

## AUTOSINTONIA DE CONTROLADORES BORROSOS UTILIZANDO TECNICAS CLASICAS BASADAS EN REGULADORES PID

S. Dormido, M. Santos\*, A. Pérez de Madrid, F. Morilla

Departamento de Informática y Automática. Facultad de Ciencias. UNED

\*Departamento de Informática y Automática. Facultad de Físicas. UCM.

C/ Senda del Rey, s/n. 28040-Madrid Tfn.: 91 - 3 98 71 51. Fax: 91- 3 98 66 97

email: Matilde.Santos@human.uned.es

### RESUMEN

Uno de los problemas fundamentales desde el punto de vista práctico que se plantean a los controladores borrosos es que no existen métodos sistemáticos que permitan calibrarlos. Partiendo de la equivalencia bajo ciertas restricciones de una determinada clase sencilla de controladores borrosos con el regulador PID, se aplican algunas técnicas clásicas de sintonía de los reguladores convencionales a los controladores borrosos para ajustar sus parámetros, considerando desde el punto de vista externo al controlador borroso como un PID al que se pueden aplicar todo un amplio abanico de métodos de autosintonía ya estudiados.

### 1. INTRODUCCION

En los últimos veinticinco años se han producido grandes avances en la teoría de sistemas, en la electrónica y en la informática que han facilitado la utilización, en aplicaciones reales, de complejos algoritmos de control. Sin embargo, en regulación de procesos industriales, el controlador PID sigue siendo el más utilizado (se estima que al menos un 90% de los reguladores empleados en la industria son PID's o variantes del mismo).

Las razones por las que los modernos algoritmos de control no han conseguido desplazar al regulador PID hay que buscarlas no solo en sus grandes ventajas (la robustez y las intuitivas relaciones entre sus parámetros y la respuesta del sistema) sino también en que dada su flexibilidad, el control PID se ha podido beneficiar de los avances.

La prueba más clara de la evolución de los controladores PID es que la mayoría de los fabricantes están dotando a los reguladores industriales de ayudas al operario en el ajuste de parámetros (sintonía automática o presintonía), o de procedimientos para el ajuste automático de parámetros cuando las condiciones de funcionamiento del sistema así lo requieran (autosintonía).

Por otra parte, la aplicación de la Teoría de Conjuntos Borrosos al tratamiento de sistemas de muy variada naturaleza (plantas industriales, estudios lingüísticos, programas económicos, etc) ha permitido establecer un "control inteligente" en estas áreas. Su atractivo

desde el punto de vista de la Teoría de Control de Procesos se debe a que esta técnica proporciona un método directo y claro de traducir el conocimiento cualitativo que se posee del proceso y de los procedimientos de control expresados mediante sentencias lingüísticas imprecisas, en algoritmos de ordenador. En esta línea se pueden considerar pioneros los trabajos de Mandami [3] y Sugeno[8].

Un controlador borroso es un sistema de control basado en información imprecisa, que utiliza la teoría de conjuntos y la lógica borrosa para la representación e inferencia de ese conocimiento. Se basa en la descripción lingüística de la estrategia de control que utilizaría un operario o experto en el control manual del proceso. Por esta razón también se denominan Controladores Lingüísticos.

El problema de diseño de sistemas de control se suele reducir a la *elección* de un determinado controlador y al *ajuste* de sus parámetros, de tal forma que se verifiquen ciertas especificaciones dadas para el proceso a controlar. Uno de los problemas fundamentales desde el punto de vista práctico que se plantean a este tipo de reguladores es que no existen procedimientos sistemáticos que permitan calibrar el regulador. El método normalmente utilizado consiste en emplear técnicas directas de prueba y error en una fase previa de presintonía del controlador borroso al proceso, que suele ser generalmente costosa en tiempo.

Recientemente, Smith y Comer [7] han extendido la técnica conocida como "transformación celda a celda" (Cell-to-Cell Mapping) para dar un método automático de sintonía fina de los parámetros de salida de un controlador. El trabajo se presenta en esta línea pero utilizando una técnica distinta. El punto de partida es considerar que en sistemas industriales sigue siendo el regulador PID el elemento más utilizado debido a su robustez intrínseca y, lo que es más importante, a su simplicidad tanto en el diseño como en la sintonía de los parámetros y al conocimiento que del mismo tienen los operarios de la planta.

Los trabajos de Buckley y col. [10], [2], [9] han demostrado la equivalencia de una determinada clase sencilla de controladores borrosos con el controlador PI. Esta equivalencia permite diseñar los procedimientos de sintonía considerando desde el punto de vista externo el controlador borroso como un controlador PI, al que se puede aplicar todo un amplio abanico de posibles métodos de autosintonía [1], [5], [4].

Para su desarrollo, el trabajo se ha estructurado de la forma siguiente: en el apartado 2 se hace una breve referencia a las técnicas clásicas de sintonía de reguladores PID. Los factores que afectan a la sintonía de un controlador borroso se analizan en el apartado 3. Para el caso particular de los controladores propuestos por Buckley [10] se desarrolla en el apartado 4 un método de sintonía que toma como punto de partida el de un regulador PI equivalente. Finalmente, para poner de manifiesto el procedimiento empleado, en el apartado 5 se presentan simulaciones de cómo se modifica la sintonía del controlador borroso cuando se producen cambios en la dinámica del proceso.

## 2. TECNICAS CLASICAS DE SINTONIA BASADAS EN REGULADORES PID

Un PID convencional se compone de tres acciones de control: Proporcional, Derivativa e Integral. En términos muy genéricos se puede decir que la primera establece la ganancia del proceso, la segunda controla el régimen transitorio y la última el error en régimen permanente. En su forma estándar realiza el siguiente algoritmo de control:

$$u(t) = K_p \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (1)$$

donde  $u(t)$  es la señal de control o variable manipulada en el instante  $t$  y  $e(t) = r(t) - y(t)$  es la señal de error o desviación entre la señal de referencia  $r(t)$  y la variable medida  $y(t)$ .

Los parámetros del controlador a ajustar son  $K_p$ ,  $T_i$  y  $T_d$  (ganancia proporcional, tiempo integral y constante de tiempo derivativa), que a veces vienen dados como ganancias proporcional, integral y derivativa ( $K_p$ ,  $K_i = K_p/T_i$ ,  $K_d = K_p \cdot T_d$ ).

Existe una extensa bibliografía sobre la elección del tipo de controlador P, PI, PD o PID adecuado en un determinado sistema de control. Las recomendaciones más conocidas son las recogidas en [6], [1]. La elección del controlador no es más que el primer paso en el diseño; a continuación debe efectuarse el ajuste de los parámetros (sintonía). Existen fórmulas propuestas por distintos autores que proporcionan un método rápido y cómodo para la determinación de los parámetros del controlador PID en sus distintas particularizaciones, a partir de las características estimadas del proceso y según el criterio de sintonía elegido [4], [5]. Estas fórmulas son empíricas, lo que hace que tengan un rango limitado de aplicación.

### 3. SINTONIA DE CONTROLADORES BORROSOS

Para equiparar la metodología de los reguladores clásicos a los controladores lingüísticos, identificamos las variables de entrada y salida de éstos con las de un PID.

Un regulador borroso se compone internamente de un conjunto de reglas lingüísticas, que tienen como antecedentes los valores posibles de las variables de entrada, y que concluyen la acción de control a efectuar, en términos también lingüísticos. El esquema básico de un regulador borroso aplicado a control viene dado en la Fig. 1. Como variables de entrada al controlador borroso se toman el error ( $e$ ) y el cambio en el error ( $ce$ ). La variable de salida del controlador es el cambio en la acción de control a aplicar  $\Delta u$  (forma incremental) o bien la acción de control  $u$  absoluta (forma absoluta).

Se definen GE, GR y GU como ganancias del error, del cambio en el error y de la acción de control respectivamente.

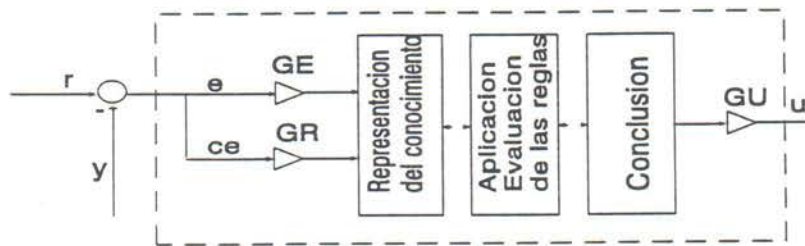


Fig.1 Controlador Borroso

Por analogía con el PID, una versión genérica del esquema de regulador borroso analizado podría incluir tres funciones de la señal de error: a) integral o suma del error ( $se$ ), b) error ( $e$ ) y c) cambio en el error ( $ce$ ). Sin embargo, elaborar una tabla que incluya tres condiciones en cada regla incrementa la complejidad del método. Podría reducirse entonces el problema a utilizar uno de los dos reguladores siguientes: PD( $e$ ,  $ce$ ) o PI ( $se$ ,  $e$ ). Aún más, se puede observar que también es posible obtener error nulo en régimen permanente con un regulador que tuviera reglas del tipo: "if  $e$  and  $ce$  then  $\Delta u$ " (PI) sin más que derivar la función de transferencia asociada al caso anterior. De esta forma es válida toda la teoría presentada para el regulador borroso con  $e$  y  $ce$ , sin más que elegir  $u$  o  $\Delta u$  a la salida.

Los parámetros que hay que configurar y ajustar en este tipo de controladores se pueden clasificar en los siguientes grupos:

1. - Factores o ganancias de las variables (tanto de entrada como de salida)
2. - Funciones de pertenencia : se definen inicialmente ( forma, centro, amplitud, número de etiquetas o términos lingüísticos para cada variable, etc), estableciendo una configuración inicial. Para el ajuste, se pueden variar la media o centro de cada función de pertenencia y la amplitud, ancho o desviación típica de cada una (según el tipo de curvas que se empleen)
3. - Tabla de reglas

Estos parámetros afectan a la fase de representación del conocimiento; para las demás fases, se definen previamente los métodos de inferencia y obtención de la conclusión que se van a emplear durante la aplicación.

Hay distintas metodologías para realizar la sintonía de este tipo de reguladores. Podría proponerse un ajuste *analítico*, *cualitativo* o *híbrido* (tanto uno como otro, en fase distintas).

Para un ajuste *analítico*, los diferentes procedimientos se basan en disponer de modelos tanto del proceso como del controlador, estableciendo una relación matemática entre los parámetros del regulador y las especificaciones deseadas para el comportamiento del sistema. Los trabajos de Buckley [10] y de Comer & Smith [7] están dirigidos en esta línea. Esta metodología es buena para un primer ajuste, para casos sencillos abordables analíticamente, en el que se pueden calcular los parámetros iniciales por distintos procedimientos (Programación Dinámica, Algoritmos Genéticos, Redes Neuronales, etc).

Un ajuste más fino sobre el proceso real puede conseguirse con un razonamiento *cualitativo*, modificando el comportamiento del controlador en base a la experiencia del usuario y a los resultados obtenidos.

Con cada uno de estos métodos se puede determinar o variar los distintos parámetros del controlador borroso.

#### 4. APLICACION DE TECNICAS ANALITICAS CLASICAS DE AJUSTE DE PID A UN CONTROLADOR BORROSO

En este apartado se estudia la influencia de algunos de esos parámetros en el *ajuste analítico* de un controlador borroso, asimilándolo a un regulador PID convencional, para poder aplicar las técnicas de sintonía de los controladores PID a estos controladores borrosos.

Los recientes trabajos de Buckley y col. equiparan el controlador borroso más simple "no lineal" (con algoritmo de "defuzzification" no lineal) con un regulador PI convencional lineal a tramos. Para ello se consideran dos entradas (error  $e$  y cambio del error  $ce$ ), y una salida ( $\Delta u$ ), representadas con funciones de pertenencia triangulares simétricas respecto a la media o centro  $L$  de dos y tres etiquetas respectivamente (Fig. 4).

Las fórmulas de los parámetros del PI no lineal discreto ( $K_p$  y  $K_i$ ), siendo  $T$  el periodo de muestreo, en función de los factores de escala y las variables del controlador borroso vienen dadas por las siguientes expresiones [10]:

$$\text{Zona 1: } GR * |ce(nT)| \leq GE * |e(nT)| \leq L$$

$$K_p = \frac{0.5 * L * GU * GR}{2 * L - GE * |e(nT)|} \quad K_i = \frac{0.5 * L * GU * GE}{2 * L - GE * |e(nT)|} \quad (2)$$

Zona 2:  $GE*|e(nT)| \leq GR*|ce(nT)| \leq L$

$$K_p = \frac{0.5 * L * GU * GR}{2 * L - GR * |ce(nT)|} \quad K_i = \frac{0.5 * L * GU * GE}{2 * L - GR * |ce(nT)|} \quad (3)$$

A partir de estas relaciones se puede especificar el valor de los parámetros para el caso estacionario, cuando el error y el cambio en el error son cero, de donde se obtienen  $K_{pS}$  y  $K_{iS}$  (ganancia proporcional estática y ganancia integral estática).

Evidentemente la solución no está determinada unívocamente y existen muchas combinaciones de GE, GR y GU para lograrlo; resulta interesante observar para diferentes valores de esos factores se cambia el grado de no linealidad del controlador borroso.

#### 4.1 Aplicación de técnicas de sintonía de Controladores PID a Controladores Borrosos

El objetivo es reducir algunos de los factores que modifican un controlador borroso a los parámetros de un regulador PI, para poder así aplicar las técnicas de sintonía de los reguladores clásicos, ampliamente estudiadas, a este nuevo tipo de controladores.

Introducimos la no linealidad del PI como una función  $f$ , evitando trabajar con distintas zonas. Las fórmulas de Buckley se resumen para todos los casos en las siguientes expresiones:

$$K_p = \frac{0.5 * L * GU * GR}{2 * L - f} \quad K_i = \frac{0.5 * L * GU * GE}{2 * L - f} \quad (4)$$

donde  $f = \max (GE*|e(nT)|, GR*|ce(nT)|) \leq L$ .

De esta forma, a partir de las fórmulas de sintonía de un regulador clásico (PID) se deducen las ganancias de las variables del controlador borroso, para que se comporte como un PID equivalente. Estas ganancias son función del tiempo, ya que se parte de unos valores fijos de  $K_p$  y  $K_i$ , y dependen del error y del cambio del error.

Además, dependen de un número elevado de parámetros, lo que hace que nuestro sistema esté **sobrep parametrizado**. Para evitarlo, se fijan algunos de los que pueden resultar redundantes o equivalentes (por ejemplo,  $L$ , como se mostrará más adelante) u otros que contribuyan a la robustez del controlador (desde el punto de vista de su estabilidad).

Si se fijan unos valores de GU y L, de (4) se pueden calcular  $GR = gr(GU, L, K_p, K_i, e(t), ce(t))$  y  $GE = ge(GU, L, K_p, K_i, e(t), ce(t))$ :

$$GR = \frac{K_p * (2 * L - f)}{0.5 * L * GU} \quad GE = \frac{K_i * (2 * L - f)}{0.5 * L * GU} \quad (5)$$

Estos factores son parámetros críticos en el desarrollo de un controlador borroso ya que tienen una influencia decisiva sobre la respuesta del sistema. La selección del valor óptimo del factor GU de la salida es más complicada ya que la dependencia del funcionamiento del sistema respecto a éste parámetro es más compleja.

#### 4.2 Interpretación cualitativa del ajuste de las ganancias del controlador borroso

Con este primer ajuste analítico se obtienen unos parámetros próximos a los óptimos. Una comprensión a nivel cualitativo de la influencia de estos factores permite afinar la elección para mejorar la respuesta del sistema.

$$K_{pS} = \frac{0.5 * L * GU * GR}{2 * L}$$

$$K_{iS} = \frac{0.5 * L * GU * GE}{2 * L}$$

?

¿ f se calcula con los valores anteriores de GE y GR ?

Variación cualitativa de las funciones de pertenencia:

Aumentando las ganancias de las variables de entrada se comprimen las medias de las etiquetas (Fig. 5), lo que supone reducir el universo de discurso; es decir, tener en cuenta valores más pequeños para la entrada del regulador y por lo tanto aumentar la resolución del control. Si no se varía ningún otro parámetro, la acción de control es más rápida y brusca (lo que mejora la respuesta del transitorio del sistema, disminuyendo tanto el tiempo de subida como el de establecimiento). Por el contrario, disminuir estos factores de entrada hace más lenta la respuesta.

Si se comprime la media de  $ce$  en relación a la media de  $e$ , la salida es más lenta, y podría producirse sobreimpulso en la respuesta.

También se consigue aumentar el grado de pertenencia de las variables aumentando la amplitud de las funciones, o variando su forma. Al aumentar la amplitud, las funciones de pertenencia son más planas, por lo que cualquier valor numérico aumentará su grado de pertenencia a todas las etiquetas lingüísticas. El resultado es una acción de control más suave, ya que todas las reglas toman más peso y el regulador se hace más lento.

Al disminuir la amplitud, las acciones de control son más precisas y rápidas, pues el regulador resulta más selectivo con las reglas que aplica.

Variación cualitativa de la tabla de reglas:

Variando las ganancias que modifican las variables de entrada y salida se consigue ajustar la acción de control dentro de ciertos límites, sin necesidad de cambiar la definición de reglas o conjuntos borrosos.

El mismo resultado puede obtenerse utilizando dos tablas, una inicial y otra de control fino, con mayor escala de resolución y acciones proporcionales a esa escala. De esta forma, un error que pudiera parecer pequeño con la tabla inicial, con esta última sería mayor y el regulador seguiría actuando, en vez de detenerse por haber alcanzado ya la zona muerta (donde no se genera acción de control ante entradas inferiores a un límite).

**5. APLICACION: AJUSTE DE LAS GANANCIAS.**

Como ejemplo de aplicación de las técnicas de sintonía de reguladores convencionales a controladores borrosos se presenta un controlador borroso con dos entradas (error  $e$  y cambio del error  $ce$ ) y una salida (variación de la señal de control  $\Delta u$ ) aplicado a un proceso de manera que la salida siga a la señal de referencia de igual forma que el PI determinado.

Mediante un procedimiento de sintonía del tipo Ziegler-Nichols [11], se calculan previamente  $K_p$  y  $K_i$ .

Para un sistema de primer orden definido por la función de transferencia (6), con un periodo de muestreo de  $T = 0.1$  s., en la Fig. 2 se muestra la respuesta del sistema controlado con el regulador PI ( $K_p = .2$ ,  $K_i = .3$ ) y con el controlador borroso equivalente (fijando  $L = 10$ ,  $GU = 1$ ). Ambas respuestas son indistinguibles ya que los factores del controlador borroso ( $GE$  y  $GR$ ) se adaptan para reproducir la respuesta (Fig. 3).

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)} \quad (6)$$

ojo; a este proceso no se le pueden aplicar el método de Z y N, salvo que se considere un retardo  $\approx 0.5 T$  (periodo de muestreo).

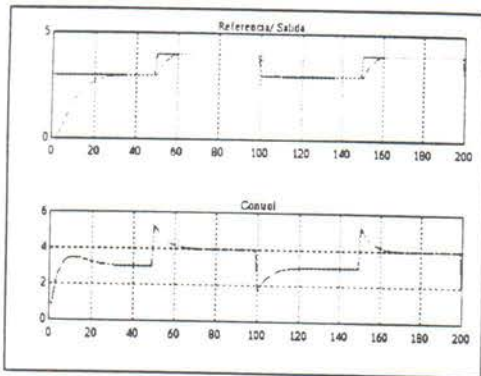


Fig.2 Respuesta del Regulador PI y del Controlador Borroso equivalente.

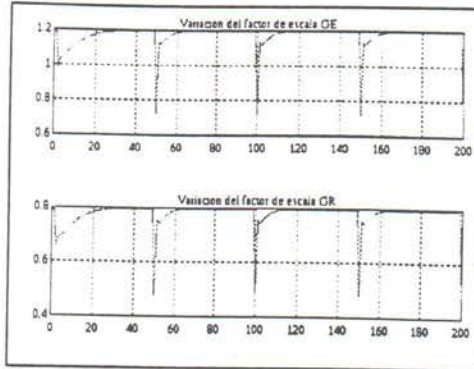


Fig. 3 Variación de las ganancias del error (GE) y del cambio del error (GR).

$$\frac{GR}{GE} = \tau_e = \frac{K_{pS}}{K_{iS}} = T_i$$

$$T_i = \frac{0.2}{0.3}$$

Para sintonizar el controlador borroso se pueden fijar sus ganancias a los valores estáticos ( $GE = K_{iS} * 4$  y  $GR = K_{pS} * 4$ ); el comportamiento es bueno, pero mejora notablemente ante los cambios bruscos en el punto de consigna si lo hacemos adaptativo, y las ganancias varían con el tiempo, modificándose para reproducir la respuesta. Su variación se realiza en el mismo sentido que lo haría un regulador PI: disminuye el valor de las escalas, lo que se traduciría en un aumento de la ganancia proporcional (aumentando la rapidez de la respuesta) y una disminución del tiempo integral.

**5.1 Variación de las funciones de pertenencia:**

Se ha partido de funciones de pertenencia triangulares para las variables de entrada  $e$  y  $ce$ , que definen dos etiquetas: Error Positivo  $E_p$  ( $CE_p$ ) y Error Negativo  $E_n$  ( $CE_n$ ), con media en  $\pm L$  respectivamente.

La variación de la ganancia del error (GE) y de la ganancia del cambio en el error (GR) se traduce en una modificación de las funciones de pertenencia (Fig. 5).

$$g_i(GE * e(t)) = (g_i * GE)(e(t))$$

$$h_i(GR * ce(t)) = (h_i * GR)(ce(t))$$

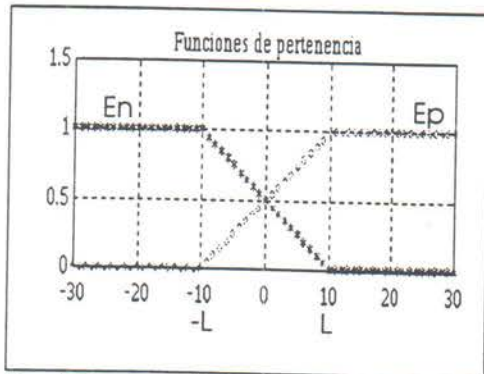


Fig. 4 Funciones de Pertenencia  $E_n$  ( $CE_n$ ) y  $E_p$  ( $CE_p$ ).

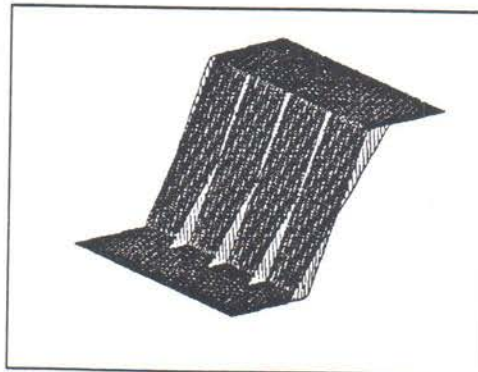


Fig. 5 Variación de la Funcion de Pertenencia  $E_p$  ( $CE_p$ ) en función de GE (GR) y el tiempo.

Esta modificación de GE o GR es equivalente a variar la media L de las etiquetas, por eso al parametrizar el controlador se puede fijar uno u otro parámetro, ya que la función de pertenencia resultante tendrá una media  $L_{real}$  que verifica  $L_{real} = L / GE$  o  $L_{real} = L / GR$ .

*¿es condición de parámetro  $K_p > 0$ ?  
¿no es condición de estabilidad?*

Una forma de seleccionar el parámetro L es hacer un estudio de la estabilidad del sistema, lo que establece una condición inicial dada por la expresión:

$$2 * L - f \geq 0 \text{ donde } f = \max (GE * |e(nT)|, GR * |ce(nT)|).$$

**5.2 Autosintonía**

Una vez que se dispone de un controlador borroso calibrado para un sistema determinado, pueden detectarse variaciones en el proceso o perturbaciones que afecten su funcionamiento. A partir de un módulo supervisor que sea capaz de ver esta variación, puede establecerse un modo de funcionamiento de autosintonía, aplicando cualquier modo clásico de autosintonía de PID al nuevo proceso, para estimar los nuevos parámetros de este tipo de controlador, y con ellos ajustar los correspondientes al controlador borroso de forma inmediata.

En las siguientes gráficas se muestra la respuesta de un sistema controlado mediante un sistema borroso, que experimenta un cambio brusco en uno de sus parámetros. Al variar la ganancia del proceso, éste varía su comportamiento, empeorando su respuesta (Fig. 6). Estimando este nuevo valor, y aplicando el método de sintonía de Ziegler y Nichols [11], se obtienen los nuevos parámetros del regulador convencional, que son fácilmente formulables para el controlador borroso una vez pasados a formulación incremental. Las ganancias GE y GR han variado para adaptarse a los cambios en la dinámica del sistema.

*Se observa que el controlador borroso deja de funcionar como PI, aparece un error en estado estacionario.*

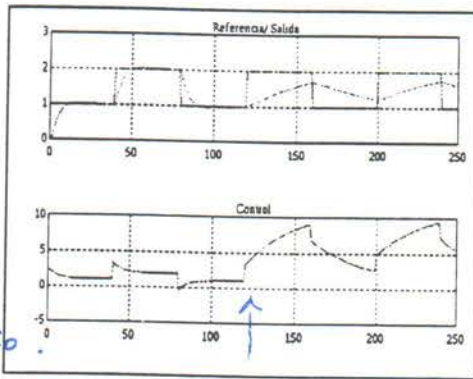


Fig. 6 Respuesta del controlador borroso ante un sistema que varía su ganancia.

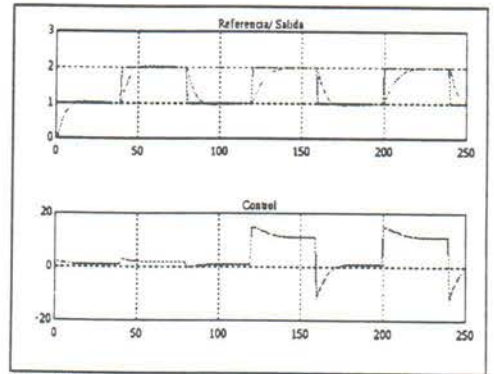


Fig. 7 Respuesta del controlador borroso con autosintonía.

**6. CONCLUSIONES** *cambio de ganancia*

La gran mayoría de los reguladores industriales son del tipo PID, lo que ha permitido que los operarios de planta tengan un conocimiento bastante generalizado de lo que significa el comportamiento de los diferentes parámetros del regulador ( $K_p$ ,  $T_i$ ,  $T_d$ ) desde el punto de vista de su sintonía con el proceso.

En el caso de los controladores borrosos, la etapa de sintonía del mismo es previa y no hay una correlación tan directa entre los parámetros del controlador y la respuesta del sistema.



Si el proceso puede sufrir modificaciones, resulta muy conveniente disponer de un procedimiento de sintonía en línea que adapte la dinámica del controlador.

Por esta razón se ha considerado interesante plantear, para una determinada clase de controladores borrosos propuesta por Buckley, procedimientos de sintonía que provienen de las técnicas clásicas del control. De esta forma, el operario de control sigue "viendo" el controlador a través de unos parámetros tradicionales ( $K_p$ ,  $T_i$ ,  $T_d$ ), independientemente de que su realización final sea mediante técnicas de control borroso. Este no es más que un primer paso hacia la autosintonía de controladores más elaborados que pueden presentar ciertas ventajas frente a los convencionales, lo que permite ampliar el campo de aplicación a sistemas complejos.

Los resultados de simulación desarrollados confirman que este esquema indirecto de sintonía de controladores borrosos resulta muy válido en la mayoría de las aplicaciones industriales donde el regulador PID sigue siendo el elemento dominante, por lo que si se quieren introducir los controladores borrosos en estos campos, una vía puede ser adaptar su forma de funcionamiento externa a la de aquellos.

Este trabajo se ha desarrollado bajo el proyecto TAP 122/92 de CICYT.

## BIBLIOGRAFIA

- [1] K.J. Astrom, T. Hagglund, Automatic tuning of PID Controllers. Instrument Society of America (1988).
- [2] J.J. Buckley, Universal Fuzzy Controllers, *Automatica* 28 (6) (1992) 1245-1248.
- [3] E. M. Mandami. Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamics plant. *Proc. IEE* 121 (1974) 1585-1588.
- [4] F. Morilla, Controladores PID: ajuste de parámetros. *Automática e Instrumentación* 207, (Nov, 1990) 155-160.
- [5] F. Morilla, S. Dormido, J.L. Fernández, M.A. Canto, A systematic study of PID controller tuning methods. *Proc. IASTED International Symposium 'Modeling Identification and Control'* (1989) 383-386.
- [6] F.G. Shinsky, Process-Control Systems: Application/Design/Adjustment. (McGraw-Hill Book Company, 3rd. edition, 1989).
- [7] S. M. Smith, D. J. Comer, Automated Calibration of a Fuzzy Logic Controller using a Cell State Space Algorithm. *IEEE Control System* (August 1991) 18-28.
- [8] M. Sugeno, Industrial applications of fuzzy control. Ed. Elsevier (North-Holland, Amsterdam 1985).
- [9] H. Ying, J.J. Buckley, Fuzzy Controller Theory: Limit Theorems for Linear Fuzzy Control Rules, *Automatica* 25 (3) (1989) 469-472.
- [10] H. Ying, W. Siler and J.J. Buckley, Fuzzy Control Theory: A Nonlinear Case, *Automatica* 26 (3) (1990) 513-520.
- [11] J.G. Ziegler and N.B. Nichols, Optimum setting for automatic controllers. *Trans. ASME* 64 (1942) 759-768