

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONTROLADOR DSMC EMPLEANDO UNA SUPERFICIE MÓVIL DE TIPO ROTANTE JUNTO CON TÉCNICAS DE LÓGICA DIFUSA APLICADO A UN PROCESO DE NEUTRALIZACIÓN DE PH Y UN TANQUE DE MEZCLADO CON RETARDO VARIABLE

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

WILLY SEBASTIÁN CORONEL BAUTISTA

willy.coronel@epn.edu.ec

DIRECTOR: ING. OSCAR EDUARDO CAMACHO QUINTERO PhD.

oscar.camacho@epn.edu.ec

Quito, octubre 2021

AVAL

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Willy Sebastián Coronel Bautista, bajo mi supervisión.

A handwritten signature in black ink, consisting of a large, stylized 'O' followed by 'E', 'C', 'A', 'M', 'A', 'C', 'H', 'O', 'Q', 'U', 'I', 'N', 'T', 'E', 'R', 'O'. The signature is written in a cursive style with a horizontal line crossing through the middle of the letters.

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

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

Yo Willy Sebastián Coronel Bautista, 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.

WSebastián

WILLY SEBASTIÁN CORONEL BAUTISTA

DEDICATORIA

Dedico este trabajo principalmente a Dios, por haberme permitido llegar hasta este momento tan importante. A mis padres, en especial a mi madre, por ser el pilar más importante y por demostrarme siempre su cariño y apoyo incondicional. A mis hermanos que siempre han estado junto a mí brindándome su apoyo.

Don't wait for luck

Dedicate yourself and you gon' find yourself

Standing in the hall of fame

(The Script)

AGRADECIMIENTO

Agradezco a Dios por protegerme durante todo este camino y darme las fuerzas para superar los obstáculos.

A mi madre por la confianza y el apoyo brindado.

Al Ing. Oscar Camacho, por su valiosa guía y asesoramiento en la realización de este trabajo.

ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL.....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA	II
DEDICATORIA	III
AGRADECIMIENTO	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
RESUMEN.....	VIII
ABSTRACT.....	IX
1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 OBJETIVOS.....	2
1.2 ALCANCE	2
1.3 MARCO TEÓRICO	3
1.3.1. Sistema de control	3
1.3.2. Sistemas lineales y no lineales	4
1.3.3. Aproximación de sistemas a un modelo de primer orden con tiempo muerto.....	5
1.3.4. Modelo de primer orden con tiempo muerto (FOPDT)	5
1.3.5. Variables de desviación	8
1.3.6. Controlador por modos deslizantes SMC	9
1.3.6.1. Superficie deslizante	10
1.3.6.2. Parte continua	10
1.3.6.3. Parte discontinua	11
1.3.7. Controlador por modos deslizantes dinámicos DSMC	11
1.3.7.1. Control por modelo interno IMC	12
1.3.7.2. Superficie deslizante	13
1.3.7.3. Parte continua	14
1.3.7.4. Parte discontinua	14
1.3.8. Legado del SMC	14
1.3.9. Superficie deslizante móvil de tipo rotante	15
1.3.10. Lógica difusa.....	18
1.3.10.1 Definiciones generales.....	18
1.3.11. Índices de desempeño del sistema	21
1.3.11.1. Integral del error cuadrático (ISE).....	22

1.3.11.2.	Integral del tiempo por el error cuadrático (ITSE)	22
1.3.11.3.	Índice de esfuerzo de control (IEC)	22
1.3.11.4.	Tiempo de establecimiento (TS).....	22
1.3.12.	Tanque de mezclado con retardo variable	23
1.3.12.1.	Descripción del proceso seleccionado.....	23
1.3.12.2.	Obtención del modelo FOPDT	26
1.3.13.	Proceso de neutralización pH	28
1.3.13.1.	Descripción del proceso seleccionado.....	28
1.3.13.2.	Obtención del modelo FOPDT	37
2.	METODOLOGÍA.....	40
2.1.	Diseño del controlador SMC	42
2.1.1.	Análisis de estabilidad.....	44
2.1.2.	Ecuaciones de sintonización	44
2.2.	Diseño del controlador DSMC	45
2.2.1.	Análisis de estabilidad.....	46
2.2.2.	Ecuaciones de sintonización	47
2.3.	Diseño del controlador DSMC con superficie de móvil de tipo rotante.....	47
2.3.1.	Entrada al bloque difuso	49
2.3.1.1.	Entradas para el parámetro λ	49
2.3.1.2.	Entradas para el parámetro KD	51
2.3.2.	Salida al bloque difuso	52
2.3.2.1.	Salida para el parámetro λ	52
2.3.2.2.	Salida para el parámetro KD	52
2.3.3.	Reglas difusas.....	53
2.3.3.1.	Reglas difusas para el parámetro λ	53
2.3.3.2.	Reglas difusas para el parámetro KD	54
2.4.	Ecuaciones para sistemas con condiciones iniciales.....	55
2.5.	Diseño de la interfaz gráfica	56
2.5.1.	Diagrama de flujo de la interfaz gráfica	59
3.	RESULTADOS Y DISCUSIÓN	61
3.1.	Tanque de mezclado con retardo variable	61
3.1.1.	Parámetros de sintonización de los controladores.....	61
3.1.2.	Rango de los bloques difusos para los parámetros de entrada y salida.....	62
3.1.3.	Simulación de los controladores.....	65
3.1.3.1.	Con perturbaciones	65

3.1.3.2. Con cambios de referencia.....	70
3.2. Proceso de neutralización de pH.....	75
3.2.1. Parámetros de sintonización de los controladores.....	75
3.2.2. Rango de los bloques difusos para los parámetros de entrada y salida.....	76
3.2.3. Simulación de los controladores.....	79
3.2.3.1. Con perturbaciones	79
3.2.3.2. Con cambios de referencia.....	84
4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	90
4.1. CONCLUSIONES	90
4.2. RECOMENDACIONES	91
5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	91
ANEXOS.....	97
Inicialización	97
Carátula.....	98
Selección del proceso.....	98
Ventanas del proceso	99
Área 1	100
Área 2.....	100
Área 3.....	101
Sección 1	102
Sección 2	102
Sección 3	102
Sección 4	103
Sección 5.....	103
Sección 6	103
Sección 7	103
Alertas y errores	104

RESUMEN

Este trabajo de titulación presenta el diseño, simulación y comparación del controlador DSMC con superficie móvil de tipo rotante empleando técnicas de lógica difusa frente a los controladores SMC y DSMC propuestos por Camacho-Smith y Báez respectivamente [1], [2] aplicados a dos procesos químicos. Para tal propósito, se realiza la aproximación de los dos procesos a un modelo de primer orden con tiempo muerto o FOPDT, debido a que este modelo simplifica tanto el diseño como la sintonización de los controladores. Para realizar el análisis comparativo de los controladores se emplean los índices de desempeño ISE, ITSE e índice del esfuerzo de control, así como del tiempo de establecimiento cuando los procesos son sometidos a cambios de referencia de tipo escalón y perturbaciones no modeladas. Por último, se emplea una interfaz gráfica en la cual se visualizará los resultados obtenidos de las simulaciones de los procesos, es decir, señales de control, salida de los procesos e índices de desempeño del controlador, además de permitir modificar la referencia de tipo escalón y las perturbaciones no modeladas.

PALABRAS CLAVE: DSMC, Índice del Esfuerzo de Control, Índice ISE, Índice ITSE, Lógica Difusa, Modelo de Primer Orden con Tiempo Muerto, SMC, Superficie Móvil, Tiempo de Establecimiento.

ABSTRACT

This work presents the design, simulation and comparison of the DSMC controller with a rotating type moving surface implemented by using fuzzy logic techniques. It is compared with the SMC and DSMC controllers proposed by Camacho-Smith and Baez respectively [1], [2] applied to two chemical processes. For this purpose, the two processes are approximated to a first order model with dead time or FOPDT, because this model simplifies both the design and the tuning of the controllers. To carry out the comparative analysis of the controllers, the performance indices ISE, ITSE and the control effort index are used, as well as the settling time response when the processes are subjected to step-type reference changes and non-modeled disturbances. Finally, a graphical interface is used where the results obtained from the process simulations are displayed, i.e., control signals, the process output and controller performance indices. Also, it allows to modify the step type reference and non-modeled disturbances.

KEYWORDS: DSMC, Control Effort Index, ISE Index, ITSE Index, Fuzzy Logic, First Order Plus Dead Time, SMC, Moving Surface, Settling Time.

1. INTRODUCCIÓN

Hoy en día el control por modo deslizante (Sliding Mode Control, SMC, por sus siglas en inglés) es una alternativa para el control de procesos industriales, debido a las características que ofrece tales como robustez frente a incertidumbres estructuradas y no estructurada, facilidad de implementación en procesos donde se utiliza un modelo de orden reducido, buen desempeño en estado estable y transitorio. Sin embargo, este controlador tiene como inconveniente el chattering (oscilación de alta frecuencia alrededor del punto de equilibrio deseado) presente en la señal de control y la duración del modo de alcanzamiento para llegar a la superficie deslizante [3], [4]. Para mitigar el efecto del chattering se utilizan funciones de suavizamiento (sigmoide, tangente hiperbólica, saturación), con la desventaja en la reducción del desempeño. De allí el uso de controladores dinámicos por modo deslizantes (Dynamical Sliding Mode Control, DSMC, por sus siglas en ingles), que brinden mayor robustez y mejor desempeño haciendo que el problema del chattering se reduzca [4]–[6].

El DSMC al ser el producto de la combinación de dos estructuras de control diferentes, control por modelo interno (Internal Mode Control, IMC, por sus siglas en ingles) y SMC permite lograr un mejor rendimiento haciendo que tenga características de cada una o que adquiera nuevas propiedades que las partes individuales no poseían, tales como la reducción del chattering en la señal de control y una respuesta más rápida al no existir una función de suavizamiento [2], [4], [6].

Por otro lado, el DSMC hereda ciertas desventajas individuales de las estructuras que lo conforman, la más importante se debe al uso de una superficie invariante en el tiempo, lo que implica que los estados del proceso que se está controlando, estén en modo de alcance y el error de seguimiento no pueda ser controlado de forma directa. Una forma de solucionar esta desventaja es aumentando la ganancia de la parte discontinua del controlador, con el inconveniente de un aumento en el chattering y la posible inestabilidad en el sistema por lo cual, una opción sería el uso de una superficie móvil como la propuesta realizada por Jauregui [7] .

En base a los antecedentes mencionados, se propone el diseño de un controlador DSMC empleando una superficie móvil de tipo rotante junto con técnicas de lógica difusa. Asimismo, se estudiarán dos procesos químicos aproximables a un modelo de primer orden con tiempo muerto: tanque de mezclado con retardo variable y proceso de neutralización de pH. Luego se realizara un análisis comparativo mediante los índices de desempeño del sistema: ISE, ITSE, e índice de esfuerzo de control, así como del tiempo de establecimiento

entre el controlador propuesto y los controladores SMC y DSMC propuestos por Camacho-Smith y Báez respectivamente [1], [2].

1.1 OBJETIVOS

El objetivo general de este Proyecto Técnico es: Diseñar y simular un controlador DSMC empleando una superficie móvil de tipo rotante junto con técnicas de lógica difusa aplicado a un proceso de neutralización de pH y un tanque de mezclado con retardo variable.

Los objetivos específicos del Proyecto Técnico son:

- Estudiar el modelo de los dos procesos uno de tanque de mezclado con retardo variable y un proceso de neutralización de pH aproximables a un modelo de primer orden con tiempo muerto.
- Estudiar y diseñar los controladores SMC y DSMC presentados por Camacho-Smith y Báez respectivamente [1], [2], así como el controlador DSMC con superficie móvil de tipo rotante usando técnicas de lógica difusa, con lo cual se busca mejorar los índices de desempeño del sistema: ISE, ITSE e índice de esfuerzo de control, así como la reducción del tiempo de establecimiento; haciendo uso de un modelo aproximado de primer orden con tiempo muerto para los dos procesos seleccionados.
- Simular los tres controladores diseñados en los procesos seleccionados en el software de simulación MATLAB.
- Analizar y comparar los resultados obtenidos en la simulación mediante índices de desempeño del sistema: ISE, ITSE e índice de esfuerzo del controlador, así como del tiempo de establecimiento, al usar el controlador DSMC con superficie móvil de tipo rotante con respecto a los controladores SMC y DSMC propuesto por Camacho-Smith y Báez respectivamente [1], [2].
- Realizar una interfaz gráfica para la visualización de los resultados obtenidos en la simulación.

1.2 ALCANCE

- Se estudian dos procesos: tanque de mezclado con retardo variable y un proceso de neutralización de pH, para obtener el modelo de primer orden con tiempo muerto de cada proceso.

- Se obtienen las reglas difusas que rigen el comportamiento de la superficie móvil de tipo rotante, así como de la ganancia de la parte discontinua del controlador propuesto, en base al conocimiento heurístico.
- Se obtiene la ley de control para el controlador DSMC con superficie móvil de tipo rotante, haciendo uso de técnicas de lógica difusa, con lo cual se busca mejorar los índices de desempeño del sistema: ISE, ITSE e índice de esfuerzo de control así como la reducción del tiempo de establecimiento en comparación a los controladores SMC y DSMC propuestos por Camacho-Smith y Báez respectivamente [1], [2]; utilizando un modelo de primer orden con tiempo muerto para los dos procesos seleccionados.
- Se simulan los dos procesos seleccionados con los controladores SMC y DSMC propuestos por Camacho-Smith y Báez respectivamente [1], [2]; así como el controlador DSMC con superficie móvil de tipo rotante en el software de simulación MATLAB ante perturbaciones no modeladas y cambios de referencia tipo escalón.
- Se realiza un análisis y comparación entre el controlador DSMC con superficie móvil de tipo rotante y los controladores SMC y DSMC propuestos por Camacho-Smith y Báez respectivamente [1], [2]; para lo cual se hará uso del tiempo de establecimiento y los índices de desempeño del sistema: ISE, ITSE e índice de esfuerzo de control.
- Se realiza un GUIDE (interfaz gráfica de usuario) que permita modificar cambios de referencia tipo escalón y perturbaciones no modeladas, además de visualizar la respuesta de los procesos seleccionados, la señal de control dada por los controladores, el tiempo de establecimiento, los índices de desempeño del sistema: ISE, ITSE e índice de esfuerzo del control.

1.3 MARCO TEÓRICO

En esta sección se presentan los conceptos básicos para comprender el presente trabajo de titulación. Se aborda con la introducción de la problemática a tratar, luego con los conceptos matemáticos fundamentales para el desarrollo y comparación del controlador DSMC con superficie móvil de tipo rotante frente a los controladores SMC y DSMC propuesto por Camacho-Smith y Báez respectivamente [1], [2].

1.3.1. Sistema de control

Los sistemas de control tienen como objetivo influir en el funcionamiento de un proceso, para así lograr un comportamiento determinado del mismo. En los últimos años los

sistemas de control han asumido un papel protagónico en el avance de la tecnología, especialmente en el ámbito industrial, puesto que se encuentran en líneas de ensamblaje automático, sistemas de transporte, tecnología espacial entre otros, generando beneficios tales como: la reducción de emisiones y desechos al medio ambiente, calidad en el producto final manufacturado a un costo mínimo y las más importante el incremento en la seguridad de los operadores [8], [9].

Todo sistema de control está formado por cuatro componentes básicos:

- Planta: Es el proceso que se desea controlar.
- Sensor: Elemento que cuantifica las variables físicas del proceso y las convierte en variables que son usadas en el sistema de control.
- Controlador: Dispositivo electrónico que establece la ley de control en el proceso, dicho de otra manera, es el elemento que calcula la salida de control necesaria para llevar al proceso a un estado deseado.
- Actuador: También conocido como elemento final de control, es el encargado de realizar una acción en función de las señales provenientes del controlador con el fin de generar un efecto en el proceso.

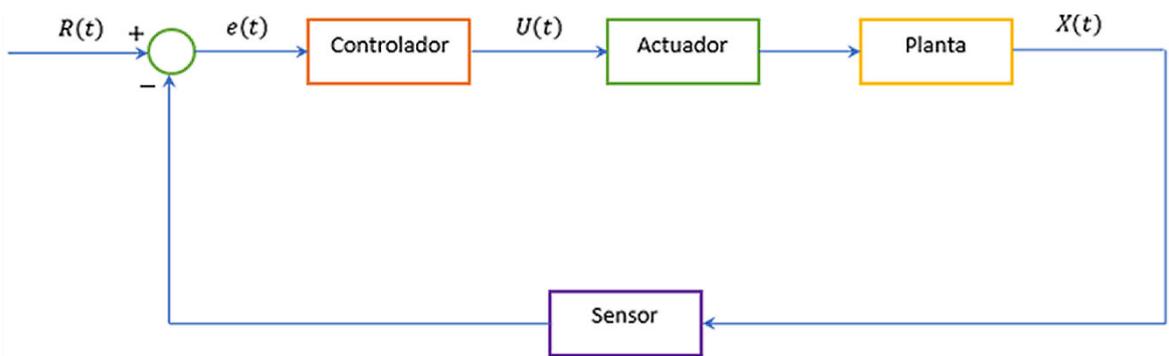


Figura 1.1. Esquema de un sistema de control

1.3.2. Sistemas lineales y no lineales

Los procesos pueden ser descritos mediante sistemas lineales y no lineales, sin embargo, en la vida práctica, los sistemas lineales no existen debido a que todos los procesos tienen un cierto grado de no linealidad [10]. Los sistemas lineales son usados debido a que simplifican el análisis y el diseño de los controladores, dado que se dispone de una amplia gama de técnicas, tanto analíticas, como gráficas para el desarrollo de controladores. En cambio, los sistemas no lineales requieren de herramientas matemáticas más elaboradas para el diseño de controladores no lineales, puesto que no existe un método general para la amplia variedad de sistemas no lineales [8].

De acuerdo con la teoría de los sistemas lineales, la salida de estos debe guardar las características de la entrada, a pesar de que existan desviaciones en la misma, por lo cual, los sistemas lineales deben cumplir con los principios de superposición y homogeneidad.

- Superposición

Cuando un sistema está constituido por varias entradas, es posible obtener la salida total, en función de la suma parcial de las salidas que se obtienen a partir de aplicar cada entrada de forma individual igualando a cero al resto de entradas.

- Homogeneidad

Si las entradas de un sistema son multiplicadas por una constante, sus salidas también son multiplicadas por la misma constante.

Los dos principios anteriores, no pueden cumplirse en los sistemas no lineales, a causa de los términos que los constituyen (logaritmos, saturaciones, fricción de Coulomb, zonas muertas, histéresis, caos entre otros). Por lo cual, un controlador no lineal presenta un cierto grado de complejidad en su desarrollo, de ahí que, primero se diseñe el controlador con el modelo lineal dentro de un punto de operación para luego aplicarlo en el proceso.

1.3.3. Aproximación de sistemas a un modelo de primer orden con tiempo muerto

A nivel industrial, casi todos los procesos tienen un comportamiento no lineal, de ahí que, exista complejidad en su análisis y control. Sin embargo, su análisis puede efectuarse mediante el uso de una aproximación de orden reducido, permitiendo obtener un modelo simple, que describa la dinámica del proceso alrededor de un punto de operación. La aproximación más usada debido a su simplicidad es la aproximación a un modelo de primer orden con tiempo muerto (First Order Plus Dead Time, FOPDT, por sus siglas en inglés); esta aproximación es ideal para el diseño e implementación de controladores de un gran número de procesos químicos y petroquímicos, excepto en aquellos que presenten respuestas muy subamortiguadas [9], [11], [12].

1.3.4. Modelo de primer orden con tiempo muerto (FOPDT)

Esta técnica de modelado conocida como identificación empírica es obtenida a partir del método de Smith, aplicado a la curva de reacción de un proceso. La curva de reacción se obtiene con el proceso funcionando a lazo abierto y situado en un punto de operación determinado, en estas condiciones se aplica un cambio de tipo escalón del $\pm 10\%$ del valor original a la entrada y se registra inmediatamente esta señal junto con la señal de salida hasta que el proceso alcance el nuevo punto de operación estable [9], [13].



Figura 1.2. Obtención de la curva de reacción de proceso

Efectuado este procedimiento, se procede a realizar la aproximación del proceso a un modelo FOPDT, representado por la Ecuación 1.1.

$$\frac{X(s)}{U(s)} = \frac{K e^{-t_0 s}}{\tau s + 1} \quad (1.1)$$

Donde:

$X(s)$: Salida expresada en variables de desviación.

$U(s)$: Entrada expresada en variables de desviación.

K : Ganancia en estado estable del proceso.

t_0 : Tiempo muerto o retardo.

τ : Constante de tiempo.

Los parámetros de la Ecuación 1.1 son determinados usando la curva de reacción como se muestra en la Figura 1.3.

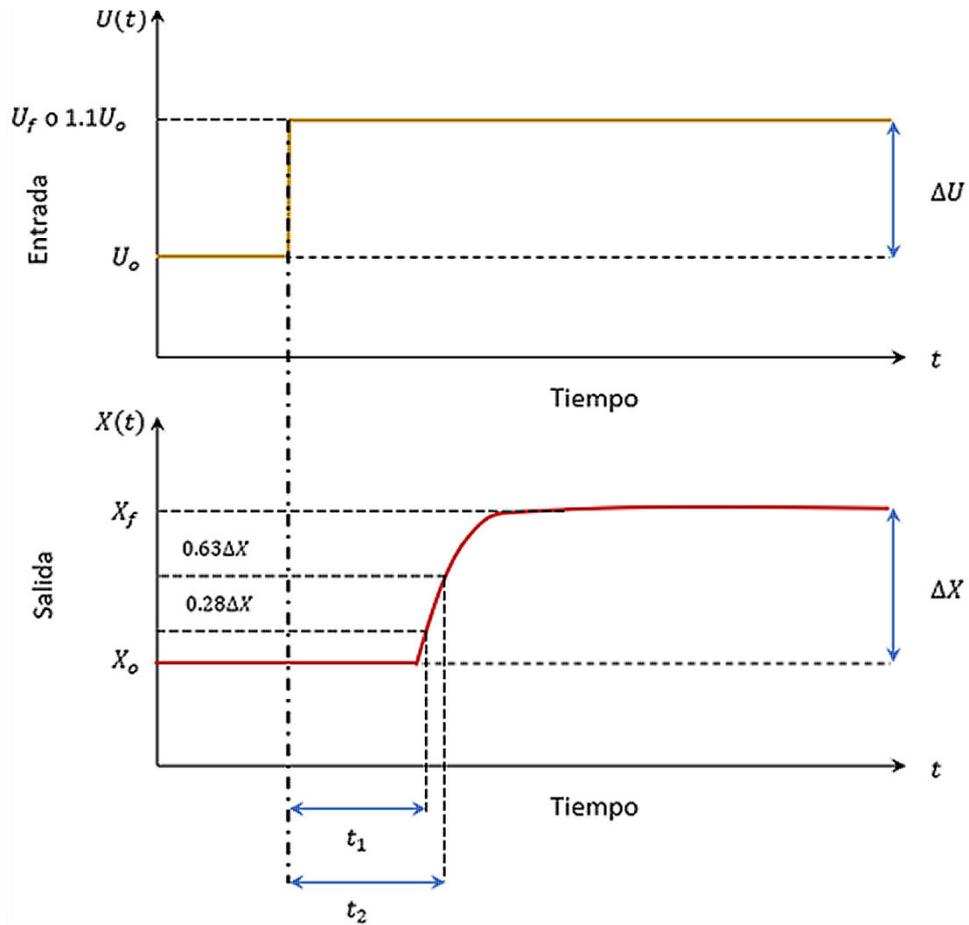


Figura 1.3. Curva de reacción de proceso

El método de Smith se basa en el uso de los tiempos t_1 y t_2 en los cuales la señal de salida alcanza el 28.3% y el 63.2% del valor en estado estable respectivamente. Con estos valores se obtiene los parámetros de la constante de tiempo y tiempo muerto por medio de la Ecuación 1.2 y la Ecuación 1.3 respectivamente.

$$\tau = 1.5(t_2 - t_1) \quad (1.2)$$

$$t_0 = t_2 - \tau \quad (1.3)$$

La principal característica del método de Smith, es la determinación de la ganancia K , dado que se obtiene mediante los valores iniciales y finales en estado estable de la curva de reacción ante el cambio de tipo escalón [14], Ecuación 1.4.

$$K = \frac{\Delta X}{\Delta U} = \frac{X_f - X_o}{U_f - U_o} \quad (1.4)$$

Donde:

ΔX : Variación de la salida.

ΔU : Variación de la entrada.

1.3.5. Variables de desviación

La variable de desviación es el resultado de la diferencia entre el valor de la variable en un instante de tiempo y su valor en el punto de operación, en decir, se mueve el eje del cero del valor de la variable hasta su punto de operación [15], Ecuación 1.5.

$$X(t) = x(t) - \bar{x} \quad (1.5)$$

Donde:

$X(t)$: Variable de desviación.

$x(t)$: Valor de la variable en el tiempo.

\bar{x} : Valor en el punto de operación.

La Figura 1.4 representa de forma gráfica a la variable de desviación.

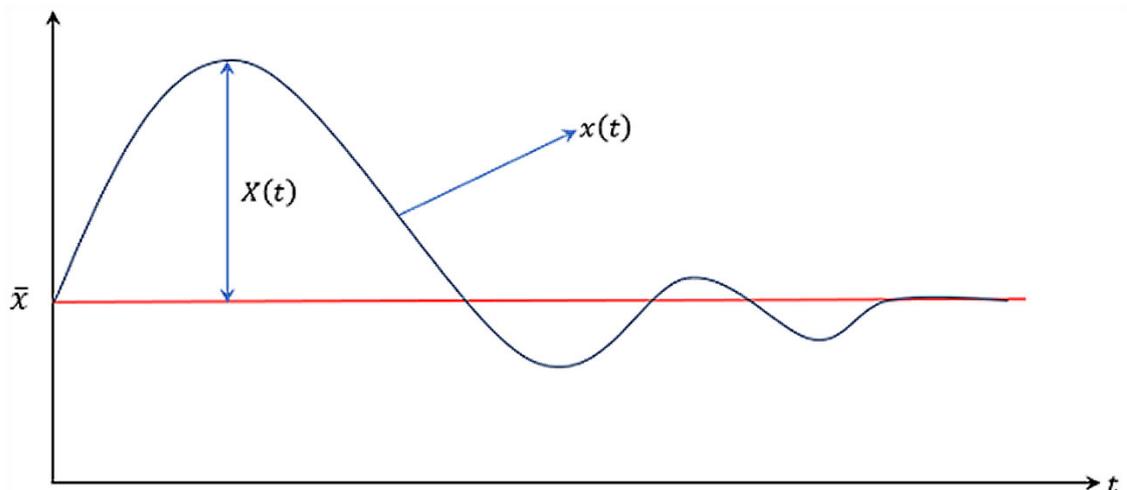


Figura 1.4. Variable de desviación representada gráficamente

La ventaja de usar estas variables es que, el punto de operación por lo general es igual al valor inicial de la variable, además, las condiciones iniciales de las variables de desviación y sus derivadas son iguales a cero ya que, el punto de operación se encuentra en estado estacionario. Al realizar el análisis de sistemas no lineales previamente linealizados, se debe tener presente las variables de desviación, puesto que estas contienen información del valor inicial de la variable.

1.3.6. Controlador por modos deslizantes SMC

El control por modo deslizante (Sliding Mode Control, SMC, por sus siglas en inglés) se basa en la teoría de los sistemas de estructura variable (cambio en el estado del proceso para obtener una salida deseada en función del cambio en la estructura del controlador) la cual se desarrolló a principio de la década de 1950, en la ex Unión Soviética [16], [17]. En los últimos años, el SMC se ha convertido en una opción para el control de procesos industriales debido a las ventajas que ofrece, tales como, robustez ante incertidumbres estructuradas y no estructuradas, facilidad de implementación en procesos donde se utiliza un modelo de orden reducido, buen desempeño en estado estable y transitorio. Sin embargo, su desventaja es el chattering (oscilación de alta frecuencia alrededor del punto de equilibrio deseado) presente en la señal de control y la duración del modo de alcanzamiento para llegar a la superficie deslizante [3].

El objetivo principal del SMC, es llevar la trayectoria de los estados del proceso hacia la superficie deslizante y una vez allí, se deslicen hasta el origen del plano de fase. Su ley de control, posibilita la elección del comportamiento dinámico del proceso al momento de seleccionar la superficie deslizante y la insensibilidad a incertidumbres en lazo cerrado [18]. La ley de control se encuentra formada por una parte continua ($U_C(t)$) y otra discontinua ($U_D(t)$), Ecuación 1.6.

$$U(t) = U_C(t) + U_D(t) \quad (1.6)$$

La Figura 1.5 muestra el comportamiento del controlador SMC de forma gráfica [1].

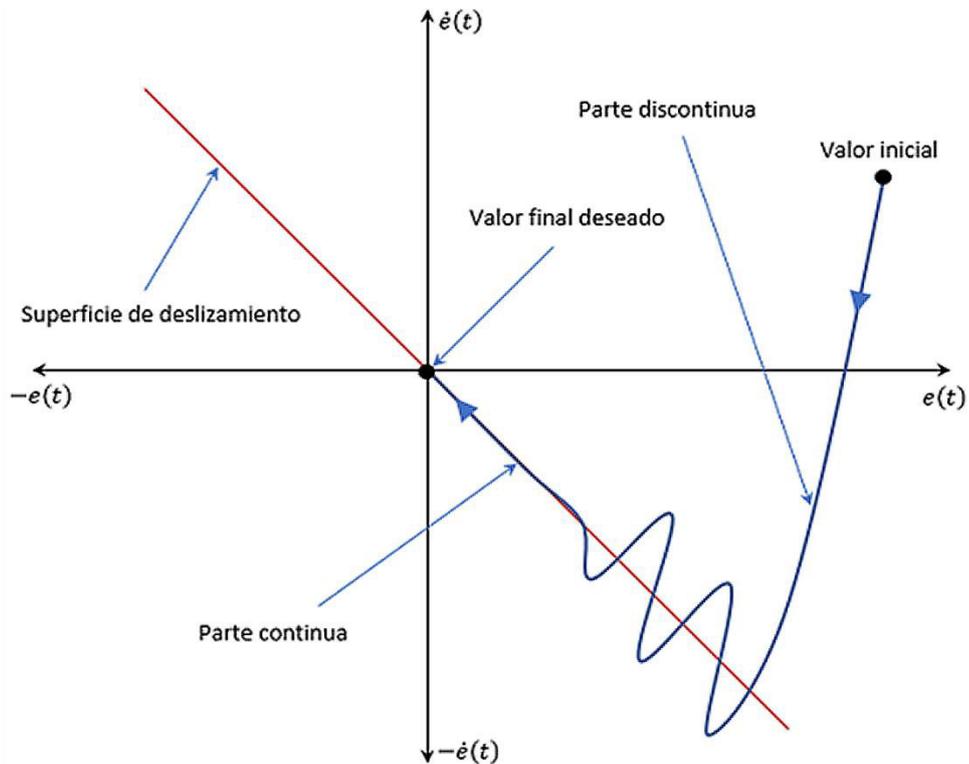


Figura 1.5. Comportamiento del controlador SMC

1.3.6.1. Superficie deslizante

Como se mencionó anteriormente, la elección de la superficie deslizante determina el comportamiento dinámico del proceso por lo cual esta debe ser lineal y estable, de ahí que se escoja la superficie deslizante mostrada en la Ecuación 1.7 [1].

$$s(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^n \int e(t) dt \quad (1.7)$$

Donde:

n : Orden del sistema.

λ : Parámetro de sintonización seleccionado por el diseñador.

$e(t)$: Error (diferencia entre la referencia y la salida del proceso).

1.3.6.2. Parte continua

Se encarga de la fase de deslizamiento, en otras palabras, mantiene la trayectoria de estados de forma tangencial a la superficie deslizante escogida y por encima del valor de referencia, es por esto que se debe cumplir la condición de deslizamiento, Ecuación 1.8.

$$\dot{s}(t) = 0 \quad (1.8)$$

1.3.6.3. Parte discontinua

Se encarga de la fase de alcanzamiento, dicho de otra forma, permite que la trayectoria de estados llegue a la superficie deslizante. Para alcanzar la superficie deslizante se debe cumplir con la condición de alcanzamiento, Ecuación 1.9.

$$S(t)\dot{S}(t) < 0 \quad (1.9)$$

La parte discontinua del controlador está representado por la Ecuación 1.10; sin embargo, esta ecuación tiene el inconveniente del chattering, debido a que la función utilizada es similar a un relé [19].

$$U_D(t) = K_D \text{sign}(S(t)) \quad (1.10)$$

Para reducir el efecto del chattering, responsable del deterioro en los actuadores, se reemplaza la función $\text{sign}(S(t))$ de la Ecuación 1.10 por una función sigmoide, Ecuación 1.11.

$$U_D(t) = K_D \frac{S(t)}{|S(t)| + \delta} \quad (1.11)$$

Donde:

K_D : Parámetro de sintonización, es la ganancia vinculada con la agresividad con la que se alcanza la superficie deslizante.

δ : Parámetro de sintonización usado para reducir el efecto del chattering.

1.3.7. Controlador por modos deslizantes dinámicos DSMC

Como se mencionó anteriormente, el principal inconveniente del controlador SMC, es el chattering presente en la señal de control, por lo cual para contrarrestarlo, se emplea una función sigmoide con la desventaja en la reducción de su desempeño, de ahí que se fusione la teoría de control del SMC junto con esquemas de modelo interno para obtener un controlador dinámico por modos deslizantes (Dynamical Sliding Mode Control, DSMC, por sus siglas en inglés) [2].

La característica principal del DSMC, es el uso de la integral aplicada a la suma de la parte continua con la parte discontinua de la ley de control, con el objetivo reducir el efecto del chattering sin la necesidad de usar la función sigmoide [2], [20], Ecuación 1.12

$$\dot{U}(t) = \dot{U}_C(t) + \dot{U}_D(t) \quad (1.12)$$

1.3.7.1. Control por modelo interno IMC

La idea principal del controlador por modelo interno (Internal Mode Control, IMC, por sus siglas en inglés) es utilizar la inversa del modelo del proceso para diseñar el controlador, permitiendo dar un seguimiento rápido y preciso del valor de referencia [21]. Se utiliza el controlador IMC modificado tomado de [20] en el cual el modelo del proceso ($G_m(s)$), se divide en dos partes: una invertible ($G_m^-(s)$) y otra no invertible ($G_m^+(s)$), Ecuación 1.13 y Figura 1.6.

$$G_m(s) = G_m^-(s)G_m^+(s) \quad (1.13)$$

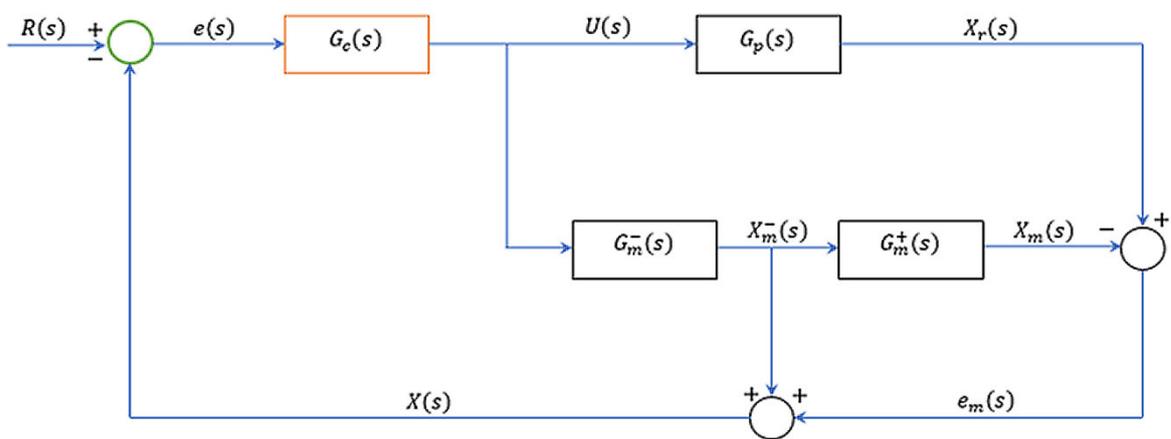


Figura 1.6. Esquema de control para el controlador IMC

Donde:

$R(s)$: Referencia.

$e(s)$: Error general.

$G_c(s)$: Función de transferencia del controlador.

$U(s)$: Salida del controlador.

$G_p(s)$: Función de transferencia del proceso.

$X_r(s)$: Salida del proceso.

$X_m^-(s)$: Salida de la parte no invertible del modelo del proceso.

$X_m(s)$: Salida del modelo del proceso.

e_m : Error de modelado.

$X(s)$: Salida total.

El controlador se diseña partiendo de la parte invertible del modelo del proceso, debido a que su inversa es causal y estable, lo cual conduce a un controlador realizable, en cambio, la parte no invertible del modelo del proceso no es usada, dado que su inversa no es casual o no es posible determinarla o simplemente es inestable. Cabe mencionar, que la parte no invertible está formada por todos los términos que sean retardos o causen inestabilidad, lo cual permite su uso en procesos de respuesta inversa. Se añade un filtro tanto para atenuar el ruido como para asegurar que el controlador sea propio es decir que el orden del denominador sea mayor al orden del numerador [20], Ecuación 1.14.

$$G_c(s) = \frac{1}{G_m^-(s)} \left(\frac{1}{t_f s + 1} \right)^n \quad (1.14)$$

El parámetro n se selecciona según el orden de $G_m^-(s)$ en cambio el parámetro t_f es seleccionado mediante el uso de algún índice de desempeño del sistema.

1.3.7.2. Superficie deslizando

Al igual como en el SMC la elección de la superficie deslizando determina el comportamiento dinámico del proceso, por lo cual esta debe ser lineal y estable, de ahí que se utilice la superficie deslizando dada en [22], Ecuación 1.15 y Ecuación 1.16.

$$S(t) = e^-(t) + \lambda \int e(t) dt \quad (1.15)$$

$$e^-(t) = R(t) - X_m^-(t) \quad (1.16)$$

$e^-(t)$: Error de la parte invertible.

λ : Parámetro de sintonización seleccionado por el diseñador.

$e(t)$: Error general.

$R(t)$: Referencia.

$X_m^-(t)$: Salida de la parte no invertible del modelo del proceso.

Cabe mencionar que la integral del error general toma en cuenta los errores de modelado del proceso.

1.3.7.3. Parte continua

De la misma manera como en el SMC, la parte continua es la responsable de la fase de deslizamiento, es decir, mantiene la trayectoria de estados de forma tangencial a la superficie deslizante escogida y por encima del valor de referencia, para lo cual se debe cumplir con la condición de deslizamiento, Ecuación 1.8.

1.3.7.4. Parte discontinua

Tal como sucedió en el SMC, la parte discontinua es la responsable de la fase de alcanzamiento, es decir, permite que la trayectoria de estados llegue a la superficie deslizante. Para alcanzar la superficie deslizante se debe cumplir con la condición de alcanzamiento, Ecuación 1.9.

La parte discontinua del controlador está representado por la Ecuación 1.17 [2], [20].

$$\dot{U}_D(t) = K_D \text{sign}(S(t)) \quad (1.17)$$

1.3.8. Legado del SMC

El diseño tradicional del SMC al usar una superficie invariante en el tiempo, hace que los estados del proceso que controla, estén en modo de alcance y el error de seguimiento no pueda ser controlado directamente, por lo cual, el proceso es sensible a perturbaciones o variaciones de parámetros hasta que los estados del proceso alcancen la superficie deslizante, esto hace que el controlador no tenga robustez durante todo el intervalo de la acción de control. Una forma de reducir este error, es aumentando la ganancia de la parte discontinua del controlador, no obstante, esto puede causar un aumento del chattering y un valor demasiado elevado puede hacer al sistema inestable; sin embargo, esto fue solucionado en [7], mediante el uso de superficies móviles obteniendo buenos resultados.

Como se mencionó anteriormente el DSMC, al ser el resultado de la combinación de dos estructuras de control diferentes, permite lograr un mejor rendimiento haciendo que tenga características de cada una o que adquiera nuevas propiedades que las partes individuales no poseían tales como, la reducción del chattering en la señal de control y una respuesta más rápida, permitiendo alcanzar la referencia en un tiempo menor al no usar una función de suavizamiento.

Por otro lado, el DSMC hereda ciertas desventajas individuales de las estructuras que lo conforman, la más importante se debe al uso de una superficie invariante en el tiempo lo

que implica que los estados del proceso que se está controlando estén en modo de alcance y el error de seguimiento no pueda ser controlado de forma directa, haciendo al proceso sensible a perturbaciones o variaciones de parámetros hasta que los estados del proceso alcancen la superficie deslizante, por tanto, la robustez del controlador se ve afectada durante todo el intervalo de la acción de control.

Al igual que en el SMC la forma de solucionar esta desventaja es aumentando la ganancia de la parte discontinua del controlador, con el inconveniente de un aumento en el chattering y la posible inestabilidad en el sistema, de ahí que, como en [7] se utilice una superficie móvil junto con técnicas de lógica difusa con la diferencia que la superficie a utilizar puede rotar tanto sentido horario como en sentido antihorario [23].

1.3.9. Superficie deslizante móvil de tipo rotante

Para convertir una superficie deslizante estática, en una superficie deslizante móvil, se varían sus parámetros en función del tiempo, tomando en cuenta ciertas consideraciones. Dentro de las superficies deslizantes móviles tenemos las siguientes [7], [24], [25] :

- Superficie de deslizamiento de tipo rotante.
- Superficie de deslizamiento de tipo desplazante.
- Superficie de deslizamiento de tipo rotante-desplazante.

Una superficie de deslizamiento de tipo rotante, rota sobre su eje como apoyo, en el segundo y cuarto cuadrante del plano de fase como se muestra en la Figura 1.7. Esto permite llevar al estado inicial más rápido a la superficie deslizante, reduciendo así el modo de alcance, lo cual posibilita llegar al valor final deseado en un menor tiempo. Cabe resaltar que, si el estado inicial se encuentra en el primer o tercer cuadrante las prestaciones derivadas de esta superficie deslizante móvil, se ausentan durante el modo de alcance [7], [23].

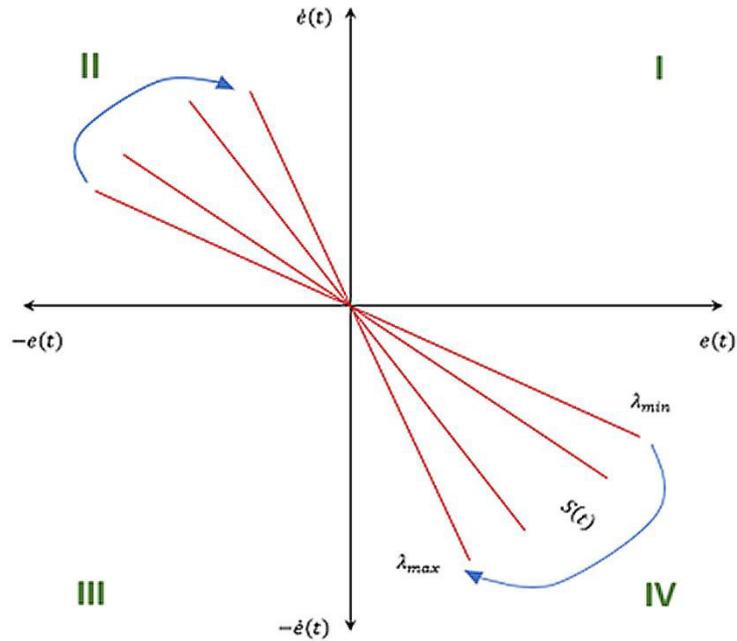


Figura 1.7. Superficie deslizante de tipo rotante

En cuanto a la superficie de deslizamiento de tipo desplazante esta se desplaza arriba o abajo del plano de fase, como se muestra en la Figura 1.8; lo cual ocurre cuando el estado inicial se encuentra en el primer y tercer cuadrante, obteniendo los mismos beneficios de superficie anterior, es decir, la reducción del modo de alcance [7], [25].

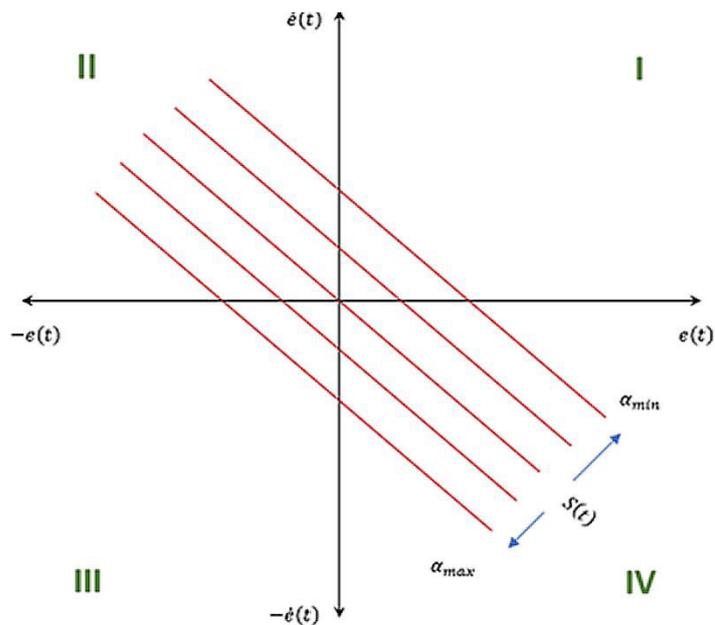


Figura 1.8. Superficie deslizante de tipo desplazante

Por último, la superficie de deslizamiento de tipo rotante-desplazante permite realizar el trabajo conjunto de las dos superficies anteriores conservando sus prestaciones, Figura 1.9.

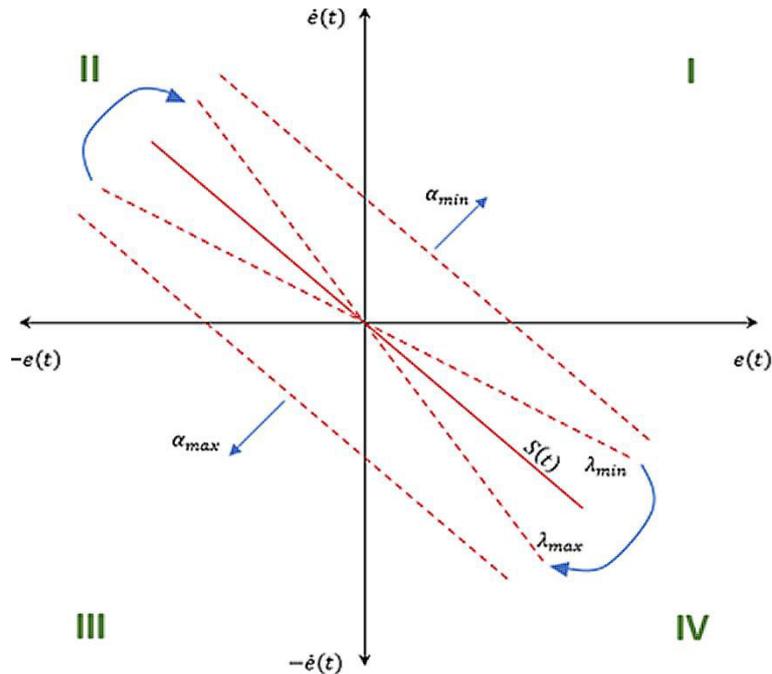


Figura 1.9. Superficie deslizante de tipo rotante-desplazante

El presente trabajo de titulación utiliza una superficie móvil de tipo rotante la misma que junto con técnicas de lógica difusa puede rotar tanto en sentido horario como en sentido antihorario, gracias a la disposición de las reglas difusas empleadas; no se utilizaron las superficies antes expuestas debido a que la superficie propuesta cumple con el trabajo individual y conjunto de las superficies mencionadas.

Partiendo de la Ecuación 1.15. y variando el parámetro λ en función del tiempo.

$$S(t) = e^{-}(t) + \lambda \int e(t) dt$$

Donde

λ : Parámetro de sintonización responsable del movimiento de la superficie deslizante.

Teniendo presente que el parámetro λ es el encargado de la rotación de la superficie, ya que este representa el valor de su pendiente, por lo cual se encuentra limitado por λ_{max} y λ_{min} . El valor de λ_{min} permita una convergencia de errores más lenta y un tiempo de seguimiento más largo, en cambio el valor de λ_{max} permite una convergencia de errores más rápida pero la precisión en el seguimiento se degrada. Es por esto que, la compensación entre el tiempo de seguimiento y el tiempo de convergencia del error sea necesaria, lo cual se logra actualizando el valor de λ en función de las variables de error $(e(t), \dot{e}(t))$ [23].

1.3.10. Lógica difusa

La lógica difusa proporciona las herramientas matemáticas para representar y tratar de manera formal la incertidumbre y la vaguedad que contiene el razonamiento humano expresado lingüísticamente, dicho de otra forma, permite llevar el lenguaje de la vida cotidiana, a un formalismo matemático. En la lógica difusa no existe la verdad, ni la falsedad absoluta, lo que implica que los elementos de un conjunto no tengan límites definidos, es decir, cada elemento tiene un grado de pertenencia no absoluto entre uno y cero (inclusive), diferente a lo que sucede con la lógica tradicional en donde cada elemento pertenece o no al conjunto sin ambigüedad [26].

La lógica difusa al ser una generalización de la lógica tradicional reproduce el razonamiento humano, el cual usa términos cualitativos o lingüísticos; estos términos tienen la característica de aportar mayor información a pesar de tener menor precisión que los datos numéricos, permitiendo modelar problemas no lineales que no pudieron ser representados con expresiones matemáticas, gracias a su flexibilidad y tolerancia a la imprecisión [27].

Es así, que la lógica difusa está en la posibilidad de representar los estados de las variables de un proceso arbitrario, mediante el uso de términos lingüísticos facilitando así, el diseño de un controlador, véase en la Figura 1.10, que analice de manera intuitiva el estado de las variables del proceso y en base a ello, inferir de forma lógica una acción de control que permita llevar a la variable o las variables que se desean controlar al estado deseado; teniendo como punto de partida el conocimiento del operador expresado en lenguaje común, es decir, se usan palabras en lugar de ecuaciones, simplificando de esta manera su diseño y sintonización [28].

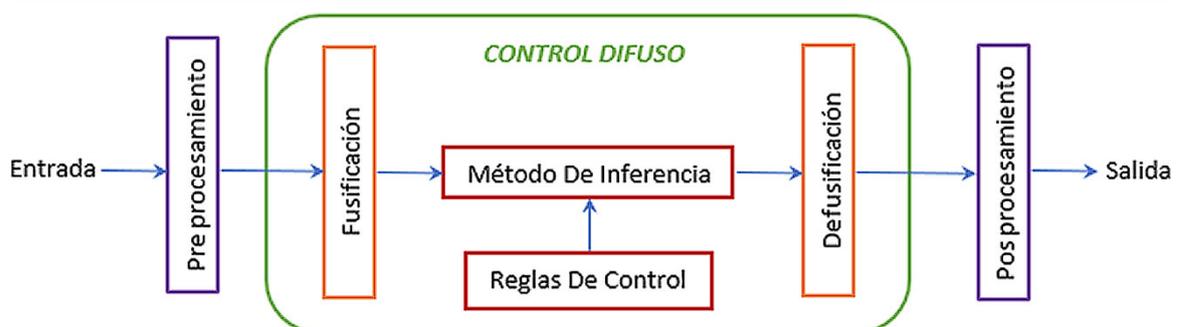


Figura 1.10. Esquema del controlador difuso

1.3.10.1 Definiciones generales

- **Universo de discurso**

Rango de valores que puede tomar cada uno de los elementos que poseen la característica denotada por la variable lingüística.

- **Variable lingüística**

Variable que representa mediante palabras o sentencias de lenguaje común un valor, es decir, este tipo de variable permite traducir cualquier elemento del cual no se cuente con una definición exacta, a una descripción numérica.

Una variable lingüística está definida por la Ecuación 1.18.

$$(X, T(X), U, G, M) \quad (1.8)$$

Donde:

X : Nombre de la variable lingüística.

$T(X)$: Conjunto de términos o etiquetas lingüísticas que puede usar X .

U : Universo de discursos.

G : Regla sintáctica para generar términos lingüísticos para T .

M : Regla semántica que agrupa a cada uno de los elementos de T con un conjunto difuso en U .

- **Función de pertenencia o función de membresía**

Indica el grado con el cual cada elemento del universo de discursos pertenece a un conjunto difuso. En la práctica se usan funciones sencillas para reducir la carga computacional que conlleva su uso al disminuir la complejidad en los cálculos, por lo cual las funciones más usadas son: triangular, trapezoidal, gaussiana, campana generalizada y sigmoïdal.

- **Conjunto difuso**

Conjunto en el cual sus elementos están contenidos parcialmente, es decir estos tienen un grado de pertenencia, el cual es un número dentro del intervalo $[0,1]$; mientras el grado de pertenencia del elemento esté más cerca de uno, el elemento tendrá una pertenencia mayor, en cambio, si el grado de pertenencia está más cerca de cero, el elemento tendrá una menor pertenencia al conjunto.

A continuación, se realiza la descripción de cada una de las etapas de la Figura 1.10:

- **Pre procesamiento**

Acondiciona los valores de entrada a valores normalizados antes de ingresar a la etapa de fusificación.

- **Fusificación**

Convierte los valores normalizados de la entrada en valores difusos mediante las funciones de membresía, en otras palabras, aquí se fijan los rangos en los cuales fluctúa la variable de entrada, así como la agrupación de las funciones de membresía con su correspondiente conjunto difuso.

- **Reglas de control**

Conjunto de reglas lingüísticas si ... entonces (if ... then) entre las variables del proceso para obtener un comportamiento deseado, el cual se logra mediante la relación entre los antecedentes y consecuentes junto con los operadores lógicos AND y OR [29]. Los antecedentes o premisas son la característica de las variables de entrada considerando la función de membresía asignada, en cambio, los consecuentes son las variables de salida difusa que se quiere controlar. Estas reglas son el resultado del conocimiento y la experiencia del operador o de quien está diseñando el controlador tomando de base un número de pruebas realizadas hasta que el proceso alcance el valor deseado.

- **Método de inferencia**

Algoritmo seguido para inferir una conclusión en base a premisas, usando la teoría de conjuntos difusos, es decir el método de inferencia es un modus ponens generalizado, puesto que, se parte de las premisas para llegar a una conclusión; cada controlador tiene su propio método de inferencia entre los cuales se encuentran: Mandani, TSK (Takagi, Sugeno y Kang) y Tsukamoto siendo el método de inferencia de Mandani el más utilizado el mismo que fue usado para este trabajo de titulación [26].

- **Defusificación**

Operador que convierte un conjunto difuso en un valor numérico, el mismo que representa a todo el conjunto. Existen varios métodos de defusificación cada uno con resultados distintos entre los cuales se encuentran los siguientes: centroide o centro de gravedad, bisectriz, máximo central, máximo más pequeño y máximo más grande, siendo el método del centroide el más utilizado, por lo cual se usará en este trabajo de titulación. Este método retorna el centro del área bajo la curva tal como se observa en la Figura 1.11 [30].

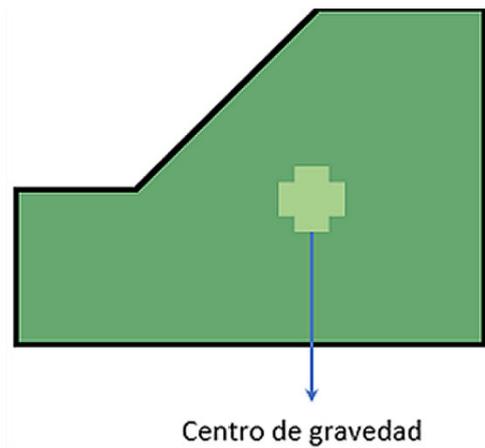


Figura 1.11. Método de defusificación del centroide

- **Pos procesamiento**

Acondiciona los valores de la salida defusificada a valores que pueden ser ingresados a la etapa siguiente, debido a que esta podría trabajar en un rango de operación con valores definidos.

Para facilitar el uso de la lógica difusa en un proceso arbitrario se recomienda seguir los siguientes pasos [31]:

- Identificar las variables y su rango de valores.
- Establecer las funciones de pertenencia o membresía de los valores a expresiones lingüísticas.
- Especificar el conjunto de reglas que efectuaran el cambio en la dinámica del sistema.
- Seleccionar adecuadamente el método de defusificación que se aplicara en la salida difusa para la obtención del valor deseado.

1.3.11. Índices de desempeño del sistema

Este trabajo de titulación, usa los índices de desempeño del sistema para realizar el análisis comparativo entre el controlador propuesto y los controladores SMC y DSMC propuesto por Camacho-Smith y Báez respectivamente [1], [2]; dado que permiten determinar el desempeño cuantitativamente.

Los índices de desempeño del sistema utilizan los parámetros representativos de la respuesta del proceso tales como: características transitorias, características en estado estable además de otras variables como la ley de control. Estos índices también son usados para la sintonización de controladores, debido a que permiten obtener una respuesta optimizada del controlador. Se debe tener muy en cuenta que un menor valor en estos índices conlleva a un mejor desempeño del controlador [4], [32].

Los índices de desempeño del sistema a utilizarse en este trabajo de titulación son los siguientes:

- Integral del error cuadrático (Integral Square Error, ISE, por sus siglas en inglés).
- Integral del tiempo por el error cuadrático (Integral Time Square Error, ITSE, por sus siglas en inglés).
- Índice de esfuerzo de control (IEC).

1.3.11.1. Integral del error cuadrático (ISE)

Este índice penaliza más a los errores grandes que a los pequeños, dado que el cuadrado del error aumenta a medida que el error se hace más grande; los errores grandes por lo general ocurren al existir perturbaciones o al efectuarse cambios de referencia, en otras palabras, el ISE penaliza los errores en estado transitorio [9].

El valor del ISE se calcula con la Ecuación 1.9.

$$ISE = \int e^2(t) dt \quad (1.9)$$

1.3.11.2. Integral del tiempo por el error cuadrático (ITSE)

Este índice penaliza los errores en estado estable.

El valor del ITSE se calcula con la Ecuación 1.10.

$$ISTE = \int te^2(t) dt \quad (1.10)$$

1.3.11.3. Índice de esfuerzo de control (IEC)

Este índice permite cuantificar el esfuerzo que lleva a cabo el elemento final de control para efectuar el control deseado. Al evaluarse el cuadrado de la acción de control, se penaliza los esfuerzos de control grandes por lo cual un valor menor de este índice conlleva a un mejor rendimiento del controlador.

El valor del IEC se calcula con la Ecuación 1.11.

$$IEC = \int u^2(t) dt \quad (1.11)$$

1.3.11.4. Tiempo de establecimiento (T_s)

Este índice cuantifica la velocidad de respuesta del sistema, además es el tiempo requerido para que el sistema alcance y permanezca en un rango de tolerancia permitido, el cual se encuentra alrededor del 2 o 5 % del valor final [33], [34]. En este trabajo de titulación se utiliza la tolerancia del 2%.

La Figura 1.12 muestra el tiempo de establecimiento de un sistema.

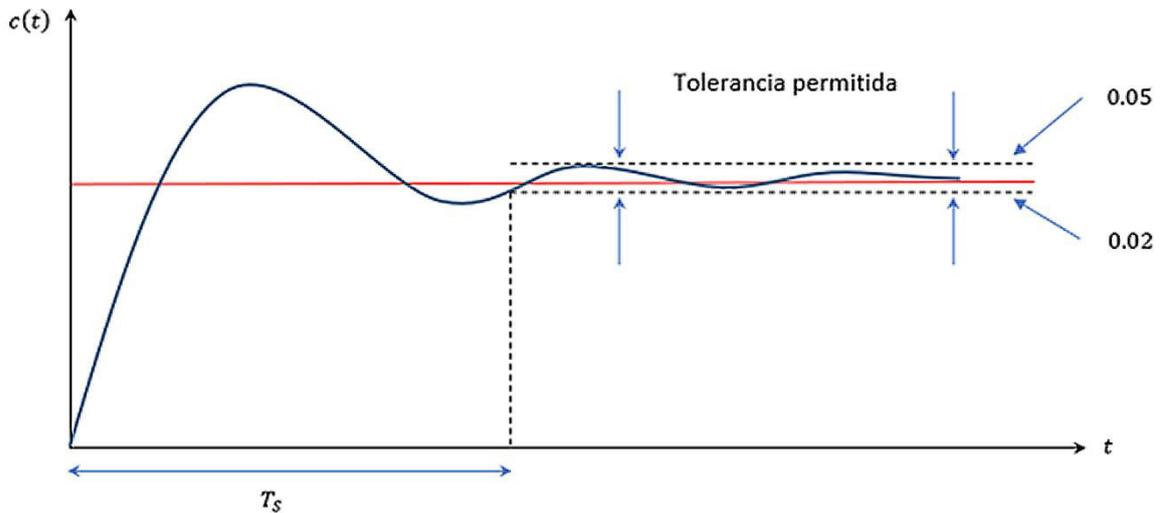


Figura 1.12. Curva de respuesta de un sistema con T_s

1.3.12. Tanque de mezclado con retardo variable

1.3.12.1. Descripción del proceso seleccionado

El proceso fue tomado de [1], el cual consiste en un tanque de mezclado como se muestra en la Figura 1.13.

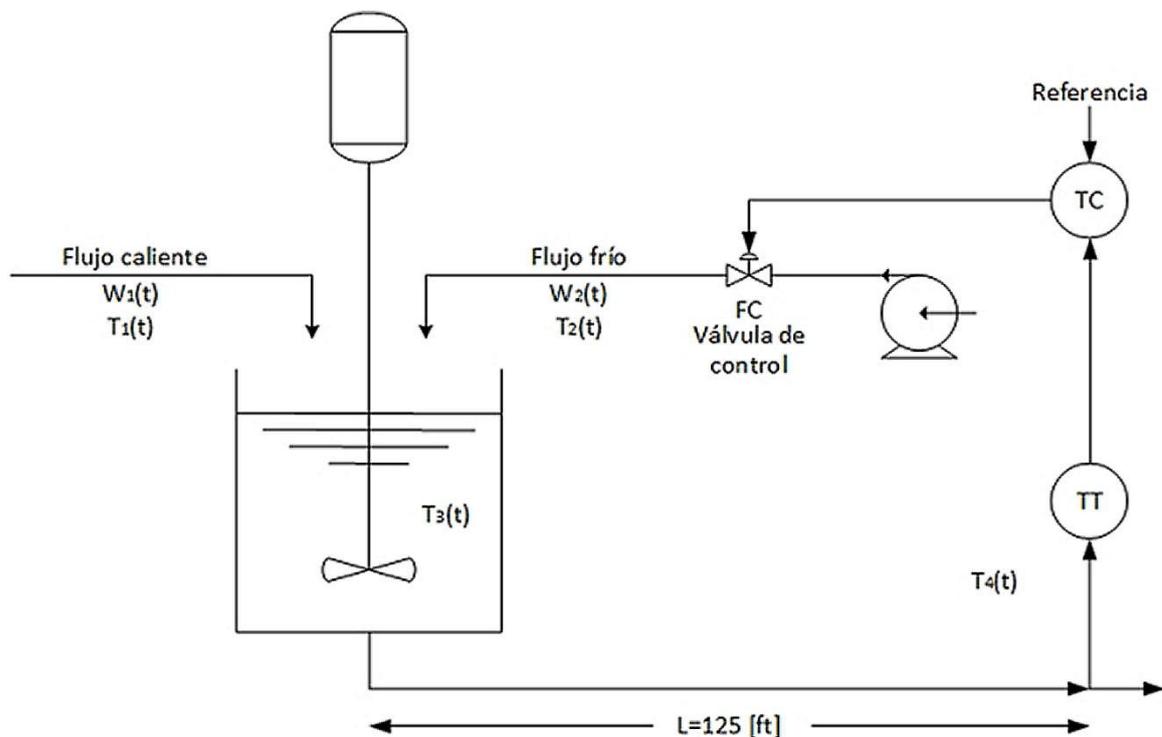


Figura 1.13. Tanque de mezclado con retardo variable

El objetivo del proceso es controlar la temperatura del producto que se encuentra en el tanque de mezclado, el mismo que posee dos flujos de entrada, uno caliente $W_1(t)$ y uno

frío $W_2(t)$; el control de temperatura del producto se realiza a partir del cierre o apertura de la válvula que regula la cantidad de flujo frío $W_2(t)$ que ingresa.

La temperatura del producto es medida a partir de un transmisor de temperatura situado a una distancia considerable del tanque de mezclado, lo cual genera un tiempo de retardo en la medición de esta magnitud. El tiempo de retardo depende del flujo caliente $W_1(t)$ por lo cual un aumento en este flujo ocasiona una reducción en el retardo de tiempo y viceversa. Teniendo en cuenta lo antes mencionado este proceso se considera como un proceso con retardo de tiempo variable lo cual dificulta su control dado que existen variaciones en el modelo, de ahí que, sea necesario el uso de un control que compense este problema de variación del modelo.

El modelo del proceso se obtiene tomando en cuenta las siguientes consideraciones:

- El volumen de líquido dentro del tanque se considera constante.
- El contenido del tanque está perfectamente mezclado.
- Tanto el tanque, como la tubería están aislados apropiadamente.

El rango de temperatura al cual se encuentra calibrado el transmisor está entre $100^\circ F$ y $200^\circ F$. La dinámica del modelo del proceso se describe mediante las siguientes ecuaciones:

a) Balance de energía alrededor del tanque de mezclado, Ecuación 1.12.

$$W_1(t)Cp_1(t)T_1(t) + W_2(t)Cp_2(t)T_2(t) - (W_1(t) + W_2(t))Cp_3(t)T_3(t) = V\rho Cv_3 \frac{dT_3(t)}{dt} \quad (1.12)$$

b) Retardo de la tubería entre el tanque y la ubicación del sensor, Ecuación 1.13.

$$T_4(t) = T_3(t - t_0) \quad (1.13)$$

c) Retardo, Ecuación 1.14.

$$t_0 = \frac{LA\rho}{W_1(t) + W_2(t)} \quad (1.14)$$

d) Transmisor de temperatura, Ecuación 1.15.

$$\frac{dT_O(t)}{dt} = \frac{1}{\tau_T} \left[\frac{T_4(t) - 100}{100} - T_O(t) \right] \quad (1.15)$$

e) Posición de la válvula, Ecuación 1.16.

$$\frac{dV_p(t)}{dt} = \frac{1}{\tau_{V_p}} [m(t) - V_p(t)] \quad (1.16)$$

f) Ecuación de la válvula, Ecuación 1.17.

$$W_2(t) = \frac{500}{60} C_{VL} V_p(t) \sqrt{G_f \Delta P_v} \quad (1.17)$$

Donde:

$W_1(t)$: Flujo de corriente caliente, lb/min

$W_2(t)$: Flujo de corriente fría, lb/min

$C_p(t)$: Capacidad calorífica de líquido a presión constante, $Btu/lb - ^\circ F$

$C_v(t)$: Capacidad calorífica de líquido a volumen constante, $Btu/lb - ^\circ F$

$T_1(t)$: Temperatura del flujo caliente, $^\circ F$

$T_2(t)$: Temperatura del flujo frío, $^\circ F$

$T_3(t)$: Temperatura del líquido en el tanque de mezclado, $^\circ F$

$T_4(t)$: Temperatura $T_3(t)$ considerando el retardo de tiempo t_0 , $^\circ F$

t_0 : Tiempo de retardo, min

ρ : Densidad del contenido en el tanque de mezclado, lbm/ft^3

V : Volumen del líquido, ft^3

$T_O(t)$: Señal de salida del transmisor de temperatura en una escala de 0 a 1

$V_p(t)$: Posición de la válvula, de 0 (válvula cerrada) a 1 (válvula abierta)

$m(t)$: Fracción de salida del controlador, de 0 a 1

C_{VL} : Coeficiente del flujo de la válvula de control, $gmp/ps1^{1/2}$

G_f : Gravedad específica, adimensional

ΔP_v : Perdida de presión a través de la válvula de control, *psi*

τ_T : Constante de tiempo del sensor de temperatura, *min*

τ_{V_p} : Constante de tiempo del actuador, *min*

A : Sección transversal de la tubería, *ft²*

L : Longitud de la tubería, *ft*

En la Tabla 1.1 se muestran los parámetros de diseño y valores en estado estable del proceso.

Tabla 1.1. Parámetros de diseño y valores en estado estable

Variable	Valor	Variable	Valor
W_1	250 <i>lb/min</i>	V	15 <i>ft³</i>
W_2	191.17 <i>lb/min</i>	\bar{T}_O	0.5
C_{p_1}	0.8 <i>Btu/lb – °F</i>	V_p	0.478
C_{p_2}	1.0 <i>Btu/lb – °F</i>	C_{VL}	12 <i>gpm/psi^{1/2}</i>
C_{p_3}, C_{v_3}	0.9 <i>Btu/lb – °F</i>	ΔP_v	16 <i>psi</i>
<i>Referencia</i>	150 <i>°F</i>	τ_T	0.5 <i>min</i>
T_1	250 <i>°F</i>	τ_{V_p}	0.4 <i>min</i>
T_2	50 <i>°F</i>	A	0.2006 <i>ft²</i>
T_3	150 <i>°F</i>	L	125 <i>ft</i>
ρ	62.4 <i>lb/ft³</i>	\bar{m}	0.478 <i>CO</i>

1.3.12.2. Obtención del modelo FOPDT

Para obtener el modelo FOPDT, se aplica un paso del 10% en la entrada del proceso a lazo abierto, con la finalidad de obtener la curva de reacción que permita determinar los parámetros de este modelo.

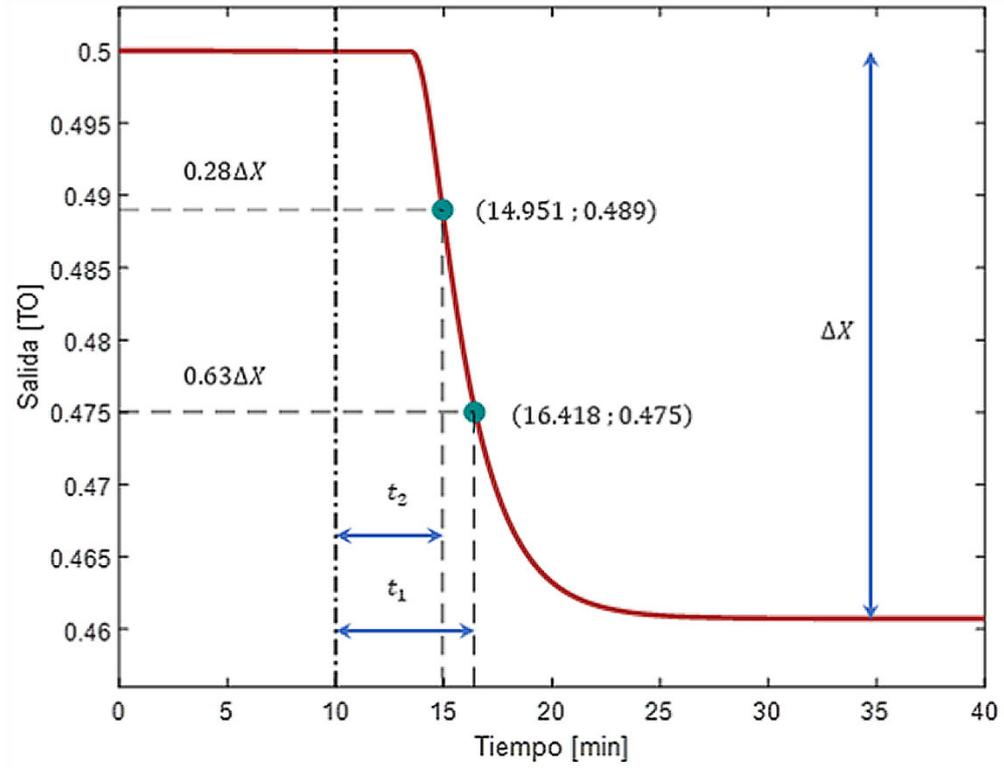


Figura 1.14. Curva de reacción del tanque de mezclado con retardo variable

Al ser un proceso de acción reversa como se muestra en la Figura 1.14. se espera que la ganancia del modelo FOPDT sea negativa.

Modelo FOPDT del tanque de mezclado con retardo variable, Ecuación 1.18.

$$G_m(s) = \frac{-0.82}{2.22s + 1} e^{-4.11s} \quad (1.18)$$

El modelo FOPDT obtenido se sobrepone al modelo real con una diferencia mínima como se observa en la Figura 1.15. Para la validación del modelo FOPDT se utilizó la misma entrada de la Figura 1.14.

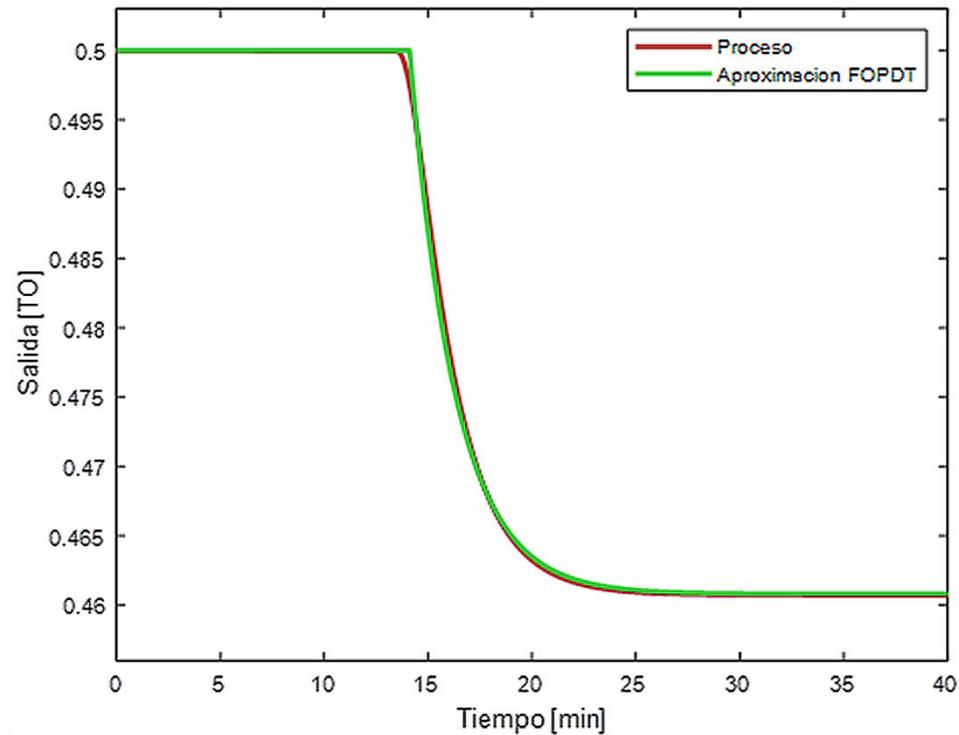


Figura 1.15. Validación del modelo FOPDT del tanque de mezclado con retardo variable

1.3.13. Proceso de neutralización pH

1.3.13.1. Descripción del proceso seleccionado

El proceso fue tomado de [35], el cual consiste en efectuar una reacción de neutralización de fluidos en un reactor con volumen de líquido variable, sin embargo, se realizó una modificación para que el proceso cuente con retardo de tiempo variable y dominante, como se muestra en la Figura 1.16; la cual consistió en aumentar la longitud de la tubería y por ende la distancia de ubicación del transmisor de pH.

El objetivo del proceso es obtener un flujo de salida $q_4(t)$ con un valor de pH requerido, para lo cual se manipula el flujo de corriente básica $q_3(t)$ por medio de una válvula para ser mezclado con un flujo de corriente acida $q_1(t)$, entre tanto, un flujo constante de corriente buffer $q_2(t)$ mantiene el valor de pH insensible a pequeñas adiciones de bases o ácidos. El transmisor de pH esta instalado a 674.5 [cm] respecto al reactor, lo cual ocasiona un retardo de tiempo en la medición, de igual forma el transmisor trabaja en un rango de 2.712 a 10.75.

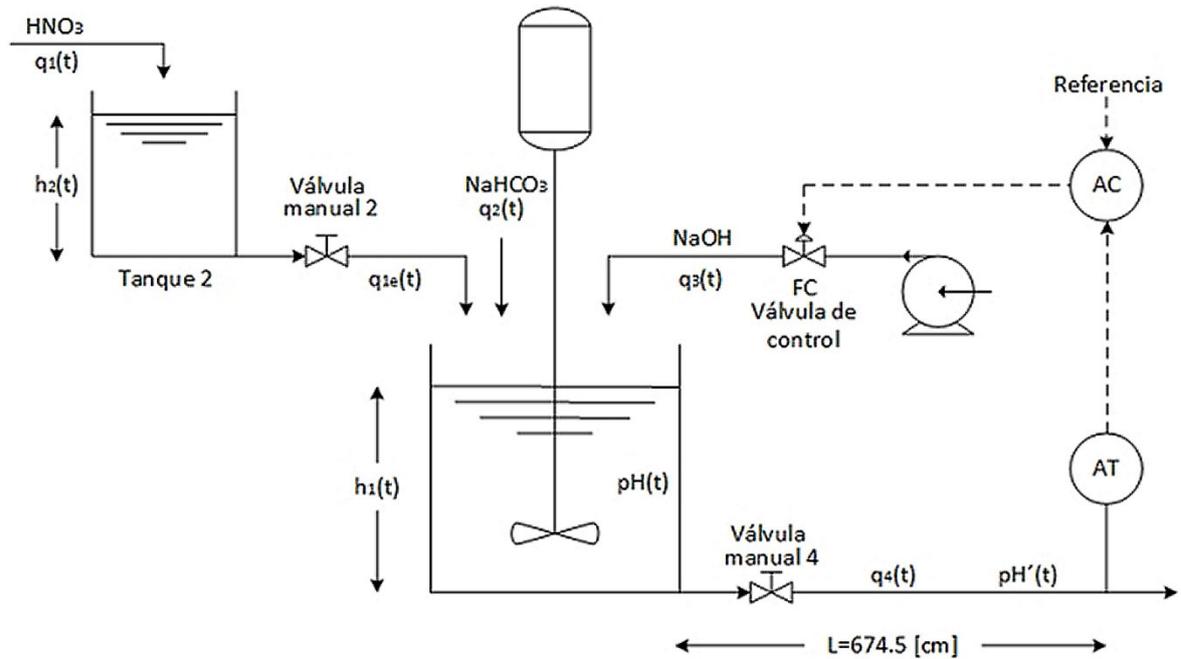


Figura 1.16. Reactor de neutralización de pH

El modelo del proceso se obtiene tomando en cuenta las siguientes consideraciones:

- El volumen del líquido varía sin desbordarse del reactor.
- El contenido del reactor es bien mezclado.
- El reactor y la tubería se hallan bien aislados.
- Existe completa solubilidad de los iones de los compuestos químicos involucrados.
- La principal perturbación es el flujo de corriente ácida $q_1(t)$.

Las siguientes reacciones químicas suceden en el interior del reactor de neutralización de pH:



Las correspondientes constantes de equilibrio son:

$$K_{a1} = \frac{[HCO_3^-][H^+]}{[H_2CO_3]} \quad (1.22)$$

$$K_{a2} = \frac{[CO_3^{2-}][H^+]}{[HCO_3^-]} \quad (1.23)$$

$$K_w = [H^+][OH^-] \quad (1.24)$$

El equilibrio químico es modelado por medio de la introducción de dos reacciones invariantes W_a y W_b para cada flujo de entrada [36], [37]. La reacción W_a es una cantidad relacionada con la carga de los iones, mientras que W_b indica la concentración del ion CO_3^{2-} . Las reacciones invariantes son las siguientes:

$$W_{ai} = [H^+]_i - [OH^-]_i - [HCO_3^-]_i - 2[CO_3^{2-}]_i \quad (1.25)$$

$$W_{bi} = [H_2CO_3]_i + [HCO_3^-]_i + [CO_3^{2-}]_i \quad (1.26)$$

Donde i va de 1 a 4 y representa los flujos que actúan en el proceso.

A través de las ecuaciones de las constantes de equilibrio y de las reacciones invariantes se puede hallar una expresión para determinar el nivel de pH, Ecuación 1.28 [38].

$$W_b \frac{\frac{K_{a1}}{[H^+](t)} + \frac{2K_{a1}K_{a2}}{[H^+](t)^2}}{1 + \frac{K_{a1}}{[H^+](t)} + \frac{K_{a1}K_{a2}}{[H^+](t)^2}} + W_a + \frac{K_w}{[H^+](t)} - [H^+](t) = 0 \quad (1.27)$$

$$pH(t) = -\log[H^+](t) \quad (1.28)$$

A continuación, se presentan las ecuaciones que describen el comportamiento dinámico del proceso:

a) Balance de masa en el tanque 2, Ecuación 1.29.

$$q_1(t)\rho - q_{1e}(t)\rho = A_2\rho \frac{dh_2(t)}{dt} \quad (1.29)$$

b) Ecuación de la válvula manual 2, Ecuación 1.30.

$$q_{1e}(t) = C_{V2}\sqrt{h_2(t)} \quad (1.30)$$

c) Balance de masa en el reactor de neutralización de pH, Ecuación 1.31.

$$q_{1e}(t)\rho + q_2(t)\rho + q_3(t)\rho - q_4(t)\rho = A_1\rho \frac{dh_1(t)}{dt} \quad (1.31)$$

d) Ecuación de la válvula manual 4, Ecuación 1.32.

$$q_4(t) = C_{V4}(h_1(t))^n \quad (1.32)$$

e) Reacción invariante W_a en base a la aplicación del balance de masa en cada especie de ion, Ecuación 1.33.

$$q_{1e}(t)W_{a1} + q_2(t)W_{a2} + q_3(t)W_{a3} - q_4(t)W_{a4}(t) = A_1 \frac{d(h_1(t)W_{a4}(t))}{dt} \quad (1.33)$$

f) Reacción invariante W_b en base a la aplicación del balance de masa en cada especie de ion, Ecuación 1.34.

$$q_{1e}(t)W_{b1} + q_2(t)W_{b2} + q_3(t)W_{b3} - q_4(t)W_{b4}(t) = A_1 \frac{d(h_1(t)W_{b4}(t))}{dt} \quad (1.34)$$

g) Retardo de tiempo entre el reactor de neutralización de pH y la ubicación del sensor de pH, Ecuación 1.35.

$$pH'(t) = pH(t - t_0(t)) \quad (1.35)$$

h) Retardo de tiempo, Ecuación 1.36.

$$t_0(t) = \frac{LA\rho}{q_4(t)} \quad (1.36)$$

i) Transmisor de pH, Ecuación 1.37.

$$\frac{dc(t)}{dt} = \frac{1}{\tau_T} [K_T pH'(t) - c(t)] \quad (1.37)$$

j) Ecuación de la válvula de control, Ecuación 1.38.

$$\frac{dq_3(t)}{dt} = \frac{1}{\tau_V} [K_V m(t) - q_3(t)] \quad (1.38)$$

Donde:

$q_1(t)$: Flujo de la corriente acida, *ml/seg*

$q_{1e}(t)$: Flujo de la corriente acida de salida desde el tanque 2, *ml/seg*

$q_2(t)$: Flujo de la corriente buffer, *ml/seg*

$q_3(t)$: Flujo de la corriente básica, *ml/seg*

$q_4(t)$: Flujo de la corriente de salida, *ml/seg*

$pH(t)$: Potencial de hidrogeniones del líquido en el reactor, *adimensional*

$pH'(t)$: $pH(t)$ considerando el retardo de tiempo t_0 , *adimensional*

$t_0(t)$: Retardo de tiempo, *seg*

ρ : Densidad de los flujos, *ml/cm³*

A_1 : Sección transversal del reactor de neutralización de pH, *cm²*

A_2 : Sección transversal del tanque 2, *cm²*

$h_1(t)$: Nivel del líquido en el reactor de neutralización de pH, *cm*

h_2 : Nivel del líquido en el tanque 2, *cm*

C_{V2} : Coeficiente del flujo de la válvula manual 2, *(ml/seg)/cm^{1/2}*

C_{V4} : Coeficiente del flujo de la válvula manual 4, *(ml/seg)/cm^{0.607}*

n : Coeficiente de la válvula manual 4

$c(t)$: Señal de salida del transmisor de pH en una escala de 0 a 100%

$m(t)$: Salida del controlador de 0 a 100%

τ_T : Constante de tiempo del sensor de pH, *seg*

τ_V : Constante de tiempo de la válvula de control, *seg*

K_T : Ganancia del sensor de pH, %

K_V : Ganancia de la válvula de control, $(ml/seg)/\%CO$

A : Sección transversal de la tubería, cm^2

L : Longitud de la tubería, *cm*

Tabla 1.2. Parámetros de diseño y valores en estado estable

Variable	Valor	Variable	Valor
q_1	16.6 <i>ml/seg</i>	K_T	7.1429 %
q_{1e}	16.6 <i>ml/seg</i>	K_V	0.3 $(ml/s)/\%CO$
q_2	0.55 <i>ml/seg</i>	A	6.01031 cm^2
q_3	15.6 <i>ml/seg</i>	L	674.5 <i>cm</i>
q_4	32.75 <i>ml/seg</i>	$[q_1]$	0.003M HNO_3
<i>Referencia</i>	7.025	$[q_2]$	0.03M $NaHCO_3$
<i>pH</i>	7.025	$[q_3]$	0.003M $NaOH$ + 0.00005M $NaHCO_3$
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 <i>cm</i>	W_{a1}	0.003M
h_2	3 <i>cm</i>	W_{b1}	0M
C_{V2}	9.584 $(ml/s\ eg)/cm^{1/2}$	W_{a2}	-0.03M
C_{V4}	4.5861 $(ml/seg)/cm^{0.607}$	W_{b2}	0.03M
n	0.607	W_{a3}	$-3.05 \times 10^{-3}M$
c	50.18 %	W_{b3}	$5 \times 10^{-5}M$
m	52%	W_{a4}	$-4.36 \times 10^{-4}M$
τ_T	15 <i>seg</i>	W_{b4}	$-5.276 \times 10^{-4}M$
τ_V	6 <i>seg</i>		

Este proceso al tener una alta no lineal, tiene repercusiones en el lazo de control, ocasionando muchas de las veces inestabilidad en el mismo. La no linealidad del proceso es analizada mediante el método propuesto por Iglesias [35]; este método se basa en calcular los parámetros del modelo FOPDT (K : Ganancia, t_0 : Tiempo muerto o retardo,

τ : Constante de tiempo) del proceso a lazo abierto al introducir en su entrada una serie de cambios sucesivos de tipo escalón dentro del rango de operación.

En la Figura 1.17, se observa la serie de cambios sucesivos que ingresan a la entrada del proceso a lazo abierto, partiendo de las condiciones en estado estable, es decir $m(t) = 52\%$ en $t = 1300$ [seg]. Los cambios sucesivos se realizan en pasos de 4.2% a lo largo del rango de operación de 10 a 89.8% . En el transmisor de pH, se mide la salida para cada uno de los cambios efectuados para la posterior identificación de los modelos FOPDT correspondientes.

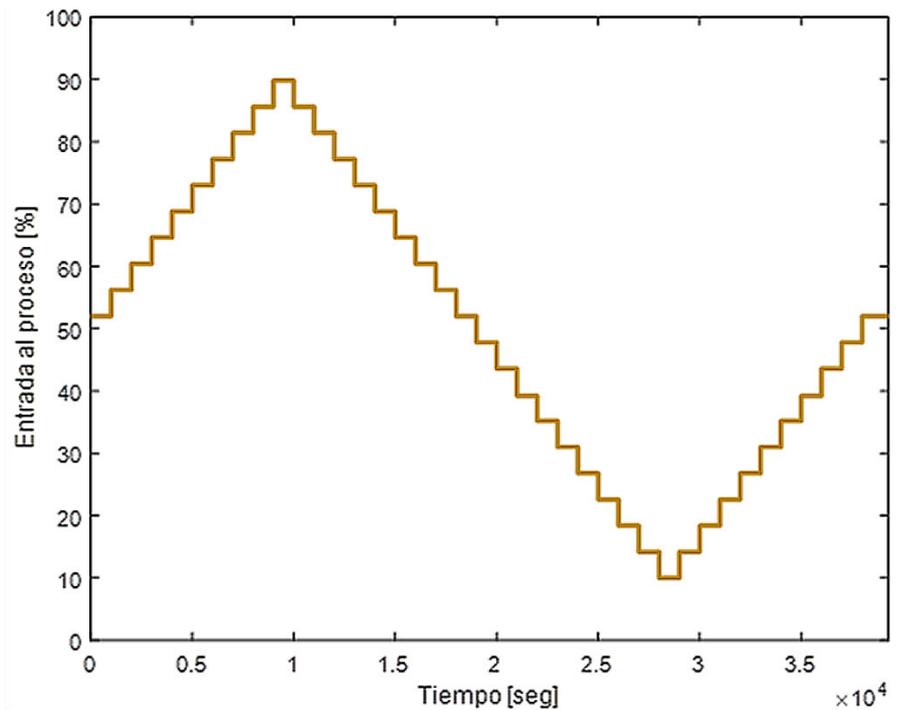


Figura 1.17. Cambios sucesivos realizados a la entrada del proceso

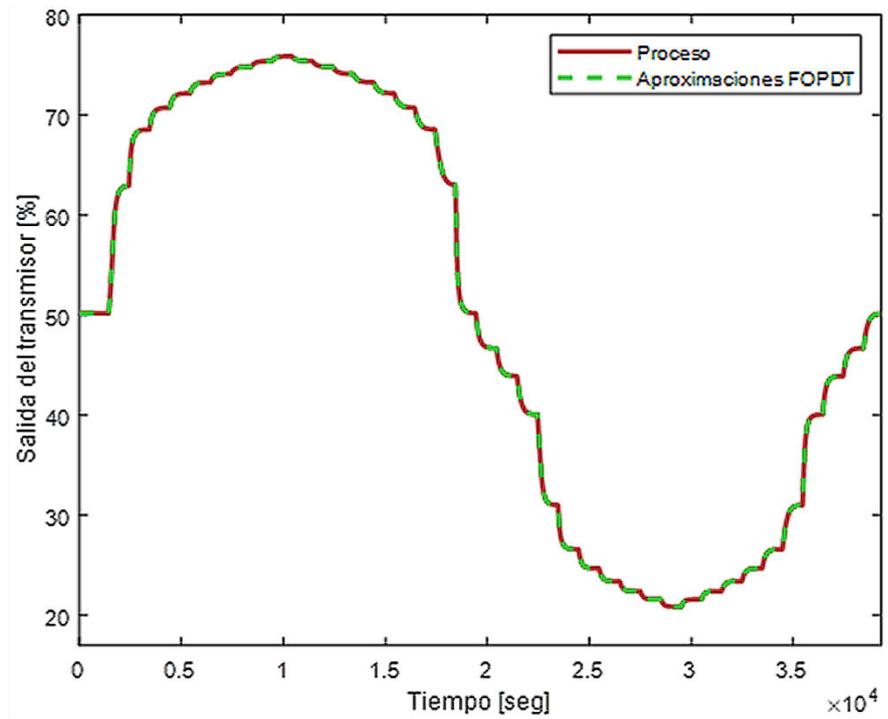


Figura 1.18. Validación de los modelos FOPDT con el proceso ante los cambios sucesivos realizados en la entrada

En la Figura 1.18 se observa la similitud entre la salida del proceso y la salida de cada uno de los modelos FOPDT, por otra parte, esta figura muestra que, a pesar de aplicar un cambio de la misma magnitud, la salida del proceso es distinta. La Tabla 1.3 contiene los parámetros de cada uno de los modelos FOPDT identificados dentro del rango de operación, lo cual permite graficar su comportamiento en función de la señal de entrada como se observa en la Figura 1.19.

Tabla 1.3. Modelos FOPDT

Modelo FOPDT	Cambio en la entrada de la planta $m(t)$ [%]	Ganancia K [%TO/%CO]	Constante de tiempo τ [s]	Retardo de tiempo t_0 [s]
1	52 – 56.2	3.045	180.151	370.741
2	56.2 – 60.4	1.331	108.258	293.348
3	60.4 – 64.6	0.519	146.133	289.114
4	64.6 – 68.8	0.342	159.537	280.708
5	68.8 – 73	0.257	165.511	272.165

6	73 – 77.2	0.202	165.580	265.961
7	77.2 – 81.4	0.166	172.981	254.435
8	81.4 – 85.6	0.138	173.199	252.774
9	85.6 – 89.8	0.116	172.848	245.170
10	89.8 – 85.6	0.116	202.885	251.712
11	85.6 – 81.4	0.138	211.564	255.479
12	81.4 – 77.2	0.166	208.818	263.050
13	77.2 – 73	0.202	194.773	276.788
14	73 – 68.8	0.257	193.590	282.780
15	68.8 – 64.6	0.342	196.146	289.674
16	64.6 – 60.4	0.519	199.608	302.080
17	60.4 – 56.2	1.331	250.332	325.048
18	56.2 – 52	3.045	78.823	324.123
19	52 – 47.8	0.828	144.787	324.584
20	47.8 – 43.6	0.664	163.602	340.521
21	43.6 – 39.2	0.854	180.075	360.233
22	39.2 – 35.2	2.214	151.837	400.472
23	35.2 – 31	1.050	105.577	381.840
24	31 – 26.8	0.457	125.917	404.132
25	26.8 – 22.6	0.304	124.071	428.810
26	22.6 – 18.4	0.235	126.481	450.792
27	18.4 – 14.2	0.197	127.720	475.995
28	14.2 – 10	0.171	121.504	505.735
29	10 – 14.2	0.171	117.699	483.873
30	14.2 – 18.4	0.197	124.134	458.152
31	18.4 – 22.6	0.235	130.072	436.699
32	22.6 – 26.8	0.304	139.462	416.432
33	26.8 – 31	0.457	155.148	398.888
34	31 – 35.2	1.050	188.674	390.368
35	35.2 – 39.2	2.214	94.809	371.125
36	39.2 – 43.6	0.854	130.728	344.187
37	43.6 – 47.8	0.664	155.553	333.628
38	47.8 – 52	0.828	180.234	326.694

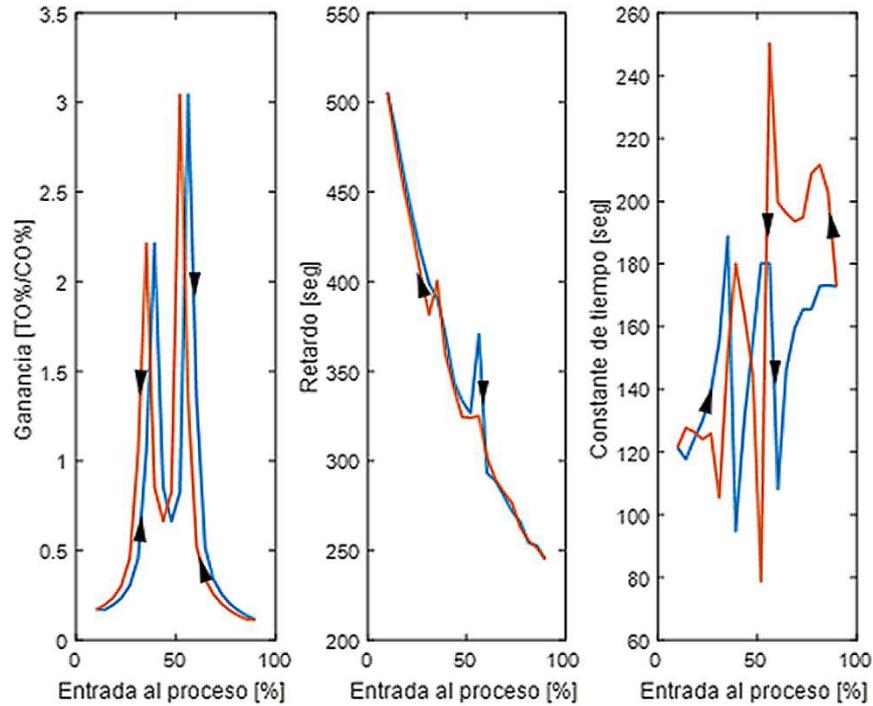


Figura 1.19. Parámetros del proceso de neutralización de pH en función de la señal de entrada

Los parámetros del modelo FOPDT cambian su valor, cuando la señal de entrada aumenta de 10 a 89.8 % la curva se presenta con el color azul, al contrario, si disminuye de 89.8 a 10 % la curva se presenta con el color rojo cómo se observa en la Figura 1.19; en esta última se ve que los parámetros de ganancia y constante de tiempo no tienen una tendencia clara, en cambio, el parámetro de retardo tiene una predisposición casi lineal. Este comportamiento de los parámetros del modelo FOPDT, influye en el desempeño de los controladores clásicos, al punto de desestabilizar el lazo de control [35].

1.3.13.2. Obtención del modelo FOPDT

En el proceso de neutralización de pH para obtener el modelo FOPDT se aplica un paso del 10 % y del -10 % en la entrada del proceso a lazo abierto con la finalidad de obtener la curva de reacción que permita determinar los parámetros de este modelo. El cambio positivo y negativo del paso en la entrada se debe a la alta no linealidad que presenta este proceso.

En la Figura 1.20 se muestra la curva de reacción obtenida ante un cambio del +10 % en la entrada.

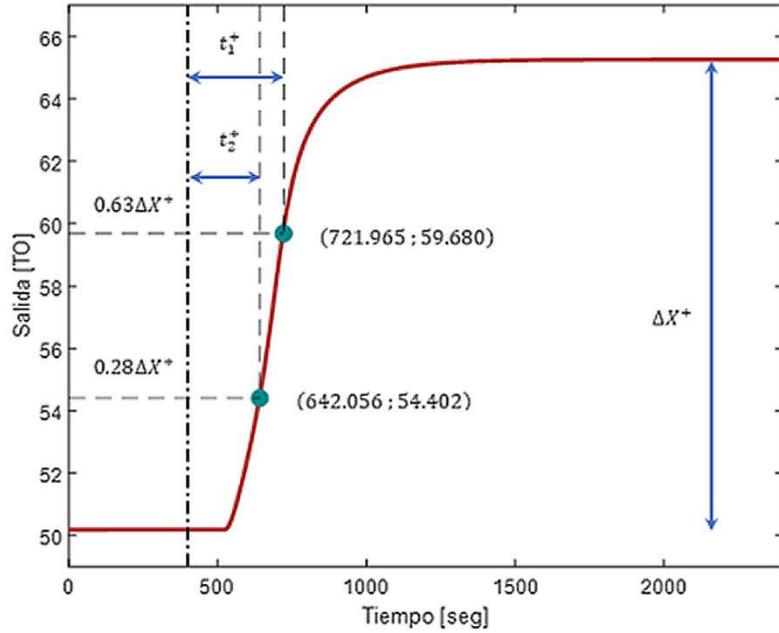


Figura 1.20. Curva de reacción del proceso de neutralización de pH ante un cambio del +10% en la entrada

El modelo FOPDT del proceso de neutralización de pH ante un cambio del +10% en la entrada se encuentra representado por la Ecuación 1.39.

$$G_m(s)^+ = \frac{2.9}{119.864s + 1} e^{-202.1015s} \quad (1.39)$$

En la Figura 1.21 se muestra la curva de reacción obtenida ante un cambio del -10 % en la entrada.

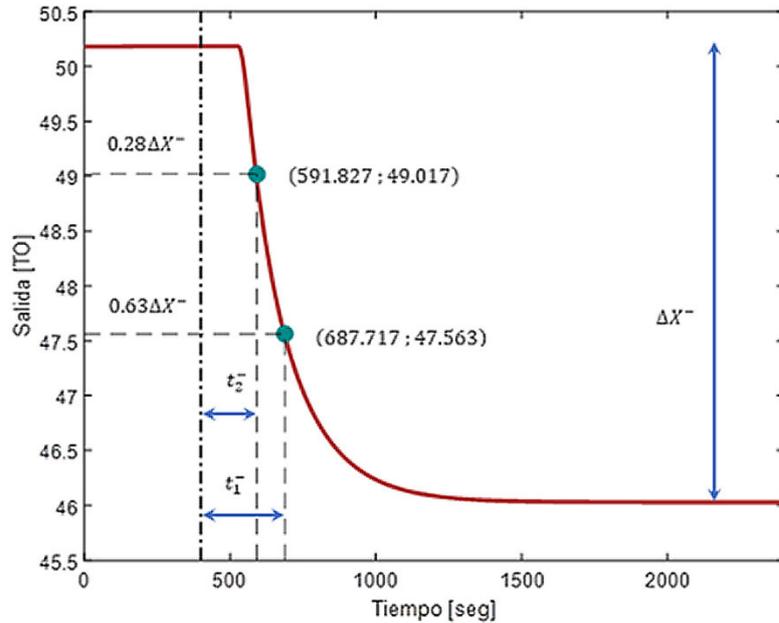


Figura 1.21. Curva de reacción del proceso de neutralización de pH ante un cambio del -10% en la entrada

De igual forma, se obtiene el modelo FOPDT del proceso de neutralización de pH, ante un cambio del -10% en la entrada el cual se encuentra representado por la Ecuación 1.40.

$$G_m(s)^- = \frac{0.798}{143.835s + 1} e^{-143.882s} \quad (1.40)$$

Se usará como modelo FOPDT del proceso de neutralización de pH al promedio de la Ecuación 1.39 y la Ecuación 1.40, la cual se representa por la Ecuación 1.41, la misma que será usada para el diseño de los controladores.

$$G_m(s) = \frac{1.845}{131.849s + 1} e^{-172.992s} \quad (1.41)$$

En la Figura 1.22 y en la Figura 1.23 se observa la salida del proceso y la salida de los modelos FOPDT ante un cambio positivo y negativo en la entrada, respectivamente.

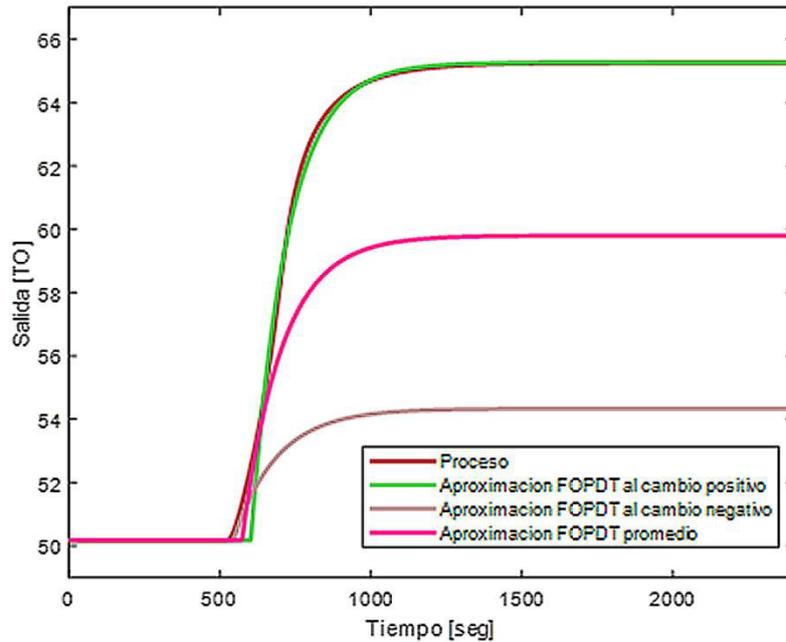


Figura 1.22. Comparación entre la salida del proceso y la salida de los modelos FOPDT ante un cambio del +10% en la entrada

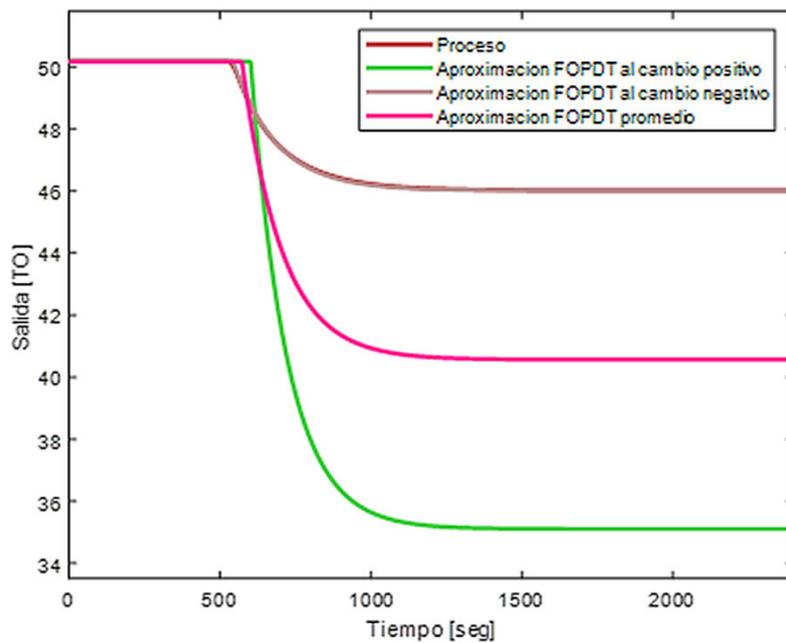


Figura 1.23. Comparación entre la salida del proceso y la salida de los modelos FOPDT ante un cambio del -10% en la entrada

2. METODOLOGÍA

Este trabajo de titulación utiliza una investigación de tipo descriptiva dado que se evaluará el controlador DSMC con superficie móvil de tipo rotante junto con los controladores SMC y DSMC propuesto por Camacho-Smith y Báez respectivamente [1], [2] en dos procesos

químicos; para posteriormente realizar pruebas y determinar si existe una mejora en el rendimiento del controlador propuesto respecto a los controladores SMC y DSMC.

Las fuentes bibliográficas utilizadas para realizar el marco teórico de este trabajo de titulación fueron tomadas de artículos y revistas científicas, así como de anteriores trabajos de titulación y sitios web académicos. Se ha dividido en cuatro fases metodológicas a este trabajo de titulación:

A. Fase teórica

Se realizará el estudio de los dos procesos seleccionados como de los controladores SMC y DSMC además de la superficie móvil de tipo rotante y la ganancia de la parte discontinua del controlador propuesto para su posterior desarrollo, también se estudiará los índices de desempeño: ISE, ITSE e índice de esfuerzo de control, así como del tiempo de establecimiento.

B. Fase de diseño, análisis o implementación metodológica

Obtención del modelo de primer orden con tiempo muerto de los dos procesos seleccionados para el diseño de los controladores SMC y DSMC, así mismo, se obtendrán las reglas difusas que rigen el comportamiento de la superficie móvil y la ganancia discontinua del controlador propuesto en base al conocimiento heurístico.

Se realizará el análisis de estabilidad de las leyes de control obtenidas de cada uno de los controladores, así como la obtención de las ecuaciones de sintonización según sea el caso, cabe resaltar que las condiciones iniciales de los procesos son consideradas en las leyes de control.

C. Fase de simulación y/o implementación

Con el uso de Simulink del software Matlab se simulará los controles SMC, DSMC y DSMC con superficie móvil de tipo rotante para cada uno de los procesos seleccionados, considerado perturbación y cambios de referencia. Adicionalmente se realizará un GUIDE en Matlab por el cual se visualizará los resultados obtenidos de la simulación de cada proceso además de permitir la selección de uno de los procesos seleccionados para su simulación.

D. Fase de validación / análisis de resultados / pruebas de funcionamiento

Se compara y analiza por medio de los valores del tiempo de establecimiento, y los índices de desempeño: ISE, ITSE e índice de esfuerzo de control de cada

controlador en los dos procesos seleccionados para así validar el funcionamiento del controlador propuesto.

2.1. Diseño del controlador SMC

Para el diseño del controlador se empleará un sistema de primer orden con tiempo muerto o FOPDT representado por la Ecuación 1.1. Se realiza una aproximación del término del tiempo muerto mediante series de Taylor de primer orden en el denominador, Ecuación 2.1.

$$e^{-t_0s} \cong \frac{1}{t_0s + 1} \quad (2.1)$$

Al reemplazar la Ecuación 2.1 en la Ecuación 1.1 se obtiene la Ecuación 2.2 que es otra forma de representar al sistema FOPDT.

$$\frac{X(s)}{U(s)} = \frac{K}{(\tau s + 1)(t_0s + 1)} \quad (2.2)$$

La Ecuación 2.2 en forma de ecuación diferencial es representada mediante la Ecuación 2.3.

$$(\tau t_0)\ddot{X}(t) + (\tau + t_0)\dot{X}(t) + X(t) = KU(t) \quad (2.3)$$

Despejando la derivada de mayor orden de la Ecuación 2.3 se obtiene la Ecuación 2.4.

$$\ddot{X}(t) = \frac{KU(t)}{\tau t_0} - \frac{(\tau + t_0)\dot{X}(t)}{\tau t_0} - \frac{X(t)}{\tau t_0} \quad (2.4)$$

Se utilizará la superficie de deslizamiento $S(t)$ dada en la Ecuación 1.7. Dado que la Ecuación 2.4 es de segundo orden ($n = 2$) se obtiene la Ecuación 2.5 luego de realizar el álgebra necesaria.

$$S(t) = \dot{e}(t) + 2\lambda e(t) + \lambda^2 \int e(t) \quad (2.5)$$

Considerando que $\lambda_1 = 2\lambda$ y $\lambda_0 = \lambda^2$ se obtiene la Ecuación 2.6.

$$S(t) = \dot{e}(t) + \lambda_1 e(t) + \lambda_0 \int e(t) \quad (2.6)$$

Por otro lado, para cumplir con la condición de deslizamiento se debe cumplir con la Ecuación 1.8 dando como resultado la Ecuación 2.7.

$$\dot{S}(t) = \ddot{e}(t) + \lambda_1 \dot{e}(t) + \lambda_0 e(t) = 0 \quad (2.7)$$

Por definición el error es igual a la diferencia entre el valor de referencia $R(t)$ y valor de la salida $X(t)$, Ecuación 2.8.

$$e(t) = R(t) - X(t) \quad (2.8)$$

Se reemplaza la Ecuación 2.8 en las derivadas de la Ecuación 2.7 así como la Ecuación 2.4. Por otro lado, las derivadas de la referencia pueden ser eliminadas sin que exista efecto alguno en el controlador obtenido, Ecuación 2.9.

$$\dot{S}(t) = -\frac{KU(t)}{\tau t_0} + \frac{(\tau + t_0)\dot{X}(t)}{\tau t_0} + \frac{X(t)}{\tau t_0} - \lambda_1 \dot{X}(t) + \lambda_0 e(t) = 0 \quad (2.9)$$

Despejando $U(t)$ de la Ecuación 2.9 se obtiene la parte continua $U_c(t)$ del controlador representada por la Ecuación 2.10.

$$U_c(t) = \left(\frac{\tau t_0}{K}\right) \left[\dot{X}(t) \left(\frac{\tau + t_0}{\tau t_0} - \lambda_1\right) + \frac{X(t)}{\tau t_0} + \lambda_0 e(t) \right] \quad (2.10)$$

Se considera que $\lambda_1 = \frac{\tau + t_0}{\tau t_0}$ para simplificar $U_c(t)$ dando como resultado la Ecuación 2.11.

$$U_c(t) = \left(\frac{\tau t_0}{K}\right) \left[\frac{X(t)}{\tau t_0} + \lambda_0 e(t) \right] \quad (2.11)$$

La parte discontinua $U_D(t)$ del controlador es representada por la Ecuación 1.11.

$$U_D(t) = K_D \frac{S(t)}{|S(t)| + \delta}$$

Por lo tanto, aplicando la Ecuación 1.6 se obtiene la ley de control total del SMC dada por la Ecuación 2.12.

$$U(t) = \left(\frac{\tau t_0}{K}\right) \left[\frac{X(t)}{\tau t_0} + \lambda_0 e(t)\right] + K_D \frac{S(t)}{|S(t)| + \delta} \quad (2.12)$$

En la Figura 2.1 se muestra el esquema de control para el controlador SMC.

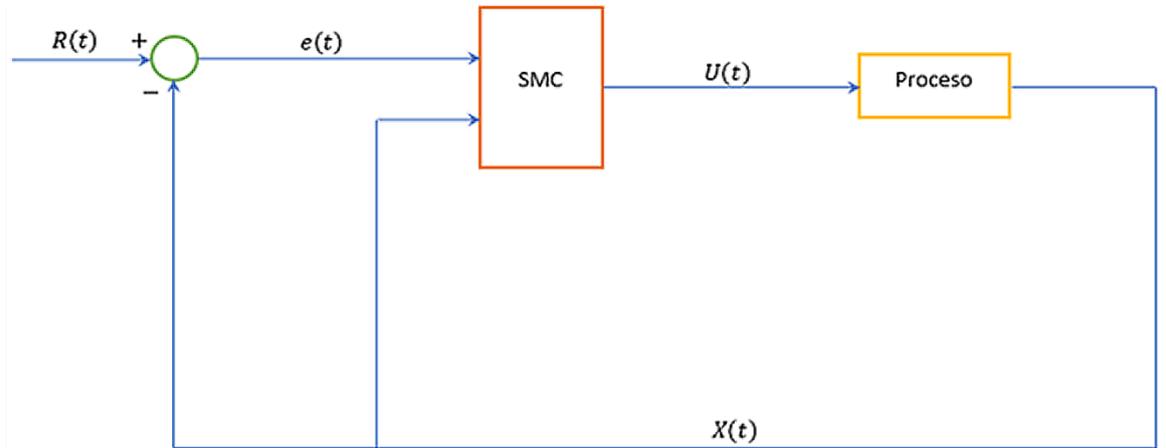


Figura 2.1. Esquema de control para el controlador SMC

2.1.1. Análisis de estabilidad

El análisis de estabilidad fue desarrollado en [5], [39] obteniendo los siguientes resultados, Ecuación 2.13.

$$K_D > 0 ; \delta > 0 \quad (2.13)$$

2.1.2. Ecuaciones de sintonización

Los valores de los parámetros K_D , λ y δ fueron obtenidos en [4], [19] por medio del algoritmo de búsqueda de Nelder-Mead. Al no conocer con antelación las variables que intervienen debido a que primero se necesita conocer el modelo FOPDT del proceso es necesario tener una nomenclatura generalizada que represente sus unidades. Por lo cual, las unidades de la variable controlada y el tiempo serán definidas mediante unidades del transmisor $[TO]$ y $[Tiempo]$ respectivamente, lo mismo ocurre con el controlador, es decir no se dispone de la información necesaria acerca del elemento final de control que está presente en los diferentes procesos de ahí que éste se denote con unidades del controlador $[CO]$ [4].

En la Tabla 2.1 se resumen las ecuaciones de sintonización del controlador SMC.

Tabla 2.1. Ecuaciones de sintonización del controlador SMC

Parámetros	Ecuación	Unidad
λ_1	$\frac{\tau + t_0}{\tau t_0}$	$\left[\frac{1}{\text{Tiempo}} \right]$
λ_0	$\frac{\lambda_1^2}{4}$	$\left[\frac{1}{\text{Tiempo}^2} \right]$
K_D	$\frac{0.51}{ K } \left(\frac{\tau}{t_0} \right)^{0.76}$	[CO]
δ	$0.68 + 0.12 K K_D\lambda_1$	$\left[\frac{CO}{\text{Tiempo}} \right]$

2.2. Diseño del controlador DSMC

Este controlador a diferencia del anterior no utiliza una aproximación para el tiempo muerto del modelo FOPDT, sino que usa un filtro de primer orden. El elemento del filtro se multiplica y divide para no modificar el modelo tal como se describe en la Ecuación 2.14.

$$G_m(s) = \frac{K e^{-t_0 s}}{\tau s + 1} = \left(\frac{K e^{-t_0 s}}{\tau s + 1} \right) \left(\frac{t_f s + 1}{t_f s + 1} \right) \quad (2.14)$$

Los términos de la Ecuación 2.14 se agrupan para formar dos factores: parte invertible $G_m^-(s)$ y parte no invertible $G_m^+(s)$ como se muestra en la Ecuación 2.15.

$$G_m^-(s) = K \frac{t_f s + 1}{\tau s + 1} \quad y \quad G_m^+(s) = \frac{e^{-t_0 s}}{t_f s + 1} \quad (2.15)$$

Para el diseño del controlador se trabaja con la parte invertible $G_m^-(s)$ del modelo, Ecuación 2.16.

$$G_m^-(s) = \frac{X_m^-(s)}{U(s)} = K \frac{t_f s + 1}{\tau s + 1} \quad (2.16)$$

La Ecuación 2.16 representada en forma de ecuación diferencial se muestra en la Ecuación 2.17.

$$\dot{X}_m^-(t)\tau + X_m^-(t) = \dot{U}(t)Kt_f + U(t)K \quad (2.17)$$

Despejando el termino $\dot{X}_m^-(t)$ de la Ecuación 2.17 se obtiene la Ecuación 2.18.

$$\dot{X}_m^-(t) = \frac{\dot{U}(t)Kt_f}{\tau} + \frac{U(t)K}{\tau} - \frac{X_m^-(t)}{\tau} \quad (2.18)$$

Se utilizará la superficie de deslizamiento $S(t)$ dada en la Ecuación 1.15. Para cumplir con la condición de deslizamiento se debe cumplir con la Ecuación 1.8 dando como resultado la Ecuación 2.19.

$$\dot{S}(t) = \dot{e}^-(t) + \lambda e(t) = 0 \quad (2.19)$$

Se reemplaza la Ecuación 1.16 en la derivada de la Ecuación 2.19 así como la Ecuación 2.18. Por otro lado, las derivadas de la referencia pueden ser eliminadas sin que exista efecto alguno en el controlador obteniendo la Ecuación 2.20.

$$\dot{S}(t) = -\frac{\dot{U}(t)Kt_f}{\tau} - \frac{U(t)K}{\tau} + \frac{X_m^-(t)}{\tau} + \lambda e(t) = 0 \quad (2.20)$$

Despejando $\dot{U}(t)$ se obtiene la parte continua $U_C(t)$ del controlador como se muestra en la Ecuación 2.21.

$$\dot{U}_C(t) = \frac{\tau \lambda e(t)}{Kt_f} + \frac{X_m^-(t)}{Kt_f} - \frac{U(t)}{t_f} \quad (2.21)$$

La parte discontinua del controlador $\dot{U}_D(t)$ se representa mediante la Ecuación 1.17.

$$\dot{U}_D(t) = K_D \text{sign}(S(t))$$

Por lo tanto, aplicando la Ecuación 1.12 se obtiene la ley de control total del DSMC dada por la Ecuación 2.22.

$$\dot{U}(t) = \frac{\tau \lambda e(t)}{Kt_f} + \frac{X_m^-(t)}{Kt_f} - \frac{U(t)}{t_f} + K_D \text{sign}(S(t)) \quad (2.22)$$

2.2.1. Análisis de estabilidad

El análisis de estabilidad fue desarrollado en [4] obteniendo los siguientes resultados, Ecuación 2.23.

$$K_D > 0 ; t_f > 0 \quad (2.23)$$

2.2.2. Ecuaciones de sintonización

Los valores de los parámetros de sintonización de este controlador son λ , t_f y K_D ; pero tienen el inconveniente de no contar con ecuaciones de sintonización como es el caso del controlador SMC, sin embargo en [40] se proponen un método de sintonización alternativo en el cual se utilizan criterios de optimización y restricciones dadas por los índices de desempeño que debe alcanzar el proceso.

Para tener un valor referencial de sintonización de los parámetros λ y K_D se utilizan las ecuaciones propuestas en [4], [19]; y a partir de estos valores junto con el parámetro t_f se realizan variaciones de acuerdo a un índice de desempeño, en este caso se utilizó el ISE. De manera similar como sucedió con el controlador SMC es necesario disponer de una nomenclatura generalizada que represente las unidades dado que no se conoce con anticipación las variables involucradas puesto que primero es necesario conocer el modelo FOPDT del proceso en estudio. El análisis de unidades fue realizado en [4] obteniendo como resultado las unidades mostradas en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2. Valores referenciales de sintonización del controlador DSMC

Parámetros	Ecuación	Unidad
λ	$\frac{\tau + t_0}{\tau t_0}$	$\left[\frac{1}{Tiempo} \right]$
K_D	$\frac{0.51}{ K } \left(\frac{\tau}{t_0} \right)^{0.76}$	$\left[\frac{CO}{TO \cdot Tiempo} \right]$
t_f	Se hace uso de un índice de desempeño del sistema determinado	$[Tiempo]$

2.3. Diseño del controlador DSMC con superficie de móvil de tipo rotante

Para el diseño del controlador propuesto se tomó la superficie dada en [22]; la misma que en combinación con técnicas de lógica difusa puede transformarse en una superficie móvil. En esta sección se exponen los criterios a usarse para el diseño del controlador tomando en cuenta las consideraciones dadas en la Sección 1.3.9.

En cada uno de los parámetros en los cuales se va a aplicar la lógica difusa se debe tomar en cuenta lo siguiente:

- Determinar la o las entradas del bloque difuso, así como su rango y funciones de membresía.
- Determinar la o las salidas del bloque difuso, así como su rango y funciones de membresía.
- Determinar la base de las reglas difusas

Por otra parte, los métodos y operadores de la lógica difusa elegidos para trabajar en este proyecto, teniendo en cuenta las recomendaciones dadas en [7], [41], [42] son:

- Operador Lógico AND: Método Min.
- Implicación: Método Min.
- Agregación: Método Max.
- Defusificación: Método del centroide o centro de gravedad.

El desarrollo de la lógica difusa se realiza mediante Fuzzy Logic Toolbox de Matlab, en la Figura 2.2 se muestra la ventana del Toolbox mencionado.

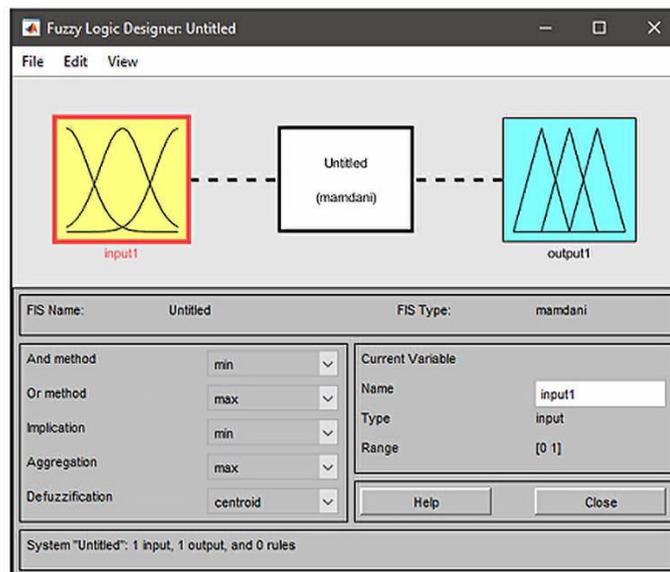


Figura 2.2. Ventana del Fuzzy Logic Toolbox de Matlab

Para que la superficie deslizante del controlador DSMC se convierta en una superficie móvil de tipo rotante se desea que el parámetro λ se actualicen en función de los valores de $e(t)$ y $\dot{e}(t)$. Además, para tener un manejo más óptimo de la agresividad con la que se alcanza la superficie deslizante se varía el parámetro K_D en función del valor de $S(t)$.

A medida que la trayectoria de estados cambia, la superficie deslizante ira rotando en función del parámetro λ dado que se tiene λ_{max} y λ_{min} , los cuales establecen la máxima rotación de la superficie deslizante. Por otra parte, el parámetro K_D debe variar de forma que cuando la superficie deslizante este alejada K_D tome valores grandes y cuando este cerca K_D tome valores pequeños, lo cual permite controlar la agresividad con la que se alcanza la superficie deslizante.

2.3.1. Entrada al bloque difuso

La o las entradas al bloque difuso dependen del parámetro al cual se va a aplicar la lógica difusa.

2.3.1.1. Entradas para el parámetro λ

Las entradas del parámetro λ son el error ($e(t)$) y la derivada del error ($\dot{e}(t)$), las misma que están definidas en el rango $[-1, 1]$. En cuanto a la fuzzificación de estas se escogieron las siguientes variables lingüísticas:

- NL: Negative Large
- NM: Negative Medium
- NS: Negative Small
- ZE: Zero
- PS: Positive Small
- PM: Positive Medium
- PL: Positive Large

Las variables lingüísticas escogidas son positivas y negativas esto se debe a que tanto el error como la derivada del error pueden tomar valores positivos y negativos. Las funciones de membresía escogidas para NM, NS, ZE, PS y PM son de tipo triangular, en cambio para NL y PL son de tipo trapezoidal. La elección de estas funciones de membresía se debe a que carga computacional que generan es reducida en comparación a otras funciones de membresía. En la Figura 2.3 y en la Figura 2.4 se observa las funciones de membresía de la entrada de error y la derivada del error respectivamente.

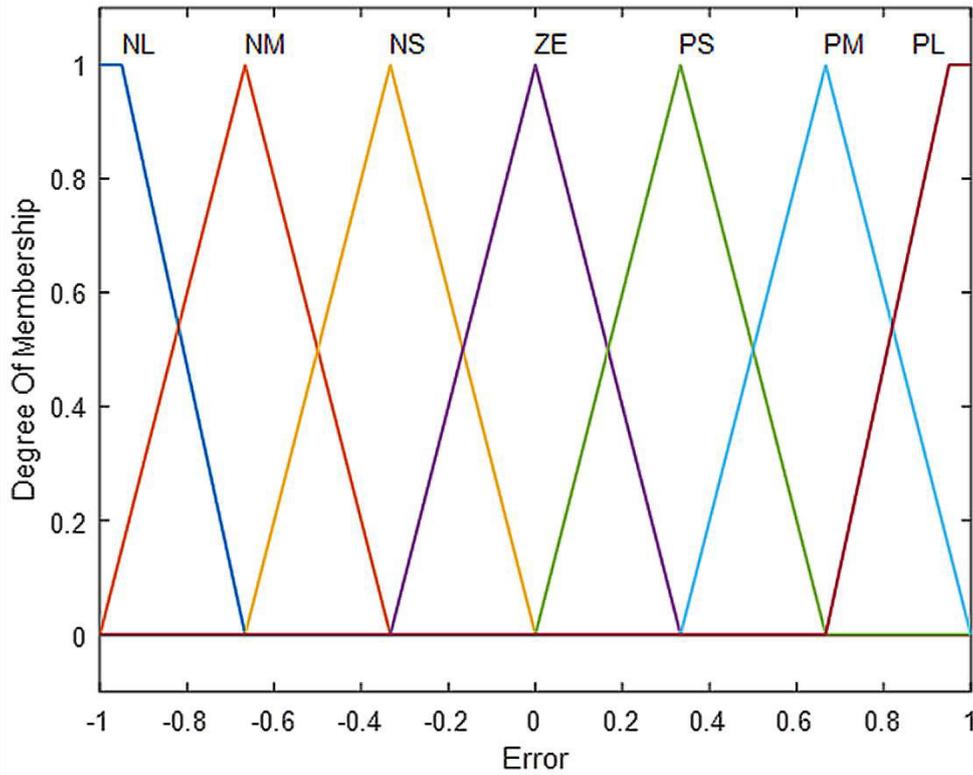


Figura 2.3. Función de membresía de la entrada del error

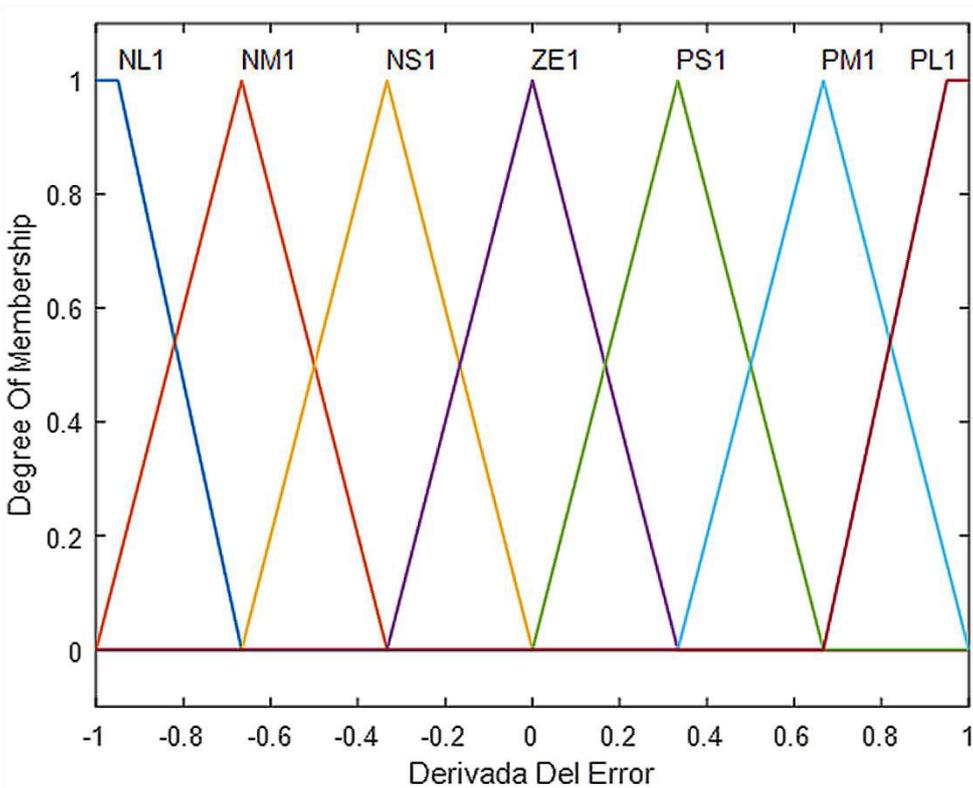


Figura 2.4. Función de membresía de la entrada de la derivada del error

En la Figura 2.4 se observa que las variables lingüísticas están acompañadas de un número (NM1, NS1, ZE1, PS1, PM1, NL1, PL1) esto se debe a que el Fuzzy Logic Toolbox de Matlab no admite la repetición de nombres puesto que se producen errores.

2.3.1.2. Entradas para el parámetro K_D

El parámetro K_D tiene por entrada a la superficie deslizante ($S(t)$), la misma que está definida en el rango $[-1, 1]$. En cuanto a su fuzzificación se escogieron las siguientes variables lingüísticas:

- NL: Negative Large
- NM: Negative Medium
- NS: Negative Small
- ZE: Zero
- PS: Positive Small
- PM: Positive Medium
- PL: Positive Large

Las variables lingüísticas escogidas son positivas y negativas esto se debe a que la superficie deslizante puede tomar valores positivos y negativos. Las funciones de membresía escogidas para NM, NS, ZE, PS y PM son de tipo triangular, en cambio para NL y PL son de tipo trapezoidal tal como sucedió para el parámetro λ . En la Figura 2.5 se observa las funciones de membresía de la entrada de la superficie deslizante.

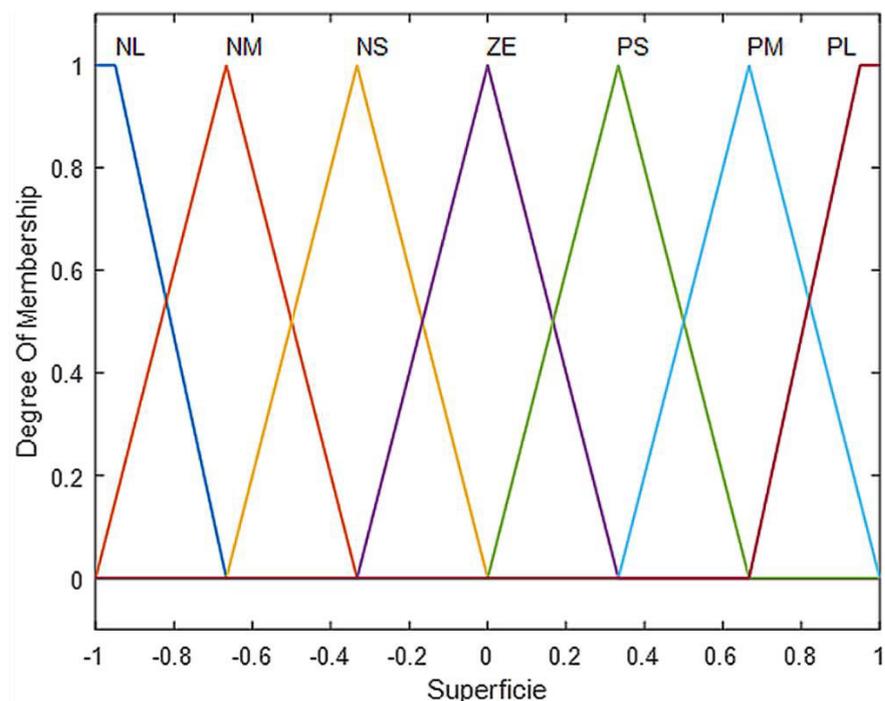


Figura 2.5. Función de membresía de la entrada de la superficie deslizante

2.3.2. Salida al bloque difuso

Los parámetros λ y K_D son las salidas de los bloques difusos; estos parámetros tienen un rango definido dependiendo del proceso en el cual se vaya a trabajar.

2.3.2.1. Salida para el parámetro λ

Para seleccionar el rango de salida del parámetro λ se plantea lo siguiente:

- $\lambda_{min} = 0.75\lambda$
- $\lambda_{max} = 1.25\lambda$

Este controlador al no contar con ecuaciones de sintonización hace uso de las ecuaciones de la Tabla 2.2 como valores iniciales y a partir de estos mediante el uso de los índices de desempeño del controlador escoger el más adecuado, para este trabajo de titulación se escogió al índice de desempeño ISE. Una vez escogido el valor del parámetro λ este puede variar en el rango de 75% al 125% por lo cual existe una variación de aproximadamente $\pm 25\%$ del valor del parámetro escogido. En la Ecuación 2.24 se observa el rango de variación del parámetro de salida λ del bloque difuso.

$$\text{Rango: } 0.75\lambda \leq \lambda \leq 1.25\lambda \quad (2.24)$$

Las variables lingüísticas escogidas para la fuzzificación del parámetro de salida λ son las siguientes:

- VVL: Very Very Large
- VL: Very Large
- L: Large
- M: Medium
- S: Small
- VS: Very Small
- VVS: Very Very Small

Las funciones de membresía son de tipo triangular para VL, L, M, S y VS en cambio para VVL y VVS son de tipo trapezoidal.

2.3.2.2. Salida para el parámetro K_D

Al igual como sucedió con el parámetro λ , el valor de este parámetro es obtenido mediante las ecuaciones de la Tabla 2.2 y el uso de los índices de desempeño ya que como se mencionó anteriormente este controlador no cuenta con ecuaciones de sintonización. Escogido el valor del parámetro K_D este puede variar en el rango de cero a cuatro veces

su valor. En la Ecuación 2.25 se observa el rango de variación del parámetro de salida K_D del bloque difuso.

$$\text{Rango: } 0 < K_D \leq 4K_D \quad (2.25)$$

Las variables lingüísticas escogidas para la fuzzificación del parámetro de salida K_D son las siguientes:

- ZE: Zero
- S: Small
- M: Medium
- L: Large

Las funciones de membresía son de tipo triangular para S y M en cambio para ZE y L son de tipo trapezoidal.

2.3.3. Reglas difusas

Los parámetros λ y K_D tienen una base de reglas difusas como consideraciones que deben ser tomadas en cuenta. A continuación, se muestran para cada uno de los parámetros las reglas difusas a utilizarse.

2.3.3.1. Reglas difusas para el parámetro λ

La variación del parámetro λ permite que la superficie deslizante tenga un movimiento rotatorio. La Figura 2.6 sirve para explicar cómo se obtuvieron las reglas difusas, por ejemplo, si el error está en punto NL y la derivada del error en el punto PM entonces la superficie deslizante debe rotar para alcanzar estos puntos, por lo cual el parámetro λ debe ser de variable lingüística S, con lo cual la superficie deslizante logra alcanzar los estados del proceso. En la Tabla 2.3 se muestran las reglas difusas obtenidas para el parámetro λ [7], [23].

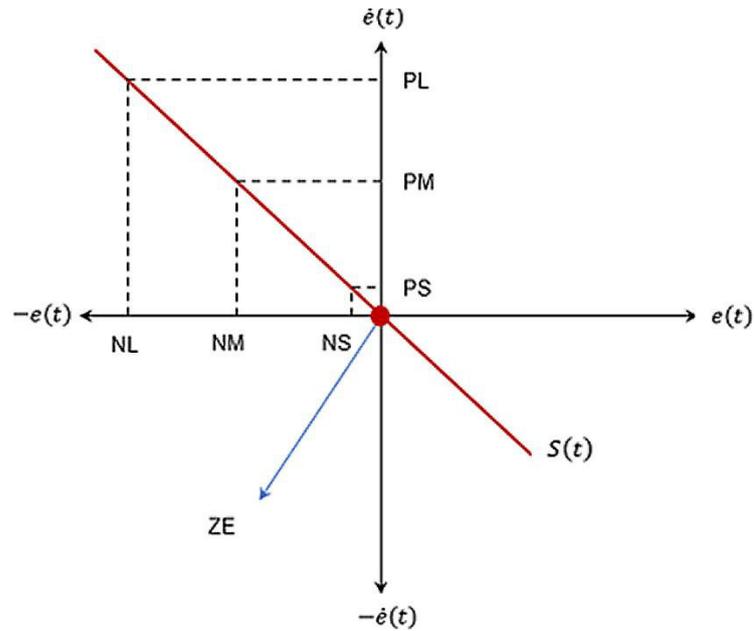


Figura 2.6. Superficie deslizante

Tabla 2.3. Reglas difusas para el parámetro λ

		$\dot{e}(t)$						
		NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
$e(t)$	NL	M	S	VS	VVS	VS	S	M
	NM	L	M	S	VS	S	M	L
	NS	VL	L	M	S	M	L	VL
	ZE	VVL	VL	L	M	L	VL	VVL
	PS	VL	L	M	S	M	L	VL
	PM	L	M	S	VS	S	M	L
	PL	M	S	VS	VVS	VS	S	M

2.3.3.2. Reglas difusas para el parámetro K_D

El valor de $S(t)$ aumenta al estar lejos de la superficie deslizante y disminuye al estar cerca hasta llegar a un valor constante por lo cual el parámetro K_D debe tener el siguiente comportamiento; cuando se esté cerca de la superficie deslizante el valor de K_D debe ser pequeño en cambio cuando se esté alejado de la superficie deslizante el valor de K_D debe ser grande. Tomando en cuenta las consideraciones anteriores se proponen las siguientes reglas difusas [7], [42]:

- Si $S(t)$ es PL entonces K_D es L
- Si $S(t)$ es PM entonces K_D es M

- Si $S(t)$ es PS entonces K_D es S
- Si $S(t)$ es ZE entonces K_D es ZE
- Si $S(t)$ es NS entonces K_D es S
- Si $S(t)$ es NM entonces K_D es M
- Si $S(t)$ es NL entonces K_D es L

2.4. Ecuaciones para sistemas con condiciones iniciales

Las ecuaciones de los controladores obtenidas hasta el momento se desarrollaron empleando variables de desviación de ahí que sea necesario cambiar las variables de desviación a variables reales debido a que los procesos a tratar presentan condiciones iniciales [1].

Tabla 2.4. Variables de desviación teniendo en cuenta las condiciones iniciales [4]

Variables de desviación	Condiciones iniciales
$U(t)$	$\bar{m} \pm U(t)$
$X(t)$	$X(t) - \bar{T}O$
$X_m^-(t)$	$X_m^-(t) - \bar{T}O$

Donde:

$U(t)$: Salida del controlador.

\bar{m} : Valor en estado estable del controlador.

$X(t)$: Salida del proceso.

$X_m^-(t)$: Salida de la parte invertible.

$\bar{T}O$: Valor en estado estable del transmisor.

En la Tabla 2.4 se observar que la señal de control tiene dos opciones (*signos* \pm) esto se debe a que el proceso al estar representado por un modelo FOPDT puede ser de acción directa o acción inversa, esto significa que ante un cambio positivo en la entrada la salida varia en el mismo sentido (*acción directa*, $+$) o en sentido contrario (*acción inversa*, $-$). Esta consideración también debe ser tomada en cuenta en las superficies de los controladores tal como se muestra en la Ecuación 2.26.

$$S(t) = \text{sign}(K)S(t) \quad (2.26)$$

Tomando en cuenta las consideraciones anteriores las ecuaciones obtenidas en variables de desviación se transforman en las siguientes:

a) Superficie del SMC, Ecuación 2.27.

$$S(t) = \text{sign}(K) \left(-\dot{X}(t) + \lambda_1 e(t) + \lambda_0 \int e(t) dt \right) \quad (2.27)$$

b) Ley de control del SMC, Ecuación 2.28.

$$m(t) = \bar{m} \pm \left[\frac{1}{K} (X(t) - \overline{T\bar{O}}) + \frac{\tau t_0}{K} \lambda_0 e(t) + K_D \frac{S(t)}{|S(t) + \delta|} \right] \quad (2.28)$$

c) Superficie del DSMC, Ecuación 2.29.

$$S(t) = \text{sign}(K) \left(e^-(t) + \lambda \int e(t) dt \right) \quad (2.29)$$

d) Ley de control del DSMC, Ecuación 2.30

$$m(t) = \bar{m} \pm \left[\int \left(\frac{\tau \lambda}{K t_f} e(t) + \frac{1}{K t_f} (X_m^-(t) - \overline{T\bar{O}}) - \frac{1}{t_f} U_c(t) \right) dt + \int (K_D \text{sign}(S(t))) dt \right] \quad (2.30)$$

2.5. Diseño de la interfaz gráfica

Una interfaz gráfica de usuario (Graphical User Interface, GUI, por sus siglas en inglés) es una herramienta visual, cuya finalidad principal es facilitar y hacer más cómoda la interacción entre usuario y máquina, dado que cuenta con una diversa gama de ayudas visuales e interactivas.

El presente proyecto de titulación hace uso de una interfaz gráfica con la finalidad de manipular de forma óptima los cambios de referencia, perturbaciones y tiempo de simulación además de visualizar tanto la señal de control como la señal salida de cada uno de los dos procesos seleccionadas usando el controlador propuesto y los controladores SMC y DSCM propuestos por Camacho-Smith y Báez respectivamente [1], [2]. Esta interfaz gráfica también permite visualizar la evolución en el tiempo de los parámetros K_D y λ del controlador propuesto, así como el valor de los índices desempeño de todos los controladores.

Para el desarrollo de la interfaz gráfica no se utilizó ninguna norma en específico, sin embargo, se tomó en cuenta algunos aspectos de la norma ANSI/ISA-101.01-2015 [43]. La interfaz gráfica está constituida por tres niveles. El primer nivel contiene la carátula del trabajo de titulación como se muestra en la Figura 2.7. El segundo nivel contiene la selección del proceso a simularse, las opciones son: tanque de mezclado con retardo variable y proceso de neutralización pH como se observa en la Figura 2.8. Por último, el tercer nivel contiene las ventanas de manejo de cada uno de los dos procesos seleccionados como se aprecia en la Figura 2.9 y Figura 2.10.

El manual de funcionamiento de la interfaz gráfica, se encuentra en la sección de Anexos, donde se detalla la función de cada uno de los componentes que conforman la interfaz gráfica de este trabajo de titulación.



Figura 2.7. Carátula de la interfaz gráfica de usuario

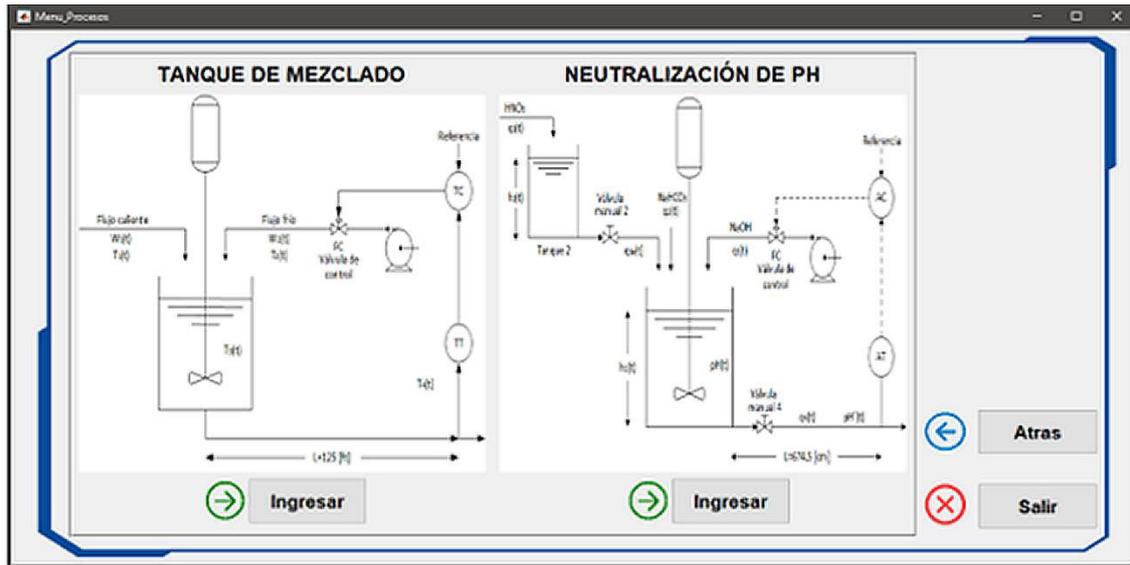


Figura 2.8. Pantalla de selección de los procesos

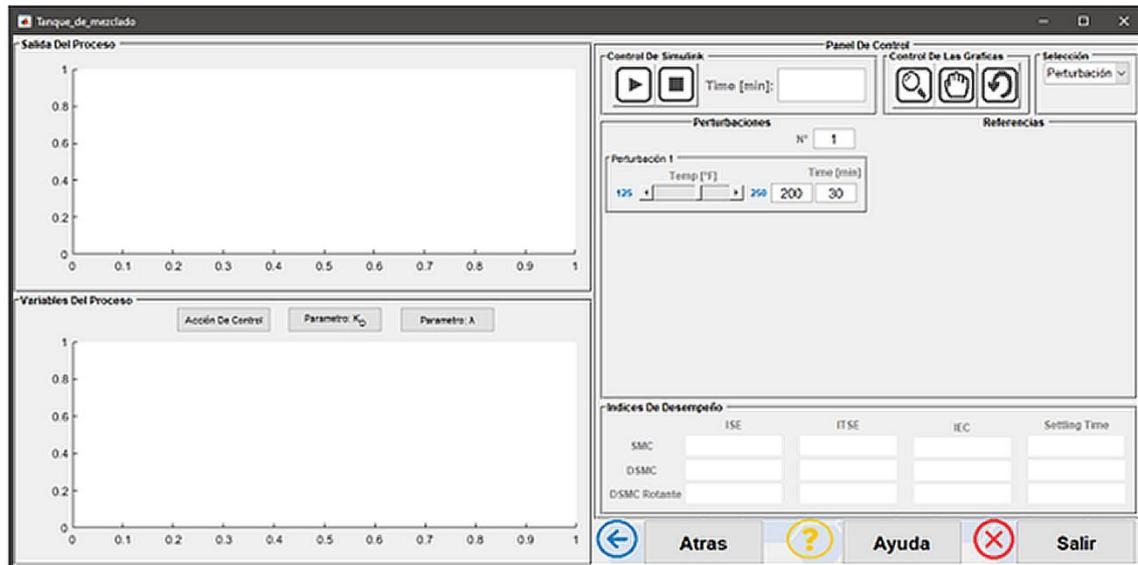


Figura 2.9. Pantalla del tanque de mezclado con retardo variable

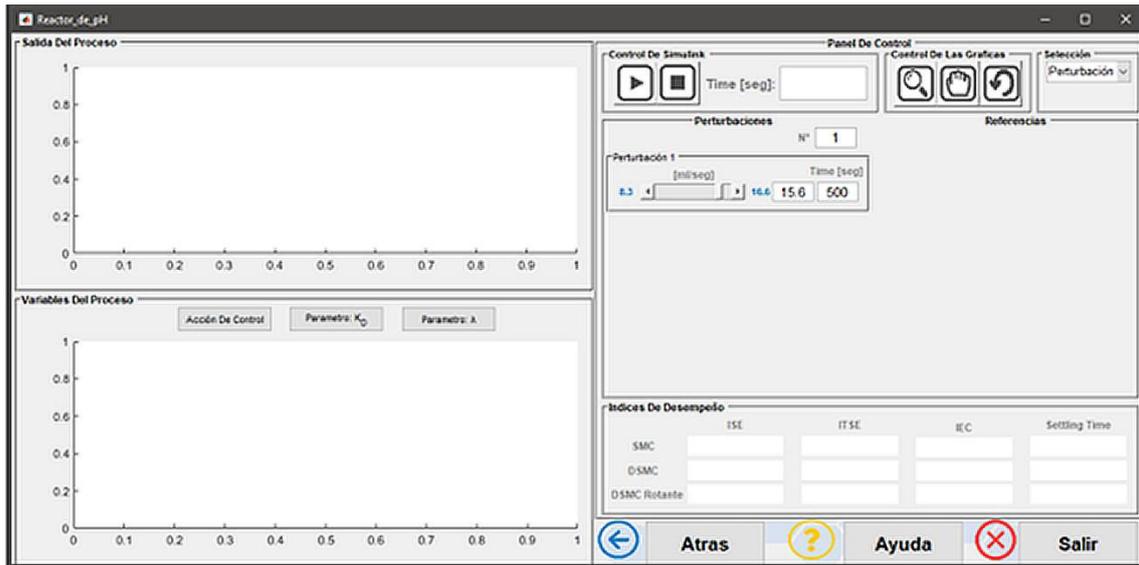


Figura 2.10. Pantalla del proceso de neutralización de pH

2.5.1. Diagrama de flujo de la interfaz gráfica

Esta sección muestra el diagrama de flujo del funcionamiento de la interfaz gráfica de usuario como se observa en la Figura 2.11. En la sección de anexos se presenta el manual de su funcionamiento, así como la descripción a detalle de cada uno de los componentes que la constituyen.

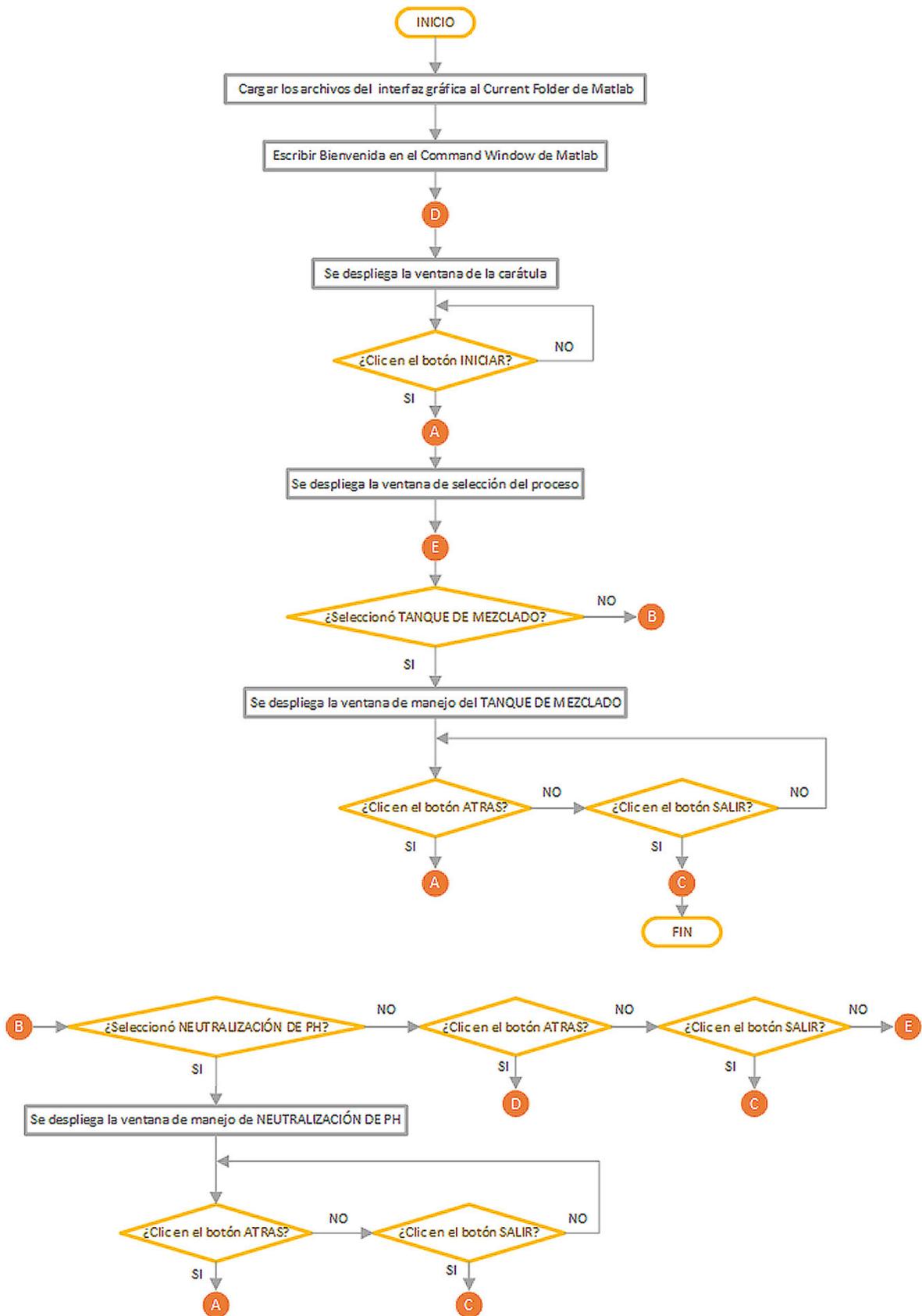


Figura 2.11. Diagrama de flujo de la interfaz gráfica de usuario

3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En el siguiente capítulo se muestran las simulaciones realizadas de los controladores diseñados en el software Simulink de Matlab para los procesos:

- Tanque de mezclado con retardo variable.
- Proceso de neutralización de pH.

Los dos procesos seleccionados son aproximables a un modelo FOPDT.

Para cada uno de los procesos se realizará:

- Sintonización de los controladores diseñados.
- Definición las funciones de membresía, al igual que los rangos de los parámetros del bloque difuso.
- Simulación de los controladores y análisis de los resultados obtenidos.

En la simulación de los controladores, se realizará el análisis del desempeño del controlador DSMC con superficie móvil de tipo rotante frente a los controlador SMC y DSMC propuestos por Camacho-Smith y Báez respectivamente [1], [2] empleando las gráficas de respuesta del proceso, señal de control, índices de desempeño: ISE, ITSE e índice de esfuerzo del controlador, así como del tiempo de establecimiento.

3.1. Tanque de mezclado con retardo variable

3.1.1. Parámetros de sintonización de los controladores

Para encontrar los valores de los parámetros del controlador SMC se utilizó las ecuaciones de sintonización de la Tabla 2.1, en cambio para el controlador DSMC los valores de sus parámetros se obtuvieron considerando el mínimo valor del índice de desempeño ISE partiendo de las ecuaciones de la Tabla 2.2 dado que este controlador no cuenta con ecuaciones de sintonización. Las unidades del controlador y transmisor son [*Fracción CO*] y [*TO*] respectivamente.

Tabla 3.1. Valores de los parámetros de sintonización del controlador SMC para el tanque de mezclado con retardo variable

Parámetro	Valor
$K_D [CO]$	0.3868
$\lambda_1 \left[\frac{1}{min} \right]$	0.6979
$\lambda_0 \left[\frac{1}{min^2} \right]$	0.1218
$\delta \left[\frac{CO}{min} \right]$	0.7066

Tabla 3.2. Valores de los parámetros de sintonización del controlador DSMC para el tanque de mezclado con retardo variable

Parámetro	Valor
$K_D \left[\frac{CO}{TO \cdot min} \right]$	0.097
$\lambda \left[\frac{1}{min} \right]$	20.81
$t_f [min]$	18

3.1.2. Rango de los bloques difusos para los parámetros de entrada y salida

Teniendo en cuenta los criterios mostrados en el capítulo 2 y los parámetros de sintonización del controlador DSMC calculados previamente, se establecen tanto las funciones de membresía de salida difusa como los rangos de los parámetros K_D y λ .

Usando la Ecuación 2.24 y la Ecuación 2.25 se obtiene el rango de la salida difusa para cada uno de los parámetros λ y K_D , como se indica en la Ecuación 3.1 y la Ecuación 3.2 respectivamente. En la Figura 3.1 y en la Figura 3.3 se muestra la salida difusa de las funciones de membresía de los parámetros K_D y λ respectivamente.

La relación entrada-salida de los parámetros K_D y λ muestra como se relaciona la entrada y la salida difusa al emplear una base de reglas difusas para cada uno de los parámetros mencionados lo cual se observa en la Figura 3.2 y en la Figura 3.4.

$$\text{Rango: } 0 < K_D \leq 0.388 \quad (3.1)$$

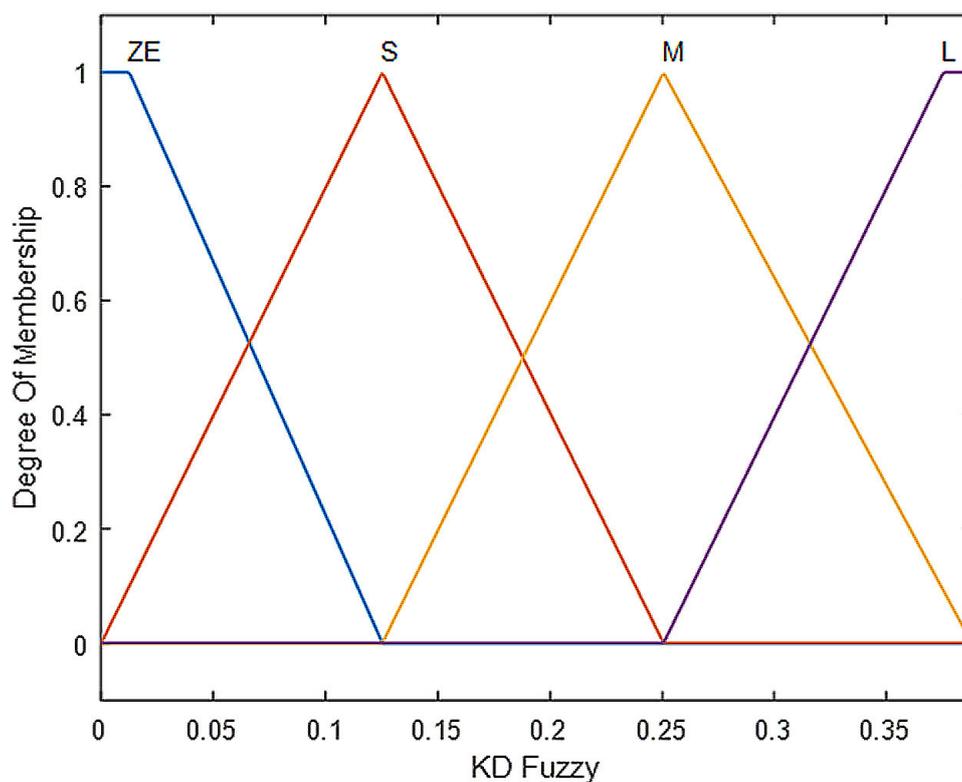


Figura 3.1. Función de membresía de la salida difusa K_D para el tanque de mezclado con retardo variable

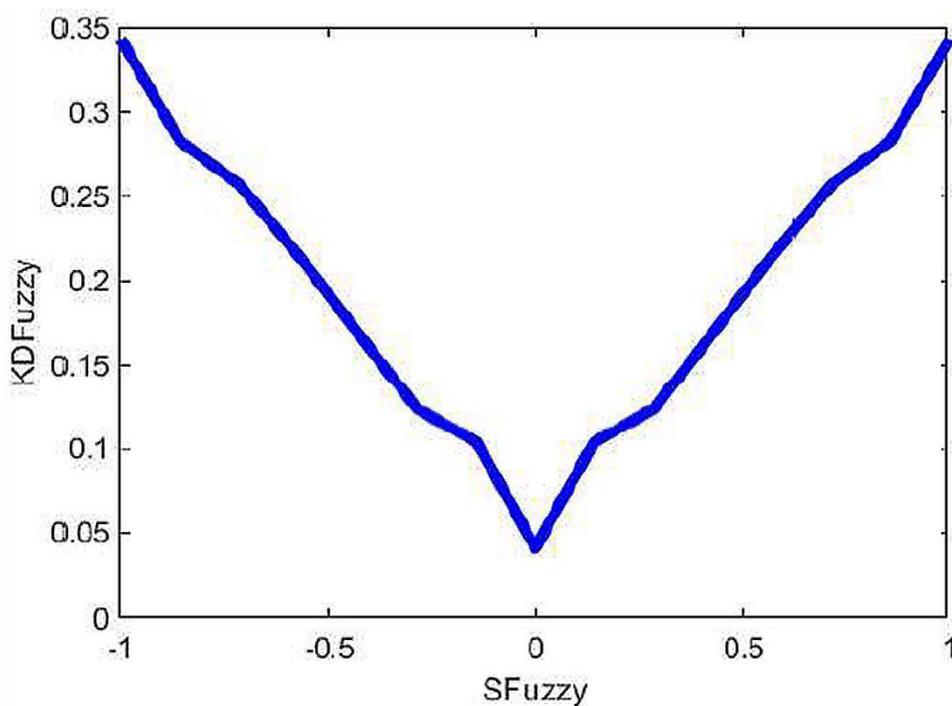


Figura 3.2. Relación entrada-salida del parámetro K_D para el tanque de mezclado con retardo variable

$$\text{Rango: } 15.6075 \leq \lambda \leq 26.0125$$

(3.2)

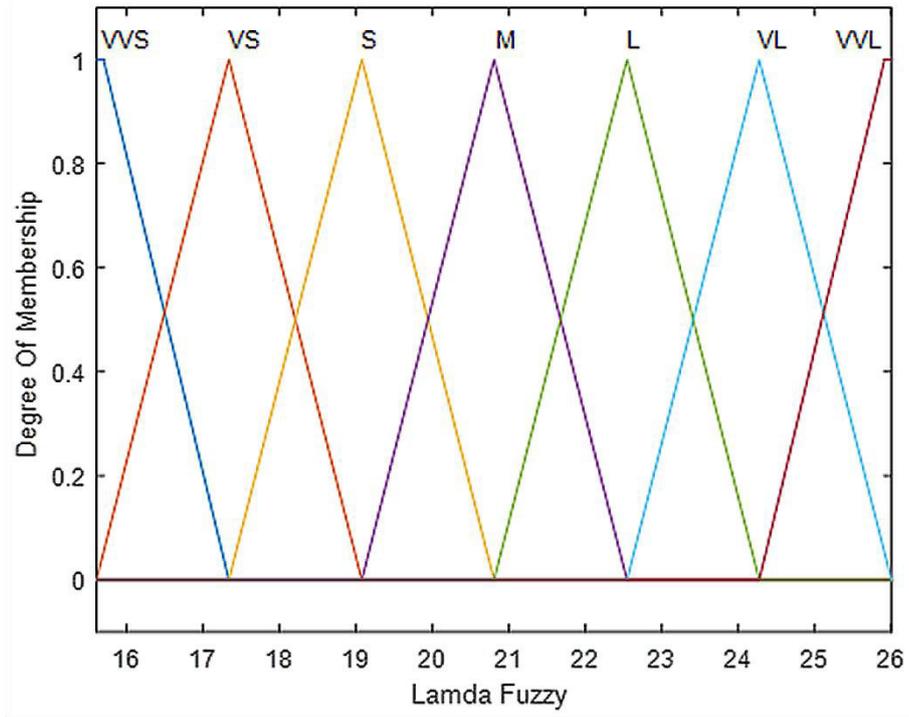


Figura 3.3. Función de membresía de la salida difusa λ para el tanque de mezclado con retardo variable

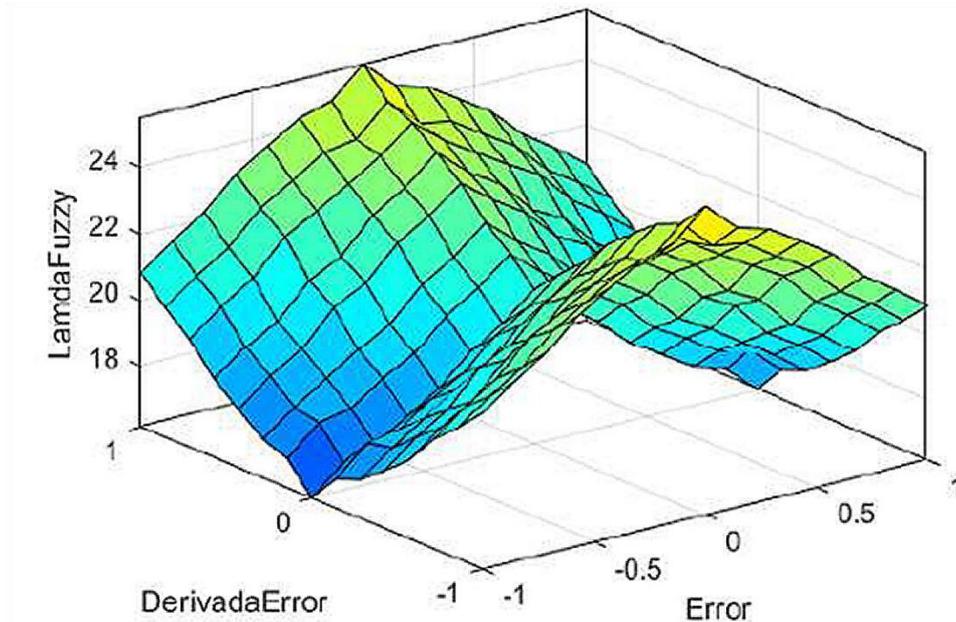


Figura 3.4. Relación entrada-salida del parámetro λ para el tanque de mezclado con retardo variable

3.1.3. Simulación de los controladores

Para este proceso se realizará dos pruebas una con perturbaciones y otra con cambios de referencia.

3.1.3.1. Con perturbaciones

Se aplicará perturbaciones en el flujo caliente $W_1(t)$ debido a que este tiene una repercusión en el tiempo de retardo del proceso dando como resultado un retardo variable.

Las variaciones efectuadas en el flujo caliente $W_1(t)$ son las siguientes:

En $t = 30$ [min]. Variación de 250 [lb/min] a 200 [lb/min]

En $t = 100$ [min]. Variación de 200 [lb/min] a 175 [lb/min]

En $t = 250$ [min]. Variación de 175 [lb/min] a 150 [lb/min]

En $t = 450$ [min]. Variación de 150 [lb/min] a 125 [lb/min]

En la Figura 3.5 se indica la salida del proceso con los controladores SMC, DSMC y DSMC con superficie móvil de tipo rotante con superficie móvil de tipo rotante.

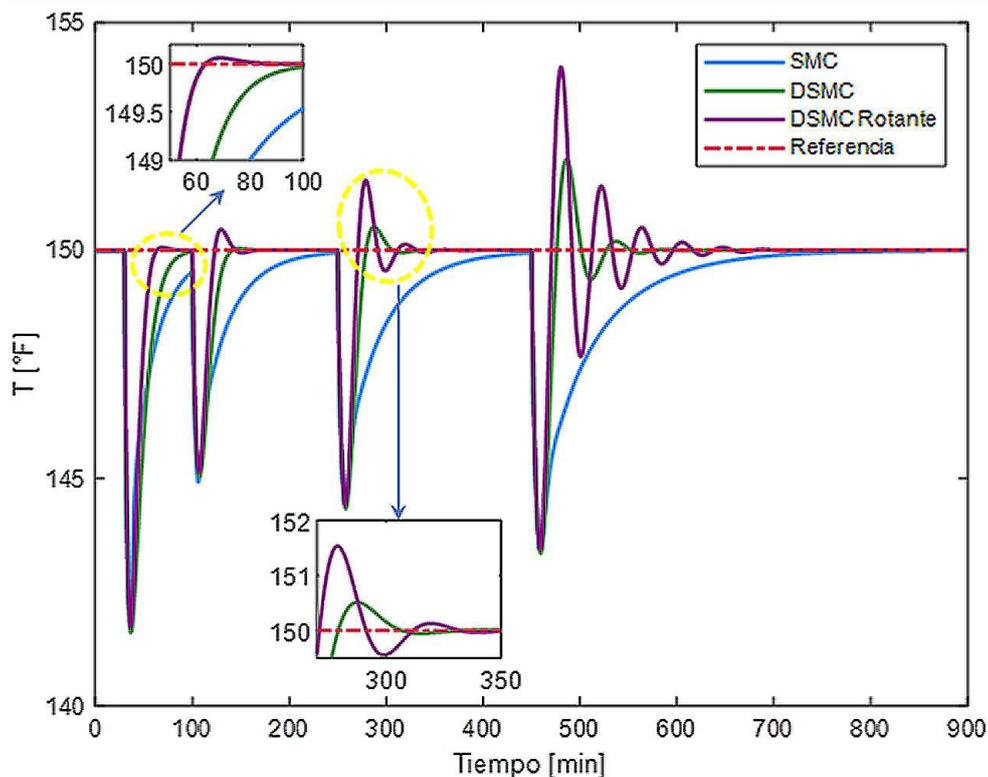


Figura 3.5. Salida del tanque de mezclado con retardo variable con perturbaciones en el flujo caliente $W_1(t)$

La acción de control se muestra en la Figura 3.6.

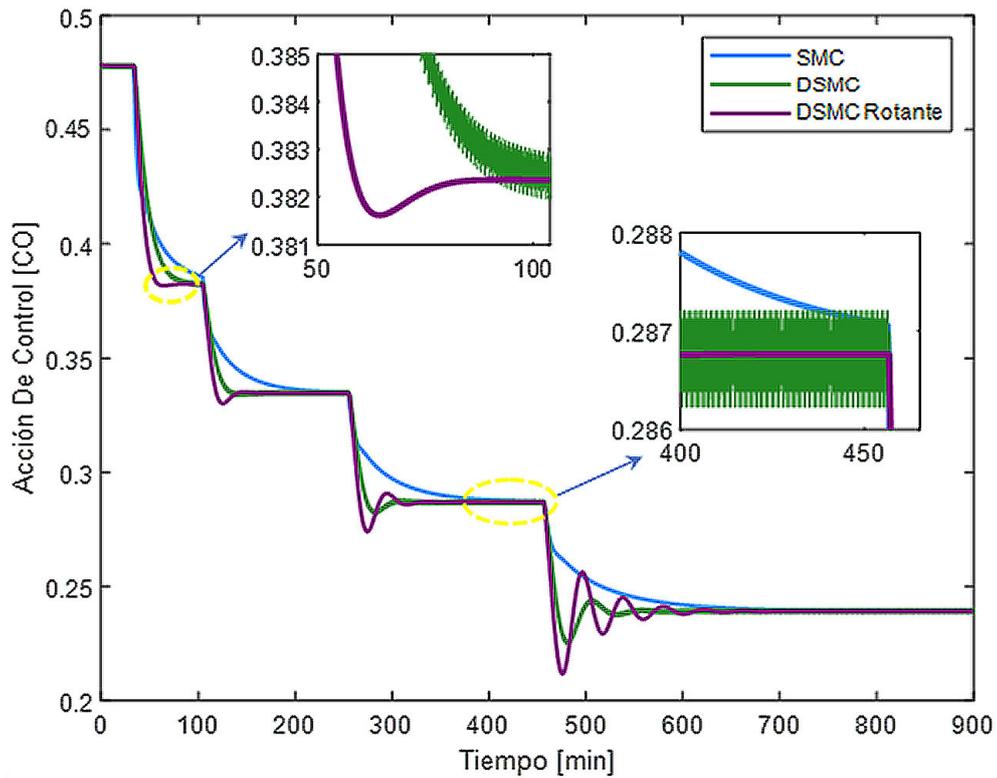


Figura 3.6. Acción de control para el tanque de mezclado con retardo variable ante perturbaciones en el flujo caliente $W_1(t)$

En la Figura 3.5 se observa que el controlador DSMC con superficie móvil de tipo rotante presenta sobreimpulsos en la señal de salida del proceso, los cuales no son grandes como para dañarlo. Por otro lado, en la Figura 3.6 se observa que la señal de control del controlador DSMC con superficie móvil de tipo rotante no presenta chattering cosa que no sucede con el controlador DSMC por lo cual el tiempo de vida útil del actuador puede prolongarse.

El cambio en el tiempo de los parámetros K_D y λ se observa en la Figura 3.7 y en la Figura 3.8 respectivamente.

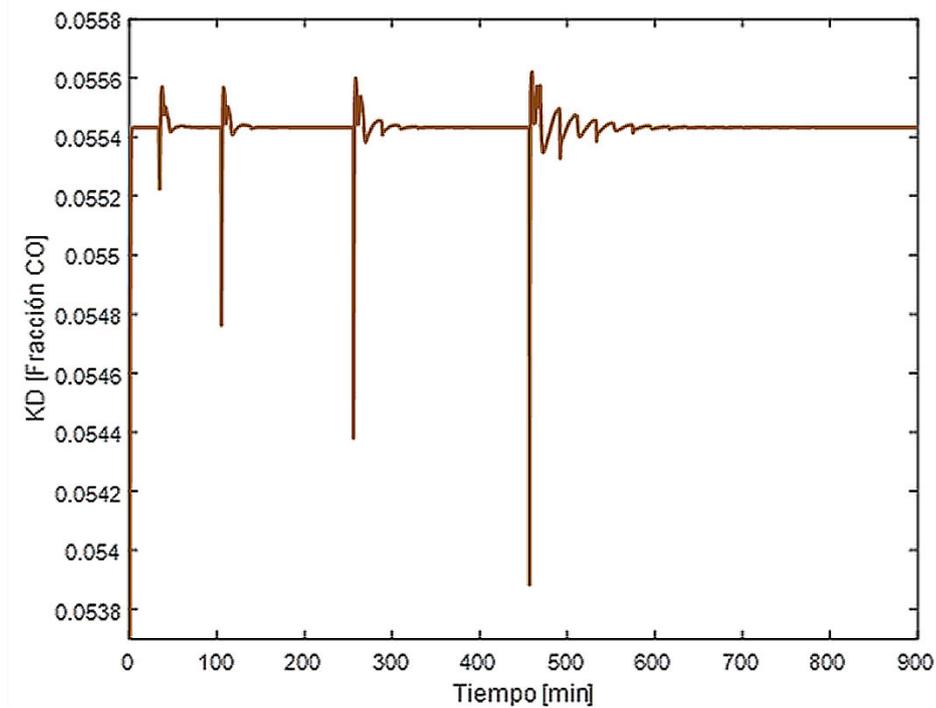


Figura 3.7. Cambio del parámetro K_D en el tanque de mezclado con retardo variable ante perturbaciones en el flujo caliente $W_1(t)$

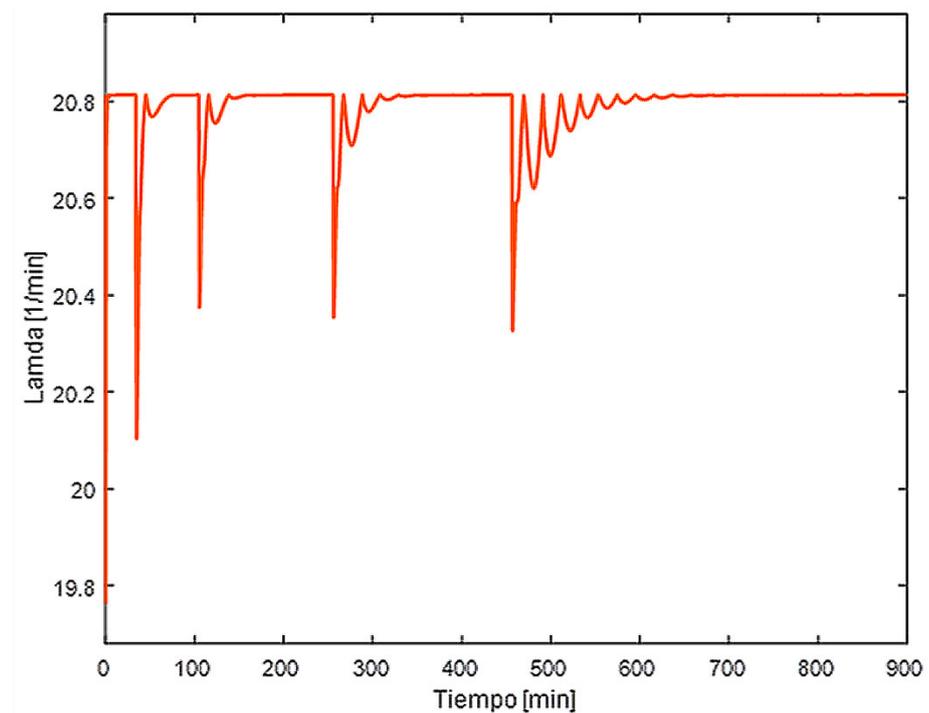


Figura 3.8. Cambio del parámetro λ en el tanque de mezclado con retardo variable ante perturbaciones en el flujo caliente $W_1(t)$

En las 2 figuras anteriores se observa el cambio que experimentan los parámetros para obtener un mejor desempeño. Los valores de tiempo de establecimiento, así como los

índices de desempeño ISE, ITSE e índice de esfuerzo de control se muestran en la Figura 3.9, Figura 3.10, Figura 3.11 y Figura 3.12 respectivamente.

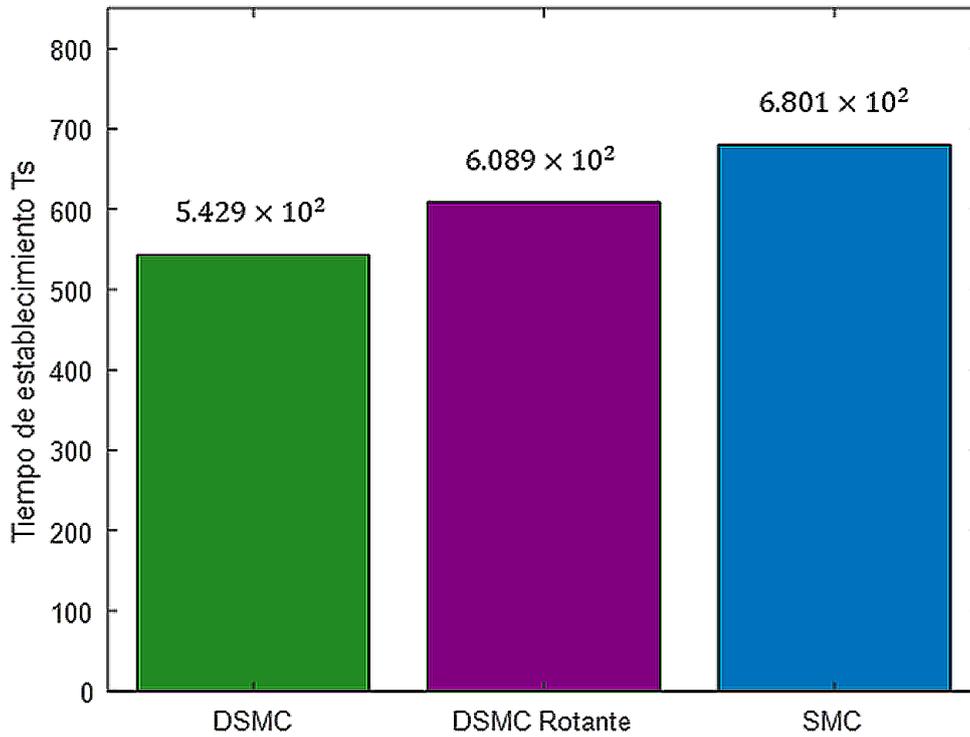


Figura 3.9. Gráfico de barras del tiempo de establecimiento T_s

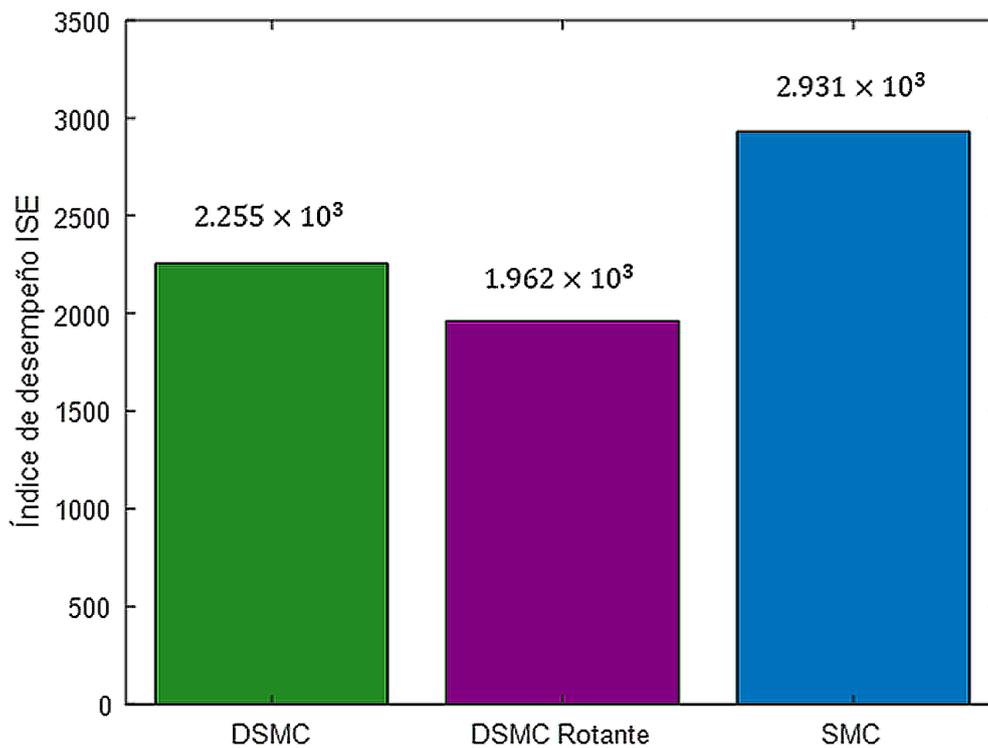


Figura 3.10. Gráfico de barras del índice de desempeño ISE

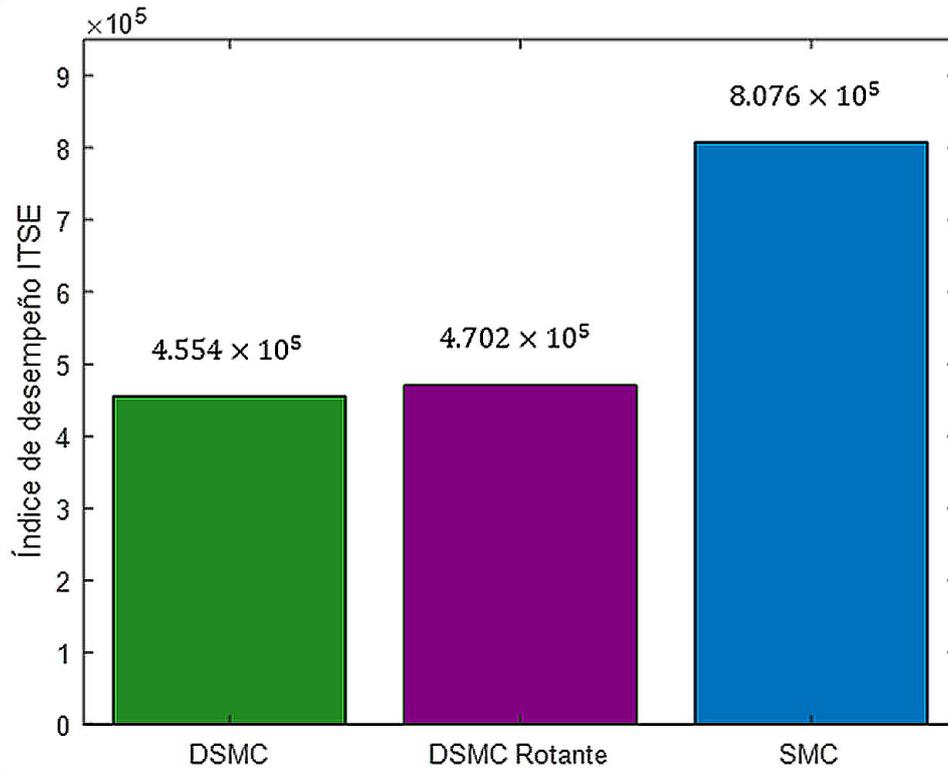


Figura 3.11. Gráfico de barras del índice de desempeño ITSE

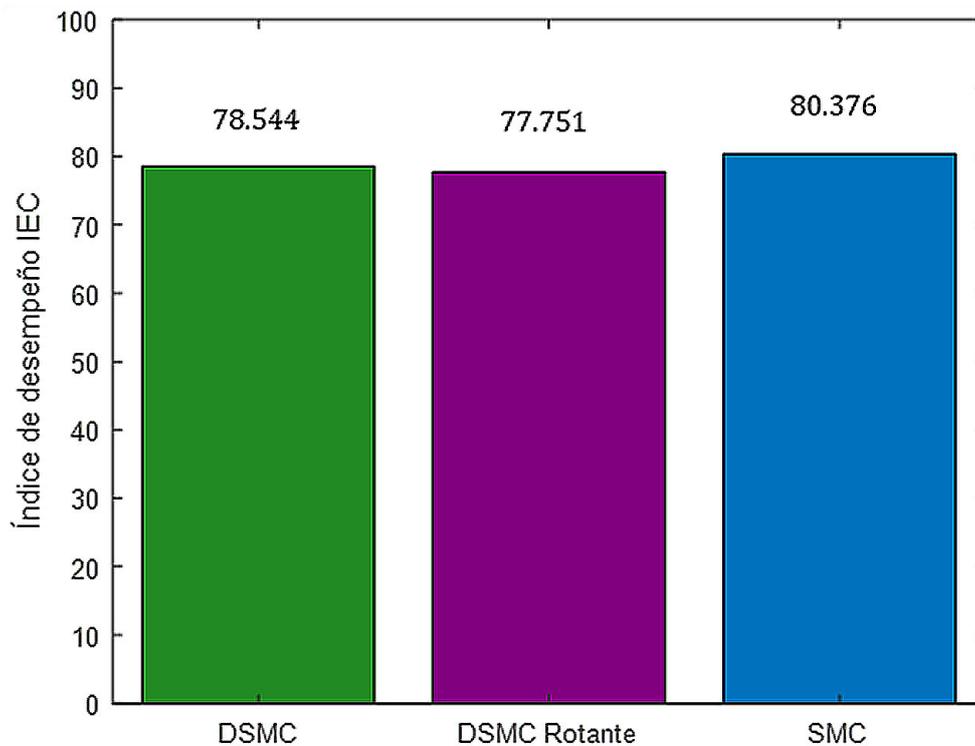


Figura 3.12. Gráfico de barras del índice de desempeño IEC

En las gráficas anteriores se observa que el controlador DSMC con superficie móvil de tipo rotante tiene un mejor desempeño respecto a los controladores SMC y DSMC propuesto

por Camacho-Smith y Báez respetivamente [1], [2], conservando esencialmente el mismo índice de esfuerzo de control.

3.1.3.2. Con cambios de referencia

Se aplicará cambios de referencia en la temperatura del producto que se encuentra en el interior del tanque de mezclado los cuales son los siguientes:

En $t = 30$ [min]. Variación de 150 [°F] a 165 [°F]

En $t = 100$ [min]. Variación de 165 [°F] a 180 [°F]

En $t = 250$ [min]. Variación de 180 [°F] a 190 [°F]

En $t = 450$ [min]. Variación de 190 [°F] a 170 [°F]

En la Figura 3.13 se indica la salida del proceso con los controladores SMC, DSMC y DSMC con superficie móvil de tipo rotante con superficie móvil de tipo rotante.

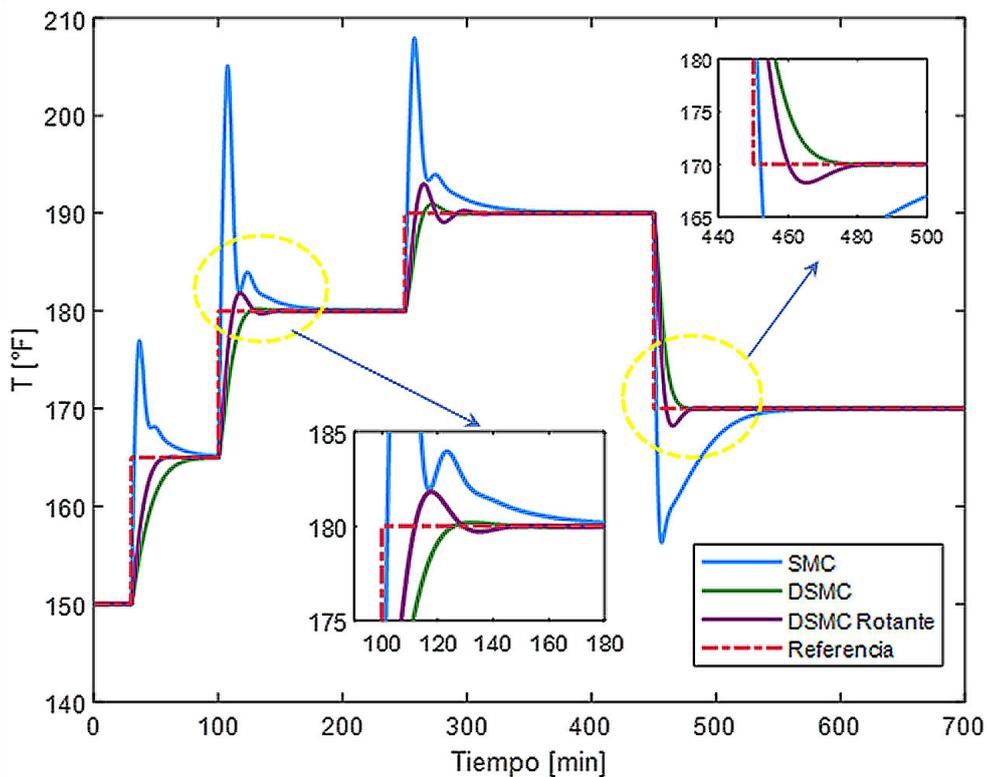


Figura 3.13. Salida del tanque de mezclado con retardo variable ante cambios de referencia

La acción de control se muestra en la Figura 3.14.

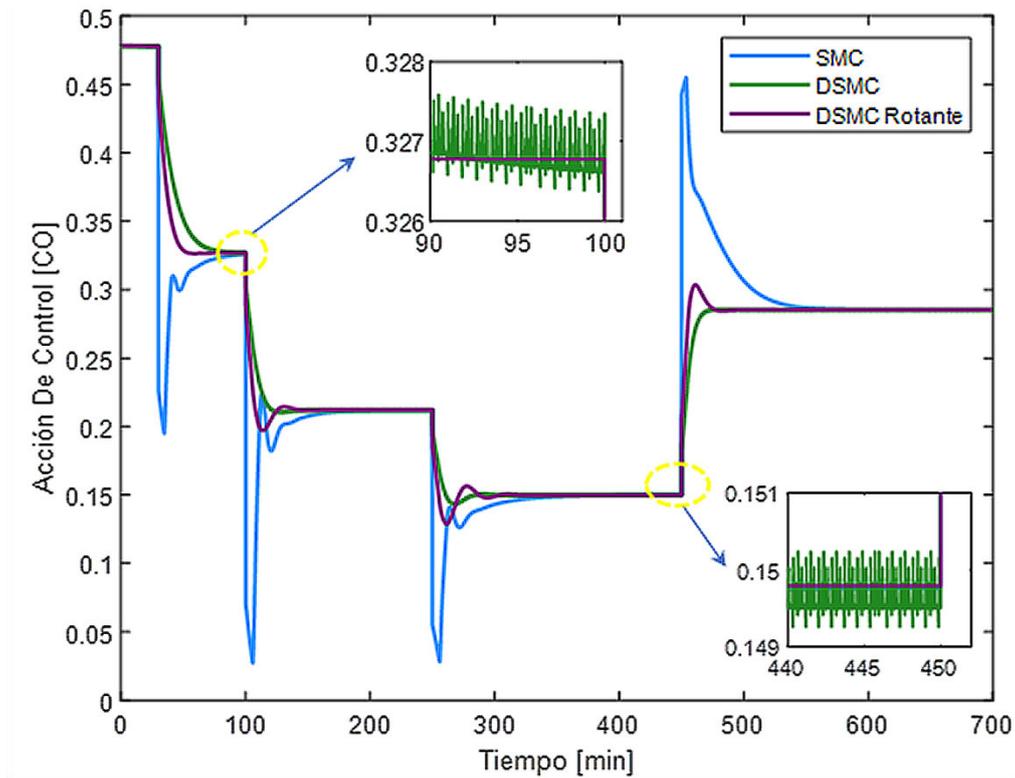


Figura 3.14. Acción de control para el tanque de mezclado con retardo variable ante cambios de referencia

En la Figura 3.13 se observa que el controlador DSMC con superficie móvil de tipo rotante presenta sobreimpulsos pequeños en la señal de salida del proceso en comparación al controlador DSMC, por otra parte, el controlador SMC tiene sobreimpulsos grandes con una semejanza a los demás controladores. En la Figura 3.14 se observa que la señal de control del controlador propuesto no presenta chattering situación que no sucede con el controlador DSMC por lo cual el tiempo de vida útil del actuador puede prolongarse.

El cambio en el tiempo de los parámetros K_D y λ se observa en la Figura 3.15 y en la Figura 3.16 respectivamente.

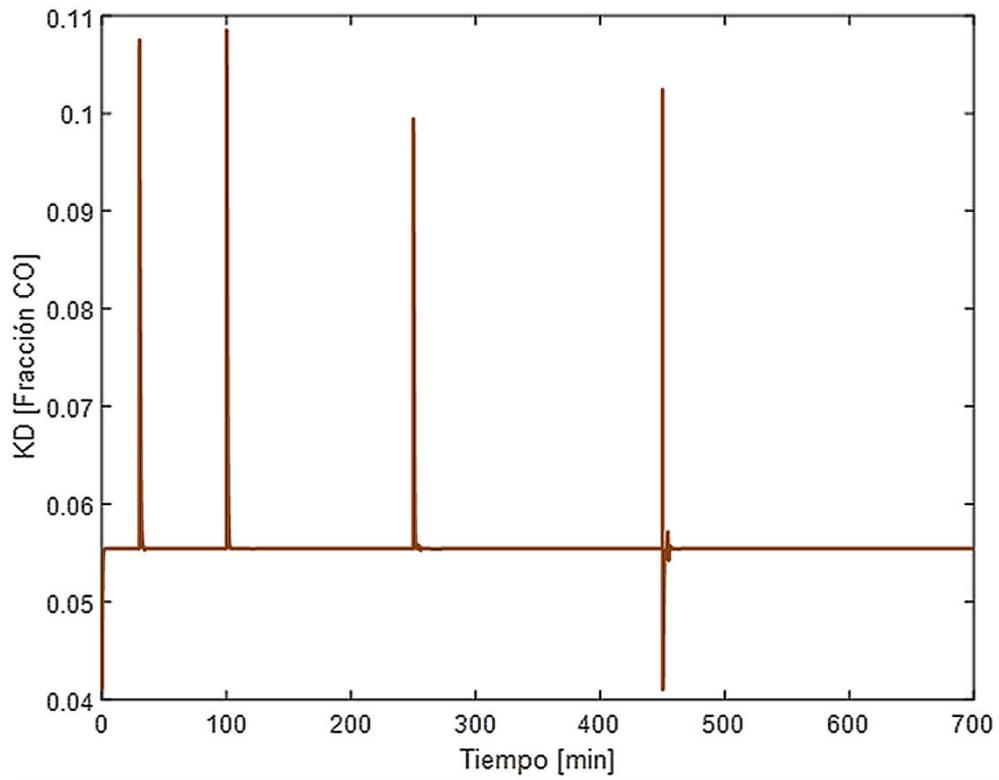


Figura 3.15. Cambio del parámetro K_D en el tanque de mezclado con retardo variable ante cambios de referencia

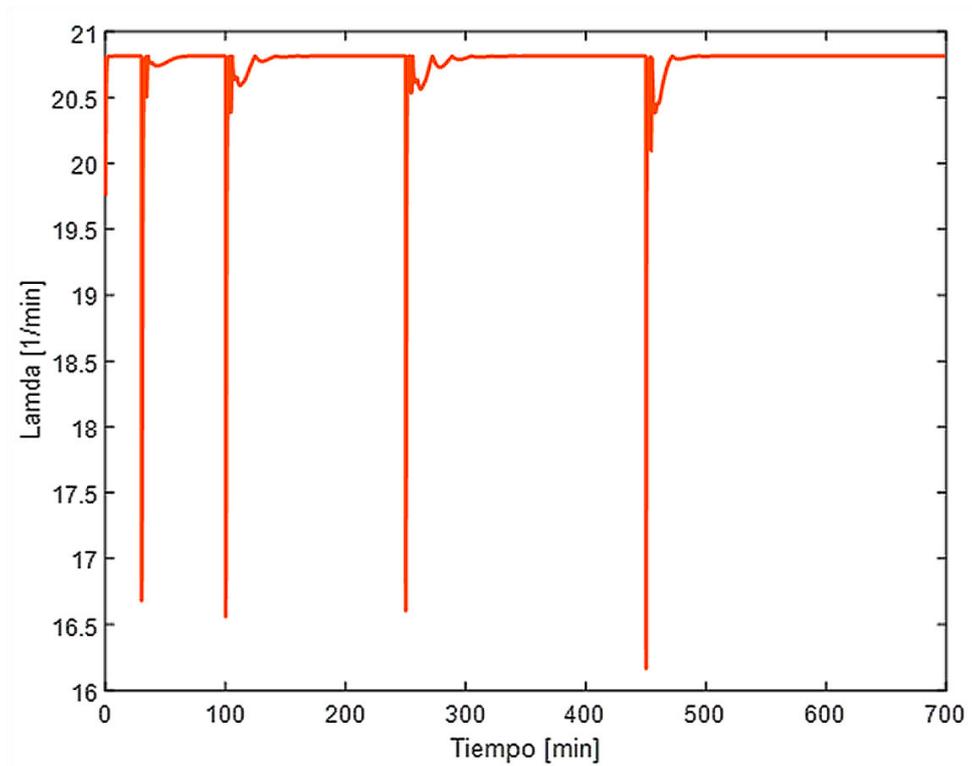


Figura 3.16. Cambio del parámetro λ en el tanque de mezclado con retardo variable ante cambios de referencia

Las 2 figuras anteriores muestran los diferentes cambios que experimentan los parámetros para alcanzar un mejor desempeño. Los valores de tiempo de establecimiento, así como los índices de desempeño ISE, ITSE e índice de esfuerzo de control se muestran en la Figura 3.17, Figura 3.18, Figura 3.19 y Figura 3.20 respectivamente.

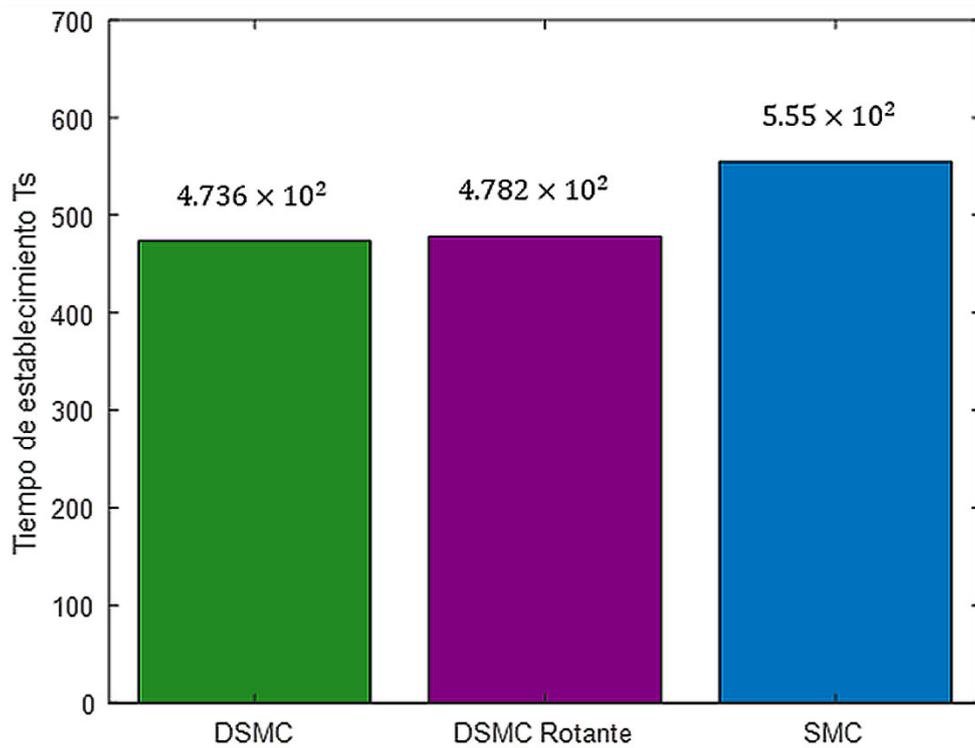


Figura 3.17. Gráfico de barras del tiempo de establecimiento T_s

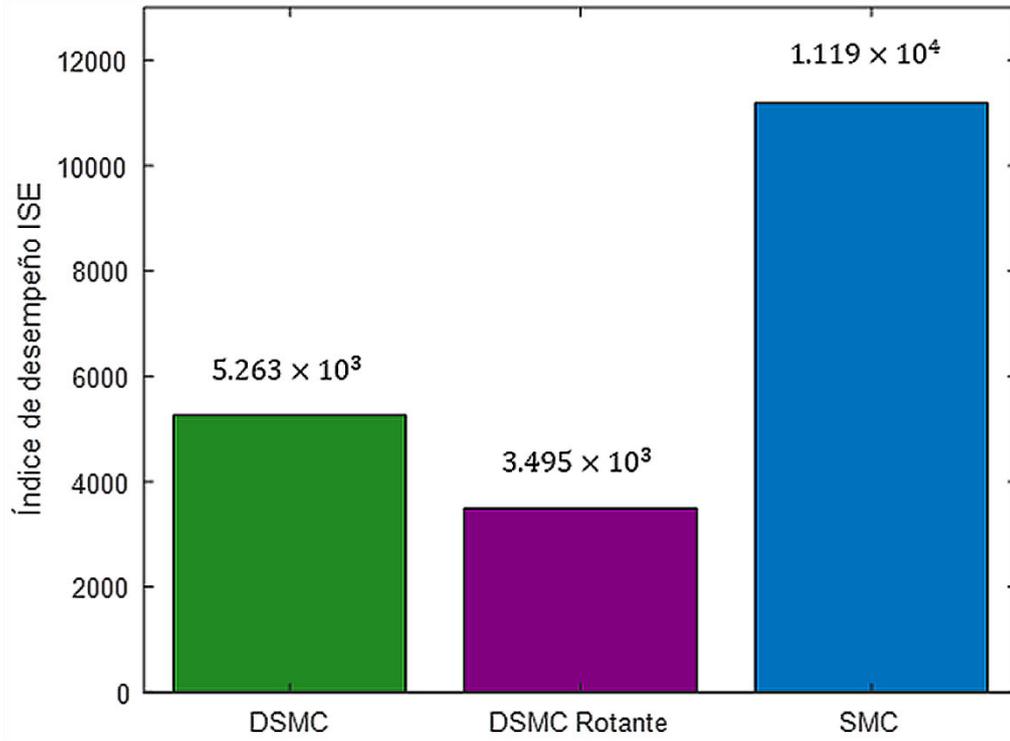


Figura 3.18. Gráfico de barras del índice de desempeño ISE

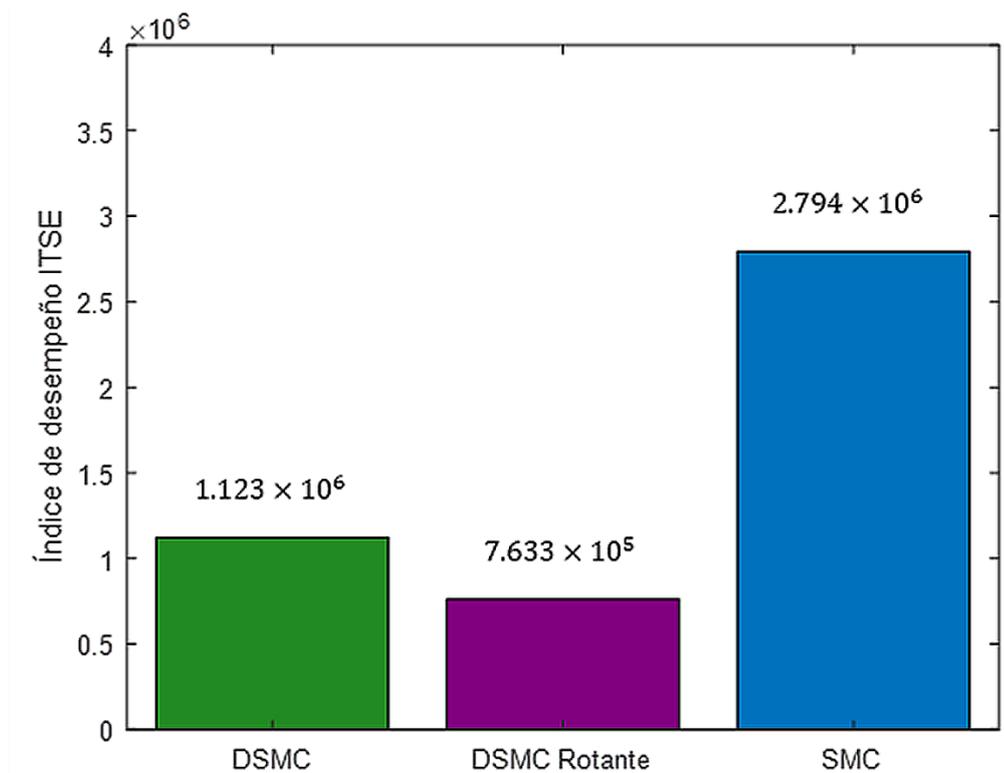


Figura 3.19. Gráfico de barras del índice de desempeño ITSE

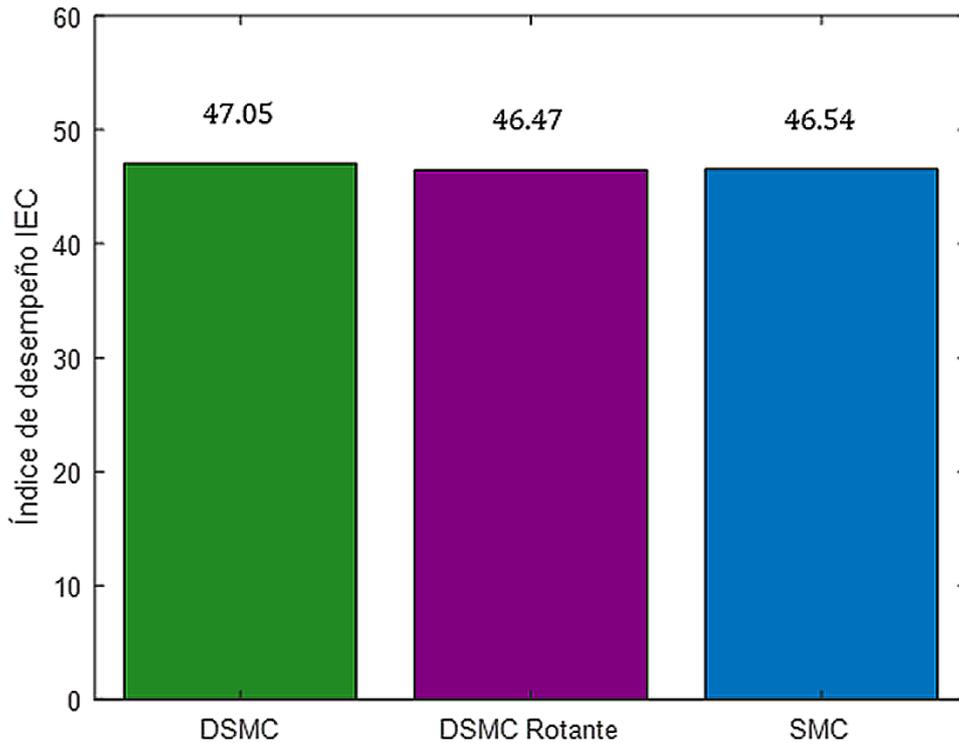


Figura 3.20. Gráfico de barras del índice de desempeño IEC

En las gráficas antes vistas se observa que el controlador diseñado en este trabajo de titulación tiene un mejor desempeño respecto a los controladores SMC y DSMC propuesto por Camacho-Smith y Báez respetivamente [1], [2], conservando esencialmente el mismo índice de esfuerzo de control así como sucedió en caso de estudio anterior.

3.2. Proceso de neutralización de pH

3.2.1. Parámetros de sintonización de los controladores

Utilizando las ecuaciones de sintonización de la Tabla 2.1 se encontró los valores de los parámetros del controlador SMC, sin embargo, para el controlador DSMC se utilizó el mínimo valor del índice de desempeño ISE tomando como punto de partida las ecuaciones de la Tabla 2.2 para obtener valores de sus parámetros dado que este controlador no cuenta con ecuaciones de sintonización. Las unidades del controlador y transmisor son $[Fracción\ CO]$ y $[TO]$ respectivamente.

Tabla 3.3. Valores de los parámetros de sintonización del controlador SMC para el proceso de neutralización de pH

Parámetro	Valor
$K_D [CO]$	40
$\lambda_1 \left[\frac{1}{seg} \right]$	0.01
$\lambda_0 \left[\frac{1}{seg^2} \right]$	10×10^{-5}
$\delta \left[\frac{CO}{seg} \right]$	0.5

Tabla 3.4. Valores de los parámetros de sintonización del controlador DSMC para el proceso de neutralización de pH

Parámetro	Valor
$K_D \left[\frac{CO}{TO \cdot seg} \right]$	0.17
$\lambda \left[\frac{1}{seg} \right]$	0.88
$t_f [seg]$	300

3.2.2. Rango de los bloques difusos para los parámetros de entrada y salida

Teniendo en cuenta los criterios mostrados en el capítulo 2 y los parámetros de sintonización del controlador DSMC calculados previamente, se establecen tanto las funciones de membresía de salida difusa como los rangos de los parámetros K_D y λ .

Usando la Ecuación 2.24 y la Ecuación 2.25 se obtiene el rango de la salida difusa para cada uno de los parámetros λ y K_D , como se indica en la Ecuación 3.3 y la Ecuación 3.4 respectivamente. En la Figura 3.21 y en la Figura 3.23 se muestra la salida difusa de las funciones de membresía de los parámetros K_D y λ respectivamente.

La relación entrada-salida de los parámetros K_D y λ muestra como se relaciona la entrada y la salida difusa al emplear una base de reglas difusas para cada uno de los parámetros mencionados lo cual se observa en la Figura 3.22 y en la Figura 3.24.

$$\text{Rango: } 0 < K_D \leq 0.68 \quad (3.3)$$

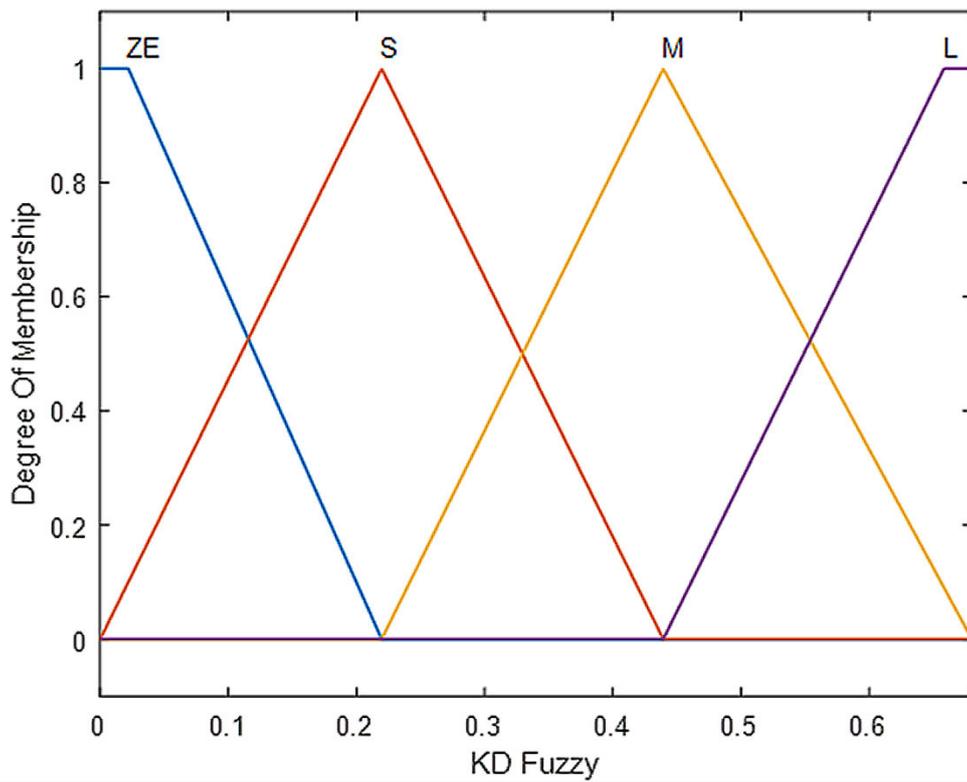


Figura 3.21. Función de membresía de la salida difusa K_D para el proceso de neutralización de pH

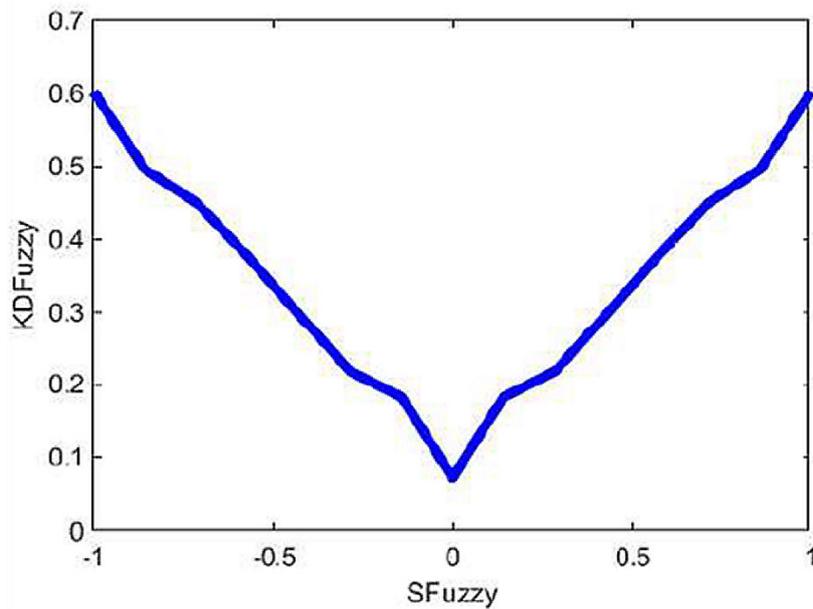


Figura 3.22. Relación entrada-salida del parámetro K_D para el proceso de neutralización de pH

$$\text{Rango: } 0.66 \leq \lambda \leq 1.1 \quad (3.4)$$

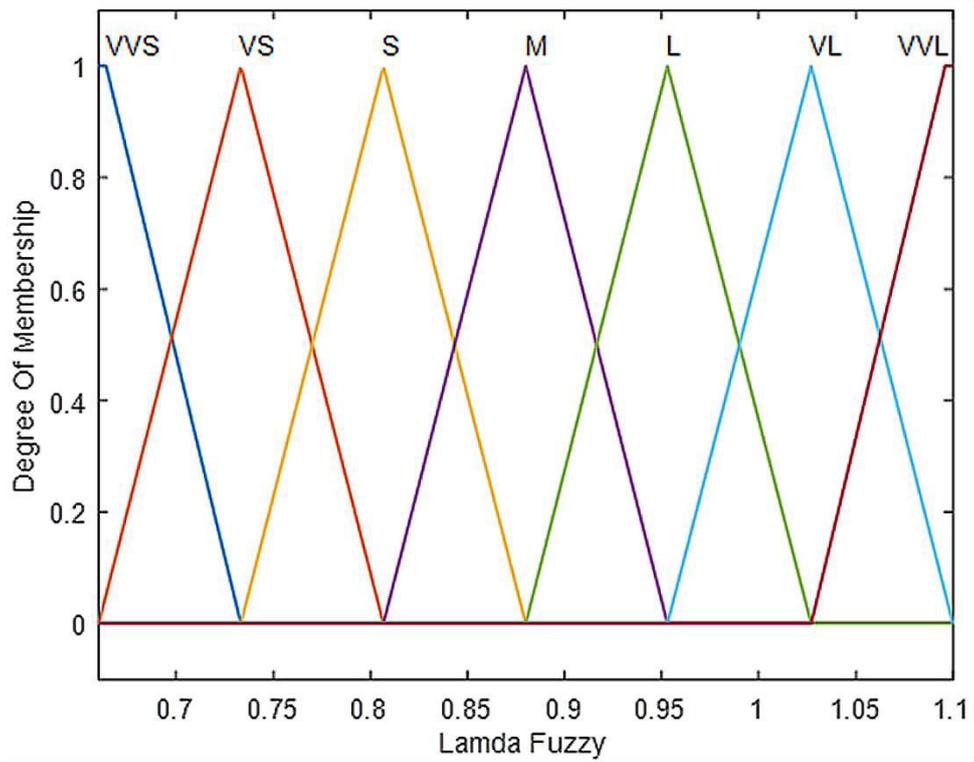


Figura 3.23. Función de membresía de la salida difusa λ para el proceso de neutralización de pH

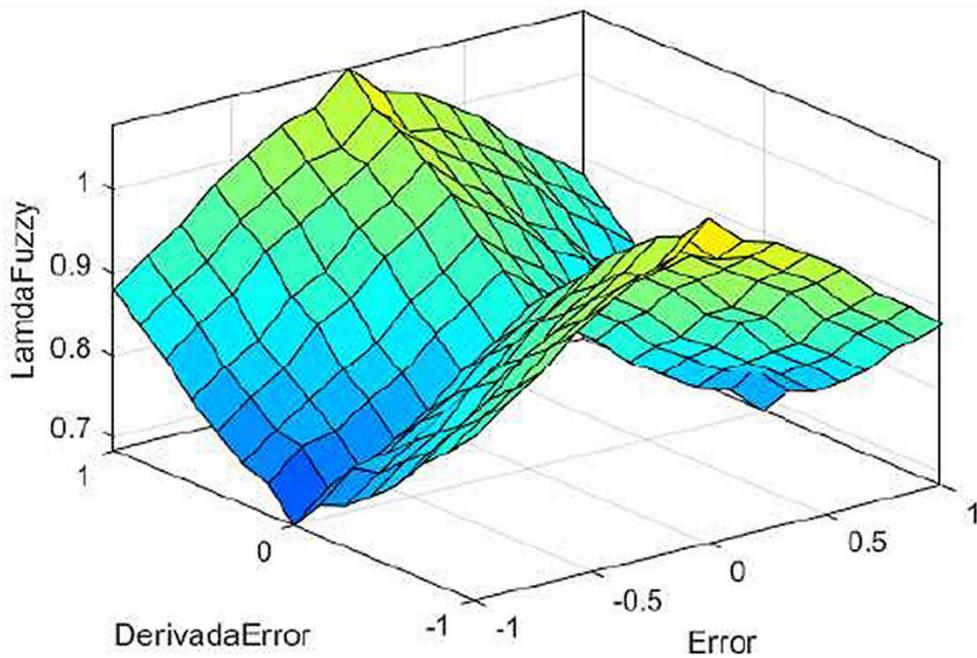


Figura 3.24. Relación entrada-salida del parámetro λ para el proceso de neutralización de pH

3.2.3. Simulación de los controladores

Para este proceso se realizará dos pruebas una con perturbaciones y otra con cambios de referencia

3.2.3.1. Con perturbaciones

Se aplicará perturbaciones en el flujo de corriente acida $q_1(t)$ debido a que esta es la principal perturbación. Las variaciones efectuadas en el flujo de corriente acida $q_1(t)$ son las siguientes:

En $t = 500$ [seg]. Variación de 16.60 [ml/seg] a 15.60 [ml/seg]

En $t = 7500$ [seg]. Variación de 15.60 [ml/seg] a 14 [ml/seg]

En $t = 16000$ [seg]. Variación de 14 [ml/seg] a 11.60 [ml/seg]

En $t = 32000$ [seg]. Variación de 11.60 [ml/seg] a 8.30 [ml/seg]

En la Figura 3.25 se indica la salida del proceso con los controladores SMC, DSMC y DSMC con superficie móvil de tipo rotante.

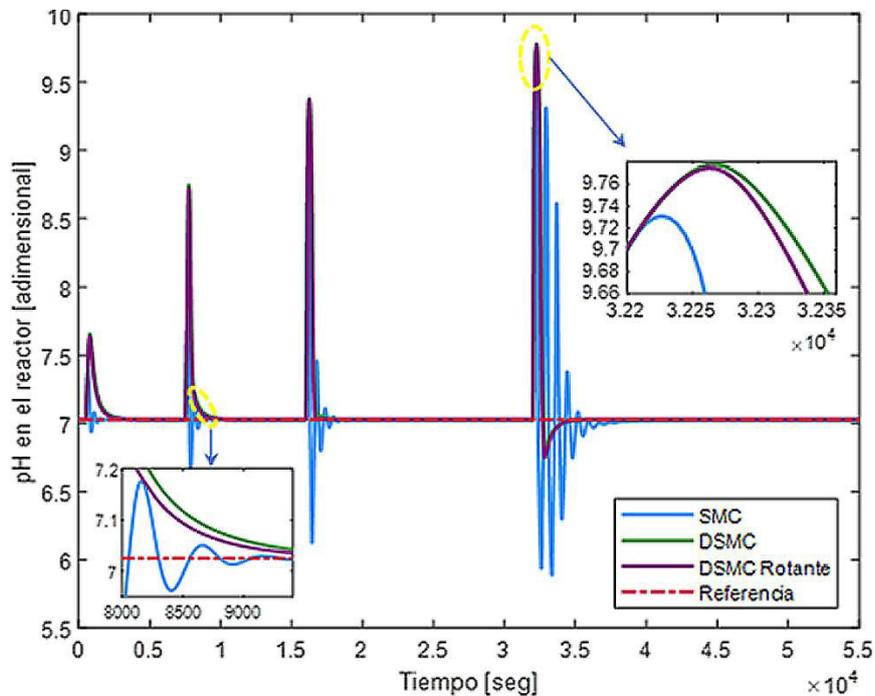


Figura 3.25. Salida del proceso de neutralización de pH con perturbaciones en el flujo de corriente acida $q_1(t)$

La acción de control se muestra en la Figura 3.26.

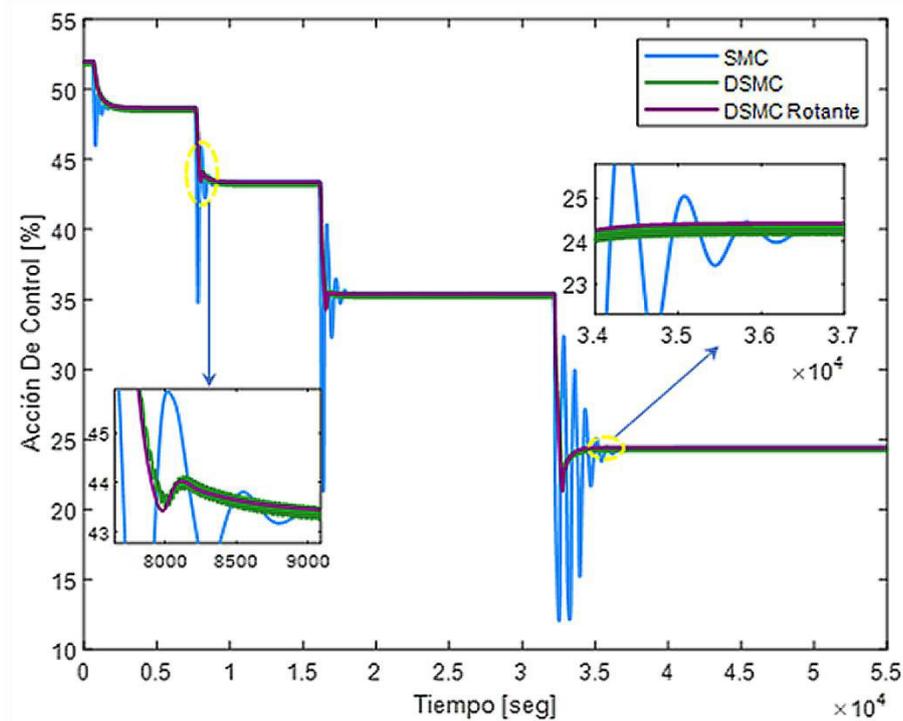


Figura 3.26. Acción de control para el proceso de neutralización de pH ante perturbaciones en el flujo de corriente ácida $q_1(t)$

En la Figura 3.25 se observa que el controlador DSMC y el controlador DSMC con superficie móvil de tipo rotante no presentan oscilaciones en la señal de salida del proceso, pero sí un sobreimpulso. Además, estos dos controladores alcanzan la referencia más rápido en comparación al controlador SMC que presenta oscilaciones. Por otro lado, en la Figura 3.26 se observa que la señal de control del SMC tiene sobrepicos altos, en cambio en la señal de control del DSMC existe la presencia de chattering; es por esto que ambos controladores no tienen un buen comportamiento por lo cual el tiempo de vida útil de los actuadores se reduce.

El cambio en el tiempo de los parámetros K_D y λ se observa en la Figura 3.27 y en la Figura 3.28 respectivamente.

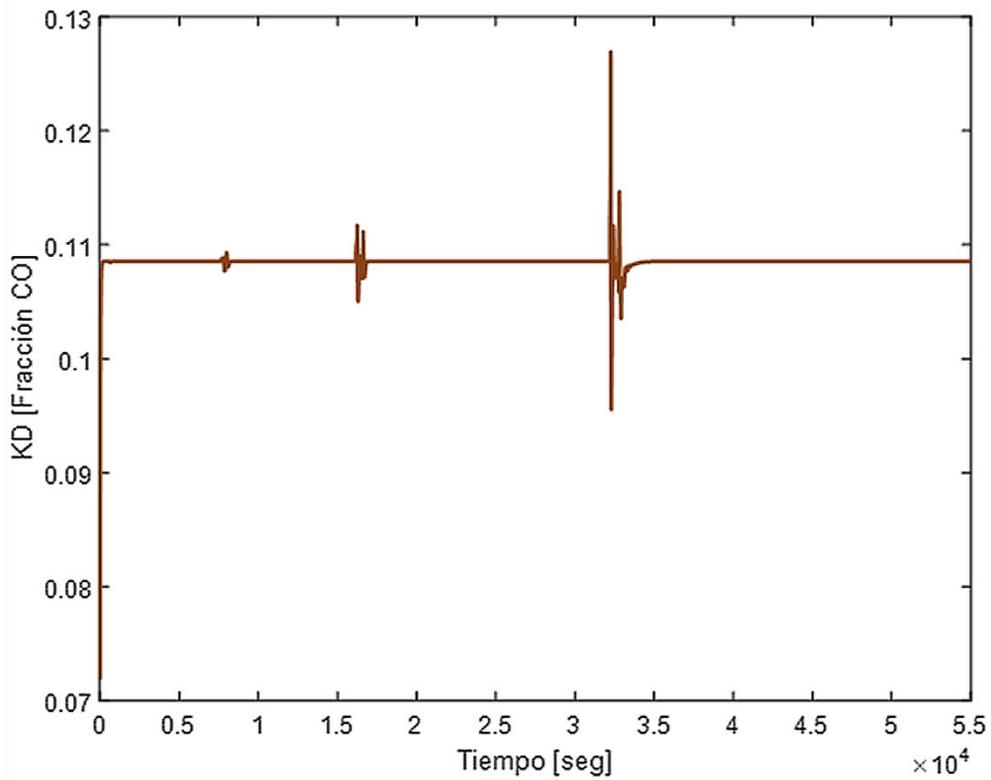


Figura 3.27. Cambio del parámetro K_D en el proceso de neutralización de pH ante perturbaciones en el flujo de corriente acida $q_1(t)$

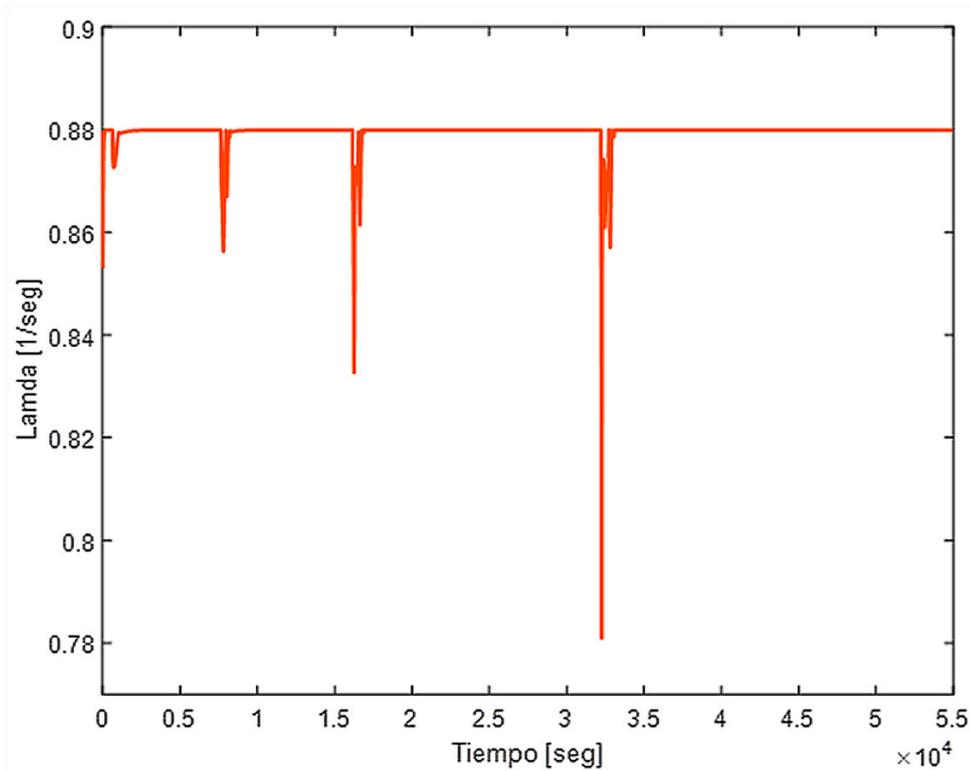


Figura 3.28. Cambio del parámetro λ en el proceso de neutralización de pH ante perturbaciones en el flujo de corriente acida $q_1(t)$

En las 2 figuras anteriores se observa el cambio que experimentan los parámetros para obtener un mejor desempeño. Los valores de tiempo de establecimiento, así como los índices de desempeño ISE, ITSE e índice de esfuerzo de control se muestran en la Figura 3.29, Figura 3.30, Figura 3.31 y Figura 3.32 respectivamente.

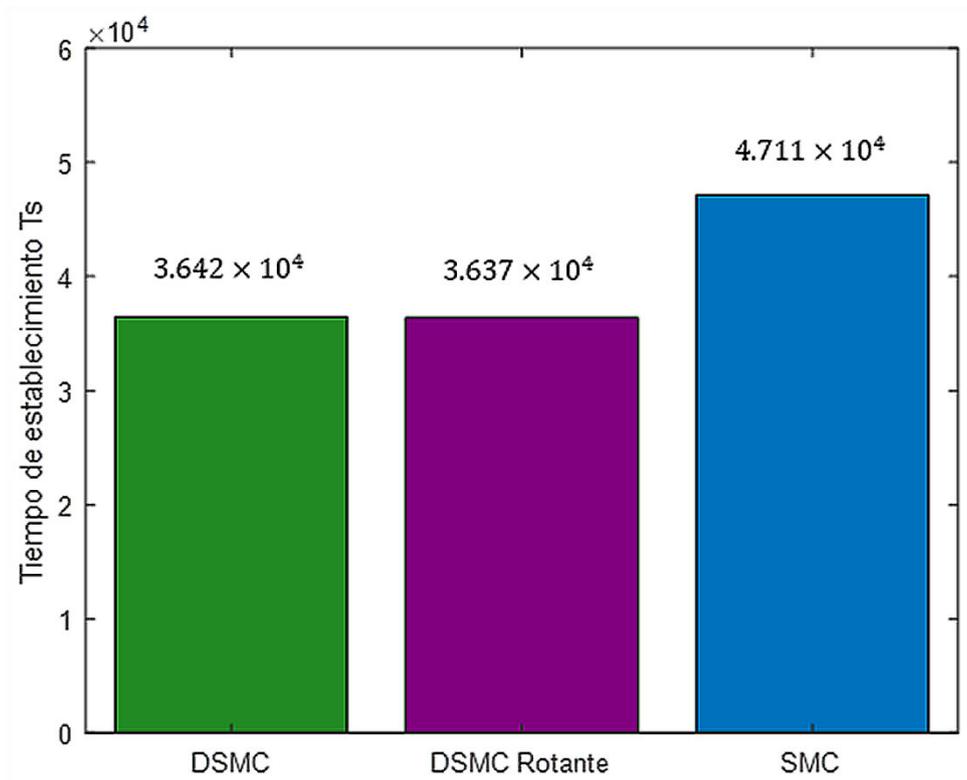


Figura 3.29. Gráfico de barras del tiempo de establecimiento T_s

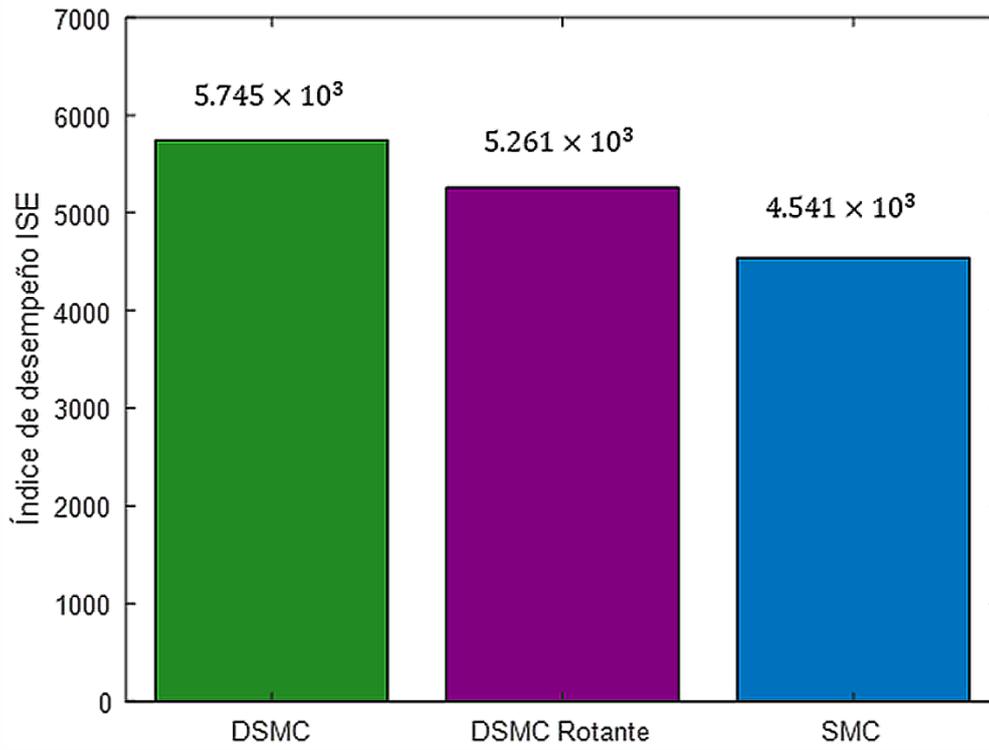


Figura 3.30. Gráfico de barras del índice de desempeño ISE

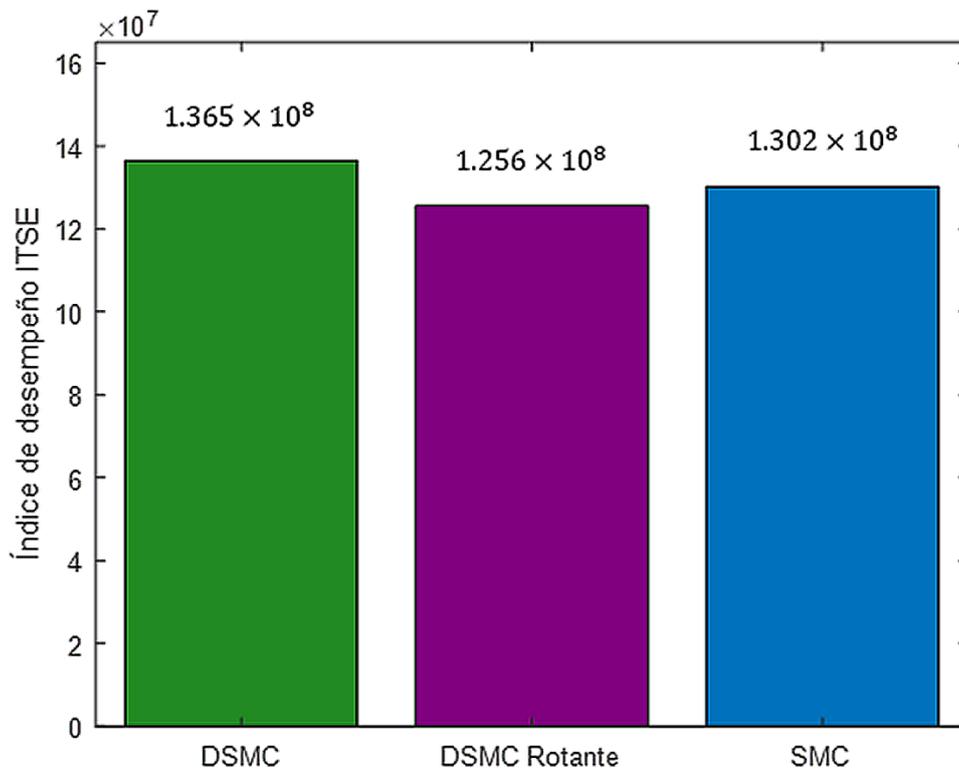


Figura 3.31. Gráfico de barras del índice de desempeño ITSE

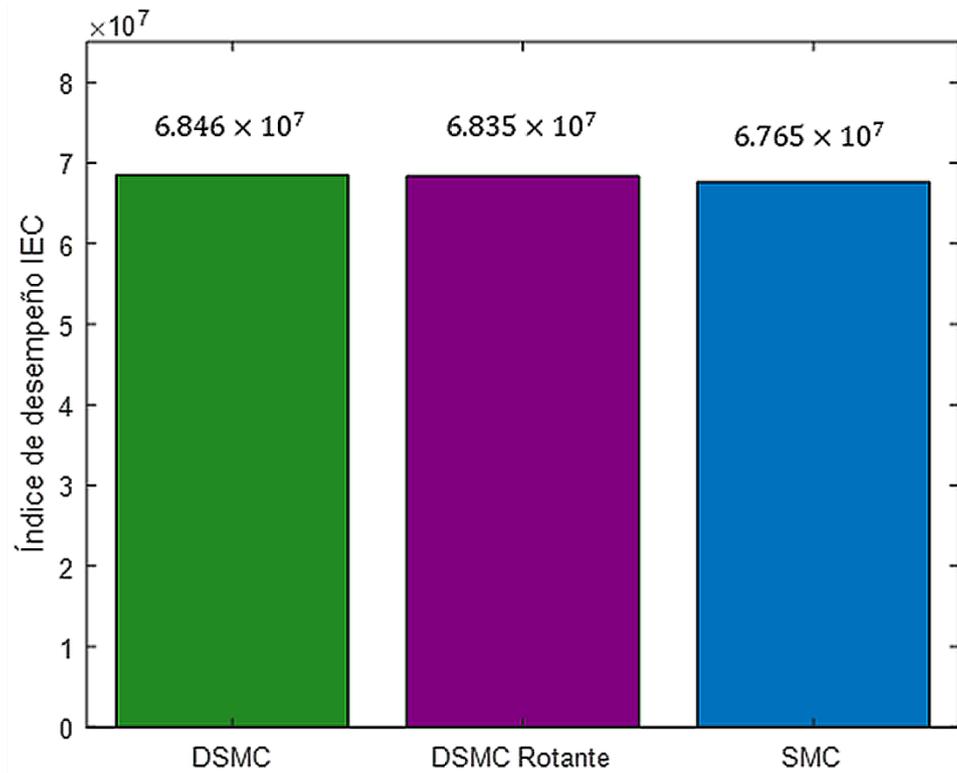


Figura 3.32. Gráfico de barras del índice de desempeño IEC

En las gráficas anteriores se observa que el controlador DSMC con superficie móvil de tipo rotante tiene un mejor desempeño respecto a los controladores SMC y DSMC propuesto por Camacho-Smith y Báez respectivamente [1], [2], conservando esencialmente el mismo índice de esfuerzo de control sin embargo debido a la alta no linealidad del proceso descrita anteriormente los errores de modelado aumentan por lo cual se obtiene un valor de ISE mayor respecto al SMC.

3.2.3.2. Con cambios de referencia

Se aplicará cambios de referencia en el pH los cuales son los siguientes:

En $t = 500$ [seg]. Variación de 7.025 [adimensional] a 9.069 [adimensional]

En $t = 14000$ [seg]. Variación de 9.069 [adimensional] a 9.8 [adimensional]

En $t = 21500$ [seg]. Variación de 9.8 [adimensional] a 10.50 [adimensional]

En $t = 46000$ [seg]. Variación de 10.50 [adimensional] a 8.96 [adimensional]

En la Figura 3.33 se indica la salida del proceso de neutralización de pH con los controladores SMC, DSMC y DSMC con superficie móvil de tipo rotante.

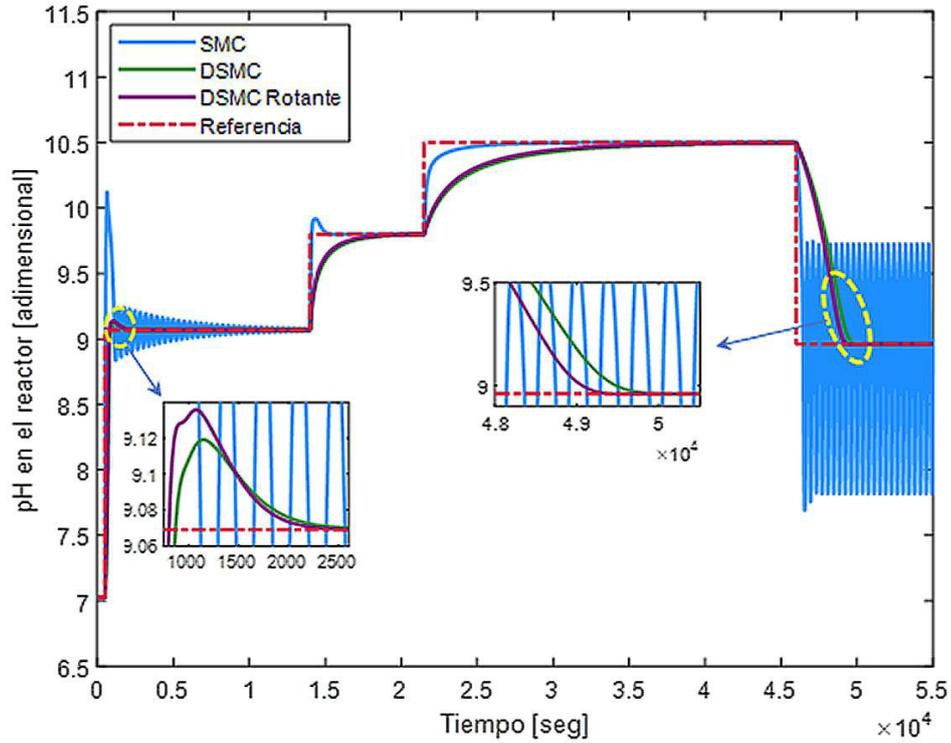


Figura 3.33. Salida del proceso de neutralización de pH ante cambios de referencia

La acción de control se muestra en la Figura 3.34.

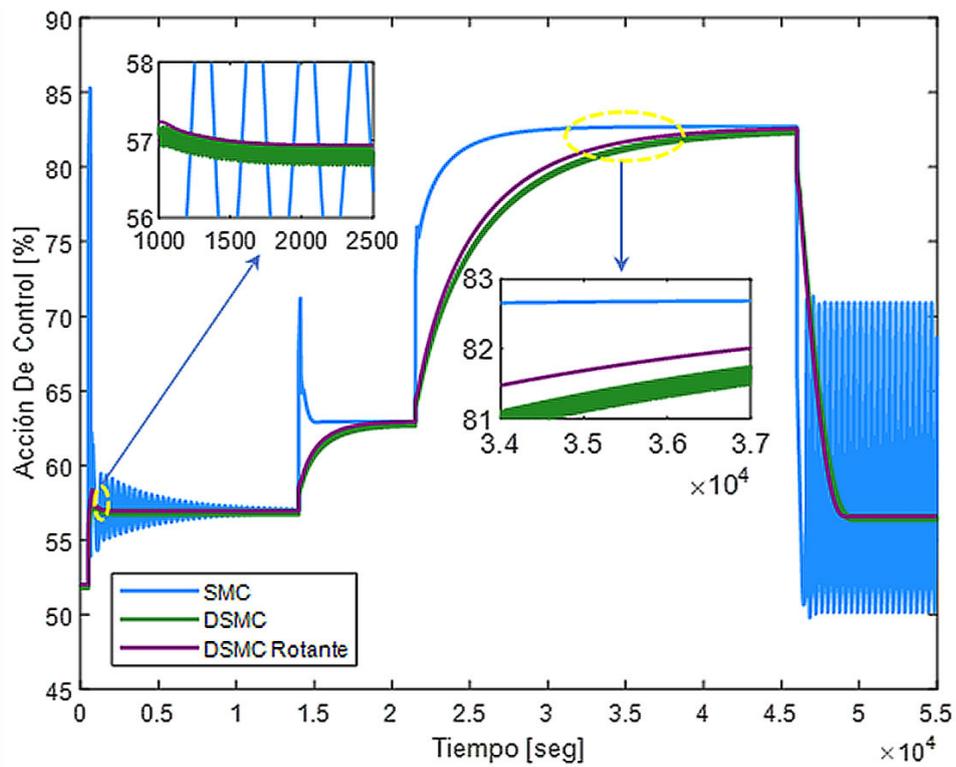


Figura 3.34. Acción de control para el proceso de neutralización de pH ante cambios de referencia

En la Figura 3.33 se observa que el controlador DSMC y el controlador DSMC con superficie móvil de tipo rotante no presentan oscilaciones en la señal de salida del proceso, además estos controladores tienen un ligero sobreimpulso, cosa que no sucede con el controlador SMC debido a que presenta sobreimpulsos y oscilaciones de una alta magnitud en ciertos cambios de referencia. Por otro lado, en la Figura 3.34 se observa que la señal de control del SMC tiene altos sobrepicos y oscilaciones, en cambio en la señal de control del DSMC existe la presencia de chattering en comparación al controlador propuesto, en consecuencia, estos controladores no tienen un buen comportamiento por lo cual el tiempo de vida útil de los actuadores se reduce.

El cambio en el tiempo de los parámetros K_D y λ se observa en la Figura 3.35 y en la Figura 3.36 respectivamente.

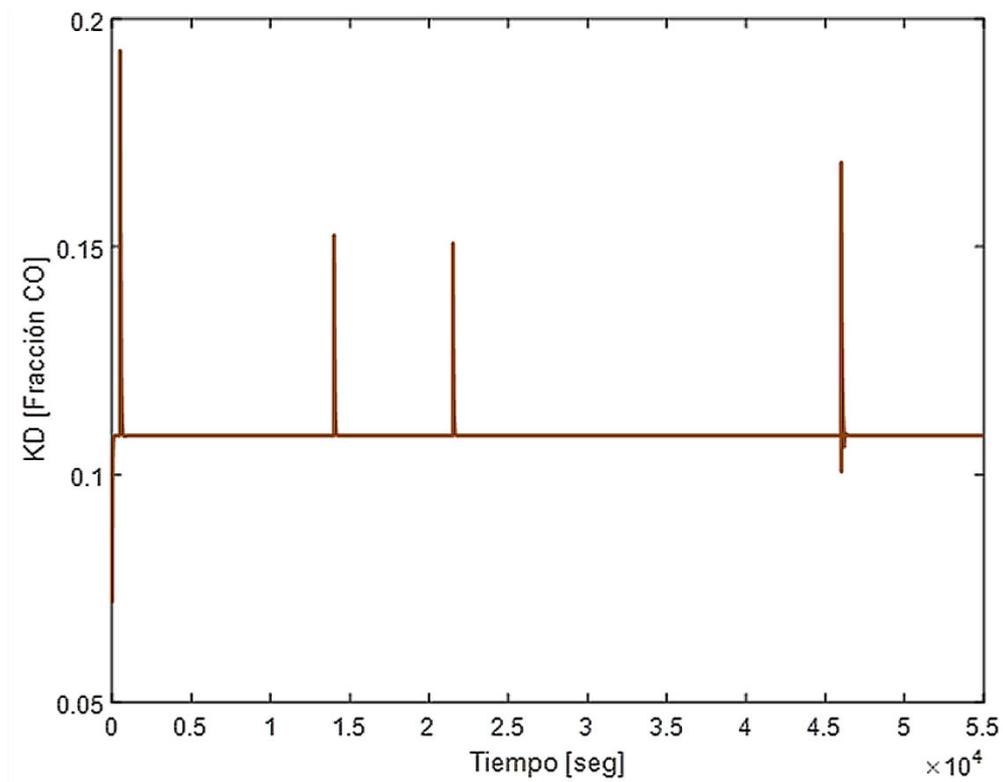


Figura 3.35. Cambio del parámetro K_D en el proceso de neutralización de pH ante cambios de referencia

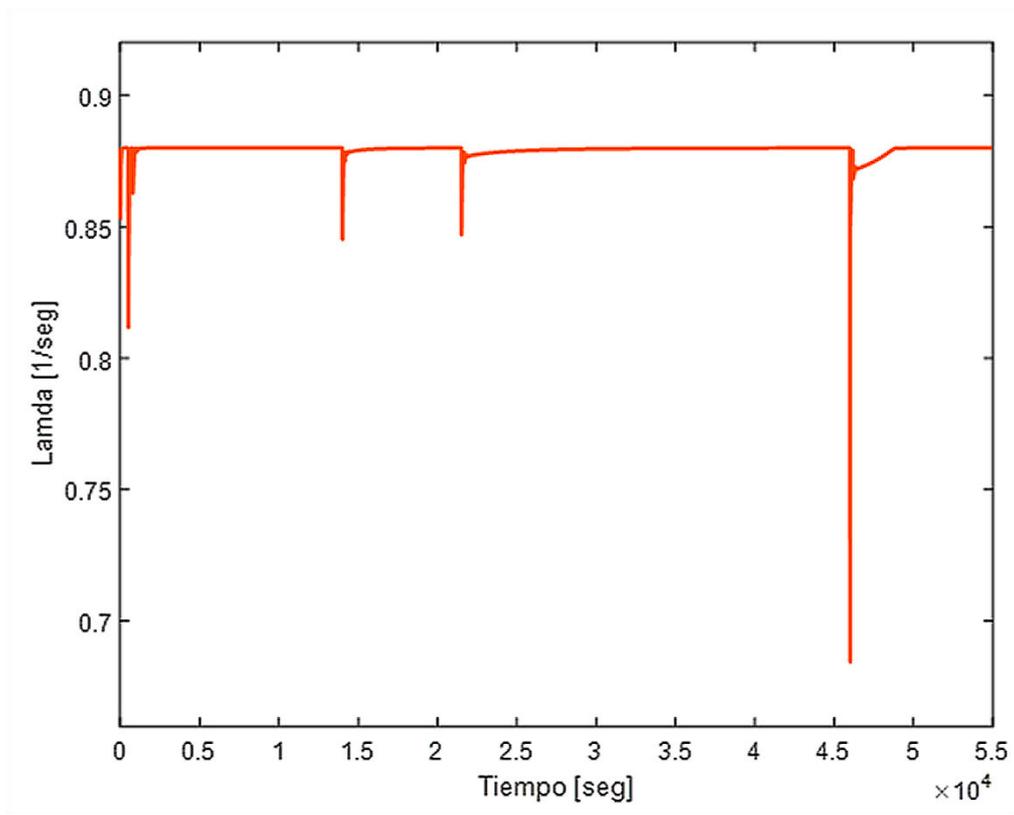


Figura 3.36. Cambio del parámetro λ en el proceso de neutralización de pH ante cambios de referencia

En las dos figuras anteriores se observa el cambio que experimentan los parámetros para obtener un mejor desempeño. Los valores del tiempo de establecimiento, así como los índices de desempeño ISE, ITSE e índice de esfuerzo de control se muestran en la Figura 3.37, Figura 3.38, Figura 3.39 y Figura 3.40 respectivamente.

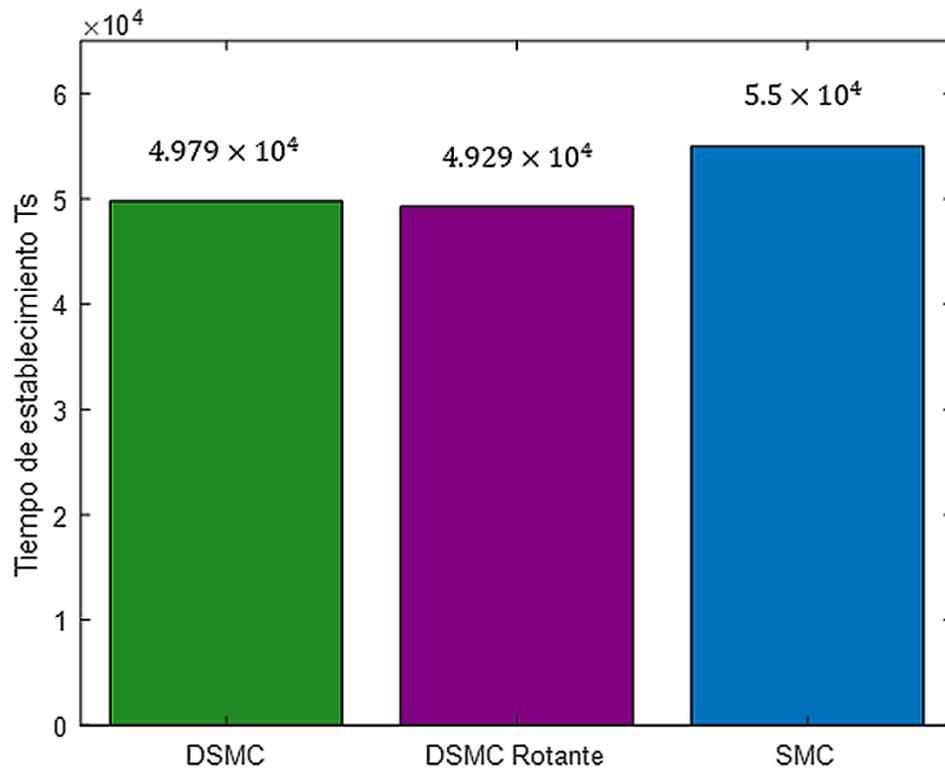


Figura 3.37. Gráfico de barras del tiempo de establecimiento T_s

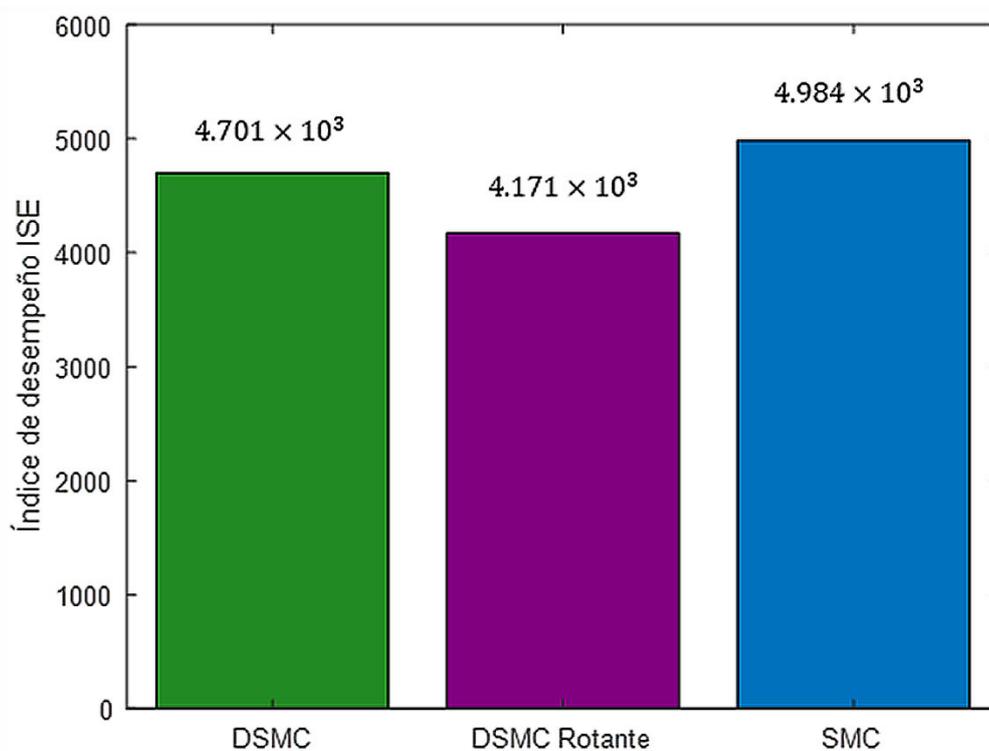


Figura 3.38. Gráfico de barras del índice de desempeño ISE

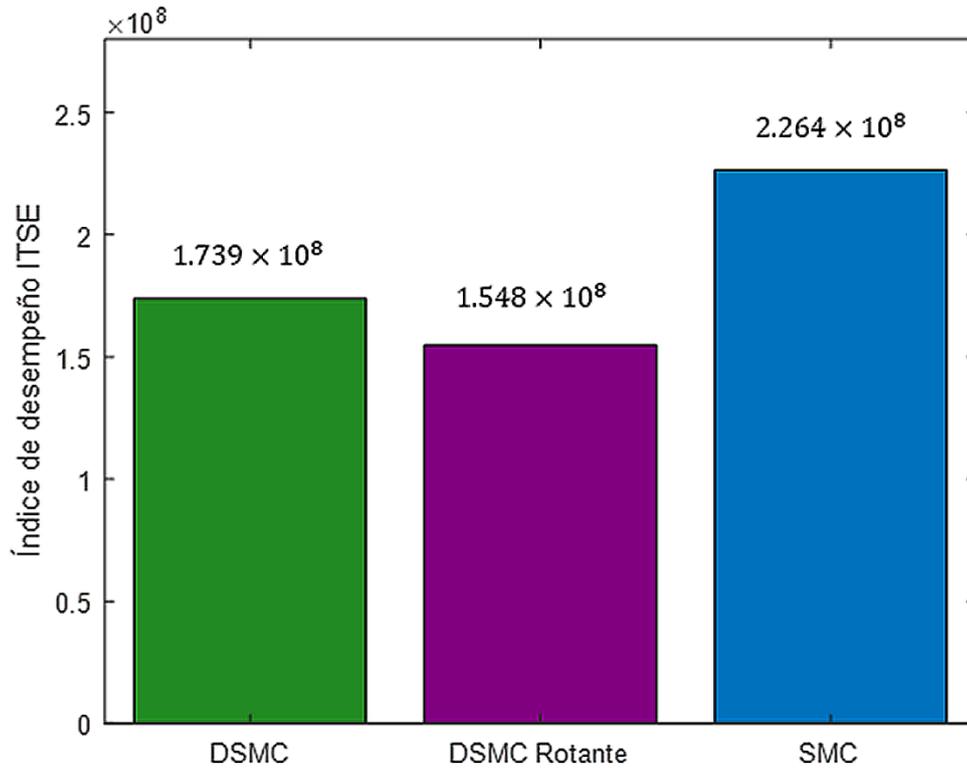


Figura 3.39. Gráfico de barras del índice de desempeño ITSE

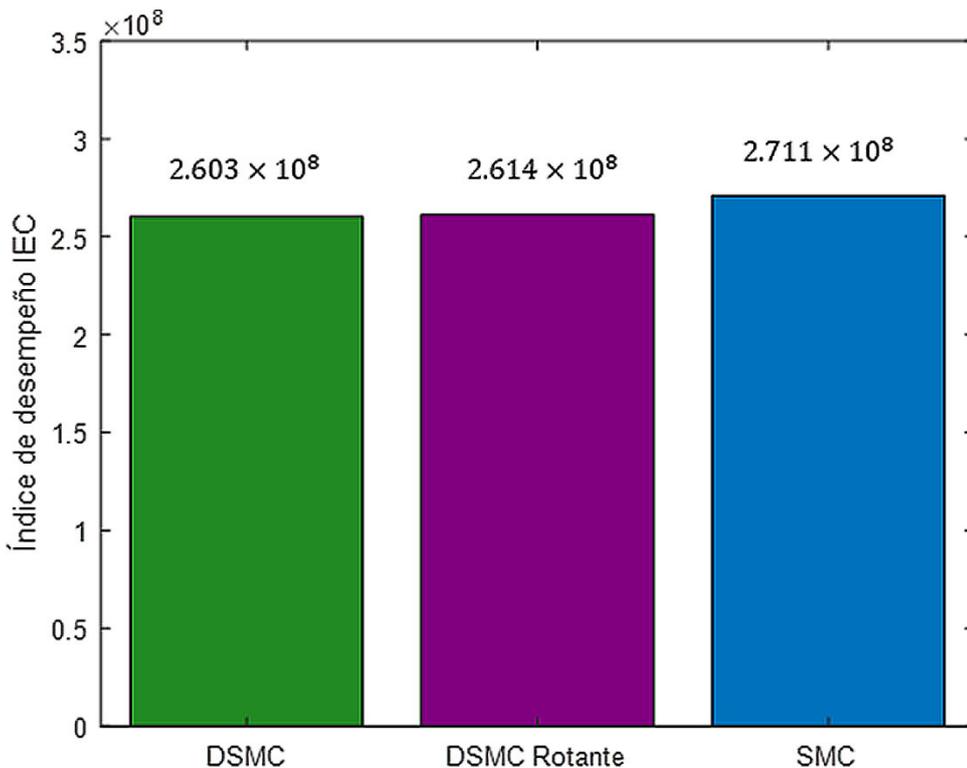


Figura 3.40. Gráfico de barras del índice de desempeño IEC

En las gráficas anteriores se observa que el controlador DSMC con superficie móvil de tipo rotante tiene un mejor desempeño respecto a los controladores SMC y DSMC propuesto

por Camacho-Smith y Báez respectivamente [1], [2], conservando esencialmente el mismo índice de esfuerzo de control.

4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1. CONCLUSIONES

- Tener como punto de partida un modelo de primer orden con tiempo muerto como aproximación de un sistema no lineal complejo para el desarrollo de controladores, permite obtener una ley de control de estructura fija, esto implica que su implementación no requiere un rediseño cuando el proceso al cual se lo va aplicar cambie, sino mas bien un ajuste en sus parámetros.
- Al usar un modelo de primer orden con tiempo muerto se deben tener presentes las condiciones iniciales del proceso en la ley control obtenida, debido a que este modelo al estar expresado en variables de desviación, sus condiciones iniciales son iguales a cero.
- El tipo de movimiento que se quiere para una superficie deslizante móvil depende de los parámetros que se varían en función del tiempo.
- El uso de técnicas de lógica difusa se emplea para variar los parámetros en función del tiempo de la superficie deslizante debido a la facilidad que ofrece ya que la variación de los parámetros es obtenida en base al conocimiento de datos heurísticos expresados en lenguaje hablado, facilitando así su implementación.
- Una incorrecta selección de la base de las reglas difusas de los parámetros de la superficie deslizante hace que el controlador trabaje de manera inadecuada al punto de llevar al proceso a la inestabilidad, de ahí que la selección de la base de estas reglas sea escogida cuidadosamente considerando como variarían en el tiempo estos parámetros.
- El uso de valores normalizados en las entradas de los bloques difusos facilita el manejo de las constantes de prescalamiento que pueden ser ajustadas para obtener una mejor respuesta dado que los bloques difusos son diseñados a base de sentencias y conjuntos de naturaleza difusa.
- La respuesta obtenida por el controlador DSMC con superficie móvil de tipo rotante es más rápida en comparación a los controladores SMC y DSMC propuestos por Camacho-Smith y Báez respectivamente [1], [2] sin embargo su señal de respuesta presenta sobreimpulsos.

- En los dos procesos químicos seleccionados el controlador DSMC con superficie móvil de tipo rotante tiene un mejor desempeño en comparación a los controladores SMC y DSMC propuestos por Camacho-Smith y Báez [1], [2] respectivamente manteniendo un índice de esfuerzo de control prácticamente similar.
- La señal de control del controlador DSMC con superficie móvil de tipo rotante en comparación a la señal de control del controlador DSMC propuesto por Báez [2] presenta una reducción considerable del chattering lo cual es el resultado del uso de las técnicas de lógica difusa aplicadas a la ganancia de la parte discontinua del control además del uso de la superficie móvil.

4.2. RECOMENDACIONES

- Los rangos establecidos para las funciones de membresía de salida de este proyecto deben cambiarse según el proceso que se desea controlar.
- El rango de valores de los parámetros difusos debe estar definido adecuadamente debido a que un incorrecto dimensionamiento del mismo generaría inconvenientes en el lazo de control.
- Para futuros trabajos la variación de los parámetros de la superficie deslizante podría realizarse empleando métodos de computación inteligente tales como: algoritmos genéticos, redes neuronales o colonia de hormigas.
- Para reducir la carga computacional y su implementación sea relativamente fácil se recomienda reducir la base de reglas difusas.
- Se recomienda para trabajos futuros implementar los controladores DSMC-Padé (usando la aproximación de Padé) y DSMC-Taylor (usando la aproximación de Taylor de primer orden en el numerador) [4] usando una superficies móvil.
- Para el uso de la lógica difusa en un controlador es necesario conocer el funcionamiento del proceso por lo cual es recomendable tener la guía del operador a cargo sin embargo en ausencia del mismo se deben realizar las pruebas necesarias para corroborar que la elección de las reglas difusas y los rangos de las funciones de membresía sean los adecuados.

5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] O. Camacho and C. A. Smith, "Sliding mode control: An approach to regulate nonlinear chemical processes," *ISA Trans.*, 2000, doi: 10.1016/s0019-

0578(99)00043-9.

- [2] E. Báez, Y. Bravo, P. Leica, D. Chávez, and O. Camacho, "Dynamical sliding mode control for nonlinear systems with variable delay," in *2017 IEEE 3rd Colombian Conference on Automatic Control (CCAC)*, Oct. 2017, pp. 1–6, doi: 10.1109/CCAC.2017.8276426.
- [3] B. Bandyopadhyay, F. Deepak, and K.-S. Kim, *Sliding mode control using novel sliding surfaces*, vol. 392. Springer, 2009.
- [4] E. M. Báez Jumbo, "Diseño y simulación de controladores dinámicos por modo deslizantes aplicado a procesos no lineales aproximables a un modelo de primer orden con retardo," Quito, 2018. [Online]. Available: <http://bibdigital.epn.edu.ec/handle/15000/19223>.
- [5] D. S. Jáuregui Hidalgo, "Diseño y simulación de controladores SMC con superficies deslizantes móviles empleando técnicas de lógica difusa para mejorar la alcanzabilidad y el desempeño del sistema," Quito, 2018. [Online]. Available: <http://bibdigital.epn.edu.ec/handle/15000/19736>.
- [6] M. Herrera, O. Camacho, H. Leiva, and C. Smith, "An approach of dynamic sliding mode control for chemical processes," *J. Process Control*, vol. 85, pp. 112–120, 2020, doi: 10.1016/j.jprocont.2019.11.008.
- [7] D. Jauregui, O. Camacho, and D. Chavez, "A Comparison of Fuzzy Moving Sliding Mode Control Against Sliding Mode Control for Chemical Process with Variable Delay," Dec. 2018, doi: 10.1109/ETCM.2018.8580324.
- [8] B. C. Kuo, *Sistemas de control automático*, 7a ed. Mexico: Prentice hall, 1996.
- [9] S. Carlos A and C. Armando B, *Principles and practice of automatic process control*, 2a ed. New York: John Wiley & Sons, Inc.
- [10] H. K Khalil, *Nonlinear systems*, 2a ed. USA: Prentice hall, 1996.
- [11] R. D. B. Araújo, D. C. Jeronymo, A. A. R. Coelho, and F. J. Gomes, "PIPIMC: Computational Tool for Teaching FOPDT Model Identification and PI-IMC Tuning," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 48, no. 29, pp. 70–75, Jan. 2015, doi: 10.1016/j.ifacol.2015.11.215.
- [12] E. Barberà, "Comparación entre diferentes procedimientos de ajuste de controladores PID. I. Valores máximos de la variable controlada y de la señal

- reguladora," *Afinidad*, vol. 70, no. 564 SE-General articles, Dec. 2013, [Online]. Available: <https://www.raco.cat/index.php/afinidad/article/view/273739>.
- [13] V. Alfaro, "Identificación de procesos sobreamortiguados utilizando técnicas de lazo cerrado," *Ingeniería*, vol. 11, pp. 27–40, 2001, doi: 10.15517/ring.v11i1-2.604.
- [14] R. F. T. Martínez, "Evaluación del desempeño de métodos experimentales de identificación a lazo abierto," 2011, [Online]. Available: <https://www.semanticscholar.org/paper/Evaluación-del-desempeño-de-métodos-experimentales-Martínez/d843521e350027ec019ac7241e94471f5fb7f85e>.
- [15] C. A. Smith and A. B. Corripio, "Control automático de procesos: teoría y práctica," 1er ed., S. D. Manzanares Basurto, Ed. Mexico: LIMUSA, 1991, pp. 66–67.
- [16] A. A. Ahmed, R. B. Ahmad, A. Yahya, H. H. Tahir, and J. Quinlan, "Variable structure system with sliding mode controller," in *Procedia Engineering*, Jan. 2013, vol. 53, pp. 441–452, doi: 10.1016/j.proeng.2013.02.058.
- [17] M. C. Pérez Pirela, J. P. García Sandoval, P. C. Pérez-Pirela, and J. P. García-Sandoval, "Sliding modes control for a heat Exchange system: experimental validation," *Enfoque UTE*, vol. 9, no. 4, pp. 110–119, Dec. 2018, doi: 10.29019/enfoqueute.v9n4.404.
- [18] J. Liu and X. Wang, *Advanced sliding mode control for mechanical systems*. 2011.
- [19] O. Camacho, R. Rojas, and W. García, "Variable structure control applied to chemical processes with inverse response," *ISA Trans.*, vol. 38, no. 1, pp. 55–72, 1999, doi: 10.1016/S0019-0578(99)00005-1.
- [20] P. Proaño, L. Capito, A. Rosales, and O. Camacho, "A Dynamical Sliding Mode Control Approach for Long Deadtime Systems.," 2017, doi: 10.1109/CoDIT.2017.8102575.
- [21] D. E. Rivera, M. Morari, and S. Skogestad, "Internal model control: PID controller design," *Ind. \& Eng. Chem. Process Des. Dev.*, vol. 25, no. 1, pp. 252–265, 1986, doi: 10.1021/i200032a041.
- [22] O. Camacho, C. Smith, and W. Moreno, "Development of an Internal Model Sliding Mode Controller," *Ind. Eng. Chem. Res. - IND ENG CHEM RES*, vol. 42, 2003, doi: 10.1021/ie010481a.
- [23] F. Yorgancıoğlu and H. Kömürcügil, "Single-input fuzzy-like moving sliding surface

- approach to the sliding mode control,” *Electr. Eng.*, vol. 90, no. 3, pp. 199–207, 2008, doi: 10.1007/s00202-007-0074-2.
- [24] Q. P. Ha, D. C. Rye, and H. F. Durrant-Whyte, “Fuzzy moving sliding mode control with application to robotic manipulators,” *Automatica*, 1999, doi: 10.1016/S0005-1098(98)00169-1.
- [25] D.-W. Park and S.-B. Choi, “Moving sliding surfaces for high-order variable structure systems,” *Int. J. Control*, vol. 72, no. 11, pp. 960–970, 1999, doi: 10.1080/002071799220506.
- [26] S. Diciembre Sanahuja, “Sistemas de control con lógica difusa: Métodos de Mamdani y de Takagi-Sugeno-Kang (TSK),” 2017. [Online]. Available: http://repositori.uji.es/xmlui/bitstream/handle/10234/173788/TFG_2017_DiciembreSanahuja_Samuel.pdf?sequence=1&isAl.
- [27] R. Pérez Pueyo, “Procesado y Optimización de Espectros Raman mediante Técnicas de Lógica Difusa: Aplicación a la identificación de Materiales Pictóricos,” *TDX (Tesis Dr. en Xarxa)*, 2005, [Online]. Available: <http://www.tdx.cat/handle/10803/6887>.
- [28] S. Kouro and R. Musalem, “Control mediante lógica difusa,” Chile, 2002. [Online]. Available: <http://www2.elo.utfsm.cl/~elo377/documentos/Fuzzy.pdf>.
- [29] R. J. García *et al.*, “Diseño de una estrategia de control difuso aplicada al proceso de ultracongelación de alimentos,” Arica, 2017. [Online]. Available: http://www.scielo.cl/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0718-33052017000100070&lng=en&nrm=iso&tlng=en.
- [30] Y. Encarnación, “La lógica difusa aplicada al sector manufacturero,” *Cienc. Soc.*, vol. 38, no. 4, pp. 793–814, 2013, [Online]. Available: <https://www.redalyc.org/pdf/870/87029731007.pdf>.
- [31] J. Aguilar Castro, “Aspectos básicos de los sistemas lógicos difusos,” Bogota, 2014. [Online]. Available: <https://n9.cl/5zgam>.
- [32] K. Y. Quiñónez Ibujés, “Diseño y simulación de controladores PID no lineales aplicados a un biorreactor,” Quito, 2019. [Online]. Available: <http://bibdigital.epn.edu.ec/handle/15000/20448>.
- [33] K. Ogata, *Ingeniería de control moderna*, 5a ed. España: PEARSON, 2010.

- [34] R. Hernández Gaviño, *Introducción a los sistemas de control: Conceptos, aplicaciones y simulación con MATLAB*, 1er ed. Mexico: PEARSON, 2010.
- [35] E. Iglesias, "Using fuzzy logic to enhance control performance of sliding mode control and dynamic matrix control," South Florida, 2006. [Online]. Available: <https://core.ac.uk/reader/71950540>.
- [36] T. K. Gustafsson and K. V. Waller, "Dynamic modeling and reaction invariant control of pH," *Chem. Eng. Sci.*, vol. 38, no. 3, pp. 389–398, Jan. 1983, doi: 10.1016/0009-2509(83)80157-2.
- [37] K. V. Waller and P. M. Mäkilä, "Chemical Reaction Invariants and Variants and Their Use in Reactor Modeling, Simulation, and Control," *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev.*, vol. 20, no. 1, pp. 1–11, Jan. 1981, doi: 10.1021/i200012a001.
- [38] R. Hall, "Development of a multivariable pH experiment," Tesis de Maestría, University of California, Santa Barbara, USA, 1987.
- [39] D. A. Baquero Herrera and C. M. Ochoa Albuja, "Diseño y Simulación de un controlador adaptativo difuso basado en modos deslizantes para sistemas aproximables a un sistema de primer orden con retardo," Quito, 2017. [Online]. Available: <http://bibdigital.epn.edu.ec/handle/15000/17275>.
- [40] E. Baez, Y. Bravo, D. Chavez, and O. Camacho, "Tuning Parameters Optimization Approach for Dynamical Sliding Mode Controllers," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 51, no. 13, pp. 656–661, 2018, doi: 10.1016/j.ifacol.2018.07.355.
- [41] J. Jantzen, "Design of fuzzy controllers," *Tech. Univ. Denmark, Dep. Autom. Bldg*, vol. 326, pp. 362–367, 1998, [Online]. Available: https://www.researchgate.net/profile/Jan-Jantzen/publication/228751652_Design_of_Fuzzy_Controllers/links/551af00a0cf251c35b50375d/Design-of-Fuzzy-Controllers.pdf.
- [42] D. Baquero, C. Ochoa, D. Chávez, O. Camacho, and E. Colina, "Adaptive sliding mode control based on fuzzy logic for variable dead time processes.," in *2017 4th International Conference on Control, Decision and Information Technologies, CoDIT 2017*, Nov. 2017, vol. 2017-Janua, pp. 114–119, doi: 10.1109/CoDIT.2017.8102576.
- [43] International Society of Automation (ISA), "ANSI/ISA-101.01-2015, Human Machine Interfaces for Process Automation Systems." ISA, USA, 2015, [Online]. Available:

<https://www.normadoc.com/spanish/isa-101-01-2015.html>.

ANEXOS

Manual de la interfaz gráfica de usuario

Este apartado brinda al usuario la información necesaria para el manejo de la interfaz gráfica desarrollada para este proyecto de titulación.

Inicialización

La interfaz gráfica opera en el software Matlab en versión 2018a o versiones superiores; en caso de no contar con dichas versiones se recomienda reducir la versión de los archivos de Simulink a la versión que se dispone, para así no tener errores al momento de ejecutar la interfaz.

Los archivos responsables del funcionamiento de la interfaz gráfica están contenidos en la carpeta “HMI_Tesis”.

Para poner en marcha la interfaz gráfica se debe abrir el software Matlab; una vez abierto, se procede a localizar la carpeta que contiene los archivos asociados a la interfaz gráfica para designarla al Current Folder, tal como se observa en la zona A de la Figura 1.

Posteriormente escribir “Bienvenida” en el Command Window, como se muestra en la zona B de la Figura 1 para dar inicio a la ejecución de la interfaz.

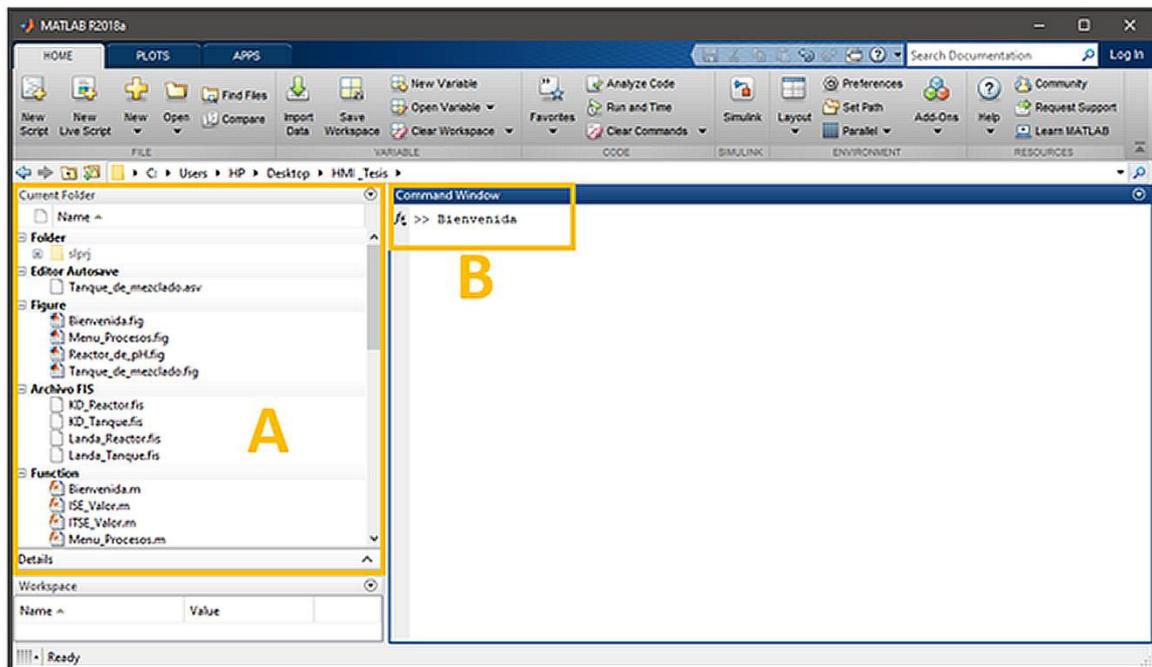


Figura 1. Ejecución de la interfaz gráfica

Carátula

La carátula del trabajo de titulación es la primera ventana en desplegarse. En esta ventana se identifica la zona C y la zona D existentes en el resto de ventanas. La zona C indica el nombre de la ventana, en cambio la zona D contiene los botones para minimizar, maximizar y cerrar la interfaz gráfica directamente, por otro lado, el botón 1 permite avanzar a la siguiente ventana, Figura 2.



Figura 2. Carátula del trabajo de titulación

Selección del proceso

La venta que permite la selección de los procesos para su simulación se muestra en la Figura 3. Esta venta dispone de cuatro botones: el botón 2 permite la elección del tanque de mezclado con retardo variable, el botón 3 la elección del proceso de neutralización de pH, el botón 4 permite el retorno a la carátula y el botón 5 la salida de la interfaz gráfica. Al momento de dar clic en botón 5 se despliega un mensaje de confirmación para salir de la interfaz gráfica como se muestra en la Figura 4.

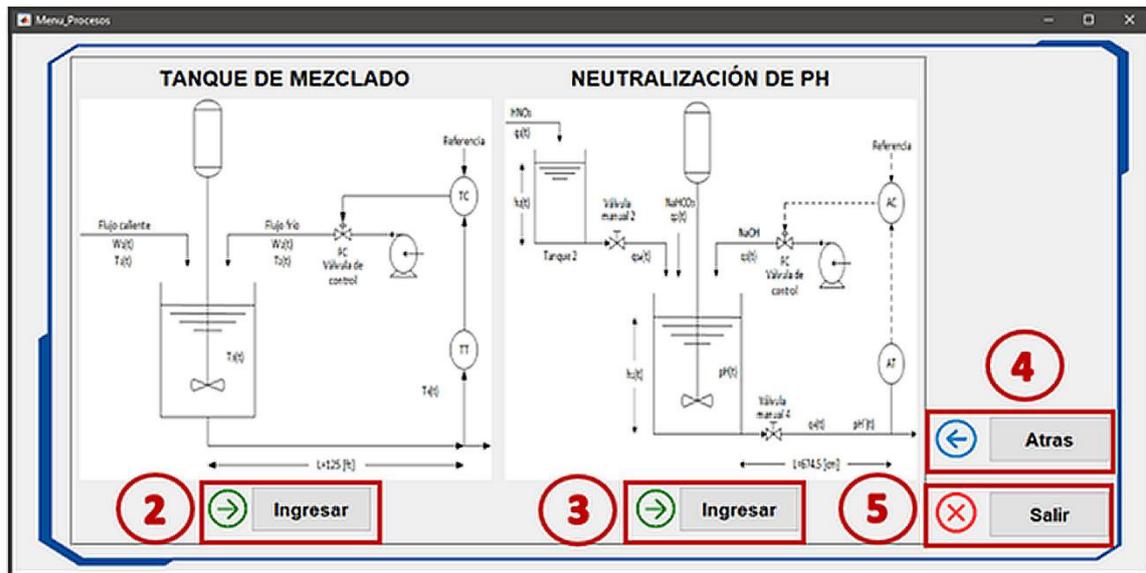


Figura 3. Ventana de selección de los procesos

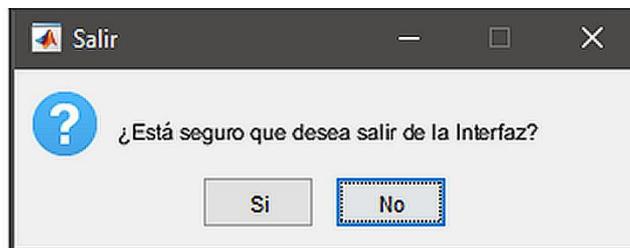


Figura 4. Mensaje de confirmación para salir de la interfaz gráfica

Ventanas del proceso

La Figura 5 muestra la ventana de manejo del tanque de mezclado con retardo variable la cual es similar a la ventana de manejo del proceso de neutralización de pH, por lo cual se realizará una sola descripción de las funcionalidades de las áreas y secciones.

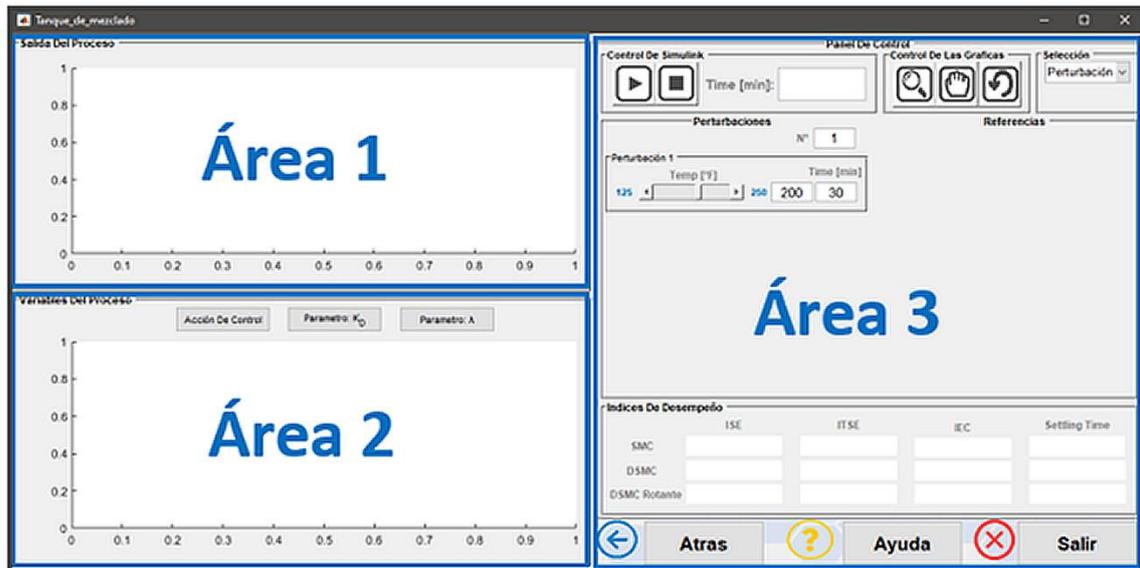


Figura 5. Ventana de manejo del tanque de mezclado con retardo variable

Área 1

Muestra la salida de cada uno de los procesos usando los diferentes controladores. Para el tanque de mezclado con retardo variable la salida es la temperatura en cambio para el proceso de neutralización de pH la salida es el valor del pH.

Área 2

Esta área contiene tres botones que permiten visualizar diferentes señales según sean presionados, el botón 2.1 la señal de control de cada uno de los controladores usados, el botón 2.2 y el botón 2.3 la evolución en el tiempo del parámetro K_D y λ respectivamente, Figura 6.

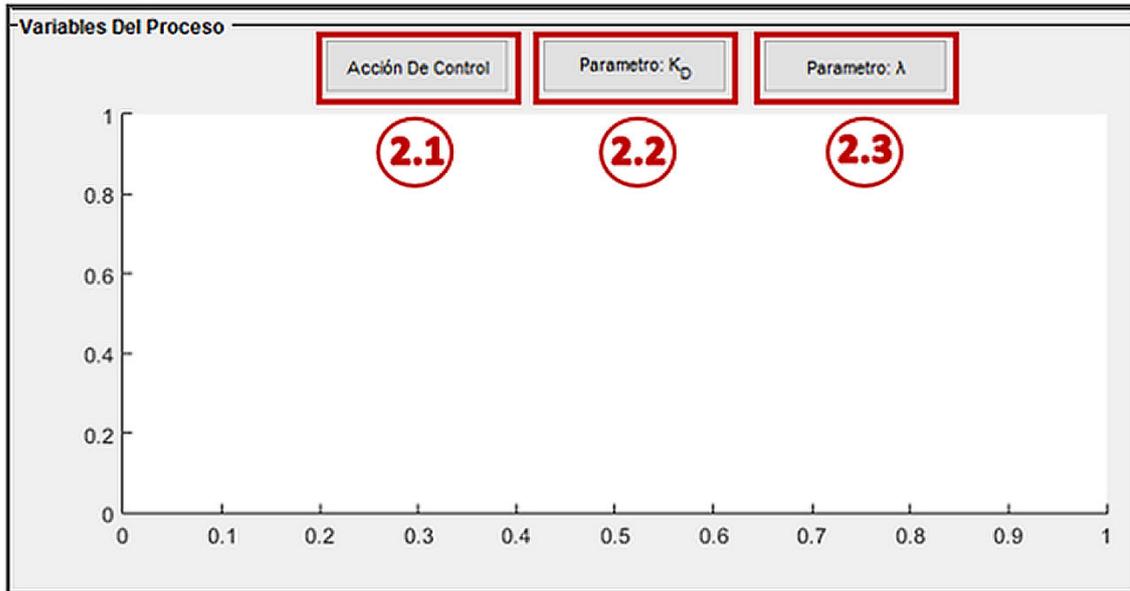


Figura 6. Botones del Área 2

Área 3

Esta área está compuesta por varias secciones como se observa en la Figura 7. A continuación se describe cada una de las secciones.

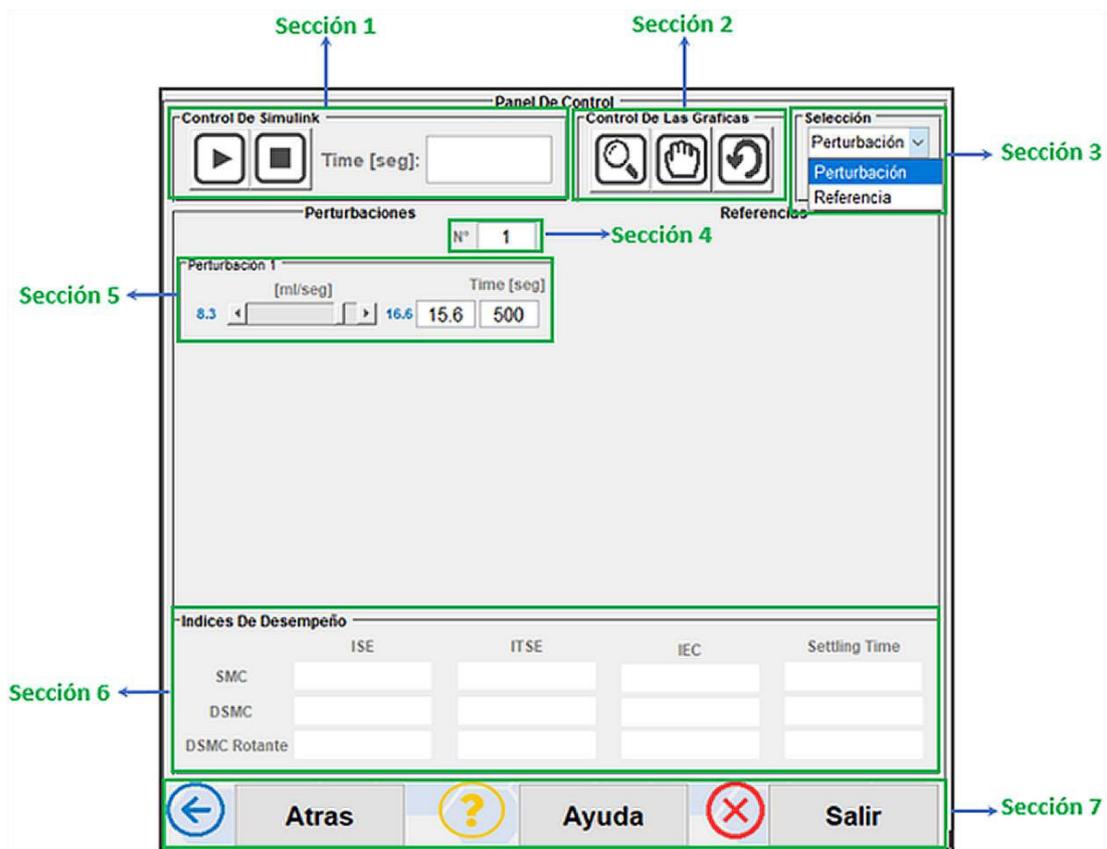


Figura 7. Área 3 concerniente a la ventana de manejo del tanque de mezclado con retardo variable

Sección 1

Esta sección es compuesta por los botones de play, stop y tiempo de simulación.

- Play: Da inicio a la simulación y despliega una ventana que muestra una barra de progreso de la simulación, Figura 8 y Figura 9.

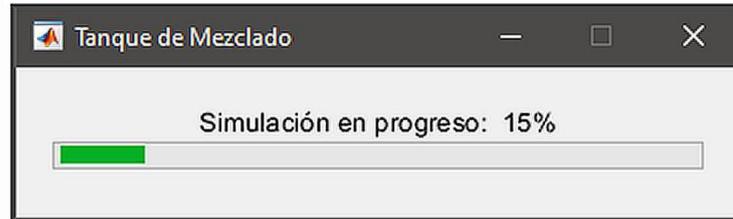


Figura 8. Ventana de la barra de progreso de la simulación del tanque de mezclado con retardo variable

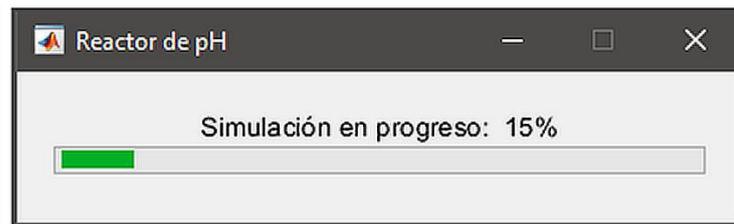


Figura 9. Ventana de la barra de progreso de la simulación del proceso de neutralización de pH

- Stop: Detiene la simulación en progreso.
- Tiempo de simulación: Ingreso del tiempo de simulación.

Sección 2

Contiene los botones de zoom, desplazar y deshacer para el manejo de las gráficas del Área 1 y el Área 2.

- Zoom: Permite acercar la gráfica que no puede ser observada a detalle a simple vista.
- Desplazar: Mueve la gráfica arriba, abajo, izquierda o derecha según sea necesario.
- Deshacer: Regresa a la gráfica a su estado inicial luego de haber realizado un zoom.

Sección 3

Permite seleccionar la prueba que se desea simular, en la cual existen dos opciones: perturbaciones o cambios de referencia.

Sección 4

Permite el ingresar el número de perturbaciones o cambios de referencias deseados en un rango de 1 a 4.

Sección 5

Ingreso del valor de las perturbaciones o cambios de referencias, así como del tiempo en el cual actuaran.

Sección 6

En esta sección se muestran los valores de los índices de desempeño ISE, ITSE, IEC y Settling Time (tiempo de establecimiento) de todos los controladores.

Sección 7

Contiene los botones de las opciones generales de la ventana es decir atrás, ayuda y salir.

- Atrás: Retorna a la ventana de selección de los procesos, Figura 3.
- Ayuda: Despliega una ventana con los requerimientos a ser tomados en cuenta, Figura 10 y Figura 11.

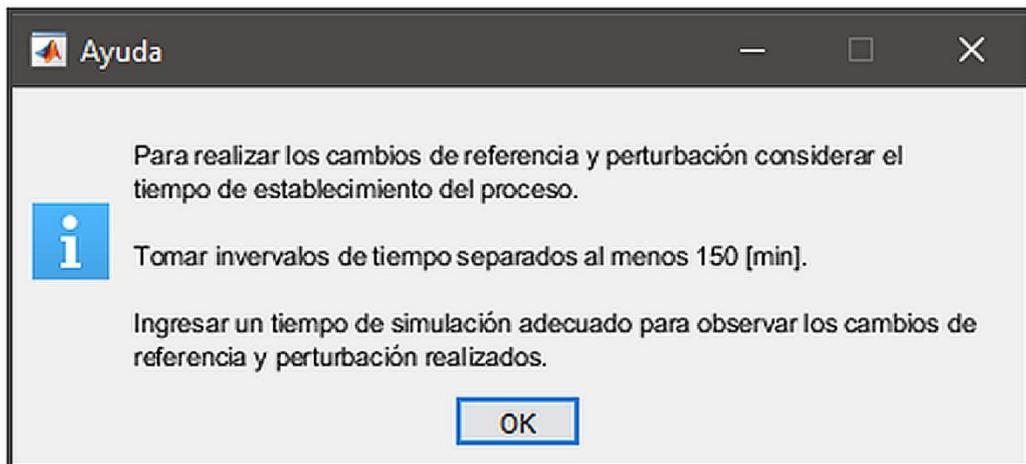


Figura 10. Ayuda concerniente a la ventana de manejo del tanque de mezclado con retardo variable

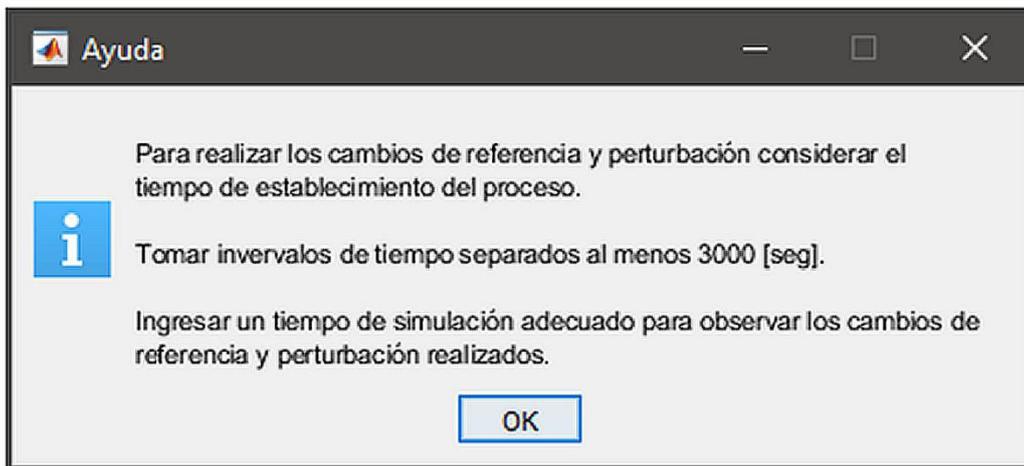


Figura 11. Ayuda concerniente a la ventana de manejo del proceso de neutralización de pH

- Salir: Sale de la interfaz gráfica. Al momento de dar clic se despliega un mensaje de confirmación para salir de la interfaz como se muestra en la Figura 4.

Alertas y errores

Estas ventanas son desplegadas al hacer un uso indebido de la interfaz gráfica, además se mantienen abiertas hasta que el error sea solucionado. A continuación, se describen las causas por las cuales estas ventanas se despliegan.

- **Error 1**

Este error se produce a causa de no ingresar un valor en el tiempo de simulación, Figura 12.

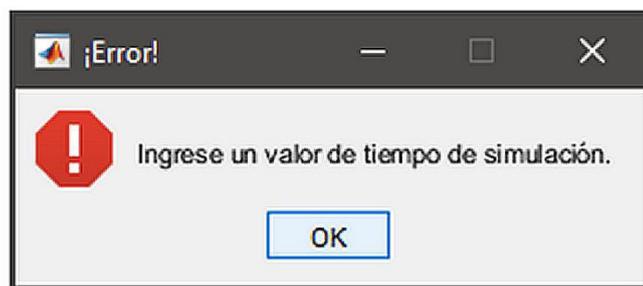


Figura 12. Mensaje de error al no ingresar un tiempo de simulación

- **Error 2**

Este error se genera debido a que no se ingresa un valor en el tiempo de perturbación, de igual forma sucede al no ingresar un valor en el tiempo de referencia, como se observa en la Figura 13 y en la Figura 14.

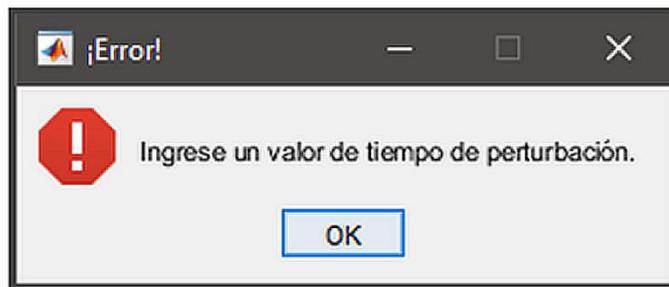


Figura 13. Mensaje de error al no ingresar un tiempo de perturbación

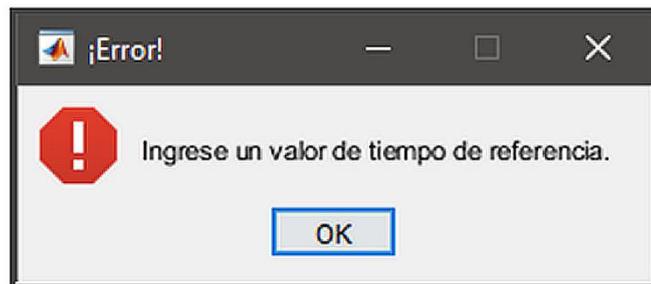


Figura 14. Mensaje de error al no ingresar un tiempo de referencia

- **Error 3**

Este error se produce a causa de ingresar valores de tiempos iguales ya sea en la opción de perturbaciones o cambios de referencia, Figura 15.

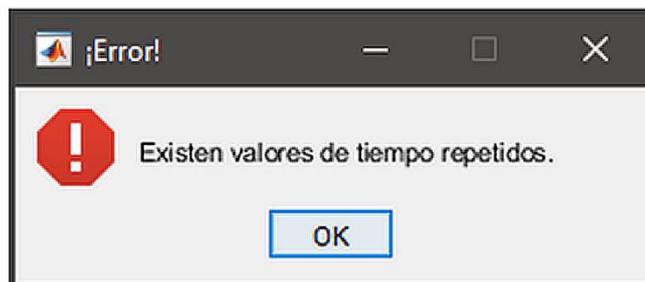


Figura 15. Mensaje de error al no ingresar tiempos iguales

- **Error 4**

Este error es el resultado de ingresar valores de tiempo que no se encuentran en orden ascendente, este error se presenta tanto en perturbaciones como en cambios de referencia, como se aprecia en la Figura 16 y en la Figura 17.

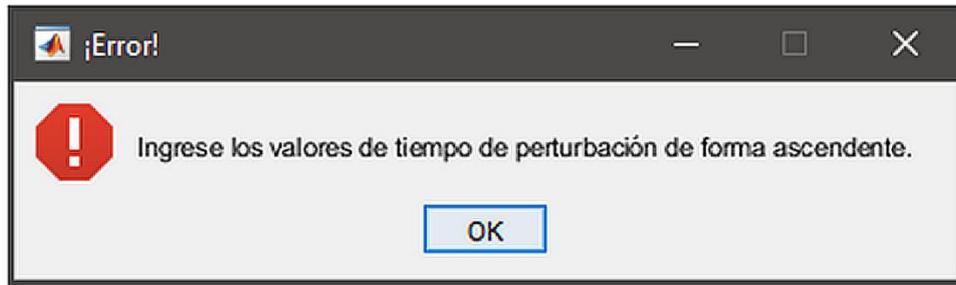


Figura 16. Mensaje de error al no ingresar valores de tiempo en orden ascendente para perturbaciones

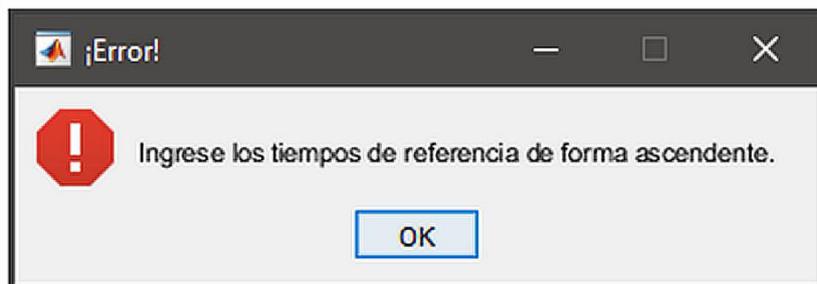


Figura 17. Mensaje de error al no ingresar valores de tiempo en orden ascendente para cambios de referencia

- **Error 5**

Este error se genera debido a que se ingresan valores fuera de los rangos establecidos ya indicados en la interfaz gráfica, como se observa en la Figura 18.

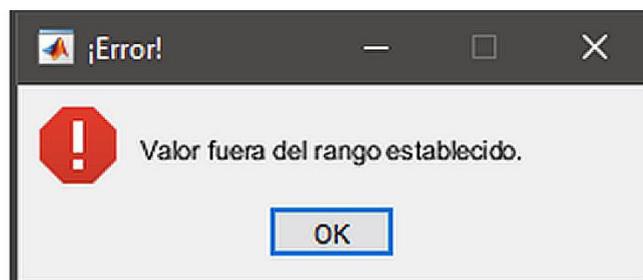


Figura 18. Mensaje de error al no ingresar valores fuera del rango establecido

- **Alerta 1**

Esta alerta se genera, debido a que no se ingresa el número de perturbaciones o cambios de referencia, como se observa en la Figura 19 y en la Figura 20, se debe ingresar un valor en el rango de uno a cuatro.

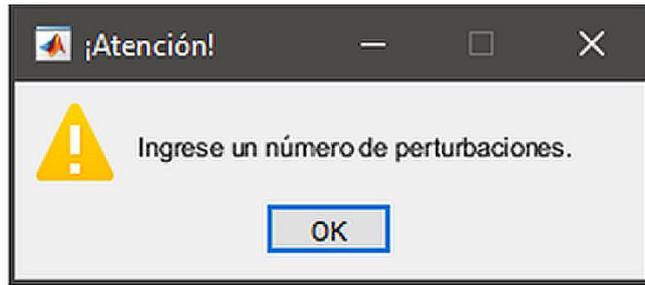


Figura 19. Mensaje de alerta al no ingresar un numero de perturbación

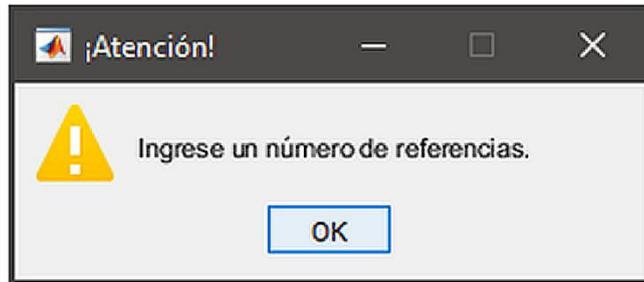


Figura 20. Mensaje de alerta al no ingresar un numero de cambio de referencia

- **Alerta 2**

Esta alerta se despliega al ingresar un valor igual a cero en Perturbación 1 y en la Referencia 1 como se puede apreciar en la Figura 21 y la Figura 22.

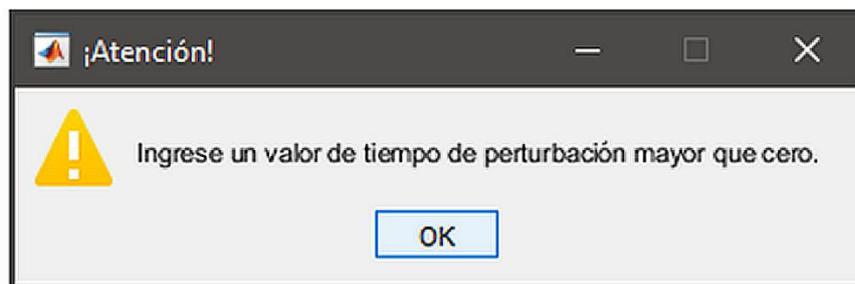


Figura 21. Mensaje de alerta al ingresar un valor igual a cero para perturbaciones

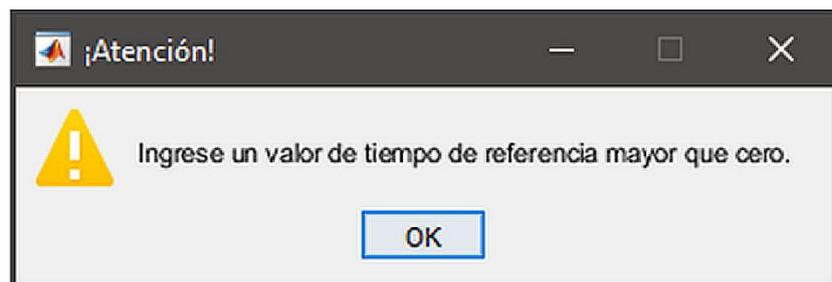


Figura 22. Mensaje de alerta al ingresar un valor igual a cero para cambios de referencia

ORDEN DE EMPASTADO