

PROTOTIPO DE CONTROL DE TEMPERATURA

Ing. Rodrigo Xavier Cabrera Calupíña
Electrónica y Control
Banco de Guayaquil.

Ing. Patricio Burbano Romero
MSc. Systems and Control
Profesor Principal E.P.N.

RESUMEN

Se diseña y construye un prototipo de control de temperatura que permite: control manual analógico en lazo abierto, control ON - OFF, control PID analógico; y, control PID digital con el microcontrolador 8751.

El control se basa en el cambio del valor eficaz del voltaje aplicado a una lámpara incandescente mediante control de fase directa con un tiristor y el uso de sensores de temperatura: termocupla tipo K y semiconductor AD590.

ABSTRACT

This project designs and implements a temperature control prototype to: manual control in open loop, ON - OFF control, PID analog control, and a digital PID control with 8751 microcontroller.

The control is made by changing the RMS value voltage applied to a lamp with a phase control with a thyristor and by using two kind of sensors: a thermocouple type K and a semiconductor sensor AD590.

1. INTRODUCCION.

El prototipo implementado permite apreciar en forma clara la instrumentación y las acciones de control que tienen lugar en distintos procesos industriales. El esquema de control de temperatura a ser utilizado se indica en la figura 1.

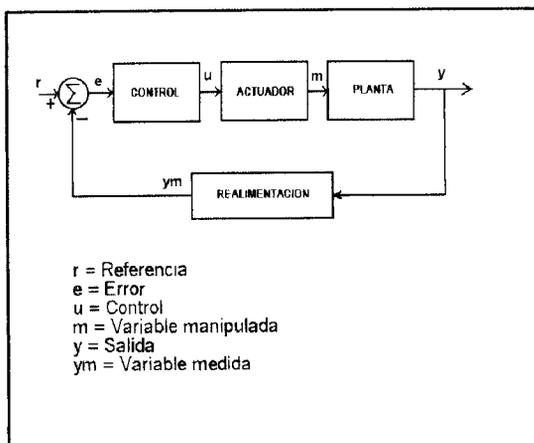


Fig. 1. Esquema del sistema de control de temperatura

Para la generación de calor en el simulador se utiliza una lámpara incandescente, la misma que cambia la temperatura cuando cambia el voltaje a sus terminales. Se toma como variable de salida "y" la temperatura que alcanza la lámpara.

El actuador está formado por un circuito de potencia a base de un triac, el mismo que es el encargado de producir los cambios de voltaje mediante la variación del ángulo de disparo, el cual a su vez trabaja de acuerdo a la variación de la señal de control. La variable manipulada "m", es el valor eficaz (rms) aplicado a la planta.

En este prototipo se ensayan los siguientes esquemas de control:

- Control analógico PID
- Control ON OFF
- Control con el microcontrolador 8751

El bloque correspondiente al control análogo está conformado por amplificadores operacionales en configuración tipo PID, en donde la referencia y los valores de las constantes Kp, Ki y Kd se ingresan mediante potenciómetros

El control ON-OFF, utiliza un ventilador para enfriamiento rápido del sistema.

El control microprocesado se desarrolla por medio del hardware necesario para el acondicionamiento, conversión y transmisión de señales, mediante el uso de la tarjeta de desarrollo MCPD51. Utiliza el microprocesador 8751, y la referencia y los parámetros de control se fijan a través de un teclado.

El sistema de control utiliza señales estándar entre 0V y 10V, por lo cual inclusive se puede realizar el control con un computador digital.

Para cerrar el lazo es necesario que los valores de temperatura medidos a la salida de la planta "y_m" sean transformados a voltaje, para compararlos con el nivel de referencia "r".

Esta transformación se realiza en el bloque correspondiente a la realimentación, mediante el uso de dos tipos de sensores: el IC AD590JF y una termocupla tipo K.

Los valores de temperatura que se usan están comprendidos entre la temperatura ambiente y un valor máximo de 100°C.

Correspondencia a: Ing. Rodrigo Cabrera
Michelena # 516. Telf: 652-677

2. CARACTERISTICAS DEL PROTOTIPO.

El módulo que contiene el prototipo está formado por:

- Circuitos de acondicionamiento de señal, que incluyen los sensores.
- Circuito de potencia que incluye la lámpara incandescente.
- Circuito de disparo del triac.
- Circuitos de control.
- Circuitos para señalización.
- Fuente de alimentación.

El circuito de potencia en conjunto con el de disparo constituyen el actuador del sistema. El circuito de disparo está conformado por un detector de cruce por cero, un generador de onda diente de sierra y un comparador. El circuito de potencia genera una señal de control de fase directa, para variar el voltaje sobre la lámpara.

Los circuitos de control tienen las opciones de control manual y control automático.

2.1. Características de los sensores y su acondicionamiento de señal.

2.1.1. Sensor de temperatura AD590JF.

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

- Salida lineal de corriente de $1\mu A/^{\circ}K$.
- Rango de temperatura de $-55^{\circ}C$ a $150^{\circ}C$.
- Dos terminales: entrada de voltaje y salida de corriente.
- La fuente de suministro está en un rango de $+4V$ a $+30V$.
- Sensor aislado del encapsulado.

Este sensor es particularmente utilizado con el transmisor de temperatura marca OMEGA, modelo TX57, el mismo que produce una salida de corriente estándar de 4 - 20 mA proporcional a los valores de temperatura detectados por el sensor, con medidas confiables en temperaturas menores a los $150^{\circ}C$.

El transmisor TX57, está diseñado para trabajar en diferentes rangos, dentro de sus valores límites, ($-55^{\circ}C$ a $150^{\circ}C$), por lo cual ha sido calibrado mediante el uso de sus potenciómetros de ajuste de SPAN y CERO, para trabajar en el rango entre temperatura ambiente $20^{\circ}C$ (4 mA) y $150^{\circ}C$ (20 mA).

El circuito de acondicionamiento de señal del transmisor TX57, se indica en la figura 2.

2.1.2. Termocupla tipo K.

Para esta segunda opción se utiliza una termocupla tipo K, en conjunto con el módulo marca FLUKE, modelo 80TK.

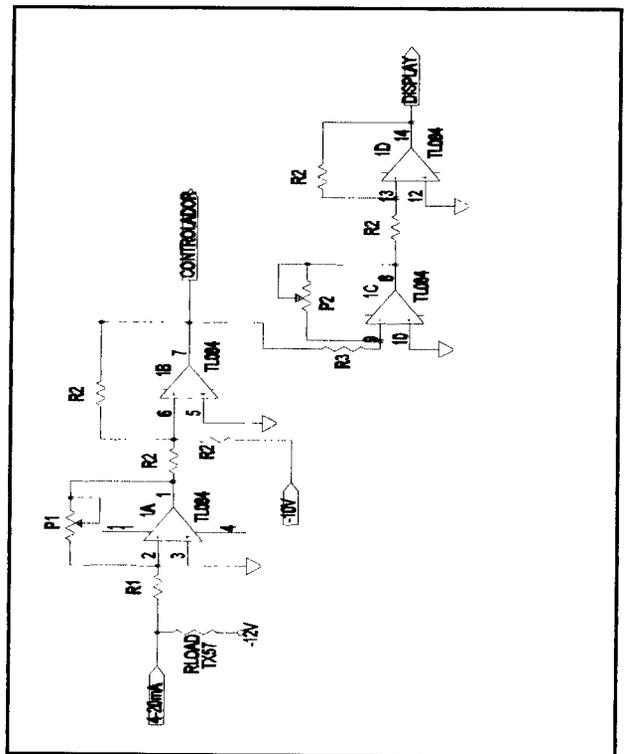


Fig. 2. Acondicionamiento de señal del TX57

La principal característica de la termocupla es:

- Rango de medida de $-50^{\circ}C$ a $1000^{\circ}C$

El módulo 80TK, acepta la salida de la termocupla, y la convierte a una salida de 1mV por grado centígrado de variación de temperatura.

Para que las medidas del módulo 80TK, pasen a los valores estándares entre 0V a temperatura ambiente y 10V a $150^{\circ}C$, se utiliza el circuito de acondicionamiento de la figura 3.

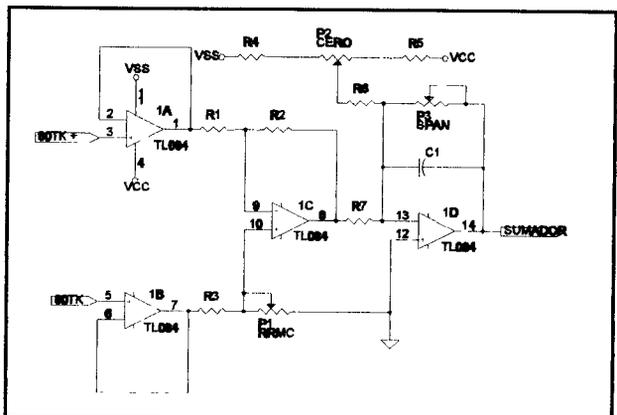


Fig. 3. Amplificador de señal proveniente del módulo 80TK

2.2. Características del actuador.

2.2.1. Características del circuito de potencia.

El circuito utilizado, se construye a base de un triac, que es encendido mediante una señal en la compuerta, en configuración de control de fase directa, sincronizado con la red.

Para el control de fase, el triac debe ser disparado en algún punto luego del cruce por cero al cambiar la señal del semiciclo positivo al negativo o viceversa, generándose sobre la carga una forma de onda como se indica en la figura 4.

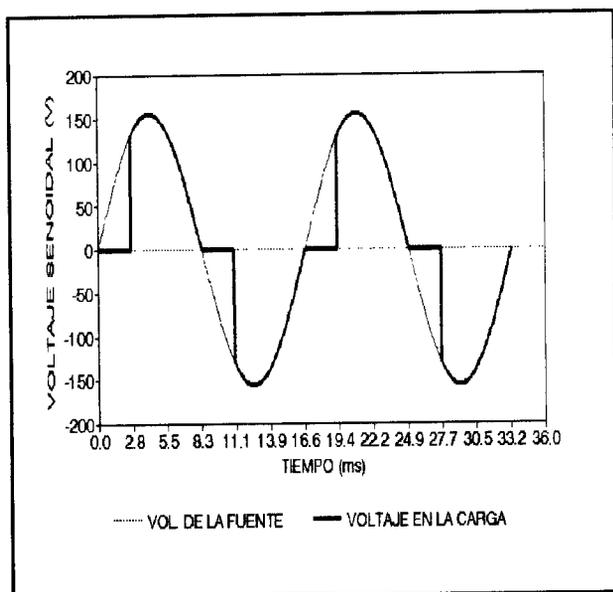


Fig. 4. Control de fase directa.

El circuito más adecuado para realizar esta función se indica en la figura 5, en la cual QF es el triac que maneja el voltaje sobre la lámpara, a través del optotriac QO, al que se limita la corriente mediante el uso de la resistencia RF.

2.2.2. Características del circuito de disparo.

Este circuito debe ser capaz de producir los pulsos adecuados, de acuerdo a las señales enviadas desde el controlador del prototipo, para el funcionamiento del circuito de potencia.

El circuito de disparo está conformado por las siguientes partes:

- Circuito detector de cruce por cero.
- Circuito generador de señal onda de sierra.
- Circuito comparador entre diente de sierra y control.

El esquema general del circuito se indica en la figura 6.

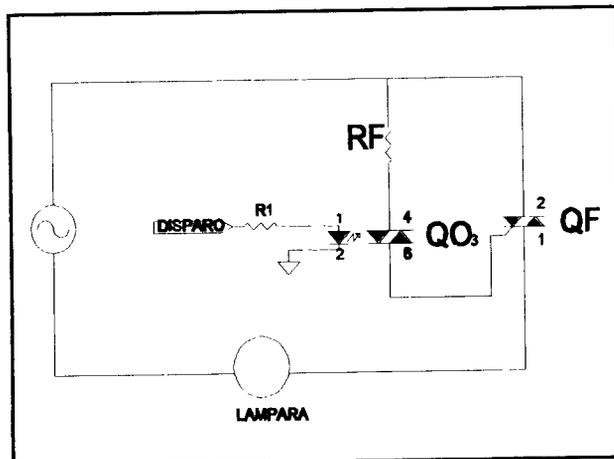


Fig. 5. Circuito para control de fase.

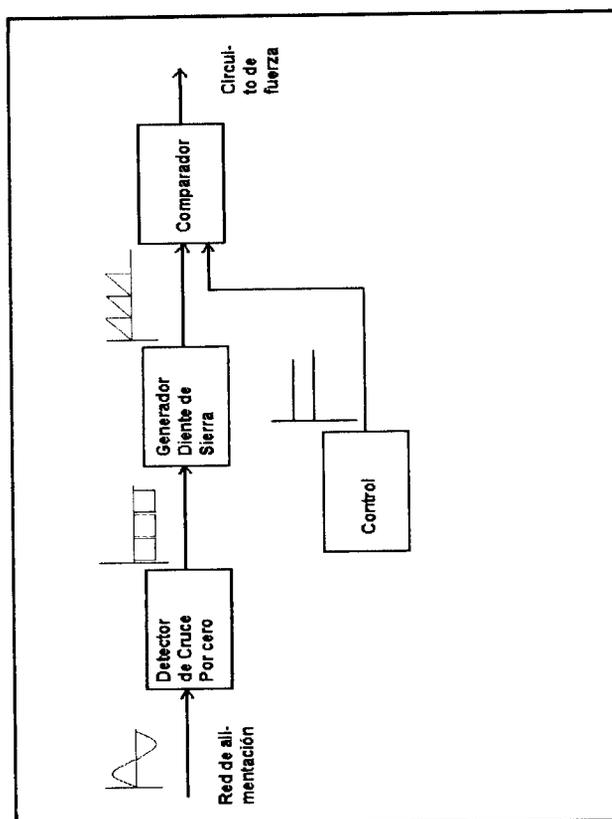


Fig.6. Esquema general del circuito de disparo.

Detector de cruce por cero.

Este circuito tiene la finalidad de sincronizar la onda de control de fase directa con la red. A la entrada se tiene un transformador, con el propósito de aislar el circuito, luego ésta onda senoidal es rectificadas en un puente de diodos e ingresada a un comparador, para que a la salida se tenga una onda con pulsos justamente en el momento del cruce por cero.

Generador de onda diente de sierra.

La señal proveniente del circuito generador detector

de cruce por cero es enviada a un transistor, que permite la carga y descarga del capacitor, que forma parte de una configuración como integrador, consiguiendo a la salida una señal diente de sierra sincronizada con la red, y cuyo período es 8,33 ms.

Para la carga y descarga del capacitor, el transistor debe actuar en corte y saturación, además el voltaje de la onda diente de sierra debe ir de 0V a 10V.

Circuito comparador.

Una vez generada la onda diente de sierra, es necesario que ésta sea comparada con un valor de voltaje proveniente del controlador o del ajuste manual, para que de esta manera se determine el ángulo de disparo. El circuito de disparo completo se indica en la figura 7.

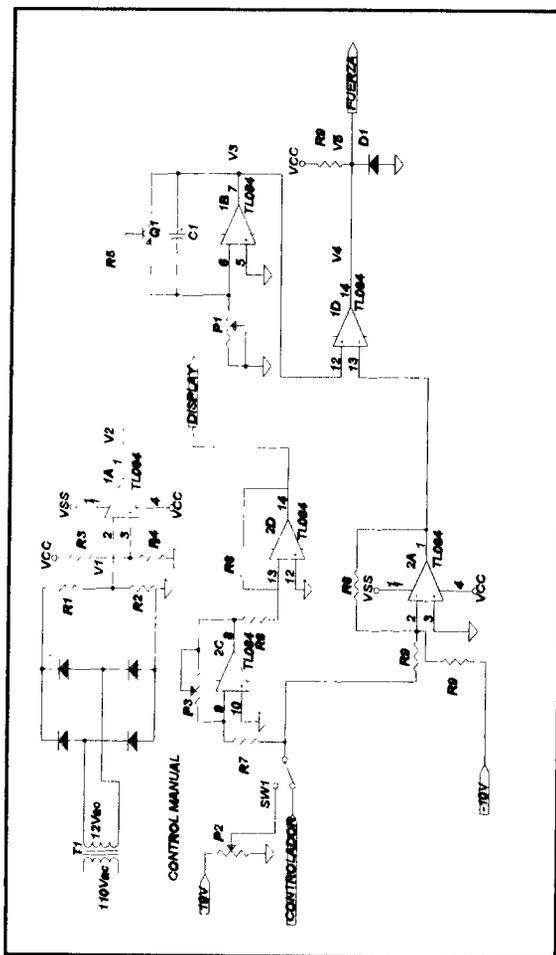


Fig. 7. Circuito de disparo

2.3. Simulación del prototipo.

Para simular el prototipo que se construye, es necesario que previamente se deban obtener las funciones de transferencia del actuador, de la planta y del bloque correspondiente a la medición.

El modelo a función de transferencia utiliza el esquema de la figura 1 con realimentación unitaria.

2.3.1. Función de transferencia del actuador.

El actuador se halla formado por dos circuito básicos: el de disparo y el de potencia.

Función de transferencia del circuito de disparo.

El circuito de disparo, tiene como variables de entrada la señal proveniente del controlador que es una señal normalizada entre 0V y 10V, y como salida el ángulo comprendido en un rango ideal entre 0° y 180°.

La función de transferencia (G_D) de este circuito es de primer orden.

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

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

$$G_D = K_D$$

Se relaciona entonces la variación del voltaje de control con el ángulo de disparo en el punto de cruce con el diente de sierra, entonces:

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

Función de transferencia del circuito de fuerza.

En este bloque, se tiene como señal de entrada el ángulo y a la salida el voltaje RMS que se aplica a la planta.

La relación entre el ángulo de disparo y el voltaje RMS del control de fase directa está dada por:

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

De esta ecuación se determina el gráfico correspondiente a la relación entre el voltaje RMS y el ángulo α , como se indica en la figura 8, se puede aproximar la función de transferencia a una de primer orden.

$$G_F = \frac{V_{rms}(s)}{\alpha(s)} = \frac{K_F}{1 + s\tau_F}$$

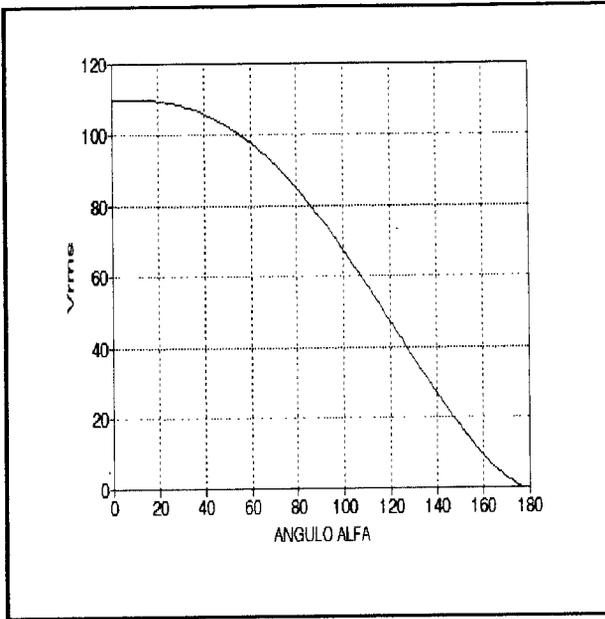


Fig.8. Relación entrada salida en el circuito de fuerza.

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

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

El valor K_F , está dado por la ganancia del circuito de fuerza, y se lo puede determinar a base de linealizar la relación existente entre voltaje RMS y el ángulo α .

Para ello se toman dos puntos sobre la curva que permiten tener la mejor linealidad posible, y que corresponden a los puntos P1(86°,80V) y P2(146°,20V).

La función de transferencia entonces queda de la siguiente manera.

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

2.3.2. Función de transferencia de la planta.

El elemento que produce calor es la lámpara incandescente, la misma que recibe un voltaje RMS y produce un cambio de temperatura. La función de transferencia al igual que en los casos anteriores se aproxima a una de primer orden, de la siguiente manera.

$$G_P = \frac{K_P}{1 + \tau_p S}$$

El valor de K_P se determina al linealizar la relación estática entre temperatura y voltaje, de la figura 9 entre los valores 20Vrms y 40Vrms, lo que da como resultado un valor $K_P=1,9$.

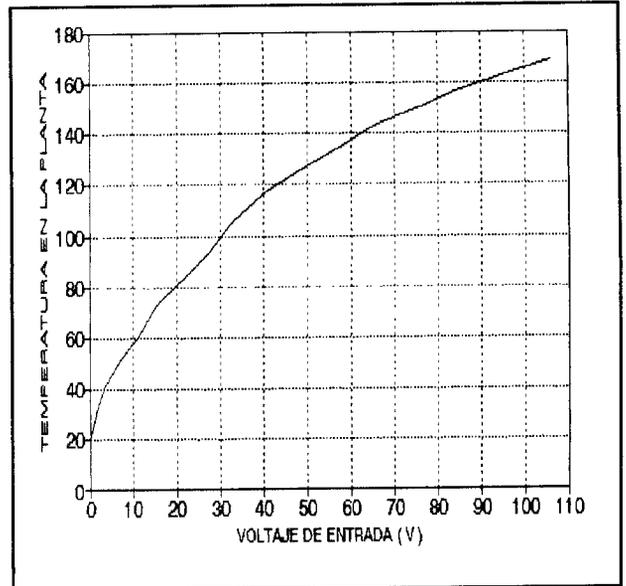


Fig. 9. Relación entre voltaje y temperatura en la planta.

La constante de tiempo se puede establecer mediante la respuesta dinámica existente entre el voltaje de entrada a la planta y la temperatura a la salida con respecto al tiempo. Se escoge un punto de trabajo correspondiente a una entrada de 21Vrms, para la cual la temperatura final está en el orden de los 82°C.

Para estas condiciones se mide el tiempo hasta llegar al valor final. La constante de tiempo se determina para el momento en que la temperatura llega al 63% del valor final. Esto corresponde a 52°C en 60 seg.

Por lo tanto la función de transferencia es:

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

2.3.3. Función de transferencia del sistema de medida.

La función de transferencia tanto del sensor AD590JF, como de la termocupla tipo K y sus acondicionamientos de señal deben ser similares, por lo tanto es necesario solo determinar la función de uno de ellos.

En el caso del sistema de medida con el sensor AD590JF, la corriente de salida del sensor ingresa al transmisor TX57, el mismo que amplifica el nivel de corriente hasta valores comprendidos entre 4mA y 20mA.

Dicha corriente pasa a través de la resistencia de carga R_{LOAD} en donde se mide el voltaje, que es en definitiva la señal que se utiliza para la normalización entre 0V y 10V.

Por lo tanto en el sistema de medida se tiene como entrada una temperatura entre 20°C y 150°C, y la salida debe estar comprendida entre 0V y 10V.

Toda esta transformación de la señal se indica en la figura 10, en donde cada una de las funciones de transferencia tiene la forma de una de primer orden.

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

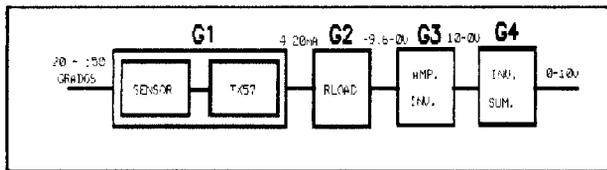


Fig 10. Diagrama del sistema de medición con el sensor AD590JF.

Pero como la respuesta del circuito es casi instantánea, se aproxima a una ganancia constante.

$$G = K$$

En el bloque correspondiente al sensor/transmisor (G1), la relación es completamente lineal y se puede ajustar el acondicionamiento de señal para que a temperatura ambiente (20°C) corresponda la salida de 4mA, y para 150°C la corriente sea 20mA, por lo tanto la función de transferencia queda:

$$G_1 = \frac{20-4}{150-20} = 0,123 \left[\frac{mA}{^{\circ}C} \right]$$

En el bloque correspondiente a la resistencia de carga (G2), la corriente pasa por una resistencia de 600Ω, lo que produce una caída de voltaje de -9,6V para 4mA y 0V para 20mA, por lo que la función de transferencia es:

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

Para el bloque del amplificador inversor (G3), se tiene

que para una entrada de -9,6V, la salida es debe ser 10V, y para una entrada de 0V, la salida es igualmente 0V, entonces se tiene una función de transferencia:

$$G_3 = \frac{10-0}{-9,6-0} = -1,0412$$

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

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

Con estos datos la función de transferencia completa es:

$$G_M = G_1 * G_2 * G_3 * G_4$$

$$G_M = 0,123 \left[\frac{mA}{^{\circ}C} \right] * 0,6 \left[\frac{V}{mA} \right] * -1,0412 * -1 = 0,077 \left[\frac{V}{^{\circ}C} \right]$$

Esta función de transferencia es la misma que en el caso de la termocupla.

2.3.4. Función de transferencia total.

La función de transferencia total está dada por:

$$G_T = G_A * G_P * G_M$$

Que puede aproximarse a una de primer orden:

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

Teniendo entonces la función de transferencia total se puede realizar la simulación del sistema tanto en lazo abierto como en lazo cerrado.

2.3.4. Resultados de simulación.

Utilizando el programa CC, se obtiene gráficamente la forma de las respuestas en lazo abierto, cerrado con realimentación unitaria, en las figuras 11 y 12.

De la figura 11.

Tiempo de estabilización: 237 seg.
Error en estado estable: 163%.

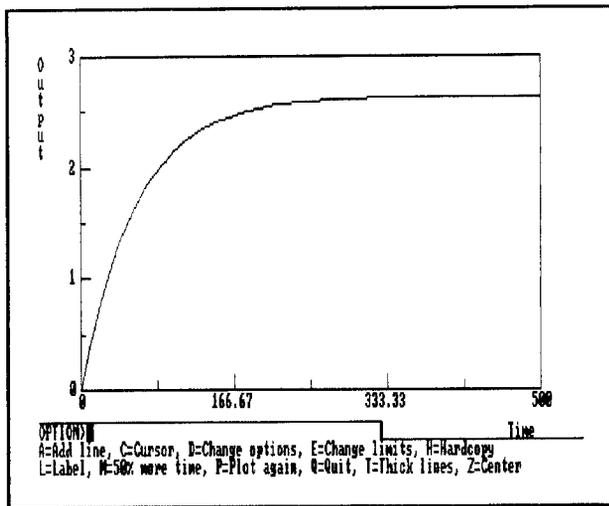


Fig. 11. Simulación en lazo abierto.

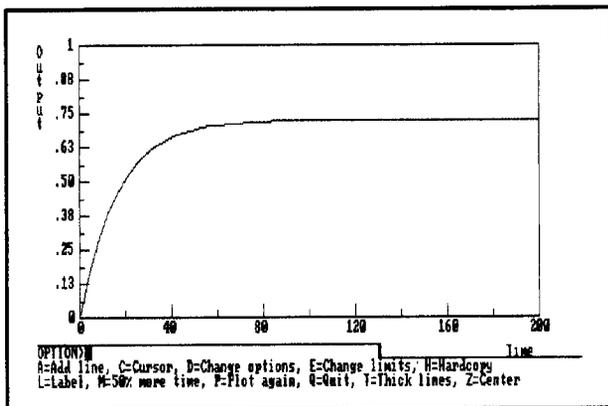


Fig. 12. Simulación en lazo cerrado.

Tiempo de estabilización: 65,2 seg.
 Error en estado estable: 27,5%.

3. ESQUEMAS DE CONTROL.

Establecido el modelo sobre el cual se ha de realizar el control, es necesario realizar el diseño de los de controles que han de actuar sobre la planta. Estos son:

- PID analógico
- PID a base de microcontrolador: y,
- Control ON-OFF.

3.1. Control PID Analógico.

Los controles PID industriales tienen la forma:

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

Donde:

- K_p = constante proporcional
- T_i = tiempo de reset o integral
- T_d = tiempo derivativo

Por lo tanto la constante proporcional afecta a todo el sistema de control. Desarrollando la función se llega a:

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

- K_i = constante integral
- k_d = constante derivativa.

El circuito implementado es el indicado en la figura 13, que corresponde a una función de transferencia de un control PID de tipo industrial, en donde las constantes K_p , K_i y K_d se ajustan mediante el uso de potenciómetros.

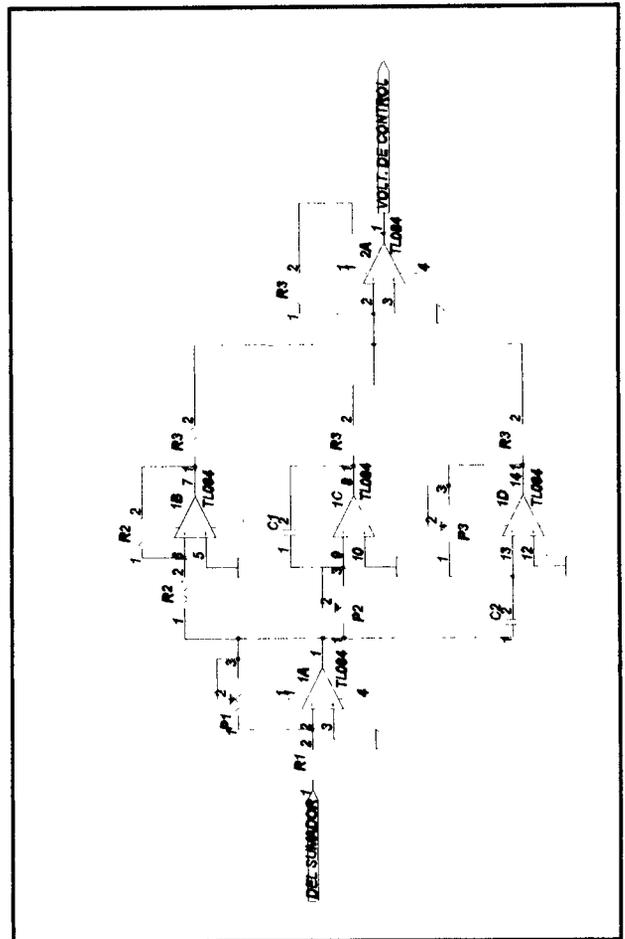


Fig. 13. Circuito de control analógico.

Con el sistema de control realimentado de la figura 14 se puede determinar el valor de cada una de las constantes, para lo cual se parte de la función de

transferencia total.

$$G_T(S) = G_c(S) \cdot G_p(S)$$

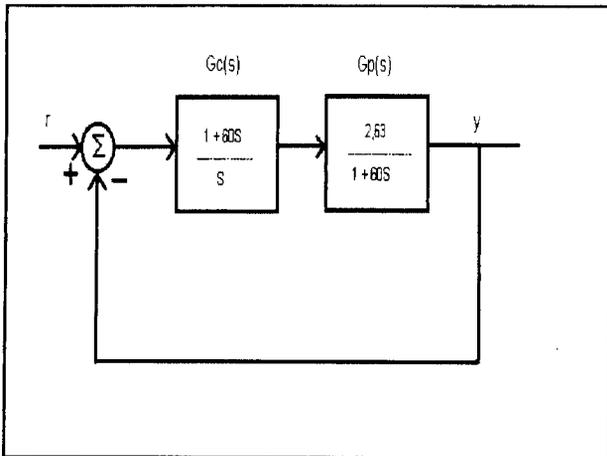


Fig. 14. Sistema de Control Realimentado.

Mediante el método de cancelación de polos y ceros se encuentra entonces que la variación de las constantes está en los siguientes rangos:

Kp de 0 a 80

Ki de 0 a 5

Kd de 0 a 3

Con los valores Kp = 60, Ki = 1, se realiza la simulación del control indicada en la figura 15.

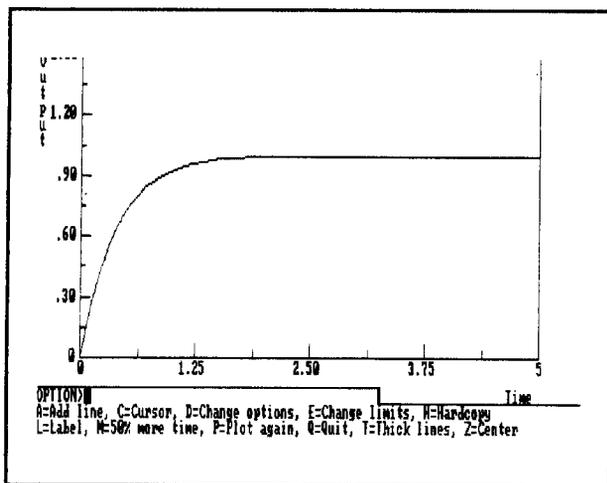


Fig. 15. Respuesta con control.

Tiempo de estabilización = 1,52 seg.

Error en estado estable + 0%

3.2. Control a base de microcontrolador.

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

- Es compatible con los microcontroladores Intel de la familia MCS51, como: 8031, 8051 y 8751. En el presente caso se trabaja con el Intel 8751H.
- Utiliza un reloj de cristal de 7,3728Mhz.
- Un pòrtico digital bidireccional de 8 bits.
- Dos pòrticos digitales de salida de 8 bits.
- Pòrtico digital de entrada de 8 bits.
- Pòrtico digital de entrada de ocho bits con opción para un dip switch en la tarjeta.
- Pòrtico digital de entrada de 8 bits, con opción para generar interrupción externa.
- Conversor de entrada AD con resolución de 8 bits.
- Conversor de salida DA con resolución de 8 bits.

El esquema de control digital tiene una configuración indicada en la figura 16.

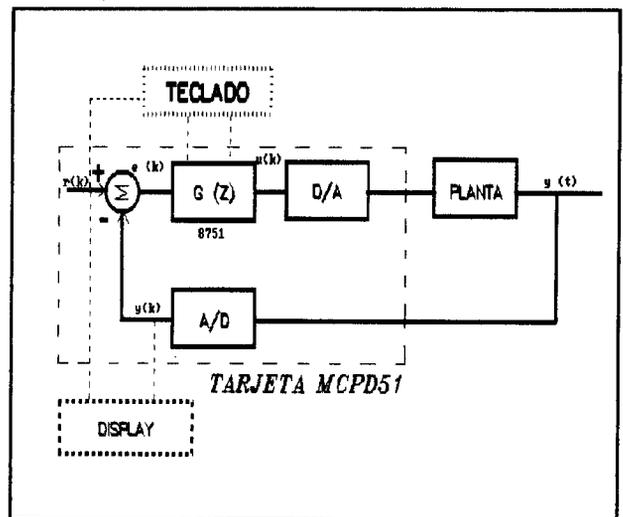


Fig 16. Configuración del sistema de control con el microcontrolador 8751.

El ingreso de los valores de referencia r(k) y las constantes de control se hace por medio de un teclado con su respectiva decodificación, mientras que la visualización de los valores de temperatura medida y de referencia mediante un display de cristal líquido.

Todo el sistema está controlado a base de un programa escrito para el microcontrolador 8751H, el que realiza las siguientes operaciones:

- Manejo del display de cristal líquido en donde se deben presentar todos los mensajes necesarios, así como todos los valores de temperatura.
- Manejo del teclado, por donde se han de ingresar los datos de temperatura de referencia y constantes para el control.
- Ejecución de la rutina de control proporcional, integral y derivativo.
- Enviar y recibir los datos mediante el uso de conversores.

Para que el microcontrolador pueda ejecutar el

control, es necesario que la función de transferencia del controlador PID sea discretizada.

Para el término integral se utiliza TUSTIN, y para el término derivativo, el método RECTANGULAR HACIA ATRÁS.

Luego de los reemplazos, las ecuaciones en diferencias son:

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

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

Donde:

$$b1 = Kp + \frac{Ki \cdot T}{2} + \frac{Kd}{T}$$

$$b2 = Kp + \frac{Ki \cdot T}{2} - \frac{2Kd}{T}$$

$$b3 = -\frac{Kd}{T}$$

T = tiempo de muestreo.

Adicionalmente se implementa un control incremental que se lo diseña directamente de forma discreta, partiendo de las siguientes definiciones:

Control proporcional:

$$u(k) = Kp \cdot e(k)$$

Control Integral:

$$u(k) - u(k-1) = Ki \cdot e(k)$$

Control derivativo:

$$u(k) = Kd \cdot (e(k) - e(k-1))$$

Tomando la transformada Z, y pasando a ecuaciones de diferencias:

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

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

Donde:

$$b1 = Kp + Kd \cdot Ki$$

$$b2 = -(Kp + 2Kd)$$

$$b3 = -Kd$$

Para que todo el conjunto funcione, el programa a ser utilizado por el microcontrolador 8751 debe manejar los periféricos de entrada y salida como teclado y monitor, manejar los conversores A/D y D/A y realizar la rutina de control.

El programa está realizado en base a diferentes rutinas, cada una de las cuales realiza un trabajo específico, partiendo de un programa principal, el que constituye la base de todo el sistema, y cuyo diagrama se indica en la figura 17.

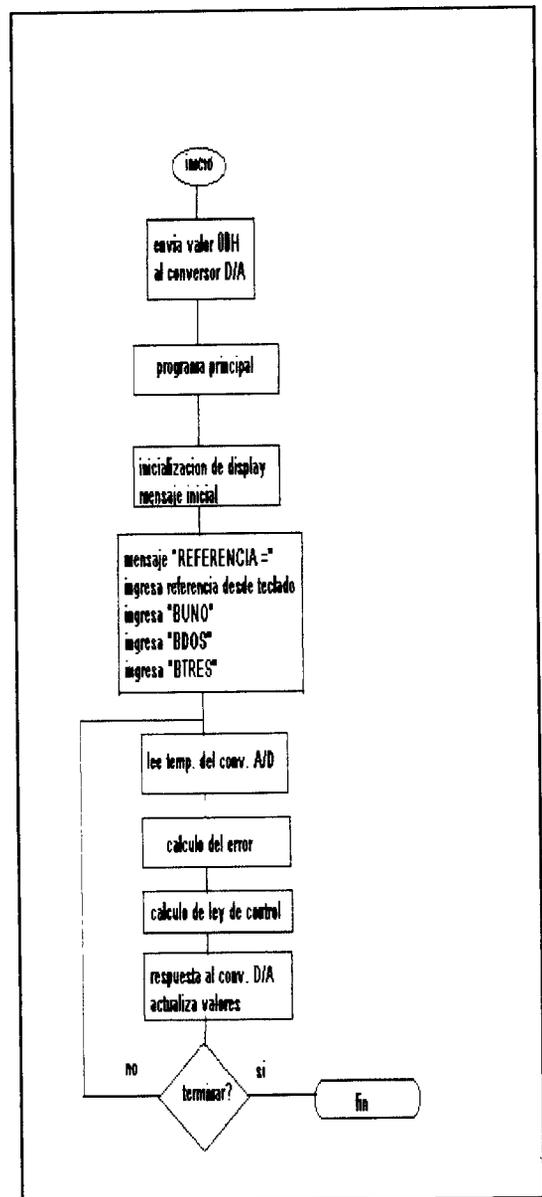


Fig. 17. Diagrama de flujo del programa principal

3.3. Control ON-OFF.

Se utiliza como alternativa de fácil uso e implementación, se basa en el echo de conectar y desconectar un ventilador cuando la temperatura esté sobre o bajo un rango determinado.

4. PRUEBAS Y RESULTADOS.

4.1. Control manual en lazo abierto.

Escogiendo un valor de referencia 50°C, se toman los valores correspondientes a la salida, de donde se obtiene el gráfico de la figura 18.

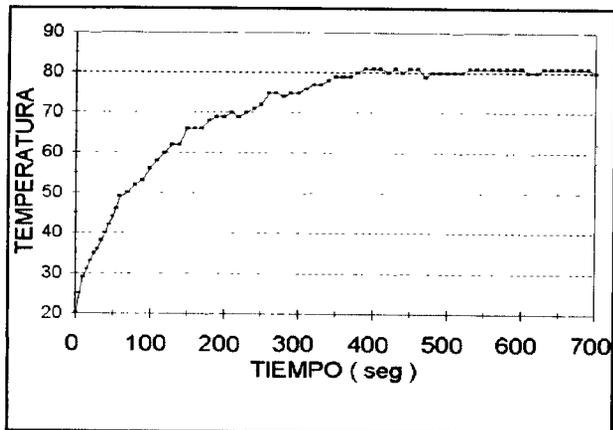


Fig. 18. Respuesta del sistema en lazo abierto con el sensor AD590JF

Tiempo de establecimiento = 350seg.
Error en estado estable = -56%

4.2. Control PID analógico.

Con la constante derivativa en su valor mínimo, es decir básicamente un control PI, el resultado se indica en la figura 19.

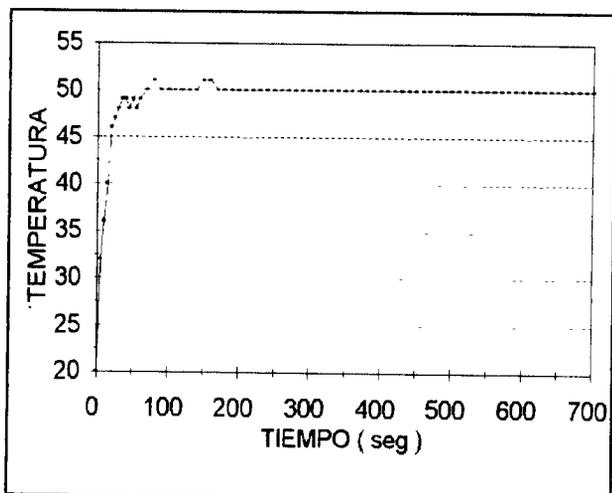


Fig. 19. Respuesta al control PID con sensor AD590

Tiempo de establecimiento = 60 seg.
Error en estado estable = 0%

4.3. Control ON-OFF.

Tomando las medidas de variación de la temperatura se llega al gráfico de la figura 20.

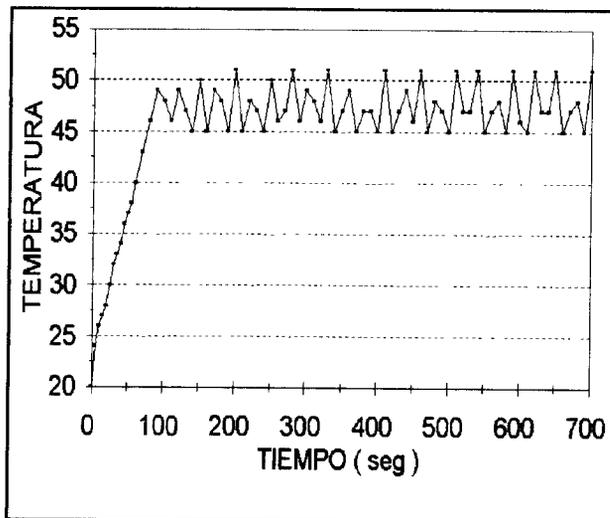


Fig. 20. Respuesta al control ON-OFF con termocupla tipo K

Temperatura de referencia = 50°C
Temperatura final máxima = 52°C
Temperatura final mínima = 44°C
Error máximo = $(6/50) * 100 = 12\%$

4.4. Control PID digital.

El resultado de la prueba se indica en la figura 21.

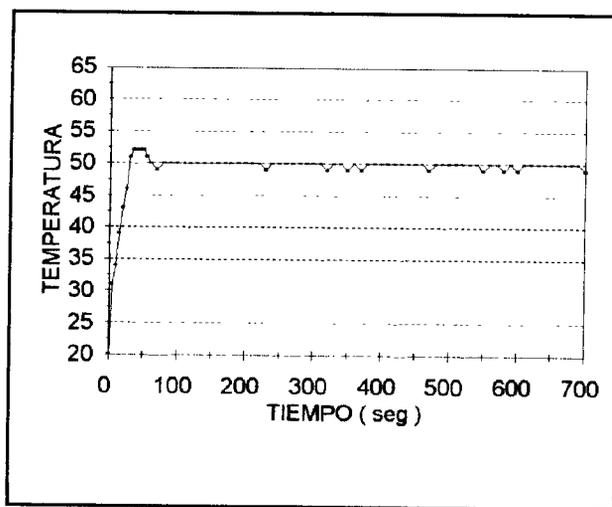


Fig. 21. Control pid digital.

Temperatura de referencia = 50°C
Temperatura final = 50°C
Tiempo de establecimiento = 60 seg.

$E_p = 0\%$
 $M_p = 4\%$.

4.5. Control PID incremental.

La respuesta a este tipo se indica en la figura 22.

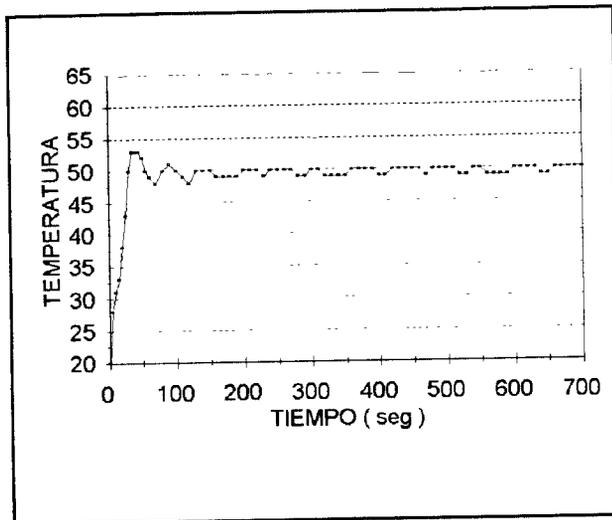


Fig. 22. Control incremental.

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

5. CONCLUSIONES.

Luego de haber probado extensamente el prototipo, se verifica el correcto funcionamiento de todos sus componentes, especialmente el acondicionamiento de señal de los sensores, ya que dan respuestas que prácticamente en sus valores finales son exactamente los mismos.

En la prueba de lazo abierto se puede determinar que el sensor AD590JF responde más rápido que la termocupla tipo K, lo cual constituye una ventaja, aunque tiene por su parte la desventaja de que no soporta más de 150°C .

Con el microcontrolador, el control PID digital tiene una mejor respuesta que el incremental, ya que tiene posibilidad de un ajuste más fino para las constantes b_1 , b_2 y b_3 .

La repetibilidad de los resultados es bastante buena, ya que los sensores están fijos en el soporte y su posición no cambia.

Con este proyecto de control se ilustra un trabajo completo de un control de procesos; esto es, se incluye la instrumentación, modelación, simulación y construcción del prototipo. Además del diseño e

implementación del control analógico y digital; y la utilización de la electrónica de potencia.

BIBLIOGRAFÍA.

1. Ogata K. Ingeniería de Control Moderno, Prentice Hall, 2da Edición, 1.993
2. Savant C. J. Diseño Electrónico, Addison-Wesley, Iberoamericana, 2da Edición, 1.992.
3. Malvino A. Principios de Electrónica, Mc. Graw Hill, 4ta edición, 1.991.
4. Orthenburger F, Introducción al Control Electrónico, Editorial Marcombo S.A., 1.986.
5. Maloney T. Electrónica Industrial, Prentice-Hall Hispanoamericana, 1.991

BIOGRAFÍAS.

Ing. Patricio Burbano Romero.



Nació en Quito, el 9 de octubre de 1.951. Cursó sus estudios superiores en la Escuela Politécnica Nacional obteniendo el título de Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones en 1.974.

Realizó su post - grado en Control y Sistemas en el UMIST en la Universidad de Manchester en 1.983. Actualmente es profesor principal de la FIE y su campo de investigación está orientado al control digital, multivariable y adaptivo.

Ing. Rodrigo Xavier Cabrera.



Nació en Quito, el 10 de mayo de 1.967. Se graduó de Bachiller en Humanidades Modernas, especialización Físico Matemático en el colegio "La Salle". Sus estudios superiores los realizó en la Escuela Politécnica

Nacional obteniendo el título de Ingeniero en Electrónica y Control. Actualmente presta sus servicios en el Departamento de Sistemas del Banco de Guayaquil.