

130
2e3



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
FACULTAD DE INGENIERIA

**SISTEMA DE CONTROL DE TEMPERATURA
ANALOGICO PARA AUXILIO DIDACTICO**

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICA ELECTRICISTA
P R E S E N T A :
FERNANDO SEGURA GOMEZ

DIRECTOR DE TESIS:
ING. ANTONIO SALVA CALLEJA



MEXICO, D. F.

1990



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.

I N D I C E

	PAGINA
1. INTRODUCCION.	1
2. ASPECTOS TECNICOS.	3
2.1 SISTEMAS DE PRIMER Y SEGUNDO ORDEN.	3
2.1.1 SISTEMAS DE PRIMER ORDEN.	
2.1.2 SISTEMAS DE SEGUNDO ORDEN.	
2.2 SISTEMAS TERMICOS.	14
2.2.1 ALMACENADOR DE TASA DE FLUJO DE CALOR.	
2.2.2 DISIPADOR.	
2.2.3 LEYES DE INTERCONEXION.	
2.3 ASPECTOS BASICOS DEL CONTROL.	17
2.3.1 ESTABILIDAD DEL SISTEMA.	
2.3.2 RETARDO DE TRANSPORTE EN SISTEMAS.	
2.3.3 ACCIONES DE CONTROL EN SISTEMAS AUTOMATICOS.	
2.3.3.1 CONTROLADOR DE DOS POSICIONES.	
2.3.3.2 CONTROLADOR PROPORCIONAL.	
2.3.3.3 CONTROLADOR INTEGRAL.	
2.3.3.4 CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL.	
2.3.3.5 CONTROLADOR PROPORCIONAL DERIVATIVO.	
2.3.3.6 CONTROLADOR P.I.D.	
3. ALGUNOS TRANSDUCTORES EN LA MEDICION DE TEMPERATURA.	28
3.1 TERMISTOR.	29
3.1.1 CARACTERIZACION DEL TERMISTOR.	
3.2 TERMOPAR.	32
3.2.1 CARACTERIZACION DEL TERMOPAR.	
3.3 DIODO.	35
3.3.1 CARACTERIZACION DEL DIODO.	
3.4 DISPOSITIVO METALICO.	38
3.4.1 CARACTERIZACION DEL STD.	

3.8	CIRCUITO INTEGRADO.	40
3.8.1	CARACTERIZACION DEL LM 3911.	
3.8.2	CARACTERIZACION DEL AD 540.	
4.	DISEÑO DEL EQUIPO.	44
4.1	DESCRIPCION GENERAL.	44
4.2	PLANTA.	45
4.3	SISTEMA DE POTENCIA.	45
4.3.1	DESCRIPCION DEL CIRCUITO.	
4.3.2	CONSIDERACIONES SOBRE POTENCIA EN EL CALEFACTOR.	
4.4	SISTEMA DE MEDICION DE TEMPERATURA.	50
4.4.1	DESCRIPCION DEL CIRCUITO.	
4.5	DETECTORES DE ERROS Y MEDICION DE ENTRADA NOTA.	52
4.5.1	DESCRIPCION DEL CIRCUITO.	
4.6	CONTROLADORES.	55
4.6.1	DESCRIPCION DEL CIRCUITO.	
4.7	FUENTE DE ALIMENTACION.	59
4.7.1	DESCRIPCION DEL CIRCUITO.	
5.	OBTENCION DE UN MODELO MATEMATICO.	61
6.	RESULTADOS Y COMENTARIOS FINALES.	67
6.1	RESPUESTA EN LAZO ABIERTO Y CERRADO.	67
6.2	COMENTARIOS FINALES.	74
7.	BIBLIOGRAFIA.	76
8.	APENDICE 1.	78
9.	AGRADECIMIENTOS.	84

1 INTRODUCCION

Dentro del estudio de los sistemas físicos y el control de los mismos, resulta de suma importancia la comprobación de los aspectos teóricos que en un principio son conflictivos para el estudiante neófito. Por tanto, se da gran ayuda contar con instrumental y equipo de laboratorio versátil y didáctico, que permita visualizar la teoría involucrada.

La finalidad de este trabajo es diseñar y construir un sistema térmico donde se monitoree y controle, ya sea en lazo abierto o cerrado, la temperatura del aire que circula por un ducto.

El Laboratorio de Circuitos y Control de la División Ingeniería Mecánica y Eléctrica (DIME) posee equipos comerciales similares al diseñado, pero su costo es muy elevado y existe dificultad para conseguir algunas de sus refacciones. Uno de los objetivos de este trabajo es construir un equipo que supere dichas deficiencias.

Entre los criterios observados en el diseño, destacan la sencillez en la circuitería electrónica y la utilización de dispositivos de fácil obtención en el mercado mexicano. De esta

forma, se logra simplificar la labor de servicio al equipo y la fabricación de futuras unidades. También, es importante que el diagramado del tablero de control sea claro, de manera que resulte sencillo identificar la secuencia del proceso y los controles asociados.

El equipo está constituido por una planta que es un ducto por el cual circula aire forzado desde un soplador. La temperatura del flujo es variada por una resistencia calefactora, cuya disipación de calor sobre el aire es controlada por la corriente que circula por un sistema de tiristor SCR con ángulo de disparo variable. La medición de temperatura en la planta se hace por medio de un sistema basado en un transductor tipo diodo, que no es otra cosa que un diodo de silicio que posee, en general, una excelente linealidad y sensibilidad en su característica voltaje-temperatura. El sistema detector de error es un sumador que recibe 4 señales: la de punto de operación, la de perturbación, entrada para señal externa y la señal del sistema de medición. Con éstas se logra generar el error que es procesado por la sección de controladores, constituida por un proporcional, un integral y un derivativo, los cuales se pueden combinar según se desee. También, se cuenta con un controlador de dos posiciones (SI-MO) el cual resulta muy útil para comprender la filosofía básica del control automático. Por último, la señal a la salida de los controladores actúa sobre el sistema de potencia, de tal manera que el calefactor define una cierta temperatura del flujo de aire.

3. ASPECTOS TÉCNICOS

Este capítulo pretende dar una breve y elemental descripción de algunos tópicos referentes a los sistemas físicos y el control. Se describe el comportamiento en el tiempo y en la frecuencia de sistemas de primero y segundo orden, comentando en particular el sistema técnico y así luego pasar a dar un esbozo de algunas técnicas de control [1], [8] [10], [11], [12], [13], [14], [16].

3.1 SISTEMAS DE PRIMERO Y SEGUNDO ORDEN

3.1.1 SISTEMAS DE PRIMER ORDEN

Un sistema físico de primer orden, lineal e invariante con el tiempo, es aquel cuyo comportamiento está plenamente descrito por una ecuación diferencial de primer orden, lineal y con coeficientes constantes. Tratándose de sistemas físicos, un sistema de primer orden posee un solo almacenador de energía, usado tal vez, a otros elementos no almacenadores.

A continuación se presentan dos configuraciones típicas de sistemas, cuyas ecuaciones diferenciales son

Sistema 1

$$\dot{y} + \frac{1}{\tau} y = \frac{K}{\tau} x \quad (2.1)$$

Sistema 2

$$\dot{y} + \frac{1}{\tau} y = K \dot{x} \quad (2.2)$$

Donde x e y son respectivamente la entrada y salida del sistema, τ la constante de tiempo y K una cierta ganancia del sistema de primer orden.

La respuesta escalón para este par de sistemas, visualiza y facilita la comprensión del comportamiento temporal

Sistema 1

$$\dot{y} + \frac{1}{\tau} y = \frac{K}{\tau} u(t) \quad (2.3)$$

$$y = K u(t) \left[1 - \text{EXP} \left(-\frac{t}{\tau} \right) \right] \quad (2.4)$$

Sistema 2

$$\dot{y} + \frac{1}{\tau} y = K \dot{x}(t) \quad (2.5)$$

$$y = K u(t) \text{EXP} \left(-\frac{t}{\tau} \right) \quad (2.6)$$

Las figuras 2.1 y 2.2 muestran las respuestas escalón para cada caso, donde se nota la acción de retardo exponencial creciente o decreciente que introducen los sistemas de primer orden.

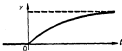


FIGURA 2.1 RESPUESTA ESCALON SISTEMA 1

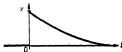


FIGURA 2.2 RESPUESTA ESCALON SISTEMA 2

En cuanto al comportamiento en el dominio de la frecuencia, se aplica la transformada de Laplace a las ecuaciones diferenciales de los sistemas, obteniéndose las funciones de transferencia

Sistema 1

$$\frac{Y}{X} = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (2.7)$$

Sistema 2

$$\frac{Y}{X} = \frac{K \cdot S}{\tau S + 1} \quad (2.4)$$

En estado estable senoidal ($S = j\omega$) se analiza el comportamiento en el dominio de la frecuencia. Las figuras 2.3 y 2.4 muestran la gráfica de Bode en magnitud y fase de las funciones de transferencia de ambos sistemas. Es importante resaltar la acción de filtrado que introducen dichos sistemas, el sistema 1 conforma un filtro pasa bajas y el sistema 2 un filtro pasa altas.

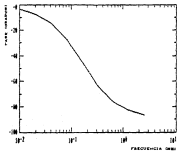
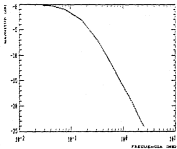


FIGURA 3. 2 MAGNITUD Y FASE DEL SISTEMA 1.

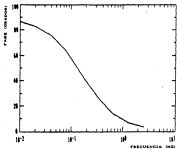
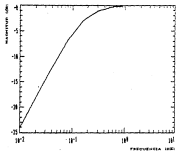


FIGURA 2.4 MAGNITUD Y FASE DEL SISTEMA 3

2.1.2 SISTEMAS DE SEGUNDO ORDEN

Un sistema físico de segundo orden, lineal e invariante con el tiempo, es aquel cuyo comportamiento está plenamente descrito por una ecuación diferencial de segundo orden, lineal y con coeficientes constantes. Un sistema de este tipo posee dos almacenadores de energía que no pueden ser simplificados como un solo almacenador, y que además puede tener elementos no almacenadores.

Un modelo representativo de estos sistemas es la siguiente ecuación diferencial

$$y'' + 2 \zeta \omega_n y' + \omega_n^2 y = \omega_n^2 x(t) \quad (2.9)$$

donde ζ es la relación de amortiguamiento y ω_n la frecuencia natural.

La respuesta eción para el sistema sería

$$y(t) = 1 + A \exp \omega_n t \left[-\zeta + \left(\zeta^2 - 1 \right)^{1/2} \right] + \\ B \exp \omega_n t \left[-\zeta - \left(\zeta^2 - 1 \right)^{1/2} \right] \quad (2.10)$$

$$\text{si } \zeta > 1 \text{ y } t > 0$$

o también

$$y(t) = 1 + C \exp \left[-\omega_d t \right] + D t \exp \left[-\omega_d t \right] \quad (2.11)$$

$$\text{si } \zeta < 1 \text{ y } t > 0$$

Haciendo ahora las siguientes consideraciones

$$y(0) = 0$$

$$\dot{y}(0) = 0$$

se obtienen las expresiones típicas (10) para $y(t)$ según sea el valor de ζ :

- Respuesta subamortiguada ($0 < \zeta < 1$)

la ecuación (2.10) se transforma en

$$y(t) = 1 - \frac{\text{EXP} \{-\omega_d t\}}{(1 - \zeta^2)^{1/2}} \text{SEN} \left[\omega_d t - \text{ARC TAN} \left(\frac{1 - \zeta^2}{\zeta} \right)^{1/2} \right]$$

si $t = 0$

(2.12)

donde

$\omega_d = \omega_n (1 - \zeta^2)^{1/2}$, es la frecuencia natural amortiguada.

-Respuesta críticamente amortiguada ($\zeta = 1$)

la ecuación (2.11) se transforma en

$$y(t) = 1 - (1 + \omega_n t) \text{EXP} \{-\omega_n t\}, \text{ si } t \geq 0 \quad (2.13)$$

-Respuesta sobreamortiguada ($\zeta > 1$)

La ecuación (2.15) se transforma en

$$y(t) = 1 + \frac{\omega_n}{2(\zeta^2 - 1)^{1/2}} \left[\frac{EOP^{-\omega_n t} + [\zeta + (\zeta^2 - 1)^{1/2}]}{\zeta + (\zeta^2 - 1)^{1/2}} - \frac{EOP^{-\omega_n t} + [\zeta - (\zeta^2 - 1)^{1/2}]}{\zeta - (\zeta^2 - 1)^{1/2}} \right] \quad (2.14)$$

-Respuesta oscilatoria ($\zeta < 1$)

La ecuación (2.15) se transforma en

$$y(t) = 1 - \cos(\omega_d t) \quad (2.15)$$

Esta última respuesta es oscilatoria de amplitud estable.

La figura 2.3 ejemplifica la respuesta en el tiempo del sistema de segundo orden a diferentes valores de ζ .

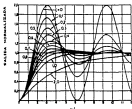


FIGURA 2.3 RESPUESTA EN TIEMPO SISTEMA DE SEGUNDO ORDEN

Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación 2.3 que modela el sistema de segundo orden, permite hacer el análisis en frecuencia. De esta forma la función de transferencia es

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.14)$$

En estado estable senoidal ($s=j\omega$) se aprecia la respuesta en frecuencia que se observa en la figura 2.4. Es claro que para este caso, el sistema se comporta como filtro pasa bajas.

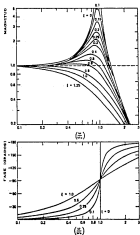


FIGURA 8.4 RESPUESTA EN FRECUENCIA SISTEMA DE SEGUNDO ORDEN

2.2 SISTEMAS TERMOICOS

Este subcapítulo presenta los aspectos básicos de la térmica desde el punto de vista de la teoría de sistemas. Se identifican las variables fundamentales, elementos físicos y leyes que modelan dicho tipo de sistemas.

En modo general todos los materiales son capaces de almacenar y conducir, en cierta medida, energía en forma de calor. Si se tienen dos materiales unidos, donde uno de ellos se encuentra más caliente que el otro, se produce flujo de energía calórica desde el material más caliente hacia el más frío. Se denota con H a la cantidad de calor. El grado de calentamiento de cada material se llama temperatura T . Otra cantidad de importancia es la tasa de flujo de calor y está dada por la siguiente expresión

$$q = \frac{dH}{dt} \quad (2.17)$$

que es la variación de la cantidad de calor en el tiempo.

2.2.1 ALMACENADOR DE TASA DE FLUJO DE CALOR

Un almacenador de este tipo es el elemento que puede tomar calor y acumularlo en su interior. Su modelo lineal es el siguiente:

$$H = m C_p (T_1 - T_2) \quad (2.18)$$

la ecuación muestra que si el almacenador con masa m es calentado desde una temperatura T_1 hasta una temperatura T_2 , adquiere una cantidad de calor H . C_p es el calor específico del material que conforma el almacenador.

Otra forma útil de colocar el modelo es

$$\int q(t) dt = M C (T_2 - T_1) \quad (2.19)$$

donde queda en evidencia que la variable que se está almacenando en un cierto intervalo de tiempo es efectivamente q . A la cantidad $M C$ se le conoce como capacitancia térmica y sus unidades son J/K . Por otra parte, es interesante anotar que dentro de los sistemas térmicos no existe un elemento que sea almacén de temperatura.

2.2.3 DISIPADOR

El flujo de calor a través de un material produce un gradiente de temperatura debido a la resistencia térmica que presenta dicho material. La ecuación que modela al disipador térmico por conducción se llama ley de Fourier

$$q = \frac{c_c k}{l} (T_2 - T_1) \quad (2.20)$$

c_c es la conductividad térmica, k es el área de sección transversal y l la longitud del material disipador. $T_2 - T_1$ es el gradiente que se presenta entre los extremos del elemento.

Si el transporte de calor se realiza por convección el fenómeno es más difícil de analizar. Se habla globalmente de un coeficiente de convección h , que es función de la geometría del disipador, del material que lo forma y de la velocidad del flujo térmico. Así la ecuación simplificada para este tipo de elemento es

$$q = C_0 A (T_1 - T_0) \quad (2.21)$$

El otro mecanismo de transporte de calor es la radiación, el cual se hace analítico por medio de la ley de Stefan-Boltzmann

$$q = C_r (T_0^4 - T_1^4) \quad (2.22)$$

donde C_r es una constante que depende de la geometría de la superficie radiadora y del material empleado.

2.2.3 LEYES DE INTERCONEXION TERMICA

Al igual que en el resto de los sistemas físicos, los térmicos cumplen con las dos leyes interconectivas fundamentales. La primera se llama restricción de continuidad y que no es otra cosa que la primera ley de la termodinámica, que establece que la suma de las tasas de flujo de calor en una junta térmica es cero

$$\sum_{i=1}^n q_i = 0 \quad , \quad i : i\text{-ésimo elemento que concurre en una junta.} \quad (2.23)$$

La restante ley fundamental se denomina restricción de compatibilidad y establece que la suma de temperaturas medidas alrededor de un lazo térmico cerrado es cero

$$\sum_{j=1}^n T_j = 0 \quad , \quad j : j\text{-ésimo elemento de un lazo cerrado.} \quad (2.24)$$

2.3 ASPECTOS BÁSICOS DE CONTROL

Dentro del campo del control de procesos físicos existen muchos tópicos que pueden llegar a solucionar un problema específico. Se pretende aquí tocar algunos temas de utilidad para la comprensión del trabajo realizado.

Dado un cierto proceso o planta cuyas características inherentes resultan ser inmodificables, es posible variar dichas características agregando elementos bajo alguna topología, conformando así un sistema controlado.

Básicamente se puede hablar de dos formas de control. El más elemental es el control en lazo abierto cuya característica es que la variable de salida no interviene directamente en la acción de control sobre el proceso. La figura 2.7 muestra una planta a la que se le ha agregado un controlador, notándose que este manipula solo la variable de entrada.



FIGURA 2.7 SISTEMA EN LAZO ABIERTO

El sistema requiere de un controlador muy preciso y estable cuya buena calibración resulta importante para la regulación del proceso. Cuando existen perturbaciones sobre la planta, el sistema de control no puede regularlas por sí mismo, hay que recalibrarlo manualmente.

El otro sistema de control es el de lazo cerrado, cuya característica esencial es que la salida del sistema interviene en la acción de control sobre el proceso, siendo así un sistema realimentado. La figura 2.8 muestra la configuración típica de control automático en lazo cerrado.

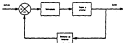


FIGURA 2.6 SISTEMA EN LAZO CERRADO

El sistema consta de un detector de error que se encarga de comparar la entrada $X(S)$ con la señal proveniente de la medición de salida, de tal manera que la diferencia de éstas, $E(S)$, va al controlador cuya acción repercute en la entrada del proceso. La base cualitativa de este método de control es que si se produce una perturbación en el proceso, la salida $Y(S)$ varía y por tanto la señal de error $E(S)$ también lo hará afectando la entrada a la planta. Si la filosofía de control elegida es adecuada, el sistema se autocorregirá contrarrestando el efecto de la perturbación.

La función de transferencia del sistema en lazo cerrado es

$$\frac{Y(S)}{X(S)} = \frac{C(S) P(S)}{1 + C(S) P(S) M(S)} \quad (2.25)$$

Al producto

$$C(S) P(S) M(S) \quad (2.26)$$

se la conoce como ganancia de lazo, y a la expresión

$$1 + C(S) P(S) M(S) = 0 \quad (2.27)$$

se la llama ecuación característica.

2.3.1 ESTABILIDAD DEL SISTEMA

En general un sistema lineal en lazo cerrado tiene la siguiente forma polinomial

$$\frac{Y(S)}{X(S)} = \frac{b_0 S^n + b_1 S^{n-1} + \dots + b_{n-1} S + b_n}{a_0 S^n + a_1 S^{n-1} + \dots + a_{n-1} S + a_n} \quad (2.28)$$

donde a y b son constantes. El grado del polinomio del denominador debe ser mayor o igual que el grado del numerador, para que el sistema sea físicamente realizable. Las raíces de estos polinomios determinan la localización de polos y ceros del sistema. Se estudia la estabilidad del sistema en lazo cerrado ubicando el lugar geométrico de los polos en el plano complejo de S . Un sistema tendrá comportamiento inestable si al menos uno de dichos polos se encuentra en el semiplano derecho de S . La inestabilidad se manifiesta en la salida como oscilación de magnitud creciente o constante o también como una salida que crece monótonamente. Este comportamiento inestable no requiere que exista una señal de entrada como tal, basta con una pequeña perturbación transitoria para llegar a este estado. Un sistema tendrá comportamiento estable si su respuesta transitoria encuentra el equilibrio en un cierto tiempo, y esto ocurre si los polos en lazo cerrado se encuentran en el semiplano izquierdo de S .

Retomando la función de transferencia

$$\frac{Y(S)}{X(S)} = \frac{C(S) P(S)}{1 + C(S) P(S) W(S)} \quad (2.29)$$

la cual se puede escribir como

$$\frac{Y(S)}{X(S)} = \frac{\frac{C_1(S)}{C_2(S)} \frac{P_1(S)}{P_2(S)}}{1 + \frac{C_3(S)}{C_4(S)} \frac{P_3(S)}{P_4(S)} \frac{H_1(S)}{H_2(S)}} \quad (2.29)$$

donde la función de transferencia de cada elemento que conforma el sistema se está escribiendo como una razón de polinomios.

Simplificando la expresión

$$\frac{Y(S)}{X(S)} = \frac{C_1(S) P_1(S) H_2(S)}{C_2(S) P_2(S) H_1(S) + C_3(S) P_3(S) H_4(S)} \quad (2.30)$$

Esta forma más explícita, permite obtener del polinomio resultante en el denominador la información de estabilidad del sistema.

Existen métodos más elaborados para analizar estabilidad, estos son particularmente útiles cuando se tienen funciones de transferencia complicadas y cuyo tratamiento algebraico directo sería tedioso. Sobre todo por ejemplo, el criterio de Nyquist, el cual se basa en el análisis de la gráfica de respuesta en frecuencia en lazo abierto para obtener la estabilidad del sistema en lazo cerrado. Por otra parte se tiene el método del lugar de las raíces, que también es un método gráfico, basado en su utilidad en poder ver como varían los polos de la función de transferencia según se varía un parámetro del sistema. Otro método importante es el de Routh-Hurwitz que analiza el polinomio del denominador del sistema en lazo cerrado. La utilidad radica en que el método indica cuántas raíces (polos) caen en el semiplano derecho de S .

2.3.2 RETARDO DE TRANSPORTE EN SISTEMAS

En algunos sistemas físicos ocurre que la salida tarda en reaccionar, a una excitación, un cierto tiempo conocido como retardo de transporte o tiempo muerto.

Supóngase que se tiene un sistema térmico formado por una fuente de calor que calienta aire, el cual es forzado a fluir por un ducto de cierta longitud. Si se desea tener como salida del sistema al aire caliente al final del ducto, es claro que las partículas de aire deben recorrer un trayecto desde la fuente de calor hasta el extremo del ducto, lo que implica un tiempo de propagación. Llámese $x(t)$ a la temperatura del aire en la vecindad de la fuente de calor e $y(t)$ la temperatura del aire en el extremo de salida del ducto, entonces definíase

$$y(t) = u [u - T_0] x (t - T_0) \quad (2.32)$$

se ve aquí que la salida es la misma entrada pero retardada un tiempo muerto T_0 y multiplicada por un escalón.

Así la función de transferencia para el ducto es

$$\frac{E \{ y(t) \}}{E \{ x(t) \}} = \frac{E \{ u (t - T_0) x (t - T_0) \}}{E \{ x(t) \}} \quad (2.33)$$

$$\frac{E \{ y(t) \}}{E \{ x(t) \}} = \frac{X(S) \text{EXP} (-T_0 S)}{X(S)} = \text{EXP} (-T_0 S) \quad (2.34)$$

2.3.3 ACCIONES DE CONTROL EN SISTEMAS AUTOMÁTICOS

En un sistema de control automático se tiene una señal de error generada por la diferencia que exista entre el valor deseado de operación y la salida efectiva. Dicha señal puede ser tratada por un elemento llamado controlador, el que produce una acción de control sobre la planta.

2.3.3.1 CONTROLADOR DE DOS POSICIONES

Este tipo de control es también conocido como on-off o bang-bang. Funcionalmente es el más sencillo de los controladores ya que su salida solo ofrece dos posiciones según sea el nivel de la entrada. La figura 2.9 muestra el funcionamiento para un on-off elemental.



FIGURA 2.9 CONTROLADOR DE DOS POSICIONES

De la gráfica se ve que para valores de entrada menores que cero la salida está en el nivel s_2 y cambia a un nivel s_1 si la entrada se hace mayor que cero. Otra forma de controlador es aquel que involucra comportamiento histéretico. La figura 2.10 muestra la característica entrada-salida.



FIGURA 2.10 CONTROLADOR DE LOS POSICIONES
CON HISTERESIS

Nótese que existen dos caminos posibles en la gráfica, si estando en el nivel E_2 se requiere pasar al nivel E_1 la entrada debe estar por encima del nivel de entrada E_2 . Por el contrario, si se requiere pasar de E_1 a E_2 la entrada debe estar por abajo de E_1 . A la magnitud que separa los niveles de entrada E_1 y E_2 se le llama brecha diferencial o histéresis.

2.3.3.3 CONTROLADOR PROPORCIONAL

La acción de control brindada por este elemento es multiplicar la señal de error por una cierta constante K_p llamada ganancia o factor de proporción. De esta forma se tiene que

$$e(t) = K_p e(t) \quad (2.35)$$

$$\frac{E(s)}{E(s)} = K_p \quad (2.36)$$

siendo $e(t)$ y $u(t)$ la salida y la entrada al controlador respectivamente.

Es común expresar la ganancia K_p en forma adimensional por medio del concepto de banda proporcional, que se define como la variación porcentual de la señal error a la entrada del controlador, necesaria para producir una variación del cien por ciento en la salida. De esta forma la banda proporcional se escribe como

$$PB = \frac{100}{K_p} \% \quad (2.26)$$

Es importante la comprensión cualitativa de la acción proporcional dentro del sistema de control automático. Supóngase que existe un cierto error (diferencia entre salida efectiva y un valor de operación deseado) a la entrada del controlador, el cual se presenta a su salida multiplicado por K_p . Si por causa de alguna perturbación sobre la planta esta aumenta su salida, el error existente se decrementará (debido al efecto de realimentación negativa) y por tanto se decrementará la entrada a la propia planta haciendo que su salida baje de nivel. Nótese que el efecto correctivo sobre la planta depende del valor de K_p , cuanto mayor sea su magnitud menor será la señal de error. No debe olvidarse que un valor de K_p lo suficientemente grande puede hacer inestable al sistema, lo cual limita el intervalo de operación de dicho factor de proporción.

2.2.3.3 CONTROLADOR INTEGRAL

La acción de control que realiza este tipo de controlador es la siguiente

$$e(t) = K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (2.38)$$

$$\frac{E(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s} \quad (2.39)$$

donde la entrada es integrada en el tiempo y multiplicada por una constante K_i llamada factor de integración

Es importante analizar que este tipo de acción de control produce una salida invariante con el tiempo si la señal de error es cero. También es importante ver que si el error no es cero y su señal no presenta cambios de signo, el controlador incrementará positiva o negativamente su salida hasta saturarse. Por estas características el controlador integral tiende a anular la señal de error dentro de un sistema de control automático.

2.2.3.4 CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL

Este tipo de acción (PI) es la combinación de los dos controladores anteriores bajo la siguiente forma

$$e(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (2.40)$$

$$\frac{F(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (2.41)$$

Es evidente que la ganancia del controlador proporcional influye sobre la acción integral, de manera que K_p queda ahora determinado por el cociente K_p/T_i , siendo T_i un parámetro llamado tiempo de integración.

2.3.3.5 CONTROLADOR PROPORCIONAL DERIVATIVO

Resultado de la combinación proporcional y derivativa (PD) bajo la siguiente forma

$$e(t) = K_p e(t) + K_p T_d \frac{d e(t)}{d t} \quad (2.42)$$

el producto $K_p T_d$ se llama factor de derivación (K_d) y T_d tiempo de derivación.

La acción derivativa, por sí sola, no es de mayor utilidad dentro del control de sistemas y usualmente se encuentra combinada con otras acciones de control. La ventaja de derivar la señal de error en el tiempo es que se logra un carácter anticipativo, en el sentido de que si la derivada instantánea es diferente de cero, implica variación efectiva de la señal de error en un instante subsiguiente.

3.3.3.4 CONTROLADOR PROPORCIONAL, INTEGRAL, DERIVATIVO

Incluye las tres acciones de control nombradas (PID). La forma más común de combinar las tres queda determinada por la siguiente expresión:

$$u(t) = K_e e(t) + K_e T_d \frac{d e(t)}{d t} + \frac{K_e}{T_i} \int_0^t e(t) d t \quad (2.43)$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_e \left[1 + T_d s + \frac{1}{T_i s} \right] \quad (2.44)$$

3 ALGUNOS TRANSDUCTORES EN LA MEDICIÓN DE TEMPERATURA

Se describen en este capítulo algunos transductores típicos, que de alguna manera resultan viables para ser utilizados en el sistema de medición de temperatura del equipo [1], [2], [3], [4], [5], [6], [7].

En la selección de un transductor apropiado hay muchas características que juegan un papel relevante. Por lo que toca a las necesidades de este sistema de medición, se destacan la linealidad, la sensibilidad, la constante de tiempo y el costo.

En cuanto a la primera característica, resulta ventajoso utilizar un dispositivo con buena linealidad lo cual implica tener un acondicionador de señal simple y una medición equivalente más exacta de la temperatura. Si el transductor posee alta sensibilidad, se logra tener variaciones de mayor magnitud a la salida con respecto a una cierta variación de entrada y así una relación señal-ruido más alta. También radunda en utilizar un amplificador de señal de menor ganancia lo que lo hace más simple en su configuración. Por lo que corresponde a la constante de tiempo, ésta debe ser lo suficientemente pequeña para lograr una respuesta rápida que permita ser observada en un osciloscópio con una base de tiempo normal.

3.1 TERMISTOR

Los termistores son dispositivos que tienen la propiedad de variar su resistencia con un cambio de temperatura. Son muy utilizados en la industria por conservar la estabilidad de sus características con el paso del tiempo y por tener un coeficiente de temperatura relativamente alto. Existen básicamente tres tipos de dispositivos: el primero de ellos es el cerámico de coeficiente de temperatura negativo (NTC), que se fabrica por sinterización (alta presión y temperatura) de algunos óxidos metálicos, el segundo es el de coeficiente de temperatura positivo (PTC), hecho por sinterización de una mezcla de bario y titanato de estroncio, y el tercero que corresponde a un semiconductor (usualmente silicio) dopado con ciertas impurezas, donde su coeficiente de temperatura es positivo.

Se pueden conseguir termistores en diferentes formas y tamaños, discos y varillas de variadas dimensiones como también dispositivos encapsulados en vidrio. Por lo que toca al coeficiente de temperatura, se tienen valores que van desde $-36\%/^{\circ}\text{C}$ hasta $40\%/^{\circ}\text{C}$. Particularmente, para el tipo cristal semiconductor, el valor típico es $0.7\%/^{\circ}\text{C}$. El intervalo resistivo disponible en los termistores es muy amplio, va desde unos cuantos ohms hasta decenas de megohms.

En cuanto al costo y la facilidad de conseguir este tipo de transductor, se pueden encontrar unidades a precios razonables, pero normalmente no vienen acompañados de información técnica y es poco común encontrarlos bien catalogados dentro del mercado mexicano.

3.1.1 CARACTERIZACION DEL TERMISTOR

El comportamiento voltaje-corriente de un termistor, a una cierta temperatura ambiente, es no lineal. La figura 3.1 corresponde a varios termistores NTC típicos donde se puede observar dicha característica. Nótese que para bajas corrientes, donde la potencia disipada por el termistor es baja, se tiene un comportamiento lineal, manteniéndose el dispositivo a la temperatura del ambiente. Para corrientes mayores, comienza a disipar energía en forma de calor de manera apreciable, así la temperatura del termistor va a depender básicamente de su potencia de trabajo. Esta situación hace que el dispositivo varíe su valor resistivo comportándose en forma no lineal.

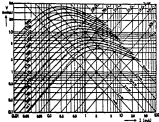


FIGURA 3.1 CARACTERÍSTICA VOLTAJE CONTRA CORRIENTE EN TERMISTORES

En lo referente a la característica temperatura-resistencia, es notable el hecho de que es altamente no lineal y su comportamiento se aproxima a una forma exponencial. La figura

3.2 es un ejemplo concreto de varios NTC.

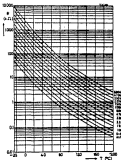


FIGURA 3.2 CARACTERÍSTICA RESISTENCIA CONTRA TEMPERATURA EN TERMISTORES

El comportamiento del termistor puede ser modelado por la siguiente expresión:

$$R = R_0 \text{ EXP} \left(-\frac{\beta}{T} \right) \quad (3.1)$$

donde R_0 es una constante, β es la temperatura característica que depende de la composición del termistor y T es la temperatura en grados Kelvin.

Un modelo más apropiado es el siguiente:

$$R_0 = R_u \text{ EXP} \left[\beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_u} \right) \right] \quad (3.2)$$

donde R_0 es el valor resistivo a una temperatura T_0 en grados Kelvin. El valor de β puede ir desde 1500 $^{\circ}\text{K}$ hasta 4000 $^{\circ}\text{K}$.

El coeficiente de temperatura se obtiene al derivar la expresión (3.1)

$$\alpha = \frac{1}{R_T} \left(\frac{d R_T}{dT} \right) = - \left(\frac{\beta}{T^2} \right) \quad (3.2)$$

Otro aspecto importante en los termistores es la constante de tiempo, que permite establecer cuanto tarda el transductor en estabilizar su valor óhmico bajo un cambio de temperatura. Esta constante depende del tipo de material, de la masa térmica y del área superficial del dispositivo. Hay que mencionar, que el medio donde se encuentra el termistor afecta también a la constante de tiempo.

3.2 TERMOELECTRICIDAD

Al unir un par de metales diferentes formando dos juntas, cada una de ellas a diferente temperatura, se produce un flujo de corriente en el lazo formado, donde la junta más caliente absorbe energía en forma de calor y la junta fría lo libera. Este fenómeno se conoce como el efecto Seebeck, (figura 3.3a) reportado por primera vez en 1823 por el físico alemán Thomas Seebeck.

La fuerza electromotriz Seebeck generada en las juntas, la que provoca el flujo de corriente, es aproximadamente proporcional a la diferencia de temperaturas que hay en las juntas bimetalicas. El efecto inverso, que se logra introduciendo una fuente de voltaje en el lazo, consiste en liberar energía por la junta más caliente y absorberla por la junta fría (figura 3.3b). Este fenómeno se conoce como el efecto Peltier.

Para los propósitos de medición de temperatura, el circuito de la figura 3.10 cumple básicamente esta función. Un voltmetro en serie registra un valor de voltaje que está asociado con las temperaturas T_1 y T_2 , una de las juntas es tomada como referencia y la otra sensea el medio térmico de interés.

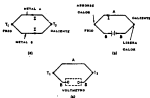


FIGURA 3.10 ILUSTRACIONES SOBRE A) EFECTO SEEBECK,
B) EFECTO Peltier, C) MEDIDAS DE TEMPERATURA

Hay una inmensa variedad de termopares, con tamaños que van desde el pequeño tipo gota, hasta alambres entorchados de grueso calibre. En cuanto a su composición, se identifican por los metales que conforman el par, como son por ejemplo, cobre/constantán, cromel/alumel, hierro/constantán y muchos otros. En lo referente a la sensibilidad, ésta va a depender del tipo de par metálico, por ejemplo, el termopar cromel/alumel tiene $40 \mu V/^{\circ}C$ y el de cromel/constantán $30 \mu V/^{\circ}C$.

Es posible encontrar en el mercado algunos tipos de termopar para mediciones industriales, pero su costo es alto. Otra opción es conseguir los metales y fabricar el transductor, resultando práctico en algunas aplicaciones.

constantes características del termopar.

La sensibilidad, también conocida como coeficiente de Seebeck o potencia termoeléctrica, se obtiene derivando (3.4) con respecto a T .

$$S = \frac{dV}{dT} = \beta + 2 \times T \quad (3.6)$$

nótese la dependencia de S con la temperatura, lo cual hace patente la no linealidad del termopar.

En cuanto a la constante de tiempo, se toman las mismas consideraciones expuestas en el caso del termistor. Existen termopares con constantes de tiempo muy variadas, dependiendo básicamente de la masa térmica involucrada.

3.3 DIODOS

El comportamiento de un diodo semiconductor exhibe características que dependen de la temperatura, de tal forma que es posible utilizarlo como transductor en un sistema de medición.

Un aspecto relevante en los diodos es la variación altamente lineal del voltaje con respecto a la temperatura, siempre que se alimente con una fuente de corriente (figura 3.5). Varios investigadores han realizado trabajos sobre diferentes tipos de diodo y en diferentes intervalos de temperatura. En particular, Barton [1] observó que en diodos de germanio comerciales se tiene variación lineal de voltaje en un intervalo de -250 °C a 30 °C. Por su parte Mc Namara [1] encontró que en diodos de silicio y germanio, en el intervalo de -40 °C a 100 °C, existe alta linealidad con muy poca variación de la sensibilidad, toda vez que los diodos comparados fueran de la misma clase. Investigaciones hechas por Scalar y Pollock [1] muestran

comportamiento satisfactorio en diodos de silicio trabajando a temperaturas por abajo de -210°C .

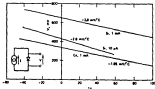


FIGURA 3.2 VOLTAJE DE DIODO CONTRA TEMPERATURA

Existe una inmensa variedad de diodos semiconductores que según la aplicación definen características como corriente de trabajo, rapidez de respuesta, voltaje inverso y forma mecánica entre otras. Al utilizarlos como transductores de temperatura, resulta ventajoso que prácticamente cualquier diodo puede desempeñar el trabajo en buena forma, tal como aquellos de uso común y de bajo costo.

3.3.1 CARACTERIZACIÓN DEL DIODO

Es bien conocido el comportamiento exponencial voltaje-corriente de un diodo a una cierta temperatura dada, para el caso que aquí compete es importante analizar el comportamiento temperatura-voltaje. Un modelo que caracteriza al diodo es el siguiente:

$$I = I_0 \left[\text{EXP} \left(\frac{V D}{n k T} \right) - 1 \right] \quad (3.5)$$

donde I_0 es la corriente inversa de saturación, V e I la caída de voltaje y la corriente en el diodo respectivamente, q la carga del electrón, k la constante de Boltzman, T la temperatura en Kelvin y n una constante que depende del diodo.

La corriente inversa de saturación se puede expresar como [3] [4]

$$I_0 = C \exp \left(\frac{-V_{00} q}{n T k} \right) \quad (3.7)$$

donde C es una constante y el producto $V_{00} q$ representa la energía de la banda prohibida.

Reemplazando (3.7) en (3.6) y despejando V

$$\begin{aligned} \text{si } \frac{I}{I_0} &\gg 1 \\ V &= \frac{-n k}{q} (\ln C - \ln I) T + V_{00} \quad (3.7A) \end{aligned}$$

Derivando la ecuación (3.7A) con respecto a la temperatura

$$\frac{dV}{dT} = \frac{-n k}{q} (\ln C - \ln I) \quad (3.8)$$

La expresión anterior muestra que la sensibilidad del diodo depende de la corriente que circula por él. Si se mantiene constante la corriente se tendrá alta linealidad de voltaje en función de la temperatura, tal como está expresado en (3.7A) y como se aprecia en la figura 3.5. Valores típicos para la variación del voltaje con la temperatura van desde $-1 \text{ mV}/^\circ\text{C}$

hasta $\pm 3 \text{ m}\%/\text{C}$, lo cual hace del diodo un transductor de buena sensibilidad.

La constante de tiempo de este tipo de transductores va desde unos cuantos segundos hasta minutos y dependerá básicamente de la masa térmica y del tipo de material del encapsulado.

3.4 DISPOSITIVO METÁLICO

Este tipo de transductor se conoce también con el nombre de RTD (resistance temperature device) y basa su funcionamiento en el principio de variación de resistencia de los metales con cambios de temperatura [1] [3] [6].

Ciertos metales exhiben características eléctricas estables y no linealidades pequeñas en cuanto al comportamiento temperatura-resistencia. La figura 3.4 ejemplifica algunos materiales. Es notable como el platino posee buena linealidad y excelente estabilidad en un amplio intervalo de temperatura, lo cual hace a este metal común en transductores RTD. Es posible encontrar RTD de platino con linealidad de $\pm 0.2 \%$ en un intervalo de $0 \text{ }^\circ\text{C}$ a $100 \text{ }^\circ\text{C}$ y un coeficiente de temperatura de $0.4 \text{ }^\circ\text{C}$. En general se sabe que los RTD tienen baja sensibilidad y esto es un problema relevante a la hora de proyectar el sistema de medición. Otro problema es su alto costo frente a otros transductores y que también no son dispositivos comerciales en México.

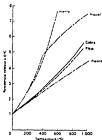


FIGURA 3.4 COMPORTAMIENTO CARACTERÍSTICO DEL RTD

3.4.1 CARACTERIZACIÓN DEL RTD

Como se observó en la figura 3.4, los materiales metálicos poseen buena linealidad en su característica temperatura-resistencia, siempre que sean de alta pureza.

En forma general y para tener en cuenta efectos no lineales, se puede establecer el siguiente modelo para el RTD

$$R_t = R_0 (1 + A T + B T^2) \quad (3.8)$$

en esta expresión, A y B son constantes que dependen del material (para el caso del platino A será mucho mayor que B), T es la temperatura en grados centígrados y R_0 es la resistencia del material a 0 °C.

Un modelo que se usa con mucha frecuencia y que asume comportamiento lineal, es el siguiente

$$R_T = R_0 [1 + \alpha (T - T_0)] \quad (3.10)$$

donde α se conoce como coeficiente de temperatura de resistencia, R_0 es la resistencia a cierta temperatura T_0 y T es la temperatura en grados Kelvin.

La sensibilidad del transductor se obtiene derivando (3.10) con respecto a T

$$S = \frac{d R_T}{d T} = R_0 \alpha \quad (3.11)$$

En lo referente a la constante de tiempo en los RTD, se puede decir que son dispositivos lentos ya que requieren enrollamientos relativamente grandes de hilo metálico, lo cual implica una masa térmica importante.

3.3 CIRCUITO INTEGRADO

Una opción muy común en medición de temperatura es el uso de circuitos integrados para el sensado. Existe en el mercado una gran variedad de ellos, con diferentes características y precios. Dentro de las características más relevantes sobresalen la alta linealidad, la flexibilidad en cuanto a posibilidades de interconexión, y el hecho de que algunos de estos sensores proporcionan salida directa en grados Celsius, Kelvin o Fahrenheit. En cuanto a costo, se puede decir que en general resultan económicos si se tiene en cuenta las ventajas que ofrecen. Es importante señalar que el intervalo de medición típico está entre $-30 \text{ }^\circ\text{C}$ a $100 \text{ }^\circ\text{C}$ [4], [7], [8].

La constante de tiempo térmica se verá afectada en forma importante por el medio que circunda al circuito integrado, pero bien se puede decir, que dicha constante está en el orden

de los minutos.

La disponibilidad en el mercado mexicano de este tipo de dispositivos, se centra en dos o tres referencias que se pueden adquirir sin mayores problemas.

3.3.1 CARACTERIZACION DEL LM 3911

Este sensor fabricado por National Semiconductor posee alta exactitud en un intervalo de $-25\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $85\text{ }^{\circ}\text{C}$. Está fabricado en una pastilla monolítica, conteniendo un transductor de temperatura, una referencia de voltaje estable y un amplificador operacional.

La salida de voltaje es directamente proporcional a la temperatura en grados Kelvin con una sensibilidad de $10\text{ mV}/^{\circ}\text{K}$, pero haciendo uso del amplificador operacional se pueden lograr otras magnitudes, o también hacerlo funcionar como control de dos posiciones. Es posible configurarlo para obtener salida proporcional en grados Celsius y Fahrenheit. Por otra parte, el transductor está formado por transistores cuyos voltajes de juntura base-emisor son proporcionales a la temperatura.

3.3.2 CARACTERIZACION DEL AD 591

Este dispositivo es fabricado por Analog Devices y salió al mercado en 1984. Es un transductor económico de dos terminales que proporciona salida de corriente con sensibilidad máxima de $1\text{ }\mu\text{A}/^{\circ}\text{K}$. El hecho de tener como salida la corriente presenta ciertas ventajas, como son: Las señales de corriente pueden transmitirse varios centenares de metros por un par de líneas trenzadas sin tener mayores pérdidas. La corriente de salida puede transformarse a un nivel de voltaje adecuado con una simple resistencia en el extremo receptor. El tener corriente como salida hace a este circuito muy efectivo en ambientes ruidosos.

El AD 592 cubre el intervalo de temperatura de $-25\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $100\text{ }^{\circ}\text{C}$. El AD 592 AM proporciona un error máximo de $2.5\text{ }^{\circ}\text{C}$ a la temperatura ambiente, para el AD 592 BM el error es de $1\text{ }^{\circ}\text{C}$ y para el AD 592 CM corresponde un valor de $.5\text{ }^{\circ}\text{C}$. Sobre el intervalo completo de temperatura, las no linealidades son $.5\text{ }^{\circ}\text{C}$, $.4\text{ }^{\circ}\text{C}$ y $.35\text{ }^{\circ}\text{C}$ respectivamente.

El transductor está formado por dos transistores cuyos voltajes entre base y emisor proporcionan la medida de temperatura. Este voltaje es convertido a corriente por medio de una resistencia con un coeficiente de temperatura muy bajo. Para realizar el encapsulado se emplea una composición especial de plástico, la que reduce considerablemente la penetración de humedad en ambientes adversos.

4 DISEÑO DEL EQUIPO

4.1 DESCRIPCIÓN GENERAL

El sistema de control de temperatura diseñado (fig 4.1), es una unidad completa que posee una planta térmica y todo el sistema necesario para controlarla.

La planta está constituida por un ducto por el que fluye aire forzado desde un soplador y el cual es impulsado por un motor de corriente directa. El aire es calentado por medio de una resistencia que es capaz de disipar hasta 100 watts en forma de calor. La variación de dicha potencia se logra por medio de un tiristor SCR que controla el valor eficaz del voltaje de la línea que se ha rectificado. El ángulo de disparo se logra através de una señal raspa, en sincronía con el voltaje de la línea, que se compara con un nivel de voltaje proporcionado por el sistema de control. Cuando ambos voltajes son iguales se produce un pulso a la compuerta del SCR que lo pone en conducción. En cuanto al sistema de control, se tiene un arreglo de controladores constituido por un controlador proporcional, uno integral y uno derivativo. Igualmente se cuenta con un controlador de dos posiciones (bang-bang). El detector de error es un amplificador operacional que tiene por entradas a la señal de perturbación y al voltaje del punto de

operación. También entra al detector de error la señal de voltaje que proporciona el sistema de medición de temperatura del ducto, que tiene por transductor un diodo de silicio que brinda una diferencia de potencial proporcional a la temperatura y la cual es acondicionada por un amplificador operacional. El tablero del equipo contiene los controles necesarios para ajustar el proceso y dos aparatos que se encargan de medir la temperatura del punto de operación deseado y el valor real obtenido en una sección del ducto. El equipo trabaja en lazo abierto o cerrado y la salida puede ser monitoreada por un osciloscopio.

A continuación se detalla cada uno de los subsistemas mencionados, comentando sus características más relevantes.

4.2 PLANTA

Está formada por un ducto de cloruro de polivinilo (PVC) al que se le ha adherido una carcasa plástica que aloja un soplador de paletas planas, y el cual gira gracias a un motor de corriente directa (3 volts) e imán permanente. También se encuentra en la planta un calefactor realizado con un alambre de micromel calibre 37 AWG arrollado sobre un marco de láminas de asbesto y aglutinado con cemento blanco. La resistencia así formada tiene 143 ohms y puede disipar hasta 100 watts.

4.3 SISTEMA DE POTENCIA

Este tiene por misión tomar el voltaje de la línea (120 VAC), rectificarlo en onda completa y por medio de un tiristor SCR variar el voltaje eficaz para aplicarlo a una resistencia calefactora. El control de ángulo de disparo para la compuerta del SCR está formado por un generador de señal raspa, realizado con una fuente de corriente que carga un capacitor, el cual se sincroniza en frecuencia y fase con el voltaje de línea rectificado. Un comparador se encarga de producir un pulso

cuando el voltaje instantáneo de la rampa iguala al voltaje del circuito acondicionador de la señal del sistema de controladores. Dicho pulso enciende el LED de un optoacoplador LED-DIAC que se encarga de poner en conducción al tiristor.

4.3.1 DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO

El generador de rampa (figura 4.3) está formado por un circuito rectificador, el comparador C11 y una fuente de corriente basada en el transistor Q1. D1 y D2 rectifican en onda completa el voltaje del secundario del transformador de la fuente de alimentación, para luego pasar a una red resistiva que cumple dos funciones: reducir el voltaje rectificado y poner un nivel de DC del orden de -0.5 volts, que compense el voltaje de encendido de los diodos y así garantizar la conducción de los mismos durante todo el ciclo eléctrico. La señal obtenida se aplica al comparador C11 que tiene realimentación positiva [histéresis] para mejorar el comportamiento en el momento de la transición. La salida del comparador permanece en cero volts solo un instante al final de cada ciclo de voltaje rectificado, poniendo en conducción al diodo D3 en ese lapso. La fuente de corriente formada por el transistor Q1 y su circuito de polarización, carga a corriente constante al capacitor C2, lo que produce incremento lineal de voltaje sobre éste. La rampa así formada cae al final del ciclo rectificado, descargando C2 através del diodo D3 que se ha puesto en conducción. El potenciómetro P1 controla la pendiente de la rampa y se ajusta para obtener 12 volts de valor máximo.

El circuito acondicionador basado en el amplificador operacional C12, toma el voltaje proveniente de los controladores, que está en el intervalo de -10 a 10 volts, y lo convierte al intervalo de 0.2 a 3.5 volts. El comparador C12 recibe la señal de rampa y la del acondicionador, cuando el voltaje instantáneo de la rampa es mayor que el del acondicionador, la salida del comparador se pone en voltaje

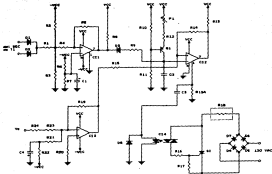


FIGURA 4.2 SISTEMA DE POTENCIA

esto y produce un pulso de corriente sobre el LED del optoacoplador C14. El tiristor D3 conduce al activarse el DIAC de C14 lo cual hace caer la resistencia calefactora R18. El puente formado por D4, D5, D6 y D7 rectifica en cada completa el voltaje de la línea, así el ángulo de conducción del SCR comienza en el instante que se produce el pulso sobre el LED del optoacoplador y termina con el retorno a cero del voltaje de línea rectificado.

4.3.3 CONSIDERACIONES SOBRE POTENCIA EN EL CALEFACTOR

Para controlar la potencia en el calefactor, se varía el valor eficaz (RMS) de una señal senoidal rectificada. A continuación se calcula la potencia en función del ángulo de disparo del SCR.

El valor eficaz de un seno rectificado es

$$V_{\text{rms}}^2 = \frac{2}{T} \int_{t_c}^{T/2} A_m^2 \sin^2 \left(\frac{2\pi}{T} t \right) dt \quad (4.1)$$

T_c es el tiempo donde empieza a conducir el SCR.

Utilizando una identidad trigonométrica se tiene

$$V_{\text{rms}}^2 = \frac{A_m^2}{T} \int_{t_c}^{T/2} \left[1 - \cos \left(\frac{2\pi}{T} t \right) \right] dt \quad (4.2)$$

$$V_{\text{rms}}^2 = \frac{A_0^2}{T} \left(\frac{T}{2} - \tau_d \right) + \frac{A_0^2}{4\pi} \text{SEN} \left(\frac{4\pi}{T} \tau_d \right) \quad (4.3)$$

Como el ángulo de disparo α está dado por

$$\alpha = \frac{2\pi}{T} \tau_d$$

El voltaje RMS queda dado por la expresión

$$V_{\text{rms}}^2 = \frac{A_0^2}{2\pi} \left[\pi - \alpha + 0.5 \text{SEN} (2\alpha) \right] \quad (4.3A)$$

La potencia en el calefactor está dada por

$$P = \frac{V_{\text{rms}}^2}{R_{\text{ca}}} \quad (4.4)$$

$$P = \frac{A_0^2}{2\pi R_{\text{ca}}} \left[\pi - \alpha + 0.5 \text{SEN} (2\alpha) \right] \quad (4.5)$$

De la ecuación anterior podemos ver que la potencia no es función lineal del ángulo de disparo. La gráfica 4.3 muestra la potencia normalizada en función del ángulo de disparo α . Para efectos de lograr buen control sobre la planta, es recomendable trabajar la potencia en un intervalo aproximadamente lineal. Se nota en la gráfica que la zona central presenta un aspecto relativamente lineal, por lo que se seleccionó el ángulo de disparo entre 44° y 135° , y lo cual es coherente con los

valores de voltaje a la salida del circuito acondicionador (CII).

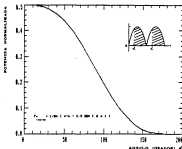


FIGURA 4.3 POTENCIA NORMALIZADA CONTRA ANGULO DE DESFASE

Haciendo los reemplazos necesarios ($A_e=100 \sqrt{2}$ V, $R_e=143 \Omega$) en la ecuación de potencia y usando los ángulos extremos de desfase, se obtiene la potencia mínima de 9 watts y la máxima de 51.7 watts que maneja la resistencia calefactora.

4.4 SISTEMA DE MEDICIÓN DE TEMPERATURA

Tiene por trabajo sensar la temperatura del flujo de aire en una sección del ducto de la planta. El sistema entrega un voltaje proporcional a dicha temperatura y el cual se toma como señal de realimentación para controlar el proceso. La

temperatura es leído en un miliampermetro con escala graduada en grados centígrados.

4.4.1 DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO

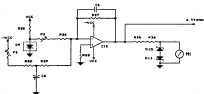


FIGURA 4.4 MEDICIÓN DE TEMPERATURA.

El sistema de medición (figura 4.4) se basa en un diodo (D1) de silicio comercial para uso en conmutación, este actúa como transductor de temperatura entregando un voltaje relacionado linealmente con la temperatura. La figura 4.5 muestra tres diodos tipo 1N4148 polarizados con 10 miliamperes y trabajando en el intervalo de $-25\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $70\text{ }^{\circ}\text{C}$. Ajustando en cada caso a una recta y haciendo promedio entre ellas, se obtiene una ecuación que modela el diodo a 10 mA

$$V_D = -0.00152 T + 0.769 \quad (4.6)$$

donde V_D está en volts y T en grados centígrados.

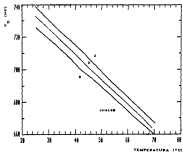


FIGURA 4.3 VOLTAJE DE DIODO CONTRA TEMPERATURA

El amplificador operacional C15 se encarga de adecuar el voltaje del diodo transductor, de tal manera que la salida del operacional cumple con que

$$\begin{array}{l}
 V_o \Big|_{\omega, C} \longrightarrow \text{salida} \rightarrow 0 \text{ V} \\
 \\
 V_o \Big|_{\omega, C} \longrightarrow 10 \text{ V}
 \end{array}$$

Lo cual quiere decir que el voltaje en el diodo a cierta temperatura, se repete a otro en forma lineal. Como ya se obtuvo un modelo aproximado para el diodo y se sabe el voltaje deseado a la salida de C15 para dos temperaturas, se determina por

medio de un sistema de ecuaciones los valores de las resistencias requeridas

$$V_0 = -.00153 T + .759 \quad (4.7)$$

$$0 = -V_0 \left. \vphantom{V_0} \right|_{R_1} \frac{R_{21}}{R_{21} + R_1} + 15 \frac{R_{21}}{R_{21} + R_{22} + R_1} \quad (4.8a)$$

$$15 = -V_0 \left. \vphantom{V_0} \right|_{R_2} \frac{R_{22}}{R_{22} + R_2} + 15 \frac{R_{22}}{R_{22} + R_{23} + R_2} \quad (4.8b)$$

El miliampermetro M1 entrega en su carátula la temperatura en grados centígrados y lo hace en el intervalo de 30 °C a 60 °C. Los diodos zener D10 y D11 sirven para proteger el miliampermetro de sobre corrientes cuando se enciende o se apaga el equipo.

4.2 DETECTOR DE ERROR Y MEDICION DE ENTRADA NETA

El sistema detector de error genera una señal en su salida que es la diferencia entre la entrada neta al sistema y la señal proveniente del medidor de temperatura. La entrada neta está constituida por tres señales: la de punto de operación ajustada por un potenciómetro, la señal de perturbación escalón producida por un interruptor y una entrada opcional donde se puede conectar una fuente externa.

El sistema de medición entrega en un miliampermetro el valor equivalente de temperatura que definen las tres señales que constituyen la entrada neta al equipo térmico.

4.5.1 DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO

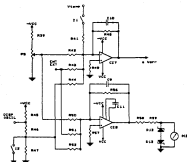


FIGURA 4.4 DETECTOR DE ERRORES Y MEDIDOR DE ENTRADA.

El amplificador operacional CI7 (Figura 4.4) trabaja como sumador de voltaje, de tal manera que dada la polaridad de las señales de entrada, el efecto resultante es restar la señal proveniente del sistema de medición de las señales de entrada al equipo.

La señal de punto de operación la proporciona un

potenciometro (P1) que puede entregar voltajes desde 0 V (equivalente a 10 μ C) hasta -10 V (equivalente a 60 μ C). La entrada de perturbación escalón se logra por medio del interruptor I2, que al abrirse produce un escalón equivalente a un incremento de 2.5 μ C. Este mismo circuito proporciona una salida hacia la terminal de disparo de un osciloscopio de uso común. Por otra parte se tiene una entrada opcional para conectar un generador de señales.

El medidor de punto neto de operación es un sumador (C18) el cual opera las tres entradas mencionadas anteriormente y entrega un voltaje que alimenta el miliampermetro M2.

4.6 CONTROLADORES

El sistema (figura 4.7) está formado por cuatro controladores (proporcional, integral, derivativo y de dos posiciones) en un arreglo que permite conmutar cada uno de ellos para hacer combinaciones. Dos sumadores e interruptores se encargan de realizar dichas combinaciones.

4.6.1 DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO

El operacional C19 constituye el controlador derivativo. Se ve que éste no responde a la configuración de un derivador básico, el cual estaría formado solo por el capacitor C12 y la resistencia neta $R51 + P4$. Es necesario realizar un derivador más complejo ya que existen dos problemas fundamentales: el primero es que el circuito aumenta la ganancia a medida que aumenta la frecuencia, esto hace al derivador extremadamente sensible al ruido de alta frecuencia. El segundo problema refiere al hecho de que el tipo de realimentación es un circuito RC, que produce un desfaseamiento que puede llegar a colocar al operacional en la región inestable. Para solucionar estos problemas se agregan dos polos frecuenciales, uno en $1/(R52 C12)$ y el otro en $1/(R53 C13)$, los que reducen el

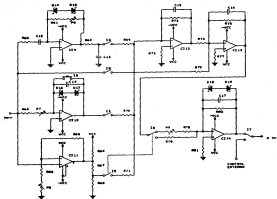


FIGURA 4.7 CONTROLADOR.

problema de ruido y hacen trabajar al operacional con un margen de fase seguro. Es importante aclarar que el circuito así constituido no distorsiona la acción derivadora buscada, ya que las frecuencias de trabajo están muy abajo del menor de los polos del controlador ($1/(R_{61} C_{11})$). De esta forma la ecuación aproximada del controlador en el tiempo es

$$v_1 = -(R_{61} + R_{62}) C_{11} \frac{d v_i}{d t} \quad (4.9)$$

Con los valores escogidos de resistencia y capacitancia se tiene un tiempo de derivación en el intervalo de 5 ms a 10 ms.

El siguiente controlador es el integral, conformado alrededor del operacional C110. La red formada por C14, R63 y P7 define el tiempo de integración que está en el intervalo de 0.4 s a 10 s. La ecuación del circuito integrador es la siguiente

$$v_2 = \frac{1}{C_{14} (R_{63} + P_7)} \int_0^t v_1(\tau) d\tau + v_2(0) \quad (4.10)$$

El interruptor pulsador I8 se utiliza para descargar el capacitor C14 y así dar condición inicial nula.

El comparador de voltaje C113 y su circuito asociado hacen la labor de controlador de dos posiciones. Las resistencias R65, R66 y P8 forman una red de realimentación positiva que produce histéresis en el comparador, la cual se puede ajustar desde 10 mV hasta 1 V. Los niveles obtenidos a la salida del controlador son -10 V y 10 V.

El último controlador que se tiene es el proporcional, realizado con un amplificador operacional (C114), cuya ganancia está determinada por las resistencias R68, R78, y P9. La

ecuación del controlador es

$$v_c = \frac{-R_{22}}{R_{22} + P_2} v_0 \quad (4.11)$$

Los valores relativos permiten ajustar la ganancia desde 1 hasta 50. El control proporcional también tiene otra entrada que trabaja para el controlador de dos posiciones; se requiere que ésta última no sea afectada su salida por la ganancia del control proporcional. Para esto R_{20} se hace igual a R_{22} .

Los operacionales C113 y C114 trabajan como sumadores que permiten escoger una estrategia de control, seleccionando los controladores que se deseen. Hay que aclarar que el de dos posiciones solo puede trabajar en forma individual, el resto de los controladores se pueden combinar en la forma que describe la siguiente ecuación

$$v_c(t) = \left[v_0(t) + \frac{1}{(R_{22} + P_2) C_{114}} \int_0^t v_0(\tau) d\tau + (R_{21} + P_2) C_{113} \frac{d v_0(t)}{d t} \right] \frac{R_{22}}{(R_{22} + P_2)} \quad (4.12)$$

donde bien se puede prescindir de los controladores que se deseen. También es posible trabajar con controladores externos al equipo y esto se logra por medio del conmutador 17.

4.7 FUENTE DE ALIMENTACION

Esta parte del equipo (figura 4.8) se encarga de dar energía a los circuitos electrónicos y al motor de la planta. La fuente está capacitada para entregar 15 volts, -15 volts y 8 volts. Este último voltaje es para alimentar el motor de corriente directa.

4.7.1 DESCRIPCION DEL CIRCUITO

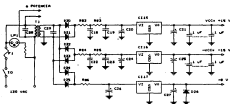


FIGURA 4.8 FUENTE DE ALIMENTACION.

Los voltajes de operación se obtienen de reguladores integrados, cada uno de ellos con su propio sistema de rectificación y filtrado. El motor en particular es una fuente de ruido importante, y es así como se justifica el que este tenga circuito independiente de rectificación y filtrado.

Las fuentes de +15 V y -15 V pueden suministrar, cada una de ellas, hasta 100 mA lo cual permite conectar circuitería adicional al sistema si así se desea. La fuente de 8 V para el

motor puede entregar hasta 400 mA. Tiene éste un diodo (D26) que realiza la acción de volante, pues la carga tiene parte inductiva que genera transitorios perjudiciales para el regulador, también hay un capacitor (C27) que ayuda a disminuir la chispa en las escobillas del motor.

5 OBTENCIÓN DE UN MODELO MATEMÁTICO

Ya al haber desarrollado físicamente el equipo, resulta útil obtener un modelo matemático que permita dar un acercamiento cuantitativo al comportamiento del sistema. No se busca con esto obtener un modelo absoluto e infalible, si no mejor, un modelo lineal basado en un método de identificación sencilla fundamentado en los conceptos canónicos de sistemas físicos, y que permita al usuario del equipo térmico cuestionarse sobre las diferencias teórico prácticas que se presentan al suponer un modelo simple.

El sistema de medición de temperatura del equipo está formado por un diodo transductor y un amplificador que adecua la señal transducida. Resulta claro que el elemento que introduce retardo exponencial es el diodo, ya que posee un cuerpo con cierta masa y dimensiones. Así se podría pensar que el diodo se representa térmicamente como un almacenador de masa de flujo de calor suado a un elemento disipador, lo que coloca al diodo como un sistema de primer orden. El retardo que introduce la electrónica del medidor es muy pequeño comparado con el del propio diodo. Se realizaron mediciones que permitieron verificar el comportamiento exponencial de primer orden. Para obtener la constante de tiempo del sistema de medición, se puso a funcionar la planta (en lazo abierto) a una cierta

temperatura. Estando el diodo a temperatura ambiente, se introduce en el ducto (simulando un escalón) y en un osciloscopio se observa la respuesta exponencial. Después de hacer varias mediciones se pudo concluir que la respuesta era aproximadamente de primer orden y que su constante de tiempo promedio era de 3.15 segundos.

La planta es un sistema un poco más complejo que el medidor y sus características se comentan a continuación: involucra una masa térmica mucho más grande que la del diodo y existe fenómeno de retardo de transporte debido al flujo de aire por el ducto. También se presenta atenuación debido a pérdidas térmicas hacia el medio ambiente. De esta forma el sistema se puede aproximar con un modelo de primer orden formado por un almacenador y dos disipadores térmicos, y donde el tiempo de retardo de transporte resulta ser mucho menor que la constante de tiempo del ducto. Para obtener en forma práctica dicho comportamiento, se procedió en forma indirecta ya que no se contó con un termómetro electrónico que tuviera una constante de tiempo despreciable respecto a la de la planta. Como se tenía el medidor de temperatura del equipo, se utilizó éste para encontrar la respuesta escalón de la propia planta, teniendo en cuenta que la señal obtenida de la medición es la combinación de dos sistemas de primer orden. La figura 2.1 muestra el circuito térmico equivalente a la planta y su medidor de temperatura.

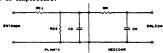


FIGURA 2.1 MODELO DEL SISTEMA PLANTA - MEDIDOR.

Las resistencias representan disipadores térmicos y los capacitores almacenadores de masa de flujo de calor. Un punto

de importancia es que la presencia del diodo transductor dentro del ducto, no altera la respuesta propia de este último. Dicho de otra forma, el circuito equivalente del medidor carga muy poco al circuito correspondiente a la planta y esto simplifica la función de transferencia. La ecuación resultante es el producto de dos funciones de transferencia de primer orden.

$$F(S) N(S) = \frac{K}{(S C_0 R_0 + 1)} \frac{1}{(S C_m R_m + 1)} \quad (5.1)$$

La respuesta escalón se obtiene de la siguiente forma

$$T_{\text{ex}}(S) = \frac{1}{S} F(S) N(S) = \frac{K \left[\tau_m \tau_0 \right]}{S (S + 1/\tau_0) (S + 1/\tau_m)} \quad (5.2)$$

Obteniendo fracciones parciales y pasando al dominio del tiempo se tiene que

$$T_{\text{ex}}(t) = \frac{K \tau_0}{\tau_m - \tau_0} \text{EXP} \left[\frac{-t}{\tau_0} \right] - \frac{K \tau_m}{\tau_m - \tau_0} \text{EXP} \left[\frac{-t}{\tau_m} \right] + K \quad (5.3)$$

Se hicieron mediciones sobre el sistema planta-medidor excitando con un escalón la resistencia calefactora del ducto, y se tomó el tiempo necesario para que la salida alcanzara un 63 por ciento de su valor máximo. El tiempo promedio obtenido fue de 16.75 segundos. También se obtuvo por mediciones la ganancia de la planta (K) a frecuencias bajas, cuyo valor fue de 0.92. Ya definidos algunos parámetros en la ecuación anterior, y así la respuesta escalón del sistema planta-medidor queda

$$0.43 = \frac{\tau_p}{3.15 - \tau_p} \text{EXP} (-36.34/\tau_p) - \frac{3.15}{3.15 - \tau_p} \text{EXP} (-11.51) + 1 \quad (5.4)$$

El valor de τ_p se logra por medio de un método numérico obteniéndose un resultado de 12.57 segundos. Ahora es importante incluir el efecto debido al retardo de transporte, que tiene repercusión relevante sobre la fase de la función de transferencia. Se obtuvo el retardo de transporte en el dominio de la frecuencia, que es

$$R(s) = \text{EXP} (-T_s s) \quad (5.5)$$

Por mediciones realizadas en el ducto en el punto más cercano al calefactor, T_s resulta ser de 0.15 segundos. De esta manera, la función de transferencia definitiva del sistema planta-medidor queda determinada por

$$P(s) M(s) = \frac{0.32 \text{EXP} (-0.15 s)}{(12.57 s + 1) (3.15 s + 1)} \quad (5.6)$$

Ahora podemos obtener la respuesta en frecuencia en estado estable senoidal, donde las expresiones de magnitud y fase son las siguientes:

$$| P(j\omega) M(j\omega) | = \frac{0.32}{[(12.57 \omega)^2 + 1] [3.15 \omega^2 + 1]^{1/2}} \quad (5.7)$$

$$\angle P(j\omega) M(j\omega) = -0.15 \omega - \text{arctan} (12.57 \omega) - \text{arctan} (3.15 \omega) \quad (5.8)$$

Las figuras 5.2 y 5.3 muestran el comportamiento de las expresiones anteriores, donde es claro observar que en realidad se trata de un sistema pasa bajas de segundo orden. En cuanto a la fase es importante notar que el efecto que introduce un retardo de transporte, es hacer que dicho ángulo de fase continúe incrementándose con el aumento de frecuencia. No así en un sistema de segundo orden que no tiene retardo de transporte, donde la fase es asintótica (180° grados) a medida que aumenta la frecuencia.

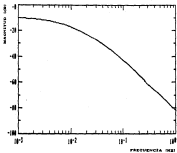


FIGURA B.8 MAGNITUD DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA

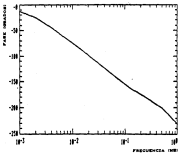


FIGURA B.9 FASE DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA

6 RESULTADOS Y COMENTARIOS FINALES

Este último capítulo pretende englobar algunos resultados prácticos que se consideraran de importancia y hacer también un comentario general sobre el equipo diseñado, estudiando las limitaciones, problemas y bondades que presentó la realización de este trabajo.

6.1 RESPUESTA EN LAZO ABIERTO Y CERRADO

Las pruebas que se efectuaron al equipo técnico se dividieron en dos partes: la primera fue obtener la respuesta en el dominio del tiempo y de la frecuencia del equipo en lazo abierto, y la segunda prueba consistió en obtener la respuesta en lazo cerrado en el dominio del tiempo, utilizando para esto el controlador proporcional a diferentes ganancias. Es importante resaltar que las pruebas en lazo cerrado que este capítulo comenta, se limitan al controlador proporcional ya que la información que con éste se adquiere es de mucha utilidad desde el punto de vista del aprendizaje de las bases del control.

Utilizado un osciloscópio digital y un graficador analógico se obtuvieron las respuestas mecánicas en lazo abierto del medidor de temperatura y del sistema planta-medidor. Con estos

Instrumentos fue necesario obtener la constante de tiempo del medidor y el tiempo requerido para que la salida del sistema planta-medidor fuese el 63 por ciento de su valor máximo. Las gráficas 6.1 y 6.2 obtenidas del graficador muestran la dinámica exponencial y los tiempos buscados. Otra medición que se realizó fue la del retardo de transporte, que se hizo observando en el osciloscopio la diferencia de tiempo que había entre la aplicación del escalón y el instante en que la salida del sistema reaccionara. Esto se hizo para las tres posibles posiciones del transductor en el ducto. Resumiendo los parámetros logrados, se tiene:

- Constante de tiempo del medidor τ_m :	3.15 segundos
- Tiempo para 63% en planta-medidor :	36.35 segundos
- Constante de tiempo teórica de planta τ_p :	31.57 segundos
- Retardo de transporte T_d :	0.15 segundos
T_{d1} :	0.20 segundos
T_{d2} :	0.27 segundos

Respecto a las pruebas en el dominio de la frecuencia con el sistema en lazo abierto, se hicieron mediciones en el osciloscopio (excitando con señal senoidal a diferentes frecuencias) de la diferencia de tiempo existente entre la entrada y la salida para obtener la fase, y de la razón de magnitudes salida-entrada para obtener la ganancia del equipo. De estos valores se obtuvieron gráficas de Bode en ganancia y fase las cuales se muestran en las figuras 6.3 y 6.4. La magnitud de la ganancia en la planta a bajas frecuencias [K] se obtiene de la gráfica 6.3 y es de -9.8 dB (0.31).

Las pruebas en lazo cerrado se centraron en el análisis en el dominio del tiempo trabajando con el controlador proporcional a diferentes valores de ganancia, para ello se excitó el sistema con un escalón en su entrada y se obtuvieron gráficas en el osciloscopio y el graficador. Se hicieron cuatro pruebas a diferente ganancia proporcional, de tal manera que se lograron

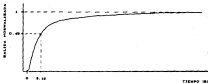


FIGURA 4.1 RESPUESTA ESCALON DEL MEDIDOR

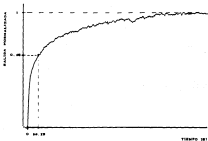


FIGURA 4.2 RESPUESTA ESCALON DEL SISTEMA PLANTA-MEDIDOR

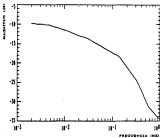


FIGURA 8.3 MAGNITUDINE PRATICA DEL SISTEMA CON ZERO ASSOLUTO.

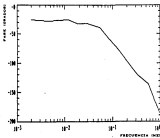
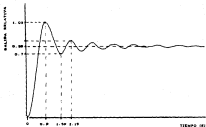
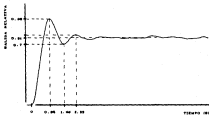


FIGURA 9.4 FASE PRATICA DEL SISTEMA CON ZERO ASSOLUTO.

dos respuestas subamortiguadas, una críticamente amortiguada y otra sobreamortiguada. Las gráficas 4.5, 4.6 y 4.7 muestran dichos comportamientos. En particular la respuesta subamortiguada es muy útil, ya que de ella se puede extraer información cualitativa para la comprensión de la dinámica de un sistema realimentado. Lo mismo se puede decir del análisis cuantitativo de dicha gráfica, de ella se obtienen parámetros importantes como la razón de amortiguamiento y la frecuencia natural amortiguada, e incluso llegar a identificar las constantes de tiempo de la planta y el medidor de temperatura. Es importante resaltar que esos parámetros logrados corresponden a un modelo lineal de segundo orden que no tiene en cuenta efectos tales como saturación del controlador y comportamiento no lineal de la planta térmica. También se debe recordar que de alguna forma se está aproximando el sistema con un modelo de segundo orden ignorando que éste a de tener, realmente, un orden superior.



(a) GANANCIA PROPORCIONAL $K_p = 0.001$



(b) GANANCIA PROPORCIONAL $K_p = 0.002$

FIGURA 4.5 RESPUESTAS CRÍTICAS SUBAMORTIGUADAS

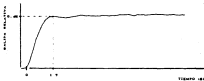


FIGURA 6.6 RESPUESTA PRÁCTICA CRÍTICAMENTE SOBREDAMPADA

($\zeta_p = 1.00$)

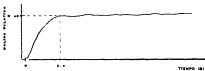


FIGURA 6.7 RESPUESTA PRÁCTICA SOBREDAMPADA

($\zeta_p > 1.00$)

4.2 COMENTARIOS FINALES

Como se comentó en el capítulo inicial de este trabajo, los alcances buscados con el equipo entrenador de procesos térmicos son básicamente didácticos. Aunque este equipo no a sido probado por los alumnos, ya se conoce su desempeño y bien se pueda esperar que opere satisfactoriamente durante las prácticas en el laboratorio de control. Cabe señalar que a medida que se utilice durante las prácticas, se verán posibles modificaciones tendientes a mejorar su desempeño, sobre todo en aspectos de robustez ya que el equipo realizado es un prototipo donde no se tuvo muy en cuenta este tópico. Un ejemplo de ello son las partes mecánicas, como son la planta y la caja que aloja al equipo, se hicieron con materiales fáciles de trabajar sin poner mayor atención a su resistencia mecánica. Para versiones futuras sería recomendable utilizar materiales como el aluminio para la caja y piezas plásticas moldeadas para la planta. Desde el punto de vista de la electrónica también se puede decir lo mismo, con el uso del equipo se sabrá que subsistemas tendrán que hacerse más robustos.

Uno de los subsistemas que vale la pena comentar aquí es el circuito medidor de temperatura, que dada su sencillez resultó ser un instrumento confiable y poco sensible al ruido ambiental. También hay que mencionar que el diodo utilizado como transductor, cuyo uso no es común en medición de temperatura, es una buena alternativa dado su costo y su buena linealidad. La utilización de dicho diodo viene a solucionar un problema grave que se tiene con los entrenadores de proceso térmico que se tienen en el laboratorio de control de la DIME, estos equipos utilizan un termistor tipo filamento que es muy frágil y se estropea al menor golpe. El diodo es cambio, es mucho más robusto en este aspecto y también más económico.

Otro aspecto por comentar es el comportamiento no lineal del equipo, el cual debe tenerse siempre en mente al operar. Los

efectos de saturación y los fenómenos de transferencia de calor son aspectos con dinámicas no lineal que se ven reflejados claramente en el equipo térmico. Como prueba de ello, la constante de tiempo de la planta depende del punto de operación (temperatura), y también que el proceso de calentamiento tiene una constante de tiempo diferente a la del proceso de enfriamiento. Por otra parte, es fácil percibirse como el controlador proporcional, trabajando en el sistema en lazo cerrado, se puede saturar en el momento que se aplica una perturbación al equipo. Sin olvidar estos problemas, bien se puede obtener modelos linealizados del sistema térmico, véase como las gráficas logreadas de resultados prácticos no distan mucho de respuestas típicas lineales.

Por último, hay que resaltar el aspecto del costo del equipo terminado, y en forma comparativa podemos decir que el prototipo tuvo un costo 15 veces menor que el de los equipos ya existentes. No se debe olvidar que esta diferencia se hace mayor si se pretenden fabricar varias unidades.

7. BIBLIOGRAFIA

- [1] Cobbold, "Transducers for biomedical measurements". John Wiley & sons.
- [2] Varios autores, "Electrónica y automática industriales". Narcoabo S.A.
- [3] Cooper, "Instrumentación electrónica y mediciones". Prentice Hall.
- [4] Millman, Halkias, "Integrated electronics". Mc Graw-Hill.
- [5] Norton, "Handbook of transducers for electronic measurement systems". Prentice Hall.
- [6] Martínez, "Apuntes de microprocesadores y sistemas digitales". FI-UNAM.
- [7] Revista, "Mundo electrónico" marzo 1986. Boixares.
- [8] Manual, "Linear applications handbook". National Semiconductor.
- [9] Desoer, Kuh, "Basic circuit theory". Mc Graw-Hill.
- [10] Ogata, "Ingeniería de control moderna". Prentice Hall.
- [11] Notas, "Teoría y diseño de filtros analógicos y digitales". Educación Continua FI UNAM.
- [12] Bibbero, "Microprocessors in instruments and control". John Wiley & sons.
- [13] Mollsted, "Physical systems modelling". Academic Press.
- [14] Kuo, "Automatic control systems". Prentice Hall.

- [15] Tobey, Graeme, Huelsman, "Operational amplifiers".
Mc Graw-Hill.
- [16] Tedeschi, "How to design, build & use electronic control
systems". Tab Books.
- [17] Manual, "Linear circuits data book". Texas Instruments.
- [18] Manual, "Linear data book". National Semiconductor.
- [19] Manual, "Process trainer PT 126". Feedback Instruments.

8 APENDICE I

Lista de especificación de componentes:

RESISTENCIAS

Todas las resistencias son de carbón y de 1/4 watt, a menos que se indique otra cosa. Unidades en Ohms.

R1: 5.6 K

R2: 56 K

R3: 3.9 K

R4: 820

R5: 1 M

R6: 37 K

R7: 1 K

R8: 22 K

R9: 33

R10: 56 K

R11: 470 K

R12: 4.7 K

R13: 680

R13A: 470

R14: 1 M

R15: 3.7 K

R16: 33 K

R17: 1.8 K

R18: 143, calefactor de alambre nicromel 37 AWG.
R19: 18 K
R20: 5.6 K
R21: 5.6 K
R22: 18 K
R23: 33 K
R24: 2.2 K
R25: 1.5 K
R26: 3.3 K
R27: 0 M
R28: 4.7 K
R29: 4.7 K
R30: 68 K
R31: 470
R32: 470
R33: 4.7 K
R34: 560 K
R35: 560 K
R36: 560 K
R37: 560 K
R38: 560 K
R39: 560 K
R40: 560 K
R41: 560 K
R42: 560 K
R43: 560 K
R44: 560 K
R45: 12 K
R46: 6.8 K
R47: 1 K
R48: 560 K
R49: 150 K
R50: 560 K
R51: 560 K
R52: 560 K
R53: 560 K
R54: 560 K
R55: 560 K
R56: 470
R57: 470
R58: 470
R59: 82
R60: 470
R61: 33 K
R62: 33 K
R63: 39 K

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

R14: 3.9 K
R15: 3.3 M
R16: 3.3 K
R17: 15 K
R18: 33 K
R19: 560 K
R20: 560 K
R21: 560 K
R22: 560 K
R23: 220 K
R24: 560 K
R25: 560 K
R26: 560 K
R27: 220 K
R28: 4.7 K
R29: 270 K
R30: 270 K
R31: 180 K
R32: 2.2
R33: 2.2
R34: 2.2
R35: 2.2
R36: 3.9, 1 W

POTENCIONETROS

Unidades en Ohms.

P1: 22 K, tipo preset 1 vuelta.
P2: 1 K, tipo preset 15 vueltas.
P3: 20 K, tipo preset 15 vueltas.
P4: 10 K, tipo control (lineal).
P5: 1 M, tipo control (lineal).
P7: 1 M, tipo control (lineal).
P8: 1 M, tipo control (lineal).
P9: 220 K, tipo control (lineal).

CAPACITORES

Los capacitores son a] menos de 25 V si no se indica otra cosa. Unidades en Farada.

C1: 22 μ F, 25 V, electrolítico.

C2: 0.047 μ F, poliestar.

C3: 0.1 μ F, cerámica.

C4: 4.7 μ F, 50 V, electrolítico.

C5: 0.01 μ F, cerámica.

C6: 4.7 μ F, 45 V, electrolítico.

C7: 470 pF, cerámica.

C10: 470 pF, cerámica.

C11: 39 pF, cerámica.

C12: 10 μ F, 45 V, electrolítico no polar.

C13: 0.22 μ F, poliestar.

C14: 10 μ F, 45 V, electrolítico no polar.

C15: 470 pF, cerámica.

C16: 470 pF, cerámica.

C17: 0.047 μ F, poliestar.

C18: 0.22 μ F, poliestar.

C19: 0.22 μ F, poliestar.

C20: 1000 μ F, 25 V, electrolítico.

C21: 2.2 μ F, 50 V, electrolítico.

C22: 0.22 μ F, poliestar.

C23: 0.22 μ F, poliestar.

C24: 1000 μ F, 25 V, electrolítico.

C25: 2.2 μ F, 50 V, electrolítico.

C26: 1000 μ F, 25 V, electrolítico.

C27: 47 μ F, 25 V, electrolítico.

C28: 0.01 μ F, 250 V, poliestar.

C29: 0.01 μ F, 250 V, poliestar.

Desacoplos de fuente: 14 unidades de 0.1 μ F, cerámica.

SEMICONDUCTORES

D1: 1N4148
D2: 1N4148
D3: 1N4148
D4: 1N4004
D5: 1N4004
D6: 1N4004
D7: 1N4004
D8: 1N4148
D9: 1N4148
D10: 5.6 V, 1/2 W, gener.
D11: 5.6 V, 1/2 W, gener.
D12: 5.6 V, 1/2 W, gener.
D13: 5.6 V, 1/2 W, gener.
D14: 12 V, 1/2 W, gener.
D15: 12 V 1/2 W, gener.
D16: 12 V, 1/2 W, gener.
D17: 12 V, 1/2 W, gener.
D18: 12 V, 1/2 W, gener.
D19: 12 V, 1/2 W, gener.
D20: 1N4002
D21: 1N4002
D22: 1N4002
D23: 1N4002
D24: 1N4002
D25: 1N4002
D26: 1N4002
Q1: 2N1984, transistor PNP.
Q2: C106 B1, tiristor SCR.
CI1: LM 311, comparador.
CI2: LM 311, comparador.
CI3: TL 071, amp operacional.
CI4: MOC 3011, optoacoplador.
CI5: TL 071, amp operacional.
CI7: TL 071, amp operacional.

CI8: TL 070, amp operacional.
CI9: TL 071, amp operacional.
CI10: TL 071, amp operacional.
CI11: LM 311, comparador.
CI12: TL 071, amp operacional.
CI13: TL 071, amp operacional.
CI14: TL 071, amp operacional.
CI15: MC 7815, regulador +15 V.
CI16: MC 7915, regulador -15 V.
CI17: MC 7808, regulador +8 V.

COMPONENTES VARIOS

T1: 15 V, 1 A, con terminal central, transformador.
M1: Miliampermetro, 5 mA, 1000 ohms.
M2: Miliampermetro, 5 mA, 1000 ohms.
Motor: 3 V, 3400 rpm, imán permanente.
LP1: Lámpara de neón con resistencia limitadora, 120 V.
F1: 1 A, 250 V, fusible.
I0: 1P1T, interruptor.
I1: 1P1T, interruptor.
I2: 1P1T, interruptor.
I3: 1P1T, interruptor.
I4: 1P1T, interruptor.
I5-I8: 1P1T, interruptor.
I9: 1P1T, interruptor.
I9: pulsador normalmente abierto.
Conectores hembra tipo banana.

5 AGRADECIMIENTOS

Ya para dar fin a este trabajo, quiero expresar mi completo agradecimiento a la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México, para quien tendré siempre una deuda de cariño por todo lo que ella se ha brindado. Quiero nombrar a dos excelentes ingenieros de esta facultad: a mi maestro, Ing. Antonio Salvé Calleja, quien dirigió este trabajo de tesis brindándome toda su confianza y apoyo. A uno de los mejores maestros que he tenido, M.I. Esó Vicente Vivas del Instituto de Ingeniería de la UNAM, que me dió la oportunidad de vincularme al Subprograma de Ingeniería Aeroespacial de esta institución y quien me prestó todas las facilidades para concluir este trabajo de tesis.