

UNIVERSIDAD DON BOSCO



“SISTEMA TELEMETRICO DE ELECTROCARDIOGRAFIA”

TRABAJO DE GRADUACIÓN
PARA OPTAR AL GRADO DE:

TECNICO EN INGENIERIA BIOMEDICA



PRESENTADO POR:

JORGE ERNESTO MENJIVAR CRUZ
RAFAEL ERNESTO PEREZ ROMERO

OCTUBRE 1998.

SOYAPANGO - EL SALVADOR - CENTROAMERICA

**UNIVERSIDAD DON BOSCO
FACULTAD DE ESTUDIOS TECNOLOGICOS**

DISTINGUIDO JURADO EVALUADOR DEL TRABAJO DE GRADUACION

"SISTEMA TELEMETRICO DE ELECTROCARDIOGRAFIA"



**Ing. Luis Roberto Barriere Avalos
Jurado**



**Ing. Mauricio A. Espinoza Palencia
Jurado**



**Ing. Marco Aurelio Díaz De la Cruz
Asesor**

AGRADECIMIENTOS

A Dios Todopoderoso, la fuente inagotable de energía que me inspiró con su omnipotencia para no desmayar en ningún momento.

A mi querida madre, a quien debo por completo todo lo que soy, y sin su amor y comprensión no habría logrado culminar este esfuerzo conjunto que nos significó muchos sacrificios.

A mi hermano Pedro, por haber sacrificado muchas cosas importantes en su vida para financiar mis estudios y haber tenido confianza en mi persona, gracias.

A mi familia, mi hermana Maritza y su hijito, mi hermano Daniel y en general todos los familiares y amigos nos prestaron su colaboración y nos apoyaron para continuar con el esfuerzo que se había iniciado.

JORGE ERNESTO

AGRADECIMIENTOS

A Dios Todopoderoso, por guiarme en cada uno de los instantes difíciles para saber el camino correcto que debía seguir, guiado con su luz de sabiduría.

A mis padres, Anita del Carmen Pérez y Rafael Pérez Oporto, por haberme apoyado en todo momento y comprendermme en los momentos en que hubo tensión por la misma presión generada por el trabajo.

A mis amigos, por brindarme su apoyo incondicional en todo momento y darme ánimos para no decaer en el esfuerzo por conseguir la meta que me había propuesto.

RAFAEL ERNESTO

INDICE

INTRODUCCION	i
RESUMEN DEL PROYECTO	iii
OBJETIVOS GENERALES Y ESPECIFICOS	iv

CAPITULO I : TEORIA BASICA PARA LA REALIZACION DEL SISTEMA

1.1 FUNDAMENTOS MEDICOS DEL SISTEMA CARDIOVASCULAR	1
1.1.1 ESTRUCTURA DEL CORAZON	1
1.1.1.a Recubrimiento del corazón	2
1.1.1.b Pared del corazón	2
1.1.1.c Estructura interna del corazón.....	3
1.1.2 FISIOLOGIA DEL CORAZON	4
1.1.2.a Propiedades eléctricas del músculo.....	4
1.1.2.b Sistema de conducción del impulso cardíaco	6
1.2 ELECTROCARDIOGRAMA	8
1.2.1 REGISTRO DE LA ACTIVIDAD ELECTRICA	8
1.2.2 ELECTROCARDIOGRAMA COMO HERRAMIENTA DE DIAGNOSTICO	10
1.3 EL CICLO CARDIACO	11
1.3.1 RUTA SANGUINEA A TRAVES DEL CORAZON	11
1.3.2 EVENTOS MECANICOS DEL CICLO CARDIACO	12
1.3.2.a Los sonidos cardíacos	14
1.4 EL GASTO CARDIACO	15

1.5 CONTROL NERVIOSO DEL	16
1.6 EL ELECTROCARDIOGRAFO	17
1.6.1 PRINCIPIOS DE ELECTROCARDIOGRAFIA CARDIACA	17
1.6.2 DERIVACIONES PRECORDIALES	19
1.6.3 TECNICAS DE MONITOREO	19
1.7 INTRODUCCION A LA TELEMETRIA	20
1.7.1 HISTORIA DE LA TELEMETRIA	20
1.7.2 LOS RADIOS PORTATILES DE DOS VIAS	21
1.7.3 TEORIA DE OPERACION DE LOS RADIOS PORTATILES	22
1.7.4 MODULACION EN FRECUENCIA FM	23
1.7.4.a Porcentaje de modulaci3n	23
1.7.4.b Frecuencia central y asignaciones de ancho de banda	24
1.7.5 RECEPTORES Y TRANSMISORES DE FM	24
1.7.5.a Transmisores de FM	25
1.7.6 TIPOS DE SISTEMAS DE RADIO	26

CAPITULO II DESCRIPCION TECNICA DEL SISTEMA

2.1 LA SEÑAL RADIOELECTRICA	28
2.2 EL ESPECTRO DE FRECUENCIA	28
2.3 TIPOS DE MODULACION DIGITAL CON PARTADORA ANALOGICA	29
2.3.1 CONMUTADOR DE DESPLAZAMIENTO DE AMPLITUD (ASK)	29
2.3.2 CONMUTADOR DE DESPLAZAMIENTO DE FRECUENCIA (FSK)	29
2.3.3 cONMUTADOR DE DESPLAZAMIENTO DE FASE (PSK)	30

2.4 DESCRIPCION DE RADIO BASE MAXTRAC 888	31
2.4.1 VENTAJAS DEL SISTEMA TRUNKING	31
2.4.2 TONOS DE ALERTA DEL TRUNKING	32
2.4.3 OPERACION BASICA DEL RADIO BASE	33
2.4.3.a Conexión del panel trasero de la radio base	33
2.4.4 SISTEMA MULTIPLE	34
2.5 DESCRIPCION DEL DIAGRAMA EN BLOQUES DEL SISTEMA	34
2.6 EXPLICACION GENERAL DEL PROGRAMA UTILIZADO	37
2.7 DESCRIPCION DEL PUERTO PARALELO	37
2.7.1 INTRODUCCION AL ESTANDAR IEEE 1284	37
2.7.2 NEGOCIACION DEL MODO 1284 A EMPLEAR	38
2.7.3 CONECTORES	38
2.8 EXPLICACION DE DISPOSITIVOS ELECTRONICOS	38
2.8.1 LAZO DE FASE CERRADA	38
2.9 OSCILADOR CONTROLADO POR VOLTAJE (VCO)	40
2.10 EL TEMPORIZADOR LM555	40
2.11 BIBLIOGRAFIA	42

INDICE DE FIGURAS

ANEXO A. REFERENCIAS VISUALES DE ASPECTOS ANATOMICOS

A.1 Circulación sistémica y pulmonar	44
A.2 Posición del corazón en relación a las costillas, el esternón y el diafragma	45
A.3 Recubrimiento y pared del corazón	45
A.4 Fases del potencial de acción	46
A.5 Actividad eléctrica del corazón	47
A.6 Eventos del ciclo cardíaco	47
A.7 Presión y volumen en relación al ECG y sonidos cardíacos	48
A.8 Centros cardiorregulatorios en la médula	49
A.9 Derivaciones	50

ANEXO B. DIAGRAMAS EN BLOQUES Y DE TIEMPO DE LOS FUNDAMENTOS DE RADIO

B.1 Alteración de canales	52
B.2 Receptor de FM	52
B.3 Transmisor de FM	52

ANEXO C. ASPECTOS TECNICOS DEL SISTEMA

C.1 Onda binaria	54
C.2 Onda FSK	54
C.3 Onda PRK	54
C.4 Puerto de I/O de la radio base	55

C.5 Diagrama a bloques del transmisor	56
C.6 Diagrama esquemático del transmisor	56
C.7 Diagrama a bloques del receptor	58
C.8 Diagrama esquemático del receptor	59
C.9 Puerto paralelo de la computadora	60
C.10 Diagrama de bloques de un ciclo de fase cerrada (PLL)	61
C.11 Diagrama esquemático de un Lm 555	62
C.12 El Lm 555 configurado como monoestable	63

ANEXO D. HOJAS TECNICAS DE LOS CI

D.1 El PLL LM 567	65
D.2 ICL 8038	76
D.3 Timer 555	85
D.4 IC 74LS241	88
D.5 IC 74LS373	91
D.6 IC 74LS395	95

INTRODUCCION

La interpretación de los potenciales eléctricos en el cuerpo humano, es de suma importancia para el diagnóstico de anomalías en el organismo. El aparato que se encarga de medir y de presentar visualmente los potenciales eléctricos del corazón humano en una forma no invasiva, es conocido como electrocardiógrafo.

El presente documento tiene el propósito de explicar, como es concebida la idea de desarrollar y construir un sistema electrocardiográfico, utilizando el auxilio de la telemetría. Por otra parte, tomando en cuenta todos los parámetros anatómico-fisiológicos y técnicos que se involucran en la realización de este sistema, es presentada en una forma detallada la teoría de operación de las diferentes etapas que lo conforman; así como también las etapas de transmisión y recepción que involucran técnicas de modulación.

Partiendo de la íntima relación que existe en este sistema, entre los principios electrocardiográficos y los telemétricos, se procura al hacer referencia a ambos, establecer de antemano las aclaraciones que permitan estudiarlos sin generar confusión, para lo cual se trata de no hacerlo aisladamente. También se define el funcionamiento del radio base MAXTRAC 888, utilizado para la transmisión y recepción de las señales que corresponden a los diferentes parámetros detectados de la señal ECG, explicando, además generalidades acerca de estos dispositivos utilizados ampliamente en el área de las telecomunicaciones.

Finalmente, se hace el estudio detallado del sistema implementado obviando la parte de montaje en impreso, pues el proyecto está orientado especialmente al diseño y al empleo de creatividad para acoplar dos tecnologías que son de gran utilidad en la actualidad, por ello se incluyen los respectivos diagramas esquemáticos y en

bloques, reservando para su posterior estudio en el apartado de anexos todos los recursos visuales de la teoría anatómica y fisiológica del corazón, los diagramas de los sistemas de comunicación, y las hojas técnicas de los circuitos integrados utilizados en el sistema, para conocer a profundidad las especificaciones del fabricante.

RESUMEN DEL PROYECTO

El proyecto denominado "Diseño de un sistema telemétrico de electrocardiografía", con cuya realización se ha optado a la obtención del título de Técnico en Ingeniería Biomédica de el C.I.T.T de la Universidad Don Bosco, es básicamente una fusión en pequeña escala de dos tecnologías derivadas del desarrollo de la electrónica, siendo una de ellas la biomédica, que aplica en el desarrollo de la mayoría de sus instrumentos, principios mecánicos y electrónicos. La otra es la telecomunicación con la mayor parte de su concepción en el ámbito electrónico. Específicamente el proyecto consiste en monitorear las variaciones en las condiciones normales de una señal electrocardiográfica, tomando (para efectos de simplificación) la frecuencia con la que es percibida la onda R de un ECG normal, como base para conocer las variaciones en la frecuencia cardíaca. Se han definido tres condiciones o parámetros con los cuales opera el sistema: Bradicardia (ritmo cardíaco inferior al normal, es decir, 70bpm aproximadamente), Normal y Taquicardia (superior a lo normal).

Mediante un circuito de acondicionamiento con el cual es procesada la señal ECG se obtiene la frecuencia del marcapasos natural del corazón como un tren de pulsos (niveles lógicos digitales), los cuales se utilizan para hacer las comparaciones mediante un diseño con tecnología digital para obtener a la salida solo uno de las tres salidas de estado activa y otra independiente que activa el PTT del radio base. Para efectos de modulación se utilizan estos tres parámetros como señal moduladora y como portadora una señal senoidal, esta modulación digital con portadora analógica que se ha utilizado recibe el nombre de Conmutación por corrimiento de amplitud (ASK) y se detallará posteriormente.

OBJETIVO GENERAL

Desarrollar un sistema telemétrico que simule la forma de operación de los equipos que utilizan la técnica de medición de magnitudes a distancia, en el área de la telemetría.

OBJETIVOS ESPECIFICOS

1. Proporcionar una herramienta de estudio que pueda ser utilizada con fines didácticos para estudiantes, profesionales o personas interesadas en conocer o ampliar sus conocimientos en la transmisión de parámetros bio-eléctricos, analizando el diseño que se creó y opten a implementarlo en un montaje final.

2. Establecer una alternativa en los sistemas telemétricos, utilizando los equipos creados con el fin de transmitir la voz humana, para la transmisión de señales analógicas que proporcionen información sobre los cambios que ocurren en un individuo mediante la señal ECG.

3. Comparar los resultados obtenidos mediante el sistema propuesto, con los que se obtienen utilizando equipos ya existentes, ya sea mediante el uso de bibliografía o con pruebas reales de ECG.

CAPITULO I

TEORIA BASICA PARA LA REALIZACION DEL SISTEMA

1. 1 FUNDAMENTOS MEDICOS DE EL SISTEMA CARDIOVASCULAR

La sangre es el nexo que relaciona el medio exterior y las células del cuerpo humano. El corazón es la bomba que proporciona la energía para mantener a la sangre circulando y los vasos sanguíneos son los conductos por los cuales esta es transportada a las diferentes partes del cuerpo.

La sangre humana fluye en un sistema cerrado de vasos, viajando en círculo, donde la sangre bombeada desde el corazón sale a través de arterias elásticas, los capilares finos y luego retorna al corazón por medio de las venas. La circulación que se lleva a cabo hacia y desde los pulmones, donde se oxigena la sangre, es conocida como circulación pulmonar, la circulación hacia y desde el cuerpo se denomina circulación sistémica (Anexo A1).

El corazón junto con sus vasos toma forma y comienza a funcionar, mucho antes que cualquier órgano del cuerpo. Comienza a latir en un embrión humano durante la cuarta semana de embarazo y continúa a lo largo de la existencia de una persona a un ritmo de 70 latidos por minuto aproximadamente.

El cuerpo humano contiene de 4 a 5 Litros(1 a 1.5 galones aprox.) de sangre, pero al corazón le toma solamente poco más de 1 minuto bombear un ciclo completo de sangre a través del cuerpo. En un adulto promedio el corazón bombea cerca de 7500 litros (2000 galones) a través del cuerpo diariamente.

1.1.1 ESTRUCTURA DEL CORAZON

El corazón está situado en el centro del pecho, posicionado diagonalmente con casi dos tercios de su masa a la izquierda de la línea media del cuerpo. El corazón está volteado en su eje

longitudinal de tal forma que el ventrículo derecho está parcialmente frente al izquierdo, directamente detrás del esternón.

La parte terminal en forma de cono suavizado es conocida como ápex (Anexo A2), el cual normalmente está localizado en el quinto espacio intercostal, en la línea media clavicolar. La parte superior del corazón conocida como base, esta en una posición relativamente fija debido a que está sujetado por los vasos de mayor tamaño; sin embargo el ápex tiene la capacidad de movimiento, pues cuando los ventrículos se contraen, cambian su forma lo suficiente para que el ápex se mueva y golpee la pared pectoral izquierda, cerca del quinto espacio intercostal, esto es lo que normalmente se detecta en el exterior como un latido.

1.1.1.a Recubrimiento del corazón: El pericardio

El corazón no cuelga libremente en el pecho, está sujetado por los grandes vasos y dentro de un saco protector llamado pericardio o saco pericardial. Este saco está compuesto por una capa fibrosa exterior de tejido conectivo, el pericardio fibroso, y una capa interior de tejido seroso, el pericardio seroso. El pericardio seroso se divide en una capa exterior o parietal y una interna o visceral. El pericardio seroso circunda la cavidad pericardial, que contiene una pequeña cantidad de fluido pericardial seroso. Por formar el pericardio visceral la capa exterior de la pared cardiaca es llamado usualmente epicardio.

1.1.1.b Pared del corazón

La pared del corazón está formada por tres capas (Anexo A3):

- Capa exterior o epicardio.
- Capa media o miocardio.
- Capa interna o endocardio.

El **epicardio** es una membrana brillante, se encuentra contiguo al pericardio parietal. Dentro del epicardio y a menudo rodeado por grasa se encuentran los vasos sanguíneos coronarios que suministran y drenan la sangre del corazón.

Directamente junto al epicardio está la capa media, el **miocardio** (capa muscular), el cual es una gruesa capa de músculo cardíaco que da al corazón su especial capacidad de bombeo. Las cavidades internas del corazón y todas las válvulas y músculos asociados, están cubiertos por el endocardio.

1.1.1.c Estructura Interna del corazón

El esqueleto cardíaco es una estructura de tejido conectivo rugoso dentro del corazón. Proporciona sitios para sujetar el corazón y soporte para las válvulas y fibras musculares que permiten al corazón sacar sangre fuera del ventrículo.

El corazón está compuesto por dos bombas paralelas separadas, denominadas a menudo corazón derecho y corazón izquierdo. Cada una de las dos bombas tienen una cámara receptora en la parte superior llamadas atrios, y una cámara de bombeo de descarga llamada ventrículo. Separando la partes izquierda y derecha del corazón se encuentra una gruesa pared de músculo llamada séptum.

Las características externas que resaltan a simple vista en el corazón, incluyen unas incisiones (depressiones), venas y arterias coronarias que suministran sangre al tejido cardíaco.

Las dos válvulas atrioventriculares permiten el paso de sangre de los atrios hacia los ventrículos, y las dos válvulas semilunares permiten el flujo de los ventrículos a la arteria pulmonar y la aorta. Las válvulas atrioventriculares son la válvula tricúspide del lado derecho, y la bicúspide o mitral del izquierdo. La válvula semilunar derecha es la válvula semilunar pulmonar, y la válvula semilunar izquierda es la válvula semilunar aórtica.

Los grandes vasos del corazón son la vena cava superior, la vena cava inferior, la arteria pulmonar, las venas pulmonares y la aorta.

La circulación hacia y desde los tejidos del corazón se conoce como circulación coronaria. La sangre es suministrada al corazón por las arterias coronarias derecha e izquierda, la mayoría de las venas cardíacas hacen su drenaje dentro del seno coronario.

1.1.2 FISILOGIA DEL CORAZON

El corazón tiene dos propósitos esenciales, uno de ellos es recibir la sangre pobre de oxígeno de el cuerpo y enviarla hacia los pulmones para obtener el suministro de oxígeno fresco. La segunda es enviar la sangre oxigenada nuevamente a todas las partes del cuerpo, donde las células corporales pueden utilizarla para sus funciones metabólicas cotidianas, El músculo cardíaco contiene un gran número de mitocondrias, las cuales proveen una fuente constante de energía para el duro trabajo del músculo cardíaco. también tiene un suministro de sangre abundante y una alta concentración de mioglobina, un pigmento muscular que almacena oxígeno. Un suministro de sangre listo (preparado) es importante porque el corazón no puede continuar latiendo después de que su propio oxígeno es usado.

1.1.2.a Propiedades eléctricas del músculo cardíaco

Cuando un potencial de acción viaja a través del corazón, cada célula del músculo cardíaco produce y conduce su propio potencial de acción. El potencial de membrana en reposo de las células del músculo cardíaco individual es cerca de -90mV (del interior al exterior). Como resultado, el potencial de acción del músculo cardíaco es similar al del tejido muscular nervioso y esquelético, pero de menor duración. Un potencial de acción es una onda autopropagada de actividad eléctrica en una membrana plasmática, al igual que en el músculo esquelético, la estimulación produce un potencial de acción propagado (que viaja en todas direcciones) que inicia una contracción. el potencial de acción puede dividirse en cinco

fases: despolarización, repolarización temprana, fase de meseta, repolarización y potencial de reposo (Anexo A4).

Despolarización en el corazón resulta de un gran incremento en el movimiento hacia dentro de la célula de los iones de sodio, lo que hace que el potencial de membrana se revierta de su potencial de reposo más alto (-90mV) a un potencial cercano a $+30\text{mV}$. Esta fase tiene una duración de 2mseg aproximadamente.

La fase de **repolarización temprana** está asociada con el movimiento de iones de cloro negativos hacia el interior de la célula después de la despolarización. Estos iones de cloro hacen que el interior de la célula se vuelva más negativo, y cambia el potencial de membrana desde $+30\text{mV}$ hasta alcanzar el potencial de la fase refractaria de $+20\text{mV}$. La fase de repolarización temprana tarda cerca de 1mseg .

La fase de **meseta** en el músculo cardíaco es mucho más larga que en el músculo esquelético o el tejido nervioso. También, la célula del músculo cardíaco permanece más tiempo en un período refractario absoluto (no puede responder a estímulos) durante casi todo el potencial de acción, y puede responder a un estímulo grande solo después que el potencial de acción ha finalizado (iones de calcio positivamente cargados se mueven hacia dentro del citoplasma del retículo sarcoplásmico y el fluido extracelular. Este movimiento previene a la membrana de regresar a su potencial eléctrico normal de -90mV). El período refractario absoluto (0.25seg) es nueve veces más grande que en el músculo esquelético. El tiempo extra permite al corazón llenarse de sangre y asegura que ningún latido anormal pueda ocurrir ya que el impulso eléctrico viaja a través del corazón. Tiene una duración aproximada de 200mseg .

Durante la **repolarización**, los canales del ión de potasio se abren y los del ión calcio se cierran, a fin de que los iones potasio salgan de la célula del músculo cardíaco, provocando que el interior de la célula llegue a ser más negativo a medida que los iones de potasio salen. El incremento de negatividad en la célula retorna a la membrana a su potencial normal de -90mV . Es importante hacer notar que en este punto, el potencial eléctrico a través de la membrana

plasmática está retornando a la normalidad, pero las distribuciones de iones están revertidas: más iones de potasio están en el exterior, mientras los iones de sodio están concentrados altamente en el interior de la célula. Mecanismos de transporte activos predominan ahora para enviar al sodio hacia afuera y el potasio hacia dentro. El transporte activo de estos iones continúa para mantener un potencial de -90mV en el estado de reposo, debido a que la difusión del ión ocurre en algún grado todas las veces.

Las fases de potencial de acción cardíaco descritas, representan solo la porción de excitación de la función muscular cardíaca. Si esta excitación eléctrica esta por causar una contracción, los dos eventos deben ser "acoplados". Los iones de calcio están involucrados en el acoplamiento de la excitación y la contracción. El papel del calcio es el mismo que en el músculo esquelético. El retículo sarcoplásmico suministra la mayoría del calcio. Sin embargo una segunda e importante fuente es la difusión a través de la membrana plasmática durante el potencial de acción. Desde ambas fuentes, la concentración de calcio en el citoplasma se incrementa. El calcio se combina con el regulador de la proteína del músculo, la troponina.

Bajo circunstancias normales las células musculares del atrio y del ventrículo tienen un alto potencial de reposo negativo en el cual no muestran actividad eléctrica. Estas células son excitadas solamente por impulsos eléctricos de células adyacentes. Pero las células de un sistema conductor especializado en el corazón (consistente del nodo sinoatrial, el nodo atrioventricular y las fibras de Purkinje -miofibras conductoras cardíacas-) no tienen un potencial de reposo habilitado, sino que presentan lo que se conoce como actividad de marcapasos o potencial de marcapasos.

1.1.2.b Sistema de conducción del Impulso cardíaco.

El músculo esquelético del cuerpo, no puede contraerse a menos que reciba una estimulación electro-química desde el sistema nervioso. Aunque el sistema nervioso central no ejerce control alguno sobre el corazón, el músculo cardíaco tiene su propio activador de

excitación electro-química, conocido como marcapasos. el cual puede iniciar un latido independientemente del sistema nervioso central.

La estimulación eléctrica que inicia el latido cardíaco y controla su ritmo se origina en la pared superior del atrio derecho, cerca del punto de entrada de la vena cava superior, en una masa de tejido muscular cardíaco especializado llamado nodo sinoatrial o nodo SA. Aunque los músculos del atrio no están contiguos a los músculos del ventrículo, tanto atrios como ventrículos deben estar coordinados en cada latido del corazón, la cual puede ser posible, gracias al nodo SA.

La actividad de marcapasos produce una despolarización espontáneamente del nodo SA en intervalos regulares de 70 a 80 veces por minuto. El nodo SA hace contacto con las células del músculo atrial adyacentes y hace que sean despolarizadas. Estas células atriales a su vez, originan que sus células colindantes inicien potenciales de acción y de esta forma una onda de actividad eléctrica se propaga a través del atrio derecho y también al izquierdo. Muchos experimentos han demostrado que no existen tejidos conductivos en el atrio, la actividad eléctrica se propaga de una célula a otra.

Unas centésimas de segundo después de dejar el nodo SA, la onda de actividad eléctrica llega al nodo atrio-ventricular o nodo AV, el cual descansa en la base del atrio derecho. El nodo AV retarda otras centésimas de segundo la actividad eléctrica antes de permitir su paso hacia los ventrículos. Este retardo brinda tiempo al atrio para forzar la sangre hacia los ventrículos.

Desde el nodo AV, un grupo de fibras conductoras en el septum interventricular llamado Haz atrioventricular (Haz de His), se dividen en dos ramificaciones que se extienden a través del septum, una ramificación para cada ventrículo. Una porción de tejido conectivo separa los atrios de los ventrículos, por lo cual el Haz de His es el único nexo entre ambos. Cuando las ramificaciones alcanzan el ápex de los ventrículos, se dividen en cientos de pequeñas fibras de músculo cardíaco especializado llamadas fibras de Purkinje (miofibras conductoras cardíacas) que continúan a lo largo de todas las paredes musculares de los ventrículos.

1.2 EL ELECTROCARDIOGRAMA

El ritmo del corazón y el paso de una corriente eléctrica generada por un potencial de acción del nodo SA a través del atrio, hacia el nodo AV, y a través del Haz de His y las fibras de Purkinje de los ventrículos, pueden ser medidas fácilmente y con mucha precisión con un instrumento (entiéndase así el registro ECG y no el aparato en sí) llamado **electrocardiograma**, llamado ECG ó EKG (la letra "C" proveniente de cardio y la "K" del griego kardio).

El electrocardiógrafo cuenta con electrodos que al ser colocados en ciertos puntos del cuerpo, pueden detectar la actividad eléctrica del corazón (Anexo A5). A fin de favorecer el contacto eléctrico, una gel consistente de electrolito, es colocada en la piel donde los electrodos (derivaciones) serán ubicados.

1.2.1 REGISTRO DE LA ACTIVIDAD ELECTRICA

Diferentes impulsos eléctricos durante la actividad cardíaca, son registrados en un ECG como distintas deflexiones ondulantes. La primer actividad en el electrocardiograma es la **onda P**, esta es causada por el voltaje eléctrico generado por el paso del impulso desde el nodo SA hacia el nodo AV. La onda P representa la despolarización (excitación) y contracción de ambos atrias.

El paso de la onda entre el atrio y los ventrículos está marcado por un corto segmento horizontal inmediatamente después de la onda P, el segmento P-R. A continuación, la despolarización de los ventrículos produce una pequeña deflexión (Q), un pico alto (R), una deflexión un poco aguda (S). Esta triple actividad de ondas es conocida como el **complejo QRS**, registrado cuando se despolarizan los ventrículos. La repolarización del atrio también tiene lugar en este instante, pero es enmascarada en el ECG, por la despolarización ventricular que es más fuerte. Después de un corto segmento llamado S-T, una onda envolvente en dirección opuesta (de los ventriculos

hacia los atrios) es presentada por un pico atenuado llamado **onda T**, representando la repolarización de los ventrículos.

Una pequeña deflexión hacia arriba, llamada **onda U**, es registrada algunas veces luego de la onda T en un ECG normal. Se especula que la onda U es causada por la repolarización lenta de los músculos papilares, pero su origen es desconocido con certeza. Se ha notado que la onda U llega a ser más grande cuando el corazón es agrandado o el nivel de potasio sanguíneo esta bajo el nivel normal.

EVENTO DEL ECG	RANGO DE DURACION (SEGS.)	EVENTO FISIOLÓGICO CORRESPONDIENTE EN EL CORAZON
Onda P	0.06 - 0.11	Despolarización del atrio previo a su contracción. El impulso comienza en el nodo SA y se propaga por los músculos del atrio hasta el nodo AV
Segmento P-R (Onda)	0.06 - 0.10	La despolarización y conducción a través del nodo AV
Intervalo P-R (Inicio de onda P a inicio de complejo QRS)	0.12 - 0.21	El tiempo entre el inicio de la despolarización atrial y contracción, e inicio de despolarización ventricular y contracción
Complejo QRS (Onda e Intervalo)	0.03 - 0.10	Despolarización de ventrículos; repolarización de atria es enmascarada en ECG por

		despolarización ventricular.
Segmento S-T (Onda) (Fin de complejo QRS a Inicio de onda T)	0.10 - 0.15	Fin de la despolarización ventricular al comienzo de repolarización de ventrículos
Onda T	Varía	Repolarización de ventrículos
Intervalo S-T (Fin de complejo QRS a fin de onda T)	0.23 - 0.39	Intervalo entre culminación de despolarización y final de repolarización
Intervalo Q-T (Inicio de complejo QRS a final de onda T)	0.26 - 0.49	Despolarización ventricular más la repolarización ventricular

1.2.2 EL ELECTROCARDIOGRAMA COMO HERRAMIENTA DE DIAGNOSTICO

Examinando la frecuencia y duración de la deflexión de las ondas de un ECG, se puede obtener información de gran utilidad para evaluar el funcionamiento del corazón. Por ejemplo, una onda P con una altura mayor a la normal indica un atrio agrandado, una onda Q con más amplitud que lo normal puede indicar un ataque al corazón (infarto al miocardio), y una onda R anormal (más grande), usualmente indica ventrículos agrandados. Un infarto al miocardio agudo eleva el segmento S-T sobre la horizontal, y un segmento S-T bajo la horizontal indica una alta anomalía en el nivel de potasio sanguíneo.

Cualquier desviación de los rangos normales o secuencias de excitación es llamada **arritmia cardíaca**. Esta es causada por desórdenes estructurales o funcionales tales como ritmo anormal del corazón, agrandamiento de los atrios o ventrículos, o daño al miocardio. Debido a que la actividad eléctrica del corazón es sensible a los cambios en la concentración de iones, el ECG puede usualmente mostrar una regulación electrolítica anormal.

1.3 EL CICLO CARDIACO

El ciclo cardíaco es una secuencia cuidadosamente seleccionada de pasos que conforman los latidos cardíacos. El ciclo incluye la contracción o **sístole**, de atrios y ventrículos, y la relajación o **diástole**, de atrios y ventrículos (Anexo A6). El ciclo cardíaco se lleva a cabo en cuatro etapas:

1. Durante la sístole atrial (la cual se prolonga por 0.1 segs.), ambos atrios se contraen, forzando a la sangre a entrar a los ventrículos.
2. Durante la sístole ventricular (0.3segs.), ambos ventrículos se contraen, empujando la sangre hacia la arteria pulmonar (para los pulmones) y a la aorta (para el resto de el cuerpo).
3. Durante la diástole atrial (0.7 segs.), o relajación del atrio, los ventrículos permanecen contraídos, y el atrio comienza a ser rellenado con sangre de las grandes venas que llegan al corazón de todo el cuerpo.
4. Diástole ventricular (0.5 segs.), o relajación de los ventrículos, comienza antes que la sístole atrial, permitiendo a los ventrículos llenarse con la sangre de los atrios.

1.3.1 RUTA SANGUINEA A TRAVES DEL CORAZON

a) **La sangre entra al atrio.** La sangre pobre de oxígeno del cuerpo fluye hacia dentro del atrio derecho, casi al mismo tiempo en que la sangre recién oxigenada fluye hacia dentro del atrio izquierdo: a.1) la vena cava superior retorna sangre de todas las estructuras corporales arriba del diafragma (excepto el corazón y los pulmones). a.2) La vena cava inferior retorna casi toda la sangre al atrio derecho desde todas las regiones abajo del diafragma. a.3) Los senos coronarios retornan casi el 85% de la sangre del músculo cardíaco a el atrio derecho. a.4) Las venas pulmonares llevan sangre oxigenada de los pulmones al interior del atrio izquierdo. La

sangre que ingresa al atrio derecho, es baja en oxígeno y alta en dióxido de carbono porque está justamente regresando de suplir de oxígeno a los tejidos corporales. La sangre que ingresa al atrio izquierdo es rica en oxígeno pues ha pasado justamente a través de los pulmones, donde ha retomado un nuevo suministro de oxígeno y desechado el dióxido de carbono.

b) **La sangre es forzada a entrar en los ventrículos.** El marcapasos natural del corazón (el nodo SA), suelta un impulso eléctrico que coordina las contracciones de ambos atrios (sístole atrial). La sangre fluye a través de las válvulas atrioventriculares en un solo sentido, hacia dentro de los ventrículos relajados.

c) **Los ventrículos llenados con sangre, dudan por un instante.**

d) **Los ventrículos contraídos, envían sangre al cuerpo y a los pulmones.** Las contracciones ventriculares crean una presión que cierra las válvulas atrioventriculares, mientras se abren las dos válvulas semilunares. El ventrículo derecho empuja a la sangre baja en oxígeno fuera a través de las arterias pulmonares izquierda y derecha a los pulmones. El ventrículo izquierdo bombea la sangre recién oxigenada a través de la válvula semilunar aórtica hacia la aorta. La aorta se ramifica en las arterias ascendente y descendente que llevan sangre oxigenada a todas las partes del cuerpo. Los ventrículos izquierdo y derecho bombean casi simultáneamente, a fin de que cantidades iguales de sangre entren y salgan del corazón.

1.3.2 EVENTOS MECANICOS DEL CICLO CARDIACO

El corazón late en una forma regular cerca de 2.5 billones de veces durante una duración promedio de vida. Para que esta regularidad exista, los eventos mecánicos del ciclo cardíaco deben coordinarse con mucha precisión.

El corazón funciona como una bomba contrayendo sus cámaras a fin de generar la presión para forzar la sangre a circular a través del corazón , y por los vasos sanguíneos al cuerpo y luego

retornar al corazón. Los eventos que ocurren durante un ciclo cardíaco pueden ser mostrados midiendo las presiones y diferencias de presión en las cámaras del corazón, y midiendo el volumen sanguíneo. Estas mediciones pueden ser relacionadas con el electrocardiograma y los distintos sonidos cardíacos (Anexo A7).

Las siguientes descripciones corresponden a el lado izquierdo del corazón, sin embargo los eventos para el lado derecho son similares, pero las presiones son más bajas. Los eventos de presión y volumen pueden dividirse en cuatro etapas:

1. **Contracción ventricular Isovolumétrica** marca el comienzo de la sístole ventricular. La contracción comienza cerca del pico de la onda R del ECG, y progresa rápidamente. La presión en el ventrículo se incrementa rápidamente, y cuando sobrepasa la presión del atrio la válvula atrioventricular es disparada. Al cerrarse la válvula AV produce el primer sonido cardíaco. La válvula semilunar se abre cuando la presión sobrepasa la presión aórtica.

2. **La expulsión ventricular**, donde la sangre es expulsada del ventrículo cuando la válvula semilunar se abre. La aorta recibe la sangre tan rápido, que su presión comienza a crecer. La principal transferencia de sangre desde el ventrículo a la aorta ocurre durante esta fase inicial de expulsión rápida. La razón de expulsión decae gradualmente, y el ventrículo comienza a relajarse durante la onda T. La presión ventricular decrece hasta ser más baja que la presión de la aorta, y la válvula semilunar se activa, produciendo el segundo sonido cardíaco. El ventrículo no está completamente vacío al momento de contraerse.

Al expulsarse la sangre de los ventrículos, una onda de presión se propaga a través del sistema arterial. Cuando esta onda es sentida o medida a lo largo de la arteria carótida en el cuello, se le conoce como pulso carotídeo. La presión se incrementa instantáneamente a un pico distinto, cuando la sangre es expulsada. Al activarse la válvula aórtica, una deflexión aguda de presión puede ser percibida.

3. **Relajación ventricular Isovolumétrica**, ocurre después que la válvula semilunar es activada, con la presión ventricular decreciendo rápidamente desde 100mmHg hasta llegar a ser

su valor casi cero. La presión en la aorta es recuperada después que se cierra la válvula aórtica, y produce una segunda deflexión ascendente llamada incisión dicrótica en la parte descendente del pulso trazado.

4. **Etapa de llenado ventricular rápido**, la presión en el ventrículo se incrementa solo débilmente. Por el hecho de que el ventrículo está relajado durante la diástole ventricular, su volumen se incrementa grandemente. Como resultado, su presión decrece aún posteriormente. Cuando la presión ventricular decrece hasta ser menor que la atrial, la válvula atrioventricular se abre, y comienza a llenarse el ventrículo; cerca de 70mL de sangre se mueven del atrio hacia el ventrículo hasta que el volumen final es de 120 a 130 mL. La vibración de las paredes ventriculares causada por este movimiento sanguíneo produce el tercer sonido del corazón. El llenado se completa grandemente a la mitad de la diástole y causa que la presión del ventrículo se incremente.

La contracción ventricular provoca que la presión ventricular se incremente sobre la presión atrial, la válvula AV se cierra y el ciclo cardíaco comienza de nuevo.

1.3.2.a Los Sonidos cardíacos

Los sonidos detectables cardíacos (valvulares), se producen con cada latido cardíaco. Estos sonidos representan los eventos auscultatorios de el ciclo cardíaco y pueden escucharse mejor en ciertas áreas del cuerpo. Los sonidos cardíacos pueden ser amplificados y grabados colocando un micrófono amplificado electrónicamente en el pecho. Esta grabación se conoce como fonocardiograma, el cual presenta los sonidos cardíacos como ondas.

Hay cuatro sonidos del corazón asociados con el ciclo cardíaco, aunque solo el primero y el segundo sonido pueden ser escuchados con el estetoscopio:

Primer sonido cardíaco, es el más complejo, bajo en intensidad y de mayor duración que el segundo, ocurre cuando los ventrículos han sido llenados y las válvulas atrioventriculares de

ambos atrios se cierran, las válvulas aórticas y pulmonar se abren y la sangre comienza a ser expulsada hacia la aorta y las arterias pulmonares.

Segundo sonido cardíaco, es alto en intensidad y dura solo un corto tiempo y es producido por el golpe de la válvula después que los ventrículos han enviado su sangre a los pulmones y al cuerpo, y han comenzado a contraerse. Ordinariamente la válvula aórtica se cierra un instante antes que la válvula pulmonar, pero en un corazón saludable ambos son percibidos como uno solo.

Tercer sonido cardíaco, es escuchado ocasionalmente y es causado por la vibración de las paredes ventriculares, después que las válvulas atrioventriculares se abren y la sangre se traslada a los ventrículos

Cuarto sonido cardíaco, usualmente no es escuchado con un estetoscopio sin amplificación en corazones normales debido a su baja frecuencia. Es causado por la sangre circulando dentro de los ventrículos.

Los sonidos del corazón son una importante herramienta de diagnóstico de anomalías valvulares. Cualquier sonido inusual es denominado **murmullo**, pero no todos los murmullos indican un problema valvular y puede no tener significado clínico.

1.4 EL GASTO CARDIACO

El corazón bombea cerca de 75mL de sangre con cada latido, a una razón promedio de 70 latidos por minuto, este bombea más de 5.25L por minuto, 315L en una hora, 7560L en un día, y 2,759,000L al año.

El **gasto cardíaco** es la cantidad de sangre bombeada por cada ventrículo (no ambos) en un minuto. Es expresado en litros por minuto, siendo el ventrículo izquierdo el que es medido usualmente.

La cantidad de sangre expelida con cada contracción ventricular es el volumen de bombeo. El gasto cardíaco está determinado por la multiplicación de la frecuencia cardíaca por el volumen de bombeo. Si el volumen de bombeo normal es de 75mL (0.075L) y la frecuencia normal es de entre 70 a 80 latidos por minuto, entonces:

$\begin{aligned} \text{Gasto Cardíaco} &= \text{Frecuencia cardíaca} \times \text{volumen de bombeo} \\ \text{(l/min)} & \quad \quad \quad \text{(latidos/min)} & \quad \quad \quad \text{(l/latidos)} \end{aligned}$
$= 70 \text{ a } 80 \quad \quad \quad \times 0.075\text{L}$
$= 5.25 \text{ a } 6.0 \text{ Lmin}$

1.5 CONTROL NERVIOSO DEL CORAZON

La función principal del corazón es la de bombear sangre a través de un sistema cerrado de vasos. Esta función es regulada en diferentes niveles por el cerebro, el hipotálamo, la médula oblonga y los nervios autónomos. Los efectos del sistema nervioso autónomo en el corazón son estrictamente de regulación, aumentando o disminuyendo el ritmo cardíaco y no es indispensable para que el corazón pueda latir.

El centro de control principal esta situado en la médula oblonga, el cual recibe información sensorial sobre la temperatura del cuerpo, emociones, sentimientos y el estrés del cerebro y el hipotálamo (Anexo A8). También información sensorial especial sobre la composición química de la sangre desde los quimio-receptores sensitivos químicamente, e información acerca de como las arterias son dilatadas por cambios en la presión sanguínea desde los baroreceptores sensibles a la presión.

La parte superior de la médula contiene un área llamada centro cardio-acelerador; la parte más baja contiene el centro cardio-inhibidor. Debido a que las neuronas de ambos centros interactúan para mantener la homeostasis, son colectivamente llamados centro cardioregulador.

El control nervioso del corazón opera a través de un sistema de retroalimentación negativo, incluyendo baroreceptores y quimiorreceptores en los senos carotídeos y la aorta. Se conoce una ley, denominada ley de Frank - Starling que establece que el corazón bombeará toda la sangre que recibe.

1.6 EL ELECTROCARDIOGRAFO

Cuando se hace referencia a un sistema relacionado con señales electrocardiográficas o en general cualquier aparato de aplicación médica, es necesario conocer los fundamentos teóricos de las variables fisiológicas que van a medirse o analizarse. En el sistema telemétrico de electrocardiografía estas variables son las señales simuladas. Además, es importante conocer las características de los biopotenciales, como la información acerca de los dispositivos electrónicos que pueden utilizarse para su simulación y en el caso de la telemetría la forma de operación de los radios portátiles para la telecomunicación.

El electrocardiógrafo es el instrumento de diagnóstico no invasor más utilizado en el ambiente hospitalario. El mismo se utiliza desde hace mucho tiempo y ha ido mejorando continuamente en relación al número de señales adquiridas al mismo tiempo, en cuanto a su relación señal / ruido y en la posibilidad de detección durante la actividad física.

1.6.1 PRINCIPIOS DE ELECTROCARDIOGRAFIA CARDIACA

Los nervios y los músculos tienen la propiedad de la excitabilidad eléctrica. Los cambios de potenciales entre membranas provocan a su vez un impulso eléctrico que se propaga desde el punto de excitación hasta las regiones adyacentes. En el caso del corazón, los músculos ventriculares al moverse provocan cambios de potencial que se propagan de célula a célula gracias a la baja resistencia eléctrica entre las células del corazón. Estos también se propagan fuera del corazón y por lo tanto se encuentran disponibles en cualquier punto del cuerpo

humano. La señal ECG puede medirse en un punto cualquiera de la superficie. El tipo de señal adquirida depende de la posición de los electrodos en el cuerpo los cuales se denominan **derivaciones**. Las posiciones ideales para recibir señales con amplitud máxima, las proporciona el **Triángulo de Einthoven**, en el cual la suma vectorial de toda la actividad eléctrica del corazón en un momento dado se encuentra en el centro de un triángulo equilátero que rodea la víscera cardíaca y está formado por los hombros y la región del pubis.

En la práctica se utiliza la siguiente nomenclatura (ver Anexo A9) :

- RA : Right arm (brazo derecha)
- LA : Left arm (brazo izquierdo)
- LL : Left leg (pierna izquierda)

La medida de tensiones electrocardiográficas precisa un par de electrodos por lo que resultan posibles las derivaciones siguientes:

- Derivación I : $V_I = V_{LA} - V_{RA}$
- Derivación II : $V_{II} = V_{LL} - V_{RA}$
- Derivación III : $V_{III} = V_{LL} - V_{LA}$

Por lo tanto $V_{III} + V_I = V_{II}$

1.6.2 DERIVACIONES PRECORDIALES

Existen seis derivaciones torácicas unipolares conocidas como derivaciones precordiales; además de las mencionadas anteriormente las cuales se localizan directamente encima del

corazón. La señal de cada electrodo se mide haciendo referencia a un punto común denominado **Terminal Central de Wilson**. Este se obtiene conectando cada electrodo a través de una resistencia R a un solo punto.

Las señales en los puntos RA, LA y LL pueden medirse en relación al terminal central de Wilson, suministrando tres derivaciones adicionales las cuales resultan equivalentes a las de estos puntos pero aumentadas en un 50%.

Se denominan así:

aVR : Señal RA aumentada.

aVL : Señal LA aumentada.

aVF : Señal LL aumentada.

1.6.3 TECNICAS DE MONITOREO

Con frecuencia el ECG se registra continuamente en las unidades de cuidados coronarios en los hospitales, con alarmas dispuestas para que suenen al comienzo de las arritmias que amenazan la vida del paciente. Mediante una grabadora portátil (monitor de Holter), es posible registrar el ECG en pacientes ambulatorios cuando realizan sus actividades cotidianas. Es posible obtener registros continuos alargo plazo y también se encuentran disponibles dispositivos de ECG transtelefónicos para registros enviados por teléfono al consultorio o laboratorio.

:

1.7 INTRODUCCION A LA TELEMETRIA

Si la radiodifusión se define como la transmisión de voz, música, o video, la telemetría puede definirse como la transmisión de un mensurando (medición). Más formalmente, la definición involucra la conversión de una magnitud medida dentro de una señal eléctrica representativa, transmisión sobre una trayectoria y reconversión para pantalla, grabación o procesamiento. Las unidades básicas del sistema telemétrico pueden identificarse como:

1. Transductor para convertir la medición a un señal eléctrica.
2. Transmisor para la transmisión de la señal.
3. Trayectoria de transmisión (enlace por línea o aire).
4. Receptor para recibir la señal transmitida.
5. Convertidor, para convertir la señal eléctrica a una forma apropiada para uso final.

El enlace transmisor-receptor puede ser de unos pocos centímetros de longitud como en algunos usos industriales, o millones de kilómetros como en sondas interplanetarias. La medición puede ser un proceso continuo o muy ocasional (por segundo, minuto, hora, día, etc.).

1.7.1 HISTORIA DE LA TELEMETRIA

Históricamente, la primera mención de transmitir una medición fue hecha en 1812 por un ruso. El progreso fue muy lento en su desarrollo y fue principalmente usado para propósitos militares. En 1874 la telemetría fue usada para observación o monitoreo de condiciones meteorológicas. El progreso continuó en los Estados Unidos de Norteamérica durante 1940 con instalaciones importantes en el Canal de Panamá y varias compañías generadoras de electricidad.

La Segunda Guerra Mundial fue un período de febril actividad en el campo de la telemetría, primeramente en aviones, cohetes y sistemas de proyectiles dirigidos. Estos desarrollos militares de tiempo de guerra refinaron las técnicas de la radiotelemedría. Después de la declassificación de los desarrollos militares, se lograron rápidos logros en el uso de la telemetría en lugares peligrosos. En los últimos años de la década de 1950, se logró el desarrollo del sistema de telemetría para informaciones atmosféricas (WITS), el cual fue provisto para muchas posiciones inatendidas y remotas, transmitiendo información meteorológica. El más reciente y notable avance fue el uso de la telemetría para observación de los astronautas mientras caminaban sobre la superficie de la Luna durante el programa Apolo. Esto condujo directamente al hospital totalmente automatizado, donde todos los parámetros vitales de muchos pacientes críticamente enfermos pueden ser controlados continuamente por un encargado que observa una pantalla de computadora.

1.7.2 LOS RADIOS PORTATILES DE DOS VIAS

La función primordial de todos los sistemas de radio es la de proveer comunicación para las personas que se encuentran en constante movimiento. Existen dos razones por las cuales los radios de dos vías son utilizados para este fin : La economía y la seguridad.

- Las razones económicas se traducen en la forma en que los radios de dos vías pueden utilizarse para reducir los costos de operación de los usuarios y sus negocios.
- Las razones de seguridad resultan de la capacidad de respuesta inmediata para responder a situaciones de emergencia.

Además de estas dos razones se puede considerar también la confiabilidad de estos sistemas porque pueden transmitirse mensajes a lugares remotos con pocas probabilidades de interferencia.

1.7.3 TEORIA DE OPERACION DE LOS RADIOS

En las comunicaciones que se llevan a cabo entre dos puntos, son necesarios un transmisor para enviar la señal y un receptor encargado de copiarla. Por lo general la señal a transmitir es débil y su frecuencia es muy baja por lo que no puede transmitirse a gran distancia. Por ello el transmisor procesa y amplifica la señal dentro de una señal de radio y la lleva hasta la antena, la cual la irradia a través del aire. El proceso es revertido al llegar la señal al receptor, la cual es captada por la antena receptora. La señal de radio se procesa para obtener la señal original.

El proceso de convertir una señal de audio o cualquier otra, en una señal de radio se conoce como **modulación**.

En este proceso el mensaje es impreso en una señal de frecuencia de radio (RF), llamada **portadora de RF**. La portadora de RF es usualmente modulada por un mensaje de voz: sin embargo también puede modularse por señales de tono o por información digital.

Los dos tipos básicos de modulación son AM (Modulación de amplitud) y FM (Modulación de frecuencia). El AM es muy susceptible al ruido y a la estática. El FM es el que virtualmente domina el mercado de dos vías ya que es menos susceptible al ruido.

1.7.4 MODULACION EN FRECUENCIA (FM)

La modulación en frecuencia (FM) difiere de la modulación en amplitud (AM) en muchos aspectos importantes. En lugar de variar la amplitud de pico de la señal de RF en proporción a la amplitud de la señal moduladora, en FM la amplitud pico se mantiene constante.

La modulación en frecuencia se desarrolló originalmente para combatir el molesto ruido asociado con la señal deseada al emplearse la modulación en amplitud.

Cuando se modula en frecuencia a una portadora la información se sitúa sobre ella variando su frecuencia y manteniendo fija su amplitud. Durante la recepción se eliminan las variaciones en amplitud antes de la demodulación sin afectar al contenido de información que va en las variaciones de frecuencia, eliminándose así cualquier ruido que pudiera aparecer como una modulación en amplitud de la portadora.

La comisión Federal de Comunicaciones (FCC) de los Estados Unidos especifica que debe emplearse la modulación en frecuencia como la técnica de modulación en la banda de frecuencias entre los 88 y los 108mhz. Esta banda se llama banda de radiodifusión para FM.

También se ha dispuesto que sea la modulación en frecuencia la técnica de modulación requerida para la porción de audio de la banda de difusión de TV.

La FCC estipula una desviación máxima de frecuencia de 75khz para estaciones de difusión de FM en la banda de 88 a los 108MHz. En la porción de sonido para difusión de TV se permite un máximo de desviación de frecuencia de 25KHz.

1.7.4.a Porcentaje de modulación

La expresión "porcentaje de modulación" tal como se emplea en relación con la FM se refiere a la razón de la **desviación de frecuencia (Δf)** efectiva con la desviación de frecuencia

máxima permisible. Así, una modulación de 100% corresponde a 75kHz para la banda de difusión de FM comercial y a 25kHz para televisión.

$$\text{Porcentaje de modulación: } M = (\Delta f_{\text{efectiva}} / \Delta f_{\text{m\u00e1x}}) \times 100$$

1.7.4.a Frecuencia central y asignaciones de anchos de banda

A cada estación comercial de difusión de FM en la banda de 88 a 108MHz se le asigna un canal de 150 KHz más una banda de seguridad de 25kHz en los extremos superior e inferior de la asignación que hace la la estación, la FCC. Por lo que a cada estación en la banda de difusión de FM comercial se le asigna un ancho de canal de 200kHz.

$$150\text{kHz} + 2(25\text{kHz}) = 200\text{kHz}$$

Además de esta combinación de ancho de banda grande y bandas de seguridad (200kHz) solo se asignan canales alternados dentro de algún área geográfica en particular. En la banda de UHF, de la cual es una parte la banda de difusión de FM comercial, se limita la recepción a distancias ligeramente mayores del horizonte. Así, asignando solo canales alternados en determinada área geográfica se disminuye la posibilidad de interferencia (observar el Anexo B1).

1.7.5 RECEPTORES Y TRANSMISORES DE FM

El receptor de FM es similar en muchos aspectos al receptor de AM. Ambos son por lo general receptores superheterodinos. El receptor de FM comercial tiene por lo general una frecuencia intermedia de 10.7MHz (Anexo B2).

Por supuesto que el circuito de demodulación de los receptores de FM será por completo diferente al que se emplea en los receptores de AM. Otras diferencias entre los receptores de AM y de FM consisten en la inclusión de una sección conocida como el limitador y otra denominada red de desacentuación en el receptor de FM.

El limitador. El propósito del circuito limitador es recortar todas las variaciones de amplitud que puedan existir en la señal a medida que llega a esta parte del sistema. Este recorte remueve cualquier ruido de AM que pudiera haber llegado a ser parte de la señal, ya que la información está contenida en las variaciones de frecuencia y no en las variaciones de amplitud.

La red de desacentuación. Es un sistema que consta de una red de preacentuación y otra de desacentuación, estando localizada la red de preacentuación en el transmisor. La red de preacentuación origina que el contenido de información de alta frecuencia de la señal de audio en el transmisor se amplifique más que la información de baja frecuencia. La red de desacentuación compensa esto reduciendo la ganancia de la señal de audio de alta frecuencia. La razón para la inclusión de tal sistema es reducir el ruido modulado en frecuencia que entra a la señal transmitida al viajar del transmisor al receptor, así como cualquier ruido que pudiera entrar a la sección de RF del receptor.

Los investigadores encontraron que el ruido que se incorpora a la señal como una modulación en frecuencia, se da con una gran probabilidad y desorden en las altas frecuencias de audio; así, el sistema de preacentuación-desatenuación, funciona para reducir el ruido modulado en frecuencia.

1.7.5.a Transmisores de FM

El diagrama a bloques de un transmisor FM es similar al de un transmisor de AM (Anexo B3). Comprende la red de preacentuación como se esperaba a partir del análisis de los receptores

de FM y una etapa denominada excitador. El excitador es aquella parte del transmisor de FM dentro de la cual ocurre la modulación.

Hay dos tipos de técnicas para la generación de una señal de FM. Una es conocida como el método directo y la otra como el método indirecto.

En el método directo se emplea un circuito sintonizado que contiene un dispositivo cuya capacitancia se puede hacer variar en forma directa con la amplitud de la señal moduladora. Se pone en derivación con un circuito tanque RLC en paralelo. Los dispositivos que más se emplean en ésta forma incluyen el modulador de reactancia a transistor y los diodos varactores (varicaps).

Una de las dificultades que se han encontrado en los transmisores de FM que dependen del método directo de modulación en frecuencia, es que dada la naturaleza variable de la sintonía del circuito tanque no se pueden emplear osciladores controlados a cristal, razón por la cual no es posible lograr la estabilidad inherente a tales unidades controladas a cristal.

Una técnica alterna para la generación de una señal modulada en frecuencia que permite el empleo del control a cristal es la conocida como método indirecto. En esta técnica se hace variar la fase mientras se mantiene constante a la frecuencia. Lo que en realidad se genera con esta técnica es lo que se conoce como señal modulada en fase. Con una ligera alteración, esta señal modulada en fase, puede ser considerada como una señal de FM.

1.7.6 TIPOS DE SISTEMAS DE RADIO

Existen tres tipos básicos de sistemas de radio:

– **Despacho central:** Es el tipo más común de sistemas de radio. En este tipo la comunicación se establece entre un operador o despachador y las unidades en su campo respectivo.

– **Unidad a unidad:** Las unidades no necesitan un operador o nexo, sino que se comunican directamente entre sí.

– **Por página :** Un sistema por página provee comunicación en una sola vía a personas escogidas. La página es direccionada electrónicamente hasta la persona destinada y esta recibe el mensaje en un radio de bolsillo llamado paginador.

Para los sistemas por despacho central y unidad a unidad se requiere equipo de radio de dos vías, el cual se clasifica de la siguiente manera :

– **Equipo fijo:** El equipo de radio localizado en el despacho central es llamado estación base. Debido a las características de instalación en forma estacionaria del despacho central similares a las de una oficina, se utilizan equipos fijos para la comunicación.

– **Equipo móvil :** La unidad móvil es la que se instala en autos, cabezales de transporte pesado o de carga, o cualquier tipo de vehículo que necesite comunicarse en carretero o terminales distantes. Su alimentación la proporciona la batería del vehículo.

– **Equipo portátil :** Se denomina radio portátil a una unidad lo suficientemente pequeña para ser transportada por una persona en sus tareas cotidianas, de tal forma que puedan llevarlos siempre con sí sin presentar molestias que dificulten sus labores. Estos obtienen su potencia por una batería especial recargable, que puede proporcionar potencia hasta por ocho horas de uso continuo; sin embargo este tiempo varía de acuerdo con el modelo de radio, pues existen diversos tipos que se ajustan a la necesidad determinada.

CAPITULO II

DESCRIPCIÓN TÉCNICA DEL SISTEMA

2.1 LA SEÑAL RADIOELÉCTRICA

En la misma forma en que un micrófono puede convertir las ondas sonoras en corriente eléctrica, ciertas formas de corriente ondulatoria pueden transformarse mediante una antena en ondas electromagnéticas. Para propagarse, estas ondas no requieren de aire, ni de alambre, ni de ningún cuerpo conductor; y al igual que las ondas sonoras, se difunden en todas direcciones desde el punto de origen.

Debido a que las ondas electromagnéticas o de radio, avanzan sin utilizar el aire como medio de propagación, la absorción que de ellas hace la atmósfera es muy pequeña. Para que la transmisión de las ondas de radio tenga resultados positivos, de hacerse a una frecuencia muy alta, pues solo así pueden propagarse larga distancia. Es por esto, que la forma en que se realizan estas radiodifusiones es combinando las corrientes ondulatorias, que corresponden a los sonidos, con ondas de radio de alta frecuencia, a fin de transmitir las simultáneamente. De esta manera, las ondas de radio constituyen el medio de enviar la información de audio desde una antena transmisora.

2.2 EL ESPECTRO DE FRECUENCIA

El espectro de frecuencia esta constituido por todas las frecuencias que pueda tener una onda continua; pero al tratarse de señales electrónicas abarca desde 20Hz. hasta millones y millones de Hz. , desde la audiodfrecuencia hasta los rayos X, pasando por las supersónicas, microondas, luz visible, rayos ultravioleta, etc.

En la siguiente tabla se muestran las designaciones de bandas de frecuencia junto con sus rangos de frecuencia respectivos.

DESIGNACIÓN	RANGO DE FRECUENCIA
ELF (Frecuencia extremadamente baja)	30 a 300 Hz
VF (Frecuencia de la voz)	0.3 a 3 kHz
VLF (Frecuencias muy bajas)	3 a 30 kHz
LF (Frecuencias bajas)	30 a 300 kHz
MF (Frecuencia medias)	300 kHz a 3 MHz
HF (Frecuencias altas)	3 MHz a 30 MHz

VHF (Frecuencias muy altas)	30 MHz a 300 MHz
UHF (Frecuencias Ultra altas)	300 MHz a 3000 MHz
SHF (Frecuencias Super altas)	3 GHz a 30 GHz
EHF (Frecuencias Extra altas)	30 GHz a 300 GHz

2.3 TIPOS DE MODULACIÓN DIGITAL CON PORTADORA ANALÓGICA

Para los sistemas digitales de comunicación que utilizan canales pasabanda, resulta ventajoso modular una señal portadora con la corriente digital de datos antes de la transmisión. Las tres formas básicas dan la modulación digital correspondiente a la modulación de amplitud (AM), la modulación de frecuencia (FM) y la modulación de fase (PM), se conocen como Conmutación de Corrimiento de Amplitud (ASK: amplitude-shift keying), Conmutación de Corrimiento de Frecuencia (FSK: frequency-shift keying) y Conmutación de Corrimiento de Fase (PSK: phase-shift keying).

2.3.1 CONMUTADOR DE DESPLAZAMIENTO DE AMPLITUD (ASK)

En el conmutador de desplazamiento de amplitud, la amplitud de la señal portadora de alta frecuencia se alterna entre dos o más valores en respuesta al código PCM (Pulse Code Modulation) o Modulación por impulsos codificados. En el caso binario, la elección habitual es el conmutador encendido-apagado: OOK (On-Off Key). La onda de amplitud modulada resultante consiste en pulsos RF, llamados marcas, que representan el binario 1(unos), y espacios que representan el binario 0 (cero). En el Anexo C1 se muestra una onda ASK para un código PCM dado. Como en el AM, el ancho de banda se duplica en el ASK.

La onda ASK para un pulso (es decir, un binario) puede escribirse

$$\varphi(t) = \begin{cases} A \sin_{\omega} t & 0 < T \\ 0 & \text{, para cualquier otro caso} \end{cases}$$

2.3.2 CONMUTADOR DE DESPLAZAMIENTO DE FRECUENCIA (FSK)

En este, la frecuencia instantánea de la señal portadora se alterna entre dos o más valores en respuesta al código PCM. Esto sugiere que la onda FSK puede

considerarse compuesta por dos ondas ASK de diferentes frecuencias portadoras, como se muestra en el Anexo C2.

Por tanto, para enviar cualquiera de los dos símbolos binarios pueden elegirse dos ondas:

$$\varphi(t) = \begin{cases} A \sin m_t, & 0 < t \leq T \\ 0, & \text{en cualquier otro caso} \end{cases}$$

$$\varphi(t) = \begin{cases} A \sin n_t, & 0 < t \leq T \\ 0, & \text{en cualquier otro caso} \end{cases}$$

2.3.3 CONMUTADOR DE DESPLAZAMIENTO DE FASE (PSK)

Aunque en la característica de operación del FSK se obtiene una distribución simétrica con respecto a cero, no puede obtenerse el rendimiento de probabilidad de error superior del sistema polar de banda básica. Es conveniente detenerse a examinar el problema global de la detección de la PCM binaria para adquirir cierto criterio de la razón de ser de la expuesto anteriormente.

El receptor óptimo para PCM binaria solo necesita decidir sobre la diferencia entre dos posibilidades basándose en la observación de un intervalo de tiempo finito. Ahora se volverá a investigar la detección de la diferencia entre dos señales con un filtro acoplado. Primero:

$$g(t) = f_1(t) - f_2(t), \quad 0 < t \leq T$$

Donde $f_1(t)$ y $f_2(t)$ son dos señales elegidas para transportar la información binaria.

En este caso, la fase de la señal portadora se alterna entre dos o más valores en respuesta al código PCM. Para PCM binaria, es conveniente un desfase de 180° porque simplifica el diseño de los modulados y por ello se emplea a menudo. Esta elección particular se conoce comúnmente como conmutador inverso de fase (PRK). La onda PRK puede expresarse como:

$$\varphi_1(t) = A \sin t, \quad \varphi_2(t) = -A \sin t$$

En el Anexo C3 se muestra una onda PRK típica.

2.4 DESCRIPCIÓN DE RADIO BASE MAXTRAC 888

El radio base MAXTRAC 888 opera en la banda de 806 - 821 y 851 - 870 MHz para la transmisión y en la banda de 851 - 870 MHz para la recepción. Las siguientes características del radio son estándar:

- ⇒ Veinte canales de operación
- ⇒ Dos display de caracteres
- ⇒ Compatible con los sistemas troncalizados I y II
- ⇒ Botón de transmisión PTT
- ⇒ 15 watts de potencia de salida
- ⇒ Antena con 3dB de ganancia
- ⇒ 10 pies para cable de poder
- ⇒ Alimentación de 12Vcd
- ⇒ $\pm 0.00025\%$ de estabilidad de potencia
- ⇒ Reloj de tiempo fuera
- ⇒ Parlante montado al frente de 3 Watts de potencia
- ⇒ Conector opcional de 16 pines
- ⇒ EEPROM con opción de reprogramar
- ⇒ Micrófono compacto manual
- ⇒ Control de volumen rotatorio

2.4.1 VENTAJAS DEL SISTEMA TRUNKING

El sistema troncalizado permite a muchos usuarios distribuir y establecer canales de comunicación sin que se interfieran unos con otros. Por muchos años las compañías de teléfono han utilizado el trunking para hacer más eficiente el uso de sus equipos; Motorola ha adoptado métodos similares al trunking para la radiocomunicación en dos sentidos.

Un sistema de radio troncalizado permite un gran número de usuarios que se distribuyen relativamente en un pequeño número de frecuencias. Cuando el usuario presiona el botón para establecer una comunicación con otro usuario siempre en el mismo sistema, el sistema automáticamente asigna un camino y una repetidora en esta frecuencia. Tan pronto como la conversación finaliza, la repetidora es liberada para otros usuarios. Los sistemas troncalizados de radios Motorola tiene un controlador central, el cual asigna frecuencias automáticamente y una repetidora por cada frecuencia usada.

Al llevar un control de las frecuencias asignadas a las repetidoras se logra evitar congestión en los canales.

Algunos beneficios del sistema troncalizados son:

- ⇒ No requiere canal de monitoreo
- ⇒ Rápido sistema de acceso
- ⇒ Selección de canal automático
- ⇒ Privacidad entre los miembros de un mismo grupo
- ⇒ Conversaciones muy continuas e ininterrumpidas
- ⇒ Solo requiere un intento para acceder el sistema

2.4.2 TONOS DE ALERTA DEL TRUNKING

Tipo de Tono	Significado
Talk Prohibit: (Conversación prohibida). Tono constante cuando el PTT es presionado.	Se da cuando un intento de acceso al sistema troncalizado es infructuoso o este esta fuera de servicio.
Busy: (Ocupado). Un continuo "bah-bah-bah" suena al presionar el PTT.	Todos los canales disponibles están ocupados y el radio esta en una fila de espera, o el radio no esta autorizado para acceder el sistema
Talk Permit or Call Back: (Conversación permitida o regreso de llamada)	Se tiene acceso al canal
Valid Key: (Tecla valida). Suena un tono de chillido.	Significa que el botón presionado fue aceptado
Invalid Key: (Tecla no valida).	Indica que el modo de operación o botón presionado no es el indicado
Time Out timer: (Contador de tempo fuera)	Significa que la siguiente transmisión termina en 4 segundos
Failsoft: Se escucha un beep cada 10 segundos.	En el sistema ha ocurrido una falla, sé esta operando sobre un canal en modo convencional
SelfTest: (Autoprueba). Suena un tono por 5	Se da un chequeo eléctrico.

segundos.	
Disconnect Mode warning: (Modo de precaución desconectado) Suena un tono luego de una función ilegal.	Recuerda salir del modo Phone o Call alert.
Telephone time out warning: (Indicador de tiempo fuera en llamada telefonica). Tonos de 15 a 20 segundos.	Indica que se terminara si no se completa de 15 a 20 segundos.

2.4.3 OPERACION BASICA DEL RADIO BASE

Encendido del radio: Se enciende en la perilla de volumen girandolo en el sentido de las agujas del reloj. Se ilumina el display y suena en el radio un beep simple.

Para recibir:

Seleccione el sistema presionando el botón (system), hasta que el número del sistema sea desplegado. Para seleccionar subflota presione el botón "subject" hasta que la letra de la subflota sea mostrada. Un sistema convencional presenta un número sin tener carácter o letra. Un sistema troncalizado siempre tendrá una letra o un carácter especial al lado derecho del display.

Para transmitir durante una operación sobre el sistema troncalizado:

Cuando la luz del LED indicador del transmisor encienda, presione PTT y hable por el micrófono con una voz normal. Si escucha tono(s) cuando presione el PTT; el sistema está alertando sobre ciertas condiciones existentes.

Para transmitir durante la operación sobre un sistema convencional:

No transmitir si alguien está utilizando el canal. Cuando presione el PTT contenido en el micrófono, el indicador de transmisión será encendido continuamente para indicarle que está en el aire. Quedará encendido hasta que el botón del PTT sea liberado.

2.4.3.a Conexión del panel trasero de la radio base

Para una utilización adecuada de la radio base es necesario conocer el

funcionamiento de los pines, tanto de entrada como de salida, en los cuales va a inyectarse y a extraerse una señal, y al mismo tiempo los que se utilizan como pines de control.

Los pines que utilizaremos para introducir dicha señal son:

PIN 5: Como entrada de audio con un nivel de 150mV, con desviación de 3kHz.

PIN 7: Como tierra de la señal.

PIN 3: Este es utilizado para habilitar el botón PTT (Push To Talk), el radio transmite cuando este pin es conectado a tierra.

PIN 11: Salida de audio al discriminador con nivel de 350mVRMS con una desviación de 3kHz.

Ver Anexo C4.

2.4.4 SISTEMA MULTIPLE

Selección del sistema múltiple.

Los radios MAXTRAC 888 permiten operar y seleccionar 6 sistemas programados en el radio (dependiendo del modelo). Cada sistema tiene su propio grupo sub grupo de control, llamadas de alerta y llamadas de conversación privada. Después de seleccionar el sistema se tiene 1 segundo aproximadamente antes de que la radio reciba o transmita llamadas.

Los Sistemas Troncalizados son identificados de 1 a 6. Este sistema está numerado siempre en el dígito izquierdo del display. Presionando momentáneamente el botón "system" incrementa el dígito izquierdo en uno.

2.5 DESCRIPCION DE DIAGRAMA EN BLOQUES DEL SISTEMA

❑ Detector de la onda R(Amp. Op.): Esta constituido por un amplificador operacional configurado como comparador, el cual dependiendo del nivel en su entrada al compararlo con el nivel de referencia, proporciona a su salida +Vsat. o -Vsat (\pm Voltaje máximo de alimentación).Esta salida esta acondicionada para que al detectarse la onda R en la señal ECG, se tenga un nivel lógico alto (1 Lógico).

❑ Etapa de conteo: Está formado por un contador síncrono, cuyo reloj es proporcionado por el tren de pulsos que se genera a la salida del detector de la onda R. Este se utiliza para generar los datos que deben ser comparados con los parámetros estándar de bradicardia, normal o taquicardia.

❑ Circuito de enganche (latcheo): Mantiene la última lectura hasta que una nueva

señal de TRIGGER o de gatillado le permite capturar un nuevo valor del contador, para poder realizar las comparaciones.

❑ **Generador de Ventana:** Es un circuito temporizador que crea una ventana de tiempo de 60 segundos, tiempo que se toma como base para definir cual es la frecuencia en bpm de los latidos cardíacos, y su salida es aplicada a los enganchadores.

❑ **Etapa de comparación binaria:** Compuesta por dos comparadores binarios de 4 bits conectados en cascada para poder comparar hasta un valor mayor, al tener salida de comparación con estados de mayor que, menos que o igual a, permiten con sencillez relativa realizar la aplicación que se desea en este sistema.

❑ **Decodificador de 8 a 3 líneas:** Es un arreglo de compuertas que está diseñado para dar el parámetro correcto en la salida respectiva de acuerdo a las comparaciones con los estándares conocidos. Al mismo tiempo se genera un nivel que es el que activa y desactiva el PTT del radio.

Etapa transmisora:

La etapa de transmisión consta de tres osciladores controlados por voltaje (VCO), los cuales han sido ajustados en este sistema para generar señales en el rango de frecuencia desde 1kHz hasta 2.5kHz. Las señales generadas son aplicadas a unos switches analógicos los cuales son habilitados por medio de unas compuertas OR provenientes del decodificador de 8 a 3 líneas de la etapa que la antecede (salidas de parámetros monitoreados). Ver diagrama en Anexo C5 y C6.

❑ **Oscilador (VCO):** consiste en la generación de una señal sinusoidal pura (tono) a 3 frecuencias diferentes entre sí que servirán como señal una por cada parámetro a monitorear. Esto se hace con circuito integrado que operará como generador de funciones (ICL 8038).

❑ **Señal Moduladora:** comprende los niveles de salida de los parámetros a monitorear de la planta los cuales son: Estado de bradicardia (frecuencia cardiaca por debajo de lo normal), Estado normal, y estado de taquicardia (frecuencia cardíaca superior a la normal); estos niveles servirán para modular el tono generado, dejándolo pasar o bloqueando su acceso al radio base. Estos niveles los proporciona la salida del decodificador de 8 a 3 líneas.

□ **Atenuador:** consta de un Amp-Op en configuración de amplificador inversor con una ganancia inferior a 1, ya que el nivel de entrada en el radio base es de alrededor de 400mV.

□ **Habilitador del PTT:** contiene un transistor NPN ocupado como interruptor que de acuerdo a su entrada cerrará los contactos del relé para activar al radio base como transmisor.

Etapa receptora:

Esta etapa es la que se encarga de recibir todas las señales que se generan en la etapa de transmisión, toda esta información será recibida a través de una antena y luego pasará a la radio base MAXTRAC 888, la cual nos procesará y demodulará la información. Estas señales serán extraídas del puerto a través de los pines externos que posee la radio, específicamente del pin conocido como "salida del discriminador", donde la señal se obtiene con un nivel de 350mVRMS, la cual se pasará a un atenuador que consiste en un amplificador operacional en configuración de inversor con ganancia inferior a uno, para poder ajustar esta amplitud a un nivel de 200mVRMS(amplitud máxima de entrada del PLL).

Los PLL serán los que capturan las frecuencias que se generan en la etapa de transmisión, proporcionándonos a su salida un nivel lógico de "CERO", cuando captura la frecuencia para la cual ha sido calculado. Ver anexo C7 y C8

□ **Atenuador:** es otro Amp-Op que limita aún más el nivel de la señal recibida para que pueda ser aplicada a los PLL.

□ **PLL (Lazos de fase cerrada):** son tres circuitos integrados que han sido calculados cada uno para capturar a una frecuencia diferente, las frecuencias son las que generan los osciladores en la etapa de transmisión. El PLL que capture una frecuencia nos proporciona a su salida el nivel para activar el programa que realizará la visualización de la lectura de los parámetros mediante una computadora personal.

□ **Puerto paralelo:** Es la estructura física de la PC que es utilizado (LPT1) para la adquisición de los datos provenientes de la salida de la etapa de recepción. En el CPU estará el software que se encargará de la lectura de los parámetros, este programa está elaborado en lenguaje de programación de alto nivel Turbo C.

2.6 EXPLICACION GENERAL DEL PROGRAMA UTILIZADO

El programa que se ha utilizado en este proyecto esta elaborado en lenguaje Turbo C, el fin principal de este es visualizar gráficamente en una forma adecuada los datos que se obtienen del receptor a través del puerto paralelo de la computadora.

Los datos a visualizar son puestos en pantalla al momento en que uno de ellos es activado. Además, es colocada la hora en que fue detectado un de estos parámetros.

El programa leerá el puerto paralelo mucho más veces que los datos recibidos, por lo tanto se calibró a manera de que cada vez que los datos leídos sean los adecuados, este los tome como verdaderos y dé la interpretación del significado de los 3 bits de datos, aunque del circuito externo solo se puede obtener la información correcta de los datos uno a la vez.

Las conexiones del puerto paralelo que se ocuparán solo serán 3 y no necesitarán sincronización alguna de parte del circuito, ya que solo se ocuparán como líneas de entrada.

El programa al momento de iniciar su funcionamiento dirá si desea entrar a funcionar o salir, si entra a funcionar este programa empezará un lazo repetitivo en el cual leerá constantemente el puerto y visualizará, algún dato en pantalla. El lazo finalizará hasta que se presione alguna tecla, preguntando en ese momento si desea salir del programa o seguir con el funcionamiento normal.

2.7 DESCRIPCION DEL PUERTO PARALELO

2.7.1 INTRODUCCIÓN AL ESTÁNDAR IEEE 1284

Este estándar proporciona una comunicación bidireccional de alta velocidad entre una PC y un periférico externo como estableciendo una comunicación entre 50 y 100 veces más rápido que el puerto paralelo original. Por supuesto es totalmente compatible con todos los periféricos existentes para puertos paralelos. El estándar 1284 define 5 modos de transferencia de datos. Cada modo proporciona un método de transferencia de datos hacia el exterior (de PC a periférico), hacia el interior (de periférico a PC) o bidireccional(Dúplex).

Los modos definidos son:

- ❑ Solo hacia el exterior: Modo de compatibilidad "Centronis" o modo estandar.
- ❑ Solo hacia el interior.
- ❑ Modo nibble, 4 bits a un tiempo empleando las líneas de estado para datos.
- ❑ Modo byte, 8 bits a un tiempo empleando líneas de datos, a veces referido como puerto bidireccional. Este modo solo lo soportan los ordenadores de IBM PS/2
- ❑ Bidireccional
- ❑ EPP (Enhanced Parallel Port), empleado por perifericos como CD ROM, cintas, disco duros, adaptadores de RF, etc.
- ❑ ECP (Extended Capability Port), empleado por la nueva generación de impresoras y scanners.

2.7.2 NEGOCIACIÓN DEL MODO 1284 A EMPLEAR.

Los perifericos no tienen porque implementar todos los modos de transferencia. Por tanto, se necesita un método para determinar las posibilidades del periférico conectado y una forma de situarlo en uno de esos modos. El concepto de negociación fue desarrollado para este fin, consiste en una secuencia de eventos en la interfaz del puerto paralelo que no influyen en antiguos dispositivos pero proporcionan la posibilidad de identificar un periférico 1284 y que este responda para poder situarlo en el modo soportado.

2.7.3 CONECTORES.

El estandar identifica 3 tipos de conectores para el interfaz 1284:

- ❑ 1284 Tipo A: 25 pines DB25
- ❑ 1284 Tipo B: 36 conductores, 0.085 (Conector champ).
- ❑ 1284 Tipo c: 36 conductores, 0.050 (Conector mini).

Ver anexo C9.

2.8 EXPLICACION DE DISPOSITIVOS ELECTRONICOS

2.8.1 LAZO DE FASE CERRADA (PLL):

Un lazo de fase cerrada es un circuito electrónico que es compuesto por un detector de fase, un filtro pasabajos y un oscilador controlado por voltaje. Las

aplicaciones comunes de un PLL incluyen: (1) sintetizadores de frecuencia, que proporcionan múltiplos de una frecuencia de señal de referencia (por ejemplo, la frecuencia portadora para los canales múltiples de banda civil). Puede generarse empleando una frecuencia controlada por un cristal y sus múltiplos generados empleando un PLL; (2) redes de demodulación FM para operación en frecuencia modulada con excelente linealidad entre la frecuencia de la señal de entrada y el voltaje de salida del PLL; (3) demodulación de los dos datos de transmisión de las frecuencias portadoras en la transmisión de datos digitales que se emplean en la operación de llaveo por desplazamiento de frecuencia (FSK); y (4) una amplia variedad de áreas entre las que se incluyen modems, receptores y transmisores de telemetría, decodificadores de tono, detectores de AM y filtros de rastreo.

2.8.1.a Operación básica del PLL:

La operación básica de un PLL puede explicarse empleando como referencia el Anexo C10. Consideremos primero la operación de los diferentes circuitos en el ciclo de fase cerrada cuando el ciclo está operando en cerrada (la frecuencia de la señal de entrada es la misma que la del VCO son iguales). Cuando la frecuencia de entrada es la misma que la del VCO por el comparador, el voltaje VD, tomado como salida es el valor necesario para mantener el VCO en fase cerrada con la señal de entrada. Posteriormente, el VCO proporciona la salida de una señal de onda cuadrada de amplitud fija a una de las frecuencias de entrada. La mejor operación se obtiene si la frecuencia central del VCO, F_0 , se ajusta con el voltaje de polarización V_{cd} a la mitad de su intervalo de operación lineal. El amplificador permite este ajuste en el voltaje V_{cd} en base a que se obtiene como salida del circuito filtro. Cuando el lazo está en cerrada, las dos señales para el comparador son de la misma frecuencia, aunque no necesariamente en fase. Una diferencia de fase fija entre las dos señales del comparador produce un voltaje V_{cd} fijo para el VCO. Los cambios en la frecuencia de la señal de entrada producen el cambio del voltaje V_{cd} para el VCO. Dentro de un rango de frecuencia de captura y cerrada, el voltaje V_{cd} activará la frecuencia del VCO para igualarla con la de la entrada.

En tanto que el ciclo trata de lograr la cerrada, la salida del comparador de fase contiene las componentes de frecuencia en la suma y diferencia de las señales comparadas. Un filtro pasabajos deja pasar solo las componentes de baja frecuencia de la señal, de modo que el lazo pueda obtener la fase cerrada entre las señales de entrada y la del VCO.

debido al intervalo limitado de operación del VCO y a la conexión de retroalimentación del circuito PLL, hay dos bandas de frecuencia importantes que se especifican para un PLL. El rango de captura de un PLL es el intervalo de frecuencia centrado en torno a la frecuencia libre de oscilación del VCO, f_0 , sobre

el cual el ciclo puede adquirir la condición de cerrada con la señal de entrada. Una vez que el PLL ha logrado la captura, puede mantenerla cerrada con la señal de entrada sobre un intervalo un poco más amplio de frecuencia denominado rango de cerrada.

2.9 OSCILADOR CONTROLADO POR VOLTAJE (VCO)

Un VCO es un circuito que proporciona una señal de salida oscilante, senoidal, cuadrada o triangular, cuya frecuencia puede ajustarse dentro de un rango determinado por un voltaje DC.

Un VCO funciona a partir de una carga o descarga de un capacitor externo C realizado por dos fuentes de corriente. La fuente de corriente 2 es conmutada de "ON" a "OFF" por un flip-flop, mientras que la fuente de corriente 1 está en "ON" continuamente.

Asumiendo que el flip-flop está en un estado igual que la fuente de corriente 2 es decir está en "OFF", entonces el capacitor está cargado por una corriente I . El voltaje a través del capacitor aumenta linealmente con el tiempo.

Cuando este voltaje alcanza el nivel del comparador 1 (fijado a $2/3$ del voltaje de alimentación), el flip-flop es gatillado disparado, cambiando los estados, así desconecta la fuente de corriente 2. Esta fuente de corriente normalmente lleva una corriente $2I$, de este modo el capacitor es descargado con una corriente neta I y el voltaje a través es drenado linealmente con el tiempo. Cuando este alcanzado el nivel del comparador 2 (fijado a $1/3$ del voltaje de alimentación), el flip-flop es gatillado hacia el estado original y el ciclo empieza de nuevo.

Los niveles de las fuentes de corriente pueden ser seleccionados dentro de un rango ancho con dos resistores externos. Por lo tanto, con las dos corrientes se pueden fijar diferentes valores de I y el de $2I$, así una señal asimétrica de diente de sierra aparecen la terminal 3 (ICL 8038 de la INTERSILL), y pulsos con un ciclo de trabajo no menor que el 1% hasta un máximo del 99% están siempre disponibles en terminal).

La señal sinusoidal es creada a consecuencia de la señal triangular que es aplicada a un convertidor seno. Este dispositivo provee un decremento en su impedancia Shunt en función del potencial de la señal triangular ya que se mueve cerca de los dos extremos.

2.10 EL TEMPORIZADOR LM 555

Las aplicaciones como osciladores, generadores de pulso, generadores de rampa y onda cuadrada, multivibradores de un disparo, alarma contra robo, monitores de voltaje, requieren un circuito capaz de producir intervalos de tiempo medido. El circuito integrado temporizador más popular es el 555, introducido primero por Signetic Corporation. Similar a los amplificadores operacionales de propósito general, el 555 es confiable, fácil de usar en gran variedad de aplicaciones y de bajo. El 555 también puede operar con voltajes de alimentación de +5V a +18V, por lo tanto es compatible con los circuitos TTL (Transistor Transistor Logic) como con amplificadores operacionales. El temporizador 555 puede considerarse como un conjunto funcional que tiene dos comparadores, dos transistores, tres resistencias iguales, un flip-flop, y la etapa de salida (ver Anexo C11).

El temporizador 555 como monoestable

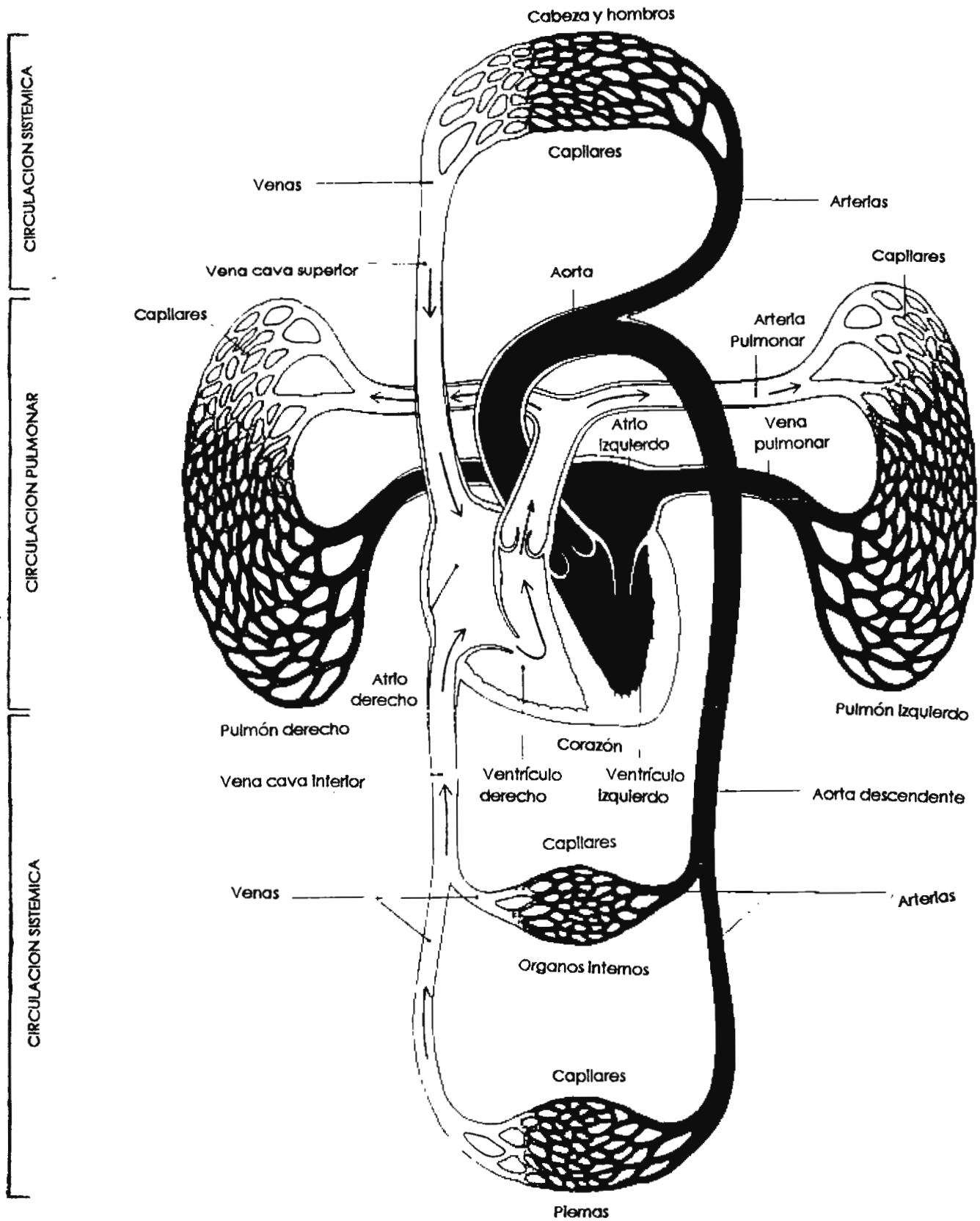
El temporizador 555 puede emplearse como un circuito multivibrador monoestable (ver Anexo C12), cuando la señal de entrada de disparo se hace negativa, dispara el monoestable con la salida en la terminal 3, haciéndose entonces alta durante un período de tiempo:

$$T_{\text{alto}} = 1.1 R_a C$$

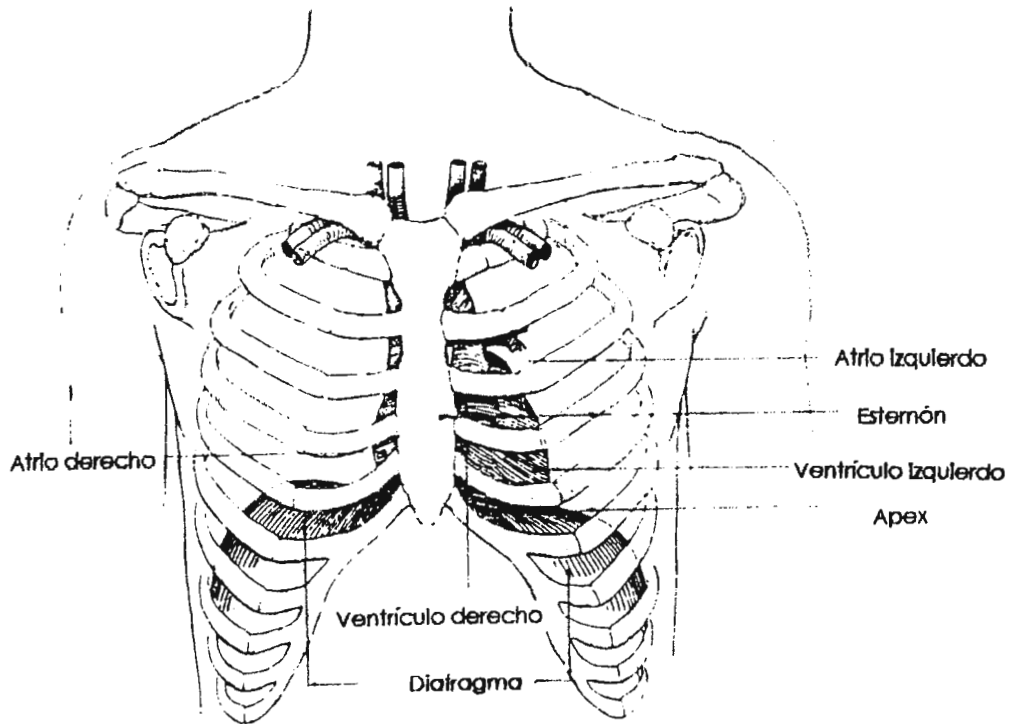
Cuando la entrada de disparo causa que el comparador 2 dispare el flip-flop colocando la salida de la terminal 3 en alto. El capacitor C se carga hasta V_{cc} a través del resistor R_a . Durante el intervalo de carga, la salida permanece alta. Cuando el voltaje en el capacitor alcanza el nivel de umbral de V_{cc} , el comparador 1 dispara el FF colocando la salida en bajo. El transistor de carga también va a conducción, ocasionando que el capacitor permanezca en la vecindad de cero voltios hasta un nuevo disparo.

2.11 BIBLIOGRAFIA

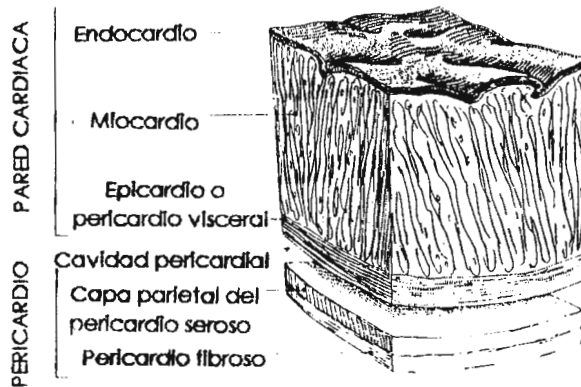
1. "Harrison Principles of Internal medicine" / Maxwell M. Wintrobe
Séptima edición, McGraw Hill
2. "Diccionario de medicina Océano Mosby" / Carlos Gispert
Edición 1995, Grupo Editorial Océano
3. "Fisiología Humana" / Gannon
4. Guía práctica de módulo "Generador de señales" / Electrónica Venetta
5. "Circuitos digitales y microprocesadores" / Herbert Taub
Primera edición, McGraw Hill
6. "Introduction to two way radios" / Motorola Inc
7. "Planeación y organización de empresas" / Guillermo Gómez Ceja
Octava edición, McGraw Hill
8. "Metodología de la Investigación" / R. H. Sampeiri
9. "Electrónica en sistemas de comunicación" / Sol, Lapatine
Editorial LIMUSA, 1990
10. "Comunicación electrónica" / Schaum
11. "Human anatomy and Physiology" / Carola Robert
McGraw Hill, 1990
12. "Fisiología Humana" / Guyton A.C.
Sexta edición, Interamericana de cultura
13. "Electrónica, Teoría de circuitos" / Boylestad Robert
Cuarta Edición, PrenticeHall Hispanoamericana



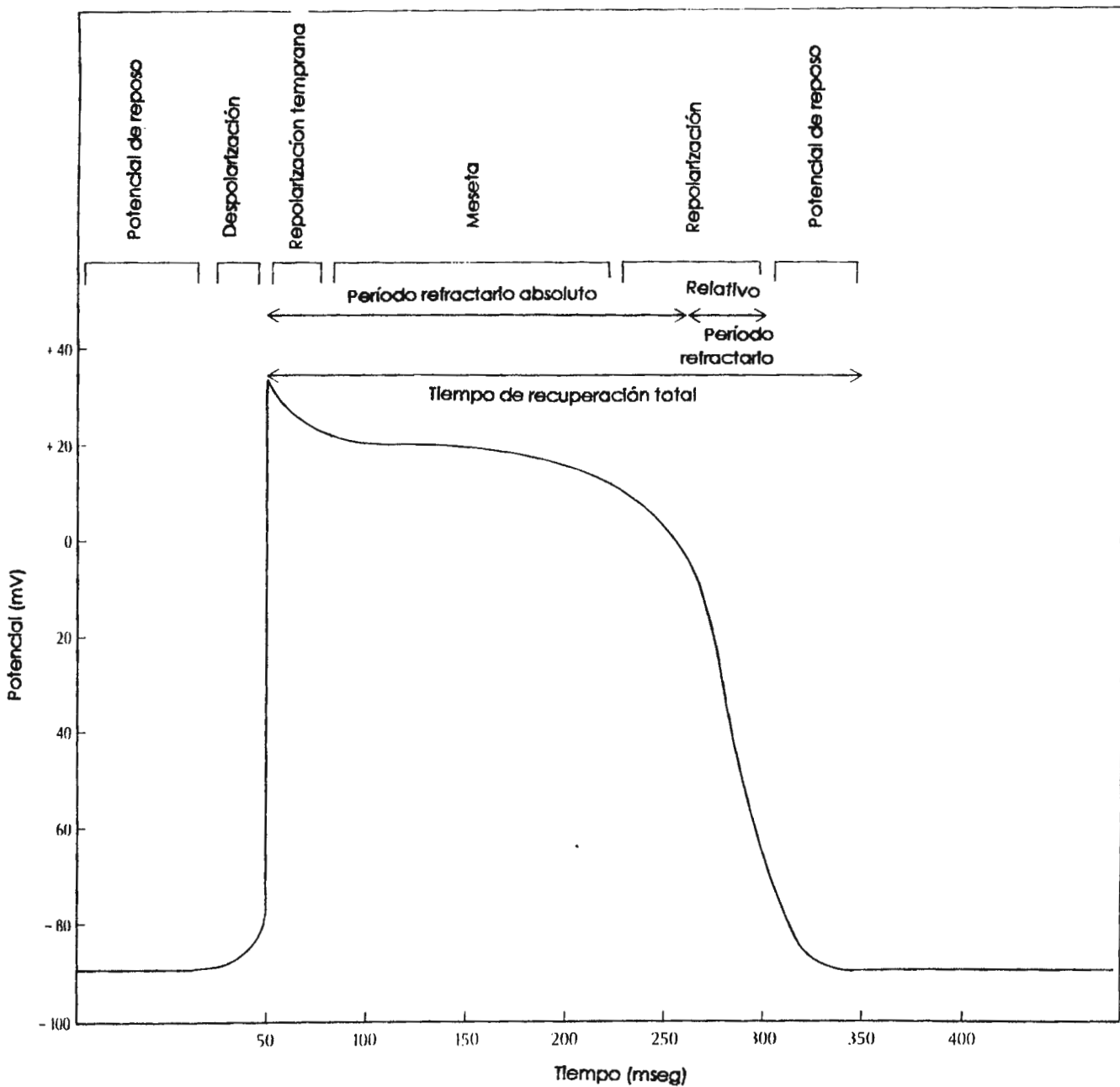
ANEXO A1. Circulación Sistémica y pulmonar



ANEXO A2. Posición del corazón en relación a las costillas, esternón y el diafragma

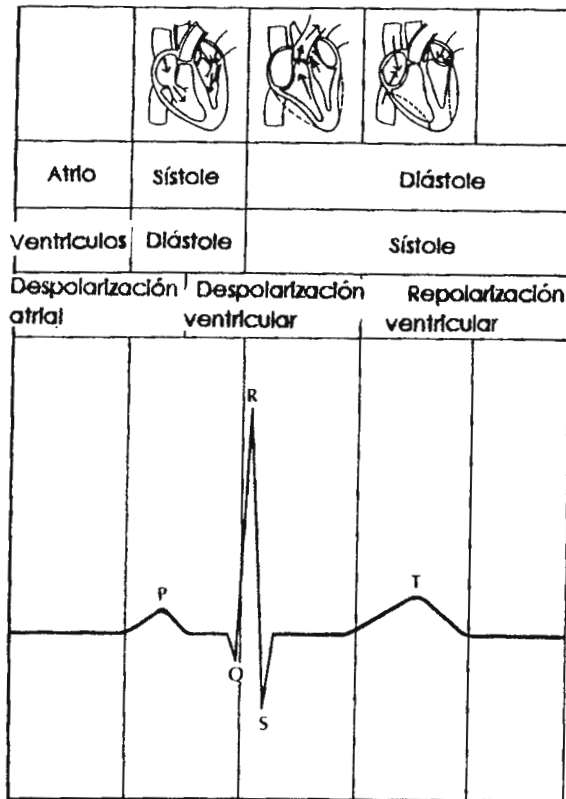
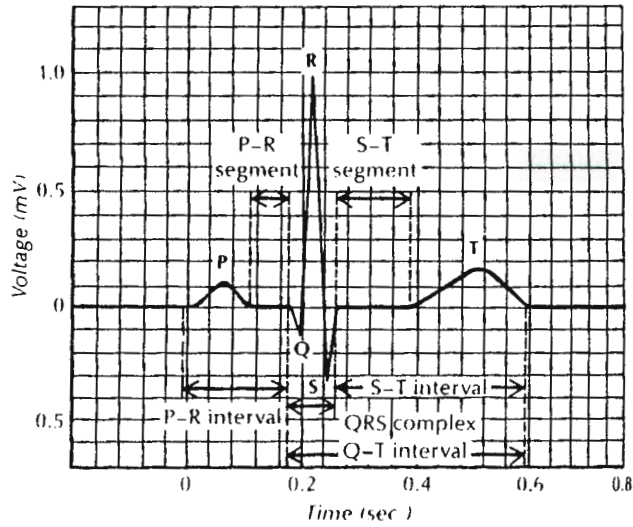


ANEXO A3. Recubrimiento y pared del corazón

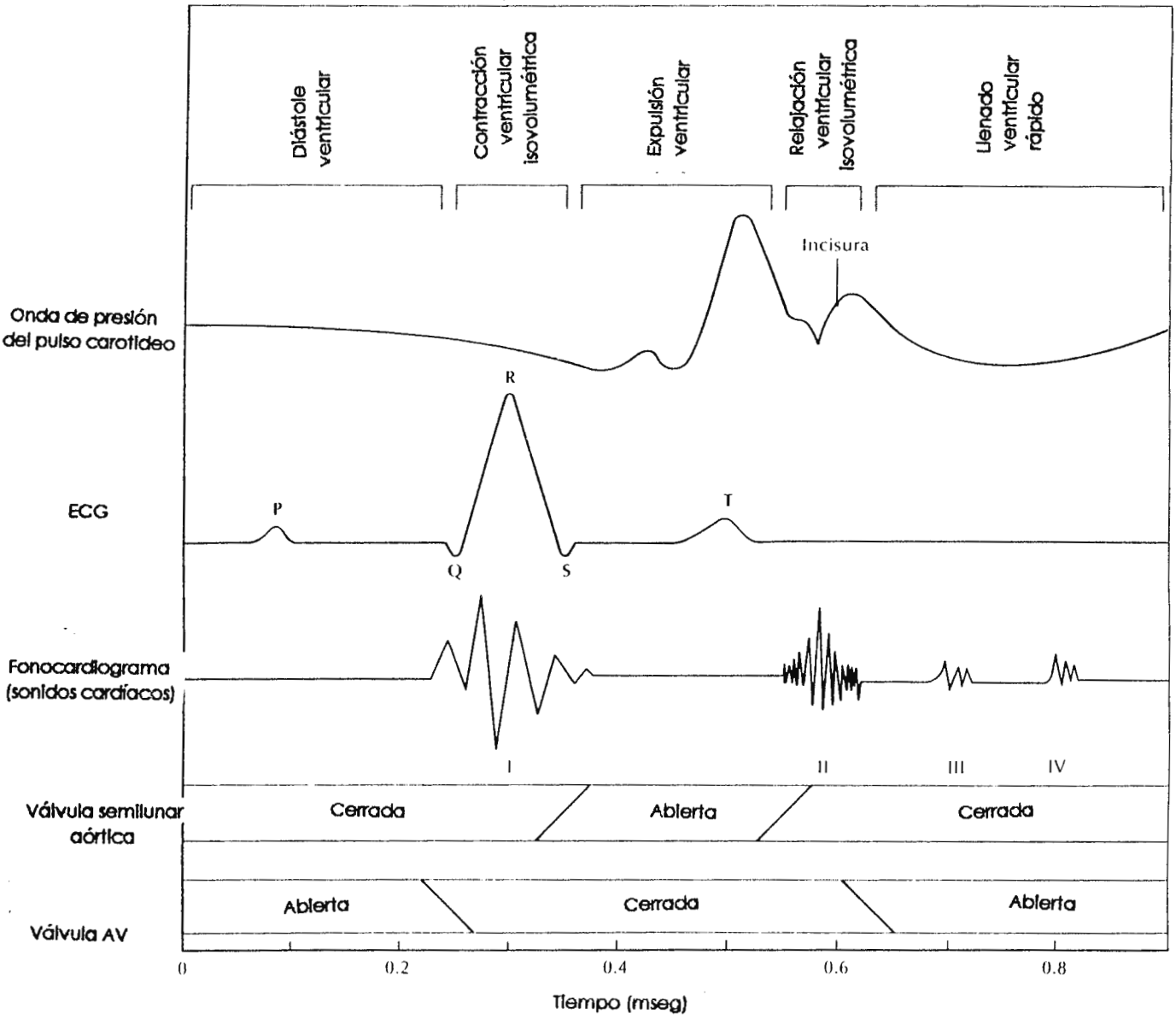


.ANEXO A4. Fases del potencial de acción

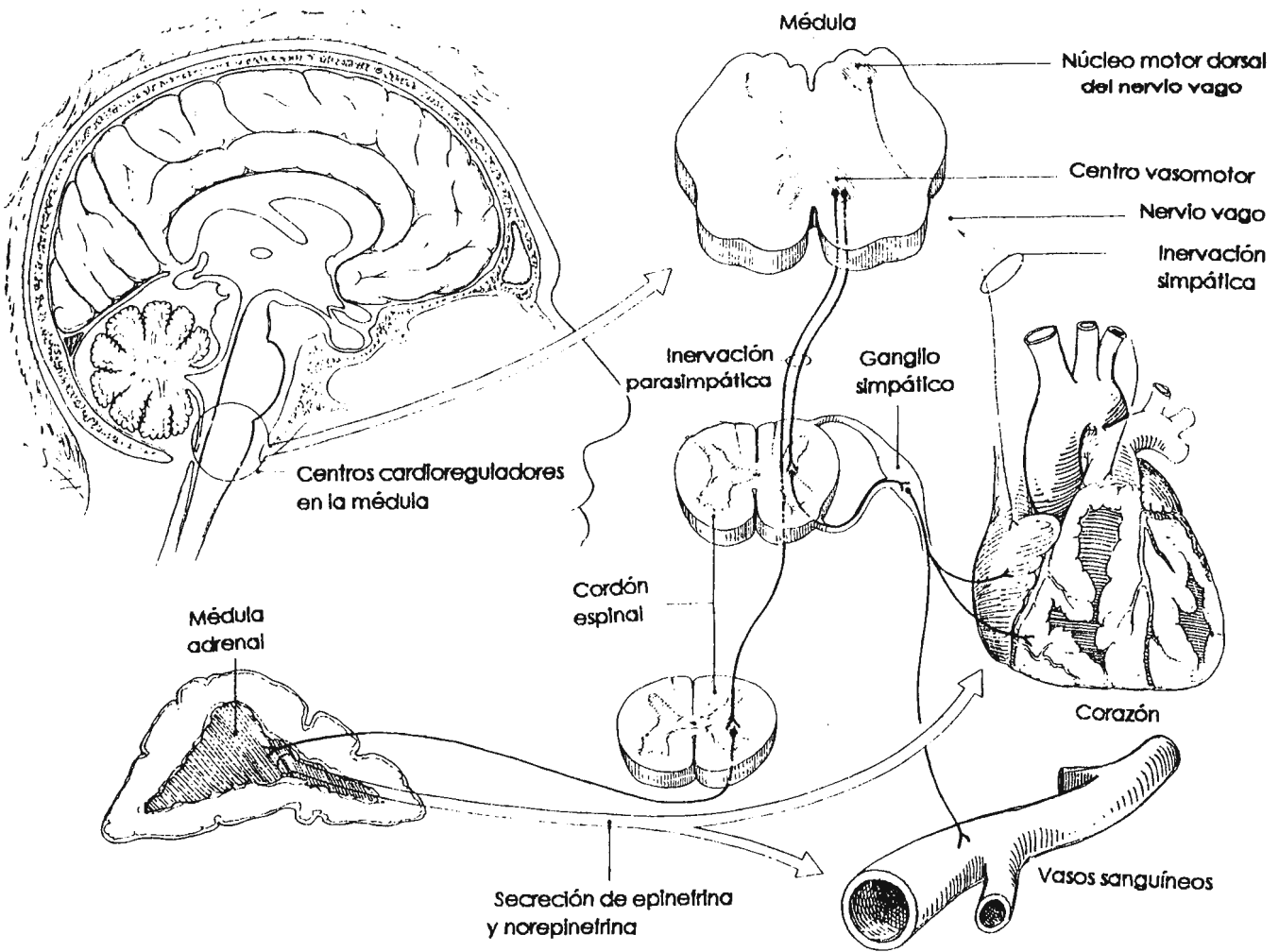
ANEXO A5. Actividad eléctrica del corazón



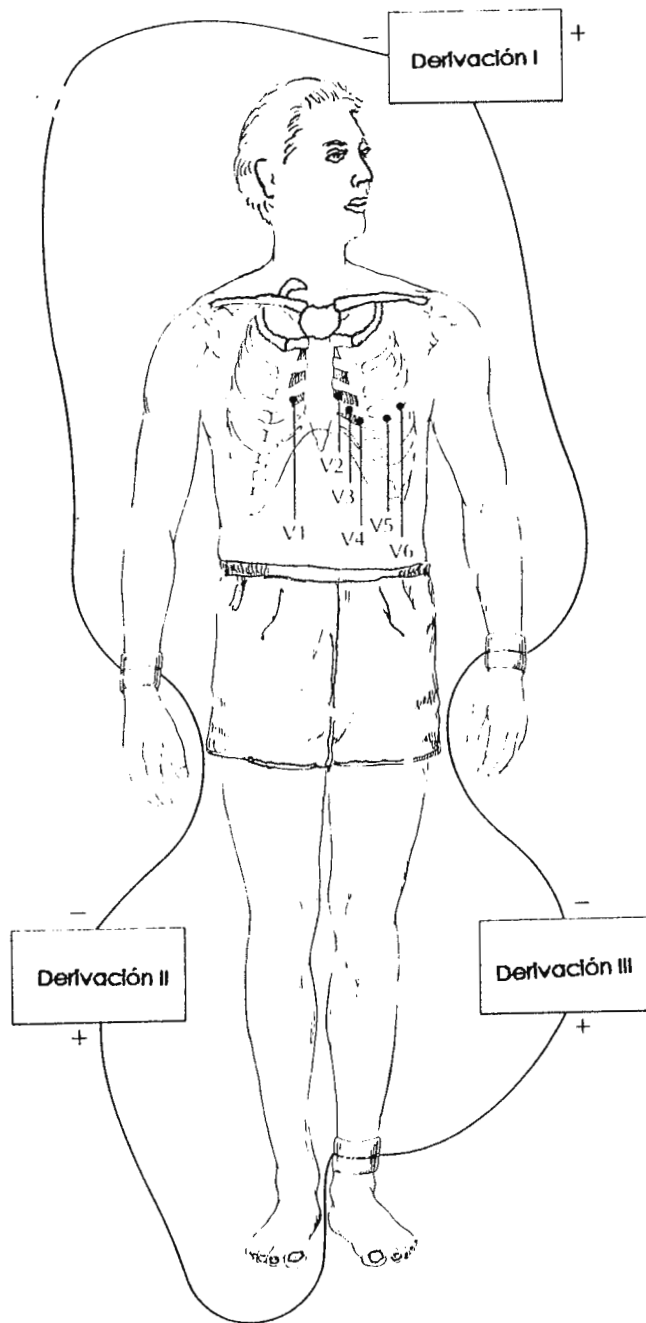
ANEXO A6. Eventos del ciclo cardíaco



ANEXO A7. Presión y volumen en relación al ECG y sonidos cardíacos



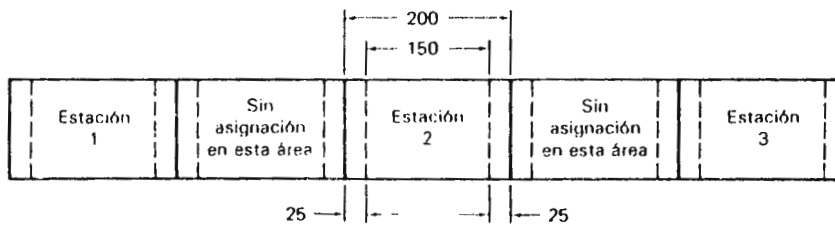
ANEXO A8. Centros cardiorreguladores en la médula



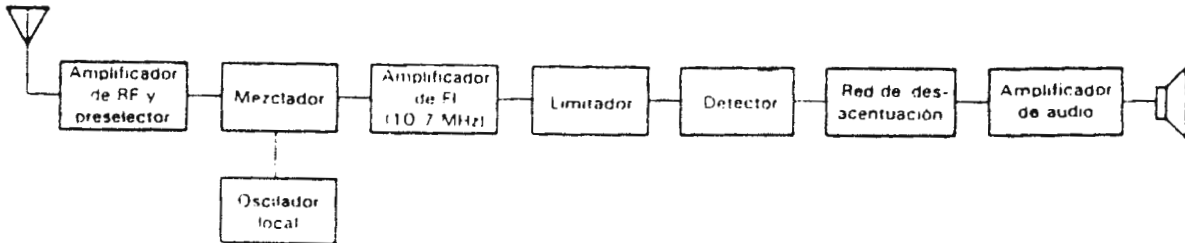
ANEXO A9. DERIVACIONES

ANEXO B

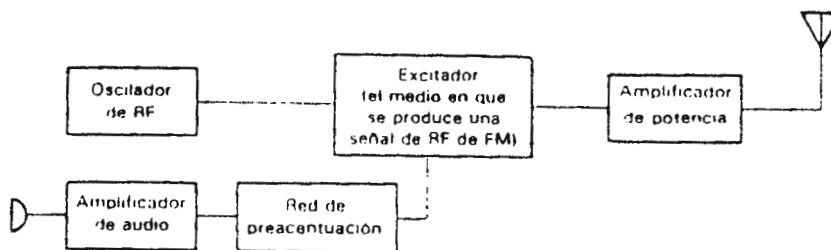
DIAGRAMAS DE BLOQUES Y DE TIEMPOS DE LOS TRANSCÉPTORES FM



ANEXO B1. Alternación de canales



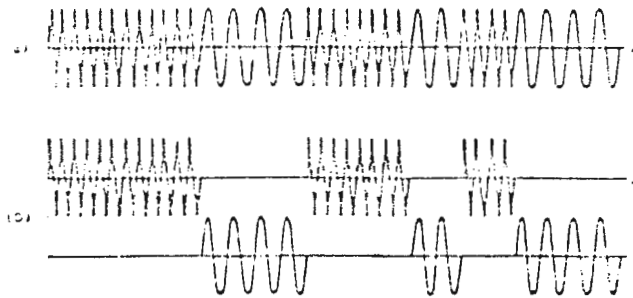
ANEXO B2, Receptor de FM



ANEXO B3 Transmisor de FM

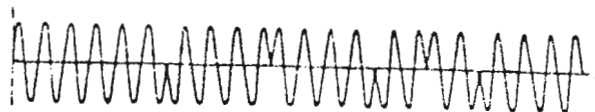


ANEXO C1 ONDA BINARIA ASK



Onda FSK idealizada y b) su descomposición en dos ondas ASK.

ANEXO C2 ONDA FSK



Onda PRK.

ANEXO C3 ONDA PRK

4. EXPANDED ACCESSORY CONNECTOR

a. General

This section provides a description of the pin functions on the Expanded Accessory Connector. See Figure 1 to note pin locations in the connector housing.

PIN NUMBER	DESCRIPTION
1	External Speaker Negative
2	Microphone Audio 80mV RMS @ 3kHz Deviation
3	Microphone PTT
4	Programmable - See Radio Service Software (Defaults to External Alarm Output 0.25 Amps Max.)
5	Flat Transmit Audio 150mV RMS @ 3kHz Deviation
6	Programmable - See Radio Service Software
7	Ground →
8	Programmable - See Radio Service Software
9	Emergency Alert Input
10	Ignition Control Input
11	Discriminator Audio Output 350mV RMS @ 3kHz Deviation
12	Programmable - See Radio Service Software
13	Switched A+ Sense 0.5 Amps Max.
14	Programmable - See Radio Service Software
15	Internal Speaker Positive
16	External Speaker Positive

b. Terminal Extraction

Use the extraction tool, included with the Expanded Accessory Connector option, to remove the terminals by inserting the tool as shown in Figure 2. After inserting the tool, gently remove the terminal by pulling the wire away from the housing.

c. Pin Insertion

After crimping the wire to the terminal, insert the terminal into the desired housing location. Pin locations are shown in Figure 1. Make sure the locking tab on the terminal is facing down toward the strain relief tab and that the terminal clicks into place. If required, a hardware kit can be ordered that includes 16 connector pins, an extra housing and (5) 8-inch wires with connector pins attached, Motorola part no. HLN9457.

5. LOCKING TRUNNION Model HLN4426 (B81 Option)

Refer to the illustration and mount the Locking Trunnion as follows:

- Using the mounting bracket as a template, drill six 5/32" holes. If mounting on plastic surface, use metal backing plate or select mounting position around metal dash supporting frame to strengthen installation.
- Using the six #10-16 x 3/4" screws provided, attach the mounting bracket to the mounting surface. Allow 3/4" clearance in front of the bracket so locking trunnion may be inserted in the radio.
- Attach radio to locking trunnion using the two M5.0 x .8 x 10 screws provided. These screws are slotted TORX drive. Recommended driver is T25.
- Insert the locking trunnion into the mounting bracket by first sliding the large flanges into the slots at the

rear of the mounting bracket, then slide the small locking flanges into the slots at the front of the mounting bracket.

- Lock the locking trunnion into the mounting bracket using the key provided.

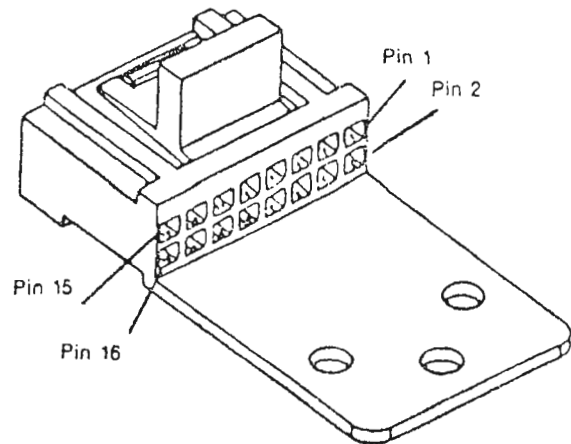


Figure 1

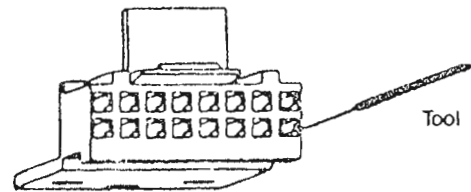
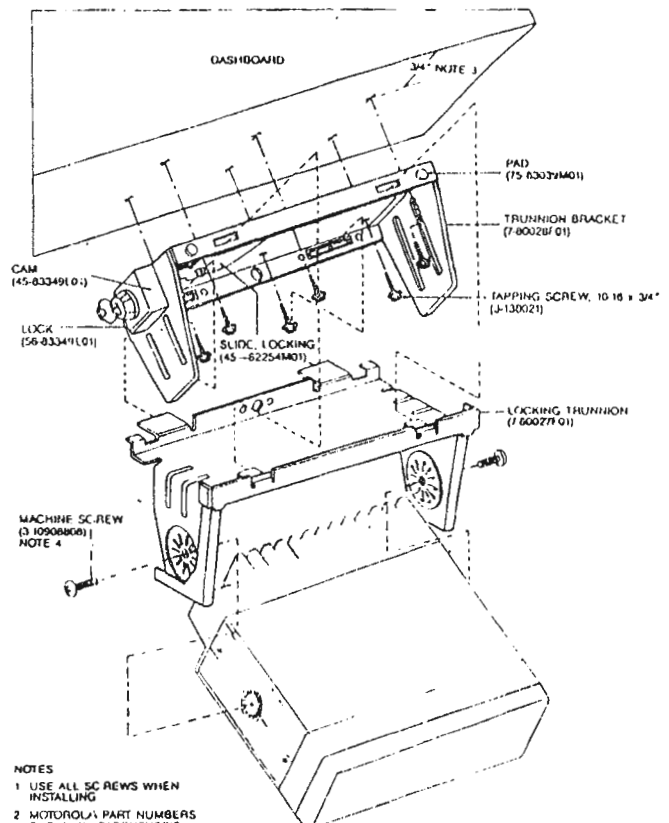
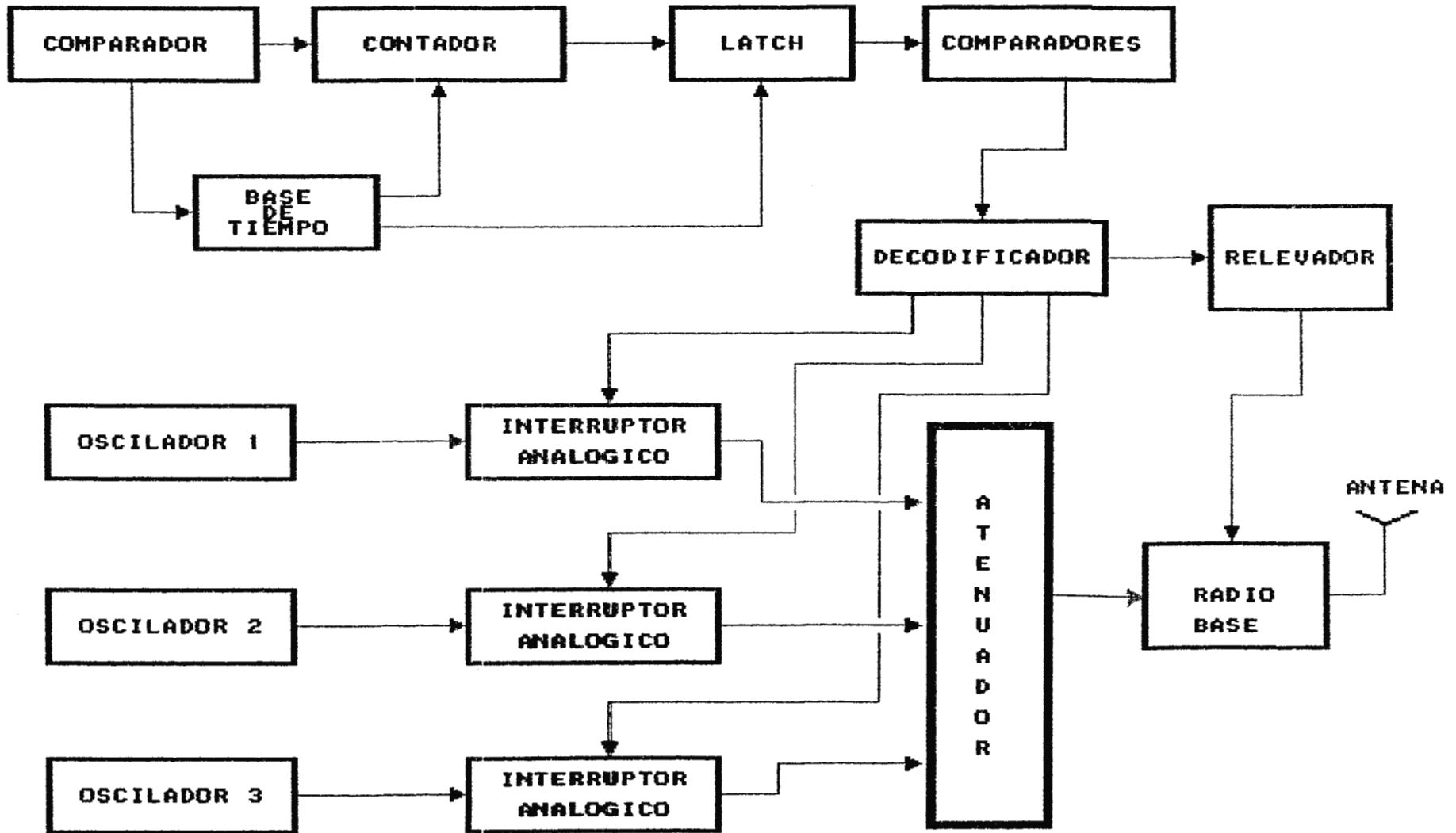


Figure 2



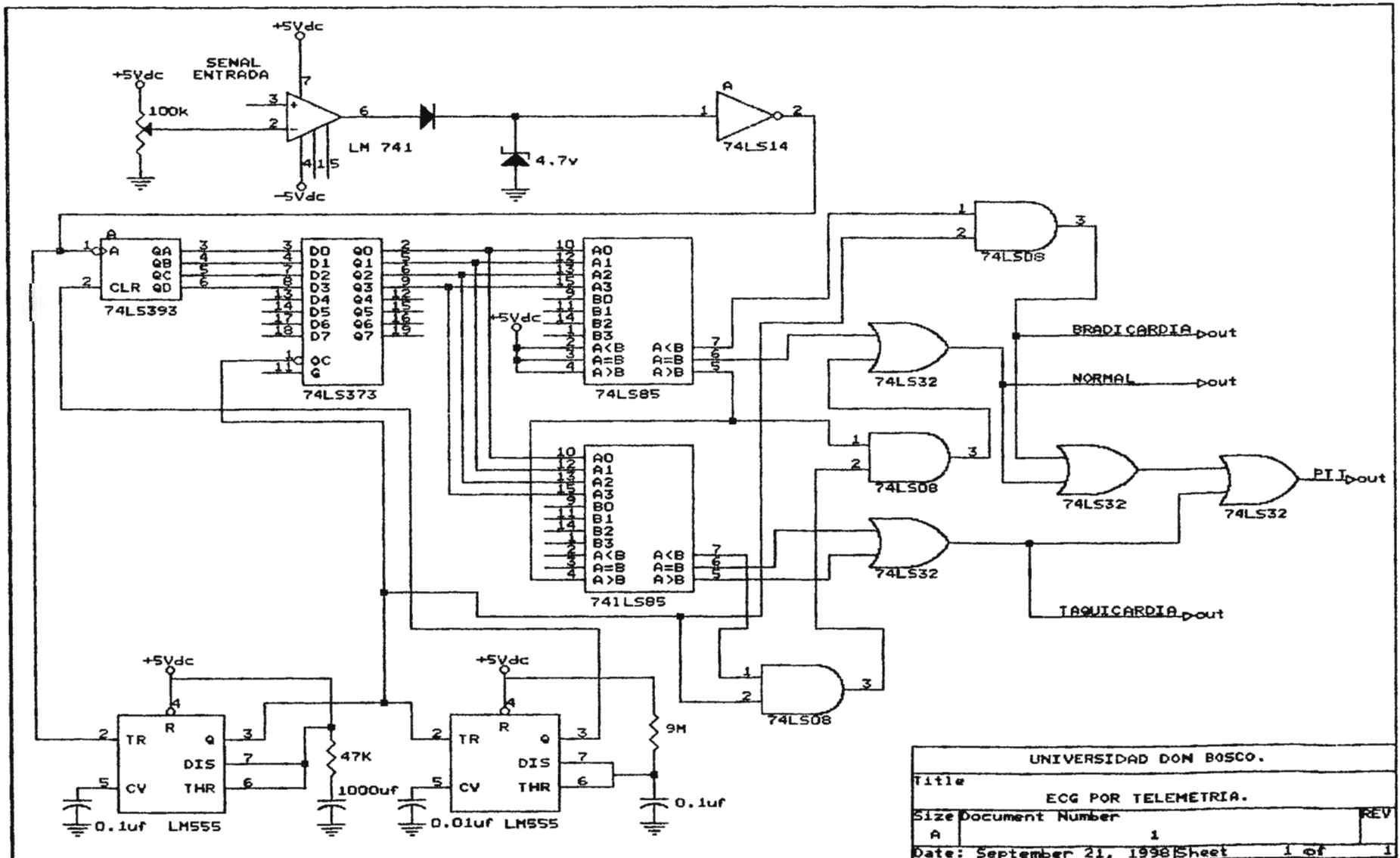
- NOTES
- USE ALL SCREWS WHEN INSTALLING
 - MOTOROLA PART NUMBERS SHOWN IN PARENTHESES
 - ALLOW 3/4" CLEARANCE IN FRONT OF TRUNNION BRACKET TO PERMIT ADEQUATE SPACE FOR LOCKING TRUNNION INSERTION
 - IF OPTIONAL SECURITY SCREWS ARE USED, INSTALL IN PLACE OF MACHINE SCREW

DIAGRAMA A BLOQUES DEL TRANSMISOR



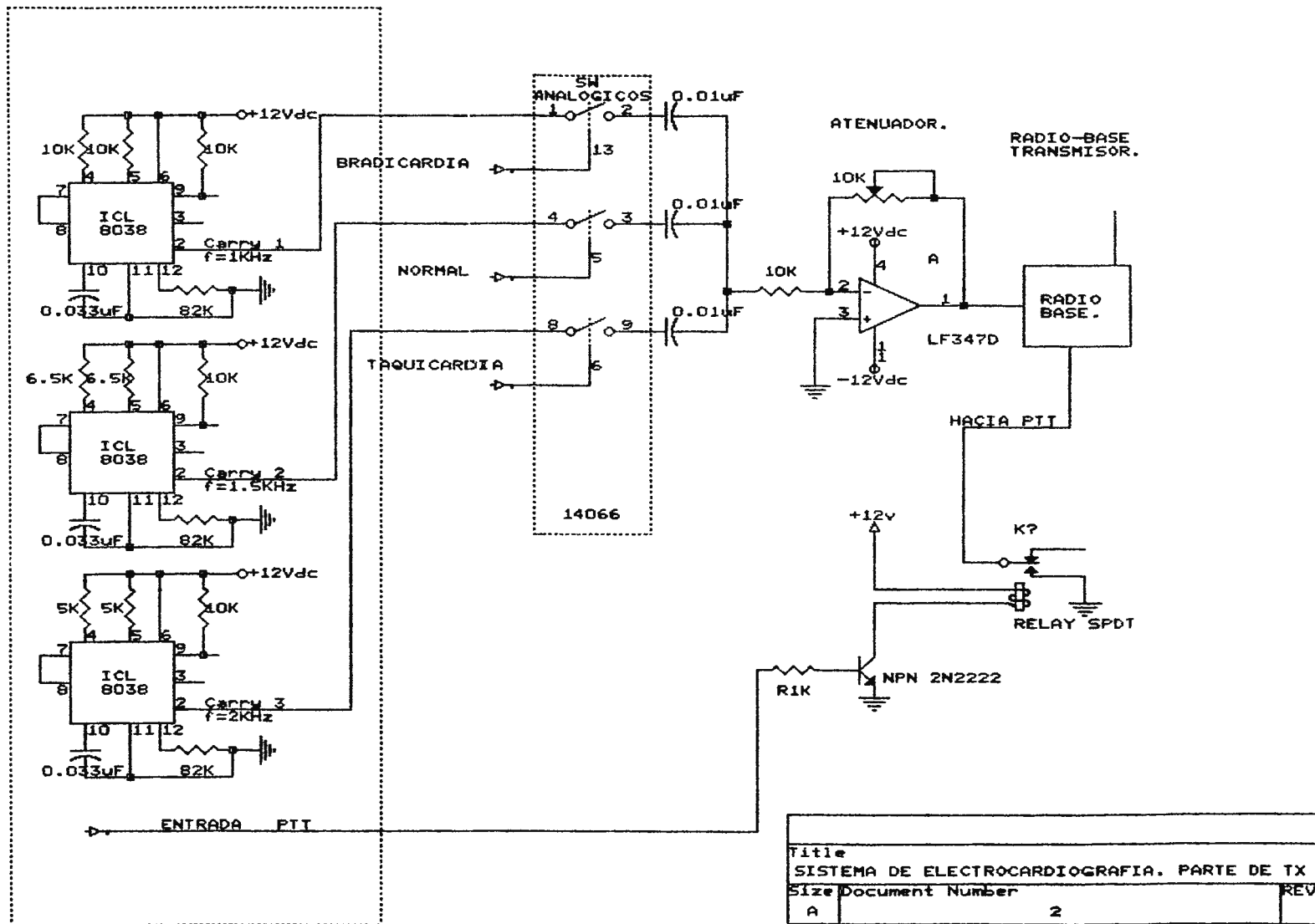
56

ANEXO C6 DIAGRAMA ESQUEMATICO DEL TRANSMISOR



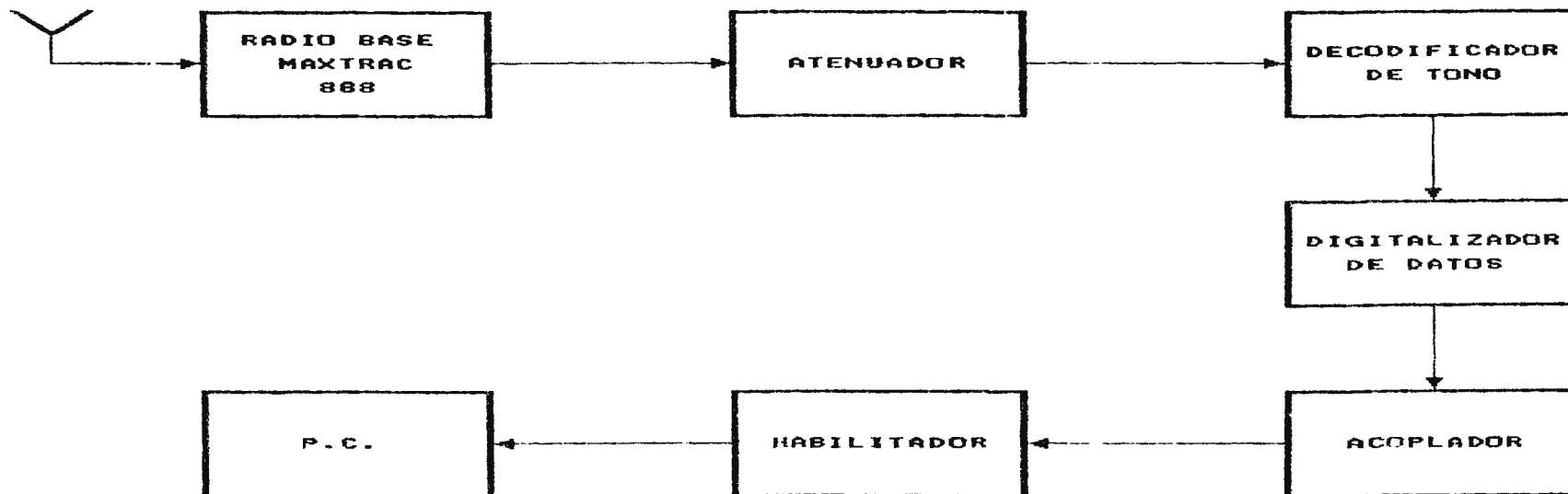
UNIVERSIDAD DON BOSCO.	
Title	
ECG POR TELEMETRIA.	
Size Document Number	
A	1
Date: September 21, 1998	Sheet 1 of 1

57



Title	
SISTEMA DE ELECTROCARDIOGRAFIA. PARTE DE TX	
Size	Document Number
A	2
Date: September 21, 1998	Sheet of 3

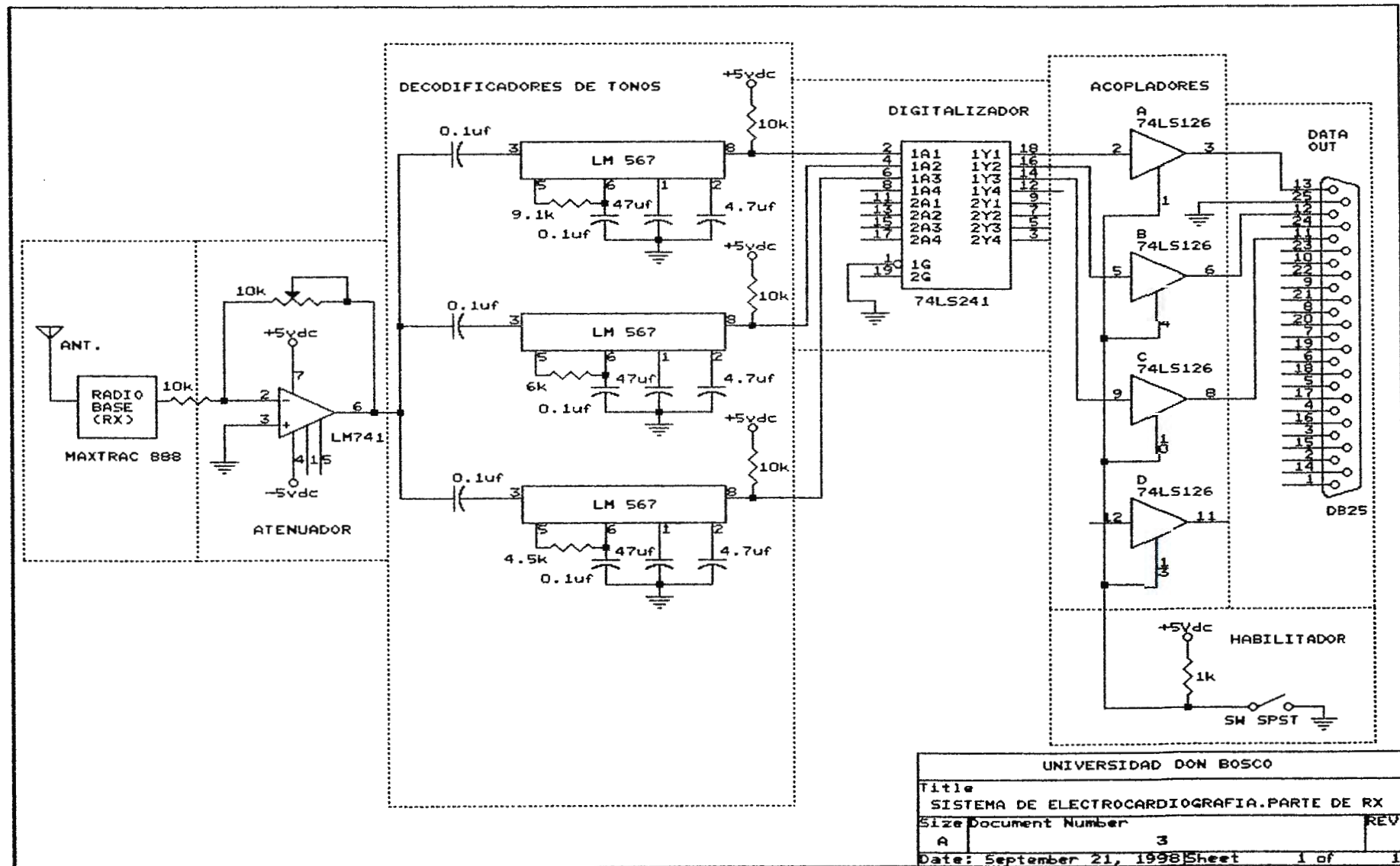
DIAGRAMA A BLOQUES DEL RECEPTOR



59

ANEXO C8 DIAGRAMA ESQUEMATICO DEL RECEPTOR

09



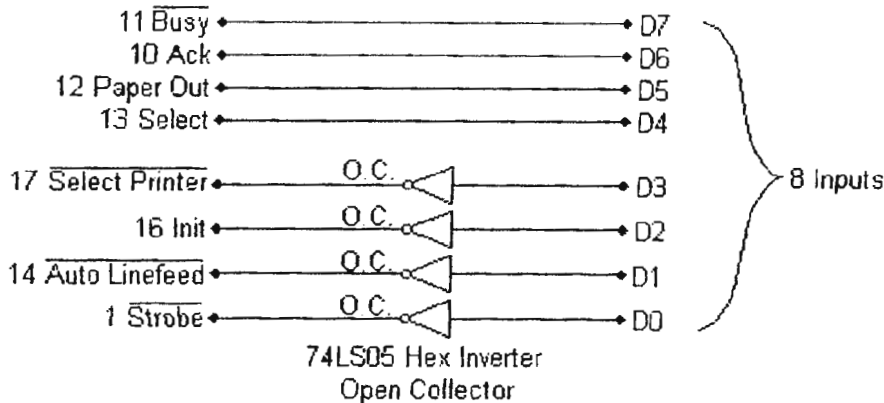
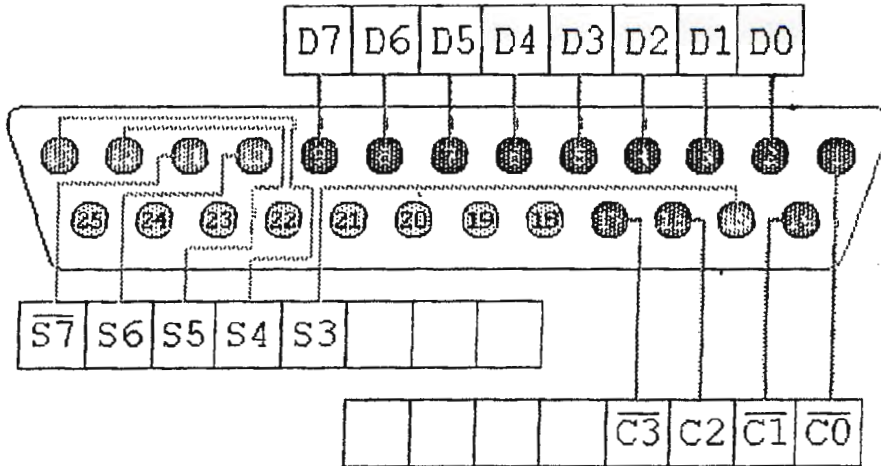
UNIVERSIDAD DON BOSCO	
Title SISTEMA DE ELECTROCARDIOGRAFIA.PARTE DE RX	
Size Document Number	
A	3
Date: September 21, 1998	Sheet 1 of 1

* 1284 Tipo A: 25 pin DB25.

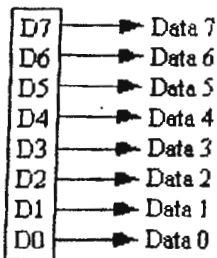
* 1284 Tipo B: 36 conductor, .085 (conector champ).

* 1284 Tipo C: 36 conductor, .050 (conector mini).

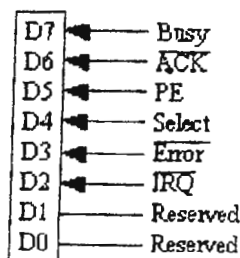
A continuación se muestra el pin out del puerto paralelo y descripción de cada pin:



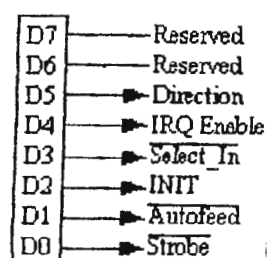
Data Port



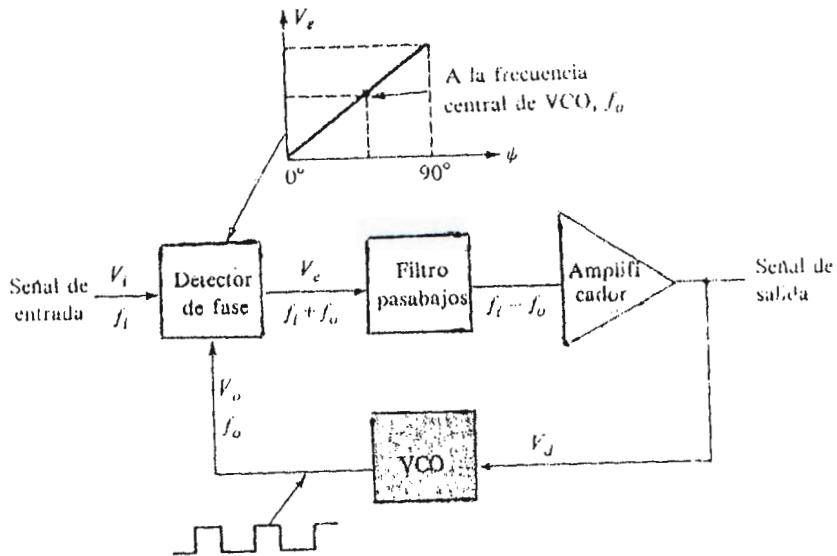
Status Port



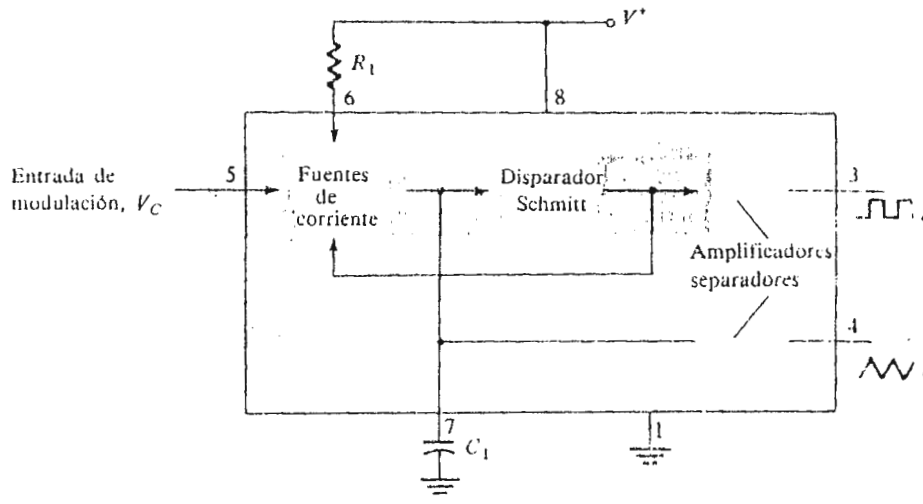
Control Port



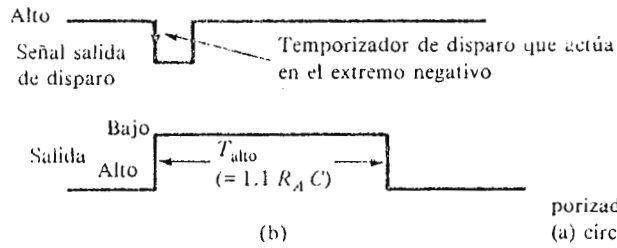
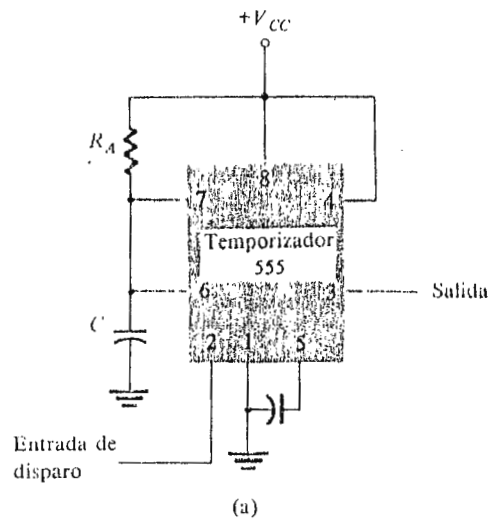
ANEXO C9 PUERTO PARALELO DE LA COMPUTADORA



ANEXO C10 DIAGRAMA A BLOQUES DE UN PLL



(a)



Operación del temporizador 555 como monoestable: (a) circuito; (b) formas de onda.

TONE DECODER PHASE LOCKED LOOP

567

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

DESCRIPTION

The SE/NE 567 tone and frequency decoder is a highly stable phase locked loop with synchronous AM lock detection and power output circuitry. Its primary function is to drive a load whenever a sustained frequency within its detection band is present at the self biased input. The bandwidth, center frequency, and output delay are independently determined by means of four external components.

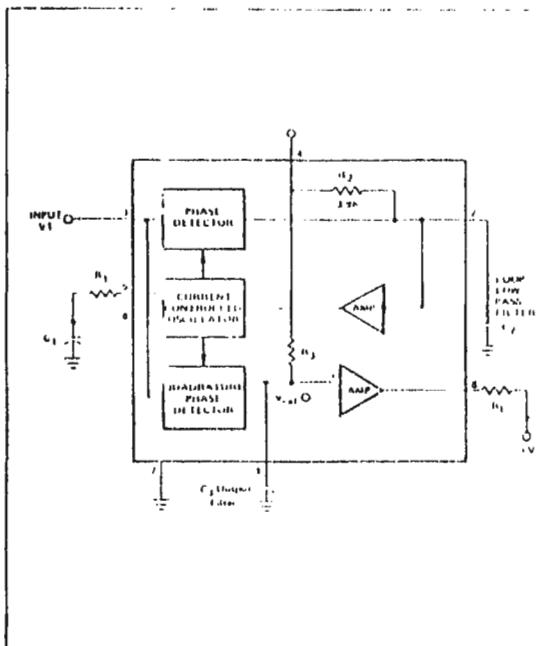
FEATURES

- WIDE FREQUENCY RANGE (0.1Hz TO 500kHz)
- HIGH STABILITY OF CENTER FREQUENCY
- INDEPENDENTLY CONTROLLABLE BANDWIDTH (0 TO 14 PERCENT)
- HIGH OUT BAND SIGNAL AND NOISE REJECTION
- LOGIC COMPATIBLE OUTPUT WITH 100mA CURRENT SINKING CAPABILITY
- INHERENT IMMUNITY TO FALSE SIGNALS
- FREQUENCY ADJUSTMENT OVER A 20 TO 1 RANGE WITH AN EXTERNAL RESISTOR

APPLICATIONS

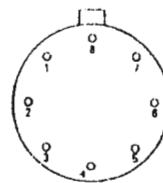
- TOUCH TONESM DECODING
- CARRIER CURRENT REMOTE CONTROLS
- ULTRASONIC CONTROLS (REMOTE TV, ETC.)
- COMMUNICATIONS PAGING
- FREQUENCY MONITORING AND CONTROL
- WIRELESS INTERCOM
- PRECISION OSCILLATOR

BLOCK DIAGRAM



PIN CONFIGURATION

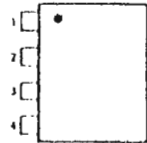
T PACKAGE
(Top View)



- 1 Output Filter Capacitor C_3
- 2 Low Pass Filter Capacitor C_2
- 3 Input
- 4 Supply Voltage V
- 5 Tuning Element R_1
- 6 Tuning Elements R_1 and C_1
- 7 Ground
- 8 Output

ORDER PART NOS SE567T/NE567T

V PACKAGE



- 1 Output Filter Capacitor C_3
- 2 Low Pass Filter Capacitor C_2
- 3 Input
- 4 Supply Voltage V
- 5 Tuning Element R_1
- 6 Tuning Elements R_1 and C_1
- 7 Ground
- 8 Output

ORDER PART NO. NE567V

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS:

Operating Temperature	0°C to 70°C NE567
	-55°C to 125°C SE567
Operating Voltage	10V
Positive Voltage at Input	0.5V above Supply Voltage (Pin 4)
Negative Voltage at Input	-10 VDC
Output Voltage (collector of output transistor)	15 VDC
Storage Temperature	-65°C to 150°C
Power Dissipation	300mW

567 – TONE DECODER PHASE LOCKED LOOP

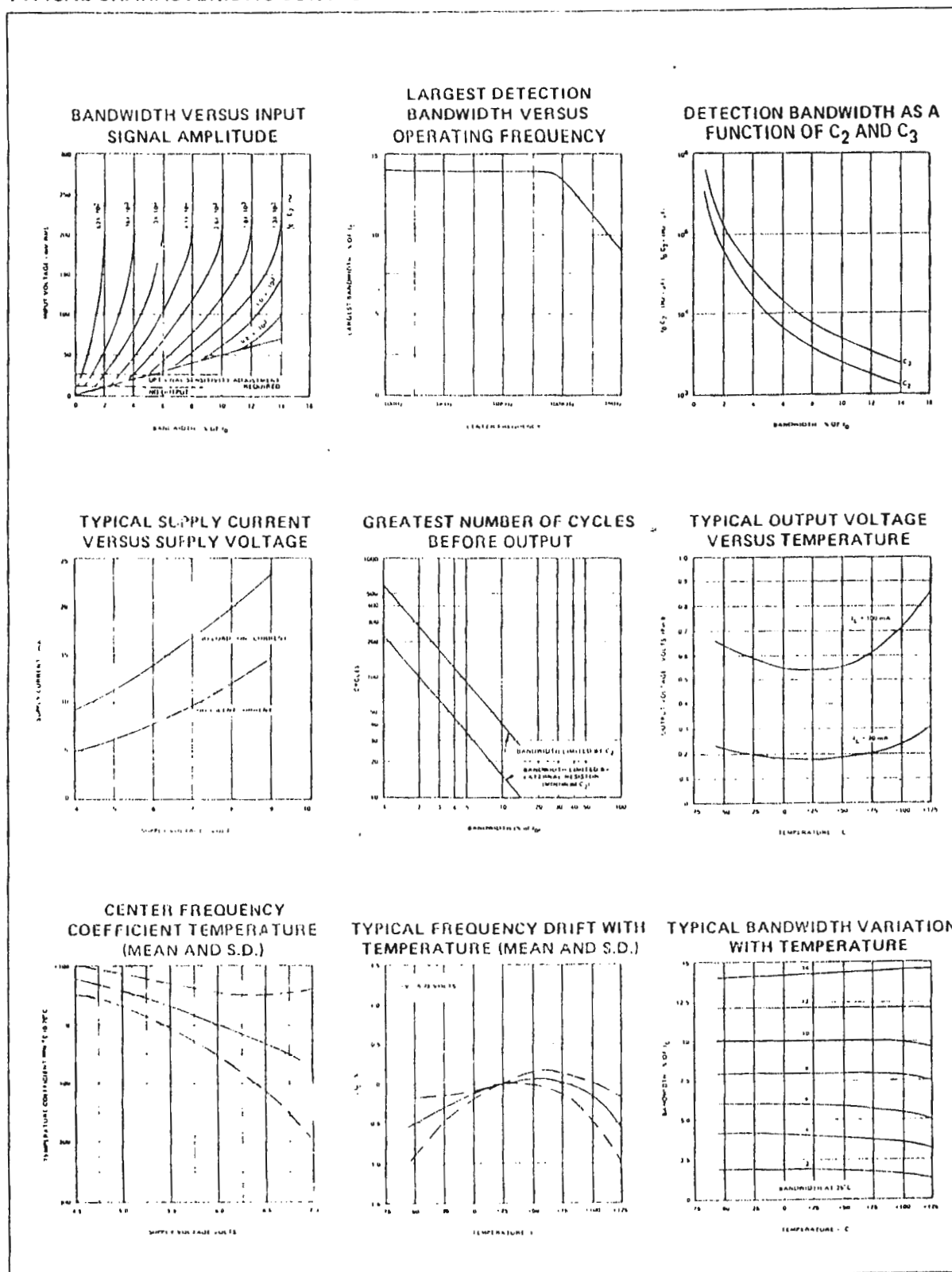
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_I = 5.0 Volts, T_A = 25°C unless noted)

CHARACTERISTICS	SE567			NE567			UNITS	TEST CONDITIONS
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
CENTER FREQUENCY (NOTE 1)								
Highest Center Frequency (f ₀)	100	500		100	500		kHz	
Center Frequency Stability (Note 2)		35 ± 140 35 ± 60			35 ± 140 35 ± 60		ppm/°C ppm/°C	-55 to 125°C 0 to 70°C
Center Frequency Shift with Supply Voltage		0.5	1		0.7	2	%/Volt	f ₀ = 100kHz
DETECTION BANDWIDTH								
Largest Detection Bandwidth	12	14	16	10	14	18	% of f ₀	f ₀ = 100kHz
Largest Detection Bandwidth Skew		1	2		2	3	% of f ₀	
Largest Detection Bandwidth - Variation with Temperature		± 0.1			± 0.1		%/°C	V _I = 300mVrms
Largest Detection Bandwidth Variation with Supply Voltage		± 2			± 2		%/Volt	V _I = 300mVrms
INPUT								
Input Resistance		20			20		KΩ	
Smallest Detectable Input Voltage (V _I)		20	25		20	25	mV rms	I _L = 100mA, f _i = f ₀
Largest No Output Input Voltage	10	15		10	15		mV rms	I _L = 100mA, f _i = f ₀
Greatest Simultaneous Outband Signal to Inband Signal Ratio		± 6			± 6		dB	
Minimum Input Signal to Wideband Noise Ratio		-6			-6		dB	B _n = 140kHz
OUTPUT								
Fastest On Off Cycling Rate		f ₀ /20			f ₀ /20			
"1" Output Leakage Current		0.01	25		0.01	25	μA	
"0" Output Voltage		0.2 0.6	0.4 1.0		0.2 0.6	0.4 1.0	Volt Volt	I _L = 30mA I _L = 100mA
Output Fall Time (Note 3)		30			30		n sec	R _L = 50Ω
Output Rise Time (Note 3)		150			150		n sec	R _L = 50Ω
GENERAL								
Operating Voltage Range	4.75		9.0	4.75		9.0	Volts	
Supply Current - Quiescent		6	8		7	10	mA	
Supply Current - Activated		11	15		12	15	mA	R _L = 20kΩ
Quiescent Power Dissipation		30			35		mW	

NOTES:

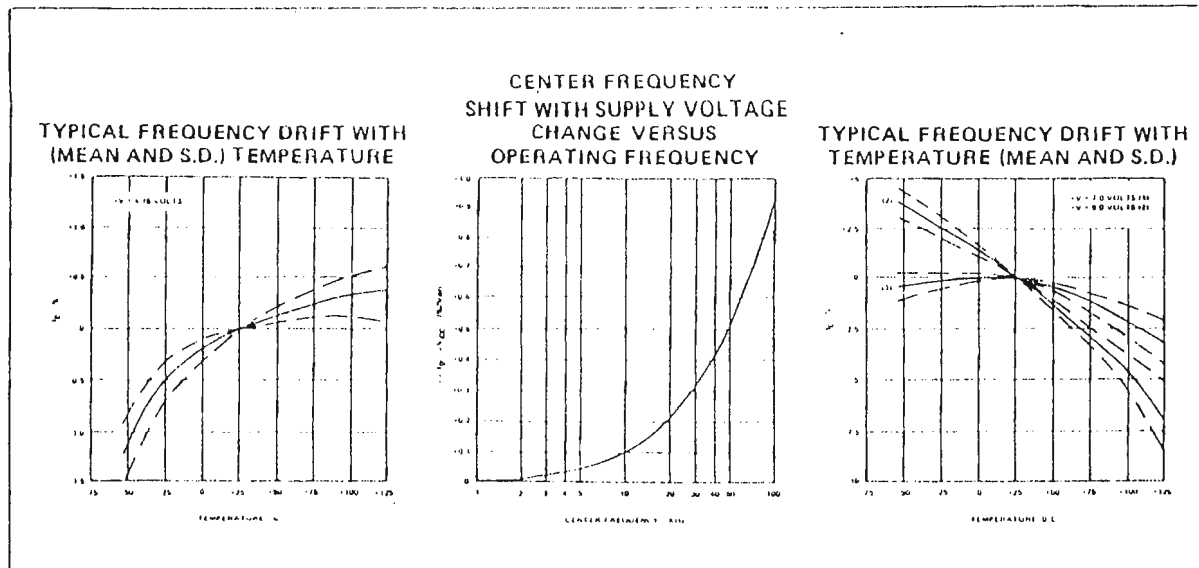
1. Frequency determining resistor R₁ should be between 1 and 20kΩ.
2. Applicable over 4.75 to 5.75 volts. See graphs for more detailed information.
3. Pin B to Pin 1 feedback R_L network selected to eliminate pulsing during turn on and turn off.

TYPICAL CHARACTERISTIC CURVES

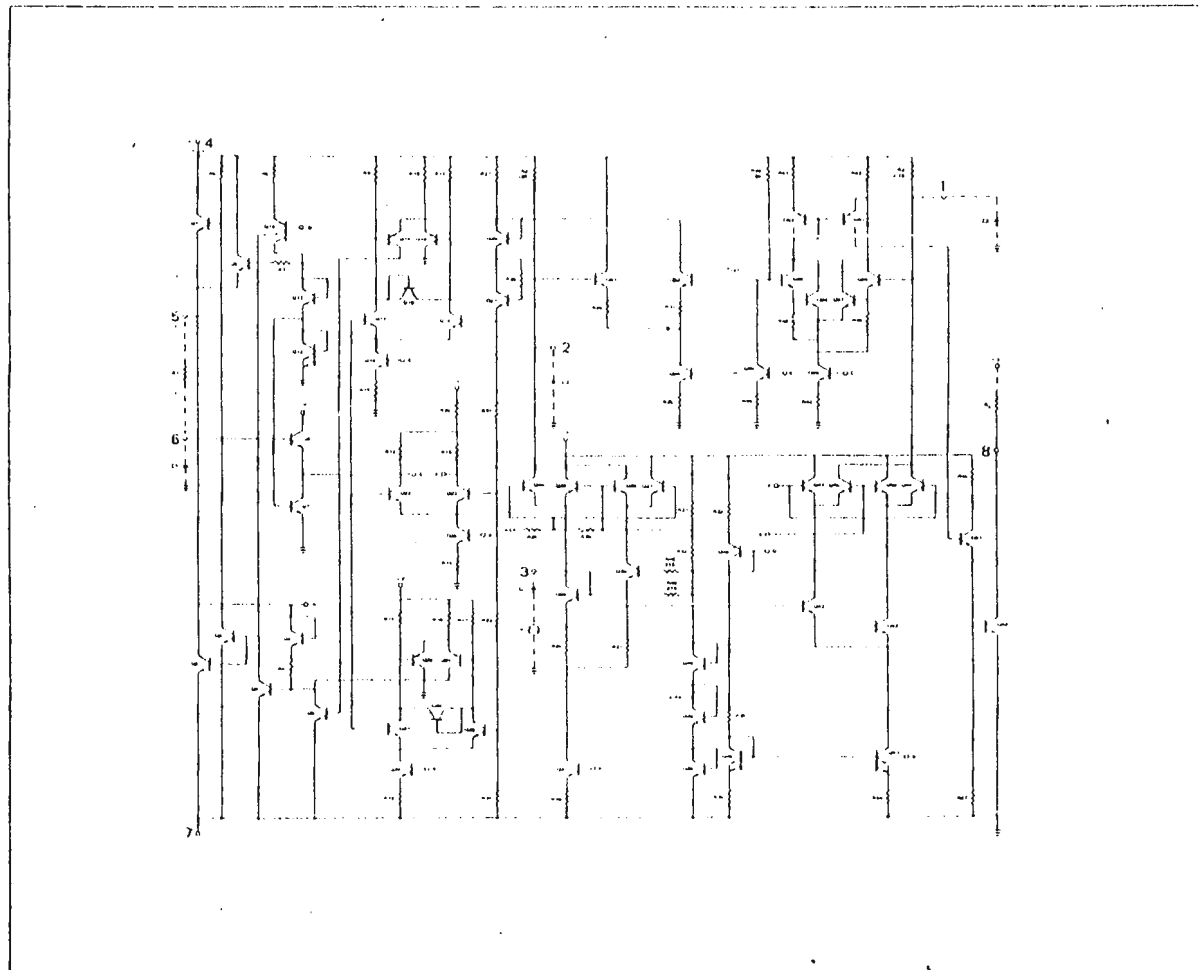


567 - TONE DECODER PHASE LOCKED LOOP

TYPICAL CHARACTERISTIC CURVES (Cont'd.)



SCHEMATIC DIAGRAM



DESIGN FORMULAS

$$f_0 \approx \frac{11}{R_1 C_1}$$

$$BW \approx 1070 \sqrt{\frac{V_i}{f_0 C_2}} \text{ in \% of } f_0, V_i \geq 200 \text{ mV}$$

Where

V_i = Input Voltage (Volts)

C_2 = Low Pass Filter Capacitor (μF)

PHASE LOCKED LOOP TERMINOLOGY
CENTER FREQUENCY (f_0)

The free running frequency of the current controlled oscillator (CCO) in the absence of an input signal

DETECTION BANDWIDTH (BW)

The frequency range, centered about f_0 , within which an input signal above the threshold voltage (typically 20mV rms) will cause a logical zero state on the output. The detection bandwidth corresponds to the loop capture range.

LARGEST DETECTION BANDWIDTH

The largest frequency range within which an input signal above the threshold voltage will cause a logical zero state on the output. The maximum detection bandwidth corresponds to the loop lock range.

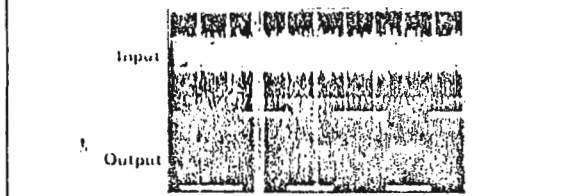
DETECTION BAND SKEW

A measure of how well the largest detection band is centered about the center frequency, f_0 . The skew is defined as $(f_{max} + f_{min} - 2f_0) / f_0$ where f_{max} and f_{min} are the frequencies corresponding to the edges of the detection band. The skew can be reduced to zero if necessary by means of an optional centering adjustment.

TYPICAL RESPONSE



Response to 100mV RMS tone burst.
 $R_L = 100 \text{ ohms}$



Response to same input tone burst with wideband noise
S = Gdb, N = Noise Bandwidth = 140 Hz
 $R_L = 100 \text{ ohms}$

OPERATING INSTRUCTIONS

Figure 1 shows a typical connection diagram for the 567. For most applications, the following three step procedure will be sufficient for choosing the external components R_1 , C_1 , C_2 and C_3 .

1. Select R_1 and C_1 for the desired center frequency. For best temperature stability, R_1 should be between 2K and 20K ohm, and the $R_1 C_1$ product should have sufficient stability, over the projected temperature range to meet the necessary requirements.
2. Select the low-pass capacitor, C_2 , by referring to the Bandwidth versus Input Signal Amplitude graph. If the input amplitude variation is known, the appropriate value of $f_0 C_2$ necessary to give the desired bandwidth may be found. Conversely, an area of operation may be selected on this graph and the input level and C_2 may be adjusted accordingly. For example, constant bandwidth operation requires that input amplitude be above 200mVrms. The bandwidth, as noted on the graph, is then controlled solely by the $f_0 C_2$ product (f_0 (Hz), C_2 (μF)).
3. The value of C_3 is generally non-critical. C_3 sets the band edge of a low pass filter which attenuates frequencies outside the detection band to eliminate spurious outputs. If C_3 is too small, frequencies just outside the detection band will switch the output stage on and off at the beat frequency, or the output may pulse on and off during the turn on transient. If C_3 is too large, turn on and turn off of the output stage will be delayed until the voltage on C_3 passes the threshold voltage. (Such a delay may be desirable to avoid spurious outputs due to transient frequencies.) A typical minimum value for C_3 is $2C_2$.

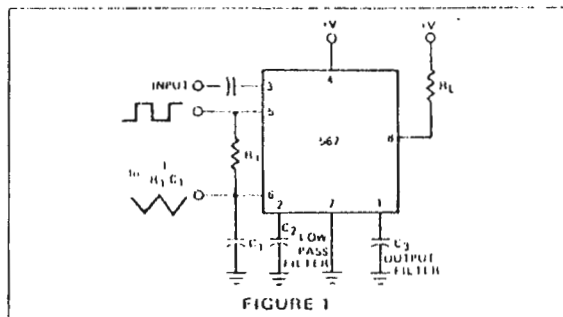


FIGURE 1

AVAILABLE OUTPUTS (Figure 2)

The primary output is the uncommitted output transistor collector, pin 8. When an in band input signal is present, this transistor saturates; its collector voltage being less than 1.0 volt (typically 0.6V) at full output current (100mA). The voltage at pin 2 is the phase detector output, a linear function of frequency, over the range of 0.95 to 1.05 f_0 , with a slope of about 20mV/% frequency deviation. The average voltage at pin 1 is, during lock, a function of the in band input amplitude in accordance with the transfer characteristic given. Pin 5 is the controlled oscillator square wave output of magnitude $(V^+ - 2V_{be}) \approx (V^+ - 1.4V)$ having a dc average of $V^+ / 2$. A 1K Ω load may be driven from pin 5. Pin 6 is an exponential triangle of 1 volt peak to peak

567 – TONE DECODER PHASE LOCKED LOOP

AVAILABLE OUTPUTS (Cont'd)

with an average dc level of $V^+ / 2$. Only high impedance loads may be connected to pin 6 without affecting the CCO duty cycle or temperature stability.

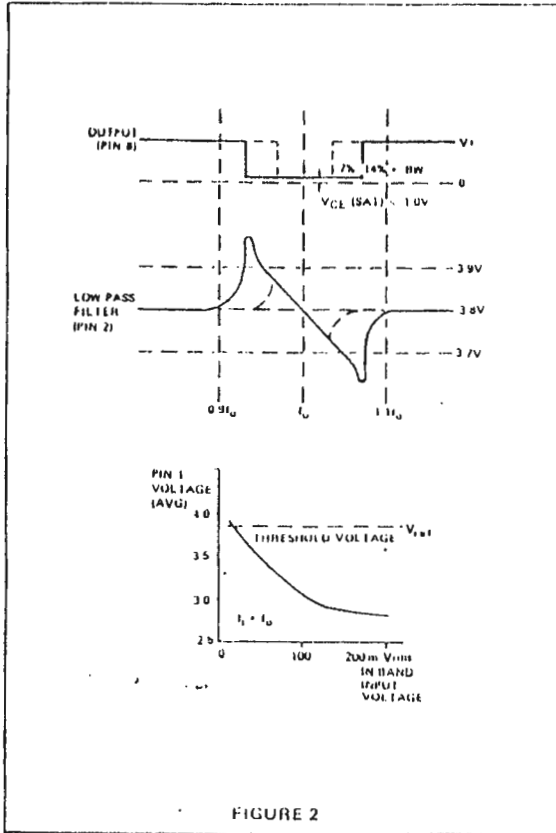


FIGURE 2

OPERATING PRECAUTIONS

A brief review of the following precautions will help the user attain the high level of performance of which the 567 is capable.

1. Operation in the high input level mode (above 200mVrms) will free the user from bandwidth variations due to changes in the in-band signal amplitude. The input stage is now limiting, however, so that out-band signals or high noise levels can cause an apparent bandwidth reduction as the in-band signal is suppressed. Also, the limiting action will create in-band components from sub-harmonic signals, so the 567 becomes sensitive to signals at $f_0/3, f_0/5$, etc.
2. The 567 will lock onto signals near $(2n+1) f_0$, and will give an output for signals near $(4n+1) f_0$ where $n = 0, 1, 2$, etc. Thus, signals at $5 f_0$ and $9 f_0$ can cause an unwanted output. If such signals are anticipated, they should be attenuated before reaching the 567 input.
3. Maximum immunity from noise and out-band signals is afforded in the low input level (Below 200mVrms) and reduced bandwidth operating mode. However, decreased loop damping causes the worst case lock up time to increase, as shown by the Greatest Number of Cycles Before Output vs. Bandwidth graph.

4. Due to the high switching speeds (20ns) associated with 567 operation, care should be taken in lead routing. Lead lengths should be kept to a minimum. The power supply should be adequately bypassed close to the 567 with an 0.01μF or greater capacitor; grounding paths should be carefully chosen to avoid ground loops and unwanted voltage variations. Another factor which must be considered is the effect of load energization on the power supply. For example, an incandescent lamp typically draws 10 times rated current at turn on. This can cause supply voltage fluctuations which could, for example, shift the detection band of narrow band systems sufficiently to cause momentary loss of lock. The result is a low-frequency oscillation into and out of lock. Such effects can be prevented by supplying heavy load currents from a separate supply, or increasing the supply filter capacitor.

SPEED OF OPERATION

Minimum lock up time is related to the natural frequency of the loop. The lower it is, the longer becomes the turn on transient. Thus, maximum operating speed is obtained when C_2 is at a minimum. When the signal is first applied, the phase may be such as to initially drive the controlled oscillator away from the incoming frequency rather than toward it. Under this condition, which is of course unpredictable, the lock up transient is at its worst and the theoretical minimum lock up time is not achievable. We must simply wait for the transient to die out.

The following expressions give the values of C_2 and C_3 which allow highest operating speeds for various band center frequencies. The minimum rate at which digital information may be detected without information loss due to the turn on transient or output chatter is about 10 cycles per bit, corresponding to an information transfer rate of $f_0/10$ baud.

$$C_2 = \frac{130}{f_0} \mu\text{F}$$

$$C_3 = \frac{260}{f_0} \mu\text{F}$$

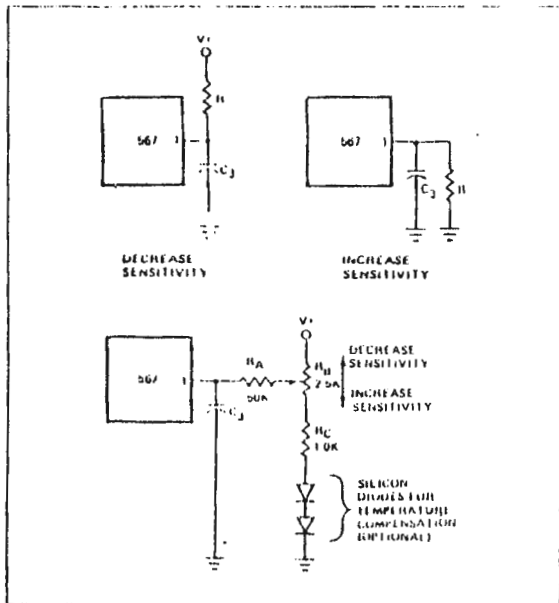
in cases where turn-off time can be sacrificed to achieve fast turn on, the optional sensitivity adjustment circuit can be used to move the quiescent C_3 voltage lower (closer to the threshold voltage). However, sensitivity to beat frequencies, noise and extraneous signals will be increased.

OPTIONAL CONTROLS

The 567 has been designed so that, for most applications, no external adjustments are required. Certain applications, however, will be greatly facilitated if full advantage is taken of the added control possibilities available through the use of additional external components. In the diagrams given, typical values are suggested where applicable. For best results resistors used, except where noted, should have the same temperature coefficient. Ideally, silicon diodes would be low resistivity types, such as forward-biased low-voltage zeners or forward-biased transistor base emitter junctions. However, ordinary low-voltage diodes should be adequate for most applications.

567 - TONE DECODER PHASE LOCKED LOOP

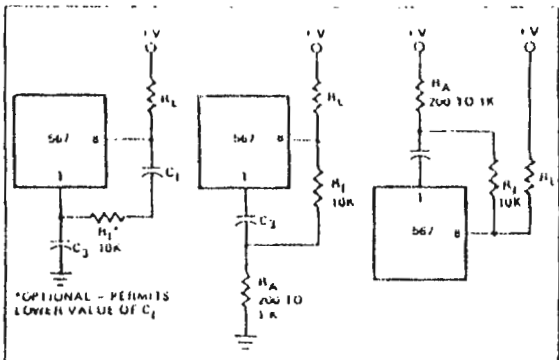
SENSITIVITY ADJUSTMENT



When operated as a very narrow band detector (less than 8 percent), both C_2 and C_3 are made quite large in order to improve noise and outband signal rejection. This will inevitably slow the response time. If, however, the output stage is biased closer to the threshold level, the turn on time can be improved. This is accomplished by drawing additional current to terminal 1. Under this condition, the 567 will also give an output for lower-level signals (10m or lower).

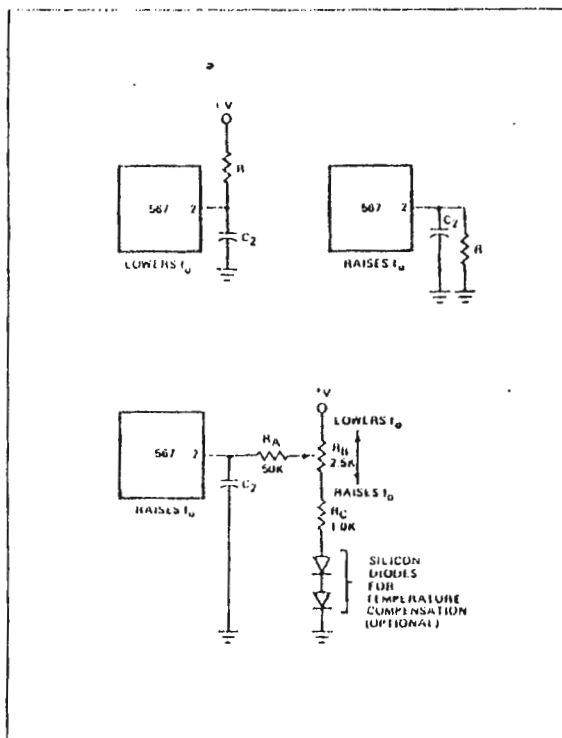
By adding current to terminal 1, the output stage is biased further away from the threshold voltage. This is most useful when, to obtain maximum operating speed, C_2 and C_3 are made very small. Normally, frequencies just outside the detection band could cause false outputs under this condition. By desensitizing the output stage, the outband beat notes do not feed through to the output stage. Since the input level must be somewhat greater when the output stage is made less sensitive, rejection of third harmonics or in-band harmonics (of lower frequency signals) is also improved.

CHATTER PREVENTION



Chatter occurs in the output stage when C_3 is relatively small, so that the lock transient and the AC components at the quadrature phase detector (lock detector) output cause the output stage to move through its threshold more than once. Many loads, for example lamps and relays, will not respond to the chatter. However, logic may recognize the chatter as a series of outputs. By feeding the output stage output back to its input, (pin 1) the chatter can be eliminated. Three schemes for doing this are given above. All operate by feeding the first output step (either on or off) back to the input, pushing the input past the threshold until the transient conditions are over. It is only necessary to assure that the feedback time constant is not so large as to prevent operation at the highest anticipated speed. Although chatter can always be eliminated by making C_3 large, the feedback circuit will enable faster operation of the 567 by allowing C_3 to be kept small. Note that if the feedback time constant is made quite large, a short burst at the input frequency can be stretched into a long output pulse. This may be useful to drive, for example, stepping relays.

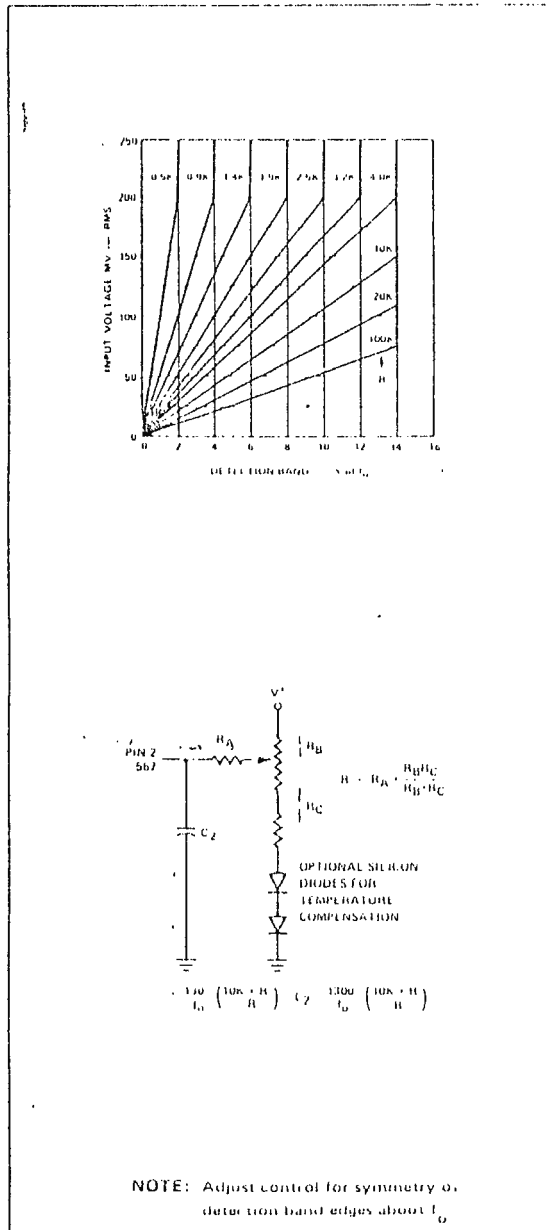
DETECTION BAND CENTERING (OR SKEW) ADJUSTMENT



When it is desired to alter the location of the detection band (corresponding to the loop capture range) within the largest detection band (lock range), the circuits shown above can be used. By moving the detection band to one edge of the range, for example, input signal variations will expand the detection band in only one direction. This may prove useful when a strong but undesirable signal is expected on one side or the other of the center frequency. Since R_B also alters the duty cycle slightly, this method may be used to obtain a precise duty cycle when the 567 is used as an oscillator.

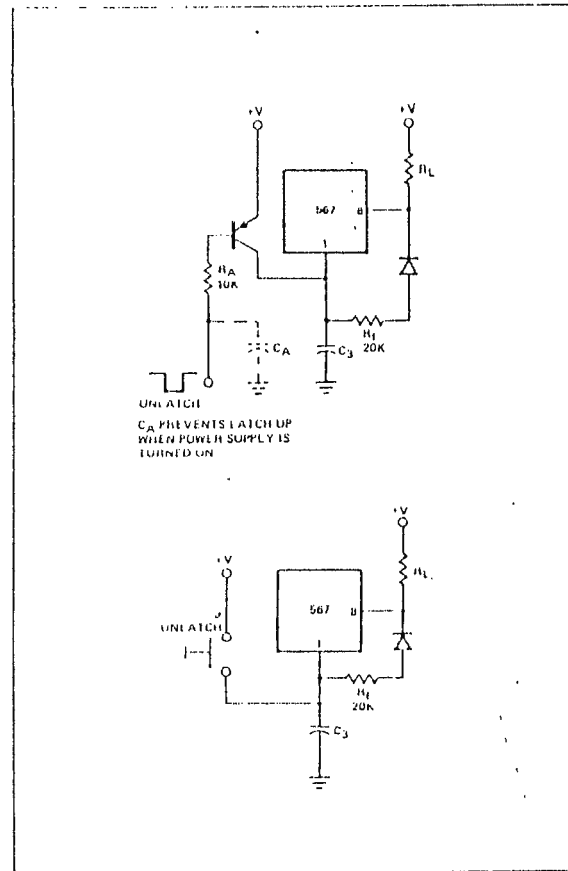
567 -- TONE DECODER PHASE LOCKED LOOP

ALTERNATE METHOD OF BANDWIDTH REDUCTION



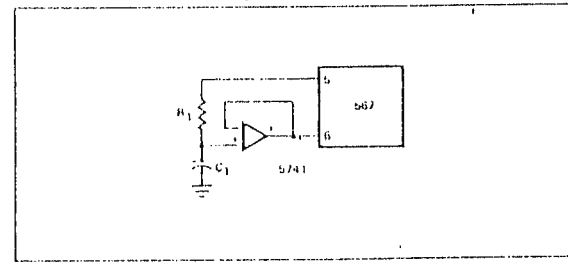
Although a large value of C_2 will reduce the bandwidth, it also reduces the loop damping so as to slow the circuit response time. This may be undesirable. Bandwidth can be reduced by reducing the loop gain. This scheme will improve damping and permit faster operation under narrow band operation. Note that the reduced impedance level at terminal 2 will require that a larger value of C_2 be used for a given filter cutoff frequency. If more than three 567s are to be used, the R_B , R_C network can be eliminated and the R_A resistors connected together. A capacitor between this junction and ground may be required to shunt high frequency components.

OUTPUT LATCHING



To latch the output on after a signal is received, it is necessary to provide a feedback resistor around the output stage (between pins 8 and 1). Pin 1 is pulled up to unlatch the output stage.

REDUCTION OF C_1 VALUE



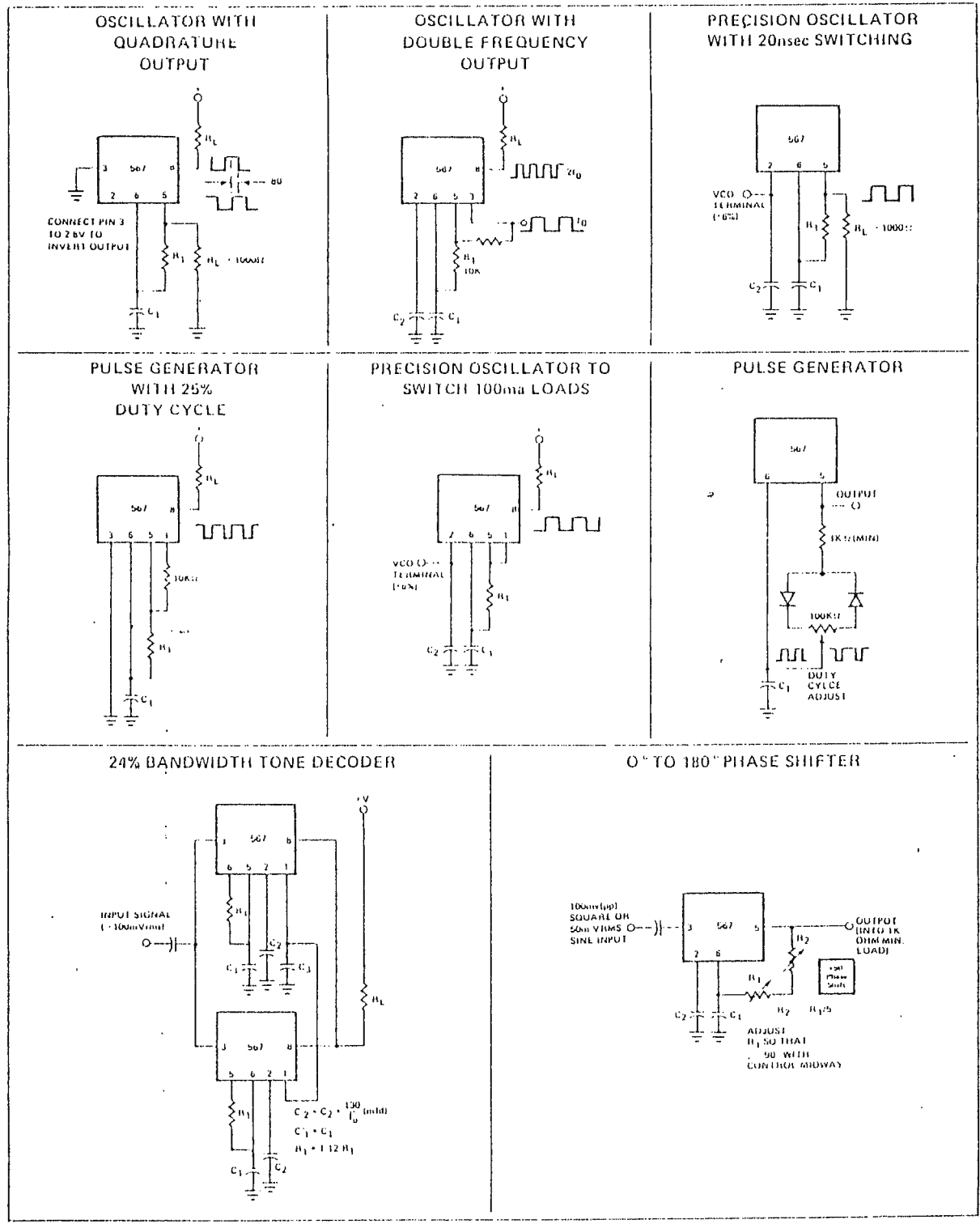
For precision, very low frequency applications, where the value of C_1 becomes large, an overall cost savings may be achieved by inserting a voltage follower between the R_1 C_1 junction and pin 6, so as to allow a higher value of R_1 and a lower value of C_1 for a given frequency.

PROGRAMMING

To change the center frequency, the value of R_1 can be changed with a mechanical or solid state switch, or additional C_1 capacitors may be added by grounding them through saturating npn transistors.

567 – TONE DECODER PHASE LOCKED LOOP

TYPICAL APPLICATIONS (Cont'd.)



ICL8038

Precision Waveform Generator/Voltage Controlled Oscillator



ICL8038

GENERAL DESCRIPTION

The ICL8038 Waveform Generator is a monolithic integrated circuit capable of producing high accuracy sine, square, triangular, sawtooth and pulse waveforms with a minimum of external components. The frequency (or repetition rate) can be selected externally from 0.01Hz to more than 300kHz using either resistors or capacitors, and frequency modulation and sweeping can be accomplished with an external voltage. The ICL8038 is fabricated with advanced monolithic technology, using Schottky-barrier diodes and thin film resistors, and the output is stable over a wide range of temperature and supply variations. These devices may be interfaced with phase locked loop circuitry to reduce temperature drift to less than 250ppm/°C.

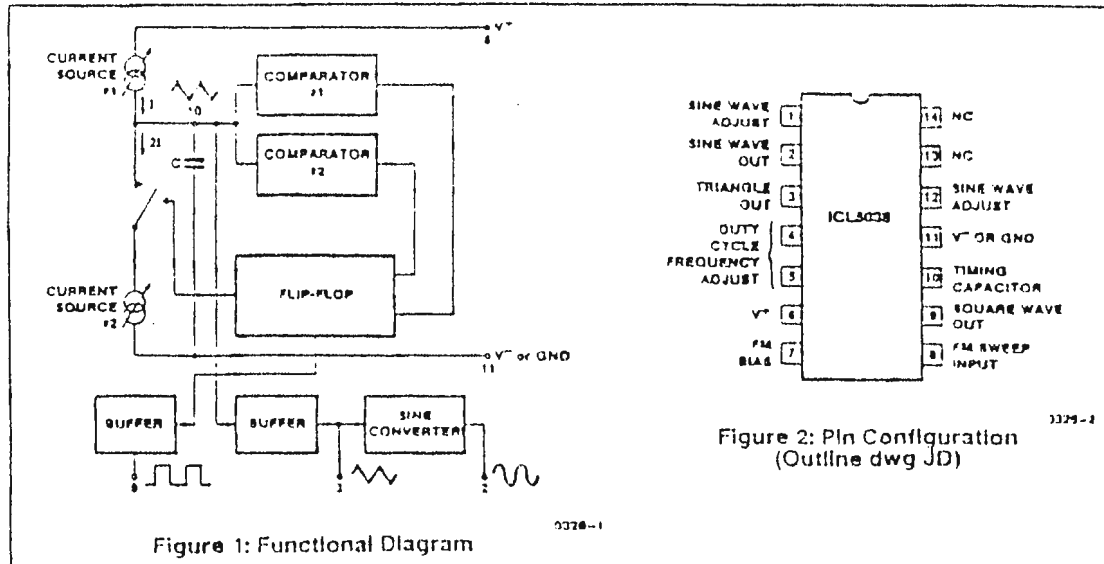
FEATURES

- Low Frequency Drift With Temperature — 250ppm/°C
- Simultaneous Sine, Square, and Triangle Wave Outputs
- Low Distortion — 1% (Sine Wave Output)
- High Linearity — 0.1% (Triangle Wave Output)
- Wide Operating Frequency Range — 0.001Hz to 300kHz
- Variable Duty Cycle — 2% to 98%
- High Level Outputs — TTL to 28V
- Easy to Use — Just A Handful of External Components Required

ORDERING INFORMATION

Part Number	Stability	Temp. Range	Package
ICL8038CCPD	250ppm/°C typ	0°C to +70°C	14 pin MiniDIP
ICL8038CCJD	250ppm/°C typ	0°C to +70°C	CERDIP
ICL8038BCJD	180ppm/°C typ	0°C to +70°C	CERDIP
ICL8038ACJD	120ppm/°C typ 110	0°C to +70°C	CERDIP
ICL8038BMJD*	350ppm/°C max	-55°C to +125°C	CERDIP
ICL8038AMJD*	250ppm/°C max	-55°C to +125°C	CERDIP

*Add AMJB to part number if AAI processing is required.



INTERMIL'S SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE CONDITION OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

NOTE: All physical measures have been characterized but are not tested.

6-21

302600-002

ICL8038



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage (V ⁻ to V ⁺)	±16V	Storage Temperature Range	-55°C to +150°C
Power Dissipation(1)	750mW	Operating Temperature Range:	
Input Voltage (any pin)	V ⁻ to V ⁺	3038AM, 3038BM	-55°C to +125°C
Input Current (Pins 4 and 5)	25mA	3038AC, 3038BC, 3038CC	0°C to +70°C
Output Sink Current (Pins 3 and 9)	25mA	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.

NOTE 1: Derate ceramic package at 12.5mW/°C for ambient temperatures above +100°C.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{SUPPLY} = ±10V or ±20V, T_A = 25°C, R_L = 10kΩ, Test Circuit Unless

Otherwise Specified)

Symbol	General Characteristics	3038CC			3038BC(BM)			3038AC(AM)			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V _{SUPPLY}	Supply Voltage Operating Range										
V ⁻	Single Supply	-10		-30	-10		30	-10		30	V
V ⁻ , V ⁺	Dual Supplies	±5		±15	±5		±15	±5		±15	V
I _{SUPPLY}	Supply Current (V _{SUPPLY} = ±10V)(2)										
	3038AM, 3038BM				12	15		12	15		mA
	3038AC, 3038BC, 3038CC		12	20	12	20		12	20		mA
Frequency Characteristics (all waveforms)											
f _{MAX}	Maximum Frequency of Oscillation	100			100			100			kHz
f _{SWEEP}	Sweep Frequency of FM Input		10			10			10		kHz
	Sweep FM Range(3)		35.1			35.1			35.1		
	FM Linearity 10:1 Ratio		0.5			0.2			0.2		%
Δf/ΔT	Frequency Drift With Temperature(5)		250			180			120		ppm/°C
	3038 AC, BC, 0°C to 70°C										
	3038 AM, 3M, -55°C to 125°C						350		250		
Δf/ΔV	Frequency Drift With Supply Voltage (Over Supply Voltage Range)		0.05			0.05			0.05		%/V
Output Characteristics											
I _{OLK}	Square-Wave Leakage Current (V _G = 30V)			1			1		1		μA
V _{SAT}	Saturation Voltage (I _{SINK} = 2mA)		0.2	0.5		0.2	0.4		0.2	0.4	V
t _r	Rise Time (R _L = 4.7kΩ)		180			180			180		ns
t _f	Fall Time (R _L = 4.7kΩ)		40			40			40		ns
ΔD	Typical Duty Cycle Adjust (Note 6)	2		98	2		98	2		98	%
V _{TRIANGLE}	Triangle/Sawtooth/Ramp Amplitude (R _{TR1} = 100kΩ)	0.30	0.33		0.30	0.33		0.30	0.33		xV _{SUPPLY}
	Linearity		0.1			0.05			0.05		%
Z _{OUT}	Output Impedance (I _{OUT} = 5mA)		200			200			200		Ω
V _{SINE}	Sine-Wave Amplitude (R _{SINE} = 100kΩ)	0.2	0.22		0.2	0.22		0.2	0.22		xV _{SUPPLY}
THD	THD (R _G = 1MΩ)(4)		2.0	5		1.5	3		1.0	1.5	%
THD	THD Adjusted (Use Figure 6)		1.5			1.0			0.8		%

NOTES: 2. R_A and R_G currents not included.

3. V_{SUPPLY} = 20V; R_A and R_G = 10kΩ, f = 10kHz nominal, can be extended 1000 to 1. See Figures 7a and 7b.

4. 52kΩ connected between pins 11 and 12, Triangle Duty Cycle set at 50%. (Use R_A and R_G)

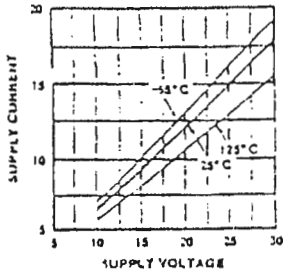
5. Figure 3, pins 7 and 8 connected, V_{SUPPLY} = ±10V. See Typical Curves for f_C vs V_{SUPPLY}.

6. Not tested, typical value for design purposes only.

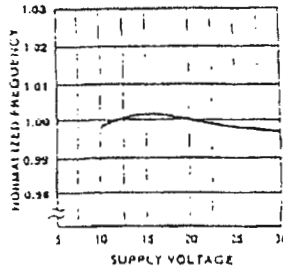
MICROCHIP'S SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE CONDITION OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

NOTE: All typical values have been characterized but are not tested.

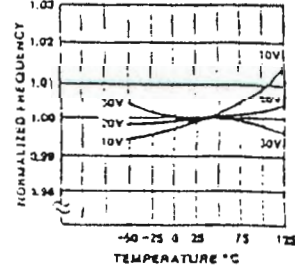
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



3325-4

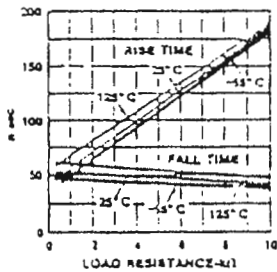


3325-5

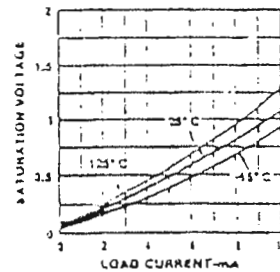


3325-6

Performance of the Square-Wave Output

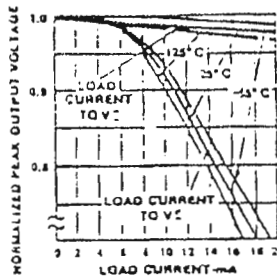


3326-7

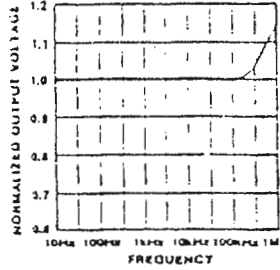


3326-8

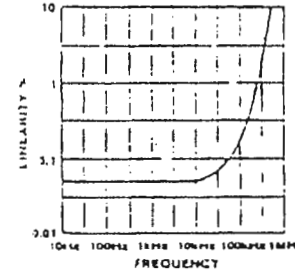
Performance of Triangle-Wave Output



3326-9

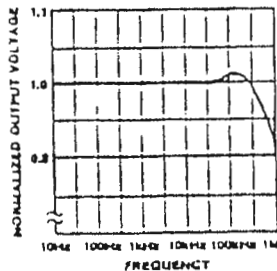


3326-10

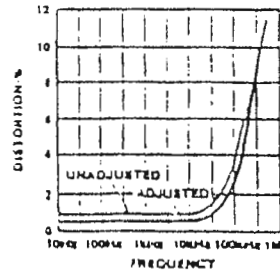


3326-11

Performance of Sine-Wave Output



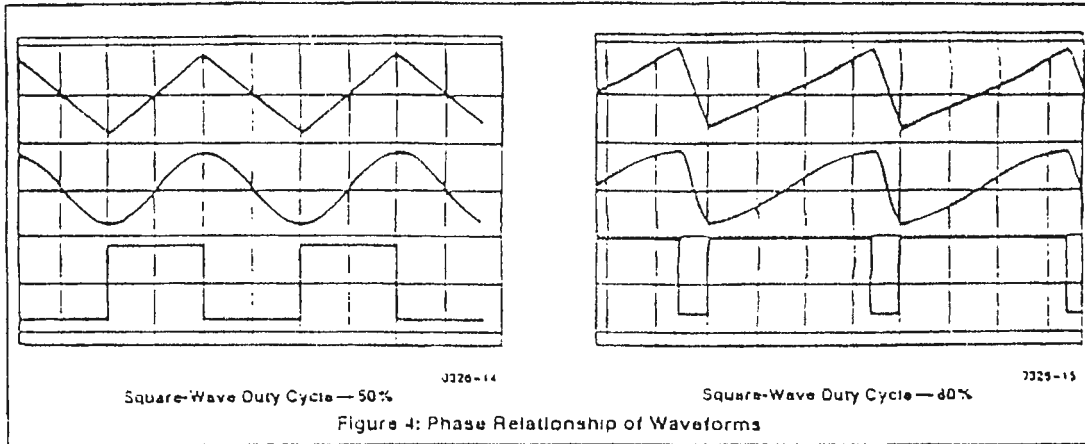
3326-12



3326-13

INTERMIL'S SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE CONDITION OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

NOTE: All typical values have been characterized but are not assured.



DETAILED DESCRIPTION

(See Figure 1)

An external capacitor C is charged and discharged by two current sources. Current source #2 is switched on and off by a flip-flop, while current source #1 is on continuously. Assuming that the flip-flop is in a state such that current source #2 is off, and the capacitor is charged with a current I, the voltage across the capacitor rises linearly with time. When this voltage reaches the level of comparator #1 (set at 1/2 of the supply voltage), the flip-flop is triggered, changes states, and releases current source #2. This current source normally carries a current 2I, thus the capacitor is discharged with a net-current I and the voltage across it drops linearly with time. When it has reached the level of comparator #2 (set at 1/2 of the supply voltage), the flip-flop is triggered into its original state and the cycle starts again.

Four waveforms are readily obtainable from this basic generator circuit. With the current sources set at I and 2I respectively, the charge and discharge times are equal. Thus a triangle waveform is created across the capacitor and the flip-flop produces a square-wave. Both waveforms are fed to buffer stages and are available at pins 3 and 9.

The levels of the current sources can, however, be selected over a wide range with two external resistors. Therefore, with the two currents set at values different from I and 2I, an asymmetrical sawtooth appears at terminal 3 and pulses with a duty cycle from less than 1% to greater than 99% are available at terminal 9.

The sine-wave is created by feeding the triangle-wave into a non-linear network (sine-converter). This network provides a decreasing shunt-impedance as the potential of the triangle moves toward the two extremes.

WAVEFORM TIMING

The *symmetry* of all waveforms can be adjusted with the external timing resistors. Two possible ways to accomplish this are shown in Figure 5. Best results are obtained by keeping the timing resistors R_A and R_B separate (a). R_A

controls the rising portion of the triangle and sine-wave and the 1 state of the square-wave.

The magnitude of the triangle-waveform is set at 1/2 V_{SUPPLY}, therefore the rising portion of the triangle is,

$$t_1 = \frac{C \times V}{I} = \frac{C \times \frac{1}{2} \times V_{SUPPLY} \times R_A}{0.22 \times V_{SUPPLY}} = \frac{R_A \times C}{0.56}$$

The falling portion of the triangle and sine-wave and the 0 state of the square-wave is:

$$t_2 = \frac{C \times V}{I} = \frac{C \times \frac{1}{2} \times V_{SUPPLY}}{2(0.22) \frac{V_{SUPPLY}}{R_B} - 0.22 \frac{V_{SUPPLY}}{R_A}} = \frac{R_A R_B C}{0.66(2R_A - R_B)}$$

Thus a 50% duty cycle is achieved when R_A = R_B.

If the duty-cycle is to be varied over a small range about 50% only, the connection shown in Figure 5b is slightly more convenient. If no adjustment of the duty cycle is desired, terminals 4 and 5 can be shorted together, as shown in Figure 5c. This connection, however, causes an inherently larger variation of the duty-cycle, frequency, etc.

With two separate timing resistors, the frequency is given by

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{\frac{R_A C}{0.66} \left(1 + \frac{R_B}{2R_A - R_B} \right)}$$

or, if R_A = R_B = R

$$f = \frac{0.33}{RC} \text{ (for Figure 5a)}$$

If a single timing resistor is used (Figure 5c only), the frequency is

$$f = \frac{0.165}{RC}$$

INTERMIL'S SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE CONDITION OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

NOTE: All typical values have been characterized but are not limited.

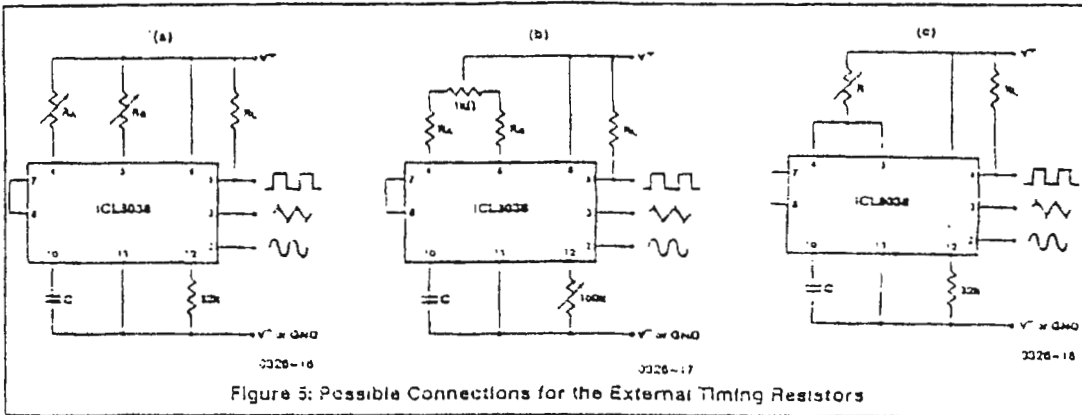


Figure 5: Possible Connections for the External Timing Resistors

Neither time nor frequency are dependent on supply voltage, even though none of the voltages are regulated inside the integrated circuit. This is due to the fact that both currents and thresholds are direct linear functions of the supply voltage and thus their effects cancel.

To minimize sine-wave distortion the 32kΩ resistor between pins 11 and 12 is best made variable. With this arrangement distortion of less than 1% is achievable. To reduce this even further, two potentiometers can be connected as shown in Figure 6; this configuration allows a typical reduction of sine-wave distortion close to 0.5%.

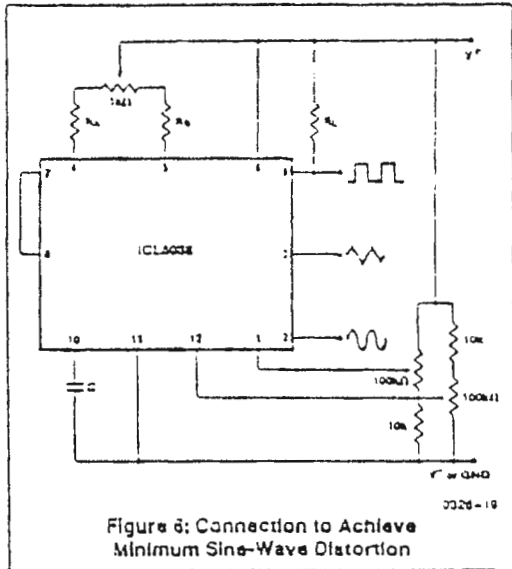


Figure 6: Connection to Achieve Minimum Sine-Wave Distortion

SELECTING RA, RB and C

For any given output frequency, there is a wide range of RC combinations that will work, however certain constraints are placed upon the magnitude of the charging current for optimum performance. At the low end, currents of less than 1μA are undesirable because circuit leakages will contribute significant errors at high temperatures. At higher currents (> 5mA), transistor betas and saturation voltages will contribute increasingly larger errors. Optimum performance will, therefore, be obtained with charging currents of 10μA to 1mA. If pins 7 and 8 are shorted together, the magnitude of the charging current due to RA can be calculated from:

$$I = \frac{R_1 \times (V^+ - V^-)}{(R_1 + R_2)} \times \frac{1}{R_A} = \frac{0.22(V^+ - V^-)}{R_A}$$

A similar calculation holds for RB.

The capacitor value should be chosen at the upper end of its possible range.

WAVEFORM OUT LEVEL CONTROL AND POWER SUPPLIES

The waveform generator can be operated either from a single power-supply (10 to 30 Volts) or a dual power-supply (±5 to ±15 Volts). With a single power-supply the average levels of the triangle and sine-wave are at exactly one-half of the supply voltage, while the square-wave alternates between V+ and ground. A split power supply has the advantage that all waveforms move symmetrically about ground.

The square-wave output is not committed. A load resistor can be connected to a different power-supply, as long as the applied voltage remains within the breakdown capability of the waveform generator (30V). In this way, the square-wave output can be made TTL compatible (load resistor connected to +5 Volts) while the waveform generator itself is powered from a much higher voltage.

INTERMIL'S SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE CONDITION OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

NOTE: All typical values here given are approximate and are not intended.

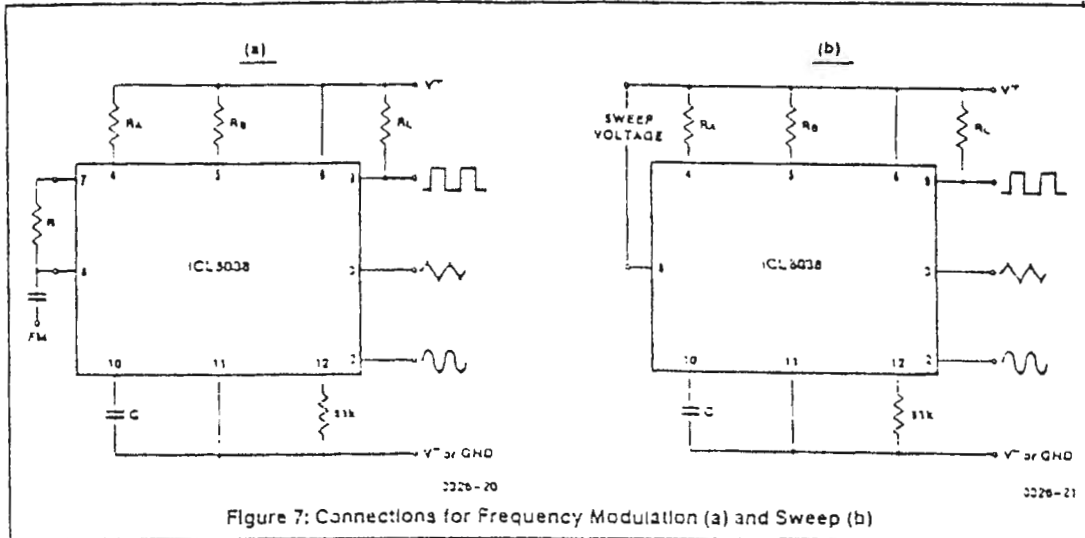


Figure 7: Connections for Frequency Modulation (a) and Sweep (b)

FREQUENCY MODULATION AND SWEEPING

The frequency of the waveform generator is a direct function of the DC voltage at terminal 8 (measured from V+). By attenuating this voltage, frequency modulation is performed. For small deviations (e.g. ±10%) the modulating signal can be applied directly to pin 8, merely providing DC decoupling with a capacitor as shown in Figure 7a. An external resistor between pins 7 and 8 is not necessary, but it can be used to increase input impedance from about 5kΩ (pins 7 and 8 connected together), to about (R + 8kΩ).

For larger FM deviations or for frequency sweeping, the modulating signal is applied between the positive supply voltage and pin 8 (Figure 7b). In this way the entire bias for the current sources is created by the modulating signal, and a very large (e.g. 1000:1) sweep range is created (f = 0 at V_{sweep} = 0). Care must be taken, however, to regulate the supply voltage; in this configuration the charge current is no longer a function of the supply voltage (yet the trigger thresholds still are) and thus the frequency becomes dependent on the supply voltage. The potential on Pin 8 may be swept down from V+ by (1/2 V_{SUPPLY} - 2V).

APPLICATIONS

The sine wave output has a relatively high output impedance (1kΩ Typ). The circuit of Figure 8 provides buffering, gain and amplitude adjustment. A simple op amp follower could also be used.

With a dual supply voltage the external capacitor on Pin 10 can be shorted to ground to halt the ICL8038 oscillation. Figure 9 shows a FET switch, diode ANDed with an input strobe signal to allow the output to always start on the same slope.

To obtain a 1000:1 Sweep Range on the ICL8038 the voltage across external resistors RA and RB must decrease to nearly zero. This requires that the highest voltage on con-

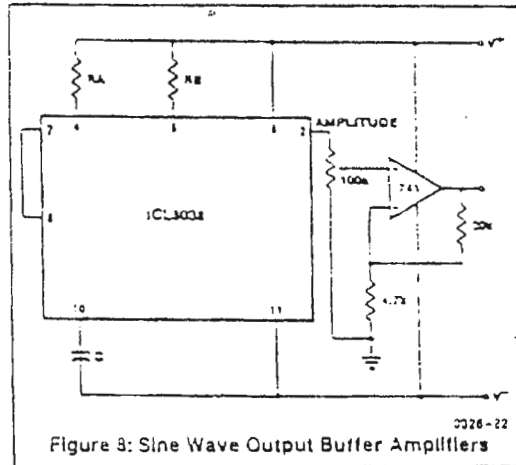


Figure 8: Sine Wave Output Buffer Amplifiers

trol Pin 8 exceed the voltage at the top of RA and RB by a few hundred millivolts. The circuit of Figure 10 achieves this by using a diode to lower the effective supply voltage on the ICL8038. The large resistor on pin 8 helps reduce duty cycle variations with sweep.

The linearity of input sweep voltage versus output frequency can be significantly improved by using an op amp as shown in Figure 11.

USE IN PHASE-LOCKED LOOPS

Its high frequency stability makes the ICL8038 an ideal building block for a phase-locked loop as shown in Figure 12. In this application the remaining functional blocks, the

INTERMIL'S SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE CONDITION OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

NOTE: All typical values have been characterized out and not tested.

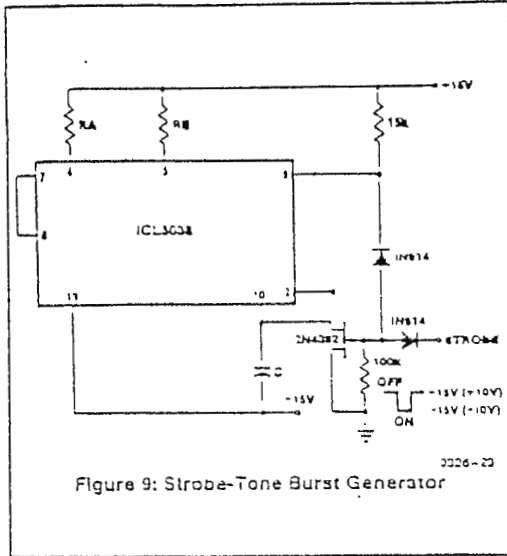


Figure 9: Strobe-Tone Burst Generator

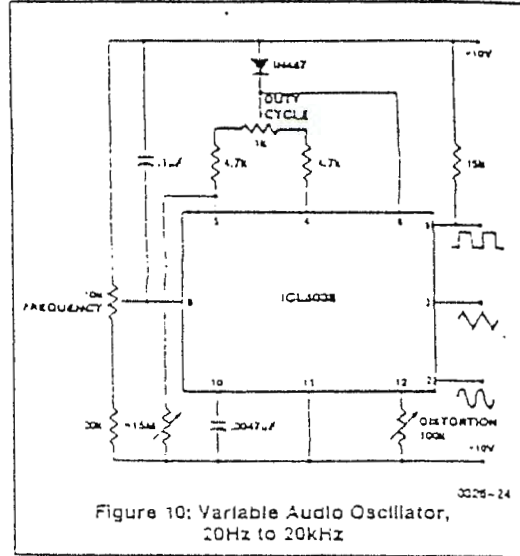


Figure 10: Variable Audio Oscillator, 20Hz to 20kHz

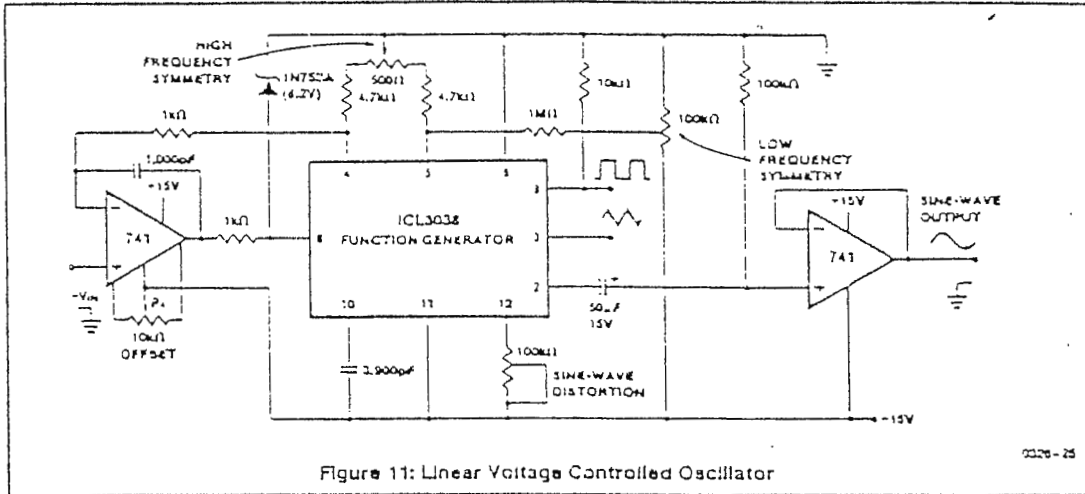


Figure 11: Linear Voltage Controlled Oscillator

phase-detector and the amplifier, can be formed by a number of available IC's (e.g. MC4344, NE562, HA2800, HA2820)

In order to match these building blocks to each other, two steps must be taken. First, two different supply voltages are used and the square wave output is returned to the supply of the phase detector. This assures that the VCO input voltage will not exceed the capabilities of the phase detector. If a smaller VCO signal is required, a simple resistive voltage divider is connected between pin 9 of the waveform generator and the VCO input of the phase-detector.

Second, the DC output level of the amplifier must be made compatible to the DC level required at the FM input of the wavetorm generator (pin 8, 0.8V+). The simplest solution here is to provide a voltage divider to V^+ (R_1, R_2 as shown) if the amplifier has a lower output level, or to ground if its level is higher. The divider can be made part of the low-pass filter.

This application not only provides for a free-running frequency with very low temperature drift, but it also has the unique feature of producing a large reconstituted sine-wave signal with a frequency identical to that at the input.

For further information, see Intersil Application Note A013, "Everything You Always Wanted to Know About The ICL8038."

INTERMIL'S SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE CONDITION OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

NOTE: All typical values have been characterized out and are not intended.

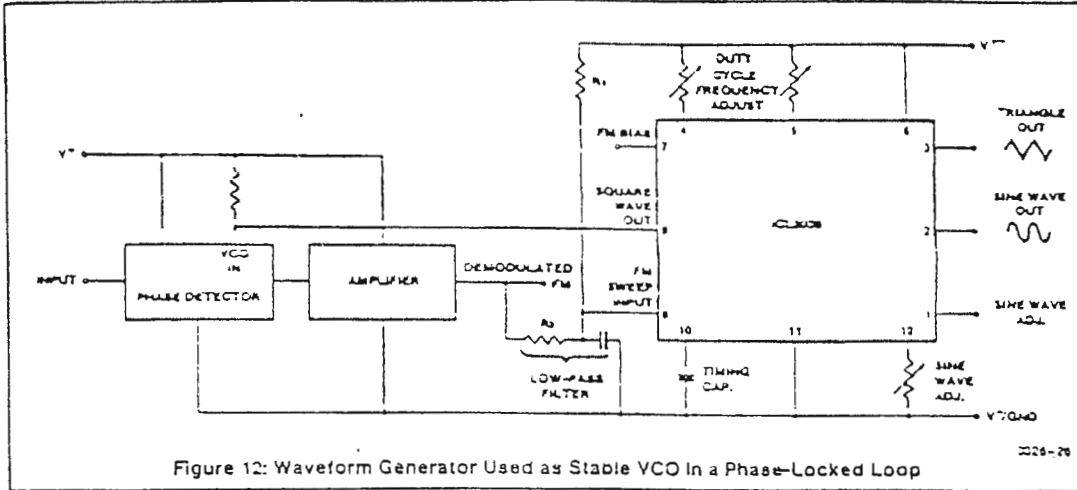


Figure 12: Waveform Generator Used as Stable VCO in a Phase-Locked Loop

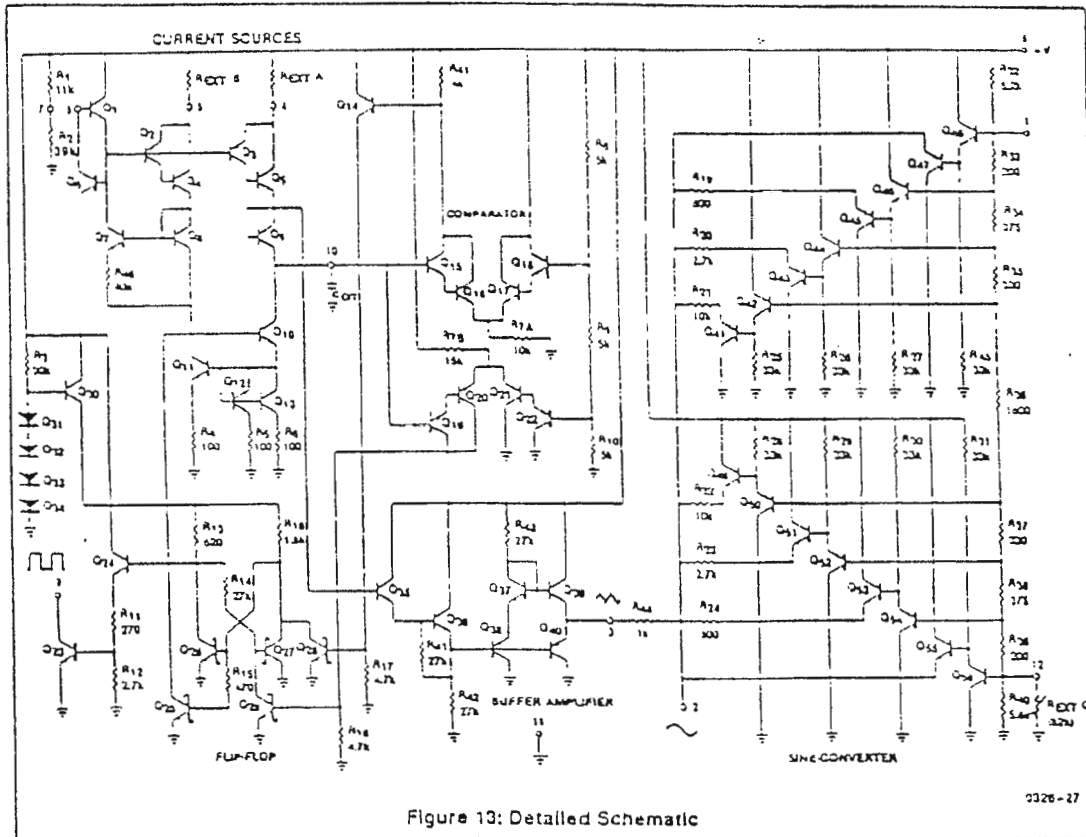
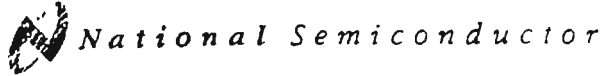


Figure 13: Detailed Schematic

INTERSIL'S SOLE AND EXCLUSIVE WARRANTY OBLIGATION WITH RESPECT TO THIS PRODUCT SHALL BE THAT STATED IN THE WARRANTY ARTICLE OF THE CONDITION OF SALE. THE WARRANTY SHALL BE EXCLUSIVE AND SHALL BE IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES, EXPRESS, IMPLIED OR STATUTORY, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR USE.

NOTE: All typical values have been characterized but are not assured.



LM555/LM555C Timer

General Description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delay or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200 mA or drive TTL circuits.

Features

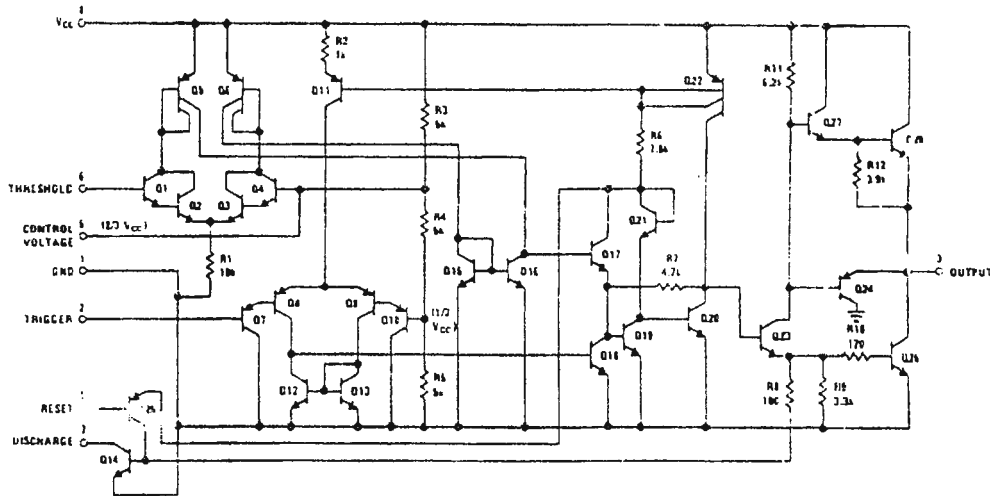
- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes

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

Applications

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

Schematic Diagram



TL/H/7851-1

Absolute Maximum Ratings

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

Supply Voltage	+18V
Power Dissipation (Note 1)	
LM555H, LM555CH	760 mW
LM555, LM555CN	1180 mW
Operating Temperature Ranges	
LM555C	0°C to +70°C
LM555	-55°C to +125°C

Storage Temperature Range	65°C to -150°C
Soldering information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 Seconds)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 Seconds)	215°C
Infrared (15 Seconds)	220°C

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

Electrical Characteristics ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to $+15\text{V}$, unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	Limits						Units
		LM555			LM555C			
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Supply Voltage		4.5		18	4.5		16	V
Supply Current	$V_{CC} = 5\text{V}, R_L = \infty$ $V_{CC} = 15\text{V}, R_L = \infty$ (Low State) (Note 2)		3 10	5 12		3 10	6 15	mA mA
Timing Error, Monostable								
Initial Accuracy	$R_A = 1\text{k to }100\text{ k}\Omega$, $C = 0.1\ \mu\text{F}$, (Note 3)		0.5			1		%
Drift with Temperature			30			50		ppm/°C
Accuracy over Temperature Drift with Supply			1.5 0.05			1.5 0.1		% %/V
Timing Error, Astable								
Initial Accuracy	$R_A, R_B = 1\text{k to }100\text{ k}\Omega$, $C = 0.1\ \mu\text{F}$, (Note 3)		1.5			2.25		%
Drift with Temperature			90			50		ppm/°C
Accuracy over Temperature Drift with Supply			2.5 0.15			3.0 0.30		% %/V
Threshold Voltage			0.667			0.667		$\times V_{CC}$
Trigger Voltage	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	4.8 1.45	5 1.67	5.2 1.9		5 1.67		V V
Trigger Current			0.01	0.5		0.5	1.9	μA
Reset Voltage		0.4	0.5	1	0.4	0.5	1	V
Reset Current			0.1	0.4		0.1	0.4	mA
Threshold Current	(Note 4)		0.1	0.25		0.1	0.25	μA
Control Voltage Level	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	9.6 2.9	10 3.33	10.4 3.8	9 2.6	10 3.33	1 4	V V
Pin 7 Leakage Output High			1	100		1	100	nA
Pin 7 Sat (Note 5)								
Output Low	$V_{CC} = 15\text{V}, I_7 = 15\text{ mA}$		150			180		mV
Output Low	$V_{CC} = 4.5\text{V}, I_7 = 4.5\text{ mA}$		70	100		80	200	mV

Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = -5\text{V to } +15\text{V}$, (unless otherwise specified) (Continued)

Parameter	Conditions	Limits						Units
		LM555			LM555C			
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage Drop (Low)	$V_{CC} = 15\text{V}$							
	$I_{SINK} = 10\text{ mA}$		0.1	0.15		0.1	0.25	V
	$I_{SINK} = 50\text{ mA}$		0.4	0.5		0.4	0.75	V
	$I_{SINK} = 100\text{ mA}$		2	2.2		2	2.5	V
	$I_{SINK} = 200\text{ mA}$		2.5			2.5		V
	$V_{CC} = 5\text{V}$							
Output Voltage Drop (High)	$I_{SOURCE} = 200\text{ mA}$, $V_{CC} = 15\text{V}$		12.5			12.5		V
	$I_{SOURCE} = 100\text{ mA}$, $V_{CC} = 15\text{V}$	13	13.3		12.75	13.3		V
	$V_{CC} = 5\text{V}$	3	3.3		2.75	3.3		V
Rise Time of Output			100			100		ns
Fall Time of Output			100			100		ns

Note 1: For operating at elevated temperatures the device must be derated above 25°C based on a -150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of $164^\circ\text{C}/\text{w}$ (TO-5), $106^\circ\text{C}/\text{w}$ (DIP) and $170^\circ\text{C}/\text{w}$ (SO-8) junction to ambient.

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

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

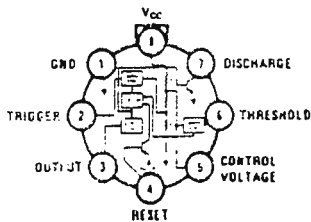
Note 4: This will determine the maximum value of $R_A + R_B$ for 15V operation. The maximum total $(R_A + R_B) \leq 20\text{ M}\Omega$.

Note 5: No protection against excessive pin 7 current is necessary providing the package dissipation rating will not be exceeded.

Note 6: Refer to RET555X drawing of military LM555H and LM555J versions for specifications.

Connection Diagrams

Metal Can Package

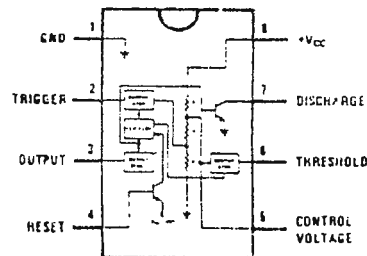


Top View

Order Number LM555H or LM555CH
See NS Package Number H08C

TL/H/7851-2

Dual-In-Line and Small Outline Packages



Top View

Order Number LM555J, LM555CJ,
LM555CM or LM555CT
See NS Package Number: J08A, M. 8A or N08E

TL/H/7851-3

**TYPES SN54LS240, SN54LS241, SN54LS244,
SN74LS240, SN74LS241, SN74LS244
BUFFERS AND LINE DRIVERS WITH 3-STATE OUTPUTS**

recommended operating conditions

PARAMETER	SN54LS ¹			SN74LS ¹			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I_{OH}			-12			-15	mA
Low-level output current, I_{OL}			12			24	mA
Operating free-air temperature, T_A	-55		125	0		70	°C

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

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS [†]	SN54LS ¹			SN74LS ¹			UNIT	
		MIN	TYP [‡]	MAX	MIN	TYP [‡]	MAX		
V_{IH}	High-level input voltage	2			2			V	
V_{IL}	Low-level input voltage	0.7			0.8			V	
V_{IK}	Input clamp voltage	-1.5			-1.5			V	
	Hysteresis ($V_{T+} - V_{T-}$)	0.2			0.4			V	
V_{OH}	High-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}, V_{IH} = 2 \text{ V}, V_{IL} = V_{IL \text{ max}}, I_{OH} = -3 \text{ mA}$		2.4	3.4	2.4	3.4	V	
		$V_{CC} = \text{MIN}, V_{IH} = 2 \text{ V}, V_{IL} = 0.5 \text{ V}, I_{OH} = \text{MAX}$		2		2			
V_{OL}	Low-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}, V_{IH} = 2 \text{ V}, V_{IL} = V_{IL \text{ max}}, I_{OL} = 12 \text{ mA}$		0.4		0.4		V	
		$V_{CC} = \text{MIN}, V_{IH} = 2 \text{ V}, V_{IL} = V_{IL \text{ max}}, I_{OL} = 24 \text{ mA}$				0.5			
I_{OZH}	Off-state output current, high-level voltage applied	$V_{CC} = \text{MAX}, V_{IH} = 2 \text{ V}, V_{OL} = 2.7 \text{ V}$		20		20		μA	
I_{OZL}	Off-state output current, low-level voltage applied	$V_{CC} = \text{MAX}, V_{IL} = V_{IL \text{ max}}, V_{OH} = 0.4 \text{ V}$		-20		-20			
I_I	Input current at maximum input voltage	$V_{CC} = \text{MAX}, V_I = 7 \text{ V}$		0.1		0.1		mA	
I_{IH}	High-level input current, any input	$V_{CC} = \text{MAX}, V_I = 2.7 \text{ V}$		20		20		μA	
I_{IL}	Low-level input current	$V_{CC} = \text{MAX}, V_{IL} = 0.4 \text{ V}$		-0.2		-0.2		mA	
I_{OS}	Short-circuit output current [¶]	$V_{CC} = \text{MAX}$		-40	-225	-40	-225	mA	
I_{CC}	Supply current	Outputs high	Outputs open	All	17	27	17	27	mA
				'LS240	26	44	26	44	
		Outputs low	Outputs open	'LS241, 'LS244	27	46	27	46	
				'LS240	29	50	29	50	
				'LS241, 'LS244	32	54	32	54	

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

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

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

switching characteristics, $V_{CC} = 5 \text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	'LS240			'LS241, 'LS244			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t_{PLH}	Propagation delay time, low-to-high-level output	9		14	12		18	ns
t_{PHL}	Propagation delay time, high-to-low-level output	12		18	12		18	ns
t_{PZL}	Output enable time to low level	20		30	20		30	ns
t_{PZH}	Output enable time to high level	15		23	15		23	ns
t_{PLZ}	Output disable time from low level	15		25	15		25	ns
t_{PHZ}	Output disable time from high level	10		18	10		18	ns

NOTE 2: Load circuit and voltage waveforms are shown on page 3-11.

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED

TYPES SN54S240, SN54S241, SN74S240, SN74S241

BUFFERS/LINE DRIVERS/LINE RECEIVERS WITH 3-STATE OUTPUTS

REVISED AUGUST 1979

recommended operating conditions

PARAMETER	SN54S*			SN74S*			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	4.5	5	6.5	4.75	5	6.25	V
High-level output current, I_{OH}			-12			-15	mA
Low-level output current, I_{OL}			48			64	mA
External resistance between any input or V_{CC} and ground			40			40	k Ω
Operating free-air temperature, T_A (see Note 3)	-55		125	0		70	$^{\circ}$ C

NOTES: 1. Voltage values are with respect to network ground terminal.
 3. An SN54S241, operating at free-air temperature above 116 $^{\circ}$ C requires a heat sink that provides a thermal resistance from case to free-air, $R_{\theta CA}$, of not more than 40 $^{\circ}$ C/W.

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	'S240			'S241			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	MIN	TYP‡	MAX	
V_{IH} High-level input voltage		2			2			V
V_{IL} Low-level input voltage		0.8			0.8			V
V_{IK} Input clamp voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_I = -18 \text{ mA}$	-1.2			-1.2			V
Hysteresis ($V_{T+} - V_{T-}$)	$V_{CC} = \text{MIN}$	0.2	0.4		0.2	0.4	V	
V_{OH} High-level output voltage	SN74S*	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_{IL} = 0.8 \text{ V}$, $I_{OH} = -1 \text{ mA}$		2.7	2.7		V	
	SN54S* and SN74S*	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_{IL} = 0.8 \text{ V}$, $I_{OH} = -3 \text{ mA}$		2.4	3.4	2.4		3.4
	SN54S* and SN74S*	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_{IL} = 0.5 \text{ V}$, $I_{OH} = \text{MAX}$		2	2			
V_{OL} Low-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_{IL} = 0.8 \text{ V}$, $I_{OL} = \text{MAX}$	0.55			0.55			V
I_{OZH} Off-state output current, high-level voltage applied	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_O = 2.4 \text{ V}$	50			50			μ A
I_{OZL} Off-state output current, low-level voltage applied	$V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_{IL} = 0.8 \text{ V}$, $V_O = 0.5 \text{ V}$	-50			-50			μ A
I_I Input current at maximum input voltage	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 5.5 \text{ V}$	1			1			mA
I_{IH} High-level input current, any input	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 2.7 \text{ V}$	50			50			μ A
I_{IL} Low-level input current	Any A	-400			-400			μ A
	Any G	-2			-2			mA
I_{OS} Short-circuit output current*	$V_{CC} = \text{MAX}$	-50	-225	-50	-225	-225	mA	
I_{CC} Supply current	Outputs high	$V_{CC} = \text{MAX}$, Outputs open	SN54S*	80	123	95	147	mA
			SN74S*	80	135	95	160	
	Outputs low		SN54S*	100	145	120	170	
			SN74S*	100	150	120	180	
	Outputs disabled		SN54S*	100	145	120	170	
			SN74S*	100	150	120	180	

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

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

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

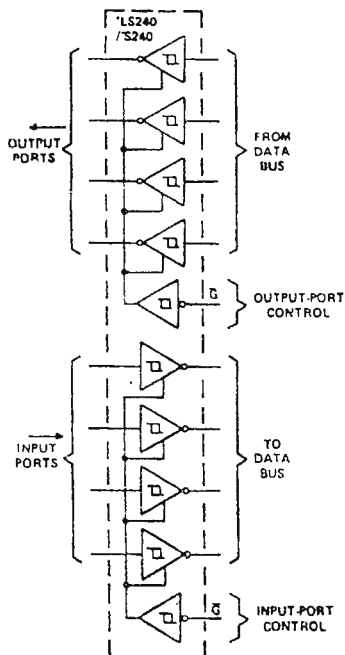
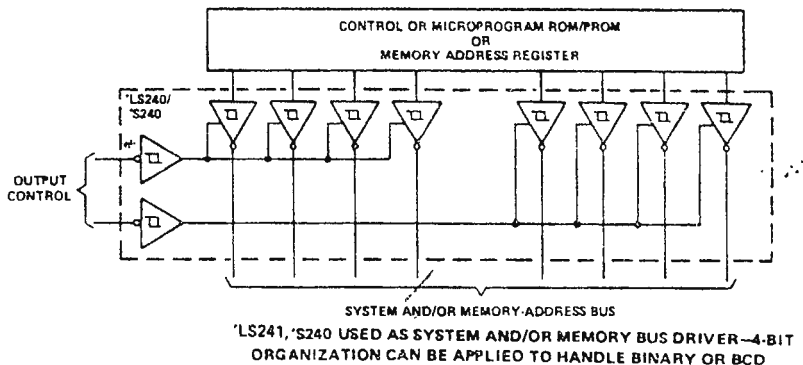
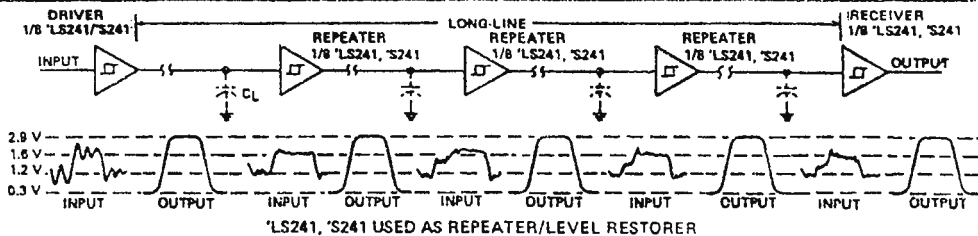
switching characteristics, $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	'S240			'S241			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t_{PLH} Propagation delay time, low-to-high-level output	$C_L = 50 \text{ pF}$, $R_L = 90 \Omega$, See Note 4	4.5			6			ns
t_{PHL} Propagation delay time, high-to-low-level output		4.5			6			ns
t_{PZL} Output enable time to low level		10			10			ns
t_{PZH} Output enable time to high level	$C_L = 5 \text{ pF}$, $R_L = 90 \Omega$, See Note 4	6.5			8			ns
t_{PLZ} Output disable time from low level		10			10			ns
t_{PHZ} Output disable time from high level		6			6			ns

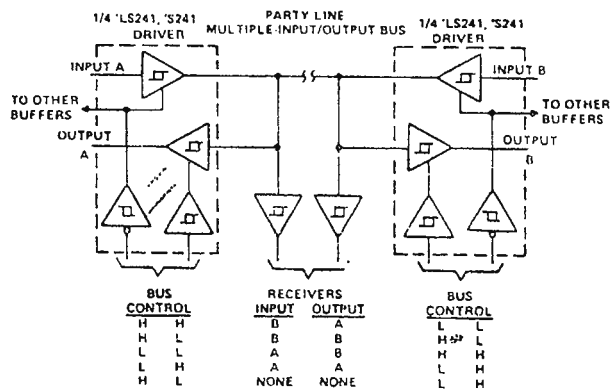
NOTE 4: Load circuit and voltage waveforms are shown on page 3-10.

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED

**TYPES SN54LS240, SN54LS241,
SN54LS244, SN54S240, SN54S241, SN74LS240,
SN74LS241, SN74LS244, SN74S240, SN74S241**
OCTAL BUFFERS AND LINE DRIVERS WITH 3-STATE OUTPUTS



INDEPENDENT 4-BIT BUS DRIVERS/RECEIVERS
IN A SINGLE PACKAGE



PARTY-LINE BUS SYSTEM
WITH MULTIPLE INPUTS, OUTPUTS, AND RECEIVERS
External resistance between any input of the 'S240 or 'S241
and ground or V_{CC} must not exceed 40 kΩ.

TTL
MSI

TYPES SN54LS373, SN54LS374, SN54S373, SN54S374, SN74LS373, SN74LS374, SN74S373, SN74S374 OCTAL D-TYPE TRANSPARENT LATCHES AND EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS

BULLETIN NO. DL-S-12350, OCTOBER 1976 - REVISED JUNE 1979

- Choice of 8 Latches or 8 D-Type Flip-Flops In a Single Package
- 3-State Bus-Driving Outputs
- Full Parallel-Access for Loading
- Buffered Control Inputs
- Clock/Enable Input Has Hysteresis to Improve Noise Rejection
- P-N-P Inputs Reduce D-C Loading on Data Lines ('S373 and 'S374)
- SN54LS363 and SN74LS364 Are Similar But Have Higher V_{OH} For MOS Interface

'LS373, 'S373
FUNCTION TABLE

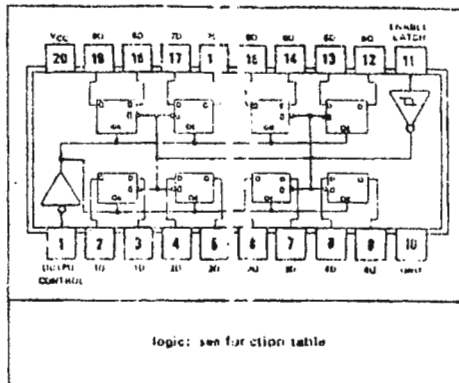
OUTPUT ENABLE	ENABLE LATCH	D	OUTPUT
L	H	H	H
L	H	L	L
L	L	X	Q_0
H	X	X	Z

'LS374, 'S374
FUNCTION TABLE

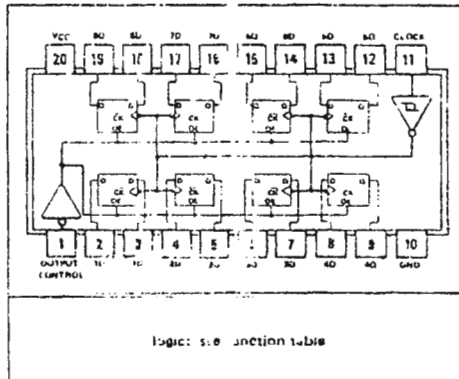
OUTPUT ENABLE	CLOCK	D	OUTPUT
L	↑	H	H
L	↑	L	L
L	L	X	Q_0
H	X	X	Z

See explanation of function tables on page 1-13.

SN54LS373, SN54S373... J PACKAGE
SN74LS373, SN74S373... J OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



SN54LS374, SN54S374... J PACKAGE
SN74LS374, SN74S374... J OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



Description

These 8-bit registers feature totem-pole three-state outputs designed specifically for driving highly-capacitive or relatively low-impedance loads. The high-impedance third state and increased high-level drive provide these registers with the capability of being connected directly to and driving the bus lines in a bus-organized system without need for interface or pull-up components. They are particularly attractive for implementing buffer registers, I/O ports, bidirectional bus drivers, and working registers.

The eight latches of the 'LS373 and 'S373 are transparent D-type latches meaning that while the enable (G) is high the Q outputs will follow the data (D) inputs. When the enable is taken low the output will be latched at the level of the data that was set up.

Copyright © 1979 by Texas Instruments Incorporated

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED

7-471

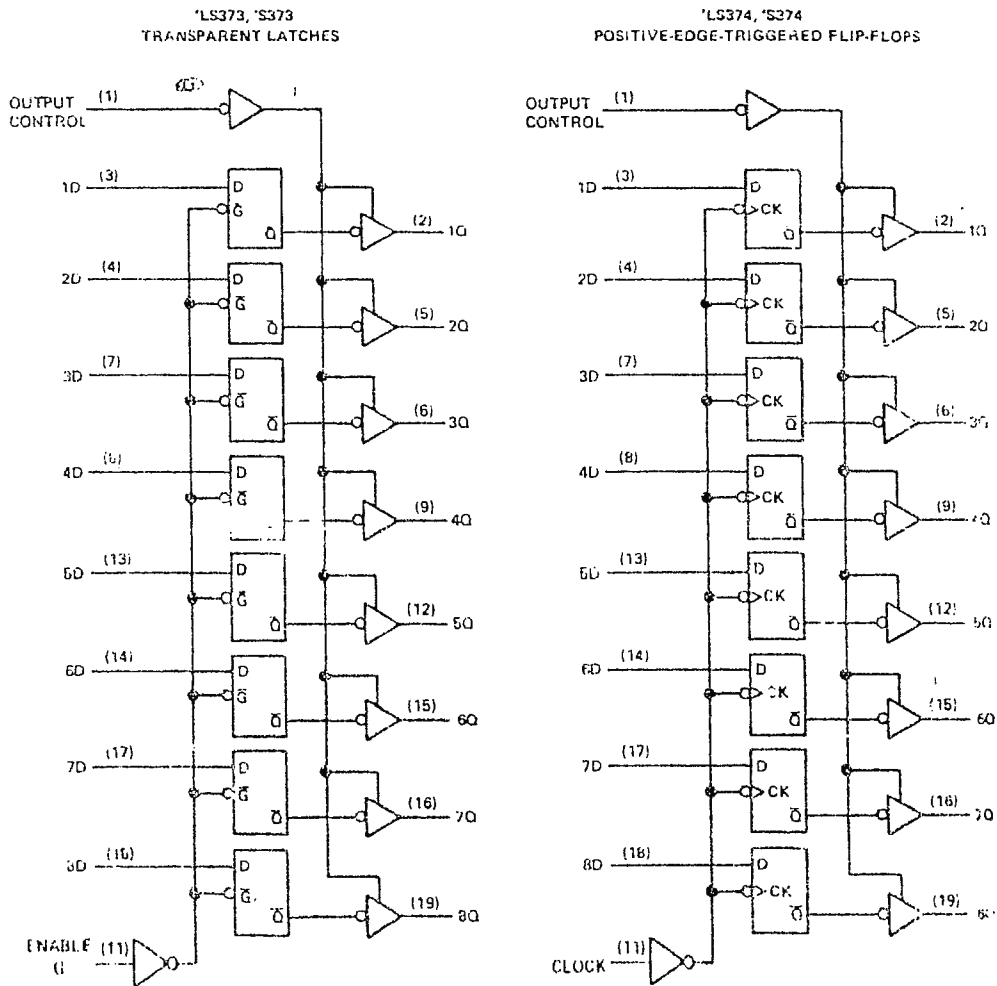
**TYPES SN54LS373, SN54LS374, SN54S373, SN54S374,
SN74LS373, SN74LS374, SN74S373, SN74S374
OCTAL D-TYPE TRANSPARENT LATCHES AND
EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS**

description (continued)

The eight flip-flops of the 'LS374 and 'S374 are edge-triggered D-type flip-flops. On the positive transition of the clock, the Q outputs will be set to the logic states that were setup at the D inputs.

Schmitt-trigger buffered inputs at the enable/clock lines simplify system design as ac and dc noise rejection is improved by typically 400 mV due to the input hysteresis. A buffered output control input can be used to place the eight outputs in either a normal logic state (high or low logic levels) or a high-impedance state. In the high-impedance state the outputs neither load nor drive the bus lines significantly.

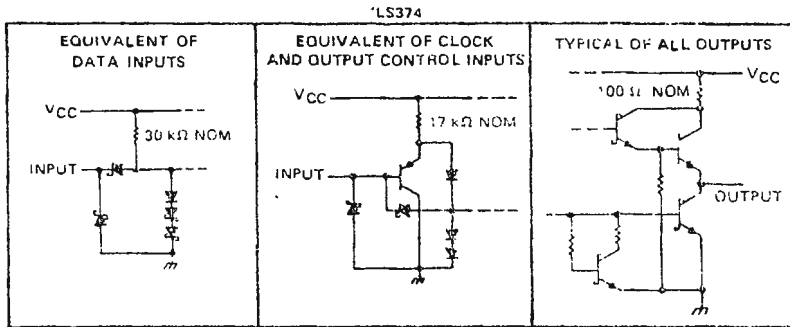
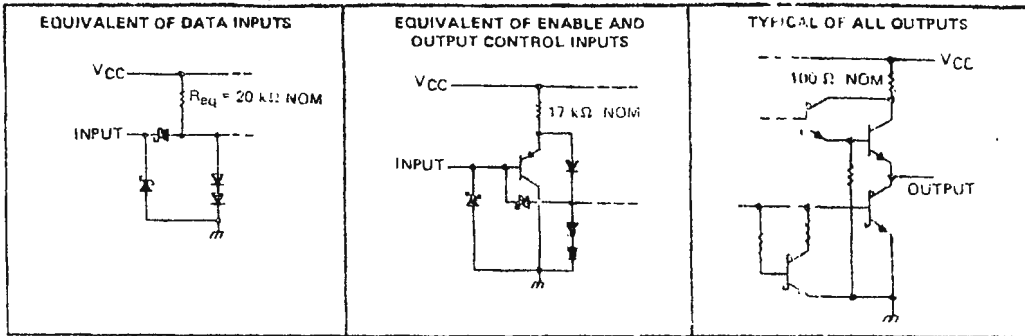
The output control does not affect the internal operation of the latches or flip-flops. That is, the old data can be retained or new data can be entered even while the outputs are off.



TYPES SN54LS373, SN54LS374, SN74LS373, SN74LS374 OCTAL D-TYPE TRANSPARENT LATCHES AND EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS

REVISED DECEMBER 1980

schematic of inputs and outputs



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

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	7 V
Input voltage	7 V
Off-state output voltage	7 V
Operating free-air temperature range: SN54LS*	-55°C to 125°C
SN74LS*	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

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

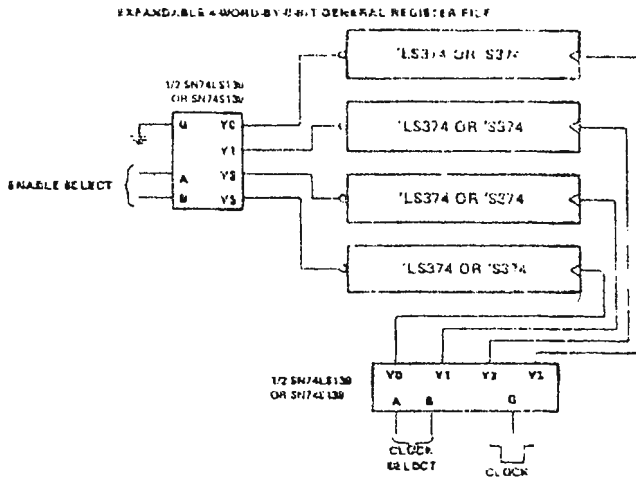
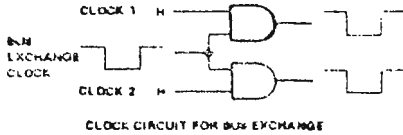
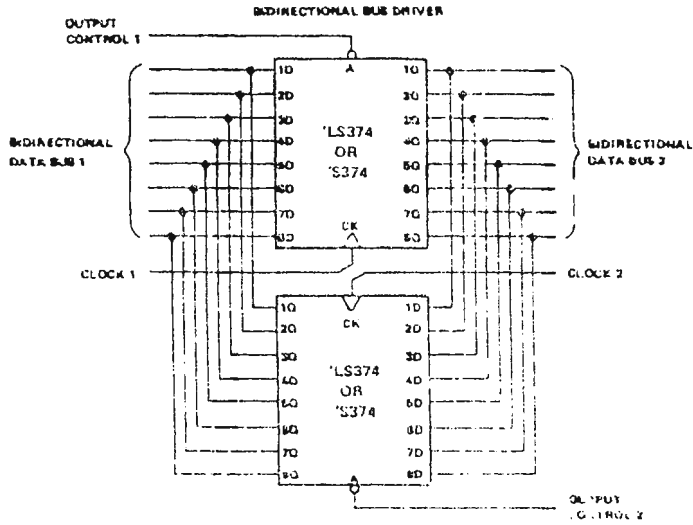
recommended operating conditions

	SN54LS*			SN74LS*			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output voltage, V_{OH}			5.5			5.5	V
High-level output current, I_{OH}			-1			-2.6	mA
Width of clock/enable pulse, t_w	High	15		15			ns
	Low	15		15			
Data setup time, t_{su}	*LS373	5↓		5↓			ns
	*LS374	20†		20†			
Data hold time, t_h	*LS373	20†		20†			ns
	*LS374	0†		0†			
Operating free-air temperature, T_A		-55	125	0		70	°C

† The arrow indicates the transition of the clock/enable input used for reference: † for the low to high transition, ↓ for the high to low transition.

TYPES SN54LS374, SN54S374, SN74LS374, SN74S374 OCTAL D-TYPE TRANSPARENT LATCHES AND EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS

TYPICAL APPLICATION DATA



TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 3612 • DALLAS, TEXAS 75222

TTL

TYPES SN54390, SN54LS390, SN54393, SN54LS393, SN74390, SN74LS390, SN74393, SN74LS393 DUAL 4-BIT DECADE AND BINARY COUNTERS

BULLETIN NO. DL 5 1612099, OCTOBER 1978

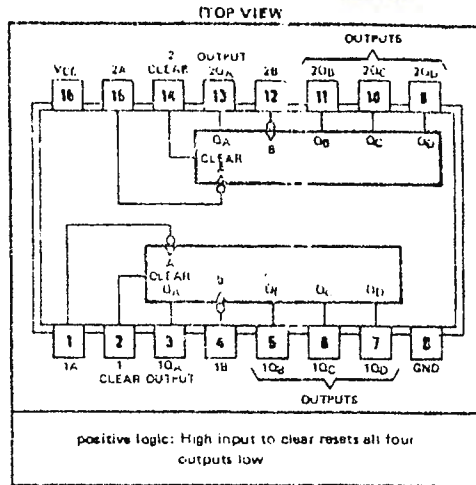
- Dual Versions of the Popular '90A, 'LS90 and '93A, 'LS93
- '390, 'LS390... Individual Clocks for A and B Flip-Flops Provide Dual ÷2 and ÷5 Counters
- '393, 'LS393... Dual 4-Bit Binary Counter with Individual Clocks
- All Have Direct Clear for Each 4-Bit Counter
- Dual 4-Bit Versions Can Significantly Improve System Densities by Reducing Counter Package Count by 50%
- Typical Maximum Count Frequency... 35 MHz
- Buffered Outputs Reduce Possibility of Collector Commutation

description

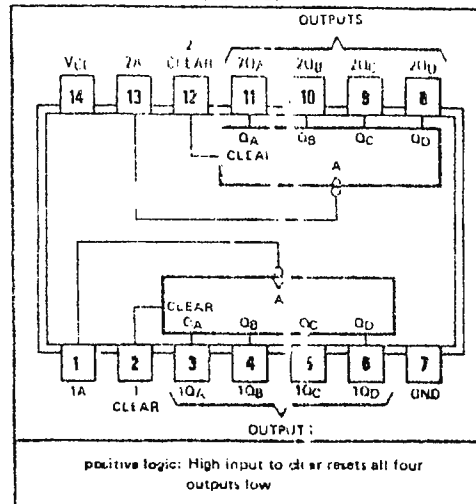
Each of these monolithic circuits contains eight master-slave flip-flops and additional gating to implement two individual four-bit counters in a single package. The '390 and 'LS390 incorporate dual divide-by-two and divide-by-five counters, which can be used to implement cycle lengths equal to any whole and/or cumulative multiples of 2 and/or 5 up to divide-by-100. When connected as a bi-quinary counter, the separate divide-by-two circuit can be used to provide symmetry (a square wave) at the final output stage. The '393 and 'LS393 each comprise two independent four-bit binary counters each having a clear and a clock input. N-bit binary counters can be implemented with each package providing the capability of divide-by-256. The '390, 'LS390, '393, and 'LS393 have parallel outputs from each counter stage so that any submultiple of the input count frequency is available for system-timing signals.

Series 54 and Series 54LS circuits are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C; Series 74 and Series 74LS circuits are characterized for operation from 0°C to 70°C.

SN54390, SN54LS390... D W PACKAGE
SN74390, SN74LS390... J D N PACKAGE



SN54393, SN54LS393... J O R W PACKAGE
SN74393, SN54LS393... J O R N PACKAGE



TYPES SN54390, SN54LS390, SN54393, SN54LS393, SN74390, SN74LS390, SN74393, SN74LS393 DUAL 4-BIT DECADE AND BINARY COUNTERS

FUNCTION TABLES

'390, 'LS390
BCD COUNT SEQUENCE
(EACH COUNTER)
(See Note A)

COUNT	OUTPUT			
	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H

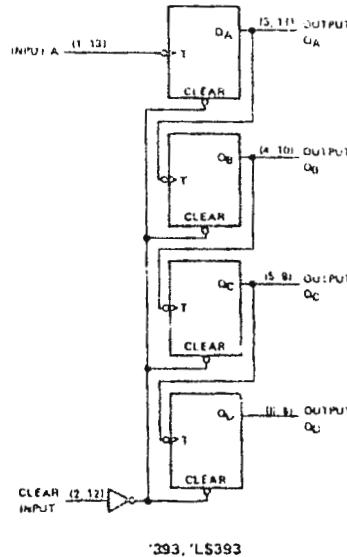
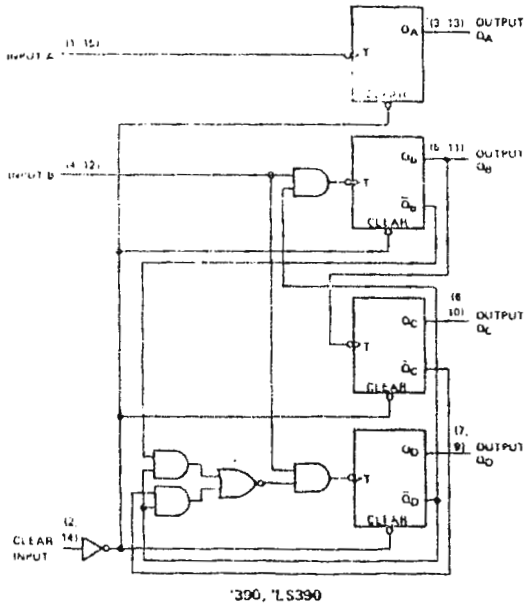
COUNT	OUTPUT			
	Q _A	Q _D	Q _C	Q _B
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H

'393, 'LS393
COUNT SEQUENCE
(EACH COUNTER)

COUNT	OUTPUT			
	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H
10	H	L	H	L
11	H	L	H	H
12	H	H	L	L
13	H	H	L	H
14	H	H	H	L
15	H	H	H	H

NOTES: A. Output Q_A is connected to input B for BCD count.
B. Output Q_D is connected to input A for binary count.
C. H = high level, L = low level.

functional block diagrams



TYPES SN54390, SN54LS390, SN54393, SN54LS393, SN74390, SN74LS390, SN74393, SN74LS393 DUAL 4-BIT DECADE AND BINARY COUNTERS

'390, 'LS390
BCD COUNT SEQUENCE
(EACH COUNTER)
(See Note A)

COUNT	OUTPUT			
	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H

FUNCTION TABLES

'390, 'LS390
BI-QUINARY (5-2)
(EACH COUNTER)
(See Note B)

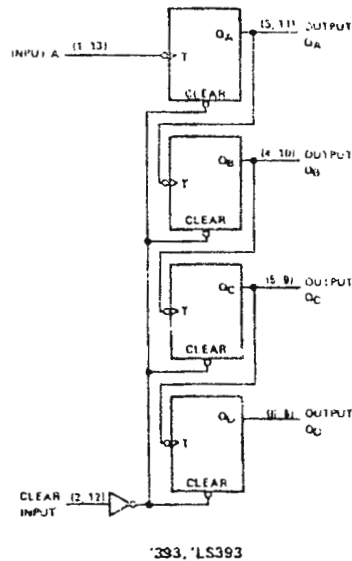
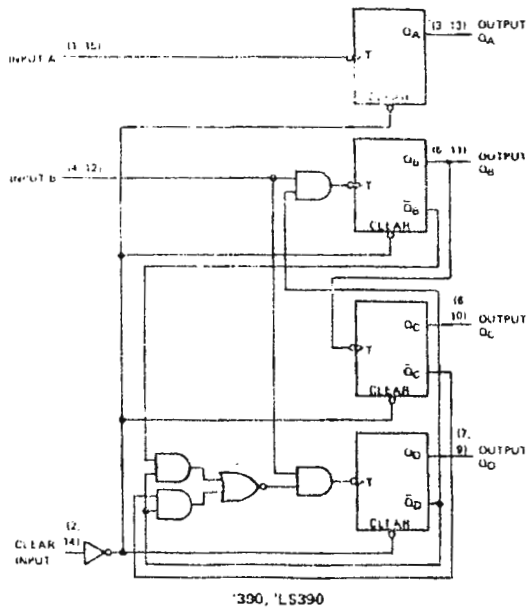
COUNT	OUTPUT			
	Q _A	Q _D	Q _C	Q _B
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	H	L	L	L
6	H	L	L	H
7	H	L	H	L
8	H	L	H	H
9	H	H	L	L

'393, 'LS393
COUNT SEQUENCE
(EACH COUNTER)

COUNT	OUTPUT			
	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H
10	H	L	H	L
11	H	L	H	H
12	H	H	L	L
13	H	H	L	H
14	H	H	H	L
15	H	H	H	H

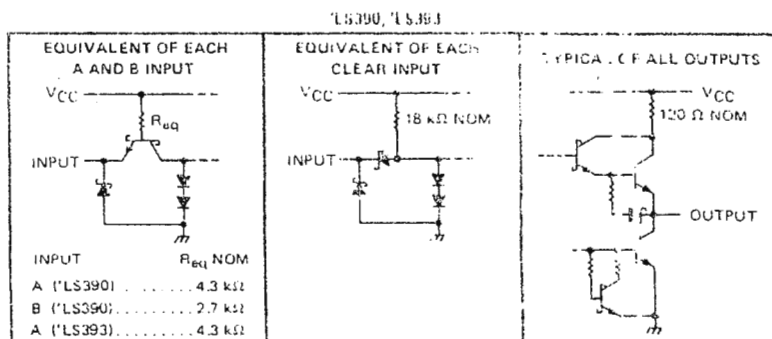
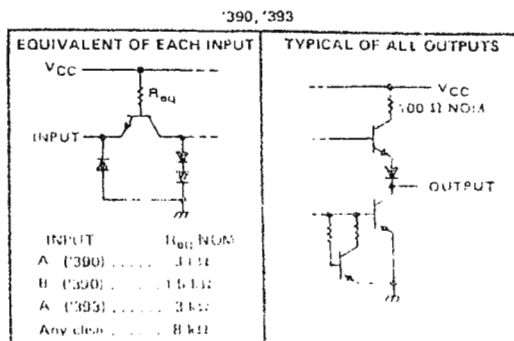
NOTES: A. Output Q_A is connected to input B for BCD count.
B. Output Q_D is connected to input A for bi-quinary count.
C. H = high level, L = low level.

functional block diagrams



**TYPES SN54390, SN54LS390, SN74390, SN54LS393,
SN74390, SN74LS390, SN74393, SN74LS393
DUAL 4-BIT DECADE AND BINARY COUNTERS**

schematics of inputs and outputs



TYPES SN54390, SN54393, SN74390, SN74393

DUAL 4-BIT DECADE AND BINARY COUNTERS

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

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	7 V
Input voltage	5.5 V
Operating free-air temperature range: SN54390, SN54393	-55°C to 125°C
SN74390, SN74393	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

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

recommended operating conditions

	SN54390			SN74390			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I_{OH}			-800			-800	μ A
Low-level output current, I_{OL}			16			16	mA
Count frequency, f_{count}	A input	0	25	0	25		kHz
	B input	0	20	0	20		
Pulse width, t_w	A input high or low	20		20			n
	B input high or low	20		26			
	Clear high	20		20			
Clear maximum setup time, t_{su}	25 μ s			25 μ s			μ s
Operating free-air temperature	-55	125		0	70		°C

* The arrow indicates that the falling edge of the clock pulse is used for reference.

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	'390			'393			UNIT
		MIN	TYP ²	MAX	MIN	TYP ²	MAX	
V_{IH} High-level input voltage		2			2			V
V_{IL} Low-level input voltage				0.8			0.8	V
V_{IK} Input clamp voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_I = 12 \text{ mA}$			-1.5			-1.5	V
V_{OH} High-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_{IL} = 0.8 \text{ V}$, $I_{OH} = -800 \mu\text{A}$	2.4	3.4		2.4	3.4		V
V_{OL} Low-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_{IL} = 0.8 \text{ V}$, $I_{OL} = 16 \text{ mA}$ ³	0.2	0.4		0.2	0.4		V
I_I Input current at maximum input voltage	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 5.5 \text{ V}$			1			1	mA
I_{IH} High-level input current	Clear			40			40	μ A
	Input A	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 2.4 \text{ V}$		80			80	
	Input B			120				
I_{IL} Low-level input current	Clear	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 0.4 \text{ V}$		-1			-1	mA
	Input A			-3.2			-3.2	
	Input B			-4.8				
I_{OS} Short circuit output current ⁵	$V_{CC} = \text{MAX}$	SN54 ⁴	-20	-57	-20	-57	mA	
		SN74 ⁴	-18	-57	-18	-57		
I_{CC} Supply current	$V_{CC} = \text{MAX}$, See Note 2	42	69		38	64	μ A	

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

² All typical values are at $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$.

³ The I_{IL} outputs of the '390 are tested at $I_{IL} = 16 \text{ mA}$ plus the limit value for I_{IL} for the B input. This permits driving the B input while maintaining full fan out capability.

⁴ Not more than one output should be shorted at a time.

NOTE 2: I_{CC} is measured with all outputs open, both clear inputs grounded following momentary connection to 4.5 V, and all other inputs grounded.

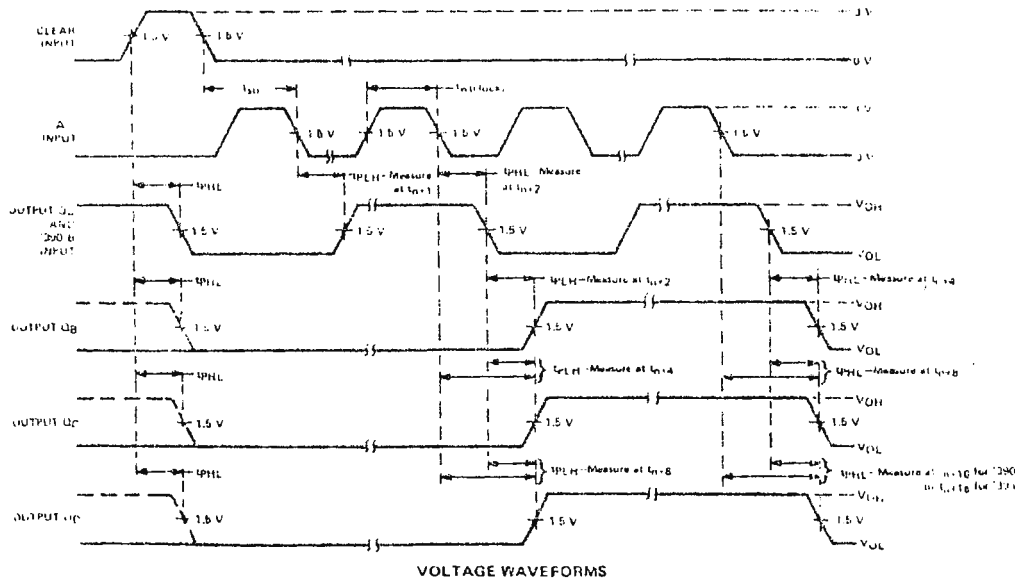
TYPES SN54390, SN54393, SN74390, SN74393 DUAL 4-BIT DECADE AND BINARY COUNTERS

Switching characteristics, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER ¹	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	'390			'393			UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
f_{CLK}	A	Q_A	$C_L = 15\text{ pF}$ $R_L = 400\ \Omega$ See Note 3 and Figure 1	25	35		25	35	MHz	
	B	Q_B		20	30					
t_{PLH}	A	Q_A		12	20		12	20	ns	
t_{PHL}	A	Q_A		15	20		13	20		
t_{PLH}	A	Q_C of '390		37	60		40	60	ns	
t_{PHL}	A	Q_D of '393		39	60		40	60		
t_{PLH}	B	Q_B		13	21				ns	
t_{PHL}	B	Q_B		14	21					
t_{PLH}	B	Q_C		24	39				ns	
t_{PHL}	B	Q_C		26	39					
t_{PLH}	B	Q_D		13	21				ns	
t_{PHL}	B	Q_D		14	21					
t_{PHL}	Clear	Any		24	39		24	39	ns	

- ¹ f_{CLK} - maximum count frequency
² t_{PLH} - propagation delay time, low to high level output
³ t_{PHL} - propagation delay time, high to low level output
⁴ Load circuit is shown on page 3-10.

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION



NOTE A: Input pulses are supplied by a generator having the following characteristics: $t_r \approx 5\text{ ns}$, $t_f \approx 5\text{ ns}$, PRP = 1 MHz, duty cycle = 50%, $Z_{out} \approx 50\text{ ohms}$.

FIGURE 1

TEXAS INSTRUMENTS
 INCORPORATED
 POST OFFICE BOX 5312 • DALLAS, TEXAS 75222

7-493

TYPES SN54LS390, SN54LS393, SN74LS390, SN74LS393

DUAL 4-BIT DECADE AND BINARY COUNTERS

REVISED DATA SHEET 1980

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

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	7 V
Clear input voltage	7 V
Any A or B clock input voltage	5.5 V
Operating free-air temperature range: SN54LS390, SN54LS393	-55°C to 125°C
SN74LS390, SN74LS393	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 155°C

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

recommended operating conditions

	SN54LS390 SN54LS393			SN74LS390 SN74LS393			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I_{OH}	-400			-400			μ A
Low-level output current, I_{OL}	4			8			mA
Count frequency, f_{count}	A input	0	20	0	20		MHz
	B input	0	12.5	0	12.5		
Pulse width, t_w	A input high or low	20		20			ns
	B input high or low	40		40			
	Clear high	20		20			
Clear inactive-state setup time, t_{su}	25			25			ns
Operating free-air temperature, T_A	-55	125		0	70		°C

The arrow indicates that the falling edge of the clock pulse is used for reference.

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	SN54LS*		SN74LS*		UNIT	
		MIN	TYP‡	MAX	MIN		TYP‡
V_{IH} High-level input voltage		2		2		V	
V_{IL} Low-level input voltage				0.7		0.6	V
V_{IK} Input clamp voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_I = -18 \text{ mA}$			-1.5		-1.5	V
V_{OH} High-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_{IL} = V_{IL \text{ max}}$, $V_{OH} = -400 \mu\text{A}$	2.5	3.4	2.7	3.4	V	
V_{OL} Low-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_{IL} = 0.8 \text{ V}$	$I_{OL} = 4 \text{ mA}$	0.25	0.4	0.25	0.4	V
		$I_{OL} = 8 \text{ mA}$			0.36	0.5	
I_I Input current at maximum input voltage	$V_{CC} = \text{MAX}$	Clear					mA
		Input A		0.1		0.1	
		Input B		0.2		0.2	
I_{IH} High-level input current	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 2.7 \text{ V}$	Clear					μ A
		Input A		20		20	
		Input B		100		100	
I_{IL} Low-level input current	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 0.4 \text{ V}$	Clear					mA
		Input A		-0.4		-0.4	
		Input B		-1.6		-1.6	
I_{OS} Short-circuit output current‡	$V_{CC} = \text{MAX}$	-20	-100	-20	-100	mA	
I_{CC} Supply current	$V_{CC} = \text{MAX}$, See Note 2	*LS390	15	26	15	26	mA
		*LS393	15	26	15	26	

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

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

§ The QA outputs of the *LS390 are tested with $I_{OL} = \text{MAX}$ plus the limit value for I_{IL} for the clock B input. This permits driving the clock B input while maintaining full fan-out capability.

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

NOTE 2: I_{CC} is measured with all outputs open, both clear inputs grounded following momentary connection to 4.5 V, and all other inputs grounded.

TYPES SN54LS390, SN54LS393, SN74LS390, SN74LS393 DUAL 4-BIT DECADE AND BINARY COUNTERS

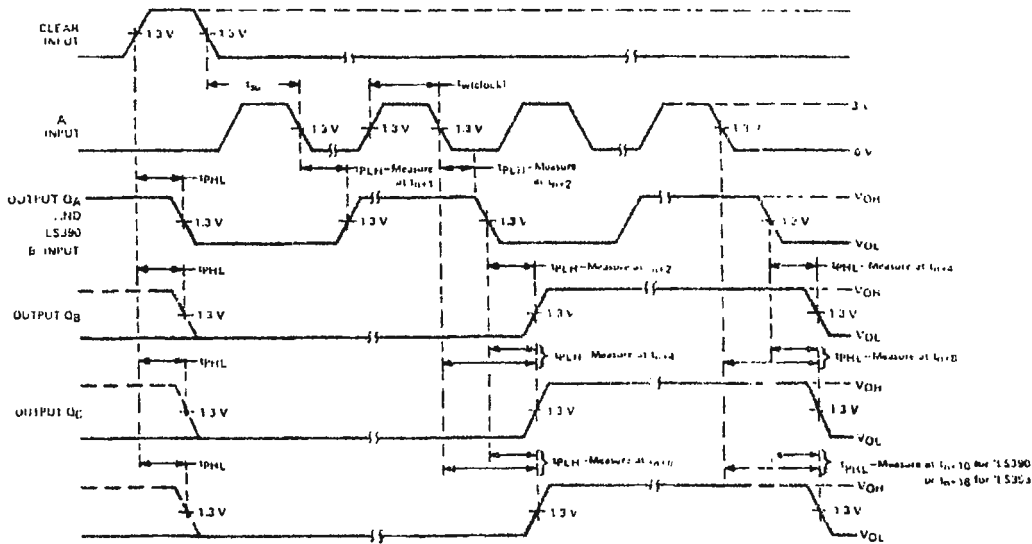
REVISION D (1) CFM08A 1980

switching characteristics, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER ¹	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	'LS390			'LS393			UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
f_{MAX}	A	Q_A	$C_L = 15\text{ pF}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, See Note 4 and Figure 2	25	35		25	35		MHz
	B	Q_B		12.5	20					
t_{PLH}	A	Q_A		12	20		12	20		ns
t_{PHL}	A	Q_A		13	20		13	20		
t_{PLH}	A	Q_C of 'LS390		27	60		40	60		ns
t_{PHL}		Q_D of 'LS393		27	60		40	60		
t_{PLH}	B	Q_B		13	21					ns
t_{PHL}	B	Q_B		14	21					
t_{PLH}	B	Q_C		24	39					ns
t_{PHL}		Q_C		26	39					
t_{PLH}	B	Q_D	11	21					ns	
t_{PHL}		Q_D	14	21						
t_{PHL}	Clear	Any	24	39		24	39		ns	

f_{MAX} = maximum count frequency
 t_{PLH} = propagation delay time, low to high-level output
 t_{PHL} = propagation delay time, high to low-level output
 NOTE 4: Load circuit is shown on page 3-11.

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION



VOLTAGE WAVEFORMS

NOTE A: Input pulses are supplied by a generator having the following characteristics: $t_r = 15\text{ ns}$, $t_f = 6\text{ ns}$, PRR = 1 MHz, duty cycle = 50%, $Z_{out} = 50\text{ ohms}$.

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED

POST OFFICE BOX 225617 • DALLAS, TEXAS 75225

7496