

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y
ELECTRÓNICA**

**DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONTROLADOR POR
MODOS DESLIZANTES ADAPTATIVO; BASADO EN
MULTI-MODELO DIFUSO DE TAKAGI SUGENO, JUNTO
CON PREDICTOR DE SMITH APLICADO A UN PROCESO
DE NEUTRALIZACIÓN DE PH.**

**TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE
INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y CONTROL**

JUAN SEBASTIÁN ESTRADA CRUZ

Juan.estrada01@epn.edu.ec

DIRECTOR: ING. OSCAR EDUARDO CAMACHO QUINTERO, PhD.

Oscar.camacho@epn.edu.ec

Quito, mayo 2021

AVAL

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Juan Sebastián Estrada Cruz, bajo mi supervisión.

ING. OSCAR EDUARDO CAMACHO QUINTERO, PhD.
DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

Yo Juan Sebastián Estrada Cruz declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración dejo constancia de que la Escuela Politécnica Nacional podrá hacer uso del presente trabajo según los términos estipulados en la Ley, Reglamentos y Normas vigentes.

JUAN SEBASTIÁN ESTRADA CRUZ

DEDICATORIA

A mi madre Cecilia y a mi padre Jorge por su constante apoyo y amor a lo largo de mi vida.

Sebastián Estrada

AGRADECIMIENTO

A mi madre Cecilia y a mi padre Jorge, por el amor y el apoyo que me han brindado durante toda mi vida, sin su guía nunca habría podido lograr ninguna de mis metas y les estaré eternamente agradecidos por todo lo que hacen por mí.

A mis hermanos Jorge y Esteban que me han apoyado durante toda mi vida.

A la Escuela Politécnica Nacional, que me ha acogido durante todos estos años, formándome tanto de manera profesional como humana, y que cada día me impulsa a mejorar en cada aspecto de mi vida.

Al Dr. Óscar Camacho que me ha guiado en la realización de este trabajo de titulación y me ha brindado su apoyo y sabiduría durante todo este proceso.

A mis amigos que han hecho de mi experiencia en la universidad algo memorable.

Y a Paola por su compañía en todos estos años.

Sebastián Estrada

ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA.....	II
DEDICATORIA.....	III
AGRADECIMIENTO.....	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
RESUMEN	VII
ABSTRACT	VIII
1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 OBJETIVOS.....	2
1.2 ALCANCE	3
1.3 MARCO TEÓRICO.....	4
1.3.1 SISTEMAS LINEALES Y NO LINEALES.....	4
1.3.2. APROXIMACIÓN DE SISTEMAS NO LINEALES A SISTEMAS LINEALES.....	6
1.3.3. ESQUEMA DE CONTROL PREDICTOR DE SMITH	8
1.3.4 SISTEMAS DIFUSOS.....	11
1.3.4.1. CONJUNTOS DIFUSOS	11
1.3.4.2 ESTRUCTURA DE LOS SISTEMAS DIFUSOS.....	12
1.3.4.3. SISTEMAS DE INFERENCIA DIFUSO DE TAKAGI-SUGENO.....	13
1.3.4.4 APLICACIONES DE SISTEMAS DIFUSOS DE TAKAGI-SUGENO.....	15
1.3.4. CONTROL POR MODOS DESLIZANTES.....	17
1.3.5. CONTROL ADAPTATIVO.....	21
1.3.5.1 CONTROL ADAPTATIVO POR MODELO DE REFERENCIA (MRAC)	21
1.3.5.2. ESQUEMA DE CONTROL AUTO-SINTONIZADO (STC).	22
1.3.5.3. ESQUEMA ADAPTATIVO POR GANANCIAS PROGRAMADAS .	23
1.3.6 ÍNDICES DE DESEMPEÑO	25
1.3.6.1 INTEGRAL DE ERROR CUADRÁTICO (ISE).	25
1.3.6.2 VARIACIÓN TOTAL DE LA ACCIÓN DE CONTROL (TV _u).....	25
1.3.7. PROCESO DE PRUEBA: REACTOR DE NEUTRALIZACIÓN DE PH	25
1.3.7.1 NO LINEALIDAD DEL SISTEMA.....	30
2. METODOLOGÍA.....	32
2.1. MODELOS DE ORDEN REDUCIDO DEL REACTOR DE NEUTRALIZACIÓN DE PH.....	33

2.2. MULTIMODELO DIFUSO DE TAKAGI-SUGENO DEL REACTOR DE NEUTRALIZACIÓN DE PH.....	38
2.3. DISEÑO ESQUEMA DE CONTROL	44
2.3.1. PREDICTOR DE SMITH	45
2.3.2. CONTROLADOR POR MODOS DESLIZANTES ADAPTATIVO.....	46
2.3.2.1. LEY DE CONTROL	46
2.3.2.2 ESQUEMA ADAPTATIVO MEDIANTE GANANCIAS PROGRAMADAS	48
2.4. INTERFAZ GRÁFICA.....	53
2.4.1. DIAGRAMA DE FLUJO	55
3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN	58
3.1 SIMULACIÓN DEL MODELADO DIFUSO.....	58
3.2. RESULTADOS DE LAS PRUEBAS DE SEGUIMIENTO.....	62
3.3. RESULTADOS DE LAS PRUEBAS DE REGULACIÓN	74
3.4. COMPARACIÓN CON OTROS ESQUEMAS DE CONTROL.....	77
4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	90
4.3. CONCLUSIONES.....	90
4.4. RECOMENDACIONES	91
5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	92
ANEXOS	96

RESUMEN

Este trabajo de titulación se presenta el diseño y simulación de un controlador por modos deslizantes adaptativo basado en el modelo difuso de Takagi-Sugeno, junto con esquema predictor de Smith, aplicado a un reactor de neutralización de pH, un proceso no lineal y de retardo dominante y variable.

Para obtener el modelo del sistema se obtienen modelos de primer orden más retardo de la planta en varios puntos de operación, dichos modelos son usados en un sistema de inferencia difuso de Takagi-Sugeno, para representar la dinámica no lineal del reactor de neutralización de pH.

Este sistema difuso es usado como un predictor de Smith para solucionar los problemas generados por el retardo del sistema. En base a la señal del predictor de Smith se diseñó un controlador por modos deslizantes, la cual se adapta mediante un esquema de ganancias programadas usando el modelado difuso del sistema.

Para comprobar el funcionamiento del sistema se hacen pruebas de regulación y de seguimiento a cambios de referencia tipo paso. El esquema diseñado también se compara cuantitativamente mediante índices de desempeño ISE y TVu, con un controlador PID y con un SMC en base a modelos de primer orden más retardo.

Para visualizar los resultados se diseñó una interfaz gráfica, donde se puede ingresar los cambios de referencia y las perturbaciones al sistema, y observar la respuesta del esquema diseñado, así como la señal de control. También se podrá comparar con los esquemas SMC y PID.

PALABRAS CLAVE: Sistemas no lineales, Retardo variable, Retardo dominante, Modelo de primer orden con retardo, Sistemas de Inferencia Difusa de Takagi-Sugeno, Predictor de Smith, Control por Modos Deslizantes, Control adaptativo por Ganancias Programadas, Reactor de neutralización de pH

ABSTRACT

This work presents the design and simulation of an adaptive sliding mode controller based on a Takagi-Sugeno fuzzy model, alongside a Smith predictor, applied to a pH neutralization reactor, a non-linear and dominant and variable dead-time process.

First order plus dead-time models are obtained around various operating points of the plant, these models are used in a Takagi-Sugeno fuzzy inference system to represent the non-linear dynamic of the pH neutralization reactor.

The fuzzy system is used as a Smith predictor to solve the problems caused due to the system dead-time. Based on the Smith predictor signal, a sliding mode controller is designed, which adapts through a gain-scheduled scheme using the fuzzy model of the system.

To test the functioning of the system, regulation and tracking tests to step changes in the reference are performed. The designed scheme is also quantitatively compared with a PID controller and a SMC based on first order plus dead time models, using ISE and TVu performance indices.

To visualize the results a user interface is designed, where reference changes and perturbations to the system can be entered, and the system response can be observed. Also, it can compare the system to the PID and SMC control schemes.

KEYWORDS: Non-linear systems, Dominant Dead-Time, Variable Dead-Time, First Order Plus Dead-Time Models, Takagi-Sugeno Fuzzy Inference Systems, Smith Predictor, Sliding Mode Control, Gain-Scheduled Adaptive Control, pH Neutralization Reactor.

1. INTRODUCCIÓN

La mayoría de procesos industriales, como la neutralización de pH, son de características no lineales [1], [2], [3]. Para el control de los mismos se obtienen modelos lineales alrededor de puntos de operación específicos y en base a esos modelos se desarrollan controladores que cumplan con los requerimientos deseados de robustez y estabilidad. Pero, si los procesos son altamente no lineales, al cambiar el punto de operación del sistema puede que el controlador tenga un desempeño deficiente e incluso puede que el sistema se vuelva inestable [4]. La situación se torna más compleja si en el proceso se añaden retardos, en particular si los mismos son dominantes y variables.

El uso de técnicas difusas en particular los sistemas de inferencia difusa de Takagi-Sugeno [5] han sido usados exitosamente para representar sistemas dinámicos no-lineales, el cual presenta la ventaja de interpolar de manera difusa varios modelos lineales del sistema obtenidos alrededor de diferentes condiciones de operación. Los sistemas difusos de Takagi-Sugeno han sido comprobados como aproximadores universales de cualquier relación no lineal, con un error aceptable el cual puede ser reducido al aumentar las zonas difusas [6]. Además, al usar modelos lineales, se pueden aplicar técnicas de control lineal como el uso de esquemas de ganancias programadas [7].

Los retardos en el sistema, en particular si son dominantes y variables, pueden ocasionar problemas en el lazo de control [8], llegando a afectar el desempeño del controlador y pudiendo ocasionar la inestabilidad del sistema, por esta razón es necesario implementar un esquema predictivo para aliviar los efectos del retardo. El esquema propuesto por O. J. Smith, conocido como predictor Smith [9]; es una técnica simple y efectiva para solucionar los problemas ocasionados por el retardo en el lazo de control. Para hacer uso de esta técnica es necesario tener un modelo de la planta a tratar, por lo que, si se tienen modelos altamente no lineales y en particular con retardo variable, el desempeño del mismo se verá afectado. Por esta razón se pretende usar el modelado difuso de la planta para que no existan los problemas generados por las incertidumbres o fallas en el modelo interno necesario para aplicar el predictor de Smith.

El control por modos deslizantes ha sido una de las técnicas de control más usadas y estudiadas, tiene la ventaja de ser robusto e insensible ante la incertidumbre en los parámetros del modelo, además de responder adecuadamente ante perturbaciones [4], lo cual lo hace una técnica ideal para el control de procesos altamente no lineales como el de neutralización de pH. Incluso, ha sido usado en conjunto con esquemas predictivos para mejorar el desempeño del mismo [10]–[13].

En base a los antecedentes mencionados, se propone el diseño de un esquema de control por modos deslizantes adaptativo basado en el multi-modelo difuso de Takagi-Sugeno, junto con un predictor de Smith, para regular el proceso de neutralización de pH.

El esquema de control propuesto será comparado con el esquema de control PID y el control por modos deslizantes basado en modelo de primer orden más retardo propuesto por Camacho y Smith [4]; mediante los índices de rendimiento integral del error cuadrado (ISE) y variación total de la acción de control (TVu), y las características de respuesta transitoria de máximo sobre-pico y tiempo de establecimiento.

Para visualizar los resultados obtenidos se diseñará una interfaz gráfica donde se observará la respuesta del sistema y la acción de control del esquema propuesto. En la misma se podrán realizar las pruebas de seguimiento al introducir los cambios de referencia deseados, y también las pruebas de regulación al poder ingresar las perturbaciones al sistema. También se podrán observar las respuestas de los diferentes esquemas de control junto con los índices de rendimiento de cada uno para comparar cuantitativamente el desempeño de los mismos.

1.1 OBJETIVOS

El objetivo general de este Proyecto Técnico es:

Diseñar y Simular un esquema de control por modos deslizantes adaptativo basado en el multi-modelo difuso de Takagi-Sugeno, junto con un predictor de Smith, aplicado a un reactor de neutralización de pH.

Los objetivos específicos del Proyecto Técnico son:

- Realizar un estudio bibliográfico sobre: aproximación de sistemas no lineales a un modelo de orden reducido con tiempo muerto (FOPDT), fundamentos de control de modos deslizantes y diseño del mismo en base a modelos de primer orden con retardo, fundamentos de sistemas de inferencia difusa de Takagi-Sugeno, fundamentos del esquema de Predictor de Smith, fundamentos de control adaptativo, proceso de neutralización de pH y modelado del mismo.
- Realizar el modelado del reactor de neutralización de pH, usando aproximaciones a modelos de orden reducido en varios puntos de operación y construir el modelo de inferencia difusa de Takagi-Sugeno.

- Diseñar un esquema de control usando el modelo difuso como Predictor Smith, y un controlador por modos deslizantes adaptativo, usando los parámetros del modelado difuso.
- Comparar cuantitativamente el rendimiento del esquema de control propuesto con el controlador presentado en [4], y con un esquema de control PID; usando los indicadores ISE, TVu, máximo sobre-pico y tiempo de establecimiento.
- Elaborar una interfaz gráfica para la visualización de la respuesta del sistema, acción del controlador implementado, los indicadores de rendimiento ISE y TVu; permitir el cambio de referencia e introducir las perturbaciones a controlar.

1.2 ALCANCE

- Estudio bibliográfico sobre el control de modos deslizante y el diseño de los mismos basados en modelos lineales.
- Estudio sobre el esquema de control de Predictor de Smith, sus aplicaciones, ventajas y desventajas de su uso en procesos de retardo dominante.
- Estudio de los sistemas de inferencia difuso de Takagi-Sugeno, y su aplicación en el modelado y control de sistemas no lineales.
- Estudio de la técnica de control adaptativo por medio de ganancias programadas y sus aplicaciones.
- Estudio de técnicas de aproximación de sistemas de orden-superior o sistemas no-lineales, a sistemas de orden reducido más tiempo muerto (FOPDT); mediante el uso de datos experimentales de entrada y salida.
- Estudio del modelo de un reactor de neutralización de pH [14], para realizar el análisis de la no-linealidad de los parámetros del sistema.
- Obtención de 30 modelos lineales FOPDT del reactor de neutralización de pH en varios puntos de operación del mismo.
- Elaboración del modelo del reactor de neutralización de pH, mediante un multi-modelo de inferencia difusa de Takagi-Sugeno.
- Diseño del controlador SMC junto con el predictor de Smith, siguiendo el procedimiento presentado por Camacho y Smith.

- Sintonización de los parámetros del controlador SMC en base a los modelos usados en el sistema de inferencia difusa.
- Simulación de la planta junto con el esquema de control propuesto, usando la herramienta Simulink de Matlab, y evaluación del desempeño del mismo ante cambios de referencia y ante perturbaciones.
- Comparación del desempeño del esquema de control propuesto con el control SMC basado en FOPDT, y con un controlador PID mediante índices de rendimiento ISE, TVu, máximo sobre-pico y tiempo de establecimiento.
- Elaboración de una interfaz gráfica en GUI de Matlab, para la visualización de las variables de interés del proceso.

1.3 MARCO TEÓRICO

En esta sección se encuentran los fundamentos teóricos para la realización del proyecto. Se empieza por definir a los sistemas lineales y no lineales, así como la manera de realizar la identificación de los mismos a partir de datos de entrada y de salida. Se hará una revisión sobre los elementos de la lógica difusa, los sistemas de inferencia difusa de Takagi-Sugeno, y sus aplicaciones en el modelamiento y control de sistemas no lineales. Se investigará sobre el esquema de control adaptativo, haciendo énfasis en el enfoque con ganancias programadas. Se investigará sobre los fundamentos del control por modos deslizantes y el diseño del mismo. Para contrastar el desempeño de los controladores, se investigará sobre los índices de desempeño, de error cuadrático (ISE), y variación de acción de control (TVu).

Finalmente se dará a conocer sobre el proceso de neutralización de pH, el modelamiento del mismo y la no linealidad de los parámetros del proceso.

1.3.1 SISTEMAS LINEALES Y NO LINEALES

Los sistemas de control son un conjunto de elementos interactuantes entre sí, con el objetivo de lograr un resultado o comportamiento deseado. Están compuestos por entradas o señales actuantes, los elementos que conforman el sistema (actuadores, sistemas dinámicos, sensores, transmisores, etc.), y la salida o las variables controladas [15].

Los sistemas dinámicos pueden ser descritos a través de un conjunto de ecuaciones diferenciales de primer grado relacionadas entre sí, estas se pueden representar en función de las variables de estado, y las entradas al sistema, tal como se observa en la ecuación 1.1 [1]

$$\dot{x} = f(t, x, u) \quad (1.1)$$

Donde:

- x : Es el vector de variables de estado del sistema.
- \dot{x} : Es la derivada del vector de variables de estado del sistema.
- u : Es el vector de entradas al sistema.

Un sistema lineal es aquel que cumple con el principio de superposición. Este principio indica que, si un sistema es excitado por más de una entrada a la vez, su respuesta va a ser igual a la suma de las respuestas independientes del sistema ante cada entrada, es decir que si un sistema ante una entrada $u_1(t)$ tiene una respuesta $y_1(t)$, y para una entrada $u_2(t)$ la respuesta es $y_2(t)$, entonces si el sistema es excitado por una entrada de la forma $u_1(t) + u_2(t)$, entonces la respuesta será $y_1(t) + y_2(t)$.

También, que un sistema sea lineal implica que cumpla el principio de proporcionalidad, es decir que si un sistema es excitado con una señal $u(t)$ y su salida para la misma entrada es $y(t)$. Entonces, si la entrada al sistema es multiplicada por un escalar: $k u(t)$ entonces la respuesta del sistema será $k y(t)$

Por otro lado, un sistema no lineal, es aquel que no cumple con el principio de superposición ni el de proporcionalidad.

El estudio de los sistemas no lineales es muy importante ya que, en la naturaleza, prácticamente todos los sistemas son de este tipo, y pueden ser descritos mediante sistemas de ecuaciones diferenciales no lineales.

Los principales comportamientos no lineales que se pueden encontrar son los siguientes:

- *Múltiples puntos de equilibrio*: Un punto de equilibrio es un punto donde el sistema es estable indefinidamente. En sistemas no lineales, esto no ocurre y pueden existir dos o más puntos de equilibrio.
- *Ciclos límite*: Los sistemas no lineales pueden presentar oscilaciones de amplitud y periodos fijos sin una señal de excitación.
- *Bifurcaciones*: Si los parámetros de un sistema no lineal cambian, entonces la estabilidad de los puntos de equilibrio también puede cambiar, y también el número de los mismos. Los valores de estos parámetros donde el comportamiento del sistema está a punto de cambiar son conocidos como valores de bifurcación.

- *Caos*: Los sistemas no lineales son muy sensibles ante pequeñas variaciones en condiciones iniciales, y su salida puede llegar a ser impredecible.

Sin embargo, si el rango de operación de los mismos es pequeño, entonces los mismos pueden ser representados por sistemas lineales, alrededor de dicho punto de equilibrio [2].

Matemáticamente las ecuaciones diferenciales no lineales, están compuestas por funciones no lineales, tales como funciones trigonométricas, logarítmicas, potencias, entre otras [15].

1.3.2. APROXIMACIÓN DE SISTEMAS NO LINEALES A SISTEMAS LINEALES DE ORDEN REDUCIDO

Debido a que las herramientas para el análisis de sistemas lineales son amplias y bastante conocidas, se trata de aplicar las mismas para el estudio de sistemas no lineales.

Cerca de un punto de equilibrio los sistemas pueden ser expresados en forma de un sistema lineal al realizar la expansión de la serie de Taylor alrededor de un punto de operación nominal definido por una condición $x(t) = x_0(t)$ y $u(t) = u_0(t)$. Aplicando la expansión de Taylor al modelo descrito por la ecuación 1.1, y eliminando los términos de orden superior se tiene el modelo presente en la ecuación 1.2 [15]:

$$\dot{x}_i(t) = f_i(x_0, u_0) + \sum_{j=1}^n \left. \frac{\partial f_j(x, u)}{\partial x_i} \right|_{(x_0, u_0)} (x_j - x_{0j}) + \sum_{j=1}^n \left. \frac{\partial f_j(x, u)}{\partial r_j} \right|_{(x_0, u_0)} (u_j - u_{0j}) \quad (1.2)$$

Para simplificar el modelo se introducen las variables de desviación o incrementos, que están descritos por las ecuaciones 1.3 y 1.4

$$\Delta x_i = x_i - x_0 \quad (1.3)$$

$$\Delta u_j = u_j - u_0 \quad (1.4)$$

Reemplazando las variables de desviación en la ecuación 1.2 se obtiene el modelo lineal de la ecuación 1.5:

$$\Delta \dot{x}_i(t) = \sum_{j=1}^n \left. \frac{\partial f_j(x, u)}{\partial x_i} \right|_{(x_0, u_0)} \Delta x_j + \sum_{j=1}^n \left. \frac{\partial f_j(x, u)}{\partial r_j} \right|_{(x_0, u_0)} \Delta u_j \quad (1.5)$$

En la mayoría de los casos obtener un modelo exacto en ecuaciones diferenciales no es justificable para los objetivos de control, y se recurren a métodos empíricos basados en

datos de entrada y salida para obtener un modelo aproximado de los sistemas dinámicos alrededor de un punto de operación.

Uno de estos métodos es el propuesto por Smith y Corripio [16], basado en la curva de reacción ante una entrada tipo paso del proceso. Este procedimiento permite obtener un modelo de primer orden más retardo (FOPDT por sus siglas en inglés), el cual es representado por la función de transferencia de la ecuación 1.6:

$$G(s) = \frac{X(s)}{U(s)} = \frac{K}{\tau s + 1} e^{-\theta s} \quad (1.6)$$

Donde:

- $X(s)$: Variable de salida del proceso.
- $U(s)$: Variable de entrada del proceso.
- K : Ganancia del proceso.
- τ : Constante de tiempo del proceso.
- θ : Retardo en la respuesta del sistema.

Para aplicar este método se sigue el procedimiento: Dejar que el sistema se estabilice en un punto de operación. Luego, se da un cambio tipo paso en la señal de control del sistema, generalmente suele ser de $\pm 10\%$, se registran los datos de la señal de salida del transmisor hasta que el sistema se vuelva a estabilizar en un nuevo punto de operación.

Se recopila el tiempo en el que la señal del transmisor llega a un valor de 28.3% y 63.2% del valor de su establecimiento, luego los parámetros de ganancia, constante de tiempo y retardo son calculados con las ecuaciones 1.7, 1.8, 1.9 respectivamente.

$$K = \frac{\Delta X}{\Delta U} \quad (1.7)$$

$$\tau = 1.5(t_{63.2\%} - t_{28.3\%}) \quad (1.8)$$

$$\theta = t_{63.2\%} - \tau \quad (1.9)$$

En la figura 1.1 se observa el cambio en la entrada que se debe ingresar para realizar la identificación empírica del modelo. En la figura 1.2 se observa la salida esperada del sistema, con los datos necesarios para la identificación del sistema.

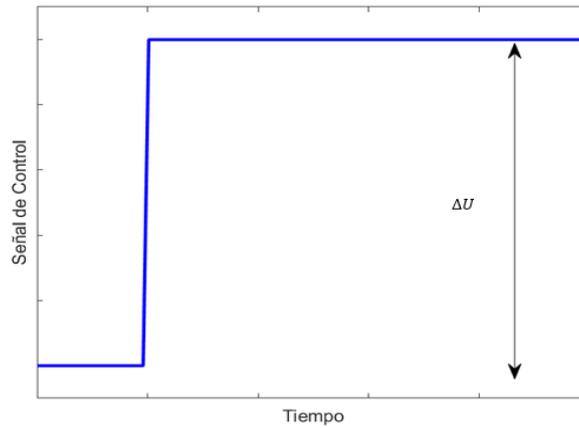


Figura 1.1. Cambio en la señal de entrada para la identificación del sistema.

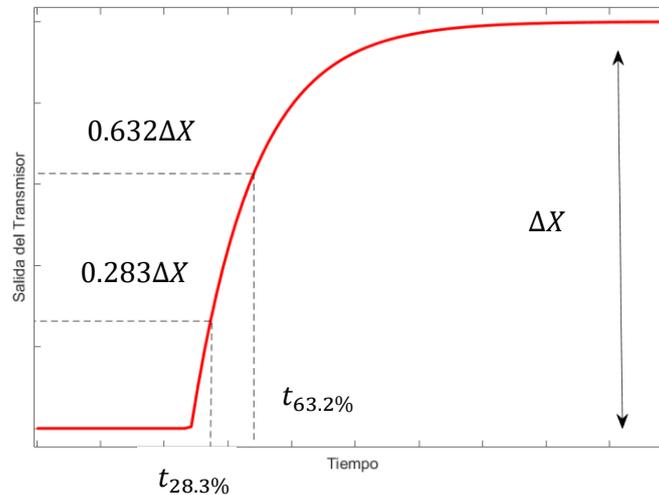


Figura 1.2. Salida del Sistema y valores necesarios para la identificación del sistema

1.3.3. ESQUEMA DE CONTROL PREDICTOR DE SMITH

En sistemas que pueden ser representados mediante el modelo FOPDT, se dice que un sistema es de retardo dominante si la relación entre el retardo θ y la constante de tiempo del sistema τ , es mayor a uno, como se observa en la ecuación 1.10 [17].

$$\frac{\theta}{\tau} > 1 \quad (1.10)$$

El caso de los sistemas con retardo dominante presenta un desafío a la hora de desarrollar el control, ya que un esquema tradicional tipo PID puede llegar a no ser suficiente para estabilizar el proceso o se puede llegar a tener un tiempo de establecimiento del sistema muy elevado [8].

Entre las estrategias de control que se han planteado para solucionar los problemas generados por los retardos temporales, la propuesta por O.J. Smith [9], ha sido uno de las más estudiadas y usadas en diversos sistemas debido a su simpleza y efectividad para superar los problemas generados por los retardos.

El esquema conocido como predictor o compensador de Smith, presenta la estructura presente en la figura 1.3 [18].

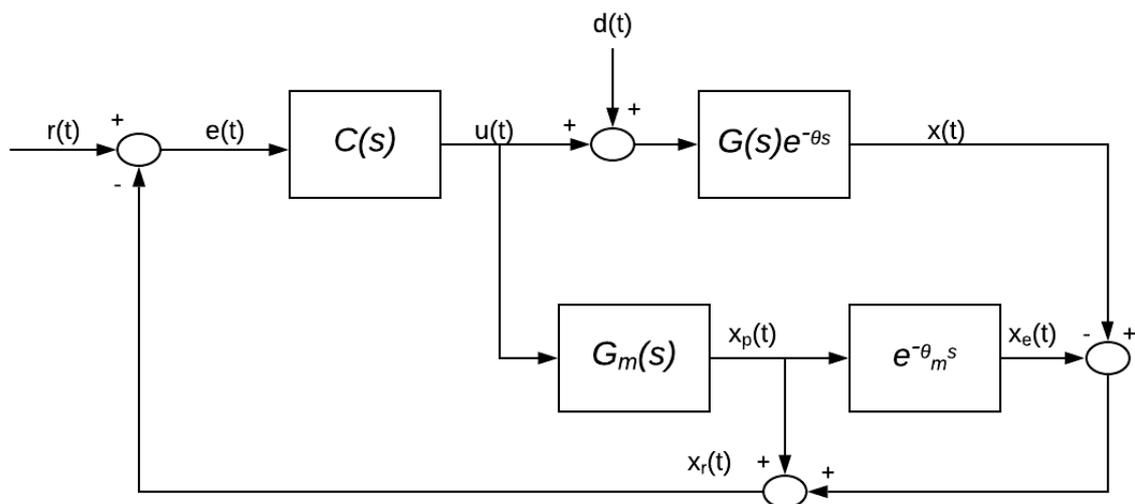


Figura 1.3. Esquema del Predictor de Smith.

En la figura 1.3 se tiene:

- $r(t)$: Señal de referencia.
- $e(t)$: Señal de error.
- $u(t)$: Señal de control.
- $d(t)$: Perturbaciones al sistema.
- $x(t)$: Salida del proceso.
- $x_p(t)$: Salida del proceso modelada sin retardo.
- $x_e(t)$: Salida del proceso estimada con retardo.
- $x_r(t)$: Salida de realimentación.
- $G(s)e^{\theta s}$: Representación de la planta o proceso
- $G_m(s)$: Modelo estimado del proceso sin retardo.
- $e^{-\theta_m s}$: Retardo estimado del proceso.
- $C(s)$: Controlador del sistema.

Lo que se busca con el predictor de Smith es eliminar el retardo del lazo de control, la señal de realimentación $x_r(t)$ se obtiene mediante la expresión de la ecuación 1.11.

$$x_r(t) = x_p(t) + [(x(t) - x_e(t))] \quad (1.11)$$

Para que el retardo se elimine efectivamente del lazo se deben cumplir que el modelo $G_m(s)$ y el retardo $e^{-\theta_m s}$, cumplan la misma dinámica del proceso real o sea muy próxima a la misma, como se expresa en la ecuación 1.12:

$$G_m(s)e^{-\theta_m s} \approx G(s)e^{-\theta s} \quad (1.12)$$

Entonces se cumple la relación de la ecuación 1.13

$$x_e(t) \approx x(t) \quad (1.13)$$

Reemplazando la relación hallada en 1.13 en la ecuación 1.11 se tiene que la señal de realimentación es prácticamente la salida del proceso sin incluir el retardo.

$$x_r(t) \approx x_p(t) \quad (1.14)$$

Incluso a pesar de que el modelado no sea perfecto se incluyen los errores del mismo en el lazo de control al comparar la salida estimada del proceso con la salida real del mismo.

1.3.3.1 DESVENTAJAS PREDICTOR DE SMITH

A pesar de que el predictor de Smith es una herramienta muy útil para mejorar el desempeño de los controladores en sistemas con retardos dominantes, presenta problemas que no se pueden ignorar.

Como se observó en el apartado anterior, la eficacia del predictor de Smith está ligada estrechamente al modelo que se use de la planta en la que se va a aplicar. Este modelo debe seguir una dinámica muy parecida a la de la planta real, y en caso de que existan errores en la estimación de ganancia, constante de tiempo o retardo; el desempeño del esquema de control se deteriorará, aumentando el sobre-pico y tiempo de establecimiento de la respuesta del sistema. En algunos casos, particularmente en errores grandes de la estimación del retardo, el sistema puede llegar a la inestabilidad [8]. Por esta razón, es que se debe tener especial cuidado al usar el predictor de Smith en procesos altamente no lineales o con retardo variable; en estos casos es necesario usar esquemas de control más robustos que un PID, que sean capaces de sobrellevar errores de modelado tales como controladores por modos deslizantes [12], [13].

Otra desventaja del predictor de Smith es que no toma en cuenta las perturbaciones en el lazo de control, así que no existirá una predicción para la salida en caso de que en el sistema se introduzcan perturbaciones [8].

1.3.4 SISTEMAS DIFUSOS

Los sistemas difusos fueron introducidos por L. Zadeh en 1965 [19], se empezaron a introducir este tipo de sistemas para incluir el conocimiento y la experticia humana de manera sistemática en la ingeniería y en la realización de modelos matemáticos [20].

1.3.4.1. CONJUNTOS DIFUSOS

El universo de discurso U es el conjunto de todos los valores que puede tomar un elemento en un contexto o aplicación particular [21]. Tradicionalmente, un conjunto A , sobre el universo de discurso U , puede ser descrito por un método de membresía, tal como se describe en la ecuación 1.15.

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \in A \\ 0 & \text{si } x \notin A \end{cases} \quad (1.15)$$

Donde:

- $\mu_A(x)$: Función de membresía del elemento x
- A : Conjunto de pertenencia.

La descripción anterior comprende a los elementos de un conjunto de manera binaria, es decir un elemento pertenece a un conjunto (su función de membresía es 1) o no lo hace (su función de membresía es 0). Esta descripción necesita obligatoriamente que existan límites definidos para cada conjunto; pero en varios casos esto no sucede.

En cambio, los conjuntos difusos incluyen una función de membresía con valores continuos entre el rango de 0 (no pertenece al conjunto) hasta 1, (totalmente pertenece al conjunto). Los conjuntos difusos están definidos por la siguiente ecuación 1.16, donde ya no se toma en cuenta únicamente el valor del elemento x , sino también su función de membresía [21].

$$A = \{x, \mu(x) | x \in U\} \quad (1.16)$$

Las funciones de membresía más comunes, suelen ser de tipo triangular, gaussiana y trapezoidal [3], las mismas se observan en la figura 1.4.

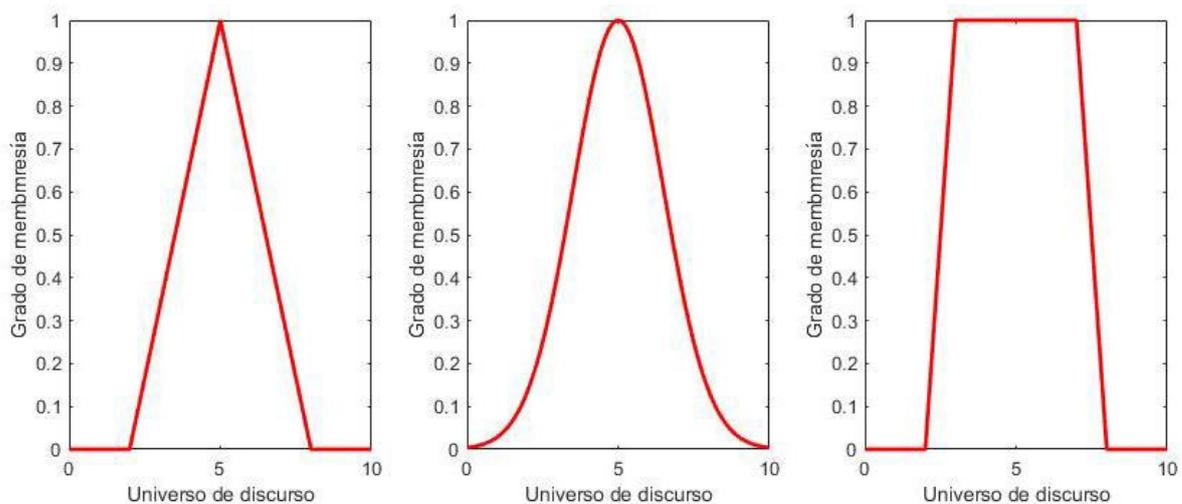


Figura 1.4. Funciones de membresía más comunes: triangular, gaussiana y trapezoidal.

1.3.4.2 ESTRUCTURA DE LOS SISTEMAS DIFUSOS

La estructura tradicional de los sistemas difusos se observa en la figura 1.5. A continuación se describen cada uno de los procesos que incluye el sistema difuso [3] :

- **Fuzificación:** En este proceso los datos de entrada se mapean a los conjuntos difusos representados por sus correspondientes funciones de membresía. Generalmente los conjuntos difusos están nombrados por variables o términos lingüísticos tales como “pequeño”, “mediando”, “grande”. La introducción de términos lingüísticos facilita incluir la experiencia humana dentro de los sistemas difusos.
- **Base de reglas:** El conocimiento humano en los sistemas difusos es, por lo general, dado en forma de reglas tipo “si-entonces”, las cuales representan las relaciones que existen entre las variables de entrada y salida. Las reglas se estructuran de la siguiente manera:

Si proposición antecedente *Entonces* proposición consecuente.

De acuerdo con la estructura de los antecedentes y consecuentes, se pueden determinar tres tipos de modelos difusos: Modelos de Mandani, Modelos relacionales, y modelos de Takagi-Sugeno.

- **Mecanismo de inferencia:** Es el método por el cual se calcula el grado con el que cada regla se dispara o activa, para cada entrada fuzificada considerando el

conjunto de reglas. Una regla se dispara cuando las condiciones que la conforman ocurren, dado que las condiciones están definidas por conjuntos difusos, cada regla tendrá un grado o fuerza de disparo.

- **Defuzificación:** El defuzificador recopila la información provista por cada una de las reglas y toma una decisión en torno a las mismas. En modelos lingüísticos, el defuzificador transforma el conjunto difuso de salida a un valor exactor a través de algún método de cálculo, generalmente el método del centroide.

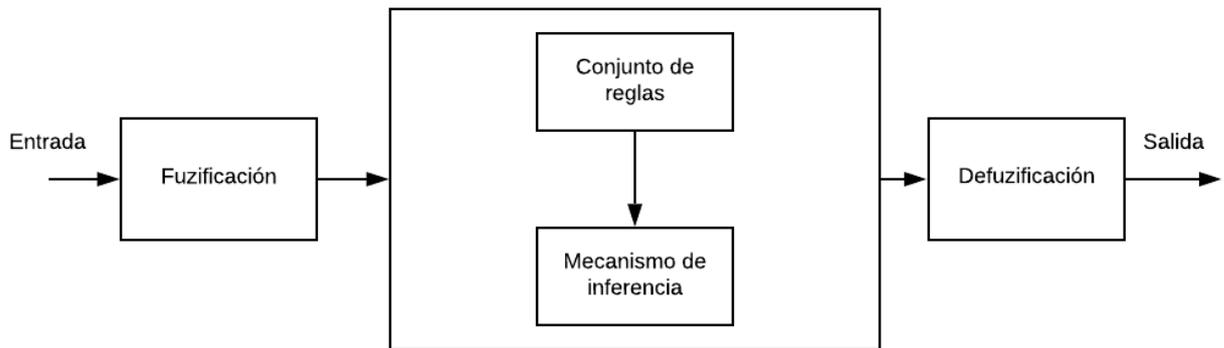


Figura 1.5. Estructura de un sistema difuso.

1.3.4.3. SISTEMAS DE INFERENCIA DIFUSO DE TAKAGI-SUGENO

El sistema de inferencia difuso propuesto por Takagi y Sugeno (TS) [5], sigue la siguiente estructura de reglas de inferencia, presentadas en la ecuación 1.17:

$$\begin{aligned}
 R_i: & \text{Si } x_1 \text{ es } A_1 \text{ AND } \dots \text{ AND } x_k \text{ es } A_k \text{ entonces} \\
 & y_i = p_0 + p_1 x_1 + \dots + p_k x_k
 \end{aligned}
 \tag{1.17}$$

Donde:

- y_i : Variable del consecuente que será encontrada mediante el modelo difuso.
- $x_1 - x_k$: Variables de premisas, aparecen también para calcular el consecuente.
- $A_1 - A_k$: Conjuntos difusos definidos por una función de membresía.
- $p_0 - p_k$: Valores escalares usados para inferir el valor de y .

Para el cálculo del valor de la expresión AND es necesario determinar el valor de verdad de las proposiciones antecedentes, esta expresión es denotada por la ecuación 1.18:

$$\omega(y_i) = |x_1 \text{ es } A_1 \text{ AND } \dots x_k \text{ es } A_k| = \mu_1(x_1) \wedge \dots \wedge \mu_k(x_k) \quad (1.18)$$

Donde:

- $\mu_1(x_1) - \mu_k(x_k)$: Grado de membresía de las variables $x_1 - x_k$ en los conjuntos difusos $A_1 - A_k$.

Para determinar el valor numérico de la expresión 1.18 se han propuesto algunos métodos el usado por Takagi y Sugeno es encontrar el valor mínimo de los grados de membresía (Ecuación 1.19).

$$\omega(y_i) = \min [\mu_1(x_1), \dots, \mu_k(x_k)] \quad (1.19)$$

Alternativamente en [3], se usa el producto de los mismos, como expresa la ecuación 1.20.

$$\omega(y_i) = \prod_{j=1}^k \mu(x_j) \quad (1.20)$$

La salida exacta del sistema difuso se obtiene a través de la expresión 1.21, que es conocida como el método de centro de gravedad [3].

$$y = \frac{\sum_{i=1}^n \omega(y_i) y_i}{\sum_{i=1}^n \omega(y_i)} \quad (1.21)$$

En la ecuación 1.22 $\kappa(y_i)$ es conocida como la fortaleza de disparo o cumplimiento de la regla R_i ; lo que permite expresar la salida del sistema difuso como la suma de los resultados obtenidos en cada regla multiplicado por su grado de fortaleza, como se expresa en la ecuación 1.23 [3].

$$\kappa(y_i) = \frac{\omega(y_i)}{\sum_{i=1}^n \omega(y_i)} \quad (1.22)$$

$$y = \sum_{i=1}^n \kappa(y_i) y_i \quad (1.23)$$

1.3.4.4 APLICACIONES DE SISTEMAS DIFUSOS DE TAKAGI-SUGENO

Los modelos difusos TS, al poder interpolar varios modelos lineales pueden aproximar cualquier relación no lineal, con un porcentaje de error aceptable, que se minimiza al aumentar las zonas de difusas en las que se divide el universo de discurso [6]. Por esta razón, el uso de sistemas difusos TS, pueden ser utilizados para el modelado y control de sistemas altamente no lineales.

-Modelado de sistemas no lineales

Los sistemas no lineales se expresan en función de sus variables de estado y también de las entradas al sistema, tal como se muestra en la ecuación 1.1, linealizando el modelo alrededor de un punto de operación se expresa de acuerdo con la ecuación 1.24, en forma de modelo incremental.

$$\dot{x} = Ax + Bu + C \quad (1.24)$$

Donde:

- A, B : Matrices o coeficientes constantes.
- C : Matriz o coeficiente dependiente de las condiciones iniciales del proceso.

El modelo no lineal puede ser representado mediante un sistema difuso TS, que interpola cada uno de los modelos lineales y puede representar aproximadamente la dinámica no lineal de los sistemas. Mediante sistemas difusos, el sistema se representa de acuerdo con un conjunto de reglas de inferencia que siguen la forma presentada en la ecuación 1.25.

R_i : Si x_1 es L_1 AND ... AND x_n es L_n AND u_1 es M_1 AND ... AND u_n es M_n entonces (1.25)

$$\dot{x}_i = A_i x(t) + B_i u(t) + C_i$$

Luego la representación defuzificada del modelo se da por la ecuación 1.26.

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^n [A_i x(t) + B_i u(t) + C_i] \kappa(x, u) \quad (1.26)$$

La función $\kappa(x, u)$, depende de las variables de estado y de las entradas, ya que ambas pueden ser usadas para las proposiciones antecedentes. Generalmente se escogen las matrices A , B y la división en conjuntos difusos de tal manera que el comportamiento se aproxime al sistema no lineal, ya sea de manera local o global [7].

De la misma manera, se puede representar sistemas no lineales con retardo a través de un sistema difuso TS, el sistema será representado según la ecuación 1.27; que se diferencia de 1.26 ya que se añaden términos desplazados en el tiempo [20], [22].

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^n (A_{1i}x(t) + A_{2i}x(t - \theta) + B_{1i}u(t) + C_i)\kappa(x, u) \quad (1.27)$$

Donde:

- θ : Es el retardo temporal del sistema.

La facilidad con la que los sistemas difusos TS pueden representar y emular el comportamiento de sistemas lineales con o sin retardo, los hacen ideales para emplearlos en control por modelo interno, y para modelos de control predictivo como el predictor de Smith [7].

-Síntesis de Controladores

Otra de las ventajas del uso de sistemas difusos TS en la síntesis de controladores, es la de poder extrapolar técnicas de control lineal, y usarlas de manera más efectiva para el control de sistemas no lineales. Entre las técnicas usadas en conjunto con este tipo de sistemas se encuentra la programación de ganancias, tanto de controladores PID, hasta más complejos como controladores por realimentación de estado, por modelo predictivo y por modos deslizantes [23]–[27].

El procedimiento por el cual se desarrollan controladores usando un programador de ganancias difusos es el siguiente [23], [28]:

- Se escogen las variables de premisa de entre el vector de variables de estado del sistema.
- Se escogen un conjunto de valores del vector de estado $x(t)$, separados equidistantemente entre sí.
- Con los valores de $x(t)$, se obtienen los modelos lineales del sistema.
- Se diseña la señal de control $u(t)$, de manera que estabilice el sistema y cumpla con los diferentes requerimientos de diseño.
- Se construye el modelo difuso con las variables antecedente $x(t)$, y las zonas difusas alrededor del punto donde fueron seleccionadas, y como consecuentes se usan las diferentes ecuaciones de $u(t)$.

El resultado del anterior proceso es prácticamente un tipo de controlador no lineal, cuyas ganancias evolucionan a medida que cambian los puntos de operación deseados.

Matemáticamente este tipo de controladores puede representarse mediante un conjunto de reglas presentes en la ecuación 1.28. Cabe notar que la expresión de la ley de control se denota simplemente como una función dependiente de las variables de estado $x(t)$ y del error $e(t)$, ya que la síntesis de la misma dependerá del método que se use para su obtención.

$$R_i: \quad \text{Si } x_1 \text{ es } L_1 \text{ y ... y } x_n \text{ es } L_n \text{ entonces} \quad (1.28)$$

$$u_i(t) = f_i(x(t), e(t))$$

La ley de control final vendrá dada por la ecuación presente en 1.29

$$u(t) = \sum_{i=1}^n u_i(t)\kappa(x) \quad (1.29)$$

Este tipo de controladores han sido usados con éxito en varios tipos de sistemas incluyendo manipuladores robóticos [23], [27]; sistemas eléctricos [29], sistemas de suspensión [30], sistemas químicos [31], [32], entre otros; probando con éxito la eficacia de usar sistemas difusos TS en el control de plantas y procesos altamente no lineales.

1.3.4. CONTROL POR MODOS DESLIZANTES

Una de las estrategias de control para sistemas no lineales con incertidumbre en los parámetros es el llamado control por modos deslizantes (SMC). Este control tiene sus orígenes en el control de sistemas de estructura variable (VSC) [33], el cual es un tipo de control que cambia su estructura dependiendo de una lógica definida.

En general el SMC, busca llevar el sistema desde un estado inicial, a través de una superficie de deslizamiento hasta llegar al estado deseado. Para lograr este objetivo, la estructura del control cambia constantemente mientras el sistema cruza con la superficie de deslizamiento de acuerdo a la ley de control diseñada [4]. Una interpretación gráfica del control por modos deslizantes se observa en la figura 1.6, donde el sistema desde un estado inicial arbitrario x_0 primero es llevado hasta la superficie de deslizamiento, conocida como la fase de alcanzabilidad, una vez en la misma el sistema es obligado a permanecer en dicha superficie hasta llegar al estado deseado, lo que se conoce como fase de deslizamiento

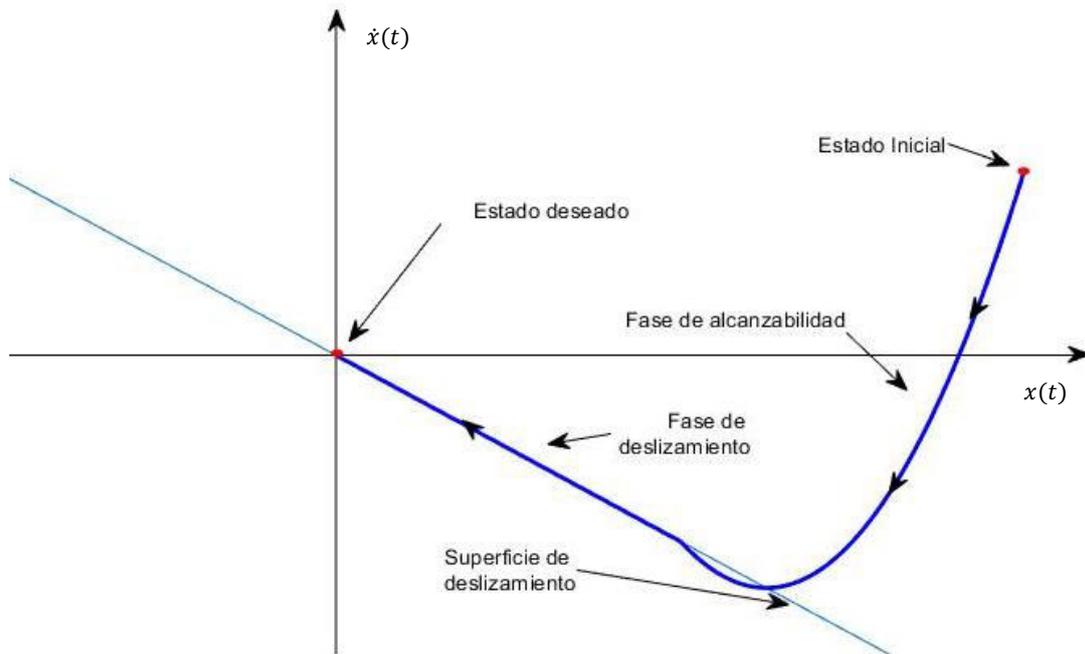


Figura 1.6. Interpretación gráfica del SMC

En el proceso de diseño del SMC es necesario definir la superficie de deslizamiento $S(t)$, la cual se escoge para determinar el comportamiento global del sistema y que satisfaga ciertos criterios como el seguimiento a una referencia o la estabilidad del sistema [4]. Generalmente se propone como superficie una ecuación diferencial como se observa en la ecuación 1.30 [2].

$$S(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e(t) \quad (1.30)$$

Donde:

- $S(t)$: Superficie de deslizamiento.
- $e(t)$: Señal de error del sistema.
- n : Grado del sistema.
- λ : Parámetro de ajuste de la superficie.

Alternativamente se puede usar una superficie integral, tal como se muestra en la ecuación 1.31. Con el que se pueden obtener resultados similares si se usa la superficie de la ecuación 1.10 [2], [4].

$$S(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^n \int e(t) dt \quad (1.31)$$

El objetivo del control de modos deslizantes es mantener al sistema en la superficie $S(t)$, para cualquier instante de tiempo, lo que se traduce a mantener el valor $S = 0$. Para lograr este cometido es necesario determinar una ley de control que lleve al sistema a cumplir estas condiciones, entonces se propone la ley de control de la ecuación 1.32.

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_{disc}(t) \quad (1.32)$$

La acción de control discontinua es la encargada de la fase de alcanzabilidad del sistema. Esta parte de la ley de control es discontinua con respecto a la superficie seleccionada, ya que contiene una parte de conmutación. La función discontinua comúnmente usada se expresa en la ecuación 1.33.

$$u_{disc}(t) = K_d \operatorname{sgn}(S) \quad (1.33)$$

Donde la función $\operatorname{sgn}(S)$ se define de acuerdo con la ecuación 1.34.

$$\operatorname{sgn}(S) = \begin{cases} -1 & \text{si } S < 0 \\ 0 & \text{si } S = 0 \\ 1 & \text{si } S > 0 \end{cases} \quad (1.34)$$

Debido a que la acción de conmutación en la realidad no es perfecta (no se conoce con perfecta exactitud el signo de S , o las medidas tardan un intervalo de tiempo en tomarse), se produce el fenómeno de *chattering* [2], el cual es la presencia de oscilaciones de alta frecuencia en la acción de control. Esto es indeseable ya que es un gran esfuerzo en el controlador y puede perjudicar el equipo físico y su tiempo de vida, además se pueden introducir dinámicas desconocidas ocasionadas por las altas frecuencias que pueden afectar el desempeño del controlador. Este efecto se puede observar en la figura 1.7.

Para suavizar los efectos de estas oscilaciones se han planteado el uso de otras funciones que suavizan el efecto de la conmutación, una de ellas es la sigmoide que se muestra en la ecuación 1.35.

$$u_{disc} = K_d \frac{S(t)}{|S(t)| + \delta} \quad (1.35)$$

Donde:

- K_d : Parámetro encargado de regular la fase de alcanzabilidad.
- δ : Parámetro para el suavizado del *chattering*.

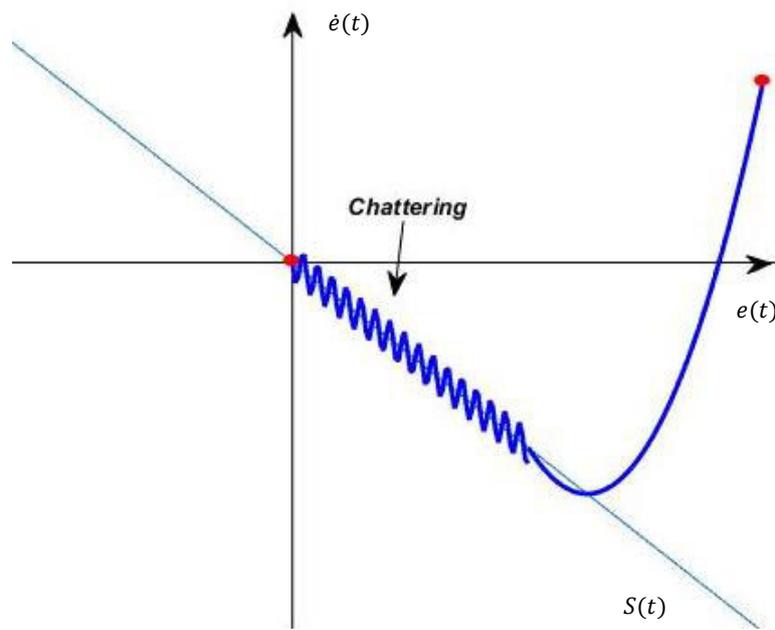


Figura 1.7. Efecto de chattering en el control SMC

La comparación en la acción de conmutación entre la función signo y la sigmoide se observa en la figura 1.8, donde la función sigmoide tiene una transición más suave entre los estados dependiendo del factor δ , mientras que la conmutación en la función signo es instantánea.

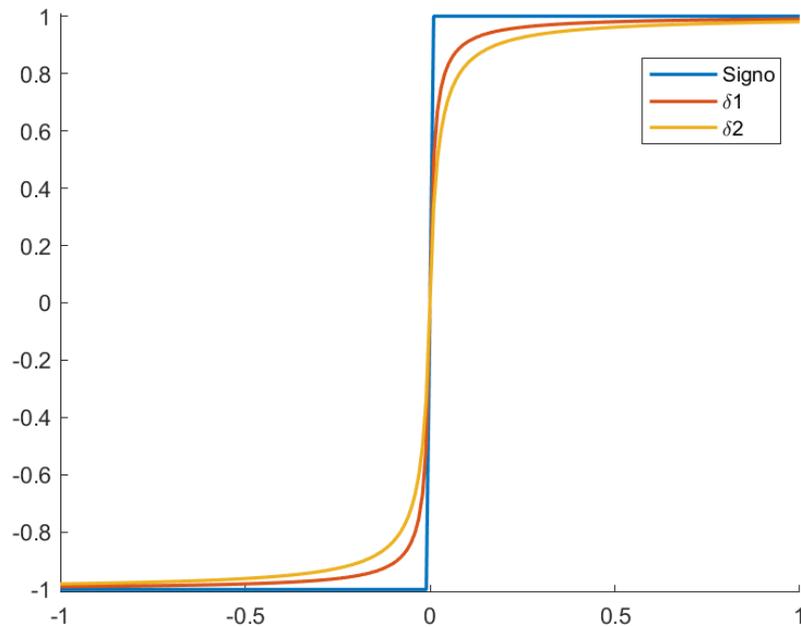


Figura 1.8. Comparación funciones signo y sigmoide con $\delta 2 > \delta 1$

Para completar la ley de control es necesario encontrar la parte equivalente de la misma, la cual es responsable del modo de deslizamiento. Debido a esto se debe garantizar que la superficie y su derivada sea cero, dicha condición se expresa en la ecuación 1.36.

$$\dot{S}(t) = 0 \quad (1.36)$$

De la anterior condición, junto con la información obtenida por un modelo del proceso, es necesario resolver para la variable o variables de control $u(t)$, la cual será la componente de control equivalente, que en general dependerá del estado de $x(t)$ y de la señal de referencia $r(t)$, como se expresa en la ecuación 1.37.

$$u_{eq} = f[x(t), r(t)] \quad (1.37)$$

1.3.5. CONTROL ADAPTATIVO

Varios sistemas tienen parámetros inciertos o variables en el tiempo, por esta razón se buscan esquemas de control que estimen dichos parámetros y adapten la ley de control respectiva para obtener un desempeño óptimo del sistema [2].

En general los controladores adaptativos poseen parámetros que varían con el tiempo, los cuales se ajustan de acuerdo con un mecanismo que depende de distintas mediciones del sistema para hallar los parámetros óptimos del controlador.

Este enfoque de control ha sido usado con éxito en varias aplicaciones desde manipuladores robóticos, control de procesos industriales, controladores aéreos, entre otros.

A continuación, se describen los principales esquemas de control adaptativo.

1.3.5.1 CONTROL ADAPTATIVO POR MODELO DE REFERENCIA (MRAC)

La estructura de este esquema de control se observa en la figura 1.9. El objetivo del mismo es que una planta cuyos parámetros son desconocidos o variables en el tiempo, siga un comportamiento ideal dado por un modelo de referencia [2]. El modelo escogido debe satisfacer las condiciones de diseño como el máximo sobre-pico, o tiempo de establecimiento adecuado. En base al error entre la respuesta del sistema y el modelo de referencia escogido, se diseña un mecanismo adaptativo de tal manera que el error converja a cero.

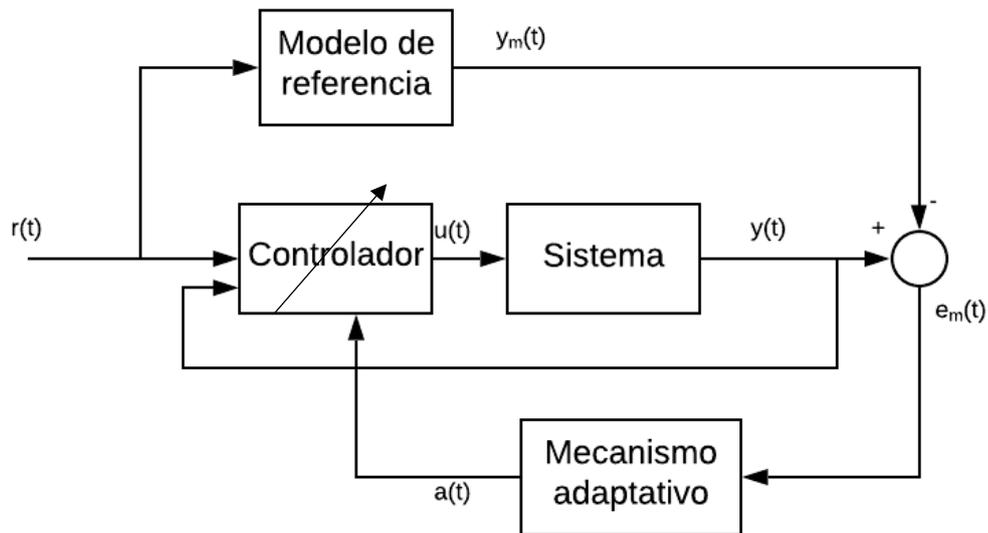


Figura 1.9. Esquema de control MRAC

En la figura 1.9 se tiene que:

- $r(t)$: Señal de referencia
- $a(t)$: Ley de adaptación del controlador.
- $y_m(t)$: Salida del modelo de referencia.
- $y(t)$: Salida del sistema.
- $u(t)$: Señal de control.

1.3.5.2. ESQUEMA DE CONTROL AUTO-SINTONIZADO (STC).

Este esquema de control se basa en estimar continuamente los parámetros de la planta o sistema. Ya que, por lo general, los controladores son sintetizados a partir de los parámetros de la planta, el estimador envía los parámetros del proceso, y se ajusta la ley de control de acuerdo con dichos parámetros.

Por lo general la estimación de parámetros se hace en base a la señal de entrada o control de la planta y de la salida de la misma [2].

El esquema de un STC se observa en la figura 1.10.

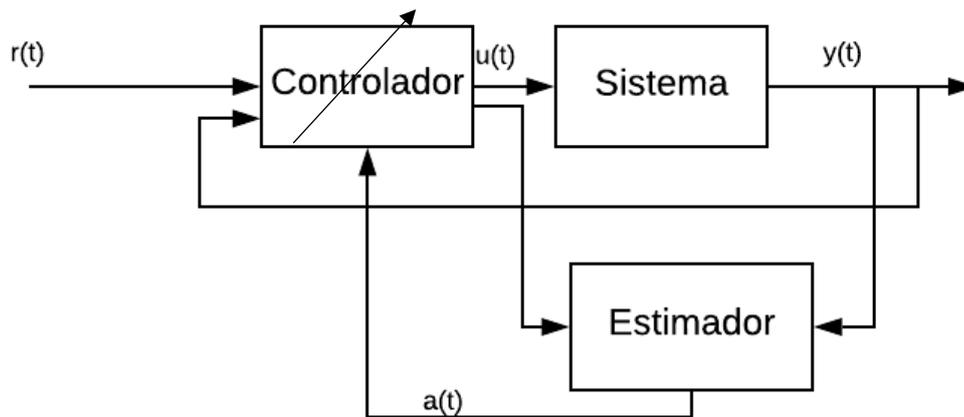


Figura 1.10. Esquema de control STC

1.3.5.3. ESQUEMA ADAPTATIVO POR GANANCIAS PROGRAMADAS

Cómo se ha mencionado anteriormente, los sistemas no lineales cambian su dinámica de acuerdo con el punto de operación en el que se encuentran trabajando. Típicamente los controladores son diseñados en torno a linealizaciones del sistema alrededor del punto de operación. Si las condiciones de operación cambian, puede que el sistema de control no se desempeñe de la manera correcta [34].

Mediante el esquema de ganancias programadas, se diseñan varios controladores que cumplen con los objetivos de estabilidad y desempeño del sistema, en un rango que abarca varios puntos de operación. Los controladores son interpolados de acuerdo a las variables que pueden describir las diferentes dinámicas del sistema, estas son conocidas como variables de programación [1]. Una de las estrategias para escoger las variables de programación adecuadas, es que las mismas puedan describir la dinámica cambiante del sistema y que cambien lentamente [34].

El esquema de ganancias programadas se observa en la figura 1.11. Las variables de programación son señales del proceso. El programador de ganancias determina los parámetros del controlador que se ajuste adecuadamente a las condiciones del sistema dadas por las variables de programación.

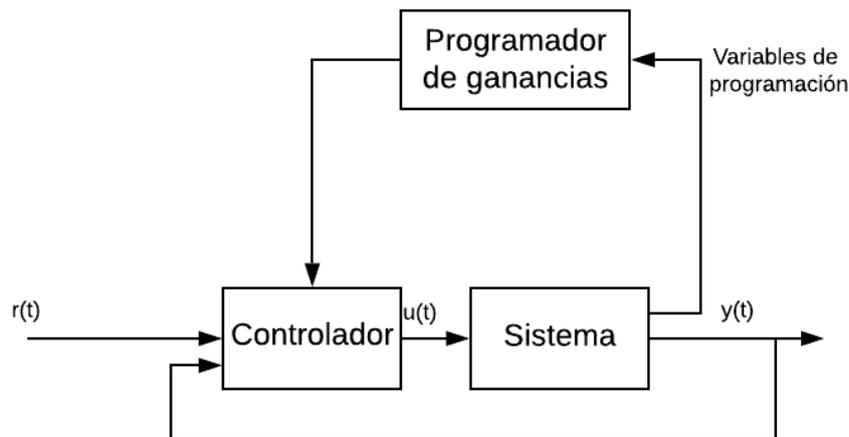


Figura 1.11. Esquema adaptativo de programador de ganancias.

Para diseñar un controlador por ganancias programadas se realiza el siguiente procedimiento [1]:

- Obtener una linealización del sistema en una familia de puntos de operación distintos, que puedan ser parametrizados de acuerdo con una variable.
- Diseñar una familia de controladores lineales, que cumplan con los objetivos de estabilidad y diseño en cada punto de operación.
- Construir el controlador por medio de ganancias programadas de manera que el sistema se estabilice a lazo cerrado.
- Comprobar el comportamiento no local de los controladores a través de simulaciones.

Entre las principales ventajas del uso de este esquema de control es que se hace uso de las técnicas de diseño de controladores lineales además de técnicas para medir su desempeño, y se puede extrapolar su uso a sistemas no lineales con linealizaciones alrededor de varios puntos de operación.

También este esquema tiene el potencial de controlar dinámicas del sistema que cambian rápidamente sin que la carga computacional del sistema sea muy grande [34].

A pesar de ser un esquema de amplias aplicaciones y relativamente fácil implementación, aún se tienen complicaciones como no tener una regla clara para escoger las variables de

programación o todavía no se tiene un mecanismo totalmente eficiente para el intercambio de controladores.

1.3.6 ÍNDICES DE DESEMPEÑO

Los índices de desempeño son una manera cuantitativa de determinar la eficiencia de los esquemas de control, además sirven para comparar el rendimiento de distintos controladores y en base a los índices obtenidos determinar el más óptimo. También los índices de control pueden ser usados como función objetivo y diseñar controladores de tal manera que se minimicen los índices [35].

En el presente trabajo se usarán los índices de integral de error cuadrático (ISE) y de variación total de la acción de control (TVu), para evaluar el desempeño del controlador creado.

1.3.6.1 INTEGRAL DE ERROR CUADRÁTICO (ISE).

Este índice de desempeño se calcula mediante la ecuación 1.38. Sirve para medir cuantitativamente el error entre la señal de referencia que se desea seguir, y la salida generada por el sistema de control implementado. Un menor ISE indicará que el sistema presenta un menor error y es por lo tanto mejor para el seguimiento [35].

$$ISE = \int_0^t e(t)^2 dt \quad (1.38)$$

1.3.6.2 VARIACIÓN TOTAL DE LA ACCIÓN DE CONTROL (TVu).

El TVu es calculado mediante la ecuación 1.39. El índice indica la suavidad de la señal de control, si este tiende a valores pequeños se dice que la acción de control es más suave y menos perjudicial para el elemento final de control [36].

$$TvU = \sum_{i=1}^k |u_{k+1} - u_k| \quad (1.39)$$

1.3.7. PROCESO DE PRUEBA: REACTOR DE NEUTRALIZACIÓN DE PH

El proceso de neutralización de pH, presentado por Iglesias en [14], consiste en la reacción de dos corrientes una básica $q_3(t)$, y una ácida $q_1(t)$; de tal manera que el flujo de salida

$q_4(t)$ tenga el pH requerido. Otro flujo constante $q_2(t)$, es una corriente de buffer que estabiliza el valor de pH y lo mantiene estable ante pequeñas variaciones de ácidos o bases.

El valor de pH es medido a través de un transmisor el cual funciona en un rango de 2.72 a 10.75 grados de pH. La distancia entre el sensor de pH y el reactor es de 674.5 cm, ocasionando un retardo en el sistema. Al tener una distancia considerable entre el transmisor y el reactor se genera un proceso de retardo dominante y variable.

En la figura 1.12 se observa el diagrama del proceso. Se tienen las siguientes consideraciones del proceso:

- El volumen en el reactor es variable y no se desborda del reactor.
- Se encuentra bien mezclado.
- Existen un correcto aislamiento del reactor y las tuberías.
- La solubilidad de los iones químicos es completa.
- La perturbación es la corriente ácida.

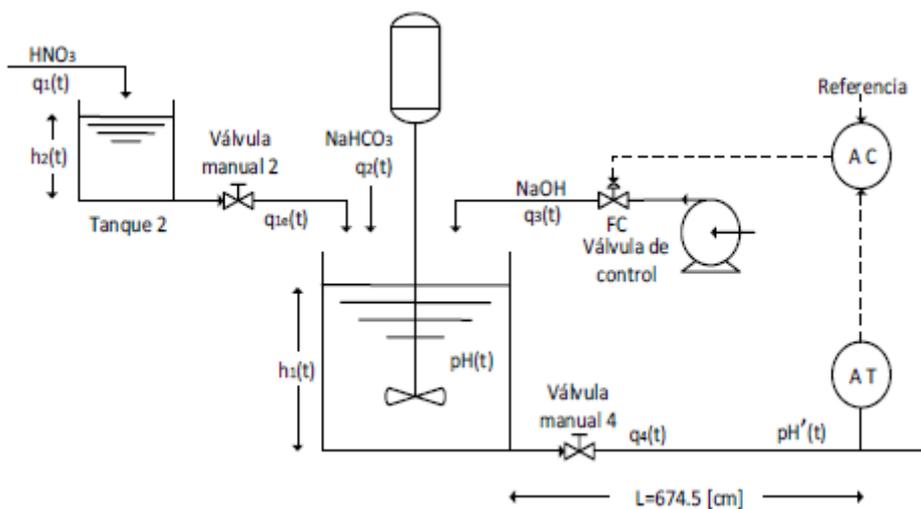


Figura 1.12. Reactor de neutralización de pH

Las reacciones químicas que se dan dentro del reactor son las siguientes:





Se tiene las siguientes constantes de equilibrio:

$$K_{a1} = \frac{[HCO_3^-][H^+]}{[H_2CO_3]} \quad (1.43)$$

$$K_{a2} = \frac{[CO_3^{2-}][H^+]}{[HCO_3^-]} \quad (1.44)$$

$$K_w = [H^+][OH^-] \quad (1.45)$$

Para realizar el equilibrio químico se introducen dos reacciones W_a , y W_b , para los flujos de corriente ácida y básica. W_a está relacionada con la carga iónica y W_b se relaciona con la concentración de CO_3^{2-} , estas reacciones se representan por las siguientes ecuaciones:

$$W_{a_i} = [H^+]_i - [OH^-]_i - [HCO_3^-]_i - 2[CO_3^{2-}]_i \quad (1.46)$$

$$W_{b_i} = [H_2CO_3]_i + [HCO_3^-]_i + [CO_3^{2-}]_i \quad (1.47)$$

El valor i representa los flujos del proceso y va de 1 a 4.

Con las reacciones anteriores y con las constantes de equilibrio se puede determinar el nivel de pH mediante:

$$W_b \frac{\frac{K_{a1}}{[H^+](t)} + \frac{2K_{a1}K_{a2}}{[H^+](t)^2}}{1 + \frac{K_{a1}}{[H^+](t)} + \frac{K_{a1}K_{a2}}{[H^+](t)^2}} + W_a + \frac{K_w}{[H^+](t)} - [H^+](t) = 0 \quad (1.48)$$

$$pH(t) = -\log [H^+](t) \quad (1.49)$$

La dinámica del proceso es descrita por las siguientes relaciones:

1. El balance de masa dentro del tanque 2 se muestra en la ecuación 1.50.

$$q_1(t)\rho + q_{1e}(t)\rho = A_2\rho \frac{dh_2(t)}{dt} \quad (1.50)$$

2. La válvula manual es descrita por la ecuación 1.51

$$q_{1e}(t) = C_{V2}\sqrt{h_2(t)} \quad (1.51)$$

3. El balance de masa dentro del reactor de neutralización es descrito por la ecuación 1.52.

$$q_{1e}(t)\rho + q_2(t)\rho + q_3(t)\rho - q_4(t)\rho = A_1\rho \frac{dh_1(t)}{dt} \quad (1.52)$$

4. La válvula manual 4 es descrita por la ecuación 1.53.

$$q_4(t) = C_{V4}\sqrt{h_1(t)} \quad (1.53)$$

5. La reacción W_a en base a la aplicación del balance de masa en cada especie de ion se expresa mediante la ecuación 1.54.

$$q_{1e}(t)W_{a1} + q_2(t)W_{a2} + q_3(t)W_{a3} - q_4(t)W_{a4}(t) = A_1 \frac{d[h_1(t)W_{a4}(t)]}{dt} \quad (1.54)$$

6. La reacción W_b se expresa mediante la ecuación 1.55.

$$q_{1e}(t)W_{b1} + q_2(t)W_{b2} + q_3(t)W_{b3} - q_4(t)W_{b4}(t) = A_1 \frac{d[h_1(t)W_{b4}(t)]}{dt} \quad (1.55)$$

7. El retardo de tiempo entre el valor de pH en el reactor y la ubicación del sensor es descrito mediante la ecuación 1.56.

$$pH'(t) = pH(t - \theta(t)) \quad (1.56)$$

8. El retardo del sistema viene dado por la ecuación 1.57.

$$\theta(t) = \frac{LA\rho}{q_4(t)} \quad (1.57)$$

9. El comportamiento del transmisor de pH es expresado por la ecuación 1.58.

$$\frac{dc(t)}{dt} = \frac{1}{\tau_t} [K_T pH'(t) - c(t)] \quad (1.58)$$

10. El comportamiento de la válvula de control viene dado por la ecuación 1.59

$$\frac{dq_3}{dt} = \frac{1}{\tau_v} [K_v m(t) - q_3(t)] \quad (1.59)$$

En las anteriores ecuaciones se tiene que:

- $q_1(t)$: Flujo de corriente ácida, ml/s.
- $q_{1e}(t)$: Flujo de corriente ácido de salida del tanque, ml/s.
- $q_2(t)$: Flujo de corriente buffer, ml/s.
- $q_3(t)$: Flujo de corriente básica, ml/s.
- $q_4(t)$: Flujo de salida con el pH deseado, ml/s.
- $pH(t)$: Potencial de hidrogeno de la mezcla, sin dimensiones.
- $pH'(t)$: pH luego del retardo temporal θ .
- ρ : Densidad de los diferentes flujos, ml/cm³.
- A_1 : Área transversal del reactor de neutralización, cm².
- A_2 : Área transversal del tanque 2, cm².
- $h_1(t)$: Altura del liquido en el reactor, cm.
- $h_2(t)$: Altura del liquido en el tanque 2, cm.
- C_{v2} : Constante de la válvula manual 2, (ml/s) /cm^{1/2}.
- C_{v4} : Constante de la válvula manual 4, (ml/s) /cm^{1/2}.
- $c(t)$: Salida del transmisor de pH en porcentaje.
- $m(t)$: Salida del controlador de 0 a 100%.
- τ_T : Constante de tiempo del transmisor.
- τ_v : Constante de tiempo de la válvula de control.
- K_T : Ganancia del transmisor de pH.
- K_V : Ganancia de la válvula de control.
- A : Área transversal de la tubería, cm².
- L : Longitud de la tubería, cm.

Los valores de diseño de cada variable, así como los valores en estado estable se presentan en la tabla 1.1.

Tabla 1.1. Valores de diseño y en estado estable del proceso de neutralización de pH.

Variable	Valor	Variable	Valor
q_1	16.6 ml/s	K_T	7.14%
q_{1e}	16.6ml/s	K_V	0.3 (ml/s) / %CO

q_2	0.55ml/s	A	6.01 cm^2
q_3	15.6 ml/s	L	674.5 cm
q_4	32.75 ml/s	$[q_1]$	0.003M HNO ₃
Referencia	7.025	$[q_2]$	0.03M NaHCO ₃
pH	7.025	$[q_3]$	0.003M HNO ₃ + 0.000005M NaHCO ₃
ρ	1 ml/cm ³	K_{a1}	4.47×10^{-7}
A_1	207 cm ²	K_{a2}	5.62×10^{-11}
A_2	42 cm ²	K_w	1×10^{-14}
h_1	25.5 cm	W_{a1}	0.003 M
h_2	3 cm	W_{b1}	0 M
C_{V2}	9.584 (ml/s) cm ^{1/2}	W_{a2}	-0.03 M
C_{V4}	4.586 (ml/s) cm ^{1/2}	W_{b2}	0.03 M
c	50.18 %	W_{a3}	-3.05×10^{-3} M
m	52 %	W_{b3}	5×10^{-5} M
τ_T	15 s	W_{a4}	-4.36×10^{-4} M
τ_V	6 s	W_{b4}	-5.276×10^{-4} M

1.3.7.1 NO LINEALIDAD DEL SISTEMA

El proceso de control de pH es un proceso complejo de control debido a la alta no linealidad de los parámetros del sistema [3], [14]. La no linealidad del pH se hace evidente en la ecuación 1.45, ya que se incluye una función logarítmica para el cálculo del mismo.

Otra forma de observar la no linealidad del sistema es analizar cómo evolucionan los parámetros de modelo FOPDT en distintas condiciones de operación como se propone en [14]. Entonces al sistema se aplican dos cambios en la señal del controlador $m(t)$, de un 52% a un 56% y posteriormente a 60%, en los instantes $t_1 = 1000 \text{ [min]}$ y $t_2 = 3000 \text{ [min]}$ respectivamente, como muestra la figura 1.13.

La salida del transmisor se observa en la figura 1.14. La no linealidad del sistema se hace evidente al analizar el cambio en la respuesta con respecto a los cambios realizados en la señal de entrada, en un sistema lineal, de acuerdo al principio de proporcionalidad, al realizar cambios de la misma magnitud en la entrada se deberían producir cambios proporcionales en la señal de salida; lo cual no ocurre en el sistema, ya que se observa que la primera variación es del 12% en la salida del transmisor, mientras que para el

segundo cambio en la señal de entrada el cambio en la salida del transmisor es de aproximadamente el 6%.

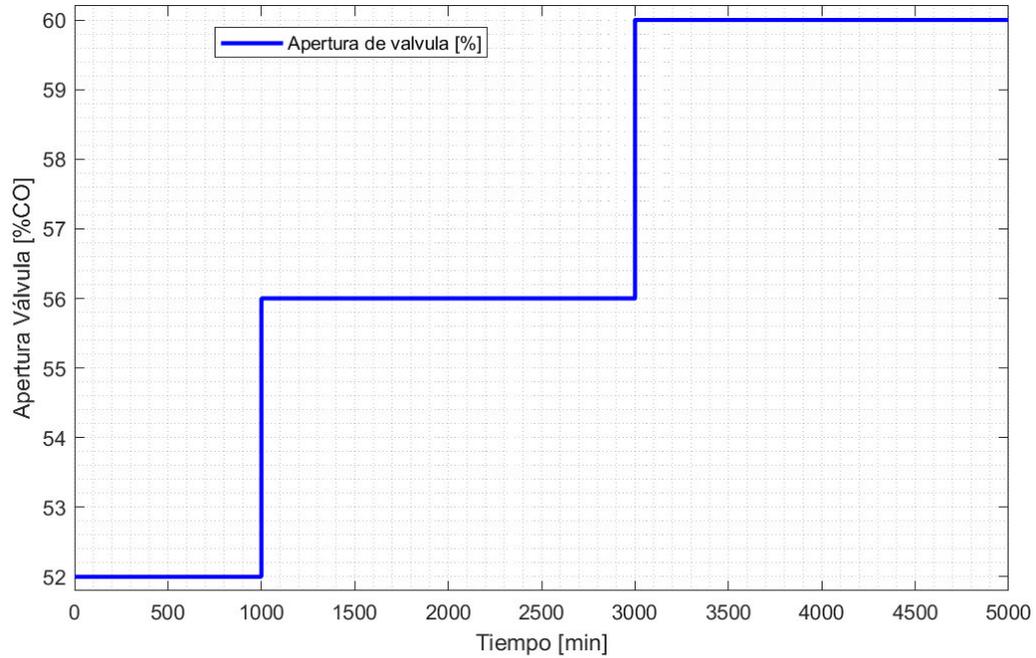


Figura 1.13. Señal de entrada al sistema.

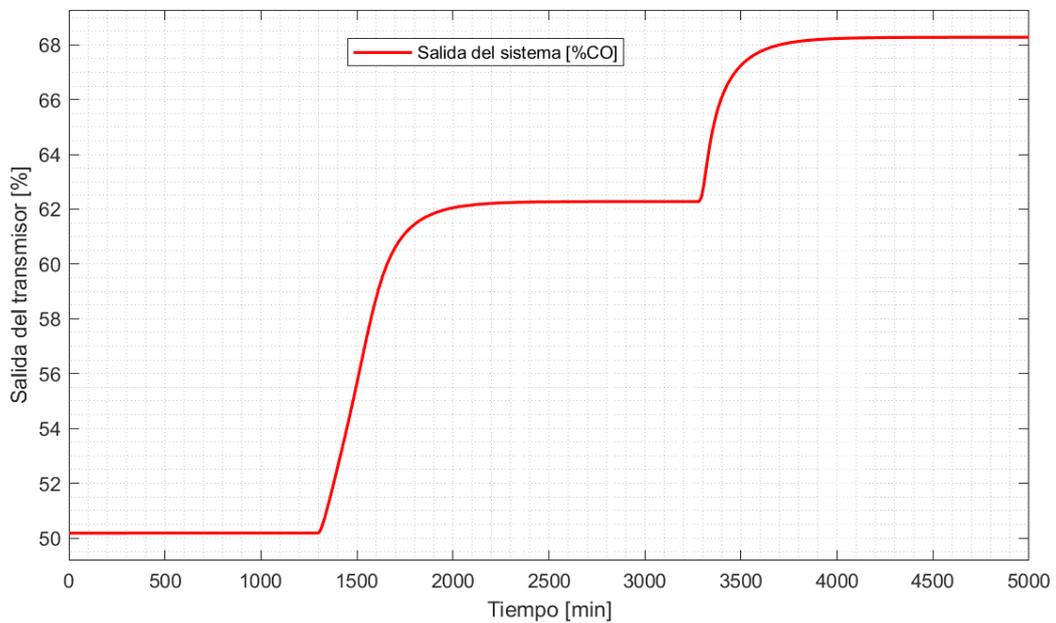


Figura 1.14. Señal de salida del transmisor ante la señal de la figura 1.13.

Analizando de acuerdo con los parámetros de modelo FOPDT, se tiene que para el primer cambio la ganancia es de aproximadamente 3, mientras que para el segundo la ganancia

es 1.5; si el sistema tuviera un comportamiento lineal la ganancia sería la misma para los dos cambios en la señal de entrada.

En secciones posteriores se calculará con mayor detalle los modelos de primer orden que se pueden obtener del sistema en un mayor número de puntos de operación del sistema.

2. METODOLOGÍA

En el presente trabajo de titulación se utilizará una investigación descriptiva, sobre aproximación a modelos de orden reducido en base a datos de entrada y salida, el diseño de controladores SMC, la técnica de control adaptativo mediante ganancias programadas, la aplicación de modelos difusos de Takagi-Sugeno en modelamiento y control de sistemas no lineales, y sobre esquemas predictivos para el control de modelos con retardos dominantes. La información se obtuvo de libros especializados, artículos académicos, y sitios web académicos.

Con la información reunida se diseñó un esquema de control SMC adaptativo, usando como referencia el modelo difuso de Takagi-Sugeno, también se incorporará el predictor de Smith para solucionar los problemas que genera el retardo dominante.

El esquema de control diseñado junto con la planta no lineal, serán simulados usando el software Simulink-Matlab; y se comprobará su funcionamiento mediante la realización de pruebas de seguimiento con diferentes puntos de referencia y de pruebas de regulación ante perturbaciones. Se contrastará el esquema diseñado con el PID y con el SMC, usando los índices de rendimiento ISE y TVu, además de las características de respuesta transitoria como el tiempo de establecimiento y el máximo sobre-pico.

Para la visualización de los resultados se implementará una interfaz gráfica usando la herramienta GUIDE de Matlab, donde se observará la salida de la planta no lineal, y la señal de control respectiva; y se podrán realizar tanto las pruebas de seguimiento como de regulación desde la interfaz.

El presente trabajo se divide en cuatro secciones: en la primera se exponen los conceptos fundamentales para la realización del proyecto de titulación, además del modelado matemático del sistema no lineal de un reactor de neutralización de pH.

En el segundo y actual capítulo se expone la metodología al momento de realizar el proyecto de titulación, se procede a obtener varios modelos de la planta no lineal, se construye el modelo difuso del mismo y se diseña el esquema de control SMC adaptativo, también se indica el proceso para el diseño de la interfaz gráfica.

El tercer capítulo contiene los resultados de la simulación del esquema de control implementado junto con el reactor de neutralización de pH, para las pruebas de regulación y de seguimiento. Además, se compara el mismo con esquemas de control PID y SMC, y se contrasta su desempeño mediante los índices de rendimiento ISE y TVu.

El cuarto y último capítulo contiene las conclusiones sobre los resultados obtenidos al implementar el esquema de control y de cómo se compara con otros controladores; además de recomendaciones para futuros trabajos que investiguen el mismo tema.

2.1. MODELOS DE ORDEN REDUCIDO DEL REACTOR DE NEUTRALIZACIÓN DE PH.

Debido a la alta no linealidad de los parámetros de modelado, en caso de sintonizar un controlador usando un único modelo del sistema, no contemplará los varios casos en los que se encontrará la planta si se cambian las condiciones de operación de la misma.

Por esta razón se obtendrán varios modelos de la planta en distintos puntos de operación de la misma. El modelado del sistema se hará de tal manera que el diseño del control sea óptimo en variaciones cercanas al 20% con respecto al funcionamiento del sistema en condiciones normales de operación.

El sistema se encuentra diseñado de manera que el transmisor de señal de pH entrega una señal de 50.18 % equivalente a un pH de 7.02, que se produce con un porcentaje de 52% de apertura en la válvula de control principal. Al ampliar la apertura de la válvula hasta un porcentaje de apertura de 60%, el transmisor llega a entregar una señal de 68.27% equivalente a 9.6 de pH. Cambiando la apertura de la válvula de las condiciones iniciales y reduciéndola hasta una apertura del 40%, se tiene que el transmisor llega hasta un valor de 40.98%, equivalente a un pH de 5.7. En este rango de operación, se cumple el propósito de diseño de tener variaciones del 20% en el punto de operación de la planta.

Debido a la no linealidad de los parámetros se hacen pequeñas variaciones en la apertura de la válvula, tal como se muestra en la figura 2.1. También se hacen cambios tanto ascendentes como descendentes ya que se tienen comportamientos distintos en estas dos condiciones de operación, particularmente en la constante de tiempo del sistema y en el retardo.

La respuesta del transmisor ante la señal de la figura 2.1 se observa en la figura 2.2. Es clara la no linealidad de la respuesta, particularmente en los cambios ascendentes, donde ante una misma variación en la señal de entrada, la respuesta no es proporcional ante esos cambios. También se observa que, ante cambios por debajo del punto de operación inicial,

la variación de los parámetros de la respuesta no es tan evidente, aunque después de analizar los mismos se observa que existen variaciones tanto en la ganancia, constante de tiempo y retardo.

Debido a la forma de la respuesta, se pueden aproximar la planta a diversos modelos de primer orden más retardo o FOPDT. Para la identificación de los modelos de orden reducido se usará el método propuesto por Smith y Corripio [16], basado en la curva de reacción. Se ejemplificará el proceso de identificación, con la respuesta que se da en el sistema al realizar el cambio de 52% a un 53% en la apertura de la válvula. La respuesta ante este cambio se aprecia a detalle en la figura 2.4.

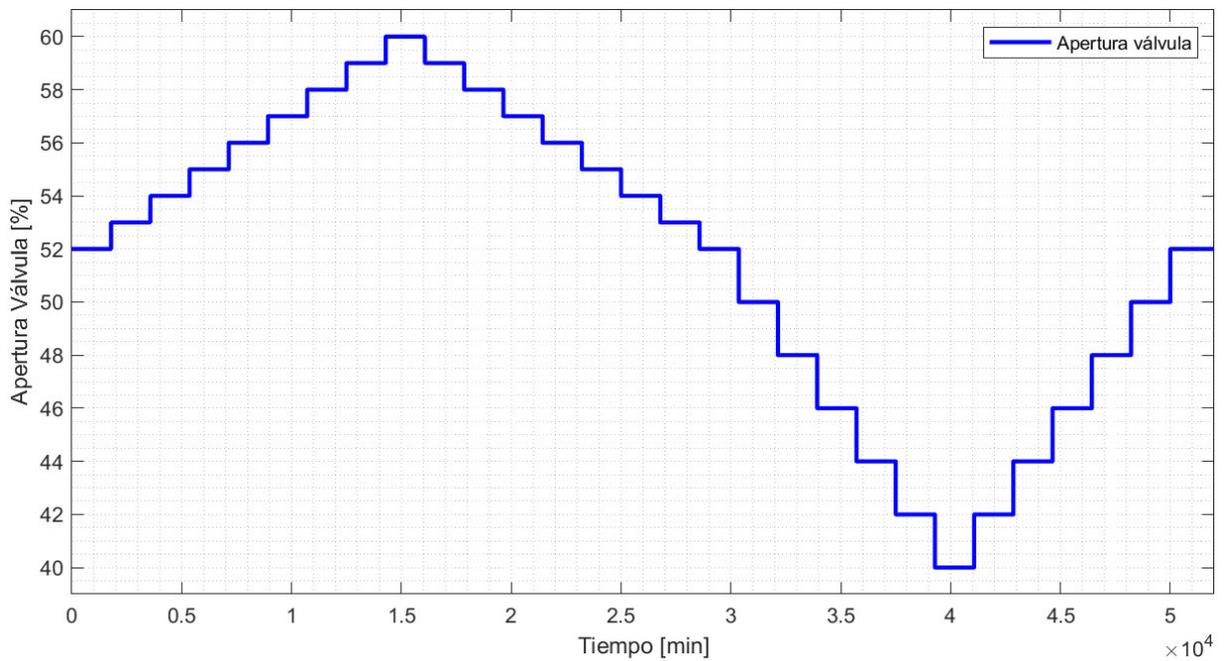


Figura 2.1. Variación del porcentaje de apertura de la válvula.

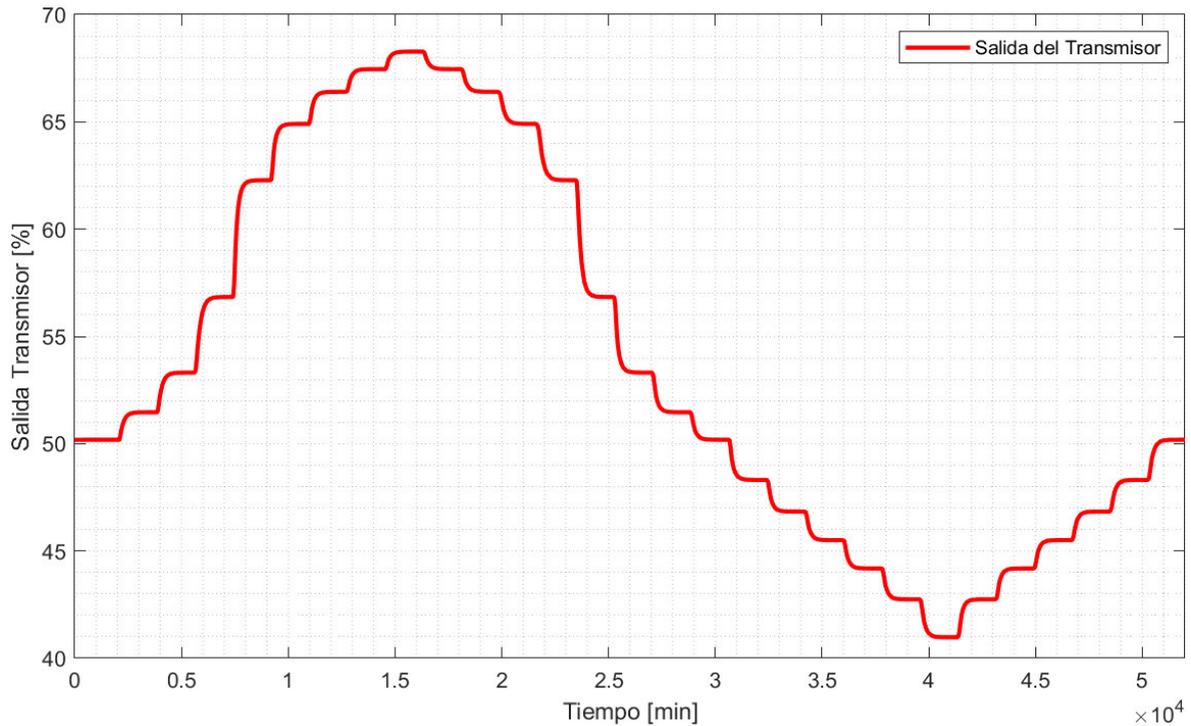


Figura 2.2. Salida del transmisor.

En la figura 2.3 se observa el cambio inicial en la válvula de control. En la figura 2.4 se observa que $Y_0 = 50.18$ [%] y $Y_f = 51.46$ [%], por lo tanto $Y_{28.3\%} = 50.54$ [%] y $Y_{63.2\%} = 50.99$ [%], dichos valores se obtienen en los instantes $t_{28.3\%} = 2177$ [min] y $t_{63.2\%} = 2283$ [min]. También el cambio de señal en la válvula se da en el instante $t = 1786$ [min]. Con estos datos se procede a calcular los parámetros del modelo.

$$K = \frac{\Delta Y}{\Delta U} = 1.28 \left[\frac{\%TO}{\%CO} \right]$$

$$\tau = 1.5 \cdot (t_{63.2\%} - t_{28.3\%}) = 176.51 \text{ [min]}$$

$$\theta = t_{28.3\%} - \tau = 320.90 \text{ [min]}$$

Entonces se obtiene la siguiente función de transferencia para ese punto de operación:

$$G = \frac{1.28}{176.51s + 1} e^{-320.9s} \quad (2.1)$$

Se sigue un procedimiento similar para encontrar todos los valores de los diversos modelos de primer orden que se pueden obtener de la señal observada en la figura 2.2. Dichos valores se encuentran tabulados en la tabla 2.1.

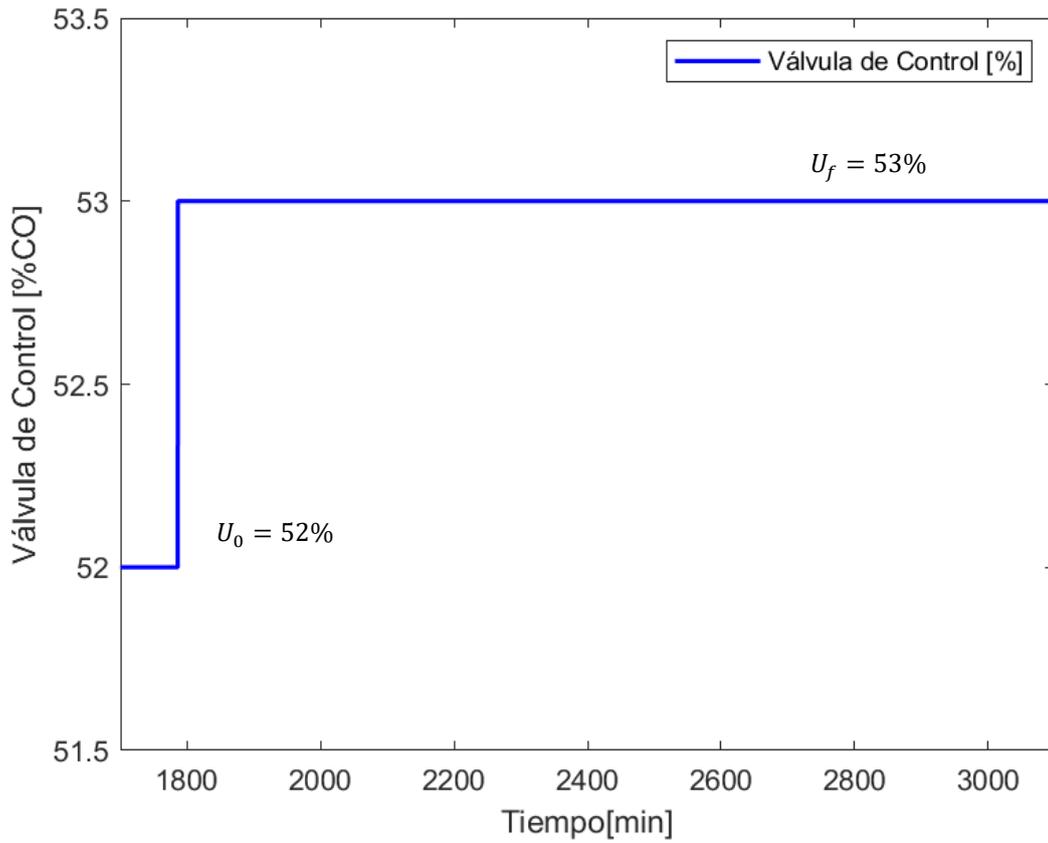


Figura 2.3. Cambio de apertura de la válvula de 52% a 53%

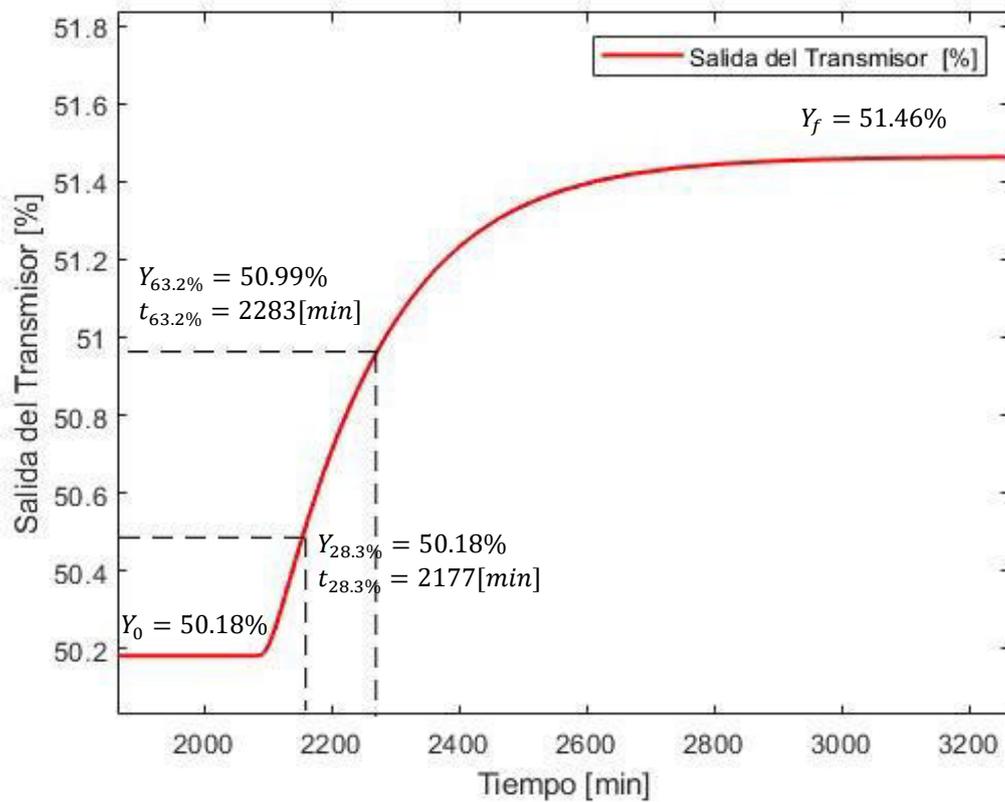


Figura 2.4. Respuesta ante un cambio en la apertura de la válvula de 52% a 53%

Tabla 2.1 Valores de los modelos FOPDT

U_o	U_f	Y_o	Y_f	K	τ	θ
40	42	40.98	42.74	0.88	142.28	349.26
42	44	42.74	44.18	0.72	146.34	345.98
44	46	44.18	45.50	0.66	152.26	338.25
46	48	45.50	46.83	0.66	151.19	337.81
48	50	46.83	48.31	0.74	154.47	333.67
50	52	48.31	50.18	0.93	162.65	335.10
52	53	50.18	51.46	1.28	176.51	320.97
53	54	51.46	53.31	1.85	180.60	320.90
54	55	53.31	56.83	3.52	192.20	330.58
55	56	56.83	62.28	5.45	136.43	319.36
56	57	62.28	64.90	2.62	130.54	310.93
57	58	64.90	66.40	1.50	165.30	298.27
58	59	66.40	67.45	1.05	152.36	306.92
59	60	67.45	68.27	0.82	163.71	297.29
60	59	68.27	67.45	0.82	179.20	311.24
59	58	67.45	66.40	1.05	176.15	315.64
58	57	66.40	64.90	1.50	193.08	311.79
57	56	64.90	62.28	2.62	202.45	322.55
56	55	62.28	56.83	5.45	163.26	332.95
55	54	56.83	53.31	3.52	128.72	318.09
54	53	53.31	51.46	1.85	149.07	321.11
53	52	51.46	50.18	1.28	131.04	346.80
52	50	50.18	48.31	0.93	150.39	322.39
50	48	48.31	46.83	0.74	155.73	330.44
48	46	46.83	45.50	0.66	155.59	338.35
46	44	45.50	44.18	0.66	159.42	345.02
44	42	44.18	42.74	0.72	162.60	351.40
42	40	42.74	40.98	0.88	158.54	363.83

En la figura 2.5 se observa cómo cambian los parámetros de la ganancia, constante de tiempo y retardo en función del porcentaje de apertura de la válvula. En estos gráficos se observa cómo se tiene un comportamiento diferente, dependiendo de si se incrementa o se disminuye el porcentaje de apertura de la válvula de control.

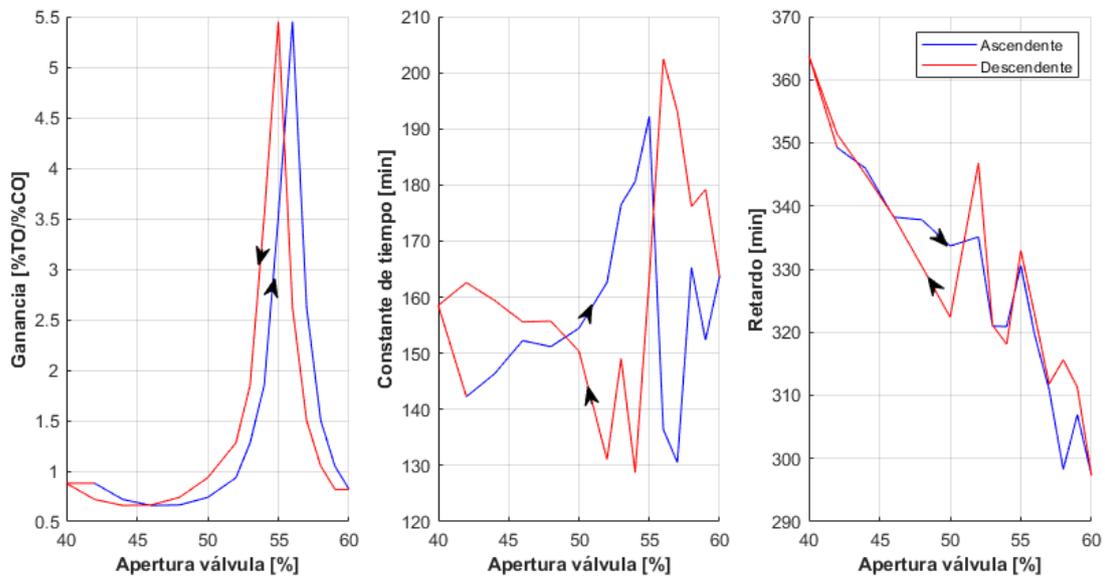


Figura 2.5. Variación de los parámetros del modelo FOPDT en función del porcentaje de apertura de la válvula.

2.2. MULTIMODELO DIFUSO DE TAKAGI-SUGENO DEL REACTOR DE NEUTRALIZACIÓN DE PH.

Cómo se observó en el apartado anterior, una sola identificación de un modelo FOPDT, no contempla la gran variación de los parámetros que se producen en el reactor de neutralización de pH.

Usando el método de inferencia difusa de Takagi-Sugeno se pueden interpolar varios modelos de orden reducido con el objetivo de obtener una respuesta lo más cercana a su valor real, cuya interpretación es más simple debido a que es el resultado de una combinación de diferentes modelos lineales más sencillos.

La función de transferencia de un modelo de primer orden más retardo, es la representación de una ecuación diferencial que representa el comportamiento de la planta alrededor de un punto de operación determinado, la obtención de dicha ecuación diferencial es la siguiente:

$$\frac{\Delta y}{\Delta u} = \frac{K}{\tau s + 1} e^{-\theta s}$$

$$\Delta y (\tau s + 1) = \Delta u \cdot K e^{-\theta s}$$

$$\Delta y \tau s + \Delta y = \Delta u K e^{-\theta s}$$

$$\Delta y s = \Delta u \frac{K}{\tau} e^{-\theta s} - \frac{1}{\tau} \Delta y \quad (2.2)$$

Finalmente, cambiando la ecuación 2.2 al dominio de tiempo se obtiene la ecuación diferencial que describe el comportamiento de la planta:

$$\dot{\Delta y}(t) = \frac{K}{\tau} \Delta u(t - \theta) - \frac{1}{\tau} \Delta y(t) \quad (2.3)$$

Al realizar una linealización del modelo, las variables Δy y Δu , son variables de desviación; las cuales se obtienen al realizar la diferencia de la variable en el instante t con su valor inicial, al reemplazar estas variables en la ecuación 2.3 se tiene:

$$\begin{aligned} \dot{y}(t) - \dot{y}_0 &= \frac{K}{\tau} [u(t - \theta) - u_0] - \frac{1}{\tau} [y(t) - y_0] \\ \dot{y}(t) - \dot{y}_0 &= \frac{K}{\tau} u(t - \theta) - \frac{1}{\tau} y(t) - \frac{K}{\tau} u_0 + \frac{1}{\tau} y_0 \end{aligned} \quad (2.4)$$

Si se considera que el sistema se encuentra inicialmente en un estado estable, entonces el valor de la derivada \dot{y}_0 es cero, entonces se tiene:

$$\dot{y}(t) = \frac{K}{\tau} u(t - \theta) - \frac{1}{\tau} y(t) - \frac{K}{\tau} u_0 + \frac{1}{\tau} y_0 \quad (2.5)$$

Para simplificar el modelo se usará la notación de la ecuación 2.6:

$$\dot{y}(t) = Ay(t) + Bu(t - \theta) + C \quad (2.6)$$

Donde:

$$A = -\frac{1}{\tau} \quad (2.7)$$

$$B = \frac{K}{\tau} \quad (2.8)$$

$$C = \frac{1}{\tau} y_0 - \frac{K}{\tau} u_0 \quad (2.9)$$

Es importante mencionar que el término C , depende únicamente de las condiciones iniciales desde dónde se obtuvo el modelo lineal, por lo tanto este valor es una constante numérica [7].

En la tabla 2.2 se encuentran los valores A, B, C , de los modelos identificados anteriormente tabulados en 2.1. Es importante mencionar que los valores de y_0 y u_0 son obtenidos con respecto al punto de operación de inicial de todo el sistema que es de un valor de 50.18% para y , y de 52% para u , es decir los valores de y_0 y u_0 se obtienen como la diferencia de dichos valores con 50.18 y 52 respectivamente.

Tabla 2.2. Valores de A, B, C para los diferentes modelos del reactor de neutralización de pH.

U_o	U_f	Y_o	Y_f	u_0	y_0	A	B	C
40	42	40.98	42.74	-12	-9.2	-0.0070	0.0062	0.0096
42	44	42.74	44.18	-10	-7.44	-0.0068	0.0049	-0.0016
44	46	44.18	45.50	-8	-6	-0.0066	0.0043	-0.0047
46	48	45.50	46.83	-6	-4.68	-0.0066	0.0044	-0.0046
48	50	46.83	48.31	-4	-3.35	-0.0065	0.0048	-0.0025
50	52	48.31	50.18	-2	-1.87	-0.0061	0.0057	0.0000
52	53	50.18	51.46	0	0	-0.0057	0.0073	0.0000
53	54	51.46	53.31	1	1.28	-0.0055	0.0102	-0.0032
54	55	53.31	56.83	2	3.13	-0.0052	0.0183	-0.0203
55	56	56.83	62.28	3	6.65	-0.0073	0.0399	-0.0711
56	57	62.28	64.90	4	12.1	-0.0077	0.0201	0.0124
57	58	64.90	66.40	5	14.72	-0.0060	0.0091	0.0437
58	59	66.40	67.45	6	16.22	-0.0066	0.0069	0.0651
59	60	67.45	68.27	7	17.27	-0.0061	0.0050	0.0704
60	59	68.27	67.45	8	18.09	-0.0056	0.0046	0.0643
59	58	67.45	66.40	7	17.27	-0.0057	0.0060	0.0563
58	57	66.40	64.90	6	16.22	-0.0052	0.0078	0.0374
57	56	64.90	62.28	5	14.72	-0.0049	0.0129	0.0080
56	55	62.28	56.83	4	12.1	-0.0061	0.0334	-0.0594
55	54	56.83	53.31	3	6.65	-0.0078	0.0273	-0.0304
54	53	53.31	51.46	2	3.13	-0.0067	0.0124	-0.0038
53	52	51.46	50.18	1	1.28	-0.0076	0.0098	0.0000
52	50	50.18	48.31	0	0	-0.0066	0.0062	0.0000
50	48	48.31	46.83	-2	-1.87	-0.0064	0.0048	-0.0025
48	46	46.83	45.50	-4	-3.35	-0.0064	0.0043	-0.0044
46	44	45.50	44.18	-6	-4.68	-0.0063	0.0041	-0.0045
44	42	44.18	42.74	-8	-6	-0.0062	0.0044	-0.0015
42	40	42.74	40.98	-10	-7.44	-0.0063	0.0056	0.0086

Debido a que la planta tiene parámetros no lineales, se puede representar la misma mediante un modelo de inferencia difusa de Takagi-Sugeno, que se basa en la siguiente estructura [7], [26], [37]:

$$R_i: \quad \text{Si } u(t) \text{ es } L_1, \text{ y } du(t) \text{ es } L_2 \text{ entonces} \quad (2.10)$$

$$\dot{y}_i(t) = A_i y(t) + B_i u(t - \theta_i) + C_i$$

La salida exacta del sistema está representada por la ecuación 2.11, siendo $\kappa(y, dy)$, la fortaleza de disparo de cada una de las reglas difusas.

$$\dot{y}(t) = \sum_{j=1}^n [A_j y(t) + B_j u(t - \theta_j) + C_j] \kappa_j(u, du) \quad (2.11)$$

Para el modelo las variables de premisa escogidas fueron dos: el porcentaje de apertura de la válvula $u(t)$ y $du(t)$, la cual es una variable que indica si $u(t)$ se encuentra en ascenso o en descenso, lo cual es útil en la planta a tratar debido al comportamiento de la misma cuyos parámetros varían incluso si se encuentra ascendiendo o descendiendo.

Las funciones de membresía de $u(t)$, se observan en la figura 2.6. Para este caso se usaron funciones de tipo triangular, ya que el uso de las mismas es el más recomendado por varios autores, y se han empleado en varios sistemas de diversos tipos [6], [26], [29]. Estas funciones se han escogido en base a los datos obtenidos en la tabla 2.1, y se obtienen con respecto al valor u_0 , es decir es la diferencia de $u(t)$ con el valor de 52%. El universo de discurso de esta variable se encuentra entre los valores $[-12,8]$, y la separación en zonas difusas se hizo de acuerdo con que cada zona corresponda con valor de $u(t)$ donde se realizó la identificación de los parámetros de modelado.

Debido a la gran cantidad de funciones de membresía, las mismas son simplemente nombradas desde M1 hasta M15.

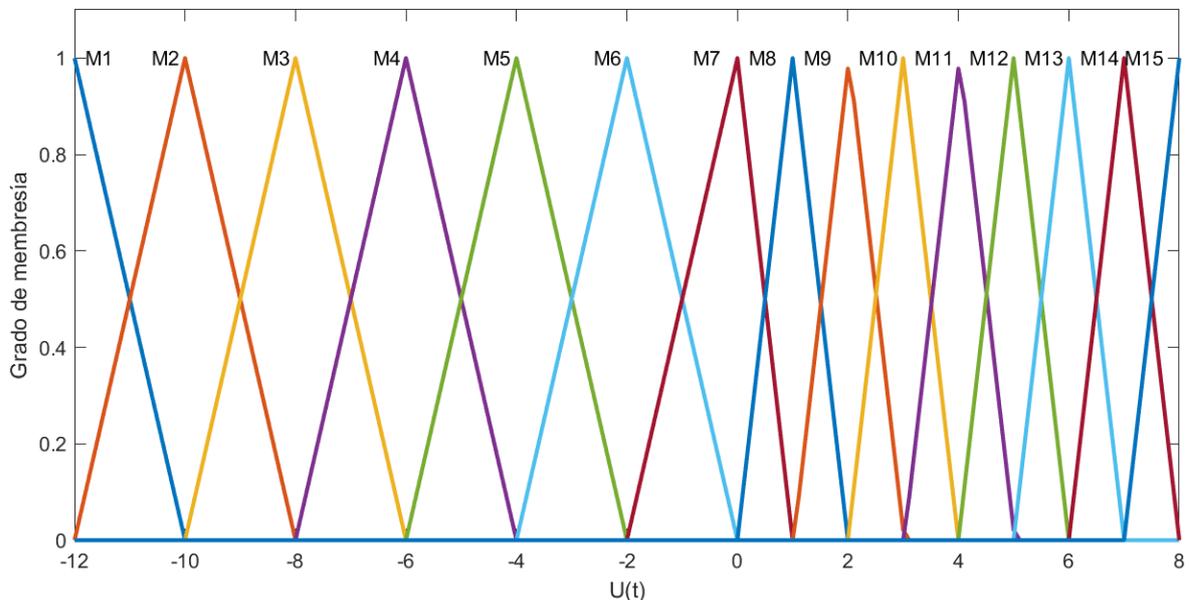


Figura 2.6. Funciones de membresía para la variable $u(t)$.

La variable $du(t)$ solo tiene dos funciones de membresía, debido a que esta variable indica únicamente si se está en ascenso o descenso del porcentaje de apertura de la válvula, se encuentra en un universo de discurso en el rango de $[-1,1]$, siendo -1 el indicador de que esta en descenso y 1 el indicador de ascenso; los valores intermedios indican que la

variable se encuentra estacionaria o con variaciones imperceptibles. Los nombres de las funciones de membresía son “D” (desciende) y “A” (asciende). En la figura 2.7 se encuentran las funciones de membresía de esta variable.

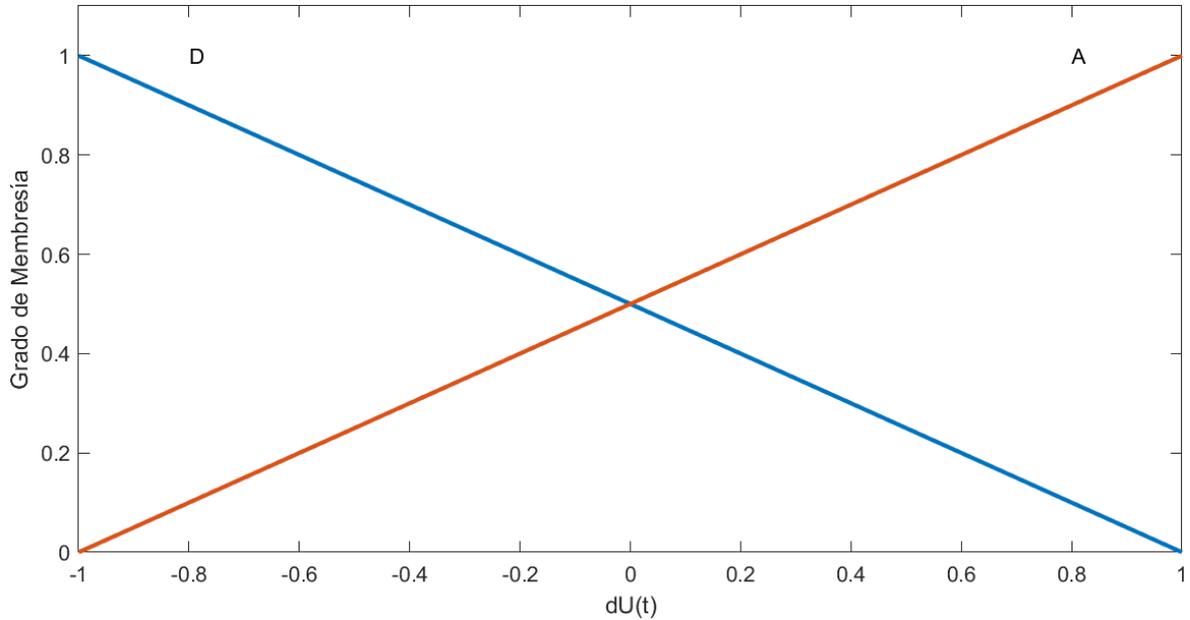


Figura 2.7. Funciones de membresía para la variable $du(t)$

Debido a que se usa un modelo de inferencia difusa TS, las variables de salida no pertenecen a un conjunto difuso y por lo tanto no tienen funciones de membresía, sino que son expresadas como una función matemática. Para el presente caso, la salida del sistema difuso es la ecuación 2.6; con los valores de A , B y C , mostrados en la tabla 2.2. En la tabla 2.3, se muestran los nombres con los que se identificará a cada modelo para facilitar la generación de las reglas de inferencia para el sistema difuso.

Tabla 2.3. Nombres para los modelos que se usarán en el sistema de inferencia difusa

Nombre del modelo	A	B	C	θ
Modelo0	0.0062	-0.0070	0.0096	349.26
Modelo1	0.0062	-0.0070	0.0096	349.26
Modelo2	0.0049	-0.0068	-0.0016	345.98
Modelo3	0.0043	-0.0066	-0.0047	338.25
Modelo4	0.0044	-0.0066	-0.0046	337.81
Modelo5	0.0048	-0.0065	-0.0025	333.67
Modelo6	0.0057	-0.0061	0.0000	335.10
Modelo7	0.0073	-0.0057	0.0000	320.97
Modelo8	0.0102	-0.0055	-0.0032	320.90
Modelo9	0.0183	-0.0052	-0.0203	330.58
Modelo10	0.0399	-0.0073	-0.0711	319.36

Modelo11	0.0201	-0.0077	0.0124	310.93
Modelo12	0.0091	-0.0060	0.0437	298.27
Modelo13	0.0069	-0.0066	0.0651	306.92
Modelo14	0.0050	-0.0061	0.0704	297.29
Modelo15	0.0046	-0.0056	0.0643	311.24
Modelo16	0.0060	-0.0057	0.0563	315.64
Modelo17	0.0078	-0.0052	0.0374	311.79
Modelo18	0.0129	-0.0049	0.0080	322.55
Modelo19	0.0334	-0.0061	-0.0594	332.95
Modelo20	0.0273	-0.0078	-0.0304	318.09
Modelo21	0.0124	-0.0067	-0.0038	321.11
Modelo22	0.0098	-0.0076	0.0000	346.80
Modelo23	0.0062	-0.0066	0.0000	322.39
Modelo24	0.0048	-0.0064	-0.0025	330.44
Modelo25	0.0043	-0.0064	-0.0044	338.35
Modelo26	0.0041	-0.0063	-0.0045	345.02
Modelo27	0.0044	-0.0062	-0.0015	351.40
Modelo28	0.0056	0.0063	0.0086	363.83
Modelo29	0.0056	0.0063	0.0086	363.83

Las reglas de inferencia difusa usadas se visualizan en la tabla 2.4, estas reglas se determinaron de acuerdo con la relación entre la apertura de la válvula y el comportamiento que tiene el sistema con respecto a la misma.

Tabla 2.4. Reglas de inferencia difusa

N		U(t)		Du(t)		Modelo
1	SI	M1	Y	A	ENTONCES	Modelo0
2	SI	M2	Y	A	ENTONCES	Modelo1
3	SI	M3	Y	A	ENTONCES	Modelo2
4	SI	M4	Y	A	ENTONCES	Modelo3
5	SI	M5	Y	A	ENTONCES	Modelo4
6	SI	M6	Y	A	ENTONCES	Modelo5
7	SI	M7	Y	A	ENTONCES	Modelo6
8	SI	M8	Y	A	ENTONCES	Modelo7
9	SI	M9	Y	A	ENTONCES	Modelo8
10	SI	M10	Y	A	ENTONCES	Modelo9
11	SI	M11	Y	A	ENTONCES	Modelo10
12	SI	M12	Y	A	ENTONCES	Modelo11
13	SI	M13	Y	A	ENTONCES	Modelo12
14	SI	M14	Y	A	ENTONCES	Modelo13
15	SI	M15	Y	A	ENTONCES	Modelo14
16	SI	M15	Y	D	ENTONCES	Modelo15
17	SI	M14	Y	D	ENTONCES	Modelo16

18	SI	M13	Y	D	ENTONCES	Modelo17
19	SI	M12	Y	D	ENTONCES	Modelo18
20	SI	M11	Y	D	ENTONCES	Modelo19
21	SI	M10	Y	D	ENTONCES	Modelo20
22	SI	M9	Y	D	ENTONCES	Modelo21
23	SI	M8	Y	D	ENTONCES	Modelo22
24	SI	M7	Y	D	ENTONCES	Modelo23
25	SI	M6	Y	D	ENTONCES	Modelo24
26	SI	M5	Y	D	ENTONCES	Modelo25
27	SI	M4	Y	D	ENTONCES	Modelo26
28	SI	M3	Y	D	ENTONCES	Modelo27
29	SI	M2	Y	D	ENTONCES	Modelo28
30	SI	M1	Y	D	ENTONCES	Modelo29

2.3. DISEÑO ESQUEMA DE CONTROL

El diagrama de bloques del esquema de control propuesto se observa en la figura 2.8. El esquema está compuesto por un predictor de Smith, el cual estará conformado por el modelo difuso TS, diseñado previamente. Debido a que el retardo es variable, este se irá adaptando en base al modelo difuso.

Usando la información del modelo, se obtendrán diversas leyes de control en base al diseño de modos deslizantes. Con estas leyes de control, se generará un esquema de ganancias programadas difuso de Takagi-Sugeno, el cuál irá adaptando el controlador a medida que el punto de operación siga cambiando.

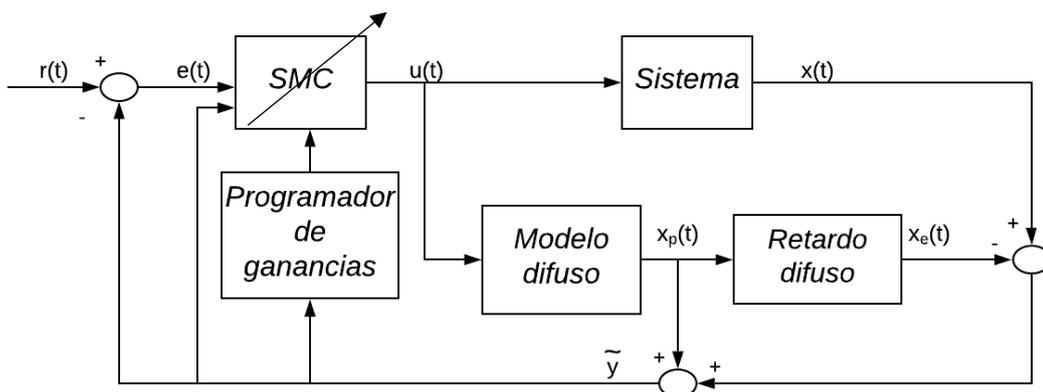


Figura 2.8. Esquema de control propuesto, usando un modelo difuso de Takagi-Sugeno.

2.3.1. PREDICTOR DE SMITH

El retardo de la planta, al ser dominante y variable, puede generar problemas al momento de implementar controladores, por esta razón surge la necesidad de implementar un esquema predictivo, para superar los conflictos que ocasionan los grandes retardos. El predictor de Smith es un esquema simple, que elimina efectivamente el retardo en el lazo de control.

Para aplicar el esquema del Predictor de Smith, es necesario contar con un modelo interno de la planta. Debido a que el proceso de neutralización de pH es altamente no lineal, un modelado realizado únicamente en un solo punto de operación puede ocasionar que el comportamiento del esquema se deteriore. Con este antecedente, se plantea usar el modelo difuso diseñado previamente, como el modelo interno necesario para implementar el esquema de predictor Smith.

Para aplicar este esquema es necesaria la respuesta modelada de la planta, pero sin tomar en cuenta el retardo. Usando el esquema de un modelo de primer orden la representación del sistema es de acuerdo con la ecuación 2.12:

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (2.12)$$

De la función de transferencia $G(s)$ de 2.12, se puede obtener una ecuación diferencial similar a la ecuación 2.5, la misma se observa en la ecuación 2.13, y su notación simplificada en la ecuación 2.14.

$$\dot{y}(t) = \frac{K}{\tau} u(t) - \frac{1}{\tau} y(t) - \frac{K}{\tau} u_0 + \frac{1}{\tau} y_0 \quad (2.13)$$

$$\dot{y}(t) = Au(t) + By(t) + C \quad (2.14)$$

Siendo los valores de A, B y C, los mismos que en las ecuaciones 2.7, 2.8 y 2.9.

La respuesta del sistema sin retardo puede ser expresada de manera similar a la ecuación 2.10, usando un conjunto de reglas de inferencia; como se indica en la ecuación 2.15

$$R_i: \quad \text{SI } u(t) \text{ es } L_1 \text{ y } du(t) \text{ es } L_2 \text{ entonces} \quad (2.15)$$
$$\dot{y}_i(t) = A_i y(t) + B_i u(t) + C_i$$

La salida exacta de la respuesta sin retardo sigue la ecuación 2.16.

$$\dot{y}(t) = \sum_{i=1}^n [A_i y(t) + B_i u(t) + C_i] \kappa_i(u, du) \quad (2.16)$$

Las variables de premisa usadas son la entrada a la planta $u(t)$ y la variación de la misma $du(t)$. Las funciones de membresía son las mismas que se observan en la figura 2.6 y 2.7. Las funciones de salida del sistema son las mismas que se presentan en la tabla 2.3, pero sin tomar en cuenta el retardo presentado. El conjunto de reglas de inferencia es el mismo que en la tabla 2.4.

El retardo, al ser variable, puede ser obtenido también con el modelo difuso. Este sería representado de la forma:

$$R_i: \quad \text{SI } X^1 \text{ es } L_1^i, \text{ y } X^2 \text{ es } L_2^i \text{ y } \dots X^n \text{ es } L_n^i \text{ entonces} \quad (2.17)$$

$$\theta_i = \theta_0$$

Luego el retardo para los diferentes valores de $u(t)$ se expresa mediante la ecuación 2.18

$$\theta = \sum_{i=1}^n \theta_i \kappa_i(u, du) \quad (2.18)$$

Las variables de premisa y sus funciones de membresía son las mismas que para la respuesta sin retardo. En este caso la función matemática de salida, es únicamente una constante, y sus valores respectivos son los expuestos en la tabla 2.4.

2.3.2. CONTROLADOR POR MODOS DESLIZANTES ADAPTATIVO

2.3.2.1. LEY DE CONTROL

El control por modos deslizantes presenta la ventaja de ser insensible ante variación en los parámetros de modelado, además de tener un buen rechazo ante perturbaciones, lo cual lo hace ideal para procesos altamente no lineales.

Se sigue un proceso similar al presentado en [4], [12], [13]. Al tener un predictor de Smith, y asumiendo que la señal del mismo es prácticamente la misma que la señal de la planta real, se tiene que la señal de realimentación está representada por la siguiente función de transferencia sin retardos:

$$G = \frac{\tilde{Y}}{U} = \frac{K}{\tau_S + 1} \quad (2.19)$$

Transformando la función de transferencia al dominio del tiempo se tiene la ecuación diferencial:

$$\dot{\tilde{y}}(t) = \frac{K}{\tau}u(t) - \frac{1}{\tau}x_r(t) \quad (2.20)$$

Es necesario determinar una superficie de deslizamiento, la cual depende del orden del sistema, usualmente los sistemas de primer orden con retardo pueden ser expresados como sistemas de segundo de orden al aproximar el retardo mediante su aproximación de Taylor. En el esquema propuesto, al tener un esquema de predictor de Smith, y como se observa en las ecuaciones 2.13 y 2.14, el sistema es de primer orden, por lo que la superficie de deslizamiento $S(t)$ es la siguiente:

$$S(t) = e(t) + \lambda \int e(t)dt \quad (2.21)$$

$$e(t) = r(t) - \tilde{y}(t) \quad (2.22)$$

Donde:

- $e(t)$: Señal de error de la planta.
- $r(t)$: Señal de referencia.

Una vez definida la superficie de deslizamiento es necesario encontrar la ley de control equivalente que cumpla la condición de la ecuación 1.36, entonces se procede a encontrar la derivada de la superficie de deslizamiento $S(t)$:

$$\dot{S}(t) = \dot{e}(t) + \lambda e(t) \quad (2.23)$$

Derivando la señal de error se tiene:

$$\dot{e}(t) = \dot{r}(t) - \dot{\tilde{y}}(t) \quad (2.24)$$

Reemplazando la ecuación 2.24 en 2.23 se obtiene:

$$\dot{S}(t) = \dot{r}(t) - \dot{\tilde{y}}(t) + \lambda e(t) \quad (2.25)$$

Con la información obtenida del modelo de primer orden de la planta en la ecuación 2.20 y reemplazándola en 2.25:

$$\dot{S}(t) = \dot{r}(t) - \left[\frac{K}{\tau}u(t) - \frac{1}{\tau}\tilde{y}(t) \right] + \lambda e(t) \quad (2.26)$$

Se debe satisfacer la condición $\dot{S}(t) = 0$; y se resuelve para obtener la ley de control equivalente $u_{eq}(t)$:

$$\begin{aligned}\dot{r}(t) - \left[\frac{K}{\tau} u_{eq}(t) - \frac{1}{\tau} \tilde{y}(t) \right] + \lambda e(t) &= 0 \\ \dot{r}(t) - \frac{K}{\tau} u_{eq}(t) + \frac{1}{\tau} \tilde{y}(t) + \lambda e(t) &= 0 \\ \frac{K}{\tau} u_{eq}(t) &= \dot{r}(t) + \frac{1}{\tau} \tilde{y}(t) + \lambda e(t) \\ u_{eq}(t) &= \frac{\tau}{K} \dot{r}(t) + \frac{1}{K} \tilde{y}(t) + \frac{\lambda \tau}{K} e(t)\end{aligned}\quad (2.27)$$

Debido a que la señal de referencia para el proceso es de tipo escalón, su derivada $\dot{r}(t)$ es nula, lo cual simplifica la ley de control de la ecuación 2.27, y se obtiene la ley de control equivalente final:

$$u_{eq}(t) = \frac{1}{K} \tilde{y}(t) + \frac{\lambda \tau}{K} e(t) \quad (2.28)$$

La otra parte de diseño del control por modos deslizantes es encontrar la ley de control discontinua, por lo general esta ley de control usa la función $sign(S(t))$, pero se ha mostrado que dicha función genera problemas de chattering en los elementos finales de control, para superar este problema se usará la función sigmoide y la ley de control discontinua resultante es de la forma:

$$u_{disc}(t) = K_d \frac{S(t)}{|S(t)| + \delta} \quad (2.29)$$

Uniendo ambas partes de la ley de control, se obtiene:

$$u(t) = \frac{1}{K} \tilde{y}(t) + \frac{\lambda \tau}{K} e(t) + K_d \frac{S(t)}{|S(t)| + \delta} \quad (2.30)$$

2.3.2.2 ESQUEMA ADAPTATIVO MEDIANTE GANANCIAS PROGRAMADAS

A pesar de que uno de los beneficios del control por modos deslizantes es su robustez incluso ante incertidumbre en los parámetros de modelado; en sistemas altamente no lineales donde existe una gran variación en los parámetros de modelado, el SMC puede presentar un peor desempeño, aumentando tanto el tiempo de establecimiento e incluso el sobre-pico en la respuesta. Por esta razón se han sintetizado controladores basados en modelos difusos de Takagi-Sugeno, y han sido aplicados a accionamientos robóticos y

demás sistemas [20], [26]. Otros estudios han determinado la validez de aplicar un esquema de ganancias programadas usando un sistema de inferencia difuso de Takagi-Sugeno, para esquemas de control por realimentación de estados [23], [25]; y para controladores tipo PID [24], [28].

Siguiendo el procedimiento establecido en [23], la ley de control puede ser expresado de acuerdo a una estructura de premisas y consecuentes similares a las ecuaciones 2.10

$$\begin{aligned}
 R_i: \quad & \text{Si } \tilde{y} \text{ es } L_1 \text{ entonces} \\
 & S_i(t) = e(t) + \lambda_i \int e(t) dt \\
 u_i(t) = & \frac{1}{K_i} \tilde{y}(t) + \frac{\lambda_i \tau_i}{K_i} e(t) + K_{di} \frac{S_i(t)}{|S_i(t)| + \delta}
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

Aplicando el método para obtener la salida exacta del sistema se tiene que la superficie estará expresada por la ecuación 2.29, y la ley de control será expresada por la ecuación 2.30.

$$S(t) = \sum_{i=1}^n \left[e(t) + \lambda_i \int e(t) dt \right] \kappa_i(\tilde{y}) \tag{2.32}$$

$$u(t) = \sum_{i=1}^n \left[\frac{1}{K_i} \tilde{y}(t) + \frac{\lambda_i \tau_i}{K_i} e(t) + K_{di} \frac{S_i(t)}{|S_i(t)| + \delta} \right] \kappa_i(\tilde{y}) \tag{2.33}$$

Los puntos de operación del sistema se encuentran en el rango de 40% a 68% de señal de salida de transmisor; esta señal es la que se obtiene del Predictor de Smith, es decir la señal $\tilde{y}(t)$. Las funciones de membresía en las que se encuentra dividido el universo de discurso se encuentran en la figura 2.9. Para identificarlas se nombran de M1 a M15.

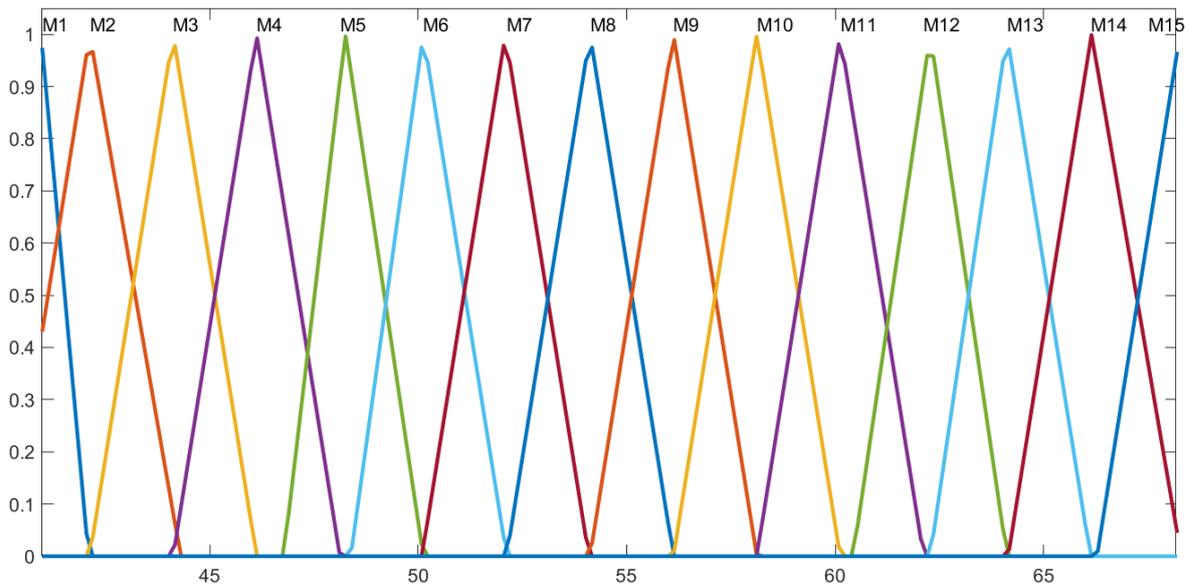


Figura 2.9. Funciones de membresía de la señal \tilde{y}

Para encontrar los parámetros más adecuados de K y τ , es necesario obtener los modelos de primer orden que corresponden a las regiones difusas mostradas en la figura 2.9; A través de simulación, se obtuvo el valor de entrada $u(t)$, con los que se obtienen dichos puntos de operación. En la tabla 2.5, se encuentran los valores de ganancia y constante de tiempo obtenidos usando el método basado en curva de reacción.

Tabla 2.5. Valores de ganancia y constante de tiempo para los puntos de operación de la figura 2.9

U_o	U_f	Y_o	Y_f	K	τ
40	42	40.98	42.74	0.880	123.00
42	44.7	42.74	44.65	0.707	139.50
44.7	47.6	44.65	46.6	0.680	118.50
47.6	50	46.6	48.3	0.808	157.50
47.6	50	48.31	50.18	0.935	159.00
50	52	48.31	50.18	1.412	159.00
52	53.5	50.18	52.28	2.301	176.15
53.5	54.35	52.28	54.24	4.802	180.55
54.35	54.84	54.24	56.09	7.515	182.92
54.84	55.2	56.09	57.98	8.404	178.86
55.2	55.6	57.98	60.43	8.201	158.54
55.6	56	60.43	62.28	7.502	145.75
56	56.8	62.28	64.51	5.801	138.21
56.8	57.9	64.51	66.28	3.401	146.46
57.9	60	66.28	68.27	0.948	145.86

En la figura 2.10 se observa la entrada $u(t)$, correspondiente a los valores de la tabla 2.5 y en la figura 2.11 se tiene la salida $y(t)$.

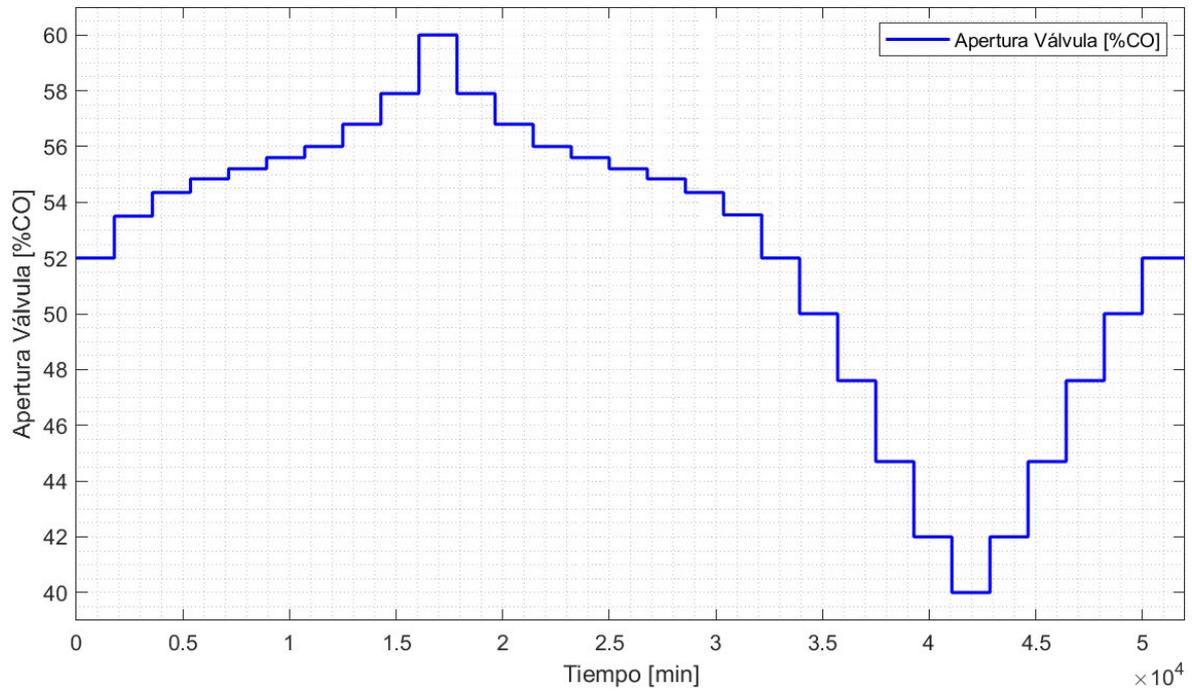


Figura 2.10. Señal de entrada a la planta.

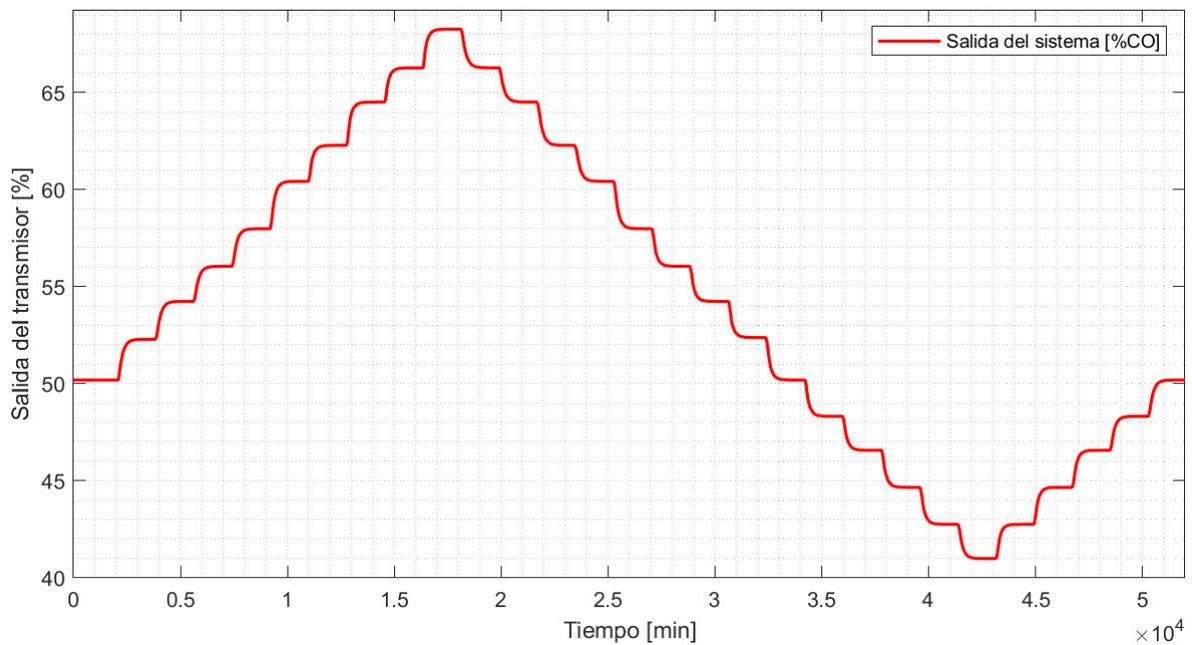


Figura 2.11. Respuesta del sistema.

También es necesario encontrar los parámetros óptimos de λ , y K_d . Una de las propuestas para el parámetro λ es tratar de simplificar la ley de control [4], entonces la ecuación para la sintonización del mismo es:

$$\lambda = \frac{K}{T} \quad (2.34)$$

La ecuación de control de 2.28 puede ser escrita de la siguiente forma para simplificar su notación:

$$u(t) = D\tilde{y}(t) + \lambda Ee(t) + K_d \frac{S(t)}{|S(t)| + \delta} \quad (2.35)$$

Donde:

$$D = \frac{1}{K} \quad (2.36)$$

$$E = \frac{\tau}{K} \quad (2.37)$$

El parámetro de sintonización K_d determina la velocidad de acción del controlador, a un mayor valor de este, la respuesta del sistema es más rápida, pero tiende a generar un mayor sobre-pico y mayores oscilaciones, pero un valor muy pequeño del mismo ocasionará respuestas muy lentas y en algunos casos ocasionará que el sistema no llegue al valor de referencia deseado.

En la tabla 2.6 se recopilan los valores óptimos encontrados para los diferentes puntos de operación:

Tabla 2.6. Valores de sintonización del controlador

Controlador	D	E	λ	K_d
Controlador1	1.136	108.24	0.00924	5.00
Controlador2	1.414	98.63	0.01014	4.50
Controlador3	1.471	80.58	0.01241	3.80
Controlador4	1.238	127.26	0.00786	2.80
Controlador5	1.070	148.67	0.00673	3.80
Controlador6	0.714	222.60	0.00449	4.70
Controlador7	0.435	405.13	0.00247	5.50
Controlador8	0.208	866.66	0.00115	5.80
Controlador9	0.133	1371.94	0.00073	3.80
Controlador10	0.119	1502.42	0.00067	3.50

Controlador11	0.122	1299.99	0.00077	3.20
Controlador12	0.133	1093.16	0.00091	2.80
Controlador13	0.172	801.62	0.00125	4.50
Controlador14	0.294	497.96	0.00201	3.50
Controlador15	1.055	138.28	0.00723	2.30

Las reglas de inferencia difusa se muestran en la tabla 2.7, donde se relacionan los controladores de la tabla 2.6 y las funciones de membresía mostradas en la figura 2.9

Tabla 2.7. Reglas de inferencia difusa para el programador de ganancias

N		$\tilde{y}(t)$		Controlador
1	SI	M1	ENTONCES	Controlador1
2	SI	M2	ENTONCES	Controlador2
3	SI	M3	ENTONCES	Controlador3
4	SI	M4	ENTONCES	Controlador4
5	SI	M5	ENTONCES	Controlador5
6	SI	M6	ENTONCES	Controlador6
7	SI	M7	ENTONCES	Controlador7
8	SI	M8	ENTONCES	Controlador8
9	SI	M9	ENTONCES	Controlador9
10	SI	M10	ENTONCES	Controlador10
11	SI	M11	ENTONCES	Controlador11
12	SI	M12	ENTONCES	Controlador12
13	SI	M13	ENTONCES	Controlador13
14	SI	M14	ENTONCES	Controlador14
15	SI	M15	ENTONCES	Controlador15

2.4. INTERFAZ GRÁFICA

La interfaz gráfica es desarrollada con el objetivo de visualizar los resultados logrados con el esquema de control y la planta no lineal. En la interfaz gráfica se podrán realizar pruebas de seguimiento, es decir que se podrán ingresar los cambios de referencia en el nivel de pH del reactor de neutralización, además de los tiempos en que se realizarán los cambios ingresados. También se podrán ingresar las perturbaciones en el flujo de corriente ácida, y el tiempo en el que se producirá dicha perturbación.

Se visualizará tanto la salida del sistema en pH, y el porcentaje de apertura de la válvula de control.

Se podrá contrastar el comportamiento del esquema de control propuesto en el apartado anterior con un esquema PID y con el controlador SMC propuesto por Camacho y Smith [4]. Se podrán visualizar los índices de rendimiento ISE y TVu de los controladores.

La interfaz cuenta únicamente con dos niveles, el primero es la portada de la interfaz, el siguiente nivel es el panel de control, donde se podrán realizar las acciones antes mencionadas y se visualizarán la salida del proceso y la señal del controlador.

En la figura 2.12 se muestra la portada de la interfaz gráfica, en la figura 2.13 se muestra el panel de control de la misma.



Figura 2.12. Portada de la interfaz gráfica.

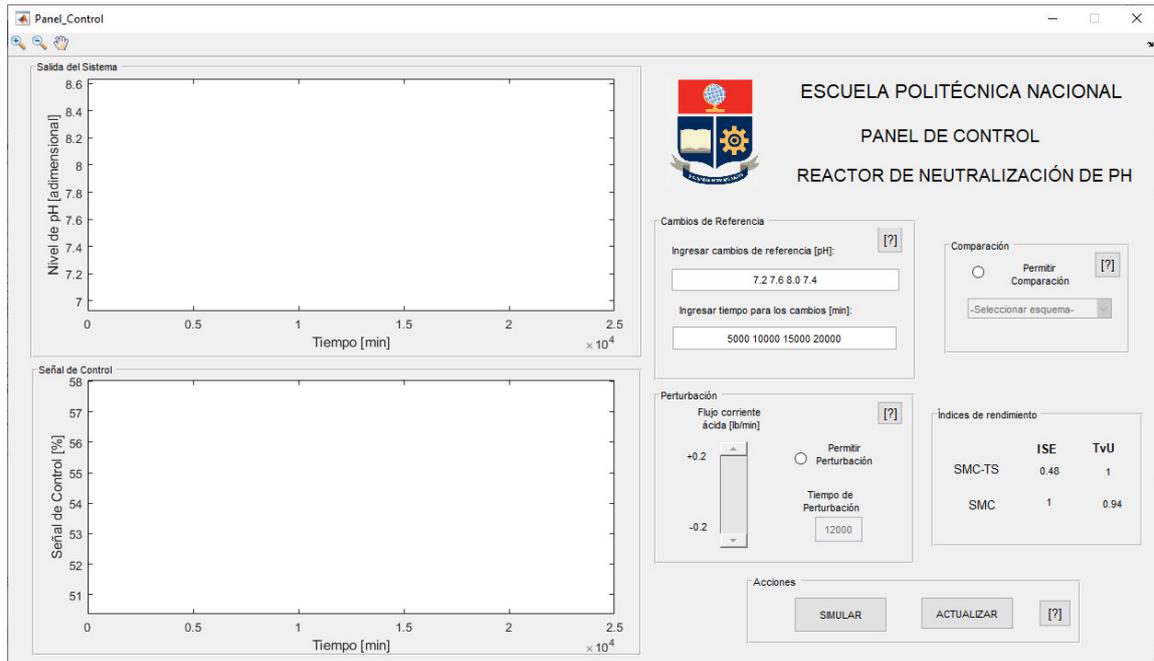


Figura 2.13. Panel de control de la interfaz gráfica.

2.4.1. DIAGRAMA DE FLUJO

En la figura 2.14 se muestra el diagrama de flujo para la primera ventana que es la portada del trabajo realizado.

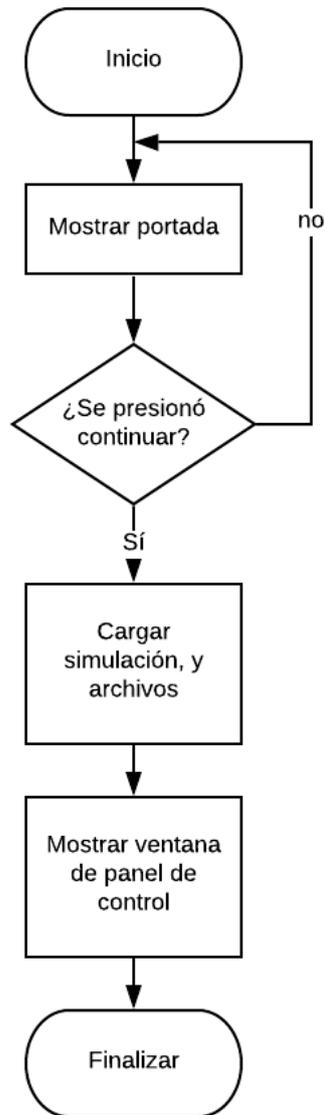


Figura 2.14. Diagrama de flujo de la ventana de portada de la interfaz.

En la figura 2.15 se muestra el diagrama de flujo de la ventana del panel de control de la interfaz gráfica realizada.

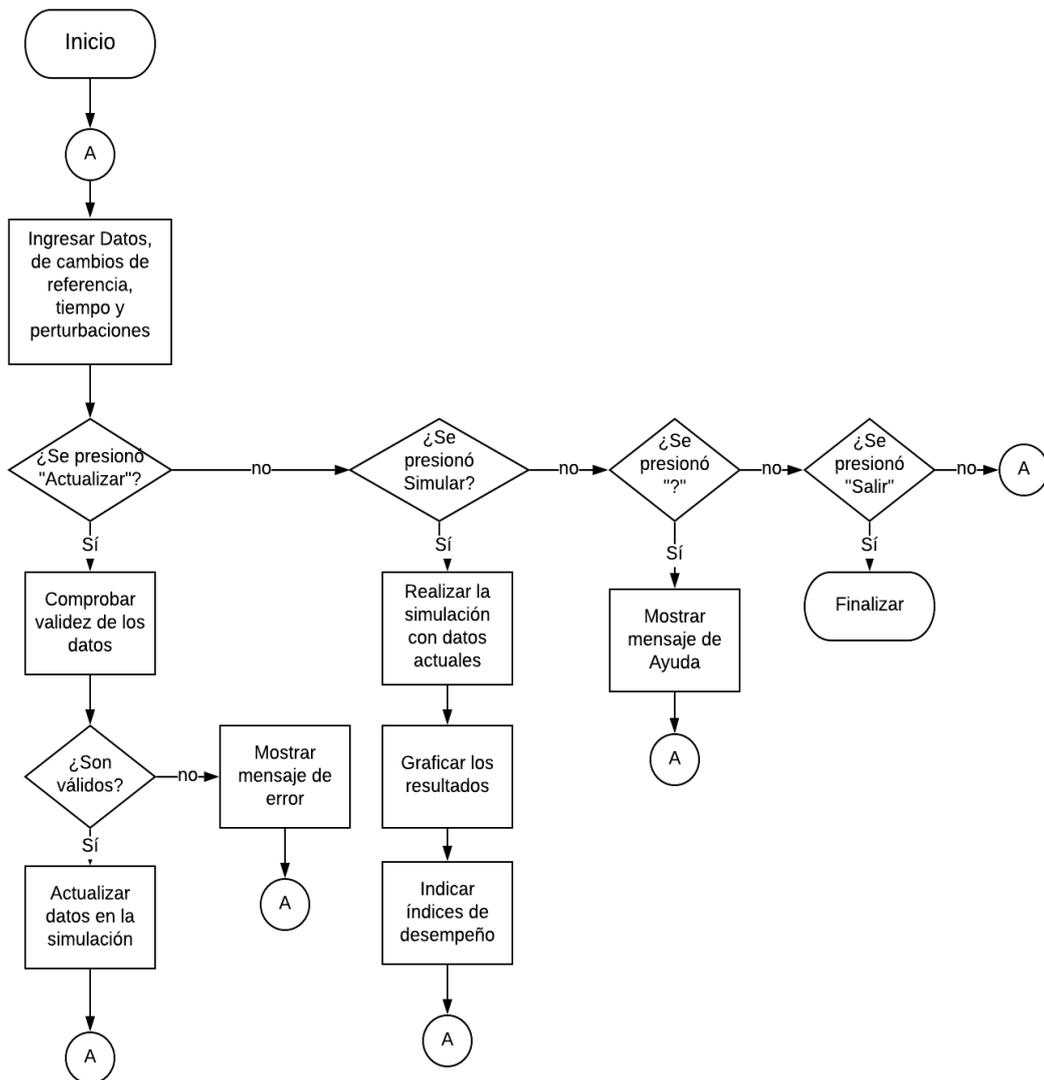


Figura 2.15. Diagrama de flujo ventana de panel de control.

3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En esta sección se presentan los resultados obtenidos de la simulación del reactor de neutralización de pH, junto con el esquema de control implementado. En primer lugar, se muestran los resultados del modelado difuso de la planta, luego se muestra el resultado obtenido con el esquema de control propuesto, ante cambios de referencia en el punto de trabajo de la planta, y también se realizan pruebas de regulación ante perturbaciones en el flujo de corriente ácida.

El esquema de control propuesto se contrasta con un esquema de control SMC basado en un modelo de primer orden con retardo, y con un controlador tipo PID. Los resultados obtenidos son comparados cuantitativamente mediante índices de rendimiento ISE, TVu, además de las medidas de máximo sobre-pico, y tiempo de establecimiento.

3.1 SIMULACIÓN DEL MODELADO DIFUSO

Para comprobar el funcionamiento de modelo difuso, se sometió tanto a la planta real como al modelo a la señal de entrada mostrada en la figura 3.1. Esta señal, empieza en condiciones iniciales de 52% de apertura de la válvula, y se va incrementando en un valor de 1%, hasta llegar a un valor máximo de 60%, luego se disminuye en valores de 1% hasta volver al valor inicial de 52%, se continúa disminuyendo en valores de 2% hasta llegar al mínimo de 40%, luego se incrementa nuevamente hasta llegar al valor de 50%.

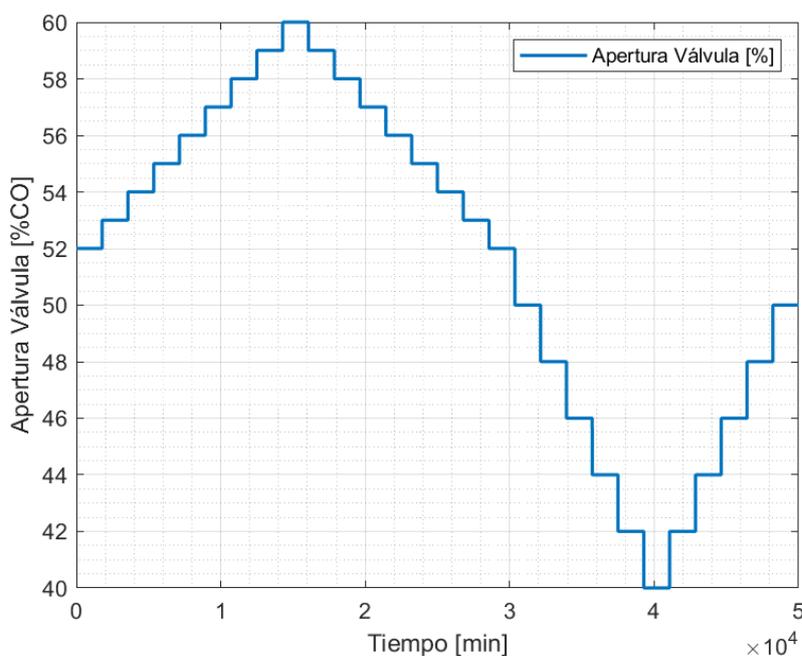


Figura 3.1. Señal de prueba para el modelo difuso.

En la figura 3.2 se observa la salida del transmisor de la planta de neutralización de pH, junto con el modelado difuso de la misma. En la figura se observa cómo prácticamente no existe diferencia entre la salida de la planta y el modelo obtenido mediante el sistema difuso de Takagi-Sugeno.

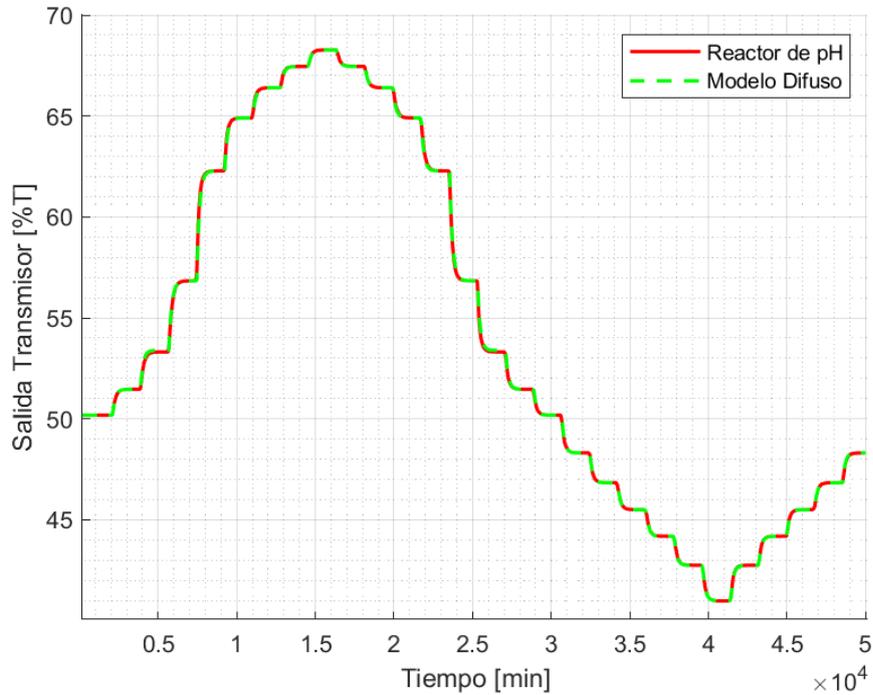


Figura 3.2. Respuesta del reactor de pH y del Modelo Difuso

Para comprobar la eficacia de este tipo modelado se comparará con el modelo de primer orden más retardo obtenido al variar la señal de entrada un 10%. En la figura 3.3 se observa la respuesta del sistema al cambiar la señal de apertura de la válvula de 52% a 57.2% en el instante $t = 400[min]$, como muestra la figura 3.4.

De la figura 3.3 se pueden extraer los datos necesarios para obtener el modelo de primer orden con retardo. Se observa que $Y_f = 65.26\% [TO]$, por lo tanto $Y_{28.3\%} = 54.44\%[TO]$ y $Y_{63.2\%} = 59.71\% [TO]$, dichos valores se obtienen en los instantes $t_{28.3\%} = 810 [min]$ y $t_{63.2\%} = 890 [min]$. Con estos datos se procede a calcular los parámetros del modelo

$$K = \frac{\Delta Y}{\Delta U} = 2.9 \left[\frac{\%TO}{\%CO} \right]$$

$$\tau = 1.5 \cdot (t_{63.2\%} - t_{28.3\%}) = 120 [min]$$

$$t_0 = t_{63.2\%} - \tau = 370 [min]$$

Dando como resultado la función de transferencia G_M presente en la ecuación 3.1.

$$G_M = \frac{2.9}{120s + 1} e^{-370s} \quad (3.1)$$

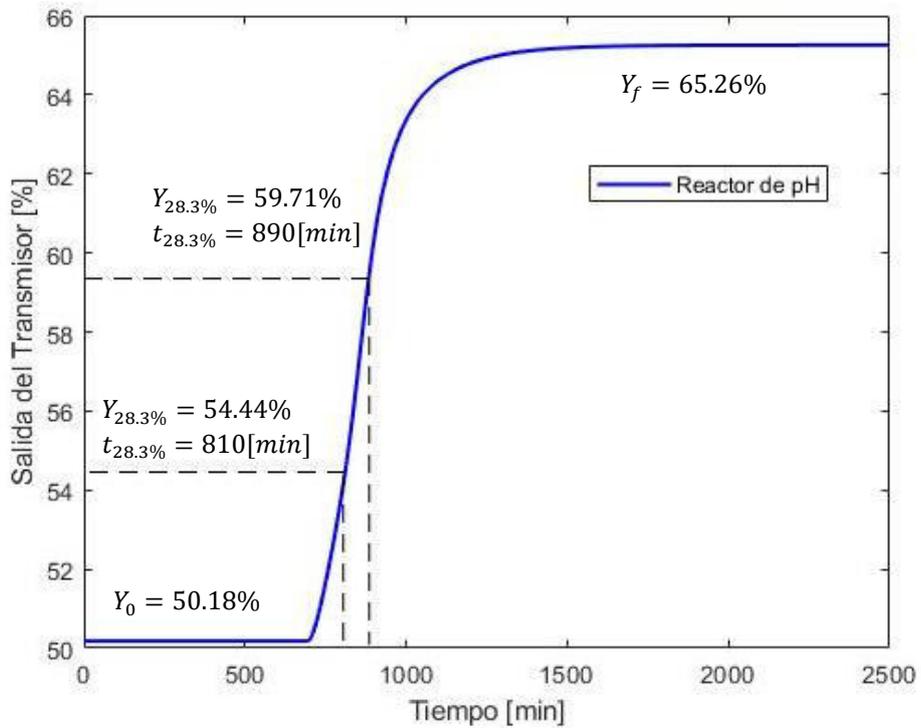


Figura 3.3. Respuesta del reactor de pH ante una variación del 10% en la señal del controlador

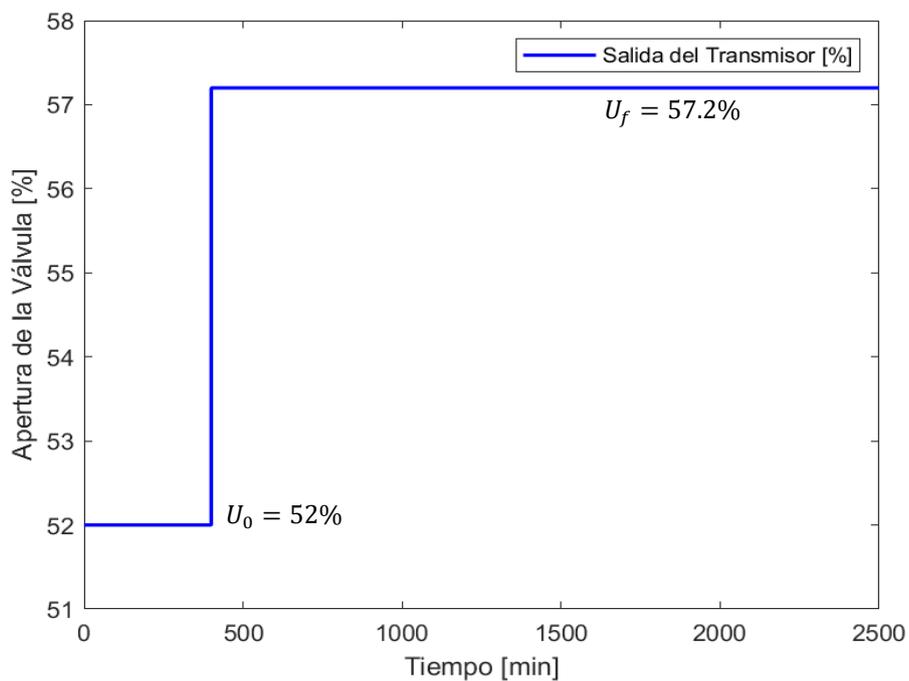


Figura 3.4. Variación de 10% de la señal de entrada a la planta

En la figura 3.5 se observa, la respuesta de la planta junto con la respuesta del modelo obtenido, ante la señal de entrada de la figura 3.4. Se comprueba que la función de transferencia obtenida es una representación adecuada del sistema.

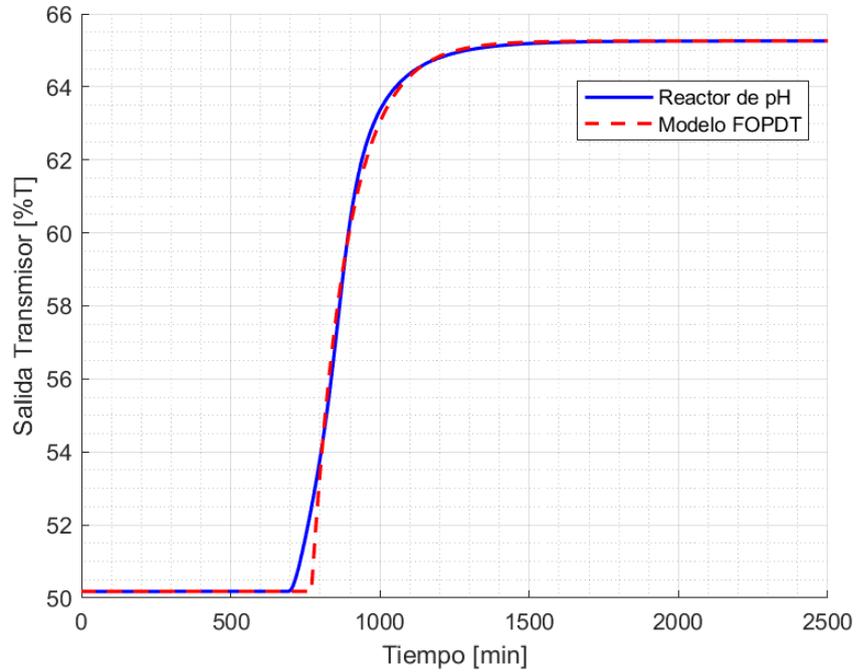


Figura 3.5. Comparación salida de la planta y modelo FOPDT

La efectividad del modelo difuso propuesto se evidencia, en la figura 3.6, donde se somete tanto al modelo difuso, como al modelo FOPDT, a la señal expuesta en la figura 3.1. Se observa que el modelo simple FOPDT, presenta un gran error especialmente en la ganancia del sistema. Los índices de error cuadrático de cada modelo se observan en la tabla 3.1. Dichos índices ratifican la efectividad del modelo difuso en cuanto a seguimiento de la planta real, en comparación con el modelo obtenido en un solo punto.

Tabla 3.1. Índices de error cuadrático de los modelos

Modelo	ISE
Difuso TS	164.9
FOPDT	$4.88 \cdot 10^6$

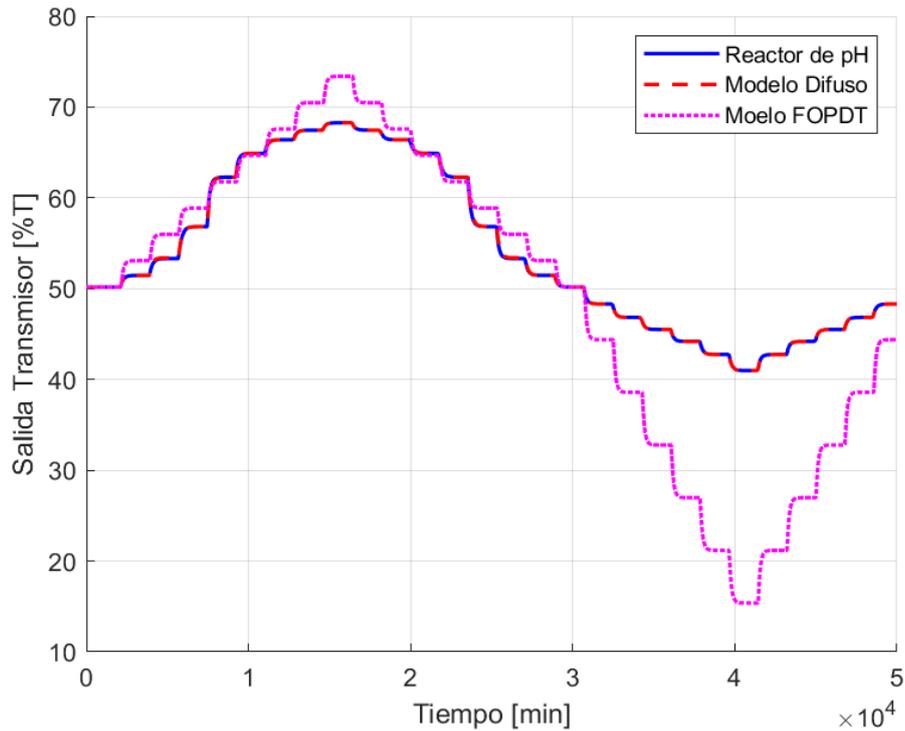


Figura 3.6. Comparación entre el modelo difuso, Modelo FOPDT y salida del reactor de pH

En el esquema de control implementado, al hacer uso de un predictor de Smith, se necesita que el modelo interno de la planta sea lo más cercano a la planta real en que se va a aplicar para que tenga el mejor rendimiento; por esta razón se procederá a usar el modelo difuso de Takagi-Sugeno.

3.2. RESULTADOS DE LAS PRUEBAS DE SEGUIMIENTO

Se realizaron varios cambios de referencia, para comprobar que el esquema de control logre llevar al sistema al punto de operación deseado.

En la figura 3.7 se aplican cambios ascendentes desde el estado inicial del sistema en un valor de 7.025 pH, hasta llegar a un valor de 8.4 pH; los cambios en la señal de referencia se producen cada 5000 [min].

Se observa cómo se realiza el seguimiento ante los diferentes cambios de referencia sin problemas. Se observa que la señal tiene un sobre-pico mientras se sigue aumentando la referencia, e incluso se llegan a observar pequeñas oscilaciones. El sobre-pico máximo es muy pequeño en todos los casos siendo menor al 5%, se observa que es mayor cuando se da el cambio de 7.56 pH a 7.84 pH, lo cual está dentro de un rango aceptable. El tiempo de establecimiento del sistema varía entre un rango de 1000 [min] a 1500 [min].

En la figura 3.8 se aplican cambios de referencia descendentes desde el ultimo valor alcanzado de 8.4 pH de salida de transmisor, hasta llevar el sistema a un valor de 7 pH en la señal del transmisor. De igual manera los cambios de referencia se producen cada 5000 [min].

Se observa que ante cambios descendentes el esquema de control logra el seguimiento la señal de referencia. En los primeros cambios de referencia en esta prueba, se observa que de igual manera se tiene un sobre-pico, pero sigue siendo menor al 5%, el mayor sobre-pico se produce en el cambio de 7.8 pH a 7.56 pH. De igual manera que en los cambios ascendentes, el tiempo de establecimiento varía entre 1000 [min] a 1500 [min].

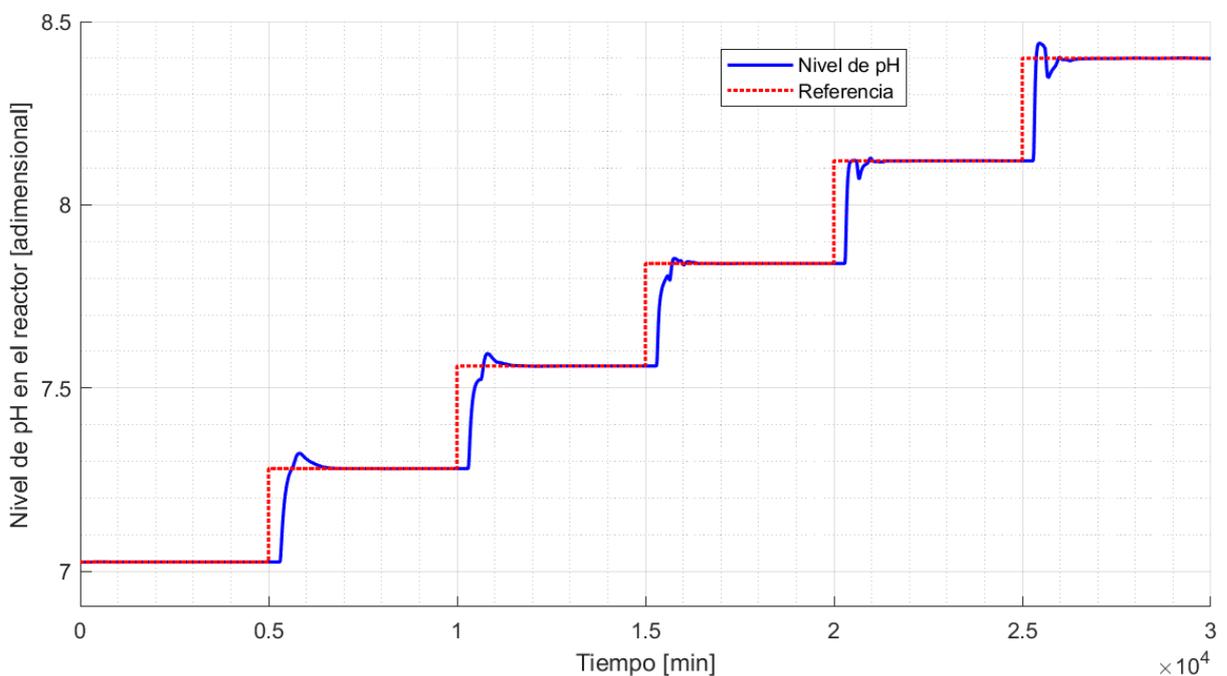


Figura 3.7. Prueba de seguimiento ante cambios de referencia ascendentes sobre el valor inicial

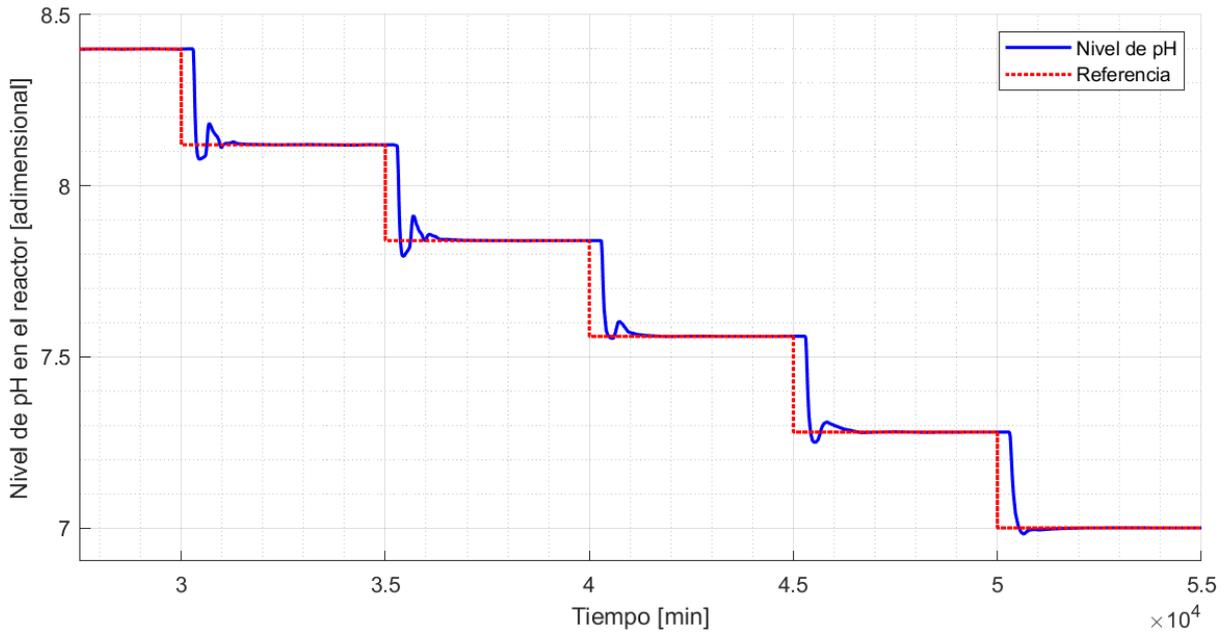


Figura 3.8. Prueba de seguimiento ante cambios de referencia descendentes sobre el valor inicial

En la figura 3.9 se observa la señal del controlador, para los cambios de referencia ascendentes observados en la figura 3.7. Se observa cómo se obtiene el esfuerzo inicial al iniciar el cambio de referencia, y luego tiene unas pequeñas oscilaciones hasta finalmente llegar a un valor en estado estable.

La figura 3.10 presenta la señal de controlador para los cambios de referencia descendentes de la figura 3.8, éstos siguen un patrón similar donde el mayor esfuerzo se produce al inicio de los cambios de referencia, pero se establecen rápidamente en el valor final.

Tanto en la figura 3.9 y 3.10 se observa que, a pesar de que los cambios de referencia son en intervalos iguales, los valores en estado estable de la señal de control no poseen intervalos iguales entre sí, evidenciando la característica no lineal del proceso; aun así, el rendimiento del controlador no se deteriora a pesar del cambio en los parámetros del proceso.

Se observa que la señal del controlador tampoco presenta “chattering”, mostrándose efectivo el uso de la función sigmoidea en la parte discontinua de la ley de control para contrarrestar esas oscilaciones que se producen.

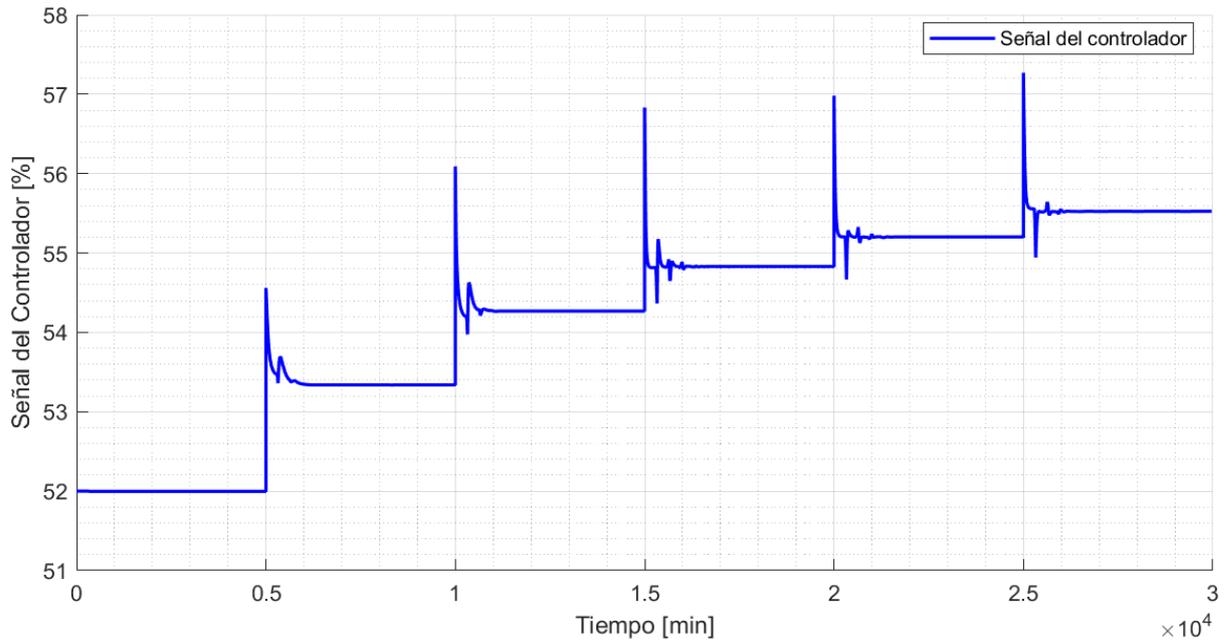


Figura 3.9. Señal de controlador para cambios de referencia ascendentes sobre el valor inicial.

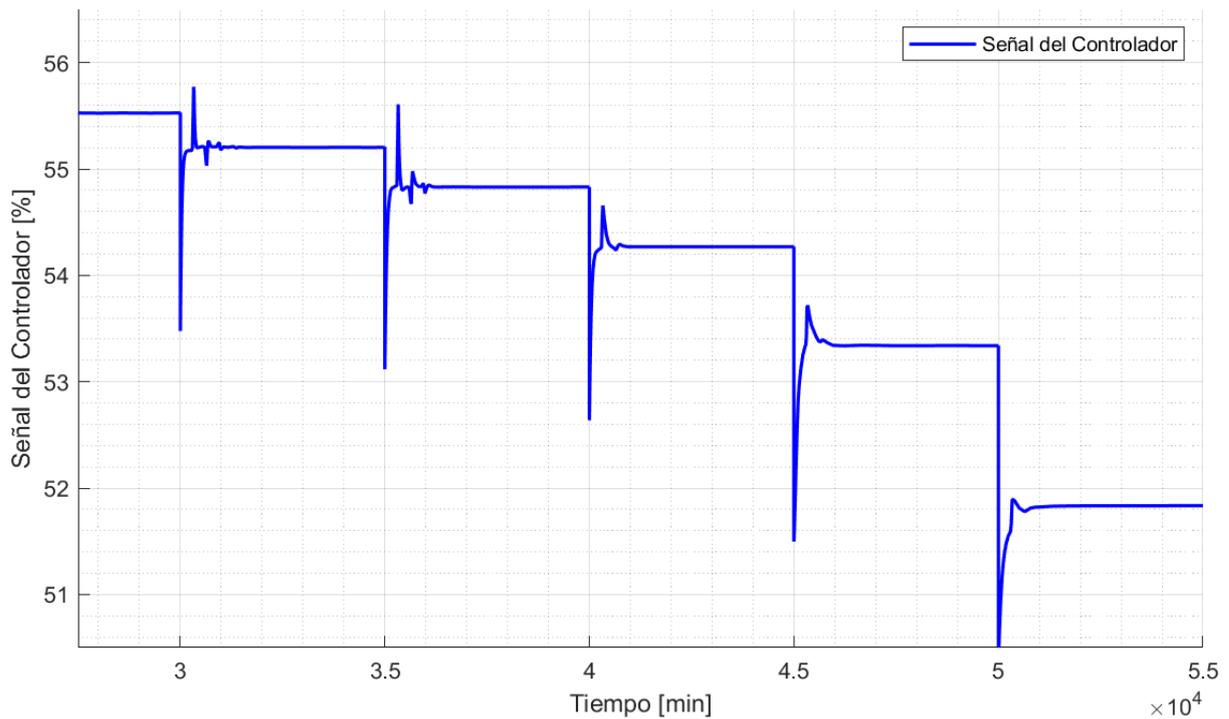


Figura 3.10. Señal de control para cambios de referencia descendente sobre el punto de operación inicial.

En las figuras 3.11, 3.12, 3.13, 3.14; se observa la evolución de los parámetros del control por modos deslizantes. Los parámetros observados son: ganancia (K), constante de tiempo (T), ganancia de condición de alcanzabilidad (K_d), y λ . Se observa que a medida

que se cambia el valor de la variable de salida, se actualizan constantemente los parámetros que influyen en la ley de control. Debido a que se usa el modelo difuso de Takagi-Sugeno, como método para determinar las ganancias adecuadas; los cambios a través del tiempo siguen una trayectoria suave. Los parámetros del controlador cambian incluso ante las pequeñas oscilaciones que se producen a la salida.

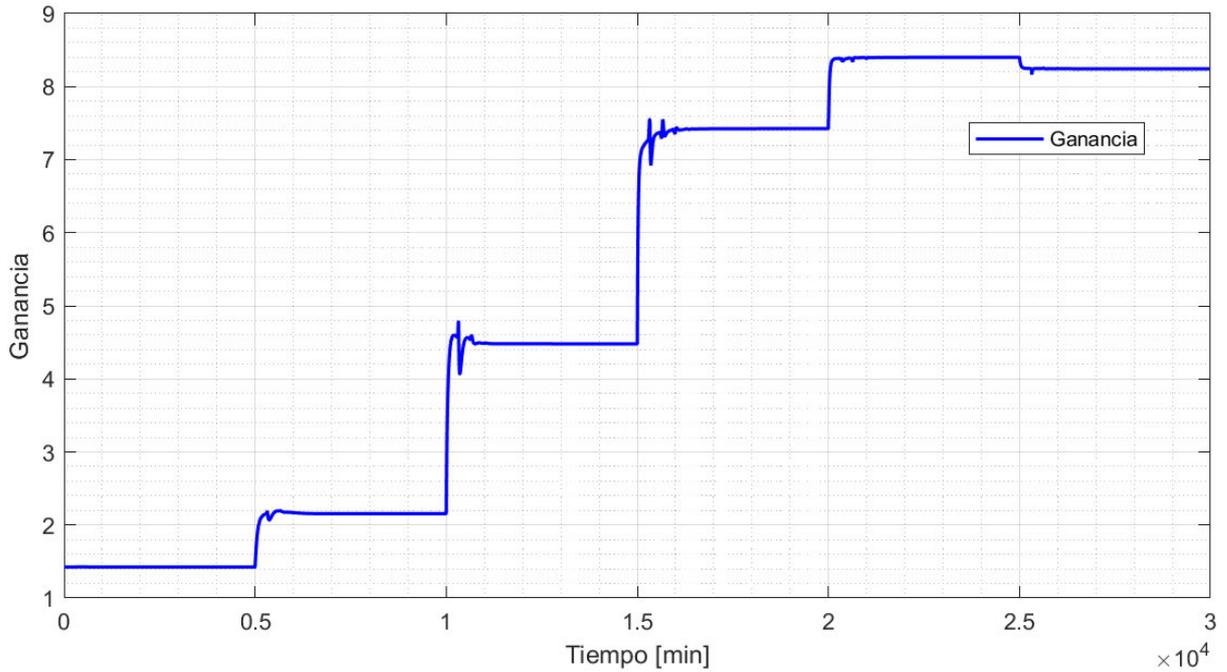


Figura 3.11. Evolución de la ganancia ante cambios de referencia ascendentes sobre el punto de operación inicial.

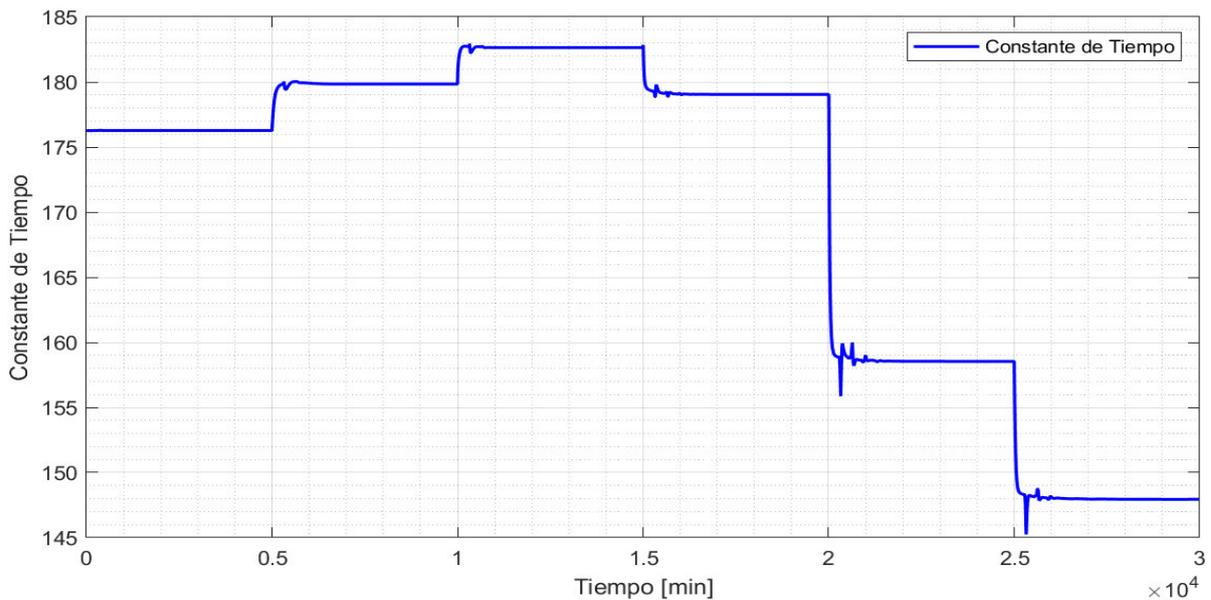


Figura 3.12. Evolución de la constante de tiempo ante cambios de referencia ascendentes sobre el punto de operación inicial.

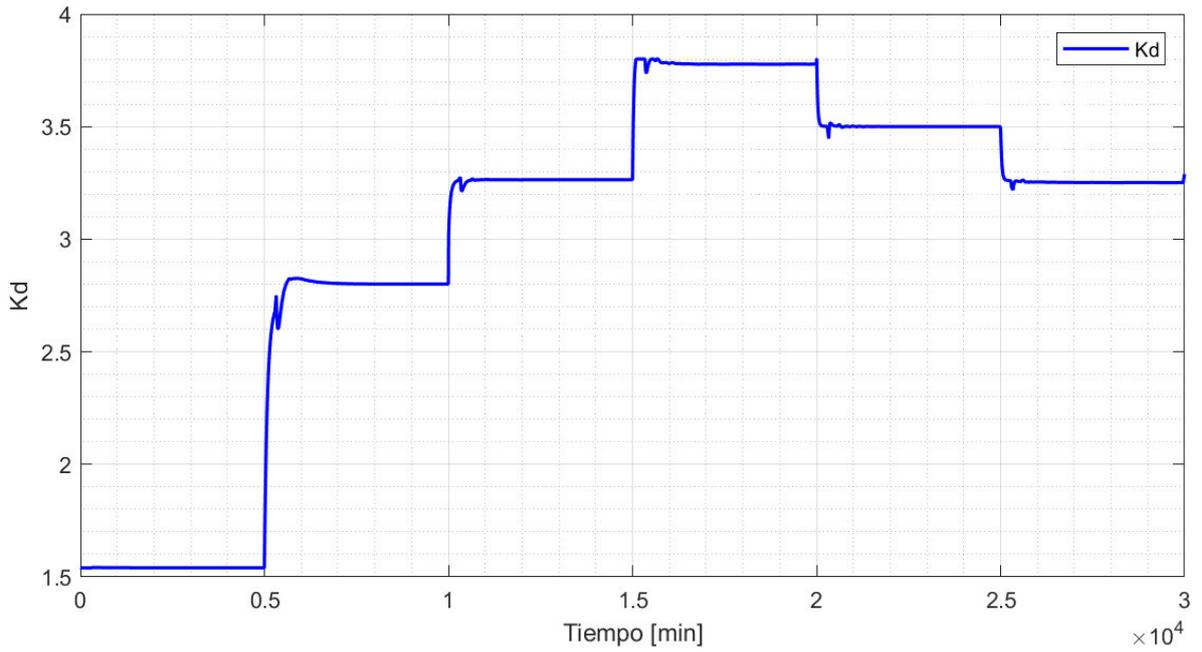


Figura 3.13. Evolución de K_d ante cambios de referencia ascendentes sobre el punto de operación inicial.

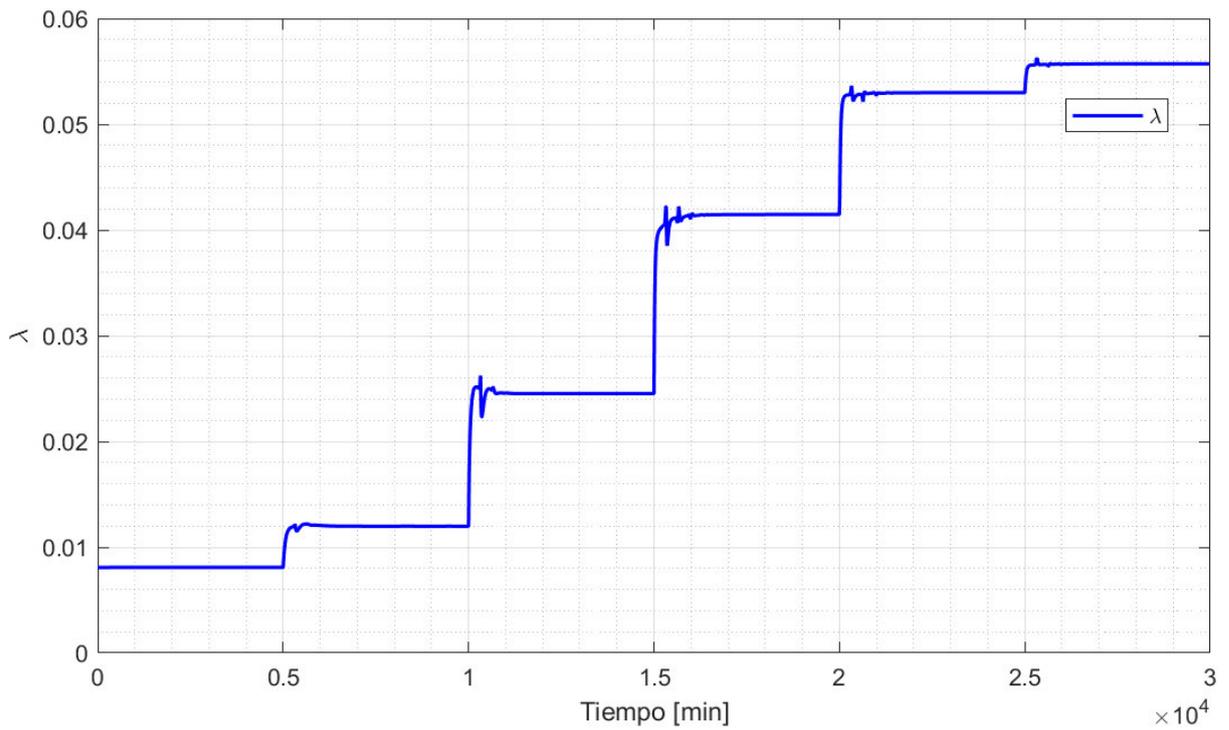


Figura 3.14. Evolución de λ ante cambios de referencia ascendentes sobre el punto de operación inicial.

En las figuras 3.15, 3.16, 3.17, 3.18 se observan las evoluciones de los parámetros del controlador, pero cuando se realizan cambios descendentes en la señal de referencia. En las figuras se observa cómo de igual manera, la evolución de los parámetros sigue una trayectoria suave a medida que cambia el punto de operación de la planta. Los parámetros antes de establecerse en su valor final también siguen unas pequeñas oscilaciones hasta que se establece en el valor final.

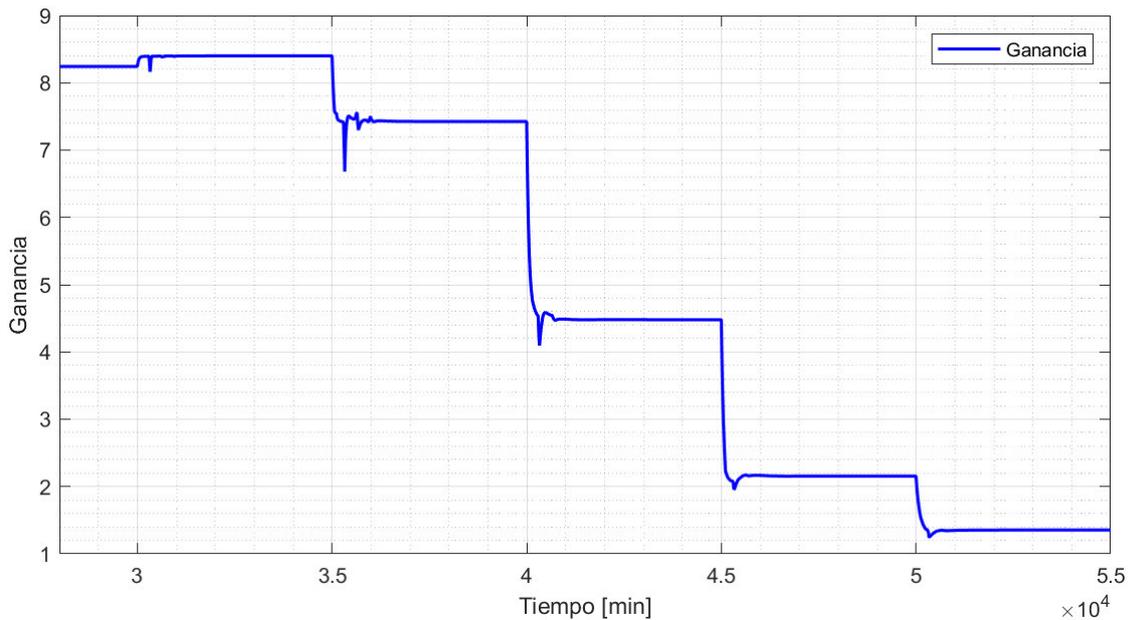


Figura 3.15. Evolución de la ganancia ante cambios de referencia descendentes sobre el punto de operación inicial.

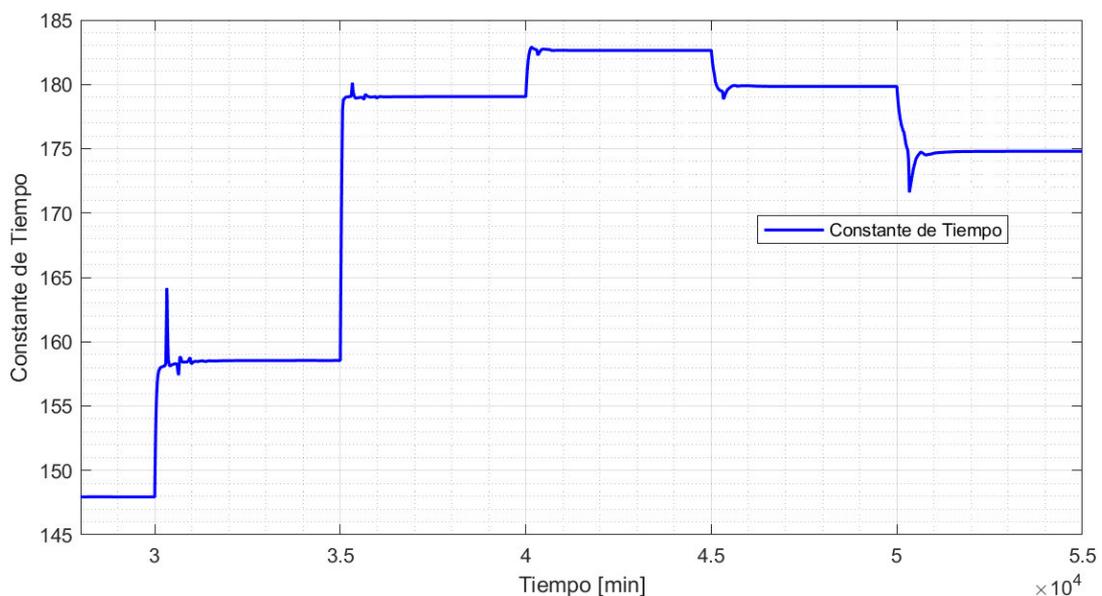


Figura 3.16. Evolución de la constante de tiempo ante cambios de referencia descendentes sobre el punto de operación inicial.

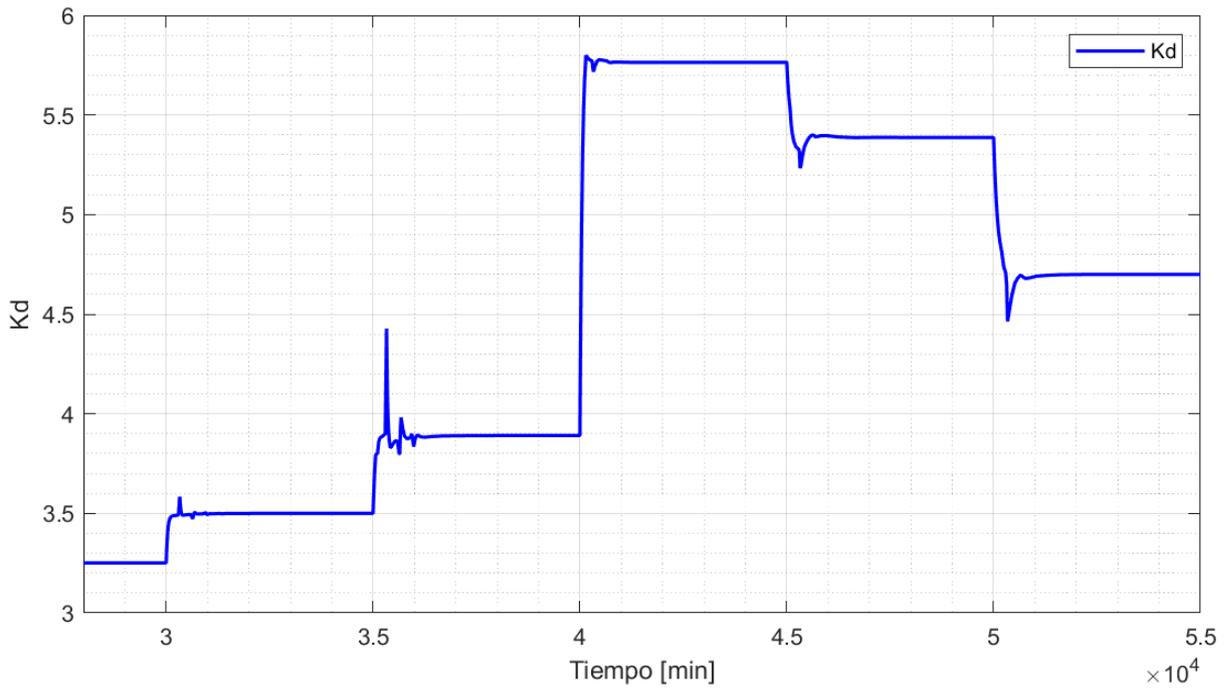


Figura 3.17. Evolución de K_d ante cambios de referencia descendentes sobre el punto de operación inicial.

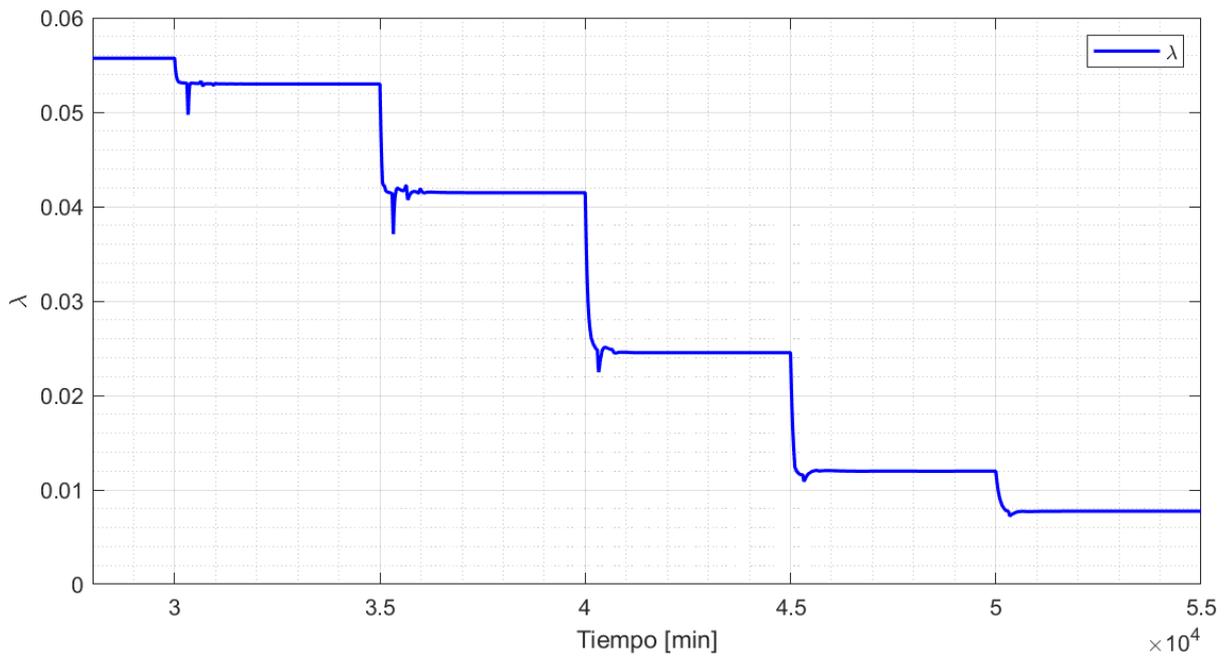


Figura 3.18. Evolución de λ ante cambios de referencia descendentes sobre el punto de operación inicial.

Debido a que los parámetros del sistema son diferentes en puntos de operación por debajo del punto inicial, también se simuló cómo se comporta el sistema junto con el esquema de control para estas condiciones de trabajo.

En la figura 3.19 se observa el comportamiento del sistema ante cambios de referencia por debajo del punto de operación inicial, tanto ascendentes como descendentes. El sistema empieza en el valor de 7.02 de pH, luego se aplican cambios descendentes hasta llegar a un valor de 5.88 de pH, luego se realizan cambios de referencia ascendentes hasta llegar a un valor de pH de 7.00.

Se observa como el esquema de control puede llevar al sistema al punto de operación deseado. Se observa que existe un sobre-pico, pero este no sobrepasa el valor de 5%, aunque es mayor en comparación a los cambios de referencia realizados sobre el punto de operación. También se observa que el tiempo de establecimiento es más lento en esta zona de trabajo ya que varían entre un rango de 1400 [min] a 4000 [min]. Otra diferencia, es que no existen oscilaciones cuando se llega al valor de estado estable.

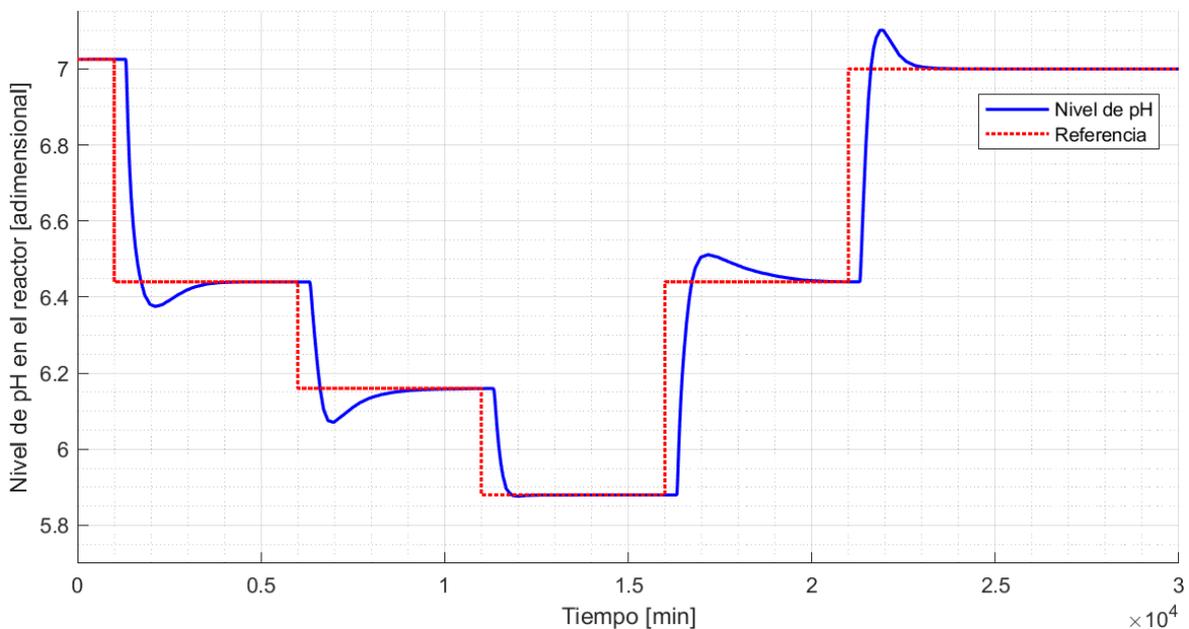


Figura 3.19. Respuesta del sistema ante cambios de referencia bajo el punto de operación inicial.

En la figura 3.20 se observa la señal de control para cambios de referencia por debajo del punto de trabajo inicial. Se observa que en el instante del cambio de referencia es cuando la señal de control realiza el máximo esfuerzo. Se observa que el control es menos agresivo que en la zona de trabajo sobre el punto de operación inicial, lo cual explica que se tengan tiempos de establecimiento más largos.

La señal de control tampoco presenta chattering.

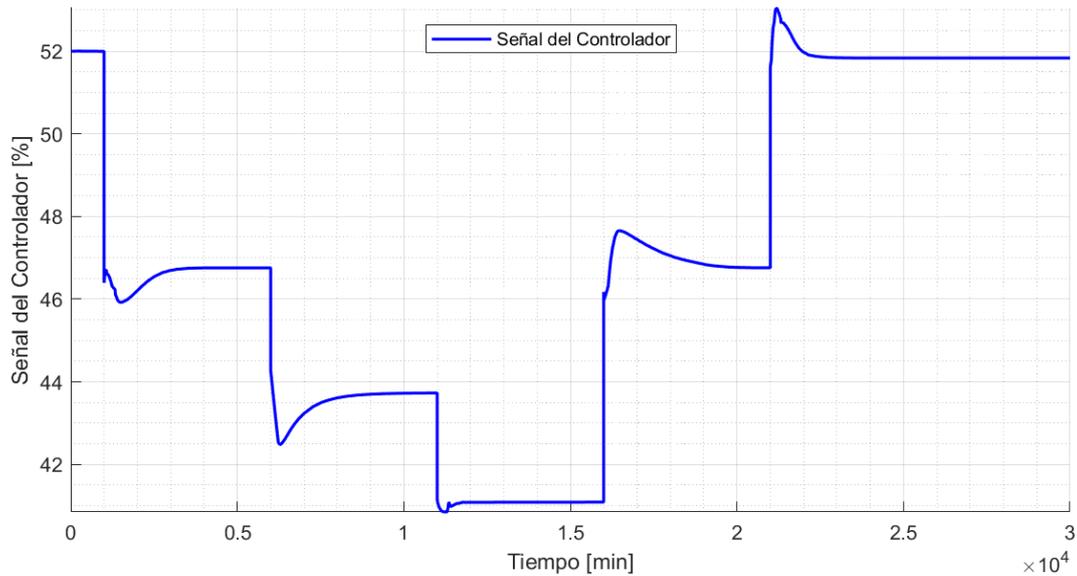


Figura 3.20. Señal del controlador para cambios de referencia por debajo del punto de operación inicial.

En las figuras 3.21, 3.22, 3.23, 3.24; se observa la evolución de los parámetros del controlador a medida que se realizan cambios por debajo del punto de trabajo inicial. La adaptación de los parámetros realiza a medida que el sistema sigue cambiando su punto de operación, siguiendo una curva suave, debido a que los parámetros son obtenidos usando lógica difusa. Los parámetros establecen su valor rápidamente a medida que el sistema se aproxima a su valor de establecimiento.

A diferencia de los cambios de referencia sobre el punto de operación inicial, en esta zona de operación los parámetros no presentan oscilaciones hasta llegar a su valor final, esto se debe a las características más lentas del proceso y a que, en los cambios de referencia realizados, el sistema no presenta oscilaciones para llegar a su valor final.

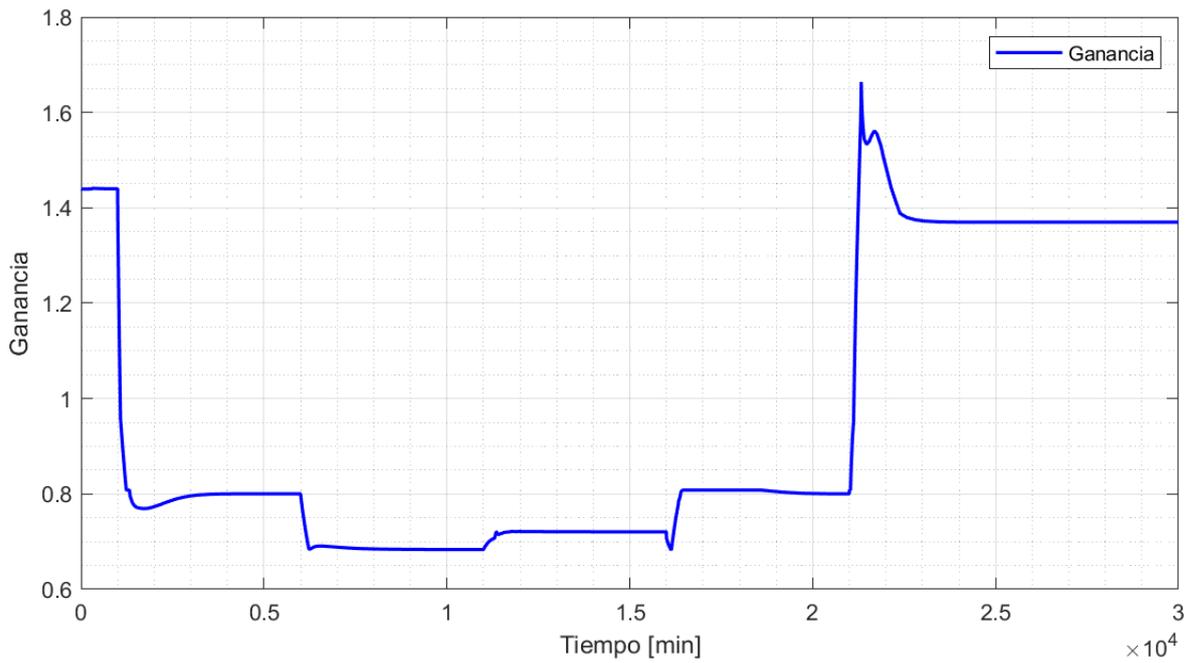


Figura 3.21. Evolución de la ganancia ante cambios de referencia por debajo del punto de operación inicial.

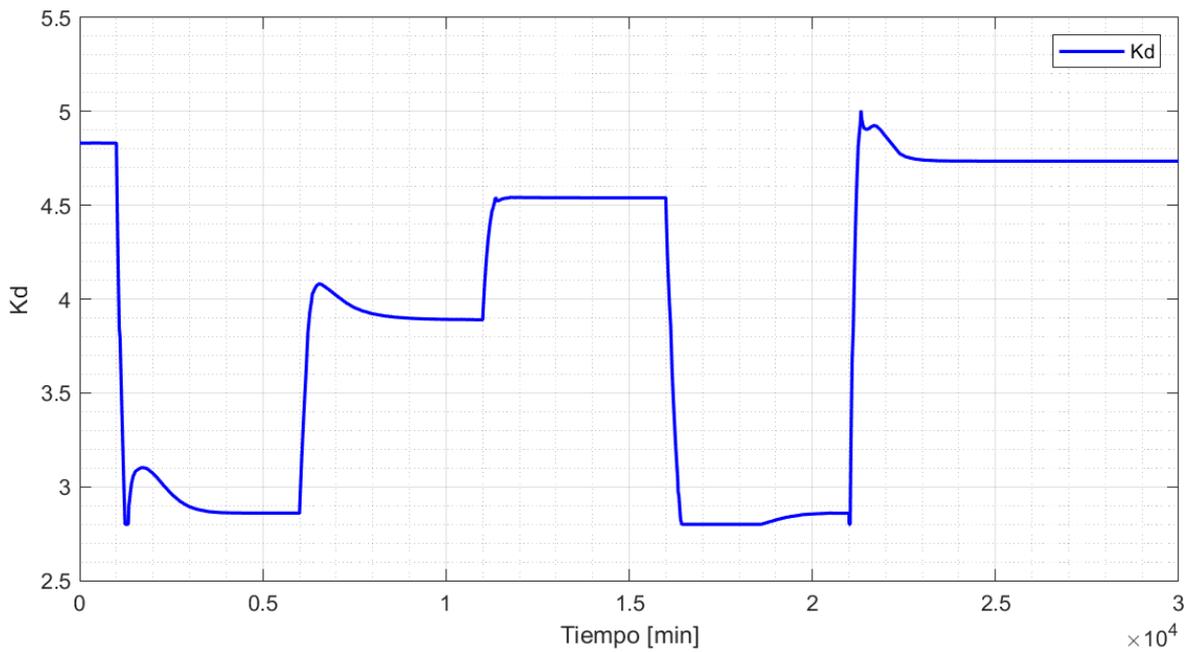


Figura 3.22. Evolución de la constante de tiempo, para cambios de referencia por debajo del punto de operación inicial

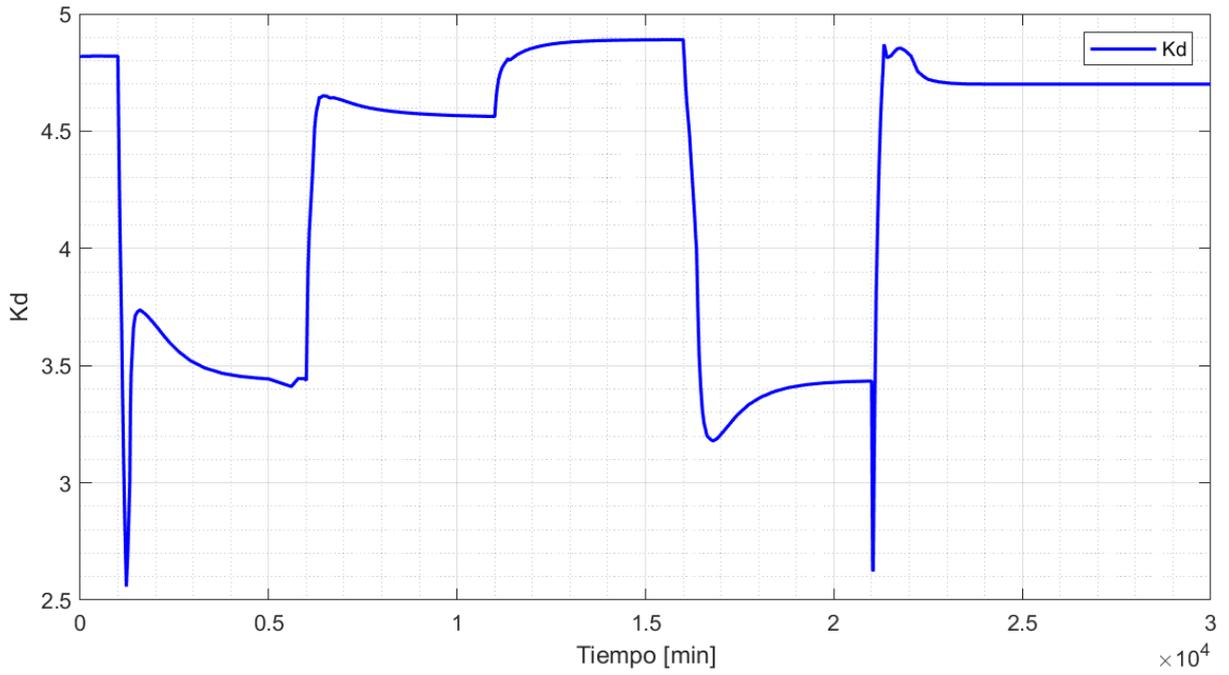


Figura 3.23. Evolución de K_d para cambios de referencia por debajo del punto de operación inicial

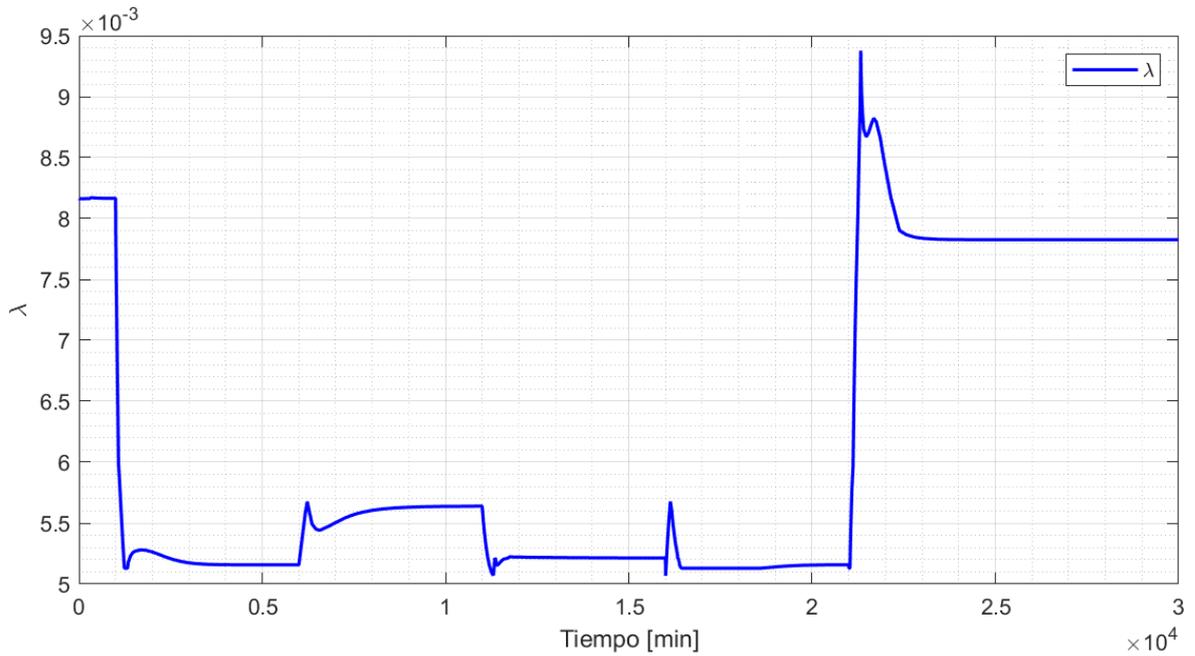


Figura 3.24. Evolución de λ para cambios de referencia por debajo del punto de operación inicial.

3.3. RESULTADOS DE LAS PRUEBAS DE REGULACIÓN

En el punto de operación inicial de la planta, se introdujeron perturbaciones en el flujo de corriente ácida $q_1(t)$, tal como se observan en la figura 3.25. Las perturbaciones se hacen en los instantes $t_1 = 5000 [min]$ y $t_2 = 15000 [min]$, y se cambió el flujo de corriente de 16.6 [ml/s] a 16.5 [ml/s] y 16.4 [ml/s].

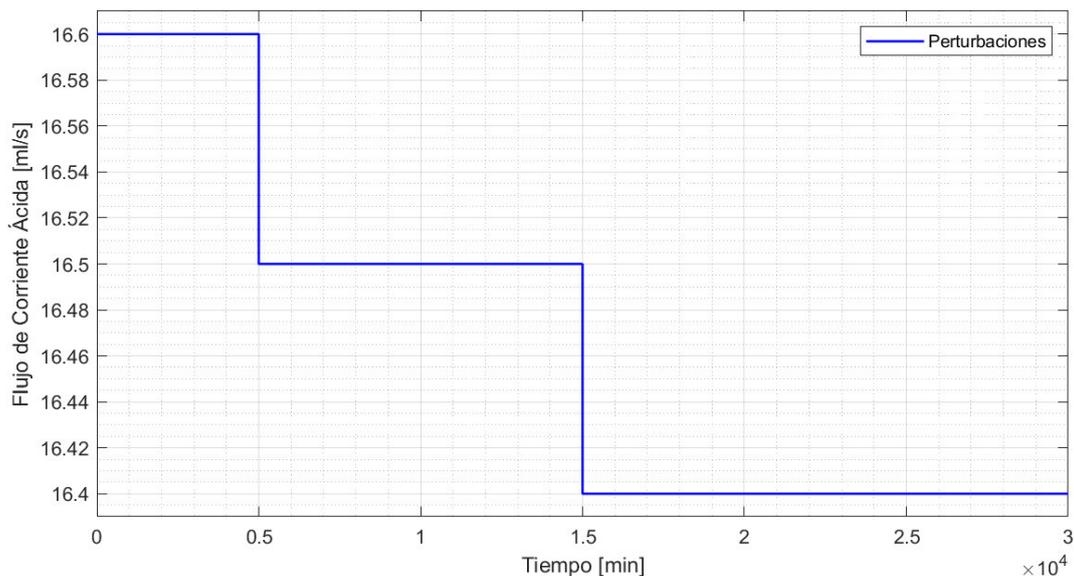


Figura 3.25. Perturbaciones aplicadas al flujo de corriente ácida q_1 .

En la figura 3.26 se observa cómo se comporta el sistema ante dichas perturbaciones. Al inicio se observan unas pequeñas perturbaciones debido al tiempo en que le toma estabilizarse al sistema en la condición inicial de 7.025 pH. Al instante $t = 5000 [min]$ se observa cómo la señal en el transmisor crece apenas se realiza la perturbación en el sistema, llegando a un pico, luego del cual el sistema se establece nuevamente en el punto de operación deseado. Al llegar la segunda perturbación nuevamente se produce un pico en la señal y el sistema se establece nuevamente, aunque en un tiempo mayor. Es importante notar que el sistema responde de manera más lenta para corregir perturbaciones que para cambios de referencia. También se observa que no se presenta ningún tipo de oscilación para poder estabilizarse. En ambos casos el tiempo de establecimiento es de aproximadamente 250 [min].

Una opción para mejorar el tiempo de establecimiento ante perturbaciones es la de aumentar el valor de los parámetros K_d , en las diferentes zonas de operación; pero al

realizar este ajuste se corre el riesgo de que se empeore la capacidad del sistema de seguir distintos cambios de referencia.

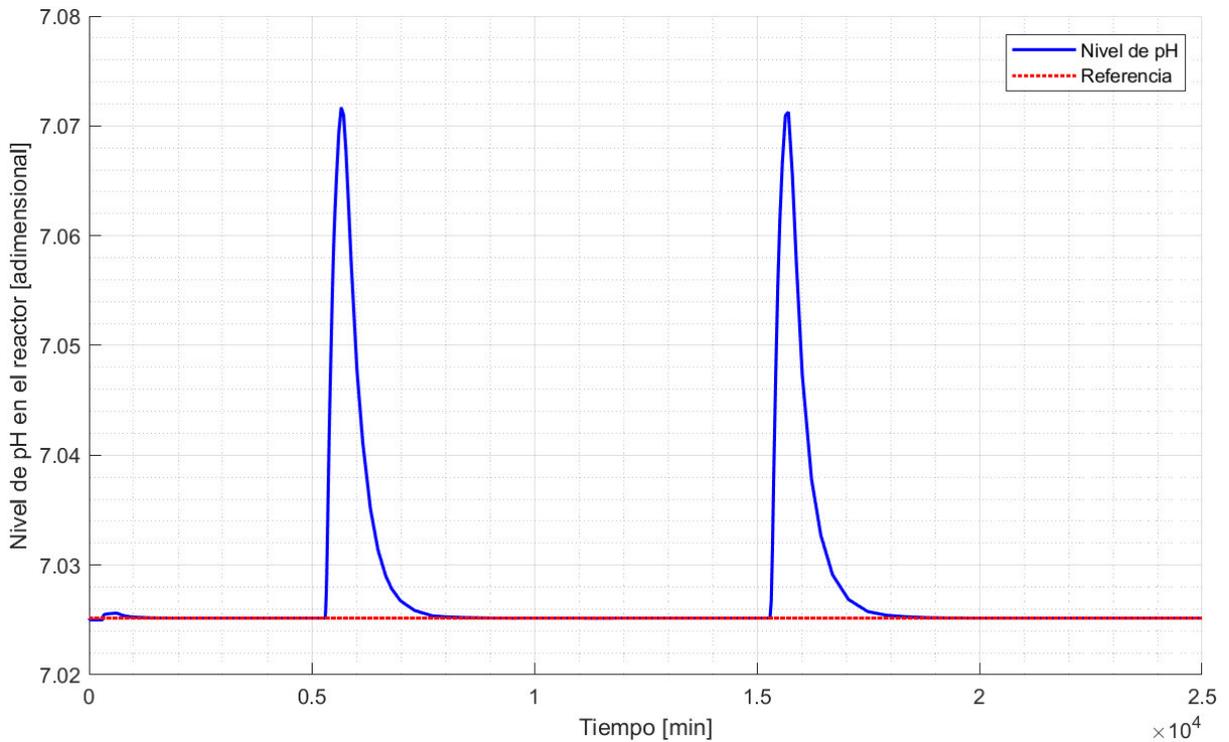


Figura 3.26. Respuesta del sistema ante perturbaciones en el flujo de corriente ácida.

En la figura 3.27 se observa la señal del controlador ante las perturbaciones introducidas en el sistema. Se observa que, a diferencia de los cambios de referencia, ante perturbaciones no se produce una señal con un máximo pico al inicio, sino que paulatinamente se llega al valor de control óptimo, lo que genera una respuesta lenta.

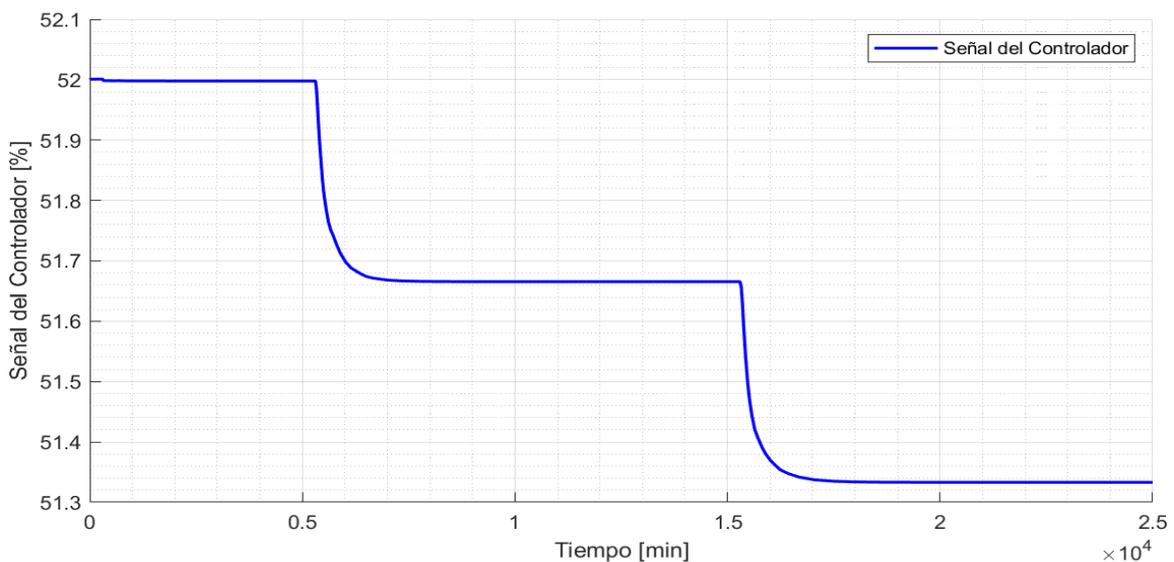


Figura 3.27. Señal del controlador ante perturbaciones

La figura 3.28 indica cómo reacciona el sistema ante cambios de referencia y a perturbaciones en un nuevo punto de operación. Se observa cómo el sistema llega a la referencia dada con sobre-picos del 5% de valor máximo, y en esta condición se introduce una perturbación en el flujo de corriente ácida, la cual es solucionada y el sistema vuelve a su condición normal de trabajo. Luego, se da un cambio de referencia para un punto de operación por debajo de la inicial, el sistema de igual manera cumple con este cambio de referencia con un sobre-pico despreciable. Una vez el sistema se estabiliza se ingresa una nueva perturbación, la cual es resuelta por el esquema de control implementado. Se observa que, en esta nueva perturbación, el pico que se produce por la misma es menor al producido en el anterior punto de trabajo, debido a la no linealidad propia del sistema; también, el tiempo que le toma al sistema recuperarse en estas situaciones es mayor.

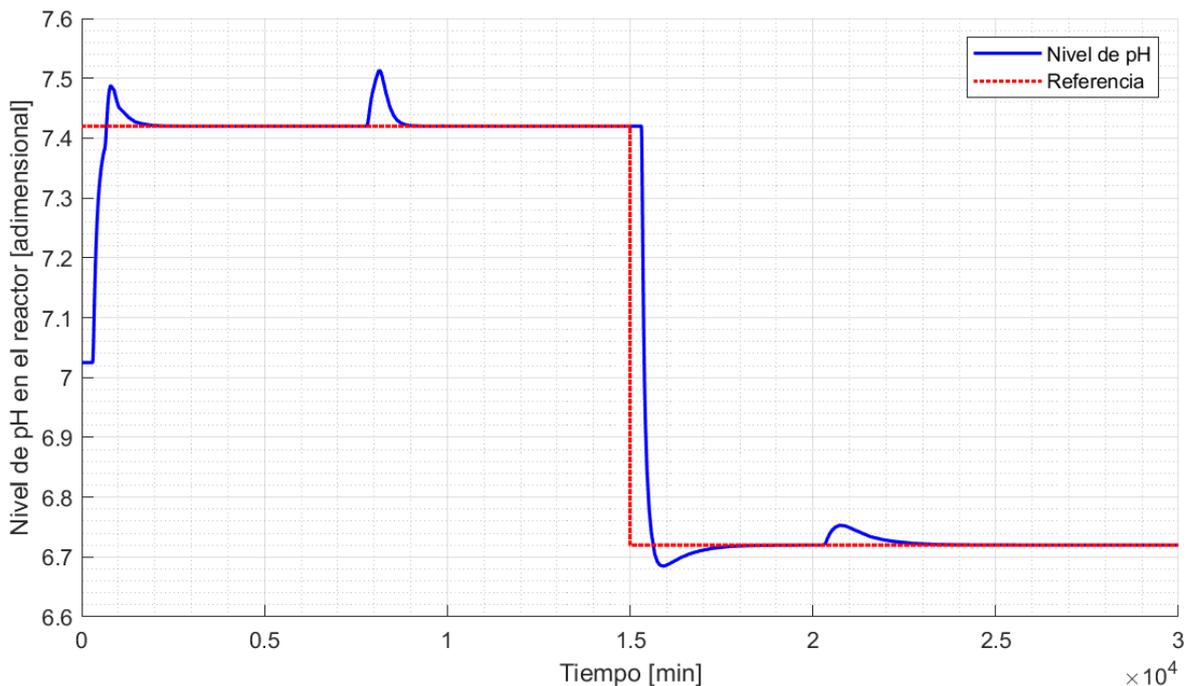


Figura 3.28. Respuesta del sistema ante cambios de referencia y perturbaciones

La señal de control en la figura 3.29. muestra que ante los cambios de referencia se produce un mayor esfuerzo en el controlador justo al inicio, cuando la señal de error es mayor, en cambio para la corrección ante perturbaciones la señal del controlador sigue una curva suave, sin cambios bruscos. Este comportamiento sucede tanto en zonas de operación por encima de la inicial como por debajo.

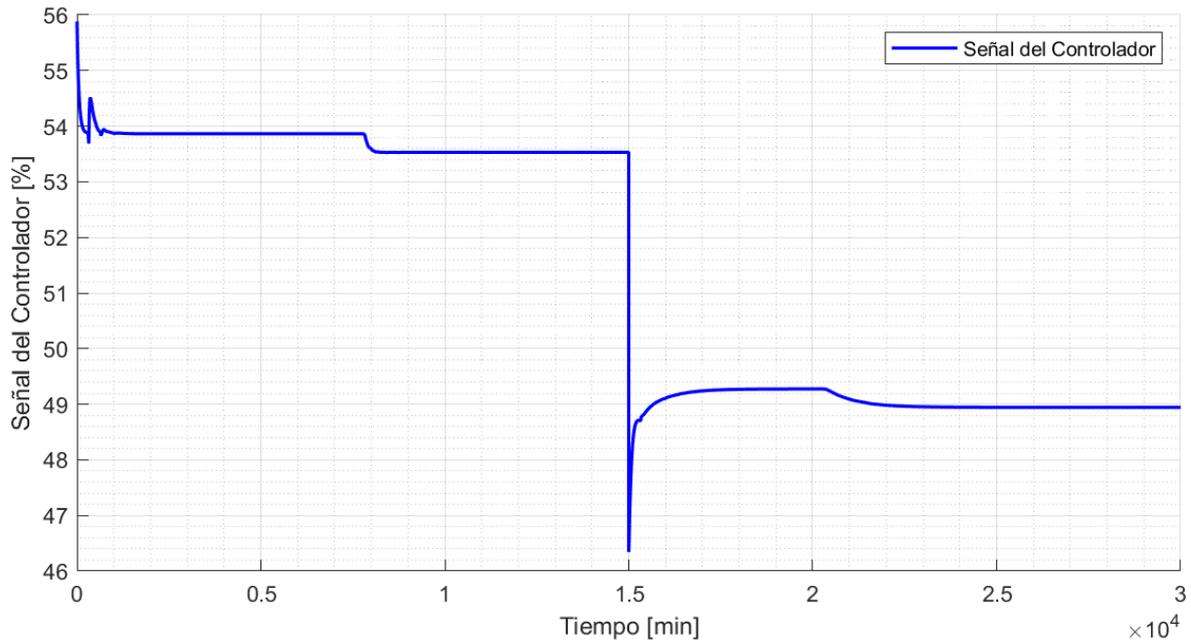


Figura 3.29. Señal de controlador para cambios de referencia y perturbaciones.

3.4. COMPARACIÓN CON OTROS ESQUEMAS DE CONTROL

Para verificar el rendimiento del esquema de control implementado, se contrasta con un controlador por modos deslizantes basado en modelo FOPDT, y con un controlador PID.

-Controlador por Modos Deslizantes basado en FOPDT

Este controlador presentado por Gamacho y Smith [4], se desarrolla a partir de un modelo de primer orden más retardo. La ley de control resultante se muestra en la ecuación 3.2

$$U(t) = \left(\frac{\theta\tau}{K}\right) \left[\frac{X(t) - X_0}{\theta\tau} + \lambda_0 e(t)\right] + K_D \frac{S(t)}{|S(t)| + \delta} \quad (3.2)$$

Siendo la superficie de deslizamiento $S(t)$, la mostrada en la ecuación 3.3.

$$S(t) = \left[-\frac{dX(t)}{dt} + \lambda_1 e(t) + \lambda_0 \int_0^t e(t) dt\right] \quad (3.3)$$

Donde:

- K : Ganancia del sistema.
- τ : Constante de tiempo.
- θ : Retardo del sistema.
- $X(t)$: Variable controlada.
- X_0 : Valor inicial de $X(t)$
- $e(t)$: Señal de error.

- λ_0 y λ_1 : Parámetros de sintonización de la superficie de deslizamiento.
- K_D : Ganancia para la fase de alcanzabilidad.
- δ : Parámetro para la reducción de chattering.

Para la sintonización de los parámetros se presentan las siguientes ecuaciones:

$$\lambda_1 = \frac{\theta + \tau}{t_0 \tau} \quad (3.4)$$

$$\lambda_0 = \frac{1}{4} \left(\frac{\theta + \tau}{\theta \tau} \right)^2 \quad (3.5)$$

$$K_D = \frac{0.51}{|K|} \left(\frac{\tau}{\theta} \right)^{0.76} + 0.12 |K| K_D \lambda_1 \quad (3.6)$$

$$\delta = 0.68 + 0.12 |K| K_D \lambda_1 \quad (3.7)$$

Usando las ecuaciones de sintonización como punto de inicio y los parámetros del proceso para hallar la función de transferencia 3.1, y modificando el parámetro de K_d y K para mejorar el rendimiento del sistema, se llegó a la siguiente ley de control con su respectiva superficie de deslizamiento:

$$U(t) = 0.44 [X(t) - 50.18] + 0.44e(t) + 5.35 \frac{S(t)}{|S(t)| + 0.68} \quad (3.8)$$

$$S(t) = -\frac{dX(t)}{dt} + 0.01e(t) + 3.05 \cdot 10^{-5} \int_0^t e(t) dt \quad (3.9)$$

-Control Proporcional, Integral y Derivativo (PID):

Este tipo de control muy usado en la industria presenta la siguiente estructura [16]:

$$U(t) = K_c \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (3.10)$$

Donde:

- K_c : Ganancia Proporcional.
- T_i : Constante de tiempo integral.
- T_d : Constante de tiempo derivativo.

Estos parámetros son ajustables y determinan el rendimiento del controlador. Para la determinación de los mismos se presentan varios métodos y ecuaciones de sintonización, basados en el tipo de modelo [16], [38], [39]. En el presente trabajo se usaron las siguientes ecuaciones de ajuste basadas en el modelo interno para sistemas FOPDT:

$$K_c = \frac{1}{K} \left(\frac{\tau + \theta/2}{\tau_c \theta/2} \right) \quad (3.11)$$

$$T_i = \tau + \frac{\theta}{2} \quad (3.12)$$

$$T_d = \frac{\tau \theta}{2\tau + \theta} \quad (3.13)$$

El parámetro τ_c se usa para ajustar el rendimiento del controlador, es recomendado que su valor este dado por la siguiente relación [39]:

$$\frac{\tau_c}{\theta} > 0.8 \quad (3.14)$$

Usando esta relación se escoge el parámetro:

$$\tau_c = \theta = 370. \quad (3.15)$$

Con las anteriores ecuaciones y con los parámetros presentados en 3.1 se obtiene la siguiente ley de control:

$$U(t) = 0.297 \left[e(t) + 0.0033 \int_0^t e(t)dt + 72.79 \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (3.16)$$

-Prueba de seguimiento

Se realizo una prueba donde se realizan distintos cambios de referencia al reactor de neutralización de pH, con los tres esquemas de control planteados anteriormente: el esquema de control SMC adaptativo basado en Takagi-Sugeno (SMC-TS), el control SMC basado en FOPDT (SMC), y el esquema PID. Para la prueba, se da un cambio de referencia al instante $t = 5000$ [min] desde el punto de operación de 7.02 de pH hasta un valor de 7.28 de pH, luego en el instante $t = 15000$ [min] se da un cambio a 7.84 de pH. En el instante $t = 20000$ [min] la referencia desciende a un valor de 8.4 de pH; después, se hace otro cambio a un valor de pH de 7.98 en el instante $t = 25000$ [min]. Posteriormente, se cambia la referencia a un valor de 7.00 de pH en el instante $t = 30000$ [min].

En la figura 3.30 se observan los resultados de la prueba antes mencionada. Se observa como en general el esquema de control adaptativo tiene respuestas más rápidas, con un menor tiempo de establecimiento, y también con un menor sobre-pico con respecto al SMC. Se observa que el mayor sobre-pico que se presenta en el esquema SMC-TS es en el cambio de referencia de 7.84 a 8.40 de pH, el cual es de aproximadamente 1% mientras que el sobre-pico del SMC es considerablemente superior, cercano al 10%. También se observa que el esquema SMC-TS presenta un tiempo de establecimiento que varía entre 1000[min] y 2000 [min], el esquema SMC mantiene tiempos de establecimiento más altos se encuentran entre los 5000 [min] y 10000 [min]. El esquema PID, en las pruebas en las que logra estabilizar el sistema lo hace en un tiempo cercano a 1500 [min].

Se observa como el esquema PID presenta una respuesta semejante a los otros dos esquemas de control ante cambios de referencia cercanos al punto de operación, pero

mientras más se aleja del mismo la respuesta se va deteriorando e incluso lleva al sistema a obtener una respuesta oscilatoria. Esto ocurre debido a la no linealidad en los parámetros de modelado, por lo que el control funcionará cerca al punto de diseño, pero si se aleja del mismo no se puede garantizar que el control tenga un desempeño aceptable.

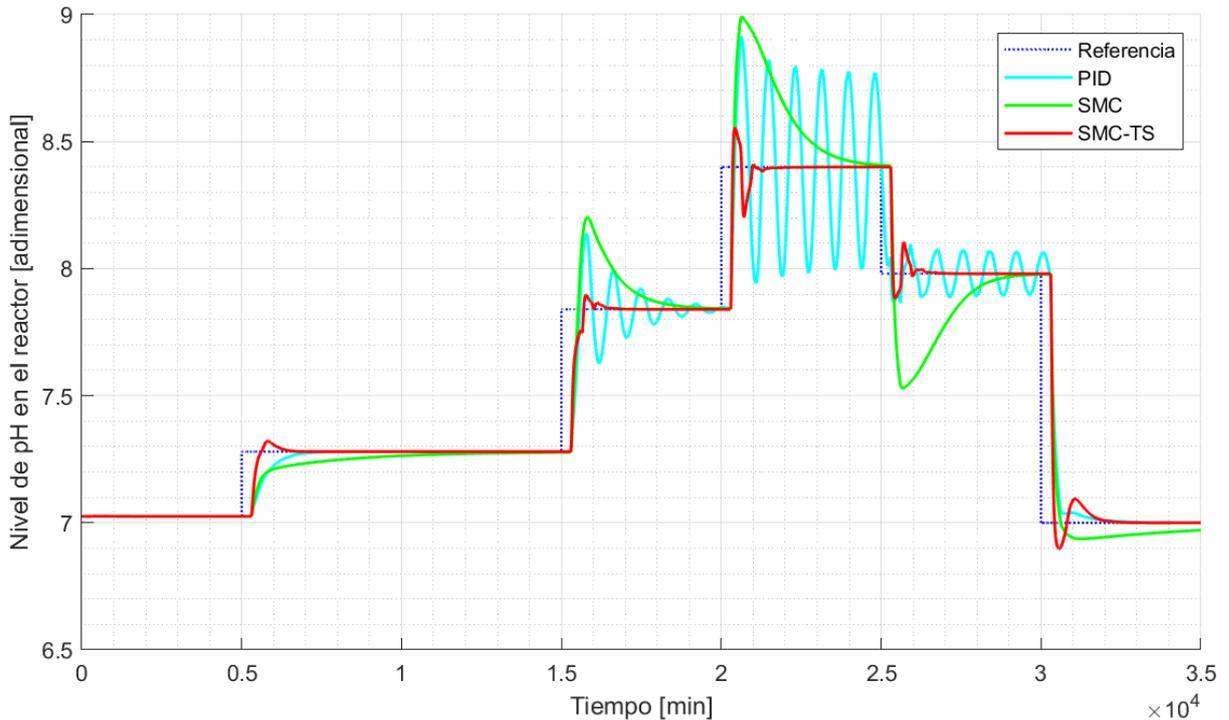


Figura 3.30. Resultados de prueba de seguimiento para los diferentes esquemas de control

En la figura 3.31 se observa la señal de control de cada esquema. Se observa que la señal del SMC-TS, presenta la acción de control más agresivo al inicio de cada cambio de referencia, y se estabiliza rápidamente; este tipo de señal genera la respuesta con el menor tiempo de establecimiento, pero además se tiene la ventaja de que no genera un sobrepico excesivo. El control SMC, presenta una acción más lenta, y que no tiene un esfuerzo inicial muy grande.

Se observa que la señal del control del PID igual presenta un esfuerzo de control grande a penas se realiza el cambio de referencia, y que en tiene una respuesta oscilatoria en los casos en que no llega a estabilizar el sistema. Esto también es perjudicial para el elemento de control ya que se está accionando constantemente.

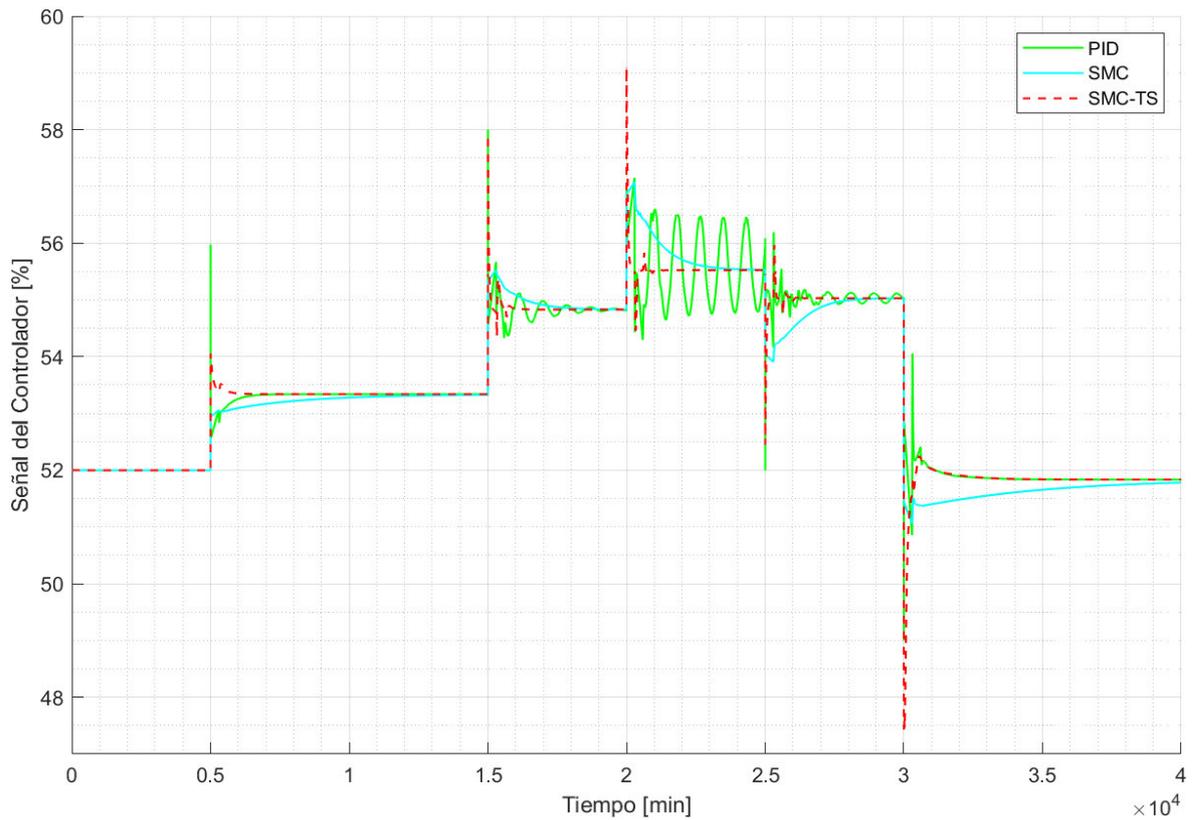


Figura 3.31. Señal del controlador para la prueba de seguimiento.

Para comparar cuantitativamente el rendimiento de los controladores se usan los parámetros ISE, TVU, tiempo de establecimiento y máximo sobre-pico.

En la figura 3.32 se muestra un gráfico de barras con el indicador ISE. Se observa que el ISE del esquema SMC-TS es aproximadamente 10 veces menor tanto que el esquema SMC y el PID para la prueba realizada.

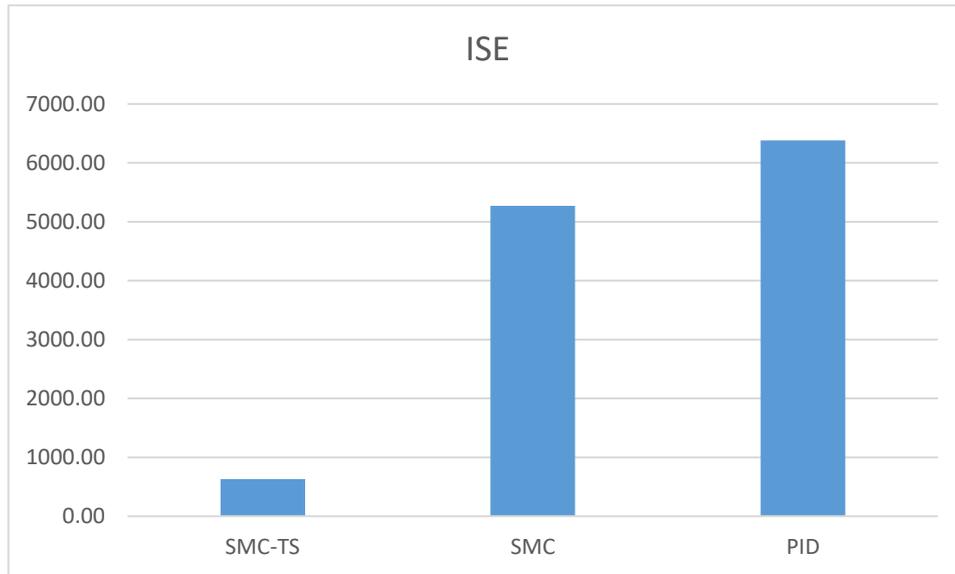


Figura 3.32. Indicadores ISE para los diferentes esquemas de control

Para comparar la señal de control se usa el parámetro TVU. La figura 3.33 muestra el gráfico de barras con el TVU de los diferentes esquemas de control. Se observa que el valor de TVU es similar para todos los esquemas de control, siendo el SMC-TS ligeramente menor; esto indica que, a pesar de tener un desempeño superior, no se exige un mayor esfuerzo en el elemento final de control.

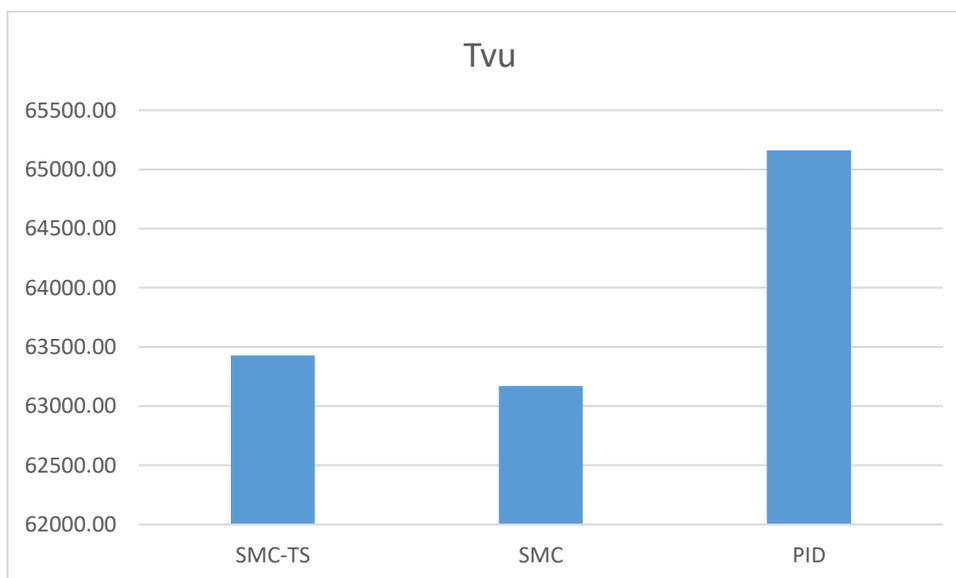


Figura 3.33. Indicador TVU para los diferentes esquemas de control.

Otro parámetro para comparar el rendimiento del controlador es el tiempo de establecimiento. Los valores medios de este parámetro se visualizan en el gráfico de barras

presentado en la figura 3.34. Se observa que el SMC-TS presenta el menor tiempo de establecimiento lo que se traduce en una mayor rapidez para alcanzar la señal de referencia. El tiempo de establecimiento medio para el SMC-TS bordea los 1000 [min], lo cual es una respuesta 5 veces más rápida el esquema SMC cuyo tiempo de establecimiento medio es de 5000 [min]. Hay que tomar en cuenta también, que a pesar de que el controlador PID presenta una respuesta rápida en algunos casos, no logra estabilizar el sistema como sí lo hacen el SMC-TS y el SMC.

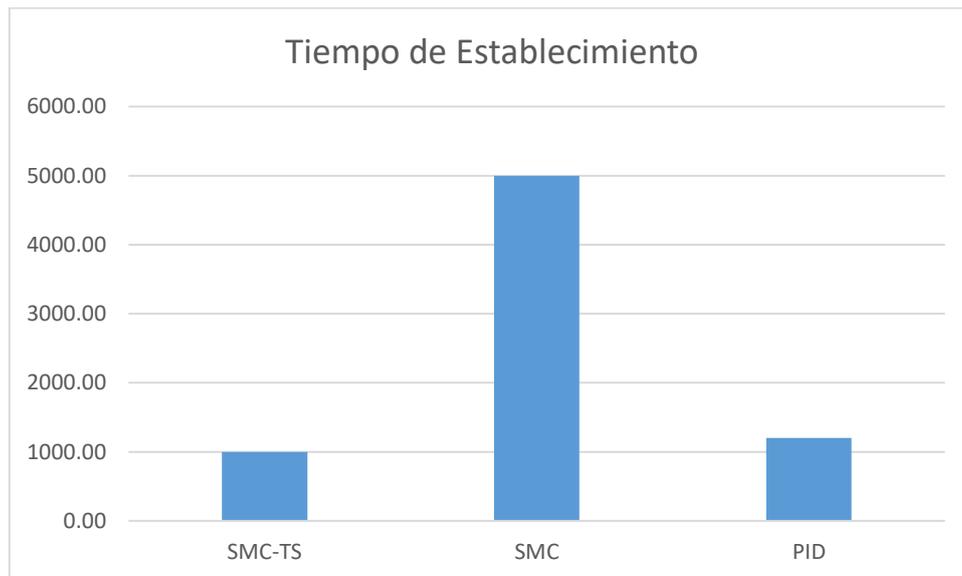


Figura 3.34. Tiempos de establecimiento para los diferentes esquemas de control

El último parámetro que se usará para comparar el rendimiento de los esquemas de control es el máximo sobre-pico. En la figura 3.35 se observa el gráfico de barras con dicho parámetro, el SMC-TS presenta un menor sobre-pico que los esquemas PID y SMC, esto a pesar de que la respuesta es mucho más rápida como se mencionó anteriormente, lo que demuestra la superioridad de este esquema de control.

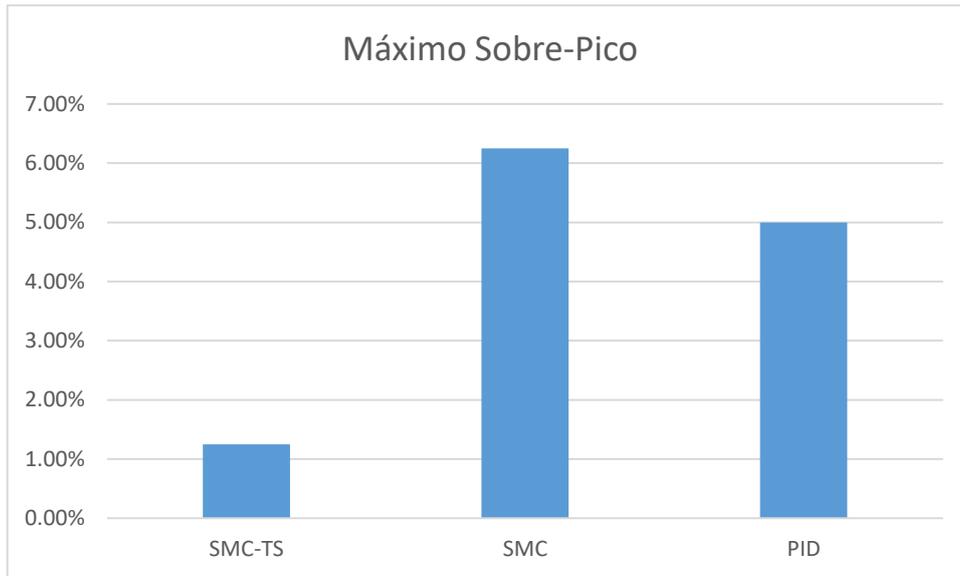


Figura 3.35. Máximo Sobre-pico para los diferentes esquemas de control.

La tabla 3.2 indica los valores de cada parámetro presentados en los gráficos de barras anteriores.

Tabla 3.2. Índices de rendimiento de los diferentes esquemas de control

Controlador	ISE	TVU	Tiempo de establecimiento	Máximo Sobre-Pico
SMC-TS	632.00	63430.00	1000.00	1.19%
SMC	5271.00	63170.00	5000.00	7.14%
PID	6379.00	65160.00	1200.00	5.96%

-Prueba de regulación y cambio de referencia

Para esta prueba se agregan perturbaciones en el flujo de corriente ácida al q_1 , además de realizar cambios en el punto de operación de la planta, se lleva la misma del punto 7.02 a 7.84 de pH, una vez se estabiliza, se ingresa una perturbación, en el instante $t = 10000$ [min].

En la figura 3.36 se observa la respuesta ante esta prueba, se observa que la señal del controlador SMC-TS logra llevar al sistema al punto de operación deseado en un tiempo de 1800 [min], aunque se tiene un sobre-pico que no es muy significativo.

Se observa que el esquema SMC, también llega a estabilizar el proceso, pero lo hace en un tiempo mucho mayor de aproximadamente 4000 [min], el sobre-pico es mayor al del SMC-TS. En comparación con el esquema PID, se observa que el sobre-pico es menor

pero la respuesta presenta oscilaciones hasta llegar a estabilizarse, en aproximadamente 4000 [min]. De estos esquemas debido a la rapidez y a la falta de oscilaciones se puede concluir que el esquema SMC-TS presenta un desempeño superior.

En el instante $t = 10000$ [min] se observa la respuesta ante la perturbación que se ingresa en el sistema. La perturbación genera un pico en la respuesta que es igual en los tres esquemas de control. Nuevamente el SMC-TS es el que logra estabilizar al sistema en el menor tiempo posible, en aproximadamente 1500 [min], el esquema PID presenta oscilaciones en la salida, y un tiempo de estabilización mucho más largo cercano a los 5000 [min]. El SMC tiene una respuesta más rápida al PID, con tiempo de estabilización de 3000 [min], también se destaca que no presenta oscilaciones para controlar la perturbación.

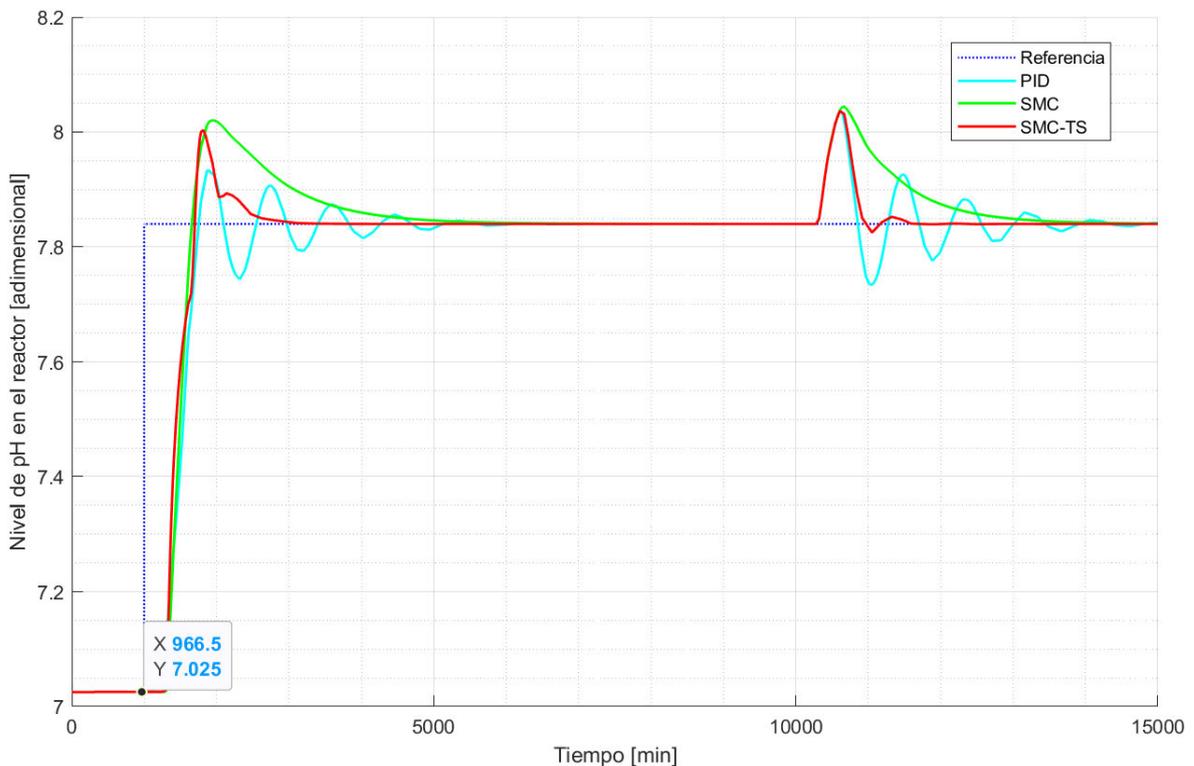


Figura 3.36. Respuesta de los esquemas de control ante cambios de referencia y perturbaciones.

En la figura 3.37 se observa las acciones de control de cada uno de los esquemas puestos a prueba. Se observa que ante el cambio de referencia el PID, y el SMC-TS empiezan con un gran esfuerzo en el controlador que empieza a decaer rápidamente. En el caso del SMC-TS este valor se estabiliza rápidamente, en un tiempo cercano a 1100 [min]. La acción del controlador presenta oscilaciones en el caso del PID, lo que lleva a que se estabilice en un

tiempo de 4500 [min]. La acción de control más suave es la del SMC, aunque genera una respuesta lenta.

La acción de control del SMC-TS durante la perturbación es una respuesta con menor esfuerzo al inicio que el PID y que no presenta las oscilaciones de este. El SMC, presenta una respuesta gradual, que se puede interpretar como un menor esfuerzo de la misma. La figura 3.37 contiene un acercamiento de la señal de control durante la perturbación realizada.

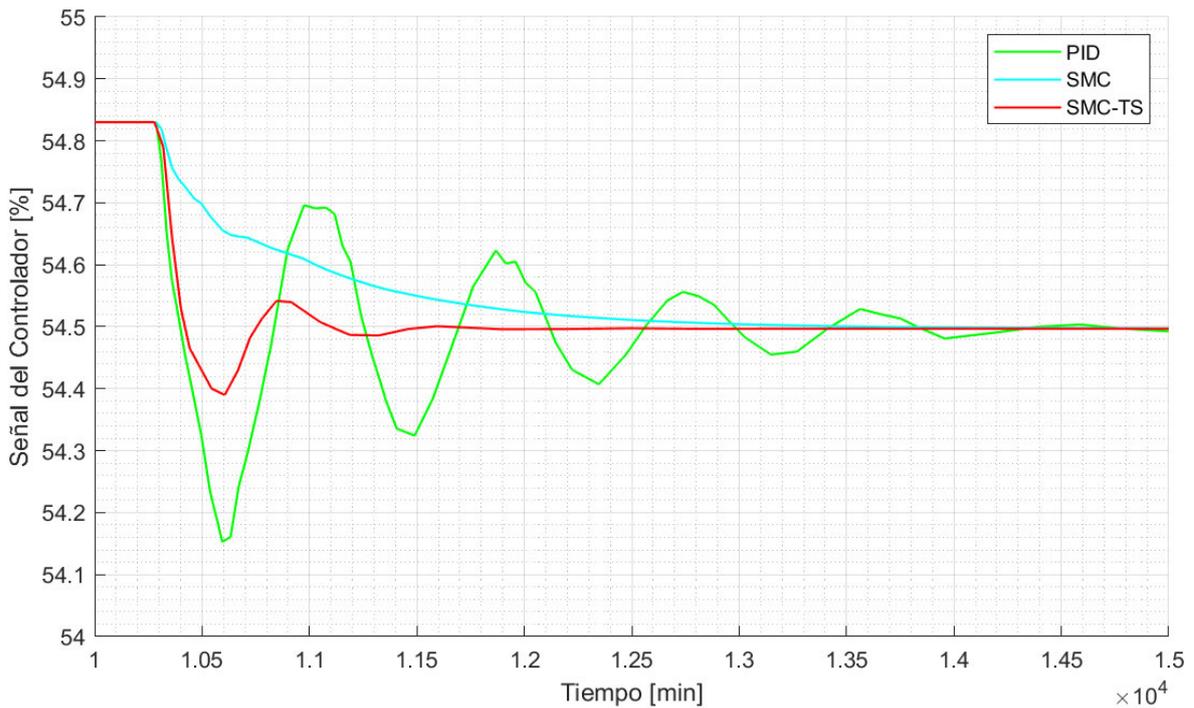


Figura 3.37. Acción de control durante la perturbación.

El índice ISE de los diferentes esquemas de control se observa en el gráfico de barras de la figura 3.38. Se observa que ampliamente el SMC-TS es el mejor esquema para controlar perturbaciones. Es evidente tanto por el tiempo de establecimiento y la falta de oscilaciones que este esquema supera a los otros dos. El ISE del SMC-TS es prácticamente cero en comparación tanto al del SMC como del PID.

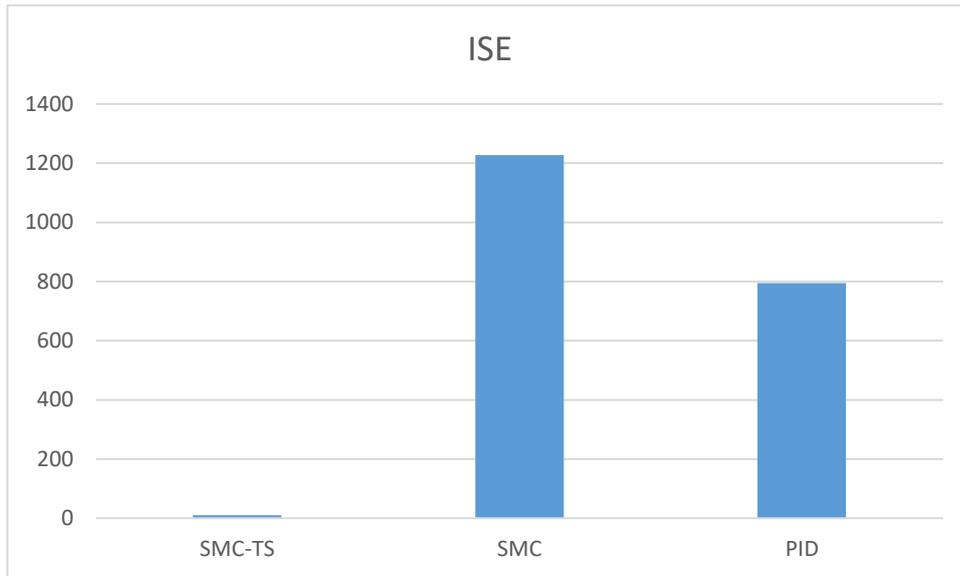


Figura 3.38. ISE ante perturbaciones de los diferentes esquemas de control.

En la figura 3.39 se tiene el gráfico de barras de TVu de los diferentes esquemas de control. Se observa que prácticamente tienen el mismo valor, mostrando que, aunque la respuesta del SMC-TS es la que presenta un mejor rendimiento, no se traduce en un mayor esfuerzo en el elemento final de control, sino que incluso el esfuerzo es menor que en otros esquemas de control como el del PID, que incluso podría causar más daños en dicho elemento debido a las oscilaciones que se presenta.

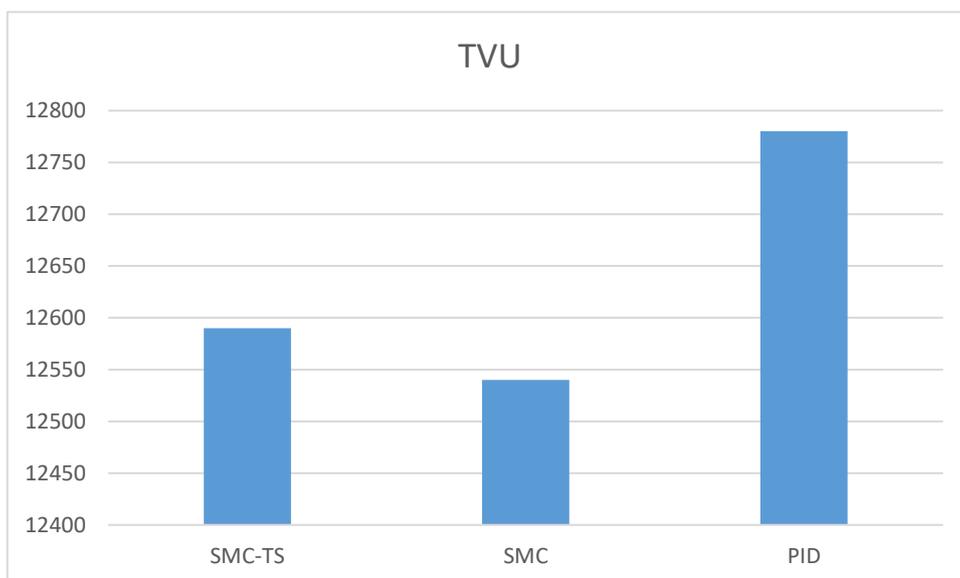


Figura 3.39. TVu ante perturbaciones de los diferentes esquemas de control.

El tiempo de establecimiento se muestra en el gráfico de barras de la figura 3.40. Como se observa en la respuesta mostrada en la figura 3.37., el esquema SMC-TS, es el que presenta la respuesta más rápida, teniendo un tiempo de establecimiento 3 veces más rápido que el esquema SMC, y cerca de 4 veces más rápido que el PID.

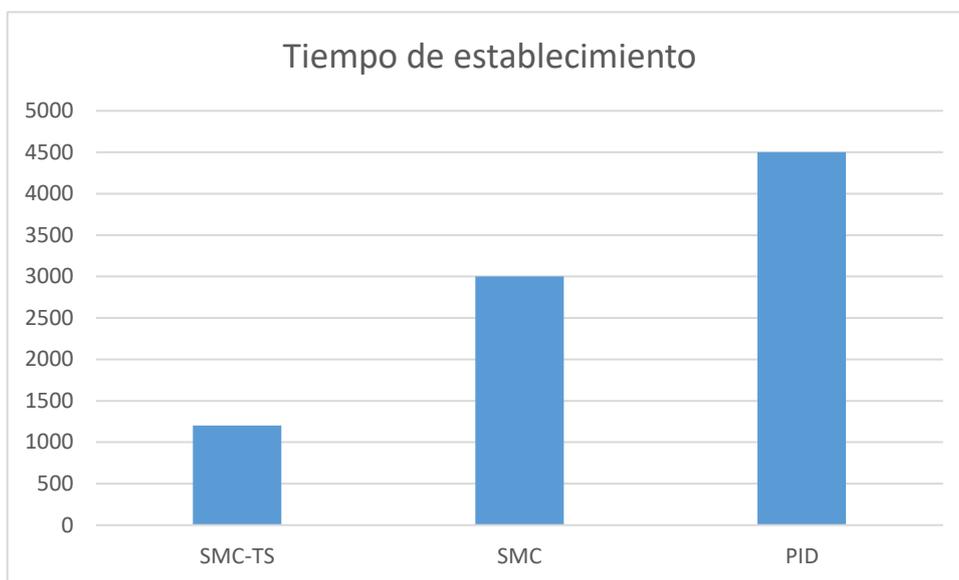


Figura 3.40. Tiempo de establecimiento ante perturbaciones de los diferentes esquemas de control

En la tabla 3.3 se muestran los valores exactos para los gráficos anteriormente mostrados.

Tabla 3.3. Valores de los indicadores de rendimiento de los diferentes esquemas de control

Controlador	ISE	TVu	Tiempo de Establecimiento
SMC-TS	10.68	12590	1200
SMC	1227	12540	3000
PID	794.9	12780	4500

Los resultados mostrados anteriormente, indican que un control más tradicional como el PID, si bien funciona correctamente cerca del punto de operación para donde fue diseñado, mientras más se aleja del mismo, este tendrá un peor desempeño, existirán oscilaciones en la salida y puede llevar al sistema a la inestabilidad. Con esquemas de control más robustos como el SMC, no se presentan estos problemas, a pesar de las incertidumbres en el modelado del reactor de pH; aun así, mientras más se aleja del punto de operación inicial las características de la respuesta se empiezan a deteriorar, al tener un sobre-pico

mucho más grande y un tiempo de establecimiento mayor. El esquema adaptativo SMC-TS, logra superar los problemas anteriormente mencionados; ya que al adaptarse a las condiciones en las que se encuentre el proceso, se encuentra la ley de control óptima para el punto de operación en el que se desee trabajar.

En cuanto a las perturbaciones, es de esperar que las respuestas sigan un comportamiento similar a las realizadas ante las pruebas de seguimiento. El esquema SMC-TS, logra respuestas más rápidas y con menor sobre-pico, y sin presentar oscilaciones en la salida.

4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.3. CONCLUSIONES

- Se modeló el sistema de un reactor de neutralización de pH mediante el método basado en la curva de reacción del proceso en varios puntos de operación; al realizar el modelamiento se comprobó el comportamiento no lineal del sistema ya que los parámetros del modelo varían ante cada linealización, incluso existen variaciones si está en ascenso o descenso el punto de operación. Con la obtención de dichos modelos, se construyó un sistema de inferencia difuso de Takagi-Sugeno; que representa de mejor manera la dinámica no lineal del sistema.
- Se diseñó un esquema de control por modos deslizantes junto con un predictor de Smith adaptativo, basado en el sistema difuso de Takagi-Sugeno. Para realizar la adaptación de la ley de control se utilizó un esquema de ganancias programadas usando también un sistema difuso de Takagi-Sugeno.
- Se simuló el esquema de control diseñado junto con la planta de neutralización de pH usando la plataforma Simulink de Matlab. Se comprobó que el esquema de control logra estabilizar el sistema en varios puntos de operación y también logra rechazar perturbaciones que se ingresan al sistema.
- Se comprobó que el esquema diseñado tiene un mejor desempeño que los controladores PID y SMC, particularmente en las pruebas de seguimiento, donde al alejarse mucho del punto de operación inicial el controlador PID no logra estabilizar el sistema, mientras que el SMC no tenía un desempeño adecuado al presentar un sobre-pico excesivo y un gran tiempo de establecimiento. También se mostró que el esquema SMC-TS presenta un mejor ISE tanto en las pruebas de seguimiento como en las de regulación, mientras que la acción de control no tenía un mayor esfuerzo como se muestra en el TVu.
- La interfaz de usuario diseñada permite la visualización de la respuesta del sistema de neutralización de pH ante cambios en el punto de operación y ante perturbaciones en el flujo de corriente ácida. Además, se observa la acción de control generada. También permite comparar el rendimiento del mismo con los esquemas PID y SMC; mediante el uso de los índices de rendimiento ISE y TVu.

4.4. RECOMENDACIONES

- En base a la investigación presentada y a la metodología seguida se podría realizar el modelado difuso de Takagi-Sugeno para sistemas no lineales que puedan ser aproximados a modelos segundo orden más retardo, modelos de respuesta inversa, modelos integrantes, etc., y así comprobar la eficiencia de esta técnica de modelado para diversos modelos.
- Aplicar esquemas adaptativos de ganancias programadas usando modelos de inferencia difusa de Takagi-Sugeno, en conjunto con controladores tipo PID, por realimentación de estados y diseño de control óptimo.
- Buscar métodos eficientes para la discretización de los sistemas de inferencia difusa de Takagi-Sugeno para poderlos implementar en tarjetas embebidas.

5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] H. Khalil, *Nonlinear Systems*, Third. New Jersey: Prentice Hall, 2002.
- [2] J.-J. E. Slotine and W. Li, *Applied Nonlinear Control*. New Jersey: Prentice Hall, 1991.
- [3] J. Abonyi, *Fuzzy Model Identification for Control*. Birkhäuser Boston, 2003.
- [4] O. Camacho and C. A. Smith, "Sliding mode control: An approach to regulate nonlinear chemical processes," *ISA Trans.*, vol. 39, no. 2, pp. 205–218, Apr. 2000, doi: 10.1016/s0019-0578(99)00043-9.
- [5] T. Takagi and M. Sugeno, "Fuzzy Identification of Systems and Its Applications to Modeling and Control," *IEEE Trans. Syst. Man Cybern.*, vol. SMC-15, no. 1, pp. 116–132, 1985, doi: 10.1109/TSMC.1985.6313399.
- [6] H. Ying, "General Takagi-Sugeno fuzzy systems are universal approximators," in *1998 IEEE International Conference on Fuzzy Systems Proceedings - IEEE World Congress on Computational Intelligence*, 1998, vol. 1, pp. 819–823, doi: 10.1109/FUZZY.1998.687596.
- [7] T. A. Johansen, R. Shorten, and R. Murray-Smith, "On the interpretation and identification of dynamic Takagi-Sugeno fuzzy models," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 8, no. 3, pp. 297–313, Jun. 2000, doi: 10.1109/91.855918.
- [8] J. E. Normey-Rico and E. F. Camacho, *Control of Dead-time Processes*, First. London: Springer, 2009.
- [9] O. J. M. Smith, "A controller to overcome dead time," *ISA J.*, vol. 6, pp. 28–33, 1959.
- [10] E. Baez, Y. Bravo, P. Leica, D. Chavez, and O. Camacho, "Dynamical sliding mode control for nonlinear systems with variable delay," in *2017 IEEE 3rd Colombian Conference on Automatic Control, CCAC 2017 - Conference Proceedings*, Jan. 2018, vol. 2018-Janua, pp. 1–6, doi: 10.1109/CCAC.2017.8276426.
- [11] O. Camacho and F. De la Cruz, "Smith predictor based-sliding mode controller for integrating processes with elevated deadtime," *ISA Trans.*, vol. 43, no. 2, pp. 257–270, Apr. 2004, doi: 10.1016/s0019-0578(07)60035-4.
- [12] O. Camacho, R. Rojas, and W. García-Gabín, "Some long time delay sliding mode control approaches," *ISA Trans.*, vol. 46, no. 1, pp. 95–101, Feb. 2007, doi:

10.1016/j.isatra.2006.06.002.

- [13] U. Mehta and I. Kaya, "Smith predictor with sliding mode control for processes with large dead times," *J. Electr. Eng.*, vol. 68, no. 6, pp. 463–469, Nov. 2017, doi: 10.1515/jee-2017-0081.
- [14] E. J. Iglesias Sanchez, "Using fuzzy logic to enhance control performance of sliding mode control and dynamic matrix control," University of South Florida, 2006.
- [15] F. Golnaraghi and B. C. Kuo, *Automatic Control Systems*, Ninth. WILEY.
- [16] A. Smith, Carlos A; Corripio, *Control Automático de Procesos*. Mexico: Limusa-Noriega Editores, 2004.
- [17] I. Benítez-González and R. Rivas-Pérez, "Predictor de Smith: Revisión y desafíos," *EAC*, 2017. http://scielo.sld.cu/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S1815-59282017000100003 (accessed Apr. 14, 2021).
- [18] N. Abe and Y. Kazo, "Smith predictor control and internal model control - a tutorial," in *SICE 2003 Annual Conference (IEEE Cat. No.03TH8734)*, 2003, pp. 1383–1387, Accessed: Oct. 06, 2020. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1324170>.
- [19] L. A. Zadeh, "Fuzzy sets," *Inf. Control*, vol. 8, no. 3, pp. 338–353, 1965, doi: 10.1016/S0019-9958(65)90241-X.
- [20] Y. Y. Cao and P. M. Frank, "Stability analysis and synthesis of nonlinear time-delay systems via linear Takagi-Sugeno fuzzy models," *Fuzzy Sets Syst.*, vol. 124, no. 2, pp. 213–229, Dec. 2001, doi: 10.1016/S0165-0114(00)00120-2.
- [21] L.-X. Wang, *A Course in Fuzzy Systems and Control*. Prentice Hall, 1997.
- [22] Y. Y. Cao and P. M. Frank, "Analysis and synthesis of nonlinear time-delay systems via fuzzy control approach," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 8, no. 2, pp. 200–211, 2000, doi: 10.1109/91.842153.
- [23] D. Driankov, R. Palm, and U. Rehfuess, "Takagi-Sugeno fuzzy gain-scheduler," in *IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, 1996, vol. 2, pp. 1053–1059, doi: 10.1109/fuzzy.1996.552324.
- [24] Z. Y. Zhao, M. Tomizuka, and S. Isaka, "Fuzzy Gain Scheduling of PID Controllers," *IEEE Trans. Syst. Man Cybern.*, vol. 23, no. 5, pp. 1392–1398, 1993, doi: 10.1109/21.260670.

- [25] J. Zhao, V. Wertz, and R. Gorez, "Fuzzy gain scheduling controllers based on fuzzy models," in *IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, 1996, vol. 3, pp. 1670–1676, doi: 10.1109/fuzzy.1996.552621.
- [26] Y. W. Liang, S. D. Xu, D. C. Liaw, and C. C. Chen, "A study of T-S model-based SMC scheme with application to robot control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 11, pp. 3964–3971, 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.2005138.
- [27] H. Li, J. Wang, H. Du, and H. R. Karimi, "Adaptive Sliding Mode Control for Takagi-Sugeno Fuzzy Systems and Its Applications," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 26, no. 2, pp. 531–542, Apr. 2018, doi: 10.1109/TFUZZ.2017.2686357.
- [28] Z. Xiu and W. Wang, "A novel nonlinear PID controller designed by Takagi-Sugeno fuzzy model," in *Proceedings of the World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA)*, 2006, vol. 1, pp. 3724–3728, doi: 10.1109/WCICA.2006.1713066.
- [29] I. Salhi, S. Doubabi, N. Essounbouli, and A. Hamzaoui, "Application of multi-model control with fuzzy switching to a micro hydro-electrical power plant," *Renew. Energy*, vol. 35, no. 9, pp. 2071–2079, Sep. 2010, doi: 10.1016/j.renene.2010.02.008.
- [30] H. Li, J. Yu, C. Hilton, and H. Liu, "Adaptive sliding-mode control for nonlinear active suspension vehicle systems using T-S fuzzy approach," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 8, pp. 3328–3338, 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2202354.
- [31] M. Li, Y. Yang, F. Gao, and F. Wang, "Fuzzy multi-model based adaptive predictive control and its application to thermoplastic injection molding," *Can. J. Chem. Eng.*, vol. 79, no. 2, pp. 263–272, Apr. 2001, doi: 10.1002/cjce.5450790209.
- [32] H. Zhu, J. Shen, K. Y. Lee, and L. Sun, "Multi-model based predictive sliding mode control for bed temperature regulation in circulating fluidized bed boiler," *Control Eng. Pract.*, vol. 101, p. 104484, Aug. 2020, doi: 10.1016/j.conengprac.2020.104484.
- [33] V. I. Utkin, "Survey Paper: Variable Structure Systems with Sliding Modes," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 22, no. 2, pp. 212–222, 1977, doi: 10.1109/TAC.1977.1101446.
- [34] W. J. Rugh, "Analytical framework for gain scheduling," in *Proceedings of the American Control Conference*, 1990, pp. 1688–1694, doi:

10.23919/acc.1990.4791022.

- [35] J.-H. Hwang, S.-Y. Tsay, and C. Hwang, "Tuning PID Controllers for Minimizing ISE and Satisfying Specified Gain and Phase Margins," *IFAC Proc. Vol.*, vol. 33, no. 4, pp. 601–606, Apr. 2000, doi: 10.1016/s1474-6670(17)38309-x.
- [36] V. M. Alfaro and R. Vilanova, "Robust tuning of 2DoF five-parameter PID controllers for inverse response controlled processes," *J. Process Control*, vol. 23, no. 4, pp. 453–462, Apr. 2013, doi: 10.1016/j.jprocont.2013.01.005.
- [37] Y. W. Liang, S. D. Xu, and L. W. Ting, "T-S model-based SMC reliable design for a class of nonlinear control systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 9, pp. 3286–3295, 2009, doi: 10.1109/TIE.2009.2026384.
- [38] A. O'Dwyer, *Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules*, Tercera. Londres, 2009.
- [39] D. E. Seborg, T. F. Edgar, D. A. Mellichamp, and F. J. Doyle III, *Process Dynamics & Control*, Third. WILEY, 2011.

ANEXOS

ANEXO A: MANUAL DE USUARIO DE LA INTERFAZ GRÁFICA.

En el presente manual se buscar instruir al usuario en el manejo de la interfaz gráfica desarrollada para mostrar los resultados del proyecto de titulación desarrollado.

Es necesario disponer del software Matlab versión 2019b o superior.

Inicialización de la interfaz

Para el funcionamiento de la interfaz es necesario que la carpeta actual de trabajo sea la carpeta “Interfaz_SMC_TS”, la cual contiene los archivos necesarios, como se muestra en la zona A de la figura A.1 Para iniciar la interfaz se debe ingresar en la ventana de comandos “SMC_TS”, como se muestra en la zona B de la figura A.1

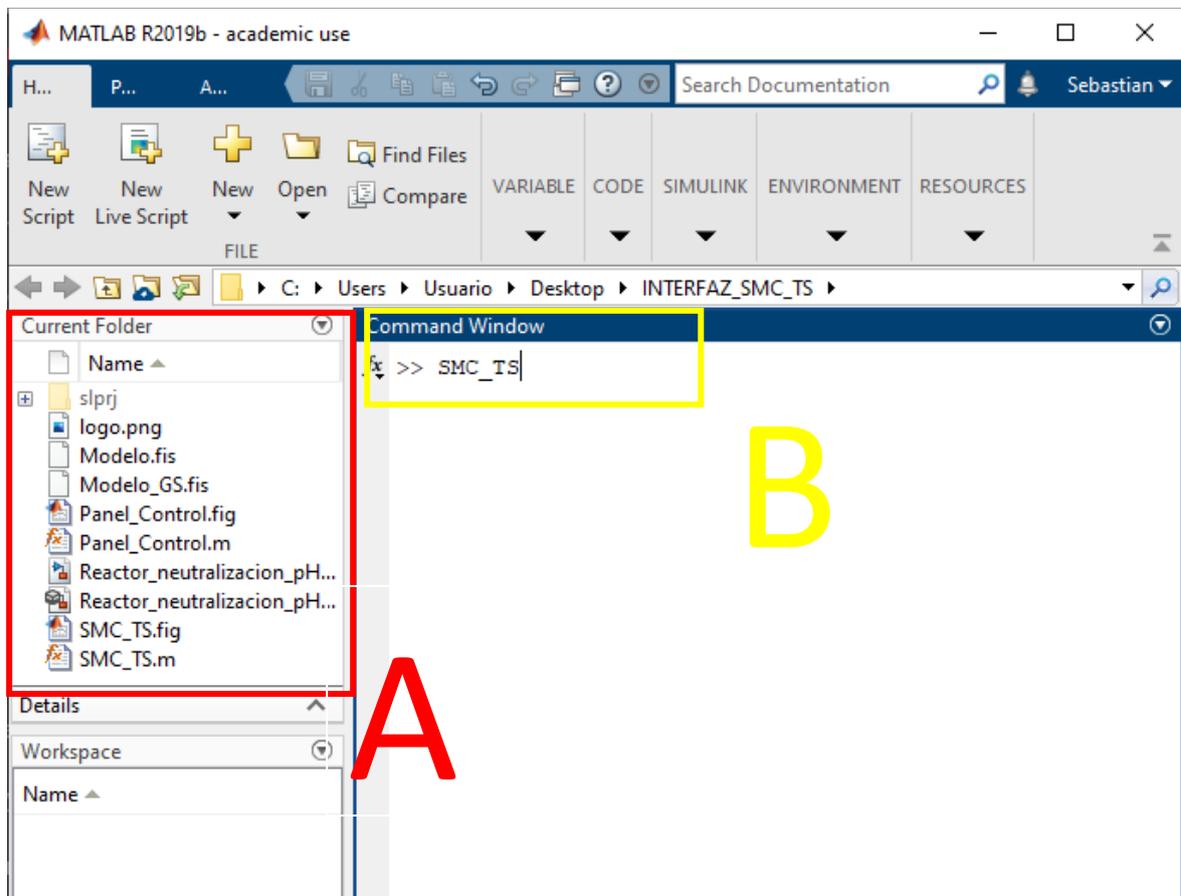


Figura A.1. Inicialización de la interfaz.

Después de unos momentos, se mostrará la portada de la interfaz gráfica, que se muestra en la figura A.2, la finalidad de esta ventana es introducir al trabajo realizado.

Se procede a hacer clic en el botón “INICIAR”.



Figura A.2. Ventana de la portada.

Luego, aparecerá un mensaje indicando que el modelo realizado en Simulink se está cargando en la memoria del sistema (Figura A.3), lo cual puede tardar varios segundos. Una vez el sistema esté listo, el mensaje desaparecerá automáticamente, y se mostrará la ventana de “Panel de Control”.

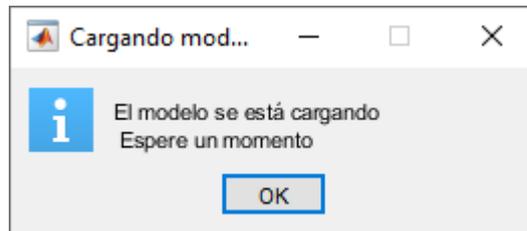


Figura A.3. Mensaje de carga del modelo

-Ventana panel de control

En la ventana del panel de control se pueden distinguir las zonas mostradas en la figura A.4, las cuales son las siguientes:

- A: Herramientas para manipular las gráficas.
- B: Visualización de variables.
- C: Cambios de referencia.
- D: Perturbaciones.
- E: Menú de comparación de controladores.

- F: Índices de desempeño.
- G: Acciones de “ACTUALIZAR” y “SIMLUAR”.

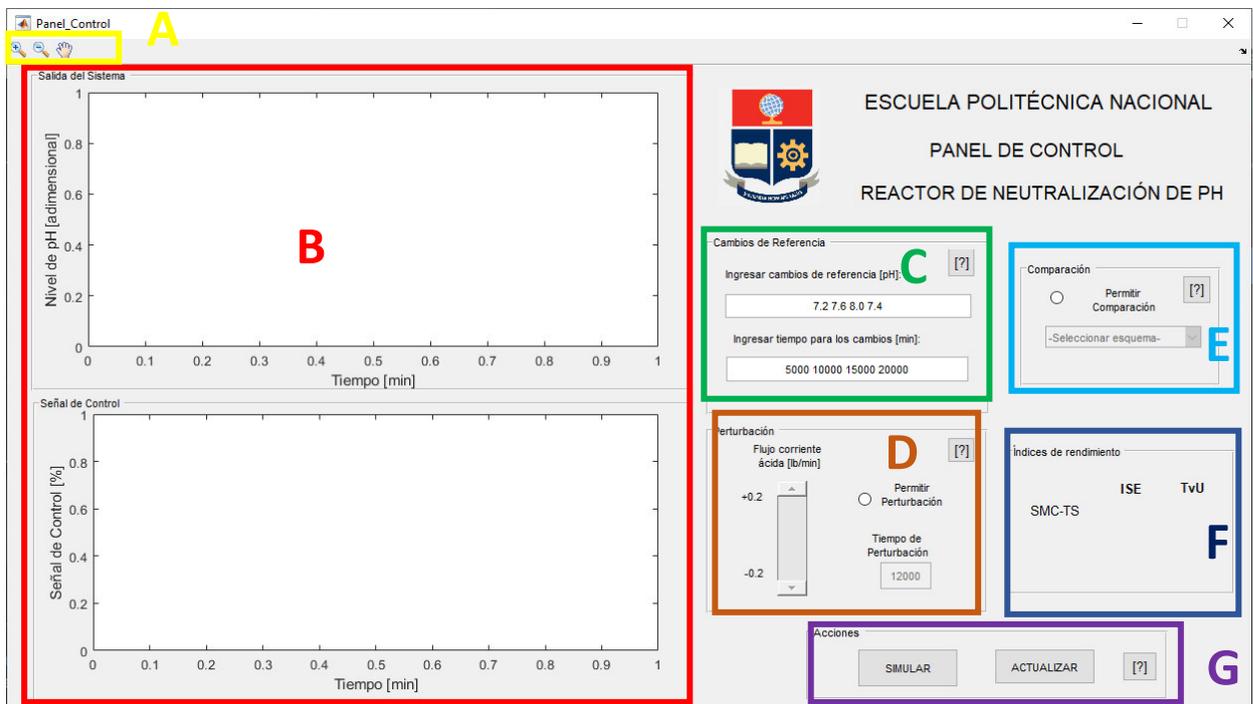


Figura A.3. Ventana de panel de control con sus zonas.

-Zona C: Cambios de referencia.

La zona C permite ingresar los cambios de referencia que se harán en el proceso, junto con el tiempo en el que se producen los mismos. Se puede ingresar cualquier cantidad de cambios de referencia, junto con los tiempos en los que se producen.

El rango permitido para realizar los cambios de referencia se encuentra entre 5.8 y 8.6 grados de pH.

Para ingresar los tiempos es necesario que los mismos sean en orden creciente, en cuanto al intervalo entre los mismos, no hay un máximo ni un mínimo, aunque se recomienda que sea de por lo menos 5000 [min], para observar los cambios que se producen en el proceso.

Un ejemplo se observa en la figura A.4.

Figura A.4. Ingreso de datos en la zona de cambios de referencia.

El botón “[?]”, indica un mensaje de ayuda con la información expuesta anteriormente. El mismo se observa en la figura A.5.

Figura A.5. Mensaje de ayuda para los cambios de referencia.

-Zona D: Ingreso de perturbaciones

La zona D permite el ingreso de perturbaciones en el flujo de corriente ácida al modelo del reactor. Para activarla se hace clic en el botón radial de “Permitir Perturbación”, lo que habilita la slider para regular la amplitud de la perturbación, y permite escribir el tiempo en el que se producirá la misma.

Figura A.6. Zona de ingreso de la perturbación al sistema.

El botón “[?]”, muestra el mensaje de ayuda de la figura A.7.

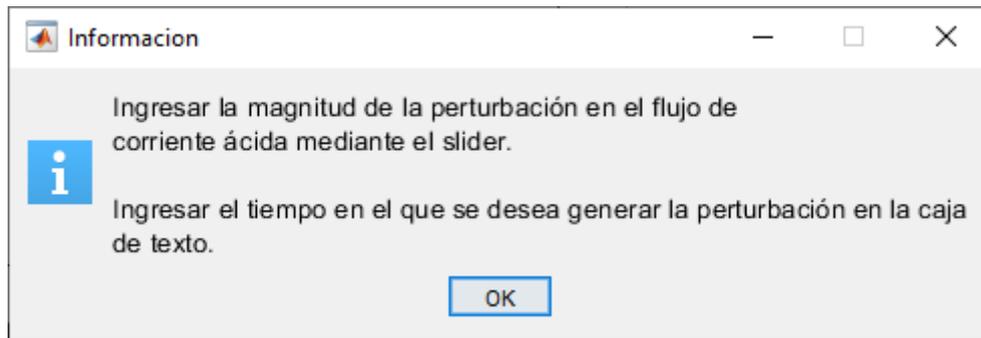


Figura A.7. Mensaje de ayuda para el ingreso de la perturbación.

-Zona E: Comparación con otros esquemas de control

Para mostrar la respuesta del modelo con otro esquema de control, es necesario hacer clic en el botón radial junto a “Permitir comparación”, seguidamente se debe escoger el esquema que se desea mostrar en el menú desplegable, ya sea el SMC o el PID. Esto se muestra en la figura A.8. En caso de que esta opción no esté habilitada, las gráficas solo mostrarán el esquema de control SMC-TS.

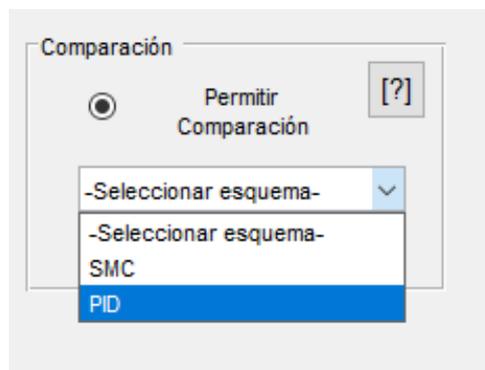


Figura A.8. Menú de esquemas para realizar la comparación.

Al presiona el botón “[?]”, se muestra el mensaje de ayuda de la figura A.9.

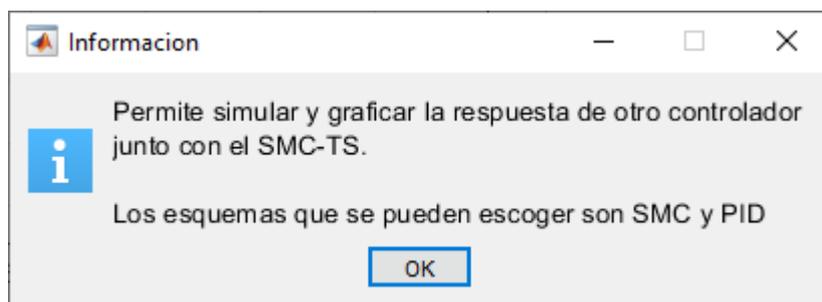


Figura A.9. Mensaje de ayuda para la comparación de controladores.

-Zona F: Índices de desempeño.

Esta zona muestra los índices de desempeño ISE y TVu, del controlador SMC-TS, y del esquema con el que se está comparando en caso de que la opción esté habilitada. Se muestra en la figura A.9



	ISE	TvU
SMC-TS	6e+02	5.2e+03
PID	8.9e+02	4.8e+03

Figura A.9. Zona donde se visualizan los índices de desempeño.

-Zona E: Botones de control

En esta zona se encuentran los botones de “ACTUALIZAR” y “SIMULAR”, como se observa en la figura A.10.

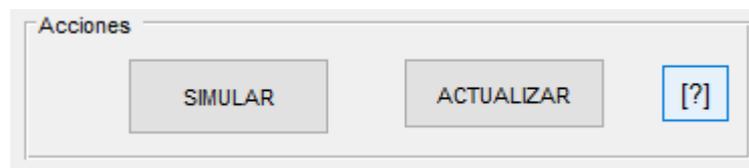


Figura A.10. Botones de “SIMULAR” y “ACTUALIZAR”.

El botón “SIMULAR”, realiza la simulación del modelo en Simulink, esta puede demorar algunos segundos dependiendo del número de cambios de referencia que se realicen. Mientras la simulación está en proceso se muestra el mensaje de la figura A.11. Una vez finaliza se grafica la salida del sistema en grados de pH, y la señal de control en porcentaje, como se observa en la figura A.12.

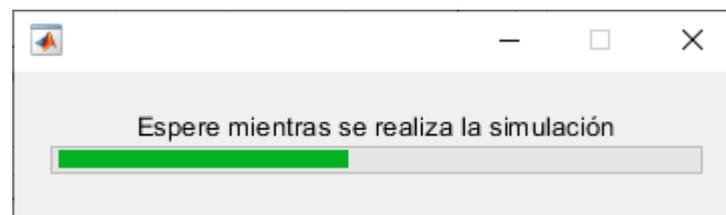


Figura A.11. Barra de progreso de la simulación.

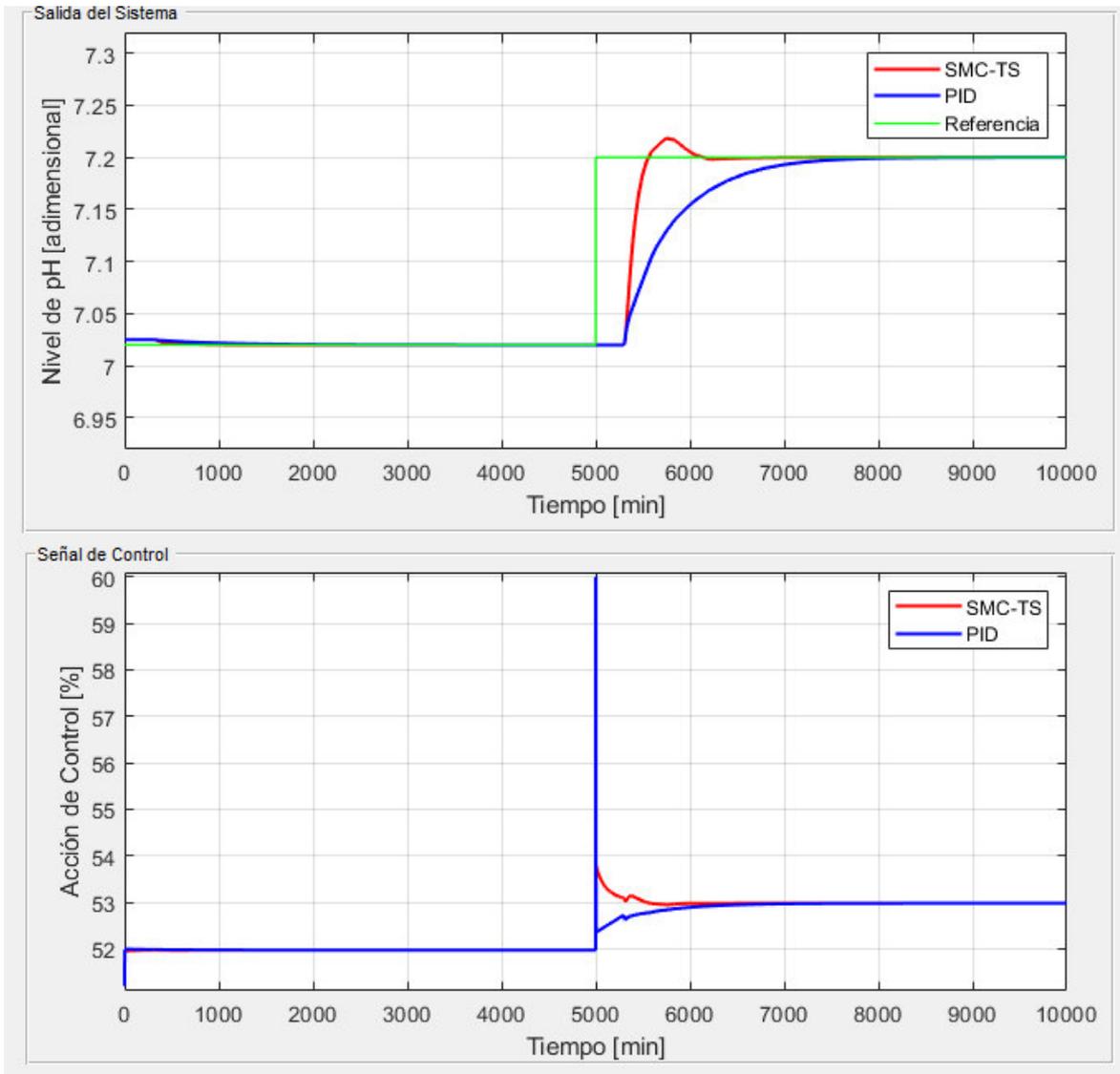


Figura A.12. Visualización de la salida del sistema y de la señal de control.

El botón "ACTUALIZAR", permite cargar los datos ingresados tanto en los cambios de referencia como en las perturbaciones, si los datos ingresados son válidos muestra un mensaje de éxito el cual se observa en la figura A.11.

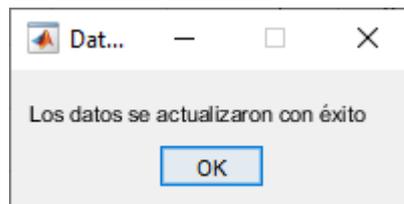


Figura A.11. Mensaje de éxito en la actualización de datos.

Los errores pueden ocurrir son los siguientes:

- El número de cambios de referencia no coincide con el número de tiempos en los que se produce, si esto ocurre se muestra el mensaje de error mostrado en la figura A.12.

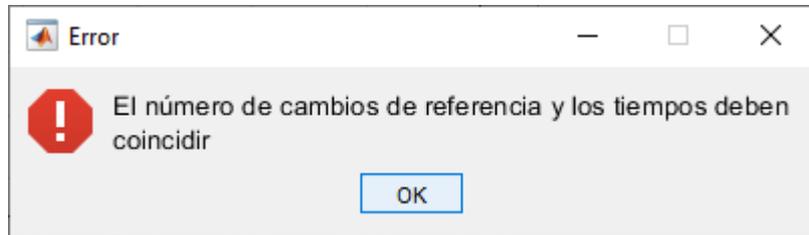


Figura A.12. Mensaje de error en caso de que no coincida el número de cambios de referencia y tiempos.

- Los cambios de referencia no están dentro del rango permitido. Se muestra el mensaje de error de la figura A.13.

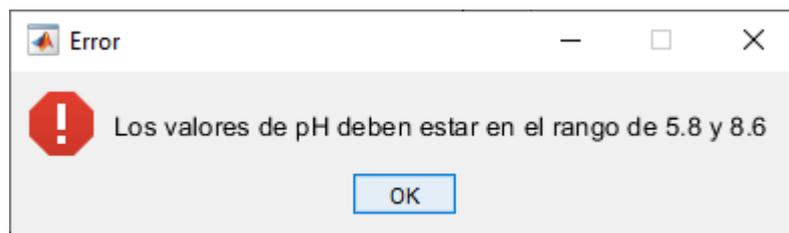


Figura A.13. Mensaje de error para cambios de referencia fuera de rango.

- Se ingresaron datos no válidos, como letras o símbolos en los cambios de referencia o en el tiempo, se muestra el mensaje de error en la figura A.14; indicando el lugar donde se han ingresados datos inválidos.

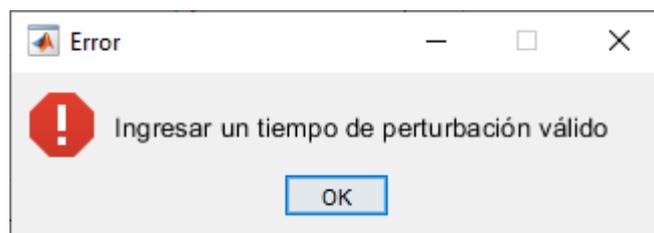


Figura A.14. Mensaje de error en caso de ingresar datos no válidos (letras, signos).

- Los tiempos para los cambios de referencia no son en orden creciente, en este caso se muestra el mensaje de error de la figura A.15.

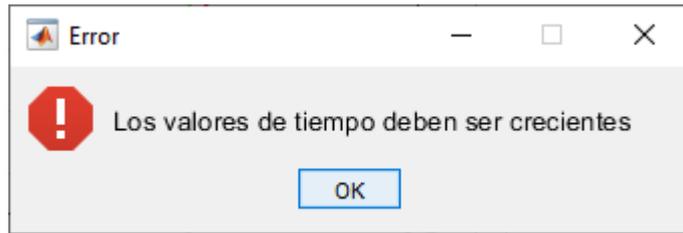


Figura A.15. Mensaje de error para cuando los tiempos de los cambios de referencia no están en orden creciente.

En caso de aparecer uno de los errores mencionados anteriormente, los datos no se actualizarán y quedarán cargados los datos anteriores.

En caso de que se ingresen nuevos datos, se haya hecho clic en "SIMULAR", pero no se haya presionado "ACTUALIZAR", la simulación se realizará con los últimos datos que hayan sido cargados al modelo.

ORDEN DE EMPASTADO