

Smith Predictor: tuning considerations for performance and robustness enhancements

Jesús Martínez y Oscar Camacho*

Postgrado en Automatización e Instrumentación. Universidad de los Andes Mérida, Venezuela. +58-274-2402847, Fax: +58-274-2402846. *E-mail: ocamacho@ula.ve; jdmt_1577@yahoo.com

Abstract

The presence of delays in control loops is one of the main problems presented found in process industry. One of most popular delay time compensation scheme is the Smith predictor, but wrong controller's tunings of the Smith predictor scheme can produce lower performances than the found using just a PID controller. In this paper are shown, firstly a wrong controller's tunings, and secondly two techniques that improve the performance and the robustness of the control scheme. The tunings techniques are specifically designed for the controller that constitutes the Smith predictor scheme.

Key words: Delay, compensator, tuning, performance, robustness.

Predictor de Smith: consideraciones en la sintonización para mejorar el desempeño y la robustez

Resumen

La presencia de retardos en lazos de control es una de las principales problemáticas encontradas en la industria de procesos. El predictor de Smith es uno de los compensadores de retardo más usado a nivel industrial, pero la incorrecta sintonización del controlador que conforma el esquema predictor de Smith produce desempeños que pueden ser inferiores a los de un esquema realimentado PID. En este artículo se muestran formas erróneas de sintonización, así como dos técnicas que mejoran desempeño y robustez del esquema de control. Las técnicas de sintonización están específicamente diseñadas para el controlador que compone el esquema predictor de Smith.

Palabras clave: Retardo, compensador, sintonización, desempeño, robustez.

1. Introducción

Los retardos de tiempo o tiempos muertos entre las entradas y las salidas son fenómenos comunes en procesos industriales y sistemas de ingeniería, económicos y biológicos. En control de procesos, retardo se refiere al tiempo que transcurre desde que se realiza un cambio en las señales de entrada hasta que su efecto es percibido en la variable de salida. Generalmente se produce por el transporte de materiales o fluidos a través de distancias considerables, el tiempo requerido para efectuar mediciones y para efectuar la acción de control, aunque frecuentemente se usa también para compensar reducciones

del orden del modelo, en donde sistemas de orden elevado se representan por sistemas de un orden inferior más retardo. La problemática constituida por la presencia de retardos en lazos de control se encuentra entre las más importantes en la industria de procesos, mientras que el uso de compensadores de retardo para obtener resultados satisfactorios con este tipo de sistemas está alcanzando un buen grado de popularidad [1].

El primer compensador de retardos y quizás el más utilizado fue creado en 1957, por O. J. Smith [2] quien presentó un esquema de control para sistemas de una sola entrada y una sola salida.

da (SISO), el cual tiene el potencial de mejorar el control de lazos con tiempo muerto. Este esquema de control es conocido como el Predictor de Smith (Smith Predictor, SP) o compensador de tiempo muerto (dead-time compensator, DTC). Sin embargo, las mejoras conseguidas por la utilización de este sistema de control dependen del grado de comprensión del mismo. Una buena comprensión de las propiedades del sistema garantiza el uso adecuado del compensador mientras que en caso contrario pueden conseguirse desempeños inferiores a los obtenidos por sistemas convencionales tipo PID.

En algunas investigaciones [3, 4] se señalan técnicas erróneas de manejar al SP, específicamente se muestra una técnica errónea de sintonización del controlador que no produce buenos desempeños cuando existen cambios en los parámetros del proceso o errores de modelado. De hecho, tal como se menciona en [3], la técnica de sintonización del controlador del SP denominado en algunos casos "controlador primario" es la variable de mayor importancia en el sistema. Por esta razón se han creado técnicas de sintonización que trabajan específicamente con el SP.

En el presente artículo se muestran dos técnicas de sintonización del controlador del SP, la primera y más sencilla puede manejar grandes errores en la estimación del retardo, mientras que la segunda garantiza un desempeño robusto cuando se presentan errores en los tres parámetros de un modelo de primer orden más retardo. El artículo se divide de la siguiente forma: En la sección 2 se describen los problemas ocasionados por retardos en lazos de control, en la sección 3 se estudia la estructura y propiedades del SP, en la sección 4 se puntualizan algunas técnicas erróneas de sintonizar el controlador y se describen las dos técnicas mencionadas anteriormente, en la sección 5 se muestran resultados de simulación y posteriormente, en la sección 6, las conclusiones.

2. Dificultades en lazos de control producidas por retardos de tiempo

Los retardos de tiempo o tiempos muertos aparecen constantemente en procesos que incluyen transporte de masa o de energía a lo largo de una trayectoria particular. La longitud de la tra-

yectoria y la velocidad del movimiento constituyen el retardo [5]. El retardo es la propiedad de un sistema físico por la que la respuesta a una fuerza aplicada se atrasa en su efecto. Un controlador realimentado aplica una acción correctiva a la entrada de un proceso, con base en una observación actual de su salida. De esta manera, la acción correctiva es moderada por su efecto observable en el proceso. Un proceso que contiene tiempo muerto no produce de inmediato efecto observable alguno; por consiguiente, inevitablemente se retarda la acción de control, lo que produce en algunos casos que dicha acción no sea la adecuada por no producirse en el tiempo requerido.

La presencia de retardos en lazos de control trae además otras consecuencias desfavorables para el sistema. Se considera la siguiente representación de un proceso que contiene retardo entre las entradas y las salidas:

$$Y(s) = G(s)e^{-Ls}U(s) + G_d(s)e^{-L_d s}D(s) \quad (1)$$

Donde $U(s)$ es la variable de control o entrada, $D(s)$ es una entrada de perturbación, $Y(s)$ es la salida del proceso, L y L_d son los tiempos de retardo de las señales de control y perturbación respectivamente y $G(s)$ y $G_d(s)$ son dos funciones de transferencia. El modelo describe de la forma más general al sistema y es capaz de representar a sistemas en donde el retardo entre el punto de entrada del control y la salida es distinto del retardo entre el punto de entrada de perturbación y la salida ($L \neq L_d$). Existen dos casos particulares simples de este modelo [3]:

- El que considera perturbaciones a la salida de la planta $G_d(s) = 1$, $L_d = 0$.
- El que considera perturbaciones a la entrada de la planta $G_d(s) = G(s)$, $L_d = L$.

De los dos casos particulares, el segundo es el más utilizado en el análisis de los sistemas de control para plantas con retardo, debido a que este modelo representa el caso más desfavorable para el controlador, sobre todo en los casos de grandes retardos y procesos con dinámica lenta o integradora [3]. Para este caso, usando la representación en la frecuencia compleja del retardo, el modelo del sistema resulta:

$$Y(s) = G(s)e^{-Ls}[U(s) + D(s)] = P(s)[U(s) + D(s)] \quad (2)$$

Al diseñar un controlador $C(s)$ para el proceso con retardo $P(s)$, la función de transferencia de lazo abierto $C(s)G(s)e^{-Ls}$ tiene el mismo módulo que $C(s)G(s)$ pero su fase tiende a $-\infty$ para altas frecuencias. Esto implica que el retardo hace disminuir el margen de fase del sistema y que, si $C(s)$ es ajustado para estabilizar $G(s)$, el sistema con retardo será inestable para valores de L mayores que un valor mínimo L_{min} [3]. Por lo tanto, la presencia de retardos de tiempo en el lazo de control complica el análisis de estabilidad y el diseño de controladores para dichos sistemas, además, se degrada la calidad del control debido a una inevitable reducción en los valores de ganancias del controlador. A continuación se muestra un ejemplo para ilustrar lo anteriormente mencionado. Se tiene el sistema de control mostrado en la Figura 1.

Se asume que el controlador $C(s)$ es un controlador proporcional con una ganancia K_c , y $P(s) = G(s)e^{-Ls}$ siendo $G(s)$ un filtro de primer orden [$G(s) = 1/(\tau s + 1)$, τ : constante de tiempo], $P(s)$ es entonces expresado como:

$$P(s) = \frac{e^{-Ls}}{\tau s + 1} \quad (3)$$

La función de transferencia del sistema en lazo cerrado que relaciona a la salida, $Y(s)$, con la referencia, $R(s)$, viene dada por:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{K_c e^{-Ls}}{\tau s + 1 + K_c e^{-Ls}} \quad (4)$$

Se aprecia que la ecuación característica del sistema contiene el término del retardo e^{-Ls} , describiendo entonces una ecuación trascendental en s , la cual es más difícil de analizar que una ecuación polinomial. En estos sistemas, a medida que la relación L/τ aumenta, el valor de la ganancia

máxima, $K_{cmáx}$, para la cual se mantiene la estabilidad del sistema en lazo cerrado, disminuye. Cuando $L/\tau = 0$, es decir, el sistema no contiene tiempo muerto, el valor de $K_{cmáx}$ tiende a infinito teóricamente. Cuando $L/\tau = 1$, (el tiempo muerto es igual a la constante de tiempo), el valor de $K_{cmáx}$ disminuye drásticamente desde 8 hasta un valor aproximado de 2.26, por último, cuando $L/\tau \rightarrow \infty$, el valor de $K_{cmáx}$ tiende a la unidad [4]. Se demuestra claramente que es necesaria la reducción de la ganancia del controlador para mantener la estabilidad del sistema cuando están presentes los retardos en el lazo de control. En muchas oportunidades, la acción de reducir la ganancia del controlador produce respuestas pobres e inapropiadas, problema que se incrementa a medida que el retardo crece. Generalmente, si el retardo es dominante, este tipo de ajuste del controlador no conlleva a buenos desempeños del sistema.

3. El Predictor de Smith

Uno de los primeros esquemas de control implementados para mejorar el comportamiento en lazo cerrado de sistemas que contienen retardo fue propuesto por O.J. Smith [2] a finales de 1950 y actualmente es conocido como predictor de Smith o SP, consiste en el uso de un modelo para predecir la salida en el esquema de control. En la Figura 2 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

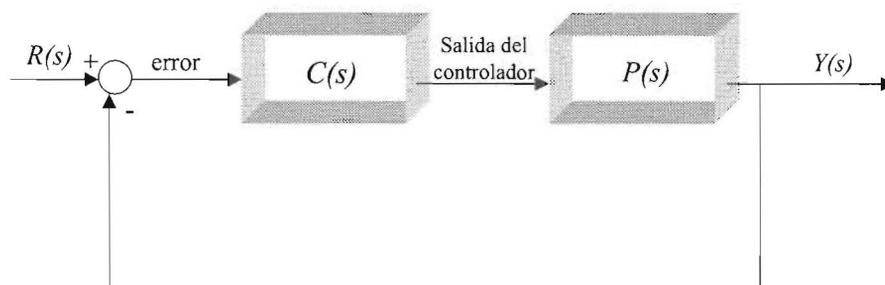


Figura 1. Sistema de control realimentado.

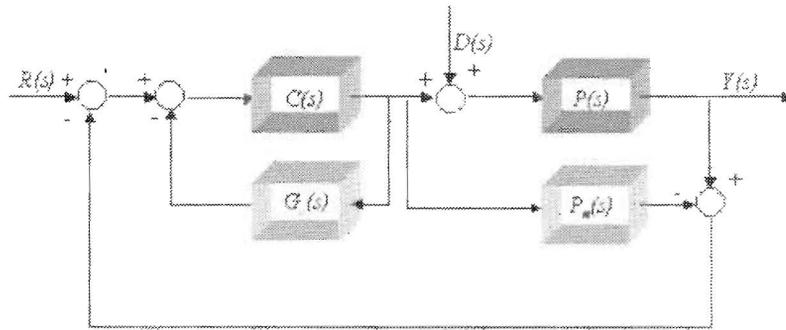


Figura 2. Representación en la forma IMC de la estructura del SP.

salida del modelo incluyendo el retardo estimado ($P_n(s) = G_n(s) e^{-Lns}$).

La función de transferencia en lazo cerrado entre la referencia y la salida en el caso ideal, o sea modelado perfecto, viene dada por:

$$H_r(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)P_n(s)}{1 + C(s)G_n(s)} \quad (5)$$

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

$$H_d = \frac{Y(s)}{D(s)} = P(s) \left[1 - \frac{C(s)P_n(s)}{1 + C(s)G_n(s)} \right] \quad (6)$$

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 [3, 4].

4. Sintonización del controlador C(s)

La estructura del SP no aumenta la sensibilidad del sistema ante errores de modelado, es la manera de ajustar el controlador la que define la estabilidad robusta del mismo [3]. Si la técnica de sintonización utilizada no es la adecuada se obtendrán respuestas muy pobres y el sistema que contiene al SP será, como consecuencia, subutilizado. En este sentido, varios autores [4, 6, 7] han propuesto técnicas de ajuste específicas para controladores que forman parte de la estructura del SP. En esta sección se muestran algunos métodos erróneos de sintonización del controlador y se estudian dos técnicas de ajuste

del controlador, una desarrollada por Palmor [4] y la otra por Lee *et al.* [6].

4.1. Sintonización errónea de C(s)

Una manera errónea de sintonizar a $C(s)$, el controlador del SP, es tomar en cuenta solamente al modelo libre de retardo, esto trae como consecuencia que el sistema podría volverse inestable al presentarse errores infinitesimales de modelado. Esta técnica, común en el pasado según algunos autores [3,4], ha sido prácticamente eliminada gracias al desarrollo y comprensión de las propiedades básicas del SP. Sin embargo, todavía se encuentran algunas técnicas de ajuste que provocan un desempeño del sistema alejado del mejor posible.

Una de estas prácticas es la de ajustar el controlador mediante fórmulas desarrolladas para estructuras comunes como lazos sencillos de realimentación que usan controladores tipo PID. En este caso, el diseñador consigue los valores de los parámetros del controlador para un lazo de realimentación simple utilizando métodos como las fórmulas de Dahlin o Ziegler-Nichols [8]. A continuación, se implementa la estructura del SP utilizando el mismo controlador sin variar los valores numéricos de los parámetros, es decir, los controladores utilizados en el lazo de realimentación normal y en el SP son idénticos. Como resultado se podría obtener un pobre desempeño del sistema. Para ilustrar el problema se considera el proceso descrito por la ecuación 3, donde $L=5$ y $\tau=1$, es decir, un sistema dominado por el retardo con una relación de controlabilidad igual a 5. Tanto el SP como el PI convencional utilizan el mismo controlador que a su vez es sintonizado mediante las fórmulas de

Dahlin [8], siendo la ganancia del controlador, $K_c=0,1$ y la constante de integración $\tau_i=1$. Se supone el caso ideal y se realizan cambios tipo escalón unitario tanto en la señal de referencia como en la perturbación. Los resultados se muestran en la Figura 3.

Este resultado podría conducir a considerar que la inclusión de la estructura del predictor no proporciona los efectos deseados en el desempeño del sistema de control debido a que las respuestas obtenidas usando controladores convencionales son superiores. Sin embargo, estos resultados son consecuencia del uso inadecuado del predictor, tal como se mencionó anteriormente.

Si el controlador del predictor es sintonizado de esta manera, se precisa de una variación de los parámetros de éste para poder obtener comportamientos del sistema que mejoren el desempeño obtenido por un controlador clásico del tipo PID. Esta resintonización consiste en aumentar el valor de la ganancia del controlador y/o disminuir la constante de integración para obtener respuestas más adecuadas. El uso del SP le proporciona a un sistema equivalente PID (sistema con el mismo controlador) un aumento en el valor de la ganancia última. De esta manera, se podría acelerar la respuesta del proceso sin presentar comportamientos inestables, obviamente, existe un compromiso entre la aceleración del sistema y su robustez. Sin embargo, esta técnica de sintonización del controlador no se aprecia como práctica ni mucho menos como la más adecuada debido a su grado de imprecisión. Es preferible utilizar métodos de ajuste que se hayan desarrollado específicamente para ser implementados en el lazo de control con el SP. Estos métodos si valoran los problemas de robustez asociados al predictor y permiten paralelamente obtener buenos desempeños del sistema ante cambios en el valor de referencia y perturbaciones.

4.2. Métodos de sintonización

El SP está compuesto de un controlador $C(s)$, llamado en algunos casos *controlador primario*, y un modelo del proceso, por lo tanto, su sintonización, en práctica, envuelve la determinación de los parámetros del modelo y del controlador.

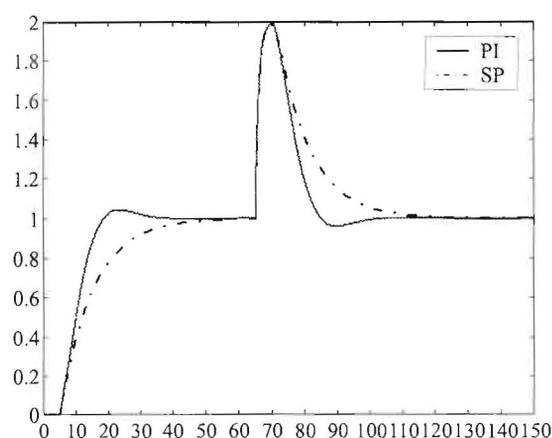


Figura 3. Resultados de simulación. Sintonización errónea de $C(s)$.

Por lo tanto, no obstante, se supone en esta sección que los parámetros del modelo están disponibles.

4.2.1. Método simple

Este método es desarrollado en [4], se asume un modelo del proceso de bajo orden con los polos y ceros ubicados en el semiplano izquierdo. La estructura del controlador viene descrita por:

$$C(s) = \frac{A}{s} G_n(s)^{-1} \quad (8)$$

Donde A es una constante y $G_n(s)$ representa un filtro de primer o segundo orden, el controlador resultante es un clásico PI o PID con la siguiente forma:

$$K_c \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} \right) \quad (9a)$$

$$K_c \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} + \tau_D s \right) \quad (9b)$$

Si $G_n(s)$ es de primer orden $[G_n(s) = K_n / (\tau_n s + 1)]$, $C(s)$ es equivalente al controlador PI de la ecuación 9a si:

$$K_c = A\tau_n / K_n \quad (10a)$$

$$\tau_i = \tau_n \quad (10b)$$

Similarmente, si $G_n(s)$ es de segundo orden $[G_n(s) = K_n / (\tau_n^2 s^2 + 2\tau_n \xi s + 1)]$, $C(s)$ es el PID de la ecuación 9b si:

$$K_c = A(2\tau_n \xi) / K_n \quad (11a)$$

$$\tau_i = 2\tau_n \xi \quad (11b)$$

$$\tau_D = \tau_n / 2\xi \quad (11c)$$

En [9] se desarrolla un método de cálculo del valor máximo de A , el único valor de ajuste de $C(s)$ en la ecuación 8, que consiste en obtener el valor máximo de la constante normalizada, $\hat{A}_{m\acute{a}x}$, en función de un error relativo, δL , en la estimación del retardo. Se considera en este caso el hecho de que el SP es más sensible a errores de modelado en el retardo, por lo tanto, no se toman en cuenta errores en la estimación de otros parámetros. \hat{A} y δL se definen como:

$$\bar{A} \equiv AL_n \quad (12a)$$

$$\delta L \equiv \Delta L / L_n \quad (12b)$$

Los resultados arrojados en [9] muestran que la escogencia de $\hat{A} < 3$ asegura la estabilidad del sistema para errores de estimación del retardo de $\pm 100\%$. De esta manera se puede obtener una regla simple de ajuste de A , escogiéndola como:

$$A \equiv 3 / L_n \quad (13)$$

Es importante destacar que el método debe utilizarse con prudencia debido a que solamente se toman en cuenta los errores en la estimación del retardo.

4.2.2. Método para desempeño robusto

Algunos trabajos relacionados con la robustez del SP han sido realizados desde hace aproximadamente 20 años [10, 11], sin embargo, fallan en no considerar incertidumbres simultáneas en los parámetros del modelo. Laughlin *et al.* [12] atacan este problema, pero este método requiere gran capacidad computacional y es bastante complicado para ser implementado en la práctica. T. H. Lee *et al.* [6], desarrollan una serie de condiciones necesarias y suficientes, basándose en resultados existentes para el control por

modelo interno IMC, que garantizan la estabilidad y el desempeño robusto de un SP, modelado bajo ciertas incertidumbres limitadas.

Lee *et al.* [6] destacan en su publicación tres definiciones importantes a la hora de considerar incertidumbres o errores de modelado, la primera es la estabilidad robusta, la segunda es la estabilidad práctica y la tercera es el desempeño robusto. De las tres la más importante es la última debido a que garantiza buenos desempeños del sistema para toda la familia de procesos considerados dentro de los límites de incertidumbres. Dicha familia se representa como [6]:

$$\Pi = \left\{ P : \left| \frac{P(j\omega) - P_n(j\omega)}{P_n(j\omega)} \right| = |l_n(j\omega)| \leq \tilde{l}_n(\omega) \right\} \quad (14)$$

Donde $\tilde{l}_n(\omega)$ es el límite sobre la incertidumbre multiplicativa $l_n(j\omega)$. Si se diseña el sistema garantizando solamente la estabilidad robusta podría existir un peor caso o un peor proceso en Π , para el cual, el sistema en lazo cerrado se encuentre al borde de la inestabilidad, y en el cual el desempeño es considerado pobre. En [6] se desarrollan una serie de lemas que conllevan a definir la condición necesaria que garantiza el desempeño robusto del sistema, dicha condición se expresa como:

$$\frac{|H_r(j\omega)|}{1 - |[1 - H_r(j\omega)]W(j\omega)|} < \tilde{l}_n^{-1}(\omega) \quad (15)$$

Donde W es definido como el peso de desempeño. En general, W^l proporciona un borde sobre la función de sensibilidad S definida en la ecuación 16. Así, $W^l = MP$, siendo MP el máximo pico especificado para S .

$$S(s) = 1 - H_r(s) \quad (16)$$

Además debe cumplirse que $G_n(s)$ sea estrictamente propia y $C(s)$ propia, esto es:

$$\deg(G_n) \geq 1, \quad \deg(C) \geq 0 \quad (17)$$

Donde \deg corresponde al grado relativo o el exceso de polos de una función racional. En este método se considera un modelo de primer orden y el controlador es un PI con $\tau_i = \tau_n$. El diseño consiste básicamente en conseguir un valor de la ga-

nancia del controlador tal que se satisfaga la ecuación 15, dados, por supuesto, el borde de incertidumbres y el peso de desempeño. Para el borde de incertidumbres se utilizan las siguientes expresiones [12]:

$$\tilde{\gamma}_m(\omega) = \left(\frac{|K_n| + \Delta K}{|K_n|} \right) \cdot \left(\frac{j\tau_n \omega + 1}{j(\tau_n \Delta\tau)\omega + 1} \right) \cdot e^{(j\Delta L\omega)} - 1, \forall \omega < \omega^* \quad (18)$$

$$\tilde{\gamma}_m(\omega) = \left(\frac{|K_n| + \Delta K}{|K_n|} \right) \cdot \left(\frac{j\tau_n \omega + 1}{j(\tau_n \Delta\tau)\omega + 1} \right) + 1, \forall \omega \geq \omega^* \quad (19)$$

Donde ω^* está definida implícitamente por

$$\Delta L\omega^* + \arctan \left[\frac{\Delta\tau\omega^*}{1 + \tau_n(\tau_n - \Delta\tau)\omega^*} \right] = \pi, \frac{\pi}{2} \leq \Delta L\omega^* \leq \pi \quad (20)$$

Siendo

$\Delta K = |K_a - K_n| < |K_n|$, $\Delta\tau = |\tau_a - \tau_n| < |\tau_n|$, y $\Delta L = |L_a - L_n| < |L_n|$. Nótese que el método toma en cuenta incertidumbres en los tres parámetros del modelo. De esta forma los valores nominales se definen promediando los valores bajos y altos de los parámetros del proceso, donde $K_b \leq K \leq K_a$; $\tau_b \leq \tau \leq \tau_a$; $L_b \leq L \leq L_a$.

5. Resultados de las simulaciones

En esta sección se desarrolla un ejemplo que demuestra el beneficio arrojado por la utilización de estas dos técnicas mediante un análisis cualitativo utilizando gráficos de simulación y la cuantificación del índice ISE (Integral del Error al Cuadrado).

Asuma que un modelo nominal está descrito por: [12]

$$P_n(s) = \frac{0,8}{s+1} e^{-5s}$$

Y los tres parámetros del modelo están bajo incertidumbres,

$$0,7 \leq K \leq 0,9, \quad 0,8 \leq \tau \leq 1,2, \quad 4 \leq L \leq 6,$$

Se estudian las respuestas de los sistemas cuyos controladores están sintonizados mediante: **SP1**: Método simple; **SP2**: Fórmulas de Dahlin y **SP3**: Método para un desempeño robusto, donde

se especifica un máximo pico $W^1 = 2$. Los parámetros del controlador se muestran en la Tabla 1.

En el caso del SP3 se debe garantizar un desempeño robusto, donde $W = 0,5$. Es importante destacar que este valor es una especificación de diseño, mientras más pequeño sea el MP (W más grande) más estricta es la especificación. En la Figura 4 se demuestra que con el valor de la ganancia (0,28) se satisface la condición descrita en la ecuación 15.

En la Figura 5a se compara el desempeño de los tres sistemas cuando ocurre un cambio tipo escalón unitario en la referencia en $t=0$ y una perturbación tipo escalón de magnitud 0,5 en un tiempo $t=60$. En la Figura 5b se muestra el desempeño cuando el proceso se encuentra en el caso extremo, es decir, $K=0,9$, $\tau=0,8$ y $L=6$. En la Tabla 2 se muestran los índices ISE para cada experiencia.

Tabla 1
Parámetros del controlador PI para los tres casos

Parámetro	SP1	SP2	SP3
K_c	0,75	0,125	0,28
τ_i	1	1	1

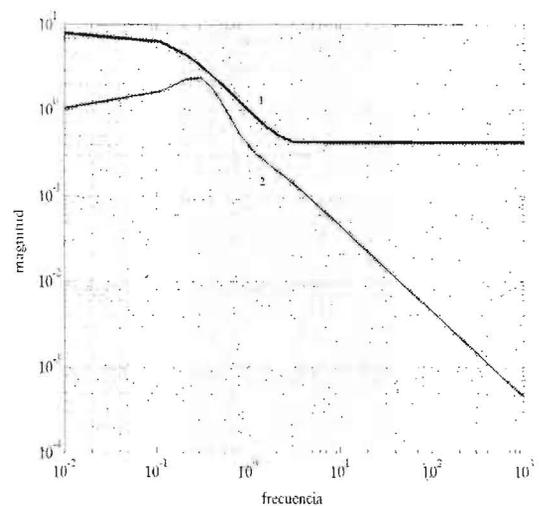


Figura 4. Respuesta magnitud-frecuencia de (1)

$$\tilde{\gamma}_m^{-1}(\omega) \text{ y } (2) \frac{|H_r(j\omega)|}{1 - |1 - H_r(j\omega)|W(j\omega)}$$

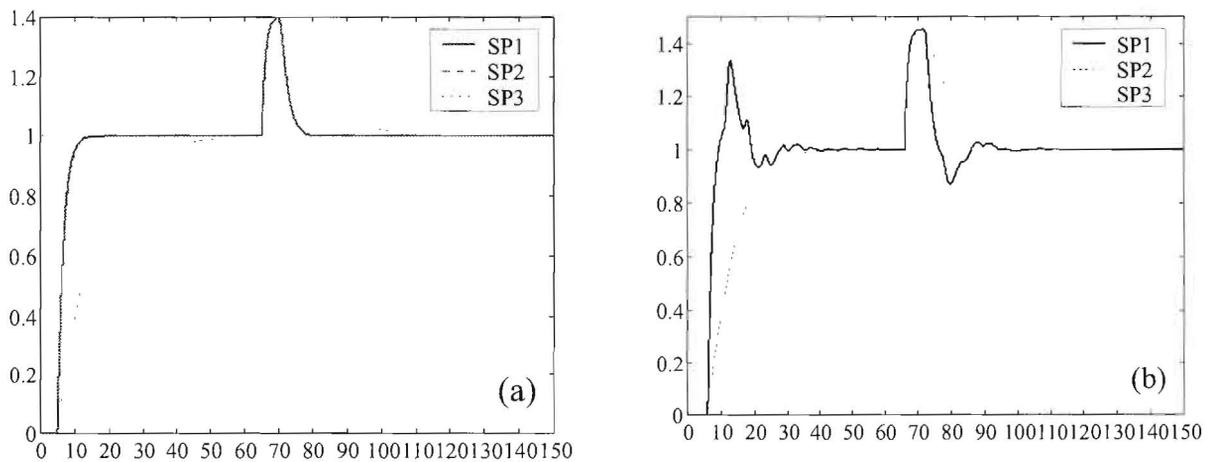


Figura 5. Desempeño de los sistemas. (a) Caso ideal, (b) Errores de modelado.

Tabla 2
Índices ISE para los dos casos

Caso	SP1	SP2	SP3
(a)	6,66	11,50	8,29
(b)	8,15	11,77	9,13

El **SP1**, sintonizado por el método sencillo muestra un ISE más bajo para ambos casos. En el caso (a) la diferencia entre los ISE es del 72,7 % con respecto al **SP2** y del 24,5 % con respecto al **SP3**. Sin embargo, por ser la técnica más agresiva, al presentarse errores de modelado aumenta su valor de sobredisparo en una mayor proporción y comienzan a observarse mayores oscilaciones. De hecho, las diferencias entre los ISE se reducen a un 44,4 % en relación al **SP2** y a 12 % con respecto al **SP3**. Es importante destacar que esta técnica es desarrollada tomando en cuenta solamente errores de modelado en el retardo del proceso. El **SP2**, utilizando la técnica considerada como "errónea" o menos adecuada es bastante conservadora por lo que su comportamiento ante errores de modelado no presenta mayores variaciones pero su velocidad de respuesta es más lenta en comparación a los otros sistemas. Por último, el **SP3**, cuya sintonización es realizada para garantizar desempeño robusto, presenta una respuesta más conservadora que el **SP1** pero mantiene un buen desempeño para el caso más desfavorable de presencia de errores de modelado en los tres parámetros, en este caso, la dife-

rencia entre los índices de desempeño se reduce, hecho que confirma las prestaciones de esta técnica de ajuste de los parámetros del controlador. El **SP3** es más conservador que el **SP1** debido a que dicha técnica toma en cuenta incertidumbres en todos los parámetros del proceso.

6. Conclusiones

A partir de los resultados obtenidos y de los aspectos revisados en las secciones precedentes se puede concluir que la técnica de ajuste del controlador es la variable de mayor influencia sobre el desempeño del predictor de Smith. Para obtener buenos resultados mediante la utilización de esta técnica de control, se deben utilizar métodos de sintonización que hayan sido desarrollados específicamente para ser usados en su estructura. Las dos técnicas estudiadas muestran un mejor desempeño en relación al SP sintonizado erróneamente por métodos convencionales y difieren en el número de incertidumbres consideradas. El método sencillo permite respuestas más rápidas debido a que solamente considera errores de modelado en el retardo, mientras que el otro método tiene la ventaja de considerar errores en los tres parámetros del modelo.

Referencias Bibliográficas

1. H. Takatsu, T. Itoh y M. Araki. Future needs for the control theory in industries –report and topics of the control technology survey in

- Japanese industry. *Journal of Process Control* 8(5-6), 1998.
2. O.J. Smith. Closed control of loops with dead-time. *Chemical Engineering Progress*, 53:217,219, 1957.
 3. J.E. Normey-Rico. *Predicción para control*. Tesis doctoral. Escuela Superior de Ingenieros, Universidad de Sevilla, 1999.
 4. Z.J. Palmor. *The Control Handbook. Time Delay Compensation: Smith Predictor and its Modifications*. CRC Press and IEEE Press, 1996.
 5. F.G. Shinskey. *Sistemas de control de procesos*. Tomo I, McGraw-Hill, México, 1996.
 6. T.H. Lee, Q.G. Wang y K.K. Tan. *Robust Smith predictor controller for uncertain delay systems*. *AIChE Journal*, 42(4): 1033-1040, 1996.
 7. T. Hagglund. An industrial dead-time compensating PI controller. *Control Engineering Practice*, 4(6):749-756, 1996.
 8. C. Smith y A. Corripio. *Control automático de procesos, Teoría y Práctica*. LIMUSA, México, 2000.
 9. Z.J. Palmor y M. Blau. An auto-tuner for a Smith dead time compensator. *International Journal of Control*, 60(1): 117-135,1994.
 10. A.C. Ioannides, G.J. Rogers y V. Latham. Stability limits of a Smith controller in simple systems containing a time delay. *International Journal of Control*, 29(4): 557, 1979.
 11. C. Santacesaria y R. Scattolini. Easy tuning of Smith predictor in presence of delay uncertainty. *Automatica*, 29:1595-1597, 1993.
 12. D.L. Laughlin, D.E. Rivera y M. Morari. *Smith predictor design for robust performance*. *International Journal of Control*, 46:477, 1987.

Recibido el 13 de Junio 2004
En forma revisada el 31 de Mayo 2005