

Observer/predictor desing for unstable delayed linear systems with one pole at the origin.

L.A. Barragan-Bonilla ** J.F. Marquez-Rubio **
B. Del Muro-Cuéllar ** M.A. Hernández-Pérez. **

* *Instituto Politécnico Nacional, ESIME Culhuacan, Av. Santa Ana No. 1000, Coyoacán, México (e-mail: luis.bto08@gmail.com, jfcomr23@yahoo.com.mx, bdelmuro@yahoo.com).*

** *Instituto de Ingeniería, Universidad Veracruzana, Juan Pablo II s/n, Boca del Río, Veracruz, 94294, México (miguelhernandez06@uv.mx).*

Abstract

One of the simplest techniques to control the unstable linear systems consists of estimating delayed signal before being delayed, to be used in the control stage. Using an observer/predictor may be convenient for this purpose when it does not has access to such an intermediate signal. In the present work, a control strategy based on an observer/predictor is proposed, which is an extension to previously carried out work. In this paper, the design of an observer/predictor for second-order systems, which contains a pole in the origin, an unstable pole and the output delay is proposed. The methodology to demonstrate the existence of the proposed observer/predictor and, the procedure for tuning parameters are presented.

Keywords: delay, observer, stability, predictor, unstable systems.

1. INTRODUCCIÓN

Los retardos de tiempo están presentes en los sistemas dinámicos. Cuando el retardo es lo suficientemente pequeño puede ser despreciable al momento de hacer control. El problema ocurre cuando el retardo es relativamente grande, es entonces cuando se presenta un reto al momento de hacer control. Los retardos significativos aparecen principalmente en el modelado de procesos químicos (Niculescu, 2001), industriales (Miranda et al., 2008) y sistemas hidráulicos (Romero Galván, 1997). Es por esto que se han desarrollado diferentes estrategias de control para sistemas con retardo. Por ejemplo en el trabajo de Lee et al. (2010) se utilizan controladores clásicos, los cuales son: Proporcional/Proporcional-Integral(P/PI) y Proporcional-Integral/Proporcional-Integral-Derivativo (PI/PID). En dicho trabajo se realiza un análisis en el dominio de la frecuencia con lo cual es posible obtener las condiciones necesarias y suficientes para estabilizar un sistema retardado. El predictor de Smith (Smith, 1957) es una estrategia que consiste en hacer una estimación de la señal de interés, con esta estrategia se logra la convergencia de las señales antes de ser retardadas. Posteriormente se aplicara una estrategia de control al sistema libre de retardo usando dicha señal de interés. La principal desventaja del predictor de Smith, es que solo funciona para sistemas estables, por tal motivo se han reportado diversos trabajos que proponen modificaciones

al predictor de Smith para abordar el caso de los sistemas lineales inestables con retardo. Por ejemplo el trabajo de Kirtania y Choudhury (2011) en el que modifican la estructura de dicho observador/predictor y de esta manera se proporciona un esquema de control de dos grados de libertad. En el trabajo de Marquez-Rubio et al. (2019) se utiliza la aproximación de Padé para representar retardos mediante polinomios con la finalidad de diseñar una estrategia de estimación, y posteriormente aplicar estrategias de control al sistema libre de retardo. En el trabajo de Normey-Rico y Camacho (2006) se analiza el control de sistemas con retardo utilizando estructuras modificadas del Predictor de Smith. En el trabajo presentado por Marquez-Rubio et al. (2015), se propone un observador/predictor, lo cual hace posible mejorar las condiciones de estabilidad establecidas en la literatura hasta el momento de su publicación, con respecto al tamaño del retardo. En el presente trabajo es de interés observar que para sistemas lineales inestables retardados con un polo en el origen, la condición reportada por Lee et al. (2010) es de $\tau < 1/a$, (usando un control PI/PID), donde τ es el retardo del sistema y $1/a$ es la constante de tiempo inestable del sistema.

En este trabajo se presenta una propuesta de control para sistemas lineales inestables retardados con un polo en el origen, que permite mejorar la condición de estabilidad reportada por Lee et al. (2010) para la clase de sistemas

que se estudian en este trabajo. Se propone un esquema observador/predictor y se presenta la metodología que permite mostrar la convergencia del observador/predictor propuesto. El trabajo está organizado de la siguiente manera; en la Sección 2 se presentan la clase de sistemas considerados en este trabajo. En la Sección 3 se presentan algunos resultados preliminares. En la Sección 4 se presenta la propuesta de observador/predictor y se muestra su convergencia. En la Sección 5 la propuesta de control para el sistemas de segundo orden, el cual contiene un polo en el origen. En la Sección 6 se presentan resultados en simulación y finalmente en la Sección 7 algunas conclusiones.

2. CLASE DE SISTEMAS

Considere la clase de sistemas lineales una-entrada una-salida (UEUS) con retardo de tiempo a la salida dado por,

$$\frac{Y_1(s)}{U_1(s)} = G(s)e^{-\tau s} = \frac{b}{s(s-a)}e^{-\tau s}, \quad (1)$$

donde $U_1(s)$ y $Y_1(s)$ son las señales de entrada y salida respectivamente, $\tau \geq 0$ es el retardo de tiempo que se supone conocido, $a > 0$ es la posición del polo inestable y $G(s)$ es la función de transferencia libre de retardo.

Una estrategia de control tradicional basada en una retroalimentación de salida de la forma

$$U_1(s) = [R_1(s) - Y_1(s)]Q(s), \quad (2)$$

produce un sistema en lazo cerrado dado por

$$\frac{Y_1(s)}{R_1(s)} = \frac{Q(s)G(s)e^{-\tau s}}{1 + Q(s)G(s)e^{-\tau s}}, \quad (3)$$

donde el término $e^{-\tau s}$ localizado en el denominador de la función de transferencia en la ec. (3) dificulta el análisis de estabilidad debido al número infinito de polos del sistema en lazo cerrado.

3. RESULTADOS PRELIMINARES

En el siguiente resultado se da la condición de estabilidad para el sistema (1) utilizando un controlador PID.

Lema 1 (Lee et al., 2010). Considere el sistema (1), el controlador PID dado por,

$$C(s) = k_p(1 + \frac{k_i}{s} + k_d s), \quad (4)$$

y ley de control $U_1(s) = [R_1(s) - Y_1(s)]C(s)$. Existen k_p , k_i , y k_d que estabilizan al sistema en lazo cerrado $Y_1(s)/R_1(s)$, sí y solo sí $\tau < \frac{1}{a}$.

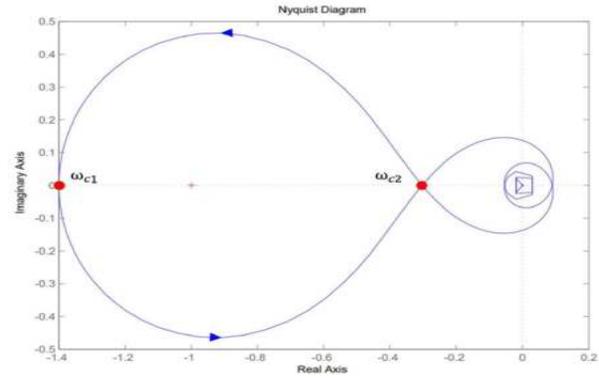


Figure 1. Nyquist deseado para un primer orden.

Otro resultado preliminar, que proporcionaremos a continuación trata sobre la estabilidad de un sistema de primer orden inestable retardado, utilizando un controlador PID.

Lema 2 (Lee et al., 2010). Considere el sistema,

$$\frac{Y_2(s)}{U_2(s)} = G_1(s)e^{-\tau s} = \frac{b}{s-a}e^{-\tau s}, \quad (5)$$

el controlador dado por (4) y la ley de control $U_2(s) = [R_2(s) - Y_2(s)]C(s)$. Existen k_p , k_i , y k_d que estabilizan al sistema en lazo cerrado $Y_2(s)/R_2(s)$, sí y solo sí $\tau < \frac{2}{a}$.

La función de transferencia en lazo cerrado asociado al Lema 2 está dada por,

$$\frac{Y_2(s)}{R_2(s)} = \frac{bk_p(k_d s^2 + s + k_i)}{bk_p(k_d s^2 + s + k_i)e^{-\tau s} + s(s-a)}e^{-\tau s}, \quad (6)$$

donde su ecuación característica es,

$$bk_p(k_d s^2 + s + k_i)e^{-\tau s} + s(s-a) = 0. \quad (7)$$

Los valores k_p y k_d que estabilizan al sistema son,

$$\sqrt{\frac{a^2 + \omega_{c1}^2}{1 + \left(k_d \omega_{c1} - \frac{k_i}{\omega_{c1}}\right)^2}} < k_p < \sqrt{\frac{a^2 + \omega_{c2}^2}{1 + \left(k_d \omega_{c2} - \frac{k_i}{\omega_{c2}}\right)^2}}, \quad (8)$$

$$\tau - \frac{1}{a} < k_d < \frac{1}{a}. \quad (9)$$

En el trabajo realizado por Lee et al. (2010), no reportan el rango para el valor de k_i de forma analítica. Sin embargo los autores de dicho trabajo sugieren obtenerlo mediante un análisis en el dominio de la frecuencia. Haciendo uso del criterio de estabilidad de Nyquist (Desoer, 1965), se necesita un rodeo anti-horario al punto -1 (ver Nyquist deseado en la Fig. 1). El procedimiento para obtener las

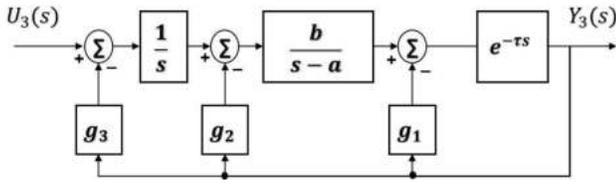


Figure 2. Esquema de inyección de salida.

ganancias estabilizantes consiste en seleccionar un valor de k_d de la ec. (9). Con este valor seleccionado de k_d , se puede verificar que con $k_i = 0$ y algunos valores de $k_i > 0$, la expresión,

$$-\tau\omega + \arctan\left(\frac{\omega}{a}\right) + \arctan\left(k_d\omega - \frac{k_i}{\omega}\right) = 0, \quad (10)$$

tiene dos soluciones positivas, las cuales se denotan como ω_{c1} y ω_{c2} . Entonces, la cota mínima de k_i es cero y la cota máxima es el valor máximo de k_i con el cual la ec. (10) tiene dos soluciones positivas. Se selecciona un valor de k_i en dicho intervalo. Con los valores elegidos de k_d y k_i y sus correspondientes ω_{c1} y ω_{c2} , se calcula el intervalo de ganancias k_p estabilizantes con la ec. (29).

La prueba de los Lemas 1 y 2 pueden obtenerse considerando un enfoque en el dominio de la frecuencia (ver Lee et al. (2010)).

3.1 Esquema de inyección

A continuación se presenta un resultado para establecer las condiciones de estabilidad para un esquema de inyección propuesto (ver Fig. 2), el cual será utilizado más adelante para el diseño del observador/predicador propuesto.

Lema 3. Considere el sistema (1) con una inyección de salida descrita en el esquema de la Fig. 2. Existen g_1 , g_2 , y g_3 de modo que el sistema en lazo cerrado $Y_3(s)/U_3(s)$ es estable sí y solo sí $\tau < 2/a$.

Demostración. Considere la función de transferencia $Y_3(s)/U_3(s)$ de lazo cerrado del esquema de la Fig. 2 dada por,

$$\frac{Y_3(s)}{U_3(s)} = \frac{be^{-\tau s}}{(s(g_1(s-a) + bg_2) + bg_3)e^{-\tau s} + s(s-a)}, \quad (11)$$

donde su ecuación característica es,

$$(s(g_1(s-a) + bg_2) + bg_3)e^{-\tau s} + s(s-a) = 0, \quad (12)$$

o bien,

$$(g_1s^2 + s(bg_2 - ag_1) + bg_3)e^{-\tau s} + s(s-a) = 0. \quad (13)$$

Dado que las ecuaciones características (7) y (13) son similares, se concluye que la condición de estabilidad establecida para la ecuación (7) es la misma que para la ecuación (13). Observe que en la ecuación (13), g_1 , g_2 y g_3 son parámetros libres de diseño, mientras que en la ecuación (7), son k_p , k_i y k_d . Entonces la ecuación característica (13) es estable sí y solo sí $\tau < 2/a$. ■

Por otro lado los parámetros del sistema de inyección (g_1 , g_2 y g_3) son,

$$h_2 \sqrt{\frac{a^2 + \omega_{c1}^2}{1 + \left(h_2\omega_{c1} - \frac{h_3}{\omega_{c1}}\right)^2}} < g_1 < h_2 \sqrt{\frac{a^2 + \omega_{c2}^2}{1 + \left(h_2\omega_{c2} - \frac{h_3}{\omega_{c2}}\right)^2}}, \quad (14)$$

$$g_2 > \left(1 + \frac{ah_2}{b}\right) \sqrt{\frac{a^2 + \omega_{c1}^2}{1 + \left(h_2\omega_{c1} - \frac{h_3}{\omega_{c1}}\right)^2}}, \quad (15)$$

$$g_2 < \left(1 + \frac{ah_2}{b}\right) \sqrt{\frac{a^2 + \omega_{c2}^2}{1 + \left(h_2\omega_{c2} - \frac{h_3}{\omega_{c2}}\right)^2}}, \quad (16)$$

$$g_3 = \frac{h_3(bg_2 - ag_1)}{b}, \quad (17)$$

con

$$\tau - \frac{1}{a} < h_2 < \frac{1}{a}. \quad (18)$$

El primer paso para obtener los parámetros del esquema de inyección de la Fig 2, es seleccionar un valor para h_2 usando la ec. (18). Una vez seleccionado el valor para h_2 usando la (18), se puede verificar que con $h_3 = 0$ y algunos valores de $h_3 > 0$, la expresión,

$$-\tau\omega + \arctan\left(\frac{\omega}{a}\right) + \arctan\left(h_2\omega - \frac{h_3}{\omega}\right) = 0, \quad (19)$$

tiene dos soluciones positivas. Una para ω_{c1} y otra para ω_{c2} . El valor mínimo para h_3 es cuando $h_3 = 0$, y la cota máxima es el valor máximo de h_3 con el cual la ec. (19) tiene dos soluciones positivas. Se procede a seleccionar un valor para h_3 en dicho intervalo. Una vez seleccionados los valores para h_2 y h_3 se obtienen los valores correspondientes para ω_{c1} y ω_{c2} . Una manera de obtener dichos valores para ω , es mediante el uso de una gráfica la ec. (19), la cual está en función de ω , esto se muestra en la Fig. (3). Posteriormente con las ecuaciones (14)-(17) se calculan los rangos para g_1 , g_2 y g_3 . Lo cual hace posible que el esquema de inyección sea estable.

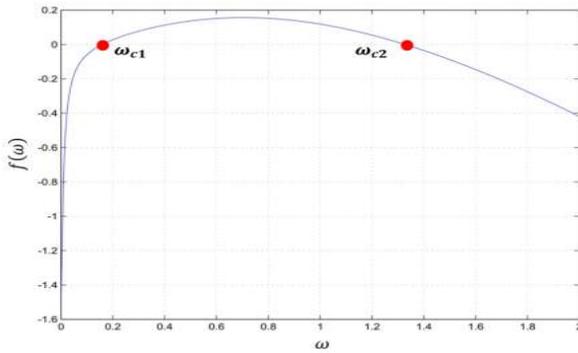
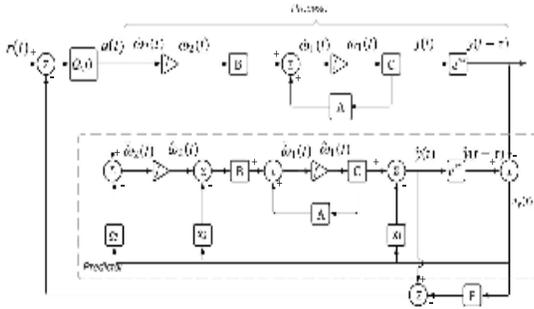

 Figure 3. Valores para ω_{c1} y ω_{c2} .


Figure 4. Esquema observador/predicador propuesto.

4. ESTRATEGIA DE ESTIMACIÓN

Teorema 1. Considere el esquema observador/predicador dado en la Fig. 4. Entonces existen constantes g_1 , g_2 y g_3 tal que $\lim_{t \rightarrow \infty} [\hat{\omega}(t) - \omega(t)] = 0$ sí y solo sí $\tau < \frac{2}{a}$,

con ,

$$\omega(t) = \begin{bmatrix} \omega_1(t) \\ \omega_2(t) \end{bmatrix}, \quad (20)$$

y,

$$\hat{\omega}(t) = \begin{bmatrix} \hat{\omega}_1(t) \\ \hat{\omega}_2(t) \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Demostración. Considere el esquema observador/predicador dado en la Fig. 4, en donde para describir la dinámica de dicho sistema, no es necesaria la parte del control $Q(t)$, ya que es independiente de la estrategia de estimación. La dinámica completa de dicho esquema puede escribirse como,

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_1(t) \\ \dot{\hat{\omega}}_1(t) \\ \dot{\omega}_2(t) \\ \dot{\hat{\omega}}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 & B & 0 \\ 0 & A & 0 & B \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_1(t) \\ \hat{\omega}_1(t) \\ \omega_2(t) \\ \hat{\omega}_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_2 & -g_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_3 & -g_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ y(t) \\ \hat{y}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} u(t), \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} y(t + \tau) \\ \hat{y}(t + \tau) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_1(t) \\ \hat{\omega}_1(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ g_1 & -g_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t) \\ \hat{y}(t) \end{bmatrix}, \quad (23)$$

con $A = a$, $B = b$ y $C = 1$.

Definiendo el error de predicción como $e_\omega(t) = \hat{\omega}(t) - \omega(t)$ y la estimación del error de salida como $e_y(t) = \hat{y}(t) - y(t)$ es posible describir el comportamiento de la señal del error como,

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_{\omega_1}(t) \\ \dot{e}_{\omega_2}(t) \\ e_y(t + \tau) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B & -Bg_2 \\ 0 & 0 & -g_3 \\ C & 0 & -g_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{\omega_1}(t) \\ e_{\omega_2}(t) \\ e_y(t) \end{bmatrix}. \quad (24)$$

Considere ahora una realización en espacio de estados del sistema descrito en la ec. (11) que puede escribirse como

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ y_3(t + \tau) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B & -Bg_2 \\ 0 & 0 & -g_3 \\ C & 0 & -g_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ y_3(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} u_3(t). \quad (25)$$

Es claro ver que las condiciones de estabilidad del sistema (25), dadas en el Lema 3, son equivalentes a las del sistema (24), de donde se desprende el resultado del Teorema. ■

5. DISEÑO DEL CONTROLADOR

Una vez lograda la convergencia del observador/predicador, se procede a controlar el sistema, utilizando un control PID dado por,

$$Q(s) = \frac{k(s + \alpha)(s + \beta)}{s}, \quad (26)$$

donde α , β y k son los parámetros libres de controlador.

La sintonización del controlador $Q(s)$ que se propone está basado en el modelo del sistema sin retardo $G(s)$. Esta estrategia de control, es independiente de la estrategia para lograr la convergencia. Haciendo uso del lugar geométrico de las raíces, se propone colocar los ceros del controlador (26) en el semiplano izquierdo, por lo tanto $\alpha, \beta > 0$. La relación de este tipo de control PID, con un control tipo $C_{PID} = k_p + k_d s + \frac{k_i}{s}$ es la siguiente,

$$k_p = k_d(\alpha + \beta), \quad (27)$$

$$k_d = k, \quad (28)$$

$$k_i = \alpha\beta k_d. \quad (29)$$

En resumen, la metodología para estabilizar el sistema (1) es la siguiente:

1. Cumplir con la condición del *Teorema 1* ($\tau < 2/a$). Al cumplir con esta condición se garantiza la existencia del observador/predicador propuesto.
2. Haciendo uso de las ecuaciones (14)-(17) se calculan los valores de g_1 , g_2 y g_3 . Los cuales que aseguran la convergencia del observador/predicador propuesto.
3. Diseño del control $Q(s)$ a través del lugar geométrico de las raíces, donde el sistema a controlar es el sistema libre de retardo $G(s)$ de la ec. (1).

6. RESULTADOS

Ejemplo 1. Considere el sistema de segundo orden con un polo en el origen, un polo inestable y retardo dado por,

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{1}{s(s-1)}e^{-1.4s}. \quad (30)$$

La condición del *Teorema 1* se cumple, ya que $\tau < 2$. Dado que en este caso $\tau = 1.4$, se procede con el siguiente paso.

Utilizando la ec. (18), el intervalo para h_2 es, $0.2 < h_2 < 1$. Por lo tanto se escoge el valor de $h_2 = 0.6$.

El intervalo de h_3 que hace que la ec. (19) tenga dos soluciones positivas es: $0 < h_3 < 0.15$. El valor utilizado en la simulación es de $h_3 = 0.01$.

Con estos valores de h_2 y h_3 . Mediante la ec. (19) se calculan los valores correspondientes para ω_{c1} y ω_{c2} . Los cuales son: $\omega_{c1} = 0.17$ y $\omega_{c2} = 1.33$.

Haciendo uso de las ecuaciones (14)-(17) se calculan los valores de g_1 , g_2 y g_3 . Los cuales son: $g_1 = 0.72$, $g_2 = 1.85$ y $g_3 = 0.01$.

Para el control $Q(s)$ dado por la ec. (26), los parámetros elegidos en simulación son: $\alpha = 0.5$, $\beta = 1$ y $k = 1$.

Para la simulación se utilizó una entrada $R(s)$ escalón de amplitud 3. Donde la respuesta de salida del sistema se estabiliza en estado estacionario y sigue la referencia. Esto se muestra en la Fig. 5.

Dado que la estimación del error está dada por $e_\omega(t) = \hat{\omega}(t) - \omega(t)$. La convergencia para $\omega(s)$ y $\hat{\omega}(s)$ se muestran en la Fig. 6. Para la simulación realizada, se escogieron condiciones iniciales para los estados de la planta libre de retardo de 0.01. En la Fig. 6 se observa que $e_\omega(t) = 0$ en estado estacionario.

Ejemplo 2. Considere el sistema de segundo orden con un polo en el origen, un polo inestable y retardo dado por,

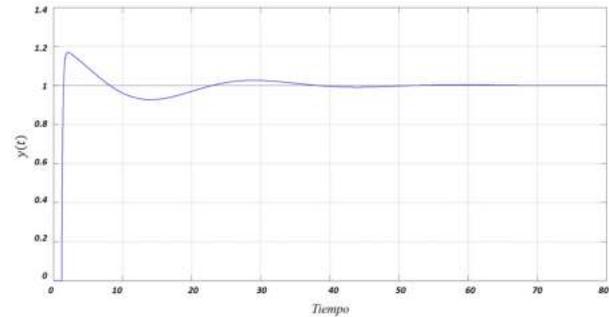


Figure 5. Respuesta de salida al sistema del ejemplo 1.

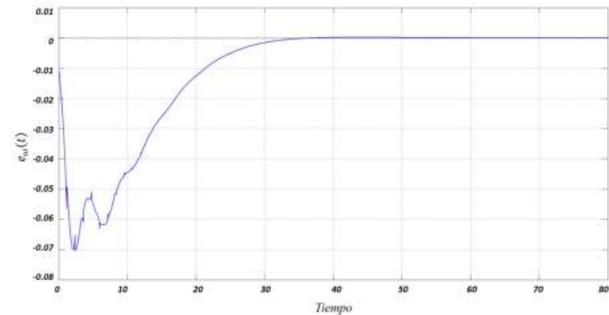


Figure 6. Convergencia de las señales $\omega(s)$ y $\hat{\omega}(s)$ del ejemplo 1.

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{1}{s(s-2)}e^{-0.8s}. \quad (31)$$

En este segundo ejemplo aplicando la condición del *Teorema 1*, es de $\tau < 1$. Para este caso $\tau = 0.8$. Por lo que se cumple la condición y se procede a obtener los parámetros de la estrategia de control propuesta.

Haciendo uso de la ec. (18), el rango para h_2 esta dado por $0.3 < h_2 < 0.5$. Del cual se escoge un valor de $h_2 = 0.4$.

El intervalo de valores para h_3 que responden a la ec. (19), esta dado por $0 < h_3 < 0.05$. Por lo que se escoge el valor de $h_3 = 0.01$.

Con h_2 , h_3 seleccionados y la ec. (19), se identifican los valores de $\omega_{c1} = 0.5$ y $\omega_{c2} = 1.3$.

Utilizando las ecuaciones (14)-(17), los valores para g_1 , g_2 y g_3 son: $g_1 = 0.83$, $g_2 = 3.74$ y $g_3 = 0.02$.

Los parámetros elegidos para el control (26) son $\alpha = 2$, $\beta = 4$ y $k = 1$. Los cuales hacen que el sistema sea críticamente amortiguado.

En la simulación se utilizó una entrada $R(s)$ escalón de amplitud 1. La respuesta de salida del sistema se muestra en la Fig. 7. En donde la respuesta de salida se estabiliza en estado estacionario y sigue la referencia.

La convergencia de las señales de interés $\omega(s)$ y $\hat{\omega}(s)$ se muestran en la Fig. 8. Donde se muestra que la estimación del error en estado estacionario es 0 ante condiciones

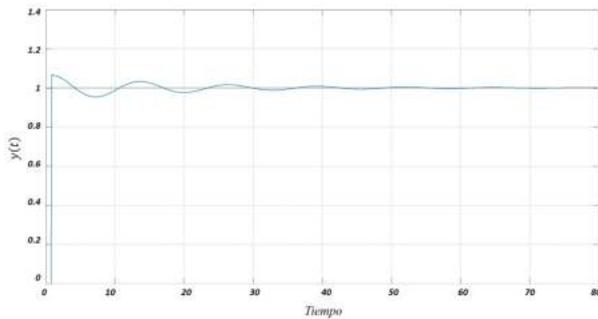


Figure 7. Respuesta de salida al sistema del ejemplo 2.

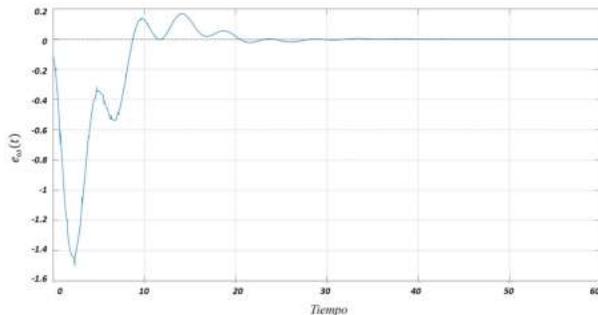


Figure 8. Convergencia de las señales $\omega(s)$ y $\hat{\omega}(s)$ del ejemplo 2.

iniciales de 0.1 de diferencia para los estados de la planta libre de retardo.

7. CONCLUSIÓN

Los sistemas inestables con retardo representan un reto a la hora de realizar control, principalmente cuando solo se tiene acceso a la entrada y salida. En el presente trabajo se presenta la condición para la existencia de un observador/predicador para sistemas de segundo orden retardados, el cual contiene un polo en el origen y un polo inestable. El observador/predicador propuesto solo requiere tres parámetros. Asimismo el observador/predicador propuesto en este trabajo, permite mejorar las condiciones sobre el tamaño máximo del retardo que se puede estabilizar para el tipo de sistemas que se aborda en este trabajo. Es decir, al usar un control tipo PI como se propone en el *Lema 1*, el sistema a controlar tiene una cota máxima en el retardo de $\tau < 1/a$. En el presente trabajo para el mismo tipo de sistemas, es posible controlar sistemas con un mayor tamaño retardo, logrando controlar sistemas con un valor en el retardo de $\tau < 2/a$. Hacer uso del observador/predicador propuesto permite controlar sistemas de segundo orden (un polo en el origen y un polo inestable) con retardos más grandes que con los resultados previamente reportados, cuando solo se tiene acceso a la entrada y la salida.

REFERENCES

Desoer, C. (1965). General formulation of the nyquist

criterion. *IEEE Transactions on Circuit Theory*, 12(2), 230–234.

Kirtania, K. and Choudhury, M.S. (2011). A two-degree-of-freedom dead time compensator for stable processes with dead time. In *2011 International Symposium on Advanced Control of Industrial Processes (ADCONIP)*, 385–390. IEEE.

Lee, S.C., Wang, Q.G., and Xiang, C. (2010). Stabilization of all-pole unstable delay processes by simple controllers. *Journal of Process Control*, 20(2), 235–239.

Marquez-Rubio, J.F., Del Muro-Cuéllar, B., Villa, M.V., and Ramírez, J.d.J.Á. (2015). An improved sufficient condition for stabilisation of unstable first-order processes by observer-state feedback. *International Journal of Control*, 88(2), 403–412.

Marquez-Rubio, J.F., Pimentel-Medina, V., Del Muro-Cuéllar, B., and Novella-Rodríguez, D. (2019). Obtención de los parámetros de un observador de estados propuesto para sistemas con retardo.

Miranda, A., R., A., L., J., and T., E. (2008). Modelado de un reactor químico tipo cstr y evaluación del control predictivo aplicando matlab-simulink. *Revista INGENIERÍA UC*, 15, 97–112.

Normey-Rico, J.E. and Camacho, E.F. (2006). Predicción para control: Una panorámica del control de procesos con retardo. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, 3(4), 5–25.

Romero Galván, G. (1997). *Análisis de estabilidad robusta para sistemas dinámicos con retardo*. Ph.D. thesis, Universidad Autónoma de Nuevo León.

Smith, O.J.M. (1957). Close control of loops with dead time. *Chem. Eng. Prog.*, Vol. 53.

Niculescu, S.I. (2001). *Delay effects on stability: a robust control approach*. Springer, Berlin.