

Controlador PID integrado por la estructura de control de modelo interno (IMC) y lógica difusa

PID controller composed by internal model control structure (IMC) and fuzzy logic

García, Yohn* y Lobo, Israel

Facultad de Ingeniería. Escuela de Ingeniería Química. ULA

Mérida 5101, Venezuela

*yohn@ula.ve

Recibido: 20-06-2008

Revisado: 16-02-2009

Resumen

La teoría convencional de control propone los clásicos controladores PID (Proporcional-Integral-Derivativo) los cuales, son de tipo lineal y cuyo rendimiento, ante procesos no lineales, se ve deteriorado. Esta investigación propone un controlador PID conformado por unas nuevas expresiones de sintonización encontradas a partir de la estructura IMC. Además, la integración, a este nuevo controlador, de un modulo de filtrado difuso variable (MFD). La hibridación entre el IMC y la lógica Difusa son puestas a prueba en un reactor de tipo agitado permanentemente. Los resultados obtenidos muestran una robustez marcada ante continuas perturbaciones promovidas hacia el sistema. La formulación de unas nuevas expresiones de sintonización es el objetivo final de la presente investigación, donde rutinas de optimización han sido empleadas. Estas tres nuevas ecuaciones de sintonización relacionan cada uno de los factores de escalamiento del MFD, en función de los parámetros que identifican la personalidad del proceso. La regresión lineal multivariable y análisis de varianzas fueron necesarios para la deducción de tales ecuaciones.

Palabras clave: Lógica difusa, control de modelo interno, procesos no lineales, optimización.

Abstract

Conventional theory of control suggests the classic linear controller PID (Proportional-Integral-Derivative) whose performance against to a nonlinear process is wrong. This research proposes a PID controller with new tuning expressions found from the IMC structure. In addition to this new controller, a fuzzy variable filtering module (MFD) is integrated. The hybridization between IMC and Fuzzy logic are tested in a stirred continuous tank reactor (SCTR). The results show robustness forehead disturbances promoted to the system. Formulation of new tuning expressions is the last goal of this research where optimization routines have been employed. These three new tuning equations relate each scaling factors of the MFD, depending on the parameters that identify the personality of the process. Linear regression and multivariate analysis of variance were necessary for the deduction such equations.

Key words: Fuzzy logic, internal model control, nonlinear process, optimization.

1 Introducción

La ingeniería química introduce el concepto de Operaciones Unitarias que permite estudiar las más variadas industrias de procesos a partir de un número reducido de unidades. Para que ellas funcionen adecuadamente se requiere de los ampliamente conocidos controladores PID (Proporcional-Integral-Derivativo), lo cuales siguen siendo hoy en

día los controladores más usados en este tipo de aplicaciones debido a su sencillez de sintonización (Smith, 2004). Sin embargo; son de naturaleza lineal lo cual los hace vulnerables a la inestabilidad en presencia de sistemas no lineales y con tiempo muerto elevado (Víctor Alfaro, 2002).

El modelo interno de control (IMC), posee una cantidad de ventajas en el diseño de sistemas de control. La estabilidad del IMC depende sólo del controlador y del mode-

lo de la planta empleados, además; de la facilidad de formar funciones de estabilidad (filtros). El IMC ha sido mostrado como una estrategia de control con buenos resultados, gracias a su robustez, contra los efectos ocasionados por los disturbios y la inexactitud que presenta el modelo introducido con respecto al real (Tahm, T., 2002). Sin embargo; por ser una técnica proveniente de diseños bajo estructuras lineales y ante la presencia de procesos no lineales, su rendimiento se ve disminuido. A fin de enfrentar con esta clase de percances se ha recurrido al uso, en los últimos años, de la inteligencia artificial donde la Lógica difusa juega un rol destacado.

Las estrategias de control que poseen como base la teoría difusa encuentran aplicaciones en muchos campos tales como: máquinas productoras de papel, reactores de polimerización, productos de consumo masivo como: lavaplatos, automóviles, video cámaras, etc. (Mamdani, 1974). Esta teoría emplea los principios cualitativos de razonamiento humano en la solución de problemas. La lógica difusa procura crear aproximaciones matemáticas, los cuales incurren en resultados exactos a partir de datos imprecisos. Puede ser descrita simplemente como “una estimación con palabras en vez de números” (Galindo). Para muchas aplicaciones a nivel mundial la mayoría de la información es suministrada por humanos expertos, quienes en ocasiones no razonan en términos matemáticos pero describen el comportamiento del sistema verbalmente a través de declaraciones vagas e imprecisas (Iglesias, 2002).

Los tiempos cuando el único objetivo, e indicación de éxito industrial era sólo la cantidad de producción, se han ido. El consumo masivo de los productos ha hecho que los consumidores se tornen más exigentes en cuanto a calidad, definiéndose entonces, nuevas características en los productos donde el control tiene mayor impacto sobre el acabado del producto.

Una de las herramientas más efectivas en la solución de esta clase de exigencia, que se emplea en el campo de la ingeniería, es la optimización (Perry, 2001).

La optimización, un método matemático, se encarga de seleccionar los valores de las variables que hacen máximo el rendimiento de un proceso o de un sistema. La optimización a nivel industrial infiere; además, en la selección del equipo y de las condiciones de operación para la producción de un producto determinado de manera que el beneficio sea el máximo (Valiente, 1990).

Recientes investigaciones como las reportadas por García (2006), Iglesias (2002), Sousa y colaboradores (1997), Cartwright, P. y colaboradores (1991), han mostrado que combinar la Lógica Difusa con diferentes estrategias de control mejora el desempeño de control ante la variedad de sistemas no lineales.

2 Controlador de Modelo Interno (IMC)

La estructura de Modelo Interno de Control (IMC) propuesta inicialmente por los investigadores Morari y Za-

firiou en los años 80 (Ogunnaike y col., 1994), está conformada por un controlador y un modelo del proceso real (Fig. 1), en ocasiones llamado IM (Internal Model). Esta estructura de control se basa en el principio del IM donde el estado deseado de la variable controlada puede ser alcanzado si el sistema de control encapsula, ya sea implícita o explícitamente alguna representación del proceso a ser controlado (T. Tham, 2002). En particular, si el sistema de control ha sido desarrollado implementando un modelo exacto del proceso real entonces, un control perfecto sobre la variable controlada es, teóricamente, posible (Ming T. Tham, 2002).

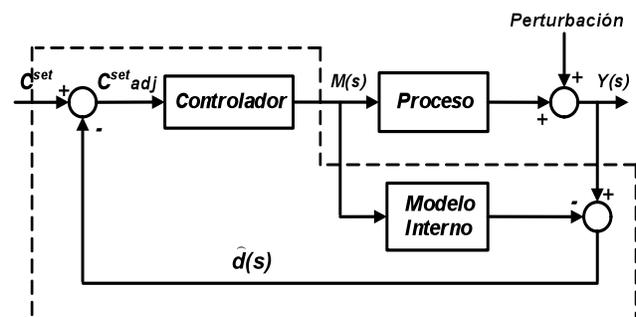


Fig. 1. Sistema de control IMC

Sin embargo; en la práctica la disposición de un modelo real del proceso a controlar es casi imposible por lo cual se incurre en un control de retroalimentación debido a la inexactitud que posee el modelo respecto al proceso y debido al conocimiento parcial del mismo.

Al implementar el IM en el lazo de control (Fig. 1, zona punteada), es generada una diferencia ($\hat{d}(s)$), que lleva intrínseco el efecto de la perturbación y la diferencia que existe entre el IM y el proceso real, a esta diferencia se le denomina error de modelaje (Tahm, T., 2002).

Dos funciones de transferencia, sin incluir el proceso real, constituyen el esquema de control IMC. Las funciones de transferencias involucradas, en el campo de frecuencia de Laplace, poseen la siguiente forma:

$$\hat{G}_p(s) = \frac{K e^{-t_o s}}{\tau s + 1} \quad \text{Ecu. 1}$$

$$G_C(s) = \hat{G}_p(s)^{-1} = \frac{\tau s + 1}{K} \quad \text{Ecu. 2}$$

donde K es la ganancia del modelo del proceso, τ es la constante de tiempo del modelo del proceso y t_o es el tiempo muerto del modelo del proceso.

Al definir al controlador como el inverso del modelo (parte invertible), se obtiene una función de transferencia impropia, característica no deseada en el diseño de lazos de control debido a que origina acciones de control diferencial excesivas (Tahm, T., 2002). Adicionalmente, para mejorar la robustez del sistema de control, se necesita atenuar los

efectos que conlleva utilizar un modelo del proceso en dicho lazo. En vista de que las discrepancias generadas entre la respuesta del modelo y el proceso real son marcadas en el campo de la frecuencia, un filtro de paso bajo (Low-pass filter) es usualmente introducido para minimizar estos efectos. De esta manera, el controlador IMC es típicamente diseñado como el inverso del modelo en serie con un filtro de paso bajo (Fig. 2).

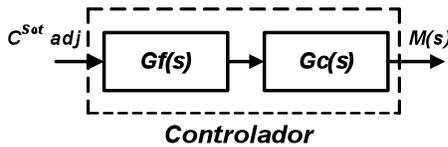


Fig. 2. Controlador en el IMC

La ecuación del filtro es:

$$G_f(s) = \frac{K_f}{(\tau_f s + 1)^n} \quad \text{Ecu. 3}$$

donde K_f y τ_f son la ganancia y la constante de tiempo del filtro, respectivamente, y n es el grado del filtro. El grado del filtro dependerá de la aproximación que posea el modelo de la planta. Al introducir el filtro al esquema de control IMC se obtiene una función de transferencia propia y se logra, además; atenuar el efecto del error de modelaje generado.

En la mayoría de los casos las perturbaciones suelen ser representadas por funciones de primer orden, sólo para efectos de simulación.

3 Estructura IMC dentro de un controlador PID

La estructura de control IMC puede ser reducida a la clásica estructura de control de tipo feedback (Flores T., Antonio, 2000). Este hecho es en extremo importante ya que significa que podemos usar la estructura IMC para obtener los parámetros que caracterizan al controlador PID (es decir; ganancia, tiempo integral y tiempo derivativo). Esto implica que el diagrama de bloques esbozado en la figura 1 puede ser reducido a una estructura básica de control a lazo cerrado como se muestra en la fig. 3.

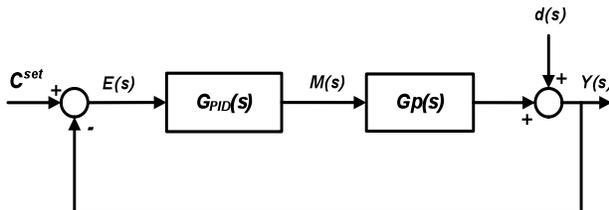


Fig. 3. Esquema de control feedback clásico (simplificado del IMC)

donde $G_{PID}(s)$ es una función de transferencia que representa la simplificación de los componentes enmarcados en la figura 1 (línea segmentada). Esta simplificación se logra obtener al aplicar algebra de bloques cuya finalidad es con-

seguir una relación funcional reducida entre la señal $E(s)$ como variable de entrada de la función $G_{PID}(s)$ y $M(s)$ como variable de salida. $G_{PID}(s)$ puede representar cualquier estructura de los controladores clásicos de la teoría de control: P (proporcional), PI (Proporcional-Integral), o PID (Proporcional-Integral-Derivativo).

La ecuación que representa $G_{PID}(s)$ es de la siguiente forma:

$$M(s) = \frac{G_c(s) G_f(s)}{1 - G_c(s) G_f(s) G_p(s)} (C^{set} - Y(s)) \quad \text{Ecu. 4}$$

donde $M(s)$ es la señal enviada por el controlador y $G_p(s)$ es el modelo del proceso. Este modelo suele ser ajustado a un modelo de Primer Orden Más Tiempo Muerto (POMTM) el cual es factorizado en dos funciones:

- Una función invertible ($G_{p(s)}^+$).
- Y una función no invertible ($G_{p(s)}^-$).

El término no invertible simboliza la presencia de tiempo muerto, causante de inestabilidad en el lazo de control.

La factorización en términos invertibles y no invertibles queda expresada como:

$$G_{p(s)}^+ = \frac{K}{\tau s + 1} \quad \text{Ecu. 5}$$

$$G_{p(s)}^- = e^{-t_0 s} \quad \text{Ecu. 6}$$

El componente no invertible es una expresión que aportar inestabilidad en el sistema de control, por ello la dificultad para ser invertido.

Esta desventaja puede ser tratada a través de las aproximaciones de Taylor y/o Padé, empleadas ambas con gran frecuencia para linealizar éste término no lineal.

3.1 Estructura IMC dentro del controlador PI

El controlador, cuya estructura es la del PI puede ser obtenido al utilizar la aproximación de Taylor de primer orden con respecto al tiempo muerto del sistema.

Aplicando la aproximación de Taylor de primer orden a la función de tiempo muerto obtenemos:

$$e^{-t_0 s} \approx 1 - t_0 s \quad \text{Ecu. 7}$$

El factor no invertible queda definido por:

$$G_{p(s)}^- = 1 - t_0 s \quad \text{Ecu. 8}$$

Una vez definidos cada uno de los términos que involucran la ecuación 4 hallamos que:

$$G_{PID(s)} = \frac{\tau s + 1}{K(\tau_f + t_o)s} \quad \text{Ecu. 9}$$

La ecuación 9 puede ser simplificada hasta conseguir la expresión:

$$PI_{T(s)} = \frac{\tau}{K(\tau_f + t_o)} \left[1 + \frac{1}{\tau s} \right] \quad \text{Ecu. 10}$$

Tradicional del controlador PI, donde $PI_{T(s)}$ es la función de transferencia del controlador PI obtenido a través de la aproximación de Taylor.

Podemos ahora definir las constantes de sintonización del controlador $PI_{T(s)}$ de la siguiente manera:

$$K_{cT} = \frac{\tau}{K(\tau_f + t_o)} \quad \text{Ecu. 11}$$

$$\tau_{IT} = \tau \quad \text{Ecu. 12}$$

donde K_{cT} es la Ganancia del controlador y τ_{IT} es el tiempo Integral, ambos obtenidos por la aproximación de Taylor.

La ecuación 10 puede ser finalmente definida como,

$$PI_{T(s)} = K_{cT} \left[1 + \frac{1}{\tau_{IT} s} \right] \quad \text{Ecu. 13}$$

la ecuación 13 representa la estructura clásica del controlador PI (Flores TA, 2000 y Tahm T, 2002).

3.2 Estructura IMC dentro de un controlador PID ideal

Logramos observar que al emplear la estructura IMC acoplada con la aproximación de Taylor podemos sintetizar un regulador convencional PI el cual requiere el uso explícito de un modelo del proceso.

La aproximación de Padé ha sido desarrollada para permitir representar el término de tiempo muerto ($e^{-t_o s}$), a través de una relación polinomial de bajo orden pero contrario a la de Taylor, proporciona mayor precisión. Una forma común de aproximar el término de tiempo muerto por medio de Padé es usar una pequeña cantidad de términos. Una aproximación de primer orden es considerada suficiente para tal objetivo como la mostrada en la ecuación 14.

$$e^{-t_o s} \approx \frac{1 - \frac{t_o}{2} s}{1 + \frac{t_o}{2} s} \quad \text{Ecu. 14}$$

Definiendo nuevamente el factor no invertible como:

$$\tilde{G}_{p(s)}^{-} = 1 - \frac{t_o}{2} s \quad \text{Ecu. 15}$$

Sustituyendo la expresión 14 en la ecuación 4 y a su vez, cada uno de los términos mencionados y manipulando la expresión resultante conseguimos finalmente que:

$$PID_{IP(s)} = \frac{\left(\frac{t_o}{2} + \tau\right)}{K\left(\tau_f + \frac{t_o}{2}\right)} \left[1 + \frac{1}{\left(\frac{t_o}{2} + \tau\right)s} + \frac{\frac{t_o}{2} \tau s}{\left(\frac{t_o}{2} + \tau\right)} \right] \quad \text{Ecu. 16}$$

La ecuación 16 puede ser expresada como un controlador PID convencional si usamos el siguiente cambio de variable:

$$K_{cIP} = \frac{\frac{t_o}{2} + \tau}{K\left(\tau_f + \frac{t_o}{2}\right)} \quad \text{Ecu. 17}$$

$$\tau_{IIP} = \left(\frac{t_o}{2} + \tau\right) \quad \text{Ecu. 18}$$

$$\tau_{DIP} = \frac{\frac{t_o}{2} \tau}{\left(\frac{t_o}{2} + \tau\right)} \quad \text{Ecu. 19}$$

donde las constantes de sintonización del controlador PID ideal vienen designados por los siguientes símbolos: K_{cIP} , Ganancia del controlador PID ideal; τ_{IIP} , Tiempo Integral del controlador PID ideal y τ_{DIP} , Constante de Tiempo derivativo del Controlador PID ideal.

Tomando en cuenta la interacción de las constantes con la ecuación 16 puede ser definida entonces como sigue:

$$PID_{IP(s)} = K_{cIP} \left[1 + \frac{1}{\tau_{IIP} s} + \tau_{DIP} s \right] \quad \text{Ecu. 20}$$

$PID_{IP(s)}$ representa el controlador PID de forma ideal obtenido a partir de la aproximación de Padé (Tahm T, 2002).

Aunque sea posible encontrar una forma más "comercial" de un regulador por medio de esta aproximación cabe resaltar que el controlador $PID_{IP(s)}$ no puede ser elaborado físicamente debido a la acción derivativa, cuya desventaja se ve reflejada por una función impropia (Smith, 2004).

3.3 Estructura IMC dentro de un controlador PID real

En el apartado anterior se logra obtener la configuración de un PID ideal; allí se toma en consideración, para definir el componente no invertible, solo el numerador de la aproximación de Padé lo cual resulta en un controlador con una estructura irrealizable en la práctica.

Detallemos ahora lo que sucede cuando definimos a la función no invertible como:

Fig. 4. Esquema de control con el MFD como medio de resintonización

Las entradas al MFD son el error (e) y el cambio del error (Δe). La salida de este modulo es el incremento requerido en la constante de filtrado ($\Delta\tau_f$).

Para adaptar el MFD al esquema de control se requiere; además del modelo del proceso, de tres factores de escalamiento, dos para las entradas (sF1 y sF2) y uno para la salida (sF3), respectivamente.

La fig.5 muestra las regiones donde el MFD actúa. Para evitar las excesivas oscilaciones, la constante de filtrado (τ_f) es aumentada en cierta proporción para así disminuir la ganancia del controlador y reducir la agresividad del controlador sobre el sistema. Puede notarse que el MFD actúa en determinados cuadrantes de la respuesta del sistema. Estos cuadrantes son el primer y tercer cuadrante en el plano de fase del error.

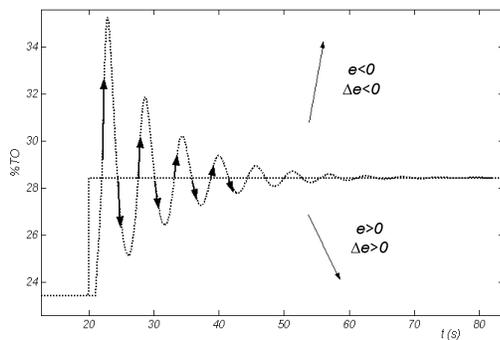


Fig. 5. Regiones donde actúa el MFD

La tabla 1 contiene la matriz que emplea MFD para determinar el incremento necesario en la constante de filtrado (τ_f), donde el significado de las variables lingüísticas presentes son: Positivo Alto (PA), Positivo Medio (PM), Positivo Bajo (PB), Cero (Z), Negativo Bajo (NB), Negativo Medio (NM) y Negativo Alto (NA).

Tabla 1. Reglas empleadas en el MFD

| $e/\Delta e$ | NA | NM | NB | C | PB | PM | PA |
|--------------|----|----|----|---|----|----|----|
| NA | PA | PA | PM | Z | Z | Z | Z |
| NM | PA | PM | PB | Z | Z | Z | Z |
| NB | PM | PB | Z | Z | Z | Z | Z |
| Z | Z | Z | Z | Z | Z | Z | Z |
| PB | Z | Z | Z | Z | Z | PB | PM |
| PM | Z | Z | Z | Z | PB | PM | PA |
| PA | Z | Z | Z | Z | PM | PA | PA |

Las representaciones graficas de las funciones de membresía de las variables lingüísticas de entradas del MFD están simbolizadas en cinco funciones de membresía triangulares y dos trapezoidales. Mientras que las funciones de membresía referentes a la salida del MFD están

compuestas por tres triangulares y una trapezoidal (fig. 6).

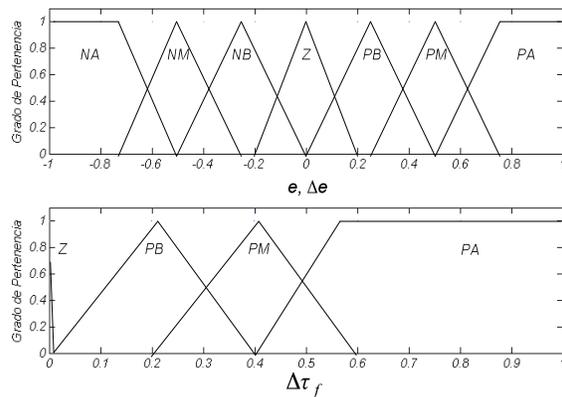


Fig. 6. Funciones de membresía para las dos entradas y la salida del MFD, respectivamente

La superficie generada por el MFD está esbozada en la fig.7 donde se pueden percibir las zonas en el plano del error donde actúa incrementando la magnitud del filtro.

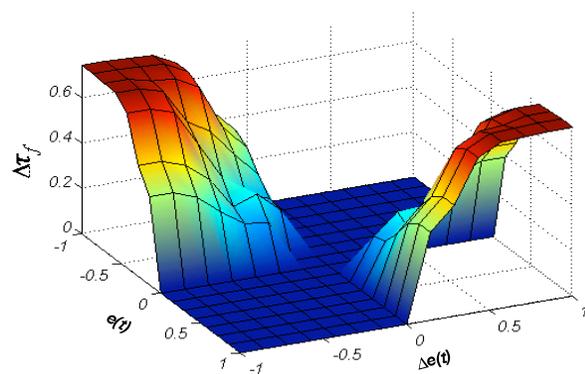


Fig. 7. Superficie generada por el MFD

5 Resultados

5.1 Desempeño de los controladores PI_T , PID_{IP} y PID_{RP}

El proceso seleccionado para probar el desempeño de los controladores mostrados en los apartados 3.1, 3.2 y 3.3, cuyas ecuaciones de sintonización varían mas no su estructura, ha sido el reactor agitado permanentemente mostrado en la fig. 8. El tanque recibe dos corrientes, una corriente $q_1(t)$ del reactivo A cuya concentración es $C_{A1}(t)$. Nada de componente B entra al reactor.

La segunda corriente $q_2(t)$ consiste en agua pura la cual es definida como la variable manipulada para el sistema de control. La concentración del Reactivo B es monitoreada a 12 m desde el tanque. Para el desarrollo del modelo matemático del sistema se considerará: constante el volumen del reactor, las condiciones de mezclado son ideales (mezclado perfecto), y las densidades de las corrientes no varían en función de las concentraciones presentes en el sistema.

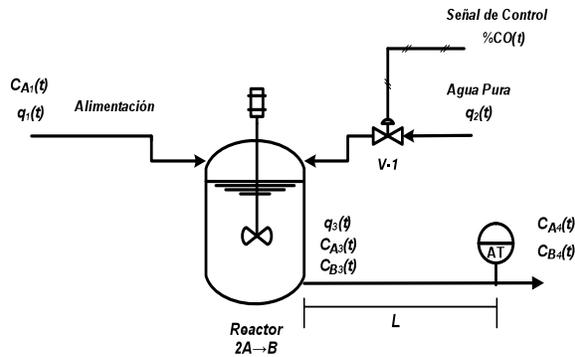


Fig. 8. Proceso de reacción

El objetivo es producir el compuesto *B* a cierta concentración a partir del reactivo *A*, por medio de una reacción de segundo orden con respecto al reactivo *A* cuya forma es la siguiente:



Las ecuaciones matemáticas que modelan el comportamiento del sistema de reacción son las siguientes:

- Balance de masa global:

$$q_1(t) + q_2(t) = q_3(t) \quad \text{Ecu. 30}$$

- Balance de masa en componente *A*:

$$q_1(t)C_{A1(t)} - q_3(t)C_{A3(t)} - V\gamma_A(t) = \frac{d[VC_{A3(t)}]}{dt} \quad \text{Ecu. 31}$$

- Balance de masa en componente *B*:

$$-q_3(t)C_{B3(t)} - \frac{1}{2}V\gamma_A(t) = \frac{d[VC_{B3(t)}]}{dt} \quad \text{Ecu. 32}$$

- Tasa de Reacción:

$$-\gamma_A(t) = k[C_{A3(t)}]^2 \quad \text{Ecu. 33}$$

- Relación entre la concentración del reactivo *A* y la ubicación del sensor/transmisor:

$$C_{A4(t)} = C_{A3(t-t_o)} \quad \text{Ecu. 34}$$

- Relación entre la concentración del reactivo *B* y la ubicación del sensor/transmisor:

$$C_{B4(t)} = C_{B3(t-t_o)} \quad \text{Ecu. 35}$$

- El tiempo muerto está definido como:

$$t_o = \frac{L \cdot A_t}{q_3(t)} \quad \text{Ecu. 36}$$

- Sensor/Transmisor empleado:

$$\tau_s \frac{d[\%TO(t)]}{dt} + \%TO(t) = k_s [C_{B4(t)} - C_{B4(\min)}] \quad \text{Ecu. 37}$$

- Ecuación de la Válvula:

$$\tau_v \frac{d[q_2(t)]}{dt} + q_2(t) = k_v [\%CO(t)] \quad \text{Ecu. 38}$$

donde $q_1(t)$ es el flujo de alimentación del reactivo *A* dirigido hacia el reactor, $q_2(t)$ es el flujo de agua alimentado al reactor, $q_3(t)$ es el flujo de salida inmediata del reactor, $C_{A1(t)}$ es la concentración del compuesto *A* en la corriente de alimentación, $C_{A3(t)}$ es la concentración del compuesto *A* a la salida exacta del reactor, V es el volumen del reactor, $\gamma_A(t)$ es la velocidad de reacción referida al compuesto *A*, k es la constante cinética de reacción, $C_{B3(t)}$ es la concentración del compuesto *B* a la salida exacta del reactor, L es la distancia que está ubicado el sensor del reactor, $C_{A4(t)}$ es la concentración a la distancia L del reactor, $C_{B4(t)}$ es la concentración del compuesto *B* a la distancia L del reactor, t_o es el tiempo de retraso en el sistema, A_t es la sección transversal de la tubería, τ_s es la constante de tiempo del sensor/transmisor empleado, $\%TO(t)$ es el porcentaje de la señal de salida del sensor/transmisor, k_s es la ganancia del sensor/transmisor, $C_{B4(\min)}$ es la concentración mínima que puede detectar el sensor/transmisor, τ_v es la constante de tiempo de la válvula, k_v es la ganancia de la válvula de control empleada, $\%CO(t)$ es la señal enviada por el controlador.

La tabla 2 contiene la información acerca de las condiciones de operación del proceso en estudio.

Tabla 2. Valores en Estado Estacionario y de las constantes que intervienen en el proceso de reacción

| Variable | Valor | Unidades |
|-------------|---------|--|
| L | 12 | m |
| A_t | 1,23e-4 | m ² |
| V | 5 | l |
| k | 0,2 | l (molA) ⁻¹ s ⁻¹ |
| $q_1(t)$ | 0,2 | l/s |
| $q_2(t)$ | 0,3 | l/s |
| $q_3(t)$ | 0,5 | l/s |
| $C_{A1(t)}$ | 0,5 | mol/l |
| $C_{A3(t)}$ | 0,1531 | mol/l |
| $C_{B3(t)}$ | 0,02344 | mol/l |
| $\%CO(t)$ | 50,4898 | % |
| τ_v | 0,35 | s |
| τ_s | 0,15 | s |

La identificación del reactor es calculada empleando el método propuesto por el Dr. Cecil Smith, la cual consiste en perturbar el sistema con un cambio escalón y por medio de la curva de reacción calcular los valores que identifican la personalidad del proceso.

Los valores obtenidos son mostrados en la tabla 3 los cuales fueron hallados por medio de cambios escalones de $\pm 5\%CO$ propiciados a la válvula de control.

Tabla 3. Constantes obtenidas a partir de la identificación hecha al reactor

| | Valores | Unidades |
|--------|---------|----------|
| K | -0,6282 | %TO/%CO |
| τ | 12,83 | s |
| t_o | 4,9 | s |

Una vez obtenida la ganancia, la constante de tiempo y el tiempo muerto del sistema de reacción, procedemos a calcular los parámetros de sintonización para un controlador PID por medio de las ecuaciones de sintonización de Dahlin (Smith, 2004). Estas ecuaciones producen respuestas más suaves que las obtenidas a partir de la sintonización Ziegler-Nichols, lo que las hacen más viables para proceso que poseen tiempo muerto (Oscar y col., 200).

Los parámetros de sintonización del PID, hallados a partir de las ecuaciones de Dahlin son mostrados en la tabla 4.

Tabla 4. Constantes de sintonización del controlador PID obtenidas a partir de las ecuaciones de Dahlin

| | Valores | Unidades |
|----------|---------|----------|
| K_c | 3,47 | %TO/%CO |
| τ_I | 12,83 | s |
| τ_D | 2,45 | s |
| α | 0,1 | --- |

Los parámetros de sintonización referentes a los controladores PI_T , PID_{IP} y PID_{RP} se encuentran tabulados en la tabla 5. Estos fueron hallados a partir de las ecuaciones de sintonización encontradas en los apartados 3.1, 3.2 y 3.3.

Tabla 5. Constantes de sintonización de los controladores PI_T , PID_{IP} y PID_{RP}

| | Valores | | |
|----------|---------|------------|------------|
| | PI_T | PID_{IP} | PID_{RP} |
| K_c | 1,92 | 2,97 | 1,92 |
| τ_I | 12,83 | 15,28 | 12,83 |
| τ_D | ---- | 2,06 | 2,45 |

| α | ---- | 0,1 | 0,103 |
|----------|------|-----|-------|
|----------|------|-----|-------|

Con estos resultados se posee totalmente especificado el sistema de control. Ahora podemos observar las diferentes respuestas obtenidas al implementar los controladores: PI_T , PID_{IP} , PID_{RP} y para luego ser comparadas con el rendimiento que ofrece el controlador PID convencional, sintonizado este último a través de las expresiones de sintonización propuestas por Dahlin (los resultados aquí reportados son obtenidos a partir de simulaciones hechas en *Simulink 5.0* de Matlab 6.5).

En la fig.9 se puede observar como el sistema de control responde ante perturbaciones continuas en el flujo $q_{1(t)}$ y ante cambios de set point.

El controlador PID convencional presenta el mejor rendimiento cuando son producidos cambios de $0,2\ 1/s$ a $0,1\ 1/s$ a los 270 s y de $0,1\ 1/s$ a $0,06\ 1/s$ a los 750 s a cambio del controlador PI_T cuyo rendimiento es el más entre los controladores analizados. La robustez que posee cada uno de los controladores mostrados comienza a deteriorarse cuando son sometidos ante un cambio de consigna a los 1200 s desde su valor nominal de 23,44% hasta 28,44%. Es fácil observar y diferenciar cómo la robustez de los controladores, PID convencional y PI_T presentan mayor susceptibilidad a problemas de inestabilidad ante el primer cambio de consigna. Mientras que los controladores PID_{IP} y PID_{RP} logran conseguir la estabilidad ente este primer cambio de consigna.

Cuando el sistema es sujeto nuevamente a un cambio de set point de 28,44% a 38,44% a los 2250 s es fácil observar la presencia de oscilaciones agresivas por parte de cada uno de los controladores. Los controladores mostrados en las figs. 9a, 9b y 9c logran alcanzar la estabilidad marginal (oscilación con amplitud constante), a partir de este cambio sin poder alcanzar el estado deseado. Mientras que, el controlador PID_{RP} (Fig. 9d) logra llevar al sistema al nuevo punto de consigna, mostrándose con mayor robustez en comparación con los demás controladores. Posteriormente una perturbación en el flujo de $0,08\ 1/s$ a $0,05\ 1/s$ a los 3100 s logra mostrar un hecho inherente en el controlador PID_{RP} , su linealidad.

Notemos además, que los valores de IAE que poseen estos los controladores PID convencional, PI_T y PID_{IP} son los más elevados en comparación con el controlador PID_{RP} , el cual es de 7274.

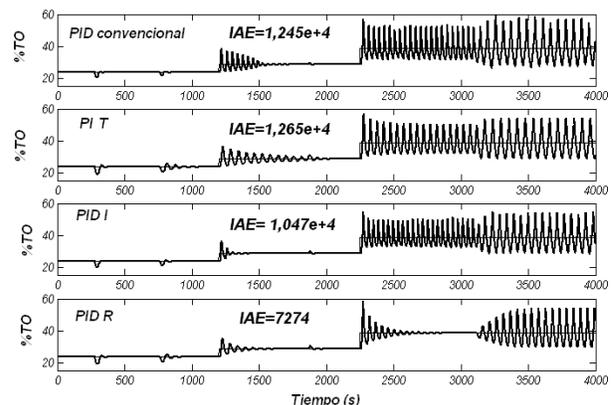


Fig. 9. Respuesta de los controladores PID convencional, PID_{IP} y PID_{RP} , respectivamente

Las acciones de corrección de los controladores PID_{IP} y PID_{RP} son destacadas. El PID_{RP} supera notablemente a las respuestas toscas de los anteriores controladores frente a problemas de inestabilidad que se presentan, llevando a la variable controlada a su punto de consigna en la mayor parte de la dinámica del sistema aunque, con la presencia de la última perturbación su respuesta llegue a ser inestable, debido al variante tiempo muerto presente en el sistema. La robustez con que esta configuración de control actúa se puede comprobar al comparar cada uno de los valores de IAE presentes donde los valores de los distintos controladores empleados son superiores al PID_{RP} , aproximadamente 1,8 veces.

El controlador PID_{IP} aunque muestre un mejor comportamiento ante el primer cambio de consigna, disminuyendo el sobrepaso y con ello disminuyendo su sensibilidad a la inestabilidad, se ve al igual que los anteriores reguladores, en una circunstancia desorganizada, en una oscilación sin llegar a estabilizarse, no logrando llevar a la variable controlada a su respectivo valor deseado ante el siguiente cambio de consigna.

La robustez que ofrece el controlador PID_{RP} (fig.10), comparado con su antecesor (IMC), muestra gran similitud, a pesar de que exista una discrepancia entre sus IAE. Podemos decir entonces que la “nueva cara”, en cuanto a sus parámetros de sintonía, que ha tomado el controlador PID representado por el PID_{RP} es tan robusto como el IMC y mucho más eficiente que el PID convencional, logrando así, ser menos susceptible a características de inestabilidad, pero no dejando de ser una estructura lineal lo cual se refleja en la inestabilidad.

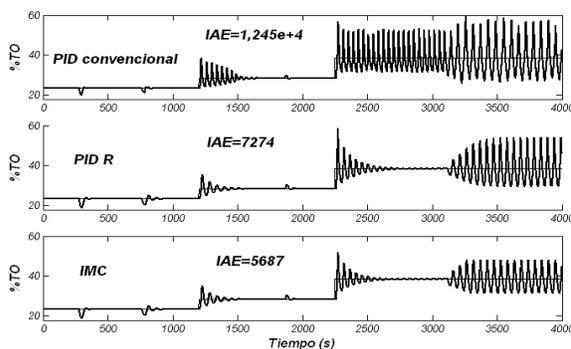


Fig. 10. Respuestas de los controladores PID convencional, PID_{RP} e IMC

Se puede observar en los modos de entonamiento para cada uno de los controladores mostrados, que el PID_{RP} posee la ganancia más baja entre los tres, lo cual verifica el por qué de su comportamiento, menos agresivo en determinadas situaciones ya mostradas.

La segunda deducción que se obtiene al comparar los valores de los parámetros de ajuste obtenidos, resulta en que las magnitudes no son lo más aproximado a lo real (ganancia más alta y tiempo integral más corto). Esta elección

arbitraria resulta de la experiencia que también indica que el tiempo de derivación debe ser menor al de integración (Smith y Corripio, 2004). Pero, lo que hemos podido observar a través de las simulaciones efectuadas es que el controlador PID_{RP} es el que presenta la mayor solidez ante la inestabilidad que puede enfrentar el sistema de control, aunque presente un perfil de sintonía totalmente opuesto a lo sugerido por la experiencia.

5.2 Desempeño del PID_{RPF} ante un proceso no lineal

Los controladores PID convencional y PID_{RP} han sido diseñados a partir de procesos lineales; al cambiar uno o cualquiera de los parámetros del proceso controlado, la estabilidad del sistema de control puede verse seriamente afectada, tal como se ha mostrado en la fig. 10.

La contribución que puede brindar la lógica Difusa a través del MFD (Modulo de Filtrado Difuso), en busca de la solución de esta desventaja, innata en la mayoría de los casos de los lazos de control y causadas por las inherentes no linealidades de los procesos químicos, puede verse reflejada al implementar el controlador PID_{RPF} . Este nuevo controlador es una estructura híbrida integrada por el controlador PID_{RP} y el MFD donde la linealidad del controlador, lo cual lo hace susceptible a problemas de inestabilidad ante procesos altamente no lineales, se ve atenuada por la influencia del MFD como agente actualizador-sintonizador de la constante de filtrado (τ_f).

En las figs. 11 y 12 pueden apreciarse como los controladores PID convencional y PID_{RP} son incapaces de mantener el sistema de control estable. Por su parte, el controlador PID_{RPF} es el único que alcanza la estabilidad de dicho sistema, además; cabe señalar que el más bajo valor de IAE lo posee éste último controlador (IAE=1741). El PID convencional posee el más bajo rendimiento de los tres controladores.

Es fácil notar la superioridad que posee el nuevo controlador híbrido PID_{RPF} , ante sus antecesores. La robustez que presenta ante la fatiga hecha en el sistema a través de continuos cambios de consignas y además, de los continuos cambios en la perturbación ocasionando un aumento continuo en el tiempo muerto. Ante todas estas eventos no deseados en el sistema el controlador híbrido se mostró superior.

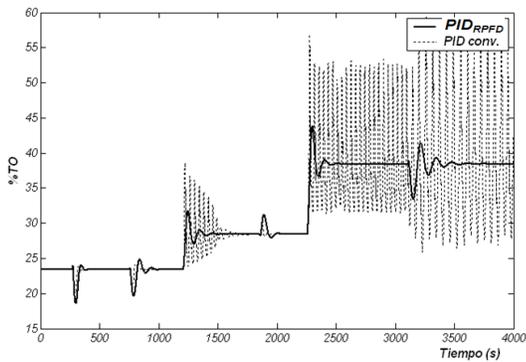


Fig. 11. Respuestas de los controladores PID convencional y PID_{RPFD}

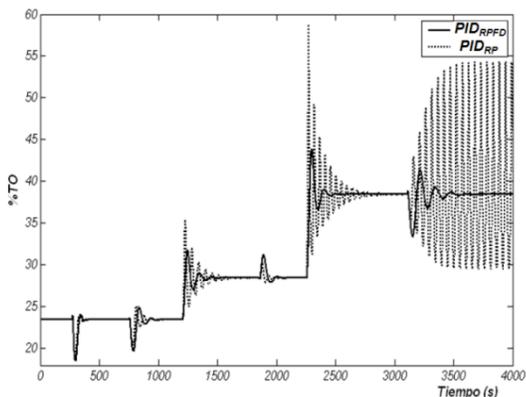


Fig. 12. Respuestas de los controladores PID_{RP} e PID_{RPFD}

La fig. 13 muestra el cambio en la constante de filtrado del controlador PID_{RPFD} a manera de compensar las no linealidades del sistema. Se puede observar que las zonas donde se produce un aumento de la constante de tiempo de filtrado son las zonas específicas donde el sistema de reacción se aleja del punto de consigna. Mientras que cuando la acción de filtrado permanece constante implica que el filtro difuso deja de actuar debido a que estamos obteniendo una respuesta deseada del sistema de control; es decir, la variable controlada se acerca al setpoint.

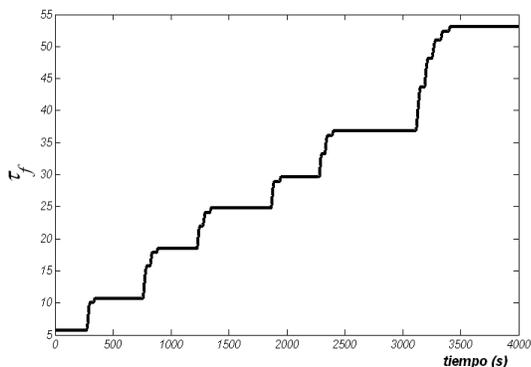


Fig. 13. Respuestas del MFD

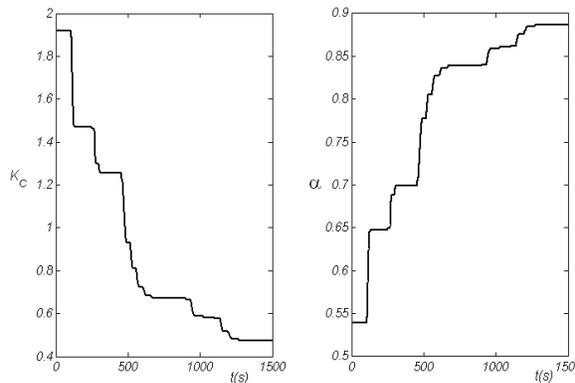


Fig. 14. Variación en la Ganancia K_c y el parámetro de filtrado α a consecuencia del filtro difuso MFD

En la fig. 14 se muestra como son afectados cada uno de los parámetros de sintonización que se lograron obtener para el controlador PID_{RPFD} por la variación continua de la constante de filtrado. La constante de sintonía K_c , presenta una disminución en su magnitud para poder aplacar la agresividad con que el sistema es atacado por medio de cambios en la perturbación $q_1(t)$ y en el punto de consigna, mientras que la variable de sintonía α , presenta un perfil totalmente opuesto al parámetro K_c .

5.2 Ecuaciones de sintonización sF1, sF2 y sF3

Esta investigación ha tenido por objetivo adicional el desarrollar tres ecuaciones de sintonización para los factores de escalamiento presentes a la entrada y salida del MFD en función de los parámetros del proceso.

Se considera como criterio de optimización que la respuesta del sistema no debe poseer un sobrepaso mayor al 10% del cambio de set point cuando éste es efectuado. Acorde con este criterio se obtienen los valores adecuados de cada factor de escalamiento.

Para generar las ecuaciones de sintonización, los datos recolectados fueron obtenidos de 64 optimizaciones que persiguen como condición el criterio antes señalado. La optimización es realizada con el programa “*Fminimax*” y “*lsqnonlin*”, ambas rutinas contenidas en Matlab 6.5. La rutina “*Fminimax*” necesita de dos subrutinas adicionales donde se declara la condición de un sobrepaso no mayor del 10% y otra donde se especifica la función a minimizar (el *IAE*). La Tabla 4 muestra los parámetros del modelo empleados en tales simulaciones para así dar generalidad a las ecuaciones de sintonización sF1, sF2 y sF3.

Tabla 6. Parámetros del modelo del proceso

| Variables | Valores |
|-----------|-------------------|
| K_m | [0,5 1,5 2,5 3,5] |
| τ_m | [1 3 5 7] |

| | |
|----------|-------------------|
| t_{om} | [0,5 2,5 4,5 4,5] |
|----------|-------------------|

Para simular las no linealidades en la optimización, se asume un modelo POMTM con las siguientes características:

Ganancia de la planta: $K_p = K_m$

Constante de tiempo de la Planta: $\tau_p = \tau_m$

Tiempo muerto de la planta: $t_{op} = 1,5 * t_{om}$

Para determinar cuál de las variables es la más influyente en cada uno de los factores de escalamiento, un análisis de varianza es aplicado a los resultados de las optimizaciones hechas. Se concluye de la misma manera para los tres factores de escalamiento; el tiempo muerto, la constante de tiempo del modelo y su debida interacción $R(t_{om}, \tau_m)$, son los indicados para formular las expresiones que se muestran a continuación.

$$sF1^{0,05} = 1,8482 - 0,54245 \cdot (\tau_m) - 0,32926 \cdot (t_{om}) + 0,15033 \cdot (R) - 0,003602 \cdot (\tau_m \cdot R) - 0,01088 \cdot (t_o \cdot R) + 0,04304 \cdot (\tau_m)^2 + 0,023804 \cdot (t_o)^2 - 0,26017 \cdot \text{abs}(\text{sen}(\tau_m^2)) - 0,51499 \cdot \text{abs}(\text{sen}(t_o)^2) - 0,060842 \cdot \text{abs}(\text{sen}(R)^2) + 0,008544 \cdot \text{sen}(\tau_m \cdot R)^2 + 0,9167 \cdot \text{sen}(t_o \cdot R)^2$$

$$sF2 = 0,9380 + 1,3719 \cdot \ln(\tau_m) + 2,697 \cdot \text{abs}(\cos(2 \cdot t_o)) - 0,088192 \cdot \text{abs}(\text{sen}(R)) + 0,02061 \cdot (\tau_m \cdot R) - 0,00343 \cdot (t_o \cdot R) - 0,23385 \cdot (\tau_m)^{1,5} + 0,5679 \cdot \text{abs}(\cos(t_o^{3,5})) + 1,3962 \cdot \ln(R) - 1,0199(R)^{0,5909}$$

$$sF3 = -3,088 + 2,2198 \cdot (\tau_m) + 0,5973 \cdot (t_o) + 2,3544 \cdot (R) - 0,4087 \cdot (\tau_m \cdot R) + 0,3435 \cdot (t_o \cdot R) - 0,2223 \cdot (\tau_m - R)^2 + 0,2290 \cdot (t_o - R)^2 + 4,908 \cdot \text{abs}(\text{sen}(\tau_m - R)^2) - 2,6809 \cdot \text{abs}(\text{sen}(t_o - R)^2) - 2,4674 \cdot \text{abs}(\text{sen}(R^2) - R) - 2,6603 \cdot \text{sen}(\tau_m \cdot R - R)^2 + 4,0722 \cdot \text{sen}(t_o \cdot R - t_o)^2$$

Empleando una regresión lineal multivariable denotada por "Regress" en Matlab 6.5 las expresiones mostradas anteriormente son encontradas después de cierto número de iteraciones. Los factores de correlación para cada una de las ecuaciones son: 0,9987; 0,9983 y 0,9999; respectivamente.

Adicionalmente, un análisis de los residuales, así como del factor de correlación ajustado fueron realizados para verificar que no se estaba incurriendo en ecuaciones.

6 Conclusiones

El uso de la lógica difusa ha permitido modificar el valor de la constante de filtrado en la estructura del controlador PID_{RP} cuando la variable controlada se aleja del punto de control. Esta particularidad le da al nuevo PID_{RPF} una capacidad de superar problemas de inestabilidad presentes en el sistema de control debida a la presencia de no linealidades.

El incremento de la constante de tiempo del filtro del

controlador PID_{RPF} hace al controlador más eficiente, también cabe resaltar que debe realizarse un estudio que permita calcular el valor del filtro inicial una vez que haya ocurrido cambios en el sistema; es decir, se recomienda una continua actualización de los parámetros que identifican al proceso para así evitar respuestas lentas por parte del PID_{RPF} .

Hay que tener presente además, el rango de aplicabilidad que las ecuaciones mostradas en este capítulo poseen, dicho rango se encuentra acotado por la matriz empleada para las optimizaciones hechas.

Referencias

- Argelaguet R, Pons M, Aguilar J y Quevedo J, 1997, A new tuning of PID controllers based on LQR Optimization. A: European Control Conference ECC97, pp. 1-15.
- Buckley J y Ying H, 1989, Fuzzy controller theory: limit theorems for linear fuzzy control rules, Automatica, Vol. 25, No. 3, pp. 469-472.
- Cartwright P y Thomson M, April, 1991 Knowledge-based Control of binary distillation column, Knowledge-based Control, Principles and applications, IEE colloquium on. 3/1-3/4.
- Flores T, Junio 21, 2000, Control de Modelo Interno, Universidad Iberoamericana, México.
- García Y, 2006, Disertación Doctoral USF, Tampa USA.
- Gómez G, Conjuntos y Sistemas Difusos lógica Difusa y aplicaciones. Variables Lingüísticas, Universidad de Málaga.
- Iglesias E, 2002, Diseño de un Controlador Híbrido basado en Modo Deslizantes y Lógica Difusa, ULA. Mérida, Venezuela.
- MacVicar-Whelan P, 1976, Fuzzy sets for man machine interaction, int. J. Man-Mach. Stud., no. 8 pp. 687-697.
- Mamdani E, 1974, Application of Fuzzy Algorithms for Control of Simple Dynamics Plant, Proc. Inst. Electr., Vol. 2, No. 12, London.
- Ogunnaike A y Harmon W, 1994, Process Dynamics, Modeling, and Control. OXFORD UNIVERSITY, New York.
- Oscar C y Smith C, 2000, Sliding mode control: an approach to regulate nonlinear chemical process, ISA Transactions.
- Perry R, 2001, Manual del ingeniero Químico. MacGraw-Hill. Vol. 2.
- Smith C, Corripio, 2004, Control Automático de Procesos, Limusa-Noriega editores, México.
- Sousa J, colaboradores, July, 1997, Internal model control with a fuzzy model: application to an air-conditioning system. Fuzzy Systems, proceedings of the Sixth IEEE International Conference on Vol. 1, pp 207-212.
- Tham T, 2002, Internal Model Control, Chemical and Process Engineering, University of Newcastle. UK.
- Valiente A, 1990, Diccionario de Ingeniería Química, Addison Wesley Logman, México, primera edición.
- Victor A, 2002, Ecuaciones Para Controladores PID Universales, Ingeniería, Costa Rica.
- Vidolov B y Melin C, 1997, An approach to the obtaining

of knowledge bases for MIMO fuzzy control: Application to a non linear thermal system control, in Proc. 6th IEEE conf. Fuzzy Systems, Jul. 1-5, pp. 99-103.

