

SINTONIZACIÓN DE CONTROLADORES POR MODELO GENÉRICO UTILIZANDO DETECCIÓN Y DIAGNÓSTICO DE FALLAS

PhD. Edmary Altamiranda, PhD. Eliezer Colina

Universidad de Pamplona
Instituto de Investigación y Desarrollo de Tecnologías Aplicadas (IIDTA)
ealtamiranda@unipamplona.edu.co, ecolina@ula.ve

Abstract: En este trabajo, se propone un algoritmo de sintonización de controladores por modelo genérico basado en detección y diagnóstico de fallas. La ley de control es obtenida tomando en cuenta las no linealidades del proceso para producir un sistema lineal a lazo cerrado e incorpora parámetros proporcional e integral que pueden ser ajustados para obtener las especificaciones requeridas, compensando las perturbaciones y los errores de modelado. El diseño es llevado a cabo para el modelo linealizado del sistema a lazo cerrado, utilizando observadores de Luenberger. Los parámetros de ganancia del modelo de diagnóstico son conectados a un conjunto de funciones de fallas. El diagnóstico de las fallas se lleva a cabo a través del reescalamiento de las variables de estado del modelo de diagnóstico y la ley de ajuste de ganancias es obtenida por imposición de una dinámica asintóticamente estable, que garantiza que las funciones de falla tiendan a cero..

Keywords: Detección y Diagnóstico de Fallas, Control por Modelo Genérico, Sistemas no Lineales, Control Linealizante.

1. INTRODUCCIÓN

Desde principios de 1980, ha habido un creciente interés en el área de control multivariable. Información correspondiente puede ser encontrada en (Control por Matriz Dinámica), [8] (Control Predictivo basado en Modelos) y [9] (Control por Modelo Interno)[10]. Estas técnicas son todas similares en el sentido de que están relacionadas con modelos para predecir el comportamiento del proceso sobre un intervalo de tiempo futuro y el cálculo de la ley de control está basado en las predicciones del modelo.

Es conocido que muchos procesos, como los químicos, poseen comportamientos no lineales e invariantes respecto del tiempo; por lo que el uso de predicciones lineales de sus dinámicas no resulta en buenas aproximaciones, haciendo necesaria la selección de estrategias que permitan mejorar el desempeño del proceso controlado. El trabajo de García [10] propone un método generalizado, que emplea un modelo no lineal dentro de una estrategia de control llamada “Control por Modelo Genérico”, (CMG). En ese trabajo se utiliza el mejor modelo disponible para el desarrollo de la estrategia de control. En el trabajo de Lee [11] también se puede encontrar una descripción de la estrategia de CMG.

En general, el modelo del proceso es obtenido en base a las leyes que caracterizan su naturaleza física o utilizando técnicas de identificación no lineal, que resultan muy complejas. Así, la ley de control propuesta en este trabajo se sintetiza tomando en cuenta las no linealidades del proceso, procurando obtener un sistema lineal equivalente, en lazo cerrado, donde los parámetros de un controlador CMG son ajustados para lograr satisfacer las especificaciones requeridas de operación.

2. CONTROL POR MODELO GENÉRICO

Considere el proceso descrito por la siguiente ecuación general:

$$\frac{dX}{dt} = f(X, u, d) \quad (1)$$

Donde f es una función no lineal, $X \in \mathfrak{R}^n$ es el vector de estado, $u \in \mathfrak{R}^m$, $m \leq n$, es el vector de control y $d \in \mathfrak{R}^l$ es el vector de perturbaciones. Se desea que el estado del sistema alcance un valor estacionario X^* , sin desviaciones, en un tiempo finito. Esto es

$$\frac{dX^*}{dt} = k_p (X^* - X) + k_i \int (X^* - X) dt \quad (2)$$

Un buen desempeño del sistema de control se obtendrá cuando $\frac{dX}{dt} = \frac{dX^*}{dt}$. Lo que significa

$$f(X, u, d) - k_p (X^* - X) - k_i \int (X^* - X) dt = 0 \quad (3)$$

La solución de (3) proporciona una ley de control que permite lograr el desempeño deseado para $X(t)$

si no se imponen restricciones sobre $u(t)$. Sin embargo, el modelo del proceso es pocas veces conocido con exactitud, por lo que es considerada una aproximación $\hat{f}(X, u, d)$. Así

$$\hat{f}(X, u, d) - k_p (X^* - X) - k_i \int (X^* - X) dt = 0 \quad (4)$$

Las imprecisiones y errores de modelado introducidas por la aproximación serán compensadas por el término integral en la ley de control. [11].

2.1 Control por modelo genérico para sistemas no lineales, de orden n, con una entrada y una salida.

En esta sección se presenta una generalización del esquema de control CMG para sistemas no lineales de

orden n, de una entrada una salida (SISO). Se asumirá que el grado relativo del sistema es mayor que uno.

2.1.1 Formas canónicas normales

Considere el siguiente sistema no lineal

$$\begin{aligned} \dot{X} &= f(X) + g(X)u \\ y(X) &= h(X) \end{aligned} \quad (5)$$

Donde $X \in \mathfrak{R}^n$, $y, u \in \mathfrak{R}$. El sistema descrito en (5) posee grado relativo r en un punto de equilibrio X_0 si existe una vecindad $N(X_0)$ para X_0 , tal que las derivadas direccionales

$$\begin{aligned} L_g L_f^j h(X) &= 0; j = 0 \dots r-2 \quad \forall X \in N(X_0) \\ L_g L_f^{r-1} h(X) &\neq 0 \end{aligned} \quad (6)$$

Donde

$$\begin{aligned} h(X) &= y \\ L_f h(X) &= \frac{\partial h(X)}{\partial X} f(X) = \dot{y} \\ L_f^2 h(X) &= \frac{\partial L_f h(X)}{\partial X} f(X) = \ddot{y} \\ &\vdots \\ L_f^{r-1} h(X) &= \frac{\partial L_f^{r-2} h(X)}{\partial X} f(X) = y^{(r-1)} \\ L_f^r h(X) &= \frac{\partial L_f^{r-1} h(X)}{\partial X} f(X) = y^{(r)} \end{aligned} \quad (7)$$

Un sistema no lineal que satisface las ecuaciones en (7) admite una linealización de entrada-salida que puede hacerse coincidir con una dinámica lineal, asintóticamente estable, de grado r , en lazo cerrado.

Para facilitar la linealización, el sistema no lineal debe ser transformado en forma canónica normal. Esto es

$$\Phi(X) = \begin{bmatrix} z \\ \mathbf{h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h(X) \\ L_f(X) \\ \vdots \\ L_f^{r-1}(X) \\ \mathbf{h}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{n-r} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Estas coordenadas deben ser seleccionadas tales que $Rango \frac{\partial \Phi(X)}{\partial X} = n$, mientras que la dinámica remanente \mathbf{h} sea independiente de u para garantizar que la transformación es al menos localmente invertible y \mathbf{h} no es afectada por la ley de control linealizante. El sistema en sus nuevas coordenadas está dado por:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\vdots \\ \dot{z}_r &= L_f^r [\Phi^{-1}(z, \mathbf{h})] + L_g L_f^{r-1} h[\Phi^{-1}(z, \mathbf{h})] u \quad (9) \\ \mathbf{h}_1 &= q_1(z, \mathbf{h}) \\ &\vdots \\ \mathbf{h}_{n-r} &= q_{n-r}(z, \mathbf{h}) \end{aligned}$$

Ahora es posible alcanzar una linealización parcial para la porción del sistema descrita por las variables z , que garantice la estabilidad asintótica de $z_1 \dots z_r$. Todo el sistema será asintóticamente estable si la dinámica remanente, descritas por las variables \mathbf{h} , es asintóticamente estable [12]

2.1.2 Control por modelo genérico para sistemas representados en forma canónica normal.

Sin pérdida de generalidad, considérese que el sistema descrito en (5) posee grado relativo igual a n , se encuentra representado en forma canónica normal y que su valor de estado estacionario deseado está dado por $X^* = [0, \dots, 0]^T$

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ &\vdots \\ \dot{x}_{n-1} &= x_n \\ \dot{x}_n &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n) u \\ y &= x_1 \end{aligned} \quad (10)$$

Se desea que el comportamiento del sistema sea asintóticamente estable y presente desviación cero en estado estacionario. Así, la ley de control será seleccionada de modo que satisfaga la siguiente ecuación

$$\dot{x}_n = -k_1 x_1 - k_2 x_2 - \dots - k_n x_n - k_0 \int x_1(t) dt \quad (11)$$

De acuerdo a las ecuaciones (10) y (11), el sistema en lazo cerrado puede ser extendido definiendo $x_0 = \int x_1(t) dt$, de la siguiente manera

$$\begin{aligned} \dot{x}_0 &= x_1 \\ \dot{x}_1 &= x_2 \\ &\vdots \\ \dot{x}_{n-1} &= x_n \\ \dot{x}_n &= -k_1 x_1 - k_2 x_2 - \dots - k_n x_n - k_0 x_0 \end{aligned} \quad (12)$$

La ley de control linealizante está dada por

$$u(t) = \frac{\sum_{i=0}^n -k_i x_i - f_n(x_1, \dots, x_n)}{g_n(x_1, \dots, x_n)} \quad (13)$$

Esta ley de control está definida para todo x_i tal que

$g_n(x_1, \dots, x_n) \neq 0$. Los valores de k_i deben ser seleccionados de modo que el sistema (12) sea asintóticamente estable.

3 SINTONIZACIÓN ADAPTATIVA DE PARÁMETROS DE CONTROLADORES POR MODELO GENÉRICO UTILIZANDO DETECCIÓN Y DIAGNÓSTICO DE FALLAS

El enfoque de adaptación de los parámetros del CMG presentado en este trabajo está basado en considerar que sus desviaciones, respecto de valores nominales, corresponden a fallas del proceso, que afectan su comportamiento dinámico. En consecuencia estos parámetros serán ajustados para forzar a cero estas desviaciones mediante la imposición de una ecuación diferencial asintóticamente estable.

3.1 Modelo de diagnóstico

La ecuación (12) corresponde a un sistema lineal, invariante respecto del tiempo, en lazo cerrado, resultante del uso de la ley CMG. Los parámetros de este controlador pueden ser modelados de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 \tilde{k}_0 &= k_0 + \Delta k_0 \\
 \tilde{k}_1 &= k_1 + \Delta k_1 \\
 &\vdots \\
 \tilde{k}_{n-1} &= k_{n-1} + \Delta k_{n-1} \\
 \tilde{k}_n &= k_n + \Delta k_n
 \end{aligned}
 \tag{14}$$

Donde $\Delta k_i, i=0, \dots, n$ constituyen las desviaciones de los parámetros respecto a sus valores nominales \tilde{k}_i .

El modelo de diagnóstico para el sistema en lazo cerrado puede ser expresado como:

$$\dot{X} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -\tilde{k}_0 & -\tilde{k}_1 & -\tilde{k}_2 & -\tilde{k}_3 & \dots & -\tilde{k}_n \end{pmatrix} X + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} v_0 + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} v_1 + \dots + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} v_{n-1} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} v_n
 \tag{15}$$

Donde $v_i = \Delta k_i x_i, i=0, \dots, n$. Se puede observar que las direcciones de las fallas no son linealmente independientes, por lo tanto un nuevo modelo de diagnóstico es requerido para la separación de las fallas.

Si se redefine el vector de estados como $\hat{x}_i = k_i x_i$ y utilizando la ecuación (14), se obtiene un nuevo modelo de diagnóstico

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{X}} &= \tilde{A} \hat{X} + L_D V \\
 \hat{X} &= \begin{bmatrix} \hat{x}_0 \\ \vdots \\ \hat{x}_n \end{bmatrix}; V = \begin{bmatrix} v_0 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{16}$$

Donde:

$$\begin{aligned}
 \tilde{A} &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{\tilde{k}_0}{\tilde{k}_1} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\tilde{k}_1}{\tilde{k}_2} & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \frac{-\ddot{\tilde{k}}_{n-1}}{-\tilde{k}_n} \\ -\tilde{k}_n & -\tilde{k}_n & \dots & -\tilde{k}_n & \tilde{k}_n & -\tilde{k}_n \end{bmatrix} \\
 L_D &= \begin{bmatrix} \frac{-d}{dt} & \frac{\tilde{k}_0}{\tilde{k}_1} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{-d}{dt} & \frac{\tilde{k}_1}{\tilde{k}_2} & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \frac{-d}{dt} & \frac{-\ddot{\tilde{k}}_{n-1}}{-\tilde{k}_n} \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \frac{-d}{dt} \end{bmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{17}$$

Las salidas del nuevo modelo de diagnóstico se definen como $y_i = x_i, i=0, \dots, n$

$$\begin{bmatrix} y_0 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} = \tilde{C} \begin{bmatrix} \hat{x}_0 \\ \vdots \\ \hat{x}_n \end{bmatrix} + L_o \begin{bmatrix} v_0 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix}
 \tag{18}$$

Donde

$$\tilde{C} = L_o = \begin{bmatrix} \frac{1}{\tilde{k}_0} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{1}{\tilde{k}_1} & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{1}{\tilde{k}_n} \end{bmatrix}
 \tag{19}$$

Para este modelo de diagnóstico, las fallas se definen como $v_i = \Delta k_i x_i$. Una vez obtenido el modelo de diagnóstico adecuado, el siguiente paso es diseñar un observador de Luenberger para el sistema linealizado a lazo cerrado [1,2,3,4,5,6].

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{X}} &= \tilde{A}\tilde{X} + D(Y - \tilde{C}\tilde{X}) \\ \tilde{Y} &= \tilde{C}\tilde{X}\end{aligned}\quad (20)$$

La dinámica del error de estimación en ausencia de fallas es la siguiente

$$\begin{aligned}\dot{e} &= (\tilde{A} - D\tilde{C})e \\ \mathbf{e} &= \tilde{C}e\end{aligned}\quad (19)$$

En presencia de fallas, la ecuación dinámica del error se expresa de la siguiente manera

$$\begin{aligned}e &= (\tilde{A} - D\tilde{C})e + (L_D - DL_o)v \\ \mathbf{e} &= \tilde{C}e + L_o v\end{aligned}\quad (20)$$

La matriz de ganancia D se calcula tal que: (a) $(\tilde{A} - D\tilde{C})$ sea asintóticamente estable, lo cual garantiza estabilidad del error de estimación de los estados en ausencia de fallas. (b) La matriz de transferencia del error en presencia de fallas

$$\begin{aligned}G(s) &= (\tilde{C}(SI - \tilde{A} + D\tilde{C})^{-1}(L_D - DL_o) + L_o) \\ G(s) &= \frac{\mathbf{e}(s)}{v(s)}\end{aligned}\quad (21)$$

Sea de rango completo. Es fácil verificar que $G(s) \in \mathfrak{R}^{(n+1) \times (n+1)}$, lo cual implica que existen $n+1$ fallas asociadas a $n+1$ parámetros del controlador. El siguiente paso es invertir $G(s)$, para hallar

$$v = G^{-1}(s)\mathbf{e}.\quad (22)$$

Si el sistema de fallas es realizable, entonces es posible calcular Δk_i de $v_i = \Delta k_i x_i$, $i=0, \dots, n+1$. Los parámetros del controlador son calculados imponiendo una ecuación diferencial asintóticamente estable, tal que las fallas correspondientes tiendan a cero [13].

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{k}_0 \\ \vdots \\ \vdots \\ \Delta \dot{k}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{I}_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -\mathbf{I}_1 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & -\mathbf{I}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta k_0 \\ \vdots \\ \vdots \\ \Delta k_n \end{bmatrix}\quad (23)$$

Utilizando la ecuación (14) se obtiene

$$\begin{bmatrix} \Delta k_0 \\ \vdots \\ \vdots \\ \Delta k_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{k}_0 - k_o(t) \\ \vdots \\ \vdots \\ \tilde{k}_n - k_n(t) \end{bmatrix}\quad (24)$$

Luego de derivar (24) y sustituir el resultado en (23), resulta una expresión dinámica para los parámetros del controlador dada por

$$\begin{bmatrix} \dot{k}_0 \\ \vdots \\ \vdots \\ \dot{k}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_0 \Delta k_0 \\ \vdots \\ \vdots \\ \mathbf{I}_n \Delta k_n \end{bmatrix}\quad (25)$$

Si el sistema de fallas no es realizable, esto es, si la matriz de transferencia $G(s)^{-1}$ de la ecuación (22) contiene términos no realizables o inestables, una cancelación de polos no deseados en cada término puede ser requerida. Si se denomina \mathbf{a}_i como un polo inestable con multiplicidad n_i entonces esta

$$\text{ecuación es multiplicada por } \frac{\prod (s - \mathbf{a}_i)^{n_i}}{(\mathbf{b}s + 1)^{\sum n_i}} I$$

Donde, I es la matriz identidad y \mathbf{b} debe ser seleccionado, con un valor mucho menor que la constante de tiempo dominante del sistema. Si adicionalmente $G(s)^{-1}$ tiene polos en el infinito (es impropia), entonces debe ser multiplicada por $\frac{1}{(\mathbf{b}s + 1)^{n_0}}$, donde n_0 es la multiplicidad de los polos en el infinito. Esos términos conforman una matriz postfiltro $H(s)$.

$$H(s) = \frac{\prod (s - \mathbf{a}_i)^{n_i}}{(\mathbf{b}s + 1)^{\sum n_i + n_0}} I\quad (26)$$

$H(s)$ define la matriz de transferencia entre las entradas $v(s)$ y el nuevo conjunto de salida $w(s)$

$$w(s) = H(s)v(s) \quad (27)$$

En este caso la imposición de estabilidad asintótica se llevará a cabo de tal forma que los términos filtrados de falla tiendan a cero, para satisfacer las especificaciones del sistema a lazo cerrado. Para esto se debe utilizar la realización en el espacio de estado del nuevo sistema w :

$$\begin{bmatrix} \dot{w}_0 \\ \vdots \\ \dot{w}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{I}_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -\mathbf{I}_1 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & -\mathbf{I}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_0 \\ \vdots \\ w_n \end{bmatrix} \quad (28)$$

Luego de utilizar las definiciones correspondientes a v_i , la ecuación (24) y el sistema de ecuaciones de w , será posible calcular en línea $k_i(t)$, para satisfacer las especificaciones en lazo cerrado requeridas

4. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Considere el sistema no lineal descrito por:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ x_2 &= \frac{-g}{a} \sin(x_1) + (1 + \cos(x_1) \sin(x_2))u \\ y &= x_1 \end{aligned} \quad (29)$$

Se desea estabilizar el sistema en $x_1 = 0$, $x_2 = 0$. Extendiendo su dinámica utilizando la ecuación (12), el sistema a lazo cerrado está dado por:

$$\begin{aligned} \dot{x}_0 &= x_1 \\ \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -k_0 x_0 - k_1 x_1 - k_2 x_2 \end{aligned} \quad (30)$$

La ley de control linealizante:

$$u(t) = \frac{(-k_0 x_0 - k_1 x_1 - k_2 x_2) + \left(\frac{g}{a}\right) \sin(x_1)}{(1 + \sin(x_1) \cos(x_2))} \quad (31)$$

Para este ejemplo, los parámetros nominales fueron seleccionados como:

$$\begin{aligned} k_0 &= 1; k_1 = 4; k_2 = 2 \\ g &= 10; a = 1 \end{aligned} \quad (32)$$

El modelo de diagnóstico para este sistema, se obtiene utilizando las ecuaciones (16,17, 18,19)

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_0 \\ \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \end{bmatrix} = \tilde{A} \begin{bmatrix} \hat{x}_0 \\ \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + L_D \begin{bmatrix} v_0 \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (33)$$

Donde:

$$\begin{aligned} \tilde{A} &= \begin{bmatrix} 0 & 0.25 & 0 \\ 0 & 0 & 2 \\ -2 & -2 & -2 \end{bmatrix} \\ L_D &= \begin{bmatrix} \frac{-d}{dt} & 0.25 & 0 \\ 0 & \frac{-d}{dt} & 2 \\ 0 & 0 & \frac{-d}{dt} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (34)$$

Especificando las salidas como $y_i = x_i, i=0,\dots,2$

$$\begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \tilde{C} \begin{bmatrix} \hat{x}_0 \\ \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + L_O \begin{bmatrix} v_0 \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (35)$$

Donde:

$$\begin{aligned} \tilde{C} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.25 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 \end{bmatrix} \\ L_O &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.25 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (36)$$

Las fallas son definidas como $v_i = \Delta k_i x_i, i=0,\dots,2$.

El observador de Luenberger correspondiente resulta ser:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{X}} &= \tilde{A}\tilde{X} + D(Y - \tilde{C}\tilde{X}) \\ \tilde{Y} &= \tilde{C}\tilde{X}\end{aligned}\quad (37)$$

Con matriz de ganancia D tal que $(\tilde{A} - D\tilde{C})$ sea asintóticamente estable y:

$G(s) = (\tilde{C}(SI - \tilde{A} + D\tilde{C})^{-1}(L_D - DL_0) + L_0$
posea rango completo.

$$D = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}\quad (38)$$

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} & G_{13} \\ G_{21} & G_{22} & G_{23} \\ G_{31} & G_{32} & G_{33} \end{bmatrix}$$

$$G_{11}(s) = \frac{s^3 + 4.75s^2 + 10.12s + 10.25}{s^3 + 3.75s^2 + 7.37s + 5.625}$$

$$G_{12}(s) = \frac{0.25s + 0.625}{s^3 + 3.75s^2 + 7.375s + 5.625}$$

$$G_{13}(s) = \frac{0.5}{s^3 + 3.75s^2 + 7.375s + 5.625}$$

$$G_{21}(s) = \frac{-1}{s^3 + 3.75s^2 + 7.375s + 5.625}$$

$$G_{22}(s) = \frac{0.25s^3 + 1.88s^2 + 2.719s + 2.0301}{s^3 + 3.75s^2 + 7.375s + 5.625}$$

$$G_{23} = \frac{0.5s + 0.5}{s^3 + 3.75s^2 + 7.375s + 5.625}$$

$$G_{31} = \frac{-s - 0.25}{s^3 + 3.75s^2 + 7.375s + 5.625}\quad (39)$$

$$G_{32} = \frac{-s - 1.25}{s^3 + 3.75s^2 + 7.375s + 5.625}$$

$$G_{33} = \frac{0.5s^3 + 2.37s^2 + 4.312s + 2.937}{s^3 + 3.75s^2 + 7.375s + 5.625}$$

En este caso, se puede verificar que es posible calcular una expresión realizable y estable para v_i

$$v = G^{-1}(s)e = \tilde{G}(s)e$$

$$\tilde{G}(s) = \begin{bmatrix} \tilde{G}_{11} & \tilde{G}_{12} & \tilde{G}_{13} \\ \tilde{G}_{21} & \tilde{G}_{22} & \tilde{G}_{23} \\ \tilde{G}_{31} & \tilde{G}_{32} & \tilde{G}_{33} \end{bmatrix}\quad (40)$$

La realizabilidad del sistema de fallas, permite calcular las desviaciones Δk_i de v_i para imponer una ecuación diferencial asintóticamente estable para

que las desviaciones tiendan a cero.

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{k}_0 \\ \Delta \dot{k}_1 \\ \Delta \dot{k}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I_0 & 0 & 0 \\ 0 & -I_1 & 0 \\ 0 & 0 & -I_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta k_0 \\ \Delta k_1 \\ \Delta k_2 \end{bmatrix}\quad (41)$$

Utilizando la ecuación (14) se obtiene

$$\begin{bmatrix} \Delta k_0 \\ \Delta k_1 \\ \Delta k_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{k}_0 - k_0(t) \\ \tilde{k}_1 - k_1(t) \\ \tilde{k}_2 - k_2(t) \end{bmatrix}\quad (42)$$

Luego de diferenciar (42) y sustituir el resultado en (41), se obtiene una expresión dinámica para los parámetros del controlador.

$$\begin{bmatrix} \dot{k}_0 \\ \dot{k}_1 \\ \dot{k}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_0 \frac{v_0}{y_0} \\ I_1 \frac{v_1}{y_1} \\ I_2 \frac{v_2}{y_2} \end{bmatrix}\quad (43)$$

Para $y_i \neq 0, i=0, \dots, 2$. De lo contrario $\dot{k}_i = 0$

Para este experimento se supone que la salida original se perturba luego del instante $t=15$ con un escalón $d(t)=0.5$.

En el experimento de simulación se ilustra, como la adaptación de parámetros permiten mantener las especificaciones en lazo cerrado, a pesar de la perturbación. Los parámetros del algoritmo de adaptación correspondiente a la ecuación (42) son iguales a $I_i = 1$.

Las siguientes figuras ilustran el comportamiento de las variables de estado, fallas, parámetros del controlador y señal de control utilizando el algoritmo de adaptación de parámetros propuesto.

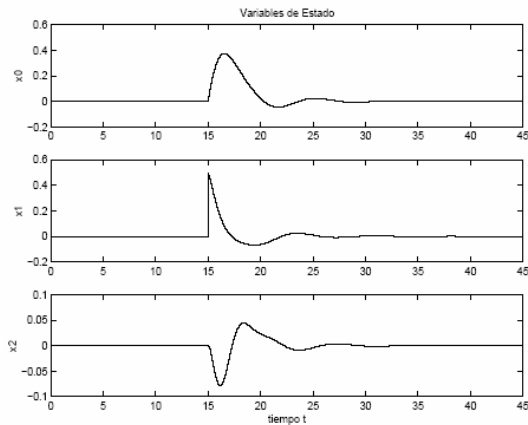


Fig.1 Evolución en tiempo de Variables de Estado

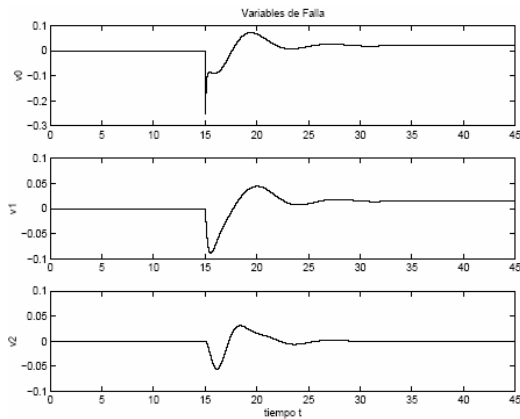


Fig.2 Evolución en tiempo de Variables de Falla

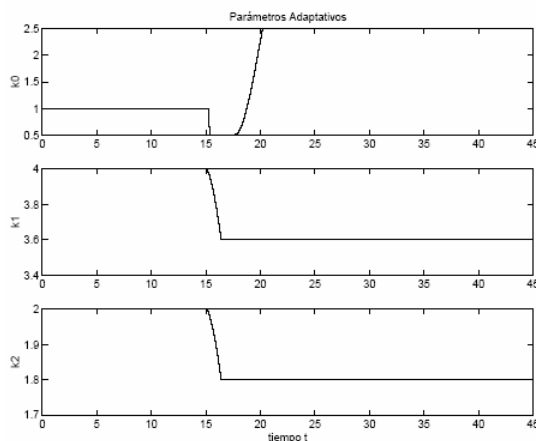


Fig.3. Evolución en tiempo de parámetros del Controlador

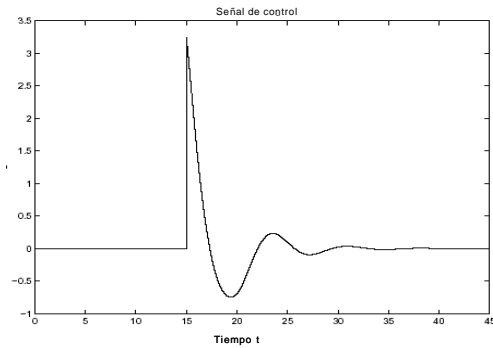


Fig. 4 Señal de control

5. CONCLUSIONES

Se llevó a cabo el desarrollo de un esquema de control por modelo genérico adaptativo, basado en filtros de detección y diagnóstico de fallas. Las perturbaciones y errores de modelado pueden ser compensadas por la sintonización automática de los parámetros del controlador. La ley de control es obtenida por imposición de una ecuación diferencial asintóticamente estable que garantiza que las especificaciones requeridas en lazo cerrado se satisfagan. La eficiencia de este método fue ilustrada con simulaciones computacionales asociadas a un sistema no lineal.

REFERENCIAS

- [1]. Szigeti F., Detección y Diagnóstico de Fallas: Métodos basados en platitud y diagonalización, In Proc. of IV Jornadas Científico Técnicas, 1998, Mérida, Venezuela, pp.335-340
- [2]. Edelmayer A, et al., Robust detection filter design in presence of time-varying system perturbations. Automatica, Vol.33, pp.461-475,1997.
- [3]. Massoumnia M.A., A geometric approach to the synthesis of failure detection filter, IEEE Trans. Automatic Control, AC-31, pp.839-846,1986.
- [4]. Patton R.J. and Hou M., Fault observability and fault reconstruction for dynamic systems, in Proc. Workshop "On-line Fault Detection and supervision in the chemical process Industry", Vol. 1, Session 1B
- [5]. Szigeti F., et.al., Fault detection filter design for LTV systems: An algebraic-geometrical approach, in Proc. 4th European Control Conference, ECC'97, TH-M H-6, 1997.
- [6]. Vidyasagar M., Control Systems synthesis - A Factorization Approach, MIT press, Cambridge, MA, 1985.
- [7]. Wonham W.M., Linear multivariable Control. A Geometric Approach, 3rd edition Springer Verlag, Berlin, New York, 1992.
- [8]. Jain, D. et. al., Statistical Pattern Recognition: A Review. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, Vol.22 N° 1, pp. 4-37, January,2000.
- [9]. Culter, C. R., Dynamic Matrix Control: An optimal multivariable algorithm with constraint", Ph.D thesis, Univ. of Houston, 1983.
- [10]. Garcia, C. and Morari, M., Internal Model control 1: A unifying review and some new results, Ind Eng Chem Proc Des Dev, Vol.21, pp.308-323, 1982.
- [11]. Lee P.L. and Sullivan, G. R., Generic model control: Theory and Applications, International Federation of Automatic Control Workshop on Process Model based control, Atlanta, Georgia, USA, June 13-14, 1988.
- [12]. Sira H., "Control de Sistemas no Lineales mediante Linealización Exacta", Cuadernos de Control ,Tech Report 3, Universidad de Los Andes, Mérida-Venezuela 1994
- [13]. Altamiranda E., Szigeti F. "PI Autotuning using Fault detection and Isolation" Computers and Computational Engineering in Control, World Scientific and Engineering Society Press, 1999, USA, pp. 250-256.