

**SISTEMA DE TELEMETRIA
PARA SEÑALES
ELECTROCARDIOGRAFICAS**

**AUTOR: JOSE ANGEL HERNANDEZ ARMAS
TUTOR: JUAN ANTONIO MONTIEL NELSON**

Quisiera expresar mi agradecimiento a las personas que me han ayudado en la realización de este proyecto. En especial agradecer al **Servicio de Electromedicina** del *Hospital Materno Infantil* el apoyo prestado durante todo el desarrollo de este proyecto, y a **Pedro Cardona** por su inestimable ayuda en la parte de radiofrecuencia.

El Autor, José Angel Hernández Armas.
Las Palmas de Gran Canaria, Marzo de 1995.

INDICE

INDICE

	Página
1.- Presentación del proyecto	1
2.- Fundamentos de Bioingeniería	5
2.1.- El sistema cardiovascular	6
2.1.1.- Fisiología del sistema cardiovascular	6
2.1.2.- Funcionamiento del corazón	7
2.1.3.- Anatomía del corazón	9
2.1.4.- Potencial de acción y reposo	10
2.1.5.- El electrocardiograma: ECG	12
2.1.6.- Interpretación del ECG.....	14
2.1.7.- Medida del ECG	17
2.1.8.- Electrodo para ECG	23
2.2.- Biotelemetría	25
2.2.1.- Introducción	25
2.2.2.- Variables biológicas más estudiadas	26
2.2.3.- Componentes de un sistema de biotelemetría	27
2.2.4.- Consideraciones varias	29
2.3.- Seguridad eléctrica	32
2.3.1.- Introducción	32
2.3.2.- La seguridad eléctrica en los equipos médicos	32
2.3.3.- Efectos de la corriente en el cuerpo humano	34
2.3.4.- Clasificación de los equipos médicos	35
2.3.5.- Normativa de seguridad en equipos médicos	40
3.- Descripción del proyecto	41
3.1.- Introducción	42
3.2.- Transmisor	43
3.2.1.- Descripción	43
3.2.2.- Captación del ECG	45
3.2.3.- Filtrado del ECG	48
3.2.4.- Acondicionador para la conversión	52
3.2.5.- Conversión Tensión-Frecuencia	53

	Página
3.2.6.- Modulación en FM y amplificación	55
3.2.7.- Alimentación del circuito	60
3.2.8.- Especificaciones	63
3.3.- Receptor	65
3.3.1.- Descripción	65
3.3.2.- Preamplificador de RF	67
3.3.3.- Demodulación de la señal de FM	68
3.3.4.- Acondicionamiento de la señal recuperada	71
3.3.5.- Alimentación del circuito	73
3.3.6.- Especificaciones	75
3.4.- Fuente de alimentación y adquisición de datos	76
3.4.1.- Descripción	76
3.4.2.- Microcontrolador HC11	77
3.4.2.1.- Características generales	77
3.4.2.2.- Organigrama del programa μ C	80
3.4.2.3.- Medida de la frecuencia	82
3.4.2.4.- Interrupción tiempo real	85
3.4.2.5.- Transmisión serie	86
3.4.2.6.- Esquema eléctrico	87
3.4.2.7.- Programa μ controlador	90
3.4.3.- Fuente de alimentación	94
3.4.3.1.- Descripción general	94
3.4.3.2.- Rectificación y filtrado	95
3.4.3.3.- Cargador de la batería	95
3.4.3.4.- Regulación	97
3.4.4.- Especificaciones	99
3.5.- Software	100
3.5.1.- Descripción del programa	100
3.5.2.- Visual Basic (0.0.P.)	101
3.5.3.- Estructura del programa	104
3.5.4.- Principales algoritmos	106

	Página
4.- Planos y esquemas	110
4.1.- Transmisor de ECG	112
4.2.- Receptor de FM	117
4.3.- Adquisición de datos y fuente alimentación	122
5.- Presupuesto	127
5.1.- Transmisor de ECG	129
5.2.- Receptor de FM	130
5.3.- Fuente alimentación y adquisición	131
5.4.- Programa de adquisición y presentación	132
6.- Bibliografía	133
7.- Anexos	137
7.1.- Anexo I: Manual de uso del programa	138
7.2.- Anexo II: Simulador de ECG	157
7.3.- Anexo III: Características componentes	164

PRESENTACION DEL PROYECTO

1. Presentación del proyecto

El presente proyecto representa el desarrollo de un sistema de telemetría para señales electrocardiográficas. A estas señales se las conoce como electrocardiograma, o de forma abreviada, como ECG. El sistema proporciona un medio para transmitir el ECG de una persona, vía radio, hasta un ordenador, donde podemos visualizar y almacenar la señal de ECG.

Básicamente, el sistema se compone de un transmisor que capta la señal originada en el corazón (ECG) acondicionándola de forma que pueda ser emitida por radio hasta un equipo receptor, el cual recupera la señal transmitida y la convierte en una señal inteligible para un ordenador. La forma de transferir los datos desde el equipo receptor hasta el ordenador es a través de un interface serie (RS-232). Este equipo receptor se divide en dos partes, el receptor de FM, y la tarjeta de adquisición y fuente de alimentación. La función del ordenador es mostrarnos la señal de ECG en pantalla de forma continua, con la posibilidad de guardar la señal en un fichero para su posterior visionado y estudio.

El desarrollo del sistema se ha realizado en cuatro fases, dependientes unas de otras. La primera fase consistió en la realización de un transmisor vía radio para la señal de ECG. La segunda fase correspondió al diseño e implementación física de un receptor de FM para la recuperación de las señales de ECG emitidas por el transmisor. La siguiente fase, la tercera, tenía como objetivos realizar una adquisición de la señal recuperada por el receptor, digitalizarla y enviarla al ordenador mediante un interface serie. La última fase se corresponde al desarrollo del programa de ordenador para la presentación y captura de las señales de ECG.

El programa desarrollado para el ordenador funciona bajo el entorno gráfico Microsoft® Windows®. El programa va recogiendo los datos que le llegan por el puerto serie y los convierte para su presentación en pantalla de forma continua. El programa además de presentar el ECG en pantalla, muestra algunos valores característicos de la señal como son la frecuencia cardiaca y el nivel máximo. Como opciones está el poder activar alarmas por frecuencia y nivel cardiaco, aplicar filtros a los datos que se reciben y discriminar aquellos que no se ajustan a los rangos de la señal. Posteriormente se puede recuperar el fichero del ECG almacenado y visualizarlo en la pantalla.

El sistema se planteó con la idea que fuera totalmente portátil, con los problemas que esto representa en cuanto a tamaños y autonomía. El transmisor funciona con una pila de forma totalmente autónoma. Por otro lado el equipo de recepción puede funcionar tanto conectado a la red eléctrica como con su batería, la cual se recarga de forma automática cuando está conectado a la red eléctrica. Podemos usar finalmente un ordenador portátil, *notebook* o *laptop*, para dotar al sistema de la máxima flexibilidad y tener un sistema totalmente portátil.

El proyecto se enmarca dentro del campo de la bioingeniería o ingeniería biomédica. La bioingeniería es en realidad una multitud de disciplinas que delinean en cada caso su orientación específica. De entre las disciplinas más notables dentro de la bioingeniería están: las tecnologías de la información y las comunicaciones, la tecnología electrónica, tratamiento de señales e imágenes, materiales, la química y la física. Una posible definición de la bioingeniería es la siguiente: “Disciplina científica y tecnológica que aplica los principios y métodos de la ingeniería, la ciencia y la tecnología para la comprensión, definición y resolución de problemas biológicos y médicos”.

El proyecto presentado, dentro del campo de la bioingeniería, necesita conocimientos de diversas áreas de la electrónica y la informática. El proyecto hace uso de la instrumentación electrónica para la medida de la señal biológica (ECG). De la radiofrecuencia para el desarrollo del emisor y receptor. Se han utilizado técnicas de microprocesadores para digitalizar la señal y su envío a un ordenador y finalmente se ha realizado un software de adquisición y presentación de las señales correspondiente al área informática.

Las principales dificultades para el desarrollo del este proyecto se presentan debido a los conocimientos que debemos tener en las diferentes áreas anteriormente comentadas. Otro problema que aparece a la hora de la implementación física es la disponibilidad de los diferentes componentes electrónicos. Sobre todo los circuitos integrados en formato SMD (montaje superficial) y los componentes específicos de la parte de radiofrecuencia que son muy difíciles de conseguir en el mercado, debiendo recurrir directamente a los distribuidores de cada marca.

La memoria de este proyecto se inicia con una descripción de los conceptos básicos de bioingeniería necesarios para la comprensión de la señal de ECG, su medida y el desarrollo general del sistema. A continuación se hace una descripción más detallada de cada una de las partes que componen el presente proyecto. A continuación se dan los esquemas eléctricos y los planos de las placas de circuito impreso realizadas. Después presentamos el presupuesto económico y de horas empleadas para el desarrollo. Se proporciona una relación de toda la bibliografía utilizada para la realización de este proyecto, tanto libros, como revistas especializadas. Por último, en los anexos se ha incluido un manual de uso del programa de ordenador, información del simulador de pacientes utilizado para el desarrollo del sistema físico, y las características de los principales componentes electrónicos que podemos encontrar en el proyecto.

FUNDAMENTOS DE BIOINGENIERIA

2.1 El Sistema Cardiovascular

2.1.1.- Fisiología

Entendemos por sistema cardiovascular al conjunto de órganos y tejidos encargados de distribuir la sangre por todo nuestro organismo. Se compone principalmente por el corazón y la red arterial y venosa. El elemento fundamental del sistema cardiovascular es sin duda el corazón, encargado de bombear la sangre a un ritmo constante y de forma que llegue a todas las partes del organismo.

La sangre representa un papel fundamental para la vida ya que es la encargada de proveer de oxígeno y alimento a las células del cuerpo. La sangre fluye continuamente por todo el cuerpo impulsada por la acción del corazón, llegando desde la cabeza a los pies y pasando continuamente por los pulmones para su oxigenación al ritmo marcado por el corazón.

Desde el punto de vista de la ingeniería, la circulación arterial se puede ver como un circuito con una gran resistencia y un elevado gradiente de presión entre las arterias y las venas. Por tanto se puede considerar a la parte izquierda del corazón como una bomba de presión. Por el contrario el lado derecho del corazón bombea la sangre que llega de vuelta hacia los pulmones para su oxigenación, presentando una baja resistencia al flujo sanguíneo y un menor gradiente de presiones. Se considera por tanto al lado derecho como una bomba volumétrica. Este es el motivo de que la parte izquierda del corazón esté más fortalecida que la derecha. De todas formas esta analogía no es muy estricta por no ser las venas ni las arterias rígidas, así como la sangre no es un fluido newtoniano puro que incluso posee propiedades que no siempre cumplen las leyes de la dinámica de fluidos. La sangre necesita ser oxigenada en los pulmones, y se influye mutuamente con el sistema linfático. También debemos tener en cuenta que muchos productos químicos y hormonas afectan al funcionamiento del sistema.

La acción de bombeo se produce por la contracción de los músculos cardíacos (miocardio) que rodean las cavidades del corazón. La sangre procedente del sistema venoso entra por el lado derecho del corazón que lo impulsa hacia los pulmones volviendo de nuevo al corazón por su lado izquierdo el cual lo impulsa hacia el resto del cuerpo.

En la siguiente figura podemos ver un esquema del sistema fisiológico del corazón y la circulación.

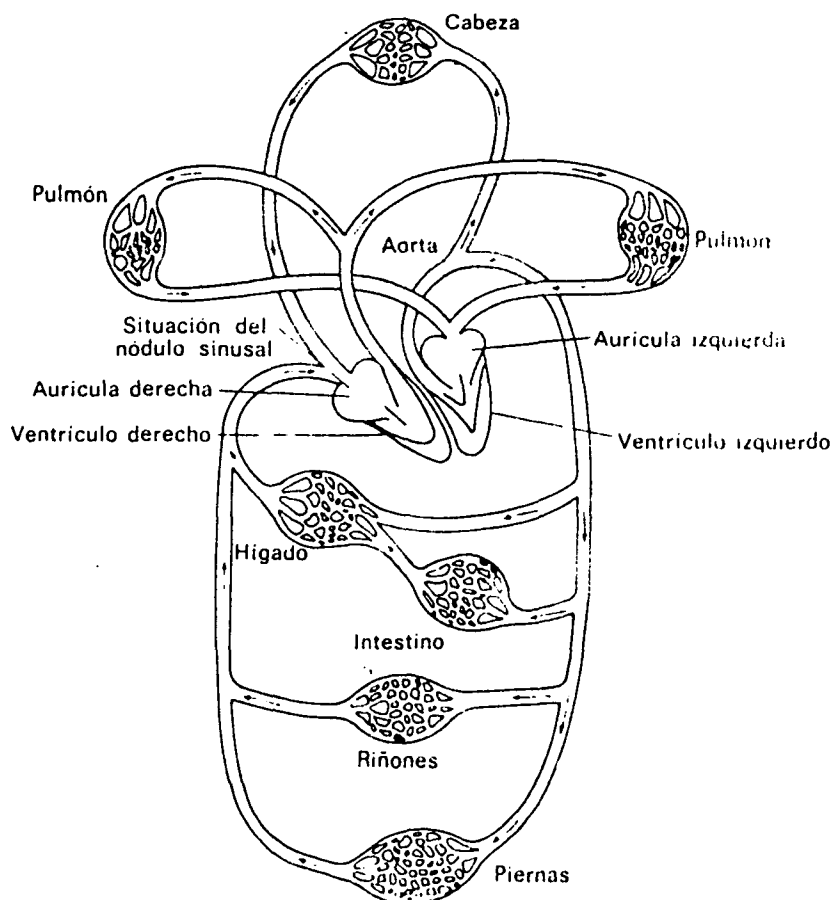


Figura 1, el sistema cardiovascular.

2.1.2.- Funcionamiento del corazón

En la figura 2 (Diagrama aurículas y ventrículos) podemos ver como el corazón se encuentra dividido en dos partes diferenciadas a cada lado (derecho e izquierdo), y a su vez cada lado en dos cavidades (superior e inferior), en total cuatro cavidades. Las dos cavidades del mismo lado se comunican entre sí mediante unas válvulas que solo permiten el flujo en un solo sentido: de arriba hacia abajo. A las dos cavidades superiores se les denomina aurículas y a las inferiores ventrículos. Por esto la sangre siempre entra en el corazón por las aurículas y sale por los ventrículos.

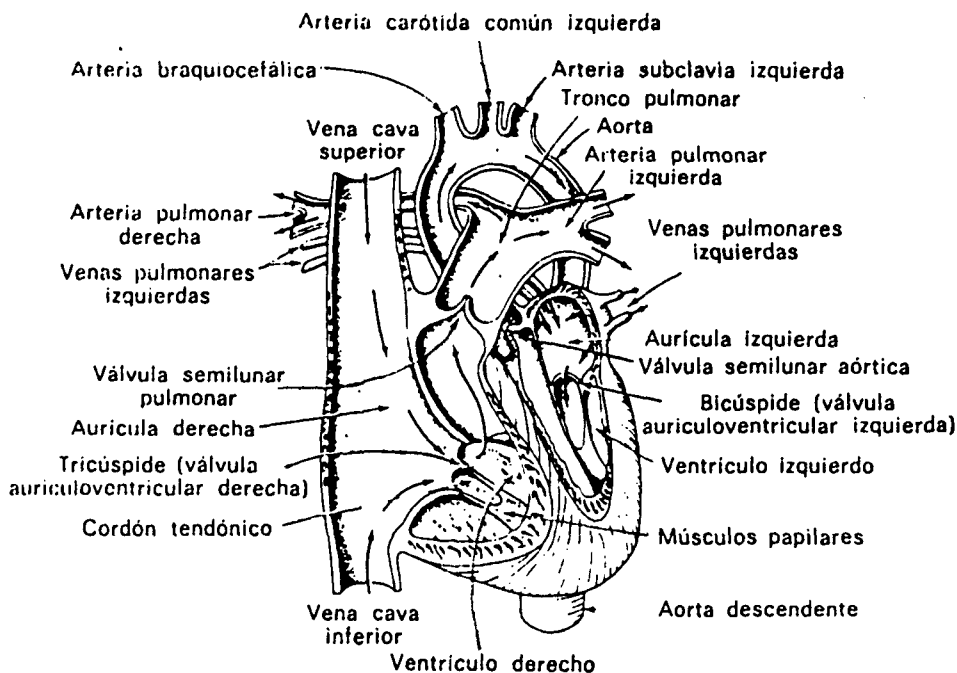


Figura 2, estructura interna del corazón.

El corazón late a un ritmo constante por la excitación eléctrica de los músculos cardiacos, produciendo la contracción y posterior relajación de dichos músculos. Vamos a describir el camino que sigue la sangre a su paso por el corazón. En primer lugar la sangre procedente del sistema venoso entra en el corazón por la aurícula derecha desde la vena cava superior e inferior. Cuando el volumen de la aurícula se ha llenado se produce la contracción de ésta haciendo que la sangre pase al ventrículo derecho, el cual una vez lleno se contrae enviando la sangre hacia los pulmones para su oxigenación. La sangre de vuelta de los pulmones entra de nuevo en el corazón a través de la aurícula izquierda y pasa al ventrículo izquierdo al producirse la contracción de las aurículas. Finalmente la sangre se reparte por el cuerpo saliendo por la arteria aorta impulsada por la contracción del ventrículo izquierdo.

El ciclo de bombeo del corazón se divide principalmente en dos partes bien diferenciadas entre sí, la sístole y la diástole. La sístole corresponde a la contracción de los músculos cardiacos, y en particular de los ventrículos que envían la sangre hacia el

exterior por las arterias pulmonar y aorta. Por el contrario la diástole se corresponde con la relajación del miocardio y el llenado de sangre de las aurículas y los ventrículos.

Este bombeo continuo origina unas presiones en las vías circulatorias que varían con el estado del ciclo cardíaco, sistole o diástole. A estas presiones se las conoce como la presión sanguínea, y representan otro parámetro muy importante del sistema cardiovascular.

2.1.3.- Anatomía del corazón

Visto el funcionamiento general del corazón vamos a profundizar un poco más en su anatomía, que junto con la actividad eléctrica y su correspondiente excitación muscular nos permitirá mas tarde describir el origen del electrocardiograma.

El corazón está envuelto en el pericarpio, que es una capa externa de tejido fibroso denso y una capa cerosa. La base del pericarpio está unida al tendón central del diafragma. El septo es una pared de tejido que divide al corazón en su lado derecho e izquierdo y es donde se sitúa el nódulo auriculoventricular (AV) cuya función está relacionada con la conducción de las excitaciones eléctricas del corazón.

Cada una de las cavidades del corazón, aurículas y ventrículos, se diferencian entre sí por su función. La aurícula derecha es alargada y tiene un interior complejo, la pared anterior es muy rugosa y el resto son lisas. Es en la aurícula derecha donde se encuentra el nódulo sinoauricular (SA) que es el marcapasos o iniciador de los impulsos que excitan la musculatura del corazón.

El ventrículo derecho, bajo la aurícula derecha, tiene unas paredes más gruesas y rugosas. Está separado de la aurícula por tejido graso que no conduce impulsos eléctricos de modo que la comunicación entre aurículas y ventrículos solo se realiza a través del nódulo AV y la línea de retardo. Entre la pared anterior del ventrículo derecho y el septo existe un cordón muscular que constituye una parte del sistema de conducción eléctrico llamado haz de His. El haz de His se une al nódulo AV que se encuentra en la unión de las aurículas derecha e izquierda y el ventrículo derecho.

Las aurículas y los ventrículos tienen comunicación del flujo sanguíneo a través de unas válvulas que permiten el flujo desde las aurículas hacia los ventrículos, y no al contrario. Válvulas similares existen en las conexiones de los ventrículos a la vena cava y

la aorta para que la sangre sólo salga del corazón con la contracción de los ventrículos y no vuelva hacia atrás.

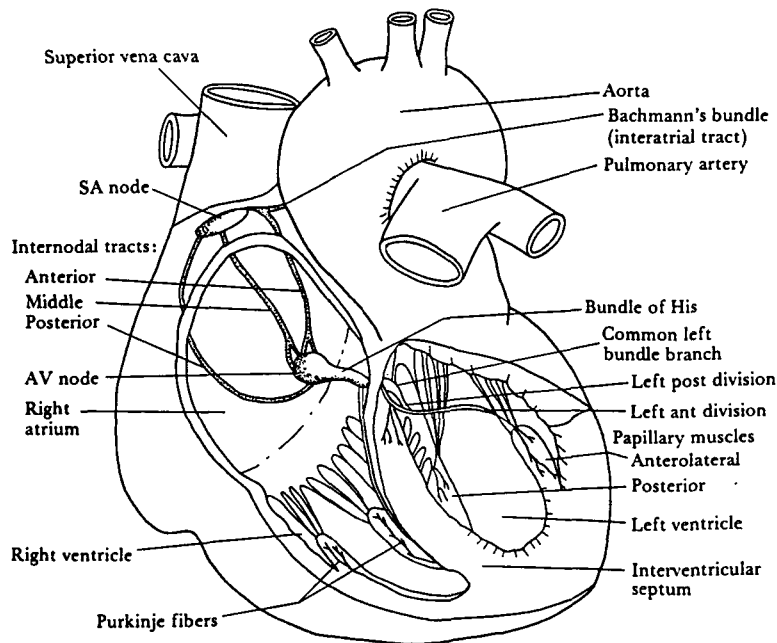


Figura 3, anatomía del corazón

La aurícula izquierda es más pequeña que la derecha, y la sangre entra en ella por las cuatro venas pulmonares. Sus paredes son lisas y se comunica con el ventrículo izquierdo a través de la válvula mitral.

El ventrículo izquierdo se considera la cavidad más importante del corazón. Sus paredes son aproximadamente tres veces más gruesas que las del ventrículo derecho debido a su función de bombeo con una gran presión. La conducción del estímulo eléctrico se realiza a través de la rama izquierda del haz de His que se encuentra en el músculo ventricular sobre la parte lateral del septo.

2.1.4.- Potenciales de acción y reposo

Las células del miocardio (se llama así al músculo cardíaco) y las células de otros tejidos (nerviosos y musculares en general) están rodeados de una finísima membrana formada por proteínas y lípidos, y perforada por unos poros a través de los cuales tiene

lugar la difusión de las sustancias hidrosolubles entre los dos lados de la membrana en el interior de la célula. En el interior de las células además de las sustancias proteicas, de los lípidos y del glucógeno, existen una gran cantidad de iones potasio (K^+), pequeñas cantidades de iones cloro (Cl^-) y de iones sodio (Na^+). Por el contrario en el exterior de la célula se encuentran una gran cantidad de iones sodio (Na^+) y cloro (Cl^-) y escasa cantidad de iones potasio (K^+). Esta diferencia de iones entre el exterior y el interior de la célula provoca una diferencia de potencial eléctrico que se denomina “potencial de membrana en reposo”. Debido a las diferentes concentraciones de iones el exterior de la célula se considera positivo mientras el interior se considera de signo negativo, se dice entonces que la membrana está polarizada. Si colocáramos unos electrodos y midiéramos el interior de la célula con respecto al exterior tendríamos una lectura entre 70 y 90 mV, con polaridad negativa que se corresponde al valor del potencial de membrana en reposo. Si ahora se activara (excitara eléctricamente) la célula, veríamos como su potencial se invierte pasando de -90mV, por 0 mV, hasta +20 o +30 mV, habiéndose producido lo que se conoce como despolarización de la membrana celular. Inmediatamente después comienza la repolarización en el que el potencial vuelve rápidamente a ser el de reposo.

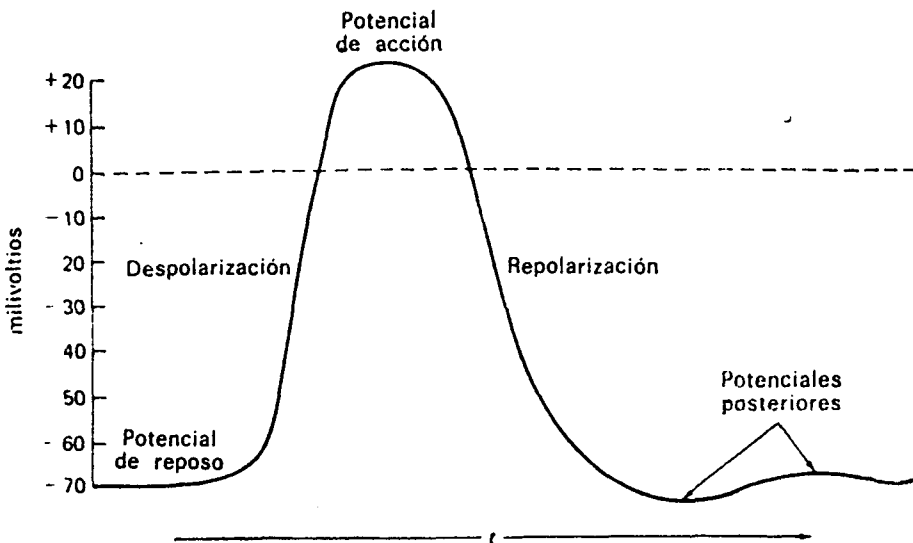


Figura 4, forma de onda del potencial de acción.

2.1.5.- El Electrocardiograma: ECG

El electrocardiograma (ECG o EKG) es el registro gráfico o la visualización de las corrientes eléctricas de acción producidas por la actividad contráctil del músculo cardíaco, expresión de la despolarización y sucesiva repolarización de sus células. La suma de todos los biopotenciales generados por los músculos del corazón son los responsables del electrocardiograma.

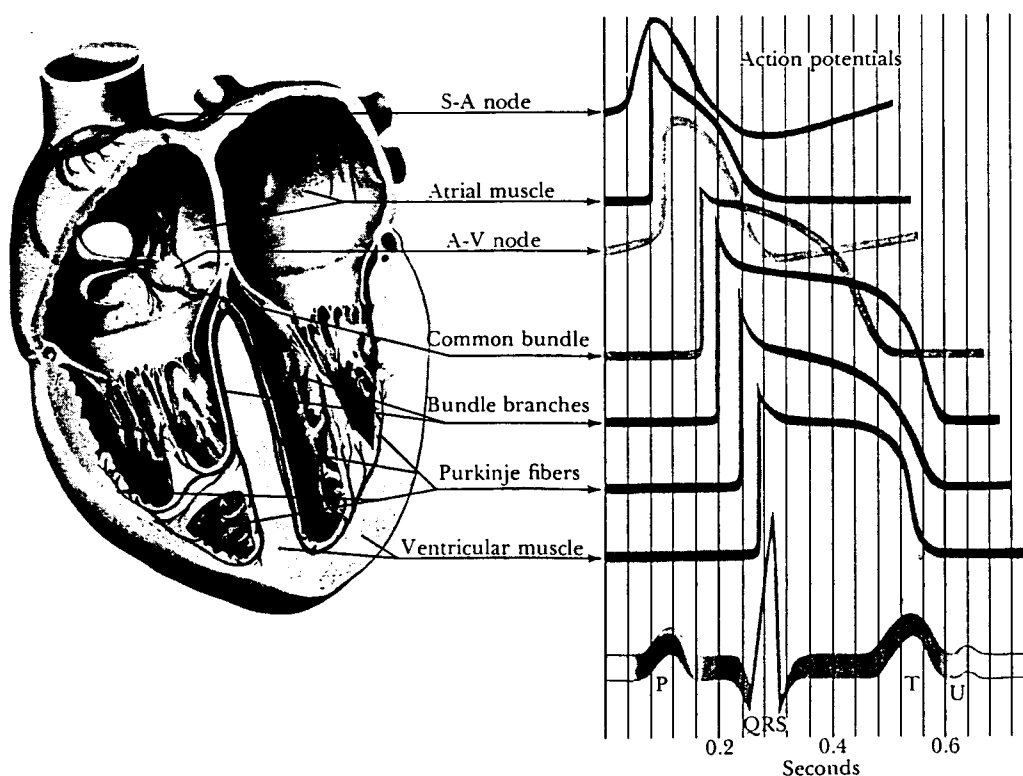


Figura 5, origen del ECG como suma de biopotenciales.

Cada potencial de acción en el corazón se origina cerca del extremo superior de la aurícula derecha en un punto denominado nódulo sinoauricular (SA) o marcapasos. El nódulo SA es un grupo de células especializadas que generan espontáneamente potenciales de acción a un ritmo regular. Para iniciar el latido cardíaco, el potencial de acción generado en el nódulo SA se propaga en todas direcciones a lo largo de la superficie de ambas aurículas.

Viéndolo desde el punto de vista del funcionamiento mecánico del corazón relacionado con su actividad eléctrica tenemos que es el nódulo SA el que genera el impulso de excitación eléctrica que se propaga por las aurículas. La aurícula derecha es la primera que lo recibe dado su proximidad al nódulo SA. Esta excitación produce la contracción de ambas aurículas y un breve tiempo después la estimulación del nódulo AV. Una vez activado el nódulo AV, éste inicia después de un pequeño retraso un impulso a los ventrículos, a través del haz de His y las ramas del haz que conectan con las fibras de Purkinje del miocardio. La contracción que se produce del miocardio genera la fuerza necesaria para bombear la sangre al sistema circulatorio.

La frecuencia cardíaca está controlada por el ritmo al cual se generan los impulsos en el nódulo SA. Sin embargo, algunos nervios del sistema nervioso simpático y el nervio vago del parasimpático producen la aceleración y deceleración de la frecuencia cardíaca respectivamente. Anatómicamente las fibras del nervio simpático del vago entran en el corazón a través del plexo cardíaco por debajo de la aorta y se encuentran distribuidos por los nódulos SA y AV, y sus alrededores. Las fibras del vago se distribuyen sobre todo por las aurículas, el haz de His y sus ramas, mientras que las fibras del simpático se encuentran dentro de las paredes musculares de las aurículas y los ventrículos.

Aunque los efectos del nervio simpático y vago se oponen el uno al otro, de ocurrir conjuntamente en direcciones opuestas su efecto es aditivo. La actividad de estos nervios es lo que se denomina el tono, y tanto el ritmo cardíaco como su irrigación sanguínea coronaria y contractibilidad pueden verse afectados por la actividad de estos nervios que proceden de los centros medulares del cerebro y están controlados por los centros de aceleración e inhibición cardíaca.

2.1.6.- Interpretación del ECG

En la figura de la página siguiente, figura 7, podemos ver una señal de ECG típica tal y como aparece cuando se registra en la superficie del cuerpo humano. A cada una de las características sobresalientes se les ha asignado una letra. Estas características se identifican con hechos relacionados con la propagación de los potenciales de acción en el corazón.

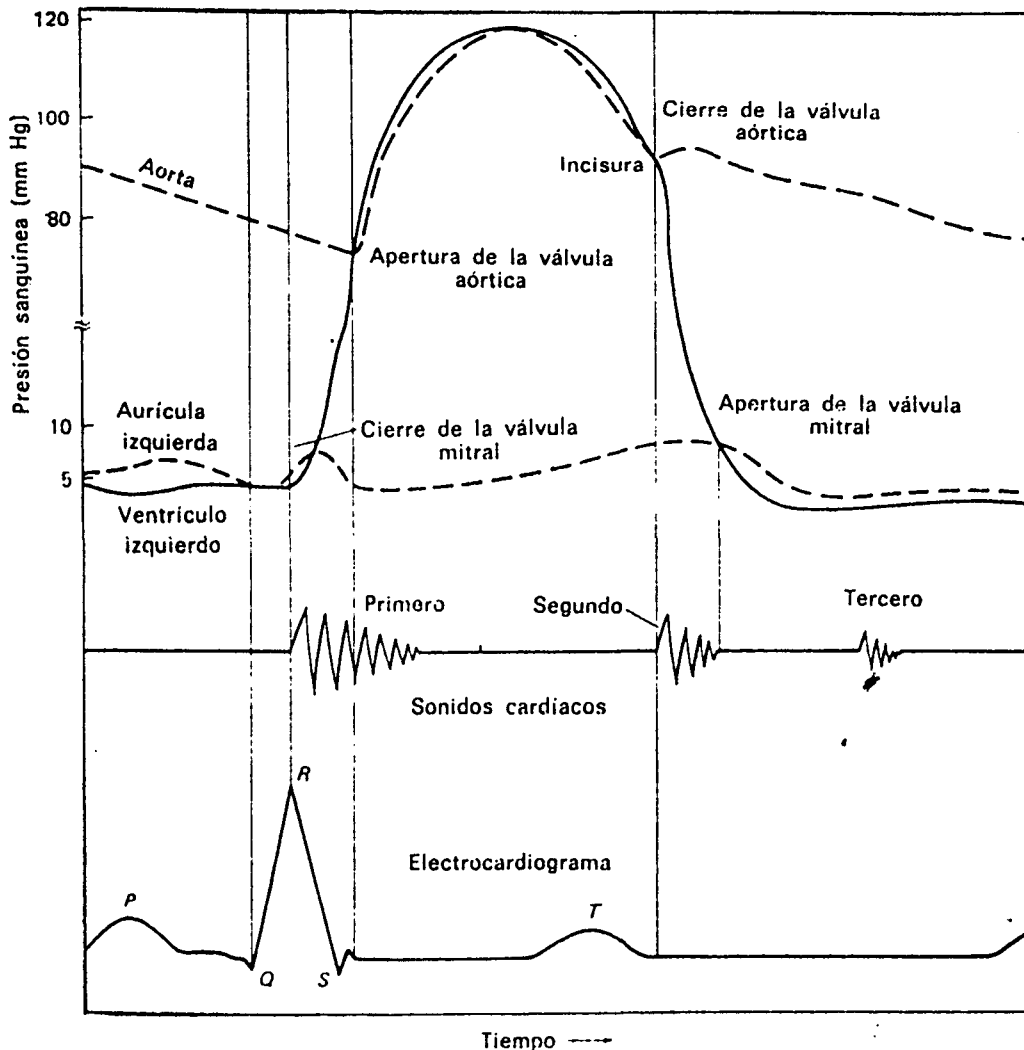


Figura 7, el ECG, la presión sanguínea y los sonidos cardíacos.

Se denomina línea base o isopotencial al segmento que precede a la onda P. La onda P representa la despolarización de las células de la musculatura auricular produciendo su contracción. El complejo QRS es el resultado combinado de la repolarización de las aurículas y la polarización de los ventrículos que se producen casi simultáneamente. Lo que acabamos de describir se corresponde con la sístole auricular y ventricular. La diástole comienza con la onda T que se corresponde con la repolarización de los ventrículos, y dura hasta que se produce de nuevo la onda P.

La forma y polaridad de cada una de las ondas y complejos que forman el ECG e incluso los tiempos dependen de la disposición de los electrodos de medida respecto al corazón como comentaremos más adelante.

<u>Amplitudes:</u>	Onda P	0.25 mV
	Onda R	1 a 2 mV
	Onda Q	25 % de la onda R
	Onda T	0.1 a 0.5 mV
<u>Tiempos:</u>	Intervalo P-R	0.12 a 0.20 segundos
	Intervalo Q-T	0.35 a 0.44 segundos
	Segmento S-T	0.05 a 0.15 segundos
	Onda P	0.11 segundos
	Intervalo QRS	0.09 segundos

El electrocardiograma se utiliza clínicamente para diagnosticar diversas enfermedades y condiciones asociadas con el corazón. Para el médico, la forma, amplitud y duración de cada componente del ECG presentan un significado diferente. Es posible diagnosticar la inmensa mayoría de los trastornos coronarios respondiendo a cinco preguntas simples:

1. ¿Es peligroso el ritmo? Examinar ritmo muy lento o muy rápido
2. ¿Cual es el ritmo auricular? Examinar las ondas P.
3. ¿Cual es el ritmo ventricular? Examinar los complejos QRS.
4. ¿Es normal la conducción auriculoventricular? Examinar la relación entre las ondas P y los complejos QRS.
5. ¿Existen complejos anormales? Examinar si existen complejos precoces.
Tardíos o de contorno insólito.

Para emitir un diagnóstico, el cardiólogo observa primero el ritmo cardiaco. Los valores normales oscilan entre 60 y 100 pulsaciones por minuto en personas sanas y condiciones normales, aunque en los niños y bebés es más elevada y decrece con la edad. Un ritmo demasiado lento se denomina bradicardia y uno muy rápido taquicardia. A continuación el médico comprobaría si los ciclos están espaciados de forma uniforme, ya que en caso contrario sería síntoma de arritmia cardiaca. Si por ejemplo faltase algún intervalo o sus tiempos fueran mayores de lo normal, indicaría algún tipo de bloqueo en la conducción del estímulo cardiaco.

En personas sanas el electrocardiograma se mantiene razonablemente constante, si bien el ritmo cardíaco varía con las demandas del organismo. Hay que tener en cuenta la posición del corazón dentro de la cavidad torácica del cuerpo humano, así como la posición del cuerpo, erguido o recostado, que influyen en el eje eléctrico del corazón. El eje eléctrico, que es paralelo al anatómico, se define como la línea a lo largo de la cual se desarrolla la mayor fuerza electromotriz en un instante dado del ciclo cardíaco. El eje eléctrico se desplaza continuamente describiendo el mismo movimiento en cada ciclo cardíaco.

En condiciones patológicas, se pueden producir ciertas alteraciones en el ECG. Se incluyen entre estas: (a) alteración de las vías de propagación de la excitación del corazón; (b) cambio de origen de las ondas (latidos eptópicos); (c) alteración de las relaciones (secuencias) entre las componentes; (d) cambios en la magnitud de una o más componentes y (e) diferencias en la duración de las ondas o intervalos.

2.1.7.- Medida del ECG

A la hora de medir el ECG se utiliza un sistema referencial sobre el cuerpo humano, basado en tres planos de referencia que dividen al cuerpo humano en dos partes cada uno de ellos. En la figura 8, en la página siguiente, podemos ver la disposición espacial de dichos planos. El plano de referencia más usado es sin duda el plano frontal que divide al cuerpo por su parte delantera (frontal) y trasera (la espalda). Otro plano que se suele usar es el transversal que divide el cuerpo por el tronco en dos partes, una hacia la cabeza y otra hacia los pies. Por último, el plano menos utilizado es el sagital que divide al cuerpo en su lado derecho e izquierdo.

Como hemos dicho el plano de medida más usado es el frontal y por ello cuando se colocan electrodos con fines clínicos, las localizaciones estándar son el brazo derecho e izquierdo a la altura de las muñecas y los pies a la altura de los tobillos. Realmente tanto los brazos como los pies se consideran como simples conductores de la señal de ECG, por tanto otra gran parte de las medidas se realiza con electrodos colocados cerca de los hombros y las caderas. El electrodo del pie derecho se coloca como electrodo de referencia ya que coincide con la línea de potencial cero del vector cardíaco (eje eléctrico

del corazón). Otras medidas utilizan el plano transversal colocando electrodos en el pecho por debajo de la posición del corazón y rodeándolo.

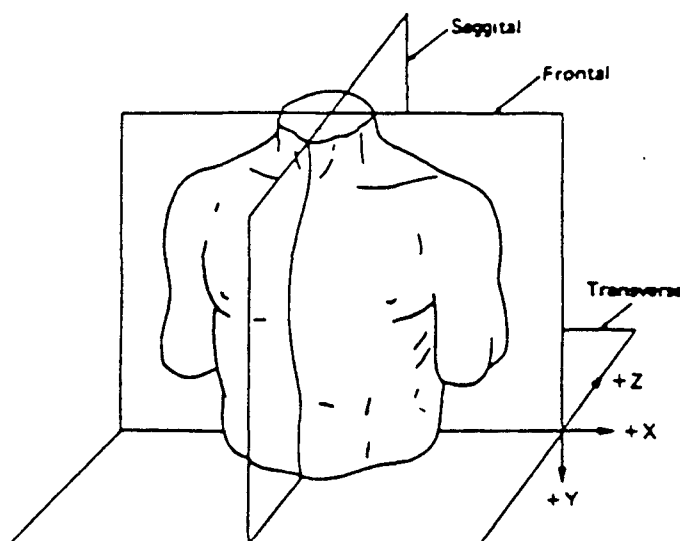


Figura 8, planos de referencia.

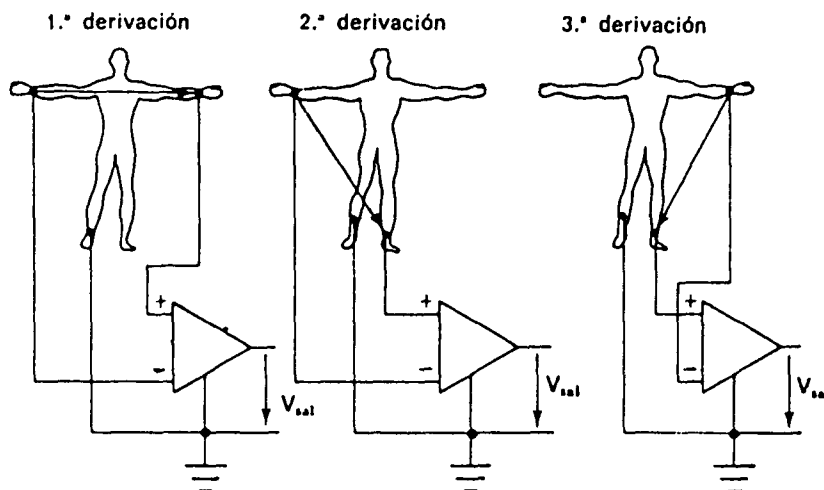
Se denomina derivación a cada conjunto de localizaciones de electrodos a partir del cual se mide el ECG. En la figura siguiente podemos ver la representación de las derivaciones más comúnmente usadas en cardiología.

Los brazos y las piernas llevan asociadas unas siglas universales para definir cada colocación de los electrodos. El código utilizado consiste en colocar la primera letra correspondiente según se trate del lado derecho (R=Rigth en inglés) o izquierdo (L=Left) y a continuación otra letra que indica si se trata de un brazo (A=Arm) o una pierna (L=leg). Así tenemos que al brazo derecho se denomina RA, al izquierdo LA, a la pierna izquierda LL y finalmente a la pierna derecha RL que es el electrodo de referencia. Las tres derivaciones básicas de las extremidades, que fueron establecidas originalmente por Einthoven, son las siguientes:

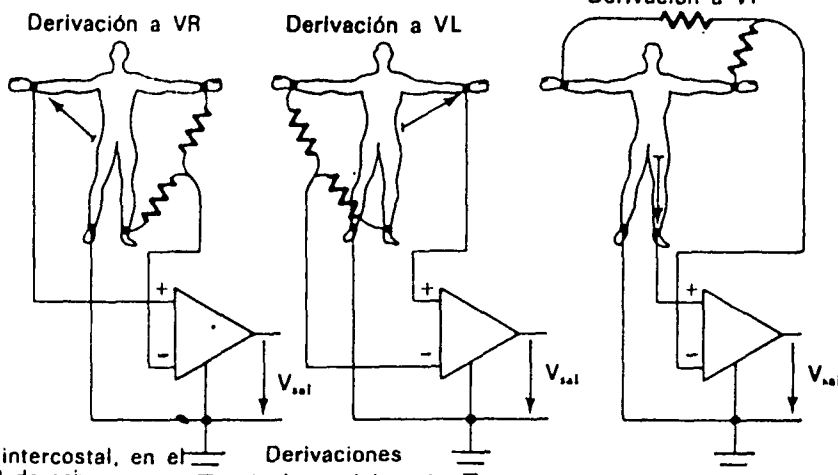
- 1ª - I derivación entre LA (positivo) y RA (negativo).
- 2ª - II derivación entre LL (positivo) y RA (negativo).
- 3ª - III derivación entre LL (positivo) y LA (negativo).

En cada una de éstas disposiciones de las derivaciones, el QRS de un corazón normal es tal que la onda R es positiva. Es la derivación II la que ofrece una señal de ECG de mayor amplitud por encontrarse perpendicular al eje del corazón y por tanto nos da la mejor muestra del vector cardiaco.

Derivaciones bipolares de las extremidades



Derivaciones unipolares (aumentadas) de las extremidades



- V_1 Cuarto espacio intercostal, en el margen esternal derecho
- V_2 Cuarto espacio intercostal, en el margen esternal izquierdo
- V_3 A mitad del camino entre V_1 y V_4
- V_4 Quinto espacio intercostal, en la línea clavicular media
- V_5 Al mismo nivel que V_4 , en la línea axilar anterior
- V_6 Al mismo nivel que V_4 , en la línea axilar posterior

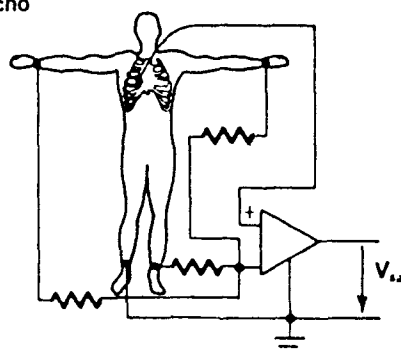
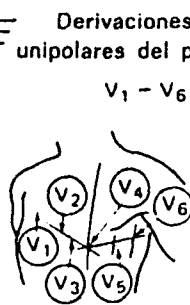


Figura 9, derivaciones para el ECG.

Trabajando con electrocardiogramas obtenidos a partir de estas tres derivaciones de las extremidades, Einthoven postuló que en un instante dado cualquiera del ciclo cardiaco, la representación en el plano frontal del eje eléctrico del corazón es un vector de dos dimensiones. Además supuso que el corazón (origen del vector cardiaco) se encuentra cerca del centro de un triángulo equilátero, cuyos vértices son los hombros derecho e izquierdo y la pierna izquierda. Suponiendo que los potenciales en los hombros son básicamente los mismos que en las muñecas y que los potenciales en la bifurcación de las piernas difieren poco de los de los tobillos, consideró que los vértices de ese triángulo representaban la posición de los electrodos para las tres derivaciones de las extremidades. Este triángulo que se presenta en la figura 10 se conoce como triángulo de Einthoven.

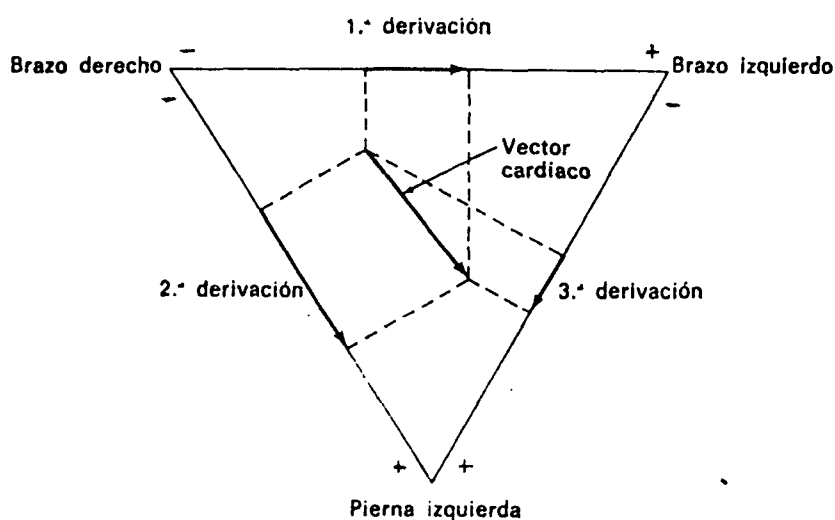


Figura 10, triángulo de Einthoven.

Las tres derivaciones básicas (1ª, 2ª y 3ª) son todas bipolares ya que la medida se realiza entre dos electrodos. Midiendo los potenciales de cada electrodo con respecto a un electrodo indiferente, que se supone representa un promedio de los potenciales de los otros electrodos, obtenemos unas señales ligeramente diferentes. Las medidas unipolares se realizan de esta forma uniendo mediante resistencias del mismo valor el resto de electrodos en lo que se denomina terminal central. Usando este sistema tenemos otras

tres derivaciones que reciben el nombre de derivaciones unipolares aumentadas y que se designan aVL, aVR y aVF (F se refiere a "foot"-pie).

Por último existen otras seis derivaciones unipolares bastante utilizadas que se sitúan tomando como referencia el plano transversal en el pecho. Son las derivaciones precordiales unipolares y que se designan por V1, V2, V3, V4, V5 y V6.

En la electrocardiografía clínica se estudian las doce derivaciones ya comentadas, Las bipolares I, II, III (1ª, 2ª y 3ª), las unipolares aumentadas aVR, aVL y aVF y por último las seis Precordiales (de V1 a V6). Sin embargo cuando el ECG se toma para su monitorización sólo se suelen usar las derivaciones principales, la I, II o III, o bien las tres. El motivo de que existan tantas derivaciones es el que ciertos fenómenos o alteraciones de la ECG se puedan observar mejor en unas derivaciones que en otras. En la figura 12, de la página siguiente se representa una señal de ECG típica para todas las derivaciones vistas.

Un punto importante es el ancho de banda del ECG. Normalmente en lo que se denomina aplicaciones clínicas o diagnóstico se considera un ancho de banda de 0.05 Hz hasta 100 o 150 Hz, reduciéndose al rango entre 0.5 Hz hasta 35 o 50 Hz en sistemas de monitorización. Para los equipos que miden únicamente la frecuencia cardiaca se determina una banda pasante de pocos hertzios centrada en torno a los 17 Hz.

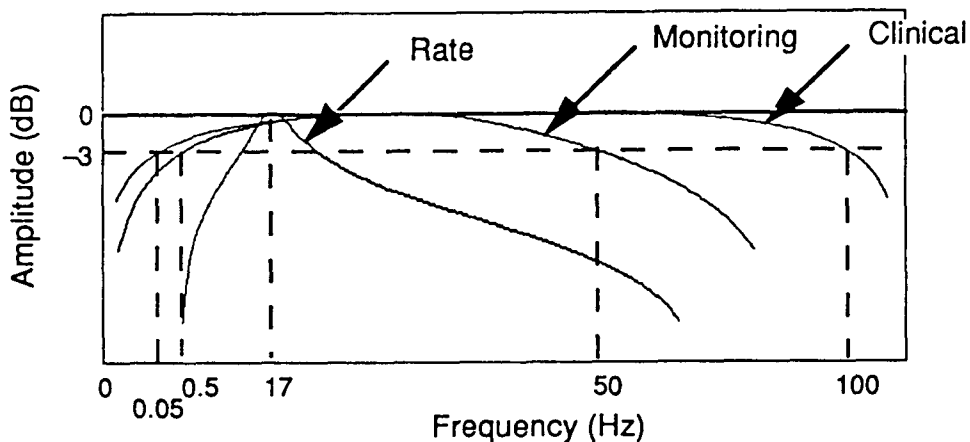


Figura 11, ancho de banda del ECG.

En cuanto al rango de amplitud del ECG es típicamente de 1 a 2 mV, aunque los equipos se diseñan para un margen dinámico de ± 4 mV.

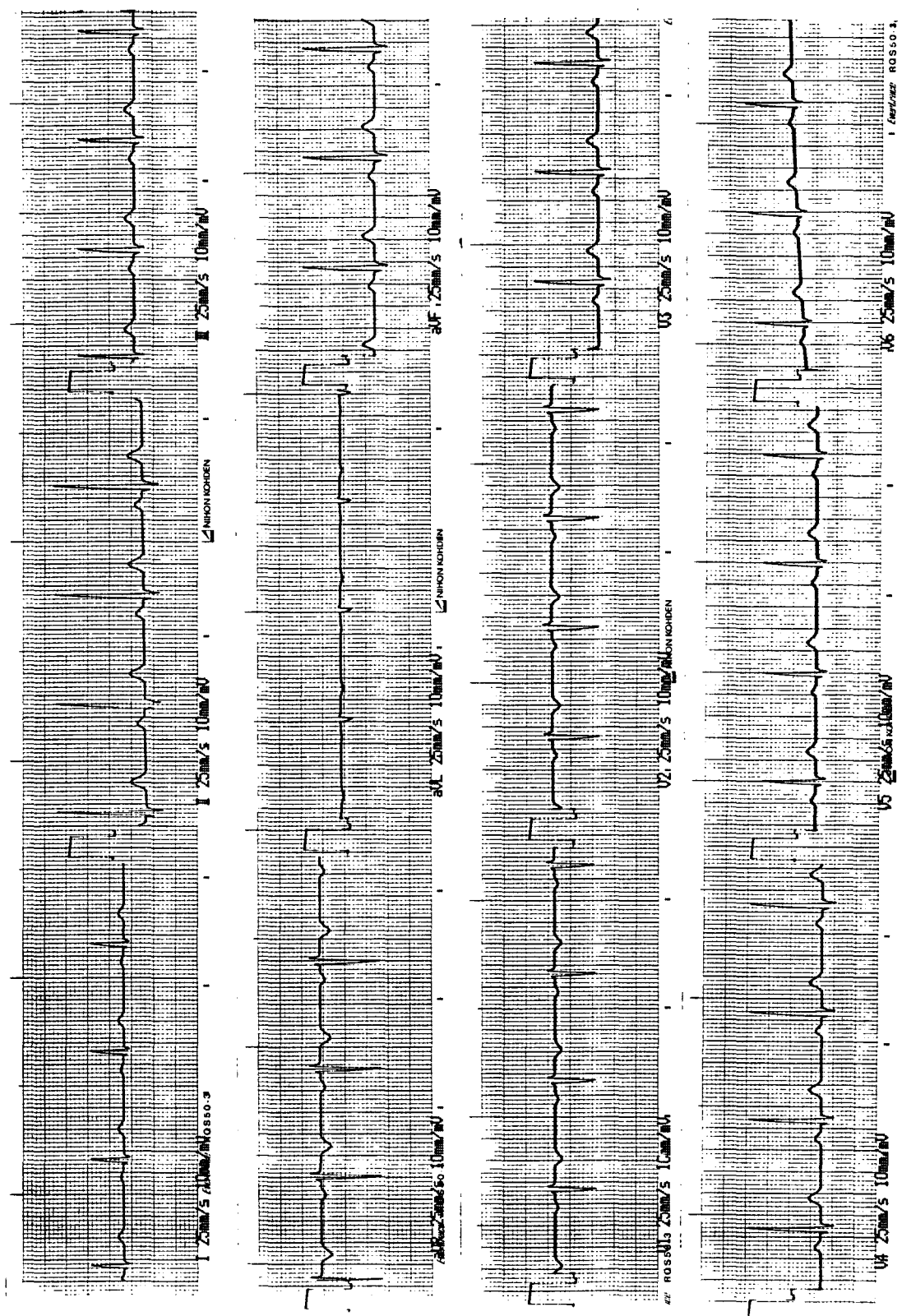


Figura 12, derivaciones típicas en electrocardiografía.

2.1.8.- Electrodo para ECG

Los electrodos superficiales de medida del ECG no son simples puntos de contacto o terminales en los que se obtienen las tensiones de la superficie. Los potenciales bioeléctricos generados por el organismo son potenciales iónicos, producidos por corrientes iónicas. La medida de estos potenciales iónicos requiere que sean convertidos en potenciales electrónicos antes de que se puedan medir.

Los electrodos para biopotenciales presentan una interface metal-electrolito, donde aparece un potencial de interface proporcional al intercambio de iones entre el metal y los electrolitos del organismo. Dado que la medida de potenciales bioeléctricos requiere dos electrodos, la tensión medida es en realidad la diferencia entre los potenciales instantáneos de los dos electrodos. Si los dos electrodos son del mismo tipo, la diferencia es por lo general pequeña y depende principalmente del diferencia real de potencial iónico entre los dos puntos del cuerpo donde se realiza la medida.

Cuando los electrodos no son iguales se pueden crear tensiones continuas importantes, que crean un flujo de corriente entre los electrodos así como del amplificador al que están conectados. Esta tensión continua se conoce como tensión de "offset" de los electrodos, y perturba la señal bioeléctrica que se desea medir.

Por otro lado la actividad química de los electrodos puede dar lugar a la fluctuación de las tensiones sin ninguna entrada fisiológica. Dichas variaciones aparecen como ruido en la señal bioeléctrica deseada. Para reducir este ruido y mejorar los electrodos se deben elegir bien los materiales y realizar algún tratamiento especial como recubrirlos mediante métodos electrolíticos.

El mejor electrodo para ECG es el electrodo de Plata-Cloruro de Plata (AgClAg) que se ha demostrado químicamente como muy estable ya que es no polarizable, es decir, su potencial prácticamente no varía con el paso de la corriente continua. Además, su impedancia es bastante constante.

En la actualidad el tipo de electrodo superficial para la medida del ECG más utilizado es el de AgClAg de tipo flotante. En estos electrodos el único camino conductor entre el metal y la piel es el gel o pasta electrolítica, que forma un puente de electrolito. La finalidad de este electrodo es evitar los artefactos del movimiento al no tener un contacto directo el metal del electrodo con la piel.

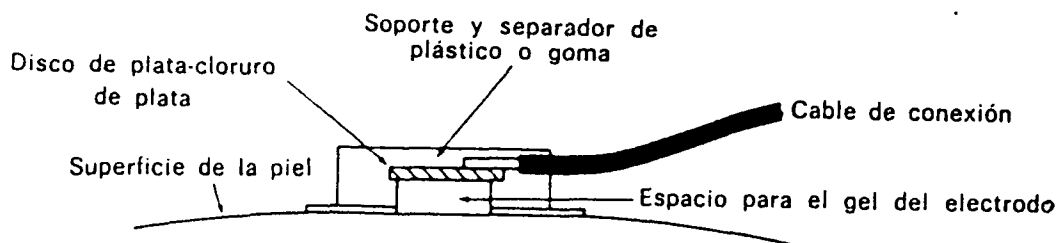


Figura 13, electrodo del tipo flotante para ECG.

Por lo general los electrodos flotantes se sujetan a la piel mediante anillos adhesivos que se adhieren a la piel evitando que se muevan. Estos electrodos adhesivos suelen ser de un solo uso, evitando tener que limpiarlos y los cuidados después de cada aplicación.

2.2 Biotelemetría

2.2.1.- Introducción

La biotelemetría es la medida a distancia de variables biológicas, siendo su objetivo principal la monitorización de seres humanos o animales, evitando perturbar lo mínimo posible su actividad normal.

Hasta nuestros días han sido monitorizados todo tipo de seres, de tamaños tan dispares entre sí como las abejas y las ballenas; las distancias de transmisión han ido desde los centímetros hasta miles de kilómetros, y las transmisiones han durado desde algunos minutos hasta años.

El aire, el agua (monitorización de peces y anfibios), el vacío (monitorización de astronautas), o el organismo de una persona o animal (implantados o radiosondas) han sido los medios de transmisión más corrientes, mientras la energía empleada para la transmisión ha sido del tipo electromagnético (radiofrecuencia o infrarrojo), mecánico (ultrasonidos) o eléctrico (corrientes por hilos). Los transmisores usados son externos, implantados o tragados por la persona o animal en estudio.

Entre los precursores de la biotelemetría están el científico francés Marey (1869) que en un libro sobre animales hablaba del estudio de los pájaros basado en la transmisión a distancia de señales eléctricas y mecánicas. Einthoven en 1903 transmitió un electrocardiograma desde un hospital hasta su laboratorio empleando los hilos telefónicos. En 1921 Winters transmitió un fonocardiograma (sonidos producidos por el corazón) desde un barco, siendo el primer ejemplo de radiotelemetría. En 1949 Holter transmitió electrocardiogramas y electroencefalogramas por radio. Comentar que en la actualidad se denomina como Holter al sistema de adquisición de parámetros biológicos en equipos portátiles, con cinta magnética o memorias de estado sólido, para su posterior estudio.

Veamos algunos casos en los que se precise monitorizar variables biológicas a distancia:

- 1) Monitorizar pacientes en los que se requiere libertad de movimientos.
- 2) Monitorización desde una ambulancia o un sitio alejado del hospital a fin de recibir consejos sobre el tratamiento y adelantar el diagnóstico.

- 3) Recogida de datos desde el hogar o lugar de trabajo, en situaciones habituales reales.
- 4) Investigación con animales en libertad.
- 5) Envío por teléfono de ECG o EEG, desde consultas de médicos o zonas rurales a centros de diagnóstico.
- 6) Técnicas especiales internas empleando radiosondas.
- 7) Implantes para estudios de larga duración o en aquellos casos que se quiera evitar las infecciones debidas a conexiones percutáneas.
- 8) Aislamiento eléctrico de pacientes, ya que los sistemas de telemetría por RF (radiofrecuencia) ofrecen un completo aislamiento eléctrico.
- 9) Monitorización de astronautas en el espacio.

2.2.2.- Variables biológicas más estudiadas

Aunque casi todos los parámetros biológicos han sido estudiados con sistema de biotelemetría, los más frecuentes son el ECG, el EEG (electroencefalograma), el EMG (electromiograma), la temperatura, la presión y el flujo sanguíneo, y el pH.

De todos éstos es el ECG sin duda el más medido. Mostramos a continuación algunos ejemplos al respecto:

- Medida del ECG en ambulancias o zonas alejadas de un hospital.- Permite un prediagnóstico que en casos de gravedad puede ser decisivo para la vida del paciente. También en zonas rurales o en las ciudades con congestiones del tráfico que hace las distancias mayores de lo que son.
- Medida del ECG en personas sometidas a ejercicio físico.- Hay casos en los que los defectos del corazón pueden detectarse sólo sometiendo al paciente a un ejercicio físico prolongado.
- Medida del ECG en atletas.- El ECG y la frecuencia cardíaca son empleados para la medida de cargas y el control cardíaco durante esfuerzos máximos.
- Medida del ECG en investigaciones en animales.- Tanto en animales en libertad como en el laboratorio proporciona importantes datos para los científicos.

Ultimamente el EEG se está usando mucho en sistemas con biotelemetría, debido a los avances de las comunicaciones móviles en general, que han propiciado el desarrollo de nuevos equipos de biotelemetría mucho más complejos.

Comentar finalmente sobre los sistemas Holter, hoy en día muy populares, que a pesar de no realizar transmisiones en tiempo real de los parámetros que adquieren, gran parte de la bibliografía moderna los incluye dentro de la biotelemetría.

2.2.3.- Componentes de un sistema de biotelemetría

Los sistemas de biotelemetría no son más que un caso particular de los sistemas de telemetría en general, donde la variable a medir y transmitir corresponde a seres vivos. En la figura 14 se presenta el esquema general de un sistema de biotelemetría en el que están contemplados todos los posibles casos en cuanto al medio de transmisión (canal según la teoría de la comunicación) y el tipo de energía transmitida. Véase que la energía puede ser de muy diversa naturaleza: radiofrecuencia, luz, ultrasonidos, electricidad..., mientras el medio puede ser el aire, el agua, el vacío, hilos conductores, etc.

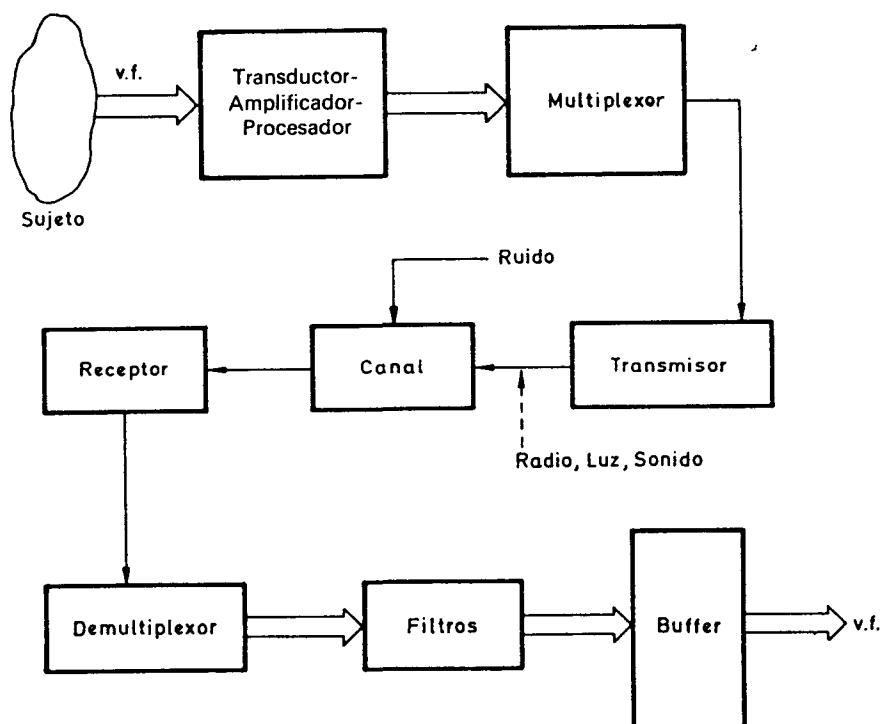


Figura 14, esquema general de un sistema de biotelemetría.

Al medio o canal de transmisión se le suma ruido, entendiendo por ruido toda señal no deseada presente en el receptor y que no es posible eliminar ni filtrar debido a su carácter imprevisible. Ejemplos son el ruido atmosférico, el ruido cósmico, el ruido térmico de la antena receptora, el ruido del amplificador de entrada, etc. El efecto del ruido puede minimizarse pero no eliminarse y es esta la razón por la que cualquier sistema de telemetría (o de comunicaciones) tiene un alcance limitado.

De la figura que representa el sistema en general se suele denominar emisor o transmisor a los bloques que se encuentran entre la entrada del sistema y el canal. Los bloques que están a continuación del canal se engloban con la denominación general de receptor. En las dos siguientes figuras, Figuras 15 y 16, tenemos unos esquemas más detallados del emisor y receptor para sistemas multicanal. En nuestro caso el sistema es monocanal por lo que desaparece la necesidad del multiplexor y demultiplexor, a la vez que solo realizamos la adquisición, transmisión y posterior recepción de una sola señal biológica. Partiendo de los esquemas dados, es importante hacer notar que no todos los bloques del sistema de telemetría representado son siempre necesarios, y que varios bloques pueden no existir o bien estar agrupados en uno solo.

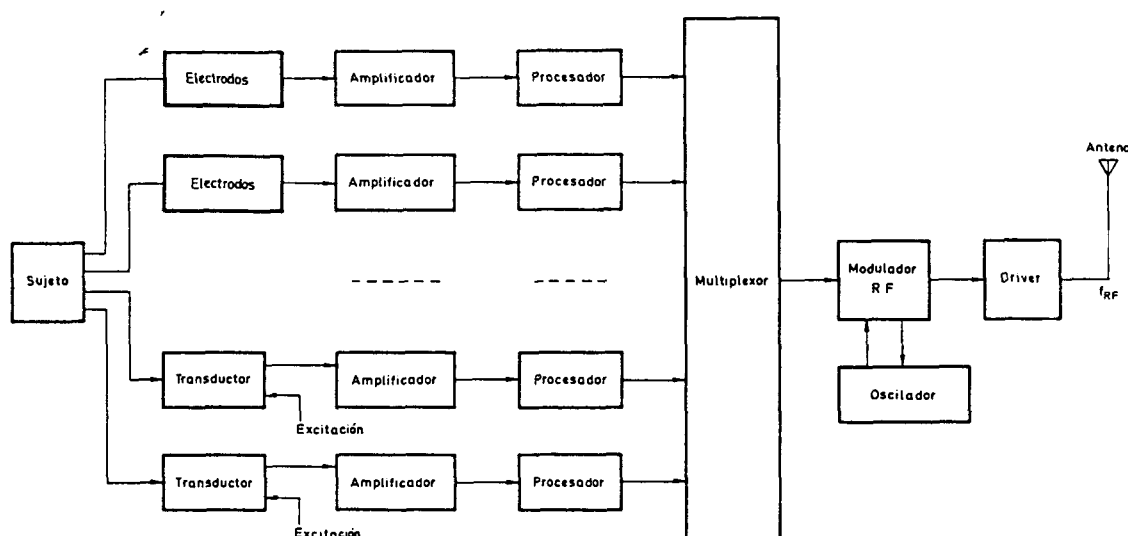


Figura 15, esquema de un transmisor de biotelemetría.

Para los sistemas de telemetría por radiofrecuencia se emplean técnicas de modulación como AM, FM o PM que permiten multiplexados en frecuencia, o bien PAM (modulación por amplitud de pulso), PWM (modulación por ancho de pulso), PPM (modulación por posición del pulso), DM (modulación delta) o PCM (modulación de pulsos codificada) que nos permiten el multiplexado de varias señales en el tiempo.

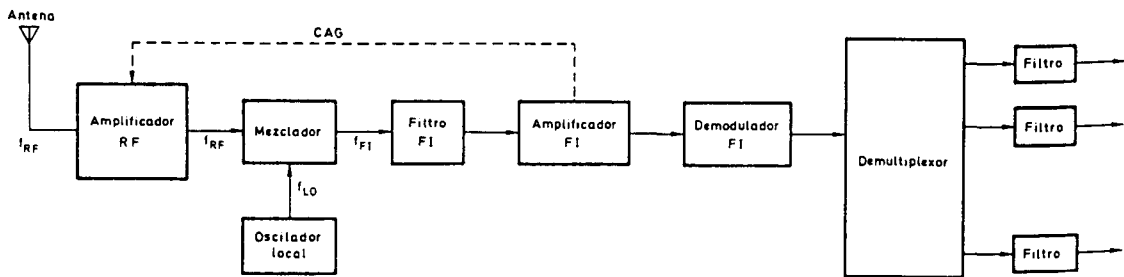


Figura 16, esquema de un receptor de biotelemetría.

Una parte muy importante es la antena que como elemento radiante convierte las corrientes eléctricas en campos electromagnéticos. Suele ser muy difícil de adaptar eléctricamente la etapa de salida (driver) ya que su posición con respecto al sujeto que transporta el emisor suele ser muy variable. En las aplicaciones más corrientes se acostumbra a utilizar un hilo, una espira o una bobina del oscilador. Algunas veces se utiliza como antena el cable del electrodo de referencia del amplificador de biopotenciales (si existe). Para el tamaño de la antena en el caso de un simple hilo como antena se suele utilizar un múltiplo de la longitud de onda (λ) de la portadora de radiofrecuencia y es uno de los motivos de que la frecuencia de transmisión que se utilicen deban ser altas, para tener antenas pequeñas.

2.2.4.- Consideraciones varias

En la mayoría de los casos se utiliza la modulación en FM debido a su mejor inmunidad al ruido, mientras que la señal biológica a medir suele modular a una subportadora de baja frecuencia que a su vez es la señal moduladora de la portadora de RF. En nuestro caso la señal de ECG es convertida en una señal cuadrada que varía su frecuencia según la amplitud de la señal de ECG, y es esta señal la que modula a la

portadora de radiofrecuencia. Con todo esto lo que se intenta es mejorar la calidad de la transmisión y con ello su alcance.

De ahí que el alcance de un sistema de biotelemetría dependa de muchos factores. En general, si el emisor y el receptor se ven, se consiguen los alcances máximos. Como es lógico, esta es una situación que no siempre se da en la práctica. En transmisiones en el interior de edificios, las estructuras metálicas del mismo suelen dificultar la transmisión, sobre todo si la longitud de onda empleada es del orden de las dimensiones físicas de aquellas.

Un punto importante en la biotelemetría es la autonomía del sistema, que está directamente relacionada con el consumo del circuito y la capacidad de las pilas o baterías utilizadas. Sin duda el consumo va a venir dado en parte por la potencia de emisión. Por esto si queremos mayor autonomía debemos reducir el consumo lo que implicaría una reducción de la potencia del emisor, y por tanto una reducción del alcance. Debemos entonces llegar a un compromiso entre la autonomía y el alcance deseado.

El otro factor que influye de manera importante en la comodidad de la persona que lleva el sistema es su tamaño y su peso, que dependen tanto de las baterías como de las variables biológicas a transmitir. Llegamos a la conclusión de que realmente hay establecer un compromiso entre todos los factores que influyen en el sistema ya que algunos son incompatibles entre sí.

Otra consideración que debemos hacer para la radiotelemetría es el ancho de banda de la transmisión. Por ejemplo, la técnica digital PCM permite emplear recursos tan diversos como la reconstrucción de pulsos o códigos redundantes para la corrección de errores, pero por el contrario requiere un gran ancho de banda que no siempre es posible. Con respecto al ancho de banda, desde el punto técnico de la señal biológica que podemos transmitir, nos limita las frecuencias máximas de estas señales biológicas. Por ejemplo en nuestro caso usamos un ancho de banda de 10 KHz., y una señal moduladora que varía su frecuencia entre 500 y 3500 Hz.

En algunos países existen bandas específicas para biotelemetría, de las que algunas no necesitan permisos para bajas potencias de emisión. En España el tema es más confuso, a pesar de que existen las bandas denominadas ICM (investigación-científica-médica) no está claro su utilización, las potencias que se permiten ni la garantía de

homologación posterior. En estas bandas cualquier sistema que se acoja a estos supuestos las puede usar pero no está protegido contra las interferencias de otros sistemas en la misma banda ICM. El “Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias” establece las frecuencias para todas las bandas ICM utilizables, autorizadas por la Dirección General de Telecomunicaciones.

2.3 Seguridad eléctrica

2.3.1.- Introducción

La creciente disponibilidad de equipos eléctricos y electrónicos para diagnóstico, monitorización o terapia, ha planteado problemas nuevos de seguridad para los que la propia técnica ofrece soluciones. La seguridad es esencial a la hora del diseño, fabricación, instalación, utilización y mantenimiento de la instrumentación biomédica.

El objetivo de la seguridad es reducir el riesgo para el paciente, el operador, el entorno, el equipo y/o la instalación en juego durante el funcionamiento normal o cuando se presenta un fallo, y a la interrupción del funcionamiento del equipo. La eliminación total de estos riesgos sería inviable económicamente, pero es posible reducirlos a niveles razonables de acuerdo con los beneficios esperados por el empleo de la tecnología que los origina.

En la instrumentación biomédica los riesgos se agravan debido principalmente a tres factores. En primer lugar, el paciente suele ser muy sensible a determinadas forma de energía, dado que la realización de una medida o un tratamiento pueden privarle de sus defensas naturales, como es el caso de contacto eléctrico por debajo de la piel. En segundo lugar, el personal médico puede estar sometido a exposiciones repetidas, de modo que una situación en sí no representa peligro pero puede ser peligrosa si repite con frecuencia. En tercer lugar, dado que el cuerpo humano presenta una capacidad limitada de absorción de energía en todas sus formas, para cada acción no debe usarse más que la adecuada a la finalidad pretendida. Es por ello muy importante que el equipo indique la cantidad de energía que suministra.

Para alcanzar la seguridad deseada es necesaria una o más de las siguientes acciones: incorporar protecciones en el equipo; emplear medidas suplementarias externas; y adoptar precauciones tanto en la instalación como en su utilización. La forma exacta de estas acciones depende del tipo de riesgo que se quiera reducir.

2.3.2.- La seguridad eléctrica en los equipos médicos

El riesgo de electrocución consiste en la posibilidad de circulación de una corriente eléctrica a través del cuerpo humano. Surge cuando éste entra a formar parte de un circuito eléctrico cerrado, donde existe una diferencia de potencial. Las

consecuencias de este riesgo dependen de las características del cuerpo humano y la duración del paso de la corriente. El efecto fisiológico producido se denomina choque eléctrico y depende de la intensidad, mejor, de la densidad de corriente. Se habla de macrochoque cuando el contacto se produce con la superficie del cuerpo, mientras si se trata de un contacto con el interior (bajo la piel), se habla de microchoque.

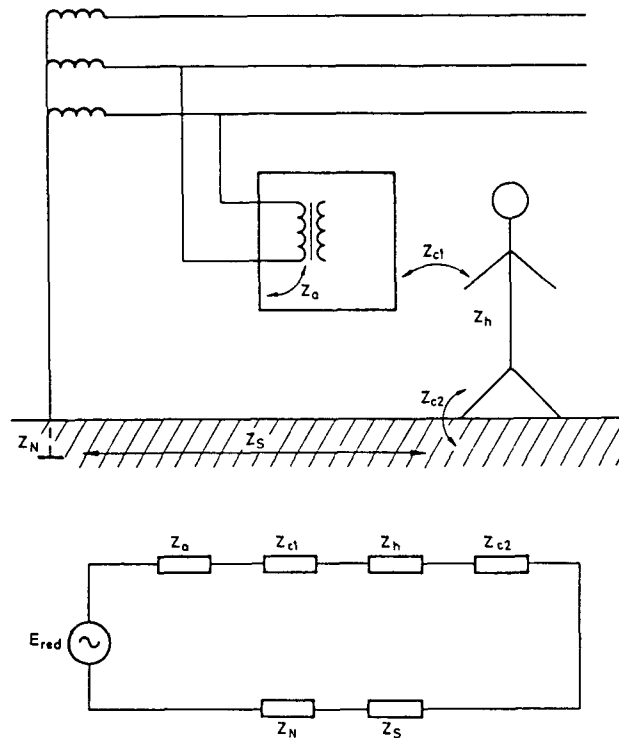


Figura 17, modelo físico del riesgo de electrocución.

En la figura anterior se presenta un modelo físico y su circuito equivalente, donde se señalan los parámetros que determinan la intensidad de la corriente de contacto (a través del cuerpo), cuando la fuente de riesgo es la red de distribución eléctrica. Se denomina Z_a a la impedancia de aislamiento, Z_{c1} y Z_{c2} a la impedancias de contacto, Z_h a la impedancia del cuerpo humano, Z_s a la impedancia del suelo y Z_n a la toma de tierra del neutro. E_{red} representa la tensión de la red eléctrica. La corriente I vendrá dada por:

$$I = \frac{E_{red}}{Z_a + Z_{c1} + Z_h + Z_{c2} + Z_s + Z_n}$$

A la frecuencia de 50 Hz, la impedancia del cuerpo humano, la del suelo y la de la toma de tierra de neutro son resistivas. Las de aislamiento y de contacto dependen de la situación: un defecto franco reduce el aislamiento a una resistencia de unos pocos ohmios, mientras si no hay contacto con el suelo Z_{c2} viene determinada por la capacidad cuerpo-tierra (100 pF a 1 nF).

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

Con la piel seca, los valores mínimos son el doble. También aumentan si el área de contacto es pequeña. Por contra, si la trayectoria no es a través de las extremidades la resistencia es menor.

Si el contacto es con el interior del cuerpo (bajo la piel) la resistencia es mucho menor, incluso para tensiones muy pequeñas. Esto es debido a que la piel actúa como aislante, mientras en interior del cuerpo es más conductor por la presencia de electrolitos. Se toma como valor límite 1000 Ω , con independencia de la tensión. Hay que destacar que un contacto externo se puede convertir en interno si por quemadura u otra causa se rompiera la barrera de aislamiento que proporciona la piel.

2.3.3.- Efectos de la corriente en el cuerpo humano

Las corrientes eléctricas producen tres tipos de efectos en el cuerpo humano: alteraciones funcionales por estimulación de células excitables (tejidos nervioso y muscular); destrucción irreversible de tejidos por efecto Joule; y quemaduras químicas. Los dos primeros suelen ser los más graves, y no dependen del origen de las corrientes (por contacto o inducidas por campos eléctricos o magnéticos variables). Las quemaduras químicas se producen al reaccionar con la piel los electrolitos liberados por el paso de una corriente continua o de muy baja frecuencia (menos de 0,1 Hz). Para evitarlas hay que limitar su valor a $10\ \mu\text{A}$.

En los tejidos excitables se ha encontrado experimentalmente que hay una relación entre la intensidad y la duración de la corriente necesaria para que se produzca la estimulación, y que varía según los tejidos. Se observa también que para estímulos cortos hace falta más corriente, y por ello al aumentar la frecuencia es mayor la amplitud necesaria para lograr la estimulación. Las peores frecuencias resultan ser precisamente las de 50-60 Hz. Existe una intensidad mínima (llamada reobase) por debajo de la cual no existe estimulación independientemente del tiempo que esté aplicada.

Se define el umbral de percepción al nivel mínimo que una persona consciente puede detectar si existe o no estímulo presente (cosquilleo). Depende sobre todo de la zona del cuerpo y área de contacto, del sexo y de la frecuencia. Para la frecuencia de la red, para hombres agarrando un conductor con la mano el valor medio es de 1,1 mA. Si sólo se apoya el dedo es de 0,36 mA, mientras que deslizándolo es de $10 \mu\text{A}$. Con la lengua el valor mínimo es de $4 \mu\text{A}$ y el valor medio de $43 \mu\text{A}$. Para las mujeres, los valores al tocar o agarrar con la mano son del 67% la de los hombres. Para frecuencias mayores y menores el umbral aumenta.

Generalmente una corriente inferior a 5 mA no se considera peligrosa, aunque la sensación es un poco desagradable y dolorosa. Cuando se agarra un conductor con la mano y las corrientes superan los 10 o 20 mA se pueden tetanizar los músculos del brazo impidiendo soltar el conductor. El valor de corriente mínima a la que esto sucede se le denomina corriente de pérdida del control motor. La fibrilación ventricular (actividad asincrónica convulsiva de los ventrículos del corazón) se puede producir con corrientes superiores a 100 mA, aunque si el contacto es directo con el corazón bastan del orden de $100 \mu\text{A}$ para producir la fibrilación. Con corrientes superiores a 1 o 2 amperios se tetanizan los músculos del corazón produciendo una contracción continua del mismo, acompañada generalmente por una parálisis respiratoria.

2.2.4.- Clasificación de los equipos médicos

Para reducir los riesgos de electrocución hay que adoptar, en primer lugar, una serie de precauciones en el diseño, utilización y mantenimiento de los equipos. Existen varias alternativas en cuanto al diseño a fin de mantener la seguridad de los pacientes y

operadores, lo que da lugar a una clasificación de los equipos biomédicos dependiendo de la forma en que incorporan la seguridad eléctrica.

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

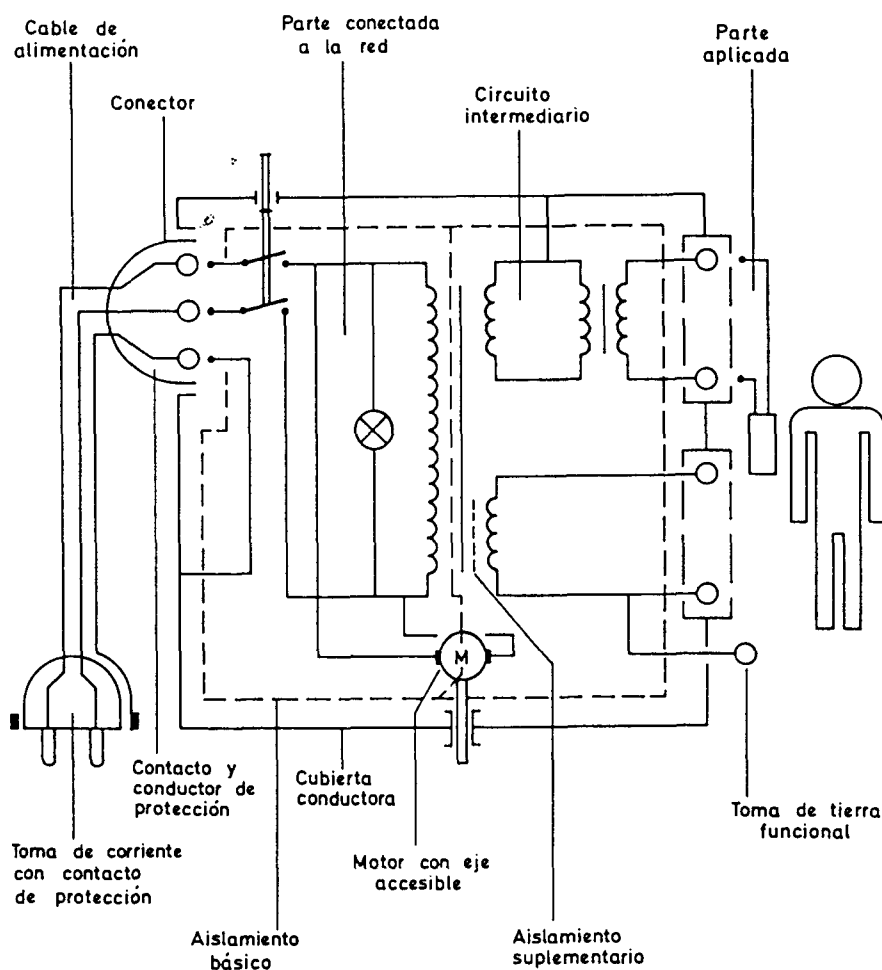


Figura 18, ejemplo de equipo clase I

• Equipo clase II, son aquellos equipos en los que su protección se basa en la presencia de un aislamiento doble o reforzado, además del aislamiento básico, sin necesidad de una puesta a tierra de seguridad. Pueden tener un borne para realizar una conexión de equipotencialidad cuando su cubierta no sea totalmente aislante. Además del doble aislamiento el cable de alimentación es fijo, y pueden tener una resistencia limitadora en la puesta a tierra funcional del paciente. El doble aislamiento eleva el valor de la impedancia de aislamiento Z_a . Se debe tener en cuenta que las pinturas, barnices, lacas o similares no pueden considerarse como aislantes.

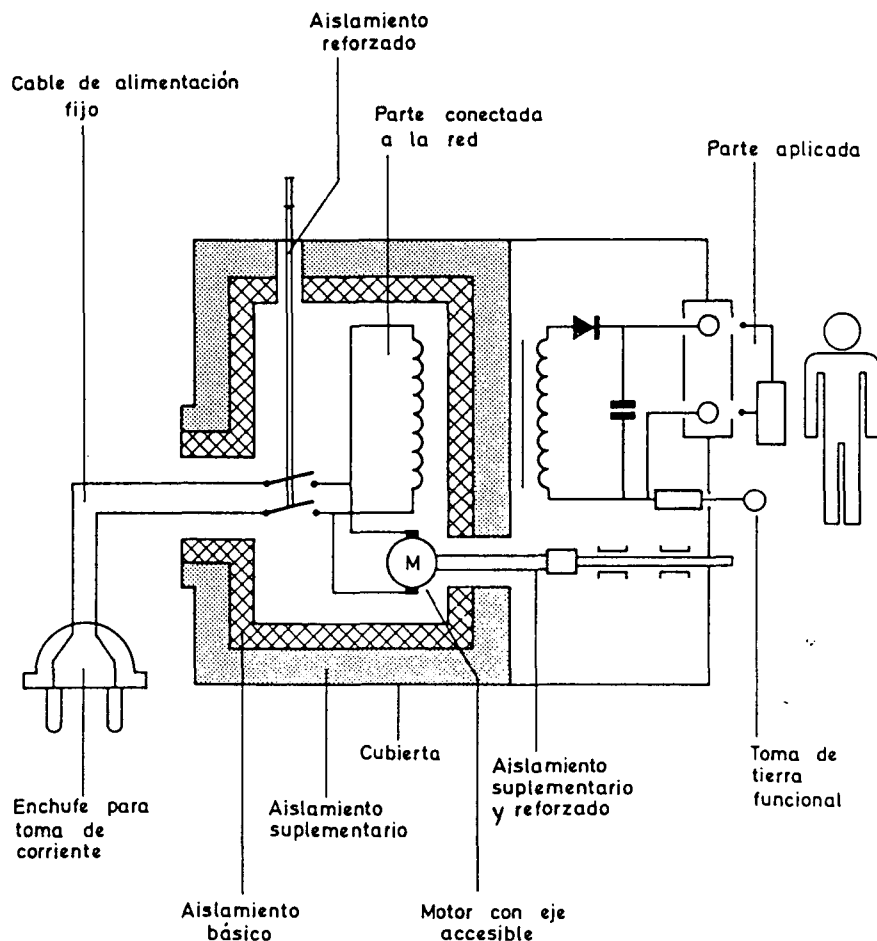


Figura 19, ejemplo de equipo clase II.

• Equipos clase III, son los que realizan la seguridad a base de emplear una tensión de alimentación pequeña (hasta 24 V si es alterna y 50 V si es continua), sin que se generen tensiones mayores en su interior. Se consigue así una reducción del valor de

E_{red} de la ecuación del circuito equivalente del circuito que representaba el riesgo de electrocución. Su cable de alimentación debe ser fijo y especial, pudiendo además tener un borne para equipotencialidad.

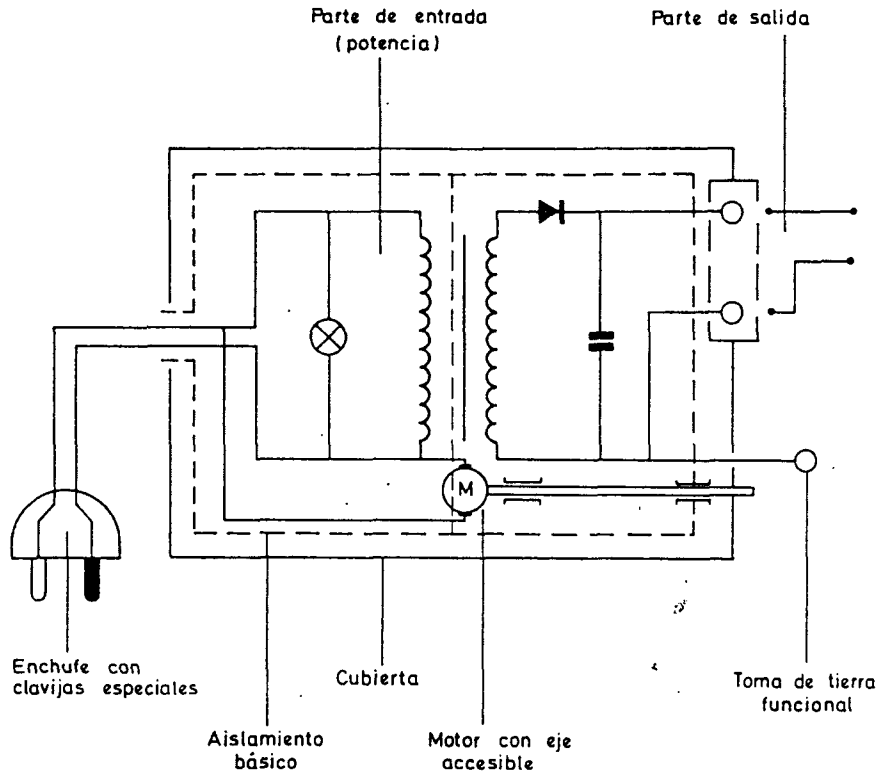


Figura 20, ejemplo de equipo clase III.

- Equipos con alimentación interna, son los equipos que no necesitan conectarse a la red eléctrica para su funcionamiento o bien no pueden funcionar si se conecta la fuente de alimentación interna a la red (durante la carga de las baterías). Aunque este parece el sistema más seguro tiene sus riesgos debidos a que existen acoplamientos capacitivos con el conductor de tierra y pueden representar cierto peligro cuando se utiliza con otros equipos conectados a la red.

Sin embargo esta clasificación no dice nada con respecto al nivel de seguridad obtenido, por lo que existe otra clasificación atendiendo a los niveles de seguridad que ofrecen realmente los equipos médicos. El grado de seguridad alcanzado se evalúa a partir de las corrientes de fugas que posee finalmente el equipo, es decir, aquellas que circulan a través de los aislamientos. Se definen para ello las corrientes de fugas a tierra,

de la cubierta y del paciente, y las corrientes auxiliar y funcional de paciente. Para los valores máximos en condiciones normales y de primer defecto la normativa establece una clasificación para los equipos médicos.

- Tipo B: son los de clase I, II, III o alimentación interna que ofrezcan un grado de protección contra choques eléctricos adecuado.
- Tipo BF: son los que tienen una parte aplicada al paciente flotante. Se entiende por conexión flotante la que al conectar la tensión de red a la parte aplicada no fluye por el paciente una corriente elevada.
- Tipo CF: deben ser de clase I o II, o con alimentación interna con una parte aplicada flotante y un alto grado de protección.
- Tipo H: son todos los equipos médicos que ofrezcan un grado de protección comparable al de los electrodomésticos.

Los equipos tipo B y BF pueden emplearse en pacientes para aplicaciones externas, o internas excluyendo el corazón. Para aplicaciones cardiacas directas hay que emplear equipos tipo CF. El resto de los equipos basta que sean tipo H. Dada la importancia de estas clasificaciones existe un símbolo que identifica a cada una de ellas y que deben llevar todos los equipos en sitio visible según les corresponda.

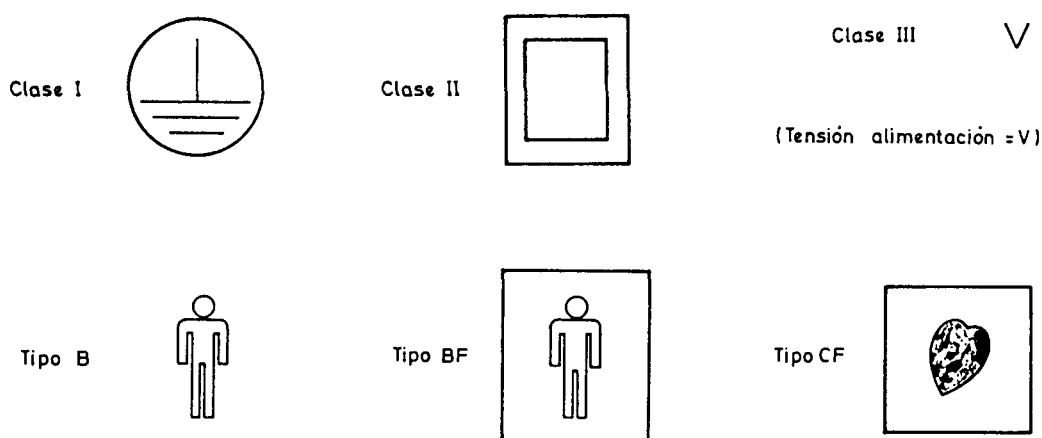


Figura 21, símbolos de las clases y tipos equipos.

La siguiente tabla muestra los valores que establece la normativa para las corrientes en condiciones normales y de primer defecto según la clasificación de los equipos biomédicos.

Corrientes en mA	Tipo B		Tipo BF		Tipo CF	
	CN	CPD	CN	CPD	CN	CPD
Fugas a tierra	0.5	1	0.5	1	0.5	1
Fugas de la cubierta	0.1	0.5	0.1	0.5	0.01	0.5
Fugas a través del paciente	0.1	0.5	0.1	0.5	0.01	0.05
Corriente auxiliar de paciente	0.001	0.5	0.01	0.5	0.01	0.05

CN: Condiciones normales

CPD: Condiciones del primer defecto

2.3.5.- Normativa seguridad en equipos médicos

Como hemos comentado los equipos biomédicos se clasifican según sus niveles de protección, evaluados según la normativa internacional y nacional en cada caso. En España se siguen las normas UNE de IRANOR (Instituto de Racionalización y Normalización Española) que establecen las condiciones de seguridad para todos los equipos biomédicos.

Comentar que desde el 1 de Enero de 1995 es obligatorio el cumplimiento de la normativa comunitaria IEC-601 (Safety of medical electric equipment. Part 1; General requirement) en cuanto a seguridad eléctrica por parte de los equipos médicos. Esta normativa está traducida en España como UNE 20-613 que a su vez está dividida en varias, cubriendo todos los tipos de equipos biomédicos.

Otras dos normas básicas españolas son la UNE 20-611 (Aspectos fundamentales de la seguridad de los equipos eléctricos utilizados en la práctica médica) y la norma UNE 20-572 (Efectos de la corriente eléctrica al pasar por el cuerpo humano).

El sistema que hemos desarrollado se clasifica como equipo de alimentación interna de la clase BF, cumpliendo la normativa de seguridad vigente para los equipos médicos, sin contemplar su uso de forma simultánea con otros equipos médicos.

DESCRIPCION DEL PROYECTO

3. Descripción del proyecto

3.1.- Introducción

Como hemos comentado al principio, este proyecto desarrolla un sistema completo de telemetría para señales cardiacas o electrocardiográficas. El sistema transmite la señal de ECG de una persona mediante la emisión por radio hasta el equipo de recepción, que recupera la señal y la envía al ordenador, donde es tratada por un programa diseñado para este sistema. En la siguiente figura podemos ver el esquema general del sistema.

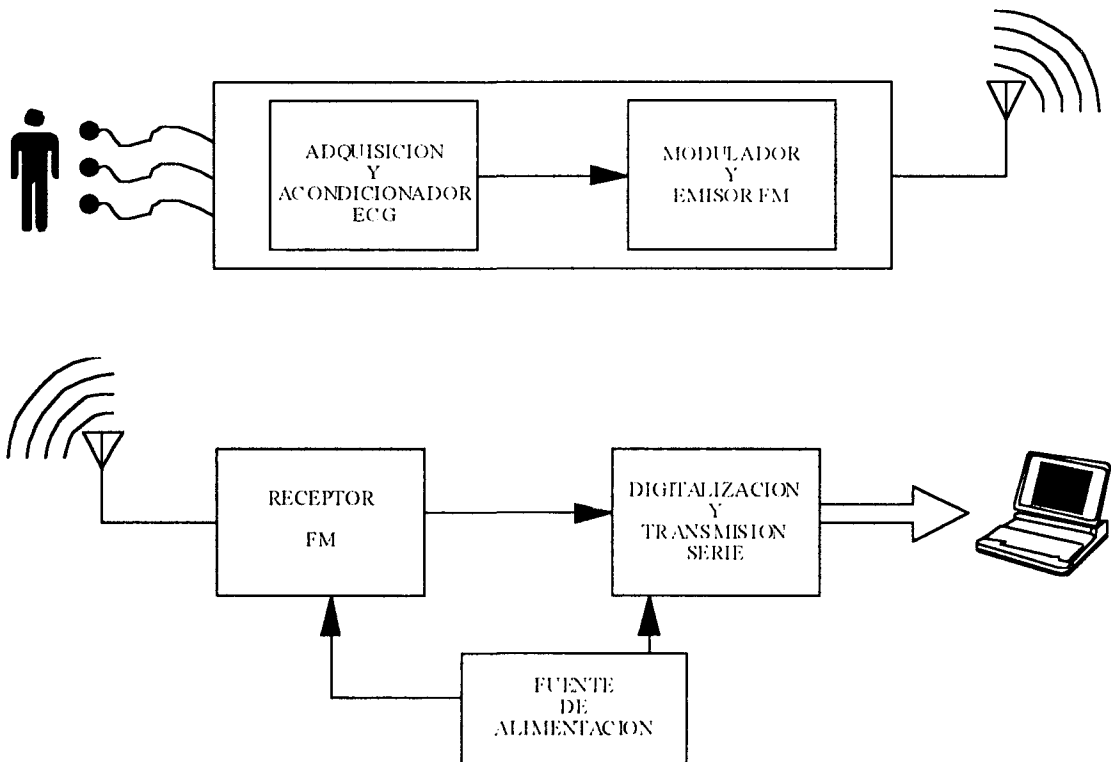


Figura 22, esquema general del sistema de telemetría: TECG.

Básicamente el sistema se compone de un transmisor que recoge la señal de ECG y la acondiciona para poder ser emitida vía radio (baja potencia). Esta emisión es recogida en el equipo de recepción por una tarjeta sintonizada a la frecuencia de transmisión. La señal recuperada es tratada por otra tarjeta donde se encuentra un microcontrolador, que envía los valores digitales de la señal de forma periódica por el

puerto serie al ordenador. Para el ordenador hay un programa que funciona bajo el entorno gráfico de Microsoft® WindowsTM encargado de presentar las señales de ECG en la pantalla del ordenador, con la posibilidad de almacenar en ficheros para estudios posteriores así como la opción de activar alarmas y filtros.

Se ha pretendido que el equipo fuera totalmente portátil, y autónomo en cuanto a su dependencia del suministro de corriente eléctrica. Los principales objetivos a conseguir con este proyecto eran un coste relativamente económico, de bajo consumo y muy simple de utilizar. Por esto la conexión al ordenador se utiliza un puerto serie con el estándar EIA RS-232 del que disponen prácticamente la totalidad de los ordenadores.

El sistema es, tanto en hardware como en software, un sistema totalmente abierto. El sistema permite la captura simultánea de hasta cuatro señales (canales) de ECG, con la simple colocación de tarjetas de recepción para cada nuevo transmisor que se valla a utilizar. Por otro lado la tarjeta del microcontrolador, además de las cuatro entradas para sendos canales de ECG, dispone de cuatro entradas analógicas de 8 bits y cuatro líneas digitales que pueden ser programadas independientemente como salidas o entradas. En cuanto a software, el programa del μ controlador se puede modificar y adaptar a cualquier nueva especificación que se desee. Por otro lado el programa del ordenador se puede modificar desde la configuración básica actual de un sólo canal hasta todas las que permite el sistema.

En cuanto a la realización física de los circuitos diseñados se ha utilizado siempre que ha sido posible componentes en formato SMD, ya que es una forma de reducir el tamaño de las placas de circuito impreso. Esta reducción de tamaño es lógica si pretendemos diseñar un sistema portátil, de pequeño tamaño y bajo peso.

3.2.- Transmisor

3.2.1.- Descripción

El transmisor de ECG es el encargado de adquirir la señal cardiaca, acondicionarla y transmitirla vía radio, siendo por tanto una pieza clave en este proyecto. La función principal que debe cumplir el transmisor es conseguir transmitir el ECG con la mayor fidelidad posible a la realidad.

En el esquema general del sistema veíamos como el transmisor se dividía en dos bloques totalmente diferenciados en cuanto a sus funciones. El primer bloque es el encargado de todo el proceso de tratamiento analógico del ECG, mientras el segundo bloque solo sirve para realizar la transmisión de radiofrecuencia.

En la siguiente figura se presenta un esquema más detallado de los diferentes elementos que componen la placa de transmisión. En la figura podemos ver los pasos que sigue la señal de ECG hasta que es emitida al aire mediante señales de radiofrecuencia.

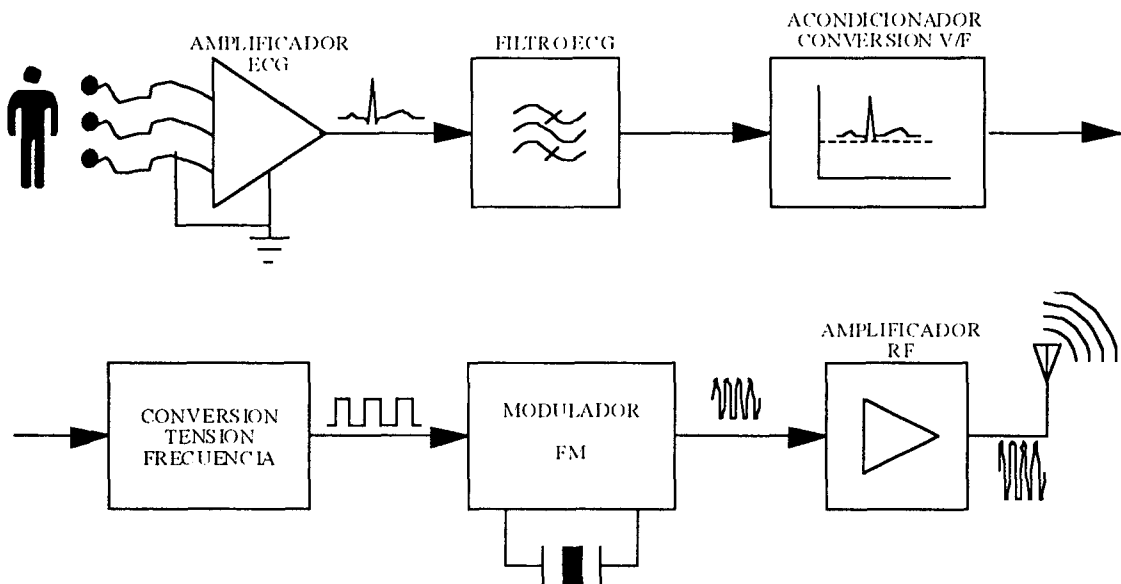


Figura 23, esquema de bloques del transmisor de ECG.

Partimos de tres electrodos superficiales dispuestos de forma que podamos recoger una de las tres primeras derivaciones (I, II o III según se desee), y que nos dan una señal del rango de unos milivoltios. Esta señal se amplifica con un amplificador de instrumentación para elevarla al rango de unos pocos voltios. El siguiente paso consiste filtrar la señal para eliminar ruidos e interferencias que no pertenecen al ECG y se encuentran fuera de su espectro, a la vez que elimina su componente continua.

A continuación a la señal de ECG se le suma un nivel de continua fijo para atacar la entrada de un VCO (oscilador controlado por voltaje) que nos da a su salida una onda cuadrada que varía en frecuencia según el nivel de tensión presente en su entrada. De

esta forma se realiza un tipo de codificación digital donde lo que importa es la frecuencia de la onda que se genera.

La conversión tensión-frecuencia se lleva a cabo para mejorar la emisión de la señal que ahora sólo tiene dos niveles: bajo o alto. Así el modulador funciona como un modulador FM-FSK. El modulador trabaja a una frecuencia determinada por un cristal de cuarzo, y varía su frecuencia de acuerdo a la señal cuadrada que genera el VCO.

La señal de FM-FSK que tenemos a la salida del modulador se filtra para obtener su tercer armónico que es la frecuencia de transmisión. Posteriormente se amplifica con dos transistores incluidos en el mismo chip del modulador, y que están sintonizados al tercer armónico del cristal de cuarzo. La última etapa consiste en un transistor de RF que amplifica la señal y ataca la antena de emisión.

El transmisor se alimenta de una única pila o batería de 6 V, aunque el diseño permite llegar hasta los 9 V. En cuanto a la alimentación, el circuito necesita tensiones positivas y negativas para la parte analógica del ECG, para esto se dispone de dos convertidores de tensión positiva a negativa.

En la sección de 'planos y esquemas' podemos ver el esquema eléctrico de todo el transmisor, así como la placa de circuito impreso realizada a partir de dicho esquema, del que veremos todos sus elementos uno a uno.

3.2.2.- Captación del ECG

Para la captación del ECG utilizamos tres electrodos superficiales (AgClAg) conectados a la entrada del amplificador de instrumentación. Dos de los electrodos se conectan a las entradas positiva y negativa del Amplificador de Instrumentación (AI) según la derivación a medir (I, II o III), mientras el tercer electrodo de referencia se conecta directamente a masa. En nuestro caso los electrodos usados son del tipo flotante con adhesivo.

El amplificador usado es el INA-102 de la marca *Burr-Brown*. El INA-102 es un amplificador de instrumentación de bajo consumo y gran precisión diseñado especialmente para aplicaciones donde se necesite muy bajo consumo con alimentación de baterías. El fabricante destaca aquellas aplicaciones donde halla que amplificar señales

de muy bajo nivel, en instrumentación médica y con equipos con baterías. En la siguiente figura se presenta el esquema interno de este amplificador.

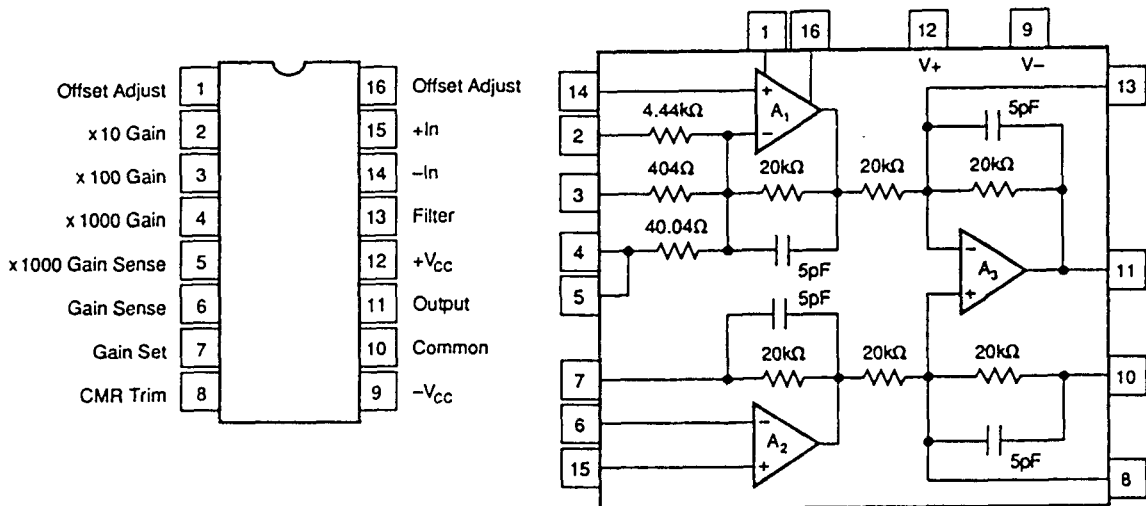


Figura 24, Esquema interno del INA-102.

Entre sus características principales indicar el ya comentado bajo consumo de 750 μA máximo en reposo, el rechazo al modo común del orden de 90 dB y su alta impedancia de entrada de aproximadamente 10 G Ω .

Para conseguir una mayor precisión, las resistencias internas se ajustan mediante láser en el momento de su fabricación, dando la posibilidad de seleccionar externamente ganancias de amplificación fijas de 10, 100 o 1000. La ventaja que ofrecen estas ganancias fijas es la exactitud que se consigue. Para una ganancia de 1000 el error es aproximadamente del 1% y se reduce para ganancias inferiores.

En el circuito que hemos diseñado se ha seleccionado una ganancia fija de 1000, que nos convierte los niveles de ECG de milivoltios a voltios. Además con esta ganancia, comparándolo con ganancias inferiores, conseguimos que la tensión de offset (300 mV) sea menor y que la respuesta en frecuencia se reduzca, actuando como filtro paso bajo. El amplificar con una ganancia de 1000 nos permite un rango de entrada bastante lineal entre ± 4 mV para una alimentación de 6 V. Este rango es suficiente ya que los niveles del pico QRS de una señal de ECG normal oscilan entre 1 y 2 mV.

El diseño se ha hecho de forma que la señal de salida esté invertida respecto a la derivación deseada, ya que en una etapa posterior la señal se invierte de nuevo teniendo la señal de ECG sus niveles correctos.

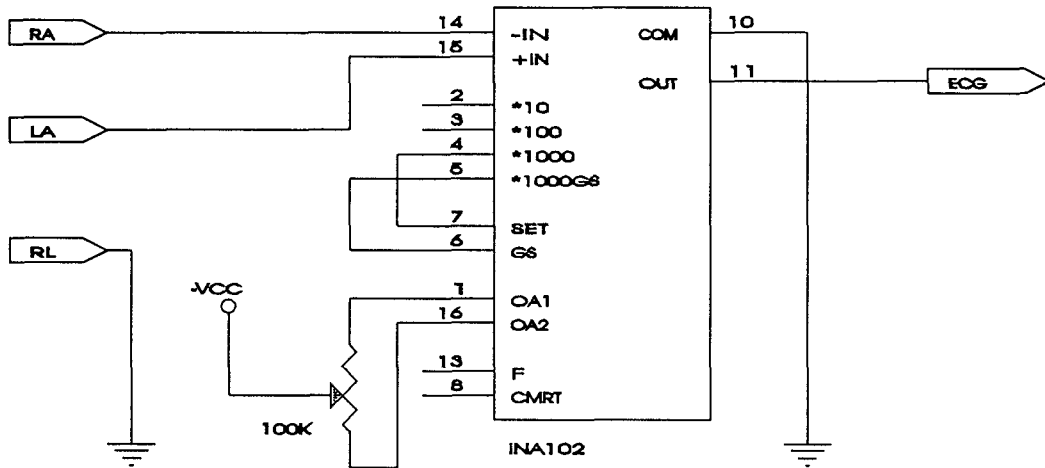


Figura 25, esquema eléctrico del amplificador de ECG.

En la figura anterior se presenta el esquema eléctrico de la etapa de entrada y el amplificador de instrumentación. Para su realización práctica se ha utilizado en el formato SMD con el consiguiente ahorro de espacio en la placa de circuito impreso. Otro punto importante a tener en cuenta en el diseño de la PCB (placa de circuito impreso) es el ruteado de las alimentaciones, entradas y masa del circuito. Se procuró evitar crear lazos de corriente a través de las líneas de masa, en este caso más bien planos de masa al utilizar conjuntamente señales de radiofrecuencia. En cuanto a las alimentaciones es muy importante la incorporación de condensadores de desacoplo a masa. Por otro lado los cables de conexión a los electrodos son del tipo coaxial, es decir apantallados, y puestos las mallas de cada uno a masa directamente. El electrodo de referencia se ha colocado lo más cerca posible de la masa del amplificador.

La elección de utilizar un amplificador de instrumentación y no realizar el circuito con amplificadores operacionales y resistencias discretas se debe al hecho de querer reducir el tamaño lo más posible, además de garantizar una buena fiabilidad y precisión, que sólo es posible lograr con estos circuitos integrados monolíticos. Otro punto a tener en cuenta es su relativo bajo coste y su disponibilidad en formato SMD.

Para ajustar esta etapa el único punto donde debemos actuar es en el potenciómetro que ajusta el *offset* de entrada del amplificador, de forma que teniendo los tres electrodos unidos entre sí, el nivel de la salida sea lo más cercano al cero. El objeto de este ajuste es evitar que este *offset* de entrada, que se amplifica por 1000 debido al grado de amplificación, desvíe demasiado la salida en el sentido positivo o negativo y produzca la saturación del amplificador, con la consiguiente degradación de la señal de ECG capturada.

3.2.3.- Filtrado del ECG

Después de haber amplificado la señal hasta unos niveles de tensión de algunos voltios, el siguiente paso es realizar el filtrado de la señal a fin de eliminar el ruido e interferencias de frecuencias altas que no correspondan con el espectro del ECG.

En nuestro caso hemos desarrollado un equipo de monitorización o estudio sin llegar a lo que sería una aplicación clínica, por esto se eligió un ancho de banda de 0.5 Hz a 50 Hz. Aunque en la práctica con los componentes utilizados el ancho de banda real se sitúa entre 0.25 Hz y 46 Hz., evitando un poco la interferencia que pudiera introducir (en este caso inducir) la red eléctrica a 50 Hz. Para algunas aplicaciones puede ser necesario reducir la frecuencia de corte superior incluso hasta los 35 Hz a fin de evitar los ruidos que se puedan causar debido al movimiento de la persona que lleva el transmisor.

Para la implementación del filtro paso bajo se ha utilizado un circuito integrado que es un filtro paso bajo de Butterworth 5° orden de capacidad conmutada. Este filtro se puede conseguir como dos referencias, LTC1062 de Linear Technology o bien como MAX280/LTC1062 de la casa Maxim. Siendo el MAX280 más estable debido a que las variaciones de frecuencia del oscilador interno son algo menores que las del LTC1062. Una característica importante es que no produce error en el nivel de continua de la señal a filtrar, aunque en este diseño lo que nos interesa es su precisión en la frecuencia de corte superior de la banda pasante. La atenuación típica de 30 dB/octava y con un nivel de ruido de $90 \mu\text{V}_{\text{rms}}$. Presenta un consumo típico de $\pm 4.5 \text{ mA}$.

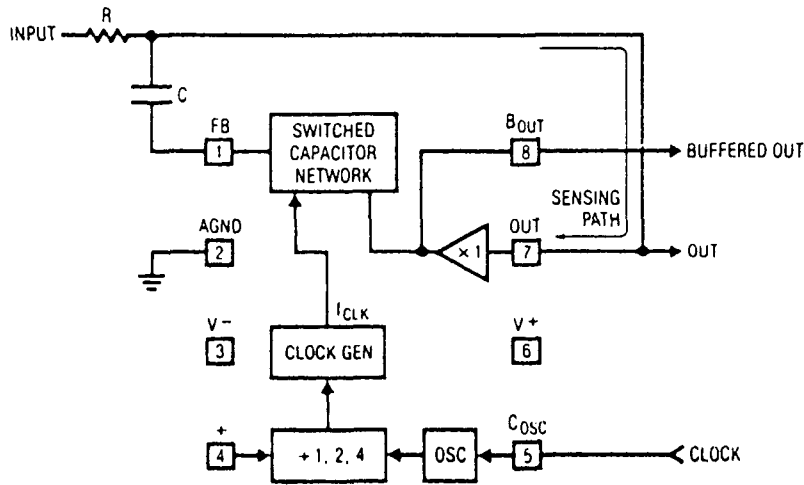


Figura 26. esquema interno del filtro LTC1062/MAX280.

En la figura anterior podemos ver un esquema de la estructura interna de este filtro. Externamente la frecuencia de corte se fija con una resistencia y un condensador como también se ve en la figura. Los valores de estos componentes vienen fijados según una fórmula dada por el fabricante, la cual damos a continuación

$$\frac{fc}{1.62} \leq \frac{1}{2 * \Pi * R * C} \leq \frac{fc}{1.63}$$

De donde se deducen las siguientes fórmulas

$$fc \approx \frac{1.62}{2 * \Pi * R * C} \quad R = \frac{1.62}{2 * \Pi * C * fc}$$

Fijamos el valor del condensador C en 100 nF, y la frecuencia de corte deseada fc en 45 Hz y partiendo de la fórmula mostrada calculamos el valor de la resistencia R

$$R = \frac{1.62}{2 * \Pi * 10^{-9} * 45} = \frac{1.62}{2.8274 \cdot 10^{-5}} = 57.3 K\Omega$$

De donde tomamos el valor de R como $56\text{ K}\Omega$ por ser el valor normalizado más próximo, lo que a su vez nos da un valor de la frecuencia de corte de $f_c = 46\text{ Hz}$.

En cuanto al reloj, podemos usar el oscilador interno colocando un condensador adecuado para la frecuencia deseada o bien utilizar un circuito de reloj externo. En este caso utilizamos un condensador y potenciómetro en serie de $50\text{ K}\Omega$ para ajustar la frecuencia del oscilador. Para calcular el valor de este condensador usamos otra fórmula que nos da el fabricante

$$f_{osc} = 140\text{KHz} \left(\frac{33\text{pF}}{33\text{pF} * C_{osc}} \right) \quad f_{osc} = 100 * f_c$$

Tomando $f_{osc} = 4.6\text{ KHz}$ obtenemos un valor de $C_{osc} = 1\text{ nF}$, que en nuestro caso al usar el potenciómetro en serie debemos hacer el doble, y eligiendo el valor normalizado más cercano tenemos que $C_{osc} = 2.2\text{ nF}$.

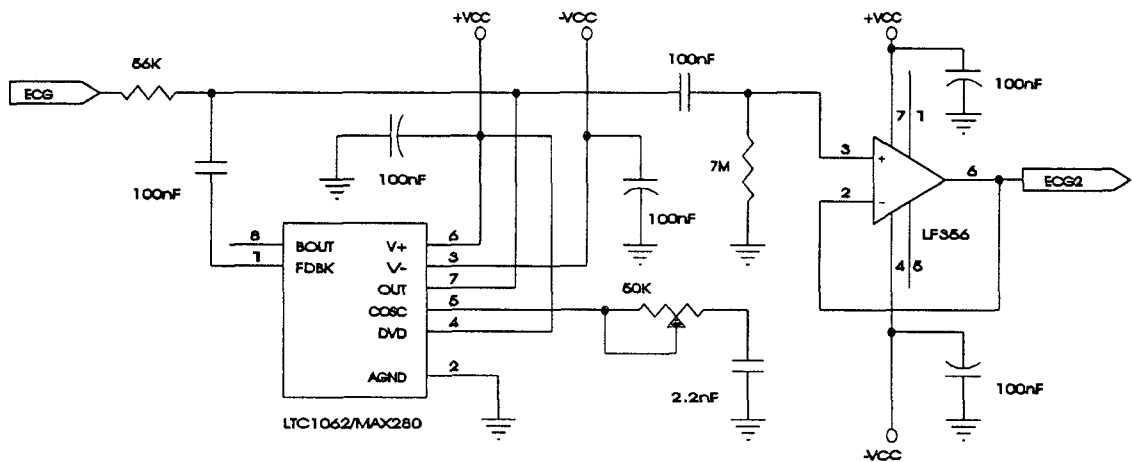


Figura 27, esquema eléctrico del circuito de filtrado del ECG.

En la figura anterior podemos ver el esquema eléctrico de la etapa de filtrado, donde aparece un amplificador operacional que nos sirve para realizar el filtro paso alto y a la vez de *buffer* o seguidor. Como se puede ver entre la salida del filtro LTC1062/MAX280 y la entrada de amplificador operacional se ha colocado un condensador en serie y una resistencia a masa formando un filtro paso alto de primer

orden (con un sólo polo), con la única finalidad de eliminar la componente continua de la señal de ECG.

Para el calculo de los valores del condensador y la resistencia de este filtro paso alto se utiliza la siguiente ecuación, fácilmente deducible por las reglas de la teoría de circuitos

$$f_c = \frac{1}{2 * \pi * R * C}$$

Fijamos el valor del condensador en 100 nF, y obtenemos un valor de R de 7 MΩ para una frecuencia de corte (-3 dB) de 0.25 Hz.

Como se puede ver, la resistencia R se encuentra en paralelo con la impedancia de entrada del operacional LF356 que es muy elevada (mayor de 100 GΩ) al ser un dispositivo con JFET en la etapa de entrada, por lo que el valor de la resistencia del conjunto es prácticamente el de R. Lo que debemos tener en cuenta que no es posible suprimir la resistencia R, ya que además de actuar como parte del filtro, tiene que proveer una pequeñísima corriente de bias (de polarización) de unos 30 pA que necesita el operacional y que no deja pasar el condensador en serie.

El amplificador operacional LF356 presenta las ventajas de los JFET en la etapa de entrada combinados con los transistores bipolares en las otras etapas internas. Como principales características tenemos su bajo nivel de ruido ($12 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$), su elevada impedancia de entrada ($> 100 \text{ G}\Omega$) y su alto rechazo al modo común (100 dB). Los niveles de offset no son importantes en este diseño ya que o bien eliminamos el nivel de continua o en otro caso le sumamos continua a la salida.

La implementación física del LTC1062/MAX280 se realiza en montaje con zócalos profesionales ya que se disponen en encapsulado DIP8. Por otra parte los LF356 se disponen en formato SMD SO8 lo cual significa un considerable ahorro de espacio con respecto al tamaño DIP normal.

Para ajustar esta etapa actuamos en el potenciómetro que ajusta el reloj del LTC1062, moviéndolo hasta tener en el la patilla 5 (clock) del filtro la frecuencia *fosc* que hemos calculado, de valor 4.6 KHz.

3.2.4.- Acondicionamiento para la conversión V/F

La función de esta etapa es adaptar la señal de ECG, ya amplificada y filtrada, para poder atacar la entrada del VCO (oscilador controlado por voltaje) con los niveles adecuados para poder realizar la conversión tensión-frecuencia, mejorando con ello la transmisión de la señal. Para ésto la señal de ECG se atenúa y se le suma un nivel de continua.

Según el fabricante del VCO 4046 los niveles de entrada para los cuales la salida permanece lineal están centrados en la mitad de su tensión de alimentación y en un rango de variación de aproximadamente ± 2 voltios. Por tanto si queremos mantener un rango lineal de ± 4 milivoltios debemos atenuar el nivel del ECG a la mitad dividiendo por 2. A la vez debemos sumarle un nivel de continua lo más constante posible, de valor igual a 3 V, que corresponde a la mitad de la tensión de alimentación usada, en principio de 6 V.

Todo esto se realiza utilizando un amplificador operacional LF356 en su configuración de amplificador inversor sumador. En la siguiente figura se muestra el esquema eléctrico de esta etapa.

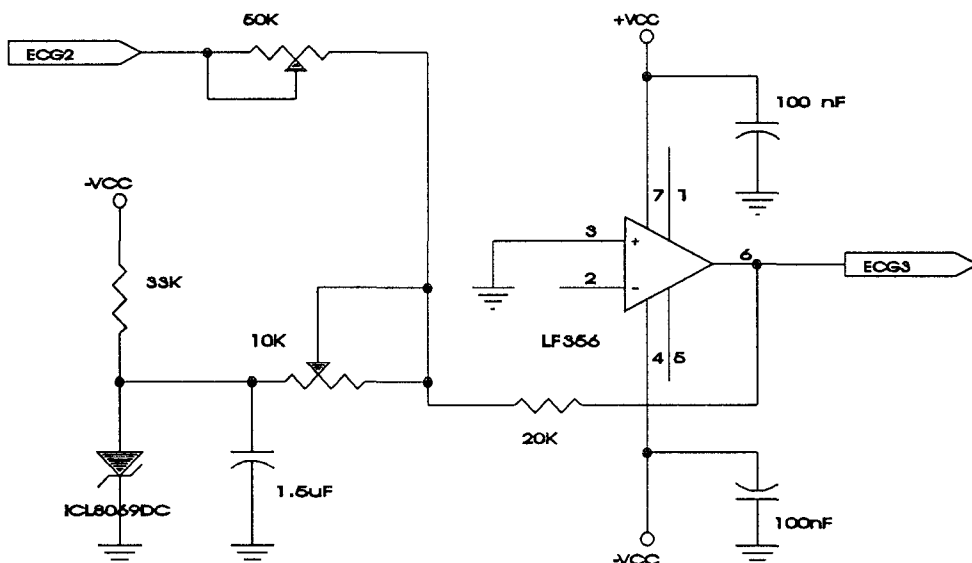


Figura 28, esquema eléctrico acondicionador para la conversión V/F.

Para sumar el nivel de continua utilizamos una referencia de tensión ICL8069 (Maxim) de 1.2 V, la cual amplificamos hasta obtener un nivel de continua a la salida del operacional de 3 V. Para eso se ajusta el potenciómetro que se encuentra entre la referencia y el operacional. El utilizar una referencia de tensión garantiza la estabilidad del nivel de continua de salida de esta etapa que ataca la entrada del VCO.

La referencia de tensión está compensada en temperatura y utiliza el principio de “band-gap”, permitiendo corrientes inversas tan bajas como 50 μA , lo que la hace ideal para equipos con baterías (como es en este caso). El tipo de encapsulado utilizado es el TO-92 de dos patillas de pequeño tamaño.

El ajuste de esta etapa se realiza en primer lugar haciendo cero la entrada de señal de ECG uniendo todos los electrodos y moviendo el potenciómetro hasta tener un nivel de continua de 3 V a la entrada del VCO. A continuación se introduce una señal de ECG calibrada de 1 mV y debemos ajustar la atenuación para tener una señal de ECG de 500 mV de amplitud (alterna). La introducción de la señal de ECG calibrada se realiza con un simulador de pacientes que puede generar un ECG a diferentes frecuencias cardiacas y niveles de tensión. Para el desarrollo de este proyecto y la calibración del prototipo, utilizamos un simulador de pacientes de la marca BIO-TEK.

3.2.5.- Conversión tensión-frecuencia: V/F

En esta etapa se realiza la conversión de la señal del ECG analógica en una señal cuadrada que varía en frecuencia. Desde el punto de vista de la transmisión por radio esta nueva señal generada por el integrado VCO 4046, se puede considerar una señal digital, aunque los niveles bajo y alto no se correspondan con niveles de bits ceros o unos. Las ventajas de esta conversión son evidentes a la hora de la recepción, donde lo que importa es recuperar una señal de la misma frecuencia que la transmitida sin importar mucho la forma de onda.

El hecho de usar la conversión tensión-frecuencia y no utilizar un convertor digital se debe principalmente a la sencillez de este sistema y al ahorro en circuitos integrados, espacio en placa y coste. El uso de un convertor A/D implicaría además del convertor, la lógica para su transmisión serie y luego su recuperación en el receptor y adquisición por parte del microcontrolador. El sistema de conversión tensión-frecuencia

no necesita lógica adicional, nos ofrece mayor resolución que un convertor A/D (de 10 bits), y además el microcontrolador puede ser programado de forma que mida la frecuencia de la señal digital en algunas de sus entradas.

En la figura que se muestra a continuación podemos ver el esquema del conexionado eléctrico de esta etapa.

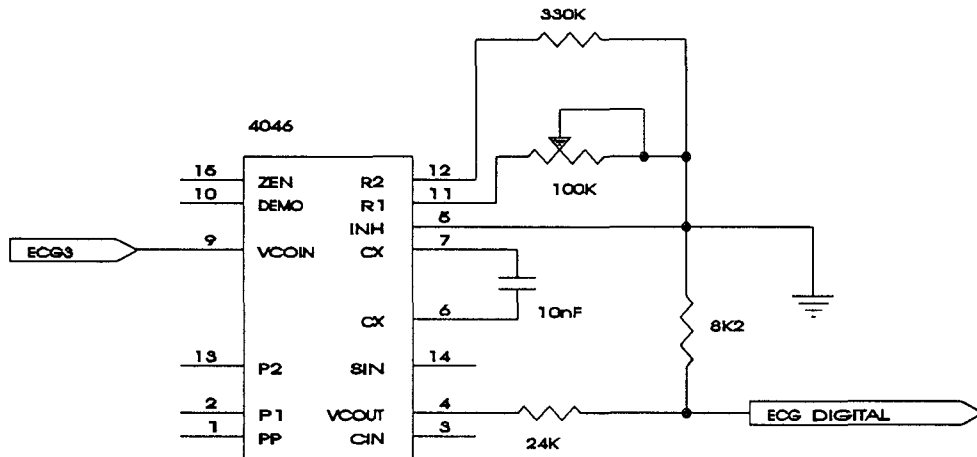


Figura 29, esquema eléctrico convertidor tensión-frecuencia (VCO).

En el esquema se observa como existen un condensador y dos resistencias que determinan el rango de oscilación para los niveles de entrada. Con R1 fijamos la frecuencia mínima y con R2 la máxima. R1 y R2 se calculan a partir de unas ecuaciones aproximadas y las gráficas que suministra el fabricante. Para ello fijamos el valor del condensador $C1 = 10 \text{ nF}$.

$$f_{min} = \frac{1}{R2(C1 + 32pF)} \quad \text{VCOin} = V_{SS}$$

$$f_{max} = \frac{1}{R1(C1 + 32pF)} \quad \text{VCOin} = V_{DD}$$

Para un rango de frecuencias de 500 Hz a 3.5 KHz obtenemos unos valores, una vez ajustados experimentalmente en el laboratorio, de $R1 = 27 \text{ K}\Omega$ y de $R2 = 330 \text{ K}\Omega$.

la elección de este rango de frecuencias viene dado por varios motivos. En primer lugar el ancho de banda del canal de transmisión es de 10 KHz lo que limita la frecuencia máxima que es posible transmitir. Por otro lado si la frecuencia es muy alta (> 5 KHz) el microcontrolador pierde mucha resolución en la medida de la frecuencia, y si es muy baja (< 500 Hz) el tiempo de medida sería mayor que el tiempo dado por la frecuencia de muestreo (medida de la señal).

En cuanto al circuito integrado utilizado, el HFE 4046 de la marca Philips, es del tipo CMOS, lo que representa un consumo pequeño del orden de $200 \mu\text{A}$, una linealidad del 1% y estabilidad del $0.2 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$, suficientes para nuestra aplicación. Resulta un componente muy fácil de conseguir en formato SMD y a la vez barato.

Indicar que la función de la red resistiva a la salida del VCO es adaptar el nivel de salida, onda cuadrada de 0 a 6 V, a los niveles que acepta la entrada del circuito modulador, entre 0 y 2 V máximo. Los valores se han calculado para dar a la entrada del modulador de 0 a 1.8 V.

El montaje de toda esta etapa excepto el potenciómetro de ajuste se ha hecho usando componentes en SMD, en un espacio reducido.

Para ajustar esta parte debemos unir los electrodos entre sí para tener únicamente el nivel de continua de 3 V a la entrada del VCO, procediendo al ajuste de la frecuencia de salida a 2 KHz mediante el potenciómetro mostrado en el esquema eléctrico.

3.2.5.- Modulador de FM y amplificador

En esta etapa se realiza la modulación de frecuencia y la amplificación de la señal de radiofrecuencia para poder ser emitida por la antena. Para esto nos basamos básicamente en un integrado de la firma Motorola, que es un sistema completo para emisión en FM. El circuito integrado es el MC2833, que incluye oscilador de RF, amplificador para el oscilador, amplificador para micrófono, una reactancia variable (que funciona como varicap) para realizar la modulación, y dos transistores de RF auxiliares. Salvo el amplificador de micrófono, en este diseño utilizamos todos los demás elementos. En la página siguiente muestra el esquema interno de este circuito.

La frecuencia de transmisión elegida es de 48 MHz, y se obtiene a partir de un cristal cuarzo de 16 MHz en modo fundamental. Obtenemos los 48 MHz utilizando uno

de los transistores como triplicador, que filtra y amplifica únicamente el 3^{er} armónico de la frecuencia de oscilación del cristal de cuarzo.

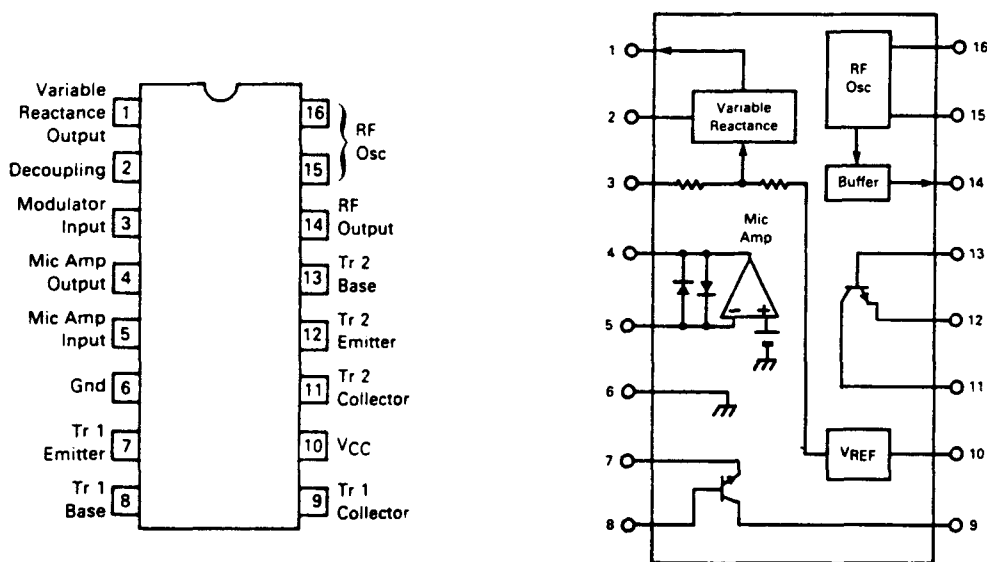


Figura 30, esquema interno del integrado MC2833.

En la siguiente figura se puede ver el esquema eléctrico de las conexiones con el integrado MC2833, y sus transistores internos.

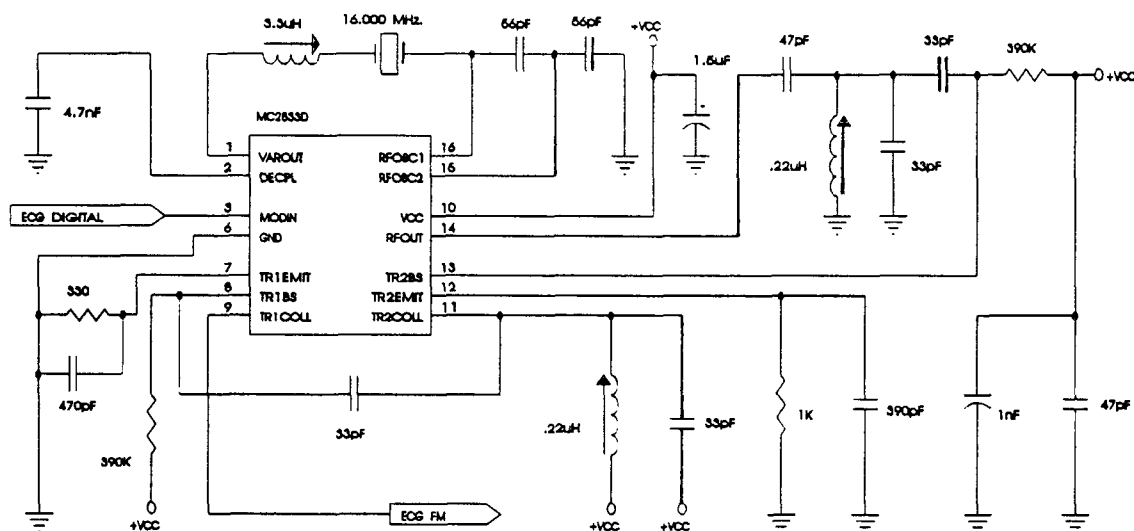


Figura 31, esquema eléctrico del modulador y emisor de FM.

En el esquema vemos como el cristal de cuarzo tiene asociada una bobina para realizar un ajuste fino de la frecuencia de transmisión, a la vez que es necesaria para permitir el correcto funcionamiento del oscilador. A partir de la señal moduladora de la entrada (ECG en onda cuadrada variando en frecuencia) conseguimos a la salida del modulador una señal de radiofrecuencia de 16 MHz con una amplitud de unos 90 mV, además de los armónicos.

La máxima desviación en frecuencia del modulador nos da el ancho de banda del canal. el MC2833 está diseñado para teléfonos inalámbricos o equipos de comunicaciones móviles, por lo que resulta un modulador de banda estrecha. El fabricante nos indica una desviación máxima de ± 5 KHz lo que nos da un ancho de banda de 10 KHz. La una sensibilidad típica es de 10 Hz/mV_{DC} dentro de la zona lineal del modulador, que se encuentra centrada en 1 V, en un rango de ± 200 mV. Sin embargo como ya hemos comentado, en nuestro diseño trabajamos con las desviaciones máximas en modo FM-FSK al tener como señal moduladora una onda cuadrada con una amplitud de 0 a 2 V.

Para conseguir la frecuencia de transmisión lo hacemos mediante un circuito tanque sintonizado a la salida del modulador, y con uno de los transistores en modo triplicador conseguimos filtrar el tercer armónico de 48 MHz. Posteriormente lo amplificamos con el otro transistor auxiliar. Estos amplificadores se encuentran sintonizados a la frecuencia de emisión mediante sendos circuitos tanque.

Los valores de los diversos componentes resultan de algunos valores fijos y tablas que da el fabricante, así como el cálculo de las inductancias de los circuitos tanques, que se deducen a partir de la formula de oscilación de un circuito LC

$$f = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L * C}}$$

siendo C la capacidad en paralelo y f la frecuencia de emisión a la que queremos sintonizar el circuito, en este caso 48 MHz.

La dificultad de este circuito radica en el ajuste de la potencia, que depende en gran medida de los botes de RF (bobinas ajustables). Estos botes debemos hacerlos a mano utilizando bases y ferritas que se venden comercialmente. Alrededor de unos núcleos de 5 mm de diámetro arrollamos cuatro espiras de hilo esmaltado de 0.3 mm. Estos botes llevan una carcasa metálica que se conecta a masa para evitar las posibles inducciones y ruidos del resto del circuito.

La potencia de emisión es un elemento clave, ya que de ella depende el alcance real del sistema. Un punto importante a tener en cuenta es que la potencia es proporcional al consumo. Por lo tanto, no podemos tener una gran potencia de emisión con un consumo muy pequeño. Si queremos garantizar un nivel de autonomía del transmisor hay que procurar reducir el consumo lo máximo posible. Prácticamente la mayor parte del consumo de esta etapa es debido a los amplificadores (transistores) de RF, ya que el MC2833 tiene un consumo menor de 3 mA.

El fabricante indica que usando los dos transistores de RF incluidos de el integrado podemos llegar con una alimentación de 9 voltios hasta +5 o +10 dBm. (10 mW) y sus armónicos reducidos en más de 50 dB. Sin embargo experimentalmente se obtiene algo menos. Los niveles de potencia que obtuvimos usando estos dos transistores oscilan en el rango de 0 a +5 dBm (3.2 mW) y con sus armónicos reducidos en más de 30 dB. Finalmente para llegar hasta +10 dBm usamos otro transistor de RF, el BFR96, como amplificador de banda ancha. Consiguiendo una potencia final en la toma de la antena entre +5 y +10 dBm. El esquema eléctrico de este amplificador es el mostrado en la figura 32 de la página siguiente.

En el esquema del amplificador de RF, vemos como el BFR96 funciona como un amplificador en la configuración de emisor común, con su salida en el colector y conectado a la antena con un condensador de paso.

En el primer diseño se pretendía utilizar la malla del electrodo de referencia (RL) como antena, pero presentaba problemas prácticos de acoplamiento de la señal de RF a la entrada del amplificador de instrumentación debido a su alta ganancia.

Con las potencias obtenidas se cubren sin problemas grandes salas, aunque el alcance se ve reducido cuando se deja de tener visión directa entre el emisor y el receptor. Con una potencia de +5 dBm se puede tener un alcance de hasta 100 m en

visión directa. Sin embargo hay que tener en cuenta que se pierde mucha potencia por la desadaptación de la impedancia de la antena respecto al circuito de salida y la potencia real de salida es mucho menor a la indicada. En nuestras pruebas conseguimos una buena respuesta en habitaciones cerradas, aunque dependiendo de la posición del transmisor (más bien de su antena) y los movimientos de éste podía aparecer ruido en la señal recibida.

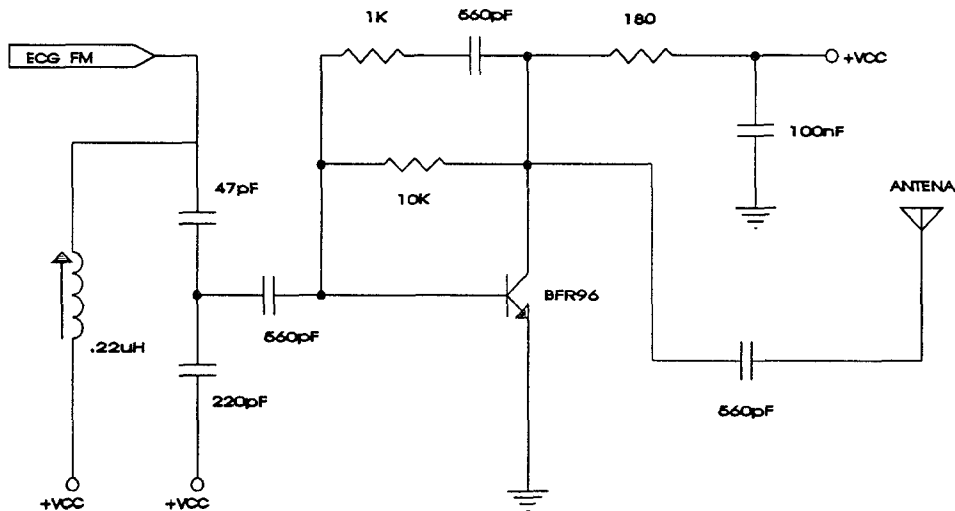


Figura 32, esquema eléctrico del amplificador de radiofrecuencia.

Indicar que la forma de medir la potencia de salida se suele hacer con el analizador de espectros que nos muestra la potencia en dBm, o bien con un vatímetro que nos da directamente la potencia en vatios, en este caso en milivatios (mW). Para calcular la relación de potencia en mW respecto a dBm y viceversa, usamos la siguiente fórmula matemática.

$$P_{dBm} = 10 * \log\left(\frac{P_{mW}}{1mW}\right) = 10 * \log(P_{mW})$$

Otro elemento muy importante para que el circuito funcione en la práctica es el diseño de la PCB (placa de circuito impreso). Hay que tener en cuenta que se trata de un circuito de RF, con unas frecuencias relativamente altas. Por esto, toda la placa se rodea

con planos de masa uniforme, sobre todo la cara superior donde están los componentes de inserción, que representa un plano de masa casi continuo. En el capítulo de planos y esquemas se pueden ver el diseño de la placa de circuito impreso del transmisor.

Para el montaje de esta etapa se han utilizado algunos componentes en SMD, como el propio MC2833, aunque la mayoría de condensadores cerámicos, bobinas y el cristal de cuarzo son del tipo inserción.

En el ajuste de esta etapa la forma más rápida es utilizar un analizador de espectro. Conectado a la salida, empezamos por ajustar el bote que controla la frecuencia de resonancia del cristal de cuarzo hasta tener en la salida la frecuencia de 48 MHz exactos. Posteriormente se procede a ajustar cada uno de los botes para conseguir la máxima potencia de salida. Para un ajuste más preciso se puede colocar la sonda del analizador de espectro en diferentes puntos de prueba a fin de ajustar cada amplificador por separado.

3.2.7.- Alimentación del circuito

Como indicábamos en la introducción, el circuito funciona con una pila o batería de 6 voltios, pudiendo llegar como máximo a 9V, con una potencia total menor de 300 mW alimentado a 6 voltios.

El consumo total es algo menor de 50 mA, de donde se deducen los 300 mW de la potencia total ($P = V * I$). La mayor parte del consumo se distribuye entre el filtro LTC1062/MAX280, los operacionales LF356 y la etapa de potencia de RF. El resto del circuito representa un porcentaje inferior al 10 % del consumo total.

Teniendo en cuenta el consumo de los amplificadores operacionales, alrededor de unos ± 4.5 mA, una mejora del transmisor es la sustitución de estos operacionales por algunos similares de muy bajo consumo, del orden de μ A. En cuanto al filtro presenta un consumo similar al de los operacionales y resulta más complicado encontrar un sustituto. Tanto el amplificador de instrumentación INA-102 como el VCO 4046 presentan un consumo muy bajo como hemos visto. En la parte de potencia de RF debemos llegar a un compromiso entre la potencia de emisión, es decir, el alcance, y el consumo del circuito.

Para la parte analógica de acondicionamiento del ECG necesitábamos alimentación negativa para el amplificador de instrumentación, el filtro de 5º orden, los amplificadores operacionales y la referencia de tensión. Cuyos consumos negativos típicos son 750 μA , 4.5 mA, 4.5 mA y 100 μA respectivamente. De la suma resulta un total de algo menos de 15 mA.

Para conseguir esta tensión negativa utilizamos dos convertidores de tensión positiva a negativa ICL7660 de la marca Harris. Este circuito integrado también es fabricado por Siliconix con la referencia SI7660, por Maxim como MAX660 y algunos fabricantes más. Existen algunos convertidores más, equivalentes en sus patillajes y con mejoras en la resistencia de salida (inferior), aumentando la capacidad de corriente de los mismos. Estos integrados monolítico CMOS nos permiten un rango de 1.5 a 10 V, con una eficiencia típica del 98 %. En la siguiente figura se muestra la estructura interna de este convertidor.

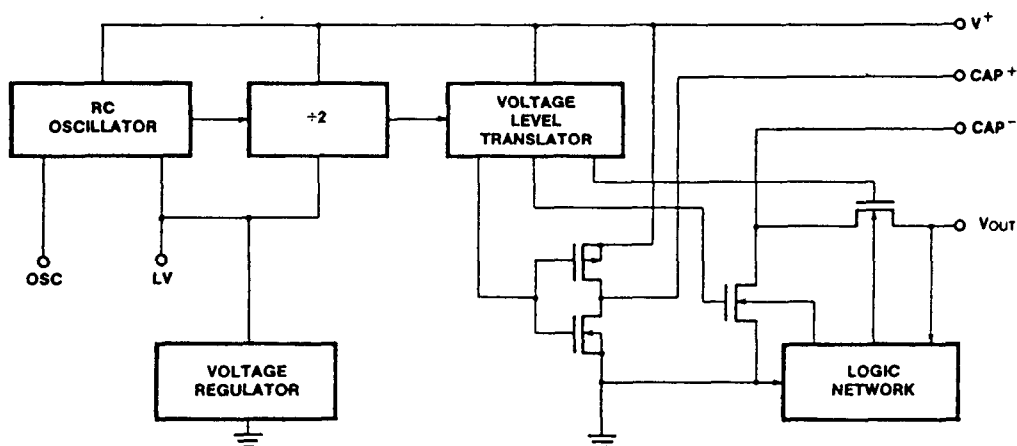


Figura 33, esquema interno del circuito ICL7660.

Las principales ventajas de este convertidor están en que necesita tan solo dos componentes externos no críticos y un coste relativamente bajo. En el esquema eléctrico mostrado en la figura 33, podemos ver como hemos utilizado dos integrados iguales conectados en paralelo, a fin de reducir la impedancia de salida del orden de 50 Ω a 6 V a la mitad, y asegurar una caída de tensión lo más pequeña posible para las corrientes a

suministrar. En nuestro diseño, como hemos visto, necesitamos algo menos de 15 mA, lo que nos da una caída de alimentación entorno a 0.2-0.3 V máximo para dos convertidores en paralelo. El resultado es un nivel de tensión entre -4.80 y -4.70 voltios. Estos valores se deducen a partir de las características y gráficas suministradas por el fabricante, además de haber sido medidos en la practica.

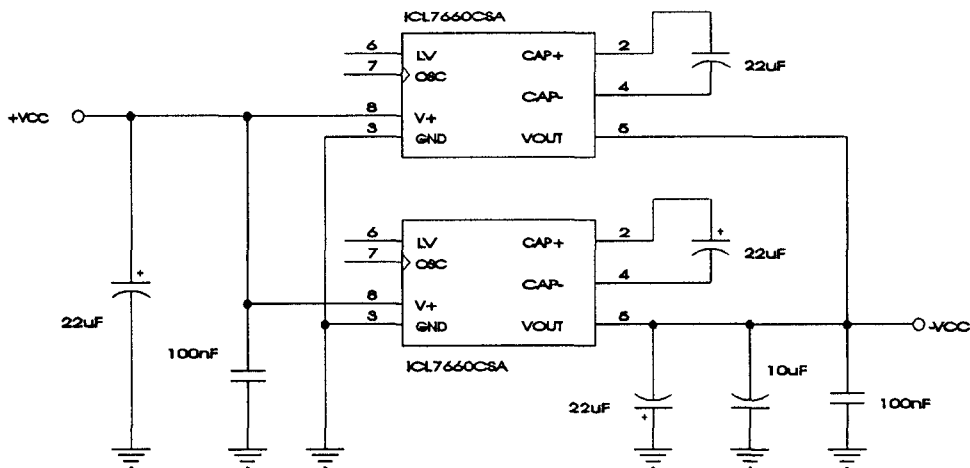


Figura 34, esquema eléctrico del convertidor a tensión negativa.

Básicamente cada convertidor sólo necesita un condensador para la bomba de carga utilizada en la conversión de la tensión, y otro condensador a la salida para disminuir el rizado de la tensión negativa de su salida. Para mejorar la calidad de la tensión negativa se han añadido algunos condensadores más entre la línea de alimentación negativa y masa.

Las pilas usadas para su implementación práctica son del tipo alcalinas de alta calidad cuya referencia es: N° 867, Size J, 6 voltios; o bien alguna equivalente como las referencias N° 539 o N° 7K67 (4LR61). Estas pilas son pequeñas, con forma cuadrada muy planas (45 x 35 x 10) y de bajo peso (250 grs. aproximadamente). La capacidad de corriente de estas pilas oscilan entre 450 y 700 mA/h. según el modelo concreto. Otro tipo de pila que también se puede utilizar sin problemas son las de Litio (MnO_2-Li) de 6 voltios cuya referencia es 2CR5 o CRP2 de Canon o Sanyo, y con una capacidad entre 1300 mA/h. y 1900 mA/h. lo que dobla o triplica la autonomía del transmisor aunque a

un precio tres veces mayor. También aumentan un poco en tamaño (48 x 35 x 15) y peso.

Con estas pilas la autonomía del transmisor se sitúa entre las 12 horas para las alcalinas y las 24 horas para las de Litio.

Otro tipo de baterías recargables de 6 V son las de Ni-Cd en paquetes tipo botón, con una capacidad de 600 mA/h. y una autonomía similar a la de las pilas alcalinas.

Para alimentar el circuito a 8 o 9 voltios existen otras baterías a utilizar. Por ejemplo para 9 voltios contamos con el modelo 6LF22 formato cuadrado alcalinas, o bien recargables modelo PP3 de 1200 mA/h. También existen otras pilas recargables para tensiones de 8 V con capacidades alrededor de los 500 mA/h.

Como vemos existen varias pilas que pueden ser utilizadas para la alimentación del transmisor, sin embargo, el tipo de pila a usar viene condicionada por su precio, su tamaño y peso, su capacidad y su disponibilidad.

3.2.8.- Especificaciones generales

Como resumen final a la descripción del transmisor de ECG vamos a dar algunas de las principales características del mismo.

- A) Transmisor de una sola derivación (I, II o III), elegida según la colocación de los electrodos.
- B) Rango de entrada señal de ECG de ± 4 mV.
- C) Ancho de banda del ECG de 0.25 Hz a 46 Hz.
- D) Impedancia de entrada mayor de 1 G Ω con una capacidad menor de 10 pF.
- E) Rechazo al modo común mayor de 80 dB.
- F) Nivel de ruido inferior a 30 nV/ \sqrt{Hz} .
- G) Resolución de la conversión tensión-frecuencia equivalente a 12 bits.
- H) Frecuencia de emisión en FM a 48 MHz.
- I) Ancho de banda del canal de transmisión de 10 KHz.
- J) Potencia de emisión aproximada a + 5 dBm (3.2 mW).
- K) Consumo total menor a 50 mA, con una potencia menor a 300 mW.

- L) Autonomía en funcionamiento continuo de 12 horas con pilas alcalinas de 6 voltios y capacidad de 600 mA/h.
- M) Tamaño del prototipo transmisor: 105 x 55 x 35 mm.

Estas especificaciones se presentan a título explicativo, siendo algunas de ellas deducidas teóricamente a partir de los datos de los fabricantes de los componentes del circuito, mientras otras se han medido experimentalmente.

Por último, en cuanto al transmisor indicar que se ha desarrollado un prototipo que cumple los objetivos propuestos de obtener la ECG de una persona y poder enviarla por radio con una calidad aceptable.

3.3.- Receptor

3.3.1.- Descripción

Denominamos receptor a la placa encargada de la recepción de la señal de radiofrecuencia, diferenciándola del equipo receptor que incluye todos los componentes físicos del sistema que reciben la señal transmitida y la envían al ordenador. La placa de recepción captura la señal emitida por el transmisor, una onda cuadrada que varía en frecuencia dependiendo del nivel del ECG, lo más parecida a la original que se ha transmitido. Incluimos en la placa de recepción el preamplificador de RF, el circuito del demodulador y etapa de frecuencia intermedia, el filtrado de la señal de baja frecuencia recuperada y finalmente su reconstrucción en onda cuadrada.

La placa de recepción combina una parte de radiofrecuencia con otra de baja frecuencia, incluyendo además un pequeño regulador que reduce la tensión de alimentación de entrada de 5 voltios a tan solo 2 voltios. En la siguiente figura podemos ver el esquema general del receptor dividido en varios bloques.

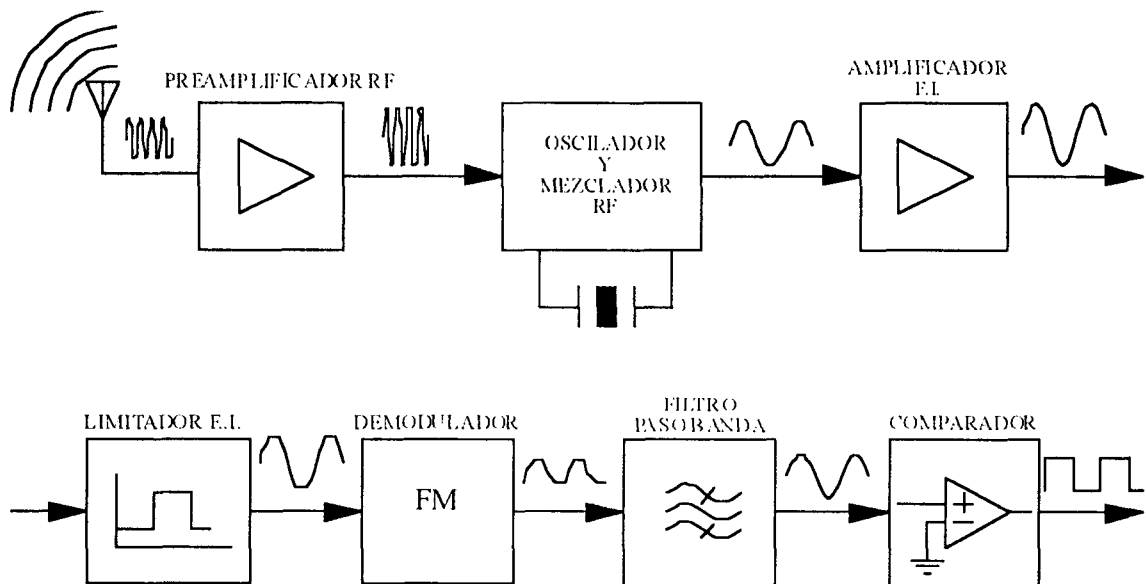


Figura 35, esquema general de la placa de recepción en FM.

La función de esta placa es dar a su salida una señal igual a la que se ha emitido, con el desfase lógico de la transmisión. Para ello el receptor está sintonizado para

recoger las señales de RF del transmisor a la frecuencia de 48 MHz. El primer bloque consiste en un amplificador de RF de las señales procedentes de la antena cuya salida se conecta a la entrada del circuito integrado MC3367 también de la marca Motorola, el cual se encarga de realizar la demodulación y recuperación de la señal de baja frecuencia transmitida. Este integrado realiza todos los demás bloques del esquema excepto el de alimentación.

Este circuito integrado MC3367 es un receptor de FM de banda estrecha y bajo voltaje como veremos más adelante. Con él es posible trabajar con frecuencias de entrada en RF de hasta 75 MHz, y con una sola conversión a frecuencia intermedia realizar la demodulación de la señal. Está diseñado para permitir la recepción simultánea de audio y datos (FSK), aunque en nuestro diseño lo usamos para esta segunda función.

La señal obtenida a la salida del demodulador se filtra mediante un filtro paso banda convirtiéndola en una señal senoidal, eliminando el posible ruido e interferencias fuera de la banda de paso. Posteriormente la señal se introduce en un comparador que nos da a su salida una onda cuadrada de igual frecuencia que la señal de su entrada, que es la transmitida. Esta señal cuadrada se lleva a una entrada de microcontrolador que medirá su frecuencia, siendo este el valor que se envía al ordenador.

El circuito receptor diseñado presenta una sensibilidad muy buena, así como un alto grado en la calidad de la señal recuperada. La estabilidad del circuito depende en gran medida de la utilización de un cristal de cuarzo para la conversión de la señal de RF del transmisor a la frecuencia intermedia del demodulador. En el diseño de la placa de circuito impreso se ha tenido mucho cuidado en ruteado de las pistas y planos de masa y alimentación. La mayoría de los componentes se encuentran en formato SMD lo que da lugar a un circuito de reducidas dimensiones físicas.

Uno de los mayores problemas a la hora de la implementación física del diseño es el conseguir algunos de los componentes de RF utilizados, como son el bote de RF sintonizado a la frecuencia intermedia (FI) de 455 KHz, los filtros cerámicos de frecuencia intermedia y el cristal de cuarzo que genera la señal necesaria para realizar la conversión a FI.

3.3.2.- Preamplificador de RF

Esta etapa tiene como misión elevar el nivel de la señal de RF procedente de la antena para conseguir una mejor recepción y posterior demodulación. En la figura 36, mostrada a continuación podemos ver el esquema eléctrico de esta etapa.

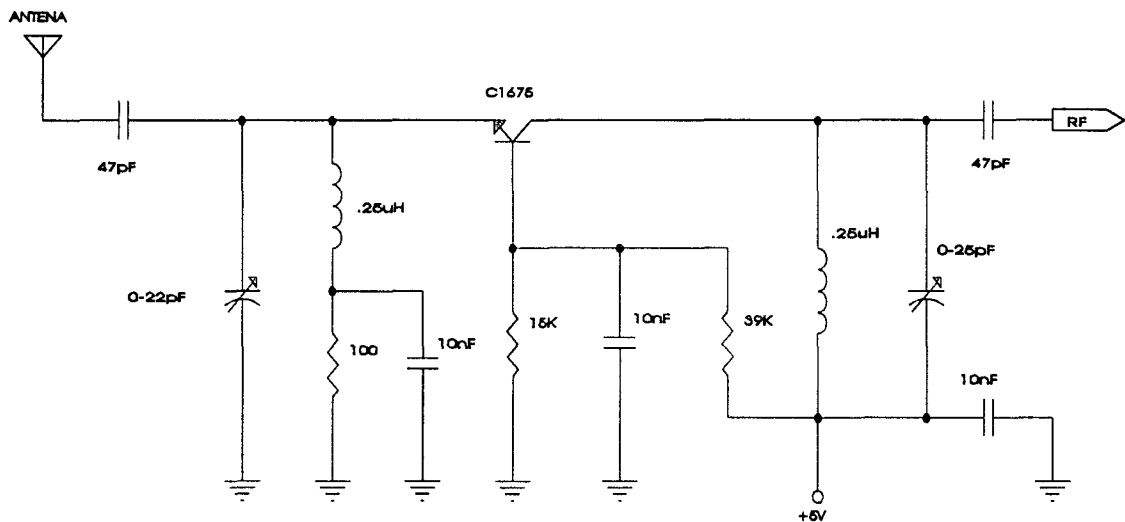


Figura 36, esquema eléctrico del preamplificador de radiofrecuencia.

El circuito es básicamente un transistor de RF 'npn' en su configuración de base común sintonizado tanto a la entrada como a la salida a la frecuencia que deseamos recibir (48 MHz). Para la realización física se eligió un transistor modelo C1675 por ser más estable y tender menos a autooscilar que otros transistores de RF. La elección de la configuración en base común se debe a que es la que menos nivel de ruido presenta comparada con las otras configuraciones, con un nivel de amplificación suficiente para nuestra aplicación.

Los circuitos tanque de la entrada y la salida son similares a los que veíamos en el transmisor, usando la misma fórmula para el cálculo de los valores de los condensadores y bobinas en paralelo. En este circuito las bobinas se realizan bobinando 9 espiras de hilo de 3 mm al aire con un diámetro de 5 mm. Los condensadores de 10 nF son simples condensadores de desacoplamiento que son muy importantes en los circuitos de radiofrecuencia,

aunque más que importar el valor, importa que físicamente se encuentren lo más próximo al sitio que se desea desacoplar y masa.

Las resistencias de valor $15\text{ K}\Omega$ y $39\text{ K}\Omega$ están conectadas a una tensión positiva de valor 5 voltios, proporcionando la polarización de base necesaria para que el transistor pueda amplificar la señal de RF en el emisor procedente de la antena.

La antena usada en el receptor es del tipo telescópica y de un tamaño entre 40 y 80 cm., cuyas dimensiones se calculan de igual forma que la antena del transmisor.

El ajuste de esta etapa se realiza ajustando los condensadores y las bobinas variables para obtener una señal a la salida del demodulador con un nivel de tensión entre 10 y 25 mVrms con el menor ruido posible y libre de interferencias.

3.3.3.- Demodulación de la señal de FM.

Como se ha dicho la demodulación de la señal y su tratamiento hasta recuperar de nuevo la señal cuadrada transmitida lo realizamos con el integrado MC3367 de Motorola, que es un receptor de FM de banda estrecha de bajo voltaje. Las principales características de este integrado son su baja tensión de alimentación 1.1 a 3 V y su bajo consumo (1.5 a 3 mW), la excelente sensibilidad menor de $1\ \mu\text{V}$, un gran ancho de banda de entrada (hasta 75 MHz), la inclusión de dos *buffer*s amplificadores y un comparador para la recuperación de datos en emisiones FSK. El ancho de banda de recepción típico es de 5 KHz.

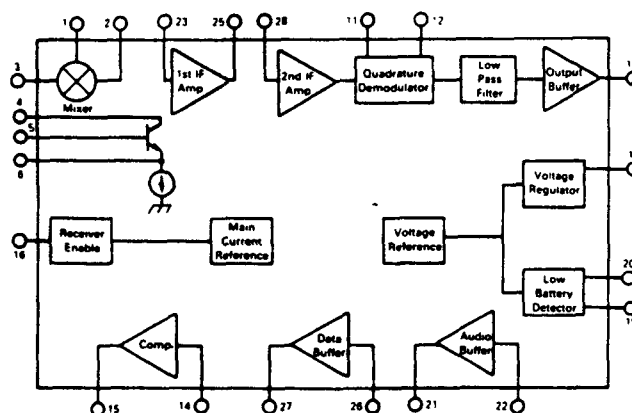


Figura 37, diagrama del circuito receptor de FM MC3367.

En la figura anterior, la figura 37, podemos ver la estructura interna del MC3367, separado en los diferentes bloques que lo componen. Permite la utilización de las partes que nos interesen proveyendo alimentaciones separadas para algunas de ellas. Por otro lado el formato de este integrado es únicamente en SMD (S028L), lo que supone una sustancial reducción del tamaño físico del circuito.

Ahora pasamos a explicar el funcionamiento de la etapa de recepción, demodulación y recuperación de la señal de baja frecuencia, indicando las etapas intermedias. La figura que mostramos a continuación representa el circuito de recepción y tratamiento de la señal para obtener nuevamente la señal cuadrada que se ha transmitido.

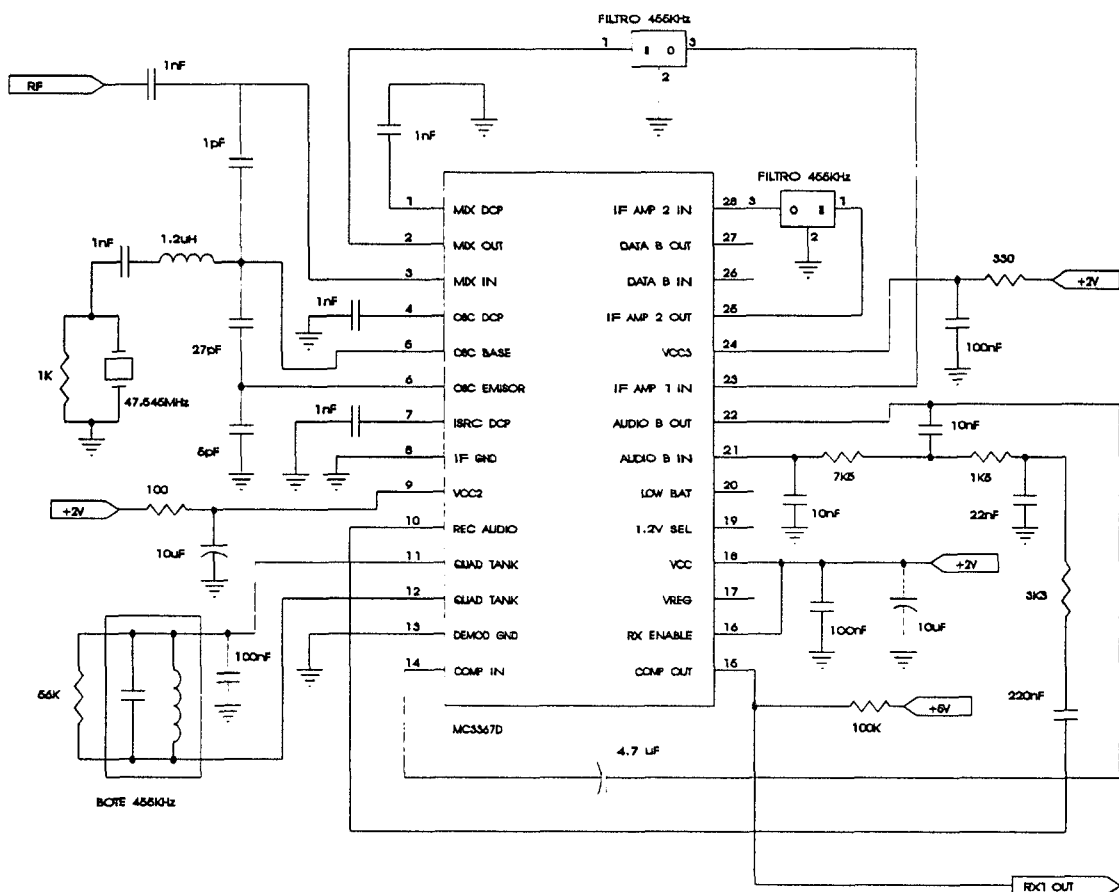


Figura 38, esquema eléctrico del receptor de FM.

En este punto vamos a centrarnos en el circuito que se encuentra a la izquierda del MC3367, mostrado en la figura 38. Teniendo en cuenta el esquema interno de este integrado en el circuito de la figura se ve como la señal procedente del preamplificador se introduce a través del pin 3 que es la entrada del mezclador de RF, a la vez que le llega la señal del oscilador local a través de un condensador de 1 pF.

La frecuencia del oscilador local (f_{OSCL}) viene dada por un cristal de cuarzo de una frecuencia fija que se calcula teniendo en cuenta dos parámetros como son, la frecuencia de recepción ($f_{RF} = 48 \text{ MHz}$) y el valor de la frecuencia intermedia ($f_{FI} = 455 \text{ KHz}$). Para esto se utiliza una fórmula muy simple que se deduce de la teoría de la comunicación

$$f_{OSCL} = f_{RF} \pm f_{FI}$$

De donde obtenemos dos valores para f_{OSCL} , uno por arriba de la frecuencia de recepción y otro por debajo, con valores 48.455 MHz y 47.545 MHz respectivamente. En este diseño se optó por utilizar la frecuencia más baja de 47.545 MHz, realizándose un cristal de cuarzo a medida para esta frecuencia.

Comentar que para el correcto funcionamiento del oscilador local se debe colocar la inductancia de 1.2 μH en serie como se ve en el esquema, ya que sin ella el circuito no llega a oscilar y el receptor no funciona.

En las etapas de recepción, y en general los circuitos de RF, los desacoplos de las señales son muy importantes. Debido a la gran sensibilidad del receptor hay que procurar colocar todos estos condensadores lo más cerca físicamente a las patillas del integrado y la señal a desacoplar a fin de evitar que se comporten más como inductancias que condensadores. En el circuito, la mayor parte de los condensadores cumplen únicamente con la función de desacoplo o de paso de señal, con el fin de mejorar el nivel de ruido y la estabilidad.

Siguiendo con la explicación tenemos que la salida del mezclador va a un filtro cerámico de 455 KHz, cuya función es limitar la banda de la señal entre 3 y 5 KHz entorno a esta frecuencia. Lógicamente la señal de salida del mezclador tiene esa frecuencia intermedia de 455 KHz que resulta de la diferencia de la frecuencia de la señal

recibida y la del oscilador local. Siguiendo el camino de la señal de FI (frecuencia intermedia), ésta se introduce en un primer amplificador diseñado para trabajar a esta frecuencia. Su salida va a otro filtro cerámico igual al anterior y posteriormente pasa al segundo amplificador de frecuencia intermedia.

La utilización de dos filtros de frecuencia intermedia se hace para conseguir un mejor rechazo a los canales adyacentes y una mejora en la sensibilidad. Estos filtros pueden ser sustituidos por condensadores en serie de un valor 100 nF, pero presentarían una pérdida en la sensibilidad y la estabilidad.

La señal de salida del segundo amplificador de FI internamente está conectado al amplificador-limitador de FI, y posteriormente al circuito detector de cuadratura para la recuperación de la señal de baja frecuencia transmitida. El detector de cuadratura necesita externamente un bote LC de 455 KHz para su funcionamiento. El ajuste de este bote junto con los circuitos tanque del preamplificador son los únicos ajustes necesarios para el correcto funcionamiento de esta tarjeta. Para ajusta el detector de cuadratura se actúa en el bote de FI hasta conseguir en el pin número 10, recuperación de audio, la mejor señal posible (10 a 25 mVrms).

El ancho de banda de modulación del receptor se puede ajustar desde 3 KHz hasta los 5 KHz, dependiendo del tipo de filtros cerámicos utilizados y el bote del detector de cuadratura. Variando en valor de la resistencia en paralelo con este tanque LC del detector de cuadratura podemos variar el ancho de banda de recepción, aunque una aumento de éste lleva asociado una reducción del nivel de señal recuperado así como una pérdida de sensibilidad. El nivel de ruido típico de la salida del modulador sin señal de RF a la entrada es de 4.5 mVrms.

3.3.4.- Acondicionamiento de la señal recuperada

La señal recuperada por el demodulador hay que acondicionarla para que pueda ser inteligible para el microcontrolador, tanto en la forma de la señal como su nivel de tensión. En este apartado englobamos los dos últimos bloques del esquema general del receptor que veíamos en el apartado 3.1, que son el filtro paso banda y el comparador.

El MC3367 incorpora dos *buffer*s con ganancia (audio y datos) y un comparador. La diferencia entre los dos buffers radica en la ganancia de cada uno y en que el de audio tiene la corriente de polarización interna. Para nuestro diseño usamos el buffer de audio que nos permite colocar un filtro paso alto al no tener en cuenta la corriente de polarización externa.

La señal que nos da el demodulador se hace pasar por un filtro activo paso banda, realizado como un filtro paso alto de 1^{er} orden más un filtro activo paso bajo de 2^o orden del tipo Sallen-Key. Básicamente con este filtrado conseguimos transformar la señal demodulada en una senoide de igual frecuencia, si la recepción es correcta, que la señal transmitida.

El filtro paso alto es un filtro simple de primer orden como se puede ver en el esquema eléctrico del receptor que ya hemos visto en el apartado anterior, y que se corresponde al circuito que está a la derecha del MC3367.

El filtro activo paso bajo utilizado, del tipo Sallen-Key de 2^o orden, se puede ver en la figura siguiente, número 39. Para el cálculo de los componentes del esquema de la figura partimos de las fórmulas de la frecuencia de corte f_c , y el factor de calidad Q

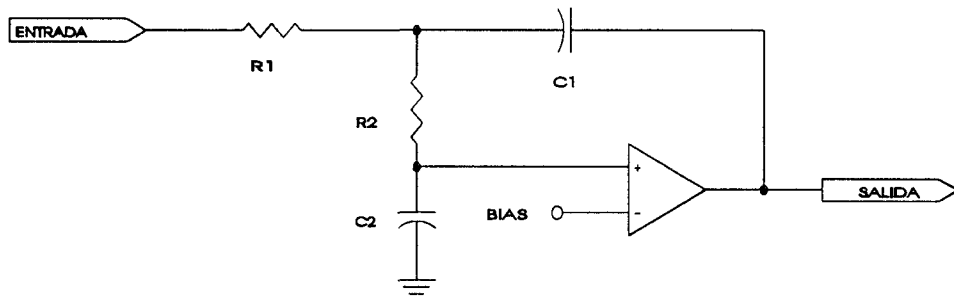


Figura 39, filtro activo de 2^o orden del tipo Sallen-Key.

Tomamos una banda de paso para el filtro de 300 a 5000 Hz, condicionada por los valores de frecuencia de la señal transmitida, y hacemos $f_c = 5000$ Hz y $Q = 1/\sqrt{2} = 0.707$, y la ganancia del buffer $K = 4$. Usamos para el cálculo las dos fórmulas mostradas en la página siguiente.

$$f_c = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{R1 * R2 * C1 * C2}}$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{\frac{R2 * C2}{R1 * C1} + \sqrt{\frac{R1 * C2}{R2 * C1} + (1 - K) * \sqrt{\frac{R1 * C1}{R2 * C2}}}}$$

Para facilitar el cálculo se hace $C1 = C2 = 10 \text{ nF}$, y mediante iteraciones calculamos los valores de las resistencias. Obtenemos, utilizando valores normalizados, $R1 = 1.5 \text{ K}\Omega$ y $R2 = 7.5 \text{ K}\Omega$.

Por último la señal de salida del filtro se introduce en el comparador, patilla 14, intercalando un condensador de $4.7 \mu\text{F}$ para eliminar la componente continua, ya que el comparador al igual que el *buffer* tiene corriente de polarización interna. La salida del comparador se conecta a la tensión de 5 V a través de una resistencia del *pull-up* de un valor de $100 \text{ K}\Omega$ con lo que conseguimos una señal cuadrada con un nivel de tensión de 5 V , y con una frecuencia igual a la de la señal originalmente transmitida. Es esta señal la que finalmente se lleva a una entrada del microcontrolador.

3.3.5.- Alimentación del circuito

La alimentación de la placa de recepción se toma de la tarjeta que contiene la fuente de alimentación y el microcontrolador, que describiremos en apartados posteriores. El valor de esta alimentación es de 5 V procedentes de un regulador lineal fijo. Esta alimentación es usada directamente por el preamplificador de RF y el comparador como hemos visto. El resto del circuito, el integrado MC3367, se alimenta con una tensión de aproximadamente 2 V obtenida de un circuito de regulación que está incluido en la placa de recepción y que pasamos a describir.

Este circuito de regulación consiste en un regulador lineal variable que se ha ajustado para dar una tensión de salida de 2 V a partir de la tensión de entrada de 5 V . El regulador utilizado en este diseño ha sido el LM317 en formato de montaje superficial

SMD. En la figura 40, que mostramos continuación, podemos ver el esquema eléctrico del circuito de alimentación.

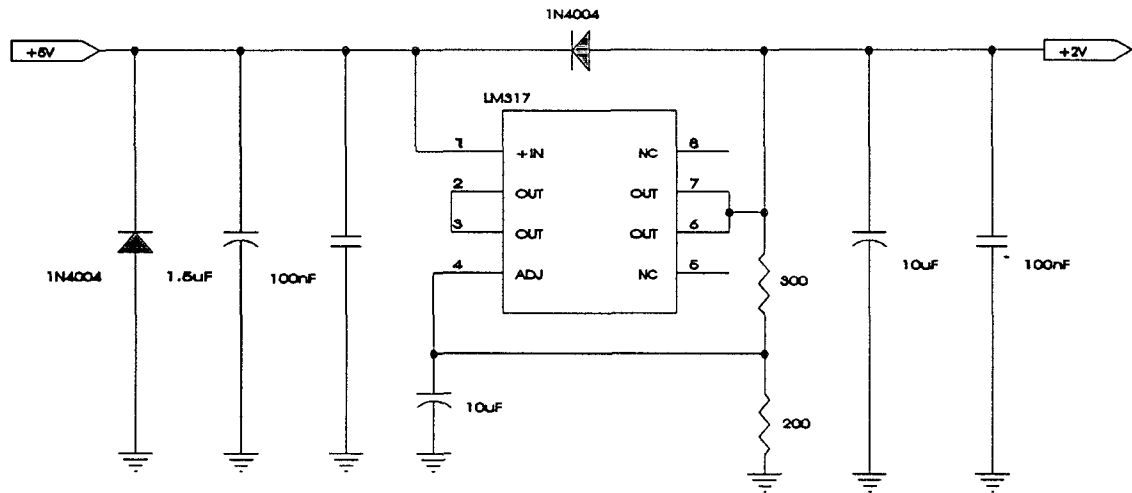


Figura 40, circuito de alimentación de la tarjeta de recepción.

Destacamos de este integrado los porcentajes de variación de la tensión de salida por regulación de línea (0.01% máximo, 200 μ V a 2V) y por regulación de carga (0.3% máximo, 6 mV a 2V). El fabricante garantiza una tolerancia de la tensión de salida del 1%, e indica un nivel de ruido de .001% respecto a la tensión de salida, lo cual para nuestro diseño con 2 V nos da un valor de 20 μ Vrms.

Se ha fijado el nivel de salida a dos voltios debido al nivel de tensión de alimentación que permite el MC3367 que va de 1.1 V a 3 V, además de poder garantizar la condición del regulador de tener una diferencia mínima entre la tensión de entrada y la de salida alrededor de 3 V. La corriente que debe suministrar el regulador es muy pequeña (3 mA) y se debe prácticamente a la alimentación del MC3367.

El ajuste de la tensión de salida se hace con dos resistencias fijas tal y como se ve en el esquema del circuito, y que han sido calculadas a partir de los datos suministrados por el fabricante.

Comentar que la función de los diodos, que aparecen en la figura 40, es proteger, uno al LM317 de tensiones en la salida mayores a los de la entrada al desconectar la alimentación, y el otro para evitar los posibles daños de una inversión en la polaridad de la alimentación.

Con este circuito regulador además de establecer los niveles correctos de alimentación, realizamos una mejor regulación y filtrado de tensión, que es un parámetro importante para el buen funcionamiento del integrado de recepción.

El consumo máximo de todo el circuito es de unos 10 mA, de los cuales más de la mitad corresponden al preamplificador de RF que se alimenta a 5 V y al consumo propio del regulador LM317.

3.3.6.- Especificaciones

Al igual que hicimos con el transmisor y a título de resumen general del receptor vamos a dar una relación de las principales características del mismo.

- A) Receptor de FM a la frecuencia de 48 MHz.
- B) Sensibilidad inferior a 1 μ V.
- C) Frecuencia oscilador local de 47.545 MHz (cristal de cuarzo).
- E) Frecuencia intermedia de 455 KHz.
- F) Ancho de banda de recepción aproximadamente 5 KHz.
- G) Rango frecuencia salida entre 300 y 5000 Hz.
- H) Señal de salida cuadrada de 5 V.
- I) Antena telescópica de 40 a 80 cm.
- J) Tensión externa alimentación de 5 V.
- K) Tensión interna de alimentación 2 V.
- L) Consumo máximo de 10 mA.
- M) Dimensiones aproximadas 70 x 35 x 25.

3.4.- Adquisición de datos y Fuente de alimentación

3.4.1.- Introducción

La tercera y última placa de circuito impreso realizada corresponde con el esquema de la fuente de alimentación y el microcontrolador para la adquisición de la señal que envía la placa de recepción.

El hecho de que siempre tengamos una fuente de alimentación y el microcontrolador con el driver para el puerto serie, independientemente del número de canales que posea el sistema, es el motivo de que ambos se hallan colocado en la misma tarjeta.

El microcontrolador, de la familia 68HC11 de Motorola, desempeña un papel fundamental en el funcionamiento del sistema de recepción. Para ello el μ controlador de forma periódica, a una frecuencia de muestreo de 122 veces por segundo, realiza la medida de la señal que devuelve la placa de recepción y envía su valor al ordenador a través de su puerto serie.

La parte de adquisición se ha planteado como un sistema abierto, tanto en el hardware como en el software. Físicamente es posible recibir simultáneamente 4 canales de ECG, además de 4 entradas analógicas, y otras cuatro líneas digitales que pueden ser programadas como entradas o salidas independientemente. El software del prototipo reside en una memoria EEPROM lo que permite hacer modificaciones en cualquier momento de forma muy simple.

A pesar de utilizar registros de 16 bits para medir la frecuencia de la señal recibida la resolución de la medida se sitúa en unos 12 bits, debido a que el rango de frecuencias que se pueden medir con el μ C es mayor al de estas señales.

La fuente de alimentación diseñada es del tipo lineal. Se ha pretendido un diseño sencillo y económico. La fuente de alimentación funciona conectada a la red eléctrica de 220 V, o bien con un paquete de baterías recargables de NiCd de 9.6 V. Durante el funcionamiento conectada a la red eléctrica permite la carga de las baterías, con la posibilidad de seleccionar tres tipos de carga: mantenimiento, carga lenta y carga rápida. El fin de esta fuente es alimentar las placas de recepción y al microcontrolador y los circuitos asociados a éste. La tensión de salida de la fuente es de 5 V regulados y con una capacidad de corriente de 250 mA.

Las conexiones al exterior de esta placa son básicamente la conexión a la red eléctrica a través de un zócalo de conexión con fusible y el puerto serie de comunicaciones con un conector DB-9.

En la figura siguiente podemos ver un esquema general de esta placa.

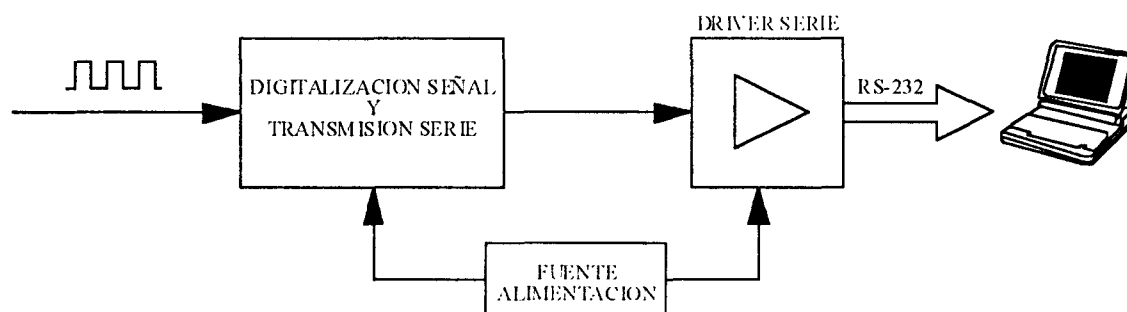


Figura 41, esquema placa de adquisición y la fuente de alimentación.

3.4.2.- Microcontrolador HC11

3.4.2.1 Características generales.

El microcontrolador usado en este sistema pertenece a la familia de Motorola HC11, basada en el microprocesador 6800 y 6801. En cuanto a código son compatibles, aunque el HC11 dispone de un juego de instrucciones aumentado. Como base para el diseño hemos usado el μC MC68HC711E9, que es un microcontrolador de 8 bits de altas prestaciones fabricados con tecnología HCMOS. Su diseño totalmente estático permite velocidades del bus desde 2 MHz hasta casi cero, con una importante reducción del consumo.

La versatilidad y los elementos periféricos de que dispone este μC , que nos permite con un solo integrado realizar la adquisición y su envío de forma serie al ordenador, supone un ahorro en espacio físico y tiempo de diseño. Describimos a continuación las principales características del mismo:

- 12 KBytes de memoria EPROM para programa
- 512 Bytes de memoria EEPROM con protección de seguridad.
- 512 Bytes de memoria RAM.
- Subsistema 'Timer' de 16 bits, con:

Prescaler programable de cuatro estados,
 entradas de detección de flacos 'Input Capture', y
 salidas con función 'Output Capture' seleccionables por software.

- Circuito contador (acumulador) de pulsos de entrada de 8 bits.
- Puerto serie de comunicaciones SCI.
- Interfase serial de periféricos SPI.
- Conversor analógico-digital de 8 bits con 8 entradas.
- Cinco puertos para entradas y salidas en total.
- Circuito de interrupción en tiempo real RTI.
- Sistema de control de fallos COP mediante 'watchdog'.
- Sistema completo de interrupciones internas y externas.
- Repertorio de instrucciones extendido.
- Funciones de división entera y fraccional con 16 bits.
- funciones de manipulación de bits.
- modos de bajo consumo WAIT y STOP.

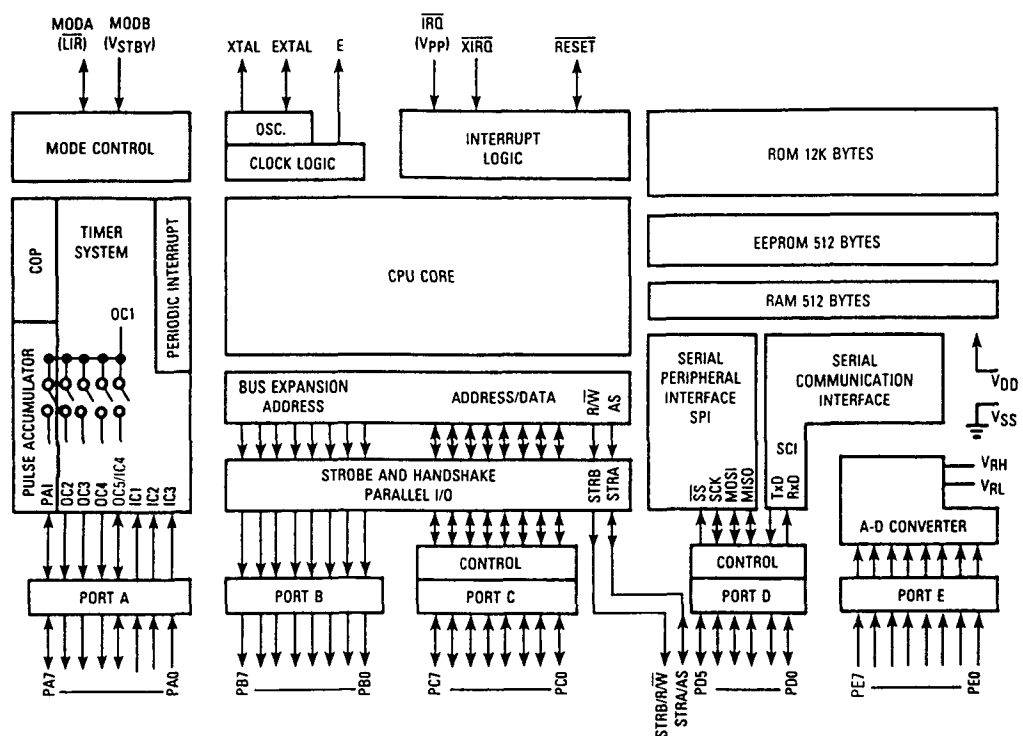


Figura 42, esquema interno del μC 68HC711E9.

Este μ C dispone de cuatro modos de funcionamiento, que se seleccionan según el nivel lógico de dos de sus entradas justo después de un RESET o cuando se suministra alimentación por primera vez. Los cuatro modos comentados son:

- A) Modo Single Chip, es el modo en que el programa a ejecutar se encuentra en la memoria interna, sin necesidad de accesos a memoria de programa externa.
- B) Modo Bootstrap, es el modo de funcionamiento en el que el programa a ejecutar se introduce desde el exterior a través del puerto serie. El tamaño máximo de este programa está limitado al tamaño de la memoria RAM interna, en este caso 512 Bytes.
- C) Modo Expandido, es aquel que se hace acceso a memoria de programa externa a través de los puertos PB y PC, que ahora funcionan como líneas de bus del μ C. El tamaño de la memoria accesible es de 64 KBytes, incluyendo el direccionamiento de periféricos.
- D) Modo Test, usado únicamente por el fabricante para comprobar el correcto funcionamiento del circuito integrado.

Como hemos dicho este microcontrolador dispone de dos modos de ahorro de energía. El modo WAIT realiza una parada del funcionamiento interno del procesador mientras mantiene el funcionamiento de su periféricos. El modo STOP se diferencia del anterior en que el sistema se para totalmente al realizar una parada del reloj interno. La forma de salir de estos modos es mediante un RESET o bien una interrupción dependiendo del modo que sea. El consumo se ve reducido desde los 15 mA típicos hasta unos 6 mA o menos de 100 μ A en los modos WAIT y STOP respectivamente.

Un inconveniente que plantea este microcontrolador es la cantidad de ruido que genera. Este ruido se debe tener en cuenta cuando se hace trabajar junto a circuitos sensibles al ruido como es en este caso nuestra placa de recepción. Para corregir este problema es necesario realizar un apantallamiento de cada una de las placas, evitando así que el ruido generado en una influya en la otra.

Indicar finalmente que para la realización física del prototipo se sustituyó el modelo de microcontrolador por el MC68HC811E2, que es totalmente igual al 711E9 salvo en la memoria. En el modelo 811E2, la memoria EPROM de 12 KBytes y la EEPROM de 512 Bytes del 711E9, se reduce a una sola EEPROM de 2 KBytes. Por otro lado la RAM es de 256 Bytes, la mitad del 711E9. Estos cambios realmente nos benefician, ya que nos facilita el desarrollo y depuración del programa al permitir realizar los cambios directamente en la memoria EEPROM, usando las herramientas disponibles para ello desde un ordenadores tipo PC.

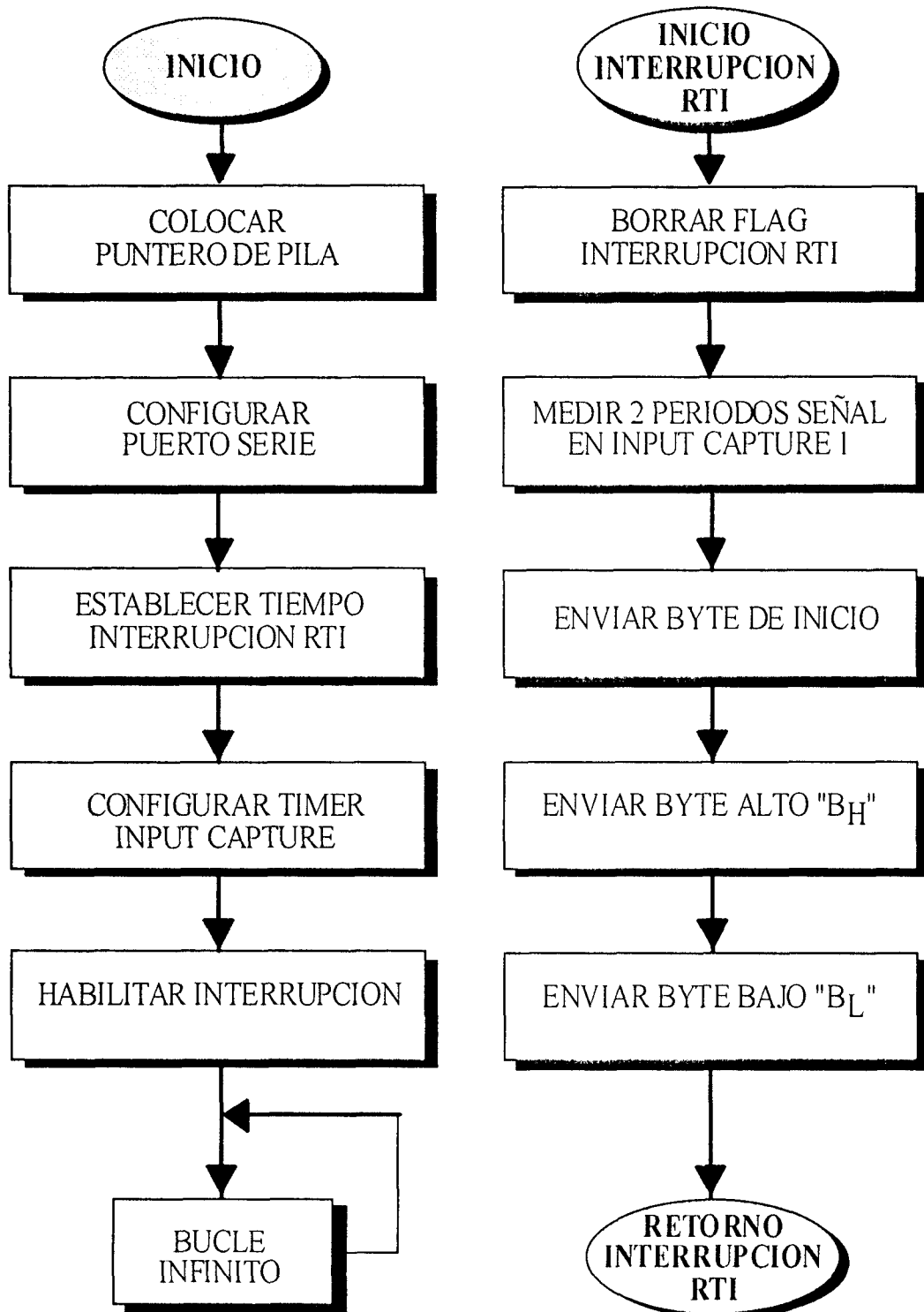
3.4.2.2 Organigrama del programa del μ C

El programa del microcontrolador tiene como misión medir la frecuencia de la señal que le llega de la placa de recepción a una velocidad constante, y enviarlo con la misma periodicidad por el puerto de comunicaciones serie.

Para medir la frecuencia se utiliza la función de Input Capture del Timer como se describe en el apartado siguiente. Para realizar la medida o muestreo de forma periódica se ha utilizado una interrupción hardware. Esta interrupción se activa de forma periódica según se ha programado, y se le denomina interrupción en tiempo real (RTI). El código principal del programa es realmente la rutina que atiende a la interrupción RTI, ya que el resto del tiempo el programa está dentro de un bucle del que sólo sale a atender la interrupción, y al que vuelve tras finalizar la ejecución de la rutina.

Tras realizar la medida dentro de la rutina RTI, el programa manda por el puerto serie los dos bytes correspondientes a la medida de la frecuencia, precedidos por un byte cero, '00H', que indica el principio de un nuevo dato.

En la página siguiente, la figura 43, tenemos el organigrama del programa desarrollado para el microcontrolador.

Figura 43, organigrama del programa del μ C.

3.4.2.3 Medida de la frecuencia

La señal de salida de la tarjeta de recepción es una señal cuadrada, que resulta de convertir la señal de ECG mediante el VCO del transmisor. Para evitar realizar la función inversa, frecuencia-tensión, y luego su conversión a digital, medimos directamente su frecuencia mediante las entradas Input Capture del sistema de Timer del microcontrolador. El valor de frecuencia de esta señal está relacionado directamente con el nivel de tensión del ECG. Es este valor de frecuencia el dato enviado por el puerto serie al ordenador. Una vez en el ordenador es posible hallar de nuevo el nivel del ECG conociendo el valor de la frecuencia en cada instante.

El μC dispone de 4 entradas Input Capture (IC) que guardan el valor del contador general en un registro específico (16 bits) cuando detectan un flanco en la entrada. El tipo de flanco, subida, bajada o ambos, a detectar es programable por medio de dos bits en el registro TCTL2. El contador general es un registro de 16 bits que se incrementa a la frecuencia del sistema dividida por el valor del prescaler (1,4,8 o 16). El valor del prescaler se define mediante 2 bits en el registro TMSK2.

Usamos las cuatro IC para los 4 canales de ECG que permite el sistema. En este apartado vamos a explicar el proceso para medir la frecuencia de la señal presente a la entrada de una línea IC.

El algoritmo utilizado consiste en medir el número de ciclos de reloj transcurridos en el contador general del Timer durante el tiempo en que se producen dos flancos consecutivos de subida. Para ello el sistema del Timer dispone de flags indicadores e interrupciones asociadas con las entradas de Input Capture. En nuestro caso para simplificar el programa del μC no utilizamos el sistema de interrupciones, sino que esperamos la activación de los flags indicadores. El programa básico desarrollado sólo acepta un canal de ECG, aunque es fácilmente adaptable para funcionar con los cuatro canales a la vez. A continuación se indica el algoritmo de medida:

- Programar el contador general con Prescaler = 1. Registro TMSK2.
- Programar Input Capture para flanco de subida. Registro TCTL2.
- Borrar posible activación anterior flag ICx. Registro TFLG1.
- Esperar activación de Flag ICx. Registro TFLG1.
- Guardar el valor del registro ICx. Registro TICx.

- Borrar nuevamente flag ICx. Registro TFLG1.
- Esperar nueva activación flag ICx. Registro TFLG1.
- Calcular diferencia registro TICx y el valor guardado anteriormente,
= *PERIODO*.

$$x = 1,2,3 \text{ o } 4.$$

Este valor calculado, '*PERIODO*', es la medida del periodo de la señal, en la entrada ICx, como el número de pulsos del contador general transcurridos entre dos flancos de subida.

El contador general se incrementa a la frecuencia interna del μC , prescaler = 1. Esta frecuencia se determina partiendo de un cristal de cuarzo externo de 8 MHz que se divide por cuatro internamente, resultando una frecuencia de $E = 2 \text{ MHz}$. Así tenemos que el tiempo para cada pulso del contador general es de $T_E = 500 \text{ nseg}$. Los valores del prescaler actúan sobre E . El periodo de la señal, T_{ECG} , medido resulta de multiplicar el número de impulsos por el tiempo de cada impulso. Para finalmente conocer la frecuencia, f_{ECG} , realizamos la inversa del periodo.

$$E = \frac{8\text{MHz}}{4} = 2\text{MHz} \qquad T_E = \frac{1}{E} = \frac{1}{2\text{MHz}} = 500\text{nseg}$$

$$T_{ECG} = \text{PERIODO} * 500\text{nseg} \qquad f_{ECG} = \frac{1}{T_{ECG}} = \frac{1}{\text{PERIODO} * 500\text{nseg}}$$

De todas formas este cálculo se efectúa en el ordenador, ya que el programa del μC simplemente envía el valor de '*PERIODO*'. Para el rango de frecuencias de las señales de entrada podemos calcular el número de pulsos del contador general, para poder deducir la resolución aproximada del sistema.

$$f = 500 \text{ Hz.} \rightarrow T = 2 \text{ mseg.} \Rightarrow 4.000 \text{ impulsos.}$$

$$f = 5 \text{ KHz.} \rightarrow T = 200 \text{ } \mu\text{seg.} \Rightarrow 400 \text{ impulsos.}$$

Indicar que para borrar los flags se escribe el registro con un '1' en el bit que deseamos borrar (poner a '0').

El margen de valores obtenidos está entre los 400 y los 4000 impulsos, que nos dan unos 3600 valores diferentes, con lo que podemos decir que la resolución de este algoritmo es cercano a 12 bits ($2^{12} = 4096$).

Realmente el programa que se ha desarrollado mide el tiempo entre 3 flancos de subida consecutivos, lo que significa medir impulsos durante 2 periodos de la señal, mejorando aún más la resolución. Con este sistema la resolución final se sitúa por arriba de los 12 bits.

A continuación se dan los registros, y bits de cada uno, relacionados con esta parte del programa.

	7	6	5	4	3	2	1	0	
TCTL2	EDG4B	EDG4A	EDG1B	EDG1A	EDG2B	EDG2A	EDG3B	EDG3A	\$1021
RESET	0	0	0	0	0	0	0	0	

<u>EDGxB</u>	<u>EDGxA</u>	<u>Configuración</u>
0	0	Deshabilitado
0	1	Detectar flancos de subida
1	0	Detectar flancos de bajada
1	1	Detectar cualquier flanco

	7	6	5	4	3	2	1	0	
TFLG1	OC1F	OC2F	OC3F	OC4F	IC4F	IC1F	IC2F	IC3F	\$1023
RESET	0	0	0	0	0	0	0	0	

ICxF = 1 Detección de flanco

	7	6	5	4	3	2	1	0	
TMSK2	TOI	RTII	PAOVI	PAII	0	0	PR1	PR0	\$1024
RESET	0	0	0	0	0	0	0	0	

PR1	0	0	1	1
PR0	0	1	0	1
Factor Prescaler	1	4	8	16

3.4.2.4 Interrupción en tiempo real (RTI)

Para poder reconstruir la señal de ECG necesitamos un determinado número de muestras. El valor mínimo de muestras se determina según el teorema del muestreo, por el índice de muestreo de Nyquist. Este teorema dice que para una señal se pueda recuperar a partir de sus muestras se debe muestrear al doble de su ancho de banda.

Para la señal de ECG tomamos un ancho de banda de 50 Hz, que partiendo del teorema del muestreo la frecuencia mínima para recuperar la señal sería de 100 Hz. En este sistema se ha establecido una velocidad de muestreo de aproximadamente 122 muestras por segundo, suficiente para reconstruir la señal de ECG.

Para realizar el muestreo, medida de la frecuencia de la señal transmitida, a esa velocidad utilizamos una interrupción periódica que tiene implementada el microcontrolador. Esta interrupción en tiempo real (RTI) permite ser programada con cuatro tiempos diferentes. Uno de estos tiempos nos da la velocidad de muestreo elegida, de 122 veces/segundo, utilizando un cristal de 8 MHz.

El programa de adquisición del μ C ejecutará la rutina de la interrupción RTI periódicamente, y en ella mide la frecuencia de la señal recibida y la envía por el puerto serie. Los registros que se muestran a continuación contienen los bits responsables de la programación de esta interrupción.

	7	6	5	4	3	2	1	0	
TMSK2	TOI	RTII	PAOVI	PAII	0	0	PR1	PRO	\$1024
RESET	0	0	0	0	0	0	0	0	

RTII = 1 Habilita la interrupción RTI.

	7	6	5	4	3	2	1	0	
TFLG2	TOF	RTIF	PAOVF	PAIF	0	0	0	0	\$1025
RESET	0	0	0	0	0	0	0	0	

RTIF = 1 Flag activación interrupción RTI.

	7	6	5	4	3	2	1	0	
PACTL	DDRA7	PAEN	PAMOD	PEDGE	0	0	RTRI	RTRO	\$1026
RESET	0	0	0	0	0	0	0	0	

RTR1	RTR0	$E \div 2^{13}$	Tiempo RTI	Frecuencia RTI	Frecuencia Cristal
0	0	$\div 1$	4.10 mseg	244 Hz	8 MHz
0	1	$\div 2$	8.19 mseg	122 Hz	
1	0	$\div 4$	16.38 mseg	61 Hz	
1	1	$\div 8$	32.77 mseg	30.5 Hz	

3.4.2.5 Transmisión serie

La forma en que el ordenador recibe los datos desde el equipo de recepción es como hemos dicho a través del puerto serie. La transmisión se realiza a 9.600 Baudios, y con el formato de 8 bit de datos, 1 bit de Start, 1 bit de Stop y sin paridad.

El programa del microcontrolador una vez realizada la medida transmite un primer byte con todos sus bits de datos cero, indicando que empieza la transmisión de un nuevo dato. Este bytes es necesario ya que tenemos que transmitir un valor de 16 bits, aunque la resolución del sistema es menor. Tras este primer byte se transmite el byte más significativo, byte alto, y seguidamente el menos significativo o byte bajo.

El modo de efectuar la transmisión se basa en esperar a que la línea esté disponible, es decir, después de enviar un byte debemos esperar hasta que el circuito serie permita enviar el siguiente. Se ha hecho de esta forma y no con interrupciones para realmente simplificar el programa. Además al tener que transmitir un solo canal es mejor no usar interrupciones. La velocidad de transmisión es mayor que la frecuencia de muestreo, lo que permite la transmisión de varios canales sin problemas de tiempo.

Para establecer los parámetros de la comunicación simplemente hay que programar una serie de registros al principio del programa. Para la velocidad de transmisión es necesario conocer la velocidad del bus (f_c), o lo que es lo mismo, el cristal de cuarzo que usamos, de 8 MHz en nuestro caso.

	7	6	5	4	3	2	1	0	
SCCR1	R8	T8	0	M	WAKE	0	0	0	\$102C
RESET	X	X	0	0	0	0	0	0	

M = 0 8 bit datos, 1 bit Start, 1 bit Stop.

	7	6	5	4	3	2	1	0	
SCCR2	TIE	TCIE	RIE	ILIE	TE	RE	RWU	SBK	\$102D
RESET	0	0	0	0	0	0	0	0	

TE = 1 Habilita transmisor serie.

	7	6	5	4	3	2	1	0	
SCSR	TDRE	TC	RDRF	IDLE	OR	NF	FE	0	\$1025
RESET	1	1	0	0	0	0	0	0	

TDRE = 1 Registro de transmisión disponible.

	7	6	5	4	3	2	1	0	
BAUD	TCLR	0	SCP1	SCP0	RCKB	SCR2	SCR1	SCR0	\$102B
RESET	0	0	0	0	0	X	X	X	

Para 9.600 Baudios con cristal de cuarzo de 8 MHz programamos:

SCP1	SCP0	SCR2	SCR1	SCR0
1	1	0	0	0

3.4.2.6 Esquema eléctrico

El esquema eléctrico del microcontrolador es bastante sencillo, ya que sólo necesita tener algunos pines conectados para su funcionamiento. La mayoría de sus pines son líneas de entrada/salida de los distintos subsistemas de periféricos internos.

En la figura 44, de la página siguiente, se muestra el esquema eléctrico del conexionado del microcontrolador.

En el esquema podemos diferenciar el circuito del oscilador o reloj con el cristal de cuarzo de 8 MHz. Los condensadores y la resistencia asociadas tienen la función de asegurar la correcta oscilación del circuito.

Algunas líneas del μC están conectadas a la alimentación a través de una resistencia de *pull-up* de 10 K Ω o a masa. El pin 17, RESET está conectado a la alimentación de +5 V a través de la comentada resistencia de *pull-up*, y a la vez a un condensador a masa para mantener lo más estable posible la tensión en esta patilla.

Las dos interrupciones externas XIRQ e IRQ están también conectadas a alimentación con resistencias, ya que en este diseño no se utilizan.

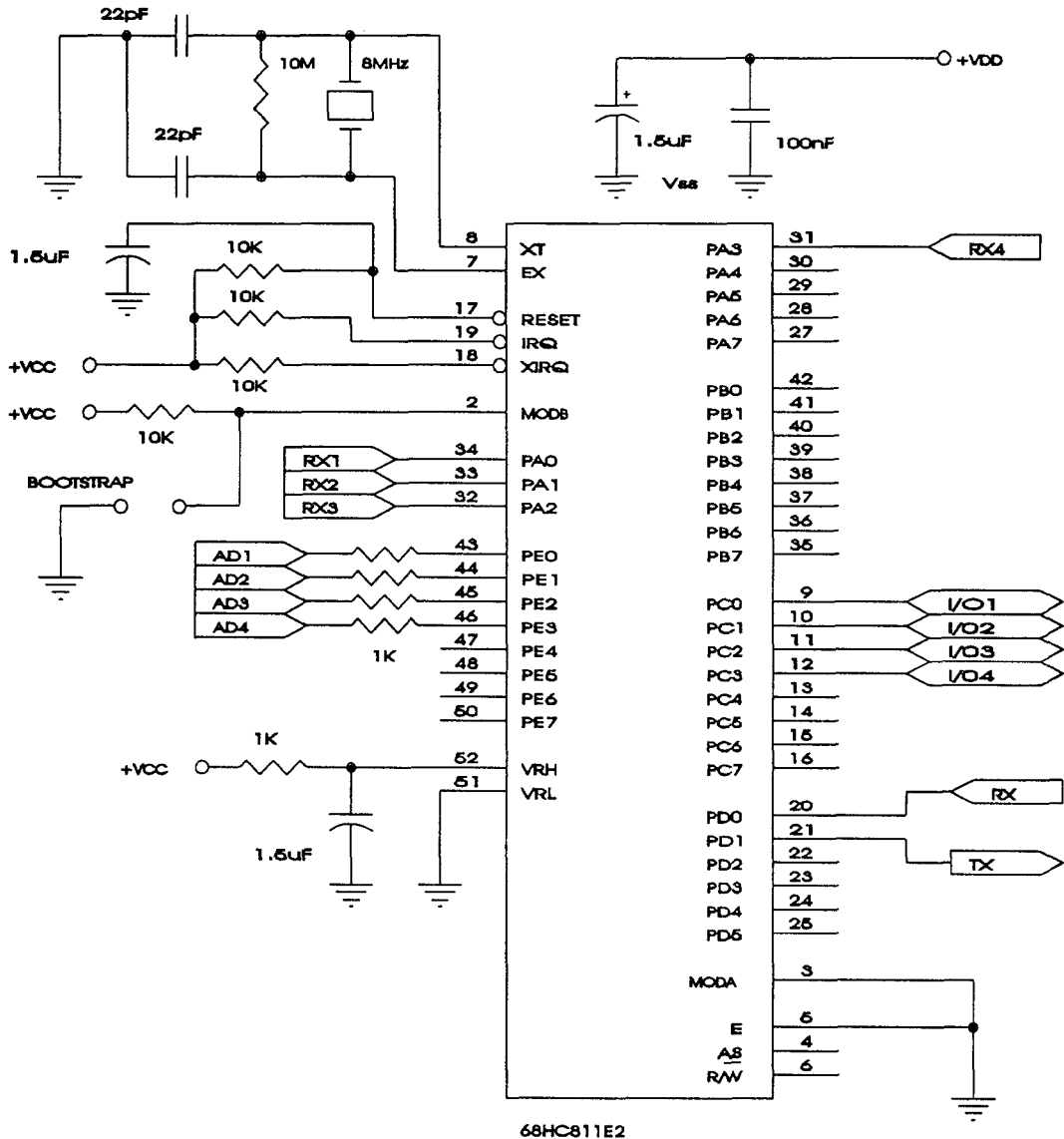


Figura 44, esquema eléctrico del circuito del μ controlador.

El circuito diseñado permite establecer dos modos de funcionamiento del microcontrolador, modo mínimo Single Chip y en modo Bootstrap, con las patillas MODA y MODB. Durante el funcionamiento normal el microcontrolador funciona en el modo Single Chip, con el programa ejecutándose desde la memoria EEPROM. Colocando un jumper en el punto indicado en el esquema podemos pasar a modo

Bootstrap tras reinicializar el sistema, usando el ordenador para introducir el programa a ejecutar. Este modo Bootstrap se utiliza en el desarrollo y depuración del programa, permitiendo de una forma muy simple realizar pruebas y modificar el código del programa residente en la memoria EEPROM.

Para poder usar el convertidor analógico/digital del μC es necesario establecer los niveles mínimo y máximo de la señal a convertir con las patillas de referencia V_{RL} y V_{RH} . En el esquema se ha establecido el rango de 0 a +5 V, utilizando la resistencia y el condensador a modo de filtro con el fin de garantizar la estabilidad de la tensión en estos puntos. Las 4 entradas analógicas se conectan a través de una resistencia de 1 K Ω , para evitar los efectos de una corriente elevada al introducir señales con polaridad negativa.

A fin de evitar dejar entradas al aire, la patilla 4 (AS) se ha conectado a masa. El dejar las líneas digitales de entrada al aire puede hacer que los transistores de la etapa de entrada de éstas entre en una zona de conducción, lo que produce un notable aumento del consumo. Las líneas digitales que pueden configurarse como entradas o salidas que no se usan en esta aplicación se han programado por software para funcionar como salidas, evitando un aumento del consumo.

Las señales de cada canal de ECG recibido se introducen por las patillas marcadas como RX1, RX2, RX3 y RX4. Estas patillas corresponden con las líneas Input Capture, y comparten físicamente con el puerto A los pines de entrada. Por otro lado se ha colocado un conector para 4 entradas analógicas y otro para 4 líneas digitales que pueden programarse como entradas o salidas de forma independiente.

En la página siguiente, figura 45, aparece el resto del esquema eléctrico correspondiente al interface serie. Básicamente se compone de un circuito integrado, el MAX-232 de Maxim, que es un driver para la línea serie de comunicación entre nuestra placa y el ordenador. El MAX-232 realiza la conversión de niveles de tensión entre el μC y la línea serie según el estándar EIA RS-232-C. Los niveles de tensión que acepta el μC son de 0 y +5 V, mientras una línea serie trabaja con tensiones superiores a ± 3 V, del orden de ± 12 V. Este integrado es capaz de dar unas tensiones a la línea serie del orden de ± 9 V, a partir de una tensión de alimentación de +5 V y con un consumo de 5 mA. Para mantener estos niveles sólo necesita 5 condensadores de 1 μF conectados según se ve en el esquema. El integrado contiene 2 transmisores y 2 receptores, de los cuales sólo

usamos un transmisor y un receptor. El MAX-232 permite trabajar con niveles de entrada de hasta ± 30 V.

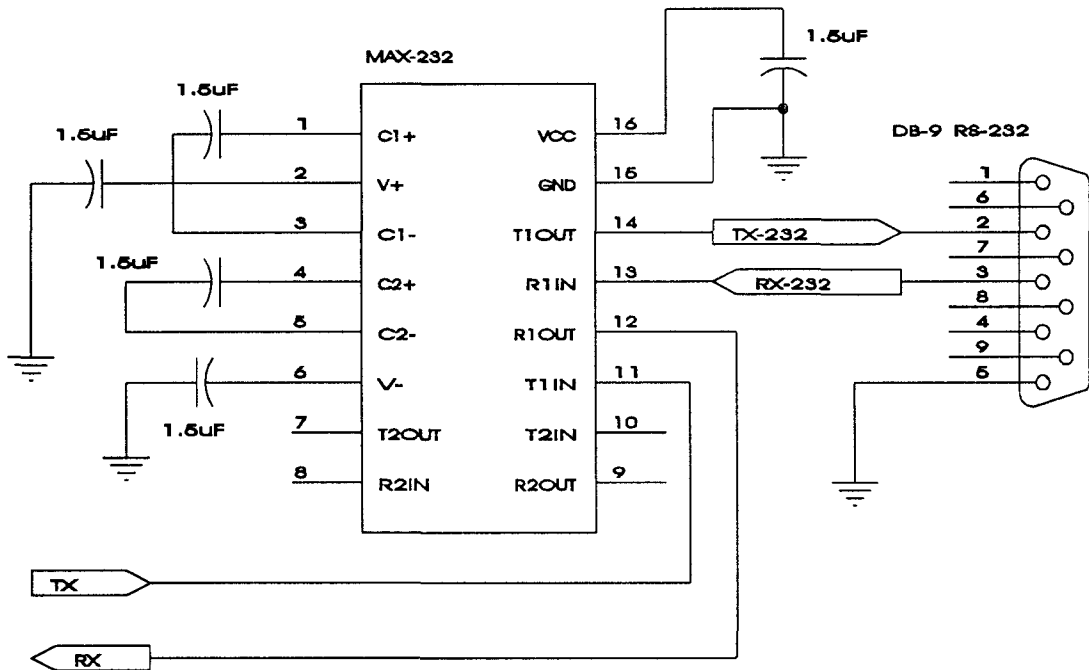


Figura 45, esquema eléctrico del driver para el interface serie.

Finalmente la línea serie externa se conecta al MAX-232 con un conector hembra DB-9. Para la línea serie de conexión entre el equipo de recepción y el ordenador usamos un simple cable serie de 3 hilos apantallado.

3.4.2.5 Programa del microcontrolador

Una vez visto el organigrama y el funcionamiento de los circuitos periféricos del μC usados en esta aplicación vamos a dar el listado comentado del programa desarrollado.

- * Programa para el Microcontrolador 68HC711E9 o 68HC811E2.
- * Este programa mide el tiempo entre dos flancos de subida de la señal en IC1.
- * Realiza la medida 122 veces/segundo y Transmite la medida por el puerto serie
- * a una velocidad de 9600 baudios y con el formato 8 bits DATOS, 1 bit STOP,
- * 1 bit de START y sin paridad.

* Tabla de direcciones de los registros

REGBASE	EQU	\$1000	Reg. direccionamiento indexado.
BAUD	EQU	\$2B	Reg. tasa de bits
SCCR1	EQU	\$2C	Reg. parámetros de TX.
SCCR2	EQU	\$2D	Reg. habilita la TX.
SCSR	EQU	\$2E	Reg. de estado de la TX.
SCDR	EQU	\$2F	Reg. del dato a TX.
TIC1	EQU	\$10	Reg. (16 bits) valor IC1.
TCTL2	EQU	\$21	Reg. selección tipo flanco.
TFLG1	EQU	\$23	Reg. flags IC/OC.
TMSK2	EQU	\$24	Reg. máscara interrupción RTI.
TFLG2	EQU	\$25	Reg. flag interrupción RTI.
PACTL	EQU	\$26	Reg. periodo interrupción RTI.
DDRC	EQU	\$07	Reg. Dirección Puerto C.
DDRD	EQU	\$09	Reg. Dirección Puerto D.

* Tabla de equivalencias usadas en el programa

INICIO	EQU	\$F800	Dir. inicio programa EEPROM.
PPILA	EQU	\$00FF	Dir. puntero pila final RAM.
VRTI	EQU	\$FFF0	Dir. vector interrupción RTI.
CONT1	EQU	\$0000	Dir. valor 1ª medida IC1.
CONT2	EQU	\$0002	Dir. valor 2ª medida IC1.
PERIODO	EQU	\$0004	Dir. PERIODO (16 bits).
PER_HI	EQU	\$0004	Dir. byte alto PERIODO.
PER_LO	EQU	\$0005	Dir. byte bajo PERIODO.
CABEC	EQU	#\$00	Byte inicial de la TX.

ORG INICIO

* Principio del programa

LDS	#PPILA	Coloca puntero pila.
LDX	#REGBASE	Coloca en X \$1000.
LDA	#30	
STAA	BAUD,X	Selecciona 9600 Baudios.
CLRA		
STAA	SCCR1,X	8 bit datos, 1 bit Start, 1 bit Stop.
LDA	#\$08	
STAA	SCCR2,X	Habilita sólo la TX.
LDA	#\$81	DDRA como salida Salida.
STAA	PACTL,X	Config. RTI 8.2ms (122 Hz.)

LDAA #\$40 Prescaler Timer = 1.
STAA TMSK2,X Habilita interrupción RTI.

LDAA #\$FF
STAA DDRC,X Puerto C como salida.
STAA DDRD,X Puerto D como salida.
CLI Habilita las interrupciones.

* Bucle principal, sólo sale a atender la interrupción RTI

BRA * Salta a la misma instrucción.

* Código rutina interrupción RTI

INTRTI LDAA #\$40 Borra flag interrupción RTI.
 STAA TFLG2,X

LDAA #\$10
STAA TCTL2,X Configura flanco subida IC1.

* Medida de la frecuencia: 2 periodos de la señal en IC1.

LDAA #\$04
STAA TFLG1,X Borra flag detección IC1.

BRCLR TFLG1,X \$04 * Espera flag detección IC1.
LDD TIC1,X Lee valor registro TIC1.
STD CONT1 Guarda valor en CONT1.
LDAA #\$04
STAA TFLG1,X Borra flag detección IC1.

BRCLR TFLG1,X \$04 * Espera flag detección IC1.
LDAA #\$04
STAA TFLG1,X Borra flag detección IC1.

BRCLR TFLG1,X \$04 * Espera flag detección IC1.
LDD TIC1,X Lee valor registro IC1.
STD CONT2 Guarda valor en CONT2.
SUBD CONT1 Calcula la diferencia = medida.
STD PERIODO Guarda valor en PERIODO.

* Transmisión de la medida.

* Cabecera de transmisión Byte CERO "00"

BRCLR SCSR,X \$80 * Espera flag de preparado TX.
LDAA #CABEC Lee byte inicio cabecera.
STAA SCDR,X TX. byte inicio cabecera.

```

*   Byte alto de PERIODO
BRCLR   SCSR,X $80 *   Espera flag de preparado TX.
LDAA    PER_HI         Lee byte alto de PERIODO.
STAA    SCDR,X         TX. byte alto de PERIODO.

*   Byte bajo de PERIODO
BRCLR   SCSR,X $80 *   Espera flag de preparado TX.
LDAA    PER_LO         Lee byte bajo de PERIODO.
STAA    SCDR,X         TX. byte bajo PERIODO.

RTI                                           Retorno de la rutina int. RTI.

* Redireccionamiento vector interrupción RTI.

ORG     VRTI           Apunta salto vector int. RTI.
FDB     INTRTI         Dirección de la rutina int. RTI.

END.

```

Para el seguimiento del programa podemos acudir al organigrama presentado en apartados anteriores. Del listado dado podemos diferenciar tres partes. La primera corresponde a las pseudoinstrucciones para el programa ensamblador que establecen la tabla de equivalencias de registros con sus respectivas direcciones de memoria.

La segunda parte corresponde al código de inicialización del programa, es decir, la programación de los registros, la activación de interrupciones y el vector asociado y el bucle cerrado donde está la mayor parte del tiempo de ejecución.

La tercera corresponde con la rutina de servicio de la interrupción en tiempo real (RTI), que es donde realmente se realiza la adquisición y transmisión serie. Como se puede ver el programa es muy simple.

3.4.3 Fuente de alimentación

3.4.3.1 General

La fuente de alimentación es un punto importante por cuanto provee la energía para que los circuitos de recepción y adquisición funcionen. El diseño de la fuente de alimentación tiene como objetivo garantizar el suministro de tensión de alimentación incluso ante la falta de la red eléctrica. Se ha intentado como en el diseño de todo el sistema que sea simple y barata.

Básicamente la fuente se encarga de a partir de la red eléctrica mantener un circuito de carga para un paquete de baterías de Ni-Cd de 9.6 V, y a la vez dar una tensión de salida regulada de +5 V. El hecho de diseñar un sistema portátil obliga a la fuente de alimentación a mantener la tensión de salida funcionando con las baterías.

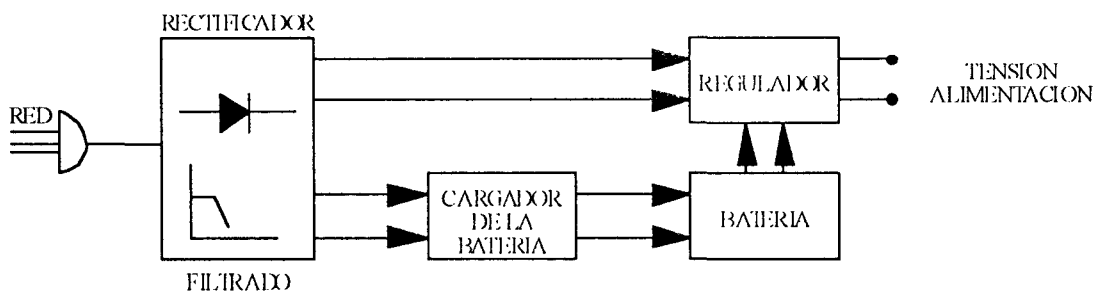


Figura 46, esquema bloques de la fuente de alimentación.

En la figura anterior vemos un esquema de bloques de la estructura de la fuente de alimentación. En los apartados que siguen describimos cada uno de los bloques mostrados en el esquema.

La forma de trabajo de la fuente de alimentación es mantener siempre que está conectado a la red eléctrica la corriente de carga de la batería. El interruptor de encendido actúa únicamente en la alimentación de las placas de recepción y el circuito de adquisición.

La fuente de alimentación se diseñó pensando en la posibilidad de tener que alimentar más circuitos y tarjetas adicionales.

3.4.3.2 Rectificación y filtrado

Esta parte de la fuente realiza la transformación de la señal de la red eléctrica de 220 V a un nivel de tensión de aproximadamente 12 Vac. Posteriormente la señal es rectificadora y filtrada, obteniéndose una tensión continua de un valor de +16 V.

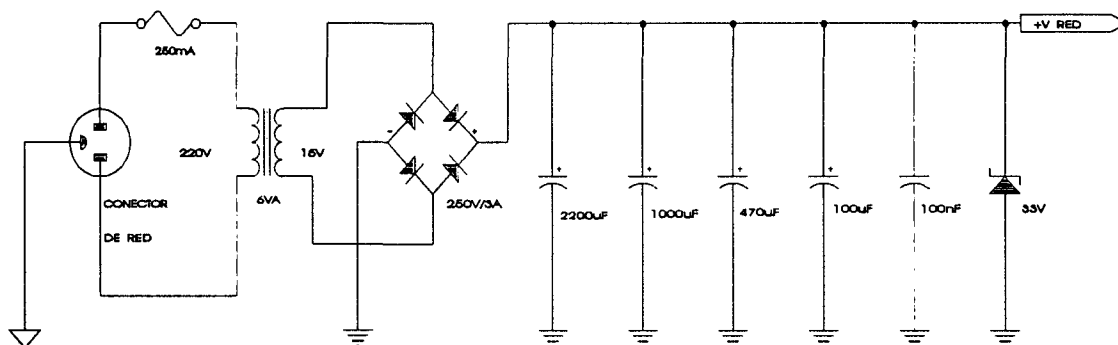


Figura 47, esquema eléctrico rectificador y filtro de tensión.

En el esquema de la figura 47, se observa el conector de red que lleva incorporado un fusible de protección, cuyo valor se establece según el consumo total del sistema de recepción. Para el sistema mínimo diseñado utilizamos un fusible de 250 mA.

La tensión de red se transforma a unos 12 Vac con un transformador de 12 VA, que nos permite un consumo de hasta 500 mA. El siguiente paso es rectificar la señal con un puente de diodos (250V/3A). Esta tensión se filtra con los condensadores que aparecen en el diagrama de la figura.

La función del diodo zener es evitar que una sobretensión produzca el deterioro del resto del circuito. Ante una tensión mayor de 33 V el zener entra en conducción haciendo que el fusible se funda si la corriente aumenta por arriba de su valor nominal.

3.4.3 Cargador de batería

La carga de la batería es un factor muy importante para conseguir la mayor duración y eficiencia de éstas. El realizar cargas incontroladas y con altas corrientes de carga (superiores a 3 veces la corriente nominal) producen un deterioro apreciable en la capacidad de las baterías, que terminan quedando inservibles. Este bloque realiza la carga

de la batería mediante una corriente constante y limitada según la posición de un jumper/interruptor dispuesto a tal fin.

Para la carga se utilizan tres niveles de carga dependiendo del uso que se le vaya a dar al equipo. Si se pretende tener funcionando continuamente el equipo conectado a la red eléctrica debemos seleccionar una carga de mantenimiento de unos 25 mA. Esta corriente suministrada continuamente es suficiente para mantener la carga de la batería sin producir deterioro de la misma.

Cuando se utiliza como equipo portátil funcionando con las baterías podemos realizar una carga estándar de unos 80 mA, durante unas 14 horas. Si se necesita disponer rápidamente del equipo podemos realizar una carga rápida de unos 200 mA durante unas 4 horas. Los tiempos de carga deben ser controlados por el usuario intentando no exceder en los tiempos de carga ni realizar cargas prematuras.

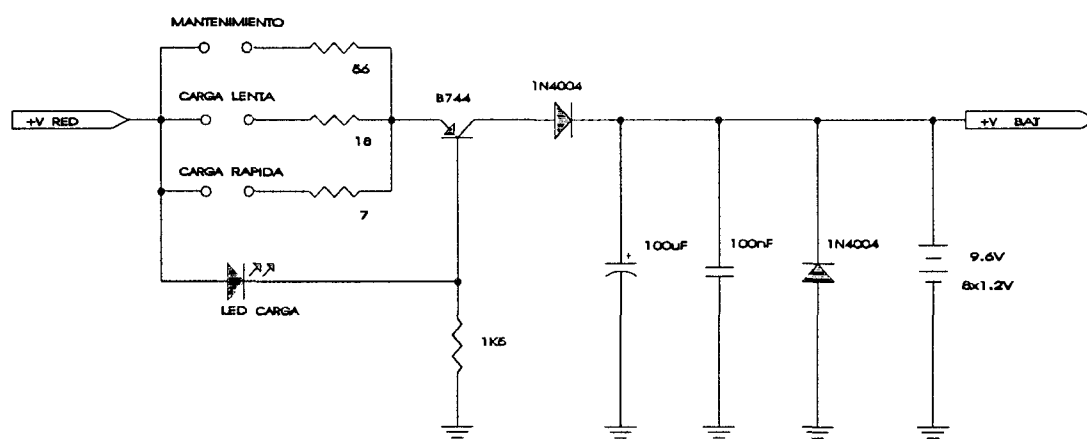


Figura 48, esquema eléctrico del cargador de batería.

En el esquema de la figura 48, aparece en primer lugar el selector de carga ya comentado. Utilizamos un transistor 'pnp' de media potencia (2W) para realizar la carga. Se ha montado con un pequeño disipador a fin de mejorar la disipación de calor. El principio de funcionamiento se basa en crear una diferencia de potencial constante entre la resistencia limitadora y la base del transistor. Esta tensión se establece con el diodo Led en directo, aproximadamente 2 V, que origina una corriente constante dependiendo del valor de la resistencia. La corriente se calcula de la siguiente forma:

$$I_{CARGA} = \frac{V_{LED} - V_{BE}}{R} = \frac{2I' - 0.6I'}{R} = \frac{1.4V'}{R}$$

I_{CARGA}	25 mA	70 mA	200 mA
R	56 Ω	18 Ω	7 Ω

El diodo en serie que aparecen en el circuito sirve para evitar que la corriente de la batería circule en sentido contrario cuando falte la tensión de alimentación del cargador. El otro diodo en paralelo es una protección ante una inversión de polaridades al conectar la batería. Los condensadores tienen la función de estabilizar las tensiones de la batería.

El diodo Led de carga, además de mantener la tensión necesaria para la carga, actúa de indicador. Este Led se encenderá siempre que se esté produciendo la carga, funcionando como chivato del sistema de carga. Este Led va interno en la placa de circuito impreso y sólo es accesible para el técnico de mantenimiento para comprobar el correcto funcionamiento del sistema de carga.

La realización de la batería se ha hecho formando un paquete de 8 baterías, de Ni-Cd 1.2 V y 750 mA de capacidad, puestas en serie. La tensión nominal del conjunto es de 9.6 V, y la tensión a plena carga de unos 11 V.

Con estas baterías la autonomía del equipo receptor es de aproximadamente unas 12 horas de funcionamiento continuo. El tiempo puede variar al utilizar baterías de distinta capacidad o si éstas no están totalmente cargadas.

3.4.3.4 Regulación

La etapa de regulación tiene la finalidad de proporcionar una tensión de alimentación estabilizada de +5 V, ya que es la tensión de funcionamiento de los circuitos de adquisición y las tarjetas de recepción.

En la siguiente página, en la figura 49, se puede ver el esquema eléctrico de esta parte de la fuente de alimentación. Destaca del esquema los dos diodos en la entrada que funcionan como conmutadores, de forma que la corriente de funcionamiento se toma directamente de la red o bien de la batería. La batería suministrará corriente en el

momento que no exista tensión de red a la entrada del circuito al entrar el diodo en serie en conducción.

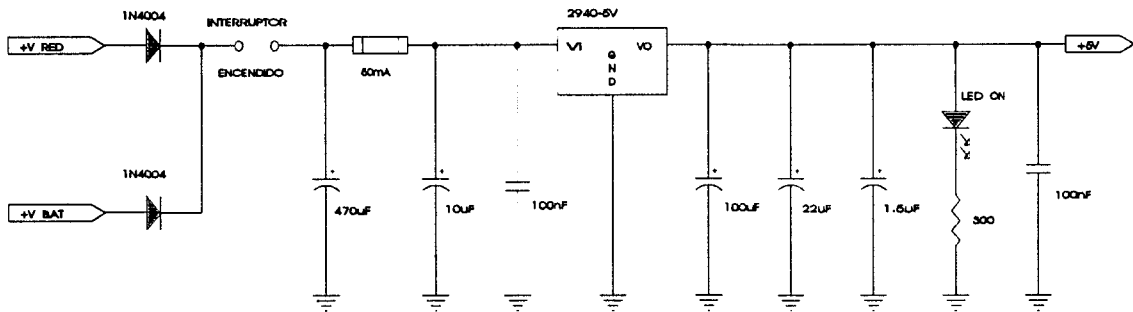


Figura 49, esquema eléctrico del regulador de tensión.

El elemento principal es el LM2940, un regulador lineal fijo de +5 V y hasta 1 A. La ventaja que ofrece este regulador es la pequeña diferencia entre la tensión de entrada y la salida para mantener la tensión de salida en +5 V. Esta diferencia es de unos 150 mV para una corriente de salida de 100 mA y como máximo 0.5 V para 1 A. El consumo propio de este regulador es de 15 mA para tensiones de entrada superiores a 7 V, con tensiones inferiores su consumo aumenta.

Se ha colocado otro fusible en la placa de circuito impreso para la protección ante un cortocircuito de la salida o un exceso de consumo. El valor de este fusible depende la configuración del sistema, es decir, del número de tarjetas que estén en funcionamiento. Para la configuración mínima se ha usado uno de 50 mA, que nos es más que suficiente y es uno de los valores más pequeños (del tipo fusible corto) que encontramos en el mercado.

Los condensadores que aparecen sirven para filtrar y estabilizar la tensión de salida. Para un buen funcionamiento lo importante no son sus valores, sino que físicamente estén lo más cerca a las patillas del regulador.

El diodo Led se enciende siempre cada vez que se sitúa el interruptor en la posición de encendido, indicando que el equipo está adquiriendo datos y enviándolos al ordenador. La resistencia en serie con el Led se calculó para que la corriente a través de él sea de 10 mA.

3.4.4 Especificaciones

Al igual que hemos hecho con el transmisor y la placa de recepción, vamos a dar una lista con las especificaciones de diseño de la fuente de alimentación y el circuito de adquisición de datos.

- A) Tensión de la red eléctrica 220V, $\pm 10\%$.
- B) Tensión nominal de la batería de 9.6 V.
- C) Carga de mantenimiento de la batería a 25 mA.
- D) Carga normal de la batería a 70 mA.
- E) Carga rápida de la batería a 200 mA.
- F) Tensión de salida de la fuente de +5 V regulados.
- G) Corriente máxima de salida 250 mA (+5 V).
- H) Cuatro entradas para medida de frecuencia con resolución de 12 bits.
- I) Cuatro entradas al convertor analógico con una resolución de 8 bits.
- J) Cuatro líneas de entrada/salida programables.
- K) Interfase serie RS-232-C a 9.600 Baudios.
- L) Consumo sin carga de la batería de 50 mA.
- M) Dimensiones aproximadas 130 x 85 x 40 mm.

También recordar que la placa de adquisición se puede utilizar para varias aplicaciones, sin más modificaciones que el programa del μ controlador. El cambio del programa es sencillo teniendo en cuenta que reside en una memoria EEPROM interna del microcontrolador.

3.5.- Software

3.5.1.- Descripción del programa

El objetivo final de este sistema es poder ver en la pantalla del ordenador la señal de ECG. Para esto se ha desarrollado un pequeño programa que recoge los datos que llegan por el puerto serie y los presenta en la pantalla. Es evidente que sin este software de presentación el resto del sistema, la parte *hardware*, no serviría para nada. Es esta la razón que convierte al programa en un elemento indispensable, tanto o más que el resto del sistema.

El programa se ha desarrollado para funcionar en el entorno gráfico Windows™ de Microsoft®, versión 3.1 o superiores. Para la realización de esta aplicación se ha utilizado el sistema de desarrollo Visual Basic, diseñado para construir programas bajo Windows y que se basa en la programación orientada a objetos (O.O.P.).

De cara al usuario es muy fácil de manejar, siempre que esté familiarizado con el entorno Windows. El programa del disquete se instala automáticamente ejecutando desde la unidad de disquete el fichero SETUP.

El programa realiza básicamente dos funciones. Una permite mostrar en pantalla de forma continua la señal de ECG que se esté transmitiendo, con la posibilidad de ir almacenando los datos en un fichero. La otra función es poder visionar, posteriormente a la adquisición, la señal de ECG almacenada en un fichero. Cuando se está realizando la adquisición y presentación en pantalla de la señal también se indican algunos parámetros asociados a la señal de ECG y su adquisición.

Estos parámetros son la frecuencia cardiaca, el nivel del pico QRS, el tiempo de adquisición, la fecha y la hora. Para el cálculo de la frecuencia cardiaca y el nivel del pico del complejo QRS se utilizan procedimientos específicos programados para tal fin. Para la medida de la frecuencia cardiaca y el nivel del pico QRS es necesario definir la forma de detectar los picos del complejo QRS, positivos o negativos.

El programa permite a su vez activar alarmas para la frecuencia cardiaca y el nivel del pico QRS. Para configurarlas se deben establecer los umbrales inferior y superior para la activación de estas alarmas. Se puede también establecer varios tipos de filtros a aplicar a la señal de ECG que se está adquiriendo, a fin de reducir ruidos o reducir el nivel de algunos complejos de la señal de ECG.

Un elemento con el que se ha provisto al programa es un conversor de formatos para los ficheros de ECG almacenados. El programa guarda los datos del ECG en formato binario ya que es la forma en que menos ocupan. Debemos tener en cuenta la gran cantidad de datos que se generan, por ejemplo, en un segundo y a la velocidad de muestreo de 122 veces por segundo utilizada, tenemos unos 244 Bytes. Esto representa alrededor de 14.2 Kbytes/minuto, o unos 850 Kbytes/hora. La finalidad de este conversor de formatos es crear ficheros ASCII a partir de los datos del fichero de ECG. El fichero que se crea puede imprimir los datos en líneas o párrafos, separando los datos por retornos de carro o espacios respectivamente. A su vez se puede elegir el rango de valores de los datos de salida. Por defecto se dan tal y como llegan del equipo receptor en valores de frecuencia, pero se puede seleccionar en un rango de positivos y negativos, o en microvoltios ($1000 \mu\text{V}=1\text{mV}$).

Por último el programa permite una configuración del puerto serie utilizado para la adquisición. En este programa debido a que la velocidad y el formato de los datos son fijos, sólo es posible seleccionar el número del puerto a utilizar.

En los apartados que siguen se realiza una descripción más detallada del programa, su estructura y su realización. Se explican los algoritmos más importantes del programa. Así mismo se ha incluido un manual de uso del programa dentro de los anexos, al final de la memoria de este proyecto. Recomendamos para una mejor comprensión del programa mirar antes este anexo. En cuanto al listado del programa fuente se ha optado por no incluirlo aquí y suministrarlo junto con el disquete de instalación del programa. El motivo es que para poder entender el programa no basta con el código, sino debemos tener presente todos los objetos (formas y controles) así como sus propiedades, las cuales son más complicado de ver en un listado.

3.5.2.- Visual Basic: O.O.P.

Visual Basic no es simplemente un lenguaje de programación. Visual Basic es un sistema de desarrollo diseñado especialmente para crear aplicaciones gráficas de una forma rápida y sencilla. Este sistema de programación y diseño de aplicaciones fue creado por Microsoft para los ordenadores personales en el entorno Windows.

Visual Basic se basa en el lenguaje de programación más conocido y extraordinariamente potente: el BASIC, pero utilizando las técnicas de la programación

orientada a objetos, O.O.P., totalmente modular y estructurado. Al ser una programación orientada a objetos, la ejecución del programa creado no se realiza de la forma tradicional, de una manera lineal. Por el contrario, con Visual Basic el programa responde a aquellos sucesos que se producen de forma asíncrona, es decir, la ejecución es conducida por sucesos o eventos.

Visual Basic está centrado en dos tipos de objetos, *ventanas* y *controles*, que permiten diseñar sin programar, un mecanismo de comunicación (interface) para una aplicación. Para realizar una aplicación se crean *ventanas*, llamadas *formas*, y sobre ellas se dibujan otros objetos llamados *controles*. A continuación escribimos el código fuente relacionado con cada objeto.

Una *forma* es una ventana que sirve de fondo para los controles y gráficos situados sobre la misma. Se pueden utilizar tantas formas como se necesiten y dependiendo de la utilidad que se les dé, éstas serán de diferentes tipos. Así se pueden crear una forma para que contenga un gráfico, para visualizar información, o para aceptar datos.

Los controles son objetos que dibujamos sobre una forma con fines de visualizar o aceptar datos.

Quiere esto decir, que cada objeto (*formas* y *controles*) está ligado a un código que permanece inactivo hasta que se dé el suceso que lo activa. Por ejemplo, podemos programar un botón (objeto que se puede pulsar) que responda a un clic del ratón.

Los objetos tienen a su vez una serie de propiedades, características, que lo definen, estas propiedades se pueden definir en el diseño, aunque algunas sólo se pueden cambiar mediante programa.

Resumiendo lo anteriormente dicho tenemos que, para crear una aplicación empezamos diseñando el medio de comunicación, interface, entre el usuario y el programa. El siguiente paso es especificar las propiedades para las formas y para los controles. Hasta aquí no se ha escrito nada de código ejecutable. Finalmente se escribe el código y se une a la forma y a los controles para hacer que la aplicación ejecute las tareas deseadas.

Para crear una forma simplemente debemos seleccionarlo en el menú o botón del sistema de desarrollo, y para dibujar los controles se utiliza el panel de utilidades,

Toolbox, de Visual Basic. Se pueden añadir menús desplegables seleccionándolo de forma similar.

En Visual Basic se define proyecto a la aplicación desarrollada, es decir al conjunto de las formas y sus objetos y los módulos con el código común. Existe un fichero de cada proyecto donde se especifican los ficheros que contiene, formas y módulos. Los ficheros de las formas son los que contienen a cada forma y sus respectivos controles independientes entre las formas. Los módulos son ficheros de código, tanto con declaraciones de variables, procedimientos y funciones, como el código a ejecutar de los procedimientos y funciones que nos están asociados implícitamente con objetos o formas. El código de las formas y sus objetos se incluyen en el fichero de la forma. Definimos entonces a un módulo al fichero que contiene todos los procedimientos que son compartidos por las formas de una aplicación.

Como principales características Visual Basic incluye,

- Lenguaje de alto nivel mediante una programación totalmente estructurada y conducida por sucesos, es decir, orientada a objetos.
- Gran número de estructuras de programación y un amplio repertorio de instrucciones.
- Posibilidad de agregar controles a medida, propios o de otros fabricantes.
- Soporte para intercambio dinámico de datos con otras aplicaciones (DDE - Dynamic Data Exchange)
- Soporte para establecer enlaces con windows y con rutinas escritas en otros lenguajes de programación (DLL - Dynamic Link Libraries)
- Sistema de interface para múltiples documentos (MDI - Multiple-Document Interface)
- Incorpora el sistema OLE, tanto la primera versión como OLE 2.0 (OLE - Object Linking and embedding)
- Sistema de ayuda en línea, así como facilidades para crear ayudas para las aplicaciones diseñadas.
- Editor de iconos y fichero de iconos para trabajos profesionales.
- Control para el soporte y manejo total de bases de datos.
- Controles profesionales para simplificar procesos específicos de tratamiento de datos o del sistema físico.

3.5.3.- Estructura del programa

El funcionamiento del programa se basa en la selección por parte del usuario del elemento del programa que quiere activar. Partimos de una ventana principal que está presente en todo momento. Esta ventana contiene un menú y una barra de botones donde podemos seleccionar la opción deseada en cada momento.

En la figura 50, se puede ver un esquema de la estructura del programa. En ella podemos diferenciar tres tipos de acciones: adquisición del ECG, visor del ECG almacenado o configuración de los parámetros de la adquisición.

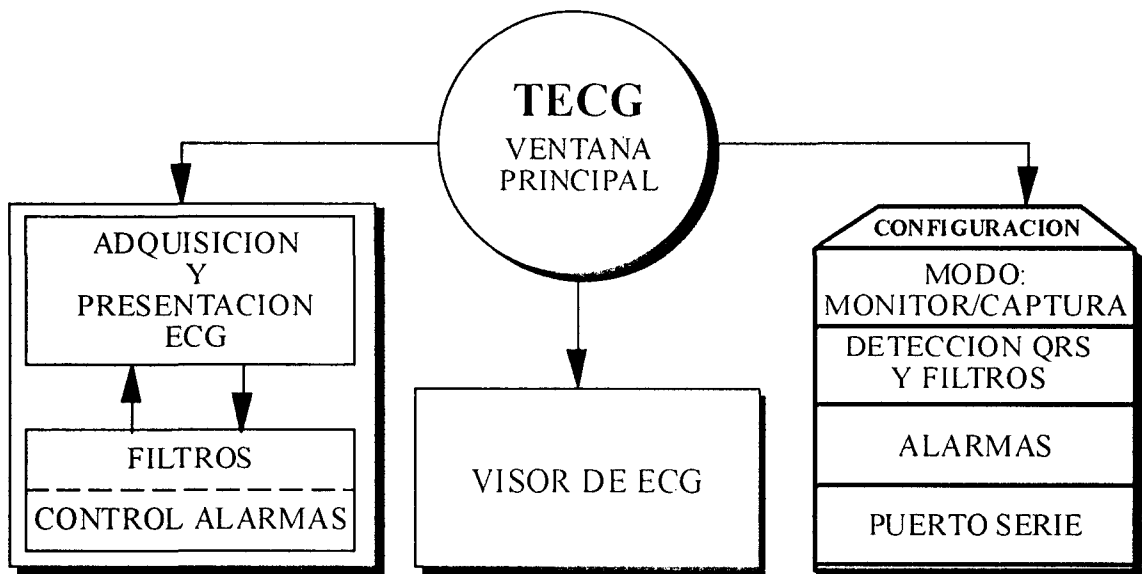


Figura 50, esquema de la estructura del programa.

El elemento fundamental corresponde con el bloque de adquisición y presentación de la señal de ECG. En este bloque se encuentran los algoritmos para capturar los datos del puerto serie, su tratamiento y conversión en ECG, los filtros y sistema de alarma, y finalmente la presentación en pantalla y almacenamiento en fichero. De cara al usuario se presenta una ventana nueva donde aparece la señal de ECG representada, así como información adicional.

En primer lugar se recoge los datos desde el puerto serie y se convierten en valores de frecuencia correspondiente al nivel del ECG. El siguiente paso consiste aplicarle los filtros seleccionados en cada momento. Los datos llegan por fin al algoritmo

de presentación en pantalla. Entre estos algoritmos tenemos insertado el de control de alarmas, que de forma periódica comprueba si se dan situaciones de alarmas prefijadas. Dependiendo del modo seleccionado para la adquisición, monitor o captura, los datos se presentarán pantalla o bien a la vez se guardan en un fichero.

A esta parte del programa corresponden con los algoritmos más complejos, la sincronización de los datos recogidos del puerto serie y presentación en pantalla. La complejidad del primero de ellos radica en que debemos recuperar los datos como valores de 16 bits, mientras la transmisión se hace con bytes. Esto obliga a detectar el byte de valor cero de comienzo de dato y luego recuperar los 2 bytes siguientes que forman el dato deseado. Además la lectura del puerto serie se realiza cada segundo, recogiendo 122 muestras cada vez. El otro problema es la presentación en pantalla ya que los datos llegan en bloques, y nosotros tenemos que presentarlos de forma continua en tiempo “cuasireal”. Estos algoritmos se comentan mejor en el siguiente apartado.

Siguiendo con la estructura del programa tenemos que el segundo bloque funcional se corresponde al visor de la señal de ECG previamente almacenada en un fichero de datos. Este bloque se presenta como una nueva ventana donde aparece el ECG almacenado, con la posibilidad de desplazarnos en el tiempo y ver las evoluciones de la señal que ha sido capturada. Disponemos de una barra de desplazamiento para movernos en el tiempo de presentación de la señal, así como de un *zoom* que nos permite aumentar la señal visionada. En la misma ventana mostramos la información de la fecha de creación del fichero, el tiempo total adquirido y el valor del tiempo de adquisición desde el principio del fichero que vemos en la pantalla.

El otro elemento que se muestra en la figura es la configuración de diversos parámetros a tener en cuenta en la adquisición del ECG. La selección del modo de adquisición permite la monitorización únicamente en pantalla, o guardar el ECG en un fichero. Los otros puntos a configurar son el puerto de comunicaciones, los filtros aplicables, la forma de detección del QRS y la activación del sistema de alarmas.

Para la comprensión del programa es necesario conocer el funcionamiento al nivel del usuario. Como hemos dicho en un anexo presentamos un manual de uso del programa. En el siguiente apartado comentamos un poco más los algoritmos más complejos que hemos comentado.

3.5.4.- Principales algoritmos

- Adquisición de los datos del puerto serie

Este es el algoritmo fundamental del programa. Se encarga de recoger los datos, bytes, que llegan y sincroniza las tramas leídas cada segundo identificando el byte de comienzo de cada dato. En las líneas mostradas a continuación hacemos una descripción del funcionamiento de este algoritmo:

- Lee del puerto serie una trama de datos equivalente a 1 segundo de la señal del ECG, unos 366 bytes (122 muestras/seg. x 3 bytes)
- Sincroniza la trama identificando el primer cero, y comprobando que los ceros posteriores están sincronizados con el byte de principio de dato.
- Realiza el cálculo del valor de frecuencia que envía el microcontrolador. Usando los 2 bytes que conforman el dato ($B_{H1} \times 256 + B_{L1} = 2 \times \text{PERIODO}$)
- Va colocando los valores calculados en una tabla para poder ser filtrados y posteriormente visualizados.
- Si se ha seleccionado el modo de captura envía los datos a un fichero previamente definido por el usuario.
- Llama a la rutina de filtrado.
- Llama a la rutina para la medida de la frecuencia cardiaca.
- Una vez procesada la trama queda en espera de que llegue otra.

El hecho de que los datos los recibamos en forma serie y los leamos cada segundo origina unos retrasos entre la presentación del ECG y la formación del mismo. Este retardo no es importante para esta aplicación, ya que las variaciones del ECG en una persona son lentas. Tenemos que utilizar una tabla de datos para posteriormente presentarlos en pantalla tras haberlos filtrado.

- Presentación en pantalla

Este procedimiento cuenta con el inconveniente de que debe presentar la señal de ECG dándole un carácter de tiempo real, visualizándola de forma continua. El problema está en que los datos están en una tabla, y que su llegada es en bloques de datos correspondientes a las muestras de 1 segundo. El funcionamiento es:

- Lee y visualiza cada 100 mseg los valores correspondientes a 1/10 de segundo.
- Continuamente a este ritmo va presentando la señal de ECG en pantalla.
- Se va desplazando dentro de la tabla para leer los valores correctos cada vez.
- Deja de presentar si se pulsa el botón de “Congelar”.

Para producir el efecto de movimiento de la pantalla, antes de representar un nuevo valor debe borrar el que existe en la posición actual sobre la que va a dibujar. Esta temporización produce también un pequeño retraso, pero que para nuestra aplicación no tiene importancia.

• Filtrado

Realmente el procedimiento de filtrado se ejecuta siempre, aunque sólo aplica los filtros seleccionados. Básicamente dispone de dos filtros: el simple se basa en medias de los valores de la señal, y el porcentual se basa en hacer que los valores cuya diferencia con el valor anterior sobrepase del porcentaje fijado respecto al máximo del QRS se les da igual valor que el anterior. El filtro complejo es una suma de las acciones de los dos anteriormente explicados.

Se ha dispuesto de un discriminador, cuya función es eliminar aquellos valores que se salen fuera del rango del sistema. Estos valores se igualan al valor del último dato dentro del rango.

Con estos filtros podemos eliminar parte del ruido que se pueda sumar a la señal de ECG, aparte del ruido e interferencias debidas a la transmisión por RF.

• Alarmas

Este procedimiento se ejecuta de forma periódica comprobando que los datos, es decir, el ECG, están dentro de los rangos de las alarmas de frecuencia cardiaca y nivel QRS. En cuanto a éste último simplemente calcula el valor máximo de la señal de cada bloque de datos leído del puerto serie. Para el cálculo de la frecuencia cardiaca usamos un algoritmo más complejo basado en detectar el cambio del valor de la derivada.

Para calcular la frecuencia cardiaca hallamos el número de picos, complejos QRS, que se producen en unos 10 segundos. Para detectar estos picos tenemos en cuenta como se han definido la detección de los picos en la parte de configuración de los filtros.

Para cada valor de la señal de ECG calculamos la derivada, y miramos si hay un cambio de positivo a negativo con respecto al valor anterior. Si esto es así y además el valor de este dato supera el 50 % del valor máximo del pico QRS, podemos decir que se ha producido un pico del complejo QRS. Para una señal con los complejos con polaridad negativa, el procedimiento es igual salvo que tenemos en cuenta el cambio de la derivada de negativo a positivo.

- Visor de ficheros de ECG

En este punto del programa utilizamos una tabla en memoria temporal donde vamos guardando los valores de la señal de ECG almacenada en fichero. El tamaño de la tabla es de unos 56 Kbytes, lo que nos permite almacenar unos 4 minutos de la señal de ECG. El uso de la tabla es necesario para agilizar los desplazamientos hacia delante y atrás dentro del visor.

La única parte complicada es saber en cada momento en que punto de la tabla estamos leyendo los datos, y el llenado de la tabla cuando hay que visualizar datos que no están en ese momento en la memoria. Para el desplazamiento a lo largo del tiempo de adquisición de la señal disponemos de una barra de desplazamiento, así como un botón que nos lleva directamente al principio y otro al final de la misma. Como opción se ha colocado un botón de *zoom* que permite acercar y alejar la señal en cuanto a sus amplitudes.

- Cambio de formato

Esta opción permite como hemos dicho realizar el cambio de formato de los datos en el fichero de ECG en binario a código ASCII. El usuario debe elegir el fichero fuente a convertir y el fichero destino de la conversión. En cuanto al formato ASCII se puede convertir en líneas para cada valor, o en párrafos con los datos separados por espacios. A su vez el rango de los valores se puede dar en frecuencia, 0 a 5000 por defecto, en el rango de ± 2500 , o en valores de μV (± 4 mV del ECG).

Los algoritmo y procedimientos vistos son la base del programa que como se puede ver no es muy complejo. No hemos entrado en la forma particular de su

implementación en cuanto a código por considerar que esto depende de cada programador, sin ser un punto tan importante como es la descripción de qué debe hacer cada algoritmo. Todo el código del programa, los ficheros fuente, se suministran junto con el disquete de instalación del programa TECG. Para una mejor comprensión de la realización del programa hemos incluido un manual de uso, donde se explican más detalladamente las funciones y opciones que permite.

PLANOS Y ESQUEMAS

4. Planos y esquemas eléctricos

En esta sección se presentan los esquemas eléctricos de los diferentes circuitos electrónicos diseñados, así como los planos de las placas de circuito impreso correspondientes a estos esquemas.

En primer lugar se muestra el esquema eléctrico, y luego las diferentes caras de la placa de circuito impreso del transmisor de ECG. Para poder ver mejor los componentes y el ruteado de la placa del transmisor mostramos primero cada cara a una escala 2:1 (tamaño doble del real), y en otra página damos todas las caras al tamaño real.

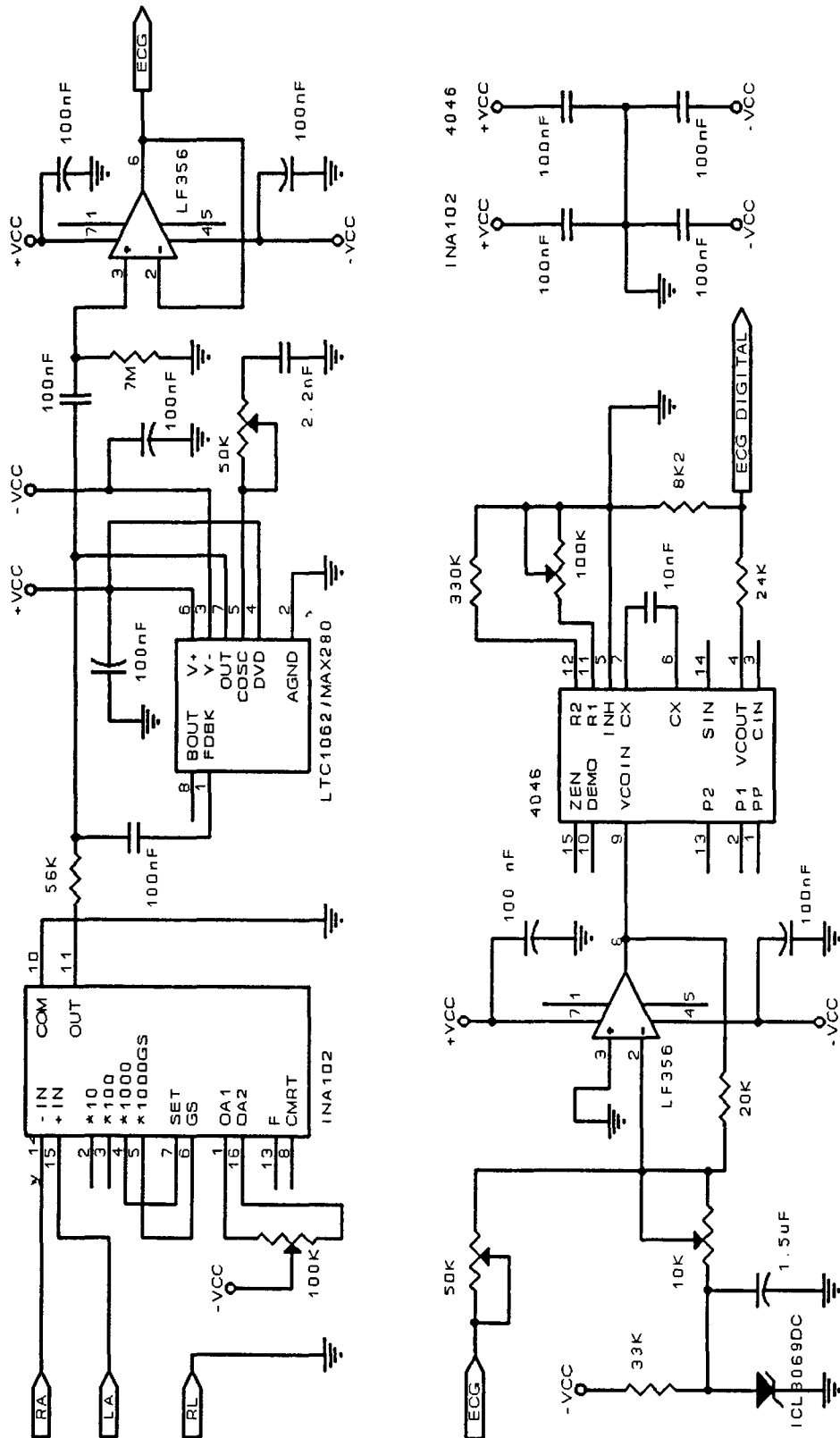
De igual forma que con el transmisor, con el circuito del receptor de FM mostramos el esquema eléctrico y la placa de circuito impreso en tamaño doble y a tamaño real.

Por último podemos ver el esquema eléctrico del circuito de adquisición de datos y de la fuente de alimentación. La placa de circuito impreso la mostramos a tamaño real ya que su tamaño es algo mayor que las placas de transmisión y recepción.

En las placas de circuito impreso que se dan se puede ver el predominio de los componentes en formato SMD, salvo aquellos de los que no se consiguen en este formato o bien no nos sirvan. En las placas radiofrecuencia, las placas de transmisión y recepción, se ha colocado un plano de masa en la cara de los componentes de inserción lo más uniforme posible. Otra cosa que destaca es la abundancia de condensadores, de desacoplo y paso de señal, tanto en SMD como de inserción.

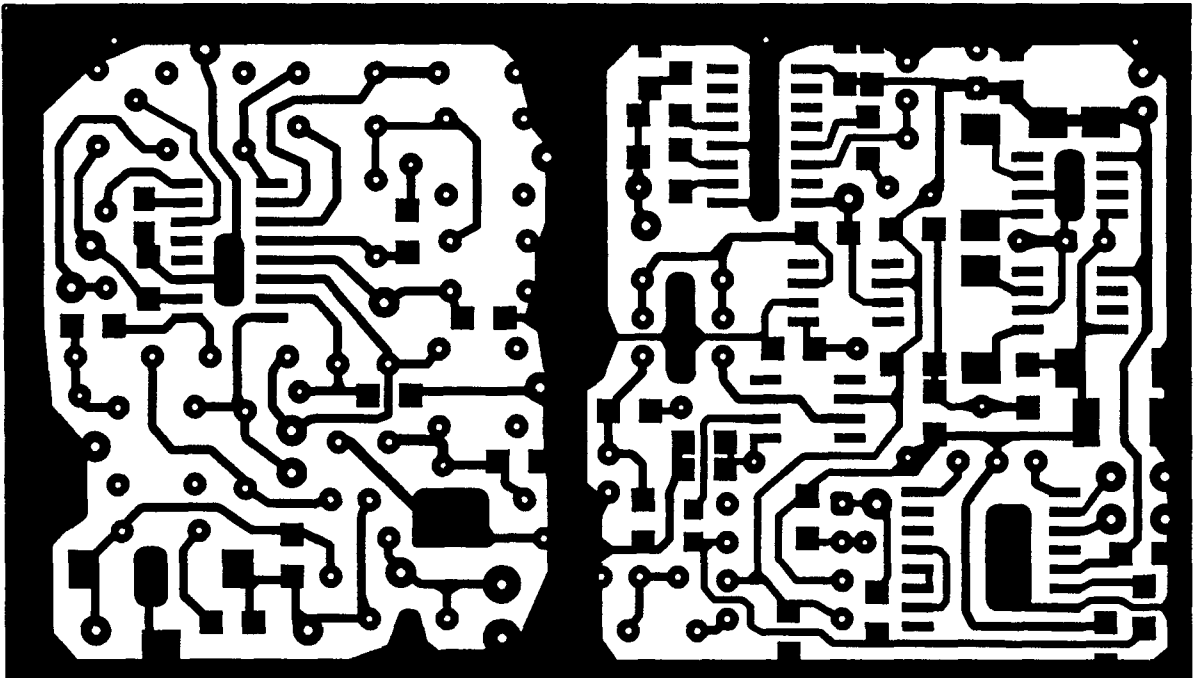
En las páginas que siguen se muestran todos los esquemas y planos comentados, en el orden que se han descrito a lo largo de la memoria.

4.1.- Transmisor de ECG

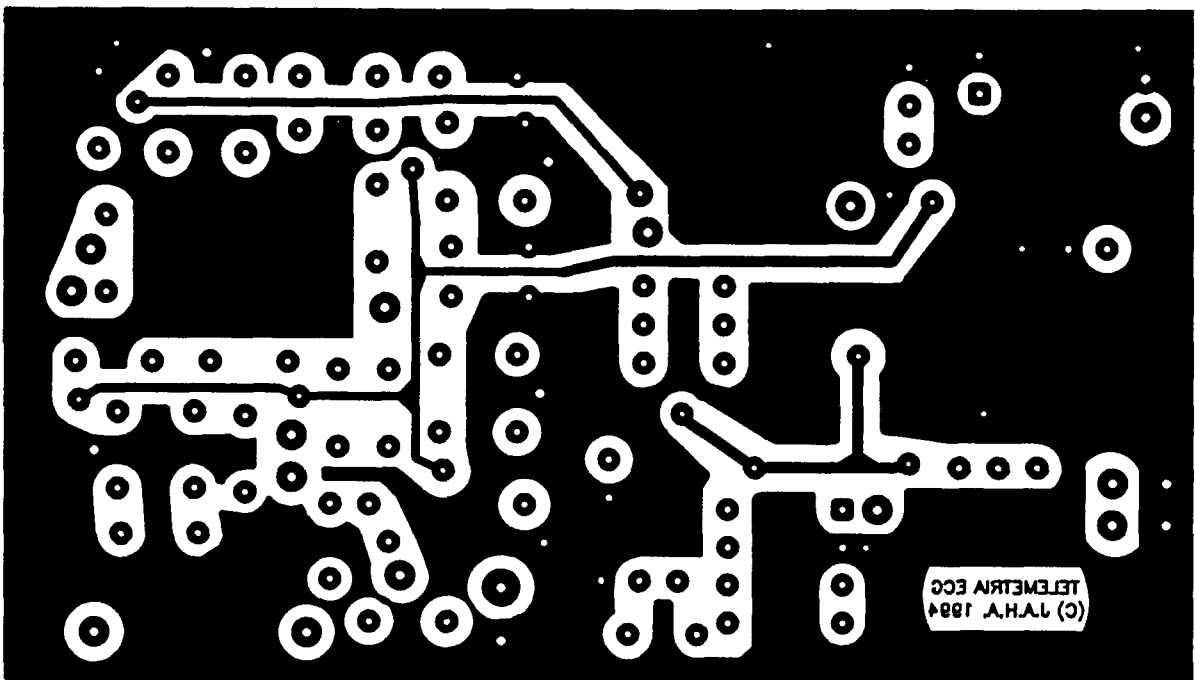


E. U. INGENIERIA TECNICA TELECOMUNICACION	
PEC.: JOSE ANGEL HERNANDEZ ARMAS	
Title CAPTURA Y ACONDICIONAMIENTO DEL ECG	
Size	Document Number
A	SISTEMA DE TELEMETRIA PARA ECG
REV	1
Date:	March 13, 1993 Sheet 1 of 7

- Placa de circuito impreso del transmisor de ECG:

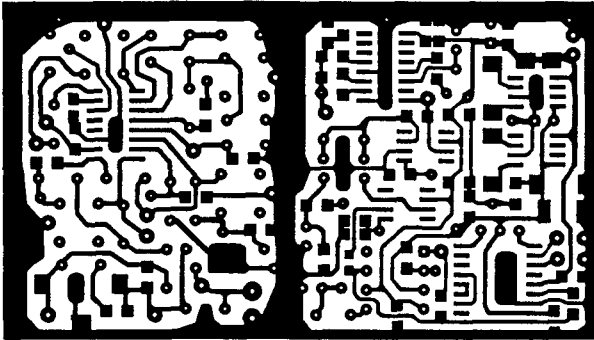


Cara de soldadura y componentes en SMD (x2)

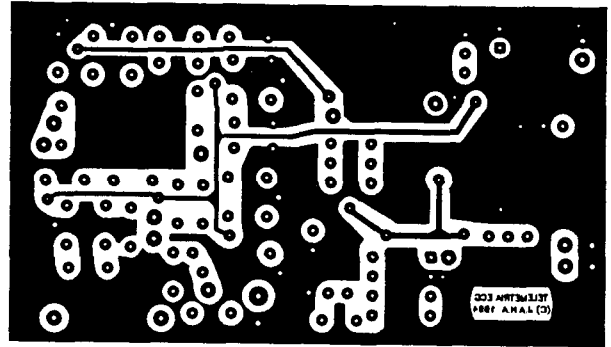


Cara del plano de masa y componentes de inserción (x2)

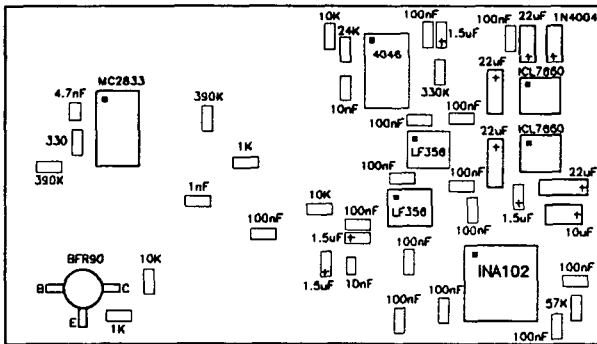
Placa a tamaño natural:



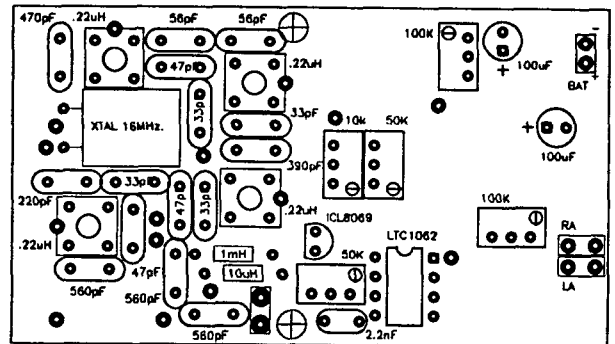
Cara soldadura y componentes SMD



Cara plano masa y componentes inserción



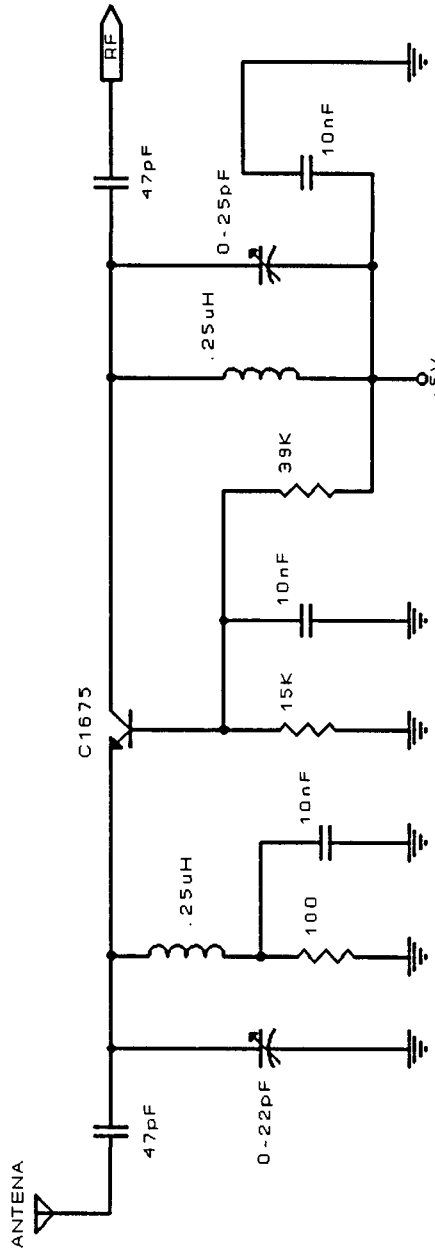
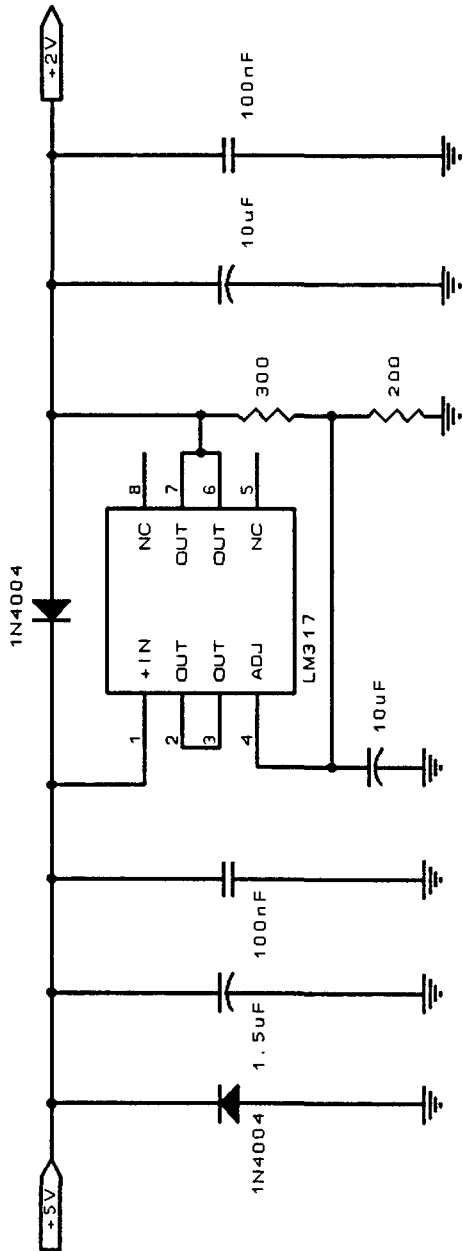
Cara serigrafía componentes SMD



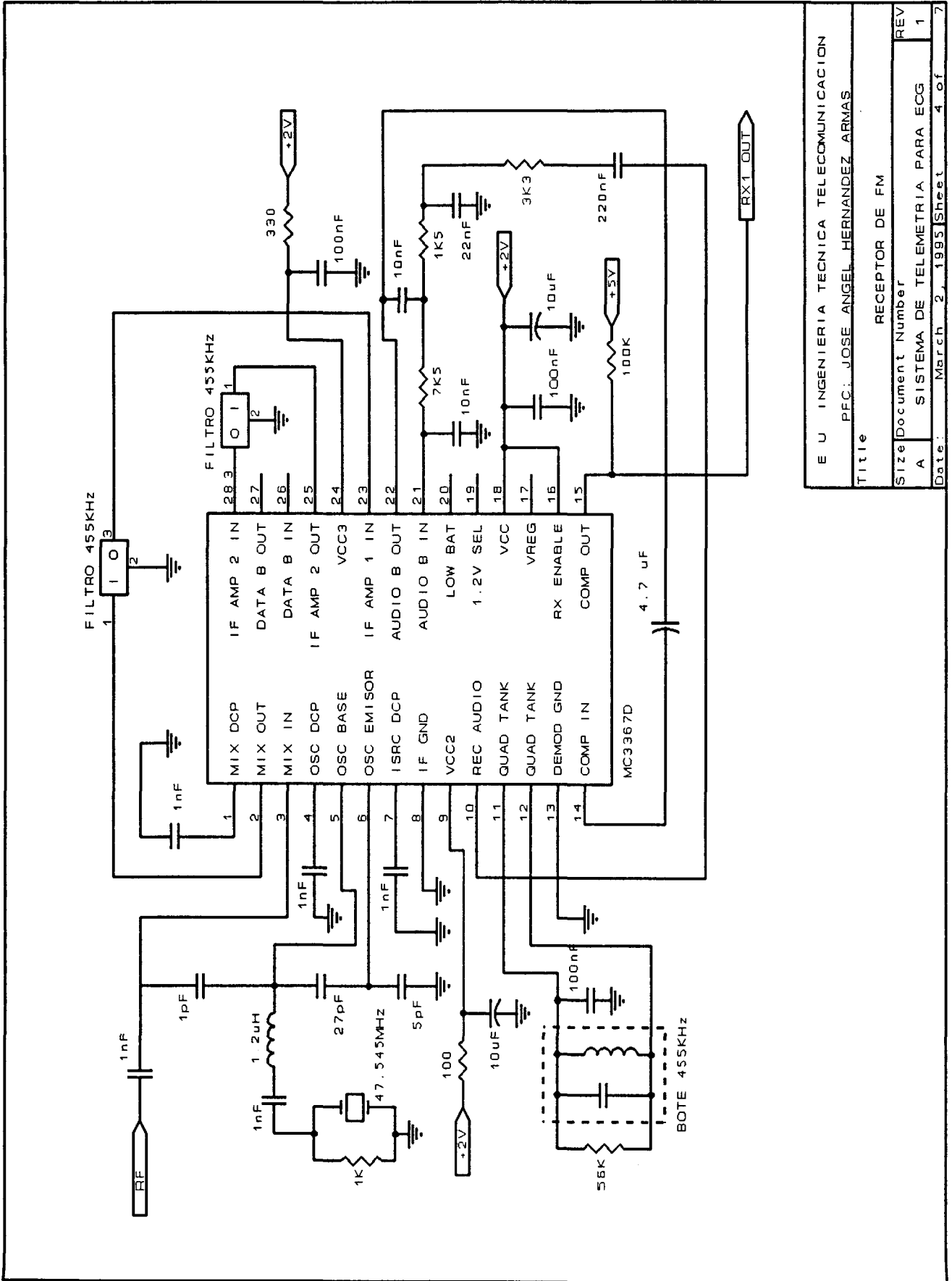
Cara serigrafía componentes inserción

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2008

4.2.- Receptor de FM

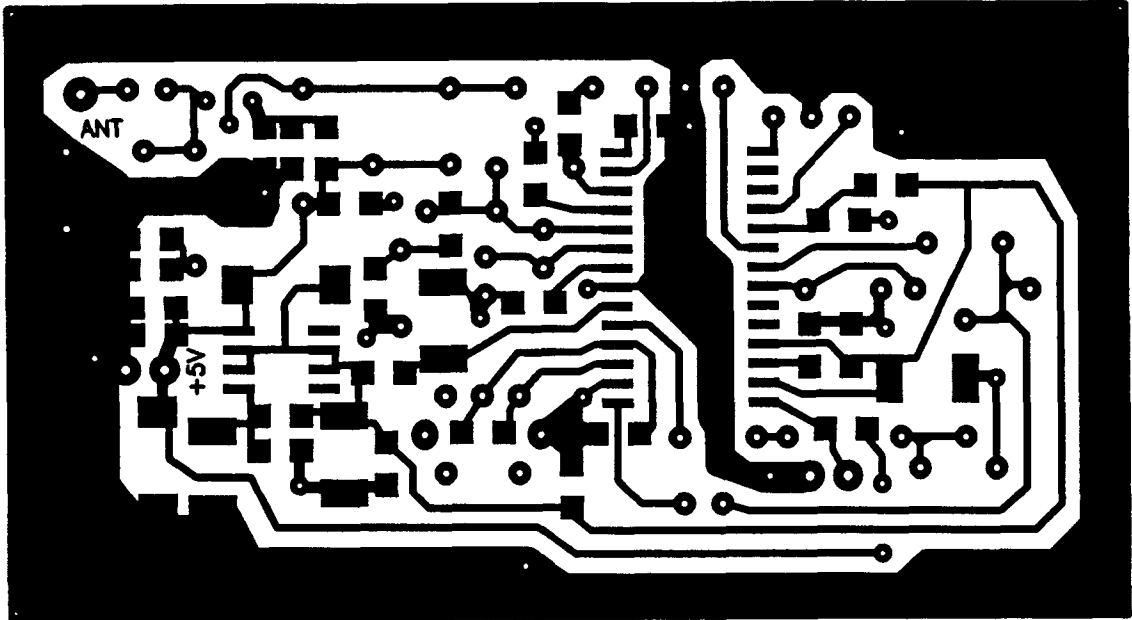


E.U. INGENIERIA TECNICA TELECOMUNICACION	
PFC: JOSE ANGEL HERNANDEZ ARMAS	
Title ALIMENTACION PLACA RECEPCION	
Size	Document Number
A	SISTEMA DE TELEMETRIA PARA ECG
Date:	March 8, 1995 Sheet 3 of 7

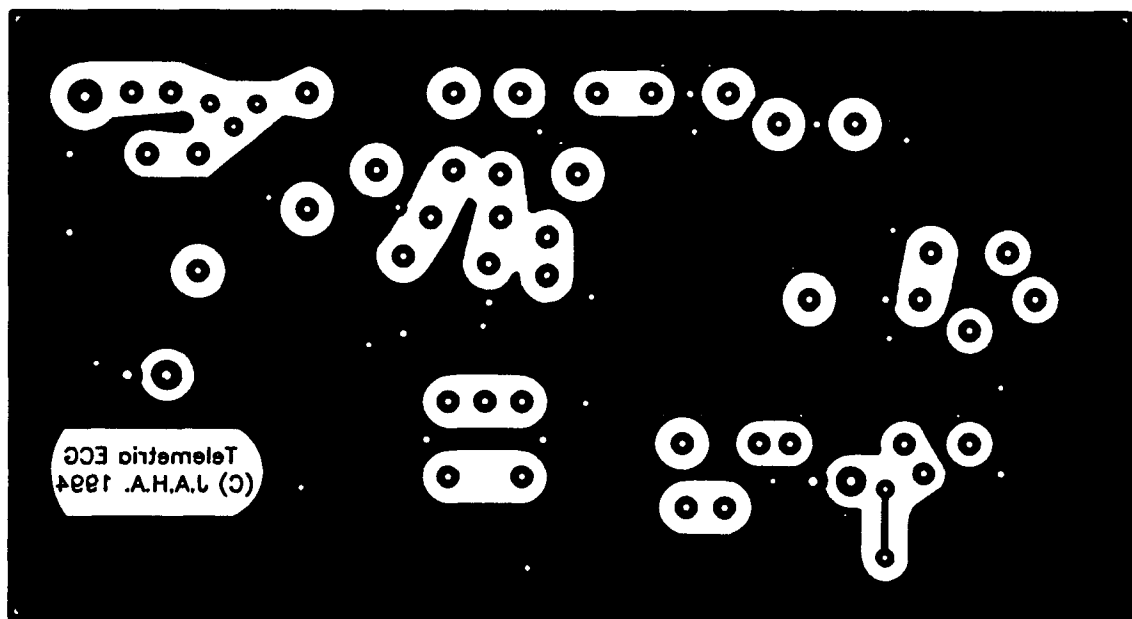


E U INGENIERIA TECNICA TELECOMUNICACION	
PFC: JOSE ANGEL HERNANDEZ ARMAS	
Title RECEPTOR DE FM	
Size	Document Number
A	SISTEMA DE TELEMETRIA PARA ECG
Date:	March 2, 1995
Sheet	4 of 7
REV	1

• Placa de circuito impreso del receptor de FM

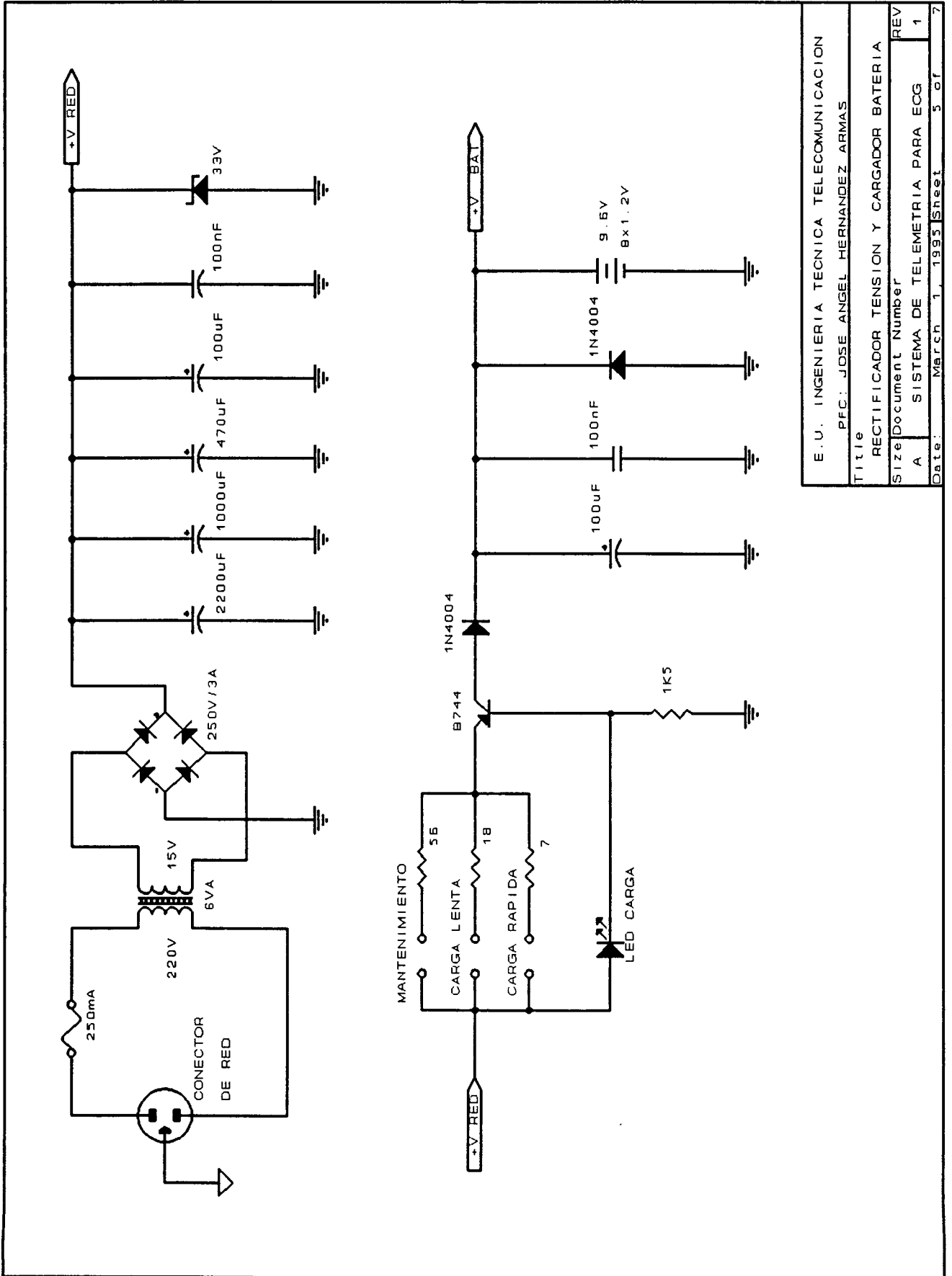


Cara de soldadura y componentes en SMD (x2)

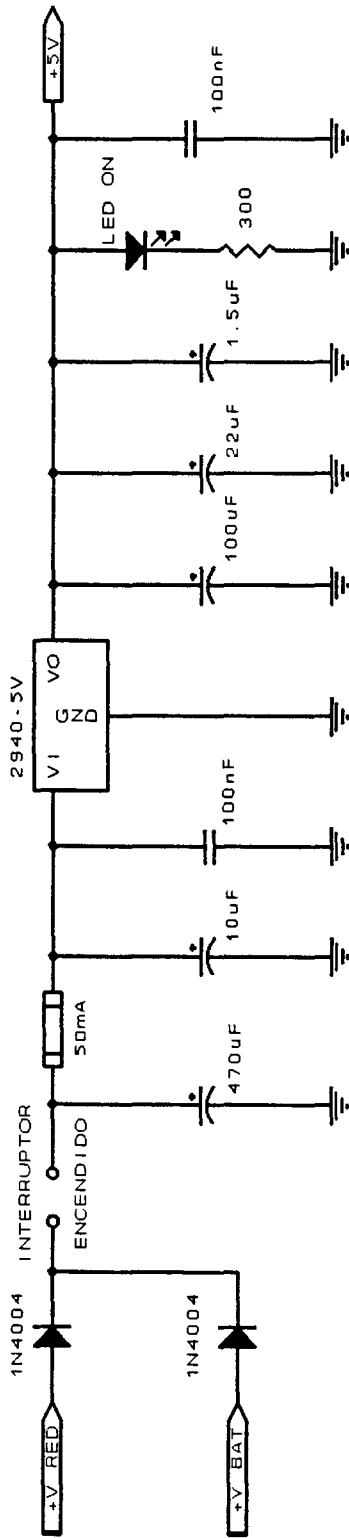


Cara de plano de masa y componentes de inserción (x2)

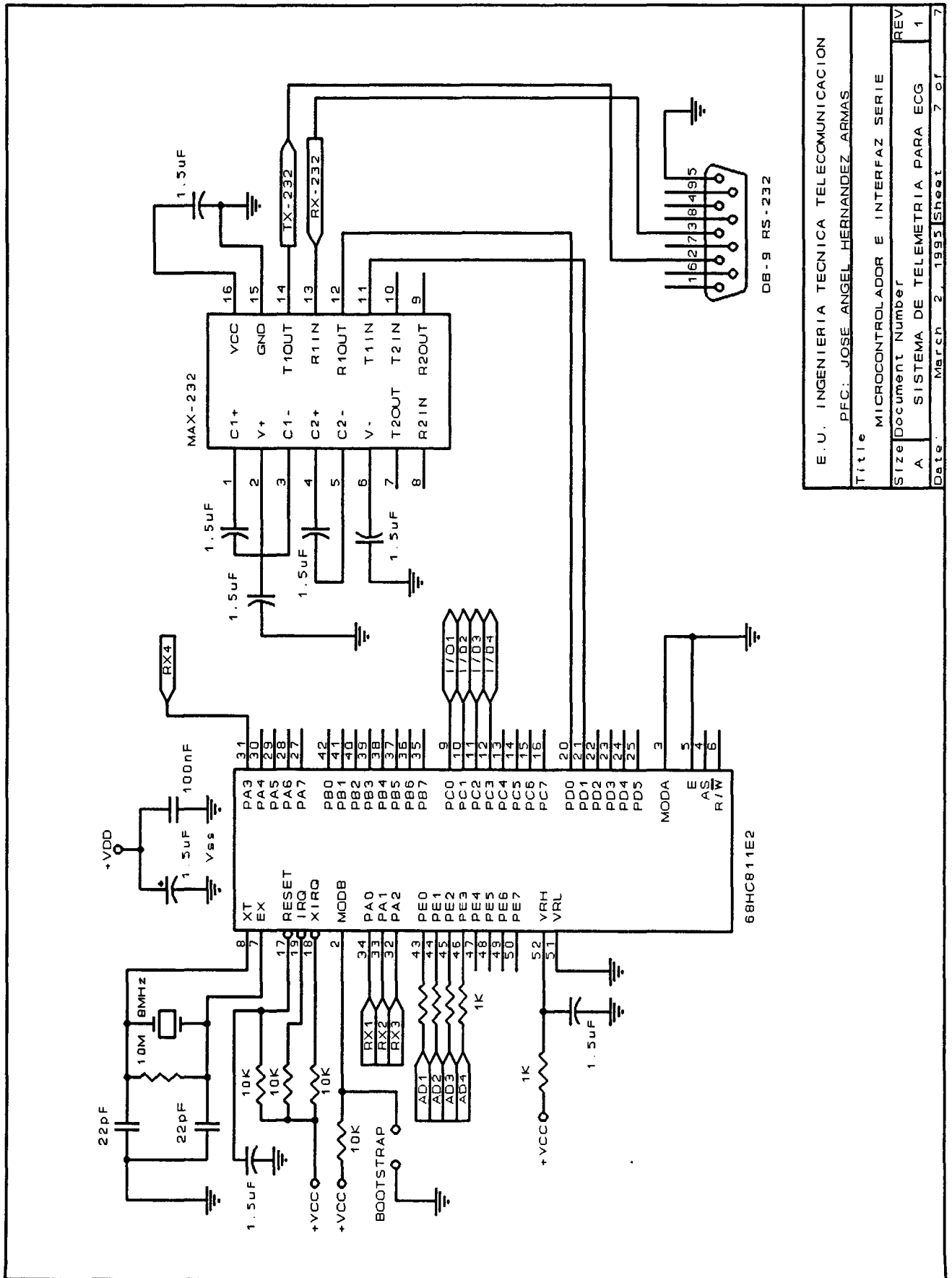
4.3.- Adquisición de datos y fuente de alimentación



E. U. INGENIERIA TECNICA TELECOMUNICACION	
Title PFC: JOSE ANGEL HERNANDEZ ARMAS	
RECTIFICADOR TENSION Y CARGADOR BATERIA	
Size	Document Number
A	SISTEMA DE TELEMETRIA PARA ECG
Date:	March 1, 1993 Sheet 3 of 7
REV	1

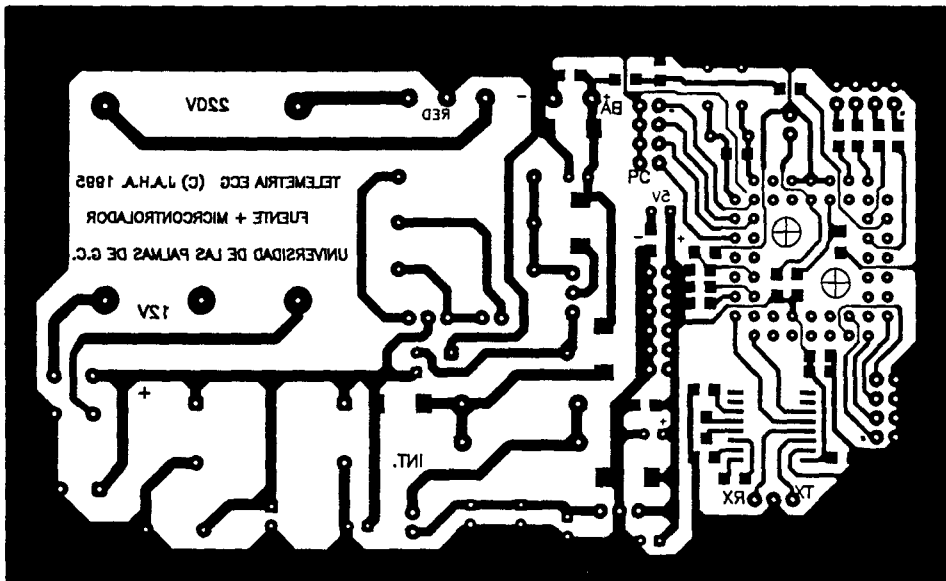


E. U. INGENIERIA TECNICA TELECOMUNICACION	
PFC.: JOSE ANGEL HERNANDEZ ARMAS	
Title ESTABILIZADOR FUENTE ALIMENTACION	
Size	Document Number
A	SISTEMA DE TELEMETRIA PARA ECG
Date:	March 1, 1995 Sheet 6 of 7

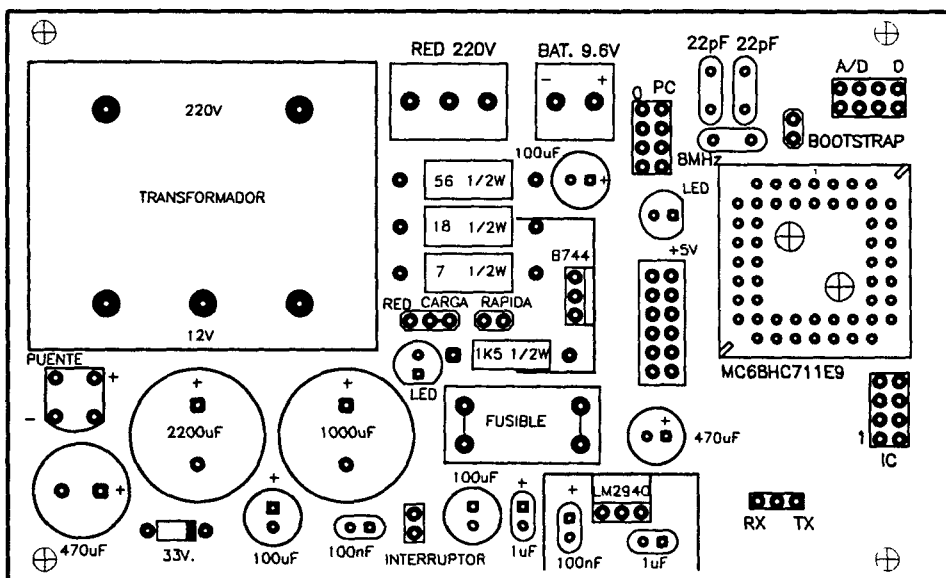


E.U. INGENIERIA TECNICA TELECOMUNICACION	
PEC: JOSE ANGEL HERNANDEZ ARMAS	
Title: MICROCONTROLADOR E INTERFAZ SERIE	
Size Document Number	REV
A	1
Date: March 2, 1995 Sheet 7 of 7	

• Placa de circuito impreso de adquisición de datos y fuente alimentación



Cara de soldadura y componentes en SMD (x1)



Cara de serigrafía componentes de inserción (x1)

PRESUPUESTO

5. Presupuesto

El presupuesto realizado se ha dividido en dos partes, el coste económico de los elementos físicos del sistema, es decir, el prototipo desarrollado, y las horas dedicadas al diseño, montaje y ajuste del sistema completo. Se ha hecho una valoración de las diferentes placas de que consta el sistema de forma independiente, teniendo en cuenta únicamente el coste de los materiales y componentes para el prototipo. Para la parte software se ha calculado el coste económico del programa, las licencias del sistema operativo, MS-DOS y Windows, y el sistema de desarrollo del programa (Visual Basic). Además se ha calculado de forma aproximada y a título orientativo las horas dedicadas al proyecto. Por un lado hemos hecho una estimación sobre el tiempo utilizado para el diseño y la puesta a punto del sistema. Por otro lado se indica el tiempo que hemos usado para el software. El cálculo de las horas utilizadas en la realización del programa son más precisas, aunque la valoración del programa se ha hecho según el coste real del mercado.

En las siguientes apartados se dan los listados de materiales de cada una de las tarjetas fabricadas. Al final se muestra la valoración del programa de ordenador y el coste del sistema completo sin contar las horas de desarrollo del hardware.

Comentar que el coste real del desarrollo del proyecto es algo superior a las cifras que damos. Esto es debido a que la valoración económica sólo se ha realizado para el prototipo realizado, sin contar la cantidad de componentes adquiridos para las pruebas previas, y sin tener en cuenta que muchos componentes tenemos que comprarlos en tiras de varias unidades. Otro elemento difícil de valorar es el gasto en teléfono y fax, al igual que el del supuesto uso de los equipos de instrumentación utilizados. Otro elemento no valorado son los costes del transporte de los componentes electrónicos, ya que la mayoría de los circuitos integrados no se encuentran en Canarias. En el presupuesto, el importe de los componentes se hace teniendo en cuenta únicamente el valor de la factura de compra.

5.1.- Transmisor de ECG

- Materiales y componentes:

Descripcion	Cantidad	Precio Unidad	Total
1N4004 Diodo SMD	1	33 Ptas.	33 Ptas.
BFR96 Transistor de RF	1	178 Ptas.	178 Ptas.
Botes de RF	4	200 Ptas.	800 Ptas.
Cable de electrodo de ECG	3	2.300 Ptas.	6.900 Ptas.
Cables y conectores Molex	1	100 Ptas.	100 Ptas.
Carcasa de aluminio RM-05	1	475 Ptas.	475 Ptas.
Condensadores cerámicos y SMD	33	30 Ptas.	990 Ptas.
Condensadores tántalo SMD	7	175 Ptas.	1.235 Ptas.
Conectores Pin	4	5 Ptas.	20 Ptas.
Cristal de cuarzo 16 MHz.	1	310 Ptas.	310 Ptas.
Electrodos de ECG	3	100 Ptas.	300 Ptas.
HEF4046 SMD VCO	1	100 Ptas.	100 Ptas.
ICL7660 Convertidores de tensión +/-	2	600 Ptas.	1.200 Ptas.
ICL8069 Referencia de tensión 1.2 V	1	450 Ptas.	450 Ptas.
INA-102 SMD Amplif. de Instrumentación	1	2.975 Ptas.	2.975 Ptas.
Interruptor encendido	1	175 Ptas.	175 Ptas.
LF356 SMD Amplificador operacional	2	275 Ptas.	550 Ptas.
LTC-1062 / MAX-280 Filtro paso bajo	1	1.350 Ptas.	1.350 Ptas.
MC2833 SMD Modulador + Amplif. FM	1	350 Ptas.	350 Ptas.
Pila alcalina de 6 V.	1	550 Ptas.	550 Ptas.
Placa PCB fibra de vidrio	1	400 Ptas.	400 Ptas.
Potenciómetros mutivuelta	5	270 Ptas.	1.350 Ptas.
Resistencias SMD	12	8 Ptas.	96 Ptas.
Zócalo profesional DIP8	1	100 ptas.	100 Ptas.
		TOTAL:	20.987 Ptas.

5.2.- Placa de recepción

- Materiales y componentes:

Descripción	Cantidad	Precio Unidad	Total
1N4004 Diodos SMD	2	33 Ptas.	66 Ptas.
Antena telescópica	1	750 Ptas.	750 Ptas.
Base de antena	1	400 Ptas.	400 Ptas.
C1675 Transistor RF (2SC1675)	1	75 Ptas.	75 Ptas.
Cables y conectores Molex	2	100 Ptas.	200 Ptas.
Carcasa de aluminio RM-05	1	475 Ptas.	475 Ptas.
Condensadores cerámicos y SMD	24	30 Ptas.	720 Ptas.
Condensadores tántalo SMD	4	175 Ptas.	700 Ptas.
Condensadores variables 0-25 pF	2	90 Ptas.	180 Ptas.
Conectores Pin	6	5 Ptas.	30 Ptas.
Cristal de cuarzo 47.545 MHz	1	6.000 Ptas.	6.000 Ptas.
Filtro cerámico 455 KHz	2	125 Ptas.	250 Ptas.
Inductancia fija	1	75 Ptas.	75 Ptas.
Inductancias variables	2	25 Ptas.	50 Ptas.
LM317 SMD Regulador lineal	1	50 Ptas.	50 Ptas.
MC3367 SMD Receptor FM	1	425 Ptas.	425 Ptas.
Placa PCB fibra de vidrio	1	400 Ptas.	400 Ptas.
Resistencias inserción y SMD	10	8 Ptas.	80 Ptas.
Separadores metálicos	2	25 Ptas.	50 Ptas.
Carcasa de aluminio RM-13	1	970 Ptas.	970 Ptas.
		TOTAL:	11.946 Ptas.

5.3.- Adquisición de datos y fuente de alimentación

- Materiales y componentes:

Descripción	Cantidad	Precio Unidad	Total
1N4004 Diodo SMD	3	33 Ptas.	33 Ptas.
B744 Transistor media potencia	1	115 Ptas.	115 Ptas.
Baterías 9.6V Recargable Ni-Cd (8x1.2 V)	8	225 Ptas.	1800 Ptas.
Cable de conexión red eléctrica	1	400 Ptas.	400 Ptas.
Cable de conexión serie RS-232	1	1200 Ptas.	1200 Ptas.
Carcasa de aluminio RM-09	1	750 Ptas.	750 Ptas.
Clema conectores red y batería	2	125 Ptas.	250 Ptas.
Condensadores cerámicos y SMD	7	30 Ptas.	210 Ptas.
Condensadores electrolíticos	19	80 Ptas.	1520 Ptas.
Conector de red con fusible	1	300 Ptas.	300 Ptas.
Conector hembra DB-9	1	150 Ptas.	150 Ptas.
Conectores pin	44	5 Ptas.	220 Ptas.
Cristal de cuarzo 8 MHz.	1	310 Ptas.	310 Ptas.
Diodo Zener 33 V	1	20 Ptas.	20 Ptas.
Diodos Led	2	25 Ptas.	50 Ptas.
Disipadores de calor	2	90 Ptas.	180 Ptas.
Fusible corto	2	10 Ptas.	20 Ptas.
Interruptor de encendido	1	175 Ptas.	175 Ptas.
LM2940 Regulador +5 V	1	135 Ptas.	135 Ptas.
MAX-232 SMD Driver RS-232	1	840 Ptas.	840 Ptas.
MC68HC811E2 μ C PLCC-52	1	3.800 Ptas.	3800 Ptas.
Placa PCB fibra de vidrio	1	850 Ptas.	850 Ptas.
Portafusible corto	1	50 Ptas.	50 Ptas.
Puente aislado	2	15 Ptas.	30 Ptas.
Puente rectificador 250V /3 A	1	100 Ptas.	100 Ptas.
Resistencias SMD	11	8 Ptas.	88 Ptas.
Separadores metálicos	4	25 Ptas.	100 Ptas.

Tornillos	8	5 Ptas.	40 Ptas.
Transformador 220V/12V 6VA	1	775 Ptas.	775 Ptas.
Zócalo PLCC-52	1	350 Ptas.	350 Ptas.
TOTAL:			14.861 Ptas.

- Total Hardware prototipo: ≈ 50.000 Ptas.

- Horas de diseño y desarrollo sistema: ≈ 2.000 horas

(12 meses, 4 semanas/mes, 5 días/semana, 8 horas/día)

5.4.- Software

Licencia MS-DOS 6.22: 11.000 Ptas.

Licencia Windows 3.11: 15.000 Ptas.

Licencia Visual Basic 3.0 profesional: 60.000 Ptas.

Programa sistema TECG: 75.000 Ptas.

Total Software: 161.000 Ptas.

Horas programa del ordenador: ≈ 100 horas

(2 semanas, 6 días/semana, 8 horas/día).

• Presupuesto total:

Total Proyecto:	≈ 211.000 Ptas.
Horas totales:	≈ 2.100 Horas.

BIBLIOGRAFIA

6. Bibliografía:

Accel: "Manual Tango PCB Plus", ACCEL Technology, 1988.

Alvarez Santos, Raúl: "Materiales y Componentes Electrónicos", Editesa, Madrid 1984.

Burr-Brown: "Linear Products IC Data Book", Tucson 1994.

Ceballos, Francisco Javier: "Enciclopedia de Microsoft Visual Basic", ra-ma, Madrid 1994.

Ceballos, Francisco Javier: "Microsoft Visual Basic, aplicaciones para Windows", ra-ma, Madrid 1992.

Cornell, G.: "Manual de Visual Basic 3, para Windows", McGraw-Hill Interamericana de España, Madrid 1994.

Cromwell, L., Weibell, F. J., Pheiffer, E. A., y Usselman, L. B.: "Instrumentación y Medidas Biomédicas", Marcombo, Barcelona 1980.

Del Pozo Guerrero, Francisco: "Seminario de Bioingeniería", E.U.I.T.T. Universidad de Las Palmas, Las Palmas de G.C. Marzo 1993.

García Guillen, Pedro: "Orcad SDT/III", Paraninfo, Madrid 1991.

Harris: "Linear & Telecom IC's Databook", Melbourne (Florida), USA 1991.

IRANOR: "Norma UNE 20-613-83, Seguridad de los Equipos Electromédicos. Requisitos Generales", Madrid 1986.

Lathi, B. P.: "Sistemas de Comunicación", McGraw-Hill Interamericana, México 1986.

Linear Technology: "1990 Linear Databook", Milpitas 1989.

M.O.P.T.M.A.: "Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias", Dirección General Telecomunicaciones, Madrid 1993.

Malvino, Albert Paul: "Principios de Electrónica", McGraw-Hill, México 1986.

Marcombo (editorial): "Radio HandBook", Edición Española, Barcelona 1977.

Maxim: "1992 New Releases Data Book", Reading 1992.

Maxim: "1993 New Releases Data Book, Volume II", Reading 1993.

Maxim: "1994 New Releases Data Book, Volume III", Reading 1994.

Microsoft: "Language Reference Visual Basic 3.0", Irlanda 1993.

Microsoft: "Manual del Usuario de Windows para Trabajo en Grupo", Irlanda 1993.

Microsoft: "Profesional Features Book 1, Visual Basic 3.0", Irlanda 1993.

Microsoft: "Profesional Features Book 2, Visual Basic 3.0", Irlanda 1993.

Microsoft: "Programer's Guide Visual Basic 3.0", Irlanda 1993.

Millman, J. y Halkias, Cristos C.: "Electrónica Integrada", Hispano Europea, Barcelona 1989.

Motorola: "8 Bit Cross Assembler User's Manual", Phoenix 1988.

Motorola: "CMOS Data Manual Vol. I, Standar Logic", Suiza 1983.

Motorola: "CMOS Data Manual Vol. II, Special Funtions", Suiza 1983.

Motorola: "Linear/Interface IC's Device Data Vol. I", Phoenix 1993.

Motorola: "Linear/Interface IC's Device Data Vol. II", Phoenix 1993.

Motorola: "M68HC11 Reference Manual", Phoenix 1991.

Motorola: "M68HC11E9 HCMOS Single-Chip Microcontroller", Phoenix 1988.

Motorola: "Pcbug11 User's Manual", Phoenix 1988.

Motorola: "Radio, RF and Video Application Manual", Phoenix 1993.

Motorola: "RF Device Data, Rev. 5", Phoenix 1994.

Mundo electrónico: "Introducción a la Bioingeniería", Marcombo, Barcelona 1988.

Nachtigal, Chester L. (editor): "Instrumentation & Control, Fundamentals and Applications", Willey Interscience, John Willey & Sons, USA 1990.

Pallás Aveny, Ramón: "Transductores y Acondicionadores de Señal", Marcombo, Barcelona 1990.

Pannell, Willian M., "Emisión y Recepción con Equipos Móviles", Paraninfo, Madrid 1982.

Philips: "HE4000B Logic Family CMOS Data Handbook", Holanda 1992.

Rochoe, Ulrich L., Bucher, T. T. N.: "Communications Receivers, Principles and Design", McGraw-Hill Book Company, USA 1988.

Ruiz Vassallo, Francisco: " Enciclopedia de la Radio, Television e Hi-Fi: Radio", Ceac, Barcelona 1985

Scheidt, Stephen: "Aspectos Clínicos de la Electrocardiografía", CIBA div. Farmacéutica, Barcelona 1992.

Siliconix: "Analog Integrated Circuit", TEMIC Group, USA 1994.

Souto, Andrés: "Cursos de Formación: Monitorización de Pacientes", Hewlett-Packard División Biomedicina e Informática Médica, Madrid 1994.

Texas Instrument: "Linear and Interface Circuits. Product Applications Vol.I", Reino Unido 1986.

Texas Instrument: "Linear Circuits Data Book Vol. III", Dallas, 1992.

Texas Instrument: "Linear Circuits Data Book Vol. IV". Dallas, 1993.

Tompkins, Willis J. (editor): "Biomedical Digital Signal Processing", Prentice Hall, New Jersey 1993.

Webster, John G. (editor): "Medical Instrumentation, Applications and Design", Houghton Mifflin Company, Boston 1978.

Revistas especializadas:

Annals of Biomedical Engineering.

Bioingeniería y Clínica.

Biomedical Instrument and Technology.

IEEE Transactions on Biomedical Engineering.

IEEE Transactions on Medical Imaging.

International Hospital Equipment.

Journal of Biomedical Engineering.

Journal of Clinical Engineering.

Journal of Medical Engineering and Technology.

Medical and Biological Engineering and Computing.

Antena de Telecomunicación.

EDN.

Electronic Design.

Electronic Product News.

Equipos y Productos Electrónicos.

Test and Measurement Europe.

Test and Measurement World.

Visual Basic Programmer's Journal.

Manuales Técnicos de la marcas:

Hellige.

Icuatro.

Nihon Kohden.

Philips.

Schiller.

Hewlett-Packard.

Kontron.

Ohmeda.

S&W.

Siemens.

ANEXO I

7.1.- ANEXO I: Manual de uso del programa TECG

Antes de empezar

El nombre de la aplicación software desarrollada es “*TECG: Sistema de Telemetría para ECG*”. Este programa es el último elemento de este proyecto. Sus funciones son básicamente adquirir la señal de ECG y presentarla en pantalla, pudiendo ser almacenada y posteriormente visualizada. En los apartados anteriores se ha explicado la estructura y funciones del programa. En este anexo vamos a describir el programa desde el punto de vista del usuario final.

Evidentemente antes de usar este programa debemos contar con el sistema hardware completo, transmisor y equipo receptor. Debemos tener conectado el cable serie entre el equipo receptor y nuestro ordenador para poder adquirir los datos que llegan por el puerto serie. Suponemos que usuario tiene unos conocimientos básicos sobre el entorno Windows, así como del manejo de aplicaciones bajo este sistema.

Este programa requiere para su funcionamiento un ordenador PC o compatible, 386 o superior, con Windows 3.1 o superior y al menos 2 MBytes de RAM. En cuanto a disco duro el programa necesita para el programa en sí unos 700 KBytes, y para los ejemplos de señales adquiridas en varios formatos unos 800 KBytes. En total el mínimo necesario son unos 1.5 MBytes, aunque para poder trabajar adquiriendo datos en fichero hará falta mas espacio. Cuanto mayor sean las capacidades y recursos del sistema mejor y más rápido de ejecutarán algunas partes del programa. Tener en cuenta que 1 minuto de la señal de ECG genera unos 14.2 KBytes de datos.

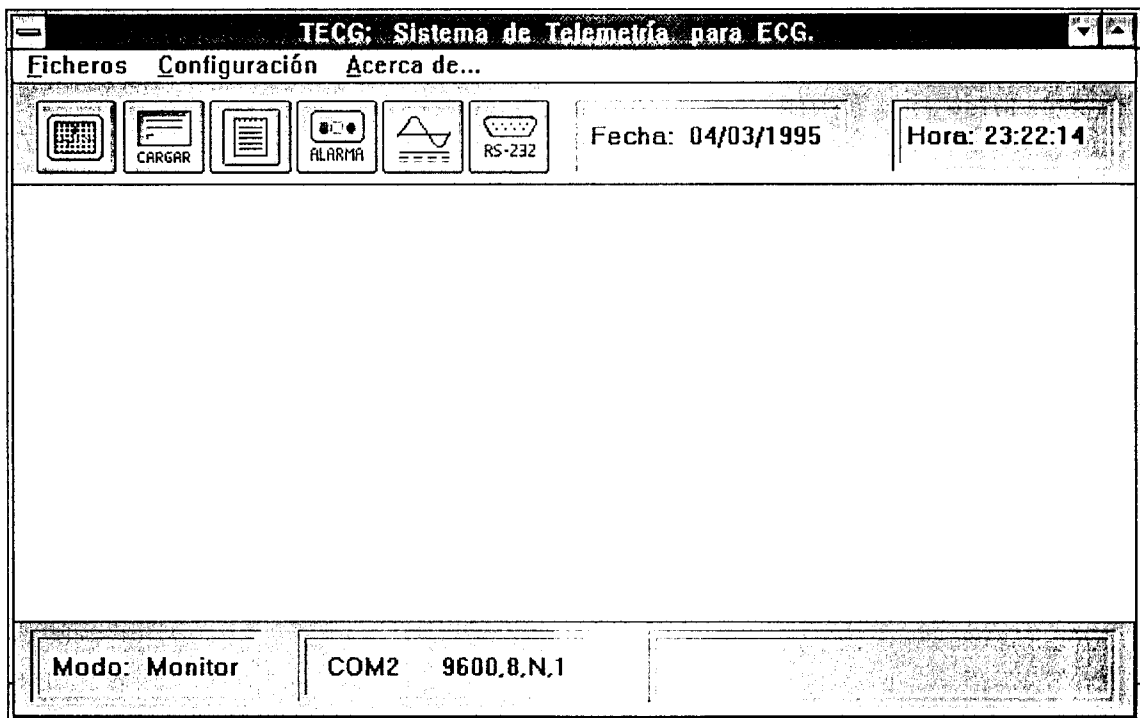
Para la instalación del programa simplemente hay que ejecutar el fichero SETUP que se encuentra en el disquete de instalación. Este programa de instalación instala el programa del sistema TECG, los controles y librerías necesarias en Windows, y los ficheros ejemplo que se suministran con el programa. El programa de instalación crea automáticamente el grupo de programas “*TECG: Telemetría ECG*” en el administrador de programas de Windows, y dentro de este el *icono* correspondiente al programa. Por defecto el programa se instala en el disco duro en el directorio “C:\TECG”.

Para empezar a trabajar con el programa debemos iniciar Windows, o bien en el directorio TECG, indicar el nombre de nuestra aplicación: *TECG*. En el caso de haber iniciado Windows debemos abrir el grupo de programas con el nombre de “TECG:

Telemetría ECG”. A continuación hacemos doble clic con el ratón sobre el icono con un corazón rojo y con el mismo nombre que el grupo de programas.

Inicio del programa TECG: ventana inicial

Una vez hemos arrancado el programa nos aparece la ventana principal del programa, que estará presente en todo momento, salvo que la hallamos minimizado. En la siguiente figura presentamos esta ventana tal y como se presenta al usuario.

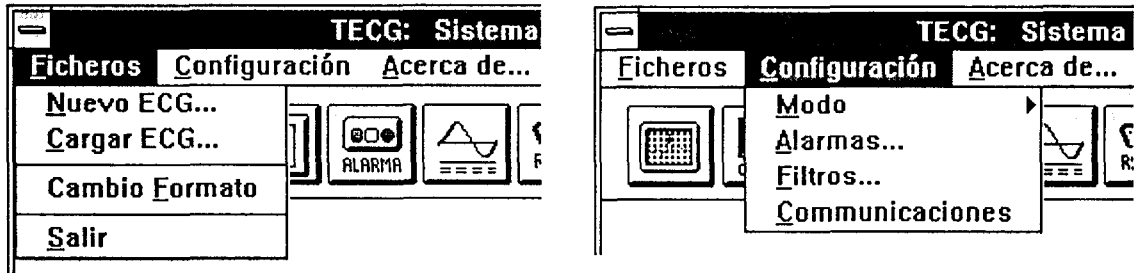


En la figura podemos ver como existen 4 zonas diferenciadas. En primer lugar tenemos la barra de menú donde podemos elegir y ejecutar las diferentes funciones que permite el programa.

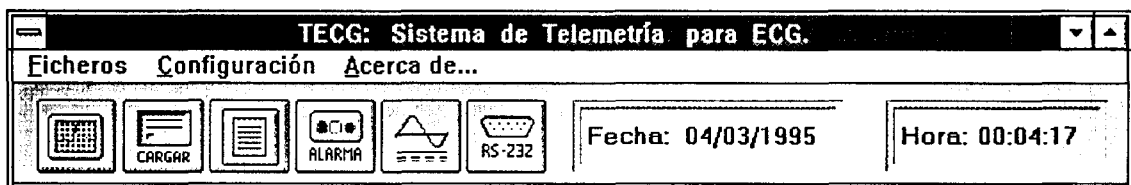
En la barra de menú podemos ver tres submenús: Ficheros, Configuración y Acerca de ... En el primero podemos seleccionar la adquisición de la señal de ECG, la carga y visualización de un fichero de ECG, el cambio de formato de un fichero de ECG o salir del programa. En el submenú de Configuración tenemos acceso a las funciones de configuración del sistema, que son: el modo de adquisición del ECG, las alarmas, la detección del QRS y los filtros, y por último la configuración del puerto de

comunicaciones. La opción Acerca de... muestra una ventana indicando el nombre del programa, la versión, la fecha y el nombre del autor.

En la siguiente figura se muestra gráficamente las opciones de menú comentadas.



La segunda parte corresponde con una barra de botones y un indicador de la fecha y hora actual. Esta barra de botones ejecuta las mismas opciones que la barra de menú, y se coloca para facilitar el manejo del programa.

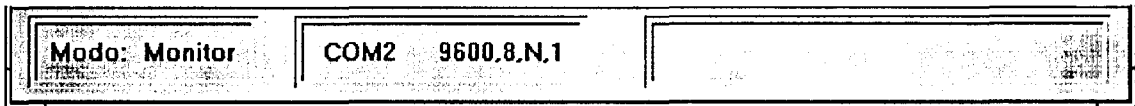


En la barra de botones existen 6 botones con un icono representativo de su función. Cada uno de estos botones realiza la misma función que las selecciones en la barra de menú. Empezando por la izquierda tenemos que, el primer botón corresponde con la adquisición de un nuevo ECG y el segundo equivale a la carga y visualización de un fichero de ECG. El tercer botón es el de cambio de formato de los ficheros de ECG. Los últimos tres botones son de configuración de las alarmas, los filtros y el puerto de comunicaciones.

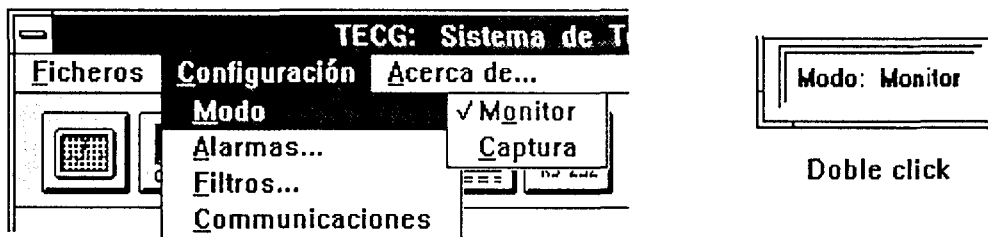
Entre la barra de menú y la parte inferior de la ventana se encuentra la zona donde nos aparecerán las nuevas ventanas correspondientes a las funciones del programa que estemos ejecutando, elegidas en el menú o directamente con algún botón.

Por último en la parte inferior de la ventana tenemos un panel indicador de estado. En este panel se nos indica, viéndolo de izquierda a derecha, el modo de adquisición seleccionado, el puerto de comunicaciones seleccionado y su configuración, y finalmente una zona donde aparece una indicación sobre la función de cada botón de la

barra de botones cuando pasamos sobre ellos o bien algunas indicaciones del funcionamiento del programa.



Esta barra de estado además de indicar el modo de adquisición y puerto serie actual, nos permite cambiar de modo haciendo un doble clic con el ratón sobre el panel de modo. Esto equivale a seleccionar un modo diferente en el menú de configuración como podemos ver en la figura siguiente.

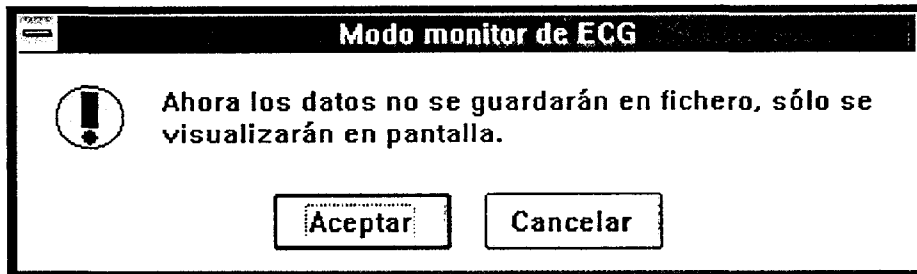
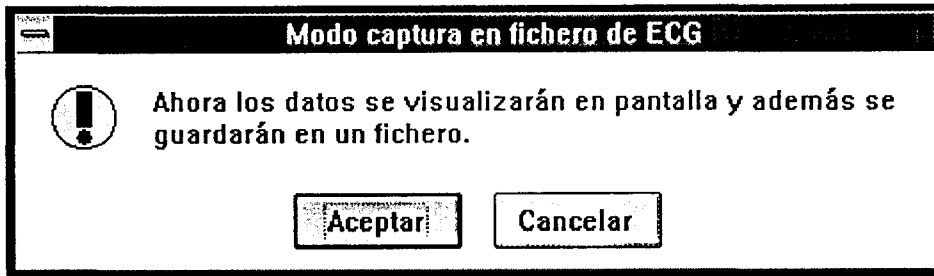


En las siguientes secciones comentamos cada una de las opciones del menú que permite el programa. Empezamos explicando la configuración del programa, debido a que es necesario configurar el programa para poder utilizar correctamente las funciones de adquisición de ECG. Como hemos dicho las opciones de configuración sólo afectan a la parte de adquisición.

Configuración del programa

• Modo de adquisición: Monitor o Captura

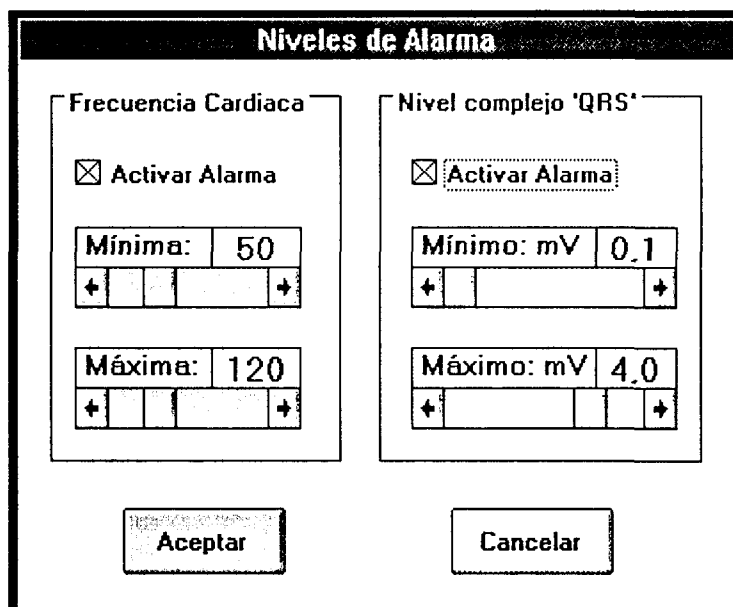
Esta opción permite definir el modo en que tratamos la señal de ECG. En modo "Monitor" el ECG sólo se presenta en pantalla, mientras en el modo "Captura" se guarda en un fichero que es necesario definir antes de empezar la captura. Como hemos visto podemos cambiar de modo en el menú o haciendo doble clic en el panel de estado del modo actual. Por defecto al arrancar el programa se selecciona el modo "Monitor". Siempre que elijamos cambiar de modo nos aparecerá un mensaje de confirmación, que dependerá del modo actualmente seleccionado. En las figuras siguientes podemos ver los mensajes indicados.



Para cancelar el cambio debemos apretar el botón de cancelar, para confirmar el cambio tenemos que apretar el botón de aceptar.

- **Alarmas: Frecuencia cardiaca y nivel del complejo QRS**

En esta sección podemos establecer la activación del sistema de alarmas para la frecuencia cardiaca y el nivel del complejo QRS (en mV) de forma independiente. Una vez habilitada un control de alarmas para alguno de los parámetros debemos establecer los umbrales mínimo y máximo que producen la activación de un mensaje de alarma en pantalla.



En la figura anterior vemos la ventana que nos permite configurar el sistema de alarmas. Por defecto las dos alarmas están deshabilitadas. La primera vez que habilitamos las alarmas se establecen por defecto los valores presentados en la figura.

Para cambiar los valores por defecto utilizamos las barras de desplazamiento debajo de cada umbral de alarma. Cada uno de estos umbrales tiene un rango de valores que podemos seleccionar.

	Rango valores mínimos		Rango valores máximos	
	mínimo valor	máximo valor	mínimo valor	máximo valor
Frecuencia cardiaca	30 ppm	100 ppm	70 ppm	250 ppm
Nivel QRS	0.1 mV	2.0 mV	0.5 mV	5.0 mV

La resolución de la variación de los umbrales es de 1 ppm (pulsación por minuto) para la frecuencia cardiaca y 0.1 mV para los niveles del QRS. Esta resolución se produce cuando hacemos clic en las flechas a ambos lados de las barras de desplazamiento. Si el clic se efectúa dentro de las barras de desplazamiento el valor variará en 5 ppm para la frecuencia cardiaca y 0.5 mV para el nivel del QRS.

Una vez que se modifiquen los umbrales de las alarmas estos permanecen invariables aunque se deshabiliten las alarmas. Por tanto, si posteriormente volvemos a habilitar las alarmas los valores que se toman son los últimos establecidos.

• **Detección del QRS y tipo de filtro**

Para poder detectar los picos QRS hay que definir la polaridad, positiva o negativa de los mismos. Por defecto se toma positiva, siendo necesario cambiarla si los picos son negativos. También se pueden aplicar filtros a la señal de ECG que se está adquiriendo. Para configurar estos parámetros usamos la ventana mostrada en la página siguiente que muestra los valores por defecto.

Para seleccionar la polaridad del pico QRS tenemos dos opciones, y basta con seleccionar con el ratón la que corresponda según la derivación o colocación de los electrodos de ECG en el transmisor.

Detección 'QRS' y Filtros

Detección QRS

Positivo

Negativo

Filtros

Ninguno

Simple

Complejo

Porcentual

Discriminador

Aceptar

Cancelar

En cuanto a los filtros contamos con varias opciones. Al final de la ventana existe la opción de un discriminador, cuya función es eliminar los valores que estén fuera del rango de la señal de ECG que puede recoger el transmisor e igualándolos al valor anterior dentro del rango. Haciendo clic sobre esta opción podemos activarla o desactivarla según deseemos.

En los filtros tenemos cuatro opciones:

Ninguno.- es la opción seleccionada por defecto, con lo que indicamos que no se aplique ningún tipo de filtro a la señal de ECG.

Simple.- con esta opción aplicamos a la señal de ECG un filtro que realiza la media entre el dato recibido y el anterior.

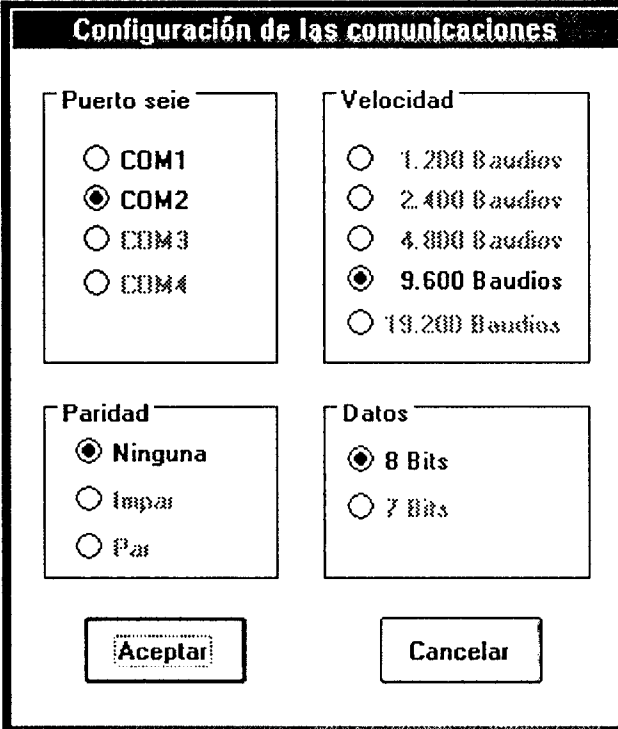
Complejo.- aquí indicamos que se debe aplicar un tipo de filtro que se corresponde a la suma de los efectos del filtro simple anterior y el filtro porcentual que explicamos a continuación.

Porcentual.- con este filtro hacemos que aquellos valores que tengan una diferencia con el dato anterior superior al 50 % del nivel del QRS los hacemos igual al dato anterior.

Todos estos filtros vistos y la detección del QRS se utilizan con cada dato que llega por el puerto serie, aplicándose de forma continua.

• Puerto de comunicaciones

Un punto importante a tener en cuenta antes de adquirir los datos del equipo receptor de ECG es la configuración del puerto serie del ordenador que vamos a utilizar. Normalmente bajo Windows utilizamos el ratón que es un dispositivo serie, el cual se suele colocar en el puerto COM1. Por defecto el programa utiliza el puerto COM2. Si fuera necesario cambiarlo, bien porque el ratón está en COM2 o bien porque está utilizando un ordenador portátil con el puerto COM1, tenemos que utilizar esta opción de configuración.

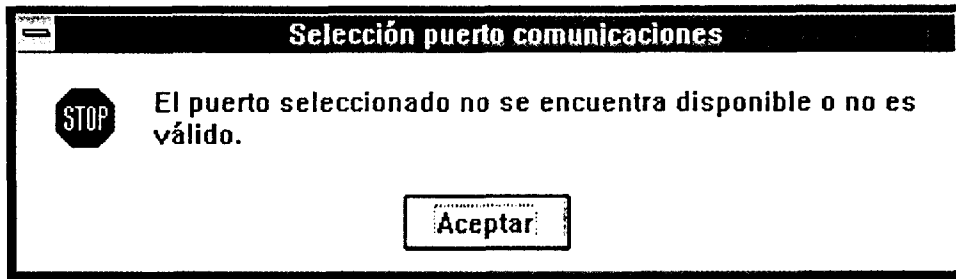


Configuración de las comunicaciones

Puerto serie <input type="radio"/> COM1 <input checked="" type="radio"/> COM2 <input type="radio"/> COM3 <input type="radio"/> COM4	Velocidad <input type="radio"/> 1.200 Baudios <input type="radio"/> 2.400 Baudios <input type="radio"/> 4.800 Baudios <input checked="" type="radio"/> 9.600 Baudios <input type="radio"/> 19.200 Baudios
Paridad <input checked="" type="radio"/> Ninguna <input type="radio"/> Impar <input type="radio"/> Par	Datos <input checked="" type="radio"/> 8 Bits <input type="radio"/> 7 Bits
Aceptar	Cancelar

La ventana mostrada presenta varios parámetros más aparte del puerto serie, COM1 o COM2. Estos parámetros son fijos, condicionados por el sistema hardware utilizado. En principio el programa tiene deshabilitado el resto de las opciones permitiendo sólo seleccionar el puerto serie.

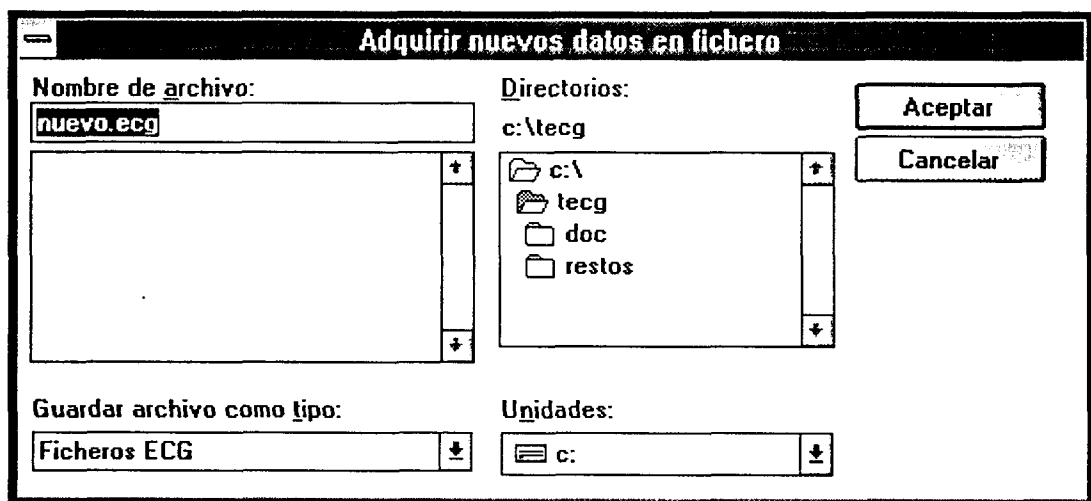
Al apretar el botón de aceptar el programa verifica que el puerto seleccionado está disponible, en caso contrario aparece un mensaje en pantalla como el mostrado en la página siguiente debiendo elegir otro puerto o cerrar cualquier otra aplicación que esté haciendo uso del puerto serie seleccionado.



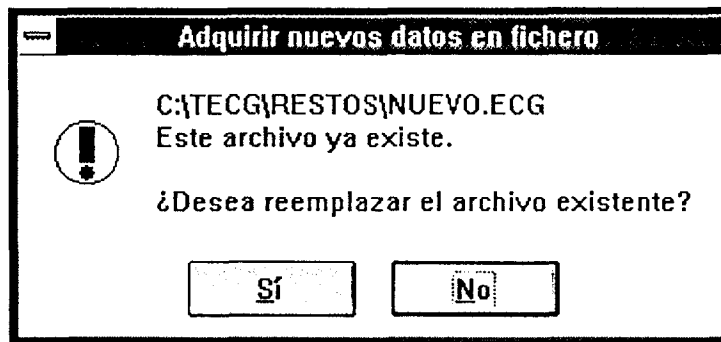
Para continuar y quitar el mensaje de la pantalla debemos apretar el botón Aceptar. El Programa automáticamente vuelve a seleccionar el puerto serie que estaba antes del cambio por un puerto no válido. Para salir sin modificar nada debemos apretar el botón Cancelar de la ventana de configuración de comunicaciones.

Adquisición de nuevo ECG

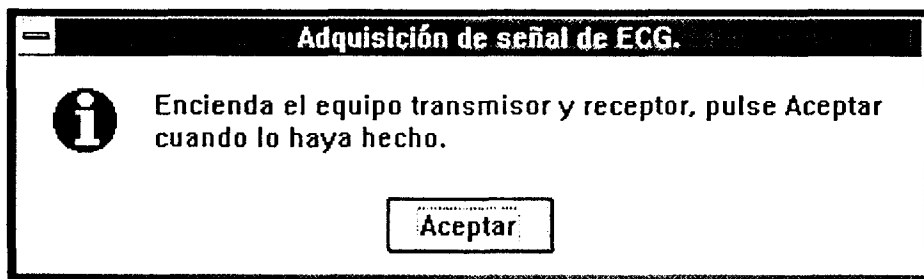
Como hemos dicho la función principal del programa TECG es la adquisición y presentación de la señales de ECG. Esta función está disponible desde el menú con la opción “Nuevo ECG...” o desde la barra de botones con el primer botón de la izquierda. Si se ha seleccionado el modo de adquisición de captura al iniciar esta función se nos presenta una ventana para que indiquemos el nombre del fichero donde queremos almacenar el ECG capturado. En la figura siguiente tenemos una muestra de la esta ventana.



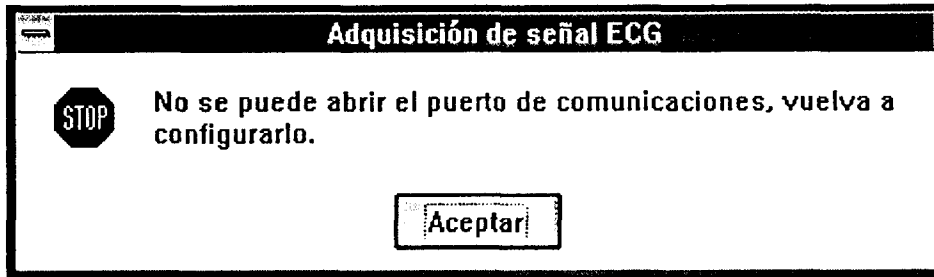
Por defecto el directorio inicial es “C:\TECG” y el nombre del fichero es “nuevo.ecg”. Se recomienda utilizar siempre la extensión “*.ECG” para los ficheros. Automáticamente el programa le asigna la extensión ECG al fichero si éste no tiene extensión. El filtro para mostrar los fichero existentes es “*.ECG”, y se puede cambiar para ver todo tipo de ficheros ‘*.*’, en la lista de ficheros. Si se indica un archivo que ya existe el programa muestra un aviso para confirmar o cancelar la elección de ese archivo.



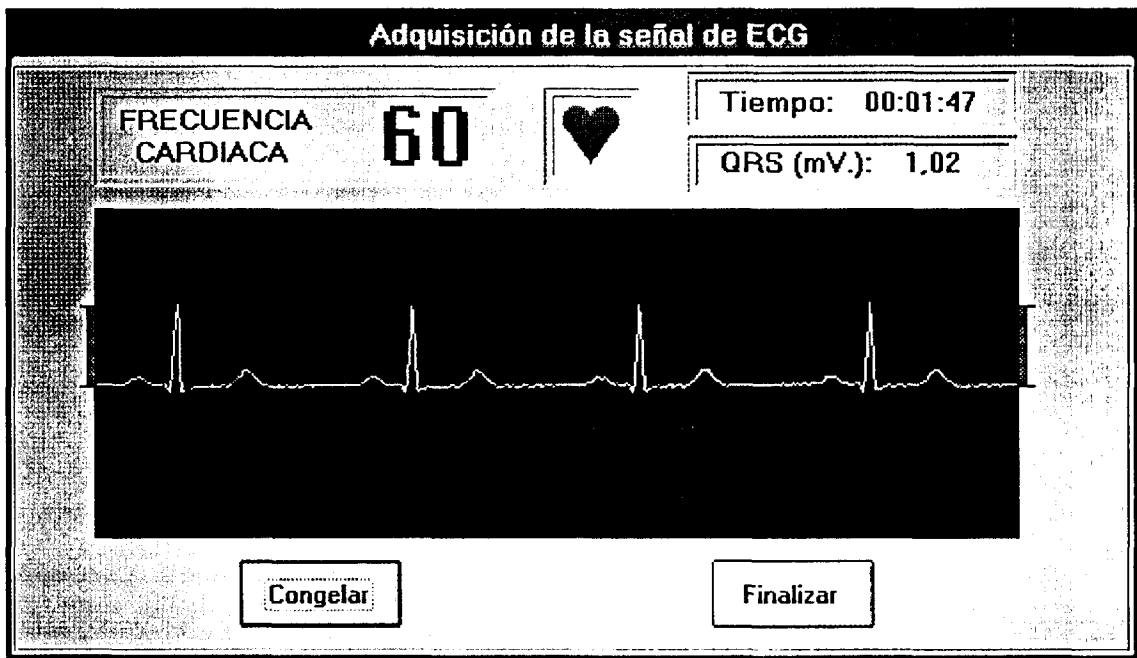
A continuación aparece una ventana, que es la primera en caso de estar en modo monitor, que nos indica que conectemos el sistema transmisor y el equipo receptor. Para poder empezar la adquisición de la señal debemos pulsar el botón Aceptar.



Llegados a este punto el programa comprueba que el puerto serie actualmente seleccionado está disponible, y presenta un mensaje de aviso en caso contrario. Si se nos ha presentado el aviso debemos pulsar el botón Aceptar, y verificar la configuración del puerto serie o ver si alguna otra aplicación está usando el puerto especificado. Tras este mensaje el programa vuelve automáticamente a la ventana principal.



Normalmente, si todo está bien configurado, después del mensaje indicando la puesta en marcha del sistema de emisión y recepción, se hace visible la ventana de adquisición y visualización propiamente dicha. En la figura siguiente vemos la ventana mencionada tal y como se ve en el monitor del ordenador.



En esta ventana podemos distinguir la zona central donde se visualiza la señal de ECG de forma continua. El tamaño de esta zona de monitorización es de 4 segundos en el eje horizontal de la señal de ECG, y de ± 2 mV en el eje vertical de referencia de la amplitud. A los lados de esta zona existen dos marcas para tener una referencia visual del nivel de +1 mV para el ECG.

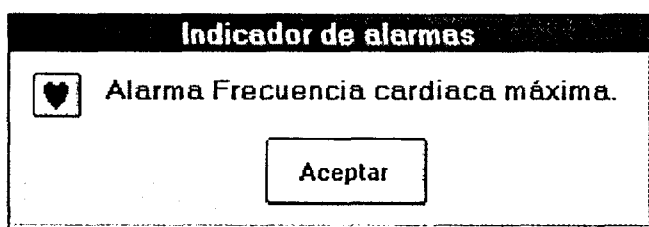
En la parte superior de la ventana aparecen varios paneles de información. En el de la izquierda aparece el valor de la frecuencia cardiaca, correspondiente a la señal adquirida en esos momentos y en valor de pulsaciones por minuto. A la derecha se nos

muestra un temporizador que nos indica el tiempo transcurrido desde el inicio de la adquisición hasta el momento actual. El otro panel nos indica en nivel máximo (mV) correspondiente al complejo QRS de la señal de ECG que tenemos en pantalla. La resolución de este último panel es de 0.01 mV (10 μ V).

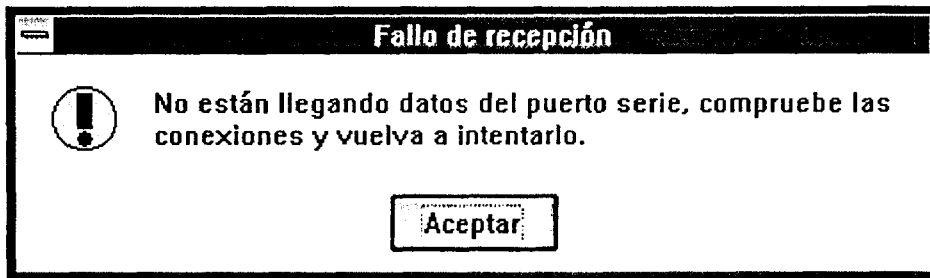
En la parte inferior de la ventana de adquisición tenemos dos botones. El que pone “Congelar” sirve para congelar, es decir, parar la imagen actual del ECG en la pantalla. Cuando se pulsa este botón el nombre de éste se cambia por “Continuar”, debiendo pulsarlo nuevamente para seguir viendo la señal normalmente. Cuando se selecciona la función de congelar sólo afecta a la visualización en pantalla, el resto de las funciones continúan funcionando. Tanto las alarmas y los filtros, como la medida de la frecuencia cardíaca y nivel del QRS siguen ejecutándose continuamente.

El otro botón presente, “Finalizar”, como su nombre indica finaliza la adquisición volviendo de nuevo a la ventana principal del programa.

Si hemos activado el sistema de alarmas, cuando alguno de los parámetros de la señal de ECG medidos esté fuera del rango definido en la configuración de alarmas aparecerá en pantalla un ventana de alarma. En la ventana de alarma que podemos ver en la figura siguiente tenemos un botón de Aceptar para quitar el mensaje de alarma, y a la vez silenciar el pitido (*beep*) de alarma. Este pitido y el mensaje indicativo de la alarma parpadean cada $\frac{1}{2}$ segundo hasta que los silenciemos. Siempre que se produzca una nueva alarma el mensaje de la ventana de alarma cambia, aunque no hallamos silenciado la alarma anterior.



Si por cualquier motivo, se apaga el equipo de recepción o se desconecta el cable serie, no llegan datos al puerto serie del ordenador datos durante un intervalo de 2 segundos el programa presenta un mensaje indicativo. Después de pulsar el botón de Aceptar el programa finaliza la adquisición y vuelve a la ventana principal.

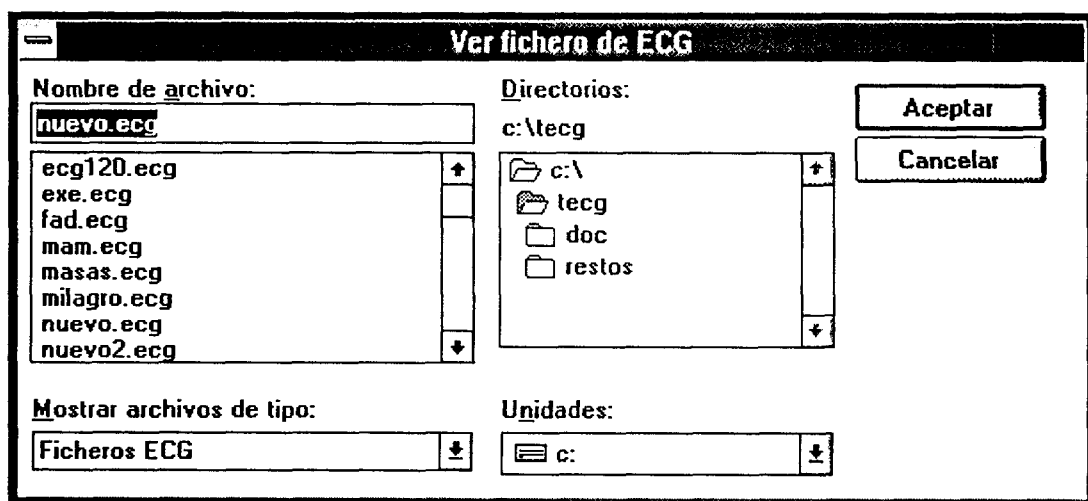


Finalmente comentar que esta ventana se ha diseñado para simular un monitor de ECG convencional, facilitando de este modo el uso a los usuarios acostumbrados a trabajar con los monitores que se utilizan normalmente en medicina.

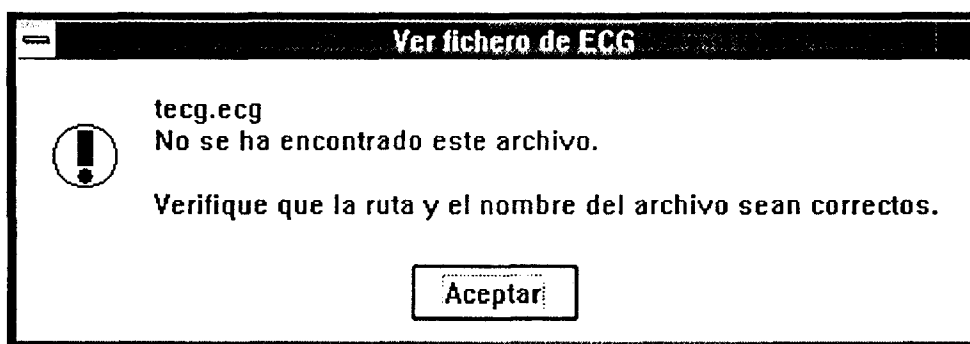
Cargar ECG almacenado

Una de las ventaja que ofrece este sistema es la posibilidad de almacenar en ficheros de datos la señal de ECG adquirida y posteriormente poder verla en la pantalla del ordenador. Esta función de visor de ficheros ECG nos permite movernos a lo largo del tiempo de adquisición de la señal, pudiendo ampliar la señal en amplitud para un estudio mejor de sus complejos y niveles de tensión.

Para poder ver un fichero debemos seleccionarlo previamente indicándole al programa su localización. Por esto al seleccionar esta función el programa presenta una ventana para introducir el fichero que queremos cargar y ver en pantalla.



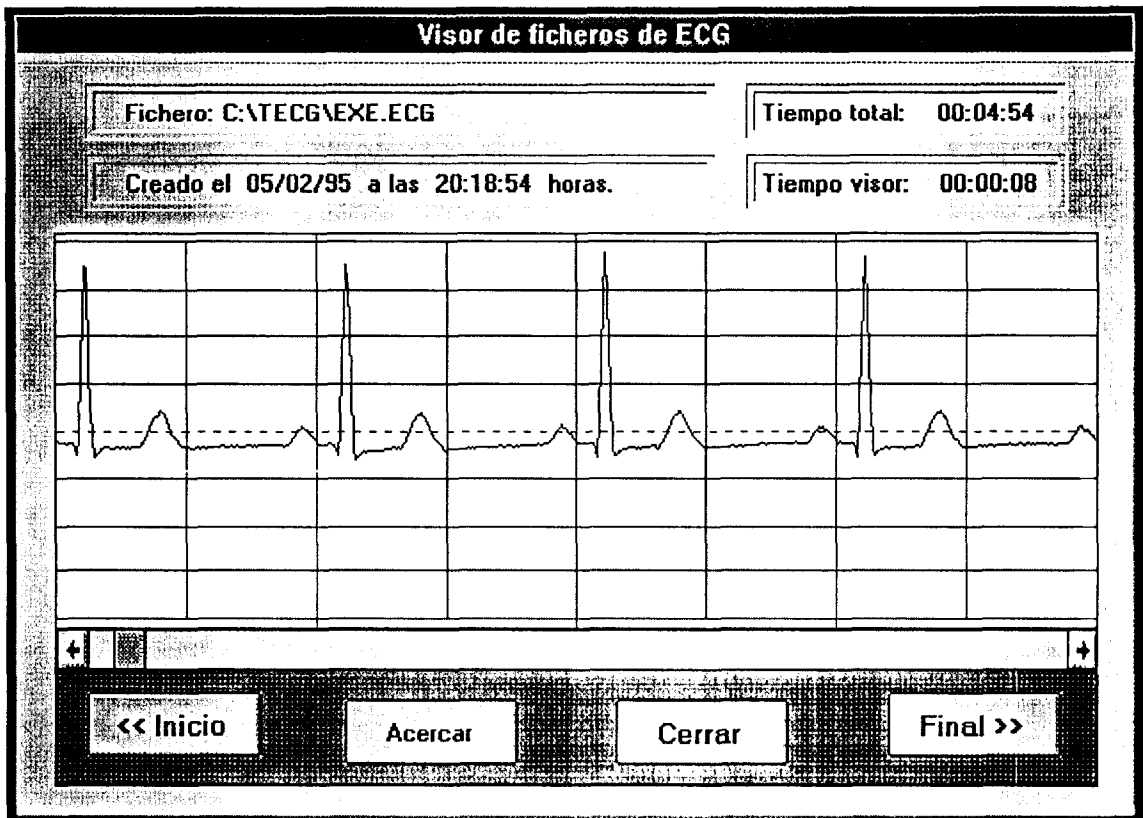
Al igual que en la ventana de archivos en la adquisición en modo captura, aquí el programa toma como por defecto el directorio "C:\TECG" y el nombre del archivo "nuevo.ecg". El filtro para los ficheros que se muestran en la lista es "*.ECG". Si se indica un nombre de archivo o fichero que no existe el programa muestra un mensaje de advertencia. Para continuar tenemos que pulsar el botón Aceptar con lo que el programa vuelve a la ventana de selección del fichero a cargar.



Se recomienda utilizar siempre la extensión ECG para los archivos, y en ningún caso cargar archivos que no sean el resultado de una adquisición de la señal de ECG con este programa.

Al igual que en todas las ventanas del programa podemos apretar el botón de Cancelar y volver a la ventana principal.

Una vez seleccionado un archivo correcto desaparece la ventana de elección de archivos y se muestra la ventana del *visor* de ECG. Este visor nos muestra la señal de ECG resultante de los datos guardados en el archivo. El ECG se visualiza sobre una trama de líneas de referencia en cuanto a tiempos como a niveles de amplitud. Las líneas verticales están separadas en intervalos de $\frac{1}{2}$ segundo, y las horizontales en 0.5 mV. La línea horizontal con rayas discontinuas representa la línea base o línea isopotencial del ECG. El ancho del visor corresponde también con 4 segundos de la señal de ECG, y la amplitud máxima es de ± 2 mV al igual que la ventana de adquisición.



Partiendo de la ventana del visor mostrada vemos en la parte superior varios paneles de información sobre el archivo cargado. En estos paneles se indica el nombre del archivo y su localización en el disco, así como la fecha de creación y la hora. A la derecha aparece indicado el tiempo total de señal de ECG capturado, y el tiempo de la posición actual del visor correspondiente al principio de la ventana (izquierda).

Para movernos a lo largo del tiempo en la señal de ECG disponemos de una barra de desplazamiento que nos permite saltos de ± 4 segundos si pulsamos en las flechas de los extremos, o en ± 20 segundos si hacemos el clic en el interior de la misma. Además para facilitar el acceso al principio o final hemos dispuesto dos botones en la parte inferior de la pantalla que nos sitúan automáticamente al principio o final de la señal (en tiempo).

Por último disponemos de un botón de *zoom* que nos permite acercar y alejar la señal en amplitud, para aumentar aquellos complejos de bajo nivel y poder observarlos mejor.

El otro botón también dispuesto en la parte inferior de la ventana es de cerrar que finaliza la ejecución de la función del visor y vuelve a la ventana principal del programa.

Cambio de formato

La función cambio de formato permite realizar la conversión de los ficheros de ECG, en formato binario, a ficheros ASCII. Esta función permite varios tipos de opciones para la conversión. Para seleccionar esta función procedemos de igual forma que el resto de funciones vistas, es decir, la seleccionamos en la barra de menú en submenú fichero o bien en la barra de botones directamente.

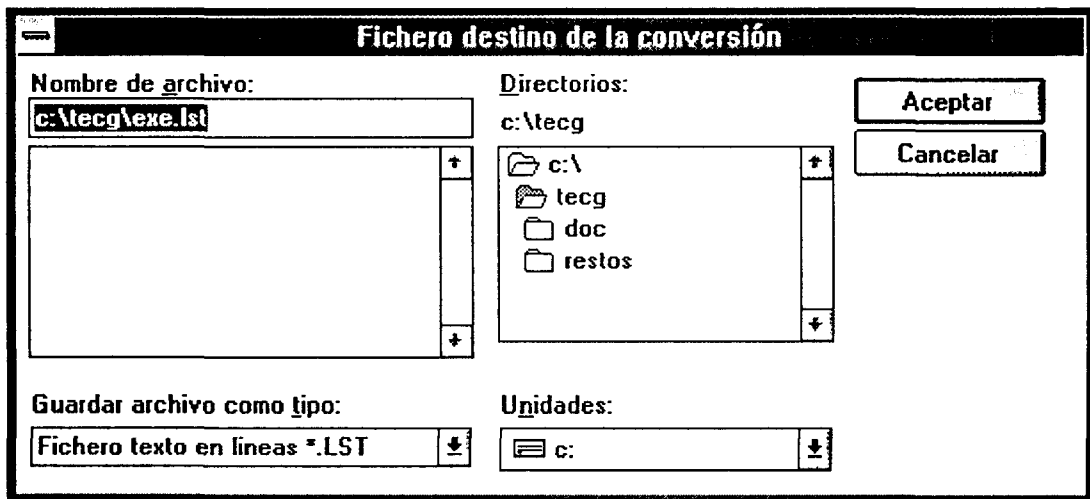
Viendo la ventana de cambio de formato podemos ver los dos bloques de opciones que tenemos a elegir. Las opciones presentadas son las que da por defecto el programa. En primer lugar debemos definir el tipo de fichero ASCII que deseamos. Los ficheros de texto de líneas (*.LST) se forman colocando cada dato en una sola línea. Por contra los ficheros de texto de párrafos se forman con los datos en párrafos separados por espacios.

En segundo lugar debemos definir el rango de valores del archivo convertido. Por defecto el programa da los datos (o valores) en el rango de frecuencia como los recibe del equipo receptor (0 a +5000). Podemos elegir además entre ± 2500 o entre ± 4 mV pero en valores de μV ($\pm 4000 \mu\text{V}$).

El siguiente paso consiste en seleccionar el fichero fuente a convertir haciendo clic con el ratón en el botón "Fuente". El programa no permite seleccionar el fichero destino hasta que no hallamos seleccionado el fuente. La ventana de archivos que se nos

presenta es igual a la de la carga del visor de ECG visto anteriormente, emitiendo un mensaje de error si el fichero dado no existe tal y como hemos visto anteriormente.

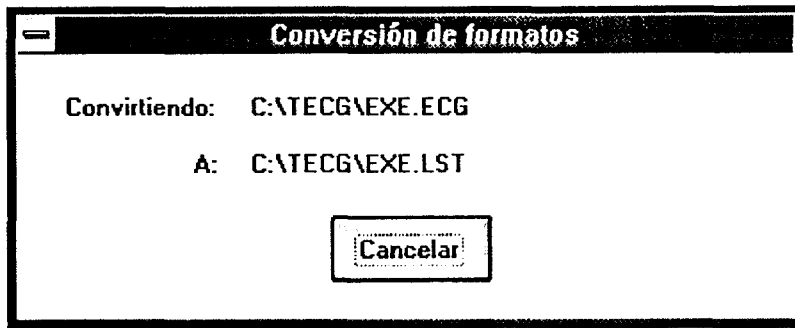
Una vez seleccionado el fichero fuente de debemos elegir el fichero destino haciendo clic de igual forma en el botón Destino. A continuación se nos muestra una ventana para seleccionar el fichero destino de la conversión. Esta ventana, al igual que en la de selección del fichero para la captura del ECG, nos da un mensaje de aviso si el fichero destino que hemos seleccionado ya existe.



Por defecto el programa nos da un nombre para el fichero destino que corresponde con el nombre del fichero fuente y con la extensión LST o ECT según hallamos elegido una conversión a fichero de texto en líneas o párrafos. El filtro de la lista de archivos igualmente mostrará los archivos “*.LST” o “*.ECT” según la selección de la conversión.

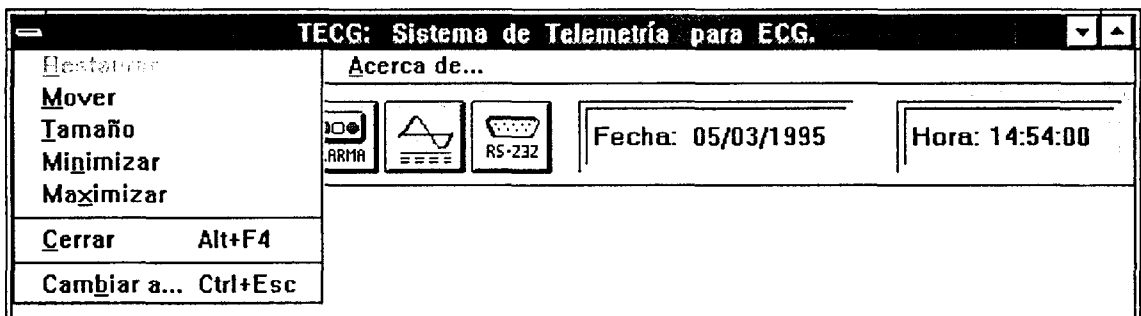
Finalmente tras la elección de los ficheros fuente y destino podemos pulsar el botón de Aceptar para realizar la conversión, o bien el de Cancelar para anular la función de conversión y volver a la ventana principal del programa. Si se ha elegido Aceptar aparece una ventana indicando la conversión donde existe un botón que permite cancelar en cualquier momento la conversión.

En la figura de la página siguiente se muestra esta ventana de conversión de formatos. Una vez finalizada la conversión se vuelve a activar la ventana principal del programa de igual forma que si cancelamos la conversión.



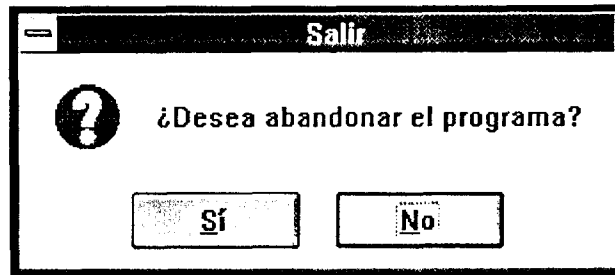
Salir del programa

Para salir del programa podemos hacerlo de varias formas. La forma más normal es eligiendo la opción salir del menú "Ficheros". Otra forma es mediante un doble clic sobre el *control box* de la ventana principal del programa TECG. También podemos salir haciendo un solo clic en el *control box* de esta ventana, e indicando cerrar en la ventana desplegada a continuación. En la siguiente figura se muestran esta última forma para abandonar el programa.



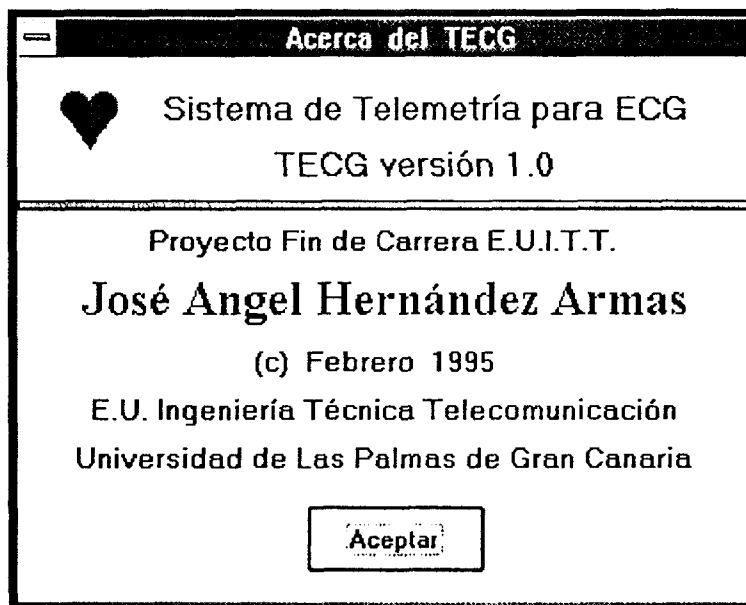
Otra forma de finalizar la aplicación es mediante el administrador de tareas de Windows, que no vamos a explicar aquí ya que una forma más inusual y para usuarios con unos conocimientos más avanzados..

Después de seleccionar la opción de "Salir" el programa nos presenta una ventana para confirmar la salida del programa. Contestando "Sí" a la pregunta de abandonar salimos definitivamente del programa, si deseamos continuar debemos pulsar "No". Una vez confirmada la salida el programa retorna al administrador de programas de Windows o a otra aplicación que tengamos abierta en ese momento.



El menú Acerca de...

Esta opción del menú simplemente sirve para indicar al usuario los datos referentes al programa TECG. Es decir, el nombre, la versión, la fecha, el fin por el que se ha desarrollado y el autor del programa. A continuación mostramos la ventana que aparece al seleccionar esta opción.

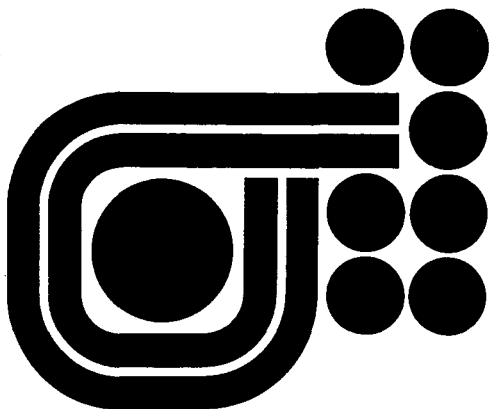


Durante la presentación de esta ventana, el programa muestra una pequeña animación del icono del corazón, acompañado de un sonido correspondiente al latido del corazón.

Para quitar la ventana de la pantalla tenemos que hacer clic sobre el botón Aceptar de la ventana o bien usar el control box de la misma. En caso de que en 30 segundos no hallamos quitado la ventana, automáticamente el programa oculta la ventana Acerca de.. y vuelve a la ventana principal.

ANEXO II

MULTI PARAMETER SIMULATOR



BIO-TEK
INSTRUMENTS, INC.



2. DESCRIPTION

The LIONHEART MULTIPARAMETER SIMULATOR is BIO-TEK's most complete patient simulator. The five digitally synthesized simulation waveforms are Microprocessor-controlled, and are output individually. Each output may be used individually, or in multiple combinations (including all five simultaneously). All output parameters are displayed continuously on a central LCD meter. Power is provided by a single 9 volt battery with external access. The LIONHEART is hand-held, completely portable and weighs less than a pound.

The Lionheart was designed to meet the exacting needs of biomedical engineers and technicians. Operating parameters include:

- 12 lead ECG simulation
- 4 calibrated, static ECG rates
- Normal sinus, pulse train, ventricular fibrillation, and paced rhythm
- Calibrated dynamic arterial and PA blood pressure waveforms
- 13 Calibrated static pressures from -200 to 208 mmHg
- 4 Respiration rates with 3 different lead selections
- 3 Respiration impedance variations and apnea
- 3 Temperatures.

The waveforms generated by the Lionheart are shown below in Figure 2.1



A set of 18 ECG jacks allows coupling with all ECG snaps or leads. Prewired BP cables for all major monitor manufacturers are available. Please request the Bio-Tek BP Cable handout which provides all the information needed to select the appropriate cable. Figure 2.2 (below) shows the front panel. A compartment on the back side of the instrument holds a single 9 volt battery.

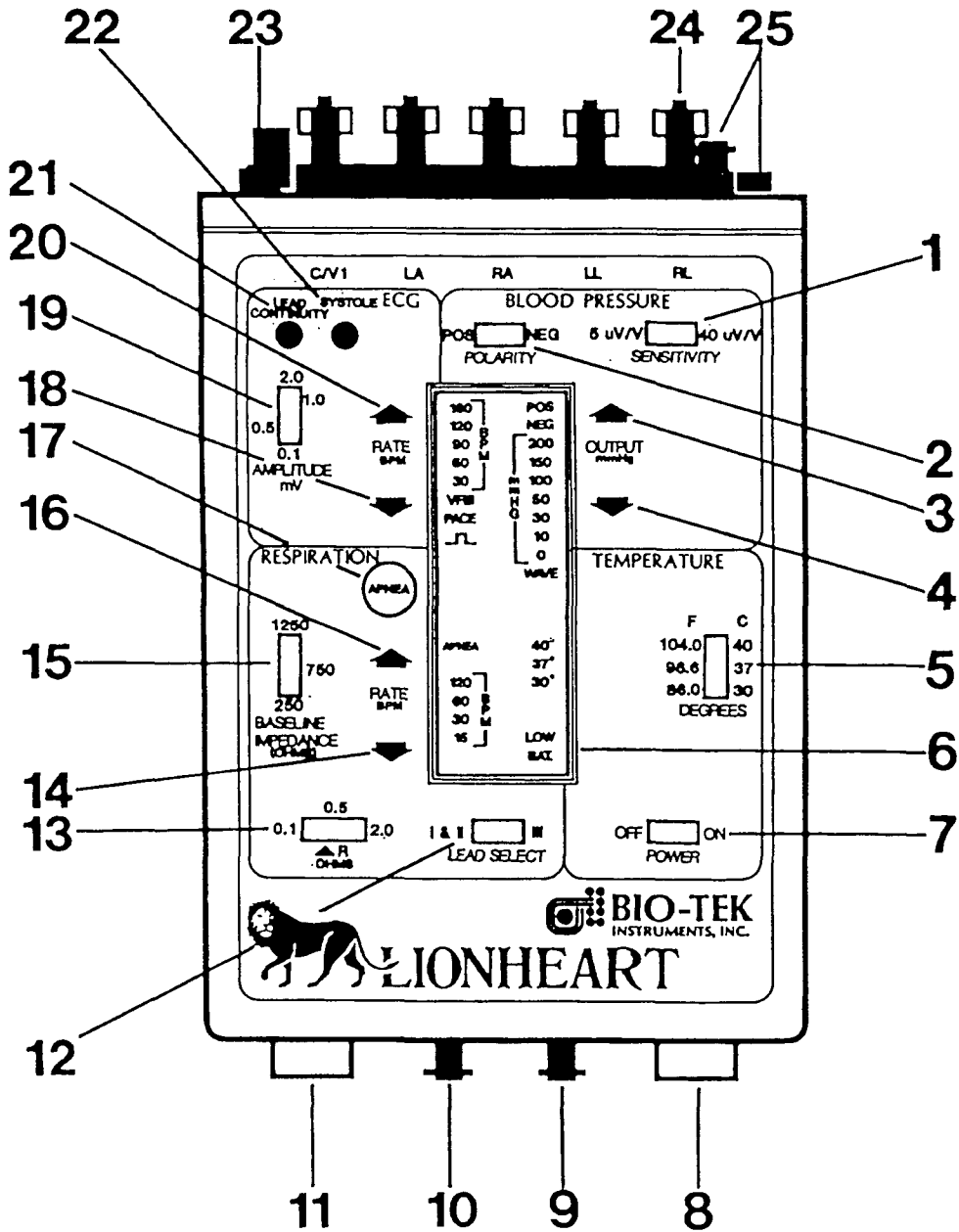


Figure 2.1 MPS Lionheart Front Panel



Call-Outs: Figure 2.1

1. Blood Pressure Sensitivity Switch: 5 uV/V/mmHg or 40 uV/V/mmHg.
2. Blood Pressure Polarity Switch: positive or negative polarity.
3. Blood Pressure Increase Touch Switch.
4. Blood Pressure Decrease Touch Switch.
5. Temperature Switch: 86.8° F - 30° C
98.6° F - 37° C
104.0° F - 40° C
6. Low Battery Indicator; a grey area below the "Low Bat." lights up when battery needs replacement. 2 0 0 2
7. ON-OFF switch.
8. BP2 Blood Pressure Connector: 30/10 mmHg Pulmonary Artery Blood Pressure.
9. Temperature Output - 700 series.
10. Temperature Output - 400 series.
11. BP1 Blood Pressure Monitor Connector: 120/80 mmHg Arterial Blood Pressure.
12. Lead Select Switch. Leads I (LA-RA) and II (LL-RA) or Lead III (LL-LA).
13. Respiration Impedance Variation: 0.1, 0.5, or 2.0 ohms.
14. Respiration Decrease Touch Switch.
15. Baseline Impedance Switch: 250, 750, or 1250 ohms.
16. Respiration Increase Touch Switch.
17. Apnea Override Touch Switch.
18. ECG Rate Decrease Touch Switch.
19. ECG Amplitude Selection Switch: 0.1, 0.5, 1.0 or 2.0 mV.
20. ECG Rate Increase Touch Switch.
21. Lead Continuity LED: Illuminates to indicate good lead when lead is connected between an ECG jack and the lead continuity jack.
22. Systole LED: Blinks in sync with (ECG) systole rate.
23. High Level Output BNC Connector.
24. Universal ECG Connector Jacks.
25. Lead Continuity Jack.



7. SPECIFICATIONS

7.1 GENERAL

Case: High Impact Polystyrene

Weight: 28 oz (800 g)

Size: 2-1/4" x 5-1/2" x 9" (5.7 cm x 14.0 cm x 23 cm)

Power Supply: 9 VDC Alkaline, Duracell MN 1605, or equivalent

Battery Life: 30 Continuous hours ("LO BAT" indication goes on between 5 to 5.5 VDC)

7.2 ECG

Output waveforms: Pulse Train Amplitude: (Select 0.1, 8.5, 1.8, or 2.0 mV-
All are calibrated for Lead II configuration).
Lead II accuracy +3% (LL-RA)
High Level Output 1 volt +5% (measured
baseline to peak)

Paced Rhythm:

Pacer Pulse Amplitude 2 mV +20% for the 1
mV ECG Amplitude

Pacer Pulse Width 0.5 msec +20%

Normal Sinus Amplitude:

Lead II +10% (LL-RA)

High Level Output +10%

Output Rates: +1% with operating temperature range of 5° - 45°C
(41° - 113° F)

Selectable Rates: 30, 60, 120, 180 BPM's (QRS interval remains fixed)

Output Voltage: 0.1, 0.5, 1.0, 2.0 mV

High Level Output: 1 V peak to peak with impedance less than 600 ohms.

Lead Continuity Test: 10 mA current with LED indicator.

NOTE: Waveform specifications are calibrated to Lead II only.

7.3 BLOOD PRESSURE

BPI Channel: Output Waveform: Dynamic Normal (Radial Artery)
120/80 mmHg +1% of Reading (under output must
select wave mode)

Static Pressure: 30, 50, 100, 150, 200 mmHg +1% of
reading; 10 mmHg +2% of reading; 0 mmHg +0.1
mmHg



BP2 Channel:

Output Waveform: (Pulmonary Artery) 30/10 mmHg
+4% of reading (under output must select wave mode)

Static Pressure: 0 mmHg +0.2 mmHg (always "Zero"
(0) in BP2)

Transducer Sensitivities: 48 uV/V/mmHg or 5 uV/V/
mmHg

Rate: 60 BPM (correctly synchronized with 60 BPM
ECG for patient simulation)

Load: 350 ohm output simulating transducer

Polarity: Positive & negative (static only)

7.4 RESPIRATION

Output Waveform: Physiological

Output: 0.1, 0.5, and 2 ohms change +10%

Rates: 15, 30, 60, 120 BPM

Signal Selection: LA-RA & LL-RA, or LL-LA (Lead I & II, or III)

Baseline Impedance: 250 ohms, +10%; 750, 1250 ohms, +5%

Apnea Button - Freezes waveform until button is pushed a second time.

7.5 TEMPERATURE

Temperatures: 30° C (86° F)

37° C (98.6° F)

40° C (104° F)

0.25° C (+0.45° F)

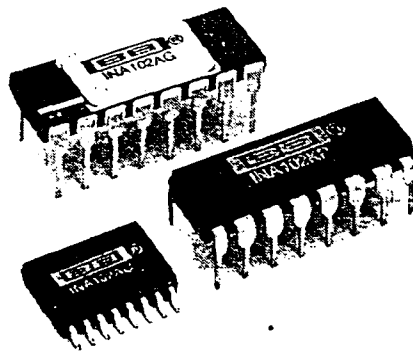
Simulates Series 400 and 708 Yellow Springs thermistor-type probes.

ANEXO III

Características componentes electrónicos

Amplificador de instrumentación	INA-102
Filtro paso bajo	LTC1062/MAX280
Amplificador operacional	LF356
Referencia de tensión	ICL8069
Circuito VCO	HEF4046
Modulador y emisor de FM	MC2833
Regulador variable	LM317
Receptor de FM	MC3367
Microcontrolador	68HC711E9
Driver interface serie	MAX232
Regulador de tensión	LM2940

For Immediate Assistance, Contact Your Local Salesperson



INA102

AVAILABLE IN DIE

Low Power INSTRUMENTATION AMPLIFIER

FEATURES

- LOW QUIESCENT CURRENT: 750 μ A max
- INTERNAL GAINS: 1, 10, 100, 1000
- LOW GAIN DRIFT: 5ppm/ $^{\circ}$ C max
- HIGH CMR: 90dB min
- LOW OFFSET VOLTAGE DRIFT: 2 μ V/ $^{\circ}$ C max
- LOW OFFSET VOLTAGE: 100 μ V max
- LOW NONLINEARITY: 0.01% max
- HIGH INPUT IMPEDANCE: 10 10 Ω

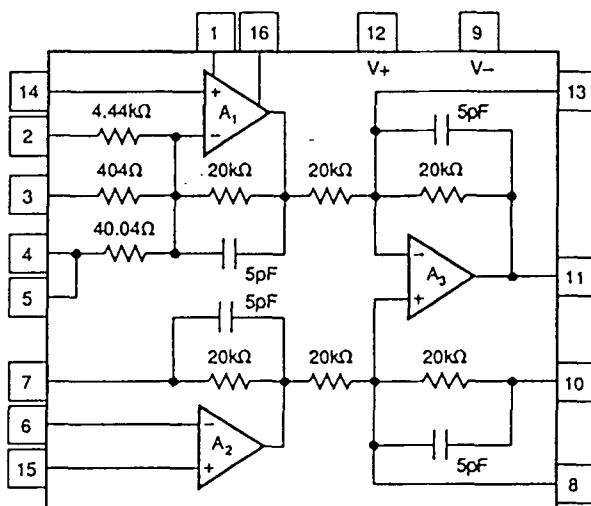
APPLICATIONS

- AMPLIFICATION OF SIGNALS FROM SOURCES SUCH AS:
Strain Gages (Weigh Scale Applications)
Thermocouples
Bridge Transducers
- REMOTE TRANSDUCER AMPLIFIER
- LOW-LEVEL SIGNAL AMPLIFIER
- MEDICAL INSTRUMENTATION
- MULTICHANNEL SYSTEMS
- BATTERY POWERED EQUIPMENT

DESCRIPTION

The INA102 is a high-accuracy monolithic instrumentation amplifier designed for signal conditioning applications where low quiescent power is desired. On-chip thin-film resistors provide excellent temperature and stability performance. State-of-the-art laser-trimming technology insures high gain accuracy and common-mode rejection while avoiding expensive external components. These features make the INA102 ideally suited for battery-powered and high-volume applications.

The INA102 is also convenient to use. A gain of 1, 10, 100, or 1000 may be selected by simply strapping the appropriate pins together. A gain drift of 5ppm/ $^{\circ}$ C in low gains can then be achieved without external adjustment. When higher-than-specified CMR is required, CMR can be trimmed using the pins provided. In addition, balanced filtering can be accomplished in the output stage.



SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

At $T_A = +25^\circ\text{C}$ with $\pm 15\text{VDC}$ power supply and in circuit of Figure 2 unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	INA102AG			INA102CG			INA102KP/INA102AU			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
GAIN											
Range of Gain		1		1000	V/V
Gain Equation, External, $\pm 20\%$		$G = 1 + (40k/R_G)^{(1)}$									V/V
Error, DC: $G = 1$	$T_A = +25^\circ\text{C}$			0.1			0.05			0.15	%
$G = 10$	$T_A = +25^\circ\text{C}$			0.1			0.05			0.35	%
$G = 100$	$T_A = +25^\circ\text{C}$			0.25			0.15			0.4	%
$G = 1000$	$T_A = +25^\circ\text{C}$			0.75			0.5			0.9	%
$G = 1$	$T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX}			0.16			0.08			0.21	%
$G = 10$	$T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX}			0.19			0.11			0.44	%
$G = 100$	$T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX}			0.37			0.21			0.52	%
$G = 1000$	$T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX}			0.93			0.62			1.08	%
Gain Temp. Coefficient											
$G = 1$				10			5			.	ppm/ $^\circ\text{C}$
$G = 10$				15			10			.	ppm/ $^\circ\text{C}$
$G = 100$				20			15			.	ppm/ $^\circ\text{C}$
$G = 1000$				30			20			.	ppm/ $^\circ\text{C}$
Nonlinearity, DC											
$G = 1$	$T_A = +25^\circ\text{C}$			0.03			0.01			.	% of FS
$G = 10$	$T_A = +25^\circ\text{C}$			0.03			0.01			.	% of FS
$G = 100$	$T_A = +25^\circ\text{C}$			0.05			0.02			.	% of FS
$G = 1000$	$T_A = +25^\circ\text{C}$			0.1			0.05			.	% of FS
$G = 1$	$T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX}			0.045			0.015			.	% of FS
$G = 10$	$T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX}			0.045			0.015			.	% of FS
$G = 100$	$T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX}			0.075			0.03			.	% of FS
$G = 1000$	$T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX}			0.15			0.1			.	% of FS
RATED OUTPUT											
Voltage	$R_L = 10k\Omega$	$\pm(V_{CC} - 2.5)$									V
Current		± 1									mA
Short-Circuit Current ⁽²⁾			2								mA
Output Impedance, $G = 1000$			0.1								Ω
INPUT											
OFFSET VOLTAGE											
Initial Offset ⁽³⁾	$T_A = +25^\circ\text{C}$			$\pm 300 \pm 300/G$			$\pm 100 \pm 200/G$			$\pm 500 \pm 300/G$	μV
INA102AU											μV
vs Temperature				$\pm 5 \pm 10/G$			$\pm 2 \pm 5/G$.	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
vs Supply				$\pm 40 \pm 50/G$			$\pm 10 \pm 20/G$.	$\mu\text{V}/\text{V}$
vs Time				$\pm(20 + 30/G)$.			.	$\mu\text{V}/\text{mo}$
BIAS CURRENT											
Initial Bias Current (Each Input)	$T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX}		25	50		6	30				nA
vs Temperature			± 0.1			.					nA/ $^\circ\text{C}$
vs Supply			± 0.1			.					nA/V
Initial Offset Current	$T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX}		± 2.5	± 15		± 2.5	± 10				nA
vs Temperature			± 0.1			.					nA/ $^\circ\text{C}$
IMPEDANCE											
Differential			$10^{10} \parallel 2$								$\Omega \parallel \text{pF}$
Common-Mode			$10^{10} \parallel 2$								$\Omega \parallel \text{pF}$
VOLTAGE RANGE											
Range, Linear Response	$T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX}	$\pm(V_{CC} - 4.5)$									V
CMR With 1k Ω Source Imbalance											
$G = 1$	DC to 60Hz	80	94		90	.		75	.		dB
$G = 10$	DC to 60Hz	80	100		90	.		.	.		dB
$G = 10$ to 1000	DC to 60Hz	80	100		90	.		.	.		dB
NOISE											
Input Voltage Noise											
$f_b = 0.01\text{Hz}$ to 10Hz			1			.					$\mu\text{Vp-p}$
Density, $G = 1000$: $f_o = 10\text{Hz}$			30			.					$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f_o = 100\text{Hz}$			25			.					$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f_o = 1\text{kHz}$			25			.					$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Input Current Noise											
$f_b = 0.01\text{Hz}$ to 10Hz			25			.					pAp-p
Density: $f_o = 10\text{Hz}$			0.3			.					$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f_o = 100\text{Hz}$			0.2			.					$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f_o = 1\text{kHz}$			0.15			.					$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC, Biblioteca Universitaria, 2008.

For Immediate Assistance, Contact Your Local Salesperson

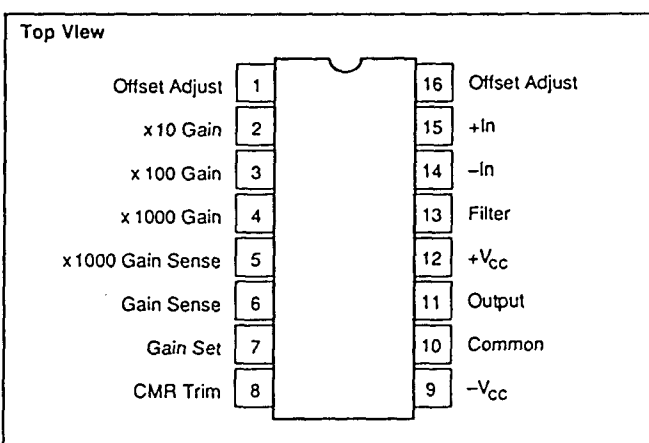
ELECTRICAL (CONT)

PARAMETER	CONDITIONS	INA102AG			INA102CG			INA102KP/INA102AU			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
DYNAMIC RESPONSE											
Small Signal ±3dB Flatness G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000	$V_{OUT} = 0.1V_{rms}$										
			300			*			*		kHz
			30				*			*	kHz
			3				*			*	kHz
			0.3			*			*	kHz	
Small Signal, ±1% Flatness G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000 Full Power, G = 1 to 100 Slew Rate, G = 1 to 100 Settling Time 0.1%: G = 1 G = 100 G = 1000 0.01%: G = 1 G = 100 G = 1000	$V_{OUT} = 0.1V_{rms}$										
			30				*			*	kHz
			3				*			*	kHz
			0.3				*			*	kHz
			0.03				*			*	kHz
			1.7	2.5		*	*		*	*	kHz
			0.1	0.15		*	*		*	*	V/μs
				50			*			*	μs
				360			*			*	μs
				3300			*			*	μs
		60			*			*	μs		
		500			*			*	μs		
		4500			*			*	μs		
POWER SUPPLY											
Rated Voltage	$V_O = 0V,$ $T_A = T_{MIN} \text{ to } T_{MAX}$	±3.5	±15	±18	*	*	*	*	*	*	V
Voltage Range											V
Quiescent Current			±500	±750		*	*	*	*	*	μA
TEMPERATURE RANGE											
Specification INA102AU	$R_L > 50k\Omega^{(2)}$	-25		+85	*	*	0		+70		°C
Operation		-25		+85	*	*	-25		+85		°C
Storage		-65		+150	*	*	-55		+125		°C

*Specification same as for INA102AG.

NOTES: (1) The internal gain set resistors have an absolute tolerance of ±20%; however, their tracking is 50ppm/°C. R_c will add to the gain error if gains other than 1, 10, 100 or 1000 are set externally. (2) At high temperature, output drive current is limited. An external buffer can be used if required. (3) Adjustable to zero.

PIN CONFIGURATION



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply	±18V
Input Voltage Range	± V_{CC}
Operating Temperature Range	-25°C to +85°C
Storage Temperature Range: Ceramic	-65°C to +150°C
Plastic, SOIC	-55°C to +125°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C
Output Short-Circuit Duration	Continuous to Ground

PACKAGE INFORMATION⁽¹⁾

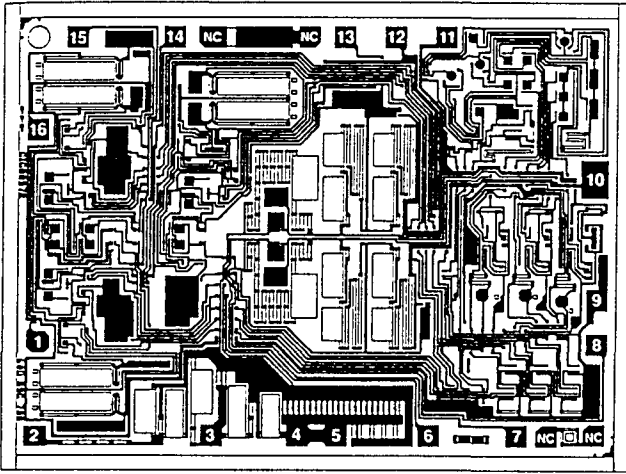
MODEL	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER
INA102AG	16-Pin Ceramic DIP	109
INA102CG	16-Pin Ceramic DIP	109
INA102KP	16-Pin Plastic DIP	180
INA102AU	16-Pin SOIC	211

NOTE: (1) For detailed drawing and dimension table, please see end of data sheet, or Appendix D of Burr-Brown IC Data Book.

ORDERING INFORMATION

MODEL	PACKAGE	TEMPERATURE RANGE
INA102AG	16-Pin Ceramic DIP	-25°C to +85°C
INA102CG	16-Pin Ceramic DIP	-25°C to +85°C
INA102KP	16-Pin Plastic DIP	0°C to +70°C
INA102AU	16-Pin Plastic SOIC	-25°C to +85°C

Or, Call Customer Service at 1-800-548-6132 (USA Only)



INA102 DIE TOPOGRAPHY

PAD	FUNCTION	PAD	FUNCTION
1	Offset Adjust	10*	Common
2	X10 Gain	11	Output
3	X100 Gain	12	+V _{cc}
4	X1000 Gain	13	Filter
5	X1000 Gain Sense	14	-In
6	Gain Sense	15	+In
7	Gain Set	16	Offset Adjust
8	CMR Trim	17	(A ₁ Output)
9	-V _{cc}	18	(A ₂ Output)

* Glass covers upper one-third of this pad.
 Substrate Bias: Electrically connected to -V supply.
 NC: No Connection.

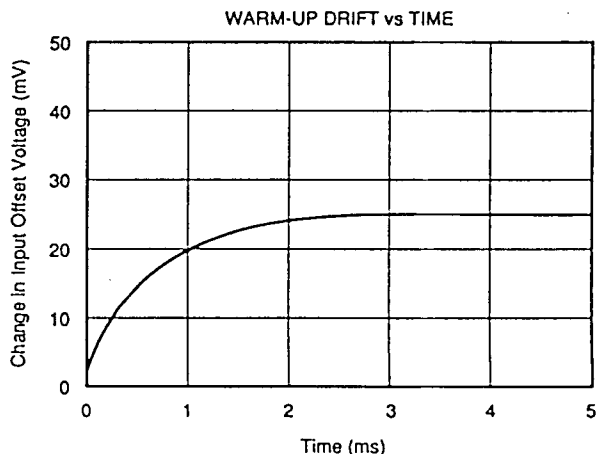
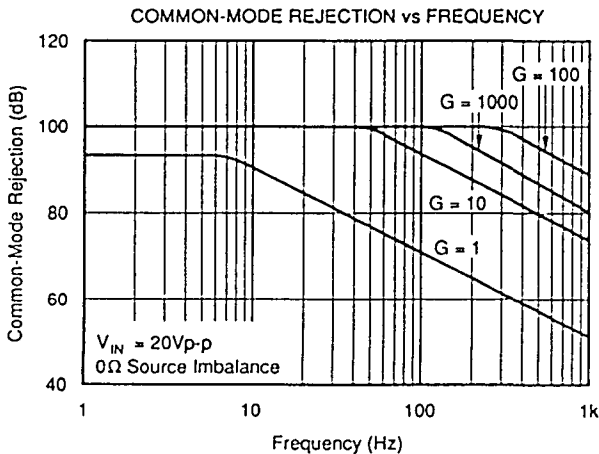
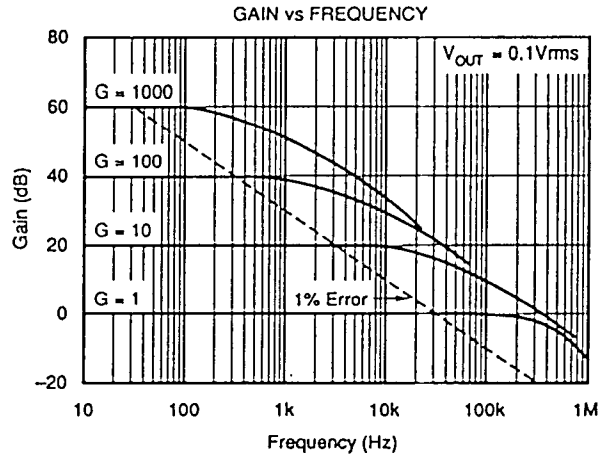
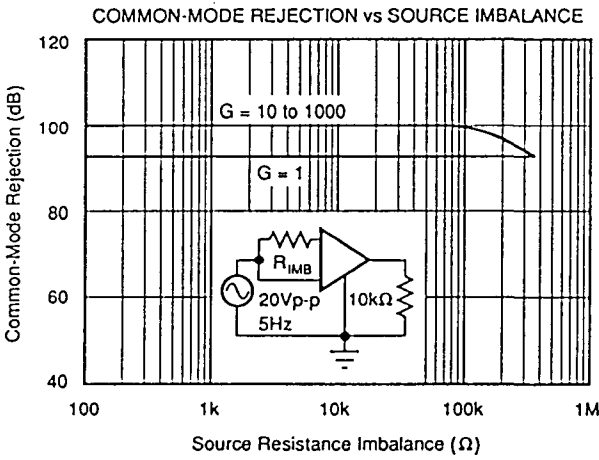
MECHANICAL INFORMATION

	MILS (0.001")	MILLIMETERS
Die Size	142 x 104 ±5	3.61 x 2.64 ±0.13
Die Thickness	20 ±3	0.51 ±0.08
Min. Pad Size	4 x 4	0.10 x 0.10
Backing	Gold	

See "DICE PRODUCTS" Appendix C in Burr-Brown IC Data Book, or contact factory for current information.

TYPICAL PERFORMANCE CURVES

At +25°C and in circuit of Figure 2 unless otherwise noted.

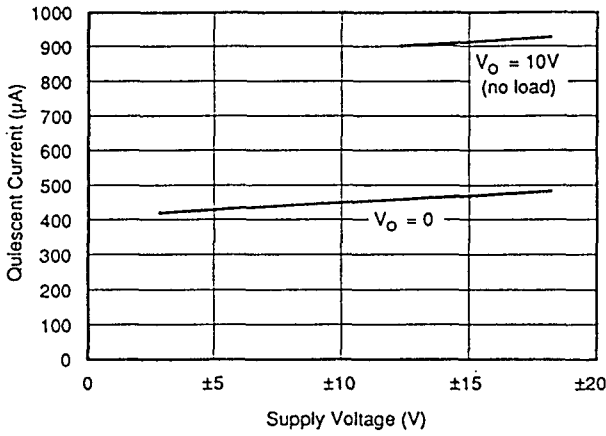


For Immediate Assistance, Contact Your Local Salesperson

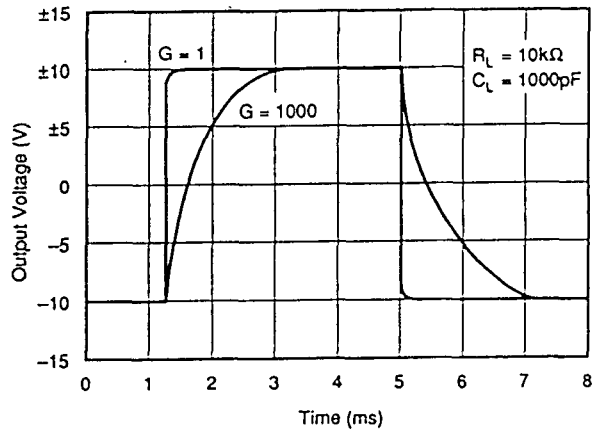
TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

At +25°C and in circuit of Figure 2 unless otherwise noted.

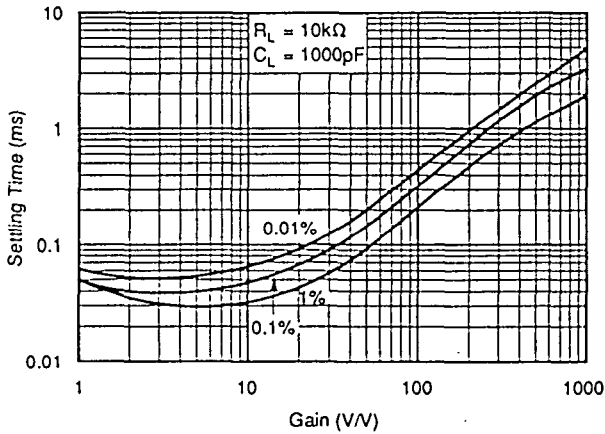
QUIESCENT CURRENT vs SUPPLY



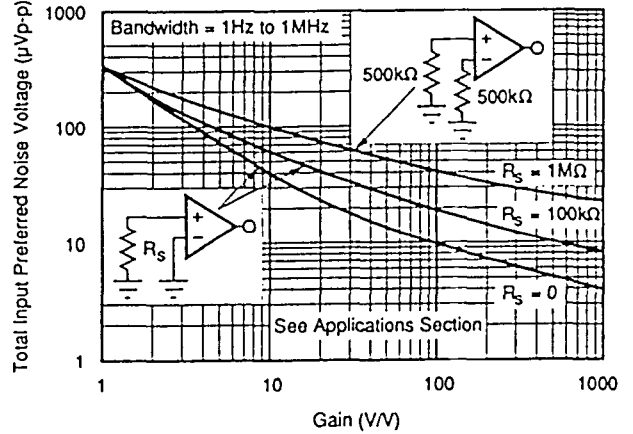
STEP RESPONSE



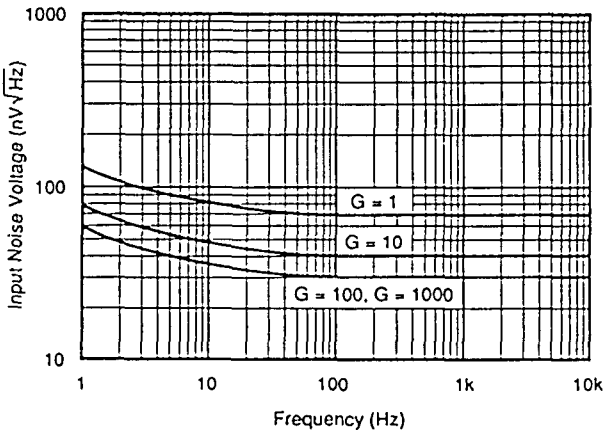
SETTLING TIME vs GAIN



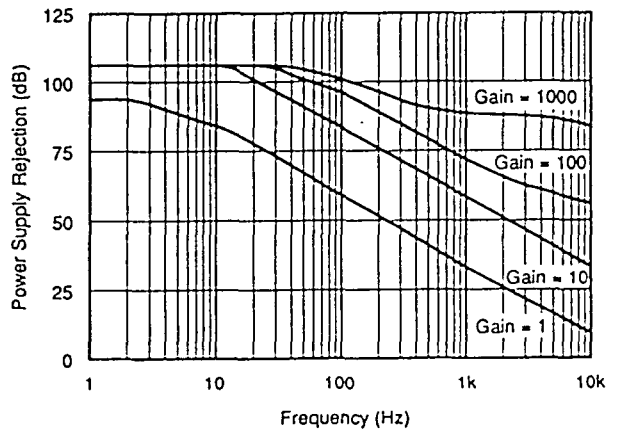
PEAK-PEAK VOLTAGE NOISE vs GAIN



INPUT NOISE VOLTAGE vs FREQUENCY



POWER SUPPLY REJECTION vs FREQUENCY



© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2008

5th Order, Zero DC Error, Lowpass Filter

General Description

The MAX280/LTC1062 is a 5th order all pole instrumentation lowpass filter with no DC Error. The filter uses an external resistor and capacitor to isolate the integrated circuit from the DC signal path, thus providing excellent DC accuracy.

This resistor and capacitor along with the on-chip 4th order switched capacitor filter form a 5th order lowpass filter. Two MAX280/LTC1062s can be cascaded to form a 10th order lowpass filter.

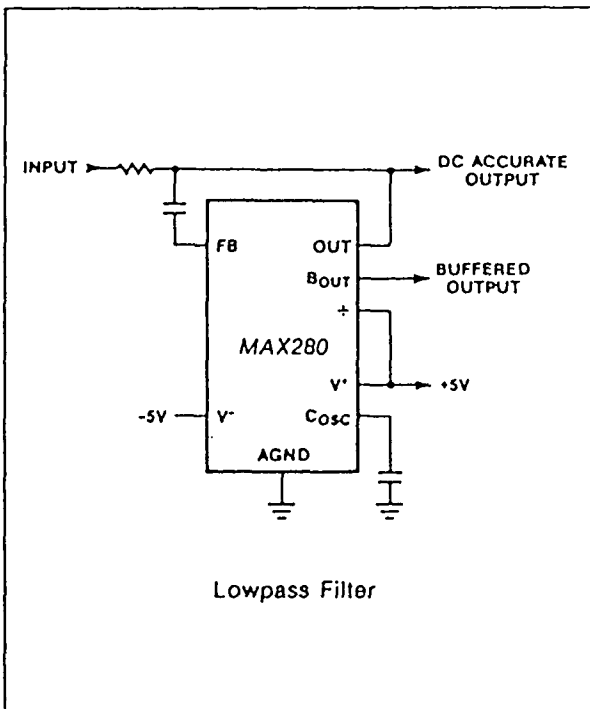
The filter cutoff frequency is set by an internal clock which can be externally driven. The clock to cutoff frequency ratio is 100:1, allowing clock ripple to be easily removed.

The MAX280 is an enhanced version of the LTC1062. Enhancements include tighter specifications on the internal clock oscillator frequency and the buffer amplifier offset voltage.

Applications

- Anti-Aliasing Filter
- Data Loggers
- Digital Voltmeters
- Weigh Scales
- Strain Gauges

Typical Operating Circuit



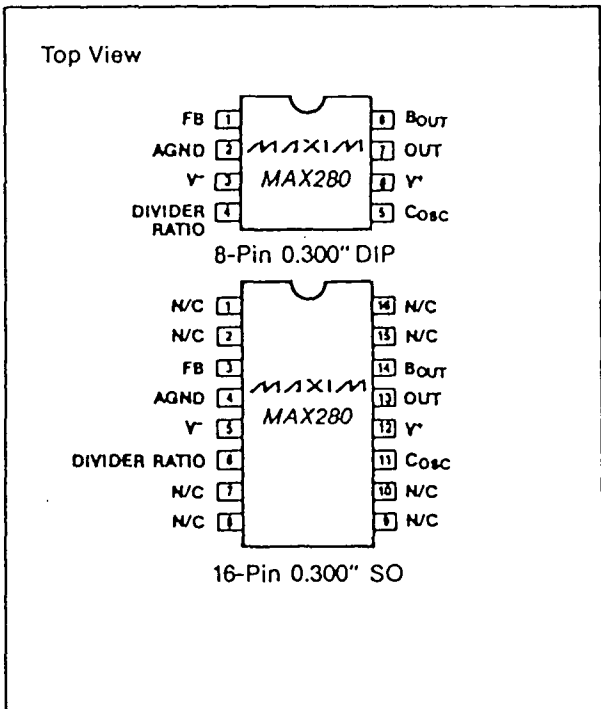
Features

- ◆ Lowpass Filter with No DC Error
- ◆ Low Passband Noise
- ◆ DC to 20kHz Cutoff Frequency
- ◆ 5th Order All Pole Filter
- ◆ Internal or External Clock
- ◆ Cascadable for Higher Order Rolloff
- ◆ Buffered Output Available
- ◆ 8-Pin DIP or 16-Pin SOIC

Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PACKAGE
MAX280CPA	0°C to +70°C	8 Lead Plastic DIP
MAX280CWE	0°C to +70°C	16 Lead Wide SO
MAX280EPA	-40°C to +85°C	8 Lead Plastic DIP
MAX280EWE	-40°C to +85°C	16 Lead Wide SO
MAX280MJA	-55°C to +125°C	8 Lead CERDIP
LTC1062CN8	-40°C to +85°C	8 Lead Plastic DIP
LTC1062CJ8	-40°C to +85°C	8 Lead CERDIP
LTC1062CS	-40°C to +85°C	16 Lead Wide SO
LTC1062MJ8	-55°C to +125°C	8 Lead CERDIP

Pin Configurations



5th Order, Zero DC Error, Lowpass Filter

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Total Supply Voltage (V ⁺ to V ⁻)	18V
Input Voltage at Any Pin	V ⁻ -0.3V ≤ V _{IN} ≤ V ⁺ +0.3V
Operating Temperature	
MAX280CXX/LTC1062C	-0°C to +70°C
MAX280EXX	-40°C to +85°C
MAX280MXX/LTC1062M	-55°C to +125°C

Storage Temperature	-65°C to +160°C
Lead Temperature Range (Soldering, 10 sec)	+300°C
Power Dissipation	
Plastic DIP (derate 6.25mW/°C above 70°C)	500mW
CERDIP (derate 8.00mW/°C above 70°C)	640mW
SO (derate 9.52mW/°C above 70°C)	762mW

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V⁺ = +5V, V⁻ = -5V, T_A = 25°C, unless otherwise specified, AC output measured at pin 7, Figure 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Operating Supply Voltage						
Dual Supply		±2.375		±8.0	V	
Single Supply		4.75		16.0	V	
Power Supply Current	C _{OSC} (Pin 5 to V ⁻) = 100pF T _A = 25°C T _A = T _{MIN} to T _{MAX}		5.0 5.0	7.0 10.0	mA	
Input Frequency Range			0-20		kHz	
Filter Gain at	f _{CLK} = 100kHz, Pin 4 at V ⁺ C = 0.01μF, R = 25.78kΩ					
I _{IN} = 0			0			
I _{IN} = 0.5I _C (Note 1)			-0.02	-0.3	dB	
I _{IN} = I _C	T _A = T _{MIN} to T _{MAX}	-2	-3			
I _{IN} = 2I _C	T _A = T _{MIN} to T _{MAX}	-28	-30			
I _{IN} = 4I _C	T _A = T _{MIN} to T _{MAX}	-54	-60			
Clock to Cutoff Frequency Ratio	f _{CLK} = 100kHz, Pin 4 at V ⁺ C = 0.01μF, R = 25.78kΩ		100 ± 1			
Filter Gain at f _{IN} = 16kHz	f _{CLK} = 400kHz, Pin 4 at V ⁺ C = 0.01μF, R = 6.5kΩ T _A = T _{MIN} to T _{MAX}	-48	-52		dB	
f _{CLK} /I _C Tempco	Same as above		10		ppm/°C	
Filter Output (Pin 7) DC Swing	Pin 7 buffered with an ext op amp T _A = T _{MIN} to T _{MAX}	±3.5	±3.8		V	
Clock Feedthrough			10		mV _{pp}	
INTERNAL BUFFER						
Bias Current	T _A = 25°C T _A = T _{MIN} to T _{MAX}		2 170	50 1000	pA	
Offset Voltage	MAX280 LTC1062		0.2 2	2 20	mV	
Voltage Swing	R1 = 20kΩ; T _A = T _{MIN} to T _{MAX}	±3.5	±3.8		V	
Short Circuit Current Source/Sink			30/2		mA	
CLOCK (NOTE 2)						
Internal Oscillator Frequency	C _{OSC} (Pin 5 to V ⁻) = 100pF	MAX280 LTC1062	31 25	35 35	39 50	kHz
	T _A = T _{MIN} to T _{MAX} C _{OSC} (Pin 5 to V ⁻) = 100pF	MAX280 LTC1062	29 15	35 35	43 65	
Max Clock Frequency			4		MHz	
C _{OSC} Input Sink/Source Current	T _A = T _{MIN} to T _{MAX}		25	80	μA	

Note 1: I_C is the frequency where the gain is -3dB with respect to the input signal.

Note 2: The external or driven clock frequency is divided by either 1, 2, or 4 depending upon the voltage at pin 4. When pin 4 = V⁺, f_{CLK}/I_C = 100; when pin 4 = GND, f_{CLK}/I_C = 200; pin 4 = V⁻, f_{CLK}/I_C = 400.

5th Order, Zero DC Error, Lowpass Filter

Pin Description

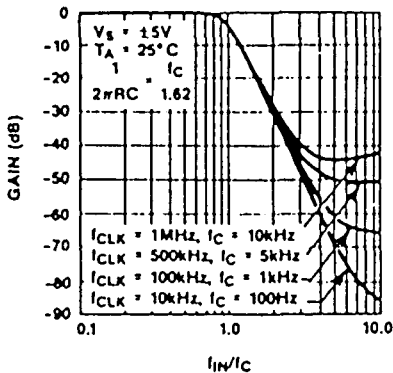
PIN #	NAME	FUNCTION
1	FB	External capacitor couples to the chip through this pin.
2	AGND	Ground. Connect to system ground for dual supply operation or mid-supply for single operation. This pin should be well bypassed using a large capacitor for single supply operation.
3	V ⁻	Negative supply voltage
4	DIVIDER RATIO	The oscillator frequency is divided by either 1, 2, or 4 depending upon the voltage on this pin. This in turn gives a clock to cutoff frequency ratio when tied to V ⁻ of 100:1; when tied to GND of 200:1; and when tied to V ⁻ of 400:1.

PIN #	NAME	FUNCTION
5	Cosc	Clock input pin for external clock applications. For internal clock operation connect an external capacitor between this pin and V ⁻ .
6	V ⁺	Positive supply voltage
7	OUT	Input to on-chip buffer amplifier
8	Bout	Output of buffer amplifier

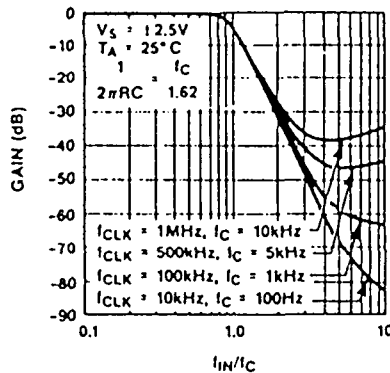
MAX280/LTC1062

Typical Operating Characteristics

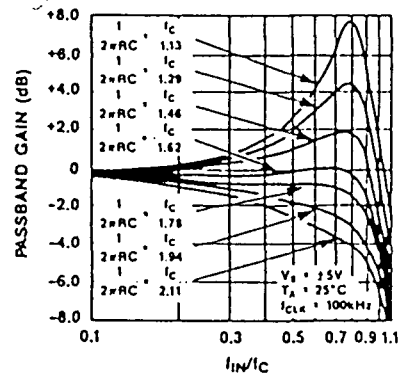
GAIN NORMALIZED TO CUTOFF FREQUENCY
(V_S = ±5V)



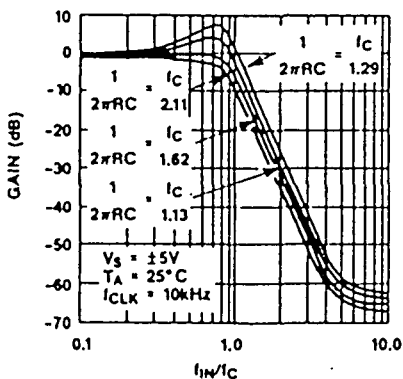
GAIN NORMALIZED TO CUTOFF FREQUENCY
(V_S = ±2.5V)



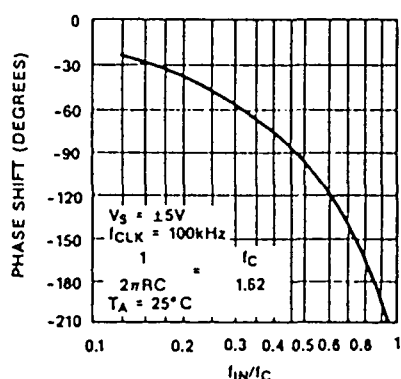
PASSBAND GAIN vs. INPUT FREQUENCY



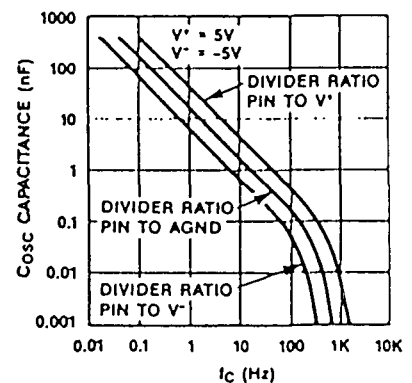
GAIN vs. INPUT FREQUENCY



PASSBAND PHASE SHIFT vs. INPUT FREQUENCY

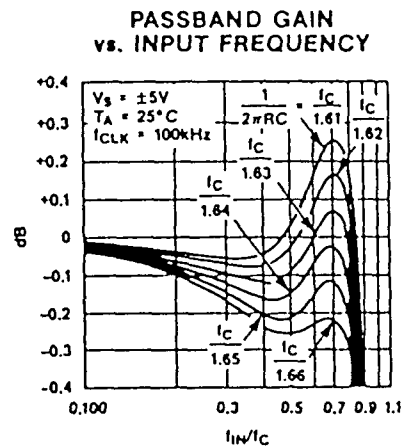
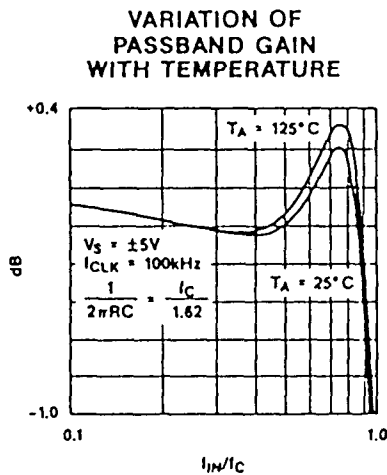
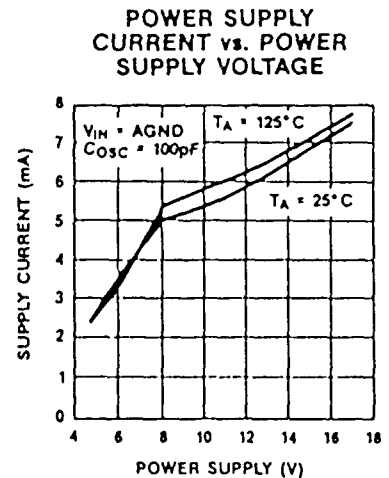
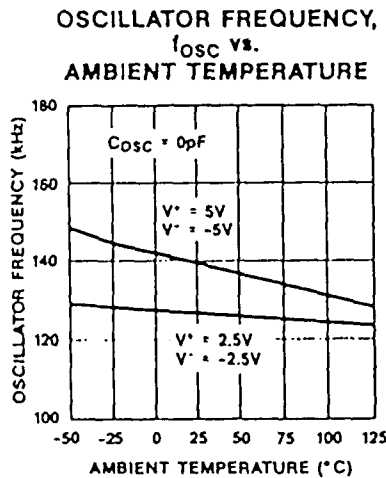
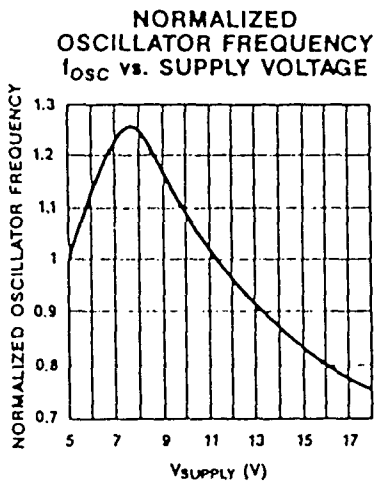


CUTOFF FREQUENCY vs. C_{OSC}



5th Order, Zero DC Error, Lowpass Filter

Typical Operating Characteristics (continued)



Introduction

Figure 1 illustrates the architecture of the circuit. The output voltage is sensed through an internal buffer, then applied to an internal switched capacitor network which drives the bottom plate of an external capacitor to form a 5th order lowpass filter. The input and output appear across an external resistor and the IC part of the overall filter handles only the AC path of the signal. The DC offsets of the buffer and the switched capacitor network are blocked by the capacitor and do not appear at the zero offset output pin.

Use of this external resistor and capacitor also automatically provides the required anti-aliasing filtering for the sampled filter. Further, low frequency noise in the filter IC is attenuated by the external capacitor since any noise at the FB pin goes through a highpass path to the filter output. The filter output pin is unbuffered. This signal can be buffered by the on-chip buffer or by a high accuracy op amp (such as a

chopper stabilized op amp) to obtain a buffered DC accurate system. The on-chip buffer has an offset voltage of 2mV for the MAX280 and 20mV for the LTC1062. The offset voltage for both devices have a typical tempco of 1μV/°C.

Detailed Description

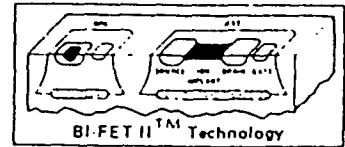
Clock Requirements

Using Divider Ratio

DIVIDER RATIO sets the ratio between the internal f_{CLK} (supplied to the MAX280/LTC1062) and f_{OSC} (the output at the DIVIDER RATIO pin). Connect DIVIDER RATIO to V^+ for a 1/1, to GND for a 1/2, and to V^- for a 1/4 f_{CLK}/f_{OSC} ratio.

Using Internal Oscillator

The internal 140kHz (nominal) oscillator frequency can be modified by connecting an external capacitor



LF155/LF156/LF157 Series Monolithic JFET Input Operational Amplifiers

LF155, LF155A, LF255, LF355, LF355A, LF355B Low Supply Current
LF156, LF156A, LF256, LF356, LF356A, LF356B Wide Band
LF157, LF157A, LF257, LF357, LF357A, LF357B Wide Band Decompensated ($A_{V_{MIN}} = 5$)

General Description

These are the first monolithic JFET input operational amplifiers to incorporate well matched, high voltage JFETs on the same chip with standard bipolar transistors (BI-FET™ Technology). These amplifiers feature low input bias and offset currents, low offset voltage and offset voltage drift, coupled with offset adjust which does not degrade drift or common-mode rejection. The devices are also designed for high slew rate, wide bandwidth, extremely fast settling time, low voltage and current noise and a low 1/f noise corner.

Advantages

- Replace expensive hybrid and module FET op amps
- Rugged JFETs allow blow-out free handling compared with MOSFET input devices
- Excellent for low noise applications using either high or low source impedance—very low 1/f corner
- Offset adjust does not degrade drift or common-mode rejection as in most monolithic amplifiers
- New output stage allows use of large capacitive loads (10,000 pF) without stability problems
- Internal compensation and large differential input voltage capability

Applications

- Precision high speed integrators
- Fast D/A and A/D converters
- High impedance buffers
- Wideband, low noise, low drift amplifiers
- Logarithmic amplifiers

- Photocell amplifiers
- Sample and Hold circuits

Common Features

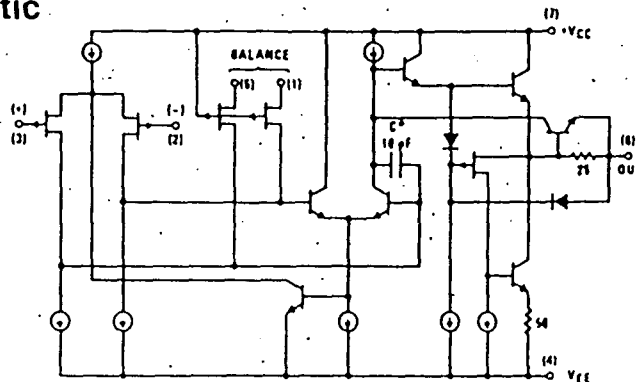
(LF155A, LF156A, LF157A)

- Low input bias current 30 pA
- Low Input Offset Current 3 pA
- High input impedance $10^{12} \Omega$
- Low input offset voltage 1 mV
- Low input offset voltage temp. drift $3 \mu V/^{\circ}C$
- Low input noise current $0.01 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
- High common-mode rejection ratio 100 dB
- Large dc voltage gain 106 dB

Uncommon Features

	LF155A	LF156A	LF157A ($A_V = 5$)	Units
■ Extremely fast settling time to 0.01%	4	1.5	1.5	μs
■ Fast slew rate	5	12	50	$V/\mu s$
■ Wide gain bandwidth	2.5	5	20	MHz
■ Low input noise voltage	20	12	12	$nV/\sqrt{\text{Hz}}$

Simplified Schematic



*3 pF in LF157 series.

TL111/5646 1

DC Electrical Characteristics (Note 3) $T_A = T_j = 25^\circ\text{C}$ (Continued)

Symbol	Parameter	Conditions	LF155A/6A/7A			LF355A/6A/7A			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	$V_S = \pm 15V$	± 11	+15.1 -12		± 11	+15.1 -12		V V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio		85	100		85	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 6)	85	100		85	100		dB

AC Electrical Characteristics $T_A = T_j = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15V$

Symbol	Parameter	Conditions	LF155A/355A			LF156A/356A			LF157A/357A			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
SR	Slew Rate	LF155A/6A; $A_V = 1$, LF157A; $A_V = 5$	3	5		10	12		40	50		V/ μs V/ μs
GBW	Gain Bandwidth Product			2.5		4	4.5		15	20		MHz
t_s	Settling Time to 0.01%	(Note 7)		4			1.5			1.5		μs
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$R_S = 100\Omega$ $f = 100\text{ Hz}$ $f = 1000\text{ Hz}$		25 25			15 12			15 12		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	Equivalent Input Noise Current	$f = 100\text{ Hz}$ $f = 1000\text{ Hz}$		0.01 0.01			0.01 0.01			0.01 0.01		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
C_{IN}	Input Capacitance			3			3			3		pF

DC Electrical Characteristics (Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	LF155/6/7			LF255/6/7 LF355B/6B/7B			LF355/6/7			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{OS}	Input Offset Voltage	$R_S = 50\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ Over Temperature		3	5 7		3	5 6.5		3	10 13	mV mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	$R_S = 50\Omega$		5			5			5		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
$\Delta\text{TC}/\Delta V_{OS}$	Change in Average TC with V_{OS} Adjust	$R_S = 50\Omega$, (Note 4)		0.5			0.5			0.5		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ por mV
I_{OS}	Input Offset Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$, (Notes 3, 5) $T_j \leq T_{HIGH}$		3	20 20		3	20 1		3	50 2	pA nA
I_B	Input Bias Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$, (Notes 3, 5) $T_j \leq T_{HIGH}$		30	100 50		30	100 5		30	200 8	pA nA
R_{IN}	Input Resistance	$T_j = 25^\circ\text{C}$		10^{12}			10^{12}			10^{12}		Ω
A_{VOL}	Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_O = \pm 10V$, $R_L = 2k$ Over Temperature	50	200		50	200		25	200		V/mV V/mV
V_O	Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15V$, $R_L = 10k$ $V_S = \pm 15V$, $R_L = 2k$	± 12 ± 10	± 13 ± 12		± 12 ± 10	± 13 ± 12		± 12 ± 10	± 13 ± 12		V V
V_{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	$V_S = \pm 15V$	± 11	+15.1 -12		± 11	+15.1 -12		± 10	+15.1 -12		V V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio		85	100		85	100		80	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 6)	85	100		85	100		80	100		dB

LF155/155A/LF255/355A/355B/LF156/156A/LF256/LF356/LF356A/356B/LF157/157A/LF257/LF357/357A/357B

Absolute Maximum Ratings

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

(Note 8)

	LF155A/6A/7A	LF155/6/7	LF355B/6B/7B LF255/6/7	LF355/6/7 LF355A/6A/7A
Supply Voltage	± 22V	± 22V	± 22V	± 18V
Differential Input Voltage	± 40V	± 40V	± 40V	± 30V
Input Voltage Range (Note 2)	± 20V	± 20V	± 20V	± 16V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous	Continuous
T_{jMAX}				
H-Package	150°C	150°C	115°C	115°C
N-Package			100°C	100°C
J-Package		150°C	115°C	115°C
M-Package			100°C	100°C
Power Dissipation at $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Notes 1 and 9)				
H-Package (Still Air)	560 mW	560 mW	400 mW	400 mW
H-Package (400 LF/Min Air Flow)	1200 mW	1200 mW	1000 mW	1000 mW
N-Package			670 mW	670 mW
J-Package		1260 mW	900 mW	900 mW
M-Package			380 mW	380 mW
Thermal Resistance (Typical) θ_{JA}				
H-Package (Still Air)	225°C/W	225°C/W	225°C/W	225°C/W
H-Package (400 LF/Min Air Flow)	90°C/W	90°C/W	90°C/W	90°C/W
N-Package			130°C/W	130°C/W
J-Package		100°C/W	100°C/W	100°C/W
M-Package			195°C/W	195°C/W
(Typical) θ_{JC}				
H-Package (Still Air)	23°C/W	23°C/W	23°C/W	23°C/W
H-Package (400 LF/Min Air Flow)	10°C/W	10°C/W	10°C/W	10°C/W
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 sec.) Metal Can	300°C	300°C	300°C	300°C
Lead Temp. (Soldering, 10 sec.) Plastic Dip	260°C	260°C	260°C	260°C
Soldering Information				
Dual-In-Line Package				
Soldering (10 sec.)	260°C			
Small Outline Package				
Vapor Phase (60 sec.)	215°C			
Infrared (15 sec.)	220°C			

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

ESD rating to be determined.

DC Electrical Characteristics (Note 3) $T_A = T_j = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Parameter	Conditions	LF155A/6A/7A			LF355A/6A/7A			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{OS}	Input Offset Voltage	$R_S = 50\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ Over Temperature		1	2 2.5		1	2 2.3	mV mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	$R_S = 50\Omega$		3	5		3	5	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
$\Delta\text{TC}/\Delta V_{OS}$	Change in Average TC with V_{OS} Adjust	$R_S = 50\Omega$, (Note 4)		0.5			0.5		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ per mV
I_{OS}	Input Offset Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$, (Notes 3, 5) $T_j \leq T_{HIGH}$		3	10 10		3	10 1	pA nA
I_B	Input Bias Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$, (Notes 3, 5) $T_j \leq T_{HIGH}$		30	50 25		30	50 5	pA nA
R_{IN}	Input Resistance	$T_j = 25^\circ\text{C}$		10^{12}			10^{12}		Ω
A_{VOL}	Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_O = \pm 10\text{V}$, $R_L = 2\text{k}$ Over Temperature	50 25	200		50 25	200		V/mV V/mV
V_O	Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 10\text{k}$ $V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 2\text{k}$	± 12 ± 10	± 13 ± 12		± 12 ± 10	± 13 ± 12		V V

LF155A/LF255/LF355/355A/355B/LF156/LF256/LF356/LF356A/356B/LF157/157A/LF257/LF357/LF357A/357B

DC Electrical Characteristics $T_A = T_j = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 15\text{V}$

Parameter	LF155A/155, LF255, LF355A/355B		LF355		LF156A/156, LF256/356B		LF356A/356		LF157A/157, LF257/357B		LF357A/357		Units
	Typ	Max	Typ	Max	Typ	Max	Typ	Max	Typ	Max	Typ	Max	
Supply Current	2	4	2	4	5	7	5	10	5	7	5	10	mA

AC Electrical Characteristics $T_A = T_j = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 15\text{V}$

Symbol	Parameter	Conditions	LF155/255/355/355B	LF156/256, LF356B	LF156/256/356/356B	LF157/257, LF357B	LF157/257/357/357B	Units
			Typ	Min	Typ	Min	Typ	
SR	Slew Rate	LF155/6: $A_V = 1$, LF157: $A_V = 5$	5	7.5	12	30	50	V/ μs V/ μs
GBW	Gain Bandwidth Product		2.5		5		20	MHz
t_s	Settling Time to 0.01%	(Note 7)	4		1.5		1.5	μs
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$R_S = 100\Omega$ $f = 100\text{ Hz}$ $f = 1000\text{ Hz}$	25 20		15 12		15 12	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	Equivalent Input Current Noise	$f = 100\text{ Hz}$ $f = 1000\text{ Hz}$	0.01 0.01		0.01 0.01		0.01 0.01	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
C_{IN}	Input Capacitance		3		3		3	pF

Notes for Electrical Characteristics

Note 1: The maximum power dissipation for these devices must be derated at elevated temperatures and is dictated by T_{jMAX} , θ_{JA} , and the ambient temperature, T_A . The maximum available power dissipation at any temperature is $P_d \cdot (T_{jMAX} - T_A) / \theta_{JA}$ or the 25°C P_{dMAX} , whichever is less.

Note 2: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 3: Unless otherwise stated, these test conditions apply:

	LF155A/6A/7A LF155//6/7	LF255//6/7	LF355A/6A/7A	LF355B/6B/7B	LF355//6/7
Supply Voltage, V_S	$\pm 15\text{V} \leq V_S \leq \pm 20\text{V}$	$\pm 15\text{V} \leq V_S \leq \pm 20\text{V}$	$\pm 15\text{V} \leq V_S \leq \pm 18\text{V}$	$\pm 15\text{V} \leq V_S \leq \pm 20\text{V}$	$V_S = \pm 15\text{V}$
T_A	$-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	$-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$
T_{HIGH}	$+125^\circ\text{C}$	$+85^\circ\text{C}$	$+70^\circ\text{C}$	$+70^\circ\text{C}$	$+70^\circ\text{C}$

and V_{OS} , I_B and I_{OS} are measured at $V_{CM} = 0$.

Note 4: The Temperature Coefficient of the adjusted input offset voltage changes only a small amount (0.5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ typically) for each mV of adjustment from its original unadjusted value. Common-mode rejection and open loop voltage gain are also unaffected by offset adjustment.

Note 5: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T_j . Due to limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_d . $T_j = T_A + \theta_{JA} P_d$ where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

Note 6: Supply Voltage Rejection is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously, in accordance with common practice.

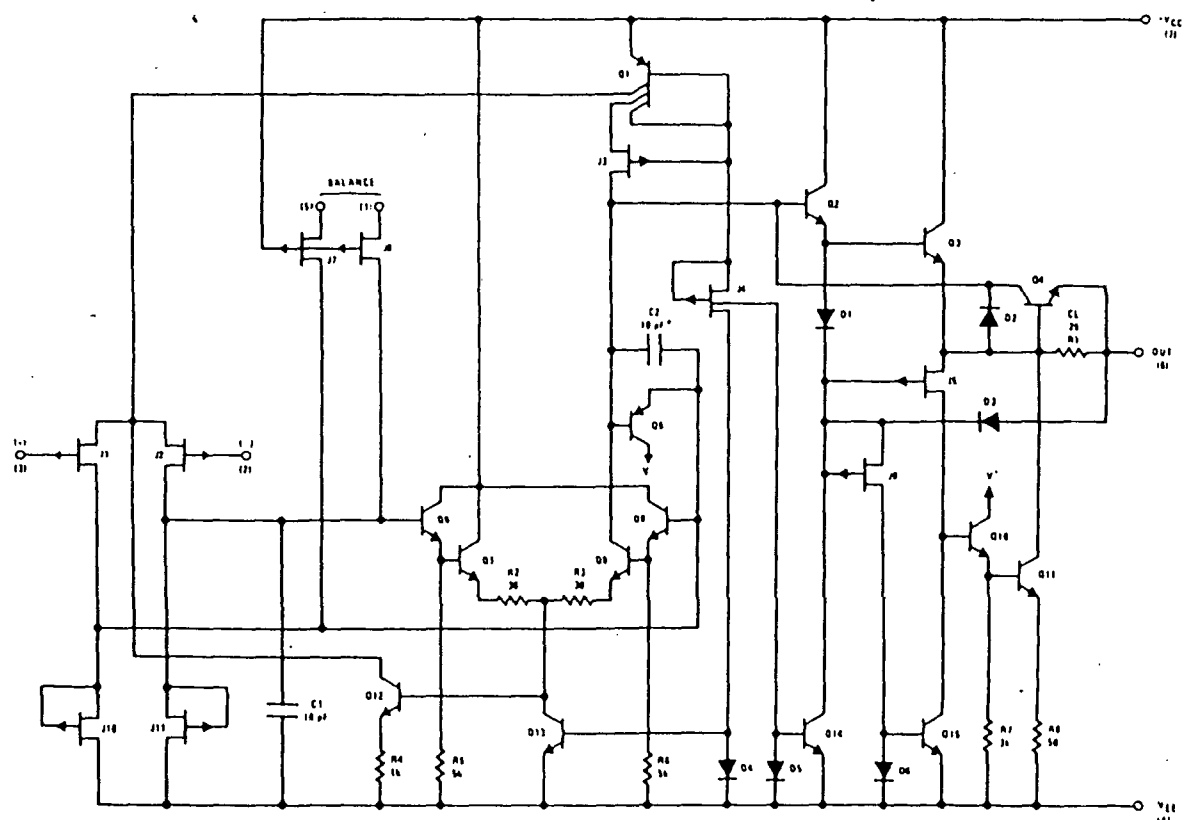
Note 7: Settling time is defined here, for a unity gain inverter connection using 2 k Ω resistors for the LF155/6. It is the time required for the error voltage (the voltage at the inverting input pin on the amplifier) to settle to within 0.01% of its final value from the time a 10V step input is applied to the inverter. For the LF157, $A_V = 5$, the feedback resistor from output to input is 2 k Ω and the output step is 10V (See Settling Time Test Circuit).

Note 8: Refer to RETS155AX for LF155A, RETS155X for LF155, RETSF156AX for LF156A, RETS156X for LF156, RETS157A for LF157A and RETS157X for LF157 military specifications.

Note 9: Max. Power Dissipation is defined by the package characteristics. Operating the part near the Max. Power Dissipation may cause the part to operate outside guaranteed limits.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por UPRC. Biblioteca Universitaria, 2006.

Detailed Schematic

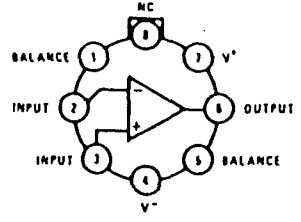


*C = 3 pF in LF157 series.

TL/H/5646-13

Connection Diagrams (Top Views)

Metal Can Package (H)

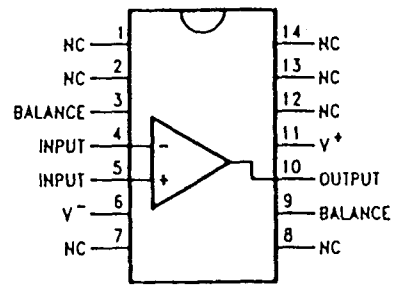


TL/H/5646-14

Order Number

- LF155AH, LF156AH, LF157AH,
 - LF155H, LF156H, LF157H,
 - LF255H, LF256H, LF257H,
 - LF355AH, LF356AH, LF357AH,
 - LF355BH, LF356BH, LF357BH,
 - LF355H, LF356H or LF357H
- See NS Package Number H08C

Dual-In-Line Package (J)

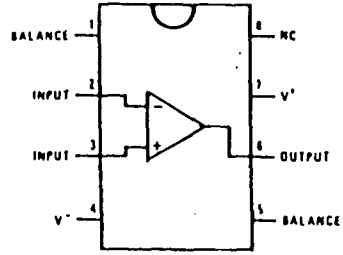


TL/H/5646-30

Order Number

- LF155J, LF156J, LF157J,
 - LF355J, LF356J, LF357J,
 - LF355BJ, LF356BJ or LF357BJ
- See NS Package Number J14A

Dual-In-Line Package (M and N)



TL/H/5646-29

Order Number

- LF355M, LF356M, LF357M,
 - LF356BM, LF355BN, LF356BN,
 - LF357BN, LF355N, LF356N or
 - LF357N
- See NS Package Number M08A or N08E

MAXIM

Low Voltage Reference

ICL8069

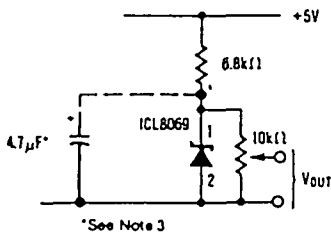
General Description

The ICL8069 is a 1.2V temperature compensated voltage reference. It uses the band-gap principle to achieve excellent stability and low noise at reverse currents down to 50µA. Maxim's ICL8069 also features excellent stability, freedom from oscillation.

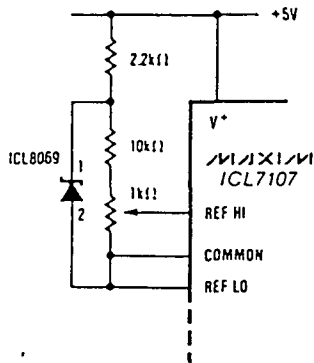
Applications

- Analog to Digital Converters
- Digital to Analog Converters
- Threshold Detectors
- Voltage Regulators
- Portable Instruments

Typical Operating Circuits



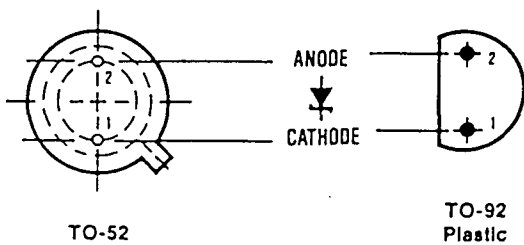
(a) Simple Reference (1.2 Volts or Less)



(b) Doubly Regulated 100mV Reference for ICL7107 One-Chip DPM Circuit.

Pin Configuration

Bottom View



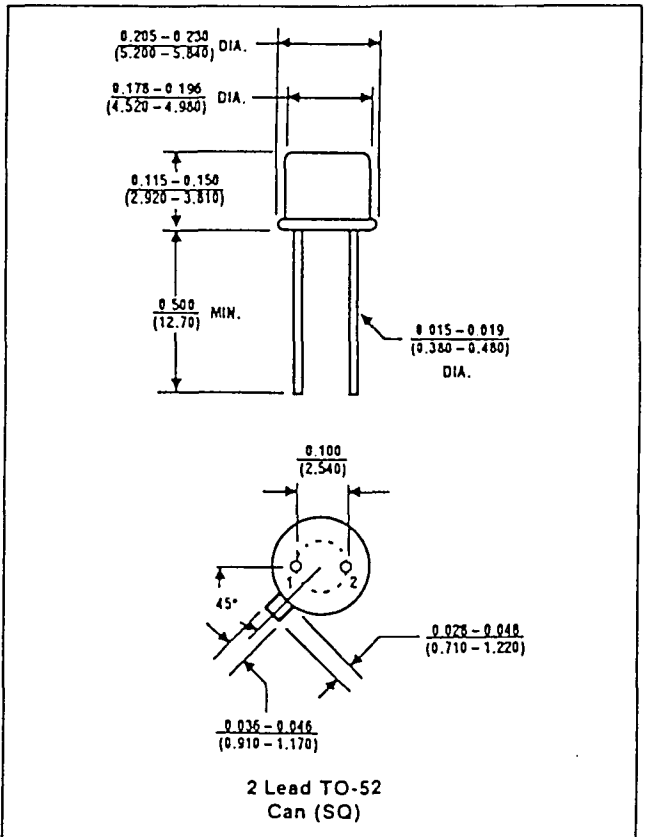
Features

- ◆ Temperature Coefficient Guaranteed to 10ppm/°C Max.
- ◆ Low Bias Current . . . 50 µA Min.
- ◆ Low Dynamic Impedance
- ◆ Low Reverse Voltage
- ◆ Low Cost

Ordering Information

PART	TEMP. STABILITY	TEMP. RANGE
TO-92 Plastic:		
ICL8069CCZQ2	0.005%/°C	0°C to +70°C
ICL8069DCZQ2	0.01%/°C	0°C to +70°C
TO-52 Can:		
ICL8069ACSQ2	0.001%/°C	0°C to +70°C
ICL8069BCSQ2	0.0025%/°C	0°C to +70°C
ICL8069CCSQ2	0.005%/°C	0°C to +70°C
ICL8069DCSQ2	0.01%/°C	0°C to +70°C
ICL8069CMSQ2	0.005%/°C	-55°C to +125°C
ICL8069DMSQ2	0.01%/°C	-55°C to +125°C

Package Information



Low Voltage Reference

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Reverse Voltage See Note 1
 Forward Current 10mA
 Reverse Current 10mA
 Power Dissipation Limited by Max Forward/Reverse Current
 Storage Temperature Range -65°C to +150°C

Operating Temperature
 ICL8069C 0°C to +70°C
 ICL8069M -55°C to +125°C
 Lead Temperature (Soldering, 10 Sec.) 300°C

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

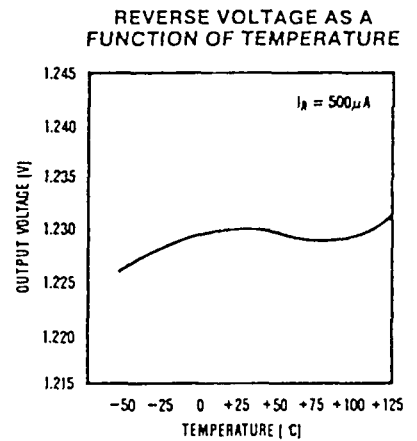
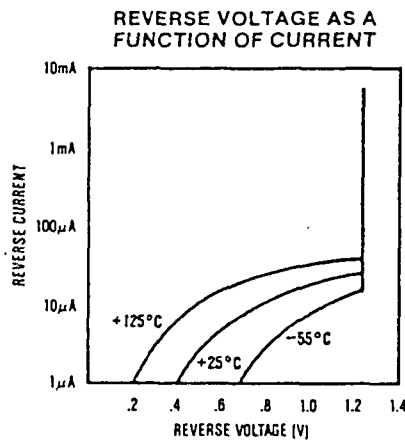
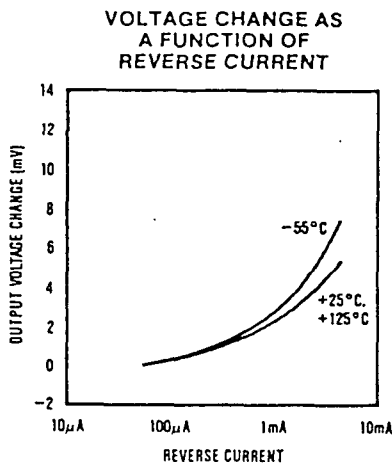
ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(T_A = +25°C unless otherwise noted)

CHARACTERISTICS	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Reverse Breakdown Voltage	I _R = 500μA	1.20	1.23	1.25	V
Reverse Breakdown Voltage Change	50μA ≤ I _R ≤ 5mA		15	20	mV
Reverse Dynamic Impedance	I _R = 50μA I _R = 500μA		1 0.6	2 2	Ω
Forward Voltage Drop	I _F = 500μA		0.7	1	V
RMS Noise Voltage	10Hz ≤ f ≤ 10kHz I _R = 500μA		5		μV
Breakdown Voltage Temperature Coefficient: ICL8069A ICL8069B ICL8069C ICL8069D	I _R = 500μA T _A = Operating Temperature Range (Note 2)			.001 .0025 .005 .01	%/°C
Reverse Current Range		.050		5	mA

- Note 1:** In normal use, the reverse voltage cannot exceed the reference voltage. However when plugging units into a powered-up test fixture, an instantaneous voltage equal to the compliance of the test circuit will be seen. This should not exceed 20V.
Note 2: For the military devices, measurements are made at 25°C, -55°C, and 125°C, while for the commercial devices measurements are made at 25°C, 0°C and 70°C. The unit is then classified as a function of the worst case TC. Sample tested to 0.1% AQL.
Note 3: If circuit strays in excess of 200pF are anticipated, a 4.7μF shunt capacitor will ensure stability under all operating conditions.

Typical Operating Characteristics



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

PHASE-LOCKED LOOP



The HEF4046B is a phase-locked loop circuit that consists of a linear voltage controlled oscillator (VCO) and two different phase comparators with a common signal input amplifier and a common comparator input. A 7 V regulator (zener) diode is provided for supply voltage regulation if necessary. For functional description see further on in this data.

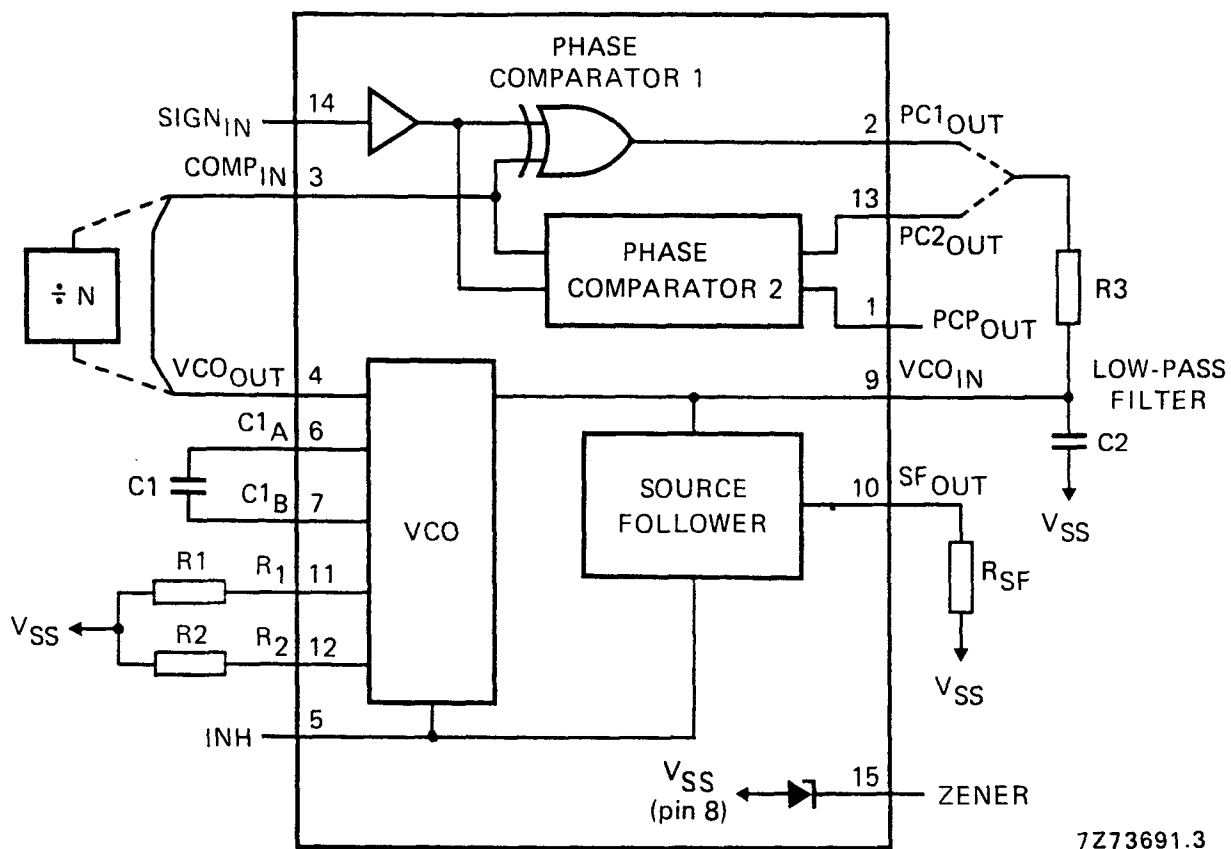


Fig. 1 Functional diagram.

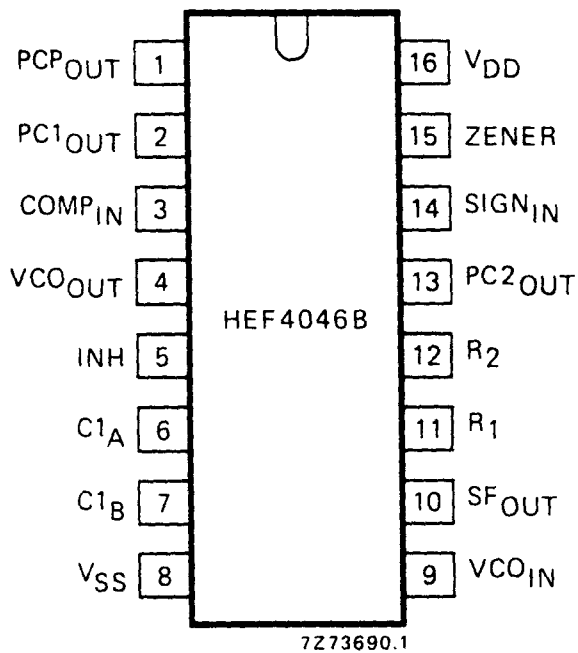
HEF4046BP : 16-lead DIL; plastic (SOT-38Z).
 HEF4046BD : 16-lead DIL; ceramic (cerdip) (SOT-74).
 HEF4046BT : 16-lead mini-pack; plastic (SO-16; SOT-109A).

FAMILY DATA: see Family Specifications

I_{DD} LIMITS category MSI: see further on in this data.

HEF4046B

MSI



PINNING

1. Phase comparator pulse output
2. Phase comparator 1 output
3. Comparator input
4. VCO output
5. Inhibit input
6. Capacitor C1 connection A
7. Capacitor C1 connection B
8. V_{SS}
9. VCO input
10. Source-follower output
11. Resistor R1 connection
12. Resistor R2 connection
13. Phase comparator 2 output
14. Signal input
15. Zener diode input for regulated supply.

Fig. 2 Pinning diagram.

FUNCTIONAL DESCRIPTION

VCO part

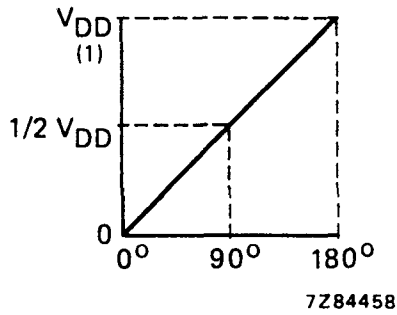
The VCO requires one external capacitor (C1) and one or two external resistors (R1 or R1 and R2). Resistor R1 and capacitor C1 determine the frequency range of the VCO. Resistor R2 enables the VCO to have a frequency off-set if required. The high input impedance of the VCO simplifies the design of low-pass filters; it permits the designer a wide choice of resistor/capacitor ranges. In order not to load the low-pass filter, a source-follower output of the VCO input voltage is provided at pin 10. If this pin (SF_{OUT}) is used, a load resistor (R_{SF}) should be connected from this pin to V_{SS} ; if unused, this pin should be left open. The VCO output (pin 4) can either be connected directly to the comparator input (pin 3) or via a frequency divider. A LOW level at the inhibit input (pin 5) enables the VCO and the source follower, while a HIGH level turns off both to minimize stand-by power consumption.

Phase comparators

The phase-comparator signal input (pin 14) can be direct-coupled, provided the signal swing is between the standard HE4000B family input logic levels. The signal must be capacitively coupled to the self-biasing amplifier at the signal input in case of smaller swings. Phase comparator 1 is an EXCLUSIVE-OR network. The signal and comparator input frequencies must have a 50% duty factor to obtain the maximum lock range. The average output voltage of the phase comparator is equal to $\frac{1}{2} V_{DD}$ when there is no signal or noise at the signal input. The average voltage to the VCO input is supplied by the low-pass filter connected to the output of phase comparator 1. This also causes the VCO to oscillate at the centre frequency (f_0). The frequency capture range ($2 f_c$) is defined as the frequency range of input signals on which the PLL will lock if it was initially out of lock. The frequency lock range ($2 f_L$) is defined as the frequency range of input signals on which the loop will stay locked if it was initially in lock. The capture range is smaller or equal to the lock range.

With phase comparator 1, the range of frequencies over which the PLL can acquire lock (capture range) depends on the low-pass filter characteristics and this range can be made as large as the lock range. Phase comparator 1 enables the PLL system to remain in lock in spite of high amounts of noise in the input signal. A typical behaviour of this type of phase comparator is that it may lock onto input

frequencies that are close to harmonics of the VCO centre frequency. Another typical behaviour is, that the phase angle between the signal and comparator input varies between 0° and 180° and is 90° at the centre frequency. Figure 3 shows the typical phase-to-output response characteristic.



(1) Average output voltage.

Fig. 3 Signal-to-comparator inputs phase difference for comparator 1.

Figure 4 shows the typical waveforms for a PLL employing phase comparator 1 in locked condition of f_0 .

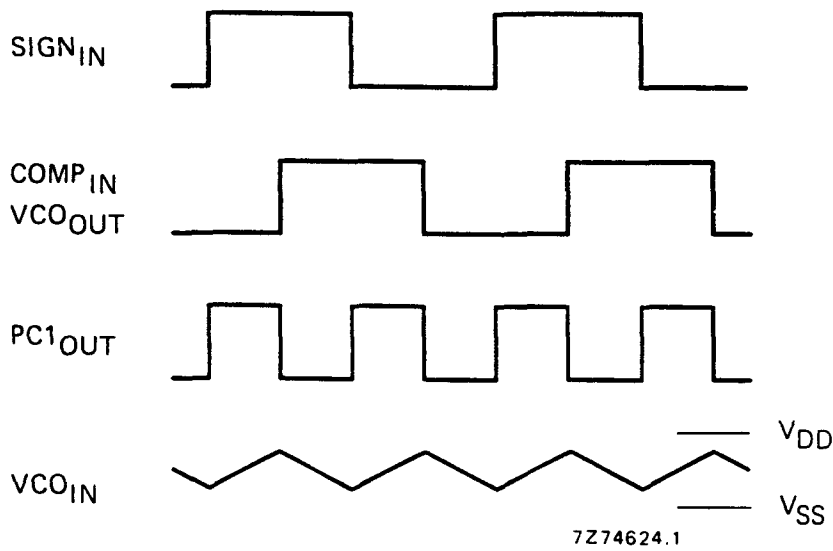


Fig. 4 Typical waveforms for phase-locked loop employing phase comparator 1 in locked condition of f_0 .

HEF4046B

MSI

D.C. CHARACTERISTICS

$V_{SS} = 0\text{ V}$

	V_{DD} V	symbol	T_{amb} (°C)						
			-40		+25		+85		
			typ.	max.	typ.	max.	typ.	max.	
Supply current (note 1)	5	I_D	—	—	20	—	—	—	μA
	10		—	—	300	—	—	—	μA
	15		—	—	750	—	—	—	μA
Quiescent device current (note 2)	5	I_{DD}	—	20	—	20	—	150	μA
	10		—	40	—	40	—	300	μA
	15		—	80	—	80	—	600	μA

Notes

- Pin 15 open; pin 5 at V_{DD} ; pins 3 and 9 at V_{SS} ; pin 14 open.
- Pin 15 open; pin 5 at V_{DD} ; pins 3 and 9 at V_{SS} ; pin 14 at V_{DD} ; input current pin 14 not included.

A.C. CHARACTERISTICS

$V_{SS} = 0\text{ V}$; $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$; $C_L = 50\text{ pF}$; input transition times $\leq 20\text{ ns}$

	V_{DD} V	symbol	min.	typ.	max.	
Phase comparators						
Operating supply voltage		V_{DD}	3		15 V	
Input resistance at $SIGN_{IN}$	5	R_{IN}		750	$\text{k}\Omega$	} at self-bias operating point
	10			220	$\text{k}\Omega$	
	15			140	$\text{k}\Omega$	
A.C. coupled input sensitivity at $SIGN_{IN}$	5	V_{IN}		150	mV	} peak-to-peak values; $R_1 = 10\text{ k}\Omega$; $R_2 = \infty$; $C_1 = 100\text{ pF}$; independent of the lock range
	10			150	mV	
	15			200	mV	
D.C. coupled input sensitivity at $SIGN_{IN}$; $COMP_{IN}$ LOW level	5	V_{IL}			1,5 V	} full temperature range
	10				3,0 V	
	15				4,0 V	
HIGH level	5	V_{IH}	3,5		V	}
	10		7,0		V	
	15		11,0		V	
Input current at $SIGN_{IN}$	5	$+I_{IN}$		7	μA	} $SIGN_{IN}$ at V_{DD}
	10			30	μA	
	15			70	μA	
	5	$-I_{IN}$		3	μA	} $SIGN_{IN}$ at V_{SS}
	10			18	μA	
	15			45	μA	

A.C. CHARACTERISTICS $V_{SS} = 0\text{ V}$; $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$; $C_L = 50\text{ pF}$; input transition times $\leq 20\text{ ns}$

	V_{DD} V	symbol	min.	typ.	max.	
VCO						
Operating supply voltage		V_{DD}	3 5		15 15	V V as fixed oscillator only phase-locked loop operation
Power dissipation	5 10 15	P		150 2500 9000	μW μW μW	$f_o = 10\text{ kHz}$; $R_1 = 1\text{ M}\Omega$; $R_2 = \infty$; $V_{CO_{IN}}$ at $\frac{1}{2} V_{DD}$; see also Figs 10 and 11
Maximum operating frequency	5 10 15	f_{max}	0,5 1,0 1,3	1,0 2,0 2,7	MHz MHz MHz	$V_{CO_{IN}}$ at V_{DD} ; $R_1 = 10\text{ k}\Omega$; $R_2 = \infty$; $C_1 = 50\text{ pF}$
Temperature/frequency stability	5 10 15			0,22–0,30 0,04–0,05 0,01–0,05	%/ $^{\circ}\text{C}$ %/ $^{\circ}\text{C}$ %/ $^{\circ}\text{C}$	no frequency offset ($f_{min} = 0$); see also note 1
	5 10 15			0–0,22 0–0,04 0–0,01	%/ $^{\circ}\text{C}$ %/ $^{\circ}\text{C}$ %/ $^{\circ}\text{C}$	with frequency offset ($f_{min} > 0$); see also note 1
Linearity	5 10 15			0,50 0,25 0,25	% % %	$R_1 > 10\text{ k}\Omega$ } see Fig. 13 $R_1 > 400\text{ k}\Omega$ } and Figs 14 $R_1 = 1\text{ M}\Omega$ } 15 and 16
Duty factor at $V_{CO_{OUT}}$	5 10 15	δ		50 50 50	% % %	
Input resistance at $V_{CO_{IN}}$	5 10 15	R_{IN}		10^6 10^6 10^6	$\text{M}\Omega$ $\text{M}\Omega$ $\text{M}\Omega$	
Source follower						
Offset voltage $V_{CO_{IN}}$ minus SF_{OUT}	5 10 15			1,7 2,0 2,1	V V V	$R_{SF} = 10\text{ k}\Omega$; $V_{CO_{IN}}$ at $\frac{1}{2} V_{DD}$
	5 10 15			1,5 1,7 1,8	V V V	$R_{SF} = 50\text{ k}\Omega$; $V_{CO_{IN}}$ at $\frac{1}{2} V_{DD}$
Linearity	5 10 15			0,3 1,0 1,3	% % %	$R_{SF} > 50\text{ k}\Omega$; see Fig. 13
Zener diode						
Zener voltage		V_Z		7,3	V	$I_Z = 50\text{ }\mu\text{A}$
Dynamic resistance		R_Z		25	Ω	$I_Z = 1\text{ mA}$

Notes

1. Over the recommended component range.

DESIGN INFORMATION

characteristic	using phase comparator 1	using phase comparator 2
No signal on $SIGN_{IN}$	VCO in PLL system adjusts to centre frequency (f_0)	VCO in PLL system adjusts to min. frequency (f_{min})
Phase angle between $SIGN_{IN}$ and $COMP_{IN}$	90° at centre frequency (f_0), approaching 0° and 180° at ends of lock range ($2 f_L$)	always 0° in lock (positive-going edges)
Locks on harmonics of centre frequency	yes	no
Signal input noise rejection	high	low
Lock frequency range ($2 f_L$)	the frequency range of the input signal on which the loop will stay locked if it was initially in lock; $2 f_L = \text{full VCO frequency range} = f_{max} - f_{min}$	
Capture frequency range ($2 f_C$)	the frequency range of the input signal on which the loop will lock if it was initially out of lock depends on low-pass filter characteristics; $f_C < f_L$ $f_C = f_L$	
Centre frequency (f_0)	the frequency of the VCO when VCO_{IN} at $\frac{1}{2}V_{DD}$	

VCO component selection

Recommended range for R1 and R2: 10 k Ω to 1 M Ω ; for C1: 50 pF to any practical value.

1. VCO without frequency offset ($R2 = \infty$).
 - a. Given f_0 : use f_0 with Fig. 7 to determine R1 and C1.
 - b. Given f_{max} : calculate f_0 from $f_0 = \frac{1}{2} f_{max}$; use f_0 with Fig. 7 to determine R1 and C1.
2. VCO with frequency offset.
 - a. Given f_0 and f_L : calculate f_{min} from the equation $f_{min} = f_0 - f_L$; use f_{min} with Fig. 8 to determine R2 and C1; calculate $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ from the equation $\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{f_0 + f_L}{f_0 - f_L}$; use $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ with Fig. 9 to determine the ratio R2/R1 to obtain R1.
 - b. Given f_{min} and f_{max} : use f_{min} with Fig. 8 to determine R2 and C1; calculate $\frac{f_{max}}{f_{min}}$; use $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ with Fig. 9 to determine R2/R1 to obtain R1.

MC2833

**LOW POWER
 FM TRANSMITTER
 SYSTEM**

LOW POWER FM TRANSMITTER SYSTEM

MC2833 is a one-chip FM transmitter subsystem designed for cordless telephone and FM communication equipment. It includes a microphone amplifier, voltage controlled oscillator and two auxiliary transistors.

- Wide Range of Operating Supply Voltage (2.8–9.0 V)
- Low Drain Current ($I_{CC} = 2.9 \text{ mA Typ}$)
- Low Number of External Parts Required
- –30 dBm Power Output to 60 MHz Using Direct RF Output
- +10 dBm Power Output Attainable Using On-Chip Transistor Amplifiers
- Users Must Comply with Local Regulations on R.F. Transmission (FCC, DOT, P.T.T., etc)

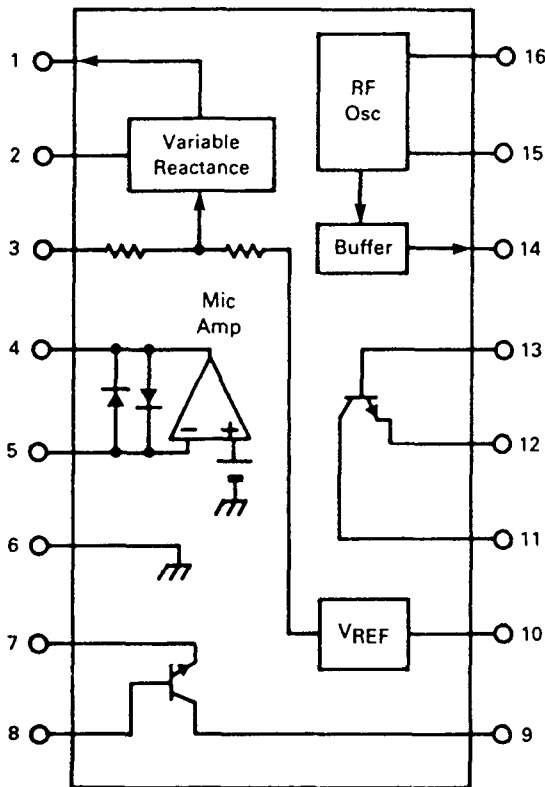


P SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 648

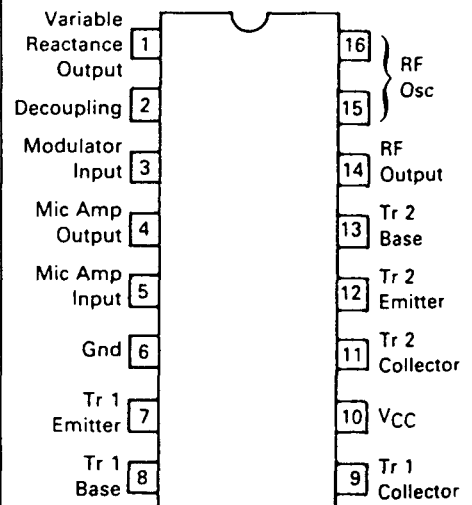


D SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 751B
 (SO-16)

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



PIN ASSIGNMENTS



MAXIMUM RATINGS

Ratings	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V _{CC}	10 (max)	V
Operating Supply Voltage Range	V _{CC}	2.8-9.0	V
Junction Temperature	T _J	+150	°C
Operating Ambient Temperature	T _A	-30 to +75	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 4.0 V, T_A = 25°C, unless otherwise noted)

Characteristics	Symbol	Pin	Min	Typ	Max	Unit
Drain Current (No input signal)	I _{CC}	10	1.7	2.9	4.3	mA

FM MODULATOR

Characteristics	Symbol	Pin	Min	Typ	Max	Unit
Output RF Voltage (f _o = 16.6 MHz)	V _{out RF}	14	60	90	130	mVrms
Output DC Voltage (No input signal)	V _{dc}	14	2.2	2.5	2.8	V
Modulation Sensitivity (f _o = 16.6 MHz) (V _{in} = 0.8 V to 1.2 V)	SEN	3.0 14	7.0 —	10 —	15 —	Hz/mVdc
Maximum Deviation (f _o = 16.6 MHz) (V _{in} = 0 V to 2.0 V)	F _{dev}	3.0 14	3.0 —	5.0 —	10 —	kHz

MIC AMPLIFIER

Characteristics	Symbol	Pin	Min	Typ	Max	Unit
Closed Loop Voltage Gain (V _{in} = 3.0 mVrms) (f _{in} = 1.0 kHz)	A _v	4.0 5.0	27 —	30 —	33 —	dB
Output DC Voltage (No input signal)	V _{out dc}	4.0	1.1	1.4	1.7	V
Output Swing Voltage (V _{in} = 30 mVrms) (f _{in} = 1.0 kHz)	V _{out P-P}	4.0	0.8	1.2	1.6	Vp-p
Total Harmonic Distortion (V _{in} = 3.0 mVrms) (f _{in} = 1.0 kHz)	THD	4.0	—	0.15	2.0	%

AUXILIARY TRANSISTOR STATIC CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Collector Base Breakdown Voltage (I _C = 5.0 μA)	V _{(BR)CBO}	15	45	—	V
Collector Emitter Breakdown Voltage (I _C = 200 μA)	V _{(BR)CEO}	10	15	—	V
Collector Substrate Breakdown Voltage (I _C = 50 μA)	V _{(BR)CSO}	—	70	—	V
Emitter Base Breakdown Voltage (I _E = 50 μA)	V _{(BR)EBO}	—	6.2	—	V
Collector Base Cut Off Current (V _{CB} = 10 V) (I _E = 0)	I _{CBO}	—	—	200	nA
DC Current Gain (I _C = 3.0 mA) (V _{CE} = 3.0 V)	h _{FE}	40	150	—	—

AUXILIARY TRANSISTOR DYNAMIC CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Current Gain Bandwidth Product (V _{CE} = 3.0 V) (I _C = 3.0 mA)	f _T	—	500	—	MHz
Collector Base Capacitance (V _{CE} = 3.0 V) (I _C = 0)	C _{CB}	—	2.0	—	pF
Collector Substrate Capacitance (V _{CS} = 3.0 V) (I _C = 0)	C _{CS}	—	3.3	—	pF

FIGURE 3 — BUFFER/MULTIPLIER (X3, PIN 14)
(16 MHz FUNDAMENTAL)

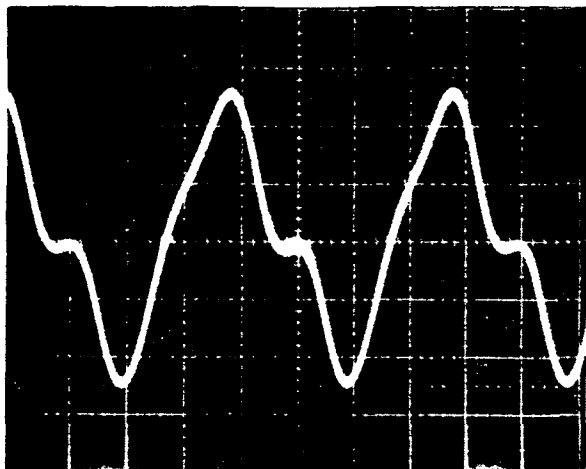


FIGURE 4 — INPUT TO DOUBLER (PIN 13)
(50 MHz x 3 COMPONENT)

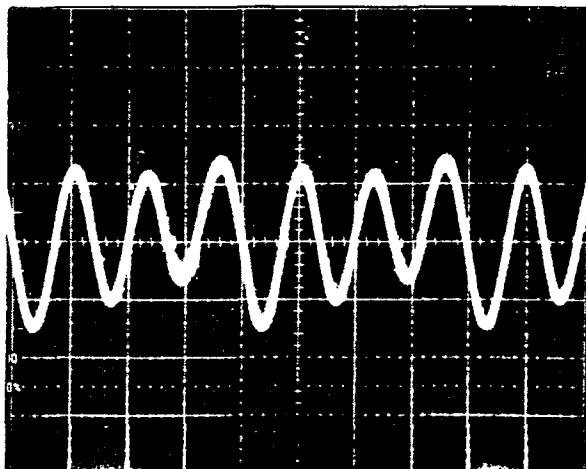


FIGURE 5 — DOUBLER OUTPUT 76 MHz (PIN 11)

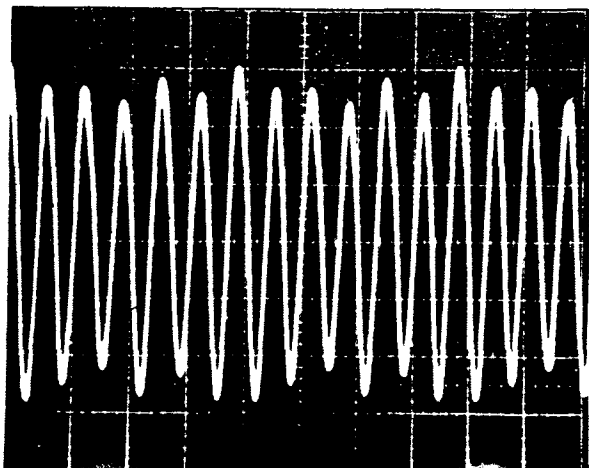


FIGURE 6 — SPECTRUM

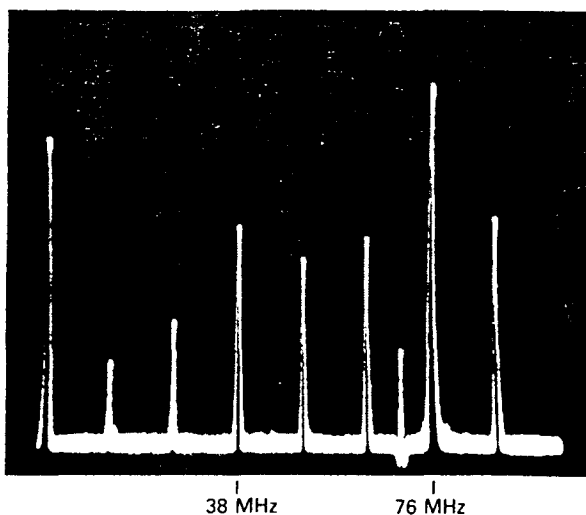
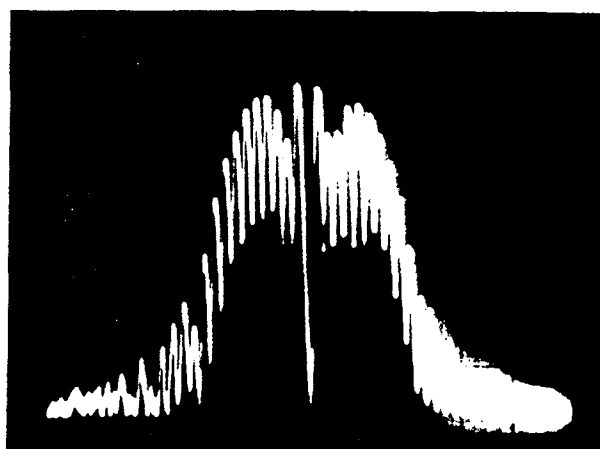


FIGURE 7 — OUTPUT SPECTRUM (50 MHz)



FIGURE 8 — MODULATION SPECTRUM
(1.0 kHz SHOWING CARRIER NULL)



© De documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

GENERAL DESCRIPTION

The Harris ICL7660 is a monolithic CMOS power supply circuit which offers unique performance advantages over previously available devices. The ICL7660 performs supply voltage conversion from positive to negative for an input range of +1.5V to +10.0V, resulting in complementary output voltages of -1.5V to -10.0V. Only 2 non-critical external capacitors are needed for the charge pump and charge reservoir functions. The ICL7660 can also be connected to function as a voltage doubler and will generate output voltages up to +18.6V with a +10V input.

Contained on chip are a series DC power supply regulator, RC oscillator, voltage level translator, and four output power MOS switches. A unique logic element senses the most negative voltage in the device and ensures that the output N-channel switch source-substrate junctions are not forward biased. This assures latchup free operation.

The oscillator, when unloaded, oscillates at a nominal frequency of 10kHz for an input supply voltage of 5.0 volts. This frequency can be lowered by the addition of an external capacitor to the "OSC" terminal, or the oscillator may be overdriven by an external clock.

The "LV" terminal may be tied to GROUND to bypass the internal series regulator and improve low voltage (LV) operation. At medium to high voltages (+3.5 to +10.0 volts), the LV pin is left floating to prevent device latchup.

An enhanced direct replacement for this part, the ICL7660S, is now available and should be used for all new designs.

FEATURES

- Simple Conversion of +5V Logic Supply to ±5V Supplies
- Simple Voltage Multiplication ($V_{OUT} = (-) nV_{IN}$)
- 99.9% Typical Open Circuit Voltage Conversion Efficiency
- 98% Typical Power Efficiency
- Wide Operating Voltage Range 1.5V to 10.0V
- Easy to Use — Requires Only 2 External Non-Critical Passive Components
- No External Diode Over Full Temperature and Voltage Range

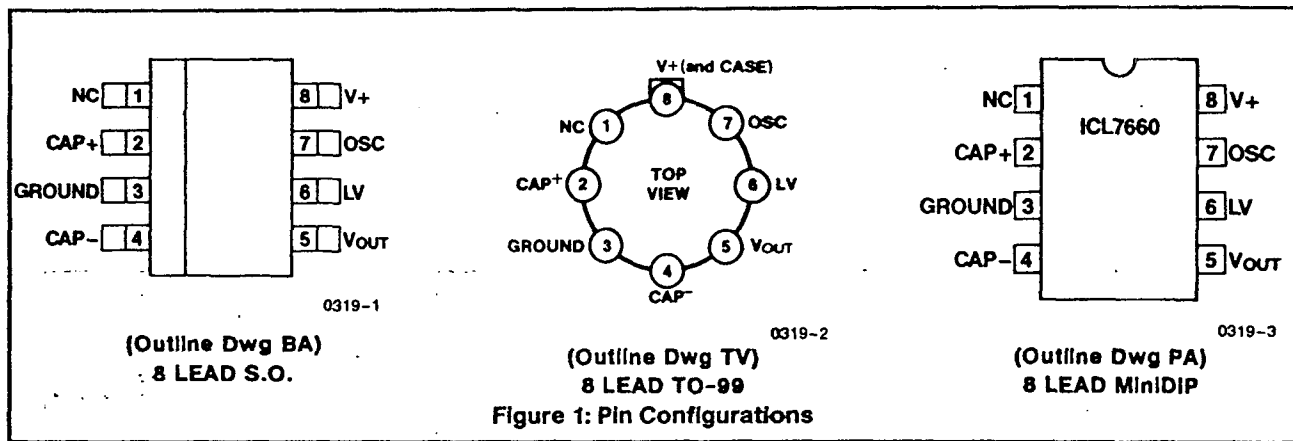
APPLICATIONS

- On Board Negative Supply for Dynamic RAMs
- Localized μ -Processor (8080 Type) Negative Supplies
- Inexpensive Negative Supplies
- Data Acquisition Systems

ORDERING INFORMATION

Part Number	Temp. Range	Package
ICL7660CTV	0° to +70°C	TO-99
ICL7660CBA	0°C to +70°C	8 PIN SOIC
ICL7660CPA	0° to +70°C	8 PIN MINI DIP
ICL7660MTV*	-55° to +125°C	TO-99

*Add /883B to part number if 883B processing is required.



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	10.5V
LV and OSC Input Voltage	
(Note 1)	-0.3V to (V ⁺ + 0.3V) for V ⁺ < 5.5V
	(V ⁺ - 5.5V) to (V ⁺ + 0.3V) for V ⁺ > 5.5V
Current into LV (Note 1)	20μA for V ⁺ > 3.5V
Output Short Duration (V _{SUPPLY} ≤ 5.5V)	Continuous
Power Dissipation (Note 2)	
ICL7660CTV	500mW
ICL7660CPA	300mW
ICL7660MTV	500mW

Operating Temperature Range	
ICL7660M	-55°C to +125°C
ICL7660C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature	
(Soldering, 10sec)	300°C

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

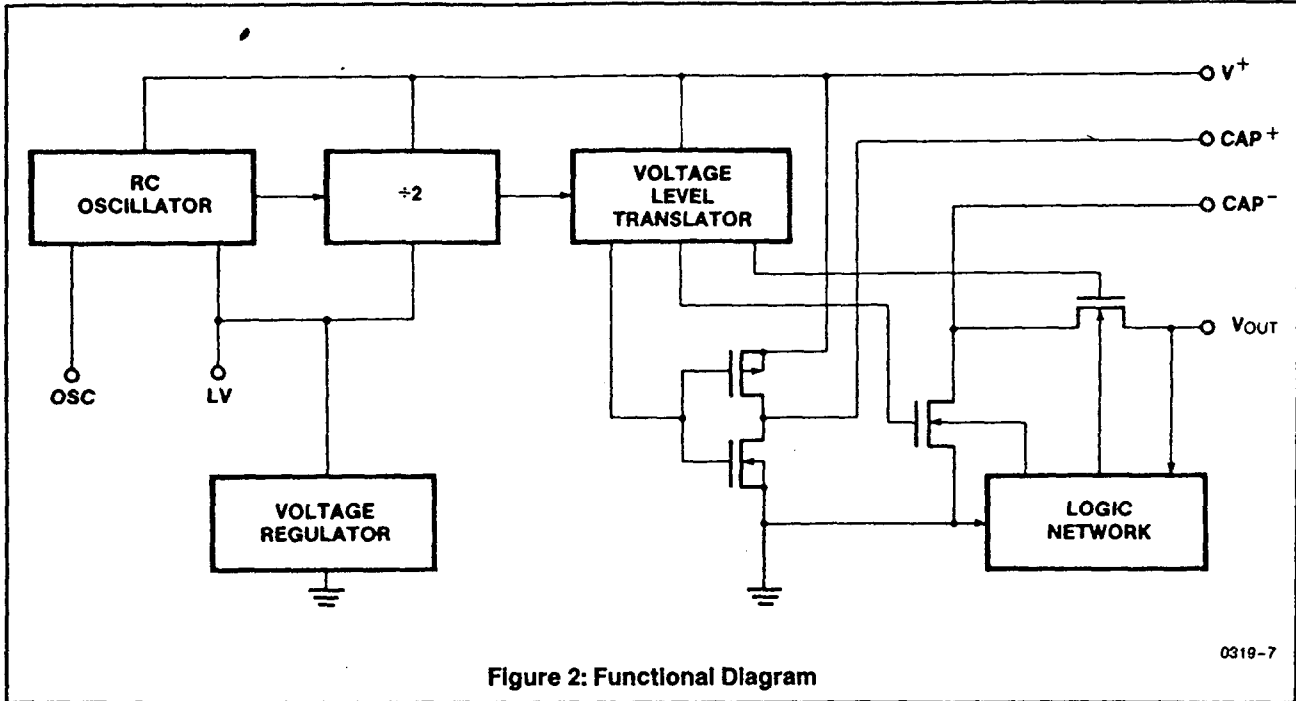


Figure 2: Functional Diagram

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V⁺ = 5V, T_A = 25°C, C_{OSC} = 0, Test Circuit Figure 3 (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Limits			Units
			Min	Typ	Max	
I ⁺	Supply Current	R _L = ∞		170	500	μA
V _L ⁺	Supply Voltage Range - Lo	MIN ≤ T _A ≤ MAX, R _L = 10kΩ, LV to GROUND	1.5		3.5	V
V _H ⁺	Supply Voltage Range - Hi	MIN ≤ T _A ≤ MAX, R _L = 10kΩ, LV Open	3.0		10.0	V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

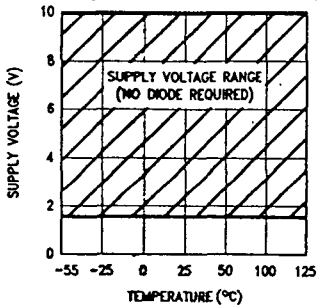
$V^+ = 5V$, $T_A = 25^\circ C$, $C_{OSC} = 0$, Test Circuit Figure 3 (unless otherwise specified) (Continued)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Limits			Units
			Min	Typ	Max	
R_{OUT}	Output Source Resistance	$I_{OUT} = 20mA$, $T_A = 25^\circ C$		55	100	Ω
		$I_{OUT} = 20mA$, $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$			120	Ω
		$I_{OUT} = 20mA$, $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$			150	Ω
		$V^+ = 2V$, $I_{OUT} = 3mA$, LV to GROUND $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$			300	Ω
		$V^+ = 2V$, $I_{OUT} = 3mA$, LV to GROUND, $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$			400	Ω
f_{OSC}	Oscillator Frequency			10		kHz
P_{Ef}	Power Efficiency	$R_L = 5k\Omega$	95	98		%
$V_{OUT Ef}$	Voltage Conversion Efficiency	$R_L = \infty$	97	99.9		%
Z_{OSC}	Oscillator Impedance	$V^+ = 2$ Volts		1.0		M Ω
		$V = 5$ Volts		100		k Ω

- Notes: 1. Connecting any input terminal to voltages greater than V^+ or less than GROUND may cause destructive latchup. It is recommended that no inputs from sources operating from external supplies be applied prior to "power up" of the ICL7660.
2. Derate linearly above $50^\circ C$ by $5.5mW/^\circ C$.

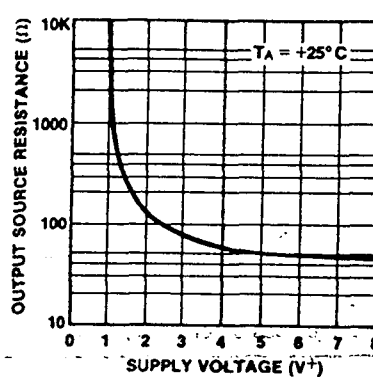
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Circuit of Figure 3)

OPERATING VOLTAGE AS A FUNCTION OF TEMPERATURE

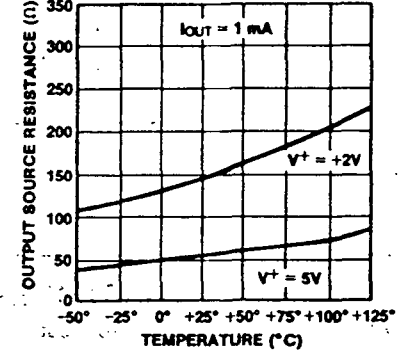


0319-8

OUTPUT SOURCE RESISTANCE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



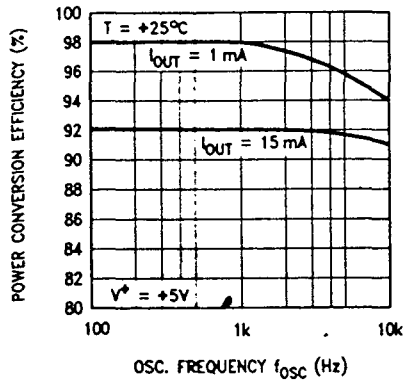
OUTPUT SOURCE RESISTANCE AS A FUNCTION OF TEMPERATURE



0319-10

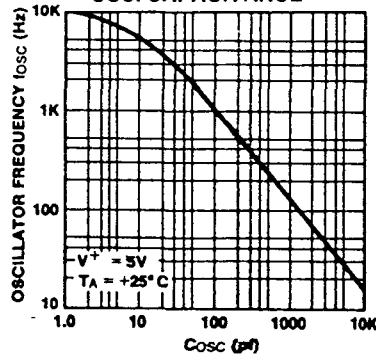
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Circuit of Figure 3) (Continued)

POWER CONVERSION EFFICIENCY AS A FUNCTION OF OSC. FREQUENCY



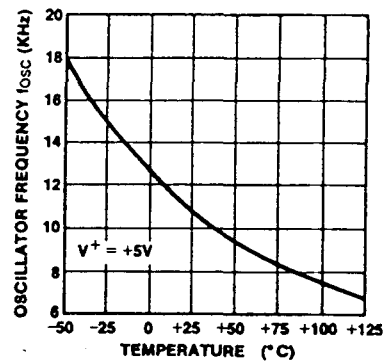
0319-11

FREQUENCY OF OSCILLATION AS A FUNCTION OF EXTERNAL OSC. CAPACITANCE



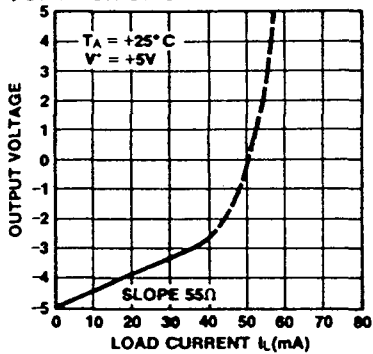
0319-12

UNLOADED OSCILLATOR FREQUENCY AS A FUNCTION OF TEMPERATURE



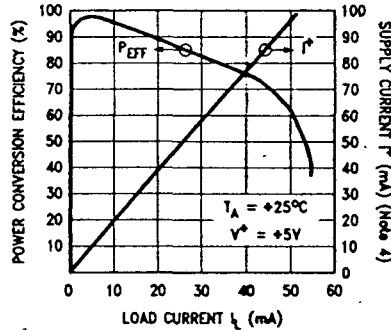
0319-13

OUTPUT VOLTAGE AS A FUNCTION OF OUTPUT CURRENT



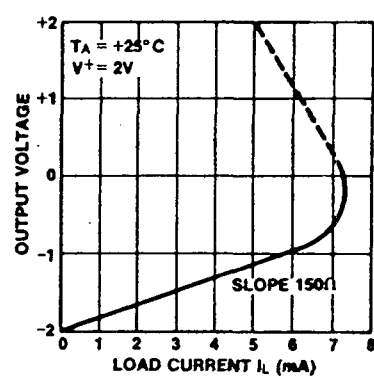
0319-14

SUPPLY CURRENT & POWER CONVERSION EFFICIENCY AS A FUNCTION OF LOAD CURRENT



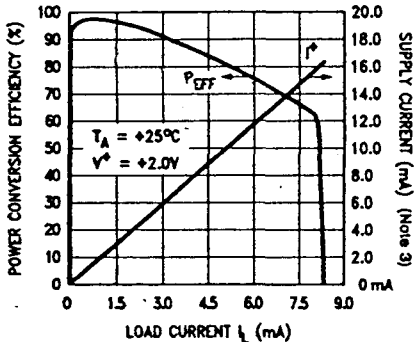
0319-15

OUTPUT VOLTAGE AS A FUNCTION OF OUTPUT CURRENT



0319-16

SUPPLY CURRENT & POWER CONVERSION EFFICIENCY AS A FUNCTION OF LOAD CURRENT



0319-17

NOTE 3. These curves include in the supply current that current fed directly into the load R_L from V^+ (See Figure 3). Thus, approximately half the supply current goes directly to the positive side of the load, and the other half, through the ICL7660, to the negative side of the load. Ideally, $V_{OUT} = 2 V_{IN}$, $I_S = 2 I_L$, so $V_{IN} \times I_S = V_{OUT} \times I_L$.

FEATURES

- *Guaranteed* 1% Output Voltage Tolerance
- *Guaranteed* max. 0.01%/V Line Regulation
- *Guaranteed* max. 0.3% Load Regulation
- Min. 1.5A Output Current
- 100% Burn-in in Thermal Overload

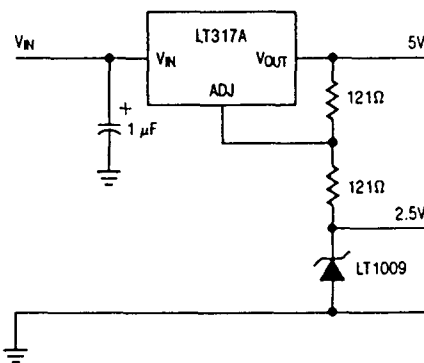
APPLICATIONS

- Wide Range Power Supplies
- Constant Current Supplies
- Voltage Programmable Supplies

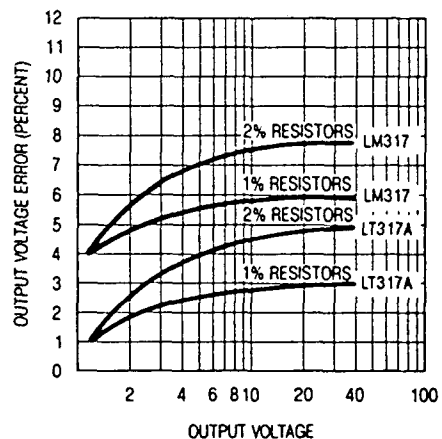
DESCRIPTION

The LT117A Series are 3-terminal positive adjustable voltage regulators which offer improved performance over earlier devices. A major feature of the LT117A is the output voltage tolerance is guaranteed at a maximum of $\pm 1\%$, allowing an overall power supply tolerance to be better than 3% using inexpensive 1% resistors. Line and load regulation performance has been improved as well. Additionally, the LT117A reference voltage is guaranteed not to exceed 2% when operating over the full load, line and power dissipation conditions. The LT117A adjustable regulators offer an improved solution for all positive voltage regulator requirements with load currents up to 1.5 amps.

Regulator with Reference



Output Voltage Error



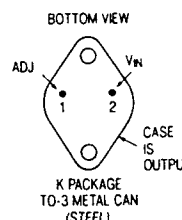
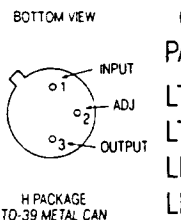
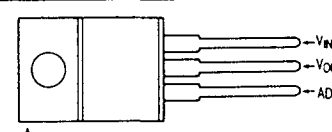
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Dissipation Internally Limited
 Input to Output Voltage Differential 40V
 Operating Junction Temperature Range
 LT117A/LM117 -55°C to 150°C
 LT317A/LM317 0°C to 125°C
 Storage Temperature Range
 LT117A/LM117 -65°C to 150°C
 LT317A/LM317 -65°C to 150°C
 Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) 300°C

PRECONDITIONING:

100% THERMAL LIMIT BURN-IN

PACKAGE/ORDER INFORMATION

 <p>BOTTOM VIEW K PACKAGE TO-3 METAL CAN (STEEL)</p>	ORDER PART NO. LT117AK LT317AK LM117K LM317K	 <p>BOTTOM VIEW H PACKAGE TO-39 METAL CAN</p>	ORDER PART NO. LT117AH LT317AH LM117H LM317H
	 <p>T PACKAGE TO-220 PLASTIC</p>		ORDER PART NO. LT317AT LM317T

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (See Note 1) LT117A/LM117

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LT117A			LM117			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V _{REF}	Reference Voltage	I _{OUT} = 10mA, T _J = 25°C	1.238	1.250	1.262				V
		3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 40V 10mA ≤ I _{OUT} ≤ I _{max} , P ≤ P _{max}	●	1.225	1.250	1.270	1.20	1.25	1.30
$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_{IN}}$	Line Regulation	3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 40V, (See Note 2)		0.005	0.01		0.01	0.02	%/V
			●	0.01	0.02		0.02	0.05	%/V
$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_{OUT}}$	Load Regulation	10mA ≤ I _{OUT} ≤ I _{max} , (See Note 2) V _{OUT} ≤ 5V V _{OUT} ≥ 5V		5	15		5	15	mV
			●	0.1	0.3		0.1	0.3	%
		V _{OUT} ≤ 5V V _{OUT} ≥ 5V	●	20	50		20	50	mV
			●	0.3	1		0.3	1	%
	Thermal Regulation	T _A = 25°C, 20msec Pulse		0.002	0.02		0.03	0.07	%/W
	Ripple Rejection	V _{OUT} = 10V, f = 120Hz C _{ADJ} = 0	●	65			65		dB
			●	66	80		66	80	dB
I _{ADJ}	Adjust Pin Current		●	50	100		50	100	μA
ΔI _{ADJ}	Adjust Pin Current Change	10mA ≤ I _{OUT} ≤ I _{max} 2.5V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 40V	●	0.2	5		0.2	5	μA
I _{min}	Minimum Load Current	(V _{IN} - V _{OUT}) = 40V	●	3.5	5		3.5	5	mA
	Current Limit	(V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 15V	●	1.5	2.2		1.5	2.2	A
			●	0.5	0.8		0.5	0.8	A
		(V _{IN} - V _{OUT}) = 40V, T _J = 25°C		0.3	0.5		0.3	0.4	A
				0.15	0.2		0.15	0.2	A
$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta Temp}$	Temperature Stability	-55°C ≤ T _J ≤ +150°C		1	2		1		%
$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta Time}$	Long Term Stability	T _A = 125°C		0.3	1		0.3	1	%
e _n	RMS Output Noise (% of V _{OUT})	T _A = 25°C, 10Hz ≤ f ≤ 10kHz		0.001			0.001		%
θ _{JC}	Thermal Resistance Junction to Case	H Package		12	15		12	15	°C/W
		K Package		2.3	3		2.3	3	°C/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (See Note 1) LT317A/LM317

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LT317A			LM317			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V _{REF}	Reference Voltage	I _{OUT} = 10mA T _J = 25°C	1.238	1.250	1.262				V
		3V ≤ (V _{IN} - V _O) ≤ 40V 10mA ≤ I _{OUT} ≤ I _{max} , P ≤ P _{max}	●	1.225	1.250	1.270	1.20	1.25	1.30
$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_{IN}}$	Line Regulation	3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 40V, (See Note 2)		0.005	0.01		0.01	0.04	%/V
		●		0.01	0.02		0.02	0.07	%/V
$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_{OUT}}$	Load Regulation	10mA ≤ I _{OUT} ≤ I _{max} , (See Note 2) V _O ≤ 5V V _O ≥ 5V		5 0.1	25 0.5		5 0.1	25 0.5	mV %
		●		20	50		20	70	mV
		●		0.3	1		0.3	1.5	%
	Thermal Regulation	T _A = 25°C, 20msec Pulse	●	0.002	0.02		0.04	0.07	%/W
	Ripple Rejection	V _O = 10V, f = 120Hz C _{ADJ} = 0		65			65		dB
		C _{ADJ} = 10μF		66	80		66	80	dB
I _{ADJ}	Adjust Pin Current			50	100		50	100	μA
ΔI _{ADJ}	Adjust Pin Current Change	10mA ≤ I _{OUT} ≤ I _{max} 2.5V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 40V	●	0.2	5		0.2	5	μA
I _{min}	Minimum Load Current	(V _{IN} - V _{OUT}) = 40V	●	3.5	10		3.5	10	mA
	Current Limit	(V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 15V K and T Package	●	1.5	2.2		1.5	2.2	A
		H Package	●	0.5	0.8		0.5	0.8	A
		(V _{IN} - V _{OUT}) = 40V, T _J = 25°C K and T Package		0.15 0.075	0.4 0.2		0.15 0.075	0.4 0.2	A A
	H Package								A
$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta T_{emp}}$	Temperature Stability	0°C ≤ T _J ≤ 125°C		1	2		1		%
$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta T_{ime}}$	Long Term Stability	T _A = 125°C		0.3	1		0.3	1	%
e _n	RMS Output Noise (% of V _{OUT})	T _A = 25°C, 10Hz ≤ f ≤ 10kHz		0.001			0.001		%
θ _{JC}	Thermal Resistance Junction to Case	H Package		12	15		12	15	°C/W
		K Package		2.3	3		2.3	3	°C/W
		T Package		4	5		4		°C/W

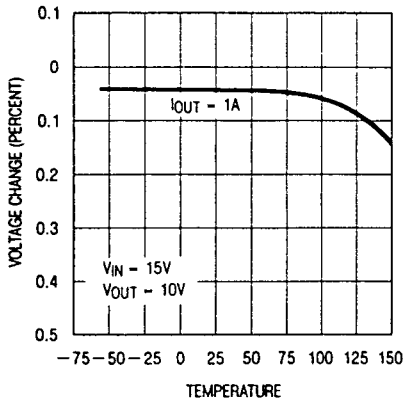
The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range.

Note 1: Unless otherwise specified, these specifications apply for V_{IN} - V_{OUT} = 5V; and I_{OUT} = 0.1A for the TO-39 and I_{OUT} = 0.5A for the TO-3 and TO-220 packages. Although power dissipation is internally limited, these specifications are applicable for power dissipations of 2W for the TO-39, and 20W for the TO-3 and TO-220. I_{MAX} is 1.5A for the TO-3 and TO-220 packages and 0.5A for the TO-39.

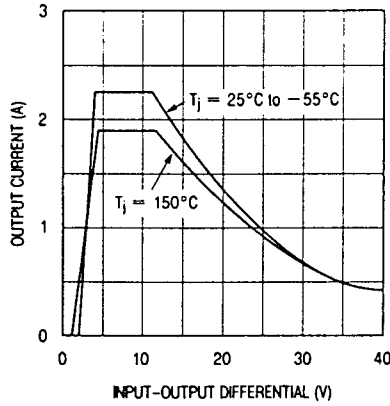
Note 2: Regulation is measured at constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are covered under the specification for thermal regulation. Load regulation is measured on the output pin at a point 1/8" below the base of the K and H package and at the junction of the wide and narrow portion of the lead on the T package.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

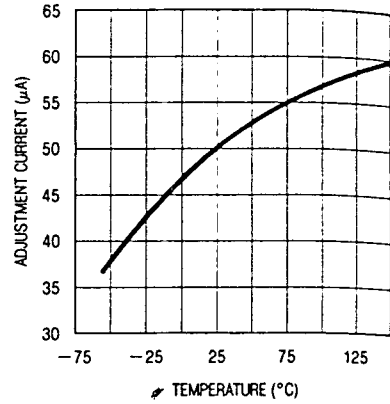
Load Regulation



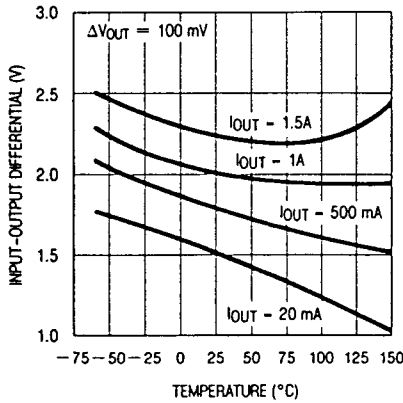
Current Limit (TO-3 and TO-220 Package)



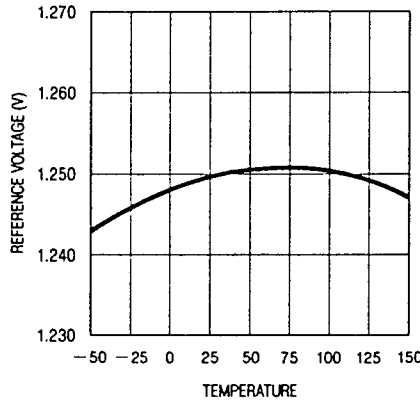
Adjustment Current



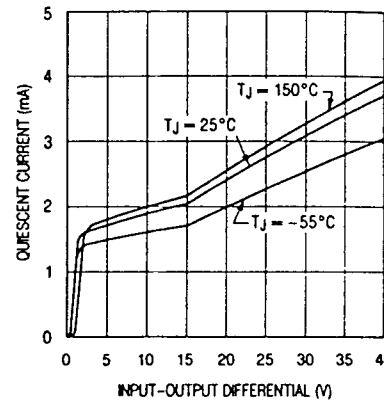
Dropout Voltage



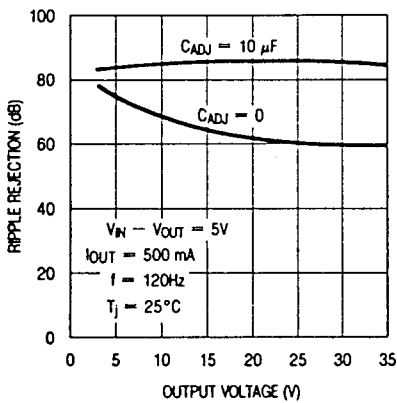
Temperature Stability



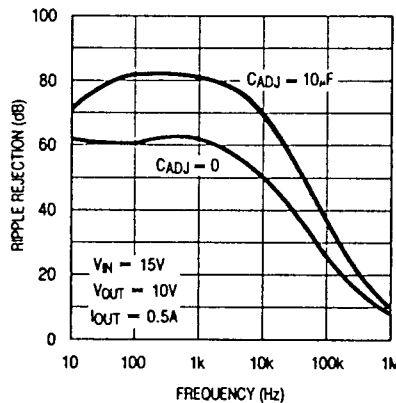
Minimum Operating Current



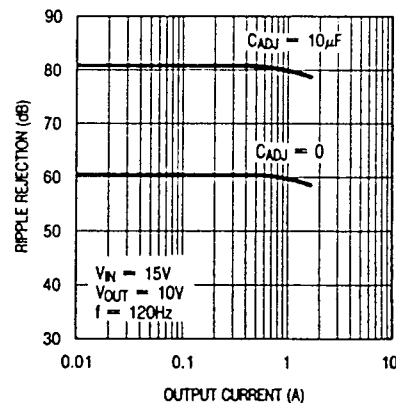
Ripple Rejection



Ripple Rejection (dB)



Ripple Rejection



© De documento, los autores: Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2008

LOW VOLTAGE FM NARROWBAND RECEIVER

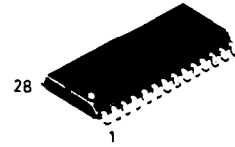
... with single conversion circuitry including oscillator, mixer, IF amplifiers, limiting IF circuitry, and quadrature discriminator. The MC3367 is perfect for narrowband audio and data applications up to 75 MHz which require extremely low power consumption. Battery powered applications down to $V_{CC} = 1.1$ V are possible. The MC3367 also includes an on-board voltage regulator, low battery detection circuitry, a receiver enable allowing a power down "sleep mode," two undedicated buffer amplifiers to allow simultaneous audio and data reception, and a comparator for enhancing FSK (Frequency Shift Keyed) data reception to 1200 baud.

- Low Supply Voltage: $V_{CC} = 1.1$ to 3.0 Vdc
- Low Power Consumption: $P_D = 1.5$ to 5.0 mW
- Input Bandwidth 75 MHz
- Excellent Sensitivity: Input Limiting Voltage for 12 dB $Sinad = 0.5 \mu V_{rms}$ from Conjugated Matched Source
- Voltage Regulator Available (Source Capability 3.0 mA)
- Receiver Enable to Allow Active/Standby Operation
- Low Battery Detection Circuitry
- Self Biasing Audio Buffer with Nominal Gain $A_V = 4.0$
- Data Buffer with Nominal Gain $A_V = 3.2$
- FSK Data Shaping Comparator Included
- Standard 28-Lead Surface Mount (SOIC) Package

MC3367

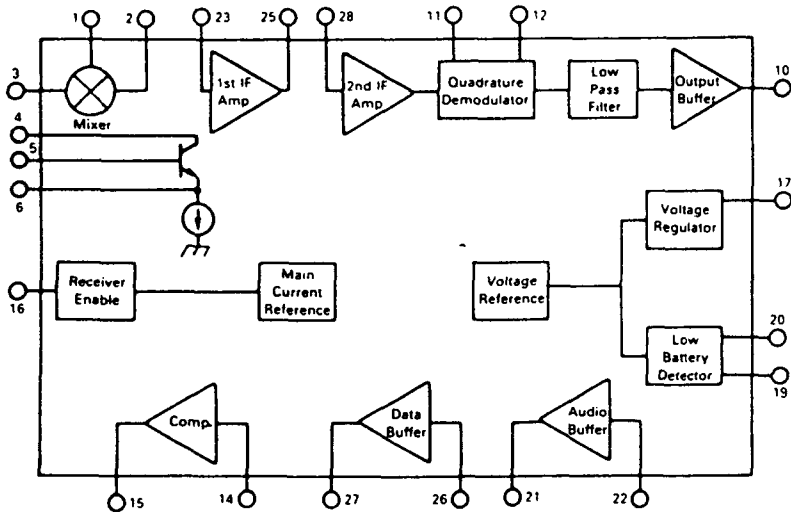
**LOW VOLTAGE
 SINGLE CONVERSION
 FM RECEIVER**

**SILICON MONOLITHIC
 INTEGRATED CIRCUIT**

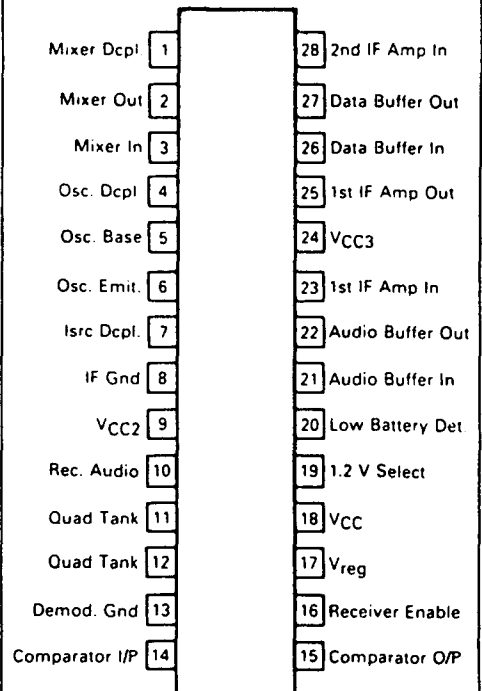


DW SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 751F
 (SO-28L)

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM



PIN CONNECTIONS



© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

MAXIMUM RATINGS (Voltages with respect to Pins 8 and 13; $T_A = 25^\circ\text{C}$)

Rating	Pin	Value	Unit
Supply Voltage	18	5.0	Vdc
RF Input Signal	3	1.0	Vrms
Audio Buffer Input	21	1.0	Vrms
Data Buffer Input	26	1.0	Vrms
Comparator Input	14	1.0	Vrms
Junction Temperature	—	150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	—	- 65 to + 150	$^\circ\text{C}$

Devices should not be operated at or outside these values. The "Recommended Operating Limits" provide for actual device operation.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Parameter	Pin	Value	Unit
Supply Voltage	18	1.1 to 3.0	Vdc
Receiver Enable Voltage	16	0 or V_{CC}	Vdc
1.2 V Select Voltage	19	Open or V_{CC}	Vdc
RF Input Signal Level	3	0.001 to 100	mVrms
RF Input Frequency	3	0 to 75	MHz
Intermediate Frequency (IF)	—	455	kHz
Audio Buffer Input	21	0 to 75	mVrms
Data Buffer Input	26	0 to 75	mVrms
Comparator Input	14	10 to 300	mVrms
Ambient Temperature	—	0 to 70	$^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 1.3\text{ V}$, $f_0 = 10.7\text{ MHz}$, $f_{mod} = 1.0\text{ kHz}$, Deviation = 3.0 kHz, $T_A = 25^\circ\text{C}$, Test Circuit of Figure 2 unless otherwise noted)

Characteristic	Pin	Min	Typ	Max	Units
----------------	-----	-----	-----	-----	-------

OVERALL MC3367 PERFORMANCE

Drain Current — Pin 15 = V_{CC}	—	—	1.4	3.0	mA
— Pin 15 = 0 Vdc	—	—	0.5	—	μA
Recovered Audio (RF Input = 10 mV)	10	—	13	—	mVrms
Noise Output (RF Input = 0 mV)	10	—	4.5	—	mVrms
Input for -3.0 dB Limiting	3	—	0.2	—	μVrms

MIXER

Mixer Input Resistance (R_p)	3	—	3.0	—	k Ω
Mixer Input Capacitance (C_p)	3	—	9.0	—	pF

FIRST IF AMPLIFIER

First IF Amp Voltage Gain	—	—	25	—	dB
---------------------------	---	---	----	---	----

AUDIO BUFFER

Voltage Gain	—	—	4.0	—	V/V
Input Resistance	21	—	125	—	k Ω
Maximum Input for Undistorted Output	21	—	70	—	mVrms
Maximum Output Swing	22	—	800	—	mVpp
Output Resistance	22	—	680	—	Ω

DATA BUFFER

Voltage Gain	—	—	3.2	—	V/V
Input Resistance	26	—	8.0	—	M Ω
Maximum Input for Undistorted Output (< 3% THD)	26	—	70	—	mVrms
Maximum Output Swing	27	—	600	—	mVpp
Output Resistance	27	—	1.5	—	k Ω

(continued)

MC3367

ELECTRICAL CHARACTERISTICS — continued ($V_{CC} = 1.3\text{ V}$, $f_o = 10.7\text{ MHz}$, $f_{mod} = 1.0\text{ kHz}$, Deviation = 3.0 kHz,
 $T_A = 25^\circ\text{C}$, Test Circuit of Figure 2 unless otherwise noted)

Characteristic	Pin	Min	Typ	Max	Units
COMPARATOR					
Minimum Input for Triggering	14	—	7.0	—	mVrms
Maximum Input Frequency ($R_L = 100\text{ k}\Omega$)	14	—	25	—	kHZ
Rise Time (10–90%; $R_L = 100\text{ k}\Omega$)	15	—	5.0	—	μs
Fall Time (90–10%; $R_L = 100\text{ k}\Omega$)	15	—	0.4	—	μs
LOW BATTERY DETECTOR					
Low Battery Trip Point	18	—	1.09	—	Vdc
Low Battery Output — $V_{CC} = 0.9\text{ V}$	20	—	0.2	—	Vdc
— $V_{CC} = 1.3\text{ V}$	20	—	V_{CC}	—	Vdc
VOLTAGE REGULATOR					
Regulated Output (see Figure 6)	17	—	0.95	—	Vdc
Source Capability	17	—	—	3.0	mA

FIGURE 2 — EVALUATION CIRCUIT

FIGURE 3 — RECOVERED AUDIO versus SUPPLY

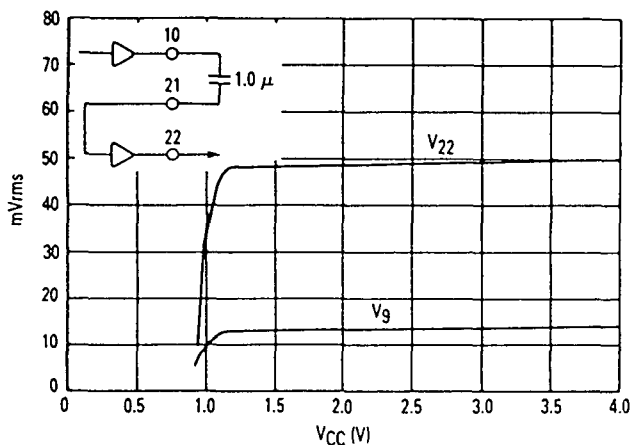


FIGURE 4 — DRAIN versus SUPPLY

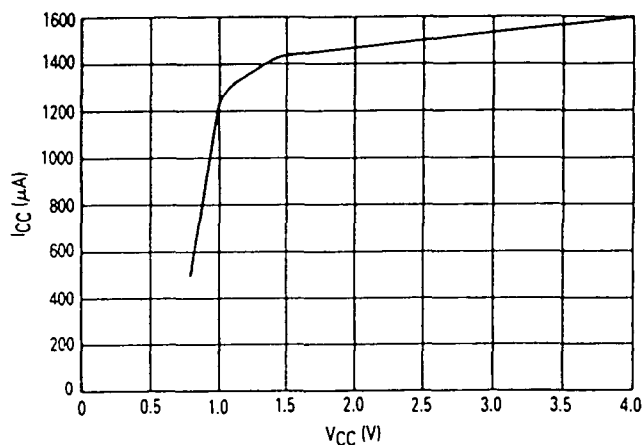


FIGURE 5 — S + N, N versus INPUT

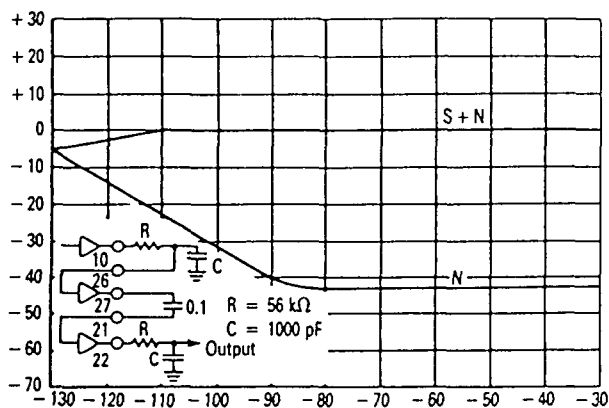


FIGURE 6 — VREG versus SUPPLY

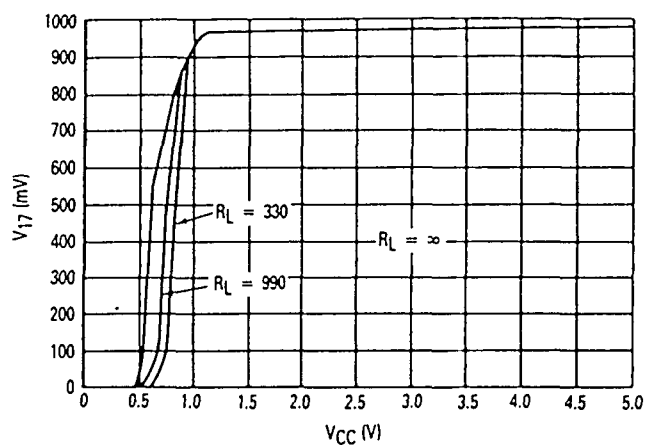


FIGURE 7 — REGULATED OUTPUT AND RECOVERED AUDIO versus TEMPERATURE

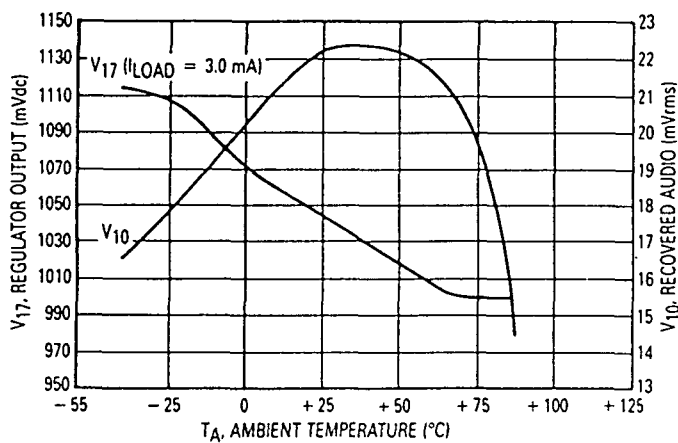


FIGURE 8 — BUFFER AMPLIFIER GAINS versus TEMPERATURE

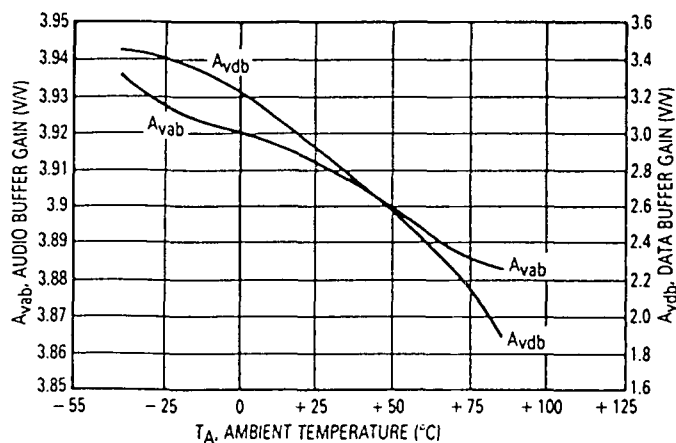
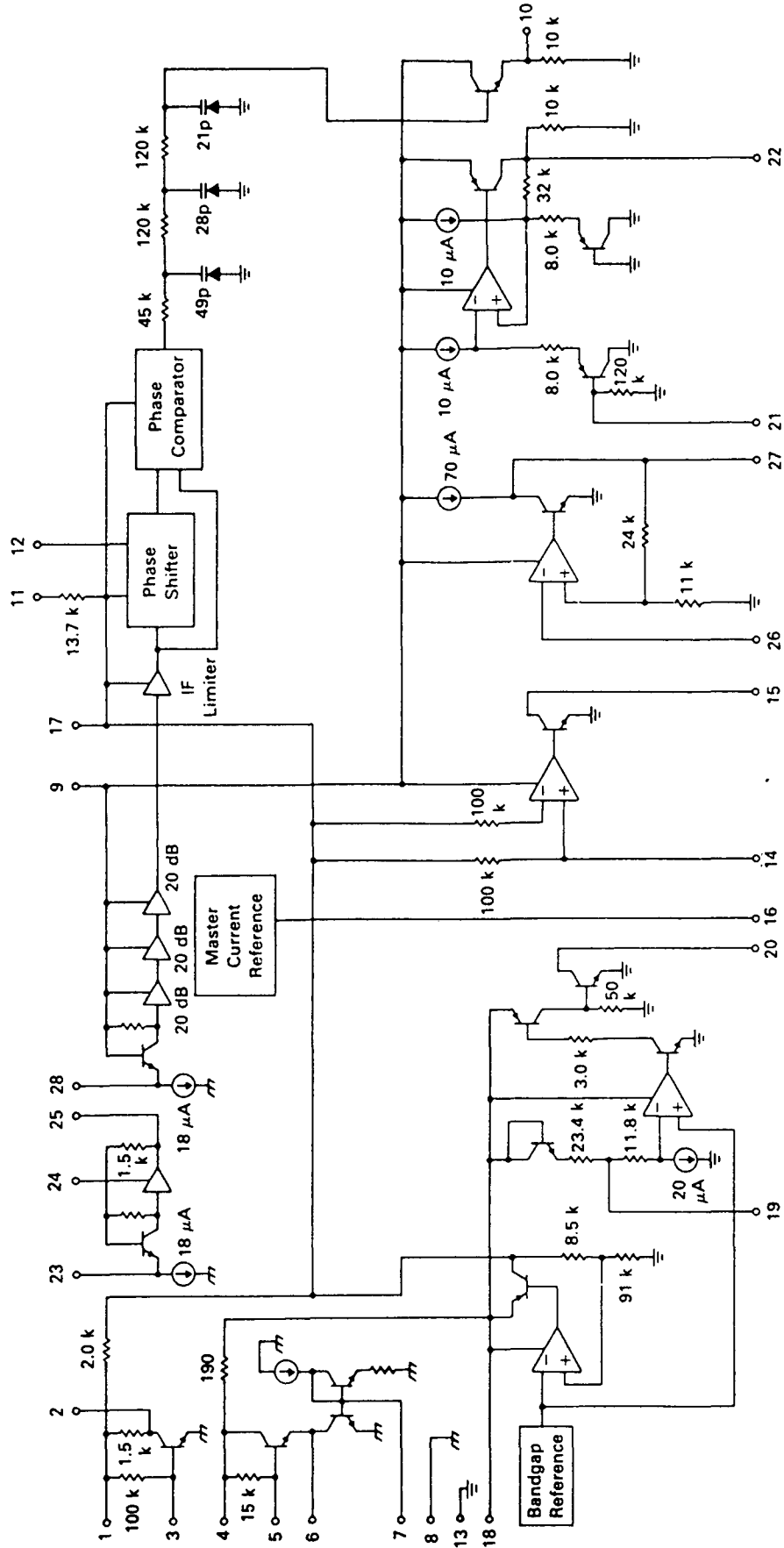


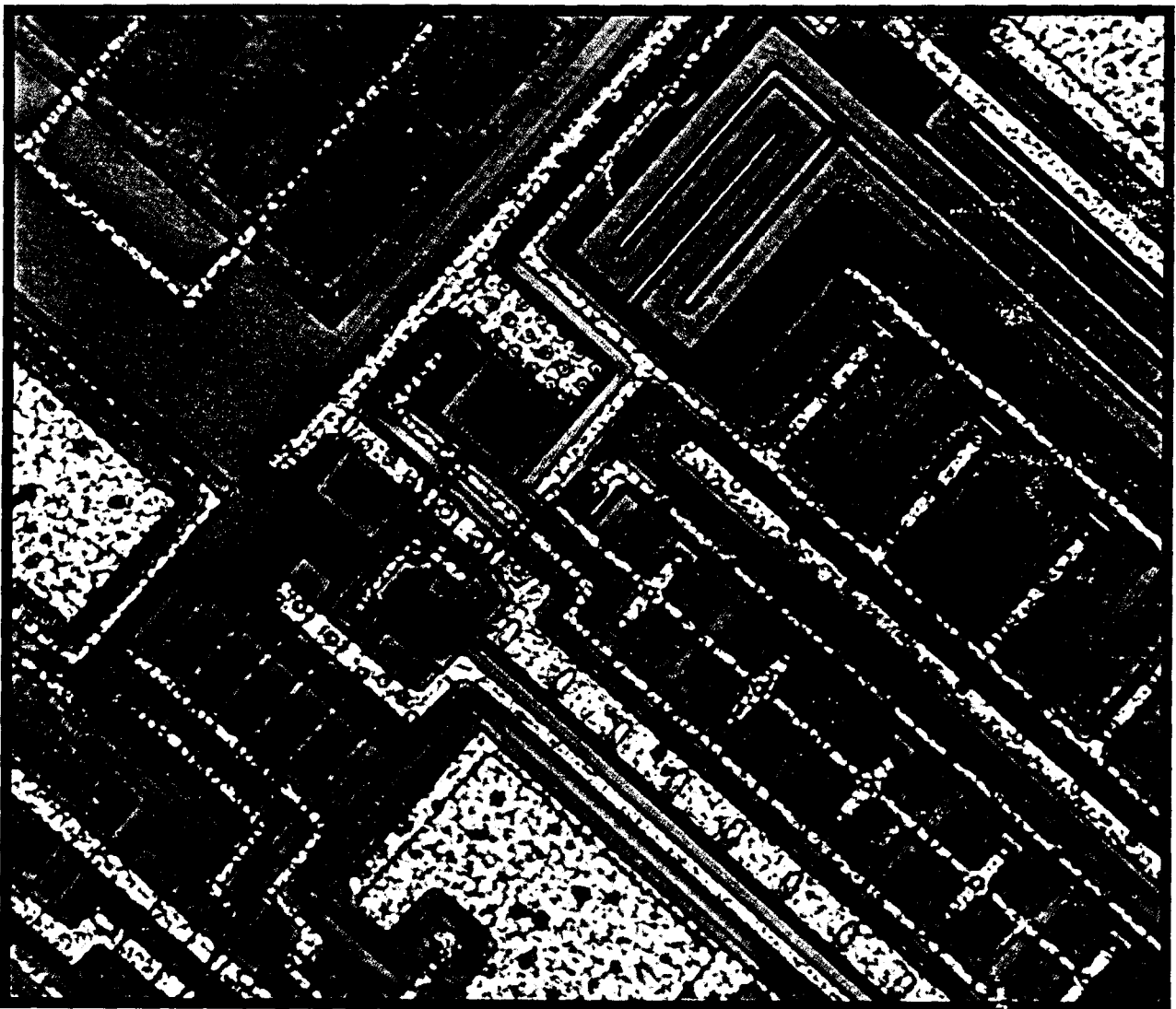
FIGURE 13 — CIRCUIT SCHEMATIC



MC68HC11E9

Advance Information

HCMOS Single-Chip Microcontroller



© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

This document contains information on a new product. Specifications and information herein are subject to change without notice.



SECTION 11 ELECTRICAL SPECIFICATIONS

11.1 MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V_{DD}	-0.3 to +7.0	V
Input Voltage	V_{in}	-0.3 to +7.0	V
Operating Temperature Range MC68HC11E9 MC68HC11E9V MC68HC11E9M	T_A	T_L to T_H -40 to 85 -40 to 105 -40 to 125	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to 150	°C
Current Drain per Pin* Excluding V_{DD} , V_{SS} , V_{RH} , and V_{RL}	I_D	25	mA

This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields; however, it is advised that normal precautions be taken to avoid application of any voltage higher than maximum-rated voltages to this high-impedance circuit. Reliability of operation is enhanced if unused inputs are tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either GND or V_{DD}).

*One pin at a time, observing maximum power dissipation limits.

11.2 THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Thermal Resistance Plastic 52-Pin Quad Pack (PLCC)	θ_{JA}	50	°C/W

11.3 POWER CONSIDERATIONS

The average chip-junction temperature, T_J , in °C can be obtained from:

$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA}) \quad (1)$$

where:

T_A = Ambient Temperature, °C

θ_{JA} = Package Thermal Resistance, Junction-to-Ambient, °C/W

P_D = $P_{INT} + P_{I/O}$

P_{INT} = $I_{DD} \times V_{DD}$, Watts — Chip Internal Power

$P_{I/O}$ = Power Dissipation on Input and Output Pins, Watts — User Determined

For most applications $P_{I/O} < P_{INT}$ and can be neglected.

The following is an approximate relationship between P_D and T_J (if $P_{I/O}$ is neglected):

$$P_D = K \div (T_J + 273^\circ\text{C}) \quad (2)$$

Solving equations (1) and (2) for K gives:

$$K = P_D \cdot (T_A + 273^\circ\text{C}) + \theta_{JA} \cdot P_D^2 \quad (3)$$

where K is a constant pertaining to the particular part. K can be determined from equation (3) by measuring P_D (at equilibrium) for a known T_A . Using this value of K, the values of P_D and T_J can be obtained by solving equations (1) and (2) iteratively for any value of T_A .

11.4 DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{DD} = 5.0 \text{ Vdc} \pm 10\%$, $V_{SS} = 0 \text{ Vdc}$, $T_A = T_L$ to T_H , unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
Output Voltage (see Note 1) $I_{Load} = \pm 10.0 \mu\text{A}$	All Outputs V_{OL} All Outputs Except $\overline{\text{RESET}}$ and MODA V_{OH}	— $V_{DD} - 0.1$	0.1 —	V
Output High Voltage $I_{Load} = -0.8 \text{ mA}$, $V_{DD} = 4.5 \text{ V}$ (see Note 1)	All Outputs Except $\overline{\text{RESET}}$, XTAL, and MODA V_{OH}	$V_{DD} - 0.8$	—	V
Output Low Voltage $I_{Load} = 1.6 \text{ mA}$	All Outputs Except XTAL V_{OL}	—	0.4	V
Input High Voltage	All Inputs Except $\overline{\text{RESET}}$ $\overline{\text{RESET}}$	$0.7 \times V_{DD}$ $0.8 \times V_{DD}$	V_{DD} V_{DD}	V
Input Low Voltage	All Inputs V_{IL}	V_{SS}	$0.2 \times V_{DD}$	V
I/O Ports, Three-State Leakage $V_{in} = V_{IH}$ or V_{IL}	PA3, PA7, PC0-PC7, PD0-PD5, AS/STRA, MODA/LIR, $\overline{\text{RESET}}$	I_{OZ}	—	± 10 μA
Input Current (see Note 2) $V_{in} = V_{DD}$ or V_{SS} $V_{in} = V_{DD}$ or V_{SS}	PA0-PA3, $\overline{\text{IRQ}}$, $\overline{\text{XIRQ}}$ MODB/ $\overline{\text{VSTBY}}$	I_{in}	— —	± 1 ± 10 μA
RAM Standby Voltage	Powerdown V_{SB}	4.0	V_{DD}	V
RAM Standby Current	Powerdown I_{SB}	—	20	μA
Total Supply Current (see Note 3) RUN: Single Chip Expanded Multiplexed WAIT: All Peripheral Functions Shut Down Single-Chip Mode Expanded Multiplexed Mode STOP: No Clocks, Single-Chip Mode	I_{DD} W_{IDD} S_{IDD}	— — — — —	19 27 6 10 100	mA mA mA mA μA
Input Capacitance PA0-PA3, PE0-PE7, $\overline{\text{IRQ}}$, $\overline{\text{XIRQ}}$, EXTAL PA7, PC0-PC7, PD0-PD5, AS/STRA, MODA/LIR, $\overline{\text{RESET}}$	C_{in}	— —	8 12	pF
Power Dissipation Single Chip Mode Expanded Multiplexed Mode	P_D	— —	85 150	mW

NOTES:

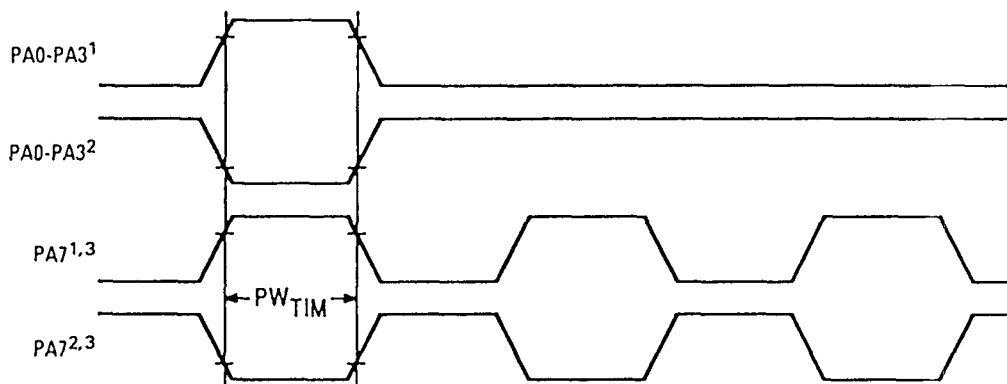
- V_{OH} specification for $\overline{\text{RESET}}$ and MODA is not applicable because they are open-drain pins. V_{OH} specification not applicable to ports C and D in wire-OR mode.
- See A/D specification for leakage current for port E.
- All ports configured as inputs,
 $V_{IL} \leq 0.2 \text{ V}$,
 $V_{IH} \geq V_{DD} - 0.2 \text{ V}$,
 No dc loads,
 EXTAL is driven with a square wave, and
 $t_{cyc} = 476.5 \text{ ns}$.

11.5 CONTROL TIMING ($V_{DD}=5.0\text{ Vdc}\pm 10\%$, $V_{SS}=0\text{ Vdc}$, $T_A=T_L\text{ to }T_H$)

Characteristic	Symbol	1.0 MHz		2.0 MHz		2.1 MHz		Unit
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	
Frequency of Operation	f_O	dc	1.0	dc	2.0	dc	2.1	MHz
E Clock Period	t_{cyc}	1000	—	500	—	476	—	ns
Crystal Frequency	f_{XTAL}	—	4.0	—	8.0	—	8.4	MHz
External Oscillator Frequency	$4 f_O$	dc	4.0	dc	8.0	dc	8.4	MHz
Processor Control Setup Time (see Figures 11-3, 11-5, and 11-6)	$t_{PCS} = 1/4 t_{cyc} - 50\text{ ns}$	200	—	75	—	69	—	ns
Reset Input Pulse Width (see Note 1 and Figure 11-3) (To Guarantee External Reset Vector) (Minimum Input Time; May be Preempted by Internal Reset)	$PWRSTL$	8	—	8	—	8	—	t_{cyc}
Mode Programming Setup Time (see Figure 11-3)	t_{MPS}	2	—	2	—	2	—	t_{cyc}
Mode Programming Hold Time (see Figure 11-3)	t_{MPH}	0	—	0	—	0	—	ns
Interrupt Pulse Width, IRQ Edge Sensitive Mode (see Figures 11-4 and 11-6)	$PW_{IRQ} = t_{cyc} + 20\text{ ns}$	1020	—	520	—	496	—	ns
Wait Recovery Startup Time (See Figure 11-5)	t_{WRS}	—	4	—	4	—	4	t_{cyc}
Timer Pulse Width Input Capture, Pulse Accumulator Input (see Figure 11-2)	$PW_{TIM} = t_{cyc} + 20\text{ ns}$	1020	—	520	—	496	—	ns

NOTES:

1. **RESET** will be recognized during the first clock cycle it is held low. Internal circuitry then drives the pin low for four clock cycles, releases the pin, and samples the pin level two cycles later to determine the source of the interrupt. See SECTION 9 RESETS, INTERRUPT, AND LOW POWER MODES for details.
2. All timing is shown with respect to 20% V_{DD} and 70% V_{DD} unless otherwise noted.



NOTES:

1. Rising edge sensitive input.
2. Falling edge sensitive input.
3. Maximum pulse accumulator clocking rate is E frequency divided by 2.

Figure 11-2. Timer Inputs Timing Diagram

11.7 A/D CONVERTER CHARACTERISTICS

($V_{DD} = 5.0 \text{ Vdc} \pm 10\%$, $V_{SS} = 0 \text{ Vdc}$, $T_A = T_L$ to T_H , $750 \text{ kHz} \leq E \leq 2.1 \text{ MHz}$, unless otherwise noted)

Characteristic	Parameter	Min	Absolute	Max	Unit
Resolution	Number of Bits Resolved by the A/D	8	—	—	Bits
Non-Linearity	Maximum Deviation from the Ideal A/D Transfer Characteristics	—	—	$\pm 1/2$	LSB
Zero Error	Difference Between the Output of an Ideal and an Actual A/D for Zero Input Voltage	—	—	$\pm 1/2$	LSB
Full Scale Error	Difference Between the Output of an Ideal and an Actual A/D for Full-Scale Input Voltage	—	—	$\pm 1/2$	LSB
Total Unadjusted Error	Maximum Sum of Non-Linearity, Zero Error, and Full-Scale Error	—	—	$\pm 1/2$	LSB
Quantization Error	Uncertainty Due to Converter Resolution	—	—	$\pm 1/2$	LSB
Absolute Accuracy	Difference Between the Actual Input Voltage and the Full-Scale Weighted Equivalent of the Binary Output Code, All Error Sources Included	—	—	± 1	LSB
Conversion Range	Analog Input Voltage Range	V_{RL}	—	V_{RH}	V
V_{RH}	Maximum Analog Reference Voltage (see Note 2)	V_{RL}	—	$V_{DD} + 0.1$	V
V_{RL}	Minimum Analog Reference Voltage (see Note 2)	$V_{SS} - 0.1$	—	V_{RH}	V
ΔV_R	Minimum Difference between V_{RH} and V_{RL} (see Note 2)	3	—	—	V
Conversion Time	Total Time to Perform a Single Analog-to-Digital Conversion: a. E Clock b. Internal RC Oscillator	— —	32 —	— $t_{cyc} + 32$	t_{cyc} μs
Monotonicity	Conversion Result Never Decreases with an Increase in Input Voltage and has no Missing Codes		Guaranteed		
Zero Input Reading	Conversion Result when $V_{in} = V_{RL}$	00	—	—	Hex
Full Scale Reading	Conversion Result when $V_{in} = V_{RH}$	—	—	FF	Hex
Sample Acquisition Time	Analog Input Acquisition Sampling Time: a. E Clock b. Internal RC Oscillator	— —	12 —	— 12	t_{cyc} μs
Sample/Hold Capacitance	Input Capacitance during Sample PE0-PE7	—	20 (Typ)	—	pF
Input Leakage	Input Leakage on A/D Pins				
	PE0-PE7	—	—	400	nA
	V_{RL}, V_{RH}	—	—	1.0	μA

NOTES:

1. Source impedances greater than $10 \text{ K}\Omega$ will adversely affect accuracy, due mainly to input leakage.
2. Performance verified down to $2.5 \text{ V } \Delta V_R$, but accuracy is tested and guaranteed at $\Delta V_R = 5 \text{ V} \pm 10\%$.

11.8 EXPANSION BUS TIMING ($V_{DD} = 5.0 \text{ Vdc} \pm 10\%$, $V_{SS} = 0 \text{ Vdc}$, $T_A = T_L$ to T_H , see Figure 11-14)

Num.	Characteristic	Symbol	1.0 MHz		2.0 MHz		2.1 MHz		Unit
			Min	Max	Min	Max	Min	Max	
	Frequency of Operation (E Clock Frequency)	f_o	1.0	1.0	2.0	2.0	2.1	2.1	MHz
1	Cycle Time	t_{cyc}	1000	—	500	—	476	—	ns
2	Pulse Width, E Low $PW_{EL} = 1/2 t_{cyc} - 23 \text{ ns}$	PW_{EL}	477	—	227	—	215	—	ns
3	Pulse Width, E High $PW_{EH} = 1/2 t_{cyc} - 28 \text{ ns}$	PW_{EH}	472	—	222	—	210	—	ns
4	E and AS Rise and Fall Time	t_r, t_f	—	20	—	20	—	20	ns
9	Address Hold Time $t_{AH} = 1/8 t_{cyc} - 29.5 \text{ ns}$ see Note 1(a)	t_{AH}	95.5	—	33	—	30	—	ns
12	Non-Muxed Address Valid Time to E Rise $t_{AV} = PW_{EL} - (t_{ASD} + 80 \text{ ns})$ see Note 1(b)	t_{AV}	281.5	—	94	—	85	—	ns
17	Read Data Setup Time	t_{DSR}	30	—	30	—	30	—	ns
18	Read Data Hold Time (Max = t_{MAD})	t_{DHR}	10	145.5	10	83	10	80	ns
19	Write Data Delay Time $t_{DDW} = 1/8 t_{cyc} + 65.5 \text{ ns}$ see Note 1(a)	t_{DDW}	—	190.5	—	128	—	125	ns
21	Write Data Hold Time $t_{DHW} = 1/8 t_{cyc} - 29.5 \text{ ns}$ see Note 1(a)	t_{DHW}	95.5	—	33	—	30	—	ns
22	Muxed Address Valid Time to E Rise $t_{AVM} = PW_{EL} - (t_{ASD} + 90 \text{ ns})$ see Note 1(b)	t_{AVM}	271.5	—	84	—	75	—	ns
24	Muxed Address Valid Time to AS Fall $t_{ASL} = PW_{ASH} - 70 \text{ ns}$	t_{ASL}	151	—	26	—	20	—	ns
25	Muxed Address Hold Time $t_{AHL} = 1/8 t_{cyc} - 29.5 \text{ ns}$ see Note 1(b)	t_{AHL}	95.5	—	33	—	30	—	ns
26	Delay Time, E to AS Rise $t_{ASD} = 1/8 t_{cyc} - 9.5 \text{ ns}$ see Note 1(a)	t_{ASD}	115.5	—	53	—	50	—	ns
27	Pulse Width, AS High $PW_{ASH} = 1/4 t_{cyc} - 29 \text{ ns}$	PW_{ASH}	221	—	96	—	90	—	ns
28	Delay Time, AS to E Rise $t_{ASED} = 1/8 t_{cyc} - 9.5 \text{ ns}$ see Note 1(b)	t_{ASED}	115.5	—	53	—	50	—	ns
29	MPU Address Access Time see note 1(b) $t_{ACCA} = t_{AVM} + t_r + PW_{EH} - t_{DSR}$	t_{ACCA}	733.5	—	296	—	275	—	ns
35	MPU Access Time $t_{ACCE} = PW_{EH} - t_{DSR}$	t_{ACCE}	—	442	—	192	—	180	ns
36	Muxed Address Delay (Previous Cycle MPU Read) $t_{MAD} = t_{ASD} + 30 \text{ ns}$ see Note 1(a)	t_{MAD}	145.5	—	83	—	80	—	ns

NOTES:

- Input clocks with duty cycles other than 50% will affect bus performance. Timing parameters affected by input clock duty cycle are identified by (a) and (b). To recalculate the approximate bus timing values, substitute the following expressions in place of $1/8 t_{cyc}$ in the above formulas where applicable:

(a) $(1-DC) \times 1/4 t_{cyc}$

(b) $DC \times 1/4 t_{cyc}$

Where:

DC is the decimal value of duty cycle percentage (high time)

- All timing is shown with respect to 20% V_{DD} and 70% V_{DD} unless otherwise noted.

11.9 SERIAL PERIPHERAL INTERFACE (SPI) TIMING

($V_{DD}=5.0$ Vdc \pm 10%, $V_{SS}=0$ Vdc, $T_A=T_L$ to T_H , see Figure 11-15)

Num.	Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
	Operating Frequency Master Slave	$f_{op(m)}$ $f_{op(s)}$	dc dc	0.5 2.1	f_{op} MHz
1	Cycle Time Master Slave	$t_{cyc(m)}$ $t_{cyc(s)}$	2.0 480	— —	t_{cyc} ns
2	Enable Lead Time Master Slave	$t_{lead(m)}$ $t_{lead(s)}$	* 240	— —	ns ns
3	Enable Lag Time Master Slave	$t_{lag(m)}$ $t_{lag(s)}$	* 240	— —	ns ns
4	Clock (SCK) High Time Master Slave	$t_w(SCKH)m$ $t_w(SCKH)s$	340 190	— —	ns ns
5	Clock (SCK) Low Time Master Slave	$t_w(SCKL)m$ $t_w(SCKL)s$	340 190	— —	ns ns
6	Data Setup Time (Inputs) Master Slave	$t_{su(m)}$ $t_{su(s)}$	100 100	— —	ns ns
7	Data Hold Time (Inputs) Master Slave	$t_h(m)$ $t_h(s)$	100 100	— —	ns ns
8	Access Time (Time to Data Active from High-Impedance State) Slave	t_a	0	120	ns
9	Disable Time (Hold Time to High-Impedance State) Slave	t_{dis}	—	240	ns
10	Data Valid (After Enable Edge)**	$t_v(s)$	—	240	ns
11	Data Hold Time (Outputs) (After Enable Edge)	t_{ho}	0	—	ns
12	Rise Time (20% V_{DD} to 70% V_{DD} , $C_L = 200$ pF) SPI Outputs (SCK, MOSI, and MISO) SPI Inputs (SCK, MOSI, MISO, and \overline{SS})	t_{rm} t_{rs}	— —	100 2.0	ns μ s
13	Fall Time (70% V_{DD} to 20% V_{DD} , $C_L = 200$ pF) SPI Outputs (SCK, MOSI, and MISO) SPI Inputs (SCK, MOSI, MISO, and \overline{SS})	t_{fm} t_{fs}	— —	100 2.0	ns μ s

*Signal production depends on software.

**Assumes 200 pF load on all SPI pins.

NOTE: All timing is shown with respect to 20% V_{DD} and 70% V_{DD} , unless otherwise noted.

11.10 EEPROM CHARACTERISTICS ($V_{DD}=5.0\text{ Vdc} \pm 10\%$, $V_{SS}=0\text{ Vdc}$, $T_A=T_L$ to T_H)

Characteristic		Temperature Range			Unit
		- 40 to 85°C	- 40 to 105°C	- 40 to 125°C	
Programming Time (see Note 1)	Under 1.0 MHz with RC Oscillator Enabled	10	15	20	ms
	1.0 to 2.0 MHz with RC Oscillator Disabled	20	Must Use RC	Must Use RC	
	2.0 MHz (or Anytime RC Oscillator Enabled)	10	15	20	
Erase Time (see Note 1)	Byte, Row, and Bulk	10	10	10	ms
Write/Erase Endurance (see Note 2)		10,000	10,000	10,000	Cycles
Data Retention (see Note 2)		10	10	10	Years

- NOTES:
1. The RC oscillator must be enabled (by setting the CSEL bit in the OPTION register) for EEPROM programming and erasure when the E-clock frequency is below 1.0 MHz.
 2. See current quarterly Reliability Monitor Report for current failure rate information.

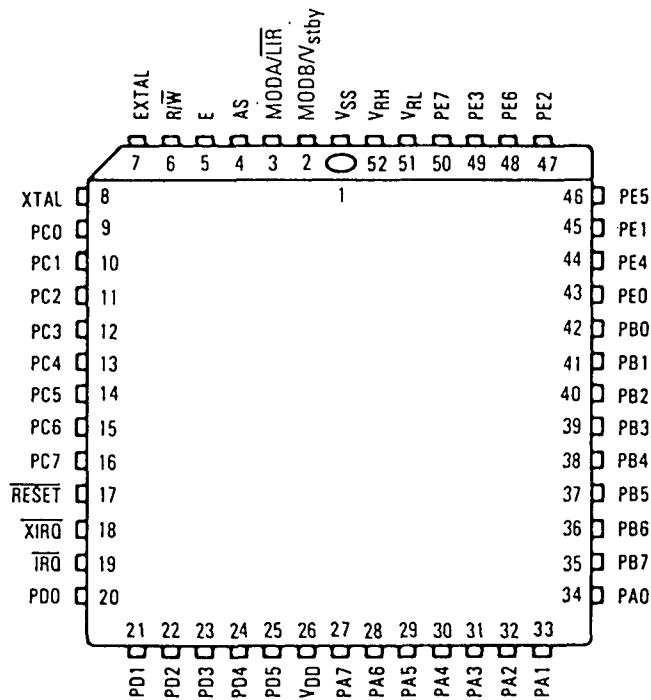
SECTION 12

MECHANICAL DATA AND ORDERING INFORMATION

This section contains the pin assignment and package dimension diagrams for the MC68HC11E9 as well as information to be used as a guide when ordering the MCU.

12.1 PIN ASSIGNMENTS

The MC68HC11E9 is available in a 52-lead quad pack. The following paragraph provides pin assignments.



**APPLICATION NOTE
FOLLOWS DATA SHEETS**

MAXIM

High-Speed +5V-Powered RS-232 Drivers/Receivers

General Description

The MAX220/222/232A/233A/242/243 are ideal for EIA-232D and V.28/V.24 interfaces, particularly where $\pm 12V$ supplies are not available. Each device contains two drivers and receivers and operates from a single +5V power supply. Driver slew rates and data rates are guaranteed up to 116kbits/sec (except MAX220), and most devices operate with only 0.1 μ F charge-pump capacitors.

MAX220: A low-power, pin-compatible upgrade of the MAX232, with a typical supply current of only 0.5mA.

MAX222: Includes a $\overline{\text{SHUTDOWN}}$ (SHDN) input that disables the device and places all driver and receiver outputs into a high-impedance state. When shut down, supply current is only 10 μ A.

MAX232A/MAX233A: Pin-compatible upgrades of the MAX232/MAX233. Driver outputs maintain high impedance with power off.

MAX243: Identical to the MAX232A, except the MAX243 has a negative input threshold on one receiver that eliminates the jumpers on CTS and RTS; jumpers are normally required when switching from two-line to four-line interfaces.

MAX242: Identical to the MAX222 with the addition of separate three-state controls for driver and receiver outputs, allowing bused configurations. When drivers are disabled, supply current falls to 10 μ A.

Applications

Portable Computers
Low-Power Modems
Interface Translation
Battery-Powered RS-232 Systems
Multi-Drop RS-232 Networks

Features

- ◆ 116kbits/sec Guaranteed Data Rate (except MAX220)
- ◆ Three-State Outputs (MAX222/MAX242)
- ◆ 0.5mA Typ Supply Current (MAX220)
- ◆ High-Impedance Outputs with Power Off
- ◆ 10 μ A Max Shutdown Current (MAX222/MAX242)
- ◆ Exceed All EIA-232D and V.28 Specifications
- ◆ Open-Line Detection (MAX243)

Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX220CPE	0°C to +70°C	16 Plastic Dip
MAX220CWE	0°C to +70°C	16 Wide SO
MAX220CSE	0°C to +70°C	16 Narrow SO
MAX220C/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX220EPE	-40°C to +85°C	16 Plastic Dip
MAX220EWE	-40°C to +85°C	16 Wide SO
MAX220ESE	-40°C to +85°C	16 Narrow SO
MAX220EJE	-40°C to +85°C	16 CERDIP
MAX220MJE	-55°C to +125°C	16 CERDIP
MAX222CPN	0°C to +70°C	18 Plastic Dip
MAX222CWN	0°C to +70°C	18 Wide SO
MAX222C/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX222EPN	-40°C to +85°C	18 Plastic Dip
MAX222EWN	-40°C to +85°C	18 Wide SO
MAX222EJN	-40°C to +85°C	18 CERDIP
MAX222MJN	-55°C to +125°C	18 CERDIP

Ordering information continued on page 11

* Contact factory for dice specifications.

Selection Table

Part Number	Max kbits/sec	External Capacitors (μ F)	Max Supply Current (mA)	Shutdown & Three-State	Features
MAX220	20	4.7/10	2	No	Lowest Power
MAX222	116	0.1	10	Yes	SHDN
MAX232A	116	0.1	10	No	High Speed
MAX233A	116	None	10	No	Internal Caps
MAX242	116	0.1	10	Yes	EN, SHDN
MAX243	116	0.1	10	No	Open-Line Detect

High-Speed +5V-Powered RS-232 Drivers/Receivers

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage (Vcc)	-0.3V to +6V
Input Voltages	
VIN	-0.3V to (Vcc - 0.3V)
RIN	±30V
TOUT (Note 1)	±15V
Output Voltages	
TOUT	±15V
ROUT	-0.3V to (Vcc + 0.3V)
Driver/Receiver Output Short Circuited to GND	Continuous
Continuous Total Power Dissipation (TA = +70°C)	
16-Pin Plastic Dip (derate 7.41mW/°C above +70°C) ..	407mW
18-Pin Plastic Dip (derate 8.00mW/°C above +70°C) ..	440mW

20-Pin Plastic Dip (derate 8.00mW/°C above +70°C) ...	440mW
16-Pin Narrow SO (derate 8.70mW/°C above +70°C) ..	478mW
16-Pin Wide SO (derate 9.52mW/°C above +70°C) ...	525mW
18-Pin Wide SO (derate 9.52mW/°C above +70°C)	525mW
16-Pin CERDIP (derate 10.00mW/°C above +70°C)	550mW
18-Pin CERDIP (derate 10.53mW/°C above +70°C)	579mW
Operating Temperature Ranges:	
MAX2 __ AC __, MAX2 __ C	0°C to +70°C
MAX2 __ AE __, MAX2 __ E	-40°C to +85°C
MAX2 __ AM __, MAX2 __ M	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +160°C
Lead Temperature (soldering, 10 sec)	+300°C

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(VCC = +5V ±10%, C1-C4 = 0.1µF, TA = TMIN to TMAX, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
RS-232 TRANSMITTERS					
Output Voltage Swing	All transmitter outputs loaded with 3kΩ to GND	±5	±8		V
Input Logic Threshold Low			1.4	0.8	V
Input Logic Threshold High		2	1.4		V
Logic Pull-Up/Input Current	SHDN = Vcc		5	40	µA
	SHDN = 0V		±0.01	±1	
Output Leakage Current	VCC = 5.5V, SHDN = 0V, VOUT = ±15V		±0.01	±10	µA
	VCC = SHDN = 0V, VOUT = ±15V		±0.01	±10	
Data Rate	Except MAX220, normal operation		200	116	kbits/sec
	MAX220		22	20	
Transmitter Output Resistance	VCC = V+ = V- = 0V, VOUT = ±2V	300	10M		Ω
Output Short-Circuit Current	VOUT = 0V	±7	±22		mA
RS-232 RECEIVERS					
RS-232 Input Voltage Operating Range				±30	V
RS-232 Input Threshold Low	Vcc = 5V	Except MAX243 R2IN	0.8	1.3	V
		MAX243 R2IN (Note 2)	-3		
RS-232 Input Threshold High	Vcc = 5V	Except MAX243 R2IN		1.8	V
		MAX243 R2IN (Note 2)		-0.5	
RS-232 Input Hysteresis	Except MAX243, Vcc = 5V, no hyst. in shdn.	0.2	0.5	1	V
	MAX243		1		
RS-232 Input Resistance		3	5	7	kΩ
TTL/CMOS Output Voltage Low	IOUT = 3.2mA		0.2	0.4	V
TTL/CMOS Output Voltage High	IOUT = -1.0mA	3.5	Vcc - 0.2		V
TTL/CMOS Output Short-Circuit Current	Sourcing VOUT = GND	-2	-10		mA
	Sinking VOUT = Vcc	10	30		
TTL/CMOS Output Leakage Current	SHDN = Vcc or EN = Vcc, 0V ≤ VOUT ≤ Vcc		±0.05	±10	µA
EN Input Threshold Low			1.4	0.8	V

High-Speed +5V-Powered RS-232 Drivers/Receivers

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

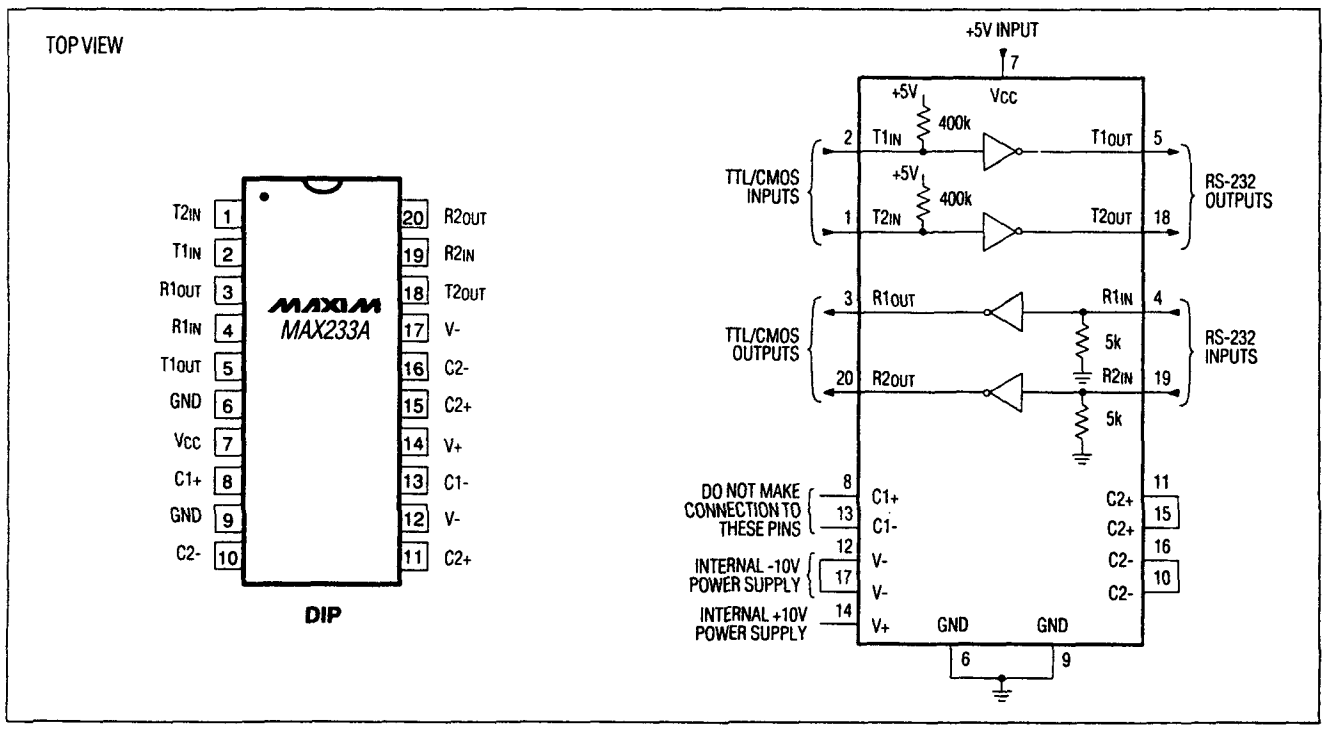
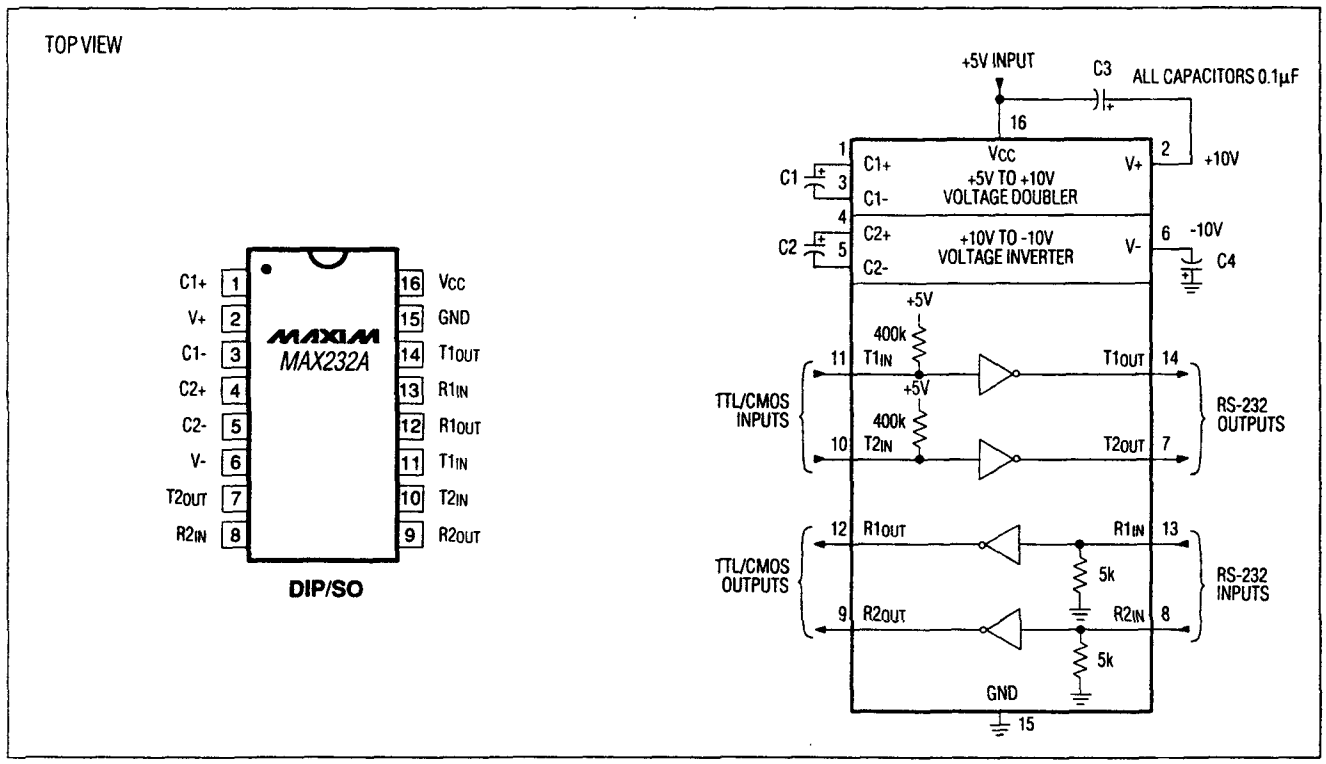
(VCC = +5V ±10%, C1-C4 = 0.1μF, TA = TMIN to TMAX, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
EN Input Threshold High			2.0	1.4		V
POWER SUPPLY						
Operating Supply Voltage			4.5		5.5	V
VCC Supply Current (SHDN = VCC), Figures 5-10	No load	MAX220		0.5	2	mA
		MAX222/232A/233A/242/243		4	10	
	3kΩ load both outputs	MAX220		12		
		MAX222/232A/233A/242/243		15		
Shutdown Supply Current	MAX222/242	TA = +25°C		0.1	10	μA
		TA = 0°C to +70°C		2	50	
		TA = -40°C to +85°C		2	50	
		TA = -55°C to +125°C		35	100	
SHDN Input Leakage Current					±1	μA
SHDN Threshold Low				1.4	0.8	V
SHDN Threshold High			2.0	1.4		V
AC CHARACTERISTICS						
Transition Slew Rate	CL = 50pF to 2500pF, RL = 3kΩ to 7kΩ, VCC = 5V, TA = +25°C, measured from +3V to -3V or -3V to +3V	Except MAX220	6	12	30	V/μs
		MAX220	1.5	3	30	
Transmitter Propagation Delay TTL to RS-232 (Normal Operation), Figure 1	tPHLT	MAX222/232A/233A/242/243		1.3	3.5	μs
		MAX220		4	10	
	tPLHT	MAX222/232A/233A/242/243		1.5	3.5	
Receiver Propagation Delay RS-232 to TTL (Normal Operation), Figure 2	tPHLR	MAX222/232A/233A/242/243		0.5	1	μs
		MAX220		0.6	3	
	tPLHR	MAX222/232A/233A/242/243		0.6	1	
		MAX220		0.8	3	
Receiver Propagation Delay RS-232 to TTL (Shutdown), Figure 2	tPHLS	MAX242		0.5	10	μs
	tPLHS	MAX242		2.5	10	
Receiver-Output Enable Time, Figure 3	tER	MAX222/242		125	500	ns
Receiver-Output Disable Time, Figure 3	tDR	MAX222/242		160	500	ns
Transmitter-Output Enable Time (SHDN goes high), Figure 4	tET	MAX222/242, 0.1μF caps (Includes charge-pump start-up)		250		μs
Transmitter-Output Disable Time (SHDN goes low), Figure 4	tDT	MAX222/242, 0.1μF caps		600		ns
Transmitter + to - Propagation Delay Difference (Normal Operation)	tPHLT-tPLHT	MAX222/232A/233A/242/243		300		ns
		MAX220		2000		
Receiver + to - Propagation Delay Difference (Normal Operation)	tPHLR-tPLHR	MAX222/232A/233A/242/243		100		ns
		MAX220		225		

Note 1: Input voltage measured with TOUT in high-impedance state, SHDN or VCC = 0V.

Note 2: MAX243 R2OUT is guaranteed to be low when the R2IN is ≥ 0V or is floating.

High-Speed +5V-Powered RS-232 Drivers/Receivers



LM2940 1A Low Dropout Regulator

General Description

The LM2940 positive voltage regulator features the ability to source 1A of output current with a dropout voltage of typically 0.5V and a maximum of 1V over the entire temperature range. Furthermore, a quiescent current reduction circuit has been included which reduces the ground current when the differential between the input voltage and the output voltage exceeds approximately 3V. The quiescent current with 1A of output current and an input-output differential of 5V is therefore only 30 mA. Higher quiescent currents only exist when the regulator is in the dropout mode ($V_{in} - V_{out} \leq 3V$).

Designed also for vehicular applications, the LM2940 and all regulated circuitry are protected from reverse battery installations or 2 battery jumps. During line transients, such as load dump (60V) when the input voltage can momentarily exceed the specified maximum operating voltage, the regulator will automatically shut down to protect both the internal circuits and the load. The LM2940 cannot be harmed by temporary mirror-image insertion. Familiar regulator features such as short circuit and thermal overload protection are also provided.

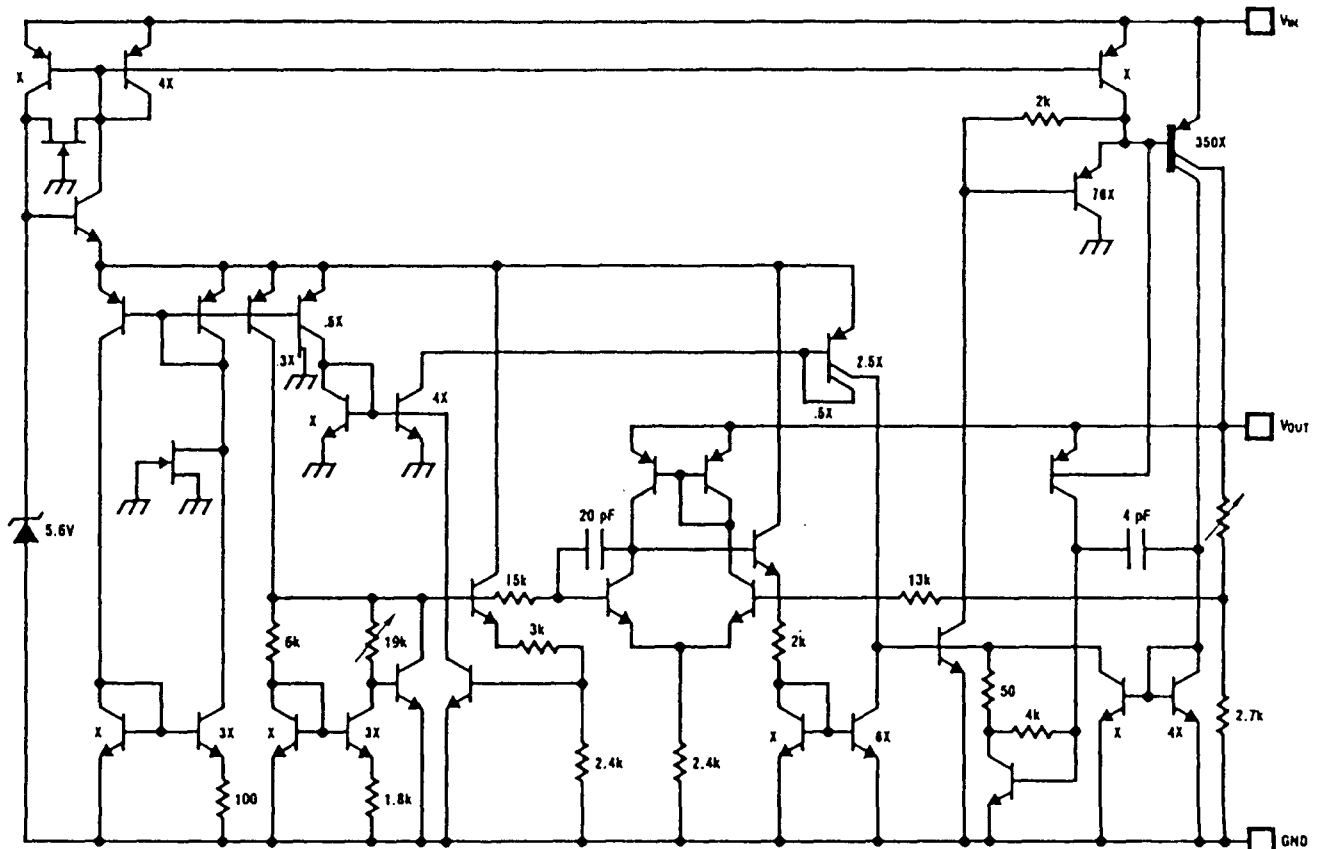
Features

- Dropout voltage typically 0.5V @ $I_o = 1A$
- Output current in excess of 1A
- Output trimmed before assembly
- Reverse battery protection
- Internal short circuit current limit
- Mirror image insertion protection
- 100% electrical burn-in in thermal limit

Output Voltages

LM2940T-5.0	5V
LM2940T-8.0	8V
LM2940T-10	10V

Equivalent Schematic Diagram



Order Number LM2940T-5.0, LM2940T-8.0, LM2940T-10
See NS Package Number TO3B

TL/H/8822-1

Absolute Maximum Ratings

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

Input Voltage

Survival Voltage (≤ 100 ms) 60V

Operational Voltage 26V

Internal Power Dissipation (Note 1)

Internally Limited

Operating Temperature Range (T_A) -40°C to $+125^\circ\text{C}$

Maximum Junction Temperature 150°C

Storage Temperature Range -65°C to $+150^\circ\text{C}$

Lead Temperature

(Soldering, 10 seconds)

230°C

ESD susceptibility rating is to be determined

Electrical Characteristics $V_{in} = V_o + 5V$, $I_o = 1A$, $C_{out} = 22 \mu F$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

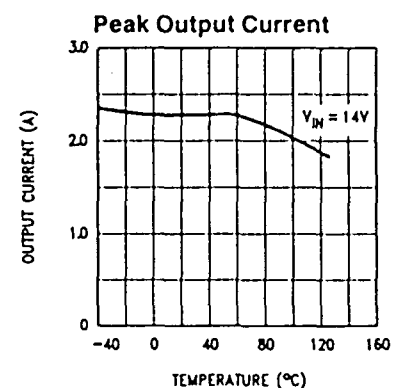
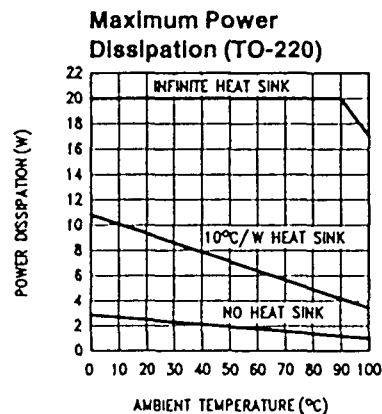
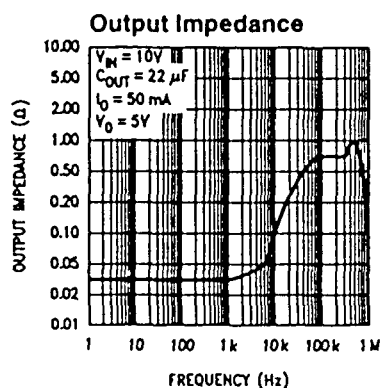
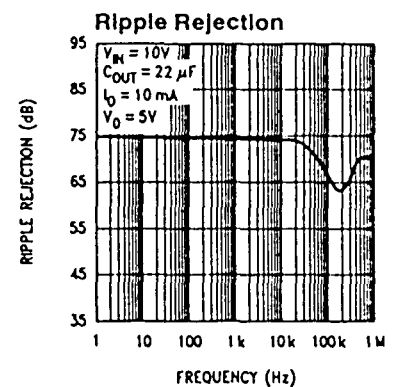
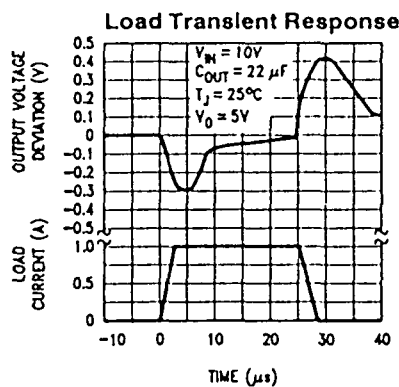
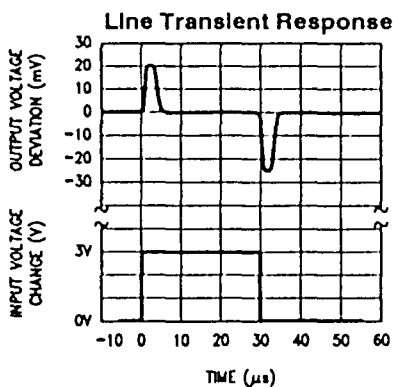
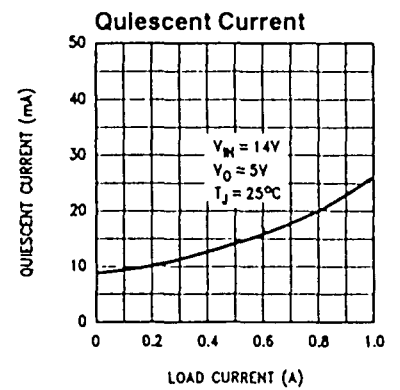
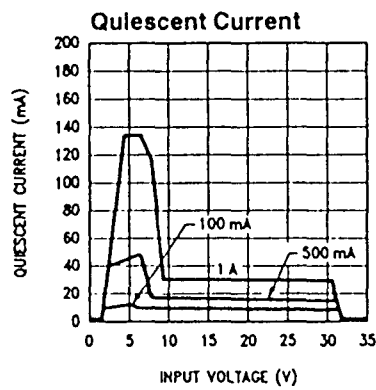
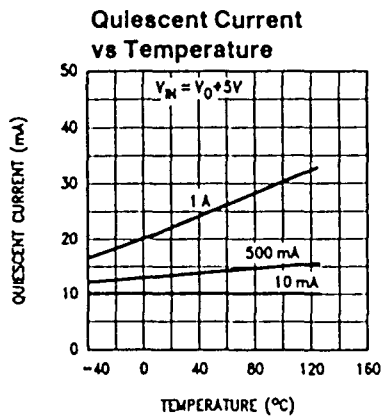
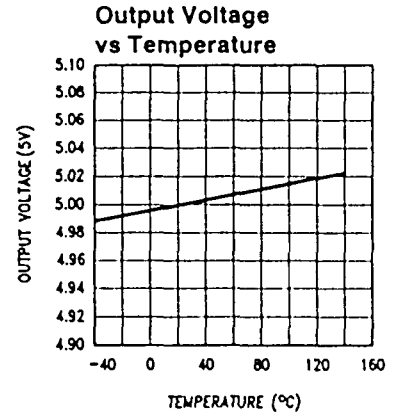
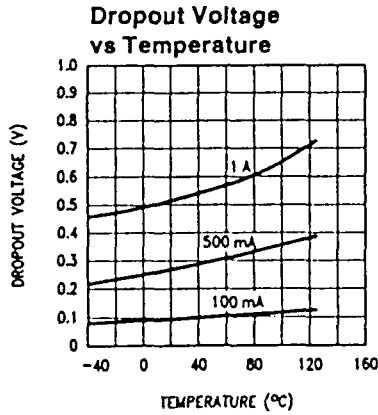
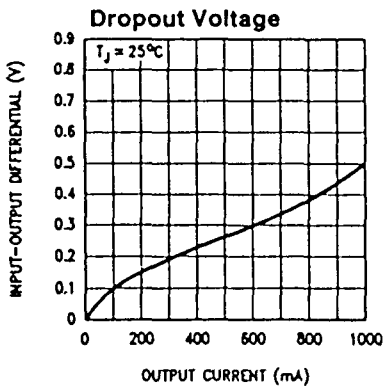
Output Voltage (V_o)		5V			8V			10V			Units
Parameter	Conditions	Typ	Tested Limit (Note 2)	Design Limit (Note 3)	Typ	Tested Limit (Note 2)	Design Limit (Note 3)	Typ	Tested Limit (Note 2)	Design Limit (Note 3)	
		$6.25V \leq V_{IN} \leq 26V$			$9.4V \leq V_{IN} \leq 26V$			$11.5V \leq V_{IN} \leq 26V$			
Output Voltage	$5 \text{ mA} \leq I_o \leq 1A$	5.00	4.85 5.15	4.75 5.25	8.00	7.76 8.24	7.60 8.40	10.00	9.70 10.30	9.50 10.50	V_{MIN} V_{MAX}
Line Regulation	$V_o + 2V \leq V_{in} \leq 26V$, $I_o = 5 \text{ mA}$	20	50		20	80		20	100		mV_{MAX}
Load Regulation	$50 \text{ mA} \leq I_o \leq 1A$	35	50	80	55	80	130	65	100	165	mV_{MAX}
Output Impedance	100 mADC and 20 mArms $f_o = 120 \text{ Hz}$	35			55			65			$m\Omega$
Quiescent Current	$V_o + 2V \leq V_{in} < 26V$, $I_o = 5 \text{ mA}$	10	15	20	10	15	20	10	15	20	mA_{MAX}
	$V_{in} = V_o + 5V$, $I_o = 1A$	30	45	60	30	45	60	30	45	60	mA_{MAX}
Output Noise Voltage	10 Hz – 100 kHz $I_o = 5 \text{ mA}$	150			240			300			μV_{RMS}
Ripple Rejection	$f_o = 120 \text{ Hz}$, 1 Vrms; $I_l = 100 \text{ mA}$	72	60	54	66	54	48	63	51	45	dB_{MIN}
Long Term Stability		20			32			36			$mV/1000 \text{ Hr}$
Dropout Voltage	$I_o = 1A$	0.5	0.8	1.0	0.5	0.8	1.0	0.5	0.8	1.0	V_{MAX}
	$I_o = 100 \text{ mA}$	110	150	200	110	150	200	110	150	200	mV_{MAX}
Short Circuit Current		1.9	1.6		1.9	1.6		1.9	1.6		A_{MIN}
Maximum Line Transient	$R_o = 100 \Omega$ $T \leq 100 \text{ ms}$	$V_o \leq 6V$			$V_o < 9V$			$V_o < 11V$			V_{MIN}
		75	60	60	75	60	60	75	60	60	
Maximum Operational Input Voltage		31	26	26	31	26	26	31	26	26	V_{dc}
Reverse Polarity Input Voltage DC	$R_o = 100 \Omega$	-30	-15	-15	-30	-15	-15	-30	-15	-15	V_{MIN}
Reverse Polarity Input Voltage Transient	$T \leq 100 \text{ ms}$, $R_o = 100 \Omega$	-75	-50	-50	-75	-50	-50	-75	-50	-50	V_{MIN}

Note 1: Thermal resistance without a heatsink for junction-to-case temperature is 3°C/W . Thermal resistance case-to-ambient is 50°C/W .

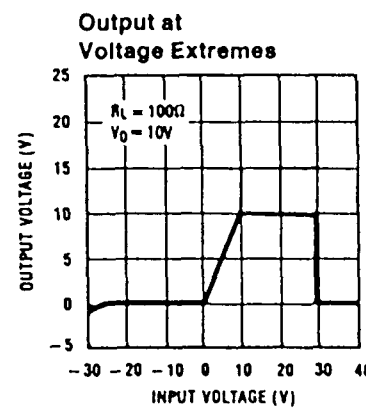
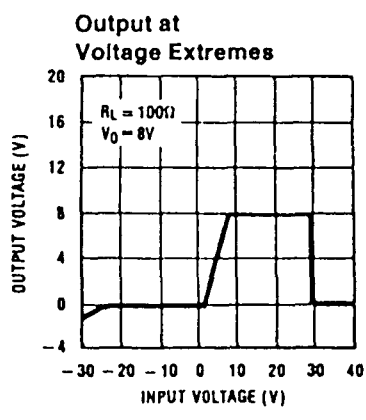
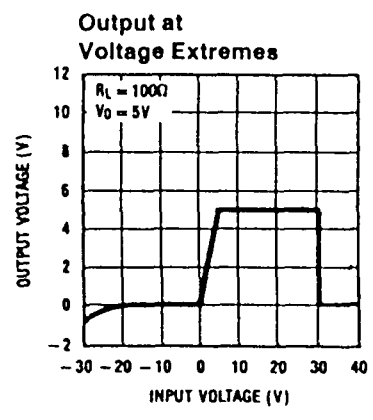
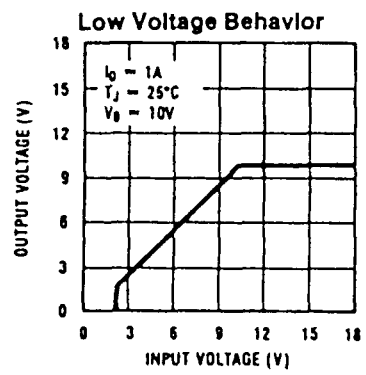
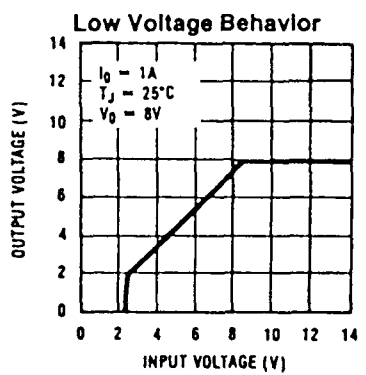
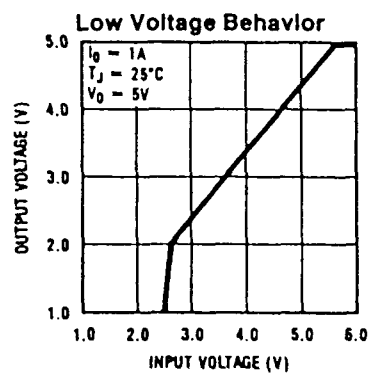
Note 2: Tested Limits are guaranteed and 100% production tested.

Note 3: Design Limits are guaranteed (but not 100% production tested) over the operating temperature and supply voltage range. These limits are not used to calculate outgoing quality levels.

Typical Performance Characteristics

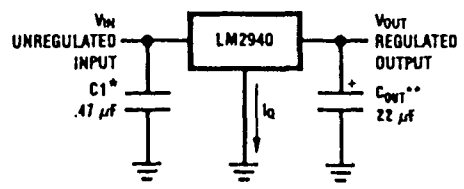


Typical Performance Characteristics (Continued)



TL/H/8822-5

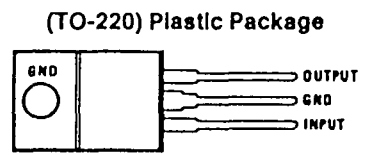
Typical Application



TL/H/8822-3

*Required if regulator is located far from power supply filter.
 **C_{OUT} must be at least 22 μF to maintain stability. May be increased without bound to maintain regulation during transients. Locate as close as possible to the regulator. This capacitor must be rated over the same operating temperature range as the regulator and should have an ESR less than 1 Ω to maintain stability.

Connection Diagram



TL/H/8822-2

Front View
 Order Number LM2940T-5.0, LM2940T-8.0, LM2940T-10
 See NS Package Number T03B