

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

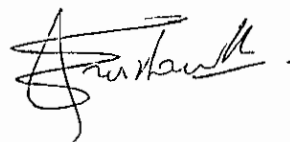
**"DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN
PROTOTIPO DE CONTROL
DE TEMPERATURA"**

RODRIGO XAVIER CABRERA CALUPIÑA

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

QUITO, NOVIEMBRE DE 1996

Certifico que el presente trabajo ha sido elaborado en su totalidad por el señor Rodrigo Xavier Cabrera Calupña.

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Patricio Burbano Romero', with a stylized flourish at the end.

ING. PATRICIO BURBANO ROMERO
Director de tesis

CONTENIDO.

PÁGINAS

CAPITULO I: INTRODUCCIÓN GENERAL

1.1. Introducción	1
1.2. Esquema del sistema de control de temperatura	2

CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO

2.1. Características del prototipo y sus componentes.....	5
2.2. Características de los sensores y su acondicionamiento de señal.....	9
2.2.1. Sensor de temperatura AD590JF.....	9
2.2.1.1. Principales características del AD590.....	9
2.2.1.2. Descripción del sensor	11
2.2.2. Transmisor de temperatura TX57	12
2.2.2.1 Características y aplicaciones	12
2.2.2.2. Descripción general	12
2.2.2.3. Descripción funcional	13
2.2.2.4. Instrucciones de operación	15
2.2.2.5. Acondicionamiento de señal del TX57	17
2.2.2.6 Configuración del empaquetado	20
2.2.3. Termocupla tipo K	21
2.2.4. Módulo 80TK	21
2.2.4.1. Acondicionamiento de señal del módulo 80TK	22
2.3. Características y diseño del actuador.....	25
2.4. Características y diseño del circuito de disparo	29
2.4.1. Detector de cruce por cero.....	30
2.4.2. Circuito generador de onda diente de sierra.....	33
2.4.3. Circuito comparador	37
2.5. Circuito de señalización	39
2.6. Simulación del prototipo.....	39

2.6.1. Función de transferencia del actuador.....	43
2.6.1.1. Función de transferencia del circuito de disparo	43
2.6.1.2. Función de transferencia del circuito de fuerza.....	44
2.6.2. Función de transferencia de la planta	48
2.6.3. Función de transferencia del sistema de medida.....	51
2.6.3.1. Función de transferencia del sistema de medida con el sensor AD590JF.....	51
2.6.3.2. Función de transferencia del sistema de medida con la termocupla tipo K.....	54
2.6.4. Función de transferencia total.....	55
2.6.5. Respuesta en lazo abierto.....	56
2.6.6. Respuesta en lazo cerrado.....	57
2.6.7. Respuesta del sistema de control.....	58
2.6.8. Simulación de la señal de control.....	60
2.7. Construcción del prototipo.....	61

CAPITULO III: ESQUEMAS DE CONTROL.

3.1. Introducción	67
3.2 Control análogo	67
3.2.1. Circuito controlador PID	68
3.3. Interfase y aplicación al control digital computarizado.....	73
3.4. Control a base de microcontrolador.....	74
3.4.1. Interfases para control a base de microcontrolador.....	76
3.4.1.1. Sistema de ingreso de datos	76
3.4.1.2. Visualización de los datos	76
3.4.2. Control PID discreto	78
3.4.2.1. Discretización del PID.....	79
3.4.2.2. Control incremental.....	83
3.4.3. Programa de control para el microcontrolador 8751H.....	85
3.4.3.1. Programa principal	86
3.4.3.2. Manejo de teclado	90
3.4.3.3. Lectura de datos del conversor A/D	93

3.4.3.4. Control PID discreto
3.5. Control ON-OFF.....

CAPITULO IV: PRUEBAS, RESULTADOS Y

4.1. Pruebas y resultados experimentales
4.1.1. Control manual en lazo abierto
4.1.2. Control ON-OFF.....
4.1.3. Control PID análogo
4.1.4. Señal de control
4.1.5. Control PID con el microcontrolador 8i
4.2. Conclusiones
4.3. Recomendaciones.....

BIBLIOGRAFÍA.

REFERENCIAS.

ANEXOS

- A. Fotografías del equipo.
- B. Listado del programa de control.
- C. Manual de uso del prototipo.
- D. Manual de uso del programa de control.
- E. Copias de las especificaciones de los cor

1.1 INTRODUCCIÓN.

La temperatura es una de las variables más utilizadas en la industria, por ello es necesario tener un conocimiento de los métodos para controlar dicha variable. Es por esta razón que surge la necesidad de implementar en esta tesis un prototipo bastante sencillo para el control de temperatura, que permita apreciar en forma clara en un modelo simplificado la instrumentación y las acciones de control que tienen lugar dentro de los distintos procesos industriales. Tal es el caso de los controles tipo PID, tanto continuos como discretos; y, de esta manera dar una visión clara del significado de un sistema de control con realimentación y su forma de funcionamiento.

El prototipo, por lo tanto se construirá para que sea utilizado en las prácticas de Control Automático, en donde no se requieren conocimientos relativos a características de procesos industriales, sino tener claros los conceptos de los controladores.

El objetivo de la tesis, entonces, es el de diseñar y construir un prototipo simplificado de un sistema de control de temperatura, análogo y digital con la instrumentación necesaria. La tesis para una mejor comprensión, ha sido dividida en cuatro capítulos, cada uno de los cuales abarca las diferentes partes constitutivas del prototipo que se construye.

En el capítulo uno, se presenta una introducción al tema, en la que constan los objetivos, el alcance y la justificación del mismo, con una breve explicación del contenido de cada uno de los capítulos; y, del esquema general del sistema de control de temperatura, en el que se indica cada uno de los componentes.

En el capítulo dos se especifican las características del prototipo y los componentes del mismo; es decir, se presenta la justificación para la selección de los componentes del simulador, las características de los tipos de sensores y su acondicionamiento de señal; el actuador y diseño de los circuitos encargados del manejo del mismo, como son el de disparo y de potencia. Se presenta también un

análisis de las señales que se manejan en el prototipo y se obtiene la función de transferencia del sistema de control de temperatura para la simulación.

El capítulo tres está destinado al diseño y la implementación de los esquemas de control que se han de utilizar, los mismos que son de dos tipos: análogo y digital. Para el caso digital se considera el control computarizado a base de un computador personal con su correspondiente interfase; y, un control microprocesado. En el capítulo cuatro se presentan los resultados de las pruebas que se realizan sobre el prototipo; y, las conclusiones.

1.2 ESQUEMA DEL SISTEMA DE CONTROL DE TEMPERATURA.

Para realizar el control de temperatura, se va a utilizar el esquema de la figura 1.1.

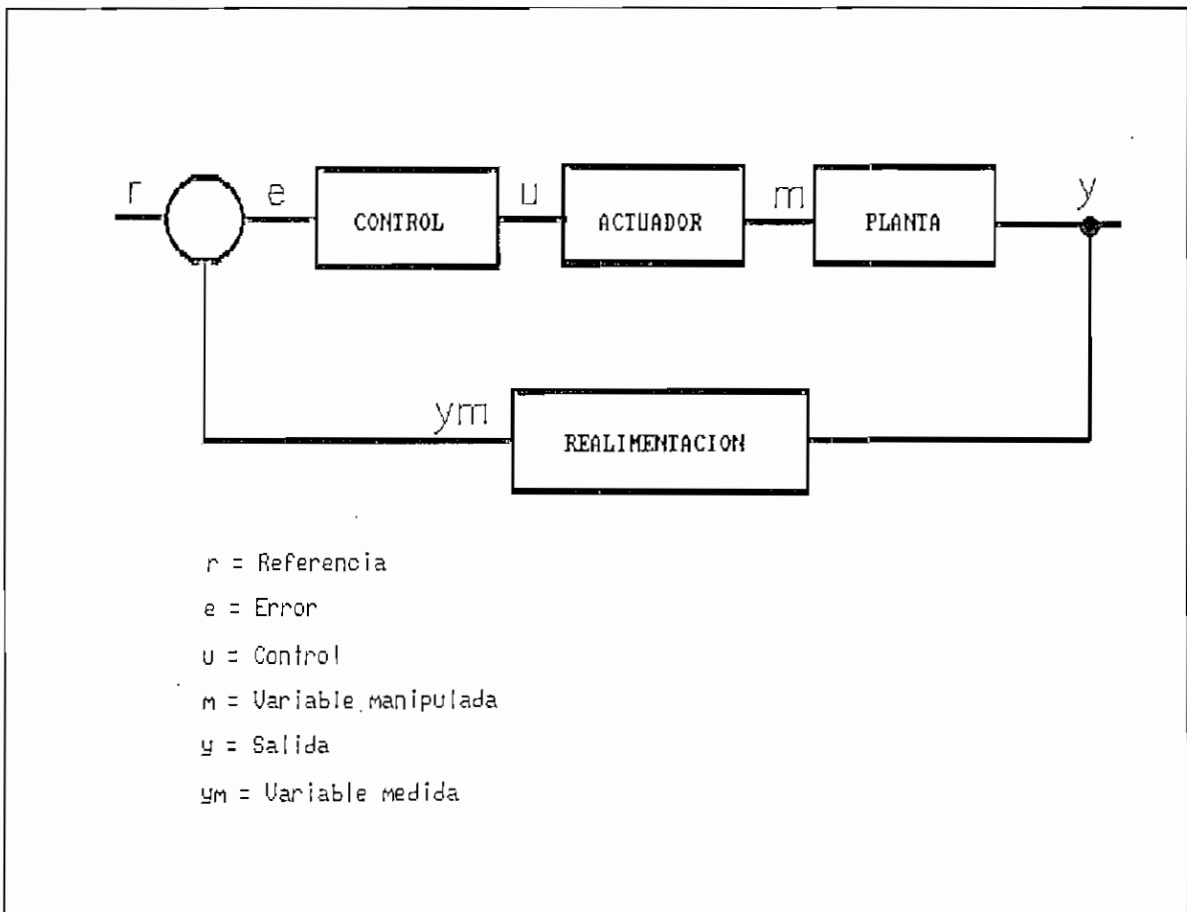


Fig. 1.1. Esquema del sistema de control de temperatura.



Cada uno de los componentes se detallan a continuación.

Para la generación de calor en el simulador de la planta se utilizará una lámpara incandescente, la misma que varía la temperatura cuando cambia el voltaje que llega a sus terminales. Se utiliza la lámpara debido a su simplicidad y fácil manejo, ya que las constantes de tiempo para su calentamiento y enfriamiento son relativamente pequeñas con respecto a otros sistemas térmicos. Se toma como variable de salida "y" la temperatura que alcanza la lámpara.

El actuador esta formando por un circuito de potencia a base de un triac, el mismo que es el encargado de producir todos los cambios de voltaje mediante la variación del ángulo de disparo dependiendo de las señales provenientes de un circuito de disparo, el mismo que a su vez trabaja de acuerdo al valor de la señal de control. La variable manipulada "m", es el valor eficaz (rms) aplicado a la lámpara, a través del cual se modifica la intensidad luminosa y por ende la temperatura.

En el prototipo, se ensayarán diferentes esquemas de control:

- Control análogo tipo PID
- Control tipo ON OFF
- Control utilizando el microcontrolador 8751 y
- Control utilizando un computador personal.

El bloque correspondiente a control análogo estará conformado por amplificadores operacionales con la respectiva configuración para que actúe como controlador PID, con la posibilidad de variar mediante el uso de potenciómetros el valor de las constantes.

Para el control con computador, se dejará disponible una interfase, con el objeto de que se puedan enviar y recibir los datos respectivos hacia y desde una tarjeta de adquisición de datos, con valores estándar entre 0 y 10 voltios. Mediante software,



en lenguaje C se implementará el algoritmo de control.

El control microprocesado se desarrollará por medio del hardware necesario para el acondicionamiento digital como conversores AD, DA y transmisión de señales; y, de la programación para el microcontrolador 8751, mediante la utilización de la tarjeta de desarrollo MCPD51.

El control ON OFF se utilizará para enfriamiento rápido de ser necesario, además de indicar otro tipo de control que es muy frecuente.

Para cerrar el lazo de control es necesario que los valores de temperatura medidos a la salida de la planta " y_m " sean transformados en voltajes, para compararlos con el nivel de referencia " r " y efectuar el respectivo control. Esta transformación, se la realiza en el bloque correspondiente a la realimentación, mediante el uso de dos tipos distintos de sensores; como, el IC AD590JF y una termocupla tipo K.

Existe la posibilidad de variar la distancia del sensor a la fuente de calor para realizar las calibraciones necesarias. Cada uno de los sensores contará además con su respectivo circuito de acondicionamiento de señal. Finalmente, el prototipo de control de temperatura se complementa con sistemas de señalización a base de displays, instalados conjuntamente con el resto de elementos necesarios para su manejo, como potenciómetros y teclado, sobre el panel de control.



CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO

- 2.1 Características del prototipo y sus componentes.**
- 2.2 Características de los sensores y su acondicionamiento de señal.**
- 2.3 Características y diseño del actuador.**
- 2.4 Características y diseño del circuito de disparo.**
- 2.5 Circuito de señalización.**
- 2.6 Simulación del prototipo.**
- 2.7 Construcción del prototipo.**

2.1 CARACTERÍSTICAS DEL PROTOTIPO Y SUS COMPONENTES.

Tomando en cuenta que el propósito de esta tesis es el de tener un equipo sencillo en el cual se puedan apreciar los efectos del control de temperatura en una planta, y que el prototipo va a ser utilizado en las prácticas de Control Automático, se consideró que los valores de la temperatura del simulador puedan cambiar con relativa rapidez, por lo que no deberían llegar a valores muy altos. Se selecciona entonces el rango de operación desde la temperatura ambiente 20°C a 150°C.

Otras de las consideraciones que se tomaron en cuenta, se refieren a la facilidad de manejo que el prototipo debe tener, tanto en el transporte, mantenimiento, uso, posibles reemplazos de partes y almacenamiento. Para la producción de calor se puede utilizar cualquier tipo de elemento resistivo construido para este efecto, pero como la idea es la de tener un prototipo con carácter demostrativo, se optó por el uso de una lámpara incandescente para la generación de calor debido a que se puede relacionar la cantidad de iluminación con la temperatura, descartando de esta manera el empleo de resistencias.

El prototipo está formado por un módulo que contiene:

- Circuitos de acondicionamiento de señal que incluyen los sensores.
- Circuito de potencia que incluye la lámpara incandescente.
- Circuito de disparo del triac.
- Circuitos de control en los que se incluyen los de tipo manual y automático, continuo y discreto.
- Circuitos de señalización y
- Fuente de alimentación.

La lámpara y los sensores se instalan en la parte exterior del módulo, en un soporte especial, de tal forma que la distancia entre los sensores y la lámpara pueda ser regulada. Los dispositivos de señalización: potenciómetros, interruptores, displays y teclado, se ubican en la parte superior del módulo. En la figura 2.1 se muestra un diagrama de bloques de la configuración del módulo.

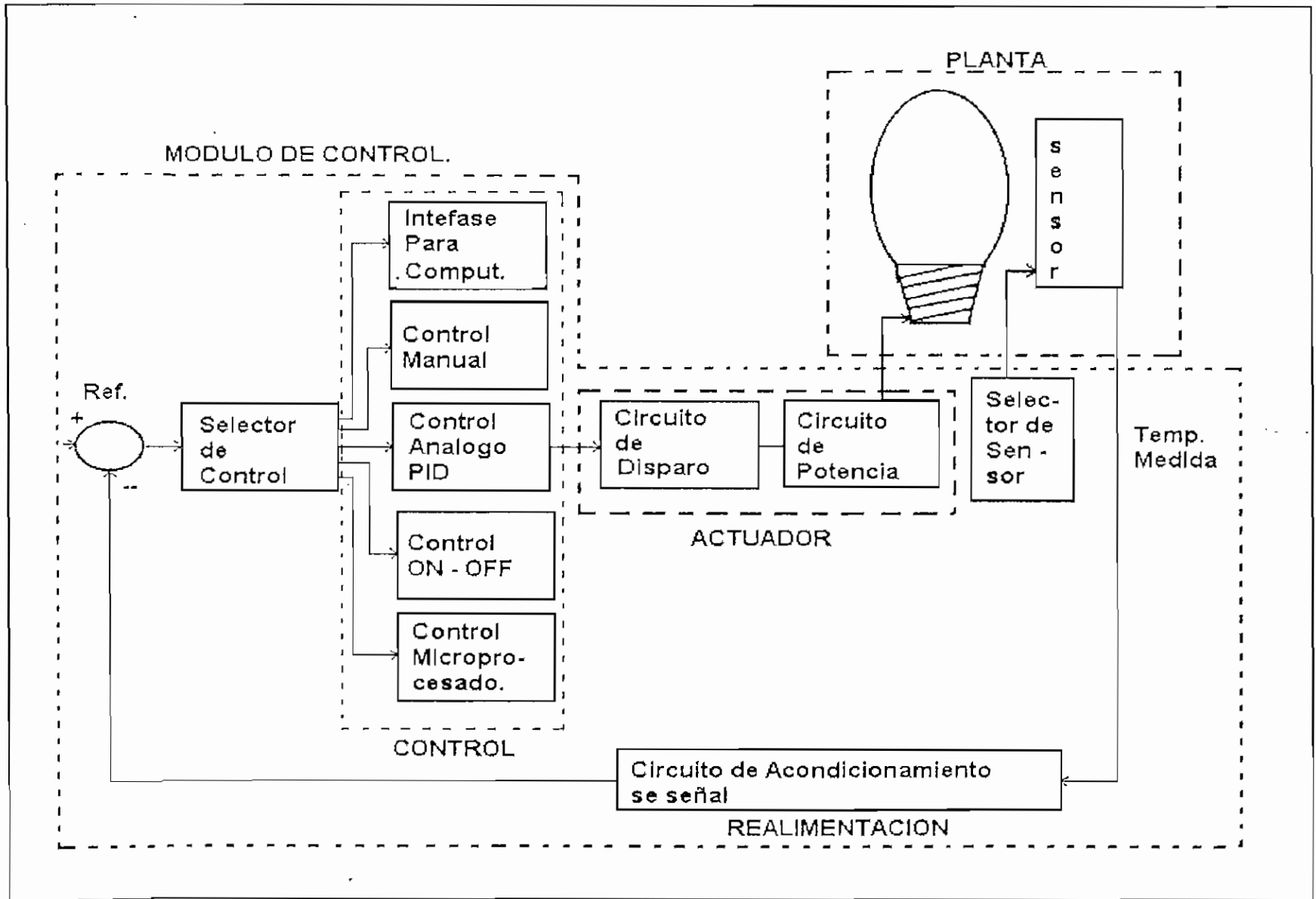


Fig. 2.1. Diagrama de la configuración del módulo de control de temperatura.

Los sensores se colocan en un soporte móvil cerca de la lámpara y se conectan a los circuitos de acondicionamiento de señal a través de un selector de sensor, para tener la temperatura medida que es la salida del sistema. El circuito de potencia se activa mediante la señal proveniente del circuito de disparo, y genera una señal de control de fase directa que permite variar el voltaje eficaz aplicado a la lámpara y por ende variar su iluminación y calor.

El circuito de disparo que conjuntamente con el de potencia constituyen el actuador del sistema, está conformado por un circuito detector de cruce por cero, un generador de onda diente de sierra y un comparador.

Los circuitos de control se conectan a través de un selector de control, que tiene las siguientes opciones: control manual y control automático, el mismo que a su vez se divide en:

- Control análogo PID.
- Control ON-OFF.
- Control computarizado y
- Control microprocesado.

Las señales de cualquier tipo de control confluyen al comparador del circuito de disparo para activar al circuito de fuerza.

El control PID análogo está basado en amplificadores operacionales, la referencia y los valores de las constantes K_p , K_i y K_d se ingresan mediante potenciómetros ubicados en el panel de control. El control ON - OFF es de tipo análogo y se utiliza para activar un ventilador y de esa manera acelerar el enfriamiento de la lámpara.

Para el control digital computarizado, la comunicación con el módulo se hace a través de una interfase para conectarse externamente a un computador personal que tiene una tarjeta de adquisición y salida de datos. La referencia y los

parámetros de control se fijan a través de software en el computador.

El control microprocesado se hace con el uso de la tarjeta de desarrollo MCPD51 que contiene toda la circuitería para el uso del microcontrolador 8751. La referencia y los parámetros de control se fijan a través de un teclado ubicado en el panel de control.

Los circuitos de señalización incluyen los selectores del tipo de control y tipo de sensor, potenciómetros para fijar los valores de la referencia y las constantes del control. Adicionalmente, en el control análogo, se utilizan displays de 7 segmentos para la visualización de los valores de temperatura medida y de referencia.

En el control microprocesado se utiliza un sistema para decodificación y manejo de teclado y un display de cristal líquido. Para el control computarizado se dispone de la pantalla del computador.

La fuente para la polarización de los distintos tipos de circuitos de control, acondicionamiento de señal y disparo es de tipo switching. Se seleccionó de acuerdo a los requerimiento de corriente con un conveniente sobredimensionamiento. Las características de la fuente de alimentación se indican a continuación:

Número de serie: 8517110804

Potencia: 113W

Voltajes: 5V a 10A

12V a 1,5A

12V a 3,5A

-12V a 0,2A

Para el circuito de potencia se utiliza directamente el voltaje proveniente de la línea

de alimentación.

2.2 CARACTERÍSTICAS DE LOS SENSORES Y SU ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL.

Con el objeto de tener la posibilidad de comprobar la validez de las mediciones a realizarse sobre la planta, se utilizan dos sistemas de medida, lo que deriva en el uso de dos tipos diferentes de sensores y por ende dos maneras de realizar el acondicionamiento de las señales.

Por lo tanto y mediante un estudio de los manuales correspondientes se llegó a la conclusión de que se pueden utilizar los siguientes elementos: el sensor de estado sólido AD590JF con su transmisor de temperatura TX57, y una termocupla tipo K con el módulo 80TK.

2.2.1 SENSOR DE TEMPERATURA AD590JF.

El conjunto de sensores del tipo AD590, tienen las siguientes características generales: [1]

- Salida lineal de corriente $1\mu A/^{\circ}K$, como se indica en la figura 2.2.
- Rango de temperatura $-55^{\circ}C$ a $150^{\circ}C$.
- Dos terminales; entrada de voltaje y salida de corriente.
- La fuente de suministro esta en un rango de +4V a +30V.
- Sensor aislado del encapsulado.

2.2.1.1 Principales Características del AD590. [2]

- 1.- El AD590 es un sensor de temperatura calibrado, que requiere solamente un suministro de voltaje (+4v a +30v), no siendo necesario un acondicionamiento de señal, linealización, compensación y filtraje.

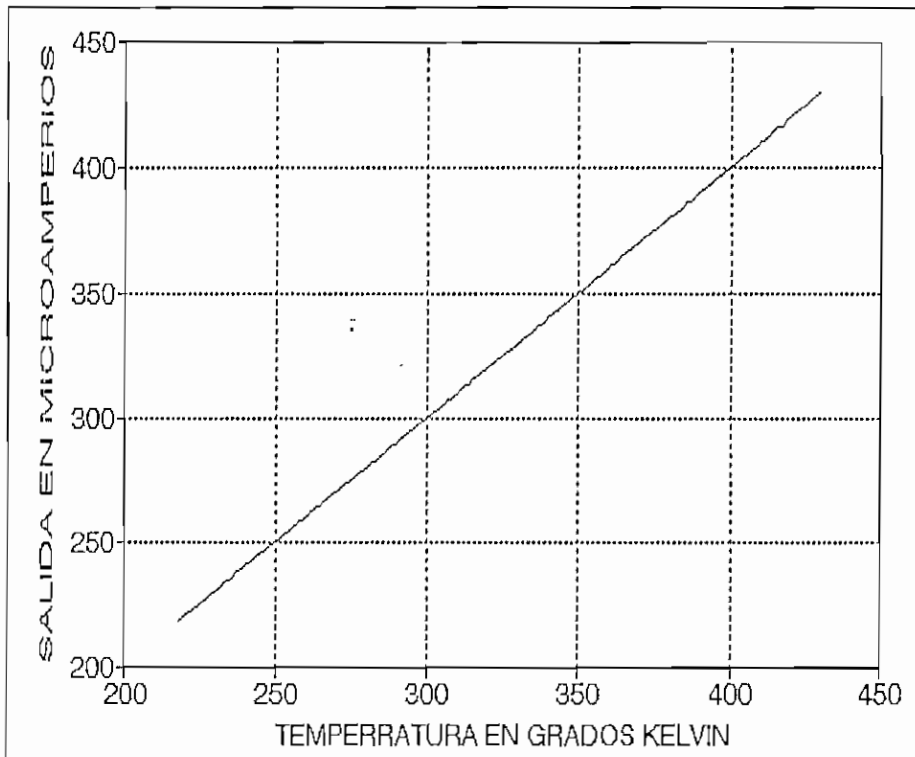


Fig. 2.2. Relación lineal entrada salida del sensor AD590.

- 2.- La tecnología actual de fabricación permite que el sensor tenga un fino ajuste a base de láser en la placa semiconductor, lo que unido al conjunto de pruebas realizadas antes de salir al mercado, hace que los sensores sean fácilmente intercambiables.
- 3.- Tiene una salida de corriente con un gran rechazo a la interferencia con una potencia requerida muy baja (1.5 mW a 5V y 25°C). Esta característica hace que el AD590 sea fácil de usar como sensor remoto.
- 4.- Su alta impedancia de salida (mayor a 120MΩ) provee un excelente rechazo a variaciones de voltaje y al rizado, por ejemplo, de un cambio de 5V a 10V en la alimentación resulta solamente una variación de 1uA o el equivalente a un error de 1°C.
- 5.- El AD590 es eléctricamente durable con un voltaje de aislamiento y de fuga mayor a 44V y un voltaje de reversa mayor a 20V, por lo que irregularidades en el suministro de energía o conexión en forma reversa no dañarán al elemento.

6.- El sensor es herméticamente cerrado tanto en el encapsulado cerámico, como en el encapsulado estándar tipo TO-52.

2.2.1.2 Descripción del Sensor. [3]

El AD590 es un sensor de temperatura en circuito integrado de dos terminales que produce una corriente de salida proporcional a la temperatura absoluta, como se indica en la figura 2.2.

El suministro de voltaje se halla entre +4V y +30V y actúa como un elemento de alta impedancia.

La calibración del circuito integrado hecho con tecnología láser y con finas resistencias de film hacen que produzca una corriente de 298,2 uA a una temperatura de 298,2°K. El AD590 para ser usado correctamente, debe sensar temperaturas de hasta 150°C

El bajo costo del sensor, combinado con la eliminación de circuitos adicionales, hacen del AD590 una atractiva alternativa de uso.

El AD590 es particularmente utilizado para aplicaciones en medidas remotas junto con el transmisor de temperatura TX57, para amplificar su señal entre 4mA y 20mA.

Es insensible a caídas de voltaje en distancias largas debido a su alta impedancia y a la salida de corriente.

El AD590 es básicamente un regulador de corriente tipo PTAT (Proportional To Absolute Temperature), esto es que su salida es igual a un factor escalado un número de veces la temperatura del sensor en °K. Este factor de escala es ajustado a 1uA°K en la fábrica.

2.2.2 TRANSMISOR DE TEMPERATURA TX57.

2.2.2.1 Características y Aplicaciones [4]

Características:

- Compatible con lazos estándares de 4mA - 20mA
- Baja variación del SPAN (rango entre valores límites) $\pm 0,005\%/^{\circ}\text{C}$ max.
- Baja no linealidad $\pm 0,05\%$ max.
- Inmunidad a Radio Frecuencia.

Aplicaciones:

- Monitoreo y control de temperatura.
- Sensor remoto de temperatura.
- Sistemas y procesos de control.
- Sistemas y administración de energía.

2.2.2.2 Descripción General.

El transmisor de temperatura OMEGA modelo TX57 es una interfase diseñada para trabajar con los sensores AD590, y produce una salida de corriente estándar de 4mA a 20mA proporcional a los valores de temperatura detectados por el sensor.

Sus características principales están dadas por una alta linealidad y una alta inmunidad al ruido. Se acomoda a las medidas de temperatura del AD590 en el rango desde -55°C hasta 150°C .

El TX57 ha sido diseñado para proveer medidas confiables en temperaturas inferiores a los 150°C . Las aplicaciones principales del transmisor TX57 están dadas en la industria para control y Monitoreo en procesos químicos, petroleros, de alimentos, generación de energía, y una amplia variedad de otras industrias. Su alta inmunidad al ruido (RFI) se debe a que incorpora filtros que aseguran protección

contra radio frecuencia.

2.2.2.3 Descripción Funcional.

El transmisor TX57 convierte la salida de un sensor de temperatura AD590 a una salida de corriente con un rango comprendido entre 4mA y 20mA. El transmisor incluye una protección de entrada, un circuito de filtraje, un amplificador, un regulador de voltaje, una referencia de voltaje de precisión y un generador de corriente a la salida.

El voltaje de referencia de precisión, el ajuste del rango y del cero son usados en conjunto con un amplificador de bajo consumo de corriente para escalar la señal de salida del AD590. El amplificador maneja un generador de corriente el mismo que a su vez controla la salida de corriente. El diagrama funcional se encuentra en la figura 2.3. [5]

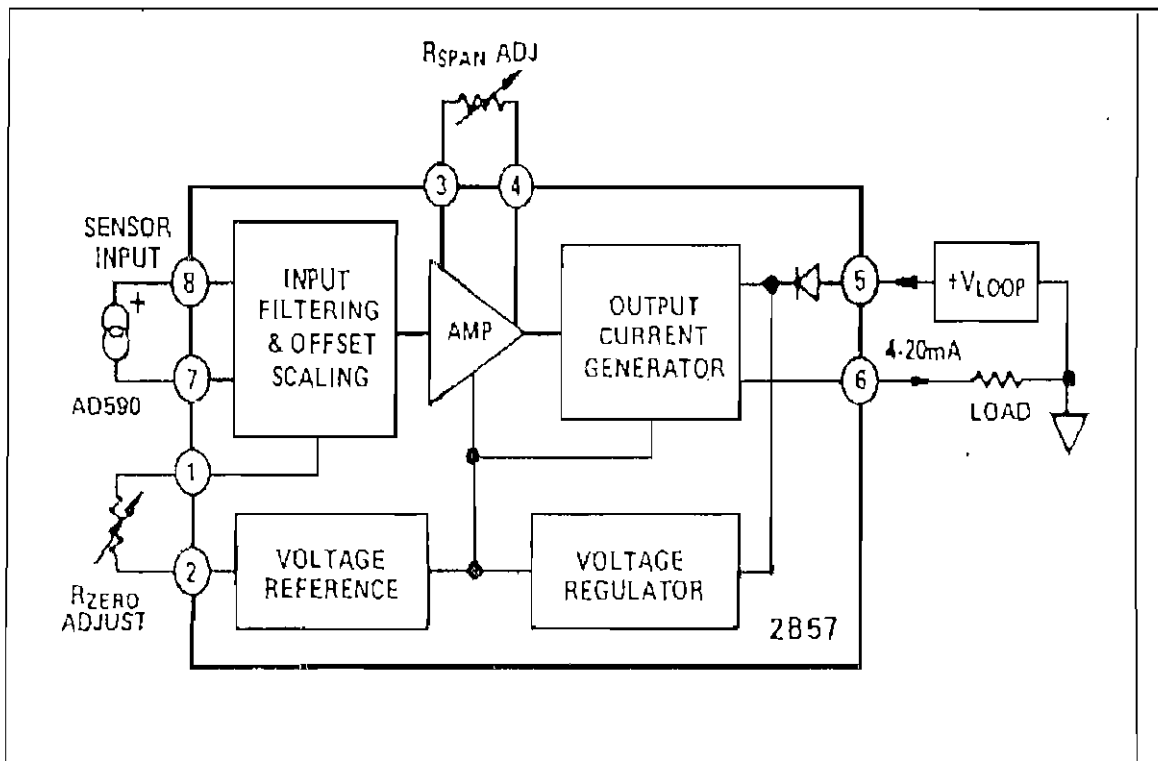


Fig. 2.3. Diagrama funcional del transmisor TX57.

La resistencia de carga R_{LOAD} es conectada en serie con una fuente DC, como se indica en la figura 2.3, a la que se le extrae una corriente de 4mA - 20mA. El máximo valor para ésta resistencia depende del suministro de voltaje y según el manual de transmisor esta dada por: [6]

$$R_{Lmax} = \frac{+V_s - 12V}{20mA}$$

El amplio rango de valores de resistencia de carga respecto a los voltajes de suministro, se puede observar en la figura 2.4. [7]

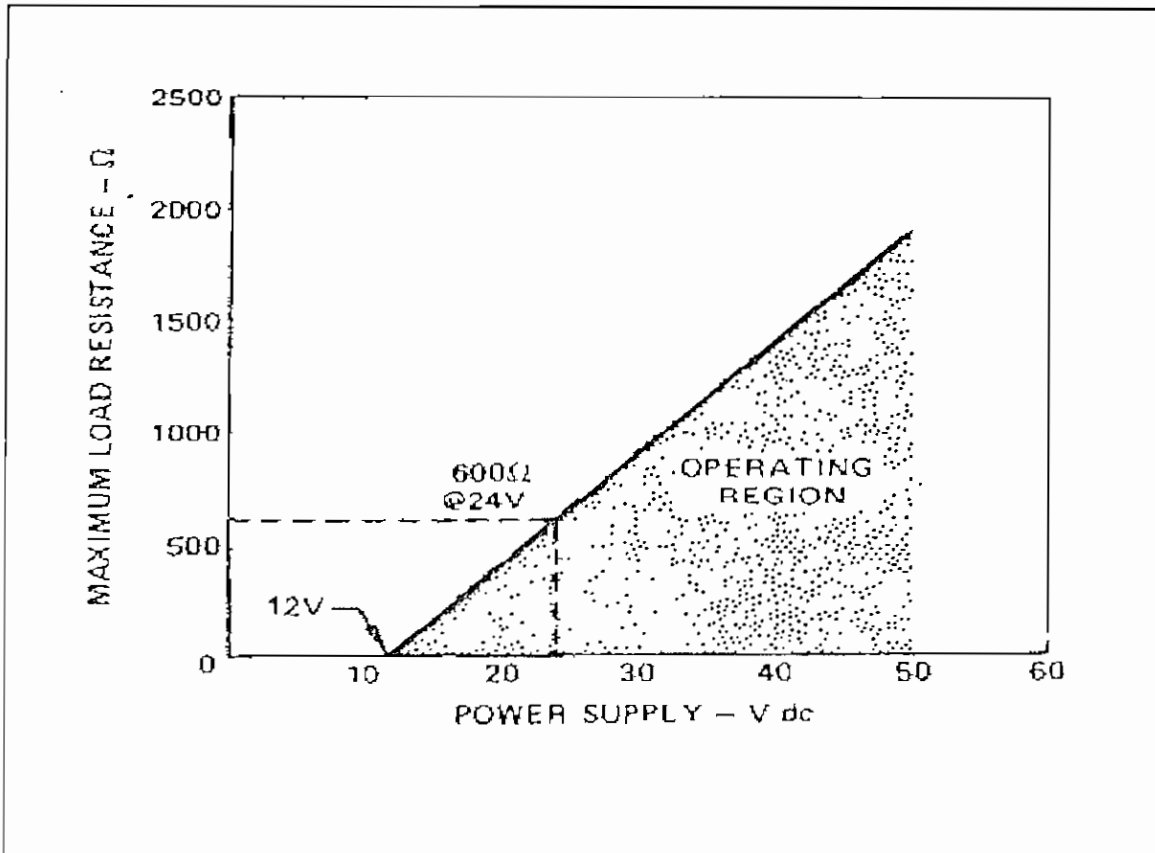


Fig. 2.4. Valores máximos de resistencia Vs. voltaje de alimentación.

Para la presente aplicación y partiendo del hecho de tener una fuente con valores

de 12V y -12V, se puede entonces polarizar al transmisor con 24V, por lo tanto el máximo valor de la resistencia de carga es:

$$R_{LMAX} = \frac{24V - 12V}{20mA} = 600\Omega$$

Se escoge el valor de 600Ω

2.2.2.4 Instrucciones de Operación.

El módulo TX57 está calibrado para trabajar con un sensor en rangos de -55°C a 150°C, es decir 205°C de rango de funcionamiento.

Para esta aplicación, se tiene que a una salida de 4mA, corresponde un valor de temperatura de entrada en el AD590 de 20°C, y para una salida de 20mA corresponde un valor de temperatura de entrada de 150°C. Esta relación existente se indica en la figura 2.5.

Una vez que se tiene la corriente correspondiente a los diferentes valores de temperatura, es necesario que dicha corriente se transforme en voltaje equivalente, y como ya se indicó se trabaja con un estándar comprendido entre 0V y 10V, corresponde realizar el cambio a dichos valores, como se indica en la figura 2.6. Los valores de las resistencias para ajuste del rango R_{SPAN} y ajuste del cero R_{ZERO} en este tipo de aplicaciones se indica a continuación.

AJUSTE DEL SPAN: El valor de la resistencia R_{SPAN} está determinada de acuerdo al manual del equipo por la siguiente ecuación:[8]

$$R_{SPAN}(\Omega) = \left(\frac{1.2V}{10^{-6}A \cdot SPAN} \right) - 5810\Omega$$

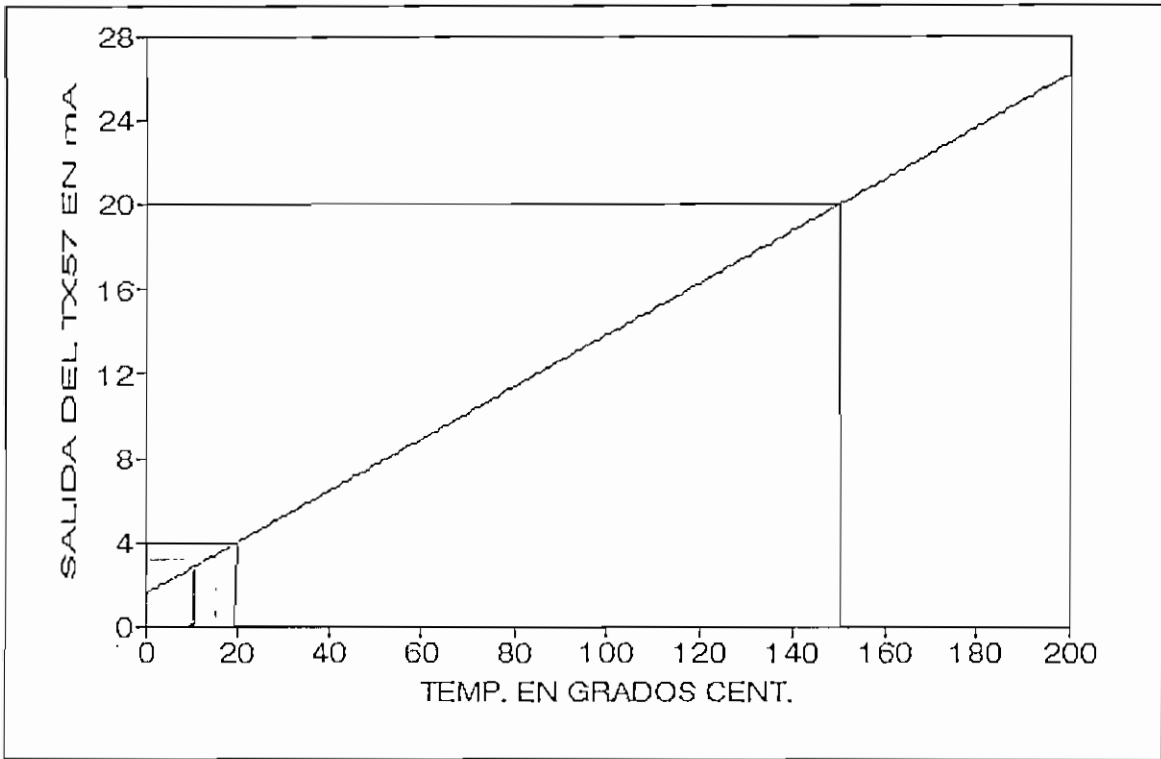


Fig. 2.5. Relación entrada-salida en el TX57.

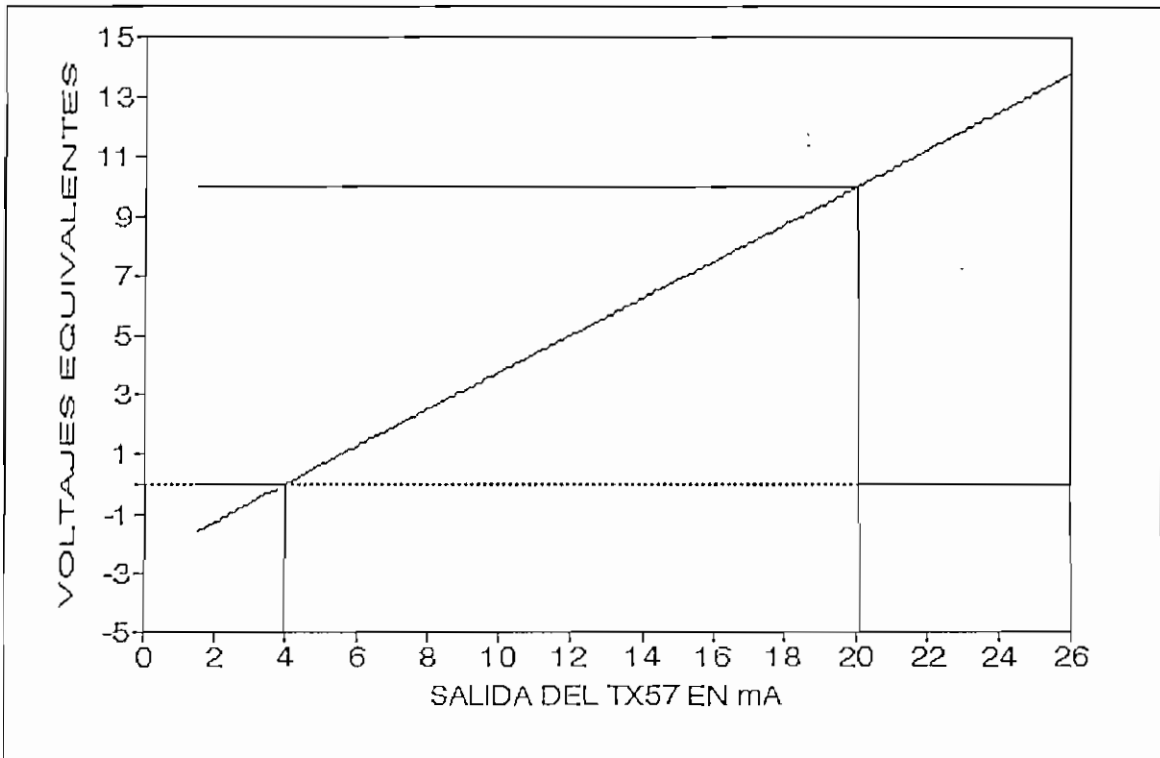


Fig. 2.6. Relación entre voltajes de trabajo y corriente a la salida del TX57.

Donde SPAN es el valor del rango a ser medido. Para este caso se desean realizar medidas, comprendidas entre 20°C y 150 °C, por lo tanto el valor de Span es 130, y la resistencia está dada de la siguiente manera:

$$R_{SPAN}(\Omega) = \left(\frac{1.2V}{10^{-6} \cdot 130} \right) - 5810\Omega = 3420,57(\Omega)$$

Para el ajuste de esta resistencia, el TX57 cuenta con un potenciómetro llamado de SPAN y representado por la letra "S", en donde se debe ajustar el valor hallado mediante la ecuación anteriormente citada. se toma $R_{SPAN} = 3420\Omega$

AJUSTE DEL CERO: El ajuste del cero debe ser realizado después de ajustar el valor de la resistencia R_{SPAN} . Para seleccionar R_{ZERO} , se usa el AD590, este debe mantenerse a la temperatura de referencia designada. Un potenciómetro denominado ZERO y representado por la letra "Z" permite que se ajuste su valor hasta poder obtener una salida correspondiente a 4mA a la temperatura de referencia seleccionada, que en el momento de la calibración será 20°C. por lo tanto R_{ZERO} se tiene un valor de 520Ω. Los valores encontrados en la calibración del equipo se indican en la figura 2.7. [9]

2.2.2.5. Acondicionamiento de señal del TX57.

Como la polarización del TX57 se realizó entre +12v y -12V, entonces es más conveniente tomar la medida de voltaje que sobre la resistencia R_{LOAD} produce una corriente comprendida entre 4 y 20mA. Para la temperatura de referencia que en el momento de la calibración es 20°C, se mide un voltaje igual a -9,7V respecto a tierra de la fuente de alimentación, y para 150°C, el voltaje medido es 0V. Son estos dos valores de voltaje los que deben ser pasados a un nivel comprendido entre 0V para la temperatura ambiente y 10V a 150°C, como se puede observar en la figura 2.8.

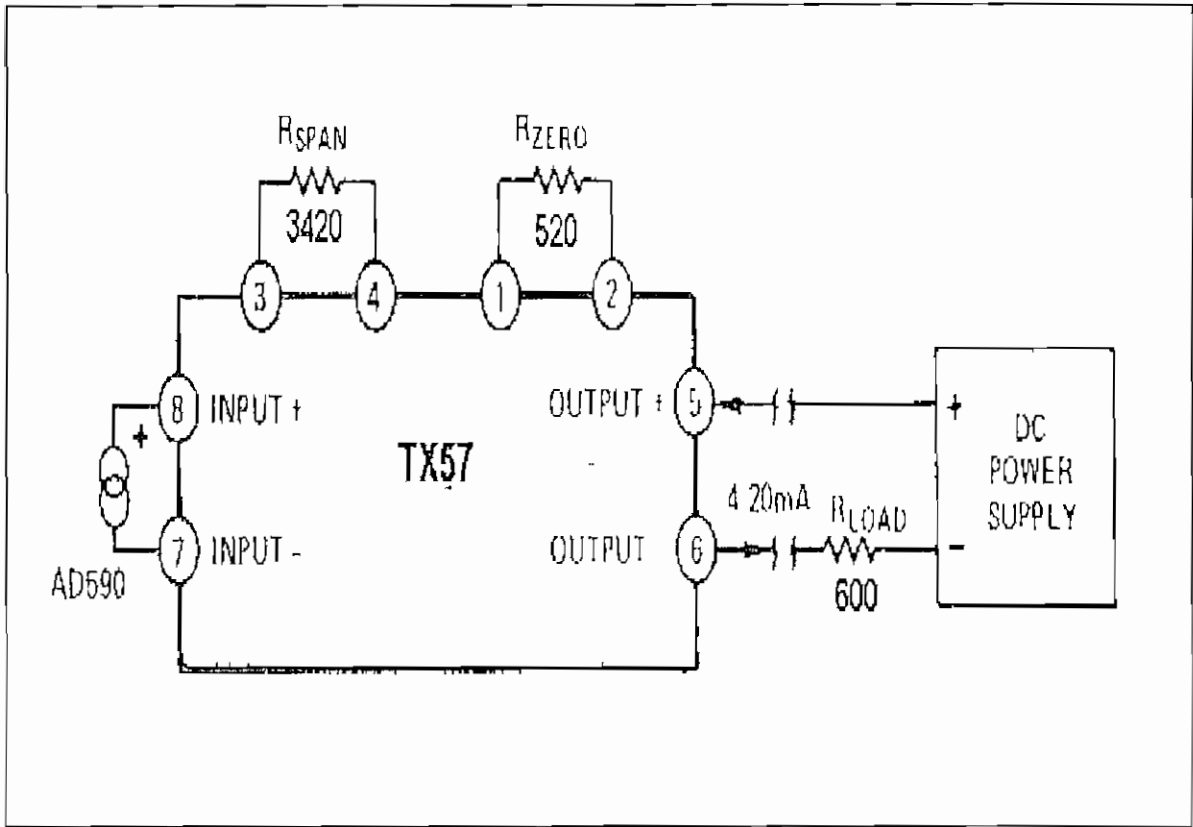


Fig. 2.7 Valores de R_{SPAN} y R_{ZERO} en el TX57.

Para llegar a este objetivo es necesario que se realice un circuito de acondicionamiento, el mismo que debe pasar de los valores medidos a la salida del TX57, a valores estándares entre 0V y 10V, para lo cual se utiliza un amplificador inversor que permite tener a la salida un valor de 10V para -9,7 de entrada y 0V para 0V de entrada, posteriormente estos valores se ingresan a un sumador inversor, en la configuración indicada en la figura 2.9, a base de los amplificadores TL084. Para el diseño del amplificador inversor se debe tomar en cuenta que en algún momento será necesario calibrarlo es por esta razón que se parte de un potenciómetro P1 de 10K Ω . La ganancia del amplificador en lazo cerrado, está dada por[10].

$$A_{LC} = \frac{P_1}{RI}$$

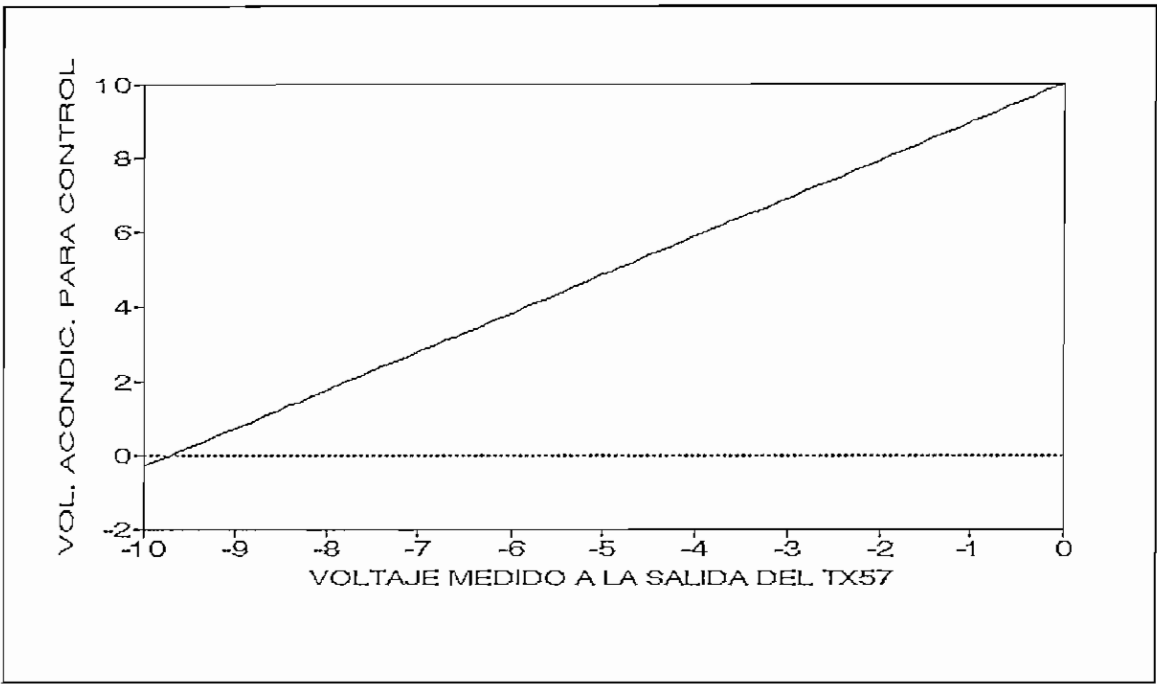


Fig. 2.8. Relación entre voltaje medido a la salida del TX57 y valores estándares de 0V a 10V.

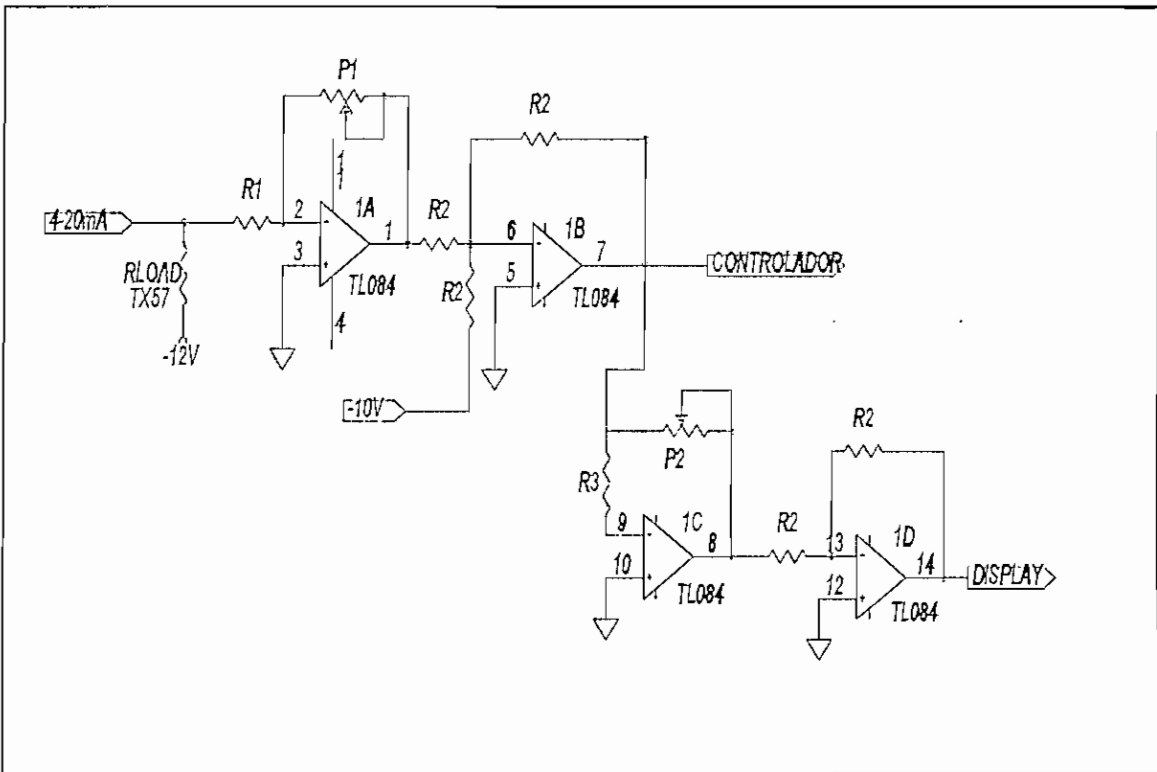


Fig. 2.9. Acondicionamiento de señal del TX57

Por lo tanto si se toma el valor de $R1 = 6,8K\Omega$, se tiene una posibilidad de una ganancia máxima de:

$$A_{LC} = \frac{10K\Omega}{6,8K\Omega} = 1,47$$

De esta manera se puede tener valores de ganancia inclusive menores a la unidad, lo que permite la posibilidad de tener un control total de la ganancia y de esta manera poder regular la salida.

La configuración del sumador inversor es la misma que la del amplificador inversor, con la única diferencia de que se tienen en este caso dos entradas, la una que varía entre 0 y 10V, y la otra con un valor constante de -10V, para poder mover el nivel de la salida a valores entre 0 y 10V. Para que esto ocurra la ganancia del sumador inversor debe ser la unidad, por lo tanto los valores de las resistencias deben ser iguales, por lo que $R2 = 100K\Omega$. De esta manera se tiene a la salida del circuito los valores necesarios para el ingreso al controlador.

Como es necesario visualizar el valor de temperatura correspondiente al que se envía para la realimentación en el control, se implementa un circuito adicional al de acondicionamiento del TX57, cuya función es la de reducir el valor de voltaje a la mitad, ya que la tarjeta que maneja los displays funciona con valores entre 0V y 5V. Los valores escogidos para este propósito, son: $P2 = 10K\Omega$; $R2 = 100K\Omega$; $R3 = 5,6K\Omega$.

2.2.2.6 Configuración del empaquetado.

El TX57 está montado en un encapsulado de aluminio el que incluye terminales con tornillos para poder conectar el sensor y la fuente de alimentación, como se indica en la figura 2.10.[11]. Además cuenta internamente con los potenciómetros para la captura de ZERO y calibración de SPAN.

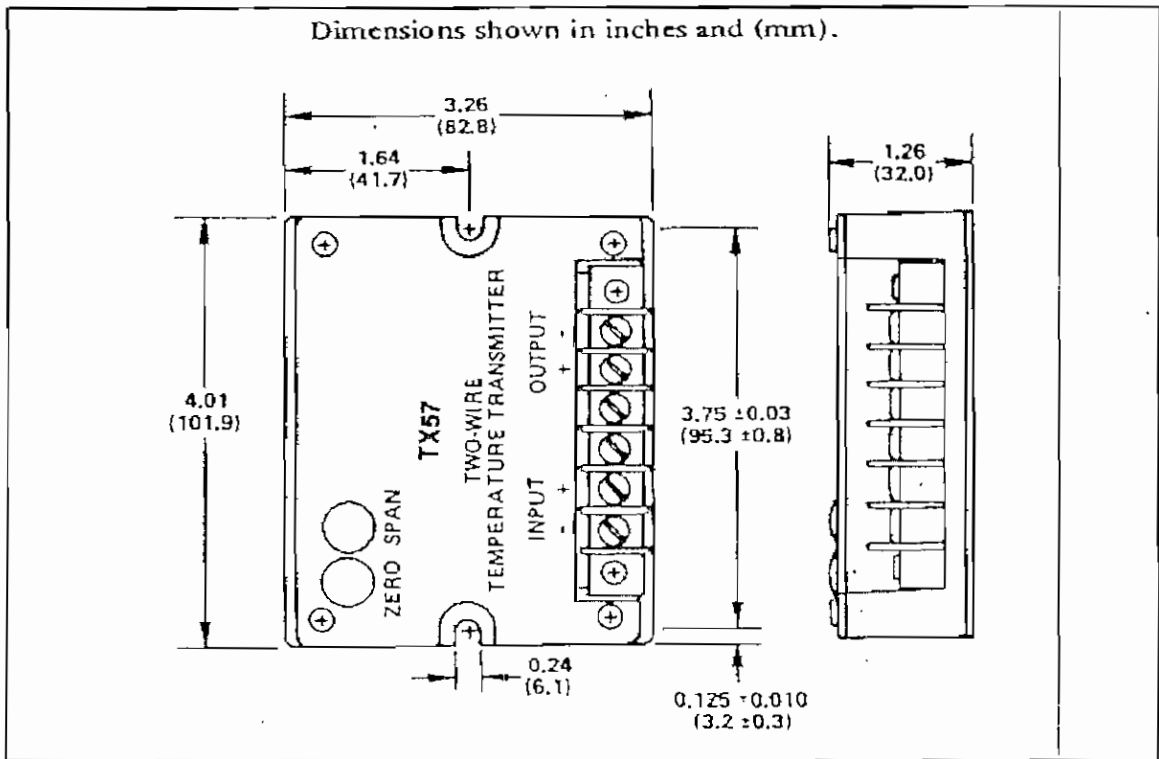


Fig. 2.10. Dimensiones externas del TX57.

2.2.3 TERMOCUPLA TIPO K.

Para esta segunda opción de medición de temperatura se utiliza una termocupla tipo K, conjuntamente con el módulo acondicionador de señal 80TK. La temperatura es medida por la exposición de la termocupla a la superficie que genera calor. Las principales características de la termocupla son:

Rango de medida: -50 a 1000°C

Máximo voltaje a la entrada de la termocupla: 60Vdc, 24Vac.

Voltaje de salida 1mV por grado centígrado de variación de temperatura

2.2.4. MODULO 80TK.

El módulo para 80TK, para termocupla tipo K, tiene las siguientes características:

Peso: 126 gramos

Longitud total: 11.75 mm

Batería: Estándar de 9 voltios

Vida de la batería: 1600 horas, 6.5V mínimo

Para el uso de una termocupla es necesaria una juntura de referencia que tradicionalmente es otra termocupla colocada en hielo, sin embargo el módulo 80TK usa una juntura de referencia electrónica.

El módulo 80TK es un convertidor de corriente a voltaje para usar con cualquier termocupla tipo K y un multímetro digital. acepta la salida de una termocupla tipo K, y la convierte en 1mV por grado centígrado. Tiene un interruptor de tres posiciones que actúa como una fuente de poder en el momento en el que se selecciona grados Fahrenheit o Centígrados para la escala de salida. En la posición de OFF permite que se determine la condición de la batería mediante la utilización de un multímetro externo.

2.2.4.1. Acondicionamiento de señal del módulo 80TK.

Como se indicó anteriormente, la salida del módulo 80TK es de 1mV por grado centígrado; por ejemplo si la temperatura ambiente es de 20°C, la salida del 80TK es 20mV.

Como para este caso es necesario que las medidas de temperatura estén ajustadas a un rango comprendido entre 0V y 10V, es necesario que la salida del módulo 80TK sea tratada de tal manera que a la temperatura ambiente se tenga un valor de 0V, y a 150°C 10V, por lo tanto se propone un circuito de acondicionamiento como el indicado en la figura 2.11 a base de los operacionales TL084.

Se trata de un amplificador de instrumentación, en el cual se puede ajustar tanto el rango de trabajo como el punto en el cual debe marcar cero.

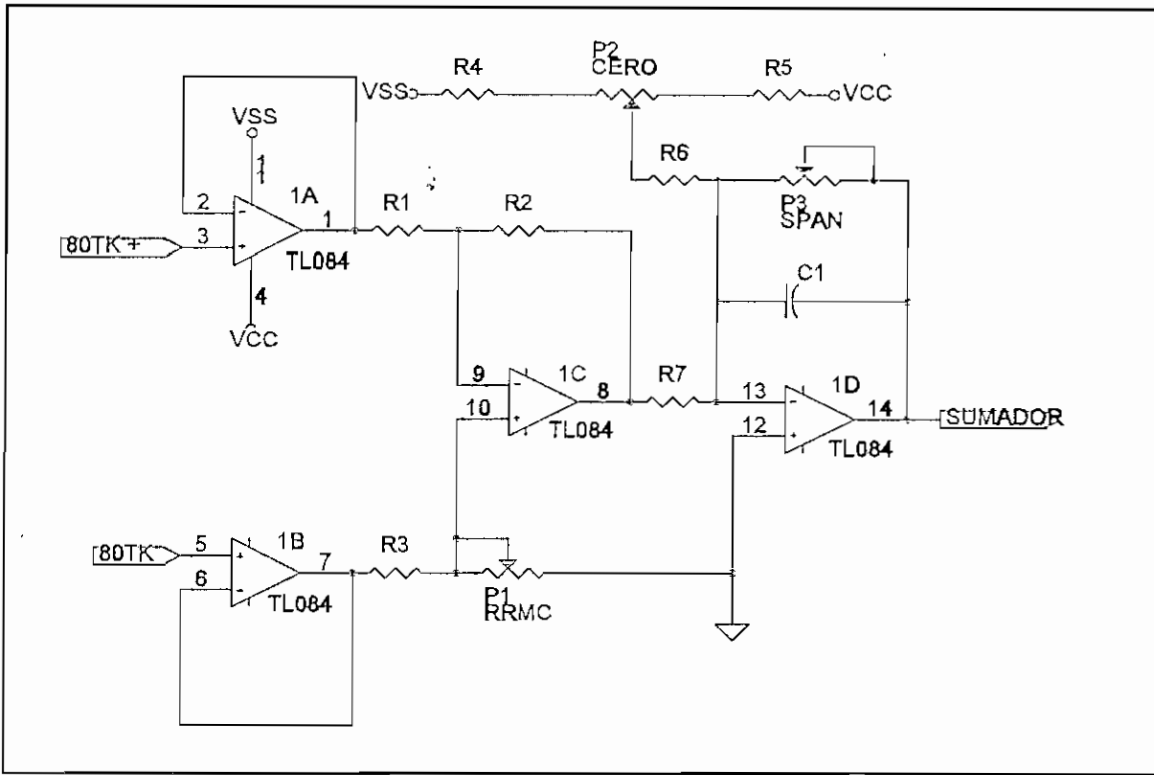


Fig. 2.11. Amplificador de señal proveniente del módulo 80TK

La señal de voltaje proveniente del módulo, ingresa en el circuito a través de dos operacionales en configuración de seguidores de voltaje, para posteriormente ingresar al amplificador diferencial. Se utilizan amplificadores operacionales TL084.

Este tipo de configuración permite tener a la entrada de la señal una impedancia muy alta, al igual que tener un ajuste de CMRR (razón de rechazo en modo común). De acuerdo a la figura 2.11 la ganancia del amplificador diferencial está dada por: [12].

$$A = \frac{R2}{R1}$$

Para el máximo valor de temperatura que es 150°C, se tiene en el módulo 80TK una salida igual a 150mV, la misma que debe ser amplificada hasta 10V, por lo que la

ganancia debe ser:

$$A = \frac{10V}{0,150V} = 66,667$$

De acuerdo a lo indicado en el circuito, existe una segunda etapa de amplificación, por lo que la ganancia total es factible dividirla en dos partes, para esto se escogen valores de $R1 = 22K\Omega$ y $R2 = 820K\Omega$, entonces:

$$A_1 = \frac{R2}{R1} = \frac{820K\Omega}{22K\Omega} = 37,272$$

Para tener una relación de rechazo en modo común de un valor máximo, la relación entre $R3$ y $P1$ debe ser la misma que entre $R1$ y $R2$. El potenciómetro $P1$ se coloca en lugar de la resistencia de $820K\Omega$, para ajustar correctamente el valor debido a que no se trabaja con resistencias de precisión; y, el valor de $R3$ se mantiene en $22K\Omega$.

La segunda etapa amplificadora esta formada por un amplificador sumador. La primera señal a sumarse es la proveniente de el potenciómetro $P2$, sirve para compensar con un voltaje negativo el valor correspondiente a la salida del amplificador diferencial en la temperatura ambiente, y de esta manera lograr cero voltios a la salida. Las resistencias $R4$ y $R5$ se utilizan para definir un rango de variación o ajuste sin llegar a valores extremos. Se escogen los valores de $R5 = 1K\Omega$, $R4 = 1K\Omega$ y $P2 = 10K\Omega$. Con el potenciómetro $P3$ se ajusta la ganancia del segundo amplificador. Con las resistencia de entrada $R6$ y $R7$ con valores de $10K\Omega$ cada una, y el potenciómetro de $20K\Omega$, se tiene en cada caso un valor máximo de ganancia:

$$A_2 = \frac{P3}{R7} = \frac{20K\Omega}{10K\Omega} = 2$$

✓

Por lo tanto la ganancia total del sistema de amplificación para el módulo 80TK tiene un valor máximo de:

$$A_{\max} = A_1 \cdot A_2 = 37,272 \cdot 2 = 74,54$$

Como en este circuito se están amplificando señales muy pequeñas, se debe procurar evitar la presencia de cualquier tipo de ruido, para lo cual se coloca el capacitor C1 en configuración de un filtro pasabajos. Al estar amplificando señales de corriente continua y tomando en cuenta que la principal fuente de ruido está dada por la línea, se debe asegurar entonces, que este filtro no permita el paso de ruido de la frecuencia de la red, por lo tanto si se toma como frecuencia de corte 40Hz: [13]

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

Para este caso con $R7 = 10K\Omega$ y $f_c 40Hz$, se halla C1, por lo que $C1 = 0,39\mu F$, tomando un valor estándar, $C1 = 0,47\mu F$. En la figura 2.12, se indica la relación entrada salida en el amplificador de la señal del módulo 80TK.

2.3 CARACTERÍSTICAS Y DISEÑO DEL ACTUADOR

Como se indica claramente en la figura 2.1, el actuador está conformado por el circuito de potencia y el circuito de disparo, aunque en este numeral solamente se dedica la atención al circuito de potencia.

Con el objeto de tener amplios rangos de variación en la energía que se entrega a la lámpara, es necesario que el actuador dé la facilidad de un control total. Esto se puede lograr mediante el uso de elementos de estado sólido, en los que, con el cambio del ángulo de disparo se puede lograr variar el voltaje sobre la carga.

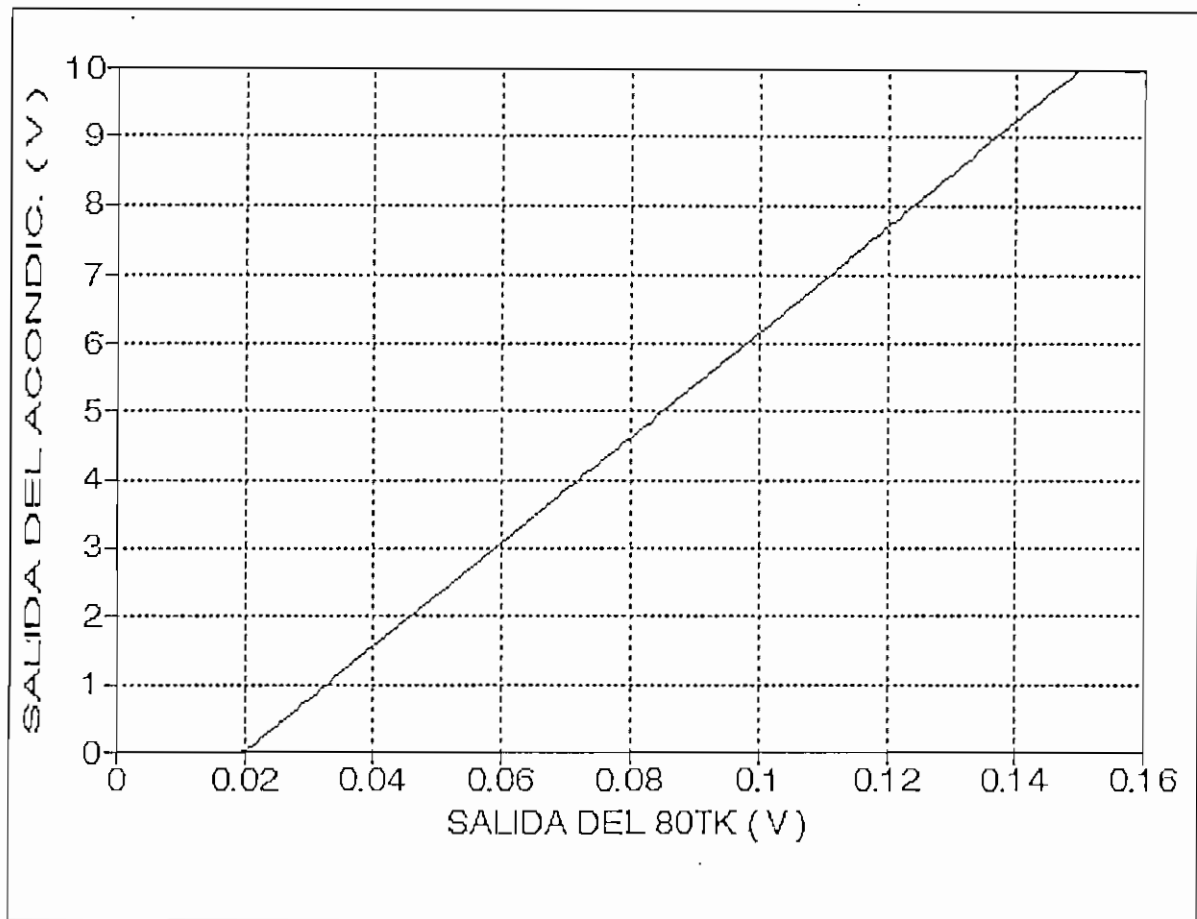


Fig. 2.12. Relación entrada salida en el amplificador del módulo 80TK.

En este caso, en el circuito de potencia, se utiliza un circuito a base de un triac, que es un tiristor de tres terminales que puede ser encendido mediante una señal en la compuerta. Para minimizar las pérdidas, el triac debería ser encendido tan rápido como sea posible por medio de una corriente en la compuerta de un valor mayor al mínimo requerido.

La aplicación más común para un triac es la de control de fase, con una fuente de 60Hz, para lo cual es necesario que el circuito que proporciona las señales de corriente esté sincronizado con la red.

Para control de fase, el triac debe ser disparado en algún punto luego del cruce por cero al cambiar la señal del semiciclo positivo al semiciclo negativo o viceversa.



Al llegar la señal al siguiente cruce por cero, el triac se apaga y espera a ser disparado nuevamente, lo que produce sobre la carga una forma de onda como la que se indica en la figura 2.13.

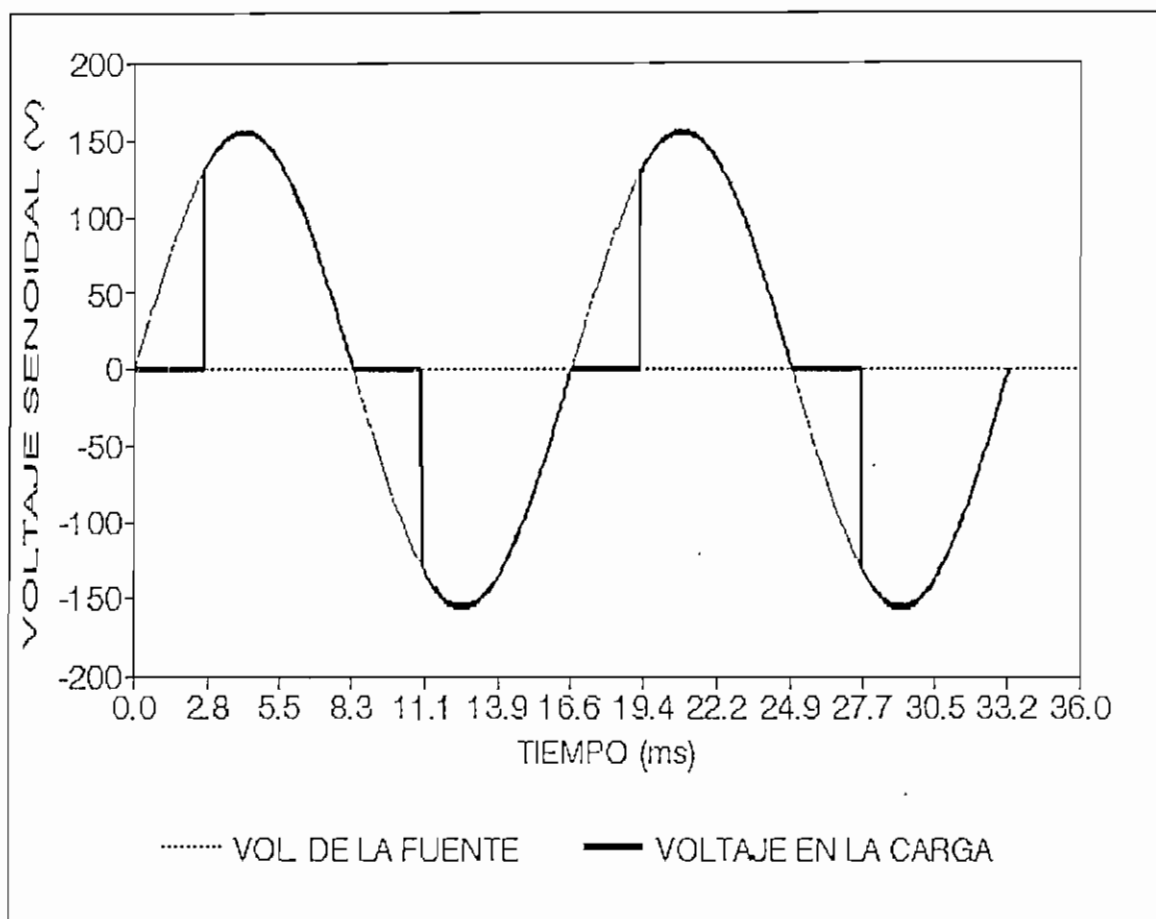


Fig. 2.13. Control de fase directa.

El tiempo que se demora desde el cruce por cero hasta el momento del disparo se denomina ángulo de disparo α . El valor de α es el que en definitiva determina el voltaje que se entrega a la carga.

De acuerdo a las características de la carga que se utiliza en este prototipo, se ha escogido el triac ECG5629, con:

Corriente $I_{rms} = 4A$.

Voltaje máximo = 400V.

Corriente de compuerta para los cuatro cuadrantes es 3mA.

El circuito más adecuado para realizar la función de control de fase directa se muestra en la figura 2.14, en la cual QF es el triac que maneja el voltaje sobre la lámpara, a través del optotriac QO, al que se limita la corriente mediante el uso de la resistencia RF.

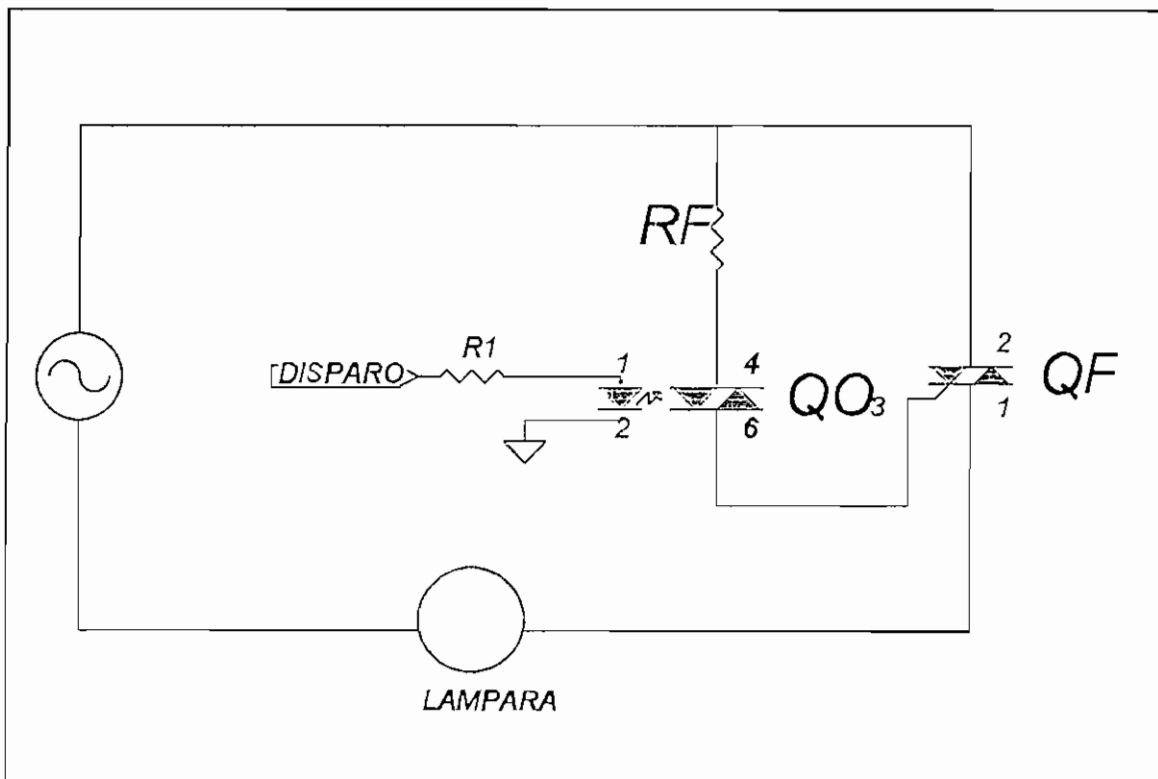


Fig. 2.14. Circuito para control de fase.

Desde el circuito de disparo provienen pulsos que activan el led de QO y permite el paso de la corriente por el optotriac hasta la compuerta del triac.

Para empezar el cálculo de los elementos se tomó en cuenta el dato de la mínima corriente de compuerta que es 3mA, por lo tanto se seleccionó el optotriac ECG3047, con los siguientes valores;

Voltaje de aislamiento 7500V. ✓

Potencia 330mW.

Corriente máxima del led 50mA.

Voltaje de reversa del led 3V.

Corriente del optotriac 100mA.

Para el cálculo de los elementos y tomando como punto de partida que la corriente mínima de compuerta es 3mA y la que puede pasar por el optotriac es 100mA, se puede escoger un valor para la corriente de compuerta I_G de 90mA, entonces:

$$R_F = \frac{V_{ac} - 110V}{I_G - 90mA} = 1200\Omega$$

Por lo tanto se escoge una resistencia limitadora de corriente $R_F = 1.2 K\Omega$. Con este valor se puede entonces determinar la potencia que debe disipar dicha resistencia, por lo tanto la potencia que disipa está dada por:

$$P = I_G^2 \cdot R_F$$

$$P = (90mA)^2 \cdot 1.2K\Omega = 9.72W$$

Se escoge una resistencia de 1.2K Ω y 10wats.

2.4 CARACTERÍSTICAS Y DISEÑO DEL CIRCUITO DE DISPARO.

Este circuito, debe ser capaz de producir los pulsos adecuados de acuerdo a las señales enviadas desde el controlador del prototipo, para que el circuito de potencia entregue la energía necesaria hacia la planta.

El sistema está diseñado para que funcione sincrónicamente con la frecuencia de la red de alimentación y está conformado por las siguientes partes:

Circuito detector de cruce por cero.

Circuito generador de señal de onda diente de sierra.

Circuito comparador entre el diente de sierra y la señal del controlador

Estos circuitos en conjunto conforman lo que se ha denominado circuito de disparo, y es el que se encarga del manejo del actuador. Un esquema general del circuito de disparo con las principales formas de onda se indica en la figura 2.15.

2.4.1 DETECTOR DE CRUCE POR CERO.

Como se indicó anteriormente, es necesario determinar el momento en que es activado el actuador, por lo tanto se debe determinar el momento en el que la onda senoidal cruza por cero al cambiar del semiciclo positivo al negativo. Para lograr este objetivo se tiene una configuración como se indica en la figura 2.16.

La onda senoidal ingresa a través de un transformador, que además de aislar el sistema rebaja el voltaje a 12Vac. Para tener una onda rectificada se utiliza un puente de diodos ECG168 con las características siguientes:

Corriente promedio = 2A

Voltaje de reversa pico = 400V

Corriente directa pico de avalancha = 60A

Máximo voltaje directo por elemento = 1V

La onda rectificada pasa a través de una resistencia que limita la corriente en el puente. Escogiendo como base una corriente de 6 mA, que es la que debe pasar por el puente rectificador se puede determinar el valor de la resistencia de la siguiente manera:

V

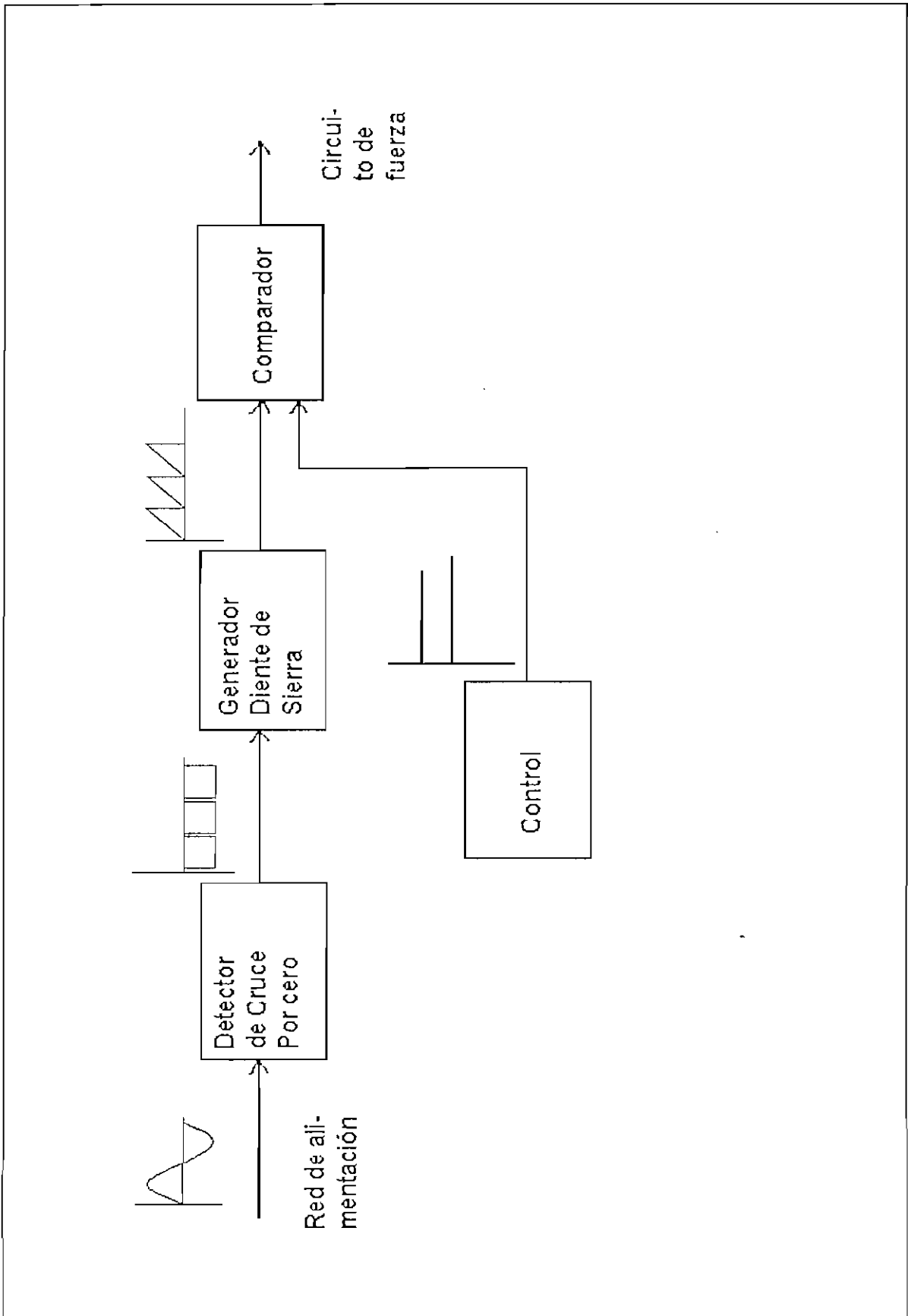


Fig. 2.15. Esquema general del circuito de disparo.

$$R = \frac{12V}{6mA} = 2000\Omega$$

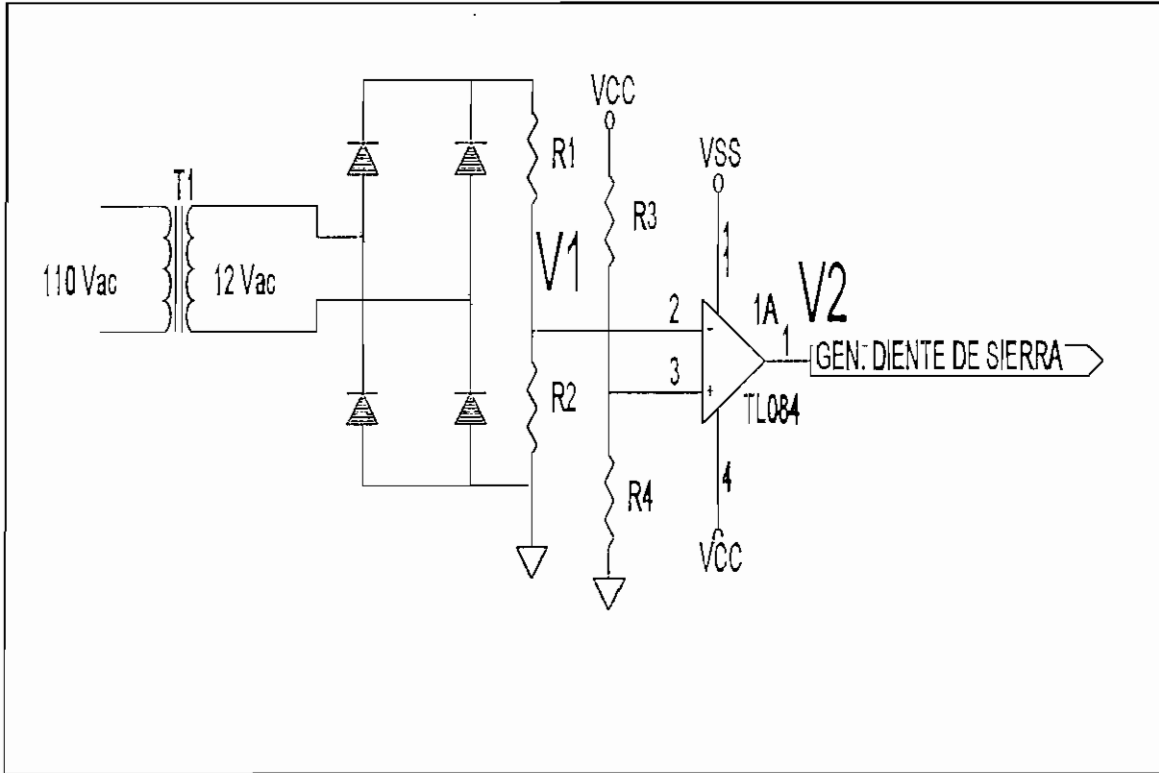


Fig. 2.16. Circuito detector de cruce por cero.

Por lo tanto la resistencia se divide en dos: $R1 = 560$ y $R2 = 1500$.

Para la configuración de inversor se utiliza el operacional TL084, cuyas características se detallan a continuación;[14]

- Bajo consumo de potencia.
- Amplios rangos de voltaje tanto en modo común como diferencial.
- Protección de corto circuito a la salida.
- Alta impedancia de entrada (10^{12} typ).
- Baja distorsión armónica (0.003% typ).

Las formas de onda con los valores respectivos y que corresponden a voltaje de entrada al puente rectificado y a los puntos V1 y V2 de la figura 2.16, se presentan en la figura 2.17. En la entrada positiva del inversor se colocan dos resistencias: R3 y R4, con valores de $2,7K\Omega$ y 20Ω , con el objeto de tener como nivel de comparación un valor superior a 0V, debido a que en la práctica se comprobó que la onda rectificadora no llegaba exactamente al 0V en el momento del cruce por cero.

2.4.2. CIRCUITO GENERADOR DE ONDA DIENTE DE SIERRA.

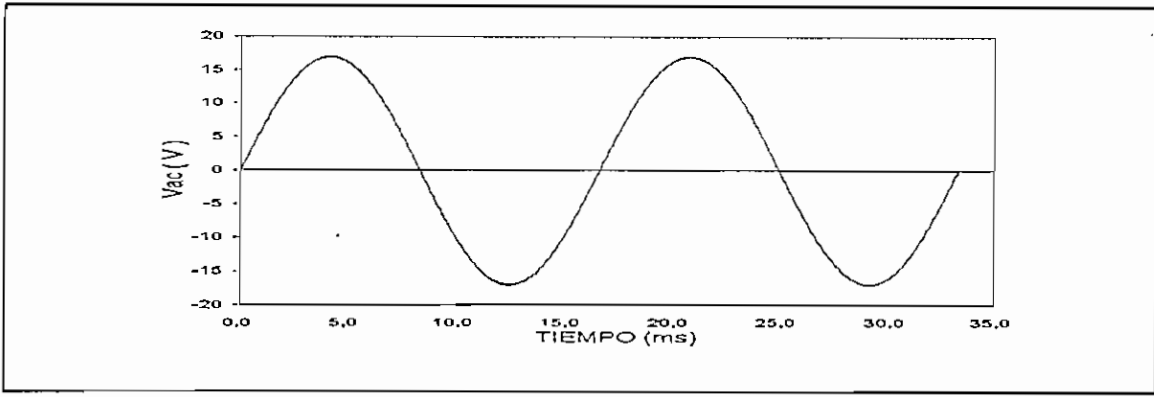
La señal proveniente del detector de cruce por cero es enviada a un transistor Q1, el mismo que permite la carga y descarga del capacitor C1 en la configuración de integrador, igualmente utilizando el amplificador operacional TL084, como se indica en la figura 2.18.

De esta manera se consigue que a la salida de éste circuito, se tenga una señal diente de sierra. El período de la onda diente de sierra está de acuerdo con la frecuencia de la red y es de 8.33 mseg, y la amplitud de la onda para mantener estandarizado el sistema es 10V.

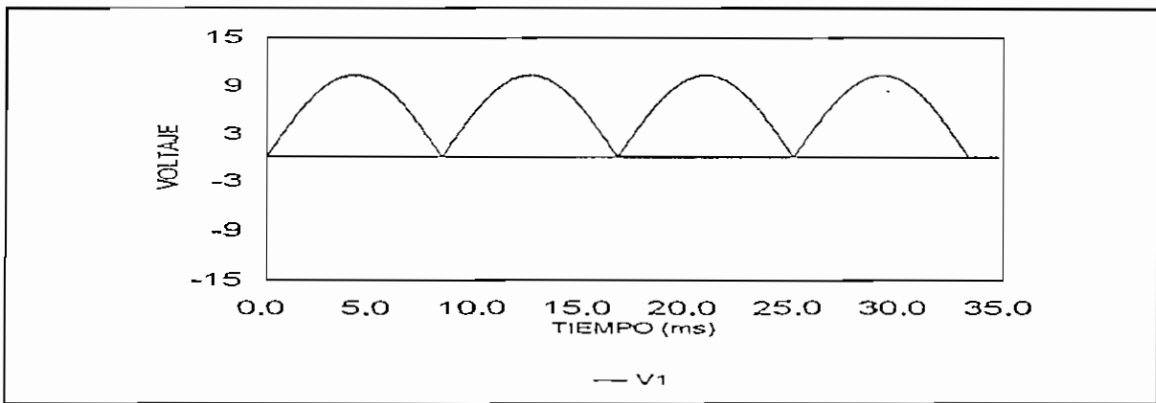
Para que se pueda cargar y descargar el capacitor, es necesario que el transistor Q1 actúe en saturación y corte respectivamente. Para ello se escoge el transistor 2N2222, el que tiene $I_{cmax} = 0.8 A$.

La resistencia R5 de 680Ω se ubica para limitar la corriente que ingresa en el transistor y está dada por la capacidad de corriente a la salida del operacional que forma parte del detector de cruce por cero.

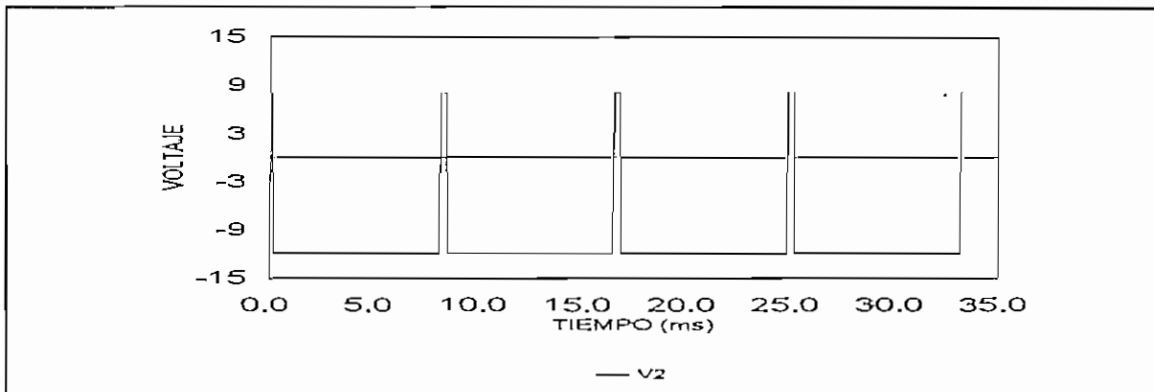
El voltaje a la salida en la onda diente de sierra debe ir de 0V a 10V, debido a la carga lineal del capacitor C1 como se indican en las formas de onda de la figura 2.19.



a) Onda de entrada al rectificador



b) Forma de onda a la salida del puente rectificador



c) Forma de onda a la salida del detector de cruce por cero

Fig. 2.17. Formas de onda en el circuito detector de cruce por cero

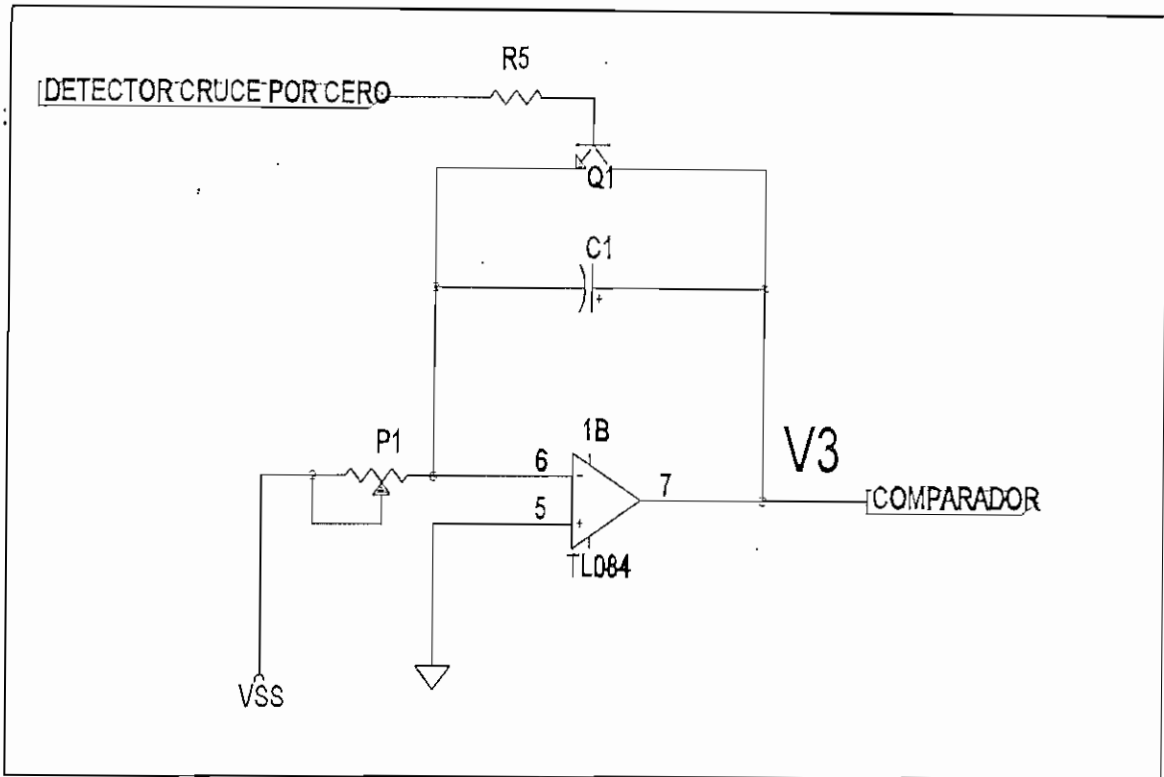


Fig. 2.18. Circuito generador de onda diente de sierra.

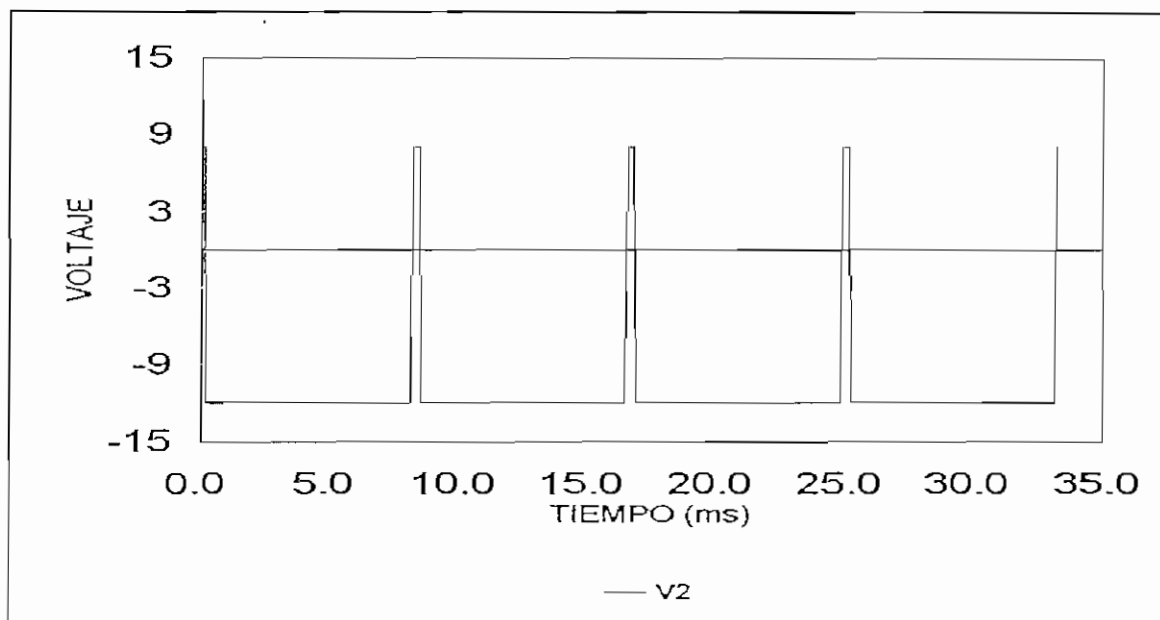
La corriente de carga para el capacitor pasa a través de una resistencia conectada a Vss. Cuando el transistor se halla en estado de corte el capacitor se carga, y se descarga rápidamente en el instante en el que el transistor se satura. Teniendo como entrada al integrador una onda de -12V y 8,33ms de período, con el valor máximo de la onda de salida 10V, partiendo de la siguiente ecuación (15) de carga

$$V_{sal} = \frac{I_c \cdot T}{C_1}$$

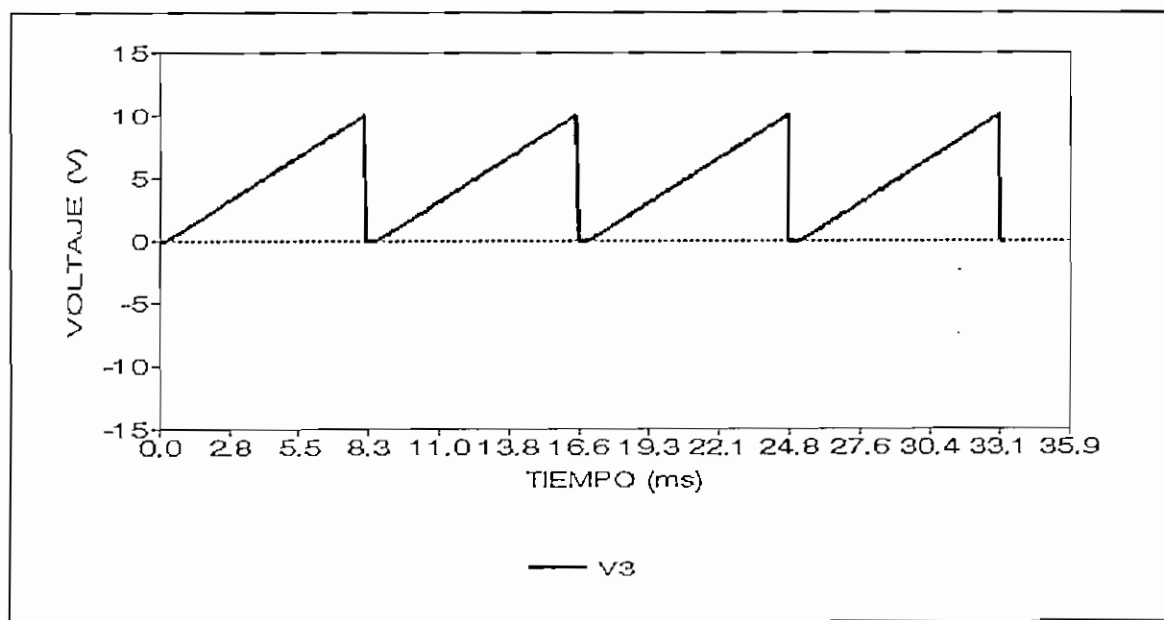
En donde:

V_{sal} = voltaje máximo a la salida del integrador

I_c = Corriente de carga del capacitor C_1



a) Voltaje de entrada al generador diente de sierra.



b) Salida del generador diente de sierra.

Fig. 2.19. Formas de onda en el generador diente de sierra.

T = Período de la onda diente de sierra

Entonces es factible determinar la corriente de carga del capacitor C1 escogiendo para este un valor normalizado de 10uF.

$$I_{C1} = \frac{10\mu F \cdot 10V}{8.33ms} = 12mA$$

Como el valor máximo a la salida es 10V y es el mismo que se encuentra sobre C1, entonces se puede hallar el valor de la resistencia para que la corriente de carga del capacitor sea efectivamente 12mA.

$$R = 10 \frac{V}{12mA} = 833,33\Omega$$

Se escoge una resistencia de 820Ω, pero el momento de probar el buen funcionamiento del circuito, fue necesario reemplazar la resistencia por un potenciómetro P1 de 1KΩ y realizar un ajuste fino hasta que el diente de sierra cumpla con las características deseadas.

2.4.3 CIRCUITO COMPARADOR. ✓

Una vez que se tiene la onda diente de sierra, es necesario que ésta sea comparada con un valor de voltaje proveniente del controlador o del control manual, para que de esta manera se determine el ángulo de disparo que actúe sobre el sistema de potencia, como se indica en la figura 2.20.

Para el control manual se utiliza el potenciómetro P2, el mismo que varía la señal de entrada entre 0V y 10V (actúa como voltaje de referencia), que es el mismo

rango de variación de la señal proveniente del controlador. Estas dos posibilidades se escogen mediante el switch S1.

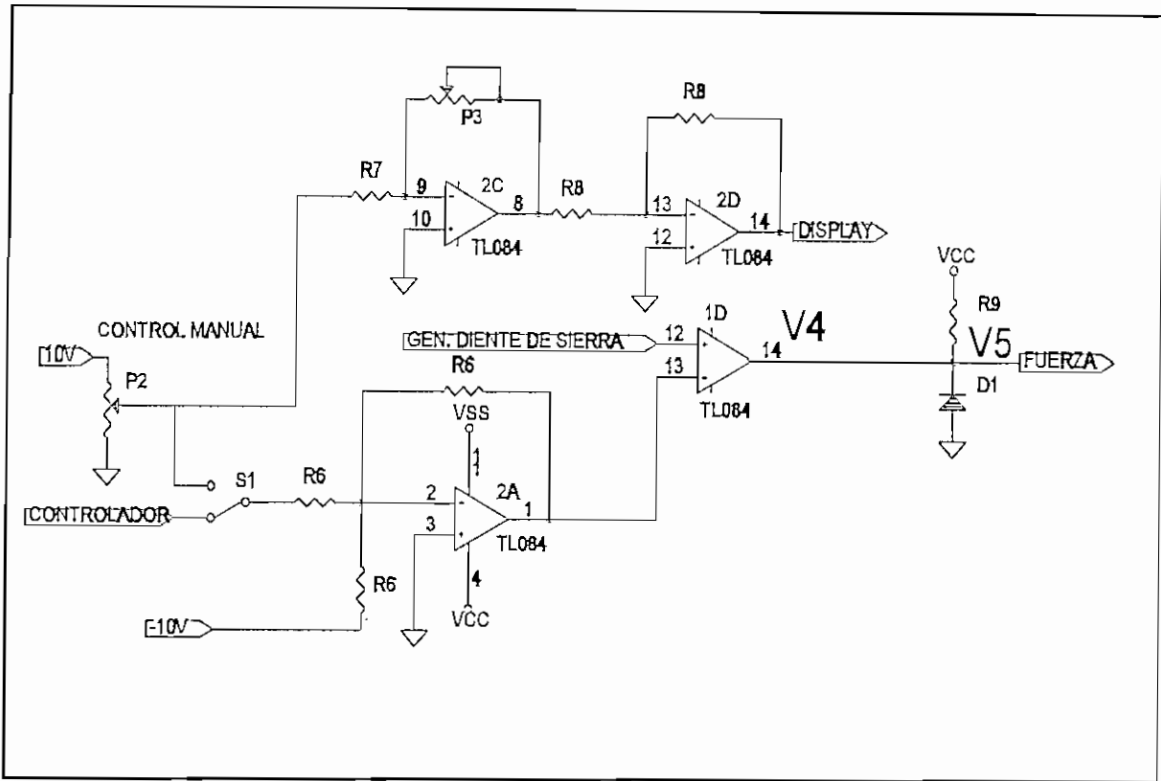


Fig. 2.20. Circuito comparador

Antes de ingresar al comparador la señal pasa a través de un sumador inversor cuya función es la de permitir que el valor de entrada cambie su nivel y actúe de la manera como se encuentra concebido el circuito, es decir, que para 0V en la entrada del comparador, no exista voltaje en la carga; y, para 10V a la entrada del comparador, se tenga el máximo voltaje en la carga. Como la configuración es de un sumador inversor con amplificación unitaria, el valor $R6 = 100K\Omega$.

El diodo D1 permite tener valores de voltaje solamente positivos en conjunto con la resistencia de pull-up $R9 = 1K\Omega$. para forzar que el voltaje en V5 sea Vcc. Como el valor de referencia debe ser expresado en grados centígrados a través del display de 7 segmentos, en una configuración similar a la utilizada en el circuito de

acondicionamiento del TX57; $P3 = 10K\Omega$, $R7 = 5,6K\Omega$ y $R8 = 100 K\Omega$.

En la figura 2.21 se indican las formas de onda que determinan el comportamiento del comparador ante las señales provenientes tanto del generador diente de sierra, como de los circuitos de control automático o control manual. Mientras que en la figura 2.22 se presenta el gráfico esquemático completo del circuito de disparo.

2.5. CIRCUITO DE SEÑALIZACIÓN.

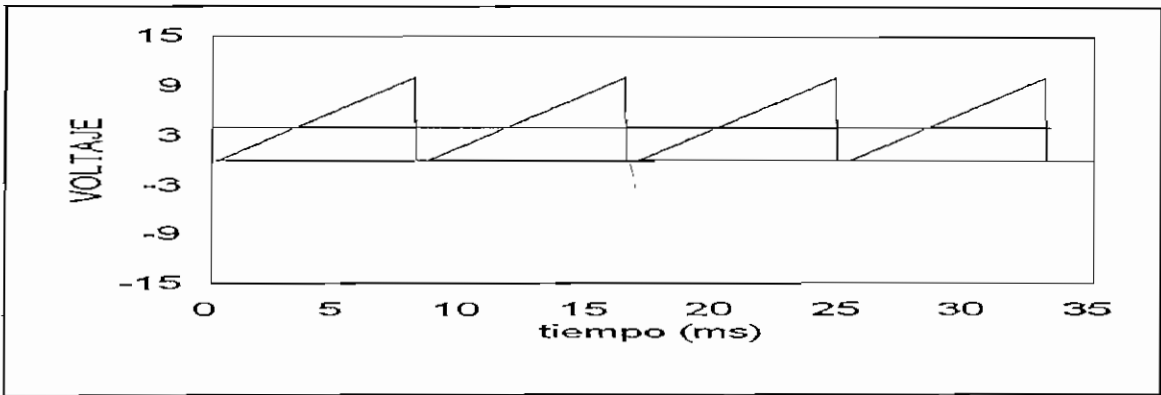
Para que los valores de la temperatura de referencia y la temperatura medida sean indicados, se utiliza un conjunto de dos juegos de tres displays de leds de siete segmentos. Cada uno de los circuitos tiene el mismo tipo de conexiones y utiliza los mismos elementos de la siguiente manera:

Un conversor análogo digital con barrido de display (ECG2054) que maneja los transistores de encendido (ECG159) de cada uno de los displays, al que se encuentra conectado un driver de corriente (ECG2032) el que maneja la corriente de cada uno de los display de ánodo común de 7 segmentos (NTE3078).

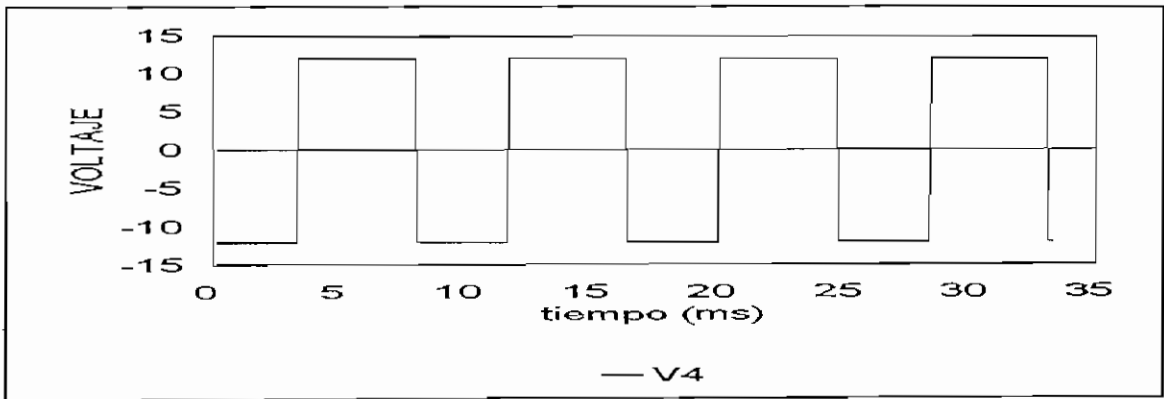
El capacitor C1 de $.22\mu F$ sirve para el circuito propio de integración del conversor, y el capacitor C2 de $.22\mu F$ es un filtro para la señal de entrada. El circuito se indica a continuación en el gráfico de la figura 2.23 Los potenciómetros P2 y P3 sirven para ajustar los valores extremos a ser indicados en el display, en este caso desde $0^{\circ}C$ hasta $150^{\circ}C$.

2.6. SIMULACIÓN DEL PROTOTIPO.

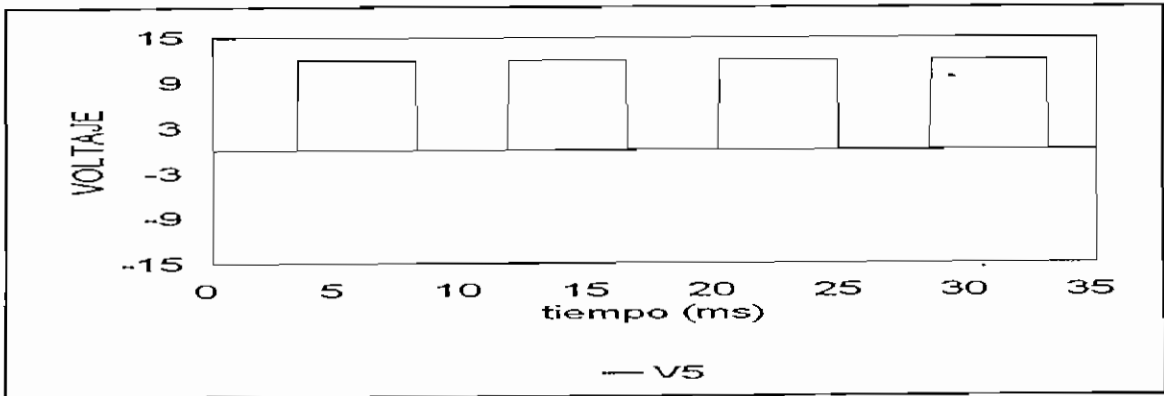
Para que se pueda simular el prototipo que se construye, es necesario que previamente se deban obtener las funciones de transferencia del actuador, de la planta y del bloque correspondiente a la medición; y, de esta manera conseguir el modelo del prototipo mediante función de transferencia.



a) Ondas de entrada al comparador.



b) Salida del comparador.



c) Salida del comparador rectificada.

Fig. 2.21. Formas de onda en circuito comparador.

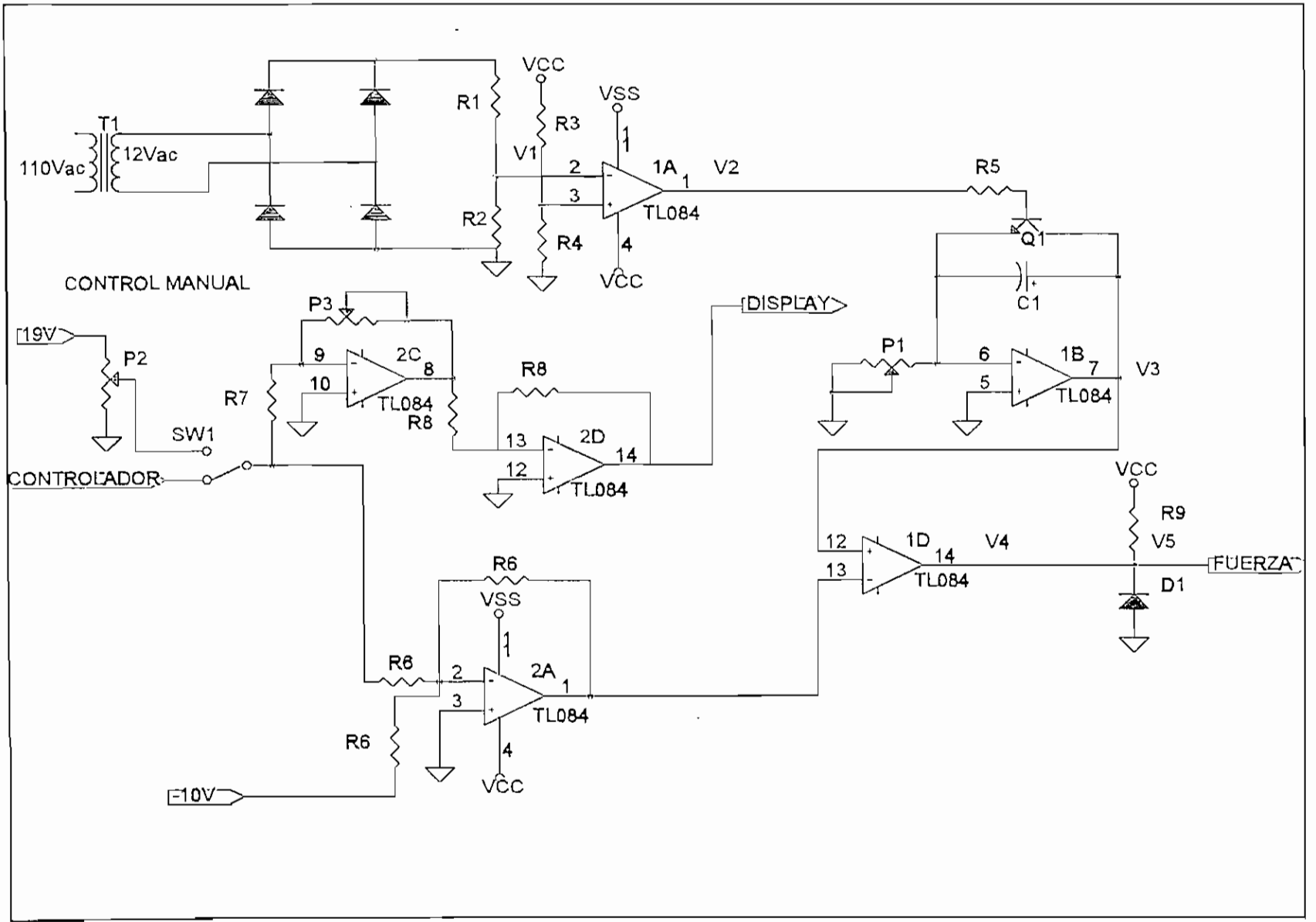


Fig. 2.22 Circuito de disparo

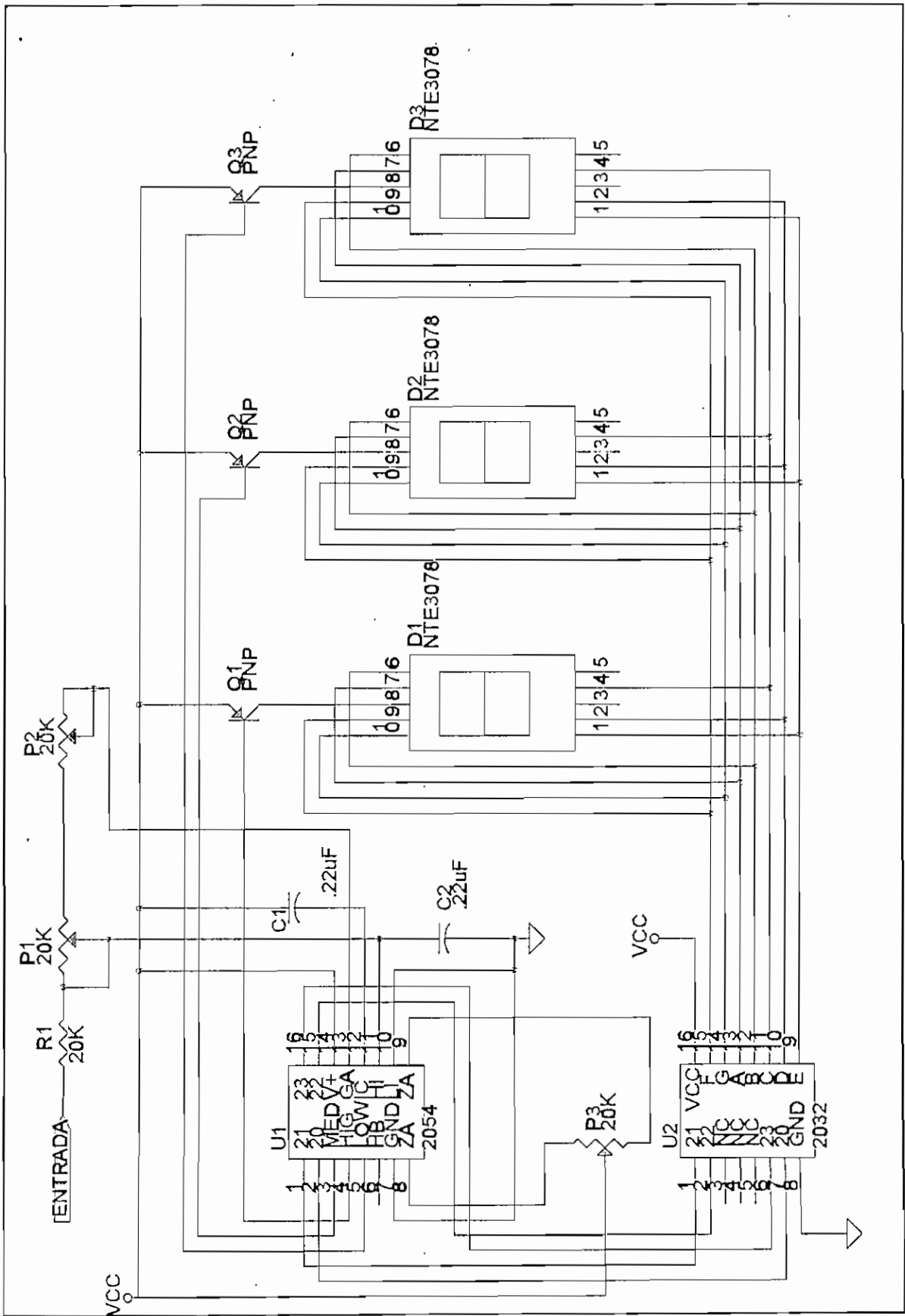


Fig. 2.23. Circuito de señalización



Adicionalmente se introduce un cambio respecto al sistema de control de temperatura indicado en la figura 1.1, que se refiere a que el bloque de realimentación que corresponde al acondicionamiento de la señal proveniente del sensor, se lo reubica a continuación del bloque de la planta, para realizar un control con variables eléctricas de voltaje estandarizadas entre 0V y 10V; y, de esta manera se tiene un sistema con realimentación unitaria, como se indica en la figura 2.24.

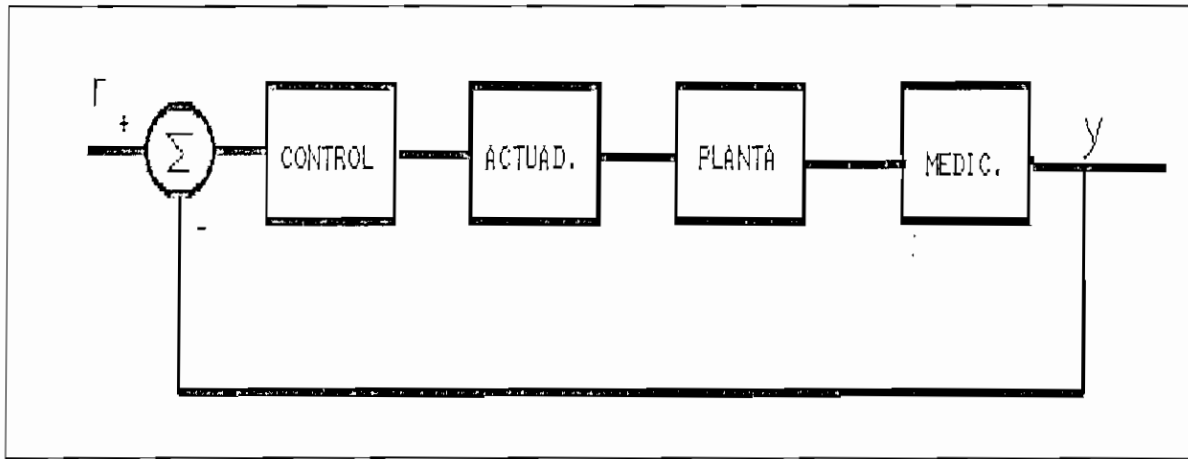


Fig. 2.24. Esquema de control para simulación.

2.6.1 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL ACTUADOR.

Como el actuador se halla conformado por dos circuitos: el de disparo y el de fuerza, es indispensable que se obtengan las funciones de transferencia de cada uno de éstos circuitos.

2.6.1.1 Función de transferencia del circuito de disparo.

En la función de transferencia del circuito de disparo (G_D) se tiene como variable de entrada la señal proveniente del controlador que es un voltaje normalizado entre 0V y 10V, y como salida el ángulo α comprendido en un rango idealmente entre 0° y 180° . La función de transferencia de este circuito, se puede aproximar de la siguiente manera:

$$G_D = \frac{K_D}{1 + s\tau_D}$$

Como la respuesta del circuito es prácticamente instantánea ante una variación del voltaje de referencia, el retardo se aproxima a cero y la función de transferencia es:

$$G_D = K_D$$

Para poder determinar la constante K_D es necesario tener la relación existente entre el voltaje de entrada al actuador (voltaje del controlador) y el ángulo de salida. Esta relación está dada por la curva de la figura 2.21 a) que relaciona la variación del voltaje de control y determina el punto de cruce con el diente de sierra para el disparo. Se utiliza aquí un medio ciclo con período de 8.33 msec. que corresponde a 180° .

En forma amplificada, se indica en la figura 2.25 la relación de voltaje de control a ángulo, en donde para un voltaje igual a 0V, el ángulo de disparo es 0° , y para un voltaje de control de 10V, el ángulo de disparo es 180° . Por lo tanto se determina la pendiente de la recta que es la constante K_D , partiendo de los puntos extremos de dicha recta.

$$K_D = \frac{180-0}{10-0} = 18 \left[\frac{\text{grados}}{V_{DC}} \right]$$

2.6.1.2. Función de transferencia del circuito de fuerza.

En el bloque correspondiente al circuito de fuerza, se tiene como señal de entrada el ángulo de disparo α y a la salida el voltaje rms que se aplica a la planta.

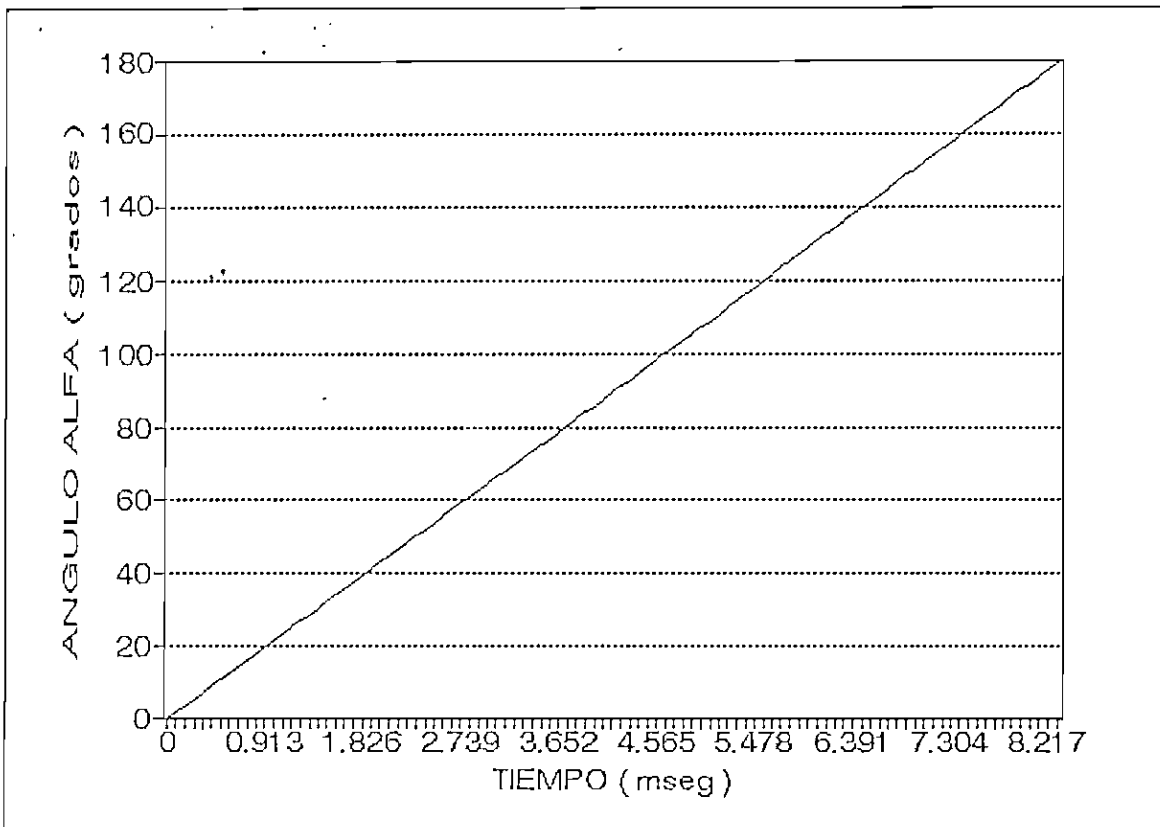


Fig. 2.25. Relación entre voltaje de control y ángulo alfa.

La relación entre el ángulo de disparo α y el voltaje V_{rms} esta dada por:

$$V_{rms}^2 = \frac{V_s^2}{T} \left[\int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2} s \sigma_1 \omega t)^2 - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} (\sqrt{2} s \sigma_1 (\omega t)^2) \right]$$

Realizando la integración respectiva, se obtiene:

$$V_{rms} = V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} s \sigma_1 2 \alpha \right) \right]^{1/2}$$

De esta ecuación se puede determinar el gráfico de V_{rms} versus α , como se indica

en la figura 2.26. De ésta relación, es factible aproximar a una función de transferencia G_F de primer orden. ✓

$$G_F = \frac{Vrms(s)}{\alpha(s)} = \frac{K_F}{1 + S\tau_F}$$

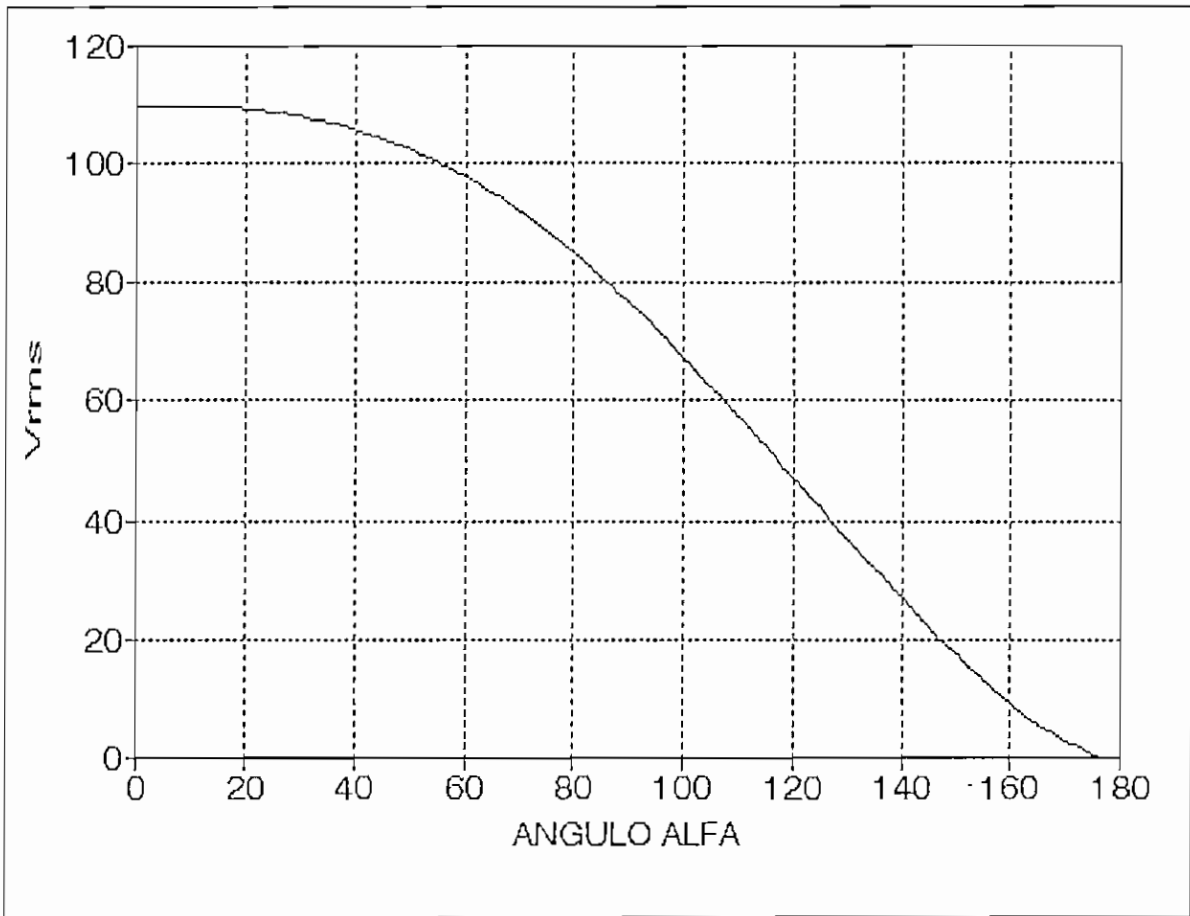


Fig. 2.26. Relación entrada salida en el circuito de fuerza.

La constante de tiempo para esta función de transferencia se toma como el promedio del tiempo cuando el ángulo de disparo es 0° y cuando es 180° , es decir, el promedio entre 0ms y 8,33ms, por lo que la función de transferencia es:

$$G_F = \frac{K_F}{1 + 4,165 \times 10^{-3} S}$$

✓

El valor K_F está dado por la ganancia del circuito de fuerza, y se lo puede determinar a base de linealizar la relación existente entre V_{rms} y el ángulo α . Para esto se toman dos puntos sobre la curva de la figura 2.26, que permiten tener la mejor linealidad posible, y que corresponden a valores de voltajes entre 20V y 80V; tal como se indica en la figura 2.27. Los puntos escogidos, corresponden entonces a los puntos: p1(86 ; 80) y p2(146 ; 20), por lo que la constante K_F se puede hallar como sigue:

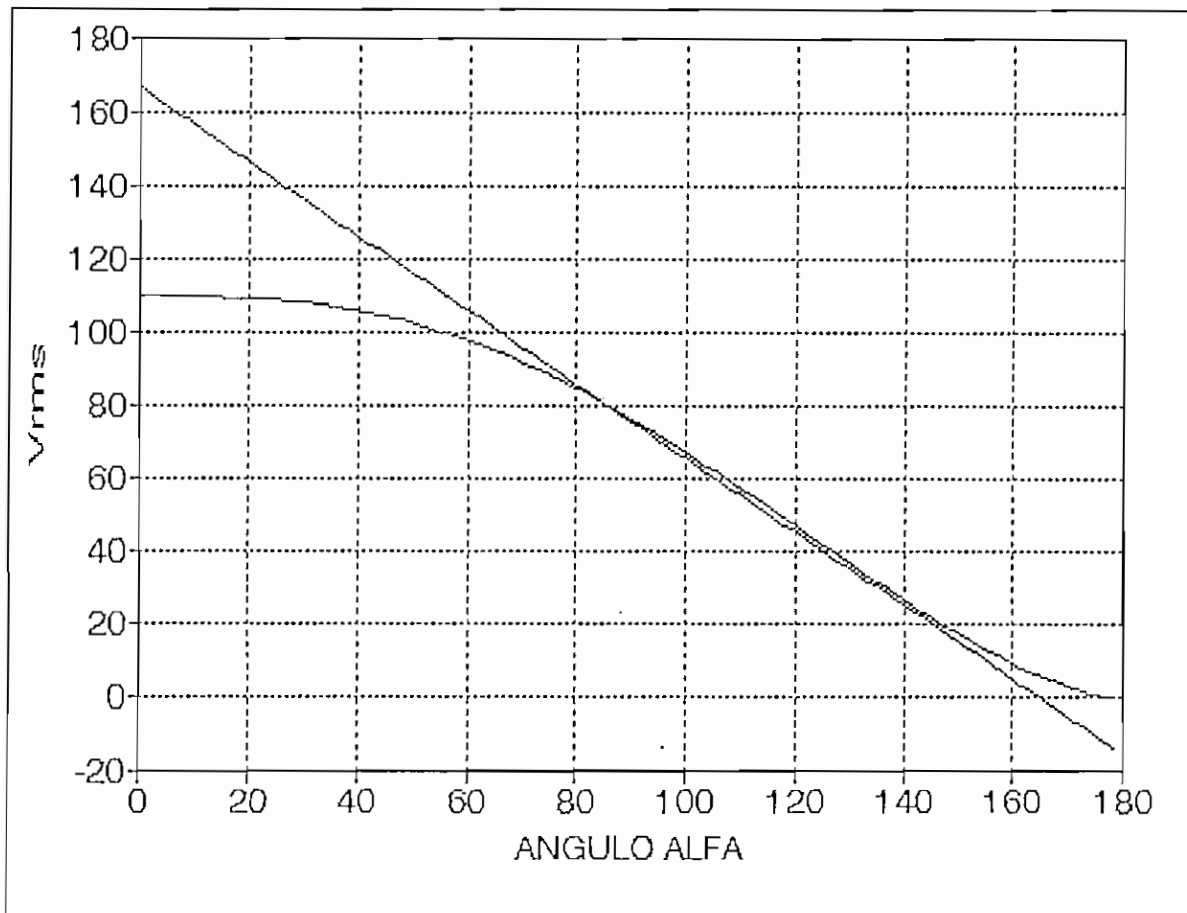


Fig. 2.27. Linealización de la curva V_{rms} vs. ángulo α

$$K_F = \frac{80-20}{86-146} = -1 \left[\frac{V_{rms}}{\text{grados}} \right]$$

✓

Quedando la función de transferencia::

$$G_F = \frac{-1}{1+4,165 \times 10^{-3} S} \left[\frac{V_{rms}}{\text{grados}} \right]$$

La función de transferencia total del actuador está dada por:

$$G_A = 18 \left[\frac{\text{grados}}{V_{dc}} \right] + \frac{-1}{1+4,165 \times 10^{-3} S} \left[\frac{V_{rms}}{\text{grados}} \right]$$

$$G_A = \frac{-18}{1+4,165 \times 10^{-3} S} \left[\frac{V_{rms}}{V_{dc}} \right]$$

Mediante la corrección realizada al utilizar el circuito inversor a la entrada del comparador, se cambia el signo, por lo que se tiene la función de transferencia total como sigue:

$$G_A = \frac{18}{1+4,165 \times 10^{-3} S} \left[\frac{V_{rms}}{V_{dc}} \right]$$

2.6.2. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE LA PLANTA.

El elemento que produce calor es la lámpara incandescente, la misma que recibe un



voltaje rms y produce un cambio de temperatura. La función de transferencia al igual que en los casos anteriores se aproxima a una de primer orden, de la siguiente manera.

$$G_p = \frac{K_p}{1 + \tau_p S}$$

El valor de la constante K_p se determina al establecer la relación existente entre el voltaje a la entrada de la planta y la temperatura a la salida, tal como se indica en la figura 2.28, en donde, se han tomado los valores de temperatura para una alimentación entre 0 Vrms y 110 Vrms.

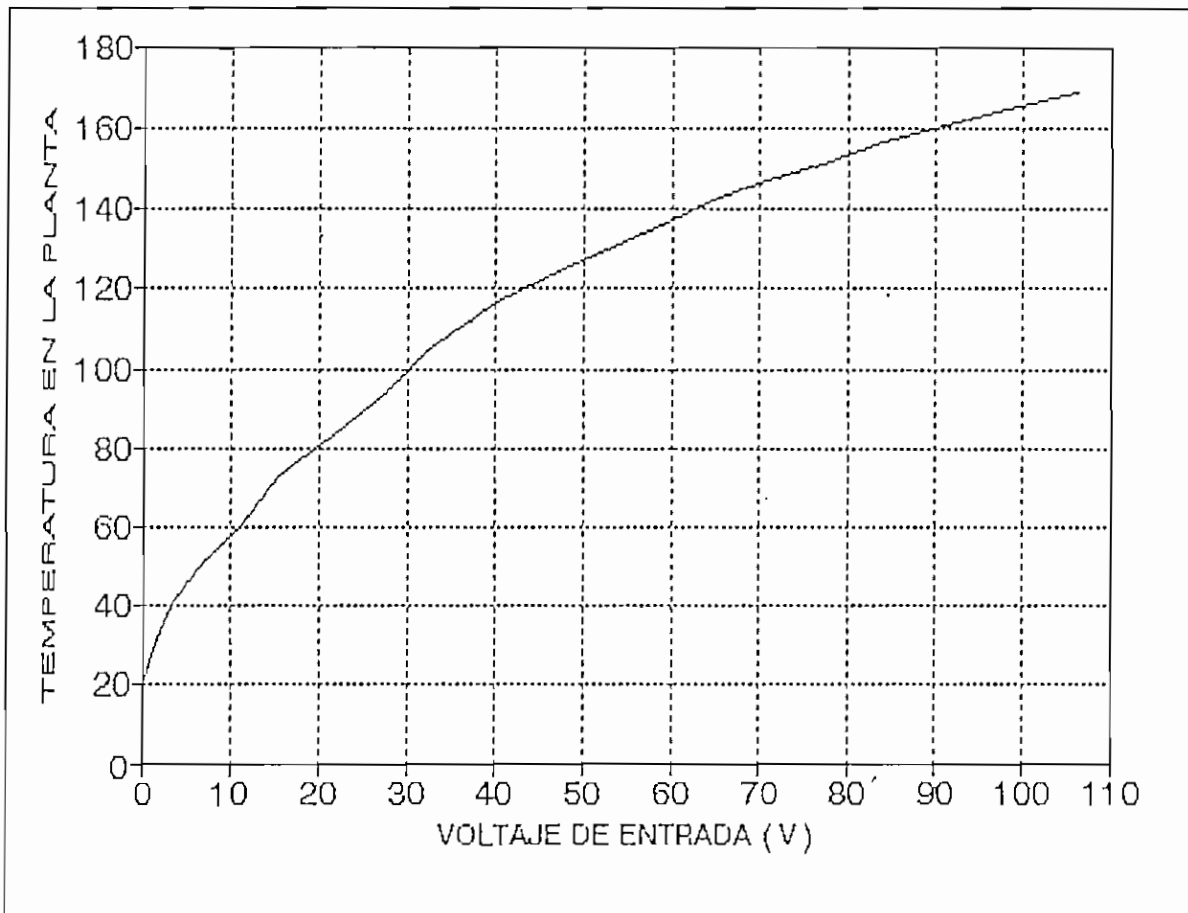


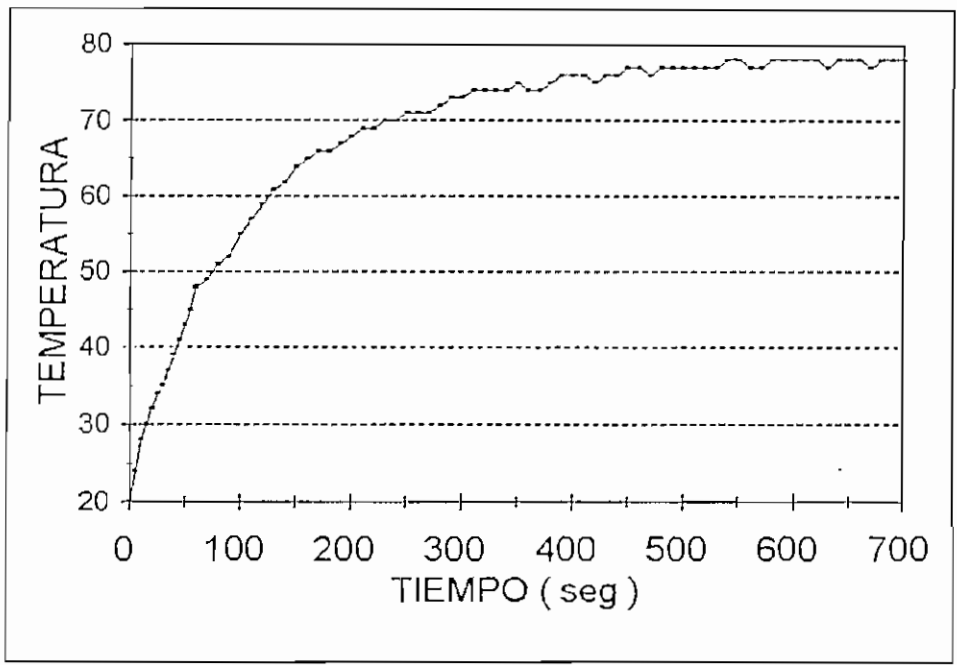
Fig. 2.28. Relación entre voltaje y temperatura en la planta.



Se escoge un punto de trabajo que corresponde a 21 Vrms, debido a que es un punto en el cual la luminosidad de la lámpara permite que se pueda apreciar los cambios que en ella se han de efectuar. En la misma figura se observa que la curva se puede linealizar entre 20 Vrms y 40 Vrms, que están dentro de los valores de linealización de la curva de la figura 2.28. Por lo que se toman precisamente esos puntos extremos para determinar el valor de la constante, es decir, p1(20 ,80) y p2(40 , 117):

$$K_p = \frac{117-80}{40-20} = \frac{37}{20} = 1,85 \left[\frac{\text{grados}}{\text{Vrms}} \right]$$

Este valor se puede aproximar a 1.90. Para determinar la constante de tiempo de la función de transferencia se trabaja en la región lineal anteriormente definida. De acuerdo al gráfico 2.28. cuando se tiene como entrada a la planta 21 Vrms, la temperatura final está en el orden de los 77°C. Luego de las mediciones respectivas, tomando el tiempo necesario para que la planta llegue a la temperatura final, se elabora el gráfico de la figura 2.29, el que indica la variación de la temperatura en la planta con el tiempo.



..... Fig. 2.29. Variación de temperatura con entrada de 21Vac

La constante de tiempo se determina en el momento de llegar al 63% de la temperatura final (82°C), es decir a 52°C en 60 segundos, que es la constante de tiempo.

La función de transferencia completa entonces queda de la siguiente manera:

$$G_P = \frac{1,9}{1+60S} \left[\frac{\text{grados}}{\text{Vrms}} \right]$$

2.6.3. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL SISTEMA DE MEDIDA.

En este caso se tienen dos sistemas de medición de temperatura, correspondientes tanto al sensor AD590JF, como a la termocupla tipo K, por lo que es necesario hallar dos funciones de transferencia.

2.6.3.1 Función de transferencia del sistema de medida con el sensor AD590JF.

Para este sistema es necesario recordar que la corriente de salida del sensor ingresa al transmisor TX57, el mismo que amplifica el nivel de corriente hasta valores comprendidos entre 4mA y 20mA.

Dicha corriente pasa a través de la resistencia de carga R_{LOAD} , en donde en el presente caso se mide el voltaje de caída sobre ésta resistencia, que es en definitiva la señal que se utiliza luego de la normalización a niveles estándares de 0V a 10V.

Todo el sistema de tratamiento de la señal se indica en el diagrama de bloques de la figura 2.30.

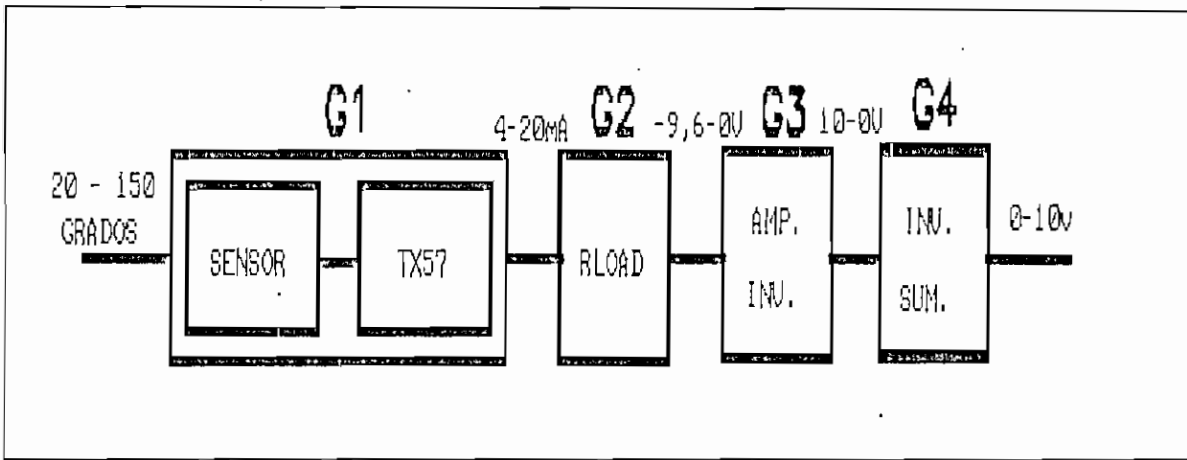


Fig 2.30. Diagrama del sistema de medición con el sensor AD590JF.

Cada una de las funciones de transferencia tiene la forma de primer orden:

$$G = \frac{K}{1 + \tau S}$$

Pero como la respuesta en el circuito que realiza este trabajo es casi instantánea, se aproxima la función de transferencia a una ganancia constante:

$$G = K$$

En el bloque correspondiente al sensor y al transmisor (G1), la relación es completamente lineal de acuerdo a lo indicado en el correspondiente manual y para una temperatura de 20°C corresponde una corriente de 4mA, y para 150°C, corresponde una corriente de 20mA, como se señala en la figura 2.5, por lo tanto la función de transferencia de acuerdo al diagrama de bloques de la figura 2.30, será:

$$G_1 = \frac{20-4}{150-20} = 0,12307 \left[\frac{mA}{^{\circ}C} \right]$$

En el bloque correspondiente a la resistencia de carga (G2), la corriente pasa por una resistencia de 600Ω , lo que produce una caída de voltaje de $-9,6V$ para $4mA$ y $0V$ para $20mA$, como lo indica la figura 2.31. Por lo que la función de transferencia queda de la siguiente manera:

$$G_2 = \frac{0 - (-9,6)}{20 - 4} = 0,6 \left[\frac{V}{mA} \right]$$

Para el bloque del amplificador inversor (G3), se tiene que para una entrada de $-9,6V$, la salida es $10V$ y para una entrada de $0V$, la salida es igualmente $0V$, como se indica en la figura 2.8, entonces se tiene una función de transferencia:

$$G_3 = \frac{10 - 0}{-9,6 - 0} = -1,04167$$

En el sumador inversor la transformación se hace de tal manera que para una entrada de $10V$, la salida sea $0V$, y para una entrada de $0V$, la salida sea $10V$, por lo que la función de transferencia es:

$$G_4 = \frac{10 - 0}{0 - 10} = -1$$

Con estos datos, la función de transferencia total, para el sistema de medida G_M , utilizando el sensor AD590JF, es la siguiente:

$$G_{MI} = G_1 * G_2 * G_3 * G_4$$

$$G_{MI} = 0,12307 \left[\frac{mA}{^\circ C} \right] * 0,6 \left[\frac{V}{mA} \right] * -1,04167 * -1 = 0,07691 \left[\frac{V}{^\circ C} \right]$$

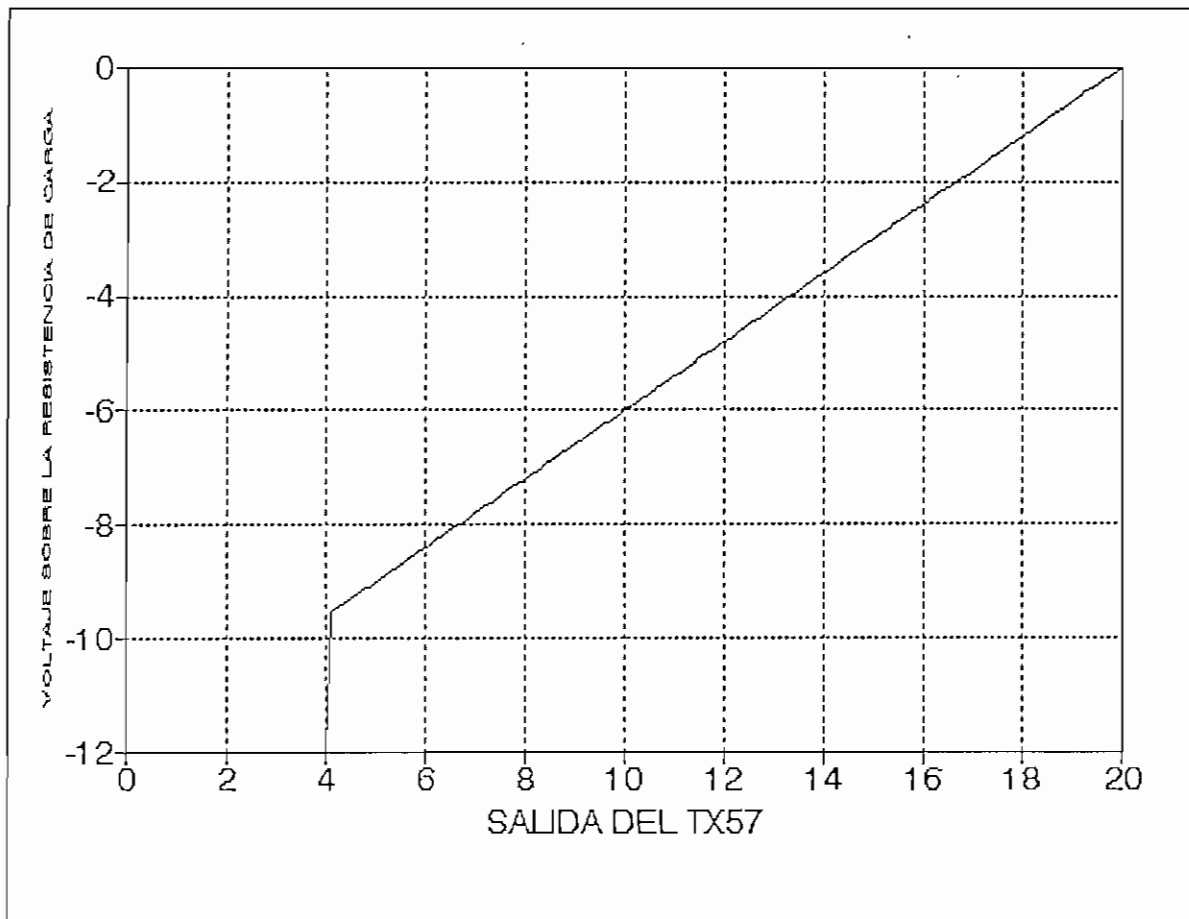


Fig. 2.31. Relación entrada salida en el bloque G2.

2.6.3.2. Función de transferencia del sistema de medida con la termocupla tipo K.

La termocupla tipo K, presenta una salida de milivoltios proporcional a la temperatura, la misma que ingresa a un amplificador, para poder tener la señal de trabajo adecuada.

En el módulo 80TK, la relación es totalmente lineal, para una temperatura de 20°C, se tiene una salida de 20mV y para 150°C, la salida es 150mV, por lo que la función de transferencia es:

$$G_5 = \frac{150-20}{150-20} = 1 \left[\frac{mV}{^\circ C} \right]$$

La relación entre la señal de salida de la termocupla y la señal amplificada se encuentra indicada en la figura 2.12, para ésta la función de transferencia es como sigue:

$$G_6 = \frac{10-0}{150-20} = 0,07692 \left[\frac{V}{mV} \right]$$

La función de transferencia total del sistema de medida G_{M2} es:

$$G_{M2} = 1 \left[\frac{mV}{^\circ C} \right] * 0,07692 \left[\frac{V}{mV} \right] = 0,07692 \left[\frac{V}{^\circ C} \right]$$

Por lo tanto:

$$G_{M1} = G_{M2} = G_M$$

2.6.4. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA TOTAL.

La función de transferencia total está dada por:

$$G_T = G_A * G_P * G_M$$

$$G_T = \frac{18}{1+4,165 \times 10^{-3}S} \cdot \frac{1,9}{1+60S} \cdot 0,0769$$

$$G_T = \frac{2,62998}{(1+4,165 \times 10^{-3}S)(1+60S)}$$

La función de transferencia indicada es una de segundo orden, pero como se puede apreciar el valor de 4,16 msec es muchísimo menor que 60 seg. que es el tiempo de calentamiento de la planta, por lo que es factible aproximar a la función de transferencia de primer orden:

$$G_T = \frac{2,62998}{1+60S}$$

Para efectos de simulación se puede aproximar la función de transferencia a una de la siguiente forma:

$$G_T = \frac{2,63}{1+60S}$$

Con el propósito de tener una idea del comportamiento de la planta, se va a realizar la simulación de dos formas:

En lazo abierto

En lazo cerrado con realimentación unitaria

2.6.5 RESPUESTA EN LAZO ABIERTO.

Para la simulación se utiliza el programa CAD CONTROL, el que permite tener gráficamente el comportamiento de la salida de la planta ante una entrada escalón

unitario, la misma que se indica en la figura 2.32

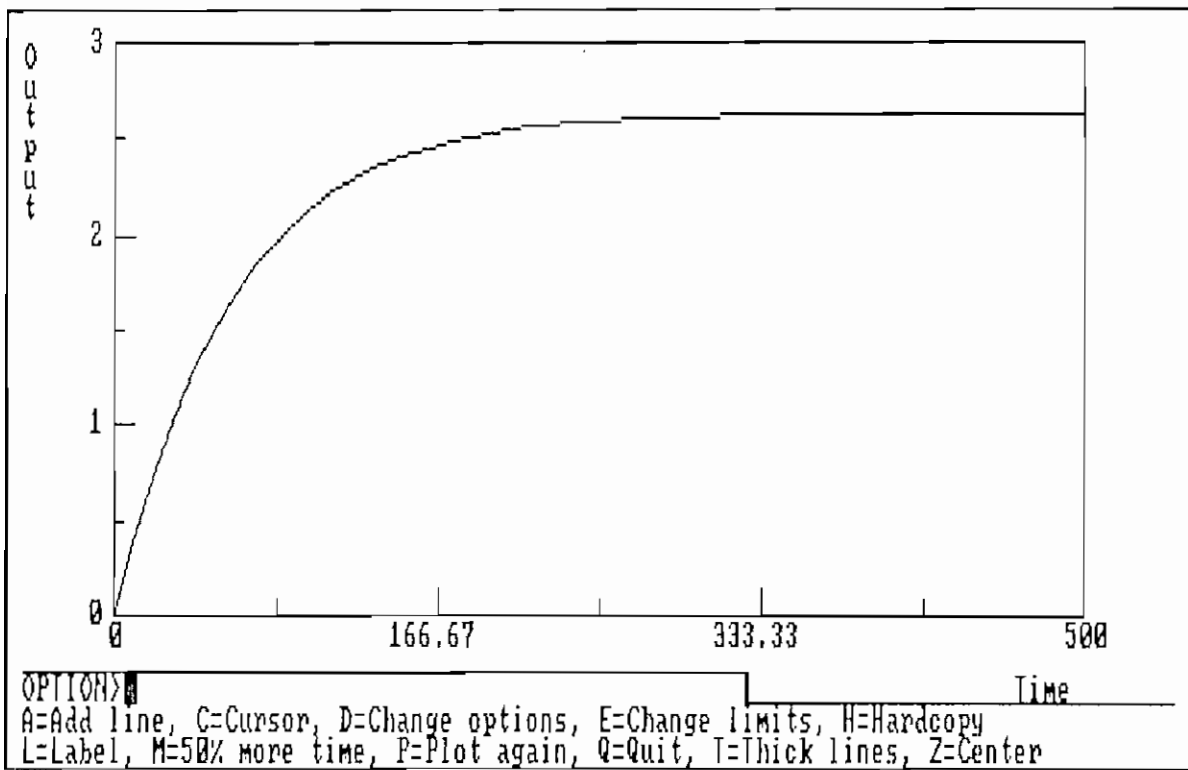


Fig. 2.32. Simulación en lazo abierto.

De la figura 2.32 se pueden obtener las siguientes características de respuesta:

Valor final: 2,63

Constante de tiempo: 59,3 seg.

Tiempo de estabilización: 237 seg.

Error en estado estable: 163%

2.6.6. RESPUESTA EN LAZO CERRADO.

Al igual que en el caso anterior se realiza la simulación de la planta, pero en lazo cerrado con realimentación unitaria, cuya respuesta se indica en la figura 2.33

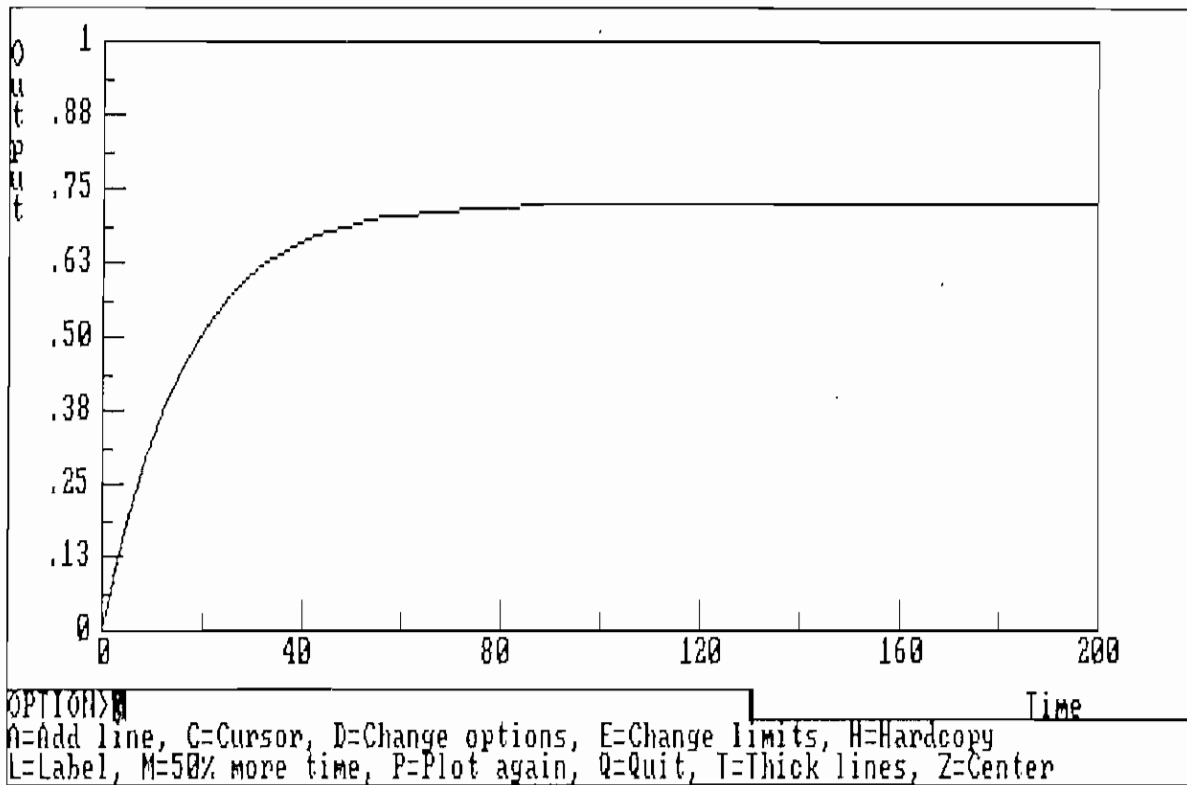


Fig. 2.33. Simulación de la función de la planta en lazo cerrado.

De la figura 2.33 se pueden obtener las siguientes características de respuesta:

Valor Final: 0,725

Constante de tiempo: 16,3 seg.

Tiempo de estabilización: 65,2 seg.

Error en estado estable: 27,5%

2.6.7. RESPUESTA DEL SISTEMA CON CONTROL.

El cálculo de la función de transferencia del control se lo realiza en el capítulo tres, pero en este numeral se lo utiliza con el propósito de poder realizar la simulación de la planta con control.

La función de transferencia del control es la siguiente:

$$G_C = \frac{60S+1}{s}$$

Por lo que la función completa es:

$$G_T = G_P \cdot G_C$$

$$G = \frac{2,63}{s}$$

La simulación se indica en la figura 2.34.

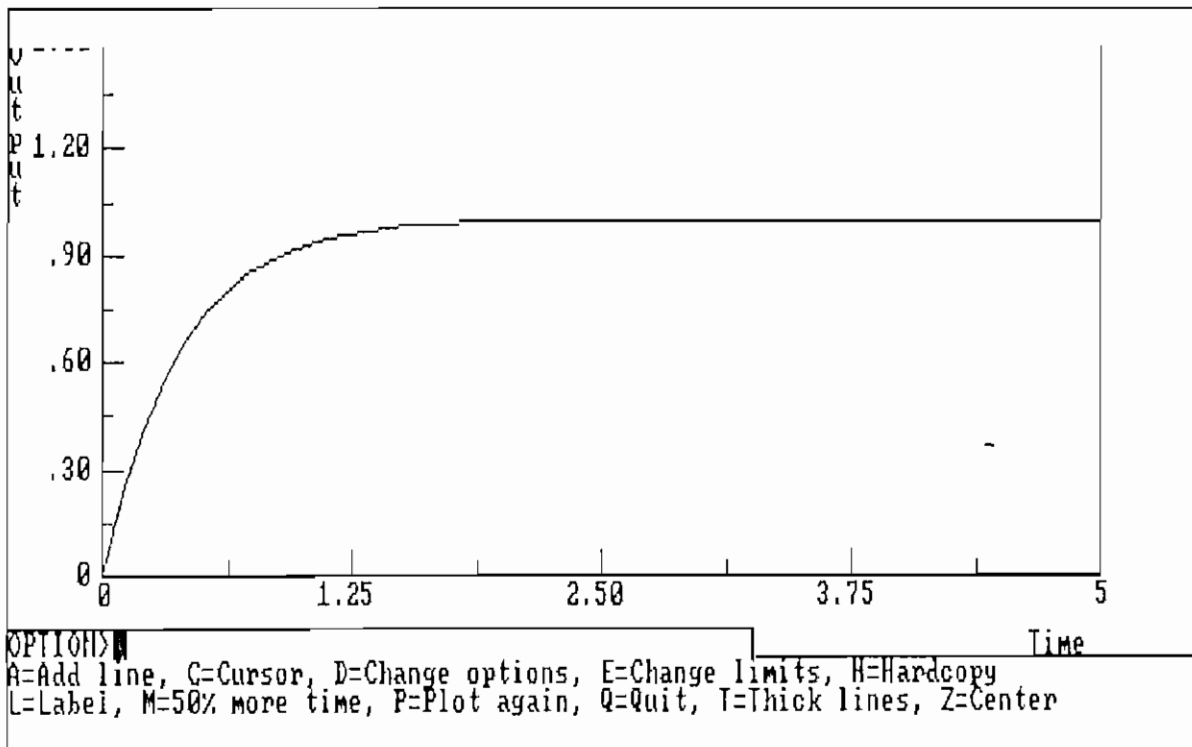


Fig. 2.34. Respuesta con control.

De la figura 2.34 se pueden obtener las siguientes características:

Valor final: 1

Constante de tiempo: 0,38 seg.

Tiempo de estabilización: 1,52 seg.

Error en estado estable: 0%



2.6.8 SIMULACIÓN DE LA SEÑAL DE CONTROL

Para la señal de control la simulación se indica en la figura 2.35, se parte de la función de transferencia con control, de donde se deduce la función de transferencia del control:

$$G_c = \frac{2,63}{60S+1}$$

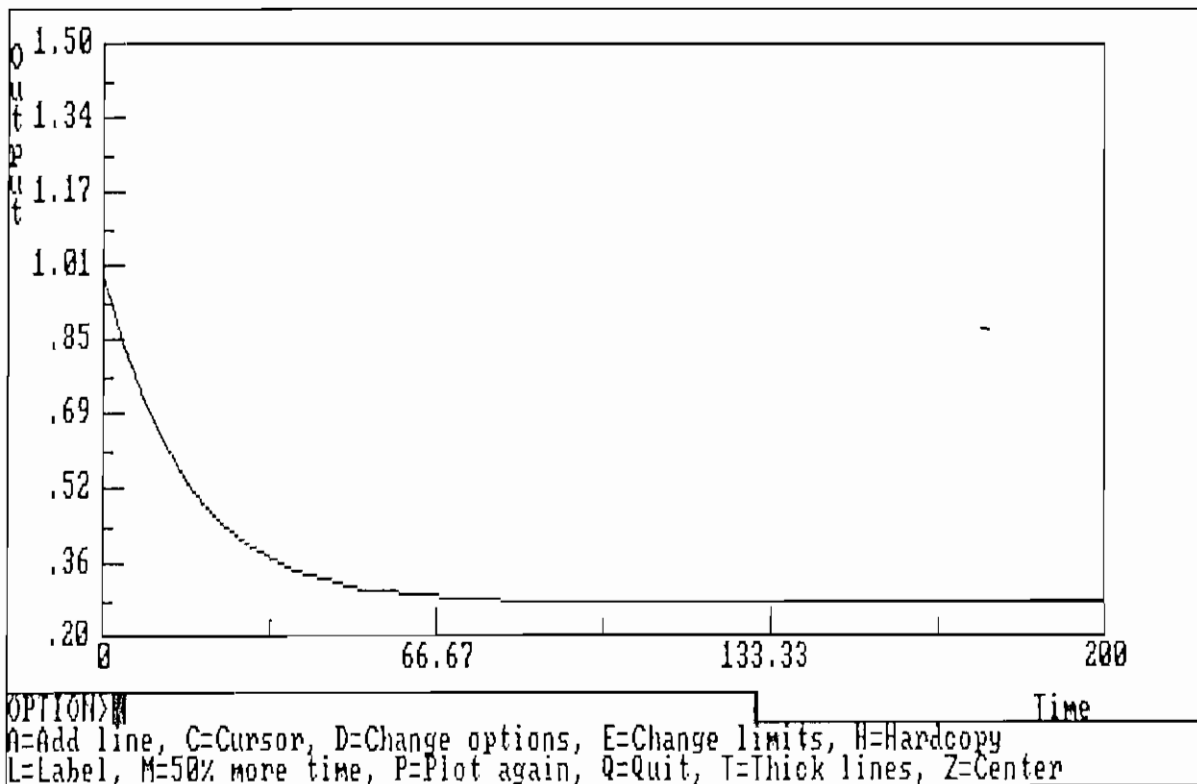


Fig. 2.35. Señal de control.

2.7. CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO

El prototipo está construido en una caja hecha en acrílico blanco no transparente, cuya forma y dimensiones se indican en la figura 2.36, en donde se ubica toda la circuitería necesaria para su funcionamiento, mientras que en el exterior de la misma, en la parte superior se encuentran todas las formas de señalización y de control. Por separado se construye la planta que esta compuesta por la lámpara, los sensores y el ventilador para el control ON-OFF, con sus respectivos cables para conexiones.

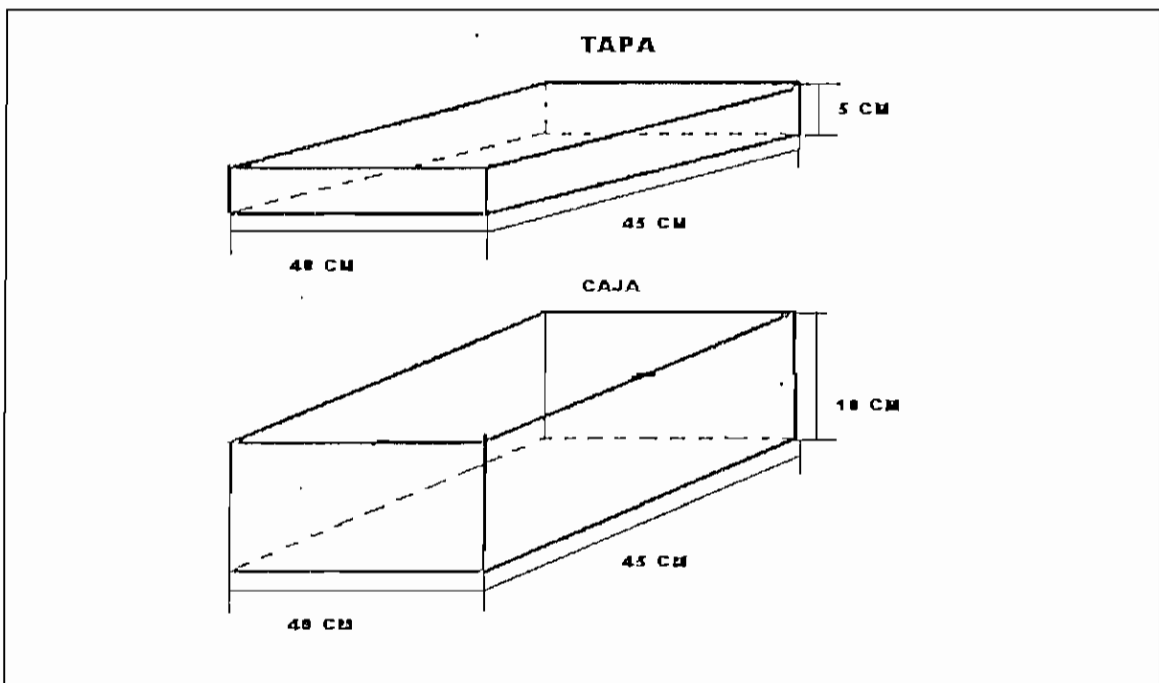


Fig. 2.36. Caja para la construcción del modulo de control de temperatura

En el interior de la caja se hallan distribuidas; la fuente, las tarjetas de los diferentes tipos de control y acondicionamiento de señales, los amplificadores de los sensores, la tarjeta MCPD51, circuito de disparo, transformador, manejo de teclado.

En la figura 2.37 se indica la función de cada una de las tarjetas.

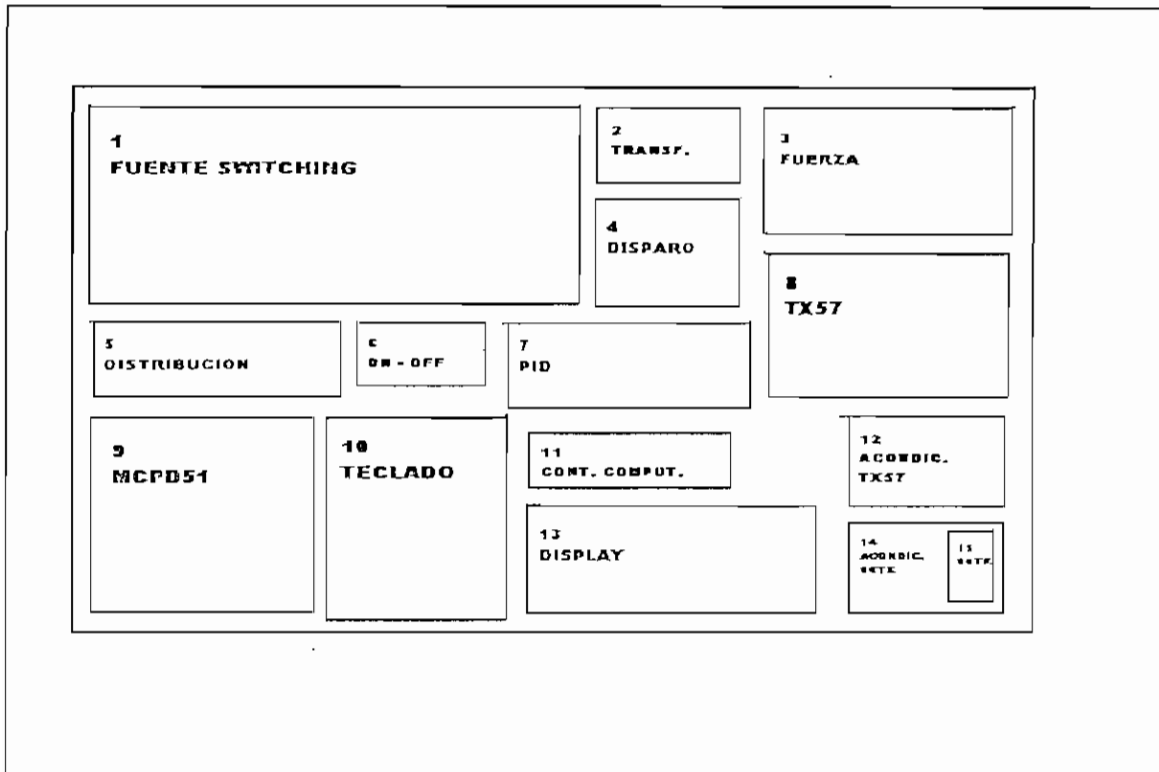


Fig. 2.37. Distribución de las tarjetas.

1. **FUENTE SWITCHING.** La encargada de energizar todas las tarjetas y componentes del módulo. Sus características se indican al inicio de este capítulo.
2. **TRANSFORMADOR.** Util para aislar eléctricamente el circuito de disparo y bajar el nivel de voltaje de trabajo de dicho circuito.
3. **CIRCUITO DE FUERZA.** Envía el voltaje adecuado a la planta (Control de fase directa) de acuerdo a la señal del circuito de disparo.
4. **CIRCUITO DE DISPARO.** De acuerdo a la señal proveniente tanto del sistema de lazo abierto como de cualquiera de los controles, genera el ángulo de disparo.
5. **DISTRIBUCIÓN DE VOLTAJE.** Con el objeto de facilitar la conexión de los voltajes de alimentación para cada una de las tarjetas. Los voltajes que se distribuyen son: +12V, -12V, +5V, +10V, GND.
6. **ON - OFF.** Al igual que los otros circuitos de control tiene: dos entradas,

temperatura de referencia y temperatura medida con los sensores, y su función es la de encender y apagar un ventilador para de esa manera tratar de mantener estable la temperatura.

7. PID. Esta tarjeta realiza la función de control PID análogo, para lo cual existen dos entradas: la de la temperatura de referencia y la de la temperatura medida, una salida hacia el circuito de disparo y tres potenciómetros para determinar los valores de las constantes K_p , K_i y K_d .

8. TX57. El transmisor de temperatura TX57, que amplifica la señal proveniente del sensor AD590JF y cuyas características han sido indicadas ampliamente en el numeral 2.2.2.

9. MCPD51. Esta tarjeta contiene toda la circuitería necesaria para el funcionamiento del microcontrolador 8751, y está conectada a un teclado para el ingreso de datos, recibe y envía datos a través de los conversores, mientras ejecuta el programa para realizar control PID.

10. TECLADO. Esta tarjeta contiene el sistema de decodificación 74C922 para manejo de teclado y de esta manera permitir que se puedan ingresar datos al microcontrolador; además, recibe los valores de voltaje desde el conversor D/A y lo envía al circuito de disparo; y, los valores de la temperatura medida hasta el conversor A/D.

11. CONTROL COMPUTARIZADO. Contiene el interfase para enviar y recibir los datos hacia y desde el computador que será el que ejecute el programa de control.

12. AMPLIFICADOR TX57. Permite que la señal proveniente del transmisor de temperatura TX57 pase a niveles estándares para el módulo, es decir entre 0V equivalentes a 20 grados centígrados y 10V equivalentes a 150 grados centígrados.

13. DRIVER DISPLAY. Son dos tarjetas que manejan a cada grupo de tres display de 7 segmentos que indican los valores de referencia y temperatura medida.

14. ACONDICIONAMIENTO 80TK. Permite que los valores provenientes del módulo de temperatura 80TK, pasen a niveles entre 0V y 10V.

✓

15. 80TK. Este módulo compatible con multímetros FLUKE, convierte la señal de la termocupla en una variación de un milivoltio por cada grado centígrado, la información correspondiente se halla en el numeral 2.2.4.

Por otro lado en la tapa se ubican los elementos de señalización y manejo del prototipo, cuya función se indica a partir del gráfico de la figura 2.38.

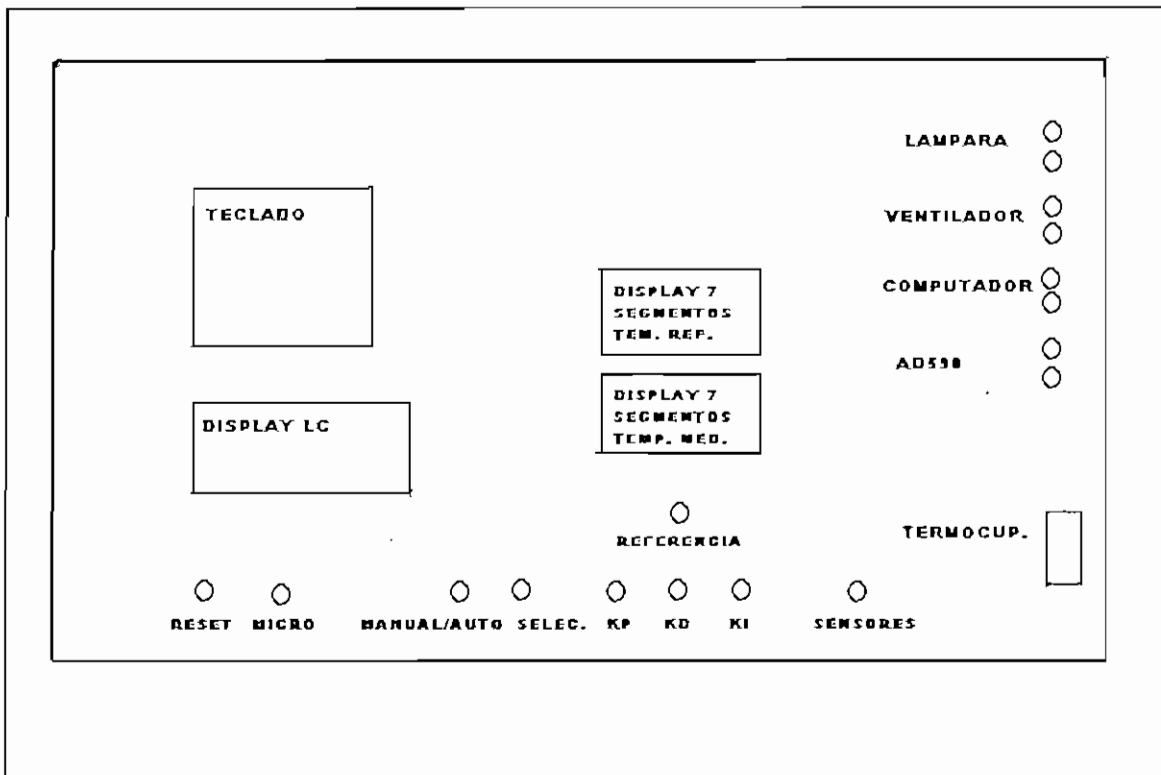


Fig. 2.38. Distribución de elementos para manejo del módulo.

TECLADO. Para el ingreso de los datos de temperatura de referencia y constantes para control PID digital.

DISPLAY LC. De cristal líquido en donde se indican los valores de la temperatura medida conforme se realiza el control,

DISPLAY 7 SEGMENTOS TEMP. REF. Se indica el valor de la temperatura de referencia para el sistema análogo.

DISPLAY 7 SEGMENTOS TEMP. MED. Se indica el valor de temperatura en la planta durante el control análogo.

la planta durante el control análogo.

LÁMPARA. Para conectar la planta desde el circuito de fuerza.

VENTILADOR. Conecta el ventilador para control ON-OFF.

COMPUTADOR. Se conecta para realizar control utilizando el computador.

AD590. Permite conectar el sensor AD590 con el transmisor TX57

TERMOCUPLA. Permite conectar la termocupla con el módulo 80TK.

REFERENCIA. Potenciómetro para determinar el valor de la temperatura de referencia durante el control análogo.

RESET. Pulsador para reiniciar el programa del microcontrolador.

MICRO. Switch que permite acceder al control, utilizando el microcontrolador 8751.

MANUAL/AUTO. Switch que determina si se realiza control análogo automático o manual.

SELEC. Selector para escoger entre tipo de control PID análogo, ON-OFF o computarizado.

KP, KD, KI. Potenciómetros que determinan las constantes para el control PID análogo.

SENSORES. Switch para escoger el tipo de sensor a ser utilizado, es decir, termocupla o AD590.

La planta está construida en una base metálica con paredes de acrílico, en donde se ubican los sensores, la lámpara incandescente y el ventilador. En la figura 2.39 se indican la dimensiones de la planta, la misma que tiene además los cables necesarios para que se conecten a los sitios adecuados en al modulo de control.

En el anexo A se indican fotografías del equipo.

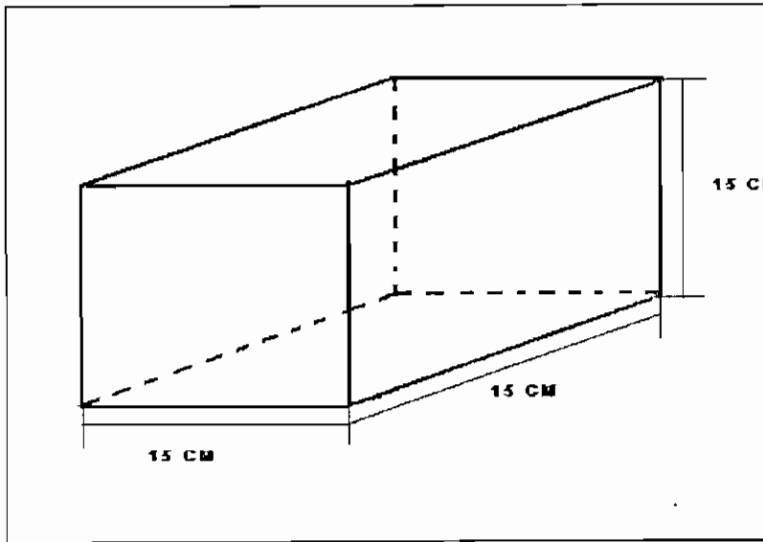


Fig. 2.39. Planta para el sistema de control.



CAPITULO III: ESQUEMAS DE CONTROL

3.1 Introducción.

3.2 Control Análogo.

3.3 Interfase y aplicación al control digital.

3.4 Control a base de microcontrolador.

3.5 Control ON - OFF.

3.1. INTRODUCCIÓN.

Una vez que se tiene totalmente establecido el modelo sobre el cual se ha de realizar el control, es necesario entonces, realizar el diseño y la adecuación de los sistemas que han de controlar la planta.

En esta tesis se ha planteado cuatro formas de control:

- Control de tipo PID análogo
- Control digital, utilizando un computador personal
- Control a base de microcontrolador, utilizando el 8751
- Control ON - OFF.

3.2 CONTROL ANÁLOGO.

La mayoría de los controladores PID de tipo industrial, tienen la siguiente forma:

$$G_c(s) = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right]$$

En donde:

K_p = Constante proporcional.

T_i = Tiempo de reset o integral.

T_d = Tiempo derivativo.

Lo que indica que la constante proporcional afecta a todo el sistema de control. Desarrollando esta función de transferencia se tiene:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_p}{T_i s} + K_p T_d s = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right)$$

Por lo tanto las constantes; integral (K_i) y derivativa (K_d) son:

$$K_i = \frac{K_p}{T_i}$$

$$K_d = K_p * T_d$$

3.2.1 CIRCUITO CONTROLADOR PID.

Para poder realizar el control tipo PID análogo se ha implementado un circuito como se indica en la figura 3.1, en el que utilizan amplificadores operacionales en las configuraciones de: circuitos amplificadores inversores, circuito integrador y circuito derivador.

La señal que ingresa a éste circuito proviene del sumador inversor que es en donde se realiza la comparación entre la referencia y la realimentación. Los potenciómetros P1, P2 y P3 sirven para fijar los valores de las constante K_p , K_i y K_d respectivamente. A la salida del controlador se encuentra un amplificador inversor adicional para que sume las señales y convierta en positiva la señal de control a ser utilizada.

Partiendo de la función de transferencia encontrada en el capítulo anterior y mediante la técnica de cancelación de polos y ceros, es factible encontrar los valores de las constantes: proporcional, integral y derivativa (K_p , K_i y K_d), los mismos que se ajustan de acuerdo a las pruebas realizadas sobre el prototipo.

Con el sistema de control realimentado de la figura 3.2, en el que se tiene la función de transferencia total del sistema y del controlador; se puede proceder a calcular los valores de las constantes.

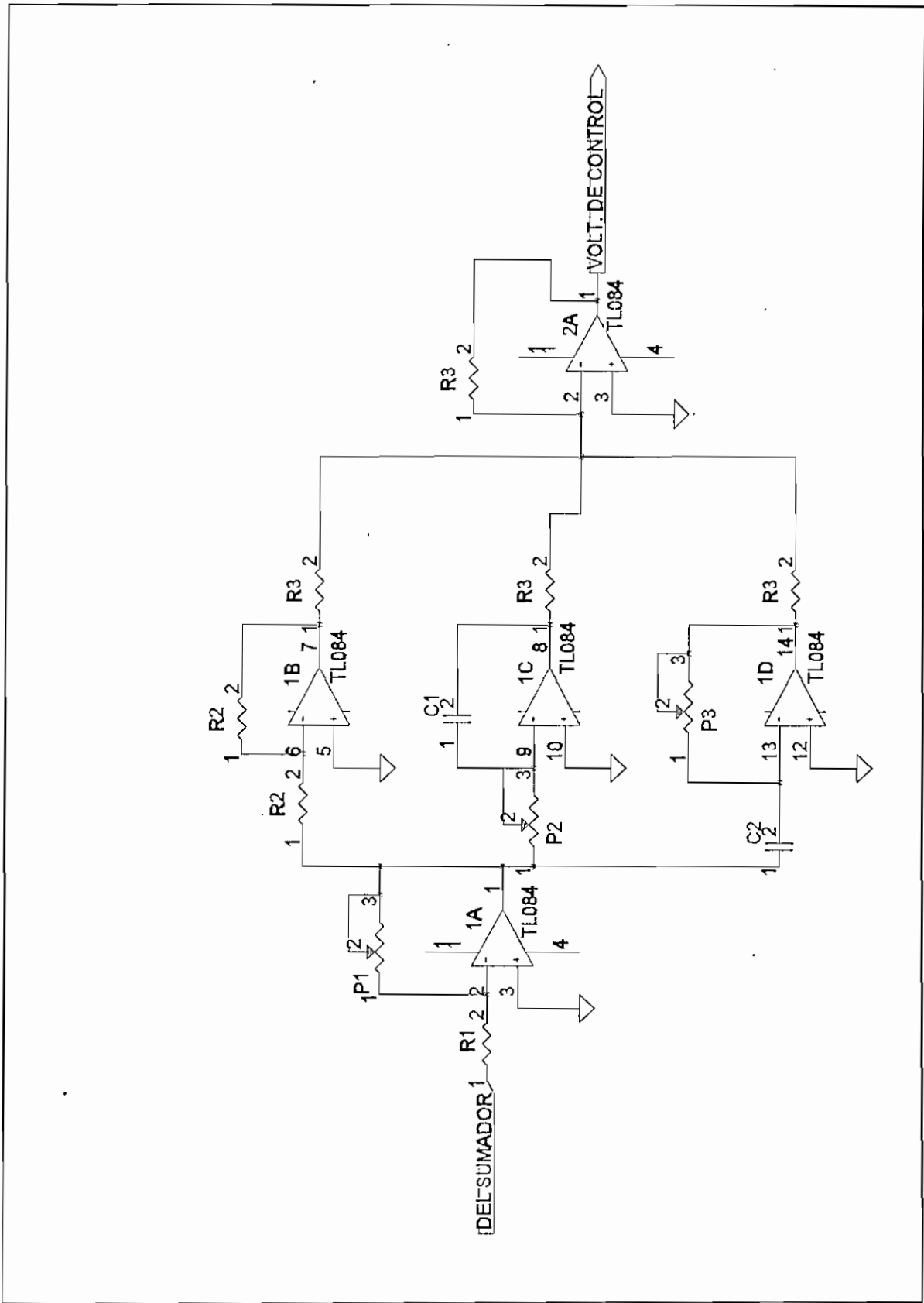


Fig. 3.1. Circuito de control análogo.

La función de transferencia total del sistema está dada por:

$$G(S) = G_c(S) * G_T(S)$$

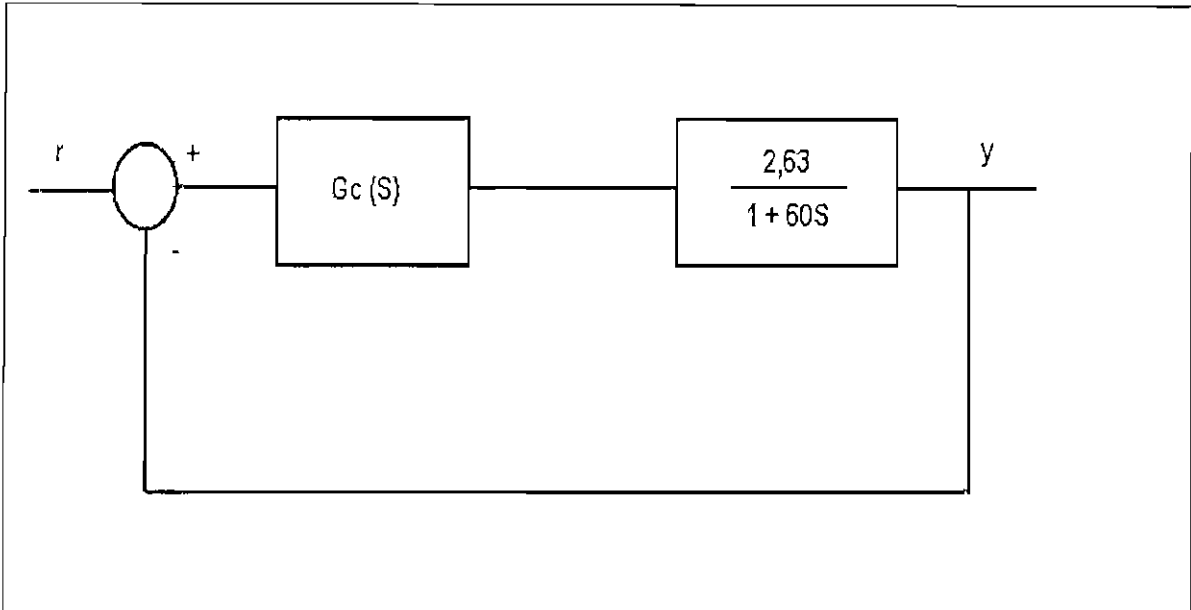


Fig. 3.2. Sistema de Control realimentado.

La función de transferencia para un control tipo PI tiene la siguiente forma:

$$G_c(S) = K_p + \frac{K_i}{S}$$

La misma función de transferencia puede ser escrita de la siguiente manera:

$$G_c(S) = \frac{K_i \left(\frac{K_p}{K_i} S + 1 \right)}{S}$$



Queda entonces la función de transferencia G(S) de la forma:

$$G(S) = \left(\frac{K_i \left(1 + \frac{K_p}{S} \right)}{K_i} \right) \left(\frac{2,63}{1+60S} \right) = \frac{2,63K_i}{S}$$

Para la cancelación de polos y ceros se tiene:

$$\frac{K_p}{K_i} = 60$$

Ubicando el polo de lazo cerrado en -2,63 se tiene $K_i = 1$, entonces $K_p = 60$. Como se aproximó la función de la planta a una de primer orden, es suficiente un control PI, y no es necesario tener el valor de la constante K_d , pero se lo utiliza por razones pedagógicas. Con estas consideraciones se tiene como rango de variación de las constantes el siguiente:

K_p de 0 a 80

K_i de 0 a 5

K_d de 0 a 3

Para que se tengan estos rangos de variación de las constantes se seleccionan valores adecuados en el circuito de control PID indicado en la figura 3.1.

Como la constante K_p está dada por la relación $P1/R1$, se escogen valores con $P1 = 8,2K\Omega$ y $R1 = 1K\Omega$.

De la definición del tiempo de reset o integral y tomando en cuenta la figura 3.1, se desprende lo siguiente:

$$T_i = \frac{K_p}{K_i} = 60 = P_2 \cdot C_1$$

Por lo tanto $C_1 = 100\mu\text{f}$ y se escoge $P_2 = 1\text{M}\Omega$ para tener espacio para seleccionar el valor K_i . Para determinar el valor de la constante K_d , se toma la función de transferencia completa, es decir:

$$G_T = \frac{2,63}{(1+4,165 \times 10^{-3}S)(1+60S)}$$

La función de transferencia del control es:

$$G_c(S) = K_p + \frac{K_i}{S} + K_d S$$

Desarrollando las dos funciones de transferencia y aplicando la técnica de cancelación de polos y ceros, se llega a lo siguiente:

$$G(S) = \left(\frac{K_d S^2 + K_p S + K_i}{S} \right) \left(\frac{2,63}{0,25S^2 + 60S + 1} \right)$$

De donde:

$$K_d = 0,25$$

Se tiene que:

$$T_d = \frac{K_d}{K_p} = \frac{0,25}{60} = 0,00416$$

De la figura 3.1 el tiempo derivativo está dado por:

$$T_d = C2 \cdot P3$$

Si se parte de $C2 = 10\mu\text{f}$.

$$P3 = \frac{0,00416}{10^{-6}} = 416$$

Para una variación de K_d de 0 a 3 se escoge $P3 = 4,12\text{K}\Omega$

3.3 INTERFASE Y APLICACIÓN AL CONTROL DIGITAL COMPUTARIZADO

Para el control digital se utilizan en esta tesis algoritmos y subrutinas de control, desarrollados en otros trabajos, para lo cual la señal de realimentación ingresa a una tarjeta de adquisición y salida de datos, de ésta misma tarjeta proviene la señal de control, la misma que está conectada a un computador digital y trabaja con niveles de voltaje comprendidos entre 0V y 10V. Se utiliza la tarjeta DAS 128¹ que está acoplada a un computador del Laboratorio de Control, el mismo que dispone de un programa de control digital directo.²

Para que se pueda tener la comunicación respectiva entre el computador y el

¹ Cevallos F. "Diseño y Construcción de una Tarjeta de Adquisición de Datos para Computadores Personales", Tesis de grado E.P.N., 1.993

²Fustillos P. "Algoritmos Para Control Digital Directo", Tesis de grado E.P.N., 1.994

prototipo, se utiliza un amplificador operacional en la configuración de seguidor de emisor, como se indica en la figura 3.3.

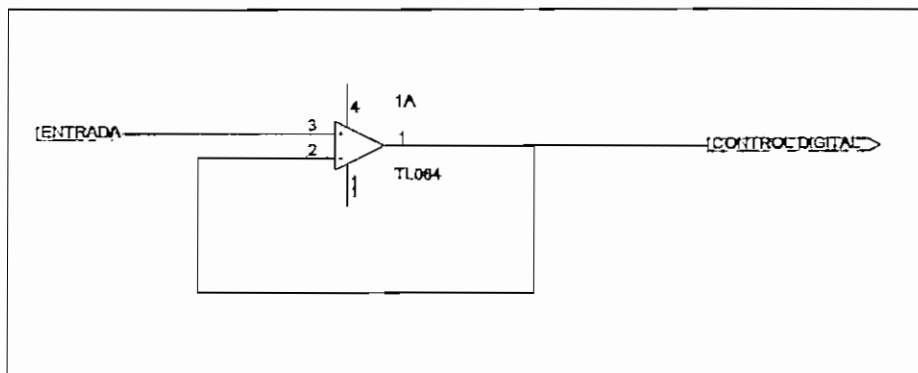


Fig. 3.3. Circuito de interfase para control digital

3.4 CONTROL A BASE DE MICROCONTROLADOR.

Para poder realizar este tipo de control se utiliza la tarjeta MCPD51, la misma que tiene las siguientes características:

Es compatible con los microcontroladores Intel de la familia MCS51, como: 8031, 8051 y 8751. En el presente caso se trabaja con el Intel 8751H.

Utiliza un reloj de cristal de 7,3728Mhz.

Un pÓrtico digital bidireccional de 8 bits.

Dos pÓrticos digitales de salida de 8 bits.

PÓrtico digital de entrada de 8 bits.

PÓrtico digital de entrada de ocho bits con opción para un dip switch en la tarjeta.

PÓrtico digital de entrada de 8 bits, con opción para generar interrupción externa.

Convertor de entrada AD con resolución de 8 bits.

Convertor de salida DA con resolución de 8 bits.

El esquema de control digital a base de microcontrolador utiliza la configuración

indicada en la figura 3.4.

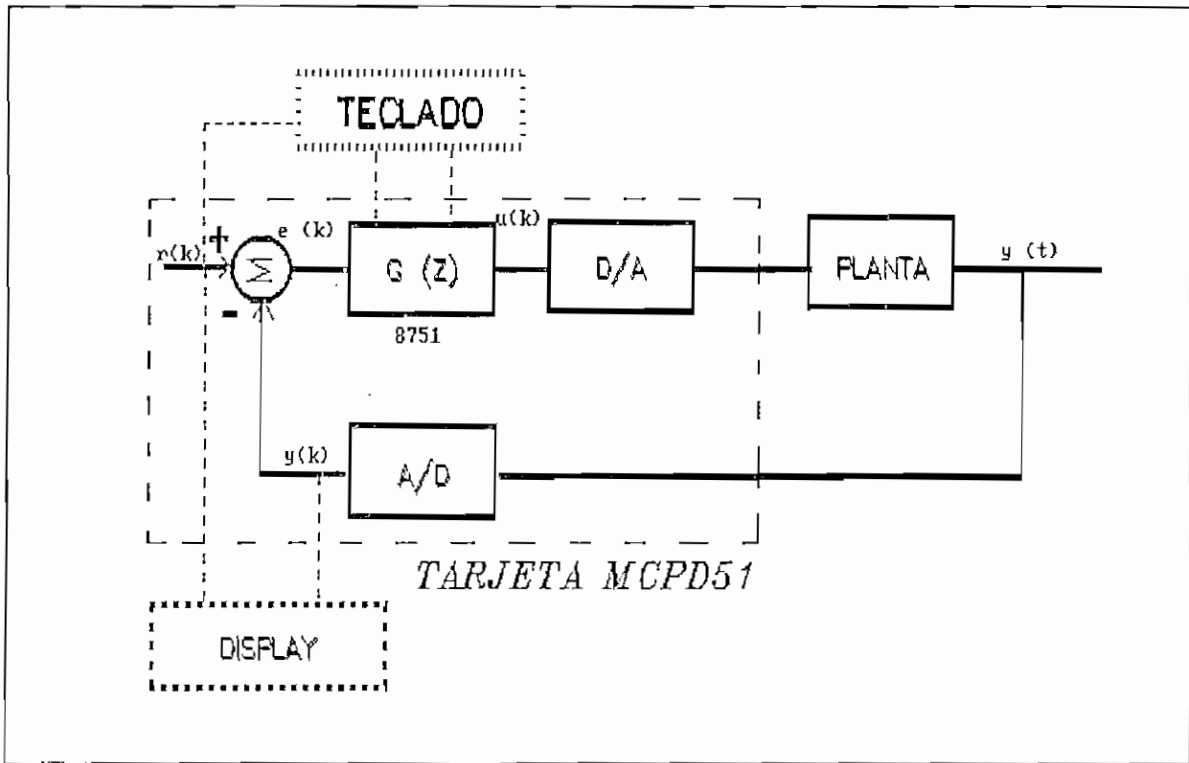


Fig 3.4. Configuración del sistema de control con el microcontrolador 8751.

Para el ingreso de los valores de referencia $r(k)$ y las constantes de control correspondientes, se utiliza un teclado con su respectivo circuito de decodificación 74C922, el mismo que se debe conectar a la tarjeta MCPD51. La visualización de los valores ingresados, así como la temperatura real, se lo hace a través del display de cristal líquido marca PHILIPS, modelo LTN211.

Para que el sistema de control a base del microcontrolador Intel 8751H funcione es necesario que se escriba un programa en lenguaje ensamblador, el mismo que de manera general debe realizar las siguientes operaciones:

Manejo del display de cristal líquido en donde se deben presentar los mensajes, así como los valores de temperatura.

Manejo del teclado, por donde se han de ingresar los datos de temperatura

de referencia y constantes para el control.

Ejecución de la rutina de control proporcional, integral y derivativo.

Enviar y recibir los datos mediante el uso de conversores.

3.4.1. INTERFASES PARA CONTROL A BASE DE MICROCONTROLADOR

Como se indica en el gráfico de la figura 3.4, para poder tener una comunicación adecuada con la tarjeta MCPD51, se necesita un teclado y un display, con sus respectivos circuitos de acondicionamiento y decodificación de señales.

3.4.1.1. Sistema de Ingreso de Datos.

Para que sea factible ingresar los valores de referencia de temperatura y las constantes del control PID, se ha construido un circuito partiendo del decodificador 74C922. para teclado tipo matriz de 16 teclas.

El decodificador de teclado 74C922, provee toda la lógica necesaria para trabajar con un arreglo de teclas tipo switch en forma de matriz. En este caso específico se ha adaptado una matriz con 12 teclas, como se indica en la figura 3.5.

Cuando una de las teclas se presiona, genera una interrupción para que sea atendida por el microcontrolador e inmediatamente envía los datos en código hexadecimal.

3.4.1.2. Visualización de los datos.

Los valores de la temperatura medida durante el control, se indican en el display de cristal líquido marca PHILIPS, modelo LTN211, el mismo que tiene las siguientes características:

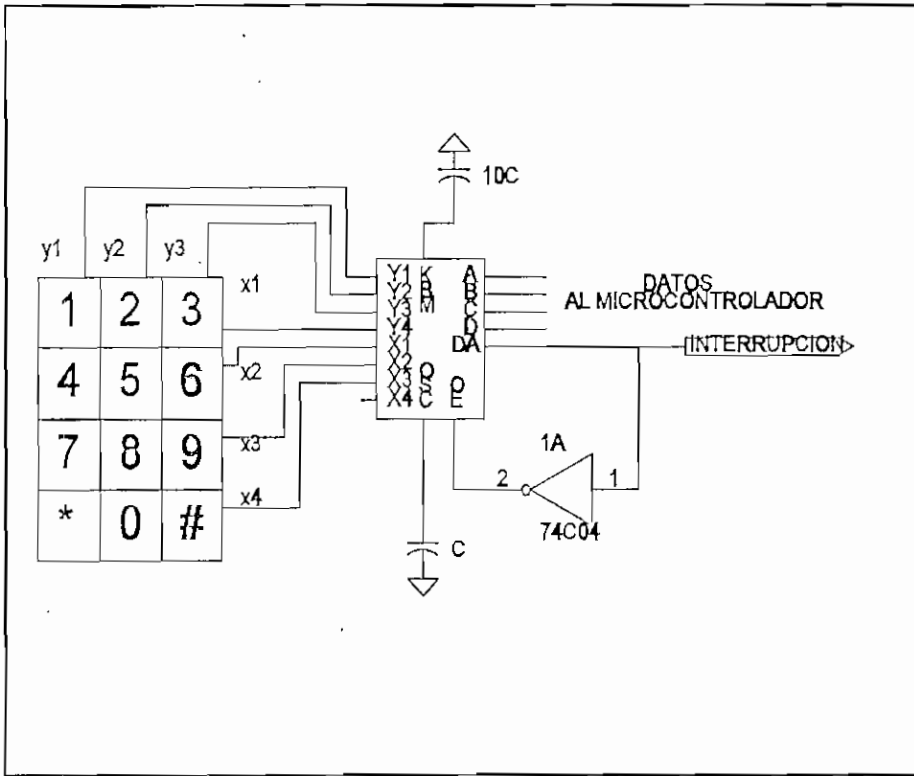


Fig. 3.5. Sistema de ingreso de datos al microcontrolador

Interfase con microprocesadores de 8 bits.

RAM de datos para 80 caracteres.

ROM, que genera 160 tipos diferentes de caracteres en matrices de 5x7 puntos.

RAM para generar 8 tipos diferentes de caracteres generados por el usuario en matrices de 5x7 puntos.

La memoria RAM de datos y la RAM para generar caracteres pueden ser accedidas por el microprocesador.

Instrucciones como:

- Limpiar display.
- Regresar cursor al origen
- Encender o apagar display
- Encender o apagar cursor
- Parpadeo de caracteres

Para que el display pueda funcionar, es necesario que sea alimentado con una fuente de 5Vdc, con un control de contraste, tal como se indica en la figura 3.6.

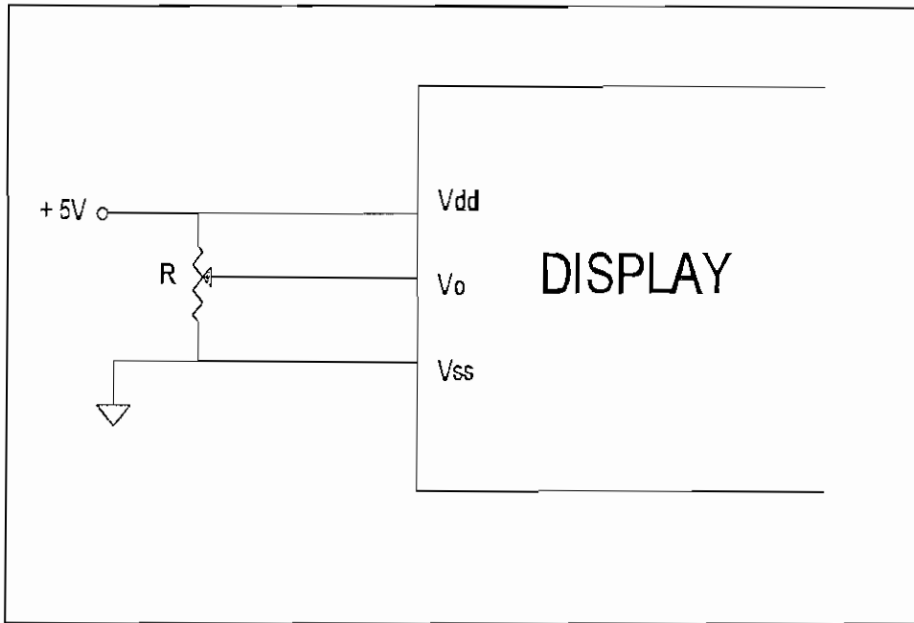


Fig. 3.6. Circuito de ajuste de contraste.

El valor del potenciómetro debe fluctuar entre 10 K Ω y 20K Ω . para tener un contraste adecuado. La forma de conexión entre el microcontrolador de la tarjeta MCPD51 y el display se indica en la figura 3.7.

En la forma de trabajo escogida, se envía cada byte de datos desde el microcontrolador al display en dos paquetes de cuatro bits cada, uno debido a que se utiliza el mismo puerto de comunicación para enviar las señales de control para el display.

3.4.2. CONTROL PID DISCRETO.

Para que se pueda ejecutar el control discreto, es necesario primero que el PID sea discretizado y posteriormente, forme parte del programa que se escribe para el microcontrolador 8751. A continuación se indica la discretización del PID, y luego

la organización total del programa a ser ejecutado.

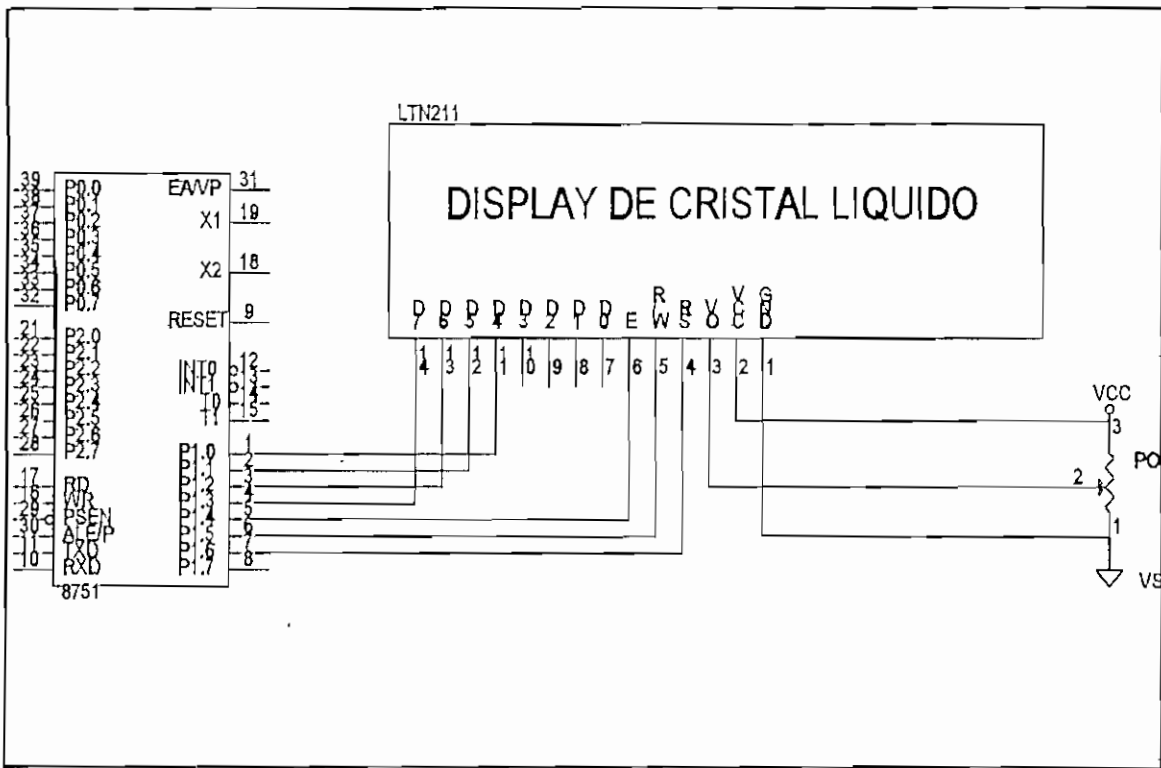


Fig. 3.7. Conexión para el display de cristal líquido.

3.4.2.1 Discretización del PID.

Para que se pueda introducir el tipo de control PID en un sistema digital, es necesario que su función de transferencia sea representada en forma de ecuación de diferencias.

Para poder realizar este proceso, es necesario partir de la función de transferencia del controlador PID de la figura 3.2.

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s = \frac{U(s)}{E(s)}$$

Para la discretización de funciones se utilizan varios métodos, en éste caso se usan dos de los más comunes: para la parte integral de la función, el método de TUSTIN; y, para la parte derivativa, el método RECTANGULAR HACIA ATRAS.

En la función de transferencia integral se utiliza el reemplazo correspondiente al método de Tustin.

$$S = \frac{2(Z-1)}{T(Z+1)}$$

Por lo que se tiene:

$$\frac{K_i}{\frac{2(Z-1)}{T(Z+1)}}$$

En la función de transferencia derivativa se utiliza el reemplazo correspondiente al método rectangular hacia atrás.

$$S = \frac{Z-1}{TZ}$$

Por lo que se tiene:

$$K_d \left(\frac{Z-1}{TZ} \right)$$

Reemplazando estas dos transformaciones en la función de transferencia correspondiente al control PID análogo, se tiene:

$$\frac{U(Z)}{E(Z)} = K_p + \frac{K_i}{2(Z-1)} + K_d \left(\frac{Z-1}{TZ} \right)$$

Resolviendo esta función se tiene

$$\frac{U(Z)}{E(Z)} = K_p + \frac{TK_i(Z+1)}{2(Z-1)} + \frac{K_d(Z-1)}{TZ}$$

$$\frac{U(Z)}{E(Z)} = \frac{2K_p T(Z^2 - Z) + K_i T^2(Z^2 + Z) + 2K_d(Z^2 - 2Z + 1)}{2T(Z^2 - Z)}$$

$$\frac{U(Z)}{E(Z)} = \frac{\left(K_p + \frac{K_i T}{2} + \frac{K_d}{T}\right)Z^2 + \left(K_p + \frac{K_i T}{2} - \frac{2K_d}{T}\right)Z + \frac{K_d}{T}}{Z^2 - Z}$$

En la ecuación anterior se utilizan los reemplazos:

$$b_1 = K_p + \frac{K_i T}{2} + \frac{K_d}{T}$$

$$b_2 = K_p + \frac{K_i T}{2} - \frac{2K_d}{T}$$

$$b_3 = \frac{K_d}{T}$$

Por lo que se puede escribir la función como se indica a continuación:

$$\frac{U(Z)}{E(Z)} = \frac{b_1 Z^2 + b_2 Z + b_3}{Z^2 - Z}$$

$$\frac{U(Z)}{E(Z)} = \frac{b_1 + b_2 Z^{-1} + b_3 Z^{-2}}{1 - Z^{-1}}$$

$$U(Z)(1 - Z^{-1}) = E(Z)(b_1 + b_2 Z^{-1} + b_3 Z^{-2})$$

Realizando los reemplazos respectivos se tiene:

$$u(k) - u(k-1) = b_1 e(k) + b_2 e(k-1) + b_3 e(k-2)$$

Queda entonces la ley de control a ser implementada en el programa para el microcontrolador como sigue:

$$u(k) = u(k-1) + b_1 e(k) + b_2 e(k-1) + b_3 e(k-2)$$

El error se calcula como:

$$e(k) = r(k) - y(k)$$

3.4.2.2. Control Incremental.

En el caso de la discretización del control PID anterior, se observa que las constantes de la ecuación de diferencias dependen tanto de las constantes de control PID análogo como del período de muestreo "T". Existe además, otro método para realizar directamente el PID discreto en el cual no interviene el período, y es precisamente el denominado control incremental, para el cual se parte de las siguientes definiciones.

Control proporcional:

$$u(k) = K_p e(k)$$

En el plano Z:

$$G(Z) = K_p$$

Control integral:

$$u(k) - u(k-1) = K_i e(k)$$

En el plano Z:

$$G(Z) = \frac{K_i}{1-Z^{-1}} = \frac{K_i Z}{Z-1}$$

Control derivativo:

$$u(k) = K_d (e(k) - e(k-1))$$

En el plano Z:

$$G(Z) = \frac{K_d(Z-1)}{Z}$$

Por lo tanto la función de transferencia del control PID discreto es:

$$PID = K_p + k_i \left(\frac{Z}{Z-1} \right) + K_d \left(\frac{z-1}{Z} \right) = \frac{U(Z)}{E(Z)}$$

Realizando las operaciones respectivas:

$$\frac{U(Z)}{E(Z)} = \frac{K_p(Z^2-Z) + K_i(Z^2) + K_d(Z^2-2Z+1)}{Z^2+Z}$$

$$\frac{U(Z)}{E(Z)} = \frac{(K_p+K_i+K_d)Z^2 + (-K_p-2K_d)Z + K_d}{Z^2-Z}$$

Definiendo las constantes para la ecuación de diferencias de la siguiente manera:

$$b_1 = K_p + K_i + K_d$$

$$b_2 = -(K_p + 2K_d)$$

$$b_3 = K_d$$

Se tiene el siguiente resultado:

$$\frac{U(Z)}{E(Z)} = \frac{b_1 Z^2 + b_2 Z + b_3}{Z^2 - Z}$$

$$\frac{U(Z)}{E(Z)} = \frac{b_1 + b_2 Z^{-1} + b_3 Z^{-2}}{1 - Z^{-1}}$$

De donde se desprende que la ley de control es similar al caso de la discretización del control PID análogo, cambiando únicamente en las definiciones de las constantes de la ecuación de diferencias.

$$u(k) = u(k-1) + b_1 e(k) + b_2 e(k-1) + b_3 e(k-2)$$

La definición de error está dada por:

$$e(k) = r(k) - y(k)$$

3.4.3. PROGRAMA DE CONTROL PARA EL MICROCONTROLADOR 8751H.

Como ya se indicó, el programa a ser utilizado en el microcontrolador 8751 debe, a más de realizar el control propiamente dicho, manejar los periféricos de entrada de datos como teclado y convertor A/D, enviar los datos al display de cristal líquido (LCD) y el valor de control calculado al convertor D/A. El programa para el 8751 consta de varias subrutinas que son llamadas desde el programa principal,

A continuación, se explica, mediante el uso de diagramas de flujo, el funcionamiento de las partes principales del programa, como son: programa principal, lectura de datos desde teclado, lectura de datos desde el convertor A/D, control PID, envío de datos hacia el convertor D/A.

Antes del inicio del programa se asignan nombres a diferentes localidades de memoria para facilitar el desarrollo de las diferentes subrutinas.

Como desde el conversor A/D salen datos hacia el circuito de disparo, y como éste es considerado desde el punto de vista del microcontrolador como un espacio de memoria externa (de acuerdo a la configuración de la tarjeta MCPD51), el primer paso consiste en enviar a dicha localidad de memoria (4000H) el valor 00H para evitar que la lámpara permanezca encendida antes de que se inicie el control.

También es necesario habilitar la interrupción externa cero del microcontrolador, que indica el momento en el que una tecla ha sido presionada y el programa permite que sea leída.

Para que este tipo de control funcione se debe tener cuidado que los controles análogos estén desactivados completamente.

3.4.3.1. Programa Principal.

El programa principal constituye la base del sistema de control con microprocesador, es el núcleo del sistema y ha sido concebido de manera que sea de fácil entendimiento utilizando únicamente el llamado a subrutinas para que éstas sean ejecutadas secuencialmente, como se indica en la figura 3.8.

Antes del inicio del programa principal, se envía el valor 00H a la localidad de memoria en donde se halla el conversor D/A.

Al inicio, el programa principal llama a la rutina DISPLAY[15], que se encarga del encendido e inicialización del display de cristal líquido. Luego y con el llamado a la subrutina MENSAJE, se presenta en el display lo siguiente:

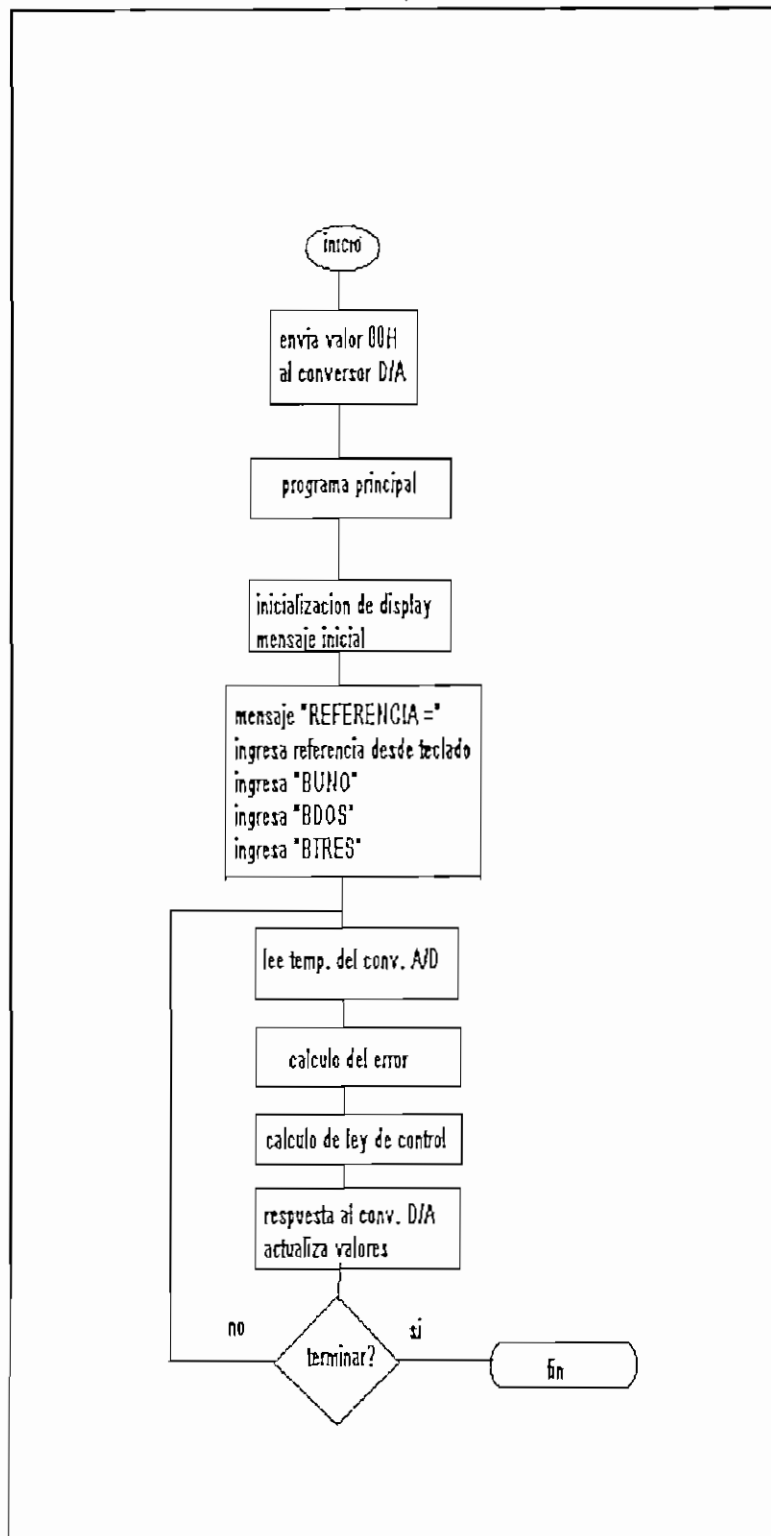


Fig. 3.8. Diagrama de flujo del programa principal

ESCUELA
POLITÉCNICA

NACIONAL

RODRIGO CABRERA
CONTROL DE TEMP.

A continuación se limpia el display mediante el uso de la rutina LIMPIARDISPLAY[16]; y, se llama a la rutina MENSAJE1, que es la encargada de indicar en el display de cristal líquido el mensaje:

REFERENCIA =

lo que indica que se debe ingresar desde teclado el valor de la referencia, que es un dato comprendido entre 20 y 150 que son los límites de trabajo de temperatura.

Al igual que en el caso de la referencia, utilizando la rutina MBUNO, aparece el mensaje:

B UNO =

Se ingresan los valores de b1 utilizando la rutina TBUNO.

De la misma manera sucede con los mensajes:

B DOS =

B TRES =

utilizando las rutinas: MBDOS y MBTRES; y, se ingresan los valores desde el teclado con las rutinas: TBDOS y TBTRES respectivamente.

Cabe anotar que los datos b1, b2 y b3 deben ser multiplicados previamente por 10, con el objeto de evitar que se realicen las operaciones con números decimales, es

decir que para la presente aplicación se trabaja con un solo decimal. Además ingresados como positivos.

Una vez que se tienen todos los datos necesarios, el programa encera las localidades de memoria que serán utilizadas para almacenar los datos de la ecuación de diferencias que permite ejecutar el control.

Entonces se queda a la espera de que se presione la tecla " * ", utilizando la rutina TINICIO, para arrancar el sistema.

Lo primero que debe hacer el programa para ejecutar el control es calcular el error existente entre el valor de referencia y el medido, por lo que mediante el llamado a la rutina TREAL, lee desde el conversor A/D el dato correspondiente, el mismo que ha sido enviado desde uno de los circuitos acondicionadores de señal de los sensores.

Este valor es transformado a su equivalente en grados centígrados y escrito en el display.

El error se calcula utilizando la rutina ERROR, y posteriormente se ejecuta la ley de control con la rutina PID. Una vez que se tiene calculada la señal de control, ésta debe ser enviada al circuito de disparo a través del conversor D/A utilizando la rutina DISPARO.

Como se está trabajando con una ecuación de diferencias y se utilizan para los siguientes cálculos los valores anteriormente encontrados, se deben actualizar los valores, para lo cual se utiliza la rutina ACTUALIZAR.

En este momento chequea si se ha presionado alguna tecla que indique que el programa ha terminado, de lo contrario regresa a leer nuevamente la temperatura

medida e iniciar el ciclo.

3.4.3.2. Manejo de teclado.

Los datos de temperatura de referencia y las constantes para la ecuación de diferencias se ingresan desde el teclado, a través de un decodificador que tiene la propiedad de generar una señal de interrupción, lo que permite que el microcontrolador atienda a la misma.

Atención a la interrupción.

Una vez que se ha generado esta interrupción, el microcontrolador pasa a atender dicha interrupción de la manera indicada en la figura 3.9.

Lo primero que hace es desactivar la interrupción externa cero, setea el bit indicando que está trabajando para leer datos desde teclado y direcciona a un espacio de memoria externa (0000H) de acuerdo a la forma como en la tarjeta MCPD51 se direccionan los dispositivos externos que envían o reciben datos hacia o desde el microcontrolador 8751.

El decodificador 74C922 envía códigos de acuerdo a la fila y columna correspondiente a la tecla presionada, entonces, en el microcontrolador se debe hacer el equivalente al valor que la tecla indica, esto mediante el uso de tablas

Lectura de datos.

Se utiliza la rutina REFERENCIA, para ingresar los valores de referencia, indicando que la forma de trabajo de las otras rutinas que leen datos desde el teclado es la misma. El diagrama de flujo se indica en la figura 3.10.

El primer paso es el de habilitar la interrupción externa debido a que es factible que

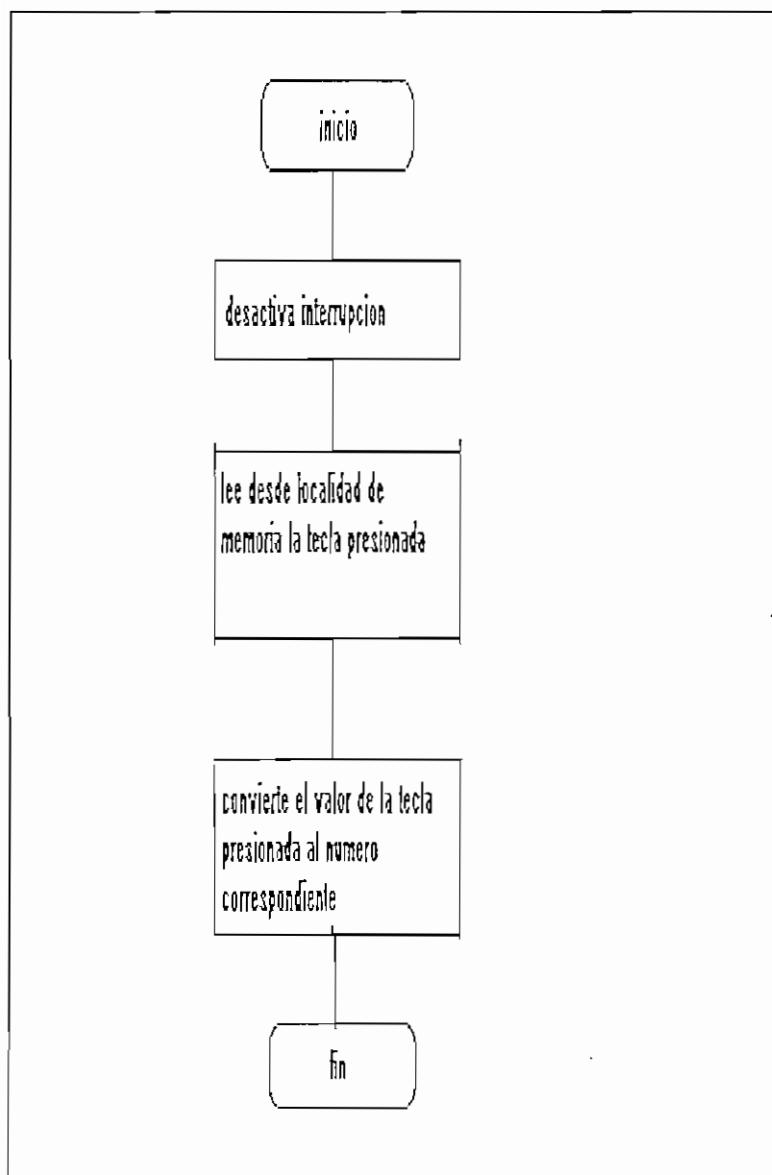


Fig. 3.9. Rutina de atención a la interrupción externa cero

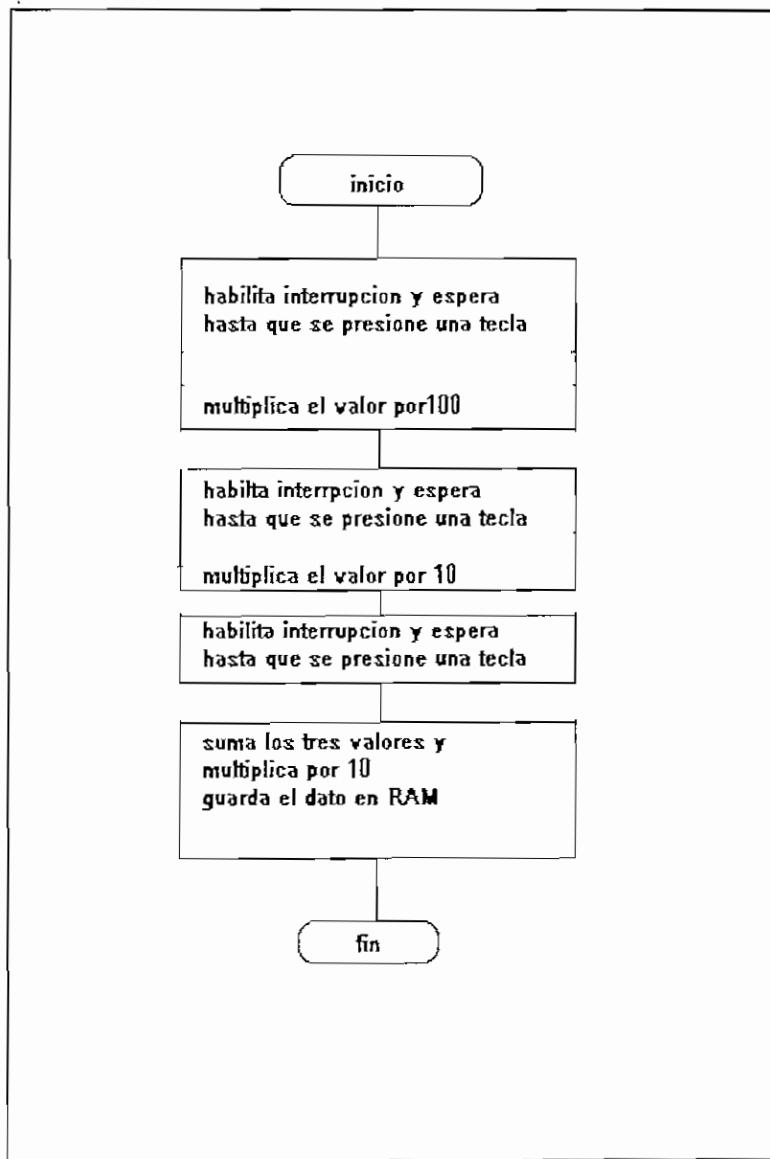


Fig. 3.10 Lectura de valores de referencia desde teclado.

se haya deshabilitado si fue utilizada esa rutina en ocasión anterior. Se queda entonces, a la espera de que se presione una tecla, atiende a la interrupción y regresa con el valor correspondiente.

El dato debe aparecer en el display, por lo que la primera acción es direccionar la localidad del display en donde aparecerá el dato, esto se lo hace mediante la utilización de la rutina DIRCURSOR[16], luego se debe imprimir el dato, para lo cual se utiliza la rutina PRINTCHAR[17].

Al ser este el primer dato, es el que corresponde a las centenas, ya que se ingresan tres valores, por lo tanto se multiplica este valor por 100. El segundo dato ingresado, de la misma manera se multiplica por 10, y el tercer dato queda tal cual ingresó. Al sumar los tres valores, se tiene en una sola localidad de memoria el valor de temperatura de referencia.

3.4.3.3. Lectura de Datos del Conversor A/D.

La tarjeta MCPD51 esta construida de tal forma que todos los periféricos existentes son tratados como espacios de memoria externa y de esa manera son direccionados para el intercambio de datos entre éstos y el microcontrolador.

El diagrama de flujo de la rutina de lectura de datos desde el conversor se indica en la figura 3.11.

Se direcciona el DPTR a la localidad de memoria correspondiente, en esta caso 6000H, luego con la sentencia correspondiente (`MOV A,@DPTR`) toma el valor desde el conversor.

El valor de la temperatura de referencia se saca al display, para lo cual debe aplicarse una transformación mediante el uso de tablas, de la siguiente manera:

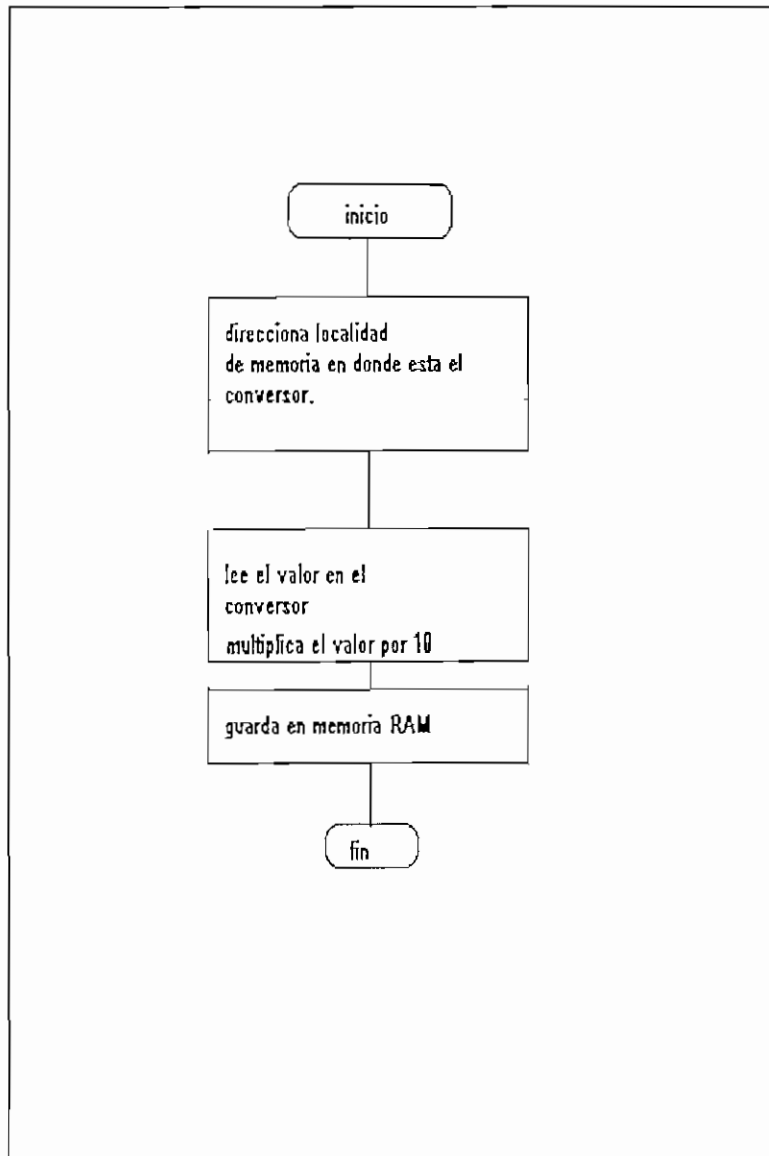


Fig. 3.11. Lectura del conversor A/D

Cuando el valor ingresado por el conversor es 0V (00H) se debe indicar 20°, y cuando el valor ingresado por el conversor es 5V (FFH) se debe indicar 150°.

3.4.3.4. Control PID Discreto.

Constituye la subrutina principal del programa y es la encargada de implementar la ecuación de diferencias que representa el control sobre la planta, y de la misma manera utiliza solamente el llamado a subrutinas. El diagrama de flujo del programa de control PID se encuentra en la figura 3.12.

Como la ecuación a ser resuelta es la siguiente:

$$u(k)=u(k-1)+b1e(k)+b2e(k-1)+b3e(k-2)$$

el programa procede de la siguiente manera:

producto uno = $b1 \cdot e(k)$.

producto dos = $b2 \cdot e(k-1)$

Producto tres = $b3 \cdot e(k-2)$

Esto se lo hace utilizando las rutinas de multiplicación: PRODUCUNO, PRODUCDOS Y PRODUCTRES. Posteriormente el valor $u(k)$ se calcula de la siguiente manera:

$$u(k) = u(k-1) + \text{producto uno} + \text{producto dos} + \text{producto tres}$$

utilizando la rutina CONTROL. Con este procedimiento se tiene listo el valor a ser enviado al conversor D/A.

En el anexo B se presenta la lista completa del programa, el que halla estructurado

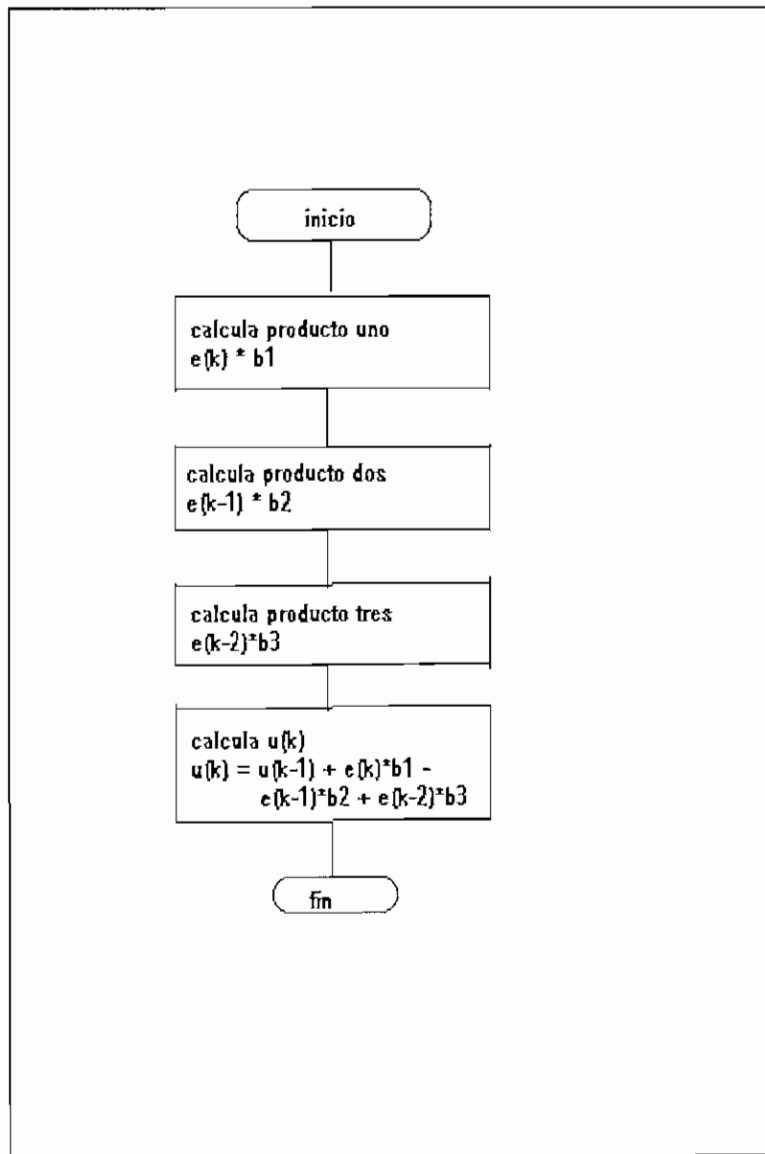


Fig. 3.12. Rutina PID.

y tiene comentarios, lo cual, lo hace de fácil entendimiento, razón por la cual, no se profundiza más en las explicaciones del mismo.

3.5 CONTROL ON-OFF.

Se lo utiliza como una alternativa de fácil uso e implementación. Se basa en el hecho de desconectar o conectar un ventilador cuando la temperatura esté bajo o sobre el valor de referencia..

Para lograr el objetivo, se utiliza una configuración de comparador con histéresis, en donde se tienen como entradas el valor de voltaje equivalente a la temperatura de referencia (V_{ref}), y el valor de voltaje que representa a la temperatura medida (V_{med}).

Cuando la temperatura medida es menor que la temperatura de referencia, menos un determinado valor correspondiente al de la ventana de la histéresis (V_{ci}), el voltaje de salida V_o es igual a cero. Por otro lado, cuando la temperatura medida es mayor que la temperatura de referencia más un determinado valor correspondiente a la ventana de histéresis (V_{cs}), el voltaje de salida V_o es igual al de polarización del circuito, lo que permite que funcione el ventilador, para acelerar el enfriamiento de la planta.

El funcionamiento del sistema con la ventana de histéresis se indica en la figura 3.13, en donde, referencia representa el valor de voltaje equivalente a la temperatura de referencia.

El circuito que permite realizar este tipo de trabajo, está conformado por un amplificador operacional TL084 en configuración de disparador de Schmitt, en donde el valor de la referencia y la ventana de histéresis están dadas por la relación entre las resistencias R_1 y R_2 .

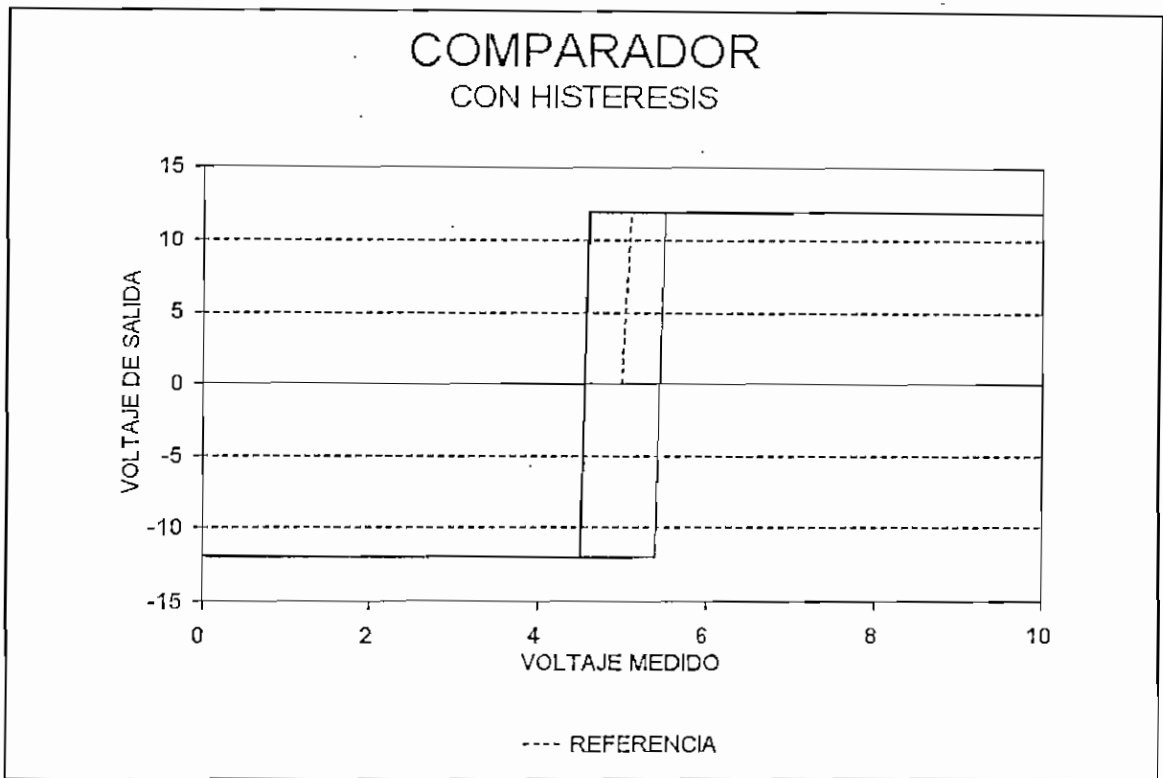


Fig. 3.13. Funcionamiento del comparador con histéresis.

Para que la salida del comparador de Schmitt pueda manejar con facilidad al ventilador, es necesario colocar un transistor como switch para manejar la corriente, como se indica en la figura 3.14.

Cuando la salida está saturada positivamente, el voltaje aplicado a la entrada no inversora (V_{med}), está dado por [18]:

$$V_{med} = V_{cs} = V_{ref} + \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) \cdot V_{sat}$$

Tomando los valores de $R1 = 20 \text{ K}\Omega$ y $R2 = 1000 \text{ K}\Omega$, entonces el punto superior de conmutación es:

$$V_{cs} = V_{ref} + \left(1 + \frac{20}{1000}\right) \cdot V_{sat} = V_{ref} + 0.02(12V) = V_{ref} + 0.24V$$

De la misma manera el punto inferior de conmutación es:

$$V_{ci} = V_{ref} - \left(1 + \frac{20}{1000}\right) \cdot V_{sat} = V_{ref} - 0.02(12V) = V_{ref} - 0.24V$$

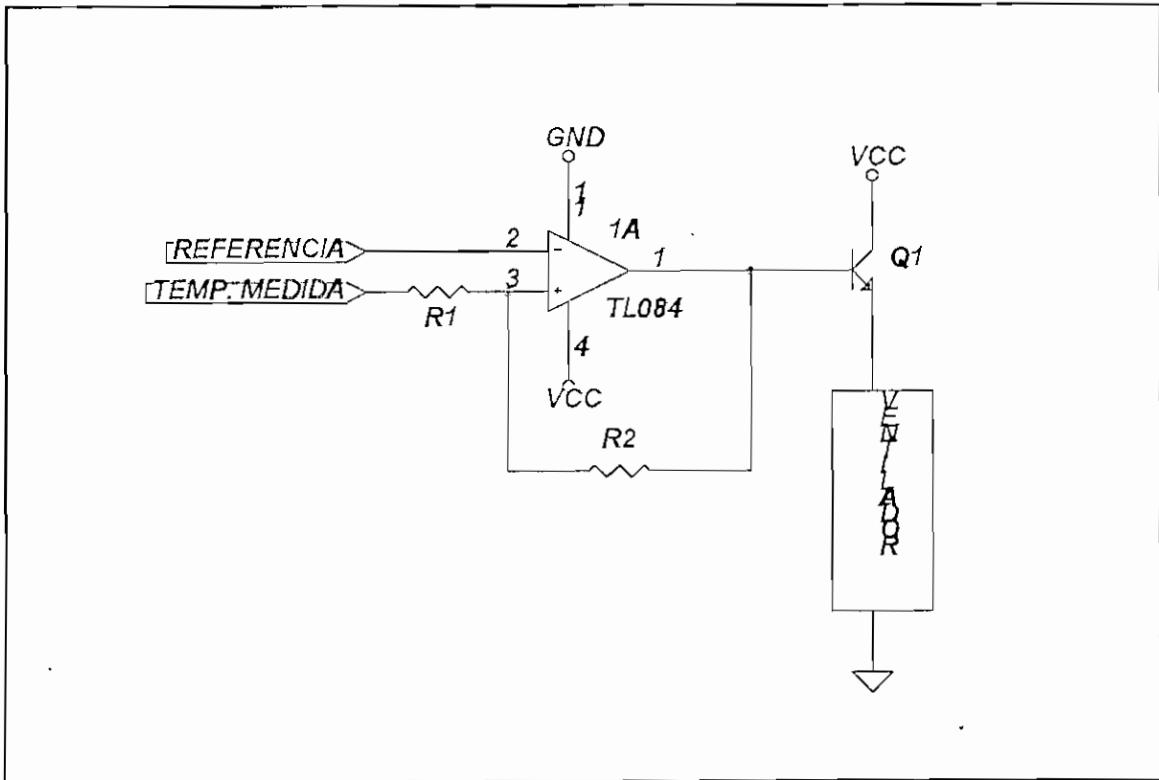


Fig. 3.14. Circuito para control ON-OFF

4.1 PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES.

Previo a la construcción del prototipo se calibraron y probaron satisfactoriamente todas y cada una de las tarjetas desarrolladas que componen el sistema. De esta manera se logró estandarizar los valores de voltaje de trabajo.

Con el prototipo construido, es decir el módulo de control y planta, se realizaron diferentes pruebas de los componentes, básicamente de los sensores, circuito de disparo, actuador, microcontrolador.

En lo referente a los sensores se comprobó el valor de temperatura que indicaban, tomando como referencia el sistema compuesto por el multímetro FLUKE, el módulo 80TK y la termocupla tipo K. De esta prueba se tuvo como resultado que en diferentes valores se tenía un máximo de dos grados centígrados de diferencia.

El circuito de disparo y el actuador funcionan de manera conjunta y satisfactoriamente, esto se comprobó al realizar pruebas en lazo abierto con diferentes valores de referencia.

En cuanto al funcionamiento del microcontrolador, las pruebas estuvieron orientadas al conjunto que comprende la tarjeta MCPD51, y dentro de ésta al perfecto funcionamiento de los conversores y display de cristal líquido conectado al sistema, mediante el uso de rutinas de lectura y envío de datos.

Una vez determinado que todos los componentes funcionan correctamente y dentro de los rangos y valores adecuados, se procedió a realizar las pruebas y obtener resultados relativos a los diferentes sistemas de control implantados.

4.1.1 CONTROL MANUAL EN LAZO ABIERTO.

Para esto es necesario que el switch correspondiente a control analógico esté colocado en la posición "manual", mientras que el selector de tipo de control esté apagado y el de control analógico o digital se encuentre en la posición analógico.

Como se tienen dos tipos de sensores, es necesario que todas las pruebas realizadas sobre este módulo se hagan para las dos posibilidades.

CONTROL MANUAL EN LAZO ABIERTO CON EL SENSOR AD590JF.

Con la perilla correspondiente a referencia de temperatura se escoge un valor igual a 50 grados centígrados indicados en el primer display, y se toman nota de los cambios de temperatura que aparecen en el segundo display, durante un tiempo prudencial, hasta que la temperatura se estabilice.

Los resultados de dicha prueba se ven reflejados en el gráfico 4.1, de donde se obtiene:

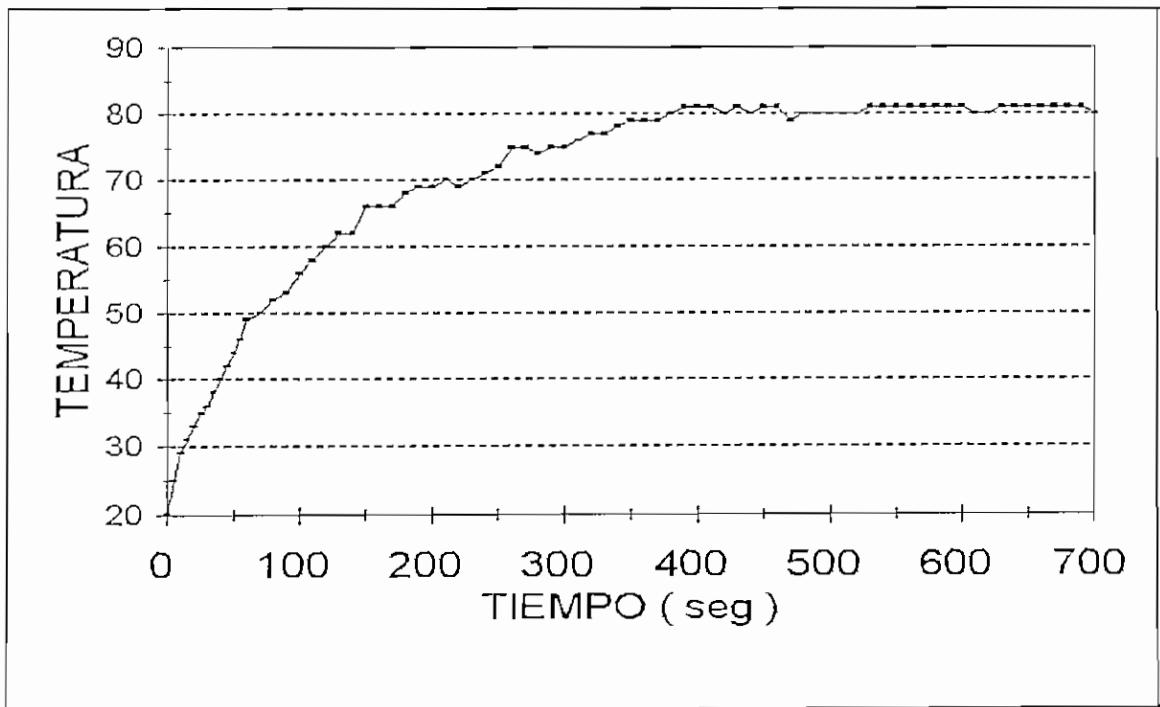


Fig. 4.1. Respuesta del sistema en lazo abierto con el sensor AD590JF.

Temperatura de referencia = 50°C

Temperatura final = 81°C

$T_s = 350$ seg.

$E_p = -56\%$

$M_p = 0$.

CONTROL MANUAL EN LAZO ABIERTO CON LA TERMOCUPLA TIPO K.

El único cambio respecto a la prueba anterior es que se debe colocar el switch en el sitio correspondiente a la termocupla tipo K, teniendo cuidado de haber encendido el módulo 80TK en la posición que indica °C.

Los resultados de la prueba se encuentran en el gráfico 4.2.

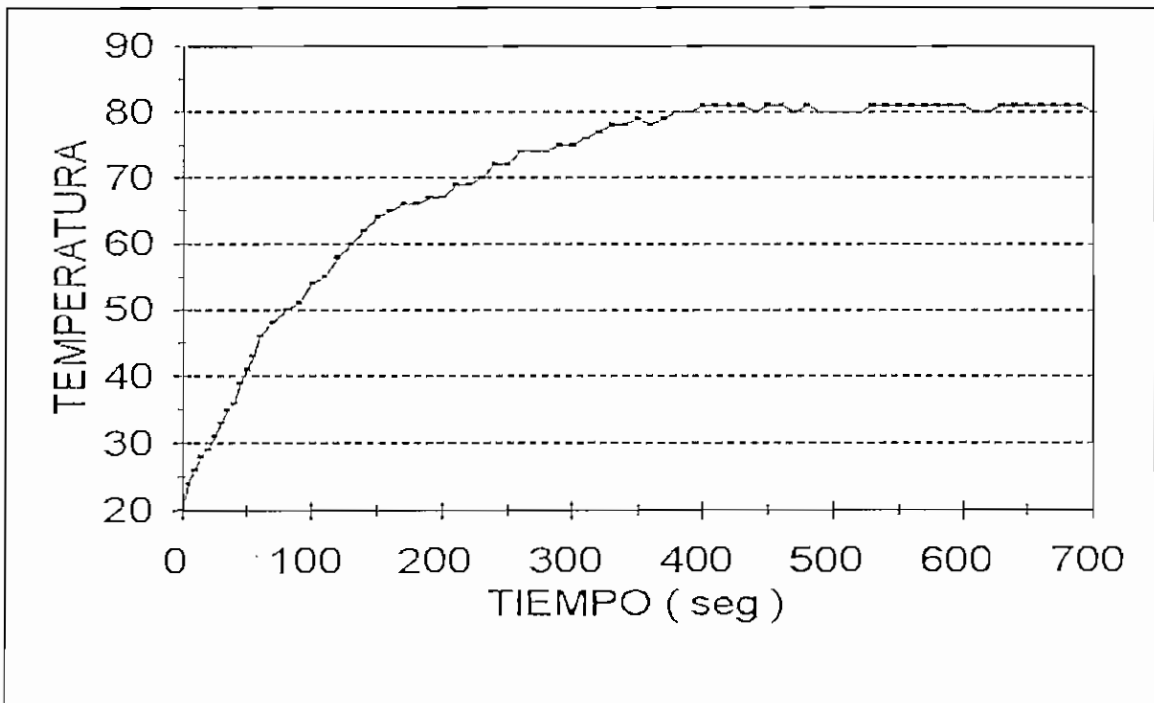


Fig. 4.2. Respuesta del sistema en lazo abierto con la termocupla K.

De donde se obtiene::

Temperatura de referencia = 50°C

Temperatura final = 81°C

$T_s = 370$ seg.

$E_p = -56\%$

$M_p = 0$

4.1.2. CONTROL ON-OFF.

Para que se pueda ejecutar este tipo de control, es necesario que el switch de control manual / automático, se encuentre en la posición automático, mientras que el selector de tipo de control esté en la posición ON - OFF.

Bajo estas condiciones se puede determinar con la perilla correspondiente el valor de la referencia, y se toma nota del cambio de temperatura con el tiempo, notando que en determinados momentos el ventilador se conecta y empieza a funcionar para luego desconectarse cuando baja la temperatura.

CONTROL ON-OFF CON EL SENSOR AD590.

Tomando medidas de la variación de temperatura con el tiempo se puede llegar a encontrar el gráfico de la figura 4.3.

Se obtienen entonces los siguientes datos:

Temperatura de referencia = 50°C

Temperatura final máxima = 55°C

Temperatura final mínima = 45°C

Error máximo = $(5/50) \cdot 100 = 10\%$

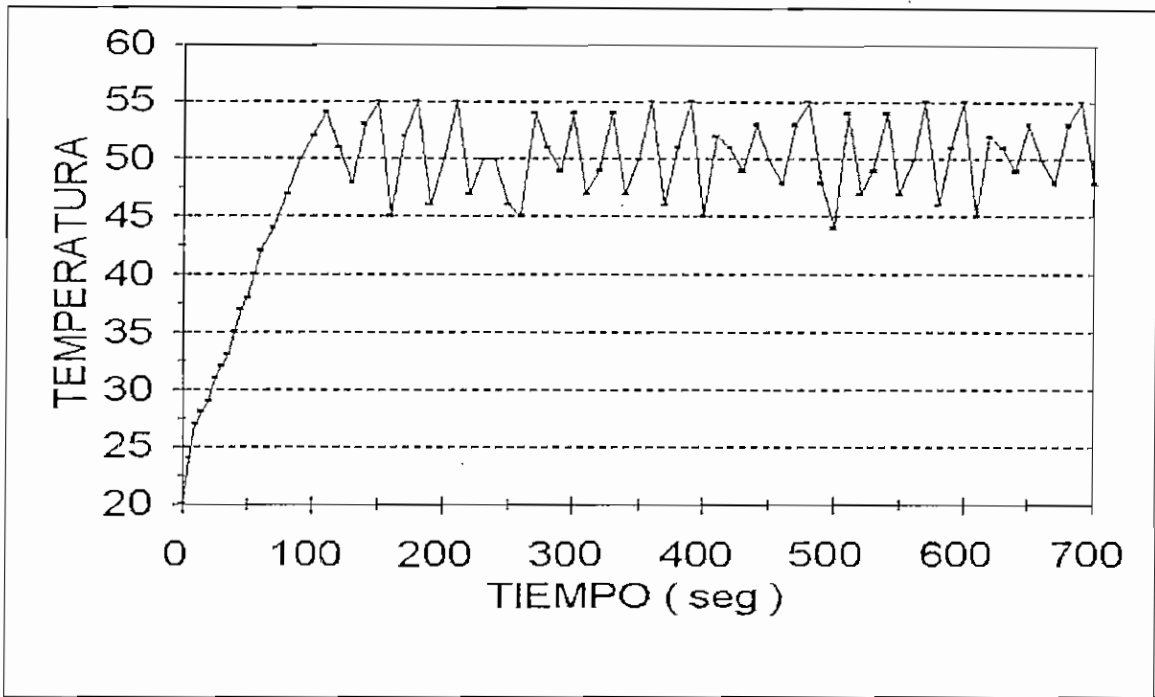


Fig. 4.3. Respuesta del sistema al control ON-OFF con el sensor AD590

CONTROL ON-OFF CON LA TERMOCUPLA TIPO K.

Se escoge con el switch correspondiente como sensor la termocupla tipo K, y se procede de la misma manera que en caso anterior, es decir se toman los valores de la variación de temperatura con el tiempo.

Los resultados de esta prueba se indican en la figura 4.4, de donde se obtienen los siguientes datos:

Temperatura de referencia = 50°C

Temperatura final máxima = 52°C

Temperatura final mínima = 44°C

Error máximo = $(6/50) \cdot 100 = 12\%$

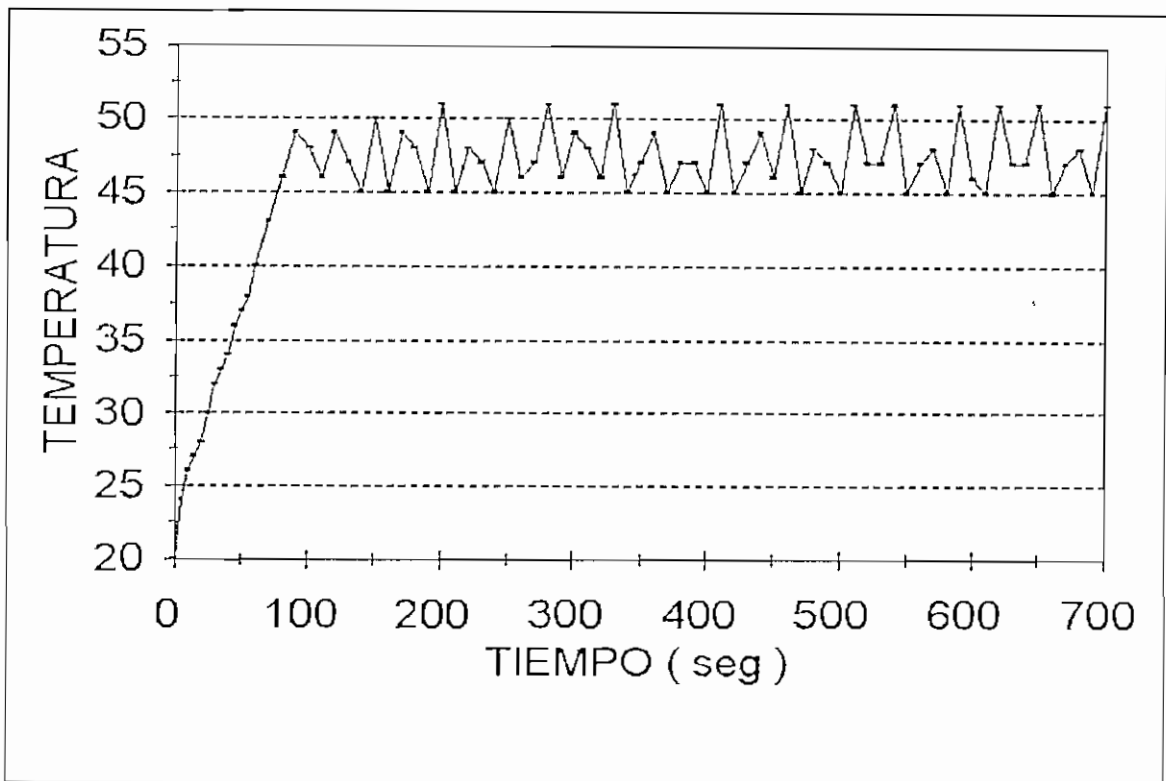


Fig. 4.4. Respuesta al control ON-OFF con termocupla tipo K

4.1.3 CONTROL PID ANÁLOGO.

Para poder realizar esta prueba se debe colocar el switch de selección en control automático y el selector del tipo de control en la posición que indica PID. Con las perillas correspondientes a las constantes de control K_p , K_i y K_d se escogen aproximadamente los valores teóricos, luego con la perilla de referencia se coloca un valor y se leen los de la temperatura en la planta. A partir de este momento se puede determinar el valor exacto de cada una de las constantes de control mediante sucesivas pruebas hasta lograr una respuesta adecuada.

CONTROL PID ANÁLOGO CON EL SENSOR AD590JF.

Esta prueba se realizó con la constante derivativa en su valor mínimo, es decir un control PI, debido a que se obtiene la mejor respuesta. El resultado de esta prueba

se observa en el gráfico de la figura 4.5, de donde se obtiene:

Temperatura de referencia = 50°C

Temperatura final = 50°C

Tiempo de establecimiento = 60 seg

$E_p = 0\%$

$M_p = 2\%$

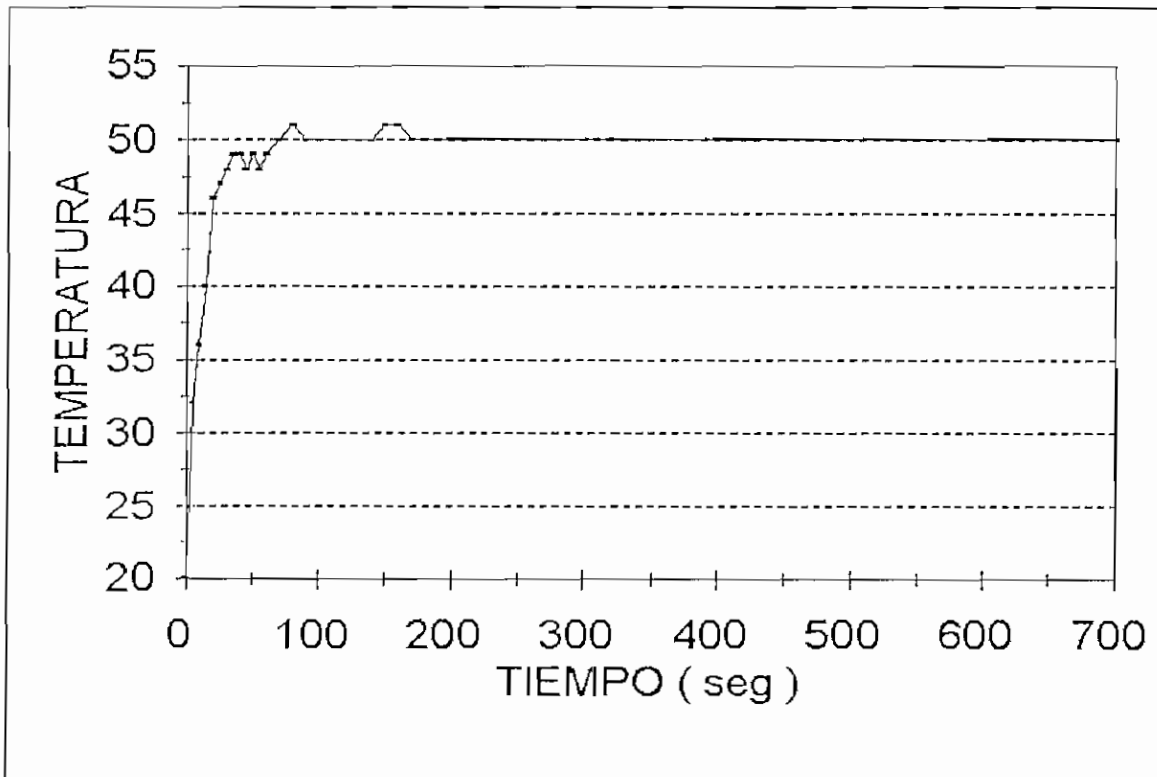


Fig. 4.5. Respuesta al control PID con sensor AD590

CONTROL PID ANÁLOGO CON TERMOCUPLA TIPO K.

Cambiando el sensor, se realiza la misma prueba anteriormente descrita y se obtienen los resultados de la figura 4.6, se obtiene:

Temperatura de referencia = 50°C

Temperatura final = 50°C

Tiempo de establecimiento = 80 seg

$E_p = 0\%$

$M_p = 0$

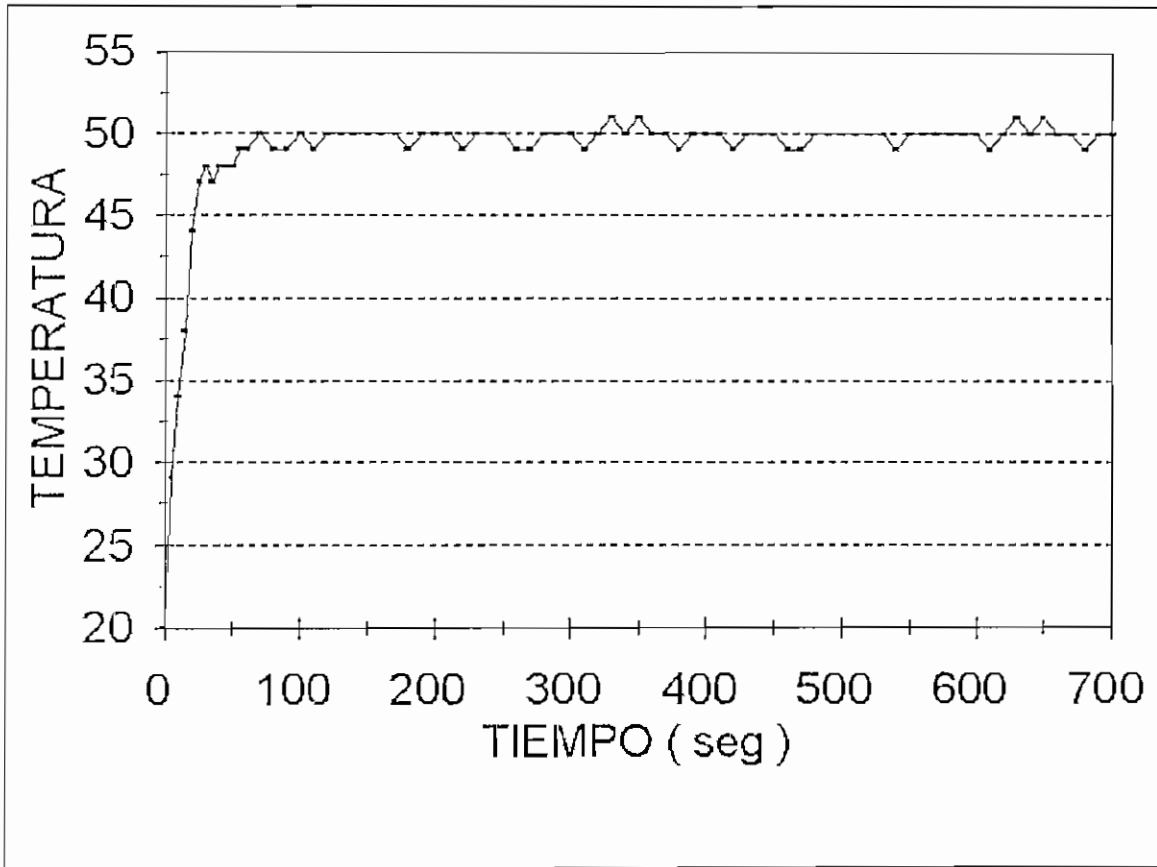


Fig. 4.6. Respuesta al control PID con la termocupla tipo K

4.1.4 SEÑAL DE CONTROL.

Tomando las medidas de voltaje a la salida del circuito PID análogo, se obtiene el gráfico de la figura 4.7. en donde se puede observar la forma como se realiza el control.

Al inicio la señal, partiendo de -10V sube rápidamente hasta la saturación del sistema (+10V), lo que hace que la planta reciba todo el voltaje, y la temperatura

alcanza el valor de referencia en corto tiempo. Una vez que esto ha sucedido la señal de control baja rápidamente hasta valores incluso negativos, y luego varía entre 0V Y 2V para corregir la temperatura cuando ésta, por efectos del ambiente empieza a bajar.

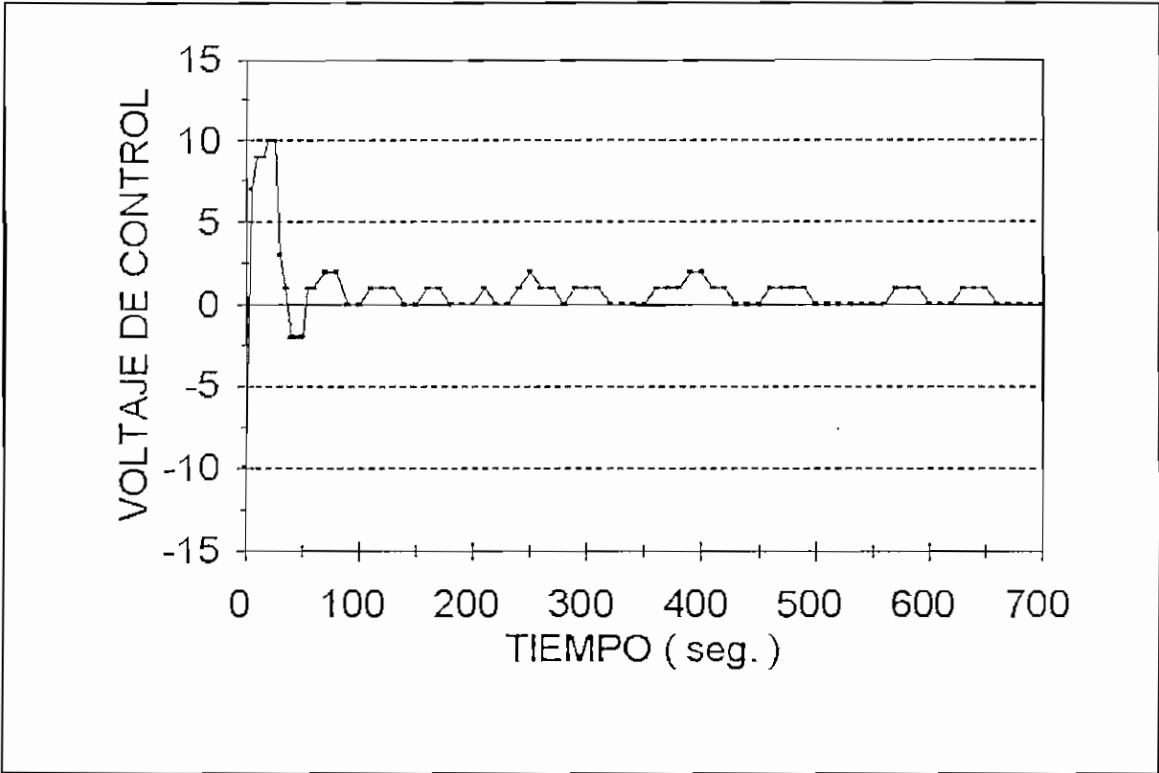


Fig. 4.7. Señal de control PID analógico

4.1.5 CONTROL PID CON EL MICROCONTROLADOR 8751.

Para éste tipo de control se realizan dos pruebas: control PID digital, y control PID incremental.

Como el programa para el control resuelve la ecuación de diferencias:

$$u(k)=u(k-1)+b1.e(k)+b2.e(k-1)+b3.e(k-2)$$

Es necesario que se encuentren los valores adecuados de las constantes: b_1 , b_2 y b_3 , por lo tanto y partiendo de su definición:

PID digital:

$$b_1 = K_p \cdot \frac{K_i \cdot T}{2} + \frac{K_d}{T}$$

$$b_2 = -K_p \cdot \frac{K_i \cdot T}{2} - 2 \frac{K_d}{T}$$

$$b_3 = \frac{K_d}{T}$$

En donde el tiempo T de muestreo es 0.5 seg.

PID incremental.

$$b_1 = K_p + K_i + k_d$$

$$b_2 = -K_p - 2K_d$$

$$b_3 = K_d$$

REALIMENTACION UNITARIA.

Para el caso en el que: $K_p = 1$, $K_i = 0$ y $K_d = 0$, los valores de las constantes en la

ecuacion discretizada son: $b_1 = 1$, $b_2 = -1$, $b_3 = 0$, para los dos tipos de control digital.

Los valores que ingresan a través del teclado deben ser positivos y multiplicados por 10, de la siguiente manera:

BUNO = 010

BDOS = 010

BTRES = 000.

Los resultados de ésta prueba se indican en el gráfico de la figura 4.8.

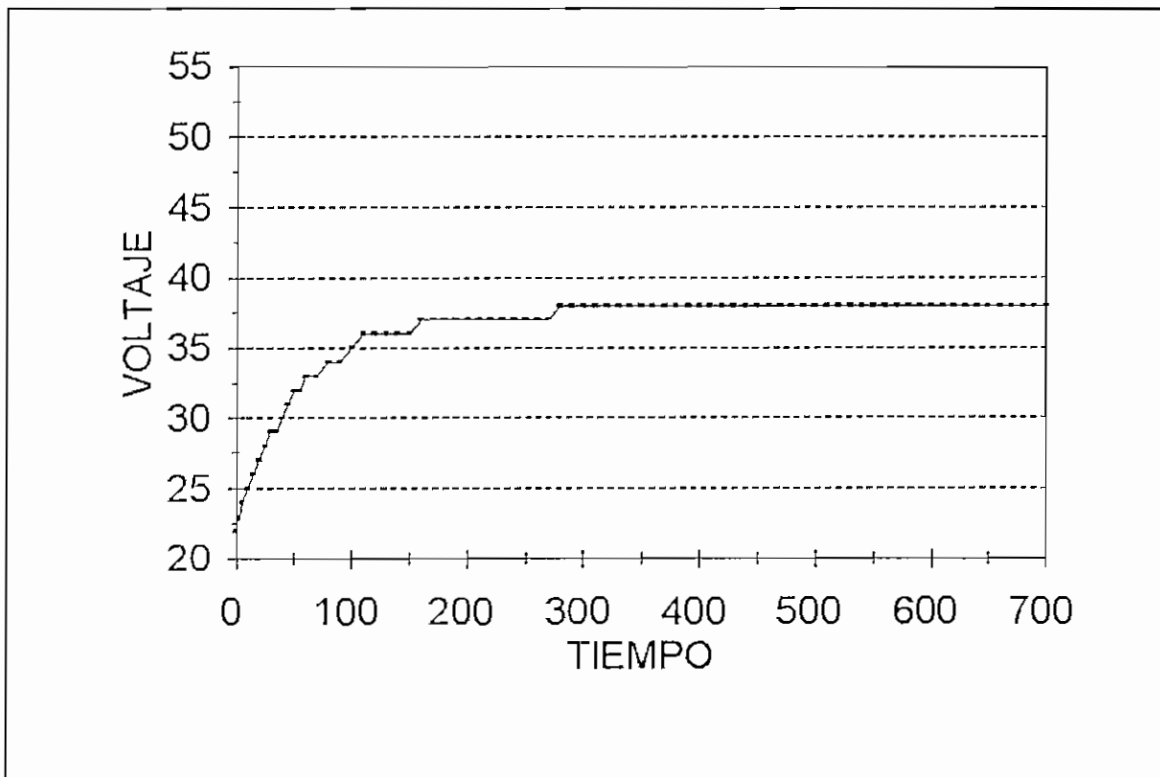


Fig. 4.8. Realimentación unitaria.

Temperatura de referencia: 50°C

Temperatura final: 38°C

Tiempo de establecimiento: 230 seg.

Error: 24%

PID DIGITAL.

Partiendo de la prueba con realimentación unitaria, se fueron variando las constantes K_p y K_i hasta obtener los valores que den una respuesta adecuada:

$K_p = 7$, $K_i = 5$ y $K_d = 0$

De donde las constantes de la ecuación discretizada son: $b_1 = 7,5$, $b_2 = 5,7$ y $b_3 = 0$, con 0,5 seg. de tiempo de muestreo.

Los valores que se ingresan al microcontrolador son:

BUNO = 075

BDOS = 057

BTRES = 000

Los resultados se indican en el gráfico de la figura 4.9.

Temperatura de referencia = 50°C

Temperatura final = 50°C

Tiempo de establecimiento = 60 seg.

$E_p = 0\%$

$M_p = 4\%$.

PID INCREMENTAL.

Al igual que en el caso anterior, luego de ajustar los valores se determinó que las constantes son las siguientes: $K_p = 5$, $K_i = 2$ y $K_d = 0$, de donde: $b_1 = 7$, $b_2 = -5$ y $b_3 = 0$.

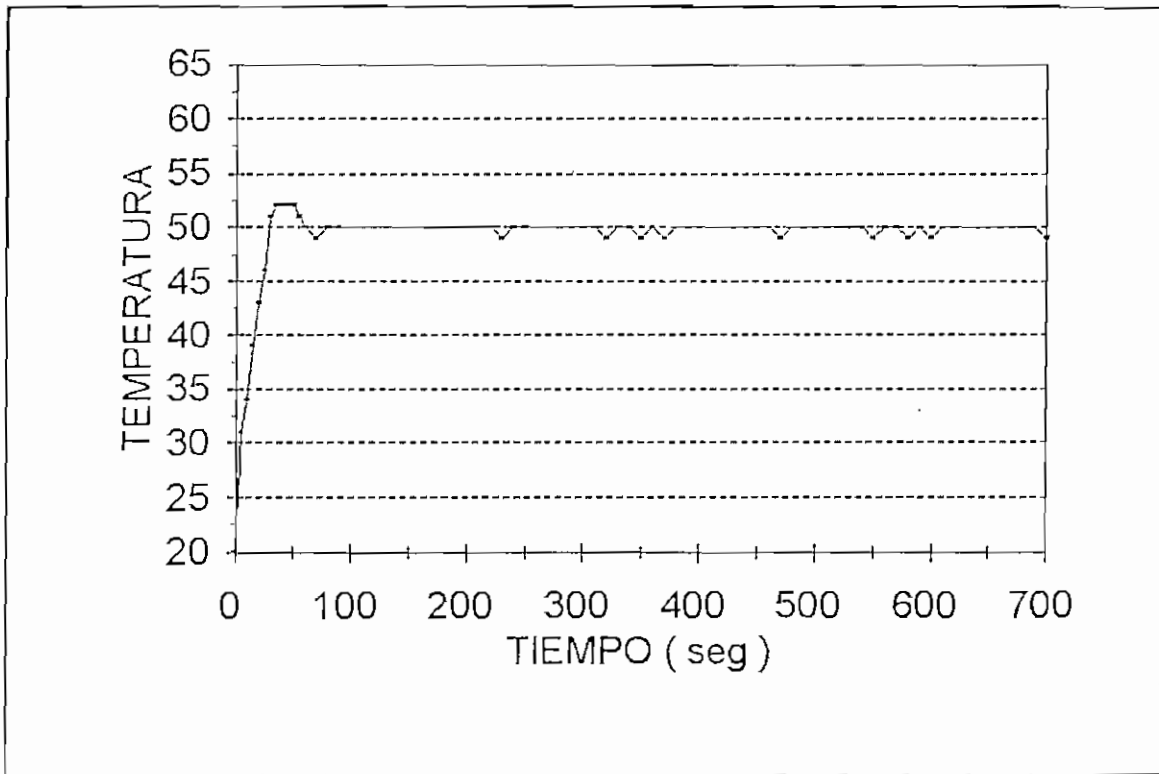


Fig. 4.9. Control pid digital.

Los valores que se ingresan al microcontrolador son:

BUNO = 070
 BDOS = 050
 BTRES = 000.

La respuesta a este tipo de control se indica en la figura 4.10, en donde:

Temperatura de referencia = 50°C
 Temperatura final = 49 - 50°C.
 Tiempo de establecimiento = 70 seg.
 $E_p = 2\%$
 $M_p = 4\%$.

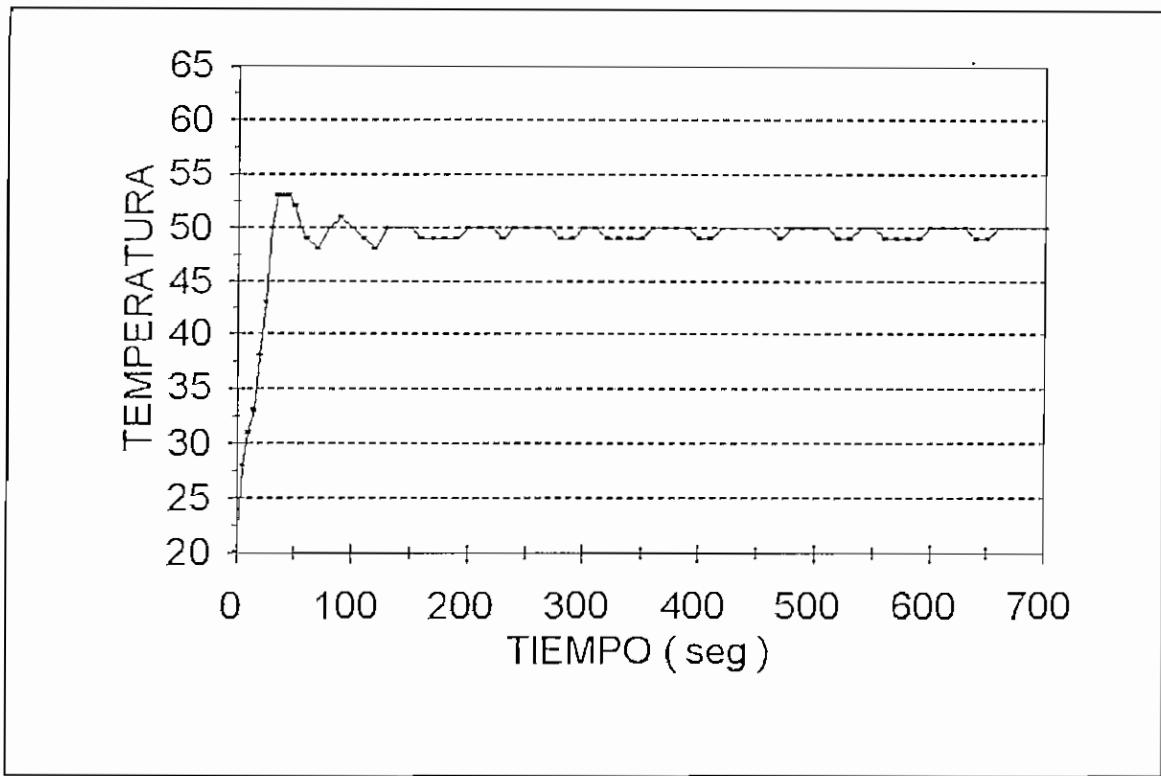


Fig. 4.10. Control incremental.

4.2. CONCLUSIONES.

Luego de haber probado extensamente el prototipo, se verifica el correcto funcionamiento de todos sus componentes, especialmente el acondicionamiento de señal de los sensores, ya que dan respuestas que prácticamente en sus valores finales son exactamente los mismos, teniendo en ocasiones un error que no pasa de dos grados. La calibración se realizó tomando como referencia la temperatura del módulo 80TK y el multímetro marca FLUKE.

En la prueba en lazo abierto se puede determinar que el sensor AD590 responde más rápido que la termocupla tipo K, lo cual constituye una ventaja, aunque tiene por su parte la desventaja de ser un sensor que no soporta más de 150°C, por lo que se debe tener cuidado en su uso.

Las pruebas realizadas al inicio de la elaboración de la tesis con el multímetro FLUKE y el módulo 80TK dieron como resultado una constante de tiempo de 60 seg, aunque en las pruebas en el prototipo éste valor sea diferente debido a que los circuitos diseñados para el acondicionamiento de señal no tienen los mismos componentes y su tiempo de respuesta aumenta.

En el control ON-OFF, el lazo de histéresis es bastante simétrico especialmente en con sensor AD590, respecto a la temperatura de referencia, lo que nuevamente constituye una ventaja de éste sensor.

En el control PID, se determinó que para llegar a obtener un mejor resultado, la constante derivativa debe ser cero, es decir se trata de un control PI, debido a que la planta tiene una función de transferencia de primer orden..

La señal de control parte de un valor negativo y llega hasta +10V, que es el voltaje de saturación del circuito. A partir de este instante tiene relación con el gráfico correspondiente a la simulación de la señal de control, esto debido a que en el computador se trata de un sistema ideal.

Con el microcontrolador, el control PID digital tiene una mejor respuesta que el incremental, ya que al calcular los valores de las constantes b_1 , b_2 y b_3 se tiene la posibilidad de un ajuste más fino, porque el tiempo de muestreo es 0,5 seg, y por ende se trabaja con decimales, mientras que en el control incremental los valores de las constantes b_1 , b_2 y b_3 son solamente enteros.

La repetibilidad de los resultados es bastante buena, ya que los sensores están fijos en el soporte correspondiente y no cambian su posición a menos que el soporte sea desplazado.

Con los datos obtenidos en las pruebas realizadas a cada uno de los controles, se puede determinar que, el control que presenta el mejor resultado es el PID análogo,

y dentro de este el sensor AD590, ya que su respuesta es más rápida que la termocupla.

De lo expuesto anteriormente y partiendo de la cantidad de pruebas realizadas se puede considerar que se satisface con el objetivo inicial de tener un sistema de control de temperatura que a más de ser fácil de usar y muy didáctico cumpla satisfactoriamente con los diferentes esquemas de control implementados.

4.3. RECOMENDACIONES.

El equipo se halla debidamente calibrado en sus diferentes tarjetas, por lo que no es necesario que se pretenda hacer algún cambio en los valores de los potenciómetros de las tarjetas, de todas maneras en el anexo correspondiente a manual de uso del equipo se indica la forma de calibrar las tarjetas de acondicionamiento de los sensores y de los drivers de los displays de 7 segmentos.

Se deben seguir los pasos indicados en el manual de uso para evitar posibles problemas.

El sensor AD590 soporta un máximo de 150°C, por lo que se debe tener cuidado especialmente en el control manual en lazo abierto ya que se lo puede deteriorar, por lo que el trabajo debe estar alrededor de los valores utilizados al realizar las pruebas indicadas en este capítulo.

El prototipo en la parte analógica básicamente puede funcionar con diferentes tipos de plantas, los limitantes están relacionados: a la capacidad de manejo de voltaje y corriente del tiristor del circuito de fuerza y a la máxima temperatura que soporta el sensor AD590, ya que es posible calibrar la tarjeta de acondicionamiento de señal de la termocupla y de los drivers de display para trabajar con niveles de temperatura de hasta 999°C.

BIBLIOGRAFÍA

National Semiconductor, "LINEAR HANDBOOK", USA 1982.

Ogata Katsuhiko, "INGENIERÍA DE CONTROL MODERNO", 2da Edición, Prentice Hall, México 1993.

Savant C. J, "DISEÑO ELECTRÓNICO", 2da Edición, Addison-Wesley Iberoamericana, USA 1992

Malvino A, "PRINCIPIOS DE ELECTRÓNICA", 4ta Edición, Mc Graw Hill, México 1991.

Fisher M, "POWER ELECTRONICS", PSW-KENT Publishing Company, USA 1991

Fustillos P, "ALGORITMOS PARA CONTROL DIGITAL DIRECTO", Tesis de grado EPN. 1994 --

Benitez D, "DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN SISTEMA DE NIVEL DE LÍQUIDOS", Tesis de grado EPN, 1994.

Kit Microlab, "MANUAL DE USO Y OPERACION", EPN.

Philips, "TECHNICAL PUBLICATION"

MSC51 Manual.

REFERENCIAS

[1],[2],[3] OMEGA ENGINEERING INC, AD590 TEMPERATURE SENSOR, OPERATOR'S MANUAL.

[4],[5],[6],[7],[8],[9],[10],[11] OMEGA ENGINEERING INC, MODEL TX57 TWO WIRE TEMPERATURE TRANSMITER, MANUAL.

[12],[13] FLUKE, INSTRUCTION SHEETS, 80TK THERMOCUPLE MODULE.

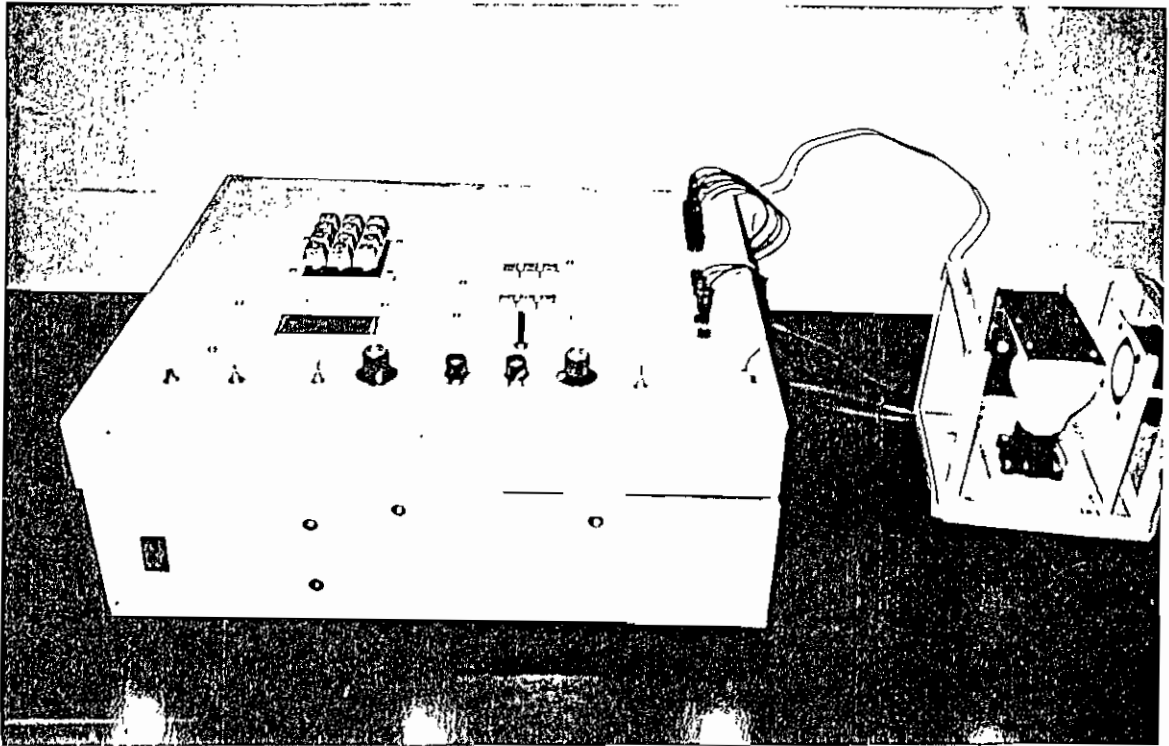
[14],[15] Malvino A, 'PRINCIPIOS DE ELECTRONICA', 4ta Edición, Mc Graw Hill, Méjico, 1.991

[16],[17] PROGRAMA DISPLAY1.ASM, LABORATORIO DE CONTROL CON MICROS

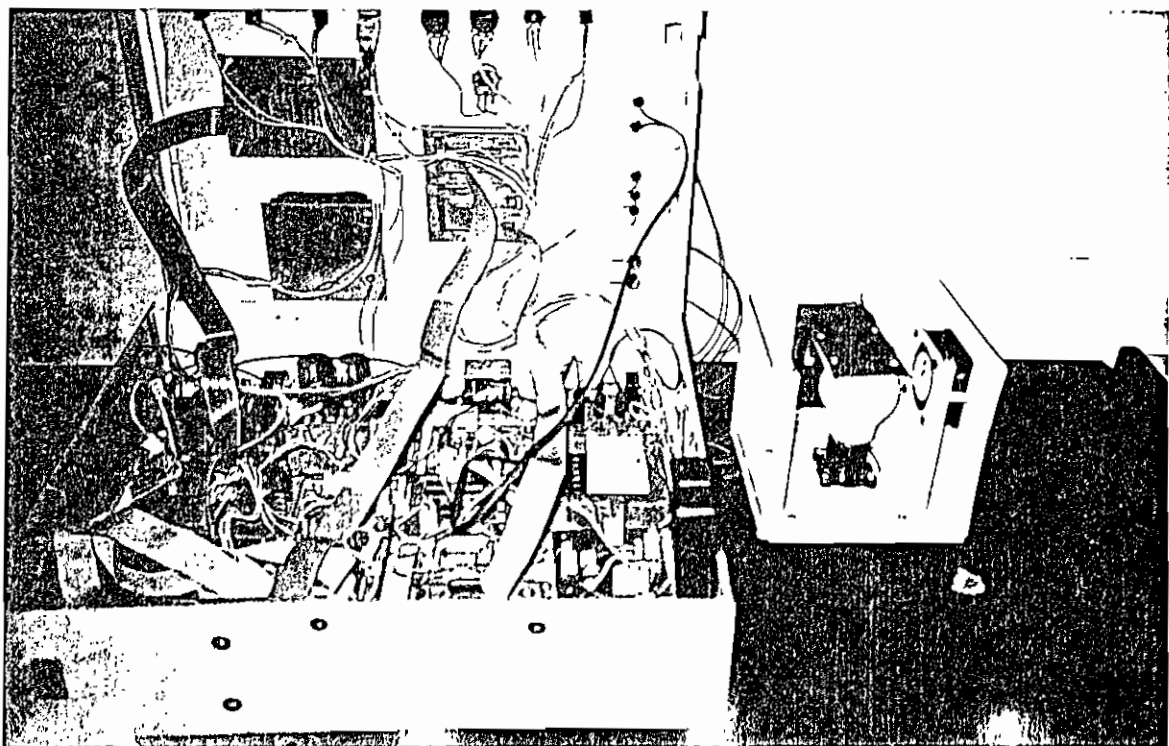
[18] Savant C. J., "DISEÑO ELECTRONICO", 2da Edición, Addison-Wesley Iberoamericana, USA, 1.992

ANEXOS

- A. FOTOGRAFÍAS DEL EQUIPO.**
- B. LISTADO DEL PROGRAMA DE CONTROL.**
- C. MANUAL DE USO DEL PROTOTIPO.**
- D. MANUAL DE USO DEL PROGRAMA DE CONTROL.**
- E. COPIAS DE LAS ESPECIFICACIONES DE LOS COMPONENTES.**



MODULO DE CONTROL. VISTA EXTERIOR



MODULO DE CONTROL. INTERIOR.

PROGRAMA PARA CONTROL DE TEMPERATURA

ETIQUETAS A ESPACIOS DE RAM INTERNA

INTERRUP	BIT 00H
RETARDO1	EQU 7FH
FILROM	EQU 7EH
DIRCURSOR	EQU 7DH
AUXCURSOR	EQU 7CH
CONTLCD	EQU 7BH
AUXLCD	EQU 7AH
TIMEDOS	EQU 79H
TEMPREF	EQU 78H
TREFH	EQU 77H
TREFL	EQU 76H
TEMPMED	EQU 75H
TMEDH	EQU 74H
TMEDL	EQU 73H
BUNOH	EQU 72H
BUNOL	EQU 71H
BDOSH	EQU 70H
BDOSL	EQU 6FH
BTRESH	EQU 6EH
BTRESL	EQU 6DH
EK	EQU 6CH
EKH	EQU 6BH
EKL	EQU 6AH
EKM1	EQU 69H
EKM1H	EQU 68H
EKM1L	EQU 67H
EKM2	EQU 66H
EKM2H	EQU 65H
EKM2L	EQU 64H
UKL	EQU 63H
UKM	EQU 62H
UKH	EQU 61H
UKM1L	EQU 60H
UKM1M	EQU 5FH
UKM1H	EQU 5EH
RESP1L	EQU 5DH
RESP1M	EQU 5CH
RESP1H	EQU 5BH
RESP2L	EQU 5AH
RESP2M	EQU 59H
RESP2H	EQU 58H
RESP3L	EQU 57H
RESP3M	EQU 56H
RESP3H	EQU 55H
TECLA	EQU 54H
AUX0H	EQU 53H
AUX0L	EQU 52H
AUX1H	EQU 51H
AUX1L	EQU 50H

```
REFH      EQU 4FH
REFM      EQU 4EH
REFL      EQU 4DH
AUX0M     EQU 4CH
DIVIDENDO EQU 4BH
DIVISOR   EQU 4AH
QUNO      EQU 49H
QDOS      EQU 48H
QTRES     EQU 47H
RESUNO    EQU 46H
RESDOS    EQU 45H
RESTRES   EQU 44H
TEMPDIS   EQU 43H
TEMPREF1  EQU 42H
```

```
ORG 0000H
LJMP INICIO
ORG 0003H
LJMP TECLAS
```

```
ORG 0030H
```

```
INICIO:
```

```
MOV SP,#30H
MOV DPTR,#4000H
MOV A,#00H
MOVX @DPTR,A
MOV IE,#10000001B ;HABILITA INTERRUPCION EXTERNA 0
CLR INTERRUPT
```

```
;PROGRAMA PRINCIPAL
```

```
;*****
```

```
LCALL DISPLAY ;RUTINA DE ENCENDIDO E INICIALIZACION DEL DISPLAY
LCALL MENSAJE ;MENSAJE INICIAL DESDE ROM
LCALL RETAR
LCALL LIMPIARDISPLAY
```

```
LCALL MENSAJE1 ;MENSAJE "REFERENCIA ="
LCALL REFERENCIA ;LEE DESDE EL TECLADO EL VALOR DE REFERENCIA
LCALL RETAR
LCALL LIMPIARDISPLAY
```

```
LCALL MBUNO ;MENSAJE "BUNO ="
LCALL TBUNO ;LEE DESDE TECLADO EL VALOR BUNO
LCALL RETAR
LCALL LIMPIARDISPLAY
```

```
LCALL MBDOS ;MENSAJE "BDOS ="
LCALL TBDOS ;LEE DESDE TECLADO BDOS
LCALL RETAR
LCALL LIMPIARDISPLAY
```



```
LCALL MBTRES ;MENSAJE "BTRES ="
LCALL TBTRES ;LEE DESDE TECLADO BTRES
LCALL RETAR
LCALL LIMPIARDISPLAY
```

```
LCALL INICIALIZAR: ;ENCERA LAS LOCALIDADES DE MEMORIA UTILIZADAS EN
;EN EL CALCULO DEL CONTROL PID
LCALL TINICIO ;ESPERA QUE SE PRESIONE LA TECLA *
MOV TECLA,#00H
```

```
RODRIGO:
CLR EX0
LCALL TREAL ;LEE DESDE EL CONVERSOR LA TEMPERATURA REAL
LCALL IMPTEMPMED ;IMPRIME EL VALOR DE TEMP. REAL
LCALL ERROR ;CALCULA ERROR e(k)
LCALL PID ;DETERMINA LEY DE CONTROL
LCALL DISPARO ;ENVIA EL VALOR AL CONVERSOR D/A
LCALL ACTUALIZAR ;ACTUALIZA LOS VALORES DE LA ECUACION DE DIFERENCIAS
;SETB EX0
;MOV A,TECLA
;CJNE A,#11,RODRIGO
LJMP RODRIGO
```

```
;*****
;***** AREA PARA ESCRITURA DE SUBROUTINAS *****
;*****
```

```
=====
;***** ATENCION A LA INTERRUPCION CERO *****
```

TECLAS:

```
CLR EX0
SETB INTERRUP
MOV DPTR,#0000H
MOVX A,@DPTR
ANL A,#0FH
MOV DPTR,#0960H
MOVC A,@A+DPTR
MOV TECLA,A
```

RETI

```
;***** FIN INTERRUPCION CERO *****
=====
```

```
=====
;***** ENCENDIDO E INICIALIZACION DEL DISPLAY *****
```

DISPLAY:

```
;LUEGO DEL ENCENDIDO ESPERA 15ms O MAS
```

LCALL ESPERA15

;INICIALIZACION DEL DISPLAY
;P1.7 P1.6 P1.5 P1.4 P1.3 P1.2 P1.1 P1.0
;NC RS R/W E D7 D6 D5 D4
; D3 D2 D1 D0

;FUNCTION SET
;RS R/W D7 D6 D5 D4
;0 0 0 0 1 1

MOV A,#03H
MOV P1,A
SETB P1.4
LCALL ESPERA4 ;ESPERA POR 4.1ms O MAS
CLR P1.4
SETB P1.4
LCALL ESPERA1
CLR P1.4
SETB P1.4
LCALL ESPERA1
CLR P1.4

;FUNCTION SET
;SELECCIONA INTERFASE DE 4 BITS
;SELECCIONA DISPLAY DE DOS FILAS

MOV A,#02H ;INTERFASE DE 4 BITS
MOV P1,A
SETB P1.4
LCALL ESPERA1
CLR P1.4
SETB P1.4
LCALL ESPERA1
CLR P1.4
MOV A,#08H ;DISPLAY DE DOS LINEAS
MOV P1,A
SETB P1.4
LCALL ESPERA1
CLR P1.4

;DISPLAY ON/OFF
;ACTIVACION DE CURSOR, DISPLAY BLINK

MOV A,#00H
MOV P1,A
SETB P1.4
LCALL ESPERA1
CLR P1.4
MOV A,#0FH
MOV P1,A
SETB P1.4
LCALL ESPERA1
CLR P1.4

**;MODE SET
;INCREMENTOS DEL CURSOS Y DISPLAY SHIFT ON**

**MOV A,#00H
MOV P1,A
SETB P1.4
LCALL ESPERA1
CLR P1.4
MOV A,#06H
MOV P1,A
SETB P1.4
LCALL ESPERA1
CLR P1.4**

;DISPLAY CLEAR

**MOV A,#00H
MOV P1,A
SETB P1.4
LCALL ESPERA1
CLR P1.4
MOV A,#01H
MOV P1,A
SETB P1.4
LCALL ESPERA1
CLR P1.4
LCALL ESPERA15**

RET

;*** FIN ENCENDIDO E INICIALIZACION DEL DISPLAY *******

=====

=====

;*** RETARDO DE 15ms O MAS *******

ESPERA15:

MOV R3,#14H

LAZO:

**LCALL ESPERA1
LCALL ESPERA1
LCALL ESPERA1
LCALL ESPERA1
LCALL ESPERA1
DJNZ R3,LAZO**

RET

;*** FIN RETARDO 15ms O MAS *******

=====

=====

;***** RETARDO *****

ESPERA1:

MOV R5,#7FH
DJNZ R5,\$

RET

;***** FIN RETARDO *****

=====

=====

;***** RETARDO DE 4ms O MAS *****

ESPERA4:

MOV R3,#0AH
LAZO1:
LCALL ESPERA1
DJNZ R3,LAZO1

RET

;***** FIN RETARDO 4ms O MAS *****

=====

=====

;***** RETARDOS *****

RETARDOS:

MOV R4,#0FFH
LAZO2:
LCALL ESPERA15
DJNZ R4,LAZO2

RET

=====

;***** COPIAR MENSAJE INICIAL DE ROM *****

MENSAJE:

MOV TIMEDOS,#05H
MOV FILROM,#001H

MOSTRANDO:

MOV DIRCURSOR,#00H
LCALL MOVERCURSOR
MOV DPTR,#0700H
LCALL COPIROM
INC FILROM
MOV DIRCURSOR,#10H

```
LCALL MOVERCURSOR
MOV DPTR,#0700H
LCALL COPIROM
LCALL RETAR
INC FILROM
MOV A,FILROM
CJNE A,#06H,MOSTRANDO
```

```
RET
```

```
;***** FIN COPIAR MENSAJE INICIAL *****
```

```
;***** POSICIONAMIENTO DEL CURSOR *****
```

```
MOVERCURSOR:
```

```
MOV A,DIRCURSOR
ANL A,#00010000B
CJNE A,#00010000B,NOSUMO
MOV A,DIRCURSOR
ADD A,#30H
LJMP SUMADO
```

```
NOSUMO:
```

```
MOV A,DIRCURSOR
```

```
SUMADO:
```

```
ORL A,#10000000B
MOV AUXCURSOR,A
ANL A,#11110000B
SWAP A
MOV P1,A
SETB P1.4
LCALL ESPERA1
CLR P1.4
MOV A,AUXCURSOR
ANL A,#00001111B
MOV P1,A
SETB P1.4
LCALL ESPERA1
CLR P1.4
LCALL ESPERA1
```

```
RET
```

```
;***** FIN POSICIONAMIENTO DEL CURSOR *****
```

```
;***** COPIAR DE EPROM A DISPLAY *****
```

COPIROM:

```
MOV A,FILROM
SWAP A
ADD A,DPL
MOV DPL,A
MOV CONTLCD,#0FFH
```

COPIAR:

```
INC CONTLCD
MOV R3,#0FH ;VERDADERO VALOR #0FH
```

RETARDODIS:

```
LCALL ESPERA1
DJNZ R3,RETARDODIS
MOV A,CONTLCD
CJNE A,#010H,COPIARDISPLAY
```

FINCOPIROM:

```
RET
```

COPIARDISPLAY:

```
MOV A,CONTLCD
MOVC A,@A+DPTR
MOV AUXLCD,A
SWAP A
ANL A,#0FH
ORL A,#01000000B
MOV P1,A
SETB P1.4
LCALL ESPERA1
CLR P1.4
MOV A,AUXLCD
ANL A,#0FH
ORL A,#01000000B
MOV P1,A
SETB P1.4
LCALL ESPERA1
CLR P1.4
LJMP COPIAR
```

```
;***** FIN COPIAR DE EPROM A DISPLAY *****
```

```
;=====
```

```
;=====
```

```
;***** LIMPAR DISPLAY *****
```

LIMPIARDISPLAY:

```
MOV A,#00H
MOV P1,A
```

```
SETB P1.4
LCALL ESPERA1
CLR P1.4
MOV A,#01H
MOV P1,A
SETB P1.4
LCALL ESPERA1
CLR P1.4
```

RET

```
;***** FIN LIMPIAR DISPLAY *****
```

```
=====
```

```
=====
```

```
;***** RETARDO DOS *****
```

RETAR:

```
MOV R4,TIMEDOS
```

ESPERAR:

```
MOV R3,#0FFH
```

ESP:

```
LCALL ESPERA1
DJNZ R3,ESP
DJNZ R4,ESPERAR
```

RET

```
;***** FIN RETARDO DOS *****
```

```
=====
```

```
=====
```

```
;***** COPIAR MENSAJE REFERENCIA = *****
```

MENSAJE1:

```
MOV FILROM,#00H
MOV DIRCURSOR,#00H
LCALL MOVERCURSOR
MOV DPTR,#0800H
LCALL COPIROM
LCALL RETAR
```

RET

```
;***** FIN COPIAR REFERENCIA = *****
```

```
=====
```

```
=====
```

```
;***** LEER VALORES DE REFERENCIA DESDE TECLADO *****
```

REFERENCIA:

REPETIR:

```
CLR    OV
SETB  EX0    ;HABILITA INTERRUPCION EXTERNA 0
JNB   INTERRUP,$    ;ESPERA PRESIONE UNA TECLA
CLR   INTERRUP
MOV   DIRCURSOR,#10H
LCALL MOVERCURSOR
LCALL PRINTCHAR
MOV   A,TECLA
MOV   B,#100
MUL   AB
MOV   REFH,A
LCALL RETAR
SETB  EX0
JNB   INTERRUP,$
CLR   INTERRUP
MOV   DIRCURSOR,#11H
LCALL MOVERCURSOR
LCALL PRINTCHAR
MOV   A,TECLA
MOV   B,#10
MUL   AB
MOV   REFM,A
LCALL RETAR
SETB  EX0
JNB   INTERRUP,$
CLR   C
CLR   INTERRUP
MOV   DIRCURSOR,#12H
LCALL MOVERCURSOR
LCALL PRINTCHAR
MOV   A,TECLA
MOV   REFL,A
ADD   A,REFM
ADD   A,REFH
MOV   TEMPREF1,A
MOV   DPTR,#0AA0H
MOVC  A,@A+DPTR
MOV   TEMPREF,A
MOV   B,#10
MUL   AB
MOV   TREFL,A
MOV   TREFH,B
```

RET

***** FIN DE LECTURA DE REFERENCIA DESDE TECLADO **

=====

=====

***** COPIAR MENSAJE B UNO = *****

MBUNO:

```
MOV FILROM,#00H
MOV DIRCURSOR,#00H
LCALL MOVERCURSOR
MOV DPTR,#0840H
LCALL COPIROM
LCALL RETAR
```

RET

;***** FIN COPIAR B UNO = *****

=====

=====

;***** LEER VALORES DE BUNO DESDE TECLADO *****

TBUNO:

```
SETB EX0 ;HABILITA INTERRUPCION EXTERNA 0
JNB INTERRUP,$ ;ESPERA PRESIONE UNA TECLA
CLR INTERRUP
CLR C
MOV DIRCURSOR,#10H
LCALL MOVERCURSOR
LCALL PRINTCHAR
MOV A,TECLA
MOV B,#100
MUL AB
MOV AUX0L,A
MOV AUX0H,B
LCALL RETAR
SETB EX0
JNB INTERRUP,$
CLR INTERRUP
CLR C
MOV DIRCURSOR,#11H
LCALL MOVERCURSOR
LCALL PRINTCHAR
MOV A,TECLA
MOV B,#10
MUL AB
MOV AUX1L,A
MOV AUX1H,B
MOV A,AUX0L
ADD A,AUX1L
MOV AUX0L,A
MOV A,AUX0H
ADDC A,AUX1H
MOV AUX0H,A
LCALL RETAR
SETB EX0
JNB INTERRUP,$
CLR INTERRUP
CLR C
```

```
MOV DIRCURSOR,#12H
LCALL MOVERCURSOR
LCALL PRINTCHAR
MOV A,TECLA
ADD A,AUX0L
MOV BUN0L,A
MOV A,AUX0H
ADDC A,#00H
MOV BUN0H,A
```

RET

```
;***** FIN DE LECTURA DE BUNO *****
```

```
;***** COPIAR MENSAJE B DOS = *****
```

MBDOS:

```
MOV FILROM,#00H
MOV DIRCURSOR,#00H
LCALL MOVERCURSOR
MOV DPTR,#0880H
LCALL COPIROM
LCALL RETAR
```

RET

```
;***** FIN COPIAR BDOS = *****
```

```
;***** LEER VALORES DE BDOS DESDE TECLADO *****
```

TBDOS:

```
SETB EX0 ;HABILITA INTERRUPCION EXTERNA 0
JNB INTERRUP,$ ;ESPERA PRESIONE UNA TECLA
CLR INTERRUP
CLR C
MOV DIRCURSOR,#10H
LCALL MOVERCURSOR
LCALL PRINTCHAR
MOV A,TECLA
MOV B,#100
MUL AB
MOV AUX0L,A
MOV AUX0H,B
LCALL RETAR
SETB EX0
JNB INTERRUP,$
CLR INTERRUP
CLR C
MOV DIRCURSOR,#11H
```

```

LCALL MOVERCURSOR
LCALL PRINTCHAR
MOV  A,TECLA
MOV  B,#10
MUL  AB
MOV  AUX1L,A
MOV  AUX1H,B
MOV  A,AUX0L
ADD  A,AUX1L
MOV  AUX0L,A
MOV  A,AUX0H
ADDC A,AUX1H
MOV  AUX0H,A
LCALL RETAR
SETB EX0
JNB  INTERRUPT,$
CLR  INTERRUPT
CLR  C
MOV  DIRCURSOR,#12H
LCALL MOVERCURSOR
LCALL PRINTCHAR
MOV  A,TECLA
ADD  A,AUX0L
MOV  BDOSL,A
MOV  A,AUX0H
ADDC A,#00H
MOV  BDOSH,A

```

RET

```

;***** FIN DE LECTURA DE BDOS *****
;=====

```

```

;=====
;***** COPIAR MENSAJE B TRES = *****

```

MBTRES:

```

MOV  FILROM,#00H
MOV  DIRCURSOR,#00H
LCALL MOVERCURSOR
MOV  DPTR,#0920H
LCALL COPIROM
LCALL RETAR

```

RET

```

;***** FIN COPIAR B TRES = *****
;=====

```

```

;=====
;***** LEER VALORES DE BTRES DESDE TECLADO *****

```

TBTRES:

```

SETB  EX0          ;HABILITA INTERRUPCION EXTERNA 0
JNB   INTERRUPT,$ ;ESPERA PRESIONE UNA TECLA
CLR   INTERRUPT
CLR   C
MOV   DIRCURSOR,#10H
LCALL MOVERCURSOR
LCALL PRINTCHAR
MOV   A,TECLA
MOV   B,#100
MUL  AB
MOV   AUX0L,A
MOV   AUX0H,B
LCALL RETAR
SETB  EX0
JNB   INTERRUPT,$
CLR   INTERRUPT
CLR   C
MOV   DIRCURSOR,#11H
LCALL MOVERCURSOR
LCALL PRINTCHAR
MOV   A,TECLA
MOV   B,#10
MUL  AB
MOV   AUX1L,A
MOV   AUX1H,B
MOV   A,AUX0L
ADD  A,AUX1L
MOV   AUX0L,A
MOV   A,AUX0H
ADDC A,AUX1H
MOV   AUX0H,A
LCALL RETAR
SETB  EX0
JNB   INTERRUPT,$
CLR   INTERRUPT
CLR   C
MOV   DIRCURSOR,#12H
LCALL MOVERCURSOR
LCALL PRINTCHAR
MOV   A,TECLA
ADD  A,AUX0L
MOV   BTRESL,A
MOV   A,AUX0H
ADDC A,#00H
MOV   BTRESH,A

```

RET

;***** FIN DE LECTURA DE BTRES *****

;=====

;=====

;***** INICIALIZAR *****

INICIALIZAR:

```
MOV UKL,#00H
MOV UKM,#00H
MOV UKH,#00H
MOV UKM1L,#00H
MOV UKM1M,#00H
MOV UKM1H,#00H
MOV EKL,#00H
MOV EKH,#00H
MOV EKM1L,#00H
MOV EKM1H,#00H
MOV EKM2L,#00H
MOV EKM2H,#00H
```

RET

```
;***** FIN INICIALIZAR *****
```

```
;***** IMPRESION DE UN CARACTER EN DISPLAY *****
```

PRINTCHAR:

```
MOV A,#30H
ADD A,TECLA
SWAP A
ANL A,#0FH
ORL A,#01000000B
MOV P1,A
SETB P1.4
LCALL ESPERA1
CLR P1.4
MOV A,#30H
ADD A,TECLA
ANL A,#0FH
ORL A,#01000000B
MOV P1,A
SETB P1.4
LCALL ESPERA1
CLR P1.4
```

RET

```
;***** FIN PRINTCHAR *****
```

```
;***** TECLA PARA INICIO DE CONTROL *****
```

TINICIO:

ESPERATECLA:

```
SETB EX0 ;HABILITA INTERRUPCION EXTERNA
JNB INTERRUP,$ ;ESPERA QUE SE PRESIONE LA TECLA #
```

```
CLR  INTERRUP
MOV  A,TECLA
CJNE A,#11H,ESPERATECLA
```

```
RET
```

```
;***** FIN TECLA PARA INICIO *****
```

```
;***** LECTURA DE TEMPERATURA REAL *****
```

```
TREAL:
```

```
MOV  TEMPMED,#00H
MOV  TMEDH,#00H
MOV  TMEDL,#00H
```

```
MOV  DPTR,#6000H
MOVX A,@DPTR
MOV  TEMPMED,A
MOV  B,#10
MUL  AB
MOV  TMEDL,A
MOV  TMEDH,B
```

```
RET
```

```
;***** FIN LECTURA TEMPERATURA REAL *****
```

```
;***** IMPRIMIR TEMPERATURA MEDIDA *****
```

```
IMTEMPMED:
```

```
MOV  A,TEMPMED
MOV  DPTR,#0980H ;SACAR A DISPLAY EL VALOR EQUIVALENTE EN GRADOS
MOVC A,@A+DPTR
MOV  TEMPDIS,A
MOV  DIVIDENDO,TEMPDIS
MOV  DIVISOR,#10
LCALL DECIMAL
MOV  TECLA,RESTRES
MOV  DIRCURSOR,#00H
LCALL MOVERCURSOR
LCALL PRINTCHAR
MOV  TECLA,RESDOS
MOV  DIRCURSOR,#01H
LCALL MOVERCURSOR
LCALL PRINTCHAR
MOV  TECLA,RESUNO
MOV  DIRCURSOR,#02H
LCALL MOVERCURSOR
LCALL PRINTCHAR
```

RET

;***** FIM IMPRIMIR TEMPERATURA MEDIDA *****

=====

=====

;***** CAMBIAR EXADECIMAL A DECIMAL *****

DECIMAL:

```
MOV A,DIVIDENDO
MOV B,DIVISOR
DIV AB
MOV QUNO,A
MOV RESUNO,B
MOV A,QUNO
MOV B,DIVISOR
DIV AB
MOV QDOS,A
MOV RESDOS,B
MOV A,QDOS
MOV B,DIVISOR
DIV AB
MOV QTRES,A
MOV RESTRES,B
```

RET

;***** FIN CAMBIO A DECIMAL *****

=====

=====

;***** CALCULO DEL ERROR *****

ERROR:

```
CLR C
MOV A,TREFL
MOV R1,TMEDL
SUBB A,R1
MOV EKL,A
```

```
MOV A,TREFH
MOV R1,TMEDH
SUBB A,R1
JC ENGERAR
MOV EKH,A
```

RET

ENCERAR:

```
MOV EKL,#00H
MOV EKH,#00H
MOV UKM1L,#00H
```

```
MOV UKM1M,#00H
MOV UKM1H,#00H
```

```
RET
```

```
;***** FIN CALCULO DEL ERROR *****
```

```
=====
```

```
=====
```

```
;***** RUTINA DE CONTROL PID *****
```

```
PID:
```

```
;RESUELVE
```

```
;UK = UKM1 + B1.EK + B2.EKM1 + B3.EKM2
```

```
LCALL PRODUCUNO ;BUNO POR EK
LCALL PRODUCDOS ;BDOS POR EKM1
LCALL PRODUCTRES ;BTRES POR EKM2
LCALL CONTROL ;HALLAR VALOR DE UK
```

```
RET
```

```
;***** FIN DE RUTINA PID *****
```

```
=====
```

```
=====
```

```
;***** PRODUCTO BUNO POR EK *****
```

```
PRODUCUNO:
```

```
CLR C
MOV A,EKL
MOV B,BUNOL
MUL AB
MOV RESP1L,A
MOV RESP1M,B
MOV A,EKH
MOV B,BUNOL
MUL AB
ADD A,RESP1M
MOV RESP1M,A
MOV A,#00H
ADDC A,B
MOV RESP1H,A
MOV A,EKL
MOV B,BUNOH
MUL AB
ADD A,RESP1M
MOV RESP1M,A
MOV A,B
ADDC A,RESP1H
MOV RESP1H,A
MOV A,EKH
MOV B,BUNOH
MUL AB
```



```
ADD A,RESP1H
JC LAZO10
MOV RESP1H,A
MOV A,B
CJNE A,#00H,LAZO10
RET
```

LAZO10:

```
MOV RESP1H,#0FFH
MOV RESP1M,#0FFH
MOV RESP1L,#0FFH
```

RET

```
;***** FIN PRODUCONO *****
```

```
=====
```

```
=====
```

```
;***** PRODUCTO BDOS POR EKM1 *****
```

PRODUCDOS:

```
CLR C
MOV A,EKM1L
MOV B,BDOSL
MUL AB
MOV RESP2L,A
MOV RESP2M,B
MOV A,EKM1H
MOV B,BDOSL
MUL AB
ADD A,RESP2M
MOV RESP2M,A
MOV A,#00H
ADDC A,B
MOV RESP2H,A
MOV A,EKM1L
MOV B,BDOSL
MUL AB
ADD A,RESP2M
MOV RESP2M,A
MOV A,B
ADDC A,RESP2H
MOV RESP2H,A
MOV A,EKM1H
MOV B,BDOSL
MUL AB
ADD A,RESP2H
JC LAZO12
MOV RESP2H,A
MOV A,B
CJNE A,#00H,LAZO12
RET
```

LAZO12:

```
MOV  RESP2H,#0FFH
MOV  RESP2M,#0FFH
MOV  RESP2L,#0FFH
```

RET

;***** FIN PRODUCTOS *****

=====

=====

;***** PRODUCTO BTRES POR EKM2 *****

PRODUCTRES:

```
CLR  C
MOV  A,EKM2L
MOV  B,BTRESL
MUL  AB
MOV  RESP3L,A
MOV  RESP3M,B
MOV  A,EKM2H
MOV  B,BTRESL
MUL  AB
ADD  A,RESP3M
MOV  RESP3M,A
MOV  A,#00H
ADDC A,B
MOV  RESP3H,A
MOV  A,EKM2L
MOV  B,BTRESH
MUL  AB
ADD  A,RESP3M
MOV  RESP3M,A
MOV  A,B
ADDC A,RESP3H
MOV  RESP3H,A
MOV  A,EKM2H
MOV  B,BTRESH
MUL  AB
ADD  A,RESP3H
JC   LAZO14
MOV  RESP3H,A
MOV  A,B
CJNE A,#00H,LAZO14
RET
```

LAZO14:

```
MOV  RESP3H,#0FFH
MOV  RESP3M,#0FFH
MOV  RESP3L,#0FFH
```

RET

;***** FIN PRODUCTRES *****

=====

=====

;***** HALLA VALOR UK *****

CONTROL:

```
CLR C
MOV A,RESP1L
ADD A,RESP3L
MOV AUX0L,A
MOV A,RESP1M
ADDC A,RESP3M
MOV AUX0M,A
MOV A,RESP1H
ADDC A,RESP3H
JC LAZO20
MOV AUX0H,A
LJMP SIGUE
```

LAZO20:

```
MOV AUX0L,#0FFH
MOV AUX0M,#0FFH
MOV AUX0H,#0FFH
```

SIGUE:

```
CLR C
MOV A,AUX0L
ADD A,UKM1L
MOV AUX0L,A
MOV A,AUX0M
ADDC A,UKM1M
MOV AUX0M,A
MOV A,AUX0H
ADDC A,UKM1H
JC LAZO21
MOV AUX0H,A
LJMP SIGUE1
```

LAZO21:

```
MOV AUX0L,#0FFH
MOV AUX0M,#0FFH
MOV AUX0H,#0FFH
```

SIGUE1:

```
CLR C
MOV A,AUX0L
MOV R1,RESP2L
SUBB A,R1
MOV UKL,A
```

```
MOV A,AUX0M
MOV R1,RESP2M
SUBB A,R1
MOV UKM,A
```

```
MOV A,AUX0H
MOV R1,RESP2H
SUBB A,R1
JC ENCERARESTA
MOV UKH,A
```

```
RET
```

```
ENCERARESTA:
```

```
MOV UKH,#00H
MOV UKM,#00H
MOV UKL,#00H
```

```
RET
```

```
;***** FIN HALLAR VALOR UK *****
```

```
;***** ENVIA VALOR DE CONTROL AL CONVERTOR D/A *****
```

```
DISPARO:
```

```
MOV A,UKM
MOV DPTR,#4000H
MOVX @DPTR,A
LCALL ESPERA15
MOV R1,#05H
LAZOS1:
MOV R2,#0FFH
LAZOS:
LCALL ESPERA1
DJNZ R2,LAZOS
DJNZ R1,LAZOS1
```

```
RET
```

```
;***** FIN SALIDA AL CONVERTOR D/A *****
```

```
;***** ACTUALIZAR VALORES DE LA ECUACION *****
```

```
ACTUALIZAR:
```

```
MOV UKM1L,UKL
MOV UKM1M,UKM
MOV UKM1H,UKH
MOV EKM2L,EKM1L
MOV EKM2H,EKM1H
```

MOV EKM1L,EKL
MOV EKM1H,EKH

RET

;***** FIN ACTUALIZAR VALORES DE LA ECUACION *****

;=====

ORG 0700H

DB ' ESCUELA '
DB ' POLITECNICA '
DB ' NACIONAL '
DB ' '
DB 'RODRIGO CABRERA '
DB 'CONTROL DE TEMP '

ORG 0800H

DB 'REFERENCIA = '

ORG 0820H

DB 'TEMP. MED. = '

ORG 0840H

DB 'B UNO = '

ORG 0880H

DB 'B DOS = '

ORG 0920H

DB 'B TRES = '

ORG 0960H

DB 01H,04H,07H,11H,02H,05H,08H,00H,03H,06H,09H,12H

ORG 0980H

DB 14H,14H,15H,15H,16H,16H,17H,17H,18H,18H
DB 19H,19H,1AH,1AH,1BH,1BH,1CH,1CH,1DH,1DH
DB 1EH,1EH,1FH,1FH,20H,20H,21H,21H,22H,22H
DB 23H,23H,24H,24H,25H,25H,26H,26H,27H,27H
DB 28H,28H,29H,29H,2AH,2AH,2BH,2BH,2CH,2CH
DB 2DH,2DH,2EH,2EH,2FH,2FH,30H,30H,31H,31H
DB 32H,32H,33H,33H,34H,34H,35H,35H,36H,36H
DB 37H,37H,38H,38H,39H,39H,3AH,3AH,3BH,3BH
DB 3CH,3CH,3DH,3DH,3EH,3EH,3FH,3FH,40H,40H
DB 41H,41H,42H,42H,43H,43H,44H,44H,45H,45H
DB 46H,46H,47H,47H,48H,48H,49H,49H,4AH,4AH
DB 4BH,4BH,4CH,4CH,4DH,4DH,4EH,4EH,4FH,4FH
DB 50H,50H,51H,51H,52H,52H,53H,53H,54H,54H
DB 55H,55H,56H,56H,57H,57H,58H,58H,59H,59H
DB 5AH,5AH,5BH,5BH,5CH,5CH,5DH,5DH,5EH,5EH
DB 5FH,5FH,60H,60H,61H,61H,62H,62H,63H,63H
DB 64H,64H,65H,65H,66H,66H,67H,67H,68H,68H
DB 69H,69H,6AH,6AH,6BH,6BH,6CH,6CH,6DH,6DH
DB 6EH,6EH,6FH,6FH,70H,70H,71H,71H,72H,72H

DB 73H,73H,74H,74H,75H,75H,76H,76H,77H,77H
DB 78H,78H,79H,79H,7AH,7AH,7BH,7BH,7CH,7CH
DB 7DH,7DH,7EH,7EH,7FH,7FH,80H,80H,81H,81H
DB 82H,82H,83H,83H,84H,84H,85H,85H,86H,86H
DB 87H,87H,88H,88H,89H,89H,8AH,8AH,8BH,8BH
DB 8CH,8CH,8DH,8DH,8EH,8EH,8FH,8FH,90H,91H
DB 92H,93H,94H,95H,96H

ORG 0AA0H

DB 00H,00H,00H,00H,00H,00H,00H,00H,00H,00H
DB 00H,00H,00H,00H,00H,00H,00H,00H,00H,00H
DB 00H,02H,04H,06H,08H,0AH,0CH,0EH,10H,12H
DB 14H,16H,18H,1AH,1CH,1EH,20H,22H,24H,26H
DB 28H,2AH,2CH,2EH,30H,32H,34H,36H,38H,3AH
DB 3CH,3EH,40H,42H,44H,46H,48H,4AH,4CH,4EH
DB 50H,52H,54H,56H,58H,5AH,5CH,5EH,60H,62H
DB 64H,66H,68H,6AH,6CH,6EH,70H,72H,74H,76H
DB 78H,7AH,7CH,7EH,80H,82H,84H,86H,88H,8AH
DB 8CH,8EH,90H,92H,94H,96H,98H,9AH,9CH,9EH
DB 0A0H,0A2H,0A4H,0A6H,0A8H,0AAH,0ACH,0AEH,0B0H,0B2H
DB 0B4H,0B6H,0B8H,0BAH,0BCH,0BEH,0C0H,0C2H,0C4H,0C6H
DB 0C8H,0CAH,0CCH,0CEH,0D0H,0D2H,0D4H,0D6H,0D8H,0DAH
DB 0DCH,0DEH,0E0H,0E2H,0E4H,0E6H,0E8H,0EAH,0ECH,0EEH
DB 0F0H,0F2H,0F4H,0F6H,0F8H,0FAH,0FBH,0FCH,0FDH,0FEH,0FFH

END

Este prototipo para control de temperatura está formado por dos módulos: el de control propiamente dicho en donde se encuentran todos los sistemas de control implementados, y el que contiene la planta.

El módulo de temperatura fue construido en acrílico, de acuerdo a las medidas y forma indicadas en el numeral 2.7. En la parte posterior izquierda está ubicado el conector para alimentar todo el sistema, mientras que en la parte frontal se halla el switch de encendido.

La cara superior contiene todos los elementos necesarios para que el control pueda funcionar, debidamente señalizados, para evitar cualquier inconveniente. Aquí se hallan los switches para escoger: entre control digital y analógico, dentro del analógico si se desea control manual o automático y el tipo de sensor que se utiliza.

Contiene los potenciómetros para cambiar el valor de referencia y las constantes K_p , K_i y K_d en el control PID analógico. Para el control digital tiene el botón de reset del microcontrolador y el teclado para ingreso de datos de referencia y constantes de control.

Cuenta también con los conectores para alimentar la lámpara, el ventilador y los sensores en la planta, debidamente señalizados.

Antes de encender el equipo es necesario tener en cuenta que los switches deben estar en las siguientes posiciones: El número 1, de analógico/digital en analógico, el switch número 2 manual automático en la posición OFF, el selector número 3 de tipo de control en la posición OFF, y el switch número 4 de tipo de sensor en la posición OFF; y, los potenciómetros de referencia y constantes de control en mínimo. Para utilizar la termocupla, es necesario encender el módulo 80TK colocado en la parte lateral derecha debido a que utiliza una batería

Una vez que el equipo ha sido encendido, es entonces cuando se puede escoger alguna de las opciones de control:

Control Manual. El switch 1 debe estar en ANALÓGICO, el switch número dos se coloca en la posición MANUAL, el selector número 3 debe permanecer en la posición OFF y el switch número 4 en AD590 si se desea usar este sensor, de lo contrario se escoge TERMOCUPLA; además se debe tener cuidado en encender en ese momento el módulo 80TK, que es el sitio de conexión de la termocupla. Luego se puede escoger mediante la perilla REFERENCIA el valor deseado.

Control ON-OFF. Switch 1 en la posición ANALÓGICO, SWITCH 2 en AUTOMÁTICO, y el selector 3 en la posición ON-OFF. Con uno de los dos sensores escogidos se coloca el valor de referencia.

Control PID analógico. Switch 1 en ANALÓGICO, switch 2 en AUTOMÁTICO, selector 3 en la posición PID y las perillas K_p , K_i y K_d quedan habilitadas para realizar los cambios que se desee mientras se realizan pruebas de éste tipo de control.

Control computarizado. Switch 1 en ANALÓGICO, switch 2 en AUTOMÁTICO, el selector 3 COMPUTARIZADO y en este caso se utiliza el computador. y se deben colocar los cables de entrada y salida desde el módulo de control hasta la bornera que sirve de terminal en la tarjeta de adquisición de datos DAS 128.

Control digital. Switch 1 en la posición DIGITAL, switch 2 EN AUTOMÁTICO y selector 3 en MICROPROCESADO. El programa del microcontrolador empieza a funcionar e los datos se ingresan mediante teclado, como se indica en el anexo C.

La planta está construida en una base metálica con paredes de acrílico en donde se sujeta el ventilador y el soporte para los sensores, con la posibilidad de desplazamiento, lo que permite colocar los sensores a una distancia apropiada, aunque no se debería mover este soporte porque durante la construcción y pruebas del equipo, se ha colocado en la posición en la cual se tienen los mejores resultados.

Para calibrar las tarjetas se debe proceder de la siguiente manera:

DRIVER DISPLAY. Con el switch 4 en la posición OFF, es posible calibrar la tarjeta que maneja los displays de la temperatura medida, para lo cual se debe colocar en la entrada (IN) 0V, y con el potenciómetro P1 se ajusta para que los displays marquen 000. Colocando en la entrada 5V, se ajusta el potenciómetro P2 para que los displays marquen 150.

Para calibrar la tarjeta que maneja los displays de la temperatura de referencia, se coloca el switch 2 en la posición MANUAL y el selector 3 en OFF, luego con el potenciómetros de referencia en la posición mínimo se ajusta el potenciómetro P1 hasta que los displays marque 000. Con el potenciómetro de referencia en la posición máximo se ajusta el potenciómetro P2 hasta que los displays marquen 137.

AMPLIFICADOR TX57. Para calibrar las tarjetas de acondicionamiento de señal es necesario contar con un multímetro, que sea compatible con el módulo 80TK (se aconseja un multímetro marca FLUKE), para aprovechar la termocupla tipo K en la planta. A temperatura ambiente 20°C se debe medir en el conector que sale a la tarjeta para control PID 0V, de lo contrario es necesario ajustar el potenciómetro P1.

Una vez que se selecciona el control microprocesado, en el display de cristal líquido aparecen los siguientes mensajes:

ESCUELA
POLITECNICA

NACIONAL

RODRIGO CABRERA
CONTROL DE TEMP.

Luego en la primera fila del display el mensaje

REFERENCIA =

Esto indica que se debe introducir el valor de la referencia (entre 20 y 150) utilizando el teclado. El valor debe ser siempre de tres dígitos, por ejemplo si la referencia es 50°C, se debe pulsar las teclas: 0, 5, 0

Aparece a continuación el mensaje

BUNO =

Que indica que se debe ingresar el valor de la constante b1 previamente encontrada multiplicada por 10. De igual manera que en la temperatura de referencia, se deben ingresar tres dígitos.

A continuación aparecen los mensajes:

BDOS =

BTRES =

Para que se ingresen los valores de las constantes b2 y b3.

De acuerdo al desarrollo de la discretización de la ecuación de control PID, el valor de la constante b_2 es negativo, pero al microcontrolador debe ingresar positivo, e igualmente multiplicado por 10.

Se observa luego que el display se limpia, quedando el programa en espera de que se presione la tecla " * ", para iniciar a desarrollar las rutinas de control.

Una vez que el proceso ha empezado, aparece en la primera línea del display el valor de la temperatura medida.

El programa permanece de ésta manera funcionando ciclicamente. Si se desea terminar el proceso de control digital se presiona la tecla " * ".

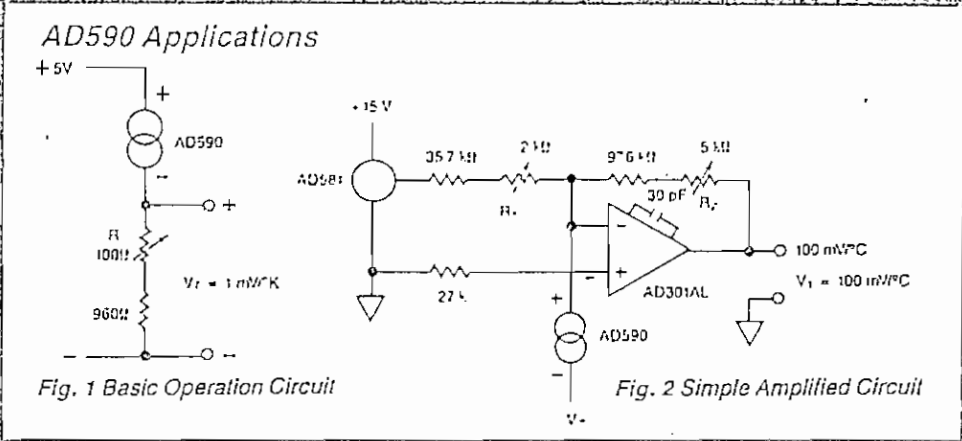
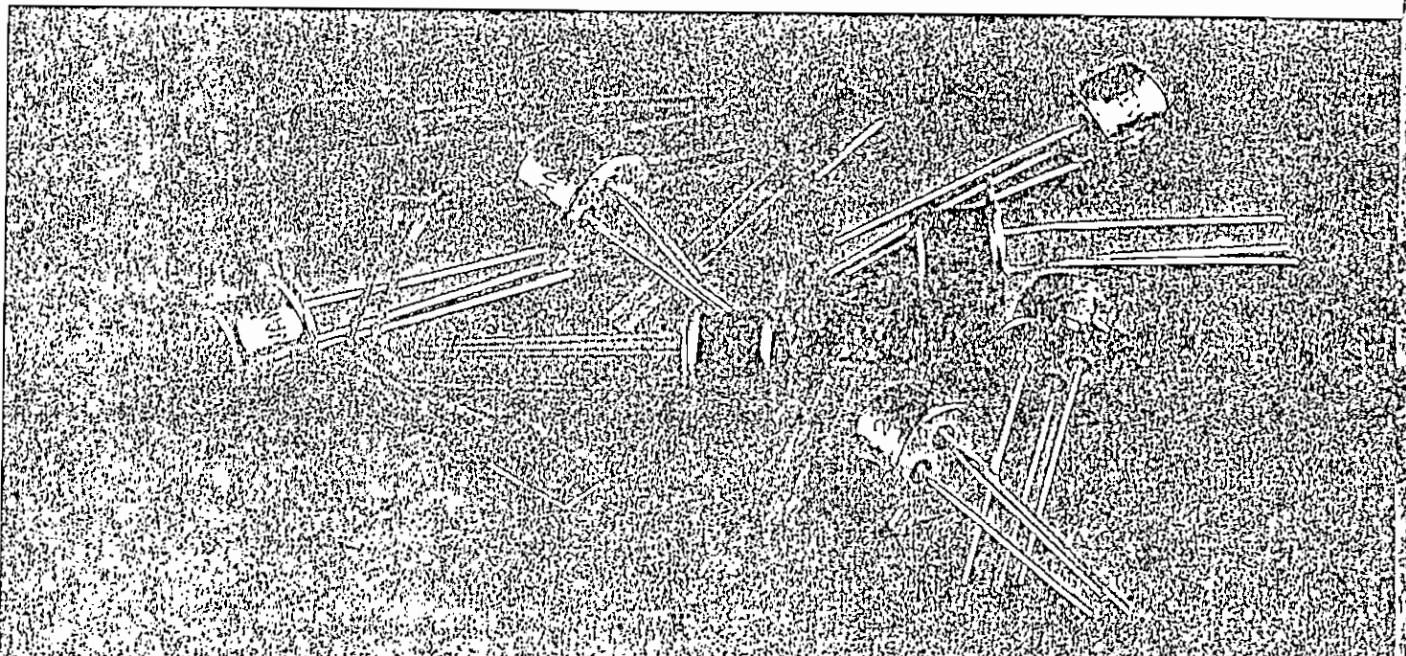
Para correr el programa por segunda ocasión, es necesario presionar el botón RESET, y el proceso se repite desde el inicio.

Solid State Temperature Sensor

AD590 Series

Linear 1 Microamp per Kelvin Output

0
A
B
C



- Linear Current Output
- Broad Range -55 to 150°C
- No Linearization Circuitry Required
- Versatile and Economical
- Fast Response

The AD590 is a small temperature transducer that converts a temperature input into a proportional current output.

The advanced technology in the AD590 is especially suited for special temperature measurement and control applications between -55 and 150°C when solid state

reliability, linearity and accuracy are required. The AD590 can be used to determine minimum, average, and differential temperatures, in addition to being used for thermocouple cold junction compensation and temperature control applications. The size and responsiveness of the AD590 make it perfect for uses where size is a consideration, such as on PC boards or heat sinks.

Just power up—and measure the absolute temperature (Kelvin). No linearization, amplification or cold junction compensation is required (fig. 1). To convert reading to °C, subtract 273.15.

AD590 Applications

- ✓ Ideal for Fast Response Surface Measurements
- ✓ Sensors for Controllers and Meters
- ✓ Use in Custom Made Probes
- ✓ Use on PC Boards for Accurate Measurements

From
\$5 Each

WARRANTY

OMEGA warrants this unit to be free of defects in materials and workmanship and to give satisfactory service for a period of 13 months from date of purchase. OMEGA Warranty adds an additional one (1) month grace period to the normal one (1) year product warranty to cover handling and shipping time. This ensures that our customers receive maximum coverage on each product. If the unit should malfunction, it must be returned to the factory for evaluation. Our Customer Service Department will issue an Authorized Return (AR) number immediately upon phone or written request. Upon examination by OMEGA, if the unit is found to be defective it will be repaired or replaced at no charge. However, this WARRANTY is VOID if the unit shows evidence of having been lamped with or shows evidence of being damaged as a result of excessive current, heat, moisture, vibration, or misuse. Components which wear or which are damaged by misuse are not warranted. These include contact points, fuses, and traces.

THERE ARE NO WARRANTIES EXCEPT AS STATED HEREIN. THERE ARE NO OTHER WARRANTIES, EXPRESSED OR IMPLIED, INCLUDING BUT NOT LIMITED TO THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND OF FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE. IN NO EVENT SHALL OMEGA ENGINEERING, INC. BE LIABLE FOR CONSEQUENTIAL, INCIDENTAL OR SPECIAL DAMAGES. THE BUYER'S SOLE REMEDY FOR ANY BREACH OF THIS AGREEMENT BY OMEGA ENGINEERING, INC. OR ANY BREACH OF ANY WARRANTY BY OMEGA ENGINEERING, INC. SHALL NOT EXCEED THE PURCHASE PRICE PAID BY THE PURCHASER TO OMEGA ENGINEERING, INC. FOR THE UNIT OR UNITS OR EQUIPMENT DIRECTLY AFFECTED BY SUCH BREACH.



An OMEGA Group Company

One Omega Drive, Box 4047

Stamford, Connecticut 06907-0047

(203)359-1660 Telex: 996404 Cable: OMEGA FAX: (203)359-7700

Return Requests/Inquiries

Direct all warranty and repair requests/inquiries to OMEGA Customer Service Department, telephone number (203) 359-1660. Before returning any instrument, please contact the OMEGA Customer Service Department to obtain an authorized return (AR) number. The designated AR number should then be marked on the outside of the return package.

To avoid processing delays, also please be sure to include:

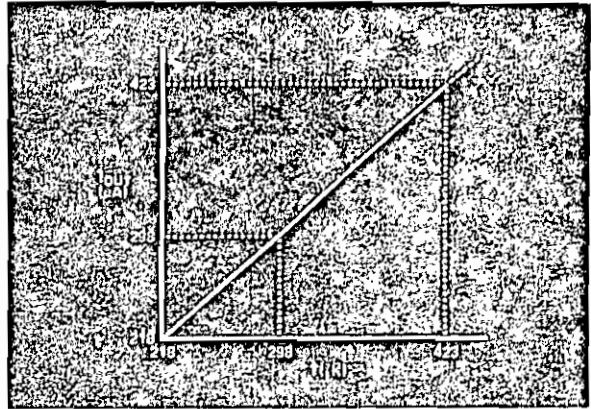
1. Returnee's name, address, and phone number.
2. Model and Serial numbers
3. Repair instructions.

OMEGA's policy is to make running changes, not model changes, whenever an improvement is possible. That way our customers get the latest in technology and engineering.

OMEGA® is a registered trademark of OMEGA ENGINEERING, INC.

© Copyright 1987 OMEGA ENGINEERING, INC. All rights reserved including illustrations. Nothing in this manual may be reproduced in any manner, either wholly or in part for any purpose whatsoever without written permission from OMEGA ENGINEERING, INC. Printed in U.S.A.

M287/047



PRELIMINARY TECHNICAL DATA

FEATURES

Linear Current Output: $1\mu A/^{\circ}K$

Wide Range: $-55^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$

Probe Compatible Ceramic Sensor Package

Two-Terminal Device: Voltage In/Current Out

Wide Power Supply Range: $+4V$ to $+30V$

Sensor Isolation from Case

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD590 is a calibrated two terminal temperature sensor requiring only a dc voltage supply (+4V to +30V). Costly transmitters, filters, lead wire compensation and linearization circuits are all unnecessary in applying the device.
2. State-of-the-art laser trimming at the wafer level in conjunction with extensive final testing insures that AD590 units are easily interchangeable.
3. Superior interference rejection results from the output being a current rather than a voltage. In addition, power requirements are low (1.5mW's @ 5V @ +25°C). These features make the AD590 easy to apply as a remote sensor.
4. The high output impedance ($>10M\Omega$) provides excellent rejection of supply voltage drift and ripple. For instance, changing the power supply from 5V to 10V results in only a 1 μ A maximum current change, or 1°C equivalent error.
5. The AD590 is electrically durable: it will withstand a forward voltage up to 44V and a reverse voltage of 20V. Hence, supply irregularities or pin reversal will not damage the device.
6. The device is hermetically sealed in both a ceramic sensor package and in the TO-52 package.

PRODUCT DESCRIPTION

The AD590 is a two-terminal integrated circuit temperature transducer which produces an output current proportional to absolute temperature. For supply voltages between +4V and +30V the device acts as a high impedance, constant current regulator passing 1 μ A/°K. Laser trimming of the chip's thin film resistors is used to calibrate the device to 298.2 μ A output at 298.2°K (+25°C).

The AD590 should be used in any temperature sensing application below +150°C in which conventional electrical temperature sensors are currently employed. The inherent low cost of a monolithic integrated circuit combined with the elimination of support circuitry makes the AD590 an attractive alternative for many temperature measurement situations. Linearization circuitry, precision voltage amplifiers, resistance measuring circuitry and cold junction compensation are not needed in applying the AD590.

In addition to temperature measurement, applications include temperature compensation or correction of discrete components, biasing proportional to absolute temperature, flow rate measurement, level detection of fluids and anemometry. The AD590 is available in chip form making it suitable for hybrid circuits and fast temperature measurements in protected environments.

The AD590 is particularly useful in remote sensing applications. The device is insensitive to voltage drops over long lines due to its high impedance current output. Any well-insulated twisted pair is sufficient for operation hundreds of feet from the receiving circuitry. The output characteristics also make the AD590 easy to multiplex: the current can be switched by a CMOS multiplexer or the supply voltage can be switched by a logic gate output.

SPECIFICATIONS

MODEL

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Forward Voltage (E+ to E-)
 Reverse Voltage (E+ to E-)
 Breakdown Voltage (Case to E+ or E-)
 Rated Performance Temperature Range¹
 Storage Temperature Range¹
 Lead Temperature (Soldering, 10 sec)

POWER SUPPLY

Operating Voltage Range

OUTPUT

Nominal Current Output @ +25°C (298.2°K)

Nominal Temperature Coefficient

Calibration Error @ +25°C

Absolute Error² (over rated performance temperature range)

Without External Calibration Adjustment

With +25°C Calibration Error Set to Zero

Nonlinearity

Repeatability³

Long Term Drift⁴

Current Noise

Power Supply Rejection

+4V ≤ V_S ≤ +5V

+5V ≤ V_S ≤ +15V

+15V ≤ V_S ≤ +30V

Case Isolation to Either Lead

Effective Shunt Capacitance

Electrical Turn-On Time⁵

Reverse Bias Leakage Current⁶
 (Reverse Voltage = 10V)

(typical @ +25°C and V_S = 5V unless otherwise noted)

	AD590J	AD590K
Forward Voltage	+44V	+44V
Reverse Voltage	-20V	-20V
Breakdown Voltage	±200V	±200V
Rated Performance Temperature Range ¹	-55°C to +150°C	-55°C to +150°C
Storage Temperature Range ¹	-65°C to +175°C	-65°C to +175°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	+300°C	+300°C
Operating Voltage Range	+4V to +30V	+4V to +30V
Nominal Current Output @ +25°C (298.2°K)	298.2μA	298.2μA
Nominal Temperature Coefficient	1μA/°C	1μA/°C
Calibration Error @ +25°C		
Absolute Error ² (over rated performance temperature range)		
Without External Calibration Adjustment	±10.0°C max	±5.5°C max
With +25°C Calibration Error Set to Zero	±3.0°C max	±2.0°C max
Nonlinearity	±1.5°C max	±0.8°C max
Repeatability ³	±0.1°C/month max	±0.1°C/month max
Long Term Drift ⁴	±0.1°C max	±0.1°C max
Current Noise		
Power Supply Rejection		
+4V ≤ V _S ≤ +5V	0.5μA/V	0.5μA/V
+5V ≤ V _S ≤ +15V	0.2μA/V	0.2μA/V
+15V ≤ V _S ≤ +30V	0.1μA/V	0.1μA/V
Case Isolation to Either Lead	10 ¹⁰ Ω	10 ¹⁰ Ω
Effective Shunt Capacitance	100pF	100pF
Electrical Turn-On Time ⁵	20μs	20μs
Reverse Bias Leakage Current ⁶ (Reverse Voltage = 10V)	10pA	10pA

*Specifications same as AD590H

¹The AD590 has been used at -100°C and +200°C for short periods of measurement with no physical damage to the device. However, the absolute errors specified apply to only the rated performance temperature range.

²See page 4 for explanation of error components. Note that ±1°C error is the equivalent of ±1μA error.

³Maximum deviation between +25°C readings after temperature cycling between -55°C and +150°C; guaranteed not tested.

⁴Conditions: constant +5V, constant +125°C; guaranteed, not tested.

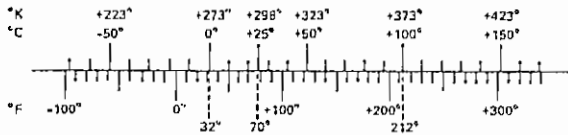
⁵Does not include self heating effects; see page 5 for explanation of these effects.

⁶Leakage current doubles every 10°C.

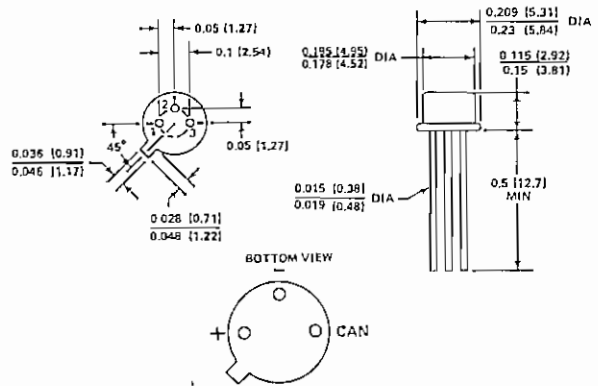
TEMPERATURE SCALE CONVERSION EQUATIONS

$$^{\circ}\text{C} = \frac{5}{9} (^{\circ}\text{F} - 32) \quad ^{\circ}\text{K} = ^{\circ}\text{C} + 273.15$$

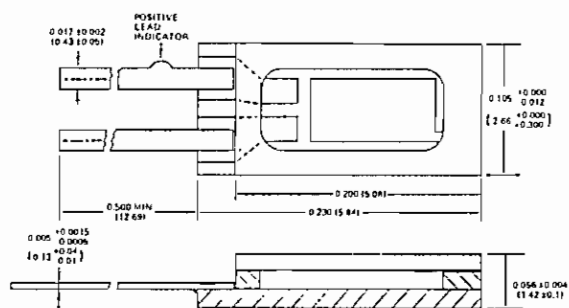
$$^{\circ}\text{F} = \frac{9}{5} ^{\circ}\text{C} + 32 \quad ^{\circ}\text{R} = ^{\circ}\text{F} + 459.7$$



OUTLINE DIMENSIONS AND PIN DESIGNATIONS TO-52 PACKAGE:

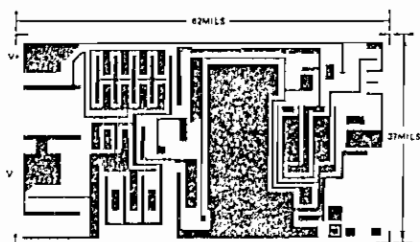


The 590H has 60μ inches of gold plating on its Kovar leads and Kovar header. A resistance welder is used to seal the nickel cap to the header. The AD590 chip is eutectically mounted to the header and ultrasonically bonded to with 1 mil aluminum wire. Kovar composition: 53% iron nominal; 29% ±1% nickel; 17% ±1% cobalt; 0.65% manganese max; 0.20% silicon max; 0.10% aluminum max; 0.10% magnesium max; 0.10% zirconium max; 0.10% titanium max; 0.06% carbon max.



FLAT-PACK PACKAGE:

The 590F is a ceramic package with gold plating on its Kovar leads, Kovar lid, and chip cavity. Solder of 80/20 Au/Sn composition is used for the 1.5 mil thick solder ring under the lid. The chip cavity has a nickel underlayer between the metalization and the gold plating. The AD590 chip is eutectically mounted in the chip cavity at 400°C and ultrasonically bonded to with 1 mil aluminum wire. Note that the chip is in direct contact with the ceramic base, not the metal lid.



Metalization Diagram

CIRCUIT DESCRIPTION

The AD590 uses a fundamental property of the silicon transistors from which it is made to realize its temperature proportional characteristic: if two identical transistors are operated at a constant ratio of collector current densities, r , then the difference in their base-emitter voltages will be $(kT/q)(\ln r)$. Since both k , Boltzman's constant and q , the charge of an electron, are constant, the resulting voltage is directly proportional to absolute temperature (PTAT).

In the AD590, this PTAT voltage is converted to a PTAT current by low temperature coefficient thin film resistors. The total current of the device is then forced to be a multiple of this PTAT current. Referring to Figure 1, the schematic diagram of the AD590, Q8 and Q11 are the transistors that produce the PTAT voltage. R5 and R6 convert the voltage to current. Q10, whose collector current tracks the collector currents in Q9 and Q11, supplies all the bias and substrate leakage current for the rest of the circuit, forcing the total current to be PTAT. R5 and R6 are laser trimmed on the wafer to calibrate the device at +25°C.

Figure 2 shows the typical V-I characteristic of the circuit at +25°C and the temperature extremes.

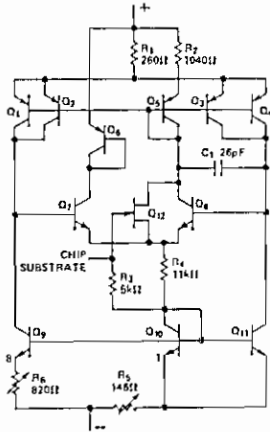


Figure 1. Schematic Diagram

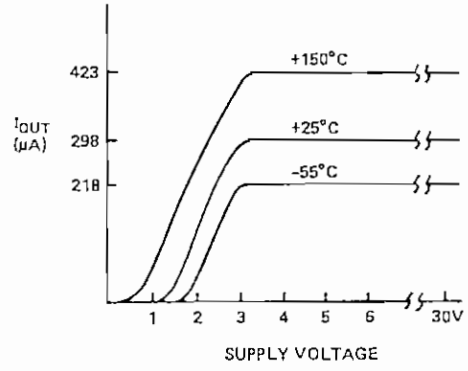


Figure 2. V-I Plot

EXPLANATION OF TEMPERATURE SENSOR SPECIFICATIONS

The way in which the AD590 is specified makes it easy to apply in a wide variety of different applications. It is important to understand the meaning of the various specifications and the effects of supply voltage and thermal environment on accuracy.

The AD590 is basically a PTAT (proportional to absolute temperature)¹ current regulator. That is, the output current is equal to a scale factor times the temperature of the sensor in degrees Kelvin. This scale factor is trimmed to $1\mu\text{A}/^\circ\text{K}$ at the factory, by adjusting the indicated temperature (i.e. the output current) to agree with the actual temperature. This is done with 5V across the device at a temperature within a few degrees of 25°C (298.2°K). The device is then packaged and tested for accuracy over temperature.

CALIBRATION ERROR

At final factory test the difference between the indicated temperature and the actual temperature is called the calibration error. Since this is a scale factor error, its contribution to the total error of the device is PTAT. For example, the effect of the 1°C specified maximum error of the AD590L varies from 0.73°C at -55°C to 1.42°C at 150°C . Figure 3 shows how an exaggerated calibration error would vary from the ideal over temperature.

¹ $T(^{\circ}\text{C}) = T(^{\circ}\text{K}) - 273.2$; Zero on the Kelvin scale is "absolute zero"; there is no lower temperature.

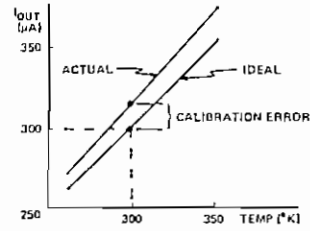


Figure 3. Calibration Error vs. Temperature

The calibration error is a primary contributor to maximum total error in all AD590 grades. However, since it is a scale factor error, it is particularly easy to trim. Figure 4 shows the most elementary way of accomplishing this. To trim this circuit the temperature of the AD590 is measured by a reference temperature sensor and R is trimmed so that $V_T = 1\text{mV}/^\circ\text{K}$ at that temperature. Note that when this error is trimmed out at one temperature, its effect is zero over the entire temperature range. In most applications there is a current to voltage conversion resistor (or, as with a current input ADC, a reference) that can be trimmed for scale factor adjustment.

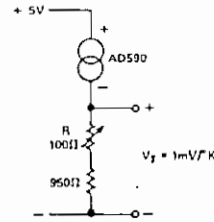


Figure 4. One Temperature Trim

ERROR VERSUS TEMPERATURE: WITH CALIBRATION ERROR TRIMMED OUT

Each AD590 is also tested for error over the temperature range with the calibration error trimmed out. This specification could also be called the "variance from PTAT" since it is the maximum difference between the actual current over temperature and a PTAT multiplication of the actual current at 25°C. This error consists of a slope error and some curvature, mostly at the temperature extremes. Figure 5 shows a typical AD590K temperature curve before and after calibration error trimming.

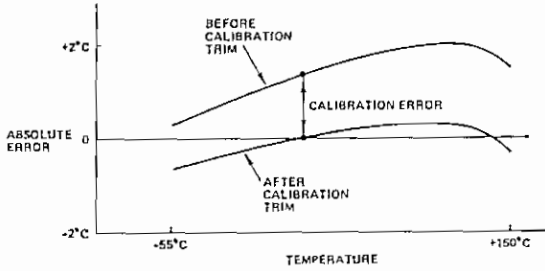


Figure 5. Effect of Scale Factor Trim on Accuracy

ERROR VERSUS TEMPERATURE: NO USER TRIMS

Using the AD590 by simply measuring the current, the total error is the "variance from PTAT" described above plus the effect of the calibration error over temperature. For example the AD590L maximum total error varies from 2.33°C at -55°C to 3.02°C at 150°C. For simplicity, only the larger figure is shown on the specification page.

NONLINEARITY

Nonlinearity as it applies to the AD590 is the maximum deviation of current over temperature from a best-fit straight line. The nonlinearity of the AD590 over the -55°C to +150°C range is superior to all conventional electrical temperature sensors such as thermocouples, RTD's and thermistors. Figure 6 shows the nonlinearity of the typical AD590K from Figure 5.

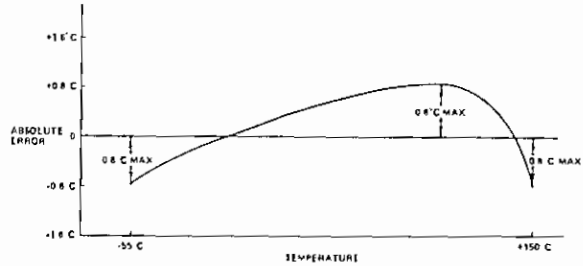


Figure 6. Nonlinearity

Figure 7A shows a circuit in which the nonlinearity is the major contributor to error over temperature. The circuit is trimmed by adjusting R_1 for a 0V output with the AD590 at 0°C. R_2 is then adjusted for 10V out with the sensor at 100°C. Other pairs of temperatures may be used with this procedure as long as they are measured accurately by a reference sensor. Note that for +15V output (150°C) the V_+ of the op amp must be greater than 17V. Also note that V_- should be at least -4V; if V_- is ground there is no voltage applied across the device.

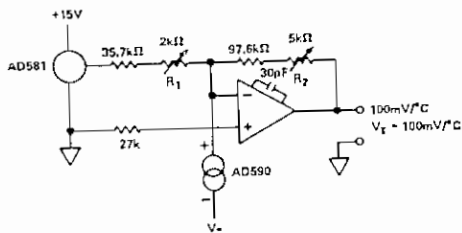


Figure 7A. Two Temperature Trim

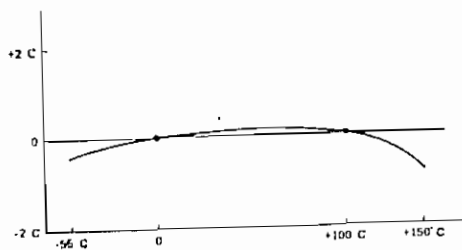


Figure 7B. Typical Two-Trim Accuracy

VOLTAGE AND THERMAL ENVIRONMENT EFFECTS

The power supply rejection specifications given on page 4 show the maximum expected change in output current versus input voltage changes. The insensitivity of the output to input voltage allows the use of unregulated supplies. It also means that hundreds of ohms of resistance (such as a CMOS multiplexer) can be tolerated in series with the device.

It is important to note that using a supply voltage other than 5V does not change the PTAT nature of the AD590. In other words, this change is equivalent to a calibration error and can be removed by the scale factor trim.

The AD590 specifications are guaranteed for use in a low thermal resistance environment with 5V across the sensor. Large changes in the thermal resistance of the sensor's environment will change the amount of self-heating and result in changes in the output which are predictable but not necessarily desirable.

The thermal environment in which the AD590 is used determines two important characteristics: the effect of self-heating and the response of the sensor with time.

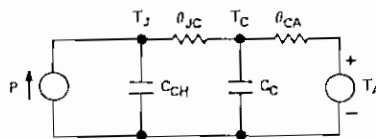


Figure 8. Thermal Circuit Model

Figure 8 is a model of the AD590 which demonstrates these characteristics. As an example, for the TO-52 package, θ_{JC} is the thermal resistance between the chip and the case, about

26°C/watt. θ_{CA} is the thermal resistance between the case and its surroundings and is determined by the characteristics of the thermal connection. Power source P represents the power dissipated on the chip. The rise of the junction temperature, T_J , above the ambient temperature T_A is:

$$T_J - T_A = P (\theta_{JC} + \theta_{CA}). \quad \text{Eq. 1}$$

Table 1 gives the sum of θ_{JC} and θ_{CA} for several common thermal media for both the "H" and "F" packages. The heat sink used was a common clip-on. Using Equation 1, the temperature rise of an AD590 "H" package in a stirred bath at +25°C, when driven with a 5V supply, will be 0.06°C. However, for the same conditions in still air the temperature rise is 0.72°C. For a given supply voltage, the temperature rise varies with the current and is PTAT. Therefore, if an application circuit is trimmed with the sensor in the same thermal environment in which it will be used, the scale factor trim compensates for this effect over the entire temperature range.

Table 1. Thermal Resistances

MEDIUM	$\theta_{JC} + \theta_{CA}$ (°C/watt)		τ (sec) (Note 3)	
	H	F	H	F
Aluminum Block	30	10	0.6	0.1
Stirred Oil ¹	42	60	1.4	0.6
Moving Air ²				
With Heat Sink	45	—	5.0	—
Without Heat Sink	115	190	13.5	10.0
Still Air				
With Heat Sink	191	—	108	—
Without Heat Sink	480	650	60	30

¹Note: τ is dependent upon velocity of oil; average of several velocities listed above.

²Air velocity \approx 9ft/sec.

³The time constant is defined as the time required to reach 63.2% of an instantaneous temperature change.

The time response of the AD590 to a step change in temperature is determined by the thermal resistances and the thermal capacities of the chip, C_{CH} , and the case, C_C . C_{CH} is about 0.04 watt-sec/°C for the AD590. C_C varies with the measured medium since it includes anything that is in direct thermal contact with the case. In most cases, the single time constant exponential curve of Figure 9 is sufficient to describe the time response, $T(t)$. Table 1 shows the effective time constant, τ , for several media.

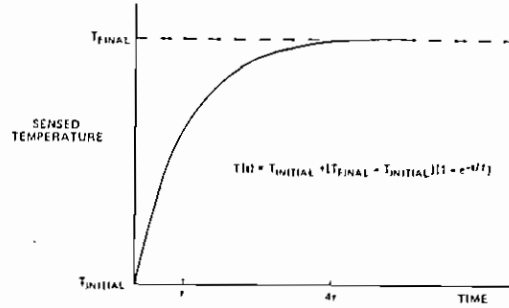
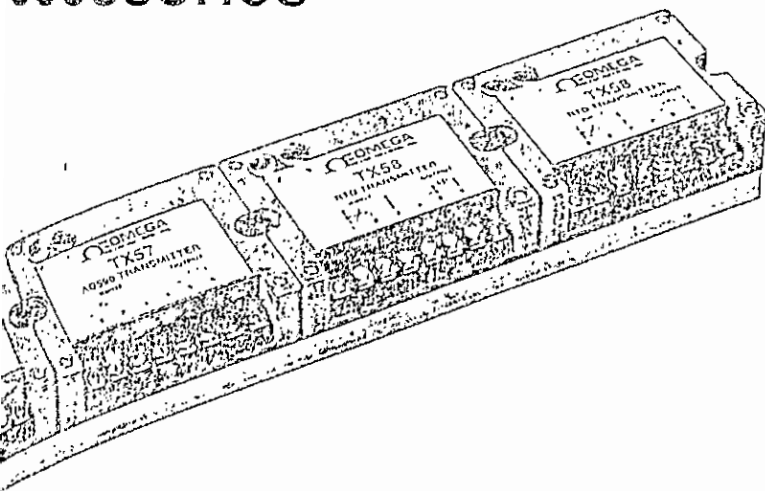


Figure 9. Time Response Curve

Solid State Temperature Sensor

D590 Series

Accessories



TX50 Series
2-Wire Transmitters

\$122

See Page N-21

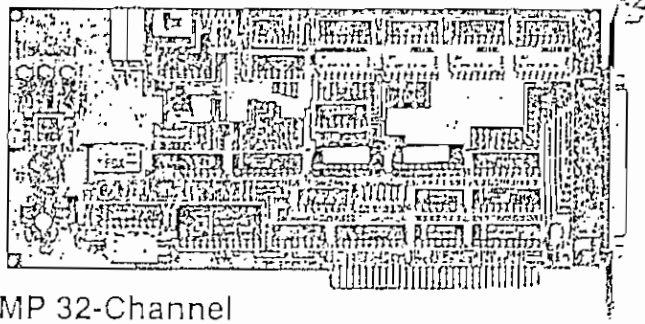
Two Styles Available:
Low Cost Metal TO-52 Case
Miniature Ceramic Flat Pack

Two Accuracies Available:
Low Cost
Increased Accuracy

Specifications

Absolute Maximum Ratings
 Maximum Voltage (E+ to E-): +44 V
 Minimum Voltage (E+ to E-): -20 V
 Maximum Power Dissipation (case to E+ or E-): 200 mW
 Maximum Temperature: +300°C
POWER SUPPLY
 Operating Voltage Range: +4 to +30 Vdc
OUTPUT
 Maximum Current Output at 25°C:
 Model (K): 298.2 μ A
 Maximum Temperature Coefficient:

Maximum Error: J: $\pm 5.0^\circ\text{C}$
 Model (K): $\pm 2.5^\circ\text{C}$
 Maximum Error: w/o external
 Temperature Adjustment: J: $\pm 10.0^\circ\text{C}$
 Model (K): $\pm 5.5^\circ\text{C}$; W/25°C error
 Maximum Error: J: $\pm 3.0^\circ\text{C}$ maximum (K:
 Model (K): $\pm 1.5^\circ\text{C}$ maximum
 Long-Term Stability: $\pm 0.1^\circ\text{C}$ maximum
 Maximum Term Drift: $\pm 0.1^\circ\text{C}$ /month
 Maximum Error:



DAS-TEMP 32-Channel
Plug-In Board for IBM PCs

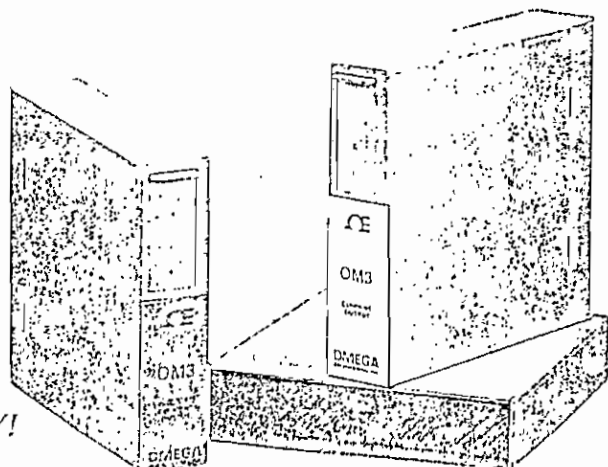
\$399

See Page D1-29 in the OMEGA
Complete Data Acquisition Systems
Handbook™.

OM3 Series Signal
Conditioning Modules

\$170

From
See Page R-39



IN STOCK FOR FAST DELIVERY!

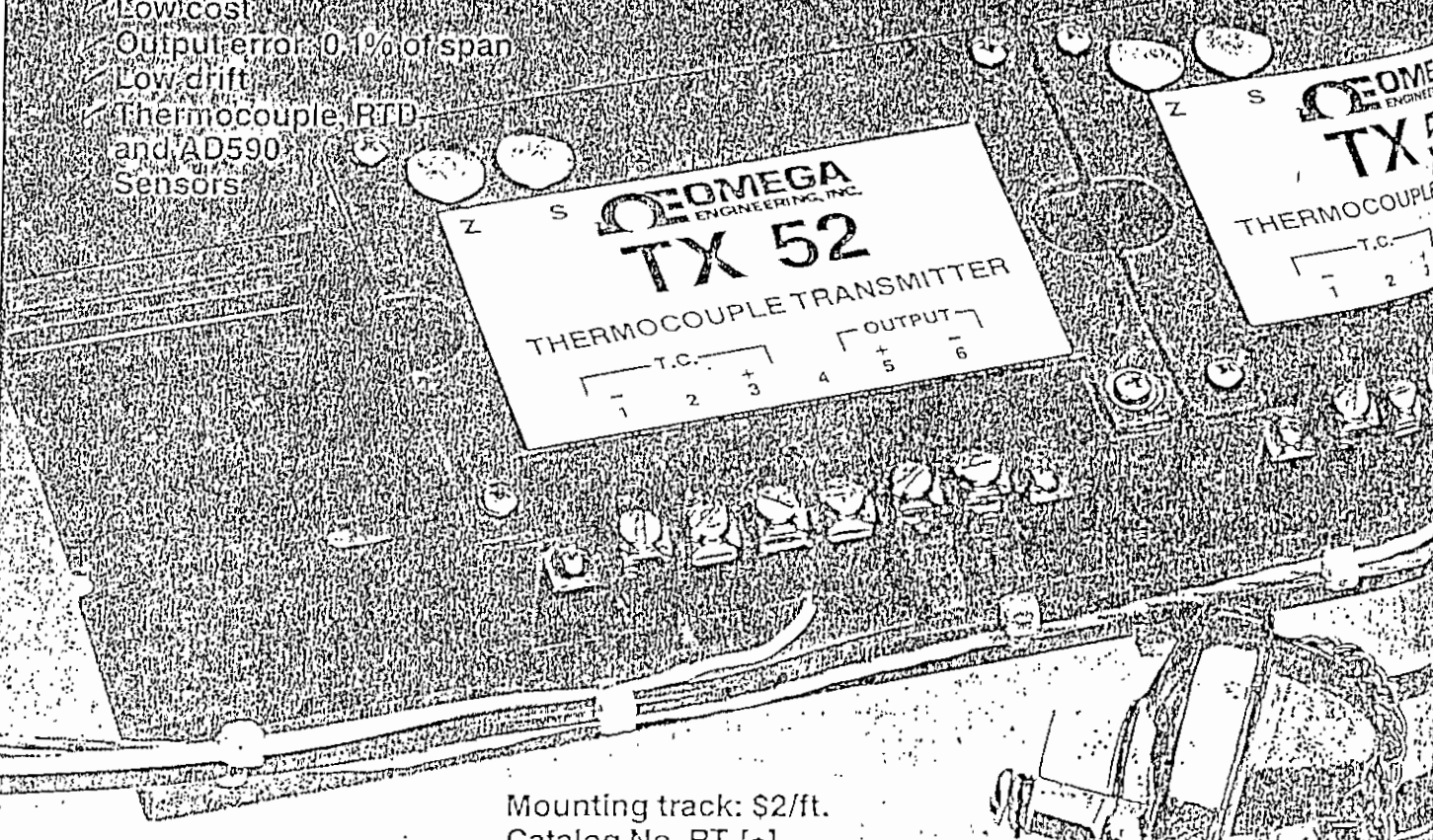
To Order (Specify Model Number)

Model Type	Flat Pack	TO-52 Case	Linearity
AD590J	AD590JF \$11.15	AD590JH \$ 5.00	$\pm 1.5^\circ\text{C}$
AD590K	AD590KF \$17.85	AD590KH \$10.20	$\pm 0.8^\circ\text{C}$

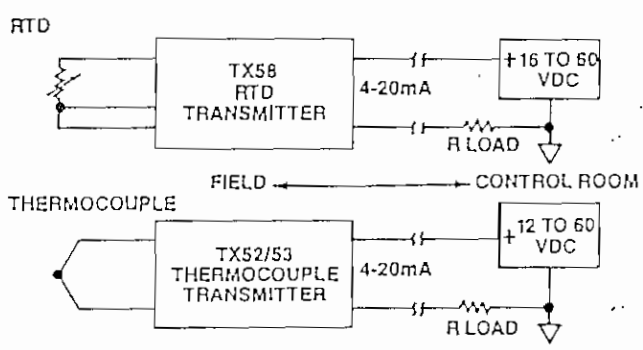
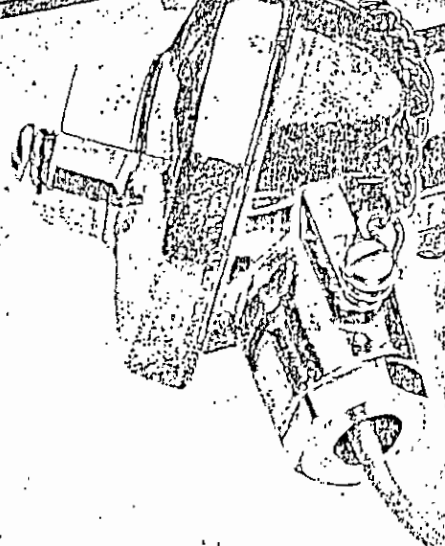
2 Wire Transmitter

Thermocouple or RTD Input

- ✓ 4-20 mA output
- ✓ Low cost
- ✓ Output error: 0.1% of span
- ✓ Low drift
- ✓ Thermocouple (RTD and AD590) Sensors



Mounting track: \$2/ft.
 Catalog No. RT-[*]
 *Sold in multiples of 4 ft lengths.



Transmitters provide a two-wire output with the same wiring used for power and output. The load resistance is connected in series with a dc power supply, and the current drawn from the supply is the 4-20mA output signal which is proportional to the input signal.

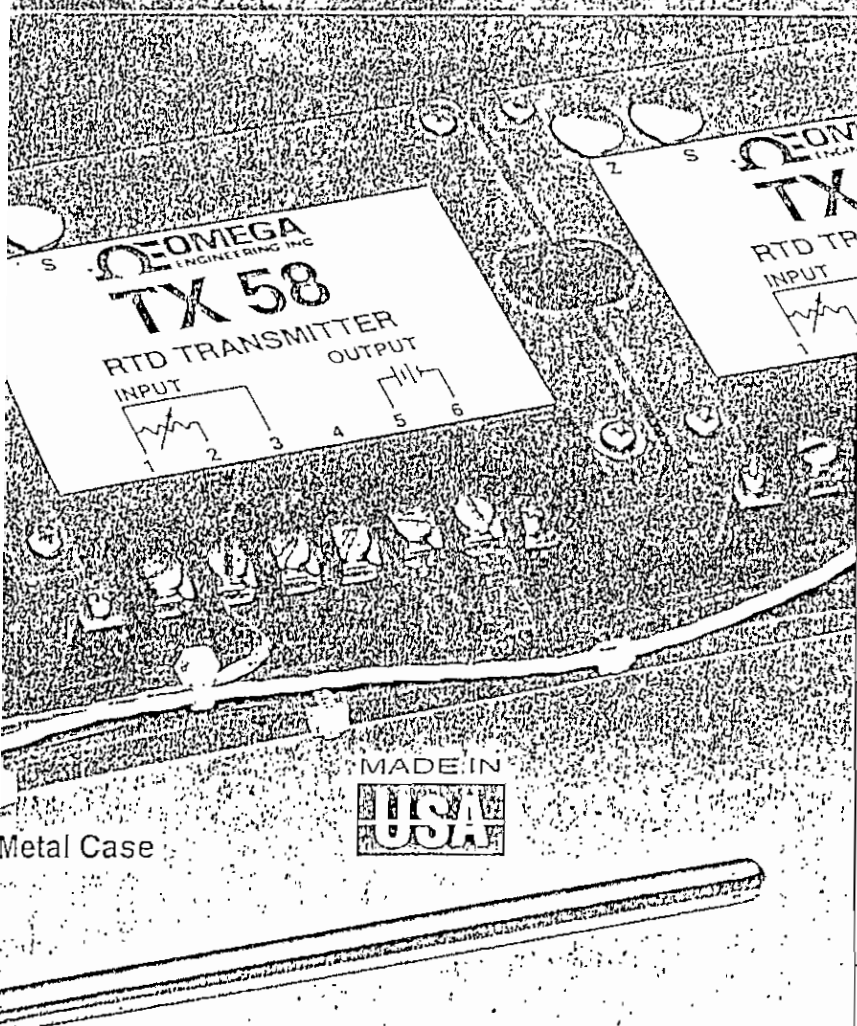
Two-wire current transmission permits remote mounting of the transmitter near the sensor to minimize the effects of noise and signal degradation to which low level sensor outputs are susceptible.

A rugged metal enclosure, suitable for field mounting, offers environmental protection and screw terminal input and output connections. This enclosure may be either surface or standard relay track mounted.

- Thermocouples
 OMEGA models TX52 and TX53 are high performance, low cost temperature transmitters designed to accept a thermocouple input from types J, K or T and produce a

standard 4-20mA output current. The TX52 features high input to output isolation (600 V rms) and high CMR (160dB @ 60 Hz). The TX53 offers a functionally equivalent design without input output isolation.

- Platinum RTD
 Model TX58 accepts 2-wire or 3-wire 100Ω platinum resistance sensors ($\alpha = 0.00385 \Omega/\Omega/^\circ\text{C}$) and provides a linearized output.
- AD590 Sensors: Model TX53 accepts AD590 Solid State Sensors. See Pages F-15 and F-16.



Specifications

Output Specifications	
Output Span	4-20mA
Minimum Output Current	3.5mA, typ
Maximum Output Current	40mA, lyp
Output Protection ¹	±60V
Accuracy	
Total Output Error ²	±0.1%
Stability vs. Ambient Temperature	-30 to 85°C
Zero	±0.038°C/°C max
Span	±0.005%/°C
Stability vs. Time ²	±50ppm/Month
Warm-up Time to Rated Performance	3 Minutes
Response Time	
To 90% of Span	0.4 sec
Environmental	
Temperature Range, Rated Performance	-30°C to +85°C
Storage Temperature Range	-55°C to +125°C
Relative Humidity, Non-condensing	0 to 90%
RFI Effect (5W @ 470MHz @ 3 ft.) Error	±0.5% of Span
Physical	
Case Size	4" x 3.25" x 1.25"
Weight	8 oz. (227 grams)

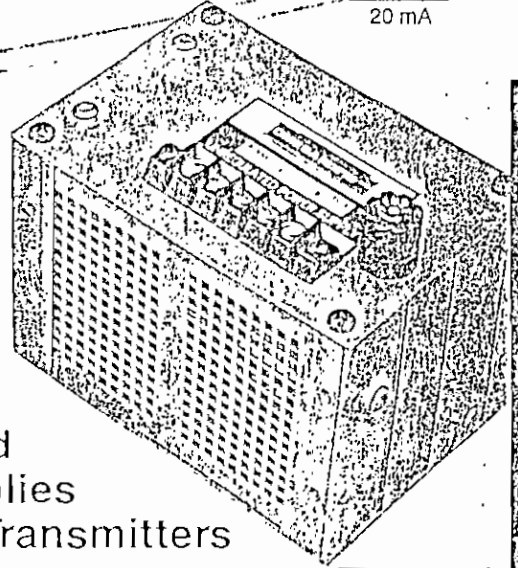
In Stock for Immediate Delivery

RES AVAILABLE - Fixed Span Units

Type	Range Code	Input Ranges	
Thermocouple (Instantan)	T1	-100°C to +300°C	-148 to +572°F
	T2	0°C to +200°C	+32 to +392°F
Thermocouple (Instantan)	J1	0°C to +500°C	+32 to +932°F
	J2	-100°C to +300°C	-148 to +572°F
	J3	0°C to +750°C	+32 to +1382°F
Thermocouple (Jumel)	K1	-100°C to +300°C	-148 to +572°F
	K2	0°C to +600°C	+32 to +1112°F
	K3	0°C to +1000°C	+32 to +1832°F
RTD (385)	PI1	-100°C to +100°C	-148 to +212°F
	PI2	0°C to +100°C	+32 to +212°F
	PI3	0°C to +200°C	+32 to +392°F
	PI4	0°C to +400°C	+32 to +752°F
Wide Range	—	-55°C to +150°C	-67 to +302°F

NOTES

- Protected for reverse polarity and for any input/output connection combination
- Accuracy is specified as a percent of output span (16mA). Accuracy spec includes combined effects of transmitter repeatability, hysteresis and linearity. Does not include sensor error.
Output Impedance: $RL_{MAX} = (V_s - 16V) / 20mA$



Unregulated Power Supplies For 2-Wire Transmitters

Model Number	Price	Output
U24Y100	\$120	24 Vdc, 1000 mA
U48Y40	130	48 Vdc, 400 mA

Order Code	Price
(Input to Output) Thermocouple Range	\$295
RTD Thermocouple Range	210
RTD Range—non-isolated	229
Wide Range	134

110 Vac power, -10 to 65°C operating range



One Omega Drive, Box 4047
 Stamford, CT 06907-0047 (203) 359-1660

Model TX57 Two-Wire Temperature Transmitter

FEATURES

- Compatible with Standard 4-20 mA Loops
- Low Span Drift: $\pm 0.005\%/^{\circ}\text{C}$ max.
- Low Nonlinearity: $\pm 0.05\%$ max.
- RFI Immunity

APPLICATIONS

- Temperature Monitoring and Control
- Remote Temperature Sensing
- Process Control Systems
- Energy Management Systems

GENERAL DESCRIPTION

The OMEGA[®] Model TX57 is a low cost, two-wire temperature transmitter designed to interface with AD590 temperature transducers and produce a standard 4-20 mA output current proportional to the measured temperature. The TX57 features a low span drift of $\pm 0.005\%/^{\circ}\text{C}$ max., a high linearity ($\pm 0.05\%$ max.) and high noise immunity to assure measurement accuracy in harsh industrial environments.

The transmitter accommodates the AD590 temperature measurement range of -55°C to $+150^{\circ}\text{C}$. Both zero and span adjustments are provided to trim the range for input measurement spans between 20°C and 205°C . The transmitter output of 4 to 20 mA and a wide range of power supply voltages make the TX57 compatible with standard two-wire control loops.

The basic package is a versatile metal case.

APPLICATIONS

The TX57 has been specifically designed to provide accurate and reliable temperature measurement in any application below 150°C in which conventional electrical temperature sensors and transmitters are currently employed.

Industrial applications in process control and monitoring systems include chemical, petroleum, food processing, power generation and a wide variety of other industries.

In multipoint energy management applications, low cost and small size combine to make the AD590 and the TX57 ideal for mounting in standard utility or thermostat boxes for remote temperature sensing.

DESIGN FEATURES AND USER BENEFITS

- RFI Noise Immunity:** The transmitter incorporates RFI filtering circuitry to assure protection against radio frequency interference.
- Low Cost:** The low cost of the TX57 transmitter and two-wire operation reduce total system installation cost.
- Linear Output:** The transmitter output is linear with temperature, thus eliminating the need for linearizing circuitry.
- Standard Loop Compatibility:** The two-wire output structure conforms to the Instrument Society of America Standard ISA-S50.1 "Compatibility of Analog Signals for Electronic Industrial Process Instruments."

FUNCTIONAL DESCRIPTION

The TX57 transmitter converts the output of an AD 590 temperature transducer to a current output within a span of 4 to 20 mA. The transmitter includes input protection and filtering circuitry, an amplifier, voltage regulator, precision voltage reference and an output current generator.

A precision voltage reference, resistor network, and span and zero adjusts are used in conjunction with a low current drain amplifier to scale output signal of the AD590. The amplifier drives a current generator which controls output current (Figure 1).

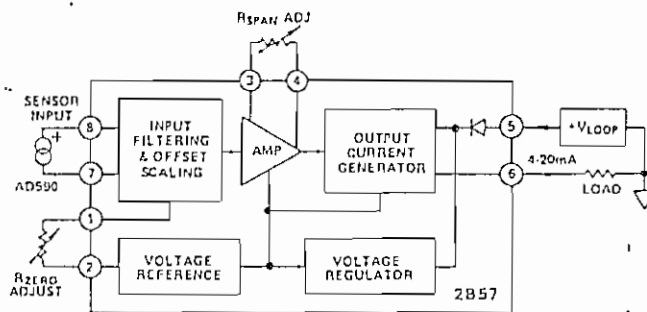


Figure 1. Model TX57 Functional Block Diagram

Input power and output signal are transmitted over the same two leads. The load resistance is connected in series with a DC power supply, and the current drawn from the supply is the 4 to 20 mA output signal. The maximum series load resistance depends on the supply voltage and is given by $R_{LMAX} = (+V_S - 12V)/20mA$. A wide range of power supply voltages may be used (see Figure 2).

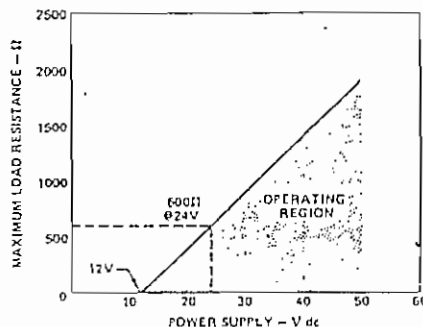


Figure 2. Maximum Load Resistance vs. Power Supply

THE SENSOR

The AD590 is a calibrated two terminal temperature sensor producing a current in microamperes ($1\mu\text{A}/^\circ\text{K}$) that is linearly proportional to absolute temperature for temperatures from -55°C to $+150^\circ\text{C}$. The AD590 sensor is available in a hermetically sealed TO-52 transistor package, and a miniature ceramic flat pack. The sensor construction assures reliable isolation from ground.

The AD590 is available in several accuracy grades, as shown in Table 1. The grade selection will depend on whether the device is used uncalibrated or with calibration at a single value. For greater accuracy (in any grade), the device may be calibrated at two points.

TABLE 1. AD590 ACCURACY SPECIFICATIONS (MAX ERROR)

Conditions	Max Error ($\pm^\circ\text{C}$)				
	I	J	K	L	M
Error at 25°C , as delivered	10.0	5.0	2.5	1.0	0.5
Errors over the -55°C to $+150^\circ\text{C}$ range:					
Without external calibration	20.0	10.0	5.5	3.0	1.7
With error nulled at 25°C only	5.8	3.0	2.0	1.6	1.0
Nonlinearity	3.0	1.5	0.8	0.4	0.3

OPERATING INSTRUCTIONS

Model TX57 is factory calibrated to $\pm 0.5\%$ accuracy for a maximum sensor measurement range of -55°C to $+150^\circ\text{C}$ (205°C span) with R_{SPAN} and R_{ZERO} resistor values as shown in Figure 3. For this input range 4mA output corresponds to an AD590 temperature of -55°C and 20mA to $+150^\circ\text{C}$. The span and zero adjustments can be used to accommodate other input ranges.

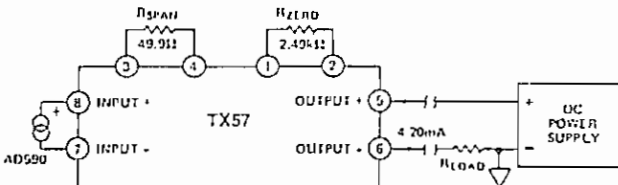


Figure 3. Model TX57 Basic Application

Span Adjustment: The value of the span setting resistor R_{SPAN} is determined by:

$$R_{\text{SPAN}} (\Omega) = \left(\frac{1.2\text{V}}{10^{-6}\text{A} \times \text{SPAN}} \right) - 5810\Omega$$

where SPAN is a desired measurement span in $^\circ\text{C}$. For example, for a measurement span of 100°C $R_{\text{SPAN}} =$

$$\left(\frac{1.2\text{V}}{10^{-6}\text{A} \times 100} \right) - 5810\Omega = 6.19\text{k}\Omega. \text{ If a span accuracy}$$

of $\pm 0.5\%$ is desired, the value of the R_{SPAN} resistor should be accurate to $\pm 0.1\%$.

Zero Adjustment: Zero adjustment must be performed after installation of the R_{SPAN} resistor. To select R_{ZERO} an AD590 or a calibrated current source may be used as an input to the TX57. If an AD590 is used, it must be maintained at the desired reference temperature. A resistance decade box is inserted between pins 1 and 2 of the TX57. The decade box is adjusted to produce an output corresponding to the selected reference temperature. For example, for a sensor measurement range of 0 to 100°C and an AD590 at 0°C , the R_{ZERO}

is adjusted for an output current of 4mA . If a current source is used, its output must equal the AD590 output at the selected reference temperature. For example, at 0°C the current source output must equal $273.2\mu\text{A}$.

Sensor Calibration Trim: The sensor calibration error is the major contributor to maximum total error in all AD590 grades. To trim this error the temperature of the AD590 is measured by a reference temperature sensor and R_{ZERO} is trimmed to the calculated value of the TX57 output current at that temperature. A reference temperature at the midpoint in the span should be selected.

For best measurement accuracy over temperature, R_{ZERO} and R_{SPAN} should be trimmed with the AD590 at two known temperatures. For example, with the R_{SPAN} selected for a 100°C span and with the AD590 at 0°C R_{ZERO} is adjusted for a 4mA output. R_{SPAN} is then trimmed for a 20mA output with the sensor at 100°C . Figure 4 illustrates a typical two-trim system accuracy.

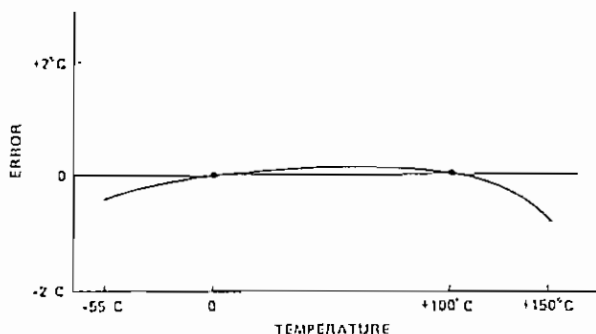


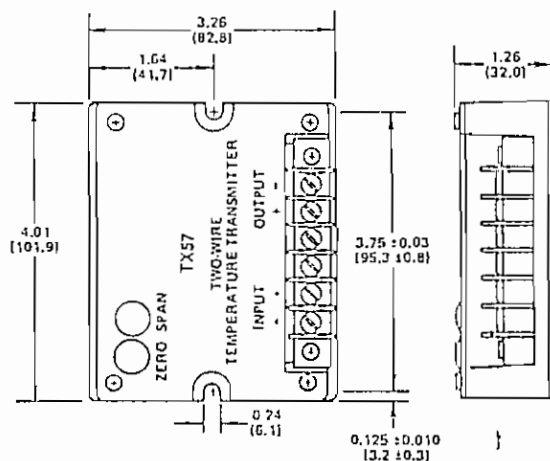
Figure 4. Typical Two-Trim Accuracy (AD590 and TX57)

PACKAGING CONFIGURATION

The TX57 is mounted in an aluminum case including screw terminals for connecting an external sensor and power. This versatile housing may be surface mounted in racks, cabinets, NEMA enclosures, etc., or snapped onto standard relay tracks. The TX57 in the metal housing is calibrated for a -55°C to $+150^\circ\text{C}$ measurement range.

TRANSMITTER HOUSING OUTLINE DIMENSIONS

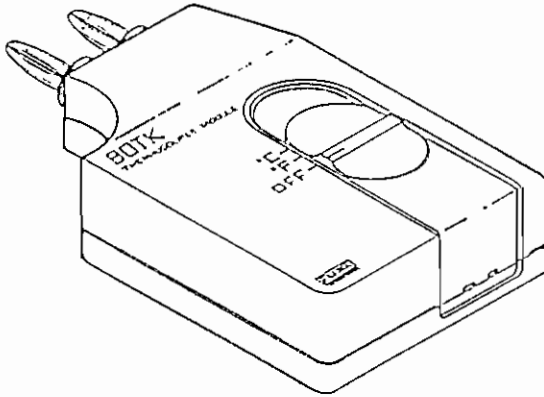
Dimensions shown in inches and (mm).



Instruction Sheet

80TK

Thermocouple Module



INTRODUCTION

The Fluke 80TK is a thermocouple converter for use with any K-type thermocouple and a digital multimeter. The 80TK accepts the output of any K-type thermocouple and converts it to 1 millivolt per degree (Celsius or Fahrenheit).

A three-position switch acts as a power switch as well as selecting Fahrenheit or Celsius scaling for the output. In addition, the OFF position of the power switch allows you to read the battery condition via the external multimeter. The thermocouple input accepts wire leads or standard mini-thermocouple connectors.

Temperature is measured by exposing or attaching the thermocouple to the surface to be measured. The multimeter displays the temperature directly in degrees Fahrenheit or Celsius.

SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

Measurement Range: -50 to 1000 degrees Celsius
-58 to 1832 degrees Fahrenheit

Resolution:

2000 count display: 0.1° C/F in 200 mV range
1.0° C/F in 2V range

3200 count display: 0.1 C/F in 300 mV range
1.0 C/F in 3V range

4000 count display: 0.1° C/F in 400mV range
1.0° C/F in 4V range

Note: Ignore decimal point on 2V,3V or 4V range.

Maximum Voltage at Thermocouple Input: 60V DC, 24V AC

RF Field Derating: Strong RF fields can adversely affect measurement accuracy.

ENVIRONMENTAL

Ambient Operating Range: 0 to 50°C

Storage Temperature: -40 to 60°C
-40 to 140°F

Humidity: 0% to 90% (0 to 35°C) 0% to 70% (35 to 50°C)

Basic Accuracy: (@ 23 ± 5°C Calibration) *

Range	Accuracy (% of reading + degrees), 1 year
-20 to 350°C	0.5% ± 2°C
-4 to 662°F	0.5% ± 3.6°F
351 to 500°C†	1.75% ± 2°C
664 to 932°F†*	1.75% ± 3.6°F
501 to 1000°C	2.0% ± 2°C
933 to 1832°F	2.0% ± 3.6°F
-50 to -21°C	2.5% ± 2°C
-58 to -5.8°F	2.5% ± 3.6°F

Temperature Coefficient:

* 0°C to 18°C and 28°C to 50°C ambient, multiply the basic accuracy specification by 0.1 for each degree above 28 or below 18.

† For accuracy enhancement between 351°C to 500°C, subtract 3 degrees from the reading. The accuracy is now 0.75% ± 2°C.

†* For accuracy enhancement between 663°F and 932°F, subtract 5.4 degrees from the reading. The accuracy is now 0.75% ± 3.6°F.

NOTE

The basic accuracy specification does not include the error of the probe or the DMM. Please refer to the probe accuracy specification for additional details.

GENERAL

Weight: 4.5 ounces, 126 grams

Overall length: 4 5/8 inches, 11.75 mm

Battery: Standard 9V Battery (NEDA #1604, 6F22, 006P)

Battery Life: 1600+ hours, 6.5V minimum

Output: 3/4 inch spaced banana plugs, 10 megohm minimum load resistance

ACCESSORIES

80PK-1 (included): Bead Probe 4 foot K-type thermocouple bead probe, with Teflon tape insulation. Maximum insulation temperature: 260°C. Accuracy: ± 2.2°C or ± 0.75% (whichever is greater) from 0 to 800°C.

80PK-2A: Immersion Probe (8" or 20.32 cm from tip to probe handle)

80PK-3A: Surface Probe (for flat or curved surfaces)

80PK-4A: Air Probe (protected by stainless steel baffle)

80PK-5A: Piercing Probe (suitable for food use, liquids and gels)

80PK-6A: Exposed Junction Probe (exposed bead attached to 6" sheath)

80CK-M: Male Mini-Connector (for attachment of K-type thermocouple wire)

USE AND OPERATION

Thermocouples rely upon the difference in temperature between the measuring junction and a reference junction. Traditionally the reference junction is another thermocouple placed in an ice bath, however, the 80TK uses an electronic reference junction. The converter (80TK) must be operated in a thermal environment consistent with its specifications.

Measuring Technique

Making accurate temperature readings using a thermocouple is a matter of identifying and minimizing the causes of error. The largest contributor to errors is the thermal interface between the measurement surface and the thermocouple. The next largest contributor is the temperature difference between the thermocouple probe and its environment.

Here are some suggestions for improving the accuracy of your temperature measurements:

Ensure that there is a good connection between the probe and the surface you are measuring. You can do this in many ways:

1. Increase the mounting pressure.
2. Use an interface agent (such as silicone grease) between the thermocouple probe and the surface you are measuring.
3. Use a thermal epoxy to attach the thermocouple.

When measuring temperatures higher than ambient, adjust the connection of the probe to the surface until you get the highest temperature reading. Use any of the suggestions given above to do so.

When measuring temperatures lower than ambient, adjust the connection of the probe to the surface until you get the lowest temperature reading. Use any of the suggestions given above to do so.

When measuring temperatures near ambient, make the reading when the multimeter display is most stable.

WARNING

TO AVOID ELECTRICAL SHOCK, DO NOT USE THIS INSTRUMENT WHEN VOLTAGES EXCEEDING 24V AC OR 60V DC ARE PRESENT. THE PROBE TIP IS ELECTRICALLY CONNECTED TO THE OUTPUT TERMINALS.

Temperature Measurement

Follow this procedure to correctly use the 80TK.

1. Plug the 80TK into the multimeter. Ensure that the banana plug with the red dot above it plugs into the voltage input and the other plug is in the COM input.
2. Set the multimeter to the 200,300 or 400 millivolt range. This setting will read temperatures equal to the number of millivolts the range has (i.e., 320°C or F if the millivolt range reads 320 mV).

3. Use the dc volt setting and ignore the decimal for higher temperatures than can be accommodated by the millivolt range. Less resolution is available when using the volt range.
4. Plug the thermocouple into the 80TK thermocouple input connector. If the thermocouple does not have a plug attached, connect the thermocouple wires to the thermocouple input screws inside the 80TK. The yellow coded wire (chromel) connects to the screw marked "+".
5. Turn on the 80TK and the multimeter.
6. Adjust the thermal connection between the measurement surface and the thermocouple as described previously.
7. Read the temperature on the multimeter.

Open Thermocouple Reading

If the thermocouple probe has open circuited (i.e. is broken), the multimeter will read a steady, constant voltage. The voltage readings are:

Range	Reading
C	≥ 1.1V
F	≥ 2.3V

Battery Condition Test

1. Set the power switch to the OFF position.
2. Connect the 80TK to the multimeter.
3. Set the multimeter to the 200,300 or 400 mV dc range
4. Read the battery test voltage on the multimeter. A minimum reading of 100 mV is acceptable and indicates that approximately 100 hours of battery life remain.

Battery Replacement

WARNING

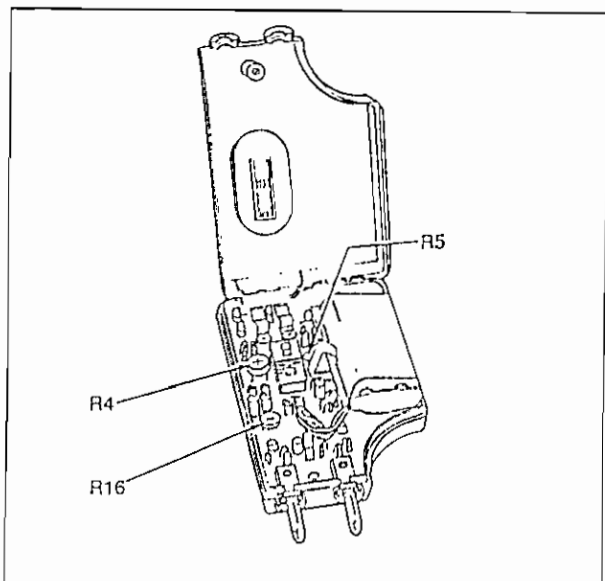
TO AVOID ELECTRICAL SHOCK, REMOVE THE THERMOCOUPLE FROM THE MEASUREMENT SURFACE, OR DISCONNECT THE THERMOCOUPLE FROM THE INSTRUMENT BEFORE OPENING THE CASE. TOTALLY REASSEMBLE THE INSTRUMENT BEFORE ATTEMPTING TO USE IT.

1. Set the power switch to the OFF position.
2. Disconnect the 80TK from the multimeter.
3. Unplug or disconnect the thermocouple.
4. Turn the 80TK so the power switch is facing down. Remove the single screw located between the banana plugs.
5. Grasp one case half in each hand. Pull the two halves apart, beginning at the end with the banana plugs.
6. Remove and replace the battery.
7. Reassemble the 80TK.
8. To reassemble, mate the two case halves at the end with the thermocouple connector, then "hinge" the two halves together.

80TK Self Test

The following test is an easy way to verify proper operation of the 80TK:

1. Follow the Battery Replacement Procedure to open the case.
2. Using a short piece of bare wire, short the input thermocouple terminals together.
3. Plug the 80TK into the multimeter.



Location of Calibration Adjustments

4. Turn the multimeter and the 80TK on. Set the multimeter to 200,300 or 400 mV range.
5. The multimeter should read the ambient room temperature.

80TK CALIBRATION PROCEDURE

A calibration cycle of 1 year is recommended to maintain the 80TK within specifications. The required equipment is listed below. Use Calibration Procedure 1 to calibrate the 80TK for use with any K-type thermocouple. Use Calibration Procedure 2 if the 80TK will be used exclusively with one K-type thermocouple. Always calibrate the Celsius function before calibrating the Fahrenheit function.

Calibration Procedure 1.

Use this procedure to calibrate the 80TK:

1. Verify the condition of the battery as described above and replace the battery if necessary. Follow the Battery Replacement procedure to disassemble the 80TK, but do not remove the battery or reassemble the 80TK.
2. Allow 80TK and the room-temperature water bath to stabilize at room temperature, away from drafts, for at least 30 minutes before proceeding with calibration. Place the reference thermometer into the room temperature water bath. Allow the reading to stabilize.

3. Use the shorting bar to short the 80TK thermocouple input terminals.
4. Plug the 80TK into the dc volts input of the multimeter. Set the multimeter to the 300 mV or equivalent range.
5. Set the switch on the 80TK to CELSIUS position. Adjust R4 to half rotation, then adjust R5 until the reading on the multimeter matches the reading on the mercury reference thermometer $\pm 5.0^\circ\text{C}$. Now adjust R4 until the two readings are within $\pm 0.1^\circ\text{C}$.

NOTE

If the mercury reference thermometer displays $^\circ\text{F}$, use the following conversion to get $^\circ\text{C}$:

$$5/9[(\text{temp in } ^\circ\text{F}) - 32] = (\text{temp in } ^\circ\text{C})$$

6. Set the switch on the 80TK to the FAHRENHEIT (center) position.
7. Adjust R16 until the reading on the multimeter matches the reading on the mercury reference thermometer $\pm 0.2^\circ\text{F}$.

NOTE

If the mercury reference thermometer displays $^\circ\text{C}$, use the following conversion to get $^\circ\text{F}$:

$$[9/5(\text{temp in } ^\circ\text{C}) + 32] = (\text{temp in } ^\circ\text{F})$$

8. Set 80TK switch to the OFF position. Remove 80TK from multimeter and remove any connections to the 80TK thermocouple input terminals.
9. Reassemble the 80TK.
10. The 80TK is now calibrated.

Calibration Procedure 2

Use this procedure if the 80TK will be used exclusively with one K-type thermocouple:

1. Perform Calibration Procedure 1. Substitute the following for step 3 in Calibration Procedure 1:
3. Connect the thermocouple to the 80TK thermocouple input, and place the thermocouple into the room temperature bath along with the mercury reference thermometer.

Required Equipment

Refer to Table 1 for equipment required to calibrate the 80TK.

Table 1. Required Equipment

INSTRUMENT	MINIMUM SPECIFICATION	RECOMMENDED MODEL
Mercury Reference Thermometer	0.1 $^\circ\text{C}$ resolution	Princo Model SAMA-CP45
Dewar Flask and Cap (water bath)	2 pint capacity, filled with water	Thermos bottle
Digital Voltmeter	300 mV range, 100 μV resolution	Fluke Model 25
Shorting bar OR K-type thermocouple	<1 ohm meets NBS standards (with subminiature K plug)	Wire Fluke 80PK-1

For application or operation assistance or information on Fluke products, call:

800-44-FLUKE (800-443-5853) in U.S.A. and Canada
31 40 723-220 in Europe
206-356-5500 from other countries

Fluke Corporation
P.O. Box 9090
Everett, WA
98206-9090

Fluke Europe B.V.
P.O. Box 1185
5602 B.D.
Eindhoven
The Netherlands

8751H/Am9761H

Single-Chip 8-Bit Microcomputer with
4K/8K Bytes of EPROM Program Memory



DISTINCTIVE CHARACTERISTICS

- 4K x 8 EPROM (8751H)
- 8K x 8 EPROM (Am9761H)
- 128 x 8 RAM
- Four 8-bit ports, 32 I/O lines
- Two 16-bit timer/event counters
- 64K addressable program memory
- 64K addressable data memory
- Boolean processor
- Programmable serial port
- 5 interrupt sources/2 priority levels
- 4 cycle multiply and divide
- Program memory security feature
- Supports fast adaptive EPROM programming
- Supports silicon signature verification

GENERAL DESCRIPTION

The 8751H/Am9761H are members of a family of advanced single-chip microcomputers. Both the 8751H, which has 4K-bytes of EPROM, and the Am9761H, which has 8K-bytes of EPROM, are direct pin-compatible EPROM versions of the 8051AH. Thus, the 8751H/Am9761H are full-speed prototyping tools which provide effective single-chip solutions for highly sensitive controller applications that require code modification flexibility. Refer to Figure 1, which is a block diagram of the 8051 family.

The 12MHz 8751H/Am9761H devices feature: 32 I/O lines; two 16-bit timer/event counters; a Boolean processor; a 5-source, bi-level interrupt structure; a full-duplex serial channel; and, on-chip oscillator and clock circuitry.

Program and data memory are located in independent addresses. The AMD family of microcontrollers can access up

to 64K bytes of external Program Memory and up to 64K bytes of external Data Memory. The 8751H and the Am9761H contain the lower 4K- and 8K-bytes of program memory, respectively, on the chip. Both parts have 128 bytes of on-chip read/write data memory.

The AMD 8051 microcontroller family is specifically suited for control applications. A variety of fast addressing modes, which access the internal RAM, facilitates byte processing and numerical operations on small data structures. Included in the instruction set is a menu of 8-bit arithmetic instructions, including 4-cycle multiply and divide instructions.

Extensive on-chip support enables direct bit manipulation and testing of one-bit variables as separate data types. Thus, the device is also suited for control and logic systems that require Boolean processing.

BLOCK DIAGRAM

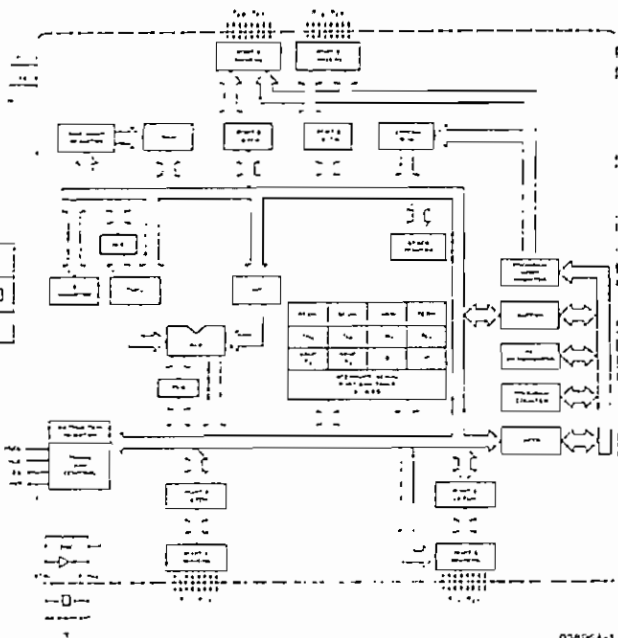


TABLE 1. 8751H/Am9761H PERFORMANCE

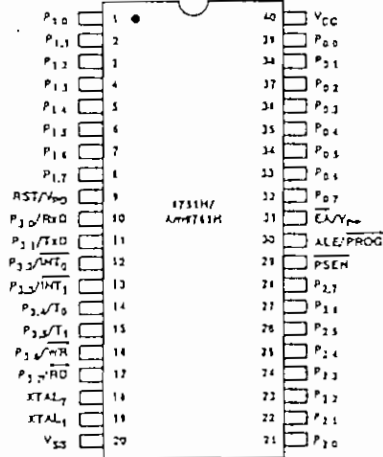
Clock Frequency		Max UART Baud Rate	
Min	Max	Mode 2	Modes 1, 0
1.2MHz	12MHz	375K	62.5K

8751H/Am9761H

Advanced Micro Devices

December 1984

Figure 2. 8751H/Am9761H Connection Diagram



Note: Pin 1 is marked for orientation.

0389A-2

ORDERING INFORMATION

8751H/Am9761H D C B

Screening Option
Blank - Standard Processing
B - Burn-In

Temperature (see Operating Range)
C - Commercial (0 to -70°C)

Package
D = 40-Pin CERDIP

Device Type
Single-Chip 8-Bit Microcomputer

Valid Combinations

D8751H
Am9761HDC

PIN DESCRIPTIONS

V_{CC}	Supply voltage.
V_{SS}	Circuit ground.
Port 0	Port 0 is an 8-bit open drain bidirectional I/O port. When used as an output port each of the pins can sink 8 LS TTL inputs. Port 0 pins can be used as high-impedance inputs when placed in the float state by writing 1's to them. Port 0 also serves as the multiplexed low-order address and data bus when accessing external Program and Data Memory. As such, it can source and sink 8 LS TTL inputs. Additionally, instruction bytes are input through the port during EPROM programming and output during program verification. External pullups are required during program verification.
Port 1	Port 1 is an 8-bit bidirectional I/O port with internal pullups. The pins can be used as inputs when written with 1's because they are internally pulled high. In this mode they can actually source current due to the pullups (see I_{IH} in DC Characteristics). The port also receives the low-order address bytes during EPROM programming and program verification. Port 1 can sink/source 4 LS TTL inputs.
Port 2	Port 2 is an 8-bit bidirectional I/O port with internal pullups. It outputs the high-order address byte when reading from external Program and Data Memory. It also receives the high-order address bits and mode control bits during EPROM programming and program verification. The port 2 output buffers can sink/source 4 LS TTL inputs.
Port 3	Port 3 is an 8-bit bidirectional I/O port with internal pullups. The pins can sink/source 4 LS TTL inputs. Port 3 pins can be used as inputs when 1's are written to them since the internal pullups pull them high. In this state, port 3 pins can source current when pulled low externally. In addition, port 3 supports the functions of various special features of the AMD 8051 family. These alternate functions are detailed below:

Port Pin	Alternate Function
P_{30}	RxD (serial input port)
P_{31}	TxD (serial output port)
P_{32}	$\overline{INT_0}$ (external interrupt 0)
P_{33}	$\overline{INT_1}$ (external interrupt 1)
P_{34}	T_0 (Timer 0 external input)
P_{35}	T_1 (Timer 1 external input)
P_{36}	\overline{WR} (external data memory write strobe)
P_{37}	\overline{RD} (external data memory read strobe)

$RST/\overline{V_{PD}}$ This pin is used to reset the device when held high for two machine cycles while the oscillator

is running. If $RST/\overline{V_{PD}}$ is held within the V_{PD} spec, it will supply standby power to the RAM in the event that V_{CC} drops below its spec. When $RST/\overline{V_{PD}}$ is low, the RAM's bias is drawn from V_{CC} . A small internal register permits power-on reset using a capacitor connected to V_{CC} .

$\overline{ALE}/\overline{PROG}$ Address Latch Enable output pulse latches the low byte of the address when accessing external memory. ALE pulses are emitted constantly at 1/6 the oscillator frequency except during external Data Memory access when one pulse is skipped. ALE can sink/source 8 LS TTL inputs. The pin also accepts the program pulse input (\overline{PROG}) when programming the EPROM.

\overline{PSEN} Program Store Enable is the read strobe to external Program Memory. \overline{PSEN} is activated twice each machine cycle during execution from external Program Memory. In this mode, two \overline{PSEN} activations are skipped during each access to external Data Memory (during a MOVX instruction). \overline{PSEN} is able to source/sink 8 LS TTL inputs.

\overline{EA}/V_{PP} The 8751H executes out of internal Program Memory locations 0000H to 0FFFH when External Access enable (\overline{EA}) is held high. The Am9761H executes out of internal Program Memory locations 0000H to 1FFFH when \overline{EA} is held high. \overline{EA} must be externally held low to enable the device (8751H, Am9761H) to retrieve code from the above mentioned external memory address ranges. This pin also receives the 21V programming supply voltage V_{PP} during programming of the EPROM.

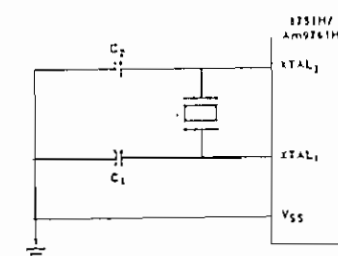
$XTAL_1$ Input to the inverting oscillator amplifier. When an external oscillator is used, $XTAL_1$ should be grounded.

$XTAL_2$ Output of the inverting oscillator amplifier. $XTAL_2$ is also the input for the oscillator signal when using an external oscillator.

OSCILLATOR CHARACTERISTICS

An on-chip oscillator may be produced by configuring $XTAL_1$ and $XTAL_2$ as shown in Figure 3. Either a ceramic resonator or quartz crystal may be used.

Figure 3. Oscillator Connections

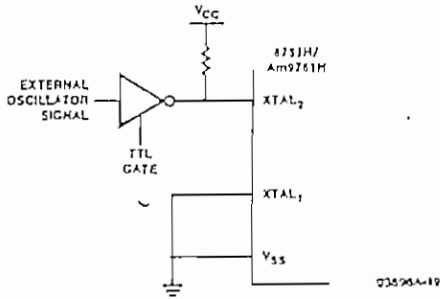


$C_1, C_2 = 22pF \pm 10pF$ FOR CRYSTALS
 $100pF \pm 10pF$ FOR CERAMIC RESONATORS

10000A-18

When using an external clock signal, XTAL₁ should be grounded while XTAL₂ is driven as shown in Figure 4. Since the external clock signal is filtered by a divide-by-two flip-flop, no requirements need be imposed on the duty cycle of the external clock. Nonetheless, the minimum and maximum high and low times specified in the data sheet must be observed.

Figure 4. External Drive Configuration



PROGRAMMING THE EPROM

To program the EPROM, either the internal or external oscillator must be running at 4 to 6MHz since the internal bus is used to transfer address and program data to the appropriate internal registers.

The 8751H/Am9761H devices support an adaptive EPROM programming algorithm in addition to the conventional EPROM programming algorithm. Adaptive device programming (sometimes called interactive or intelligent programming) adapts to the actual charge storage efficiency of each byte so that no wasted programming time occurs and minimum device programming time is realized. The typical resulting device programming time is

a mere 7% of what is required for a conventional programming algorithm. For example, to program a 4K EPROM similar to the one inside the 8751H using the conventional programming algorithm will require $4K \times 50 \text{ msec} = 200 \text{ sec}$. If adaptive programming is used, the typical programming time required will be $4K \times 3 \text{ msec} = 12 \text{ sec}$. The speed advantage of the adaptive programming is still very significant even allowing for the additional software overhead to implement the adaptive algorithm (2 to 8 sec depending on the brand of EPROM programmer).

To program the 8751H, pins P_{2,4}-P_{2,6} and $\overline{\text{PSEN}}$ should be held low, and P_{2,7} and RST held high as shown in Table 2a. The address of the location to be programmed is applied to Port 1 and P_{2,0}-P_{2,3} while the code byte to be programmed is applied to Port 0 (see Figure 5a).

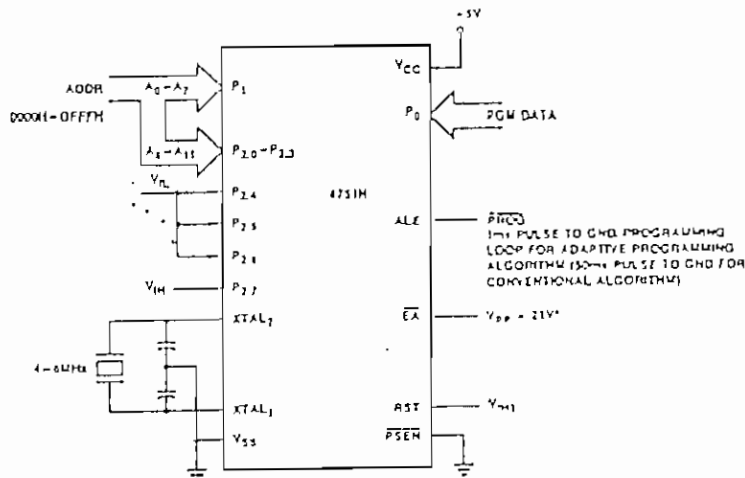
V_{pp} should be at 21V during device programming and the ALE/ $\overline{\text{PROG}}$ pin should be pulsed low for 1 msec to program the code byte into the addressed EPROM location. The programmed byte is verified immediately after programming.

Figure 5c illustrates the flow of the adaptive programming algorithm. At each address, up to 15 program/verify loops are attempted to verify the programmability of the byte using 1 msec $\overline{\text{PROG}}$ pulses. After the programmability of a byte is determined, an overprogramming pulse of 2 msec is applied to $\overline{\text{PROG}}$ to guarantee data retention. (This conforms with the AIM standard of 2 msec/byte overprogramming for all N-channel EPROMs.)

The programming of Am9761H is similar to the above procedures except that pin P_{2,4} is the additional address pin (A₁₂) for accessing the upper 4K bytes of the EPROM (see Figure 5b).

The 8751H/Am9761H can also be programmed using the less efficient conventional EPROM programming algorithm. In this method, V_{pp} is held at 21V and $\overline{\text{PROG}}$ is pulsed low for 50 msec to program each code byte into the addressed EPROM location. After the memory is programmed, all addresses would be sequenced and verified.

Figure 5a. 8751H Programming Configuration



*When programming, a $0.1 \times 10^{-6}\text{F}$ capacitor is required across V_{pp} and ground to suppress spurious transients which may damage the device.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Ambient Temperature Under Bias 0 to +70°C
 Storage Temperature -65 to +150°C
 Voltage on EA/V_{PP} Pin to V_{SS} -0.5 to +21.5V
 Voltage on Any Other Pin to V_{SS} -0.5 to -7V
 Power Dissipation 2W

Stresses above those listed under ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS may cause permanent device failure. Functionality at or above these limits is not implied. Exposure to absolute maximum ratings for extended periods may affect device reliability.

DC CHARACTERISTICS Over Operating Range Unless Otherwise Specified

Parameter	Description	Test Conditions	Min	Max	Unit
V _{IL}	Input Low Voltage (Except \overline{EA})		-0.5	0.8	V
V _{IL1}	Input Low Voltage to \overline{EA}		-0.5	0.7	V
V _{IH}	Input High Voltage (Except XTAL ₂ , RST)		2.0	V _{CC} - 0.5	V
V _{IH1}	Input High Voltage to XTAL ₂ , RST	XTAL ₁ = V _{SS}	2.5	V _{CC} - 0.5	V
V _{OL}	Output Low Voltage (Ports 1, 2, 3) (See Note 1)	I _{OL} = 1.6mA		0.45	V
V _{OL1}	Output Low Voltage (Port 0, ALE, \overline{PSEN}) (See Note 1)	I _{OL} = 3.2mA I _{OL} = 2.4mA		0.60 0.45	V
V _{OH}	Output High Voltage (Ports 1, 2, 3)	I _{OH} = -80μA	2.4		V
V _{OH1}	Output High Voltage (Port 0 in External Bus Mode, ALE, \overline{PSEN})	I _{OH} = -100μA	2.4		V
I _{IL}	Logical 0 Input Current (Ports 1, 2, 3)	V _{IN} = 0.45V		-500	μA
I _{IL1}	Logical 0 Input Current (\overline{EA})	V _{IN} = 0.45V		-15	mA
I _{IL2}	Logical 0 Input Current (XTAL ₂)	V _{IN} = 0.45V		-3.2	mA
I _{LI}	Input Leakage Current (Port 0)	0.45 < V _{IN} < V _{CC}		±100	μA
I _{IH}	Logical 1 Input Current (\overline{EA})	V _{IN} = 2.4V		500	μA
I _{IH1}	Input Current to RST to Activate Reset	V _{IN} < (V _{CC} - 1.5V)		500	μA
I _{CC}	Power Supply Current	All Outputs Disconnected; \overline{EA} = V _{CC}		250	mA
C _{IO}	Pin Capacitance	Test Freq = 1MHz		10	pF
I _{PD}	Power Down Current	V _{CC} = 0V, V _{PD} = 5V		10	mA

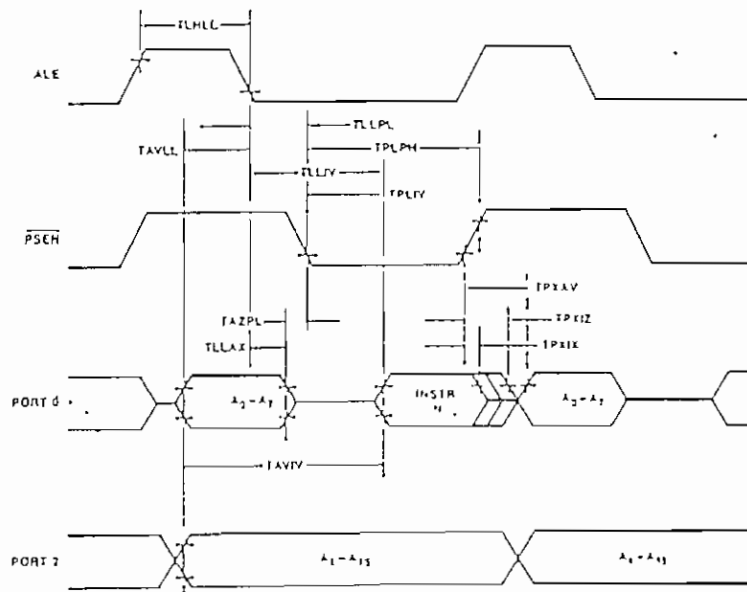
Note 1. Capacitive loading on Ports 0 and 2 may cause spurious noise pulses to be superimposed on the V_{OL}s of ALE and Ports 1 and 3. The noise is due to external bus capacitance discharging into the Port 0 and Port 2 pins when these pins make 1-to-0 transitions during bus operations. In the worst cases (capacitive loading > 100pF), the noise pulse on the ALE line may exceed 0.8V. In such cases it may be desirable to qualify ALE with a Schmitt Trigger, or use an address latch with a Schmitt Trigger STROBE input.

AC CHARACTERISTICS Over Operating Range Unless Otherwise Specified, (Load Capacitance for Port 0, ALE, and PSEN = 100pF, Load Capacitance for All Other Outputs = 80pF)

EXTERNAL PROGRAM MEMORY CHARACTERISTICS

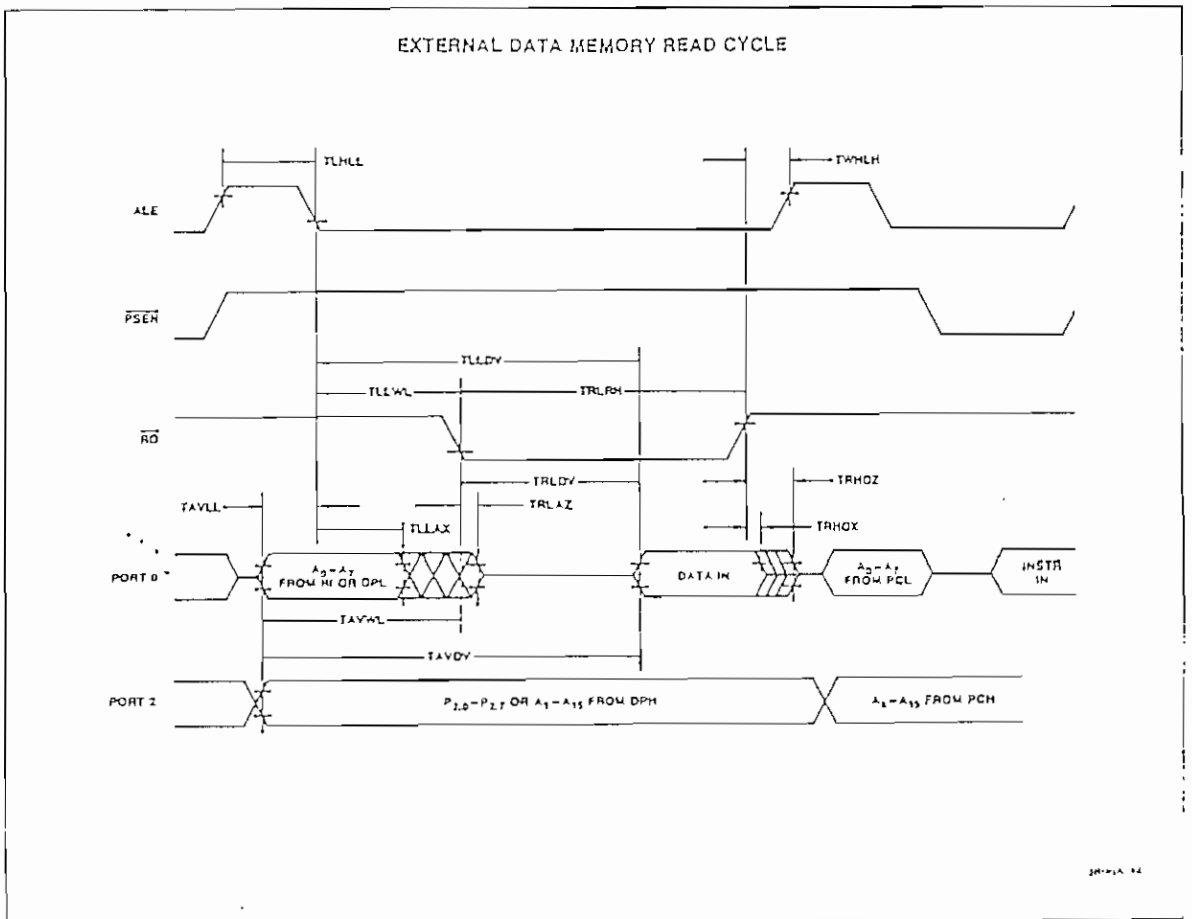
Parameter	Description	12MHz Osc		Variable Oscillator		Unit
		Min	Max	Min	Max	
1/TCLCL	Oscillator Frequency 8751H Am9751H			12	12	MHz
TLHLL	ALE Pulse Width	127		2TCLCL - 40		ns
TAVLL	Address Valid to ALE Low	43		TCLCL - 40		ns
TLLAX	Address Hold After ALE Low	48		TCLCL - 35		ns
TLLIV	ALE Low to Valid Instr In		183		4TCLCL - 150	ns
TLLPL	ALE Low to PSEN Low	53		TCLCL - 25		ns
TPLPH	PSEN Pulse Width	190		3TCLCL - 50		ns
TPLIV	PSEN Low to Valid Instr In		100		3TCLCL - 150	ns
TPXIX	Input Instr Hold After PSEN	0		0		ns
TPXIZ	Input Instr Float After PSEN		63		TCLCL - 20	ns
TPXAV	PSEN to Address Valid	75		TCLCL - 8		ns
TAVIV	Address to Valid Instr In		267		5TCLCL - 150	ns
TAZPL	Addr Float to PSEN Low	0		0		ns

EXTERNAL PROGRAM MEMORY READ CYCLE

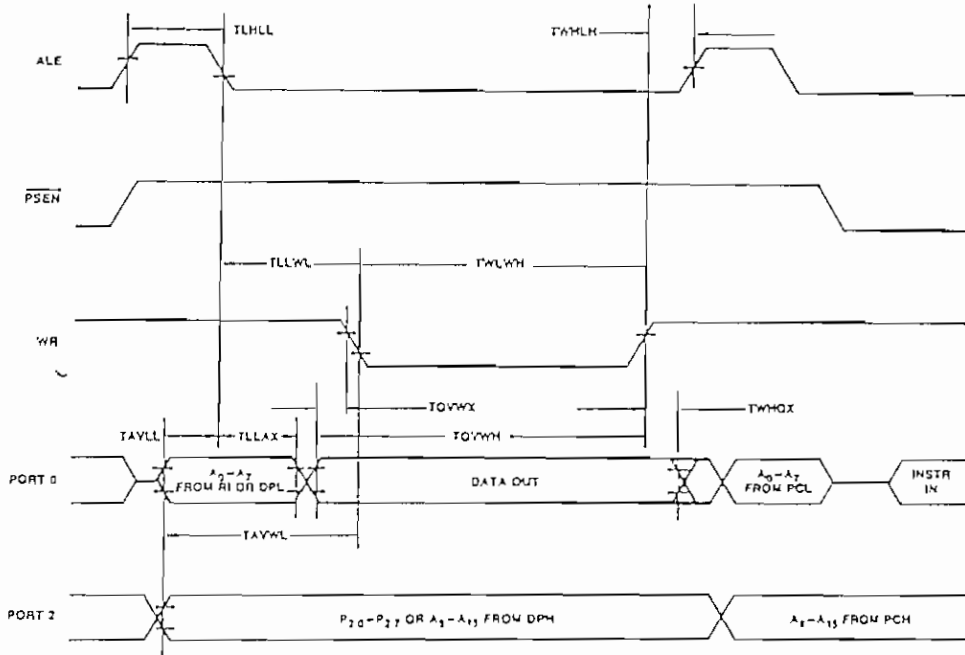


EXTERNAL DATA MEMORY CHARACTERISTICS

Parameter	Description	12MHz Osc		Variable Oscillator		Unit
		Min	Max	Min	Max	
TRLRH	\overline{RD} Pulse Width	400		6TCLCL - 100		ns
TWLWH	\overline{WR} Pulse Width	400		6TCLCL - 100		ns
TLLAX	Address Hold After ALE Low	48		TCLCL - 35		ns
TRLDV	\overline{RD} Low to Valid Data In		252		5TCLCL - 165	ns
TRHOX	Data Hold After \overline{RD}	0		0		ns
TRHOZ	Data Float After \overline{RD}		97		2TCLCL - 70	ns
TLLDV	ALE Low to Valid Data In		517		8TCLCL - 150	ns
TAVDV	Address to Valid Data In		555		9TCLCL - 165	ns
TAVLL	Address Valid to ALE Low	43		TCLCL - 40		ns
TLLWL	ALE Low to \overline{RD} or \overline{WR} Low	200	300	3TCLCL - 50	3TCLCL + 50	ns
TAVWL	Address to \overline{RD} or \overline{WR} Low	200		4TCLCL - 130		ns
TOVWX	Data Valid to \overline{WR} Transition Low	13		TCLCL - 70		ns
TOVWH	Data Valid to \overline{WR} High	430		7TCLCL - 150		ns
TWHOX	Data Held After \overline{WR}	33		TCLCL - 50		ns
TRLAZ	Address Float to \overline{RD} Low	0		0		ns
TWHLH	\overline{RD} or \overline{WR} High to ALE High	33	133	TCLCL - 50	TCLCL + 50	ns



EXTERNAL DATA MEMORY WRITE CYCLE

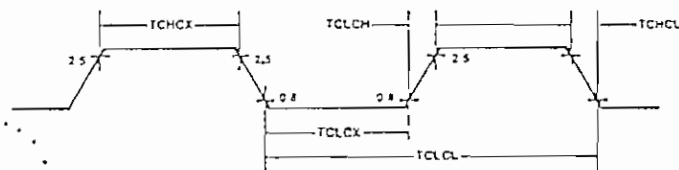


03896A-15

EXTERNAL CLOCK DRIVE

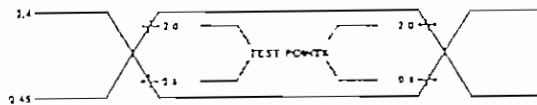
Parameter	Description	Min	Max	Unit
1/TCLCL	Oscillator Frequency: 8751H/Am9761H	12	12	MHz
TCHCX	High Time	20		ns
TCLCX	Low Time	20		ns
TCLCH	Rise Time		20	ns
TCHCL	Fall Time		20	ns

EXTERNAL CLOCK DRIVE WAVEFORMS



03896A-16

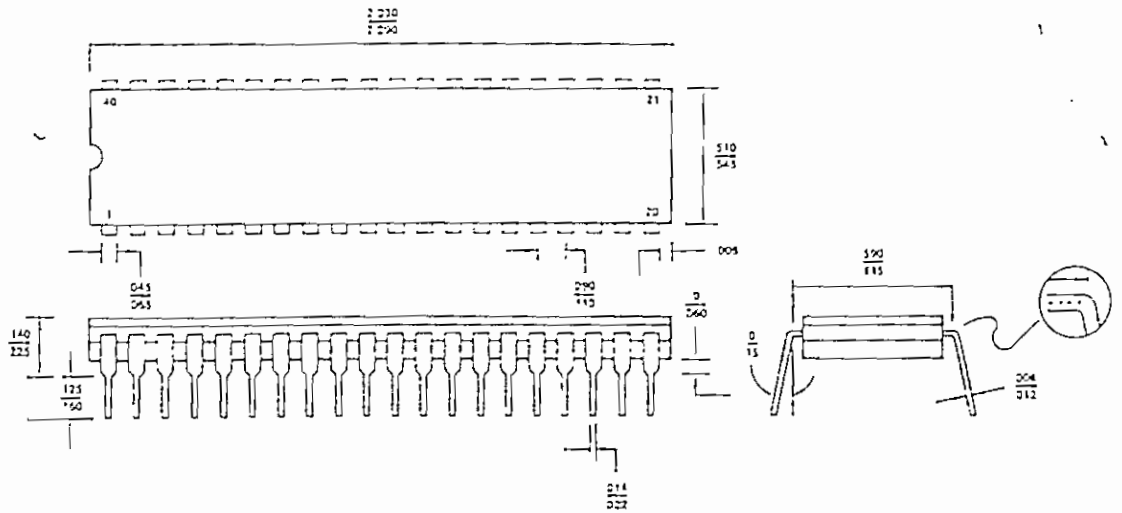
A.C. TESTING INPUT, OUTPUT WAVEFORM



03896A-17

PHYSICAL DIMENSIONS
Dual In-Line

CD040-1



MM54C922/MM74C922 16-Key Encoder
MM54C923/MM74C923 20-Key Encoder

General Description

These CMOS key encoders provide all the necessary logic to fully encode an array of SPST switches. The keyboard scan can be implemented by either an external clock or external capacitor. These encoders also have on-chip pull-up devices which permit switches with up to 50 kΩ on resistance to be used. No diodes in the switch array are needed to eliminate ghost switches. The internal debounce circuit needs only a single external capacitor and can be defeated by omitting the capacitor. A Data Available output goes to a high level when a valid keyboard entry has been made. The Data Available output returns to a low level when the entered key is released, even if another key is depressed. The Data Available will return high to indicate acceptance of the new key after a normal debounce period; this two key roll over is provided between any two switches.

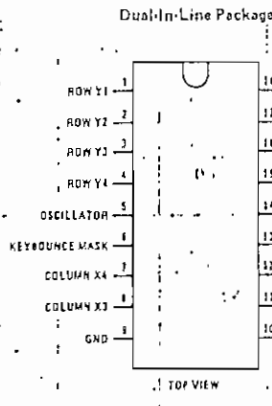
An internal register remembers the last key pressed even after the key is released. The TRI-STATE outputs

provide for easy expansion and bus operation and are LPTTL compatible.

Features

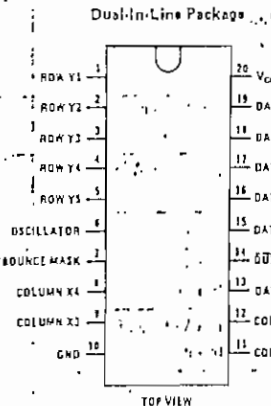
- 50 kΩ maximum switch on resistance
- On or off chip clock
- On chip row pull-up devices
- 2 key roll-over
- Keybounce elimination with single capacitor
- Last key register at outputs
- TRI-STATE outputs LPTTL compatible
- Wide supply range 3V to 15V
- Low power consumption

Connection Diagrams



Order Number MM54C922J or MM74C922J
 See NS Package J18A

Order Number MM54C922N or MM74C922N
 See NS Package N18A



Order Number MM54C923J or MM74C923J
 See NS Package J20A

Order Number MM54C923N or MM74C923N
 See NS Package N20A

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

Voltage at Any Pin	$V_{CC} - 0.3V$ to $V_{CC} + 0.3V$	Package Dissipation	500 mW
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	Operating V_{CC} Range	3V to 15V
MM54C922, MM54C923	-40°C to +85°C	V_{CC}	15V
MM74C922, MM74C923	-55°C to +150°C	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C		

DC Electrical Characteristics (Min/Max Limits apply across temperature range unless otherwise specified)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CMOS TO CMOS						
V_{T+}	Positive-Going Threshold Voltage at Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V, I_{IN} \geq 0.7 mA$ $V_{CC} = 10V, I_{IN} \geq 1.4 mA$ $V_{CC} = 15V, I_{IN} \geq 2.1 mA$	3 6 9	3.6 6.8 10	4.3 8.6 12.9	V
V_{T-}	Negative-Going Threshold Voltage at Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V, I_{IN} \geq 0.7 mA$ $V_{CC} = 10V, I_{IN} \geq 1.4 mA$ $V_{CC} = 15V, I_{IN} \geq 2.1 mA$	-0.7 -1.4 -2.1	-1.4 -3.2 -5	-2 -4 -6	V
$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V, I_{IN} = 0$ $V_{CC} = 10V, I_{IN} = 0$ $V_{CC} = 15V, I_{IN} = 0$	3.5 7 12.5	4.5 9 13.5	5 10 15	V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V, I_{IN} = 0$ $V_{CC} = 10V, I_{IN} = 0$ $V_{CC} = 15V, I_{IN} = 0$	0.5 1 1.5	1 2 3	2 4 6	V
I_{rp}	Row Pull-Up Current at Y1, Y2, Y3, Y4 and Y5 Inputs	$V_{CC} = 5V, V_{IN} = 0, V_{CC} = 0$ $V_{CC} = 10V, I_{IN} = 0$ $V_{CC} = 15V, I_{IN} = 0$	-2 -10 -22	-5 -10 -22	-5 -10 -45	μA
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	$V_{CC} = 5V, I_O = -10\mu A$ $V_{CC} = 10V, I_O = -10\mu A$ $V_{CC} = 15V, I_O = -10\mu A$	4.5 9 13.5	5 10 15	5 10 15	V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$V_{CC} = 5V, I_O = 10\mu A$ $V_{CC} = 10V, I_O = 10\mu A$ $V_{CC} = 15V, I_O = 10\mu A$	0.5 1 1.5	1 2 3	2 4 6	V
R_{on}	Column "ON" Resistance at X1, X2, X3 and X4 Outputs	$V_{CC} = 5V, V_O = 0.5V$ $V_{CC} = 10V, V_O = 1V$ $V_{CC} = 15V, V_O = 1.5V$		500 300 200	1400 700 500	Ω
I_{CC}	Supply Current (one Y low)	$V_{CC} = 5V$ $V_{CC} = 10V$ $V_{CC} = 15V$		0.55 1.1 1.7	1.1 1.9 2.6	mA
$I_{IN(1)}$	Logical "1" Input Current at Output Enable	$V_{CC} = 15V, V_{IN} = 15V$		-0.005	1.0	μA
$I_{IN(0)}$	Logical "0" Input Current at Output Enable	$V_{CC} = 15V, V_{IN} = 0V$	-1.0	-0.005		μA

CMOS/LPTTL INTERFACE						
$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$	$V_{CC} - 1.5$ $V_{CC} - 1.5$			V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$			0.8 0.8	V
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	54C, $V_{CC} = 4.5V, I_O = -360\mu A$ 74C, $V_{CC} = 4.75V, I_O = -360\mu A$	2.4			V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	54C, $V_{CC} = 4.5V, I_O = 360\mu A$ 74C, $V_{CC} = 4.75V, I_O = 360\mu A$			0.4 0.4	V

CP16-146

DC Electrical Characteristics

Min/Max Limits apply across temperature range

SYMBOL	PARAMETER
	OUTPUT DRIVE (See 54C/74C Family)
I_{SOURCE}	Output Source Current (P)
I_{SOURCE}	Output Source Current (P)
I_{SINK}	Output Sink Current (N/C)
I_{SINK}	Output Sink Current (N/C)

AC Electrical Characteristics

SYMBOL	PARAMETER
t_{pd0}, t_{pd1}	Propagation Delay Time to Logical "0" or Logical "1" from D.A.
t_{OH}, t_{IH}	Propagation Delay Time from Logical "0" or Logical "1" into High Impedance State
t_{HO}, t_{HI}	Propagation Delay Time from High Impedance State to a Logical "0" or Logical "1"
C_{IN}	Input Capacitance
C_{OUT}	TRI-STATE Output Capacitance

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are Temperature Range" they are not meant to provide conditions for actual device operation.
Note 2: Capacitance is guaranteed by period.

Switching Time Waveform

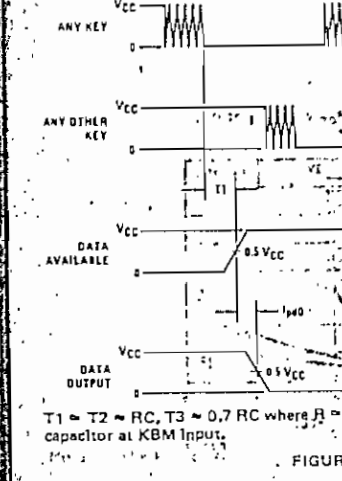


FIGURE 1

Electrical Characteristics (Cont'd.)

Limits apply across temperature range unless otherwise specified.

750000 11000

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
DRIVE (See 54C/74C Family Characteristics Data Sheet) (Short Circuit Current)					
Output Source Current (P-Channel)	$V_{CC} = 5V, V_{OUT} = 0V,$ $T_A = 25^\circ C$	-1.75	-3.3		mA
Output Source Current (P-Channel)	$V_{CC} = 10V, V_{OUT} = 0V,$ $T_A = 25^\circ C$	-8	-15		mA
Output Sink Current (N-Channel)	$V_{CC} = 5V, V_{OUT} = V_{CC},$ $T_A = 25^\circ C$	1.75	3.6		mA
Output Sink Current (N-Channel)	$V_{CC} = 10V, V_{OUT} = V_{CC},$ $T_A = 25^\circ C$	8	16		mA

Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ C, C_L = 50 pF,$ unless otherwise noted

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Propagation Delay Time to Logical "0" or Logical "1" from D.A.	$C_L = 50 pF, (Figure 1)$ $V_{CC} = 5V$ $V_{CC} = 10V$ $V_{CC} = 15V$		60 35 25	150 80 60	ns
Propagation Delay Time from Logical "0" or Logical "1" into High Impedance State	$R_L = 10k, C_L = 10 pF (Figure 2)$ $V_{CC} = 5V, R_L = 10k$ $V_{CC} = 10V, C_L = 10 pF$ $V_{CC} = 15V$		80 65 50	200 150 110	ns
Propagation Delay Time from High Impedance State to a Logical "0" or Logical "1"	$R_L = 10k, C_L = 50 pF, (Figure 2)$ $V_{CC} = 5V, R_L = 10k$ $V_{CC} = 10V, C_L = 50 pF$ $V_{CC} = 15V$		100 55 40	250 125 90	ns
Input Capacitance	Any Input, (Note 2)		5	7.5	pF
TRI-STATE Output Capacitance	Any Output, (Note 2)		10		pF

Absolute Maximum Ratings are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Range" they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" conditions for actual device operation.

Capacitance is guaranteed by periodic testing.

Timing Waveforms

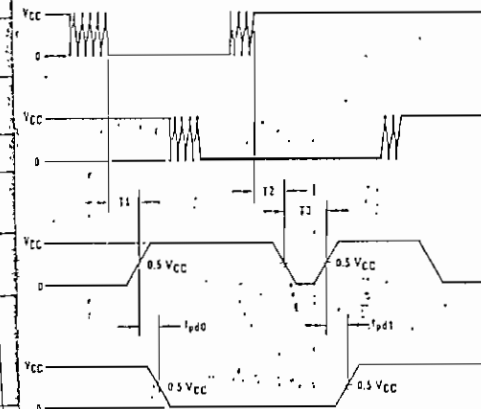


FIGURE 1

TLIF16037-3

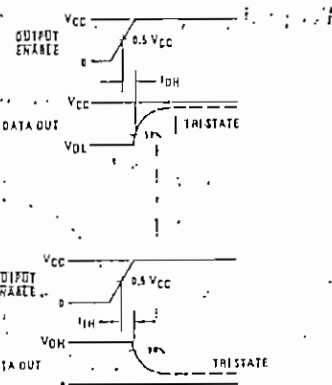
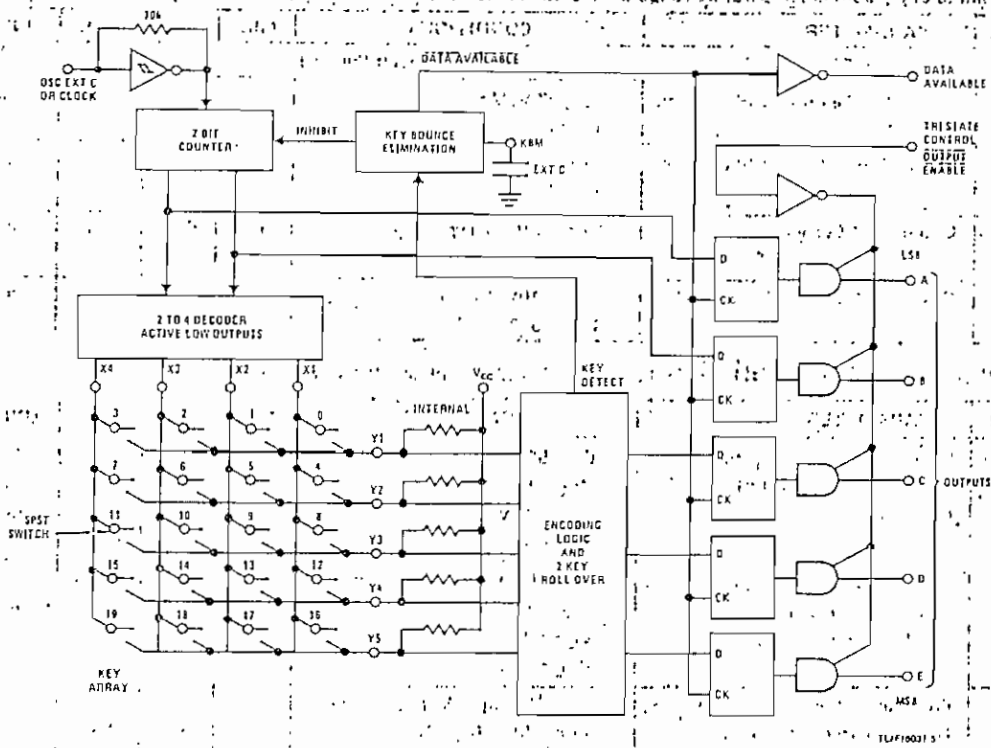


FIGURE 2

TLIF16037-4

$T_1, T_2, T_3 \approx 0.7 RC$ where $R \approx 10k$ and C_L is external at KBM input.

Block Diagram

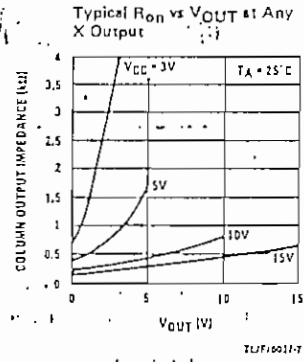
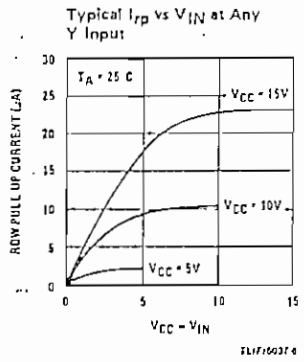


Truth Table

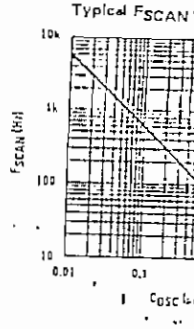
SWITCH POSITION	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
	Y1,X1	Y1,X2	Y1,X3	Y1,X4	Y2,X1	Y2,X2	Y2,X3	Y2,X4	Y3,X1	Y3,X2	Y3,X3	Y3,X4	Y4,X1	Y4,X2	Y4,X3	Y4,X4	Y5*,X1	Y5*,X2	Y5*,X3	Y5*,X4
D	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
A	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
B	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0
C	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
E*	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1

*Omit for MM54C922/MM74C922

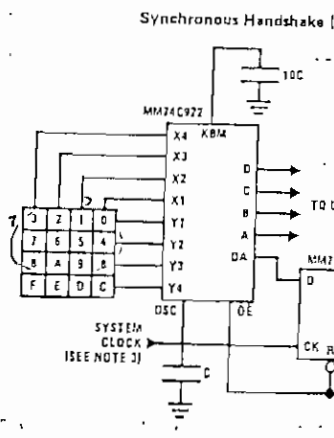
Typical Performance Characteristics



Typical Performance

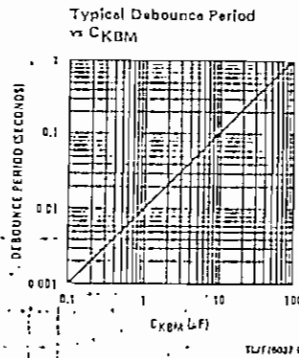
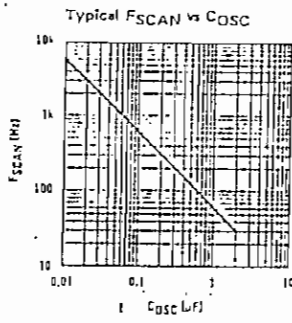


Typical Applications



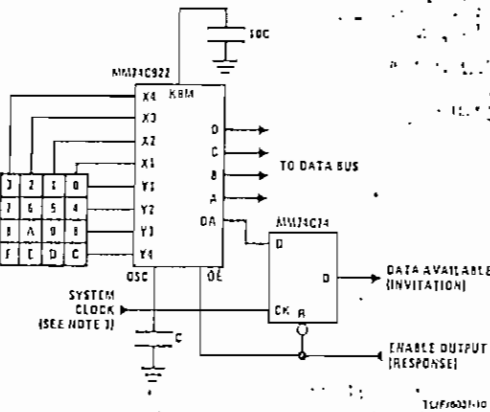
Outputs are in T...
When key is rele...

Note 3: The keyboard may be synchronously...
rate is lower than 10 kHz.

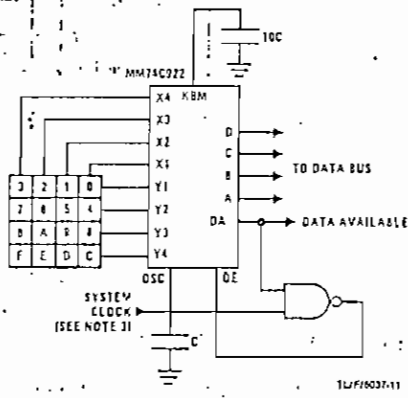


Typical Applications

Synchronous Handshake (MM74C922)

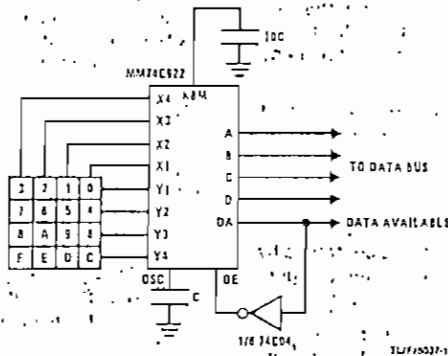


Synchronous Data Entry Onto Bus (MM74C922)



Outputs are enabled when valid entry is made and go into TRI-STATE when key is released.

Asynchronous Data Entry Onto Bus (MM74C922)



Outputs are in TRI-STATE until key is pressed, then data is placed on bus. When key is released, outputs return to TRI-STATE.

Note 3: The keyboard may be synchronously scanned by omitting the capacitor at osc, and driving osc. directly if the system clock is lower than 10 kHz.

DATA AVAILABLE

TRISTATE CONTROL OUTPUT ENABLE

LSB

A

B

C

OUTPUTS

D

MSB

16	17	18	19
Y5*, X1	Y5*, X2	Y5*, X3	Y5*, X4
0	1	0	1
0	0	1	1
0	0	0	0
0	0	0	0
1	1	1	1

TA = 25°C

10	15
10V	15V

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

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

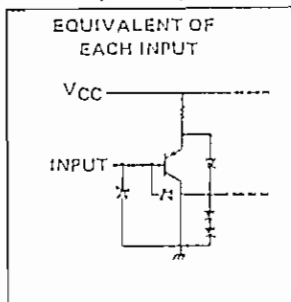
- 3-State Outputs Drive Bus Lines or Buffer Memory Address Registers
- P-N-P Inputs Reduce D-C Loading
- Hysteresis at Inputs Improves Noise Margins

description

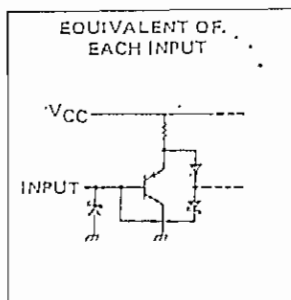
These octal buffers and line drivers are designed specifically to improve both the performance and density of three-state memory address drivers, clock drivers, and bus-oriented receivers and transmitters. The designer has a choice of selected combinations of inverting and noninverting outputs, symmetrical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

schematics of inputs and outputs

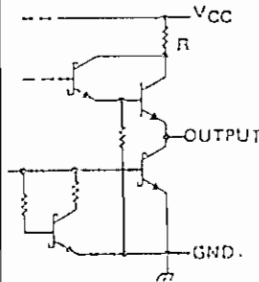
'LS240, 'LS241, 'LS244



'S240 'S241



TYPICAL OF ALL OUTPUTS



'LS740, 'LS241, 'LS244:

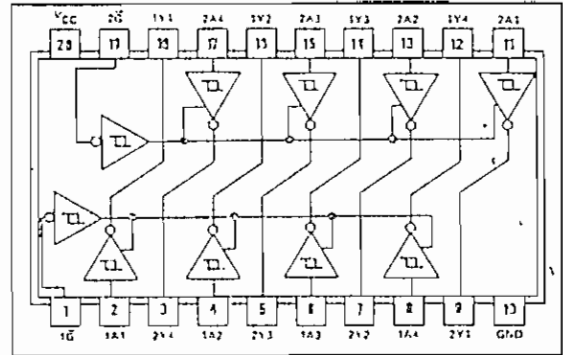
$R = 50 \Omega \text{ NOM}$

'S240, 'S241:

$R = 25 \Omega \text{ NOM}$

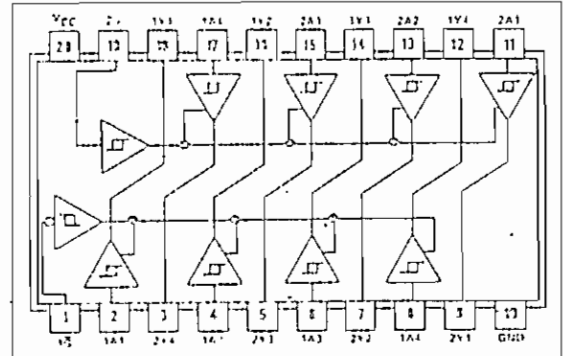
SN54LS240, SN54S240 ... J

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



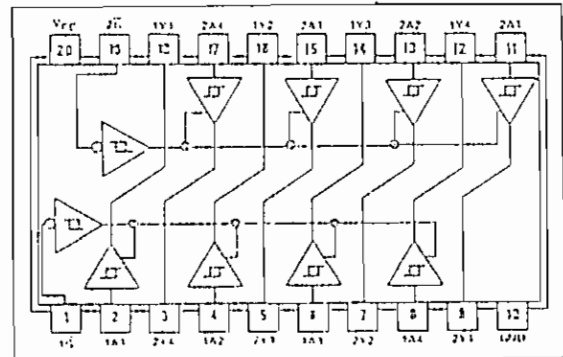
SN54LS241, SN54S241 ... J

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



SN54LS244 ... J

SN74LS244 ... J OR N
(TOP VIEW)



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

recommended operating conditions

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

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

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	SN54LS*			SN74LS*			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	MIN	TYP‡	MAX	
V_{IH} High-level input voltage		2			2			V
V_{IL} Low-level input voltage				0.7			0.8	V
V_{IK} Input clamp voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_I = -18 \text{ mA}$			-1.5			-1.5	V
Hysteresis ($V_{T+} - V_{T-}$)	$V_{CC} = \text{MIN}$	0.2	0.4		0.2	0.4		V
V_{OH} High-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_{IL} = 0.8 \text{ V}$, $I_{OH} = \text{MAX}$	2.4	3.4		2.4	3.4		V
	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_{IL} = 0.5 \text{ V}$, $I_{OH} = \text{MAX}$	2			2			V
V_{OL} Low-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_{IL} = V_{IL \text{ MAX}}$, $I_{OL} = 12 \text{ mA}$			0.4			0.4	V
	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_{IL} = V_{IL \text{ MAX}}$, $I_{OL} = 24 \text{ mA}$						0.5	V
I_{OZH} Off-state output current, high-level voltage applied	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_{IL} = V_{IL \text{ MAX}}$, $V_O = 2.7 \text{ V}$			20			20	μ A
I_{OZL} Off-state output current, low-level voltage applied	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_{IL} = V_{IL \text{ MAX}}$, $V_O = 0.4 \text{ V}$			-20			-20	μ A
I_I Input current at maximum input voltage	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 7 \text{ V}$			0.1			0.1	mA
I_{IH} High-level input current, any input	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 2.7 \text{ V}$			20			20	μ A
I_{IL} Low-level input current	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IL} = 0.1 \text{ V}$			-0.2			-0.2	mA
I_{OS} Short-circuit output current*	$V_{CC} = \text{MAX}$	-50		-225	-50		-225	mA
I_{CC} Supply current	Outputs high Outputs low All outputs disabled	$V_{CC} = \text{MAX}$	All	13	23	13	23	mA
			*LS240	26	44	26	44	
			*LS241, *LS244	27	46	27	46	
			*LS240	29	50	29	50	
			*LS241, *LS244	32	54	32	54	

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

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

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

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

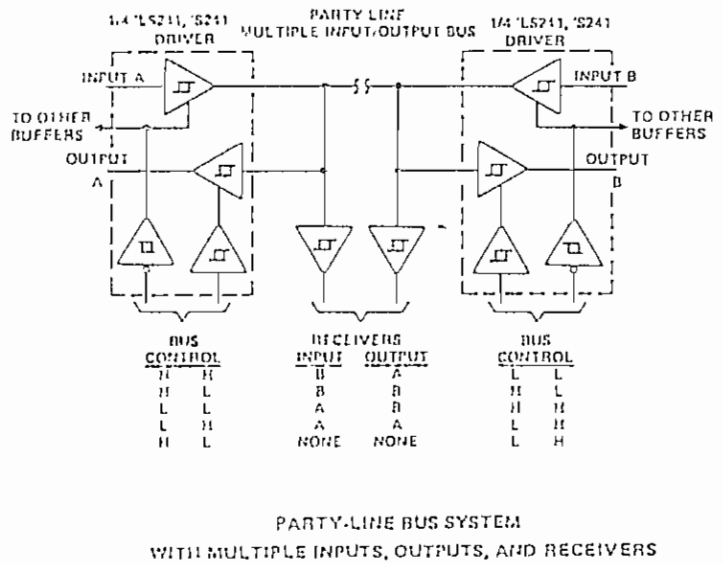
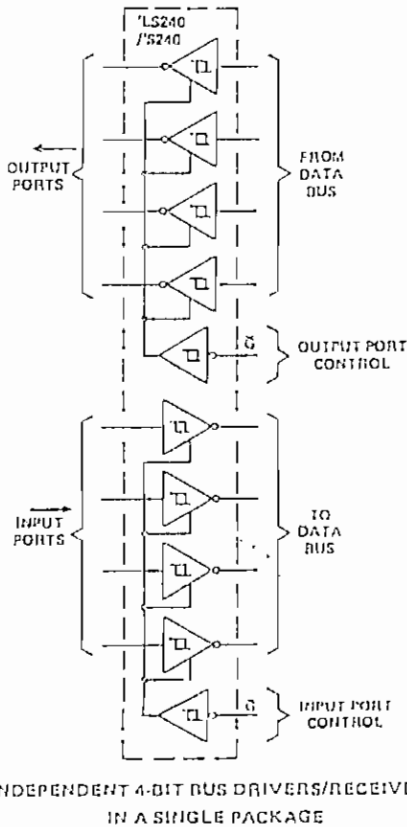
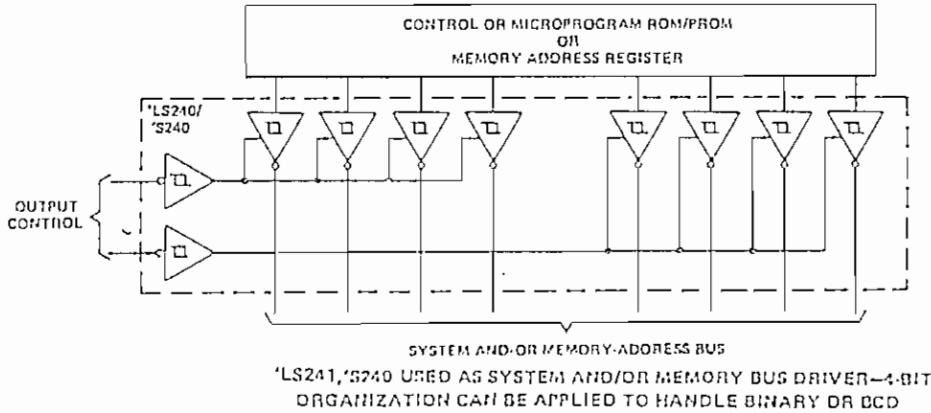
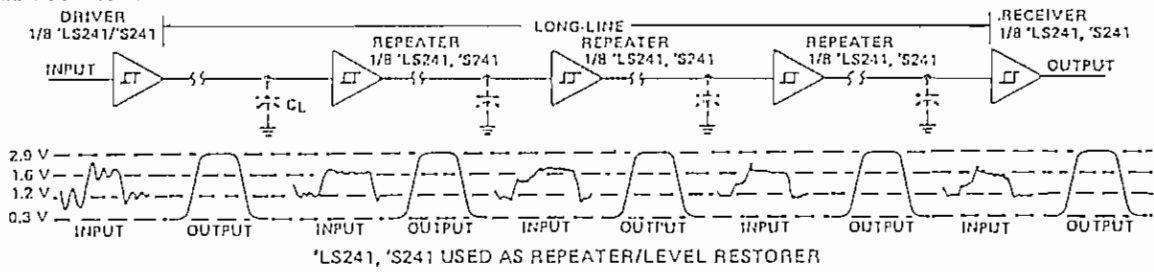
PARAMETER	TEST CONDITIONS	*LS240			*LS241, *LS244			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t_{PLH} Propagation delay time, low-to-high-level output	$C_L = 45 \text{ pF}$, $R_L = 667 \Omega$, See Note 2	9	14		12	18		ns
t_{PHL} Propagation delay time, high-to-low-level output		12	18		12	18		ns
t_{PZL} Output enable time to low level		20	30		20	30		ns
t_{PZH} Output enable time to high level	$C_L = 5 \text{ pF}$, $R_L = 667 \Omega$, See Note 2	15	23		15	23		ns
t_{PLZ} Output disable time from low level		15	25		15	25		ns
t_{PHZ} Output disable time from high level		10	18		10	18		ns

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

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED

POST OFFICE BOX 5012 • DALLAS, TEXAS 75222

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



TTL
MSI

TYPES SN54LS373, SN54LS374, SN54S373, SN54S374,
SN74LS373, SN74LS374, SN74S373, SN74S374
OCTAL D-TYPE TRANSPARENT LATCHES AND
EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS
BULLETIN NO. OL-S 7612350, OCTOBER 1976

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

'LS373, 'S373
FUNCTION TABLE

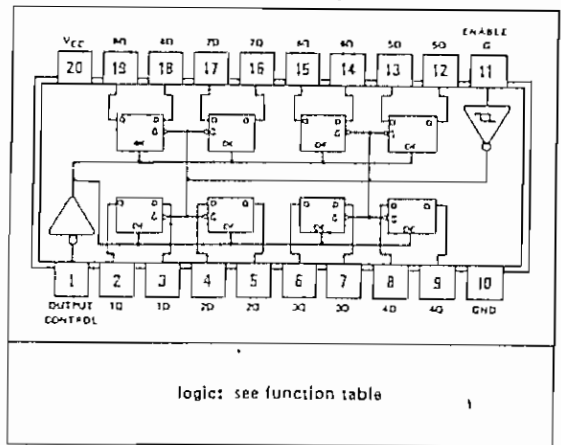
OUTPUT CONTROL	ENABLE G	D	OUTPUT
L	H	H	H
L	H	L	L
L	L	X	Q_0
H	X	X	Z

'LS374, 'S374
FUNCTION TABLE

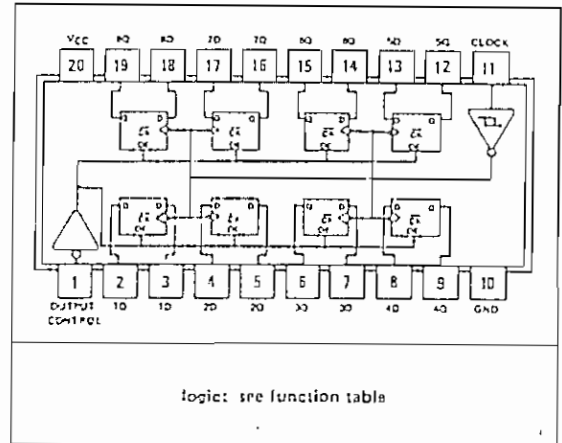
OUTPUT CONTROL	CLOCK	D	OUTPUT
L	↑	H	H
L	↑	L	L
L	L	X	Q_0
H	X	X	Z

See explanation of function tables on page 3 B.

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



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



description

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

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

TENTATIVE DATA SHEET

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 5012 • DALLAS, TEXAS 75222

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

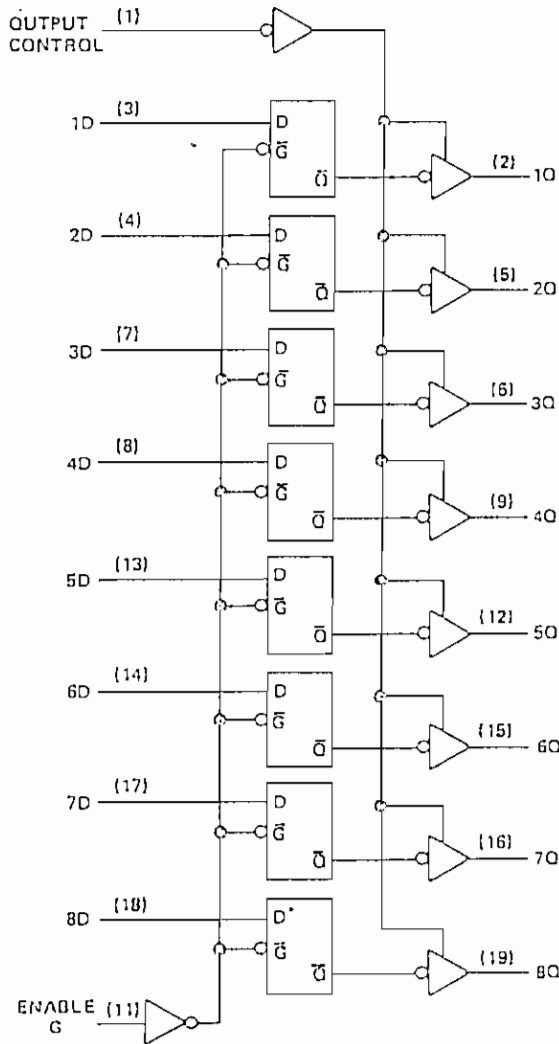
description (continued)

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

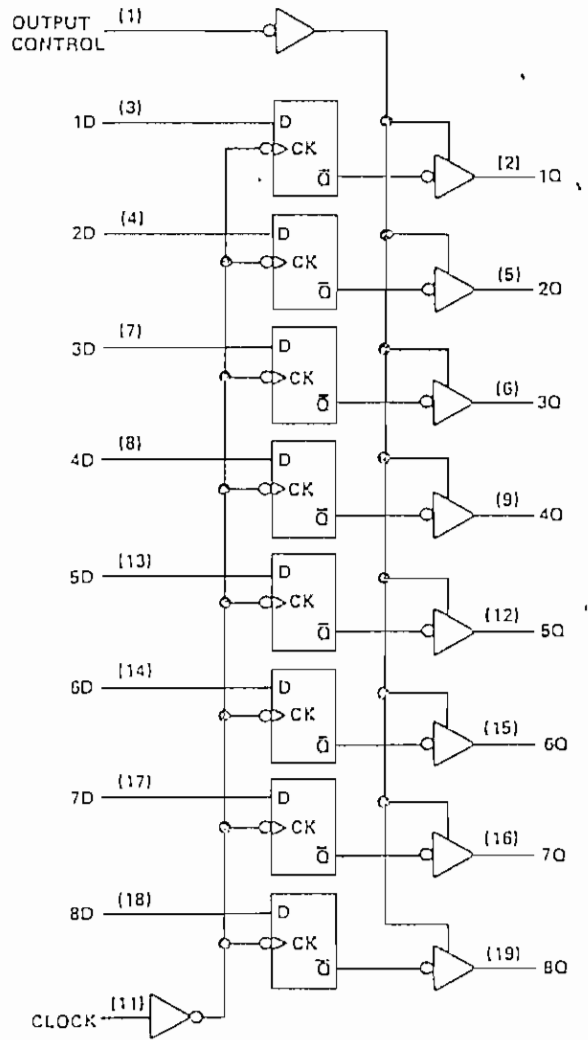
Schmitt-trigger buffered inputs at the enable/clock lines simplify system design as ac and dc noise rejection is improved by typically 400 mV due to the input hysteresis. A buffered output control input can be used to place the eight outputs in either a normal logic state (high or low logic levels) or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

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

'LS373, 'S373
TRANSPARENT LATCHES



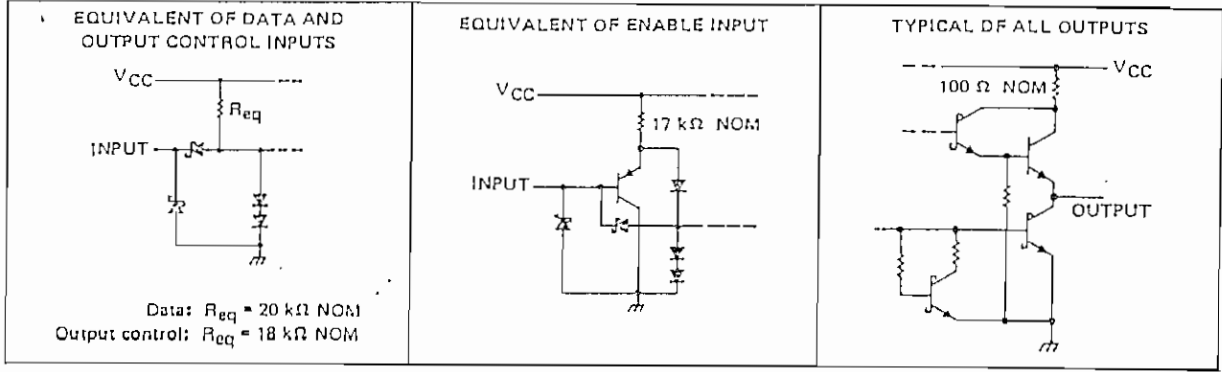
'LS374, 'S374
POSITIVE-EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS



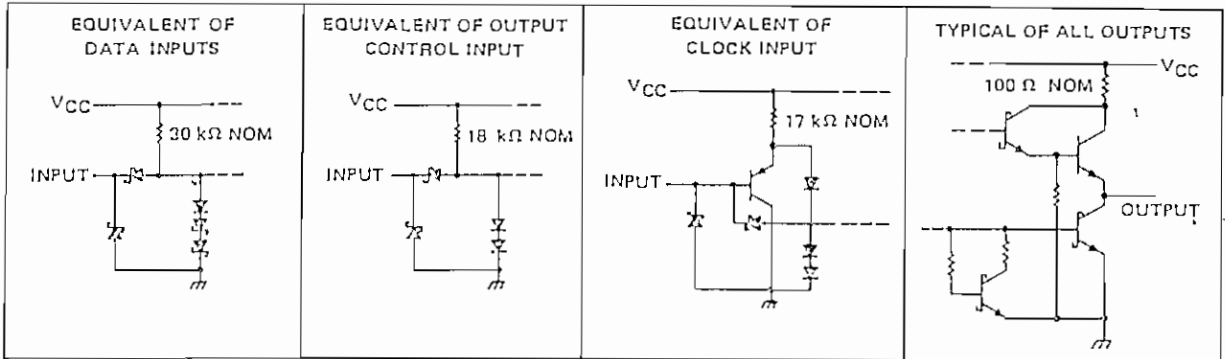
TYPES SN54LS373, SN54LS374, SN74LS373, SN74LS374 OCTAL D-TYPE TRANSPARENT LATCHES AND EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS

schematic of inputs and outputs

'LS373



'LS374



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

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

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

recommended operating conditions

	SN54LS'			SN74LS'			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output voltage, V_{OH}	5.5			5.5			V
High-level output current, I_{OH}	-1			-2.5			mA
Width of clock/enable pulse, t_w	High	15		15			ns
	Low	15		15			
Data setup time, t_{su}	'LS373	0↓		0↓			ns
	'LS374	20↑		20↑			
Data hold time, t_h	'LS373	10↓		10↓			ns
	'LS374	0↑		0↑			
Operating free-air temperature, T_A	-55		125	0		70	°C

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

DESIGN GOAL

This page provides tentative information on a product in the developmental stage. Texas Instruments reserves the right to change or discontinue this product without notice.

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 1017 • DALLAS, TEXAS 75222

7-473

TYPES SN54LS373, SN54LS374, SN74LS373, SN74LS374

OCTAL D-TYPE TRANSPARENT LATCHES AND

EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	SN54LS*			SN74LS*			UNIT		
		MIN	TYP‡	MAX	MIN	TYP‡	MAX			
V _{IH} High-level input voltage		2			2			V		
V _{IL} Low-level input voltage		0.7			0.8			V		
V _{IK} Input clamp voltage	V _{CC} = MIN, I _I = -18 mA	-1.5			-1.5			V		
V _{OH} High-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = V _{ILmax} , I _{OH} = MAX	2.4	3.4		2.4	3.1		V		
V _{OL} Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = V _{ILmax}	I _{OL} = 12 mA I _{OL} = 24 mA		0.25	0.4	0.25	0.4	V		
I _{OZH} Off-state output current, high-level voltage applied	V _{CC} = MAX, V _{IH} = 2 V, V _O = 2.7 V	20			20			µA		
I _{OZL} Off-state output current, low-level voltage applied	V _{CC} = MAX, V _{IH} = 2 V, V _O = 0.4 V	-20			-20			µA		
I _I Input current at maximum input voltage	V _{CC} = MAX, V _I = 7 V	0.1			0.1			mA		
I _{IH} High-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 2.7 V	20			20			µA		
I _{IL} Low-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 0.4 V	-0.4			-0.4			mA		
I _{OS} Short-circuit output current‡	V _{CC} = MAX	-30	-130		-30	-130		mA		
I _{CC} Supply current	V _{CC} = MAX, Output control at 4.5 V	LS373		24	40	LS374		24	40	mA
				27	45			27	45	

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

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

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

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

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	'LS373			'LS374			UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
f _{max}			C _L = 45 pF, R _L = 667 Ω, See Notes 2 and 3				35	50		MHz
t _{PLH}	Data	Any Q		10	18					ns
t _{PHL}				18	27					
t _{PLH}	Clock or enable	Any O		14	25	16	28			ns
t _{PHL}				24	36	22	34			
t _{PZH}	Output Control	Any O		16	28	16	28			ns
t _{PZL}				22	36	22	36			
t _{PHZ}	Output Control	Any Q		12	20	10	18			ns
t _{PLZ}				16	25	14	24			

NOTES: 2. Maximum clock frequency is tested with all outputs loaded.

3. See load circuits and waveforms on page 3-11.

f_{max} = maximum clock frequency

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

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

t_{PZH} = output enable time to high level

t_{PZL} = output enable time to low level

t_{PHZ} = output disable time from high level

t_{PLZ} = output disable time from low level

DESIGN GOAL

This page provides tentative information on a product in the developmental stage. Texas Instruments reserves the right to change or discontinue this product without notice.

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 5012 • DALLAS, TEXAS 75222

ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804 8-Bit μ P Compatible A/D Converters

General Description

The ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804 are CMOS 8-bit, successive approximation A/D converters which use a modified potentiometric ladder—similar to the 256R products. They are designed to meet the NSC MICROBUS™ standard to allow operation with the 8080A control bus, and TRI-STATE® output latches directly drive the data bus. These A/Ds appear like memory locations or I/O ports to the microprocessor, and no interfacing logic is needed.

A new differential analog voltage input allows increasing the common-mode rejection and offsetting the analog zero input voltage value. In addition, the voltage reference input can be adjusted to allow encoding any smaller analog voltage span to the full 8 bits of resolution.

Features

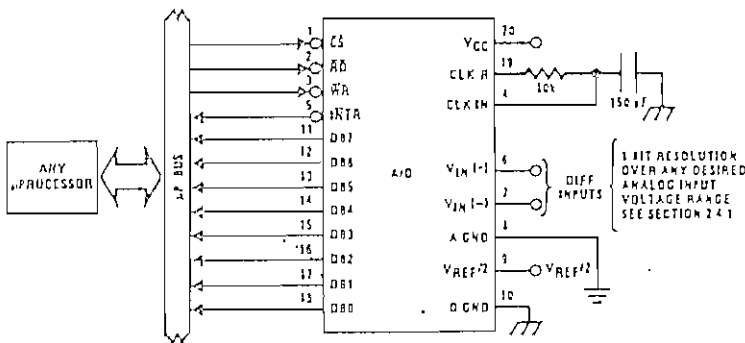
- MICROBUS (8080A) compatible—no interfacing logic needed
- Easy interface to all microprocessors, or operates "stand alone"

- Differential analog voltage inputs
- Logic inputs and outputs meet T²L voltage level specifications
- Works with 2.5V (LM336) voltage reference
- On-chip clock generator
- 0V to 5V analog input voltage range with single 5V supply
- No zero adjust required
- 0.3" standard width 20-pin DIP package

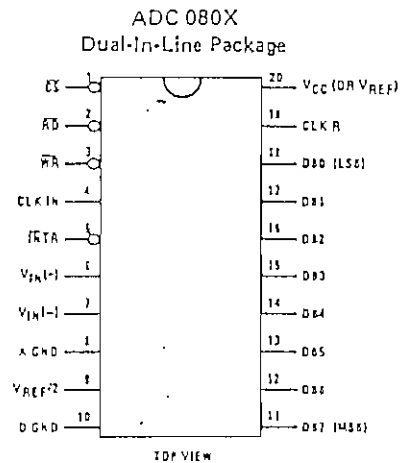
Key Specifications

- | | |
|--|--|
| ▪ Resolution | 8 bits |
| ▪ Total error | $\pm 1/4$ LSB, $\pm 1/2$ LSB and ± 1 LSB |
| ▪ Conversion time | 100 μ s |
| ▪ Access time | 135 ns |
| ▪ Single supply | 5 V _{DC} |
| ▪ Operates ratiometrically or with 5 V _{DC} , 2.5 V _{DC} , or analog span adjusted voltage reference | |

Typical Application



Connection Diagram



ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 and 2)

Supply Voltage (V _{CC}) (Note 3)	6.5V
Voltage at Any Input	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Package Dissipation at T _A = 25°C	875 mW
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Operating Ratings (Notes 1 and 2)

Temperature Range (Note 1)	T _{MIN} ≤ T _A ≤ T _{MAX}
ADC0801/02/03 LD	-55°C ≤ T _A ≤ +125°C
ADC0801/02/03/04 LCD	-40°C ≤ T _A ≤ +85°C
ADC0801/02/03/04 LCN	0°C ≤ T _A ≤ 70°C
Range of V _{CC} (Note 1)	4.5 V _{DC} to 6.3 V _{DC}

Electrical Characteristics

Converter Specifications:

V_{CC} = 5 V_{DC}, V_{REF/2} = 2.50 V_{DC}, T_{MIN} ≤ T_A ≤ T_{MAX} and f_{CLK} = 640 kHz unless otherwise stated.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ADC0801: Total Adjusted Error (Note 8)	With Full-Scale Adj.			±1/4	LSB
ADC0802: Total Unadjusted Error (Note 8)	Completely Unadjusted			±1/2	LSB
ADC0803: Total Adjusted Error (Note 8)	With Full-Scale Adj.			±1/2	LSB
ADC0804: Total Unadjusted Error (Note 8)	Completely Unadjusted			±1	LSB
V _{REF/2} Input Resistance	Input Resistance at Pin 9	1.0	1.3		kΩ
Analog Input Voltage Range	(Note 4) V(+) or V(-)	Gnd-0.05		V _{CC} +0.05	V _{DC}
DC Common-Mode Rejection	Over Analog Input Voltage Range		±1/16	±1/8	LSB
Power Supply Sensitivity	V _{CC} = 5 V _{DC} ±10% Over Allowed V _{IN} (+) and V _{IN} (-) Voltage Range (Note 4)		±1/16	±1/8	LSB

Electrical Characteristics

Timing Specifications: V_{CC} = 5 V_{DC} and T_A = 25°C unless otherwise noted.

	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
f _{CLK}	Clock Frequency	V _{CC} = 6V, (Note 5) V _{CC} = 5V	100	640	1280	kHz
T _C	Conversion Time	(Note 6)	66		73	1/f _{CLK}
CR	Conversion Rate In Free-Running Mode	\overline{INTR} tied to \overline{WR} with $\overline{CS} = 0$ V _{DC} , f _{CLK} = 640 kHz			8770	conv/s
t _W (\overline{WR}) _L	Width of \overline{WR} Input (Start Pulse Width)	$\overline{CS} = 0$ V _{DC} (Note 7)	100			ns
t _{ACC}	Access Time (Delay from Falling Edge of \overline{RD} to Output Data Valid)	C _L = 100 pF (Use Bus Driver IC for Larger C _L)		135	200	ns
t _{1H} , t _{0H}	TRI-STATE Control (Delay from Rising Edge of \overline{RD} to Hi-Z State)	C _L = 10 pF, R _L = 10k (See TRI-STATE Test Circuits)		125	250	ns
t _{WI}	Delay from Falling Edge of \overline{WR} to Reset of \overline{INTR}			300	450	ns
C _{IN}	Input Capacitance of Logic Control Inputs			5	7.5	pF
C _{OUT}	TRI-STATE Output Capacitance (Data Buffers)			5	7.5	pF

Electrical Characteristics

Digital Levels and DC Specifications:

$V_{CC} = 5V_{DC}$ and $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CONTROL INPUTS (Note: CLK IN (pin 4) is the input of a Schmitt trigger circuit and is therefore specified separately)					
$V_{IN(1)}$ Logical "1" Input Voltage (Except Pin 4 CLK IN)	$V_{CC} = 5.25 V_{DC}$	2.0		15	V_{DC}
$V_{IN(0)}$ Logical "0" Input Voltage (Except Pin 4 CLK IN)	$V_{CC} = 4.75 V_{DC}$			0.8	V_{DC}
V_{T+} CLK IN (Pin 4) Positive Going Threshold Voltage		2.7	3.1	3.5	V_{DC}
V_{T-} CLK IN (Pin 4) Negative Going Threshold Voltage		1.5	1.8	2.1	V_{DC}
V_H CLK IN (Pin 4) Hysteresis (V_{T+}) - (V_{T-})		0.6	1.3	2.0	V_{DC}
$I_{IN(1)}$ Logical "1" Input Current (All Inputs)	$V_{IN} = 5 V_{DC}$		0.005	1	μA_{DC}
$I_{IN(0)}$ Logical "0" Input Current (All Inputs)	$V_{IN} = 0 V_{DC}$	-1	-0.005		μA_{DC}
I_{CC} Supply Current (Includes Ladder Current)	$I_{CLK} = 640 kHz,$ $T_A = 25^\circ C$ and $\overline{CS} = "1"$		1.3	2.5	mA

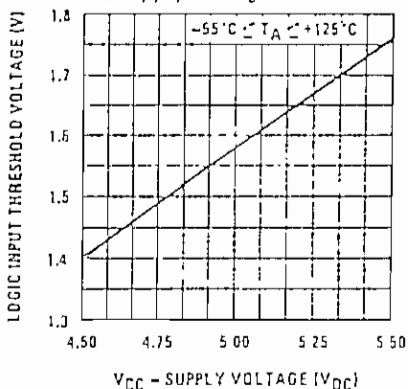
DATA OUTPUTS AND INTR

$V_{OUT(0)}$ Logical "0" Output Voltage	$I_O = 1.6 mA$ $V_{CC} = 4.75 V_{DC}$			0.4	V_{DC}
$V_{OUT(1)}$ Logical "1" Output Voltage	$I_O = -360 \mu A$ $V_{CC} = 4.75 V_{DC}$	2.4			V_{DC}
I_{OUT} TRI-STATE Disabled Output Leakage (All Data Buffers)	$V_{OUT} = 0 V_{DC}$ $V_{OUT} = 5 V_{DC}$	-3		3	μA_{DC} μA_{DC}
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^\circ C$				
I_{SOURCE}	V_{OUT} Short to Gnd	4.5	6		mA $_{DC}$
I_{SINK}	V_{OUT} Short to V_{CC}	9.0	16		mA $_{DC}$

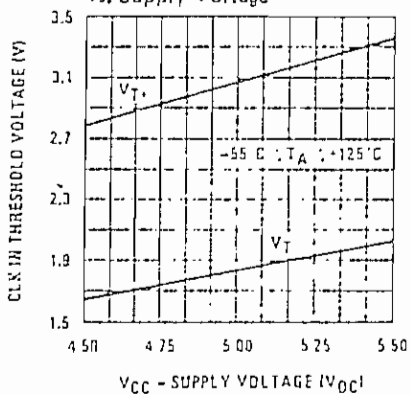
- Note 1: Absolute maximum ratings are those values beyond which the life of the device may be impaired.
- Note 2: All voltages are measured with respect to Gnd, unless otherwise specified. The separate A Gnd point should always be wired to the D Gnd.
- Note 3: A zener diode exists, internally, from V_{CC} to Gnd and has a typical breakdown voltage of $7 V_{DC}$.
- Note 4: For $V_{IN(1)} = V_{IN(+)}$ the digital output code will be 0000 0000. Two on-chip diodes are tied to each analog input (see block diagram) which will forward conduct for analog input voltages one diode drop below ground or one diode drop greater than the V_{CC} supply. Be careful, during testing at low V_{CC} levels (4.5V), as high level analog inputs (5V) can cause this input diode to conduct—especially at elevated temperatures, and cause errors for analog inputs near full-scale. The spec allows 50 mV forward bias of either diode. This means that as long as the analog V_{IN} does not exceed the supply voltage by more than 50 mV, the output code will be correct. To achieve an absolute 0 V_{DC} to 5 V_{DC} input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of $4.950 V_{DC}$ over temperature variations, initial tolerance and loading.
- Note 5: With $V_{CC} = 6V$, the digital logic interfaces are no longer TTL compatible.
- Note 6: With an asynchronous start pulse, up to 8 clock periods may be required before the internal clock phases are proper to start the conversion process.
- Note 7: The \overline{CS} input is assumed to bracket the \overline{WR} strobe input and therefore timing is dependent on the \overline{WR} pulse width. An arbitrarily wide pulse width will hold the converter in a reset mode and the start of conversion is initiated by the low to high transition of the \overline{WR} pulse (see timing diagrams).
- Note 8: None of these A/Ds requires a zero adjust. However, if an all zero code is desired for an analog input other than 0.0V, or if a narrow full-scale span exists (for example: 0.5V to 4.0V full-scale) the $V_{TTL(-)}$ input can be adjusted to achieve this. See section 2.5 and Figure 19.

Typical Performance Characteristics

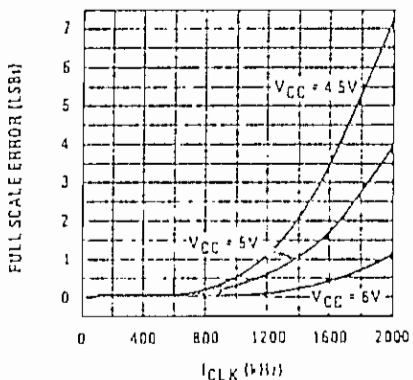
Logic Input Threshold Voltage vs. Supply Voltage



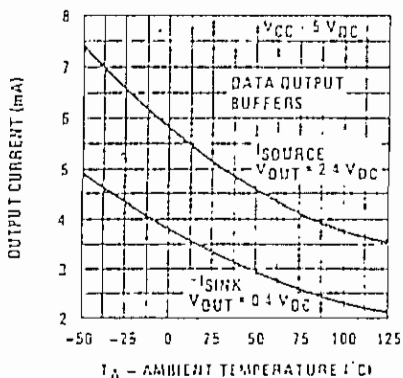
CLK IN Schmitt Trip Levels vs. Supply Voltage



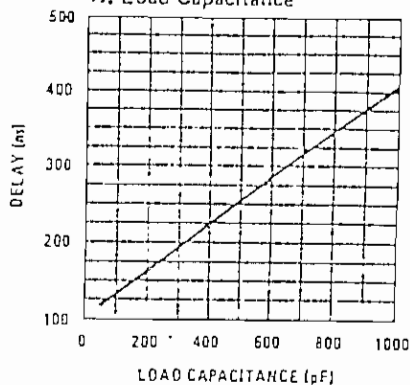
Full-Scale Error vs fCLK



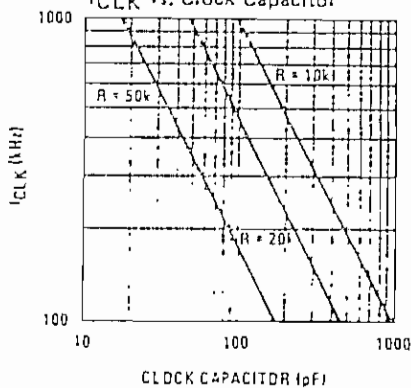
Output Current vs Temperature



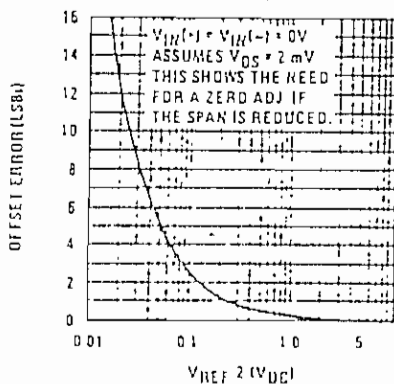
Delay From Falling Edge of RD to Output Data Valid vs. Load Capacitance



fCLK vs. Clock Capacitor



Effect of Unadjusted Offset Error vs. VREF/2 Voltage



Power Supply Current vs. Temperature

