

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR FST APLICADO A UN SISTEMA IDENTIFICADO DE SEGUNDO ORDEN USANDO LA NIDAQ USB-6008

IMPLEMENTATION AND DESIGN APPLIED CONTROLLER FST OF AN IDENTIFIED SYSTEM OF SECOND ORDER USING NIDAQ USB-6008

Ricardo Rodríguez Bustinza¹, Jimmy Maguiña Camones²

RESUMEN

El presente trabajo de investigación trata sobre el control de un sistema analógico de segundo orden (proceso), el mismo que ha sido implementado con circuitos amplificadores operacionales y dispositivos electrónicos. El sistema ha sido construido y diseñado tomando como modelo al prototipo de la función de transferencia de un sistema de segundo orden. Al proceso se le ha incorporado una etapa de ruido blanco con la finalidad de experimentar el efecto de la perturbación e implementar técnicas de control lineal, en nuestro caso hemos usado la técnica de control FST (Finite Settling Time). Se obtuvo el modelo de la dinámica del proceso en forma experimental, para ello se aplicó la identificación de parámetros usando el método de ajuste de la curva por interpolación lineal. La exactitud del modelo ha sido fundamental para aplicarle la técnica de control FST. La acción de control está orientada al control de entradas arbitrarias. Las metas impuestas en este trabajo son: construcción, identificación, implementación y simulación en tiempo real del sistema controlado por la ley de control FST. Los resultados experimentales demuestran que la señal de control diseñada puede hacer que la salida siga eficientemente las referencias impuestas.

Palabras clave.- Proceso análogo, Identificación, Control FST, Diseño e implementación.

ABSTRACT

The present investigation work tries on the control of an analogical system of second order (process), the same one that has been implemented with circuit's operational amplifiers and electronic devices. The system has been built and designed taking like I model to the prototype of the function of transfer of a system of second order. To the process there is been incorporate a stage of white noise with the purpose of effect to experiencing the interference and technical implementing linear control, we used the FST (Finite Settling Time) control. The pattern of the process was obtained in experimental form, for it you apply the identification of parameters; the method using is the parameters of the adjustment of the curve for direct interpolation. The model of accuracy has been fundamental for the technique applied of controlling FST. The action of controlling is guided to control the position due to arbitrary inputs. Those put imposed in this work they are: construction, identification, implementation and simulation in real time of the system. The experimental results demonstrate that the designed control sign can make that the output follow the imposed references efficiently.

Key words.- Analog process, Identification, FST control, Implementation and design..

¹M.Sc. Profesor de la Escuela Profesional de Ingeniería Mecatrónica de la Universidad Nacional de Ingeniería,

²Bachiller de la Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la Universidad Nacional de Ingeniería.

INTRODUCCION

Los sistemas de control análogo han sido usados en ambientes industriales por años. Una planta puede usar muchos controladores, cada controlador es un bucle de control de la planta entera. Estos controladores son independientes y suelen ser operados y monitoreados por operadores humanos. Los sistemas de control digital son ahora aplicaciones de control muy populares. En sistemas de control digital directo (CDD), la computadora reemplaza a los controladores análogos totalmente.

El problema que se estudia en este trabajo de investigación es el control del proceso de segundo orden con perturbación (ruido blanco de media cero), que en adelante lo llamaremos PS2 y cuyo diagrama circuital se muestra en la Fig. 1.

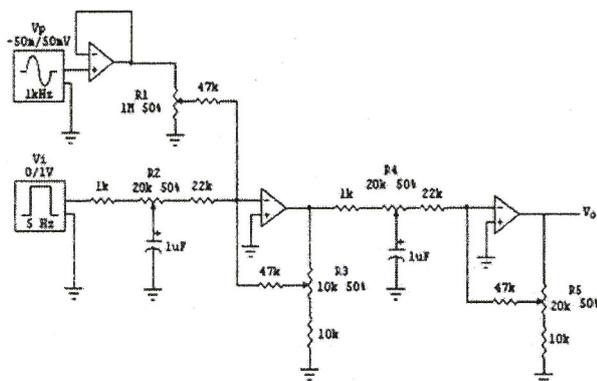


Fig. 1 Esquema general del proceso de segundo orden con etapa de perturbación.

Este problema de control es resuelto por medio de la técnica de control FST. Para esto se requiere que el sistema de segundo orden realice: el seguimiento de referencias arbitrarias empleando la fuerza de control adecuada. El sistema a controlar debe ser capaz de hacer que la variable controlada siga la evolución de las referencias arbitrarias con mínimo sobrepaso, mínimo de tiempo de estabilización y error en estado estacionario nulo. Por consiguiente, el proceso a controlar posee una entrada y una salida, es decir, es un proceso SISO (Single-Input-Single-Output).

El sistema sujeto al control ha sido previamente identificado usando el método de ajuste de la curva por interpolación lineal. La exactitud del modelo fue fundamental para aplicarle una técnica de

control. La implementación del proceso consigna el uso de la tarjeta de adquisición de datos que se encarga de manejar los datos de entradas/salidas análogas, el procesamiento de los datos se realiza por medio del algoritmo de control digital FST, bajo este principio estamos ante una simulación en tiempo real del sistema controlado.

IDENTIFICACION DEL MODELO

Por identificación se entiende la formulación de un modelo que permita representar al sistema con todas sus propiedades y características relevantes. Un modelo matemático es un conjunto de ecuaciones que envuelven las variables del sistema que proporcionan una representación óptima al sistema. En general, si realizamos un experimento en que aplicamos ciertos valores a las entradas del sistema, obtendremos ciertas respuestas en sus salidas; de ese modo, dando los mismos valores que en el experimento a las variables independientes de nuestro modelo, podemos esperar que después de resolver el conjunto de ecuaciones, la respuesta del modelo debe tener respuestas similares a aquellas salidas del sistema físico.

Consideremos el sistema prototipo de segundo orden de la planta de la Fig. 1.

$$G_p(s) = \frac{K}{(s + p_1)(s + p_2)} \quad (1)$$

Donde: p_1 y p_2 son los polos y K es la ganancia, y supongamos que $p_2/p_1 \geq 3$. Debemos de considerar que está última restricción, no necesariamente se cumple para todos los sistema (a pesar que existan infinitas curvas para un mismo sistema), por ejemplo el servomotor DC que tiene polos muy separados entre sí, [1].

Considerando la respuesta al escalón del sistema dado por:

$$Y(s) = \frac{k}{(s + p_1)(s + p_2)} = \frac{A}{s} + \frac{B}{s + p_1} + \frac{C}{s + p_2} \quad (2)$$

Donde: $A = K/(p_1 p_2)$, $B = K/(p_1(p_1 - p_2))$, y $C = K/(p_2(p_2 - p_1))$. Considerando a la ecuación (2) en el tiempo análogo.

$$y(t) = (A + Be^{-p_1 t} + Ce^{-p_2 t})u(t)$$

Observamos que, $B < 0$, $C > 0$ y $C = -B$. Ahora consideramos la descomposición de funciones de la Fig. 2, que representan a la respuesta total $y(t)$.

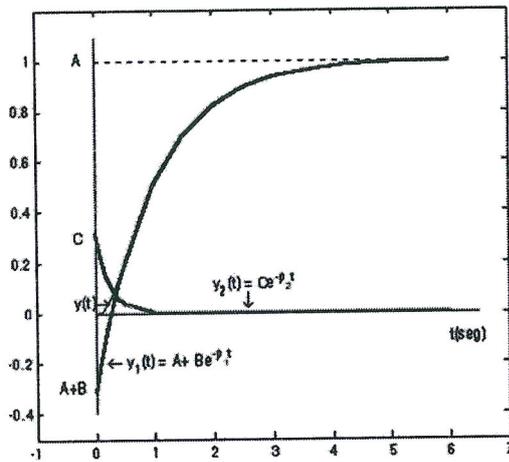


Fig. 2 Descomposición a la respuesta al escalón.

Definimos las funciones parciales:

$$y_1(t) = A + Be^{-p_1 t}$$

$$y_2(t) = Ce^{-p_2 t}$$

Dado que p_2 es más de tres veces mayor que p_1 , para un t grande se puede realizar la siguiente aproximación:

$$y(t) \approx y_1(t) = A + Be^{-p_1 t} \quad (3)$$

A continuación definimos la función $z(t)$.

$$z(t) = A - y(t) = -Be^{-p_1 t} - Ce^{-p_2 t} \quad (4)$$

La función $z(t)$ es simplemente el negativo de $y(t)$ con el valor de estado permanente A eliminado y con t grande, tenemos:

$$z(t) \rightarrow -Be^{-p_1 t} = z_1(t) \quad (5)$$

Podemos observar que $z(t) > 0$. Esto es crucial, puesto que tomaremos el logaritmo natural a $z(t)$

desde (5), y por consiguiente se debe tener una función que sea positiva con todos los $t > 0$. Entonces:

$$\frac{d}{dt} [\ln(z_1(t))] = \frac{d}{dt} [\ln(-Be^{-p_1 t})] = -p_1$$

La estrategia es trazar la curva de $\ln(z(t))$ y determinar la pendiente ($-p_1$) con t grande. Después de encontrar p_1 , ahora determinamos p_2 y K . Existen varias formas de poderlos obtener, una de ellas es volver a la Fig. 1. y observar que con t grande obtenemos:

$$y(t) \approx A + Be^{-p_1 t}$$

Puesto que en este punto conocemos A y p_1 , si escogemos un valor específico de t cerca del punto donde $y(t)$ alcanza su valor en estado permanente, entonces podemos resolver B de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$B = \frac{y(t) - A}{e^{-p_1 t}} \quad (6)$$

Si se repite este cálculo con valores crecientes de t , se alcanzará el punto donde B permanece casi constante. Al hacer esto, no sólo se encontrará B sino se entenderá algo sobre el tamaño de p_2 . Una vez que se encuentra B , se puede encontrar C en $t = 0$, obtenemos:

$$C = -(A + B)$$

y con C determinada, encontramos p_2 teniendo en cuenta la siguiente ecuación en el estado estacionario:

$$p_2 = \frac{-B}{C} p_1 \quad (7)$$

Finalmente una vez que determinamos p_2 , podemos hallar la ganancia K :

$$K = Ap_1 p_2 \quad (8)$$

Para aplicar el algoritmo de identificación de parámetros descrito en la sección 4, debemos de obtener la data experimental, para ello hemos utilizado la tarjeta de adquisición de datos NIDAQ USB 6008 y el software de simulación de LabVIEW.

El sistema fue sometido a una entrada pulso de amplitud 1V y una frecuencia de 5Hz. El resultado gráfico de los datos obtenidos se muestra en la Fig. 3.

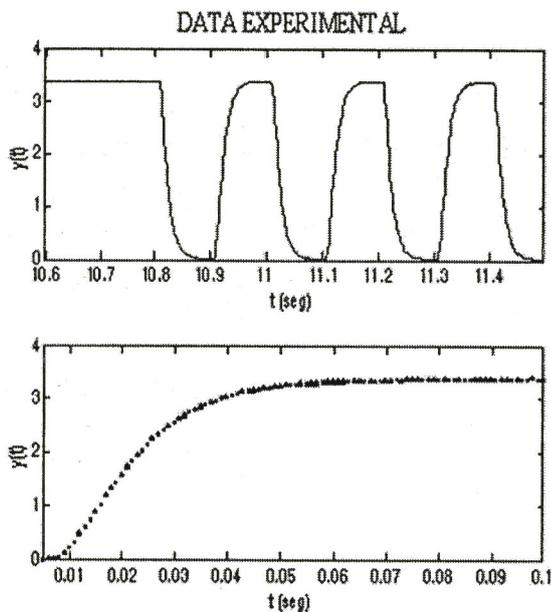


Fig. 3 Respuesta de la data experimental para una entrada de pulso.

Para el proceso de la identificación de parámetros, se ha tomado los datos experimentales de la Fig. 3. (inferior), para ello se han considerado 101 muestras para representar una porción de la “curva S”.

Los resultados de la identificación de los parámetros son mostrados en la Fig. 4., en el se observa que hay una buen mimetismo a medida que el algoritmo ajusta la curva por interpolación lineal.

Debemos recordar que el método de identificación empleado obtiene una buena performance solamente para sistemas de bajo orden.

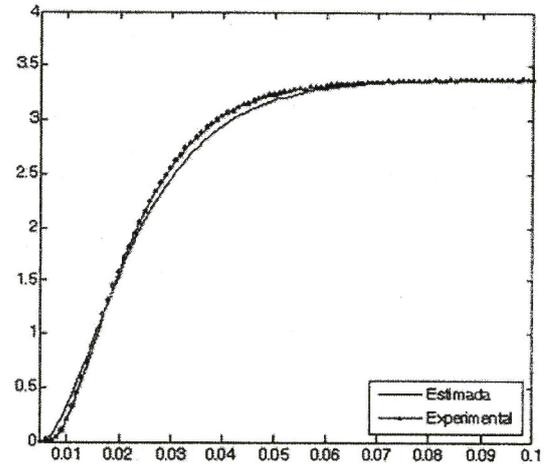


Fig. 4 Comparación de las respuestas medidas y modeladas.

Finalmente producto de la identificación, obtenemos la función de transferencia de PS2, el que será controlado con la técnica de control FST y su desarrollo será tratado en la sección 5.

$$\hat{G}_p(s) = \frac{37308.6376}{(s+133)(s+82.88)} \quad (9)$$

CONTROL FST

Para bajas frecuencias, usamos el diseño de controladores mediante la teoría del tiempo discreto, debido a que los aproximadores digitales obtenidos desde el diseño de controladores continuos, algunas veces resultan la peor performance. El controlador FST (controlador de libre ripple) se presenta como una alternativa y es diseñado para conducir al proceso a un set point en un número finito pequeño de períodos de muestreo. Una versión de los datos muestreados de un sistema de control en lazo cerrado se muestra en la Fig.5.

La entrada al controlador es el error para instantes de muestreo $t = kT, k = 1, 2, \dots$, donde T es el período de muestreo. El controlador envía a la salida a cada instante de muestreo a un retenedor de orden cero (ZOH), que envía al proceso por un período entero de muestreo, [2].

Diseño e implementación del controlador fst aplicado a un sistema identificado de segundo orden usando la nidaq usb-6008

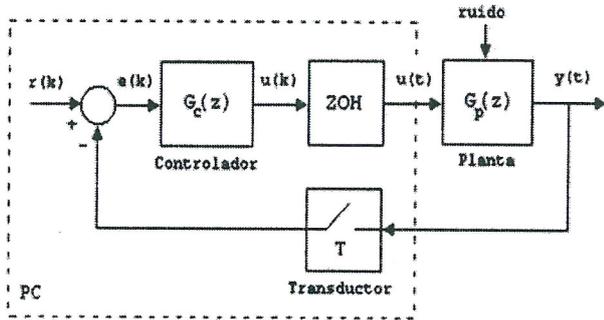


Fig. 5 Diagrama de bloques de los datos muestreados de un sistema continuo.

Para ilustrar las reglas aplicamos el diseño del libre ripple, consideremos el diseño de un sistema de segundo orden dado en transformada de Laplace de la forma:

$$G_p(s) = \frac{1}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} \quad (10)$$

La función de transferencia del proceso con el ZOH como una entrada al proceso es dado por:

$$G_p(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s(T_1s + 1)(T_2s + 1)} \quad (11)$$

La función de transferencia pulso del proceso es dado por:

$$G_p(z) = \frac{[1 - (1 + d_1)p_1 - (1 + d_2)p_2]z^{-1}}{(1 - p_1z^{-1})(1 - p_2z^{-1})} + \frac{[p_1p_2 + d_1p_1 + d_2p_2]z^{-2}}{(1 - p_1z^{-1})(1 - p_2z^{-1})} \quad (12)$$

Donde:

$$p_1 = e^{-T/T_1}, \quad p_2 = e^{-T/T_2} \quad (13)$$

$$d_1 = \frac{-T_2}{T_2 - T_1}, \quad d_2 = \frac{T_1}{T_2 - T_1}$$

La forma general del proceso con función de transferencia pulso puede ser expresada como:

$$G_p(z) = \frac{c_1z^{-1} + c_2z^{-2}}{(1 - p_1z^{-1})(1 - p_2z^{-1})} \quad (14)$$

Donde:

$$c_1 = 1 - (1 + d_1)p_1 - (1 + d_2)p_2 \quad (15)$$

$$c_2 = p_1p_2 + d_1p_1 + d_2p_2$$

La forma general del controlador FST es:

$$u(k) = \sum_{i=0}^{N_e} K_{ei}e(k-i) + \sum_{i=1}^{N_u} K_{ui}u(k-i) \quad (16)$$

Donde:

$e(k-i)$ es el término del error en el k -ésimo instante de muestreo, $u(k-i)$ es el término de control en el k -ésimo instante de muestreo, K_e es el vector de ganancias para los términos del error, K_u es el vector de ganancias para los términos del control, N_e es el orden de la suma del error y N_u es el orden de la suma de control.

El procedimiento de diseño puede ser aplicado a la función de transferencia dada en (12) para una entrada escalón unitario. Los parámetros resultantes son:

$$N_e = 2, \quad N_u = 2 \quad (17)$$

$$K_{e0} = \frac{1}{c_1 + c_2}, K_{e1} = \frac{-p_1 - p_2}{c_1 + c_2}, K_{e2} = \frac{p_1p_2}{c_1 + c_2}$$

$$K_{u1} = \frac{c_1}{c_1 + c_2}, K_{u2} = \frac{c_2}{c_1 + c_2}$$

El controlador resultante tiene la siguiente ecuación de diferencias:

$$u(k) = K_{e0}e(k) + K_{e1}e(k-1) + K_{e2}e(k-2) + \dots \quad (18)$$

$$+ K_{u1}u(k-1) + K_{u2}u(k-2)$$

Note que cuando T es más pequeña, los términos de K_e aumentan. Para $T < 1$ segundos los valores de control que son proporcional a los términos de K_e necesitarán que exceda su valor máximo a 10V para controlar el sistema apropiadamente, a menos que el tamaño de paso sea muy pequeño.

En nuestro caso el periodo de muestreo T para el controlador FST se probó para valores menores a la décima parte del tiempo de subida de la

respuesta de la planta en lazo abierto, consiguiendo poner al valor $T = 0.01$ s.

Para propósitos de diseño de nuestro controlador FST, y conociendo la función de transferencia estimada de PS2, encontramos con la ecuación (18) la ley de control que es dado por:

$$u(k) = 2.41e(k) - 1.69e(k-1) + 0.27e(k-2) + \dots \\ + 0.67u(k-1) + 0.32u(k-2)$$

Mostraremos los resultados de la simulación (ver Fig. 6) de nuestro controlador FST para una entrada pulso de 1V de amplitud y una frecuencia 5Hz en duty cycle. En la simulación se ha previsto limitar la señal de control a niveles mínimos-máximos en el intervalo de 0,0.3, esto se hace con la finalidad de no saturar a la DAQ al momento en que se realiza el experimento de la adquisición de los datos en tiempo real, este aspecto será tratado en la sección 4.

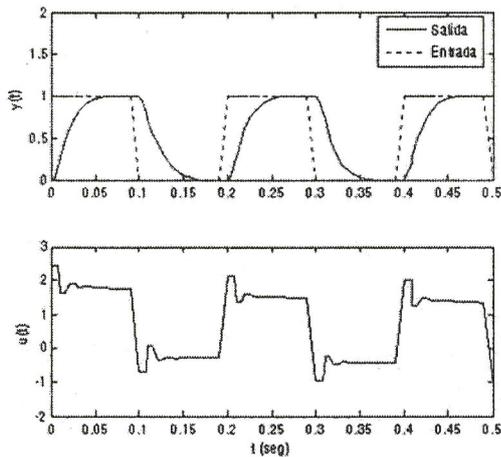


Fig. 6 Respuesta del sistema a la señal de Entrada Pulso (superior) y salida de la señal de control (inferior).

IMPLEMENTACION EN TIEMPO REAL

La implementación real del sistema PS2 se muestra en la Fig. 7. Los componentes físicos (hardware) del sistema de control son: el proceso construido en base a amplificadores operacionales y dispositivos electrónicos (ver Fig. 1). La tarjeta de adquisición de datos NIDAQ USB 6008 encargada de la comunicación de los datos de entrada/salida del sistema externo (PS2) y una PC con microprocesador Pentium de 1.8GHz. Una fuente de alimentación externa para alimentar al circuito PS2 y un osciloscopio de 100MHz para la

visualización de la evolución de las señales en el tiempo.



Fig. 7 Implementación del sistema real.

Para la realización del control del sistema PS2 en tiempo real se utilizó el programa LabVIEW que es un ambiente de programación gráfico amigable para el usuario. Tiene muchas características para trabajar con las tarjetas de adquisición de datos comerciales como la NIDAQ USB 6008 que es una tarjeta de adquisición de datos pequeña que esta conectado con el computador a través del puerto USB (ver Fig. 7). Tiene capacidad de conversión A/D y D/A, entradas y salidas digitales (digital I/O) y contadores-timers (Counter/Timers), [3].

Las E/S son conectadas con el cable (16-28 AWG) a los terminales de tornillo desmontables. Los terminales 1-16 son usados para la E/S análoga. Los terminales 17-32 son usados para las funciones de E/S digitales y funciones de counter/timer. La asignación de los pines pueden ser vistos desde el Measurement & Automation.

El diagrama de bloques que se muestra en la Fig. 8. ha sido desarrollado usando la herramienta Toolkit Mode Simulation de LabVIEW que presenta una interfase interactiva y hace posible el manejo de los datos de entrada/salida de un manera sencilla, solamente se tiene que realizar una adecuada configuración de la DAQ para que la comunicación esta dentro de los parámetros permitidos por el dispositivo. Además se ha previsto el uso de un saturador de la señal de control debido a que la señal de control presenta valores por encima de los 5V dificultando así que la DAQ pueda enviar la señal sin problemas. Se ha puesto el saturador a niveles mínimos y máximos, los mismos usados para la simulación, mientras que las DAQ ha sido configurada para trabajar en el modo single-ended.

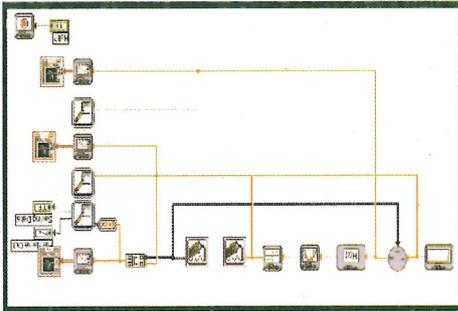


Fig. 8 Diagrama de bloques del toolkit Mode simulación en tiempo real.

RESULTADOS EXPERIMENTALES

Los resultados experimentales para el sistema PS2, son mostrados en las Fig. 9 y 14. El tiempo de muestreo para el controlador FST se ha puesto a $T = 0.01s$. El desarrollo de las simulaciones se estructura en dos experimentos:

Experimento 1

En este primer experimento se considera la entrada de referencia escalón unitario de amplitud 1V. Los resultados de la simulación en tiempo real se muestran en la Fig. 9. El sistema de control es capaz de que la variable siga la evolución de la referencia constante con mínimo sobre impulso, mínimo tiempo de estabilización y error en estado estacionario nulo. Se observa pequeñas oscilaciones alrededor de la trayectoria, es debido al acople de la fuente de ruido blanco a una frecuencia de 200Hz.

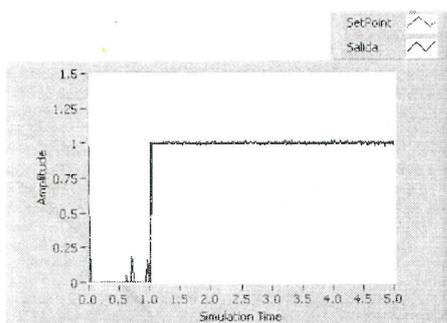


Fig. 9 Salida controlada para una referencia escalón unitario.

La ley de control del sistema se muestra en la Fig. 10. Se observa un sobre impulso en el primer segundo, justo cuando en sistema cambia su amplitud, esto es natural debido a que la ley de

control obedece a posibles cambios que van ocurriendo en la evolución del comportamiento del sistema. Además observamos que cuando el sistema no varía (seguimiento a la referencia) el comportamiento de la ley de control se torna estacionaria realizando una conmutación indicando que el sistema esta siendo controlado.

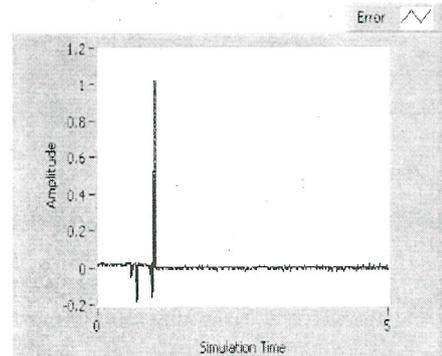


Fig. 10 Señal de control del sistema.

Se ha realizado la medición con el osciloscopio de las señales de salida y ley de control en forma conjunta para este primer experimento, cuyos resultados son mostrados en la Fig.11. Verificamos los resultados dados por el programa LabVIEW cuyos resultados fueron mostrados en las Fig. 9 y 10.

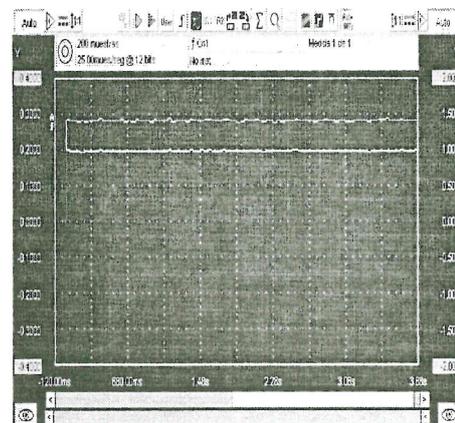


Fig. 11 Medición de las respuestas del sistema controlado.

Experimento 2

En este segundo experimento se considera la entrada de referencia pulso de amplitud 1V con periodo de 2s y un duty cycle. Los resultados de la simulación en tiempo real se muestra en la Fig. 12.

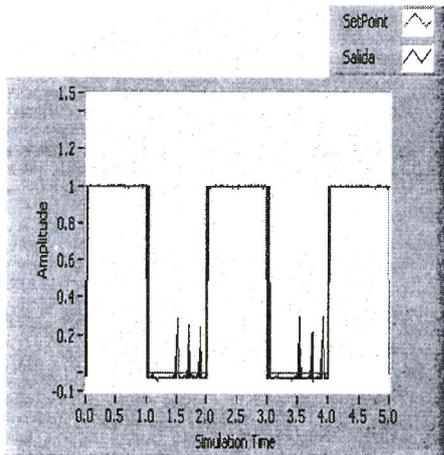


Fig. 12 Salida controlada para una referencia.

El sistema de control es capaz de que la variable siga la evolución de la trayectoria pulso con mínimo sobre impulso, mínimo tiempo de estabilización y error en estado estacionario nulo. Sin embargo la performance se ve poco afectada cuando el sistema sigue a la evolución en la transición en el nivel de 0V esto es debido a que se debe de mover los límites del saturador para evitar este inconveniente en la respuesta del sistema. La ley de control del sistema se muestra en la Fig. 13. Se observa los sobre impulsos cuando en sistema cambia su amplitud, esto es natural debido a que la ley de control obedece a posibles cambios que van ocurriendo en la evolución del comportamiento del sistema.

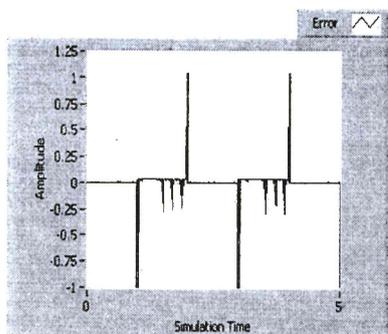


Fig. 13 Señal de control del sistema.

Se verificó los resultados dados por el programa LabVIEW y cuyos resultados fueron mostrados en las Fig. 12, 13. Se ha realizado la medición con el osciloscopio de las señales de salida y ley de control en forma conjunta para este segundo experimento cuyos resultados son mostrados en la Fig. 14.

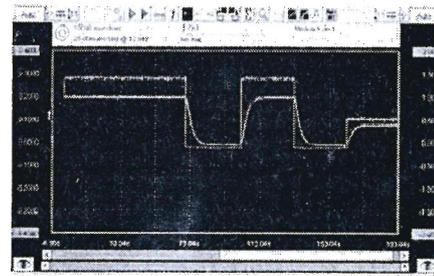


Fig. 14 Medición de las respuestas del sistema controlado.

CONCLUSIONES

Para realizar este trabajo de investigación, se ha tenido que implementar el proceso análogo, que constituye un circuito impreso cuyos componentes son: amplificadores operacionales, resistencias y condensadores, también se le ha adicionado una etapa de perturbación que conforma una fuente de ruido blanco que trabaja a alta frecuencia (compuesta por dispositivos electrónicos lineales no lineales). En el presente trabajo se ha adicionado ruido a baja frecuencia (200Hz), en donde se sistema se ha visto casi inalterado, tal como lo demuestran los resultados experimentales. La incorporación de la fuente de ruido blanco a alta frecuencia (hasta 5KHz) será motivo de investigación cuando se tenga que diseñar e implementar filtros, de modo que el sistema pueda seguir controlado aún con la fuente de ruido. El diseño del sistema de control requiere del modelo del proceso porque así lo requiere la técnica de control FST. Las simulaciones realizadas han demostrado que el sistema ha sido identificado es válido ya que cumple con las exigencias de un modelo lineal para el propósito del control.

REFERENCIAS

1. Dorsey, J., "Sistemas de Control Continuos y Discretos: Modelado, Identificación, Implementación". Mc GrawHill, 2005.
2. Ragazzini, J. R., Franklin, G. F., "Sampled Data Control System". Mc GrawHill, 1958.
3. USB6008 National Instruments. User Guide 6008/6009. Guia de usuario, 2005.

Correspondencia: rirodbus@uni.edu.pe

Recepción de originales: diciembre 2005
Aceptación de originales: marzo 2006