

Model based predictive control (MPC) applied to a multi-predictor for high order delayed systems with an unstable pole.

A. Urquiza Castro * J.F. Márquez Rubio *
B. del-Muro-Cuellar * R.J. Vázquez-Guerra **

* Instituto Politécnico Nacional, Escuela Superior de Ingeniería
Mecánica y Eléctrica, Unidad Culhuacán, Ciudad de México, 04430,
México.

** Instituto Politécnico Nacional, CECyT 7, Cuauhtémoc, Ermita
Iztapalapa 3241, Iztapalapa C.P. 09570, México

Abstract: This work presents a model-based predictive control (MPC) scheme using a multi-predictor for high-order linear systems with an unstable pole with long delay in direct loop, the stability analysis of this type of system is difficult due to the delay size considered. To solve the stabilization problem, as a first step a digital multi-predictor scheme is presented that estimates the intermediate variables of the process that will later be used for the design of an MPC controller to control the plant. The convergence of the multi-predictor scheme is based on a static output feedback, for this reason, the conditions that ensure the stability of an output feedback scheme are presented. The performance of the method is shown through numerical examples in simulation, likewise, some advantages of the methodology with respect to other controllers are illustrated.

Keywords: Linear systems, linear system observers, systems with time delays, predictive control.

1. INTRODUCCIÓN

El objetivo de un control predictivo basado en modelo (MPC) es calcular trayectorias futuras de las variable de salida del proceso y la variable manipulada, usando un criterio de minimización de señales de error determinado por una función de costo, (Bequette, *y col.*, 2002). La evolución de diferentes estrategias basadas en MPC, que hace uso de un modelo matemático interno y de una estrategia de optimización se ve reflejado en las variantes que ofrece, todas estas variantes se han establecido con base al tipo de modelo de predicción utilizado. Por ejemplo el control con matriz dinámica (DMC) utiliza como modelo de predicción una matriz de coeficientes de la respuesta al escalón del sistema (Bequette, *y col.*, 2002), el único inconveniente del DMC, es que solo se utiliza para sistemas estables. Otra variante de MPC constituye el control predictivo generalizado (GPC), que ha mostrado un buen desempeño con cierto grado de robustez, por lo cual puede ser utilizado en el control de plantas industriales. El GPC utiliza un modelo interno de la planta basado en funciones de transferencia (modelo CARIMA) para representar el comportamiento de la planta.

Los sistemas con retardos temporales aparecen frecuentemente en aplicaciones prácticas de ingeniería de control.

El problema de los sistemas con retardo de tiempo ha sido ampliamente estudiado en la literatura y se han presentado varias soluciones para compensar sus efectos sobre la estabilidad del sistema. Una de las estrategias más utilizadas para abordar estos problemas ha sido el Predictor de Smith (PS) (O.J.M. Smith, 1957), el cual proporciona una estimación de la salida futura (señal antes de ser retardada) a través de un esquema tipo observador. La principal desventaja del predictor de Smith es que su uso se limita para sistemas estables en lazo abierto. Por tal motivo, algunos trabajos han propuesto modificaciones al Predictor de Smith para tratar con sistemas inestables. Por ejemplo, se han reportado trabajos que abordan procesos inestables con tiempo muerto estabilizados por controladores clásicos (Lee, S. C, *y col.*, 2010), con la misma intención, se han reportado varios trabajos basados en modificaciones al PS, que abordan el caso de sistemas inestables (Matausek, M., *y col.*, 1999, W. Michiels, *y col.*, 2001, A.S. Rao, *y col.*, 2005, Márquez-Rubio, J. F., *y col.*, 2012).

En (Hernández Pérez, M., *y col.*, 2020) se presenta un multi-predictor analógico para sistemas de alto orden con retardo, en este trabajo se utiliza únicamente la señal estimada antes de ser retardada para la etapa de control, donde se utiliza un control de tipo PD/PID. El esquema propuesto (Hernández Pérez, M., *y col.*, 2020)

ofrece la posibilidad de compensar retardos de tiempo largos e incluso, permite controlar sistemas sin límite en el tamaño del retardo de la planta. El orden (tamaño) del multi-predictor se incrementa en proporción al tamaño de retardo.

La propuesta del presente trabajo se enfoca en la regulación de sistemas lineales de alto orden inestables con retardo largo de tiempo, usando una versión digital del multi-predictor presentado en (Hernández Pérez, M., *y col.*, 2020), usando un controlador MPC, de esta manera, uno de los principales aportaciones de la estrategia propuesta en este trabajo es la utilización las variables estimadas intermedias proporcionadas por el multi-predictor para el diseño y sintonización de un MPC, otra ventaja de la metodología propuesta es la reducción del orden del multi-predictor con respecto al orden usado en (Hernández Pérez, M., *y col.*, 2020).

Este trabajo está organizado de la siguiente manera, en la sección 2, se describe la formulación del control predictivo MPC. A continuación, en la sección 3 se desarrolla el multi-predictor digital. Las evaluaciones numéricas del controlador diseñado para el esquema propuesto, utilizando ejemplos, se discuten en la sección 4. Finalmente, en la sección 5 se presentan algunas observaciones finales.

2. CONTROL PREDICTIVO BASADO EN MODELO (MPC)

El control MPC presentado en esta sección esta basado en la estrategia basada en observadores descrita en (Wang, L., 2010), se considera un sistema de una entrada y una salida (SISO) lineal de la forma:

$$x_m(k+1) = A_m x_m(k) + B_m u(k) \quad (1)$$

$$y(k) = C_m x_m(k) \quad (2)$$

Para garantizar seguimiento de referencia y rechazo de perturbaciones es necesario llegar a un modelo con integrador embebido, por lo tanto, se denota las diferencias de la variable de estado con un instante anterior. De esta manera el sistema aumentado de variables de estado está dada por:

$$\begin{aligned} \overbrace{\begin{bmatrix} \Delta x_m(k) \\ y_m(k) \end{bmatrix}}^{x(k+1)} &= \overbrace{\begin{bmatrix} A_m & O_m^T \\ C_m A_m & 1 \end{bmatrix}}^A \overbrace{\begin{bmatrix} \Delta x_m(k) \\ y(k) \end{bmatrix}}^{x(k)} \\ &+ \overbrace{\begin{bmatrix} B_m \\ C_m B_m \end{bmatrix}}^B \Delta u(k) \\ y(k) &= \overbrace{[O_m \ 1]}^C x(k) \end{aligned}$$

Donde $x(k)$ es un variable de estado donde relaciona la entrada con la salida, $O_m = [0 \dots 0]$ es de dimensión n_1 que es la dimensión del modelo de variables de estado y las matrices A, B, C son conocidos como matrices aumentadas, las cuales son implementados para el diseño del

control predictivo. El conjunto de predicciones de estado se muestran a continuación:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + B\Delta_u(k) \\ x(k+2) &= A^2x(k) + AB\Delta_u(k) + B\Delta_u(k+1) \\ x(k+N_p) &= A^{N_p}x(k) + A^{N_p-1}B\Delta_u(k) \\ &+ A^{N_p-2}B\Delta_u(k+1) \\ &+ A^{N_p-N_c}B\Delta_u(k+N_c-1) \end{aligned}$$

Donde N_c y N_p son los horizontes de control y predicción respectivamente, el mismo criterio puede ser utilizado para obtener las predicciones de salida:

$$\begin{aligned} y(k+1) &= CAx(k+1) + CB\Delta_u(k) \\ y(k+2) &= CA^2x(k) + CAB\Delta_u(k) + CB\Delta_u(k+1) \\ y(k+N_p) &= CA^{N_p}x(k) + CA^{N_p-1}B\Delta_u(k) \\ &+ CA^{N_p-2}B\Delta_u(k+1) \\ &+ CA^{N_p-N_c}B\Delta_u(k+N_c-1) \end{aligned}$$

El conjunto de predicciones de salida en una forma matricial puede ser representado como:

$$Y = Fx(k) + G\Delta_u(k) \quad (3)$$

Las constantes que se formulan en base a las matrices del modelo aumentado:

$$F = \begin{bmatrix} CA \\ CA^2 \\ CA^3 \\ \vdots \\ CA^{N_p} \end{bmatrix}, G = \begin{bmatrix} CB & 0 & \dots & 0 \\ CAB & CB & \dots & 0 \\ CA^2B & CAB & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ CA^{N_p-1}B & CA^{N_p-2}B & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

2.1 Función de costo

Con las matrices F y G se puede abordar el problema de minimización utilizando la función de costo J :

$$J = (R - Y)^T(R - Y) + \Delta_u(k)^T \lambda \Delta_u(k) \quad (5)$$

Esta función mide el error entre la salida estimada futura "Y" y el punto de ajuste "R" teniendo en consideración los incrementos de la señal de control $\Delta_u(k)$, λ es un parámetro de sintonía para $\Delta_u(k)$. Para minimizar $\Delta_u(k)$ se necesita:

$$\frac{\partial J}{\partial \Delta_u(k)} = 0 \quad (6)$$

El resultado es el siguiente:

$$\Delta_u(k) = K_1(R - Fx(k)) \quad (7)$$

Donde $K_1 = (G^T G + \lambda)^{-1}$ se la conoce como matriz hessiana (Clarke, D., *y col.*, 1987). Solo el primer término del vector (primer fila) debe ser enviado a la planta.

2.2 Ley de control

Se considera que en cada instante de muestreo discreto, $k = 0, 1, 2, 3, \dots, N_p$; el MPC calcula un conjunto de incremento de control futuros, es decir:

$$\Delta_u(k) = [\Delta_u(k|k) \dots \Delta_u(k+N_c-1|k)]^T \quad (8)$$

Los incrementos están definidos como (Wang, L., 2010):

$$\Delta_u(k) = u(k) - u(k-1) \quad (9)$$

Despejando $u(k)$ de (9) y sustituyendo (7) se tiene:

$$u(k) = K_1(R - Fx(k)) + u(k-1) \quad (10)$$

Se obtiene la forma analítica de la ecuación de la ley de control (10).

3. ESTIMACIÓN DE LOS ESTADOS

En el diseño del control predictivo (MPC), asumimos que la información del estado $x(k)$ está disponible en el momento k . Esto supone que todas las variables de estado son medibles. En realidad, en algunas aplicaciones, no todas las variables de estado se miden (o están disponibles). Un enfoque que se utiliza para predecir o estimar la variable de estado $x(k)$ desconocidas basadas en la medición del proceso, se denomina observador (Wang, L., 2010).

3.1 Esquema multi-predictor

El objetivo de control se establece como la regulación de la salida retardada mediante la manipulación de una señal de entrada usando un control MPC. En estas condiciones, el control de regulación propuesto viene dado por, una ganancia constante K y las señales intermedias estimadas $\hat{x}_m(k)$ que se calculan mediante el esquema multi-predictor presentado. Considere un sistema lineal inestable con retardo de tiempo en la entrada en la representación de espacio de estado:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_c x(t) + B_c u(t - \tau) \\ y(t) &= C_c x(t) \end{aligned} \quad (11)$$

Usando un retenedor de orden cero y un periodo de muestreo $T = \frac{\tau}{n}$ con $n \in \mathbb{R}$ la discretización del proceso continuo dado por la ecuación (11) se obtiene:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k - \tau) \\ y(k) &= Cx(k) \end{aligned} \quad (12)$$

Con $\tau = nT$ donde n es el número de particiones del multi-predictor. O equivalentemente, el sistema transformado está dado por:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k - (n-1)) \\ y(k) &= Cx(k-1) \end{aligned} \quad (13)$$

El conjunto de sub-predictores propuestos para el sistema transformado dado por (13) se puede definir en la forma:

$$\begin{aligned} \hat{x}_1(k+1) &= A\hat{x}_1(k) + Bu(k - (n-1)) \\ &\quad - KC[\hat{x}_1(k-1) - x(k-1)] \\ \hat{x}_i(k+1) &= A\hat{x}_i(k) + Bu(k - (n-i)) + KC[(\hat{x}_i(k-1) \\ &\quad - \hat{x}_{i-1}(k)) + (\hat{x}_{i-1}(k-1) - \hat{x}_{i-2}(k))] \end{aligned} \quad (14)$$

para $i = 2, \dots, n$. Definiendo los errores de estimación:

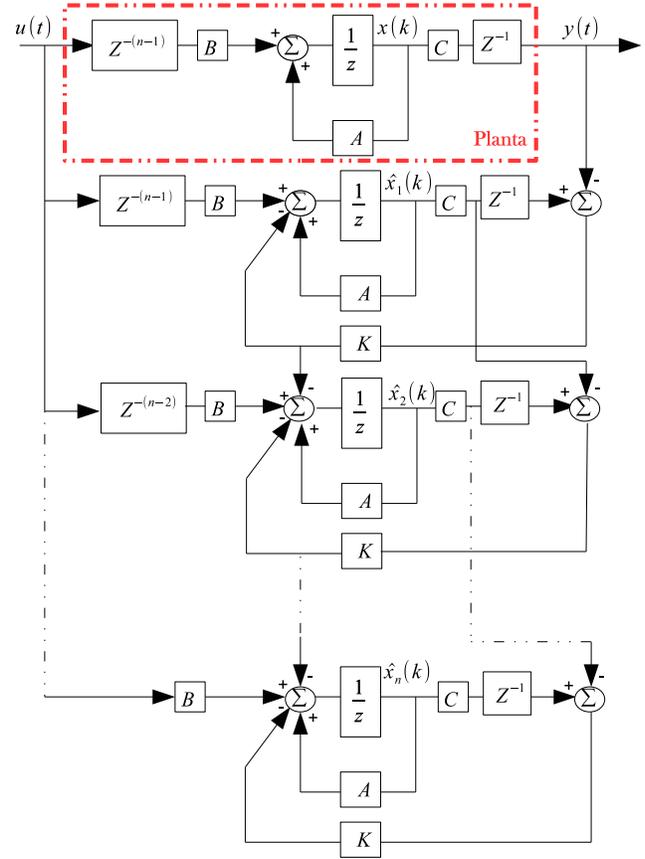


Fig. 1. Esquema multi-predictor digital.

$$\begin{aligned} e_1(k) &= x(k) - \hat{x}_1(k) \\ e_2(k) &= \hat{x}_1(k+1) - \hat{x}_2(k) \\ &\vdots \\ e_i(k) &= \hat{x}_{i-1}(k+1) - \hat{x}_i(k) \end{aligned} \quad (15)$$

Usando los errores definidos por (15), el multi-predictor dado por (14) se puede escribir como:

$$\begin{aligned} \hat{x}_1(k+1) &= A\hat{x}_1(k) + Bu(k - (n-1)) \\ &\quad + KC[e_1(k-1)] \\ \hat{x}_2(k+1) &= A\hat{x}_2(k) + Bu(k - (n-2)) \\ &\quad + KC[e_2(k-1) + e_1(k-1)] \\ &\vdots \\ \hat{x}_n(k+1) &= A\hat{x}_n(k) + Bu(k) \\ &\quad + KC[e_n(k-1) + e_{n-1}(k-1)] \end{aligned} \quad (16)$$

Generalizando:

$$\begin{aligned} \hat{x}_1(k+1) &= A\hat{x}_1(k) + Bu(k - (n-1)) \\ &\quad + KC[e_1(k-1)] \\ \hat{x}_i(k+1) &= A\hat{x}_i(k) + Bu(k - (n-i)) + \\ &\quad KC[e_i(k-1) + e_{i-1}(k-1)] \end{aligned} \quad (17)$$

Se definen los errores dinámicos:

$$\begin{aligned} e_1(k+1) &= x(k+1) - \hat{x}_1(k+1) \\ e_2(k+1) &= \hat{x}_1(k+2) - \hat{x}_2(k+1) \\ &\vdots \\ e_i(k+1) &= \hat{x}_{i-1}(k+2) - \hat{x}_i(k+1) \end{aligned} \quad (18)$$

De la definición de las señales de error $e_i(k+1)$ dadas en (18), se obtiene:

$$\begin{aligned} e_1(k+1) &= Ae_1(k) - KC[e_1(k-1)] \\ e_2(k+1) &= Ae_2(k) + KC[e_1(k) - e_2(k-1) - e_1(k-1)] \\ &\quad + Bu(k-n) - Bu(k-(n-2)) \\ e_i(k+1) &= Ae_i(k) + KC[e_{i-1}(k) + e_{i-2}(k) - \\ &\quad e_i(k-1) - e_{i-1}(k-1)] + Bu(k-(n-(i-2))) \\ &\quad - Bu(k-(n-i)) \end{aligned} \quad (19)$$

para $i = 3, \dots, n$. Esto se puede escribir en una forma vectorial:

$$e(k+1) = \Psi_0 e(k) - \Psi_1 e(k-1) + \Psi_2 u(k) \quad (20)$$

con $e(k) = [e_1, \dots, e_n]^T$, $u(k) = [u(k), \dots, u(k-n)]^T$, y

$$\Psi_0 = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ KC & A & 0 & 0 & \dots & 0 \\ KC & KC & A & 0 & \dots & 0 \\ 0 & KC & KC & A & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & KC & KC & A \end{bmatrix} \quad \Psi_1 = \begin{bmatrix} KC & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & KC & KC & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & KC & KC & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & KC & KC \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\Psi_2 = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & -B & 0 & B \\ 0 & \dots & -B & 0 & B & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -B & 0 & B & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La convergencia del predictor digital se puede asegurar, con los valores de K tal que el sistema (21) sea estable. Esto se puede lograr calculando el valor de K de tal manera que $\det(zI - A + KCz^{-1}) = 0$ tenga sus polos dentro del círculo unitario. Cabe mencionar que para cada error descrito en (20), aparece una diferencia de señales relacionadas con las señales de entrada $u(k), \dots, u(k-n)$, por lo que la convergencia de los errores tendrá un pequeño error en estado transitorio o bien cuando la señal de control no sea constante, debido a la reacción de una perturbación. Observe que esta diferencia solo valdrá cero si la señal de control $u(k)$ es una constante, pero sabemos que en la práctica esto no se puede asegurar. Para subsanar el problema en la estimación, se propondrá un controlador que minimice la diferencia de dichas señales, esto se logra mediante el controlador MPC descrito en la Sección 2, el cual minimiza al término $\Delta_u(k)$ con lo cual se logra minimizar el error en estado transitorio del sistema (o cuando la señal del control $u(t)$ no sea constante) asociado al predictor mencionado anteriormente.

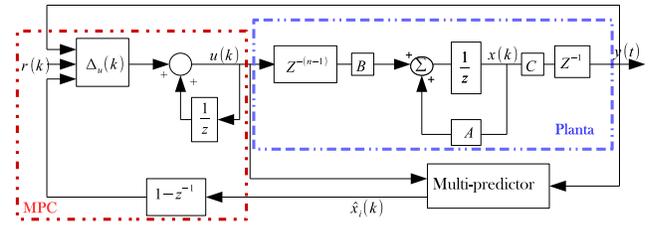


Fig. 2. Diagrama a bloques del MPC-Multi-predictor.

En la Fig. 2 se propone una estructura para implementar el control MPC al multi-predictor digital. Para el diseño del control MPC se considera el retardo en la salida del sistema. La etapa de control basada en el MPC para el multipredictor digital está dada por: $u(k) = K_1(R - Fx(k)) + u(k-1)$, donde el vector $x(k)$ está dado por:

$$x(k) = \begin{bmatrix} \hat{x}_n(k) - \hat{x}_n(k-1) \\ \hat{x}_{n-1}(k) - \hat{x}_{n-1}(k-1) \\ \hat{x}_{n-2}(k) - \hat{x}_{n-2}(k-1) \\ \vdots \\ \hat{x}_1(k) - \hat{x}_1(k-1) \\ y(t) \end{bmatrix}$$

Este vector relaciona la entrada con la salida, el cual depende de las diferencias con un instante de muestreo anterior de las señales intermedias $\hat{x}_i(k)$ previamente calculadas y tomadas del multi-predictor digital Fig. 1, y la señal de salida del sistema $y(t)$. Cabe destacar que para tener el cálculo completo para la etapa de control $u(k)$ es necesario tener las matrices K_1 y F , previamente calculadas en la Sección 2, teniendo como señal de referencia $R = r(k)$.

4. RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN

Ejemplo 1. Considere el siguiente sistema en lazo abierto inestable de primer orden, con un retardo de tiempo largo:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{1}{s-1} e^{-1.2s}$$

Discretizando el sistema anterior con un retenedor de orden cero y un periodo de muestreo se obtiene:

$$G(z) = \frac{0.2214}{z-1.221} z^{-6}$$

El esquema multi-predictor se diseña con seis etapas es decir, $n = 6$, por lo tanto, $T = 0.2$, el sistema en lazo cerrado tiene 6 polos en el origen dado por el retardo y uno en $z = 1.221$, el lugar geométrico de las raíces nos muestra que un polo del origen y el polo inestable del sistema llegan a tener un punto de ruptura dentro del círculo unitario, entonces el sistema tiene una región de estabilidad para cada sub-predictor de $1 < K < 2.49$, donde se selecciona una $K = 2$, mientras que para el diseño del controlador MPC se considera el retardo en la salida del sistema y para la sintonización de los parámetros se selecciono: $Np = 20$, $Nc = 4$, $\lambda = 0.8$ y la entrada de referencia $r(k) = 1$.

Para analizar el rendimiento y la robustez del controlador MPC, la figura muestra las respuestas del lazo cerrado cuando el proceso se simula con un controlador PID, utilizando un criterio de asignación de polos obtenemos las ganancias de $kp = 2$, $ki = 1.66$, $kd = 0.33$ (línea discontinua roja) y un controlador MPC.

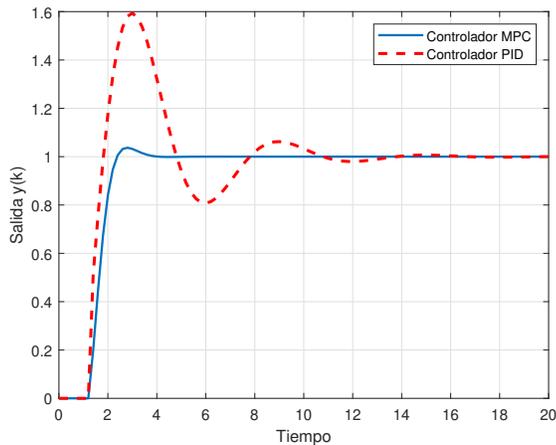


Fig. 3. Respuestas de la salidas considerando condiciones iniciales nulas en el proceso, Ejemplo 1.

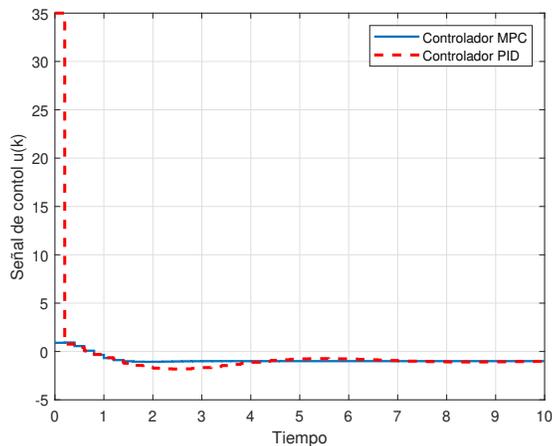


Fig. 4. Señales de las etapas de control, Ejemplo 1.

Es importante mencionar que la estrategia de control propuesta en este trabajo permite mejorar la respuesta transitoria del proceso evitando sobre impulsos y haciéndolo alcanzar un estado estacionario más rápido, al igual que garantiza un mayor ahorro energético dado por la minimización en la etapa de control que se implementa en el MPC.

Ejemplo 2. Para ilustrar la eficiencia del esquema de control MPC, frente a incertidumbres del modelo, consideremos el siguiente ejemplo; un sistema inestable de segundo orden:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{8}{(s-1)(s+5)} e^{-0.3s} \quad (22)$$

Al discretizar el sistema, se obtiene:

$$G(z) = \frac{0.0353(z + 0.8755)}{(z - 1.105)(z - 0.6065)} z^{-3}$$

El control MPC se diseñó con $N_p = 20$, $N_c = 4$, y $\lambda = 0.2$; estableciendo 3 etapas $n = 3$, por lo tanto, $T = 0.1$ y una ganancia para estabilizar cada sub-predicor de $K = 2$. Para ilustrar la robustez de lazo cerrado, para este ejemplo, considere una incertidumbre en el modelo. La Fig. (5) ilustra el rendimiento del sistema en el caso nominal y el caso en el que se consideran parámetros inciertos.

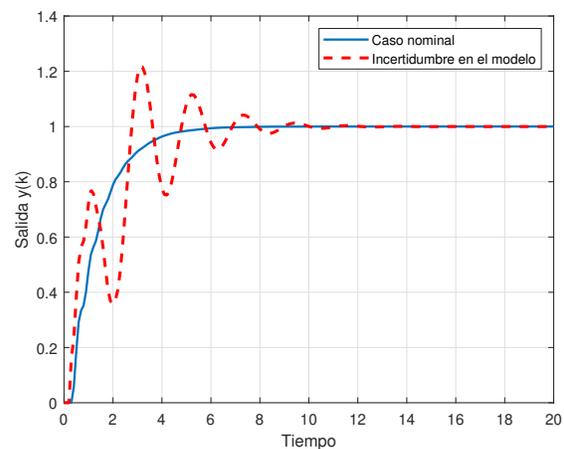


Fig. 5. Rendimiento de la señal de salida con incertidumbres en las condiciones iniciales. Ejemplo 2.

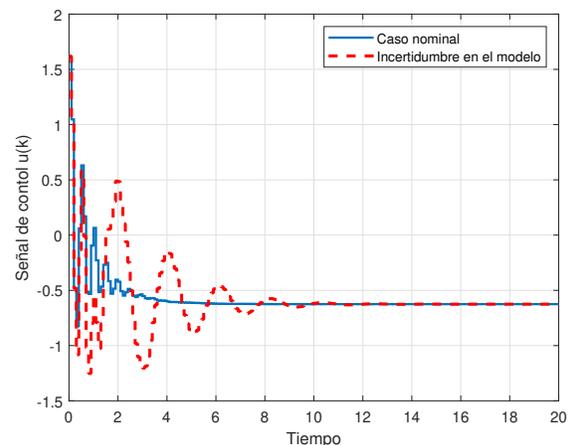


Fig. 6. Rendimiento de la señal de la etapa de control con incertidumbres en las condiciones iniciales. Ejemplo 2

Este ejemplo muestra que el esquema propuesto en este trabajo permite lidiar con incertidumbres en las condiciones iniciales del proceso.

5. CONCLUSIONES

Se propone un esquema de control de regulación basado en las señales intermedias estimadas, para estabilizar sistemas inestables con retardo largo, estos estados futuros estimados utilizados en el control MPC, se calculan utilizando un esquema multi-predicador digital. Su principal ventaja de este esquema es poder compensar retrasos de tiempo largos, es decir, que no hay restricciones con respecto a la magnitud de retardo que pueda tener el sistema, merece la pena destacar que el control predictivo MPC es una técnica que permite controlar sistemas que presentan un comportamiento dinámico difícil, inestables, de fase no-mínima y sistemas con retardos, pero esto tiene un inconveniente asociado, lo cual requiere un alto coste computacional, lo que hace difícil su aplicación a sistemas rápidos y la sintonización de los parámetros del controlador. Finalmente, la eficiencia del esquema de control en los resultados de las simulaciones se puede observar que el algoritmo del control MPC es una técnica alternativa a los controles clásicos convencionales; fue probado en varios escenarios, es decir, un control preciso sobre las variables de acuerdo con los requerimientos de proceso.

REFERENCIAS

- Abraham, A., & Pappa, N. (2016). An optimal centralized predictive control scheme applied to a Non-Square MIMO benchmark problem. *IFAC-PapersOnLine*, 49(13), 59–64.
- A.S. Rao, M. Chidambaram, Enhanced smith predictor for unstable processes with time delay, *Ind. Eng. Chem. Res.* 44 (22) (2005) 8291–8299.
- Camacho, E. F., & Alba, B. C. (2013). *Model Predictive Control (Advanced Textbooks in Control and Signal Processing) (English Edition) (2.a ed.)*. Springer.
- Clarke, D., Mohtadi, C., & Tuffs, P. (1987). Generalized predictive control—Part I. The basic algorithm. *Automatica*, 23(2), 137–148.
- del-Muro-Cuéllar, B., Márquez-Rubio, J. F., Velasco-Villa, M., & Jesús Álvarez-Ramírez, J. D. (2012). On the Control of Unstable First Order Linear Systems with Large Time Lag: Observer Based Approach. *European Journal of Control*, 18(5), 439–451.
- Giraldo, S. A., Melo, P. A., & Secchi, A. R. (2019). Tuning of Model Predictive Control Based on Hybrid Optimization. *IFAC-PapersOnLine*, 52(1), 136–141.
- Hernández-Arroyo, E., Díaz-Rodríguez, J. L., & Pinzón-Ardila, O. (2014). Estudio del comportamiento de un Control MPC [Control Predictivo Basado en el Modelo] comparado con un Control PID en una Planta de Temperatura. *REVISTA FACULTAD DE INGENIERÍA*, 23(37), 45.
- Hernández-Pérez, M., Fragosó-Rubio, V., Velasco-Villa, M., del Muro-Cuéllar, B., Márquez-Rubio, J., & Puebla, H. (2020). Prediction-based control for a class of unstable time-delayed processes by using a modified sequential predictor. *Journal of Process Control*, 92, 98–107.
- Lee, S. C., Wang, Q. G., & Xiang, C. (2010). Stabilization of all-pole unstable delay processes by simple controllers. *Journal of Process Control*, 20(2), 235–239.
- Matausek, M., & Micic, A. (1999). On the modified Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 44(8), 1603–1606.
- Maciejowski, J. M. (2001). *Predictive Control With Constraints: With Constraints*. Prentice Hall College Div.
- O.J.M. Smith, Closer control of loops with deadtime, *Chem. Eng. Prog.* 53 (5) (1957) 217–219.
- Oravec, J., Jiang, Y., Houska, B., & Kvasnica, M. (2017). Parallel Explicit MPC for Hardware with Limited Memory. *IFAC-PapersOnLine*, 50(1), 3301–3306.
- R. Rivas-Perez & J. Sotomayor Moriano (2014). *Control Predictivo Generalizado de las Variables Críticas de una Unidad de Ósmosis Inversa*. CLCA 2014.
- Rivas-Perez, R., Sotomayor-Moriano, J., & Perez-Zuñiga, C. (2017). Adaptive Expert Generalized Predictive Multi-variable Control of Seawater RO Desalination Plant for a Mineral Processing Facility. *IFAC-PapersOnLine*, 50(1), 10244–10249.
- T., & Bequette, B. (2002). *Process Control: Modeling, Design and Simulation (Illustrated ed.)*. Pearson.
- Wang, L. (2010). *Model Predictive Control System Design and Implementation Using Matlab(r)*. Springer.
- W. Michiels, D. Roose, Time-delay compensation in unstable plants using delayed state feedback, in: *Decision and Control, 2001. Proceedings of the 40th IEEE Conference on*, Vol. 2, IEEE, 2001, pp. 1433–1437