Congreso Nacional de Control Automático 2006
18 - 20, Octubre, 2006, UNAM, Mexico, DF

SINTONIZACIÓN SECUENCIAL DE UN SERVOMECANISMO USANDO UNA TECNICA DE IDENTIFICACIÓN EN LAZO CERRADO

Rubén Garrido, Roger Miranda
CINVESTAV
Mexico, DF
garrido@ctrl.cinvestav.mx, rmiranda@ctrl.cinvestav.mx

***Resumen*—Este trabajo presenta una metodologin de sintonización secuencial para el control en posición de servomotores. El elemento principal es una nueva técnica de identificación en lazo cerrado donde el Iazo se cierra utilizando un controlmdor Proporcionml Derivativo. Una vez que se estiman los parámetros del servomotor éstos se emplean para la sintonizmcidn de un Controlador Cuadrdtico Lineal. Se muestra experimentalmente que en pocos segundos el sistema en lazo cerrado es sintonizado.**

Pnlabras clave: Identificación en lazo cerrado, servomecanismos, sintonización secuencial.

I. INTRODUCCION

Actualmente el uso de servosistemas se ha incrementado rápidamente debido a la creciente automatización dentro de las industrias. Muchas de las tareas de los sistemas que utilizan servomecanismos pueden ser automatizadas dependiendo de lo que se conoce acerca del servomotor y de la carga acoplada a él. Para el usuario sería ideal contar con una función en la cual el controlador se ajuste simplemente oprimiendo un botón. es decir, que se obtenga la identificación de los parámetros actuales del proceso y a partir de ellos realizar los cálculos adecuados para ajustar el controlador. En este trabajo se denominará Sintonización Secuencial al proceso descrito anteriormente. Existen un gran número de técnicas de control incluyendo tecnicas lineales y no lineales para el control de servomotores. Entre las técnicas lineales los controladores Proporcional Derivativo (PD) y Proporcional Integral Derivativo (PID) se encuentran bien establecidos en el Control Automhtico. Sin embargo, en lo que se refiere a la identificacibn el panorama es diferente. Aunque existen muchos trabajos concernientes a la identificacibn de parámetros (Nelles, 2001), (Ljung, 1987), la mayoría de los algoritmos propuestos tratan con sistemas estables en lazo abierto, Debc notarse que el modelo lineal de un servomotor controlado en posición corresponde a una función de ransferencia con un polo en el origen, lo que lo hace un sistema marginalmente estable. razón por la cual muchos de los métodos de ideutifcaciou no puedcn aplicarse en este caso. Además, si la identificacibn se realiza cuando el servomotor esth acoplado a una carga mecánica, por ejemplo un brazo robótico, es deseable por razones de seguridad que se efectue en lazo cerrado debido a que las tecnicas en lazo abierto pueden llevar a un comportarniento inadecuadv del motor. De la situación anterior se concluye que es deseable desarrollar algoritmos confiables que pcrmitan obtener un rápido proceso de identificación y sintonización de servomotores controlados en posición. En los siguientes párrafos se presenta una breve revisión de la literatura sobre este tema.

Existen muchos trabajos que tratan el proceso de identificación de parámetros de servomotores y entre ellos pueden distinguirse dos clases: identificacibn en lazo abierto e identificacibn en lazo cerrado. En el caso de identificacion en lazo abierto se asume que el servomotor trabaja en modo velocidad, es decir, la variable de interes es la velocidad del servomotor. Una ventaja de este enfoquc cs el hecho de que el servomotor. considerando como salida la velocidad, en lazo abierto es estable y por lo tanto pueden aplicarse técnicas estándar en linea o fuera de linea. Trabajos que usan dicho enfoque son (Lord, 1977), (Turkay, 1995), (Berhe, 1998), (Soliman, 1998), (Chen, 2002), (Eker, 2004) y (T. Kara, 2004). Es interesante mencionar que en (Eker, 2004) y (T. Kara, 2004) se reportan técnicas de identificacibn en lazo cerrado para servomotores controlados en velocidad y. en particular. en (Eker. 2004) se emplea un controlador Proporcional Integral (PI) para la identificacibn de un modelo en tiempo discreto de un sistema electromecánico de tres masas. La identificación en lazo cerrado de servomotores controlados en posicion se estudia en (K. K. Tan, 2003), (Besancon, 1999) y (K. K. Tan, 2001). En todos estos trabajos se usa una tkcnica para obtener una oscilación estable que consiste en cerrar el lazo de retroalimentación usando un relevador, dcl mismo modo que en el caso de los procesos industriales donde la oscilación sirve para sintonizar un controlador. Un inconveniente de la técnica que usa relevador es el hecho de que es una tarea difícil el obtencr una oscilacion sostenida además dc quc no está demostrado que la señal generada por el relevador cuente con un espectro frecuencial adecuado para identificar los parámetros del servomotor. Finalmente. trabajos que presentan resultados de identificacibn y sintonización se presentan en (K. K. 'fan, 2000) usando tecnicas de relevador

y (Adam, 2002) donde se disefia un controlador robusto usando algoritmos de identificacibn clásicos fuera de linea.

En este trabajo se presenta una nueva metodologia de Sintonización Secuencial. El lazo alrededor del servo se cierra usando un controlador PD y de esta manera se asegura la estabilidad en lazo cerrado. El punto clave de esta metodologia es una nueva técnica de identificación en lazo cerrado. Una vez que se identifiean los parhmetros del servomotor se disefia un controlador usando la tecnica del Regulador Cuadratico Lineal (LQR). Se muestra experimentalmente que después de unos segundos se sintoniza el servomotor. Otras tecnicas de diseño de controladores pucden usarse bajo este enfoque, adcmás, la metodologia puede aplicarse a servos de corriente directa (CD) con escobillas y de corriente alterna (CA) sin escobillas cerrando un lazo intemo de corriente, es decir, el servoamplificador que alimenta al servomotor funciona en modo corriente.

El trabajo se organiza de la siguiente manera: La sección 2 está dedicada al algoritmo de identificación. La sección 3 trata con el disefio del controlador LQR. Los resultados experimentales para la identificación y sintonización se muestran en la seccibn 4 y las conclusiones se presentan en la sección 5.

II. Identificación de Parámetros en Lazo Cerrado

La idea del algoritmo de identificación cn lazo cerrado es la siguiente (Fig. 1): Dos controladores PI) se aplican al servomotor real y a su modelo. Notese que se usan los mismos valores de ganancias cn ambos controladores. Una sefial de referencia. que cumple con las condiciones de excitacibn persistente (Sastry, 1989), alimenta a ambos sistemas en lazo cerrado. El error entre la salida de dichos sistemas, asi como su derivada, alimentan el algoritmo de identificacion y los parhmetros del modelo se ajustan usando los parámetros obtenidos del algoritmo de identificación. Sin embargo, aun si el sistema en lazo cerrado asociado al servo real es estable. no puede asegurarse lo mismo para el sistema en lazo cerrado correspondiente al modelo identiticado por lo que es necesario analizar la estabilidad del mismo.

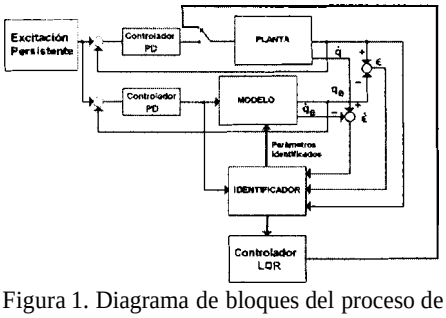

Figura 1. Diagrama de bloques del proceso de Sintonizacibn Secuencial

La descripción matematica del servomecanismo de CD está dada por

$$J\ddot{q} + f\dot{q} = \tau = ku \tag{1}$$

donde J y f son la inercia y fricción viscosa del servo respectivamente. $\tau = ku$ es el par de entrada, u es el voltaje de la entrada de control y k la ganancia del amplificador la cual se asume positiva. El modelo (1) supone que la constante de tiempo eléctrica del servo es pequcfia. Lo anterior es razonable para servomotores pequeiios, sin embargo. en servomotores de gran tamaño dicha condición puede no ser satisfeeha. Sin embargo, cerrando un lazo de corriente alrededor del amplificador que alimenta al servomotor, una practica industrial típica, se reduce de manera ei'ectiva la constante de tiempo eléctrica. De (1) se obtiene

$$\ddot{q} = -a\dot{q} + bu \tag{2}$$

donde $a = f/J$, $b = k/J$. Sea la ley de control PD

$$u = k_p e - k_d \dot{q} \tag{3}$$

donde

$$e = q_d - q \tag{4}$$

es el error de posición y q_d una referencia. Considerese ahora el siguiente modelo estimado, con $\hat{a}$ y $\hat{b}$ como los estimados de a y b

$$q_e = -\hat{a}\dot{q}_e + \hat{b}u, \tag{5}$$

al cual se aplica la ley de control PD

$$u_e = k_p e_e - k_{,,} q_e \tag{6}$$

con

$$e_e = q_d - q_e \tag{7}$$

Nótese que se usan las mismas ganancias en (3) y (6). Sustituyendo (3) en (2) y (6) en (5) se obtiene

$$\ddot{q} = -a\dot{q} + bk_p e - bk_d \dot{q} \tag{8}$$

$$\ddot{q}_e = -\hat{a}\dot{q}_e + \hat{b}k_p e_e - \hat{b}k_d \dot{q}_e \tag{9}$$

Defínase el error entre las salidas de la planta y el modelo como

$$\in = q - q_e \tag{10}$$

cuya segunda derivada esta dada por

$$\begin{aligned}\ddot{\varepsilon} &= (-a - bk_d)\dot{\varepsilon} - bk_p\varepsilon \\ &+ \left(\hat{a} - a\right)\dot{q}_e + \left(\hat{b} - b\right)\left[k_d\,\dot{q}_e - k_p e_e\right]\end{aligned} \tag{11}$$

donde se emplearon (8) y (9). Defínase

$$c = a + bk_d \tag{12}$$

donde $c>0$ y considérese el vector de error paramétrico 8 y el regresor φ dados por

$$\tilde{\theta} = \hat{\theta} - \theta = \begin{bmatrix}\hat{a} - a \\ \hat{b} - b\end{bmatrix} \tag{13}$$

$$\phi = \begin{bmatrix}\dot{q}_e \\ k_d\,\dot{q}_e - k_p e_e\end{bmatrix} \tag{14}$$

entonces (11) puede escribirse como

$$\ddot{\varepsilon} = -c\dot{\varepsilon} - bk_p\varepsilon + \tilde{\theta}^T\phi \tag{15}$$

A. Estabilidad

Se propone la siguiente función candidata de Lyapunov para el análisis de estabilidad de la ecuación diferencial (15)

$$V\left(\varepsilon, \dot{\varepsilon}, \tilde{\theta}\right) = \frac{1}{2}\dot{\varepsilon}^2 + \frac{1}{2}bk_p\varepsilon^2 + \mu\varepsilon\dot{\varepsilon} + \frac{1}{2}\tilde{\theta}^T\Gamma^{-1}\tilde{\theta} \tag{16}$$

Primero se verifica que (16) sea positiva definida, por lo que se reescribe como

$$V\left(\varepsilon, \dot{\varepsilon}, \tilde{\theta}\right) = \frac{1}{2}\left[\left(\dot{\varepsilon} + \mu\varepsilon\right)^2 + \left(bk_p - \mu^2\right)\varepsilon^2\right] + \frac{1}{2}\tilde{\theta}^T\Gamma^{-1}\tilde{\theta} \tag{17}$$

y para que se cumpla la condición $V>0$ debe satisfacerse la siguiente desigualdad

$$0 < \mu \le \sqrt{bk_p} \tag{18}$$

y bajo la condición (18) se deriva (16) respecto al tiempo

$$\begin{aligned}\dot{V}\left(\varepsilon, \dot{\varepsilon}, \tilde{\theta}\right) &= -(c - \mu)\dot{\varepsilon}^2 - \mu bk_p\varepsilon^2 - \mu c\varepsilon\dot{\varepsilon} \\ &+ \tilde{\theta}^T\left[\phi\dot{\varepsilon} + \mu\phi\varepsilon + \Gamma^{-1}\dot{\tilde{\theta}}\right]\end{aligned} \tag{19}$$

Definase a = c-$\mu>0$, entonces (19) puede escribirse comn

$$\begin{aligned}\dot{V}\left(\varepsilon, \dot{\varepsilon}, \tilde{\theta}\right) &= -\alpha\dot{\varepsilon}^2 - \mu bk_p\varepsilon^2 - \mu c\varepsilon\dot{\varepsilon} \\ &+ \tilde{\theta}^T\left[\phi\dot{\varepsilon} + \mu\phi\varepsilon + \Gamma^{-1}\dot{\tilde{\theta}}\right]\end{aligned} \tag{20}$$

y de (20) es claro que

$$\dot{\tilde{\theta}} = \dot{\hat{\theta}} = -\Gamma\phi\left(\mu\varepsilon + \dot{\varepsilon}\right) \tag{21}$$

entonces (20) se reduce a

$$\dot{V}\left(\varepsilon, \dot{\varepsilon}, \tilde{\theta}\right) = -\alpha\dot{\varepsilon}^2 - \mu bk_p\varepsilon^2 - \mu c\varepsilon\,\varepsilon \tag{22}$$

Completando cuadradns puede escribirse (22) como

$$\dot{V}\left(\varepsilon, \dot{\varepsilon}, \tilde{\theta}\right) = -\alpha\left[\left(\dot{\varepsilon} + \frac{\mu c}{2\alpha}\varepsilon\right)^2 + \left(\frac{\mu bk_p}{\alpha} - \frac{\mu^2c^2}{4\alpha^2}\right)\varepsilon^2\right] \tag{23}$$

La condición para que V sea negativa definida es

$$\beta = \frac{\mu bk_p}{\alpha} - \frac{\mu^2c^2}{4\alpha^2} > 0 \tag{24}$$

que es equivalente a la siguiente desigualdad

$$\mu \le \frac{4bk_pc}{4bk_p + c^2} \tag{25}$$

donde se us6 la desigualdad a = c-μ . Del análisis anterior se coneluye que $d\varepsilon/dt$, ε y el estimado de 8 son acntadns. Para mostrar que $d\varepsilon/dt$ y ε convergen a ccro se utiliza el lema de Barbalat (Sastry, 1989). Nótese de (23) que

$$\dot{V} \le -\alpha\beta\varepsilon^2 \tag{26}$$

Integrando la desigualdad anterior se nbtiene

$$V - V(0) \le -\int_0^t \alpha\beta\varepsilon^2 d\rho \tag{27}$$

de dnnde puede mnstrarse que

$$\int_0^t \varepsilon^2 \le \frac{V(0)}{\alpha\beta} < \infty \tag{28}$$

por lo que ε pertenece al espacio L_2. Debido a lo anterior y dado que ε y $d\varepsilon/dt$ son acotadas se concluye que ε y por lo tanto $d\varepsilon/dt$ convergen a ccro.

De acuerdo al análisis anterior la constante μ debe satisfacer la siguiente desigualdad

$$\mu \le \min\left[\frac{4bk_p c}{4bk_p + c^2}, \sqrt{bk_p}\right] \tag{29}$$

Finalmente, el acotamicnto de la salida del modelo q_e se concluye del acotamiento de ε y q.

La convergencia de parámetros se obtiene si se satisface la siguiente condición de excitación persistente (Sastry. 1989).

Definición. Un vector $\varphi: R_+ \to R^{2n}$ se dice es excitación persistente (EP) si existen constantes a_1, α_2, $\delta>0$ tales que para todo $t_0 \ge 0$ se satisface la siguiente ecuación

$$\alpha_2 I \ge \int_{t_0}^{t_0+\delta} \varphi(\tau)\varphi^T(\tau)d\tau \ge \alpha_1 I \tag{30}$$

III. Diseño del controlador LQR

Debido a que la identificación de parámetros se realiza en linea es posiblc llevar a cabo cl disefio en linea de un controlador LQR para el servomotor. Para realizar dicho disefio (1) se representa en variables de estado como

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -a \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix} u \tag{31}$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

donde $x_1 = q$. $x_2 = dq/dt$ e $y = q$. Defínanse

$$\begin{aligned} e_1(t) &= q(t) - q_d \\ e_2(t) &= \dot{e}_1(t) = \dot{q}(t) \\ e_3(t) &= \int_0^t e_1(\tau)d\tau \end{aligned} \tag{32}$$

A partir de (31) y (32) se obtiene la siguiente representación en el espacio de estados

$$\dot{e}(t) = \begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \\ \dot{e}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -a & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} e + \begin{bmatrix} 0 \\ b \\ 0 \end{bmatrix} u, \tag{33}$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} e$$

El índice de desempefio cuadrático utilizado esta dado por

$$J = \frac{1}{2}\int_0^T \left\{ e^T \begin{bmatrix} \gamma & 0 & 0 \\ 0 & \delta & 0 \\ 0 & 0 & \eta \end{bmatrix} e + \kappa u^T u \right\} dt \tag{34}$$

donde

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -a & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ b \\ 0 \end{bmatrix}, Q_2 = \kappa$$

$$Q_1 = \begin{bmatrix} \gamma & 0 & 0 \\ 0 & \delta & 0 \\ 0 & 0 & \eta \end{bmatrix}, Q_T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

y γ, δ, η se usan para dar peso al valor de los estados e_1, e_2, e_3 respectivarnente, mientras que κ se usa para dar peso a la magnitud de la sefial de control u. Sea la matriz S

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} \end{bmatrix} \tag{35}$$

Entonces, la ley de control óptimo está dada por

$$u^*(t) = -Q_2^{-1}B^T S e(t) = -Le(t) \tag{36}$$

donde

$$L = \frac{b}{\kappa}\begin{bmatrix} S_{12} & S_{22} \end{bmatrix} \tag{37}$$

y la ecuación de Riccati correspondiente está dada por

$$0 = Q_1 + A^T S + SA - SBQ_2^{-1}B^T S \tag{38}$$

que es equivalente a

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma & 0 & 0 \\ 0 & \delta & 0 \\ 0 & 0 & \eta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{12} & S_{23} & S_{33} \\ S_{11} - aS_{12} & S_{12} - aS_{22} & S_{13} - aS_{23} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{13} & S_{11} - aS_{12} & 0 \\ S_{23} & S_{12} - aS_{22} & 0 \\ S_{33} & S_{13} - aS_{23} & 0 \end{bmatrix} - \frac{b^2}{\kappa}\begin{bmatrix} S_{12}^2 & S_{12}S_{22} & S_{12}S_{23} \\ S_{12}S_{22} & S_{22}^2 & S_{22}S_{23} \\ S_{12}S_{23} & S_{22}S_{23} & S_{23}^2 \end{bmatrix} \tag{39}$$

de donde se obtiene

$$S_{11} = -S_{23} + aS_{12} + \frac{b^2}{\kappa} S_{12} S_{22}, S_{12} = \sqrt{\frac{\kappa}{b^2}(\gamma + 2S_{13})}$$
$$S_{13} = aS_{23} + \frac{b^2}{\kappa} S_{22} S_{23}, S_{23} = \frac{\sqrt{\eta\kappa}}{b}, S_{33} = \frac{b^2}{\kappa} S_{12} S_{23} \quad (40)$$
$$S_{22} = \frac{-2a\kappa + \sqrt{4a^2\kappa^2 + 4b^2\kappa(\delta + 2S_{12})}}{2b^2}$$

Entonces, la ley de control correspondiente se expresa como

$$u = -\frac{b}{\kappa}[e_1 S_{12} + e_2 S_{22} + e_3 S_{23}] \quad (41)$$

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

El servomotor de corriente directa empleado para los experimentos (Fig. 2) se controla mediante un amplificador de potencia Copley Controls modelo 413, configurado en modo corriente. La posicibn angular del motor se obtiene a partir de un codificador óptico marca BEI modelo L15. La resolucibn del codificador bptico es de 2500 pulsos por revolucibn y está directamente acoplado a la flecha del motor.

La adquisición de los datos se realiza a través de una tarjeta MultiQ3 de Quanser Consulting con entradas para codificadores opticos. Estas cntradas multiplican por 4 la resolucibn del codificador teniéndose asi 10,000 pulsos por revolucibn. Dicha cantidad es posteriormente escalada inferiormente por un factor de 10,000 correspondiente a una revolucibn de la flecha del motor. La tarjeta cuenta con 12 bits para la conversión digital-analógica, con un rango de voltaje de salida de ± 5 v (voltios).

La programacibn se realizb utilizando el software Matlab-Simulink operando bajo el programa WINCON de Quanser Consulting. El período de muestreo es de 1 *ms*. La Fig. 3 muestra la plataforma usada para los experimentos.

Figura 2. Motor de CD usado en las pruebas de laboratorio

Figura 3. Plataforma experimental

Los estimados de la velocidad se obtuvieron a partir de medieioncs de la posicibn filtradas cmpleando un filtro pasa altas. Como se indicb anteriormente. la identificacibn de parámetros asi como la sintonización del controlador se realizan secuencialmente. En la primera parte de los experimentos se cierra el lazo usando un controlador PD. Esto corresponde a los primeros 5 segundos del experimento donde se usaron los valores $\Gamma=500$ y $\mu=50$ para el algoritmo de identificacibn. En la segunda partc se calcula el controlador LQR usando los estimados obtenidos de la primera parte utilizando los valores $\gamma=1.5, \delta=0.015, \eta=0.001, \kappa=0.06$.

La Fig. 4 muestra la señal dc referencia usada en los experimentos. Esta señal se compone de dos partes: La primera parte se generb usando el bloque *Band Limited White Noise* y se usa para la identificacibn de parámetros durante los primeros 5 *s*. La segunda parte es una señal de onda cuadrada con una amplitud de una vuelta del motor y ueriodo de 5 s.

Los parámetros identificados se muestran en las Fig. 5 y 6, donde los valores promedio son $a=0.2, b=120$. Nbtese que los parámetros del servomotor se identifican dentro de los primeros 5 segundos.

Las Fig. 7 y 8 muestran la respuesta del servomotor. Los primeros 5 segundos corresponden a la respuesta del servomotor cuando se aplica una referencia de excitación persistente. Los siguicntes segundos corresponden a la respuesta del servomotor utilizando el controlador LQR.

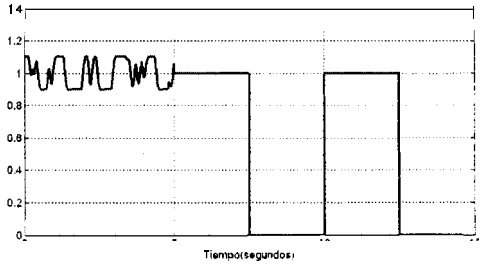

Figura 4. Señal de referencia q_d

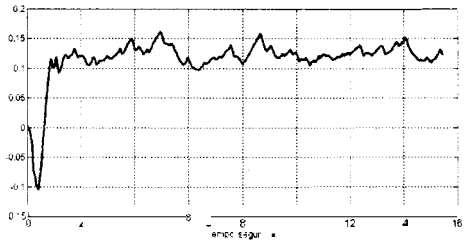

Figura 5. Parhetro estimado a

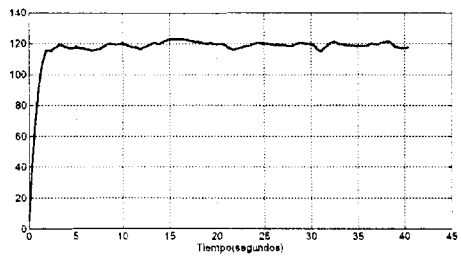

Figura 6. Parhctro estimado b

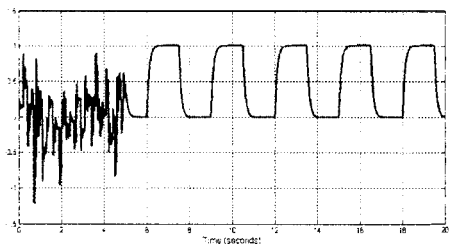

Figura 7. Rrspuesta del sistema con sintonización secuencial

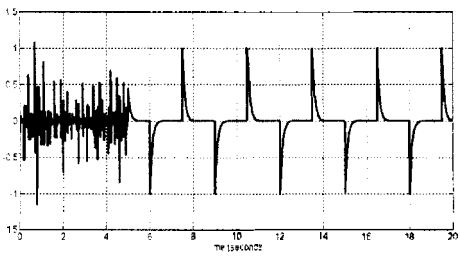

Figura 8. Error de posición

V. Conclusiones

En este trabajo se present6 una metodologia para la identificación secuencial de servomotores. El enfoque propuesto no se basa en las técnicas que utilizan relevador y su caracteristica principal cs una nueva técnica de identificación en lazo cerrado. dondr el lazo se cierra utilizando un controlador PD. Una vez que se han identificado los parámetros del servo se calculó una ley de control LQR y se aplicó al servomotor. Se muestra de modo experimental que en pocos segundos el servo es sintonizado. Trabajos futuros incluyen: eliminar la medición de velocidad cn el algoritmo dc identificación y considcrar el caso de la identificación de modelos no lineales de servomecanismos.

Referencias

W. Lord, J. H. Hwang, "DC Servomotors: Modeling and parameter determination", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 1A-13, N° 3,1977

O. S. Turkay. H. Yalcinkaya. B. Turkay. "Implementation of frecuency domain and time domain Least-Squares parameter estimation methods on DC motors", Proc. of 3° European Control Conference, Rome Italy, September, 1995

S. Daniel-Berhe, H. Unbehauen, "Experimental physical parameter estimation of a thyristor driven DC motoı using the HMF method", Control Engineering Practice, Vol. 6, pp. 615-626. 1998

S. A. Soliman, A. M. Al-Kandari, M. E. El-Hawari, "Parameter identification method of a separately excited DC motor for speed control". Electric Machines and Power Systems, Vol. 26, N° 8, 1998

Y. Y. Chen, P. Y. Huang, J. Y. Yen, "Frecuency domain identification algorithms for servo systems with friction", IEEE Trans. Control Systems Technology, Vol. 10, N° 5,2002

I. Eker, "Open loop and closed loop experimental on-line identification of a three mass electromechanical system", Mecatronics, vol. 14, pp. 549-565,2004

T. Kara, I. Eker. "Non linear closed loop identification of DC motor with load for low speed two directional operation", Electrical Engineering, Vol. 86, N 2. 2004

K. K. Tan, T. H. Lee, P. Vadakkepat, F. M. Leu, "Automatic tuning of two degree of fredom control for DC servomotor system", Intelligent Automation and Soft Computing, Vol. 6, N° 4, 2000

K K. Tan, Y. Xie, T. H. Lee, "Automatic friction identification and compensation with a self adapting dual relay", Intelligent Automation and Soft Computing, Vol. 9, N° 2. 2003

A. Besancon-Voda. G. Besancon. "Analysis of a two relay systems configuration", Automatica, Vol. 35, N° 8, 1999

K. K. Tan, T. H. Lee, S. N. Huang, X. J. Jiang, "Friction Modelling and adaptive compensation using a relay feedback approach". IEEE Trans. Indnstrial Electronics, Vol. 48, N° 1, 2001

E. J. Adam, E.D. Gueshin. "Identification and robust control for an experimental servomotor", ISA Transactions. Vol. 41, N° 2. 2002

K. J. Astrom, T Hagglund, "PID controllers: theory, design and tuning, Second edition", Instruments Society of America, 1994

Nelles, Oliver, "Nonlinear System Identification", Ed. Springer, 2001

Ljung, Lennart, "System Identification". Ed. Prentice Hall, 1987

Shankar Sastry, Marc Bodson, "Adaptive Control, Stahility, Convergence and Robustness", Ed. Prentice Hall, 1989