

2015



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE
UN CONTROL POR
MICROCOMPUTADORA PARA
UN PROCESO TERMICO**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO EN COMPUTACION**

PRESENTA:

ALEJANDRO CADENA DELGADO



**DIRECTOR DE TESIS
DR. ROMEO ORTEGA MARTINEZ**

México, D.F

1987



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 está 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.

INDICE TEMATICO

- I.- ANTECEDENTES.

- II.- INTRODUCCION AL PROBLEMA DEL CONTROL DE PROCESOS TERMICOS POR MICROCOMPUTADORA.
 - II.1.- INTRODUCCION.
 - II.2.- OBJETIVOS DEL PROYECTO.
 - II.3.- OBTENCION DEL MODELO.

- III.- DESARROLLO ELECTRONICO REQUERIDO.
 - III.1.- MICROCOMPUTADOR PAT 86.
 - III.2.- ACTUADOR, SENSOR E INTERFACES.

- IV.- ESTUDIO E IMPLANTACION DEL ALGORITMO DE CONTROL EN UNA MICROCOMPUTADORA.
 - IV.1.- CONTROL PROPORCIONAL.
 - IV.2.- CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL.
 - IV.3.- CONTROL PREDICTIVO.

- V.- RESULTADOS EXPERIMENTALES Y CONCLUSIONES.

I. - ANTECEDENTES.

En la actualidad la computadora se ha convertido en un instrumento sumamente necesario en el desarrollo de las actividades humanas, todos los ambitos han resentido la influencia de dicho instrumento.

La ciencia por su parte ha sido enormemente beneficiada por la gran agilidad con que la computadora permite realizar las diversas investigaciones necesarias en el desarrollo de la misma.

La gran versatilidad de la máquina permite que el número de aplicaciones que se le pueden dar en el campo de la ciencia sea infinito, además de que, con ella se pueden simular modelos físicos utilizando parámetros que no podrían ser aplicados físicamente, de tal manera que se abre aún más el campo de aplicación en las investigaciones.

El control de procesos no se ha quedado atrás en la utilización de computadoras.

La idea de utilizar computadoras digitales como componentes de control surgió alrededor de 1950 (4.- Astrom & Wittenmark). Lo primero que se investigó fueron las aplicaciones en misiles y dispositivos aereoespaciales. Las computadoras de propósito general de ese tiempo eran demasiado grandes y consumían

demasiada potencia para poder ser usadas en las aplicaciones mencionadas, por lo que se optó por diseñar computadoras de propósito especial llamadas "Analizadores Diferenciales Digitales" (DDA), cuyas funciones se enfocaban exclusivamente a aspectos aereoespaciales.

La aplicación de la computadora digital en el control de procesos industriales surgió a mediados de la década de los cincuentas, cabe hacer notar que los mayores adelantos en el control por computadora digital se han hecho en esta área.

El primer trabajo sobre el tema se remonta al año de 1956 cuando la Cia. TEXACO solicita a la Cia. Aereoespacial Thomson Ramo Woolridge (TRW) un estudio de factibilidad para la instalación de una unidad de polimerización controlada por computadora en la refinería de Port Arthur, Texas. El sistema de control se diseño utilizando la computadora RW-300, poniendose en marcha el 12 de marzo de 1959. El sistema controlaba 26 flujos, 72 temperaturas, 3 presiones y 3 composiciones. Este hecho provocó revuelo en varias compañías manufactureras de computadoras, ya que vieron una nueva aplicación de sus productos, lo que significaba un enorme mercado potencial para ellos. Las instituciones de investigación como las universidades se mostraron interesadas ante éste hecho por la aparición de un nuevo campo de investigación en la ciencia. La industria fue atraída por la versatilidad y

capacidad de crecimiento que proporcionaba la computadora digital.

Las computadoras de ese tiempo eran costosas, lentas y poco confiables. Para justificar el costo estas tenían que efectuar varias funciones y la poca confiabilidad ocasionaba que el control de procesos se hiciera mandando mensajes a un operador ó cambiando los puntos de ajuste (Setpoints) de los reguladores analógicos. A éste tipo supervisorio de control se le llamo "Guía del operador" y "Control de referencia".

Básicamente la función de la computadora era encontrar el punto óptimo de operación de la planta, pero en ese tiempo el conocimiento sobre el comportamiento de las plantas era muy pobre ya que se aplicaban modelos estáticos, pero gracias a los estudios de factibilidad en los cuales se modelaba la planta a controlar, se obtuvo gran experiencia en el modelado y además se comenzaron a aplicar modelos dinámicos.

Se puede decir que la etapa anterior es un periodo pionero del control digital en donde se empezaba a entrar en materia.

En adelante, debido al aumento de la confiabilidad en la computadora, ésta se introdujo en el lazo de control actuando directamente sobre la planta y a éste tipo de control se le llamó "Control Digital Directo" (DDC).

La primera instalación de este tipo en donde se reemplazó

todo el equipo analógico por la computadora digital "Ferranti Argus" fue en Inglaterra por la compañía Imperial Chemical Industries (ICI) en 1962.

El cambio de tecnología analógica a digital fue justificado por el costo. En la tecnología analógica el costo crecía linealmente con el número de lazos de control, el que en la tecnología digital era pequeño. Otra ventaja fue la flexibilidad ya que los cambios en los sistemas analógicos se hacían realambiando mientras que en los sistemas digitales los cambios se efectuaban reprogramando.

Con la aparición de la minicomputadora aproximadamente en 1967, el control digital se vio nuevamente beneficiado por las ventajas que ofrecían éstas nuevas máquinas. Mayor velocidad, más confiables y más pequeñas fueron sus atributos además de que el costo era menor, éste último considerado uno de los factores más importantes en todo proyecto de automatización. La minicomputadora abarca otra etapa más en el desarrollo del control digital, el cual recibió un gran impulso con el advenimiento de ésta. Dicha etapa termina con la aparición del Microcomputador en 1972.

Como el precio de una minicomputadora en 1975 era de 10000 dólares, éstas máquinas quedaban fuera del alcance de muchos problemas de control debido a la relación costo-beneficio.

El costo del microcomputador en los setentas cayó

rápidamente hasta llegar a 500 dólares en 1980, de tal manera que se podían hacer aplicaciones de control digital sin importar lo pequeño de éstas y a un precio muy económico.

El bajo costo de los microprocesadores ha propiciado la instalación de sistemas de control distribuido, los cuales sustituyen a los sistemas de control centralizado en donde una sola computadora de tamaño considerable controla todas las variables que lo requieren, lo que implica una gran complejidad en cuanto a programación y transmisión multiplexada de datos. Estas funciones pueden ser desempeñadas por una red de microprocesadores distribuidos en la planta (I.-Ortega M. Romeo).

En suma las ventajas del Control Digital en la actualidad se reducen a :

- 1.- La tecnología digital tiene un bajo costo.
- 2.- El peso del equipo es bajo. (Transportabilidad.)
- 3.- El consumo de potencia es poco.
- 4.- Dispositivos que manejan grandes cantidades de potencia pueden ser controlados con señales de baja potencia.
- 5.- El uso de transductores digitales presenta una gran inmunidad al ruido y a las no linealidades.
- 6.- El uso de señales digitales codificadas presenta dos ventajas ya que éstas pueden ser almacenadas por un tiempo

indefinido además de que pueden ser transmitidas con mayor confiabilidad mediante el uso de los códigos de protección existentes.

7.- Con el uso del control digital, en algunas ocasiones se logra un mejor funcionamiento que con la tecnología analógica.

8.- En telemetría se requiere un solo canal de comunicación para varios sistemas de control multiplexando señales.

9.- Existen sistemas de control con muestreo inherente como es el caso del radar.

10.- Se pueden emplear parámetros en los modelos matemáticos que en la en la tecnología analógica sería imposible por no existir físicamente.

Existen varias clasificaciones del control digital, de hecho cada persona puede tener la propia. La siguiente clasificación puede servir de ayuda para ubicarse dentro del contexto del control digital (6.- Curso de Control Digital. Romeo Ortega Martínez.).

El control digital puede ser clasificado en:

- a) SUPERVISORIO.
- b) DIRECTO.
- c) JERARQUICO.

a) Esquema de control supervisorio.

En este esquema de control la computadora no interviene directamente sobre la malla de control. Su función es realizar los cálculos en base a medición de variables en la planta, para establecer los puntos de ajuste (Setpoints) de los controladores analógicos. El diagrama de bloque se puede observar en la figura I.1.

b) Esquema de control digital directo.

En el sistema de control C.D.D. la computadora se encuentra incluida directamente en la malla de control mediante dos interfaces, una a la entrada del computador y la otra a la salida. Se puede observar el diagrama de bloques en la figura I.2.

c) Esquema de control jerárquico.

Aquí el control es efectuado a través de diferentes niveles de toma de decisiones. Cada nivel es controlado por un determinado tipo de computadora como se muestra en la figura I.3.

Otra clasificación válida sería dividir al control digital en CONTROL CENTRALIZADO y CONTROL DISTRIBUIDO.

En el CONTROL CENTRALIZADO toda la información fluye a un

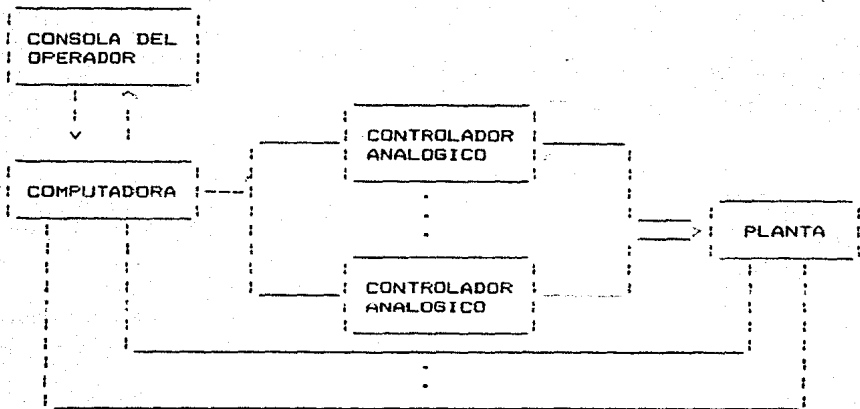


FIGURA I.1

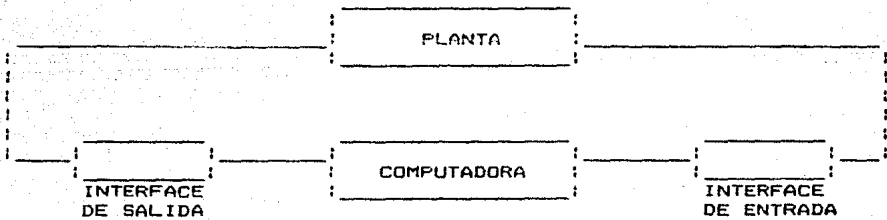


FIGURA I.2

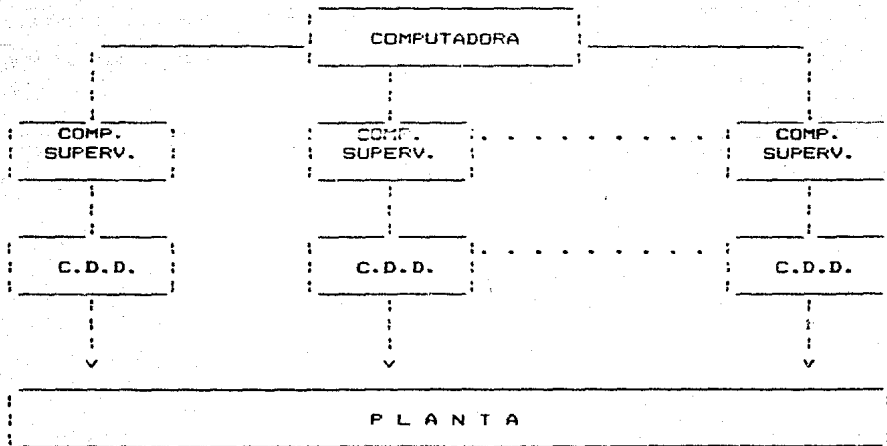


FIGURA 1.3

solo dispositivo inteligente el cual se encarga de tomar la decisión sobre las acciones de control pertinentes. Dentro de esta clase de control se encuentra el CONTROL DIGITAL DIRECTO.

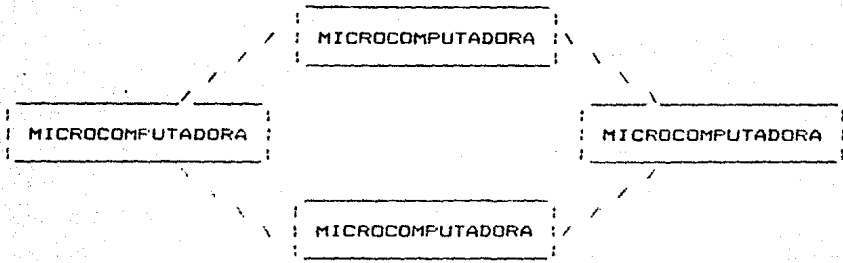
El CONTROL DISTRIBUIDO implica la presencia de varios dispositivos inteligentes que toman las decisiones de control teniendo comunicación entre ellos. Existen varias arquitecturas en este tipo de control, las cuales son:

1.- ANILLO. La comunicación se hace mediante una línea (bus) que pasa a través de todas la microcomputadoras del anillo como se muestra en la figura I.4.

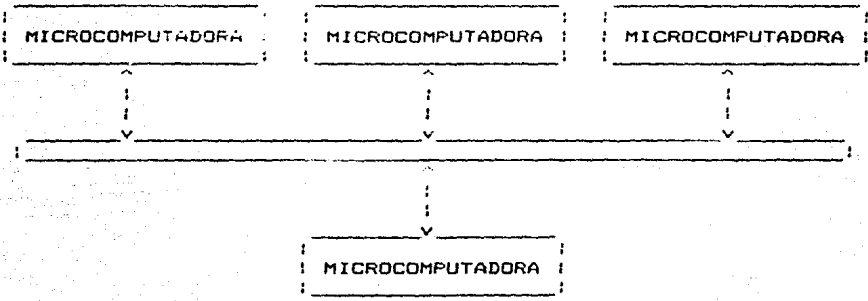
2.- DUCTO GLOBAL COMPARTIDO. Se tiene una sola línea de comunicación (bus), la cual es utilizada por cada microcomputador en forma ordenada. Para este efecto se requiere un sistema de multiplexaje, que resulta algunas veces ser demasiado complejo. Esta configuración se presenta en la figura I.5.

3.- DUCTO GLOBAL SWITCHEADO. En este esquema las microcomputadoras están separadas de la línea (bus) por un switch, que es manejado por un arbitro como se observa en la figura I.6.

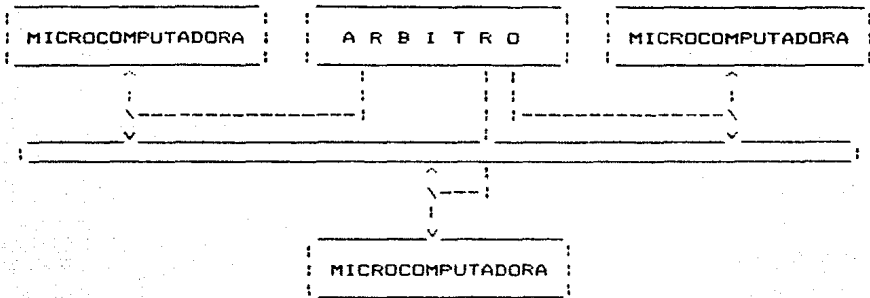
4.- ESTRELLA. Las microcomputadoras son comunicadas por un centro decisor maestro a través de varias líneas de la misma manera que se aprecia en la figura I.7.



ANILLO
FIGURA I.4

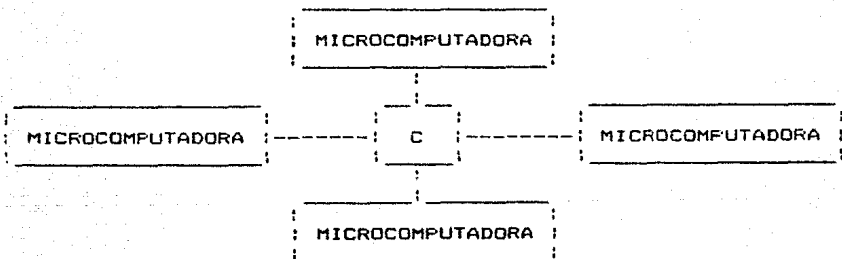


DUCTO GLOBAL COMPARTIDO
FIGURA I.5



DUCTO GLOBAL SWITCHHEAD

FIGURA I.6



ESTRELLA

FIGURA I.7

**II.- INTRODUCCION AL PROBLEMA DEL CONTROL
DE PROCESOS TERMICOS POR MICROCOMPUTADORA.**

II.1 INTRODUCCION.

Los procesos térmicos existen en gran parte de la industria. El control de los mismos es necesario para su óptimo funcionamiento. El control digital en particular se ha preocupado por mejorar sus aplicaciones en este campo, de hecho, la presente tesis es una investigación dentro de esa área.

Como se sabe todo sistema para ser estudiado y en éste caso controlado, requiere de un modelo matemático, el cual puede ser obtenido mediante diversos métodos matemáticos o experimentales. Algunos métodos en ocasiones resultan ser demasiado complejos, pero siempre existen alternativas que son más simples. En nuestro proyecto, la planta fue modelada en base a una aproximación de su respuesta al escalón. (La obtención del modelo es explicada con mayor detalle en secciones posteriores.)

El modelo obtenido que representa a un sistema de primer orden, cumple con bastante aproximación el comportamiento del sistema por lo que no hubo necesidad de complicarse con métodos matemáticos más complejos en la obtención de dicho modelo.

II.2.- OBJETIVOS DEL PROYECTO

- 1.- DISEÑO DE UN EQUIPO DE EXPERIMENTACION PARA EL CONTROL DE TEMPERATURA DE UN PROCESO TERMICO.

- 2.- CONSTRUCCION DEL DISEÑO MENCIONADO.

- 3.- VALIDACION EXPERIMENTAL DE UNA ESTRATEGIA DE CONTROL AVANZADA (CONTROL PREDICTIVO).

- 4.- COMPARACION DE LA ESTRATEGIA DE CONTROL AVANZADA CONTRA ALGORITMOS DE CONTROL TRADICIONALES, COMO :
 - CONTROL PROPORCIONAL.
 - CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL.

II.3.- OBTENCION DEL MODELO.

El objetivo del proyecto es diseñar y construir un equipo de experimentación para el control de temperatura, validar experimentalmente una estrategia de control avanzada y compararla contra algoritmos convencionales de control. El diseño y construcción del equipo es explicado ampliamente en el capítulo III y la estrategia de control avanzada es desarrollada en el capítulo IV al igual que las comparaciones mencionadas.

Para poder controlar una planta se debe obtener antes el modelo matemático de la misma. En este caso la planta es un calentador de agua con una determinada cantidad del líquido, incluyendo un sensor de temperatura. El modelo matemático se obtuvo en base a la respuesta al escalón del sensor de temperatura y a la misma respuesta del calentador.

Cabe hacer notar que para la obtención del modelo fue necesario construir primero la parte faltante del equipo de experimentación, el cual consiste de un microcomputador PAT 86, un calentador (Resistencia eléctrica) y un sensor de temperatura así como las interfaces requeridas. El calentador aumenta o disminuye la temperatura en base a un número binario proporcionado por el microcomputador y el sensor de temperatura envía un número binario al microcomputador correspondiente a la temperatura sensada.

El microcomputador mediante el intérprete de BASIC convierte el número binario sensado a su formato en decimal. La tabla II.1 relaciona dicho número decimal con la temperatura.

La respuesta al escalón del sensor de temperatura se obtuvo introduciéndolo bruscamente al agua desde una temperatura ambiente de 26 grados centígrados hasta una temperatura de 75 grados centígrados a la que se encontraba el líquido. La gráfica II.1 muestra la curva obtenida.

De la gráfica se puede observar que la constante de tiempo es de 13 seg. y el modelo matemático aproximado de la respuesta al escalón del sensor es:

$$r(t) = 49 \left(1 - e^{-t/13} \right) + 26$$

Al derivar obtenemos la respuesta al impulso, cuya transformada de Laplace como ya se sabe es la función de transferencia:

$$\frac{dr(t)}{dt} = \frac{49}{13} e^{-t/13}$$

En el dominio de Laplace :

$$R(s) = \frac{49/13}{s + 1/13}$$

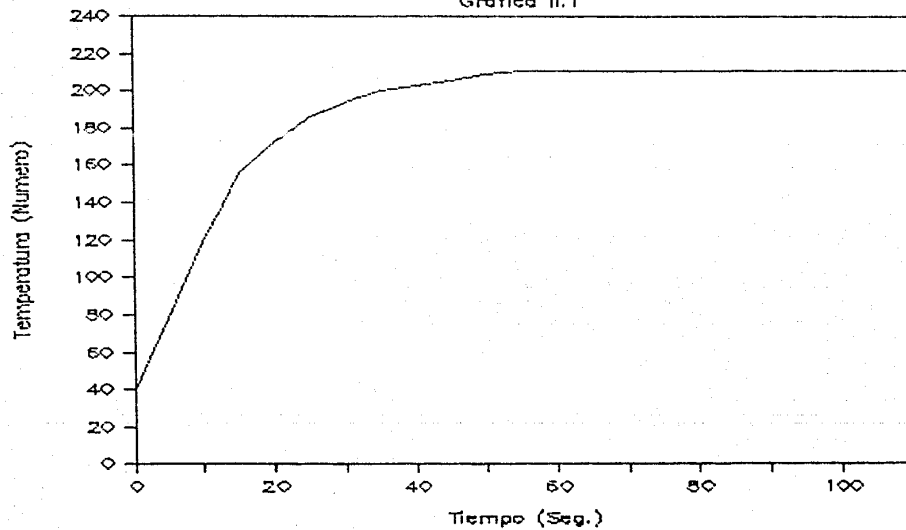
TABLA QUE RELACIONA EL NUMERO SENSADO (DECIMAL)
CON LA TEMPERATURA EN EL PROCESO.

TEMPERATURA °C	NUMERO SENSADO
19	17
20	20
25	37
30	56
35	76
40	96
45	115
50	134
55	158
60	173
65	195
70	200
75	211
80	224
85	240
90	249
91	253

TABLA II.1

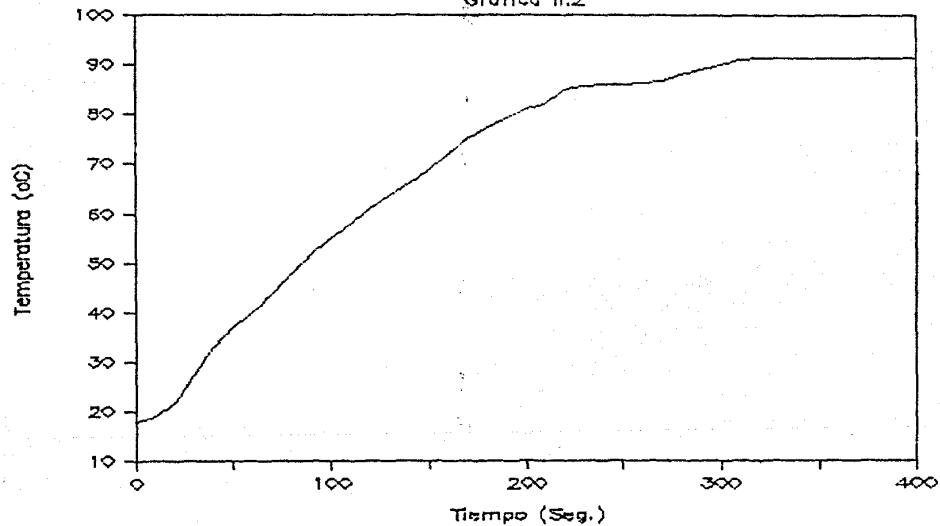
RESPUESTA AL ESCALON DEL SENSOR

Grafica II.1



RESPUESTA AL ESCALON DEL CALENTADOR

Grafica II.2



La respuesta al escalón del calentador se obtuvo aplicando potencia máxima con el mayor número binario posible que en decimal sería 255. El agua contenida en el calentador varió su temperatura de 18 grados centígrados a 91.5 grados centígrados aproximadamente, cabe hacer notar que esta última temperatura es en la que hace ebullición el agua a la altitud de la ciudad de México. La respuesta se observa en la gráfica II.2.

De la gráfica se deduce que la constante de tiempo del calentador son 130 seg. por lo que el modelo matemático resulta ser :

$$c(t) = 73 (1 - e^{-t/130}) + 18$$

De la misma manera que en el caso anterior, al derivar se obtiene la respuesta al impulso que en el dominio de Laplace es la función transferencia.

$$\frac{dc(t)}{dt} = \frac{73}{130} e^{-t/130}$$

En el dominio de Laplace:

$$C(S) = \frac{73/130}{S + 1/130}$$

Consideraremos que $G(S) = C(S) R(S)$, en donde $G(S)$ es la función de transferencia directa.

Se sabe que $C(S)$ y $R(S)$ son de primer orden por lo tanto la función de transferencia directa $G(S)$ es de segundo orden. Pero como existe un polo dominante que es el de $C(S)$, como se observa en la gráfica II.3, se puede considerar que la función de transferencia directa $G(S)$ es de primer orden eliminando la función de transferencia del sensor puesto que su polo no es el dominante.

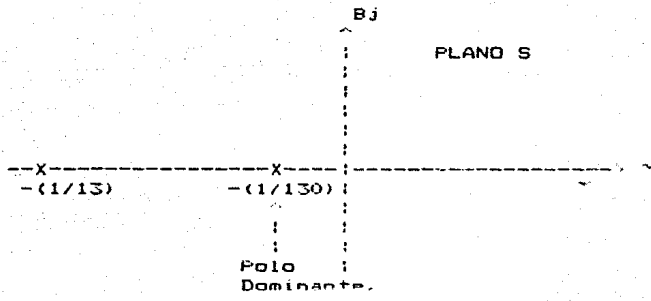
Entonces $G(S)$ queda:

$$G(S) = \frac{73/130}{S + 1/130}$$

Por otro lado se debe considerar el tiempo muerto, el cual es el tiempo en que tarda en responder un sistema al aplicarle alguna señal de entrada.

Si se tiene la entrada $x(t)$ y la salida $y(t)$ estas están relacionadas por (9.- Katsuhiko Ogata.):

$$y(t) = x(t-\theta)$$



GRAFICA II.3

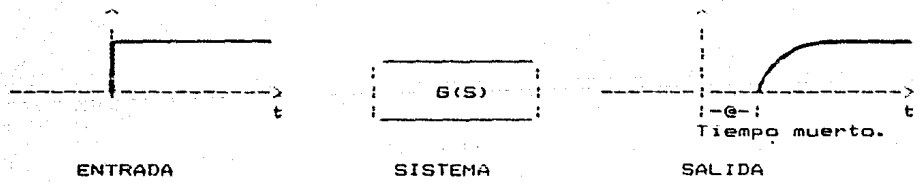


FIGURA II.1

En donde θ es el tiempo muerto.

$$L\{x(t-\theta)1(t-\theta)\} / L\{x(t)1(t)\} = X(S)e^{-\theta S} / X(S) = e^{-\theta S}$$

Para el sistema térmico en consideración.

$$G(S) = \frac{(73/130)e^{-\theta S}}{S + 1/130}$$

Lo que es igual a:

$$G(S) = \frac{73e^{-\theta S}}{130 S + 1} \quad (2.- \text{ Cecil Smith.})$$

La obtención del tiempo muerto se hizo aplicando al sistema varios escalones de diferente magnitud y a diferentes niveles. La figura II.1 muestra como fue la respuesta del sistema.

Para cada prueba se obtuvo un tiempo muerto diferente, pero se tomó el promedio que fue de 11.28 segundos, para este efecto se hicieron las siguientes consideraciones:

1.- No se tomaron en cuenta las variaciones del tiempo muerto porque el modelo matemático se complicaría enormemente.

2.- Las variaciones de tiempo muerto son pequeñas y el

grado de afectación al comportamiento del sistema es despreciable.

Es necesario discretizar el modelo matemático del sistema por que éste será controlado por una microcomputadora digital la cual maneja funciones discretas.

El modelo matemático discreto contiene un tiempo de muestreo que puede ser obtenido en base a diversos criterios, una de las condiciones que debe cumplir es que debe ser menor que la constante de tiempo del sistema que se está controlando. En éste caso el tiempo de muestreo se obtuvo en base al siguiente criterio estandar:

$$T = \text{constante de tiempo} / 10$$

$$T = 130 / 10 = 13 \text{ seg.}$$

En donde T es el tiempo de muestreo.

El tiempo de muestreo fue ajustado, haciendolo igual al tiempo muerto del sistema debido a que eran muy semejantes y esto simplificaría el desarrollo matemático en la discretización del modelo. El cambio efectuado en el tiempo de muestreo se consideró irrelevante porque se tomó en base a un criterio aproximado y su variación no afecta considerablemente el funcionamiento del

sistema de control.

El valor que se dio al tiempo de muestreo fue de 11.28 seg.

$$T = 11.28 \text{ seg.}$$

La discretización del modelo se hizo de la siguiente manera:

$$G(S) = \frac{e^{-\theta s}}{73e^{-s} / (130S + 1)}$$

Como el retardo θ es igual al tiempo de muestreo T y considerando el retén de orden cero (3.- Franklin G. & Powell.),

NOTA: En las siguientes ecuaciones se considerará que lo que se encuentre encerrado entre llaves se debe transformar en Z.

$$G(Z) = 73 Z^{-1} \left(\frac{1/130}{S + 1/130} \frac{1-e^{-TS}}{S} \right)$$

$$G(Z) = 73 Z^{-1} \left(\frac{1-e^{-TS}}{1-e^{-sT}} \frac{1/130}{S(S + 1/130)} \right)$$

$$G(Z) = 73 Z^{-1} (1 - Z^{-1}) \left(\frac{1/130}{S(S + 1/130)} \right)$$

$$G(Z) = 73 Z^{-1} (1 - Z^{-1}) \frac{Z(1 - e^{(-1/130)T})}{(Z-1)(Z - e^{(-1/130)T})}$$

Multiplicando y dividiendo por Z.

$$G(Z) = 73 Z^{-1} \frac{(Z-1) \frac{Z(1 - e^{(-1/130)T})}{(Z-1)(Z - e^{(-1/130)T})}}{Z}$$

$$G(Z) = 73 Z^{-1} \frac{(1 - e^{(-1/130)T})}{(Z - e^{(-1/130)T})}$$

Considerando que @ = T = 11.28 seg.

$$G(Z) = Z^{-1} [6.0663 / (Z - 0.9168)]$$

Multiplicando y dividiendo por Z⁻¹ :

$$G(Z) = Z^{-2} [6.0663 / (1 - 0.9168 Z^{-1})]$$

En términos del operador de retardo q queda:

$$G = q^{-2} [6.0663 / (1 - 0.9168 q^{-1})]$$

Este modelo matemático representa la planta a controlar y será utilizado en los capítulos posteriores.

III.- DESARROLLO ELECTRONICO REQUERIDO

Para Controlar la Temperatura del Proceso en el experimento se contaba con un microcomputador PAT86. Como este sistema por sí solo no podía efectuar dichas funciones fue necesario adicionarle dos circuitos; un Actuador que maneja la temperatura de la planta en forma proporcional a un número binario dado por el microcomputador y un Sensor que le proporciona información binaria correspondiente a la temperatura del proceso.

Los circuitos Actuador y Sensor fueron implementados en una sola tarjeta que se insertó en el PAT86, estableciéndose la comunicación con el microcomputador a través del omnibus. Cabe mencionar que se hicieron cambios en el PAT86 para poder adaptar esta tarjeta.

La configuración del equipo se observa en las figuras III.1 y III.2.

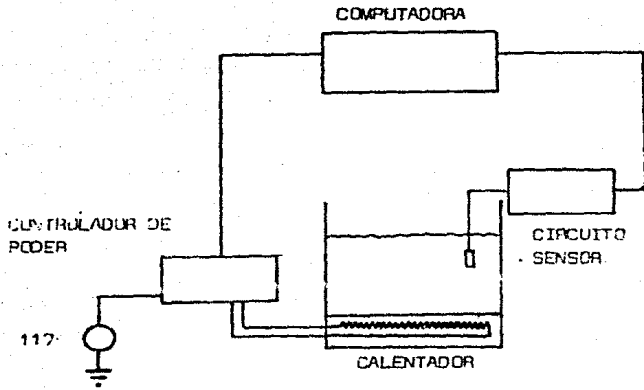


FIGURA III.1

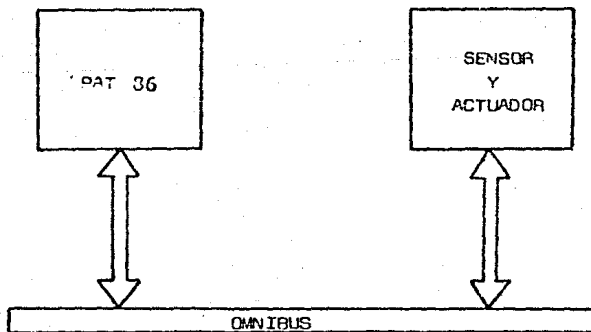


FIGURA III.2

III.1.- MICROCOMPUTADOR PAT86.

Este microcomputador no fue desarrollado en el proyecto, sin embargo es importante mencionarlo para la mejor comprensión de las etapas siguientes.

El sistema PAT 86 es una microcomputadora cuyo diseño se enfocó de tal forma que éste pudiera ser utilizado en las siguientes aplicaciones:

- CONTROL DE PROCESOS
- INSTRUMENTACION
- ROBOTICA
- SISTEMAS DE ADQUISICION DE DATOS
- COMUNICACIONES

Los circuitos con que cuenta el sistema son los siguientes :

- 1.- Procesador central Z80 funcionando a 4 MHz.
- 2.- Memoria EPROM TMS2532 con capacidad de 4k x 8. (Dos)
- 3.- Memoria RAM estatica 6116 con capacidad de 2k x 8.
- 4.- Serializador programable USART 8251.
- 5.- Puertos paralelos programables 8255.

El FIRMWARE integrado al sistema es el siguiente:

- Programa supervisor.

Este programa controla la memoria, registros, puertos, puntos de ruptura y la ejecución de programas. Su alojamiento se hace en una memoria EPROM y utiliza una capacidad de 2 kbytes.

- BASIC

Se trata de un intérprete de BASIC orientado al control de procesos que es almacenado en 4 kbytes de memoria EPROM. Los comandos y funciones que permite usar son los siguientes:

- COMANDOS

AUTORUN	CALL	FOR
GOTO	GOSUB	IF
INPUT	LET	LIST
LOAD	LOCK	NEW
NULL	OUT	PRINT
PRINT	FUT	QUIT
RETURN	REM	RUN
STEP	STOP	WIDTH

-FUNCIONES

ABS	AND	GET
IN	LOC	OR
RND	SIZE	SGN
XOR	OUT	

No es el objetivo de este subcapítulo profundizar en las características del PAT86, para una explicación más amplia consulte el Manual del Sistema PAT86 (6.- SISTEMA PAT86.) en el Instituto de Ingeniería.

III.2. - ACTUADOR, SENSOR E INTERFACES.

Como se mencionó anteriormente el microcomputador usado para controlar el proceso térmico será el PAT86. Para que dicho sistema pueda controlar el proceso se le añadieron en una sola tarjeta los circuitos siguientes:

a) ACTUADOR.

b) SENSOR.

c) INTERFACES.

a) Los actuadores son dispositivos que ejercen alguna acción sobre un cierto proceso. Nuestra planta requiere calentar un líquido a cierta temperatura, por lo que la energía necesaria debe ser suministrada por el actuador con la restricción de que esa energía debe ser controlable. El diseño del circuito actuador se basó en el circuito propuesto por la revista "IEE Magazine de Sistemas de Control" en el artículo "EXPERIMENTOS EN CONTROL Y MEDICION DE TEMPERATURA POR MICROCOMPUTADORAS" del 17 de agosto de 1985 (11.- Babu Joseph, Dale R. Millard, David L. Elliott.) ya que dicho diseño cumple con las características anteriormente

mencionadas.

El actuador fue construido en base a los circuitos que a continuación se mencionan:

NE555.- Circuito temporizador de precisión. (Dos)

7493AN.- Contador binario de 4 bits. (Dos)

74LS14B.- Encodificador de prioridad de 8 líneas a 3 líneas.

74LS151.- Multiplexor 8 x 1.

74LS02.- Compuertas NOR.

MOC3011.- Fototriac.

TIC246.- TRIAC.

IN4001.- DIODIOS (DOS).

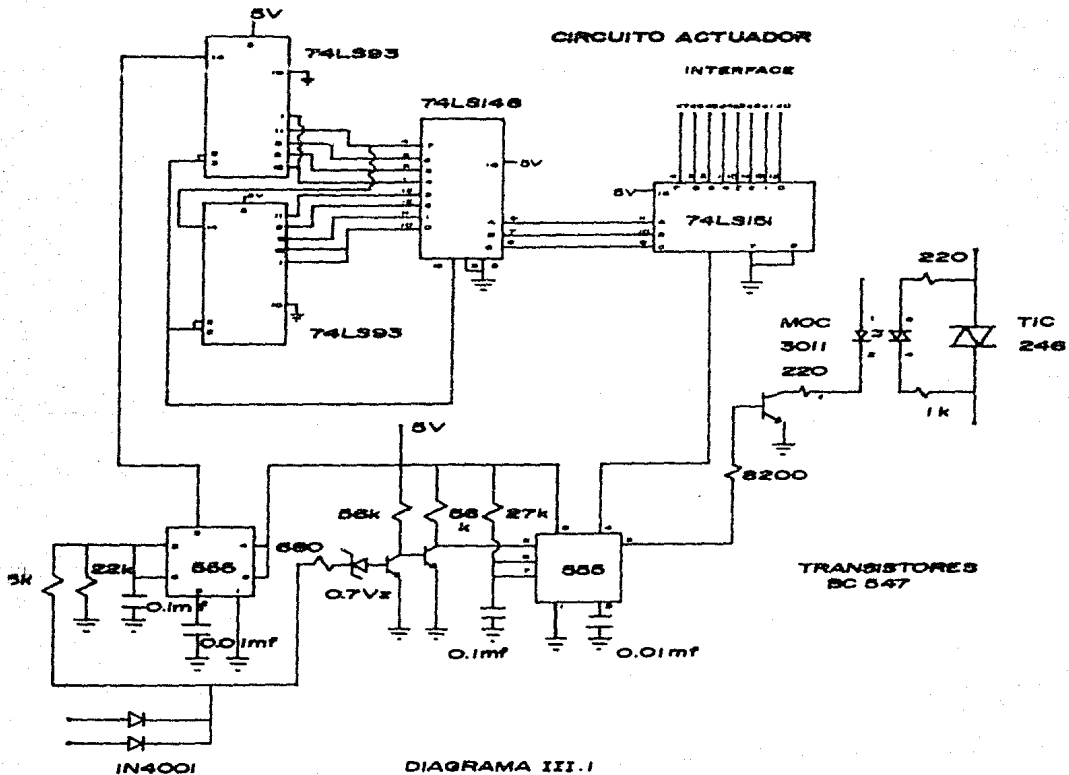
RESISTENCIA ELECTRICA.- 20 Ohms (Calentador).

El circuito se muestra en el diagrama III.1.

El funcionamiento del circuito es como se describe a continuación. Para una mejor comprensión de dicho funcionamiento podemos dividir al circuito en dos secciones :

SECCION 1.- Se encarga de ponderar la cantidad de corriente a proporcionar hacia la resistencia.

SECCION 2.- Se encarga de sincronizar la acción a efectuar con la señal de la línea. Esto es necesario porque la ponderación de la corriente a mandar a la resistencia se hace en base a cortes en ondas en la señal de la línea. También abarca la etapa de potencia que alimenta la resistencia calentadora.



La primera y segunda sección reciben la señal de la fuente rectificada por dos diodos incluidos en la tarjeta. La fuente proporciona una señal senoidal de +12 a -12 volts y al rectificarse todos los arcos de la señal quedan positivos.

SECCION 1

La señal anterior es tomada por la sección 1 para disparar el temporizador de precisión NE555, este a su vez proporciona la señal de reloj necesaria para el funcionamiento de los contadores binarios de 4 bits. Uno de los contadores recibe la señal de reloj y éste con su bit mas significativo (MSB) proporciona la señal de reloj al segundo contador, de tal forma que a la salida de los dos contadores se forma la siguiente secuencia:

```
bit ---->7654 3210
          0000 0000
          0000 0001
          0000 0010
          0000 0011
          0000 0100
          0000 0101
          0000 0110
          0000 0111
          0000 1000
          0000 1001
```

0000 1010
 0000 1011
 0000 1100
 0000 1101
 0000 1110
 0000 1111

 0001 0000 :
 0001 0001 :
 0001 0010 :
 0001 0011 :
 0001 0100 :
 0001 0101 :
 0001 0110 :
 0001 0111 :
 0001 1000 :
 0001 1001 :
 0001 1010 :
 0001 1011 :
 0001 1100 :
 0001 1101 :
 0001 1110 :
 0001 1111 :

La serie en este tramo de los bits 3,2,1,0 aparece 16 veces en la secuencia total.

Se puede observar que a se encuentra combinada con los bits 7,6,5,4 en los cuales se forma la misma serie.

7654

 0010 0000
 0010 0001
 0010 0010
 0010 0011
 0010 0100
 0010 0101
 0010 0110
 0010 0111
 0010 1000
 0010 1001
 0010 1010
 0010 1011
 0010 1100
 0010 1101

0000
 0001
 0010
 0011
 0100
 0101
 0110
 0111
 1000
 1001
 1010
 1011
 1100
 1101
 1110

1111 --> Por cada uno de estos números aparece la anterior serie de los bits 3,2,1,0.

.....

Continua la secuencia

Volviendo a la secuencia y considerando la tabla de función del circuito que la recibe (74LS148), se le puede asignar un número decimal a cada byte de la misma que corresponde al número binario a la salida del circuito.

Tabla de función del 74LS148

Entradas								Salidas					
EI	0	1	2	3	4	5	6	7	A2	A1	A0	GS	E0
H	X	X	X	X	X	X	X	X	H	H	H	H	H
L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L
L	X	X	X	X	X	X	X	L	L	L	L	L	H
L	X	X	X	X	X	X	L	H	L	L	H	L	H
L	X	X	X	X	L	H	H	L	H	L	L	L	H
L	X	X	X	X	L	H	H	H	L	H	H	L	H
L	X	X	X	L	H	H	H	H	H	L	L	L	H
L	X	X	L	H	H	H	H	H	H	L	H	L	H
L	X	L	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L	H
L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H

bit--->	7654	3210	7654	3210
	0000	0000-0	0000	1000-0
	0000	0001-1	0000	1001-1
	0000	0010-0	0000	1010-0
	0000	0011-2	0000	1011-2
	0000	0100-0	0000	1100-0
	0000	0101-1	0000	1101-1
	0000	0110-0	0000	1110-0
	0000	0111-3	0000	1111-4

Si observamos el fragmento de la secuencia, a la salida del 74LS148 obtendremos los números que se encuentran a la derecha de los bytes de la secuencia pero en binario. (Están en decimal.)

La ocurrencia de los números fue la siguiente:

NUMERO	OCURRENCIA
0	8
1	4
2	2
3	1

Cuando los bits 0,1,2,3 son "1" se considerará lo siguiente:

- El número que se obtiene a la salida del 74LS148 dependerá de los bits 4,5,6 y 7 que en el caso anterior eran 0 y por lo tanto se obtuvo 4.

- Los bits 0,1,2,3 son todos "1" solamente 16 veces dentro de la secuencia total que a continuación se presenta:

bit ---->7654 3210

```

.....
.....
0000 1111-4
.....
.....

```

.....
0001 1111-5
.....
.....
0010 1111-4
.....
.....
0011 1111-6
.....
.....
0100 1111-4
.....
.....
0101 1111-5
.....
.....
0110 1111-4
.....
.....
0111 1111-7
.....
.....
1000 1111-4
.....
.....
1001 1111-5
.....
.....
1010 1111-4
.....
.....
1011 1111-6
.....
.....
1100 1111-4
.....
.....
1101 1111-5
.....
.....
1110 1111-4
.....
.....
1111 1111-7

----> Este número es borrado por la
señal EO del circuito 74LS148.

Como podemos observar en la secuencia total existen:

NUMERO OCURRENCIAS

4	8
5	4
6	2
7	1

Y considerando que en dicha secuencia la tabla siguiente se encuentra 16 veces.

NUMERO OCURRENCIAS

0	8
1	4
2	2
3	1

En total obtenemos:

NUMERO OCURRENCIAS

0	128
1	64
2	32
3	16
4	8
5	4
6	2
7	1

Si conectamos la salida del 74LS148 a las entradas selectoras del multiplexor 8x1 (74LS151) y si de igual manera conectamos el bus de datos del microprocesador a las entradas de datos del multiplexor, estaremos seleccionando bits del byte que se encuentra en el bus de datos del microprocesador en la siguiente forma:

NUMERO DE BIT	NUMERO DE VECES SELECCIONADO
7	128 ---->MSB
6	64
5	32
4	16
3	8
2	4
1	2
0	1 ----->LSB

De ésta manera estamos ponderando adecuadamente del bit más significativo al bit menos significativo.

La salida del multiplexor 8x1 74LS151 se conecta al habilitador (ENABLE) del temporizador de precisión NES55 que se encuentra en la sección 2 [Etapa sincronizadora] con el objeto de disparar el fototriac que activa el triac de la etapa de potencia.

SECCION 2

Esta sección tiene como objetivo sincronizar la etapa ponderadora [Sección 1] con la señal de la línea además de contemplar los dispositivos de potencia necesarios.

Toma la señal rectificadora de la fuente la cual activa el arreglo de transistores que dispara el temporizador de precisión NE555, éste a su vez tiene conectado al habilitador la señal ponderadora que viene de la sección 1. La salida de dicho temporizador activa al transistor que hace funcionar al fototriac que habilita al triac que proporciona la corriente necesaria para calentar la resistencia eléctrica que aumenta la temperatura en el proceso.

La conjunción de la sección 1 con la 2 proporciona calor en proporción al número binario que sea dado por el microcomputador.

b) Los sensores son dispositivos que resienten fácilmente los cambios en un cierto tipo de energía. Esta sensibilidad se manifiesta en el cambio de alguno de los parámetros del dispositivo.

Para el caso que nos ocupa el sensor seleccionado (Debido a que lo que queremos controlar es temperatura) fue un termistor de 300 ohms aproximadamente a temperatura ambiente.

El diseño del circuito sensor necesario para que la computadora pueda obtener información digital de la temperatura del proceso, fue basado en la utilización del puente de Weathstone.

El circuito se puede observar en el diagrama III.2.

Las resistencias en el puente de Weathstone fueron asignadas considerando los siguientes aspectos:

- El consumo de potencia del puente debe ser mínimo debido a que la fuente del sistema FATB6 tiene una potencia de salida limitada.

- La diferencia máxima de voltaje entre los puntos A y B del puente de Weathstone, no debe ser muy grande ó pequeña para que pueda ser atenuada ó amplificada, según sea el caso, por la

CIRCUITO SENSOR

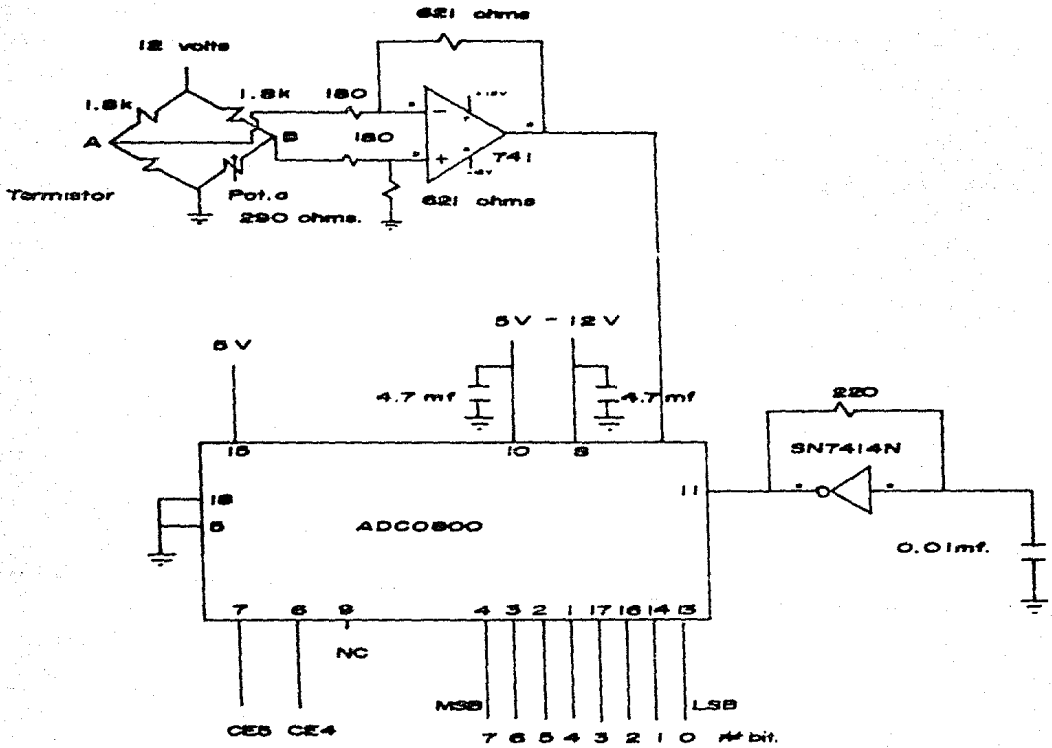
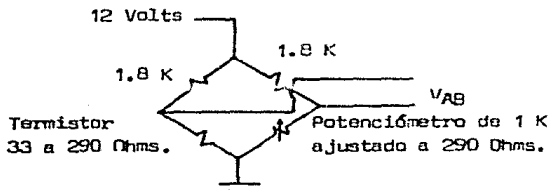


DIAGRAMA III.2

ganancia asignada al diferenciador que proporciona la señal analógica al convertidor analógico a digital ADC0800, considerando que esta no debe salir del rango de 0 a 5 volts.

Considerando el siguiente arreglo de resistencias (Puentes de Weathstone) y que el termistor variara de 33 a 290 ohms conforme la temperatura aumente, se hicieron los siguientes cálculos:



Para el valor más alto del termistor.

$$I = V/R = 12/(1800 + 290) = 0.005741 \text{ Ampers.}$$

$$V \text{ en el punto A} = RI = 290 (0.005741) = 1.664 \text{ Volts.}$$

$$V \text{ en el punto A} = V \text{ en el punto B.}$$

La diferencia de voltaje entre los dos puntos es cero.

Para el valor más bajo del termistor.

$$I = V/R = 12/(1800 + 33) = 0.006546 \text{ Ampers.}$$

$$V \text{ en el punto A} = RI = 33 (0.006546) = 0.216 \text{ Volts.}$$

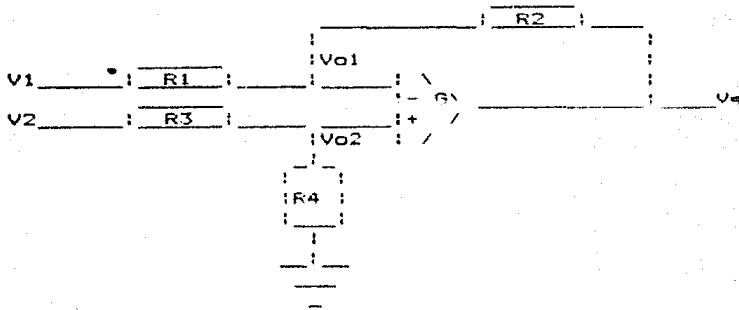
$$V \text{ en el punto A} \neq V \text{ en el punto B.}$$

La diferencia de voltaje entre B y A es 1.448 volts.

La mayor diferencia de voltaje que puede haber es de 1.448 volts.

Por lo tanto la ganancia del diferenciador debe tener un valor de 3.45 para que su señal de salida no se salga del rango de 0 a 5 volts. Para este efecto se hicieron los cálculos que a continuación se presentan:

Partiendo del modelo del diferenciador.



$$V_s = (V_{o2} - V_{o1}) G$$

$$V_{o2} = (V_2 / (R_3 + R_4)) R_4$$

$$V_{o1} = [(V_s - V_1) R_1 / (R_1 + R_2)] + V_1$$

$$\frac{V_s}{G} = V_{o2} - V_{o1} = 0$$

$$V_2 (R_4 / (R_3 + R_4)) + V_1 (R_1 / (R_1 + R_2) - 1) = V_s (R_1 / (R_1 + R_2))$$

$$[V_2 (R_4 / (R_3 + R_4)) + V_1 (R_1 / (R_1 + R_2) - 1)] (R_1 + R_2) / R_1 = V_s$$

$$V_2 (R_4 (R_1 + R_2) / (R_3 + R_4) R_1) + V_1 (-R_2 / R_1) = V_s$$

Si $R_2 = R_4$ y $R_1 = R_3$

$$V_2 (R_2 / R_1) - V_1 (R_2 / R_1) = V_s$$

$$(V_2 - V_1)R_2 / R_1 = V_s$$

$$\frac{V_s}{V_2 - V_1} = \frac{R_2}{R_1}$$

$$\frac{V_s}{V_1 - V_2} = \frac{-R_2}{R_1}$$

Si $R_1 = 180$ ohms

Como la ganancia es 3.45, entonces:

$$R_2 = 3.45(180)$$

$$R_2 = 621 \text{ ohms.}$$

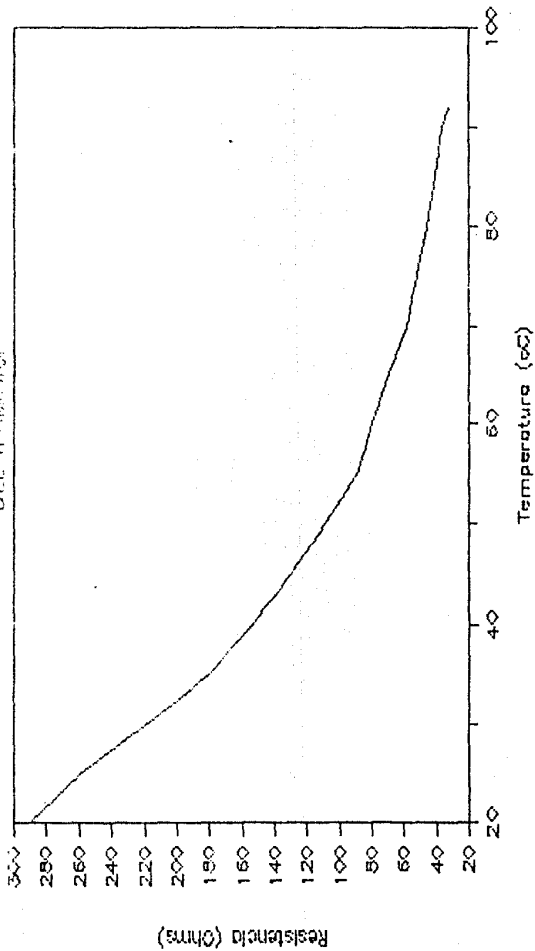
El funcionamiento del circuito es el siguiente:

Al recibir el termistor un cambio en la temperatura este cambia el valor de su resistencia de acuerdo a la siguiente tabla:

TEMPERATURA (oC)	RESISTENCIA (Ohms)
20	290
25	260
30	220
35	180
40	154
45	130
50	109
55	90
60	80
65	70
70	58
75	52
80	46
85	41
90	37
92	33 -----> Ebullición del Agua.

Cabe hacer notar que la relación entre la temperatura y la resistencia del termistor no es lineal, como se observa en la gráfica III.1, debido a las no linealidades del termistor.

RELACION TEMPERATURA - RESISTENCIA DEL TERMISTOR



La diferencia de potencial entre los puntos A y B del puente de Weathstone es afectada de acuerdo a la variación de la resistencia del termistor.

Los puntos A y B están conectados a un diferenciador el cual tiene una ganancia aproximada a 3.5 con el objeto de que la señal de salida que será proporcionada al ADC0800, varíe de 0 a 5 volts. Cabe hacer mención que si el voltaje de dicha señal se saliera de este rango podría haber fallas impredecibles en el funcionamiento del circuito sensor.

El convertidor ADC0800 recibe la señal analógica emitida por el diferenciador para convertirla en numeros binarios de 8 bits. Para que la conversión se pueda llevar a cabo se debe activar la señal de inicio de conversión (Start Conversion) mediante el chip enable 4 (CE4) que está conectado al puerto del microprocesador con dirección 30H. Cuatro milisegundos despues se debe activar la señal de habilitacion de salida (Output Enable) mediante el chip enable 5 (CE5) que está conectado al puerto con dirección 40h, para que el dato pueda ser tomado por el microprocesador a traves del bus de datos. El diagrama de tiempos III.3 muestra claramente la explicación anterior.

El ADC0800 requiere una señal de reloj entre 100 y 500 khz, misma que fue creada con un inversor SN7414 al cual se le puso un capacitor a la entrada de 0.01 microfarads y una

resistencia de realimentación de 220 ohms.

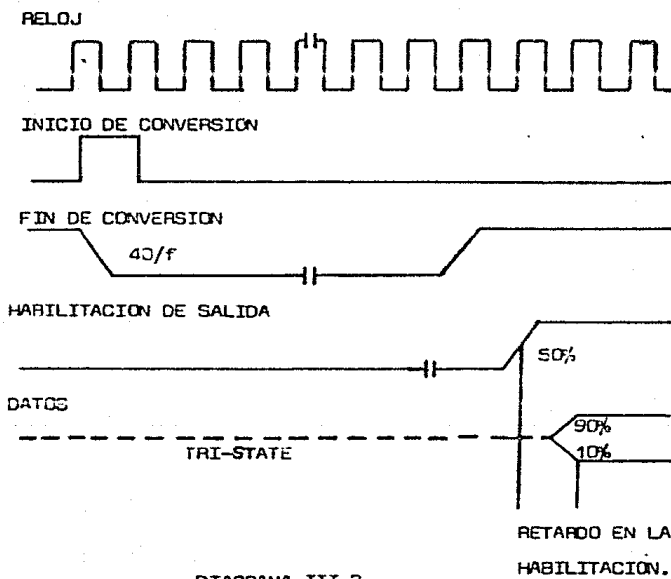


DIAGRAMA III.3

c) INTERFACES

El circuito sensor no requiere de interface por la habilidad del ADC0800 de usar salidas tercer estado.

La Interface para el actuador si fue requerida.

Para poder pasar un número binario a través del bus es necesario contar con una interface que sirva como aislador (Para no interferir con datos en el bus que requieran otros periféricos.) y que permita el direccionamiento al actuador mediante las señales de chip enable CE6 cuya dirección es la 50H y write WR.

La interface consta de los siguientes circuitos:

SN7475 .- Latches biestables de 4 bits. (Dos)

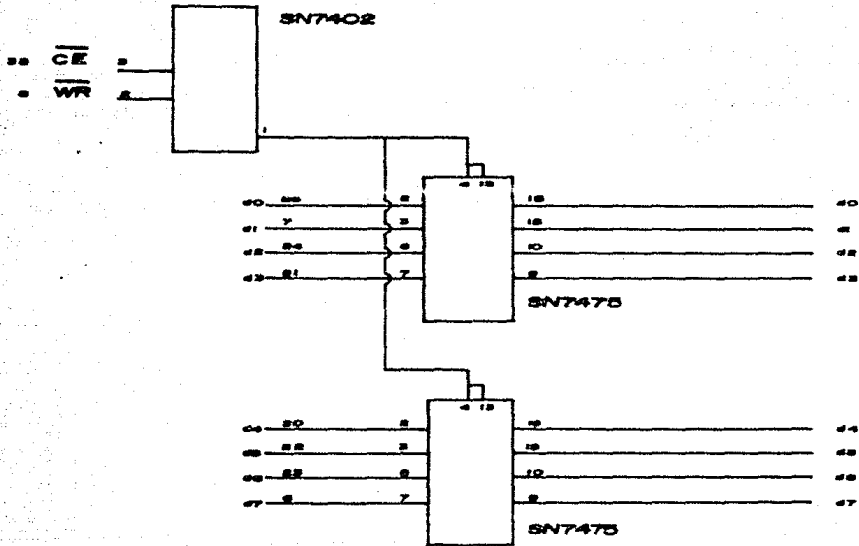
SN7402 .- Compuertas NOR cuadruples con entrada positiva.

El circuito se observa en el diagrama III.4.

El circuito tiene dos objetivos, el primero es aislar al circuito actuador del bus del microcomputador y el segundo es permitir el direccionamiento al mismo.

El direccionamiento se hace mediante la señal de Habilitador de Circuito (Chip Enable) con dirección 50H y la señal de Escritura (Write) del microprocesador.

INTERFACE



OMNIBUS

SEÑALES CONECADAS
AL CIRCUITO ACTUADOR.

DIAGRAMA III.4

IV.- ESTUDIO E IMPLANTACION DEL ALGORITMO DE CONTROL EN UNA MICROCOMPUTADORA.

El proposito de este capitulo de la tesis es desarrollar y comparar el funcionamiento de estrategias de control ya conocidas contra el esquema del control predictivo. Las estrategias a considerar son el Control Proporcional y el Control Proporcional Integral. El Control Proporcional Integral y Derivativo no se incluyó por las características propias del proceso a controlar. Como dicho proceso es termico (Calentamiento de un líquido), no presenta cambios bruscos en la temperatura, por lo que el término derivativo es irrelevante y no presenta ninguna ventaja.

IV.1.- CONTROL PROPORCIONAL

En un control de acción proporcional la relación existente entre la salida del controlador $m(t)$ y la señal de error $e(t)$ (Entrada del controlador) es una constante.

En el Dominio Discreto:

$$\frac{M(Z)}{E(Z)} = K$$

En donde K se llama sensibilidad proporcional o ganancia.

Es conveniente resaltar que los controles proporcionales utilizan el principio de realimentación negativa. El diagrama de bloques se muestra en la figura IV.1.

Se pretende probar el algoritmo de control proporcional para diferentes valores de K , pero es indispensable saber antes los valores de K para los cuales el sistema es estable. Esta información se obtiene utilizando el método del lugar geométrico de las raíces que a continuación se presenta.

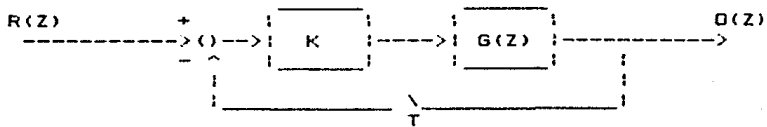


FIGURA IV.1

Partiendo del modelo de la planta en tiempo discreto:

$$G(Z) = \frac{6.0663}{Z(Z-0.9168)}$$

Como podemos observar hay dos polos en el eje real, uno de ellos se encuentra en el origen y el otro en +0.9168.

El punto de desprendimiento sobre el eje real del lugar geométrico de las raíces se obtiene cuando se satisface la siguiente ecuación. (Por las reglas de Evans.)

$$Q(Z) \frac{dP(Z)}{dZ} - P(Z) \frac{dQ(Z)}{dZ} = 0$$

En donde:

$$Q(Z) = 6.0663$$

$$P(Z) = Z(Z-0.9168)$$

$$\frac{dQ(Z)}{dZ} = 0$$

$$\frac{dP(Z)}{dZ} = 2Z - 0.9168$$

Sustituyendo :

$$6.0663(2Z - 0.9168) = 0$$

$$12.1326Z - 5.5615 = 0$$

$$Z = \frac{5.5615}{12.1326} = 0.4584$$

Por otro lado el número de asintotas es :

$$\# \text{ asintotas} = n - m = 2 - 0 = 2$$

En donde n es el orden del denominador (De la función de transferencia) y m es el orden del numerador.

El ángulo de las asintotas con el eje real está dado por:

$$\text{ángulo} = \frac{180(2L+1)}{n-m} \quad ; \quad L = 0, 1, \dots, (n-m-1)$$

Para la primera asintota es :

$$\text{ángulo } 1 = 90 \text{ grados.}$$

Para la segunda asintota es :

$$\text{ángulo } 2 = 270 \text{ grados.}$$

El lugar geométrico de las raíces resultante es como se observa en la figura IV.2.

Sustituyendo el valor del eje real obtenido en la

PLANO Z

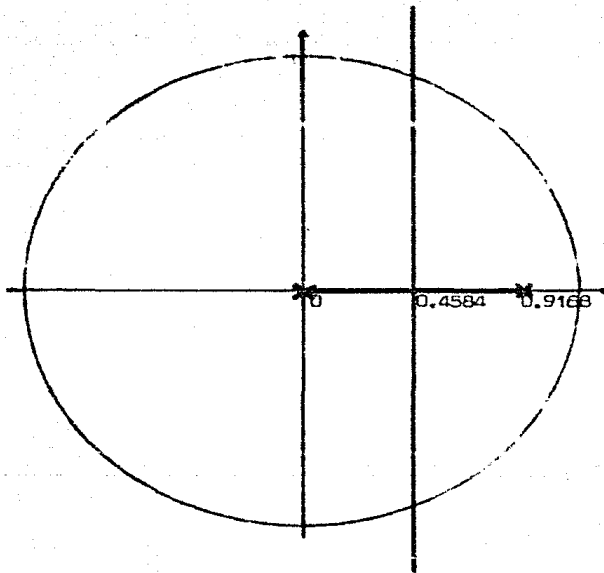


FIGURA IV.2

ecuación del círculo unitario, se calcula el valor del eje imaginario en donde está el límite de estabilidad del sistema.

$$X^2 + Y^2 = 1$$

De donde :

$$Y = \sqrt{1 - X^2}$$

Como $X = 0.4584$:

$$Y = 0.8887$$

Por otro lado :

$$K = \frac{-P(Z)}{Q(Z)} ; Z = Z_0 = 0.4584 + 0.8887 j$$

$$K = -(0.4584 + 0.8887 j)(0.4584 + 0.8887 j - 0.9168)/6.0663$$

$$K = 0.1648$$

Para el valor de K obtenido arriba, el sistema presenta

oscilaciones autosostenidas. El sistema es estable para valores menores e inestable con valores mayores de k .

Programa para el Control Proporcional

```
10 G = 0          ----> Variable para conteo de tiempos
                    de muestreo.
20 INPUT A        ----> Punto de referencia. (Set point)
30 INPUT K        ----> Numerador de la ganancia.
40 INPUT J        ----> Denominador de la ganancia.
50 OUT(%30) = 1   ----> Inicio de conversión O/D.
60 B = IN(%40)    ----> Obtención de la temperatura
                    sensada.
70 B = 255 - B    ----> Complemento.
80 PRINT "B= ",B, ----> Despliegue de la temperatura
                    leída.
90 E = A - B      ----> Cálculo del error.
100 PRINT " E= ",E, ----> Despliegue del error.
110 M = (E * K)/J ----> Cálculo de la acción del control.
120 IF M < 0 M=0   ----> Ajuste a saturaciones.
130 IF M > 255 M=255
140 PRINT " M= ",M, ----> Despliegue de la señal de
                    entrada al actuador.
150 G = G + 1     ----> Incremento en el conteo de
                    tiempos de muestreo.
160 PRINT " ",G   ----> Impresión de tiempo de muestreo
                    actual.
170 OUT(%50) = M  ----> Envío de la señal al actuador.
180 FOR I = 1 TO 2000 ---- Rutina de retardo.
190 FOR L = 1 TO 2
200 NEXT L
210 NEXT I
220 GOTO 50
```

Nota: Tomando en cuenta que el microcomputador PAT86 únicamente maneja números enteros, se dividió la ganancia en numerador y denominador para poder implementar números fraccionarios en ella.

IV.2 CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL.

En un Control Proporcional Integral (PI) la señal de salida del controlador $u(t)$ queda definida por la siguiente ecuación:

$$u(t) = K e(t) + (K/T) \int_0^t e(t) dt \quad (1)$$

En donde K es la sensibilidad proporcional o ganancia y T es el tiempo integral.

La sintonización del algoritmo de control se hizo en base a la discretización de las fórmulas de ZIEGLER y NICHOLS que hicieron Y. TAKAHASHI, C.S.CHAN y D.M. AUSLANDER que a continuación se presenta (10.- Sintonización de Parámetros de Algoritmos de Control Digital Directo.)

Partiendo de la ecuación (1) en donde:

$$e(t) = r(t) - c(t)$$

$e(t)$ es el error actuante.

$r(t)$ es la entrada de referencia. (Setpoint).

$c(t)$ es el valor de la variable controlada.

En el dominio discreto la ecuación (1) con un tiempo de muestreo T_m queda así:

$$u_k = K \left[e_k + \left(\frac{1}{T} \right) (e_k + e_{k-1} + \dots + e_1 + e_0) \left(\frac{T_m}{2} \right) \right]$$

La integración en el tiempo de la acción integral fue reemplazada por una suma trapezoidal.

Obteniendo la diferencia de u se obtiene el algoritmo en su forma de velocidad.

$$\frac{\Delta u}{k} = u_k - u_{k-1}$$

$$\frac{\Delta u}{k} = K \left[(e_k - e_{k-1}) + \left(\frac{1}{T} \right) (e_{k-1} + e_{k-2}) \left(\frac{T_m}{2} \right) \right]$$

Sustituyendo $e_k = r_k - c_k$ en la ecuación anterior y asumiendo que $r_k = r_{k-1} = r_{k-2}$ obtenemos:

$$\frac{\Delta u}{k} = K \left[r_k - c_k - (r_{k-1} - c_{k-1}) + \left(\frac{1}{T} \right) (r_{k-1} - c_{k-1} + r_{k-2} - c_{k-2}) \left(\frac{T_m}{2} \right) \right]$$

$$\frac{\Delta u}{k} = K \left[c_{k-1} - c_k + \frac{T_m}{T} (r_k - [(c_k + c_{k-1}) \left(\frac{1}{2} \right)]) \right]$$

Haciendo

$$K_p = K - K_i/2$$

$$K_i = K T_m/T$$

Se obtiene la forma canónica

$$\Delta u_k = K_p (c_k - c_{k-1}) + K_i (r_k - c_k)$$

Y las formulas obtenidas para la sintonización del algoritmo de control Proporcional Integral son:

$$K_p = [0.9 / (R(L + (T_m/2)))] - K_i/2$$

$$K_p = [0.9 / (0.321(11.28/2))] - (0.298/2) = 0.348$$

$$K_i = 0.27 T_m / (R(L + (T_m/2))^2)$$

$$K_i = 0.27(11.28) / (0.321(11.28/2))^2 = 0.298$$

En estas ecuaciones:

T_m es el tiempo de muestreo.

R es la pendiente (Tangente) de la respuesta al escalón de la planta.

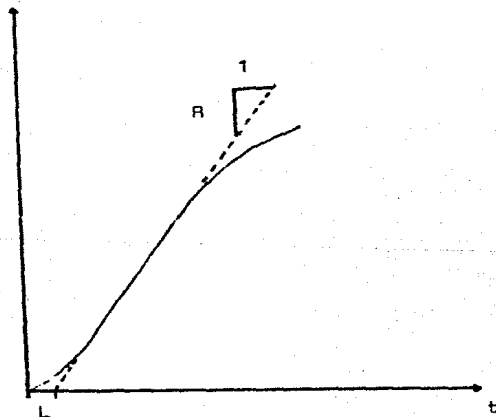
L es el tiempo en que la tangente anterior cruza el eje del tiempo.

Para una mejor comprensión de estas variables se debe observar la gráfica IV.1. En donde :

ΔT es el tiempo de muestreo.

R es la pendiente del transitorio de la respuesta al escalón de la planta.

L es el tiempo en que la tangente de la respuesta anterior cruza el eje de las coordenadas.



Programa para el Control Proporcional Integral

```
10 INPUT A          ----> Punto de referencia.
20 G = 0            ----> Variable para conteo de tiempos
                       de muestreo.
30 D = 0            ----> Inicializa lectura anterior.
40 M = 0            ----> Inicializa señal al actuador.
50 OUT(%30)=1       ----> Inicio conversión A/D.
60 B = IN(%40)      ----> Obtención de temperatura.
70 B = 255-B        ----> Complemento.
80 PRINT "B= ",B,   ----> Despliegue de la temperatura
                       leída.
90 M = ((35*(D-B))/100) + ((30*(A-B))/100) + M
                       ----> Cálculo de la acción del control
100 D = B           ----> Almacenamiento de la lectura
                       anterior.
110 IF M > 255 M=255 ----> Ajuste a saturaciones.
120 IF M < 0 M=0
130 PRINT " M= ",M, ----> Despliegue de señal al actuador.
140 G = G + 1       ----> Incremento en conteo de tiempos
                       de muestreo.
150 PRINT " ",G     ----> Impresión del tiempo de muestreo
                       actual.
160 OUT(%50)=M      ----> Envío de señal al actuador.
170 FOR I = 1 TO 1776 -> Rutina de Retardo.
180 FOR L = 1 TO 2
190 NEXT L
200 NEXT I
210 GOTO 50
```

IV.3.- CONTROL PREDICTIVO

La técnica de CONTROL PREDICTIVO se puede resumir en los siguientes pasos:

- Proponer una salida deseada en un tiempo futuro dado.
- Calcular la entrada necesaria a la planta para obtener el valor propuesto en el tiempo correspondiente.
- Suministrar el valor calculado al proceso.

Se utilizó el modelo discreto de la planta obtenido en el capítulo II.

A continuación se presenta el desarrollo matemático.

Partiendo del modelo matemático de la planta a controlar:

$$G = q^{-2} (6.0663 / (1 - 0.9168 q^{-1}))$$

La respuesta del sistema es de la forma:

$$y = q^{-2} (B/A) u_t$$

Por otro lado se obtiene 1/A:

$$1/A = 1 + 0.9168 q^{-1} + (0.8405 q^{-2})/A$$

Multiplicando por A:

$$1 = (1 + 0.9168 q^{-1}) A + (0.8405 q^{-2})$$

Multiplicando por y_{t+d} con $d = 2$:

$$y_{t+2} = (1 + 0.9168 q^{-1}) A y_{t+2} + 0.8405 y_t$$

$$\text{Como } A y_{t+2} = B u_t = 6.0663 u_t$$

$$y_{t+2} = (1 + 0.9168 q^{-1}) 6.0663 u_t + 0.8405 y_t$$

$$y_{t+2} = 6.0663 u_t + 5.5615 u_{t-1} + 0.8405 y_t$$

$$\text{Como } y_{t+2}^* = y_{t+2}^* = \text{Respuesta esperada :}$$

$$u_t = [y_{t+2}^* - 5.5615 u_{t-1} - 0.8405 y_t] / 6.0663$$

Programa para el Control Predictivo

```
10 U = 0          ----> Variable para enviar la señal de
                    entrada al actuador.
20 G = 0          ----> Variable para conteo de tiempos
                    de muestreo.
30 INPUT Y        ----> Valor esperado.
40 OUT(%30) = 1   ----> Inicia conversión A/D.
50 B = IN(%40)    ----> Lectura de la temperatura.
60 B = 255 - B    ----> Complemento.
70 PRINT "B= ",B, ----> Despliegue de la temperatura
                    sensada.
80 U = (Y - ((55 * U)/10) - ((84 * B)/100)) / 6
                    ----> Cálculo de la acción del
                    control.
90 IF U > 255 U = 255 -> Ajuste a saturaciones.
100 IF U < 0 U = 0
110 OUT(%50) = U  ----> Envío de la señal de entrada al
                    actuador.
120 PRINT " U= ",U, ----> Despliegue de la señal de
                    entrada al actuador.
130 G = G + 1     ----> Incremento en conteo de tiempos
                    de muestreo.
140 PRINT " ",G  ----> Despliegue de tiempo de muestro
                    actual.
150 FOR I = 1 TO 1785 -> Rutina de retardo.
160 FOR L = 1 TO 2
170 NEXT L
180 NEXT I
190 GOTO 40
```

V.- RESULTADOS EXPERIMENTALES Y CONCLUSIONES

En este capítulo del documento se presentan los resultados experimentales obtenidos, comentarios de los mismos y las conclusiones deducidas. Además se hace una evaluación del funcionamiento de cada uno de los algoritmos de control usados considerando las limitaciones del equipo, como es la imposibilidad de manejar números fraccionarios libremente (Se utilizó un truco para implementarlos. Ver programas.). Esto implica que los algoritmos de control se ejecuten con cálculos aproximados. También se debe tomar en cuenta que el modelo matemático de la planta se obtuvo en base a una aproximación de su respuesta al escalón.

Cabe aclarar que la temperatura en los experimentos está dada por un número. Para convertirla a grados centígrados se debe utilizar la tabla II.1 del Capítulo II.

Todos los experimentos se efectuaron aplicando un escalón desde temperatura ambiente a temperatura = 37 que equivale a 25 grados centígrados.

CONTROL PROPORCIONAL

Las gráficas V.1, V.2, V.3 y V.4 muestran los resultados

obtenidos al utilizar el algoritmo de Control Proporcional con ganancia 0.08, 0.164, 1 y 5 respectivamente.

Observando las gráficas se puede ver que el Control Proporcional en el rango de estabilidad limitado por el valor de la ganancia, presenta un error de estado estable, es decir no llega al valor de la referencia de entrada, además el tiempo de subida es lento. Cuando el valor de la ganancia rebasa o iguala el límite de estabilidad el sistema oscila alrededor del punto de referencia.

CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL

La gráfica V.5 presenta la respuesta del sistema utilizando el algoritmo de Control Proporcional Integral sintonizado teniendo el valor de $K_p = 0.348$ y $K_i = 0.298$. La respuesta no fue lo óptimo que se esperaba, puesto que tuvo un sobreimpulso bastante grande ($M_p = 13$) y en más de 600 tiempos de muestreo no se observó estabilización, considerandose que ésta ocurre cuando las oscilaciones de la etapa transitoria tienen una magnitud de +5% ó -5% del valor final (9.- Katsuhiko Ogata.). Sorpresivamente al aplicar el algoritmo de control con los parámetros $K_p = 0.5$ y $K_i = 0.45$ se mejoró la respuesta ya que se obtuvo un sobreimpulso $M_p = 9$ y el tiempo de asentamiento fue de

225 tiempos de muestreo aproximadamente.

Haciendo una tercera prueba asignando a los parámetros K_p y K_i los valores 0.2 y 1.5 correspondientemente. El sobreimpulso se incremento enormemente ($M_p = 15$) y no se pudo observar estabilización en más de 500 tiempos de muestreo. Por lo tanto se consideró que esta es la peor respuesta del algoritmo de Control Proporcional Integral.

CONTROL PREDICTIVO

La respuesta de la planta al aplicar el algoritmo de Control Predictivo aparece en la gráfica V.8.

Se puede apreciar de la gráfica que la respuesta de éste algoritmo de control es muy lenta (Más aún que la respuesta del Control Proporcional.) y existe un error de estado estable que sobrepasa el punto de referencia ($T_r = 25$ Grados Centígrados.) quedando la temperatura en $T_s = 25.7$ Grados Centígrados.

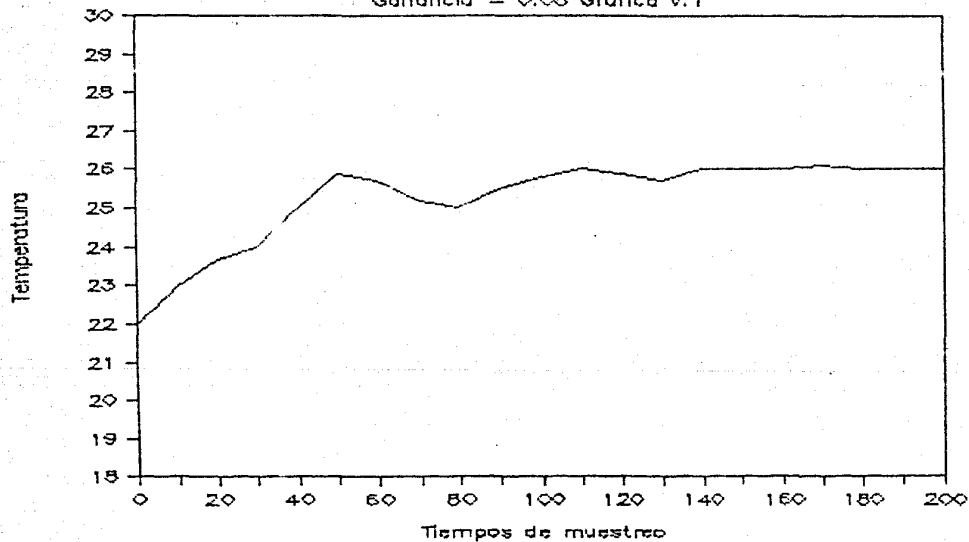
La gráfica V.9 muestra la segunda prueba del algoritmo de Control Predictivo, como se observa en este caso la temperatura ambiente fue de $T_a = 23$ Grados Centígrados y la respuesta fue bastante parecida al primer experimento con éste algoritmo.

El tercer experimento realizado presentó una respuesta muy similar a la de las dos pruebas anteriores. La gráfica

V.10 nos permite ver la curva de respuesta obtenida en dicho experimento.

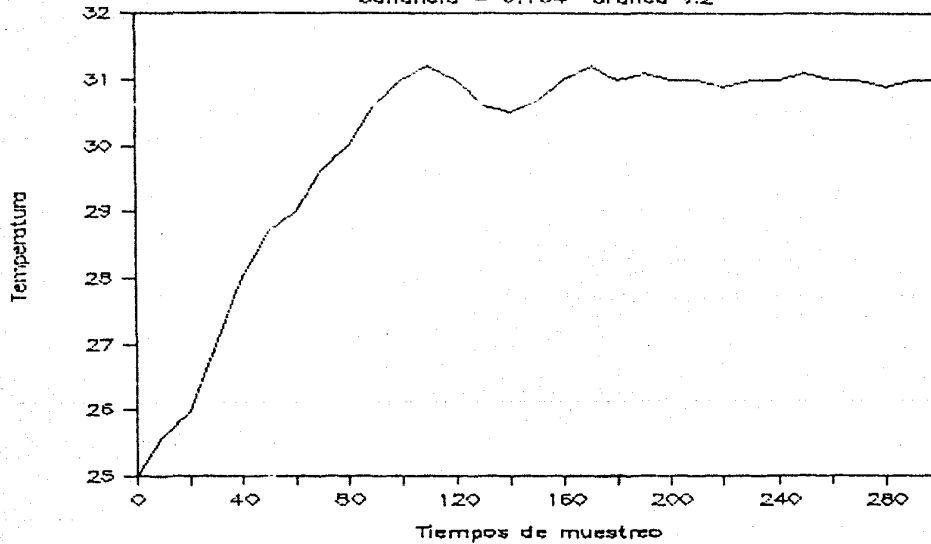
CONTROL PROPORCIONAL

Ganancia = 0.08 Grafica V.1



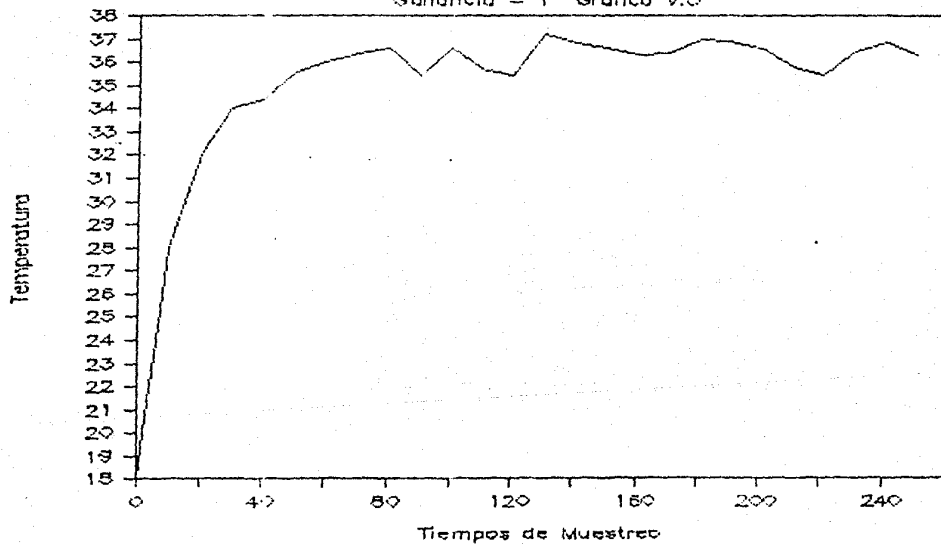
CONTROL PROPORCIONAL

Gainancia = 0.154 Grafica V.2



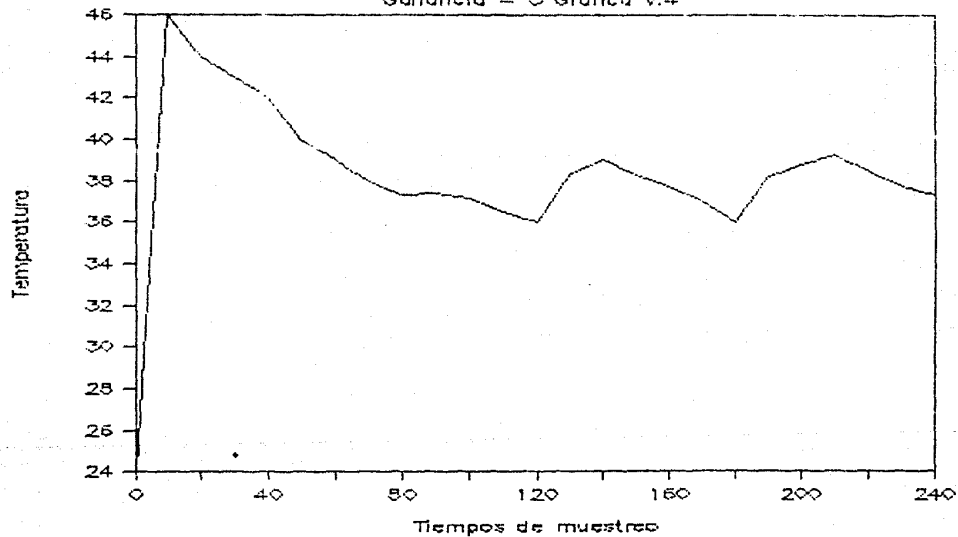
CONTROL PROPORCIONAL

Ganancia = 1 Grafica V.3



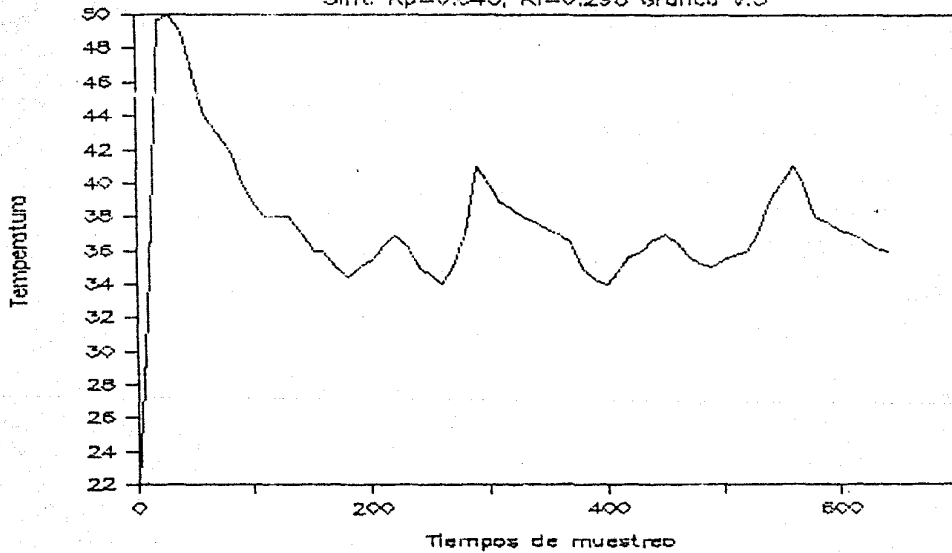
CONTROL PROPORCIONAL

Ganancia = 5 Grafica V.4



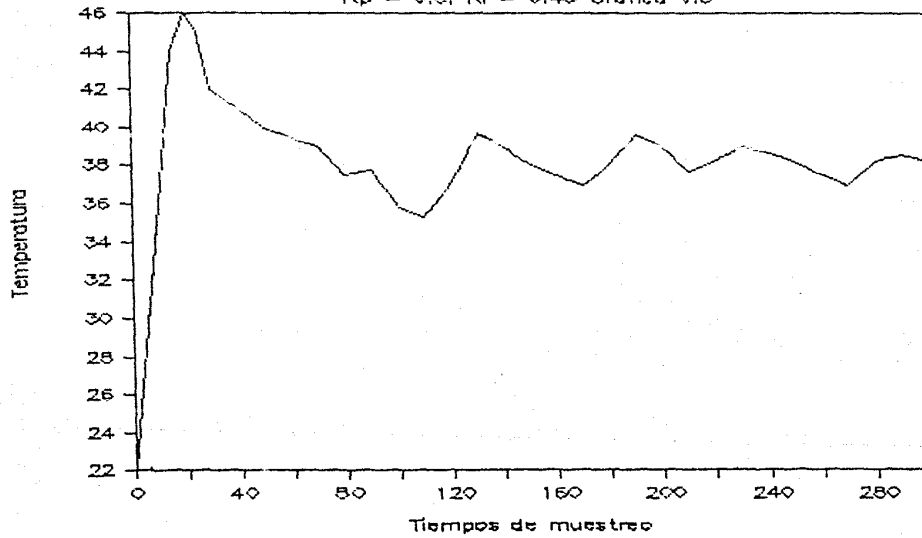
CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL

Sint. $K_p=0.348$, $K_i=0.298$ Grafica v.5



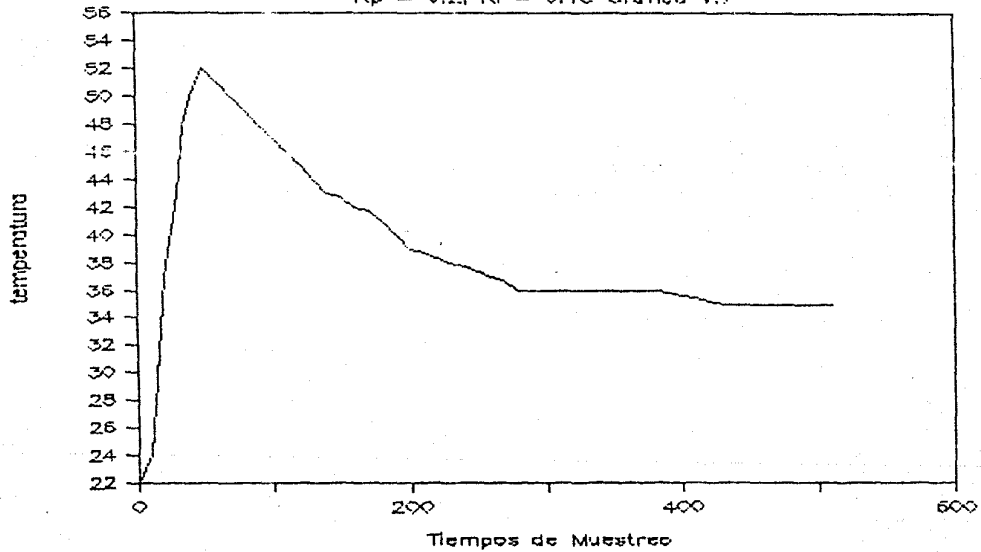
CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL

$K_p = 0,5$, $K_i = 0,45$ Grafica V.6



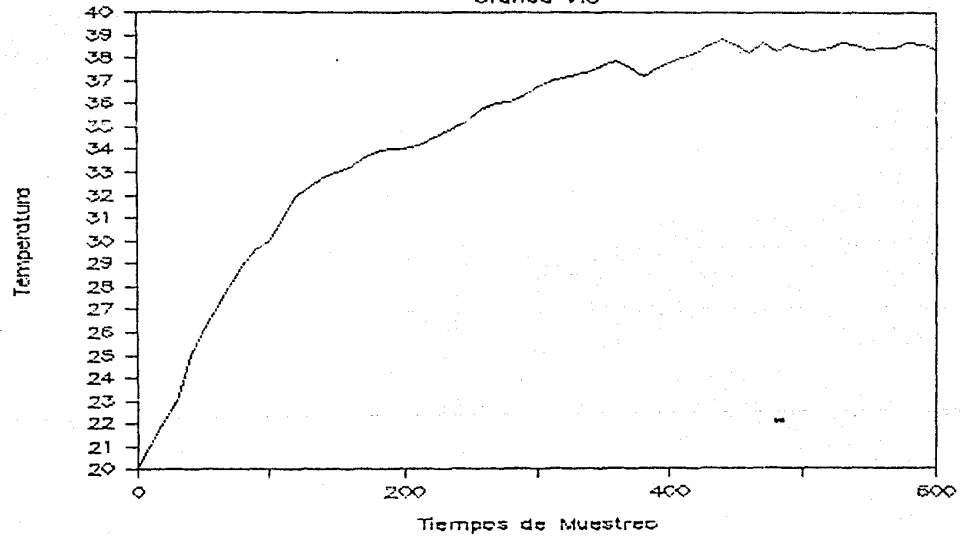
CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL

$K_p = 0.2$, $K_i = 0.15$ Gráfica V.7



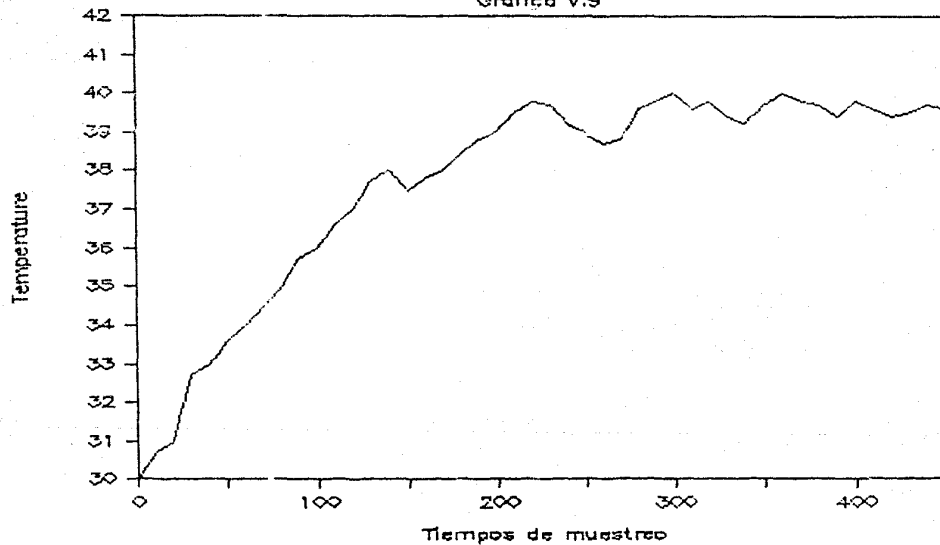
CONTROL PREDICTIVO

Grafica V.8



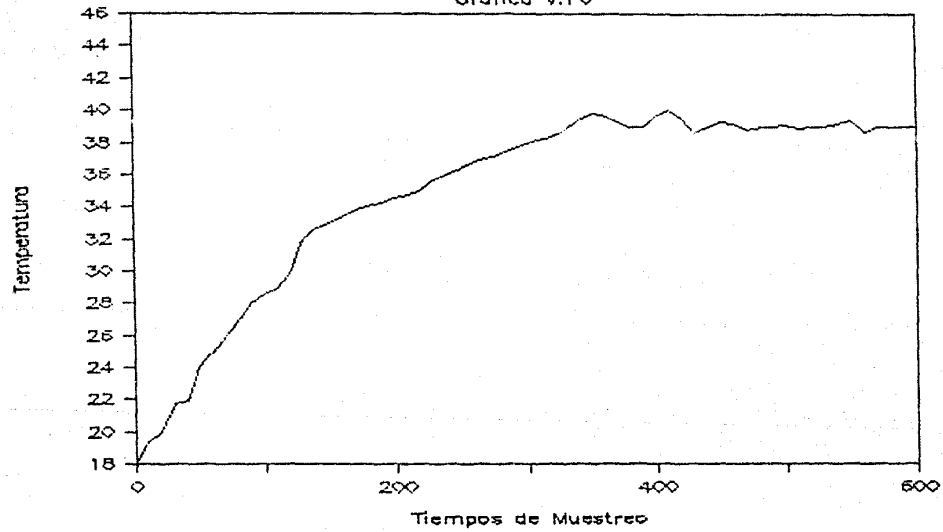
CONTROL PREDICTIVO

Grafica V.9



CONTROL PREDICTIVO

Grafica V.10



CONCLUSIONES

De acuerdo a los resultados obtenidos podemos concluir que el Control Predictivo solo puede ser usado en procesos que no requieran un punto de referencia exacto y rapidez en la respuesta debido a su error de estado estable y al gran tiempo de subida que utiliza. Una de las ventajas que presenta sobre los otros dos algoritmos de control probados es lo pequeño de sus oscilaciones en su etapa estable.

La respuesta del Control Proporcional Integral tuvo ciertos inconvenientes en cuanto a su aplicación. El gran sobrepaso existente y a las oscilaciones presentadas aún dentro del rango de estabilidad, no permiten su implementación en procesos en donde el líquido cuya temperatura es controlada no soporte variaciones de la misma.

El Control Proporcional tuvo un desempeño bastante malo para ganancias dentro del límite de estabilidad ($K = 0.164$). Al aplicar ganancias arriba de este límite el sistema se volvió inestable, oscilando alrededor del punto de referencia ($37 = 25$ Grados Centígrados), a pesar de esto su funcionamiento fue aceptable si consideramos procesos en los que no afectan las

oscilaciones alrededor del punto de referencia.

En base a las declaraciones anteriores, no se puede afirmar que un algoritmo de control es superior a otro, ya que esto depende de las características del proceso en que se estén aplicando. Por lo tanto cada uno de los algoritmos es el mejor para un cierto proceso.

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

- 1.- SOBRE EL DISEÑO DE CONTROLADORES NO SOPORTADOS EN
BASE A MICROPROCESADORES.
ORTEGA MARTINEZ ROMEO.
CENTRO DE INVESTIGACION Y ESTUDIOS AVANZADOS DEL
INSTITUTO POLITECNICO NACIONAL.
- 2.- DIGITAL COMPUTER PROCESS CONTROL.
SMITH CECIL.
- 3.- DIGITAL CONTROL OF DINAMIC SYSTEMS.
FRANKLIN G. & POWELL.
- 4.- COMPUTER-CONTROLLED SYSTEMS.
K. ASTROM, B. WITTENMARK.
- 5.- DIGITAL CONTROL SYSTEMS : THEORY, HARDWARE, SOFTWARE.
C. HOUFIS, G. LAMONT.
- 6.- APUNTES DE CONTROL DIGITAL. F.I. 1981.
ORTEGA MARTINEZ ROMEO.

- 7.- SISTEMA PAT86.
MARTINEZ JUAN, INSTITUTO DE INGENIERIA. U.N.A.M.

- 8.- PREDICTIVE CONTROL BASED ON DISCRETE CONVOLUTION
MODELS.
IND. ENG. CHEM. PROCESS DES. DEV. 1983, 22 488-495.

- 9.- INGENIERIA DE CONTROL MODERNA.
KATSUHIKO OGATA.

- 10.- PARAMETER TUNING OF LINEAR DDC ALGORITHMS.
Y. TAKAHASHI, C. S. CHAN, D.M. AUSLANDER.
ASME PUBLICATION. AMERICAN SOCIETY OF MECHANICAL
ENGINEERS.

- 11.- EXPERIMENTS IN TEMPERATURE MEASUREMENT AND CONTROL
BY MICROCOMPUTERS.
BABU JOSEPH, DALE R. MILLARD and DAVID ELLIOTT.
IEEE CONTROL SYSTEMS MAGAZINE. 272-1708/85/0800-0026.

- 12.- T T L DATABOOK FOR DESIGN ENGINEERS.
TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED.