

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

"CONTROL REMOTO DE UN MOTOR"

TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE
INGENIERO EN ELECTRONICA Y CONTROL

RAFAEL OLMEDO FIERRO BRITO

QUITO - SEPTIEMBRE - 1987

AGRADECIMIENTO

Agradezco a todas las personas que hicieron posible la realización del presente trabajo.



Escuela Politécnica Nacional Quito Ecuador

A MIS PADRES Y HERMANOS



Certifico que el presente
trabajo ha sido realizado
en su totalidad por el
Sr. Rafael Olmedo Fierro
Brito.

ING. MARCO BARRAGAN

Director de Tesis.

INDICE

CAPITULO I: GENERALIDADES

1.1	Introducción y Contenido	2
1.2	Objetivos	4
1.3	Aplicaciones	5
1.4	Características generales del sistema a diseñarse	6
1.5	Diagramas de Bloques	8

CAPITULO II: DISEÑO DEL TRANSMISOR Y DEL RECEPTOR

2.1	Diseño del Transmisor	12
2.1.1	Descripción general	12
2.1.2	Diagrama de bloques	13
2.1.3	Decodificación del teclado	15
2.1.4	Reconocimiento de la clave	26
2.1.5	Comandos de control	29
2.1.6	Transmisión	33
2.1.7	Interfaz micro - leds infrarrojos	46
2.1.8	Plano eléctrico	50
2.2	Diseño del Receptor	51
2.2.1	Descripción general	51
2.2.2	Diagrama de bloques	52
2.2.3	Unidad de control	54
2.2.4	Control local	61

2.2.5	Control remoto	64
2.2.6	Comandos de control	68
2.3	Diagramas	72
2.3.1	Diagrama de flujo general del transmisor	72
2.3.2	Diagrama de flujo general del receptor	74

CAPITULO III: DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL

3.1	Fuentes de alimentación	77
3.2	Acondicionamiento de las señales recibidas	84
3.2.1	Convertidor corriente - voltaje	87
3.2.2	Amplificación y filtrado	87
3.2.3	Comparador con histéresis	88
3.2.4	Detector de tono	90
3.3	Circuitos de operación y control	94
3.3.1	Interfaz microprocesador - motor	94
3.3.2	Sensor de sobrecarga	100
3.3.3	Interruptores de fin de carrera	102
3.4	Protecciones	104
3.5	Señalizaciones	105
3.6	Plano Eléctrico	106
3.7	Características del motor utilizado	107

CAPITULO IV: DISEÑO MECANICO

4.1	Consideraciones mecánicas	110
4.1.1	Condiciones del diseño mecánico	110

4.1.2	Descripción del diseño	111
4.2	Acoplamiento motor-carga	113
4.2.1	Diseño del sistema tornillo - tuerca	115
4.3	Esquema mecánico	116

CAPITULO V: CONSTRUCCION

5.1	Pruebas realizadas y resultados obtenidos	119
5.2	Esquemas y planos generales	125
5.3	Guía de utilización del equipo	131
5.3.1	Transmisor	131
5.3.2	Receptor	133

CAPITULO VI: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1	Conclusiones	136
6.2	Recomendaciones	138

APENDICE A:	Listado de programas	141
APENDICE B:	Características del microprocesador 8748	155
APENDICE C:	Hojas de datos de los elementos utilizados ..	174
APENDICE D:	Conceptos básicos de optoelectrónica	237

BIBLIOGRAFIA	253
--------------------	-----

CAPITULO I: GENERALIDADES

- 1.1 Introducción y Contenido
- 1.2 Objetivos
- 1.3 Aplicaciones
- 1.4 Características generales del sistema a diseñarse
- 1.5 Diagramas de bloques

CAPITULO I: GENERALIDADES

1.1 INTRODUCCION Y CONTENIDO

Con el creciente desarrollo de la electrónica y de los sistemas digitales integrados a gran escala, la tendencia actual de la industria es tratar de que sus procesos sean automáticos, reemplazando los anteriores equipos por sistemas electrónicos más versátiles, seguros y de menor tamaño. Pero esta tendencia no es sólo a nivel industrial, sino también a nivel doméstico, en donde se puede facilitar la realización de actividades dando mayor comodidad al usuario con equipos de bajo costo, entre los que se podría mencionar, sistemas de seguridad y sistemas de control remoto.

Un sistema de control remoto puede ser tan simple como el encendido de una lámpara, o tan sofisticado como los existentes en plantas industriales. Se lo puede realizar de muchas formas como por ejemplo con sistemas de radio, ultrasónicos, con luz; y el uso de cualquiera de estas posibilidades dependerá de los requerimientos y características del sistema distante que se desea controlar.

En este caso se desea controlar el activado, desactivado e inversión de giro de un pequeño motor de corriente continua, utilizando luz infrarroja modulada. El transmisor envía un código digital, el cual es decodificado por el receptor para realizar la acción de control correspondiente.

La presente tesis de grado con el tema " Control Remoto de un Motor", está constituida por seis capítulos, en los cuales se trata de dar un enfoque del sistema diseñado principalmente de la parte eléctrica y electrónica como es natural, pero además se analizan ciertos aspectos mecánicos que están ligados al funcionamiento del motor y por ende del control remoto.

El primer capítulo contiene la parte introductoria, donde se describe el modelo a construirse en forma general. El siguiente capítulo contiene el diseño detallado del transmisor y del receptor.

Luego de tener solucionado el problema de la transmisión y recepción digital, en el tercer capítulo se describe el diseño de los circuitos de control propiamente dichos, los cuales toman la señal transmitida y la transforman en una determinada acción de control; además se presenta el diseño de las fuentes de polarización tanto para el motor como para el circuito de control y se analizan las protecciones y señalizaciones del sistema.

En el capítulo cuarto se indican los aspectos mecánicos que tienen importancia en cuanto al dimensionamiento del motor y en la forma en que la carga mecánica se acoplará a su eje.

En el quinto capítulo se describen los pasos seguidos en la construcción del modelo, y se presentan algunos datos experimentales tomados de las pruebas realizadas. Por último en el capítulo seis se indican las conclusiones acerca del modelo construido y algunas recomendaciones. También se adjunta un apéndice donde está el listado de los programas para el microprocesador Intel 8748 tanto del transmisor como del receptor, las hojas de datos de los elementos utilizados en el diseño y la bibliografía empleada en el desarrollo del presente trabajo.

1.2 OBJETIVOS

Cómo se explicó brevemente en 1.1, el objetivo principal de la tesis es la construcción de un modelo a pequeña escala, que permita el control remoto de un motor D.C., utilizando el microcontrolador INTEL 8748 tanto en el receptor como en el transmisor, lográndose con esto un sistema de gran versatilidad y disminución considerable de hardware, en el cual fácilmente se pueden realizar cambios y expansión en el sistema sin que varíe la parte física y circuital del modelo, únicamente

se deberá alterar adecuadamente el software o el programa del microcontrolador.

Además se pretende que el modelo tenga todas las características que debería tener el sistema real, es decir que disponga de las protecciones necesarias, tanto para la parte de fuerza como para los circuitos de control, así como también provea las señalizaciones en el transmisor y en el receptor, para que el usuario siempre conozca que tipo de acción se está realizando.

El uso del microprocesador se justifica tomando en cuenta la gran versatilidad que ofrece y además su bajo costo.

La tendencia actual es emplear los microcontroladores en diseños que usando técnicas convencionales encarecerían al sistema y aumentarían notablemente su tamaño y cuando se desee realizar ciertas modificaciones probablemente sea necesario muchas variaciones circuitales.

1.3 APLICACIONES

Un Sistema de Control Remoto de un Motor tiene gran cantidad de aplicaciones tanto a nivel industrial como doméstico, ya que al eje del motor se pueden acoplar una gran variedad de

cargas que realizarán ciertos trabajos mecánicos. Ejemplos sencillos podrían ser el control de una puerta de garage, algún sistema transportador de material, un teclé, etc.

Analizando específicamente el modelo construido, para que se pueda observar de mejor manera una aplicación práctica; el motor mueve una pequeña puerta de aluminio. Se pueden hacer variaciones, alterando el hardware o el software para una aplicación específica, así por ejemplo, se pueden acoplar sensores de posición y velocidad y realizar control de estas variables, otra posibilidad podría ser el tener un sistema de velocidad variable utilizando modulación por ancho de pulso para lo cual habría que implementar las subrutinas correspondientes en el microprocesador 8748.

Como ya se había mencionado anteriormente el equipo tiene la posibilidad de ampliar sus comandos de control, lo que facilita el realizar muchas aplicaciones, ya que el control de un motor es sólo un caso particular. Las salidas del receptor podrían utilizarse para el encendido de sistemas de iluminación, de equipos eléctricos, electrónicos, alarmas, etc.

1.4 CARACTERISTICAS GENERALES DEL SISTEMA A DISEÑARSE

Ampliando lo descrito en Objetivos cabe señalar que el propósito del sistema a diseñarse es controlar a distancia el fun-

cionamiento de un motor de corriente continua a cuyo eje se encuentra acoplada una pequeña ventana de aluminio que simula una puerta de garage. Para transmitir las diferentes señales de control se propone la utilización de un transmisor de luz infrarroja modulada y codificada.

El alcance adecuado para el control remoto se considera aproximadamente en cinco metros (5 m.), tomando en cuenta el tipo de transmisión.

Ya que el transmisor envía señales de luz infrarroja modulada, el receptor deberá tener un elemento fotodetector cuya mayor sensibilidad esté dentro del espectro de luz infrarroja; la señal que recibe el fotodetector deberá ser acondicionada para que pueda ser codificada por el circuito de control, el mismo que deberá comandar a un circuito de fuerza o interfaz que alimente al motor y que permita su activado , desactivado e inversión de giro.

Puede ocurrir que el transmisor sufra algún daño que lo haga inoperable, por lo tanto se considera necesario que el receptor disponga de un mecanismo de control local, es decir que el motor pueda ser operado directamente desde el receptor.

Se ha seleccionado al microprocesador 8748 como el elemento fundamental del diseño, ya que será utilizado en todas las funciones del transmisor y como dispositivo de control en el recep-

tor. Debido a su importancia, en el Apéndice B se describen algunas de sus características relevantes, especificaciones eléctricas y el listado de sus instrucciones.

Se pretende que el sistema sea totalmente independiente, es decir que tenga sus propias fuentes de alimentación y que disponga de las protecciones y señalizaciones necesarias para que además de ser un modelo didáctico, el operador siempre conozca cual fue la última operación realizada por el motor.

1.5 DIAGRAMA DE BLOQUES

En los puntos anteriores se indican, las características generales del sistema a diseñarse, y para cumplir con el objetivo del primer capítulo de dar una visión general del modelo, en la Figura. 1-1 se presenta en un diagrama de bloques, las partes constitutivas del equipo a diseñarse y construirse:

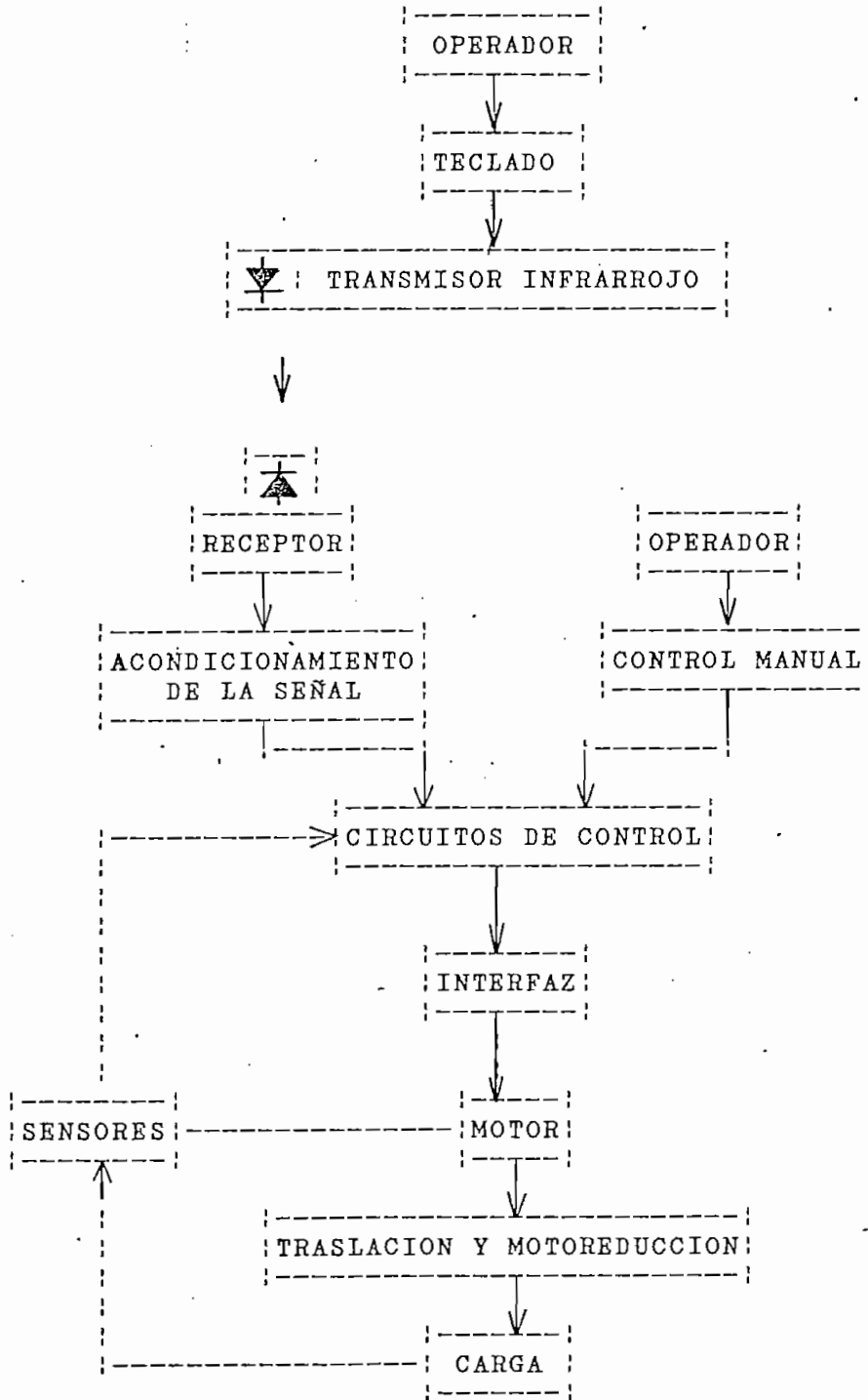


Fig. 1-1
 Diagrama de bloques del sistema a diseñarse.

Ahora que se conocen las características generales del modelo a diseñarse así como de los elementos que lo constituyen, en los siguientes capítulos, como se indicó en el numeral 1.1, se detalla el diseño de los bloques indicados, y se exponen los criterios que justifican la existencia de cada uno de ellos, así como también de los elementos que los conforman.

CAPITULO II: DISEÑO DEL TRANSMISOR Y DEL RECEPTOR

2.1 Diseño del transmisor

2.2 Diseño del receptor

2.3 Diagramas

CAPITULO II: DISEÑO DEL TRANSMISOR Y DEL RECEPTOR

2.1 DISEÑO DEL TRANSMISOR

2.1.1 DESCRIPCION GENERAL

El circuito transmisor construido es una unidad portátil de tamaño relativamente reducido para facilitar su transporte y manipulación. Básicamente está constituido por un teclado que es medio por el cual el operador se comunica con el sistema. El teclado tiene las siguientes características:

- Capacidad de ingresar un código o clave mediante la cual el sistema está listo para aceptar algún comando de control siempre y cuando las teclas presionadas hayan sido las adecuadas.

- Capacidad de ingresar los códigos que servirán para realizar las acciones de control sobre el motor.

El elemento medular es el microprocesador INTEL 8748 el mismo que realiza las siguientes funciones:

- Decodifica el teclado

- Reconoce la clave de acceso al sistema
- Transmite un dato en forma serie
- Enciende las señalizaciones correspondientes

El circuito transmisor es alimentado por una batería de 9 V. a través de un regulador de 5 V., el cual da el voltaje de polarización a los circuitos integrados.

2.1.2 DIAGRAMA DE BLOQUES

El funcionamiento básico del transmisor está descrito por el diagrama de bloques que se muestra en la Figura. 2-1.

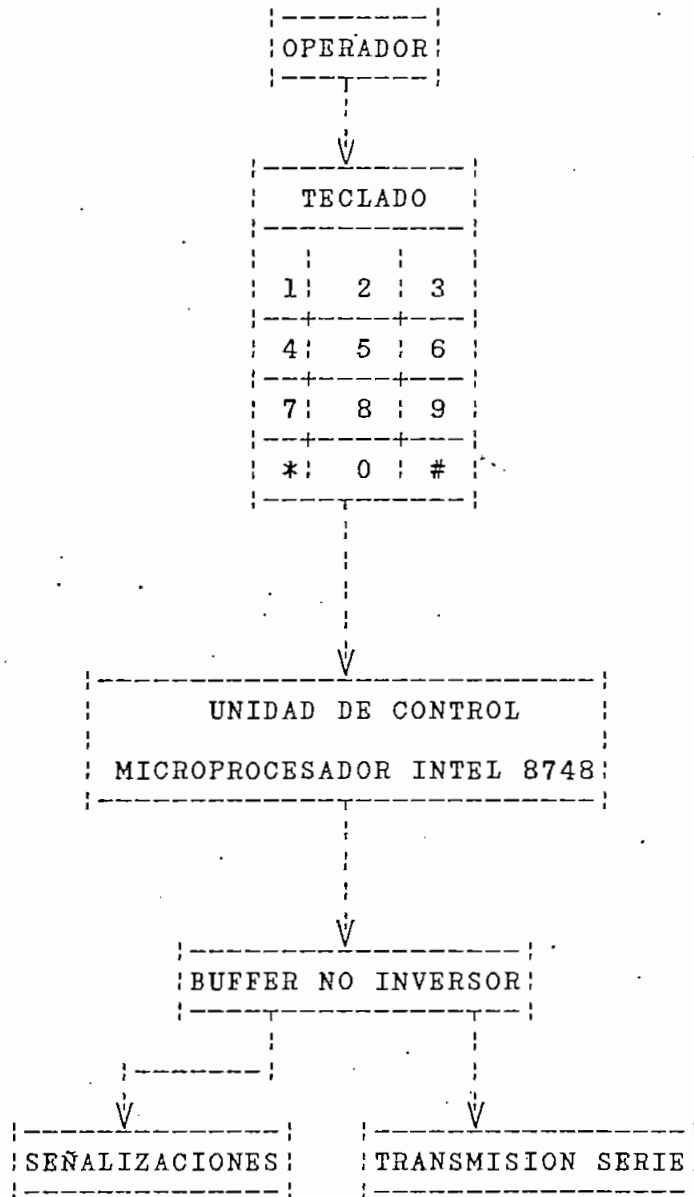


Fig. 2-1
Diagrama de bloques del Transmisor

Como se puede observar en la Figura. 2-1 el operador se comunica con la unidad de control a través de un teclado; el procesador decodifica la tecla presionada, y de acuerdo a su valor realiza la transmisión serie del dato retornando a barrer el teclado en espera de otro comando de control. Las salidas del 8748 manejan a un buffer tres estados, no inversor, y éste a su vez maneja las señalizaciones y a un transistor que actúa como conmutador y tiene como carga dos diodos emisores de luz infrarroja (LEDs infrarrojos).

A continuación se presenta de manera detallada el diseño del hardware y software de cada uno de los bloques que constituyen el transmisor.

2.1.3 DECODIFICACION DEL TECLADO

Como se indicó el teclado utilizado está compuesto de 12 teclas, agrupadas en una matriz de 4 filas x 3 columnas conectadas al puerto P₂ y al puerto P₁ del microprocesador 8748, el mismo que debe realizar las siguientes funciones; en el manejo del teclado:

- Habilita cada columna secuencialmente
- Detecta si un switch ha sido presionado
- Elimina el rebote en la conexión
- Verifica que se trata de una tecla válida

- Espera que la tecla sea liberada
- Elimina el rebote en la desconexión
- Decodifica la tecla y retorna al programa principal

Las funciones anteriormente mencionadas se realizan bajo el control de la subrutina "TECLADO".

El hardware empleado para el manejo del teclado se indica en la Figura. 2-2.

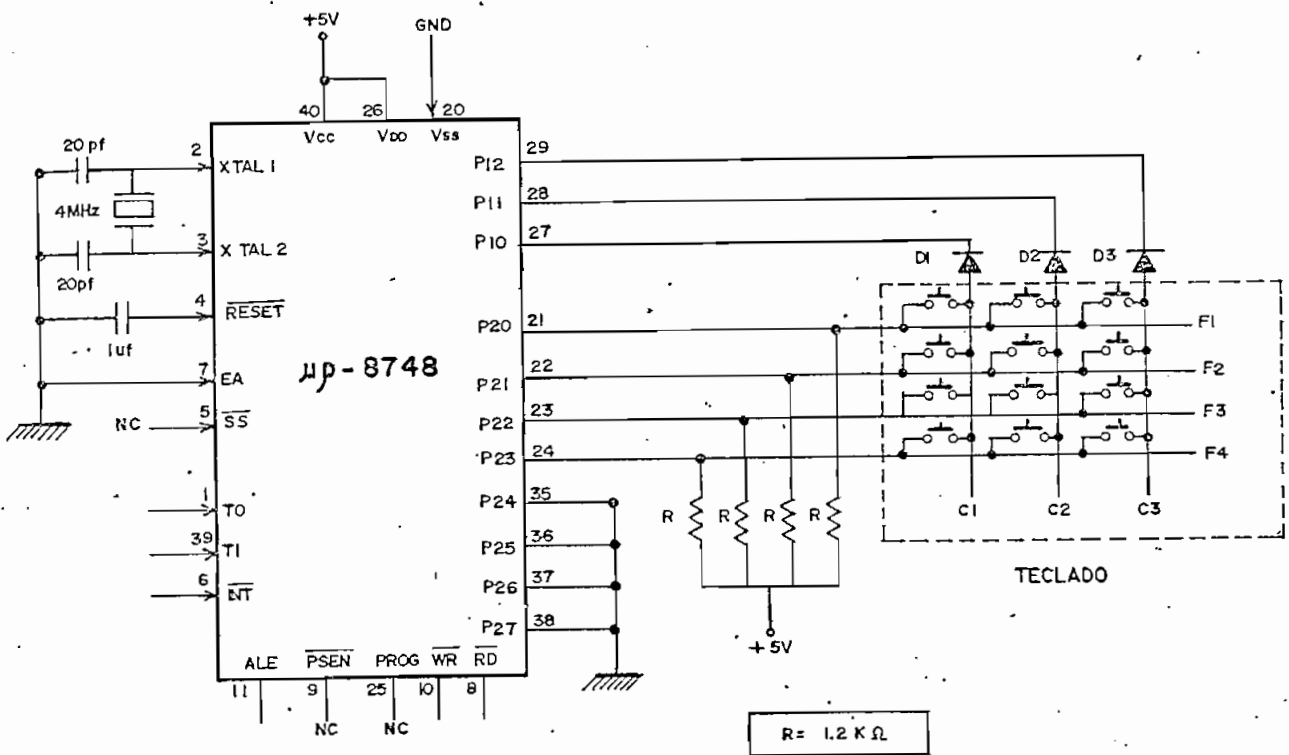


Fig. 2-2
Manejo del Teclado

En esta figura la resistencia R se la utiliza para pull up, y los diodos D₁, D₂ y D₃ sirven de protección cuando más de una tecla de una misma fila, sea presionada simultaneamente. El puerto P₁ se lo utiliza como salida y al puerto P₂ como entrada, ya que para determinar si una tecla ha sido presionada, el microprocesador saca secuencialmente un 0_L en cada una de las columnas y lee el dato existente en P₂; si éste es 0_{FH} significa que ninguna tecla ha sido presionada, de lo contrario algún switch ha sido cerrado y es necesario decodificarlo.

Así por ejemplo, cuando existe un 0_L en la columna C₁ y se presiona la tecla 7, el dato que leerá el microprocesador es 0B_H, el mismo que será común para todas las teclas de esa fila y para determinar cual switch fue pulsado se utiliza el dato de la columna habilitada.

Cuando en sistemas digitales trabajamos con switches se presenta el problema del REBOTE que consiste en transiciones que duran unos pocos milisegundos hasta obtener un estado lógico estable; en ciertos casos, estas transiciones no afectan al funcionamiento del sistema pero en este diseño, el rebote podría causar el ingreso erroneo de datos, ya que el microprocesador interpreta como si la tecla hubiera sido pulsada en forma repetitiva. En la Figura. 2-3 se muestra el rebote en el cierre y apertura de la tecla.



Fig. 2-3
Rebote al pulsar una tecla.

La eliminación del rebote se lo hace por software; considerando que éste dura alrededor de 10 mseg., se lee la tecla nuevamente y si es el mismo dato se considera a la tecla como válida.

Cuando una tecla es válida se la decodifica de la siguiente manera: se barre las columnas secuencialmente empezando por C_1 con el dato $C6H$ que sale por P_1 ; para una mejor explicación del método se presenta la siguiente tabla:

TABLA 2.1: HABILITACION DE LAS COLUMNAS DEL TECLADO

Registro R0			Valor		columna habilitada
Columns	C ₃	C ₂	C ₁	hexadecimal	
1 1 0 0 0	1	1	0	C6	C ₁
Rotación izquierda de R0					
1 0 0 0 1	1	0	1	8D	C ₂
Rotación izquierda de R0					
0 0 0 1 1	0	1	1	1B	C ₃

La forma de onda de la señal de barrido de las columnas de la matriz del teclado utilizado se muestra en la Figura. 2-4.

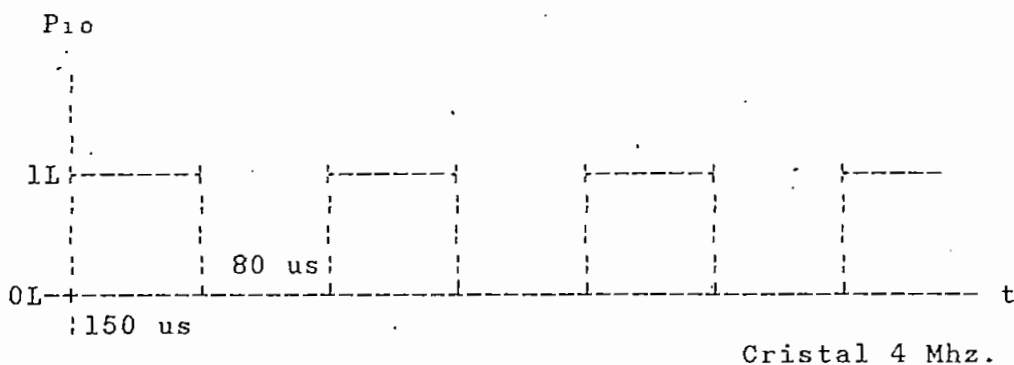


Fig. 2-4
Señal de barrido de las columnas del teclado.

Como se puede observar, a cada columna le corresponde un valor hexadecimal, y lo mismo sucede para cada fila; de esta manera para determinar la tecla presionada, se realiza la suma binaria del valor de la columna mas el valor de la fila, por tanto cada tecla tendrá asociado un valor hexadecimal diferente y de acuerdo a éste, el microprocesador realiza la función correspondiente.

Lo indicado anteriormente se resume en la siguiente tabla:

TABLA 2.2: DECODIFICACION DEL TECLADO

Tecla	Valor en P ₂	Columna habil.	Decodific.
1	0E	C6	D4
2	0E	8D	9B
3	0E	1B	29
4	0D	C6	D3
5	0D	8D	9A
6	0D	1B	28
7	0B	C6	D1
8	0B	8D	98
9	0B	1B	26
*	07	C6	CD
0	07	8D	94
#	07	1B	22

Luego de realizar la decodificación, el microprocesador espera hasta que la tecla haya sido liberada, elimina el rebote en la desconexión y retorna a la siguiente línea del programa desde la cual se llamó a la subrutina "TECLADO".

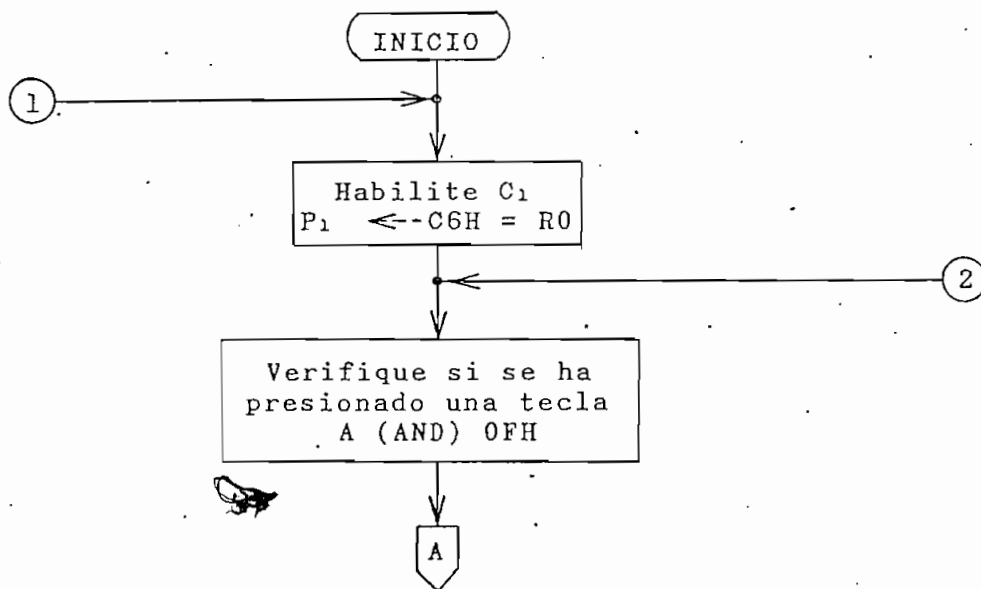
A continuación se indica el diagrama de flujo que permitirá desarrollar el software de la subrutina "TECLADO".

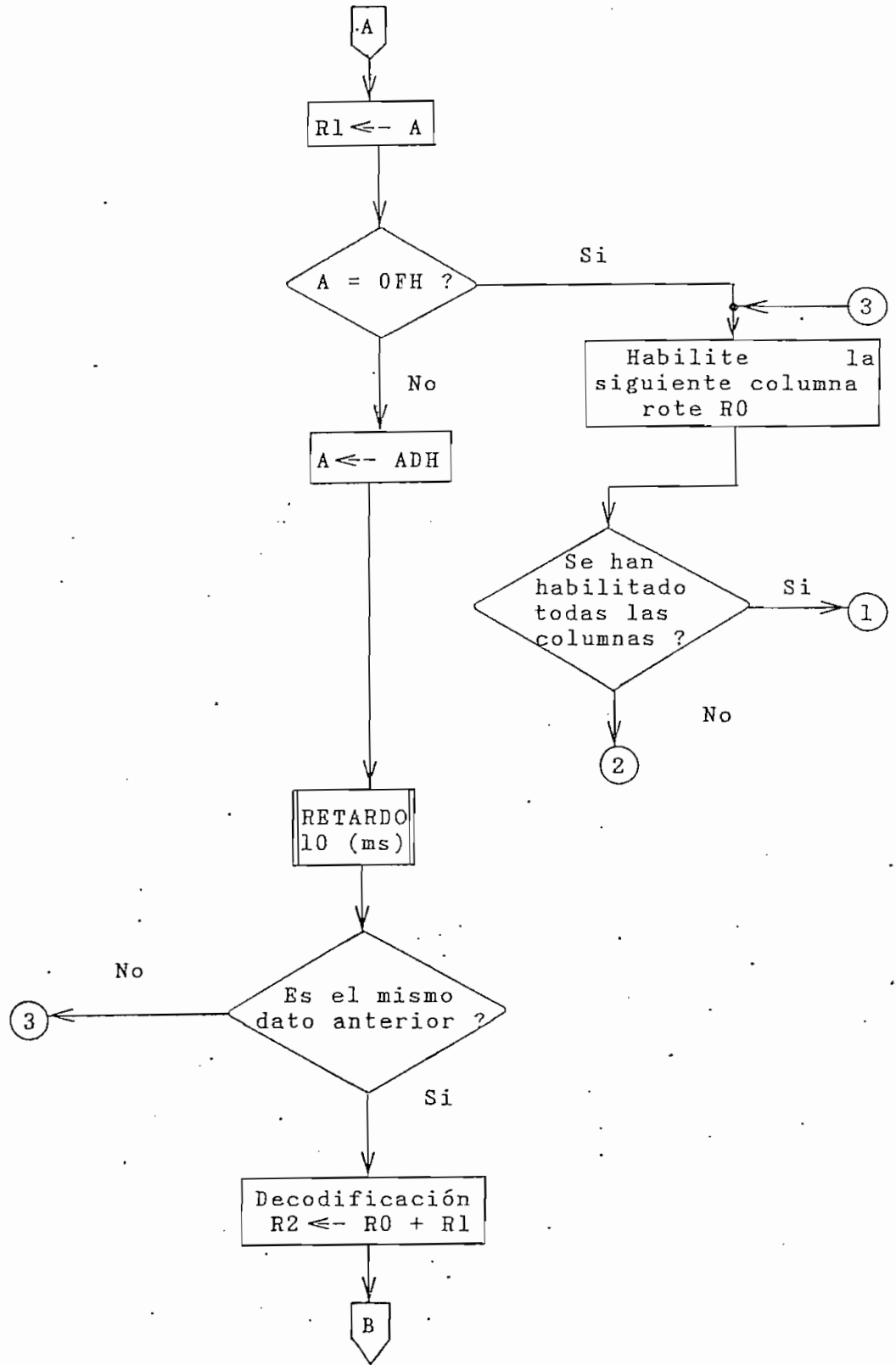
Subrutina: TECLADO

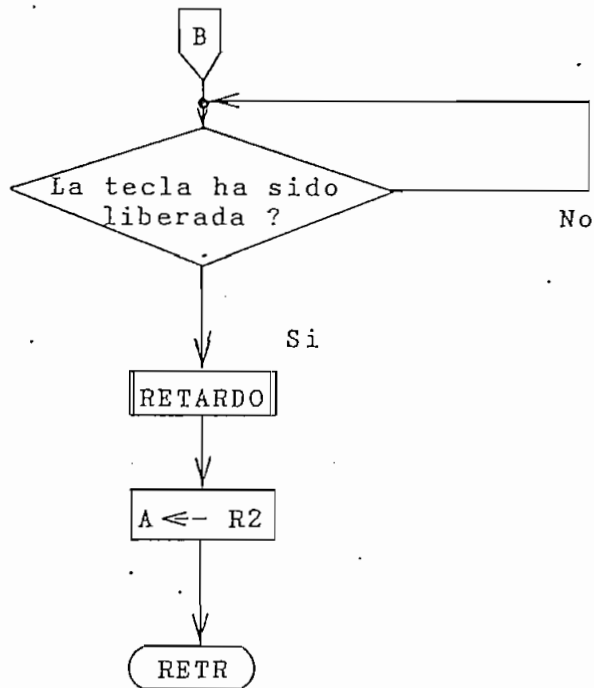
Función : Decodificación del Teclado

Subrutinas utilizadas: RETARDO

Parámetros: R1 Dato leído en P2
R0 Columna habilitada
R2 Tecla decodificada







Los valores hexadecimales que deben cargarse en los registros están justificados en el punto anterior; quedaría tan sólo lo referente a la generación del retardo de 10 (ms).

Para generar los retardos, una opción fácil y precisa que ofrece el microprocesador 8748 es el uso del registro Temporizador/Contador, pues en el modo Timer, el registro se incrementa cada 120 useg., por lo tanto se calcula el valor que se debe cargar en T para lograr el retardo deseado.

$$\text{Retardo} = 10 \text{ ms}$$

$$\text{No.} = \frac{10 \text{ ms}}{120 \text{ us}} = 83$$

00 -----> FFH > 256 transiciones

$$\text{No.} = 256 - 83 = 173$$



Transformando al equivalente hexadecimal, se tiene:

```

|-----|
|  T = ADH  |
|-----|

```

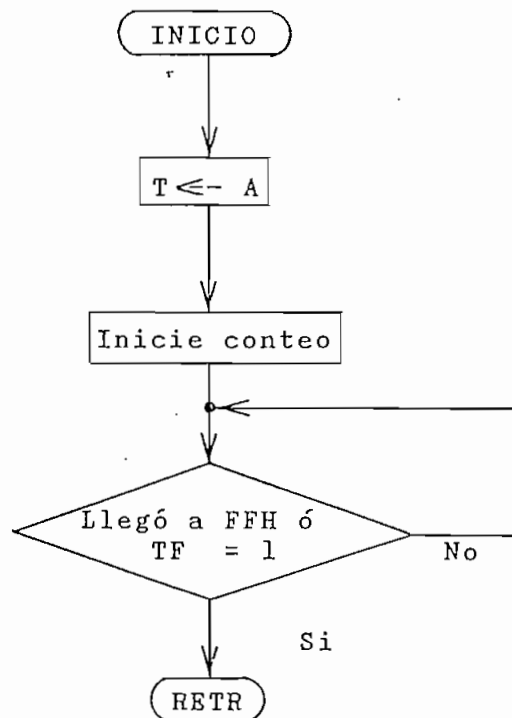
A continuación se presenta el diagrama de flujo de la subrutina "RETARDO".

Subrutina: "RETARDO"

Función: Generar un retardo de tiempo, dependiendo del dato existente en el acumulador.

Subrutina utilizada: ninguna

Parámetros: Valor existente en A, bandera TF (Timer Overflow).



Ahora se pasa a definir las funciones de los switches del teclado disponible en base a las especificaciones de diseño, las mismas que se indican a continuación:

- Ingreso de una clave
- Desplazamiento de la puerta hacia la derecha
- Desplazamiento hacia la izquierda
- Motor detenido
- Comprobación de las señalizaciones
- Reset

En el teclado, se ha escogido que los switches 1, 2, 3, 4, y

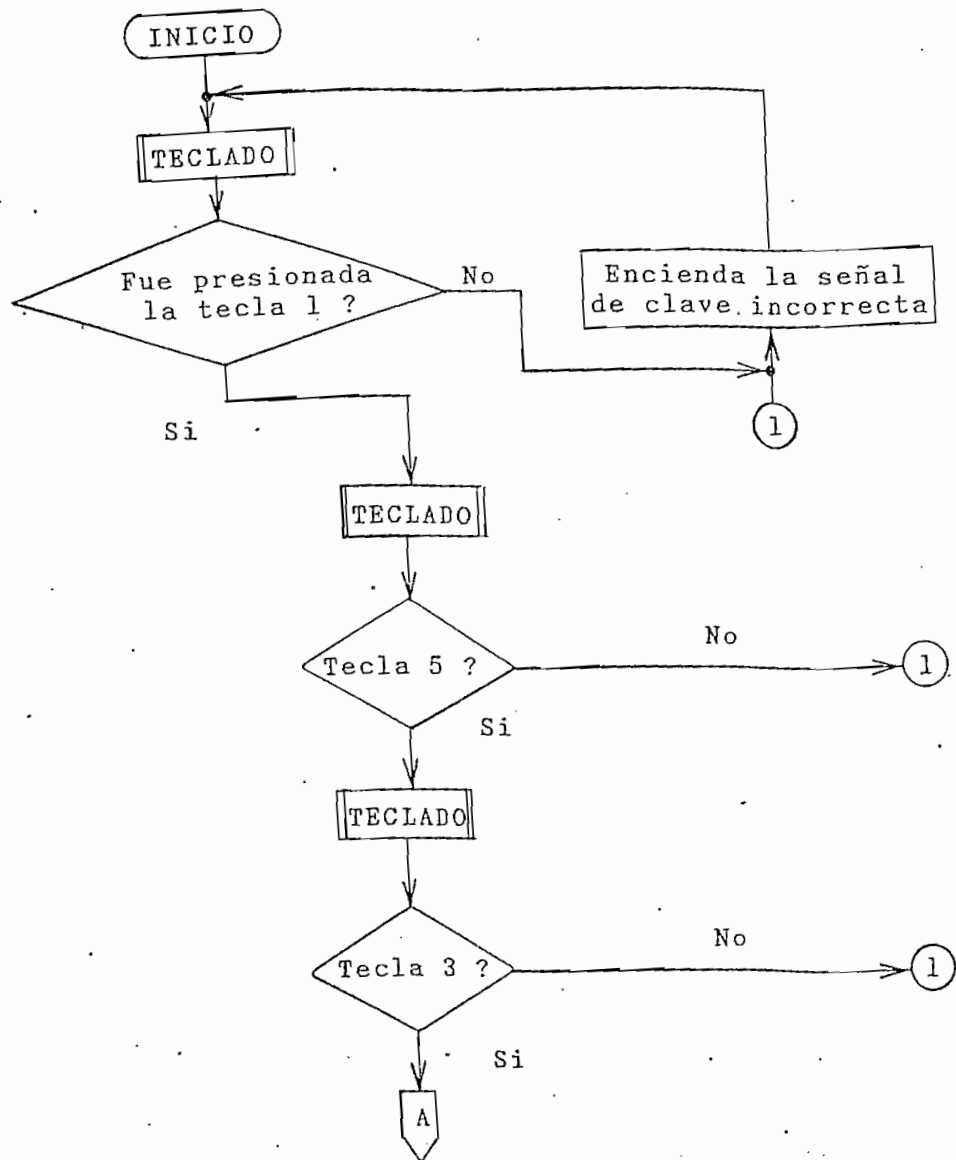
5 sean los que definan la clave, y las teclas 6, 7, 8, 9, *, # serán las que tengan asociados los comandos de control; la tecla "0" (Operador) se usará como el lazo de unión entre el usuario y el microprocesador, es decir, una orden será ejecutada luego de la tecla Operador haya sido presionada, a excepción de la tecla RESET cuya función es la de retornar al transmisor a su estado inicial. Las funciones asignadas a las teclas se hallan resumidas en la siguiente tabla:

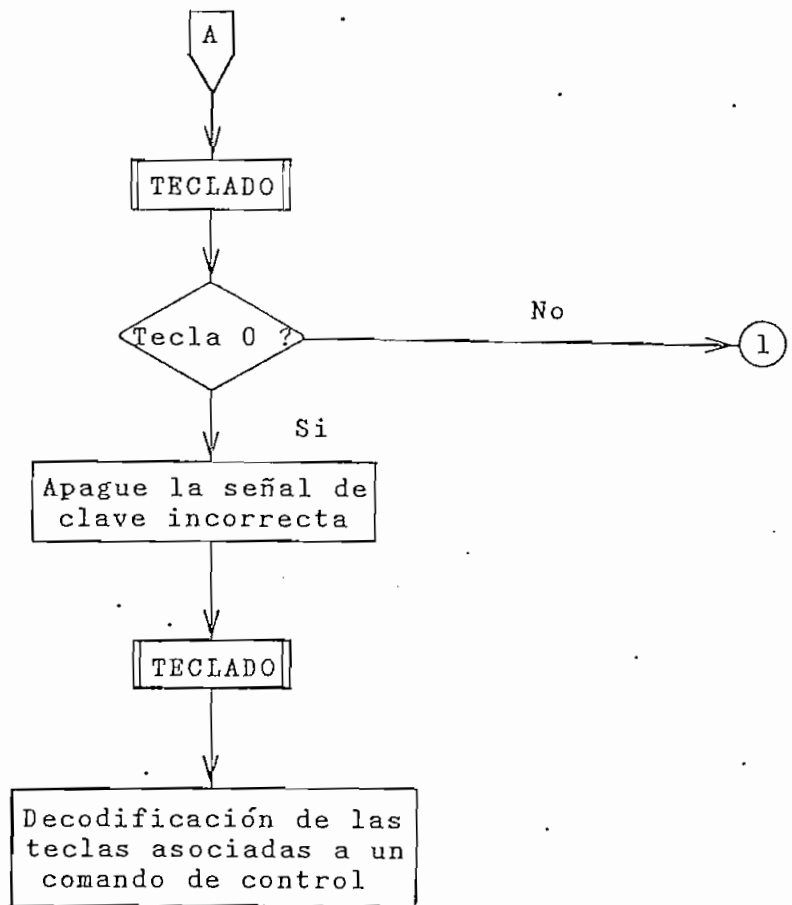
TABLA 2.3: FUNCIONES DEL TECLADO

TECLA	CODIGO	FUNCION
1	D4	Clave
2	9B	No utilizada
3	29	Clave
4	D3	No utilizada
5	9A	Clave
6	28	Señalizaciones
7	D1	Desplazamiento a la derecha
8	98	Desplazamiento a la izquierda
9	26	Motor detenido
*	CD	Señalizaciones del Transmisor
0	94	OPERADOR
#	22	RESET

2.1.4 RECONOCIMIENTO DE LA CLAVE

Luego de que el teclado ha sido decodificado, a continuación se presenta la rutina para que el microprocesador reconozca la clave de acceso al sistema, la misma que consiste en la secuencia de teclas 1, 5, 3 y 0 (Operador). El diagrama de flujo se muestra a continuación:





Para saber si una tecla ha sido presionada, el dato generado por la subrutina "TECLADO", es almacenado en el acumulador y se realiza una operación OR exclusivo con el código de la tecla correspondiente, si el valor final del acumulador es cero significa que esa tecla fue presionada y el programa continúa, de lo contrario existe error en la clave y el control del programa retorna al inicio encendiéndose un Led que indica que la secuencia de teclas es incorrecta.

Cuando el usuario ha ingresado la clave el transmisor está listo para enviar el dato correspondiente a la tecla de control presionada.

2.1.5 COMANDOS DE CONTROL

Como se había mencionado anteriormente, se tienen teclas para la clave y otras para los controles propiamente dichos, estas últimas son: 6, 7, 8, 9, *, #. Además considerando que son cuatro comandos a transmitirse es necesario transmitir cuatro códigos diferentes los cuales serán detectados y decodificados en el receptor.

Cuando una tecla de control es decodificada, el programa llama a la subrutina que realiza la transmisión serie del dato presente en el acumulador o realiza una operación en el transmisor.

Para mayor facilidad a cada uno de los comandos se les ha dado los nombres que se indica en la siguiente tabla:

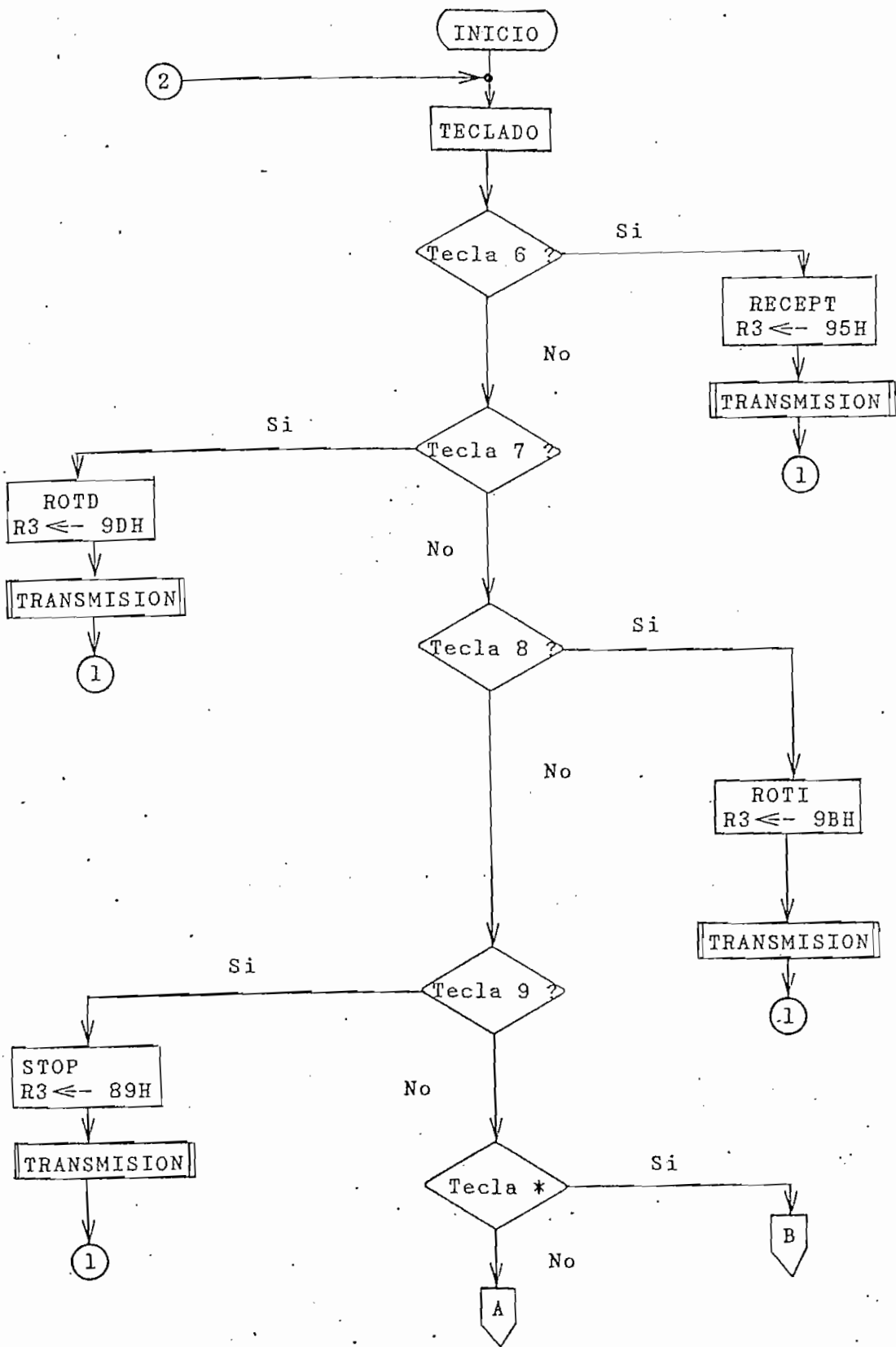
TABLA 2.4: COMANDOS DE CONTROL

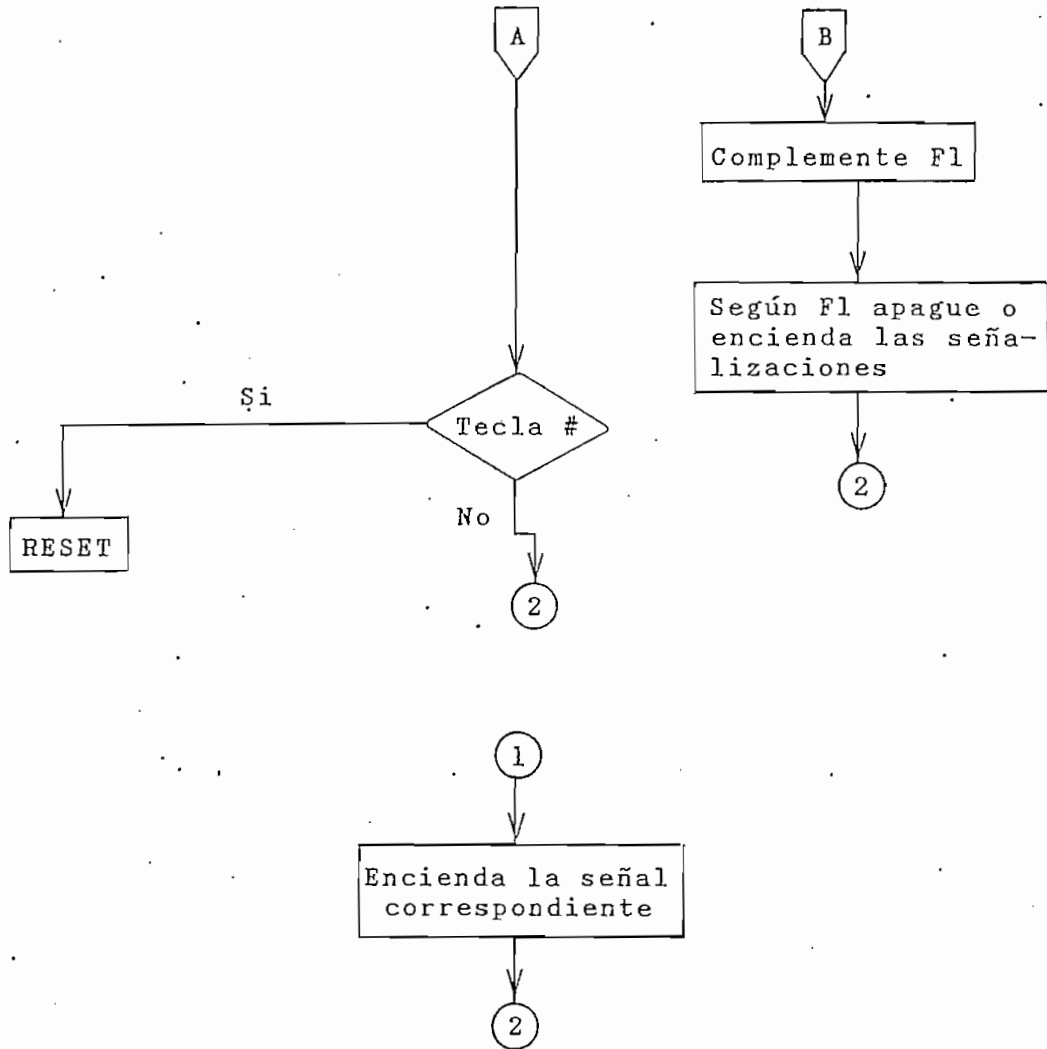
TECLA	COMANDO	DESCRIPCION
6	RECEPT	Señalizaciones del Receptor
7	ROTD	Desplazamiento hacia la derecha
8	ROTI	Desplazamiento hacia la izquierda
9	STOP	Detiene al Motor
*	SEÑAL	Señalizaciones
0	OPERADOR	Ejecución del comando de control
#	RESET	Inicializa al transmisor

Cabe anotar que para las teclas "*" y "#" no se transmite ningún dato ya que son teclas de control del transmisor. A continuación se indica el diagrama de flujo referente a los comandos de control:

Subrutinas utilizadas: TECLADO

Parámetros: R2 = código de la tecla presionada
R3 = dato a ser transmitido





Como en esta aplicación no es crítico el tiempo de ejecución del programa, se optó por realizar un barrido ascendente y secuencial de las teclas de control y cuando otra tecla (que no sea de control) es presionada, el programa ignora esa información. Aún cuando no se especifica en el diagrama de flujo, todas las acciones de control se realizarán siempre y cuando se

pulse la tecla " 0 " (operador), a excepción del RESET.

En cuanto a las señalizaciones se dispone de cinco, cuatro de las cuales serán controladas por el microprocesador y la quinta es la indicación de encendido; las señales son las siguientes:

- 1.- Transmisor encendido/apagado
- 2.- Desplazamiento hacia la derecha
- 3.- Desplazamiento hacia la izquierda
- 4.- Motor detenido
- 5.- Señal de clave incorrecta

2.1.6 TRANSMISION

Luego de haber concluido la decodificación del teclado, en las siguientes páginas se describe el punto esencial del transmisor, que consiste en la subrutina que permite la transmisión serie del dato digital que guarda la información que deberá ser captada por el receptor.

Para la transmisión se utilizará el código RS-232C pero modificado para esta aplicación en particular. El formato utilizado es el siguiente:

1 bit de inicio

4 bits de datos

2 bits de parada

en total se transmiten siete bits como se indica en la Figura. 2-5.

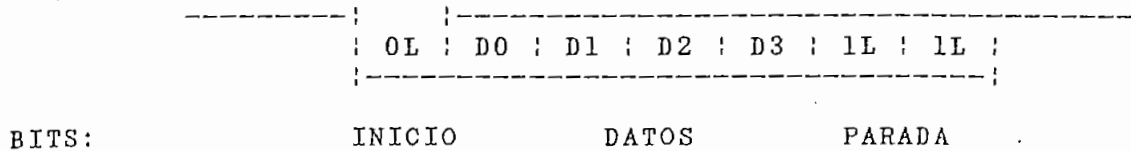


Fig. 2-5
Formato de Transmisión serie.

Un parámetro importante es la velocidad de transmisión, la misma que dependerá de las características del sistema. Considerando que en general los emisores como los fotodetectores no son muy rápidos y como se utilizará modulación por pulsos y además por frecuencia, se ha encontrado que una velocidad adecuada de transmisión sería 300 baudios. Es decir, cada bit tendrá una duración de 3.33 ms; este tiempo será generado por la subrutina " RETARDO ", siendo el dato para el timer el siguiente:

$$\text{No. Transiciones} = \frac{3.33 \times 10^{-3}}{120 \times 10^{-6}} = 27$$

$$256 - 27 = 229 \quad \rightarrow \quad \text{E5H}$$

Cada tecla de control tiene asociado un dato hexadecimal que deberá ser transmitido en forma serie a través del led infrarrojo. Este dato es cargado en el acumulador para su posterior utilización.

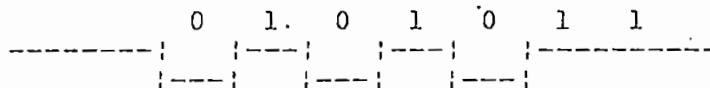
Cuando una tecla de transmisión ha sido decodificada, el programa principal llama a la subrutina de transmisión que consiste en rotaciones del acumulador hasta que el último bit haya sido transmitido; el bit de inicio será el que aliste o sincronice al receptor para que éste empiece a recibir la información. El bit de inicio será un 0L y se activa el led infrarrojo. Cabe mencionar que la secuencia de transmisión se la repite para aumentar la probabilidad de que el dato sea leído correctamente.

Además, como ya se indicó, apenas son cuatro palabras a ser transmitidas siendo suficiente utilizar cuatro bits de datos con los cuales se podría codificar hasta 16 comandos diferentes. A más de los bits de datos se tiene un bit de inicio (0L) y dos de parada (1L).

Las secuencias utilizadas se muestran en la Figura. 2-6.

TECLA PRESIONADA:

|--|
 | 6 | Señalizaciones del receptor.
 |--|



05H

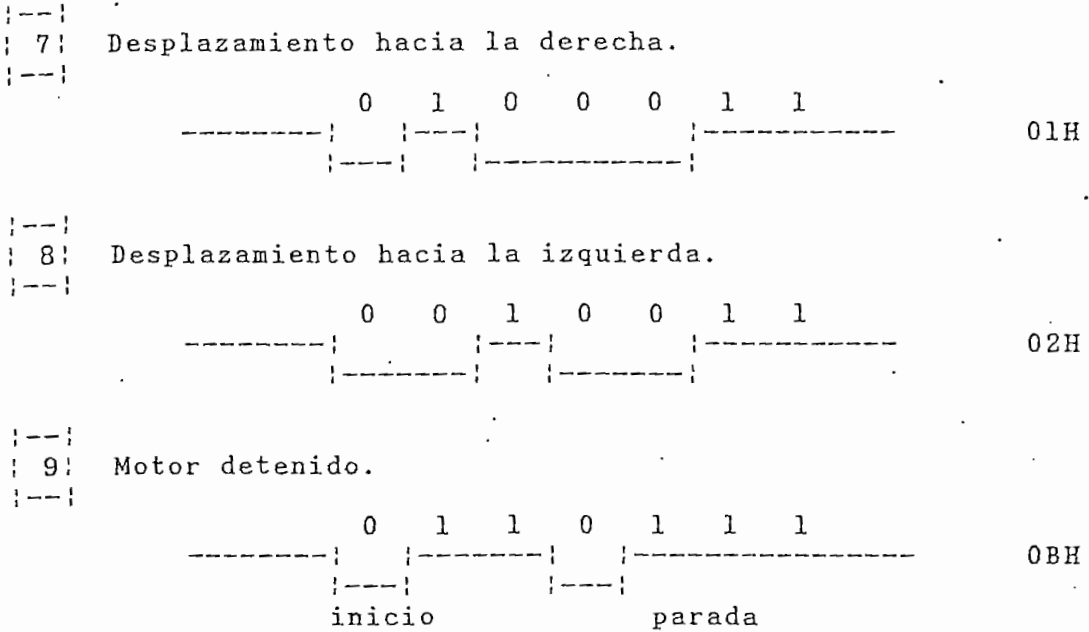
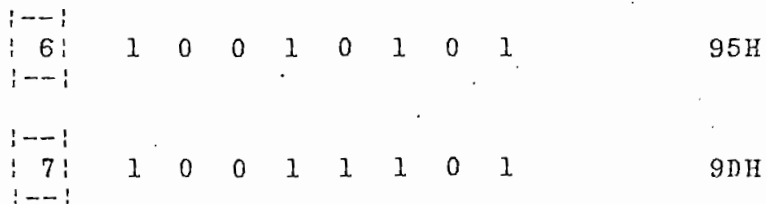


Fig. 2-6
Datos a ser Transmitidos.

Debido a la configuración de la interfaz entre el microprocesador y el led infrarrojo es necesario que el micro saque la información complementada, por tanto en el acumulador se debe cargar los datos:



8	1 0 0 1 1 0 1 1	9BH
9	1 0 0 0 1 0 0 1	89H

Tanto para la transmisión como para las señalizaciones se usará el bus de datos, ya que los puertos son utilizados para el manejo de teclado. En la transmisión a rotar el acumulador posiblemente todas las señales estarían encendidas, para evitar que esto suceda se utilizará un buffer tres estados cuya habilitación se conecta al bit 7 del bus, el cual siempre está en 1L durante la transmisión, desactivando todas las señales, luego cambia a 0L y habilita el buffer y se enciende la señal correspondiente al comando de control.

En la siguiente tabla se indica como está utilizado es bus de datos:

TABLA 2.5: BUS DE DATOS

BUS	PIN	FUNCION
DB0	12	Transmisión Serie
DB1	13	No utilizado
DB2	14	No utilizado

DB3	15	Señal: motor detenido
DB4	16	Señal: clave incorrecta
DB5	17	Señal: desplazamiento a la derecha
DB6	18	Señal: desplazamiento a la izquierda
DB7	19	Habilitación del buffer

Anteriormente se había mencionado que para aumentar la confiabilidad el dato transmitido se repite algunas veces, y la transmisión dura 1/2 segundo quedando por calcular cuantas veces la secuencia se repite:

Duración de cada bit = 3.33 ms

No. de bits = 7

$7 \times 3.33 \text{ No. repetit.} = 1/2 \text{ s}$

No. = 20 = 14H \rightarrow R4

Este dato se almacena en el registro R4 y en cada secuencia se lo decrementa y la transmisión se repite hasta que el contenido de R4 sea 00H.

Se ha descrito de una manera general el formato que se empleará en la transmisión de la información, pero para implementar el software, es necesario que se consideren los factores que

rodean al sistema Transmisor-Receptor . No hay duda que el éxito de la operación del equipo está centrada en la adecuada recuperación de la señal transmitida, debido a que el receptor está afectado por señales ambientales de fuentes de luz naturales y artificiales que provocarán señales indeseables en el receptor, ya que ningún fotodetector responde a una única longitud de onda.

Por lo indicado anteriormente, es necesario pensar en alguna forma de transmisión tratando de que el ruido no afecte a los datos de modo que se puede hablar de una transmisión confiable .

Para la transmisión serie se utilizará modulación por pulsos y por frecuencia; sin ésta última, la recepción sería confiable sólo para distancias muy pequeñas y cuando no hay interferencias ambientales, lo que en realidad no sucede. El led apagado representa un 1L y el led encendido y apagado a la frecuencia de modulación será un 0L. Esta frecuencia de modulación necesariamente deberá ser mayor a la velocidad de transmisión, pero no debe sobrepasar la velocidad de respuesta (respuesta de frecuencia), de los elementos del transmisor y del receptor.

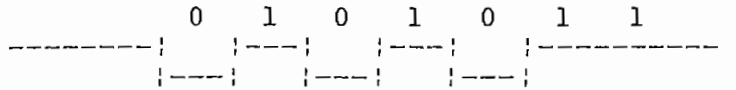
Para ilustrar lo dicho anteriormente se indican como serían las señales a transmitirse de un dato:

Ejemplo.- Dato 5H 0 1 0 1

se sabe que a mas del dato existe un bit de inicio y dos de parada, con lo que se tendrá:

1 1 0 1 0 1 0

Salida serial:



BITS: INICIO DATO PARADA

Modulación en frecuencia:

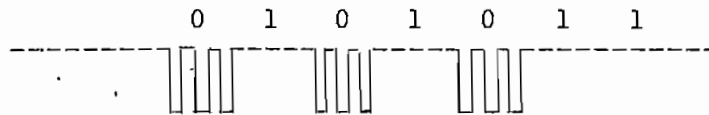


Fig. 2-7
Transmisión de un dato.

Cabe recalcar que como un 1_L implica que el led está apagado, no se utiliza modulación con lo cual las baterías del transmisor no se desgastan innecesariamente.

Se deberá escoger una frecuencia lo suficientemente alta respecto a 120 Hz (frecuencia de ruido por luz emitida de lámparas), pero que no sobrepase la velocidad de respuesta de los elementos y que pueda ser modulada a 300 baudios. Se ha escogido 10 Khz, para la cual todos los componente trabajan

adecuadamente.

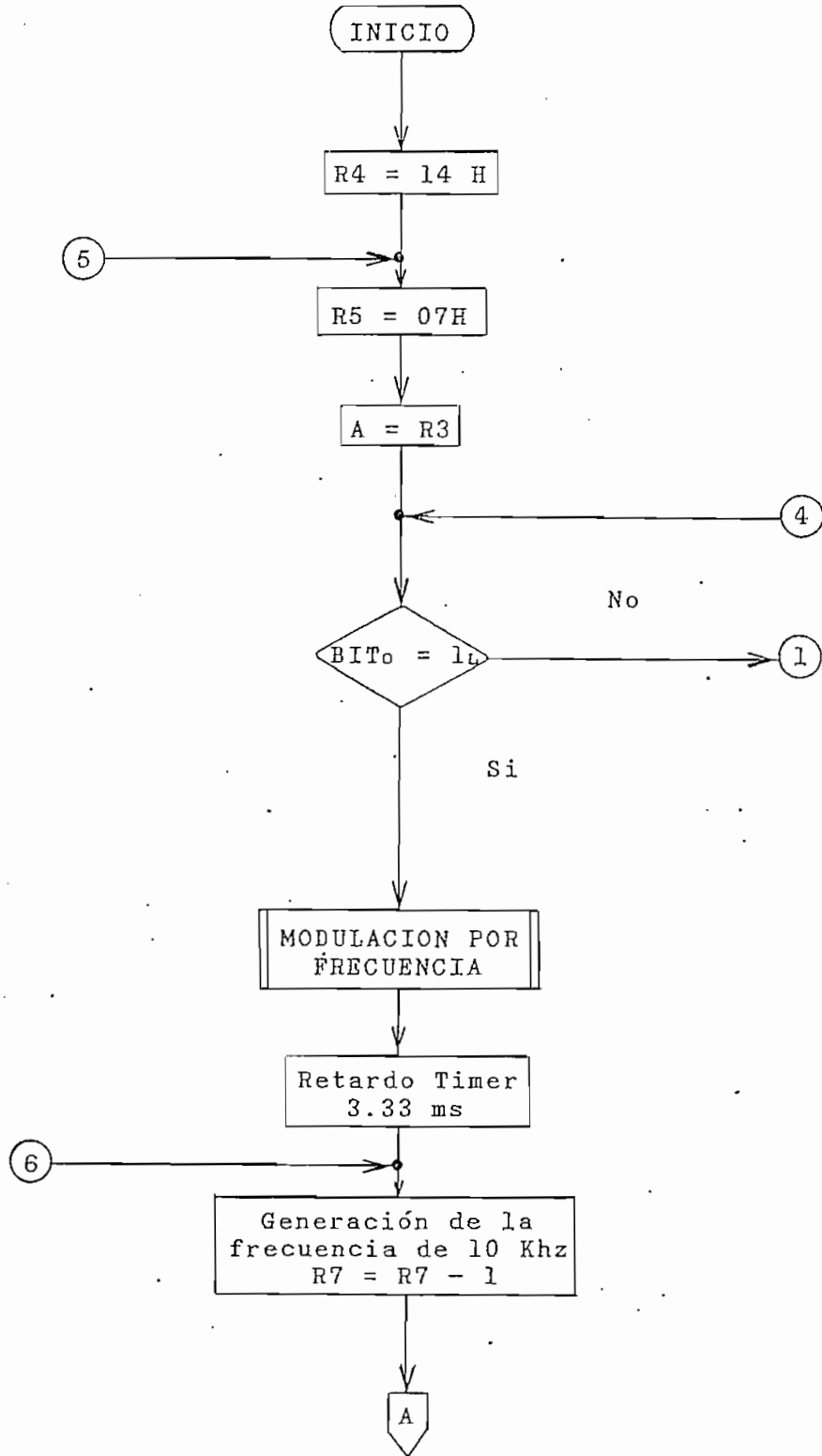
Dentro del programa principal, se ha elaborado la subrutina de transmisión serie; la misma que es llamada cuando se ha presionado una tecla de control. A continuación se indica el diagrama de flujo de la subrutina de transmisión serie llamada "TRANSM":

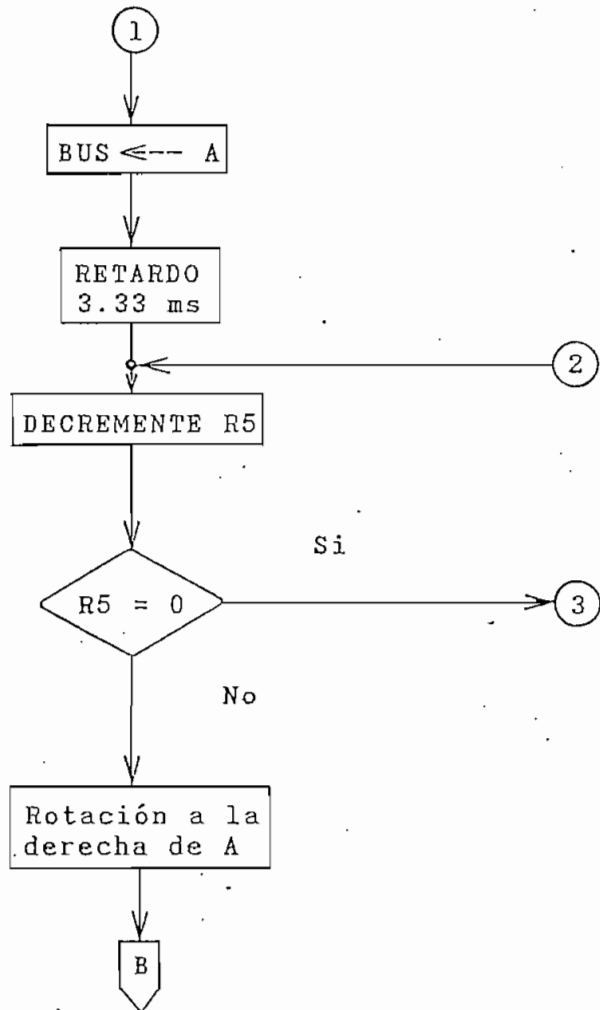
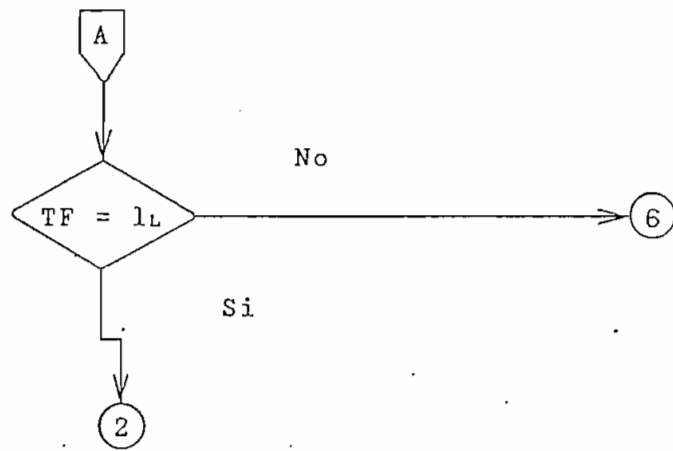
Subrutina: "TRANSM"

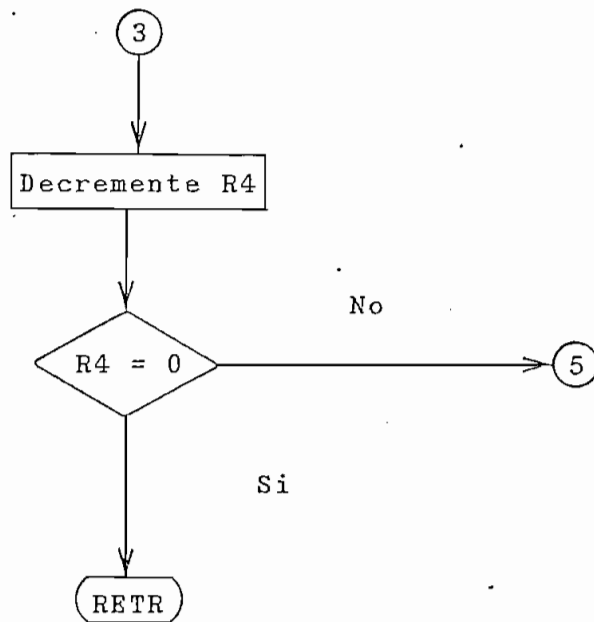
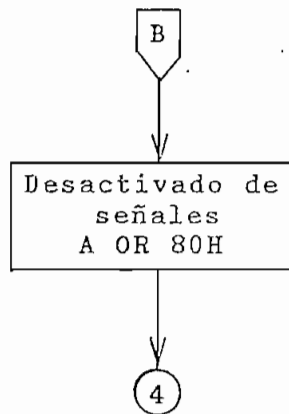
Función: Sacar por el bus el dato que será transmitido en forma seriada.

Subrutinas utilizadas: RETARDO

Parámetros: R3 = dato a ser transmitido
R4 = número de veces que se repite la transmisión
R5 = número de bits a transmitirse
R6 = registro auxiliar
R7 = dato para generar la frecuencia de 10 Khz







Cuando hay que transmitir un 0_L, la salida de D₈₀ del bus será como se indica en la Figura. 2-8..

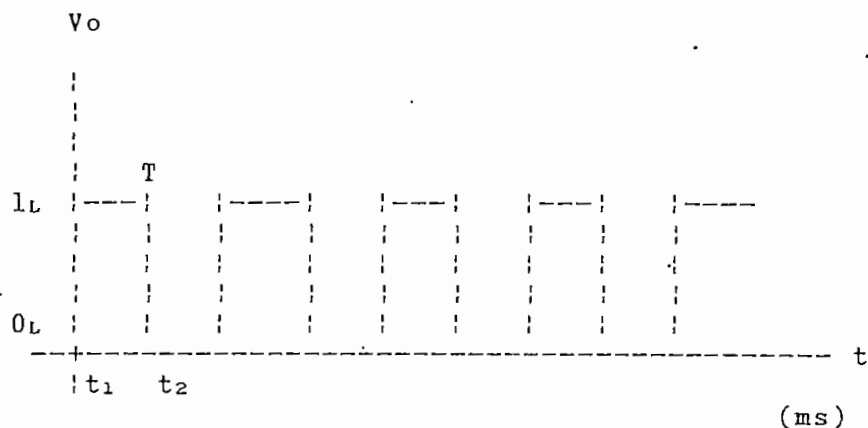


Fig. 2-8
Transmisión de un 0_L

en la figura anterior:

$$t_1 = t_2 = 0.05 \text{ ms}$$

$$\boxed{\text{Período} = T = 0.1 \text{ ms}}$$

Respecto a las señales, no se presenta ningún problema en este caso ya que en " t_1 ", el buffer saca el dato 0_L , así aun cuando el buffer está habilitado ninguna señal se enciende ya que sólo hay un 1_L en el pin de transmisión; para " t_2 ", el bus saca el dato complementado, es decir 1_L , por lo tanto el buffer está deshabilitado. El retardo que se debe generar en cada caso es de 0.05 ms , para lo cual se utiliza el registro R7.

Considerando que cada ciclo de máquina dura 3.75 us . y en

esta parte se utilizan 9 ciclos el dato "N", que hay que cargar en R7 será:

$$3.75 \text{ us.} * (9 + N * 2) = 0.05 \text{ ms.}$$

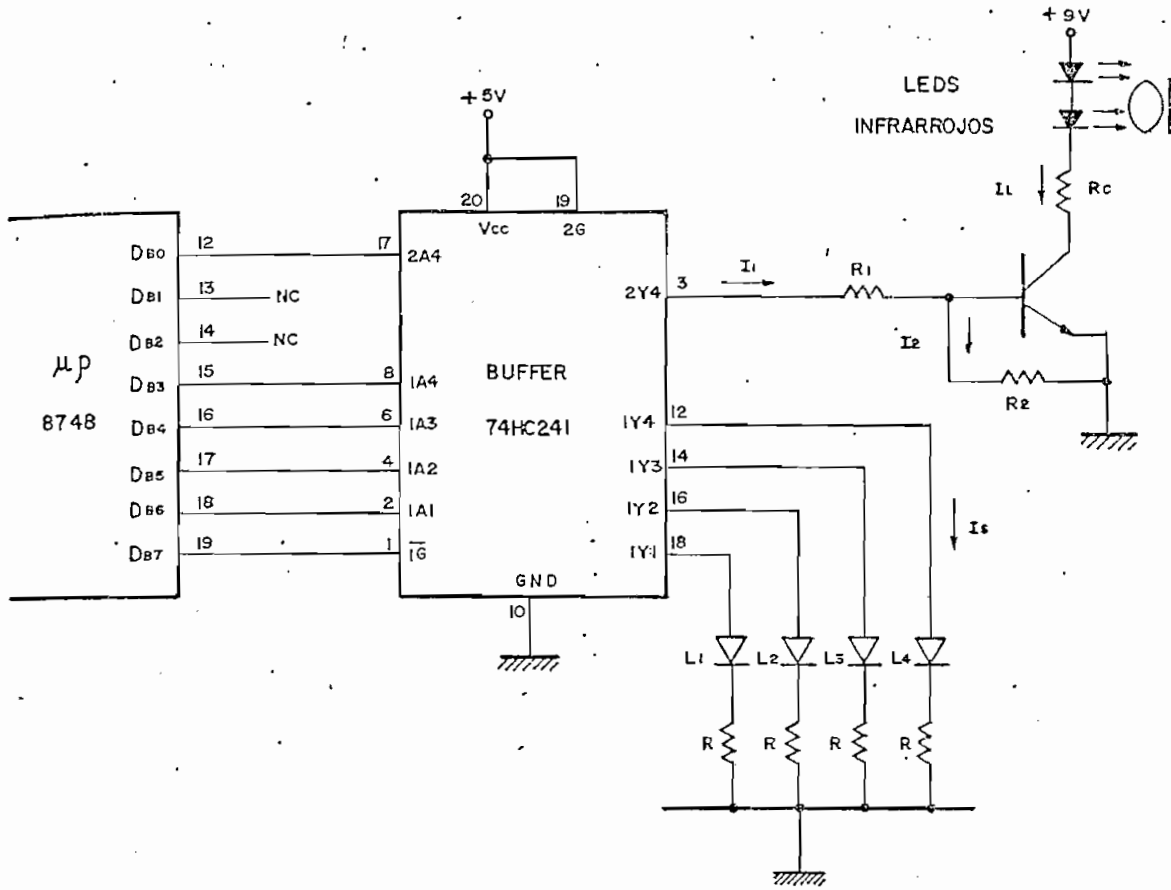
$$\boxed{N = 2 \longrightarrow 02H}$$

"N*2" ya que para decrementar un registro y compararlo con 0L, el microprocesador utiliza dos ciclos de máquina.

2.1.7 INTERFAZ MICROPROCESADOR - LEDS INFRARROJOS

Para lograr niveles de corriente adecuados, para los leds infrarrojos y los leds de señalizaciones, se utiliza un buffer no inversor tres estados, de este modo se consigue no sobrecargar al microprocesador 8748. El buffer maneja directamente las cuatro señalizaciones y a la base de un transistor el cual trabaja en conmutación y es el que maneja a los dos leds infrarrojos en serie, empleándose este arreglo para aumentar la potencia de transmisión y por lo tanto aumentar la distancia de control.

El diagrama circuital de la interfaz se indica en la Figura. 2-9.



LEYENDA

- L1 SEÑAL
- L2 SEÑAL
- L3 SEÑAL DE CLAVE INCORRECTA
- L4 SEÑAL PARE

Fig. 2-9
Interfaz micro-LEDs infrarrojos.

En la figura, se tiene:

$$V_{LED} = 1.7 \text{ v.}$$

$$I_S = 10 \text{ mA.}$$

$$R = \frac{(5 - 1.7) \text{ v.}}{10 \text{ mA.}}$$

$$R = 330 \ \Omega$$

Ahora se calcula la resistencia "Rc" que se debe poner en serie con los leds infrarrojos para que la corriente a través de ellos sea de 200 mA.

$$I_L = 200 \text{ mA.}$$

$$R_C = \frac{(9 - 3.4 - 0.2) \text{ v.}}{200 \text{ mA.}}$$

$$R_C = 27 \ \Omega$$

$$HFE_{(MPSA06)} = 50$$

$$I_1 = \frac{I_L}{hfe} = 4 \text{ mA.}$$

$$R_1 = \frac{(5 - 0.7) \text{ v.}}{4 \text{ mA.}} = 1075 \ \Omega$$

$$R_1 = 1 \text{ K}\Omega$$

Considerando que I_2 debe ser mucho menor que I_1 , se tiene:

$$R_2 = 5.1 \text{ K}\Omega$$

En el apéndice A, se encuentra el listado del programa que está implementado en el microprocesador y que cumple con todas las funciones del transmisor antes mencionadas.

2.1.8 PLANO ELECTRICO

A continuación se presenta el diagrama de conexiones completo del circuito transmisor.

2.2 DISEÑO DEL RECEPTOR

2.2.1 DESCRIPCION GENERAL

El circuito receptor recibe las señales provenientes del transmisor, y las decodifica, dependiendo de la información recibida pasa a realizar las acciones necesarias, de modo que el motor a controlar, realice la operación adecuada. El sistema tiene la posibilidad de ser accionado desde el receptor mismo, por lo tanto se tienen dos tipos de control:

- Control Local: Permite operar el motor desde un panel de control instalado en el receptor.
- Control Remoto: Permite operar el motor, a distancia utilizando el transmisor.

La unidad de control del receptor, está constituida por el microcontrolador 8748; el cual tiene las siguientes funciones:

- Selección del tipo de control: remoto/local
- Control Local: Decodificación de los pulsantes instalados en el panel de control
- Control Remoto: Rutinas de recepción serie, decodificación de la información
- Verificación del estado del sistema: Utilizando la

información enviada por sensores de fin de carrera y de sobrecarga

- Enciende la señalización correspondiente.

Cuando el microprocesador, recibe una información, ya sea transmitida por control local, o de los sensores de fin de carrera y sobrecarga, pone en sus salidas un dato digital que será utilizado por la interfaz control-motor, para que el motor opere, y además enciende la señal correspondiente.

En este numeral, se analiza básicamente el software del receptor, es decir los diferentes algoritmos instalados en el microcontrolador, para que sus salidas y entradas manejen adecuadamente los circuitos de control. El diseño de los circuitos de control, y del hardware en general, se encuentra detallado en el capítulo siguiente.

El circuito receptor, posee fuentes independientes de 12 V. y de ± 5 V., la primera alimenta al motor y al circuito de fuerza, y la fuente de ± 5 V., es utilizada para la polarización de los circuitos de control. El diseño de las fuentes de alimentación, también se encuentran en el capítulo siguiente.

2.2.2 DIAGRAMA DE BLOQUES

El funcionamiento del receptor, se ilustra en el diagrama de bloques de la Figura. 2-10.

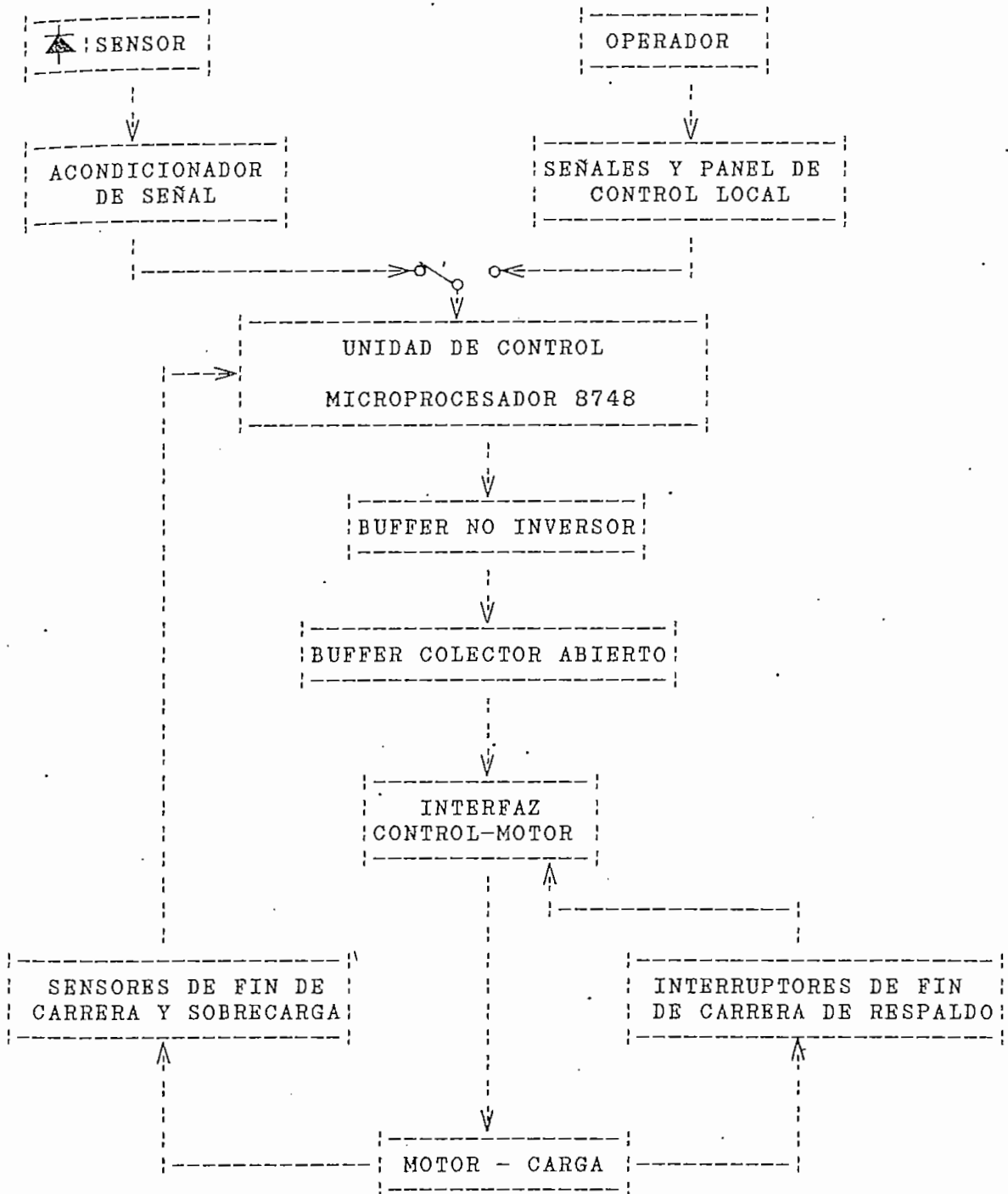


Fig. 2-10
Diagrama de bloques del receptor

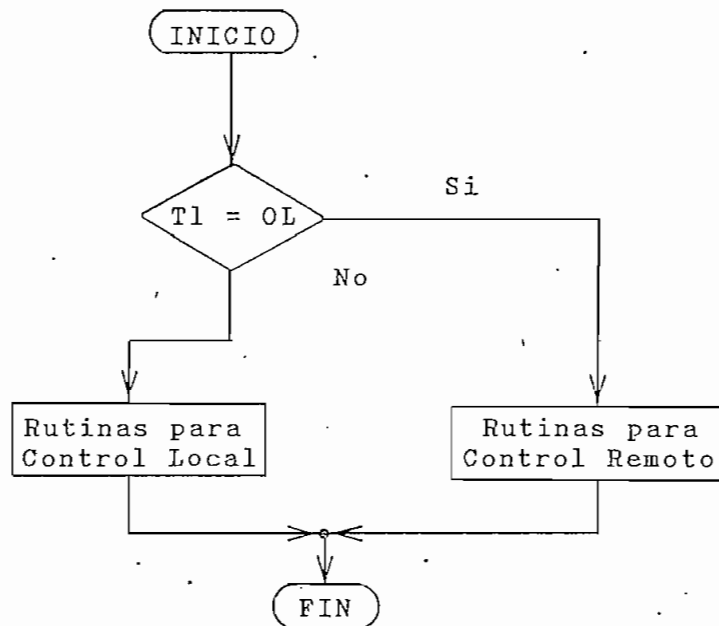
2.2.3 UNIDAD DE CONTROL

Anteriormente se han indicado las funciones que debe realizar la unidad de control, en este punto se describirá cada una de ellas, con las respectivas subrutinas asociadas.

El receptor, tiene la posibilidad de trabajar, bajo control remoto, decodificando las señales enviadas por el transmisor; o bajo control local, y utilizando pulsantes en el receptor, se pueden realizar todas las funciones previstas en este trabajo. Para que el microcontrolador reconozca de que se trata de una operación local, se utiliza la entrada T1 (pin 39), y dependiendo de su estado lógico, el procesador realizará las rutinas de control remoto o local; como se indica a continuación:

T1	:	CONTROL
0L	:	Remoto
1L	:	Local

El diagrama de flujo es el siguiente:



Como se sabe, al utilizar contactos mecánicos, existe rebote, por tanto es conveniente incluir una subrutina de retardo, cuando un pulsante es presionado.

Para el adecuado funcionamiento del diseño, es necesario que la unidad de control, conozca el estado del sistema, para lo cual se utilizan dispositivos optoelectrónicos como interruptores de final de carrera, y un sensor de sobrecorriente al motor. La información de estos sensores se ingresan al microprocesador 8748 por el puerto P₂, a sus tres entradas menos significativas; las siguientes están conectadas a los pulsantes del panel de control local.

En la tabla siguiente, se indica la forma de utilización del puerto P₂ del microprocesador 8748.

TABLA 2.6: UTILIZACION DEL PUERTO P₂

P ₂	PIN No.	FUNCION
P ₂₀	21	Sensor de final de carrera derecho
P ₂₁	22	Sensor de final de carrera izquierdo
P ₂₂	23	Sensor de sobrecarga
P ₂₃	24	Pulsante de desplazamiento a la derecha
P ₂₄	35	Pulsante de desplazamiento a la izquierda
P ₂₅	36	Pulsante para que el motor se detenga
P ₂₆	37	Pulsante para comprobar las señalizaciones
P ₂₇	38	No utilizado, 0L

En la siguiente figura, se ilustra la utilización del puerto

P₂.

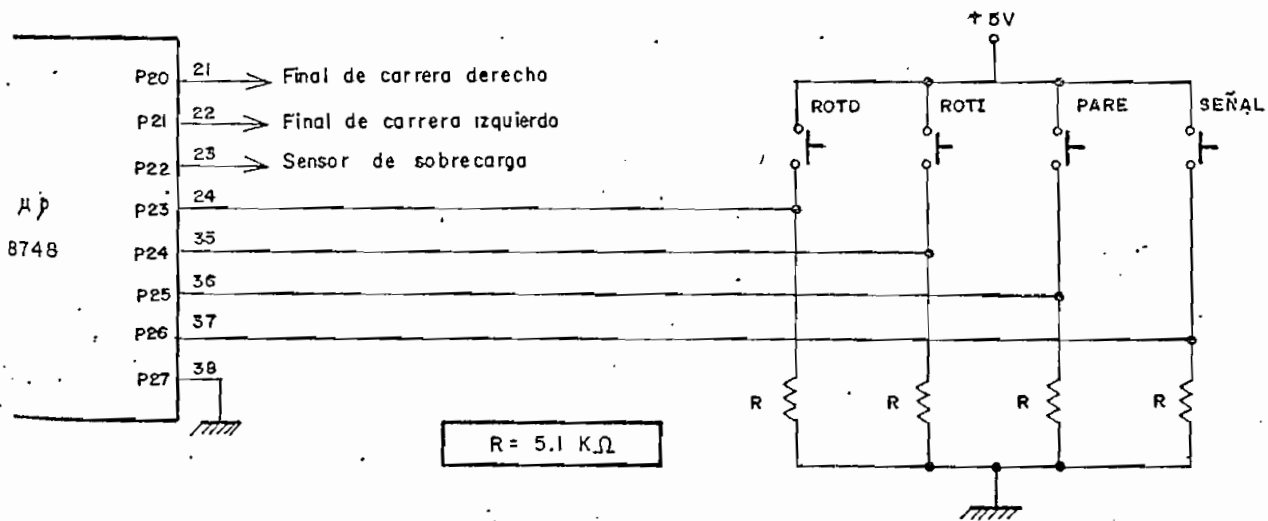


Fig. 2.11
Utilización del Puerto P₂.

Como se indicó, el microcontrolador debe conocer la posición en la que se encuentra la puerta; si está totalmente cerrada, aún cuando se ordena la operación de cerrar la puerta, el control ignora esta orden; y de igual forma cuando la puerta se encuentra totalmente abierta. Cuando se activa el sensor de sobrecarga, el control debe desconectar la alimentación, pero luego de cierto retardo, ya que en el momento del arranque existe una sobrecorriente que dura 0.3 s., hasta llegar a las condiciones normales de trabajo. El retardo utilizado es de 0.5 s.; si la sobrecarga es más prolongada, debería actuar la protección.

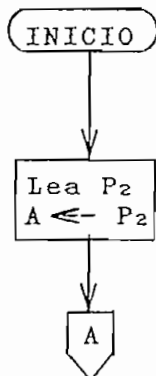
La verificación del estado del sistema, se realiza bajo el control de la subrutina "STATUS", cuyo diagrama de flujo es el siguiente:

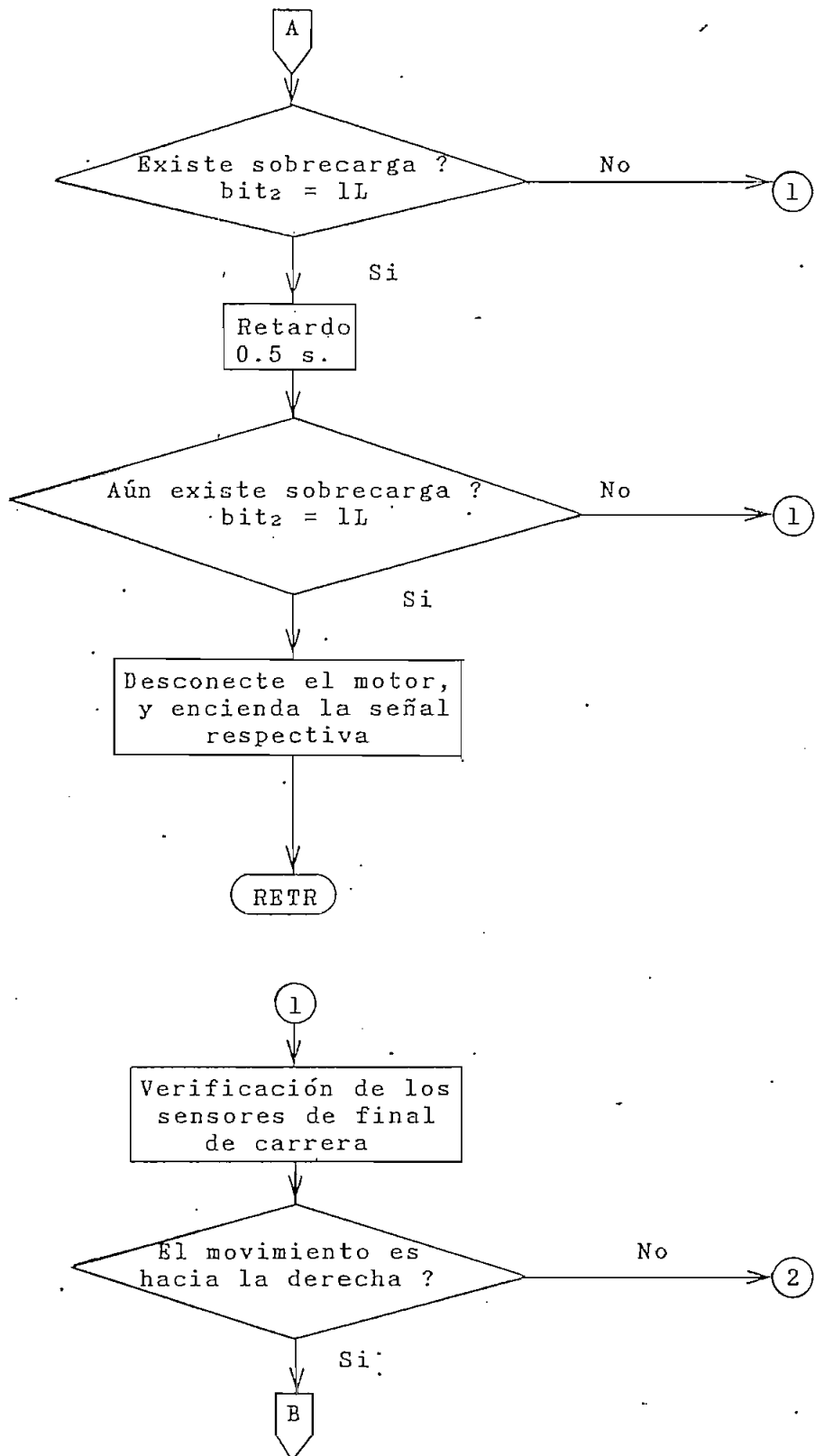
Subrutina: "STATUS"

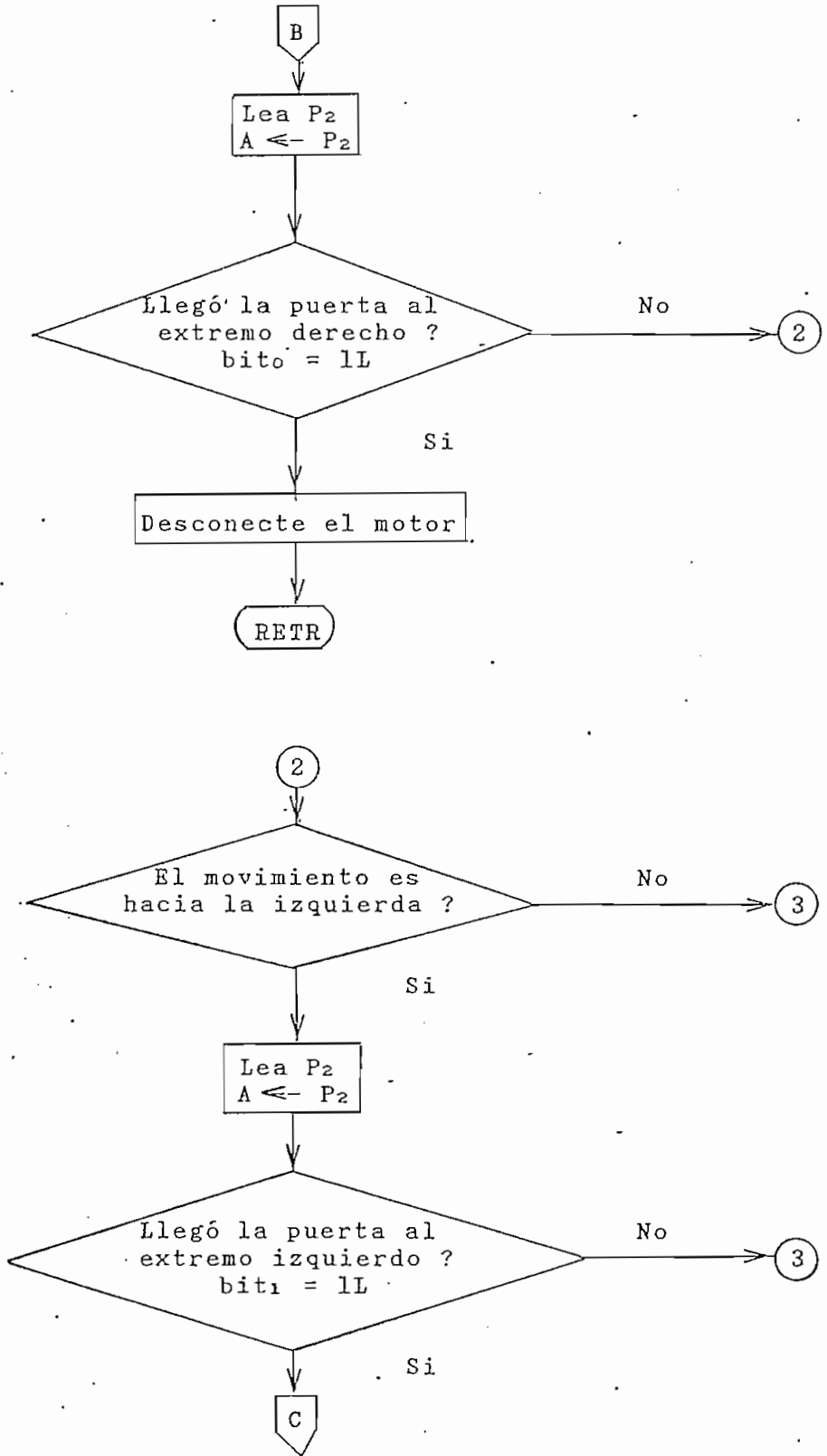
Función: Conocer el estado del sistema.

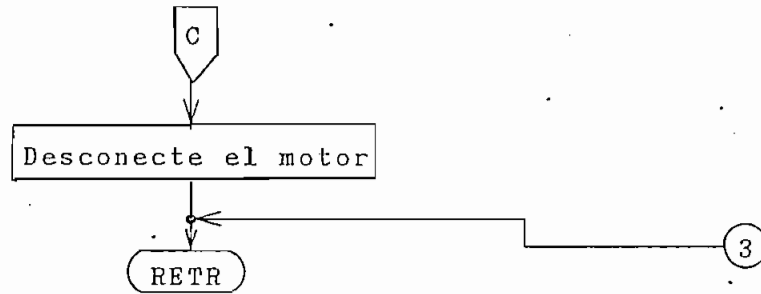
Subrutina utilizada: RETARDO

Parámetros: R4
R5









De igual forma que en el transmisor, en el receptor se utiliza el registro temporizador/contador del microprocesador 8748, para generar los tiempos de retardo necesarios. El diagrama de flujo es el mismo al presentado en el punto 2.1.3; como se indicó anteriormente, cuando existe sobrecarga al motor, para que actúe la protección se debe esperar un tiempo algo mayor a la duración del arranque. Por pruebas experimentales se ha observado, que un tiempo adecuado de espera es 0.5 segundos; para lograr este retardo, se han tomado las siguientes consideraciones:

el máximo retardo generado por el timer es de 30.72 ms. (cargando el registro con 00H), se utiliza al registro R5 como un registro auxiliar, que será cargado con el número de veces que es necesario llamar a la subrutina RETARDO, para lograr el tiempo de 0.5 s.; por lo tanto, el dato a cargarse en R5 será igual a:

$$0.5 \text{ s.} = \text{ARRANQ} * 30.72 \text{ ms.}$$

donde:

ARRANQ = dato hexadecimal a cargarse en el registro R5

ARRANQ = 0FH \rightarrow R5

2.2.4 CONTROL LOCAL

Como se indicó en el numeral anterior, si T1 = 1L, la unidad de control luego de realizar la verificación del estado del sistema, pasa a leer el puerto P₂, al cual están conectados los pulsantes que permiten al operador ejecutar un comando de control; si no existe ningún pulsante presionado, el control del programa retorna al inicio, de lo contrario, el microprocesador ejecuta la rutina llamada REBOTE, la misma que elimina el rebote en la conexión del pulsante, espera hasta que éste sea liberado, y por último dependiendo del pulsante, transfiere el control del programa hacia la zona donde se encuentran los comandos de control a ser ejecutados. Cuando más de un pulsante es presionado a la vez, el microcontrolador ignora esa información.

La rutina lee el puerto P₂, considerando únicamente los pulsantes, no los sensores, siendo este dato almacenado en el registro auxiliar R1. En la siguiente tabla se indica el valor almacenado en R1 para cada pulsante y además el nombre del comando que, para mayor concordancia se han escogido iguales nombres a los utilizados en el transmisor, los mismos que están indicados en la Tabla 2.4.

TABLA 2.7: DECODIFICACION DE LOS PULSANTES PARA CONTROL LOCAL

RI	COMANDO	FUNCION
08H	ROTD	Desplazamiento hacia la derecha
10H	ROTI	Desplazamiento hacia la izquierda
20H	STOP	Detiene al motor
40H	SEÑAL	Comprueba las señalizaciones

Tomando en cuenta los datos de la tabla anterior, a continuación se presenta el diagrama de flujo, que permite realizar el control local con las características antes mencionadas.

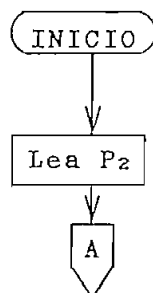
Control Local

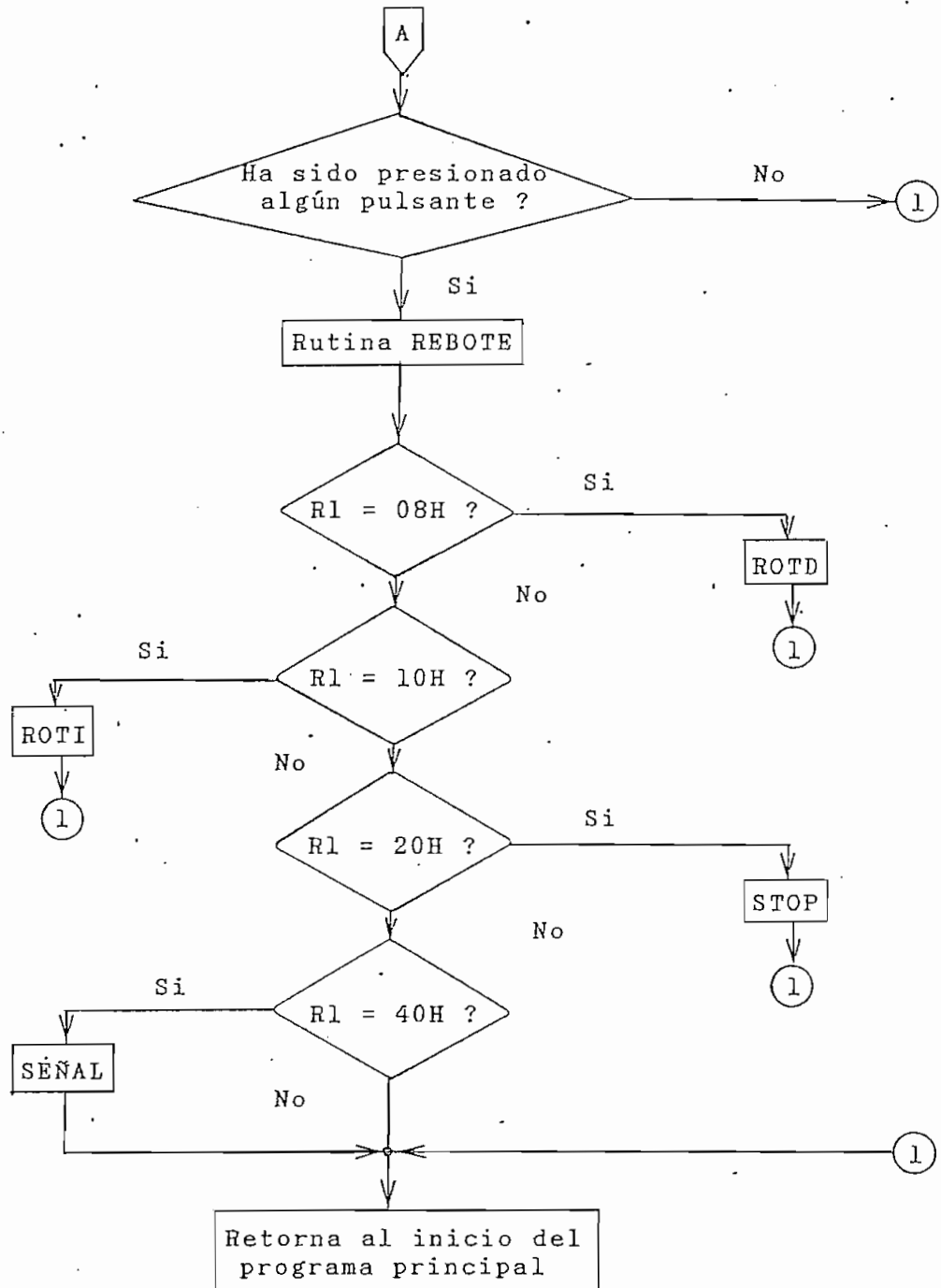
Función: Decodificación de los pulsantes

Eliminación del rebote y espera hasta que el pulsante sea liberado.

Transfiere el control de programa hacia el comando de control correspondiente.

Parámetros: RI, registro auxiliar.





Del diagrama anterior, cabe mencionar que el retardo previsto para eliminar el rebote al presionar un pulsante es de 10 ms.

2.2.5 CONTROL REMOTO

Un aspecto muy importante de la tesis, consiste en desarrollar una rutina en el microprocesador 8748, que permita la recepción serie de una palabra digital que contenga cierta información a ser decodificada; en este punto no se analiza el acondicionamiento de la señal recibida, por lo que se considera que al microprocesador llega la información digital. Básicamente el programa realiza una conversión serie a paralelo, y de acuerdo al dato leído realizará algún comando de control.

En primer lugar, es necesario que $T1 = 0L$, para que el microprocesador realice las funciones de control remoto; luego de realizar la subrutina de verificación del estado del sistema, estaría listo para empezar a recibir la información transmitida.

En el punto 2.1.6, se indicó el formato de transmisión; el bit de inicio será el que pone a trabajar al receptor, ya que a partir de él se deben ir muestreando los cuatro (4) bits de datos, que son los que tienen la información del tipo de control que se desea realizar; luego de que han sido leídos los cuatro datos, existen dos bits de parada (1L), que indican al receptor que ha concluido la transmisión y que proceda a decodificar la información. Si la secuencia anteriormente mencionada no se cumple totalmente, se asumirá que existe error en la transmisión, en la recepción, o presencia de ruido, con lo que el

programa ignora esa información y retorna a esperar un nuevo dato. La velocidad de transmisión, debe ser la misma que la velocidad de recepción, lográndose "sincronizar", el transmisor con el receptor mediante el flanco de bajada del bit de inicio.

La velocidad de transmisión para este caso es de 300 baudios, por lo tanto el período de muestreo P , de los bits de datos será igual a 3.33 ms.

La entrada serie de datos se la realizará a través de la entrada $T0$ del microprocesador, la cual, si no existe ninguna transmisión estará normalmente en LL. En el instante que $T0$ sea 0L, el programa ejecuta una rutina de retardo igual al semiperíodo de la transmisión y volverá a leer $T0$, para verificar que en realidad es el bit de inicio y no algún tipo de perturbación; si el bit de inicio es válido, entonces se inicia el muestreo de los cuatro bits de datos y los almacena en el acumulador, para luego verificar los dos bits de parada que deben ser LL. Si el formato es correcto, se decodifica la información almacenada en el acumulador.

Es muy importante el detectar de una forma precisa, el flanco de bajada del bit de inicio, pues es usado como referencia para el muestreo de todos los siguientes bits. El algoritmo, se ubica en la mitad del bit y lo lee, con el propósito de evitar en lo posible errores debido a la distorsión de la señal.

A continuación se presenta el diagrama de flujo del programa que permite la recepción serie:

Control Remoto

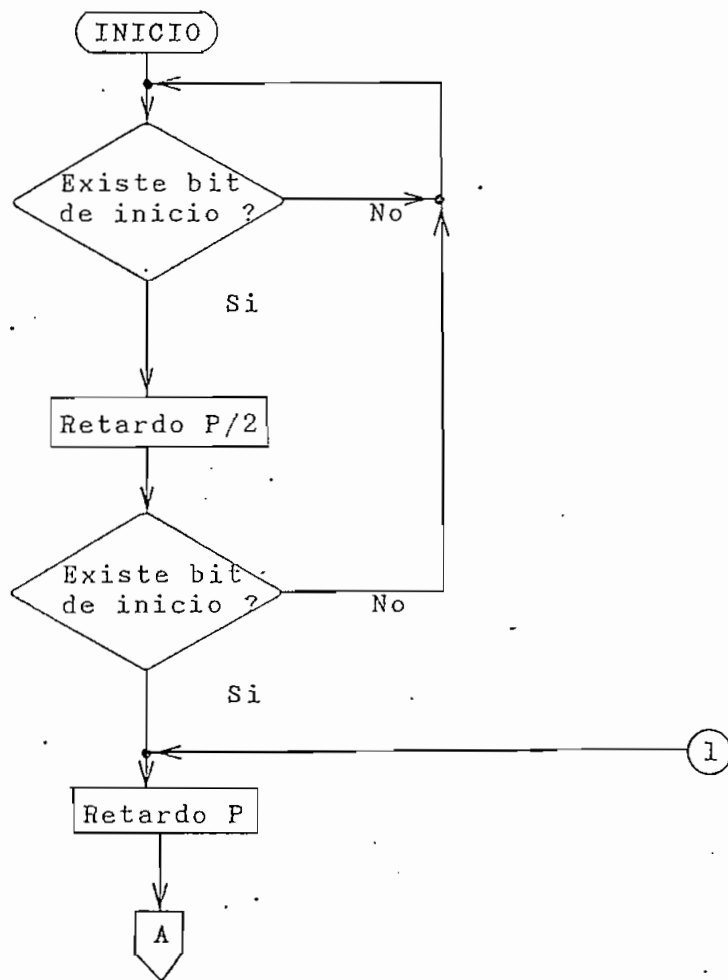
Función: Recepción de la señal transmitida

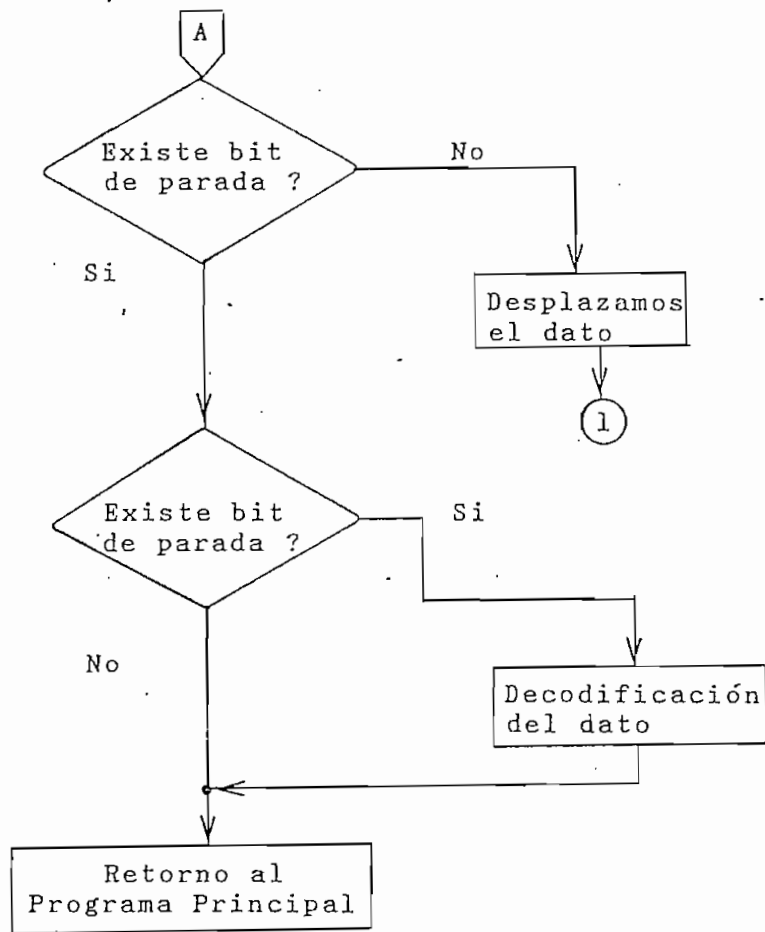
Verificación del formato de transmisión.

Subrutina utilizada: RETARDO

Parámetros: R2 = número de bits a ser muestreados

R3 = dato recibido





Para generar un retardo igual al semiperíodo de la señal de transmisión, el dato a cargar en el timer del microprocesador será igual a:

$$P = 3.33 \text{ ms.}$$

$$\text{No.} = 3.33 / (2 * 120 * 10^{-3}) = 13$$

$$256 - 13 = 243 \text{ en hexadecimal } F3H$$

La decodificación de la información es idéntica a la que se

realiza en control local, analizando el contenido del registro R1, pero en control remoto, se analiza a R3, que es un registro auxiliar, donde en sus cuatro bits más significativos se almacena el dato recibido, de acuerdo al mismo, el control del programa se transfiere al comando de control correspondiente. En la tabla siguiente, se indica el valor que tomará R3 para cada comando de control.

TABLA 2.8: DECODIFICACION DEL DATO RECIBIDO

R3	COMANDO
10H	ROTD
20H	ROTI
30H	STOP
50H	SEÑAL

2.2.6 COMANDOS DE CONTROL

Como ya se indicó, existen cuatro comandos de control, tres de ellos asociados a la operación del motor, y un cuarto comando que sirve para comprobar las señalizaciones del receptor.

Las señales de control propiamente dichas, se obtienen del puerto P₁, los cuatro bits más significativos son utilizados por la interfaz que opera al motor, y los cuatro bits restantes encienden las señalizaciones del receptor. Cabe considerar que cuando se enciende el equipo, en la operación de RESET, los

puertos P₁ y P₂ están en 1L, y el Bus en estado de alta impedancia, por lo que los circuitos de control, en esta condición, no deberían operar el motor, ni encender ninguna señalización, de acuerdo a la interfaz utilizada para el motor y para las señalizaciones, cuyo diseño y diagramas eléctricos se detallan en el capítulo siguiente; en la tabla presentada a continuación se indican las salidas del puerto P₁, para cada comando de control.

TABLA 2.9: ESTADO DE P₁ PARA EJECUTAR LOS COMANDOS DE CONTROL

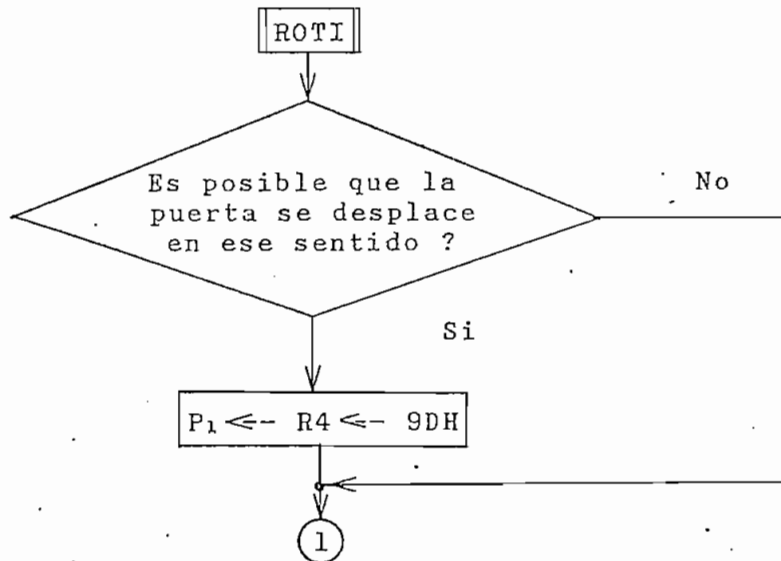
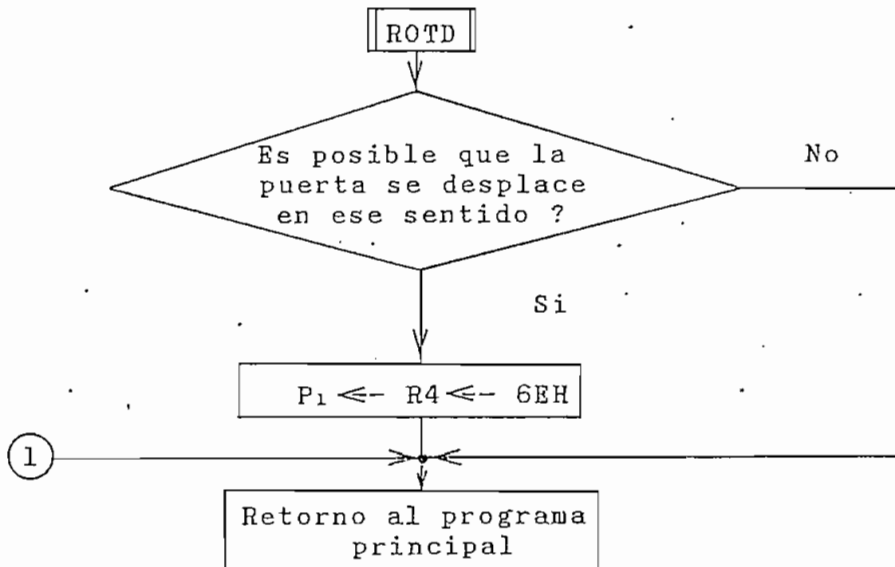
FUNCION	Led	Led	Led	Led					Valor
	ROTD	ROTI	STOP	S.CAR	VC ₁	VC ₂	VC ₃	VC ₄	hexad.
	P ₁₀	P ₁₁	P ₁₂	P ₁₃	P ₁₄	P ₁₅	P ₁₆	P ₁₇	
RESET	1L	1L	1L	1L	1L	1L	1L	1L	FFH
ROTD	0L	1L	1L	1L	0L	1L	1L	0L	6EH
ROTI	1L	0L	1L	1L	1L	0L	0L	1L	9DH
STOP	1L	1L	0L	1L	1L	1L	1L	1L	FBH
SEÑAL	0L	0L	0L	0L	Estado Anterior				X0H
	1L	1L	1L	1L					XFH
SOBRECAR.	1L	1L	1L	0L	1L	1L	1L	1L	F7H

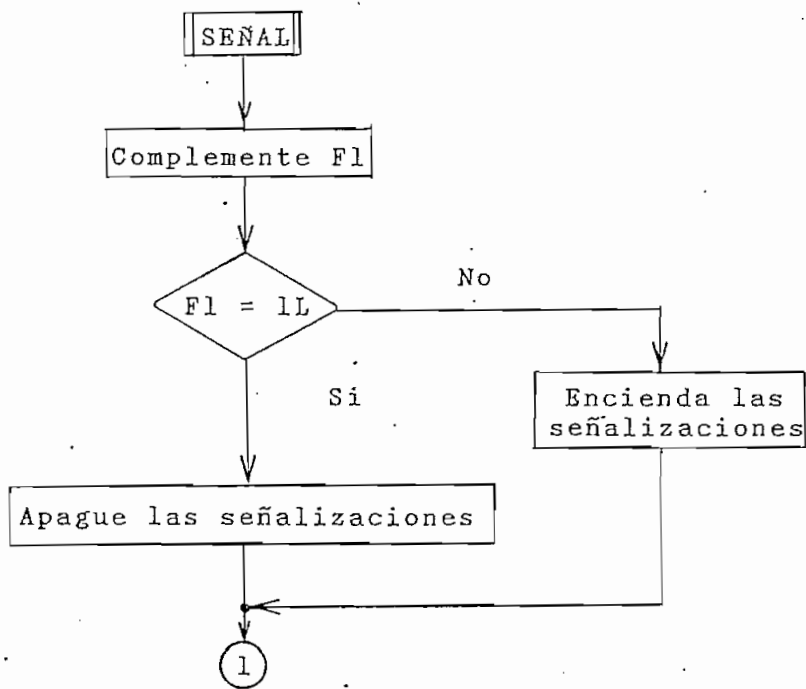
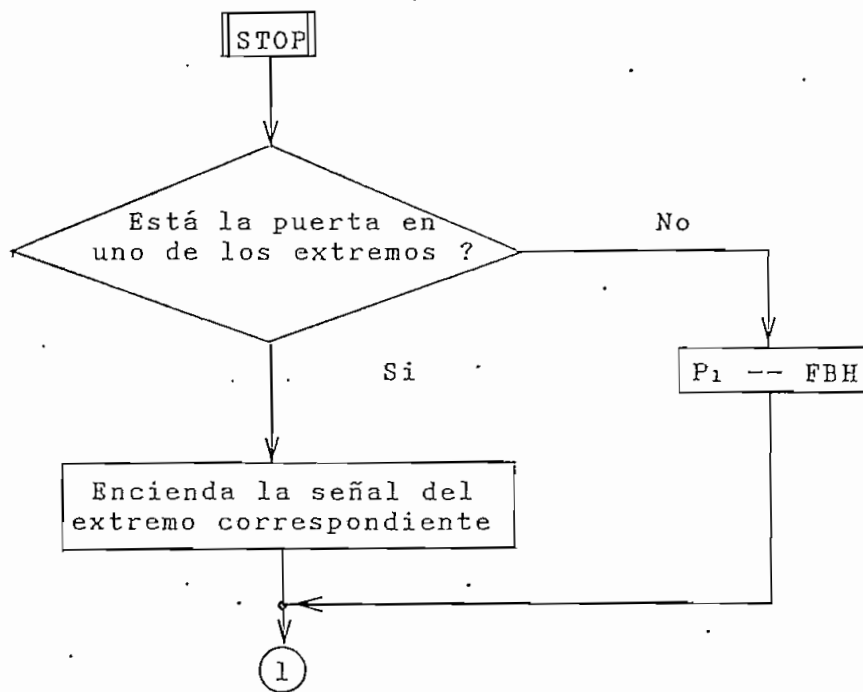
Tomando en cuenta la tabla anterior, se indican las diferentes rutinas para cada comando de control.

Comandos de Control

Función: De acuerdo al dato recibido por control remoto ó por control local, ajustar las salidas del puerto P₁.

Parámetros: R4 = registro auxiliar





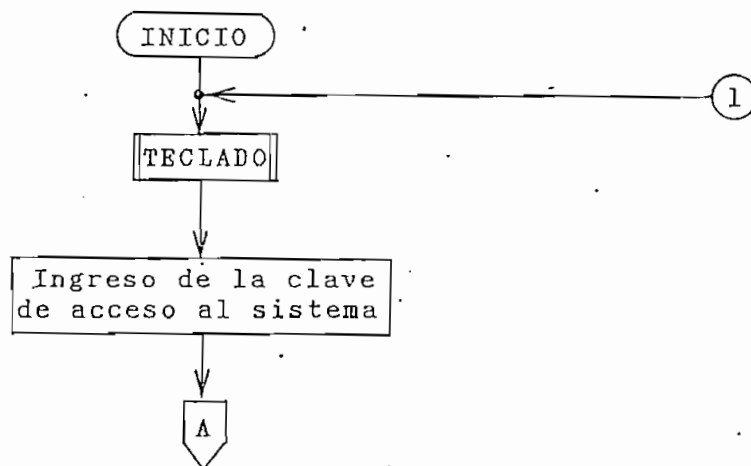
El diseño de todos los circuitos de control, se encuentra en el capítulo siguiente, y el programa implementado en el microprocesador del receptor, se encuentra en el Apéndice A.

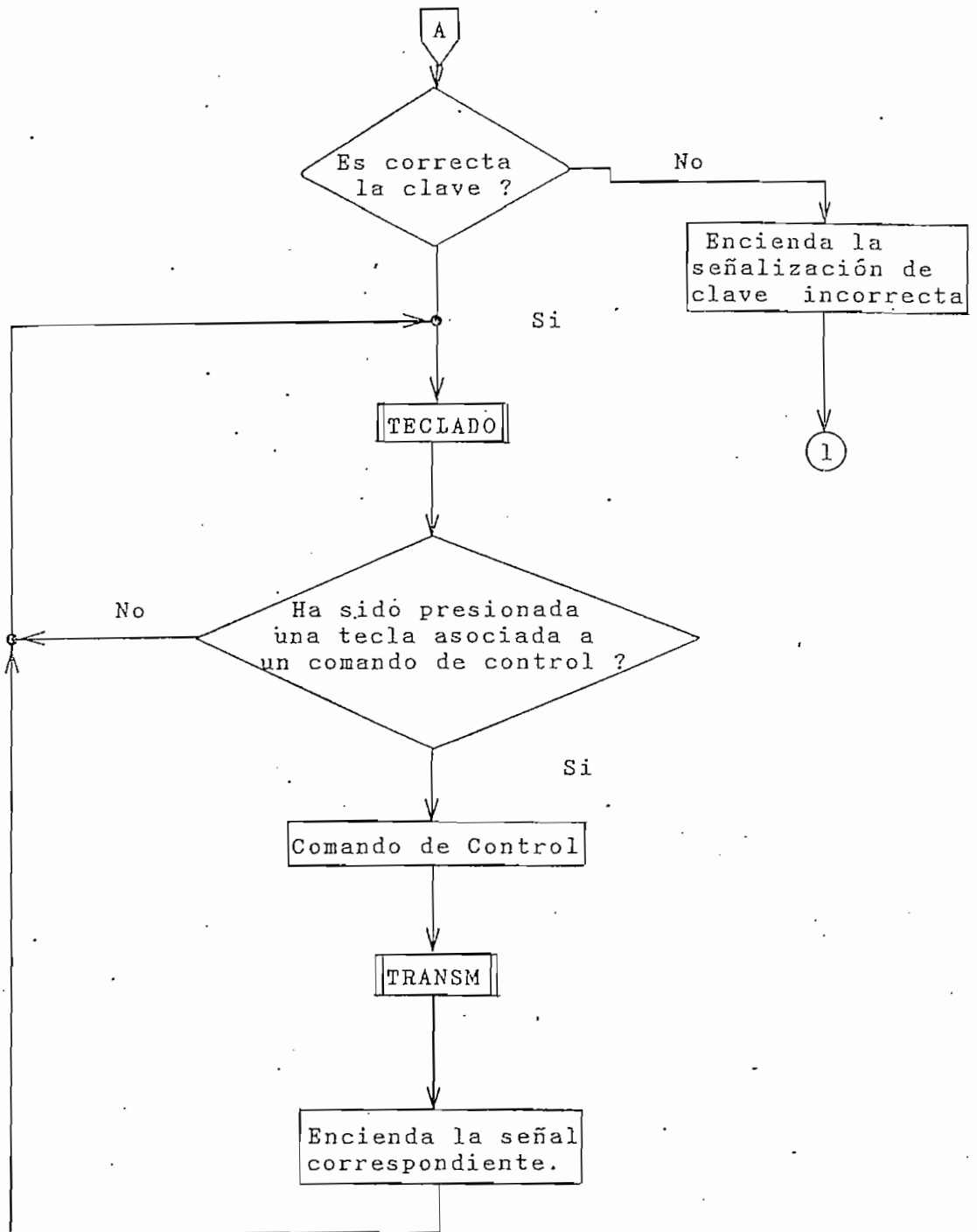
2.3 DIAGRAMAS

En los puntos anteriores, se han desarrollado los diagramas de flujo, tanto para el transmisor como para el receptor, en forma de rutinas y subrutinas que realizan una tarea específica; es necesario ahora, presentar un diagrama de flujo general, que representará a todo el programa implementado en el microprocesador, donde cada una de las rutinas o subrutinas anteriormente mencionadas, serán un bloque constitutivo.

2.3.1 DIAGRAMA DE FLUJO GENERAL DEL TRANSMISOR

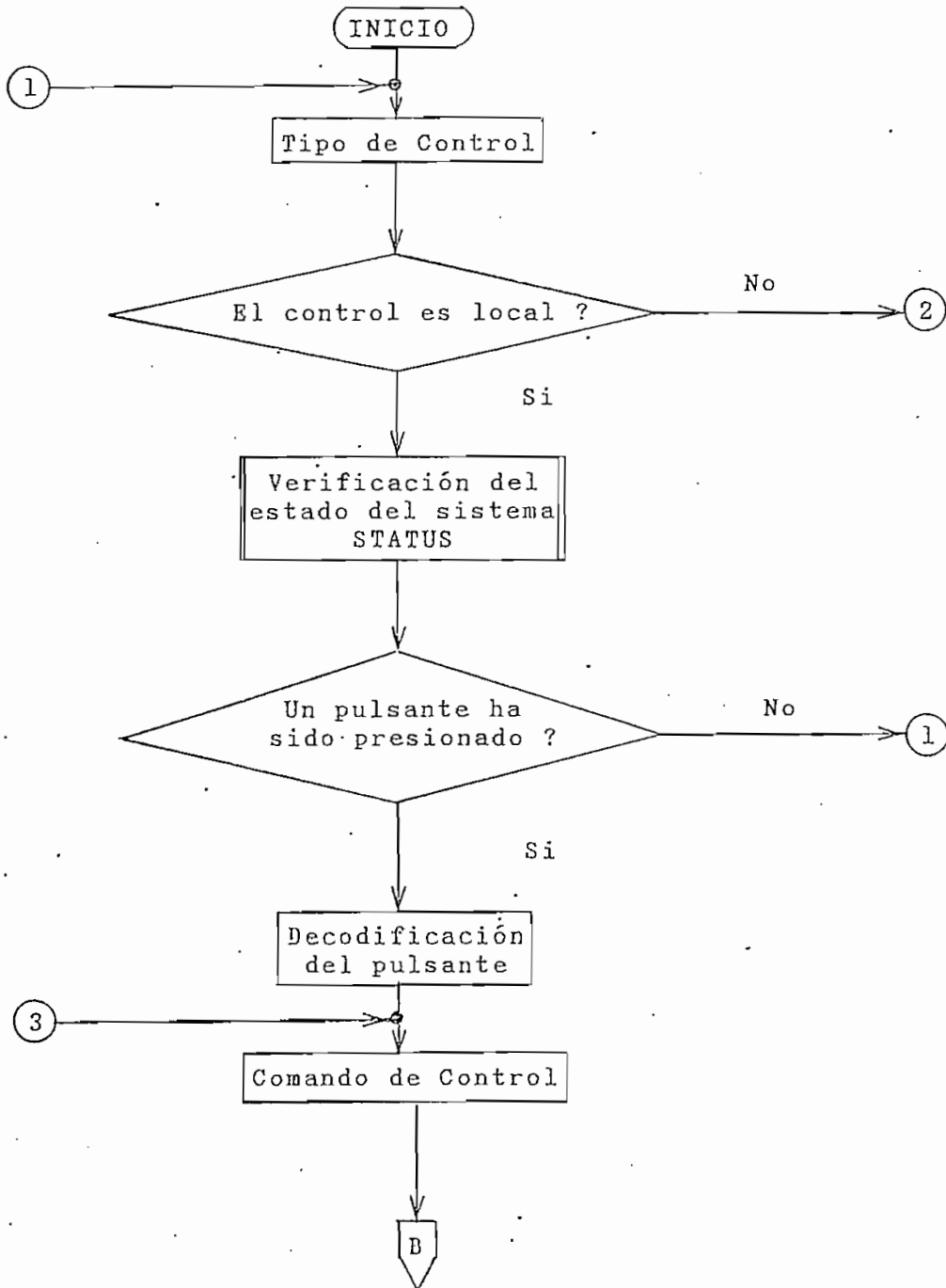
El diagrama de flujo general del transmisor es el siguiente:

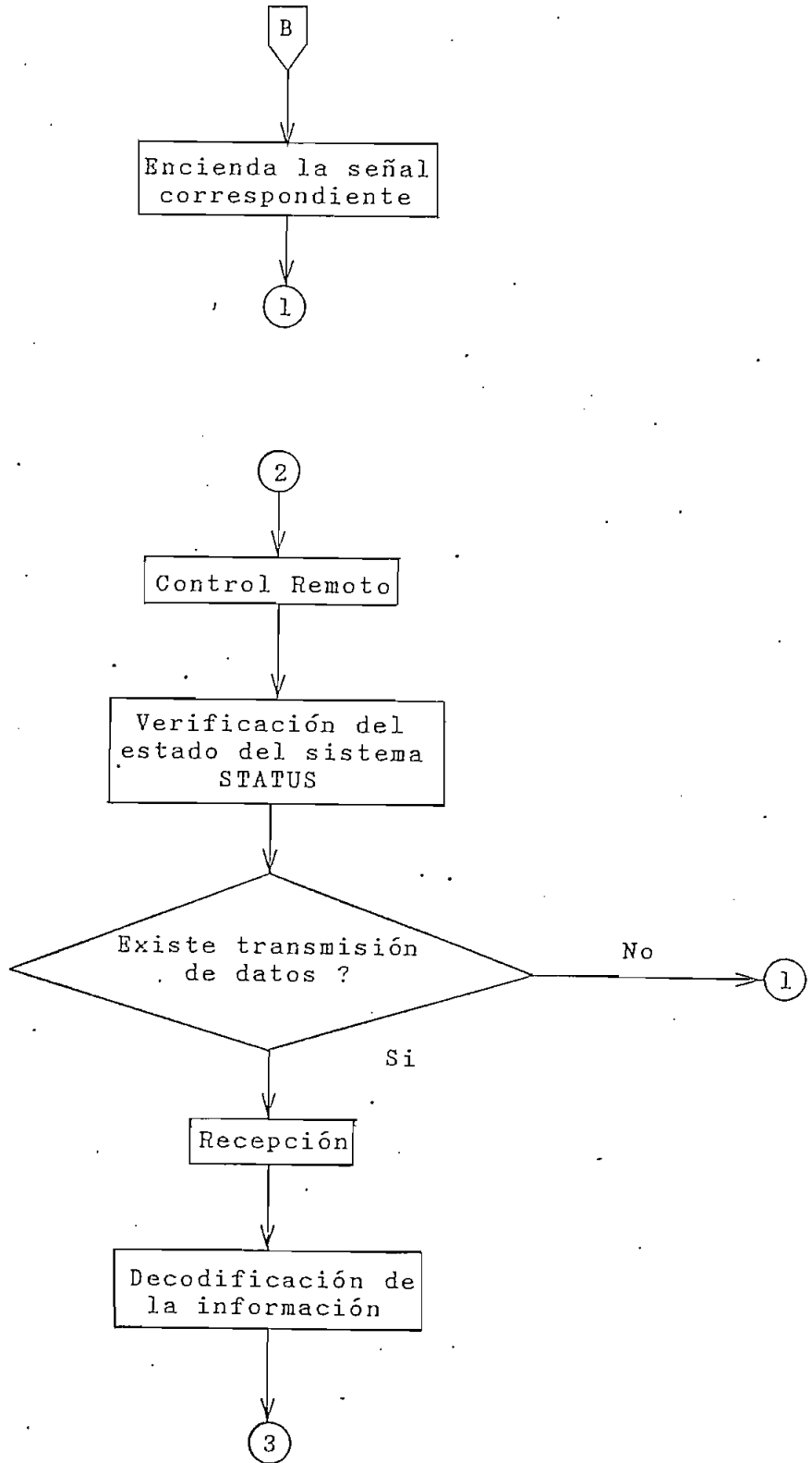




2.3.2 DIAGRAMA DE FLUJO GENERAL DEL RECEPTOR

El diagrama de flujo general del receptor es el siguiente:

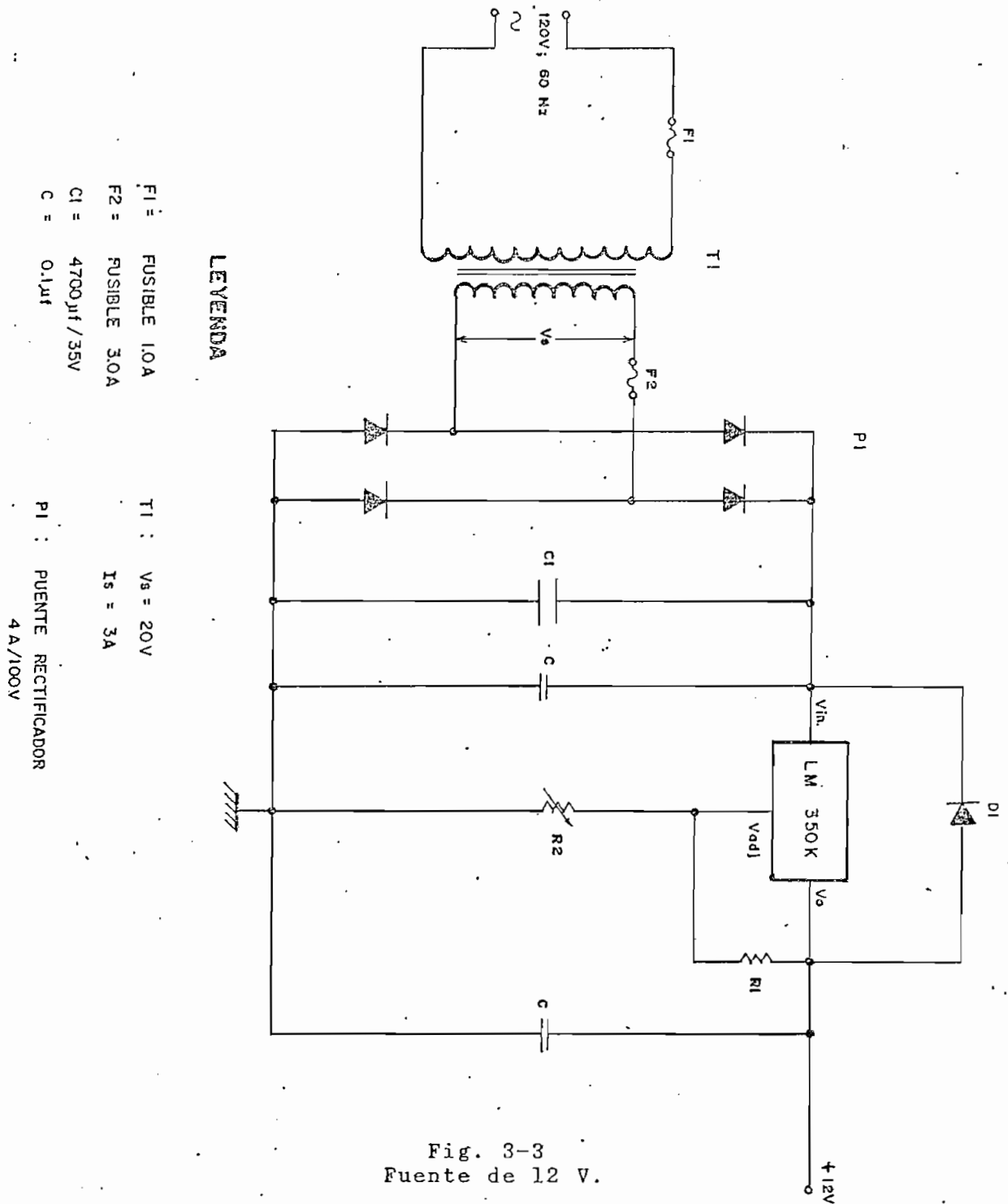




CAPITULO III: DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL

- 3.1 Fuentes de alimentación
- 3.2 Acondicionamiento de las señales recibidas
- 3.3 Circuitos de Operación y Control
- 3.4 Protecciones
- 3.5 Señalizaciones
- 3.6 Plano Eléctrico
- 3.7 Características del motor utilizado

En la Figura. 3-3, se indica el diagrama circuital, de la fuente de 12 V.



3.2 ACONDICIONAMIENTO DE LAS SEÑALES RECIBIDAS

Como la transmisión se realiza utilizando una señal infrarroja modulada, lógicamente en el receptor debe estar un elemento fotosensible, tratando en lo posible que el pico de sensibilidad, esté alrededor de la longitud de onda que posee la señal transmitida; y que su respuesta de frecuencia sea la adecuada. Para este diseño se ha utilizado el fotodiodo PH302B (numeración comercial de la SONY).

En la Figura. 3-4, se indica el diagrama de bloques del circuito acondicionador de la señal que detecta el fotodiodo.

Como la intensidad de la señal detectada será función de la distancia, y considerando que ésta generalmente será variable, la señal que recibe el detector puede ser muy pequeña, en el orden de milivoltios, razón por la cual es necesario una etapa de amplificación, que permita recuperar la señal a niveles convenientes para su procesamiento por el circuito de control. Ya que el sistema generalmente estará en sitios donde existan lámparas, las cuales producen interferencias con señales alternas de 60 Hz., el sensor debe estar, en lo posible "aislado", para que estas señales indeseables no alteren el buen funcionamiento del receptor, ya que pueden saturar al detector y la señal transmitida será ignorada, con este propósito se ha utilizado un filtro infrarrojo, el mismo que minimiza el efecto de luz ambiental, la que puede perjudicar seriamente la confiabilidad del receptor. Se hace necesario un filtro pasa altos, para evitar que señales continuas y de alta frecuencia, producidas por

fuentes de luz del medio ambiente, afecten la recepción; como se indicó en el capítulo anterior, la frecuencia de la señal transmitida es de 10 KHz., por lo tanto el filtro deberá dejar pasar esta frecuencia.

Ya que se utiliza modulación de frecuencia ($O_L = 10 \text{ KHz.}$ y $L_L =$ ausencia de señal), es necesario que el receptor disponga, de un elemento que detecte dicha frecuencia, para lo cual se ha utilizado el circuito integrado LM567, que es un detector de tono.

Luego de la etapa de filtrado y amplificación, se tendrán señales, cuya intensidad variará de acuerdo a ciertos parámetros; en principal de la distancia transmisor-receptor, y a pesar de que el detector de tono responde a un amplio rango de señales de entrada, se ha visto conveniente intercalar, entre el amplificador y el detector, una etapa de histéresis, la misma que da una señal cuadrada de 10 KHz. independiente de la distancia entre el transmisor y el receptor, siempre y cuando esta distancia no sea excesiva. En último término, la sensibilidad del receptor estaría dada por los puntos de conmutación del comparador con histéresis; una ventaja adicional de la histéresis está en que el receptor se hace menos sensible a ruido.

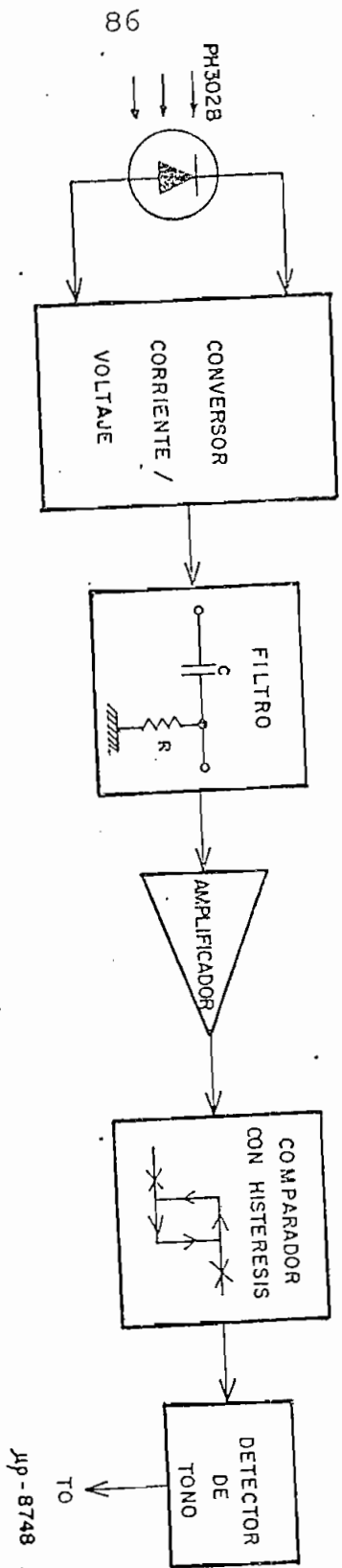


Fig. 3-4

Diagrama de bloques del circuito acondicionador de la señal.

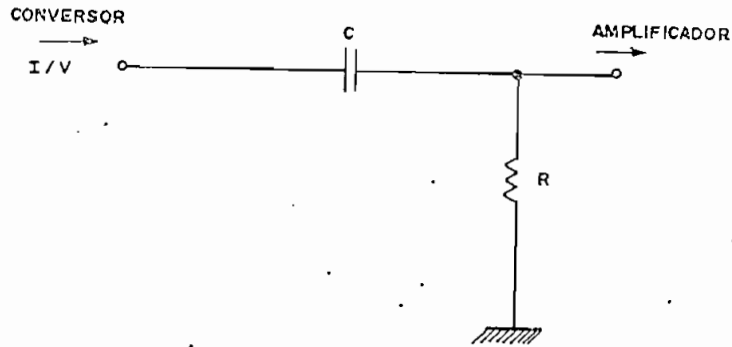
3.2.1 CONVERTIDOR CORRIENTE-VOLTAJE

En la Figura. 3-8 presentada más adelante, se incluye la resistencia "R₁" conectada al ánodo del fotodiodo, y a un seguidor de voltaje, que vendrían a constituir el conversor de corriente a voltaje. Esta resistencia debe ser lo suficientemente grande, para que su voltaje sea apreciable, pero hay que considerar que, al aumentar esta resistencia, disminuye la respuesta de frecuencia del fotodiodo. Se determinó que un valor adecuado es:

$$R_1 = 220 \text{ K}\Omega$$

3.2.2 AMPLIFICACION Y FILTRADO

El filtro, está constituido por una red RC, con el objeto de eliminar las componentes continuas y señales de baja frecuencia producidas por fuentes ambientales. En la Figura. 3-5 se indica la red RC, cuya frecuencia de esquina está alrededor de 15 KHz.



$$C = 0.01 \mu f$$

$$R = 1.0 K\Omega$$

Fig. 3-5
Filtro de entrada RC.

La salida de la red RC, vendría a ser la entrada del amplificador. Para lograr los niveles de voltaje adecuados, y para cumplir con las especificaciones de diseño, en cuanto a la distancia máxima de control, fue necesario utilizar dos etapas de amplificación en cascada, cada una con una ganancia de alrededor de 200. El amplificador se lo diseñó, utilizando el amplificador operacional con entrada fet LF347N. El diagrama circuital se muestra en la Figura. 3-8, que corresponde al esquema general.

3.2.3 COMPARADOR CON HISTERESIS

Como se indicó anteriormente, la histéresis, tiene por

objeto, fijar la sensibilidad del receptor, y que la magnitud de la señal que entra al detector de tono sea la misma, sin que importe la distancia del transmisor. En la Figura. 3-6, se muestra el circuito del comparador de histéresis:

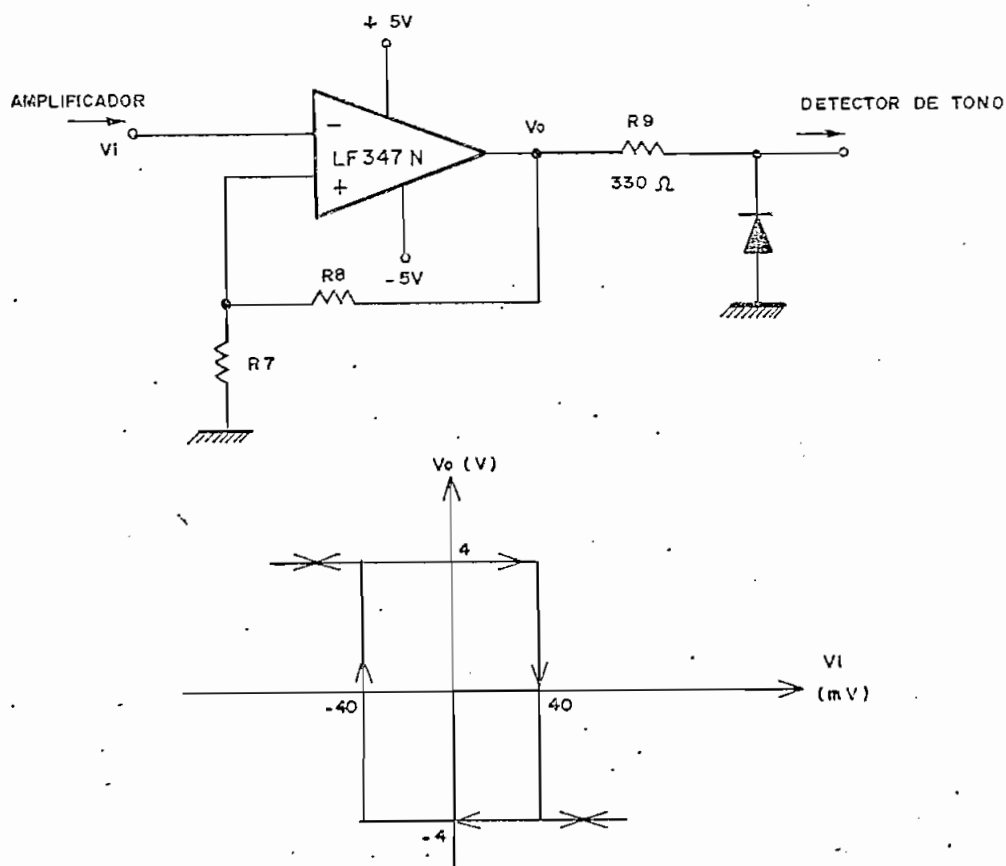


Fig. 3-6
Comparador con Histéresis.

Para la figura anterior, se considera que el ancho del lazo es de 40 mV., por lo tanto:

$$V_o * \frac{R_7}{R_7 + R_8} = 40 \text{ mV}$$

$$V_{Omax} = 4 \text{ V.}$$

si:

$$R_7 = 120 \Omega.$$

de la relación anterior:

$$R_8 = 12 \text{ K}\Omega.$$

Como los amplificadores operacionales están polarizados con $\pm 5 \text{ V.}$, se requiere de un diodo, a la salida del comparador con histéresis, de modo que la señal de entrada al detector de tono sea la adecuada; esto es, entre 0 y 5 V.

3.2.4 DETECTOR DE TONO

El detector de tono es un elemento de mucha importancia, en cuanto de él depende que el microprocesador reciba la información digital que envía el transmisor; su función es reconocer la frecuencia de modulación, y cuando lo hace, su salida se pone en 0_L ; si no existe ninguna transmisión o hay alguna otra frecuencia, su salida permanece en 1_L . El detector de tono utilizado en este trabajo es el LM567, que además tiene incorporado un filtro pasabanda, cuyo ancho de banda

y su frecuencia de detección, se fijan con elementos externos conectados a él.

Para el diseño se utiliza como referencia el manual Linear Databook de la National Semiconductor. En la Figura. 3-7 se indica el circuito que permite detectar la frecuencia de modulación:

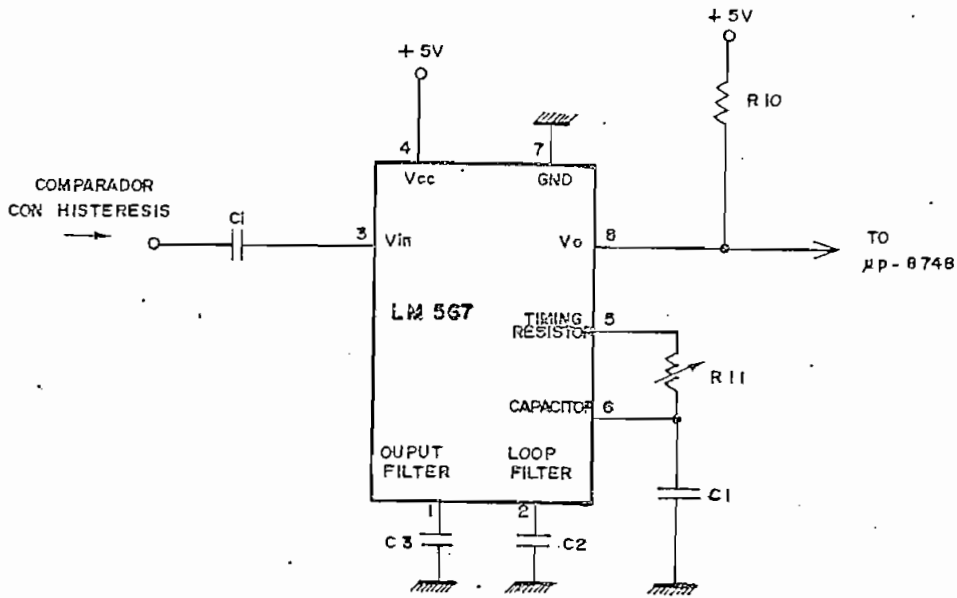


Fig. 3-7
Detector de Tono

de la figura anterior se tiene que, la frecuencia central de detección es igual a:

$$f_o = \frac{1}{1.1 * R_{11} * C_1}$$

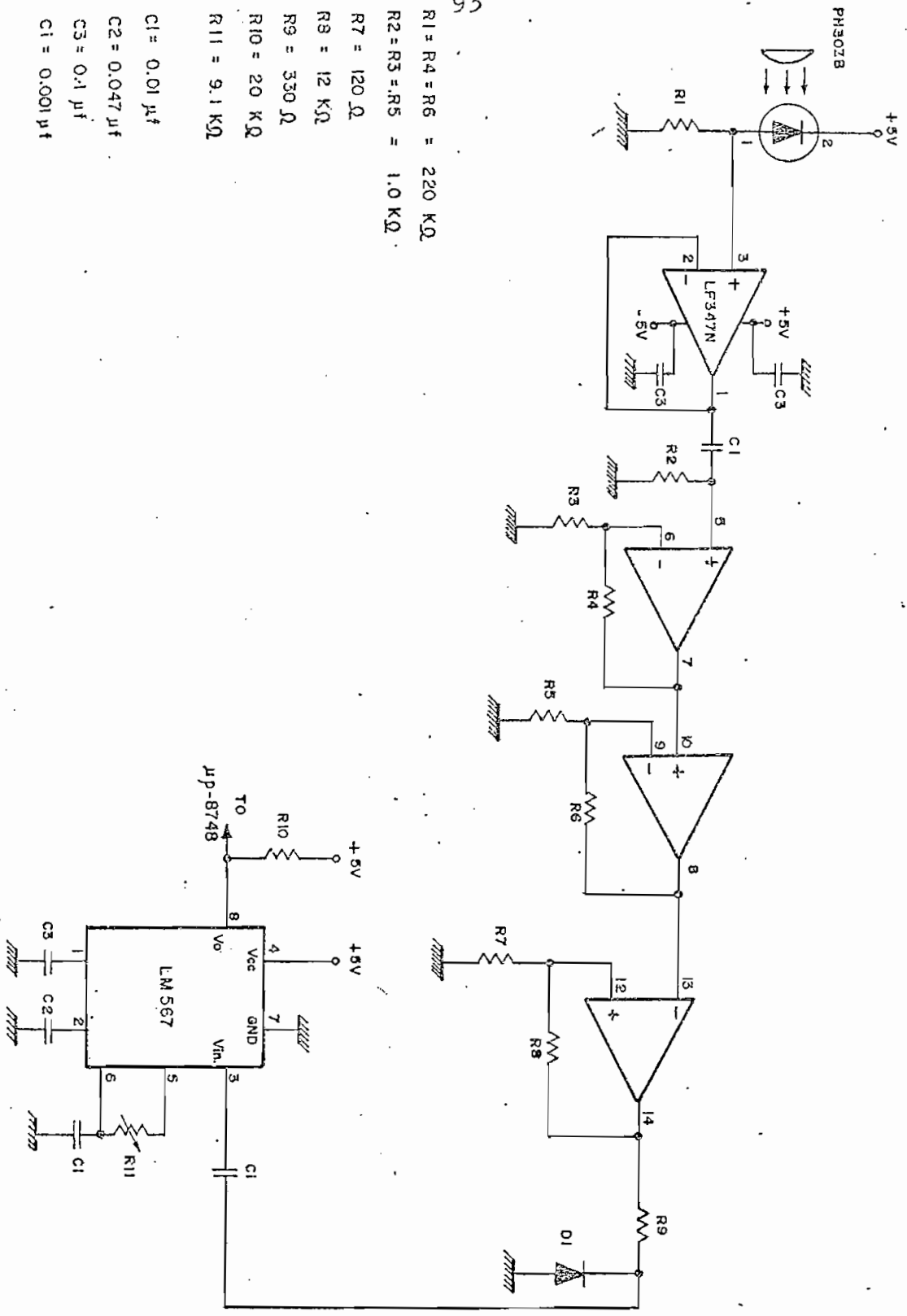
Resultando:

$R_{10} = 20 \text{ K}\Omega$!	$C_1 = 0.01 \text{ uf}$
$R_{11} = 9.1 \text{ K}\Omega$!	$C_i = 0.001 \text{ uf}$
$C_2 = 0.047 \text{ uf}$!	$C_3 = 0.1 \text{ uf}$

estos valores se los obtiene, por recomendaciones y gráficos que presenta el fabricante, en el manual utilizado como referencia.

Como parte de los elementos que acondicionan la señal, se puede mencionar, el filtro infrarrojo y una lente, que sirven para eliminar las señales indeseables y para aumentar la distancia de control respectivamente.

En la Figura. 3-8 se puede observar el diagrama circuital, con todos los elementos que constituyen el acondicionamiento de la señal recibida.



- R1 = R4 = R6 = 220 KΩ
- R2 = R3 = R5 = 1.0 KΩ
- R7 = 120 Ω
- R8 = 12 KΩ
- R9 = 330 Ω
- R10 = 20 KΩ
- R11 = 9.1 KΩ
- C1 = 0.01 μf
- C2 = 0.047 μf
- C3 = 0.1 μf
- C1 = 0.001 μf

Fig. 3-8

Diagrama Circuital: Acondicionamiento de la señal recibida.

3.3 CIRCUITOS DE OPERACION Y CONTROL

Para que el diseño cumpla con todas las características propuestas, el microprocesador comanda a ciertos circuitos de control, y recibe información de ellos. En este punto se indicará el diseño y la función de cada uno de estos circuitos de control.

3.3.1 INTERFAZ MICROPROCESADOR-MOTOR

Para la operación del motor, se utiliza un arreglo de transistores que trabajan en conmutación, los cuales según las señales que existan en sus bases, permitirán el flujo de la corriente del motor en los dos sentidos; permitiendo así la inversión de giro. Los transistores de potencia son los 2N3055, que en realidad están sobredimensionados para esta aplicación, con el propósito de que puedan manejar un motor de mayor potencia con la misma interfaz. Los transistores de potencia, son manejados por transistores de señal, en un arreglo darlington, y estos a su vez son comandados por señales lógicas, provenientes del circuito de control. Para visualizar de mejor forma la interfaz, se presenta la Figura. 3-9:

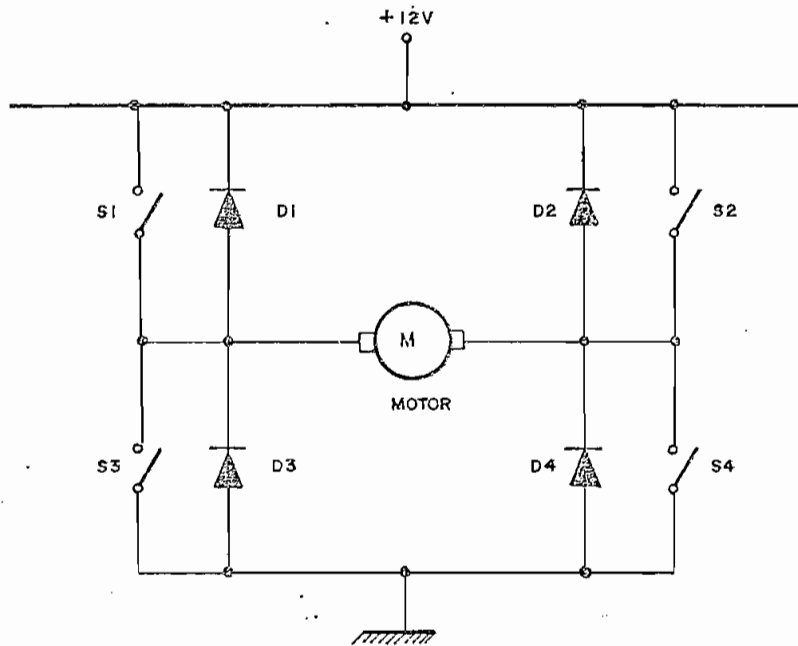


Fig. 3-9
Interfaz para operar el motor.

En este diagrama, cuando las señales de control activan los interruptores S_1 y S_4 , el motor girará en un sentido, e invertirá su sentido de giro, cuando se activan S_2 y S_3 , ya que el motor es de imán permanente.

En la Figura. 3-10, se puede observar la interfaz completa y detallada, que permitirá operar al motor, en la que además se ha incluido una etapa de limitación de corriente como protección. Para el cálculo de los elementos, se ha considerado como ya se indicó previamente, que la corriente nominal del motor es de 1.5 A, la fuente que lo alimenta 12 V., y que la limitación de

corriente es alrededor de 2 A. Tomando en cuenta la nomenclatura utilizada en esta figura, se tiene que:

$$I_c = 2 \text{ A};$$

$\beta = 20$, para transistores de potencia:

$$I_{B1} = \frac{I_c}{\beta} = \frac{2}{20} = 100 \text{ mA.}$$

I_3 debe ser mucho menor que I_{B1} ; $I_3 = 10 \text{ mA}$.

$$R_3 = \frac{V_{BE}}{I_3} = \frac{0.7 \text{ V}}{0.01 \text{ A}} = 70 \Omega.$$

por analogía, se calcula la resistencia R_5 .

$$R_5 = R_3 = 100 \Omega.$$

Los transistores de señal utilizados, para el arreglo darlington son los MPSA56 (PNP) y MPSA06 (NPN), cuya máxima corriente es de 0.5 A. y tienen un $\beta = 50$.

$$I_{B2} = \frac{I_{B1}}{\beta * 0.2} = \frac{100 \text{ mA.}}{10} = 10 \text{ mA.}$$

I_2 debe ser mucho menor que I_{B2} ; $I_2 = 1.0 \text{ mA}$.

$$R_2 = \frac{0.7 \text{ V}}{1.0 \text{ mA}} = 700 \Omega.$$

$$R_2 = 680 \Omega.$$

por analogía, $I_{R4} = 1.0 \text{ mA}$, por lo tanto:

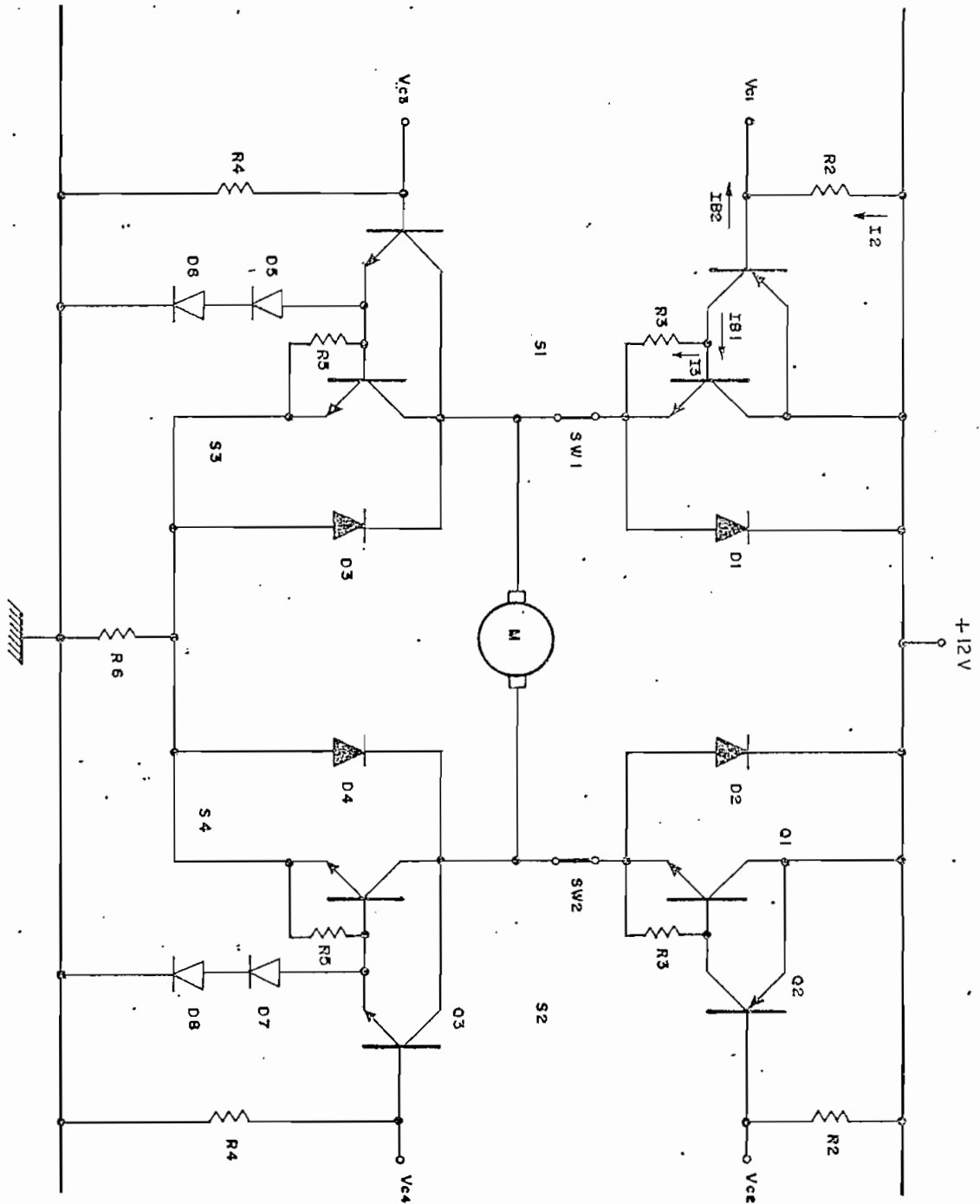
$$R_4 = \frac{2 * V_{BE} + V_{R5}}{I_{R4}} = \frac{(1.4 + 0.3) \text{ V}}{1.0 \text{ mA}} = 1700 \Omega.$$

$$R_4 = 1.8 \text{ K}\Omega.$$

Como se había indicado anteriormente, la limitación de corriente será de 2 A, los diodos necesitan alrededor de 1.2 V. para empezar a conducir, y como $V_{BE} = 0.75 \text{ V.}$, el voltaje en R_6 deberá ser de 0.4 V, por lo tanto:

$$R_6 = \frac{0.4 \text{ V.}}{2.0 \text{ A}} = 0.2 \Omega.$$

$$R_6 = 0.2 \Omega. / 5 \text{ W.}$$



Q1 : 2N3055
 Q2 : MPSA56
 Q3 : MPSA06

SW1 : FINAL DE CARRERA DERECHO DE RESPALDO
 SW2 : FINAL DE CARRERA IZQUIERDO DE RESPALDO

Fig. 3-10
 Interfaz: Circuitos de Control-Motor.

En la figura anterior, V_{c1} , V_{c2} , V_{c3} y V_{c4} son las salidas del circuito de control, y son señales obtenidas de un buffer de colector abierto. Las resistencias conectadas a él; de acuerdo al plano eléctrico de numeral 3.6, son las siguientes:

$$R_8 = \frac{12 - 2*V_{BE} - V_{R6}}{10 \text{ mA}} = 1.02 \text{ K}\Omega$$

$$R_7 = \frac{12 - V_{BE} - 0.2}{10 \text{ mA}} = 1.11 \text{ K}\Omega.$$

$$R_7 = R_8 = 1.0 \text{ K}\Omega.$$

En la Tabla. 3.1, se presenta, como deberían ser los voltajes lógicos, V_{c1} , V_{c2} , V_{c3} y V_{c4} para la operación del motor:

TABLA 3.1: VOLTAJES LOGICOS DE CONTROL

CONTROL				TRANSISTORES				OPERACION
V_{c1}	V_{c2}	V_{c3}	V_{c4}	S1	S2	S3	S4	DEL MOTOR
1L	1L	0L	0L	A	A	A	A	Motor detenido
0L	1L	0L	1L	C	A	A	C	hacia la derecha
1L	0L	1L	0L	A	C	C	A	hacia la izquierda

Nota: A = abierto, C = cerrado

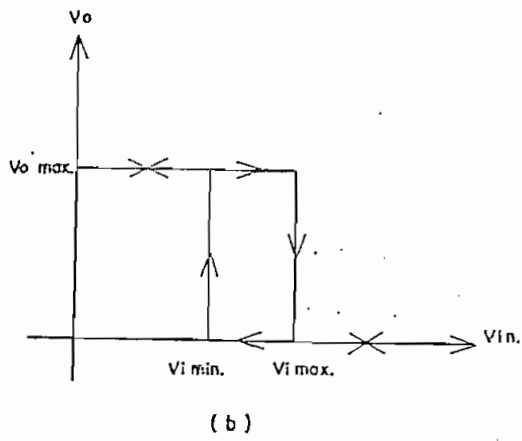
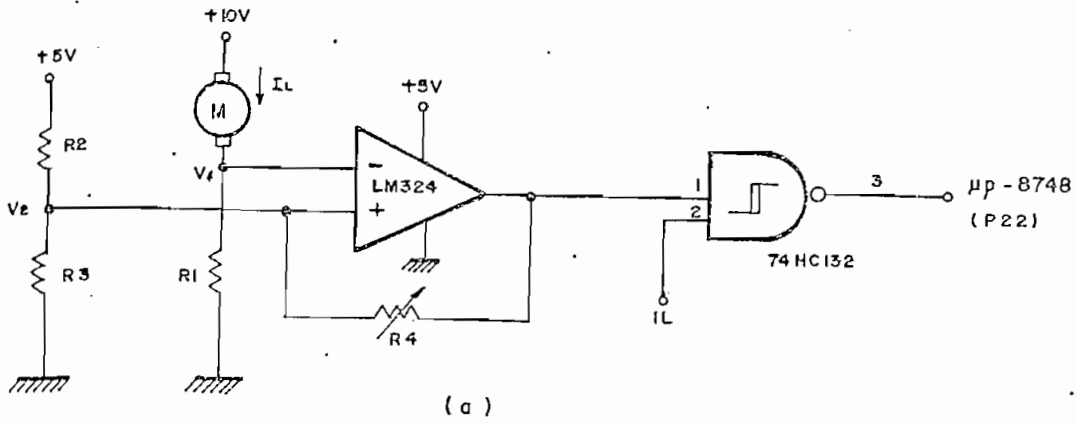
Estas señales de control, que provienen del microprocesador, se las obtienen por el puerto P_1 ; los cuatro bits menos

significativos, manejan las señalizaciones, y los cuatro más significativos, la operación del motor; para cumplir con la lógica de la tabla anterior y dada las características de la interfaz, es necesario utilizar dos buffers inversores, el 74HC240 y el 7406N que es de colector abierto. El detalle de las conexiones se indican en el plano eléctrico del punto 3.6.

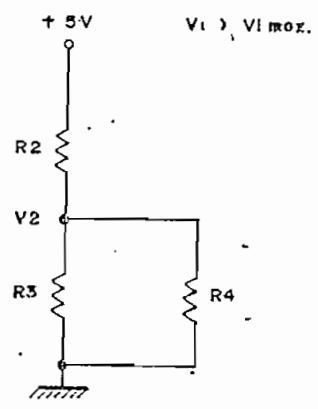
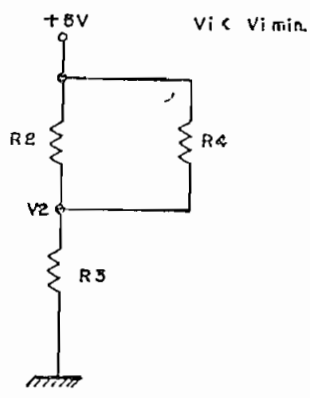
3.3.2 SENSOR DE SOBRECARGA

Para sensar la corriente de carga, se utiliza una pequeña resistencia de potencia, de 0.2Ω / 5 W (la misma que se utiliza para limitar la corriente en la interfaz control-motor), conjuntamente con un amplificador operacional con histéresis. La salida del operacional cambiará de estado lógico cuando existe sobrecarga; de modo que hay que determinar cuales serán los puntos de conmutación del comparador, en base a la corriente del motor en condiciones normales, y cuando existe sobrecarga.

En la Figura. 3-11 está indicado el circuito, que dará la información al microprocesador, y en el caso de haber sobrecarga éste debería desconectar la alimentación al motor. Se puede observar que a la salida del amplificador operacional LM324N, está un inversor, que es necesario para cumplir con la lógica del control. En condiciones normales, la salida del sensor será un 0L, pero en caso de sobrecarga cambiará a 1L. La figura siguiente indica además, la característica de transferencia que deberá tener el sensor:



$I_L \text{ max.} = 1.5 \text{ A}$
 $I_L \text{ min.} = 1.0 \text{ A}$
 $V_i \text{ max.} = 0.35 \text{ V}$
 $V_i \text{ min.} = 0.2 \text{ V}$
 $V_o \text{ max.} \approx +5 \text{ V}$
 $R_1 = 0.2 \Omega / 5 \text{ w}$



(c)

Fig. 3-11

- a) Sensor de la corriente del motor.
- b) Característica de transferencia
- c) Circuito equivalente

de la figura anterior se tiene que:

$$\text{Si } V_1 < V_{i\min} \quad V_2 = V_{CC} * \frac{R_3}{R_3 + R_2 \parallel R_4} = 0.35 \text{ V.}$$

$$\text{Si } V_1 > V_{i\max} \quad V_2 = V_{CC} * \frac{R_3 \parallel R_4}{R_2 + R_3 \parallel R_4} = 0.2 \text{ V.}$$

considerando que $V_{CC} = 5 \text{ V}$, asumiendo el valor de R_2 , y resolviendo las ecuaciones anteriores, se obtuvo:

$R_2 = 12 \text{ K}\Omega.$
$R_3 = 560 \Omega.$
$R_4 = 16 \text{ K}\Omega.$

3.3.3 INTERRUPTORES DE FIN DE CARRERA

Para saber si la puerta ha llegado a cualquiera de los extremos, se utilizan elementos optoelectrónicos como sensores de fin de carrera. Se tiene un arreglo emisor-detector de luz infrarroja, que cuando la puerta interrumpe el haz, el detector se pone corte, cambiando su estado lógico de 0L a 1L, que indica al microprocesador que la puerta llegó a un extremo y que debe desconectar la alimentación al motor. Como emisor se utiliza el diodo MFOE71 y el detector es el fototransistor MFOD72. Es necesario usar una compuerta con disparador de Schmitt, para que los niveles lógicos sean los adecuados.

Considerando que la corriente del emisor es de 50 mA., y que la caída de potencial directa del diodo es de 1.5 V., se ha calculado la resistencia en serie con el Led. En la Figura. 3-12 se indica el circuito que constituye el interruptor de fin de carrera, y los valores de los elementos utilizados:

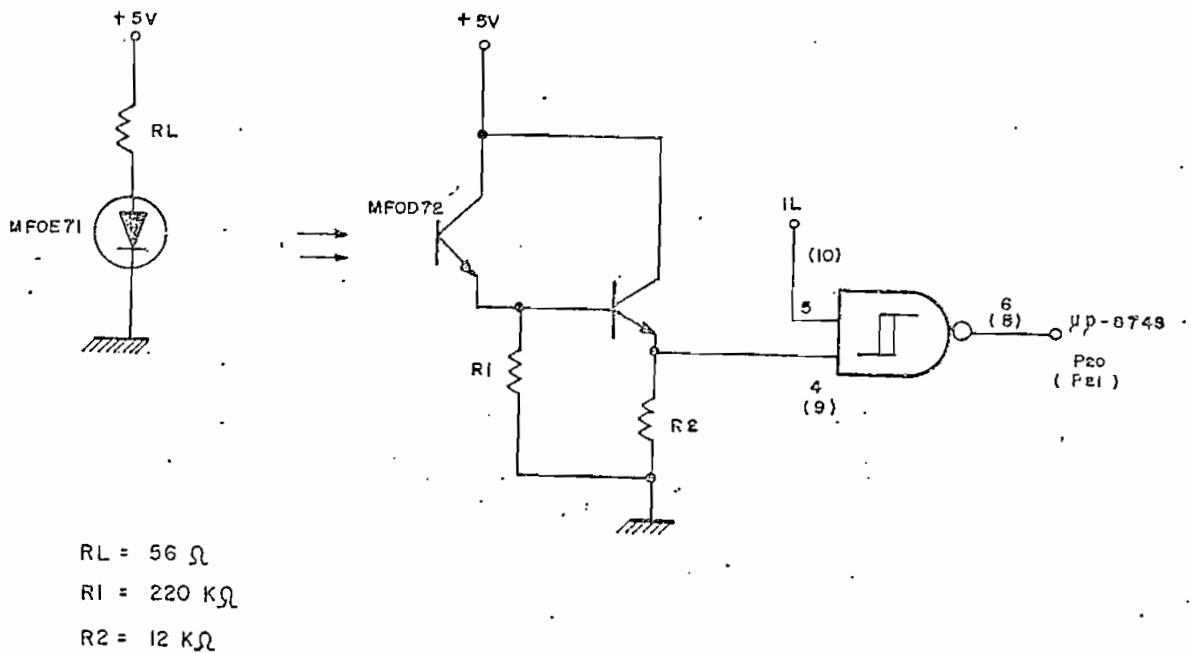


Fig. 3-12.
 Interruptor optoelectrónico de fin de carrera.

3.4 PROTECCIONES

Con referencia al plano eléctrico del punto 3.6, las protecciones que dispone el sistema, considerando que el motor utilizado es de muy baja potencia; son las siguientes:

- Fusible (F1): fusible exterior, de 1.0 A. que conecta la red alterna de 110 V., al primario de los transformadores usados en el diseño.

- Fusible (F2): protege la circuito que alimenta al motor, considerando que la limitación de corriente está en 2.0 A., el fusible es de 3.0 A.

- Fusible (F3): 500 mA, protege al circuito de control, es decir al microprocesador, circuitos integrados y señalizaciones..

- Limitación de corriente: ajustada a 2.0 A., actúa cuando se produce alguna falla en el circuito de control, o si el motor está sobrecargado.

- Interruptores de fin de carrera: los principales son optoelectrónicos, detectan si la puerta ha llegado a uno de los extremos y envían su información al microprocesador. En caso de que estos sensores fallen, por alguna causa, existen interruptores de fin de carrera de respaldo, los mismos que son electromecánicos, y al ser accionados por la puerta, desconectan la alimentación al motor, pero permiten que el motor sea accionado en sentido contrario.

- Sin ser una protección eléctrica el acceso al sistema,

está protegido por la clave, que se debe ingresar por el transmisor para poder operar el motor. En caso de que el transmisor falle se utilizará el control local.

Cabe mencionar que los reguladores de voltaje, y los transistores que manejan al motor; disponen de disipadores de temperatura para su adecuado funcionamiento. Todas las protecciones antes mencionadas, se indican en el plano eléctrico.

3.5 SEÑALIZACIONES

En el capítulo anterior, ya se indicó las señalizaciones que dispone el transmisor; en este punto se indican las señalizaciones que dispone el receptor:

- 1.- Señal de encendido/apagado, dada por la luz piloto que tiene el interruptor para prender el equipo.
- 2.- Señal de que la puerta se desplaza hacia la derecha.
- 3.- Señal de que la puerta se desplaza a la izquierda.
- 4.- Señal de que la puerta se ha detenido.
- 5.- Señal de sobrecarga.

Todas las señalizaciones, a excepción de la señal de encendido, están constituidas por leds activados por el circuito de control, a través del buffer inversor 74HC240.

3.6 PLANO ELECTRICO

3.7 CARACTERISTICAS DEL MOTOR UTILIZADO

El motor utilizado, para este trabajo es de corriente continua, de imán permanente y es parte el sistema Motomatic, serie E-500 MG; el cual es un sistema didáctico para el estudio de control de velocidad y aplicaciones de control.

Los datos de placa del motor, y sus parámetros intrínsecos son lo siguientes:

Potencia de salida: 1/25 HP
 Velocidad: 4750 RPM
 Torque: 8 oz.*pulg.
 Voltaje: 28 V
 Corriente de armadura: 1.4 A.
 Resistencia de armadura: 4Ω .
 Constante de voltaje: 4.6×10^{-3} V./RPM
 Constante de Torque: 6.2 oz.*pulg./A.
 0.044 N * m /A.
 Regulación: 140 RPM/oz. * pulg.
 Inercia: 4×10^{-3} oz.*pulg.*sec²

En base de estos parámetros, midiendo el voltaje generado cuando el motor es alimentado con 10 V., y con una corriente de armadura de 1 A., que son las características con las cuales el motor estaría trabajando normalmente, se encontraron los siguientes valores:

Voltaje de alimentación al motor: $V_a = 10 \text{ V.}$
Corriente de armadura: $I_a = 1.0 \text{ A.}$
Voltaje generado: $E_g = 7.4 \text{ V.}$
Constante de voltaje: $K_v = 4.6 \times 10^{-3} \text{ V./RPM}$

$$W_{\text{RPM}} = E_g / K_v = 1608 \text{ RPM}$$

Velocidad angular:

$$W = 1600 \text{ RPM}$$

este dato será utilizado en el siguiente capítulo, para determinar la reducción de velocidad adecuada.

Las características geométricas del motor son las siguientes:

Diámetro exterior de la carcasa = 50 mm.

Altura desde la base al eje de salida. = 65 mm.

Longitud del cuerpo = 120 mm.

Diámetro del eje de salida = 6 mm.

CAPITULO IV: DISEÑO MECANICO

- 4.1 Consideraciones mecánicas
- 4.2 Acoplamiento motor-carga
- 4.3 Esquemas mecánicos

CAPITULO IV: DISEÑO MECANICO

4.1 CONSIDERACIONES MECANICAS

Respecto a las aplicaciones de un control remoto, cabe mencionar que debido a la versatilidad del comando a distancia, posición variable, así como de seguridad y confort, son muy variadas en los sistemas mecánicos industriales; entre ellas se pueden mencionar unas pocas, y estas son: accionamiento de puertas a distancia, accionamiento de gruas y vagones, etc.

La operación del motor eléctrico mediante control remoto, objeto de esta tesis, será aplicada en una puerta corrediza, cuyo diseño y disposición general se ilustra en el punto 4.3 que se refiere al esquema mecánico, presentándose además en el siguiente numeral, las condiciones que el sistema debe cumplir mecánicamente.

4.1.1 CONDICIONES DEL DISEÑO MECANICO

Las condiciones que debe cumplir el diseño mecánico se pueden resumir en los siguientes literales:

- a) El accionamiento de la puerta será por motor eléctrico, como se indicó.
- b) Transformación del movimiento angular del eje motor, en

- movimiento lineal de la puerta corrediza.
- c) Velocidad constante del movimiento.
 - d) Desplazamiento de la puerta en las dos direcciones.
 - e) En los terminales de las guías de desplazamiento de la puerta, se instalarán dispositivos de fin de carrera.

4.1.2 DESCRIPCION DEL DISEÑO

- a) Accionamiento: Debido a la disponibilidad tecnológica actual, lo cual implica equipo y costos, es convencional utilizar un motor eléctrico como clásico tipo de accionamiento de una puerta deslizante.
- b) Determinación de la potencia del motor eléctrico: En primer lugar se debe determinar la velocidad de la puerta, considerando las dimensiones del modelo, se ha observado que una velocidad de desplazamiento adecuada es:

$$V_L = 0.015 \text{ m/s.} = 2.95 \text{ pies/min.}$$

la distancia máxima de desplazamiento es: $x = 31.5 \text{ cm.}$

Para un sistema de velocidad constante, se tiene que:

$$V_L = x / t$$

de donde:

$$t = 0.315 / 0.015 \quad (\text{s})$$

$$t = 21 \quad (\text{s})$$

Con estos datos y para la determinación de la potencia del motor, se ha tomado como referencia, el manual WHITING CRANE HANDBOOK, pag. 110, parte H. La relación utilizada para un sistema de las características del modelo construido, es la siguiente:

$$\text{HP} = \frac{W * \text{FPM} * \text{TE}}{33000}$$

en donde:

HP = potencia del motor en Hp.

W = peso de la carga en libras (lb).

FPM = velocidad de desplazamiento en pies/minuto.

TE = constante de esfuerzo de tracción = $(\text{FPM}/20)+22.5$

Para este caso:

W = 6 lbs.

FPM = 2.95 pies/min.

TE = 22.65

Resultando:

HP = 0.01215 Hp., es decir,

Si P es la potencia del motor en vatios:

$$P = 9.1 \text{ (W)}$$

4.2 ACOPLAMIENTO MOTOR-CARGA

Existen varias formas para transformar un movimiento giratorio en un desplazamiento lineal; se podría mencionar alguno de ellos:

- tornillo - tuerca
- piñón - cremallera
- biela - manivela

Analizando las características tales como: disponibilidad de mecanismos en el mercado, facilidad de construcción local, dimensiones requeridas para el modelo y costos, el más apropiado para este trabajo, resulta ser el sistema TORNILLO - TUERCA.

Este sistema presenta las siguientes características, las cuales cumplen con las condiciones de diseño, establecidas en el numeral 4.1.1; estas son:

- 1.- Transformación cinemática: Movimiento circular uniforme a Movimiento rectilíneo uniforme.
- 2.- Transmisión de la potencia requerida

- 3.- Variación de la velocidad lineal, la misma que depende únicamente de la velocidad del motor.
- 4.- Acoplamiento directo motor - tornillo.

El principio de funcionamiento del sistema Tornillo-tuerca, se ilustra en la Figura. 4-1 que se presenta a continuación:

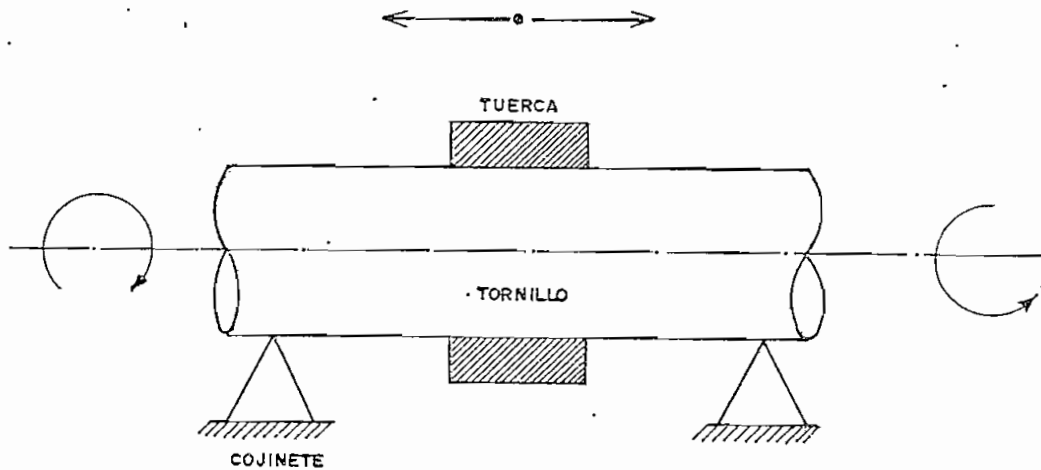


Fig. 4-1
Sistema Tornillo - tuerca.

4.2.1 DISEÑO DEL SISTEMA TORNILLO - TUERCA

El tornillo tendrá la misma velocidad angular del motor, ya que irá acoplado directamente a su eje, mediante una unión tipo Cardan, la cual permite un fácil ensamblaje pues acepta deslizamientos de los ejes del motor y del tornillo, los que podrían presentarse durante la construcción.

Para la transmisión del desplazamiento a la puerta corrediza, se utiliza una abrazadera metálica, la misma que está fija a la puerta y a dos tuercas, que se desplazan sobre el tornillo cuando éste es movido por el motor.

El tornillo construido, presenta las siguientes características:

- Material: bronce
- Diámetro exterior = 6 mm.
- Longitud = 455 mm.
- No. hilos/pulg. = 48
- hélice = derecha
- paso = $25.4/48 = 0.53$ mm.

$$\frac{1}{48} \text{ pulg.} = \frac{25.4 \text{ mm}}{48} = 0.53 \text{ mm}$$

Estas características se han seleccionado de forma que el avance de la puerta coincida, con las especificaciones de diseño del numeral 4.1.2-b, así:

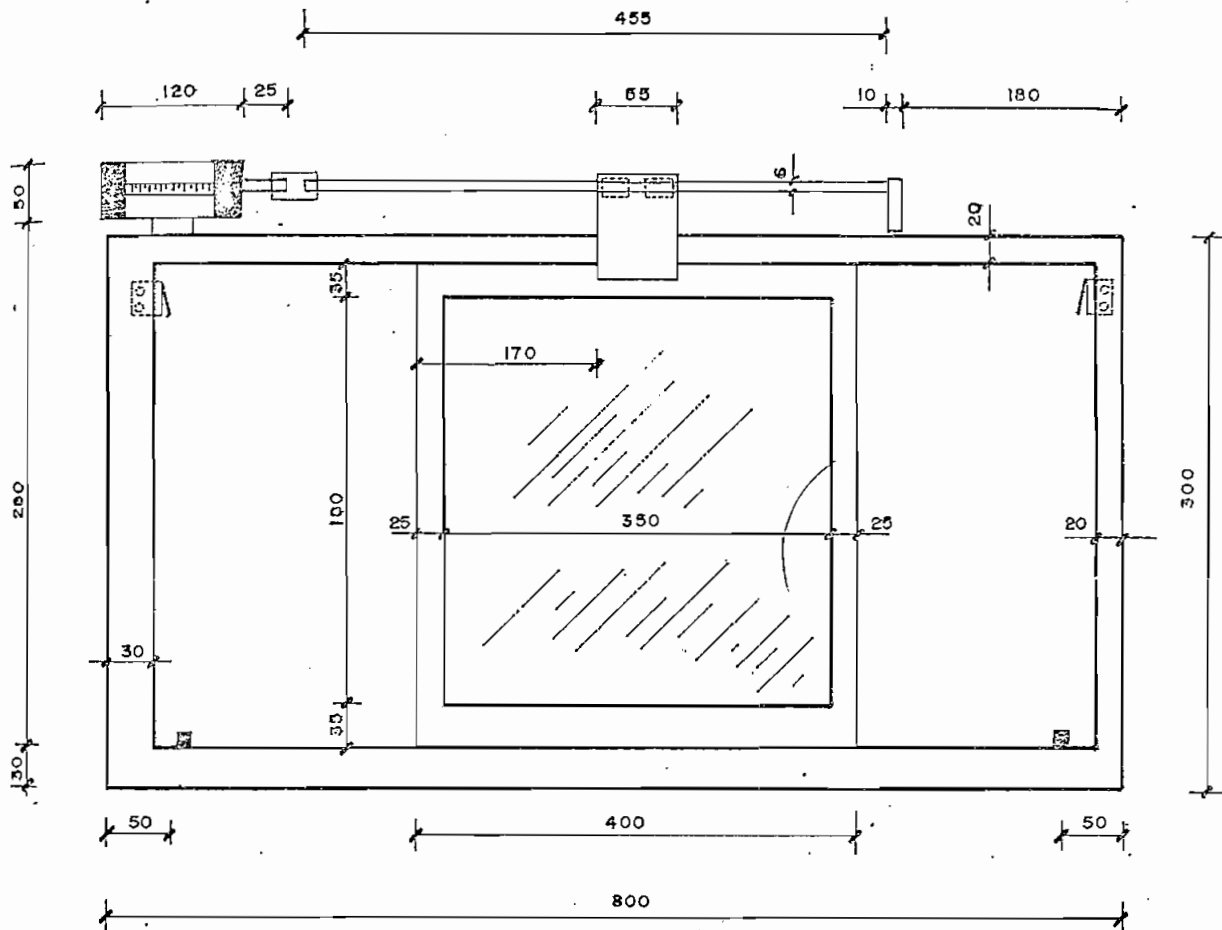
$$\text{AVANCE} = \frac{0.53 \text{ mm.}}{1.0 \text{ rev.}} * \frac{1600 \text{ rev.}}{1.0 \text{ min}} * \frac{1.0 \text{ min.}}{60 \text{ s.}} * \frac{1.0 \text{ m.}}{1000 \text{ mm}}$$

$$\text{AVANCE} = V_L = 0.014 \text{ m/s.}$$

Los resultados experimentales confirman este dato.

4.3 ESQUEMA MECANICO

A continuación se presenta la Figura. 4-2, donde se indica de manera detallada, los elementos mecánicos que constituyen el presente trabajo, su disposición en el diseño, así como también sus magnitudes.



NOTA: TODAS LAS DIMENSIONES ESTAN EN mm.

Fig. 4-2
Esquema Mecánico



CAPITULO V: CONSTRUCCION

- 5.1 Pruebas realizadas y resultados obtenidos
- 5.2 Esquemas y planos generales
- 5.3 Guía de utilización del equipo construido

CAPITULO V: CONSTRUCCION

En este capítulo se hablará de la implementación física del equipo, se indicarán las características principales de la construcción del mismo, sus dimensiones físicas, y algunas pruebas realizadas que verifiquen el cumplimiento de las especificaciones de diseño, que se han venido indicando en los capítulos anteriores.

5.1 PRUEBAS REALIZADAS Y RESULTADOS OBTENIDOS

Antes de indicar las pruebas que se han realizado, es conveniente mencionar algunos aspectos importantes de la construcción del modelo, así:

La puerta tiene las siguientes características:

- Longitud = 80 cm.
- Altura = 30 cm.
- Materiales: perfiles de aluminio anodizado blanco, vidrio
- Bastidor: aluminio anodizado blanco sobre una base de madera de aglomerado.

El motor está fijo en la parte superior izquierda del bastidor al que ya se hizo mención, y alineado con el mismo.

Mediante una unión tipo Cardan se sujeta el eje del motor con el tornillo, y sobre él se desplazan dos tuercas para lograr el movimiento de la puerta; al final del tornillo en la parte superior derecha del bastidor está fijo un cojinete de bronce. Las tuercas hechas en bronce, están distantes entre si 50 mm., y están sujetas a la puerta a través de un brazo remachado.

Las dimensiones de la caja de madera de aglomerado, sobre la que descansa la estructura de aluminio, son las siguientes:

- Longitud = 90 cm.
- Altura = 9 cm.
- Ancho de la base superior = 20 cm.
- Ancho de la base inferior = 24 cm.

En la parte frontal al lado izquierdo se encuentra el panel de control local las señalizaciones y el sensor infrarrojo. En el extremo derecho se ha ubicado un diagrama de bloques general del sistema. En la parte posterior, al extremo izquierdo, están el fusible (F1) y el conector de alimentación AC.

En el interior de la caja, se ha dispuesto todo el sistema eléctrico y electrónico, tratando de optimizar el espacio disponible. De izquierda a derecha, se encuentra los transformadores para las fuentes, el sensor de luz infrarroja, la tarjeta de control en la que está el microprocesador, la tarjeta de fuerza y finalmente la interfaz control-motor formada por los

transistores en un arreglo puente. Las diferentes conexiones entre las tarjetas, y entre los elementos que forman el diseño eléctrico se las ha realizado a través de 3 borneras, dos de 10 y una de 20 terminales, con el objeto de distribuir de mejor forma las conexiones eléctricas y facilitar futuros cambios o mantenimiento del equipo.

En cuanto al transmisor, está construido en una caja de balsa, se escogió este material debido a la gran facilidad que presenta para ser trabajado y además por ser un material muy liviano. Las dimensiones del transmisor son las siguientes:

- Longitud = 26 cm.
- Altura = 6 cm.
- Ancho = 8 cm.

En la parte frontal de la caja del transmisor, se encuentra un filtro óptico, a través del cual pasará la señal de luz infrarroja emitida por los leds del transmisor. En la parte superior se encuentran el interruptor de encendido, el teclado y las diferentes señalizaciones correspondientes a cada control. En el interior de la caja está el circuito impreso del transmisor constituido por una sola placa, además hay un pequeño compartimiento donde se ubica la batería; también internamente junto al filtro óptico está una lente biconvexa, en cuyo foco están los leds infrarrojos.

Para ilustrar lo dicho en los párrafos anteriores, en la figura. 5-1, se presenta una fotografía de todo el equipo construido.

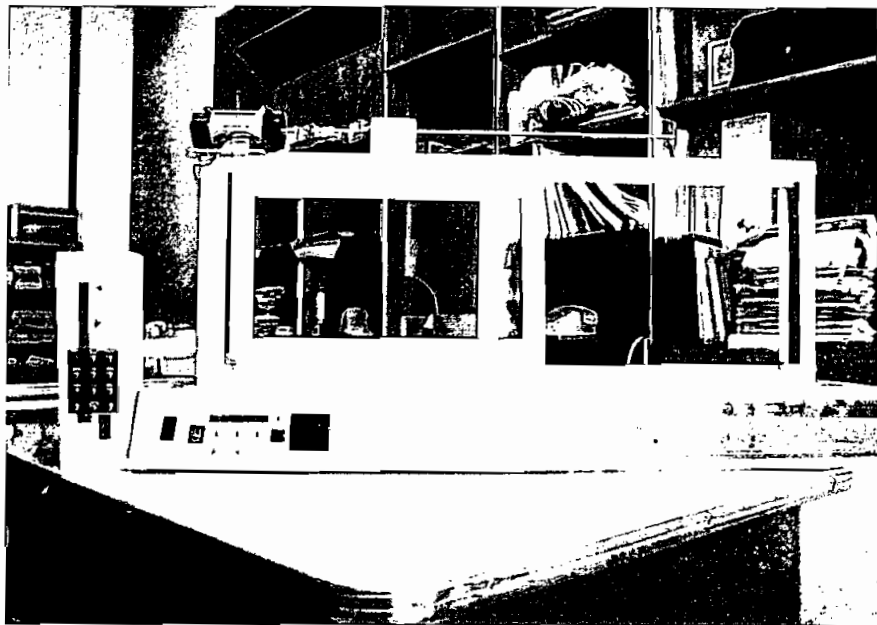


Fig. 5-1
Vista exterior del equipo

Como el diseño tiene por objeto el control remoto de un motor, las pruebas realizadas estarán orientadas a determinar la distancia hasta la cual el control remoto es confiable, pero para llegar a conseguir esto es necesario realizar algunas pruebas preliminares en el transmisor y en el receptor, para asegurarse de que el software funciona adecuadamente.

Las principales pruebas realizadas en el transmisor fueron las siguientes:

- Comprobar que el teclado está siendo debidamente decodificado
- Mediante un programa, que permita la transmisión repetitiva, verificar que se cumple la velocidad de transmisión y que la frecuencia de modulación sea igual a 10 KHz.
- Comprobar que para 10 KHz, el transistor y los leds infrarrojos trabajan adecuadamente.
- Determinación de la distancia focal de la lente utilizada en el transmisor. Se determinó que a 3 cm de la lente, los leds infrarrojos producen la máxima corriente fotoeléctrica en el fotodiodo del receptor.

Las principales pruebas realizadas en el receptor fueron las siguientes:

- Comprobar el adecuado funcionamiento del circuito acondicionador de señal; es decir, observar que se reproduce en el receptor, la señal que es enviada por el transmisor.
- Verificar la subrutina de recepción serie, en un principio simulando la transmisión, y finalmente utilizando la señal transmitida. En este caso se realizó un pequeño programa, que da un pulso de poca duración en la mitad del bit cuando un dato es leído. Los resultados de esta prueba se indican en la

siguiente figura.

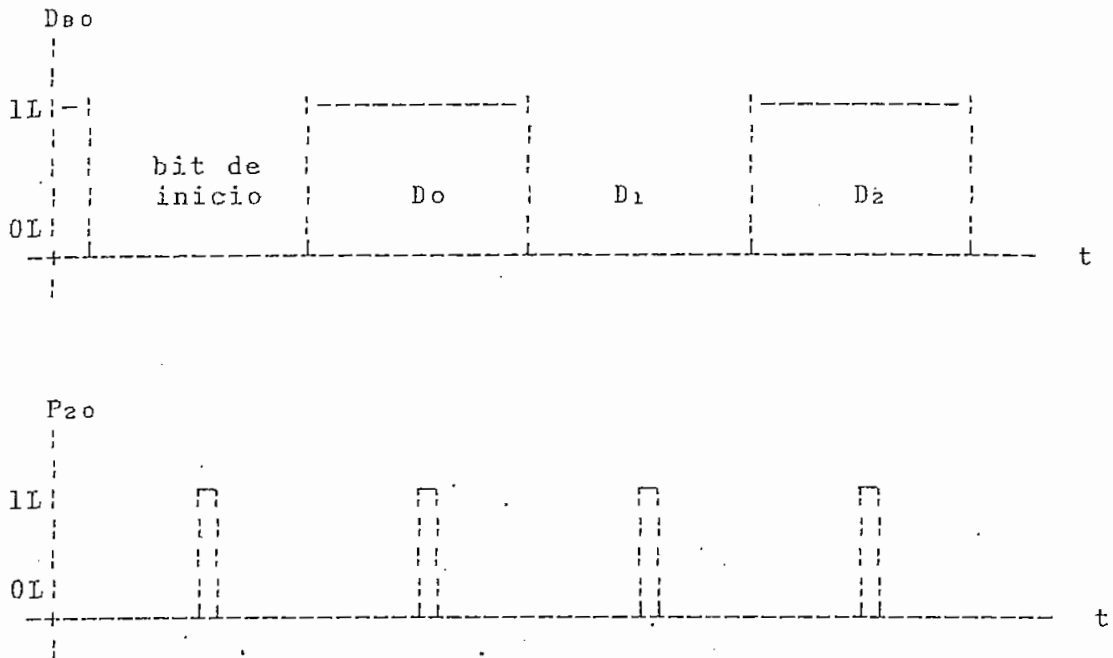


Fig. 5-2
Prueba de lectura de datos.

- El receptor emplea una lente convexa, para mejorar la distancia de alcance; se encontró que la máxima detección se logra cuando el fotodiodo está a 5 cm. de la cara interior de la lente. La señal detectada fue alrededor de 100 mV.pico, con el receptor ubicado a 4 m del transmisor. En esta prueba también se observó la respuesta del fotodiodo a la señal de 10 KHz., la cual no es totalmente cuadrada, y presenta un comportamiento similar a una señal exponencial.

- Fue necesario también saber el tiempo aproximado que dura el arranque del motor y la corriente de arranque, para ajustar los niveles de comparación del circuito Schmitt Trigger, y generar un adecuado retardo en el microprocesador.
- Verificar la adecuada decodificación de los pulsantes, y el encendido de las señalizaciones en el panel de control local, así como también el trabajo de los sensores optoelectrónicos y de los interruptores de respaldo de final de carrera.

Con todas estas pruebas realizadas tanto en el transmisor como en el receptor, y con el equipo sujeto a perturbaciones de lámparas y luz ambiental, se obtuvo que para distancias menores e iguales a 8 m. la recepción es confiable, tomando en cuenta un adecuado direccionamiento del haz de luz transmitido.

5.2 ESQUEMAS Y PLANOS GENERALES

En los capítulos anteriores se ha descrito detalladamente los criterios de diseño, se han presentado diagramas eléctricos, diagramas mecánicos, y planos, de los diferentes bloques que constituye el equipo construido. Pero para dar una mejor idea del modelo, en este punto, se presentan fotografías de diferentes vistas, que se han considerado de mayor importancia; así:

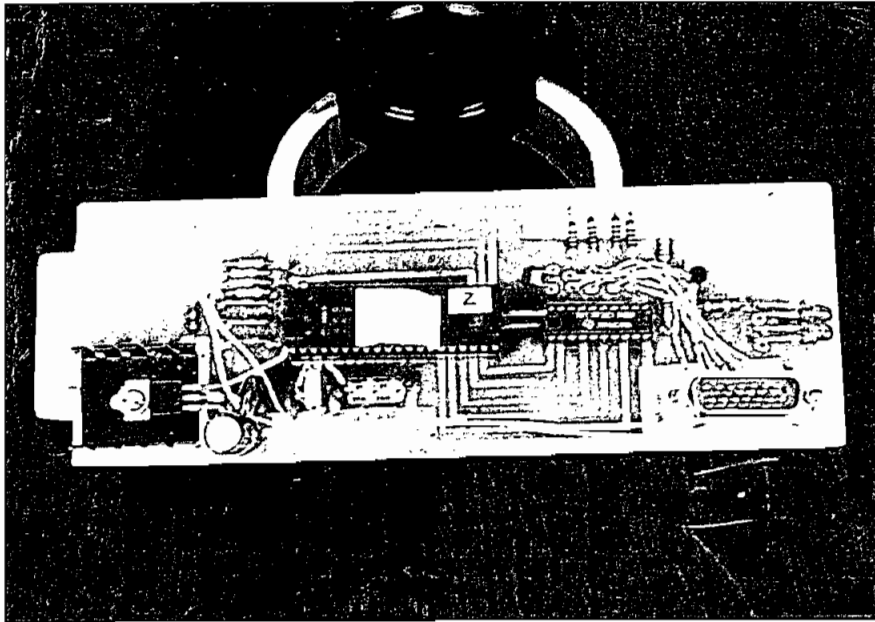


Fig. 5-3
Vista del circuito impreso del transmisor

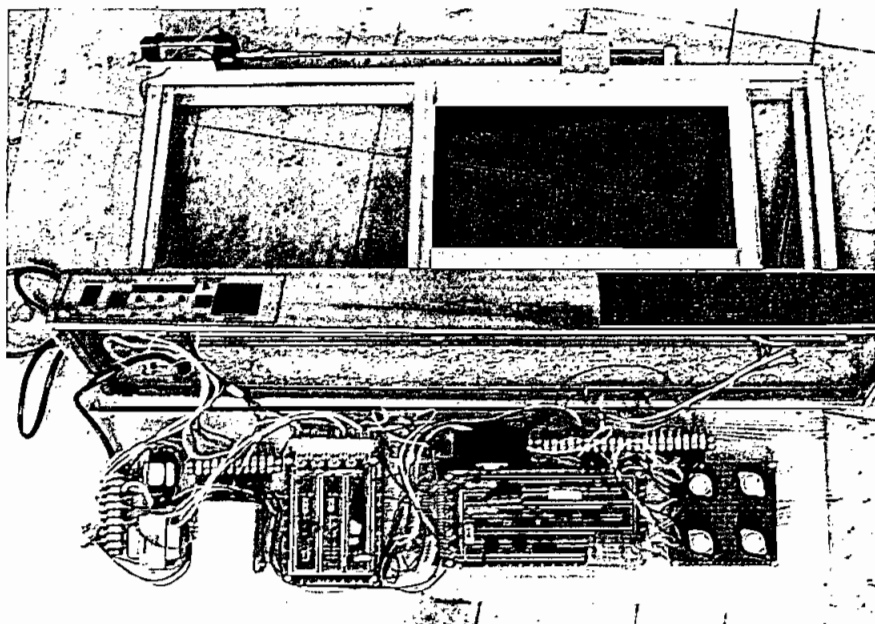


Fig. 5-4
Vista total del receptor.

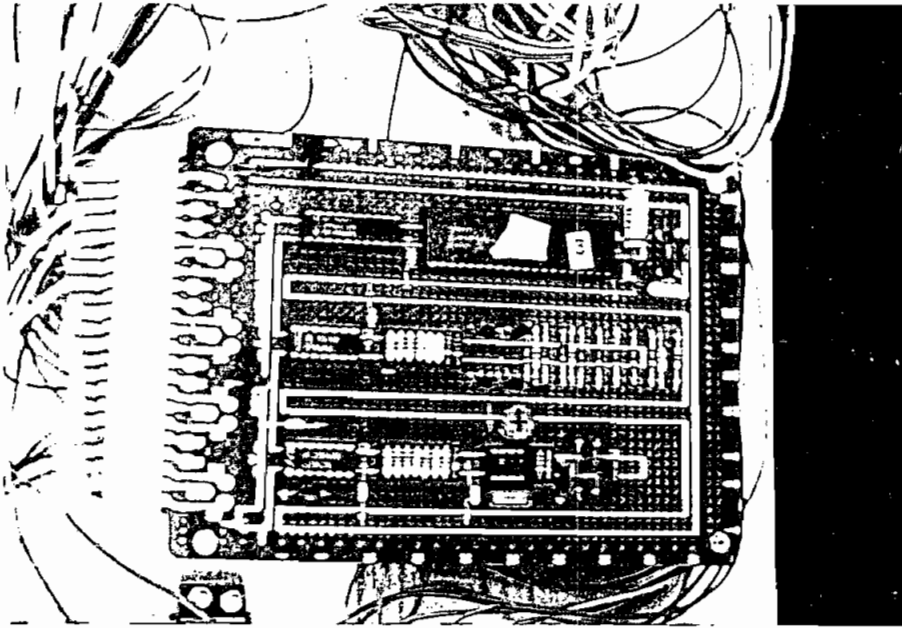


Fig. 5-5
Vista de la tarjeta de Control

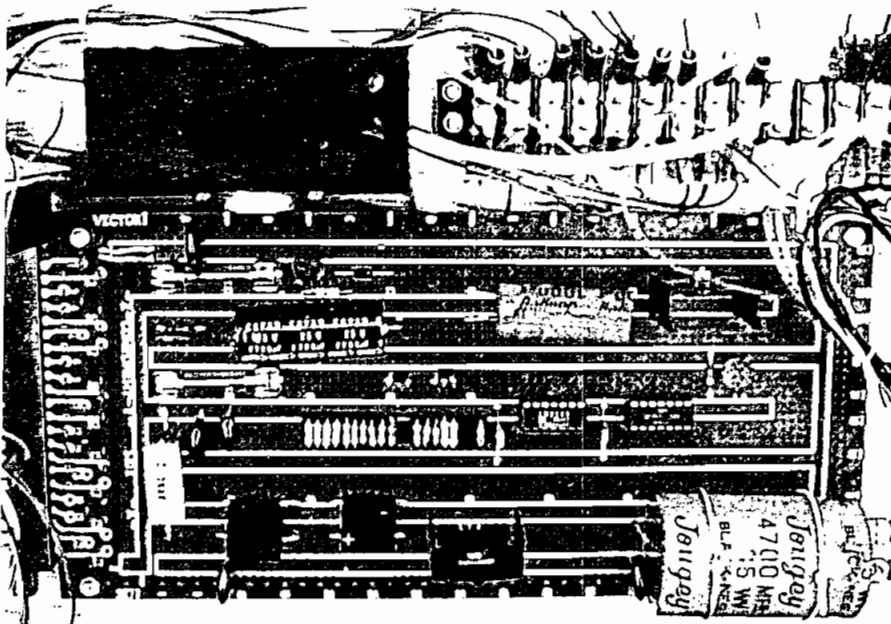


Fig. 5-6
Vista de la tarjeta de Fuerza.

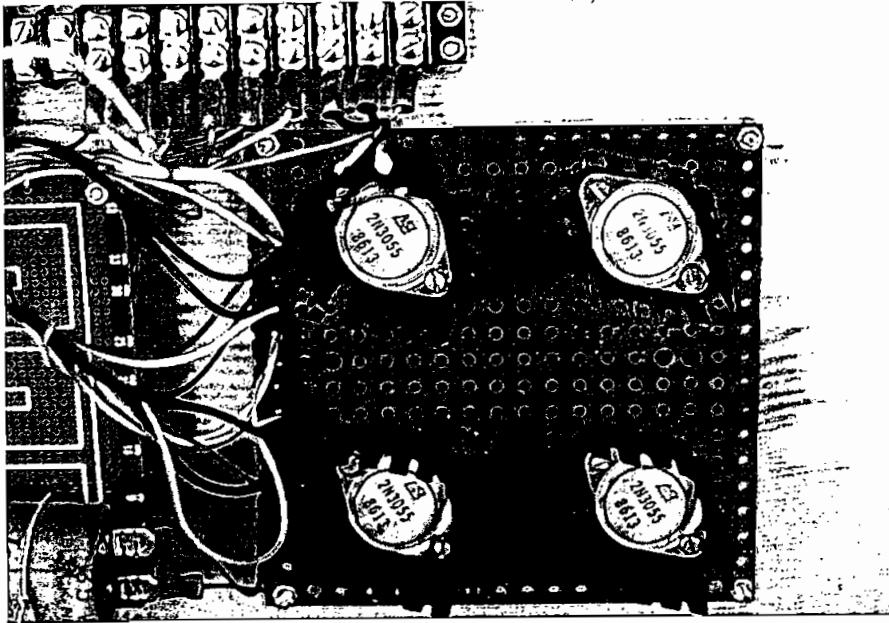


Fig. 5-7
Vista de la Interfaz Control-Motor.

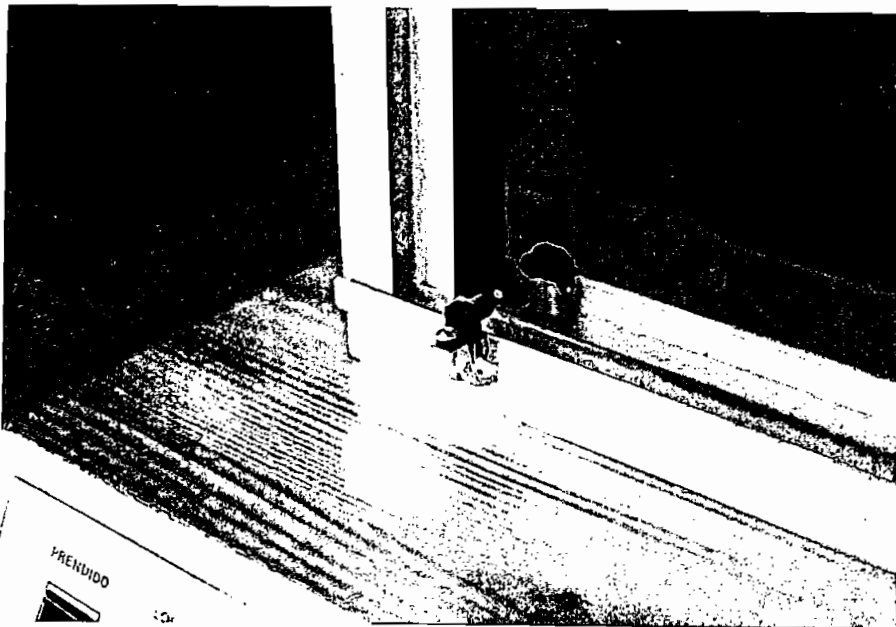


Fig. 5-8
Vista del sensor optoelectrónico de final de carrera.

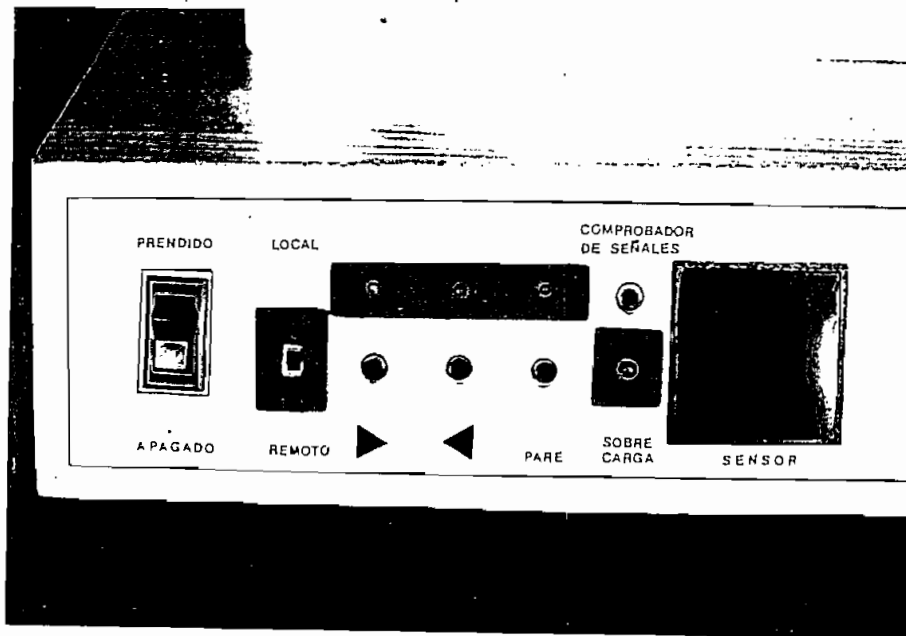


Fig. 5-9
Vista del panel de Control Local.

En el diagrama de la siguiente figura, se muestra en forma de bloques, todo los elementos que constituyen el equipo construido en el presente trabajo. El diagrama tiene por objeto ilustrar el funcionamiento total del sistema, y facilitar el análisis del mismo.

5.3 GUIA DE UTILIZACION DEL EQUIPO CONSTRUIDO

El equipo transmisor-receptor está construido de tal forma que el reemplazo de un elemento defectuoso pueda ser realizado fácilmente, ya que, todos los circuitos integrados están montados en zócalos, por lo tanto su sustitución no es complicada. Las tarjetas también pueden ser desmontadas de sus respectivos conectores con relativa facilidad.

Para ilustrar de mejor forma esta guía de utilización del equipo, se empleará el diagrama general presentado en el numeral anterior, donde se pueden observar los paneles de control del transmisor y del receptor debidamente numerados, numeración a la cual se hará referencia más adelante.

5.3.1 TRANSMISOR

Luego de haber revisado que la batería esté en buenas condiciones, al encender el transmisor debería prenderse la señal de encendido; un segundo paso, es el ingreso de la clave de acceso al sistema formada por la secuencia de teclas 1, 5, 3 y 0, en este caso el transmisor está listo para enviar las señales de control al receptor o realizar operaciones internas; si la clave no ha sido ingresada correctamente, se enciende el led de clave incorrecta, y no se pueden realizar los comandos de control.

Ingresada la clave correcta, se puede pulsar la tecla que realice el comando de control deseado. Para que se ejecute el comando de control es necesario presionar la tecla 0 (operador), a excepción de la tecla que realiza el Reset del transmisor. Las teclas de control son las siguientes:

- 6 y 0: Comprueba las señalizaciones del receptor
- 7 y 0: Desplaza la puerta hacia la derecha
- 8 y 0: Desplaza la puerta hacia la izquierda
- 9 y 0: Detiene el motor
- * y 0: Comprueba las señalizaciones del transmisor
- # : Reset del transmisor

Cuando se ejecuta un comando de control, se encenderá en el transmisor la señal correspondiente. De acuerdo al diagrama del numeral anterior, el panel de control del transmisor consta de lo siguiente:

- (1): Transmisor
- (2): Interruptor de encendido
- (3): Señal de encendido
- (4): Teclado
- (5): Señal de clave incorrecta
- (6): Señal de desplazamiento a la derecha
- (7): Señal PARE
- (8): Señal de desplazamiento a la izquierda
- (9): Filtro infrarrojo

5.3.2 RECEPTOR

Para operar el receptor, es recomendable que el tornillo que produce el desplazamiento de la puerta, y los cojinetes estén debidamente lubricados. Cuando el sistema está energizado y no se enciende la luz piloto, se debe chequear el fusible principal. Si el fusible está bien, y no se mueve el motor o no se encienden las señalizaciones, es necesario revisar las fuentes respectivas. En el circuito del receptor, existen señales que pueden ser calibradas o cambiadas si se requiere, mediante potenciómetros; estas señales son: la fuente de alimentación al motor y al circuito de fuerza que puede variar entre 1.25 V. y 12 V., el ancho del lazo de histéresis del sensor de sobrecorriente, y la frecuencia central del detector de tono.

Cuando se ha seleccionado la operación bajo control remoto, los pulsantes del panel no tienen ninguna función, pero si el control es local, las funciones de los pulsantes y las señalizaciones se indican a continuación, tomando como referencia la numeración del diagrama general del equipo construido del numeral anterior.

- (10): Panel de Control Local
- (11): Interruptor y señal de encendido
- (12): Selector de control remoto/local

- (13): Señal de desplazamiento a la derecha
- (14): Pulsante de desplazamiento a la derecha
- (15): Señal de desplazamiento a la izquierda
- (16): Pulsante de desplazamiento a la izquierda
- (17): Señal Pare
- (18): Pulsante para detener al motor
- (19): Pulsante para comprobar señalizaciones
- (20): Señal de sobrecarga
- (21): Sensor de luz infrarroja
- (22): Sensor optoelectrónico de final de carrera
- (23): Sensor de final de carrera de respaldo
- (24): Motor
- (25): Acoplamiento Cardan
- (26): Tornillo
- (27): Tuerca
- (28): Cojinete
- (29): Bastidor
- (30): Puerta

CAPITULO VI: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1 Conclusiones

6.2 Recomendaciones

CAPITULO VI: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1 CONCLUSIONES

En el presente capítulo se presentan algunas conclusiones que se consideran de importancia y que son el resultado de las experiencias adquiridas en el desarrollo de la presente Tesis de Grado, desde la etapa de diseño hasta la construcción misma del equipo. Muchas de estas conclusiones están ya anotadas a lo largo de la tesis; en este capítulo se trata más bien de agruparlas y mencionar las de mayor importancia.

Las conclusiones son las siguientes:

- 1.- El sistema tiene la ventaja de que transmite un código digital, por tanto teóricamente se pueden enviar 2^n comandos de control, donde n es el número de bits que se transmiten, a diferencia de sistemas que utilizan una determinada frecuencia para cada control en donde se tendrían tantos sub-receptores como señales de control se tengan.

- 2.- Un sistema real involucra el uso de un motor de corriente alterna (por ser más barato y requerir de menor mantenimiento que un motor de continua). Por ejemplo, el circuito de fuerza variará, ya que se hace necesario el uso de elementos de control para corriente alterna.
- 3.- El sistema en su totalidad es de lazo abierto, ya que no existe realimentación de información del receptor hacia el transmisor, pero dentro del receptor se tiene realimentación en lo que se refiere a los sensores de fin de carrera y sobrecarga los cuales envían la información al microprocesador para que tome la acción de control correspondiente.
- 4.- A más del software, un aspecto muy importante de la tesis es la correcta recuperación de la señal transmitida, y el diseño de esta etapa fue sin duda la parte crítica, ya que muchos aspectos entran en juego, así por ejemplo, las interferencias y ruidos ambientales, respuesta de frecuencia de los elementos que conforman tanto el transmisor como el receptor.
- 5.- Fue necesario para conseguir la distancia adecuada de control remoto , acoplar un sistema óptico compuesto de una lente biconvexa en el transmisor y convexa en el receptor.

- 6.- Un factor muy importante en transmisión digital es el valor medio de la señal e_l , cual puede variar de acuerdo al número de 1_L o 0_L que tenga la información, por tanto también variarán los niveles de amplificación, para evitar este problema es necesario utilizar un control automático de ganancia o algún tipo de modulación que permita tener un valor medio constante, esto se logra con modulación por frecuencia o alguna codificación especial como por ejemplo el código Manchester. Además es conveniente que exista una etapa de histéresis para evitar ruido y definir los niveles de sensibilidad.
- 7.- Por más bien protegido que esté un sistema, en general eléctrico, y en particular el de la presente tesis de grado, existe la posibilidad de que sus elementos se dañen por alguna falla; se debe tratar de que esta posibilidad sea mínima.

6.2 RECOMENDACIONES

Luego de haber mencionado las conclusiones que se consideran de mayor importancia, en esta parte se indicarán algunas recomendaciones generales que son el resultado de la realización de la presente tesis. Las recomendaciones son las siguientes:

- 1.- Para este tipo de aplicación no es recomendable utilizar un fotodarlington debido a su baja respuesta de frecuencia, ya que sus tiempos de subida y bajada están por el orden de 200 microsegundos , por tanto es más conveniente utilizar un fotodiodo; aún cuando se pierde en sensibilidad se gana en frecuencia, esta pérdida de sensibilidad puede ser suplida con un adecuado amplificador.

- 2.- Básicamente el receptor está constituido por un fotodetector, amplificador con histéresis y un detector de tono. Como recomendación para futuros diseños podría utilizarse el circuito integrado MC 3373 de Motorola, que contiene las funciones anteriores pero que no fue utilizado en la presente tesis debido a la dificultad de conseguirlo en el mercado.

- 3.- En instalaciones industriales "reales", la corriente del fusible de protección para cortocircuitos, se la considera alrededor de cuatro veces la corriente nominal, siempre y cuando se dispongan de fusibles muy rápidos, pero es posible que este tipo de fusibles no se los obtenga fácilmente en el mercado local, por lo tanto suele usarse fusibles comunes, pero sobredimensionados sólo en un 50 % de la corriente nominal; es decir 1.5 veces la corriente nominal.

- 4.- Es necesario que los cojinetes del motor y el tornillo estén adecuadamente lubricados, para evitar pérdidas por fricción, pérdidas eléctricas y un desgaste excesivo del sistema tornillo-tuerca.

- 5.- Por último, cuando se utilice el equipo, debe asegurarse que la batería del transmisor esté en buenas condiciones, y que el tomacorriente de la señal alterna que alimenta al receptor sea de 110-120 V./60 Hz. En el primer caso, si la batería no da un voltaje adecuado, la fuente de polarización del transmisor pierde regulación, afectando a los circuitos conectados a ella. Para el caso del receptor, este podría dañarse si la toma de fuerza AC, no es la adecuada.

APENDICE A

LISTADO DE PROGRAMAS

A continuación se presenta el listado mnemónico de los programas ensamblados, que han sido cargados en la memoria de los microprocesadores del transmisor y del receptor. El proceso de ensamblado se realizó con la ayuda de un computador personal y un paquete de programas que generan dos archivos a partir de un archivo fuente, uno de ellos con extensión .LST, contiene la dirección de la localidad de memoria, el dato hexadecimal de la instrucción en mnemónico, las instrucciones del programa y al final presenta un listado de todas las etiquetas utilizadas con sus direcciones; el otro archivo con extensión .HEX contiene los valores hexadecimales a almacenarse en la memoria del microprocesador, el archivo está en formato INTEL.

1.- PROGRAMA PARA EL TRANSMISOR

EL PRESENTE PROGRAMA "TRANSMISION", REALIZA:
 LA DECODIFICACION DEL TECLADO
 RECONOCE LA CLAVE DE ACCESO AL SISTEMA
 TRANSMITE EL DATO EN FORMA SERIAL
 ENCIENDE LAS SEÑALIZACIONES DEL TRANSMISOR

0000 CPU "8048.TBL"
 0000 HOF "INT8"

 DEFINICION DE LOS PARAMETROS USADOS EN EL PROGRAMA

```

00D4 =      TECLA_1:      EQU      0D4H
0010 =      CLAINC:      EQU      10H
009A =      TECLA_5:      EQU      9AH
0029 =      TECLA_3:      EQU      29H
0094 =      OPER_0:      EQU      94H
0028 =      TECLA_6:      EQU      28H
00D1 =      TECLA_7:      EQU      0D1H
0098 =      TECLA_8:      EQU      98H
0026 =      TECLA_9:      EQU      26H
00CD =      TECLA_10:     EQU      0CDH
0022 =      TECLA_12:     EQU      22H
0095 =      R_SENAL:      EQU      95H
009D =      R_ROT D:      EQU      9DH
0020 =      T_ROT D:      EQU      20H
009B =      R_ROT I:      EQU      9BH
0040 =      T_ROT I:      EQU      40H
0089 =      R_STOP:      EQU      89H
0008 =      T_STOP:      EQU      08H
0078 =      T_SENAL:      EQU      78H
00C6 =      SCAN:        EQU      0C6H
000F =      TECLA:        EQU      0FH
0036 =      FINSCAN:     EQU      36H
00AD =      SWITCH:      EQU      0ADH
0014 =      REPET:        EQU      14H
0007 =      NBIT:        EQU      07H
00E5 =      PERIODO:      EQU      0E5H
0080 =      DESABIL:     EQU      80H
0001 =      MODUL:       EQU      01H
0002 =      FREQ:        EQU      02H      ;retardo      para
                                           ;generar una
                                           ;f = 10 Khz
  
```

INICIO EN 000H

0000 ORG 00H

```

0000 27      RESET:  CLR  A
0001 02      OUTL  BUS,A
0002 A5      CLR   F1

```

RECONOCIMIENTO DE LA CLAVE PARA OPERAR EL CONTROL REMOTO

```

0003 1499    CUATRO:  CALL  TECLADO
0005 D3D4      XRL  A,#TECLA_1
0007 C60E      JZ   TRES
0009 2310      MOV  A,#CLAINC
000B 02      OUTL  BUS,A
000C 0403      JMP  CUATRO
000E 1499    TRES:    CALL  TECLADO
0010 D39A      XRL  A,#TECLA_5
0012 C619      JZ   CINCO
0014 2310      MOV  A,#CLAINC
0016 02      OUTL  BUS,A
0017 0403      JMP  CUATRO
0019 1499    CINCO:   CALL  TECLADO
001B D329      XRL  A,#TECLA_3
001D C624      JZ   SEIS
001F 2310      MOV  A,#CLAINC
0021 02      OUTL  BUS,A
0022 0403      JMP  CUATRO
0024 1499    SEIS:    CALL  TECLADO
0026 D394      XRL  A,#OPER_0
0028 C62F      JZ   SIETE
002A 2310      MOV  A,#CLAINC
002C 02      OUTL  BUS,A
002D 0403      JMP  CUATRO
002F 27      SIETE:   CLR  A
0030 02      OUTL      BUS,A

```

DECODIFICACION DE LAS TECLAS ASOCIADAS CON UN COMANDO DE CONTROL

```

0031 1499    OCHO:    CALL  TECLADO
0033 D328      XRL  A,#TECLA_6
0035 C652      JZ   RECEPT
0037 FA      MOV  A,R2
0038 D3D1      XRL  A,#TECLA_7
003A C65E      JZ   ROTD

```

```

003C FA      MOV  A,R2
003D D398    XRL  A,#TECLA_8
003F C66D    JZ   ROTI
0041 FA      MOV  A,R2
0042 D326    XRL  A,#TECLA_9
0044 C67C    JZ   STOP
0046 FA      MOV  A,R2
0047 D3CD    XRL  A,#TECLA_10
0049 C68B    JZ   SEÑAL
004B FA      MOV  A,R2
004C D322    XRL  A,#TECLA_12
004E C600    JZ   RESET
0050 0431    JMP  OCHO

```

COMANDOS DE CONTROL: TRANSMITEN EL DATO Y ENCIENDEN LA SEÑAL
CORRESPONDIENTE

```

0052 1499    RECEPT: CALL  TECLADO ;transmisión del dato
0054 D394    XRL  A,#OPER_0 ;que activa las señales
0056 9631    JNZ  OCHO ;del receptor
0058 BB95    MOV  R3,#R_SENAL
005A 14D1    CALL TRANSM
005C 042F    JMP  SIETE

005E 1499    ROTD:  CALL  TECLADO ;transmisión del dato
0060 D394    XRL  A,#OPER_0 ;que desplaza la puerta
0062 9631    JNZ  OCHO ;hacia la derecha
0064 BB9D    MOV  R3,#R_ROT D
0066 14D1    CALL TRANSM
0068 2320    MOV  A,#T_ROT D
006A 02      OUTL BUS,A
006B 0431    JMP  OCHO

006D 1499    ROTI:  CALL  TECLADO ;transmisión del dato
006F D394    XRL  A,#OPER_0 ;que desplaza la puerta
0071 9631    JNZ  OCHO ;hacia la izquierda
0073 BB9B    MOV  R3,#R_ROT I
0075 14D1    CALL TRANSM
0077 2340    MOV  A,#T_ROT I
0079 02      OUTL BUS,A
007A 0431    JMP  OCHO

007C 1499    STOP:  CALL  TECLADO ;transmisión del dato
007E D394    XRL  A,#OPER_0 ;que detiene al motor
0080 9631    JNZ  OCHO
0082 BB89    MOV  R3,#R_STOP
0084 14D1    CALL TRANSM
0086 2308    MOV  A,#T_STOP
0088 02      OUTL BUS,A
0089 0431    JMP  OCHO

```

```

008D 1499      SEÑAL:  CALL  TECLADO      ;enciende o apaga todas
008D D394      XRL   A,#OPER_0      ;las señalizaciones del
008F 9631      JNZ   OCHO           ;transmisor
0091 B5        CPL   F1
0092 762F      JF1   SIETE
0094 2378      MOV   A,#T_SENAL
0096 02        OUTL  BUS,A
0097 0431      JMP   OCHO

```

SUBROUTINA "TECLADO": DECODIFICA EL TECLADO, ELIMINA EL REBOTE Y ESPERA HASTA QUE LA TECLA HAYA SIDO LIBERADA

```

0099 00        TECLADO: NOP
009A B8C6      INICIO: MOV   R0,#SCAN
009C F8        UNO:   MOV   A,R0
009D 39        OUTL  P1,A
009E 0A        IN    A,P2
009F 530F      ANL   A,#TECLA
00A1 A9        MOV   R1,A
00A2 D30F      XRL   A,#TECLA
00A4 96AF      JNZ   REBOTE
00A6 F8        DOS:   MOV   A,R0
00A7 E7        RL    A
00A8 A8        MOV   R0,A
00A9 D336      XRL   A,#FINSCAN
00AB C69A      JZ    INICIO
00AD 049C      JMP   UNO
00AF 23AD      REBOTE: MOV  A,#SWITCH
00B1 14CA      CALL  RETARDO      ;retardo de 10 ms.
00B3 0A        IN    A,P2
00B4 D9        XRL   A,R1
00B5 C6B9      JZ    DECOD
00B7 04A6      JMP   DOS
00B9 F9        DECOD: MOV  A,R1      ;decodifica la tecla
00BA 68        ADD  A,R0          ;presionada
00BB AA        MOV  R2,A
00BC 0A        NUEVE: IN   A,P2      ;espera hasta que la
00BD D30F      XRL  A,#TECLA     ;tecla haya sido
00BF 96BC      JNZ  NUEVE        ;liberada
00C1 14CA      CALL  RETARDO
00C3 0A        IN   A,P2
00C4 D30F      XRL  A,#TECLA
00C6 96BC      JNZ  NUEVE
00C8 FA        MOV  A,R2
00C9 93        RETR

```

SUBROUTINA "RETARDO": UTILIZANDO EL TIMER INTERNO DEL PROCESADOR
8748 GENERA UN RETARDO QUE ES FUNCION DEL VALOR DEL ACUMULADOR

```

00CA 62      RETARDO: MOV  T,A
00CB 55              STRT T
00CC 16D0      RAFA:   JTF  SAND
00CE 04CC              JMP  RAFA
00D0 93      SAND:   RETR

```

INICIO DE LA SUBROUTINA DE TRANSMISION "TRANSM":

```

00D1 BC14      TRANSM: MOV  R4,#REPET
00D3 BD07      LUC:   MOV  R5,#NBIT
00D5 FB              MOV  A,R3
00D6 AE      ELEN   MOV  R6,A
00D7 12E8              JBO  MODFREC
00D9 02              OUTL BUS,A
00DA 23E5              MOV  A,#PERIODO
00DC 14CA              CALL RETARDO
00DE CD      ELEN1:  DEC  R5
00DF FD              MOV  A,R5
00E0 C6F8              JZ   ALE1
00E2 FE              MOV  A,R6
00E3 77              RR   A
00E4 4380              ORL  A,#DESABIL
00E6 04D6              JMP  ELEN
00E8 23E5      MODFREC: MOV  A,#PERIODO ;generación de la
00EA 62              MOV  T,A           ;frecuencia de 10 KHz.
00EB 55              STRT T
00EC 2301              MOV  A,#MODUL
00EE 02      CAMBIO: OUTL BUS,A
00EF BF02              MOV  R7,#FREC
00F1 EFF1      VERO:  DJNZ R7,VERO
00F3 16DE              JTF  ELEN1
00F5 37              CPL  A
00F6 04EE              JMP  CAMBIO
00F8 ECD3      ALE1:  DJNZ R4,LUC ;repite la transmisión
00FA 93              RETR

0000              END

```

Las etiquetas que utiliza el programa son:

00F8	ALE1	00EE	CAMBIO	0019	CINCO	0010	CLAINC.
0003	CUATRO	00B9	DECOD	0080	DESABIL	00A6	DOS
00D6	ELEN	00DE	ELEN1	0036	FINSCAN	0002	FREC
009A	INICIO	00D3	LUC	00E8	MODFREC	0001	MODUL
0007	NBIT	00BC	NUEVE	0031	OCHO	0094	OPER_0
00E5	PERIODO	00CC	RAFA	00AF	REBOTE	0052	RECEPT
0014	REPET	0000	RESET	00CA	RETARDO	005E	ROTD
006D	ROTI	009D	R_ROT D	009B	R_ROT I	0095	R_SENAL
0089	R_STOP.	00D0	SAND	00C6	SCAN	0024	SEIS
008B	SEÑAL	002F	SIETE	007C	STOP	00AD	SWITCH
000F	TECLA	0099	TECLADO	00D4	TECLA_1	00CD	TECLA_1C
0022	TECLA_12	0029	TECLA_3	009A	TECLA_5	0028	TECLA_6
00D1	TECLA_7	0098	TECLA_8	0026	TECLA_9	00D1	TRANSM
000E	TRES	0020	T_ROT D	0040	T_ROT I	0078	T_SENAL
0008	T_STOP	009C	UNO	00F1	VERO		

El contenido del archivo hexadecimal formato Intel es:

```

:100000002702A51499D3D4C60E2310020403149911
:10001000D39AC61923100204031499D329C62423A2
:10002000100204031499D394C62F2310020403274B
:10003000021499D328C652FAD3D1C65EFAD398C611
:100040006DFAD326C67CFAD3CDC68BFAD322C6006E
:1000500004311499D3949631BB9514D1042F14997B
:10006000D3949631BB9D14D123200204311499D32B
:10007000949631BB9B14D123400204311499D3943C
:100080009631BB8914D123080204311499D3949674
:1000900031B5762F237802043100B8C6F8390A53F7
:1000A0000FA9D30F96AFF8E7A8D336C69A049C23BE
:1000B000AD14CA0AD9C6B904AGF968AA0AD30F961C
:1000C000BC14CA0AD30F96BCFA93625516D004CC5E
:1000D00093BC14BD07FBAE12E80223E514CACDFDA4
:1000E000C6F8FE77438004D623E56255230102BF9C
:0B00F00002EFF116DE3704EEECD393B4
:00000001FF

```

2.- PROGRAMA PARA EL RECEPTOR

PROGRAMA "RECEPTOR", REALIZA:
 CONTROL LOCAL Y CONTROL REMOTO
 CONTROL LOCAL: DECODIFICACION DE PULSANTES
 CONTROL REMOTO: RUTINAS DE RECEPCION SERIE
 VERIFICACION DEL ESTADO DEL SISTEMA
 ENCIENDE LAS SEÑALIZACIONES RESPECTIVAS

0000 CPU "8048.TBL"
 0000 HOF "INT8"

 DEFINICION DE LOS PARAMETROS DEL PROGRAMA

00FF =	STOP1:	EQU	0FFH
00AD =	SWITCH:	EQU	0ADH
0078 =	LOCAL1:	EQU	78H
0008 =	ROTDL:	EQU	08H
0010 =	ROFIL:	EQU	10H
0020 =	STOPL:	EQU	20H
0040 =	SENALL:	EQU	40H
00F3 =	RECEPT:	EQU	0F3H
0005 =	NBIT:	EQU	05H
0010 =	ROTDC:	EQU	10H
0020 =	ROFIC:	EQU	20H
00B0 =	STOPC:	EQU	0B0H
0050 =	SENALC:	EQU	50H
006E =	RODPI:	EQU	6EH
009D =	ROIPI:	EQU	9DH
00FB =	STOP2:	EQU	0FBH
00F0 =	SENALPI:	EQU	0F0H
0000 =	RETSOBRE:	EQU	00H
00F7 =	FALLA1:	EQU	0F7H
00FE =	STOP_2:	EQU	0FEH
00FD =	STOP_3:	EQU	0FDH
000F =	ARRANQ:	EQU	0FH

INICIO EN 000H

```

002F 23F3      MOV  A,#RECEPT
0031 1499      CALL RETARDO      ;retardo igual al
0033 362D      JTO  DOS          ;semiperíodo de la señal
0035 BA05      MOV  R2,#NBIT     ;número de bits a ser
0037 27        CLR  A           ;muestreados
0038 AB        LAZO:  MOV  R3,A
0039 23F3      MOV  A,#RECEPT
003B 1499      CALL RETARDO      ;retardo igual al
003D 1499      CALL RETARDO      ;período de la señal
003F FB        MOV  A,R3
0040 EA62      DJNZ R2,LOAD
0042 2605      JNTO TRES
0044 23F3      MOV  A,#RECEPT
0046 1499      CALL RETARDO
0048 1499      CALL RETARDO
004A 2605      JNTO TRES
004C FB        MOV  A,R3
004D D310      XRL  A,#ROTDC
004F C669      JZ   ROTD
0051 FB        MOV  A,R3
0052 D320      XRL  A,#ROTIC
0054 C672      JZ   ROTI
0056 FB        MOV  A,R3
0057 D3B0      XRL  A,#STOPC
0059 C679      JZ   STOP
005B FB        MOV  A,R3
005C D350      XRL  A,#SENALC
005E C68A      JZ   SEÑAL
0060 042D      JMP  DOS
0062 97        LOAD:  CLR  C
0063 2666      JNTO MDLVR
0065 A7        MDLVR: CPL  C
0066 67        RRC  A
0067 0438      JMP  LAZO

```

COMANDOS DE CONTROL

```

0069 0A        ROTD:  IN   A,P2      ;desplazamiento de la
006A 1203      JBO  UNO          ;puerta a la derecha
006C BC6E      MOV  R4,#RODPl
006E FC        CINCO: MOV  A,R4
006F 39        OUTL Pl,A
0070 0403      JMP  UNO

0072 0A        ROTI:  IN   A,P2      ;desplazamiento de la
0073 3203      JB1  UNO          ;puerta a la izquierda
0075 BC9D      MOV  R4,#ROIPl
0077 046E      JMP  CINCO

0079 BCFB      STOP:  MOV  R4,#STOP2 ;detiene al motor

```

```

007B 0A          IN    A,P2
007C 1282        JBO   FSW1
007E 3286        JBL   FSW2
0080 046E        JMP   CINCO
0082 BCFE        FSW1:  MOV   R4,#STOP_2
0084 046E        JMP   CINCO
0086 BCFD        FSW2:  MOV   R4,#STOP_3
0088 046E        JMP   CINCO

008A B5          SEÑAL: CPL   F1          ;enciende o apaga todas
008B BE0E        MOV   R6,#0EH        ;las señalizaciones sin
008D 2300        RAF:   MOV   A,#00H        ;alterar el último
008F 1499        CALL  RETARDO        ;comando de control
0091 EE8D        DJNZ  R6,RAF
0093 766E        JFL   CINCO
0095 99F0        ANL   P1,#SENALP1
0097 0403        JMP   UNO

```

SUBROUTINA "RETARDO"

```

0099 62          RETARDO: MOV  T,A
009A 55          STRT  T
009B 169F        RAF1:  JTF  SAND
009D 049B        JMP   RAL
009F 93          SAND:  RETR

```

SUBROUTINA "STATUS"

DETECTA EL ESTADO LOGICO DE LOS INTERRUPTORES DE FINAL DE CARRERA
Y DEL SENSOR DE SOBRECARGA

```

00A0 0A          STATUS: IN    A,P2
00A1 52BE        JB2   RETAR2
00A3 FC          VERIF:  MOV   A,R4          ;verifica cual es el
00A4 D36E        XRL   A,#RODP1        ;último comando
00A6 C6B2        JZ    FIN1
00A8 FC          MOV   A,R4
00A9 D39D        XRL   A,#ROIPL
00AB 96D0        JNZ   RETORNO
00AD 0A          IN    A,P2
00AE 32B7        JBL   DESCONEC
00B0 04D0        JMP   RETORNO
00B2 0A          FIN1:  IN    A,P2
00B3 12B7        JBO   DESCONEC
00B5 04D0        JMP   RETORNO
00B7 BCFE        DESCONEC: MOV  R4,#STOP1 ;desconecta el motor sin
00B9 A5          CLR   F1          ;alterar las señales

```

```

00BA 89F0          ORL  P1,#SENALP1
00BC 04D0          JMP  RETORNO
00BE BDOF          RETAR2: MOV  R5,#ARRANQ ;retardo para evitar el
00C0 2300          LAZO2:  MOV  A,#RETSOBRE;transitorio producido
00C2 1499          CALL RETARDO      ;en el arranque del
00C4 EDC0          DJNZ R5,LAZO2    ;motor
00C6 0A           IN   A,P2
00C7 52CB          JB2  FALLA
00C9 04A3          JMP  VERIF
00CB 23F7          FALLA: MOV  A,#FALLA1 ;desconecta el motor y
00CD 39            OUTL P1,A      ;enciende la señal de
00CE BCFF          MOV  R4,#STOP1  ;sobrecarga
00D0 93            RETORNO: RETR

```

RUTINA "REBOTE"

ELIMINA EL REBOTE Y ESPERA HASTA QUE EL PULSANTE SEA LIBERADO

```

00D1 23AD          REBOTE: MOV  A,#SWITCH
00D3 1499          CALL RETARDO
00D5 0A           IN   A,P2
00D6 5378          ANL  A,#LOCAL1
00D8 D9           XRL  A,R1
00D9 9605          JNZ  TRES
00DB 0A           LAZO1: IN   A,P2
00DC 52EB          JB2  MAR
00DE 5378          ANL  A,#LOCAL1
00E0 96DB          JNZ  LAZO1
00E2 1499          CALL RETARDO
00E4 0A           IN   A,P2
00E5 5378          ANL  A,#LOCAL1
00E7 96DB          JNZ  LAZO1
00E9 0415          JMP  DATO
00EB 14CB          MAR:  CALL FALLA
00ED 0403          JMP  UNO

0000              END

```

Las etiquetas que utiliza el programa son:

000F	ARRANQ	006E	CINCO	0015	DATO	00B7	DESCONEC
002D	DOS	00CB	FALLA	00F7	FALLA1	00B2	FIN1
0082	FSW1	0086	FSW2	0038	LAZO	00DB	LAZO1
00C0	LAZO2	0062	LOAD	0078	LOCAL1	00EB	MAR
0066	MDLVR	0005	NBIT	009B	RAFL	008D	RAF
00D1	REBOTE	00F3	RECEPT	002B	REMOTO	00BE	RETAR2
0099	RETARDO	00D0	RETORNO	0000	RETSOBRE	006E	RODP1
009D	ROIPL	0069	ROTD	0010	ROTDC	0008	ROTDL
0072	ROTI	0020	ROTI	0010	ROTI	009F	SAND

008A	SENAL	0050	SENALC	0040	SENALL	00F0	SENALP1
00A0	STATUS	0079	STOP	00FF	STOP1	00FB	STOP2
00B0	STOPC	0020	STOPL	00FE	STOP_2	00FD	STOP_3
00AD	SWITCH	0005	TRES	0003	UNO	00A3	VERIF

El contenido del archivo hexadecimal formato Intel es:

```

:10000000A5BCFF462B23AD1499462B14A00A5378A8
:10001000A9C60304D1F9D308C669F9D310C672F989
:10002000D320C679F9D340C68A040314A03603232B
:10003000F31499362DBA0527AB23F314991499FBC1
:10004000EAG2260523F3149914992605FBD310C6FA
:1000500069FBD320C672FBD3B0C679FBD350C68AE6
:10006000042D972666A76704380A1203BC6EFC3974
:1000700004030A3203BC9D046EBCFB0A1282328662
:10008000046EBCFE046EBCFD046EB5BE0E230014EF
:1000900099EE8D766E99F004036255169F049B933A
:1000A0000A52BEFCD36EC6B2FCD39D96D00A32B7BC
:1000B00004D00A12B704D0BCFFA589F004D0BD0F4C
:1000C00023001499EDC00A52CB04A323F739BCFFD7
:1000D0009323AD14990A5378D996050A52EB5378B5
:0F00E00096DB14990A537896DB041514CB0403AE
:00000001FF

```


APENDICE B

CARACTERISTICAS DEL MICROPROCESADOR 8748

En la Figura. B-1. se muestra la configuración de pines simplificada del microprocesador 8748.

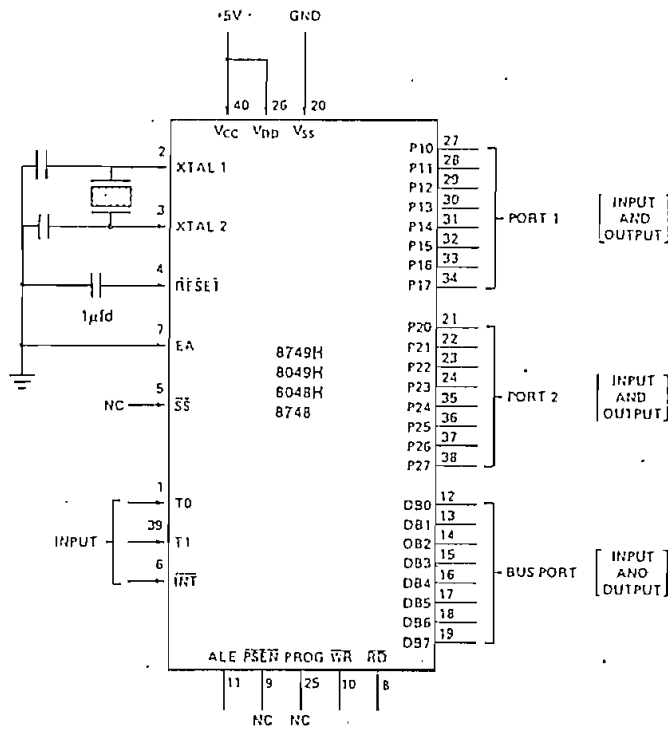


Fig. B-1.
Distribución de pines del 8748

El microprocesador 8748 fue introducido en 1976, y es el miembro más representativo de la familia de controladores de 8 bits MCS-48; gracias al desarrollo de la tecnología HMOS, se tiene todo el microcontrolador en un solo circuito integrado tipo Dip de 40 pines, cuyas características principales son:

- CPU de 8 bits
- Memoria interna: 1 K de EPROM
64 bytes de RAM
- Tiempos de ciclo de 1.36 useg. (cristal 11 MHz) hasta 3.75 useg (cristal 4 MHz)
- Oscilador y circuito de reloj incorporado
- 27 líneas de entrada y salida programables
- Un temporizador/Contador de 8 bits
- 96 instrucciones de 1 ó 2 ciclos de las cuales el 70% son de un solo byte
- Aritmética binaria y BCD
- 8 niveles de stack
- Dos bancos de registros
- Posibilidad de ejecución del programa paso a paso

ARQUITECTURA

La Figura. B-2 muestra el diagrama de bloques que constituyen el microprocesador 8748.

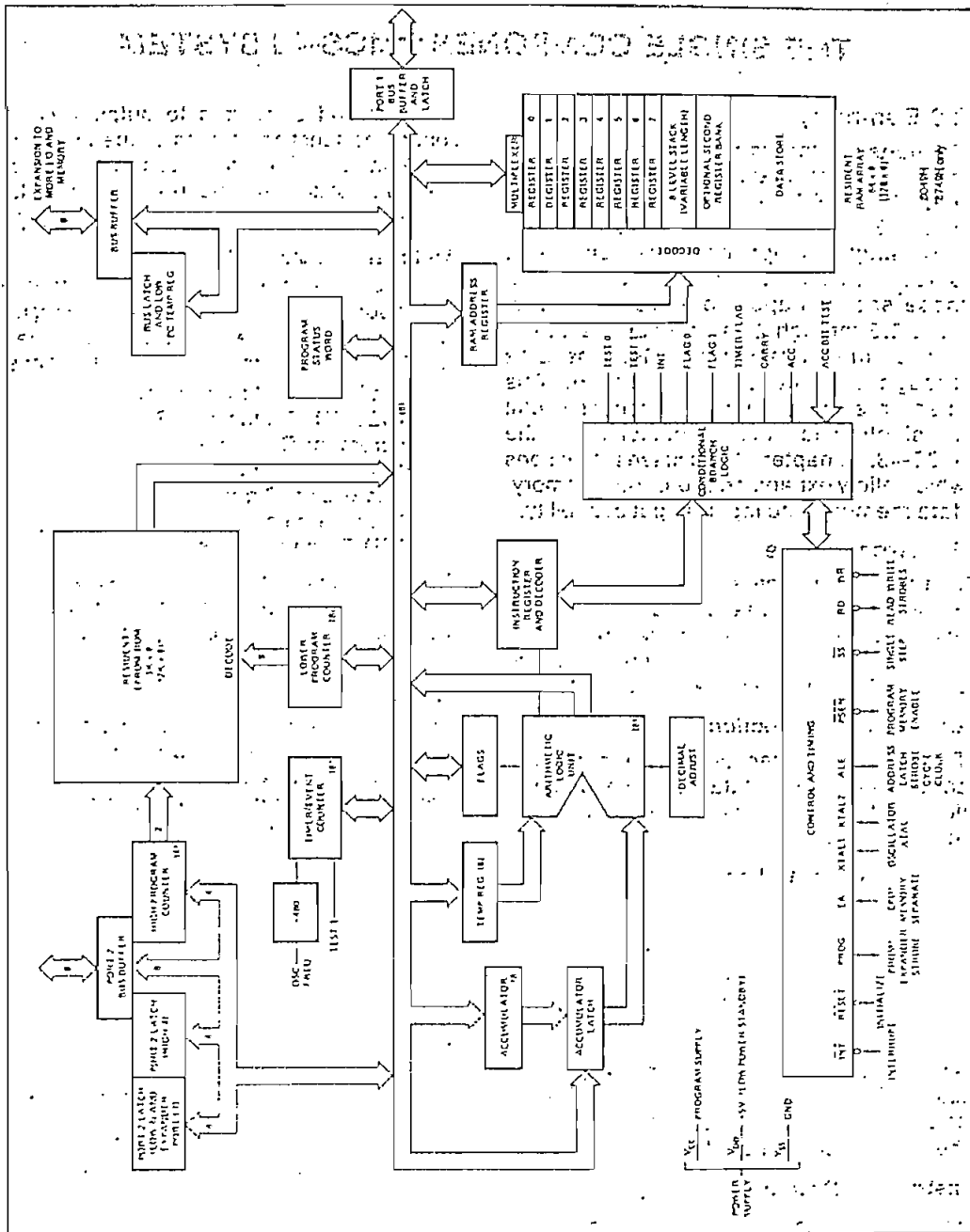


Fig. B-2
 Diagrama de bloques del microprocesador 8748

A continuación se da una breve descripción de cada uno de los bloques:

1.- Sección aritmética:

Está conformada por las siguientes partes:

- Unidad Aritmética y Lógica ALU
- Acumulador
- Bandera de carry
- Decodificador de instrucciones

2.- MEMORIA DE PROGRAMA:

La memoria interna de programa es tipo EPROM y consiste en 1024 palabras de 8 bits direccionadas por el contador de programa. Existen tres localidades de especial importancia:

LOCALIDAD 00H: En esta localidad se encuentra la primera instrucción que ejecuta el procesador cuando se realiza un RESET.

LOCALIDAD 03H: El procesador salta a esta localidad (si la interrupción está habilitada) cuando se activa la llamada de interrupción externa.

LOCALIDAD 07H: Una interrupción del Timer/Counter (si está habilitada) causa un salto a esta localidad.

3.- MEMORIA DE DATOS:

La memoria interna de datos es tipo RAM y está organizada en 64 palabras de 8 bits, que pueden ser direccionadas por los registros R0 y R1 (banco 0) o R0' y R1' (banco 1).

La Figura. B-3 muestra los mapas de memoria del procesador 8748.

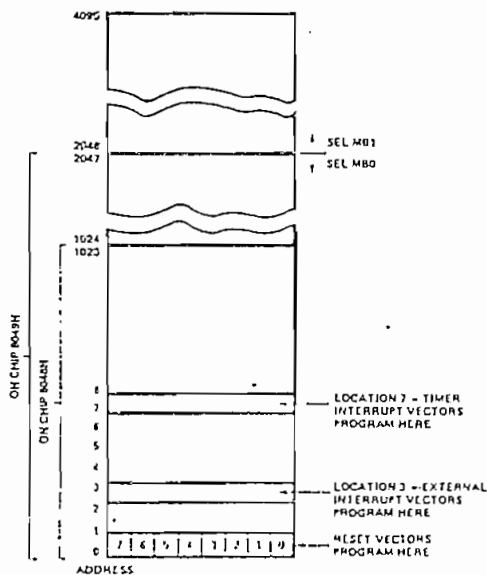


Figure 2-2. MCS-48 Program Memory Map

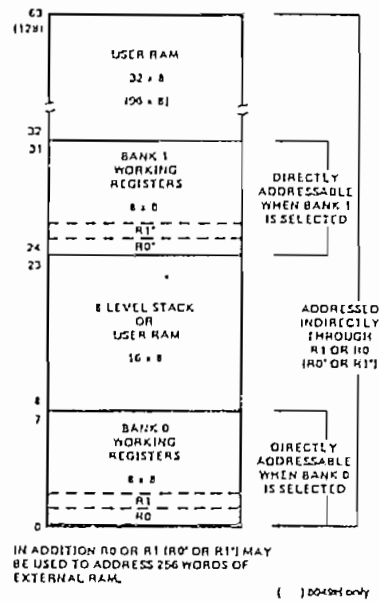


Figure 2-3. Data Memory Map

FIG. B-3

Mapas de memoria: (a) Memoria de programa, (b) memoria de datos.

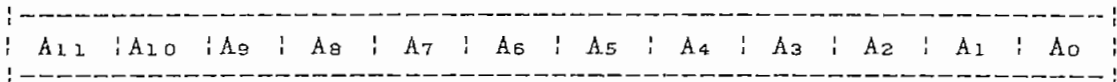
4.- ENTRADA/SALIDA:

El 8748 tienen 27 líneas las cuales pueden ser utilizadas

para funciones de entrada y salida, estas líneas son agrupadas en tres puertos de 8 bits P₁, P₂ y BUS respectivamente y tres entradas adicionales, que de acuerdo a su estado lógico pueden alterar la secuencia del programa mediante saltos condicionales. A los puertos P₁ y P₂ se los denomina quasibidireccionales debido a su especial estructura. El BUS de datos es también un registro de 8 bits de entrada y salida bidireccional.

5.- CONTADOR DE PROGRAMA:

Es un registro de 12 bits, indicado en la Figura. B-4:



cuenta: 000H - 3FFH

Fig. B-4
Contador de Programa

Los bits más significativos son utilizados cuando se trabaja con memoria externa.

6.- PALABRA DE ESTADO (PSW):

Es un registro de 8 bits que guardan la información de ciertos parámetros del programa. En la Figura. B-5 se muestra su

contenido.

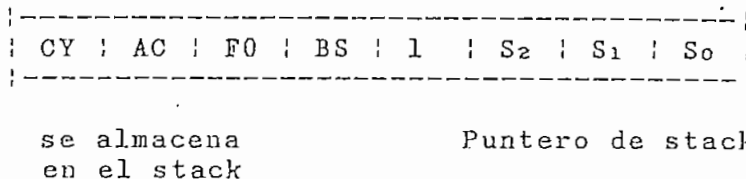


FIG. B-5
Palabra de estado (PSW).

CY: carry
AC: carry auxiliar
FO: bandera 0
BS: selección de banco de registros

7.- INTERRUPCIONES

Se tienen dos tipos de interrupciones: una externa que se activa al existir un 0L en el pin 6 (INT), y otra que es producida por el Timer/Counter cuando este sobrepasa su capacidad de conteo. Para su ejecución es necesario habilitar las interrupciones respectivas por software.

8:- TEMPORIZADOR/CONTADOR

El 8748 posee un registro de 8 bits que puede actuar como contador de eventos externos, o generando tiempos de retardo

precisos. En ambos casos la operación es la misma, la diferencia está en la fuente del reloj para el conteo. Cuando este registro supera su capacidad, setea la bandera TF y produce una llamada de interrupción (si está habilitada).

El temporizador utiliza 32 ciclos en cada transición y como en este caso, se usa un reloj de 4 MHz, dando tiempos de ciclo de 3.75 useg., un incremento del temporizador ocurre cada 120 useg.

RESET

Es una entrada de mucha importancia, ya que inicializa al procesador. Internamente existe una resistencia de pull up, que en combinación con un condensador de 1 uf. externo genera un pulso de suficiente longitud para que todo el circuito esté reseteado.

El RESET realiza las siguientes funciones:

- Carga el Contador de Programa con 00H
- Carga el Puntero de Stack con 00H
- Selecciona el banco de registros 0
- Selecciona el banco de memoria 0
- Pone el BUS en alta impedancia (excepto cuando EA = 5 V)
- P₁ y P₂ como entradas
- Deshabilita las interrupciones

- Detiene al temporizador.
- Borra las banderas F0 y F1
- Deshabilita a T0 como salida de reloj

A continuación se adjuntan las especificaciones eléctricas del microprocesador, así como también el listado de instrucciones.



8748/8748-6/8748-8/8035 SINGLE COMPONENT 8-BIT MICROCOMPUTER

- 8748 User Programmable EPROM
 - 8748-6 Up to 55C 8748
 - 8748-8 Slow-Speed User-Programmable EPROM
 - 8035 CPU Only
- 8-bit CPU, ROM, RAM, I/O in Single Package
 - Single 5V Supply
 - 2.5 μ sec and 5.0 μ sec Cycle Versions All Instructions 1 or 2 Cycles.
 - Over 90 Instructions: 70% Single Byte
 - 1K x 8 ROM/EPROM
 - 64 x 8 RAM
 - 27 I/O Lines
 - Interval Timer/Event Counter
 - Easily Expandable Memory and I/O
 - Compatible with 8080/8085 Series Peripherals
 - Single Level Interrupt

The Intel® 8748/8748-6/8748-8/8035 are totally self-sufficient, 8-bit parallel computers fabricated on single silicon chips using Intel's N-channel silicon gate MOS process.

The 8748 contains a 1K x 8 UV-erasable, user-programmable program memory, a 64 x 8 RAM data memory, 27 I/O lines, and an 8-bit timer/counter in addition to on-board oscillator and clock circuits. For systems that require extra capability, the 8748 can be expanded using standard memories and MCS-80®/MCS-85® peripherals. The 8035 is the equivalent of an 8748 without program memory and can be used with external ROM and RAM. The 8748-6 is a 6 MHz 8748 up to 55C. To reduce development problems to a minimum and provide maximum flexibility, three interchangeable pin-compatible versions of this single component microcomputer exist: the 8748 with user-programmable and erasable EPROM program memory, the 8048 with factory-programmed mask ROM program memory for low cost, high volume production, and the 8035 without program memory for use with external program memories.

These microcomputers are designed to be efficient controllers as well as arithmetic processors. They have extensive bit handling capability as well as facilities for both binary and BCD arithmetic. Efficient use of program memory results from an instruction set consisting mostly of single bit instructions and no instructions over 2 bytes in length.

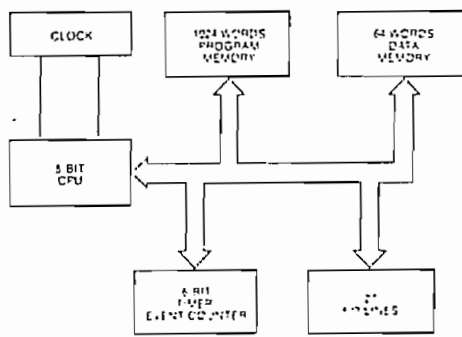


Figure 1. Block Diagram

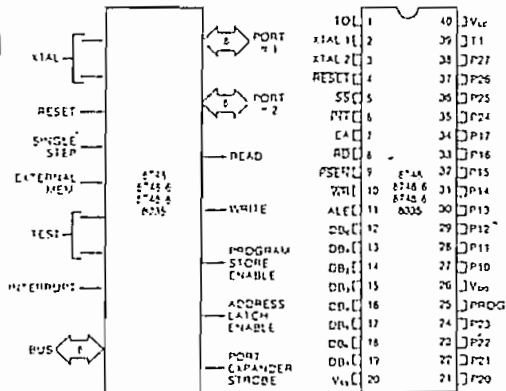


Figure 2. Logic Symbol

Figure 3. Pin Configuration

Intel Corporation Assumes No Responsibility for the Use of Any Circuitry Other Than Circuitry Embedded in an Intel Product. No Other Circuit Patent Licenses are Implied.
INTEL CORPORATION 1983



8748/8748-6/8748-8/8035

Table 1. Pin Description

Symbol	Pin No.	Function
V _{ss}	20	Circuit GND Potential
V _{oo}	26	Programming power supply; +25V during program, +5V during operation.
V _{cc}	40	Main power supply; +5V during operation and programming.
PROG	25	Program pulse (+23V) input pin during 8748 programming. Output strobe for 8243 I/O expander.
P10-P17 Port 1	27-34	8-bit quasi-bidirectional port.
P20-P27 Port 2	21-24 35-38	8-bit quasi-bidirectional port. P20-P23 contain the four high order program counter bits during an external program memory fetch and serve as a 4-bit I/O expander bus for 8243.
DB ₀ -DB ₇ BUS	12-19	True bidirectional port which can be written or read synchronously using the RD, WR strobes. The port can also be statically latched. Contains the 8 low order program counter bits during an external program memory fetch, and receives the addressed instruction under the control of PSEN. Also contains the address and data during an external RAM data store instruction, under control of ALE, RD, and WR.
T0	1	Input pin testable using the conditional transfer instructions JTO and JNTO. T0 can be designated as a clock output using ENT0 CLK instruction. T0 is also used during programming.
T1	39	Input pin testable using the JT1, and JNT1 instructions. Can be designated the timer/counter input using the STRT CNT instruction.
INT	6	Interrupt input. Initiates an interrupt if interrupt is enabled. Interrupt is disabled after a reset. Also testable with conditional jump instruction. (Active low)

Symbol	Pin No.	Function
\overline{RD}	8	Output strobe activated during a BUS read. Can be used to enable data onto the bus from an external device. Used as a read strobe to external data memory. (Active low)
RESET	4	Input which is used to initialize the processor. Also used during PROM programming verification, and power down. (Active low) (Non TTL V _{ih})
\overline{WR}	10	Output strobe during a bus write. (Active low) Used as write strobe to external data memory.
ALE	11	Address latch enable. This signal occurs once during each cycle and is useful as a clock output. The negative edge of ALE strobes address into external data and program memory.
PSEN	9	Program store enable. This output occurs only during a fetch to external program memory. (Active low)
\overline{SS}	5	Single step input can be used in conjunction with ALE to "single step" the processor through each instruction. (Active low)
EA	7	External access input which forces all program memory fetches to reference external memory. Useful for emulation and debug, and essential for testing and program verification. (Active high)
XTAL1	2	One side of crystal input for internal oscillator. Also input for external source. (Non TTL V _{ih})
XTAL2	3	Other side of crystal input.



Table 2. Instruction Set Summary

Mnemonic	Description	Bytes	Cycles
ADD A, R	Add register to A	1	1
ADD A, @R	Add data memory to A	1	1
ADD A, #data	Add immediate to A	2	2
ADDC A, R	Add register with carry	1	1
ADDC A, @R	Add data memory with carry	1	1
ADDC A, #data	Add immediate with carry	2	2
ANL A, R	And register to A	1	1
ANL A, @R	And data memory to A	1	1
ANL A, #data	And immediate to A	2	2
ORL A, R	Or register to A	1	1
ORL A, @R	Or data memory to A	1	1
ORL A, #data	Or immediate to A	2	2
XRL A, R	Exclusive or register to A	1	1
XRL A, @R	Exclusive or data memory to A	1	1
XRL A, #data	Exclusive or immediate to A	2	2
INCA	Increment A	1	1
DECA	Decrement A	1	1
CLRA	Clear A	1	1
CPLA	Complement A	1	1
DA A	Decimal adjust A	1	1
SWAP A	Swap nibbles of A	1	1
RL A	Rotate A left	1	1
RLC A	Rotate A left through carry	1	1
RR A	Rotate A right	1	1
RRC A	Rotate A right through carry	1	1
IN A, P	Input port to A	1	2
OUTL P, A	Output A to port	1	2
ANL P, #data	And immediate to port	2	2
ORL P, #data	Or immediate to port	2	2
INS A, BUS	Input BUS to A	1	2
OUTL BUS, A	Output A to BUS	1	2
ANL BUS, #data	And immediate to BUS	2	2
ORL BUS, #data	Or immediate to BUS	2	2
MOV D, P	Input expander port to A	1	2
MOV P, A	Output A to expander port	1	2
ANLD P, A	And A to expander port	1	2
ORLD P, A	Or A to expander port	1	2
INC R	Increment register	1	1
INC @R	Increment data memory	1	1
DEC R	Decrement register	1	1
JMP #addr	Jump unconditional	2	2
JMPP @A	Jump indirect	1	2
DJNZ R, #addr	Decrement register and skip	2	2
JC #addr	Jump on carry = 1	2	2
JNC #addr	Jump on carry = 0	2	2
JZ #addr	Jump on A zero	2	2
JNZ #addr	Jump on A not zero	2	2
JT0 #addr	Jump on T0 = 1	2	2
JHT0 #addr	Jump on T0 = 0	2	2
JT1 #addr	Jump on T1 = 1	2	2
JHT1 #addr	Jump on T1 = 0	2	2
JF0 #addr	Jump on F0 = 1	2	2
JF1 #addr	Jump on F1 = 1	2	2
JTF #addr	Jump on timer flag	2	2
JNI #addr	Jump on INT = 0	2	2
JBB #addr	Jump on accumulator bit	2	2

Mnemonic	Description	Bytes	Cycles
CALL #addr	Jump to subroutine	2	2
RET	Return	1	2
RETR	Return and restore status	1	2
CLR C	Clear carry	1	1
CPL C	Complement carry	1	1
CLR F0	Clear flag 0	1	1
CPL F0	Complement flag 0	1	1
CLR F1	Clear flag 1	1	1
CPL F1	Complement flag 1	1	1
MOV A, R	Move register to A	1	1
MOV A, @R	Move data memory to A	1	1
MOV A, #data	Move immediate to A	2	2
MOV R, A	Move A to register	1	1
MOV @R, A	Move A to data memory	1	1
MOV R, #data	Move immediate to register	2	2
MOV @R, #data	Move immediate to data memory	2	2
MOV A, PSW	Move PSW to A	1	1
MOV PSW, A	Move A to PSW	1	1
XCH A, R	Exchange A and register	1	1
XCH A, @R	Exchange A and data memory	1	1
XCHD A, @R	Exchange nibble of A and register	1	1
MOVX A, @R	Move external data memory to A	1	2
MOVX @R, A	Move A to external data memory	1	2
MOVX A, @A	Move to A from current page	1	2
MOVX @A, @A	Move to A from page 3	1	2
MOV A, T	Read timer/counter	1	1
MOV T, A	Load timer/counter	1	1
STR T	Start timer	1	1
STR CNT	Start counter	1	1
STOP TCNT	Stop timer/counter	1	1
EN TCNTI	Enable timer/counter interrupt	1	1
DIS TCNTI	Disable timer/counter interrupt	1	1
EN I	Enable external interrupt	1	1
DIS I	Disable external interrupt	1	1
SEL RB0	Select register bank 0	1	1
SEL RB1	Select register bank 1	1	1
SEL MB0	Select memory bank 0	1	1
SEL MB1	Select memory bank 1	1	1
EN T0 CLK	Enable clock output on T0	1	1
NOP	No operation	1	1

Mnemonics copyright Intel Corporation 1976



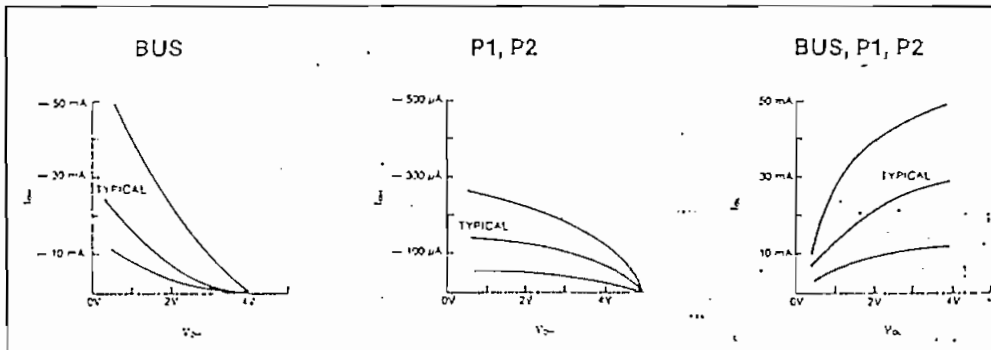
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

Ambient Temperature Under Bias 0°C to 70°C
 Storage Temperature -65°C to +125°C
 Voltage on Any Pin with Respect
 to Ground -0.5V to +7V
 Power Dissipation 1.5 Watt

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

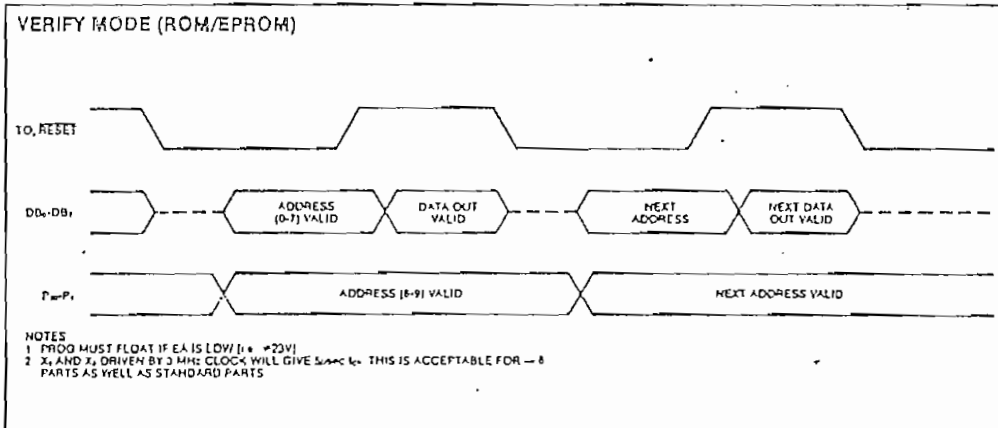
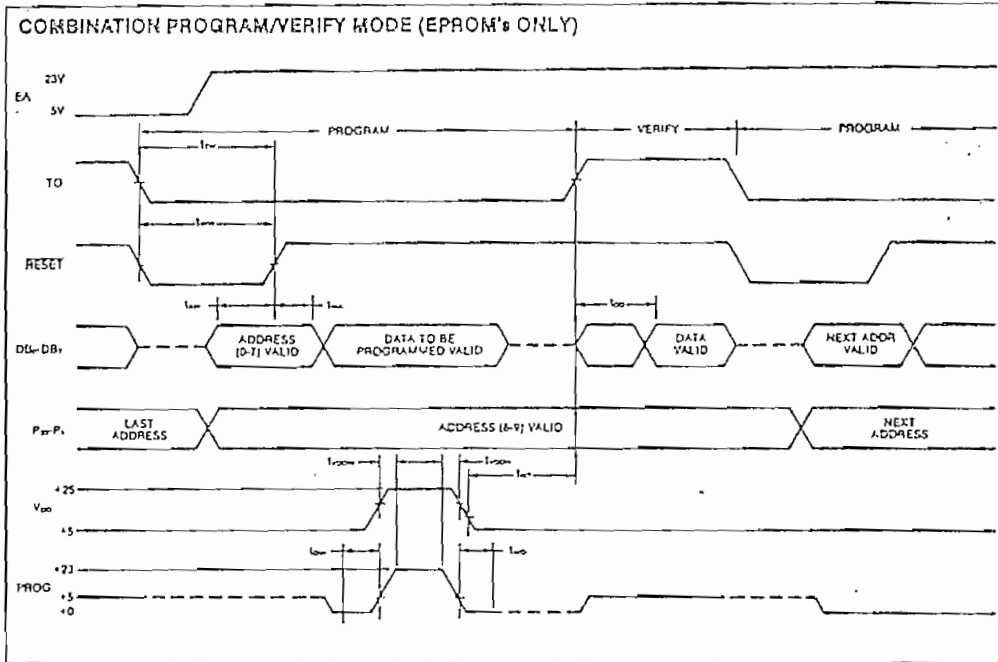
D.C. CHARACTERISTICS (T_A = 0°C to 70°C, V_{CC} = V_{DD} = ±5V ± 10%, V_{SS} = 0V) (T_A = 0°C to 55°C for 8748-6)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
V _{IL}	Input Low Voltage (All Except RESET, X1, X2)	-0.5		0.8	V	
V _{IL1}	Input Low Voltage (RESET, X1, X2)	-0.5		0.6	V	
V _{IH}	Input High Voltage (All Except XTAL1, XTAL2, RESET)	2.0		V _{CC} ±	V	
V _{IH1}	Input High Voltage (X1, X2, RESET)	3.8		V _{CC}	V	
V _{OL}	Output Low Voltage (BUS)			0.45	V	I _{OL} = 2.0 mA
V _{OL1}	Output Low Voltage (RD, WR, PSEN, ALE)			0.45	V	I _{OL} = 1.8 mA
V _{OL2}	Output Low Voltage (PROG)			0.45	V	I _{OL} = 1.0 mA
V _{OL3}	Output Low Voltage (All Other Outputs)			0.45	V	I _{OL} = 1.6 mA
V _{OH}	Output High Voltage (BUS)	2.4			V	I _{OH} = -400 μA
V _{OH1}	Output High Voltage (RD, WR, PSEN, ALE)	2.4			V	I _{OH} = -100 μA
V _{OH2}	Output High Voltage (All Other Outputs)	2.4			V	I _{OH} = -40 μA
I _{L1}	Input Leakage Current (T1, INT)			±10	μA	V _{SS} ≤ V _{IN} ≤ V _{CC}
I _{L11}	Input Leakage Current (P10-P17, P20-P27, EA, SS)			-500	μA	V _{SS} + 0.45 ≤ V _{IN} ≤ V _{CC}
I _{LO}	Output Leakage Current (BUS, TO) (High Impedance State)			±10	μA	V _{SS} + 0.45 ≤ V _{IN} ≤ V _{CC}
I _{DD}	V _{DD} Supply Current		5	15	mA	
I _{DD} + I _{CC}	Total Supply Current		60	135	mA	





WAVEFORMS



The 8748 EPROM can be programmed by either of two Intel products:

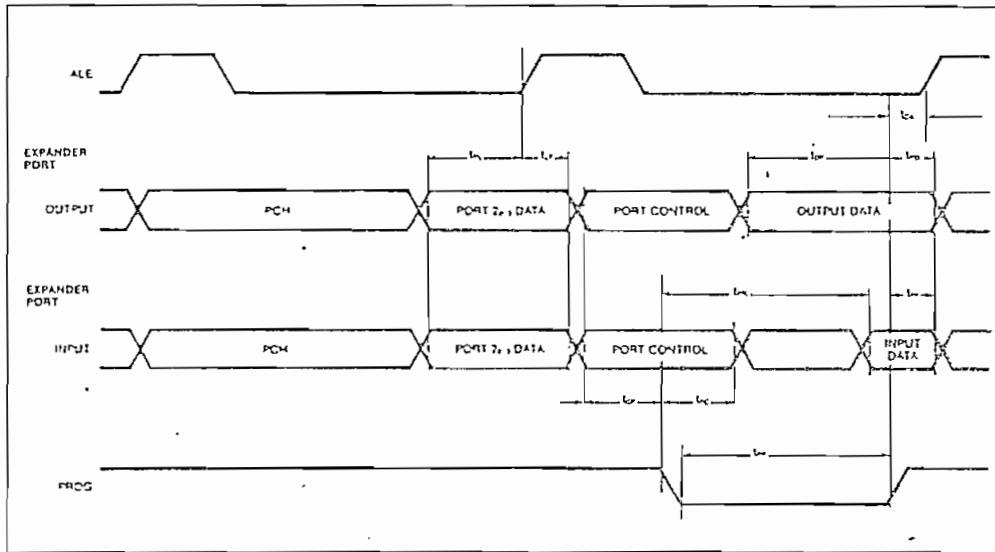
1. PROMPT-48 Microcomputer Design Aid, or
2. Universal PROM Programmer (UPP series) peripheral of the Intellec® Development System with a UPP-848 Personality Card.

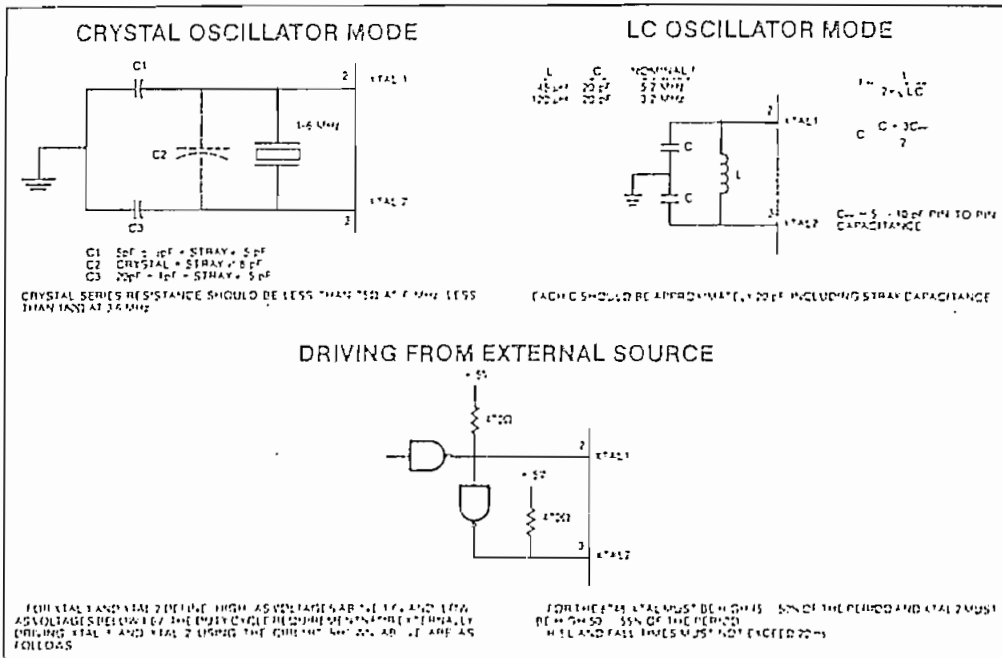


A.C. CHARACTERISTICS (PORT 2 TIMING) ($T_A = 0^\circ\text{C}$ to 70°C , $V_{CC} = 5V \pm 10\%$, $V_{S3} = 0V$)
 ($T_A = 0^\circ\text{C}$ to 55°C for 8748-G)

Symbol	Parameter	Min	Max	Unit	Test Conditions
t_{CP}	Port Control Setup Before Falling Edge of PROG	110		ns	
t_{CH}	Port Control Hold After Falling Edge of PROG	100		ns	
t_{PA}	PROG to Time P2 Input Must Be Valid		810	ns	
t_{IH}	Input Data Hold Time	0	150	ns	
t_{OH}	Output Data Setup Time	250		ns	
t_{OD}	Output Data Hold Time	65		ns	
t_{PW}	PROG Pulse Width	1200		ns	
t_{PL}	Port 2 I/O Data Setup	350		ns	
t_{PH}	Port 2 I/O Data Hold	150		ns	

PORT 2 TIMING





PROGRAMMING, VERIFYING, AND ERASING THE 8748 EPROM

Programming Verification

In brief, the programming process consists of: activating the program mode, applying an address, latching the address, applying data, and applying a programming pulse. Each word is programmed completely before moving on to the next and is followed by a verification step. The following is a list of the pins used for programming and a description of their functions:

Pin	Function
XTAL 1	Clock Input (1 to 3MHz)
Reset	Initialization and Address Latching
Test 0	Selection of Program or Verify Mode
EA	Activation of Program/Verify Modes
BUS	Address and Data Input
	Data Output During Verify
P20-1	Address Input
V _{DD}	Programming Power Supply
PROG	Program Pulse Input

WARNING

An attempt to program a missocketed 8748 will result in severe damage to the part. An indication of a properly socketed part is the appearance of the ALE clock output. The lack of this clock may be used to disable the programmer.

The Program/Verify sequence is

1. V_{DD} = 5V, Clock applied or internal oscillator operating, RESET = 0V, TEST 0 = 5V, EA = 5V, BUS and PROG floating
2. Insert 8748 in programming socket.
3. TEST 0 = 0V (select program mode)
4. EA = 23V (activate program mode)
5. Address applied to BUS and P20-1
6. RESET = 5V (latch address)
7. Data applied to BUS
8. V_{DD} = 25V (programming power)
9. PROG = 0V followed by one 50ms pulse to 23V
10. V_{DD} = 5V
11. TEST 0 = 5V (verify mode)
12. Read and verify data on BUS
13. TEST 0 = 0V
14. RESET = 0V and repeat from step 5
15. Programmer should be at conditions of step 1 when 8748 is removed from socket.


A.C. TIMING SPECIFICATION FOR PROGRAMMING ($T_A = 25^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5\text{V} \pm 5\%$, $V_{DD} = 25\text{V} \pm 1\text{V}$)

Symbol	Parameter	Min	Max	Unit	Test Conditions
t_{AW}	Address Setup Time to $\overline{\text{RESET}}$	41cr			
t_{WA}	Address Hold Time After $\overline{\text{RESET}}$	41cr			
t_{DW}	Data in Setup Time to PROG	41cr			
t_{WD}	Data in Hold Time After PROG	41cr			
t_{PH}	$\overline{\text{RESET}}$ Hold Time to Verify	41cr			
t_{VDDV}	V_{DD}	41cr			
t_{VDDH}	V_{DD} Hold Time After PROG	0			
t_{PW}	Program Pulse Width	50	60	mS	
t_{TW}	Test 0 Setup Time for Program Mode	41cr			
t_{TH}	Test 0 Hold Time After Program Mode	41cr			
t_{DO}	Test 0 to Data Out Delay		41cr		
t_{RW}	$\overline{\text{RESET}}$ Pulse Width to Latch Address	41cr			
t_r, t_f	V_{DD} and PROG Rise and Fall Times	0.5	2.0	μs	
t_{CY}	CPU Operation Cycle Time	5.0		μs	
t_{RE}	$\overline{\text{RESET}}$ Setup Time before EA ¹	41cr			

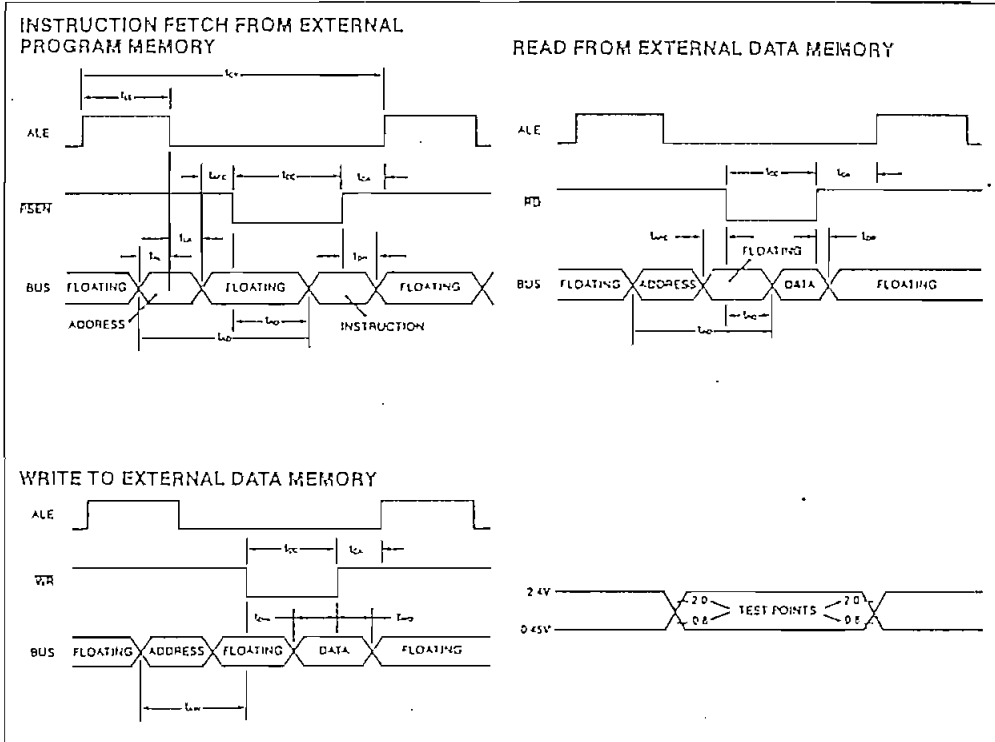
NOTE: If Test 0 is high t_{DO} can be triggered by $\overline{\text{RESET}}$

D.C. SPECIFICATION FOR PROGRAMMING ($T_A = 25^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5\text{V} \pm 5\%$, $V_{DD} = 25\text{V} \pm 1\text{V}$)

Symbol	Parameter	Min	Max	Unit	Test Conditions
V_{DDH}	V_{DD} Program Voltage High Level	24.0	26.0	V	
V_{DDL}	V_{DD} Voltage Low Level	4.75	5.25	V	
V_{PH}	PROG Program Voltage High Level	21.5	24.5	V	
V_{PL}	PROG Voltage Low Level		0.2	V	
V_{EAH}	EA Program or Verify Voltage High Level	21.5	24.5	V	8748
V_{EAL}	EA Voltage Low Level		5.25	V	
I_{DD}	V_{DD} High Voltage Supply Current		30.0	mA	
I_{PROG}	PROG High Voltage Supply Current		16.0	mA	
I_{EA}	EA High Voltage Supply Current		1.0	mA	



WAVEFORMS



A.C. CHARACTERISTICS (T_A = 0°C to 70°C, V_{CC} = V_{DD} = +5V ± 10%, V_{SS} = 0V)

Symbol	Parameter	8748/8748-6/8035		8748-8**		Unit	Conditions (Note 1)
		Min	Max	Min	Max		
t _{LL}	ALE Pulse Width	400		600		ns	
t _{AL}	Address Setup to ALE	120		150		ns	
t _{LA}	Address Hold from ALE	80		80		ns	
t _{CC}	Control Pulse Width (PSEN, RD, WR)	700		1500		ns	
t _{OW}	Data Setup before WR	500		640		ns	
t _{WD}	Data Hold After WR	120		120		ns	C _L = 20pF
t _{CY}	Cycle Time	2.5	15.0	4.17	15.0	μs	6 MHz XTAL = 2.5 (3.6 MHz XTAL for -B)
t _{OH}	Data Hold	0	200	0	200	ns	
t _{IND}	PSEN, RD to Data In		500		750	ns	
t _{AW}	Address Setup to WR	230		260		ns	
t _{AD}	Address Setup to Data In		950		1450	ns	
t _{ARC}	Address Float to RD, PSEN	0		0		ns	
t _{CA}	Control Pulse to ALE	10		20		ns	

NOTE 1: Control outputs: C_L = 80 pF
 BUS Outputs: C_L = 150 pF
 t_{CY} = 2.5 μs for standard parts
 = 4.17 μs for -B parts
 *T_A = 0°C to 55°C for 8748-6
 **V_{CC} and V_{DD} for 8748-8 is ± 5%

APENDICE C

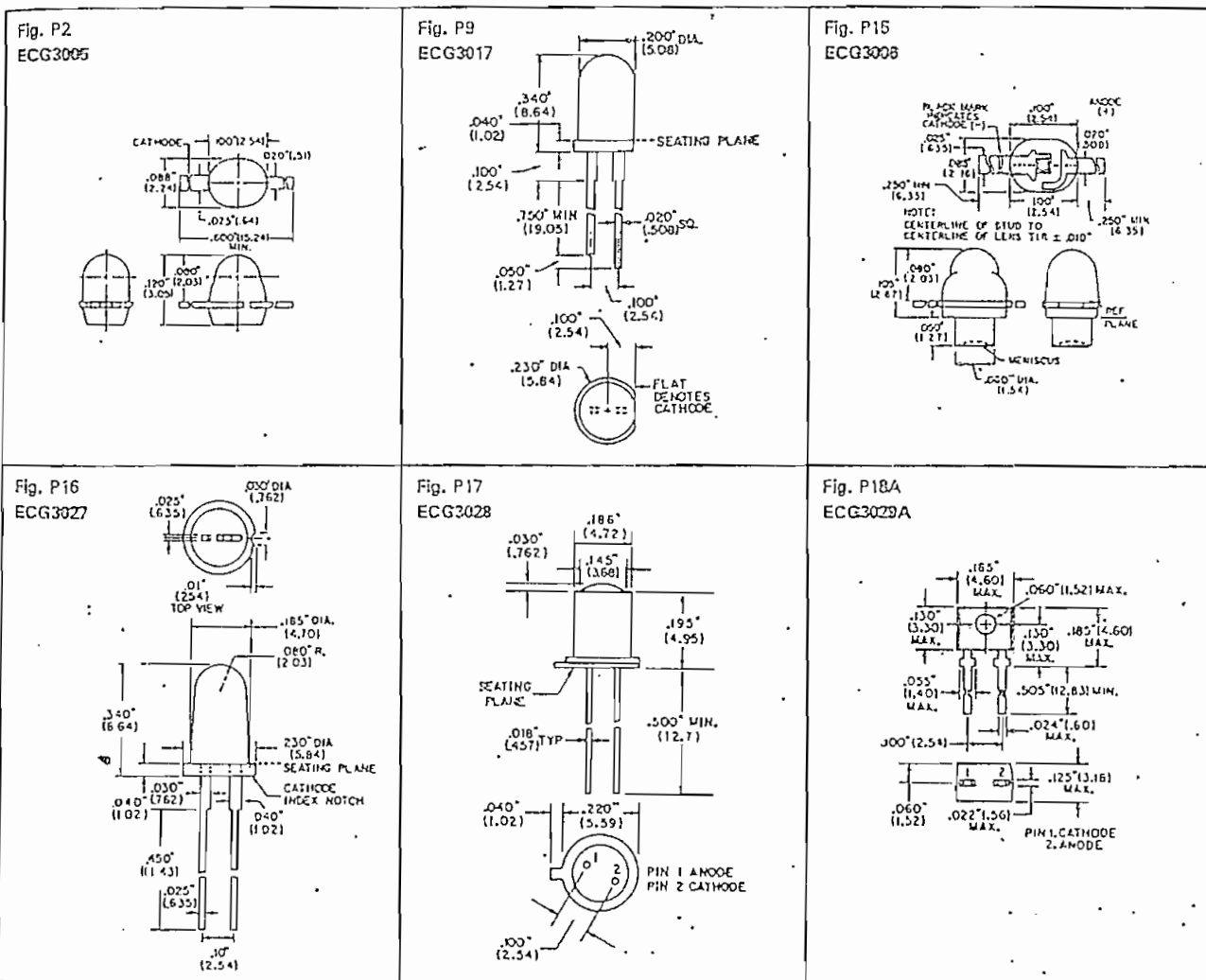
HOJAS DE DATOS DE LOS ELEMENTOS UTILIZADOS

Infrared Emitting Diodes

ECG Type	Description	Min Power Output P _o	Max Forward Voltage V _F (V)	Reverse Voltage V _R (V)	DC Forward Current I _F (mA)	Power Diss. P/CASE (m/W)	*Peak Emission Wavelength λ _p (nm)	Response Time (ns)	Beam Angle θ _{1/2} (Deg)	Fig. No.
ECG3005	PN Gallium Arsenide	550 μW	1.5	3	50	75	900	10	60	P2
ECG3008	PN Gallium Arsenide	800 μW	1.8	3	50	75	940	500	10	P15
ECG3017	Infrared Emitting Diode for TV Remote Control, 15 mW @ I _F = 100 mA	15 mW	1.7	5	150	210	950	400	60	P9
ECG3027	PN Gallium Arsenide	1 mW	1.5	5	100	150	900	100	15	P16
ECG3028	PN Gallium Arsenide	200 μW	1.5	3	150	200	900	50	15	P17
ECG3029A*	PN Gallium Arsenide	2 mW	1.8	6	50	150	900	1000	30	P18A

* 2 Per Pkg.

Outlines



TYPE TIL38

P-N GALLIUM ARSENIDE INFRARED-EMITTING DIODE

BULLETIN NO. DL-S 12632, OCTOBER 1978

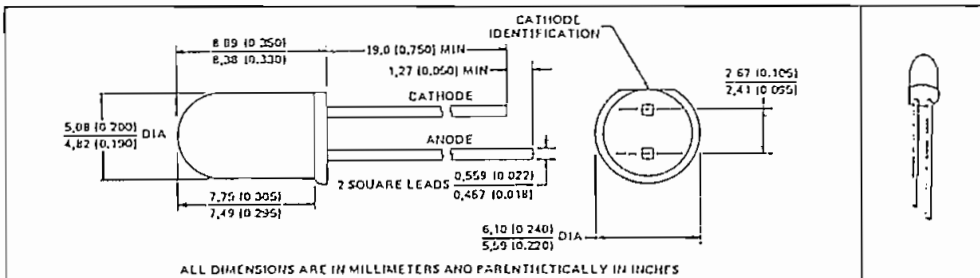
DESIGNED TO EMIT NEAR-INFRARED
RADIATION WHEN FORWARD BIASED

- Output Spectrally Compatible with Silicon Sensors
- High Power Efficiency . . . Typically 8.5 Percent at 25°C
- High Power Output . . . Typically 12 mW at 100 mA
- High Radiant Intensity . . . Typically 15 mW/sr† at 100 mA
- Low-Cost Epoxy Package



mechanical data

This device has a gray-tinted molded plastic body.



absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

Reverse Voltage	5 V
Continuous Forward Current at (or below) 25°C Free-Air Temperature (See Note 1)	150 mA
Peak Forward Current (See Note 2)	2 A
Operating Free-Air Temperature Range	-55°C to 100°C
Storage Temperature Range	-55°C to 100°C
Lead Temperature 1.6 mm (1/16 Inch) from Case for 3 Seconds	260°C

operating characteristics at 25°C free-air temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
P _O Radiant Power Output	I _F = 100 mA, See Note 3	6	12		mW
λ _D Wavelength at Peak Emission		915	940	975	nm
Δλ Spectral Bandwidth Between Half-Power Points		50	75		nm
θ _{1/2} Emission Beam Angle Between Half-Intensity Points	I _F = 100 mA, See Note 3	60°			
V _F Static Forward Voltage		I _F = 1 A, t _w = 10 μs, duty cycle < 1%	1.4	1.75	V
C Capacitance	V _F = 0, f = 1 MHz	25			pF
t _r Radiant Pulse Rise Time‡	I _{FM} = 20 mA, t _w = 2 μs, f = 45 kHz	600			ns
t _f Radiant Pulse Fall Time‡		350			

‡ Radiant intensity is measured over 0.01 steradian on the mechanical axis. One steradian is the solid angle at the center of a sphere subtended by a portion of the surface area equal to the square of the radius of the sphere. There are 4 π steradians in a complete sphere.

‡ Radiant pulse rise time is the time required for a change in radiant power output from 10% to 90% of its peak value for a step change in current; radiant pulse fall time is the time required for a change in radiant power output from 90% to 10% of its peak value for a step change in current.

- NOTES: 1. Operate linearly to 100°C free-air temperature at the rate of 2 inA/°C.
 2. This value applies for t_w < 10 μs, f < 1 kHz. See Figure 1.
 3. These parameters must be measured using pulse techniques, t_w = 10 ms, duty cycle < 1%.

Copyright © 1978 by Texas Instruments Incorporated

1078

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 725017 • DALLAS, TEXAS 75265

39

TYPE TIL38
P-N GALLIUM ARSENIDE INFRARED-EMITTING DIODE

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

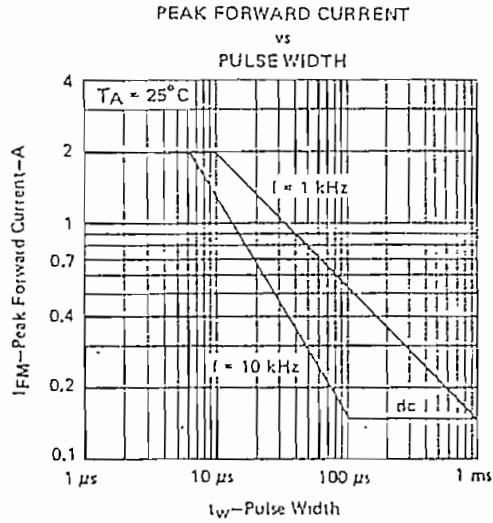


FIGURE 1

TYPICAL CHARACTERISTICS

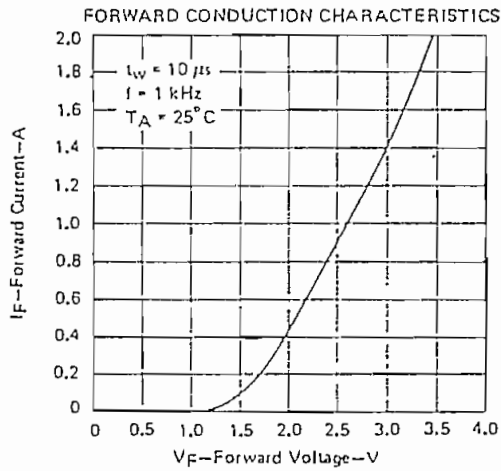


FIGURE 2

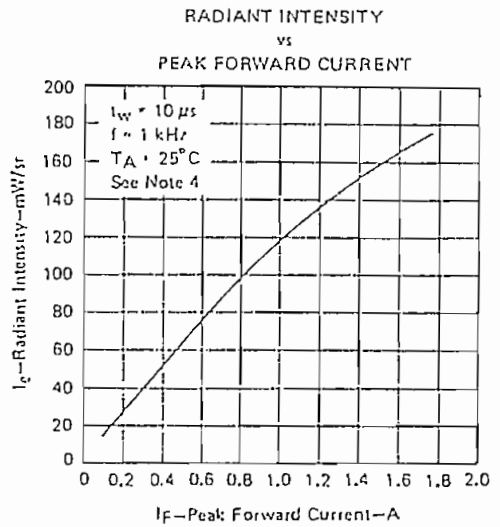


FIGURE 3

NOTE 4 Radiant intensity is measured over 0.01 steradian on the mechanical axis

TYPE TIL100 LARGE-AREA SILICON PHOTODIODE

BULLETIN NO. DL-S 12631, MAY 1978—REVISED OCTOBER 1978

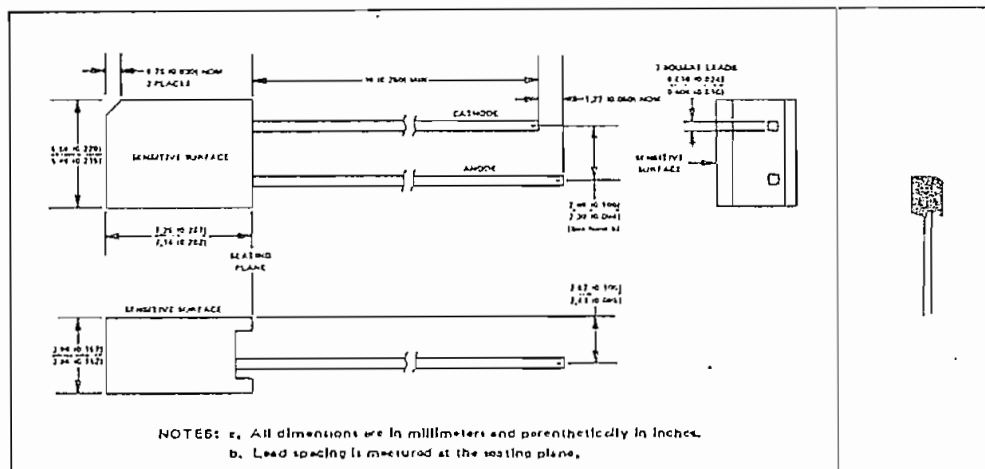
- High Photosensitivity
- Fast Response
- Low-Cost Plastic Package
- Designed for Infrared Remote-Control Systems
- Spectrally Matched with TIL38 Emitter

description

The TIL100 is a high-speed PIN photodiode designed to operate in the reverse-bias mode. It provides low capacitance with high speed and high photosensitivity suitable for near-infrared applications.

mechanical data

The photodiode chip is mounted on a lead frame and molded in black infrared-transmissive plastic. The active chip area is typically 8.83 square millimeters (0.0137 square inches). Its centerline is nominally 4 millimeters (0.157 inch) above the seating plane.



absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

Reverse Voltage	30 V
Continuous Power Dissipation at (or below) 25°C Free-Air Temperature (See Note 1)	150 mW
Operating Free-Air Temperature Range	-25°C to 100°C
Storage Temperature Range	-25°C to 100°C
Lead Temperature 1.6 mm (1/16 Inch) from Case for 3 Seconds	260°C

NOTE 1: Derate linearly to 100°C free-air temperature at the rate of 2 mW/°C.

TENTATIVE DATA SHEET

Copyright © 1978 by Texas Instruments Incorporated

This document provides tentative information on a new product. Texas Instruments reserves the right to change specifications for this product in any manner without notice.

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 725012 • DALLAS, TEXAS 75265

**TYPE T1L100
LARGE-AREA SILICON PHOTODIODE**

electrical characteristics at 25°C free-air temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
V _(BR) Breakdown Voltage	I _R = 100 μA, E _e [†] = 0	30			V
I _D Dark Current	V _R = 10 V, E _e [†] = 0		5	50	nA
I _L Light Current	V _R = 10 V, E _o [†] = 250 μW/cm ² at 940 nm	10	15		μA
C _T Total Capacitance	V _R = 3 V, E _e [†] = 0, f = 1 MHz		35	50	pF
t _r Rise Time	V _R = 10 V, R _L = 1 kΩ		100		ns
t _f Fall Time	V _R = 10 V, R _L = 1 kΩ		100		ns

[†]Irradiance (E_e) is the radiant power per unit area incident on a surface.

TYPICAL CHARACTERISTICS

REVERSE CURRENT
vs
IRRADIANCE

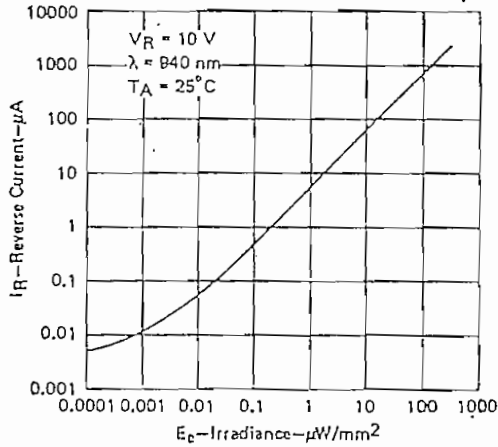


FIGURE 1

TOTAL CAPACITANCE
vs
REVERSE VOLTAGE

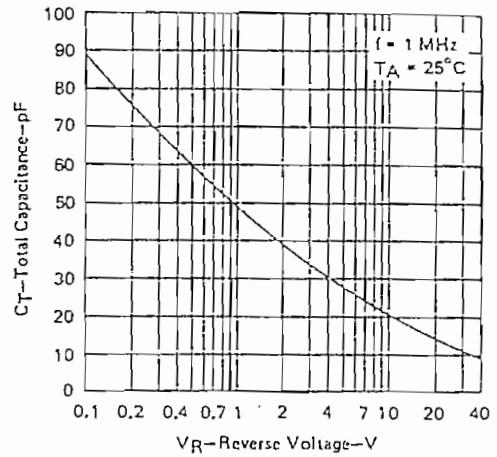
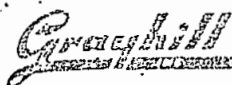


FIGURE 2



3 X 4 Keyboards

Standard Dome Keyboards Series 83, 84, and 86

Features

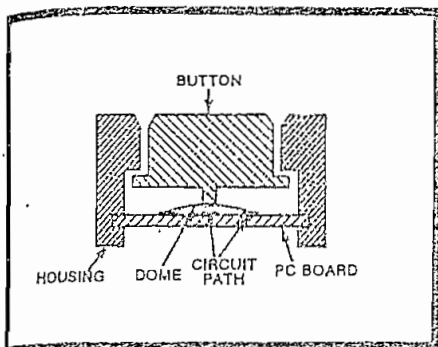
- Low Profile
- Positive Audible and Tactile Feedback
- Recessed Buttons

Legend Choices

- Molded-In
- Self Legend, Snap-On Cap
- Printed—Contact Grayhill

Circuitry Choices

- Matrix Code
- Single Pole/Common Bus
- 2 out of 7 Code



Snap-Dome Contact

Specifications

Rating Criteria

Rating At 24 VDC: 10 millamps, resistive.

Contact Resistance: Compatible with MOS, TTL and DTL

Voltage Breakdown: 250 VAC between mutually insulated parts.

Life Expectancy: 3,000,000 operations per button.

Contact Bounce: Less than 4 milliseconds at make, 10 milliseconds at break.

Operating Temperature: -40° C. to +80° C.

Materials and Finishes

Housing: ABS Plastic (Black).

Button: ABS Plastic (White with Molded-in Black Legend; White in Self Legend Style.)

Snap-On Cap: Clear Polycarbonate.

Terminals: Copper Alloy, CDA No. 725.

Operating Features

Button Travel: 0.015" nominal total travel.

Typical Operating Force: 350 grams

Note:

The 2 of 7 "Telephone Code" was developed primarily for audio tone generation. To discuss critical data input applications, please contact Grayhill.

Standard Legends

The self legend style has a snap-on cap under which a legend can be inserted; it is especially useful for prototype applications. The other standard formats shown below have permanent, molded-in legends. For a complete description of standard legends and legend options, see Pages C-13 and C-14.

-101-

Self Legend

-102

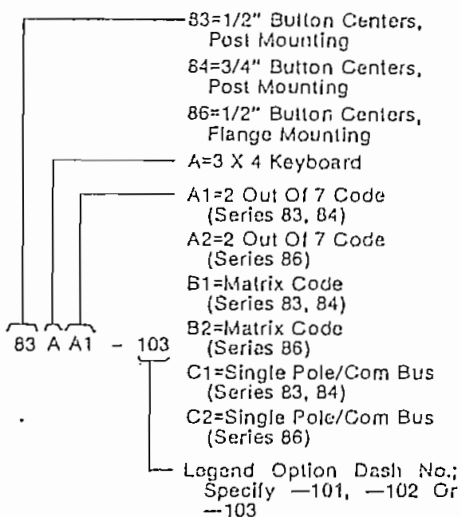
1	2	3
4	5	6
7	8	9
*	0	#

Two-Shot Molded Buttons
Black Legends on White

-103

1	ABC	DEF
2		
GHI	JKL	MNO
4	5	6
PRS	TUV	WXY
7	8	9
*	OPER	#
	0	

Ordering Information



Sample part no. orders 3 X 4 keyboard, 1/2" button centers, post mounting, 2 out of 7 code output, standard telephone legend in two-shot molded buttons, black lettering on white.

Prices See Page C-35.

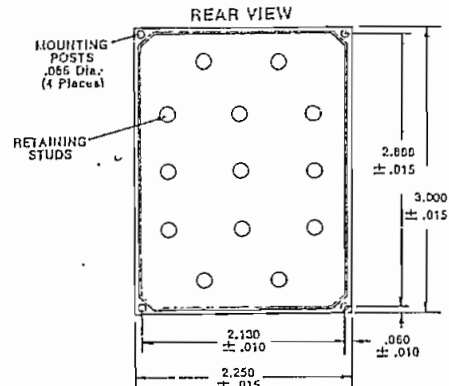
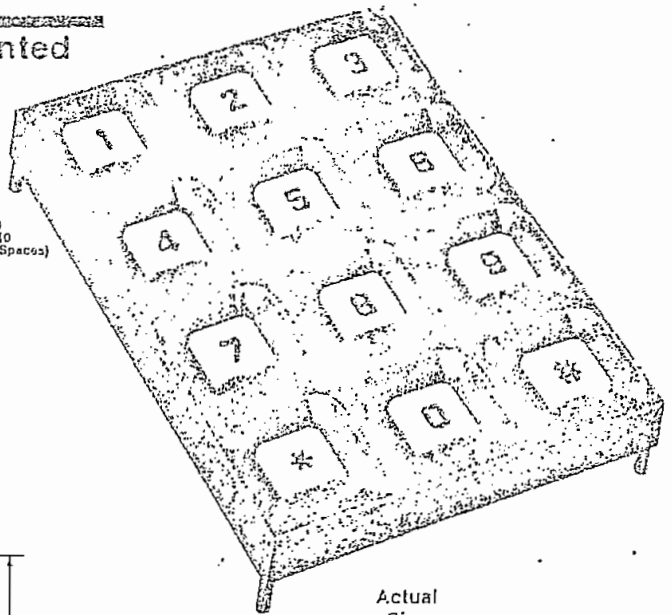
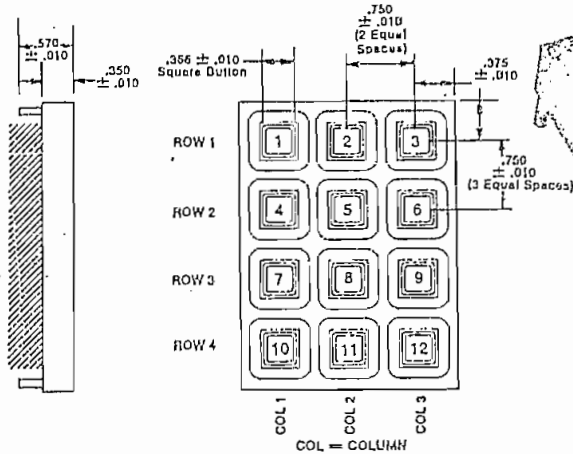
Grayhill is a registered trademark of GRAYHILL Distributor

Series 84-3 X 4 Keyboards

3/4 Inch Button Centers—Post Mounted

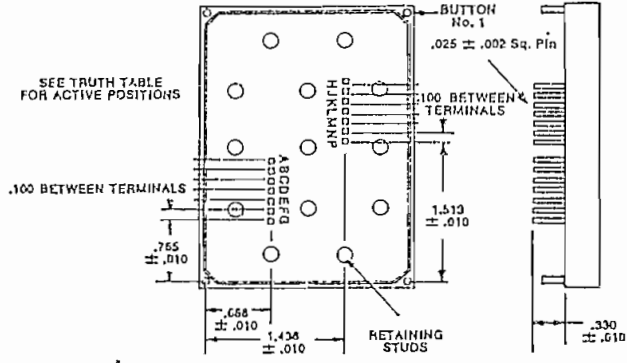
KEY NUMBERED FOR IDENTIFICATION PURPOSES ONLY LEGEND OPTIONS

DRAWING BELOW TERMINAL DETAIL

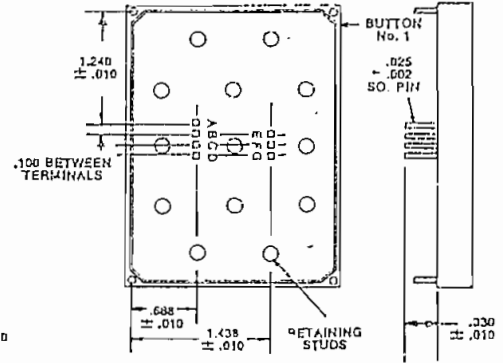


Terminal Locations and Truth Tables

2 OUT OF 7 CODE; SINGLE POLE/Common BUS



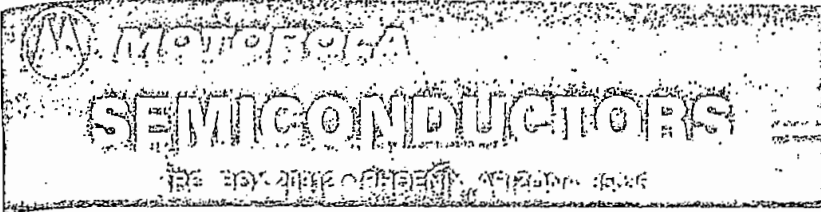
MATRIX CODE



Only the terminals indicated in the truth tables are supplied with keyboards. Terminals are lettered for identification purposes only and not lettered on product.

3x4		CODES															
		MATRIX	SINGLE POLE/Common BUS						2 OUT OF 7								
BUTTON LOCATION	1	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O	P
	2	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O	P
	3	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O	P
	4	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O	P
	5	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O	P
	6	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O	P
	7	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O	P
	8	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O	P
	9	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O	P
	10	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O	P
	11	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O	P
	12	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O	P
		TERMINAL LOCATIONS															

For Specifications, Legends and Ordering Information, see page C-3.



MFOD71
MFOD72
MFOD73

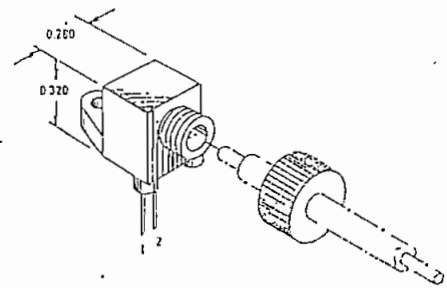
**FIBER OPTIC LOW COST SYSTEM
FLCS DETECTORS**

... designed for low cost, short distance Fiber Optic Systems using 1000 micron core plastic fiber.

Typical applications include: high isolation interconnects, disposable medical electronics, consumer products, and microprocessor controlled systems such as coin operated machines, copy machines, electronic games, industrial clothes dryers, etc.

- Fast PIN Photodiode: Response Time < 5.0 ns
- Standard Phototransistor
- High Sensitivity Photodarlington
- Spectral Response Matched to MFOE71 LED
- Annular Passivated Structure for Stability and Reliability
- FLCS Package
 - Includes Connector
 - Simple Fiber Termination and Connection (Figure 4)
 - Easy Board Mounting
 - Molded Lens for Efficient Coupling
 - Mates with 1000 Micron Core Plastic Fiber (DuPont OE1040, Eska SH4001)

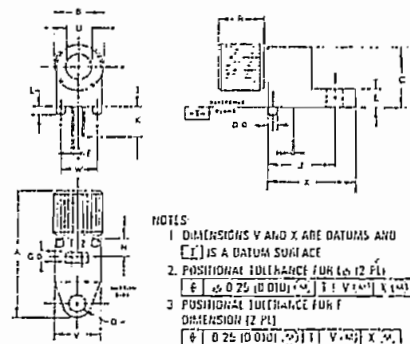
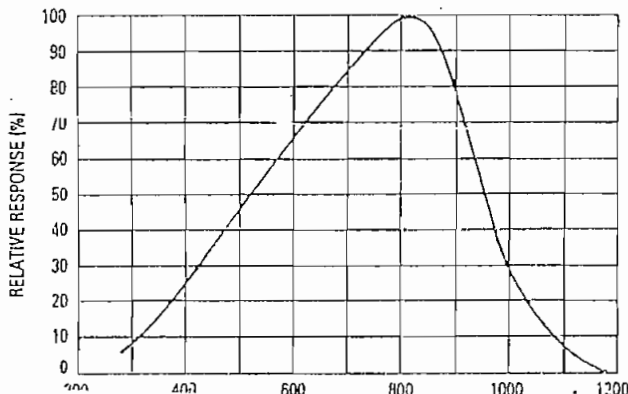
**FLCS LINE
FIBER OPTICS
DETECTORS**



MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage	MFO71 V _R	100	Volts
Collector-Emitter Voltage	MFO72 V _{CEO}	30	Volts
	MFO73	60	
Total Power Dissipation @ T _A = 25°C	P _D		
MFO71		100	mW
Derate above 25°C		1.67	mW/°C
MFO72/73		150	mW
Derate above 25°C		2.5	mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T _J , T _{stg}	-40 to +85	°C

FIGURE 1 — RELATIVE SPECTRAL RESPONSE



- NOTES**
- 1 DIMENSIONS V AND X ARE DATUMS AND [] IS A DATUM SURFACE
 - 2 POSITIONAL TOLERANCE FOR (C, F, H)
[E] 0.25 (0.010) [F] 0.25 (0.010) [H] 0.25 (0.010)
 - 3 POSITIONAL TOLERANCE FOR F DIMENSION (Z PL)
[E] 0.25 (0.010) [F] 0.25 (0.010)
 - 4 POSITIONAL TOLERANCE FOR H DIMENSION (Z PL)
[H] 0.25 (0.010) [I] 0.25 (0.010)
 - 5 DIMENSIONS AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5, 1982
 - 6 CONTROLLING DIMENSION INCH

STYLE 2:
PIN 1, EMITTER
2, COLLECTOR

(MFO71 ONLY)
STYLE 3:
PIN 1, CATHODE
2, ANODE

DIM.	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	18.67	19.05	0.735	0.750
B	9.14	9.29	0.360	0.370
C	7.75	8.12	0.305	0.320
D	1.52	1.77	0.060	0.069
E	2.41	2.66	0.095	0.105
F	0.43	0.60	0.017	0.024
G	7.50 BSC		0.295 BSC	
H	0.70	0.55	0.028	0.022
J	1.27	0.75	0.050	0.029
K	10.29	11.14	0.405	0.438
L	1.27	1.52	0.050	0.060
M	1.25	1.25	0.049	0.049
N	3.05	3.30	0.120	0.130
R	7.49	8.00	0.295	0.315
U	3.56	3.81	0.140	0.150
V	8.64	7.11	0.339	0.280
W	8.30 BSC		0.327 BSC	
X	10.67	11.17	0.420	0.440

MFOD71

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Dark Current ($V_R = 20\text{ V}$, $R_L = 1.0\text{ M}\Omega$) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = 85^\circ\text{C}$	I_D	—	0.05 10	10	nA
Reverse Breakdown Voltage ($I_R = 10\ \mu\text{A}$)	$V_{(BR)R}$	50	100	—	Volts
Forward Voltage ($I_F = 50\text{ mA}$)	V_F	—	—	1.1	Volts
Series Resistance ($I_F = 50\text{ mA}$)	R_s	—	8.0	—	ohms
Total Capacitance ($V_R = 20\text{ V}$; $f = 1.0\text{ MHz}$)	C_T	—	3.0	—	pF

OPTICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

Responsivity ($V_R = 5.0\text{ V}$, Figure 2)	R	0.15	0.2	—	$\mu\text{A}/\mu\text{W}$
Response Time ($V_R = 5.0\text{ V}$, $R_L = 50\ \Omega$)	$t_{(resp)}$	—	5.0	—	ns

MFOD72/MFOD73

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Collector Dark Current ($V_{CE} = 10\text{ V}$)	I_D	—	—	100	nA
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 10\text{ mA}$)	MFOD72 MFOD73	$V_{(BR)CEO}$	30 60	— —	Volts

OPTICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Responsivity ($V_{CC} = 5.0\text{ V}$, Figure 2)	MFOD72 MFOD73	R	80 1,000	125 1,500	— —	$\mu\text{A}/\mu\text{W}$
Saturation Voltage ($\lambda = 820\text{ nm}$, $V_{CC} = 5.0\text{ V}$) ($P_{in} = 10\ \mu\text{W}$, $I_C = 1.0\text{ mA}$) ($P_{in} = 1.0\ \mu\text{W}$, $I_C = 2.0\text{ mA}$)	MFOD72 MFOD73	$V_{CE(sat)}$	— —	0.25 0.75	0.4 1.0	Volts
Turn-On Time $R_L = 2.4\text{ k}\Omega$, $P_{in} = 10\ \mu\text{W}$, $\lambda = 820\text{ nm}$, $V_{CC} = 5.0\text{ V}$	MFOD72	t_{on}	—	10	—	μs
Turn-Off Time		t_{off}	—	60	—	μs
Turn-On Time $R_L = 100\ \Omega$, $P_{in} = 1.0\ \mu\text{W}$, $\lambda = 820\text{ nm}$, $V_{CC} = 5.0\text{ V}$	MFOD73	t_{on}	—	125	—	μs
Turn-Off Time		t_{off}	—	150	—	μs

TYPICAL COUPLED CHARACTERISTICS

FIGURE 2 — RESPONSIVITY TEST CONFIGURATION

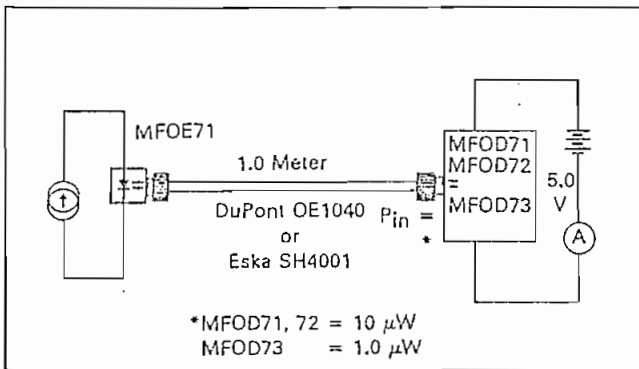
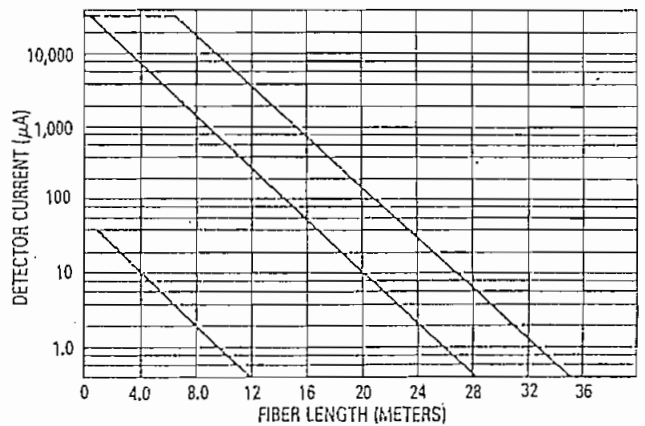


FIGURE 3 — DETECTOR CURRENT versus FIBER LENGTH



FLCS WORKING DISTANCES

The system length achieved with a FLCS emitter and detector using the 1000 micron core fiber optic cable depends upon the forward current through the LED and

the Responsivity of the detector chosen. Each emitter/detector combination will work at any cable length up to the maximum length shown.

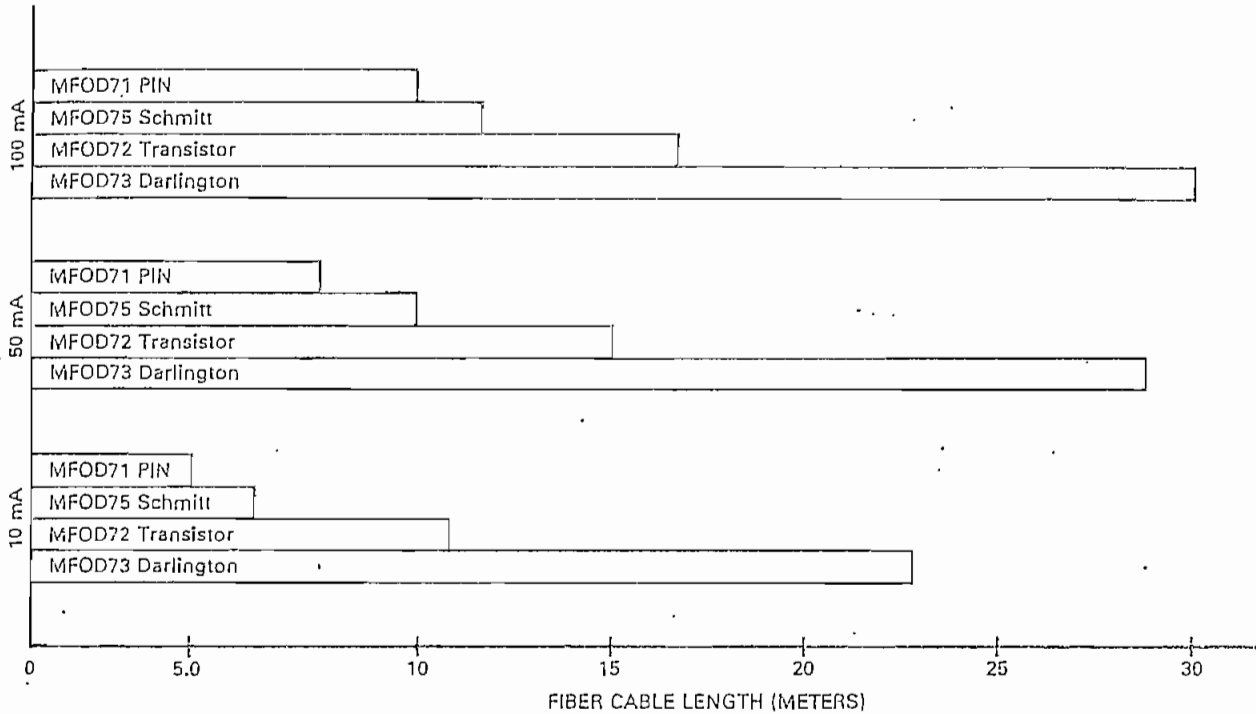


FIGURE 4 — FO CABLE TERMINATION AND ASSEMBLY

Cross Section of FLCS Package

Termination Instructions

1. Cut cable squarely with sharp blade or hot knife.
2. Strip jacket back with 19 gauge wire stripper to expose 0.10-0.18" of bare fiber core.
Avoid nicking the fiber core.
3. Insert terminated fiber through locking nut and into the connector until the core tip seats against the molded lens inside the device package.

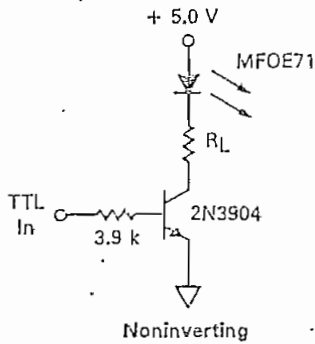
Screw connector locking nut down to a snug fit, locking the fiber in place.

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein to improve reliability, function or design. Motorola does not assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit described herein, neither does it convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola and M are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Employment Opportunity/Affirmative Action Employer.

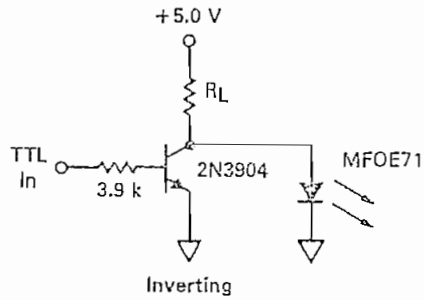
Input Signal Conditioning

The following circuits are suggested to provide the desired forward current through the emitter.

TTL TRANSMITTERS



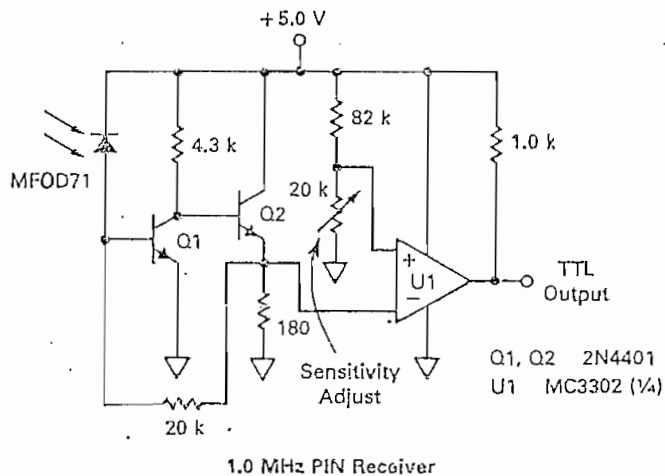
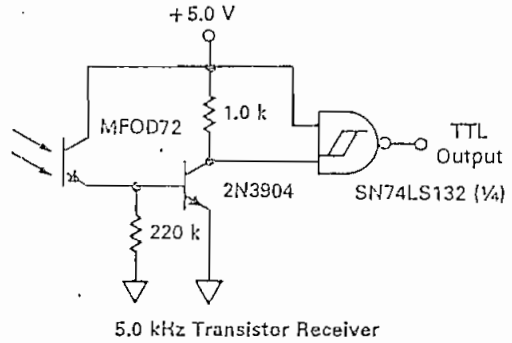
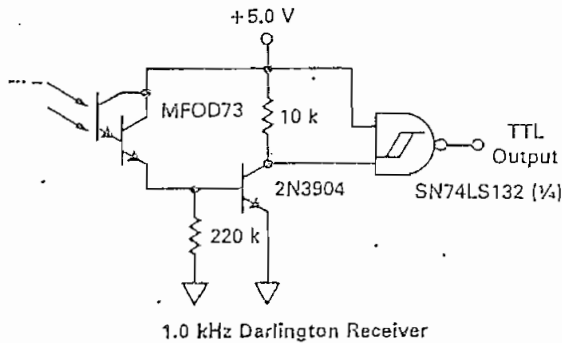
I_F	R_L
10 mA	330
50 mA	68
100 mA	33



Output Signal Conditioning

The following circuits are suggested to take the FLCs detector output and condition it to drive TTL with an acceptable bit error rate.

TTL RECEIVERS





MM54HC14/MM74HC14 Hex Inverting Schmitt Trigger
MM54HC132/MM74HC132 Quad 2-Input NAND Schmitt Trigger

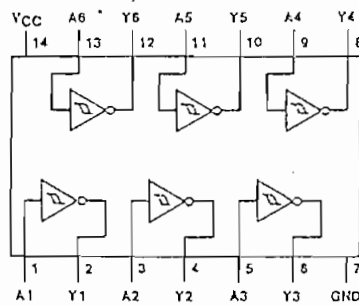
General Description

The MM54HC14/MM74HC14 and MM54HC132/MM74HC132 are fabricated with high speed silicon gate CMOS technology. They have the low power dissipation and high noise immunity of standard CMOS, as well as the capability to drive 10 LS-TTL (8 LS-TTL loads for 54HC). The 54HC/74HC logic family is func-

tionally as well as pinout compatible with the standard 54LS/74LS logic family. All inputs are protected from damage due to static discharge by internal diode clamps to VCC and ground.

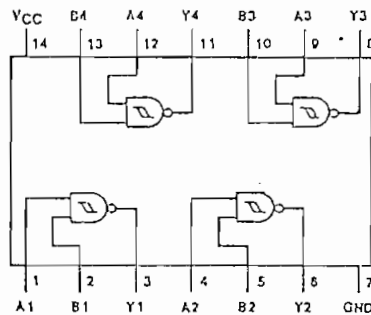
Connection Diagrams

$$Y = \bar{A}$$



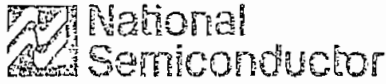
MM54HC14/MM74HC14

$$Y = \overline{A \cdot B}$$



MM54HC132/MM74HC132

MM54HC14/MM74HC14, MM54HC132/MM74HC132



MM54HC240/MM74HC240 Inverting Octal TRI-STATE® Buffer

MM54HC241/MM74HC241 Octal TRI-STATE® Buffer

MM54HC244/MM74HC244 Octal TRI-STATE® Buffer

General Description

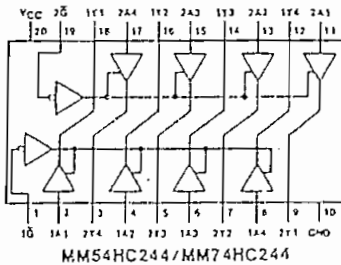
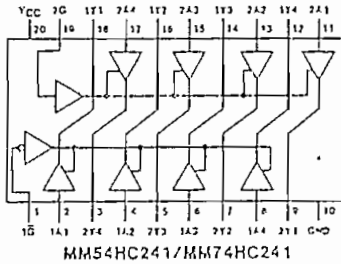
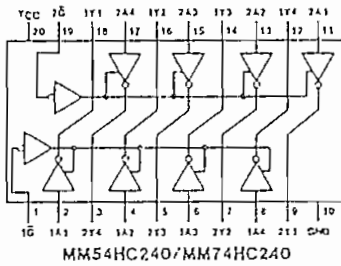
These silicon gate CMOS TRI-STATE buffers are general purpose high speed inverting and non-inverting buffers. They possess high drive current outputs which enable high speed operation even when driving large bus capacitances. These circuits achieve speeds comparable to low power Schottky devices, while retaining the advantage of CMOS circuitry, i.e. high noise immunity, and low power consumption. All three devices have a fanout of 15 LS-TTL equivalent inputs (12 loads for 54HC).

The MM54HC240/MM74HC240 is an inverting buffer and the MM54HC244/MM74HC244 is a non-inverting buffer.

Each device has two active low enables (1G, and 2G), and each enable independently controls 4 buffers. MM54HC241/MM54HC241 is also a non-inverting buffer like the '244 except that the '241 has one active low enable and one active high enable, each again controlling 4 buffers.

All inputs are protected from damage due to static discharge by diodes to VCC and Ground.

Connection Diagram



Truth Tables

1G	1A	1Y	2G	2A	2Y
L	L	H	L	L	H
L	H	L	L	H	L
H	L	Hi-Z	H	L	Hi-Z
H	H	Hi-Z	H	H	Hi-Z

('HC240)

1G	1A	1Y	2G	2A	2Y
L	L	L	L	L	Hi-Z
L	H	H	L	H	Hi-Z
H	L	Hi-Z	H	L	L
H	H	Hi-Z	H	H	H

('HC241)

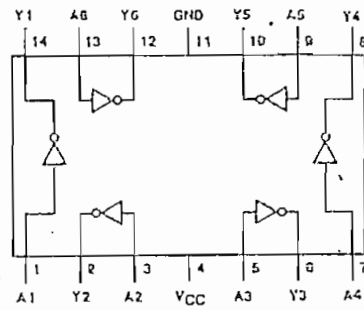
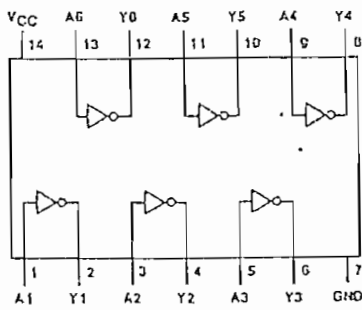
1G	1A	1Y	2G	2A	2Y
L	L	L	L	L	L
L	H	H	L	H	H
H	L	Hi-Z	H	L	Hi-Z
H	H	Hi-Z	H	H	Hi-Z

('HC244)

MM54HC240/MM74HC240, MM54HC241/MM74HC241, MM54HC244/MM74HC244

05 Hex Inverters with Open-Collector Outputs

$Y = \bar{A}$



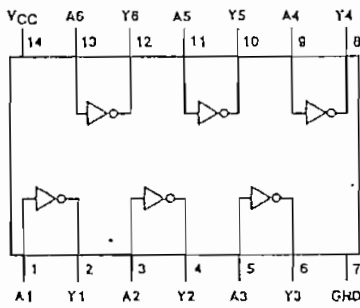
- | | |
|--------------|------------|
| 5405 (J) | 7405 (N) |
| 54L05 (J) | 74L05 (H) |
| 54LS05 (J,W) | 74LS05 (H) |
| 54S05 (J,W) | 74S05 (H) |

- 5405 (W)
54L05 (W)

See page 5-6

06 Hex Inverter Buffers with Open-Collector High Voltage Outputs

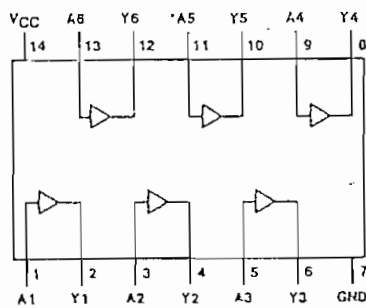
$Y = \bar{A}$



- 5406 (J,W); 7406 (H)

See page 5-10

07 Hex Buffers with Open-Collector High Voltage Outputs



- 5407 (J,W); 7407 (H)

See page 5-10



SSI

DM54/DM7406, 07, 16, 17, 26, 38 Open Collector, Hi-Voltage Buffers

Electrical Characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted).

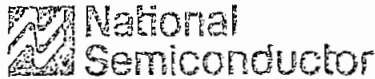
Parameter	Conditions	DM54/74			DM54/74			DM54/74			DM54/74			Units
		06, 07, 16, 17	26	38	L26	LS26	LS38	LS38	LS38	LS38	LS38	LS38		
		Min	Typ(1)	Max	Min	Typ(1)	Max	Min	Typ(1)	Max	Min	Typ(1)	Max	
V _{IH} High Level Input Voltage		2			2			2			2			V
V _{IL} Low Level Input Voltage	DM54 DM74		0.0	0.6		0.0	0.6		0.0	0.6		0.0	0.6	V
V _I Input Clamp Voltage	V _{CC} = Min I _I = -12 mA I _I = -18 mA		-1.5	-1.5		-1.5	-1.5		N/A	N/A		-1.5	-1.5	V
I _{CEX} High Level Output Current	V _{CC} = Min V _I = (2) V _{OH} = Max		250	1000		250	1000		200	50		1000	250	μA
V _{OH} High Level Output Voltage	06, 07 16, 17 Others		30	15		30	15		35	15		35	15	V
I _{OL} Low Level Output Current	DM54 DM74		30	40		30	40		2	4		2	4	mA
V _{OL} Low Level Output Voltage	I _{OL} = Max V _{CC} = Min V _I = (2)		0.7	0.4		0.7	0.4		0.15	0.3		0.25	0.4	V
I _I Input Current at Maximum Input Voltage	V _{CC} = Max V _I = 5.5 V		1	1		1	1		0.1	0.1		0.1	0.1	mA
I _{IH} High Level Input Current	V _{CC} = Max V _I = 2.4 V		40	40		40	40		10	10		10	10	mA
I _{IL} Low Level Input Current	V _{CC} = Max V _I = 0.3 V								-0.18	-0.18		-0.18	-0.18	mA
I _{CC} Supply Current	V _{CC} = Max		-1.0	-1.6		-1.0	-1.6		-1.8	-1.8		-1.8	-1.8	mA

See Table

Note 1: All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.
 Note 2: The input voltage is V_I = 2 V or V_{IL} = max, as appropriate.

SSI DM54/DM7406; 07, 16, 17, 26, 38 Open Collector, Hi-Voltage Buffers

Supply Currents			Switching Characteristics at $V_{CC} = 5V, T_A = 25^\circ C$						
Device	ICCH (mA) Total With Outputs High		ICCL (mA) Total With Outputs Low	Conditions	t _{PLH} (ns) Propagation Delay Time, Low-To-High Output		t _{PHL} (ns) Propagation Delay Time, High-To-Low Output		
	Typ	Max			Min	Typ	Max	Min	Typ
06, 16	30	42	27	C _L = 15 pF, R _L = 110 Ω		10	15	15	23
07, 17	29	41	21		30	6	10	20	30
26	4	8	12	C _L = 15 pF, R _L = 1 kΩ	20	16	24	11	17
38	5	8.5	34	C _L = 45 pF, R _L = 133 kΩ	30	14	22	11	18
L26	0.48	0.8	1.32	C _L = 15 pF, R _L = 4 kΩ	L28	40	90	25	60
LS26	0.8	1.0	2.4	C _L = 15 pF, R _L = 2 kΩ	LS28	17	32	15	28
LS38	0.9	2	6	C _L = 45 pF, R _L = 667 Ω	LS38	14	22	12	22
				C _L = 150 pF, R _L = 667 Ω	LS38	37	48	22	29



Voltage Regulators

LM150/LM250/LM350
3 Amp Adjustable Power Regulators

LM150/LM250/LM350

General Description

The LM150/LM250/LM350 are adjustable 3-terminal positive voltage regulators capable of supplying in excess of 3A over a 1.2V to 33V output range. They are exceptionally easy to use and require only 2 external resistors to set the output voltage. Further, both line and load regulation are comparable to discrete designs. Also, the LM150 is packaged in standard transistor packages which are easily mounted and handled.

Normally, no capacitors are needed unless the device is situated far from the input filter capacitors in which case an input bypass is needed. An optional output capacitor can be added to improve transient response. The adjustment terminal can be bypassed to achieve very high ripple rejections ratios which are difficult to achieve with standard 3-terminal regulators.

In addition to higher performance than fixed regulators, the LM150 series offers full overload protection available only in IC's. Included on the chip are current limit, thermal overload protection and safe area protection. All overload protection circuitry remains fully functional even if the adjustment terminal is accidentally disconnected.

Besides replacing fixed regulators or discrete designs, the LM150 is useful in a wide variety of other applications. Since the regulator is "floating" and sees only the input-to-output differential voltage, supplies of several hundred volts can be regulated as long as the maximum input to output differential is not exceeded.

Features

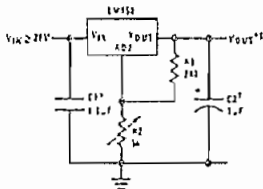
- Adjustable output down to 1.2V
- Guaranteed 3A output current
- Line regulation typically 0.005%/V
- Load regulation typically 0.1%
- Guaranteed thermal regulation
- Current limit constant with temperature
- 100% electrical burn-in in thermal limit
- Eliminates the need to stock many voltages
- Standard 3 lead transistor package
- 86 dB ripple rejection

Also, it makes an especially simple adjustable switching regulator, a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment and output, the LM150 can be used as a precision current regulator. Supplies with electronic shutdown can be achieved by clamping the adjustment terminal to ground which programs the output to 1.2V where most loads draw little current.

The LM150K/LM250K/LM350K are packaged in standard steel TO-3 transistor packages. The LM350T is packaged in a TO-220 plastic package. The LM150 is rated for operation from -55°C to +150°C, the LM250 from -25°C to +150°C and the LM350 from 0°C to +125°C

Typical Applications

1.2V-25V Adjustable Regulator



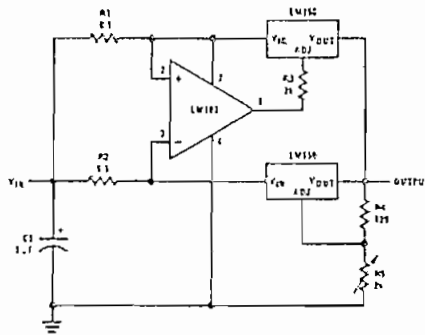
Optional—improves transient response. Output capacitors in the range of 1 μF to 1000 μF of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients.

*Needed if device is far from filter capacitors.

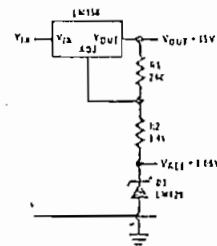
$$V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

Note. Usually R1 = 240Ω for LM150 and LM250 and R1 = 120Ω for LM350.

6A Regulator



Regulator and Voltage Reference



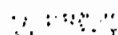
LM150/LM250/LM350

Absolute Maximum Ratings

Power Dissipation	Internally limited
Input-Output Voltage Differential	35V
Operating Junction Temperature Range	
LM150	-55°C to +150°C
LM250	-25°C to +150°C
LM350	0°C to +125°C
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Preconditioning

Burn-In In Thermal Limit



All Devices 100%

Electrical Characteristics (Note 1)

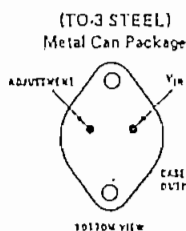
PARAMETER	CONDITIONS	LM150/LM250			LM350			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Line Regulation	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $3\text{V} \leq V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} \leq 35\text{V}$, (Note 2)		0.005	0.01		0.005	0.03	%/V
Load Regulation	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $10\text{mA} \leq I_{\text{OUT}} \leq 3\text{A}$ $V_{\text{OUT}} \leq 5\text{V}$, (Note 2) $V_{\text{OUT}} \geq 5\text{V}$, (Note 2)		5	15		5	25	mV
			0.1	0.3		0.1	0.5	%
Thermal Regulation	Pulse = 20 ms		0.002	0.01		0.002	0.03	%/W
Adjustment Pin Current			50	100		50	100	μA
Adjustment Pin Current Change	$10\text{mA} \leq I_L \leq 3\text{A}$ $3\text{V} \leq (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 35\text{V}$		0.2	5		0.2	5	μA
Reference Voltage	$3 \leq (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 35\text{V}$, (Note 3) $10\text{mA} \leq I_{\text{OUT}} \leq 3\text{A}$, $P \leq 30\text{W}$	1.20	1.25	1.30	1.20	1.25	1.30	V
Line Regulation	$3\text{V} \leq V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} \leq 35\text{V}$, (Note 2)		0.02	0.05		0.02	0.07	%/V
Load Regulation	$10\text{mA} \leq I_{\text{OUT}} \leq 3\text{A}$, (Note 2) $V_{\text{OUT}} \leq 5\text{V}$ $V_{\text{OUT}} \geq 5\text{V}$		20	50		20	70	mV
			0.3	1		0.3	1.5	%
Temperature Stability	$T_{\text{MIN}} \leq T_J \leq T_{\text{MAX}}$		1			1		%
Minimum Load Current	$V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} = 35\text{V}$		3.5	5		3.5	10	mA
Current Limit	$V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} \leq 10\text{V}$ $V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} = 30\text{V}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$		3.0	4.5		3.0	4.5	A
			0.3	1		0.25	1	A
RMS Output Noise, % of V_{OUT}	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $10\text{Hz} \leq f \leq 10\text{kHz}$			0.001			0.001	%
Ripple Rejection Ratio	$V_{\text{OUT}} = 10\text{V}$, $f = 120\text{Hz}$ $\text{CADJ} = 10\mu\text{F}$		65			65		dB
			66	86		66	86	dB
Long Term Stability	$T_A = 125^\circ\text{C}$		0.3	1		0.3	1	%
Thermal Resistance, Junction to Case	K Package T Package			1.5			1.5	$^\circ\text{C/W}$
			3	4		3	4	$^\circ\text{C/W}$

Note 1: Unless otherwise specified, these specifications apply $-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq +150^\circ\text{C}$ for the LM150, $-25^\circ\text{C} \leq T_J \leq +150^\circ\text{C}$ for the LM250 and $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$ for the LM350. $V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} = 5\text{V}$ and $I_{\text{OUT}} = 1.5\text{A}$. These specifications are applicable for power dissipations up to 30W for the K package and 25W for the T package. Power dissipation is guaranteed at these values up to 15 volts input-output differential. Above 15 volts differential, power dissipation will be limited by internal protection circuitry.

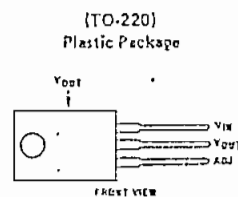
Note 2: Regulation is measured at constant junction temperature. Changes in output voltage due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

Note 3: Selected devices with tightened tolerance reference voltage available.

Connection Diagrams

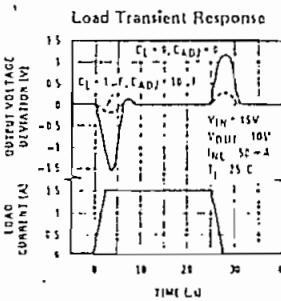
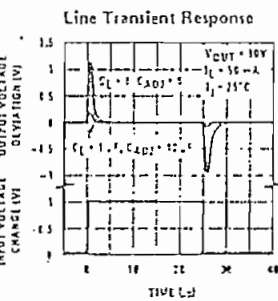
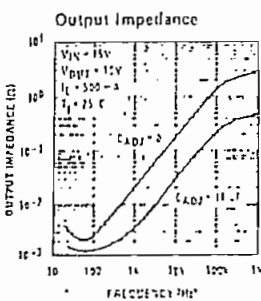
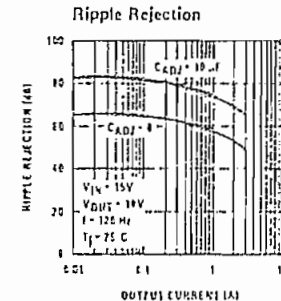
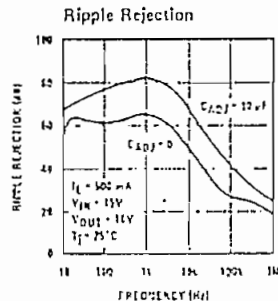
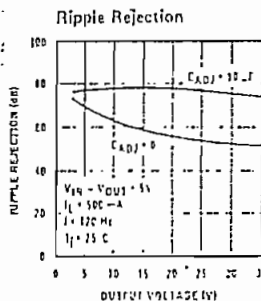
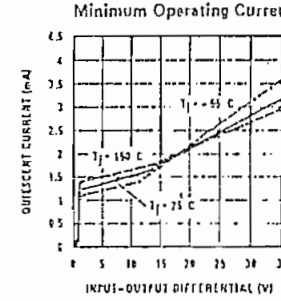
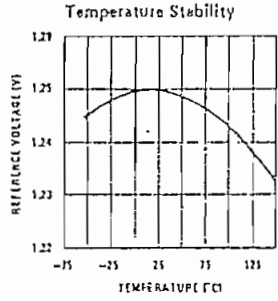
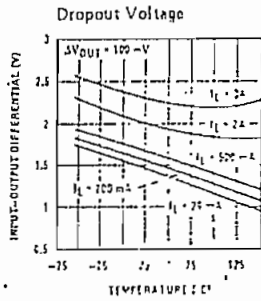
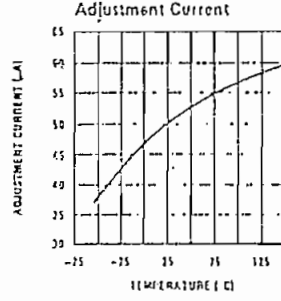
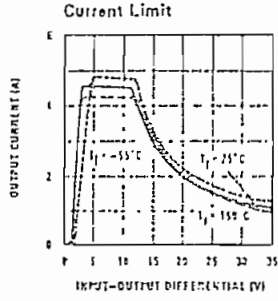
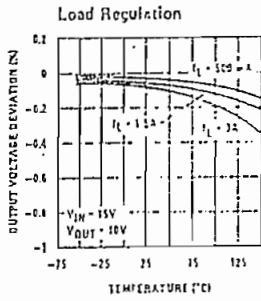


Order Number LM150K Steel,
LM250K Steel or LM350K Steel
See NS Package K02A



Order Number LM350T
See NS Package T03B

Typical Performance Characteristics



Application Hints

In operation, the LM150 develops a nominal 1.25V reference voltage, V_{REF} , between the output and adjustment terminal. The reference voltage is impressed across program resistor $R1$ and, since the voltage is constant, a constant current I_1 then flows through the output set resistor $R2$, giving an output voltage of

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_{ADJ} R2.$$

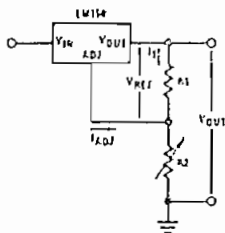


FIGURE 1

Since the 50 μ A current from the adjustment terminal represents an error term, the LM150 was designed to minimize I_{ADJ} and make it very constant with line and load changes. To do this, all quiescent operating current is returned to the output establishing a minimum load current requirement. If there is insufficient load on the output, the output will rise.

External Capacitors

An input bypass capacitor is recommended. A 0.1 μ F disc or 1 μ F solid tantalum on the input is suitable input bypassing for almost all applications. The device is more sensitive to the absence of input bypassing when adjustment or output capacitors are used but the above values will eliminate the possibility of problems.

The adjustment terminal can be bypassed to ground on the LM150 to improve ripple rejection. This bypass capacitor prevents ripple from being amplified as the output voltage is increased. With a 10 μ F bypass capacitor 86 dB ripple rejection is obtainable at any output level. Increases over 10 μ F do not appreciably improve the ripple rejection at frequencies above 120 Hz. If the bypass capacitor is used, it is sometimes necessary to include protection diodes to prevent the capacitor from discharging through internal low current paths and damaging the device.

In general, the best type of capacitors to use are solid tantalum. Solid tantalum capacitors have low impedance even at high frequencies. Depending upon capacitor construction, it takes about 25 μ F in aluminum electrolytic to equal 1 μ F solid tantalum at high frequencies. Ceramic capacitors are also good at high frequencies, but some types have a large decrease in capacitance at frequencies around 0.5 MHz. For this reason, 0.01 μ F disc may seem to work better than a 0.1 μ F disc as a bypass.

Although the LM150 is stable with no output capacitors, like any feedback circuit, certain values of external capacitance can cause excessive ringing. This occurs with values between 500 pF and 5000 pF. A 1 μ F solid tantalum (or 25 μ F aluminum electrolytic) on the output swamps this effect and insures stability.

Load Regulation

The LM150 is capable of providing extremely good load regulation but a few precautions are needed to obtain maximum performance. The current set resistor connected between the adjustment terminal and the output terminal (usually 240 Ω) should be tied directly to the output of the regulator rather than near the load. This eliminates line drops from appearing effectively in series with the reference and degrading regulation. For example, a 15V regulator with 0.05 Ω resistance between the regulator and load will have a load regulation due to line resistance of 0.05 Ω \times I_L . If the set resistor is connected near the load the effective line resistance will be 0.05 Ω (1 + R2/R1) or in this case, 11.5 times worse.

Figure 2 shows the effect of resistance between the regulator and 240 Ω set resistor.

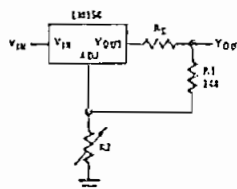


FIGURE 2. Regulator with Line Resistance in Output Lead

With the TO-3 package, it is easy to minimize the resistance from the case to the set resistor, by using 2 separate leads to the case. The ground of $R2$ can be returned near the ground of the load to provide remote ground sensing and improve load regulation.

Protection Diodes

When external capacitors are used with any IC regulator it is sometimes necessary to add protection diodes to prevent the capacitors from discharging through low current points into the regulator. Most 10 μ F capacitors have low enough internal series resistance to deliver 20A spikes when shorted. Although the surge is short, there is enough energy to damage parts of the IC.

When an output capacitor is connected to a regulator and the input is shorted, the output capacitor will discharge into the output of the regulator. The discharge current depends on the value of the capacitor, the output voltage of the regulator, and the rate of decrease of V_{IN} . In the LM150, this discharge path is through a large junction that is able to sustain 25A surge with no problem. This is not true of other types of positive

Application Hints (Continued)

regulators. For output capacitors of 25 μ F or less, there is no need to use diodes.

The bypass capacitor on the adjustment terminal can discharge through a low current junction. Discharge occurs when either the input or output is shorted. Internal to the LM150 is a 50 Ω resistor which limits the peak discharge current. No protection is needed for output voltages of 25V or less and 10 μ F capacitance. Figure 3 shows an LM150 with protection diodes included for use with outputs greater than 25V and high values of output capacitance.

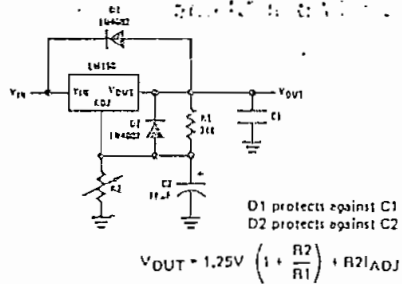
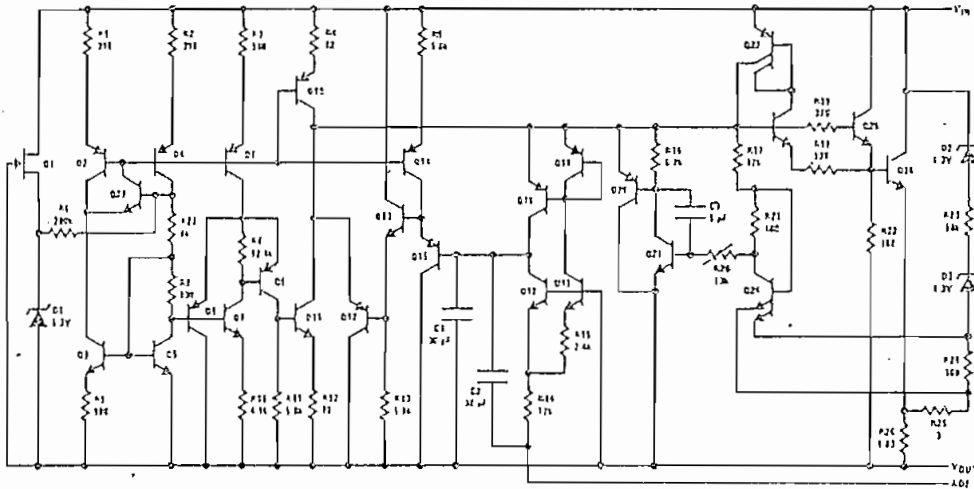
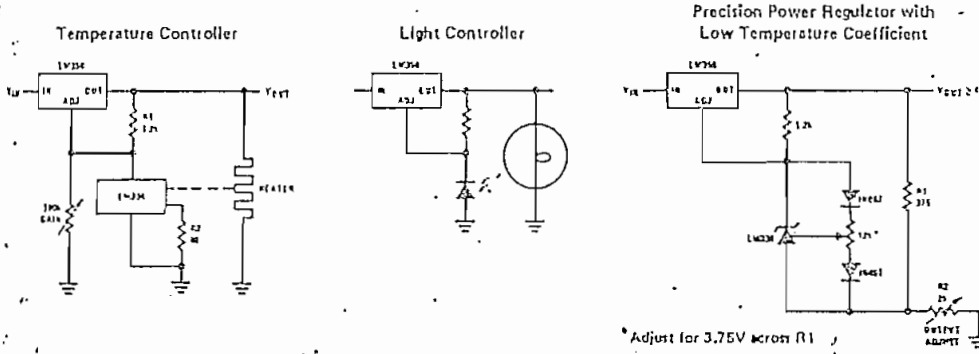


FIGURE 3. Regulator with Protection Diodes

Schematic Diagram

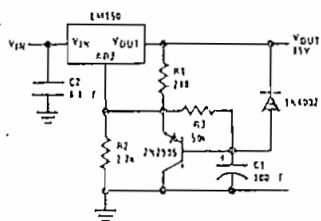


Typical Applications (Continued)

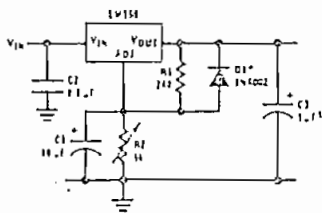


Typical Applications (Continued)

Slow Turn-ON 15V Regulator

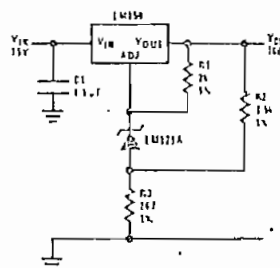


Adjustable Regulator with Improved Ripple Rejection

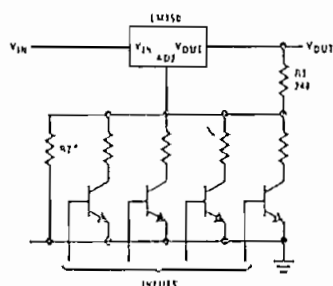


¹ Solid tantalum
² Discharges C1 if output is shorted to ground

High Stability 10V Regulator

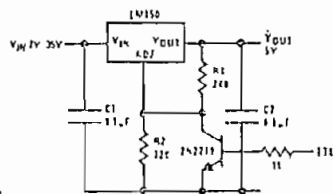


Digitally Selected Output



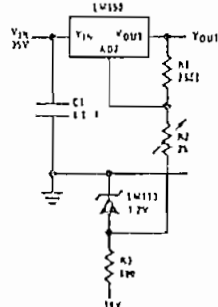
* Sets maximum V_{OUT}

5V Logic Regulator with Electronic Shutdown*

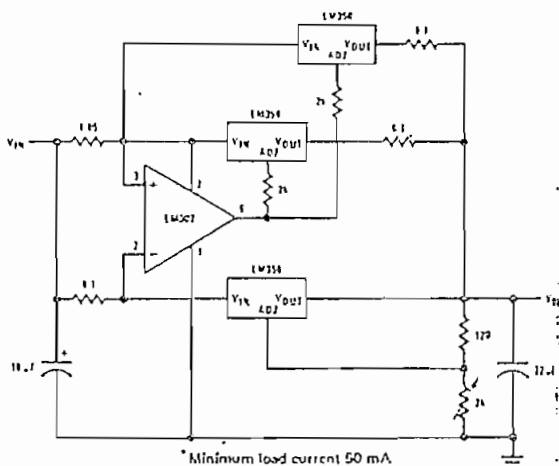


* I_{in} output < 1.2V

0 to 30V Regulator

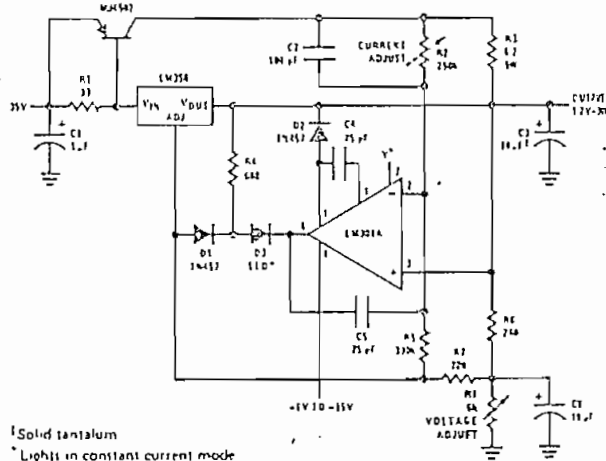


10A Regulator



* Minimum load current 50 mA

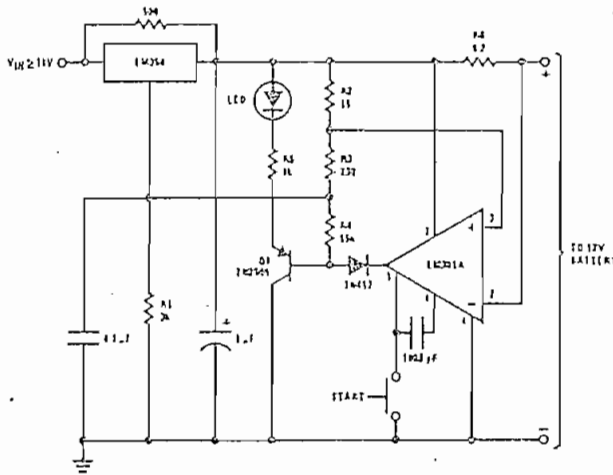
5A Constant Voltage/Constant Current Regulator



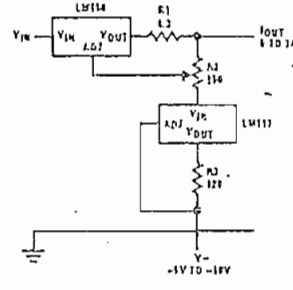
¹ Solid tantalum
² Lights in constant current mode

Typical Applications (Continued)

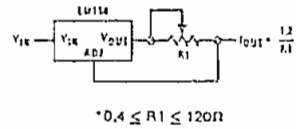
12V Battery Charger



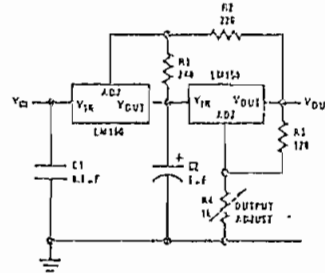
Adjustable Current Regulator



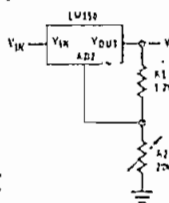
Precision Current Limiter



Tracking Preregulator

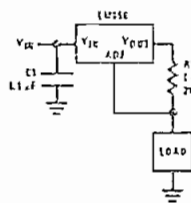


1.2V - 20V Regulator with Minimum Program Current

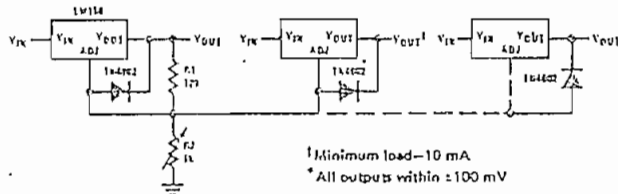


* Minimum load current ~ 4 mA

3A Current Regulator



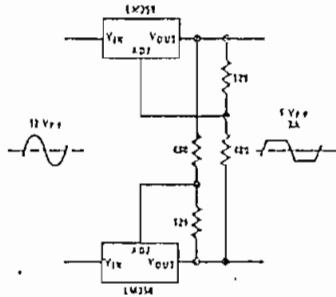
Adjusting Multiple On-Card Regulators with Single Control*



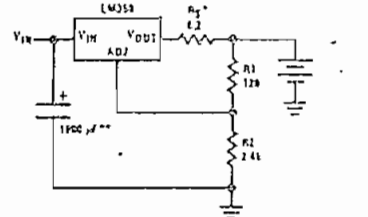
* Minimum load - 10 mA

* All outputs within ±100 mV

AC Voltage Regulator



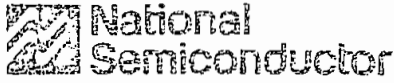
Simple 12V Battery Charger



* R_3 sets output impedance of charger $Z_{OUT} = R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$
Use of R_3 allows low charging rates with fully charged battery.

** 1000 µF is recommended to filter out any input transients.

LM78XX Series



LM78XX Series Voltage Regulators

General Description

The LM78XX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM78XX series is available in an aluminum TO-3 package which will allow over 1.0A load current if adequate heat sinking is provided. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Considerable effort was expended to make the LM78XX series of regulators easy to use and minimize the number

of external components. It is not necessary to bypass the output, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

For output voltage other than 5V, 12V and 15V the LM117 series provides an output voltage range from 1.2V to 57V.

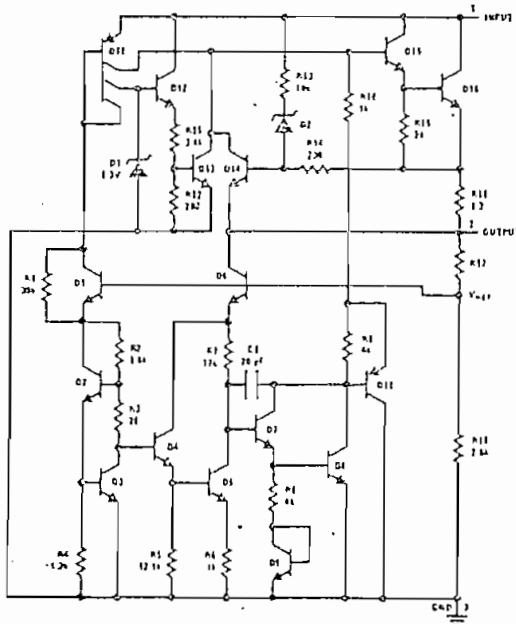
Features

- ▣ Output current in excess of 1A
- ▣ Internal thermal overload protection
- ▣ No external components required
- ▣ Output transistor safe area protection
- ▣ Internal short circuit current limit
- ▣ Available in the aluminum TO-3 package

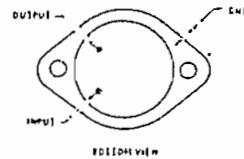
Voltage Range

LM7805C	5V
LM7812C	12V
LM7815C	15V

Schematic and Connection Diagrams

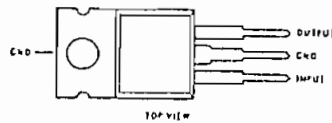


Metal Can Package
TO-3 (K)
Aluminum



Order Numbers
LM7805CK
LM7812CK
LM7815CK
See Package KC02A

Plastic Package
TO-220 (T)



Order Numbers:
LM7805CT
LM7812CT
LM7815CT
See Package T03R

Absolute Maximum Ratings

Input Voltage ($V_O = 5V, 12V$ and $15V$)	35V
Internal Power Dissipation (Note 1)	Internally Limited
Operating Temperature Range (T_A)	0°C to $+70^\circ\text{C}$
Maximum Junction Temperature	
(K Package)	150°C
(T Package)	125°C
Storage Temperature Range	-55°C to $+150^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	
TO-3 Package K	300°C
TO-220 Package T	230°C

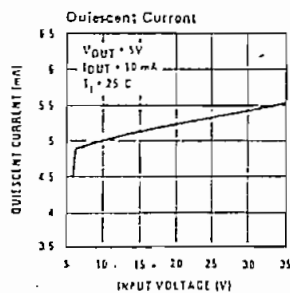
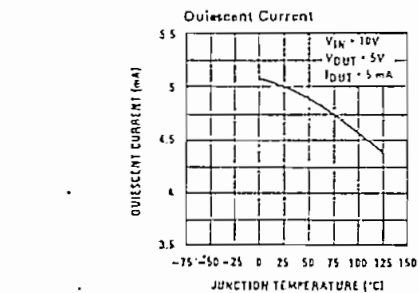
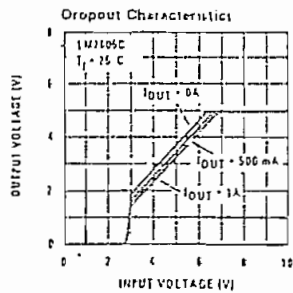
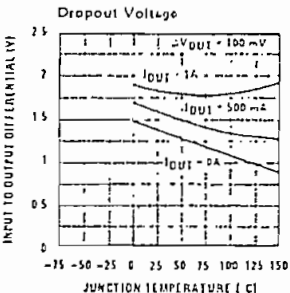
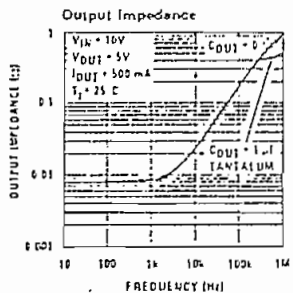
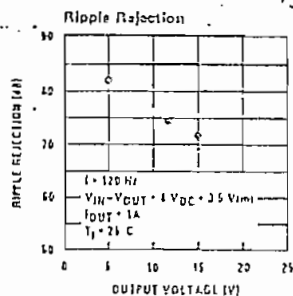
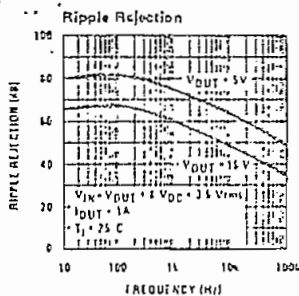
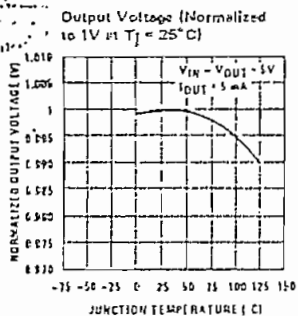
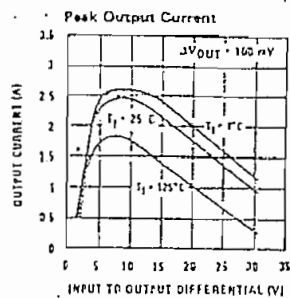
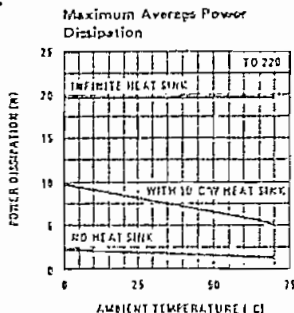
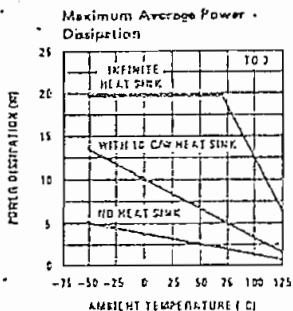
Electrical Characteristics LM78XXC (Note 2) $0^\circ\text{C} < T_J < 125^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

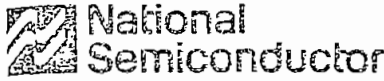
OUTPUT VOLTAGE		5V			12V			15V			UNITS	
INPUT VOLTAGE (unless otherwise noted)		10V			19V			22V				
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
V_O Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}, 5\text{ mA} < I_O < 1\text{ A}$	4.8	5	5.2	11.5	12	12.5	14.4	15	15.6	V	
	$P_D < 15W, 5\text{ mA} < I_O < 1\text{ A}$	4.75		5.25	11.4		12.6	14.25		15.75	V	
	$V_{MIN} < V_{IN} < V_{MAX}$	(7 < V_{IN} < 20)			(14.5 < V_{IN} < 27)			(17.5 < V_{IN} < 30)			V	
ΔV_O Line Regulation	$I_O = 500\text{ mA}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	3	50	4	120		4	150		mV	
		ΔV_{IN}	(7 < V_{IN} < 25)		(14.5 < V_{IN} < 30)		(17.5 < V_{IN} < 30)				V	
		$0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$		50		120		150			mV	
	$I_O < 1\text{ A}$	ΔV_{IN}	(8 < V_{IN} < 20)			(15 < V_{IN} < 27)			(18.5 < V_{IN} < 30)			V
		$T_J = 25^\circ\text{C}$		50		120		150			mV	
		ΔV_{IN}	(7.3 < V_{IN} < 20)			(14.6 < V_{IN} < 27)			(17.7 < V_{IN} < 30)			V
ΔV_O Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$5\text{ mA} < I_O < 1.5\text{ A}$	10	50	12	120		12	150		mV	
		$250\text{ mA} < I_O < 750\text{ mA}$		25		60		75			mV	
	$5\text{ mA} < I_O < 1\text{ A}, 0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$		50		120		150			mV		
I_O Quiescent Current	$I_O < 1\text{ A}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$	8		8		8				mA	
			8.5		8.5		8.5				mA	
ΔI_O Quiescent Current Change	$5\text{ mA} < I_O < 1\text{ A}$	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_O < 1\text{ A}$ $V_{MIN} < V_{IN} < V_{MAX}$		0.5		0.5		0.5		0.5	mA	
				1.0		1.0		1.0		1.0	mA	
				(7.5 < V_{IN} < 20)		(14.8 < V_{IN} < 27)		(17.9 < V_{IN} < 30)				V
V_N Output Noise Voltage	$I_O < 500\text{ mA}, 0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$ $V_{MIN} < V_{IN} < V_{MAX}$	$T_A = 25^\circ\text{C}, 10\text{ Hz} < f < 100\text{ kHz}$		1.0		1.0		1.0		1.0	mA	
				(7 < V_{IN} < 25)		(14.5 < V_{IN} < 30)		(17.5 < V_{IN} < 30)			V	
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$ Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$	$I_O < 1\text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$ or $I_O < 500\text{ mA}$ $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$ $V_{MIN} < V_{IN} < V_{MAX}$	62	50	55	72	54	70			dB	
			62		55		54					dB
				(8 < V_{IN} < 10)		(15 < V_{IN} < 25)		(18.5 < V_{IN} < 28.5)				V
R_O	Dropout Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_{OUT} = 1\text{ A}$	2.0		2.0		2.0				V	
	Output Resistance	$f = 1\text{ kHz}$	8		18		19				m Ω	
	Short-Circuit Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$	2.1		1.5		1.2				A	
	Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$	2.4		2.4		2.4				A	
	Average TC of V_{OUT}	$0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}, I_O = 5\text{ mA}$	0.6		1.5		1.8				mV/ $^\circ\text{C}$	
V_{IN} Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_O < 1\text{ A}$	7.3		14.6		17.7					V	

NOTE 1: Thermal resistance of the TO-3 package (K, KC) is typically $4^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to case and $35^\circ\text{C}/\text{W}$ case to ambient. Thermal resistance of the TO-220 package (T) is typically $4^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to case and $50^\circ\text{C}/\text{W}$ case to ambient.

NOTE 2: All characteristics are measured with capacitor across the input of $0.22\text{ }\mu\text{F}$, and a capacitor across the output of $0.1\text{ }\mu\text{F}$. All characteristics except noise voltage and ripple rejection ratio are measured using pulse techniques ($t_w < 10\text{ ms}$, duty cycle $< 5\%$). Output voltage changes due to changes in internal temperature must be taken into account separately.

Typical Performance Characteristics





Voltage Regulators

LM79XX Series

LM79XX Series 3-Terminal Negative Regulators

General Description

The LM79XX series of 3-terminal regulators is available with fixed output voltages of -5V, -12V, and -15V. These devices need only one external component—a compensation capacitor at the output. The LM79XX series is packaged in the TO-220 power package and is capable of supplying 1.5A of output current.

These regulators employ internal current limiting safe area protection and thermal shutdown for protection against virtually all overload conditions.

Low ground pin current of the LM79XX series allows output voltage to be easily boosted above the preset value with a resistor divider. The low quiescent current

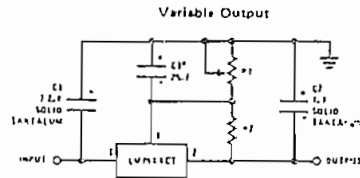
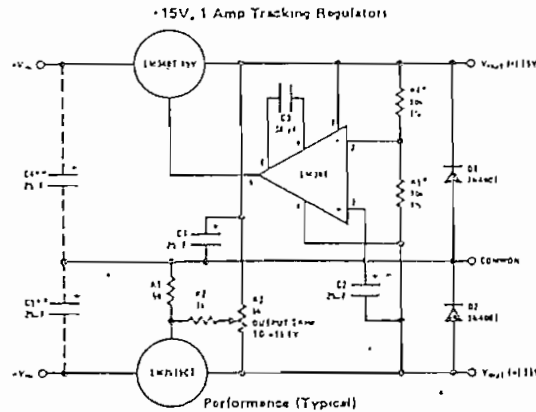
drawn of these devices with a specified maximum change with line and load ensures good regulation in the voltage boosted mode.

For applications requiring other voltages, see LM137 data sheet.

Features

- Thermal, short circuit and safe area protection
- High ripple rejection
- 1.5A output current
- 4% preset output voltage

Typical Applications



*Improves transient response and ripple rejection. Do not increase beyond 50uF.

$$V_{OUT} = V_{SET} \left(\frac{R1 + R2}{R2} \right)$$

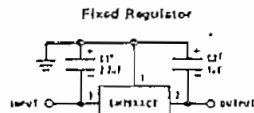
Select R2 as follows:

LM7905CT	300Ω
LM7912CT	750Ω
LM7915CT	1k

Performance (Typical)

	(-15)	(+15)
Load Regulation at $\Delta I_L = 1A$	40 mV	2 mV
Output Ripple, $C_{IN} = 3000\mu F, I_L = 1A$	100uVrms	100uVrms
Temperature Stability	50 mV	50 mV
Output Noise 10 Hz $\leq f \leq 10$ kHz	150uVrms	150uVrms

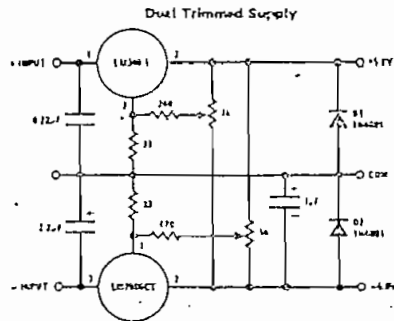
*Resistor tolerance of R4 and R5 determine matching of (+) and (-) outputs
 **Necessary only if raw supply filter capacitors are more than 3" from regulators



* Required if regulator is separated from filter capacitor by more than 3". For value given, capacitor must be solid tantalum, 25uF aluminum electrolytic may be substituted.

† Required for stability. For value given, capacitor must be solid tantalum, 25uF aluminum electrolytic may be substituted. Values given may be increased without limit.

For output capacitance in excess of 100uF, a high current diode from input to output (1N4001, etc.) will protect the regulator from momentary input shorts.



LM79XX Series

Absolute Maximum Ratings

Input Voltage	
($V_O = 5V$)	-35V
($V_O = 12V$ and $15V$)	-40V
Input/Output Differential	
($V_O = 5V$)	25V
($V_O = 12V$ and $15V$)	30V
Power Dissipation	Internally Limited
Operating Junction Temperature Range	0°C to $+125^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	230°C

Electrical Characteristics Conditions unless otherwise noted: $I_{OUT} = 500\text{ mA}$, $C_{IN} = 2.2\mu\text{F}$, $C_{OUT} = 1\mu\text{F}$, $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$, Power Dissipation $\leq 15W$.

PART NUMBER		LM7905C			UNITS
OUTPUT VOLTAGE		5V			
INPUT VOLTAGE (unless otherwise specified)		-10V			
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	
V_O Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $5\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1\text{ A}$, $P \leq 15W$	-4.8	-5.0	-5.2	V
		-4.75		5.25	V
		($-20 \leq V_{IN} \leq -7$)			
ΔV_O Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, (Note 2)		8	50	mV
		($-25 \leq V_{IN} \leq -7$)			V
		2	15		mV
($-12 \leq V_{IN} \leq -8$)					V
ΔV_O Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, (Note 2) $5\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.5\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 750\text{ mA}$		15	100	mV
			5	50	mV
					-V
I_O Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		1	2	mA
ΔI_O Quiescent Current Change	With Line			0.5	mA
	With Load, $5\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1\text{ A}$			0.5	mA
V_{II} Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ Hz}$		125		µV
Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$	54	66		dB
		($-18 \leq V_{IN} \leq -8$)			
Dropout Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{OUT} = 1\text{ A}$		1.1		V
I_{OMAX} Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2.2		A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 100^\circ\text{C}$		0.4		mV/°C

Electrical Characteristics (Continued) Conditions unless otherwise noted: $I_{OUT} = 500 \text{ mA}$, $C_{IN} = 2.2 \mu\text{F}$, $C_{OUT} = 1 \mu\text{F}$, $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$, Power Dissipation = 1.5W.

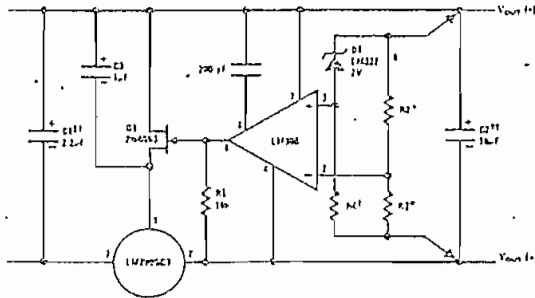
PART NUMBER		LM7912C		LM7915C		UNITS	
OUTPUT VOLTAGE		12V		15V			
INPUT VOLTAGE (unless otherwise specified)		-19V		-23V			
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
V_O Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1 \text{ A}$, $P \leq 1.5 \text{ W}$	-11.5	-12.0	-12.5	-14.4	-15.0	-15.6
		11.4		12.6	-14.25		15.75
		$(-27 \leq V_{IN} \leq -14.5)$		$(-30 \leq V_{IN} \leq -17.5)$			
ΔV_O Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, (Note 2)		5	80		5	100
		$(-30 \leq V_{IN} \leq -14.5)$		$(-30 \leq V_{IN} \leq -17.5)$			
			3	30		3	50
		$(-22 \leq V_{IN} \leq -16)$		$(-26 \leq V_{IN} \leq -20)$			
ΔV_O Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, (Note 2) $5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.5 \text{ A}$ $250 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 750 \text{ mA}$		15	200		15	200
			15	200		15	200
			5	75		5	75
I_Q Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		1.5	3		1.5	3
ΔI_Q Quiescent Current Change	With Line			0.5			0.5
	With Load, $5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1 \text{ A}$	$(-30 \leq V_{IN} \leq -14.5)$			$(-30 \leq V_{IN} \leq -17.5)$		
V_n Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ Hz}$		300			375	μV
Ripple Rejection	$f = 120 \text{ Hz}$	54	70		54	70	dB
		$(-25 \leq V_{IN} \leq -15)$			$(-30 \leq V_{IN} \leq -17.5)$		
Dropout Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{OUT} = 1 \text{ A}$		1.1			1.1	V
$I_{O(MAX)}$ Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2.2			2.2	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5 \text{ mA}$, $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 100^\circ\text{C}$		-0.8			-1.0	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

Note 1: For calculations of junction temperature rise due to power dissipation, thermal resistance [junction to ambient (θ_{JA})] is $50^\circ\text{C}/\text{W}$ (no heat sink) and $5^\circ\text{C}/\text{W}$ (infinite heat sink).

Note 2: Regulation is measured at a constant junction temperature by pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects must be taken into account.

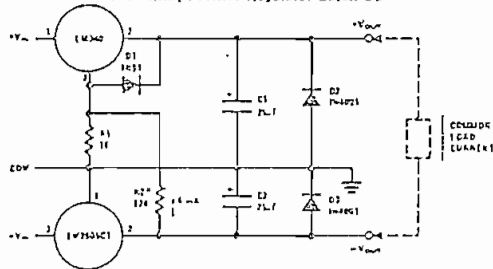
Typical Applications (Continued)

High Stability 1 Amp Regulator



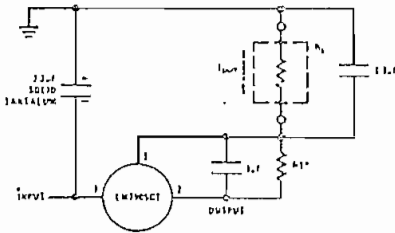
Load and line regulation < 0.01% temperature stability \leq 0.2%
 1 Determines Zener current
 11 Solid tantalum
 *Select resistors to set output voltage 2 ppm/°C tracking suggested

Preventing Positive Regulator Latch-Up



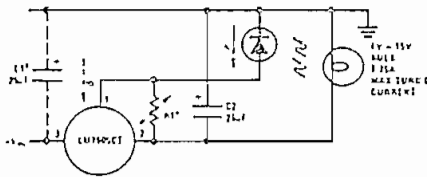
R1 and D1 allow the positive regulator to "start-up" when +VIN is delayed relative to VIN and a heavy load is drawn between the outputs. Without R1 and D1, most three-terminal regulators will not start with heavy (0.1A-1A) load current flowing to the negative regulator, even though the positive output is clamped by D2.
 *R2 is optional. Ground pin current from the positive regulator flowing through R1 will increase +VOUT = 60 mV if R2 is omitted.

Current Source

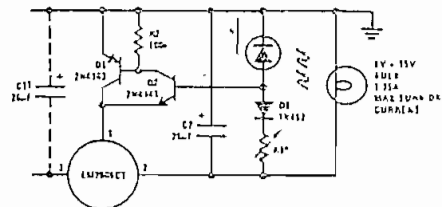


$$I_{OUT} = 1 \text{ mA} + \frac{5V}{R1}$$

Light Controllers Using Silicon Photo Cells

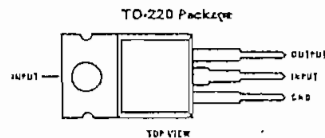
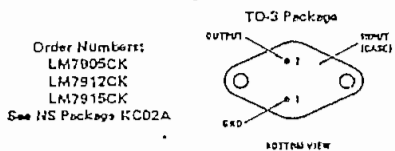


*Lamp brightness increases until $I_L = I_Q (\approx 1 \text{ mA}) + 5V/R1$.
 1 Necessary only if low supply filter capacitor is more than 2" from LM7905CT



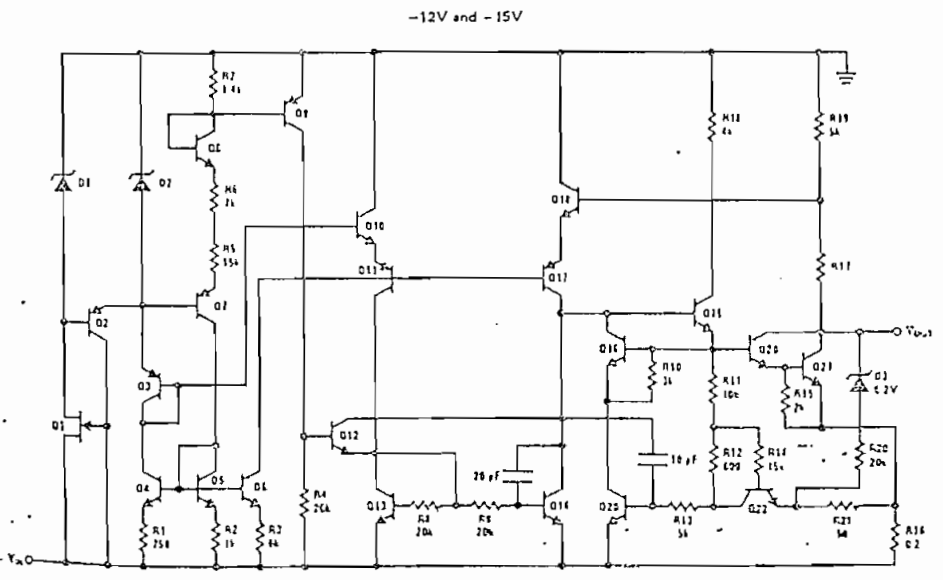
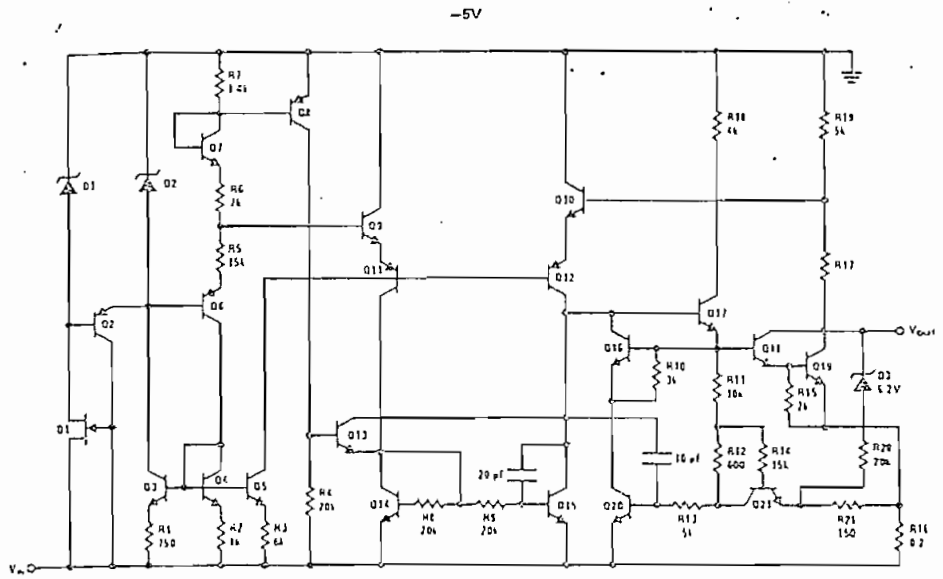
*Lamp brightness increases until $I_L = 5V/R1$ (I_L can be set as low as 1 μ A)
 1 Necessary only if low supply filter capacitor is more than 2" from LM7905CT

Connection Diagrams



Order Numbers:
 LM7905CT
 LM7912CT
 LM7915CT
 See NS Package T03B

Schematic Diagrams



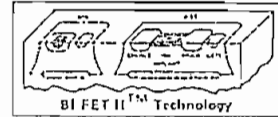
LF147/LF347



National Semiconductor

Operational Amplifiers/Buffers

LF147/LF347 Wide Bandwidth Quad JFET Input Operational Amplifiers



General Description

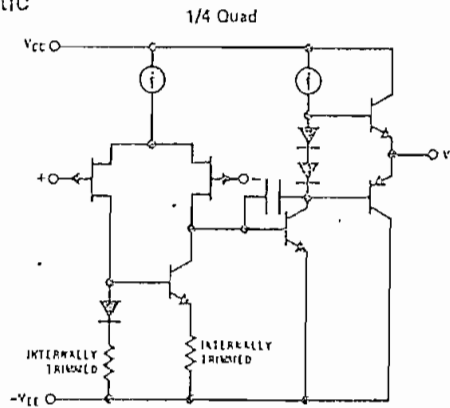
The LF147 is a low cost, high speed quad JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF147 is pin compatible with the standard LM148. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LF148 and LM124 designs.

The LF147 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift.

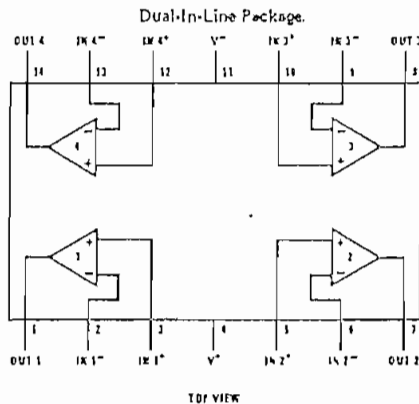
Features

- Internally trimmed offset voltage 2 mV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 7.2 mA
- High input impedance 10¹²Ω
- Low total harmonic distortion $A_v = 10$, $R_L = 10k$, $V_O = 20$ Vp-p, BW = 20 Hz–20 kHz < 0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

Simplified Schematic



Connection Diagram



Order Number LF147D or LF347D
See NS Package D14E

Order Number LF347BN or LF347N
See NS Package N14A

Absolute Maximum Ratings

	LF147	LF347B/ LF347		LF147	LF347B/LF347
Supply Voltage	±22V	±18V	Power Dissipation (Note 3)	800 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±38V	±30V	T_j max	150°C	115°C
Input Voltage Range (Note 1)	±19V	±15V	θ_{JA}	100°C/W	150°C/W
Output Short Circuit Duration (Note 2)	Continuous	Continuous	Operating Temperature Range	(Note 4)	(Note 4)
			Storage Temperature Range	-65°C ≤ T_A ≤ 150°C	
			Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C

DC Electrical Characteristics (Note 5)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LF147			LF347B			LF347			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{OS}	Input Offset Voltage	$R_S = 10 \text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ Over Temperature		1	5		3	5		5	10	mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	$R_S = 10 \text{ k}\Omega$		10			10			10		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{OS}	Input Offset Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$, (Notes 5, 6) Over Temperature		25	100		25	100		25	100	μA
I_B	Input Bias Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$, (Notes 5, 6) Over Temperature		50	200		50	200		50	200	nA
R_{IN}	Input Resistance	$T_j = 25^\circ\text{C}$		10 ¹²			10 ¹²			10 ¹²		Ω
A_{VOL}	Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_O = \pm 10\text{V}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ Over Temperature	50	100		50	100		25	100		V/mV
V_O	Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$	±12	±13.5		±12	±13.5		±12	±13.5		V
V_{CM}	Input Common Mode Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$	±11	+15 -12		±11	+15 -12		±11	+15 -12		V
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$	80	100		80	100		70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 7)	80	100		80	100		70	100		dB
I_S	Supply Current			7.2	11		7.2	11		7.2	11	mA

AC Electrical Characteristics (Note 5)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LF147			LF347B			LF347			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
	Amplifier to Amplifier Coupling	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $f = 1 \text{ Hz} - 20 \text{ kHz}$ (Input Referenced)		-120			-120			-120		dB
SR	Slew Rate	$V_S = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		13			13			13		V/ μs
GBW	Gain Bandwidth Product	$V_S = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		4			4			4		MHz
I_n	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_S = 100\Omega$, $f = 1000 \text{ Hz}$		20			20			20		$n\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
I_n	Equivalent Input Noise Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $f = 1000 \text{ Hz}$		0.01			0.01			0.01		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$

Note 1: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 2: Any of the amplifier outputs can be shorted to ground indefinitely, however, more than one should not be simultaneously shorted as the maximum junction temperature will be exceeded.

Note 3: For operating at elevated temperature, these devices must be derated based on a thermal resistance of θ_{JA} .

Note 4: The LF147 is available in the military temperature range $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$, while the LF347B and the LF347 are available in the commercial temperature range $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$.

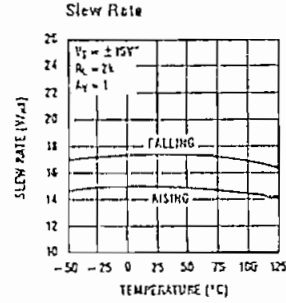
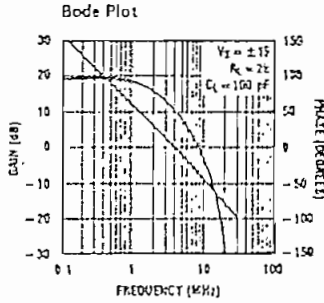
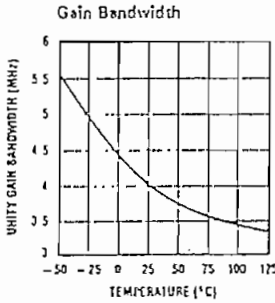
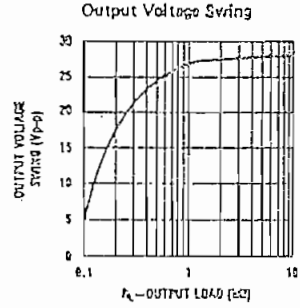
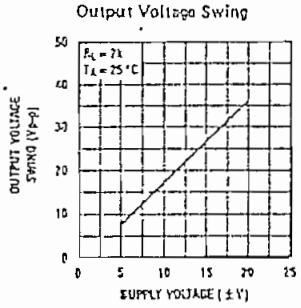
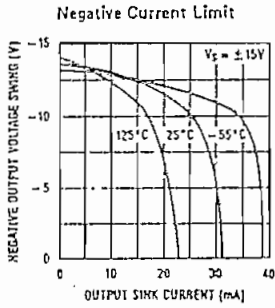
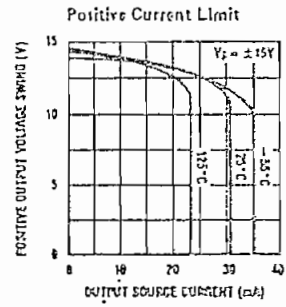
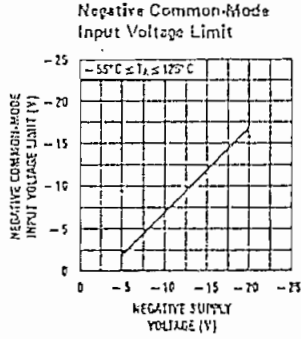
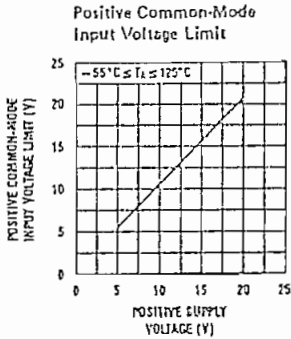
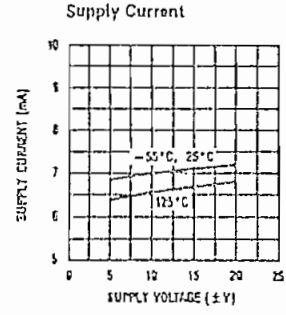
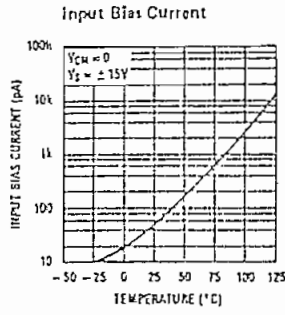
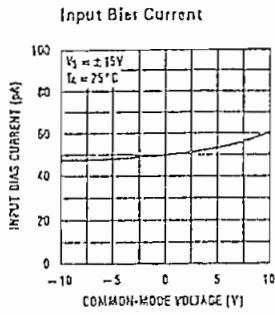
Note 5: Unless otherwise specified the specifications apply over the full temperature range and for $V_S = \pm 20\text{V}$ for the LF147 and for $V_S = \pm 15\text{V}$ for the LF347B/LF347. V_{OS} , I_B , and I_{OS} are measured at $V_{CM} = 0$.

Note 6: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T_j . Due to limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D . $T_j = T_A + \theta_{JA} P_D$ where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

Note 7: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice.

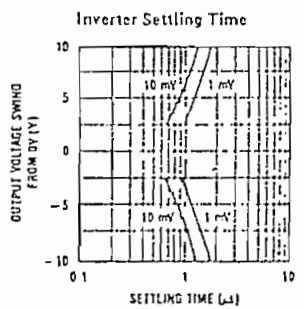
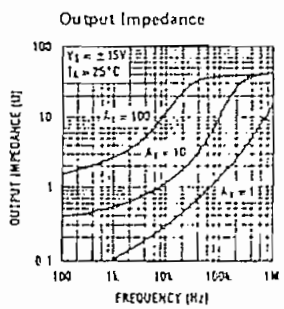
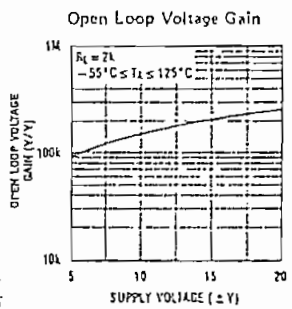
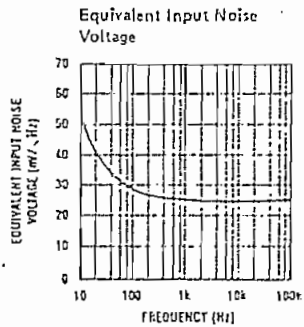
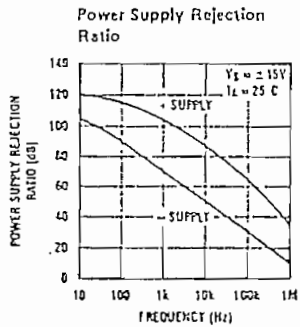
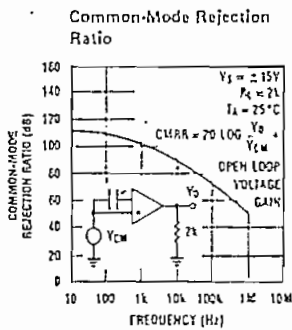
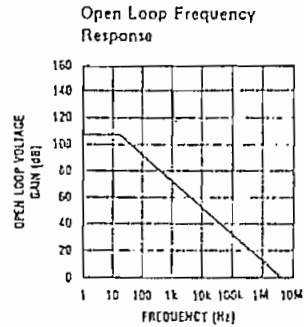
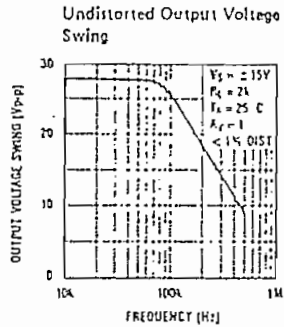
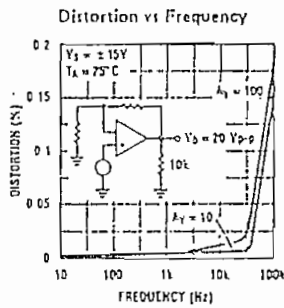
LF147/LF347

Typical Performance Characteristics



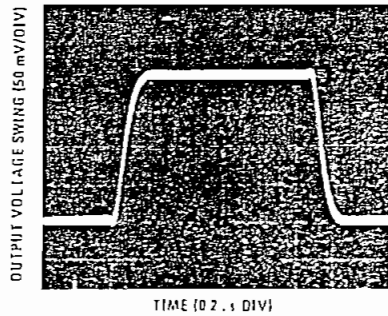
Typical Performance Characteristics (Continued)

LF471/LF347

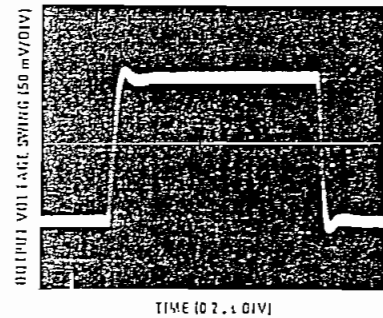


Pulse Response $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 10\text{ pF}$

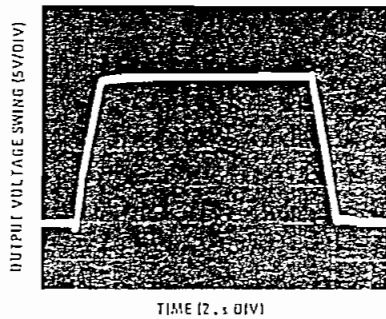
Small Signal Inverting



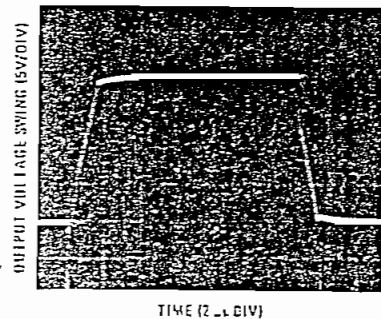
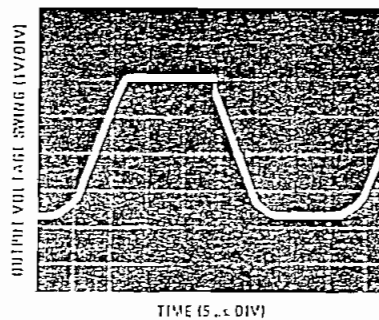
Small Signal Non-Inverting



Large Signal Inverting



Large Signal Non-Inverting

Current Limit ($R_L = 100\Omega$)

Application Hints

The LF147 is an op amp with an internally trimmed input offset voltage and JFET input devices (BI FET II™). These JFETs have large reverse breakdown voltages from gate to source and drain eliminating the need for clamps across the inputs. Therefore, large differential input voltages can easily be accommodated without a large increase in input current. The maximum differential input voltage is independent of the supply voltages. However, neither of the input voltages should be

allowed to exceed the negative supply as this will cause large currents to flow which can result in a destroyed unit.

Exceeding the negative common mode limit on either input will cause a reversal of the phase to the output and force the amplifier output to the corresponding high or low state. Exceeding the negative common-mode limit on both inputs will force the amplifier output to a

Application Hints (Continued)

high state. In neither case does a latch occur since raising the input back within the common-mode range again puts the input stage and thus the amplifier in a normal operating mode.

Exceeding the positive common-mode limit on a single input will not change the phase of the output; however, if both inputs exceed the limit, the output of the amplifier will be forced to a high state.

The amplifiers will operate with a common-mode input voltage equal to the positive supply; however, the gain bandwidth and slew rate may be decreased in this condition. When the negative common-mode voltage swings to within 3V of the negative supply, an increase in input offset voltage may occur.

Each amplifier is individually biased by a zener reference which allows normal circuit operation on $\pm 4.5V$ power supplies. Supply voltages less than these may result in lower gain bandwidth and slew rate.

The LF147 will drive a $2\text{ k}\Omega$ load resistance to $\pm 10V$ over the full temperature range. If the amplifier is forced to drive heavier load currents, however, an increase in input offset voltage may occur on the negative voltage swing and finally reach an active current limit on both positive and negative swings.

Precautions should be taken to ensure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed

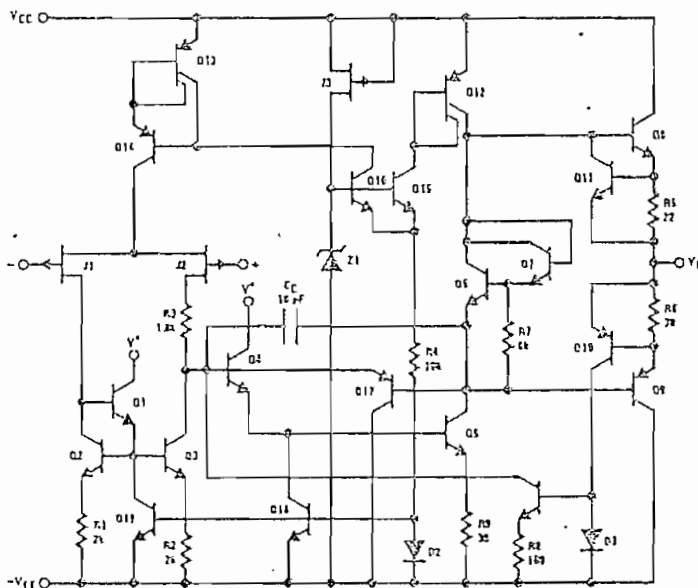
backwards in a socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

Because these amplifiers are JFET rather than MOSFET input op amps they do not require special handling.

As with most amplifiers, care should be taken with lead dress, component placement and supply decoupling in order to ensure stability. For example, resistors from the output to an input should be placed with the body close to the input to minimize "pick-up" and maximize the frequency of the feedback pole by minimizing the capacitance from the input to ground.

A feedback pole is created when the feedback around any amplifier is resistive. The parallel resistance and capacitance from the input of the device (usually the inverting input) to AC ground set the frequency of the pole. In many instances the frequency of this pole is much greater than the expected 3 dB frequency of the closed loop gain and consequently there is negligible effect on stability margin. However, if the feedback pole is less than approximately 6 times the expected 3 dB frequency a lead capacitor should be placed from the output to the input of the op amp. The value of the added capacitor should be such that the RC time constant of this capacitor and the resistance it parallels is greater than or equal to the original feedback pole time constant.

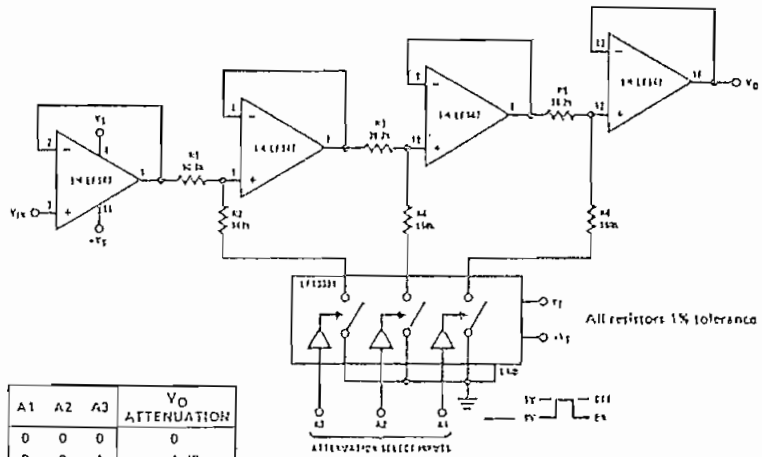
Detailed Schematic



LF147/LF347

Typical Applications

Digitally Selectable Precision Attenuator

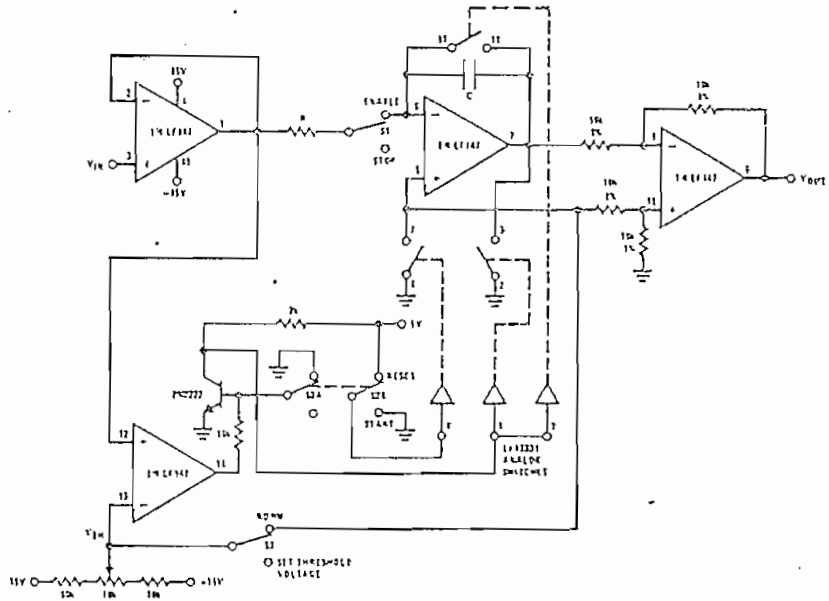


All resistors 1% tolerance

A1	A2	A3	V _O ATTENUATION
0	0	0	0
0	0	1	-1 dB
0	1	0	-2 dB
0	1	1	-3 dB
1	0	0	-4 dB
1	0	1	-5 dB
1	1	0	-6 dB
1	1	1	-7 dB

- Accuracy of better than 0.4% with standard 1% value resistors
- No offset adjustment necessary
- Expandable to any number of stages
- Very high input impedance

Long Time Integrator with Reset, Hold and Starting Threshold Adjustment



- V_{OUT} starts from zero and is equal to the integral of the input voltage with respect to the threshold voltage:

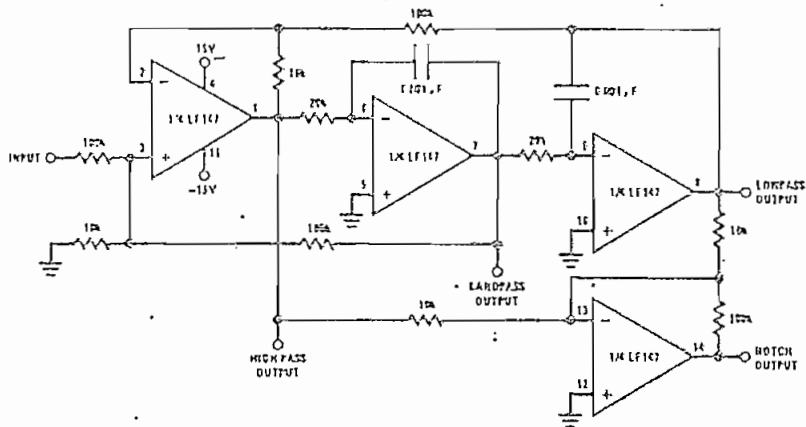
$$V_{OUT} = \frac{1}{RC} \int_0^t (V_{IN} - V_{TH}) dt$$

- Output starts when V_{IN} ≥ V_{TH}
- Switch S1 permits stopping and holding any output value
- Switch S2 resets system to zero

Typical Applications (Continued)

LM147E3A7

Universal State Variable Filter

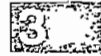


For circuit shown:
 $f_0 = 3 \text{ kHz}$, $f_{\text{NOTCH}} = 9.5 \text{ kHz}$
 $Q = 3.4$

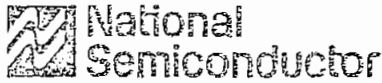
Passband gain:

Highpass - 0.1
 Bandpass - 1
 Lowpass - 1
 Notch - 10

- $f_0 \times Q \leq 200 \text{ kHz}$
- 10V peak sinusoidal output swing without slew limiting to 200 kHz
- See LM148 data sheet for design equations



LM124/LM224/LM324, LM124A/
LM224A/LM324A, LM2902



Operational Amplifiers/Buffers

LM124/LM224/LM324, LM124A/LM224A/LM324A, LM2902
Low Power Quad Operational Amplifiers

General Description

The LM124 series consists of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM124 series can be directly operated off of the standard $\pm 15 V_{DC}$ power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional $\pm 15 V_{DC}$ power supplies.

Unique Characteristics

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

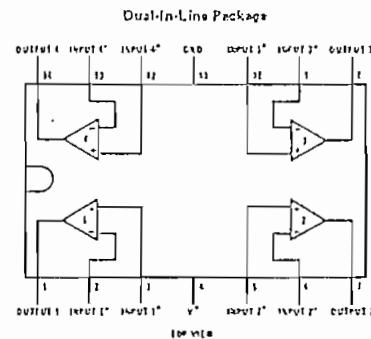
Advantages

- Eliminates need for dual supplies
- Four internally compensated op amps in a single package
- Allows directly sensing near GND and V_{OUT} also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

Features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) 1 MHz (temperature compensated)
- Wide power supply range:
Single supply $3 V_{DC}$ to $30 V_{DC}$
or dual supplies $\pm 1.5 V_{DC}$ to $\pm 15 V_{DC}$
- Very low supply current drain (800 μA) — essentially independent of supply voltage (1 mW/op amp at $\pm 15 V_{DC}$)
- Low input biasing current 45 nA_{DC} (temperature compensated)
- Low input offset voltage 2 mV_{DC} and offset current 5 nA_{DC}
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing $0 V_{DC}$ to $V^+ - 1.5 V_{DC}$

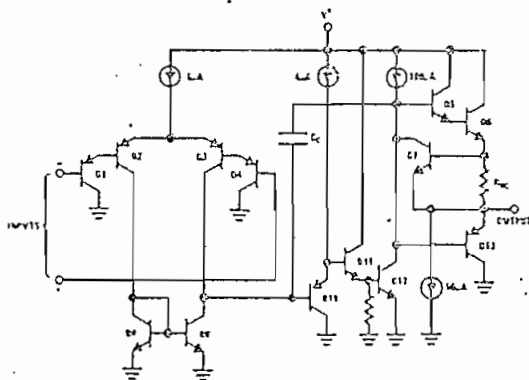
Connection Diagram



Order Number LM124J, LM124AJ,
LM224J, LM224AJ, LM324J,
LM324AJ or LM2902J
See NS Package J14A

Order Number LM324N, LM324AN
or LM2902N
See NS Package N14A

Schematic Diagram (Each Amplifier)



Algebraic Notation Readings:

LM124/LM124A/LM324/LM324A
 LM224/LM224A/LM2902
 LM124/LM124A/LM324/LM324A
 LM224/LM224A/LM2902

Supply Voltage, V^+ 50 mA
 Differential Input Voltage -40°C to +85°C
 Input Voltage 50 mA
 Power Dissipation (Note 1) 0°C to +70°C
 Molded DIP -25°C to +85°C
 Cavity DIP -55°C to +125°C
 Flat Pack -65°C to +150°C
 Output Short Circuit to GND (Osc. Amplifier) (Note 2) 300°C
 $V^+ = 15$ VDC and $T_A = 25^\circ\text{C}$ Continuous

Operating Temperature Range
 LM224/LM224A
 LM124/LM124A
 Storage Temperature Range
 Lead Temperature (Soldering, 10 second)

Input Current ($V_{IN} < -0.3$ VDC) (Note 3)
 Operating Temperature Range
 LM224/LM224A
 LM124/LM124A
 Storage Temperature Range
 Lead Temperature (Soldering, 10 second)

LM124A
 MIN TYP MAX
 1 2 3
 20 50 80
 7 10 15
 0 $V^+ - 1.5$ 0
 1.5 3
 0.7 1.2
 50 100
 0 $V^+ - 1.5$ 0
 70 85
 65 100
 -170
 20 40
 10 20
 12 50
 40 60

LM224A
 MIN TYP MAX
 1 3 3
 40 80 100
 2 15 30
 0 $V^+ - 1.5$ 0
 1.5 3
 0.7 1.2
 50 100
 0 $V^+ - 1.5$ 0
 70 85
 65 100
 -120
 20 40
 10 20
 12 50
 40 60

LM324
 MIN TYP MAX
 2 3 3
 45 100 150
 5 30 150
 0 $V^+ - 1.5$ 0
 1.5 3
 0.7 1.2
 25 100
 0 $V^+ - 1.5$ 0
 65 70
 65 100
 -120
 20 40
 10 20
 12 50
 40 60

LM2902
 MIN TYP MAX
 12 17 17
 45 750 750
 15 150 150
 0 $V^+ - 1.5$ 0
 1.5 3
 0.7 1.2
 100
 0 $V^+ - 1.5$ 0
 50 70
 50 100
 -120
 20 40
 10 20
 12 50
 40 60

Electrical Characteristics ($V^+ = +5.0$ VDC, Note 4)

PARAMETER	CONDITIONS	LM124A			LM224A			LM324A			LM2902			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 5)	1	2	3	1	3	3	2	3	3	12	17	17	mVDC
Input Bias Current (Note 6)	$I_{IN(+)} \text{ or } I_{IN(-)}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	70	50	80	40	80	100	45	100	150	45	750	750	nADC
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	7	10	15	2	15	30	5	30	150	5	150	150	nADC
Input Common Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ - 30$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	VDC
Supply Current	$R_L = \infty$, $V_{CC} = 30$ V, (LM2902 $V_{CC} = 26$ V) $R_L = \infty$ On All Op Amps Over Full Temperature Range	1.5	3	3	1.5	3	3	1.5	3	3	1.5	3	3	mADC
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = 15$ VDC (For L_{IN} V_O Swing) $R_L \geq 2$ k Ω , $T_A = 25^\circ\text{C}$	50	100	100	50	100	100	25	100	100	25	100	100	V/mV
Output Voltage Swing	$R_L = 2$ k Ω , $T_A = 25^\circ\text{C}$ (LM2902 $R_L \geq 10$ k Ω)	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	VDC
Common Mode Rejection Ratio	DC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	70	85	85	70	85	85	65	85	85	65	70	70	dB
Power Supply Rejection Ratio	DC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	65	100	100	65	100	100	65	100	100	65	100	100	dB
Amplifier to Amplifier Coupling (Note 8)	$f = 1$ kHz to 20 kHz, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Input Referred)	-170			-120			-120			-120			dB
Output Current Source	$V_{IN}^+ = 1$ VDC, $V_{IN}^- = 0$ VDC, $V^+ = 15$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	20	40	40	20	40	40	20	40	40	20	40	40	mADC
Sink	$V_{IN}^- = 1$ VDC, $V_{IN}^+ = 0$ VDC, $V^+ = 15$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	10	20	20	10	20	20	10	20	20	10	20	20	mADC
Short Circuit to Ground	$V_{IN}^- = 1$ VDC, $V_{IN}^+ = 0$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_O = 200$ mVDC (Note 2)	12	50	50	12	50	50	12	50	50	12	50	50	mADC

LM124/LM124A/LM324/LM324A
 LM224/LM224A/LM2902



LM124/LM224/LM324, LM124A/
LM224A/LM324A, LM12902

Electrical Characteristics (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	LM124A MIN TYP MAX	LM224A MIN TYP MAX	LM324A MIN TYP MAX	LM124/LM224 MIN TYP MAX	LM324 MIN TYP MAX	LM2902 MIN TYP MAX	UNITS
Input Offset Voltage (Input 5)		4	4	5	7	9	10	mVDC
Input Offset Voltage Drift	$R_S = 0\Omega$	7	7	30	7	7	7	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current	$I_{IH(1)}, I_{IH(2)}$	30	30	75	100	150	45	nADC
Input Offset Current Drift		10	10	300	10	10	10	$\mu\text{ADC}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$I_{IH(1)} \text{ or } I_{IH(2)}$	-10	0	700	40	500	40	nADC
Input Common-Mode Voltage Range (Class 1)	$V^+ - 30 \text{ VDC}$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	VDC
Large-Signal Voltage Gain	$V^+ - 15 \text{ VDC}$ (For Large V_O Swing) $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	25	25	15	25	15	15	V/mV
Output Voltage Swing V_{OH}	$V^+ - 10 \text{ VDC}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$	26 27	26 27	26 27	26 27	26 27	22 23	VDC
V_{OL}	$V^+ - 5 \text{ VDC}$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$	5	5	20	5	20	5	mVDC
Output Current Source	$V_{IN}^+ = +1 \text{ VDC}$, $V_{IN}^- = 0 \text{ VDC}$, $V^+ = 15 \text{ VDC}$	10	10	20	10	20	10	mADC
Sink	$V_{IN}^- = +1 \text{ VDC}$, $V_{IN}^+ = 0 \text{ VDC}$, $V^+ = 15 \text{ VDC}$	10	10	20	10	20	10	mADC
Differential Input Voltage	(Note 7)	32	32	32	32	32	20	VDC

Note 1: For operating at high temperatures, the LM324/LM324A, LM2902 must be derated based on a $+125^\circ\text{C}$ maximum junction temperature and a thermal resistance of $175^\circ\text{C}/\text{W}$ which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM224/LM224A and LM124/LM124A can be derated based on a $+150^\circ\text{C}$ maximum junction temperature. The dissipation is the total of all four amplifier-use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

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

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

Note 4: These specifications apply for $V^+ = 15 \text{ VDC}$ and $-65^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$, unless otherwise stated. With the LM224/LM224A, all temperature specifications are limited to $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq 185^\circ\text{C}$, the LM324/LM324A temperature specifications are limited to $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$, and the LM2902 specifications are limited to $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$.

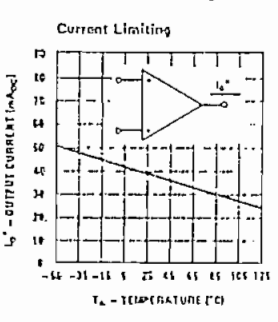
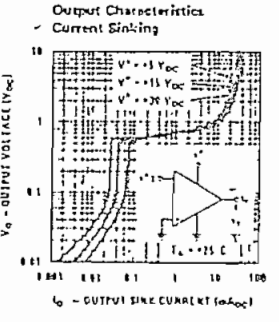
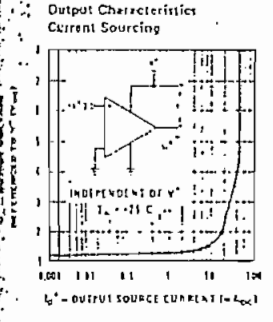
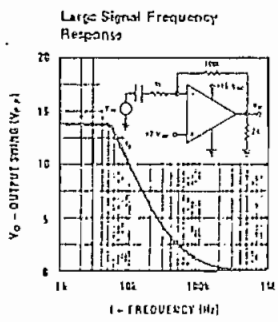
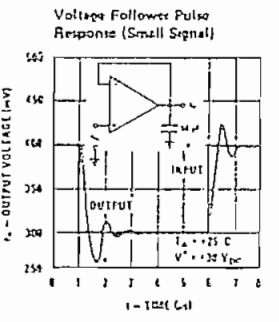
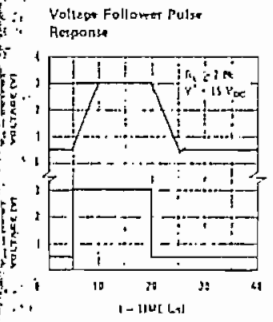
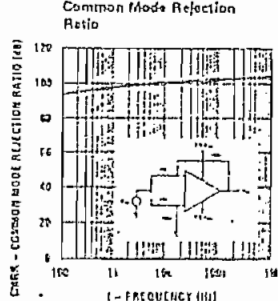
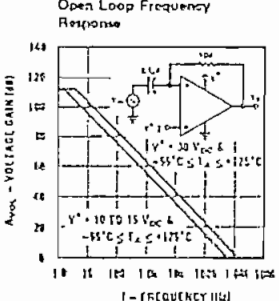
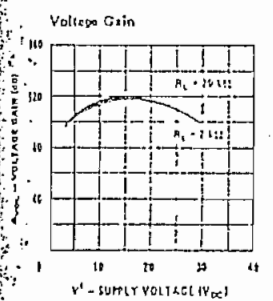
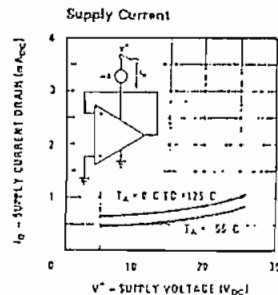
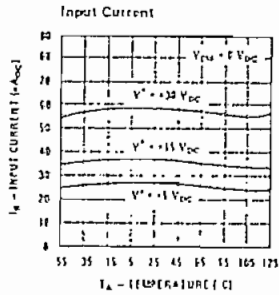
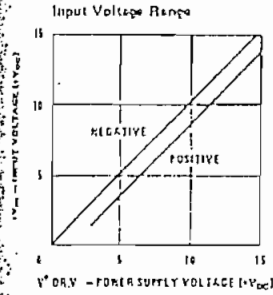
Note 5: $V_O = 1.4 \text{ VDC}$, $R_S = 0\Omega$ with V^+ from 5 VDC to 30 VDC and over the full input common-mode range (0 VDC to $V^+ - 1.5 \text{ VDC}$).

Note 6: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output to no loading change exists on the input line, either or both inputs can go to $+32 \text{ VDC}$ without damage ($+20 \text{ VDC}$ for LM2902).

Note 7: Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitive increases at higher frequencies.

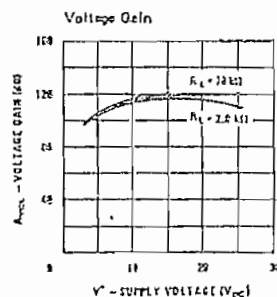
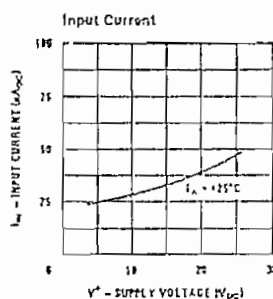
Typical Performance Characteristics

LM124/LM224/LM324, LM124A/
LM224A/LM324A, LM2902



LM124/LM224/LM324, LM124A/
 LM224A/LM324A, LM2902

Typical Performance Characteristics (LM2902 only)



Application Hints

The LM124 series are op amps which operate with only a single power supply voltage, have true-differential inputs, and remain in the linear mode with an input common-mode voltage of 0 V_{DC} . These amplifiers operate over a wide range of power supply voltage with little change in performance characteristics. At 25°C amplifier operation is possible down to a minimum supply voltage of 2.3 V_{DC} .

The pinouts of the package have been designed to simplify PC board layouts. Inverting inputs are adjacent to outputs for all of the amplifiers and the outputs have also been placed at the corners of the package (pins 1, 7, 8, and 14).

Precautions should be taken to insure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a test socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

Large differential input voltages can be easily accommodated and, as input differential voltage protection diodes are not needed, no large input currents result from large differential input voltages. The differential input voltage may be larger than V^+ without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than $-0.3 V_{DC}$ (at 25°C). An input clamp diode with a resistor to the IC input terminal can be used.

To reduce the power supply current drain, the amplifiers have a class A output stage for small signal levels which converts to class B in a large signal mode. This allows the amplifiers to both source and sink large output currents. Therefore both NPN and PNP external current boost transistors can be used to extend the power capability of the basic amplifiers. The output voltage needs to raise approximately 1 diode drop above ground to bias the on-chip vertical PNP transistor for output current sinking applications.

For ac applications, where the load is capacitively coupled to the output of the amplifier, a resistor should

be used, from the output of the amplifier to ground to increase the class A bias current and prevent crossover distortion. Where the load is directly coupled, as in dc applications, there is no crossover distortion.

Capacitive loads which are applied directly to the output of the amplifier reduce the loop stability margin. Values of 50 pF can be accommodated using the worst-case non-inverting unity gain connection. Large closed loop gains or resistive isolation should be used if larger load capacitance must be driven by the amplifier.

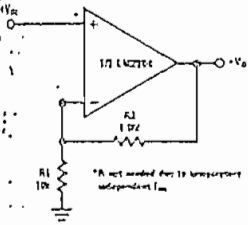
The bias network of the LM124 establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from 3 V_{DC} to 30 V_{DC} .

Output short circuits either to ground or to the positive power supply should be of short time duration. Units can be destroyed, not as a result of the short circuit current causing metal fusing, but rather due to the large increase in IC chip dissipation which will cause eventual failure due to excessive junction temperatures. Putting direct short-circuits on more than one amplifier at a time will increase the total IC power dissipation to destructive levels, if not properly protected with external dissipation limiting resistors in series with the output leads of the amplifiers. The larger value of output source current which is available at 25°C provides a larger output current capability at elevated temperatures (see typical performance characteristics) than a standard IC op amp.

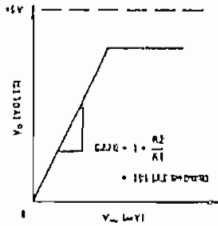
The circuits presented in the section on typical applications emphasize operation on only a single power supply voltage. If complementary power supplies are available, all of the standard op amp circuits can be used. In general, introducing a pseudo-ground (a bias voltage reference of $V^+/2$) will allow operation above and below this value in single power supply systems. Many application circuits are shown which take advantage of the wide input common-mode voltage range which includes ground. In most cases, input biasing is not required and input voltages which range to ground can easily be accommodated.

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$)

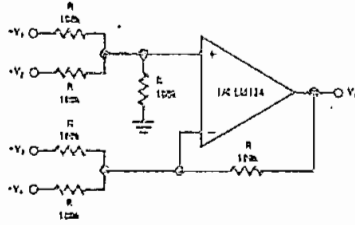
Non-Inverting DC Gain (0V Input = 0V Output)



* R₃ not needed due to temperature independent V_{ref}

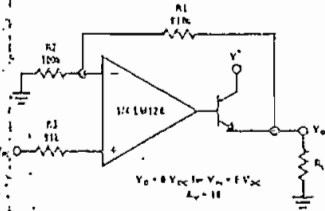


DC Summing Amplifier ($V_{INi} \geq 0 V_{DC}$ AND $V_O \geq 0 V_{DC}$)

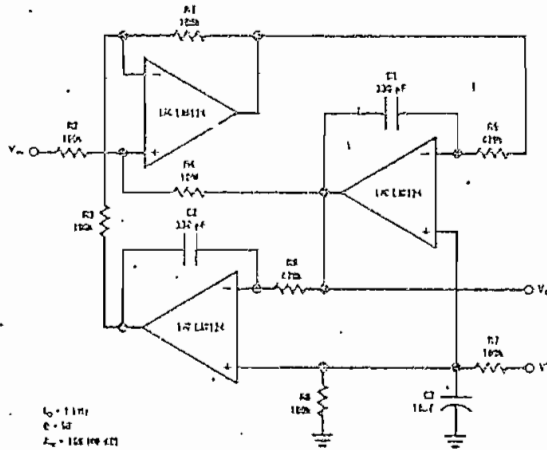


Where: $V_o = V_1 + V_2 + V_3 + V_4$
 $(V_1 + V_2 + V_3 + V_4) \leq V_o < V_{DC}$

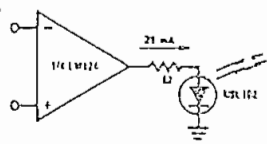
Power Amplifier



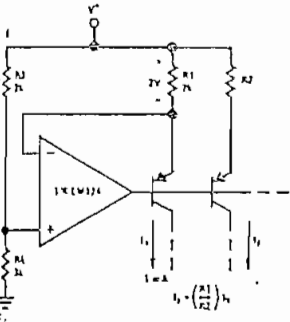
"BI-QUAD" RC Active Bandpass Filter



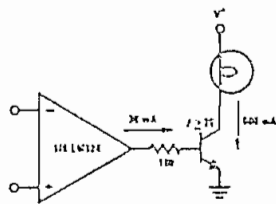
LED Driver



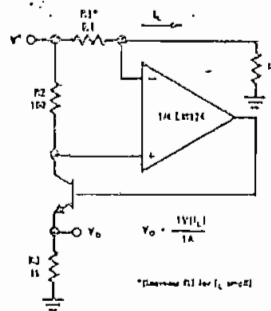
Fixed Current Sources



Lamp Driver



Current Monitor

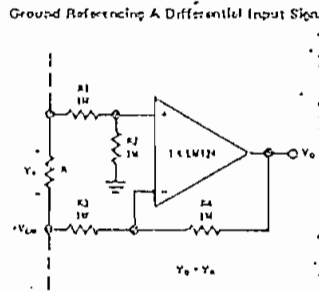
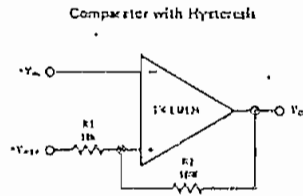
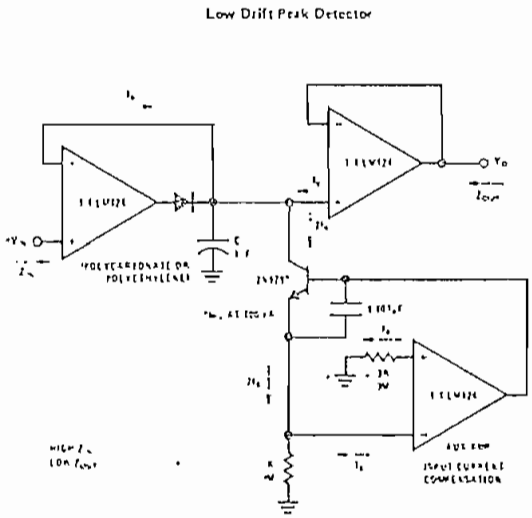
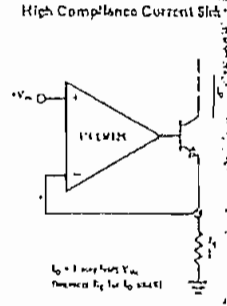
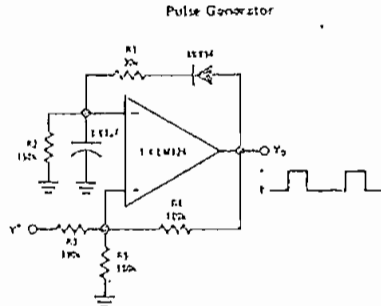
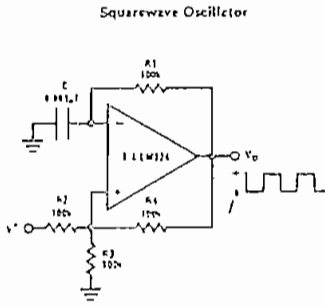
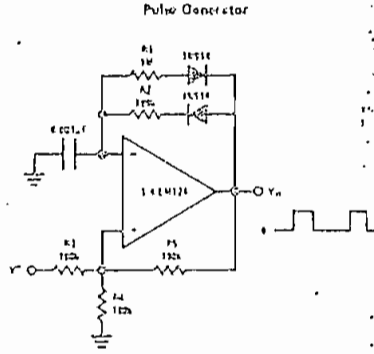
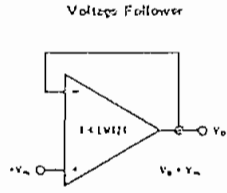
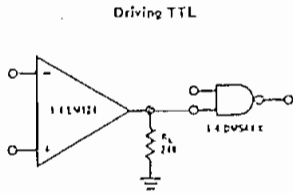


LM124/LM224/LM324, LM124A/
 LM224A/LM324A, LM2902



LM124/LM224/LM324, LM124A/
LM224A/LM324A, LM2502

Typical Single-Supply Applications (Continued) ($V^+ = 5.0 V_{DC}$)



Typical Single-Supply Applications (Continued) ($V^+ = 5.0 V_{OC}$)

Voltage Controlled Oscillator Circuit

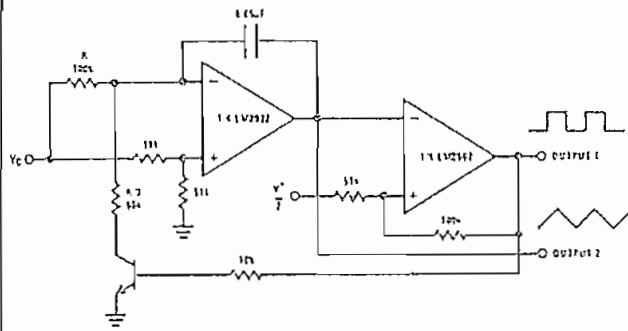
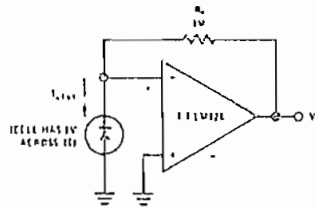
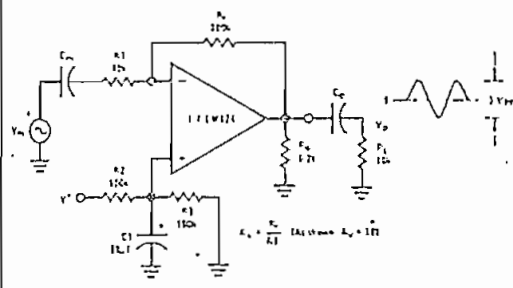


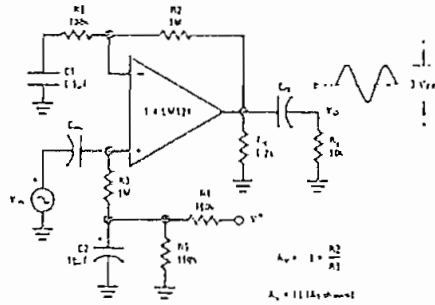
Photo Voltaic-Cell Amplifier



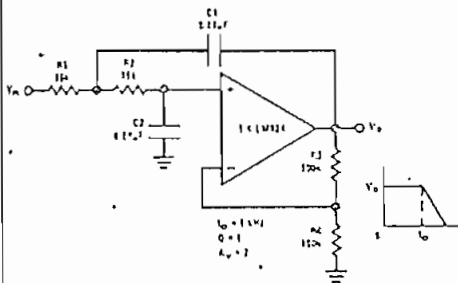
AC Coupled Inverting Amplifier



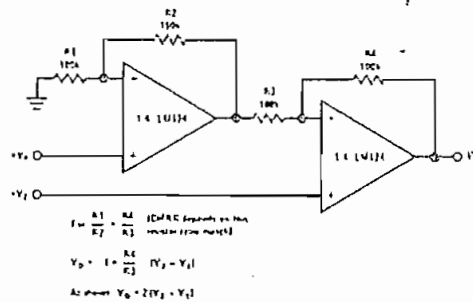
AC Coupled Non-Inverting Amplifier



DC Coupled Low-Pass RC Active Filter



High Input Z, DC Differential Amplifier



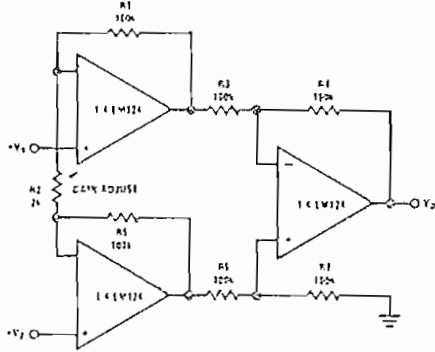
LM124/LM224/LM324, LM124A/
LM224A/LM324A, LM2902



LM124/LM224/LM324, LM124A/
LM224A/LM324A, LM2902

Typical Single-Supply Applications (Continued) ($V^+ = 5.0 V_{DC}$)

High Input Z Adjustable Gain
DC Instrumentation Amplifier

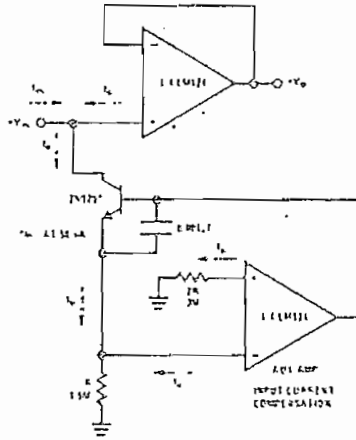


$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R_7 = 10k\Omega$$

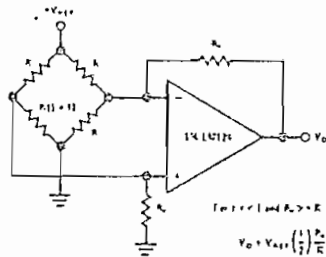
$$V_o = 1 + \frac{R_7}{R_2} (V_1 - V_2)$$

$$\text{Adjustment: } V_o = 10(V_1 - V_2)$$

Using Symmetrical Amplifiers to
Reduce Input Current (General Concept)

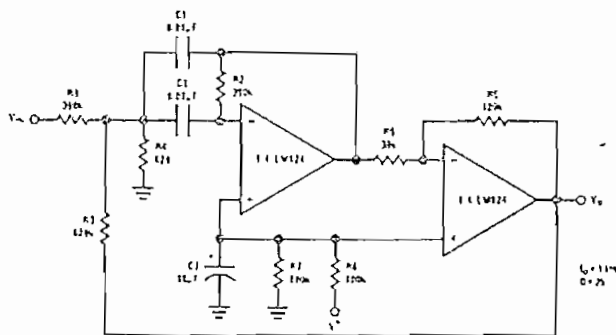


Bridge Current Amplifier



$$V_o = V_{exc} \left(\frac{R}{R_x + R} \right)$$

Bandpass Active Filter



LM567/LM567C



Industrial Blocks

LM567/LM567C Tone Decoder

General Description

The LM567 and LM567C are general purpose tone decoders designed to provide a saturated transistor switch to ground when an input signal is present within the passband. The circuit consists of an I and O detector driven by a voltage controlled oscillator which determines the center frequency of the decoder. External components are used to independently set center frequency, bandwidth and output delay.

Features

- 20 to 1 frequency range with an external resistor
- Logic compatible output with 100 mA current sinking capability
- Bandwidth adjustable from 0 to 14%

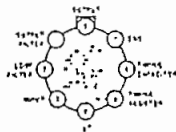
- High rejection of out of band signals and noise
- Immunity to false signals
- Highly stable center frequency
- Center frequency adjustable from 0.01 Hz to 500 kHz

Applications

- Touch tone decoding
- Precision oscillator
- Frequency monitoring and control
- Wide band FSK demodulation
- Ultrasonic controls
- Carrier current remote controls
- Communications paging decoders

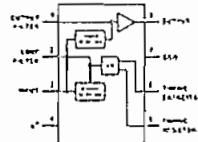
Schematic and Connection Diagrams

Metal Can Package

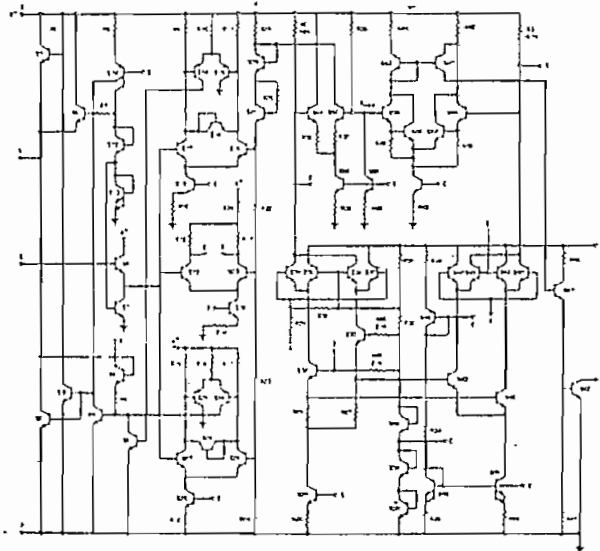


Order Number LM567H or LM567CH
See NS Package H08C

Dual-In-Line Package



Order Number LM567CN
See NS Package K06U



Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage Pin	10V
Power Dissipation (Note 1)	300 mW
V_B	15V
V_D	-10V
V_C	$V_B + 0.5V$
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

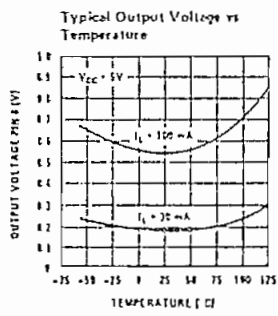
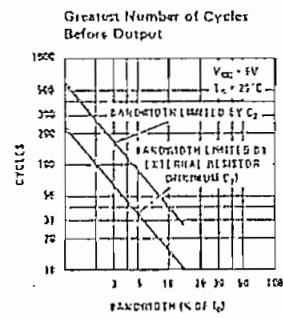
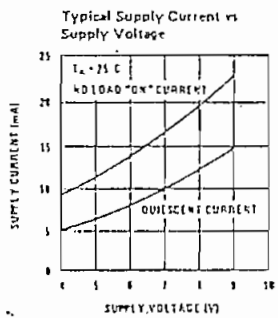
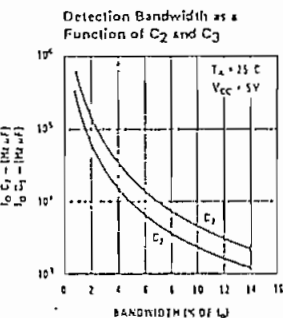
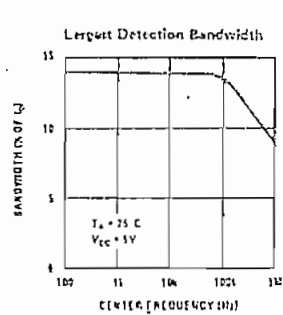
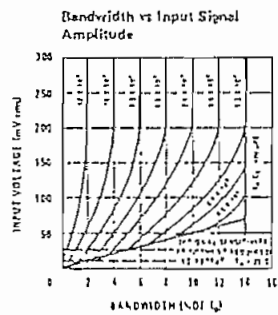
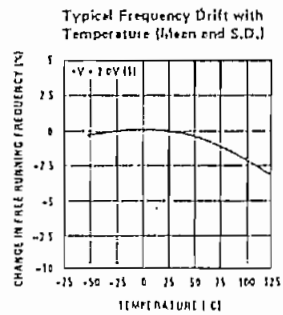
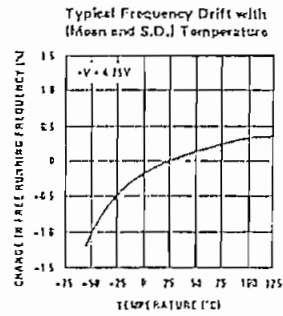
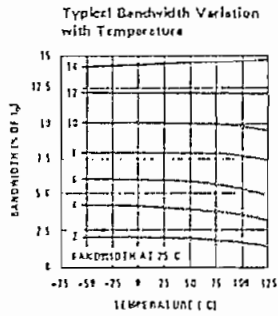
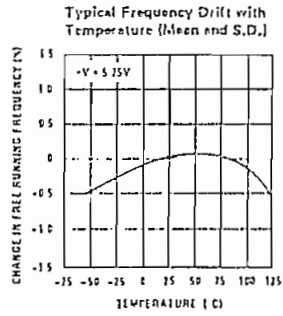
Electrical Characteristics (AC TEST CIRCUIT, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_C = 5V$)

PARAMETERS	CONDITIONS	LM567			LM567C/LM567CN			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Power Supply Voltage Range		4.75	5.0	9.0	4.75	5.0	9.0	V
Power Supply Current	$R_L = 20k$							
Quiescent			6	8		7	10	mA
Power Supply Current	$R_L = 20k$							
Activated			11	13		12	15	mA
Input Resistance		18	20	22	15	20	25	k Ω
Smallest Detectable Input Voltage	$I_C = 100 \text{ mA}$, $f_c = f_d$		20	25		20	25	mVrms
Largest No Output Input Voltage	$I_C = 100 \text{ mA}$, $f_c = f_d$	10	15		10	15		mVrms
Largest Simultaneous Outboard Signal to Inboard Signal Ratio			0			6		dB
Minimum Input Signal to Wideband Noise Ratio	$B_w = 140 \text{ kHz}$		-6			-6		dB
Largest Detection Bandwidth		12	14	16	10	14	18	% of f_c
Largest Detection Bandwidth Skew			1	2		2	3	% of f_c
Largest Detection Bandwidth Variation with Temperature			10.1	0.25		10.1	0.5	%/°C
Largest Detection Bandwidth Variation with Supply Voltage	4.75V - 6.75V		11	12		11	15	%V
Highest Center Frequency		100	500		100	500		kHz
Center Frequency Stability	$0 < T_A < 70$		35 ± 0.0			35 ± 5.0		ppm/°C
	$-55 < T_A < +125$		35 ± 1.0			35 ± 1.0		ppm/°C
Center Frequency Shift with Supply Voltage	4.75V - 6.75V		0.5	1.0		0.4	2.0	%V
Fastest ON/OFF Cycling Rate			$f_c/20$			$f_c/20$		
Output Leakage Current	$V_D = 15V$		0.01	25		0.01	25	μA
Output Saturation Voltage	$V_D = 25 \text{ mV}$, $I_C = 30 \text{ mA}$		0.2	0.4		0.2	0.4	V
	$V_D = 25 \text{ mV}$, $I_C = 100 \text{ mA}$		0.6	1.0		0.6	1.0	
Output Fall Time			30			30		ns
Output Rise Time			150			150		ns

Note 1: The maximum junction temperature of the LM567 is 150°C, while that of the LM567C and LM567CN is 100°C. For operating at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to ambient or 45°C/W, junction to case. For the DIP the device must be derated based on a thermal resistance of 187°C/W, junction to ambient.

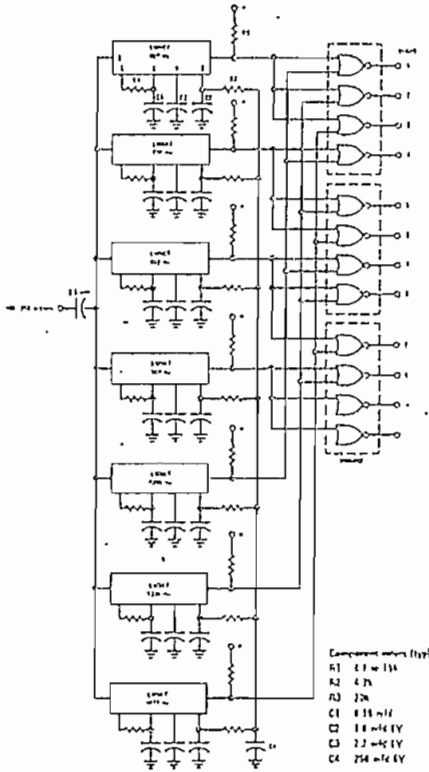
LM567/LM567C

Typical Performance Characteristics

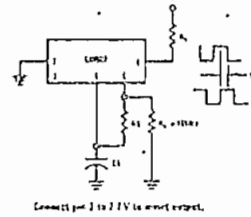


Typical Applications

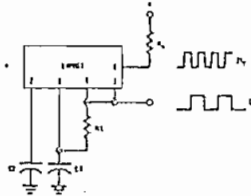
Touch-Tone Decoder



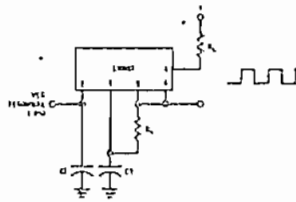
Oscillator with Quadrature Output



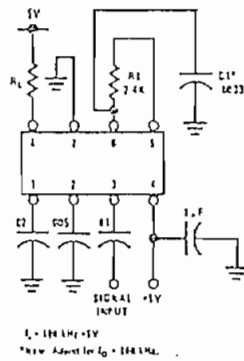
Oscillator with Double Frequency Output



Precision Oscillator Drive 100 mA Loads



AC Test Circuit



Applications Information

The center frequency of the tone decoder is equal to the free running frequency of the VCO. This is given by

$$f_0 \approx \frac{1}{1.1R_1C_1}$$

The bandwidth of the filter may be found from the approximation

$$BW = 1070 \sqrt{\frac{V_1}{f_0 C_2}} \text{ in \% of } f_0$$

Where:

V_1 = Input voltage (volts rms), $V_1 \leq 200 \text{ mV}$

C_2 = Capacitance at Pin 2 (μF)



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MPSA05 MPSA55	MPSA06 MPSA56	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CE0}	60	80	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB0}	60	80	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB0}	4.0		Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	500		mAdc
Total Device Dissipation (1) $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	625	50	mW mW/°C
Total Device Dissipation (1) $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	1.5	12	Watts mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150		°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	83.3	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA(1)}$	200	°C/W

(1) $R_{\theta JA}$ is measured with the device soldered into a typical printed circuit board.

NPN
MPSA05
MPSA06

PNP
MPSA55
MPSA56

CASE 29-02, STYLE 1
TO-92 (TO-226AA)
AMPLIFIER TRANSISTOR

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

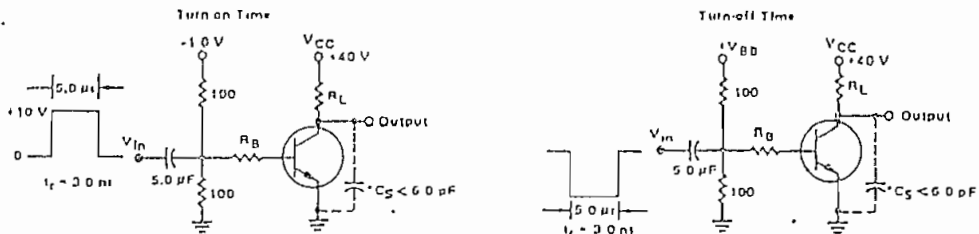
Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Breakdown Voltage(1) ($I_C = 1.0 \text{ mAdc}, I_B = 0$)	$V_{(BR)CEO}$	60 80	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 100 \mu\text{Adc}, I_C = 0$)	$V_{(BR)EBO}$	4.0	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 60 \text{ Vdc}, I_B = 0$)	I_{CEO}	—	0.1	μAdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 60 \text{ Vdc}, I_E = 0$) ($V_{CB} = 80 \text{ Vdc}, I_E = 0$)	I_{CBO}	— —	0.1 0.1	μAdc
ON CHARACTERISTICS				
DC Current Gain ($I_C = 10 \text{ mAdc}, V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$) ($I_C = 100 \text{ mAdc}, V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$)	h_{FE}	50 50	—	—
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 100 \text{ mAdc}, I_B = 10 \text{ mAdc}$)	$V_{CE(sat)}$	—	0.25	Vdc
Base-Emitter On Voltage ($I_C = 100 \text{ mAdc}, V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$)	$V_{BE(on)}$	—	1.2	Vdc
SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS				
Current-Gain — Bandwidth Product(2) ($I_C = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 2.0 \text{ V}, f = 100 \text{ MHz}$)	f_T	100	—	MHz
($I_C = 100 \text{ mAdc}, V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}, f = 100 \text{ MHz}$)		50	—	

(1) Pulse Test: Pulse Width $\leq 300 \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

(2) f_T is defined as the frequency at which h_{FE} extrapolates to unity.

NPN MPSA05, MPSA06, PNP MPSA55, MPSA56

FIGURE 1.- SWITCHING TIME TEST CIRCUITS



* Total Shunt Capacitance of Test Jig and Connectors For PNP Test Circuits, Reverse All Voltage Polarities

FIGURE 2 - CURRENT GAIN-BANDWIDTH PRODUCT

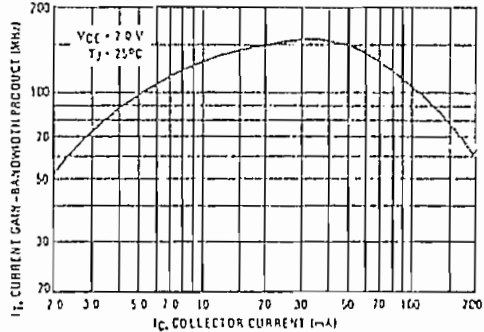
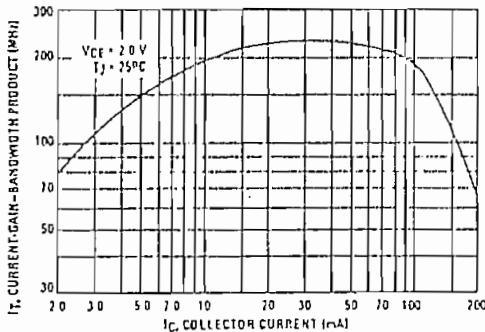
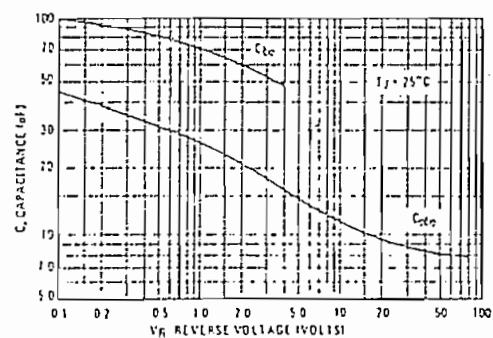
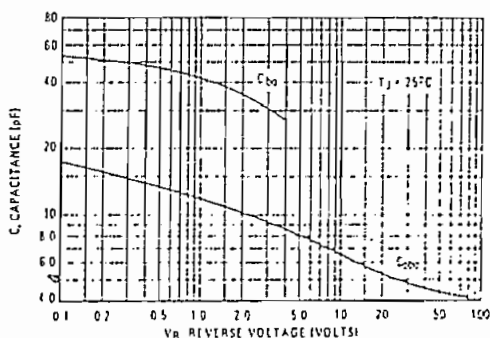


FIGURE 3 - CAPACITANCE



NPN MPSA05, MPSA06, PNP MPSA55, MPSA56

FIGURE 4 - SWITCHING TIME

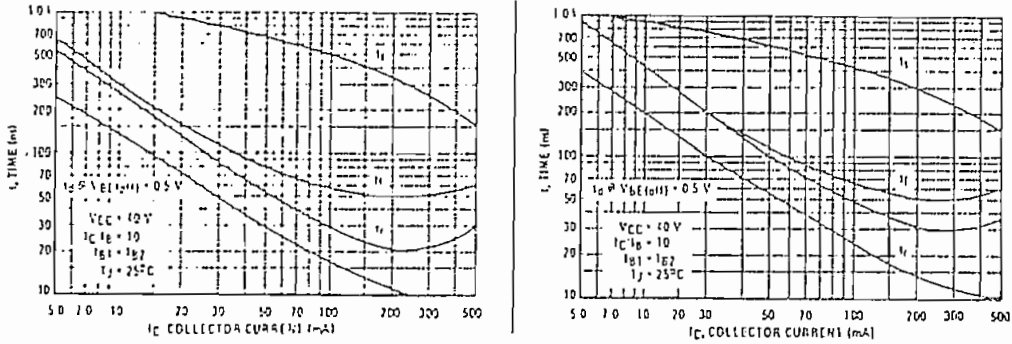


FIGURE 5 - THERMAL RESPONSE

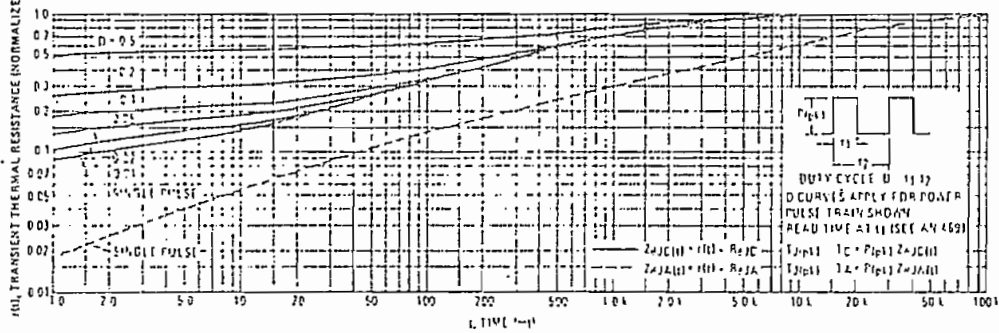
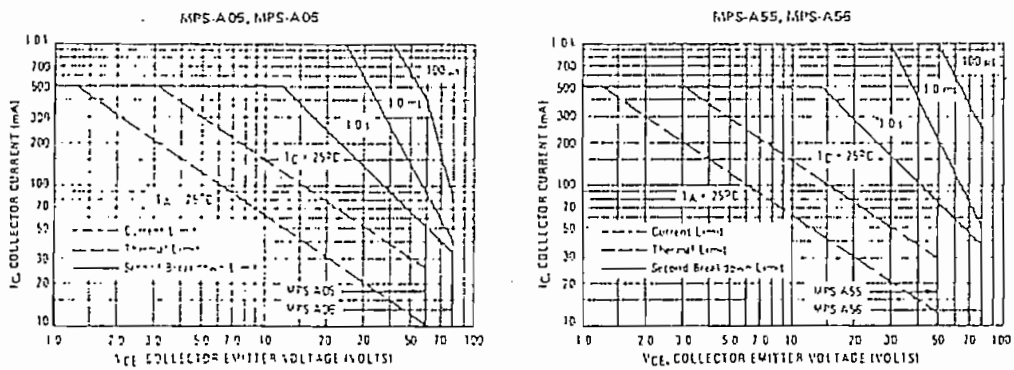


FIGURE 6 - ACTIVE - REGION SAFE OPERATING AREA



NPN MPSA05, MPSA06, PNP MPSA55, MPSA56

NPN
MPS-A05, MPS-A06



FIGURE 7 - DC CURRENT GAIN

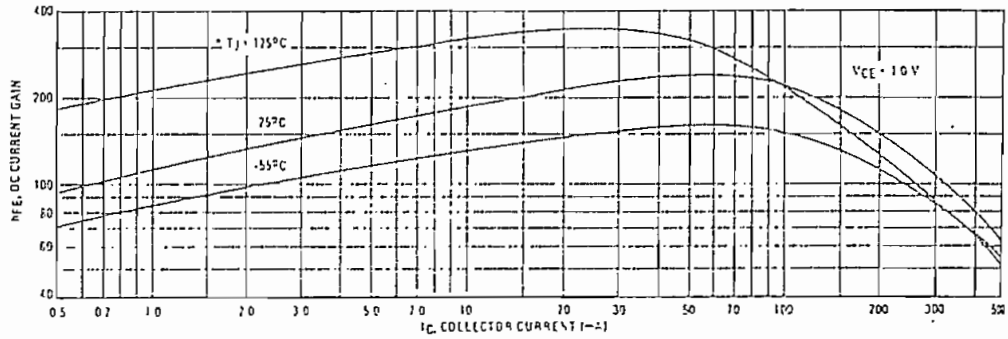


FIGURE 8 - "ON" VOLTAGES

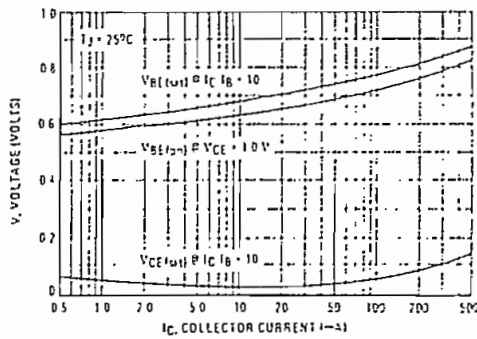


FIGURE 9 - COLLECTOR SATURATION REGION

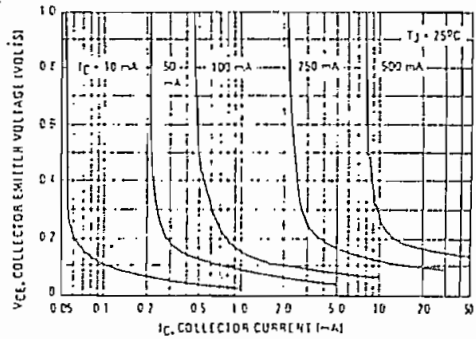
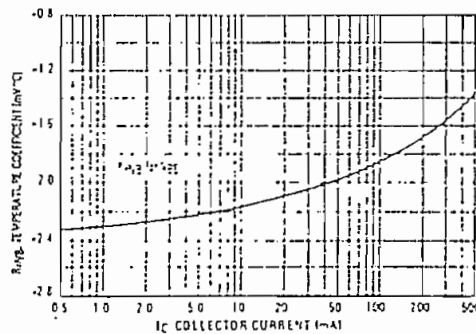


FIGURE 10 - BASE EMITTER TEMPERATURE COEFFICIENT



NPN MPSA05, MPSA05, PNP MPSA55, MPSA56

PNP
MPS-A55, MPS-A56

FIGURE 11 - DC CURRENT GAIN

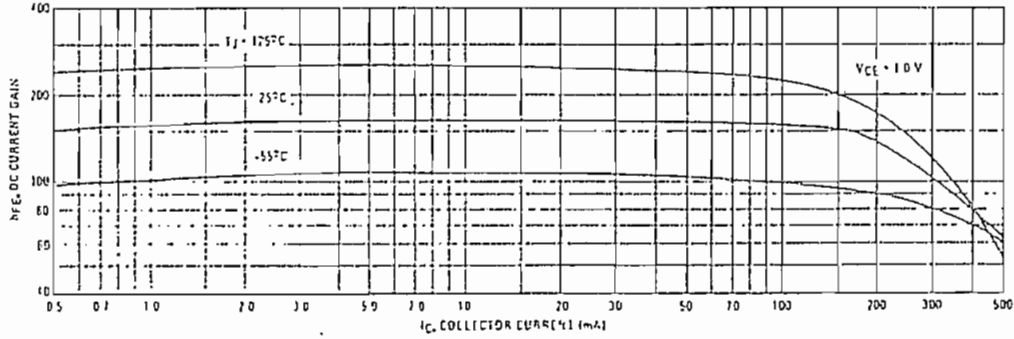


FIGURE 12 - "ON" VOLTAGES

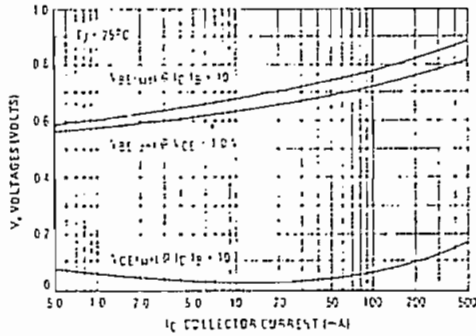


FIGURE 13 - COLLECTOR SATURATION REGION

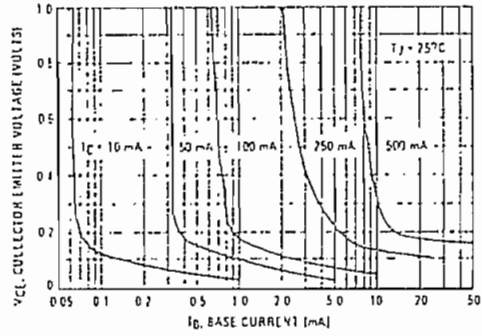
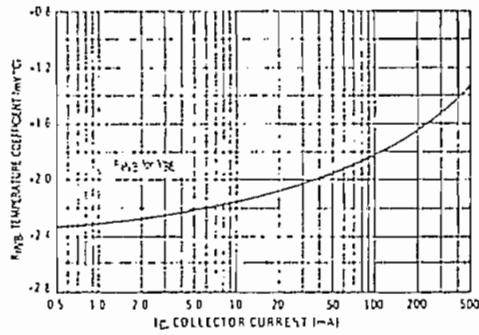
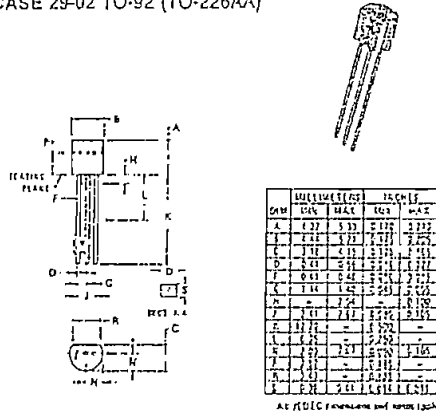


FIGURE 14 - BASE-EMITTER-TEMPERATURE COEFFICIENT

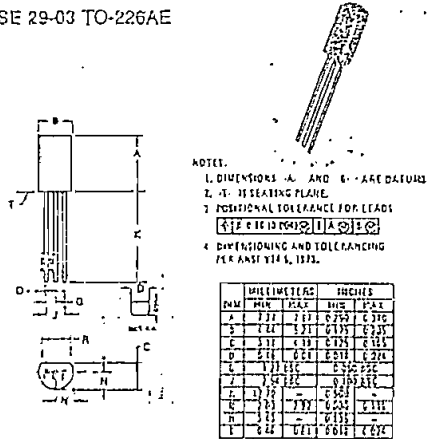


PACKAGE OUTLINE DIMENSIONS (continued)

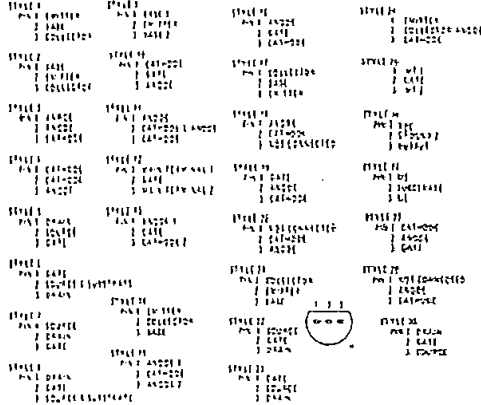
CASE 29-02 TO-92 (TO-226AA)



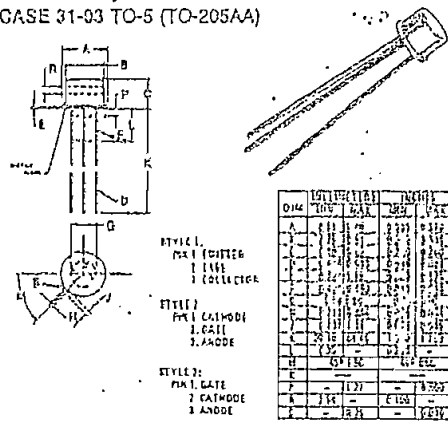
CASE 29-03 TO-226AE



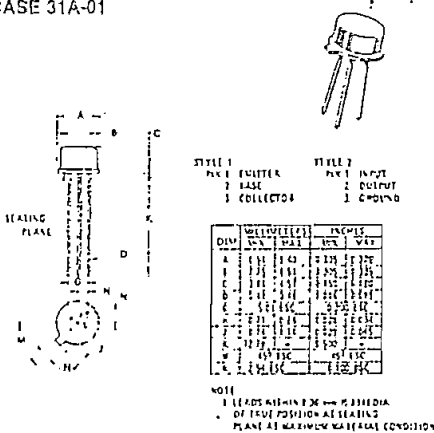
CASE 29 STYLES



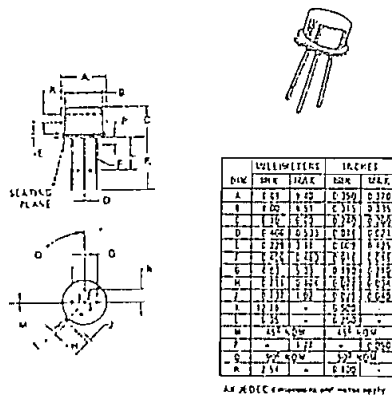
CASE 31-03 TO-5 (TO-205AA)



CASE 31A-01



CASE 79-02 TO-39 (TO-205AD)



NPN 2N3055 PNP MJ2955



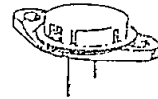
COMPLEMENTARY SILICON POWER TRANSISTORS

... designed for general-purpose switching and amplifier applications.

- DC Current Gain - $h_{FE} = 20-70 @ I_C = 4 \text{ Adc}$
- Collector-Emitter Saturation Voltage - $V_{CE(sat)} = 1.1 \text{ Vdc (Max) @ } I_C = 4 \text{ Adc}$
- Excellent Safe Operating Area

15 AMPERE POWER TRANSISTORS COMPLEMENTARY SILICON

60 VOLTS
115 WATTS



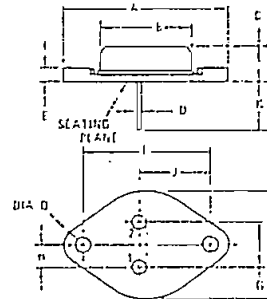
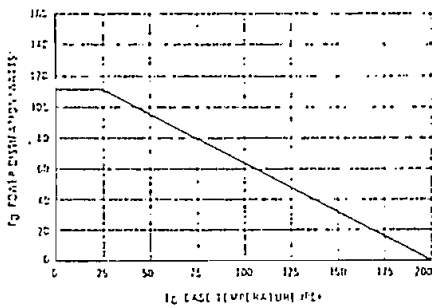
MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	60	Vdc
Collector-Emitter Voltage	V_{CEP}	70	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	100	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	7	Vdc
Collector Current - Continuous	I_C	15	Adc
Base Current	I_B	7	Aac
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	115 0.657	Watts W/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +200	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.57	°C/W

FIGURE 1 - POWER DERATING



NOTE
1. DIM "D" IS DIA.
STYLE 1
PIN 1 BASE
2 EMITTER
CASE COLLECTOR

DIM.	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	39.02	41.50	1.536	1.634
B	21.65	23.00	0.852	0.909
C	0.35	0.62	0.014	0.025
D	0.59	1.01	0.023	0.040
E	0.43	0.43	0.017	0.017
F	39.50	41.27	1.555	1.621
G	10.67	11.18	0.420	0.440
H	0.33	0.57	0.013	0.023
J	10.14	11.35	0.399	0.447
K	11.11	12.35	0.437	0.486
O	3.74	4.00	0.147	0.157
H	17.67	18.50	0.696	0.728

Collector connected to case
CASE 11 01
ITO 31

2N3055 NPN/MJ2955 PNP

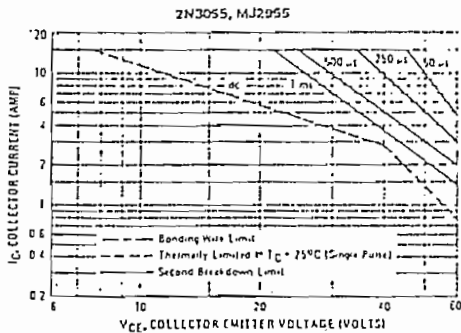


ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
*OFF CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) (I _C = 200 mA, I _B = 0)	V _{CE(sus)}	60	—	V _{dc}
Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) (I _C = 200 mA, R _{BE} = 100 Ohms)	V _{CER(sus)}	70	—	V _{dc}
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 30 V _{dc} , I _B = 0)	I _{CEO}	—	0.7	mA _{dc}
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 100 V _{dc} , V _{BE(off)} = 1.5 V _{dc}) (V _{CE} = 100 V _{dc} , V _{BE(off)} = 1.5 V _{dc} , T _C = 150°C)	I _{CEx}	—	1.0 5.0	mA _{dc}
Emitter Cutoff Current (V _{BE} = 7.0 V _{dc} , I _C = 0)	I _{EB0}	—	5.0	mA _{dc}
*ON CHARACTERISTICS (1)				
DC Current Gain (I _C = 4.0 A _{dc} , V _{CE} = 4.0 V _{dc}) (I _C = 10 A _{dc} , V _{CE} = 4.0 V _{dc})	h _{FE}	20 5.0	70 —	—
Collector-Emitter Saturation Voltage (I _C = 4.0 A _{dc} , I _B = 400 mA _{dc}) (I _C = 10 A _{dc} , I _B = 3.2 A _{dc})	V _{CE(sat)}	—	1.1 2.0	V _{dc}
Base-Emitter On Voltage (I _C = 4.0 A _{dc} , V _{CE} = 4.0 V _{dc})	V _{BE(on)}	—	1.5	V _{dc}
SECOND BREAKDOWN				
Second Breakdown Collector Current with Base Forward Biased (V _{CE} = 40 V _{dc} , I _B = 1.0 A, Non-saturating)	I _{sd}	2.87	—	A _{dc}
DYNAMIC CHARACTERISTICS				
Current Gain - Bandwidth Product (I _C = 0.5 A _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc} , f = 1.0 MHz)	f _T	25	—	MHz
*Small Signal Current Gain (I _C = 1.0 A _{dc} , V _{CE} = 4.0 V _{dc} , f = 1.0 kHz)	h _{fe}	15	120	—
*Small-Signal Current Gain Cutoff Frequency (V _{CE} = 4.0 V _{dc} , I _C = 1.0 A _{dc} , f = 1.0 kHz)	f _{βc}	10	—	kHz

* Indicates Within JEDEC Registration (E72055)
(1) Pulse Test. Pulse Width < 300 μs, Duty Cycle < 2.0%

FIGURE 2 - ACTIVE REGION SAFE OPERATING AREA



There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown. Safe operating area curves indicate I_C-V_{CE} limits of the transistor that must be observed for reliable operation, i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate. The data of Figure 2 is based on T_C = 25°C. T_{J(pk)} is variable depending on power level. Second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% but must be derated for temperature according to Figure 1.

2N3055 NPN/MJ2955 PNP



NPN
2N3055

PNP
MJ2955

FIGURE 3 - DC CURRENT GAIN

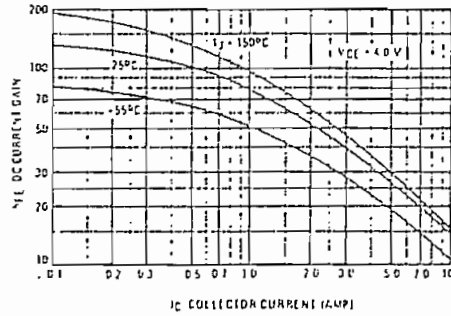
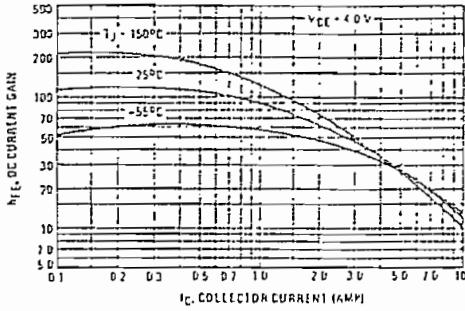


FIGURE 4 - COLLECTOR SATURATION REGION

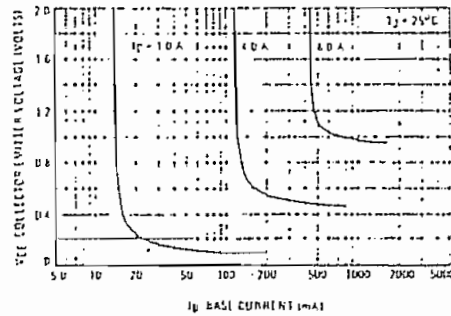
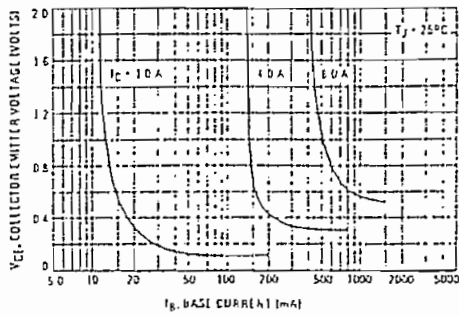
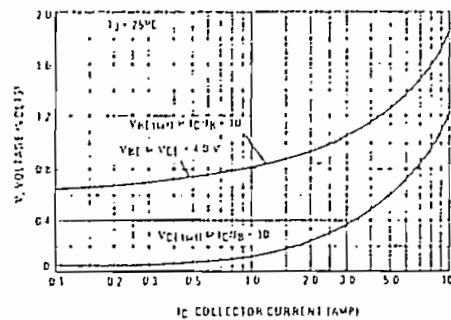
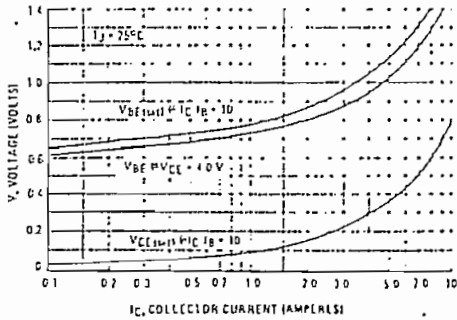


FIGURE 5 - "ON" VOLTAGES



APENDICE D

CONCEPTOS BASICOS DE OPTOELECTRONICA

La optoelectrónica es una rama de la ciencia que trata los principios, diseño, fabricación y aplicaciones prácticas de una gran cantidad de elementos, en los cuales se producen variaciones de sus propiedades eléctricas cuando están sometidas a luz. Los dispositivos "optoelectrónicos" más comunes son:

- células fotoeléctricas
- células fotoconductoras
- fotoemisores
- fotodiodos
- fototransistores
- fotoresistencias
- fototiristores

La Optoelectrónica utiliza dos sistemas de medición, cada uno de los cuales tiene su propia serie de unidades, y su uso dependerá de la gama de longitudes de onda con la que se esté trabajando. Estos sistemas son El Fotométrico, basado en la respuesta del ojo humano, y el otro, de mayor amplitud llamado Radiométrico basado en la energía de radiación de cualquier longitud de onda. Para el caso del presente trabajo el sistema utilizado será el radiométrico, ya que la luz infrarroja posee

una longitud de onda que no es captada por el ojo humano.

La radiación óptica es la radiación electromagnética para rango de longitud de onda comprendidos entre 10 nm y 1mm. En la Tabla. D-1 se ilustra el rango de longitudes de onda de acuerdo a la norma DIN 5031.

TABLA D-1: RADIACION OPTICA

Rango de longitudes de onda	Radiación
100 nm - 280 nm	UV - C
280 nm - 315 nm	UV - B
315 nm - 380 nm	UV - A
380 nm - 440 nm	Luz violeta
440 nm - 495 nm	Luz azul
495 nm - 558 nm	Luz verde
580 nm - 640 nm	Luz amarilla
640 nm - 750 nm	Luz roja
750 nm - 1400 nm	IR - A
1.4 m - 3 m	IR - B
3 m - 1000 m	IR - C

En la Figura. D-1 se indica el espectro electromagnético:

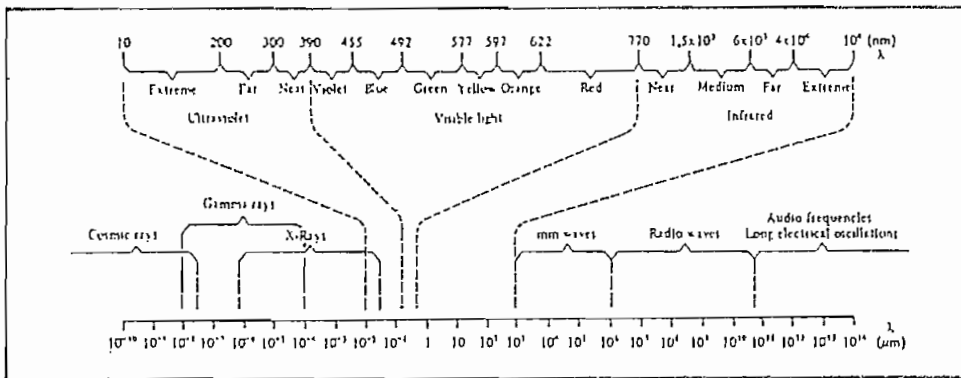


Fig. D-1
Espectro electromagnético.

Determinado el rango de radiación electromagnética que corresponde a radiación óptica, en la Tabla. D-2 se resumen las principales magnitudes utilizadas en los dos sistemas antes mencionados:

TABLA D-2: MAGNITUDES UTILIZADAS EN OPTOELECTRONICA

SISTEMA	PARAMETRO	SIMBOLO	DIMENSION	UNIDAD
Radiométrico	Flujo radiante	σ_e	Potencia	W
	Potencia rad.	P_o		
Fotométrico	Flujo luminoso	σ_v	Potencia	lm
	Potenc. luminosa	P_v		
Radiométrico	Energía radian.	W_e	Poten.*tiempo.	W*s

Fotométrico	Cantidad de luz (energía lumin.)	Wv	Potenc.*tiempo	$lm*s$
Radiométrico	Emitancia radiante	Me	Potenc./área	$W*m^{-2}$
Fotométrico	Emitancia luminosa	Mv	Potenc./área	$lm*m^{-2}$
Radiométrico	Intensidad radiante	Ie	Potenc./ángulo sólido	$W*sr^{-1}$
Fotométrico	Intensidad luminosa	Iv	Potenc./ángulo sólido	$lm*sr^{-1}$ candela
Radiométrico	Radiancia	Le	Potenc./área* ángulo sólido	W ----- $sr*m^{-2}$
Fotométrico	Luminancia	Lv	Potenc./área* ángulo sólido	candela ----- m^{-2}

Luego de mencionar algunos conceptos básicos de optoelectrónica, a continuación se indican algunas de las características más importantes de dispositivos fotoemisores y de fotodetectores; en especial de los que se han utilizado en la presente tesis de grado.

FOTOEMISORES

Básicamente se dispone de dos tipos de fuentes de luz: naturales y artificiales, del primer grupo, el elemento más

representativo es el sol. Dentro de las fuentes artificiales se tendrá: lámparas de filamento, lámparas de descarga, pero las fuentes más importantes de este trabajo en particular, son los diodos emisores de luz o LEDs, los cuales producen luz por la recombinación de los portadores de carga en la región de la juntura, la longitud de onda de la luz emitida, dependerá del tipo de dopado que tenga el material semiconductor; como se indica en la siguiente tabla:

TABLA D-3: LUZ EMITIDA DE ACUERDO AL TIPO DE MATERIAL

MATERIAL	GaAs:Zn	GaAs:Si	GaAsP	GaAsP:N	GaAs:N	GaP:N
LUZ	Infrarr.	Infrarr.	Roja	Naranja	Amarilla	Verde
LONGITUD DE ONDA	900 nm	930 nm	655 nm	625 nm	590 nm	555 nm

En la Figura. D-2 se muestra el circuito básico para el funcionamiento de un LED.

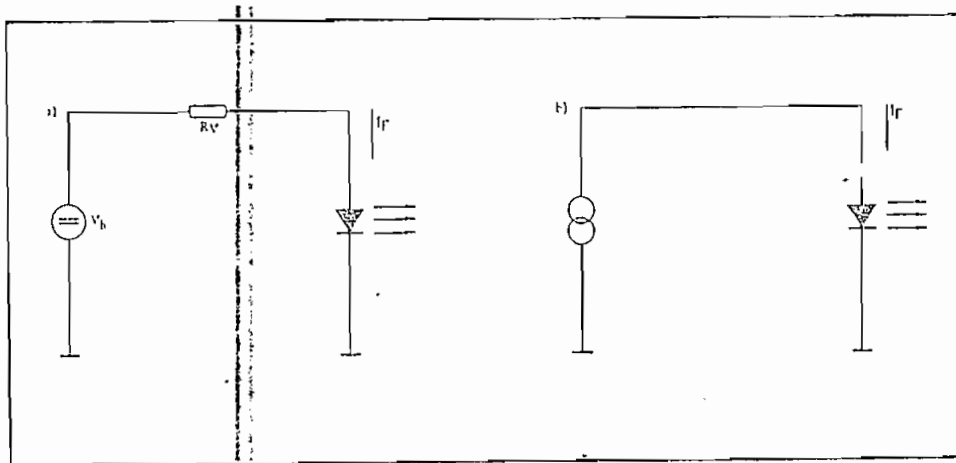


Fig. D-2
Operación de un LED.

A continuación se presentan algunos datos y gráficos tomados del Boletín de Aplicaciones 118 de la TRW Electronic Components Group, Octubre 1983; acerca de diodos emisores de luz infrarroja.

La energía que emite el LED es en forma de fotones y la energía del fotón es inversamente proporcional a la longitud de onda la misma que cambia al variar la temperatura. En la Figura. D-3 se muestran estos cambios para dos tipos de leds infrarrojos, GaAs y GaAlAs:

Figure 1. Output Power vs. Ambient Temperature for both GaAs and GaAlAs IR LEDs

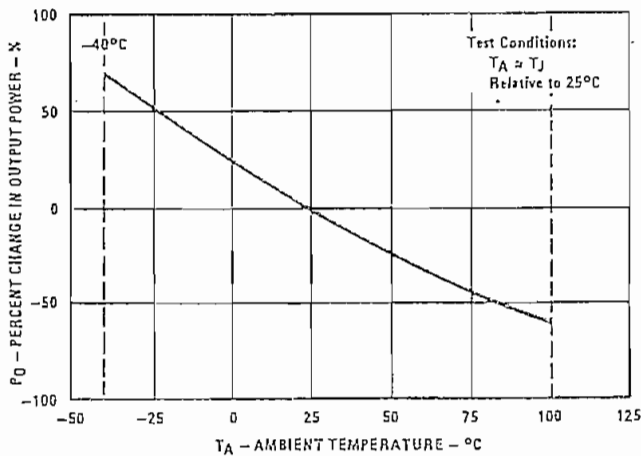


Figure 2. Peak Wavelength vs. Ambient Temperature for both GaAs and GaAlAs IR LEDs

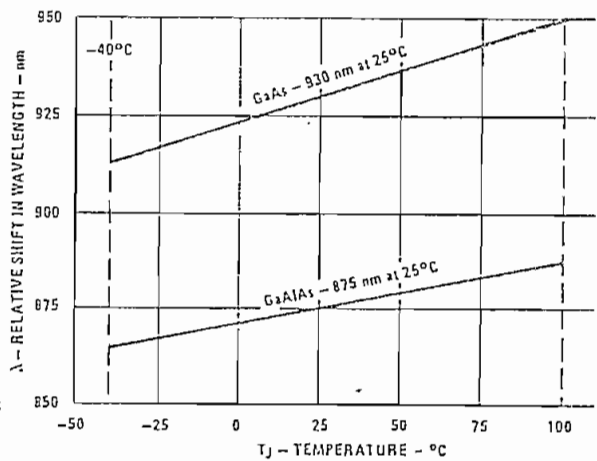


Fig. D-3 .

Influencia de la temperatura en la emisión de un LED infrarrojo.

La intensidad de luz emitida por un led, aumenta linealmente con la corriente, y su caída de voltaje en conducción está alrededor de 1.7 V. Debido al tipo de encapsulado, la luz emitida por el led puede concentrarse en un haz estrecho; la radiación en el espacio suele representarse en gráficos polares. Estas características se ilustran en la Figura. D-4.

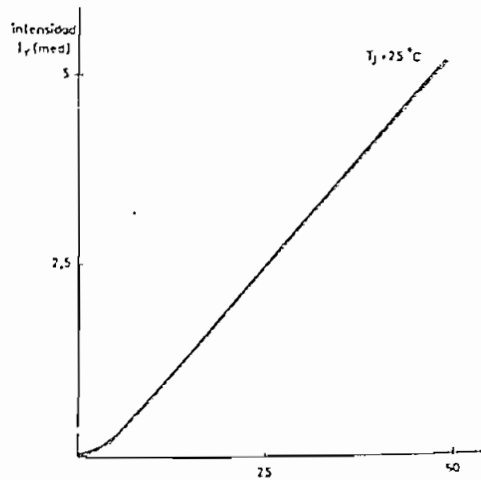


Fig. 65. Luz emitida en función de la corriente de excitación por un led de GaAsP.

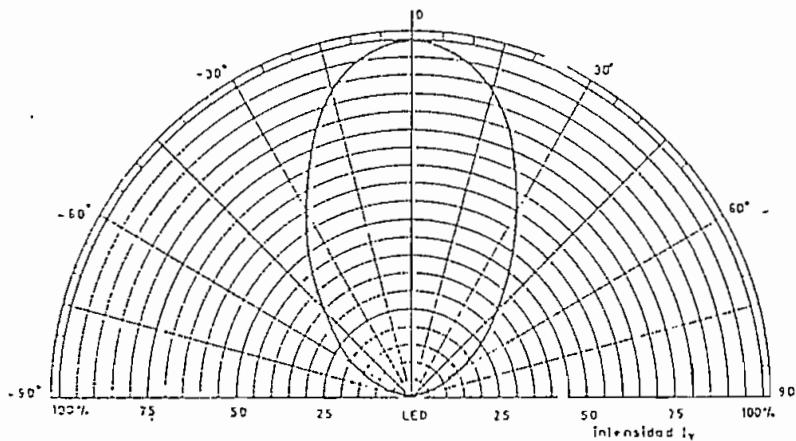


Fig. D-4 .

- a) Luz emitida en función de la corriente.
- b) Distribución de la radiación espacial.

Los fotoemisores tiene muchas aplicaciones, por lo que actualmente se siguen desarrollando nuevo elementos, con mejores características que serán utilizados en indicadores luminosos, aplicaciones con luz infrarroja, sistemas Laser, etc.

EL FOTODIODO

En este punto se pasa a describir el fotodetector que se utiliza en este diseño; entendiéndose por fotodetector el transductor que sufre variaciones en sus características eléctricas al ser irradiado con luz.

En general las características importantes de un fotodetector son las siguientes:

- 1.- Sensibilidad espectral: Sensibilidad a las distintas longitudes de onda.
- 2.- Sensibilidad: Variación de la corriente o voltaje del elemento, dado un cambio de iluminación.
- 3.- Respuesta de frecuencia: Velocidad con la que el detector puede responder a una radiación modulada.
- 4.- Ruido: Fluctuaciones aleatorias de corrientes o tensiones de salida.

En un fotodiodo, la tensión exterior se aplica en sentido

inverso, con lo que la corriente fotoeléctrica resultante de la iluminación es proporcional al flujo luminoso e independiente de la tensión aplicada. La corriente de oscuridad (corriente de fuga con iluminación cero), depende de la cantidad de pares electrón-hueco producidos por la agitación térmica. Cabe mencionar que los fotodiodos tienen mayor respuesta de frecuencia que los fototransistores; el uso de cada uno de ellos dependerá del tipo de aplicación. En la Figura. D-5 se indica la característica Corriente-Voltaje de un fotodiodo.

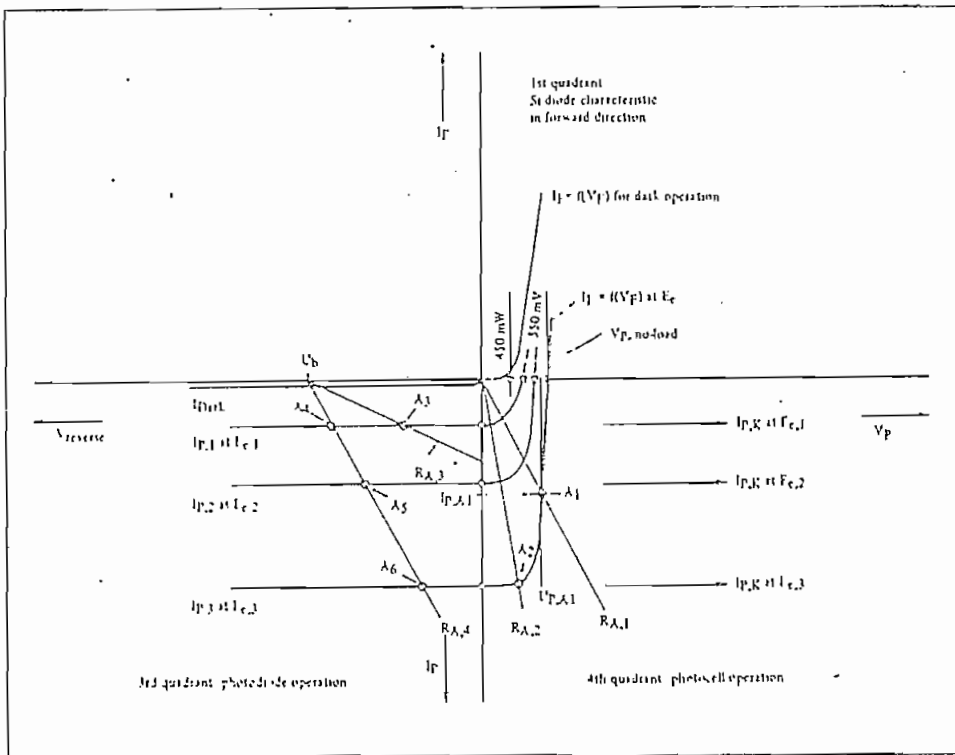


Fig. D-5
Característica Corriente-voltaje de un fotodiodo.

El circuito equivalente de un fotodiodo se muestra en la Figura. D-6, representado por una fuente de corriente cuya

magnitud dependerá de la energía incidente.

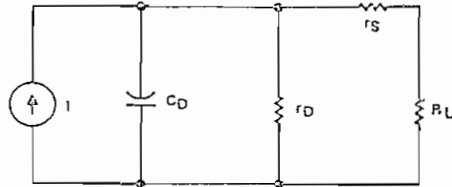


Fig. D-6
Circuito Equivalente de un fotodiodo.

Donde:

- I = corriente fotoeléctrica generada
- C_D = capacitancia del diodo
- r_D = resistencia diferencial del diodo
- r_s = resistencia del diodo
- R_L = carga

$$I = R_e * P * A$$

donde:

R_e = sensibilidad A/w

P = potencia de radiación incidente W/cm²

A = área de la juntura en cm²

CARACTERISTICAS DINAMICAS DE EMISORES Y RECEPTORES

Las características dinámicas son las que presenta un dispositivo cuando trabaja en régimen de conmutación. La Figura. D-7 indica el circuito básico para realizar las medidas de los tiempos de conmutación, para un arreglo emisor-detector, y a continuación se definen estos tiempos.

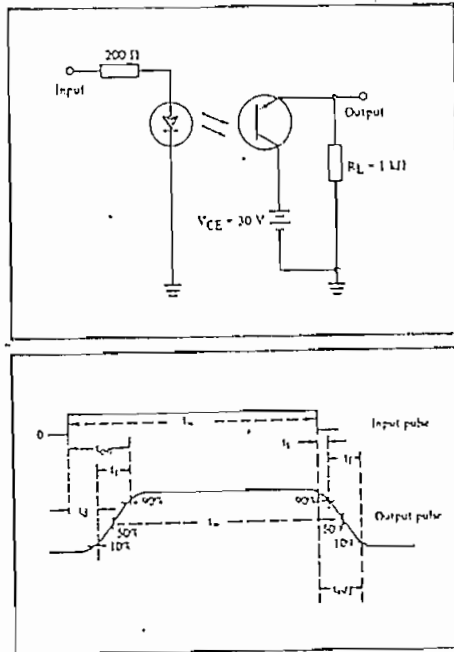


Fig. D-7

- a) Circuitos para determinar los tiempos de conmutación
- b) Tiempos de conmutación

Las definiciones de los tiempos indicados en la figura anterior son:

Tiempo de encendido (t_{on}): tiempo para el cual la amplitud de la señal crece desde el 0% hasta el 90% del valor final.

Tiempo de apagado (t_{off}): tiempo para el cual la amplitud de la señal cae desde el 100% al 10% de valor final.

Tiempo de almacenamiento (t_s): es el tiempo, en el cual la amplitud cae desde el 100% al 90% del valor final.

Tiempo de ratardo (t_d): tiempo desde el cual la amplitud crece desde 0% a 10% del valor final.

Tiempo de subida (t_r): es el tiempo en el cual la amplitud crece desde el 10% hasta el 90% del valor final.

Tiempo de bajada (t_f): es el tiempo en el cual la amplitud cae desde el 90% hasta el 10% .

Ancho de pulso (t_w): está dado por el intervalo de tiempo,

entre el 50% del flanco de subida y el 50%, del flanco de bajada..

El tiempo de subida, en la práctica puede ser calculado por la siguiente expresión:

$$t_r = 2.2 * R * C$$

donde R y C son la resistencia y capacitancia del fotodiodo respectivamente; un fotodiodo tiene tiempos de subida de alrededor de 10 ns. Los tiempos de conmutación de un fototransistor son comunmente determinados por la capacitancia de Miller entre colector y base, la misma que es independiente de la ganancia DC; los fototransistores tienen tiempos de subida en el orden de 5 a 50 us.

Las características dinámicas, son las que determinan la frecuencia límite de trabajo "fg", que es la frecuencia para la cual la potencia a bajado a la mitad del valor máximo. Las siguientes relaciones son aplicadas a los fotodetectores:

$$t_r = 0.35 T_g = 0.35 / f_g$$

donde:

t_r = tiempo de subida

T_g = duración del ciclo límite

f_g = frecuencia límite

A continuación se presenta la Figura. D-8, donde se observa la variación de la sensibilidad y de la potencia radiante relativa, en función de la frecuencia.

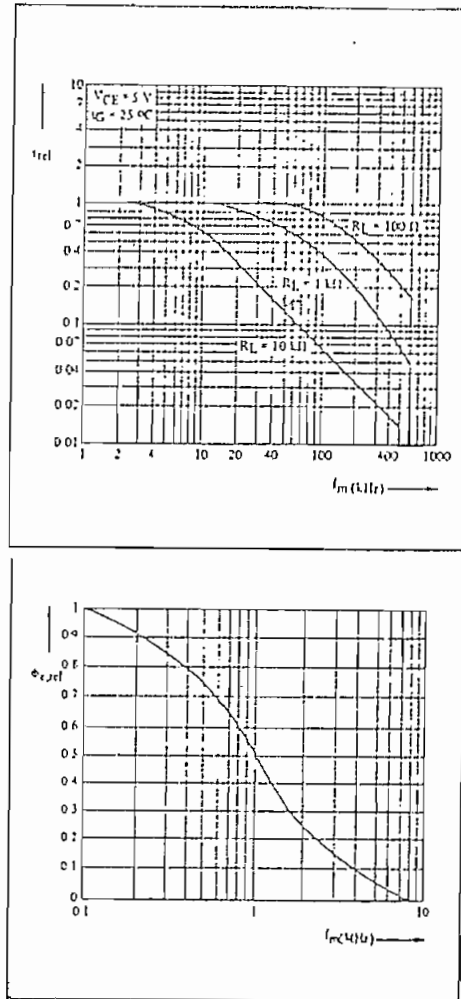


Fig. D-8

- a) Sensibilidad relativa en función de la frecuencia.
 b) Potencia radiante relativa en función de la frecuencia.

Cabe mencionar, que de acuerdo al tipo de aplicación, para mejorar las características del sistema optoelectrónico a diseñarse; puede ser necesario el uso de elementos auxiliares, como por ejemplo: lentes para aumentar la distancia entre el emisor y el detector, filtros ópticos lo cuales dejan pasar sólo la luz que tenga cierta longitud de onda; con el propósito de que al sistema no le afecten señales de luz indeseables.

B I B L I O G R A F I A

- (1) National Semiconductor, "Linear Data Book", 1982.
- (2) National Semiconductor, "Voltage Regulator Handbook", 1982.
- (3) Texas Instruments, "The TTL Data Book", USA, January 1985.
- (4) John E. Cunningham, "Handbook of Remote Control & Automation Techniques", Tab Books, First Edition, 1978
- (5) David F. Stout, "Microprocessor Applications Handbook", Mc. Graw-Hill, 1982
- (6) Carter H. y Donker, "Optoelectrónica Aplicada", Tercera Edición, Paraninfo, Madrid, 1981
- (7) INTEL, "MCS-48 Family of Single Chip Microcomputers User's Manual", September 1981.
- (8) INTEL, "MCS-51 and MCS-48 Applications", 1981
- (9) Texas Instrumentes, "Optoelectronics: Theory and Practice", Mc. Graw-Hill

(10) Texas Instrumentes, "The Optoelectronics Data Book", USA,
1978

(11) Beboo y Burrous, "Circuitos Integrados y Dispositivos
Semiconductores", Marcombo, Barcelona,
1979.

(12) Seippel G. Robert, "Transducers, Sensors and detectors",
Reston Publishing Company, Virginia,
1983.

(13) Perales Tomás, "Sistemas digitales en Radio y TV",
Paraninfo, Madrid, 1984.

(14) Leonhard W., "Control of Electrical Drives", New York, 1985