

65



**UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE MÉXICO**

FACULTAD DE INGENIERÍA

**CONTROL DE TEMPERATURA PARA UN HORNO
INDUSTRIAL DE SECADO UTILIZANDO
UN CONTROL PID ANALÓGICO**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE
INGENIERO MECÁNICO-ELECTRICISTA
P R E S E N T A**

GERARDO DANIEL RAYO LÓPEZ

DIRECTOR DE TESIS: M. en I. MIGUEL ANGEL BAÑUELOS SAUCEDO

**LABORATORIO DE ELECTRÓNICA
CENTRO DE INSTRUMENTOS**

288682



MÉXICO, D.F.

2001



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.

A mi madre, Genoveva López
Y a mis hermanas Miriam y Verónica Rayo.

Al M. en I. Miguel Angel Bañuelos Saucedo,
Por el apoyo en la realización de mi tesis.

INDICE

1. INTRODUCCIÓN	3
1.1 DEFINICIÓN DEL PROBLEMA	5
1.2 OBJETIVOS	6
2. ACONDICIONADOR DE SEÑAL	7
2.1 INTRODUCCIÓN	7
2.2 EL TEROPAR	8
2.3 EL TERMPAR TIPO J	9
2.4 CIRCUITO COMPENSADOR	10
2.5 FILTRO	12
2.6 TERMÓMETRO	15
3. CONTROL	17
3.1 INTRODUCCIÓN	17
3.2 CONTROL ON-OFF	18
3.3 CONTROL PROPORCIONAL	20
3.4 CONTROL INTEGRAL	21
3.5 CONTROL DERIVADOR	24
3.6 ETAPA SUMA	26
3.7 CIRCUITO PID	27
4. ETAPA DE POTENCIA	29
4.1 INTRODUCCIÓN	29
4.2 CIRCUITO GENERADOR DE PULSOS	31
4.3 CIRCUITO DE AISLAMIENTO	34
4.4 EL TRIAC	34
5. AJUSTE DEL CONTROL PID	37
5.1 INTRODUCCIÓN	37
5.2 ADQUISICIÓN DE DATOS	39
5.3 MODELADO DEL HORNO	40
5.4 SIMULACIÓN	44
5.5 PRUEBAS Y RESULTADOS	49
6. CONCLUSIONES	55
7. BIBLIOGRAFÍA.	57
8. APÉNDICE	59

1. INTRODUCCION

La industrialización creciente y la fuerte competencia exigen productos manufacturados progresivamente más uniformes, con el fin de reducir el costo (evitando rechazos) y elevar la producción al nivel que el mercado exige.

En este contexto es forzoso medir y controlar las variables que influyen en el proceso, para garantizar que la fabricación final cumplirá las normas de calidad con la mínima incertidumbre.

La temperatura es una variable preponderante en gran número de procesos industriales; su control debe de ser pues, preciso y estable. Por ejemplo consideremos la esterilización de productos alimenticios, una temperatura inferior no cumple la función y una superior puede destruir el producto. Ejemplos como éste demuestran la importancia de contar con controles confiables de temperatura.

La calidad de los productos elaborados, no siempre se consigue en el primer intento, es más bien consecuencia de una mejora constante del producto. Pero esto implica a la vez buscar el camino óptimo para su elaboración y de los procesos que interactúan en ella.

Este trabajo es un ejemplo de una mejora en el control de un horno industrial de secado, el cual ha sido controlado anteriormente por un control on-off o de dos posiciones, sin tener los resultados deseados.

En la mayoría de las industrias el control más empleado es el control PID (Proporcional, Integral y Derivativo) analógico, para controlar muchos procesos industriales. Por ese motivo se propone un control PID analógico para controlar la temperatura del horno.

Los circuitos electrónicos analógicos actuales, utilizados para obtener los diversos tipos de control hacen un amplio uso de Amplificadores Operacionales. Y en este trabajo son parte fundamental para lograr elaborar el control PID y todas las etapas que requiere el sistema del horno.

1.1 DEFINICION DEL PROBLEMA

En el Laboratorio de Materiales y Sensores del Centro de Instrumentos de la Universidad Nacional Autónoma de México, se cuenta con un horno industrial de secado.

Dicho horno se emplea para el secado de diversas muestras y su temperatura se controla mediante un controlador del tipo on-off o de dos posiciones.

Con este tipo de control, el horno entrega una temperatura de salida con una amplitud de oscilación de hasta ± 30 °C, lo cual resulta poco confiable para su aplicación.

Por lo tanto, en este trabajo se da una solución a este problema, al proponer como control del horno un control PID (Proporcional, Integral y Derivativo) analógico, el cual tiene una salida con menos fluctuaciones que el control on - off y su costo no es muy elevado.

El horno, típicamente opera en un intervalo de temperaturas de 100 °C a 200 °C y debe mantener cualquier valor constante dentro de este intervalo. Además, el costo de dicho controlador no debe ser muy elevado y su manejo se requiere que sea fácil y accesible.

Dicho controlador debe superar en calidad, exactitud y confiabilidad al control del tipo on-off o de dos posiciones, el cual utiliza actualmente el horno. De tal forma que la variación máxima de temperatura a la salida del horno no exceda los 10 °C del valor seleccionado.

Si el intervalo de fluctuaciones de la temperatura es menor a 5 °C, el control de temperatura se puede utilizar además como cámara de reacción a temperatura controlada para la síntesis de zeolitas y películas delgadas. También se podrá utilizar como horno a temperatura controlada para los reactores de fluoración de diversos materiales.

1.2 OBJETIVOS

El principal objetivo en este trabajo, es diseñar un control de temperatura para controlar la temperatura de un Horno Industrial de Secado, manteniendo la temperatura de salida con una amplitud de oscilación máxima de ± 10 °C, en el intervalo de 100°C a 200°C. Para ello, ocupamos un control PID (Proporcional, Integral y Derivativo) analógico.

Dicho control sustituirá a un control de tipo on-off, empleado anteriormente para controlar la temperatura del horno, de tal modo que el nuevo control entregue una salida con menos fluctuaciones.

Con la finalidad de obtener un funcionamiento adecuado del control PID, es necesario calibrar las constantes que actúan en él. Las constantes del control PID están relacionadas con la naturaleza de la planta (horno), así que sus valores difieren según sea la dinámica del sistema. Estas constantes son: la acción proporcional, el tiempo integral y el tiempo derivativo de los controles que forman a un control PID.

Además, el control de temperatura debe ser accesible y fácil de manejar, para ello se requiere que dicho controlador cuente con un termómetro digital, el cual indique la temperatura en que está operando. También, es necesario que dicho control cuente con un desplegado de la temperatura que se desea obtener (set-point).

Por lo tanto un objetivo más es implementar un circuito que permita desplegar la temperatura por medio de displays, y así poder ajustar la temperatura deseada y medir el valor de temperatura obtenido.

Por último, este control de temperatura tipo PID analógico debe de ser económico, para ello los componentes empleados para su implementación deberán de ser económicos también.

2. ACONDICIONADOR DE SEÑAL

2.1 INTRODUCCIÓN

Se encuentran en el mercado varios tipos de sensores de temperatura, de diferentes especificaciones, como los termopares, los sensores de temperatura resistivos (RTD), los termistores, y los sensores de temperatura en CI.

Los RTD (Resistance Temperature Detector), son conductores que presentan una resistencia dependiente de la temperatura, tienen el inconveniente de producir autocalentamiento y deformaciones mecánicas, estas dos características de los RTD lo hacen poco preciso, el intervalo de medida, de los RTD de platino que es el más común es de -182 a 630 °C.

Los termistores también son resistencias variables dependientes de la temperatura pero no están basados en conductores como los RTD sino que están basados en semiconductores y al igual que los RTD presentan autocalentamiento debido a su alimentación externa además, los termistores se corroen fácilmente, su intervalo de medida es de -100 a 600 °C

El termopar presenta la particularidad de no emplear alimentación externa lo cual lo hace más económico y no presenta problemas de autocalentamiento como los RTD. Además, el termopar puede soportar temperaturas superiores a las soportadas por los RTD y los sensores en CI.

Debido a que en el laboratorio de sensores y materiales del Centro de Instrumentos se cuenta con termopares disponibles y observando las ventajas que estos presentan con respecto a los sensores resistivos, se ve conveniente la utilización de estos para sensar la temperatura.

La operación de un termopar en forma óptima, requiere emplear una etapa de compensación la cual dota al circuito de una referencia de la temperatura a medir, esta referencia puede ser la temperatura ambiente a la cual se encuentra el exterior del horno. También se emplea aquí una etapa de filtrado, empleando un filtro paso bajas, para atenuar el ruido de alta frecuencia.

Para poder determinar el valor de temperatura al que queremos que opere el horno es necesario tener un despliegue de la elección de temperatura y saber que valor de temperatura ha alcanzado el horno, para ello se hace

indispensable la utilización de un display el cual puede cumplir las dos funciones. Tanto de selección de temperatura (set point), como de termómetro.

2.2 EL TERMOPAR

Los termopares tienen un intervalo de medida amplio, en un conjunto que va desde $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$ hasta $3000\text{ }^{\circ}\text{C}$. Por otra parte su estabilidad a largo plazo es aceptable y su fiabilidad elevada. Además, a temperaturas bajas tiene mayor precisión que los RTD, y por su tamaño pequeño permiten tener gran velocidad de respuesta, del orden de milisegundos. Poseen también robustez, simplicidad y flexibilidad de utilización.

Debido a su bajo costo y a su fácil uso, los termopares son los dispositivos más empleados para medir temperaturas de varios cientos de grados centígrados. Un termopar está hecho por la unión de dos materiales (metales) como muestra la figura 2.2.1.

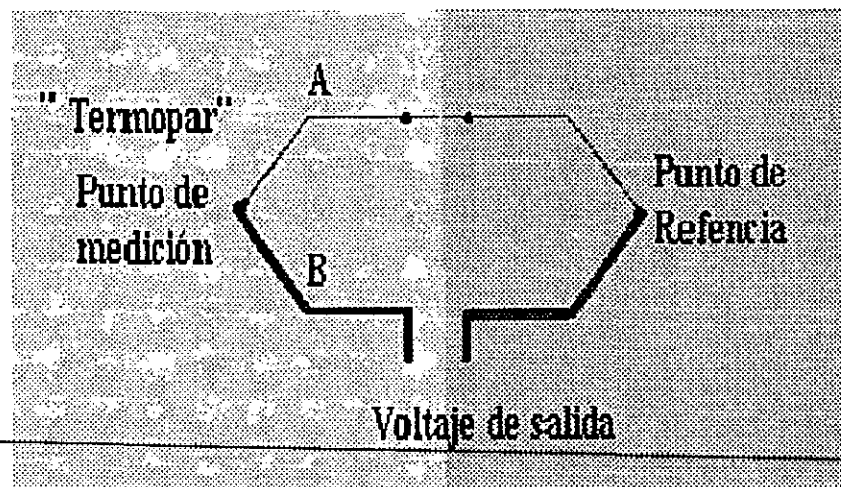


Figura 2.2.1 Estructura básica de un termopar.

El voltaje de salida es proporcional a la diferencia de temperaturas entre la unión de medida y la unión de referencia, esta relación es una constante de proporcionalidad. Esta constante es conocida como el coeficiente de Seebeck y su intervalo va de $5\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ a $50\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ para termopares usados comúnmente.

El efecto Seebeck, descubierto en 1821 por Tomas J. Seebeck, consiste en que dado un circuito de dos materiales distintos homogéneos A y B con dos uniones en diferente temperatura, aparece una corriente eléctrica, es decir hay una conversión de energía térmica a energía eléctrica, o bien si se abre el

circuito, aparece una fuerza (termo-)electromotriz (f.t.e.m.) que depende del tipo de metales y de la diferencia de la temperatura entre las dos uniones.

Este efecto está basado en dos efectos secundarios que son, el efecto Peltier que provoca la liberación o absorción de calor en la unión de dos metales distintos cuando una corriente circula a través de la unión, y el efecto Thomson, que consiste en la liberación o absorción de calor cuando una corriente circula a través de un metal homogéneo en el que existe un gradiente de temperatura.

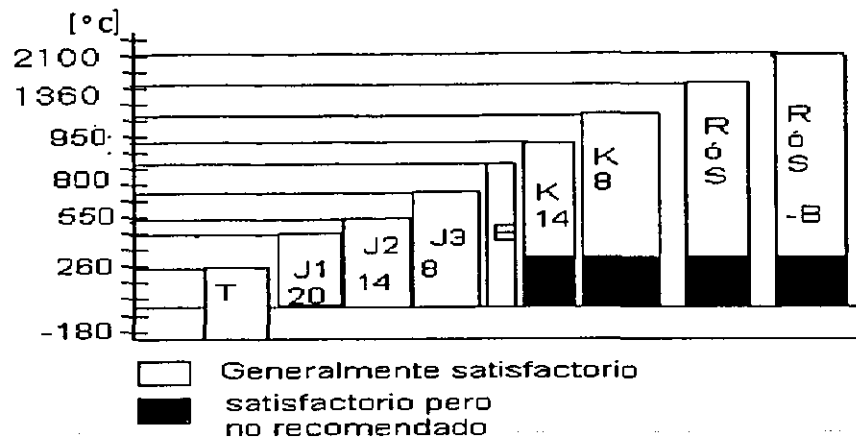
2.3 EL TERMOPAR TIPO J

La selección de alambres para hacer termopares se hace considerando que tengan una resistencia adecuada a la corrosión, a la oxidación, a la reducción y a la cristalización; que desarrollen una f.e.m. relativamente alta, que sean estables, de bajo costo, de baja resistencia eléctrica y que la relación entre la temperatura y la f.e.m. sea tal que el aumento de ésta sea (aproximadamente) proporcional al aumento de temperatura.

Los termopares deben de tener resistencia a la oxidación a temperaturas altas pues deben de tolerar la atmósfera donde van a estar operando. En nuestro caso empleamos un termopar tipo J el cual tiene una composición de hierro constantan y tiene un margen de medida de 0 a 760 grados centígrados.

Los termopares tipo J son versátiles y de bajo costo. Se pueden emplear en atmósferas oxidantes, se ocupan a menudo en hornos de combustión abiertos a la atmósfera.

En la figura 2.3.1(a) se muestra el intervalo de temperaturas que los diferentes tipos de termopares pueden operar. En la figura 2.3.1(b), se muestra la composición química de cada tipo de termopar.



a)

Termopar	Material
Tipo T	Cobre/Canstantan galga 20
Tipo J1	Hierro/Canstantan, galga 20
Tipo J14	Hierro/Canstantan, galga 14
E	Cromel / Canstantan
K	Cobre /Alumen, galga 14
R o S	Cromel /Alumen, galga 6

b)

Figura 2.3.1. Tipos de termopares. A) Intervalos de temperatura de operación. B) Tipo de materiales empleados.

2.4 CIRCUITO COMPENSADOR

Para aplicar el efecto Seebeck a medidas de temperaturas, es necesario mantener una de las uniones del termopar a una temperatura de referencia.

Una solución consiste en disponer la unión de referencia en hielo fundido. Es una solución de gran exactitud y facilidad de montaje, pero es de difícil mantenimiento y muy costoso.

Por otra parte, se puede emplear la denominada compensación electrónica [10,5,12] de la unión de referencia. Consiste en dejar que la unión de referencia sufra las variaciones de la temperatura ambiente, pero ésta se detecta con otro sensor de temperatura, dispuesto en la vecindad de la unión de referencia, y se suma una tensión igual que la generada en la unión fría.

Existen circuitos integrados que miden la temperatura ambiente y ofrecen una tensión de compensación para distintos termopares. El LM335, por ejemplo, nos permite utilizar termopares del tipo K, J, T y E.

El circuito compensador utiliza entonces otro sensor de temperatura, el CI LM335, y el CI LM336, el cual es una referencia de voltaje.

El LM335 se calibra a temperatura ambiente a 25 °C aproximadamente y puede operar en un intervalo de temperatura que va de -55 a 200 °C con una salida muy lineal.

La salida del LM335 está referida a Kelvin y para extrapolar su salida a grados centígrados ocupamos el LM336 que como mencionamos anteriormente es un diodo de referencia, el cual mantiene una salida invariante a los cambios de temperatura gracias a su bajo coeficiente de temperatura, esto garantiza su estabilidad y por ello es ideal como una referencia de temperatura.

El circuito mostrado en la figura 2.4.1 entrega una salida de 10 mV/°C, el arreglo se ajusta como se explica a continuación [12].

Primero se calibra el amplificador hasta obtener una ganancia de 250, después se acopla el termopar y el LM335, con el potenciómetro TC ADJ se calibra hasta obtener 10 mV/K, finalmente se conecta el LM336 y se ajusta con el potenciómetro ZERO ADJUST hasta que la salida del voltaje sea igual a 10 mV/°C.

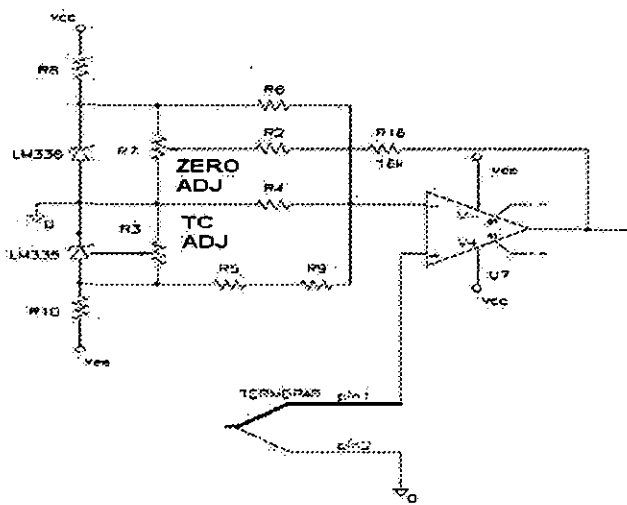


Figura 2.4.1. Circuito compensador.

2.5 FILTRO

En la mayoría de los procesos la temperatura es una variable que cambia a una velocidad muy baja. Al realizar medidas a esta variable podemos encontrar variaciones de nivel con frecuencias mayores a la normal, las cuales dan una medida equivocada del incremento de la temperatura actual. Estas señales pueden ser provenientes de la señal de línea o ser causa de errores en la medición. Para poder tener medidas confiables necesitamos eliminar todas las señales de ruido de alta frecuencia, lo cual logramos al emplear un filtro paso bajas.

El filtro paso bajas empleado es un filtro activo paso bajas de cuarto orden tipo Sallen y Key como el mostrado en la figura 2.5.1.

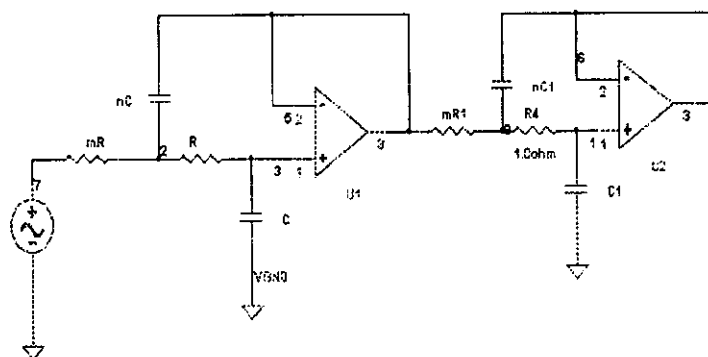


Figura 2.5.1 Filtro Sallen and Key de 4^o orden conectado en cascada.

Los filtros Sallen y Key, son populares, poco caros y fáciles de ajustar. Para lograr un filtro de cuarto orden ocupamos dos filtros de segundo orden conectados en cascada como muestra la figura anterior.

Para diseñar el filtro Sallen y Key, se seleccionó una respuesta Butterworth [8], debido a que la respuesta Butterworth es muy plana en la banda de paso, y por lo tanto, este filtro se usa cuando todas las frecuencias de la banda de paso deben tener la misma ganancia. La variación de atenuación de un filtro Butterworth en la región de transición es de 6 dB/octava por cada polo, de manera que un Butterworth de cuarto orden tendrá una variación de atenuación de 24 db/octava en la región de transición.

Gracias a esta atenuación logramos eliminar toda señal mayor a la frecuencia de corte eficazmente. Se consideró que la frecuencia de corte fuera menor a la señal de línea para filtrar a ésta y a la señal de alta frecuencia que pudiera contener. Por otro lado, se consideró mayor a la frecuencia de la señal del termopar, para no producir errores en la medición del incremento de temperatura, por ello se optó por una frecuencia de 20 Hz como frecuencia de corte, que es un valor intermedio entre estos dos parámetros.

Como se observa a continuación en los cálculos del filtro, requerimos los datos de f_c (frecuencia de corte) y de Q (factor de calidad), además de las constantes m y n que componen los filtros de segundo orden Sallen y Key.

Para un filtro conectado en cascada, no podemos considerar el mismo valor de Q , ya que en la conexión en cascada, se reduce el ancho de banda del filtro.

Para obtener los resultados deseados al conectar filtros en cascada se ha encontrado que es necesario variar el Q de cada etapa y f_c de los filtros que no sean Butterworth [3]. De manera que, en filtros utilizados de cuarto orden o mayores, las etapas de segundo orden conectadas en cascada se verán iguales, pero tienen diferentes valores de componentes.

La siguiente tabla 2.5.1 [3] muestra los valores ya calculados para filtros Butterworth paso bajas hasta de cuarto orden. En esta tabla se encuentran los parámetros f_c y Q que requerimos para empezar los cálculos.

Orden n	f_{01}	Q_1	f_{02}	Q_2
2	1	0.707		
3	1	1.0000	1	
4	1	0.541	1	1.306

Tabla 2.5.1 Tabla de filtros paso bajas Butterworth.

En el caso del horno tenemos que la $f_c = 20$ Hz.

De la tabla anterior, tenemos que para un filtro paso bajas de cuarto orden

$$f_1 = 1, f_2 = 1 \text{ y } Q_1 = 0.541, Q_2 = 1.306$$

El procedimiento de diseño del filtro Sallen y Key es el siguiente [3].

- 1) Empezar con dos resistencias iguales ($m = 1$) en el intervalo de 10 K Ω , llamar esta resistencia R^*

2) Calcular $C^* = \frac{1}{(4\pi Q f_0 R^*)}$

3) Calcular $n^* = 4Q^2$

(donde n y m son la diferencia de valor de los capacitores y resistencias respectivamente, de cada filtro de segundo orden)

4) Encontrar el valor del capacitor estándar C y nC tal que $C \cong C^*$ y $n \geq n^*$

5) Utilice el nuevo valor encontrado de n para calcular la cantidad de

$$K = \frac{n}{Q^2 - 2}. \text{ Y después}$$

$$m = \left[K + \sqrt{(K^2 - 4)} \right] \frac{1}{2}$$

6) Finalmente

$$R = \left[2\pi \sqrt{(nm)} \right] * f_0 C$$

Y seleccionar de los valores estándar de resistencia los valores más próximos a los calculados para R y mR.

Al emplear el procedimiento anterior se obtiene que:

$$R = 10 \text{ K } \Omega, \quad mR = 12 \text{ K } \Omega$$

$$C = 680 \text{ nf} \quad \text{y} \quad nC = 820 \text{ nf}$$

$$R_2 = 6.8 \text{ K } \Omega, \quad mR_2 = 15 \text{ K } \Omega$$

$$C_{22} = 560 \text{ nf} \quad \text{y} \quad nC_2 = 680 \text{ nf}$$

Con estos valores se obtiene el filtro paso bajas deseado. Una respuesta con estos valores es la mostrada en la figura 2.5.2, la cual es el resultado obtenido en la simulación con Pspice.

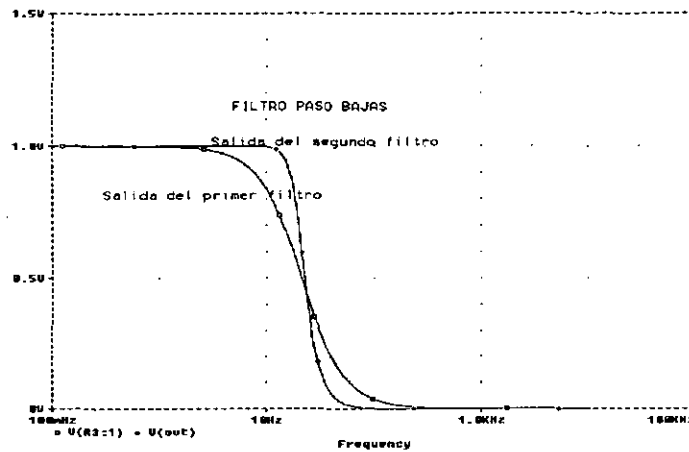


Figura 2.5.2 Respuesta del filtro paso bajas de 4° orden simulado en Pspice.

En la figura anterior podemos observar la diferentes respuestas del filtro de cuarto orden, como se ve, la ventaja de usar un filtro de cuarto orden es lograr la mayor pendiente en la banda de transición.

A la salida del filtro se coloca una etapa de ganancia la cual ayuda a ajustar la señal del termopar a un valor apropiado para las otras etapas, por ejemplo, la etapa del termómetro digital.

2.6 TERMÓMETRO

El termómetro digital está hecho con un CI, el ICL7107 [4], el cual es un convertidor A/D para un display de $3\frac{1}{2}$ dígitos; además incluye decodificador, referencia y su reloj, lo cual lo hace muy versátil y fácil de emplear, además de ser económico.

Con los dígitos que maneja el ICL7107 se obtiene un desplegado hasta el número 1999 pero debido a que la temperatura a medir no excede los 300°C se emplearon únicamente 3 dígitos.

La señal de entrada proveniente del filtro se ajusta mediante un divisor de voltaje en la entrada del convertidor A/D, la cual es de 200mV como máximo. El mismo display nos ayuda a seleccionar la temperatura que deseamos tener en el horno.

3. CONTROL

3.1 INTRODUCCIÓN

En la teoría de control se conoce que un control del tipo realimentado tiene una mejor respuesta que un control en malla abierta ya que cuenta con menor sensibilidad a las perturbaciones que puedan existir en el sistema.

Existen diferentes tipos de controles realimentados en los que destacan el control on- off, el control proporcional, el control integral y el derivativo. Cada uno de estos controles tiene diferentes respuestas a la misma entrada, gracias a esto se cuenta con diferentes tipos de sistemas con la aplicación de uno o varios de estos controles. El control PID es un control que contiene a los controles Proporcional, Integral y Derivativo.

El control PID es a menudo empleado para proveer un grado aceptable de reducción de error, simultáneamente a una estabilidad y amortiguación aceptables. Éste tipo de control tiene tres constantes, las cuales son conocidas como la constante de proporción K_p , el tiempo integral τ_i y el tiempo derivativo τ_d (véase Fig. 3.1.1). Típicamente los sistemas de control tienen esta forma y el ingeniero de control únicamente debe de ajustar las constantes de su ecuación para llegar a un comportamiento aceptable.

Un control PID puede ser implementado de varias formas, existe la conexión tipo serie, tipo paralelo y también se encuentran implementado en un solo dispositivo (en el caso electrónico un PID puede estar contenido en un único amplificador operacional). El control PID tipo paralelo aunque no es el más empleado en los procesos industriales, es el más sencillo de analizar, por esta razón, para controlar el horno, se empleó un control PID tipo paralelo.

Un control tipo paralelo es representado en el siguiente diagrama de bloques y cada bloque será discutido en este capítulo.

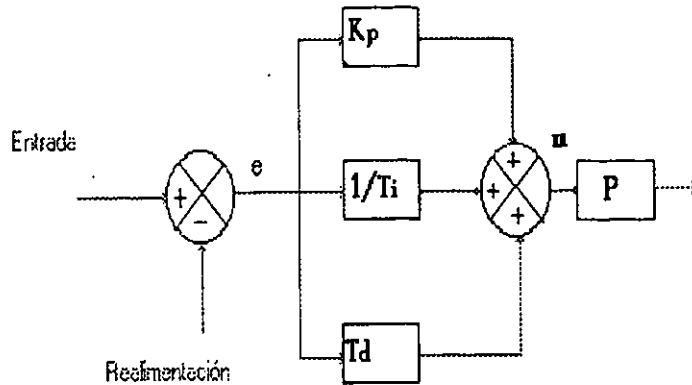


figura 3.1.1 Control PID en bloques.

3.2 CONTROL ON – OFF

Un control on-off o de dos posiciones es el caso más simple de un control realimentado. Este tipo de controles es muy económico en su construcción, fácil de operar y de calibrar, y por este motivo es empleado en el control de procesos.

El control on-off tiene solamente dos posiciones de señal de control, que pueden ser alto o bajo, las cuales controlan a la planta.

Para explicar esto de una forma más clara consideremos el caso electrónico, donde la señal de salida del controlador $y(t)$, puede ser V_{cc} (voltaje corriente continua) o cero volts y considerando que a la entrada de nuestro control tenemos la señal de error $e(t)$, así

$$\begin{aligned} y(t) &= 0 & \text{si } e(t) < 0 \\ y(t) &= V_{cc} & \text{si } e(t) > 0 \end{aligned}$$

La señal de salida de un control on-off oscila en cierto intervalo de amplitud, este recibe el nombre de intervalo de error.

En la acción de control de un control on-off, el actuador, en la etapa de potencia, permanece continuamente trabajando produciéndose su desgaste prematuro. Para evitar este desgaste se emplea un control on-off con histéresis el cual permite que el actuador disminuya su operación pero a costa de un intervalo de mayor error.

Las figuras 3.2.1 y 3.2.2 muestran la salida y la acción de control de estos dos tipos de control on-off.

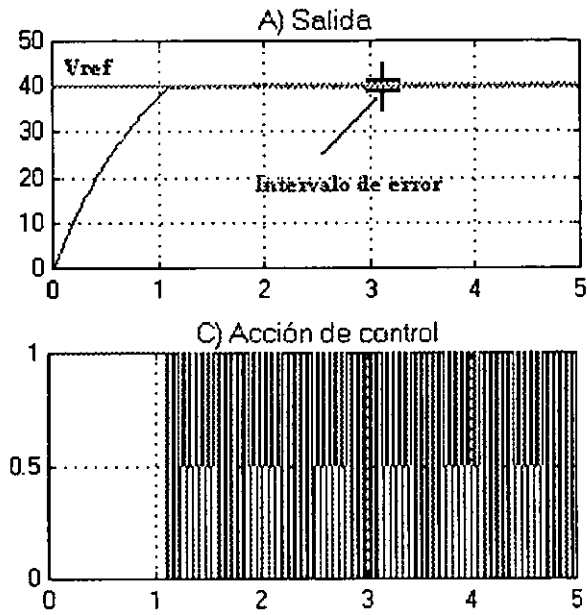
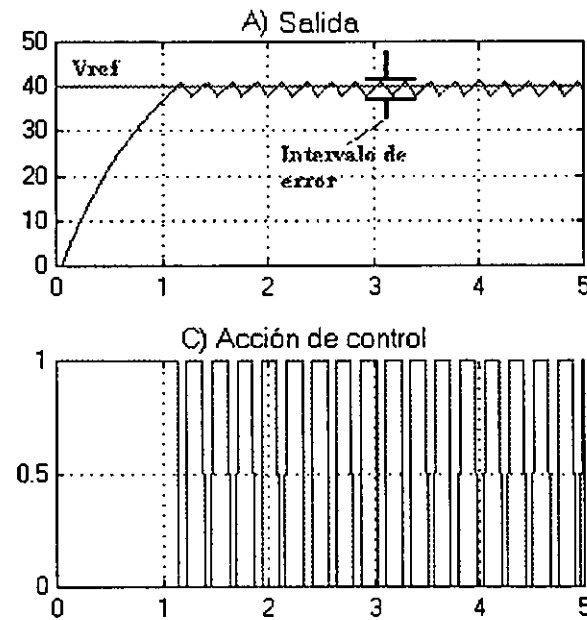


Figura 3.2.1 Respuesta de un Control on – off.



3.2.2 Control on-off con histéresis.

El uso de controlador on- off queda fuera de aplicación en los procesos donde la salida del sistema debe de tener el mínimo de amplitud en sus oscilaciones.

3.3 CONTROL PROPORCIONAL

Un control Proporcional, entrega en su salida de control una señal proporcional al error de entrada. Aplicando la acción proporcional aumentamos la velocidad de respuesta y reducimos el error en estado estacionario del sistema.

La respuesta de la acción proporcional se supone instantánea, no hay tiempo de retraso entre el cambio de la señal de error y el correspondiente en la señal manipulada. La función de transferencia para un control proporcional es:

$$G_c = \frac{M(s)}{E(s)} = K_p \quad 3.3.1$$

Donde $M(s)$ es la salida del sistema y $E(s)$ es la entrada al sistema.

La respuesta dinámica a menudo establece un límite sobre el máximo valor de K_p , por lo tanto hay un límite sobre cuanto puede ser reducido el error utilizando solamente control con retroalimentación proporcional.

La etapa proporcional la podemos implementar electrónicamente con un Amplificador Operacional en su configuración de amplificador inversor o no inversor. La ventaja que tiene utilizar el amplificador inversor es que podemos controlar la ganancia desde valores menores que uno, lo cual no podemos hacer con el amplificador no inversor, el único inconveniente es que invierte la polaridad de la señal de error.

La figura 3.3.1 representa un circuito proporcional con amplificadores operacionales.

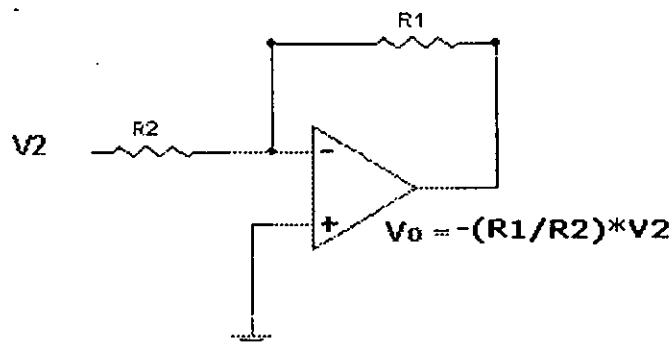


Figura 3.3.1 Control proporcional.

En la figura anterior, podemos ver que la ganancia queda en función de las resistencias, y por ello se puede conseguir un gran número de valores de ganancia al variar cualquiera de estas dos resistencias.

3.4 CONTROL INTEGRAL

La ecuación que describe el comportamiento de una etapa integral es la mostrada en la ecuación 3.4.1.

$$V_o = \frac{1}{\tau_i} \int V_i dt \quad 3.4.1$$

Donde τ_i es llamado tiempo integral o también tiempo de restablecimiento y donde $1/\tau$ se considera como velocidad de restablecimiento. El control integral tiene la virtud de proporcionar un valor finito de salida sin señal de error; Esto ocurre porque la salida V_o es una función de los valores pasados de $V_i(t)$, más que del valor actual, como ocurre en el caso del control Proporcional. Por lo tanto los errores pasados “cargarán” el integrador hasta un valor que permanecerá aunque el error se haga cero.

El circuito electrónico de un control Integral se muestra en la figura 3.4.1 donde la etapa integradora está basada en un amplificador operacional.

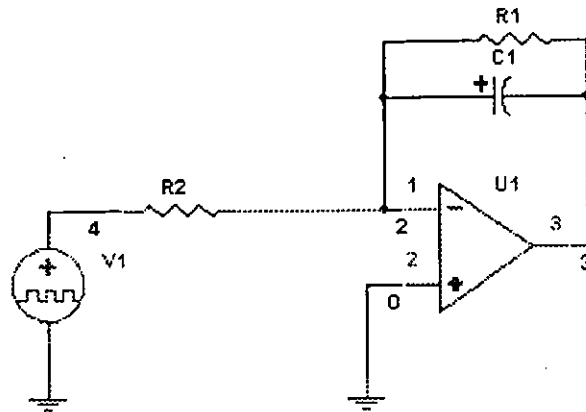


Figura 3.4.1 Control Integral.

De la figura 3.4.1 podemos observar que la impedancia en la realimentación esta dada por la siguiente ecuación.

$$Z_F = \frac{R_1}{R_1 s C + 1} \quad 3.4.2$$

Por lo tanto la ganancia está dada por

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-R_1}{R_2} * \left(\frac{1}{R_1 s C + 1} \right) \quad 3.4.3$$

Considerando que $R_1 C \gg 1$ entonces

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-R_1}{R_2} * \left(\frac{-1}{R_1 C s} \right) \quad 3.4.4$$

La ecuación 3.4.4 muestra que la salida del circuito es la integral de la señal de entrada multiplicada por la constante $1/R_2 C$, que como ya vimos es la velocidad de restablecimiento. Si observamos esta velocidad de restablecimiento podemos modificarla variando el valor de sus componentes R o C, por simplicidad es más recomendable variar R manteniendo a C fijo.

Es importante observar que la presencia de R_1 es necesaria para darle al circuito una realimentación de corriente directa, y prevenir con ello la saturación del amplificador por la corriente de bias.

En la siguiente figura 3.4.2, se muestra la respuesta en frecuencia[7,8] de un integrador. Se ve que en el caso de un circuito sin la resistencia de realimentación R_1 la integración comienza con muy alta ganancia, muy aproximada a la respuesta del operacional en malla abierta y desciende con una pendiente de -20 db /década, hasta llegar a la frecuencia de cruce por cero

dada por $1/(2\pi R_2 C)$, en cambio cuando se emplea la resistencia de realimentación R_1 la integración empieza desde la frecuencia de corte dada por $1/(2\pi R_1 C)$.

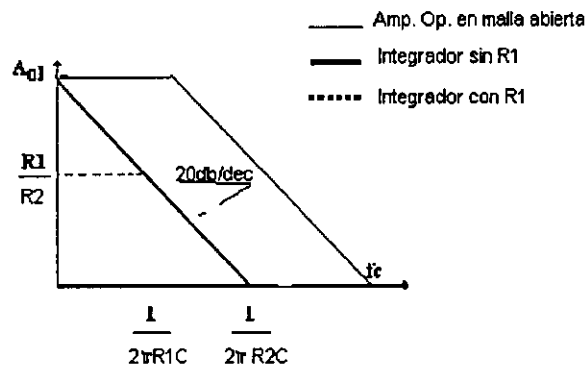


Figura 3.4.2 Respuesta en frecuencia de un circuito Integrador.

Si se requiere aumentar el intervalo de frecuencias sólo hay que aumentar la relación de ganancia del amplificador, lo cual se logra al aumentar R_1 , pero hay que tener en cuenta que esto puede traer como consecuencia el incremento de la señal de offset y de los errores debidos a la corriente de bias que pudiera presentar el amplificador.

En el diseño de una etapa integral es importante tener en cuenta que la respuesta en frecuencia del integrador se mantenga dentro de la respuesta en frecuencia del amplificador operacional.

3.5 CONTROL DERIVADOR

Aunque el control integral reduce el error en estado estacionario, reduce también la velocidad de respuesta del sistema. El control diferencial se utiliza generalmente con el control proporcional o integral para aumentar la amortiguación, con lo cual podemos aumentar, también, la velocidad del sistema, al aumentar la ganancia K_p . Y así mejorar el desempeño del sistema. La salida de un controlador derivador, está descrita por la función 3.5.1.

$$\mu(t) = \tau_d \frac{de(t)}{dt} \quad 3.5.1$$

donde τ_d es el tiempo del derivador.
 $e(t)$ es el error del sistema.

Para implementar esta etapa se propone el circuito de la figura 3.5.1.

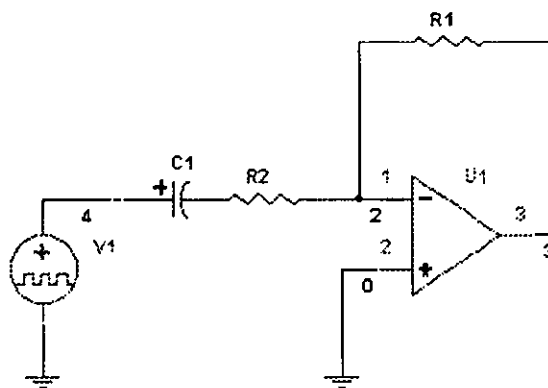


Figura 3.5.1 Control Derivador.

En la práctica el circuito derivador tiene varias limitaciones. El circuito tiende a amplificar cualquier ruido que pueda estar presente en la señal de entrada y presenta una tendencia a oscilar.

Esta circunstancia adversa puede evitarse conectando una pequeña resistencia (generalmente con un valor de una décima del valor de la resistencia de realimentación) en serie con el capacitor de entrada. No obstante dicha resistencia adicional hace que la derivación se aparte del valor ideal.

La función de transferencia está dada por la ecuación 3.5.2

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-R_1 C_s}{R_2 C_s + 1} \quad 3.5.2$$

Donde si $R_2 C_s \ll 1$ la respuesta se aproxima a la respuesta de un derivador ideal

$$\frac{V_o}{V_i} = -R_1 C_s \quad 3.5.3$$

En donde $\tau_d = R_1 C$ es la constante de tiempo del derivador.

La resistencia R_2 fija un límite a la ganancia a alta frecuencia, proporciona un margen de fase para la estabilidad y reduce las demandas de corriente impuestas al voltaje de entrada.

El efecto de la compensación en las respuestas del derivador [8] se puede ver en la figura 3.5.2. Obsérvese que R_2 hace que la ganancia se estabilice y la diferenciación cesé en:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C} \quad 3.5.4$$

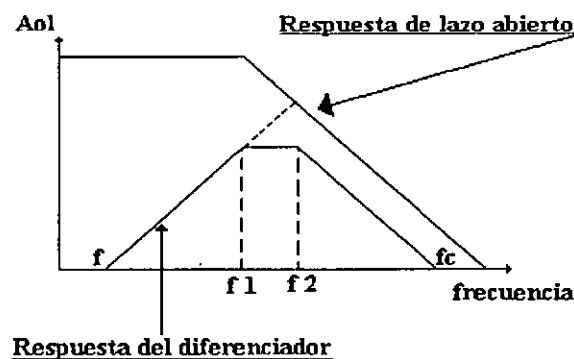


Figura 3.5.2 Respuesta en frecuencia de un Control Derivador compensado.

Se recomienda que $f \ll f_1$ donde f es la frecuencia de cruce por cero y está dada por $1/(2\pi R_1 C)$, y además, la curva de respuesta del circuito derivador debe estar contenida dentro del ancho de banda del amplificador operacional. Para ello se tiene que cumplir que $f_1 < f_2$ donde f_2 es la frecuencia en donde se cruzan la respuesta en frecuencia del derivador sin la realimentación en R_2 y, la respuesta del amplificador en malla abierta. Esta frecuencia f_2 está dada por:

$$f_2 = \sqrt{\frac{GBP}{2\pi R_1 C}} \quad 3.5.5$$

Donde:

GBP es el producto ganancia - ancho de banda del amplificador operacional R_1 y C son los componentes utilizados en el derivador.

Cada una de estas etapas forman un control PID si son unidas; la manera de unir las es empleando circuitos sumadores los cuales hacen que las señales de cada etapa interactúen entre si. A continuación se ven estas etapas de suma.

3.6 ETAPA DE SUMA

Para obtener el error del sistema, necesitamos encontrar la diferencia entre la entrada (valor de referencia o set-point) y la salida actual del sistema. Esto lo podemos conseguir de la implementación de un circuito diferencial como el que muestra en la figura 3.6.1.

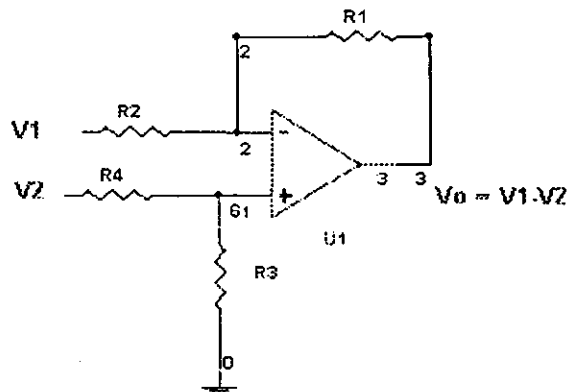


Figura 3.6.1 Circuito diferencial.

Considerando todas las resistencias iguales podemos obtener que la salida del circuito diferencial es:

$$V_e = V_i - V_r \quad 3.6.1$$

Donde V_i es el voltaje de entrada (set-point) y V_r es el voltaje de retroalimentación proveniente del sensor. El valor de V_e es el voltaje de error generado y es la entrada a las diferentes etapas del controlador.

Cada acción de control generada por los diferentes tipos de controles, se suman en un mismo punto empleando el siguiente circuito sumador.

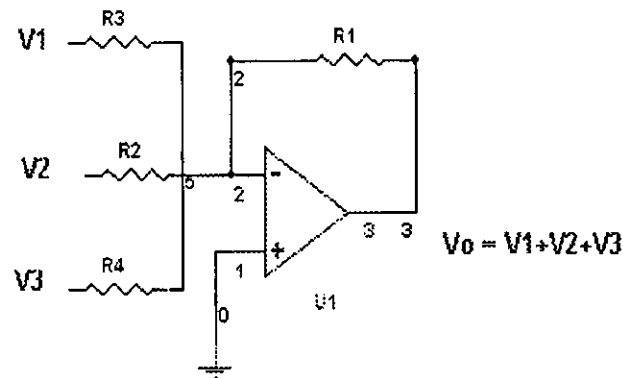


Figura 3.6.2 Circuito sumador.

El circuito sumador opera de acuerdo con la siguiente expresión

$$V_o = -R_f \left[\frac{V_A}{R_1} + \frac{V_B}{R_2} + \frac{V_C}{R_3} \right] \quad 3.6.2$$

Si se hace variable a cada una de las resistencias R_1 , R_2 y R_3 podemos obtener una ganancia variable para cada señal y así ajustar con esta etapa la magnitud de las respuestas de cada control.

Algo que hay que considerar para el diseño de un sumador es que el ancho de banda del amplificador operacional sea suficiente para manejar las frecuencias de entrada de cada señal.

3.7 CIRCUITO PID

La retroalimentación que resulta de la suma de una etapa proporcional más una etapa integral más una etapa diferencial se conoce como control PID. La función de transferencia del control PID es:

$$\mu(S) = Kp \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} + \tau_d s \right) e(s) \quad 3.6.1$$

En forma simple podemos considerar los criterios para su ajuste, K_p y $1/T_i$ crecientes reducen el error del sistema, $1/T_i$ creciente reduce la estabilidad y T_d creciente mejora la estabilidad. Con estas consideraciones y otros criterios podemos llegar a ajustar el control PID.

Un circuito PID puede estar conectado de varias formas pero en la literatura lo más común es encontrar un PID en paralelo como se muestra en el siguiente circuito de la figura 3.6.1, en él es más simple ver la acción de cada etapa y hacer su ajuste.

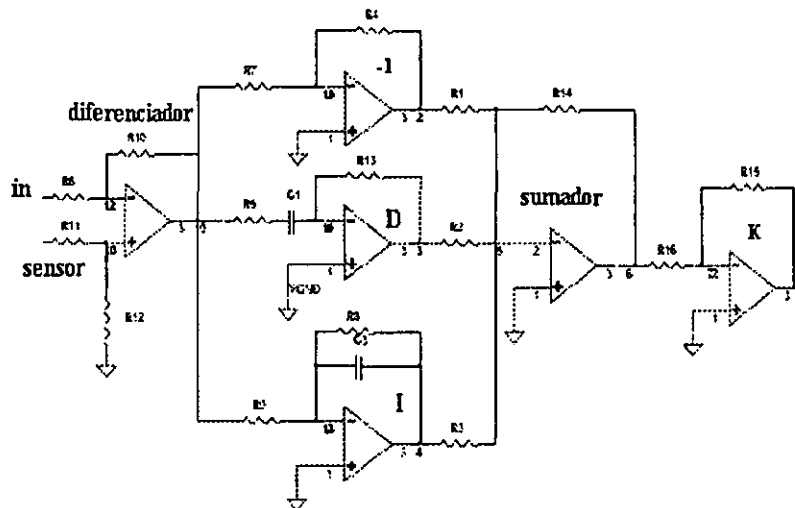


Figura 3.6.1 Control PID conectado en paralelo.

En la figura anterior se ve que se sigue la misma forma de control que la utilizada en el diagrama en bloques visto en la sección 3.1. Como se emplean Amplificadores Operacionales en configuración inversora, se requiere de una etapa que nos polarice la señal de error al igual que el circuito integrador y derivador, esta etapa se identifica en la figura con un -1.

4. ETAPA DE POTENCIA

4.1 INTRODUCCIÓN

Una vez que se tiene la señal de control, se requiere de una etapa de potencia para adecuarla, y así poder controlar la temperatura del horno en función de la señal de control.

Para poder lograr este paso se pensó en controlar la temperatura del horno mediante un control de ángulo de disparo, el cual, controla el voltaje rms de la señal de línea dependiendo del tiempo de disparo de un Triac.

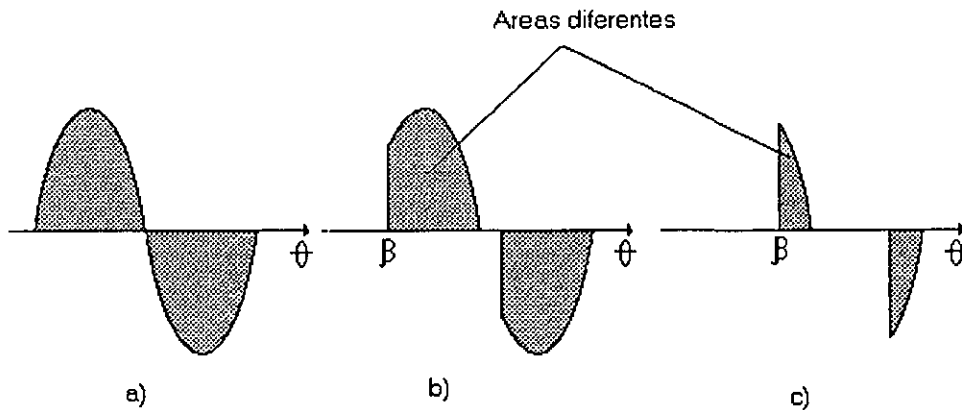


Figura 4.1.1. Señal controlada con el ángulo de disparo. a) $\beta = 0^\circ$, b) $\beta = 30^\circ$ y c) $\beta = 150^\circ$.

En la figura anterior, se observa que conforme el ángulo de disparo β aumenta, la señal de línea disminuye su valor rms.

El valor de voltaje rms de la señal de línea puede tener una relación lineal con el voltaje de control, mas no así su potencia.

La potencia de la señal de línea es proporcional al área bajo la curva de ésta, y como observamos en la figura anterior, las áreas de la señal, en función del ángulo de disparo no pueden conservar una linealidad con la señal de control.

Por esta razón, se descartó la utilización del control por ángulo de disparo en la etapa de potencia, y se recurrió a emplear el control por paquetes de onda. Se entiende como tal, el dejar o no dejar pasar un número

determinado de períodos completos de corriente, dentro un número total de períodos.

En la figura 4.1.2, se puede ver el tipo de señal que se obtiene al emplear un control por paquetes de onda en la etapa de potencia.

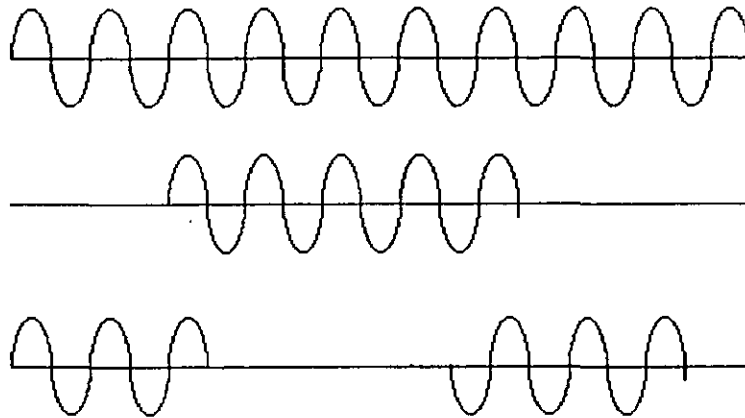


Figura 4.1.2. Señal de línea controlada por paquetes de onda.

De la figura anterior, en la primera fila se observa la señal de línea sin ser controlada, las dos filas siguientes muestran algunas formas de señal controlada mediante el control por paquetes de onda.

En el caso del horno, se tiene un número total de 60 periodos completos. De ellos se puede dejar pasar un periodo o dos o tres o 25 según se requiera, con una potencia promedio mayor o menor.

Para controlar la señal de línea, que alimenta al horno por medio de paquetes de onda, se considera un circuito generador de pulsos variables. Esta señal de pulsos mantiene un periodo constante y sólo varía su tiempo en alto (ancho de pulso) dependiendo del voltaje de control.

Esta señal de pulsos es la que activa o desactiva al circuito de potencia, lográndose así el control por paquetes de onda.

La etapa de potencia se muestra en el siguiente diagrama de bloques de la figura 4.1.3.

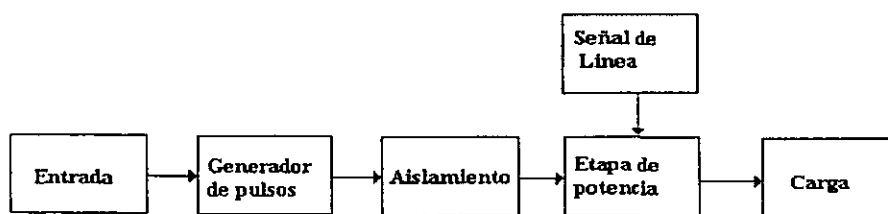


Figura 4.1.3. Etapa de potencia.

La entrada del sistema es la señal proveniente del controlador PID, la cual recibe el nombre de señal de control o acción de control. En el bloque siguiente se genera una señal de pulsos, estos pulsos tienen una duración de tiempo en alto variable y dependiente de la magnitud de la señal de entrada, después, estos pulsos son enviados a la etapa de potencia a través de un circuito de aislamiento, el cual protege la etapa de generación de pulsos (la cual trabaja en mili-Amperes) de la etapa de potencia (que opera en Amperes).

La etapa de potencia, está compuesta principalmente por un Triac, el cual, es el dispositivo con el que se puede operar la señal del voltaje de línea (señal alterna). En esta etapa es donde se conectan la señal de línea y la carga (horno).

Por otra parte, para el control por paquetes de onda, conviene siempre que sea posible, que el arranque del paso de la corriente se produzca al pasar por cero el valor de la tensión. Con ello prevenimos que el circuito presente interferencia, perturbaciones y/o ruido, al interrumpirse la señal en cualquier otro punto diferente de cero.

Para ello son especialmente utilizados circuitos con detección de cruce por cero en la etapa de aislamiento.

4.2 CIRCUITO GENERADOR DE PULSOS

En el circuito generador de pulsos se emplean varios elementos para lograr hacer un ancho de pulso variable, correspondiente con la acción de control que el control PID genere.

Los pulsos que controlan la cantidad de voltaje aplicado a la carga son variables en su ciclo de trabajo y dependientes de la señal de control, manteniendo su periodo constante. La duración máxima de estos pulsos es de 1 segundo y la mínima es cero. Así se pueden obtener señales de paquetes de onda de línea que van desde 0, $\frac{1}{2}$, 1 y hasta 60 ciclos por segundo y gracias a ellos se controla la señal de potencia con mucha exactitud.

En la figura 4.2.1. se observa el diagrama del circuito generador de pulso y después se hace una breve descripción de su funcionamiento.

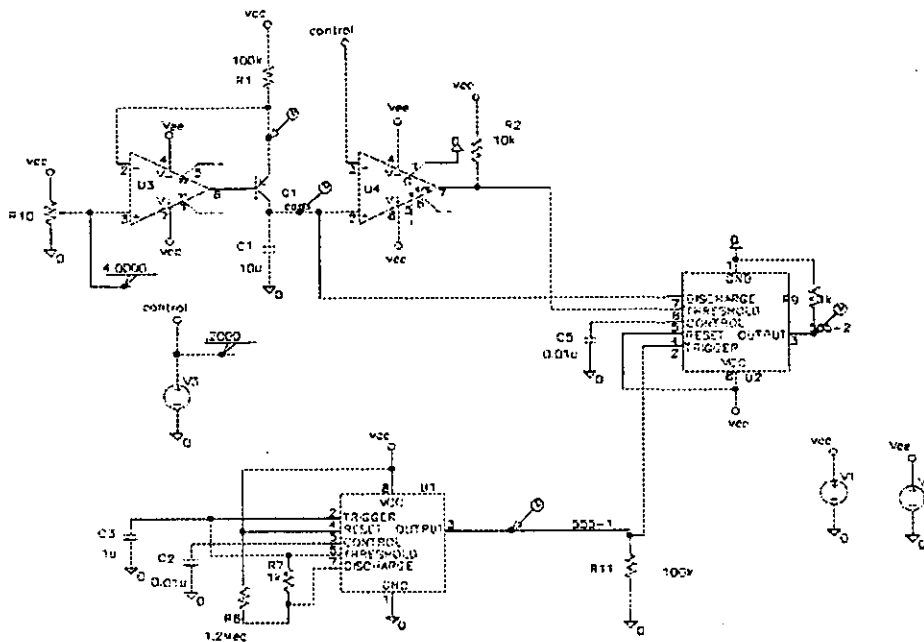


Figura 4.2.1 Circuito Generador de Pulsos.

Los pulsos provenientes del circuito astable con un CI555 se conectan a un segundo CI555 en la entrada del comparador (trigger), de tal modo que cuando la señal de los pulsos constantes cambie de alto a bajo generarán que la señal del CI555 cambie a alto y se inicia la carga del capacitor C1, hasta este momento el capacitor se mantenía descargado debido a que la descarga del CI555Q1 estaba activa.

Mediante el potenciómetro R₁₀ se fija un voltaje positivo V_A. El cual sirve de entrada a una fuente de corriente constante formada por U₃ y Q₁ de tal manera que la corriente del colector es:

$$I_c = \frac{V_{CC} - V_A}{R_1} \quad 4.3.1$$

Con esta corriente el capacitor C1 se carga con un voltaje igual a

$$V_{C1} = \frac{I_c \Delta t}{C_1} \quad 4.3.2$$

Y el voltaje del capacitor crecerá en forma de rampa. Para cuando el voltaje del capacitor alcanza el voltaje de umbral el comparador manda una señal de restablecimiento al CI 555, la cual hace que la señal de salida del CI 555 vuelva a un estado bajo, y además activa el circuito de descarga (DIS) con el que se regresa al capacitor a condiciones iniciales (descargándolo).

El ancho de pulso es entonces, controlado por el comparador del CI 555 con la entrada threshold, la cual controla el tiempo en que el timer está en reset.

La entrada threshold es la señal proveniente de la salida del comparador LM311, éste compara a la señal rampa y a la señal de control, así mientras más grande sea la señal de control mayor será el ancho de pulso generado por el CI 555.

En la figura siguiente se muestra la señal rampa que se compara con el voltaje de control.

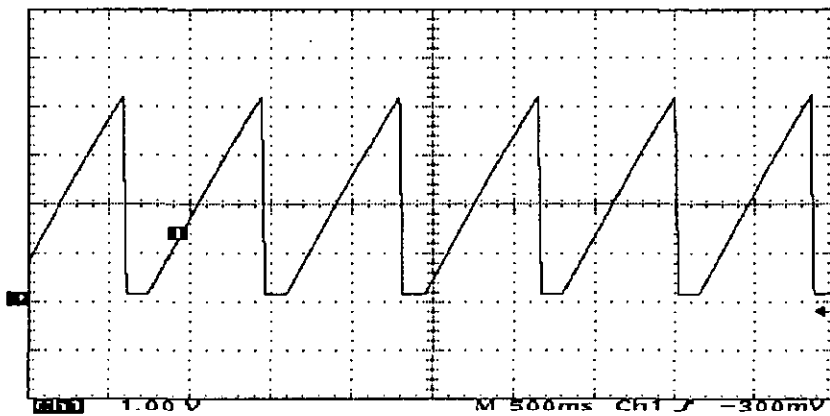


Figura 4.2.2. Señal rampa del generador de pulsos.

En la figura 4.2.3. se muestra la salida del circuito generador de pulsos a diferentes niveles de la señal de control y se ve como el ancho de pulso varía conforme varía la acción de control.

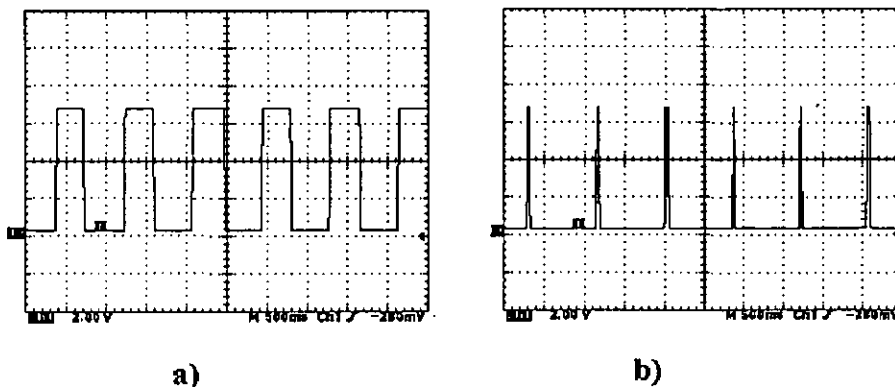


Figura 4.2.3. señal Ancho de Pulso dependiente del voltaje de control.

Como se puede ver en la figura 4.2.3. La señal de pulsos es grande cuando el error y la acción de control son grandes, conforme la magnitud del error disminuye también disminuye el ancho de pulso y por lo tanto la potencia que llega al horno, manteniéndose un cierto valor de temperatura constante.

4.3 CIRCUITO DE AISLAMIENTO

Para aislar el circuito de control ocupamos un opto-triac, el cual es un Triac, pero óptico que permite aislar la etapa de control con la etapa de potencia, esto es muy importante ya que el nivel de corriente que se trabaja en una y otra etapa son diferentes y el estar unidos directamente podría provocar daños considerables e irreversibles al control.

El opto-triac empleado es el MOC3030 el cual es un opto-triac con detección de cruce por cero, lo que quiere decir que una vez que el opto-triac recibe la señal de disparo, éste, esperará a que la señal alterna cruce por cero para entonces dar su disparo y accionar entonces al Triac.

Con ello prevenimos que el circuito presente interferencia, perturbaciones y/o ruido, al interrumpirse la señal en cualquier otro punto diferente de cero.

Además, ésta acción nos garantiza que podemos tener únicamente señales de línea completas, logrando una correspondencia directa entre la señal de potencia del control y el error del sistema.

4.4 TRIAC

El Triac empleado en el circuito de potencia es el 2N6344A. Un Triac a diferencia de un SCR, requiere de una corriente continua en la compuerta, una vez que a sido disparado[8].

Las características principales a considerar en el control del Triac 2N6344A son:

1. La corriente rms de la terminal principal permisible $I_{T(RMS)}$, con el 2N6344 $I_{T(RMS)} = 8\text{Amps}$. Esta corriente es la máxima que puede pasar a través del Triac.

2. El Voltaje de transición conductiva, V_{DRM} . Que es el pico de voltaje de la terminal principal, que el Triac puede soportar. En este caso.
 $V_{DRM} = 600$ Volts.
 Si el voltaje instantáneo aplicado de MT2 a MT1 llegara a rebasar este voltaje, el Triac transita al estado conductivo, esto no daña al Triac pero provocaría una pérdida de control.
3. La corriente del gate (compuerta), I_{GT} . Para el 2N6344 la corriente de gate tiene un valor típico de 12 mA y un valor máximo de 75 mA.

En la figura 4.4.1 se muestra como se conecta el opto-Triac MOC3030 y el Triac 2N6344A. Por la resistencia R2 entra la señal de control (pulsos) y encienden el led del MOC3030, éste a su vez enciende el opto-Triac, el cual activará al Triac 2N6344A y de este modo la señal de alterna empezará a alimentar al horno.

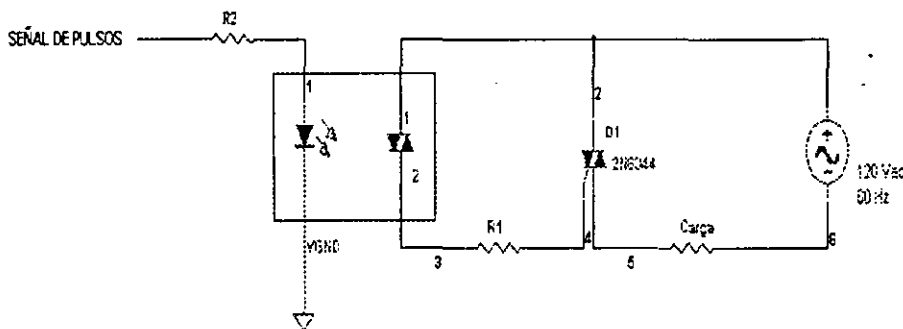


Figura 4.4.1 Etapa de potencia con el Triac 2N6344.

Este tipo de conexión del Triac es el más sencillo y se debe a que la carga que el circuito soporta es del tipo resistivo. En caso de tener componentes en la carga que almacenen energía, se emplea otro tipo de conexión para no dañar al Triac.

La resistencia R2 se calcula considerando el máximo de la corriente que soporta el LED del MOC3030. En las hojas de especificación [9] encontramos que la corriente máxima $I_f = 60$ mA y $V_d = 3$ V, y además sabiendo que el nivel de voltaje de los pulsos es de 6.2 V. Podemos calcular la resistencia R2 como se muestra a continuación.

$$R2 = \frac{6.3 - 3}{60mA} = 53.33\Omega$$

Si utilizamos una resistencia de 100Ω disminuimos el valor de la corriente a 32 mA. Con ello se evita trabajar con la corriente límite, obteniendo un nivel adecuado de corriente para activar el diodo.

La resistencia R_1 [9] limita la corriente del Gate, para calcularla ocupamos la siguiente expresión:

$$R_1 = \frac{V_{PA}C_{Line}}{I_{tsm}} \quad 4.4.2$$

En donde $V_{PA}C_{line}$ es el voltaje pico de la señal de alterna y I_{tsm} es el pico de corriente que soporta el opto-Triac.

Si consideramos un pico de voltaje de línea de 180V *ac* y I_{tsm} de 1Amp. Tenemos que :

$$R_1 = 180\Omega$$

Y con estos valores se asegura que el circuito no tendrá problemas por corrientes excesivas.

La señal que aparece en la carga (Horno) es mostrada en la figura 4.4.2. Esta señal varía en función a la temperatura, la figura representa cómo la señal aplicada a la carga disminuye conforme se alcanza el valor de temperatura.

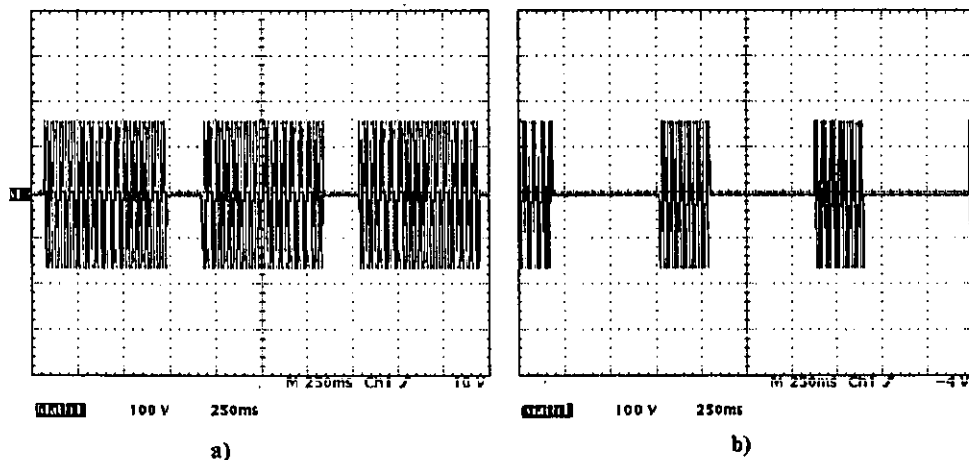


Figura 4.4.2 señal de alterna en paquetes de onda, vista por la carga.

5 AJUSTE DEL CONTROLADOR PID

5.1 INTRODUCCION

Existen varios métodos para ajustar los controladores de procesos, es decir, para que la constante del control proporcional, el tiempo de acción integral y el tiempo de acción derivativa del controlador, se acoplen adecuadamente con el resto de los elementos del lazo de control. Este acoplamiento debe ser tal que, ante un cambio en la carga o en el set point, se obtenga una curva de reacción que satisfaga cualquiera de los criterios mencionados para que el control sea estable.

Para que este acoplamiento entre el controlador y el proceso sea posible es necesario un conocimiento inicial de las características estáticas y dinámicas del sistema controlado. Existen dos métodos fundamentales para determinar estas características, el método analítico y el experimental.

El método analítico se basa en determinar el modelo o ecuación relativa a la dinámica del sistema, es decir, su evolución en función del tiempo. Este método es generalmente difícil de aplicar por la complejidad de los procesos industriales.

En el método experimental, las características estáticas y dinámicas del proceso se obtienen a partir de una medida o de una serie de medidas realizadas en el proceso real. Estas respuestas del proceso pueden efectuarse de tres formas principales.

1. Método de prueba y error (lazo cerrado)
2. Método de ganancia límite (lazo cerrado)
3. Método de curva de reacción (lazo abierto)

Método de prueba y error. Este método requiere que el controlador y el proceso estén instalados completamente y trabajando en su forma normal. El procedimiento general se basa en poner en marcha el proceso con los valores de sus constantes grandes en todas las acciones y después hacerlos más chicos poco a poco individualmente, hasta obtener la estabilidad deseada.

Es necesario que pase suficiente tiempo entre cada prueba de los valores de las constantes, para observar el efecto total del último ajuste,

obteniendo algunos ciclos de respuesta ante la entrada presente. En procesos muy lentos ello puede requerir de varias horas.

Método de ganancia límite. Este método de lazo cerrado fue desarrollado por Ziegler y Nichols en 1940, permite calcular los tres términos de ajuste del controlador PID, a partir de los datos obtenidos de la respuesta inestable del sistema.

Este método es aplicable a sistemas de segundo orden o mayores, para crear la inestabilidad con una acción proporcional lo suficientemente grande.

Método de curva de reacción. Este método se basa en la obtención de datos a partir de la curva de reacción de la planta. Consiste en aplicar una entrada escalón al sistema, y de la gráfica de la respuesta, determinar los valores de la velocidad de reacción R y L. De acuerdo con las fórmulas propuestas por Ziegler y Nichols, con esos datos se calculan las constantes de ajuste del controlador. Esto se hace considerando que la mayoría de los controladores de procesos presentan una respuesta escalón que se puede aproximar por una curva en forma de S.

En este capítulo, se muestra qué tipo de métodos se emplean para calibrar un PID y cómo se hace para ajustarlo en el caso del horno.

Primero, se obtiene la curva de reacción del horno, de ella se pueden encontrar el modelo matemático del horno y las constantes de tiempo del control PID, por medio del método de Ziegler y Nichols.

Con estos primeros valores de las constantes del PID, y el modelo matemático del horno, se simula todo el sistema en Matlab, ahí se obtiene la primera curva de respuesta del control PID.

Dependiendo el comportamiento de esta curva, se hace un ajuste, con base en las propiedades de respuesta de cada tipo de control del PID, hasta obtener una respuesta aceptable. Una vez obtenidas estas últimas constantes del control PID se procede a calcular los componentes electrónicos del circuito PID y se hace la implementación electrónica.

Con los valores obtenidos, se hace una prueba a una entrada escalón al sistema, obteniendo la curva de reacción y en base a ella se hace un último ajuste.

5.2 ADQUISICIÓN DE DATOS

Para ver el comportamiento del horno en función del tiempo y obtener sus gráficas de la curva de reacción, antes y después de utilizar el control PID se empleó el paquete de software QuickStart 45, con el cual se puede operar remotamente el Multímetro con display dual Fluke 45 por medio de una computadora.

Del menú sólo ocupamos la opción save/on-only/data para tomar las medidas del comportamiento del sistema, donde cada dato muestreado es tomado en cierto tiempo preestablecido, con ello obtenemos un intervalo estándar de medición.

Por medio de un termómetro Hewlett Packard se observan los valores de la temperatura actual del horno, este termómetro además de desplegar el valor de la temperatura en un display digital también cuenta con una salida analógica la cual podemos medir con un multímetro digital, en este caso con un multímetro Fluck-45. Éste a su vez nos entrega un valor digital de la temperatura, el cual se conecta a la computadora, con una interfaz RS-232.

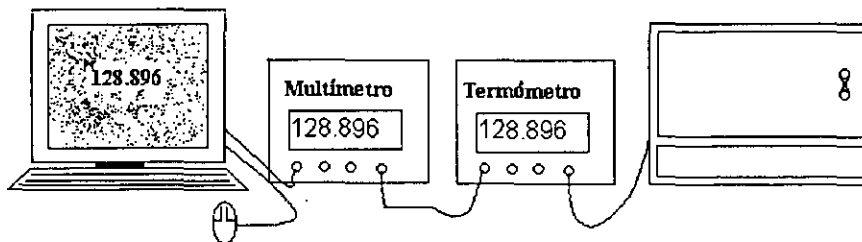


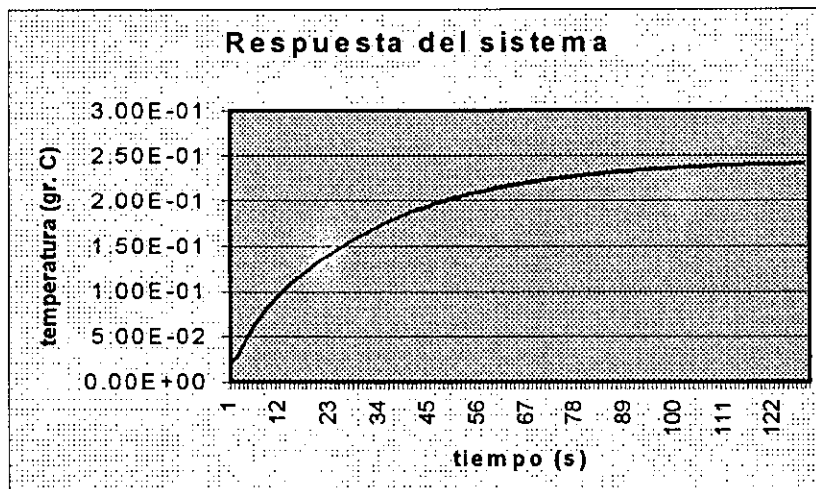
Figura 5.2.1. Adquisición de datos del Horno.

Una vez obtenidos los datos del valor de la temperatura en función del tiempo, los podemos desplegar desde la hoja de cálculo Excel, ahí mismo se pueden graficar y así observar las diferentes respuestas del sistema.

5.3 MODELADO DEL HORNO

La parte más importante del controlador PID es su ajuste, pero encontrar las constantes del controlador puede volverse un trabajo muy complicado, si únicamente se basa en el método de prueba y error, debido a que la temperatura es una variable que se incrementa muy lentamente, y cada prueba implica varias horas de espera, para verificar si las constantes empleadas son las adecuadas o no. Para evitar varios meses de trabajo siguiendo este método, nos basamos en el método analítico (modelo matemático) del horno y de todo el sistema, y simulando en Matlab se obtiene una buena aproximación de las constantes del controlador PID.

Para estimar el modelo matemático, se ocupó la curva de reacción del horno cuando se le aplica todo el voltaje de línea (entrada escalón), obteniendo la gráfica 5.3.1 de temperatura & tiempo.



Gráfica 5.3.1 Respuesta del sistema a plena carga.

De la gráfica anterior, se ve que un sistema térmico se comporta como un sistema de primer orden, en base a esto, los sistemas térmicos se pueden describir en términos de la resistencia y la capacitancia en un circuito eléctrico paso bajas como muestra la figura 5.3.1 [11,2]. Por este motivo caracterizamos el sistema térmico del horno en términos de la resistencia R , que se opone el flujo de calor y la capacitancia C , que almacena el calor.

La resistencia térmica R , determina la rapidez de flujo calorífico a través del cuerpo; es análoga a la resistencia eléctrica que determina el flujo de la corriente.

La capacidad térmica C , determina la cantidad de calor almacenado en un cuerpo; es análoga a la capacidad eléctrica de un condensador que determina el valor de carga almacenada.

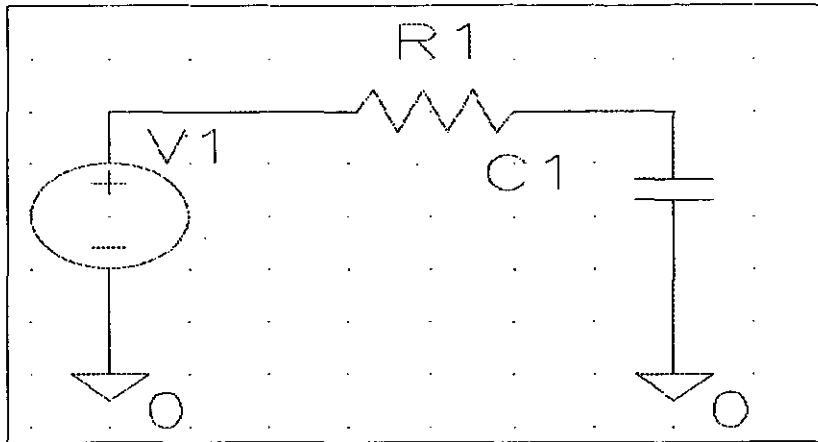


Fig.53.2. Representación eléctrica de un sistema térmico.

Si se analiza el circuito de la figura anterior por medio de sus impedancias se obtiene que su función de transferencia es:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{R + \frac{1}{sC}} \quad (5.3.1)$$

Si multiplicamos todo por sC obtenemos:

$$\frac{V_o}{V_i} = \left(\frac{1}{RCs + 1} \right) \quad (5.3.2)$$

Donde la constante de tiempo τ es:

$$\tau = RC$$

Una de las características importantes de la respuesta en forma exponencial, como la que tenemos, es que en la ecuación general $Y(t) = \left(1 + e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$ si hacemos a $\tau = T$ el valor de $Y(t)$ es igual a 0.632 de la respuesta total.

En base a esto, se determina la constante τ , la podemos obtener de la gráfica multiplicando el valor máximo de temperatura por el 63.2 % y

después, localizando este valor sobre la gráfica, proyectamos sobre el eje de las abscisas (tiempo) obteniendo $\tau = 26$.

Con este valor se obtiene la ecuación para simular al horno. Como muestra la ecuación 5.3.3.

$$\frac{V_o}{V_i} = \left(\frac{1}{(26s + 1)} \right) \quad (5.3.3)$$

Una forma de comprobar que el valor obtenido es el correcto, consiste en encontrar la solución de la ecuación diferencial y graficarla esperando obtener un comportamiento similar al original.

Considerando las condiciones iniciales en $t = 0$

la entrada $V_i = 230V$

y la salida en $Y = 20^\circ C$

Entonces, de la ecuación general en función del tiempo, tenemos que:

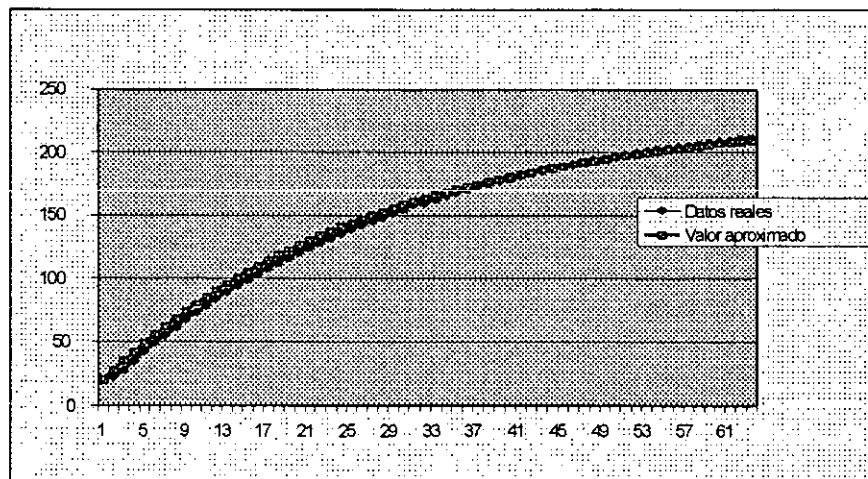
$$y = V_p + Ke^{-\frac{t}{26}} \quad (5.3.4)$$

Y sustituyendo las condiciones iniciales se obtiene que $K = -210$

Y en la ecuación general en función del tiempo, queda que:

$$y = 230 - 210e^{-\frac{t}{26}} \quad (5.3.5)$$

Al graficar los datos reales y los obtenidos por la ecuación diferencial, en la hoja de calculo Excel se comprueba que son muy aproximados como muestra la gráfica 5.3.2. Esto nos asegura una buena aproximación al momento de simular.



Gráfica 5.3.3 Comparación del modelo Matemático y el real.

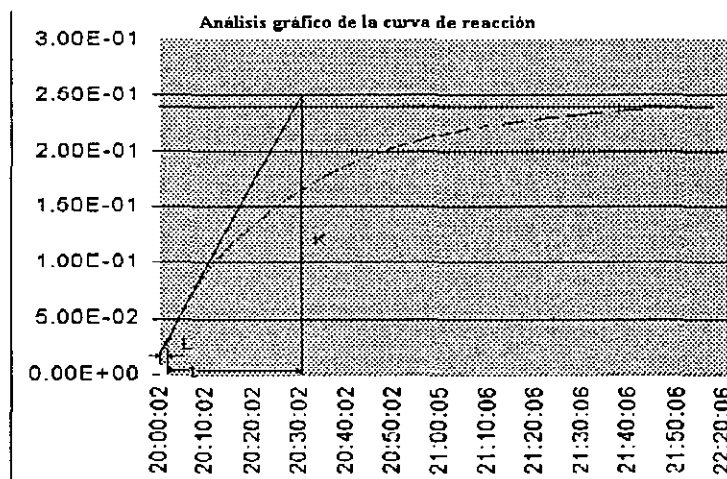
También de la gráfica 5.3.1 podemos obtener los valores de las constantes del control PID siguiendo el procedimiento de Ziegler y Nichols. J. G. Ziegler y N. B. Nichols consideraron que la mayor parte de los sistemas de control de procesos presentan una respuesta escalón que se puede aproximar por una curva en forma de S denominada como curva de reacción, como la obtenida anteriormente en la gráfica 5.3.1. Ziegler y Nichols [2] desarrollaron el método de curva de reacción para sistemas de este tipo.

Aplicando el método de la curva de reacción al sistema (horno), el primer paso consiste en obtener la respuesta escalón en malla abierta de la planta. Para ello es suficiente con conectar directamente el horno al voltaje de línea y obtener su gráfica de respuesta al escalón, donde se relaciona la temperatura y el tiempo.

Una vez obtenida la curva de reacción se traza una recta tangente al punto de inflexión de la misma y mediante un análisis de la gráfica se determina la velocidad de reacción R y el retardo L como muestra la gráfica 5.3.4.

De la gráfica se puede obtener el retardo $L = 2 \text{ seg}$. Y la velocidad de reacción

$$R = \frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{240}{28} = 8.6$$



Gráfica 5.3.4 Método de Ziegler y Nichols.

a partir de estos valores se determinan los coeficientes del controlador mediante la tabla 5.3.B[2].

Controlador	Ganancia
PID	$K_p = 1.2/RL$ $T_i = 2L$ $T_D = 0.5L$

Tabla 5.3.B. Obtención de los parámetros del PID empleando e Método de Zieglers y Nichols.

Con lo cual obtenemos que:

$$K_p = 0.069, T_i = 4 \text{ y } T_D = 1.$$

5.4 SIMULACION

Una vez que se encontró la constante τ de la planta, se hace una simulación del sistema.

Primero, para hacer una prueba se simula la planta en malla abierta con una entrada escalón y con una amplitud de 230, este sistema se representa con la figura 5.4.1.

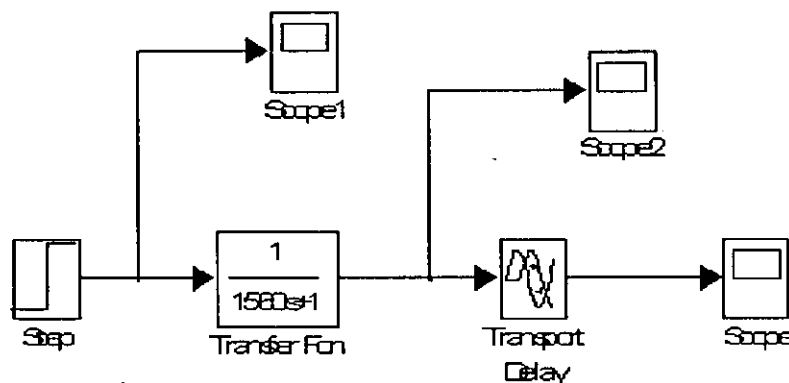
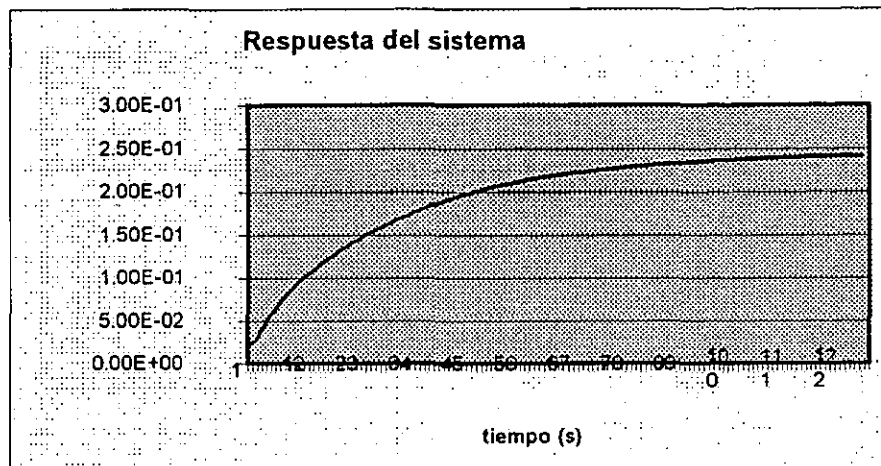


Figura 5.4.1. Simulación del horno en Simulink.

Los bloques scope, permiten observar la respuesta del sistema a la entrada escalón y el bloque transport Delay permite simular el retardo de la respuesta real. La respuesta del bloque scope se muestra en la siguiente gráfica 5.4.2.



Gráfica 5.4.2 Respuesta del horno en Matlab.

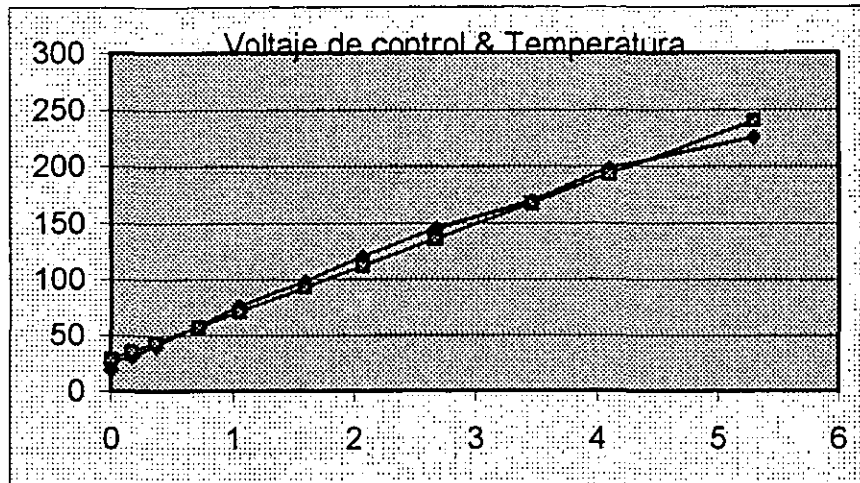
En la gráfica 5.4.2, se comprueba una vez más que el comportamiento del modelo matemático del horno es muy aproximado al comportamiento real.

Para lograr simular todo el sistema hay que considerar todas las variables empleadas, por ejemplo el transductor tiene una constante de proporcionalidad que convierte a la temperatura en un valor determinado de voltaje, el cual ayuda a generar el error del sistema, por otro lado tenemos que a cada valor de control corresponde una temperatura del sistema. Este tipo de datos se obtiene experimentalmente, y en base a sus gráficas se obtiene un modelo matemático.

Entonces, para encontrar la relación de *voltaje de control & Temperatura*, se toman los datos experimentales y se grafican. Después se hace una aproximación de la gráfica empleando mínimos cuadrados y se obtiene la ecuación 5.4.1.

$$y = 28.5880 + 39.9834x \quad (5.4.1)$$

Y la gráfica correspondiente junto con la gráfica de los datos reales, se muestra en la gráfica 5.4.3.



Gráfica 5.4.3 Relación de voltaje de control & temperatura del sistema

Además, de los datos obtenidos experimentalmente, se encuentra que la constante de proporcionalidad del termopar para convertir la temperatura a voltaje en este circuito es 0.2174. De este modo obtenemos el siguiente modelo del sistema representado en Simulink en la figura 5.4.4.

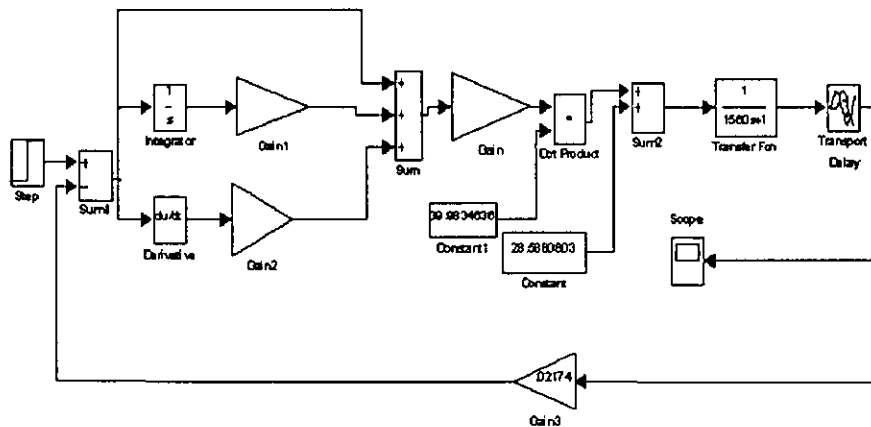


Figura 5.4.4. Representación del sistema de control en Simulink.

En la figura anterior, se ven los bloques que representan cada una de las etapas del sistema de control.

El bloque *transfer fcn* contiene la función de transferencia que representa al horno, el bloque *sum* hace la suma de las acciones integral, derivativa y proporcional (con ganancia igual a uno). El bloque *Gain* le da ganancia al bloque anterior a éste, y los bloques *Gain1* y *Gain2* proporcionan las constantes de la acción integral y derivativa respectivamente. El bloque

step es la señal escalón de entrada y el bloque *Gain3* da la constante de proporcionalidad que convierte la temperatura a voltaje ($^{\circ}\text{C}$ a mV).

También se observa en la figura 5.4.4 que hay un bloque con la operación multiplicación y un bloque más de suma (*sum2*), estos junto con los bloques de constantes dan la relación de voltaje de control & temperatura de la ecuación (5.4.1). Los bloques integrador y derivador son los controles integrador y derivador del PID.

Con los valores obtenidos por el método de Ziegler y Nichols se ajusta el controlador PID de acuerdo al diagrama mostrado en la figura 5.4.5.

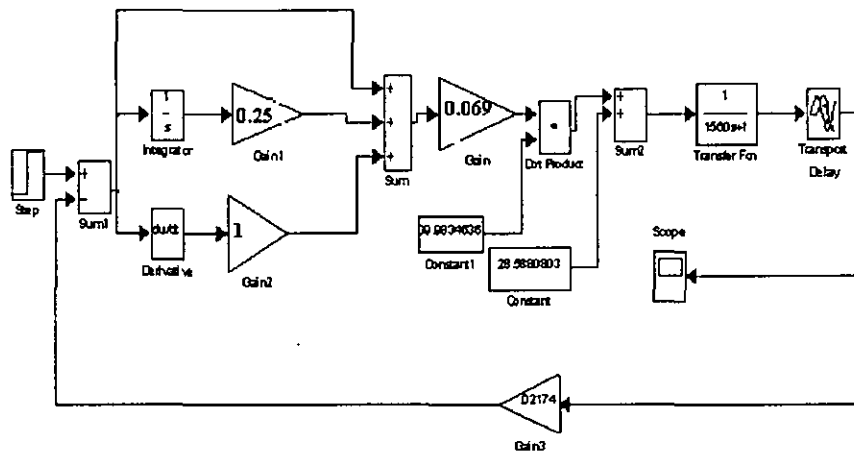
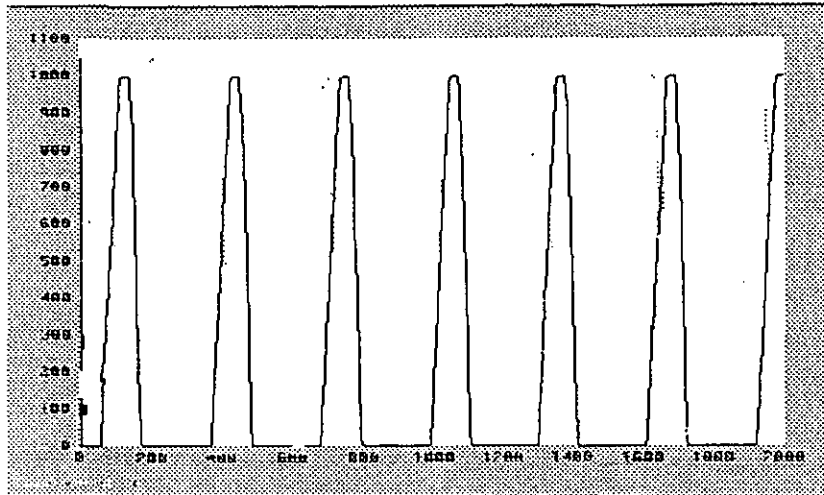


Figura 5.4.5. Representación del sistema con $K_p = 0.069$, $T_i = 4$ y $T_d = 1$.

En la figura anterior, se han colocado las constantes de tiempo del integrador, del derivador, y del control proporcional.

La gráfica de la respuesta del sistema con dichas constantes de tiempo se presenta a continuación en la gráfica 5.4.6.

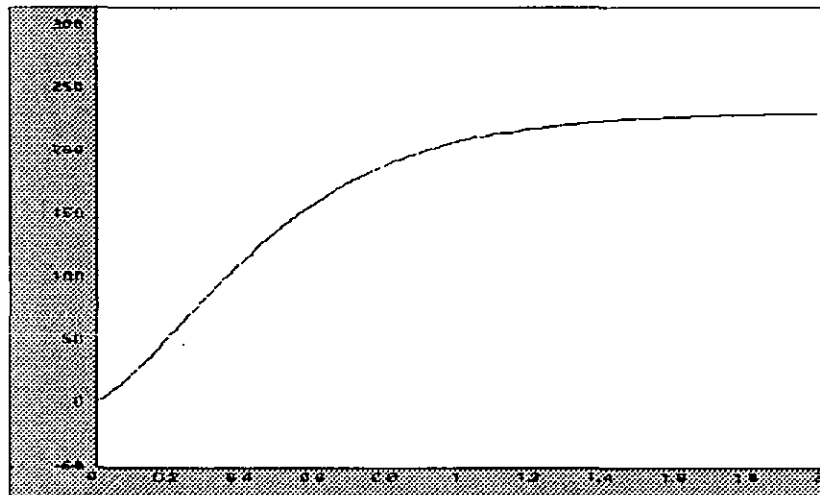


Gráfica 5.4.6. Respuesta del sistema en Simulink con $T_i = 4$, $T_d = 1$ y $K_p = 0.069$.

En la figura anterior, se ve que el sistema es inestable al emplear estas constantes de tiempo, para lograr mejorar la respuesta del sistema se reduce la constante del integrador a la vez que se aumentan la etapa proporcional y la parte derivativa, con el fin de hacer más estable al sistema.

Se redujo el valor de T_i a 0.00016 y se aumentó el valor de T_d a 100 para mejorar el amortiguamiento del sistema, y así aumentar la acción proporcional.

Con estas constantes de tiempo, se observa en la gráfica 5.4.7 que la respuesta del sistema mejoró considerablemente.



Gráfica 5.4.7. Respuesta del sistema en simulink con $T_i = 0.00016$, $T_d = 100$ y $K_p = 5$.

En esta gráfica se observa que el tiempo de asentamiento es de aproximadamente una hora, cuando la entrada escalón tiene una amplitud de 5

Volts. Además, observamos que el sistema es estable y que una vez alcanzado su valor de temperatura lo mantiene constante.

5.5 PRUEBAS Y RESULTADOS

Una vez que el sistema tiene un comportamiento aceptable con las últimas constantes encontradas en Simulink, se pasa a la implementación electrónica. Las constantes de tiempo, como ya se vió anteriormente participan de la siguiente manera en el control PID.

$$\mu(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) e(s) \quad (5.5.1)$$

Estas constantes son:

$$T_i = 0.00016 \quad \text{y} \quad T_d = 100, \quad \text{y con} \quad K_p = 5.$$

Como sabemos, en el integrador

$$T_i = \frac{1}{RC}$$

Si hacemos a $R = 2.2 \text{ M}\Omega$

$$\text{Obtenemos que} \quad C \cong 3 \text{ mF}$$

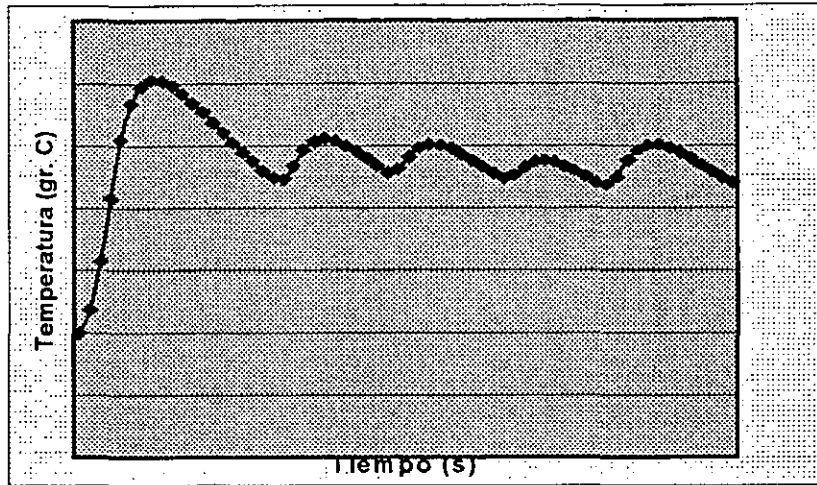
Y del circuito derivador sabemos que $T_d = RC$

Donde al fijar a $C = 100 \mu\text{F}$

$$\text{Obtenemos que} \quad R = \frac{100}{100 \mu\text{f}} = 1 \text{ M}\Omega$$

Y por último tenemos $K_p = 5$ que es el valor de nuestro controlador proporcional y corresponde a la constante de amplificación.

Con estos valores hacemos la primera prueba a nuestro circuito físico obteniendo la señal de salida mostrada en la gráfica 5.5.1.

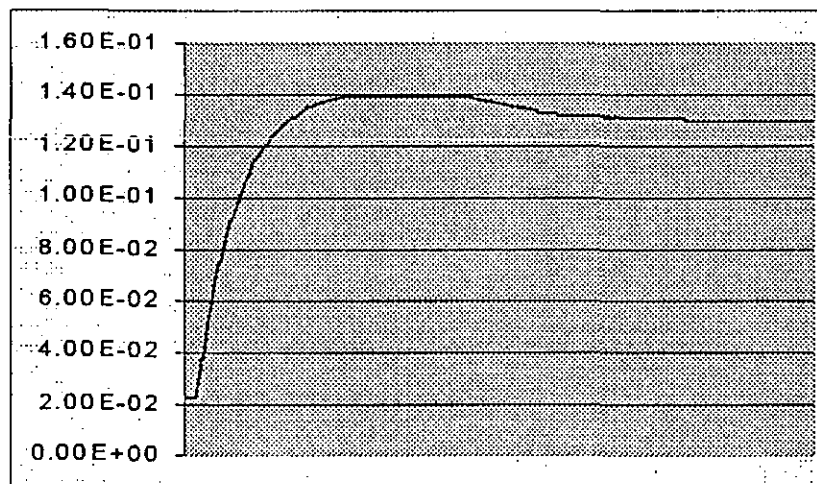


Gráfica 5.5.1. Salida del sistema con $K_p = 1$, $T_i = 0.00016$ y $T_d = 100$.

En esta gráfica se puede ver que la respuesta presenta oscilaciones con gran amplitud y que además tiene un sobrepaso excesivo de aproximadamente el 60% del valor total de la señal, lo cual resulta poco deseable para el control del horno; por lo tanto, se procederá a realizar un ajuste fino de los parámetros del controlador para intentar mejorar la respuesta.

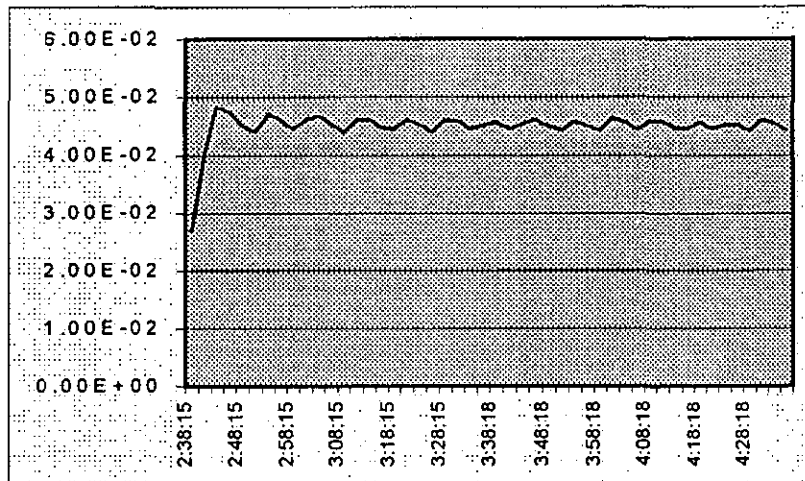
Aquí es donde se emplea el método de prueba y errores al variar las constantes sabiendo que, K_p , y $\frac{1}{T_i}$ crecientes reducen el error del sistema, $\frac{1}{T_i}$ creciente reduce la estabilidad y T_d creciente mejora la estabilidad. Primero se modifica la acción proporcional. Si se aumenta este valor y el de la etapa integradora tenemos el siguiente resultado.

Haciendo a $T_i = 0.015$, $T_d = 100$ y $K_p = 10$ obtenemos la gráfica 5.5.2, la cual muestra una considerable reducción del sobrepaso y una eliminación de la oscilación.



Gráfica 5.5.2. Respuesta del sistema real con $T_i = 0.015$, $T_d = 100$ y $K_p = 10$.

Para reducir el sobrepaso que como se ve es de aproximadamente 10 grados centígrados, al aumentar la acción integral y reducir la ganancia de tal manera que $T_i = 0.10$, $T_d = 100$ y $K_p = 5$. Se obtiene la siguiente gráfica.



Gráfica 5.5.3. Respuesta el sistema con $T_d = 100$, $T_i = 0.1$ y $K_p = 5$

En esta gráfica 5.5.3 se hizo la prueba a 45°C , y en ella se observan una gran cantidad de oscilaciones de la temperatura de aproximadamente un intervalo de amplitud de 4°C , el cual, es menor al margen de 10°C que tenemos como restricción. Esta temperatura es inferior a la temperatura de operación normal del horno, para ver como se comporta el sistema a temperaturas mayores, con estos mismos valores se hace una prueba a 160°C que queda dentro del intervalo de operación del horno (100°C a 200°C).

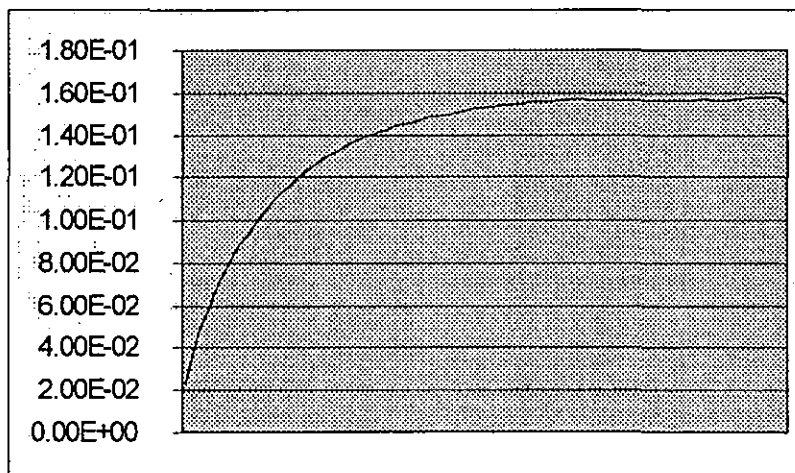
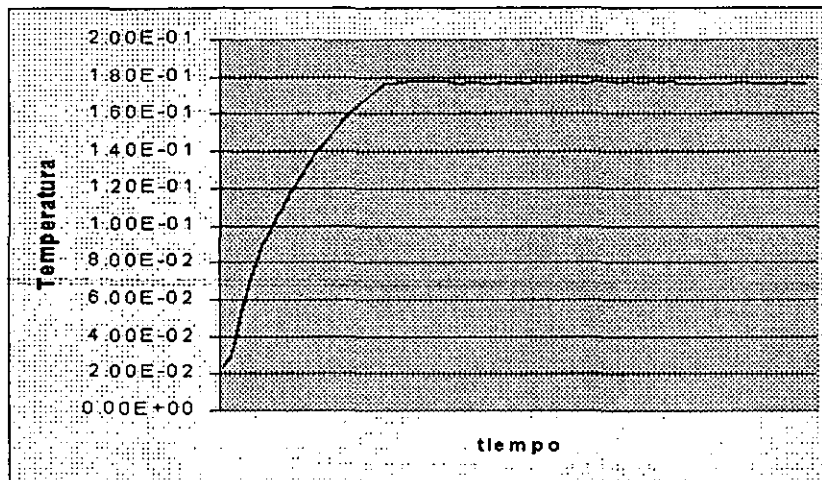


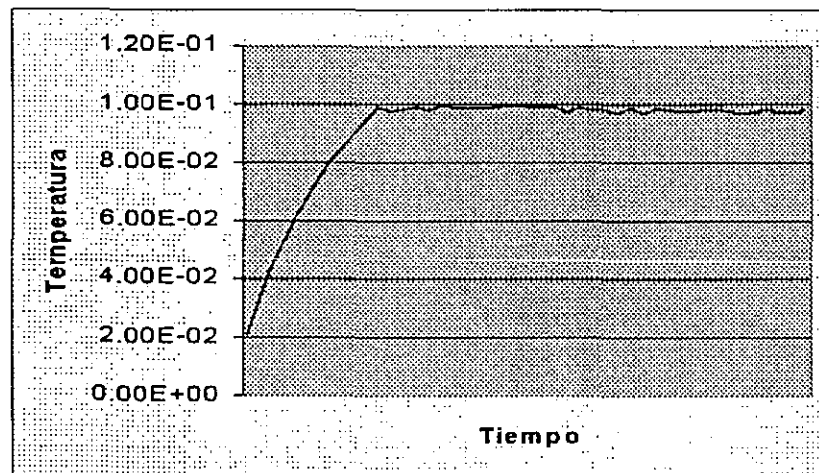
Figura 5.5.4. Respuesta el sistema con $T_d = 100$, $T_i = 0.1$ y $K_p = 5$, a 160°C .

De la figura 5.5.4, se ve que el sistema es más estable en este intervalo de temperatura y su amplitud de oscilación es casi nula. Con estos datos damos por concluido la búsqueda de las constantes de tiempo del control PID.

A continuación, se hicieron pruebas para observar el comportamiento del sistema con estos valores encontrados, los resultados se muestran en la siguientes figuras en donde se desea obtener 180 °C (Fig. 5.5.5) y 100 °C (Fig. 5.5.6).



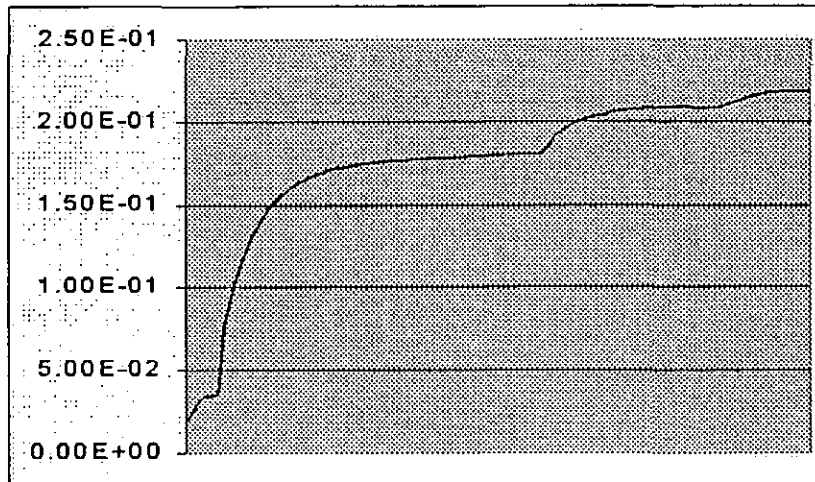
Gráfica 5.5.5. Respuesta del sistema a 180 °C.



Gráfica 5.5.6. Respuesta del sistema a 100 °C.

Se observa, de las gráfica anteriores, que el comportamiento del sistema a estos valores (que se encuentran dentro del intervalo de operación del horno), tienen un valor de fluctuaciones menor a 4 °C.

En la gráfica siguiente se observa la respuesta del sistema a la entrada de diferentes señales de entrada escalón.



Gráfica 5.5.7. Respuesta del sistema a varios cambios de temperatura.

Los valores encontrados del control PID nos dan un buen comportamiento del sistema, debido a que no se tiene fluctuaciones de temperatura superiores a 10 °C, además en el intervalo de 20 a 200 °C se pueden obtener cualquier valor de temperatura deseado sin que el sistema tenga diferente comportamiento.

CONCLUSIONES:

Con el desarrollo de este trabajo, se diseñó el control PID analógico para el control de la temperatura del horno industrial de secado, con una fluctuación máxima de $4\text{ }^{\circ}\text{C}$ en el intervalo de 20 a $200\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Debido a que se obtuvo un adecuado control en la amplitud de oscilaciones de la temperatura, el horno también se puede utilizar como cámara de reacción a temperatura controlada para la síntesis de zeolitas y películas delgadas. Por otra parte se podrá utilizar como horno a temperatura controlada para los reactores de fluoración de diversos materiales.

También se analizaban cada una de las etapas del controlador para obtener la mejor respuesta. Por ejemplo, en la etapa de potencia se observó que se podía controlar de manera más proporcional la potencia entregada al horno, mediante un control por paquetes de onda en lugar de emplear un control de potencia por medio del ángulo de disparo.

Por otro lado, los resultados al obtener las constantes del controlador no fueron totalmente los deseados, ya que en la implementación electrónica estas constantes se encontraron apoyándose en el proceso de prueba y error, debido a que los valores obtenidos en la simulación se alejaban del valor real requerido por el control. La causa de esto es que, en el modelo matemático encontrado no se consideraron los suficientes parámetros para que el sistema fuera bien representado. Así que para mejorar el cálculo de las constantes del controlador PID en forma analítica, es necesario encontrar un modelo matemático que considere los parámetros necesarios.

También se encontró que las constantes calculadas del horno eran muy grandes para poder hacer una simulación electrónica en PSPICE antes de la implementación, esto debido a que en dicho simulador electrónico la simulación se hace en base a intervalos de fracciones de segundos y el equipo empleado no disponía de los recursos necesarios para tal simulación.

Este trabajo puede tener muchas aplicaciones ya que la temperatura es una variable que en muchos procesos industriales se encuentra presente y es necesario controlarla. También se puede recurrir al proceso de ajuste del control PID aquí elaborado, para controlar otras variables de determinado proceso.

Pero por otro lado, ayuda al estudiante de control a visualizar una aplicación de la teoría, le permite ampliar sus conocimientos de la teoría de control además, despierta su interés por este tipo de problemas, que en la vida profesional de un ingeniero son comunes.

BIBLIOGRAFIA.

- [1] Circuitos con Triacs, diacs y tiristores.
Dr. Ing. Fritz Bergtold.
Editorial Gustavo Gili, S. A.
1985.
- [2] Control de Sistemas Dinámicos con Retroalimentación.
Gene F. Franklin,
J. David Powell.
Abbas Emami-Naeini.
Editorial: ADDISON-WESLEY IBEROAMERICANA.
1977.
- [3] Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits.
Sergio Franco.
McGraw-Hill Book Company.
- [4] Harris Corporation, semiconductor.
LCD/led Display, A/D Converter
January 1998.
- [5] IC Temperature Sensor.
Provides Thermocouple, Cold-Junction
Compensation.
National Semiconductor, Application Note 225, Michael X. Maida
April 1979.
- [6] Introducción al control automático,
Colección temas básicos de Ingeniería.
R.C. Weyrick.
Editorial Gustavo Gili, S. A.
Barcelona 1977.
- [7] Introducción a los Amplificadores Operacionales.
con Aplicación a CI Lineales.
Lucas M. Faulkenberry.
Editorial Limusa.
- [8] Operational Amplifiers.
Design and Applications.
Jerald G. Graeme.
McGraw-Hill Book Company, 1971.

- [9] Optoelectronics,
Device data, Motorola.
National Operacional, Amplifiers Databook.
National Semiconductor.

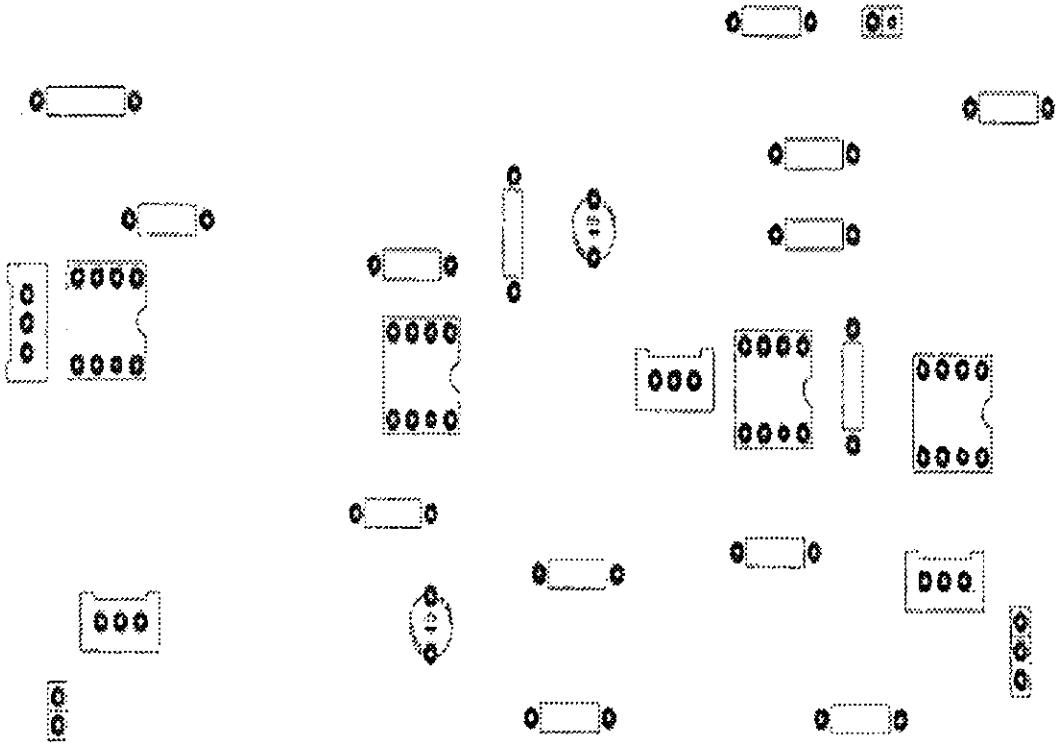
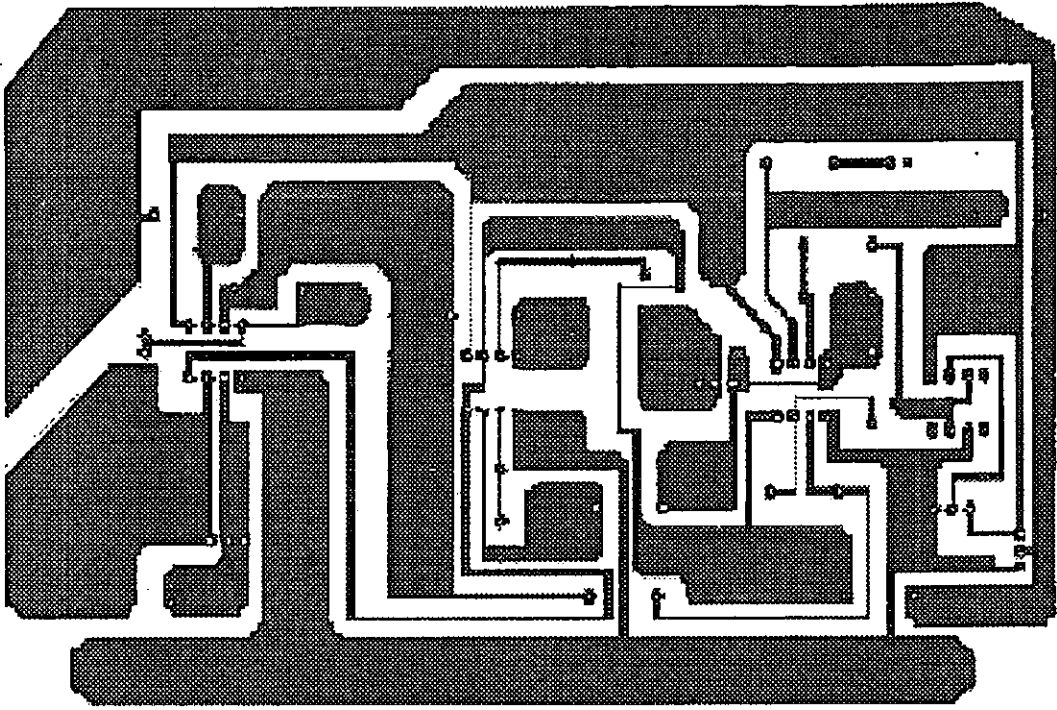
- [10] Sensores y Acondicionadores de señal.
Ramón Pallas Areny.
Editorial Maracambo.
Barcelona 1994.

- [11] Sistemas Realimentados de control
(Análisis y síntesis).
D' Azzo.
Editorial: Paraninfo.

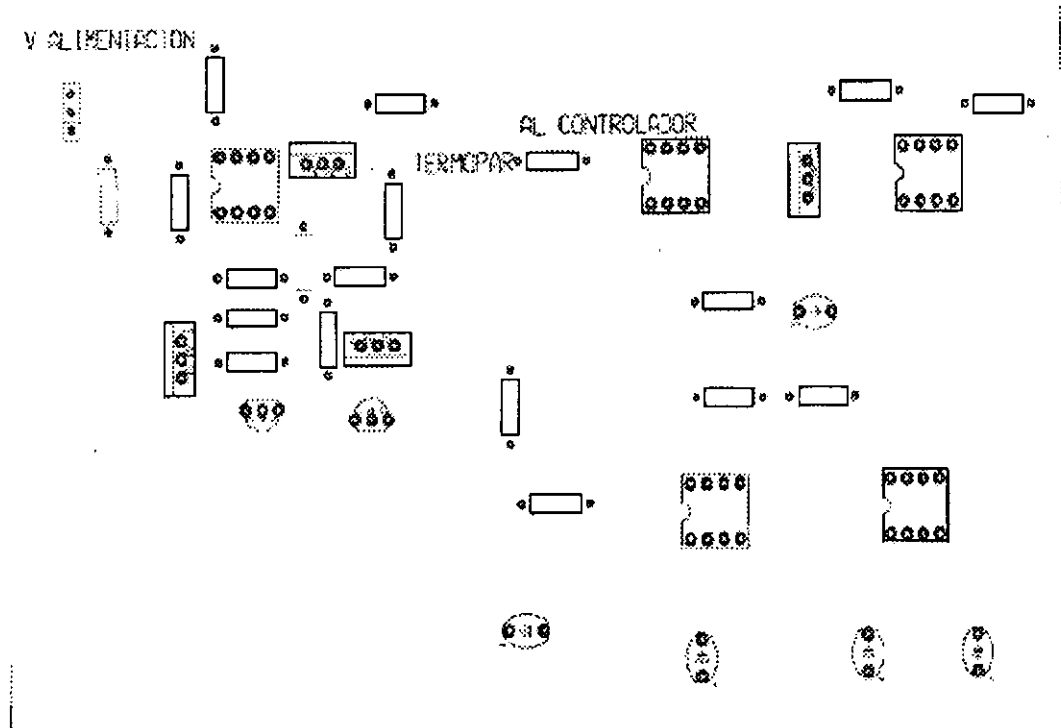
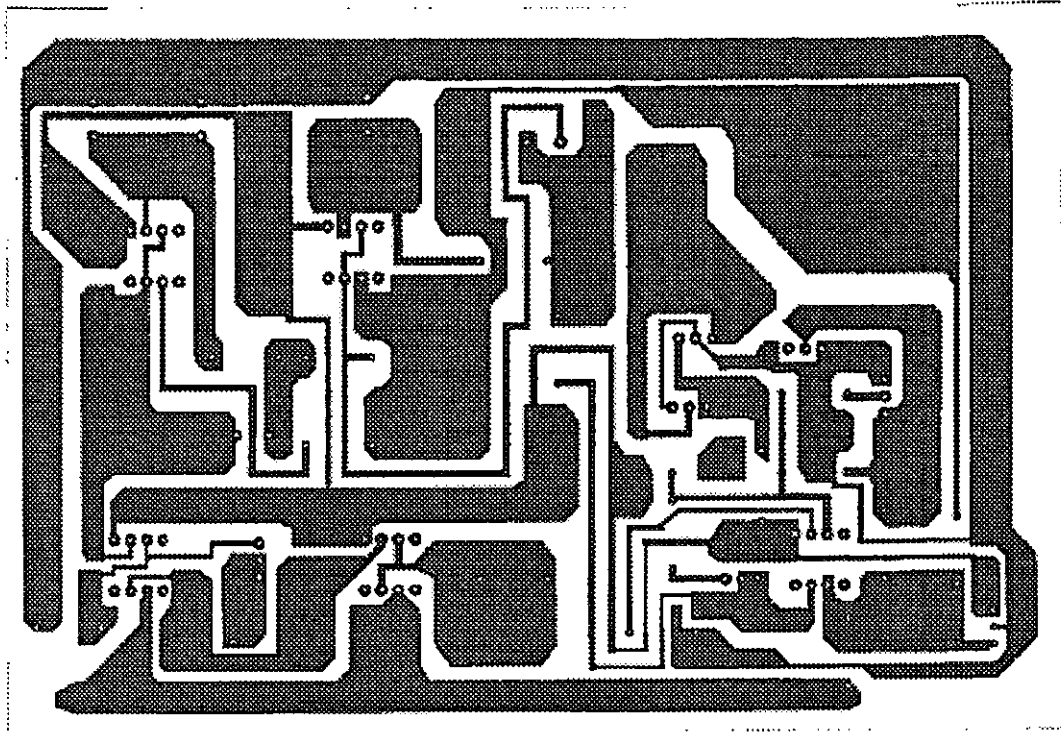
- [12] Thermocouple Measurement.
Jim Williams.
Application Note 28.
February 1988.

APENDICE

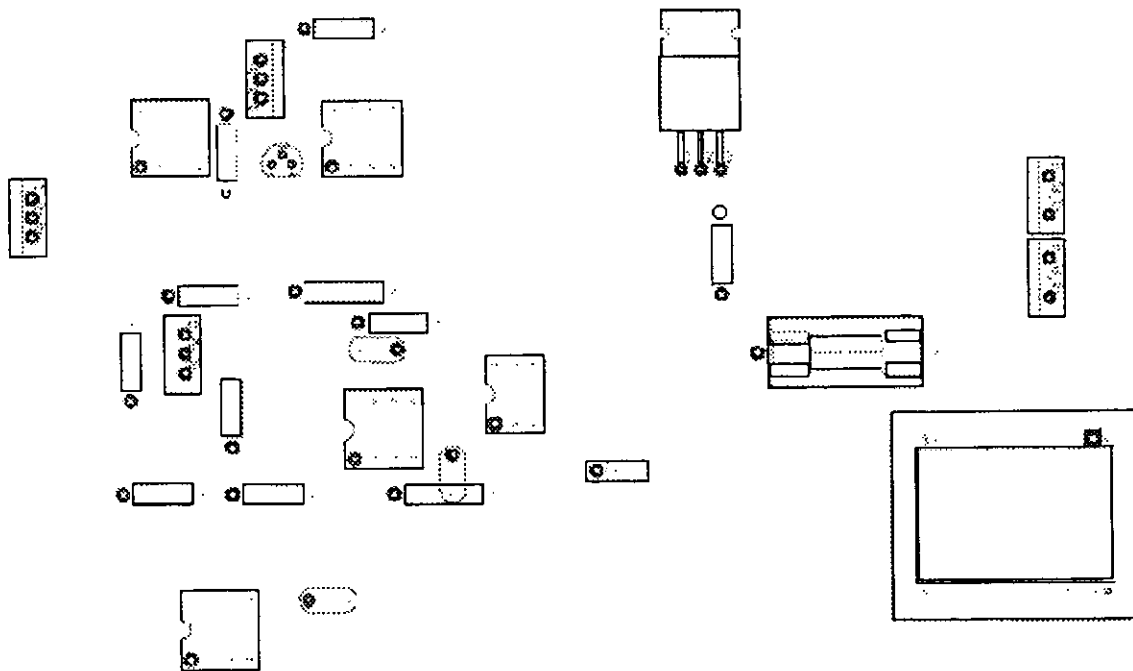
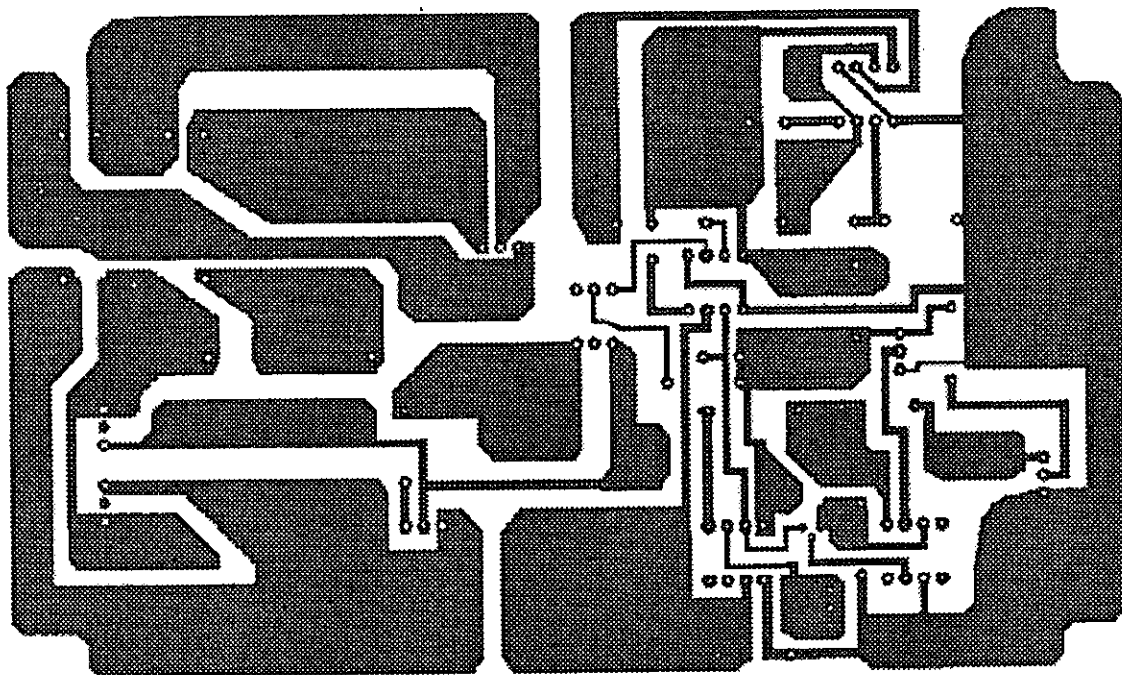
CIRCUITOS IMPRESOS



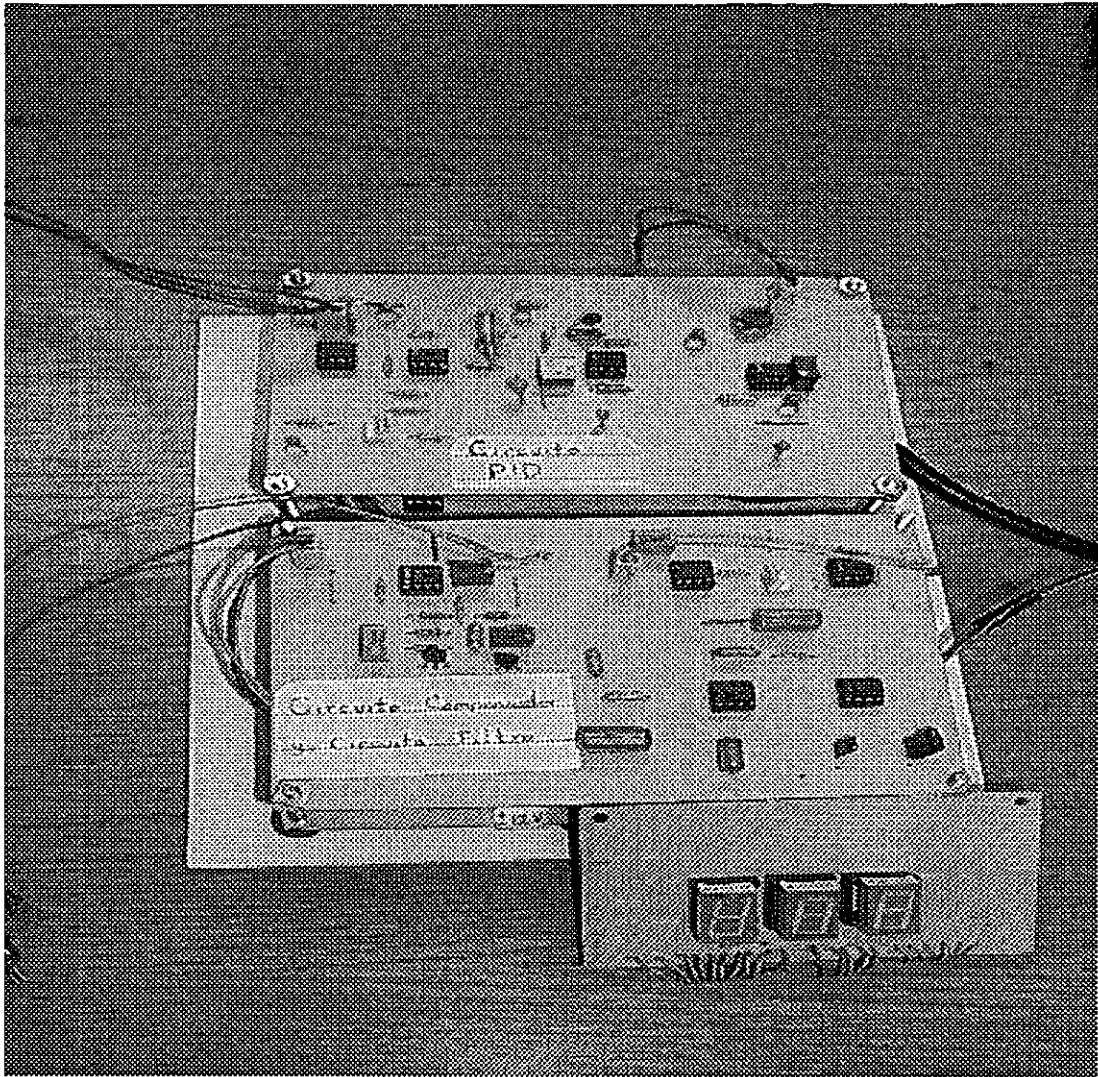
Circuito PID



Circuito Compensador.

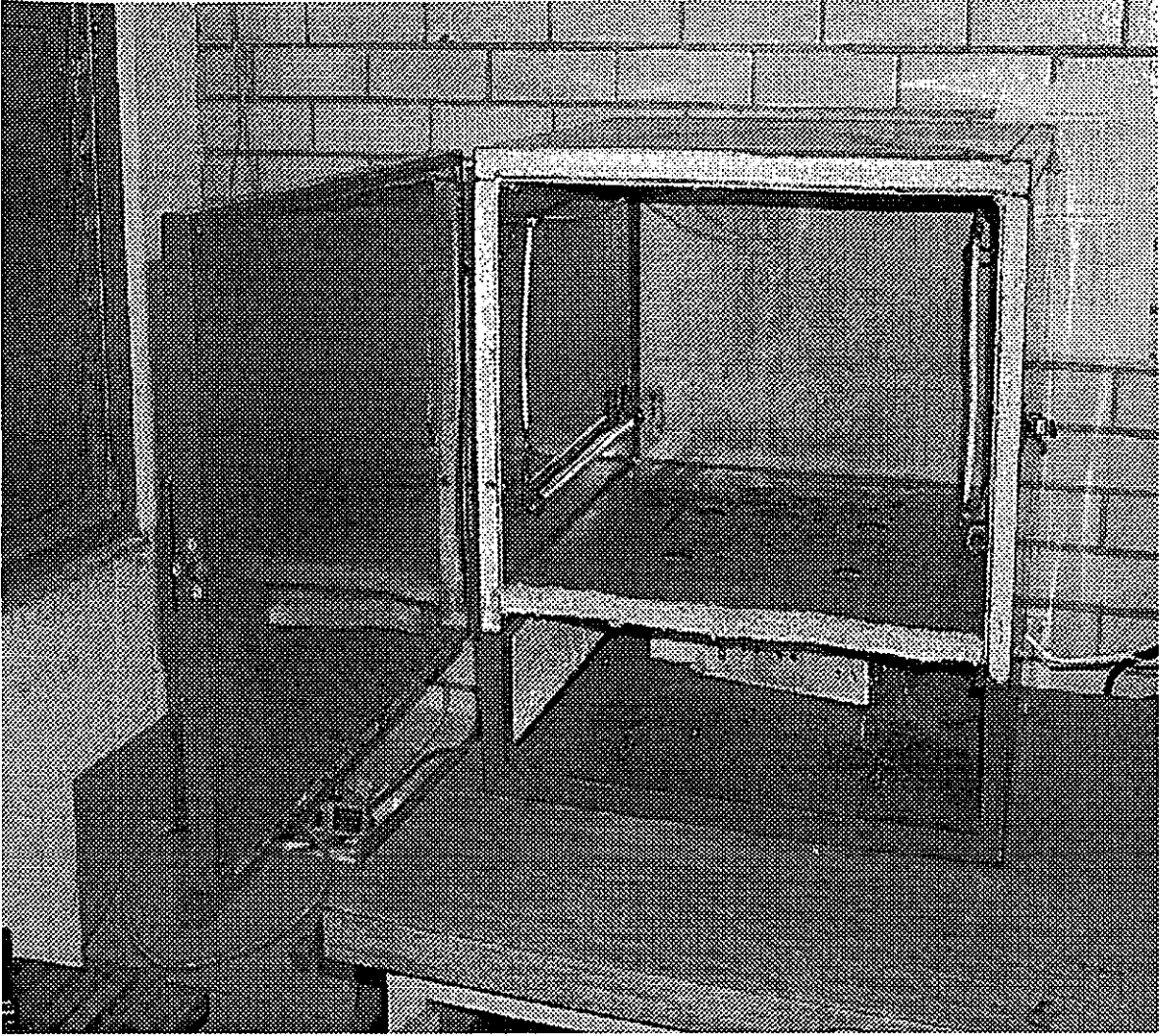


Circuito Actuador.



Circuitos Impresos del Control PID

**ESTA TESIS NO SALE
DE LA BIBLIOTECA**



Horno Industrial de secado.

