

IDENTIFICACIÓN DE SISTEMAS EN APLICACIONES DE CONTROL AUTOMÁTICO

Bruno Vargas Tamani

Facultad de Ingeniería Electrónica, Universidad Nacional Mayor de San Marcos

RESUMEN: Se presenta la identificación de sistemas con la finalidad de obtener el modelo del proceso que mejor se aproxime al real. Se utiliza un sistema de adquisición de datos basado en la tarjeta DAQ de National Instruments PCI 6024E y el osciloscopio Textronix TDS 3012. El software de programación de los algoritmos de identificación es el LabView. Se muestra en que consiste el método de mínimos cuadrados, que será el criterio a usar en la identificación paramétrica, para elegir el modelo del proceso. Además, basados en los modelos obtenidos, se plantean varias estrategias de control en las cuales se evalúa su desempeño en forma experimental.

SUMMARY: The identification of systems is presented with the purpose of obtaining the model of the process that approaches better to the real one. A system of acquisition of data is used based on the card DAQ of National Instruments PCI 6024E and the ORC Textronix TDS 3012. The software of programming of the identification algorithms is the LabView. It is shown in that consists the method of square minima that will be used in the parametric identification. Also, it is evaluated several control strategies on the obtained models.

Palabras claves: Identificación de sistemas, Matlab, LabView.

I. INTRODUCCIÓN

La identificación de sistemas puede definirse como la obtención de la estructura y parámetros del modelo matemático, generalmente dinámico, que reproduce con suficiente exactitud, para los fines deseados de control automático, las características dinámicas de un proceso bajo estudio. Para la identificación del sistema, es nece-

sario medir las variables de salida y entrada del proceso en condiciones de funcionamiento.

Se requiere por tanto de un experimento, que permita medir los datos de entrada y salida más representativos, considerándose como tales aquellos que describan la dinámica natural del proceso. Se necesita registrar los datos, por ello, se utilizó un sistema de adquisición de datos conectado al slot de la computadora, la cual con ayuda de un software de alto nivel, pudo programarse para capturar los datos de interés, así como almacenarlos y procesarlos.

Como parte del procesamiento, se necesita definir la estructura del modelo (generalmente lineal). Los parámetros de la estructura, son encontrados en el proceso de identificación, para ello, se requiere optar por un criterio adecuado por el cual el modelo elegido se ajuste a los datos experimentales. El criterio más utilizado es el de la minimización de la suma de los cuadrados del error entre los valores obtenidos del modelo elegido y los datos experimentales medidos.

II. MÉTODO DE MÍNIMOS CUADRADOS

La identificación paramétrica de los sistemas, consiste en obtener un modelo discreto, cuya estructura o forma esperada está compuesta de parámetros desconocidos. El resultado de la identificación, permitirá ajustar los parámetros según los datos discretos adquiridos del sistema. El método de mínimos cuadrados, define una estrategia, bastante utilizada para obtener un buen ajuste de los parámetros a encontrar. A continuación se describe el método, el cual se ha implementado en nuestro procedimiento de identificación.^{1,2}

Se supone un sistema de una salida denotada por $y(k)$, medida en cada instante k y que $y(k)$ puede ser calculada por medio de $\hat{y}(k)$ dado por el modelo:

$$\hat{y}(k) = \theta_1 \varphi_1(k) + \theta_2 \varphi_2(k) + \theta_3 \varphi_3(k) \quad (1)$$

La señal calculada $\hat{y}(k)$, presenta un error respecto a la señal medida. Los parámetros $y(k)$, $\varphi_1(k)$, $\varphi_2(k)$ y $\varphi_3(k)$ son funciones conocidas que se pueden obtener a partir de medidas experimentales, mientras los parámetros θ_1 , θ_2 y $\theta_3(k)$ son desconocidos. La ecuación 1 conviene expresarla como:

$$\hat{y}(k) = \begin{bmatrix} \varphi_1(k) & \varphi_2(k) & \varphi_3(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \theta_3 \end{bmatrix} = \varphi(k)\theta \quad (2)$$

Si se realizan las mediciones experimentales de $y(k)$ y $\varphi(k)$, para $k = 1, 2, 3, 4, \dots$, se calcula las salidas:

$$\begin{aligned} \hat{y}(1) &= \theta_1 \varphi_1(1) + \theta_2 \varphi_2(1) + \theta_3 \varphi_3(1) \\ \hat{y}(2) &= \theta_1 \varphi_1(2) + \theta_2 \varphi_2(2) + \theta_3 \varphi_3(2) \\ \hat{y}(3) &= \theta_1 \varphi_1(3) + \theta_2 \varphi_2(3) + \theta_3 \varphi_3(3) \\ \hat{y}(4) &= \theta_1 \varphi_1(4) + \theta_2 \varphi_2(4) + \theta_3 \varphi_3(4) \end{aligned} \quad (3)$$

Se supone que la salida real, está dada por la salida calculada (estimada) más un término de error $e(k)$. Es decir:

$$y(k) = \hat{y}(k) + e(k) \quad (4)$$

El error en cada instante k , estará dado por :

$$e(k) = y(k) - \hat{y}(k) = y(k) - \theta_1 \varphi_1(k) - \theta_2 \varphi_2(k) - \theta_3 \varphi_3(k) \quad (5)$$

Las salidas calculadas en (3), se agrupan en un vector \hat{Y} donde :

$$\hat{Y} = \begin{bmatrix} \hat{y}(1) \\ \hat{y}(2) \\ \hat{y}(3) \\ \hat{y}(4) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi(1)\theta \\ \varphi(2)\theta \\ \varphi(3)\theta \\ \varphi(4)\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi(1) \\ \varphi(2) \\ \varphi(3) \\ \varphi(4) \end{bmatrix} \theta = \Phi\theta \quad (6)$$

donde :

$$\Phi = \begin{bmatrix} \varphi(1) \\ \varphi(2) \\ \varphi(3) \\ \varphi(4) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_1(1) & \varphi_2(1) & \varphi_3(1) \\ \varphi_1(2) & \varphi_2(2) & \varphi_3(2) \\ \varphi_1(3) & \varphi_2(3) & \varphi_3(3) \\ \varphi_1(4) & \varphi_2(4) & \varphi_3(4) \end{bmatrix} \quad (7)$$

Se forma un vector de todos los errores de medida :

$$E = \begin{bmatrix} e(1) \\ e(2) \\ e(3) \\ e(4) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y(1) - \hat{y}(1) \\ y(2) - \hat{y}(2) \\ y(3) - \hat{y}(3) \\ y(4) - \hat{y}(4) \end{bmatrix} = Y - \hat{Y} = Y - \Phi\theta \quad (8)$$

El problema de determinar los parámetros θ , se realiza de tal manera que la variable $\hat{y}(k)$, calculadas por (1), a partir de las medidas de $\varphi(k)$, se acerquen lo mejor posible a las variables medidas $y(k)$. El principio de mínimos cuadrados, dice que los parámetros θ , para ese fin se deben elegir de tal manera que la función de costo :

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^4 e^2(k) \quad (9)$$

sea el mínimo. De esta manera el error entre el valor medido y el calculado se hará mínimo. La función de costo se puede escribir como:

$$\begin{aligned} J &= \frac{1}{2} \sum_{k=1}^4 e^2(k) = \frac{1}{2} [e^2(1) + e^2(2) + e^2(3) + e^2(4)] \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e(1) & e(2) & e(3) & e(4) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(1) \\ e(2) \\ e(3) \\ e(4) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} E'E = \frac{1}{2} \|E\|^2 \\ &= \frac{1}{2} (Y - \hat{Y})'(Y - \hat{Y}) = \frac{1}{2} (Y - \Phi\theta)'(Y - \Phi\theta) \end{aligned} \quad (10)$$

Entonces los parámetros θ , se calculan de tal manera que $\|E\|^2$ se minimice. La función de costo se expresa ahora como:

$$J = \frac{1}{2} (Y - \hat{Y})'(Y - \hat{Y}) = \frac{1}{2} (Y'Y - Y'\Phi\theta - \theta'\Phi'Y + \theta'\Phi'\Phi\theta) \quad (11)$$

Como la matriz $\Phi'\Phi$, siempre es definida no negativa entonces $J(\theta)$ tiene mínimo y como $Y'\Phi\theta = (\theta'\Phi'Y)'$ entonces $Y'\Phi\theta + \theta'\Phi'Y = (\theta'\Phi'Y)' + \theta'\Phi'Y = 2\theta'\Phi'Y$, por tanto

$$J = \frac{1}{2} (Y'Y - 2\theta'\Phi'Y + \theta'\Phi'\Phi\theta) \quad (12)$$

Para hallar el mínimo de $J(\theta)$, se encuentra el valor de θ que hace $\frac{dJ(\theta)}{d\theta} = 0$:

$$\begin{aligned} -2\phi'Y + 2\phi'\phi\theta &= 0; \\ \phi'\phi\theta &= \phi'Y \end{aligned} \quad (13)$$

Entonces el mínimo $J(\theta)$, se obtiene para $\theta = \hat{\theta}$ dado por:

$$\theta = \hat{\theta} = (\phi'\phi)^{-1}\phi'Y \quad (14)$$

siempre y cuando $\phi'\phi$ sea no singular.

III. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS

Para desarrollar las pruebas de identificación del sistema se ha utilizado una tarjeta de adquisición de datos de National Instruments, un osciloscopio Textronix TDS 3012, un computador Pentium IV, circuitos electrónicos que simulan el proceso, generador de señal y fuente de alimentación.

La identificación no paramétrica, para el modelamiento analógico de los procesos, se ha efectuado con los datos adquiridos con el osciloscopio digital Textronix TDS 3012, que toma hasta 1.25 Gmuestras por segundo, lo que permite capturar los datos en forma continua considerando que los procesos de prueba son de un ancho de banda muy pequeño frente al del instrumento.

La identificación paramétrica, se realizó con los datos discretos del proceso, adquiridos por la tarjeta DAQ instalada en la PC; desarrollándose los algoritmos de mínimos cuadrados, explicados en el ítem anterior.

La tarjeta de adquisición de datos DAQ de National Instruments PCI 6024E, es el componente fundamental del sistema, posee 16 canales analógicos, multiplexor de canales analógicos, amplificador de instrumentación de ganancia programables (0.5,1.0,10.0,100.0), margen dinámico de entrada de -5volt. a 5volt. , 01 conversor análogo digital de aproximaciones sucesivas de 12 bits, 02 conversores digital análogo de 12 bits, margen dinámico de salida de -10volt. a 10volt. , conector de entrada/salida de 68 pines, 08 entradas digitales, 02 contadores, frecuencia de muestreo de 200Khz., buffer de 512 muestras y transferencia de datos mediante DMA.

Como herramienta de análisis, diseño y simulación, se ha utilizado el programa Matlab versión 6.5 de Math

Works. El software utilizado para la adquisición de datos, la implementación de los algoritmos de identificación, así como los algoritmos de control discreto, es el LabVIEW 6.0 de National Instruments. Permite una programación gráfica, es decir las funciones a utilizarse en los programas se acceden a través de librerías, representadas por iconos. Asimismo, la comunicación de datos de entrada, así como la presentación de los resultados se realiza en el panel del control, que equivale a la interfaz usuario de otros lenguajes de programación.

IV IDENTIFICACIÓN PARAMETRICA

La obtención de un modelo analógico, requiere de la medición de señales analógicas de entrada y salida del proceso. En nuestro caso, fue de interés identificar un sistema consistente en un circuito electrónico que simula ser el proceso, el cual será controlado.

La figura 1, muestra los datos de entrada y salida medidos del proceso.

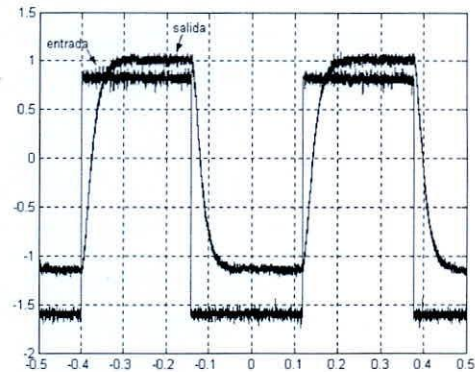


Figura 1. Señales analógicas medidas de entrada y salida .

Una respuesta monotónicamente creciente, como la obtenida en respuesta a una señal de entrada en escalón puede representar a un sistema de primer orden o segundo orden sobreamortiguado.

Si se considera un modelo de primer orden se debe encontrar la ganancia del sistema, en base a los cambios de entrada y salida en estado estable; así como la constante de tiempo del sistema, en base al tiempo de establecimiento. La identificación no paramétrica, resultó en el modelo continuo, cuya función de transferencia es:

$$G(s) = \frac{0.8852}{0.0204 s + 1} \quad (15)$$

La comparación para los mismos datos de entrada entre la respuesta medida y la respuesta obtenida se muestra en la figura 2. Si se considera un modelo de segundo orden sobreamortiguado hay una constante de tiempo adicional a estimar. La función de transferencia de segundo orden sobreamortiguada, mejor aproximada resulta ser la siguiente:

$$G(s) = \frac{0.8852}{0.0001815s^2 + 0.02708s + 1} \quad (16)$$

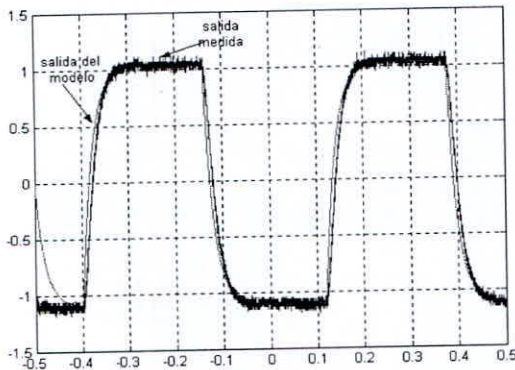


Figura 2. Respuesta medida y respuesta del modelo continuo de primer orden.

Para la misma señal de entrada, la respuesta del modelo de segundo orden, se muestra en la figura 3, superpuesta con la respuesta medida del proceso, se puede observar que el modelo se ajusta mejor, al proceso en prueba.

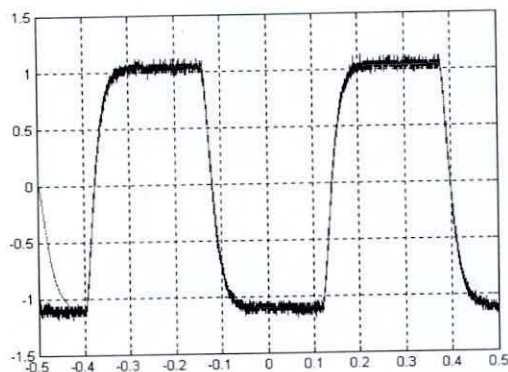


Figura 3. Respuesta medida y respuesta del modelo continuo de segundo orden.

V. DISEÑO DE CONTROLADORES CONTINUOS Y SU APROXIMACIÓN DISCRETA (REDISEÑO DIGITAL)

En base a la identificación no paramétrica, se han diseñado controladores continuos, los cuales han sido luego aproximados para poder ser implementados en forma digital. Esta técnica de aproximación, es también llamada rediseño digital de controladores continuos.

5.1 Controlador Proporcional Integral (PI) utilizando las reglas de Ziegler-Nichols

Son muy conocidas las reglas de Ziegler-Nichols, para la sintonización empírica de controladores analógicos, están basados en la respuesta a la señal escalón del proceso controlado. Usando la respuesta mostrada en la figura 1, la aplicación de tales reglas resulta en el controlador PI, con la siguiente función de transferencia:

$$G_c(s) = \frac{6.845s + 456.3}{s} \quad (17)$$

Si se implementa este controlador en forma continua; la figura 4, muestra la respuesta esperada del sistema de lazo cerrado, para una entrada escalón; además se superpone la respuesta esperada, si se aproxima este controlador por la aproximación de Tustin, con un período de muestreo de 4msg.

La figura 5, muestra la respuesta medida del sistema de lazo cerrado, en el cual se ha implementado el controlador PI digital aproximado, para el período de muestreo de 4msg.

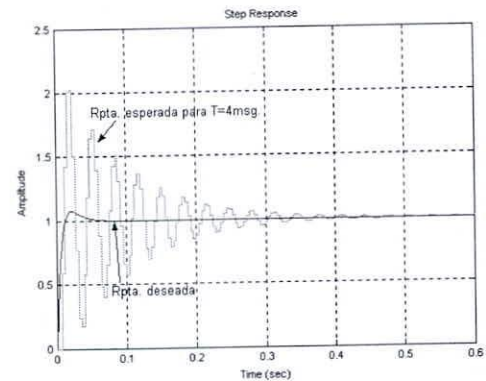


Figura 4. Respuesta esperada al escalón del controlador PI y de su aproximación digital.

Se puede comprobar la gran diferencia, entre la respuesta esperada y la medida; esto se debe a que este método de diseño, podría desempeñarse bien para implementaciones analógicas. La aproximación digital es muy dependiente del período de muestreo, en la implementación digital.

5.2 Controlador Proporcional Integral Derivativo (PID) utilizando las reglas de Ziegler-Nichols.

De forma análoga al procedimiento anterior para el PI; el diseño de un controlador Proporcional Integral Derivativo (PID), a partir de las reglas de Ziegler-Nichols, resulta en un control con la siguiente función de transferencia :

$$G_c(s) = \frac{0.0251s^2 + 9.355s + 912.7}{s(0.00025s + 1)} \quad (18)$$

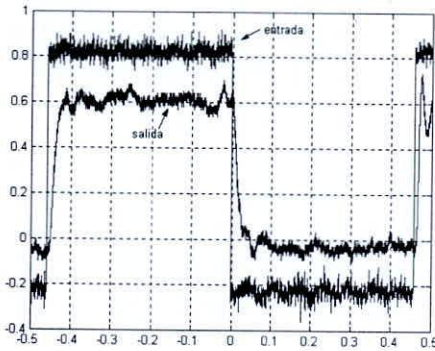


Figura 5. Respuesta medida de la salida, para el control PI (reglas Ziegler-Nichols).

La figura 6, muestra la respuesta esperada del sistema de lazo cerrado a una entrada escalón, con el control PID; además se superpone la respuesta esperada, si se aproxima este controlador por la aproximación de Tustin, con un período de muestreo de 4msg.

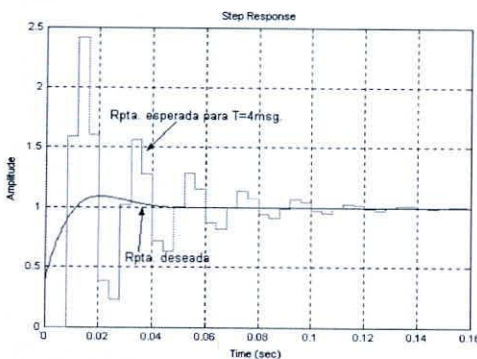


Figura 6. Respuesta esperada al escalón del controlador PID y de su aproximación digital.

La figura 7, muestra la respuesta medida del sistema de lazo cerrado, utilizando este control PID aproximado, para un período de muestreo de 4msg.

5.3 Controlador Proporcional Integral (PI) aplicando técnicas de lugar geométrico de las raíces.

Se ha experimentado, con las técnicas de rediseño de controladores continuos diseñados a partir de reglas empíricas; a continuación se realizará lo propio con controladores continuos basado en la técnica del lugar geométrico de las raíces. Para ese fin, se ha diseñado el controlador que permita obtener un error nulo para una entrada escalón, con una dinámica transitoria que se establezca en 100msg. y un sobreimpulso de 16.30%. Se utiliza el modelo de segundo orden obtenido en la etapa de identificación no paramétrica, resultado que muestra la ecuación (17). Para el caso del diseño de un controlador PI con este método, se obtiene el controlador:

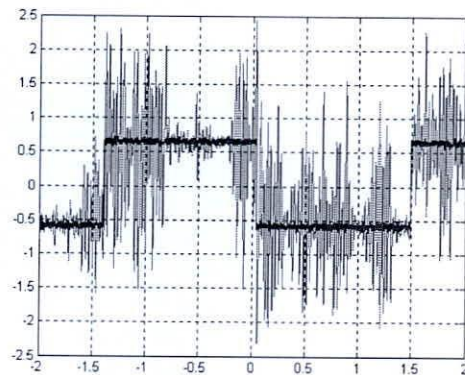


Figura 7. Respuesta medida de la salida, para el control PID (reglas Ziegler-Nichols).

$$G_c(s) = \frac{1.929s + 100.9}{s} \quad (19)$$

La figura 8, muestra la respuesta deseada del sistema de lazo cerrado a una entrada escalón y la respuesta esperada, si este controlador se aproxima por Tustin con un período de muestreo de 4msg. Se implementó el controlador aproximado, con un período de muestreo de 4msg. La figura 9, muestra la respuesta medida del sistema de lazo cerrado.

5.4 Controlador Proporcional Integral Derivativo (PID) aplicando técnicas de lugar geométrico de las raíces.

En el diseño de un controlador PID continuo, se utilizan las mismas especificaciones de lazo cerrado que el control PI. Se ha obtenido el siguiente controlador:

$$G_c(s) = \frac{11.88s^2 + 3135s + 2.061e005}{s(s + 1057)} \quad (20)$$

La figura 10, muestra la respuesta al escalón deseada y la esperada si se aproxima por Tustin con un período de muestreo de 4msg. Se tomaron las medidas de la respuesta de lazo cerrado aproximado digitalmente con un período de muestreo de 4msg. La figura 11, muestra los resultados.

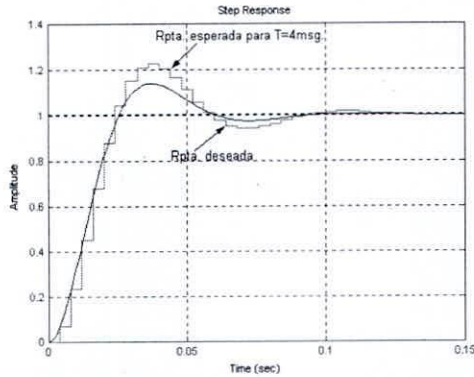


Figura 8. Respuesta esperada al escalón del controlador PI (diseño continuo) y de su aproximación digital.

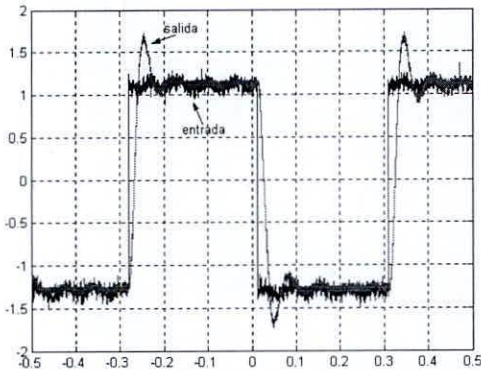


Figura 9. Respuesta medida de la aproximación digital del control PI (diseño continuo).

VI. IDENTIFICACIÓN PARAMÉTRICA

En el diseño digital de controladores, se requiere de un modelo discreto del proceso a controlarse. Mediante la identificación paramétrica y a partir de los datos medidos, a la velocidad de muestreo que se utilizará en el algoritmo de control discreto, se pueden obtener las funciones de transferencia discretas que se ajuste mejor a los datos medidos. Se ha implementado un algoritmo, que permite desarrollar el método de mínimos cuadrados. Se considera en el diseño del controlador discreto, las mismas especificaciones de lazo cerrado, que se utilizó en el diseño continuo. En razón que para esa respuesta, la elección de un período de muestreo de 8msg, es adecuado; se utilizó esa velocidad en la captura de datos del proceso para su posterior identificación.

La figura 12, muestra los datos de entrada y salida medidos del proceso, para períodos de muestreo de 8msg. La aplicación del método de los mínimos cuadrados, para encontrar el modelo de primer orden discreto que más se acerca al proceso, resulta en la ecuación 21.

$$G(z) = \frac{0.2331}{z - 0.7475} \tag{21}$$

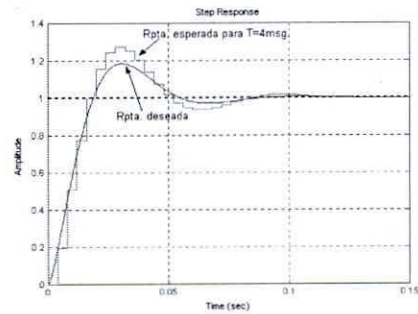


Figura 10. Respuesta esperada al escalón del controlador PID (diseño continuo) y de su aproximación digital.

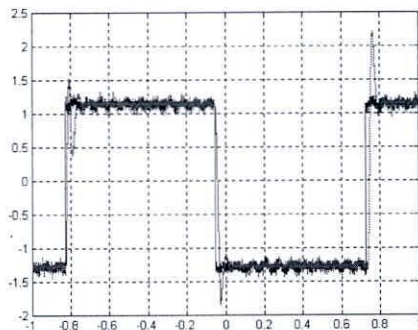


Figura 11. Respuesta medida de la aproximación digital del control PID (diseño continuo).

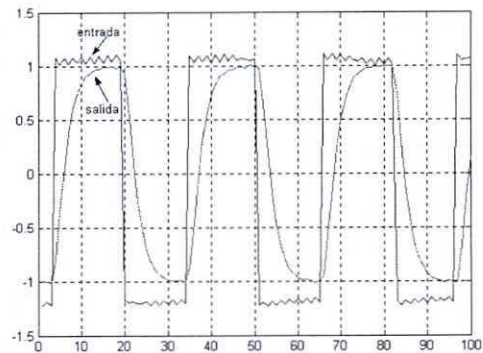


Figura 12. Datos de entrada y salida para identificación paramétrica.

Para los mismos datos de entrada, la respuesta medida y la respuesta que es obtenida con el modelo de primer

orden discreto, se muestran en la figura 13. La identificación paramétrica, para obtener el modelo de segundo orden discreto, que mejor se aproxima al proceso resulto ser:

$$G(z) = \frac{0.1553z - 0.01399}{z^2 - 1.264z + 0.4385} \quad (22)$$

Para la misma señal de entrada, la respuesta del modelo de segundo orden discreto, se muestra en la figura 14, superpuesta con la respuesta medida del proceso.

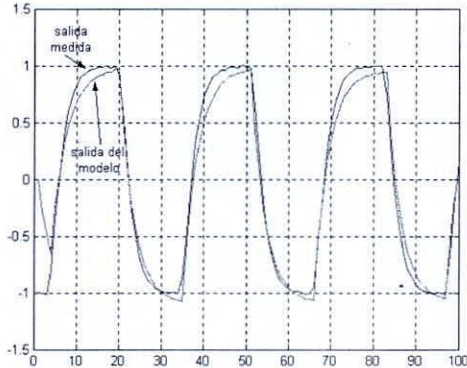


Figura 13. Respuesta medida y respuesta del modelo discreto de primer orden.

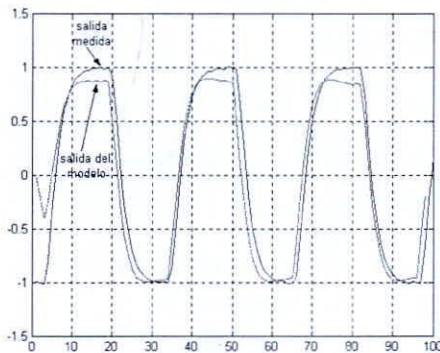


Figura 14. Respuesta medida y respuesta del modelo discreto de segundo orden.

VII. DISEÑO DE CONTROLADORES DISCRETOS

Se considera las mismas especificaciones de lazo cerrado que para el diseño continuo. Para la representación de la planta, se utiliza el modelo discreto de segundo orden que se aproxima mejor al proceso, obtenido por la identificación paramétrica y cuyo resultado muestra la ecuación (23), siendo el período de muestreo a utilizar de 8msg. El diseño de los controladores, se realiza usando la técnica del lugar geométrico discreto.³

7.1 Controlador Proporcional Integral (PI) discreto aplicando técnicas de lugar geométrico de las raíces

El controlador Proporcional Integral (PI) discreto diseñado para un período de muestreo de 8msg., con la técnica del lugar geométrico de las raíces, resulta ser la siguiente:

$$G(z) = \frac{2.007 z - 1.773}{z - 1} \quad (23)$$

La figura 15, muestra la respuesta al escalón deseada y la esperada.

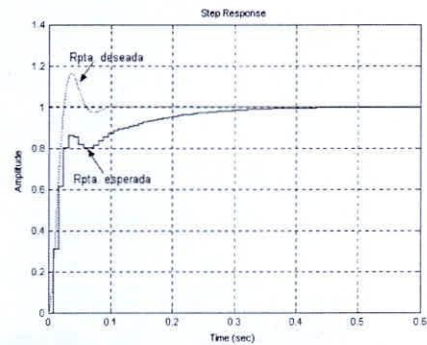


Figura 15. Respuesta deseada y esperada al escalón del controlador PI discreto.

La figura 16, muestra los resultados medidos en lazo cerrado con el controlador implementado.

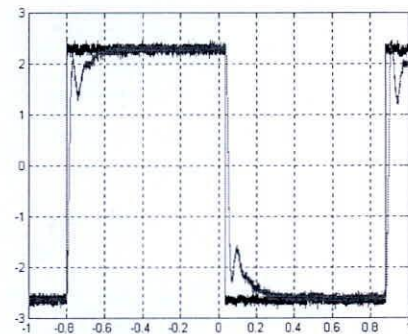


Figura 16. Respuesta medida en lazo cerrado del controlador PI discreto.

7.2 Controlador Proporcional Integral Derivativo (PID) discreto aplicando técnicas de lugar geométrico de las raíces.

Se diseñó un controlador Proporcional Integral Derivativo (PID) discreto, para un período de muestreo de 8msg., con la siguiente función de transferencia:

$$G(z) = \frac{4.112z^2 - 3.944z + 0.9457}{z(z-1)} \quad (24)$$

Sampling time : 0.008

La figura 17, muestra la respuesta al escalón deseada y la esperada si se implementa este control. La respuesta medida en lazo cerrado, para una señal escalón de entrada al implementarse el controlador, se muestra en la figura 18.

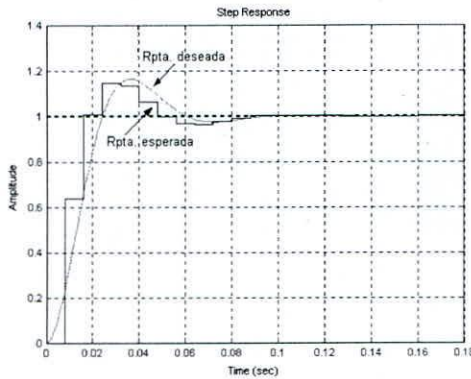


Figura 17. Respuesta deseada y esperada al escalón del controlador PID discreto.

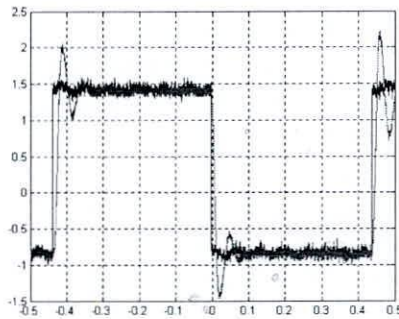


Figura 18. Respuesta medida en lazo cerrado del controlador PID discreto.

VIII. CONCLUSIONES

La identificación que se realiza en el diseño empírico, utilizando las reglas de Ziegler-Nichols, es muy pobre al considerar a todos los procesos como un equivalente de primer orden con retardo. Esto empeora el desempeño del controlador, cuando se implementa la versión aproximada digital. En las figuras 5 y 7, se observa las medidas de las respuestas en lazo cerrado con los controladores PI y PID diseñados y aproximados en forma discreta por este método. Claramente, se comprueba que la señal de salida no sigue los comandos de entrada, obteniéndose un desempeño pésimo. El error en el modelo y la pobre

eficiencia de las reglas utilizadas, reflejan los resultados obtenidos.

Una mejora en el desempeño de lazo cerrado se consigue, cuando se implementa un controlador discreto aproximado de un controlador continuo, diseñado a partir del modelo continuo del proceso, obtenido mediante técnicas de identificación no paramétrica. Las figuras 9 y 11, muestran las respuestas medidas en lazo cerrado, cuando se implementaron los controladores PI y PID discretos aproximados de los equivalentes continuos diseñados. Claramente se observa que las respuestas medidas, reflejan las respuestas esperadas, que se obtuvieron en la etapa de diseño (figuras 8 y 10). Se comprueba, que la aplicación de la identificación de los modelos continuos, son muy importantes en el diseño de controladores continuos y en su posterior aproximación digital. Se observa que la eficiencia de este método es dependiente del período de muestreo, su desempeño es mejor al disminuir el período.

Un resultado aún más eficiente, se puede lograr si el diseño de los controladores discretos, se realiza a partir del modelo discreto de la planta analógica a controlar. Para obtener este modelo, se utiliza técnicas de identificación paramétrica, a partir de los datos medidos del proceso con la misma velocidad de muestreo que se usará en el controlador discreto a implementar. Las figuras 16 y 18, muestran las medidas de la respuesta del proceso, cuando está siendo controlado por los controladores PI y PID discretos, diseñados en forma discreta considerando el modelo discreto de la planta, obtenido por identificación paramétrica (método de mínimos cuadrados). Observe como las respuestas medidas, reflejan una buena aproximación a la respuesta esperada, que muestran las figuras 15 y 17 respectivamente.

Se confirma un mejor desempeño del diseño de controladores discretos, cuando se hace uso de la identificación paramétrica para obtener el modelo discreto de la planta.

La respuesta del control PI digital varía de la respuesta deseada; esto es debido al método de diseño utilizado. En el diseño del control digital resulta más complicado obtener la estabilidad relativa deseada, debido a que el semiplano derecho de estabilidad de ubicación de los polos de lazo cerrado continuos, se reduce en el diseño discreto al círculo unitario. La reducción del espacio de trabajo, según el método de diseño utilizado, dificulta ubicar los ceros de lazo cerrado discretos cerca del

origen. Esto produce las diferencias observadas entre lo deseado y lo obtenido en el diseño del PI discreto.

La respuesta de lazo cerrado con el control PID discreto, es compatible con la respuesta deseada. El método de diseño utilizado, permite ubicar los ceros a agregarse lo más cerca posible del origen, con lo cual su efecto en lazo cerrado no es perceptible.

REFERENCIAS

1. K. Astrom, B. Wittenmark. (1997). Computer-Controlled Systems Theory and Design. Prentice Hall.
2. L. Ljung. System Identification Toolbox, for use with MATLAB. (1991). The Math Works, Inc.
3. G. Franklin, D. Powell, A. Emani-Naeini (1996). Feedback Control of Dynamic Systems. Prentice Hall.

ANEXO

La figura A.1. muestra la interfaz usuario diseñada utilizando LabVIEW 6.0, que permite la captura de datos y el procesamiento de ellos, para la obtención del modelo discreto del proceso, en base a la Identificación paramétrica, mediante el método de mínimos cuadrados.

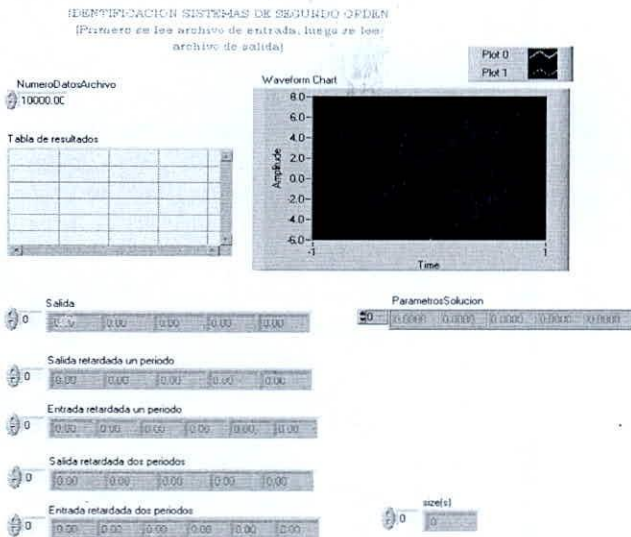


Figura A1. Interfaz usuario diseñada para identificación paramétrica.

La figura A.2. muestra la interface usuario diseñada utilizando LabVIEW 6.0, que permite implementar los

diversos controladores discretos, obtenidos a través de rediseño de controladores continuos y mediante el diseño discreto.

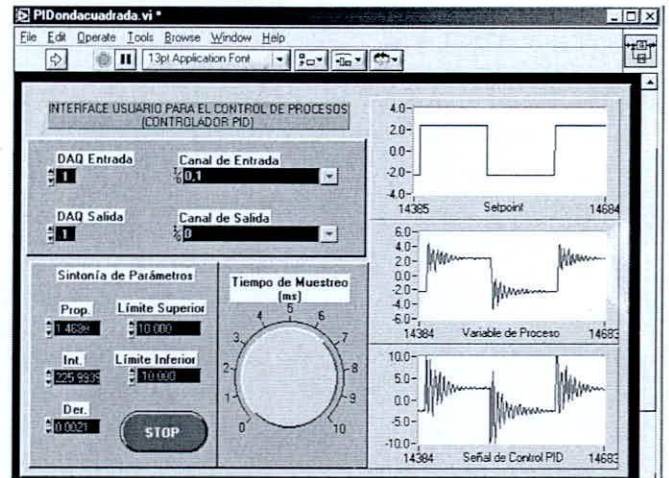


Figura A2. Interfaz usuario diseñada para la implementación de controladores discretos.