

Control por modo deslizante basado en sistema difuso auto-ajustable *

Pablo J. Prieto * Nohe R. Cazarez-Castro * Luis T Aguilar **
Selene L. Cardenas-Maciel *

* *Tecnológico Nacional de México-Instituto Tecnológico de Tijuana.*
(e-mail: {pablojprieto,nohe,lilettecardenas}@ieee.org).

** *Instituto Politécnico Nacional-CITEDI, Tijuana, B.C. México.*
(e-mail: laquilarb@ipn.mx)

Resumen: En el presente artículo se lleva a cabo un control por modo deslizante basado en un sistema difuso auto-ajustable. Basado en los fundamentos básicos del método de las funciones descriptivas, donde los ciclos límites pueden ser predichos, se presenta un mecanismo de auto-sintonía capaz de ajustar los centros de las funciones de pertenencia de un sistema difuso tipo Mamdani propuesto como estrategia de control con la finalidad de prevenir la presencia del fenómeno de chattering.

Keywords: ciclos límites, sistema de inferencia difusa, modos deslizantes, relé auto-ajustable

1. INTRODUCCIÓN

La combinación del control por modo deslizante (CMD) y la lógica difusa ha sido bastante estudiada en la literatura científica (Yu and Kaynak, 2009). Estas investigaciones se han enfocado en dos aspectos, unos han ensayado el uso de las reglas difusas para sintonizar los principales parámetros del CMD tales como la ganancia de robustez y la pendiente de superficie mediante la introducción de reglas difusas. En dichos trabajos, los resultados de simulación y la comparación de estos con los resultados de CMD muestran las ventajas de aplicar la lógica difusa en los métodos del control; entre ellas, la atenuación de chattering y con ello un mejoramiento del desempeño del proceso (Amer et al., 2011).

En trabajos precedentes (Prieto et al., 2016a,b, 2017) han propuesto un sistema de inferencia difusa que sustituye no solo al término discontinuo, propio del CMD, sino también al control equivalente de forma tal que la única variable difusa a la entrada es la función de superficie y la salida la acción de control. Cabe destacar entre las ventajas que presenta el ajuste del sistema difuso puede permitir la ausencia de oscilaciones sostenidas. En este caso, mediante el uso del método de funciones descriptivas propuesto, se brindan condiciones suficientes para impedir la aparición de ciclos límites (Kim et al., 2000; Xu et al., 2003). Por otro lado, es importante saber que en muchos casos el usuario, mediante ensayo y error, debe ajustar las funciones de pertenencia con el objetivo de lograr un comportamiento deseado, sobre todo asegurar que la función de superficie deslizante converja al origen.

En ese sentido los sistemas adaptables aportan gran ventaja ya que con ello se puede lograr que el controlador

difuso deslizante se pueda ajustar las funciones de pertenencia en función de la dinámica. La idea principal de los sistemas adaptables consiste en actualizar en línea las principales variables de los controladores, basándose en las señales medidas del sistema. Por ello, el sistema de control adaptable puede mejorar los indicadores a medida que va aprendiendo del proceso. Este método avanzado de control puede ser desarrollado para sistemas lineales y no lineales (Slotine and Li, 1991, Cap.8).

Para el caso en que los principales términos de la planta son desconocidos el diseño de un controlador adaptable consta de varias etapas (Slotine and Li, 1991, Cap.8). Primeramente, se escoge una ley de control que contenga los parámetros a ajustar. Posteriormente, se implementa una ley de adaptación que permita actualizar los parámetros del controlador, y finalmente, se analiza las propiedades de convergencia como resultado del sistema de control. Los sistemas de control adaptable se clasifican en dos grandes grupos:

- Sistemas de control por modelo de referencia(SCMR).
- Reguladores de auto-sintonía.

Los sistemas por modelo de referencia utilizan un modelo ideal, previamente diseñado, que reproduce el comportamiento dinámico deseado para la planta controlada. Esta última asume que presenta una estructura conocida, aunque los parámetros son desconocidos y, mediante el error de estimación entre la salida deseada y la de la planta, se establecen un mecanismo de adaptación que permite actualizar los parámetros del controlador. Este tipo de sistema ha estado ligado al seguimiento de trayectoria, servo-sistemas y sobre todo, en el control de manipuladores y robots (Åström and Wittenmark, 2013).

Sin embargo, el mayor problema en el diseño del control adaptable tipo SCMR es sintetizar el mecanismo de adaptación el cual asegura que el sistema de control se mantenga estable y exista una convergencia en el error de

* Este artículo fue parcialmente financiado por los proyectos TecNM 5862.16-P, 6104.17-P, 6351.17-P y PRODEP 24056.

seguimiento cuando los parámetros hayan variado. Esto lleva también a otro problema y es el hecho de que la planta a controlar presente un alto orden ya que aumenta la complejidad, no solo en cuanto al conocimiento a priori requerido de la estructura de la planta, sino la forma de combinar las leyes de adaptación para esos sistemas junto con la ley de control obligando a tener un conocimiento de experto acerca de la dinámica de la planta, objeto de estudio.

El uso de sistemas auto-ajustables se hace atractivo porque no solo son capaces de actualizar la ley de control con total desconocimiento de la dinámica del proceso sino que, desde el punto de vista del usuario, se logra la auto-sintonía del controlador con solo accionar un interruptor (Atherton, 2011; Åström and Wittenmark, 2013; Boiko, 2013). El método de auto-sintonía basado en relé aplicado a los PID toma en cuenta los criterios de Ziegler-Nichols. El mismo consiste en someter al sistema, a través de un controlador discontinuo, a generar las auto-oscilaciones sostenidas o ciclos límites durante el tiempo de experimentos. Tomando como base los fundamentos de predicción de ciclos límites basados en las funciones descriptivas (FD) se ajustan las ganancias del controlador continuo asegurándose una puesta a punto libre de vibraciones.

Tomando en cuenta la existencia de trabajos precedentes donde el ajuste del sistema difuso tipo Mamdani en sistemas deslizantes se basa en los criterios de FD con vistas a atenuar chattering, este trabajo persigue lograr un auto-ajuste del sistema difuso basado en el método de la auto-sintonía con relé (Kim et al., 2000; Prieto et al., 2017). En este sentido, se persigue desplazar las funciones de pertenencia para lograr la atenuación de chattering en la vecindad de la superficie deslizante sin importar la existencia de dinámicas no modeladas y además, con una mínima participación del usuario.

El documento se estructura de la siguiente manera: la segunda sección presenta una visión general sobre los principales aspectos del CMD, la representación de las FD del término discontinuo así sobre la existencia de vibraciones en el controlador ideal y real por modos deslizantes. El tercero aborda la propuesta de control por modos deslizantes basado en lógica difusa donde se describen la estructura del sistema difuso propuesto así FD correspondiente. El cuarto expone los resultados a través de simulaciones donde se verifica la existencia de chattering de un CMD donde están presentes incertidumbres y se llega a caracterizar los ciclos límites. Además, se describen los conceptos fundamentales del sistema difuso auto-ajutable capaz de sintonizar las funciones de pertenencias de manera tal que se logren anular las vibraciones corroborándose a través de la simulación numérica. Por último, se arriban a conclusiones.

2. ASPECTOS DEL CONTROL DISCONTINUO

Considérese un sistema no lineal autónomo de la forma

$$\dot{X} = f(X) + b(X)u(t), \quad (1)$$

donde $X(t) \in \mathbb{R}^n$ es el vector de estado,

$$X(t) = [x(t) \ \dot{x}(t) \ \ddot{x}(t) \ \dots \ x^{n-1}(t)]^T, \quad (2)$$

$u(t) \in \mathbb{R}$ es la entrada de control, $f(X)$ y $b(X)$ son funciones continuamente diferenciables de dimensiones apropiadas.

El objetivo de control es hacer que el vector de estado de la planta $X(t)$ converja de manera asintótica hacia el origen siendo $t \in \mathbb{R}_+$ el tiempo, de manera que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|X(t)\| = 0 \quad (3)$$

para una condición inicial arbitraria $X(0) \in \mathbb{R}^n$.

El propósito de la ley de control en modo deslizante radica en conducir un sistema no lineal a un estado deseado dentro de una superficie específica y mantenerlo durante todo el tiempo subsiguiente. La ecuación

$$\sigma = CX \quad (4)$$

define matemáticamente la estructura de la superficie deslizante $\sigma(t)$ donde $C \in \mathbb{R}^{1 \times n}$ es la matriz de salida.

La ley de control a diseñar tiene como propósito lograr que el punto de equilibrio del sistema (1)–(4) sea estable en forma asintótica, lo que se consigue forzando $\sigma(t)$ a cero. La ley de control $u(t)$ que garantiza que \dot{V} sea negativa definida es

$$u(t) = (Cb(X))^{-1} \left(-Cf(X) + \rho \text{sign}(\sigma) \right), \quad (5)$$

donde $\rho \in \mathbb{R}_+$ representa la ganancia de robustez en el control de regulación, $Cb(X)$ es no singular y

$$\text{sign}(\sigma) = \begin{cases} -1, & \text{si } \sigma < 0 \\ 0 & \text{si } \sigma = 0 \\ 1 & \text{si } \sigma > 0. \end{cases} \quad (6)$$

2.1 Linealización

Al considerar la linealización del sistema autónomo referido en (1) este se aproxima a un modelo lineal en el espacio estado de la forma

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + Bu(t), \\ \sigma &= CX, \end{aligned} \quad (7)$$

donde $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ representa la matriz de estado y $B \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ es el vector de entrada y $u(t)$ la entrada de control escalar. La función de transferencia de (7), obtenida a partir de $G(s) = C(sI - A)^{-1}B$, se representa como

$$G(s) = \frac{\sigma(s)}{U(s)}, \quad (8)$$

y la ecuación (5) correspondiente queda como

$$u(t) = -\rho \text{sign}(\sigma). \quad (9)$$

En este caso, usando el método de FD se realiza una aproximación cuasi-lineal de las discontinuidades en función de la amplitud de la señal de entrada y de la fase. De esta manera, en un sistema discontinuo, como está representado en (5), la función descriptiva para el relé no lineal

$$N(a)_r = \frac{4\rho}{\pi a}, \quad (10)$$

donde $a \in \mathbb{R}_+$ representa la amplitud de la señal oscilatoria.

En este caso vamos a considerar la introducción de la función de transferencia dinámica no-modelada como

$$D(s) = \frac{d_0}{s^k + d_{k-1}s^{k-1} + \dots + d_1s + d_0}, \quad (11)$$

siendo k el grado relativo de planta, mostrado en la Fig. 1. Cuando la parte no-modelada tiene un grado relativo de $k \geq 2$, los ciclos límites son inevitables incluso con un mecanismo de conmutación perfecta. Es inevitable la introducción fase de retraso por $D(s)$ para el sistema en su conjunto $DG(j\omega)$, siendo ω la frecuencia de oscilación, por lo tanto, se produce una intersección con el eje real negativo (Shtessel et al., 2014).

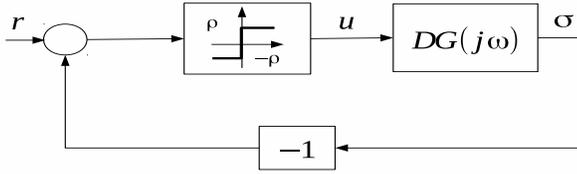


Fig. 1. Sistema lineal con un relé en lazo cerrado.

3. SISTEMA DIFUSO PROPUESTO

Las reglas difusas consideran las variables lingüísticas: a la entrada como Superficie σ y la salida del sistema difuso como Salida $u(t)$. Las reglas se presentan en la Tabla 1. La Fig. 2 muestra la estructura de las funciones de pertenencia para $\sigma(t)$ y $u(t)$.

Tabla 1. Base de las reglas difusas.

Superficie σ	Salida $u(t)$
NG	NG
NM	NM
Z	Z
PM	PM
PG	PG

Las funciones de pertenencia para las variables lingüísticas de entrada y salida son mostradas en la Fig. 2; donde las etiquetas lingüísticas se expresan, en el conjunto difuso, como negativo grande (**NG**), negativo mediano (**NM**), cero (**Z**), positivo mediano (**PM**) y positivo grande (**PG**):

Siguiendo la metodología planteada en (Kim et al., 2000) las funciones de pertenencia tipo triangulares están definidas como

$$M_i(\sigma) = \begin{cases} \frac{\sigma - \Phi_{i-1}}{\Phi_i - \Phi_{i-1}} & \text{si } \Phi_{i-1} \leq \sigma < \Phi_i \\ \frac{\sigma - \Phi_{i+1}}{\Phi_i - \Phi_{i+1}} & \text{si } \Phi_i \leq \sigma < \Phi_{i+1} \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (12)$$

donde $\Phi_i \leq \sigma < \Phi_{i+1}$. Se considera que para la parte negativa $\Phi_{-i} = -\Phi_i$ y que las funciones de pertenencia son nombradas $M_{-p}, \dots, M_0, \dots, M_p$ con $M_0(0) = 0$. La acción de control u se formula tal que

$$u = \sum_i \left\{ \frac{M_i(\sigma)}{\sum_{-p}^p M_r(\sigma)} \right\} U_i, \quad (13)$$

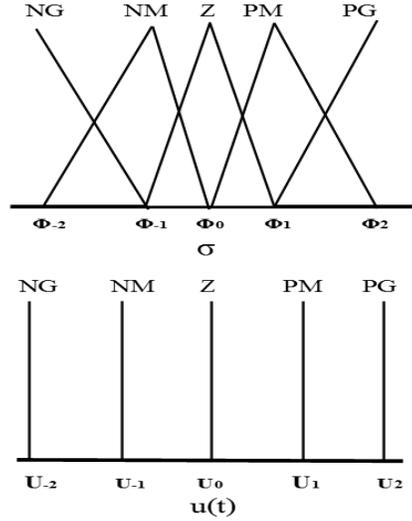


Fig. 2. Funciones de pertenencia para las variables de entrada y salida.

siendo M_i las funciones de pertenencia y

$$\sum_{r=-p}^p M_r(\sigma) = M_i(\sigma) + M_{i+1}(\sigma). \quad (14)$$

Para $\Phi_i \leq \sigma < \Phi_{i+1}$ la acción de control se calcula como (Kim et al., 2000)

$$u(t) = \psi(\sigma) = \frac{\Delta U_i}{\Delta \Phi_i} \sigma + \frac{1}{\Delta \Phi_i} (\Phi_{i+1} U_i - \Phi_i U_{i+1}) \quad (15)$$

donde $\Delta U_i = U_{i+1} - U_i$, $\Delta \Phi_i = \Phi_{i+1} - \Phi_i$.

El sistema difuso descrito cumple varias propiedades (Kim et al., 2000):

- **Propiedad 1:** $\psi(\sigma)$ cumple la condición de Lipschitz siendo continua y acotada.
- **Propiedad 2:** $\psi(0) = 0$ (estado estable) manteniendo el origen como un punto de equilibrio.
- **Propiedad 3:** Cumple la condición de ser función impar $\psi(\sigma) = -\psi(-\sigma)$.
- **Propiedad 4:** el hecho de que dos reglas estén activadas al mismo tiempo (Kim et al., 2000) para $\Phi_i \leq \sigma < \Phi_{i+1}$ entonces

$$\begin{aligned} \sum_{r=-i}^i M_r(\sigma) &= M_i(\sigma) + M_{i+1}(\sigma) \\ &= \frac{\sigma - \Phi_{i+1}}{\Phi_i - \Phi_{i+1}} + \frac{\sigma - \Phi_i}{\Phi_{i+1} - \Phi_i} \\ &= 1. \end{aligned} \quad (16)$$

De acuerdo a (Kim et al., 2000) las funciones descriptivas para el sistema difuso es:

$$N(a)_d = \frac{4}{\pi a} \sum_{i=0}^n \left\{ \frac{\Delta U_i a}{2\Delta \Phi_i} \times \left((\delta_{i+1} - \sin(\delta_{i+1}) \cos(\delta_{i+1})) - (\delta_i - \sin(\delta_i) \cos(\delta_i)) \right) + \frac{1}{\Delta \Phi_i} (\Phi_i U_{i+1} - \Phi_{i+1} U_i) (\cos(\delta_{i+1}) - \cos(\delta_i)) \right\}, \quad (17)$$

donde n cumple que $\Phi_n \leq a < \Phi_{n+1}$ siendo $n > 0$ y varía acorde a la amplitud A además de que

$$N(0)_d = \frac{U_1}{\Phi_1}.$$

4. MÉTODO DEL RELÉ AUTO-AJUSTABLE

El método del relé, referido en (Åström and Wittenmark, 2013, Cap.8) para la síntesis de PID se basa en los criterios de Ziegler & Nichols, donde se genera un ciclo límite alrededor de un punto estacionario, mediante la introducción en el lazo de control de un término discontinuo. El hecho de que el lazo de control sea cerrado con un controlador discontinuo permite que se genere una oscilación sostenida donde la acción de control conmuta del valor máximo al mínimo de una forma periódica. De esta forma, la entrada de control a la planta se comporta como una oscilación cuadrada de amplitud ρ . Dicha oscilación se expande usando las series de Fourier en varias componentes de frecuencia ω_c , $3\omega_c$, etc. Se toma la componente fundamental ω_c ya que se considera que las otras componentes de frecuencias son filtradas por la planta. La Fig. 3 se observa el diagrama de bloques que representa al método propuesto.

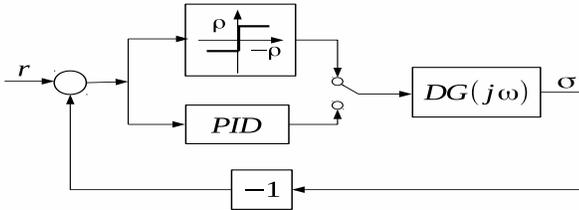


Fig. 3. Diagrama de bloques del método de retroalimentación de relé (Åström and Wittenmark, 2013).

Con relación a la solución que brinda

$$\begin{aligned} 1 + N(a)_r \operatorname{Re}\{DG(j\omega)\} &= 0 \\ 1 + \frac{4\rho}{\pi a} \operatorname{Re}\{DG(j\omega)\} &= 0 \\ \operatorname{Im}\{DG(j\omega)\} &= 0. \end{aligned} \quad (18)$$

se obtiene que

$$\begin{aligned} \frac{1}{N(a)_r} &= \frac{\pi a}{4\rho} = |DG(j\omega)|, \\ |DG(j\omega)| &= \frac{\pi a}{4\rho} = \frac{1}{K_u}, \end{aligned} \quad (19)$$

donde K_u se le conoce como la *última ganancia*. El otro parámetro introducido es el período $T_u = 2\pi/\omega_c$. Es importante conocer el período y la *última ganancia* para el ajuste de los parámetros del PID de forma tal que la Tabla 2 muestra como se ajustan las ganancias del PID.

Tabla 2. Control PID basado en los criterios de Ziegler & Nichols.

Control PID	K_c	T_i	T_d
P	$0.5K_u$		
PI	$0.4K_u$	$0.8T_u$	
PID	$0.6K_u$	$0.5T_u$	$0.12T_u$

Cuando son determinados las ganancias de la ley de control, el mecanismo de adaptación conmuta al algoritmo de controlador PID. El método presenta ciertas ventajas tales como que no se requiere un conocimiento preciso de la dinámica de la planta, y por otro lado, el único parámetro requerido es la magnitud ρ como ganancia del relé.

5. RESULTADOS NUMÉRICOS

En esta sección se analiza la predicción de ciclo límite como chattering para un doble integrador

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2, \\ \dot{x}_2 &= u, \\ \sigma &= x_1 + x_2, \end{aligned} \quad (20)$$

donde $x_1(t)$, $x_2(t)$ son variables de estado, $u(t)$ acción de control, y σ salida de la función de superficie. Las simulaciones fueron llevadas a cabo en MATLAB/SIMULINK® con un tiempo de muestreo $t_s = 0.001 \text{ seg}$. The relay $u(t) = -5 \operatorname{sign}(\sigma)$.

Varios casos se presentan:

- (i) CMD real añadiendo dinámicas no modeladas y con ello el cálculo de la amplitud de las vibraciones.
- (ii) CMD-D donde se exponen los criterios fundamentales para lograr el auto-ajuste.

5.1 CMD Real con Dinámica No Modelada

La función transferencial que se presenta en (20) es

$$G(s) = \frac{\sigma(s)}{U(s)} = \frac{s+1}{s^2}. \quad (21)$$

Tomando en cuenta la dinámica no modelada con $k = 2$ para el caso de (11) la función de transferencia (21) se puede representar como

$$DG(s) = \frac{s+1}{s^2(0.001s^2 + 0.01s + 1)}. \quad (22)$$

La función descriptiva para (22) y $-\frac{1}{N(a)} = -\frac{\pi a}{4\rho}$ es mostrada en la Fig. 4.

La intercepción con el eje real negativo para toda la planta ocurre en -0.101 ; esto significa que $\operatorname{Re}\{DG(j\omega_c)\} = -0.101$ y $\operatorname{Im}\{DG(j\omega_c)\} = 0$. Para el control con relé, el cálculo de la amplitud de las oscilaciones y la frecuencia de las mismas se puede usar (18), la amplitud y frecuencia de oscilación fueron $a_c \approx 0.64$ y $\omega_c \approx 31.46 \text{ rad/seg}$. La Fig. 5 muestra las oscilaciones para la superficie σ donde la amplitud y frecuencia del chattering pueden ser corroboradas.

Con respecto al sistema de inferencia difusa, el principal objetivo es lograr un ajuste de los centros de las funciones de pertenencia de forma tal que obedezca a la consideración

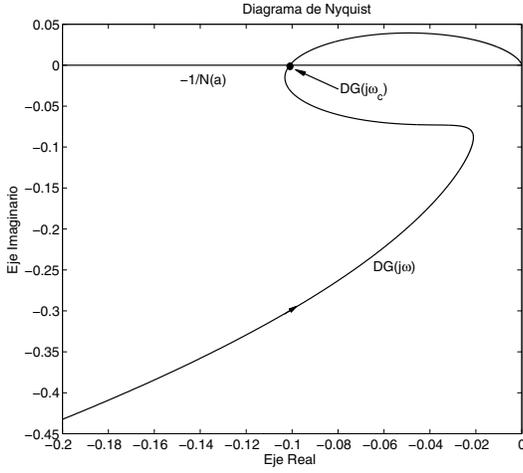


Fig. 4. Diagrama de Nyquist para $DG(j\omega)$ y $-1/N(a)$ para un CMD con dinámica no modelada.

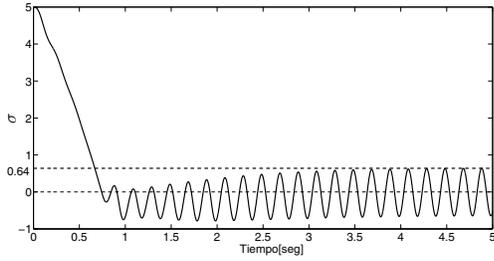


Fig. 5. Comportamiento de la función de superficie para un sistema CMD con dinámica sin modelar.

$$\begin{aligned} 1/N(0)_d &> |DG(j\omega)|, \\ \frac{\Phi_1}{U_1} &> |DG(j\omega)|, \end{aligned} \quad (23)$$

de esta manera se asegura que $DG(j\omega)$ no rodea a $-1/N(a)$ correspondiente al sistema de inferencia difuso propuesto, tal y como se muestra en la Fig. 6.

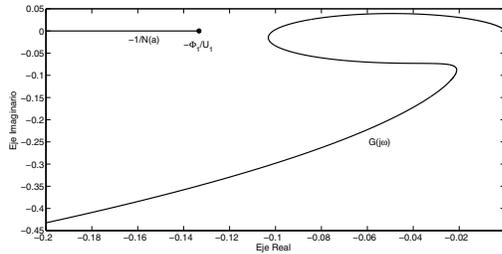


Fig. 6. Diagrama de Nyquist para $DG(j\omega)$ y $-1/N(a)$ para el CMD basado en lógica difusa sin ciclos límites.

5.2 Método de relé auto-ajustable aplicado en sistemas difusos.

La idea consiste en someter a la planta a señales sinusoidales a través de un sistema discontinuo. Cuando la planta entra en resonancia aparecen las auto-oscilaciones sostenidas o ciclos límites. El sistema adaptable determina la amplitud máxima a_m y mediante (18) se calcula

Tabla 3. Parámetros del sistema difuso.

σ_i	U_i	
Φ_{-2}	-12	U_{-2} -5
Φ_{-1}	-0.1	U_{-1} $-\hat{U}_1$
Φ_0	0	U_0 0
Φ_1	0.1	U_1 \hat{U}_1
Φ_2	12	U_2 5

$DG(j\omega_c)$. A partir de la caracterización de las oscilaciones se puede ajustar el sistema difuso considerando el ajuste de los centros de las funciones de pertenencias de forma tal que se debe cumplir

$$\begin{aligned} -\frac{1}{N(0)_d} &< DG(j\omega_c), \\ \frac{\Phi_1}{U_1} &> |DG(j\omega_c)|, \end{aligned} \quad (24)$$

por tanto se puede introducir una constante $\varepsilon \in \mathbb{R}_+ | \varepsilon > 1$ tal que

$$\frac{\Phi_1}{U_1} = \varepsilon |DG(j\omega_c)| \quad (25)$$

y asegure la condición (24).

La Tabla 3 muestra los parámetros para los que el sistema difuso asegura no solo que $\sigma = 0$ sino que garantice la ausencia de ciclos límites. En este sentido, considerando que Φ_2 y U_2 son los valores máximos tanto de la función de superficie como de la acción de control la variación de las funciones de pertenencia deben centrarse en U_1 y Φ_1 . Se parte la idea de que el parámetro variable sea U_1 , nombrándolo \hat{U}_1 . El centro de la función triangular Φ_1 toma un valor fijo a lo largo de toda la simulación.

De acuerdo a (24) se toma

$$\begin{aligned} |DG(j\omega)| &= \frac{\pi a}{4\rho}, \\ \hat{U}_1 &= \frac{\Phi_1}{\varepsilon |DG(j\omega_c)|} \end{aligned} \quad (26)$$

para evitar los ciclos límites. Es importante saber que se toma $\varepsilon = 1.7$ para garantizar que $DG(j\omega)$ no rodee $N(a)_d$, sin embargo, este valor no debe ser grande debido al compromiso existente entre la precisión de respuesta y al comportamiento del sistema (Boiko, 2011). Cuando el sistema difuso es ajustado el regulador conmuta del relé al control difuso automáticamente en un intervalo de tiempo T_0 , fijado por el usuario. La Fig. 7 muestra el esquema para el controlador auto-ajustable.

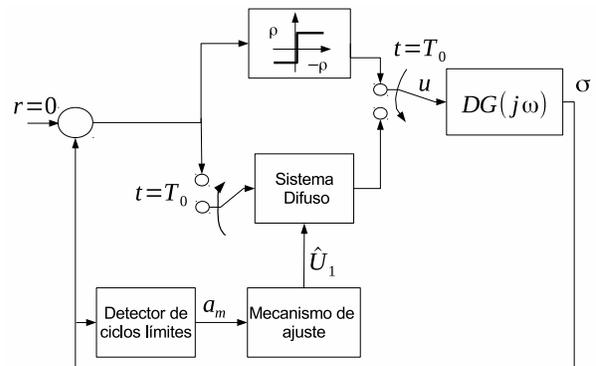


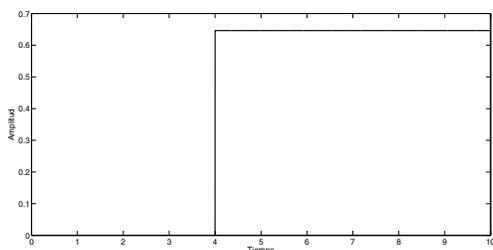
Fig. 7. Propuesta del CMD-D auto-ajustable.

Durante los primeros 4 *seg* de simulación los valores de amplitud de oscilaciones son almacenados en un espacio de memoria. La determinación del valor máximo de amplitud de ciclo límite muestra que $a_m = 0.644$ de tal forma que $DG(j\omega_c) = -0.101$. Bajo los criterios mostrados en (26) para $\Phi_1 = 0.1$ se calcula que $U_1 = 0.5796$ permitiendo presentar un sistema difuso capaz de atenuar las vibraciones(ver Tabla 4). La Fig. 8-a y 8-b

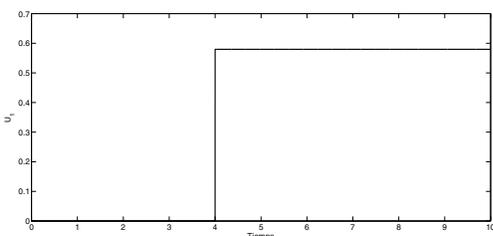
Tabla 4. Parámetros del sistema difuso.

σ_i	U_i
Φ_{-2}	-12
Φ_{-1}	-0.1
Φ_0	0
Φ_1	0.1
Φ_2	12

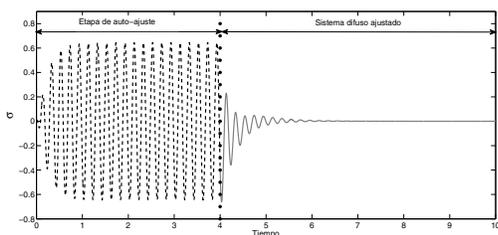
muestran la amplitud máxima de oscilación calculada y el valor de U_1 actualizado. En este caso, se puede observar que al cabo del tiempo $T_0 = 4$ *seg* el sistema conmuta al control difuso observándose que σ pasa de presentar auto-oscilaciones sostenidas a una convergencia asintótica hacia el valor $\sigma = 0$ tal como se muestra en la Fig. 8-c. De esta manera, el auto-ajuste de un sistema difuso tipo Mamdani, basado en los criterios de FD, no solo garantiza un sistema libre de oscilaciones sino que ello permite lograr una convergencia de manera asintótica.



(a) Amplitud máxima de ciclo límite $a_m = 0.644$



(b) Valor calculado de $\hat{U}_1 = 0.5796$



(c) Comportamiento de σ

Fig. 8. Resultados obtenidos al aplicar el control adaptable a base de relé

6. CONCLUSIONES

Se ha establecido un mecanismo de auto-sintonización basado en relé para una propuesta de CMD-D, independiente del orden del sistema y de las incertidumbres, ya que el motor de ajuste se basa en los criterios de predicción de ciclos límites que se fundamentan en la existencia de dinámicas no modeladas.

La propuesta de auto-ajuste resulta simple en su implementación y no requiere conocimiento de la planta a diferencia de otras técnicas que se basan en el conocimiento de experto y la experiencia que se tenga acerca de la dinámica. Por otro lado, dicha metodología asegura la ausencia de oscilaciones sostenidas asegurando un buen desempeño dinámico de la planta a controlar.

REFERENCIAS

- Amer, A.F., Sallam, E.A., and Elawady, W.M. (2011). Adaptive fuzzy sliding mode control using supervisory fuzzy control for 3 dof planar robot manipulators. *Applied Soft Computing*, 11(8), 4943–4953.
- Åström, K.J. and Wittenmark, B. (2013). *Adaptive control*. Courier Corporation.
- Atherton, D.P. (2011). *An introduction to nonlinearity in control systems*. Bookboon.
- Boiko, I. (2013). *Non-parametric tuning of PID controllers*. Springer.
- Boiko, I.M. (2011). Analysis of chattering in sliding mode control systems with continuous boundary layer approximation of discontinuous control. In *American Control Conference (ACC), 2011*, 757–762. IEEE.
- Calcev, G. (1998). Some remarks on the stability of mamdani fuzzy control systems. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 6(3), 436–442.
- Kim, E., Lee, H., and Park, M. (2000). Limit-cycle prediction of a fuzzy control system based on describing function method. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 8(1), 11–22.
- Prieto, P.J., Cazarez-Castro, N.R., Aguilar, L.T., and Cardenas-Maciela, S.L. (2016a). Función descriptiva para predicción de chattering en el control por modos deslizantes basado en lógica difusa. In *Congreso Nacional de Control Automático 2016, At Querétaro*.
- Prieto, P.J., Cazarez-Castro, N.R., Aguilar, L.T., and Cardenas-Maciela, S.L. (2017). Chattering existence and attenuation in fuzzy-based sliding mode control. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 152–160.
- Prieto, P.J., Cazarez-Castro, N.R., Aguilar, L.T., and Garcia, D. (2016b). Fuzzy slope adaptation for the sliding mode control of a pneumatic parallel platform. *International Journal of Fuzzy Systems*, 1–12.
- Shtessel, Y., Edwards, C., Fridman, L., and Levant, A. (2014). *Sliding mode control and observation*. Springer.
- Slotine, J.J. and Li, W. (1991). *Applied Nonlinear Control*. Prentice Hall, New Jersey.
- Xu, J.X., Lee, T.H., and Pan, Y.J. (2003). On the sliding mode control for dc servo mechanisms in the presence of unmodeled dynamics. *Mechatronics*, 13(7), 755–770.
- Yu, X. and Kaynak, O. (2009). Sliding-mode control with soft computing: A survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(9), 3275–3285.