



# Control de Seguimiento PID Difuso Auto-Organizable para un Brazo Robótico de 2 g.d.l.

Francisco G. Salas, Miguel A. Llama  
Instituto Tecnológico de la Laguna

Apdo. Postal 49, Adm. 1, Torreón, Coahuila, 27001, México. Fax: +52 871 7051326  
fsalas@ieee.org, mllama@itlalaguna.edu.mx

**Resumen**—Se presenta un esquema de control supervisorio de seguimiento en espacio articular para un robot manipulador de 2 g.d.l., el cual consiste en un control PID sintonizado por un control difuso auto-organizable. La parte novedosa de este último es que la base de reglas se compone de reglas que pueden variar en línea durante la operación del controlador. La generación de estas reglas se realiza realimentando las ganancias actuales usadas por el control PID, y agregando un índice de desempeño, el cual se predefine en una tabla de valores, de acuerdo a una medida del desempeño actual del controlador en términos de los errores actuales de posición y de velocidad del manipulador. Se presentan resultados de simulaciones del controlador, observándose buen desempeño.  
**Palabras clave:** Control difuso, control PID, control de robots, control supervisorio.

## I. Introducción

Desde su aparición a mediados de la década de los setenta, y gracias al desarrollo de computadoras cada vez más potentes en las cuales se pueden implementar controladores digitales, los controladores difusos han sido aplicados con éxito para el control de diferentes tipos de plantas o procesos, desde procesos industriales, aparatos electrónicos domésticos, diferentes sistemas automotrices como transmisión y dirección, hasta sistemas mecatrónicos como los robots manipuladores.

Una característica de los controladores difusos es que se aprovecha el conocimiento basado en la experiencia de operación de una planta o proceso, generalmente por operadores humanos. Para ser útil, este conocimiento debe expresarse en forma de reglas del tipo Si - Entonces, que pueden tener una o más premisas, dependiendo de la cantidad de entradas de la planta. En caso de cumplirse dichas premisas, la regla genera una conclusión, la cual se combina apropiadamente con las conclusiones de otras reglas aplicadas, mediante un mecanismo de inferencia. Sin embargo, en casos donde el conocimiento empírico de la operación de la planta no está disponible, no es posible establecer estas reglas de manera directa, antes de poner en operación al controlador. Se han propuesto varias alternativas a este problema, principalmente la aplicación de técnicas

de aprendizaje como las redes neuronales artificiales, o los esquemas auto-organizables. Por ejemplo, en (Alavandar y Nigam, 2008), (Rabah y Redouane, 2007) se aplican esquemas de control neuro-difuso al control de seguimiento de robots manipuladores.

Otro enfoque para resolver este problema es el esquema de control difuso auto-organizable (Self-organizing Fuzzy: SOF). Esta estrategia de control fue reportada inicialmente en (Mamdani y Baaklini, 1975) y en (Procyk y Mamdani, 1979), y es una técnica de aprendizaje que permite que las reglas se vayan ajustando en línea, de acuerdo al desempeño observado. Desde entonces, se han hecho aplicaciones en diferentes sistemas mecatrónicos incluyendo brazos robóticos (Tanscheit y Scharf, 1988) y (Huang y Lee, 2000). El esquema de control que combina un SOF con un PID (SOF-PID) se reporta por primera vez en (Kazemian, 1998), y luego se amplía en (Kazemian, 2002), donde se reportan buenos resultados de simulación, aplicado a control de seguimiento en un brazo robótico de dos g.d.l. En dichos trabajos, el algoritmo auto-organizable sintoniza la ganancia proporcional (P), y las ganancias integral (I) y derivativa (D) se sintonizan usando el método de Ziegler-Nichols. Sin embargo, para aplicar esta técnica, se requiere realizar pruebas a la planta para conocer ciertos parámetros (Franklin y Powell, 1990). Para evitar esto, en (Tae-Yong et al., 2005) se reporta un controlador SOF-PID basado en los ya mencionados, donde se propone que el algoritmo difuso sintonice las tres ganancias, aunque en los resultados mostrados se observa la sintonización de sólo dos, P y D, por así requerirlo la planta.

Con el objeto de aplicar el enfoque auto-organizable para sintonizar directamente las tres ganancias de un controlador PID, en el presente trabajo se propone y desarrolla un esquema de control SOF-PID. Se implementa un controlador por cada una de las dos articulaciones. La sintonización de las tres ganancias para cada articulación se realiza en forma paralela e independiente. Con el fin de validar esta propuesta, se reportan simulaciones de control de seguimiento. El

sistema a controlar es un robot manipulador de 2 g.d.l. de transmisión directa que se encuentra en el Instituto Tecnológico de la Laguna.

El presente artículo está organizado de la siguiente manera: en la sección II se describe la arquitectura del controlador incluyendo la operación de cada bloque. En la sección III se describen las simulaciones del algoritmo de control. En la sección IV se muestran y analizan los resultados de las simulaciones, en comparación con el controlador PID convencional. En la sección V se discuten algunas conclusiones y posibles mejoras al algoritmo actual.

## II. Estructura del controlador SOF-PID propuesto

Un controlador difuso se compone, por lo general, de las siguientes etapas: fusificación, mecanismo de inferencia - base de reglas, y defusificación (Wang, 1997). En la etapa de fusificación se obtienen los grados de membresía de las variables de entrada reales, a los conjuntos difusos establecidos para dicha entrada. El mecanismo de base de reglas e inferencia toma los grados de membresía de las entradas y, usando las reglas aplicables, produce un grado de membresía para los conjuntos difusos de salida. En la etapa de defusificación, de los grados de membresía dados por el mecanismo de inferencia, se obtiene un valor real el cual es la salida del sistema difuso.

La diferencia principal entre un control difuso y un control difuso auto-organizable es que en el control difuso, la base de reglas se establece previamente al control, en base al análisis del conocimiento empírico que se tiene del comportamiento de la planta (características de entrada/salida), y estas reglas no sufren modificación durante la operación del controlador. Por otro lado, en el control difuso auto-organizable, la base de reglas no es fija, sino que sufre cambios en línea, a lo largo del tiempo en el que se aplica el control, debido a que continuamente se evalúa el desempeño de la regla o reglas aplicadas.

En la figura 1 se muestra un diagrama simplificado del controlador SOF-PID propuesto. Obsérvese en la parte inferior la estructura de un control PID clásico, con las posiciones y velocidades deseadas como entradas. Se definen  $\mathbf{q} = [q_1 \ q_2]^T$ ,  $\dot{\mathbf{q}} = [\dot{q}_1 \ \dot{q}_2]^T$  como los vectores de posiciones articulares y de velocidades articulares del robot, respectivamente, y  $\mathbf{q}_d = [q_{d1} \ q_{d2}]^T$ ,  $\dot{\mathbf{q}}_d = [\dot{q}_{d1} \ \dot{q}_{d2}]^T$  como los vectores de posiciones articulares deseadas y de velocidades articulares deseadas del robot, respectivamente. La ley de control PID es:

$$\boldsymbol{\tau} = K_P \tilde{\mathbf{q}} + K_I \int \tilde{\mathbf{q}} dt + K_V \dot{\tilde{\mathbf{q}}}$$

donde  $\boldsymbol{\tau} = [\tau_1 \ \tau_2]^T$  es el vector de pares articulares,  $\tilde{\mathbf{q}} = \mathbf{q}_d - \mathbf{q}$  es el vector de error de posición,  $\dot{\tilde{\mathbf{q}}} = \dot{\mathbf{q}}_d - \dot{\mathbf{q}}$  es el vector de error de velocidad, y  $K_P$ ,  $K_I$  y  $K_V$  son las matrices diagonales de  $2 \times 2$  de ganancias proporcionales, integrales y derivativas, respectivamente.

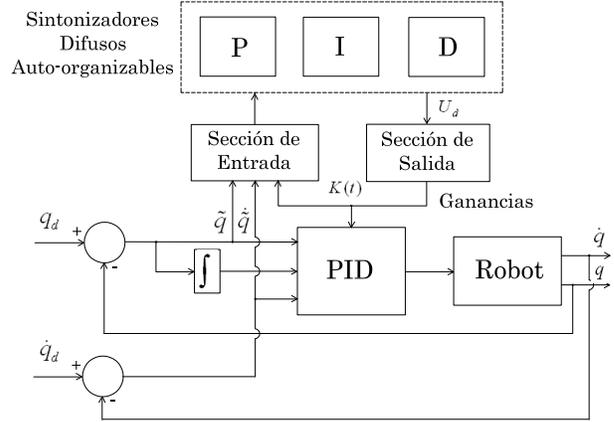


Figura 1. Controlador SOF-PID.

### II-A. Sección de Entrada

A esta sección se ingresan los errores de posición y de velocidad, y las ganancias PID. En la figura 2 se muestra en forma general la estructura de este bloque. El error de posición  $\tilde{q}$  se multiplica por el coeficiente

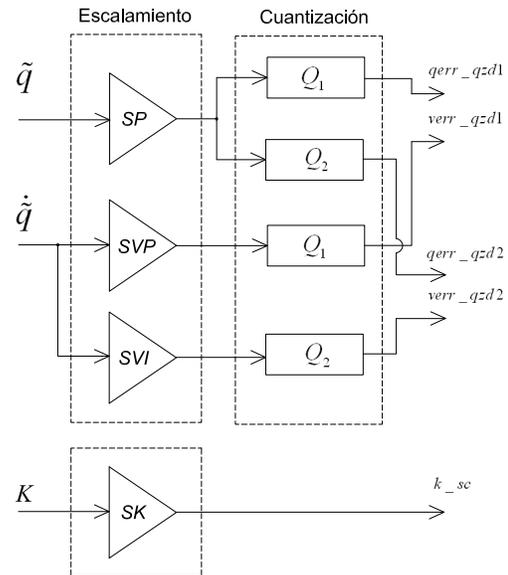


Figura 2. Sección de entrada.

de escalamiento  $SP$ . El valor obtenido se somete a dos cuantizaciones, representadas por los bloques  $Q_1$  y  $Q_2$ . El bloque  $Q_1$  produce, por cada valor continuo ingresado, uno de siete valores del conjunto discreto  $C_1 = [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7]$  (ver figura 3a). Estos números representan valores lingüísticos que se le asignan a los errores de posición o velocidad actuales, que son los siguientes: NL, NM, NS, ZE, PS, PM, PL, que significan: negativo grande, negativo mediano, negativo pequeño, cero, positivo pequeño, positivo mediano y positivo grande, respectivamente. El bloque  $Q_2$  produce uno de 25 valores del conjunto discreto  $C_2 =$

$[-6.0, -5.5, \dots, 0, \dots, 5.5, 6.0]$  (ver figura 3b). El error de velocidad  $\dot{q}$  se multiplica por los coeficientes de escalamiento  $SVP$  y  $SVI$ . Los valores obtenidos se someten, al igual que  $\tilde{q}$ , a las cuantizaciones  $Q_1$  y  $Q_2$ . Las ganancias PID son escaladas también.  $K$  representa la ganancia actual (P, I o D),  $SK$  es el coeficiente de escalamiento, y  $k_{sc}$  es el valor escalado de la ganancia (ver figura 2).

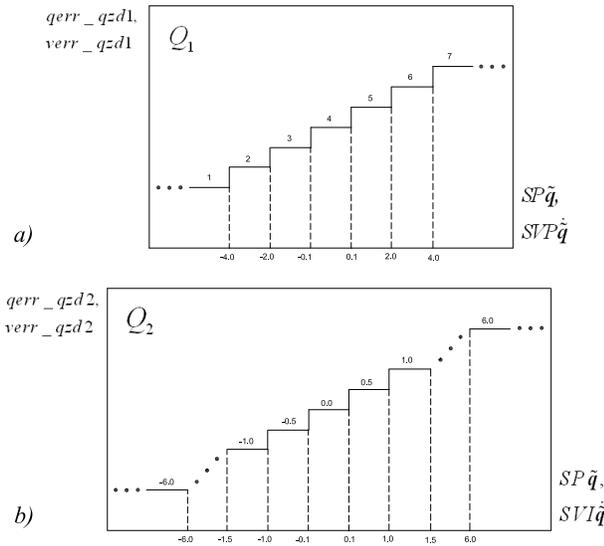


Figura 3. Cuantización de los errores.

### II-B. Sintonizadores difusos auto-organizables

En la figura 4 se muestra la estructura general de un sintonizador difuso. Para sintonizar las ganancias PID, se implementa un sintonizador por cada una de ellas, siendo necesarios seis en total. Las variables internas y la salida se muestran para un sintonizador difuso en general, para cualquiera de las ganancias PID. Las

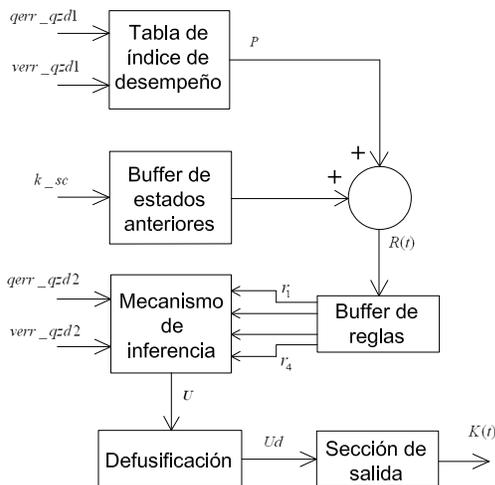


Figura 4. Sintonizador difuso auto-organizable.

entradas  $qerr\_qzd1$  y  $verr\_qzd1$  direccionan la Tabla de

Índice de Desempeño, la cual proporciona el índice de desempeño  $P$ . En la tabla I se muestra estos valores. Los renglones se direccionan por la variable  $qerr\_qzd1$  y las columnas por  $verr\_qzd1$ . La selección de los valores de la tabla se basa en el siguiente razonamiento: si el error de posición  $qerr\_qzd1$  es cero o si éste y el error de velocidad  $verr\_qzd1$  son del mismo signo, la ganancia actual (P, I o D) no necesita modificarse, por lo que  $P = 0$ . Si  $qerr\_qzd1$  y  $verr\_qzd1$  son de signos contrarios, la ganancia actual debe cambiarse y  $P$  toma un valor dependiente de la magnitud de  $qerr\_qzd1$ .  $P$

TABLA I  
Tabla de Índice de Desempeño.

	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
NL	0	0	0	-6	-6	-6	-6
NM	0	0	0	-4	-4	-4	-4
NS	0	0	0	-2	-2	-2	-2
ZE	0	0	0	0	0	0	0
PS	2	2	2	2	0	0	0
PM	4	4	4	4	0	0	0
PL	6	6	6	6	0	0	0

se suma al valor entregado por el Buffer de Estados Anteriores, el cual almacena valores anteriores de las ganancias PID, de acuerdo al tiempo de retraso de la respuesta de la planta, medido en períodos de muestreo del sistema de control digital. El valor resultante de esta suma pasa al Buffer de Reglas; esto es

$$R(t) = k_{sc}(t - nT) + P,$$

donde  $R(t)$  es el valor entregado al buffer de reglas en el tiempo  $t$ ,  $n$  es el número de valores de ganancias anteriores que se guardan, y  $T$  es el período de muestreo. En el Buffer de Reglas se almacenan cuatro de estos valores consecutivos, los cuales se pueden definir como:  $r_1 = R(t)$ ,  $r_2 = R(t - T)$ ,  $r_3 = R(t - 2T)$  y  $r_4 = R(t - 3T)$ . Generalizando se tiene:

$$r_i = R(t - (i - 1)T),$$

donde  $i = \{1 \dots 4\}$  es el número de regla. En sentido estricto, puede verse que se trata de una sola regla evaluada en cuatro diferentes tiempos:  $\{t, t - T, t - 2T, t - 3T\}$ . Estos valores se usan como centros de funciones de membresía triangulares, de las cuales se obtiene un grado de membresía para el error de posición  $qerr\_qzd2$  y un grado de membresía para el error de velocidad  $verr\_qzd2$ , por cada regla. Las funciones triangulares se escogieron por la facilidad de implementación, en comparación con las funciones gaussianas, por dar un ejemplo. Además, ofrecen un mapeo lineal de los valores no difusos a difusos, donde el grado de membresía no es cero (considerando por separado las partes con pendientes positiva y negativa de la función) (Jantzen, 2007). En la figura 5 se observa el proceso de fusificación. Se muestran ubicaciones arbitrarias de los centros de las funciones:  $r_1, r_2, r_3$  y  $r_4$ . Se

muestran también grados de membresía  $\mu_{iq}$  y  $\mu_{iv}$  para valores arbitrarios de  $qerr\_qzd2$  y  $verr\_qzd2$ . Nótese que todas las funciones de membresía triangulares tienen la misma anchura. La inferencia se realiza aplicando la función **mín** a los cuatro pares de grados de membresía obtenidos. La salida del mecanismo de inferencia agrupa los resultados de dicha función en un vector de cuatro elementos, como se indica enseguida:

$$\mathbf{U} = [\text{mín}(\mu_{1q}, \mu_{1v}) \quad \text{mín}(\mu_{2q}, \mu_{2v}) \quad \text{mín}(\mu_{3q}, \mu_{3v}) \quad \text{mín}(\mu_{4q}, \mu_{4v})].$$

Con este esquema, se logra la evaluación de las cuatro reglas  $r_1, r_2, r_3$  y  $r_4$ , o bien, de la única regla  $r_i$  evaluada en cuatro instantes diferentes, mediante la inferencia **mín** a los valores difusos obtenidos.

La defusificación es realizada mediante el algoritmo Media de los Máximos (Wang, 1997). Se escogió este algoritmo debido a su sencillez y rapidez de cómputo. Se toman los dos valores mayores de  $\mathbf{U}$ , y la salida  $U_d$  se obtiene del promedio de los centros de las funciones de membresía correspondientes.

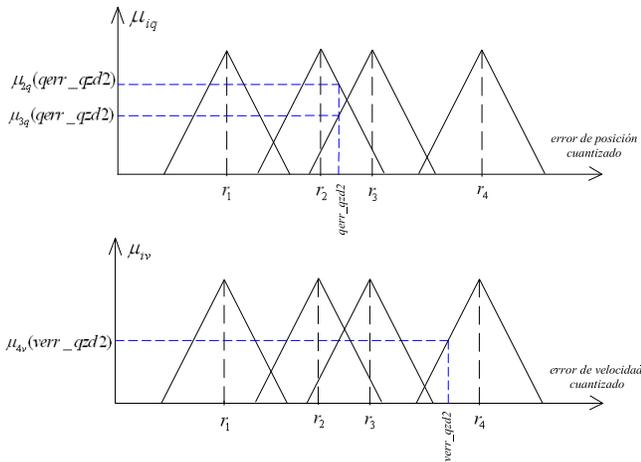


Figura 5. Fusificación de errores de posición y velocidad.

## II-C. Sección de Salida

En esta sección,  $U_d$  se multiplica por un coeficiente de desescalamiento  $DK$ . Para obtener la nueva ganancia, el producto obtenido se suma al valor anterior de ganancia PID; esto es

$$K(t) = K(t - T) + DK * U_d,$$

donde  $K(t - T)$  es la ganancia en el período de muestreo anterior y  $K(t)$  (que puede ser  $k_{p1}, k_{p2}, k_{i1}, k_{i2}, k_{v1}$  o  $k_{v2}$ ) es la nueva ganancia que se aplica al controlador PID. El coeficiente  $DK$  se utiliza para tener un medio de que el incremento o decremento a la ganancia pueda ser consistente con los valores actuales.

## III. Simulación

Se realizaron simulaciones del sistema usando el programa WinMechLab (Campa y Kelly, 2008). Éste es

un programa para evaluación de algoritmos de control en tiempo real, el cual además permite realizar simulaciones. El modelo dinámico de un robot manipulador serial de eslabones rígidos en presencia de fricción (Kelly y Santibáñez, 2003) es

$$M(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + C(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{g}(\mathbf{q}) + \mathbf{f}(\dot{\mathbf{q}}) = \boldsymbol{\tau}$$

Para el robot vertical de 2 g.d.l. que se encuentra en el Instituto Tecnológico de la Laguna, los valores de la matriz de inercia  $M(\mathbf{q})$ , la matriz de fuerzas centrífugas y de Coriolis  $C(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$  y el vector de gravedad  $\mathbf{g}(\mathbf{q})$ , ya han sido reportados en (Kelly y Santibáñez, 2003). En el presente trabajo se consideran los siguientes pares de fricción:  $f_1 = 2.288\dot{q}_1 + 7.61\text{sign}(\dot{q}_1)$ ,  $f_2 = 0.175\dot{q}_2 + 1.734\text{sign}(\dot{q}_2)$  (fricciones viscosa y de Coulomb). Los pares  $\tau_1$  y  $\tau_2$  que pueden desarrollar los actuadores tienen las siguientes cotas:  $\tau_1^{max} = \pm 150$  (Nm),  $\tau_2^{max} = \pm 15$  (Nm). El algoritmo se ejecutó con un período de muestreo de 2.5 ms. La trayectoria deseada, tomada de (Kelly y Santibáñez, 2003), es la siguiente:

$$\begin{aligned} q_{d1} &= a_1 + b_1(1 - e^{-2t^3}) + c_1(1 - e^{-2t^3})\sin(\omega_1 t), \\ q_{d2} &= a_2 + b_2(1 - e^{-1.8t^3}) + c_2(1 - e^{-1.8t^3})\sin(\omega_2 t). \end{aligned}$$

Con los siguientes coeficientes:  $a_1 = \pi/45$ ,  $a_2 = \pi/180$ ,  $b_1 = \pi/4$ ,  $b_2 = \pi/3$ ,  $c_1 = \pi/18$ ,  $c_2 = 25\pi/18$  (rad),  $\omega_1 = 15.0$ ,  $\omega_2 = 3.5$  (rad/s). Los valores iniciales de todas las ganancias PID fueron cero. Los coeficientes empleados para realizar el escalamiento de las entradas y el desescalamiento de las salidas se obtuvieron mediante prueba y error.

## IV. Resultados

Los valores finales de las ganancias PID obtenidos con el algoritmo SOF son los siguientes:

$$\begin{aligned} K_P &= \begin{bmatrix} 109.0 & 0 \\ 0 & 30.78 \end{bmatrix}, \quad K_I = \begin{bmatrix} 10.1 & 0 \\ 0 & 2.07 \end{bmatrix}, \\ K_V &= \begin{bmatrix} 6.14 & 0 \\ 0 & 1.04 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Las unidades son (Nm/grados), (Nm/grados s) y (Nm s/grados), respectivamente. A continuación se muestran las gráficas de los resultados obtenidos. En las figuras 6 y 7 se muestran los errores obtenidos para  $q_1$  y  $q_2$ . Los valores máximos de estos errores, como se puede apreciar en las figuras, fueron de +0.78 grados y -0.4 grados, para  $q_1$ , y de +0.33 grados y -0.26 grados, para  $q_2$ . En las figuras 8 y 9 se observan los pares generados  $\tau_1$  y  $\tau_2$ , respectivamente. Obsérvese que no se excedieron los valores de pares máximos de los actuadores. Las figuras 10, 11 y 12 muestran la evolución de las ganancias proporcionales, integrales y derivativas, respectivamente, para ambos eslabones.

Con el propósito de comparar y evaluar las respuestas obtenidas con este controlador, se realizó la simulación de un controlador PID clásico, para las mismas trayectorias. Se sintonizó para obtener el menor error

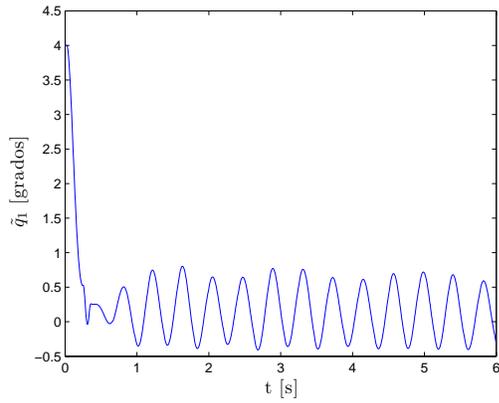


Figura 6. Error de seguimiento para el eslabón 1.

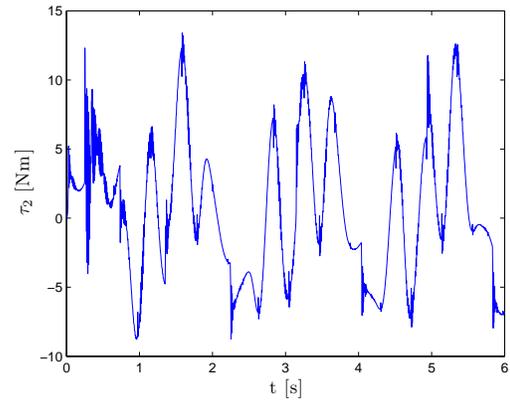


Figura 9. Par generado para el eslabón 2.

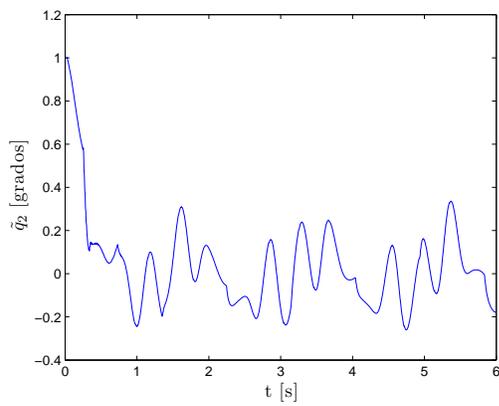


Figura 7. Error de seguimiento para el eslabón 2.

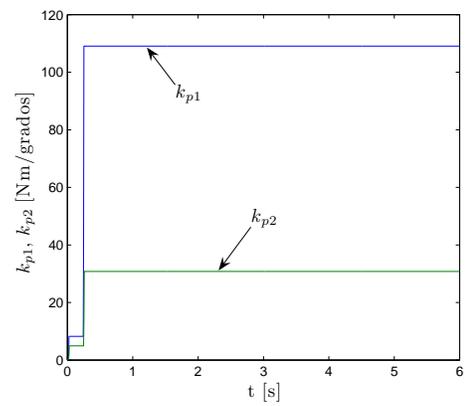


Figura 10. Ganancias proporcionales para ambos eslabones.

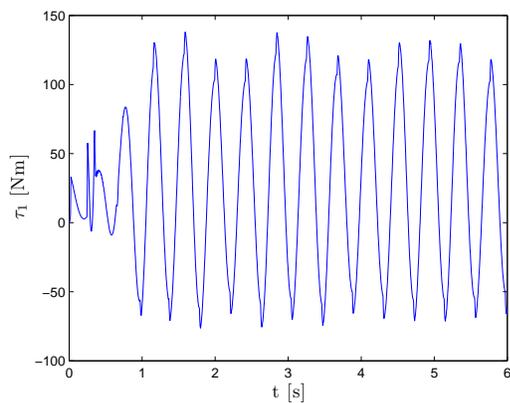


Figura 8. Par generado para el eslabón 1.

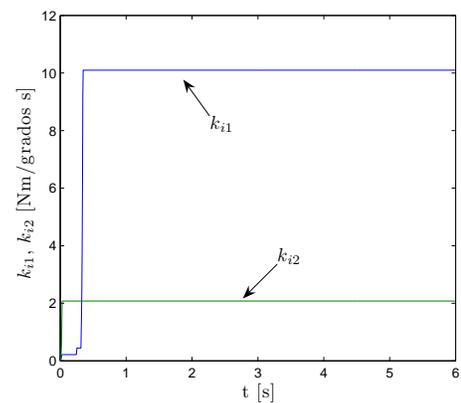


Figura 11. Ganancias integrales para ambos eslabones.

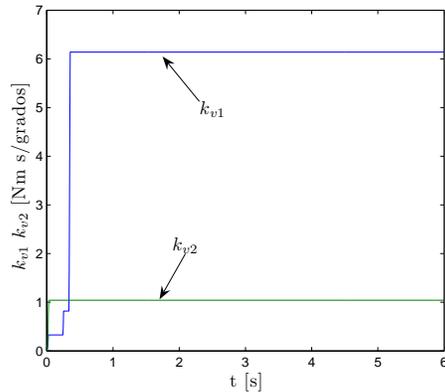


Figura 12. Ganancias derivativas para ambos eslabones.

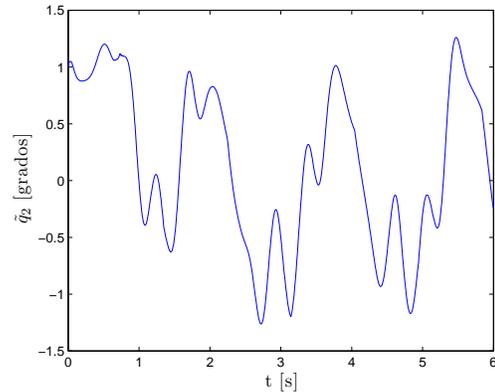


Figura 14. Error para el eslabón 2 con un PID clásico.

posible, evitando sobrepasar los máximos permitidos de par en los actuadores. Las ganancias resultantes de esta sintonización manual son las siguientes:

$$K_P = \begin{bmatrix} 31.41 & 0 \\ 0 & 2.44 \end{bmatrix}, \quad K_I = \begin{bmatrix} 2.61 & 0 \\ 0 & 0.69 \end{bmatrix},$$

$$K_V = \begin{bmatrix} 0.87 & 0 \\ 0 & 1.04 \end{bmatrix},$$

en (Nm/grados), (Nm/grados s) y (Nm s/grados), respectivamente. Las figuras 13 y 14 muestran los errores de seguimiento para  $q_1$  y  $q_2$ , respectivamente, obtenidos al emplear este controlador. Nótese que los errores obtenidos fueron mayores que los del SOF-PID.

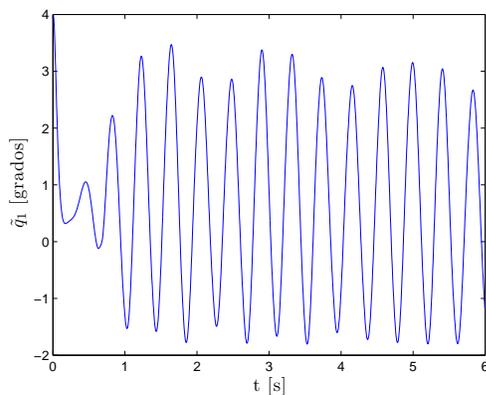


Figura 13. Error para el eslabón 1 con un PID clásico.

## V. Conclusiones

En este artículo se ha presentado la estructura de un controlador PID difuso auto-organizable, aplicado a control de seguimiento en un robot rígido de 2 g.d.l. El algoritmo difuso auto-organizable sintoniza las tres ganancias PID de cada articulación de manera independiente. Los resultados de las simulaciones han mostrado el buen desempeño de este controlador cuando

se le compara con los resultados de un controlador PID clásico.

## VI. Agradecimientos

La realización de este trabajo fue posible gracias al apoyo del CONACyT, a través de una beca para estudios de posgrado otorgada al primer autor de este artículo, y al apoyo de DGEST.

## Referencias

- Alavandar, S. y M. J. Nigam (2008). Adaptive neuro-fuzzy inference system based control of six DOF robot manipulators, *Journal of Engineering Science and Technology Review* 1, 106-111.
- Campa, R. y R. Kelly (2008). A Windows-based software for real-time control of mechatronics systems, 17th IFAC World Congress, Seoul, Korea.
- Franklin, G. F y J. D. Powell (1990). *Digital Control of Dynamic Systems*, Addison Wesley, E. U. A.
- Huang, Shih-Jer y Ji-Shin Lee (2000). A stable Self-Organizing Fuzzy Controller for Robotic Motion Control, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 47, 421-428.
- Jantzen, J. (2007). *Foundations of Fuzzy Control*, John Wiley & Sons, England.
- Kazemian, H. B. (1998). The Self-Organizing Fuzzy PID Controller, *Proceedings of The IEEE World Congress on Computational Intelligence WCCI'98*, 319-324, Alaska.
- Kazemian, H. B. (2002). The SOF-PID Controller for the Control of a MIMO Robot Arm, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems* 10, 523-532.
- Kelly, R. y V. Santibáñez (2003). *Control de movimiento de robots manipuladores*, Pearson Prentice-Hall, Madrid.
- Mamdani, E. H. y N. Baakli (1975). Prescriptive Method for Deriving Control Policy in a Fuzzy Logic Controller, *Electronics Letters* 1, 265-266.
- Procyk, T. J. y E. H. Mamdani (1979). A Linguistic Self-Organizing Process Controller, *Automatica* 13, 15-30.
- Rabah, M. y T. Redouane (2007). Fuzzy control and fuzzy control adaptive of a robot manipulator, *Journal of Engineering and Applied Sciences* 2, 427-437.
- Tae-Yong Choi y Seo Kap-Ho, Shin Jin-ho, Lee Ju-Jang (2005). The Hybrid SOF-PID Controller for a MIMO Nonlinear System, *Proceedings of the 2005 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, 825-830, Monterey, Ca., E. U. A.
- Tanscheit, R. y E. M. Scharf (1988). Experiments with the use of a rule-based self organizing controller for robotics applications, *Fuzzy Sets and Systems* 26, 195-214.
- Wang, Li-Xin (1997). *A Course in Fuzzy Systems and Control*, Prentice-Hall, Upper Saddle River.