

Two new Smith predictor proposals for performance and robustness enhancement for systems with elevated time delay

Jesús Martínez y Oscar Camacho

*Postgrado en Automatización e Instrumentación, Facultad de Ingeniería,
Universidad de Los Andes. Mérida, Venezuela. Telf. +58-274-2402847.
Fax: +58-274-2402846. jdmt_1577@yahoo.com, ocamacho@ula.ve*

Abstract

This paper presents two new strategies, based on the Smith predictor, to control self-regulating systems with elevated deadtime. The first one uses two modifications done in previous works, one accelerates the regulatory response and the other improves the robustness maintaining a simple tuning, while the second one consists on the use of the sliding mode control to improve the system's robustness.

Key words: Control, delay, predictor, robustness.

Dos nuevas propuestas basadas en el predictor de Smith para mejorar desempeño y robustez de sistemas con elevado retardo

Resumen

El artículo presenta dos nuevas estrategias de control para sistemas autorregulables con elevados tiempos muertos, ambas basadas en el predictor de Smith. La primera utiliza dos modificaciones realizadas en trabajos anteriores, una para acelerar la respuesta regulatoria y la otra para aumentar la robustez del sistema manteniendo un ajuste simple, mientras que la segunda consiste en el uso del control por modo deslizante como técnica para mejorar la robustez del sistema.

Palabras clave: Control, retardo, predictor, robustez.

1. Introducción

El primer compensador de retardos y quizás el más utilizado fue creado en 1957 por O. J. Smith [1] para plantas monovariantes. Dicho sistema tiene el potencial de mejorar el control de lazos con tiempo muerto y conocido como el Predictor de Smith (Smith Predictor, SP) o compensador de tiempo muerto (dead-time compensator, DTC). No obstante, el SP ha sido objeto de muchas investigaciones que han arrojado como uno de los resultados principales la detección de algunas limitaciones en el comportamiento del sistema, siendo las más relevantes su sensibilidad ante errores de modelado, su estructura de un

solo grado de libertad, no puede ser utilizado en procesos inestables en lazo abierto y cuando la planta es integrante, no puede rechazar perturbaciones constantes en régimen permanente [2].

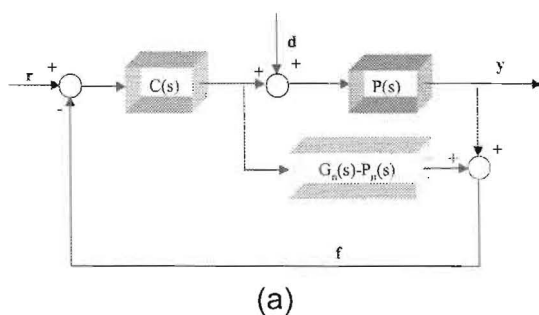
Debido a esto, varios autores han desarrollado DTCs que consisten en modificaciones de la estructura del SP original con la finalidad de mejorar tanto las características de comportamiento ante perturbaciones y cambios de referencia como la robustez de los sistemas. En este sentido, se han propuesto DTCs con comportamiento robusto, DTCs con pocos parámetros de ajuste, DTCs para plantas inestables y plantas integradoras, algoritmos mixtos basados en el SP, ade-

más de modificaciones para el caso multivariable y versiones en el dominio discreto [2-7].

Sin embargo, varias de estas modificaciones poseen un enfoque teórico o poseen un alto grado de complejidad, factor que impide su aceptación definitiva en el ambiente práctico en donde es deseable la sencillez de la estrategia de control. De esta necesidad surge este trabajo de investigación, donde en primer lugar se muestra un esquema de control, llamado controlador FF-FPPI (feed forward-filtered predictive PI) el cual es el resultado de combinar dos modificaciones realizadas al SP convencional, una propuesta por Palmor y Powers [3] y la otra por Normey-Rico [2], este nuevo esquema logra simplificar los parámetros de ajuste, y por otro lado acelerar la respuesta de rechazo a perturbaciones. El sistema resultante mantiene la simplicidad del SP pero con mayores velocidades de repuesta. Por otra parte, se propone un segundo sistema que utiliza el control por modo deslizante combinado con el SP con la finalidad de obtener un sistema con buenas características de robustez. El sistema es una extensión del esquema desarrollado por Camacho y Rojas [8] y difiere en la utilización de una superficie proporcional-integral en vez de una simplemente proporcional. El artículo se divide de la siguiente manera: En la sección 2 se revisan aspectos básicos del SP, en la sección 3 se describe la primera estrategia propuesta mientras que la segunda se muestra en la sección 4. Resultados de simulaciones son mostrados en la sección 5 y las conclusiones en la sección 6.

2. El Predictor de Smith

Ya se ha mencionado que el SP fue el primer sistema de control propuesto en la literatura que incluye un compensador de retardo y además es



probablemente el sistema más conocido y utilizado en la práctica para resolver el control de los sistemas con retardo. En la Figura 1 se puede apreciar la estructura del SP. Los bloques $C(s)$ y $P(s)$ corresponden respectivamente al controlador y a la planta real con $P(s) = G(s)e^{-Ls}$ donde L es el retardo. En esta estructura se realimenta la predicción de la salida del proceso, calculada usando un modelo de la planta sin retardo $G_n(s)$. Además, para compensar el efecto de las perturbaciones y corregir los efectos de los errores de modelado, se realimenta también la diferencia entre la salida del proceso y la salida del modelo incluyendo el retardo estimado ($P_n(s) = G_n(s)e^{-L_n s}$).

La función de transferencia en lazo cerrado entre la referencia y la salida en el caso ideal, o sea modelado perfecto ($P(s)=P_n(s)$), viene dada por:

$$H_r(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)P_n(s)}{1 + C(s)G_n(s)} \quad (1)$$

mientras que la función de transferencia que relaciona la referencia con las perturbaciones en el caso ideal se expresa como:

$$H_d = \frac{Y(s)}{D(s)} = P_n(s) \left[1 - \frac{C(s)P_n(s)}{1 + C(s)G_n(s)} \right] \quad (2)$$

En ambas ecuaciones anteriores se puede apreciar que el retardo es removido de la ecuación característica. Una buena revisión de las propiedades y limitaciones del SP puede encontrarse en [2].

3. El controlador FF-FPPI

El controlador FF-FPPI (feed forward-filtered predictive PI) es el resultado de combinar dos

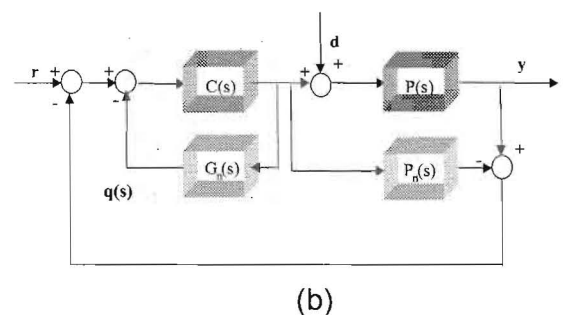


Figura 1. Estructura del SP. (a) Representación normal, (b) en la forma de modelo interno.

modificaciones realizadas al SP convencional, una propuesta por Palmor y Powers [3] y la otra por Normey-Rico [2]. La justificación de combinar estas dos estrategias se expone luego de una breve revisión de cada una de ellas.

3.1. SP con un lazo de prealimentación

Para mejorar la respuesta de rechazo a perturbaciones del SP, Palmor y Powers [3] proponen una modificación simple, para el caso de perturbaciones medibles, que incluye un lazo de prealimentación. Esta modificación, denominada feed-forward SP (FF-SP) se puede apreciar en la Figura 2 en su forma más simple. Esta estructura no requiere de elementos adicionales aparte del utilizado para la medición de la perturbación.

Es importante resaltar que la modificación realizada no altera prácticamente la sensibilidad a errores de modelado, adicionalmente, las propiedades de servo-control se mantienen. En otras palabras, las capacidades regulatorias del sistema de control mejoran sin alterar otras propiedades [3].

La ventaja de este sistema puede ser mejor apreciada si se comparan las relaciones en lazo cerrado entre la señal de control, $u(t)$, y la perturbación, $d(t)$. En el caso del SP de la Figura 1 esta relación viene dada por [9]:

$$\frac{U(s)}{D(s)} = \frac{-C(s)P_n(s)}{1 + C(s)G_n(s)} \tag{3}$$

Mientras que para el esquema mostrado en la Figura 2, la misma relación está representada por:

$$\frac{U(s)}{D(s)} = \frac{-C(s)G_n(s)}{1 + C(s)G_n(s)} \tag{4}$$

Es obvio que el tiempo muerto desaparece del numerador, por lo tanto el esquema modificado compensa el retardo presentado en el esquema original.

3.2. Controlador PI predictivo filtrado

El controlador FPPI es propuesto por Normey-Rico [2] con la finalidad de mejorar las características robustas del PI predictivo (PPI), propuesto por Haggglund [5] para simplificar los parámetros de ajuste del SP. El filtro de la ecua-

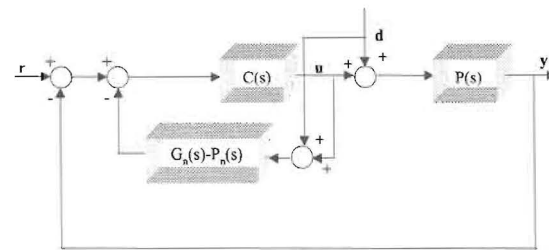


Figura 2. Estructura del FF-SP en su forma más simple.

ción 5, colocado en la señal de error de predicción del SP, es utilizado para aumentar la robustez del sistema y no para obtener un aproximado del inverso del retardo como proponen Huang *et al.* [4]. Por su parte, el controlador es idéntico al propuesto por Haggglund [5] para obtener un sistema con tres parámetros de ajuste, el ajuste en este caso viene dado por la escogencia de la ganancia del controlador, K_c , como el inverso de la ganancia del modelo del proceso de primer orden más tiempo muerto (POMTM) y de la constante de integración, τ_i , como la constante de tiempo del modelo POMTM. La estructura del FPPI se observa en la Figura 3.

El filtro $M(s)$ se define como el filtro pasa bajos simple con ganancia estática unitaria descrito en la ecuación 5:

$$M(s) = \frac{1}{\tau_f s + 1} \tag{5}$$

Para preservar los tres parámetros de ajuste la constante del filtro se calcula como función del retardo del modelo POMTM, específicamente como la mitad de su valor ($\tau_f = L_n/2$) [2]. Es importante resaltar que los controladores PI predictivos tienen la ventaja de que el retardo del modelo es un parámetro de ajuste mientras que los parámetros del controlador no dependen de él, por lo que pueden ser utilizados en procesos con retardo variable [2, 5].

3.3. Desarrollo del FF-FPPI

El controlador FPPI propuesto por Normey-Rico [2] posee dos características muy apreciadas por el ambiente práctico que son su sencillez y sus buenas características robustas, ade-

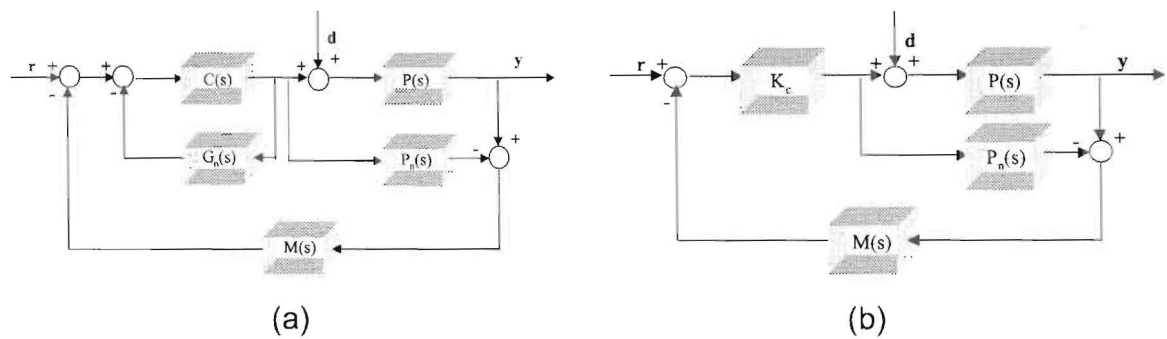


Figura 3. Estructura del FPPI. (a) General, (b) simplificada si el modelo es de POMTM.

más, se ha demostrado que la capacidad de seguimiento del PPI no se ve afectada por la inclusión del filtro [2]. Sin embargo, la respuesta de rechazo a perturbaciones si es afectada, siendo más lenta que la del PPI e inclusive que la del SP convencional. El objetivo de este esquema de control propuesto es el de mejorar la respuesta del FPPI ante perturbaciones. Se desea acelerar esta respuesta pero con el compromiso de mantener las propiedades de robustez y la sencillez del ajuste intactas. Para este fin, se utiliza el lazo de prealimentación utilizado por Palmor y Powers [3] en su esquema de control denominado FF-SP, mostrado en la Figura 2, cuya contribución es la de acelerar la respuesta ante perturbaciones del SP original manteniendo las propiedades de servo-control y robustez. La estructura del FF-FPPI se muestra en la Figura 4.

Se puede observar fácilmente que al utilizar la prealimentación de la perturbación, la señal de realimentación, $v(t)$, la cual es transportada a través del filtro $M(s)$, es igual a cero en el caso ideal, es decir, cuando no existen errores de modelado. De esta manera se elimina el efecto perjudicial producido por la utilización del filtro que se ve reflejado en la reducción de la velocidad de la respuesta de rechazo de perturbaciones. Aún en el caso ideal, la señal $v(t)$ no es posible cancelarla en el sistema original FPPI puesto que ésta corresponde a una estimación de la perturbación. Con esta modificación, la respuesta regulatoria del sistema, cuando no existen errores de modelado, es idéntica a la obtenida con el FF-SP, de hecho, se puede comprobar que la función de transferencia entre la señal de control y la perturbación del FF-FPPI en el caso ideal viene dada por:

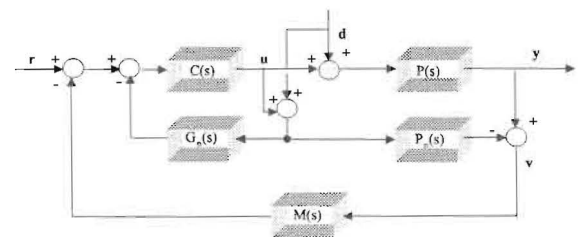


Figura 4. Estructura del FF-FPPI.

$$\frac{U(s)}{D(s)} = \frac{-C(s)G_n(s)}{1 + C(s)G_n(s)} \quad (6)$$

que es idéntica a la obtenida con el FF-SP (véase la ecuación 4). Esta misma relación para el FPPI se expresa como:

$$\frac{U(s)}{D(s)} = \frac{-C(s)P_n(s)M(s)}{1 + C(s)G_n(s)} \quad (7)$$

donde se nota la presencia del retardo en el numerador, además del filtro $M(s)$, factores que reducen la velocidad de rechazo a perturbaciones del FPPI.

De esta forma, el filtro propuesto por Normey-Rico [2] para aumentar la robustez del sistema, solamente actuará cuando existan errores de modelado. En este caso, las respuestas del FF-FPPI y del FF-SP varían puesto que el FF-SP no contiene un elemento destinado a mejorar las características de robustez del sistema. Se tiene en definitiva un sistema que iguala en condiciones nominales al desempeño conseguido por el FF-SP pero que a su vez mejora en cuanto a robustez gracias a la presencia del filtro en la señal

de realimentación de los errores de modelado. Está claro, que las respuestas de estos dos sistemas en el caso ideal serán idénticas si tienen el mismo controlador, de esta forma el FF-SP se traduciría en el PPI propuesto por Hagglund [4] más un lazo de prealimentación. La limitación de este sistema, heredada del FF-SP, es la necesidad de medir la perturbación.

Otro factor a destacar es que las mejoras conseguidas por el FF-FPPI en relación al FPPI aumentan a medida que la relación de controlabilidad (constante de tiempo/retardo) aumenta. Se puede comprobar que, sustituyendo $C(s)$, $G_n(s)$ y $M(s)$ en $U(s)/D(s)$, Ec. 7, la ecuación característica de esta relación viene expresada como:

$$(\tau_n^2 s^2 + 2\tau_n s + 1)(\tau_f s + 1) = 0, \quad (8)$$

donde τ_f es la constante del filtro. Este valor es calculado como $L_n/2$, lo que implica que a medida que aumente el retardo más lento será este polo, dominando la respuesta. Además se conoce que el FF-SP [3] produce mejoras más notorias a medida que el retardo del proceso aumenta.

4. Predictor de Smith Basado en Modos Deslizantes

En esta sección se estudia el uso del modo deslizante, una estrategia de control robusto para sistemas no lineales. La característica de manejar incertidumbres en el modelo utilizado es aprovechada para aumentar la robustez del SP, de esta manera se obtiene un sistema con características predictivas otorgadas por la estructura del SP que es capaz de atenuar los efectos negativos producidos por los errores de modelado y manejar procesos con retardo dominante. El sistema resultante se denomina SPSMC (Smith Predictor based-Sliding Mode Controller).

4.1. Control por modo deslizante

El control por modo deslizante, SMC, es una técnica de control robusto y es particularmente una técnica de control de estructura variable [10]. La ley de control contiene dos partes: La ley de control del modo deslizante y la ley de control del modo de alcance. La primera es responsable de mantener a la dinámica del sistema con-

trolado sobre la superficie deslizante, la cual representa el comportamiento en lazo cerrado deseado. La segunda ley de control se diseña para alcanzar a la superficie deslizante deseada desde cualquier punto particular en el espacio de estados. De esta forma, la idea principal detrás del SMC es definir una superficie a través de la cual el proceso puede deslizarse hasta llegar a su valor final deseado.

El primer paso en SMC es escoger la superficie deslizante, $s(t)$ [10], la cual es usualmente formulada como una función lineal de los estados del sistema. La construcción de la dinámica equivalente de Filippov es el método normalmente usado para generar la ley de control de modo deslizante equivalente [10]. Este método consiste en encontrar una ley de control que satisfaga la siguiente condición:

$$\frac{ds(t)}{dt} = 0. \quad (9)$$

Esta es generada mediante la sustitución de la ecuación dinámica del modelo en la ecuación 9, y resolviendo para la señal de control, $u(t)$. Para obtener la ley de control del modo de alcance, la función *signum* de $s(t)$ afectada por una ganancia constante puede ser usada. Sin embargo, ésta produce un efecto indeseable denominado "chattering", que consiste en una actividad de control de frecuencia extremadamente alta que normalmente no es tolerada por los actuadores. Una solución más apropiada es usar la función *sigmoide*, para suavizar la discontinuidad y obtener una aproximación continua del comportamiento de la superficie [10], evitando el "chattering" en la señal de control cuando la superficie es pseudo alcanzada. Esto se conoce en la literatura como alcanzar un modo pseudo deslizante. La expresión para la ley de control del modo de alcance escogida puede expresarse como:

$$U_{alc}(t) = K_D \frac{s(t)}{|s(t)| + \delta}, \quad (10)$$

donde K_D es el parámetro de ajuste responsable de la velocidad con la cual la superficie deslizante es alcanzada, y δ es un parámetro utilizado para reducir el problema de chattering.

4.2. Síntesis del controlador

Se usan dos tipos de superficie, cuyas expresiones vienen dadas por [11]:

$$s(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e(t), \quad (11a)$$

$$s(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^n \int e(t) dt, \quad (11b)$$

donde λ es un parámetro de ajuste y $e(t)$ es el error que en la estructura del SP puede representarse como función de la referencia $r(t)$, la salida del modelo sin retardo $y^-(t)$ y el error de modelo $e_m(t)$, tal que:

$$e(t) = f(r(t), y^-(t), e_m(t)), \quad (12)$$

Para la estructura del SP y la sintonización del controlador se utiliza el modelo de primer orden más tiempo muerto, cuya importancia y versatilidad para modelar procesos industriales ya ha sido demostrada [12], el cual se expresa como:

$$P_n(s) = G_n(s)e^{-L_n s} = \frac{K_n}{\tau_n s + 1} e^{-L_n s} \quad (13)$$

El diseño del controlador se simplifica utilizando la parte invertible del modelo que corresponde a $G_n(s)$. De esta manera las ecuaciones 11a y 11b toman la siguiente forma:

$$s_a(t) = e(t)$$

$$s_b(t) = e(t) + \lambda \int e(t) dt$$

La primera corresponde a una superficie proporcional y la otra a una proporcional-integral. Nótese que la segunda es una solución más general, si el término λ es cero se obtiene la pri-

mera expresión. La superficie proporcional es desarrollada por O. Camacho y R. Rojas en [8] cuya estrategia de control será denominada de aquí en adelante SPSMC-P. La otra superficie constituye una estrategia propuesta y se denomina SPSMC-PI.

La superficie deslizante propuesta por Camacho y Rojas [8] se expresa como:

$$s_a(t) = K_s e_1(t), \quad (14)$$

donde K_s es la constante proporcional y $e_1(t)$ es el error producido en la estructura del SP, la Figura 5 muestra la implementación de este sistema. Para fines de diseño el error $e_1(t)$ puede reducirse a la diferencia entre la referencia y la salida del modelo sin retardo, considerando que no existen errores de modelado ya que se prevé que la robustez del controlador pueda compensar los errores de modelado. De esta forma, la condición deslizante puede escribirse como:

$$\frac{ds(t)}{dt} = K_s \left[\frac{dR(t)}{dt} - \frac{dy^-(t)}{dt} \right] = 0 \quad (15)$$

Luego, del modelo libre de retardo, $G_n(s)$, se obtiene, usando la transformada inversa de Laplace, la siguiente ecuación diferencial:

$$\tau_n \frac{dy^-(t)}{dt} + y^-(t) = K_n u(t) \quad (16)$$

Resolviendo esta expresión para el término derivativo, sustituyendo en la ecuación 15 y resolviendo para la señal de control, $u(t)$, se obtiene la ley de control equivalente:

$$u_e(t) = \frac{\tau_n}{K_n} \left[\frac{dR(t)}{dt} - \frac{y^-(t)}{\tau_n} \right] \quad (17)$$

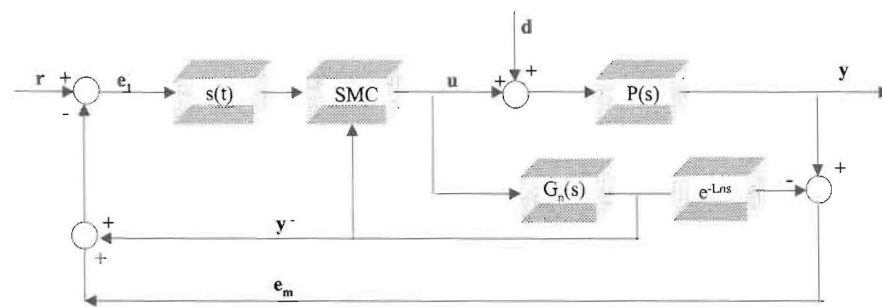


Figura 5. Estructura del SPSMC-P.

Finalmente, se obtiene la ley de control global añadiendo la parte correspondiente al modo de alcance descrito en la ecuación 10:

$$u(t) = \frac{\tau_n}{K_n} \left[\frac{dR(t)}{dt} - \frac{y^-(t)}{\tau_n} \right] + K_D \frac{s_a(t)}{|s_a(t)| + \delta} \quad (18)$$

donde $s_a(t)$ corresponde a la siguiente superficie deslizante:

$$s_a(t) = \text{sign}(K_n)(K_S e_1(t)) \quad (19)$$

La función $\text{sign}(K_n)$ se incluye en la ecuación de la superficie deslizante para garantizar la acción apropiada del controlador, ésta depende de la ganancia estática del modelo de la planta, por lo tanto, nunca cambia. El parámetro K_S es responsable de la agresividad del controlador, este valor debe ser siempre mayor que cero, $K_S > 0$. El término derivativo de la referencia en la ecuación 18 puede cancelarse estimando que el sistema tendrá funciones regulatorias en su mayoría. Los parámetros de sintonización del controlador pueden determinarse mediante las siguientes ecuaciones [8]:

$$K_D = \frac{0,72}{|K_n|} \left(\frac{\tau_n}{L_n} \right)^{0,76} \quad (20)$$

$$\delta = 0,68 + 0,12 |K_n| K_D \frac{L_n + \tau_n}{L_n \tau_n} \quad (21)$$

$$K_S = 15 |K_c|, \quad (22)$$

donde K_c corresponde a la ganancia proporcional de un controlador PID.

La superficie deslizante en el SPSMC-PI viene descrita por:

$$s_b(t) = e_2(t) + \lambda \int e_1(t) dt, \quad (23)$$

donde $e_2(t)$ representa la diferencia entre la referencia y la salida del modelo sin retardo ($e_1(t) - e_m(t)$) considerando similarmente al caso anterior la robustez de la técnica, y $e_1(t)$ corresponde al error producido en la estructura del SP. En la Figura 6 se aprecia la estructura del sistema. De esta forma, la condición deslizante se escribe como:

$$\frac{ds(t)}{dt} = \frac{dR(t)}{dt} - \frac{dy^-(t)}{dt} + \lambda e_1(t) = 0. \quad (24)$$

Procediendo de una manera análoga al caso anterior se obtiene:

$$u(t) = \frac{\tau_n}{K_n} \left[\frac{dR(t)}{dt} - \frac{y^-(t)}{\tau_n} + \lambda e_1(t) \right] + K_D \frac{s_b(t)}{|s_b(t)| + \delta} \quad (25)$$

siendo $s_b(t)$ la siguiente superficie deslizante:

$$s_b(t) = \text{sign}(K_n) \left(e_2(t) + \lambda \int e_1(t) dt \right). \quad (26)$$

Para la sintonización inicial de los parámetros del controlador se pueden utilizar las siguientes fórmulas, provenientes de [10]:

$$\lambda = \frac{1}{\tau_n + L_n} \quad (27)$$

$$K_D = \frac{0,8}{|K_n|} \left(\frac{\tau_n}{L_n} \right)^{0,76} \quad (28)$$

$$\delta = 0,68 + 0,12 |K_n| K_D \lambda. \quad (29)$$

Al igual que en el caso anterior, el término derivativo de la referencia en la ecuación 25 pue-

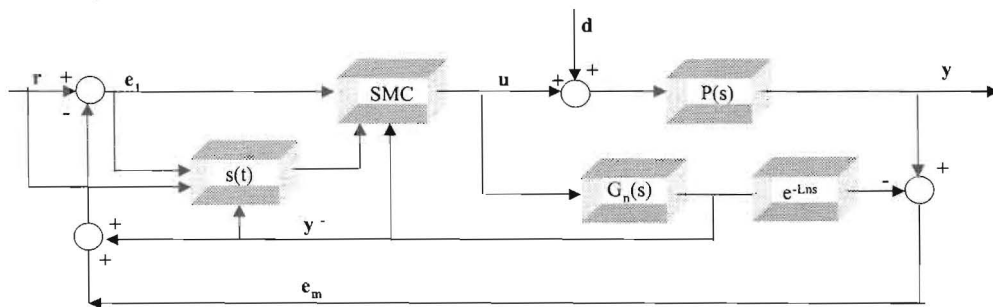


Figura 6. Estructura del SPSMC-PI.

de ser cancelado si se asume que el principal objetivo del sistema es la regulación.

5. Resultados de las Simulaciones

Se tiene un proceso descrito como:

$$P(s) = \frac{e^{-10s}}{(s+1)(0,5s+1)(0,25s+1)(0,125s+1)}$$

Cuyo modelo de primer orden más tiempo muerto conseguido mediante el método de la curva de reacción tiene una ganancia $K_n = 1$; una constante de tiempo $\tau_n = 1,5$ y un retardo $L_n = 10,5$. En el caso (a) se analiza el FF-FPPI mientras que en

el caso (b) se comparan los sistemas basados en el modo deslizante.

Caso (a)

Para los tres casos $K_c = 1$ y $\tau_i = 1,5$. Se emplean entradas tipo escalón de magnitud 0,1 tanto para la referencia como para la perturbación en $t=300$. En la Figura 7 se observan las respuestas para los casos ideal y con errores de modelado. Se aumenta el retardo del proceso en un 90%.

En las Figuras 7a y 7b se demuestra que la inclusión del lazo de prealimentación no altera las propiedades de seguimiento del FPPI, tanto en el caso ideal como cuando existen errores de modelado. En la Figura 7c se verifica el aumento

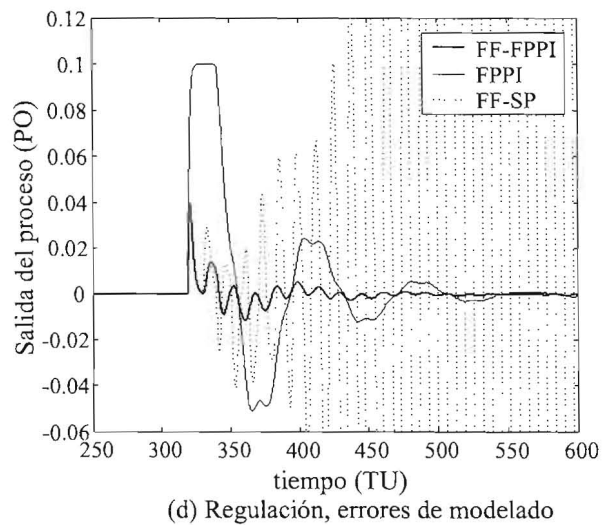
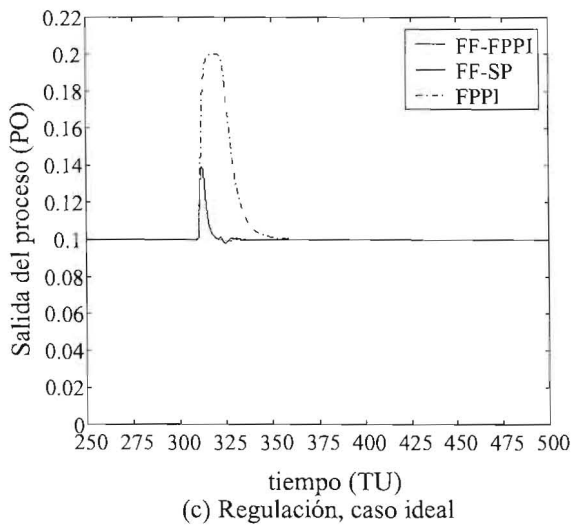
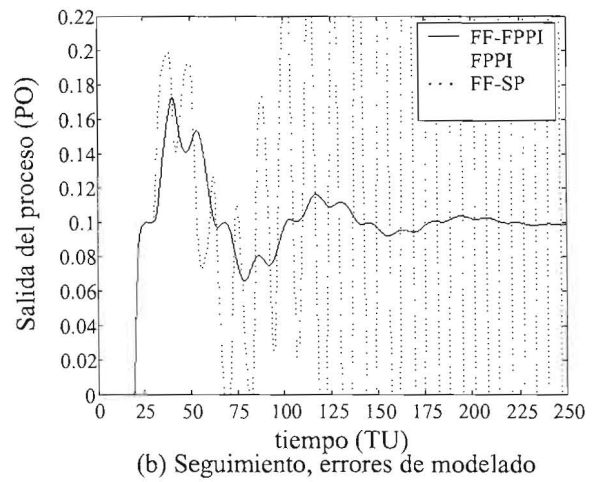
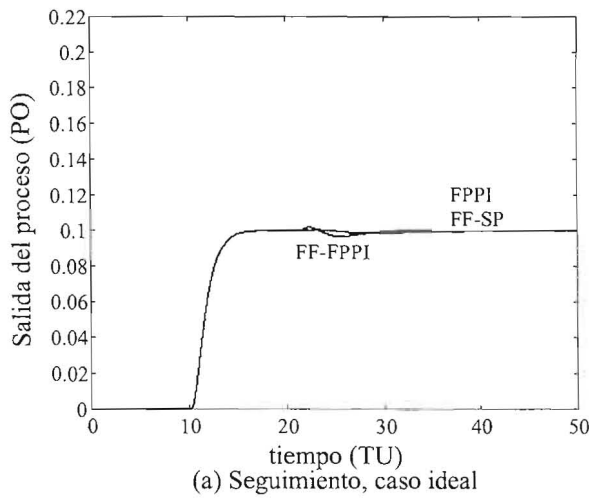


Figura 7. Respuestas de los sistemas.

de la velocidad de la respuesta regulatoria del sistema. Esta respuesta, como se ha mencionado, es idéntica a la del FF-SP. Cuando existen errores de modelado (Figura 7d), la respuesta del sistema propuesto supera en desempeño a las dos técnicas usadas como base.

Caso (b)

En este caso se comparan las respuestas de los controladores SPSMC con la del SP debido a que el SMC no puede trabajar con sistemas con relaciones de controlabilidad mayores que 3 [8]. El análisis y por ende las gráficas varían en relación al caso anterior. Se sintonizan los parámetros del controlador (Tabla 1) para obtener aproximadamente el mismo desempeño en los tres sistemas con el fin de evaluar la robustez de una manera más justa. Las variaciones en el proceso son incrementos de 50% en el retardo y de 30% en la ganancia. Las respuestas se muestran en la Figura 8.

El SPSMC-PI en el caso ideal presenta un característico sobredisparo debido a que su res-

puesta de seguimiento es más agresiva que las otras. En el caso de errores de modelado en dos o más parámetros, el SPSMC-PI presenta el comportamiento más robusto, no obstante, cabe mencionar que experiencias realizadas indican que cuando existen solamente errores en la estimación del retardo, los dos sistemas basados en el modo deslizante presentan desempeños similares pero siempre mejores que el SP convencional [8].

6. Conclusiones

La inclusión del lazo de prealimentación en el FPPI mejora la velocidad de regulación del sistema y no afecta sus propiedades de seguimiento y robustez. Por su parte, el uso del modo deslizante proporciona un aumento de la robustez del predictor de Smith, el sistema propuesto con una superficie proporcional integral es superior cuando existen paralelamente errores de modelado en dos o más parámetros. Las dos técnicas propuestas son capaces de trabajar con sistemas ampliamente dominados por el retardo.

Tabla 1
Valores de los parámetros de los controladores

SPSMC-P	Valor	SPSMC-PI	Valor	SP	Valor
K_S	1,050	λ	0,200	K_c	0,430
K_D	0,300	K_D	0,950	τ_i	1,500
δ	0,695	δ	0,690		

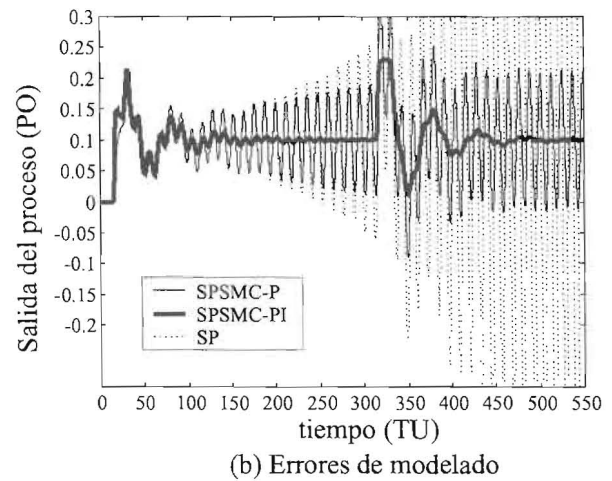
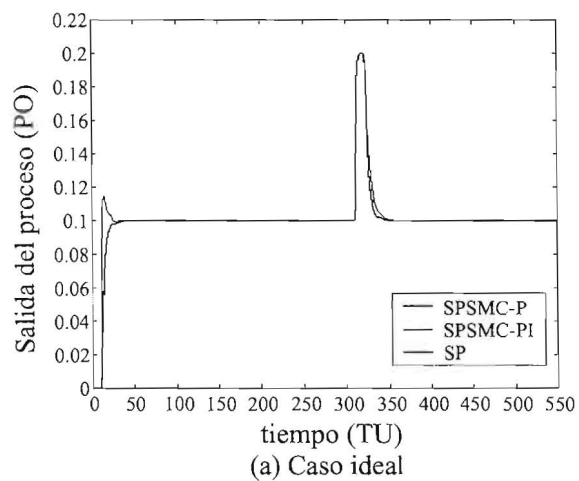


Figura 8. Respuestas de los sistemas.

7. Referencias

1. O.J. Smith. Closed control of loops with dead-time. *Chemical Engineering Progress*, 53: 217- 219, 1957.
2. J.E. Normey-Rico. Predicción para control. Tesis doctoral. Escuela Superior de Ingenieros, Universidad de Sevilla, 1999.
3. Z.J. Palmor y D.V. Powers. Improved dead time compensator controller. *AIChE-Journal*, 31:215-221, 1985.
4. H.P. Huang, C.L. Chen, Y.C. Chao y P.L. Chen. A modified Smith predictor with an approximated inverse of dead time. *AIChE Journal*, 36:1025-1031, 1990.
5. T. Hagglund. An industrial dead-time compensating PI controller. *Control Engineering Practice*, 4(6):749-756, 1996.
6. K. Watanabe y M. Ito. A process-model control for linear systems with delay. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 26(6): 1261-1269, 1981.
7. W. Zhang y Y. Sun. Modified Smith predictor for controlling integrator/time delay processes. *Industrial Engineering Chemical Research*, 35: 2769-2772, 1996.
8. O. Camacho y R. Rojas. An approach of sliding mode control for dead time systems. 3rd WSEAS Int. Conf. On Applications of Electrical Engineering, 2004.
9. Z.J. Palmor. *The Control Handbook. Time Delay Compensation: Smith Predictor and its Modifications*. CRC Press and IEEE Press, 1996.
10. O. Camacho, C. Smith, W. Moreno. Development of an Internal Model Sliding Mode Controller. *Ind. Eng. Chem. Research*, 42: 568-573, 2003.
11. J.J. Slotine y W. Li. *Applied Nonlinear Control*. Prentice Hall, New Jersey, 1991.
12. O. Camacho y C. Smith. Sliding mode control: an approach to regulate nonlinear chemical processes. *ISA Transactions*, 39: 205-218, 2000.

Recibido el 15 de Junio de 2004

En forma revisada el 31 de Mayo de 2005