



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

**FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES
CUAUTITLAN**

**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN INSTRUMENTO
ELECTRONICO PARA MEDIR Y CONTROLAR
LA TEMPERATURA DE UN SISTEMA**

T E S I S
PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
QUE PRESENTAN:
DOLORES HERNANDEZ ORLANDO
ROJAS RANGEL LINO JAVIER
RAMOS KURI CARLOS ENRIQUE JULIO

Director de la Tesis

IME. ANTONIO HERRERA MEJIA

CUAUTITLAN IZCALLI, MEXICO.

1982



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

I N T R O D U C C I O N

El Ingeniero, independientemente del área de la ingeniería en que se desenvuelva, siempre ha tenido un papel importante como introductor de las técnicas y dispositivos que hacen posible la transformación y el aprovechamiento de lo que rodea al individuo. Si bien es cierto que antiguamente la transformación de la naturaleza y los cambios en los hábitos del hombre primitivo sucedían sin el conocimiento real de las leyes naturales, respondiendo exclusivamente a la satisfacción de sus necesidades primarias; actualmente, esta actividad de transformación, se apoya en las leyes por las que se rige la naturaleza y toma en cuenta las reacciones humanas ante las transformaciones del medio que les rodea.

Como consecuencia de la época moderna, en que los avances científicos y tecnológicos se dan con una rapidez inefable, los problemas, debido a estos avances, se presentan con mayor frecuencia y cuya complejidad es cada vez mayor. Por esta razón, el Ingeniero tiene ante sí la tarea de resolver un sin número de problemas que requieren de toda su atención. El, se enfrenta en el ejercicio de su profesión a problemas que involucran diferentes caminos para llegar a su solución, caminos que en ocasiones se presentan accesibles y en otras representan verdaderos retos para la capacidad o la experiencia que tenga el profesionalista, y en base a su capacidad de análisis, inclinarse por el camino que satisfaga plenamente la solución del problema presente.

La habilidad para visualizar la parte "medular" de los problemas y la capacidad de decisión son atributos que debe reunir el Ingeniero para que, complementados con sus conocimientos teórico-prácticos, le permitan tener una concepción clara de su terreno de acción y abordar, con seguridad plena, las disyuntivas a que se enfrentará durante el ejercicio de su carrera.

Como profesional, el Ingeniero, debe ser consciente de la responsabilidad que adquiere en el momento de tomar decisiones. El éxito o el fracaso en la solución de un problema dado, dependerá en gran parte de la metodología que a su juicio considere la adecuada para alcanzar los objetivos trazados. Para asegurarse de obtener buenos resultados, ante todo, debe dedicar gran parte de su tiempo en actividades de laboratorio para poner en práctica las ideas y métodos que le permitan "palpar" concretamente la eficacia o deficiencia de los mismos y aplicarlos o no en la situación real requerida como solución del problema dado.

Debido a los avances científicos y tecnológicos que se han venido desarrollando en las últimas tres décadas, el Ingeniero se ha visto en la necesidad de informarse constantemente de los logros alcanzados en estas áreas del quehacer humano. El constante cambio en las ciencias y en las técnicas son consecuencia del afán del hombre por conocer cada vez más acerca del universo que lo rodea y de aprovechar "aquello" que está latente en la naturaleza.

La Electrónica, hoy en día, como "técnica" en la cual se basa el desarrollo de instrumentos; presenta un extenso campo para aquellos quienes se dedican a su estudio y aplicación en la solución a la problemática de esta época de la automatización y de sistemas de autogobierno. Encontramos la aplicación de la Electrónica en extensas áreas de la actividad humana: instrumentos de medición, aparatos de entretenimiento, sistemas para el procesamiento de datos, en equipo biomédico, en las comunicaciones, etc., en fin, en áreas donde los factores como precisión, rapidez de ejecución de mandatos o procesamiento de información, facilidad de manejo de equipo complejo, etc. son muy importantes; amén de bajo costo y mantenimiento reducidos.

En la industria, en la que se manejan diversas variables físicas como presión, temperatura, velocidad, luminosidad, gusto, etc.; se requiere de equipo

capaz de medir y controlar dichas variables para su uso adecuado, o para establecer y registrar las condiciones en las que se esté llevando a cabo un proceso determinado.

El objeto del presente trabajo es la exposición del diseño y construcción de un instrumento cuya finalidad es medir y controlar la temperatura. El motivo de la realización del instrumento fué como una respuesta a la necesidad de incorporar a la industria equipos cada vez más funcionales que coadyuvan, de alguna forma, al mejoramiento de los métodos empleados dentro de este aparato productivo.

El instrumento de medición y control, cuyo diseño y construcción -- consignamos aquí, consta, como se podrá observar, de varias etapas bien definidas que en su oportunidad serán tratadas convenientemente en el transcurso de este medio.

En la mayoría de los sistemas de medición y control encontramos --- tres partes fundamentales:

1- Una etapa detectora-transductora, la cual detecta la variable física y efectúa una transformación, ya sea mecánica o eléctricamente, para convertir la señal a una forma más manejable.

2- Alguna etapa intermedia, en la cual se modifica la señal que proviene del transductor, ya sea por amplificación, filtrado u otros medios, para tener una salida deseable. Y a la vez, por medio de una sub-etapa, que consiste en la salida de datos, nos permite conocer la situación o valor de la variable en cuestión.

3- Una etapa final o terminal, en la cual se controla, ya sea eléctrica o mecánicamente, la variable medida.

Cuando se utiliza un aparato de control en la etapa final, como se

muestra en la fig. 1, es necesario aplicar una señal de retroalimentación a la señal de entrada para cumplir los objetivos de control.

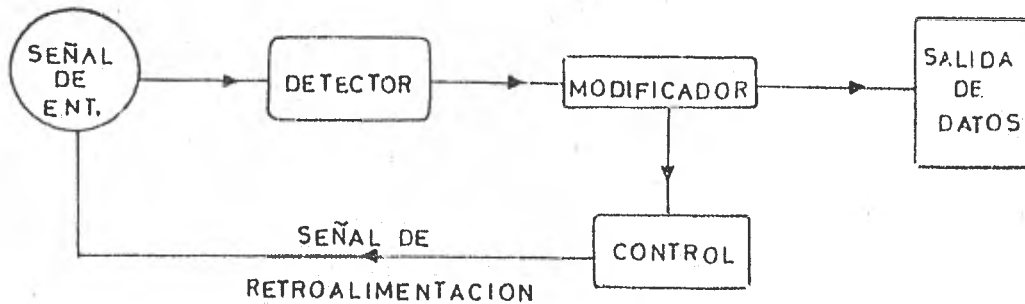


Fig. 1. Esquema simplificado de un sistema de medición y control.

La etapa de control compara la señal que representa la variable medida con otra señal de la misma forma, la cual representa el valor asignado que se desea que tenga la variable medida. Si el valor de la señal medida concuerda con el valor predeterminado en el control, éste no interviene para modificar el valor de la señal medida; si por el contrario, los valores de estas señales no concuerdan, el control envía una señal a un "actuador" que se encarga, por algún medio, de alterar el valor de la variable medida.

A continuación, la fig. 2 muestra el diagrama generalizado de un sistema de medición y control, tomando en cuenta el flujo de la información a través de cada una de las partes de que consta el sistema, así como los elementos que intervienen en el proceso mencionado.

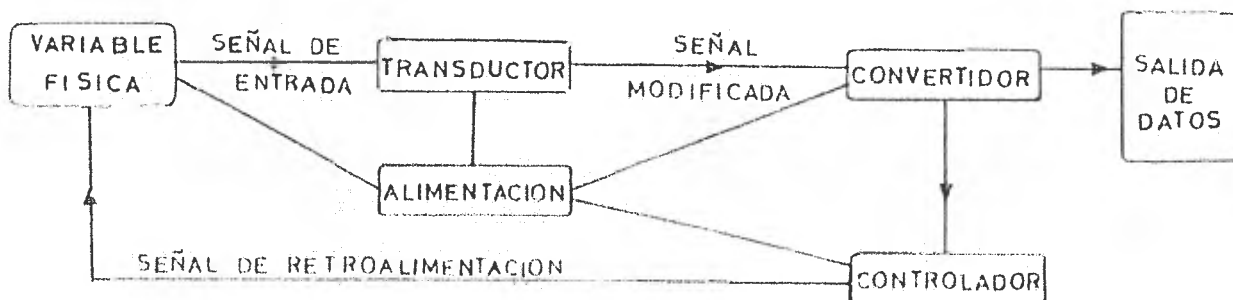


Fig. 2. Sistema generalizado de medición y control.

La fuente de energía (fig. 2) no interviene directamente en el tratamiento de la señal, sino que por medio de la anterior, se hace posible el funcionamiento de las diferentes etapas del instrumento que efectúan la medición y la acción de control. En la fig. 2, a excepción del bloque que identifica a la variable física, se muestra el instrumento físico en forma operativa.

A fuerza de un esbozo general, concerniente al orden del material del texto, se darán algunas notas con el fin de mostrar la forma de operar de cada etapa constitutiva del instrumento en forma secuencial, y la transformación que va sufriendo la señal de origen para su utilización adecuada.

En el capítulo I, se muestran los elementos que intervienen en las etapas de detección y transducción de la temperatura, así como en la forma en que se logra dicho proceso.

El capítulo II está destinado para enunciar las características del convertidor analógico-digital (A/D) empleado, sus ventajas, lo que implica su uso adecuado, y el análisis cualitativo de la forma de conversión de la señal analógica a señal digital.

Por la naturaleza de la señal proporcionada por el convertidor, se definió construir el control digital, tratado en el capítulo III, con elementos perfectamente definidos, en cuanto a su función, los cuales realizan la labor de comparación con respecto al convertidor. En esta parte, se introducen algunas técnicas de aritmética binaria en justificación de la operación de control.

El capítulo IV está íntimamente relacionado con la parte del control digital (cap. III). Se trata de la etapa de potencia cuya labor es la de modificar el valor de la variable física, en la forma que se verá más adelante, y cuya acción está gobernada por el control digital. La importancia que tienen los capítulos III y IV, particularmente en toda la obra, es definitiva. Representan las etapas de comparación y modificación de la variable física de entrada.

El capítulo V versa sobre el análisis cualitativo y cuantitativo, desde el punto de vista de la teoría de control, del funcionamiento del instrumento en cuestión.

Las tablillas de circuitos impresos también juegan un papel importante en el funcionamiento de un instrumento electrónico. Simplifican el ordenamiento de los componentes y elementos que intervienen en las funciones. En el capítulo VII se establece una breve teoría general sobre el asunto; así como la técnica empleada para la elaboración de las tablillas de circuitos impresos.

La evaluación económica es un punto de interés general en cualquier proyecto emprendido. En esta parte se establece el valor monetario equiparado con el valor cualitativo del proyecto objeto de análisis. El capítulo VIII - está dedicado a este análisis.

CAPITULO I. SENSOR Y TRANSDUCTOR.

I.1. Definición del Concepto.

El Sensor es un dispositivo ubicado físicamente entre la variable física a medir y el instrumento encargado de su medición. Su función es detectar (sensar) la variable a partir de las características de respuesta que posee bajo la acción de un estímulo dado. En este caso el estímulo es térmico y la respuesta es de naturaleza eléctrica, como sucede en general con los dispositivos sensores. La respuesta eléctrica suele ser comúnmente voltaje o corriente.

La señal o respuesta proporcionada por el sensor, generalmente por sí sola no es muy indicativa del fenómeno que se está tratando; es necesaria una etapa inmediata que se encargue de transformar esta respuesta a valores que puedan manejarse adecuadamente. La temperatura, como cualquier otra variable física, requiere de una correcta traducción de valores para que las mediciones efectuadas sean un reflejo de lo que se presenta en la entrada del instrumento.

Un ejemplo trivial de transductor es el potenciómetro; con un voltaje fijo aplicado en los extremos de éste, basta con que el cursor tenga un movimiento lineal o angular para que, dependiendo del circuito a que se conecte, en el cursor, el voltaje o corriente cambie de valor.

Otro ejemplo de transductor es la celda fotovoltaica. La figura I.1 muestra el diagrama esquemático de la celda. La construcción de la celda fotovoltaica incluye tres capas: una placa base de metal, un material semiconductor como capa intermedia, y una delgada capa transparente de metal.

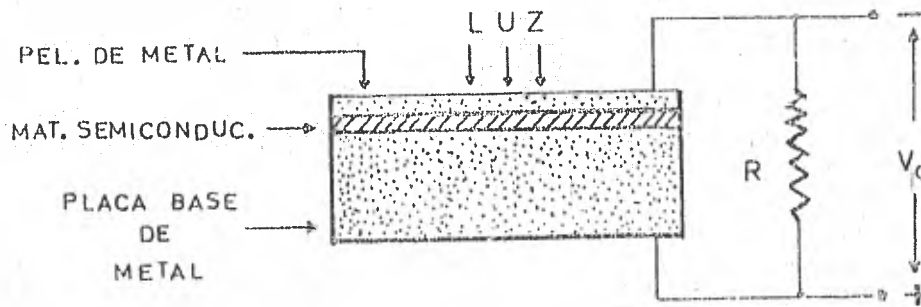


Fig. I.1. Celda fotovoltaica.

La capa transparente superior puede ser una laca conductora depositada con un atomizador. Cuando la luz incide sobre la barrera entre la película transparente de metal y el material semiconductor, se genera un voltaje como se muestra en la fig. I.1. La salida del dispositivo depende en gran parte de la resistencia de carga R . La variación del voltaje a circuito abierto respecto de la excitación, se aproxima a una función logarítmica, pero se puede lograr un comportamiento más lineal disminuyendo la resistencia de carga. Una de las aplicaciones más difundidas de la celda fotovoltaica se da en los exposímetros que se utilizan en fotografía para medir la cantidad de luz de una determinada área.

Otro transductor sería el de presión o esfuerzos en el que el efecto piezoeléctrico tiene su aplicación. La piezoelectricidad se podría definir como el fenómeno eléctrico que se observa en un cuerpo sometido a presión (de presión). La figura I.2 muestra el transductor de presión. Consta de un material piezoeléctrico como el cuarzo por ejemplo, flanqueado de dos placas metálicas que hacen las veces de electrodos. Cuando se aplica una fuerza a las placas metálicas se produce un esfuerzo y, por ende una deformación en ellas. En los cristales piezoeléctricos, como se mencionó, esta deformación produce una diferencia de potencial en su superficie. La carga inducida sobre el cristal es proporcional a la fuerza aplicada y está dada por:

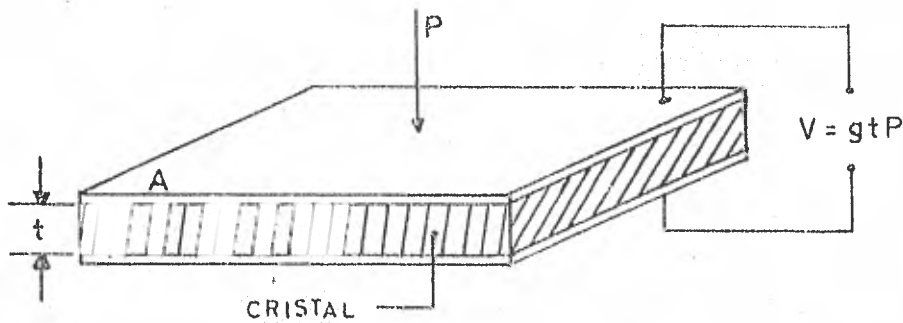


Fig. I.2. El efecto piezoeléctrico.

$$Q = dF$$

donde Q está en coulombs, F en Newtons y a la constante de proporcionalidad " d " se le llama constante piezoeléctrica. El valor de la salida del cristal está dado por:

$$V = g t P$$

donde t es el espesor del cristal, en metros; P es la presión aplicada en -- Newtons/m², y a " g " se le denomina sensibilidad de voltaje y está dada por:

$$g = \frac{d}{E}$$

donde E es la permitividad del material contenido entre las placas metálicas.

Otro tipo de transductor es el utilizado para detectar temperatura, se trata del termopar. El termopar es el dispositivo más común para medir temperatura por efectos eléctricos. Cuando se juntan dos metales, como se muestra en la figura I.3, y son sometidos a la acción del calor, se produce una fuerza electromotriz entre los puntos A y B, la cual es, principalmente, función de la temperatura de la junta. En este método de detección de temperatura, se presentan tres efectos diferentes distinguidos como "fems": la fem de Seebeck causa-

da por la unión de dos metales diferentes, el efecto Peltier que consiste en hacer circular corriente eléctrica por los dos materiales conectados a un circuito externo, y el efecto Thomson que consiste en el gradiente de temperatura de ambos materiales de construcción del termopar.

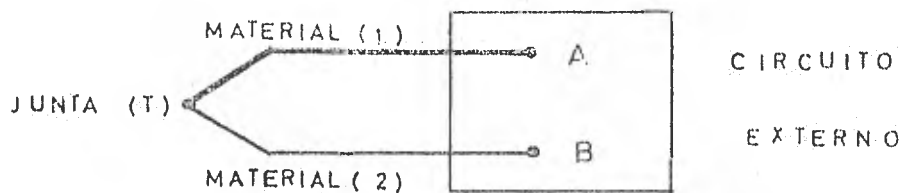


Fig. I.3. Unión de dos metales diferentes indicando el efecto termo-eléctrico.

Estos dispositivos transductores que se han mostrado son tan solo algunos ejemplos de los elementos utilizados en la detección de fenómenos físicos.

I.2. Componentes. Esquemas. Análisis.

Muchas mediciones de temperatura son efectuadas, generalmente, con termistores como elementos de detección. Aquí se verá cómo puede obtenerse la medición por el uso de las propiedades de un par de transistores encapsulados en un solo integrado. Este método de detección resulta muy atractivo por su simplicidad, precisión y estabilidad en períodos de tiempo bastante amplios.

El par de transistores mencionado poseen características eléctricas similares, esta afinidad preestablecida hace posible las mediciones de temperatura en la forma que veremos enseguida.

Para desarrollar esta afinidad, consideremos las propiedades fundamentales de un transistor único.

De la teoría de los semiconductores, sabemos que la relación entre corriente de colector (I_c) y el voltaje base-emisor (V_{be}) para un transistor, viene dada por la ecuación del diodo ideal de unión p-n.

$$I_c = I_s (e^{qV_{be}/KT} - 1) \dots (1)$$

haciendo:

$$\frac{I_c}{I_s} = e^{qV_{be}/KT} - 1$$

tomando logaritmos en ambos miembros:

$$\ln \frac{I_c}{I_s} = qV_{be}/KT - \ln 1$$

despejando el voltaje:

$$V_{be} = \frac{KT}{q} \ln (I_c/I_s) \dots (2)$$

tomando en cuenta que $I_c/I_s \gg 1$

donde:

K = Cte. de Boltzmann = 1.38×10^{-23} joules/ $^{\circ}K$

T = Temperatura absoluta ($^{\circ}K$)

q = Carga del electrón = 1.6×10^{-19} Coulombs

I_s = Corriente inversa de saturación = 1.87×10^{-14} A (teórica)

I_c = Corriente de colector (A).

Ahora, tomando en cuenta dos diferencias en V_{be} en dos transistores como ΔV_{be} , es decir:

$$\Delta V_{be} = V_{be_1} - V_{be_2}$$

substituyendo la ec. (2) en el segundo miembro de esta expresión:

$$\Delta V_{be} = (KT/q) \ln (I_{c_1}/I_{s_1}) - (KT/q) \ln (I_{c_2}/I_{s_2})$$

de las propiedades de los logaritmos;

$$\ln (a/b) = \ln a - \ln b$$

efectuando operaciones y reagrupando:

$$\Delta V_{be} = (KT/q) \ln (I_{c_1}/I_{c_2}) - (KT/q) \ln (I_{s_1}/I_{s_2})$$

esta maniobra nos conviene debido a que I_{c_1} e I_{s_2} son dos valores muy similares, si se trata de dos transistores de características eléctricas también muy similares, y como $\ln 1 = 0$; el segundo término de la resta se elimina, quedando la expresión como:

$$\Delta V_{be} = (KT/q) \ln (I_{c_1}/I_{c_2}) \dots (3); \text{ donde } I_{c_1}/I_{c_2} \neq 0$$

ahora, si el cociente de las corrientes de los colectores (I_{c_1}/I_{c_2}) es constante, ΔV_{be} dependerá exclusivamente de la temperatura absoluta (T) multiplicada por una constante igual a K/q .

Estableciendo una relación de corrientes de colectores de 2:1, es

decir:

$$I_{c1} = 2I_{c2} \dots (4)$$

logramos mantener una proporcionalidad constante en todo momento, en el cociente de corrientes, para obtener la dependencia de ΔV_{be} , antes mencionada. Substituyendo la igualdad (4) en la expresión (3):

$$\Delta V_{be} = (KT/q) \ln (2)$$

substituyendo los valores de las constantes:

$$\Delta V_{be} / \Delta T = \left[(1.38 \times 10^{-23} \text{ Joules/}^\circ\text{K}) / (1.6 \times 10^{-19} \text{ coul}) \right] \ln (2)$$

$$\Delta V_{be} / \Delta T = 5.978 \times 10^{-5} \text{ V/}^\circ\text{K}$$

$$\Delta V_{be} / \Delta T = 59.78 \mu\text{V/}^\circ\text{K}$$

Desarrollando los Joules en términos de la potencia y los coulombs en términos de la corriente, determinamos las unidades de tensión (V) en base a la ley de Ohm ($P/I = V$)

La relación diferencial del voltaje base-emisor, permite ser usados un par de transistores de características eléctricas similares como sensor de temperatura.

Si el valor obtenido ($59.78 \mu\text{V/}^\circ\text{K}$) es aplicado en la entrada de un amplificador, de tal forma que sea multiplicado por una constante, su salida presentaría un valor con niveles más manejables e indicativos de las mediciones de la temperatura que se efectúen. Esquemmatizando lo expuesto en forma simplifi-

ca tenemos lo siguiente:

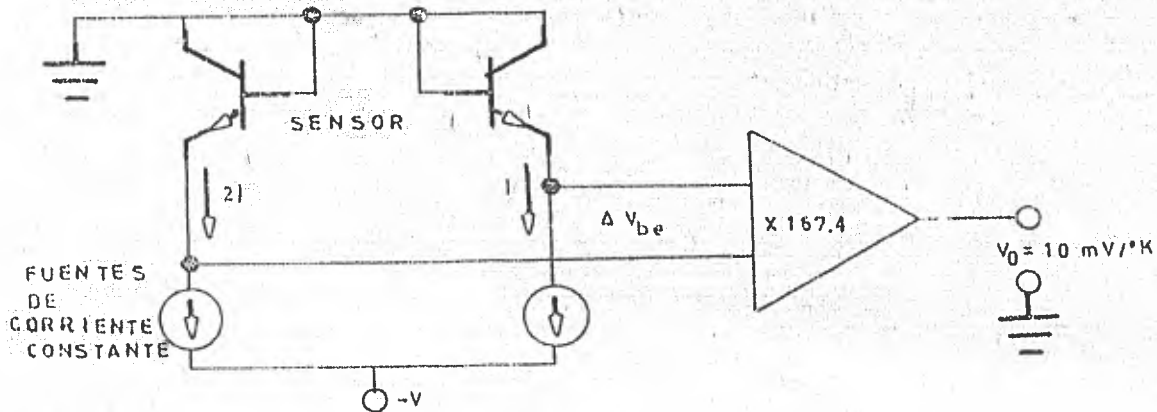


Fig. I.1. Diagrama básico de medición de temperatura.

Como se observa en la figura I.1, la diferencia de potencial obtenido en los emisores del sensor son multiplicados por un factor de amplificación de 167.4 para obtener:

$$(59.78 \mu\text{V}/^\circ\text{K})(167.4) = 10 \text{ mV}/^\circ\text{K}$$

El siguiente paso es transportar el valor de la temperatura absoluta ($^\circ\text{K}$) a su escala relativa ($^\circ\text{C}$).

Partiendo del hecho de que:

$$^\circ\text{C} = ^\circ\text{K} - 273.16$$

El factor constante (273.16) representa un voltaje que debe restarse en todo momento al valor amplificado ($10 \text{ mV}/^\circ\text{K}$) para satisfacer el cambio de escala, antes mencionado.

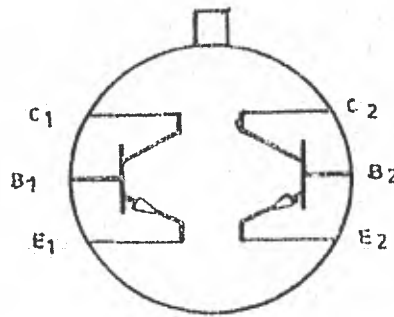
Si se tuvieran 1 mV por cada grado Kelvin, serían necesarios 273.16 mV para cumplir la regla de conversión de escalas; teniendo 10 mV por cada gra

do Kelvin, son necesarios 2731.6 mV ó 2.731 V.

A continuación mostramos los componentes relativos a la etapa sensora-transductora.

Para la parte sensora, donde se requería un par de transistores con características eléctricas idénticas, se decidió utilizar un circuito integrado conteniendo a éstos. Se trata del integrado denominado MAT-01 fabricado por Precision Monolithics. La figura I.2 presenta la configuración del MAT-01.

VISTA SUPERIOR



Nota: El substrato está conectado al encapsulado metálico.

Fig. I.2. Disposición interna del MAT-01.

En cuanto a las fuentes de corriente constante, mostradas en la figura I.1, se requieren con una relación precisa de 2:1. De las hojas de datos que describen las propiedades y características del MAT-01, se proponen valores de $10\mu\text{A}$ y $5\mu\text{A}$ para I_{c1} e I_{c2} respectivamente como corrientes nominales de operación para asegurar estabilidad por largo tiempo del factor "hfe" de ambos transistores, así como mantener el corrimiento de voltaje (Voffset) a niveles no críticos.

La figura I.3 muestra las fuentes de corriente requeridas. En esta figura, se establece el circuito por medio del cual se hace posible obtener las corrientes de $10\mu\text{A}$ y $5\mu\text{A}$.

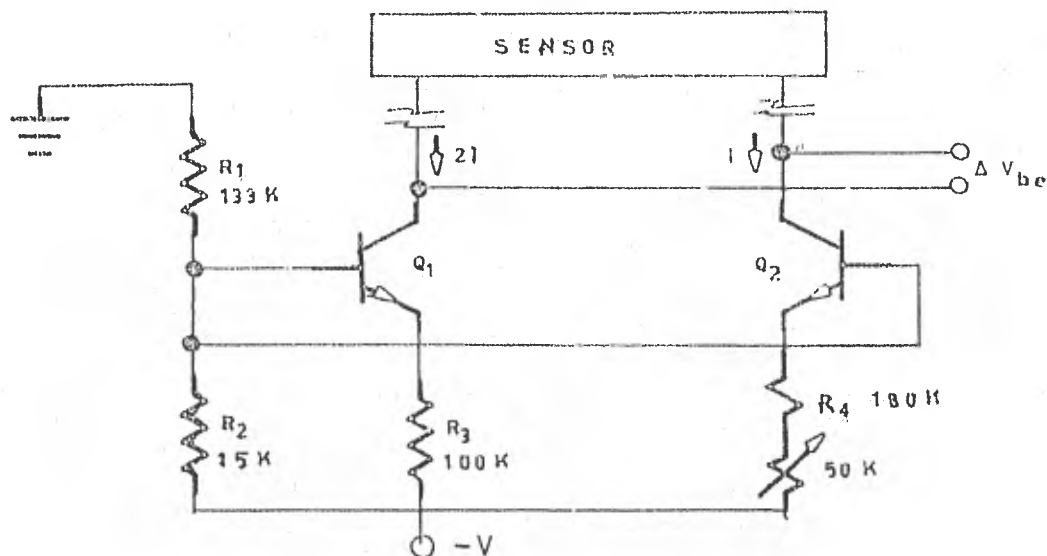


Fig. I.3. Fuentes de corriente.

NOTA: las corrientes pequeñas como $10\mu\text{A}$ y $5\mu\text{A}$, no representan caídas de tensión considerables - a lo largo del cable aislado en una distancia de 30 m del sensor y el resto del equipo.

En el circuito de la figura I.3, R_1 y R_2 polarizan Q_1 y Q_2 respectivamente. R_3 y R_4 permiten establecer el régimen de corrientes requeridas en cada transistor. El potenciómetro en serie con R_4 fija un valor de corriente en el colector de Q_2 , de $1/2$ del valor de la corriente circulante por el colector de Q_1 . Las fuentes de corriente constante, permiten que se cumpla la ecuación (3), en donde se establece que ΔV_{be} será afectada por la temperatura exclusivamente.

Como se observa en la fig. I.3, el sensor y las fuentes de corriente proporcionan un voltaje diferencial (ΔV_{be}), el cual es directamente proporcional a la temperatura absoluta. El amplificador debe obtener esta diferencia de voltajes en voltajes a modo común, amplificarlos por 167.4, y cambiarlos de una forma diferencial a una sola señal final. El arreglo de amplificadores, que hacen posible estas consideraciones se muestra en la fig. I.4.

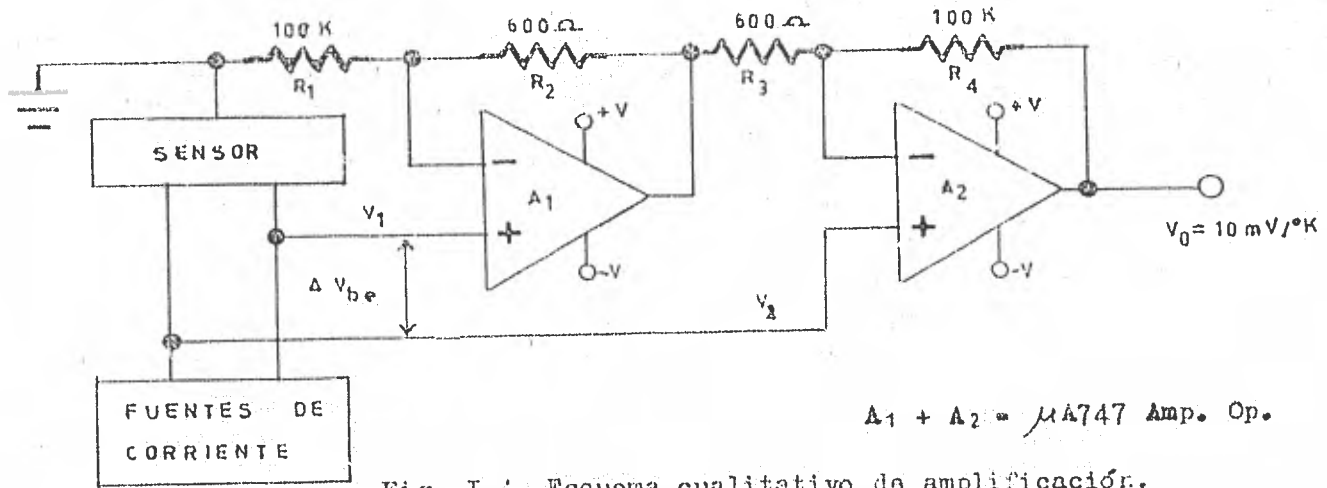


Fig. I.4. Esquema cualitativo de amplificación.

Considerando amplificadores ideales, la expresión para el voltaje de salida es:

$$V_o = \left[V_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3} \right] + V_2 \left(\frac{R_4}{R_3} + 1 \right)$$

considerando $R_1/R_2 = R_4/R_3$, la expresión se simplifica a:

$$V_o = (V_2 - V_1) \left(\frac{R_4}{R_3} + 1 \right)$$

En este sistema $(V_1 - V_2)$ ha sido previamente definido como ΔV_{be} ; por lo tanto la expresión última puede ser escrita como:

$$V_o = \Delta V_{be} \left(\frac{R_4}{R_3} + 1 \right);$$

pero, $\Delta V_{be}/\Delta T = 5.973 \times 10^{-5} \text{ V}/^\circ\text{K}$

de aquí que la salida del sistema ideal es:

$$V_o = (5.973 \times 10^{-5} \text{ V}/^\circ\text{K}) \left(\frac{R_4}{R_3} + 1 \right)$$

y como en el circuito $R_4 = 100 \text{ K}\Omega$ y $R_3 = 600 \text{ }\Omega$;

substituyendo y efectuando operaciones:

$$V_o = 0.010 \text{ V/}^\circ\text{K} = 10 \text{ mV/}^\circ\text{K}$$

Como anteriormente se mencionó, a este valor obtenido se debe restar 2.731 V para efectuar el cambio de escala absoluta a centígrada. Para lograr este punto, nos valemos de un amplificador operacional en una configuración de diferenciador (restador). La figura I.5 muestra el circuito restador.

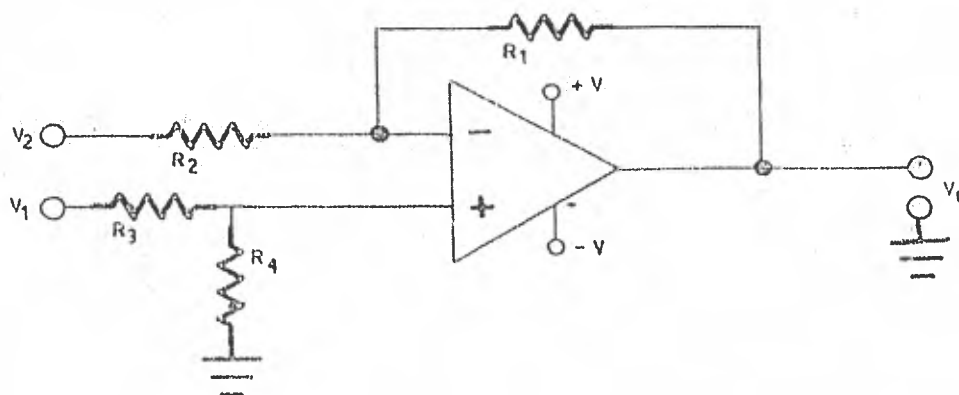


Fig. I.5. Circuito restador.

su expresión general está dada por:

$$V_o = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \right) \frac{R_4}{R_1} V_1 - \frac{R_2}{R_1} V_2 \quad ; \quad R_1 = R_2 = R_3 = R_4$$

Como la relación de amplificación de V_1 y V_2 son iguales, hacemos:

$$\left(\frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \right) \frac{R_4}{R_1} = \frac{R_2}{R_1}$$

desarrollando y simplificando:

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_1}{R_2} \geq 1$$

cumpliendo con esta condición, se utilizó un circuito integrado con arreglo de

resistencias de 1 Kohm al 1% de tolerancia.

El voltaje de 2.73V que se desea restar al valor de la salida de la etapa inmediata anterior, se hizo por medio de un divisor de tensión con un potenciómetro de 600 ohms conectado entre +15V y tierra del sistema.

Reagrupando todos los elementos, que hasta ahora se han tratado por separado, mostramos el circuito completo que hace posible la medición de temperatura en esta primera parte de la Tesis en lo referente a señal analógica.

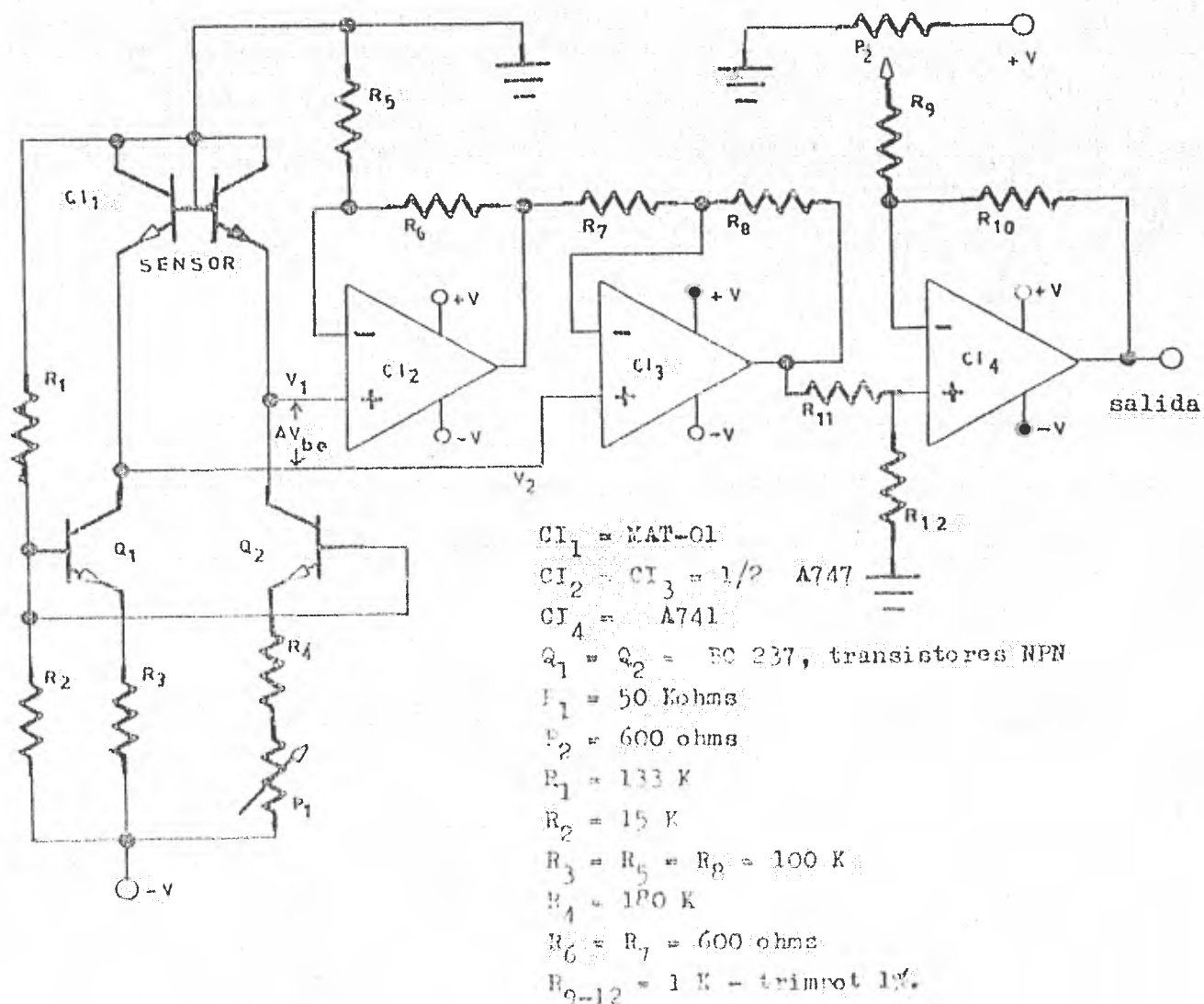


Fig. 1.6. Diagrama completo de medición, en escala centígrada, de la temperatura registrada por el sensor.

CAPITULO II. CONVERTIDOR ANALOGICO/DIGITAL. DISPLAY.

II.1. Definición del Concepto.

Debido a que parámetros como voltaje y corriente son analógicos, es decir son continuos y dado que la forma más práctica y fácil de la toma de datos, procesamiento y representación visual de los mismos son de naturaleza digital, es decir, datos discretos; la conversión entre cantidades analógicas y digitales es una operación fundamental para los manejos de señales en forma rápida y eficiente. Como se puede apreciar, la técnica digital representa una gran ventaja en el manejo de señales que requieren de una transformación para su uso adecuado. El convertidor analógico-digital (CAD) es el dispositivo físico encargado de efectuar el proceso de conversión de señales. A modo de definición podemos establecer que los CAD's traducen de mediciones analógicas, las cuales son características de muchos fenómenos del mundo real, al lenguaje digital usado en procesamiento de información, computación, transmisión de datos, y sistemas de control digitales.

El lenguaje digital está representado por la presencia o ausencia de niveles de voltaje referidos a tierra, estos niveles se presentan a las salidas o a las entradas de las compuertas lógicas. Esto es, cada bit o unidad de información tiene dos posibles estados. Estos estados son apagado (off), - falso o cero; y en forma opuesta, encendido (on), verdadero o uno.

El esquema de la fig. II.1 indica la forma elemental de realizar la conversión analógica-digital, con un convertidor digital-analógico (CDA).

Con un pulso en el restablecedor (reset), se activa el contador. El registrador cuenta los pulsos del reloj (clock), manejando al CDA, el cual -

genera un voltaje de salida analógico uniformemente incremental. Cuando la sa-

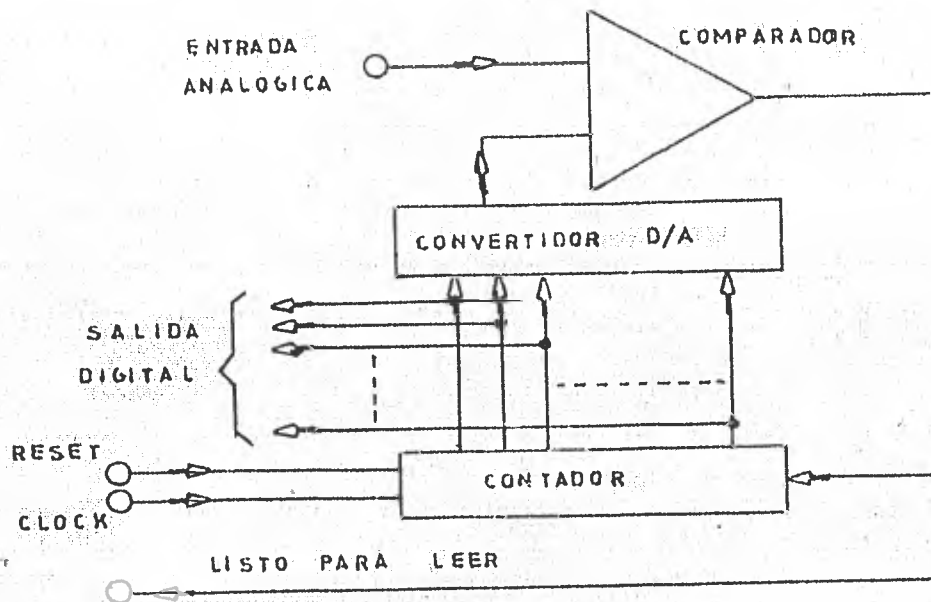


Fig. II.1. Esquema básico de conversión analógica a digital.

lida analógica del convertidor es ligeramente mayor que la señal de entrada analógica, la señal del comparador se hace positiva y detiene el reloj. La salida del contador es, en este punto, la representación digital de la entrada analógica. Una señal del restablecedor (reset) limpia la lectura del contador para re-iniciar el proceso de conversión.

En la actualidad existen varias técnicas para efectuar la conversión de señales. Aquí se mostrarán en forma breve algunas técnicas básicas para la comprensión del funcionamiento de los dispositivos que tienen esta función.

Los convertidores A/D pueden ser clasificados en tres grupos:

- 1- Tipo Comparación.
- 2- Tipo Carga de Capacitor (Integración).
- 3- Oscilador Controlado por Voltaje (VCO).

Tipo Comparación.- En este método se utiliza un CAD para desarrollar

un voltaje analógico. Este voltaje analógico desarrollado es comparado posteriormente al voltaje cuyo equivalente digital es el requerido. La figura II.2 ilustra esta técnica de conversión. Cuenta con un contador, un CDA-generador de señal tipo escalinata y un comparador de voltaje.

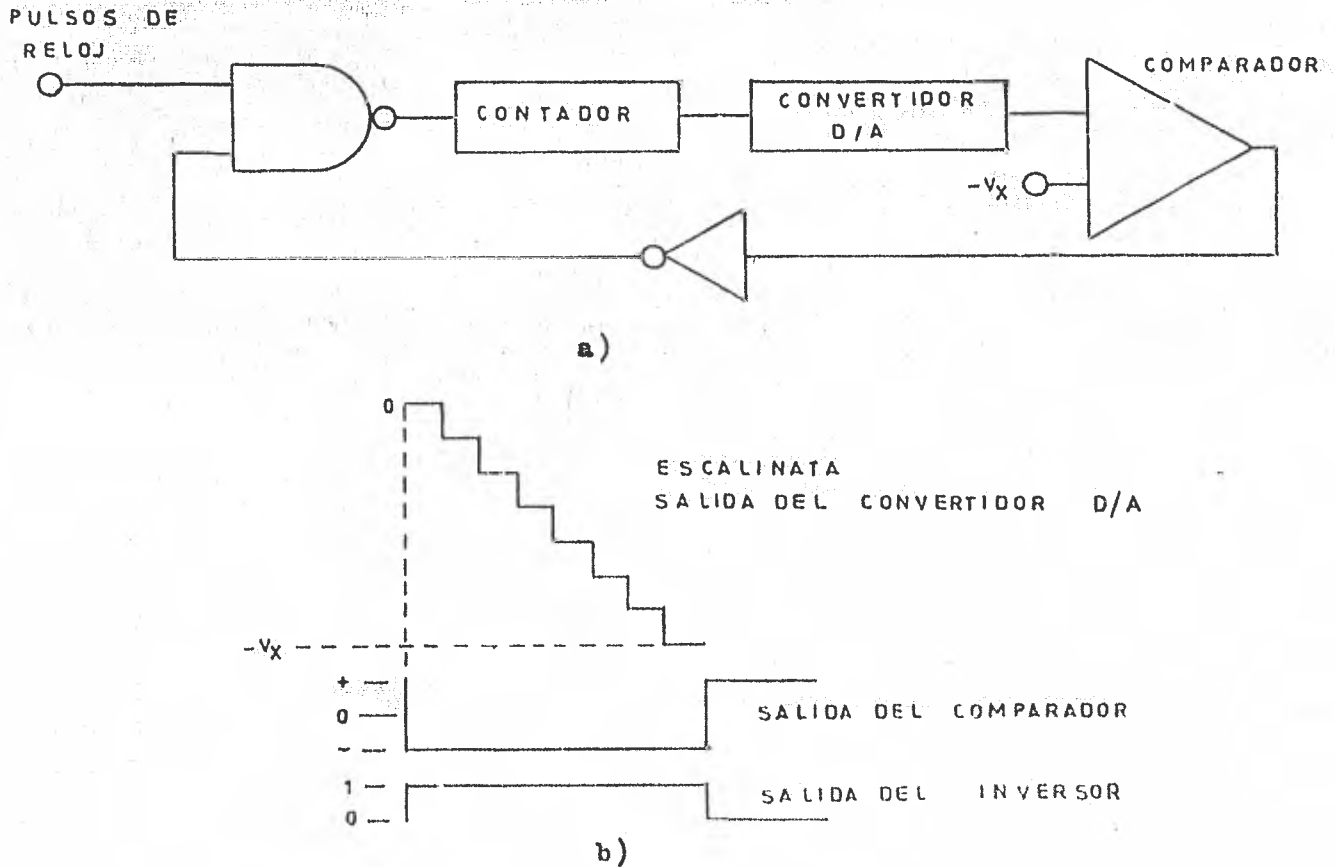


Fig. II.2. Convertidor tipo Comparador: a) circuito, b) análisis de tiempos.

- 1- Al tiempo $t=0$ el contador es fijado en cero.
- 2- El voltaje de escalinata es cero y la salida del comparador es negativa.
- 3- El inversor, invierte su entrada y el "1" de su salida activa la compuerta de tal forma que hace que los pulsos del reloj lleguen al contador.
- 4- El voltaje de la escalinata se incrementa negativamente hasta un valor mayor que $-V_x$.
- 5- La salida del comparador se hace positiva. Con lo que se logra, que a la salida del inversor aparezca un cero lógico y detenga al contador.

6- Así, el estado de cuenta del contador es el equivalente digital del voltaje analógico $-V_x$.

Se debe aclarar que este método proporciona una aproximación equivalente al próximo bit mayor a V_x . Un incremento en la precisión puede ser obtenida incrementando el número de bits del CDA.

Tipo Carga de Capacitor (Integración).- Un pulso es generado cuyo período es proporcional al voltaje V_x . Este período es medido y representado por un tren de pulsos. El número de pulsos es escogido para indicar directamente el voltaje desconocido. La figura II.3 ilustra este tipo de conversión.

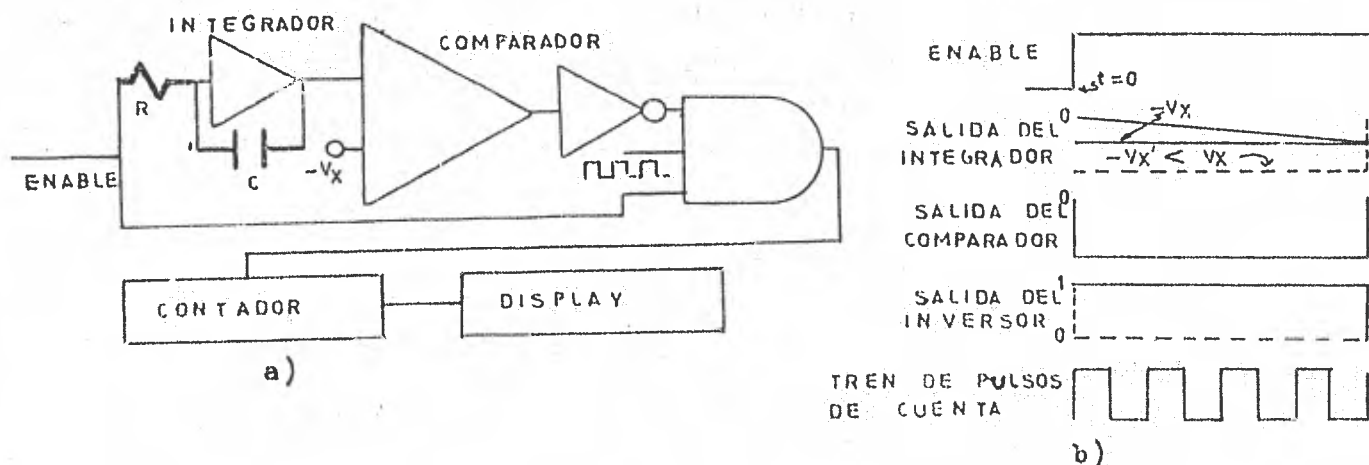


Fig. II.3. Convertidor tipo Integración: a) circuito, b) análisis de tiempos.

- 1- Al tiempo $t=0$, un pulso positivo es aplicado a la entrada de un integrador y a la entrada de una compuerta AND de tres entradas.
- 2- En $t=0$ la salida del integrador es igual a cero, la salida del comparador es negativa, y la salida del inversor es "1". La compuerta AND es habilitada.
- 3- Los pulsos de cuenta empiezan a ser contados.
- 4- Las rampas del integrador bajan hasta $-V_x$.

- En $-V_x$, la salida del comparador cambia de signo, se hace positiva, pasa a través del inversor y aplica un cero a la compuerta AND, y la deshabilita.
- 5- No entran más pulsos al contador, el cual exhibe el número de pulsos que pasaron a través de la compuerta.
 - 6- Para $-V_x' < -V_x$, se lleva más tiempo para que la rampa llegue a $-V_x'$, de tal manera que más pulsos de cuenta pasan a través de la compuerta y son contados.
 - 7- De la figura II.3 se puede ver que el número de pulsos que llegan al contador es proporcional al tiempo que le toma al integrador para que la rampa baje hasta $-V_x$.

Este tipo de CAD es usado con frecuencia en voltímetros digitales. Cuando esto es hecho, R, C y la frecuencia del pulso son seleccionados para hacer que el instrumento "lea" directamente. En estos voltímetros, la conversión A/D es repetida a intervalos regulares, frecuentemente a un rango de 60 Hz.

La precisión y estabilidad de este convertidor dependen de la estabilidad de R y C del integrador, ya que éstos determinan el rango de caída de la rampa de voltaje en la salida del integrador. Esto a su vez, determina el tiempo que le toma a la rampa alcanzar el valor de $-V_x$, y aún más, el ancho del pulso de disparo para la cuenta de los pulsos. Finalmente, el rango de repetición del generador de pulsos debe permanecer fijo y sus corrientes. En caso contrario, el número de pulsos cambiará, y el contador exhibirá una cuenta incorrecta.

Para satisfacer los requerimientos de estabilidad es necesario un generador de cristal controlado, lo cual representa complejidad de uso y alto costo.

Tipo Oscilador Controlado por Voltaje.— La figura II.4 muestra una gráfica Frecuencia vs. Voltaje de un VCO (Oscilador Controlado por Voltaje) y un diagrama de bloques de un convertidor A/D. Los osciladores controlados por voltaje operan utilizando una fuente de voltaje para controlar el rango al cual el capacitor se carga a un cierto voltaje de disparo. Este voltaje de disparo inicia un ciclo de la frecuencia.

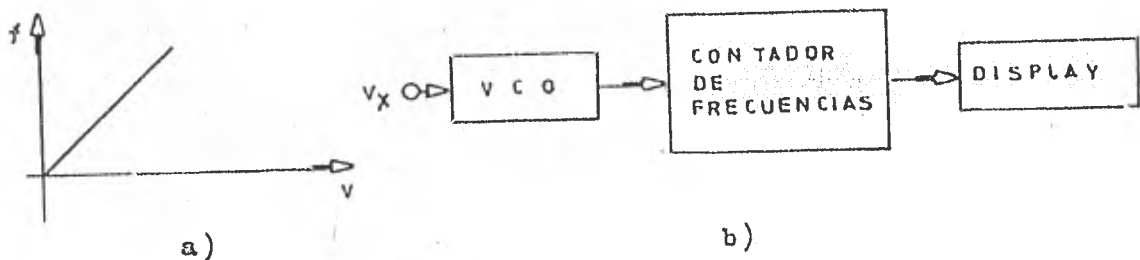


Fig. II.4. Convertidor A/D tipo VCO: a) gráfica F vs. V ; b) diagrama de bloques.

En el convertidor mostrado en la fig. II.4, la frecuencia es medida por un contador de frecuencia y exhibido para una indicación visual.

Estas han sido las técnicas básicas de conversión que nos muestran, en forma general, la manera de operar la señal analógica para entregar una señal o señales digitales.

Como se había mencionado antes, el CAD es usado en áreas como transmisión de datos, procesamiento y almacenamiento de los mismos. Cada área destina una técnica única en la aplicación del convertidor. La transmisión de señales analógicas (voltaje o corriente) es difícil y costosa. Esto es muy importante de tomarse en cuenta, sobre todo en sistemas que requieren alta precisión y canales múltiples de transmisión. La transmisión de datos en forma analógica puede degradar o alterar el mismo dato, aún en ambientes considerados de bajo ruido relativo. El hecho de convertir los datos analógicos a digitales

por medio de un CAD los problemas de transmisión son reducidos notablemente.

El uso de un convertidor, ya sea A/D o D/A, implica tener conocimiento de la terminología empleada por el fabricante para la definición de las características y especificaciones más importantes del dispositivo. Enseguida se definen algunas de las especificaciones que se encuentran a menudo en los manuales y en las hojas de datos, que describen las condiciones de operación y restricciones en el manejo de los convertidores.

Precisión- Este término, frecuentemente es confundido con Resolución y Linealidad. La precisión abarca los errores de cantidad, no linealidad y errores en un período corto de tiempo. Hay dos tipos importantes de precisión: precisión absoluta y precisión relativa. La precisión absoluta es el porcentaje del voltaje de salida, a fondo de escala, de un convertidor con respecto a su salida especificada por la NBS (National Bureau of Standards). Por ejemplo, si un convertidor D/A está especificado con 10V de salida (10V aquí es un valor absoluto para la NBS) y actualmente produce sólo 9.9V, entonces, su precisión absoluta es del 99% ó 1% de imprecisión. Otra forma de decirlo es, que el convertidor tiene una precisión de error del 1%.

Para los CAD's, la precisión absoluta está comprometida por tres tipos de error: el inherente $\pm 1/2$ LSB (Bit Menos Significativo) que es el error digital o error de cuantificación, un error analógico debido a imperfecciones del circuito en cuanto a componentes (especificado generalmente como un porcentaje del total de entrada)-, y un error de iniciación de la toma de lecturas.

La precisión absoluta realmente no puede ser establecida como un número dado, debido a que depende de muchos factores influenciados por el tiempo de uso y la temperatura.

Generalmente, precisión relativa y linealidad son considerados sinónimos. El término linealidad se aplica a CDA's, mientras que precisión relativa se aplica a CAD's.

Si se tomara la salida de un CDA, la cual consiste en un grupo discreto de puntos, el error de linealidad o no linealidad podría ser definida -- como la máxima distancia de cualquiera de estos puntos discretos, de una línea recta dibujada a través de los puntos finales del convertidor (abarcando toda la escala). Este hecho lo podemos apreciar en la fig. II.5. Los puntos finales son fijados por el usuario por medio de un ajuste de calibración. La máxima no linealidad sería $\pm 1/2$ LSB.

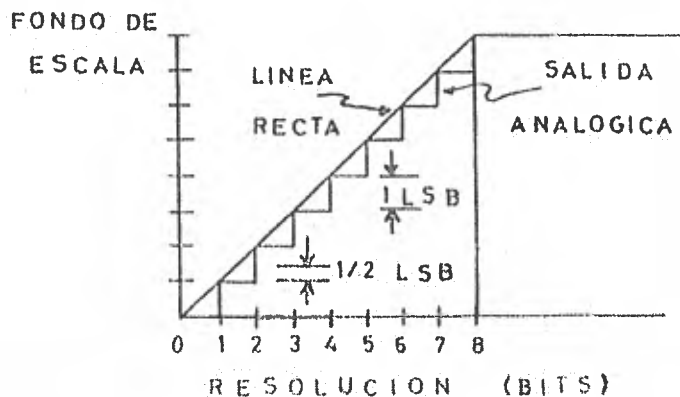


Fig. II.5. La linealidad del CDA es la cercanía que guardan los puntos discretos con respecto a una línea recta trazada entre cero y fondo de escala. La no linealidad, no sería más de la desviación de $\pm 1/2$ LSB de la línea recta.

La precisión relativa en un CAD es la máxima desviación de la salida digital, de una línea recta dibujada entre cero y fondo de escala (ver fig. II.6).

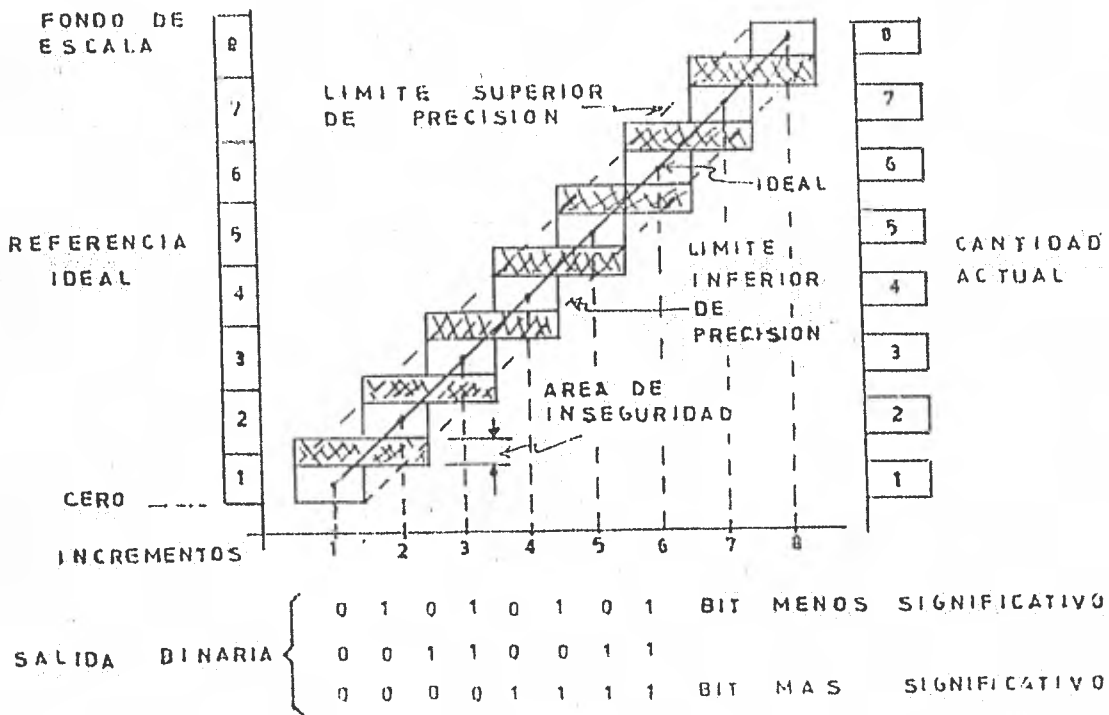


Fig. II.6. La precisión relativa de un CAD es la máxima desviación de la salida digital, de una línea recta trazada desde cero hasta fondo de escala.

Resolución- La resolución de un convertidor es el nivel analógico de entrada más pequeño (para CAD's), para el cual es producido una salida digital. Así, un convertidor de 10 bits tiene una resolución de $(1/2)^{10}$ ó 1 parte en 1024 ó alrededor de 0.1% del valor de fondo de escala. Sin embargo, en la práctica la resolución de un convertidor por lo regular es menor que el especificado debido a que está limitado por ruido, temperatura y efectos del tiempo.

Bit Menos Significativo (LSB)- En un sistema en el cual una mag-

nitad numérica está representada por una serie de dígitos binarios, el bit menos significativo es el dígito que porta el valor más pequeño o carga. Por ejemplo, el número binario 1 1 0 1 (13 decimal), el bit que está en la extrema derecha es el bit menos significativo. La carga de 1 LSB, en el fondo de escala, es la resolución implicada por el número digital. En el caso contrario, esto es, el bit más significativo ó MSB (Most Significant Bit) es el que se encuentra en la extrema izquierda de la cifra, en este caso, también tiene carga de 1.

Estas han sido algunas de las especificaciones más importantes que definen las condiciones de operación de un convertidor.

Otro punto que se tratará en esta primera parte del capítulo II es lo referente al "display" o exhibidor visual.

El "display" es un dispositivo que muestra visualmente el estado de un dato o una señal determinada. Existen varias formas de realizar una exhibición requerida; en una pantalla, como sucede en algunos instrumentos de medición que utilizan un tubo de rayos catódicos (CRT) para este efecto; un osciloscopio por ejemplo. Un tablero luminoso es otro ejemplo en el que los diodos emisores de luz (LED's) son requeridos; esta es la forma más práctica y sencilla para realizar una exhibición visual. Otra forma de exhibición de resultados es por medio de las máquinas impresoras que se encargan de registrar las lecturas en un papel. Estas formas de exhibición de datos tienen la función de arrojar, ya sea en forma escrita o visual, las lecturas en donde se permita interpretar o conocer lo que está sucediendo con la señal que se está tratando.

Los "displays" a base de diodos de luz son los más comúnmente utilizados en los instrumentos de medición digitales; en esta parte se podrá apreciar cómo se emplean estos dispositivos.

II.2. Componentes. Esquemas, Análisis.

Antes de decidir sobre la selección de un elemento para cualquier etapa de un instrumento, como en este caso en la etapa de conversión, se debe hacer un análisis de las necesidades de incorporarlo a dicha etapa. Las características del instrumento dependerán en gran parte de los elementos con los que se construya. Deben tomarse en cuenta factores como rango de operación, costo, tamaño y principalmente funcionamiento confiable y duradero. Teniendo en mente estos factores de selección, se optó por utilizar un convertidos A/D fabricado por Siliconix con tecnología CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor), el cual reúne las características adecuadas para nuestros fines. El funcionamiento básico de este dispositivo es del tipo de integración disoutido en la parte II.1.

A continuación se darán algunos detalles de las características que posee el convertidor denominado LD 131, desde el punto de vista técnico.

- . Precisión de lectura del 0.1% .
- . Auto-cero.
- . Auto-polaridad.
- . Bajo consumo de potencia (25 mW típico).
- . 1 mV de Resolución (1.500 V a fondo de escala)
- . Mínimo de componentes externos
- . Entrada analógica amortiguada ($Z_{in} > 1000 \text{ Mohms}$).
- . Voltaje de referencia amortiguado ($Z_{in} > 1000 \text{ Mohms}$).
- . Oscilador interno
- . Compatibilidad TTL (una carga máxima)
- . Señal BCD multiplexada.
- . Rango de muestreo de 1 a 60 muestras/segundo.

Debido a las características anteriores, la aplicación del LD 131 es amplia en voltímetros digitales, medidores de ambiente digitales (ruido, luz, pH), instrumentación, controladores, etc. La fig. II.7 representa el diagrama funcional del CAD LD 131 de 3 1/3 dígitos.

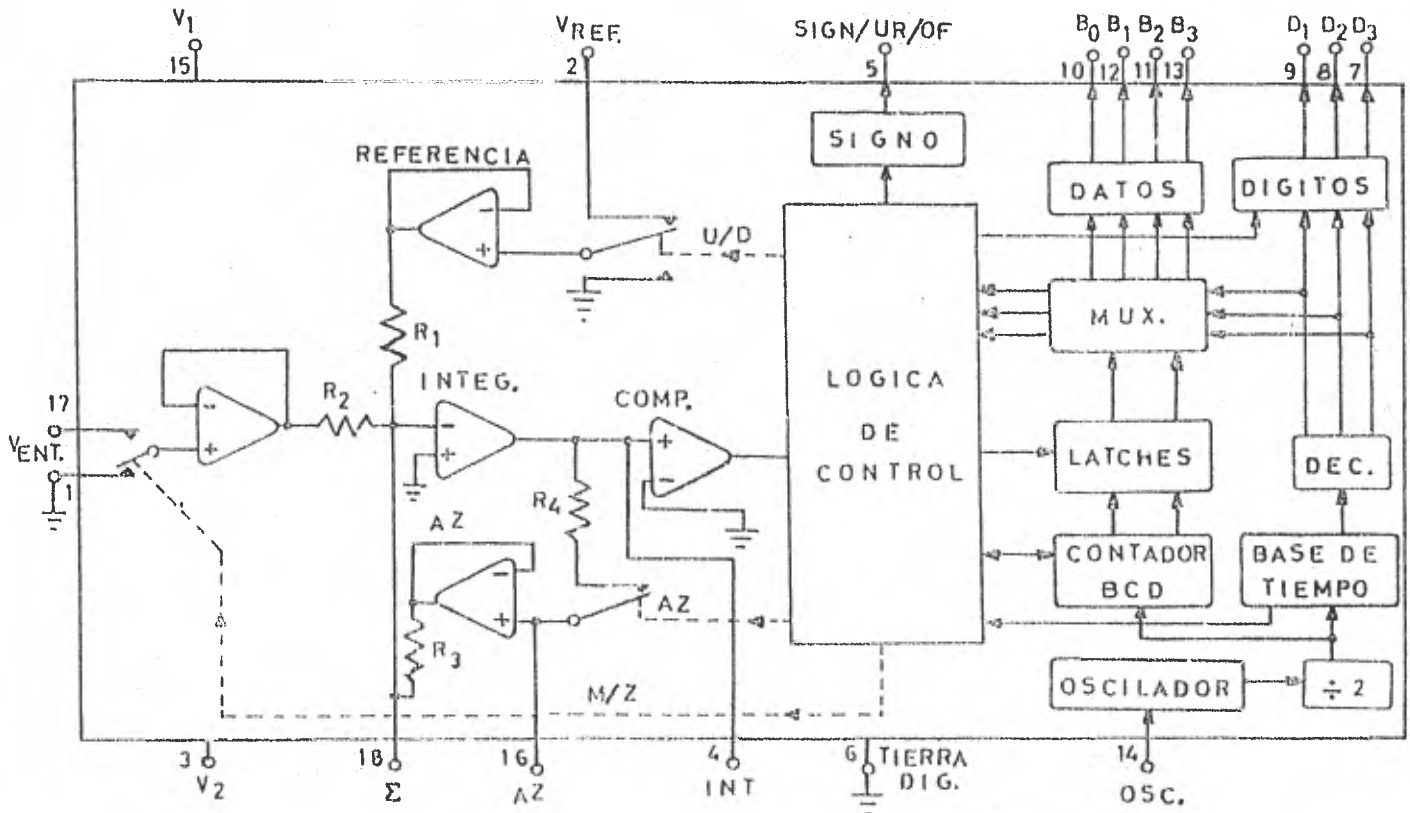


Fig. II.7. a) diagrama funcional.

Completando la descripción expuesta anteriormente, se mencionará - la operación de algunos de los bloques constitutivos del convertidor.

Base de Tiempo- El funcionamiento de este bloque se logra con un capacitor externo a tierra. La entrada del oscilador (OSC) puede ser manejada por un capacitor externo si es deseado. La frecuencia generada es dividida por dos antes de manejar la base de tiempo y al contador BCD de 3 décadas.

Los dos intervalos fundamentales del período de muestreo, el intervalo de Auto-cero (AZ) y Medición, son establecidos por la base de tiempo como 1024 y 2048 períodos de reloj respectivamente. El período de muestreo es, por consiguiente, de 3072 pulsos. Debido a que la frecuencia del reloj es la mitad de la del oscilador, el período de muestreo es 6144 (2×3072) períodos del oscilador. A su vez, el contador de base de tiempo, divide la frecuencia del reloj interno por 8. Esta división permite fijar 8 pulsos de reloj, los cuales son usados por el multiplexor de datos como "1's" y el bloque de lógica de control como pulsos "Up/Down" (U/D), es decir, "ascendente/descendente".

Intervalo de Auto-cero (AZ)- El intervalo de Auto-cero proporciona un medio para nulificar los voltajes de corrimiento (Voffset) de los amplificadores internos usados en el LD 131 y además establece automáticamente el voltaje de referencia necesario para una conversión A/D bipolar. La secuencia de AZ es activada cuando los interruptores de la señal "Medición/Cero" (M/Z) cambian de la entrada del amplificador amortiguador a tierra analógica. Después de un breve período de tiempo de corrección de cuenta, el interruptor de AZ se cierra conectando el amplificador de AZ con el integrador en un sistema de malla cerrada de segundo orden. Durante este tiempo, el bloque de lógica de control ignora la salida del comparador y los pulsos, que la entrada lógica U/D conmuta al 50% de la duración de cuatro períodos de reloj en alto y cuatro en bajo (ver figura II.8). El equilibrio de este sistema de malla cerrada es alcanzado cuando el promedio de las corrientes a través de R_1 y R_3 (ver fig. II.11) son iguales y opuestas. Esto es conseguido cuando el voltaje de Autocero (VAZ) es igual a $-1/2 V_{ref}$, siendo $R_1 = R_3$. Estabilizando VAZ y almacenándolo en el capacitor de AZ (CAZ) proporciona a U/D la capacidad de conmutar entre una referencia de corrientes positiva o negativa para el integrador durante la conversión. Así, cuando U/D está en Up, $I_1 + I_3 = -V_{ref}/2R_1$ y cuando está en Down, $I_1 + I_3 = V_{ref}/2R_1$. El intervalo de AZ es de una suficiente duración para asegurar

que VAZ está estabilizada. Antes iniciar el intervalo de medición, la salida — del integrador es regresada a tierra analógica. El sistema está listo, ahora, — para una conversión.

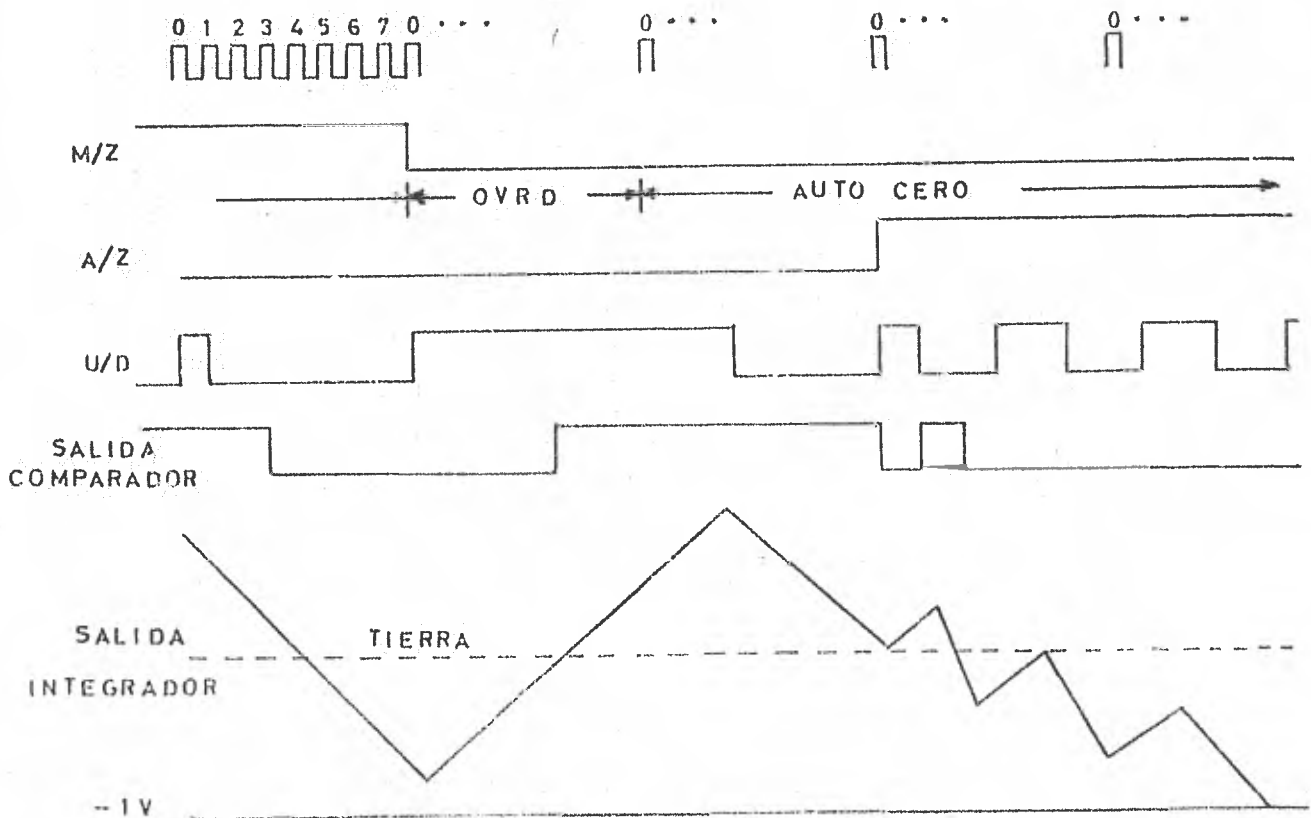


Fig. II.7. Gráficas de tiempo de Auto-cero.

Intervalo de Medición— El sistema de conversión "Retroalimentación Cuantizada" está caracterizado por un intervalo de fase única de digitización en el cual un sistema de control digital retroalimenta las unidades de carga e cantidades, en respuesta al estado muestreado de un comparador analógico. — Estas cantidades de carga son suministrados al integrador por medio de un — voltaje analógico. La magnitud $(V_{ref}/2R_1 \times C/Proloj)$ de la carga cuantizada

teniendo su signo (+ ó -) se elva por el hecho de que la lógioa de control tie ne dos ciclos de duración (U/D) útiles durante el intervalo de medición como se muestra en la fig. II.9. La entrada lógica U/D está en "Up" (alto) un ciclo reloj y 7 ciclos "Down" (bajo) para una salida alta del comparador precediendo un grupo de 8 ciclos; en la fig. II.9 se identifica como duración "A". Con una salida baja del comparador, en el ciclo número 7, U/D estará en "Up" por siete ciclos y "Down" un ciclo en los siguientes 8 ciclos; en la misma figura se iden tifica como duración "B". El efecto de la duración de estos dos ciclos de co rriente de referencia en la salida del comparador está mostrado, como se men cionó, en la fig. II.9. Se puede ver que el estado "Up" de U/D conduce el vol-

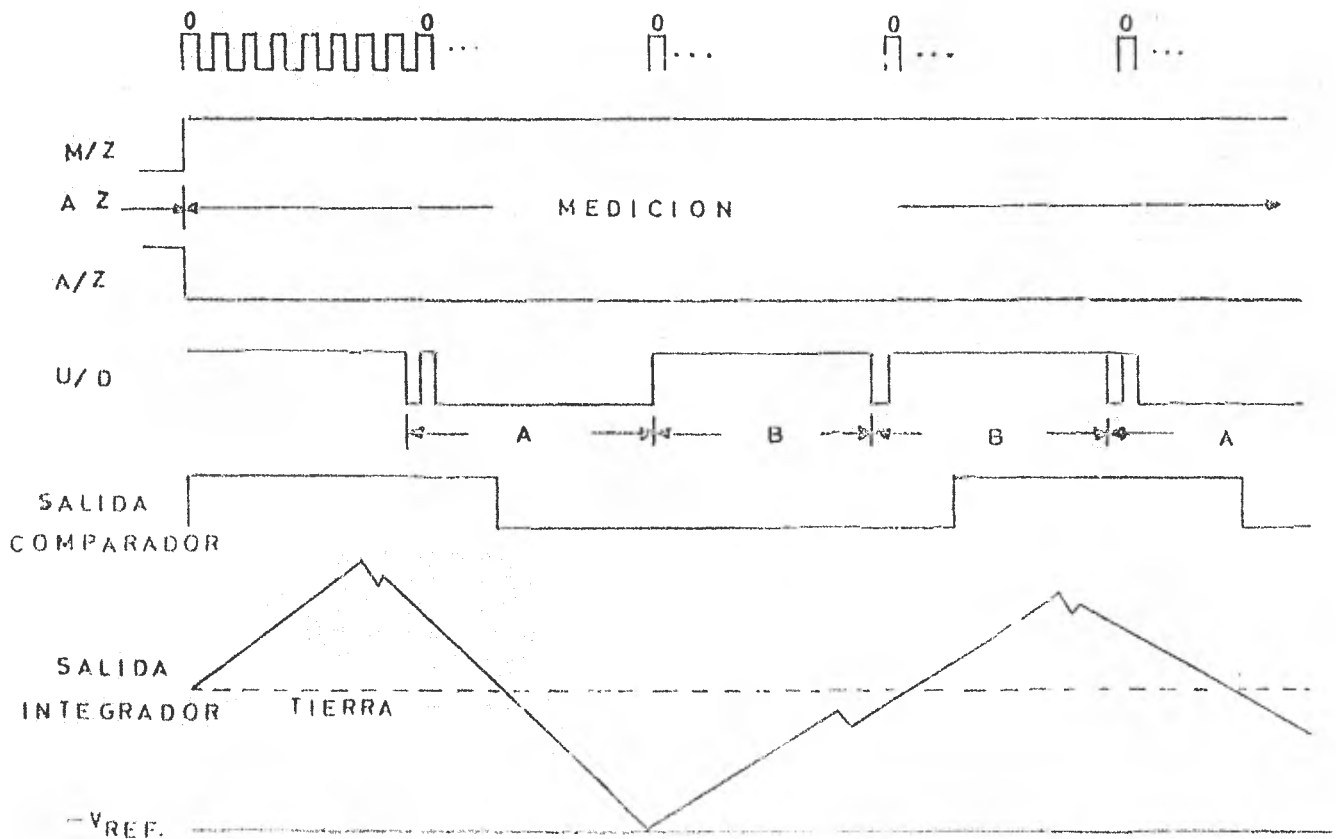


Fig. II.9. Intervalo de Medición.

taje de la salida del comparador hacia arriba. El contador BCD se incrementa -

por cada pulso de reloj cuando U/D está en nivel alto y se decrementa por cada pulso de reloj cuando U/D está en la posición contraria. Por consiguiente, la cuenta neta va hacia arriba 6 cantidades, para el ciclo "D" y 6 abajo para un ciclo de duración "A". La polaridad está determinada por la aparición del primero de dos ciclos de duración consecutivos del mismo tipo. La lógica de control determina la entrada analógica como negativa si ocurren consecutivamente dos ciclos de duración "A" y positiva si ocurren consecutivamente dos ciclos de duración "B".

Flujo de Datos- Siguiendo la secuencia correcta de conteo, el contenido de los contadores BCD y el Flip Flop de signo están cargados en los "Latches". Los estados del contador de menos de 80 ó mayores de 999, están decodificados como condiciones de "Underrange" (sub-rango) y "Overflow" (sobre-flujo), respectivamente. La presencia de una de estas señales dispara un pulso único en

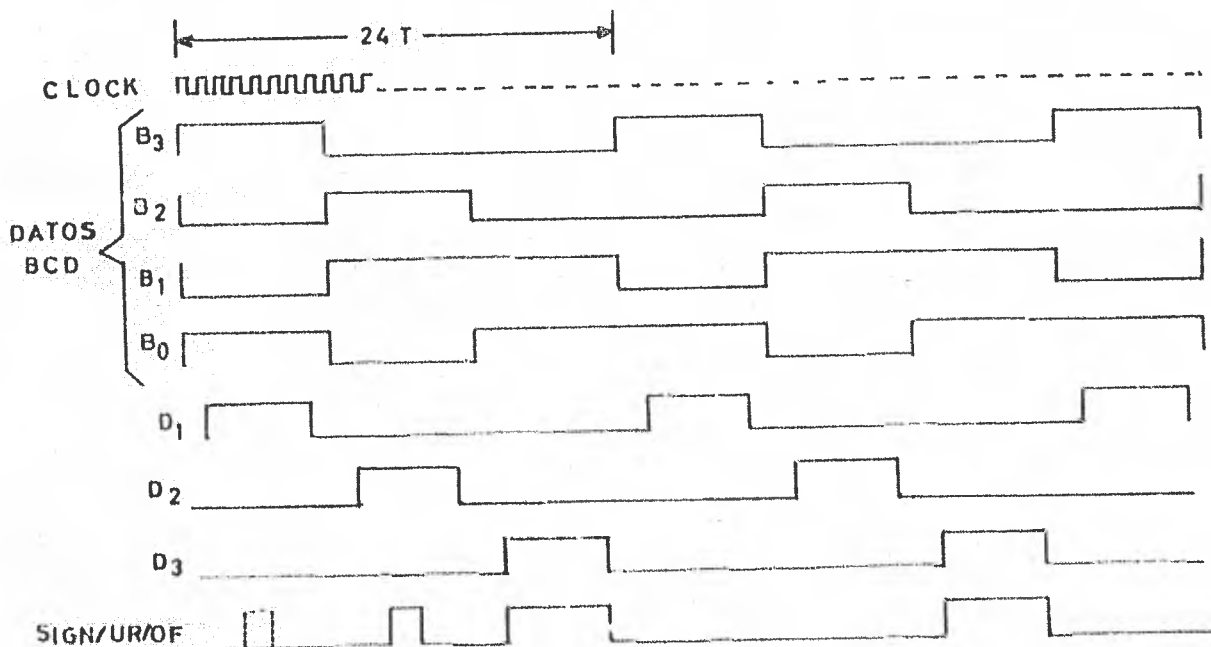


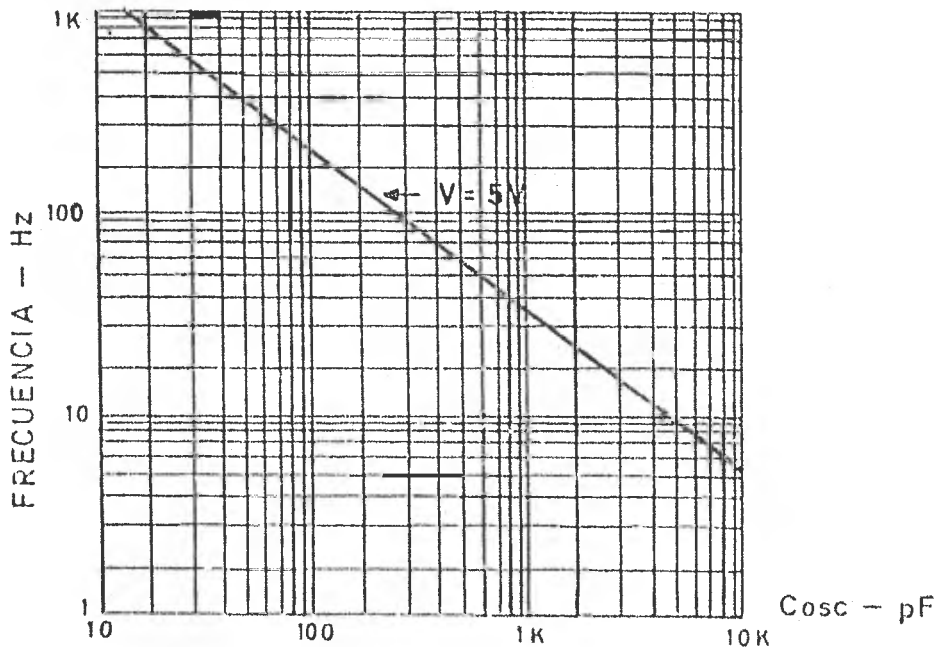
Fig. II.10. Salida de Datos.

la conexión 5 del integrado, designada "SIGN/UR/OF" en D_1 ó D_2 (D_2 indica sobre

-flujo; D_1 sub-rango). El pulso de sobre-flujo (OF) activa el dígito más significativo "1" para conseguir el conteo a fondo de escala (mayor de 1499) de que el sistema es capaz. Los datos BCD almacenados en los "latches" son explorados cada 24 ciclos del reloj (8 ciclos cada dígito). La información del signo aparece junto con D_3 . Esto se puede apreciar en la fig. II.10.

Cualquier rango de muestreo, de 1 a 60 muestras por segundo puede ser obtenido por el hecho de cambiar simplemente los capacitores de oscilación e integración (C_{osc} y C_{int}). El CAZ puede permanecer en 0.1 microFaradios, independientemente del muestreo elegido.

Para encontrar el valor apropiado de C_{osc} es necesario referirse a la gráfica "Frecuencia vs. Oscilación", que a continuación se muestra:



La frecuencia del oscilador y el rango de muestreo están relaciona--

dos por:

$$\text{Muestreo} = \frac{F_{osc}}{6144} \dots (1)$$

El capacitor de integración, en función de la frecuencia de oscilación, viene dado por:

$$C_{int} = \frac{2000}{F_{osc}} \mu F / seg \dots (2)$$

El LD 131 requiere para una operación adecuada, voltajes mínimos de $\pm 5V$ y máximos de $\pm 8V$. Se recomienda colocar un capacitor de $0.1 \mu F$ entre $+V$ y tierra cuando, como en este caso, son utilizados "displays" de "LED's".

Como se puede apreciar, el uso del convertidor integrado simplifica muchas situaciones complicadas en el manejo de una señal analógica. Esto se logra por conocer las propiedades y restricciones del dispositivo seleccionado, así como la forma de hacer las conexiones. Los cálculos que se requieren para su aprovechamiento se reducen exclusivamente a ajustar la "Fosc" para obtener una lectura estable en el tablero luminoso. Para este caso particular, se encontró que tal frecuencia era de 10,000 Hz. Por medio de la expresión (2), se fijó el rango de muestreo a 1.62 muestras/seg. La ecuación (2) nos indica el valor de "Cint" para esta frecuencia de oscilación. Sustituyendo este valor de frecuencia, Cint aproximadamente es igual a $0.22 \mu F$.

Por medio de la gráfica "F vs. Osc", encontramos el "Cosc" requerido:

$$C_{osc} = 0.004 \mu F$$

el valor comercial del capacitor que más se acerca al valor teórico encontrado fué:

$$C_{osc} = 0.0039 \mu F.$$

La fig. II.11, muestra el diagrama completo de conexiones que hacen posible la conversión de la señal analógica a digital.

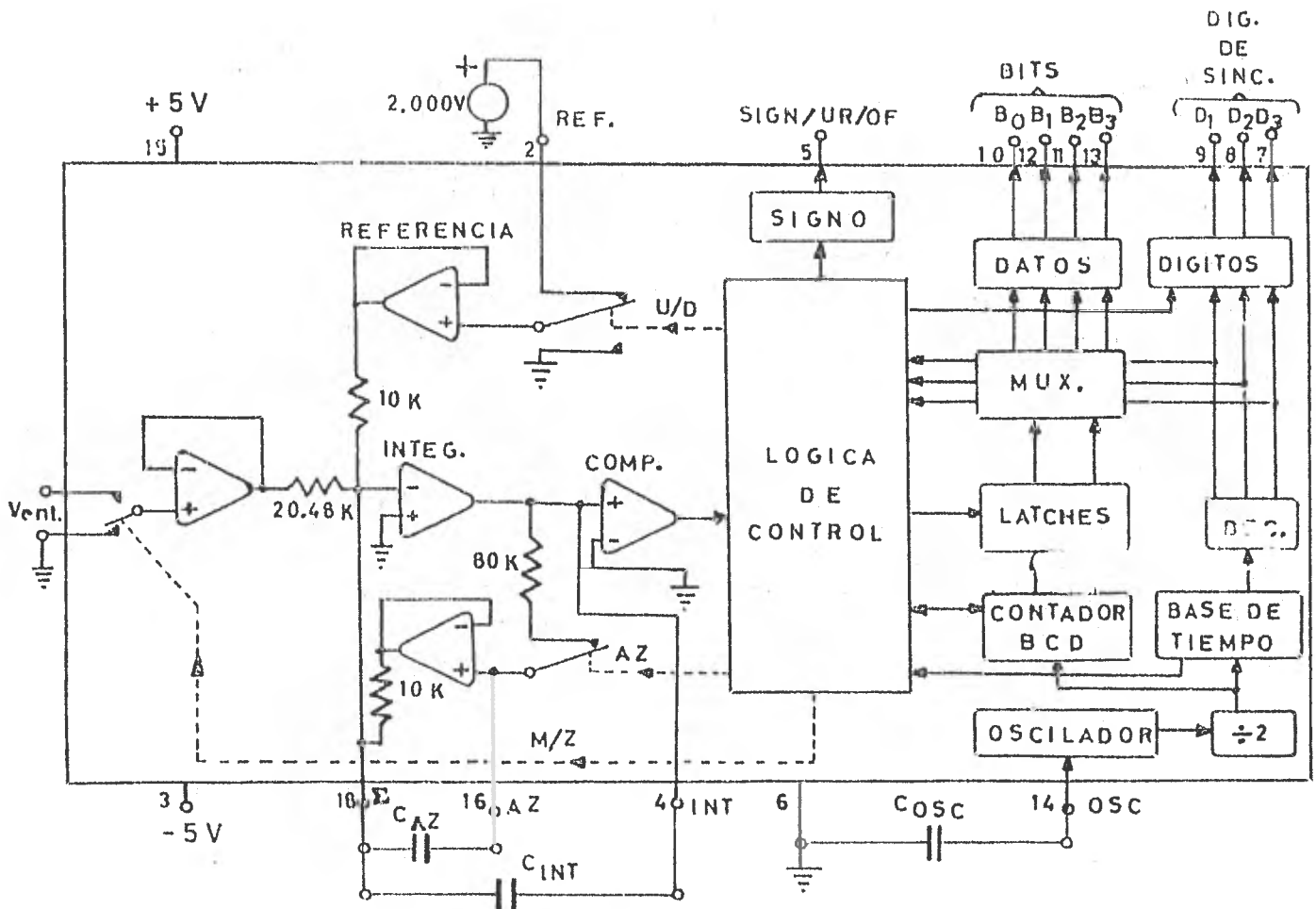


Fig. II.11. Diagrama de conexiones.

Como se aprecia, en la fig. II.11, se requiere un mínimo de componentes externos para que el convertidor realice su función. A continuación se muestra la fig. II.12, en donde se puede apreciar que son aprovechadas las salidas digitales del convertidor, que llegan al "display", para enviarlas a la siguiente etapa que es el control digital.

En las salidas, tanto de los datos binarios como de los pulsos de sincronía digital, fué necesario incorporar "DRIVERS" seguidores (7407), lo que

permite utilizar estas salidas , a la vez para el "display" y el control. Las especificaciones del convertidor limitan a un TTL de carga para las salidas digitales. Los seguidores utilizados son de colector abierto ("open collector"), lo que permite que, por medio de una resistencia llamada de "pull up" (entre colector y Vcc) se habilite al circuito a manejar altas capacidades de carga. El valor de estas resistencias de "pull up", como se aprecia en la fig. II.12, son de 1.2K. Con esto podemos manejar manejar varias cargas de TTL sin tomar la señal directamente del convertidor; de no hacerlo así, el integrado sería sometido a esfuerzos térmicos; traduciéndose este hecho en mal funcionamiento y posteriormente la ruptura total de este integrado.

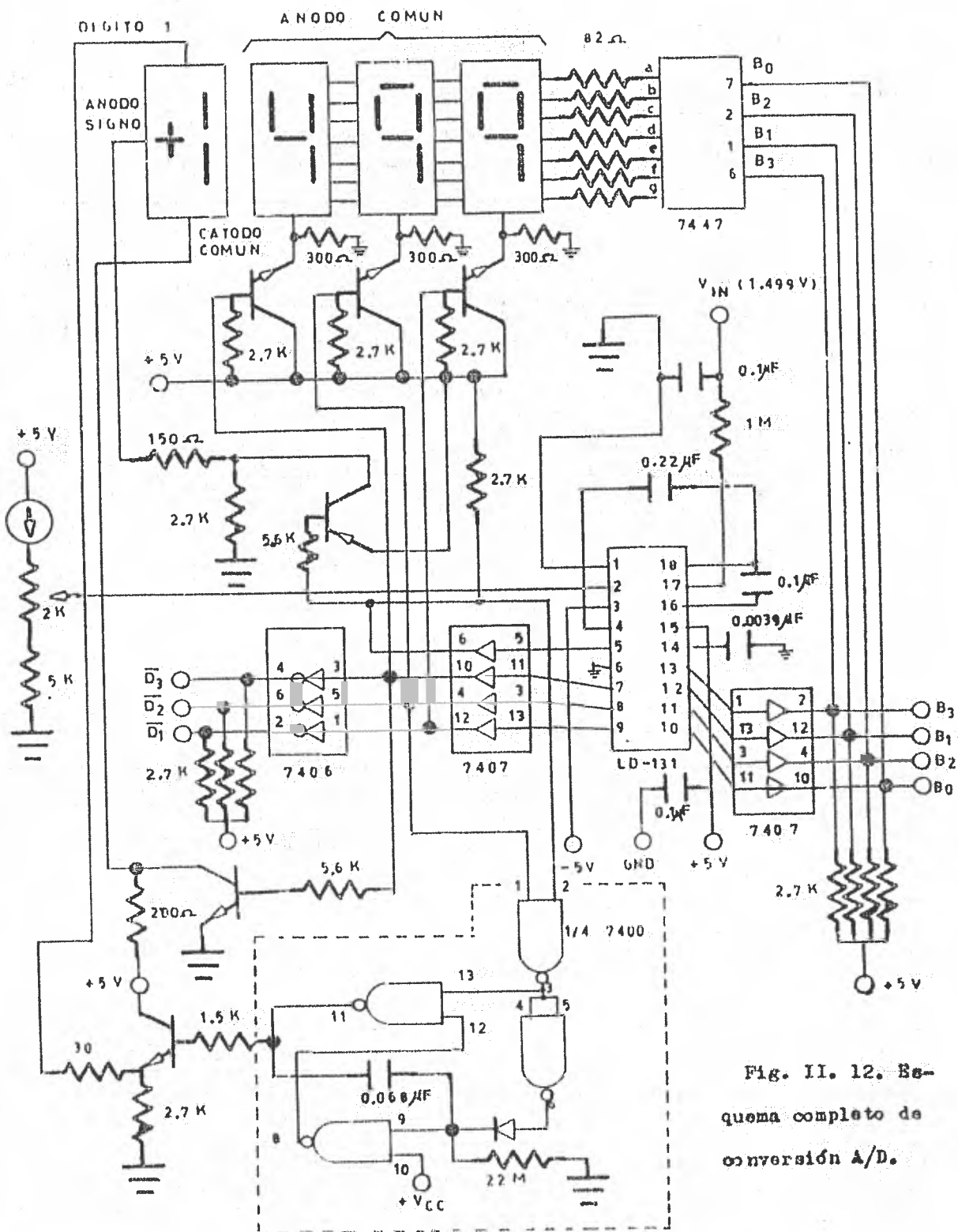
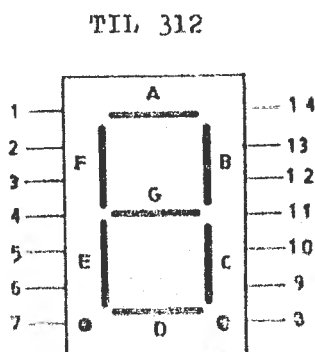


Fig. II. 12. Esquema completo de conversión A/D.

Los transistores de conmutación de los niveles de sincronía digital (D's) -fig. II.12-, permiten dar una mayor brillantez a los caracteres segmentados de cada uno de los "displays" de ánodo común que forman el tablero exhibidor, sin que esto represente carga considerablemente alta para el decodificador (7447) que maneja a 3 "displays" al mismo tiempo por estar la señal multiplexada. Los "displays" utilizados, como se mencionó, son de ánodo común de Texas Instruments, el número de catálogo es TIL 312. En la fig. II.13 se muestran las conexiones de este dispositivo. El dígito más significativo (MSD), cuya información está implícita (multiplexada) en la conexión SIGN/UR/OF en sincronía con D_2 , como se mostró en la fig. II.10, se demultiplexa por medio del arreglo de compuertas identificado con el recuadro de la fig. II.12. Se trata (este arreglo) de un multivibrador de un disparo (one shot). Este disparo se efectúa al aparecer el "1" de sobre-flujo (OF) con una duración que debe ser mayor que el intervalo de muestreo. El estado alto persistirá, en forma "regatillable", mientras la señal de sobre-flujo aparezca. La duración del intervalo de encendido del "led" del "uno" está determinado por el capacitor de $0.068 \mu F$ y la resistencia de 22 Mohms. Estos valores deben ser exactos, para evitar el "parpadeo" del dígito más significativo, por efectos del muestreo.



- 1- Cátodo A.
- 2- " F.
- 3- Anodo. Dígito y decimal.
- 4- Omitida.
- 5- "
- 6- Cátodo decimal izquierdo.
- 7- " E.
- 8- " D.
- 9- " decimal derecho.
- 10- " C.
- 11- " G.
- 12- Omitida.
- 13- Cátodo B.
- 14- Anodo. Dígito y decimal.

Fig. II.13. Diagrama de conexiones del TIL 312.

La construcción del dígito más significativo, se llevó a cabo con el integrado TIL 327 también de Texas Instruments, cuya configuración se muestra en la fig. II.14. El signo +/- se obtiene de la salida SIGN/UR/OF en sincronía con D₃ por la polarización directa del "led" del signo -on este caso solamente el signo negativo interesa.

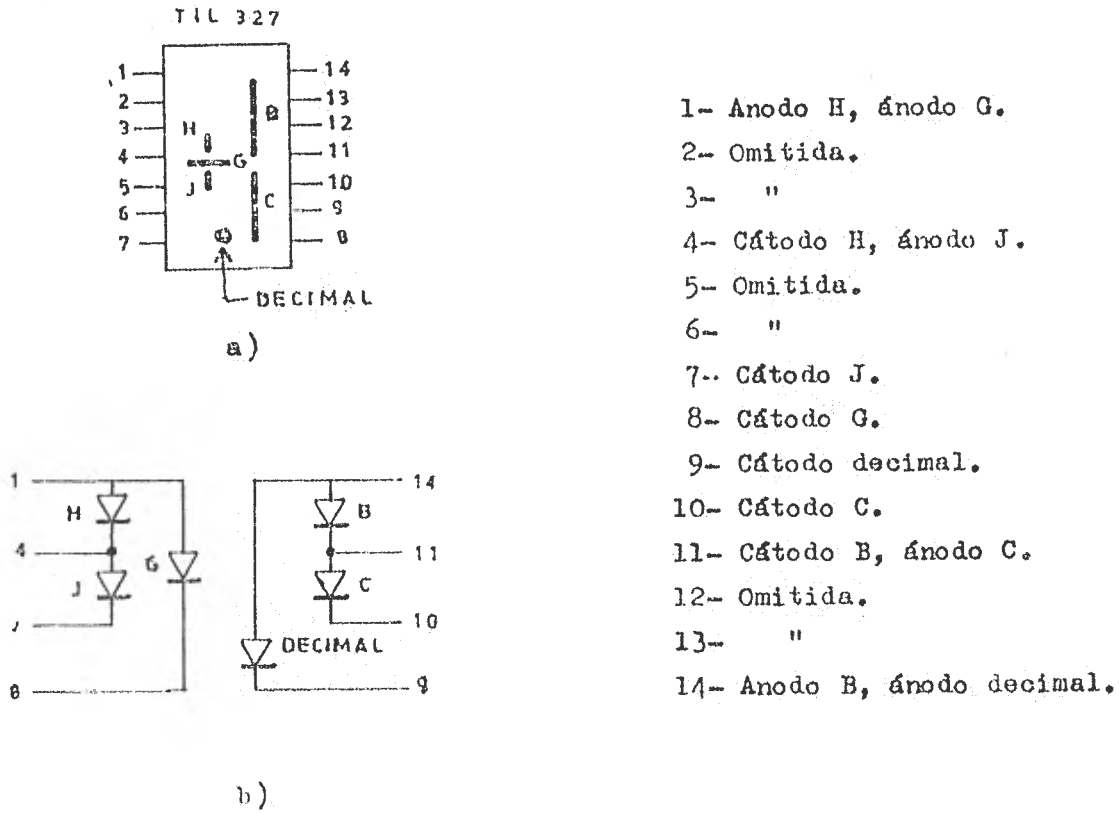


Fig. II.14. Dígito más significativo: a) conexiones externas; b) arreglo interno de diodos.

CAPITULO III. CONTROL DIGITAL.

III.1. Tipos de Controles.

De una manera muy general, los sistemas de control pueden clasificarse en sistemas con o sin retroalimentación.

En un sistema de control con retroalimentación, la variable controlada (también llamada salida o respuesta) es comparada con la variable de referencia (entrada o mando), y cualquier diferencia que exista entre ambas (el error) es usada para reducir ésta última. En términos más simples, un sistema de control retroalimentado compara lo que estamos obteniendo con lo que necesitamos y usa cualquier diferencia que exista entre estas premisas a fin de poner en correspondencia la entrada con la salida. La característica más importante de un sistema de control retroalimentado es que establece una comparación, y esto es lo que hace que el sistema sea efectivo para propósitos de control.

Los sistemas de control retroalimentados se conocen también como sistemas de ciclo cerrado, ya que para efectuar la comparación de la salida con la entrada, como se mencionó, se forma un ciclo cerrado.

Existen también los sistemas de ciclo abierto, esto es, los sistemas de control sin retroalimentación. Estos sistemas no efectúan el control en base a una comparación sino que cumplen la función por medio de un "mecanismo" calibrado ya sea en forma mecánica o por un tiempo previamente programado. Y con un desgaste de calibración o desgaste mecánico esta labor de control se ve altamente afectada.

La estabilidad, exactitud y rapidez de respuesta, como se mencionó en la introducción de este trabajo, son características que debe tener todo

sistema y especialmente un sistema de control. Necesariamente un sistema debe ser estable, y esto significa que la respuesta a una señal, ya sea el cambio del punto de referencia a una perturbación, debe alcanzar y mantener un valor útil durante un tiempo razonable. Un sistema de control inestable producirá por ejemplo, oscilaciones persistentes o de gran amplitud en la señal, o bien puede hacer que la señal tome valores que correspondan a límites extremos. Cualquier tipo de respuesta característico de un sistema de control inestable es obviamente poco satisfactoria.

Un sistema de control debe ser exacto dentro de ciertos límites especificados. Esto significa que el sistema debe ser capaz de reducir cualquier error a un valor aceptable. Es conveniente hacer notar que no hay sistema de control alguno que pueda mantener un error a cero en todo tiempo porque siempre es necesario que exista un error para que el sistema inicie la acción correctora. Aún cuando haya sistemas que matemáticamente puedan reducir a cero el error en el sistema (bajo condiciones ideales), esto no sucede en la realidad a causa de las pequeñas imperfecciones inherentes a los componentes que forman al sistema. Afortunadamente muchas aplicaciones de control no requieren una exactitud extrema.

La exactitud es muy relativa y sus límites están basados en la aplicación particular que se haga del sistema de control. Los límites deben hacerse tan amplios como sea posible, porque, en general, el costo de un sistema de control aumenta rápidamente al hacerse necesario un aumento en la exactitud. En todo caso, los sistemas de control deben mantenerse dentro del grado de exactitud necesario.

Un sistema de control debe completar su respuesta a cierta señal de

entrada en un tiempo aceptable. Aunque un sistema sea estable y tenga la exactitud requerida, no tiene ningún valor si el tiempo para responder totalmente a una señal es mucho mayor que el tiempo entre las señales.

El sistema de control ideal es estable, de una exactitud absoluta - (mantiene un error nulo a pesar de las perturbaciones) y responderá instantáneamente a cualquier cambio en la variable de referencia. Naturalmente, tal sistema no puede obtenerse en la realidad.

La función de control puede llevarse a cabo de varias maneras. Dependiendo del tratamiento de que sea objeto el error (es decir la diferencia) existente entre la variable controlada y la variable de referencia, será el tipo de control empleado.

La función de control puede efectuarse con un sistema de dos posiciones, con uno proporcional, uno integral o un sistema derivativo. En ese orden de dificultad. Debido a que en esta Tesis se utiliza el control proporcional, se limitará exclusivamente a enunciar el principio de funcionamiento de los otros tres tipos de controles en forma muy superficial.

Control de dos Posiciones (Prendido - Apagado). En un sistema de control de dos posiciones "ON - OFF", el elemento final de control tiene solamente dos posiciones fijas (respuestas) que son "prendido - apagado". Estando limitado a dos posiciones, el control proporciona demasiada o muy poca corrección al sistema. En esta forma, la variable controlada debe moverse continuamente entre los dos límites requeridos y hacer que el elemento de control se mueva de una posición fija a la otra. El rango a través del cual debe moverse la variable controlada se llama "diferencial" del elemento de control. La oscilación de la variable controlada entre los dos límites es una característica importante del control de dos posiciones y la cual a veces limita su utilidad. Sin embargo, un control de dos posiciones es relativamente simple

y barato y, por esta razón es ampliamente usado.

Control Proporcional. Con el Control Proporcional, se toma la acción correctiva de manera que sea proporcional al error. Expresado matemáticamente:

$$\Delta M = K_p \mathcal{E}$$

donde ΔM es un cambio de la variable manipulada (la cantidad que se varía para obtener corrección), K_p es la ganancia del control proporcional y \mathcal{E} es el error o la señal actuante.

Control Integral. Otra acción de control es la que proporciona un control integral. Aquí se hace una corrección que es proporcional a la integral del error respecto al tiempo. Expresado matemáticamente:

$$\Delta M = K_i \int \mathcal{E} dt$$

donde ΔM es un cambio de la variable manipulada, K_i es la ganancia del control integral y \mathcal{E} es el error o la señal actuante. La ecuación anterior puede ser expresada de la siguiente manera:

$$\frac{d\Delta M}{dt} = K_i \mathcal{E}$$

Esta ecuación revela que la corrección se hace proporcional al error, de manera que un control integral continuará corrigiendo hasta que el error sea cero. Esta tendencia a eliminar cualquier error del sistema en el estado estable es el beneficio principal que se obtiene de la acción de un control integral; pero existe también una dificultad: el control integral tiende a sobrecorregir, produciendo, por tanto, una respuesta oscilatoria y en algunos casos inestabilidad.

Control Derivativo. En el control derivativo, se hace una corrección que es proporcional a la derivada del error respecto al tiempo. Expresado matemáticamente:

$$\Delta M = K_d \frac{d\mathcal{E}}{dt}$$

donde K_d es la ganancia del control derivativo.

El control derivativo es útil porque responde a la rapidez de cambio de error y puede producir una corrección significativa antes que la magnitud real del error sea grande. Por esta razón a veces se dice que el control derivativo se anticipa al error y, de esta manera, inicia una prematura corrección del error. Sin embargo, a pesar de su utilidad, el control derivativo no puede usarse solo porque no responderá a un error del estado estable. Por lo tanto, debe usarse en combinación con otras acciones de control.

Como vemos, existen pros y contras en los diferentes tipos de accionamiento del control.

El tipo de control elegido para nuestro instrumento, como ya lo mencionamos, es el proporcional; tal vez no sea el método más ambicioso para realizar la función de control, pero sí es el más práctico con el que se puede obtener muy buenos resultados desde el punto de vista de la rapidez, precisión y estabilidad. En el siguiente punto se expone la implementación de este control por medio de bloques y el funcionamiento de éstos.

III.2. Diagrama de Bloques del Control Digital.

El control digital empleado en este trabajo requiere de una cuidadosa examinación. La complejidad estriba tanto en la cantidad de elementos que intervienen en el proceso de control como el proceso mismo.

El fundamento de este proceso, como anotamos anteriormente, tiene lugar en una operación algebraica de la cual parte todo el mecanismo de decisión y ejecución del control.

El control empleado es del tipo proporcional cuyo principio se trató someramente en el tema anterior.

La operación algebraica es una resta efectuada entre la Temperatura del Sistema (T_a) o variable a controlar, y la Temperatura de Consigna (T_c) o referencia. Esta referencia, como se verá posteriormente, se maneja exteriormente.

La fig. III.1 servirá de marco para la explicación, en forma general, del funcionamiento del control digital. Las flechas indican el flujo de la información de un bloque a otro.

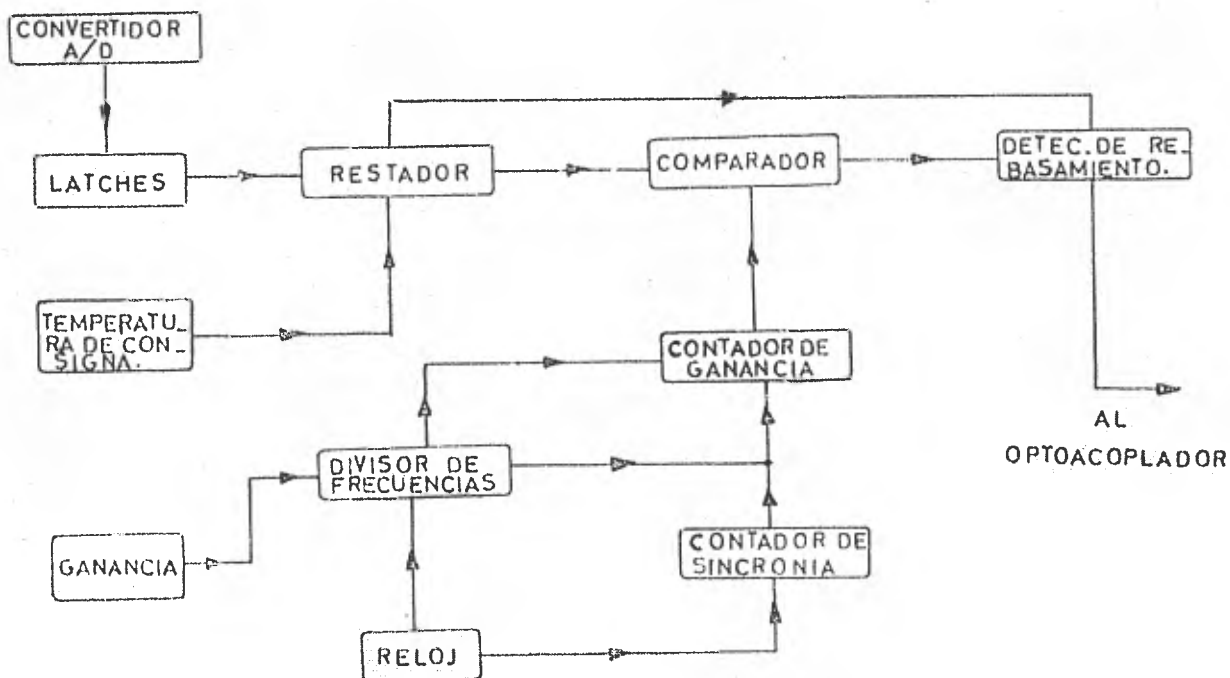


Fig. III.1. Esquema generalizado del control digital.

Como se aprecia en la figura anterior, la señal multiplexada proveniente del convertidor analógico/digital (B's y D's) es introducida a los "latches" (aldabas), estos elementos de almacenamiento (uno para cada dígito excepto el más significativo), demultiplexan la señal binaria. La demultiplexión se lleva a cabo por medio de las D's que activan los "ENABLES" (habilitar) que contienen los "latches" y la información pasa a través de ellos. De esta manera

la cantidad de los 3 últimos dígitos, en forma binaria, representan al minuendo en la resta.

Por otro lado, el sustraendo lo forma la temperatura de consigna (T_c) que es elegida por medio de interruptores externos "THUMBWHEELS" localizados físicamente en la parte frontal del instrumento. Estos interruptores como se verá posteriormente, tienen la propiedad de codificar en sistema BCD el valor de los caracteres en código decimal que tienen inscritos en cada uno de sus rodillos. Por el momento dejaremos pendiente la diferencia efectuada.

El reloj (clock) forma parte importante en el funcionamiento general en lo que se refiere a conteo y sincronía. El reloj se diseñó para obtener de él una frecuencia de 125 Hz, lo que nos da 1000 pulsos durante 8 segundos, se darán más detalles conforme avancemos.

El selector de ganancia se armó con un interruptor codificado con el cual podemos elegir a voluntad ganancias entre 1 y 9 con su respectiva codificación binaria. Lo que se obtiene con el selector de ganancias, es dividir la frecuencia del reloj. Posteriormente se detallará este hecho que se relaciona con la cantidad de energía que se suministra al sistema con la variable a controlar.

El contador de sincronía es un contador ascendente en el cual se cuentan los pulsos del reloj durante los 8 segundos. Al completarse los 1000 pulsos se activa "clear" del divisor de frecuencias y el del contador de ganancias para "limpiar" el conteo contenido en ellos. Con esto logramos que siempre exista un tiempo fijo como marco para la proporcionalidad de envío de energía con respecto a la diferencia de temperaturas.

El contador de ganancias se compone de contadores descendentes y cuenta el número de pulsos del divisor de frecuencias de 1000 a 1 para una

ganancia 1, 1000 a 501 para ganancia 2, y así para la ganancia elegida sucesivamente. Recordando que el tiempo en que se lleva a cabo este conteo es de 8 segundos, por lo que mencionamos del contador de sincronía previamente.

Regresando a la diferencia efectuada en el restador, esta diferencia es comparada con el valor del conteo del contador de ganancias. Llamémosle X a la diferencia y Y a la cuenta; mientras exista una desigualdad entre X y Y se estará mandando una señal al detector de rebasamiento (esta desigualdad tendrá que ser $X \leq Y$) el cual a su vez comandará a la etapa del optoacoplador para que éste se encargue de enviar la energía requerida hasta el momento en que la desigualdad ya no se cumpla.

Esto ha sido, en general, un panorama bastante amplio del funcionamiento del control digital. En el tema siguiente trataremos el asunto con mayor detenimiento para su comprensión total.

III.3. Análisis de la Operación de Control.

Como se vio en el esquema anterior, el control se lleva a cabo por una serie de etapas operativas cuya función puede ser analizada por separado. Cada una de las etapas constitutivas tiene una función específica que encadenadas entre sí cumplen con el objetivo común de control.

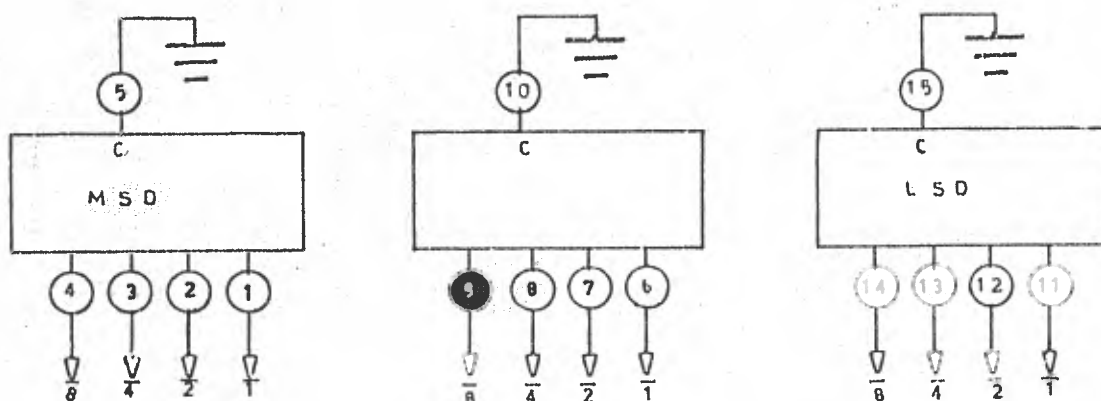
En esta parte del trabajo se expondrán, con la mayor claridad y detalle posibles, el mecanismo de principio a fin de la parte del instrumento que nos ocupa el presente capítulo.

El análisis tomó en cuenta desde componentes utilizados, la forma de conectarlos, etc., hasta la aritmética binaria empleada por el restador para realizar su función específica.

Para ser congruentes con el esquema generalizado del tema anterior

empezaremos este análisis con lo que representa la entrada para la etapa de control.

Temperatura de Consigna (T_c) - Es el valor de la temperatura que se desea obtener. Es seleccionada por medio de interruptores codificados de decimal a binario (se les conoce comercialmente como THUMBWHEELS - TW). La figura III.2 nos muestra el detalle de estos interruptores.



MSD -- Dígito Más Significativo.

LSD -- Dígito Menos Significativo.

Fig. III.2. Detalle de los TW.

Los TW nos dan en codificación binaria BCD el número seleccionado en decimal. La codificación del TW conectado el común a tierra, es la siguiente:

1 1 1 0 - 1
 1 1 0 1 - 2
 1 1 0 0 - 3
 1 0 1 1 - 4
 1 0 1 0 - 5
 1 0 0 1 - 6
 1 0 0 0 - 7
 0 1 1 1 - 8
 0 1 1 0 - 9

1 - conexión al aire.

0 - conexión al común.

Las entradas de un TTL cuando están al aire son un "1" lógico ó estado lógico alto.

De la tabla anterior se observa que se tiene el número decimal en codificación binaria BCD negado, esto es por las características del TW. Para el algoritmo utilizado en el restador, era necesario que la cantidad que se va a restar llegue a la entrada del restador en forma negada.

Como la operación aritmética que realiza el restadores: los tres dígitos menos significativos de la temperatura del sistema (T_s), menos los tres dígitos menos significativos de la temperatura de consigna (T_c); entonces, la cantidad restada es la temperatura de consigna y es necesario que este valor llegue al restador en forma negada.

Temperatura del Sistema (T_s) -- Es la temperatura que se muestra en el el exhibidor (DISPLAY) del instrumento (es la temperatura que existe alrededor del sensor), le llamaremos por esto T_s .

Al valor de esta temperatura se le va a restar la temperatura de consigna ($T_s - T_c$). El convertidor A/D proporciona (como vimos en el cap.I) -- la señal de los tres dígitos menos significativos de la temperatura registrada, en forma multiplexada, es decir, la información de los tres dígitos en forma simultánea pero en intervalos de tiempo diferentes para cada dígito y por un mismo canal. En esta forma no es posible efectuar directamente las operaciones aritméticas necesarias. Para esto, en el arreglo del restador utilizamos unos integrados que son compuertas tipo "D" con "ENABLE" (habilitador), denominados "LATCHES" (aldabas). La función de estos LATCHES es demultiplexar la señal de los tres dígitos del convertidor para presentarlos en el restador en forma tal que pueda ser ejecutada la operación aritmética. La figura III.3 muestra el es

quema de conexiones de uno de los "LATCHES" usados para demultiplexar la señal del convertidor, se trata del integrado 74116.

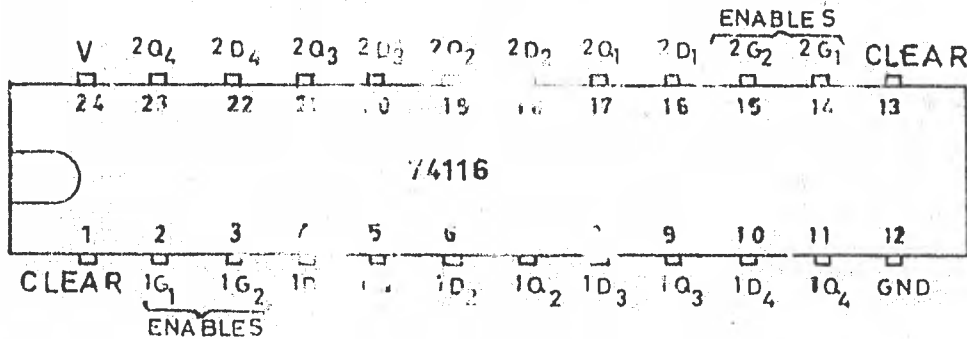


Fig. III.3. Conexiones del integrado 74116.

El mismo integrado tiene independientemente dos "latches" independientes, cada uno de 4 bits, con su correspondiente "clear" y "enable".

La fig. III.4 muestra la tabla de funciones para este integrado.

ENTRADAS				SALIDA
CLEAR	ENABLES		ENTRADA	
	G ₁	G ₂		
H	L	L	L	Q
H	L	L	H	L
H	X	H	X	Q _o
H	H	X	X	Q _o
L	X	X	X	L

- L - Nivel bajo.
- H - Nivel alto.
- X - Irrelevante.
- Q_o - El nivel Q, antes que esa condición fuera establecida.

Fig. III.4. Tabla de funciones del 74116.

En la tabla anterior se puede apreciar que: si el "clear" está en L, la salida siempre será L. La salida sigue a la entrada sólo cuando el "clear" es H.

está en H y los "enables", G_1 y G_2 en L. Si cualquiera de los dos "enables" G_1 o G_2 está en H y el "clear" está en H, entonces, se conserva el nivel de la salida anterior.

En la fig. III.5, que a continuación se muestra, representa la forma de conectar los latches para que se lleve a cabo la demultiplexión de la señal del convertidor A/D.

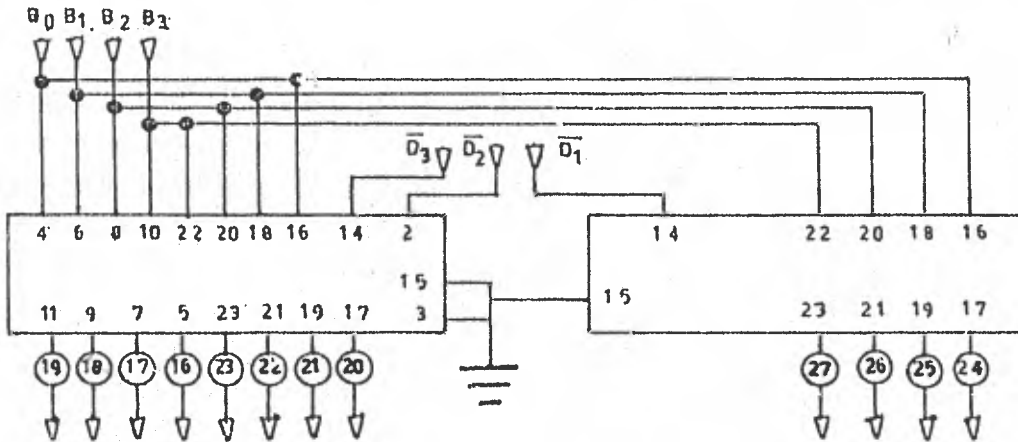


Fig. III.5. Circuito de conexión de los "latches".

La señal del convertidor, para los tres dígitos menos significativos, viene multiplexada en la forma en que lo muestra la fig. III.6.

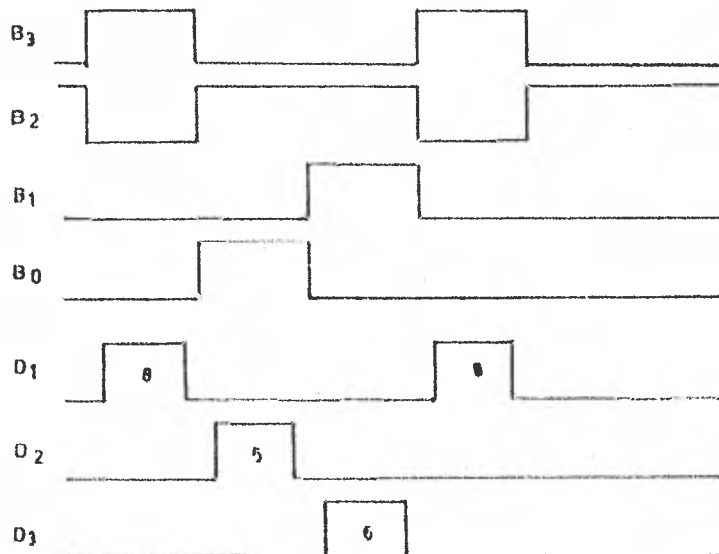


Fig. III.6. Forma de onda a la salida del convertidor A/D, para

el número 658.

B_3 , B_2 , B_1 y B_0 , contienen la información binaria para los tres dígitos al mismo tiempo (relativamente al mismo tiempo). Lo que en realidad sucede, es que para cada dígito se asigna un período diferente en sus respectivos 4 bits ($B_3 - 0$), por lo que se hace necesario que exista una señal de sincronía que indique el momento en que deba ser tomada la información por el "latch" para cualquier dígito.

Las señales D_1 , D_2 y D_3 no se traslapan, y para conectarlas a las entradas de los "latches" debemos negarlas (especificaciones del integrado).

Esta situación se muestra en la fig. III.7.

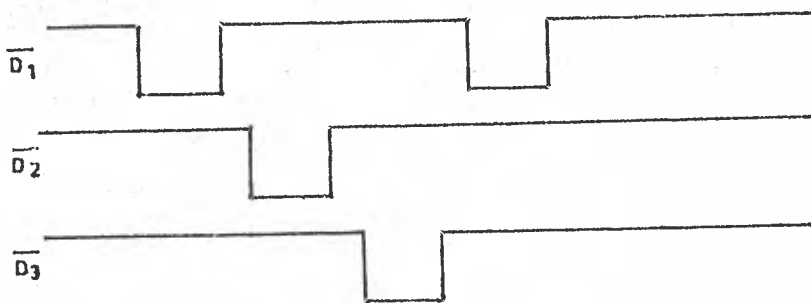


Fig. III.7. D_1 , D_2 y D_3 negadas.

Teniendo las D's negadas, únicamente una de las tres señales podrá estar en estado lógico bajo para un tiempo dado. Se están usando tres "latches" independientes, cada uno con 2 "enables"; uno de ellos se conecta a tierra y - el otro se conecta a una \bar{D} que viene del convertidor. Como únicamente una de - las tres D's estará en estado lógico bajo para un tiempo dado, solamente uno - de los "latches" (el que tiene la D en estado bajo activando su "enable") tendrá en su salida lo mismo que en su entrada y los otros "latches" tendrán en su salida la misma información que se presentó cuando su correspondiente D estuvo en

en el estado bajo. De esta forma se logra demultiplexar la señal del convertidor para conducirla a las entradas del restador.

Restador - En el restador, se lleva a cabo la operación aritmética para comparar la temperatura de consigna con la temperatura del sistema. En esta parte, se procesan únicamente los tres dígitos menos significativos de ambas temperaturas. Para esta sección se utilizaron sumadores completos, los cuales ejecutan la suma binaria de dos números (cada uno de 4 bits). La fig. III.8, muestra el esquema de conexiones del integrado 7483, que es uno de los que se utilizaron en la construcción del restador.

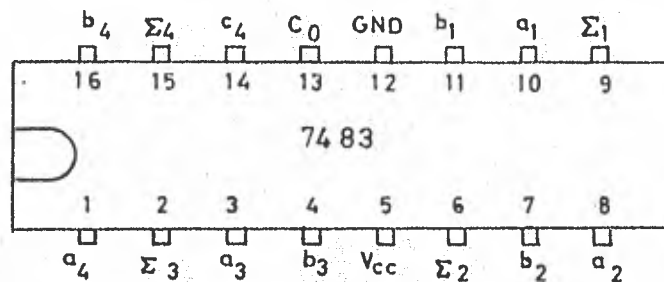


Fig. III.8. Sumador completo 7483.

Para cada dígito se utilizaron dos sumadores. En el primer sumador se efectúa la operación de sumar la señal que viene de los "latches", más la señal proveniente de los interruptores (TW), la cual es una cantidad negada.

El "acarreo" (C_0) del dígito menos significativo está conectado a V_{cc} , por lo que siempre se sumará un "1" al resultado de la operación hecha en este dígito.

Para ilustrar el funcionamiento del restador, el siguiente ejemplo muestra la forma de operar del mismo.

Pongamos por caso que la lectura un un momento dado, de la temperatura es de 536 (sin tomar en cuenta el punto decimal por el momento), y el valor de consigna es de 784 (idem); el restador opera así:

b = 536	----	0 1 0 1	0 0 1 1	0 1 1 0	
ā = 784	----	<u>1 0 0 0</u>	<u>0 1 1 1</u>	<u>1 0 1 1</u>	
		0 1 1 0 1	0 1 0 1 0	1 0 0 0 1	
		(C ₄) <u>0</u>	(C ₄) <u>1</u>	(C ₄) <u>1</u>	(permanente)
		1 1 0 1	0 1 0 1 1	1 0 0 1 0	
		<u>1 0 1 0</u>	<u>1 0 1 0</u>	<u>0 0 0 0</u>	
		1 0 1 1 1	1 0 1 0 1	1 0 0 1 0	
		7	5	2	

El número 752 es el complemento a 1000 de la resta (b - a), es decir:

$$536 - 784 = - 248$$

por otro lado; $1000 - 752 = 248$

El número correcto de la diferencia efectuada es 248 (valor absoluto) y no 752 que es el valor obtenido por el restador, pero este valor nos sirve para efectuar el complemento que se mencionó, con los 1000 pulsos que nos proporciona el reloj, más adelante detallaremos cómo se efectúa este complemento.

El "carry" cero (C₀) de los demás primeros sumadores, dependen del valor C₄ del sumador que los precede. El C₄ del primer sumador, para cualquier dígito, puede ser un "1" ó un "0", Este valor llega negado al segundo sumador en las entradas b₄ y b₂, y como las entradas b₁ y b₃ están conectadas a tierra, cada vez que en C₄ del primer sumador exista un "0", éste será negado por un inversor y llegará a las entradas b₄ y b₂ del segundo sumador. Lo que significa que al resultado del primer sumador le serán sumados 10 unidades más, para obtener el resultado correcto a la salida del segundo juego de sumadores.

La fig. III.9 ilustra el diagrama de conexiones de los dos juegos de sumadores (uno por cada dígito), en los que se lleva a cabo la resta.

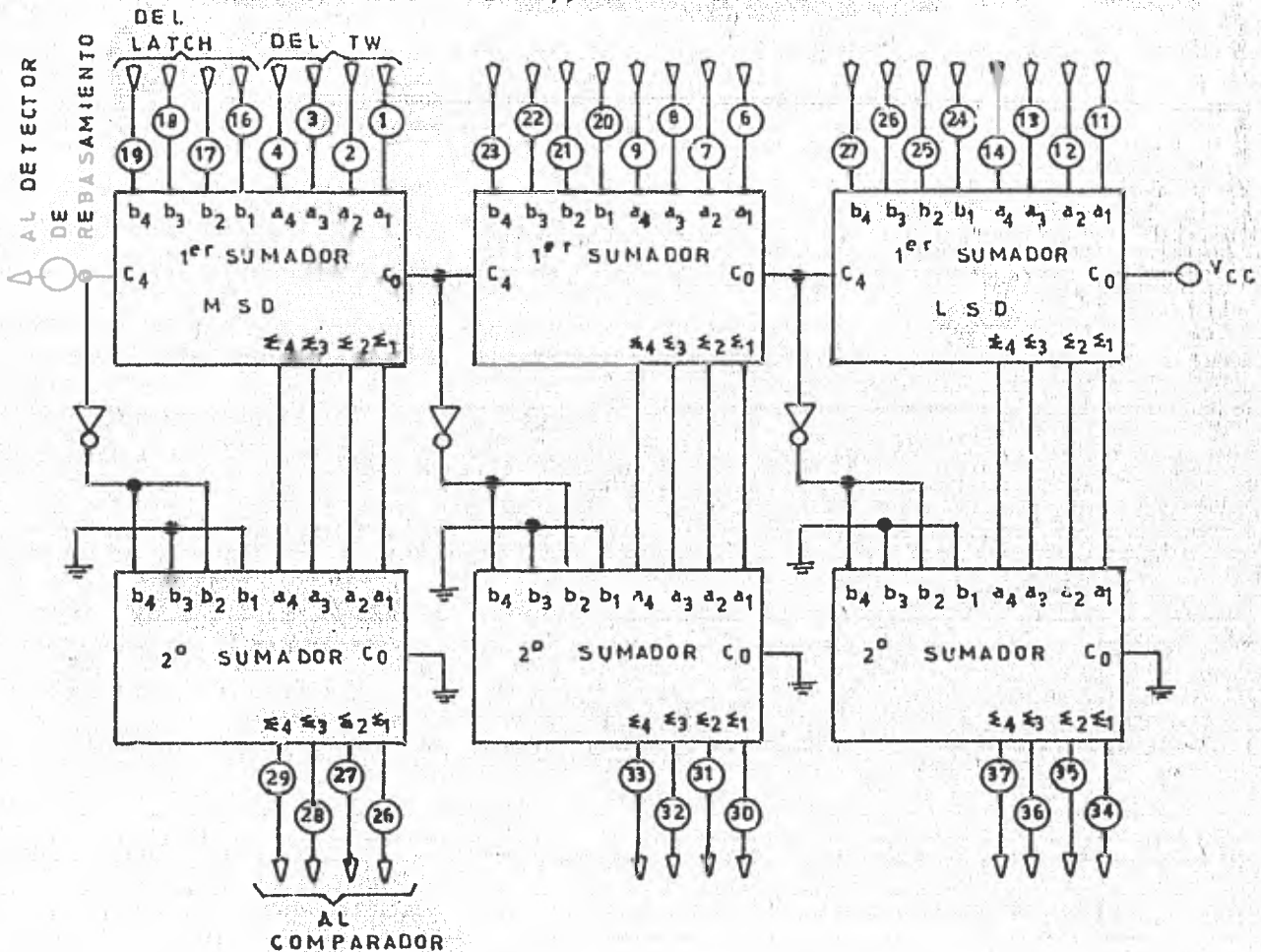


Fig. III.9. Diagrama del bloque restador.

Si C_4 del primer sumador es un "1", al ser negado queda como "0", y todas las entradas b 's del segundo sumador están en estado lógico bajo; se le sumarán cero unidades al resultado del segundo sumador y el resultado será el mismo para ambos sumadores. El resultado, entonces, lo proporcionan los segundos sumadores y a su vez cada segundo sumador proporciona el valor del dígito correspondiente.

A continuación se analizan los casos posibles que se pueden presentar en el control digital desde el punto de vista del restador.

a = Entrada a los sumadores, igual a los tres dígitos menos significativos de la temperatura de consigna (T_c), en décimas de grado centígrado.

b = Entrada a los sumadores, igual a los tres dígitos menos significativos de la temperatura del sistema (T_s), en décimas de grado centígrado.

I) - $T_c = 135.8 \text{ }^\circ\text{C}$; $T_c > T_s$; donde $a > b$

$$T_s = 26.7 \text{ }^\circ\text{C}; \quad a = (35.8)_{10} = 358$$

$$b = (26.7)_{10} = 267$$

y la operación ($b + \bar{a}$):

b =	0 0 1 0	0 1 1 0	0 1 1 1
$\bar{a} =$	<u>1 1 0 0</u>	<u>1 0 1 0</u>	<u>0 1 1 1</u>
	0 1 1 1 0	1 0 0 0 0	0 1 1 1 0
(C_4)	<u>1</u>	(C_4)	<u>0</u>
	0 1 1 1 1	1 0 0 0 0	0 1 1 1 1
	<u>1 0 1 0</u>	<u>0 0 0 0</u>	<u>1 0 1 0</u>
	0 1 0 0 1	1 0 0 0 0	1 1 0 0 1
	9	0	9

El complemento a 1000 del número 909:

$$1000 - 909 = 91$$

El número 91 es el complemento a 1000 de la diferencia:

$$(b + \bar{a}) = (b - a) = 267 - 358 = -91$$

la diferencia real es $T_s - T_c = 1091$.

Como $T_s - T_c > 1000$, se mandará la energía al sistema sin interrupción.

II) - $T_c = 53.7 \text{ }^\circ\text{C}$; $T_c > T_s$; donde $a > b$

$$T_s = 30.6 \text{ }^\circ\text{C}; \quad a = (57.3)_{10} = 573$$

$$b = (30.6)_{10} = 306$$

En el restador se efectúa la operación ($b + \bar{a}$), así:

b =	0 0 1 1	0 0 0 0	0 1 1 0
\bar{a} =	<u>1 0 1 0</u>	<u>1 0 0 0</u>	<u>1 1 0 0</u>
	0 1 1 0 1	0 1 0 0 0	1 0 0 1 0
	<u>0</u>	<u>1</u>	<u>1</u>
	0 1 1 0 1	0 1 0 0 1	1 0 0 1 1
	<u>1 0 1 0</u>	<u>1 0 1 0</u>	<u>0 0 0 0</u>
	1 0 1 1 1	1 0 0 1 1	1 0 0 1 1
	7	3	3

El número 733 es el complemento a 1000 de la resta correcta, esto -

es:

$$T_s - T_c = 306 - 573 = -267$$

El complemento a 1000 de 267 es 733.

III) - $T_c = 125.4 \text{ }^\circ\text{C}$; $T_c > T_s$; donde $a > b$

$$T_s = 111.2 \text{ }^\circ\text{C} ; \quad a = 25.4 \times 10 = 254$$

$$b = 11.2 \times 10 = 112$$

La operación binaria ($b + \bar{a}$):

b =	0 0 0 1	0 0 0 1	0 0 1 0
\bar{a} =	<u>1 1 0 1</u>	<u>1 0 1 0</u>	<u>1 0 1 1</u>
	0 1 1 1 0	0 1 0 1 1	0 1 1 0 1
	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>1</u>
	0 1 0 1 0	0 1 0 1 1	0 1 1 1 0
	<u>1 0 1 0</u>	<u>1 0 1 0</u>	<u>1 0 1 0</u>
	1 1 0 0 0	1 0 1 0 1	1 1 0 0 0
	8	5	8

El complemento a 1000 de 858 es:

$$1000 - 858 = 142$$

que es el resultado de la resta $T_s - T_c$ en valor absoluto.

IV) - $T_c = 53.3 \text{ }^\circ\text{C}$; en este caso, $T_c < T_s$; donde $a > b$

$$T_s = 110.5 \text{ }^\circ\text{C} \quad a = (53.3)10 = 533$$

$$b = (10.5)10 = 105$$

La operación $(b + \bar{a})$:

$b =$	0 0 0 1	0 0 0 0	0 1 0 1
$\bar{a} =$	<u>1 0 1 0</u>	<u>1 1 0 0</u>	<u>1 1 0 0</u>
	0 1 0 1 1	0 1 1 0 0	1 0 0 0 1
	<u>0</u>	<u>1</u>	<u>1</u>
	0 1 0 1 1	0 1 1 0 1	1 0 0 1 0
	<u>1 0 1 0</u>	<u>1 0 1 0</u>	<u>0 0 0 0</u>
	1 0 1 0 1	1 0 1 1 1	1 0 0 1 0
	5	7	2

El número 572 es el resultado de la diferencia $(T_s - T_c)$;

$$1105 - 533 = 572$$

En esta situación: $a > b$ y $T_c < T_s$, el detector de rebasamiento inhibe la energía que se le proporciona al sistema.

V) - $T_c = 125.4 \text{ }^\circ\text{C}$; $T_c > T_s$; donde $a < b$

$$T_s = 63.2 \text{ }^\circ\text{C}; \quad a = (25.4)_{10} = 25_2$$

$$b = (63.2)_{10} = 632_2$$

La operación $(b + \bar{a})$:

$b =$	0 1 1 0	0 0 1 1	0 0 1 0
$\bar{a} =$	<u>1 1 0 1</u>	<u>1 0 1 0</u>	<u>1 0 1 1</u>
	1 0 0 1 1	0 1 1 0 1	0 1 1 0 1
	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>1</u>
	1 0 0 1 1	0 1 1 0 1	0 1 1 1 0
	<u>0 0 0 0</u>	<u>1 0 1 0</u>	<u>1 0 1 0</u>
	1 0 0 1 1	1 0 1 1 1	1 1 0 0 0
	3	7	8

El número 378 es el complemento a 1000 del resultado de la resta $(T_s - T_c)$, esto es:

$$632 - 1254 = -622$$

el complemento es:

$$1000 - 378 = 622$$

VI) - $T_c = 22.3 \text{ }^\circ\text{C}$; $T_c < T_s$; donde $a < b$
 $T_s = 40.2 \text{ }^\circ\text{C}$; $a = (22.3)10 = 223$
 $b = (40.2)10 = 402$

La operación ($b + \bar{a}$):

b =	0 1 0 0	0 0 0 0	0 0 1 0
\bar{a} =	<u>1 1 0 1</u>	<u>1 1 0 1</u>	<u>1 1 0 0</u>
	1 0 0 0 1	0 1 1 0 1	0 1 1 1 0
	0	0	1
	1 0 0 0 1	0 1 1 0 1	0 1 1 1 1
	<u>0 0 0 0</u>	<u>1 0 1 0</u>	<u>1 0 1 0</u>
	1 0 0 0 1	1 0 1 1 1	1 1 0 0 1
	1	7	9

La diferencia ($T_s - T_c$) es:

$402 - 223 = 179$

en este caso obtenemos el resultado directamente de la resta. Pero en este caso el detector de rebasamiento no permite enviar energía al sistema ya que $T_c < T_s$ y $a < b$.

VII) - $T_c = 125.4 \text{ }^\circ\text{C}$; $T_c < T_s$; donde $a < b$
 $T_s = 130.5 \text{ }^\circ\text{C}$; $a = 25.4 \times 10 = 254$
 $b = 30.5 \times 10 = 305$

La operación es:

b =	0 0 1 1	0 0 0 0	0 1 0 1
\bar{a} =	<u>1 1 0 1</u>	<u>1 0 1 0</u>	<u>1 0 1 1</u>
	1 0 0 0 0	0 1 0 1 0	1 0 0 0 0
	0	1	1
	1 0 0 0 0	0 1 0 1 1	1 0 0 0 1
	<u>0 0 0 0</u>	<u>1 0 1 0</u>	<u>0 0 0 0</u>
	1 0 0 0 0	1 0 1 0 1	1 0 0 0 1
	0	5	1

El número 51 es el resultado correcto de la operación $T_s - T_c$:

$1305 - 1254 = 51$

En este caso, el detector de rebasamiento tampoco permitirá el pa

so de la energía de calentamiento al sistema.

VIII) - $T_c = 21.3 \text{ }^\circ\text{C}$; $T_c < T_s$; donde $a < b$

$T_s = 130.5 \text{ }^\circ\text{C}$; $a = 21.3 \times 10 = 213$

$b = 30.5 \times 10 = 305$

$b =$	0 0 1 1	0 0 0 0	0 1 0 1
$\bar{a} =$	<u>1 1 0 1</u>	<u>1 1 1 0</u>	<u>1 1 0 0</u>
	1 0 0 0 0	0 1 1 1 0	1 0 0 0 1
	0	1	1
	<u>1 0 0 0 0</u>	<u>0 1 1 1 1</u>	<u>1 0 0 1 0</u>
	<u>0 0 0 0</u>	<u>1 0 1 0</u>	<u>0 0 0 0</u>
	1 0 0 0 0	1 1 0 0 1	1 0 0 1 0
	0	9	2

El número 92 es el resultado de la resta $(b - \bar{a})$:

$$305 - 213 = 92$$

La diferencia real de $(T_s - T_c)$ es 1092; esto es que entre T_s y T_c hay una diferencia mayor de 1000 décimas de grado centígrado. Como $T_c < T_s$, el detector de rebasamiento no permite el paso de la energía al sistema.

Podemos concluir que, cuando la temperatura de consigna es menor o igual a la temperatura del sistema, sin importar si $a = b$, $a > b$ ó $a < b$, el detector de rebasamiento inhibe la energía al sistema. Siempre que la condición $T_c > T_s$ se cumpla, también sin importar si $a = b$, $a > b$ ó $a < b$, se aplicará energía en proporción directa a la diferencia de temperaturas.

Los casos vistos anteriormente son comprobados en la sección destinada al detector de rebasamiento.

Selector de Ganancias del Control - La cantidad de energía que se envía a un determinado sistema siempre es la misma, lo que varía es el tiempo que se aplica. A mayor ganancia mayor tiempo y a menor ganancia menor tiempo. Por lo tanto, la ganancia es directamente proporcional al tiempo que permite el control digital enviar energía al sistema.

El instrumento cuenta con nueve ganancias (1 - 9), de las cuales se puede elegir a voluntad cualquiera de ellas por medio de un interruptor -- codificado de decimal a binario BCD o THUMBWHEEL (TW). La salida de este TW se conecta a un divisor de frecuencias, el cual tiene una entrada de reloj -- de 1000 pulsos cada 8 segundos (125 Hz). La frecuencia se divide entre el valor de la ganancia elegida. La fig. III. 10 ilustra las conexiones del TW.

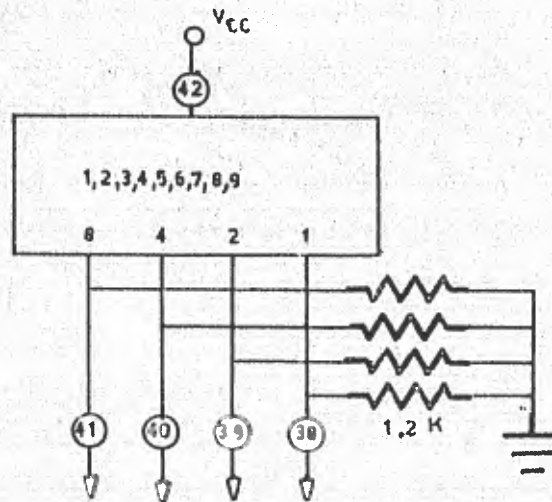


Fig. III.10. Conexiones del TW.

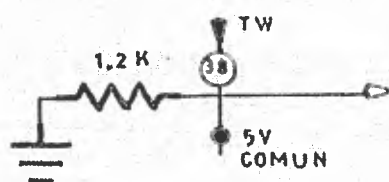
La siguiente tabla muestra las diferentes salidas del TW dependiendo del número decimal elegido. El común del TW está conectado a Vcc.

En la tabla, un "1" significa que existe Vcc en esa terminal; un "0" significa que se tiene una terminal al "aire", aunque en realidad este "0" se obtiene por medio de una resistencia de "PULL - DOWN", para forzar un nivel bajo en esta terminal.

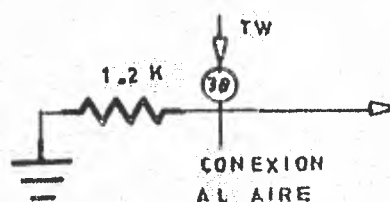
Número Decimal	Salida BCD			
	8	4	2	1
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

El común del TW se fija en 5V, por lo que al elegir algún número - existirán 5V en los estados lógicos altos y las otras salidas se considerarán al aire.

Cuando una entrada de TTL se encuentra al aire (sin conexión), se considera que existe un "1" en ese lugar. Y debido a que en el TW el "0" lógico es una conexión al aire, no es correcto conectar un TTL a la salida del TW. Para poder conectarlos se colocaron unas resistencias de "pull - down" - en paralelo con la salida del TW. (ver fig. III.11).



salida en estado lógico alto



salida en estado lógico bajo

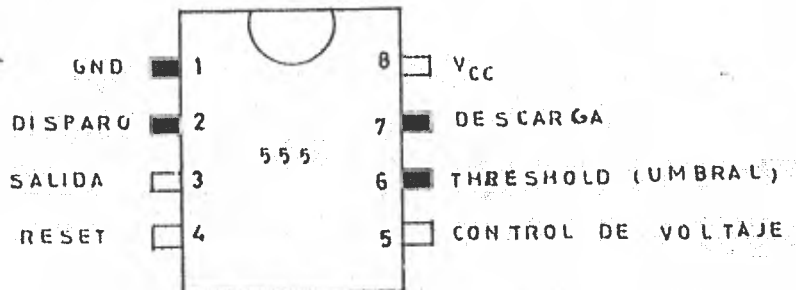
Fig. III.11. Resistencias de "pull - down".

Como se puede apreciar en la fig. III.11, la salida del TW está "aterrizada" a través de la resistencia de 1.2 K ("pull - down").

Si la resistencia de "pull - down" (en este caso 1.2 K) se pone de un valor mayor, la entrada de un TTL lo toma como un circuito abierto y el estado siempre sería alto. Tampoco funciona si se colocara una resistencia muy pequeña pues representaría un corto circuito y permanecería en la entrada de un TTL, un estado bajo. La resistencia de "pull - down" fué escogida experimentalmente.

Reloj ("clock") - El reloj fué diseñado para generar una frecuencia de 125 Hz. Por conveniencia buscamos tener 1000 pulsos cada 8 segundos (- esto se explicará con mayor detalle posteriormente).

La construcción del reloj se llevó a cabo con el integrado 555, - conectado convenientemente para que funcionara como astable. La configuración de conexiones del 555 se muestra en la figura III.12.



Vista superior

Fig. III.12. Conexiones del 555.

La fig. III.13 muestra las conexiones del 555 como astable.

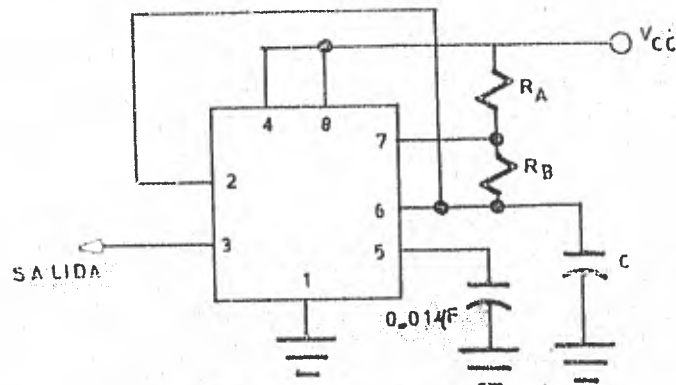


Fig. III.13. Astable.

Por medio de la expresión:

$$f = \frac{1.44}{(R_a + 2R_b) C}$$

donde: R en ohms, C en farads y f en Hz.

Fijando el valor del capacitor y conociendo la frecuencia deseada - podemos conocer el valor de las resistencias. Por ejemplo, en este caso, se requiere una salida de 125 Hz, fijando $C = 0.1 \times 10^{-6}$ Farads, entonces:

$$\begin{aligned} R_a + 2R_b &= \frac{1.44}{(125 \text{ Hz})(0.1 \times 10^{-6} \text{ F})} \\ &= 115.2 \text{ Kohms} \end{aligned}$$

Este valor teórico (115.2 K) para las resistencias, no suele ser la mayoría de las veces, el valor exacto para la frecuencia requerida. Si se requiere una frecuencia bien calibrada, es necesario auxiliarse de un osciloscopio para estar observando la señal de salida y hacer ajustes en las resistencias hasta tener la señal deseada.

Divisor de Frecuencias - En el divisor de frecuencias, como su nombre lo dice, se divide la frecuencia del reloj entre el valor de ganancia escogido en el selector. La tabla siguiente nos muestra el número de pulsos que se obtienen en el divisor dependiendo de la ganancia seleccionada.

GANANCIA	FRECUENCIA (Hz)	PULSOS/8SEG.
1	$125/1 = 125$	1000
2	$125/2 = 62.5$	500
3	$125/3 = 41.66$	333.33
4	$125/4 = 31.25$	250
5	$125/5 = 25$	200
6	$125/6 = 20.83$	166.66
7	$125/7 = 17.85$	142.85
8	$125/8 = 15.62$	125
9	$125/9 = 13.88$	111.11

Para dividir la frecuencia del reloj se utilizó el circuito integrado 74192, el cual también se puede utilizar como contador BCD o como divisor de frecuencias. La fig. III.14 muestra el esquema de conexiones de este integrado.

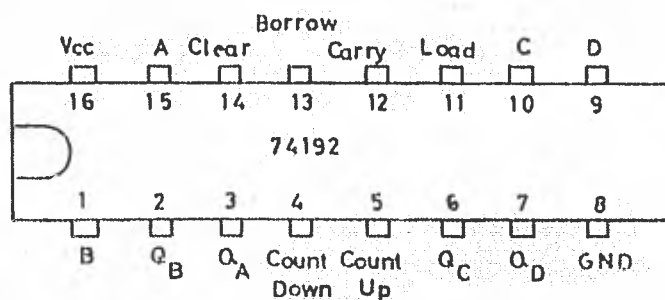


Fig. III.14. Esquema del 74192.

La fig. III.15, a su vez, nos muestra las conexiones del 74192 para su uso como divisor de frecuencias. En esta figura se muestra solamente un divisor de frecuencias, ya que el integrado cuenta con dos divisores internamente como se vió en la fig. III.14.

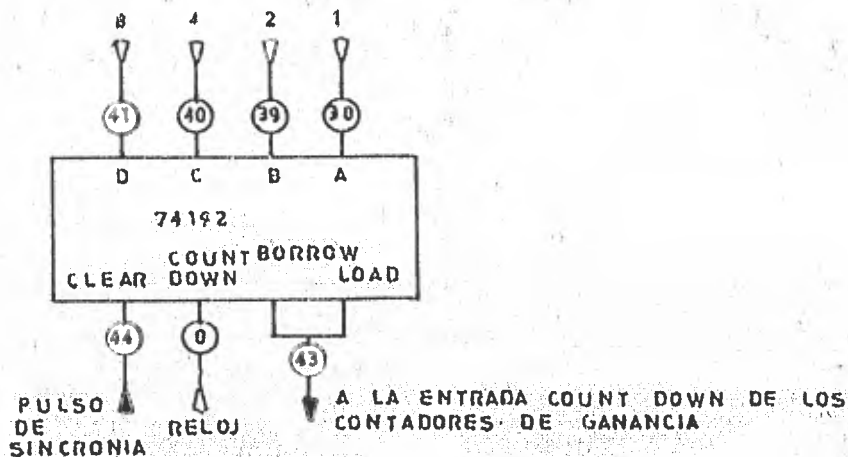


Fig. III. 15. Divisor de frecuencias.

El circuito integrado 74192 es programable, esto es: los niveles lógicos de las salidas Q_A , Q_B , Q_C y Q_D serán iguales a los niveles lógicos de las entradas A, B, C y D, respectivamente, siempre y cuando en la entrada "load" exista un nivel lógico bajo. Los niveles lógicos de las entradas están en función del número escogido en el selector de ganancias (thumbwheel). Siempre que exista nivel lógico bajo en las salidas Q_A , Q_B , Q_C y Q_D , y en los pulsos de reloj; entonces existirá un pulso en la salida "borrow". Como la salida "borrow" está conectada con la entrada "load", en ambos puntos se tendrá el mismo nivel lógico. Y cada 1000 pulsos del reloj se manda una señal al "clear" del divisor de frecuencias para "borrar" cualquier información existente en él.

Contadores- Para esta parte del control digital se utilizaron circuitos integrados 74192 cuyo diagrama esquemático se muestra en la fig. III. 14. La interconexión de estos integrados, para su funcionamiento como contadores, se realiza directamente uno con respecto al otro. Se usan las conexiones "carry" y "borrow" para un contador ascendente o descendente respectivamente.

En la conexión "borrow" se presenta un pulso, que dirigido a la entrada "count down" del siguiente 74192 --con la condición de que tanto en el reloj como en las salidas Q_A , Q_B , Q_C y Q_D , se presente un nivel lógico bajo--, tendremos construido un contador descendente. Similarmente, la salida "carry" produce un pulso para la entrada "count up" del siguiente 74192 -- con la condición de que en el reloj se presente un nivel alto, Q_B , Q_C en nivel bajo y Q_A y Q_D en nivel alto-- tendremos un contador ascendente. La entrada "clear" -- está provista para forzar a todas las salidas hacia un nivel bajo, cuando se aplica un nivel alto. La entrada "load" está provista para forzar a todas -- las salidas hacia un nivel alto cuando se le aplica un nivel bajo.

Contador de Ganancia-- La entrada de reloj del contador de ganancia es la salida del divisor de frecuencias. Como se vió anteriormente, esta frecuencia varía según la ganancia elegida, y esto implica, que la duración en segundos de un pulso varíe para cada ganancia. El tiempo de duración de un pulso, para cada ganancia, se determina de la siguiente forma:

Para la ganancia 1.- Se tienen 1000 pulsos cada 8 segundos, y para conocer la duración de cada pulso, se procede:

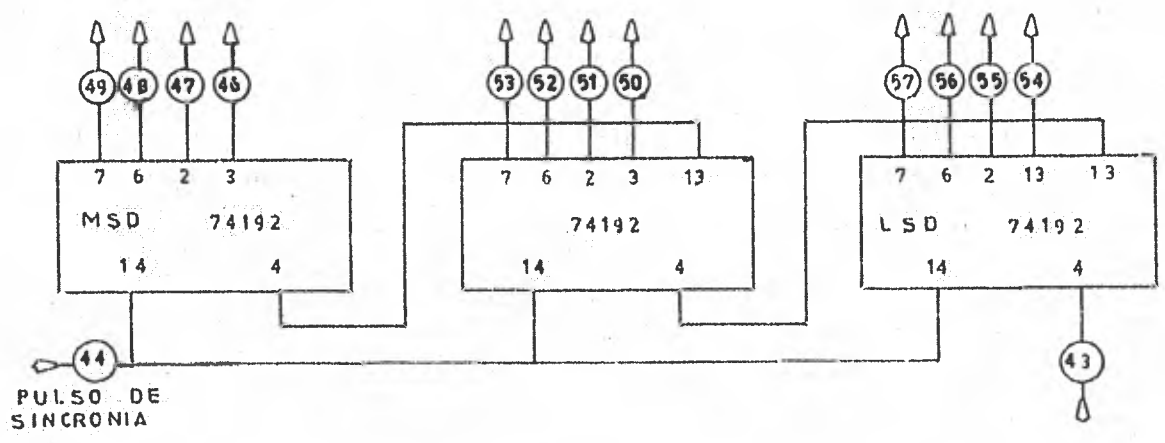
$$\frac{1000 \text{ pulsos}}{8 \text{ segundos}} = \frac{1 \text{ pulso}}{x \text{ segundos}} \implies x = 0.008 \text{ segundos.}$$

Para la ganancia 2.- Se tienen 500 pulsos cada 8 segundos, y para conocer la duración de cada pulso, se procede:

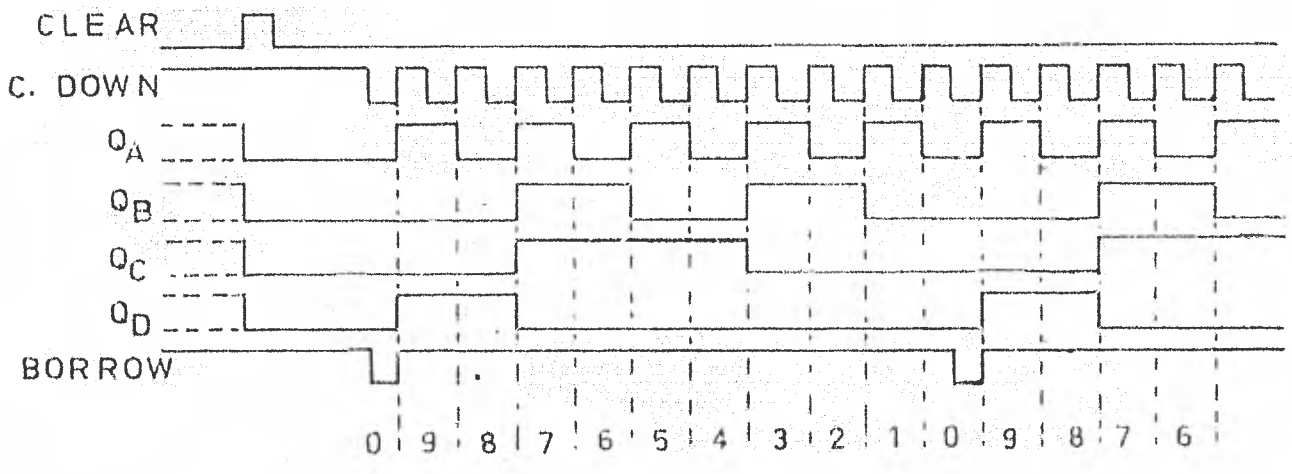
$$\frac{500 \text{ pulsos}}{8 \text{ segundos}} = \frac{1 \text{ pulso}}{x \text{ segundos}} \implies x = 0.016 \text{ segundos.}$$

Este proceso se repite para cada ganancia. En la tabla de la figura III.17, se exponen todos los casos para las nueve ganancias.

El arreglo circuital para los contadores de ganancia, es de tal forma que la cuenta sea en forma descendente. La figura III. 16 muestra el análisis de este arreglo.



a)



b)

Fig. III.16. Contador de ganancia: a) circuito; b) tiempo.

Al aplicar un pulso en la entrada "clear" de los contadores (fig. - III.16) de ganancia, se pondrán sus salidas Q's en nivel lógico bajo, y la salida "carry" del contador VI, estará momentáneamente en estado lógico alto. Esto equivale a tener el número 1000 en decimal, pues en los contadores IV, V y VI se tienen tres coros y en "carry" 4 un uno, esto es: 1000. Los contadores van en una secuencia descendente de 1000 a 1.

Por la entrada "count down", del contador IV, necesitarán pasar mil pulsos para que se cumpla un ciclo completo. Pero la frecuencia de los pulsos de entrada "count down", del contador IV no siempre es la misma ya que esto está determinado por la ganancia seleccionada en el divisor de frecuencias.

De lo anterior se concluye que para cada ganancia seleccionada, un ciclo completo de 1000 pulsos, en los contadores de ganancia, tendrá un tiempo distinto (ver figura III.17). Los contadores de sincronía (fig. III.18), proporcionan un pulso al "clear" de los contadores de ganancia, cada 8 segundos, borrando el conteo en ellos, poniéndolas en cero para empezar un nuevo ciclo de conteo descendente. Por lo tanto, el número de pulsos contados, en un ciclo de 8 segundos, en los contadores de ganancia, son distintos para cada ganancia como lo muestra la fig. III.17.

g	ϵ_n (seg)	F (seg)	F	C
1	0.008	8	1000	0
2	0.016	16	500	500
3	0.024	24	333.33	666.66
4	0.032	32	250	750
5	0.040	40	200	800
6	0.048	48	166.66	842
7	0.056	56	142.85	857
8	0.064	64	125	875
9	0.072	72	111.11	888.89

Fig. III. 17. Tabla de valores para cada ganancia.

donde:

g → ganancia seleccionada.

g_n → duración de cada pulso en función de la ganancia.

F → tiempo en seg. para un ciclo completo de 1000 pulsos.

P → número de pulsos en un tiempo de 8 segundos.

C → número en el cual se corta el conteo descendente; para un tiempo de 8 seg. $C = 1000 - P$

Las salidas en paralelo de cada contador (Q_A, Q_B, Q_C, Q_D), se conectan a las entradas A_1, A_2, A_3, A_4 respectivamente, para cada dígito de los comparadores de magnitud.

Contador de Sinronía- El arreglo de estos contadores es de cuenta ascendente, de cero a 999, su entrada de reloj tendrá la frecuencia fija de 125 Hz. Lo que se desea, es tener un período constante de 1000 pulsos cada 8 segundos. Al final de cada período, se manda un pulso al "clear" tanto de los contadores de ganancia como al divisor de frecuencias, para borrar la información existente en ellos.

Resumiendo: Se pretende que el contador de sinronía, el contador de ganancia y el divisor de frecuencias, empiecen un período nuevo, todos al mismo tiempo, cada 8 segundos. La figura III.18 muestra el arreglo de contadores de cuenta ascendente.

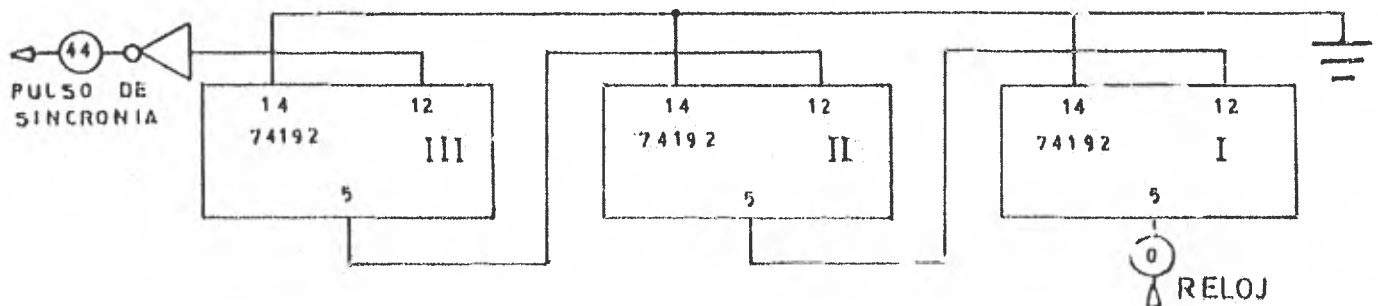


Fig. III.18. Contador de Sinronía (ascendente).

El esquema de tiempos de un 74192, como contador ascendente, es el mostrado en la fig. III.19.

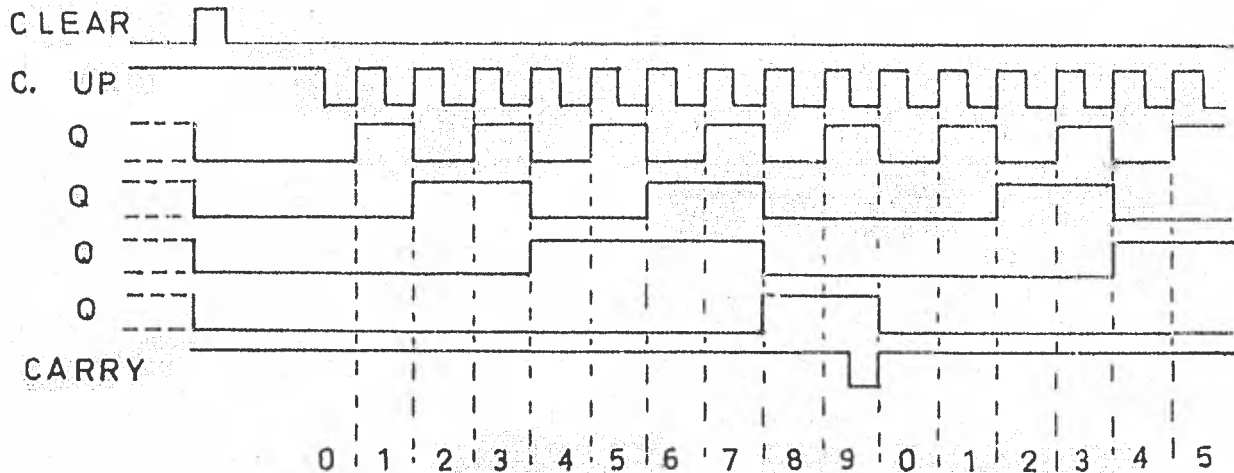


Fig.III.19. Diagrama de tiempos del 74192, como contador ascendente.

Explicación: El contador (I), contará de cero a nueve y al llegar a diez (10), el cero se quedará en el contador (I), y el uno, es un pulso que se produce en la salida "carry", el cual está conectado con la entrada "count up" del contador (II), por lo que aparece el número uno en el contador (II). Este proceso se repite hasta que se llegue al número 100, el cual obligará a ponerse en cero los contadores (I) y (II), en ese momento habrá un pulso en la salida "carry" del contador (II). Cuando se repita el proceso 10 veces, se llegará al número 1000, lo que obligará que en los contadores (I), (II) y (III) aparezcan cero; y habrá un pulso en el "carry" del contador (III), el cual será de la forma siguiente:

CARRY III



Como al aplicar un pulso en el "clear" de los contadores, pone todas las salidas en cero, se usará la salida "carry" (III), para conectarse en la entrada "clear" de los contadores de ganancia y del divisor de frecuencias por medio de un inversor, pues la entrada clear se acciona con un pulso de nivel lógico alto.

Con lo anterior se logra, que cada vez que los contadores de sincronía cuenten 1000 pulsos, se borre toda información en los contadores de ganancia para empezar un nuevo período de conteo.

Comparador- Aquí se van a comparar dos cantidades distintas, una cantidad es la diferencia proveniente del restador (los tres dígitos menos significativos de la temperatura del sistema, menos los tres dígitos menos significativos de la temperatura de consigna), y la otra cantidad es el número de pulsos que lleven contados, en un momento dado, los contadores de ganancia.

La diferencia en el restador nunca será mayor de 1000, pues únicamente se restan los tres dígitos menos significativos del valor de las temperaturas. En el comparador se pueden presentar tres estados diferentes:

$$1)- \quad A = B; \qquad 2)- \quad A > B; \qquad 3)- \quad A < B.$$

donde:

A \rightarrow es una cuenta descendente de 1000 a 1.

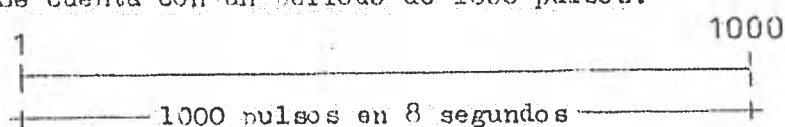
B \rightarrow es la diferencia de los tres dígitos menos significativos de las temperaturas ($T_s - T_c$).

De estas tres condiciones sólo se podrá cumplir una y solo una para un mismo tiempo.

La salida del comparador que sea cierta (condición), se encontrará en estado lógico alto, mientras que las otras dos condiciones se encontrarán en estado lógico bajo.

Cuando $A \geq B$, el número de pulsos contados por los contadores de ganancia serán de igual magnitud que la diferencia $T_s - T_c$. En el siguiente ejemplo se muestra con mayor claridad el caso anterior:

Se cuenta con un período de 1000 pulsos:



si $g = 1$

$$T_c = 58.4 \text{ } ^\circ\text{C}$$

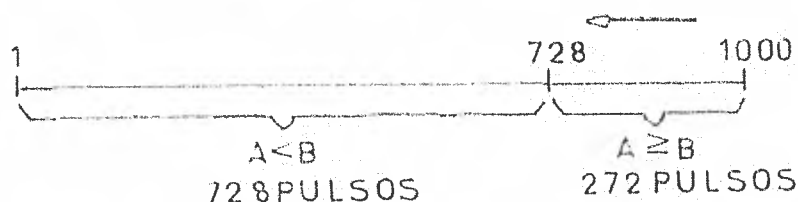
$$T_s = 31.2 \text{ } ^\circ\text{C}$$

entonces, $(T_s - T_c) = -27.2 \text{ } ^\circ\text{C} = 272 \text{ décimas de } ^\circ\text{C}$.

y dado que en el restador se obtiene el complemento a 1000 de esta cantidad:

$$1000 - 272 = 728$$

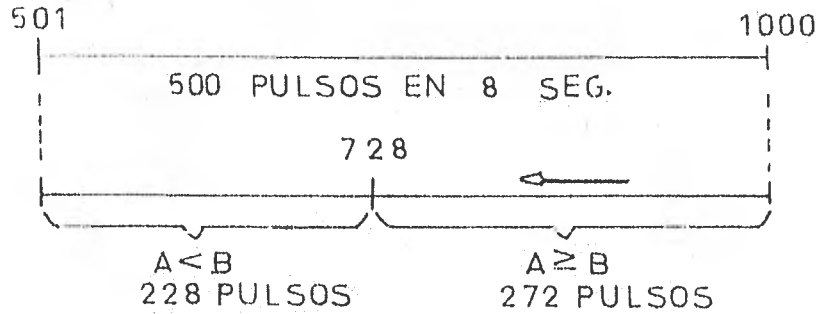
de esta manera, en la entrada B del comparador se tiene el número 728; y en A se tiene una cuenta descendente de 1000 a 1.



Si se mantienen las mismas condiciones, pero se cambia la ganancia para la ganancia 2:

$$B = 728$$

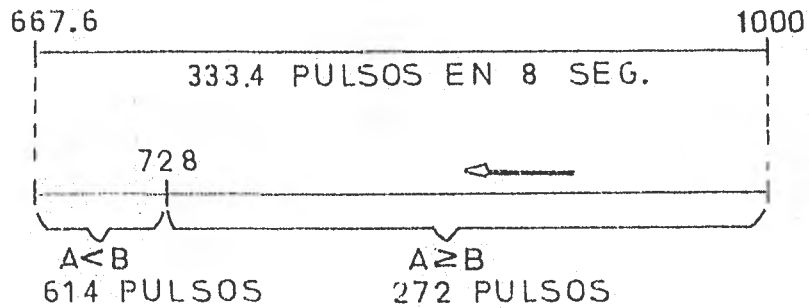
A = cuenta descendente de 1000 a 501



para ganancia 3:

$$B = 728$$

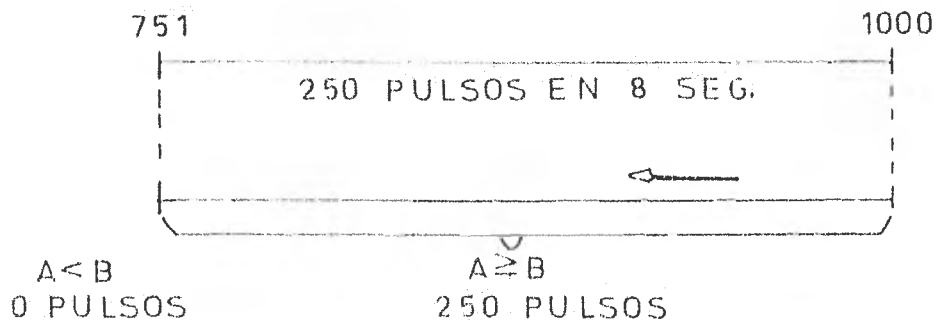
A = cuenta descendente de 1000 a 667.66



para ganancia 4:

$$B = 728$$

A = cuenta descendente de 1000 a 251



para la ganancia 5:

$$A \geq B = 200 \text{ pulsos}$$

$$A < B = 0 \text{ pulsos}$$

para la ganancia 6:

$$A \geq B = 166.6 \text{ pulsos}$$

$$A < B = 0 \text{ pulsos}$$

para la ganancia 7:

$$A \geq B = 142.8 \text{ pulsos}$$

$$A < B = 0 \text{ pulsos}$$

para la ganancia 8:

$$A \geq B = 125 \text{ pulsos}$$

$$A < B = 0 \text{ pulsos}$$

para la ganancia 9:

$$A \geq B = 111.11 \text{ pulsos}$$

$$A < B = 0 \text{ pulsos}$$

Lo que se desea con este procedimiento, es que en el período en el cual se cumpla la condición $A \geq B$, el detector de rebasamiento permita el paso de energía al sistema que se desea elevar su temperatura; siempre y cuando la temperatura de consigna sea mayor a la temperatura del sistema. Cuando $A < B$ no se permitirá el paso de dicha energía. Los circuitos integrados utilizados para la etapa de comparación son los 7485, la fig. III.20 muestra su configuración de conexiones.

Se trata de un comparador de magnitud entre dos cantidades, cada -

una de 4 bits.

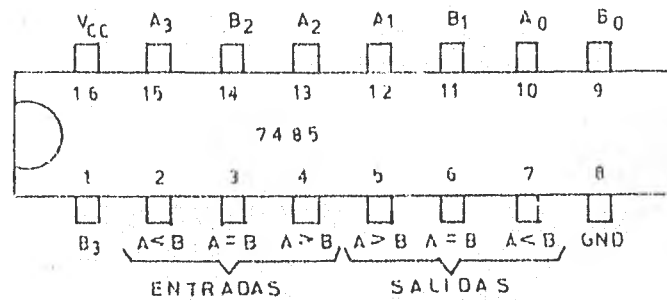


Fig. III.20. Comparador 7485.

Dado que se van a comparar los valores de dos cantidades, cada una de tres dígitos, y a su vez cada dígito tiene 4 bits que lo definen; son necesarios tres circuitos integrados 7485, los cuales se conectan en cascada como se muestra en la figura III.21.

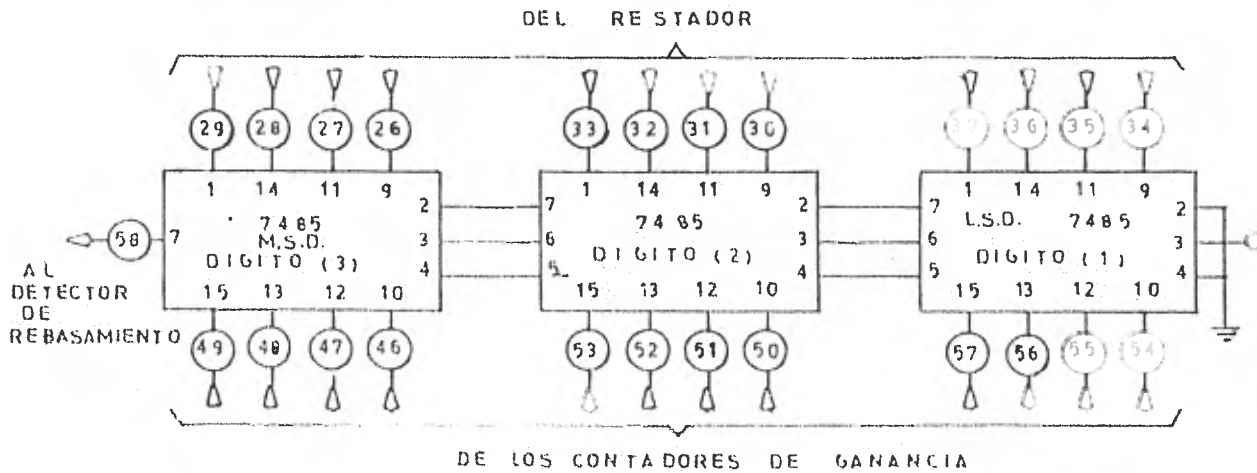


Fig. III.21. Bloque de comparación.

Las salidas $A > B$, $A < B$ y $A = B$, del integrado con el dígito menos significativo, se conectan a las entradas correspondientes $A > B$, $A < B$ y $A = B$, del siguiente integrado que porta el dígito inmediato superior. El integrado de bits menos significativos deberá llevar conectadas sus entradas

$A > B$ y $A < B$, a un nivel lógico bajo y su entrada $A = B$ a un nivel lógico alto.

La siguiente tabla, muestra las funciones del circuito integrado - 7485, para una mejor comprensión de su funcionamiento.

COMPARACION DE ENTRADAS				ENT. EN CASCADA			SALIDAS		
A_3, B_3	A_2, B_2	A_1, B_1	A_0, B_0	$A > B$	$A < B$	$A = B$	$A > B$	$A < B$	$A = B$
$A_3 > B_3$	X	X	X	X	X	X	H	L	L
$A_3 < B_3$	X	X	X	X	X	X	L	H	L
$A_3 = B_3$	$A_2 > B_2$	X	X	X	X	X	H	L	L
$A_3 = B_3$	$A_2 < B_2$	X	X	X	X	X	L	H	L
$A_3 = B_3$	$A_2 = B_2$	$A_1 > B_1$	X	X	X	X	H	L	L
$A_3 = B_3$	$A_2 = B_2$	$A_1 < B_1$	X	X	X	X	L	H	L
$A_3 = B_3$	$A_2 = B_2$	$A_1 = B_1$	$A_0 > B_0$	X	X	X	H	L	L
$A_3 = B_3$	$A_2 = B_2$	$A_1 = B_1$	$A_0 < B_0$	X	X	X	L	H	L
$A_3 = B_3$	$A_2 = B_2$	$A_1 = B_1$	$A_0 = B_0$	H	L	L	H	L	L
$A_3 = B_3$	$A_2 = B_2$	$A_1 = B_1$	$A_0 = B_0$	L	H	L	L	H	L
$A_3 = B_3$	$A_2 = B_2$	$A_1 = B_1$	$A_0 = B_0$	L	L	H	L	L	H

donde:

H → nivel lógico alto.

L → nivel lógico bajo.

X → puede existir cualquier nivel.

A → cuenta descendente de 1000 a 1 de los contadores de ganancia.

B → resultado de la resta ($T_B - T_C$).

A continuación se dá una explicación del diagrama de conexiones - (fig. III.21) con ayuda de la tabla de funciones (tabla anterior).

Empezando por el dígito (3), el más significativo, y suponiendo - que $A > B$; se tienen las siguientes situaciones.

salida del compa- rador en estado - lógico alto (H).	A_3, B_3	A_2, B_2	A_1, B_1	A_0, B_0	entrada en cascada en estado lógico - alto (H).
$A > B$	$A_3 > B_3$	X	X	X	
$A > B$	$A_3 = B_3$	$A_2 > B_2$			
$A > B$	$A_3 = B_3$	$A_2 = B_2$	$A_1 > B_1$		
$A > B$	$A_3 = B_3$	$A_2 = B_2$	$A_1 = B_1$	$A_0 > B_0$	
$A > B$	$A_3 = B_3$	$A_2 = B_2$	$A_1 = B_1$	$A_0 = B_0$	$A > B$

Este proceso se repite en el dígito (2), por lo que la entrada en cascada $A > B$ del dígito (3) se mantiene en H, esto obliga a la salida $A > B$ del dígito (3) a estar en H.

En el dígito (1), el menos significativo, se repite igual el pro-
ceso, con la excepción del caso donde:

$$A_3 = B_3; \quad A_2 = B_2; \quad A_0 = B_0$$

En esta situación, como tenemos la entrada en cascada $A = B$, para este dígito, conectada a Vcc, la salida $A = B$ tendrá en este momento, estado lógico alto.

Esta información se corre por las entradas en cascada de los si-
guientes comparadores, por lo que a la salida $A = B$ del último comparador, -
se tendrá un estado lógico alto.

Pero, esta situación se tiene únicamente durante un pulso, pues al siguiente pulso, la comparación de entradas entre A_0 y B_0 del dígito (1), --- cambia al estado $A_0 < B_0$, y como todas las demás comparaciones de entradas --- son iguales $-A_n = B_n-$, para todos los dígitos, la salida que se encontrará en estado lógico alto será $A < B$; lo que obliga a la salida $A < B$ del dígito (3) a tener el mismo nivel lógico. La salida $A < B$ del dígito (3) se mantendrá en estado lógico alto, hasta que comience un nuevo conteo en los contadores de ganancia, en los cuales se volverá a repetir el proceso. La salida $A < B$ del dígito (3), se conecta al detector de rebasamiento.

Detector de Rebasamiento- El detector de rebasamiento es la salida del control digital, y sus funciones son las siguientes:

- a) Que cuando la temperatura de consigna sea mayor a la temperatura del sistema, se permita el paso de la energía al sistema al cual se desea elevar su temperatura, este suministro de energía será en forma proporcional a la diferencia existente a la diferencia de las temperaturas mencionadas.
- b) Que cuando la temperatura del sistema sea igual o mayor a la temperatura de consigna, se corte la energía que se está enviando al sistema.
- c) Acoplar la salida del comparador, con los dígitos más significativos de las temperaturas de consigna y del sistema.
- d) Que cuando la diferencia entre las temperaturas sea mayor de 100.0 unidades, se mande energía al sistema en forma ininterrumpida. En esta situación no importará la ganancia elegida.
- e) Acoplar la salida del control digital a la entrada de potencia.

Para el bloque detector de rebasamiento, se utilizaron dos circuitos integrados uno es el integrado 7400 cuyo arreglo de compuertas y tabla de funciones se muestran en la fig. III. 22. El otro integrado es el 7482, - y es un sumador completo de 2 bits; su configuración se muestra en la fig. -

III.23.

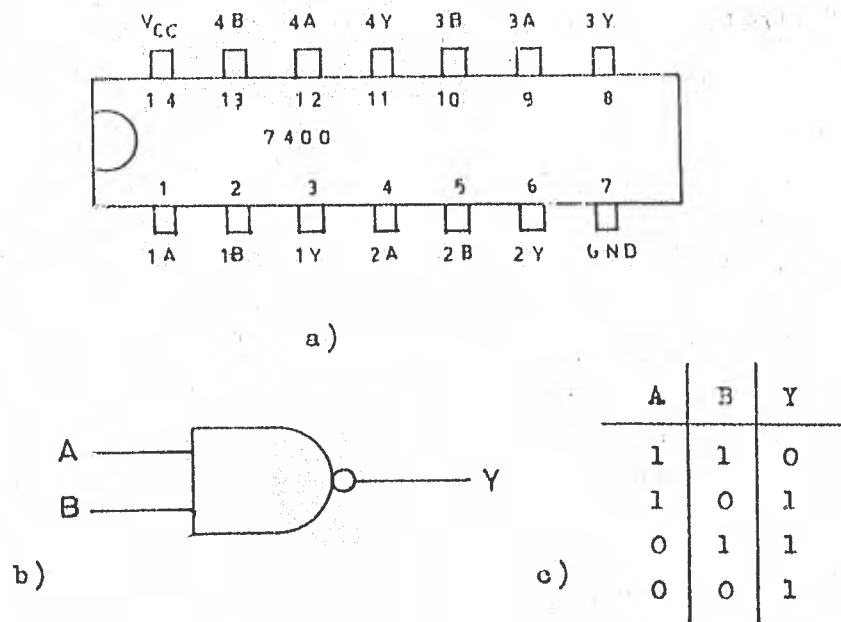


Fig. III. 22. Integrado 7400: a) disposición interna de compuertas; b) compuerta NAND; c) tabla verdad de la compuerta NAND.

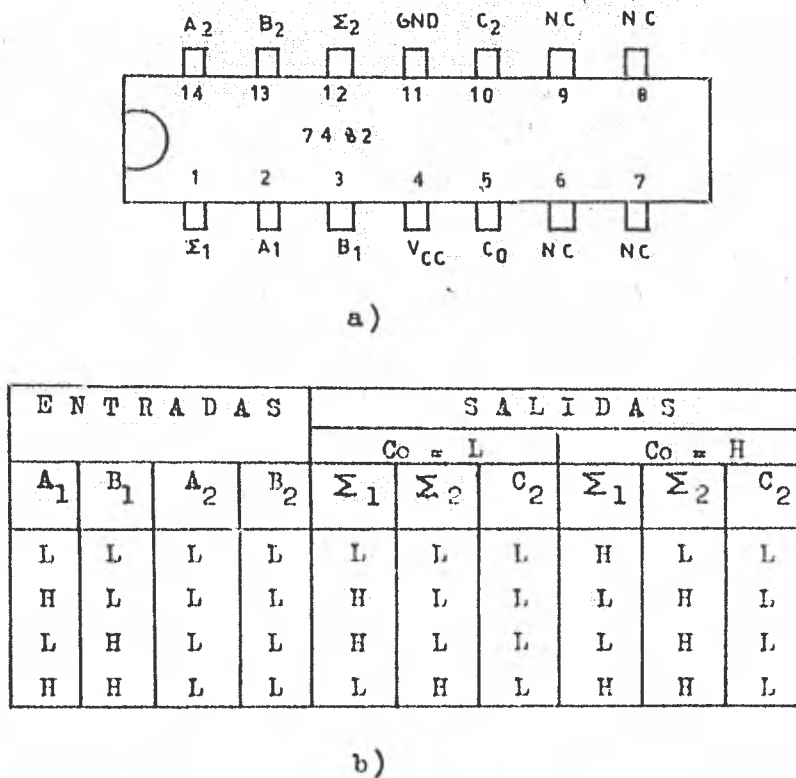


Fig. III.23. Integrado 7482: a) configuración de conexiones; b) tabla de funciones.

El arreglo completo del detector de rebasamiento es el que se muestra en la figura III.24.

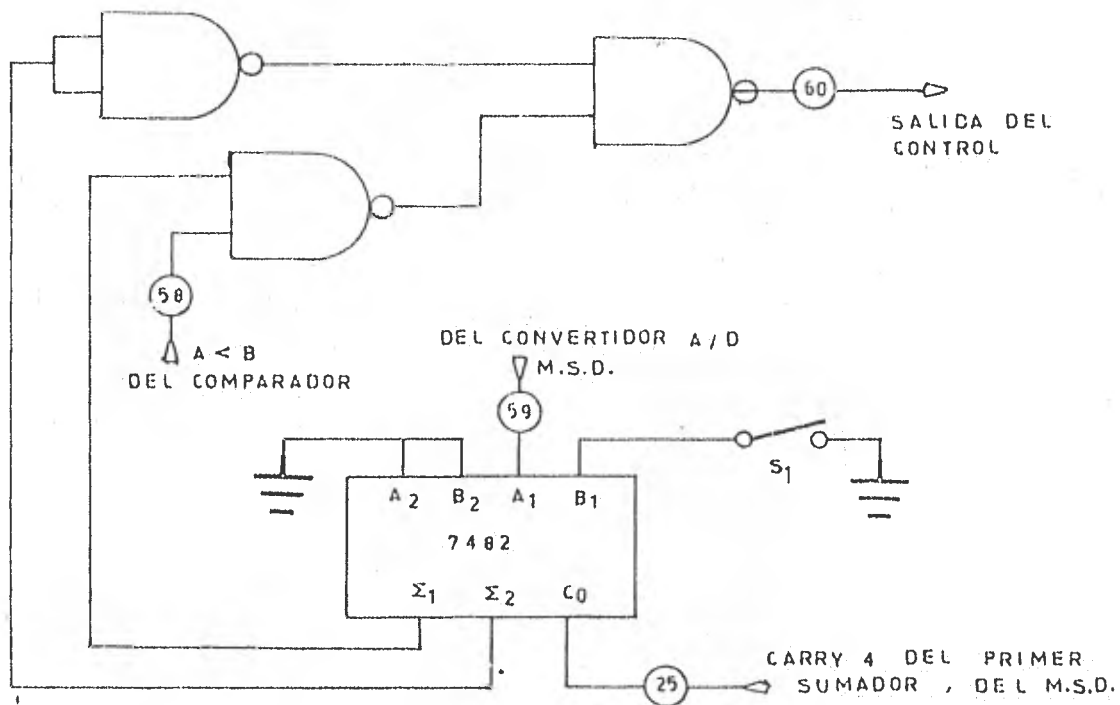


Fig. III.24. Circuito completo del detector de rebasamiento.

donde:

A_1 → dígito más significativo de la temperatura del sistema (T_s).

B_1 → dígito más significativo de la temperatura de consigna (T_c).

A_1 estará en estado lógico alto siempre que la temperatura del sistema sea mayor o igual a 1000 décimas de grado centígrado. Y estará en estado lógico bajo siempre que la temperatura del sistema sea menor o igual a 999 décimas de grado centígrado.

B_1 estará en estado lógico alto cuando se abra el interruptor "S1". Esto significa que el dígito más significativo de la temperatura de consigna

es cero. Y estará en estado lógico bajo cuando se cierre el interruptor "S1". Esto significa que el dígito más significativo de la temperatura de consigna es uno.

En la conexión Co del 7482 se conecta el "carry" cuatro del primer sumador del dígito más significativo. Co estará en estado lógico alto --- siempre que los tres dígitos menos significativos de la temperatura del sistema (b) sean de mayor valor que los tres dígitos menos significativos de la temperatura de consigna (a); esto es ($b > a$). Y por otro lado, estará en estado lógico bajo, siempre que los tres dígitos menos significativos de la temperatura del sistema, sean de menor valor que los tres dígitos menos significativos de la temperatura de consigna; esto es ($b < a$).

En la fig. III.24, la condición $A < B$, es la salida del comparador. Esta salida estará en estado lógico alto, siempre que la diferencia de la resta ($b - a$), sea de menor valor que el número que proporcionan los contadores de ganancia. Y estará en estado lógico bajo, siempre que la diferencia de la resta ($b - a$), sea de mayor valor que el número contenido, en ese momento, en los contadores de ganancia.

La tabla de la fig. III.25, muestra las combinaciones posibles que se presentan tanto en la entrada del detector de rebasamiento como en su salida

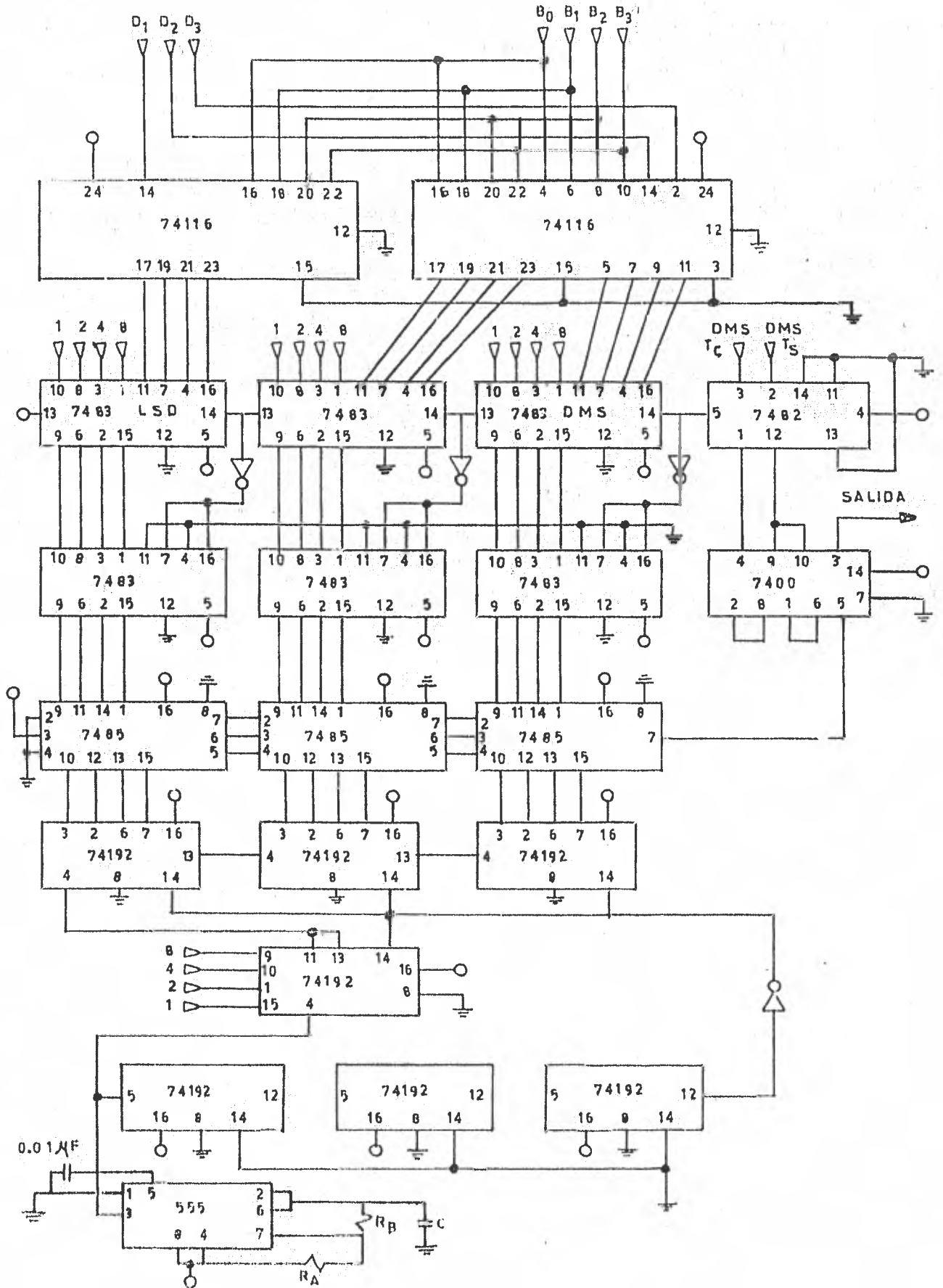
condición para T_s y T_c .		Co	A_1	B_1	$A < B$	Σ_1	Σ_2	salida
$T_c > 1000$	$T_c > T_s$	0	0	0	0	0	0	0
$T_s < 1000$	$(T_s - T_c) > 1000$	0	0	0	1	0	0	0
$T_c < 1000$		0	0	1	0	1	0	0
$T_s < 1000$	$T_c > T_s$	0	0	1	1	1	0	1
$T_c > 1000$		0	1	0	0	1	0	0
$T_s > 1000$	$T_c > T_s$	0	1	0	1	1	0	1
$T_c < 1000$		0	1	1	0	0	1	1
$T_s > 1000$	$T_c < T_s$	0	1	1	1	0	1	1
$T_c > 1000$		1	0	0	0	1	0	0
$T_s < 1000$	$T_c > T_s$	1	0	0	1	1	0	1
$T_c < 1000$		1	0	1	0	0	1	1
$T_s < 1000$	$T_c < T_s$	1	0	1	1	0	1	1
$T_c > 1000$		1	1	0	0	0	1	1
$T_s > 1000$	$T_c < T_s$	1	1	0	1	0	1	1
$T_c < 1000$		1	1	1	0	1	1	1
$T_s > 1000$	$T_c < T_s$ $(T_s - T_c) > 1000$	1	1	1	1	1	1	1

Fig. III.25. Tabla de posibilidades del detector de rebamiento.

Un "0" en la salida indica que se permite el paso de la energía — al sistema. Y un "1" se inhibe la energía hacia el sistema.

Los valores de A_1 , B_1 , Co , se mantienen constantes en dos tiempos para conocer cómo es la salida con $A < B = 1$ y $A < B = 0$.

Fig. III.26. Circuito completo del control digital.



La fig. III.26, muestra el esquema completo del control digital.

CAPITULO IV. ETAPA DE POTENCIA.

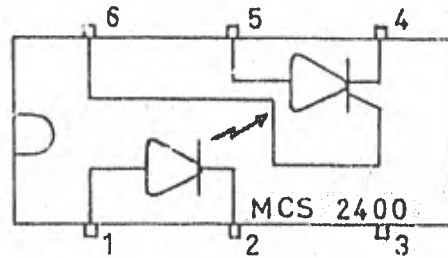
IV.1. Optoacoplador.

El optoacoplador es un dispositivo que, como su nombre lo dice, enca-
dona o acopla un circuito con otro únicamente por medio óptico. Esta forma de -
acoplamiento es necesaria cuando se requiere una completa aislación eléctrica -
entre circuitería de baja potencia, tales como circuitos integrados, y voltajes
de línea. La relativa sencillez de construcción y la gran protección que ofrece
al circuito de baja potencia, hacen de este dispositivo una útil herramienta e-
lectrónica. Cualquier anomalía presentada en la parte en la que se maneja la po-
tencia de línea no afecta al resto del sistema o instrumento que se trate.

En el presente trabajo, la etapa de potencia representa la parte fi-
nal del instrumento, en cuanto al manejo de la señal en tratamiento, y la encar-
gada de ejecutar los mandatos del control digital. Como anteriormente se mencio-
né, el control envía un pulso que indica la lejanía del valor de la temperatura
del sistema con respecto al valor de la temperatura de consigna. Este pulso es
la señal actuadora o habilitadora de la etapa de potencia, que es la encargada
de dejar pasar la energía eléctrica destinada para elevar la temperatura del -
sistema cuyo calentamiento es por medio de una resistencia. La elevación de la
temperatura se efectuará solamente cuando dichos pulsos provenientes del con-
trol, estén presentes. En caso contrario, esto es, cuando los pulsos del con-
trol se inhiban, la temperatura del sistema ha alcanzado la temperatura de con-
signa. Esta temperatura de consigna, como se vió anteriormente, es elegida por
medio de interruptores codificados conocidos comercialmente como "THUMBWHEELS".

La etapa de potencia se compone, principalmente por un optoacopla-
dor, un puente rectificador y el elemento de potencia que es el TRIAC.

El optoacoplador utilizado en esta parte es el denominado MCS-2400 fabricado por Monsanto; la fig. IV.1. muestra la configuración interna de este dispositivo.



vista
superior

Fig. IV.1. Optoacoplador con foto-SCR.

En la siguiente sección se muestra el circuito completo y el principio de operación de la etapa de potencia.

IV.2. Operación de la Etapa de Potencia.

La fig. IV.2, muestra el diagrama completo de la denominada etapa de potencia, en la cual se hace posible, ya sea el estado de bloqueo o conducción de corriente hacia la carga.

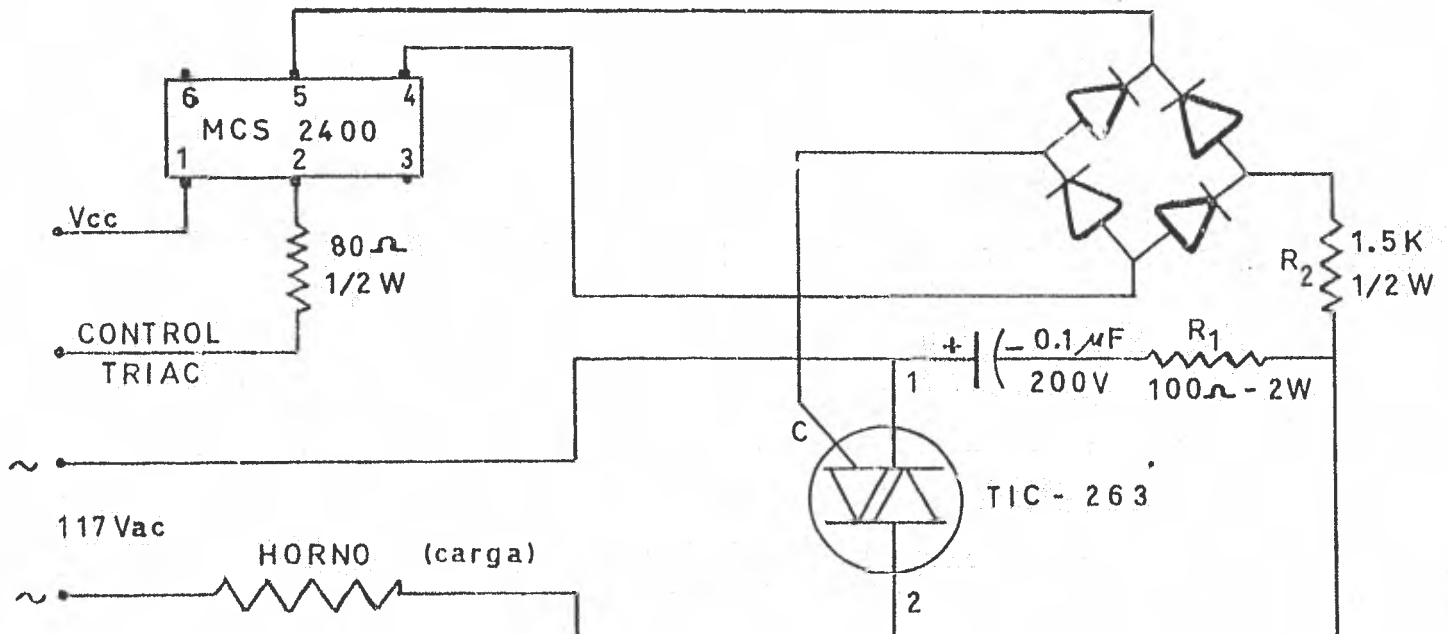


Fig. IV.2. Elemento de bloqueo o conducción de la etapa de

potencia.

El optoacoplador consta, como se aprecia en la fig. IV.2, de un diodo emisor de luz (led) y de un rectificador controlado de silicio (SCR). El ánodo del diodo está permanentemente conectado a +V (5V); en el cátodo se presentan dos niveles lógicos proporcionados por el control digital. Estos dos niveles como se explicó en el capítulo anterior, hacen posible el flujo o bloqueo de energía hacia la carga. El nivel lógico alto en el cátodo del diodo fotoemisor no permite el flujo de corriente a través de él y no se establece el acoplamiento, vía luz, entre los dos circuitos. En el caso contrario, es decir, cuando se presenta en nivel lógico bajo en el cátodo del diodo, éste se polariza directamente y se establece la conducción en él cuya luz emitida va a dar hacia la compuerta fotosensible del SCR estableciendo a su vez la conducción de este otro elemento.

Anteriormente también se explicó que la duración de los niveles de voltaje lógicos que conmutan a la etapa de potencia, son de duración proporcional a la diferencia existente entre la temperatura del sistema y la temperatura de consigna. En forma más sencilla se puede decir que cuanto más cercanos sean los valores de las temperaturas mencionadas, la duración de los pulsos en estado alto (bloqueo) serán más largos que los pulsos en nivel bajo (conducción) --en el caso particular que la temperatura del sistema esté ligeramente por debajo de la temperatura de consigna--. Por otro lado, el nivel bajo del pulso tendrá mayor duración cuando la temperatura del sistema esté muy por debajo del valor de consigna, y lógicamente el nivel alto tendrá duración breve. Es necesario recordar que el marco de tiempo tanto en el estado de bloqueo como el de conducción es de duración fija. Esto es que si sumamos, para una determinada situación, los tiempos de duración tanto del estado alto como del bajo, nos darán un lapso de 8 segundos fijos.

Con lo anteriormente explicado, se analizará el funcionamiento del circuito de la fig. IV.2 en el instante en que aparece un cero lógico en el cátodo del diodo emisor de luz. Este cero provoca el bloqueo del diodo, se establece la conducción de corriente. Al encenderse el diodo, la luz emitida por éste, activa la compuerta fotosensible del SCR, estableciéndose en el último la corriente necesaria para su conducción. Debido a que el SCR es un tiristor unidireccional, es requerido un puente rectificador de onda completa para reducir el efecto pulsante y aumentar al doble el período de conducción del tiristor. La resistencia R_1 limita la corriente a través del SCR. Esta corriente a su vez "gatilla" la compuerta del triac, que es otro elemento ideal para aplicaciones en conmutación; estableciendo la conducción de corriente a través de él, cerrando la malla de entrada de tensión alterna.

El calor disipado por la resistencia de calentamiento del sistema dependerá del valor óhmico de esta resistencia así como del valor de la corriente que fluya a través de ella. La corriente de disparo del triac es muy pequeña comparada con el valor de corriente que maneja en el estado conductivo. El triac (TIC-263), con el disipador de calor adecuado, puede entregar a una carga determinada, una máxima corriente de 25 amperes.

CAPITULO V. FUENTES DE ALIMENTACION.

Para obtener un óptimo funcionamiento de los elementos utilizados en un instrumento, es de suma importancia que las fuentes de alimentación de los voltajes tengan buena regulación.

La regulación, es una propiedad cualitativa de cualquier fuente de corriente directa, e indica la capacidad de la fuente a mantener un determinado valor de voltaje en función de la corriente que se le demande. Se dice que una fuente de corriente directa tiene buena regulación, cuando en vacío presenta en sus bornes un voltaje "X", y con carga sigue manteniendo ese voltaje "X". Conviendría aclarar que en el diseño de la fuente citada, se tomó en cuenta las condiciones en las que operaría.

Antes de explicar el funcionamiento de las fuentes de alimentación utilizadas en el presente instrumento, se tiene que ver qué valores de voltajes son los requeridos.

Fuente de + 5V- Es necesaria para alimentar al voltaje positivo del convertidor A/D, al optoacoplador, a la etapa de control (lógica TTL), así como también al "display". La demanda de corriente para esta fuente es grande.

Fuente de - 5V- Es necesaria para alimentar al voltaje negativo del convertidor A/D. La corriente que se demanda a esta fuente es pequeña, ya que es para lo único que se necesita.

Fuente de + 15V- Es necesaria para alimentar el voltaje positivo de los amplificadores operacionales usados en la etapa transductora. El con--

suma la corriente es muy pequeño.

Fuente de - 15V- Este voltaje es necesario para alimentar el voltaje negativo de los amplificadores que se usan en la etapa transdutora, para la etapa sensora, y además es el voltaje con el que se obtiene la fuente de - 5V. El consumo de corriente también es pequeño.

V.1. Funcionamiento.

Para las fuentes + 5V, + 15V y - 15V, se utilizaron los reguladores de voltaje IM 723. La fuente de - 5V se construyó con un arreglo de transistores y con la fuente de - 15V, como se mencionó anteriormente. La figura V.1 muestra la configuración del regulador IM 723.

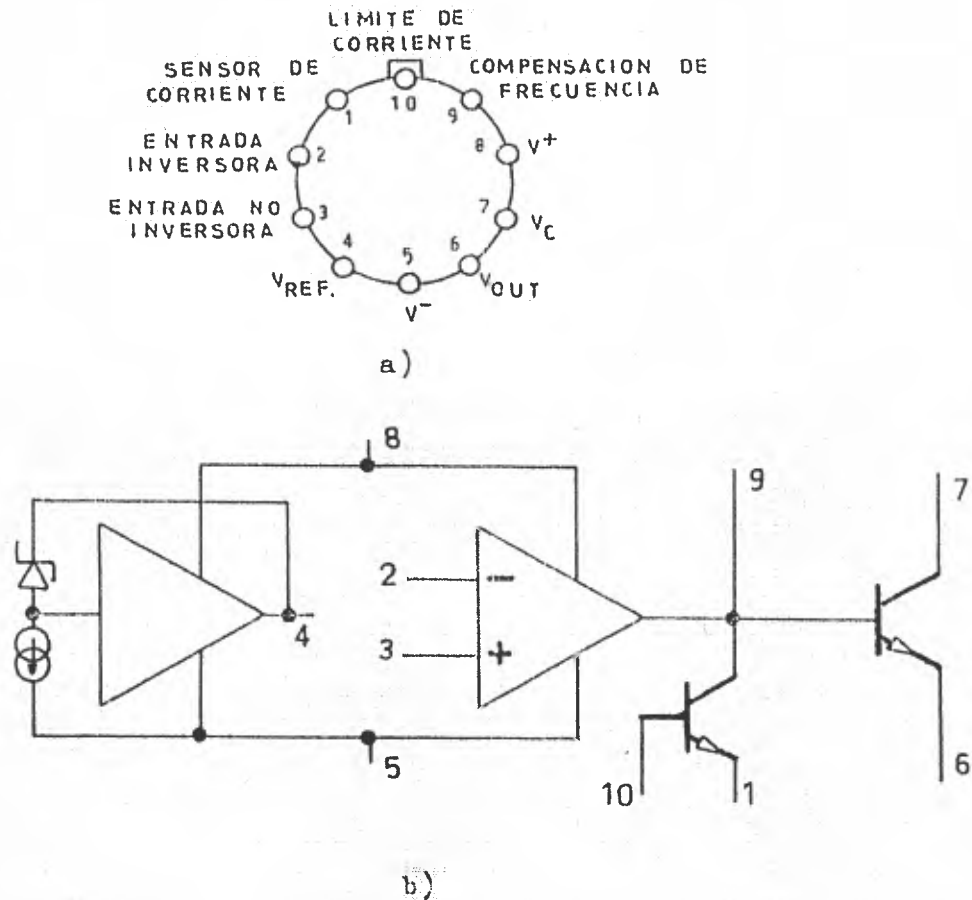


Fig. V.1. Regulador de voltaje IM 723: a) configuración de conexiones; b)

configuración interna del LM 723.

El regulador LM 723 proporciona una corriente de salida de 150 mA. Y por medio de un transistor externo, se puede obtener un rango de corriente mayor. A continuación se dan algunas características de este regulador.

- 150 mA de salida, sin transistor externo.
- Se puede obtener una corriente de salida hasta de 10 A, con un transistor externo.
- La salida de voltaje es ajustable de $\pm 2V$ a 37V.
- El voltaje de referencia típico es de 7.15V.
- El rango de voltaje de entrada de 9.5V mínimo y 40V máximo.
- El rango de temperatura de operación es de $-55^{\circ}C$ a $125^{\circ}C$ (para el encapsulado metálico).

Análisis del funcionamiento del LM 723 : la figura V.2 muestra la configuración del voltaje de referencia.

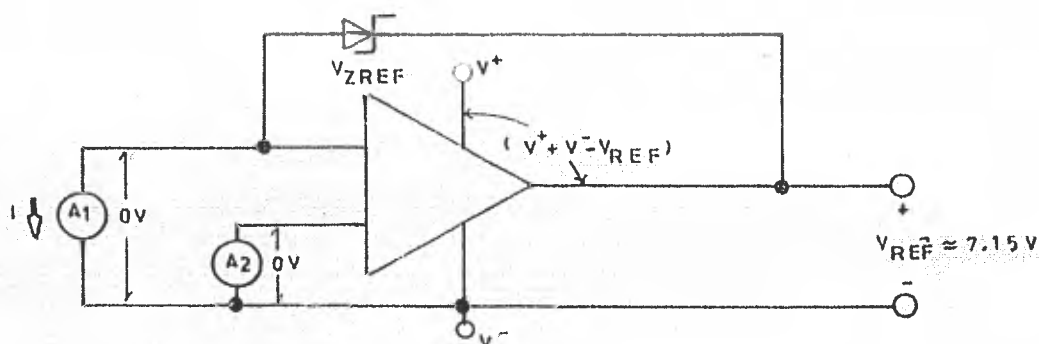


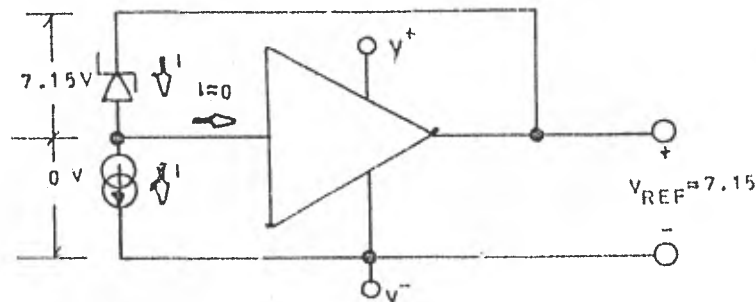
Fig. V.2. Voltaje de referencia para el LM723.

La corriente que pasa por el amperímetro (A_2) (fig. V.2), es igual a cero amperes. La corriente que pasa por el amperímetro (A_1), es una corriente "I" constante, sin importar los valores de V^+ y V^- .

El diodo Zener está compensado en temperatura; su voltaje es:

$$V_{ZRef} = V_{Ref} \approx 7.15V$$

La igualdad anterior es válida ya que en la fuente de corriente, que se forma entre la entrada no inversora del operacional y V^- , no existe caída de voltaje. Por lo tanto, el circuito de la fig. V.2 se puede representar de la siguiente manera:



El circuito interno limitador de corriente, del LM 723, es el que muestra la fig. V.3.

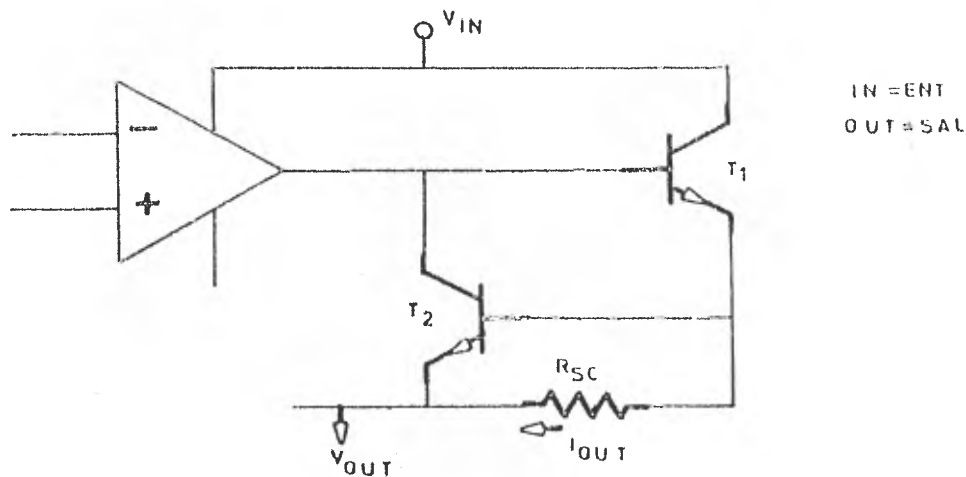


Fig. V.3. Circuito limitador de corriente.

El transistor limitador de corriente es T_2 . Este transistor se encontrará cortado mientras el voltaje de la resistencia de corto circuito (V_{3SC})

sea menor de 0.7V. Como T_2 está cortado, la corriente de salida (I_{sal}) es igual a la corriente colector-emisor de T_1 ($I_{sal} = I_{ce1}$). Cuando el voltaje en la resistencia de corto circuito sea igual a $V_{Rsc} = 0.7V$, el transistor T_2 se satura, y su voltaje colector-emisor será aproximadamente $V_{cesat2} \approx 0.3V$. Esto implica que el voltaje colector-base será $V_{cbsat2} = 0.3V$, y como este voltaje es igual al voltaje base-emisor del transistor T_1 ($V_{cbsat2} = V_{bel}$), T_1 se corta y no permite el paso de corriente de colector a emisor ($I_{ce1} = 0$ amp). De lo anterior se concluye que la corriente de salida será de cero amps., y el voltaje de salida, igualmente, será de cero volts. El valor de la resistencia de corto circuito se encuentra de la siguiente manera: se elige una corriente de salida máxima ($I_{sal\ max}$), y como se conoce $V_{bel} = 0.7V$, entonces:

$$R_{sc} = \frac{V_{bel}}{I_{sal(max)}}$$

La retroalimentación se estudiará por separado para cada arreglo diferente del LM723. Por ahora, se darán algunas características del amplificador operacional, para el mejor entendimiento de esta etapa.

La ganancia A de un amplificador operacional es muy grande (se considera que tiende a infinito), y gracias a esto se logra que $V_1 \approx V_2$ (ver fig. V.4). Su impedancia de entrada es muy grande ($Z_{ent} \rightarrow \infty$). La impedancia de salida que presenta es muy pequeña ($Z_{sal} \rightarrow 0$).

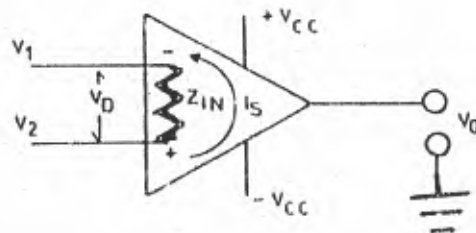


Fig. V.4. Amplificador Operacional.

Con referencia al circuito de la fig. V.4, supongamos:

$$A = 10^5$$

$$V_{sal} = 20 \text{ V}$$

$$Z_{ent} = 1 \text{ Mohm}$$

del operacional:

$$A = \frac{V_{sal}}{V_1 - V_2} = \frac{V_{sal}}{V_d}$$

de donde:

$$V_d = \frac{V_{sal}}{A} \implies \text{sustituyendo} \implies \frac{20 \text{ V}}{10^5} = 200 \mu\text{V} \cdot V_1 \approx V_2$$

o I_B :

$$I_B = \frac{V_d}{Z_{ent}} \implies \text{sust.} \implies \frac{200 \text{ V}}{1 \text{ Mohm}} = 200 \mu\text{A}$$

Al poner el transistor T_1 como seguidor-emisor, éste sigue al amplificador, y de esta forma se obtiene la ganancia de corriente necesaria.

A continuación, la fig. V.5, muestra el circuito de rectificación del voltaje de línea (alterna).

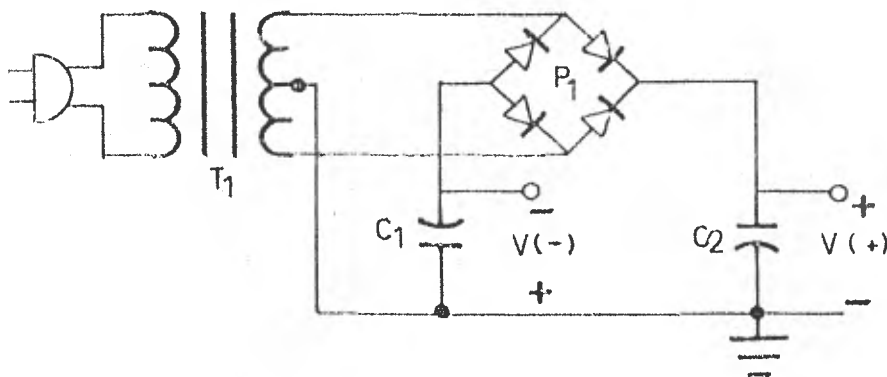


Fig. V.5. Circuito de rectificación.

En el circuito de rectificación (fig. . . .), se rectifica el voltaje de línea 117 Vac, 60 Hz; a un voltaje de corriente directa, para que de aquí se obtengan los voltajes de + 15V y - 15V. En la figura V.5:

P_1 - Puente rectificador de onda completa de 50V - 2A.

T_1 - Transformador reductor con derivación central (117 - 30 Vac, 1 Ampere).

$C_1 = C_2$ - 2200 micro-faradios a 50V.

V(-) - Voltaje negativo para el regulador de - 15V.

V(+) - Voltaje positivo para el regulador de + 15V.

La figura V.6, muestra también un circuito rectificador. Este circuito proporciona el voltaje de corriente directa para la fuente de + 5V. Debido a que la demanda de corriente es grande, para este voltaje, se optó por construirlo en forma separada.

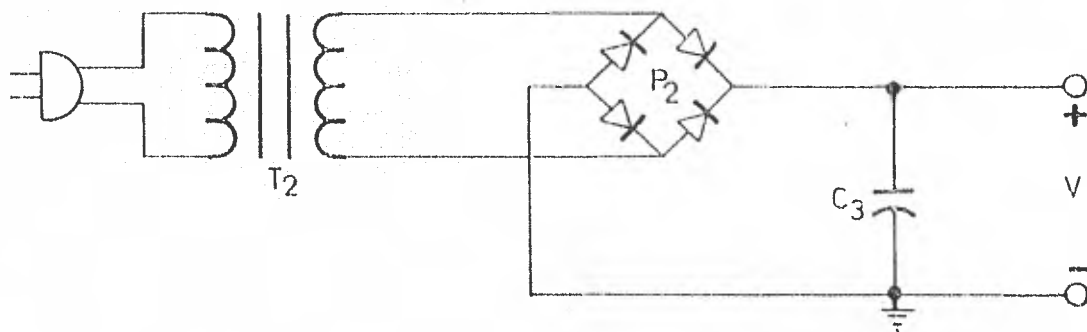


Fig. V.6. Circuito rectificador de la fuente de + 5V.

donde:

P_2 - Puente rectificador de onda completa, 50V - 5 A.

T_2 - Transformador reductor de 117 a 12 Vac, 3.5 A.

C_3 - Capacitor 4400 micro-faradios, 25V, electrolítico.

V - Voltaje rectificado para el regulador de + 5V.

V.2. Esquemas. Análisis.

Para un mejor análisis del funcionamiento de las fuentes de alimentación, se expondrán por separado.

Fuente de alimentación de + 5V- La figura V.7, muestra el circuito completo para esta fuente.

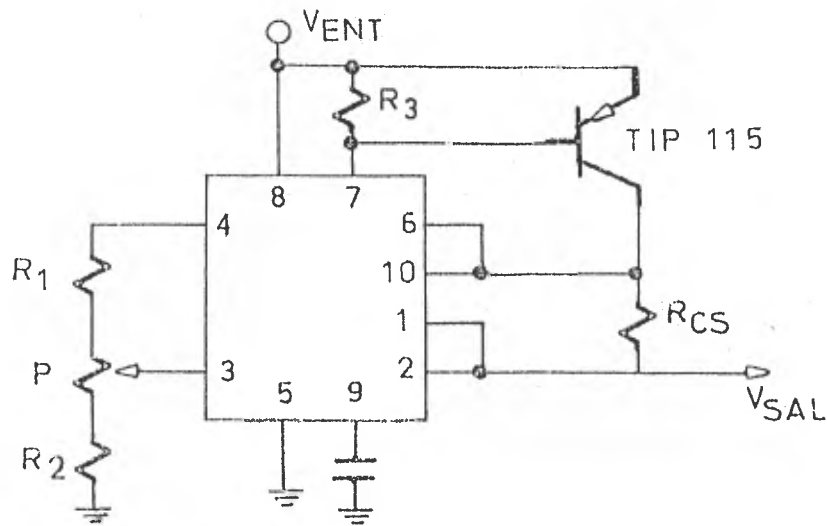


Fig. V.7. Regulador IM 723 con arreglo para la fuente de + 5V.

En la figura V.8 se muestra la misma figura V.7, con la configuración interna del IM 723.

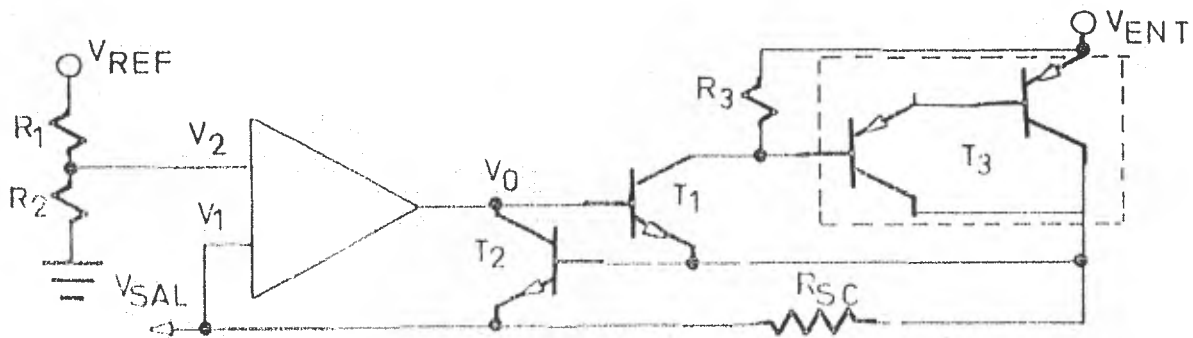


Fig. V.8. Configuración interna del IM723.

En la fig. V.8:

$$V_{\text{ref}} = 7.15 \text{ voltios.}$$

$$R_1 = 1.03 \text{ Kohms.}$$

$$R_2 = 2.41 \text{ Kohms.}$$

Identificando V_1 y V_2 :

$$V_2 = V_{\text{ref}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \dots (1)$$

$$V_1 = V_{\text{sal}} \dots (2)$$

Para calcular el voltaje de salida V_{sal} :

$$V_{\text{sal}} = A(V_1 - V_2) \dots (3)$$

A, es la ganancia del amplificador operacional, y tiende a infinito. Sustituyendo (1) y (2) en (3):

$$V_{\text{sal}} = A \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{\text{ref}} - V_{\text{sal}} \right)$$

como $A \rightarrow \infty$

$$0 = \frac{V_{\text{sal}}}{\infty} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{\text{ref}} - V_{\text{sal}}$$

despejando V_{sal} :

$$V_{\text{sal}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{\text{ref}}$$

sustituyendo los valores de R_1 , R_2 y V_{ref} ; en la última expresión:

se concluye que:

$$V_{sal} = V_1 = 5 \text{ voltios.}$$

La siguiente figura, fig. V.9, nos ayudará para analizar a los transistores T_1 y T_3 .

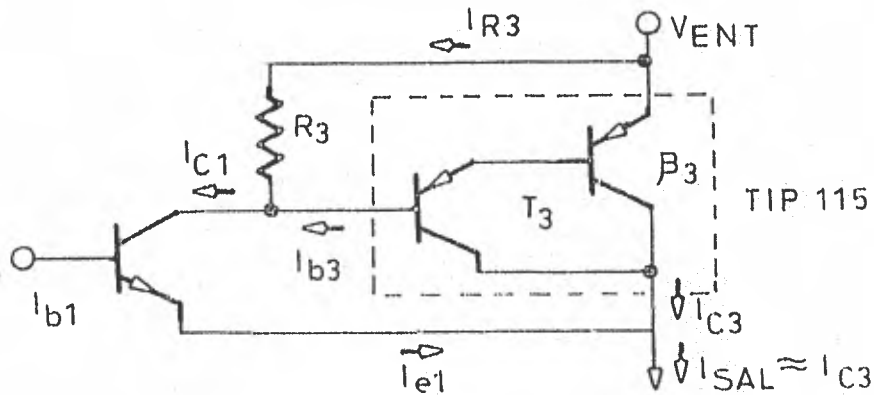


Fig. V.9. Polarización de T_1 y T_3 .

Estableciendo valores para este circuito:

$$I_{c3} = 2 \text{ Amperes} = \beta_3 I_{b3}$$

$$V_{eb3} = 1.4 \text{ V}$$

$$\beta_3 = 500$$

Teniendo $I_{c1} = 25 \text{ mA}$, encontramos I_{R3}

$$I_{c1} = I_{R3} + I_{b3} \quad \dots (5);$$

donde a su vez:

$$I_{b3} = \frac{I_{c3}}{\beta} = \frac{2 \text{ A}}{500} = 0.004 \text{ A}$$

despejando I_{R3} de la ecuación (5), y sustituyendo valores:

$$I_{R3} = I_{c1} - I_{b3} = (25 - 4) \text{ mA}$$

$$I_{R3} = 21 \text{ mA}$$

ahora, calculando el valor de R_3 :

$$R_3 = \frac{V_{be3}}{I_{R3}} = \frac{1.4 \text{ V}}{21 \text{ mA}} = 66.66 \text{ ohms.}$$

La resistencia de corto circuito (R_{sc}), se calcula de la siguiente manera:

$$R_{sc} = \frac{V_{be2}}{I_{c3}} = \frac{0.7 \text{ V}}{2 \text{ A}} = 0.35 \text{ ohms.}$$

A lo que se quería llegar, es que si $I_{sal} \geq 2 \text{ A}$, T_2 se satura, - por lo que $V_{cb2} < 0.2 \text{ V}$; esto implica que $V_{be1} = V_{cb2} < 0.2 \text{ V}$. Como $V_{be1} < 0.7$ voltios, T_1 estará cortado y esto obligará a que T_3 esté, igualmente, cortado, pues el voltaje $V_{bc3} = V_{ce1} = 0.2 \text{ V}$.

Si T_1 y T_3 están cortados, el voltaje de salida V_{sal} , será igual a - cero voltios. Esto constituye el circuito de protección para la fuente de + 5 V.

Fuente de alimentación de + 15 V- El esquema de la fig. V. 10, -- muestra el circuito completo de esta fuente.

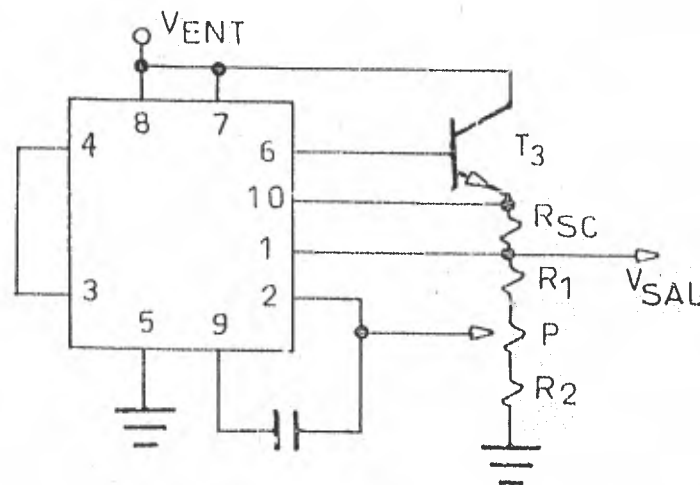


Fig. V.10. Fuente de + 15V.

El análisis de esta fuente se hace en base a la fig. V.11, que a continuación se muestra.

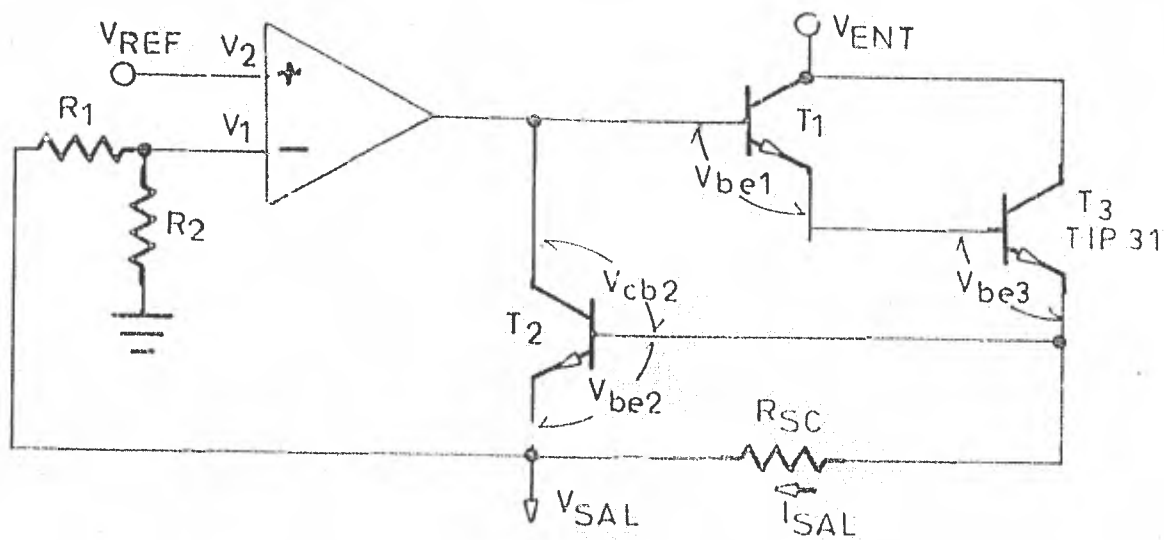


Fig. V.11. Análisis del circuito.

En esta figura, se tienen los siguientes valores:

$$V_{\text{ref}} = 7.15 \text{ V}$$

$$R_1 = 3.82 \text{ Kohms}$$

$$R_2 = 3.48 \text{ Kohms}$$

Cuando el voltaje de la resistencia de corto circuito (R_{sc}) sea menor de 0.7 V, T_2 estará cortado.

Como la suma de $V_{\text{be1}} + V_{\text{be2}}$ es pequeña con respecto a V_{sal} , se puede considerar que $V_{\text{sal}} \approx V_0$. Y para calcular V_0 , hacemos:

$$V_0 \approx V_{\text{sal}} = A (V_1 - V_2) \dots (6)$$

donde $A \longrightarrow \infty$

por otro lado:

$$V_2 = V_{\text{ref}} \dots (7)$$

y:

$$V_1 = V_{\text{sal}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \dots (8); \text{ sustituyendo (7) y (8) en (6):}$$

$$0 = \frac{V_0}{A} = V_{\text{ref}} - V_{\text{sal}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

despejando V_{sal} :

$$V_{\text{sal}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{\text{ref}}$$

sustituyendo valores:

$$V_{sal} = \frac{3.82 \text{ Kohms} + 3.48 \text{ Kohms}}{3.48 \text{ Kohms}} 7.15 \text{ V} = 14.99 \text{ voltios.}$$

La resistencia de corto circuito (R_{sc}), para una corriente máxima de salida de 140 mA, será:

$$R_{sc} = \frac{V_{bel}}{I_{sal(max)}} = \frac{0.7 \text{ V}}{140 \text{ mA}} = 5 \text{ ohms}$$

Si $I_{sal} \geq 140 \text{ mA}$, entonces $V_{R_{sc}} \geq 0.7 \text{ V}$ y T_2 se satura. Por lo tanto $V_{cb2} \leq 0.2 \text{ V}$. Esto implica que $(V_{bel} + V_{be3}) \leq 0.2 \text{ V}$, por lo que T_1 y T_3 estarán cortados y el voltaje de salida (V_{sal}) será de cero voltios.

Fuente de alimentación de -15 V- La fig. V.12, muestra el diagrama completo de la fuente de -15 V.

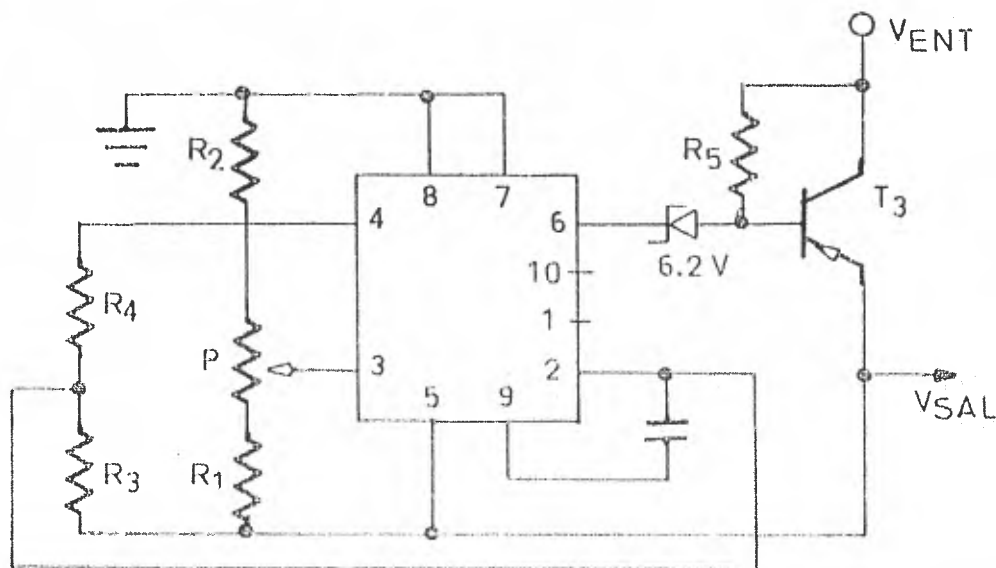


Fig. V.12. Fuente de -15 V.

La siguiente figura, fig. V.13, nos muestra el diagrama de esta fuente (-15 V), analizando también el circuito interno del regulador de voltaje - 1M 723.

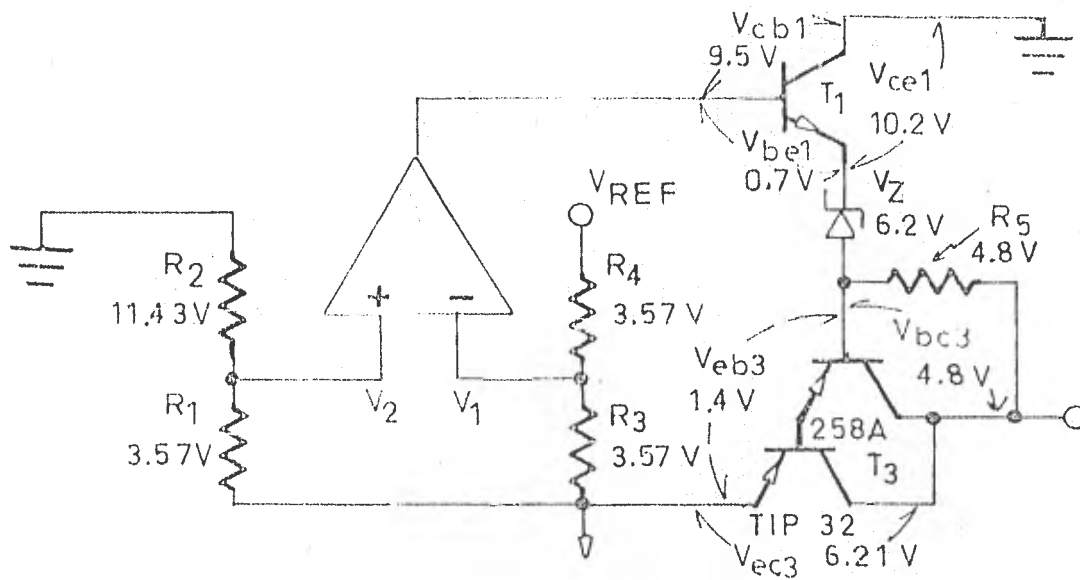


Fig. V.13. Conexiones de LM723 para la fuente de - 15 V.

En ambas figuras anteriores:

$$R_1 = 1.2 \text{ Kohms}$$

$$R_2 = 4.3 \text{ Kohms}$$

$$R_3 = R_4 = 3 \text{ Kohms}$$

$$P = 500 \text{ ohms}$$

$$V_{\text{ref}} = 7.15 \text{ V}$$

$$V_z = 6.2 \text{ V}$$

Las expresiones para V_1 y V_2 , son las siguientes:

$$V_1 = \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_{\text{ref}} = 1/2 V_{\text{ref}} \dots (9)$$

$$V_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{\text{sal}} \dots (10)$$

El voltaje de salida del amplificador será:

$$V = A (V_1 - V_2) \dots (11); \text{ sustituyendo (9) y (10) en (11):}$$

$$0 = \frac{V_o}{A} = V_1 - V_2 = 1/2 V_{ref} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sal}$$

despejando V_{sal} :

$$V_{sal} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \times 1/2 V_{ref}$$

sustituyendo valores en la última expresión:

$$V_{sal} = \frac{1.2 \text{ K} + 4.3 \text{ K}}{1.2 \text{ K}} \times \frac{7.15 \text{ V}}{2} = 16.3 \text{ V}$$

con un ajuste de R_1 y R_2 , se puede llegar a un valor más cercano a 15 V.

Fuente de alimentación de - 5 V - El voltaje de entrada para esta fuente es la salida de la fuente de - 15 V. El diagrama de conexiones de esta fuente se muestra en la fig. V.14.

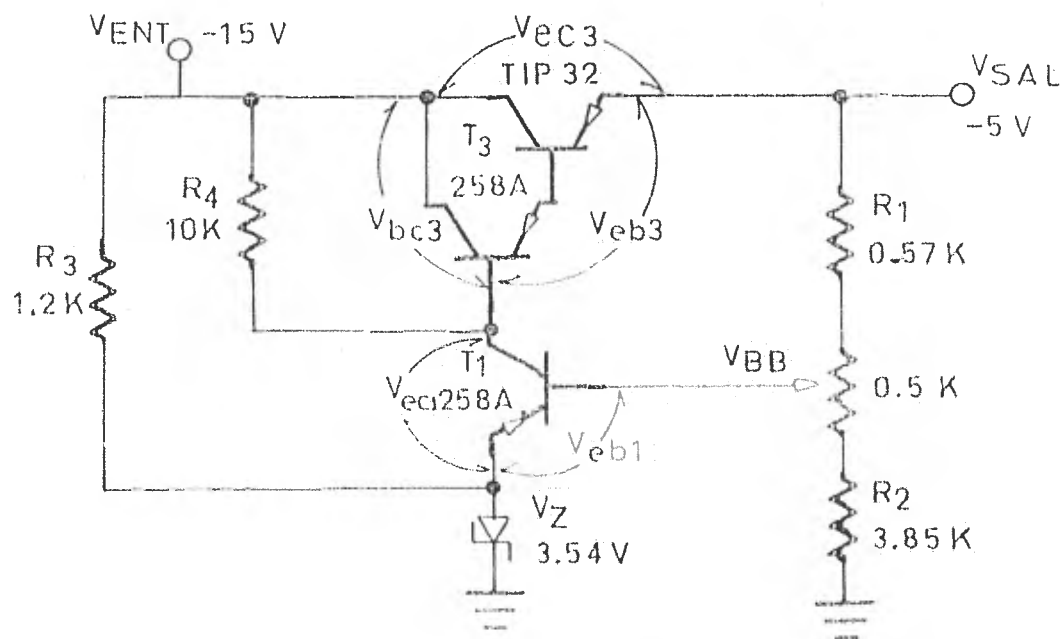


Fig. V.14. Fuente de - 5 V.

Como se alcanza a apreciar en la fig. V.14:

$$V_{bc3} = 10 \text{ V}$$

y como:

$$V_{ent} = V_{sal} + V_{eb3} + V_{bc3}$$

esto es:

$$15 \text{ V} = 5 \text{ V} + 1.4 \text{ V} + V_{bc3}$$

entonces:

$$V_{bc3} = (15 - 5 - 1.4) \text{ V} = 8.6 \text{ V}$$

La caída de tensión en R_4 (V_{R4}), es igual a V_{bc3} , y como:

$V_{ent} = V_{bc3} + V_{ecl} + V_z$; sustituyendo valores y despejando V_{ecl} , se tiene:

$$V_{ecl} = (15 - 8.6 - 3.54) \text{ V} = 2.86 \text{ V}$$

El voltaje de salida (V_{sal}) será igual a: (ver fig. V.15)

$V_{sal} = V_{eb3} - V_{ecl} - V_z$; sustituyendo valores:

$$V_{sal} = 1.4 \text{ V} - 2.86 \text{ V} - 3.54 \text{ V} = -5 \text{ V}$$

$$V_{sal} = -5 \text{ V}$$

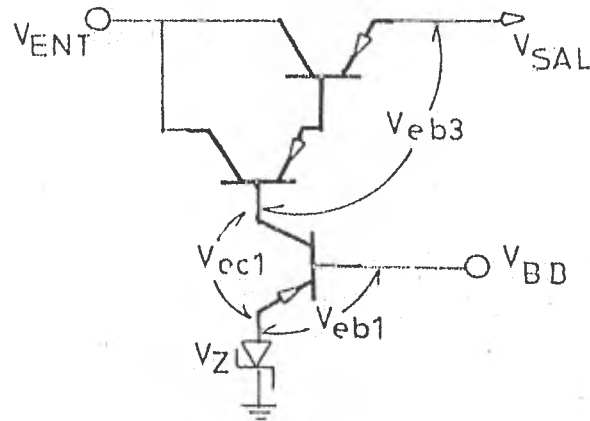


Fig. V.15.

Las resistencias R_1 y R_2 (fig. V.15), sirven para lograr un voltaje de retroalimentación (V_{bb}), el cual es igual a:

$$V_{bb} = V_{ebl} + V_z \quad \dots (12)$$

y como en la fig. V.14:

$$V_{bb} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sal}$$

despejando V_{sal} :

$$V_{sal} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{bb} \dots (13) ; \text{ sustituyendo (12) en (13):}$$

$$V_{sal} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} (V_{ebl} + V_z)$$

CAPITULO VI. ANALISIS CUALITATIVO Y CUANTITATIVO DEL SISTEMA.

VI.1. Funcionamiento Teórico.

Para poder obtener gráficamente el comportamiento del instrumento - Medidor y Controlador de Temperatura, se utilizó un horno eléctrico como sistema al cual se le desea controlar la temperatura interna. El hecho de utilizar un horno eléctrico representa una gran ventaja ya que con solo "administrar" la corriente que fluya a través de su resistencia, podremos ya sea, calentar o mantener el valor de temperatura deseado en su interior. Cabe hacer aclaración, aunque más adelante veremos también, esta "administración de corriente no es en cantidad sino en duración. Esto es que cuanto más nos acerquemos al valor de temperatura deseado, la duración de la corriente que fluya por la resistencia del horno se irá acortando.

El horno a que hemos hecho referencia se muestra en la fig. VI.1.

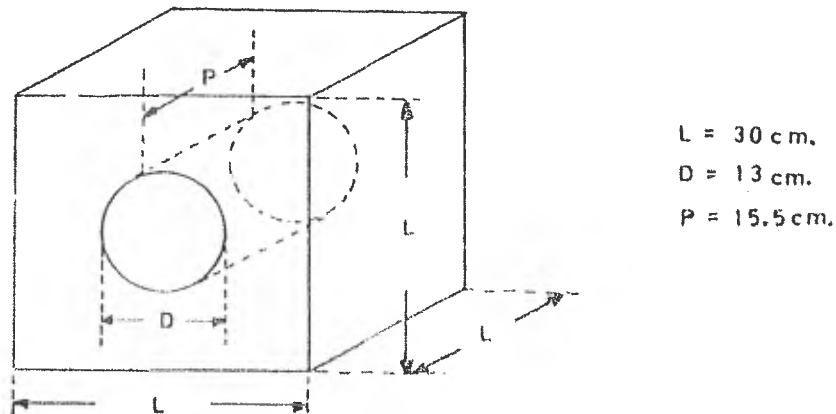


Fig. VI.1. Horno utilizado para observar el comportamiento del instrumento.

Se trata de un horno que funciona a 117 V de corriente alterna y cuya resistencia es de 41.6 ohms. Por lo tanto circulará una corriente de 3 amp.

La potencia que disipa la resistencia, en forma de calor, es por lo tanto:

$$P = V I = 375 \text{ Watts.}$$

Para calcular la cantidad de calorías que disipa la resistencia del horno en un determinado tiempo, se utiliza la siguiente expresión:

$$Q = \frac{P \cdot t}{4.18} \dots (1),$$

donde:

Q-es el calor en calorías; depende de la potencia del horno y del tiempo en que la corriente es aplicada.

P-es la potencia que disipa la resistencia del horno (en forma de calor) en Watts.

4.18-es el factor de conversión de Joules a Calorías.

t-es el tiempo que se aplica energía al horno, en segundos.

Se debe tomar en cuenta que el valor de la resistencia del horno - puede variarse, y esto obligará a su vez un cambio en la potencia; pero sin - alterar la resistencia, la potencia se considera constante. Por lo tanto la - única variable en la ec. (1) es el tiempo (t), a continuación se analizará - con más detenimiento.

Como se vio en el capítulo III (control digital), existen ciclos - de muestreo cada 8 segundos, los cuales pueden ser divididos en dos períodos - identificados de la siguiente manera: el primer período será el tiempo (t_1) - en el cual el control digital permite el paso de la corriente al horno, y el - segundo período será un tiempo (t_2) en el cual el control inhibe la corriente - al horno.

Para encontrar el tiempo (t_1), en el cual se permite el paso de la corriente hacia la resistencia del horno, utilizaremos el factor " g_n ", el cual se analiza en el capítulo III, y representa el tiempo para cada pulso, para las diferentes ganancias ($n = 1, 2, 3, \dots, 9$).

Al multiplicar el factor " g_n " por el número de pulsos que permite pasar el comparador; que a su vez, son iguales a la diferencia $(T_c - T_s)10$, -- encontramos directamente el tiempo (t_1) -- t_1 será menor o igual a 8 segs.

$$t_1 = g_n (T_c - T_s)10.$$

por lo tanto:

$$\Delta Q_1 = \frac{P \cdot t}{4.18} = \frac{P \cdot \{g_n (T_c - T_s)10\}}{4.18} \text{ calorías ... (2)}$$

Donde ΔQ_1 es el incremento de calor (en calorías) para un período de tiempo $t_1 \leq 8$ seg.

La ecuación (2) podrá ser usada para encontrar los incrementos de calor para cada 8 segundos únicamente, no se podrán calcular incrementos para tiempos menores de 8 segundos.

Para encontrar cuántas calorías disipa el horno por cada grado centígrado de elevación de la temperatura en el mismo, se conectó el horno directamente a la línea y se tomaron lecturas de temperatura en un tiempo determinado. La fig. VI.2 muestra la gráfica de este hecho.

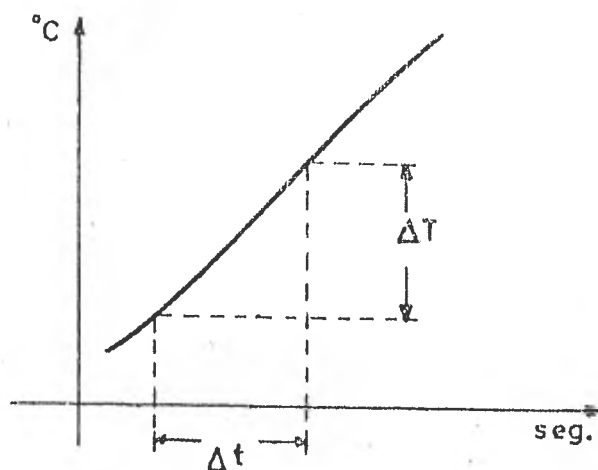


Fig. VI.2.

En estas condiciones se encontraron los siguientes valores:

$$\Delta t = 43.7 \text{ seg.}$$

$$\Delta T = 10.5 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Posteriormente se calcula el incremento de calor en este incremento de tiempo, tomando en cuenta la potencia disipada en las resistencias, con la siguiente expresión:

$$\Delta Q = \frac{P (\Delta t)}{4.18} \text{ cal} = \frac{375 (43.7)}{4.18} = 3,920.45 \text{ calorías.}$$

Para encontrar la cantidad de calor necesaria para producir una elevación de temperatura de 1 °C al horno, en las condiciones en las cuales se tomó la gráfica de la fig. VI.2, se utiliza una relación de la cantidad de calor Q aplicada a un cuerpo (en este caso al mismo horno), a su correspondiente elevación de temperatura ΔT . A esto se le llama capacidad calorífica de un cuerpo.

$$c = \text{capacidad calorífica} = \frac{\Delta Q}{\Delta T} \text{ (cal/}^\circ\text{C)}$$

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta T} = \frac{3,920.45}{10.5} = 373.4 \text{ cal/}^\circ\text{C}$$

de igual forma:

$$\Delta Q = C_e m \Delta T$$

donde:

m -- es la masa.

C_e -- es la capacidad calorífica de un cuerpo por unidad de masa, llamada calor específico (C_e); es característica del material de que está compuesto el cuerpo.

$$C_e = \frac{\text{Capacidad Calorífica}}{\text{masa}} = \frac{\Delta Q / \Delta T}{m} \quad (\text{cal/g } ^\circ\text{C}) \quad \dots(3)$$

Despejando de (3), ΔT , encontramos que el incremento de temperatura será igual a:

$$\Delta T = \frac{\Delta Q}{C_e m} = \frac{P \Delta T / 4.18}{C_e m} \quad \left(\frac{\text{cal}}{\text{cal.g/g } ^\circ\text{C}} \right)$$

quedando unidades en $^\circ\text{C}$.

Por lo tanto, el incremento de temperatura para el tiempo t_1 será:

$$\Delta T = \frac{P t_1}{4.18 m C_e} \quad (^\circ\text{C}) = \frac{P \left[\text{gn } (T_c - T_B) 10 \right]}{(m) 4.18 (C_e)} \quad (^\circ\text{C}) \quad \dots(4)$$

Al igual que la ecuación (3), la ecuación (4) podrá ser usada para encontrar el incremento de temperatura para cada 8 segundos.

VI.2. Resultados.

Pruebas hechas en el laboratorio.

Para registrar la variación de la temperatura del sistema con respecto al tiempo, se utilizó un graficador, con el cual observamos el comportamiento del sistema.

Estos registros se efectuaron en las siguientes condiciones: se inició con las condiciones iniciales, donde el horno se encuentra a temperatura ambiente. El primer caso que se presenta es para una temperatura de consigna de $58.4\text{ }^{\circ}\text{C}$. Todas las pruebas abarcan las ganancias que nos proporciona el instrumento y son de la ganancia 1 a la ganancia 9. Esto es con el fin de obtener diferentes respuestas a diferentes condiciones de operación del instrumento.

Algunas de las gráficas obtenidas son las siguientes:

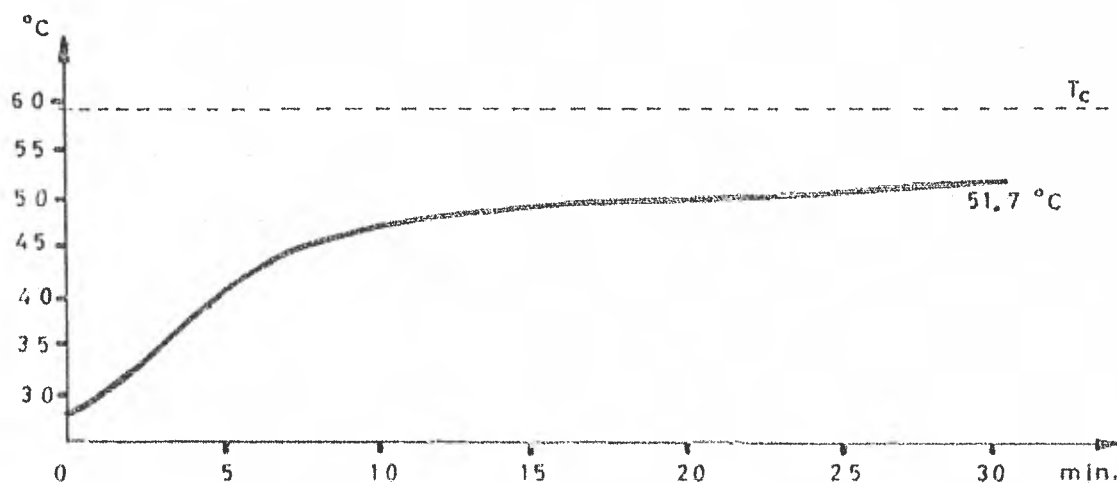


Fig. VI.3.

En la gráfica de la fig. VI.3, se tiene una temperatura de consigna de $58.4\text{ }^{\circ}\text{C}$, temperatura inicial de $28\text{ }^{\circ}\text{C}$ y ganancia de 1.

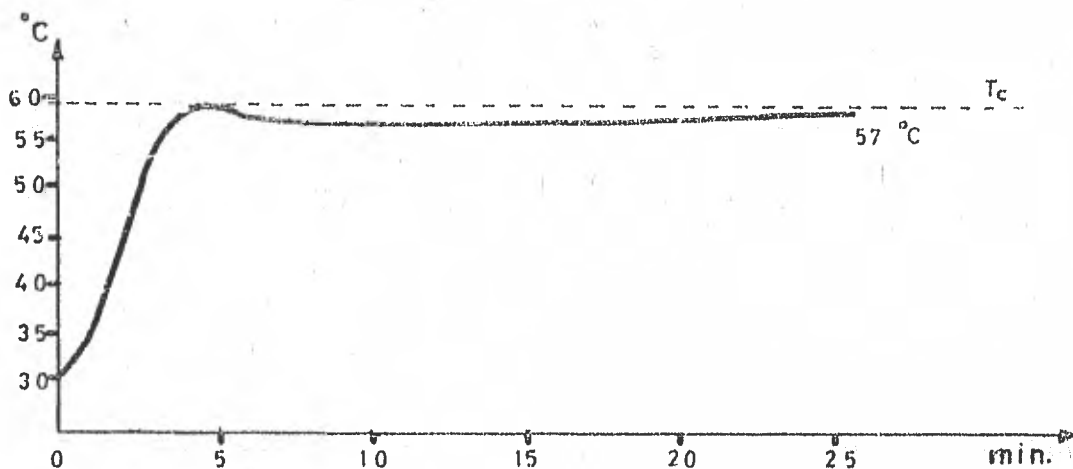


Fig. VI.4.

En la gráfica de la fig. VI.4, tenemos una temperatura de consigna de 58.4 °C, temperatura inicial de 31.2°C y una ganancia de 5.

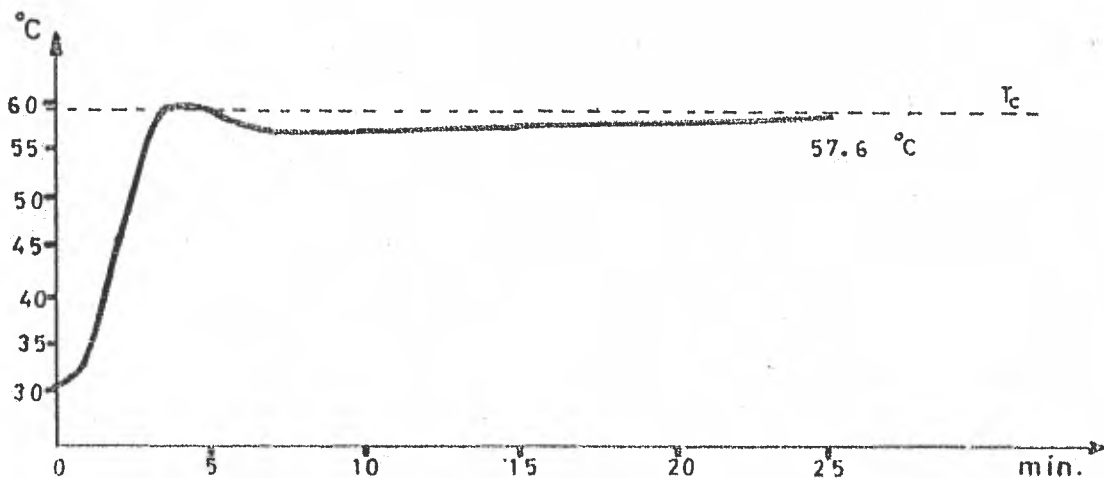


Fig. VI.5

En la gráfica de la fig. VI.5, se tiene la misma temperatura de consigna, temperatura inicial de 31 °C y una ganancia de 9.

En los siguientes registros, que a continuación se ilustran, la temperatura de consigna es de 115.8 °C, y también las ganancias son 1, 5 y 9.

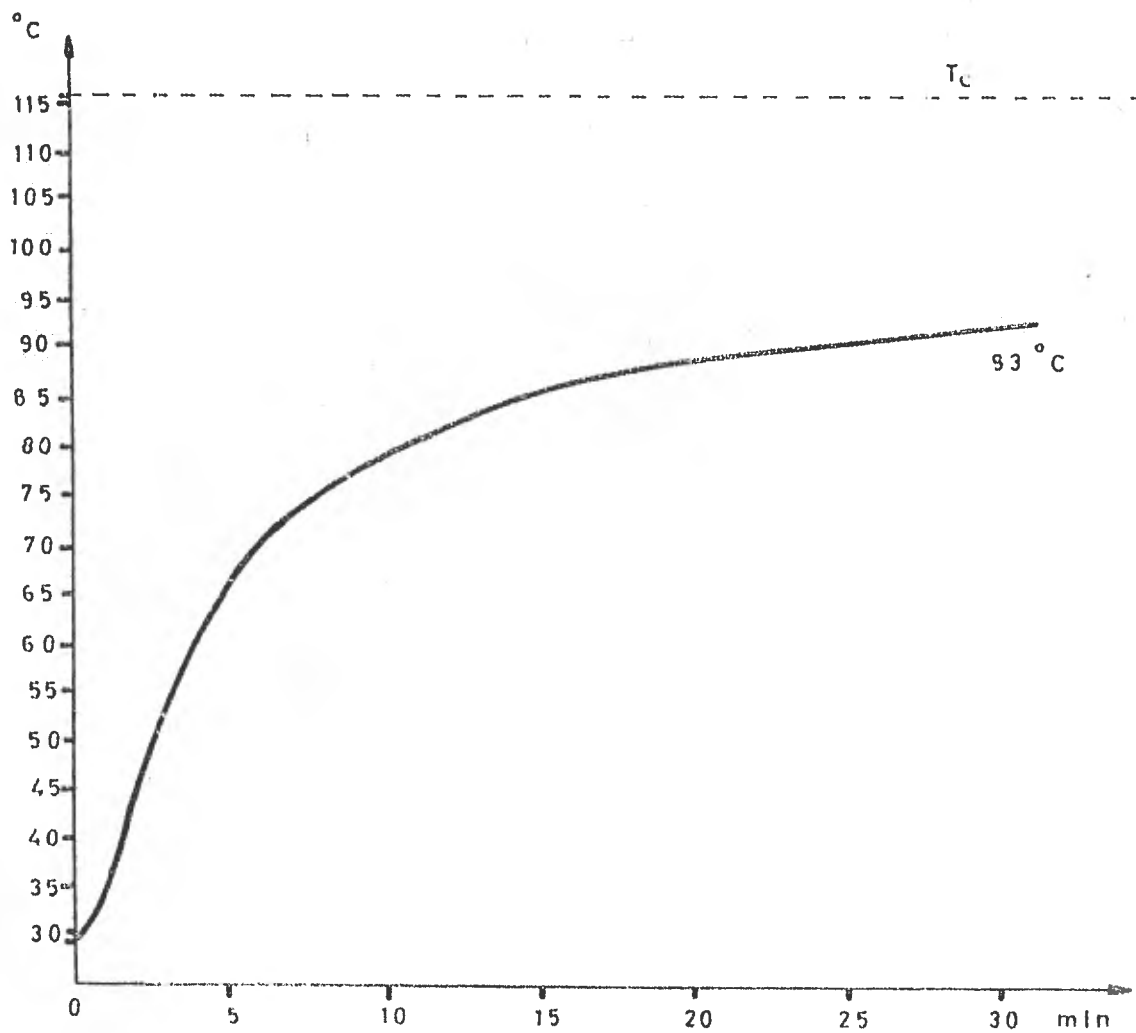


Fig. VI.6.

En la gráfica de la fig. VI.6, se tiene una temperatura de consigna de 115.8 °C, temperatura inicial de 28.6 °C y ganancia 1.

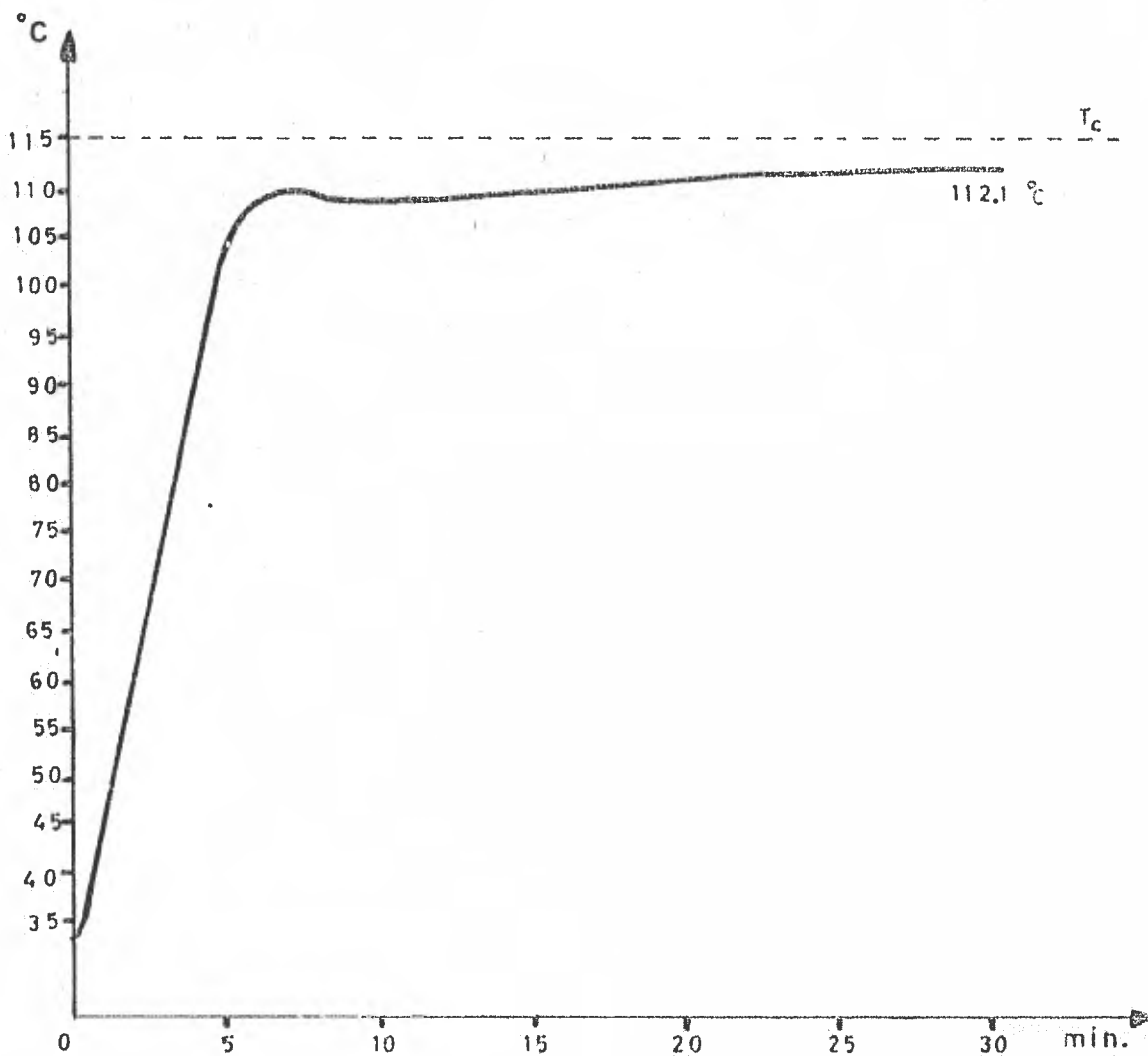


Fig. VI.7.

En la gráfica de la fig. VI.7, se tiene la misma temperatura de consigna, temperatura inicial de 33 °C y ganancia de 5.

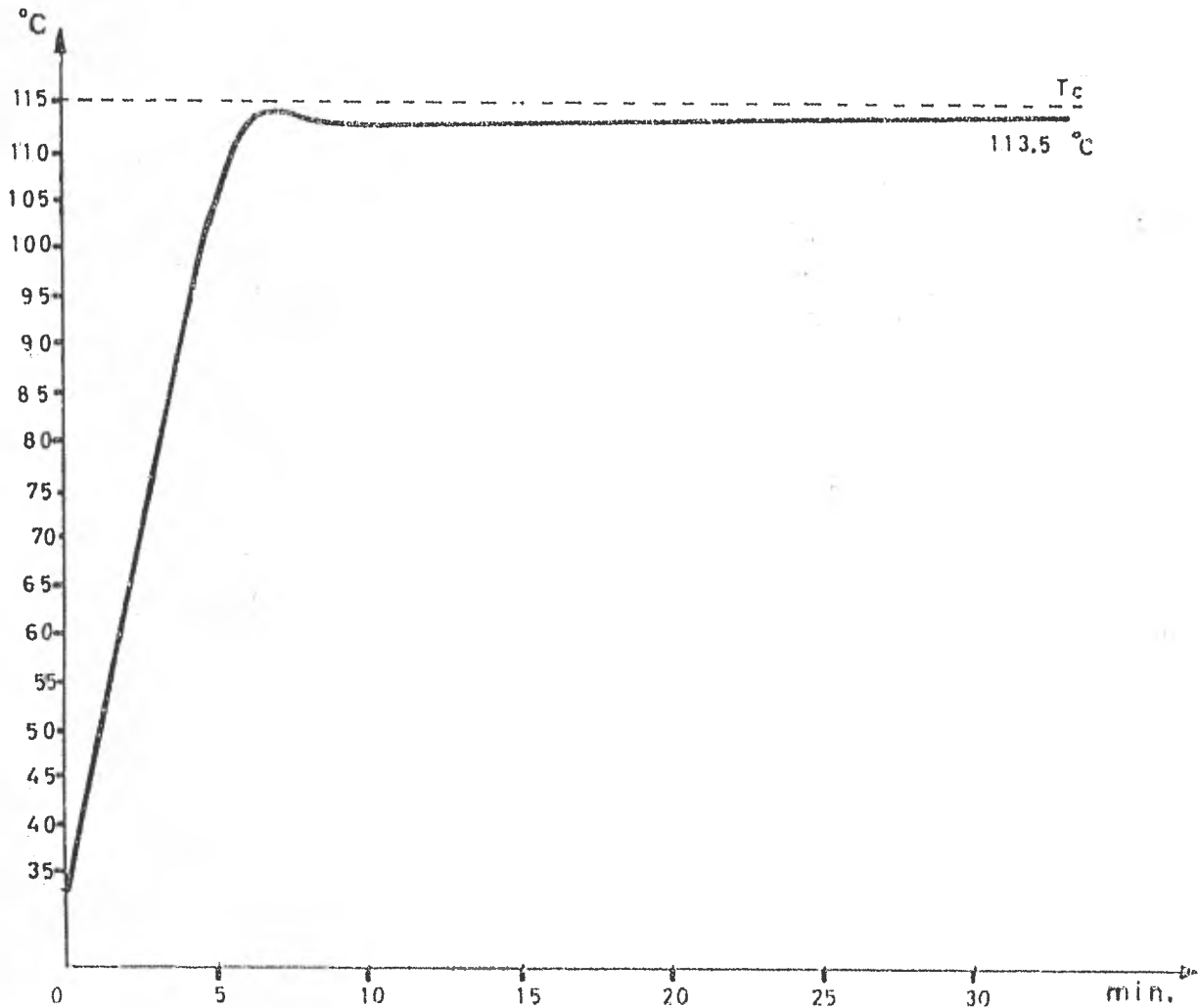


Fig. VI.8.

En la fig. VI.8, se tiene la gráfica en la que la temperatura de -
consigna es de 115.8 °C, temperatura inicial de 33 °C y ganancia de 9.

Como se puede observar, a través de estas gráficas, la respuesta
del horno es mucho más rápida con ganancia grande que con ganancia pequeña.

Cuando la respuesta del horno se estabiliza (temperatura) es por

que las pérdidas del horno son iguales a la energía calorífica disipada en su resistencia, por lo que se puede determinar la cantidad de calorías que se pierden en un lapso de 8 segundos; el horno tendrá más pérdidas en una temperatura mayor que en una temperatura baja. Esto se puede determinar de la siguiente manera:

El tiempo t_2 , o sea el tiempo que no se aplica energía al horno en un ciclo de 8 segundos es el siguiente;

$$t_2 = 8 \text{ segundos} - g_n (T_c - T_s)$$

Para calcular las pérdidas, cuando el horno tiene la temperatura de consigna de 58.4 °C se analizarán las diferentes gráficas para esta temperatura de consigna en el rango de tendencia a estabilizarse la temperatura para calcular cuántas calorías disipa la resistencia del horno para mantener la temperatura estable. Por ejemplo:

Para ganancia 1.

la temperatura tiende a estabilizarse en 51.7 °C;

$$Q = \frac{375 [0.008(58.4 - 51.7)10]}{4.18} = 48.1 \text{ calorías}$$

siendo $t_2 = 7.46 \text{ seg.}$

Para ganancia 5.

la temperatura tiende a estabilizarse en 57 °C;

$$Q = \frac{375 [0.040(58.4 - 57.0)10]}{4.18} = 50.23 \text{ calorías.}$$

siendo $t_2 = 7.44$ seg.

Para ganancia 9.

la temperatura tiende a estabilizarse en 57.6 °C;

$$Q = \frac{375 [0.072 (58.4 - 57.6)10]}{4.18} = 51.67 \text{ cal.}$$

siendo $t_2 = 7.42$ seg.

Como t_2 se aproxima a 7.5 seg, se puede decir que para temperaturas próximas a 58.4 °C el sistema tiende a estabilizarse, cuando se están aplicando entre 40 y 60 calorías cada 8 segundos; lo cual es igual a las pérdidas que sufre el horno. Pero se debe tomar en cuenta que no se dió el tiempo suficiente para que la temperatura del horno, antes de iniciar la siguiente medición, llegara hasta un valor en el cual se pudiera considerar el calor interno del horno, uniforme. En las gráficas se puede apreciar este hecho, ya que la curva de respuesta, en su parte inicial, aún cuando no se aplique energía, se empieza a registrar un ligero levantamiento.

El análisis, que a continuación mostramos, nos indica las pérdidas que tiene el horno cuando la temperatura de consigna es de 115.8 °C.

Para ganancia 1; la temperatura tiende a estabilizarse en 99.4 °C, por lo tanto:

$$Q = \frac{375 [0.008(115.8 - 99.4)10]}{4.18} = 117.7 \text{ cal.}$$

siendo $t_2 = 6.68$ seg.

Para ganancia 5; la temperatura tiende a estabilizarse en 112.1 °C.

$$Q = \frac{375 [0.040(115.8 - 112.1)10]}{4.18} = 132.8 \text{ cal.}$$

siendo $t_2 = 6.52$ segundos.

Finalmente, para ganancia 9; la temperatura tiende a estabilizarse en 113.5 °C.

$$Q = \frac{375 [0.072(115.8 - 113.5)10]}{4.18} = 148.6 \text{ cal.}$$

siendo $t_2 = 6.34$ seg.

Como puede apreciarse, el sistema tiende a estabilizarse cuando se están aplicando entre 125 y 150 calorías cada 8 segundos, lo cual es equivalente a las pérdidas del horno para rangos de temperatura cercanos a 115.8 °C, y cuando t_2 se aproxima a 6.5 segundos.

A continuación se desarrollará un ejemplo donde la ecuación (4).

Se tienen los siguientes valores:

T_c - temperatura de consigna = 58.4 °C

T_{s_0} - temperatura inicial = 25.9 °C.

g - ganancia 8

La potencia disipada por la resistencia es de 375 Watts.

$u C_p = 373.4$

la ecuación (4):

$$\Delta T = \frac{P (\epsilon_B (T_c - T_B) t_0)}{4.18 m C_p} \quad (^\circ\text{C});$$

de la tabla III.17, $\epsilon_B = 0.064$;

sustituyendo valores:

$$\Delta T_1 = \frac{375 (0.064(584 - 259))}{4.18 (373.4)}$$

como $(T_c - T_B)t_0$ es mayor que 125, se toma en cuenta 125 como valor máximo y como el máximo tiempo que se le proporciona energía al sistema es de 8 segundos se toma este tiempo. Por lo tanto:

$$\Delta T_1 = \frac{375 (8)}{4.18 (373.4)} = 1.92 \quad ^\circ\text{C}$$

entonces:

$$T_{s1} = T_{s0} + \Delta T_1 = 25.9 + 1.92 = 27.8 \quad ^\circ\text{C}$$

En estas condiciones la curva subirá con incrementos de temperatura de 1.92 °C, mientras la diferencia $(T_c - T_B)t_0$ sea mayor de 125.

- caso (2) - $T_{s2} = T_{s1} + \Delta T_2 = 27.9 + 1.9 = 29.8 \quad ^\circ\text{C}; t_1 = 8 \text{ seg.}$
 " (3) - $T_{s3} = T_{s2} + \Delta T_3 = 29.8 + 1.9 = 31.7 \quad ^\circ\text{C}; t_1 = 8 \text{ seg.}$
 " (4) - $T_{s4} = T_{s3} + \Delta T_4 = 31.7 + 1.9 = 33.6 \quad ^\circ\text{C}; t_1 = 8 \text{ seg.}$
 " (5) - $T_{s5} = T_{s4} + \Delta T_5 = 33.6 + 1.9 = 35.5 \quad ^\circ\text{C}; t_1 = 8 \text{ seg.}$
 " (6) - $T_{s6} = T_{s5} + \Delta T_6 = 35.5 + 1.9 = 37.4 \quad ^\circ\text{C}; t_1 = 8 \text{ seg.}$
 " (7) - $T_{s7} = T_{s6} + \Delta T_7 = 37.4 + 1.9 = 39.3 \quad ^\circ\text{C}; t_1 = 8 \text{ seg.}$
 " (8) - $T_{s8} = T_{s7} + \Delta T_8 = 39.3 + 1.9 = 41.2 \quad ^\circ\text{C}; t_1 = 8 \text{ seg.}$
 " (9) - $T_{s9} = T_{s8} + \Delta T_9 = 41.2 + 1.9 = 43.1 \quad ^\circ\text{C}; t_1 = 8 \text{ seg.}$
 " (10) - $T_{s10} = T_{s9} + \Delta T_{10} = 43.1 + 1.9 = 45.0 \quad ^\circ\text{C}; t_1 = 8 \text{ seg.}$

caso (11) - $T_{s11} = T_{s10} + \Delta T_{11} = 45.0 + 1.9 = 46.9 \text{ } ^\circ\text{C}$; $t_1 = 8 \text{ seg.}$

" (12) - En este caso $(T_c - T_s)X10 = 115$; siendo menor que 125, por lo que se empieza, en este valor de temperatura, a cortar el tiempo de envío de energía al sistema, comprobándose de la siguiente manera:

$$\Delta T_{12} = \frac{375 [0.064(584 - 469)]}{4.18 (373.4)} = 1.8 \text{ } ^\circ\text{C}$$

por lo que:

$$T_{s12} = T_{s11} + \Delta T_{12} = 46.9 + 1.8 = 48.7 \text{ } ^\circ\text{C}; \text{ siendo } t_1 = 7.29 \text{ seg.}$$

En el caso (13), siguiendo con el mismo procedimiento:

$$\Delta T_{13} = \frac{375 [0.064(584 - 487)]}{4.18 (373.4)} = 1.5 \text{ } ^\circ\text{C}$$

por lo que:

$$T_{s13} = T_{s12} + \Delta T_{13} = 48.7 + 1.5 = 50.2 \text{ } ^\circ\text{C}; t_1 = 6.21 \text{ seg.}$$

$$\text{caso (14) - } \Delta T_{14} = \frac{375 [0.064(584 - 502)]}{4.18 (373.4)} = 1.3 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$T_{s14} = T_{s13} + \Delta T_{14} = 50.2 + 1.3 = 51.5 \text{ } ^\circ\text{C}; t_1 = 5.25 \text{ seg.}$$

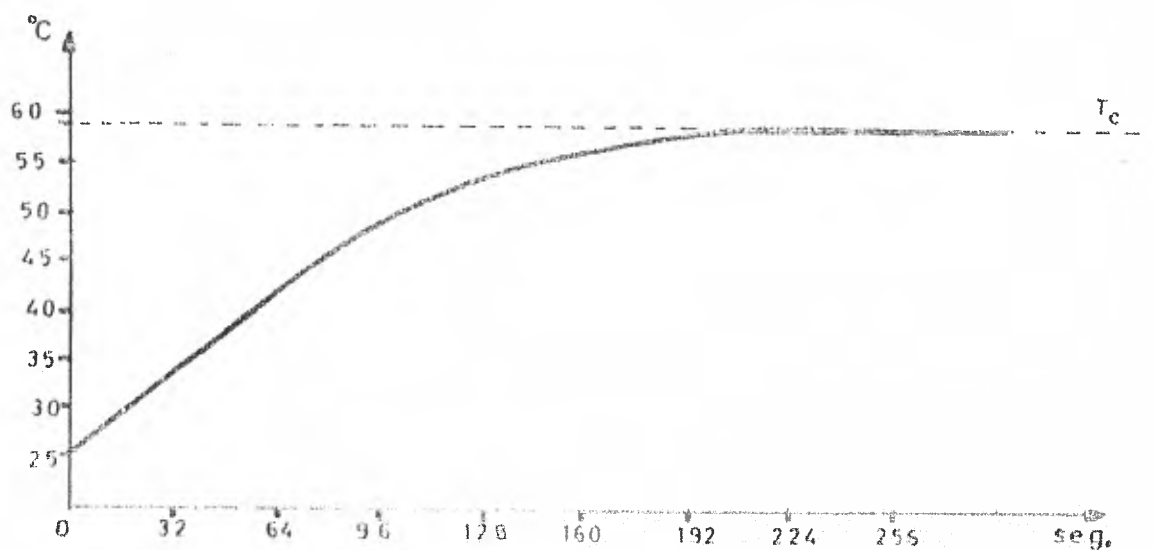
$$\text{caso (15) - } \Delta T_{15} = \frac{375 [0.064(584 - 515)]}{4.18 (373.4)} = 1.0 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$T_{s15} = T_{s14} + \Delta T_{15} = 51.5 + 1.0 = 52.5 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Utilizando el mismo procedimiento se obtienen:

T_{s16}	=	53.5 °C
T_{s17}	=	54.2 °C
T_{s18}	=	54.9 °C
T_{s19}	=	55.4 °C
T_{s20}	=	55.9 °C
T_{s21}	=	56.3 °C
T_{s22}	=	56.6 °C
T_{s23}	=	56.9 °C
T_{s24}	=	57.1 °C
T_{s25}	=	57.3 °C
T_{s26}	=	57.4 °C

El incremento de la temperatura, como se aprecia, cada vez es más pequeño, y como las pérdidas del horno son de 40 a 60 calorías cada 8 segundos y para T_{s27} se tiene un incremento de calor de 57 calorías, entonces podemos decir que el sistema se estabilizará cuando su temperatura haya alcanzado el valor de 57.4 °C. Graficando los valores de las temperaturas con respecto al tiempo, se tiene lo siguiente:



CAPITULO VII. CIRCUITOS IMPRESOS.

VII.1. Teoría General.

En la actualidad es difícil encontrar un equipo electrónico que no apoye su funcionamiento sobre un circuito impreso. Esta técnica de interconexión de los componentes electrónicos, tales como los circuitos integrados, es ampliamente usada al igual que otra técnica reciente de interconexión de circuitos. Esta última técnica, a que se hace referencia, es conocida como la técnica de "Wire Wrap".

La técnica de "wire wrap", o como se podría llamar en castellano, la "técnica del conductor tejido", consiste precisamente en "tejer" una red conductora entre las patitas de los componentes (en el lugar en que la conexión es requerida) que sobresalen a través de la placa de base perforada. Esta placa de base, como la del circuito impreso, es de material aislante y puede fabricarse en fibra de vidrio (generalmente) o fenol. La "red conductora" que se mencionó anteriormente, es la que se forma precisamente del hecho de interconectar las terminales de los diferentes componentes de que consta un circuito específico.

La técnica del "wire wrap" resulta de una utilidad enorme sobre todo cuando la densidad de componentes sobre una superficie determinada es considerablemente grande.

El ensado de circuitos, listos para funcionar, es mucho más rápido con la técnica de "wire wrap" que con la técnica impresa. Este hecho se traduce en el costo de ambas técnicas; mientras que en la técnica impresa se siguen

ciertos pasos, como se verá más adelante, a partir del diagrama primario del circuito; en la técnica "wire wrap" se realizan las conexiones directamente del diagrama primario. La técnica de "wire wrap" puede resultar tres o cuatro veces más cara que la técnica de impresión, pero el tiempo del armado de tablillas de circuitos, para ponerlos a funcionar se reduce en forma proporcional al costo del primero con respecto al segundo.

Debido a que en el presente trabajo, las tablillas que conforman las etapas del instrumento, se armaron con la técnica impresa, se avocará la teoría general al tratamiento de esta técnica.

El circuito impreso se desarrolla a partir de una placa enchapada en cobre sobre la cual, por medio de algunas técnicas que más adelante se expondrán, se logra eliminar el cobre no deseado quedando solamente el que permite establecer las conexiones entre los componentes.

En la realización de un circuito impreso se llevan a cabo tres aspectos importantes:

- 1- Seleccionar la placa cobreada.
- 2- Diseñar la impresión.
- 3- Eliminar el cobre no deseado.

Las placas cobreadas se componen de la base o soporte y de una lamina de cobre. Esta base o soporte se fabrica por diversos procedimientos, con materiales aglutinados por medio de una resina. Los materiales de base son normalmente papel y fibra de vidrio.

La placa aislante de soporte se forma sometiendo a fuerte presión los papeles y fibras impregnadas en resinas, bajo la acción del calor. De esta forma se consigue así su transformación en placas rígidas, conocidas como plás

litos estratificados, debido a que su formación se hace agrupando varios estratos de papel o fibra, y resina.

Las resinas usadas son de origen sintético, distinguiéndose dos grupos fundamentales: las termoplásticas y las termoendurentes. Las termoplásticas se presentan en forma de polvo, se ablandan y funden con el calor, pudiéndose - de esta forma, moldear. Al enfriarse conservan su forma. Las resinas termoendurentes se presentan en forma líquida más o menos pastosa. Por efecto de un catalizador se provoca un endurecimiento rápido de modo irreversible.

El cobreado se logra adhiriendo en caliente sobre el estratificado una hoja de cobre electrolítico, normalmente de 35 micras de espesor.

La distinción entre los diversos tipos de placas se hace en base al aglutinante y al material de base. Las propiedades mecánicas y eléctricas difieren de un tipo de placa o otra. Las placas sobre base de papel son las más económicas. El papel es un compuesto de celulosa y por tal razón tiene la inconveniencia de contener, en condiciones normales, entre el 5 y el 10% de agua. Las placas de aglutinantes fenólicos se hacen normalmente sobre base de papel; se caracterizan por un color marrón oscuro. Para trabajos profesionales o industriales se prefiere una base de tejido de vidrio. El tejido o fibra de vidrio tiene normalmente aglutinantes epoxídicos.

Con las placas de fibra de vidrio se obtienen excelentes características eléctricas y mecánicas. Esta placa se conoce por un color verdoso. Presenta la ventaja de no alterarse por el calor de la soldadura, mientras que las placas fenólicas tienden a curvarse. Para usos muy especiales se recurre a las placas de teflón que representan enormes ventajas de aislación y muy bajas pérdidas con la frecuencia.

Existen placas cobreadas de un sólo lado, y para casos especiales -

se dispone de dos caras, en este caso se dice que son lo doble faz. El cebrado de ambas caras es útil cuando la topografía del diseño del circuito ha sido difícil evitar los cruces de pistas, y cuando se trabaja en alta frecuencia, para efectos de blindaje.

La distribución de los componentes en el diseño del impreso debe hacerse de tal forma que no haya aglomeración ni espacios vacíos en la superficie. Esto permite una buena presentación y desde el punto de vista económico un aprovechamiento adecuado de la placa. Puede decirse que si el área cubierta representa un 50 ó 70% de la placa, se tiene un satisfactorio aprovechamiento de la misma.

Otro aspecto que se debe tomar en cuenta es el que nos muestra la fig. VII.1. En esta figura se da la corriente máxima de la pista (conexión impresa) en amperes en función del ancho de la misma, medida en milímetros, para una sobreelevación de temperatura de 40°C. Estos datos están determinados para un espesor de la laminilla de cobre que normalmente es de 35 micras.

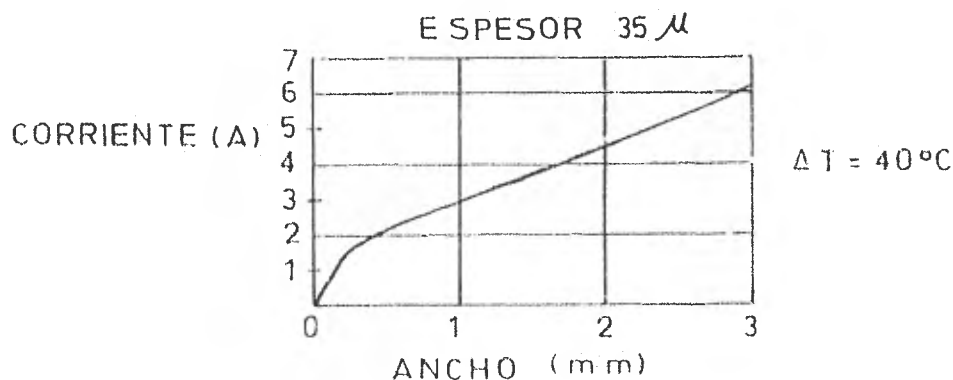


Fig. VII.1. El ancho de la pista depende del espesor del cobre, el incremento de temperatura admitido y la corriente circulante.

El procedimiento de diseño del circuito impreso comienza con el dibujo de las conexiones de los elementos que intervienen en el circuito sin to-

mar en cuenta, por el momento, las disposiciones de estos. El fin que se persigue en este momento, es la distribución de los elementos y su conveniente conexión. En este bosquejo primario se tiene la facilidad de borrar y hacer cambios para encontrar el mejor camino de continuidad, eliminando los cruces y líneas innecesarias. Resulta de utilidad el hecho de dibujar los componentes de un color y las líneas de conexiones de otro, para una mejor visión del circuito. La experiencia nos ha enseñado que mientras más componentes se manejen en un circuito, en el dibujo se presentarán los cruces de pistas con mayor frecuencia. Para este efecto es necesario valerse de un tercer color y en un mismo plano hacer todas las conexiones. Algunas veces es posible reducir los cruces, pensando en usar la placa de una faz; cuando no se logre evitar los cruces, se tendrá que recurrir a una placa de doble faz.

Una vez realizadas las conexiones en papel es conveniente revisar el esquema con el modelo ya sea con el diagrama o con el circuito en "araña" previamente probado su funcionamiento.

Independientemente del proceso de fabricación del impreso que se siga, es necesario realizar el proyecto en forma más precisa utilizando papel cuadrado en pulgadas para una mejor referencia de trazo. Cabe hacer la aclaración que tanto el dibujo preliminar como el preciso, se realizan por el lado en que los componentes se insertan en la placa, es decir desde arriba. En trabajos en los que se requiere mucha precisión por la cantidad grande de elementos, y por consiguiente, de pistas; será necesario hacer el proyecto en escala 2 : 1 ó mayor, de este modo, las imperfecciones en el trazado se reduce y permite trabajar con más comodidad. El dibujo o dibujos, según el caso, en forma paralela, comprenden la matriz de la que partirá el diseño de la impresión.

En forma breve se enunciaron algunos métodos para lograr la impresión del circuito sobre la cara o partes de la placa.

Existen varios métodos para la parte de impresión, siendo por su importancia, atendiendo a la complejidad y costo; el manual, el planográfico, el fotográfico y el de fotograbado.

El método manual resulta muy adecuado para la realización de prototipos, siempre que el diseño no sea complejo. Para este método se parte del diseño preliminar en escala 1 : 1. El dibujo se invierte ya que originalmente -- fué hecho por el lado de los componentes. Esto puede lograrse fácilmente por medio de papel carbón, de tal forma que las pistas se copian en la cara posterior de la misma hoja en que originalmente fueron dibujadas. Así, el circuito queda en la forma en que se vé desde la cara cobreada. La placa destinada para el impreso, con las dimensiones requeridas, debe asearse, liberándola de grasa y polvo para que la impresión sea aceptable. En estas condiciones, se copia el circuito (ya invertido), con papel carbón, romarcando firmemente el dibujo. Posteriormente, se hace uso de plantillas adhesivas especiales para estos trabajos, que se aplican con presión (como calcomanías), cubriendo el dibujo. Otra forma de llevar a cabo la cobertura del dibujo, es por medio -- de marcadores con tinta indeleble que dejan una película plástica protegiendo al cobre en esa parte para la etapa del ataque químico. El inconveniente que presenta el uso de marcadores reside en la poca precisión que se tiene en el trazo. Este es un problema crítico cuando se trabaja con circuitos -- integrados. En las plantillas mencionadas anteriormente, se cuenta con una -- amplia variedad de símbolos de encapsulados integrados por lo que su uso es -- más generalizado. La parte final del proceso es la inmersión de la placa en -- la solución de cloruro férrico para el ataque químico.

En el método planográfico se dispone sobre un marco de madera una -- tela de seda tensada, de malla fina. Se recubre la tela con una capa de emul-- sión fotosensible impermeabilizante que se expone a la luz a través del posi--

tivo de la fotografía del circuito, fig. VII.2. La parte de la tela expuesta a la luz natural retiene el impermeabilizante impidiendo el paso del agua a través de él. Con la parte no iluminada ocurre lo contrario, se desprende la emulsión en el enjuague con agua tibia. De este modo queda visible, en la pantalla de seda, el circuito impreso; siendo permeable la pantalla en la parte a estampar.

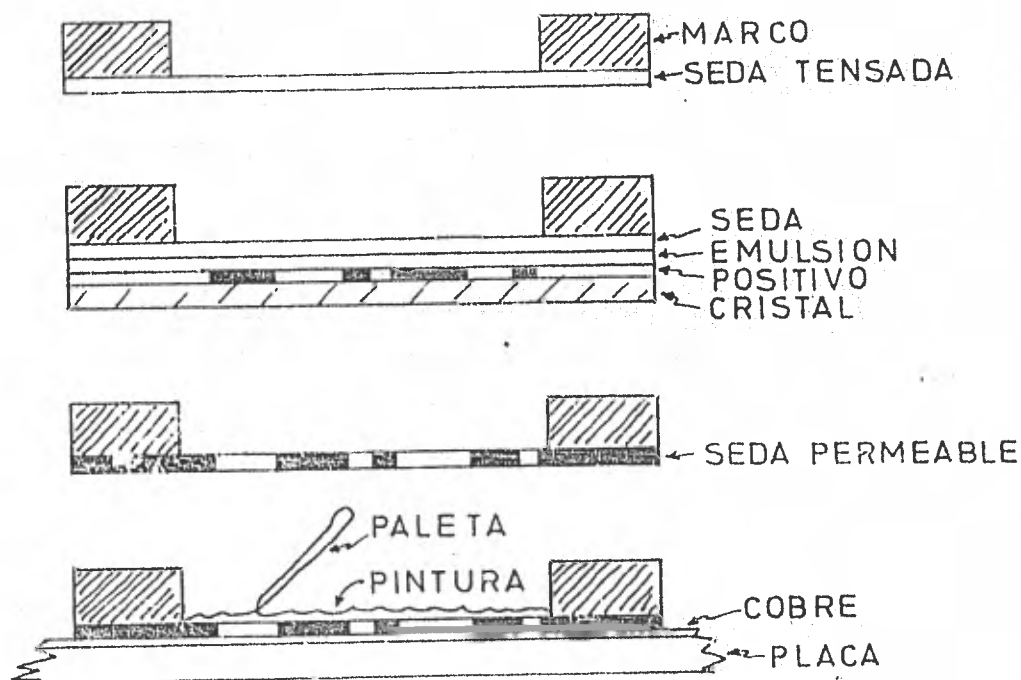


Fig. VII.2. Para obtener el estampado del impreso sobre el cobre planográficamente, se sensibiliza una seda de malla fina tensada sobre un marco de madera en la cual se encima el positivo de la fotografía del impreso. Iluminando éste, se impermeabiliza la seda, salvo la parte no iluminada, coincidente con el diseño del impreso. Aplicando la matriz obtenida sobre la cara cobreada y esparciendo sobre la misma una pintura vinílica, ésta pasa a través de la malla en sus partes permeables fijándose sobre el cobre. El estampado así obtenido se deja secar para proceder luego al ataque químico de la parte no pintada.

La matriz de seda bien tensada se aplica contra la cara cobreada de la placa. Se deposita dentro del marco una pintura líquida que se extiende por medio de una paleta de hule sobre la parte de seda a imprimir. Esta pintura atraviesa la matriz únicamente por la parte no impermeabilizada que corresponde al circuito impreso a estampar. Se retira la plaqueta y se deja secar para proceder al ataque químico. Este método tiene la ventaja de la rapidez cuando se deban hacer una serie pequeña de impresos, con una terminación aceptable. Este procedimiento se usa también para hacer la sobreimpresión de ubicación de componentes, y la máscara antisoldante.

El método fotográfico se explicará detalladamente en la siguiente sección ya que se trata del procedimiento empleado para la fabricación de los impresos en el presente proyecto.

En cuanto al método de Fotograbado se mencionará tan solo como otra alternativa para la fabricación de circuitos impresos .

VII.2. Método Fotográfico en la Fabricación de Circuitos Impresos.

La fabricación de impresos por el método fotográfico implica una serie de pasos que a continuación se describen. Este, como el método planográfico, tienen puntos similares como el uso de una placa fotográfica, las soluciones sensibilizantes, pero el procedimiento es distinto.

Para la parte del diseño de la impresión se tienen que elaborar dos dibujos; un dibujo a lápiz, en la escala necesaria, sobre papel cuadriculado; y otro sobre papel plástico translúcido en el cual se copia íntegramente, con la ayuda de las plantillas adhesivas, cubriendo el dibujo realizado a lápiz. Para evitar errores en el momento del copiado, es necesario valerse de una mesa de luz, fig. VII.2, que permite superponer las hojas de los dibujos y de

esta forma, apreciar claramente el dibujo inferior desde la parte superior de la mesa. Obviamente el plano de la mesa es de cristal.

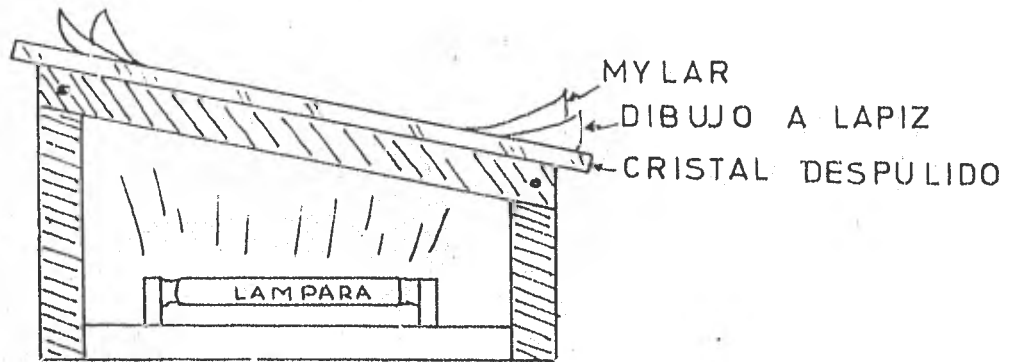


Fig. VII.3. Mesa con iluminación interior para copiar dibujos por superposición.

Con esta mesa se pueden lograr trabajos precisos en forma rápida - sin tener que efectuar el dibujo a tinta sobre papel consistente, ya que esto es más tardado y con posibilidades de error más frecuentes.

El material plástico que se usa para este efecto, es conocido con el nombre de papel Mylar, presenta una cara lisa y la otra porosa; lo que le da la apariencia translúcida. La cara porosa es necesaria para evitar reflejos en el momento de la toma de fotografías, además de que los símbolos adhesivos se fijan perfectamente en esta superficie. El cuidado que se debe tener es vigilar que no haya corrimiento entre uno y otro dibujo. Para evitar estas cercanzas, las hojas deben quedar perfectamente estiradas y fijadas a la mesa. Para el trazado de las pistas sobre el Mylar puede uno valerse de cintas adhesivas antirreflejantes de distintos anchos, según se requiera, -- que se pueden conseguir en lugares donde venden material para arte e ingeniería. Con estas cintas se pueden lograr curvas estrechas en espacios pequeños sin temor a la ruptura de las mismas. El costo del trabajo terminado resulta elevado por el material usado, pero se asegura un trabajo bastante preciso.

Las fotografías del diseño de impresión se pueden sacar en un pequeño laboratorio casero, sin embargo, cuando el trabajo requiere de mucha precisión, como lo exige un impreso de doble faz, es preferible enviar el dibujo a algún laboratorio especializado encargado de sacar los negativos, contando con el equipo adecuado, y de esta forma obtener los tamaños de las placas requeridos.

El procedimiento para obtener los negativos, por ejemplo en un laboratorio casero es el siguiente: el dibujo terminado en Mylar se coloca en un soporte rígido formando un plano perpendicular a una línea imaginaria que parte de la lente de la cámara. Esta línea imaginaria debe coincidir con el eje de simetría del dibujo. La cámara debe, también, permanecer rígida en un soporte. La iluminación del dibujo debe ser adecuada y uniforme. Enfocada la superficie, se hace disparar la cámara en varias ocasiones, con el fin de seleccionar la mejor fotografía (negativo), después del revelado del rollo. El revelado del rollo se efectúa dentro de un cuarto oscuro con iluminación filtrada (filtro ámbar o rojo) y con dos soluciones. Estas soluciones son el revelador y el fijador. En el revelador se sumerge la película el tiempo especificado para la concentración de esta solución (solo unos minutos), ya que hayan aparecido las imágenes en la película, ésta se sumerge en la solución fijadora, también unos minutos, y finalmente se enjuaga con agua corriente, y se deja secar. Después de seleccionar el negativo, se amplifica a las dimensiones reales del impreso. La amplificación se logra con un proyector vertical, el cual, con el negativo colocado en el lugar correspondiente, se hace proyectar su imagen sobre un plano horizontal. La imagen proyectada debe tener las dimensiones que se desea para el circuito impreso. Esta imagen a su vez, se hace proyectar sobre otra placa negativa la cual debe ser mayor a la imagen proyectada. La duración de la proyección es de unos segundos. Es necesario colocar un cristal sobre la placa negativa incidente, para que ésta adquiera una posición uniformemente horizontal. El revelado de esta nueva pe-

lícula se efectúa en la misma forma anteriormente mencionada. Este nuevo producto es el positivo del diseño de impresión original. Para obtener el negativo de éste último producto, se ponen en contacto tanto el positivo como una nueva placa de negativo y se proyecta luz únicamente, y finalmente después del revelado se obtiene la matriz de impresión. Una vez más, todo el proceso de revelado y exposiciones se efectúa en un cuarto oscuro.

Preparación de la Placa Cobreada- La preparación de la placa cobreada comienza con el cortado de la misma. Se limpian las superficies con algún solvente de tal manera que queden libres de polvo y grasa. En ocasiones es necesario pasar, con una lija fina de agua, las superficies cobreadas. Se debe contar con las siguientes soluciones: fotorresist o sensibilizador y revelador. El fotorresist es de consistencia ligeramente espesa, de un color amarillento transparente y olor penetrante. La aplicación del fotorresist sobre las caras cobreadas, se debe hacer, de preferencia, en un cuarto oscuro. Esta aplicación puede hacerse vertiendo la resina fotosensible directamente sobre la superficie cobreada, moviendo ésta de tal manera que la resina cubra por completo y en forma uniforme la cara, regresando al depósito el excedente de solución. También se puede aplicar por medio de una brocha de pelo fino, haciendo pasar ésta, impregnada de la resina, sobre la superficie de cobre suavemente y en forma uniforme. Después, se deja secar la placa, ya sea en condiciones ambientales, o bien con la ayuda de una parrilla eléctrica de tal manera de acelerar el secado por medio del calor.

Una vez que la placa está seca, se colocan los negativos por el lado correcto, sobre las superficies resinificadas de la placa (en cuarto oscuro), para después exponerla a las radiaciones ultravioleta. En este caso particular se utilizó una lámpara de sol. La exposición de la placa a las radiaciones, en estas circunstancias, es de alrededor de 12 minutos. Para fijar el negativo o los negativos a la placa, es necesario un bastidor como el que mues

tra la fig. VII.4. Esto permite una firme sujeción de las partes evitando el corrimiento de los mismos.

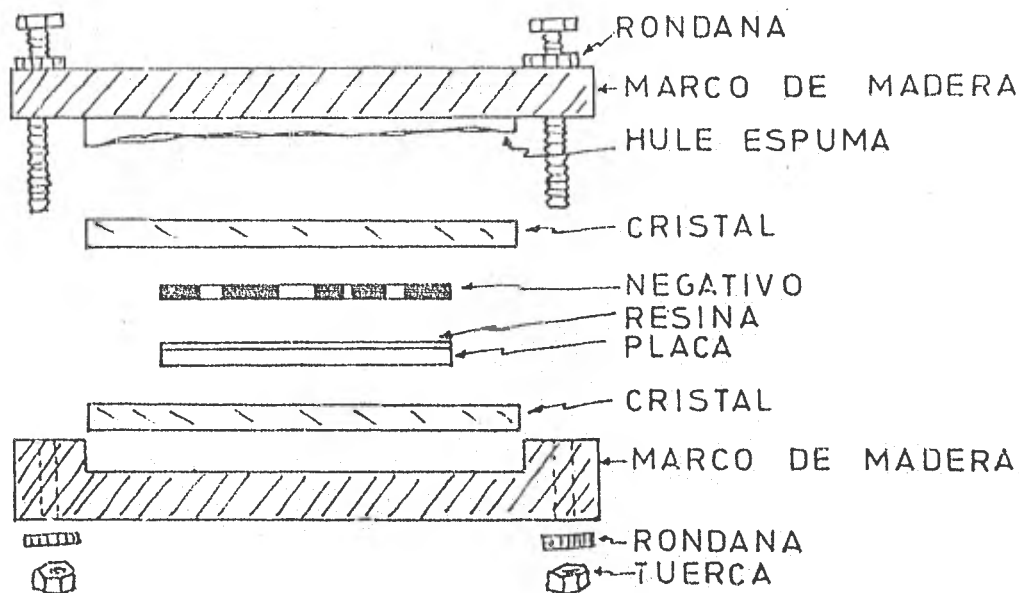


Fig. VII.4. Bastidor para sujetar el conjunto de cristales, placa y negativos.

El bastidor resulta muy útil cuando se trata de una impresión de doble faz. Para este caso, lo primero que se debe fijar son los negativos a los cristales por las caras que estarán en contacto con la placa, cuidando que coincidan todos los puntos comunes a ambos negativos y después se coloca la placa haciendo un "sandwich" y se ajustan los tornillos. El tiempo de exposición a las radiaciones es el mismo para ambas caras.

En el cuarto oscuro, en un recipiente conteniendo el revelador, se sumerge la placa, se agita ligeramente la placa para que el revelador, que es un solvente, desprenda la resina que no se fijó a la placa, permaneciendo la resina que recibió la luz. Una vez logrado esto, la placa se enjuaga con agua a chorro directo. En estas condiciones, la placa está lista para el ata

que químico.

Ataque Químico- Una vez protegida la parte de impresión, se puede pasar a la eliminación del cobre no deseado. El producto más usado para el ataque, es el percloruro férrico o cloruro férrico ($FeCl_3$). Este producto se consigue en forma granulada en una farmacia que expenda productos para los laboratorios químicos, o bien se puede adquirir la solución preparada. Resulta más económico comprar el cloruro granulado y hacer la preparación uno mismo. Diluyendo medio kilo de cloruro granulado en 3 litros de agua, se obtiene una solución salina bastante efectiva. La preparación se debe hacer en un recipiente de plástico o vidrio debido a las características corrosivas que posee. La placa se coloca dentro del recipiente conteniendo la solución salina, en una posición inclinada de preferencia. Se obtiene una mayor rapidez de eliminación del cobre, estando la solución a $45^{\circ}C$. Finalizado el ataque, la placa se enjuaga con agua a chorro directo para eliminar los residuos de cloruro. Posteriormente es necesario remover la resina adherida al cobre que dio lugar a las pistas con algún solvente. Se corta la placa para el ajuste de dimensiones y se perfora con una broca adecuada para la inserción de las patillas de los componentes, y se sueldan. Una vez soldadas, es recomendable aplicar una capa de barniz aislante para proteger al cobre de la oxidación.

CAPITULO VIII. ANALISIS ECONOMICO.

En este último capítulo se aborda un tema por demás importante y necesario que debe ser tomado en cuenta cuando se trata del diseño y construcción de un modelo o prototipo. En un análisis económico se toma en cuenta todo aquello que, desde el punto de vista monetario, involucra el llevar a cabo el desarrollo de un proyecto, así como la asignación del valor final del producto. Este último valor asignado estará determinado obviamente por el primero. La filosofía del comercio es, en primera instancia, cubrir los costos de producción de un determinado producto y obtener una ganancia para garantizar la continuidad de la producción.

En esta sección, nos limitaremos a exponer la lista de los componentes utilizados en la construcción del sistema que se trata en la presente Tesis así como su correspondiente precio y de esta forma estimar el costo total del prototipo, y posteriormente poder deducir lo que costaría el mismo haciendo una producción en serie.

Todos los precios que se dan están sujetos a variaciones de mercado.

Para las resistencias, capacitores y potenciómetros, únicamente se dará el número o cantidad utilizada y su precio global, esto es:

Resistencias	Precio
75 de 1/2 W	\$ 45.00
1 de 2 W	" 3.00
1 de 20 "	" 6.00
Capacitores cerámicos	
10	\$ 35.00

Capacitores electrolíticos	Precio
1 de 4700 microF.a 25 "	\$ 36.85
2 de 2200 " " 50 V	" 66.00
4 diodos	\$ 25.00
Potenciómetros	
5 preset	\$ 135.80
5 "trimpot" de 20 vueltas	" 286.35
2 disipadores de calor	\$ 132.00
Transistores	
7 - 2A237	\$ 41.50
4 - 2A259	" 34.00
2 - TIP 32	" 37.40
1 - TIP 31	" 17.00
1 - TIP 115	" 55.00
1 TRIAC - TIC 246 D	\$ 275.00
Transformadores	
1 - 117 - 15 Vac c/t - 1 A.	\$ 49.50
1 - 117 - 12 Vac - 2 A.	" 66.00
6 conectores	\$ 990.00
1 chasis	\$ 1600.00

" Displays "	Precio
1 - TIL 327	\$ 49.50
3 - TIL 312	" 40.40

Circuitos integrados

1 - MAT 01	\$ 70.00
3 - IM 723	" 165.00
1 - MCS 2400	" 148.00
1 - μ A 741	" 16.50
1 - μ A 747	" 33.00
1 arreglo de resistencias	" 53.35
1 - CRO 33	" 85.20
1 - LD 131	" 341.00
7 - 74192	" 259.50
3 - 7585	" 76.56
6 - 7483	" 283.80
2 - 74116	" 242.00
1 - 7482	" 47.30
1 - 7400	" 15.70
1 - 555	" 33.00
1 - 7404	" 24.20
1 - 7447	" 49.50
1 - 7406	" 18.40
1 - 7407	" 16.90
1 - 7417	" 20.00
1 - 74000	" 49.72
1 - Fuente rectificador 50 V - 2 A	\$ 23.10
1 - Fuente rectificador 50 V - 5 A	" 38.50

4 "Dualwheels"	\$ 374.00
1 - Interruptor IF/IT	\$ 41.80
Diseño del gabinete	\$ 3,000.00
Construcción del gabinete	\$ 2,500.00

A continuación se da una tabla de costos de fabricación de los circuitos impresos para cada etapa del prototipo.

ETAPA	DISEÑO	DIBUJO	NEGATIVO	IMPRESION	TOTAL
1) Control	\$ 2,000.00	\$ 3,500.00	\$ 190.00	\$ 950.00	\$ 6,640.00
2) Convertidor	" 1,800.00	" 3,500.00	" 190.00	" 950.00	" 6,440.00
3) Transductor	" 1,000.00	" 1,750.00	" 95.00	" 665.00	" 3,510.00
4) Fuente	" 1,000.00	" 1,750.00	" 95.00	" 665.00	" 3,510.00
5) Optoacoplador	" 200.00	" 500.00	" 95.00	" 665.00	" 1,460.00
6) Rectificador	" 400.00	" 1,000.00	" 95.00	" 665.00	" 2,160.00
7) "Display"	" 500.00	" 1,000.00	" 20.00	" 140.00	" 1,660.00
T O T A L				\$	<u>25,380.00</u>

En la tabla anterior, los precios de los diseños y dibujos están estimados de acuerdo al tiempo utilizado para hacerlos, adicional al costo del material de dibujo. Para calcular el costo de los negativos se considera a \$0.50 el centímetro cuadrado. La impresión en la placa tiene un costo de \$5.00 el centímetro cuadrado para la placa de doble cara y de \$3.50 para la de una cara.

Efectuando la suma de todos los precios y estimaciones anteriores se llega al costo del prototipo para una producción unitaria, y es:

\$ 37,431.53

Para una producción en serie se eliminan los siguientes gastos:

Diseño de los circuitos impresos	\$ 6,900.00
Dibujo de los circuitos impresos	\$ 13,000.00
Negativo de los circuitos impresos	\$ 780.00
Diseño del gabinete	\$ 3,000.00
	<hr/>
T O T A L	\$ 23,680.00

Por lo tanto en la producción en serie del prototipo, al costo de la producción unitaria se pueden derogar los gastos anteriormente calculados:

\$ 37,431.53
- \$ 23,680.00
<hr/>
\$ 13,751.53

Ahora, si se hace la consideración de que comprando los insumos por mayoreo se logra un 30% de ahorro en el costo calculado en el paso inmediato anterior. Esto traducido en pesos reporta un ahorro de \$ 4125.45, obteniéndose de esta manera un valor final parcial del sistema en producción en serie de:

\$ 9,626.07

Otro aspecto que se debe tomar en cuenta, en la evaluación económica, es que existen otros tipos de gastos que se ven involucrados en todo el -
vimiento de producción como son los gastos indirectos (secretarías, papelería, amortización de maquinaria y equipo etc.), por los cuales se aumenta en un 25% del costo en producción en serie, y además se aumenta un 15% debido a

los gastos imprevistos (alza de precios, transportación de material a la planta, etc.), lo que representa finalmente un aumento del 40% sobre el costo final parcial calculado anteriormente. Y finalmente el costo del prototipo producido en serie, esto es cada equipo, representa la cantidad de:

\$ 13, 476.49

CONCLUSIONES

Se hará un breve análisis de cada una de las etapas de que consta el Medidor y Controlador de Temperatura, se harán observaciones y comentarios sobre el funcionamiento de las mismas, sobre el costo en general del equipo, así como la fácil o difícil adquisición, en el país, de los elementos que componen cada etapa.

Para la etapa del sensor, como se mencionó en el capítulo I, se utilizó un circuito integrado denominado MAT 01, el cual es de difícil adquisición en el mercado nacional. Su funcionamiento es muy sencillo, acoplándole la etapa transductora se obtienen 10 mV por grado centígrado. Debido a que en esta etapa se manejan niveles de voltaje y corriente muy pequeños (μV y μA en el sensor), se deben emplear los componentes adecuados para lograr una calibración de valores precisa.

El funcionamiento, en conjunto, del sensor y transductor es esencial ya que proporciona el valor de la temperatura registrada en forma analógica para que, posteriormente, sea convertida ésta a una señal digital y, de esta forma, pueda ser exhibida en un tablero luminoso o "display". Este tablero muestra, en numeración decimal, el valor real de la temperatura registrada, teniendo de esta forma un termómetro digital.

El convertidor analógico-digital empleado presentó algunas dificultades de inestabilidad, en el período de experimentación, mismas que se redujeron notablemente al efectuar las pruebas sobre el circuito impreso conteniendo la etapa convertidora. Este integrado (LD 131), no es el mejor en su género, pero fue seleccionado por su fácil obtención en el mercado nacional y por su bajo precio. Las señales obtenidas en el convertidor son llevadas hacia la e-

del control de temperatura.

El diseño del control de temperatura se basa en circuitos integrados TTL, en general, su funcionamiento es bueno pero el consumo de corriente es grande ya que para realizar la función de control son necesarios 21 circuitos integrados. Sin embargo el consumo de energía puede abatirse utilizando lógica CMOS pues su consumo de potencia es mucho menor que la lógica TTL.

Para que el control de temperatura, en su etapa de potencia, pueda manejar un voltaje de línea de 117 Vac y una corriente limitada, en este caso, por las resistencias del horno al que se desea controlar la temperatura, sin dañar la circuitería de bajo voltaje (c.d) del equipo, aún cuando se sucitara un corto circuito en el el horno, se utiliza un optoacoplador el cual a su vez comanda un triac, que dependiendo de su estado (bloqueo o conducción) permite el paso o no de corriente a través de la resistencia del horno.

El funcionamiento de las fuentes de corriente directa reguladas es muy bueno, se observa esto en la fuente de + 5V la cual proporciona cerca de 2 amperes sin sufrir caída de tensión en sus terminales. El regulador empleado, el integrado IM 723, requiere para su funcionamiento de componentes externos. Esto obliga a hacer algunos gastos, aunque no muy considerables pero el equipo aumenta de volumen, refiriéndonos a sus dimensiones. Para las fuentes a las que no se les demanda mucha corriente es posible contruir las con algún otro regulador que requiera de menos componentes externos como los de la serie 78 ó 79.

Debido a que el sistema medidor y controlador es de tipo modular, se utilizó una tablilla de circuito impreso para cada etapa, esto es, se usa un circuito impreso para cada una de las siguientes etapas:

- a) Rectificación de voltaje.
- b) Regulación de voltaje.
- c) Transductor.
- d) Convertidor A/D.
- e) "Display".
- f) Control digital.
- g) Optoacoplador.

Las ventajas que se obtienen con el hecho de hacer el equipo en forma modular son:

1) Todas las tablillas de impresos están montadas en sus respectivos conectores; por lo que no hay conexión directa entre una tablilla y otra, y todo el cableado está en los conectores o zócalos.

2) En dado caso que una etapa no funcione correctamente, la tablilla puede ser reemplazada por otra, íntegramente, sin necesidad de desoldar los cables, en el caso que se interconectaran directamente.

3) En el caso que se desee obtener mayor rango de lectura de la temperatura, por ejemplo de cero a mil quinientos grados centígrados, esto se puede lograr cambiando el sensor adecuado para este rango de temperatura y la tablilla del transductor de tal forma que se obtenga un grado centígrado por milivolt, en lugar de 10 milivolt por grado centígrado como actualmente funciona.

Se comprobó que la temperatura en un horno, por medio de este sistema, se mantiene estable una vez que se llegó al punto en que las pérdidas del horno son iguales a energía proporcionada por su resistencia, esto significa que el error existente entre la temperatura de consigna y la tempe-

temperatura del horno es pequeño una vez que el sistema haya llegado a una temperatura estable no siendo de importancia por que se mantiene constante.

Por lo que respecta al costo del prototipo, se puede comentar que se eleva sensiblemente por los diseños, dibujos y negativos de los circuitos impresos, por el diseño del gabinete, y por que la mayoría de los componentes son de importación. Sin embargo, el costo de producción del equipo en serie se puede abatir si se toman en cuenta las siguientes posibilidades:

1) Si los circuitos impresos, al igual que el chasis y el gabinete, son construidos por el mismo fabricante del equipo.

2) Si los componentes tanto de importación como los del país son adquiridos directamente del fabricante.

Por los puntos anteriores, en el análisis económico se hace una estimación de ahorro del 30%.

Existen otras posibilidades para bajar aún más los costos de producción, pero también representaría el hecho de modificar el prototipo internamente, lo que no resultaría muy práctico; es decir, eliminar todos los conectores y efectuar las conexiones directamente de tablilla a tablilla, o bien diseñar un circuito impreso único que contenga a todas las etapas. De llevarse a cabo estas posibilidades, para reducir los costos, el equipo perdería su carácter modular, cosa que resulta práctica en el momento de, como se mencionó, reemplazar alguna etapa de mal funcionamiento.

Podemos terminar estas conclusiones patentizando que los objetivos de esta Tesis fueron desarrollados con suficiente éxito, sin embargo, dejamos constancia que debido al creciente desarrollo de la Electrónica en la --

actualidad, nuestro prototipo está sujeto a mejoras en un futuro próximo.

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

- J. P. HOJMAN - "Métodos Experimentales para Ingenieros" - McGraw-Hill - 1971.
- MORRIS E. LEVINE - "Digital Theory and Practice Using Integrated Circuits" - Prentice-Hall - New Jersey - 1977.
- EUGENE R. HNATEK - "A User's Handbook of D/A and A/D Converters" - John Wiley and Sons, Inc. - 1978.
- SILICONIX - "LSI Design Catalog" - Enero 1977.
- POPULAR ELECTRONICS - "Electronics Experimenter's Handbook" - 1980 (Revista).
- ENRIQUE VILLAMIL - "Circuitos Impresos. Proyecto. Realización" - Ediciones Hache-Efe - Buenos Aires - 1976.
- HOWARD L. HARRISON, JOHN G. ROLLINGER - "Controles Automáticos" - Trillas - 1979.
- TEXAS INSTRUMENTS - "The TTL Data Book for Design Engineers" - 2da. Edición - T.I. Incorporated - 1976.

I N D I C E

	pág.
INTRODUCCION.....	1
CAPITULO I. SENSOR Y TRANSDUCTOR.....	7
I.1. Definición del Concepto.....	7
I.2. Componentes. Esquemas. Análisis.....	10
CAPITULO II. CONVERTIDOR A/D. DISPLAY.....	20
II.1. Definición del Concepto.....	20
II.2. Componentes. Esquemas. Análisis.....	30
CAPITULO III. CONTROL DIGITAL.....	43
III.1. Tipos de Controles.....	43
III.2. Diagrama de Bloques del Control Digital.....	47
III.3. Análisis de la Operación de Control.....	50
CAPITULO IV. ETAPA DE POTENCIA.....	88
IV.1. Optoacoplador.....	88
CAPITULO V. FUENTES DE ALIMENTACION.....	92
V.1. Funcionamiento.....	93
V.2. Esquemas. Análisis.....	99
CAPITULO VI. ANALISIS CUALITATIVO Y CUANTITATIVO DEL SISTEMA.....	110
VI.1. Funcionamiento Teórico.....	110
VI.2. Resultados.....	115
CAPITULO VII. CIRCUITOS IMPRESOS.....	126
VII.1. Teoría General.....	126
VII.2. Método Fotográfico en la Fabricación de Circuitos Impresos	133
CAPITULO VIII. ANALISIS ECONOMICO.....	139
CONCLUSIONES.....	145
BIBLIOGRAFIA.....	150
INDICE.....	151