



**" PROTOTIPO DE UN SISTEMA DE MONITOREO POR
TELEMETRÍA, PARTE DE RECEPCIÓN "**

TRABAJO DE GRADUACIÓN

**PREPARADO PARA LA FACULTAD
DE ESTUDIOS TECNOLOGICOS**



PARA OPTAR AL GRADO DE :

TECNICO EN INGENIERIA ELECTRONICA

POR

**WILLIAM ARÍSTIDES AMAYA TRUJILLO
WILLIAM BALMORE ARDON IRAHETA
CARLOS RENE CASTRO LINARES**

OCTUBRE 1998.

SOYAPANGO - EL SALVADOR - CENTROAMERICA

UNIVERSIDAD DON BOSCO

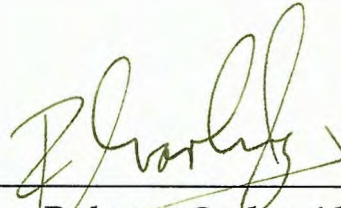
FACULTAD DE ESTUDIOS TECNOLOGICOS

JURADO EVALUADOR DEL TRABAJO DE GRADUACION

"PROTOTIPO DE UN SISTEMA DE MONITOREO POR TELEMETRIA, ETAPA DE RECEPCION"



Ing. Oscar Reynaldo Villalta Lara
Jurado



Ing. Roberto Carlos Alvarenga
Jurado



Ing. Julio César Cabrera Campos
Asesor

Agradecimientos

Gracias a Dios, Padre, Hijo y Espíritu Santo.

Por permitirme lograr una meta más en mi vida, y por darme la ciencia y la sabiduría oportuna para la realización de este proyecto.

Gracias a mis Padres.

Por brindarme el apoyo moral y económico durante estos años de la finalización del proyecto y a mis hermanos por sus palabras de ánimo a seguir adelante.

William Arístides.

Agradecimientos

A Dios.

Por prestarme vida y ayudarme a concluir esta meta.

A Karen e Ingrid.

Por comprenderme y auxiliarme siempre.

A mis padres.

Por apoyarme y estar conmigo en todo momento, confiando en mí siempre. Este triunfo es dedicado muy cariñosamente a ustedes mis Queridos Padres.

William Balmore.

Agradecimientos

A Dios, Nuestro Señor.

Por su infinita ayuda, ya que sin El hubiera sido imposible concluir esta meta.

A mi Querida Madre.

Por motivarme y orientarme a seguir siempre adelante, le dedico con mucho Amor este triunfo por sus nobles sacrificios.

A mi Abuela.

Por su apoyo y confianza durante esta carrera.

Gracias,

A todas aquellas personas que dedicaron su tiempo para contribuir con la culminación de este logro

Finalmente a mis compañeros de Proyecto William y Balmore que sin su ayuda no hubiese logrado este triunfo.

Carlos René.

Indice

1 - Introducción.....	1
2 - Obetivo General.....	3
2.1 - Objetivos Específicos.....	3
3 - Alcances.....	4
4 - Limitantes.....	5
5 - Metodología de la Investigación.....	7
6 - Explicación del Proyecto.....	8
6.1 - Parte de Transmisión a Bloques.....	10
6.2 - Diagrama a Bloques.....	11
6.3 - Parte de Transmisión Esquemática.....	13
6.4 - Diagrama Esquemático.....	15
6.5 - Parte de Recepción a Bloques.....	21
6.6 - Diagrama a Bloques.....	22
6.7 - Parte de Recepción Esquemática.....	24
6.8 - Diagrama Esquemático.....	25
7 - Radio Base MAXTRAC 888.....	26
7.1 - Operación básica.....	27
7.2 - Descripción General y Características.....	27
7.3 - Caracteres de Display.....	29
7.4 - Sistema de Comunicación Simplex.....	32
7.5 - Conexiones del Panel Trasero de la Radio Base.....	35
8 - Explicación del Programa utilizado en la PC.....	36
8.1 - Consideraciones del Programa.....	38
8.2 - Flujograma del Programa.....	43
8.3 - Lenguaje a Máquina del Programa.....	57
9 - Descripción del Puerto Paralelo.....	59
9.1 - Modo Nibble.....	62
10 - Anexo de Hojas Técnicas.....	63
11- Bibliografía.....	64

1. Introducción

En el presente trabajo de gradución se describe el circuito completo del proyecto a realizar denominado : "Prototipo de Sistema de Monitoreo por Telemetría, Etapa de Recepción". Como su nombre lo dice este sistema se encargará de sensar los parámetros físicos de los equipos que se esten monitoreando.

Este sistema es unidireccional debido a que solo se recibirán los datos para procesarlos y obtener un análisis de las condiciones de los equipos; pero no se podrá solicitar información de un equipo determinado en forma recíproca, simplemente se podrán monitorear y cuando sucedan las fallas graves se procederá a visitar el lugar en donde se encuentre el equipo, para corregir dichas fallas. Por lo tanto este sistema presentado para proyecto es sólo de recepción y no tiene la capacidad de ser full duplex, pero se ha considerado para futuras modificaciones.

El método utilizado para transmitir esta información es por medio de la telemetría, que sirve para tomar mediciones a larga distancia, ya sea por cable linea telefónica, radiocomunicación, etc. Para este proyecto hemos utilizado la telemetría por medio de un equipo de radiocomunicación que trabajará en la banda de 800Mhz dentro de un sistema Simplex (de radio a radio), esto quiere decir que no utilizaremos repetidoras para retransmitir esta información, ya que los radios que utilizaremos estarán ubicados en los sitios de repetición y por la altura nos favorece para poder enlazar de cerro a cerro y de cerro a la base en donde se estarán monitoreando los datos; para este caso será el departamento de telecomunicaciones P.N.C. donde se llevarán el control de todas las fallas.

El sistema que estaremos monitoreando lo componen un controlador central y un

grupo de repetidoras que pueden ser 5, 10 ó 15 repetidoras, dependiendo de la capacidad del controlador central, además de su respectiva planta eléctrica y su UPS.

Este sistema se le serán instalados sensores para poder monitorear todos los parámetros de estos equipos como por ejemplo: voltaje de línea, voltaje de batería de 12Vdc, alarmas de planta eléctrica, alarmas de repetidoras y alarmas del controlado central.

Con el control de estos parámetros físicos nos ayudará a determinar las fallas graves o leves que sucedan en los equipos, evitando así viajes innecesarios a los sitios de repetición. En este proyecto se ha hecho mención de la etapa de transmisión en las que se describen el funcionamiento, diagramas a bloques y esquemáticos. Todo esto como un complemento del proyecto total, ya que la etapa de transmisión corresponde al otro grupo de graduados, pero hemos hecho una breve descripción para llevar un seguimiento detallado de lo que es este proyecto de monitoreo por telemetría.

2. Objetivo General

** Implementar un Prototipo de un Sistema de Monitoreo Unidireccional, utilizando telemetría.*

2.1 Objetivos específicos

** Optimizar el equipo de radiocomunicación en el Departamento de Telecomunicaciones de la P.N.C. para solventar una necesidad específica y así plasmar los conocimientos adquiridos a nivel tecnológico.*

** Tener una visión panorámica del comportamiento del equipo a monitorear.*

** Tener el control del funcionamiento y estado de operación del equipo favoreciendo a la aplicación de un buen mantenimiento correctivo y preventivo.*

3. Alcances

** La cobertura de datos para la transmisión y recepción en un área plana es de 3 Kmt a la redonda.*

** La cobertura de datos para la transmisión y recepción en una zona de mayor altitud es de 75 Kmts.*

** El circuito de recepción logra monitorear cuatro parámetros, pero es posible extenderlo realizando modificaciones en el programa de visualización de la PC.*

** El circuito de recepción detectará fallas que sucedan en transientes de tiempos pequeños y la probabilidad de error depende de la velocidad de los elementos utilizados en el decodificador.*

** El decodificador de tonos es totalmente desmontable para que si ocurriese problemas en alguno de ellos puedan ser sustituidos sin necesidad de apagar el circuito.*

4. Limitantes

1. *Este prototipo será únicamente de monitoreo ya que solo podrá recibir los datos de alarmas que se produzcan en el sitio de repetición, por lo tanto no podrá transmitir o solicitar información a la etapa de recepción (no es full duplex).*
2. *No se podrá hacer modificaciones u otro arreglo en las repetidoras como de los demás equipos de los sistemas troncalizados, debido a que estos tienen garantía.*
3. *El programa que se utilizará esta diseñado para que solo lea el puerto paralelo y nos de el diagnóstico de los niveles que se esten leyendo, pero no se podrá enviar información hacia el puerto (no es bidireccional).*

5. Metodología de la investigación.

Debido a una necesidad sucitada en el Departamento de Telecomunicaciones P.N.C. , el cual se enfocaba en el chequeo mensual de los equipos de radiocomunicaciones ubicados en los sitios de repetición.

El problema principal era que no existía ningún dispositivo para poder controlar los parámetros básicos con los cuales los equipos pueden funcionar, llegando al punto de realizar viajes de mantenimiento correctivo innecesarios. Debido a que las fallas a menudo eran de energía eléctrica restableciéndose posteriormente y esto causaba gasto de recursos innecesarios. Fueron estos motivos los que provocaron la necesidad de crear un sistema de monitoreo por telemetría, por la cual se miden los parámetros a distancias remotas.

Con esta idea se inicio el proceso de elaboración del proyecto, en el cual se tomam cuatro parámetros básicos que se utilizan en los sitios de repetición como son: voltaje de linea 110 vac, voltaje de baterías (12 Vdc), transmisión de repetidoras y planta eléctrica. Una vez teniendo estas alarmas se convirtieron a frecuencia para transmitir las por medio de una radio base Maxtrac's (MOTOROLA). Después se utilizó el receptor de otro radio base como el anterior para recibir dichas señales y extraerlas de la misma para acoplarlas a los decodificadores de tono los cuales capturarían cada frecuencia de los cuatro parámetros transmitidos. Ya capturados los decodificadores darían un cero lógico a la salida, indicando que hay falla.

Este dato se digitalizaría para poder acoplarlo a un conector DB25 el cual nos conecta por medio de un cable paralelo hacia el puerto paralelo de la computadora

(LPT1), en la cual habría un programa creado en turbo C para que lea dicho puerto y nos pueda representar en pantalla la hora de la falla, fecha de la falla, última fecha acontecida, descripción del tipo de falla; obteniendo así un control minucioso de todas las alarmas que se puedan estar dando en los equipos de radiocomunicación, logrando así el objetivo de optimizar el funcionamiento de todos los equipos de transmisión instalados en todos los cerros donde haya equipo de PNC.

6. Explicación del Proyecto Terminado

6.1 Parte de Transmisión a Bloques.

* **Oscilador (VCO):** consiste en la generación sinusoidal las cuales estarán a diferentes frecuencias, que servirán como señal modulada una para cada parámetro a monitorear. Esto se hace con un circuito integrado que funcionará como generador de funciones que estará representando por cada tono emitido las diferentes alarmas que se den en el sitio de repetición.

* **Señal a Modular:** esta comprende los niveles de salida de los parámetros a monitorear como son: voltaje de 110vac, voltaje de baterías, alarmas de plantas eléctricas, transmisión de repetidoras y demás parámetros que se deseen monitorear. Para efectos de la presentación de la defensa estos se simularán con la ayuda de los micro switch.

* **Habilitador:** este lo comprende una compuerta AND de 2 entradas por cada parámetro a monitorear que trabajará conjuntamente con el decodificador, así si la compuerta AND tiene "unos lógicos" a sus dos entradas cerrará los contactos de los switch analógicos dejando pasar los tonos hacia el transmisor.

***Decodificador:** este servirá para habilitar una de las compuertas AND a la vez, colocándole un 1 lógico según la cuenta del contador binario.

* **Switch Analógico:** estos serán activados por la salida de las compuertas AND y tendrán como objetivo el de poner o no la señal de tono a la salida.

* **Reloj:** es un temporizador que utilizaremos en modo de operación estable y que nos dará la base de tiempo para la cuenta ascendente incrementándolo con su

transición positiva con un período de duración entre cuenta y cuenta de alrededor de 2s.

** Contador Binario Ascendente: este nos servirá para que su cuenta active una de las compuertas AND a la vez.*

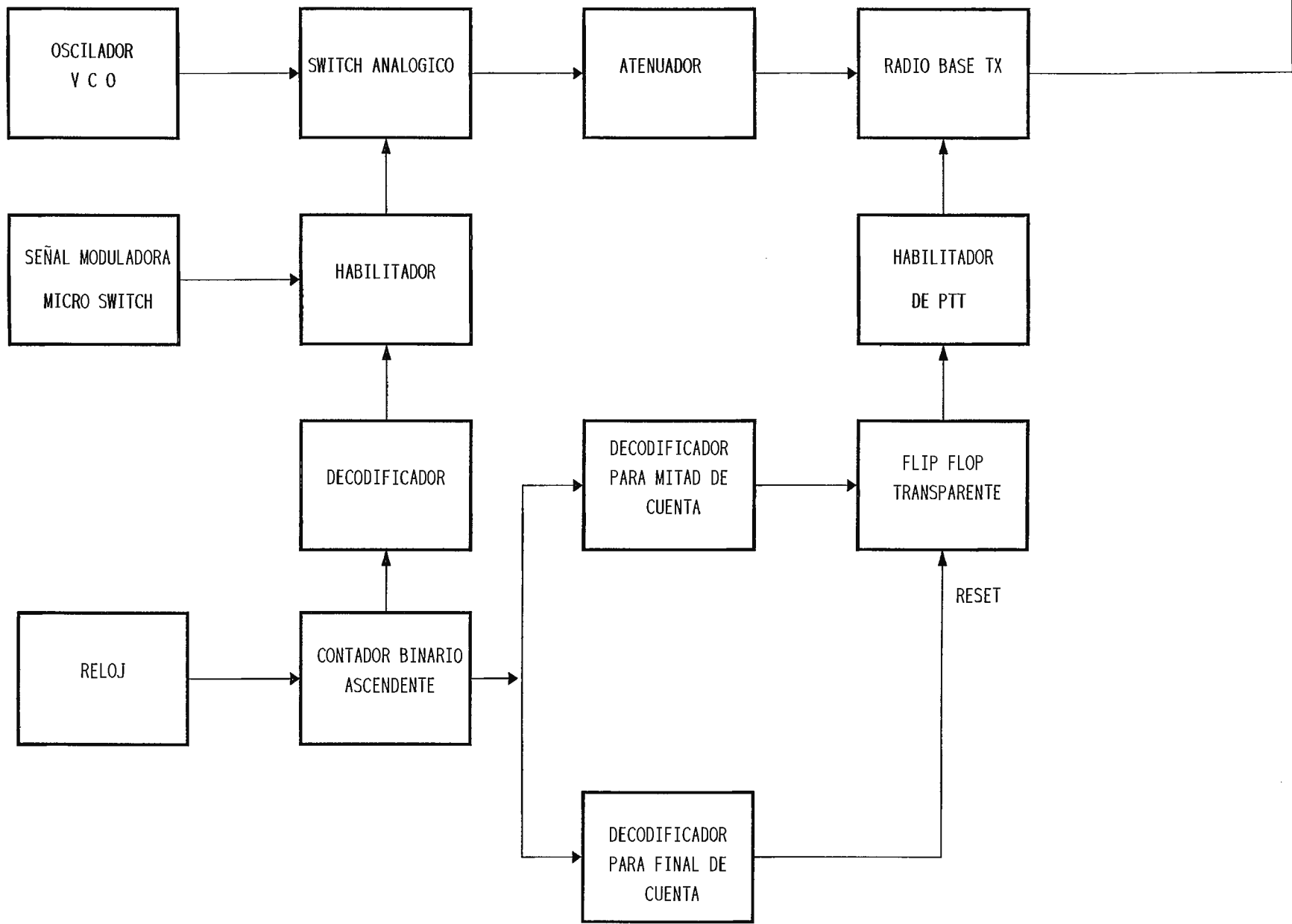
** Decodificador para mitad/final de cuenta: este servirá para la activación del PTT del radio base, que se mantendrá como transmisor de 816 a F16, luego pasará a la función de receptor durante la cuenta de 016 a 716.*

** Atenuador: contiene un Amp Op en configuración de Amp Inversor con una ganancia inferior a 1, para acoplar todas las señales a la radio base con un nivel de 150 mv RMS que es la especificación que el fabricante da.*

** Flip-Flop transparente: proporcionará la habilitación y deshabilitación del activador del PTT de la radio base.*

** Habilitador del PTT: contiene un transistor NPN utilizado como interruptor el cual se encargará de cerrar los contactos del relé y activar la radio base como transmisor ó receptor.*

6.2 DIAGRAMA A BLOQUES PARTE DE TRANSMISION.



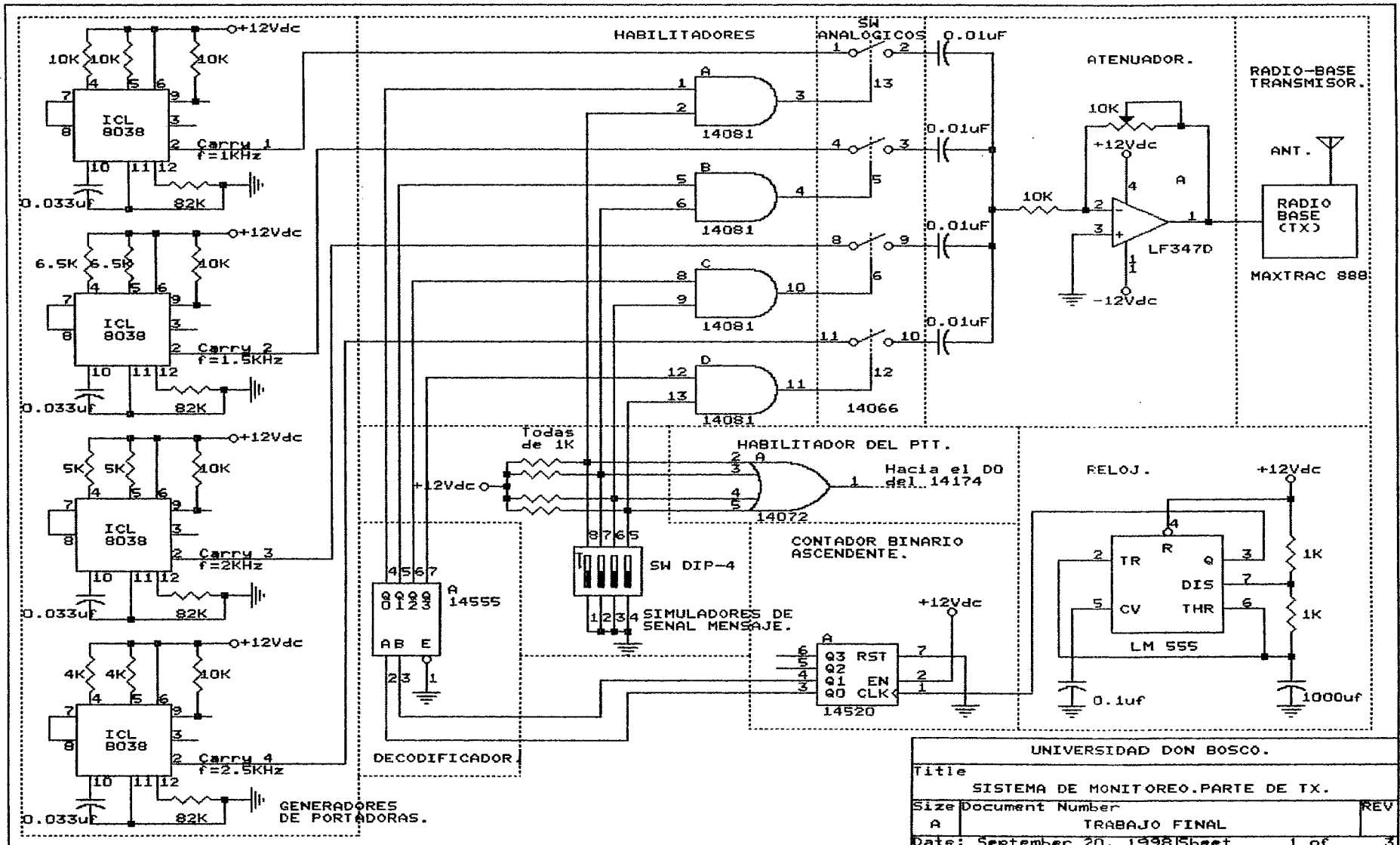
6.3 Parte de Transmisión Esquemática

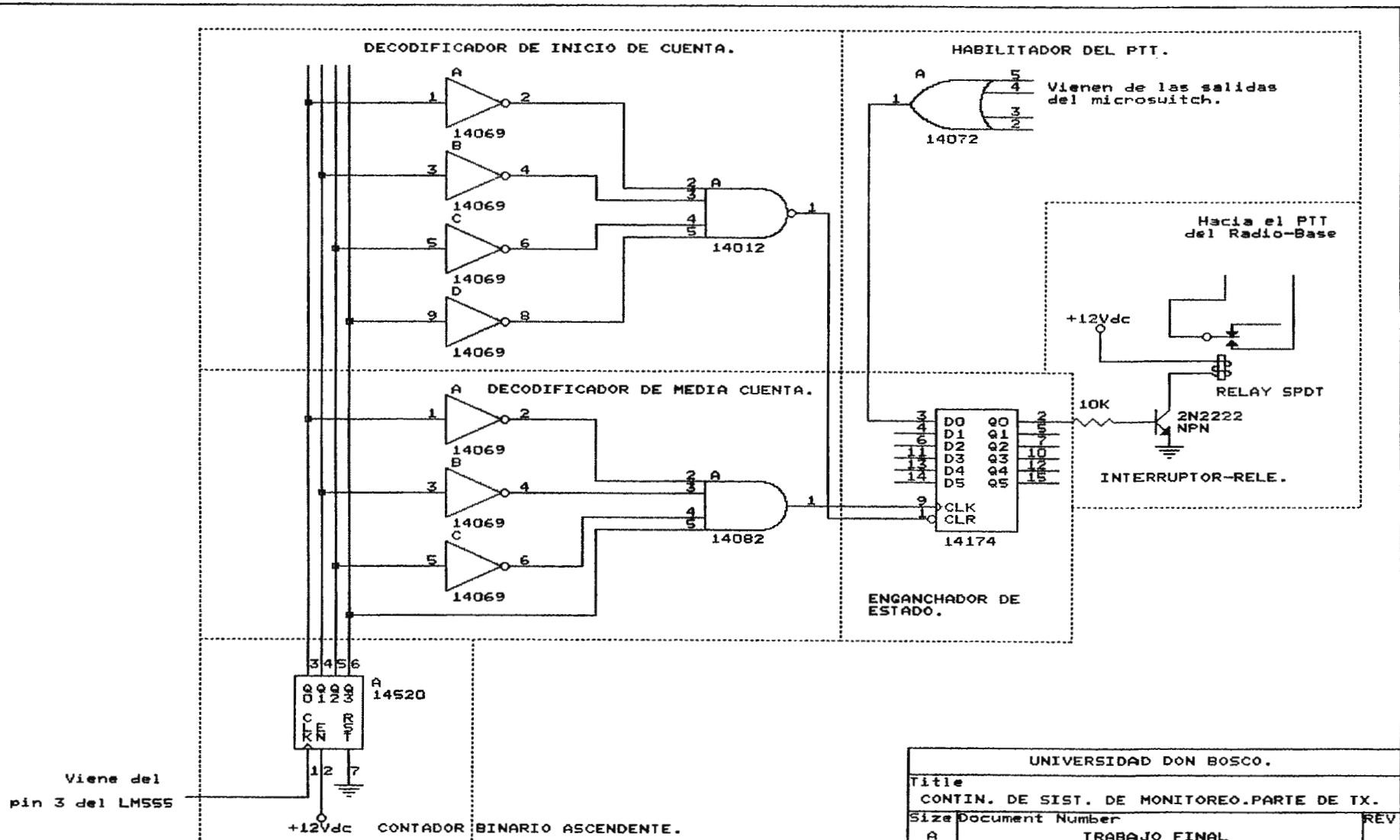
Esta etapa de transmisión sera la que estará ubicada en los sitios de repetición donde se sensarán todos los parámetros físicos, como por ejemplo: voltaje de 110vac, voltaje de baterías, repetidoras y alarmas de la planta eléctrica, etc. Este transmisor consta de unos osciladores controlados por voltaje, los cuales nos generarán señales senoidales ajustadas a 1Khz, 1.5Khz, 2Khz y 2.5Khz una por cada parámetro a medir. Estas señales pasarán a unos switch's analógicos los cuales serán habilitados por medio de unas compuertas AND de 2 entradas, que trabajarán conjuntamente con el decodificador de 2 a 4 líneas y la señal de alarma que será simulada por unos micro switch's; por consiguiente al haber "unos lógicos" en las 2 entrada de la compuerta AND, esta cerrará los contactos de los switch analógicos dejando pasar los tonos hasta el atenuador que consta de un Amp Op en configuración de Amp Inversor, el cual servirá para poder acoplar los tonos con un nivel máximo de 150 mv RMS que es el nivel que pide el fabricante (MOTOROLA), de las radios bases MAXTRAC's para lo que es señales externas.

Además habrá un generador de reloj de modo estable con un período de duración de 2s que proporcionará la señal de temporización para el contador binario ascendente, donde su cuenta en bits menos significativos nos servirá para la activación de las compuertas AND con la ayuda del decodificador, así como también dará la cuenta para los decodificadores de inicio de cuenta y de media cuenta. Estos decodificadores de cuenta servirán para la activación del PTT de la radio base, el decodificador de media cuenta hará que la radio base se mantenga como transmisor durante la cuenta de 8H a FH, luego entrará el decodificador de inicio de cuenta que hará pasar el radio a la función de receptor durante la cuenta

de 0H a 7H.

Por consiguiente la señal de PTT se obtendrá por medio de una compuerta OR de 4 entradas que estará conectada a los micro switch simuladores de mensaje ó error. Los cuales nos darán un 1 lógico al haber alarma; este 1 pasará al enganchador de estado quién por medio de la cuenta que se este dando en ese momento nos desplazará este nivel al transistor NPN que estará como interruptor, para habilitar y deshabilitar el relé que nos servirá para activar la radio base como transmisor o receptor.





6.5 Parte de Recepción a Bloques.

* *Atenuador* : en esta etapa de atenuación se recibirán todos los tonos ya demodulados que se extraen del radio base, aproximadamente con un nivel de voltaje de 800 mv de salida. Esto es excesivamente grande para lo que soportan en su entrada los PLL, por esta razón utilizamos el atenuador para que disminuya la señal hasta un nivel aproximado de 200 mv que el adecuado para los PLL. Esta señal podrá ser ajustada de acuerdo con la salida de audio del radio base.

Este esta compuesto de un Amp. OP. En configuración de Amplificador inversor, tanto parte de transmisión como de recepción, con ganancia inferior a uno para obtener los niveles adecuados de señal para acoplarlos a las siguientes etapas. (Ver figura 1).

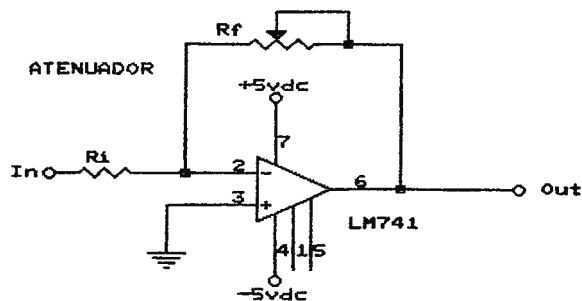


Figura 1. Atenuador

El Amplificador Op. posee características importantes como lo son: alta impedancia de entrada, baja impedancia de salida, alta ganancia de tensión, de corriente, amplio ancho de banda y alta razón de rechazo de modo común.

El Amplificador inversor utilizado puede amplificar señales de ac o dc y su ganancia de lazo cerrado desde V_i a V_o , esta dada por R_f y R_i . Para entender como opera se hacen dos superposiciones de simplificación apegadas a la realidad:

- 1. La diferencia de voltaje entre las terminales de entrada (+) y (-) es esencialmente cero, si V_o no esta en saturación.*
- 2. La corriente requerida por las terminales de entrada (+) y (-) es despreciable.*

Tomando en cuenta estos puntos se plantea igualdades matemáticas que conducen a la ecuación del Amplificador inversor.

$$V_o = (-R_f/R_i).V$$

El Amplificador Op utilizado en este proyecto es el UA741C, este es un Amplificador mini dip de 8 terminales que contiene un Amplificador Op de bajo consumo de potencia con protección contra cortocircuitos, no requiere compensación en frecuencia, posee una amplia gama de voltajes en modo común y diferencial.

Para mayor información ver Anexo A.1

** Etapa decodificadora de datos : En esta etapa se separaran todas las frecuencias que provengan de la otra parte del proyecto que será la etapa de transmisión, estas frecuencias que corresponden a cada parámetro medido de los sitios de repetición serán detectadas por este decodificador, el cual esta compuesto por un grupo de PLL's (LM567), de acuerdo al número de parámetros a medirse. Estos PLL's o lazos de fase de lazo cerrado estan compuestos por un Oscilador Controlado por Voltaje , un detector de fase y un detector auxiliar en cuadratura.*

La frecuencia central del decodificador de tonos y su ancho de banda se especifican mediante su frecuencia de oscilación libre y el rango de captura (ver figura 2). Estos PLL's estarán calculados de acuerdo a las frecuencias en la cual se han enviado los datos y se calcularán mediante la fórmula:

$$F_o = 1.1/R1.C1$$

Esta fórmula corresponde al LM567 , los cuales se encargaran de capturar una frecuencia determinada por medio de un VCO interno del circuito, el cual genera otra frecuencia que es la que se calculó por medio de la fórmula, esta señal con la otra entrada se igualarán por medio de un comparador interno del circuito para que estas señales igualadas nos determinen el nivel lógico o salida del PLL, ya sea uno ó cero.

$$F_o = 1/(1.1.R1.C1) = \text{Frecuencia de central}$$

$$Bw = 1070(V_i/F_o.C2) \text{ Ex}1/2 = \text{Ancho de banda}$$

Donde :

V_i = voltaje de entrada que debe ser menor ó igual a 200mv RMS.

$C2 =$ capacitancia en el pin 2 (μF).

Para este proyecto el calculo de la frecuencia será igual a la etapa de transmisión, ya que estaremos capturando dichas frecuencias para diagnosticar las fallas o alarmas existentes en los equipos . Los cálculos son los siguientes:

$$F_{o1} = 1/(1.1)(9.1 \text{ Kohm})(0.1\mu f) = 1 \text{ Khz}$$

$$F_{o2} = 1/(1.1)(6.0 \text{ Kohm})(0.1\mu f) = 1.5 \text{ Khz}$$

$$F_{o3} = 1/(1.1)(4.5 \text{ Kohm})(0.1\mu f) = 2 \text{ Khz}$$

$$F_{o4} = 1/(1.1)(3.6 \text{ Kohm})(0.1\mu f) = 2.5 \text{ Khz}$$

Para mayor información ver anexo A.2

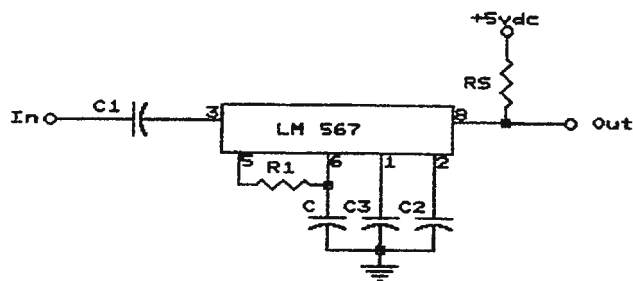


Figura 2. Decodificador de datos

* *Etapa digitalizadora de datos* : En esta etapa se esta utilizando el IC 74LS241 que contiene 8 Smith Trigger sin inversión, los cuales sirven para

eliminar cualquier condición no válida que sea producida a la salida del PLL, causada por ruido del circuito, del ambiente o mala captación de los datos por no estar bien sintonizados a la frecuencia central. Obteniendo así a la salida de los Smith Trigger los niveles lógicos adecuados para acoplarlos ya corregidos a la siguiente etapa. Ver figura 3.

Para mayor información ver anexo A.3

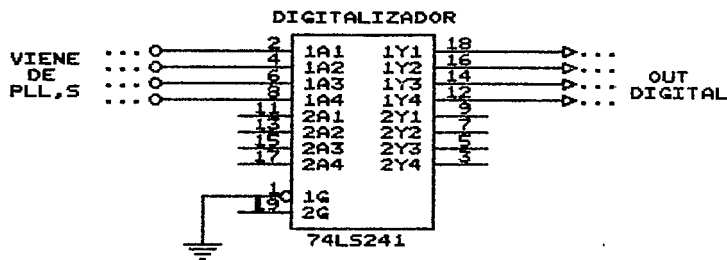


Figura 3. Digitalizador de datos

* **Etapa acopladora de datos** : Esta etapa consta de un IC 74LS126 que contiene cuatro buffer's de 3 estado sin inversión, con estado de habilitación a 1 (Enable=1). Ver Figura 4.

Estos buffer's nos servirán para desplazar los datos hacia el puerto paralelo los cuales serán habilitados por un swith solo polo, solo tiro (SPST), conectado con una resistencia de 10K a Vcc, utilizada como resistencia shunt, Ver figura 5. Para

habilitar y deshabilitar los buffer's y poder desplazar los datos hacia el conector DB25 (Ver figura 6) en los pines 13, 12, 11, 10; como líneas de datos y el pin 25 como tierra. Para mayor información ver anexo A.4

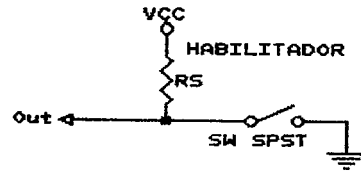
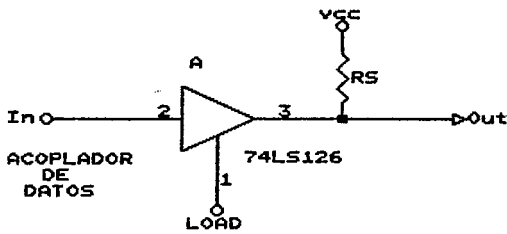


Figura 4. Acoplador de datos.

Figura 5. Habilitador de datos

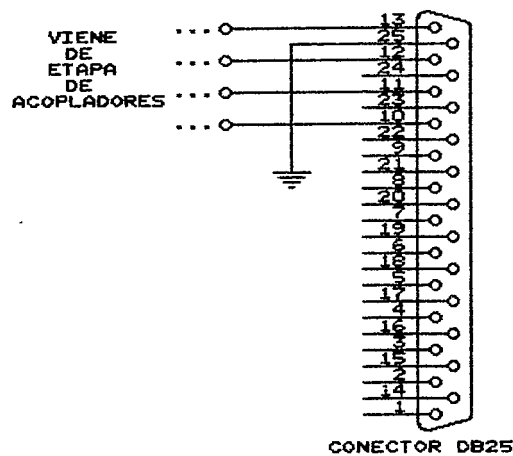
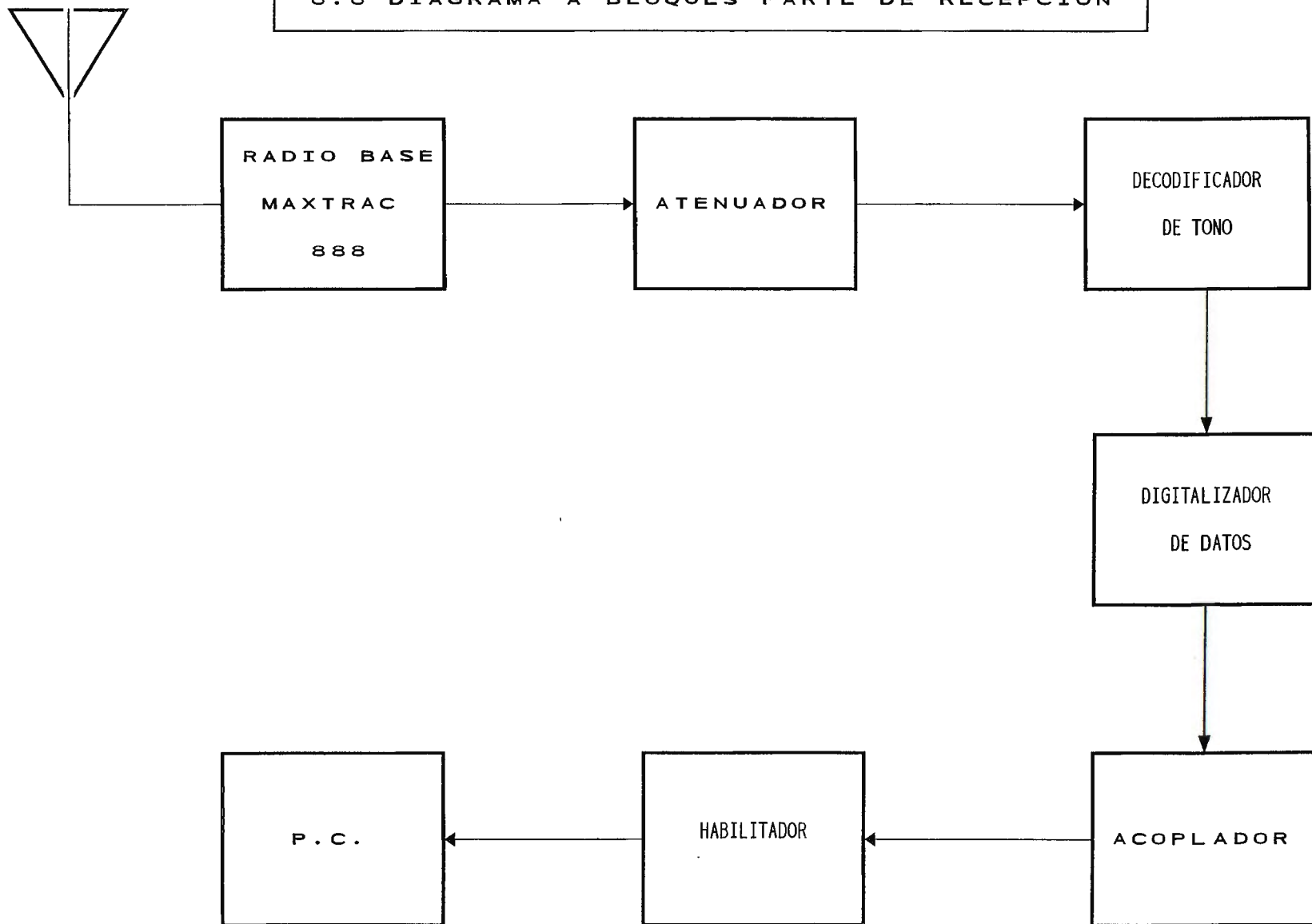


Figura 6. Conector DB25

6.6 DIAGRAMA A BLOQUES PARTE DE RECEPCION



6.7 Parte de Recepción Esquemática

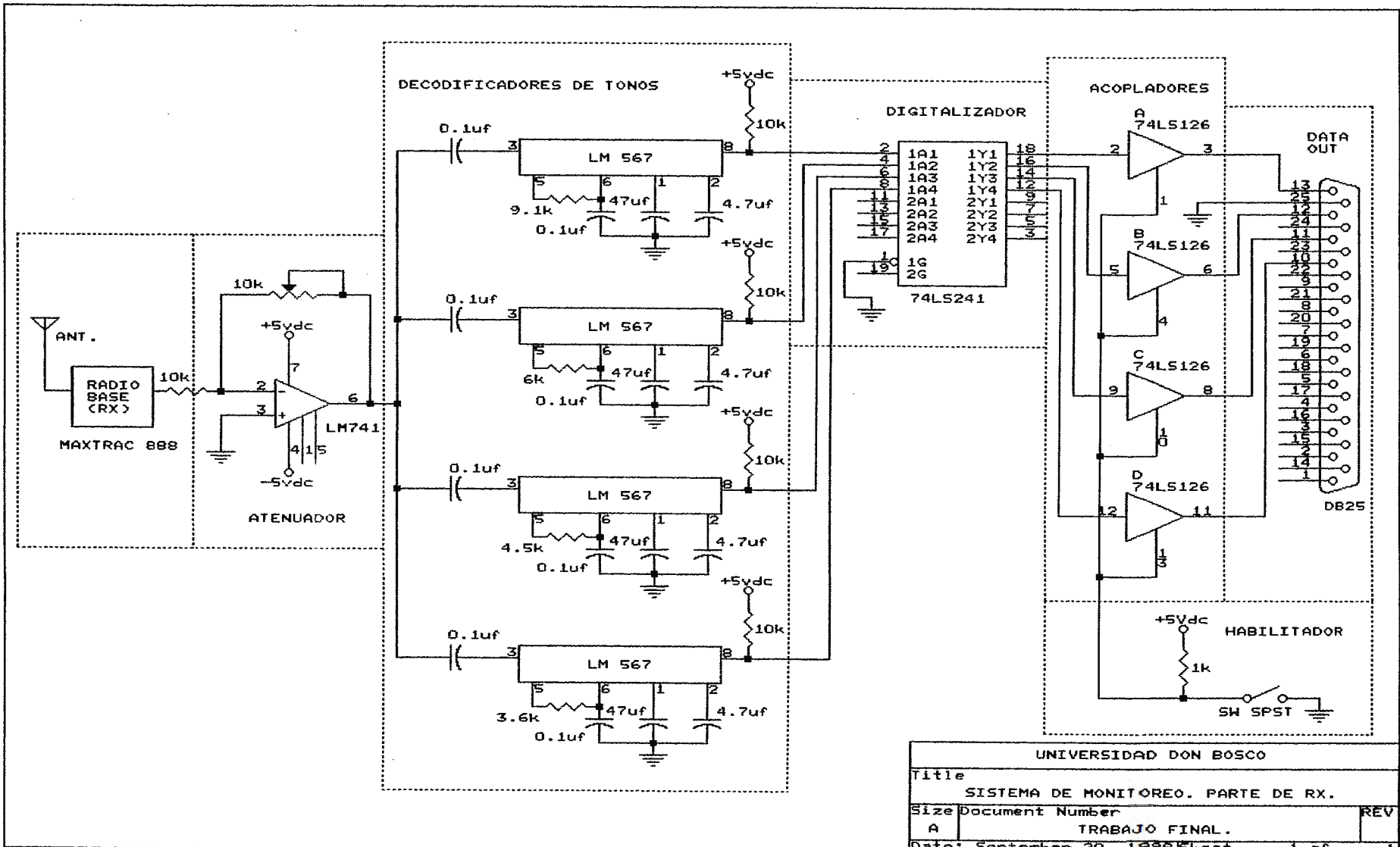
Esta etapa es la que estará recibiendo todas señales de alarma generadas por la etapa de transmisión ubicadas en los sitios de repetición; toda esta información será recibida a través de antena y luego pasada a la radio base MAXTRAC 888, la cual nos procesará y desmodulará la información.

Todas estas señales recibidas las extraeremos a través de unos pines externos que posee la radio base. Dentro de estos pines hay uno que se llama "salida del discriminador" de donde tomaremos dicha señal con un nivel de 350 mV RMS, la cual pasaremos a un atenuador que lo conforma un Amp Op en configuración de Amp Inversor con ganancia menor a 1, para ajustar dicho nivel hasta un mínimo de 200mV RMS, que es lo que soportan los PLL's a su entrada.

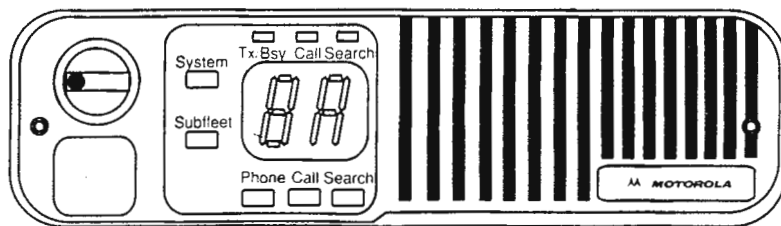
Estos PLL's serán los que decodificarán todos los tonos de alarma recibidos del transmisor, capturándolos de acuerdo a la frecuencia que están sintonizadas y proporcionándonos a su salida un nivel de 0 cuando ha habido captura o alarma recibida, y un nivel de 1 la no haber alarma alguna, por lo tanto todos los niveles de "0" obtenidos de los PLL's será por que han surgido emergencias, por consiguiente estos pasarán a unos Smitt Trigger los cuales evitarán que pase una condición no válida, eliminando la posibilidad de que se pueda dar una alarma causada por errores de ruido u otro tipo de falla interna en el receptor.

Estos Smith Trigger una vez desplazándonos los datos ya digitalizados, pasarán a unos buffer's de 3 estados los cuales estarán habilitados por medio de un interruptor externo que utilizaremos para deshabilitar los buffer's cuando se necesite desconectar el circuito del puerto paralelo, a demás toda la información se

tomará de la salida de los buffer's hacia el puerto paralelo; donde habrá un programa que estará constantemente leyendonos el puerto paralelo y representándonos en el monitor el tipo de falla ó alarma que se este dando en el sitio de repetición.



7. RADIO BASE MAXTRAC 888



GPW-7871-O

Figure 1. MaxTrac 888 Trunked Mobile Radio—Model Packages

7.1 Operación Básica.

Encendido del radio: se enciende en la perilla de volumen girándolo en el sentido de las agujas del reloj. El Display se iluminará y en el radio sonará un sencillo beep.

Para recibir: seleccione presionando el botón [System] hasta que el número del sistema sea desplegado. Para seleccionar la subflota presione el botón [subfleet] hasta que la letra de la subflota sea mostrada. En sistema convencional será identificado con un simple número sin tener caracter o letra.

El sistema troncalizado lo representará con un número y un caracter al lado derecho del Display.

7.2 Descripción General y Características.

Los radios MAXTRAC's 888 operan en la banda de 806-821Mhz y 851-870Mhz.

Además posee las siguientes características que son:

- * 20 canales de operación.
- * 2 displays de caracteres.
- * Compatibles con los sistemas troncalizados de protocolo I y II.
- * Botón de transmisión PTT.
- * 15 watts de potencia.
- * Antena con 3dB de ganancia.
- * Alimentación de 12 vdc.
- * Temporizador para transmisión (time out timer).

- * Conector opcional de 16 pines.
- * EEPROM con opción para reprogramar.
- * Parlante montado al frente con 3 watts de potencia.

7.3 Caracteres de Display.

El radio base MAXTRAC 888 tiene 2 Display numéricos, con capacidad de representar algunas letras, pero no se considera un verdadero Display numérico.

Visualizador Operacional.

{_#}	Un número en el Display izquierdo indica el sistema ó flota y puede ser de 1 a 6.
{A_}	Una letra en la posición derecha indica la Sub flota y puede ser A,B,C, etc.
{##}	Un número indica un canal Convensional o Simplex y puede ser de 1 a 6.

Visualizador de Conversación de Llamada Privada.

{PC} (parpadeo)	PC parpadeo, indica que el radio esta recibiendo una llamada privada
{PC} (quieto)	Indica que se esta conectando con una llamada privada.
{P#}	Para conversaciones múltiples de llamadas privadas, la lista de miembros será indicada con P1, P2, P3....Pn.

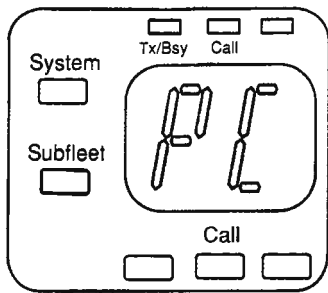
Visualizador de Llamadas de Alerta.

{CA} (parpadeo)	Indica que se esta recibiendo una llamada de alerta.
{A#}	Para múltiples llamadas de alerta de radios A1, A2, A3...An.

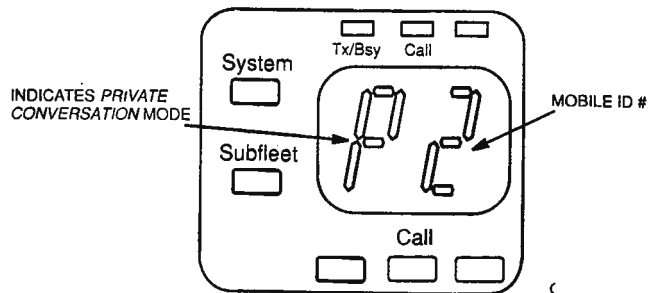
Visualizador de Interconexión telefónica.

{PH} (parpadeando)	Indica el ingreso de una llamada telefónica.
{PH} (quieto)	Indica una conexión con conversación telefónica o el usuario esta teniendo a lugar a una llamada telefónica.
{L1}	Para automarcación telefónica, indica el número del teléfono que va a ser marcado.
{L1} (quieto)	Indica la automarcación de el número telefónico marcado.

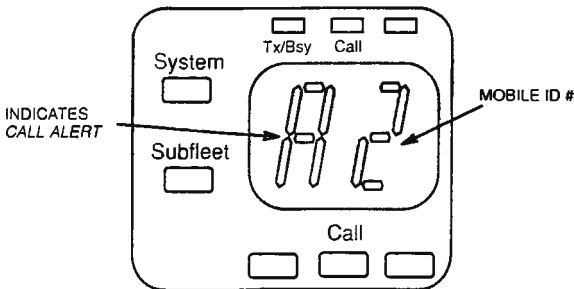
A continuación se mostrarán las diversas figuras del visualizador de pantalla:



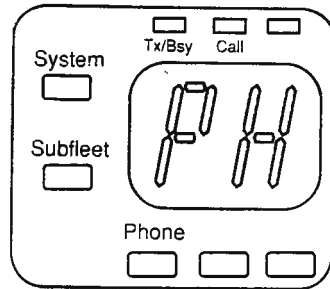
Visualizador Operacional



Visualizador de Llamada Privada



Visualizador de llamadas de alerta

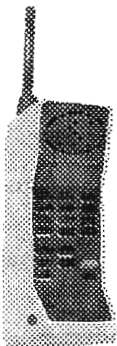


Visualizador de Llamadas telefónicas

7.4 Sistema de Comunicación Simplex.

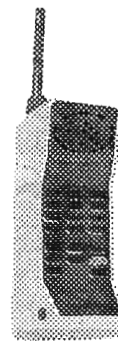
Este tipo de comunicación es el del tipo directa, ya que es transmitida de un radio directamente a uno o varios radios ubicados en el área de cobertura de este. Simultáneamente transmisión y recepción en un radio no es posible en comunicación Simplex. El sistema opera con una sola frecuencia y consiste de una estación base y unidades móviles. En algunos sistemas se puede operar con dos frecuencias diferentes, sin embargo, el equipo terminal no permite transmisión y recepción simultánea. Esta comunicación esta limitada a áreas de trabajo pequeñas, ya que la propagación esta limitada por el tipo de radio utilizado en este modo.

Radios portátiles trabajando en modo Simplex.



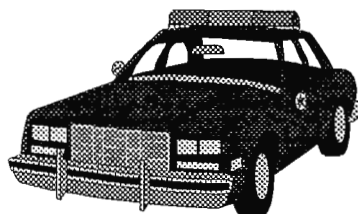
MTS2000

1 a 3 Kms. Máx

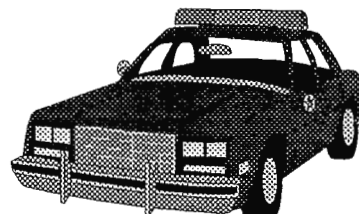


MTS2000

Radios vehiculares trabajando en modo Simplex.



1 a 5 Kms. Máx



Radios bases trabajando en modo Simplex.



5 a 20 Kms. Máx



Red combinada en modo Simplex.

Al combinar radios tipo base, vehiculares y portátiles se obtiene un incremento de cobertura de los radios portátiles y vehiculares como resultado de la antena de alta ganancia utilizada por la radio base, debiéndose entender que la ganancia obtenida es con respecto al radio base y no entre radios portátiles y vehiculares directamente. La comunicación deberá ser canalizada a través del operador de la radio base, por lo que este deberá poseer rapidez y capacidad de organizar el trabajo radial.

Ventajas :

- 1- Este modo no crea ningún tipo de tráfico en los otros sistemas de comunicación de la institución.*
- 2- Es independiente de los sistemas de repetición.*
- 3- Da un nivel de seguridad operativo, ya que sus frecuencias de trabajo están asignadas a nivel departamental o por zonas de trabajo.*

Desventajas :

- 1- El área de cobertura es relativamente bajo y esta determinado por el equipo utilizado.*
- 2- Por ser independiente de los sistemas de repetición esta comunicación es aislada.*

Recomendaciones :

- 1- Se recomienda el uso de este modo en casos de operaciones de carácter local para liberar de este tráfico a los sistemas de repetición.*

2- Ser utilizado en caso de que los sistemas de repetición queden fuera de el aire.

3- Usar para redes que no ameriten una gran cobertura.

7.5 Conexiones del panel trasero de la radio base.

En esta parte se explica detalladamente el pin out del conector de accesorios externos que utiliza el radio base, en el cual conectaremos las señales que nos generarán los VCO de la etapa de transmisión, para el caso de utilizar la radio base como transmisor. Los números de pines que utilizaremos para introducir dicha señal son:

PIN 5 : como entrada de audio con un nivel de 150 mv RMS, con una desviación de 3 Khz.

PIN 7 : como tierra de señal.

PIN 3 : que será conectado a tierra y en este caso será el pin 7, para habilitar el PTT de la radio base y hacerla transmitir.

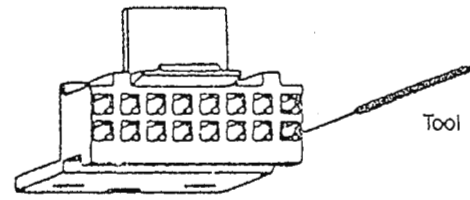
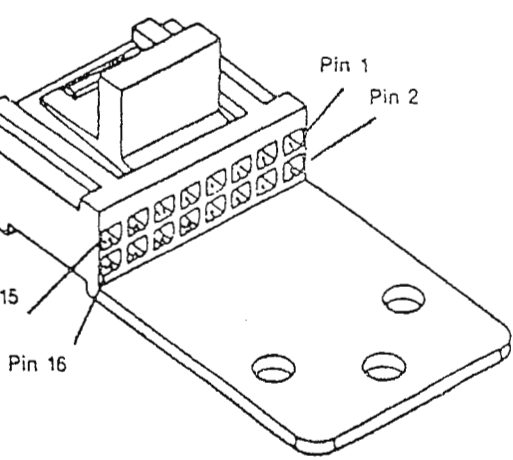
Además para el caso de utilizar la radio base como receptor las señales las extraeremos de los siguientes pines:

PIN 11 : salida de audio del discriminador con un nivel de 350 mv RMS con una desviación de 3Khz.

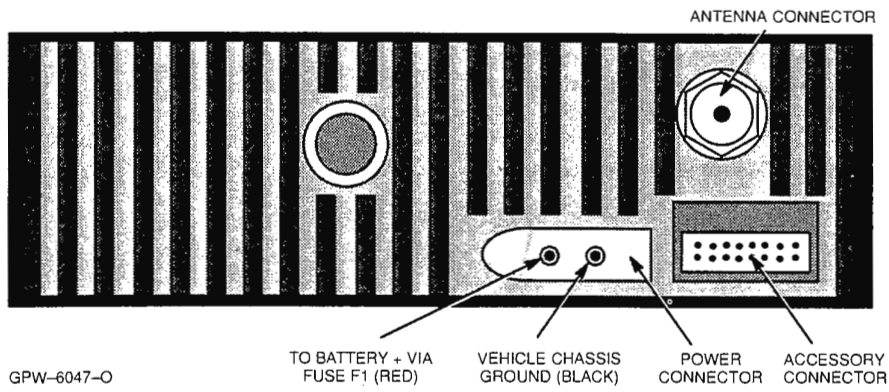
PIN 7 : se utilizará como tierra de señal para extraer toda la información que se reciba por antena.

Para mayores detalles acerca de los pines y sus descripciones se muestra a continuación un cuadro con la configuración de estos y la figura correspondiente al conector que utiliza la radio base.

<i>NUMERO DE PIN</i>	<i>DESCRIPCION</i>
1	<i>Negativo de Speaker externo</i>
2	<i>Audio de micrófono a 80 mv RMS y 3 Khz de desviación.</i>
3	<i>PTT del micrófono</i>
4	<i>Programable Software de radio servicio</i>
5	<i>Entrada de audio a máximo 150 mv RMS a 3Khz de desviación</i>
6	<i>Programable Software de radio servicio</i>
7	<i>Tierra general</i>
8	<i>Programable Software de radio servicio</i>
9	<i>Entrada para alerta de emergencia</i>
10	<i>Entrada para control de ignición</i>
11	<i>Salida de audio del discriminador a 350mv RMS y 3Khz de desviación</i>
12	<i>Programable Software de radio servicio</i>
13	<i>Sensor de corriente 0.5 Amps máx.</i>
14	<i>Programable Software de radio servicio</i>
15	<i>Positivo del Speaker interno</i>
16	<i>Positivo del Speaker externo</i>



Pin out de la radio base.



Panel trasero de la radio base

8. Explicación del Programa utilizado en la PC

El programa para el proyecto es realizado en Turbo C V.1.0. El fin principal de este es representar de una forma adecuada y sencilla los datos que se reciben del receptor a través del puerto paralelo de la computadora. Los datos que se visualizarán son puestos en pantalla al momento de ser activos colocando a demás la hora en que estas señales comienzan a dar la falla.

El programa leerá el puerto paralelo mucho más veces que los datos recibidos, por lo tanto el programa se calibró a manera de que cada vez que los datos leídos sean los adecuados, este los tome como verdaderos y de la interpretación del significado de los cuatro bits de datos, aunque del circuito externo solo se pueda obtener la información correcta de los datos de uno a la vez. Las conexiones del puerto paralelo que se ocuparan solo serán cuatro y no necesitará sincronización alguna de parte del circuito ya que solo se ocuparan cuatro como líneas de entrada.

El programa al momento de iniciar su funcionamiento pedirá 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 erróneo en pantalla. El lazo se saldrá de su repetición hasta que cualquier tecla se presione, preguntando en ese momento que si desea salir del programa o seguir con el funcionamiento normal.

8.1 Consideraciones del Programa.

La circuitería de este proyecto necesitaba una interfaz visual para un mejor aprovechamiento de la información recolectada y su utilidad para ello se utilizo una interfaz para una computadora a través del puerto paralelo del cual nosotros solo necesitamos que lea los datos obtenidos de la recepción por ello el programa solo lee el puerto utilizando además solo las líneas de STATUS y no las de datos ya que estas solo son de entrada y la de datos son bidireccionales; entonces solo leemos el puerto para poder los datos puestos en pantalla la rapidez de la lectura esta calibrada para una velocidad de dos lecturas por segundo, aunque el puerto se puede leer más rápido la velocidad que se necesita depende del transmisor que es el que manda los datos.

El programa solo se diseñó para poder ver los datos en una computadora en especial ya que es un prototipo, le lenguaje que se utilizo para el desarrollo de este programa fue Turbo C, posiblemente se pudo haber creado algunas opciones para el manejo de la visualización; pero no afectarían el funcionamiento y objetivo básico que es el de ver la recepción de los datos.

La visualización consiste en poder ver la hora en que se obtuvo el dato mostrándolo en columnas correspondientes cada dato y colocando en otra los tiempos en los cuales a ocurrido la última falla de cada una de ellas.

La parte gráfica de presentación se maneja en el modo TEXTO que permite 24 filas y 80 columnas ya que no se manejan gráficos que requieran una mayor resolución, además al inicio del programa la hora de la ultima falla para cada uno de

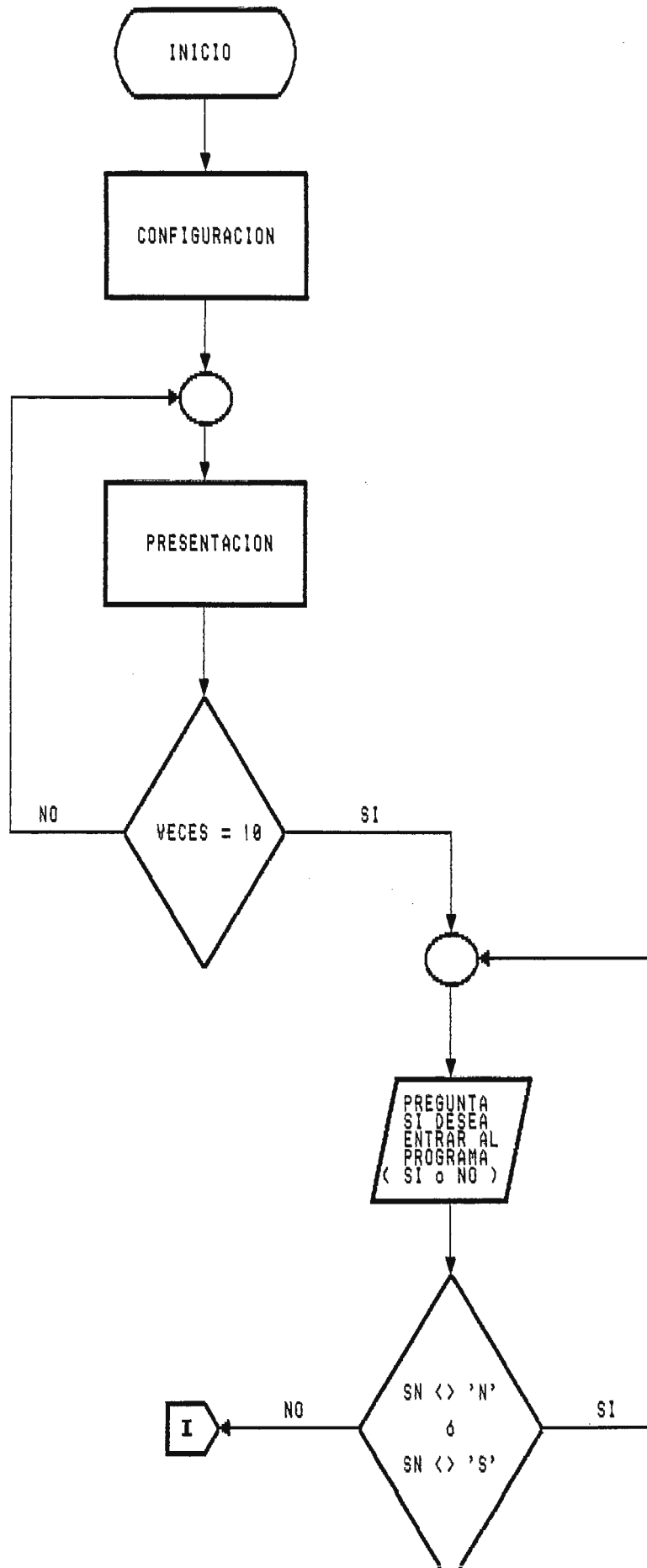
los datos es 00:00:00 y constantemente se desplegaran mensajes de estado en los cuales dirá la fallas dada de la siguiente forma:

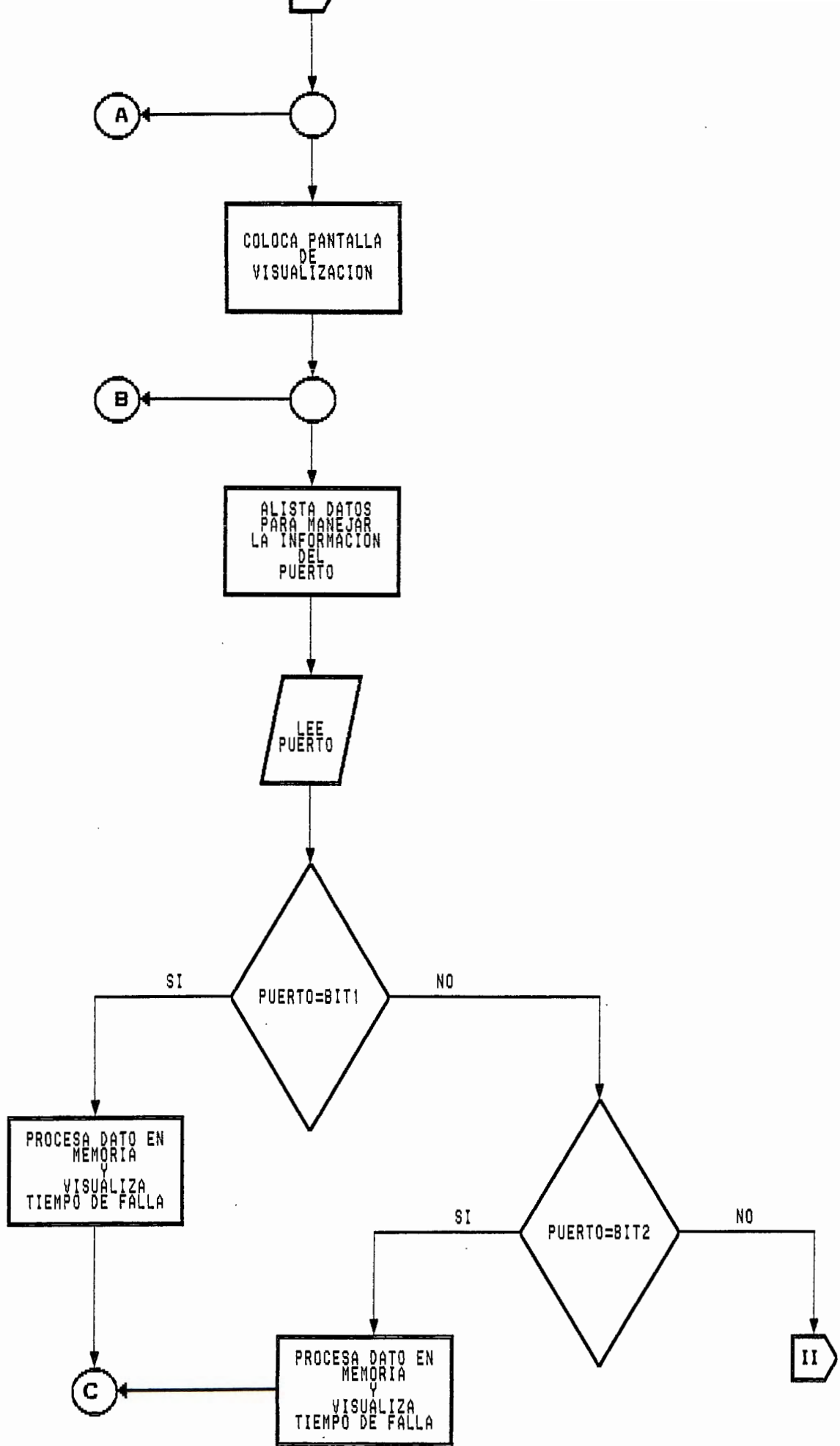
- *NO hay suministro de energía eléctrica.*
- *BAJO nivel de voltaje en BATERÍA.*
- *NO hay transmisión de la REPETIDORA.*
- *NO funciona la planta de energía eléctrica.*
- *Los Equipos funcionan CORRECTAMENTE.*

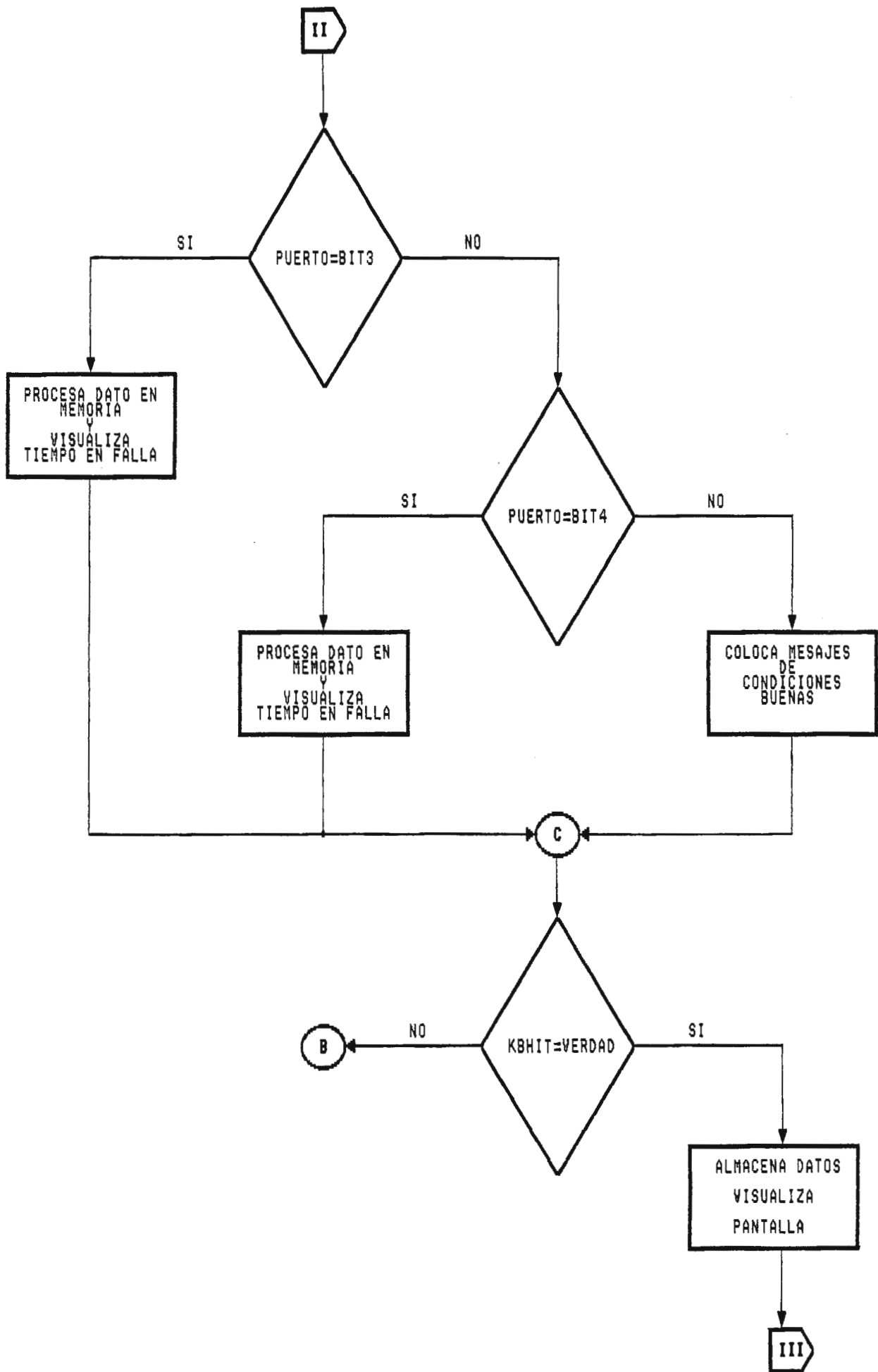
Estos mensajes se despliegan en la parte inferior de la pantalla

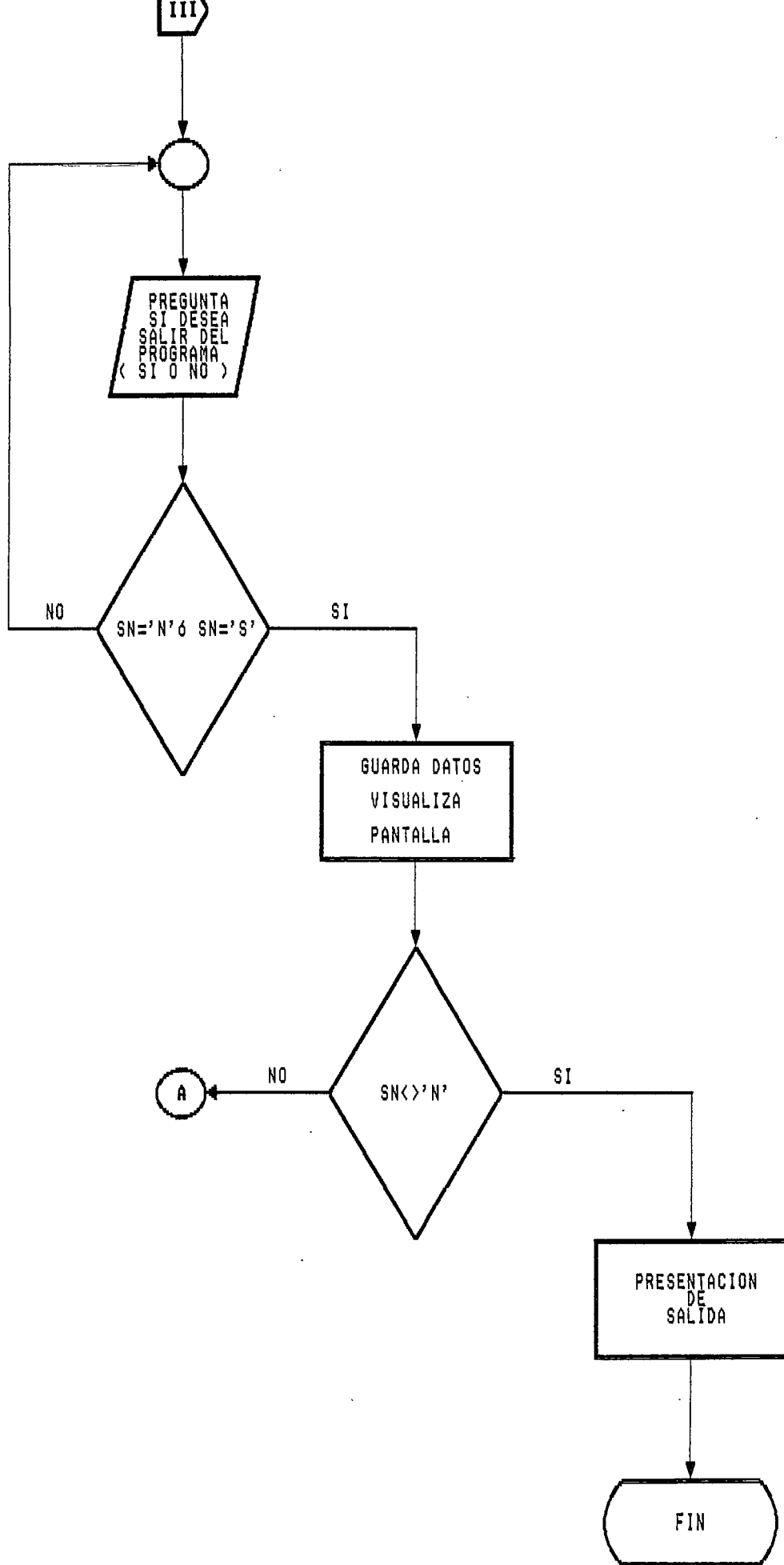
8.2 Flujograma del Programa utilizado en el Proyecto

FLUJOGRAMA









8.3 Lenguaje Máquina del Programa utilizado

```
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <time.h>
#include <dos.h>
#include <stdlib.h>
...
int main(void)
{
int s1,s2,s3,s4,t1,t2,t3,t4;
char a;
struct time t[4][2];
struct time hora;
struct date d;
unsigned char bits,b1=0x10,b2=0x20,b3=0x40,b4=0x80;
hora.ti_hour=0;
hora.ti_min=0;
hora.ti_sec=0;
t[0][0]=hora;
t[1][0]=hora;
t[2][0]=hora;
t[3][0]=hora;
int z;
clrscr();
```

```

for(a=1;a<=15;a++)
{
gotoxy(25,8);
printf(" * * * * *");
gotoxy(25,9);
printf(" PROTOTIPO DE UN SISTEMA DE MONITOREO ");
gotoxy(25,10);
printf(" *POR TELEMETRIA (parte de recepcin)*");
gotoxy(25,11);
printf("      Elaborado por:      ");
gotoxy(25,12);
printf(" * William Balmore Ardn Iraheta *");
gotoxy(25,13);
printf(" William Aristides Amaya Trujillo ");
gotoxy(25,14);
printf(" * Carlos René Castro Linares *");
gotoxy(25,15);
printf("      Octubre, 1998      ");
gotoxy(25,16);
printf(" * * * * *");
}

delay(200);
gotoxy(25,8);
printf(" * * * * *");
gotoxy(25,9);
printf(" *PROTOTIPO DE UN SISTEMA DE MONITOREO*");

```

```

gotoxy(25,10);
printf(" POR TELEMETRIA (parte de recepci3n) ");
gotoxy(25,11);
printf(" *      Elaborado por:      *");
gotoxy(25,12);
printf("   William Balmore Ard3n Iraheta   ");
gotoxy(25,13);
printf(" * William Aristides Amaya Trujillo *");
gotoxy(25,14);
printf("   Carlos Ren3 Castro Linares   ");
gotoxy(25,15);
printf(" *      Octubre, 1998      *");
gotoxy(25,16);
printf(" * * * * *");
delay(200);
}
:
void cuadro(void);
void signos(void);
char data(void);
void ini(void);
void tiempo(void);
clrscr();
:
ini();
gotoxy(28,12);

```

```

printf(" Desea empezar a leer datos");
|
a='D';
while(a!='S' && a!='s' && a!='n' && a!='N')
{
a=getch();
|
}
if(a=='N' || a=='n')
exit(0);
|
|
do
{
clrscr();
cuadro();
signos();
tiempo();
s1=1;
s2=1;
s3=1;
s4=1;
t1=0;
t2=0;
t3=0;
t4=0;

```

```

gotoxy(55,2);
printf("Tiempo actual= ");
gotoxy(55,3);
printf("Fecha actual= ");
gotoxy(59,8);
printf("%2d:%02d:%02d",t[0][0].ti_hour, t[0][0].ti_min, t[0][0].ti_sec);
gotoxy(59,17);
printf("%2d:%02d:%02d",t[3][0].ti_hour, t[3][0].ti_min, t[3][0].ti_sec);
gotoxy(59,14);
printf("%2d:%02d:%02d",t[2][0].ti_hour, t[2][0].ti_min, t[2][0].ti_sec);
gotoxy(59,11);
printf("%2d:%02d:%02d",t[1][0].ti_hour, t[1][0].ti_min, t[1][0].ti_sec);
...
do
{
...
gettime(&hora);
gotoxy(70,2);
printf("%2d:%02d:%02d",hora.ti_hour, hora.ti_min, hora.ti_sec);
gotoxy(70,3);
getdate(&d);
printf("%2d/%02d/%02d",d.da_day,d.da_mon,d.da_year-1900);
/*bits=getch();*/
bits = inportb(0x3bd);
/*gotoxy(5,1);
printf("dato leido %0x %0x %0x %0x",bits&b1,bits&b2,bits&b3,bits&b4);*/

```

```

if((bits&b1)==0x00)
{
    gotoxy(54,23);
    printf("
    gettimeofday(&t[0][t1]);
    gotoxy(4,s1*2+5);
    printf("%2d:%02d:%02d",t[0][t1].ti_hour, t[0][t1].ti_min, t[0][t1].ti_sec);
    gotoxy(59,8);
    printf("%2d:%02d:%02d",t[0][t1].ti_hour, t[0][t1].ti_min, t[0][t1].ti_sec);
    if(++s1>8)
        s1=1;
    gotoxy(3,23);
    printf("NO hay suministro de energia electrica");
}
else
{
    if((bits&b2)==0x00)
    {
        gotoxy(61,23);
        printf("
        gettimeofday(&t[1][t2]);
        gotoxy(17,s2*2+5);
        printf("%2d:%02d:%02d",t[1][t2].ti_hour, t[1][t2].ti_min, t[1][t2].ti_sec);
        gotoxy(59,11);
        printf("%2d:%02d:%02d",t[1][t2].ti_hour, t[1][t2].ti_min, t[1][t2].ti_sec);
    }
}

```

```

if(++s2>8)
    s2=1;
gotoxy(3,23);
printf("BAJO nivel de voltaje en BATERIA");
}
else
    if((bits&b3)==0x00)
    {
        gotoxy(68,23);
        printf("
        gettimeofday(&t[2][t3]);
        gotoxy(30,s3*2+5);
        printf("%2d:%02d:%02d",t[2][t3].ti_hour, t[2][t3].ti_min, t[2][t3].ti_sec);
        gotoxy(59,14);
        printf("%2d:%02d:%02d",t[0][t1].ti_hour, t[2][t3].ti_min, t[2][t3].ti_sec);
        if(++s3>8)
            s3=1;
        gotoxy(3,23);
        printf("NO hay transmisión en la REPETIDORA");
    }
else
    if((bits&b4)==0x80)

```

```

    {
        gotoxy(75,23);
        printf("
        gettimeofday(&t[3][t4]);
        gotoxy(43,s4*2+5);
        printf("%2d:%02d:%02d",t[3][t4].ti_hour, t[3][t4].ti_min,
t[3][t4].ti_sec);
        gotoxy(59,17);
        printf("%2d:%02d:%02d",t[3][t4].ti_hour, t[3][t4].ti_min,
t[3][t4].ti_sec);
        if(++s4>8)
            s4=1;
        gotoxy(3,23);
        printf("NO funciona la planta de energia elctrica");
    }
else
    {
        gotoxy(3,23);
        printf("Los Equipos funcionan CORRECTAMENTE");
    }
/*printf("%2d:%02d:%02d\n",t.ti_hour, t.ti_min, t.ti_sec);*/
delay(1900);
gotoxy(54,23);
printf("
");

```

```

gotoxy(3,23);

printf(" ");

}

while(!kbhit());

clrscr();

int();

gotoxy(28,12);

printf("Desea terminar de leer datos");

:

a='D';

while(a!='S' && a!='s' && a!='n' && a!='N')

{

a=getch();

}

}

while(a=='N' || a=='n');

for(a=1;a<=15;a++)

{

gotoxy(25,8);

printf(" * * * * *");

gotoxy(25,9);

printf(" ");

gotoxy(25,10);

printf(" * UNIVESIDAD DON BOSCO *");

gotoxy(25,11);

printf(" ESCUELA DE ESTUDIOS TECNOLOGICOS ");

```



```
gotoxy(25,15);  
printf(" * * * * *");  
gotoxy(25,16);  
printf(" * * * * *");
```

```
.....  
delay(200);  
}
```

```
.....  
}  
.....
```

```
/* fin fin */
```

```
.....  
void cuadro(void)  
{
```

```
    int a;  
    gotoxy(1,1);  
    printf(" ");  
    for(a=1;a<=20;a++)  
    {  
        printf(" * * * * *");  
    }  
    printf(" ");  
    printf(" * * * * *");
```

```

        printf("\n");
gotoxy(1,6);
printf(" ");
gotoxy(53,20);
printf(" ");
gotoxy(54,21);
printf(" ENE BAT REP PLA ");
}
}
}

void signos(void)
{
gotoxy(5,3);
printf("ENERGIA");
gotoxy(4,4);
printf("ELECTRICA");
gotoxy(18,3);
printf("BATERIA");
gotoxy(29,3);
printf("REPETIDORA");
gotoxy(44,3);
printf("PLANTA");
gotoxy(43,4);
printf("ELECTRICA");
}
}
}

```

```

void ini(void)
{
...
gotoxy(10,10);
printf("");
gotoxy(10,11);
printf(" ");
gotoxy(10,12);
printf(" ");
gotoxy(10,13);
printf(" ");
gotoxy(10,14);
printf("");
}

void tiempo(void)
{
gotoxy(59,7);
printf(" ENERGIA ELECTRICA:");
gotoxy(53,9);
printf("
");
...
gotoxy(59,10);
printf(" BATERIA:");
gotoxy(53,12);
printf("

```

```
");  
.....  
  
gotoxy(59,13);  
printf(" REPETIDORA.");  
.....  
gotoxy(53,15);  
printf("  
");  
gotoxy(59,16);  
printf(" PLANTA ELECTRICA.");  
gotoxy(53,18);  
.....  
printf("  
");  
gotoxy(56,19);  
printf(" UNIVERSIDAD DON BOSCO");  
gotoxy(53,4);  
printf("  
");  
gotoxy(55,5);  
printf(" tiempo de última falla");  
}
```

9. Descripción del Puerto Paralelo

**Introducción al estándar IEE 1284.*

** Modo Nible*

INTRODUCCIÓN AL ESTÁNDAR IEEE 1284.

Este estándar proporciona una comunicación bidireccional de alta velocidad entre un PC y un periférico externo, estableciendo una comunicación entre 50 y 100 veces más rápida que el original puerto paralelo. 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 (PC a periférico), hacia el interior (periférico a PC) o bidireccional (dúplex).

Los modos definidos son:

** Sólo hacia el exterior: modo de compatibilidad "centronics" o modo estándar.*

** Sólo 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 sólo lo soportan los ordenadores de IBM (PS/2).*

** Bidireccional:*

** EPP (Enhanced Parallel Port), empleado por periféricos como CD-ROM, cintas, discos duros, adaptadores de red, etc.*

* ECP (Extended Capability Port), empleado por la nueva generación de impresoras y scanners.

Todos los puertos paralelos pueden implementar un enlace bidireccional empleando los modos "compatible" y "nibble" para transferencia de datos. El modo byte puede ser empleado por el 25% de los puertos paralelos (aproximadamente). Estos tres modos hacen uso intensivo del software para la transferencia y limitan ésta a ratios de 50 a 100 Kbytes por segundo.

Los modos EPP y ECP están siendo implementados en la mayoría de los últimos controladores de E/S. Estos modos emplean hardware para asistir la transferencia de datos. Por ejemplo, en el modo EPP un byte de datos puede ser transferido al periférico con una simple instrucción OUT. El controlador de E/S se encarga de gestionar toda la transferencia.

En conjunto, el estándar 1284 proporciona lo siguiente:

- * 5 modos de operación para transferencia de datos.
- * Un método para determinar por parte del periférico y el controlador los modos soportados y negociar el modo requerido.
- * Las interfaces físicas (cables y conectores).
- * La interfaz eléctrica (conductores, receptores, terminaciones e impedancia).

A continuación se hace un breve resumen acerca del Modo Nibble utilizado en el proyecto:

9.1 El Modo Nibble

En un principio fue utilizado para manejar aquellos puertos en los cuales se carecía de la cualidad de ser bidireccionales utilizando como salida las líneas de datos un total de ocho y entrada las líneas de STATUS un total de 5 líneas.

La forma de funcionar era que mediante la recepción de en una primera instancia del Nibble menor de un byte, luego se desplazaba 4 bits y recibía enmascaradamente los otros cuatro, formando en dos tiempos el byte que debía recibir el puerto.

Ahora bien, Es usado para evitar que el puerto trabaje también en reversa es decir que trabaje bidireccionalmente evitando algún tipo de conflictos e innecesarias configuraciones cuando lo que se necesita es nada mas leer. La operación completa requiere además de una interfaz de demultiplexión de dos líneas uno para manejar el byte completo.

Este sistema de comunicación es mucho más lento que otros y además requiere de circuitería externa para su buen desempeño; que por lo general se usa un 74LS157 para decodificar los dato eligiendo por medio de las líneas de control que son líneas de salida manteniendo una constante configuración de entre líneas de estado y control.

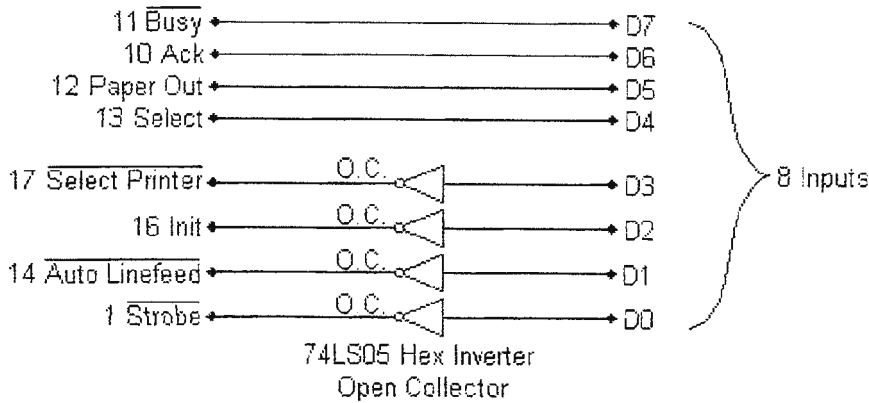
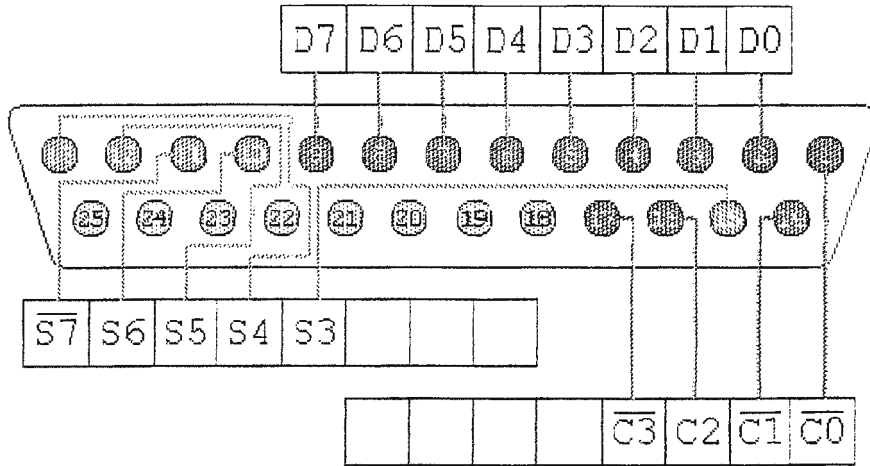
Este modo es muy engorroso para los sistemas de hoy; que son más rápidos y versátiles que requieren de controles y manejo de información mucho mas fluida para el control de los equipos nuevos y sofisticados.

El funcionamiento y manejo del modo nibble es de la siguiente forma:

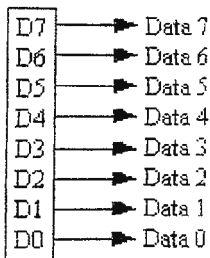
Con las líneas de control conectadas a las de selección de al un demultiplexor de 2 a una línea se gobierna que nibble si el mayor o menor se va ha recibir y con los de STATUS se lee en el sistema el nibble que corresponde desplazando por medio de un software el registro del dato para formar la palabra.

Este modo de operación es muy útil en sistemas que no requieren escritura y no una gran rapidez de control aunque puede ser más costoso y mucho mas seguro en su operación ya que en algún falló de los componentes estos no podrá ocasionar cortocircuito en las líneas ya que solo son de lectura; aunque en la actualidad se usa ocasionalmente en equipos de control.

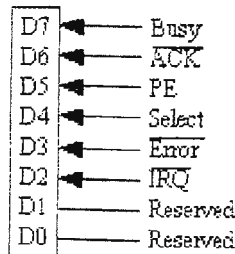
A continuación se muestra en pin out del puerto paralelo y descripción de cada pin:



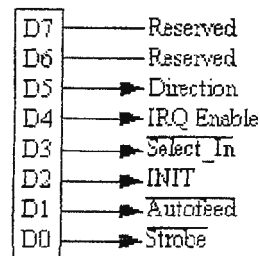
Data Port



Status Port



Control Port



10. Anexo A. Hojas Técnicas de Dispositivos Electrónicos.

A.1 El Amplificador Operacional LM 741.....	1
A.1.1 Operación General.....	1
A.1.2 Amplificador Inversor.....	1
A.2 Decodificador de Tono LM567.....	2
A.2.1 Descripción General.....	2
A.2.2 Características Eléctricas.....	2
A.2.3 Diagrama Esquemático.....	2
A.2.4 Fórmulas para Diseño.....	2
A.2.5 Aplicaciones Típicas.....	2
A.3 El Smitt Trigger 74LS241.....	3
A.3.1 Características Generales.....	3
A.3.2 Aplicaciones Típicas.....	3
A.4 El Buffer de tres estados 74LS126.....	4
A.4.1 Características Generales.....	4
A.4.2 Aplicaciones Típicas.....	4

**ANEXO DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL
LM741**

μA741

Amplificador operacional compensado en frecuencia

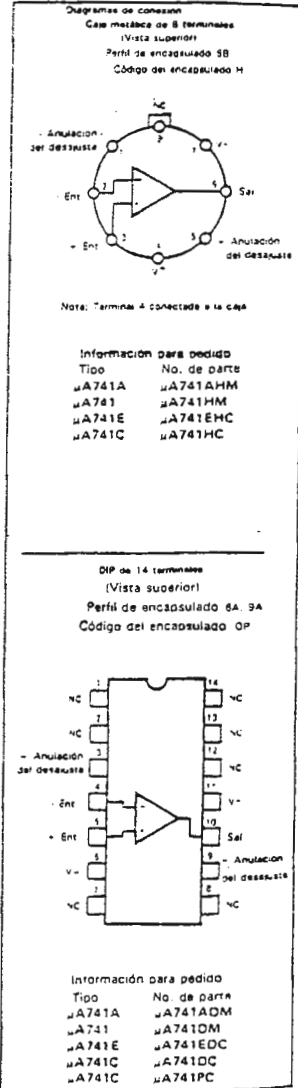
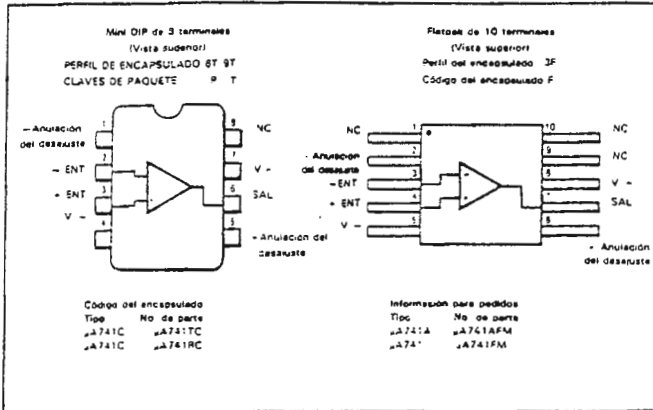
Circuitos lineales integrados Fairchild

Descripción general: El μA741 es un amplificador operacional monolítico de alto rendimiento fabricado mediante el proceso voltaje al Fairchild "Planar". Tiene una amplia gama de aplicaciones analógicas. La gama de altos voltajes de modo común y la ausencia de tendencias al cierre hacen que el μA741 sea ideal como seguidor de voltaje. La alta ganancia y la amplia gama de voltajes de operación ofrecen un funcionamiento excelente si se usa como integrador, amplificador sumador y para repique general.

- No requiere compensación en frecuencia
- Protección contra cortocircuitos
- Posibilidad de anular el voltaje de desajuste
- Amplias gamas de voltajes de modo común y diferencial
- Bajo consumo de potencia
- No hay tendencia al cierre

Valores máximos absolutos

Suministro de voltaje	
μA741A, μA741, μA741E	: 22 V
μA741C	: 18 V
Disipación interna de potencia (Nota 1):	
Caja metálica	500 mW
DIP moldeado y hermético	670 mW
Mini DIP	310 mW
Flatpack	570 mW
Voltaje de entrada diferencial	: 30 V
Voltaje de entrada (Nota 2)	: 15 V
Temperaturas de almacenamiento	
Caja metálica, DIP hermético y Flatpack	-65°C a +150°C
Mini DIP, DIP moldeado	-55°C a +125°C
Temperaturas de operación	
Usos militares (μA741A, μA741E)	-55°C a +125°C
Usos comerciales (μA741, μA741C)	0°C a +70°C
Temperatura en la terminal (para soldar)	
Caja metálica, DIP hermético y Flatpack (50 s)	300°C
DIP moldeado (10 s)	260°C
Duración de cortocircuito a la salida (Nota 3)	Indefinido



*Planar es un proceso patentado Fairchild

μA741

Características eléctricas: $V_s = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$ a menos que se especifique otra cosa.

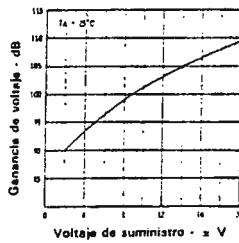
Características (ver definiciones)	Condiciones	MIN	Tipo	MAX	Unidades
Voltaje de desajuste de entrada	$R_S \leq 10k\Omega$		1.0	5.0	mV
Corriente de desajuste de entrada			20	200	nA
Corriente de polarización de entrada			80	500	nA
Resistencia de entrada		0.3	2.0		MΩ
Capacitancia de entrada			1.4		pF
Límites de ajuste del voltaje de desajuste			± 15		mV
Ganancia de voltaje con señal grande	$R_L \leq 2k\Omega$, $V_{SAL} = 10V$	50.00	200.000		
Resistencia de salida			75		Ω
Corriente de salida en cortocircuito			25		mA
Corriente de suministro			1.7	2.8	mA
Consumo de potencia			50	95	mW
Respuesta transiente	Tiempo de elevación		0.3		μs
Ganancia unitaria	Exceso	$V_{ENT} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L \leq 100pF$	5.0		%
Rapidez de respuesta	$R_L = 2k\Omega$		0.5		V/μs

Las especificaciones siguientes son aplicables a $55^\circ C \leq T_A \leq 125^\circ C$.

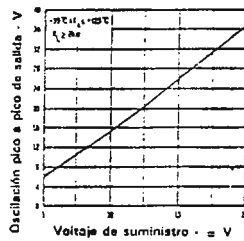
Voltaje de desajuste de entrada	$R_S \leq 10k\Omega$		1.0	5.0	mV
Corriente de desajuste de entrada	$T_A = +125^\circ C$		7.0	200	nA
	$T_A = -55^\circ C$		85	500	nA
Corriente de polarización de entrada	$T_A = +125^\circ C$		0.03	0.8	μA
	$T_A = -55^\circ C$		0.3	5	μA
Voltaje de entrada		± 12	± 13		V
Razon de rechazo de modo común	$R_S \leq 10k\Omega$	70	90		dB
Razon de rechazo de voltaje de suministro	$R_S \leq 10k\Omega$		30	150	μV/V
Ganancia de voltaje con señal grande	$R_L \leq 2k\Omega$, $V_{SAL} = \pm 10V$	25.000			
Distorsión del voltaje de salida	$R_L \leq 10k\Omega$		± 12		V
	$R_L \leq 2k\Omega$		± 10		V
Corriente de suministro	$T_A = +125^\circ C$		1.5	2.5	mA
	$T_A = -55^\circ C$		2.0	3.3	mA
Consumo de potencia	$T_A = +125^\circ C$		45	75	mW
	$T_A = -55^\circ C$		60	100	mW

Curvas típicas de rendimiento del μA741A y del μA741

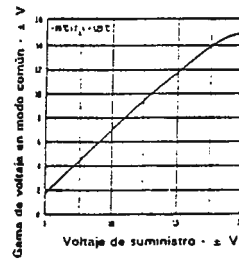
Ganancia de voltaje en lazo abierto como función del voltaje de suministro



Oscilación del voltaje de salida como función del voltaje de suministro



Gama de voltaje de entrada en modo común como función del voltaje de suministro

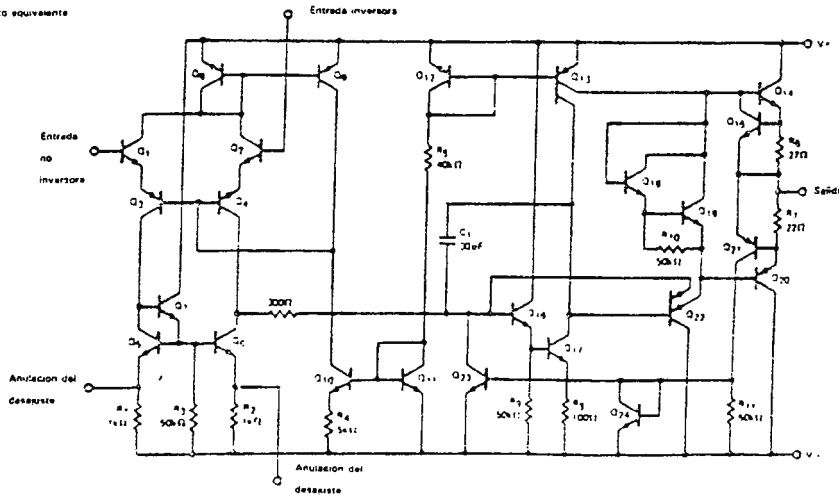


μA741E

Características eléctricas $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$ a menos que se especifique otra cosa.

Características (ver definiciones)	Condiciones	MIN	Típico	MAX	Unidades
Voltaje de desajuste de entrada	$R_S \leq 50\Omega$		0.8	3.0	mV
Corriente media por voltaje de desajuste de entrada				15	$\mu A/^\circ C$
Corriente de desajuste de entrada			3.0	30	nA
Corriente media por corriente de desajuste de entrada				0.3	$nA/^\circ C$
Corriente de polarización de entrada			30	90	nA
Razón de rechazo de fuente de poder	$V_S = -10, 10, V_S = -20, -10V, R_S = 50\Omega$		15	50	V/V
Corriente de salida en cortocircuito		10	25	40	mA
Disipación de potencia	$V_S = \pm 20V$		80	150	mW
Impedancia de entrada	$V_S = \pm 20V$	1 G	6.0		M Ω
Gainancia de voltaje con señal fuerte	$V_S = \pm 20V, R_L = 2k\Omega, V_{SAL} = \pm 15V$	50			V/mV
Respuesta transitoria	Tiempo de elevación		0.25	0.8	μs
(Gainancia unitaria)	Exceso		5.0	20	%
Ancho de banda (NOIS 4)		0.37	1.5		MHz
Rapidez de respuesta (Gainancia unitaria)	$V_{ENT} = \pm 10V$	0.3	0.7		V/ μs
Las especificaciones siguientes son aplicables a $0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$					
Voltaje de desajuste de entrada				4.0	mV
Corriente de desajuste de entrada				70	nA
Corriente de polarización de entrada				210	nA
Razón de rechazo de modo común	$V_S = \pm 20V, V_{ENT} = \pm 15V, R_S = 50\Omega$	80	95		dB
Ajuste del voltaje de desajuste de entrada	$V_S = \pm 20V$	10			mV
Corriente de salida en cortocircuito		10		40	mA
Disipación de potencia	$V_S = \pm 20V$			150	mW
Impedancia de entrada	$V_S = \pm 20V$	0.5			M Ω
Oscilación de voltaje de salida	$V_S = \pm 20V, R_L = 10k\Omega$ $R_L = 2k\Omega$		≤ 8 ≤ 15		V
Gainancia de voltaje con señal fuerte	$V_S = \pm 20V, R_L = 2k\Omega, V_{SAL} = \pm 15V$ $V_S = \pm 5V, R_L = 2k\Omega, V_{SAL} = \pm 2V$	32			V/mV
		10			V/mV

Circuito equivalente



µA741C

Características eléctricas. $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$ a menos que se especifique otra cosa.

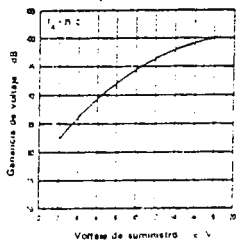
Características (ver definiciones)	Condiciones	MIN	Tipo	MAX	Unidades
Voltaje de desajuste de entrada	$R_S \leq 10 k\Omega$		± 2.0	± 8.0	mV
Corriente de desajuste de entrada			± 20	± 200	nA
Corriente de polarización de entrada			± 90	± 500	nA
Resistencia de entrada		0.3	± 2.0		MΩ
Capacitancia de entrada			± 4		pF
Límite de ruido del voltaje de desajuste			± 15		mV
Caída de voltaje de entrada		± 12	± 13		V
Razón de rechazo de modo común	$R_S \leq 10 k\Omega$		70	30	dB
Razón de rechazo de voltaje de suministro	$R_S \leq 10 k\Omega$		30	150	µV/V
Ganancia de voltaje con señal fuerte	$R_L \geq 2 k\Omega$, $V_{SAL} = \pm 10V$	20,000		200,000	
Oscilación del voltaje de salida	$R_L \geq 10 k\Omega$	± 12		± 4	V
	$R_L \geq 2 k\Omega$	± 10		± 13	V
Resistencia de salida			75		Ω
Corriente de salida en cortocircuito			25		mA
Corriente de suministro			± 4	± 2.8	mA
Consumo de potencia			50	85	mW
Respuesta transitoria	Tempo de elevación	$V_{EYR} = 20 mV$, $R_L = 2 k\Omega$, $C_L \leq 100 pF$			µs
	Escaso				%
Rápidez de respuesta	$R_L = 2 k\Omega$		0.5		V/µs

Las especificaciones siguientes son típicas a $0^\circ C$ a T_A a $+70^\circ C$

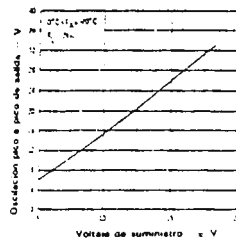
Voltaje de desajuste de entrada				7.5	mV
Corriente de desajuste de entrada				300	nA
Corriente de polarización de entrada				300	nA
Ganancia de voltaje con señal fuerte	$R_L \geq 2 k\Omega$, $V_{SAL} = \pm 10V$	15,000			
Oscilación del voltaje de salida	$R_L = 2 k\Omega$	± 10		± 3	V

Curvas típicas de funcionamiento del µA741E y del µA741C

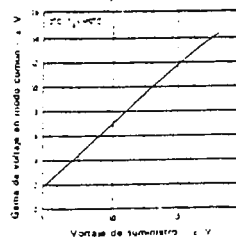
Ganancia de voltaje en lazo abierto como función del voltaje de suministro

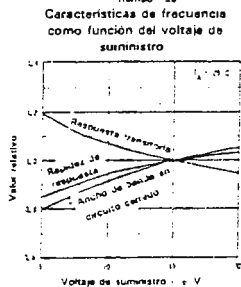
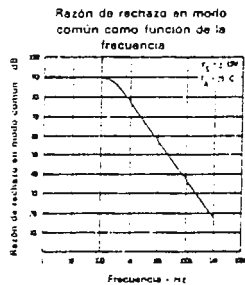
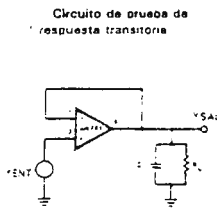
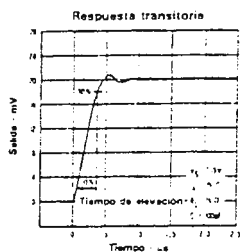


Oscilación del voltaje de salida como función del voltaje de suministro

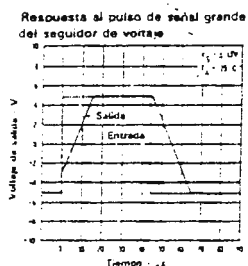
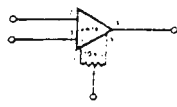


Gama de voltaje de entrada en modo común como función del voltaje de suministro

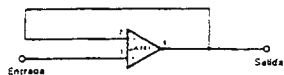




Circuito de anulación del desajuste de voltaje



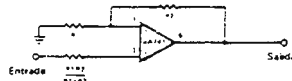
Seguidor de voltaje con ganancia unitaria



$R_{ENT} = 400 \text{ M}\Omega$
 $C_{ENT} = 1 \text{ pF}$
 $R_{SAL} < 1 \Omega$
 $A \cdot B = 1 \text{ MHz}$

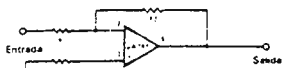
Aplicaciones típicas

Amplificador no inversor



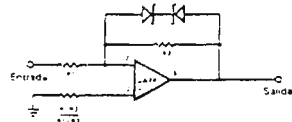
Ganancia	R1	R2	A.B.	R _{ENT}
10	1 kΩ	9 kΩ	100 kHz	400 MΩ
100	100 Ω	9.9 kΩ	10 kHz	280 MΩ
1000	100 Ω	99.9 kΩ	1 kHz	80 MΩ

Amplificador inversor



Ganancia	R1	R2	A.B.	R _{ENT}
10	10 kΩ	10 kΩ	1 MHz	10 kΩ
100	1 kΩ	100 kΩ	100 kHz	1 kΩ
1000	100 Ω	100 kΩ	10 kHz	1 kΩ

Amplificador recortador

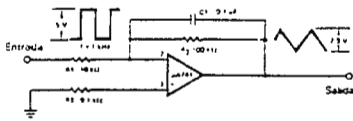


$$\frac{E_{SAL}}{E_{ENT}} = \frac{R_2}{R_1} \quad E_{SAL} < V_Z + 0.7 \text{ V}$$

siendo V_Z = voltaje de ruptura de zener

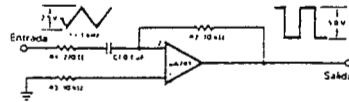
Aplicaciones típicas (Continuación)

Integrador simple



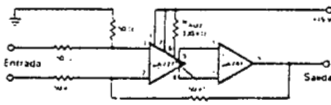
$$ESAL = - \frac{1}{R_1 C_1} \int EENT dt$$

Diferenciador simple



$$ESAL = - R_2 C \frac{dEENT}{dt}$$

Amplificador con poco desajuste y poco ruido

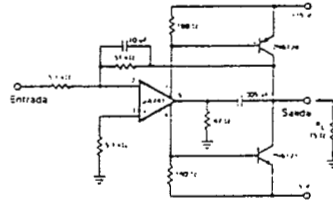


Ganancia de voltaje = 10^1

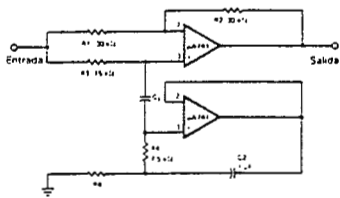
Comentario por voltaje de desajuste a la entrada = $0,6 \mu V / ^\circ C$

Comentario por corriente de desajuste a la entrada = $2,0 pA / ^\circ C$

Amplificador de poder con gran rapidez de respuesta



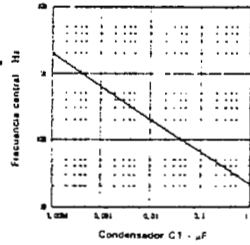
Filtro ranura usando el µA741 como girador



Ajustar R3 de modo que

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{2 R_4}$$

Frecuencia de rechazo como función de C



ANEXO DEL DECODIFICADOR DE TONO LM567

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.

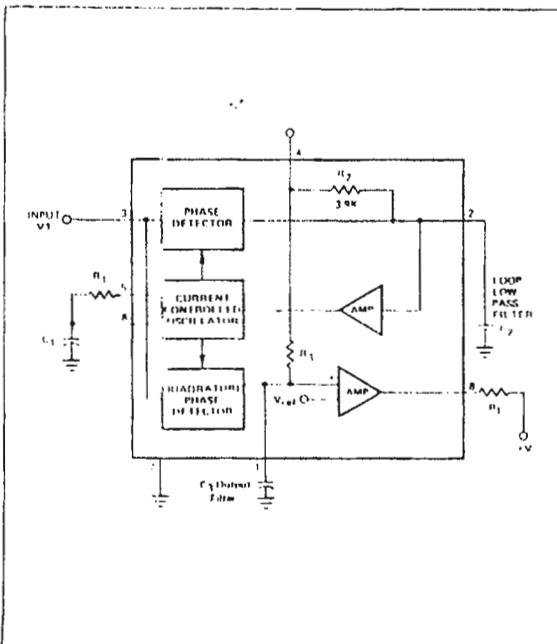
FEATURES

- WIDE FREQUENCY RANGE (.01Hz 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

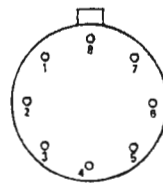
- TOUCH TONETM DECODING
- CARRIER CURRENT REMOTE CONTROLS
- ULTRASONIC CONTROLS (REMOTE TV, ETC.)
- COMMUNICATIONS PAGING
- FREQUENCY MONITORING AND CONTROL
- WIRELESS INTERCOM
- PRECISION OSCILLATOR

BLOCK DIAGRAM



PIN CONFIGURATION

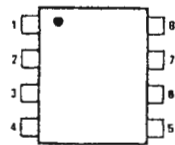
T PACKAGE
(Top View)



- 1 Output Filter Capacitor C_3
- 2 Low Pass Filter Capacitor C_2
- 3 Input
- 4 Supply Voltage $+V$
- 5 Timing Element R_1
- 6 Timing 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 Timing Element R_1
- 6 Timing 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

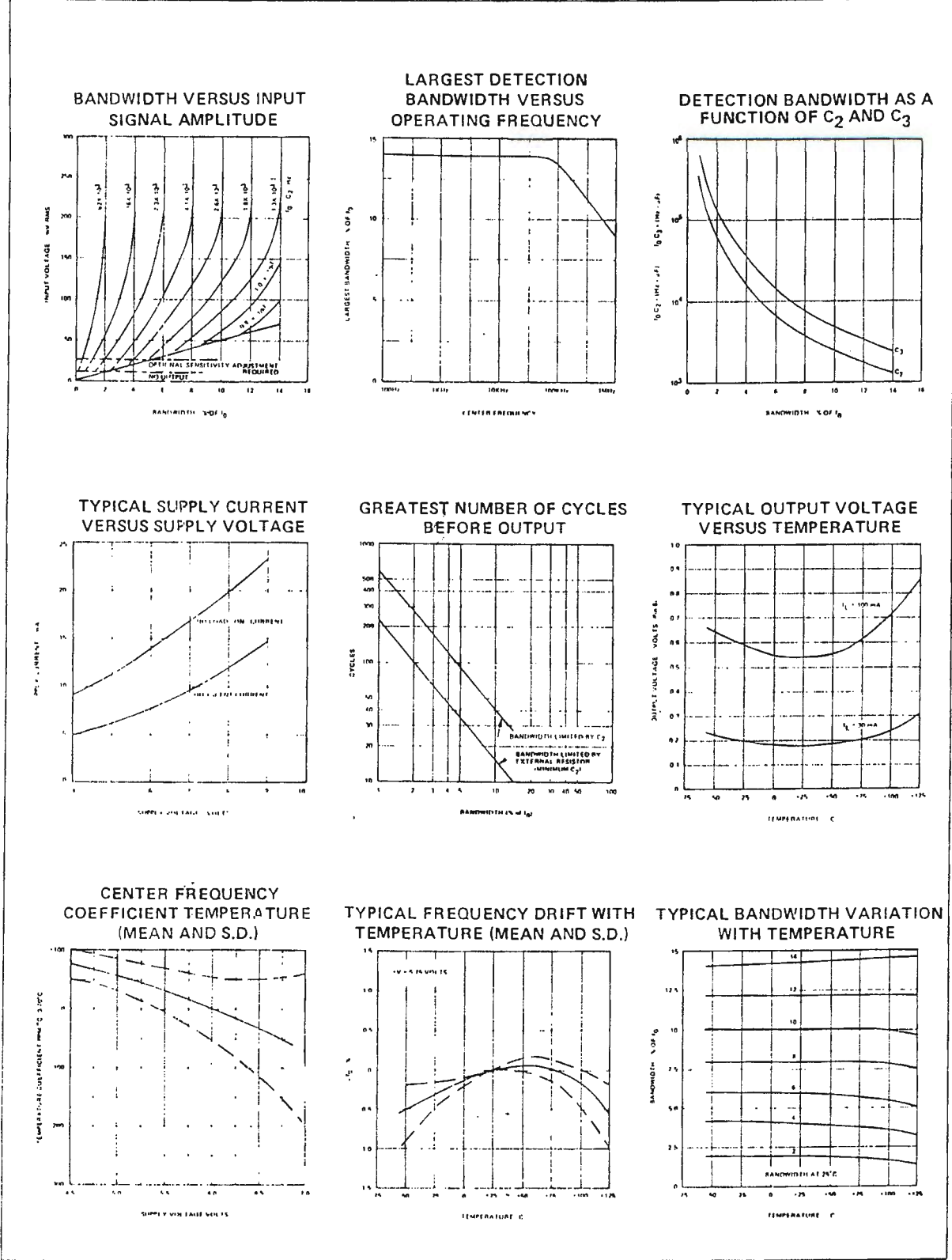
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_i = 5.0$ Volts, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless noted)

CHARACTERISTICS	SE567			NE567			UNITS	TEST CONDITIONS
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
CENTER FREQUENCY(NOTE 1)								
Highest Center Frequency (f_o)	100	500		100	500		kHz	
Center Frequency Stability (Note 2)		35:140 35:60			35:140 35:60		ppm/ $^\circ\text{C}$ ppm/ $^\circ\text{C}$	-55 to 125 $^\circ\text{C}$ 0 to 70 $^\circ\text{C}$
Center Frequency Shift with Supply Voltage		0.5	1		0.7	2	%/Volt	$f_o = 100\text{kHz}$
DETECTION BANDWIDTH								
Largest Detection Bandwidth	12	14	16	10	14	18	% of f_o	$f_o = 100\text{kHz}$
Largest Detection Bandwidth Skew		1	2		2	3	% of f_o	
Largest Detection Bandwidth - Variation with Temperature		+0.1			+0.1		%/ $^\circ\text{C}$	$V_i = 300\text{mVrms}$
Largest Detection Bandwidth - Variation with Supply Voltage		+2			+2		%/Volt	$V_i = 300\text{mVrms}$
INPUT								
Input Resistance		20			20		K Ω	
Smallest Detectable Input Voltage(V_i)		20	25		20	25	mV rms	$I_L = 100\text{mA}$, $f_i = f_o$
Largest No-Output Input Voltage	10	15		10	15		mV rms	$I_L = 100\text{mA}$, $f_i = f_o$
Greatest Simultaneous Outband Signal to Inband Signal Ratio		16			16		dB	
Minimum Input Signal to Wideband Noise Ratio		-6			-6		dB	$B_n = 140\text{kHz}$
OUTPUT								
Fastest On-Off Cycling Rate		$f_o/20$			$f_o/20$			
"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	$I_L = 30\text{mA}$ $I_L = 100\text{mA}$
Output Fall Time (Note 3)		30			30		n sec	$R_L = 50\Omega$
Output Rise Time (Note 3)		150			150		n sec	$R_L = 50\Omega$
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	$R_L = 20\text{K}\Omega$
Quiescent Power Dissipation		30			35		mW	

NOTES:

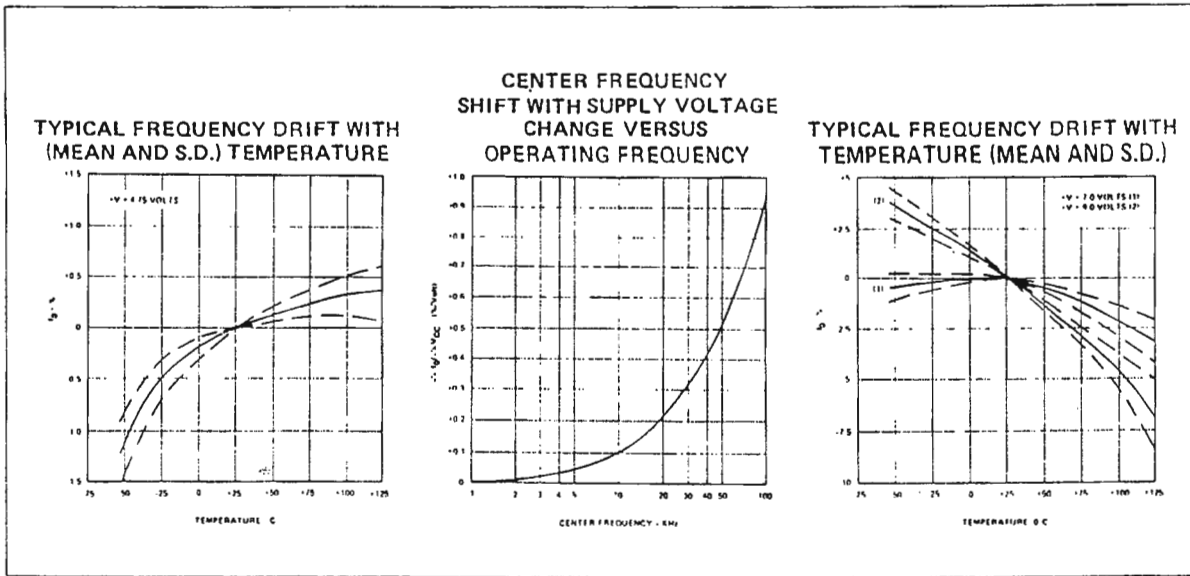
1. Frequency determining resistor R_1 should be between 1 and 20K Ω .
2. Applicable over 4.75 to 5.75 volts. See graphs for more detailed information.
3. Pin 8 to Pin 1 feedback R_L network selected to eliminate pulsing during turn on and turn off.

TYPICAL CHARACTERISTIC CURVES

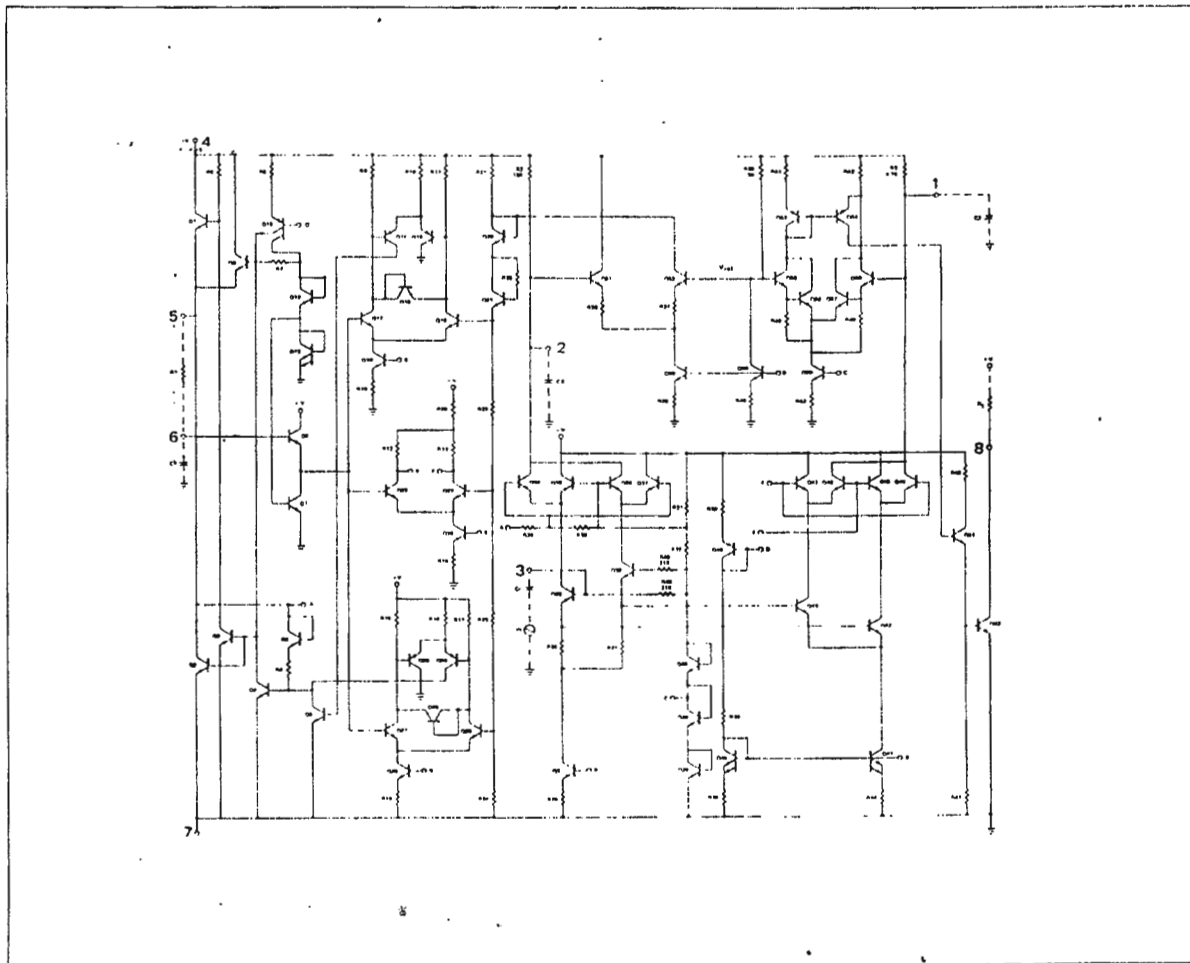


567 - TONE DECODER PHASE LOCKED LOOP

TYPICAL CHARACTERISTIC CURVES (Cont'd.)



SCHEMATIC DIAGRAM



DESIGN FORMULAS

$$f_0 \approx \frac{1.1}{R_1 C_1}$$

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

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.

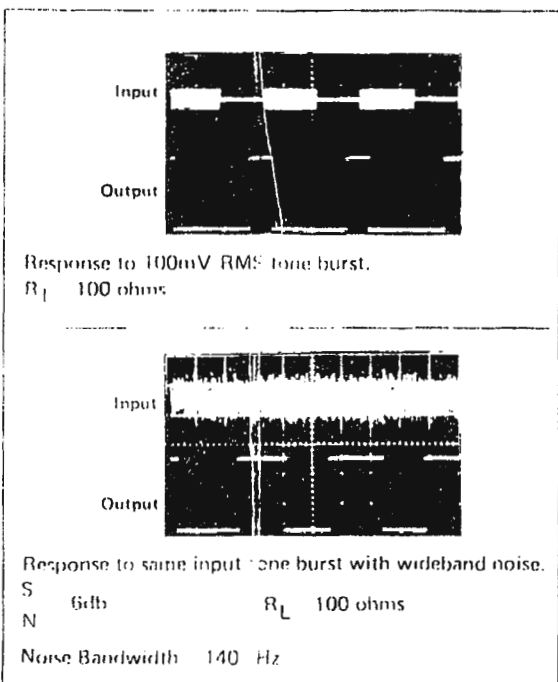
LARGEST DETECTION BANDWIDTH

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.

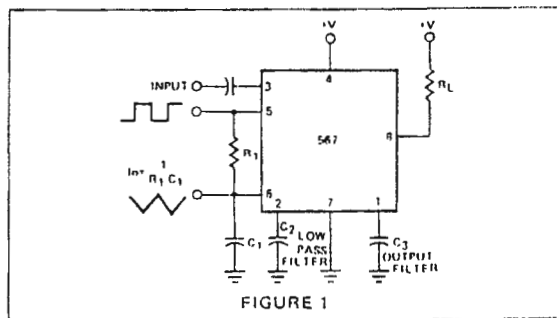
TYPICAL RESPONSE



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 $2C_2$.



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 $(V^i - 2V_{be}) \approx (V^i - 1.4V)$ having a dc average of $V^i/2$. 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.

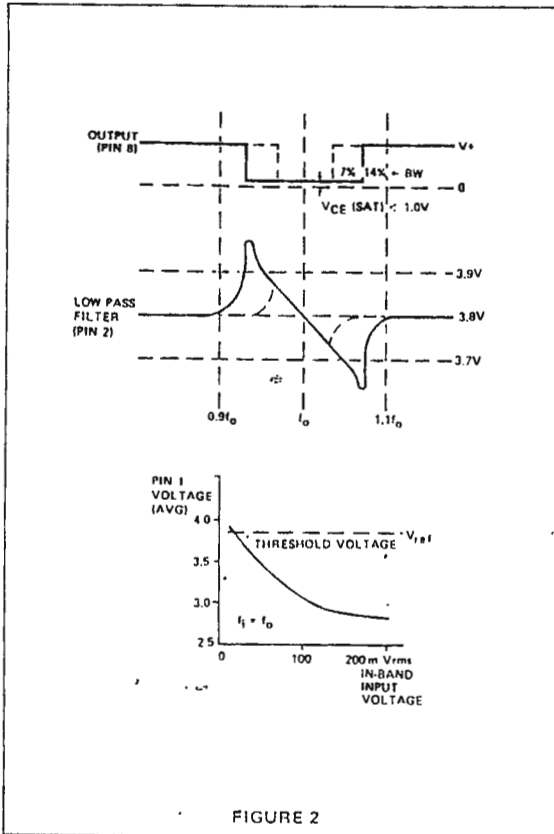


FIGURE 2

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 $5f_0$ and $9f_0$ 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 worse 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 $0.01\mu\text{F}$ 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.

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

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

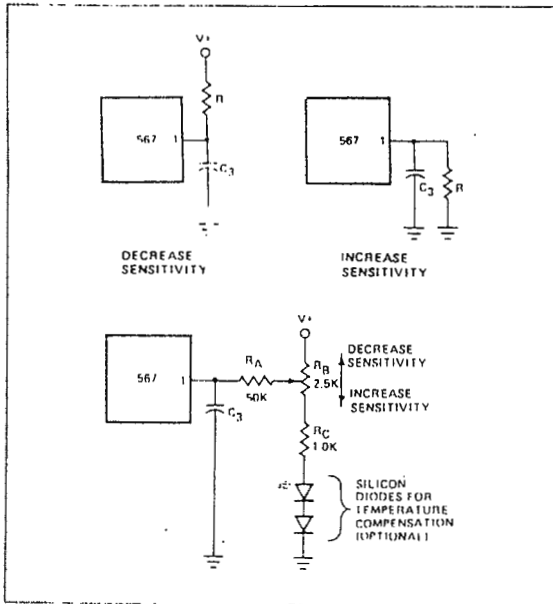
in cases where turn-off time can be sacrificed to achieve fast turn-on, the optional sensitivity adjustment circuit can be used to move the quiescent C_3 voltage lower (closer to the threshold voltage). However, sensitivity to beat frequencies, noise and extraneous signals will be increased.

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

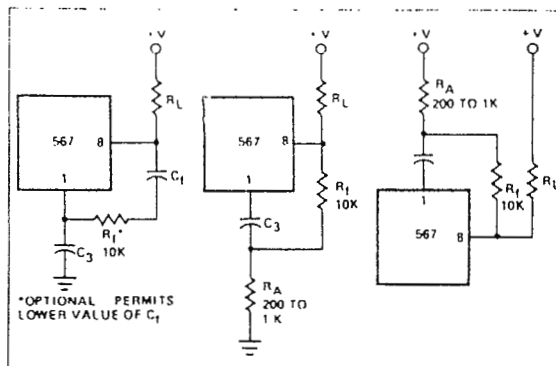
SENSITIVITY ADJUSTMENT



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).

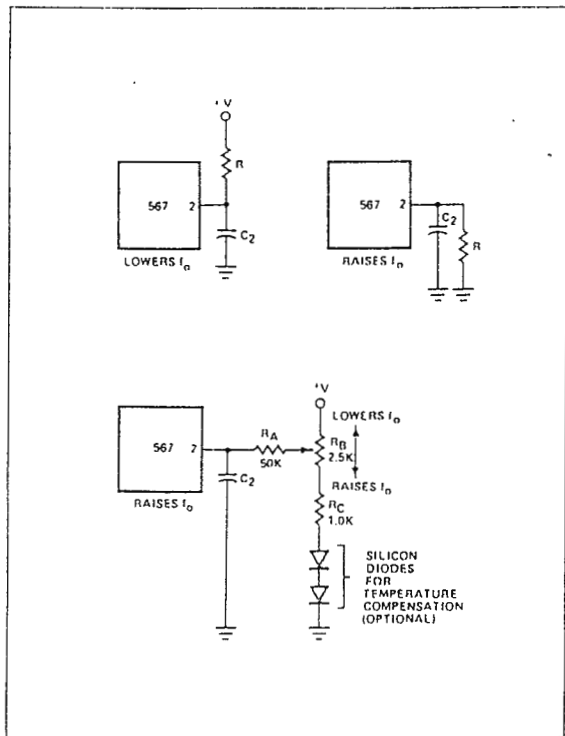
By adding current to terminal 1, the output stage is biased further away from the threshold voltage. This is most useful when, to obtain maximum operating speed, C_2 and C_3 are made very small. Normally, frequencies just outside the detection band could cause false outputs under this condition. By desensitizing 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.

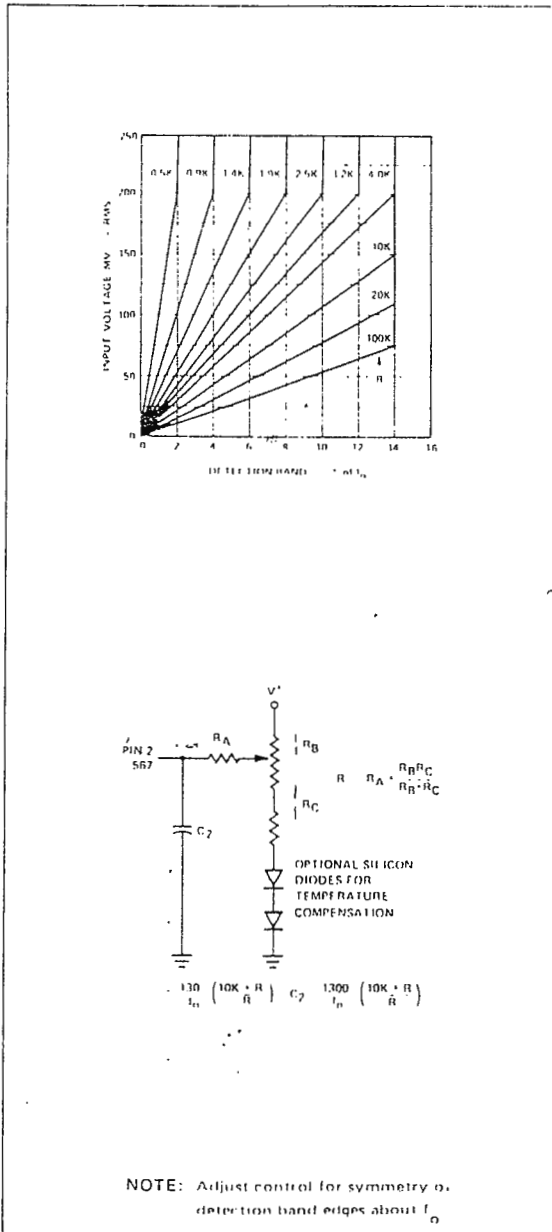
DETECTION BAND CENTERING (OR SKEW) ADJUSTMENT



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.

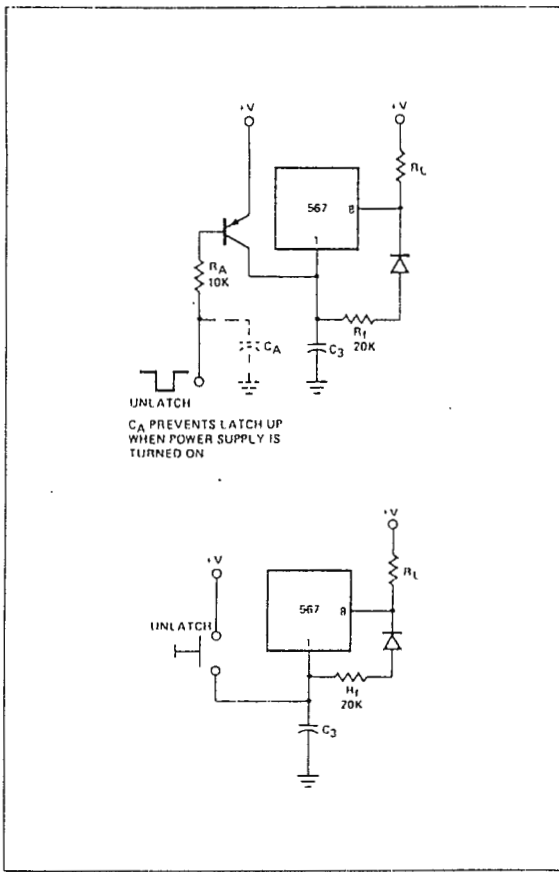
567 — TONE DECODER PHASE LOCKED LOOP

ALTERNATE METHOD OF BANDWIDTH REDUCTION



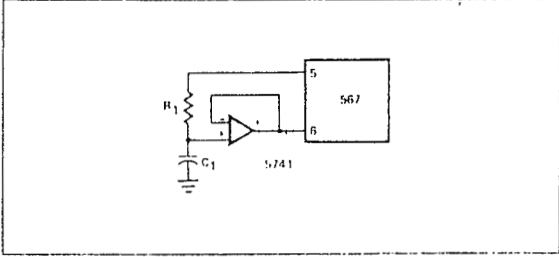
Although a large value of C_2 will reduce the bandwidth, it also reduces the loop damping so as to slow the circuit response time. This may be undesirable. Bandwidth can be reduced by reducing the loop gain. This scheme will improve damping and permit faster operation under narrow band operation. Note 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.

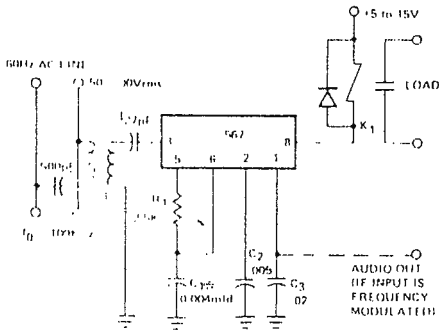
PROGRAMMING

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.

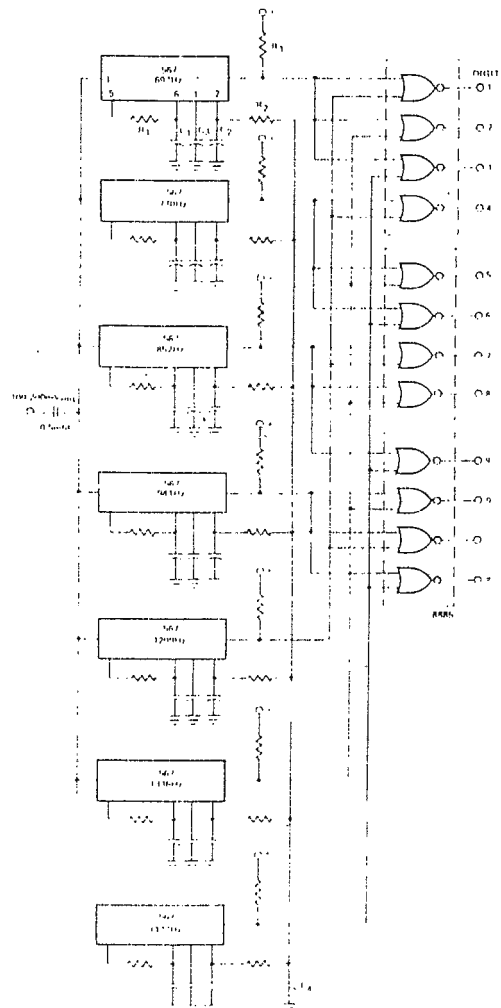
567 — TONE DECODER PHASE LOCKED LOOP

TYPICAL APPLICATIONS

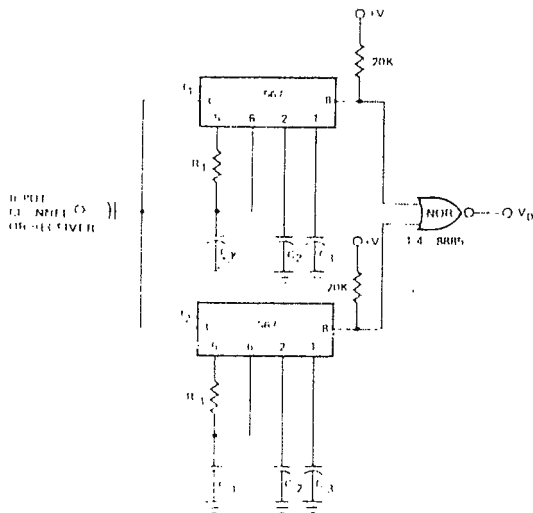
CARRIER CURRENT REMOTE CONTROL OR INTERCOM



TOUCH-TONE® DECODER



DUAL-TONE DECODER



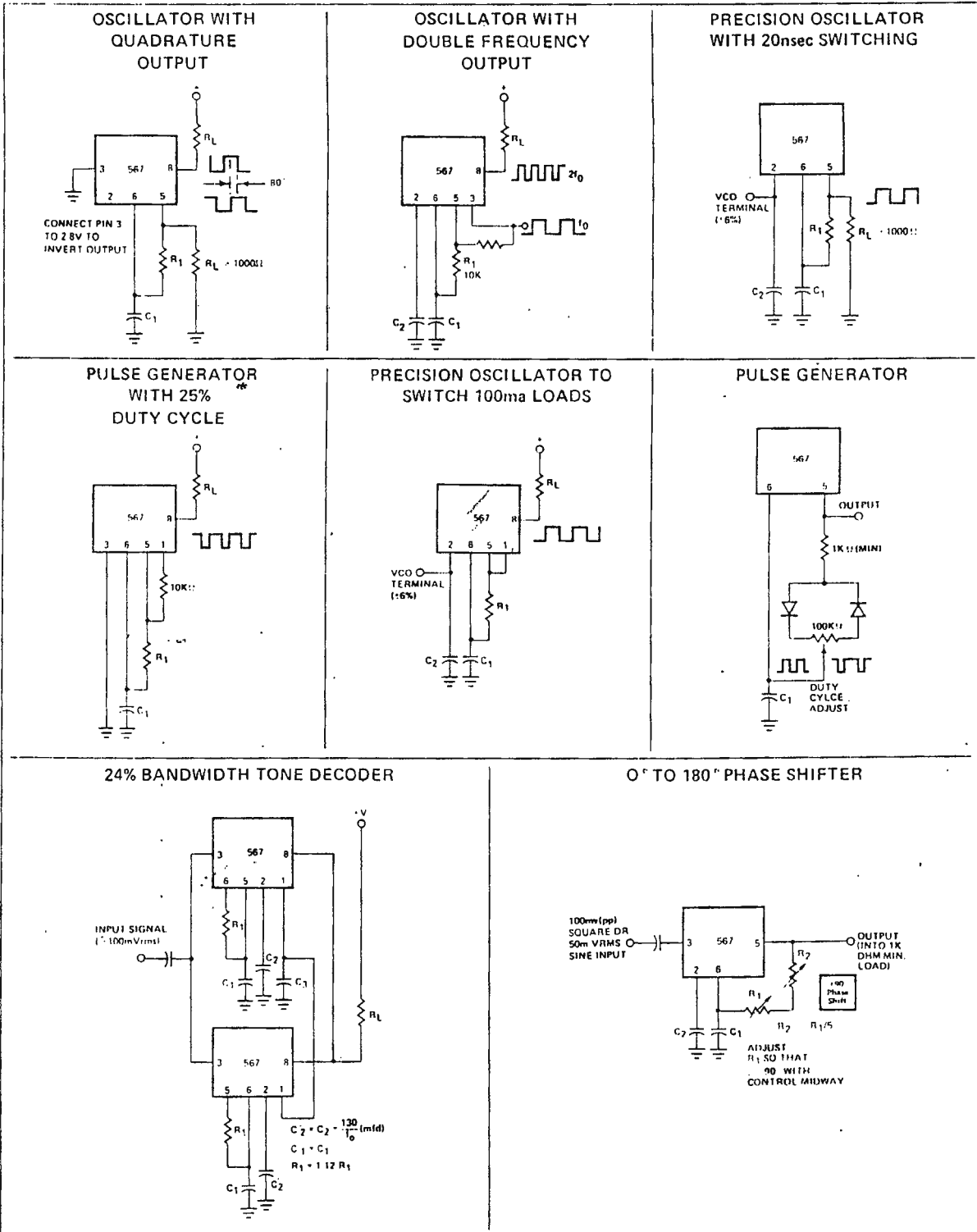
1. Resistor and capacitor values chosen for desired frequencies and 10% width.
2. If C₁ is not large enough to delay turn-on of the top 567 (reference), central (R₁, C₁) loop is possible.

Component Values (Typical)

- R₁ 5.8 to 15K ohm
- R₂ 4.7K ohm
- R₃ 20K ohm
- C₁ 0.10 mfd
- C₂ 1.0 mfd 6V
- C₃ 2.2mfd 6V
- C₄ 250 6V

567 – TONE DECODER PHASE LOCKED LOOP

TYPICAL APPLICATIONS (Cont'd.)



ANEXO DEL SMITH TRIGGER 74LS241

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

	Typical I_{OL} (Sink Current)	Typical I_{OH} (Source Current)	Typical Propagation Delay Times		Typical Enable/ Disable Times	Typical Power Dissipation (Enabled)	
			Inverting	Noninverting		Inverting	Noninverting
SN54LS'	12 mA	-12 mA	10.5 ns	12 ns	18 ns	130 mW	135 mW
SN74LS'	24 mA	-15 mA	10.5 ns	12 ns	18 ns	130 mW	135 mW
SN54S'	48 mA	-12 mA	4.5 ns	6 ns	9 ns	450 mW	538 mW
SN74S'	64 mA	-15 mA	4.5 ns	6 ns	9 ns	450 mW	538 mW

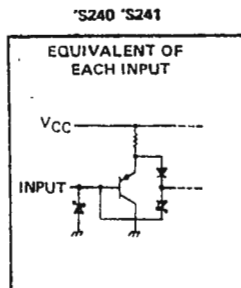
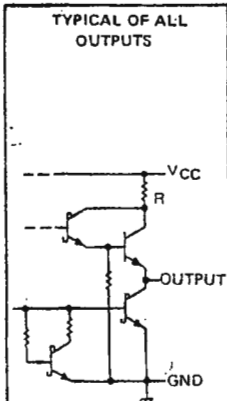
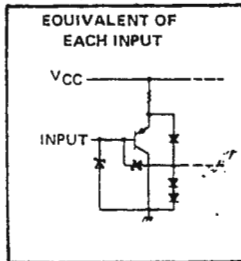
- 3-State Outputs Drive Bus Lines or Buffer Memory Address Registers
- P-N-P Inputs Reduce D-C Loading
- Hysteresis at Inputs Improves Noise Margins

description

These octal buffers and line drivers are designed specifically to improve both the performance and density of three-state memory address drivers, clock drivers, and bus-oriented receivers and transmitters. The designer has a choice of selected combinations of inverting and noninverting outputs, symmetrical \bar{G} (active-low output control) inputs, and complementary G and \bar{G} inputs. These devices feature high fan-out, improved fan-in, and 400-mV noise-margin. The SN74LS' and SN74S' can be used to drive terminated lines down to 133 ohms.

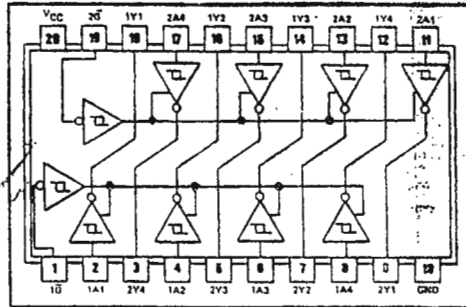
schematics of inputs and outputs

'LS240, 'LS241, 'LS244

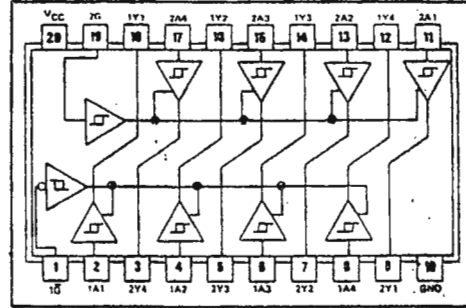


'LS240, 'LS241, 'LS244:
R = 50 Ω NOM
'S240, 'S241:
R = 25 Ω NOM

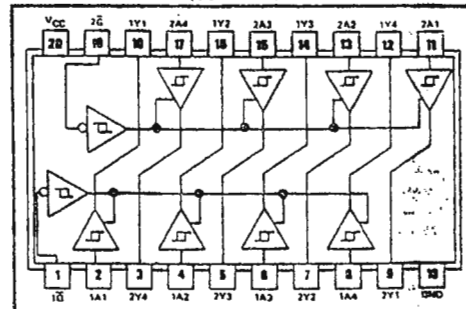
SN54LS240, SN54S240 ... J
SN74LS240, SN74S240 ... J OR N
(TOP VIEW)



SN54LS241, SN54S241 ... J
SN74LS241, SN74S241 ... J OR N
(TOP VIEW)



SN54LS244 ... J
SN74LS244 ... J OR N
(TOP VIEW)



**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	V _{CC} = MIN, I _I = -18 mA			-1.5			V		
	Hysteresis (V _{T+} - V _{T-})	V _{CC} = MIN			0.2	0.4	0.2	0.4	V	
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = V _{ILmax} , I _{OH} = -3 mA			2.4	3.4	2.4	3.4	V	
		V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = 0.5 V, I _{OH} = MAX			2		2			
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = V _{ILmax} , I _{OL} = 12 mA						0.4	V	
		V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = V _{ILmax} , I _{OL} = 24 mA						0.5		
I _{OZH}	Off-state output current, high-level voltage applied	V _{CC} = MAX, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = V _{ILmax} , V _O = 2.7 V						20	μA	
I _{OZL}	Off-state output current, low-level voltage applied	V _{CC} = MAX, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = V _{ILmax} , V _O = 0.4 V						-20		
I _I	Input current at maximum input voltage	V _{CC} = MAX, V _I = 7 V						0.1	mA	
I _{IH}	High-level input current, any input	V _{CC} = MAX, V _I = 2.7 V						20	μA	
I _{IL}	Low-level input current	V _{CC} = MAX, V _{IL} = 0.4 V						-0.2	mA	
I _{OS}	Short-circuit output current [§]	V _{CC} = MAX			-40	-225	-40	-225	mA	
I _{CC}	Supply current	V _{CC} = MAX	Outputs high	All		17	27	17	27	mA
				'LS240		26	44	26	44	
				'LS241, 'LS244		27	46	27	46	
				'LS240		29	50	29	50	
				'LS241, 'LS244		32	54	32	54	
Outputs low	Outputs open	All		17	27	17	27	mA		
		'LS240		26	44	26	44			
All outputs disabled	Outputs open	All		17	27	17	27	mA		
		'LS240		26	44	26	44			

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

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

[§]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 V, T_A = 25°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	C _L = 45 pF, R _L = 667 Ω, See Note 2			20	30	20	30	ns
t _{PZH}	Output enable time to high level	C _L = 45 pF, R _L = 667 Ω, See Note 2			15	23	15	23	ns
t _{PLZ}	Output disable time from low level	C _L = 5 pF, R _L = 667 Ω, See Note 2			15	25	15	25	ns
t _{PHZ}	Output disable time from high level	C _L = 5 pF, R _L = 667 Ω, See Note 2			10	18	10	18	ns

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

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	MAX	MIN	MAX	
Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	4.5	5	4.75	5.25	V
High-level output current, I_{OH}		-12		-16	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.
 2. An SN54S241 operating at free-air temperature above 110 $^{\circ}$ 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‡
V_{IH} High-level input voltage		2			2	V	
V_{IL} Low-level input voltage				0.8		0.8	
V_{IK} Input clamp voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_I = -18 \text{ mA}$			-1.2		-1.2	
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	
I_{OZH} Off-state output current, high-level voltage applied	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_O = 2.4 \text{ V}$, $V_{IH} = 2 \text{ V}$			50		50	
I_{OZL} Off-state output current, low-level voltage applied	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_O = 0.5 \text{ V}$, $V_{IL} = 0.8 \text{ V}$			-50		-50	
I_I Input current at maximum input voltage	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 5.5 \text{ V}$			1		1	
I_{IH} High-level input current, any input	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 2.7 \text{ V}$			50		50	
I_{IL} Low-level input current	Any A			-400		-400	
	Any G			-2		-2	
I_{OS} Short-circuit output current*	$V_{CC} = \text{MAX}$			-50	-225	-50	-225
I_{CC} Supply current	Outputs high	SN54S*	80	123	95	147	
		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 $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$.

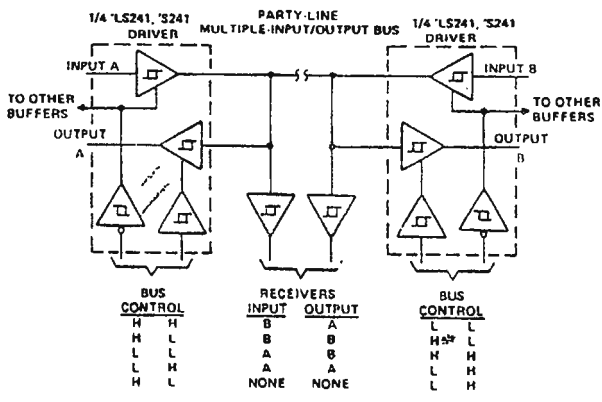
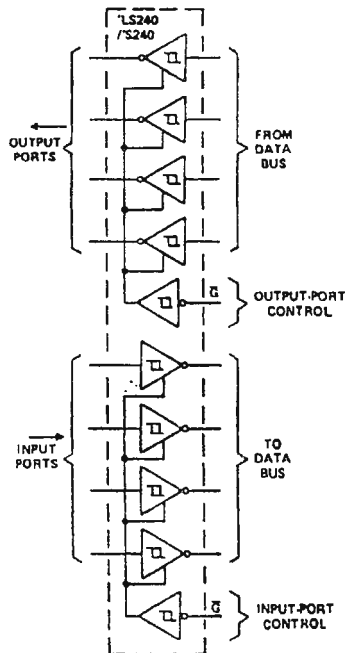
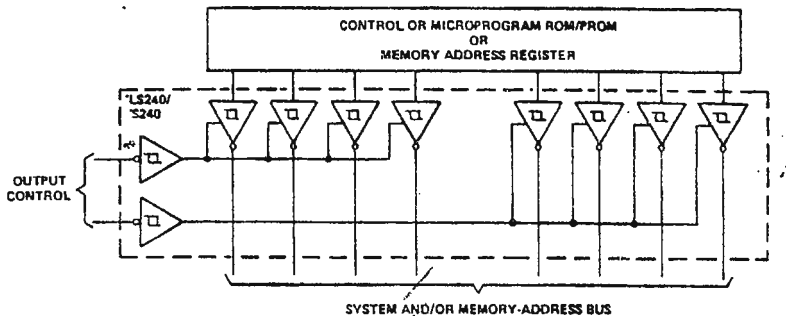
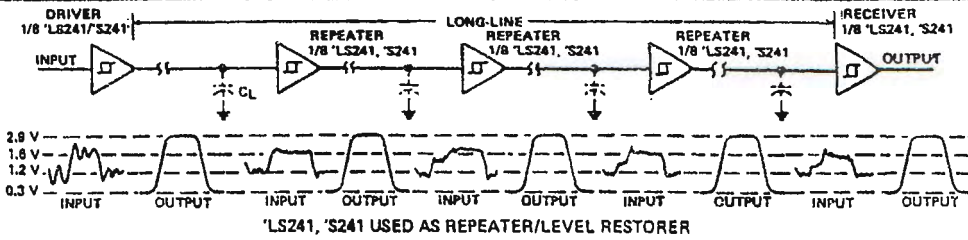
*Not more than one output should be shorted at a time, and duration of the short-circuit should not exceed one second.

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS	'S240		'S241		UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	
t_{PLH} Propagation delay time, low-to-high-level output	$C_L = 50 \text{ pF}$, $R_L = 90 \Omega$, See Note 4	4.5	7	6	9	ns
t_{PHL} Propagation delay time, high-to-low-level output		4.5	7	6	9	ns
t_{PZL} Output enable time to low level	$C_L = 5 \text{ pF}$, $R_L = 90 \Omega$, See Note 4	10	15	10	15	ns
t_{PZH} Output enable time to high level		6.5	10	8	12	ns
t_{PLZ} Output disable time from low level		10	15	10	15	ns
t_{PHZ} Output disable time from high level		6	9	6	9	ns

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

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



**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.

ANEXO DEL BUFFER DE 3 ESTADOS 74LS126

recommended operating conditions

	54 FAMILY 74 FAMILY	SERIES 54 SERIES 74			SERIES 54LS SERIES 74LS			SERIES 54S SERIES 74S			UNIT
		'125, '126, '425, '426			'LS125A, 'LS126A			'S134			
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	54 Family 74 Family	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I _{OH}	54 Family 74 Family			-2			-2.6			-2	mA
Low-level output current, I _{OL}	54 Family 74 Family			16			12			20	mA
Operating free-air temperature, T _A	54 Family 74 Family	-55		125	-55		125	-55		125	°C

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

PARAMETER	TEST FIGURE	TEST CONDITIONS ¹	SERIES 54 SERIES 74			SERIES 54LS SERIES 74LS			SERIES 54S SERIES 74S			UNIT
			'125, '126, '425, '426			'LS125A, 'LS126A			'S134			
			MIN	TYP ²	MAX	MIN	TYP ²	MAX	MIN	TYP ²	MAX	
V _{IH} High-level input voltage	1, 2			2		2		2		2	V	
V _{IL} Low-level input voltage	1, 2		54 Family 74 Family		0.8		0.7		0.8		0.8	V
V _{IK} Input clamp voltage	3	V _{CC} = MIN, I _I = \bar{I}			-1.5		-1.5		-1.2		-1.2	V
V _{OH} High-level output voltage	1	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = V _{IL max} , I _{OH} = MAX	54 Family 74 Family	2.4	3.3	2.4		2.4	3.4	3.2		V
V _{OL} Low-level output voltage	2	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = V _{IL max} , I _{OL} = 12 mA	54 Family 74 Family Series 74LS	0.4		0.25	0.4	0.35	0.5	0.5		V
I _{OZ} Off-state (high-impedance state) output current	19	V _{CC} = MAX, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = V _{IL max}		V _O = 2.4 V V _O = 0.4 V V _O = 0.5 V	40		20		-20		50	μA
I _I Input current at maximum input voltage	4	V _{CC} = MAX		V _I = 5.5 V V _I = 7 V	1			0.1			1	mA
I _{IH} High-level input current	4	V _{CC} = MAX		V _{IH} = 2.4 V V _{IH} = 2.7 V	40		20				50	μA
I _{IL} Low-level input current	5	V _{CC} = MAX		V _{IL} = 0.4 V V _{IL} = 0.5 V	-1.6		0.4				-2	mA
I _{OS} Short-circuit output current*	6	V _{CC} = MAX	54 Family 74 Family	-30	-70	-40	-225	-40	-225	-40	-100	mA
I _{CC} Supply current	7	V _{CC} = MAX			-28	-70	-40	-225	-40	-100		mA

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 V, T_A = 25°C.

³ I_I = -12 mA for SN54/SN74 and -18 mA for SN54LS/SN74LS and SN54S/SN74S.

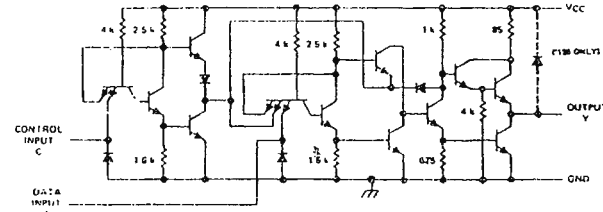
* Not more than one output should be shorted at a time, and for SN54LS/SN74LS and SN54S/SN74S, duration of the short circuit should not exceed one second.

supply current[†]

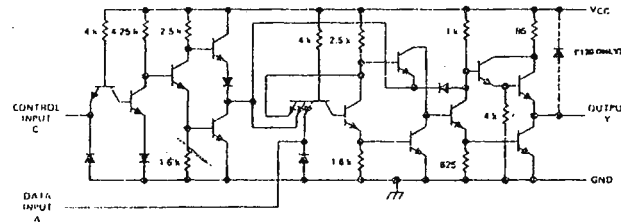
TYPE	TEST CONDITIONS		I _{CC} (mA)		
	DATA INPUTS	OUTPUT CONTROLS	MIN	TYP	MAX
'125, '425	0 V	4.5 V		32	64
'126, '426	0 V	0 V		36	62
'LS125A	0 V	4.5 V		11	20
'LS126A	0 V	0 V		12	22
'S134	0 V	0 V		7	13
	5 V	0 V		9	16
	5 V	5 V		14	25

[†]Maximum values of I_{CC} are over the recommended operating ranges of V_{CC} and T_A; typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.

schematics (each gate)



'126, '425 CIRCUITS



'126, 426 CIRCUITS

Resistor values shown are nominal and in ohms.

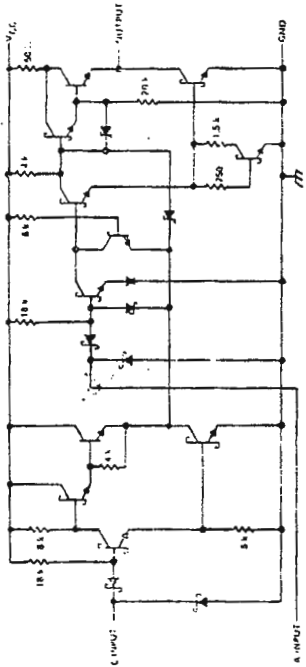
switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C

PARAMETER	SERIES 54/74			SERIES 54LS/74LS			SERIES 54S/74S		UNIT	
	TEST CONDITIONS#	'125, '425 TYP MAX	'126, '426 TYP MAX	TEST CONDITIONS#	'LS125A TYP MAX	'LS126A TYP MAX	TEST CONDITIONS#	'S134 TYP MAX		
t _{PLH} Propagation delay time, low-to-high-level output	C _L = 50 pF, R _L = 400 Ω	8	13	C _L = 45 pF, R _L = 667 Ω	9	15	C _L = 15 pF, R _L = 280 Ω	4	6	ns
t _{PHL} Propagation delay time, high-to-low-level output		12	18		7	18	8	18	5.5	
t _{PZH} Output enable time to high level	C _L = 50 pF, R _L = 280 Ω	11	17	C _L = 5 pF, R _L = 667 Ω	12	20	C _L = 50 pF, R _L = 280 Ω	13	19.5	ns
t _{PZL} Output enable time to low level		16	25		15	25		21	35	
t _{PHZ} Output disable time from high level	C _L = 5 pF, R _L = 400 Ω	5	8	C _L = 5 pF, R _L = 667 Ω	20	25	C _L = 5 pF, R _L = 280 Ω	5.5	8.5	ns
t _{PLZ} Output disable time from low level		7	12		12	18		20	25	

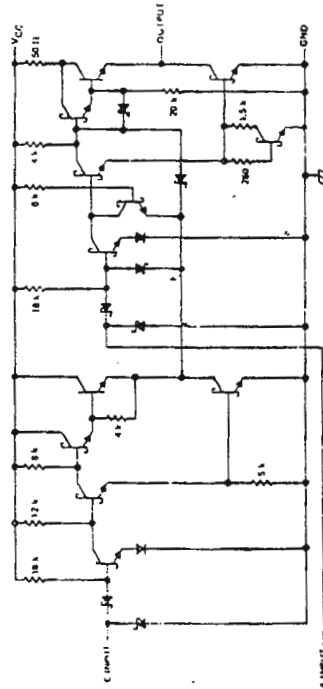
#Load circuit and voltage waveforms are shown on page 3-10 and 3-11.

GATES WITH 3-STATE OUTPUTS

schematics (each gate)

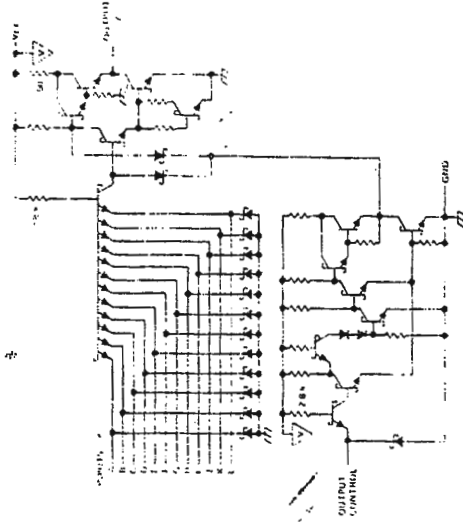


'LS125A CIRCUITS



'LS126A CIRCUITS

Resistor values shown are nominal and in ohms.



'S134 CIRCUITS

11. Bibliografía

Ronald J. Tocci

Sistemas Digitales Principios y Aplicaciones. (Quinta Edición)

Prentice Hall Hispanoamericana.

México

1993

Luces M. Faulkenberry

Introducción a los Amplificador Operacionales con aplicaciones a Circuitos Integrados

Lineales

Editorial LIMUSA S.A. de C.V.

México

1990

Forrest

Engineer's Notebook II

Radio Shack

United States of América

1982

Phillips ECG

Manual de Semiconductores

United States of América

1989.

Motorola inc.

Manual de operación

MAXTRAC 888 Radio System

United States of América

1990.