

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

**DISEÑO Y SIMULACIÓN DE ESQUEMAS PID LINEALES Y NO
LINEALES CON ACCIÓN DE RESET APLICANDO LÓGICA DE
CONTROL DIFUSO A DOS PROCESOS QUÍMICOS NO LINEALES**

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

ÉDISON GEOVANNY BENALCÁZAR ZAMBRANO

DIRECTOR: ING. OSCAR EDUARDO CAMACHO QUINTERO, PhD

Quito, septiembre 2020

AVAL

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Édison Geovanny Benalcázar Zambrano, bajo mi supervisión.

Ing. Oscar Eduardo Camacho Quintero, PhD
DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

Yo, Édison Geovanny Benalcázar Zambrano, 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.

ÉDISON GEOVANNY BENALCÁZAR ZAMBRANO

DEDICATORIA

Este trabajo de titulación está dedicado a:

A la memoria de mi padre, Geovanny por sus enseñanzas, su fe en mí, su amor infinito y su gran ejemplo para ser la persona que soy.

A mi madre, Denny por su sacrificio, paciencia y esfuerzo que me han permitido crecer, enfrentarme a las batallas más difíciles y nunca rendirme a pesar de las derrotas.

A mis hermanos Dylan y Vanessa, por estar siempre presentes y ser el motor que me impulsa a ser mejor cada día.

A mi mejor amiga, Daniela por su amor incondicional, sus consejos y por ser la luz que ilumina los lugares más oscuros.

Finalmente, a todas las personas que desean obtener un conocimiento más amplio de los temas tratados en el mismo.

Edison Benalcázar

AGRADECIMIENTO

A la memoria de mi padre Geovanny, por creer siempre en mí, por ser ejemplo de valor, de voluntad, perseverancia y por enseñarme siempre el camino. Todos mis logros son por ti y para ti.

A mi madre Denny, por su infinito amor, su esfuerzo incansable para ayudarme a cumplir cada meta y ayudarme a levantarme cuando caí. Gracias por ser un pilar fundamental para alcanzar mis sueños.

A mis hermanos, Dylan y Vanessa, por su apoyo, su cariño, y comprensión.

A Daniela, por ser la mejor amiga y la luz que ilumina los senderos más oscuros, gracias por tu cariño y apoyo incondicional.

A mis amigos José, Daniel, María Sol, y todos mis compañeros de clase, por su ayuda en los momentos más difíciles, por las risas, los consejos y los momentos vividos, gracias.

A todo el personal docente y administrativo, de la Escuela Politécnica Nacional, por sus enseñanzas y guías para poder cumplir con todas mis metas a lo largo de mi etapa universitaria.

Y por supuesto a mi director de tesis, PhD. Oscar Camacho por los conocimientos transmitidos.

Edison Benalcázar

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	3
1.3 MARCO TEÓRICO.....	4
1.3.1. SISTEMAS DE CONTROL.....	4
1.3.1.1. Tipos de sistemas de control.....	5
1.3.1.2. Sistemas de control lineales y no lineales.....	5
1.3.2. APROXIMACIÓN DE SISTEMAS A MODELOS DE ORDEN REDUCIDO	7
1.3.2.1. Método de la tangente de Ziegler y Nichols	9
1.3.2.2. Método de dos puntos de Smith.....	10
1.3.3. PROCESOS QUÍMICOS.....	11
1.3.3.1. Control de procesos químicos	12
1.3.3.2. Procesos de prueba	12
1.3.3.2.1. Tanque de mezclado con retardo variable	13
1.3.3.2.2. Reactor CSTR con reacción Van der Vusse	13
1.3.4. FUNDAMENTOS DEL CONTROL CON ACCIÓN DE RESET	14
1.3.4.1. Elemento reseteado de primer orden (FORE).....	16
1.3.5. FUNDAMENTOS DEL CONTROL CON ACCIÓN DE RESET PI+CI	19
1.3.5.1. Ciclos límites en el control con acción de reset.....	19
1.3.5.2. Control con acción de reset PI+CI.....	21
1.3.5.2. Reglas de ajuste del control con acción de reset PI+CI	24
1.3.6. FUNDAMENTOS DE LA LÓGICA DIFUSA.....	25

1.3.6.1. Lógica difusa.....	25
1.3.6.2. Funciones de membresía.....	26
1.3.6.2.1. Formas especiales de las funciones de membresía.....	27
1.3.6.2.2. Funciones de membresía típicas	28
1.3.6.3. Operaciones entre conjuntos difusos	30
1.3.6.4. Otros conceptos fundamentales de lógica difusa.....	31
1.3.7. EL CONTROLADOR DIFUSO PARA PROCESOS INDUSTRIALES	31
1.3.7.1. Métodos de inferencia para controladores difusos.....	32
1.3.7.1.1. Controlador de Mamdani.....	32
1.3.7.1.2. Controlador de Sugeno-Takagi-Kang.....	35
1.3.7.1.3. Controlador de Tsukamoto.....	36
1.3.8. CONTROLADOR DIFUSO: FUZZY LOGIC DESIGNER EN MATLAB ..	38
1.3.9. EQUIVALENCIA ENTRE CONTROLADOR PID CON LÓGICA DIFUSA Y CONTROLADOR PID CONVENCIONALES	41
1.3.10. CONTROLADORES PID NO LINEALES	48
1.3.10.1. Controlador NPID propuesto por Han	50
1.3.11. ÍNDICES DE DESEMPEÑO.....	54
2. METODOLOGÍA.....	56
2.1. MODELADO MATEMÁTICO DE LAS PLANTAS.....	57
2.1.1. Tanque de mezclado con retardo variable	57
2.1.2. Reactor CSTR con reacción Van Der Vusse de respuesta inversa	60
2.2. MODELADO EMPÍRICO DE LOS PROCESOS NO LINEALES	62
2.2.1. Tanque de mezclado de retardo variable.....	63
2.2.2. Reactor de agitación continua (CSTR) con reacción Van Der Vusse	67
2.3. ESQUEMAS DE CONTROL LINEALES Y NO LINEALES IMPLEMENTADOS	72
2.3.1. Controlador PID	72
2.3.2. Controlador PI.....	74
2.3.3. Controlador PI+CI	75
2.3.4. Controlador NPI	76
2.3.5. Controlador NPI+CI.....	77
2.3.6. Controlador FUZZY	77
2.3.7. Controlador NPI+CI+FUZZY	77
2.4. INTERFAZ GRÁFICA.....	78
2.4.1. Diagramas de flujo de la interfaz gráfica	81

3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN	82
3.1 RESULTADOS SIMULADOS	82
3.1.1. Sintonización de esquemas de control	82
3.1.1.1. Parámetros de los esquemas de control para el tanque de mezclado .	83
3.1.1.1.1. Controlador PI	83
3.1.1.1.2. Controlador PI+CI	83
3.1.1.1.3. Controlador NPI	84
3.1.1.1.4. Controlador NPI+CI	85
3.1.1.1.5. Controlador Fuzzy	85
3.1.1.1.6. Controlador NPI+CI+FUZZY	85
3.1.1.2 Parámetros de los esquemas de control para el reactor CSTR con reacción Van Der Vusse	86
3.1.1.2.1. Controlador PI	86
3.1.1.2.2. Controlador PI+CI	86
3.1.1.2.3. Controlador NPI	86
3.1.1.2.4. Controlador NPI+CI	87
3.1.1.2.5. Controlador Fuzzy	87
3.1.1.2.6. Controlador NPI+CI+FUZZY	88
3.1.2. Pruebas simuladas	88
3.1.2.1 Pruebas simuladas para el tanque de mezclado	88
3.1.2.1.1. Prueba de seguimiento	88
3.1.2.1.1. Prueba de regulación	94
3.1.2.2 Pruebas simuladas para el reactor (CSTR) con reacción Van Der Vusse.	99
3.1.2.2.1. Prueba de seguimiento	99
3.1.2.2.2. Prueba de regulación	105
4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	111
4.1. CONCLUSIONES	111
4.2. RECOMENDACIONES	113
5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	114
ANEXOS	117

RESUMEN

Este documento presenta un estudio de los sistemas de control lineales y no lineales, en especial los sistemas de control con acción de reset y basados en lógica difusa, haciendo un especial énfasis en el diseño y análisis de estabilidad de los mismos.

El presente realiza un estudio mediante el diseño y simulación de diferentes esquemas de control, tanto lineales (clásicos) como no lineales (NPID) con y sin acción de reset; considerando y no considerando la lógica difusa.

Se toma en consideración dos procesos químicos no lineales, se busca obtener el modelo de primer orden más retardo de tiempo (FOPDT) para: un tanque de mezclado con retardo variable y un reactor CSTR con reacción Van Der Vusse.

Para validar los resultados de cada esquema se utilizan índices de desempeño (índice ISE, índice ITSE e índice TVu) y características de respuesta en estado transitorio (Máximo sobrepico (M_p) y tiempo de establecimiento (t_s)).

Para presentar los resultados de forma amigable al usuario se presentan todos estos en una interfaz gráfica de usuario (GUI), se presentan ambos procesos con sus respectivos índices y características de respuesta transitorias ante cambios de consigna y perturbaciones.

PALABRAS CLAVE: Sistemas de control con acción de reset, esquemas PID lineal, esquemas PID no lineal, modelo lineal de primer orden más retardo de tiempo, sistemas de control con lógica difusa, índice ISE, índice ITSE, índice TVu, Máximo sobrepico (M_p), tiempo de establecimiento (t_s).

ABSTRACT

This document presents a study of linear and non-linear control systems, especially Reset Control Systems and Fuzzy Control Systems, with special emphasis on their design and stability analysis.

The present one carries out a study of the design and simulation of different control schemes, both linear and non-linear (NPID) with and without reset action; considering and not considering fuzzy logic.

Two non-linear chemical processes are taken into consideration a mixing tank with variable delay and a CSTR reactor with Van Der Vusse reaction.

To validate the results of each scheme, performance indexes (ISE, ITSE and TVu) and response characteristics in transitory state (overshoot (M_p) and setting time (t_s)) are used.

The results are presented in a graphical user interface (GUI), both processes are presented with their respective performance indexes and response characteristics in transitory state to setpoint changes and disturbances.

KEYWORDS:

Reset control systems, linear PID scheme, nonlinear PID control scheme, First Order Plus Dead Time models, Fuzzy control systems, index ISE, index ITSE, index TVu, overshoot (M_p), setting time (t_s).

1. INTRODUCCIÓN

En la industria, es común encontrarse con procesos continuos, en donde la transformación de materias primas se realiza de manera constante por lo que se vuelve necesario el manejo de variables como temperatura, presión, nivel, flujo, entre otras, que son variables del tipo analógicas y son de gran importancia para medir, manipular o controlar el flujo de material [1].

El control de este tipo de procesos continuos requiere obligar al sistema a seguir un comportamiento en su respuesta y mantenerlo alrededor de un punto de control a pesar de cambios de referencias o la presencia de perturbaciones. Los controladores más populares en la industria son los esquemas PID (Acción Proporcional, Integral y Derivativa) el cual presenta ventajas de facilidad de diseño, versatilidad y un desempeño usualmente adecuado en procesos lineales. Sin embargo, sistemas como los procesos químicos que evidencian comportamientos dinámicos no lineales, presentan una frecuente degradación del desempeño en la respuesta a pesar de la correcta sintonización del controlador [2].

Los sistemas de control con reset fueron uno de los primeros intentos de superar las limitaciones de los sistemas de control lineal e invariante en el tiempo (LTI). Su desarrollo se inició hace sesenta años con el trabajo de Clegg (1958), que introdujo un integrador no lineal basado en una acción de reset [3]. Por lo general, se utiliza un sistema de control base para poder diseñar de forma adecuada un controlador con acción de reset. Un enfoque común es diseñar el sistema base para que sea estable y cumpla con algunas especificaciones de rendimiento, y luego se incluya el reset sobre algunos estados compensadores para mejorar el rendimiento y la robustez del sistema inicial. Sin embargo, la acción de reset puede desestabilizar un sistema de control base. Es decir, el control con acción de reset puede usarse para superar las limitaciones fundamentales de los sistemas de control LTI, pero puede funcionar peor que su sistema base si se usa a ciegas [4].

Los sistemas de control basados en una lógica difusa (Fuzzy Control Systems) pertenecen al grupo de los basados en técnicas de inteligencia artificial y se ha convertido, junto con las redes neuronales, en una alternativa atractiva en aplicaciones de control de procesos [5]. Estos sistemas se basan en el diseño de un controlador que realice una interpretación intuitiva (no numéricamente exacta) del estado de ciertas variables, y con esto se deduzca en forma lógica una actuación posible que permita llevar a la variable al estado deseado [6]. Sin embargo, a diferencia de un control PID o un control con acción de reset este tipo de control introduce ciertos problemas de índole práctica debido a que no maneja las ganancias que se utilizan usualmente en los controladores mencionados, por esto, es posible que se llegue a obtener resultados no deseados que obliguen a una revisión completa del diseño [7].

Por lo anteriormente mencionado, el objetivo de este trabajo de titulación es diseñar y simular esquemas de control PID lineales (Clásicos) y PID no lineales a los que se les pueda añadir una acción de reset para mejorar el rendimiento de los mismos, un esquema basado en lógica de control difuso; y una vez que se logre un rendimiento adecuado (Respuesta rápida con el menor sobre-pico posible y buen rechazo de perturbaciones) aplicar lógica de control difuso a un esquema de control PID no lineal con acción de reset de manera que se pueda obtener los beneficios del control con reset y el control basado en lógica difusa en el mismo esquema. Estos controladores se aplicarán a dos procesos químicos no lineales: un reactor CSTR con reacción Van der Vusse con respuesta inversa [8] y un tanque de mezclado con retardo variable [5].

Utilizando los índices de desempeño, ISE (Error cuadrático integral) para evaluar el desempeño de los esquemas de control diseñados en la parte transitoria como en la parte permanente de la respuesta del sistema y TVu (Variación total del esfuerzo de control) para evaluar la suavidad de las señales de control, se verificará el rendimiento y robustez de los esquemas de control propuestos, además de comparar los resultados ante perturbaciones y cambios de referencia tipo paso.

1.1 OBJETIVOS

El objetivo general de este Proyecto Técnico es:

Diseñar y simular esquemas PID lineales y no lineales con acción de reset aplicando lógica de control difuso a dos procesos químicos no lineales.

Los objetivos específicos del Proyecto Técnico son:

- Realizar una recopilación bibliográfica de la teoría para implementación de esquemas de control PID lineales y no lineales con acción de reset y basados en lógica difusa y estudiar los modelos de orden reducido con tiempo muerto para plantas químicas no lineales, y el rendimiento que presentan diferentes esquemas de control ante perturbaciones y cambios de referencia tipo paso, de al menos 10%.
- Diseñar esquemas de control basados en PID lineales y no lineales, con acción de reset, basados en lógica de control difuso y un esquema PID no lineal con acción de reset y aplicando lógica difusa.
- Comparar esquemas de control basados en PID lineales y no lineales, con acción de reset, basados en lógica de control difuso y un esquema PID no lineal con acción de reset y aplicando lógica difusa, tomando como referencia los índices de desempeño ISE y TVu.
- Desarrollar una interfaz gráfica a través de la herramienta GUI en Matlab para simular un tanque de mezclado y un reactor CSTR con reacción Van der Vusse [8] a través de los resultados que se obtengan del desempeño de los diferentes esquemas de control.
- Verificar el desempeño de esquemas de control PID lineales y no lineales, con acción de reset, basados en lógica de control difuso y un esquema PID no lineal con acción de reset y aplicando lógica difusa, a través de los índices de desempeño ISE, TVu, así como también M_p y T_s , ante perturbaciones y cambios de referencia tipo paso, de al menos 10%.

1.2 ALCANCE

- Se estudiará y analizará dos procesos químicos no lineales: un tanque de mezclado con retardo variable y un reactor CSTR con reacción Van der Vusse para posterior aproximación a un modelo de orden reducido con tiempo muerto.
- Se estudiará esquemas PID lineales y no lineales con acción de reset para determinar las ventajas y desventajas que estos esquemas de control presentan en un tanque de mezclado con retardo variable y un reactor CSTR con reacción Van der Vusse.
- Se analizará la teoría de control basado en lógica difusa para conocer las ventajas y desventajas que ofrece estos esquemas a procesos químicos no lineales.
- Análisis de esquemas de control basados en lógica difusa para emular el comportamiento de PID lineales y no lineales con acción de reset a una técnica de control basado en lógica difusa.
- Se diseñará esquemas de control PID lineales y no lineales, con acción de reset, basados en lógica difusa y no lineales con acción de reset basado en lógica difusa a partir de los modelos de orden reducido, para mejorar el rendimiento de PIDs lineales y no lineales con o sin acción de reset cuando se presentan perturbaciones y cambios de referencia tipo paso, de al menos 10% en el proceso.
- Se simularán los esquemas de control mencionados a través de la herramienta Simulink del software computacional Matlab para realizar la comparación del rendimiento de cada uno de los controladores ante perturbaciones o cambios de referencia tipo paso, de al menos 10%.
- Los resultados del trabajo de titulación serán parte de una interfaz gráfica, la misma que será desarrollada en el software computación Matlab, se podrá observar detalladamente la respuesta de las variables a controlar de los procesos químicos, las señales de control, así como los índices de desempeño que permitirán determinar el rendimiento de los esquemas implementados.
- Se simulará los esquemas de control mencionados a través de la herramienta Simulink del software computacional Matlab para realizar la comparación del rendimiento de cada uno de los controladores ante perturbaciones o cambios de referencia tipo paso, de al menos 10%. Se presentarán los resultados a través de una interfaz gráfica donde se considerará la respuesta de las variables a controlar en los procesos químicos, las señales de control y los índices de desempeño ISE y TVu.
- Se considerará índices de desempeño ISE, TVu, así como también M_p y T_s , con la finalidad de obtener un rendimiento adecuado y las acciones de control no corrompan el correcto funcionamiento de los actuadores.

1.3 MARCO TEÓRICO

1.3.1. SISTEMAS DE CONTROL

Tanto en la vida cotidiana como en la industria es muy común trabajar con sistemas de control que regulan magnitudes de temperatura, presión, nivel, flujo, entre otras [1]. En la vida cotidiana permiten mejorar la calidad de vida de las personas mientras que en la industria estos sistemas permiten ganar en relación cantidad y calidad de los productos producidos, permiten una reducción de costos e inclusive la posibilidad de producir artículos que por otros medios no se lograrían conseguir. Es por esto que en la actualidad es posible afirmar que todo debe ser controlado con la finalidad de optimizar y mejorar el desempeño de los procesos.

Un sistema de control es un conjunto de elementos que funcionan de forma concatenada para proporcionar una respuesta deseada a un determinado proceso [9]. Los sistemas de control presentan tres componentes: los objetivos de control que se pueden describir como entradas o señales entrantes, elementos de control y los resultados o salidas [10].



Figura 1.1. Componentes de un sistema de control.

Para comprender el funcionamiento de un sistema de control, es posible realizar una comparación de este con un tirador de ballesta. El tirador mira al blanco, apunta y realiza un disparo, si la flecha no da en el objetivo, sino que resulta en un punto más bajo, el tirador deberá levantar la ballesta para dar en el blanco. Si el disparo resulta dar en un punto más alto, el tirador deberá bajar la ballesta para dar en el blanco; y así sucesivamente, hasta que el tirador logre su objetivo. El tirador cumple con la función de sistema de control pues es quien da la orden de elevar o bajar la ballesta, el objetivo es el blanco, y el resultado está dado por dónde la flecha es lanzada, es posible decir también que el brazo del tirador hace la función de elemento actuador.

1.3.1.1. Tipos de sistemas de control

Los tipos de sistemas de control que existen se pueden clasificar según lo siguiente:

- Sistema de control a lazo abierto: en este tipo de sistema la salida no se ve afectada por la señal de entrada, es decir, no se da ningún tipo de comparación entre las dos señales [9].

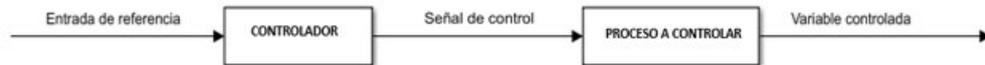


Figura 1.2. sistema de control en lazo abierto.

- Sistema de control a lazo cerrado (Control realimentado): en este tipo de sistema la señal de entrada al controlador viene dada por la señal de error de desempeño, la cual está representada por la diferencia entre la señal de entrada y la señal de salida [9].

Los principios de un sistema de control con realimentación tienen efecto en características de desempeño del sistema como estabilidad, ancho de banda, ganancia global, perturbaciones y sensibilidad [10].

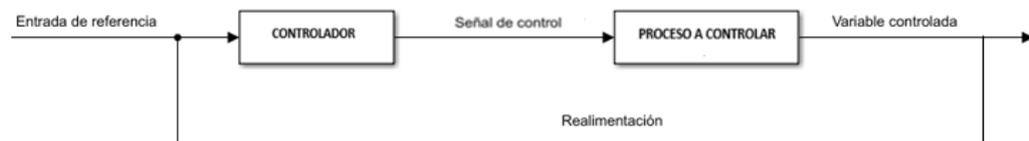


Figura 1.3. Sistema de control en lazo cerrado.

1.3.1.2. Sistemas de control lineales y no lineales

Los sistemas de control pueden ser clasificados de acuerdo a los métodos de análisis y diseño en sistemas lineales y no lineales [10].

Sistemas de control lineales

Estrictamente hablando, los sistemas lineales no existen en la práctica, ya que todos los sistemas físicos son no lineales en algún grado. Cuando las magnitudes de las señales en un sistema de control están limitadas en intervalos en los cuales los componentes del sistema exhiben una característica lineal (Es decir que se cumple el principio de superposición), el sistema es esencialmente lineal [10].

El principio de superposición indica que para un sistema que presente una salida y_k ($k=1, 2, \dots, n$) ante una entrada x_k , la respuesta a una entrada representada por una combinación lineal de las entradas x_k es una salida representada también por una combinación lineal de y_k .

Sistemas de control no lineales

Cuando un sistema empieza a operar en un rango que se aleja del intervalo de porción lineal, el sistema no puede seguir considerándose lineal ya que en dicho intervalo el principio de superposición no se cumple, considerar al sistema como lineal puede traer consecuencias en el rendimiento del sistema e incluso en su estabilidad.

Los sistemas de control no lineales pueden describirse a partir de ecuaciones diferenciales no lineales que se pueden representar mediante la Ecuación 1.1 [11].

$$\frac{dv}{dt} = F(t, u, v) \quad (1.1)$$

F y v representan funciones vectoriales no lineales de orden $n \times 1$, donde:

u : Variable de entrada

t : Tiempo en el cual evoluciona la dinámica del sistema no lineal representado.

El orden del sistema se representa en n y corresponde al grado de la derivada más alta de la variable de salida de sus ecuaciones diferenciales [12].

La ley de control por la cual se rige el sistema, de forma general, se describe en la ecuación 1.2:

$$u = G(t, v) \quad (1.2)$$

Los sistemas pueden presentar no-linealidades de carácter inherente (que se presentan de forma natural con el hardware o el movimiento del sistema) o de carácter intencional (que se presentan de forma artificial introducidas por el diseñador). Por sus propiedades matemáticas también pueden ser clasificadas como continuas y discontinuas, debido a que las no-linealidades discontinuas no permiten una aproximación lineal a sistemas del mundo real se les suele dar el nombre de no-linealidades duras [11].

El estudio de estrategias de control no lineal ha sido de gran interés en los últimos años, y ha representado grandes ventajas en el control de procesos como la mejora del rendimiento de los sistemas de control lineal, avances en el análisis de no-linealidades

duras, permitir lidiar con incertidumbres del modelo siempre enfocado en obtener simplicidad de diseño.

1.3.2. APROXIMACIÓN DE SISTEMAS A MODELOS DE ORDEN REDUCIDO

El análisis y diseño de diferentes sistemas de control se realizan en base a la representación matemática de los componentes del sistema y del sistema como tal, es decir, de su modelado matemático.

En procesos industriales y sistemas de ingeniería es muy común trabajar con modelos matemáticos complejos que requieren de métodos numéricos con ecuaciones extensas y amplio nivel de procesamiento. Realizar el control de estos procesos y sistemas utilizando los modelos matemáticos exactos, que representen adecuadamente las plantas, implica una complejidad matemática considerable en el diseño de los controladores, lo cual no se justifica a menos que se requiera de un control muy fino en un amplio rango de operaciones.

Trabajar con funciones de transferencia de alto orden requiere de un gran trabajo. Las funciones de transferencia de alto orden pueden aproximarse a funciones de transferencia de un orden reducido. El modelo más comúnmente utilizado para describir la dinámica de un proceso industrial es el modelo de primer orden con retardo de tiempo (First Order Plus Dead Time, FOPDT) [13].

Los retrasos que existen en el transporte, mediciones, tiempos de análisis, retrasos en cálculos y comunicaciones introducen retardos de tiempo en los sistemas de control. El retardo de tiempo es utilizado para compensar la reducción del modelo cuando el sistema de orden superior está representado por un modelo de orden inferior con retardo [13].

Existen varias técnicas de identificación experimental para obtener el modelo de orden reducido entre los que se encuentran: métodos basados en la curva de reacción del proceso (respuesta al escalón), métodos de oscilación sostenida, de realimentación con relé y de control P. Los métodos que se basan en la curva de reacción del proceso son métodos de lazo abierto, mientras que los demás métodos son de lazo cerrado [14].

El procedimiento que se utiliza para la curva de reacción se describe a continuación: obtener la respuesta del sistema en lazo abierto hasta que este se estabilice.

Posteriormente, se aplica un escalón (De allí el nombre de respuesta al escalón) de amplitud Δu a la entrada de la variable manipulada, de la misma manera que en el inicio, se registrará la salida del sistema hasta una nueva estabilización, es decir, hasta que la variable controlada $x(t)$ se estabilice. Un ejemplo de la curva de reacción se presenta en la figura 1.4.

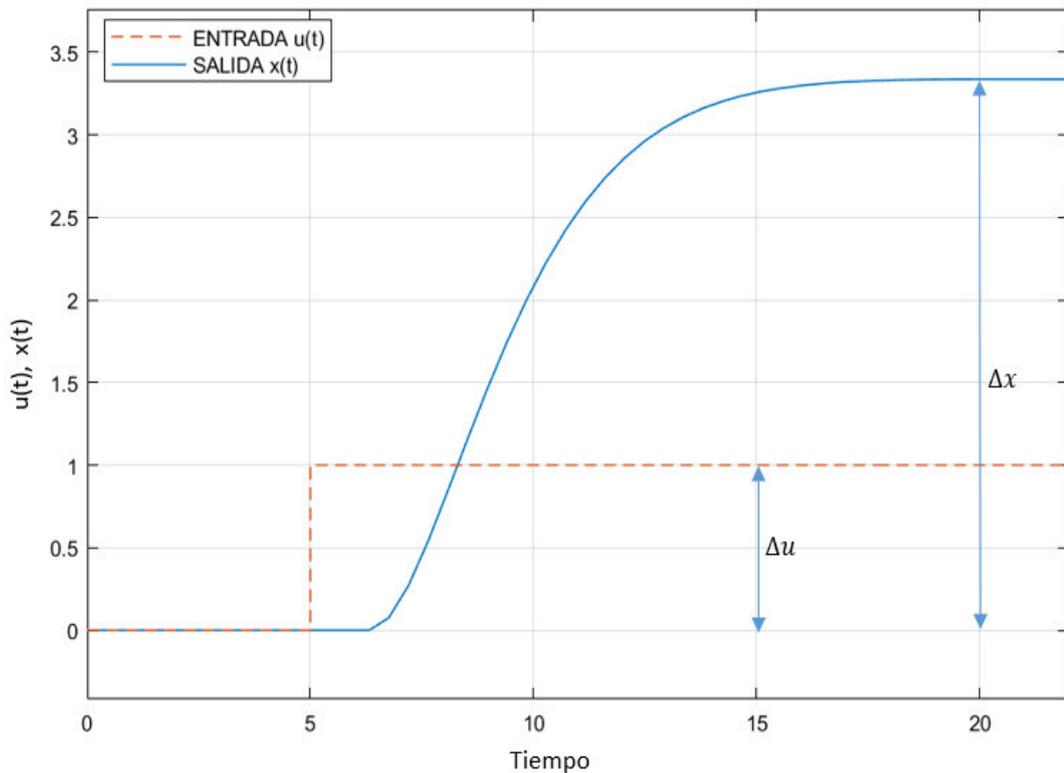


Figura 1.4. Curva de reacción para obtener el modelo reducido de un proceso [14]

Los modelos de orden reducido que permiten representar de manera adecuada a los sistemas dinámicos son los de primer orden más tiempo muerto cuyo modelo se presenta en la ecuación 1.3, y segundo orden más tiempo muerto cuyos modelos se presentan en las ecuaciones 1.4 y 1.5:

Primer orden más tiempo muerto:

$$G_p(s) = \frac{k_p e^{-t_m s}}{\tau s + 1} \quad (1.3)$$

Segundo orden sobreamortiguado más tiempo muerto

$$G_p(s) = \frac{k_p e^{-t_m s}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} \quad (1.4)$$

Segundo orden subamortiguado más tiempo muerto

$$G_p(s) = \frac{\omega_n^2 k_p e^{-t_m s}}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{k_p e^{-t_m s}}{\tau^2 s^2 + 2\zeta\tau s + 1} \quad (1.5)$$

Como se mencionó anteriormente el modelo más comúnmente utilizado para describir la dinámica de un proceso industrial es el modelo de primer orden con retardo de tiempo (First Order Plus Dead Time, FOPDT) y es el modelo que se utilizará para este trabajo de titulación con el fin de trabajar con un número de parámetros reducido y tener simplicidad de diseño.

Los parámetros que destacan en este modelo son: la ganancia k_p , constante de tiempo τ y tiempo muerto t_m [14].

Se restringirá entonces los métodos de identificación a aquellos que permitan identificar un modelo de primer orden más tiempo muerto, y en particular a los siguientes:

1.3.2.1. Método de la tangente de Ziegler y Nichols

Este procedimiento requiere que se trace una recta tangente en la salida del proceso, esta recta se deberá trazar en su punto de inflexión o de máxima pendiente como se muestra en la figura 1.5.

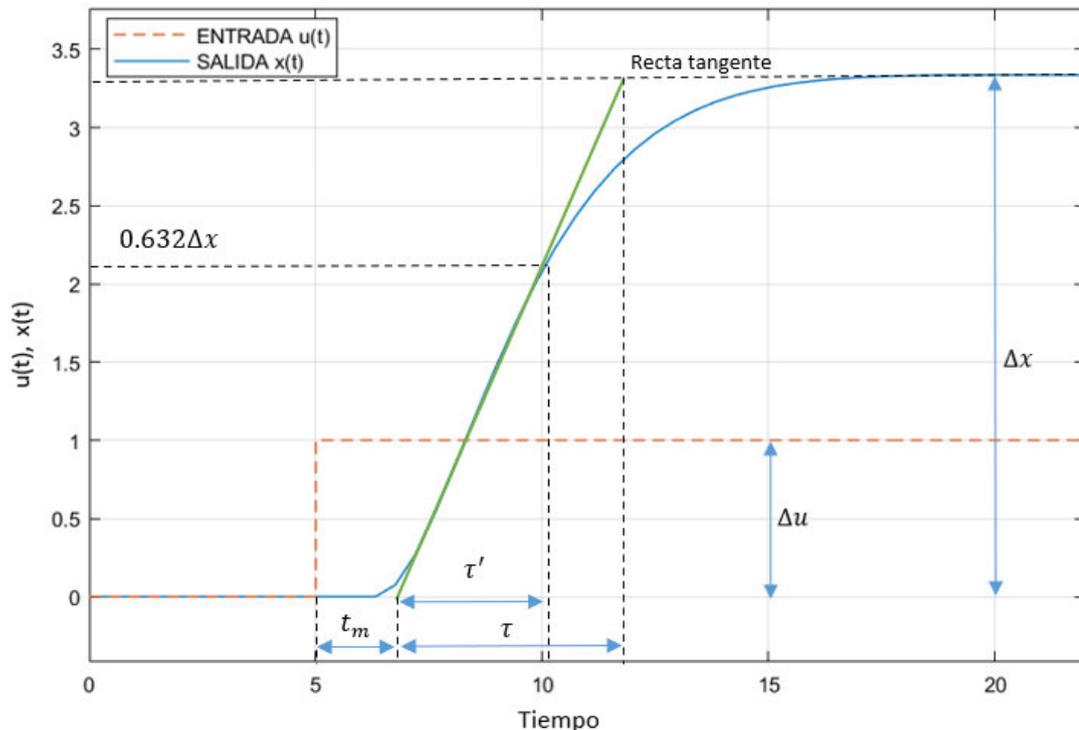


Figura 1.5. Curva de reacción para método de la tangente de Ziegler y Nichols [14].

La ganancia se calculará como la relación entre el cambio total en la salida del sistema y el cambio total en la entrada del mismo, como se muestra en la ecuación 1.6:

$$k_p = \frac{\Delta x}{\Delta u} \quad (1.5)$$

El tiempo transcurrido entre la aplicación del escalón de entrada y el punto en que la recta corta al eje del tiempo es el valor que se le asignará al tiempo muerto t_m , mientras que la constante de tiempo τ vendrá dada por el tiempo entre este instante y el tiempo en que la tangente corta con el valor final de la salida $x(t)$ [14].

1.3.2.2. Método de dos puntos de Smith

Para este método se requiere los instantes en los que el tiempo alcanza el 28.3% (t_{28}) y el 63.2% (t_{63}) del valor final, estos valores corresponden a las ecuaciones 1.6 y 1.7 que se muestran a continuación:

$$t_{28} = t_m + \frac{\tau}{3} \quad (1.6)$$

$$t_{63} = t_m + \tau \quad (1.7)$$

Siendo este un sistema de ecuaciones que al ser resuelto permiten obtener los valores de τ y t_m de acuerdo a las ecuaciones 1.8 y 1.9:

$$\tau = 1.5(t_{63} - t_{28}) \quad (1.8)$$

$$t_m = t_{63} - \tau \quad (1.9)$$

Este método se representa en la figura 1.6:

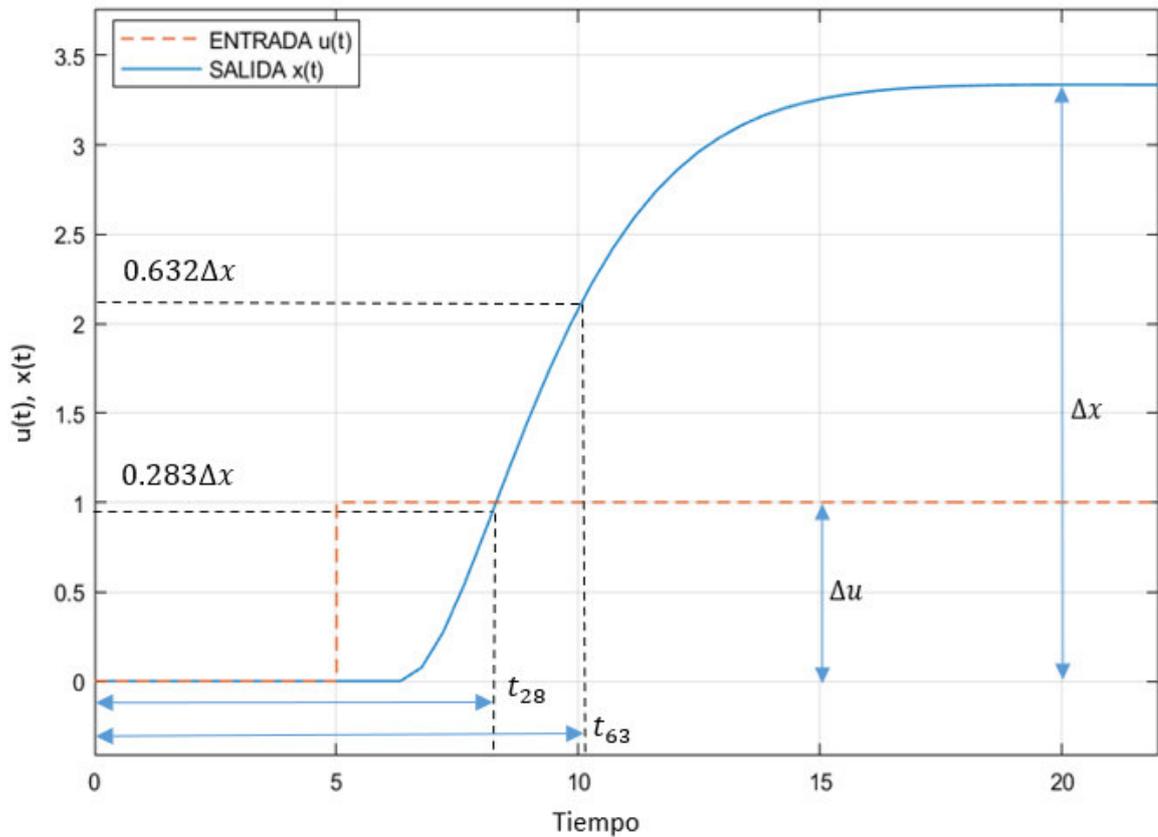


Figura 1.6. Curva de reacción para método de dos puntos de Smith [14]

En este proceso el cálculo de la constante k_p se realiza de la misma forma que con el método de la recta tangente de Ziegler y Nichols [14].

1.3.3. PROCESOS QUÍMICOS

Un proceso es un conjunto de procedimientos que se encargan de transformar insumos y materia prima (de manera económicamente rentable y amigable con el medio ambiente) en productos terminados, esta definición se ilustra en la figura 1.7.

En un proceso químico ingresan insumos (Agua, vapor, energía), materia prima y materiales secundarios para tener como resultado productos principales, secundarios, de desecho; energía desperdiciada, recuperada y materia prima o materiales secundarios sin reaccionar [15].

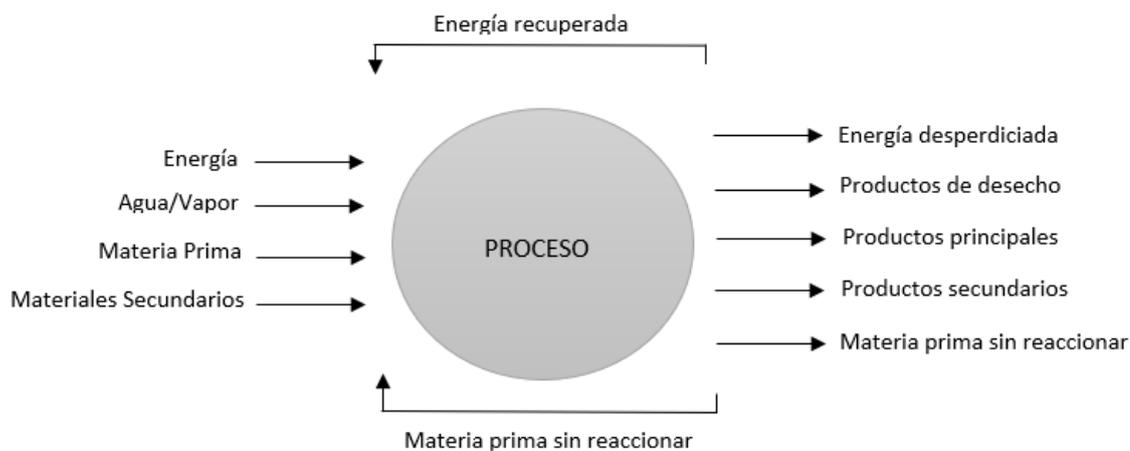


Figura 1.7. Proceso químico

1.3.3.1. Control de procesos químicos

Como se mencionó con anterioridad, el objetivo del proceso químico, dicho de forma simple, es transformar materia prima en productos terminados. En este proceso de transformación es imperativo que las variables que se van a manejar tanto al inicio del proceso como las que resultan del mismo, sean monitoreadas de manera efectiva, es decir, que se controlen de manera eficiente para que el proceso químico se efectúe satisfactoriamente.

Es posible considerar que el control de un proceso químico se realice mediante una serie de pasos, o tareas principales mediante las cuales se asegura que el resultado en la salida del proceso sea el deseado. Las tareas se describen a continuación:

1. Medición y seguimiento de las variables de salida del proceso
2. Toma de decisión frente a acciones correctivas que el controlador deba ejecutar para llevar al proceso de un estado actual a un estado deseado.
3. Ejecución de las acciones necesarias para que las decisiones tomadas sean aplicadas en el control del proceso.

1.3.3.2. Procesos de prueba

Los procesos de prueba en los que se basará este trabajo de titulación son dos: un tanque de mezclado con retardo variable y un reactor CSTR con reacción Van der Vusse. En esta sección se analizará una descripción general de los modelos, en el capítulo dos del presente trabajo de titulación se analizará con mayor énfasis características relevantes de los procesos en función del modelado matemático de los mismos.

1.3.3.2.1. Tanque de mezclado con retardo variable

Un tanque de mezclado se puede definir como un depósito industrial utilizado para la mezcla de dos o más sustancias, dando como resultado mezclas homogéneas o heterogéneas. El modelo del tanque variable presenta variaciones en el tiempo muerto o un retardo variable, inducido en la medición de temperatura que se realiza en el mismo. Es muy común encontrar tanques de mezclado con retardo variable en la industria, aunque en procesos químicos se refieren a este como reactor, cuando debido a los componentes usados en el tanque se produce una reacción química. Es posible encontrarse con este proceso en diferentes aplicaciones dentro de la industria y son óptimos para la mezcla de distintos fluidos.

El contenido del tanque y la tubería que se utiliza en el mismo, deben estar bien aislados [8]. Esta es una de las condiciones de diseño que se utiliza cuando se trabaja con este tipo de procesos. El tanque enviará y recibirá fluidos a través de las tuberías asociadas a él y lo que se busca es evitar pérdidas de calor, tanto en el tanque como en las tuberías. El material utilizado en la fabricación del tanque para este propósito es acero inoxidable, aunque este material puede variar dependiendo de las condiciones ambientales o del propósito del proceso.

El tanque de mezclado poseerá toda la instrumentación necesaria para el monitoreo de sus variables como nivel, temperatura, determinar flujos de ingreso, entre otros, para realizar un seguimiento en tiempo real de la evolución de todas sus variables [16].

De acuerdo al proceso descrito en [8]: otras consideraciones que se tienen son que el contenido del tanque debe estar bien mezclado y que el volumen dentro del tanque se considere constante. El tanque de mezclado trabajará con dos fluidos. El primer fluido será agua caliente y el segundo agua fría, el propósito del proceso será la mezcla de los fluidos para conseguir un producto a una temperatura de referencia definida para el proceso.

El flujo del agua fría será variable, podrá aumentar y disminuir, sin embargo el flujo de agua caliente se considera constante. Sin embargo, si se presentan variaciones en éste, es decir, perturbaciones que se generen en el sistema, estas deben ser compensadas por el sistema de control asegurando que la temperatura de la mezcla se mantenga en el valor de referencia en todo momento del proceso.

1.3.3.2.2. Reactor CSTR con reacción Van der Vusse

Uno de los reactores más usados en la industria química, es el reactor CSTR con reacción Van der Vusse, Las ventajas que se derivan de la uniformidad de presión,

composición y temperatura lo convierten en una opción muy llamativa en el control de procesos no lineales. Una gran ventaja que presentan es la posibilidad de operación en condiciones isotérmicas, a pesar de que el calor de reacción del proceso sea elevado. Esta característica es aprovechada cuando se desea que el reactor opere en intervalos pequeños de temperatura para reducir las reacciones secundarias que podrían degradar al producto o para evitar velocidades desfavorables [17].

Los reactores de tanque con agitación continua son contenedores de gran volumen, por lo que poseen tiempo de residencia largo, esto junto a la ventaja de operación en condiciones isotérmicas permiten que el reactor opere con un tiempo de reacción elevado, pero a una temperatura óptima. El modo de trabajo del reactor es continuo, esto significa que no existe ningún tipo de interrupción entre carga y carga al introducir un fluido de alimentación. Su comportamiento de agitación continua, permite tener la ventaja de que exista un control directo sobre la temperatura y el pH de la reacción [18].

Debido a que el reactor CSTR es un proceso continuo, siempre existe entrada de reactante y salida de producto del sistema, por lo que el volumen en el contenedor varía de acuerdo al nivel de la mezcla.

Una consideración que se debe tener es que la reacción es exotérmica, irreversible y de primer orden, del tipo $A \rightarrow B$, donde A es el reactante y B es el producto. Además, no se modela el retardo, es decir, el tiempo muerto.

También es importante mencionar que el reactante y el producto se encuentran en fase líquida. La densidad y capacidad calórica de la mezcla permanecen constantes, así como otras propiedades termodinámicas del reactante y del producto [17].

En el reactor existe transferencia de calor, sin embargo, la transferencia de calor que existe del contenedor de reacción hacia la chaqueta se considerará ideal, esto quiere decir que las pérdidas de calor de la chaqueta al entorno son despreciables [8].

Finalmente, se considera que el volumen de la mezcla varía proporcionalmente con el nivel de la misma, y el volumen de la chaqueta es constante durante la fase de enfriamiento [17]. Los reactores CSTR tipo tanque de agitación continua son utilizados comúnmente en sistemas de fase líquida con presiones bajas o medias, y se consideran con frecuencia para la producción de hidrógeno [18].

1.3.4. FUNDAMENTOS DEL CONTROL CON ACCIÓN DE RESET

La idea de control con acción de reset no es reciente, fue propuesta en 1958 por J. C. Clegg y fue refundada en la década de los 70 por I. Horowitz quien se encargó

de resaltar la competencia de los sistemas de control con acción de reset para superar las limitaciones fundamentales que presentan los sistemas lineales con retardos o con polos o ceros en el semiplano derecho [4].

Clegg propuso la inclusión del integrador reseteado a los sistemas de control, este integrador fue denominado integrador de Clegg (CI). El CI es un integrador que tiene por objeto reiniciar su estado a cero cada vez que la entrada del sistema cruce por cero.

Es posible definir el control con acción de reset como un esquema que consta de un controlador lineal a que se le ha incorporado un mecanismo de reseteo o reinicio a cero del estado. La puesta a cero del estado del controlador (o de alguna de sus coordenadas) se aplica sólo cuando se cumple cierta condición. La condición que activa o dispara el reseteo es normalmente el cruce por cero del error de seguimiento [3].

Es posible afirmar que el integrador de Clegg (CI) es fundamental en un sistema de control con acción de reset y en todo el desarrollo posterior sobre control con acción de reset. En la figura 1.8 se presenta una comparación de un integrador lineal vs un integrador de Clegg.

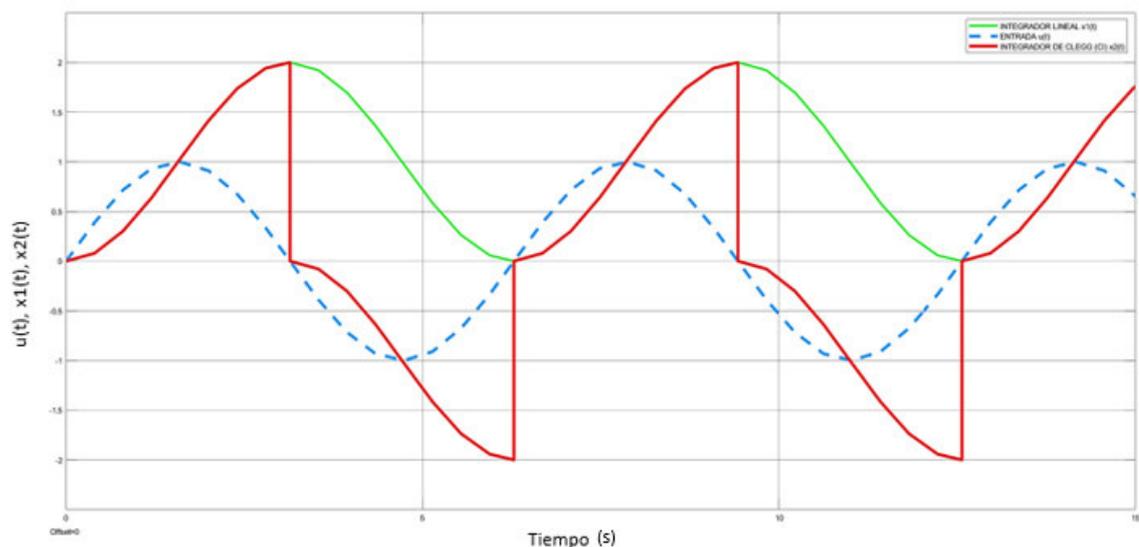


Figura 1.8. Integrador de Clegg vs. Integrador lineal

Como se puede observar en la figura 1.8, ante una entrada sinusoidal el integrador de Clegg (CI) reinicia su estado en los cruces por cero de la entrada mientras que el integrador lineal integra por separado los ciclos positivos y negativos.

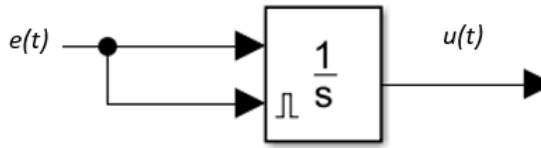


Figura 1.9. Integrador de Clegg (CI)

La figura 1.9 representa el integrador de Clegg (CI), a través de la herramienta Simulink de MATLAB, para poder obtener el bloque que se presenta en la figura es necesario habilitar una entrada de reset externo en el bloque de integrador lineal que ofrece la herramienta. La dinámica del CI se presenta a continuación:

$$\dot{u}(t) = e(t) \quad \text{si } e(t) \neq 0 \quad (1.10)$$

$$u(t^+) = 0 \quad \text{si } e(t) = 0 \quad (1.11)$$

La ecuación 1.10 representa el modo continuo, es decir, la acción integral, mientras que la segunda ecuación representa el modo discreto o de reseteo. En la segunda ecuación cuando $e(t) = 0$ se producirá la acción de reset, y provocará un reinicio a cero $u(t^+) = 0$ y la consiguiente discontinuidad de salto, $u(t^+) \neq u(t^-)$ [3].

El integrador de Clegg (CI) también puede ser representado como un integrador con una flecha a través de su estado, lo que indica la acción de reset, esto se puede observar con claridad en la figura 1.10

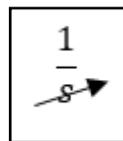


Figura 1.10. Integrador de Clegg (CI)

1.3.4.1. Elemento reseteado de primer orden (FORE)

En 1974, Krishnan y Horowitz proponen un primer trabajo, un estudio detallado de las propiedades del integrador de Clegg (CI) y su utilidad en la teoría de control; más tarde, en un segundo trabajo (Krishnan y Horowitz, 1975) se propone una generalización, el elemento reseteado de primer orden (FORE) [3] que se representa en la figura 1.11.

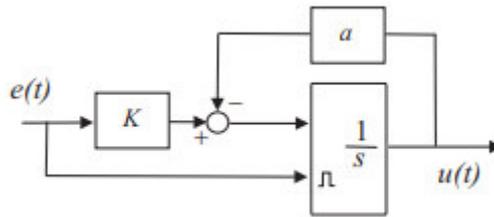


Figura 1.11. Elemento reseteado de primer orden (FORE) [3]

El FORE contiene al CI como caso particular, para cuando $K = 1$ y $a = 0$.

La dinámica del FORE se presenta a continuación:

$$\dot{u}(t) = Ke(t) - au(t) \quad \text{si } e(t) \neq 0 \quad (1.12)$$

$$u(t^+) = 0 \quad \text{si } e(t) = 0 \quad (1.13)$$

La función de transferencia, en el modo continuo, del FORE se conoce como *sistema base lineal* [3] y se presenta en la ecuación 1.14.

$$C(s) = \frac{K}{s+a} \quad (1.14)$$

Una estructura comúnmente utilizada para un sistema de control con acción de reset, se presenta en la figura 1.12. En esta estructura se tiene un bloque de reseteo que viene dado por el sistema base lineal, es decir, el FORE; y un sistema lineal $P(s)$.

Los beneficios que ofrece un sistema de control con acción de reset frente a un sistema de control lineal, se pueden observar realizando una comparación del comportamiento de ambos sistemas con un sistema base puramente lineal ante una entrada de tipo paso. Considerando los mismos parámetros que en [3], se tendrá $P(s) = (s + 1)/(s(s + 0.2))$ para la planta y con un FORE de base lineal $C(s) = 1/(s + 1)$ con $K = a = 1$.



Figura 1.12. Lazo con sistema lineal $P(s)$ y bloque reseteado de base $C(s)$ [3]

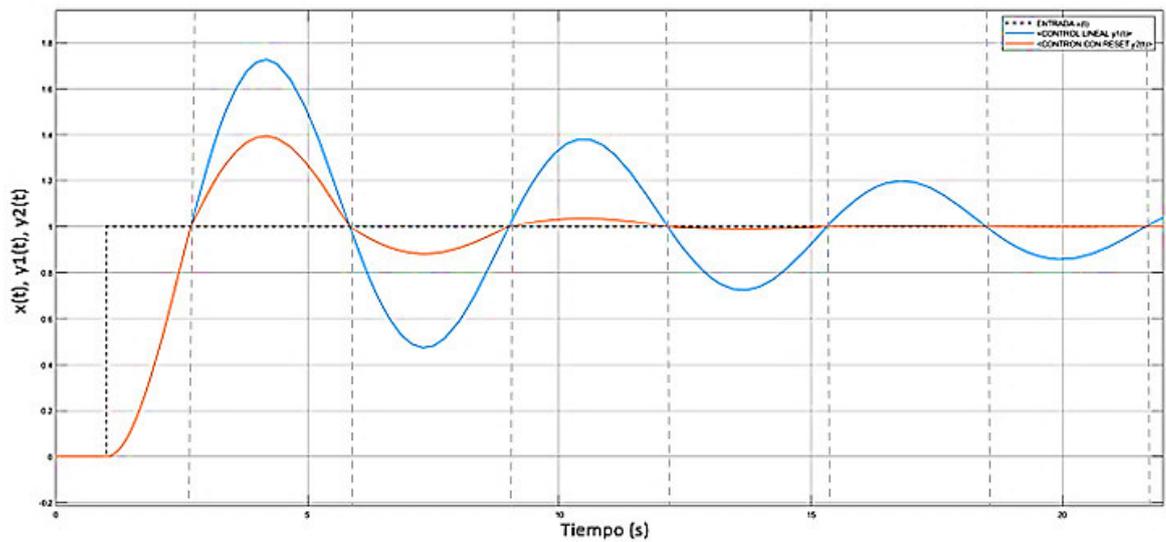


Figura 1.13. Comparación de un sistema de control lineal vs. Un sistema de control con acción de reset (FORE)

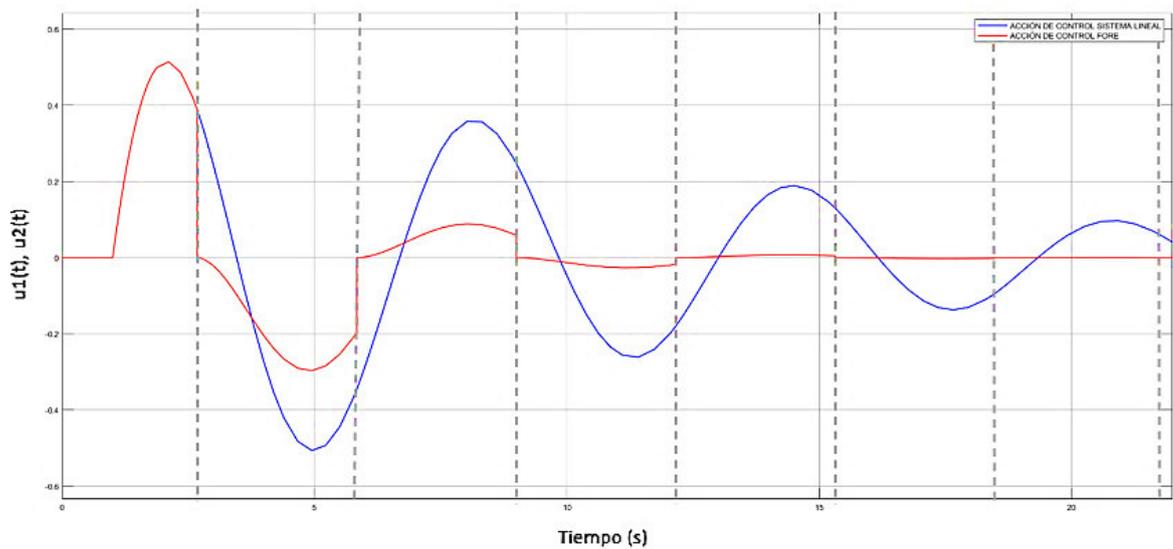


Figura 1.14. Acciones de control del sistema lineal vs. Sistema de control con acción con reset (FORE)

En la figura 1.13 se puede apreciar el efecto final que se tiene en un control con reset (FORE) en comparación con un control lineal, en el control con acción de reset se mantiene la rapidez de respuesta, sin embargo, se reduce la sobreoscilación y se mejora las características de tiempos de establecimiento. Para el sistema lineal, la respuesta tiene un tiempo de subida rápido (Aproximadamente 1 segundo), pero con gran sobreoscilación ($M_p \approx 70\%$). En el sistema con acción de reset (FORE) se puede obtener una sobreoscilación menor ($M_p \approx 40\%$), claramente un mejor tiempo de

establecimiento y con un tiempo de subida similar al que se obtuvo con el sistema lineal, es decir, se logró beneficios en sobreoscilación y tiempos de establecimiento sin sacrificar rapidez.

En la figura 1.14. se pueden observar las señales de control tanto del sistema de control lineal como del sistema de control con acción de reset (FORE). Para el sistema de control lineal cuando el error del sistema es cero, la salida del controlador lineal se encuentra sobre el eje positivo y, por lo tanto, generará la sobreoscilación que se observa en la figura 1.13. debido a la “inercia” causada por el término integrador del sistema. Por otra parte, cuando se produzca el cruce por cero, el controlador con acción de reset (FORE) restablecerá la salida de su controlador a 0, eliminando la “inercia” que se presentaba en el sistema lineal y reduciendo la sobreoscilación del sistema. El proceso de restablecimiento de la salida del controlador se producirá cada vez que el error del sistema cruce por cero lo que se traducirá en un menor tiempo de establecimiento de la salida del sistema, obteniéndose así las ventajas de menor sobreoscilación, menores tiempos de establecimiento y manteniendo la rapidez del sistema lineal.

1.3.5. FUNDAMENTOS DEL CONTROL CON ACCIÓN DE RESET PI+CI

En esta sección se hablará de una nueva estrategia para el control con acción con reset, se detallará los inconvenientes que el control con un elemento reseteado de primer orden (FORE) puede producir en el control de procesos químicos y cuál es la solución más efectiva para prevenir un control poco eficiente.

1.3.5.1. Ciclos límites en el control con acción de reset

Cuando la precisión de la actuación es menor que la precisión de la medida, de tal forma que resulte imposible llegar a un valor de régimen permanente en la salida que anule el error, se produce un fenómeno denominado ciclo límite, un efecto de oscilación indeseada que aparece a la salida de controladores a pesar de que estos puedan denominarse “estables” [19]. En otras palabras, cuando en un proceso químico, o cualquier tipo de proceso se necesita de la acción del integrador para conducir la planta a una salida deseada debido a un error de estado estacionario se producirán ciclos límites.

Entonces surge una pregunta: ¿La presencia de ciclos límites afecta al control con acción de reset con un elemento reseteado de primer orden (FORE)?, y la respuesta es sí. Un integrador lineal almacenará energía en su estado para poder mantener un error de estado estable cero y anulará el error, mientras que el integrador de Clegg

(CI) utilizado en el FORE no tendrá el mismo efecto, sino más bien reseteará el estado a cero y la energía almacenada “desaparecerá”. En pocas palabras, un control con acción de reset FORE puede producir ciclos límites.

Para ilustrar de mejor manera se presentará un ejemplo en donde el CI se ve superado por una técnica de control lineal. Utilizando los mismos valores que en [20] se considerará una planta de primer orden dada por: $P(s) = 1/(s + 0.5)$, a través de un controlador PI se intenta que la salida del sistema siga la referencia deseada, el controlador tiene la forma: $C(s) = (s + 1)/s$. Adicionalmente, se crea un controlador con acción de reset, con la misma estructura que presenta el controlador lineal, pero que incluye un CI. Los resultados tanto en la salida de la planta para cada controlador, como en las acciones de control de los controladores utilizados se presentan en las figuras 1.15. y 1.16.

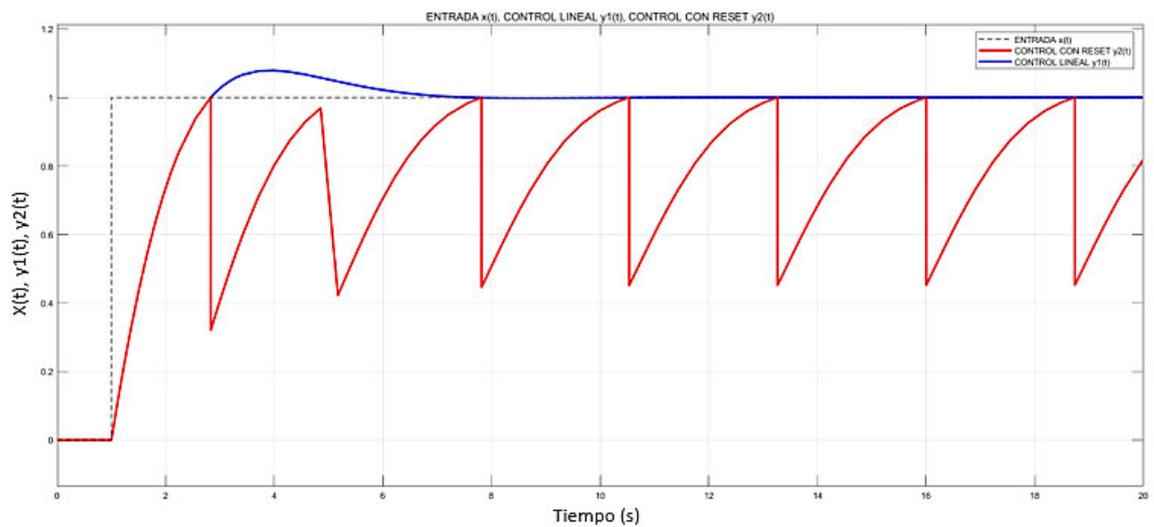


Figura 1.15. Control con reset vs. Control lineal ante entrada de tipo escalón

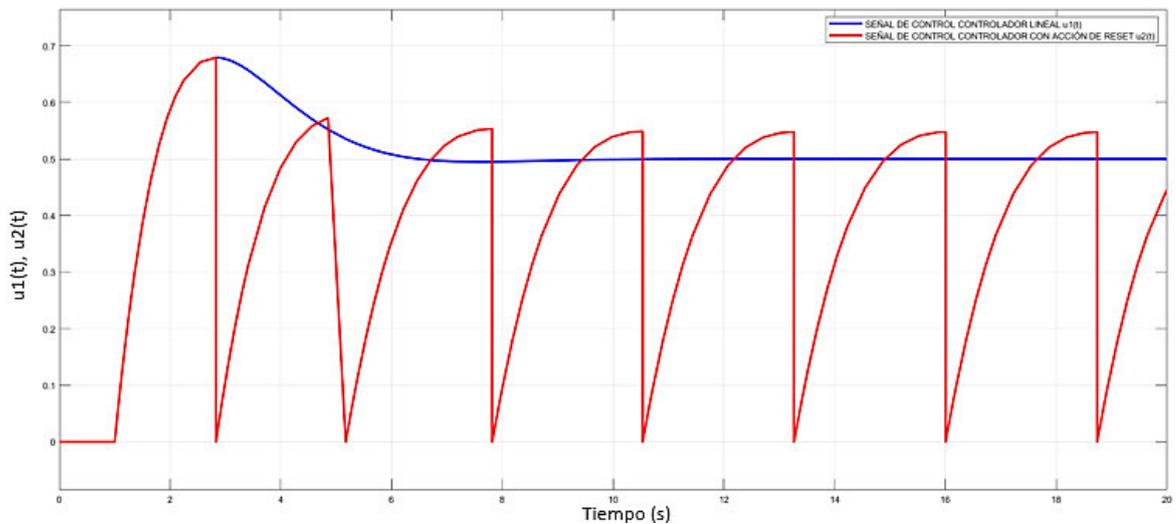


Figura 1.16. Señales de control de sistema de control con acción de reset vs. Señal de control de sistema de control lineal ante entrada de tipo escalón

El controlador con reset llega al valor de referencia, sin embargo, una vez cumple con esta acción cae su valor, e intenta llegar nuevamente al valor de referencia, pero vuelve a suceder lo mismo, creando así oscilaciones o ciclos límites, que no se dan en el controlador lineal. La señal de control del controlador con acción de reset resetea el valor de su estado a cero cada vez que alcanza la referencia.

1.3.5.2. Control con acción de reset PI+CI

Los controladores PID o compensadores proporcional-integral-derivativo, son, por mucho, los controladores más utilizados. Según [21], en la industria de procesos, más del 90% de los controladores son PID. De hecho, son PIs, ya que el término derivativo en muchos de los casos no se utiliza [3]. Esto se debe a que los PID/PIs son muy sencillos de implementar y se necesitan apenas de tres (en el caso de PID) o dos (en el caso de PI) parámetros para su sintonización, con el desarrollo tecnológico se han convertido en una opción muy práctica y de bajo costo en aplicaciones como el control de procesos, automoción, control de vuelos, entre otros.

El controlador con acción de reset PI+CI es un compensador que puede competir con controladores PID/PIs debido a que posee una simplicidad en la sintonización (Se trabaja con tres parámetros, los 2 parámetros del control PI base sumados al porcentaje de reset) y que pretende superar las limitaciones de un compensador PID/PI correctamente diseñado. Adicionalmente, este tipo de control mantiene las características de una salida con menor sobreoscilación, tiempos de respuesta adecuados, mejores tiempos de establecimiento y evitar la aparición de ciclos límites

que podrían causar daños al elemento final de control, lo que lo hace una opción atractiva a considerar en el control de procesos químicos.

Como se mencionó anteriormente, el compensador PI+CI se define a través de un control PI base en el que se suma un parámetro adicional para su desarrollo, en otras palabras, dispone de algo que se denominará un PI_{base} cuya función de transferencia y representación en espacio de estados se muestra en las ecuaciones 1.15. y 1.16.

$$PI_{base} = k_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i} \right) \quad (1.15)$$

$$PI_{base} \begin{cases} \dot{x}(t) = e(t), \\ u(t) = \frac{k_p}{\tau_i} x(t) + k_p e(t) \end{cases} \quad (1.16)$$

La función de transferencia no es más que la función de transferencia de un controlador PI, dispone de una ganancia proporcional k_p y de una constante de tiempo integral τ_i . Sin embargo, el controlador PI+CI añadirá en paralelo un integrador de Clegg (CI) a este controlador PI. La figura 1.17 ilustra lo mencionado anteriormente. Se puede concluir entonces que el controlador PI+CI consta de tres términos: Los términos proporcional e integral característicos del control PI junto con un integrador de Clegg (CI).

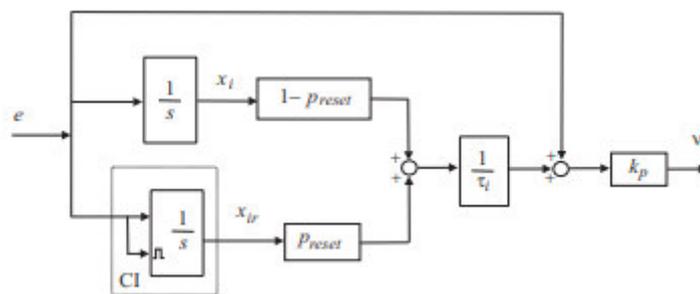


Figura 1.17. Diagrama de bloques del PI+CI [3]

La entrada e es el error del sistema, la salida v es la señal de control del sistema, k_p es la ganancia proporcional y τ_i la constante de tiempo integral. Se añadió el parámetro $P_{reset} = P_r$ [3], donde $0 \leq P_{reset} \leq 1$. Este parámetro determina el peso relativo del término del integrador de Clegg sobre el integrador lineal, es decir, representa el porcentaje de reseteo del controlador PI+CI.

En un caso extremo se tendría que $P_r = 1$, donde la función eliminaría el integrador I y sólo se trabajaría con el integrador de Clegg (CI), sin embargo, este caso no tendría

consecuencias favorables en el control de los sistemas puesto que no existirían propiedades de aumento del tipo de sistema ni se mejoraría el régimen permanente.

Por otra parte, en un segundo caso extremo se podría llegar a $P_r = 0$, sin embargo, en este caso no se tendría de una acción de reset en el sistema y no tendría sentido el diseño de un sistema en el que no se pueda aprovechar las ventajas del control con acción de reset para superar las limitaciones del control lineal.

Es lógico entonces, que el valor adecuado para P_r en el diseño de un compensador PI+CI será un valor que se encuentre en el rango $0 < P_{reset} < 1$. Existen reglas de diseño que sugieren los valores más adecuados para encontrar tanto el parámetro P_r como la ganancia k_p y constante de tiempo integral τ_i no solo para un tipo específico de planta, sino para un rango amplio de sistemas.

La ecuación 1.17 describe la estructura del compensador PI+CI:

$$PI + CI = k_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i} \left(\frac{1-P_r}{s} + \frac{P_r}{s} \right) \right) \quad (1.17)$$

Basándose en el ejemplo que se presentó 1.3.5.1. se presentarán los resultados de un controlador lineal, un controlador con acción de reset y un controlador con acción de reset PI+CI. El sistema $P(s) = 1/(s + 0.5)$ se mantendrá, y se consideran $k_p = 1$, $\tau_i = 1$, y $P_r = 0.2$ los parámetros del PI+CI. Los resultados de esta comparación se presentan en la figura 1.18.

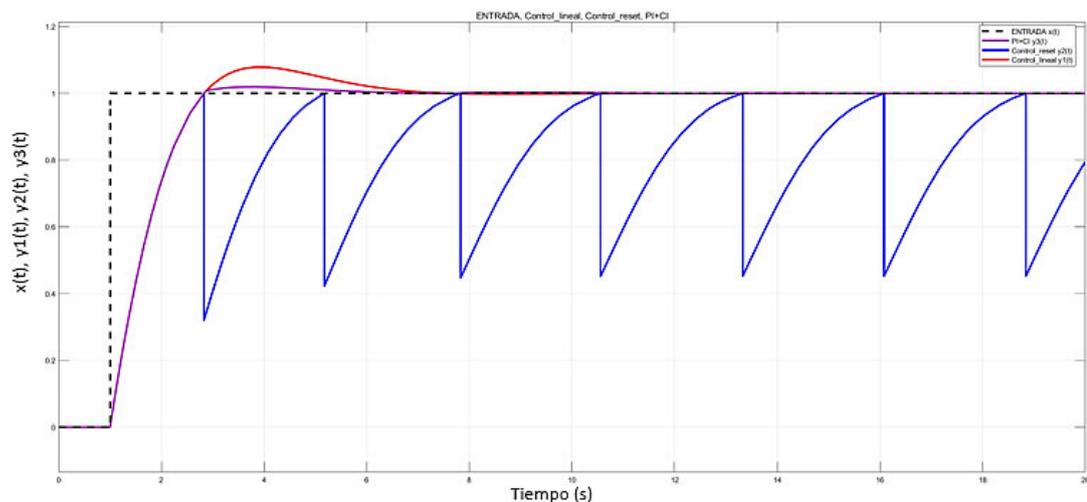


Figura 1.18. Comparación del sistema de control lineal, sistema de control con acción de reset y sistema de control con acción de reset PI+CI ante una entrada paso.

Como se puede observar, se pudo evitar el problema de los ciclos límites manteniendo los beneficios de un control con acción de reset, sobreoscilación mucho mejor, mejor tiempo de establecimiento y sin sacrificar el tiempo de respuesta del sistema.

1.3.5.2. Reglas de ajuste del control con acción de reset PI+CI

Las reglas de ajuste del control con acción de reset PI+CI se presentarán en la tabla 1.1. estas reglas permitirán saber los valores adecuados para el parámetro P_R dependiendo del tipo de sistema.

Tabla 1.1. Reglas de ajuste del control con acción de reset PI+CI [3]

Sistema		k_p	τ_i	P_{reset}
Primer orden sin retardo $P(s) = \frac{K}{\tau s + 1}$		$\left(\frac{1 + Kk_p}{2\tau}\right)^2 < \frac{Kk_p}{\tau\tau_i}$	$\alpha = \frac{1 + Kk_p}{2\tau}; \beta = \sqrt{\frac{Kk_p}{\tau\tau_i} - \alpha^2}$	$P_{reset} = \frac{e^{-\frac{\alpha\pi}{\beta}}}{1 + e^{-\frac{\alpha\pi}{\beta}}}$
FOPDT $P(s) = \frac{K}{\tau s + 1} e^{-t_0 s}$	Primer orden cte. Tiempo dominante $\tau \gg t_0$	$\frac{\tau}{2kt_0}$	$8t_0$	$[0.3, 0.6]$
	Primer orden retardo dominante $\frac{t_0}{\tau}$	$\frac{3\tau}{2kt_0}$	τ	-
Orden dos y superior		Aproximar a un sistema de primer orden con retardo		
integradores		$\frac{1}{2kt_0}$	$8t_0$	1

1.3.6. FUNDAMENTOS DE LA LÓGICA DIFUSA

En esta sección se detallarán los fundamentos de la lógica difusa: se iniciará tratando de explicar la lógica difusa, definiciones y conceptos necesarios para posteriormente estudiar el controlador difuso, equivalencias entre controladores PID/PI a controladores basados en lógica difusa, entre otros.

1.3.6.1. Lógica difusa

En la lógica clásica, fundamentada en la lógica aristotélica, solamente existen dos posibles valores de veracidad $veracidad \in \{0,1\}$, es decir, una afirmación puede ser verdadera o puede ser falsa. La lógica difusa permite decir que una afirmación puede ser parcialmente verdadera o parcialmente falsa, en otras palabras, los valores de veracidad de la lógica difusa pueden ser parciales $0 \leq veracidad \leq 1$.

La lógica difusa es utilizada para el control difuso (Control basado en lógica difusa), lo que permite una automatización de procesos basados en la experiencia del operador.

Las ventajas que presenta el control con lógica difusa frente al control convencional se presentan a continuación:

- Permite trasladar la experiencia humana para ser procesada en un computador.
- Contribuye al procesamiento de información con incertidumbre al utilizar el razonamiento aproximado de la lógica difusa.
- El control basado en lógica difusa no requiere identificar el sistema con el que se va a trabajar.
- El control basado en lógica difusa se puede realizar sin aproximaciones del modelo, o linealizaciones, es decir, presenta facilidad en su diseño.

A pesar de que existen varias ventajas del control difuso frente al control convencional es necesario aclarar que en este tipo de control se necesita conocer las reglas lingüísticas de control de un experto.

El estudio del control basado en lógica difusa ha permitido desarrollar una serie de aplicaciones tecnológicas como el control de dosificación en las plantas de tratamiento de aguas residuales, control de robots en inspección de túneles, posicionamiento en prensar, control de temperatura en máquinas de moldeo de plástico, climatización y automatización de edificios, entre otros [22].

1.3.6.2. Funciones de membresía

Una función de membresía puede ser escrita como $\mu(x)$, donde su dominio, también llamado universo de discurso es $x \in X$ y su imagen $\mu \in [0,1]$.

Las funciones de membresía son de gran relevancia en el control basado en lógica difusa, en la figura 1.19. se presenta una función de membresía junto a conceptos importantes de la misma.

Para una función de membresía:

$$\text{nucleo}(A) = \{x | \mu_A(x) = 1\} \quad (1.18)$$

$$\text{fronteras}(A) = \{x | 0 < \mu_A(x) < 1\} \quad (1.19)$$

$$\text{soporte}(A) = \{x | \mu_A(x) > 0\} \quad (1.20)$$

$$\text{cruce}(A) = \{x | \mu_A(x) = 0.5\} \quad (1.21)$$

$$\text{ancho}(A) = \{x_2 - x_1\} \quad (1.22)$$

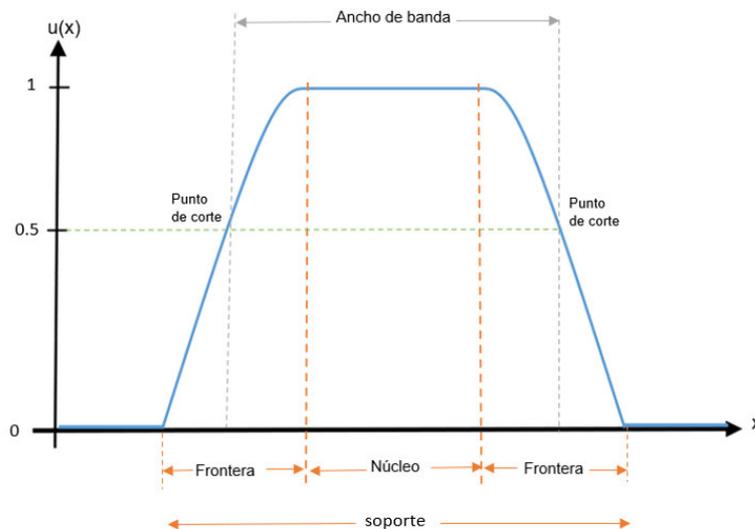


Figura 1.19. Función de membresía

Existen funciones de membresía normales o subnormales, dependiendo de si la membresía de la función alcanza el valor de 1 (Normales) o si no lo hace (Subnormales), sin embargo, para el control con lógica difusa se deseará trabajar con funciones normales. De igual forma, existen simétricas y no simétricas, con la finalidad de obtener simplicidad en el diseño se pretenderá usar funciones simétricas.

Es posible encontrarse funciones de membresía abiertas por la derecha, por la izquierda y funciones cerradas. Usualmente los conjuntos en los extremos del universo

de discurso se trabajan con funciones de membresías abiertas, mientras que las que no se encuentren en los extremos se trabajarán con funciones cerradas.

Finalmente, es posible encontrar funciones de membresías convexas y no convexas definidas por:

$$\mu_A(x_1\lambda + (1 - \lambda)x_2) \geq \min(u_A(x_1), u_A(x_2)) \quad \forall x_1, x_2 \in X, \forall \lambda \in [0,1] \quad (1.23)$$

Si tomamos un segmento cualquiera de $\mu_A(x)$ entre x_1 y x_2 , y $\mu_A(x)$ no es menor a sus extremos, entonces $\mu_A(x)$ es convexa.

El diseño de las funciones de membresía para este trabajo de titulación se centrará en funciones normales y convexas.

1.3.6.2.1. Formas especiales de las funciones de membresía

Función Singleton

La función Singleton se define matemáticamente:

$$\mu_A(x_0) = \begin{cases} 1 & x = x_0 \\ 0 & x \neq x_0 \end{cases} \quad (1.24)$$

La figura 1.20 es una representación de una función Singleton:

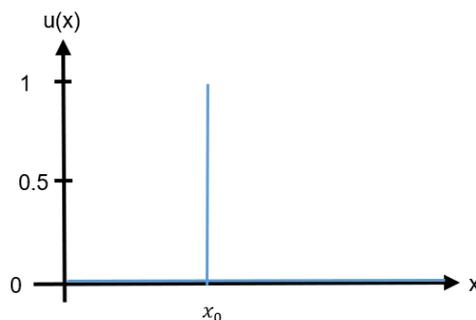


Figura 1.20. Función Singleton

Conjunto cortado

Es el resultado de cortar un conjunto difuso, definido de la siguiente manera:

$$A_\alpha = \{x | \mu_A(x) \geq \alpha\} \quad (1.25)$$

Un conjunto fuertemente cortado se lo define:

$$A_\alpha = \{x | \mu_A(x) > \alpha\} \quad (1.26)$$

1.3.6.2.2. Funciones de membresía típicas

Existen cinco tipos de funciones de membresías típicas para diseñar controladores con lógica difusa las cuales se definirán a continuación, adicionalmente se presentarán los comandos que permiten graficar estas funciones en la herramienta computacional de MATLAB.

Funciones con derivadas discontinuas

1. Función triangular

$$f(x; a, b, c) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \leq x \leq c \\ 0 & x \geq c \end{cases} \quad (1.27)$$

$$a \leq b \leq c$$

El comando que permite graficar esta función en la herramienta computacional MATLAB se presenta a continuación:

$$y = \text{trimf}(x, [a \ b \ c]) \quad (1.28)$$

2. Función trapezoidal

$$f(x; a, b, c, d) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & c \leq x \leq d \\ 0 & x \geq d \end{cases} \quad (1.29)$$

$$a \leq b \leq c \leq d$$

El comando que permite graficar esta función en la herramienta computacional MATLAB se presenta a continuación:

$$y = \text{trapmf}(x, [a \ b \ c \ d]) \quad (1.30)$$

Funciones con derivadas continuas y son cerradas-simétricas

3. Campana Gaussiana

$$f(x; \sigma, x_0) = e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-x_0}{\sigma}\right)^2} \quad (1.31)$$

Donde:

σ es el ancho de la campana y;

x_0 fija el centro de la campana

El comando que permite graficar esta función en la herramienta computacional MATLAB se presenta a continuación:

$$y = \text{gaussmf}(x, [\text{sig } x_0]) \quad (1.32)$$

4. Campana generalizada

$$f(x; a, b, x_0) = \frac{1}{1 + \left|\frac{x-x_0}{a}\right|^{2b}} \quad (1.33)$$

Donde:

a es el ancho de la campana,

b es la pendiente de la campana y;

x_0 fija el centro de la campana

El comando que permite graficar esta función en la herramienta computacional MATLAB se presenta a continuación:

$$y = \text{gbellmf}(x, [a \ b \ x_0]) \quad (1.34)$$

Función con derivada continua y abierta

5. Función sigmoïdal

$$f(x; a, x_0) = \frac{1}{1 + e^{-a(x-x_0)}} \quad (1.35)$$

Donde:

a es la pendiente de la campana y;

x_0 fija el punto de cruce

Para la función sigmoideal si $a > 0$, la función se abre a la derecha y si $a < 0$ la función se abre por la izquierda.

El comando que permite graficar esta función en la herramienta computacional MATLAB se presenta a continuación:

$$y = \text{sigmf}(x, [a \ x_0]) \quad (1.36)$$

1.3.6.3. Operaciones entre conjuntos difusos

Los conjuntos difusos, a diferencia de los conjuntos clásicos (certeros) presentan ciertas diferencias en la lógica de operaciones entre los mismos. En esta sección se tratará de explicar las operaciones básicas de los conjuntos difusos que permitirá desarrollar los controladores basados en lógica difusa.

Un conjunto difuso se denota:

$$A = \left\{ \sum_x \frac{\mu(x)}{x} \right\} \quad (1.37)$$

Subconjuntos difusos

Para conocer si un conjunto difuso es subconjunto de otro se deberá cumplir:

$$B \subseteq A \leftrightarrow \mu_B(x) \leq \mu_A(x) \quad \forall x \in X \quad (1.38)$$

Intersección de conjuntos difusos

La intersección de conjuntos difusos $C = A \cap B$ sí y solo si:

$$\mu_C(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) = \mu_A(x) \wedge \mu_B(x) \quad \forall x \in X \quad (1.39)$$

Es decir, la intersección de conjuntos difusos se deberá elegir los valores mínimos de las funciones de membresía dadas por los conjuntos difusos.

Unión de conjuntos difusos

La unión de conjuntos difusos $C = A \cup B$ sí y solo si:

$$\mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) = \mu_A(x) \vee \mu_B(x) \quad \forall x \in X \quad (1.40)$$

Es decir, la unión de conjuntos difusos se deberá elegir los valores máximos de las funciones de membresía dadas por los conjuntos difusos.

Complemento de conjunto difusos

El complemento de un conjunto difuso \bar{A} se puede detallar:

$$\mu_{\sim A}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad \forall x \in X \quad (1.41)$$

1.3.6.4. Otros conceptos fundamentales de lógica difusa

En esta sección se tratarán otros conceptos que son fundamentales dentro de la lógica difusa, y que serán de gran utilidad en el control con lógica difusa.

Producto cartesiano

El producto cartesiano de dos conjuntos difusos está definido por:

$$\mu_{A \times B}(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (1.42)$$

Composición para relaciones difusas

La composición difusa se define de la siguiente manera:

$$\mu_{R_1 \circ R_2}(x, z) = \bigvee_y [\mu_{R_1}(x, y) \wedge \mu_{R_2}(y, z)] \quad (1.43)$$

Es decir, para realizar la composición de relaciones difusas se deberá obtener los valores máximos de los mínimos valores de membresía de R_1 y R_2 , manteniendo constante el valor de y .

1.3.7. EL CONTROLADOR DIFUSO PARA PROCESOS INDUSTRIALES

Para lograr un control exitoso en procesos industriales, es necesario tener en consideración que existen varias etapas que un controlador difuso debe tener, estas etapas se pueden observar en el diagrama de bloques presentados en la figura 1.21.

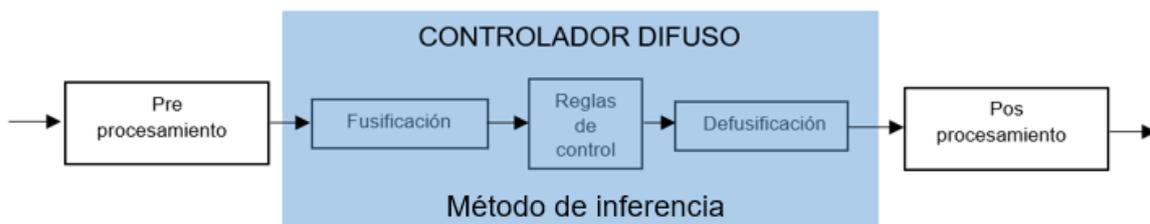


Figura 1.21. Diagrama de bloques de un controlador difuso

En la etapa de pre-procesamiento se debe acondicionar las señales que ingresan al procesador digital, como por ejemplo filtros, amplificadores, muestreo de señales, etc. En la etapa de fusificación, en términos simples, se convierte la magnitud de la señal en una cantidad difusa, es decir, se obtendrá el valor de pertenencia que se tenga en cada uno de los valores lingüísticos. Las reglas de control son el conjunto de reglas lingüísticas “si-

entonces” que definen como se deberá controlar el sistema. Todo el proceso de control difuso se basa en un método de inferencia el cual será el algoritmo que se seguirá para inferir la conclusión a partir de las premisas dadas, es decir, a partir de las señales entrantes y las reglas de control definidas. La etapa de defusificación realiza la acción contraria a la etapa de fusificación al convertir el conjunto difuso resultante de la inferencia en una cantidad certera que se convertirá en la señal de control. Finalmente, el pos-procesamiento genera la señal de control a partir de la cantidad defusificada, de la misma forma que en pre-procesamiento, a través de filtros, amplificadores, o convirtiendo la señal discreta en continua de manera que la señal esté acondicionada para al actuador.

1.3.7.1. Métodos de inferencia para controladores difusos

Existen tres métodos de inferencia utilizados para controladores difusos como son:

1. Controlador de Mamdani (Método de inferencia de Mamdani)
2. Controlador de Sugeno (Método de inferencia de Sugeno)
3. Controlador de Tsukamoto (Método de inferencia de Tsukamoto)

Se analizará una interpretación matemática y una interpretación gráfica de cada uno de los métodos de inferencia mencionados, de manera que se pueda seleccionar uno de estos métodos para los propósitos de este trabajo de titulación.

1.3.7.1.1. Controlador de Mamdani

La inferencia de Mamdani se puede representar:

$$\begin{array}{l}
 x \text{ es } A' \text{ y } y \text{ es } B' \\
 \text{si } x \text{ es } A_1 \text{ y } y \text{ es } B_1, \text{ entonces } z \text{ es } C_1 \\
 \text{si } x \text{ es } A_2 \text{ y } y \text{ es } B_2, \text{ entonces } z \text{ es } C_2 \\
 \qquad \qquad \qquad \vdots \qquad \qquad \qquad \vdots \\
 \hline
 z \text{ es } C'
 \end{array} \tag{1.44}$$

La estructura tiene dos entradas para el controlador, sin embargo, lo que se va a representar para dos entradas permitirá trabajar para tres, cuatro, o más entradas en el controlador. En la primera línea se tiene una premisa hecho, donde x y y son las variables lingüísticas y A' y B' son los términos lingüísticos. Posteriormente, se encuentran las reglas difusas “si-entonces” con dos antecedentes (Aunque pueden tener más antecedentes) y un consecuente. Pueden existir n reglas difusas. El modus Ponens difuso genera un conjunto conclusión que es C' , es decir, que el método de inferencia debe de calcular la función de membresía de C' a través de las entradas A' y B' .

En la interpretación matemática el hecho se interpreta como una relación difusa, en específico con un producto cartesiano entre A' y B' , y lo mismo se realizará con las reglas difusas:

$$\begin{aligned} R' &= A' \times B' \\ R_1 &= A_1 \times B_1 \times C_1 \\ R_2 &= A_2 \times B_2 \times C_2 \\ &\vdots \end{aligned}$$

Luego de esto se deberá realizar una composición difusa entre el hecho R' y la primera relación difusa R_1 , proveniente de la primera regla difusa, y el proceso se repite con las demás reglas. Para obtener la conclusión se deberá realizar la unión entre los conjuntos conclusiones de cada regla:

$$\begin{aligned} C'_1 &= R' \circ R_1 \\ C'_2 &= R' \circ R_2 \\ &\vdots \\ \hline C' &= C'_1 \cup C'_2 \cup \dots \end{aligned} \tag{1.45}$$

Es posible simplificar este procedimiento debido a que los conjuntos A' y B' son conjuntos singletons, primero se deberá calcular la función de membresía de las reglas mostradas anteriormente, C'_1, C'_2, \dots . El primer paso será realizar la composición difusa del hecho R' con las relaciones difusas R_i :

$$\mu_{C'_i}(z) = \vee_{x,y} [\mu_{R'}(x,y) \wedge \mu_{R_i}(x,y,z)]$$

Se descompone las relaciones difusas, considerando el producto cartesiano de las mismas:

$$\mu_{C'_i}(z) = \vee_{x,y} [\mu_{A'}(x) \wedge \mu_{B'}(y) \wedge \mu_{A_i}(x) \wedge \mu_{B_i}(y) \wedge \mu_{C_i}(z)]$$

Reagrupando:

$$\mu_{C'_i}(z) = \{ \vee_x [\mu_{A'}(x) \wedge \mu_{A_i}(x)] \} \wedge \{ \vee_y [\mu_{B'}(y) \wedge \mu_{B_i}(y)] \} \wedge \mu_{C_i}(z)$$

Considerando que $A' = \{x_0\}$ y $B' = \{y_0\}$

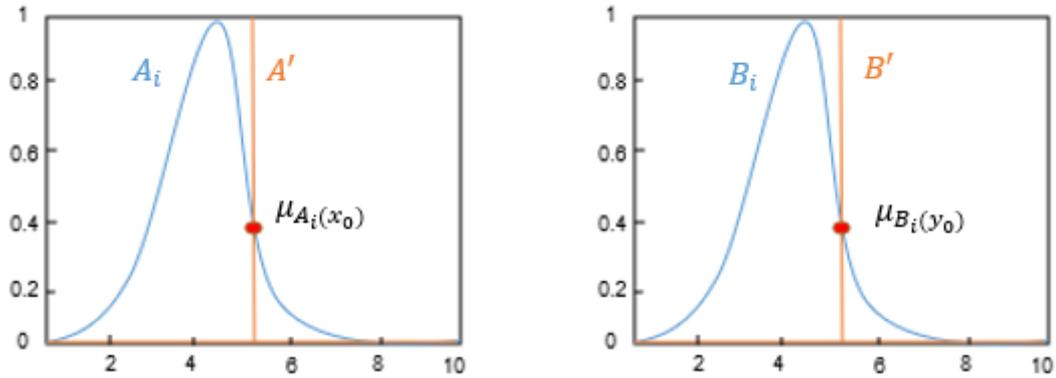


Figura 1.22. Conjuntos singletons para A' y B'

Al hacer la comparación entre las dos funciones de membresía, es necesario obtener el valor mínimo entre el valor de membresía de A' y de A_i , sin embargo, dado que A' es un conjunto singleton lleno de ceros, y para todos los valores del universo de discurso se tendrá un cero, al obtener el valor mínimo, el valor resultante será siempre el valor de cero. excepto en el valor de x_0 , en donde el conjunto de A' tomará el valor de 1, y por lo tanto el valor mínimo entre estos dos será el valor de membresía de A_i evaluado en x_0 . Finalmente, debido a que se deberá escoger el valor máximo de todos los mínimos el resultado será el valor de membresía de A_i evaluado en x_0 , que se le llamará valor de fusificación.

Este mismo procedimiento se repetirá para la segunda comparación obteniendo entonces:

$$\forall x [\mu_{A'}(x) \wedge \mu_{A_i}(x)] = \mu_{A_i}(x_0)$$

$$\forall y [\mu_{B'}(y) \wedge \mu_{B_i}(y)] = \mu_{B_i}(y_0)$$

Por lo tanto,

$$\mu_{C'_i}(z) = \mu_{A_i}(x_0) \wedge \mu_{B_i}(y_0) \wedge \mu_{C_i}(z)$$

De esta forma la ecuación 1.45 puede reestructurarse de una forma más simplificada:

$$\mu_{C'_1}(z) = \mu_{A_1}(x_0) \wedge \mu_{B_1}(y_0) \wedge \mu_{C_1}(z)$$

$$\mu_{C'_2}(z) = \mu_{A_2}(x_0) \wedge \mu_{B_2}(y_0) \wedge \mu_{C_2}(z)$$

$$\mu_{C'}(z) = \mu_{C_1}(z) \vee \mu_{C_2}(z) \wedge \dots \quad (1.46)$$

A continuación, se dará una interpretación gráfica para el controlador de Mamdani:

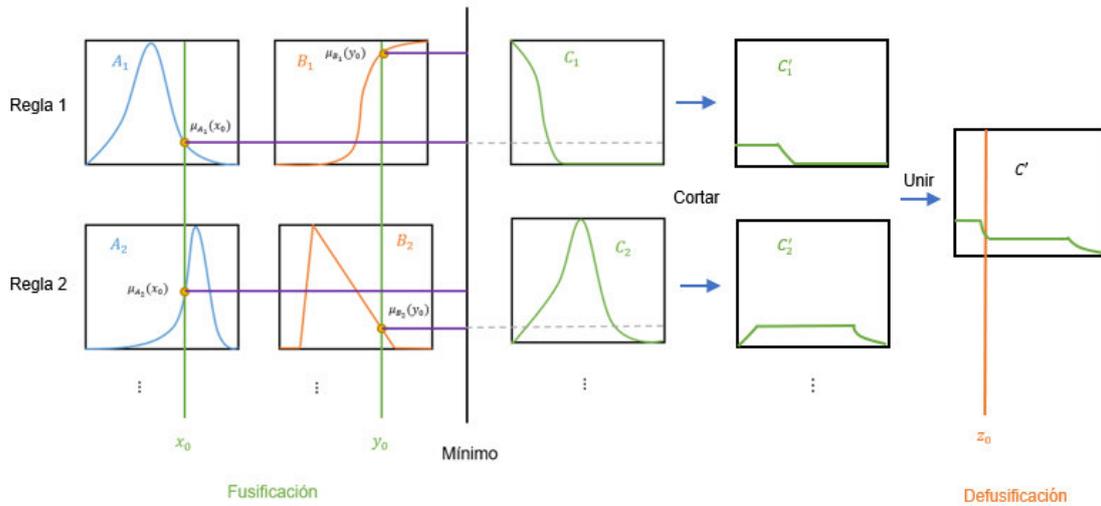


Figura 1.23. Interpretación gráfica método de Mamdani

En la figura 1.23. Se presentan dos reglas, con dos antecedentes dados por A_1 , A_2 , B_1 y B_2 y un consecuente para cada regla dado por C_1 y C_2 . En el caso de las reglas como en el caso de los antecedentes, no sólo se puede trabajar con uno o dos valores, sino que pueden existir n reglas y n antecedentes, para el ejemplo dado se utilizarán solamente dos.

En primer lugar, se deberá realizar la fusificación obteniéndose los valores de membresía de A_1 y A_2 en x_0 , de igual forma B_1 y B_2 en y_0 , para posteriormente identificar el mínimo de los valores de membresía de A_1 y B_1 así como de A_2 y B_2 . El valor que pase cortará los conjuntos C_1 y C_2 , para finalmente realizar la unión y defusificación. La defusificación consistirá en obtener el valor de z_0 a través de C' , es decir, en obtener un valor escalar que pueda ser enviado como acción de control para la compensación del error.

1.3.7.1.2. Controlador de Sugeno-Takagi-Kang

En este método de inferencia, es una simplificación del método de inferencia de Mamdani. Su interpretación se presenta a continuación:

$$\begin{array}{l}
 x \text{ es } A' \text{ y } y \text{ es } B' \\
 \text{si } x \text{ es } A_1 \text{ y } y \text{ es } B_1, \text{ entonces } z \text{ es } f_1 = (x, y) \\
 \text{si } x \text{ es } A_2 \text{ y } y \text{ es } B_2, \text{ entonces } z \text{ es } f_2 = (x, y) \\
 \vdots \qquad \qquad \qquad \vdots \\
 \hline
 z \text{ es } z_0
 \end{array} \tag{1.47}$$

Para este caso, se puede observar que se tiene una premisa hecho, así como dos reglas con dos antecedentes, sin embargo, para este tipo de controlador las reglas no tienen un conjunto difuso consecuente, sino más bien funciones que dependerán de las entradas del controlador. Al final, se tendrá una conclusión en donde se tiene una diferencia notoria con el controlador de Mamdani, la cual es que la conclusión será un valor escalar z_0 , en lugar de un conjunto difuso.

El valor de z_0 , viene dado por:

$$z_0 = \frac{\omega_1 f_1(x_0, y_0) + \omega_2 f_2(x_0, y_0) + \dots}{\omega_1 + \omega_2 + \dots} \quad (1.48)$$

Como se puede observar en z_0 , se tiene una combinación lineal de funciones. La utilidad del controlador de Sugeno y una ventaja frente al de Mamdani es lograr que la transición de una función a otra función sea muy suave.

La interpretación gráfica del método se presenta en la figura 1.24. En esta figura se puede observar que la etapa de fusificación es muy similar a la del controlador de Mamdani, pero en este caso los valores mínimos de la etapa de fusificación serán asignados a los valores de ω_1 y ω_2 . En este controlador se omiten varias operaciones, no existen conjuntos consecuentes y no existe la necesidad de realizar el proceso de defusificación.

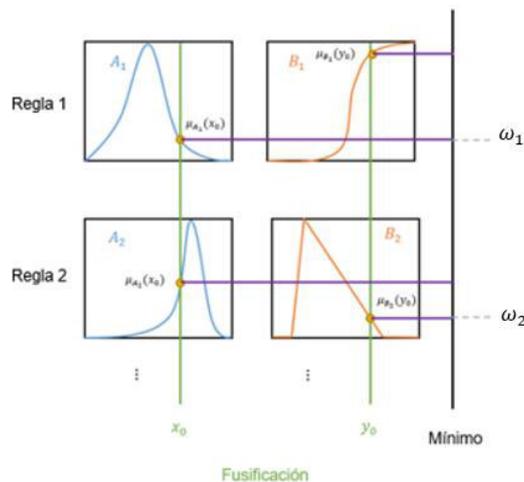


Figura 1.24. Interpretación gráfica del controlador de Sugeno

1.3.7.1.3. Controlador de Tsukamoto

Este controlador también es una simplificación del controlador de Mamdani, su interpretación se presenta a continuación:

$$\begin{array}{l}
 x \text{ es } A' \text{ y } y \text{ es } B' \\
 \text{si } x \text{ es } A_1 \text{ y } y \text{ es } B_1, \text{ entonces } z \text{ es } C_1 \\
 \text{si } x \text{ es } A_2 \text{ y } y \text{ es } B_2, \text{ entonces } z \text{ es } C_2 \\
 \vdots \qquad \qquad \qquad \vdots \\
 \hline
 z \text{ es } z_0
 \end{array} \tag{1.49}$$

En este caso, al igual que el método de Sugeno, se obtiene un valor de z_0 como conclusión. No se necesita defusificación y su valor corresponde a la ecuación 1.41.

$$z_0 = \frac{\omega_1 z_1 + \omega_2 z_2 + \dots}{\omega_1 + \omega_2 + \dots} \tag{1.50}$$

La interpretación gráfica se muestra en la figura 1.25 en donde los valores de ω_1 y ω_2 son los mínimos valores de los valores de membresía obtenidos en la etapa de fusificación, sin embargo, los valores de z_1 y z_2 son calculados como una “imagen inversa” en el dominio de los conjuntos C_1 y C_2 .

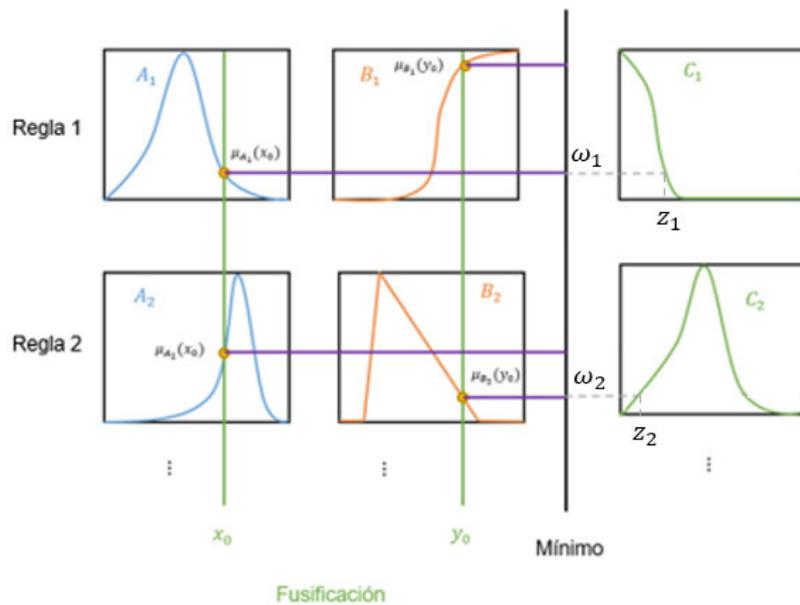


Figura 1.25. Interpretación gráfica del método de Tsukamoto

Por los motivos ya expuestos, en este trabajo de titulación se trabajarán controladores con lógica difusa basados en el método de inferencia de Sugeno, de manera que se pueda obtener facilidad en el diseño y mejorar las transiciones entre funciones. La idea principal es lograr obtener una respuesta rápida con menor sobreoscilación y menores tiempos de establecimiento (Beneficios del control con acción de reset) pero sin afectar la respuesta en la acción de los controladores (Beneficio del control basado en lógica difusa).

1.3.8. CONTROLADOR DIFUSO: FUZZY LOGIC DESIGNER EN MATLAB

Para poder acceder a la herramienta se deberá escribir “fuzzyLogicDesigner” en la ventana de comandos de MATLAB, y se obtendrá la ventana que se muestra en la figura 1.26.

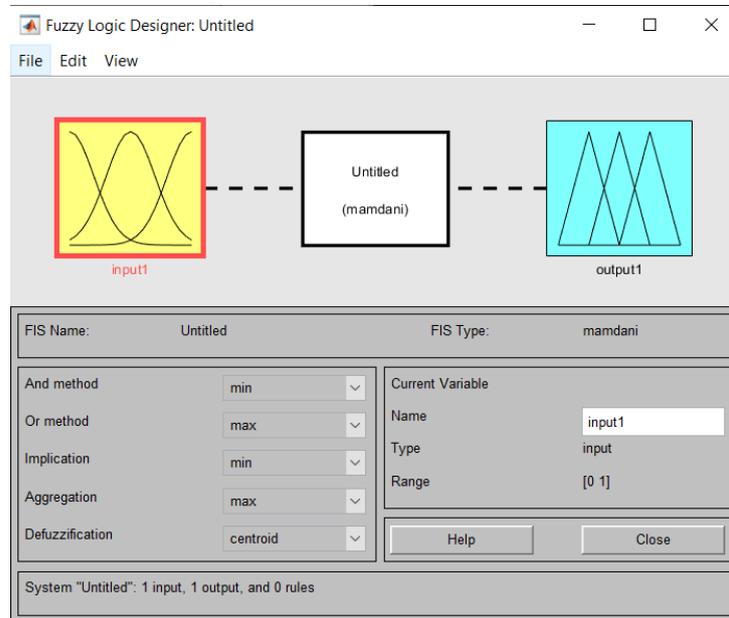


Figura 1.26. Ventana Fuzzy Logic Designer (Controlador de Mamdani)

Esta herramienta permitirá diseñar controladores con lógica difusa utilizando dos métodos de inferencia, el método de Mamdani y el método de Sugeno. En este proyecto de titulación se trabajará con el método de Sugeno, debido a las características de facilidad de diseño tal como se lo mencionó anteriormente.

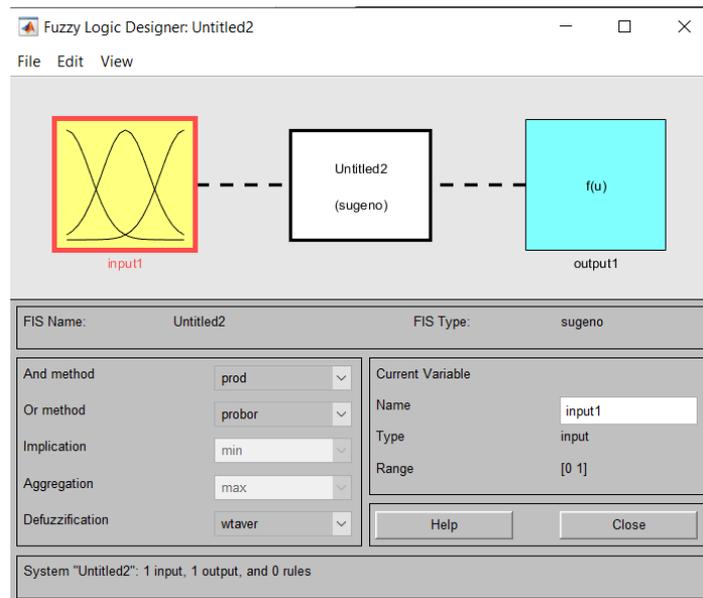


Figura 1.27. Ventana Fuzzy Logic Designer (Controlador de Sugeno)

Para poder seleccionar el tipo de controlador tendremos que escogerlo en la opción *File→New Fis*.

En las ventanas que se muestran en las figuras 1.26 y 1.27. Se podrá seleccionar tanto como las entradas como las salidas y renombrar las variables según los datos característicos del controlador a diseñar.

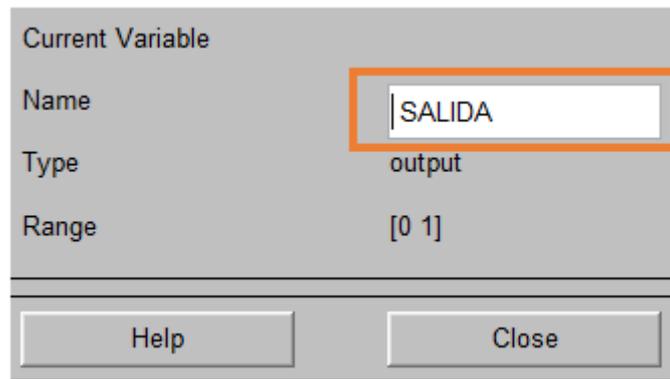


Figura 1.28. Cambio de nombre de variables

Usualmente los valores del lado izquierdo de las ventanas principales se manejan por Default, es decir, los valores AND se cancelarán a través del mínimo valor de las funciones de membresía, los valores OR se calcularán por los valores máximo, la implicación con mínimos, agregación con máximos, y también permite modificar el método de defusificación, que para el caso se encuentra por el método del centroide.

Al hacer doble clic en las entradas o en las salidas se podrá acceder a una nueva ventana que permitirá detallar las funciones de membresía, tanto para la entrada como para la salida, se podrá seleccionar funciones triangulares, trapezoidales, campanas de gauss, entre otras. Y renombrarlas según las características del sistema de control con lógica difusa que se esté trabajando.

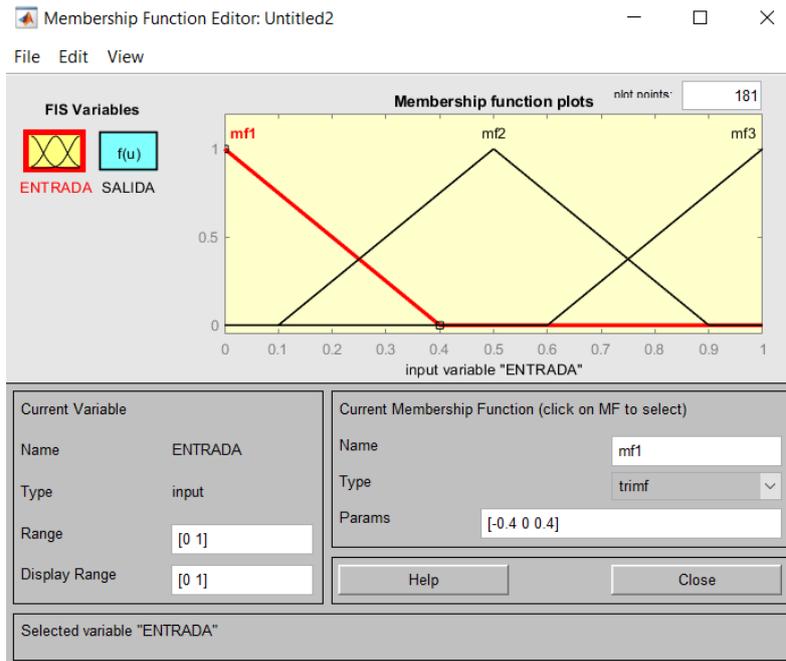


Figura 1.29. Ventana de edición de valores de entrada y salida del controlador con lógica difusa

Para modificar las reglas de control “Si-entonces”, desde la ventana principal ingresamos a *Edit*→*Rules*, o presionamos *Ctrl+3*, y se abrirá la ventana que permitirá modificar las reglas de control como se muestra en la figura 1.30.

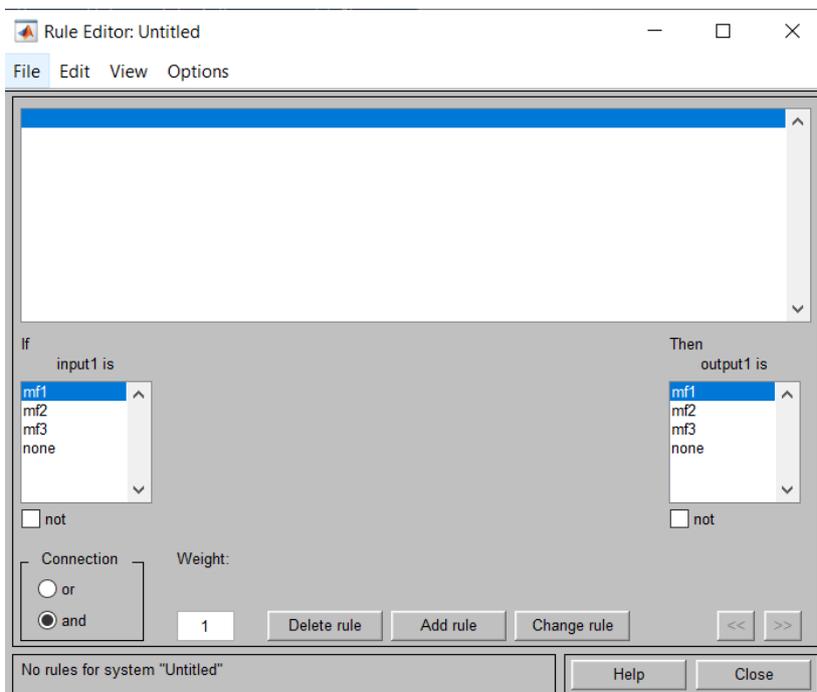


Figura 1.30. Ventana para el ingreso de las reglas “Si-entonces”

Una vez que se ha modificado e introducido todos los valores del controlador con lógica difusa se procede a realizar un guardado del trabajo realizado el mismo que será un archivo *.fis*.

Finalmente, en la ventana de *View*, se puede observar las reglas de control, así como también la superficie de control. La superficie de control es la gráfica que corresponde a las variables del sistema de control, las entradas vs. las salidas.

En Simulink, el bloque que permitirá obtener toda la información introducida en la herramienta fuzzyLogicDesigner se muestra en la figura 1.31.

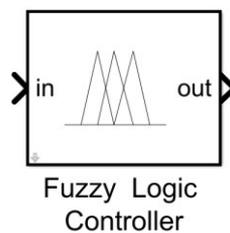


Figura 1.31. Bloque de Fuzzy Logic Controller en Simulink

1.3.9. EQUIVALENCIA ENTRE CONTROLADOR PID CON LÓGICA DIFUSA Y CONTROLADOR PID CONVENCIONALES

En esta sección se propone realizar una equivalencia entre controladores PIDs/Pis convencionales a un controlador PID/PI basado en lógica difusa. Un controlador PID correctamente diseñado puede ser transformado a un PID basado en lógica difusa rápidamente observando los rangos de operación de la entrada y salida del controlador.

El diseño del controlador PID basado en lógica difusa que se propone es una equivalencia al controlador PID convencional. En primer lugar, se muestra la ecuación de salida $u(t)$ en el dominio del tiempo:

$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (1.51)$$

En donde el controlador provee de un término proporcional, un término integral y un término derivativo. Las entradas del compensador $e(t)$, $\int e(t)$ y $\dot{e}(t)$, así como la salida $u(t)$, pueden ser tomadas como variables difusas del controlador difuso. Se asume los rangos de operación (*OR* por sus siglas en inglés) para estas variables difusas, siendo $OR_e = [-a_e, a_e]$, $OR_i = [-a_i, a_i]$, $OR_d = [-a_d, a_d]$ y $OR_u = [-a_u, a_u]$ los rangos de operación de las variables $e(t)$, $\int e(t)$, $\dot{e}(t)$ y $u(t)$, respectivamente [23].

En la figura 1.32. se definen las funciones de membresía para las variables difusas $e(t)$, $\int e(t)$, $\dot{e}(t)$ y $u(t)$.

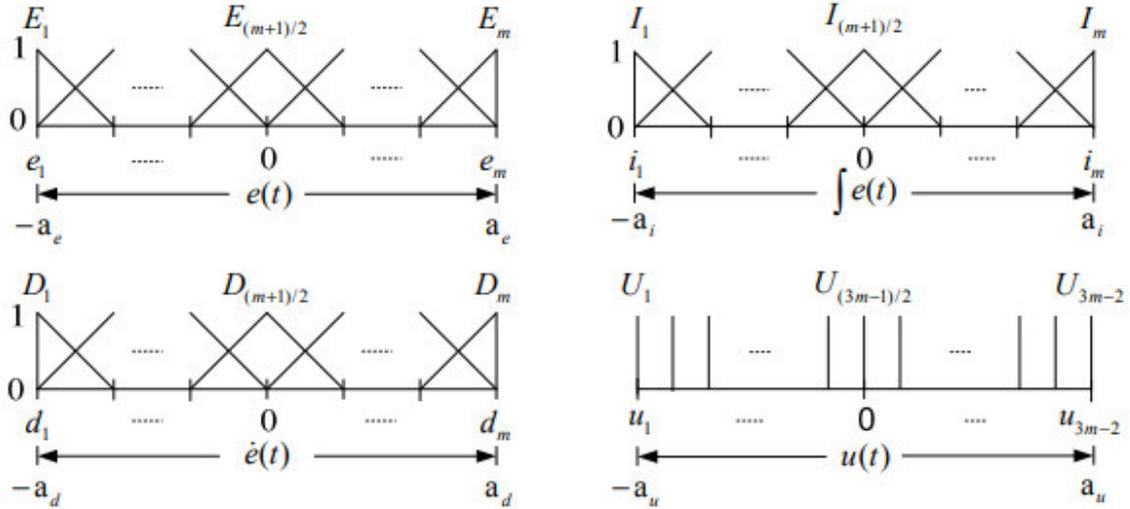


Figura 1.32. definición gráfica de las funciones de membresía para las variables difusas $e(t)$, $\int e(t)$, $\dot{e}(t)$ y $u(t)$ [23].

Como se puede observar en la figura 1.32. los m conjuntos difusos se encuentran a la misma distancia el uno del otro y poseen una forma triangular, esto se aplica para $e(t)$, $\int e(t)$, $\dot{e}(t)$. Sin embargo, la variable difusa $u(t)$, se fusifica mediante $3m - 2$ funciones singletons.

Si e_k, i_k, d_k y u_k son considerados los centros de los conjuntos difusos E_k, I_k, D_k y U_k , respectivamente. Entonces se pueden definir las siguientes ecuaciones:

$$e_k = \frac{(2k-m-1)}{m-1} a_e, \quad i_k = \frac{(2k-m-1)}{m-1} a_i, \quad d_k = \frac{(2k-m-1)}{m-1} a_d, \quad 1 \leq k \leq m \quad (1.52)$$

$$u_k = \frac{(2k-3m+1)}{3(m-1)} a_u, \quad 1 \leq k \leq (3m - 2) \quad (1.53)$$

La distancia que existe entre u_k y u_{k+1} viene definida por:

$$\Delta u = u_{k+1} - u_k \quad (1.54)$$

Una vez que se han definido las variables difusas, las expresiones "si-entonces" para cada regla difusa vienen dadas por:

$$\text{Si } e(t) \text{ es } E_i \text{ y } \int e(t) \text{ es } I_j \text{ y } \dot{e}(t) \text{ es } D_k \text{ entonces } u(t) \text{ es } U_l \quad (1.55)$$

En esta expresión se tienen tres variables difusas como entradas $e(t)$, $\int e(t)$, $\dot{e}(t)$ que se toman en cuenta al mismo tiempo para el controlador difuso. Una representación

generalizada para las reglas difusas considerando tres entradas difusas y una salida se puede observar en la figura 1.33.

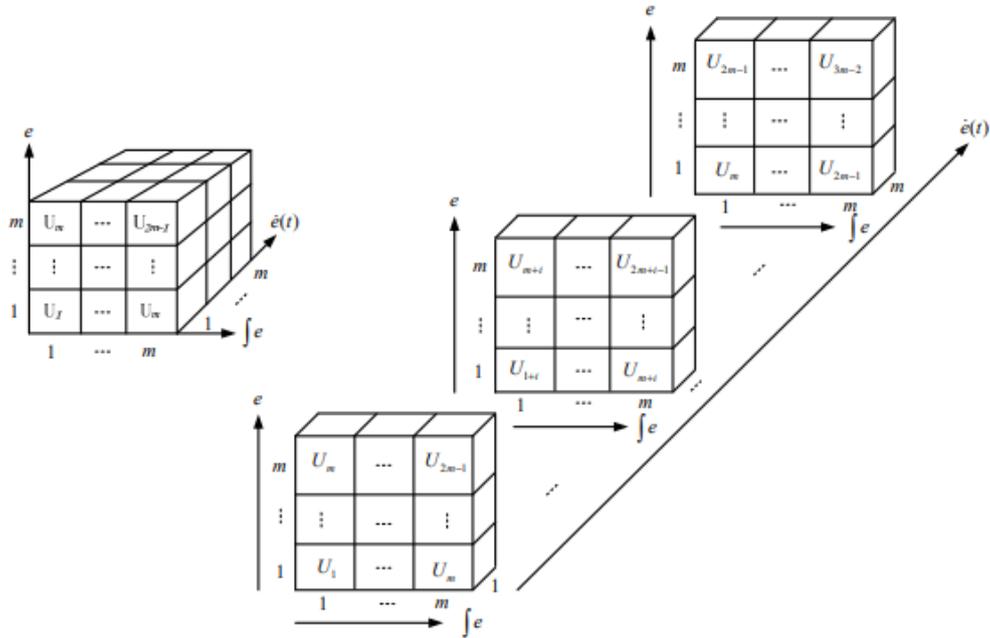


Figura 1. 33. Representación generalizada de reglas difusas [23]

Luego de esto, se verifica el diseño equivalente propuesto a través de las reglas de inferencia de Sugeno, tal como se había mencionado con anterioridad. Relacionando los valores descritos con la ecuación 1.48 se tiene:

$$u(t) = \frac{\sum u_1 \times (\mu_{E_i}(e(t)) \times \mu_{I_j}(\int e(t)) \times \mu_{D_k}(\dot{e}(t)))}{\sum (\mu_{E_i}(e(t)) \times \mu_{I_j}(\int e(t)) \times \mu_{D_k}(\dot{e}(t)))}, 1 \leq i, j, k \leq m, l = i + j + k - 2 \quad (1.56)$$

Se utilizan los conceptos de producto para implicaciones de lógica difusa, y el método del centroide es utilizado para la defusificación, con esto se determina que existen como máximo, ocho reglas que deben considerarse para las variables de entrada del controlador $e(t)$, $\int e(t)$, $\dot{e}(t)$.

Las ocho reglas a considerarse se muestran a continuación [23]:

1. Si $e(t)$ es E_i y $\int e(t)$ es I_j y $\dot{e}(t)$ es D_k entonces $u(t)$ es $U_{i+j+k-2}$
2. Si $e(t)$ es E_i y $\int e(t)$ es I_j y $\dot{e}(t)$ es D_{k+1} entonces $u(t)$ es $U_{i+j+k-1}$
3. Si $e(t)$ es E_i y $\int e(t)$ es I_{j+1} y $\dot{e}(t)$ es D_k entonces $u(t)$ es $U_{i+j+k-1}$
4. Si $e(t)$ es E_i y $\int e(t)$ es I_{j+1} y $\dot{e}(t)$ es D_{k+1} entonces $u(t)$ es U_{i+j+k}

5. Si $e(t)$ es E_{i+1} y $\int e(t)$ es I_j y $\dot{e}(t)$ es D_k entonces $u(t)$ es $U_{i+j+k-1}$
6. Si $e(t)$ es E_{i+1} y $\int e(t)$ es I_j y $\dot{e}(t)$ es D_{k+1} entonces $u(t)$ es U_{i+j+k}
7. Si $e(t)$ es E_{i+1} y $\int e(t)$ es I_{j+1} y $\dot{e}(t)$ es D_k entonces $u(t)$ es U_{i+j+k}
8. Si $e(t)$ es E_{i+1} y $\int e(t)$ es I_{j+1} y $\dot{e}(t)$ es D_{k+1} entonces $u(t)$ es $U_{i+j+k+1}$

Al realizar el análisis matemático de la ecuación 1.56 se obtiene que el controlador PID difuso equivalente poseerá la siguiente estructura:

$$u(t) = \frac{a_u}{3a_e} e(t) + \frac{a_u}{3a_i} \int e(t) dt + \frac{a_u}{3a_d} \frac{de(t)}{dt} \quad (1.57)$$

Esto implica que los valores de las constantes proporcional, integral y derivativa del controlador PID difuso vendrán dados por:

$$K_P = \frac{a_u}{3a_e}, \quad K_I = \frac{a_u}{3a_i}, \quad \text{y} \quad K_D = \frac{a_u}{3a_d} \quad (1.58)$$

Estos valores nos permitirán determinar los rangos de operación de las funciones de membresía de las variables difusas del compensador. Para ejemplificar el funcionamiento del controlador PID difuso equivalente a un controlador PID convencional se trabajará con el ejemplo descrito en la sección 1.3.5.2. El sistema $P(s) = 1/(s + 0.5)$ se mantendrá, y se consideran $k_p = 1$, $\tau_i = 1$, y $P_r = 0.2$ los parámetros del PI+CI. Para este problema debido a que el controlador no es un PID se considerará solo la equivalencia para un PI, considerando que $K_D = 0$. Adicionalmente cabe recalcar que este sería un controlador que considerará la acción PI más la acción de reset y estará basado en una lógica difusa.

Por motivos de comparación en la figura 1.34. se aplicó al sistema el controlador lineal, un controlador con acción de reset, un PI+CI, un controlador basado en lógica difusa equivalente al controlador lineal, un controlador con acción de reset acoplado a un controlador basado en lógica difusa y el controlador PI+CI basado en lógica difusa. Es posible observar que la opción más idónea para el control de la planta es el PI+CI acoplado a un controlador con lógica difusa, ya que evita los ciclos límites, se obtiene un mejor tiempo de respuesta, no se obtiene sobreoscilación, por lo tanto, no existe tiempo de establecimiento y al utilizar el método de inferencia de Sugeno la transición entre funciones es muy suave.

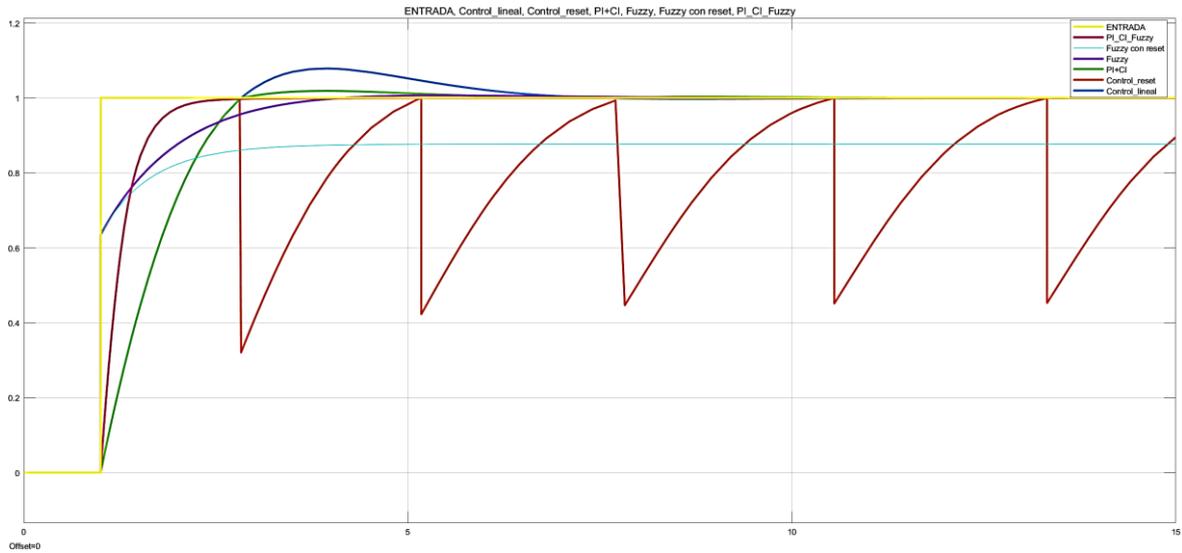


Figura 1.34. Comparación entre control lineal (azul), control con reset (rojo), PI+CI (verde), control basado en lógica difusa (morado), control con reset acoplado a control con lógica difusa (celeste) y PI+CI con lógica difusa (rosa) ante una entrada paso (amarillo).

Para el controlador basado en lógica difusa se mostrará la configuración que se realizó en la herramienta Fuzzy Logic Designer:

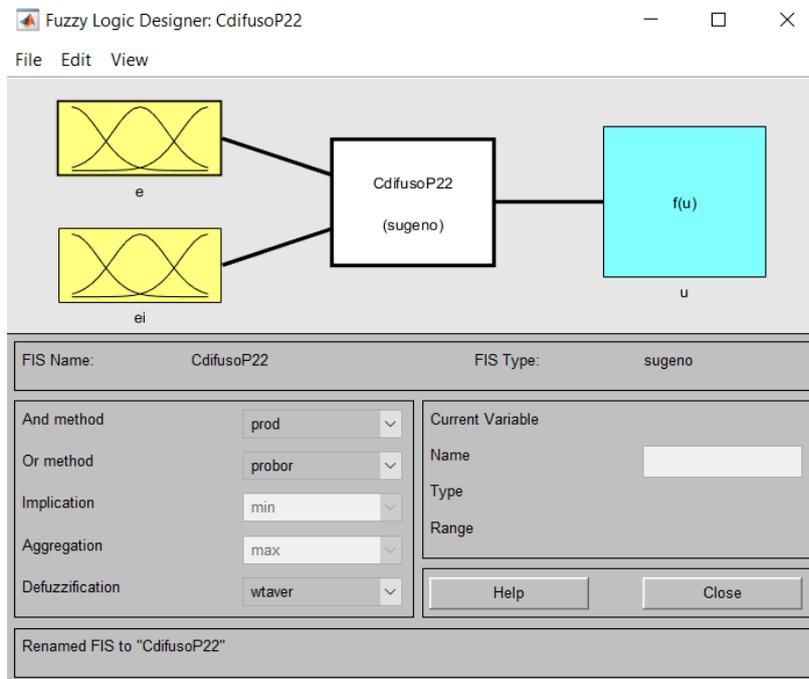


Figura 1.35. Ventana principal de herramienta Fuzzy Logic Designer

Debido a que en este caso específico se tienen únicamente dos entradas, el error proporcional y el error integral, se tendrán dos variables difusas de entrada e y e_i ; y la salida u .

Considerando que $k_p = 1$, $\tau_i = 1$, se calcularán los rangos de operación de las funciones de membresía: OR_e viene dado por $[-a_e, a_e] = [-1,1]$, que son los valores del rango de $e(t)$, para satisfacer $K_p = 1$, OR_u viene dado por $[-a_u, a_u] = [-3,3]$. Finalmente, para satisfacer $K_i = 1$, OR_{e_i} viene dado por $[-a_{e_i}, a_{e_i}] = [-1,1]$ como se muestra en la figura 1.36. Adicionalmente se eligió $m = 5$, por lo que se tendrá 5 funciones de membresía para cada variable difusa de entrada y se tendrán 9 funciones singletons para la variable difusa de salida.

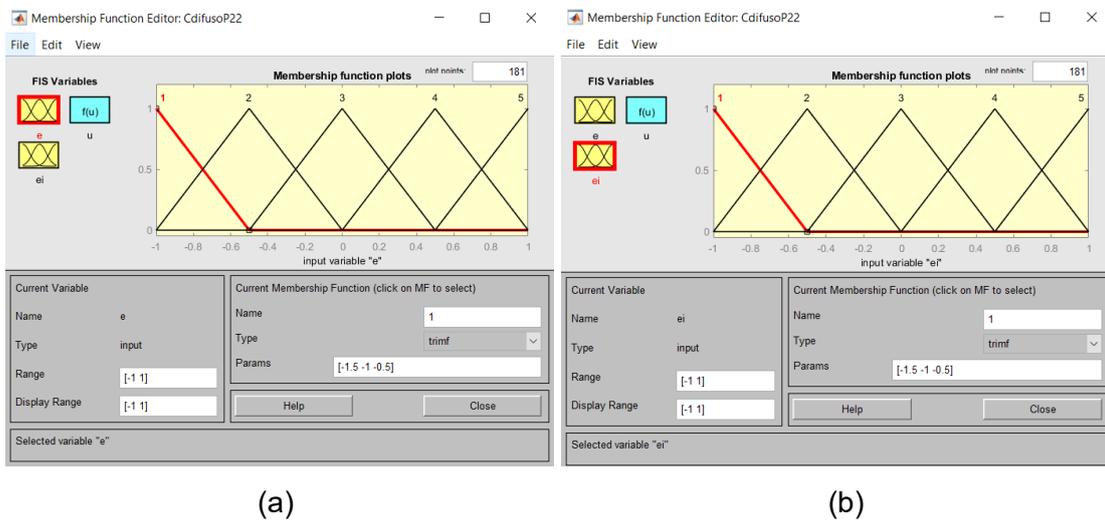


Figura 1.36. Funciones de membresía para (a) $e(t)$ y (b) $\int e(t)$

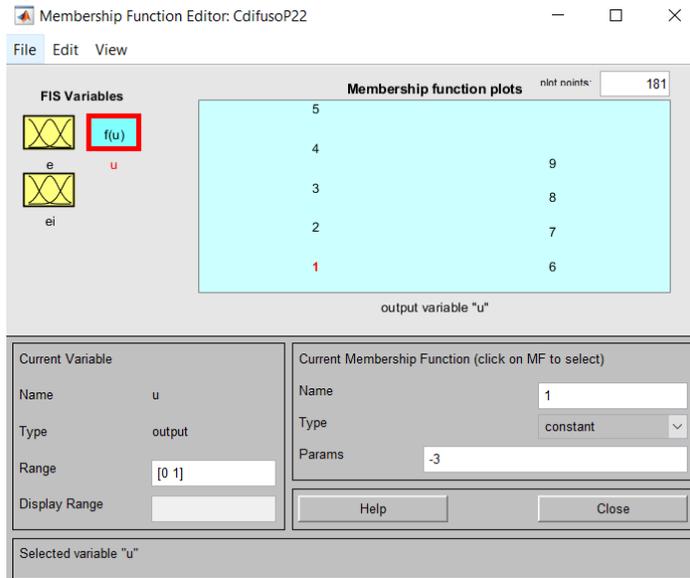


Figura 1.37. Funciones singletons para $u(t)$.

Los valores de las funciones singletons que se designó para la variable de salida de este ejemplo son: $-3, -2.52, -1.92, -0.87, 0, 0.87, 1.92, 2.52, 3$.

Se tendrán 25 reglas difusas, las mismas que serán calculadas a través de las expresiones “si-entonces” mostradas en esta sección previamente, o de igual forma a través de la representación gráfica generalizada que se mostró en la figura 1.33.

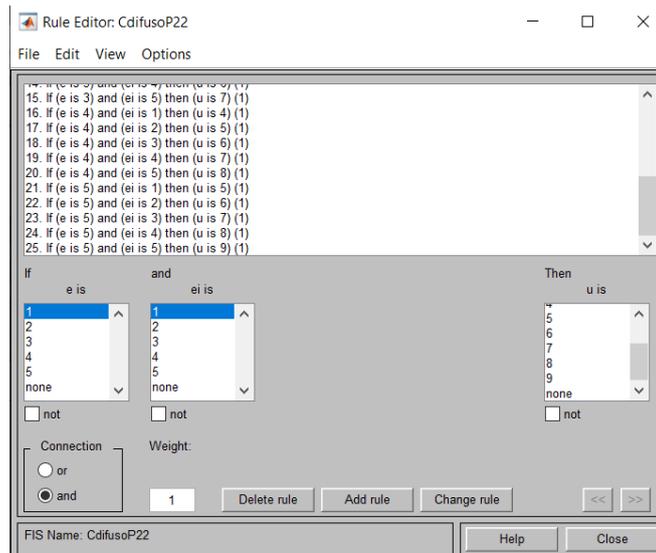


Figura 1.38. Reglas “si-entonces” para el controlador PI+CI con lógica difusa

Finalmente, se revisará las reglas de control y la superficie de control del sistema:

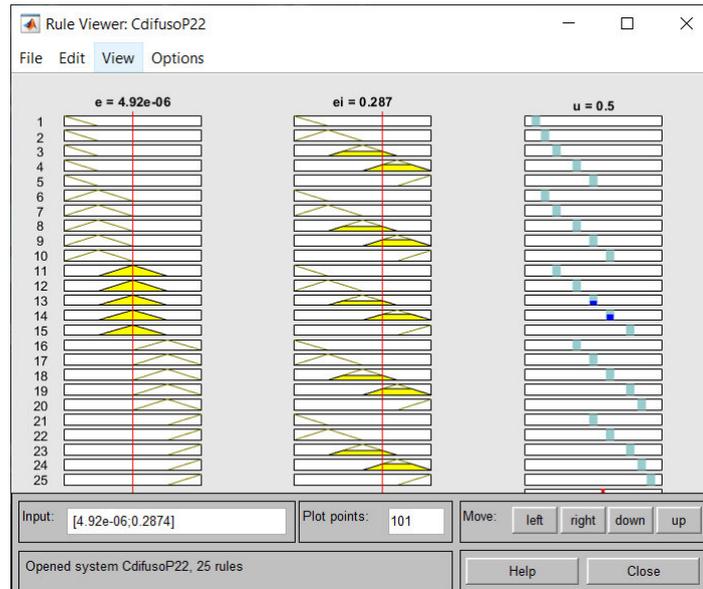


Figura 1.39. Visualizador de reglas de control

En el visualizador de reglas de control se podrá observar para cada una de las reglas “si-entonces” los valores que toman las funciones de membresía en la entrada y de igual forma para la salida. La superficie de control se muestra en la figura 1.40.

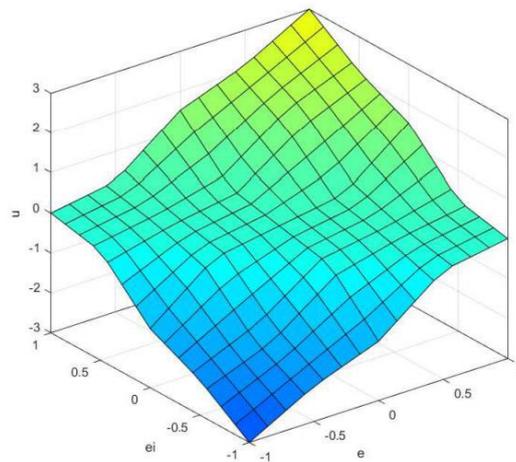


Figura 1.40. Superficie de control

1.3.10. CONTROLADORES PID NO LINEALES

Los sistemas de control propuestos son controladores no lineales, es decir, los sistemas de control con acción de reset y sistemas de control basados en una lógica difusa, sin embargo, existen otras alternativas de control no lineal las cuales se revisarán en esta sección de manera que se logre superar las limitaciones fundamentales que poseen los sistemas de control lineal.

Como se ha explicado con anterioridad, un sistema de control PID tiene como tarea principal mantener un valor de salida del sistema frente a un valor de referencia dado, y debe ser capaz de aceptar de manera dinámica cambios en los valores de referencia. Los controladores modernos deben ser capaces de hacer frente a variaciones de parámetros e incertidumbres del sistema [24]. Un controlador PID tiene la característica de mantener una ganancia fija, esto puede significar una gran desventaja ya que es posible obtener un desempeño no deseado del sistema si dicha ganancia debe ser reducida con el objetivo de evitar oscilaciones sobre el valor de referencia, o se necesite de un tiempo muy grande para corregir la señal y regresar al valor de referencia cuando en el sistema se presenten perturbaciones.

Para superar estas limitaciones que se presentan en un controlador PID lineal, se propone un controlador PID no lineal denominado NPID, ya que las aplicaciones de procesos industriales son mayormente no lineales, el trabajar con controladores lineales puede significar que para reducir sobreoscilaciones del sistema se tenga que sacrificar tiempos de subida, es decir, para un desempeño satisfactorio la respuesta necesariamente será lenta. Este problema no ocurre con el NPID ya que se propone mejoras sobre los controladores PID lineales basadas en la introducción de funciones de ganancia no lineal [2].

Un controlador NPID se puede definir entonces como un control PID tradicional acoplado a un bloque de ganancia no lineal, tal como se indica en la figura 1.41. mientras que la ecuación 1.59 se presenta la ley de control no lineal:

$$u(t) = K_p \phi(e) + K_I \int \phi(e) dt + K_D \frac{d\phi(e)}{dt} \quad (1.59)$$

Donde k_p, k_i, k_d son las ganancias fijas proporcional, integral y derivativa, respectivamente y $\phi(e)$ son las ganancias variantes en el tiempo en función de la magnitud del error $e(t)$ [2] dada por:

$$\phi(e) = k(e)e(t) \quad (1.60)$$

Donde $k(e)$ es la ganancia no lineal.

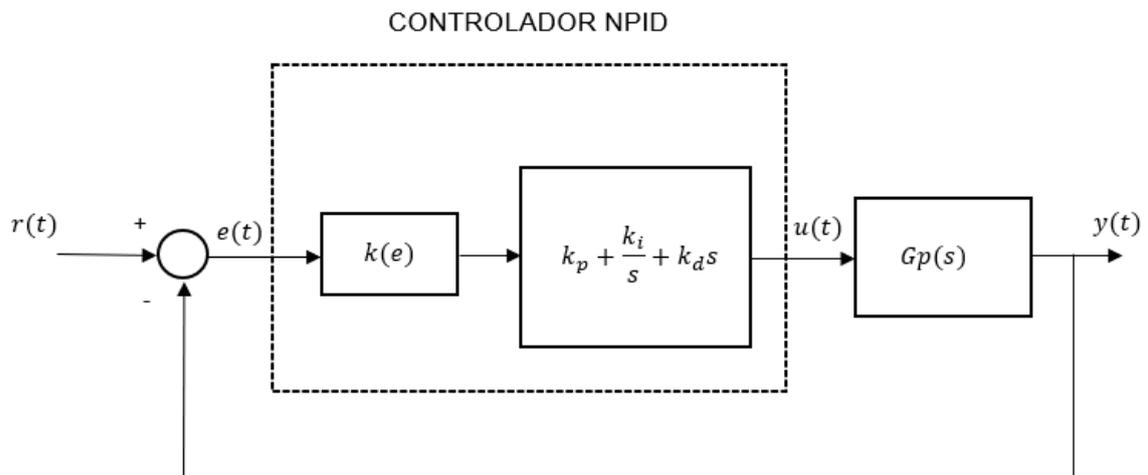


Figura 1.41. Diagrama de bloques de sistemas de control NPID

La ventaja de tener una ganancia variante en el tiempo es el ajuste automático que esta posee, es decir, si el error del sistema es excesivo la ganancia no lineal procederá a amplificar dicho error y de esta manera lograr que la salida del sistema sea el valor adecuado. Por el contrario, si el error del sistema es menor al deseado la ganancia realizará la tarea de disminuir su valor de forma automática para evitar tener grandes sobreoscilaciones y mejorar el tiempo de establecimiento evitando oscilaciones excesivas.

La ganancia no lineal puede ser seleccionada de diversas maneras según la literatura de controladores PID no lineales, algunos controladores se enlistan a continuación:

- Controlador NPI con ganancia lineal por partes
- Controlador NPID con ganancia sigmoideal
- Controlador NPID propuesto por Han.
- Controlador NPID propuesto por Wameedh-Ibraheem

El presente trabajo de titulación, según los resultados del análisis realizado en [25], se enfocará en el diseño propuesto por J. Han.

1.3.10.1. Controlador NPID propuesto por Han

El controlador NPID propuesto por Han se define a continuación [26]:

$$u_{NPID}(t) = k_p fal(e_p, \alpha_p, \delta_p) + k_i fal(e_i, \alpha_i, \delta_i) + k_d fal(e_d, \alpha_d, \delta_d) \quad (1.61)$$

Donde:

k_p, k_i, k_d son las ganancias proporcional, integral y derivativa, respectivamente.

La función no lineal $fal(e_p, \alpha_p, \delta_p)$ tiene la forma:

$$f_{al}(e_p, \alpha_p, \delta_p) = \begin{cases} |e_p|^{\alpha_p} \text{sign}(e_p), & |e_p| > \delta_p \\ \delta_p^{\alpha_p-1} e_p, & |e_p| \leq \delta_p \end{cases} \quad (1.62)$$

Donde:

e_p es el error proporcional del sistema

α_p determina el grado no lineal de la función para la parte proporcional

δ_p define el área lineal de la función no lineal para la parte proporcional, donde el controlador actúa como un controlador tipo PID convencional

La función no lineal $fal(e_i, \alpha_i, \delta_i)$ tiene la forma:

$$f_{al}(e_i, \alpha_i, \delta_i) = \begin{cases} |e_i|^{\alpha_i} \text{sign}(e_i), & |e_i| > \delta_i \\ \delta_i^{\alpha_i-1} e_i, & |e_i| \leq \delta_i \end{cases} \quad (1.63)$$

Donde:

e_p es el error integral del sistema

α_p determina el grado no lineal de la función para la parte integral

δ_p define el área lineal de la función no lineal para la parte integral, donde el controlador actúa como un controlador tipo PID convencional

La función no lineal $fal(e_d, \alpha_d, \delta_d)$ tiene la forma:

$$f_{al}(e_d, \alpha_d, \delta_d) = \begin{cases} |e_d|^{\alpha_d} \text{sign}(e_d), & |e_d| > \delta_d \\ \delta_d^{\alpha_d-1} e_d, & |e_d| \leq \delta_d \end{cases} \quad (1.64)$$

Donde:

e_p es el error derivativo del sistema

α_p determina el grado no lineal de la función para la parte derivativa

δ_p define el área lineal de la función no lineal para la parte derivativa, donde el controlador actúa como un controlador tipo PID convencional.

Es importante mencionar que existe una relación entre la correcta elección de los parámetros del controlador y el funcionamiento del mismo, Para la elección del parámetro

α , es necesario considerar qué resultados se espera tener la para la parte proporcional, así como para las partes integral y derivativa.

Es recomendable que el término proporcional α_p se considere superior a uno con el objetivo de que al presentarse errores con bajo valor se tenga mejor sensibilidad del sistema.

Debido a la presencia de problemas de windup se recomienda que el término integral α_i se encuentre en el siguiente rango: $-1 < \alpha_i < 1$, con el objetivo de reducir la acción integral si el error toma valores muy altos.

La presencia de ruido en el estado estacionario de la respuesta del sistema nos lleva a elegir un término derivativo con un valor superior a 1: $\alpha_d > 1$, esto significará que la ganancia diferencial tomará valores pequeños cuando el error también tome valores pequeños [26].

Finalmente, se presenta el comportamiento de la ganancia no lineal para valores entre 0 y 1 y el diagrama de bloques del controlador NPID propuesto por han, en las figuras 1.42, 1.43 y 1.44, respectivamente.

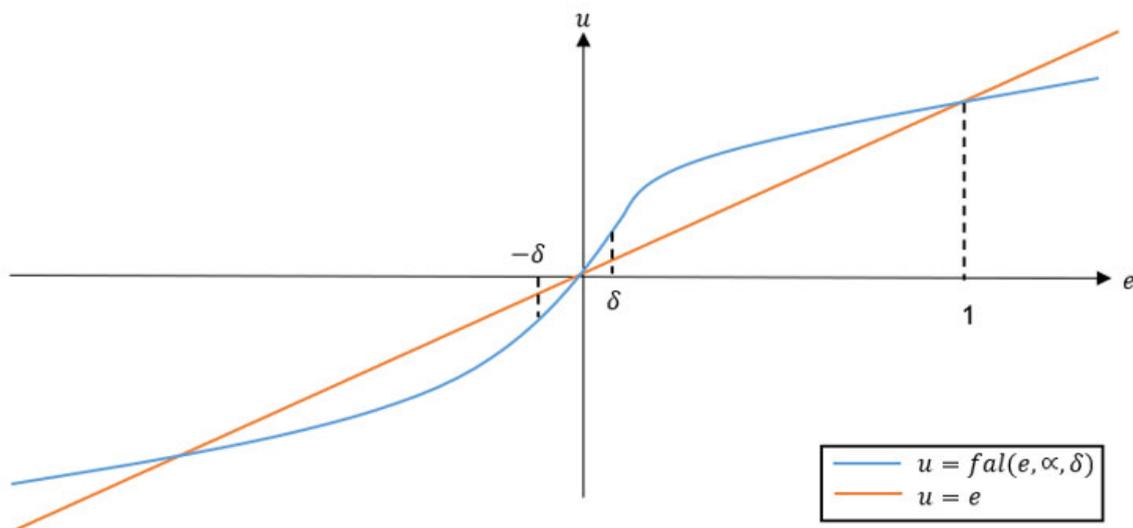


Figura 1.42. Función no lineal $fal(e, \alpha, \delta)$ para $0 < \alpha < 1$

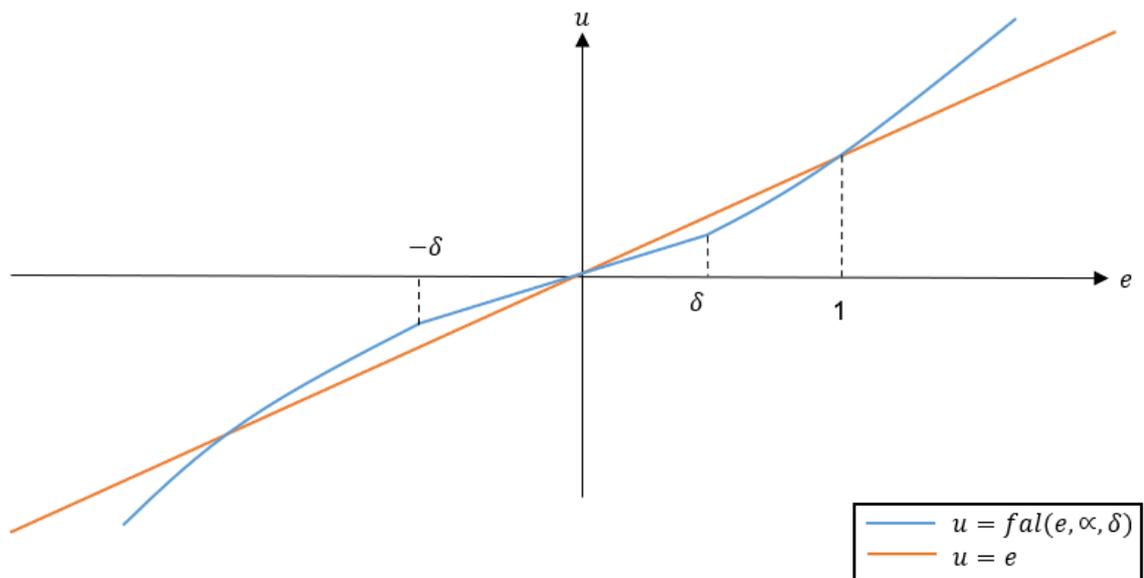


Figura 1.43. Función no lineal $fal(e, \alpha, \delta)$ para $\alpha > 1$

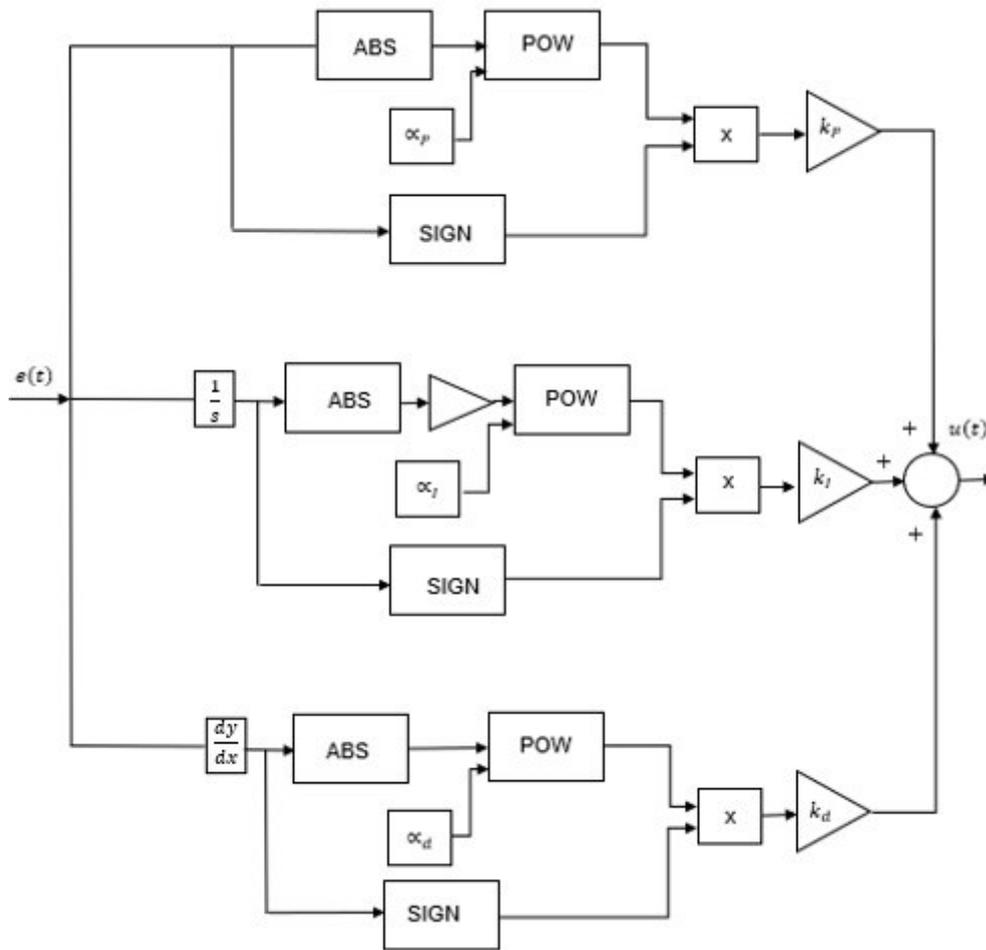


Figura 1.44. Diagrama de bloques del controlador NPID propuesto por Han

1.3.11. ÍNDICES DE DESEMPEÑO

Un índice de desempeño se puede definir como una medida del rendimiento del proceso. El desempeño del proceso se puede medir mediante un criterio de decisión que identifique un menor tiempo de asentamiento, menor error acumulativo, menor esfuerzo de control y una energía mínima de seguimiento, estos criterios podrían definir si un controlador es mejor que otro [27].

La definición de los índices de desempeño que se emplearán en el presente trabajo de titulación se presenta en la tabla 1.2.

Tabla 1.2. Definición de los índices básicos de desempeño [27]

Indicador básico	Expresión	Característica
<i>ISE</i>	$ISE = \sum_{k=0}^N e(k)^2$	Integral del error cuadrático
<i>ITSE</i>	$ITSE = \sum_{k=0}^N ke(k)^2$	Integral del tiempo por el error cuadrático
<i>TVu</i>	$TVu = \sum_{k=1}^N u_k - u_{k-1} $	Integral de la variación total de control

El valor del ISE (Integral Square of the Error) se basa en el área del cuadrado de la función del error, considera y penaliza a los valores tanto negativos como positivos del error.

El valor ITSE (Integral of Time multiplied by the Squared Error) considera y penaliza el tiempo de convergencia de la respuesta del controlador a un estado estacionario.

El valor TVu (Total Variation of control effort U) es una medida que determina el esfuerzo del controlador, es decir, cómo evoluciona la señal de control.

2. METODOLOGÍA

El presente trabajo de titulación hace uso de la investigación descriptiva y comparativa, mediante la recopilación de información sobre técnicas de control lineales y no lineales, se emplea el método deductivo para componer un nuevo esquema de control que acopla los beneficios del control con reset y el control basado en lógica difusa. A través de una serie de pruebas simuladas y su correspondiente análisis se evalúa el desempeño de los esquemas de control diseñados, utilizando diferentes indicadores.

Las fuentes de información empleadas son tanto primarias como secundarias, y son las que validan el trabajo de titulación. Entre fuentes de información primaria figuran libros y artículos de revistas técnicas. Por otra parte, entre las fuentes de información secundaria se encuentran diferentes artículos académicos y trabajos de titulación, además de resúmenes, informes, guías y sitios web relacionados con el control de procesos.

La secuencia de etapas lógicas de elaboración de este trabajo se realizó en cuatro fases de suma importancia. La primera fase presenta los elementos conceptuales del marco teórico, la segunda fase que presenta una etapa metodológica, luego una tercera fase de simulación y finaliza con una etapa de validación y análisis de resultados.

En la primera etapa, como se mencionó con anterioridad, se presentan los elementos conceptuales del marco teórico del trabajo de titulación, elementos necesarios para comprender las siguientes fases del desarrollo del mismo. En la segunda etapa se presenta la descripción del modelamiento tanto matemático como empírico de las plantas químicas no lineales en consideración: Un tanque de mezclado con retardo variable, y un reactor CSTR con reacción Van der Vusse con respuesta inversa. Se presenta también la interfaz gráfica para el manejo de resultados.

En la tercera fase se presenta los resultados de simulación de los esquemas de control lineales y no lineales; con y sin acción de reset; con lógica difusa y el esquema propuesto de un controlador no lineal con acción de reset y lógica difusa, todos serán simulados a través de la herramienta Simulink-Matlab® para los procesos químicos mencionados. Finalmente, en la última etapa se validarán los resultados obtenidos a través de la comparación de índices de desempeño y características transitorias de todos los controladores y se tendrá una fase de análisis de resultados a manera de conclusiones con sus respectivas recomendaciones para el trabajo realizado.

2.1. MODELADO MATEMÁTICO DE LAS PLANTAS

El modelado matemático de las plantas es una de las tareas más relevantes para el análisis y diseño de sistemas de control, este proceso permite entender la dinámica del sistema con el fin de obtener una abstracción de la realidad.

En problemas de control óptimo es recomendable usar ecuaciones diferenciales, o representaciones de espacios de estados como una forma de análisis del comportamiento dinámico de las plantas. La complejidad de un modelado matemático estará ligada con la precisión con la que este representa el sistema o la planta. Una alta complejidad y un análisis preciso de las relaciones de parámetros, entidades y variables asociadas al sistema permitirán mejorar la precisión del modelo matemático. Sin embargo, se necesitarán de más recursos analíticos para su estudio. Los modelos matemáticos deben poseer un equilibrio entre la complejidad y precisión de los resultados del mismo.

2.1.1. Tanque de mezclado con retardo variable

El tanque de mezclado tomado como proceso de prueba para este trabajo de titulación se muestra en la figura 2.1. El tanque recibe dos flujos, uno de agua caliente $W_1(t)$ y uno de agua fría $W_2(t)$. Se busca mantener la temperatura $T_3(t)$ resultante de la mezcla de los flujos mencionados, a través de la apertura o cierre de una válvula de control de flujo frío. La temperatura de la mezcla $T_4(t)$ es medida a través de un transmisor de temperatura que posee un intervalo de trabajo de 100 a 200°F, localizada a 125 [pies] aguas abajo por lo que se genera un retardo en la medición de temperatura.

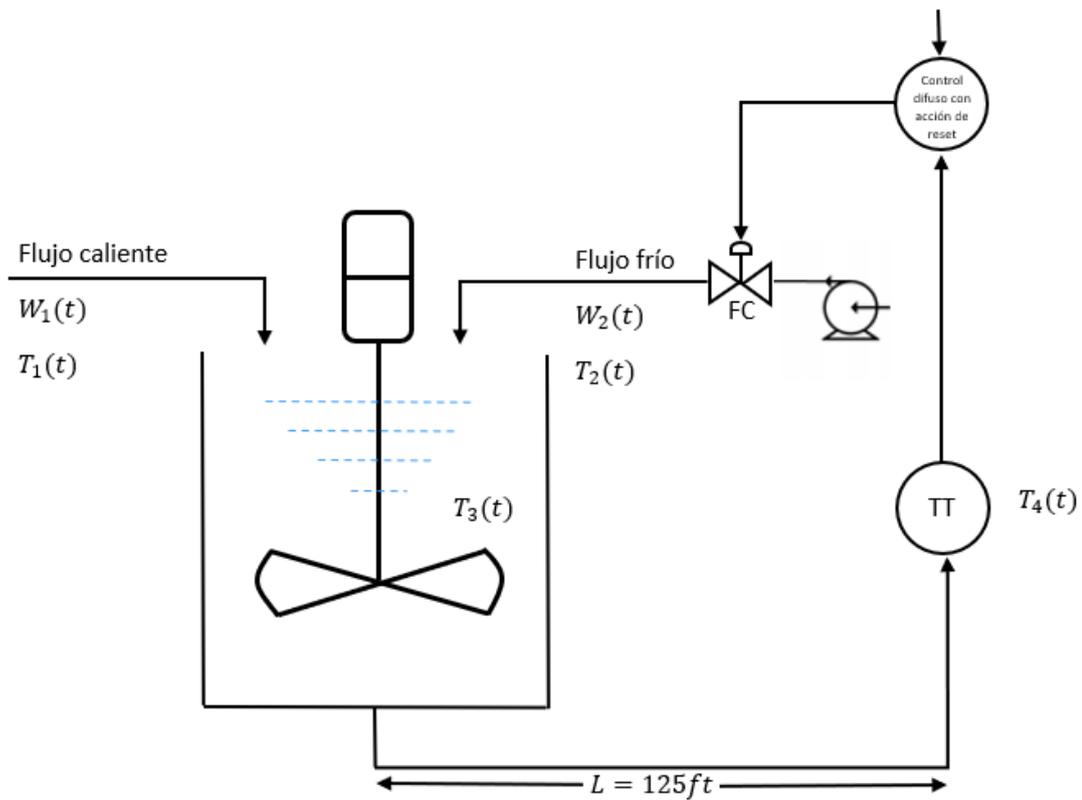


Figura 2.1. Tanque de mezclado

Los siguientes aspectos son tomados como consideraciones:

- No existen variaciones de volumen del líquido dentro del tanque.
- Se produce una mezcla uniforme en el interior del tanque.
- Las tuberías y el tanque se encuentran aislados.

Las ecuaciones que describen el comportamiento del proceso en función del tiempo para el tanque de mezclado de agitación continua se presentan a continuación:

El balance de energía en el tanque se representa mediante la ecuación 2.8:

$$\begin{aligned}
 W_1(t)C_{p1}(t)T_1(t) + W_2(t)C_{p2}(t)T_2(t) - (W_1(t) + W_2(t))W_1(t)C_{p3}(t)T_3(t) = \dots \\
 \dots = V\rho C_{v3} \frac{dT_3(t)}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{2.8}$$

El tiempo de retardo de la tubería del tanque respecto a la lectura del transmisor se representa en la ecuación 2.9:

$$T_4(t) = T_3(t - t_0) \quad (2.9)$$

El tiempo de retardo en función de las variaciones de flujo:

$$t_0 = \frac{LAp}{W_1(t)+W_2(t)} \quad (2.10)$$

La relación de medición del transmisor se representa en la ecuación 2.11:

$$\frac{dT_O(t)}{dt} = \frac{1}{\tau_T} \left(\frac{T_4(t)-100}{100} - T_O(t) \right) \quad (2.11)$$

La expresión que sigue la válvula se representa en la ecuación 2.12:

$$W_2(t) = \frac{500}{60} C_{VL} V_p(t) \sqrt{G_f \Delta P_v} \quad (2.12)$$

La posición de la válvula se representa en la ecuación 2.13:

$$\frac{dv_p}{dt} = \frac{1}{\tau_{vp}} (m(t) - V_p(t)) \quad (2.13)$$

Donde:

$W_1(t)$: flujo de agua caliente, lb/min

$W_2(t)$: flujo de agua fría, lb/min

C_p : capacidad calorífica del líquido a presión constante, Btu/lb - °F

C_v : capacidad calorífica del líquido a volumen constante, Btu/lb - °F

C_{VL} : coeficiente de flujo de la válvula, gpm/psi^{1/2}

ΔP_v : caída de presión en la válvula, psi

G_f : gravedad específica, adimensional

L : longitud de tubería, pies

A : sección transversal de la tubería, pies²

$T_1(t)$: Temperatura del fluido caliente en movimiento, °F

$T_2(t)$: Temperatura del fluido frío en movimiento, °F

$T_3(t)$: Temperatura de la mezcla resultante en el tanque de mezclado, °F

$T_4(t)$: Temperatura $T_3(t)$ considerando el retardo t_0 , °F

$T_O(t)$: señal del transmisor de salida, pu

- t_0 : tiempo muerto debido al retardo de transportación, min
- τ_T : constante de tiempo del sensor de temperatura, min
- τ_{VP} : constante de tiempo del actuador, min
- $m(t)$: fracción de la salida del controlador, pu
- ρ : densidad del contenido de la mezcla del tanque, lbm/pies³
- $V_p(t)$: posición de la válvula de 0 a 1, considerando posición de cerrado a abierto, respectivamente
- V : volumen del líquido, pies³

Los valores que toman las variables en estado estacionario, en sus condiciones iniciales, para el tanque de mezclado de retardo variable según las ecuaciones mostradas se presentan en la tabla 2.1.

Tabla 2.1. Valores en estado estable de las variables del proceso de tanque de mezclado con retardo variable.

Variable	Valor	Variable	Valor
W_{1_0}	250 lb/min	$T_1(t)$	250 °F
W_{2_0}	191.7lb/min	$T_2(t)$	50 °F
C_{p1}	0.8 Btu/lb - °F	$T_3(t)$	150 °F
C_{p2}	1.0 Btu/lb - °F	$TO(t)$	0.5 pu
C_{p3}	0.9 Btu/lb - °F	ΔP_v	16 psi
C_{VL}	12 gpm/psi ^{1/2}	τ_T	0.5 min
m_o	0.478 pu	τ_{VP}	0.4 min
L	125 pies	ρ	62.4 lbm/pies ³
A	0.2006 pies ²	V	15pies ³
Referencia	150 °F	V_p	0.478pu

2.1.2. Reactor CSTR con reacción Van Der Vusse de respuesta inversa

Los componentes del proceso que corresponden al Reactor CSTR con reacción Van Der Vusse de respuesta inversa se muestran en la figura 2.2. En este tipo de reactor se produce una reacción exotérmica $A \rightarrow B$. En este proceso se requiere el control de la concentración del compuesto B por medio de la apertura o cierre de la válvula de control de flujo. Adicionalmente, se tiene un transmisor de concentración de salida el cual se encarga de

transportar la señal que envía el sensor hacia una unidad remota. La apertura y cierre de la válvula de entrada se realiza a través del controlador, el flujo de entrada es la variable a manipular mientras que la concentración del producto final es la variable a controlar.

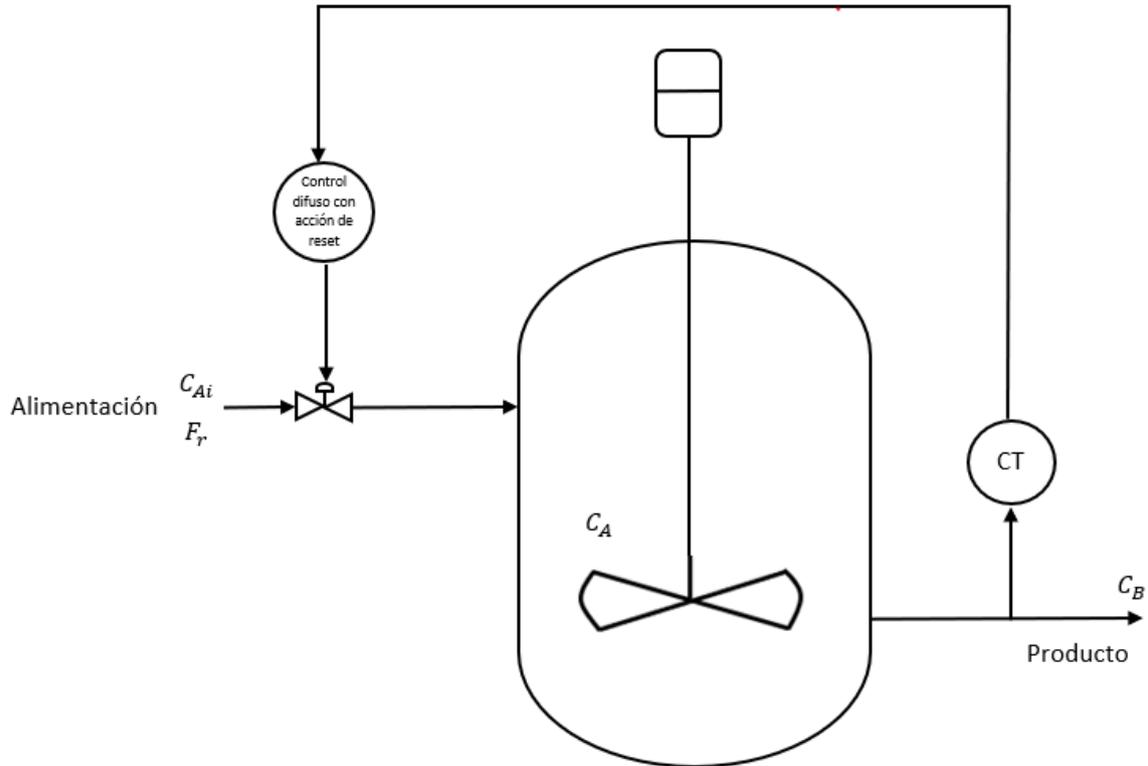


Figura 2.2. Reactor CSTR con reacción de Van Der Vusse

Para definir el proceso se procede a realizar el balance molar de los compuestos A y B, las ecuaciones que representan estos balances se muestran a continuación:

$$\frac{dC_A(t)}{dt} = \frac{F_r(t)}{V} [C_{Ai}(t) - C_A(t)] - k_1 C_A(t) - k_3 C_A^2(t) \quad (2.14)$$

$$\frac{dC_B(t)}{dt} = -\frac{F_r(t)}{V} C_B(t) + k_1 C_A(t) - k_2 C_B(t) \quad (2.15)$$

En donde:

$C_A(t)$: Concentración del reactivo A en el reactor, mol/l

$C_{Ai}(t)$: Concentración del reactivo A de alimentación, mol/l

$C_B(t)$: Concentración del producto B, mol/l

k_1 : Coeficiente de tasa de reacción 1, min^{-1}

k_2 : Coeficiente de tasa de reacción 2, min^{-1}

k_3 : Coeficiente de tasa de reacción 3, l/mol·min

$F_r(t)$: Flujo de alimentación del proceso, l/min

V : Volumen del reactor, l

La ecuación del sensor-transmisor de concentración se representa a través de la ecuación 2.16, mientras que la ecuación de la válvula se presenta en la ecuación 2.17, ambas ecuaciones se trabajan en porcentaje.

$$y(t)\% = \left(\frac{100}{1.5714}\right) C_B(t) \quad (2.16)$$

$$F_r(t) = \left(\frac{634.17}{100}\right) u(t)\% \quad (2.17)$$

En donde:

$y(t)$: Señal de salida del transmisor, 0 a 100%

$u(t)$: Acción de control, 0 a 100%

La ecuación 2.17 regula el flujo de entrada $F_r(t)$.

Los valores que toman las variables en estado estacionario, en sus condiciones iniciales, para el reactor CSTR con reacción Van Der Vusse según las ecuaciones mostradas se presentan en la tabla 2.2.

Tabla 2.2. Valores en estado estable de las variables del proceso de reactor CSTR con reacción Van Der Vusse de respuesta inversa

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
C_A	2.9175 mol/l	k_3	1/6 l/mol·min
C_{Ai}	10 mol/l	V	700 l
C_B	1.1 mol/l	u_0	60%
k_1	5/6 min ⁻¹	y_0	70%
k_2	5/3 min ⁻¹	F_r	380.5 l/min

2.2. MODELADO EMPÍRICO DE LOS PROCESOS NO LINEALES

En la gran mayoría de procesos químicos, el análisis y diseño de los sistemas de control se realiza a través de modelos empíricos, en favor de que la dinámica de la planta no complique el esquema de control a implementarse.

Como se mencionó en el primer capítulo, el modelo empírico usualmente aplicado para modelos de orden reducido es el FOPDT, por su confiabilidad y amplio rango de frecuencias en el análisis y diseño de control de procesos. En esta sección se presentará el modelado empírico de las plantas no lineales a trabajar, el tanque de agitación continua con retardo variable y el reactor CSTR con reacción Van Der Vusse.

Las ecuaciones que se emplean para obtener el modelo que describe la Ecuación 1.3, la Ecuación 1.6 define la ganancia; la Ecuación 1.12, la constante de tiempo, y la Ecuación 1.13, el retardo de tiempo.

Para un óptimo reconocimiento del modelo reducido de las dos plantas, es decir, para que el modelo de orden reducido responda de forma eficaz antes cambios de referencia positivos o negativos, se efectúa la media aritmética de los resultados tomando como entrada una función $u +$ tipo paso positivo, la cual se identificará por el superíndice con el signo (+); y, una entrada en la que se tiene una variación negativa del paso, $u -$, la cual se identificará por el superíndice con el signo (-).

2.2.1. Tanque de mezclado de retardo variable

- **Señal tipo paso positivo**

La posición de la válvula está en 0.478 [pu] en condiciones iniciales de operación, al valor mencionado se le realiza un incremento del 10% en un instante $t = 10[\text{min}]$, encontrándose una variación Δu^+ como se muestra en la figura:

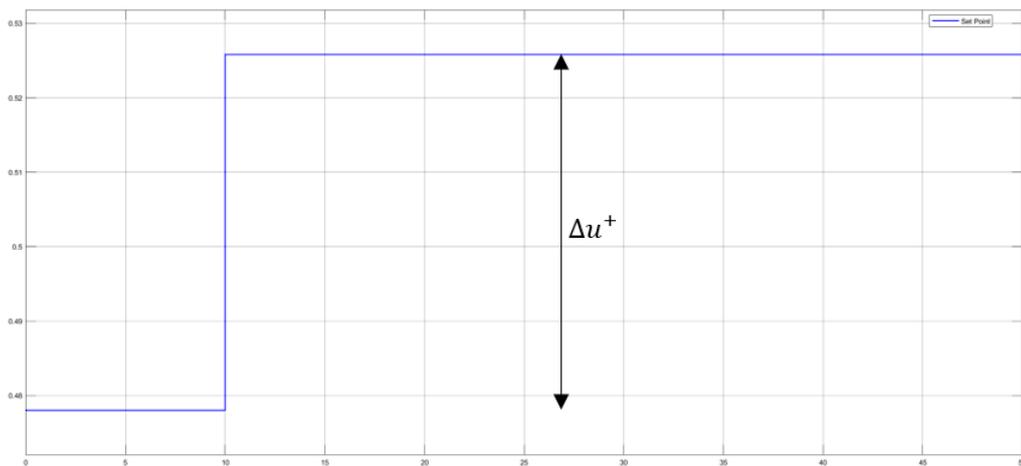


Figura 2.3. Set Point con incremento de 10% en su valor a $t=10$ [min]

La figura 2.4, indica la respuesta del transmisor de temperatura, a partir de la respuesta obtenida se calculan los valores de t_1^+ y t_2^+ :

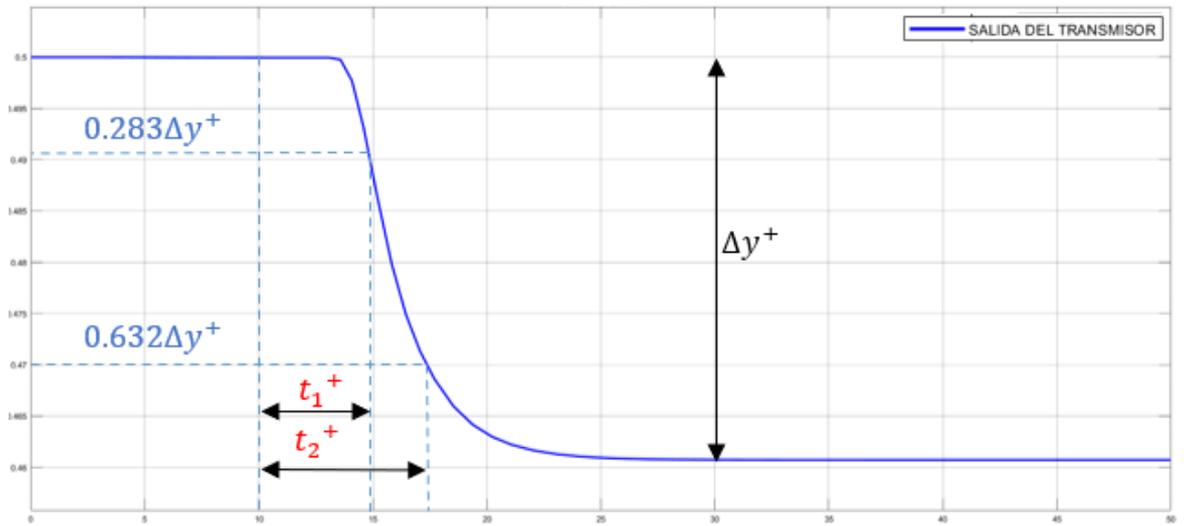


Figura 2.4. Salida del tanque de mezclado cuando se aplica una entrada paso positiva.

Donde:

$t_1^+ = 4.973[min]$: Tiempo en el que ocurre una variación del 28.3% de Δy^+

$t_2^+ = 6.408[min]$: Tiempo en el que ocurre una variación del 63.2% de Δy^+

Utilizando las ecuaciones propuestas en el capítulo 1, se determinan los valores característicos del modelo FOPDT:

- Constante de tiempo al cambio positivo τ^+ , Ecuación 2.18.

$$\tau^+ = 1.5(6.408 - 4.973) = 2.152 \quad (2.18)$$

- Tiempo de retardo al cambio positivo t_m^+ , Ecuación 2.19.

$$t_m^+ = 6.408 - 2.152 = 4.26 \quad (2.19)$$

- Ganancia al cambio positivo K^+ , Ecuación 1.20.

$$K^+ = \frac{0.4607 - 0.5}{0.5258 - 0.478} = -0.8221 \quad (2.20)$$

La ecuación 2.21 representa la función de transferencia del modelo FOPDT:

$$G(s)^+ = \frac{-0.8221e^{-4.26s}}{2.152s+1} \quad (2.21)$$

- **Señal tipo paso negativo**

Para encontrar la función de transferencia del modelo FOPDT para un cambio negativo se realizará una variación de -10% con respecto al valor de la condición

inicial de la válvula, en un tiempo $t = 10[\text{min}]$, esto se puede observar en la figura 2.5.

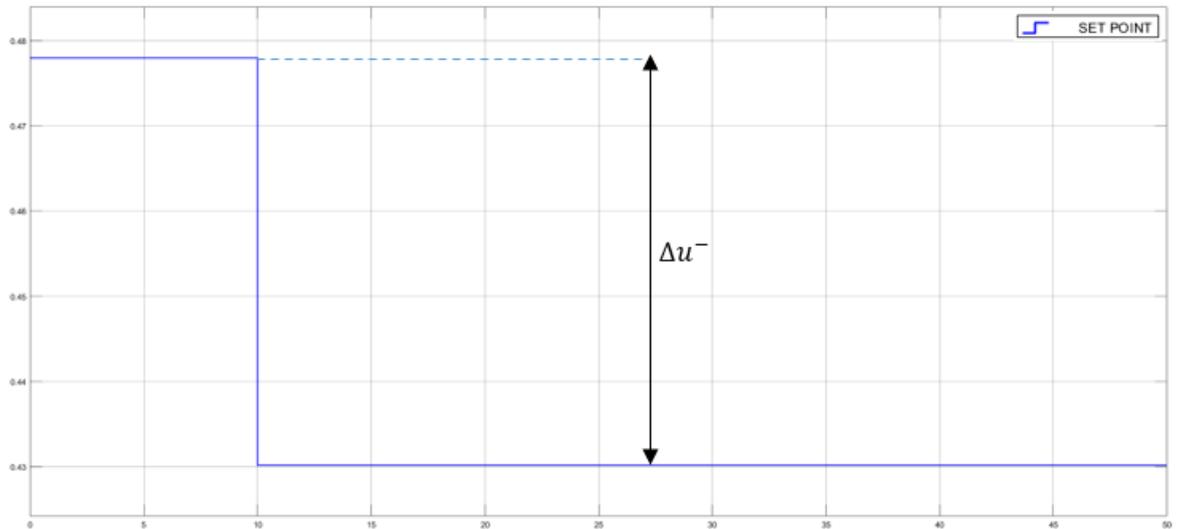


Figura 2.5. Set Point con decremento de 10% en su valor a $t=10$ [min]

La figura 2.6, indica la respuesta del transmisor de temperatura, a partir de la respuesta obtenida se calculan los valores de t_1^- y t_2^- :

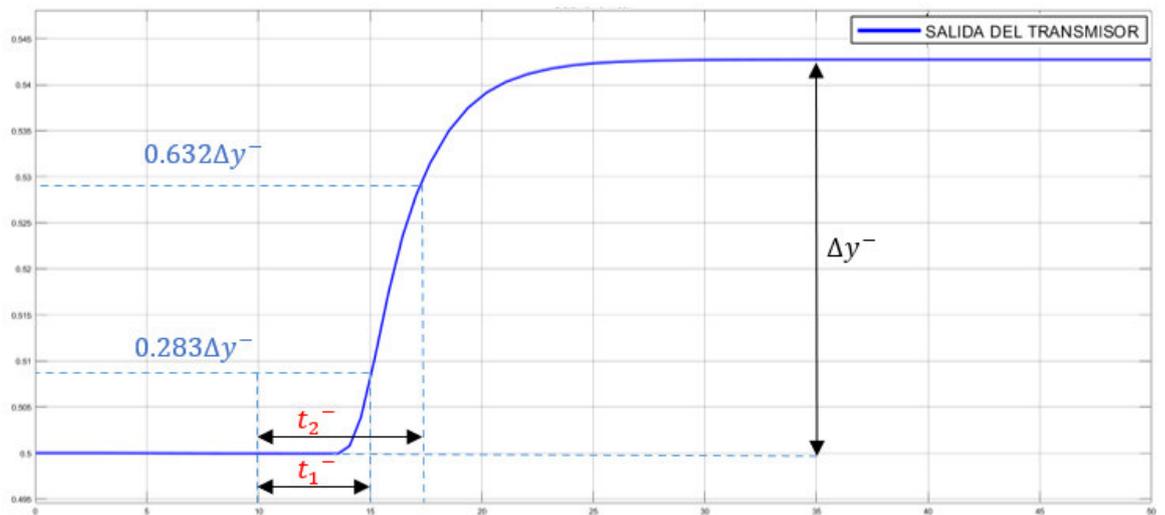


Figura 2.6. Respuesta del tanque de mezclado ante una entrada paso negativo.

Donde:

$t_1^- = 5.375[\text{min}]$: Tiempo en el que ocurre una variación del 28.3% de Δy^-
 $t_2^- = 6.918[\text{min}]$: Tiempo en el que ocurre una variación del 63.2% de Δy^-

Utilizando las ecuaciones propuestas en el capítulo 1, se determinan los valores característicos del modelo FOPDT:

- Constante de tiempo al cambio positivo τ^+ , Ecuación 2.22.

$$\tau^- = 1.5(6.918 - 5.375) = 2.312 \quad (2.22)$$

- Tiempo de retardo al cambio positivo t_m^+ , Ecuación 2.23.

$$t_m^- = 6.918 - 2.312 = 4.606 \quad (2.23)$$

- Ganancia al cambio positivo K^+ , Ecuación 2.24.

$$K^- = \frac{0.5427 - 0.5}{0.4302 - 0.478} = -0.8933 \quad (2.24)$$

La ecuación 2.25 representa la función de transferencia del modelo FOPDT:

$$G(s)^- = \frac{-0.8933e^{-4.606s}}{2.312s+1} \quad (2.25)$$

• FOPDT Promedio

Para realizar el cálculo del FOPDT promedio, se utilizará la media aritmética de los valores tanto para los cambios tipo paso positivos como para los cambios tipo paso negativos:

- Constante de tiempo promedio τ , Ecuación 2.26.

$$\tau = \frac{\tau^+}{\tau^-} = \frac{2.152+2.312}{2} = 2.232 \quad (2.26)$$

- Tiempo de retardo promedio t_m , Ecuación 2.27.

$$t_m = \frac{t_m^+ + t_m^-}{2} = \frac{4.26+4.606}{2} = 4.433 \quad (2.27)$$

- Ganancia promedio K , Ecuación 2.28.

$$K = \frac{K^+ + K^-}{2} = \frac{-0.8221 - 0.8933}{2} = -0.8577 \quad (2.28)$$

En la ecuación 2.29 se presenta la FOPDT promedio para el tanque de mezclado con retardo variable:

$$G(s) = \frac{-0.8577e^{-4.433s}}{2.232s+1} \quad (2.29)$$

La figura 2.7 y figura 2.8 muestran el modelo FOPDT promedio, así como el modelo para el paso positivo y negativo, se comprueba a la vez que el FOPDT promedio es

la respuesta más satisfactoria ante cambios positivos y negativos en la entrada del proceso no lineal.

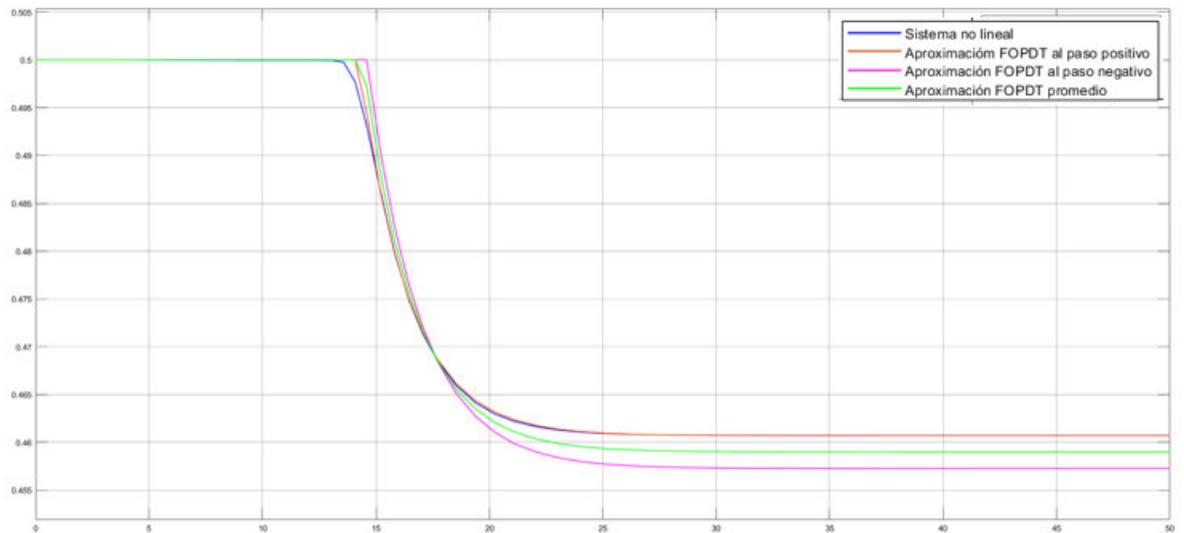


Figura 2.7. Respuestas de aproximaciones FOPDT ante paso positivo para tanque de agitación continua.

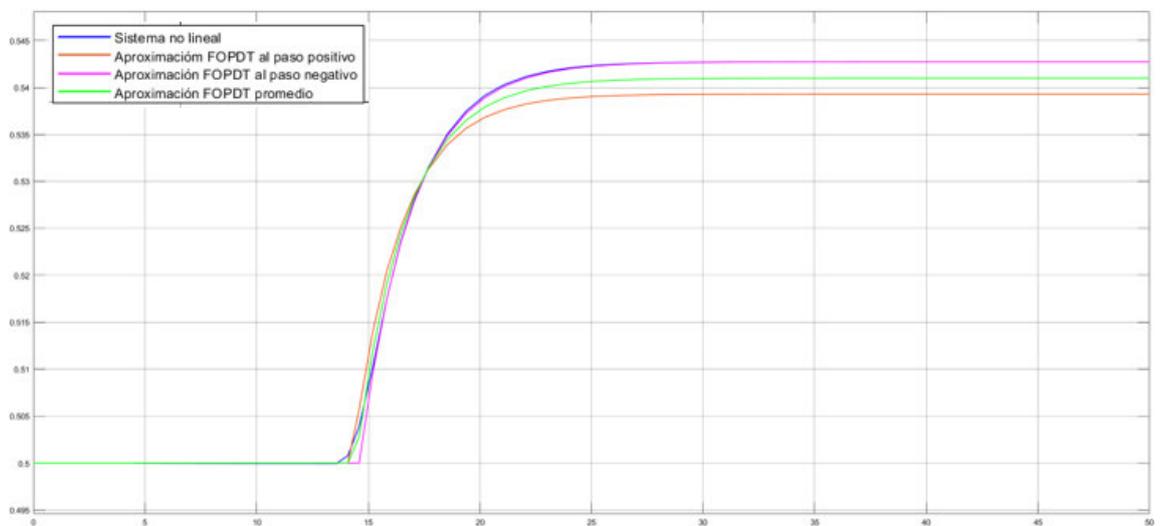


Figura 2.8. Respuestas de aproximaciones FOPDT ante paso negativo para tanque de agitación continua.

2.2.2. Reactor de agitación continua (CSTR) con reacción Van Der Vusse

- Señal tipo paso positivo

La posición de la válvula está en 0.478 [pu] en condiciones iniciales de operación, al valor mencionado se le realiza un incremento del 10% en un instante $t = 10[min]$, encontrándose una variación Δu^+ como se muestra en la figura 2.9.

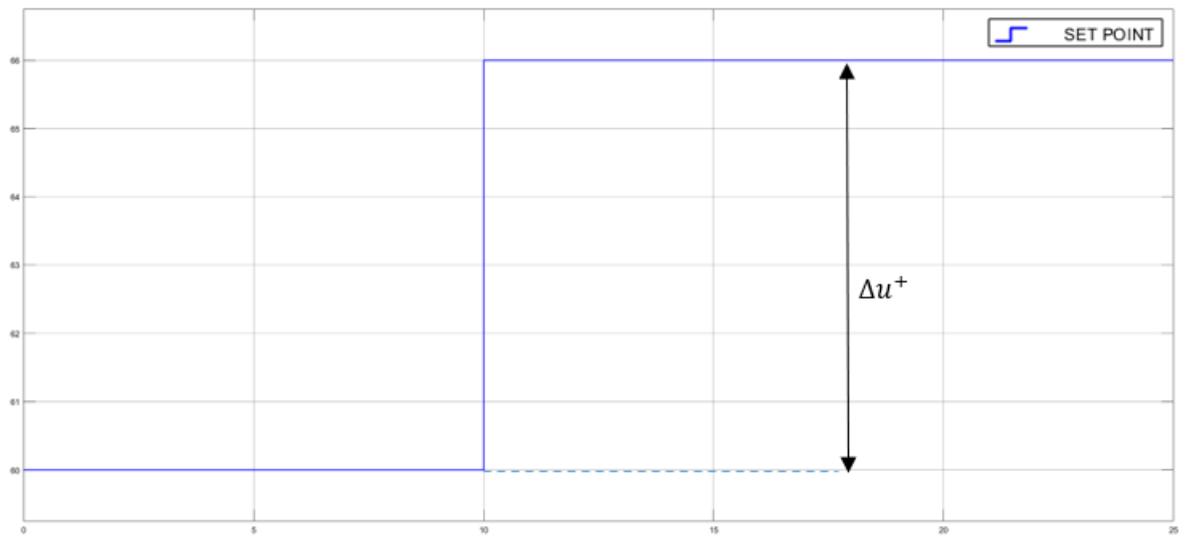


Figura 2.9. Set Point con incremento de 10% en su valor a $t=10$ [min]

La figura 2.10, indica la respuesta del transmisor de temperatura, a partir de la respuesta obtenida se calculan los valores de t_1^+ y t_2^+ :

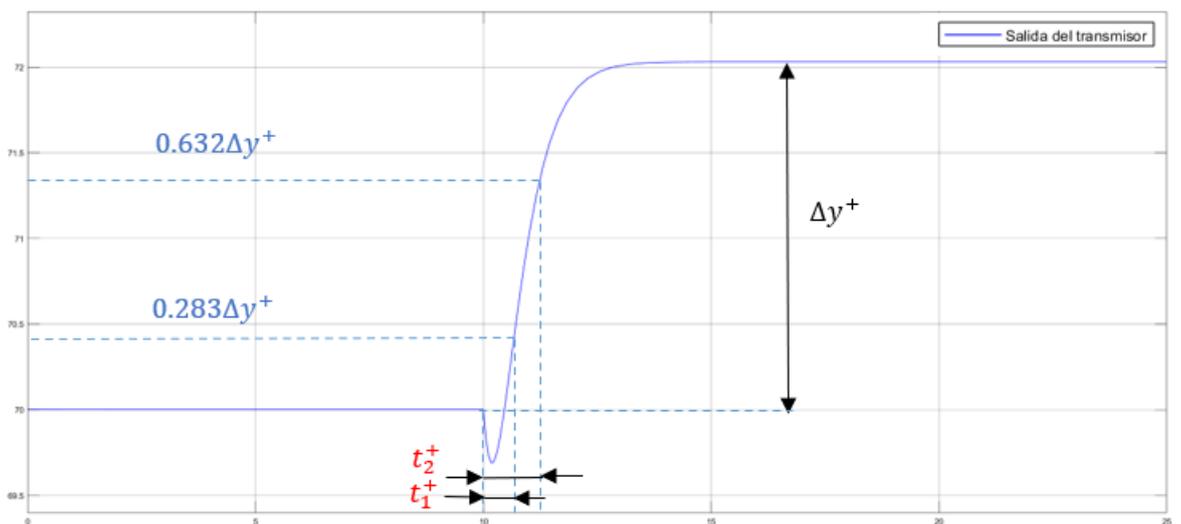


Figura 2.10. Respuesta del reactor CSTR con reacción Van Der Vusse ante una entrada paso positivo.

Donde:

$t_1^+ = 0.75$ [min] : Tiempo en el que ocurre una variación del 28.3% de Δy^+

$t_2^+ = 1.2$ [min] : Tiempo en el que ocurre una variación del 63.2% de Δy^+

Utilizando las ecuaciones propuestas en el capítulo 1, se determinan los valores característicos del modelo FOPDT:

- Constante de tiempo al cambio positivo τ^+ , Ecuación 2.30.

$$\tau^+ = 1.5(1.2 - 0.75) = 0.675 \quad (2.30)$$

- Tiempo de retardo al cambio positivo t_m^+ , Ecuación 2.31.

$$t_m^+ = 1.2 - 0.675 = 0.53 \quad (2.31)$$

- Ganancia al cambio positivo K^+ , Ecuación 2.32.

$$K^+ = \frac{72.03-70}{66-60} = 0.3383 \quad (2.32)$$

La ecuación 2.33 representa la función de transferencia del modelo FOPDT:

$$G(s)^+ = \frac{0.3383e^{-0.53s}}{0.675s+1} \quad (2.33)$$

- **Señal tipo paso negativo**

Para encontrar la función de transferencia del modelo FOPDT para un cambio de referencia negativa, se realizará una variación de -10% con respecto al valor de requerimiento de operación inicial, en un tiempo $t = 10[\text{min}]$, esto se puede observar en la figura 2.11.

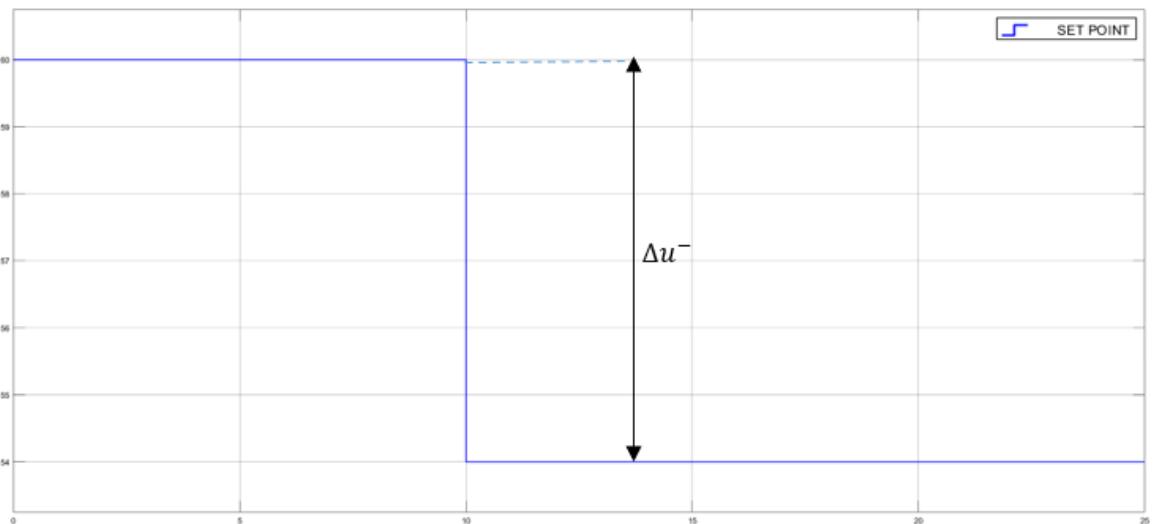


Figura 2.11. Set Point con decremento de 10% en su valor a $t=10$ [min]

La figura 2.12, indica la respuesta del transmisor de temperatura, a partir de la respuesta obtenida se calculan los valores de t_1^- y t_2^- :

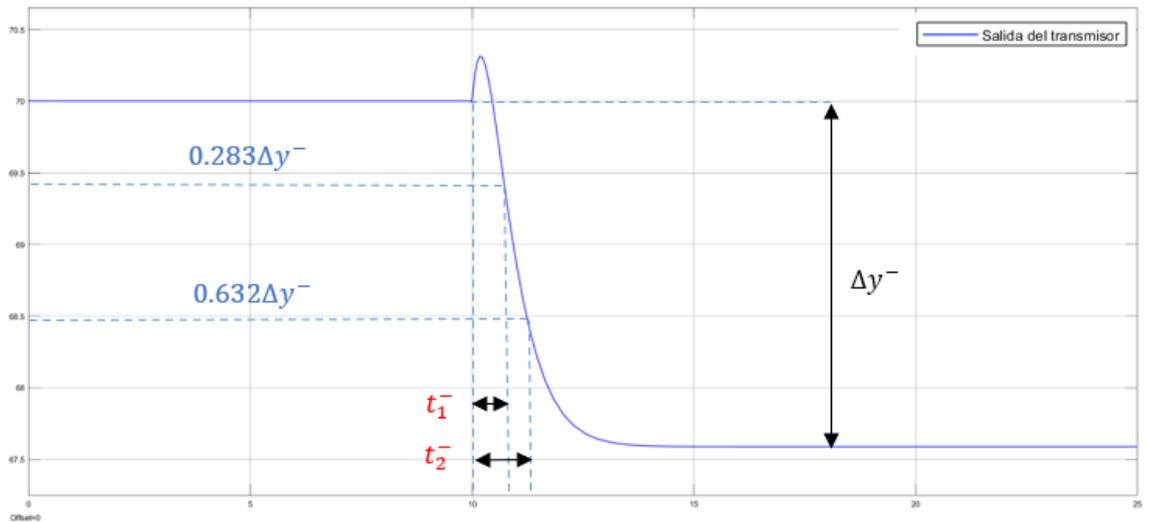


Figura 2.12. Respuesta del reactor CSTR con reacción Van Der Vusse ante una entrada paso negativo.

Donde:

$t_1^- = 0.767[\text{min}]$: Tiempo en el que ocurre una variación del 28.3% de Δy^-
 $t_2^- = 1.243[\text{min}]$: Tiempo en el que ocurre una variación del 63.2% de Δy^-

Utilizando las ecuaciones propuestas en el capítulo 1, se determinan los valores característicos del modelo FOPDT:

- Constante de tiempo al cambio positivo τ^+ , Ecuación 2.34.

$$\tau^- = 1.5(1.243 - 0.767) = 0.7125 \quad (2.34)$$

- Tiempo de retardo al cambio positivo t_m^+ , Ecuación 2.35.

$$t_m^- = 1.243 - 0.7125 = 0.5305 \quad (2.35)$$

- Ganancia al cambio positivo K^+ , Ecuación 2.36.

$$K^- = \frac{67.588 - 70}{54 - 60} = 0.402 \quad (2.36)$$

La ecuación 2.37 representa la función de transferencia del modelo FOPDT:

$$G(s)^- = \frac{0.402 e^{-0.5305s}}{0.7125s + 1} \quad (2.37)$$

- **FOPDT Promedio**

Para realizar el cálculo del FOPDT promedio, se utilizará la media aritmética de los valores tanto para los cambios tipo paso positivos como para los cambios tipo paso negativos:

- Constante de tiempo promedio τ , Ecuación 2.38.

$$\tau = \frac{\tau^+}{\tau^-} = \frac{0.675+0.7125}{2} = 0.6937 \quad (2.38)$$

- Tiempo de retardo promedio t_m , Ecuación 2.39.

$$t_m = \frac{t_m^+ + t_m^-}{2} = \frac{0.53 + 0.5305}{2} = 0.53025 \quad (2.39)$$

- Ganancia promedio K , Ecuación 2.40.

$$K = \frac{K^+ + K^-}{2} = \frac{0.3383 + 0.402}{2} = 0.3702 \quad (2.40)$$

En la ecuación 2.41 se presenta la FOPDT promedio para el reactor CSTR con reacción Van Der Vusse:

$$G(s) = \frac{0.3702e^{-0.53025s}}{0.6937s+1} \quad (2.41)$$

La figura 2.13 y figura 2.14 muestran el modelo FOPDT promedio, así como el modelo para el paso positivo y negativo, se comprueba a la vez que el FOPDT promedio es la respuesta más satisfactoria ante cambios positivos y negativos en la entrada del proceso no lineal.

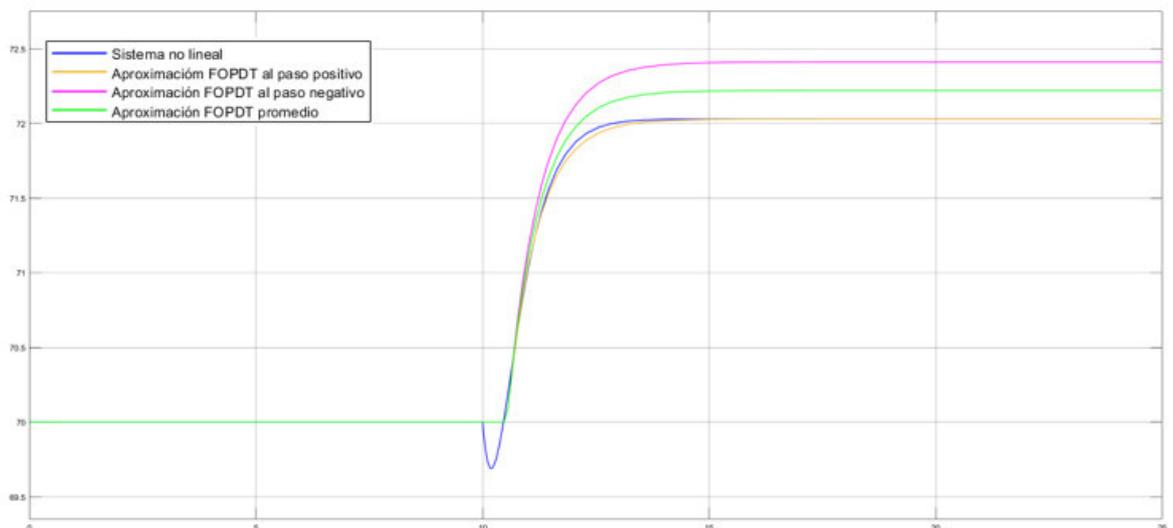


Figura 2.13. Respuestas de aproximaciones FOPDT ante paso positivo para reactor CSTR con reacción Van Der Vusse.

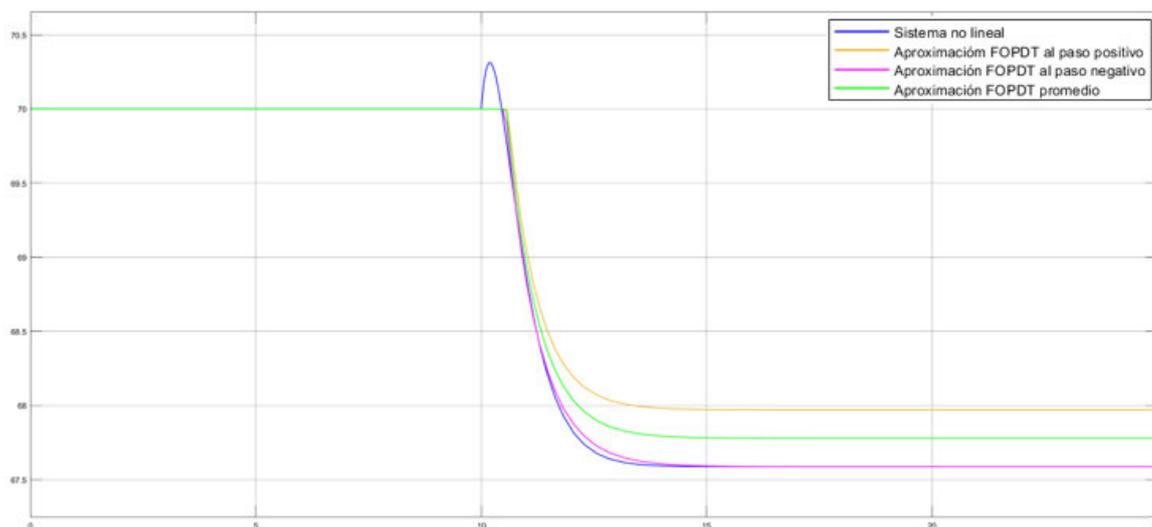


Figura 2.14. Respuestas de aproximaciones FOPDT ante paso negativo para reactor CSTR con reacción Van Der Vusse.

2.3. ESQUEMAS DE CONTROL LINEALES Y NO LINEALES IMPLEMENTADOS

En esta sección se presentarán los esquemas de control lineales y no lineales aplicados al tanque de agitación continua y el reactor CSTR con reacción Van Der Vusse, así como sus características y conceptos relevantes.

2.3.1. Controlador PID

Los controladores PID (Acción proporcional-integral-derivativa), son la opción más utilizada en las diferentes aplicaciones de control de procesos. La sencillez de su estructura y funcionamiento a través de sólo tres parámetros de sintonización los han convertido en los controladores más populares, que ofrecen al ingeniero de control una comprensión fácil y mejorada con respecto a otras técnicas de control más avanzadas [28].

Como se mencionó con anterioridad, Según [21], en la industria de procesos, más del 90% de los controladores son PIDs y el diseño de los parámetros nombrados juega un papel sumamente importante en el seguimiento del punto de ajuste y rechazo de perturbaciones.

Los parámetros de sintonización que se observan en la ecuación 1.51. del capítulo 1, muestra un término proporcional al error, la magnitud del error determinará la magnitud de la acción de control, es decir, si el error es alto, el valor de la acción de control será alto y

viceversa [29]. Se debe tener en consideración que si se lleva este valor a un punto demasiado elevado se puede desestabilizar el sistema a controlar.

Adicionalmente, se muestra un término integral el cual se encarga de modificar la velocidad proporcional al lapso de la señal del error, esto lo realiza a través de una rampa dependiente del error del sistema [29]; de manera similar con lo que ocurría con el término proporcional un error más grande indicará una mayor pendiente de la recta y viceversa. El objetivo del término integral es que la respuesta del sistema siga tangencialmente a la consigna en un instante de tiempo finito, reduciendo así el error del sistema en un tiempo determinado.

Finalmente, se tiene un término derivativo el cual se encarga de que la respuesta del controlador sea proporcional a la variación del error, en otras palabras, a su derivada [29]. Se debe tener en cuenta que este término deriva el valor del error, si el error que presenta el sistema en un tiempo determinado posee un cambio brusco, la derivada del error puede llegar a tender a infinito generando inconvenientes en el control del sistema. Se recomienda la utilización del control que incluya acción derivativa cuando el sistema presente cambios de referencia o perturbaciones que el sistema deba sobrellevar.

Si se dispone de un modelo matemático del sistema se puede utilizar métodos como: posicionamiento de polos, para el ajuste de las ganancias del controlador PID, pero si el modelo analítico del sistema no se conoce o simplemente está incompleto, existen métodos experimentales que permiten estimar los parámetros del controlador mediante la respuesta del sistema a una entrada determinada [30].

- **Métodos de sintonización de parámetros PID**

Los métodos más conocidos son los desarrollados por Ziegler-Nichols, Cohen Coon, Dahlin, Chien et al., entre otros. Estos métodos se describen de manera detallada en las tablas 2.3 y 2.4. Para un sistema PID en el dominio de Laplace como se muestra en la ecuación 2.42:

$$PID(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = k_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} + \tau_d s \right) \quad (2.42)$$

Todos los métodos fueron considerados para los casos de estudio, obteniendo que el método de Dahlin, permite a los sistemas obtener un esquema de control con las mejores características referente al rendimiento y robustez requeridos.

Tabla. 2.3. Métodos de sintonización de términos para PI

Controlador PI		
Regla	k_p	τ_i
Ziegler y Nichols	$\frac{0.9\tau}{Kt_m}$	$3.33t_m$
Chien et al.	$\frac{0.6\tau}{Kt_m}$	τ
Cohen y Coon	$\frac{1}{K} \left(0.9 \frac{\tau}{t_m} + 0.083 \right)$	$\tau \left(\frac{3.33 \frac{t_m}{\tau} + 0.31 \left(\frac{t_m}{\tau} \right)^2}{1 + 2.22 \frac{t_m}{\tau}} \right)$
Dahlin	$\frac{\tau}{2Kt_m}$	τ
IMC	$\frac{0.588 \left(\tau + \frac{t_m}{2} \right)}{K t_m}$	$\tau + \frac{t_m}{2}$

Tabla. 2.4. Métodos de sintonización de términos para PID

Controlador PID			
Regla	k_p	τ_i	τ_d
Ziegler y Nichols	$\frac{1.2}{K} \left(\frac{t_m}{\tau} \right)^{-1}$	$2t_m$	$0.5t_m$
Chien et al.	$\frac{0.95\tau}{Kt_m}$	1.36τ	$0.47t_m$
Cohen y Coon	$\frac{1}{K} \left(1.35 \frac{\tau}{t_m} + 0.25 \right)$	$\tau \left(\frac{2.5 \frac{t_m}{\tau} + 0.46 \left(\frac{t_m}{\tau} \right)^2}{1 + 0.61 \frac{t_m}{\tau}} \right)$	$\frac{0.37t_m}{1 + 0.2 \frac{t_m}{\tau}}$
Dahlin	$\frac{\tau}{2Kt_m}$	τ	$0.5t_m$
IMC	$0.769 \frac{\tau}{Kt_m}$	τ	$0.5t_m$

2.3.2. Controlador PI

En la mayoría de los casos de control de procesos industriales, un controlador PI es suficientemente bueno para satisfacer las necesidades de control de los sistemas. Aumentar un término derivativo, como se mencionó con anterioridad, no suele ser

conveniente, además este término puede aumentar la sensibilidad al ruido que se genera en el sistema, el cual llega a ser una gran molestia en procesos como los que son objeto de estudio de este trabajo de titulación.

En la figura 2.15 se presenta la acción de control de un PID, debido a la presencia de cambios de referencia tipo paso para la entrada del sistema, así como también, la presencia de un término derivativo en el esquema de control, cuando los cambios son generados la derivada del paso, la señal impulso, se hace presente ocasionando una acción de control brusca en el inicio del cambio de referencia. Las acciones de control bruscas del sistema tienen repercusiones en la vida útil de los elementos finales de control pudiendo ocasionar el daño de los mismos. Por las razones expuestas se ha decidido trabajar en los dos procesos no lineales considerados, con un controlador PI, la sintonización del mismo se realizó en función de la tabla 2.3. del presente capítulo.

$$PI(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (2.43)$$

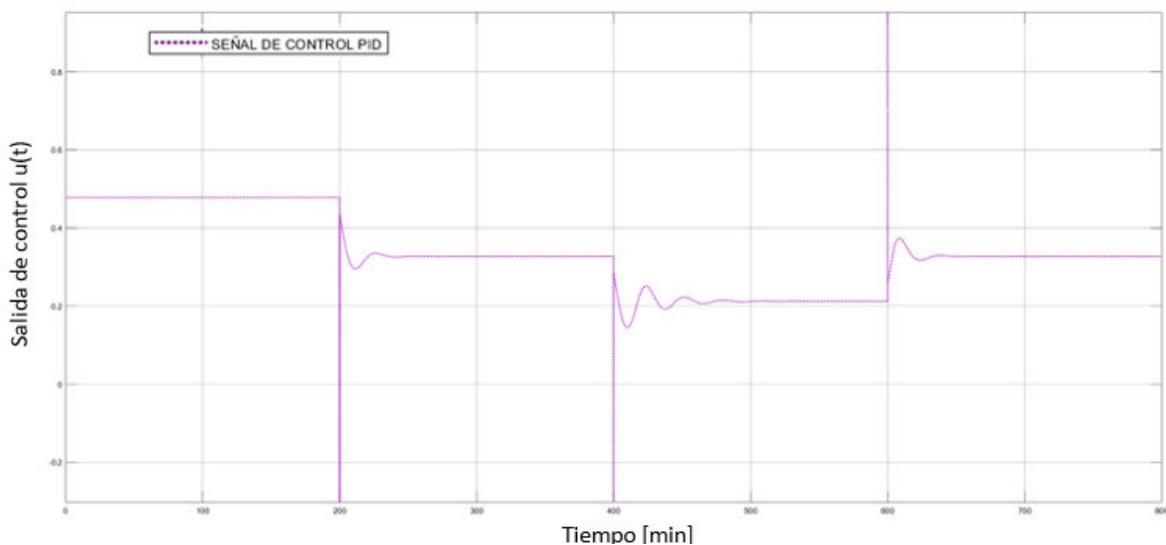


Figura 2.15. Acción de control PID

2.3.3. Controlador PI+CI

Como se muestra en el primer capítulo, el controlador PI+CI se diseña con el objetivo de adquirir las ventajas de un controlador con acción de reset para así superar las características de un controlador PI/PID correctamente diseñado. Además, el controlador PI+CI posee simplicidad en su sintonización, al añadir únicamente un nuevo parámetro (Porcentaje de Reset P_{reset}) a los parámetros ya dados para el controlador PI/PID. Tomando en cuenta las consideraciones mencionadas en la sección 2.3.2, al diseñar este

esquema de control, se trabajará solo un PI y no un PID, para así evitar las complicaciones que el termino derivativo llegue a ocasionar en el esquema de control con los actuadores.

El esquema de control PI+CI se presenta en la figura 2.16.

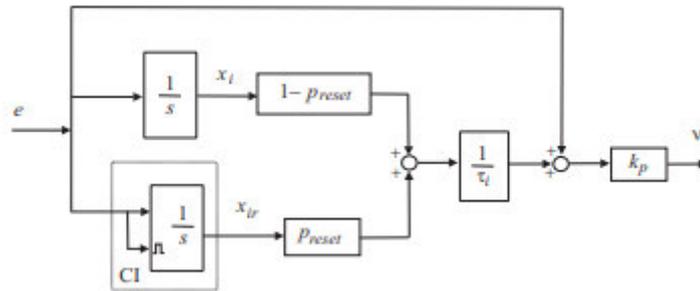


Figura 2.16. Diagrama de bloques del PI+CI [3]

2.3.4. Controlador NPI

El esquema de control NPI se muestra en la figura 2.17. Los parámetros k_p y $k_i(k_p/\tau_i)$ son los mismos que se calculó para el PI base. Como se mencionó anteriormente, en el capítulo 1, el NPI posee dos parámetros α_p que se encarga de otorgar mayor sensibilidad a errores pequeños del esquema y α_i cuya función es disminuir la acción integral en el momento en el que el error tiene un valor elevado, respectivamente. Los valores para α_p y α_i se sintonizaron según los efectos mencionados en el esquema de control.

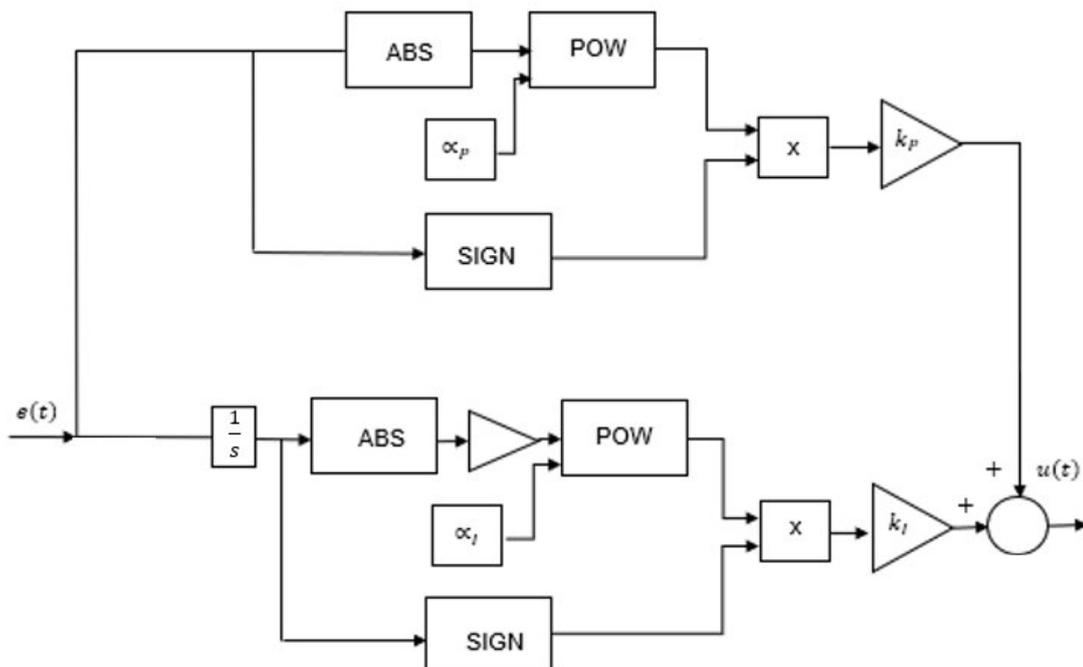


Figura 2.17. Diagrama de bloques del controlador NPI

2.3.5. Controlador NPI+CI

Este esquema de control se realizó siguiendo los criterios de [20]. El diseño se presenta en la figura 2.18. Los parámetros para el PI base se sintonizaron según lo mencionado en la sección 2.3.1, los parámetros α_p y α_i se sintonizaron según la sección 2.3.4, mientras que el valor del porcentaje de reset (P_{reset}) se ajustó, teniendo en cuenta la respuesta de los procesos considerando que el porcentaje de reset puede tener valores entre $0 < P_{reset} < 1$.

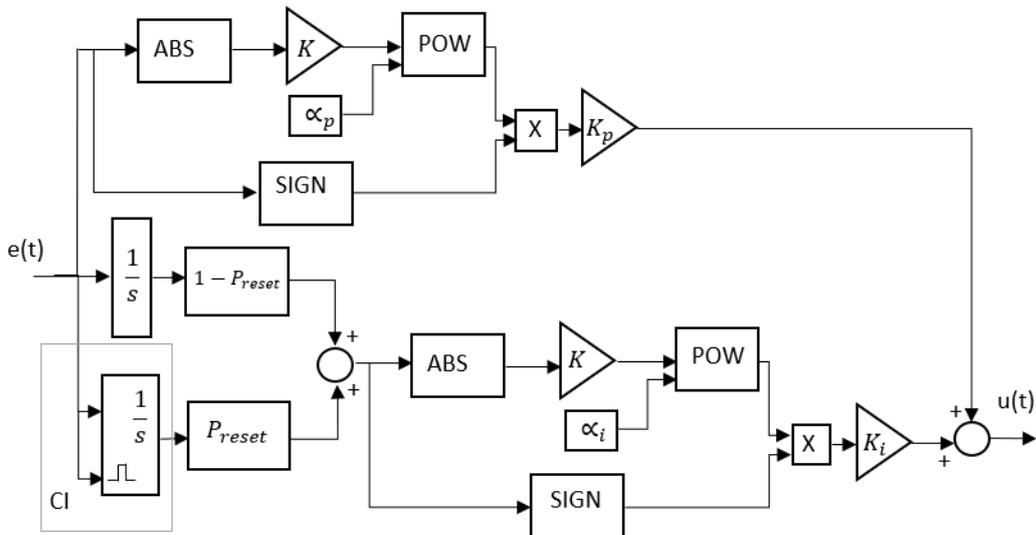


Figura 2.18. Diagrama de bloques del controlador NPI+CI [31]

2.3.6. Controlador FUZZY

Para este esquema se utilizó el equivalente del controlador PI a un esquema de control Fuzzy, por lo que los parámetros del PI base, obtenidos a través del método de sintonización de Dahlin, se utilizaron para determinar los rangos de operación de las funciones de membresía, manteniendo $m = 5$, se determinaron las reglas de control, así como las funciones singletons para el esquema.

2.3.7. Controlador NPI+CI+FUZZY

El esquema de control NPI+CI+FUZZY se presenta en la figura 2.19. Este esquema reúne las reglas de sintonización de las secciones 2.3.5 y 2.3.6.

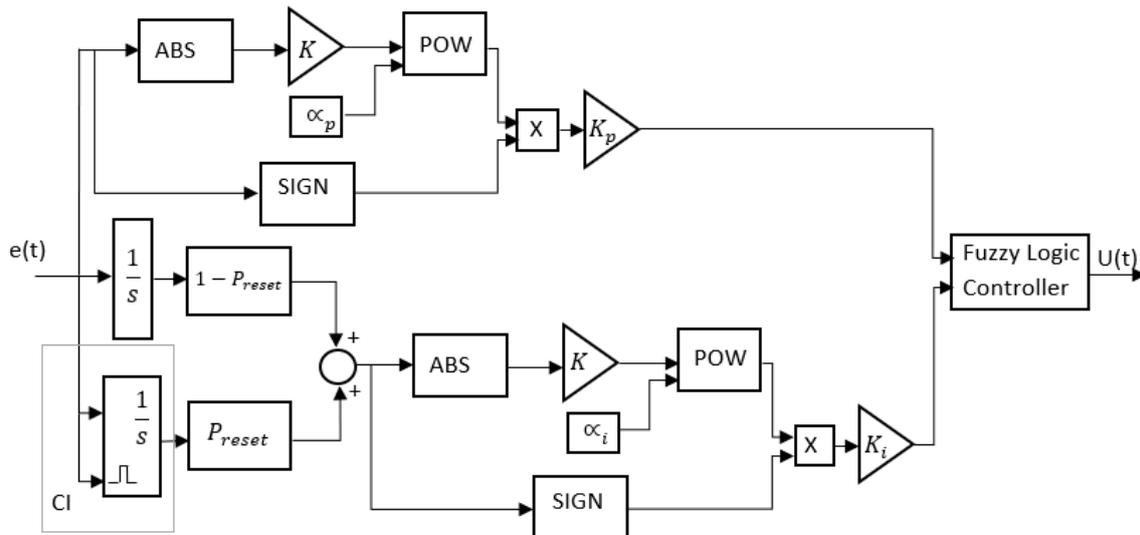


Figura 2.19. Diagrama de control NPI+CI+FUZZY

2.4. INTERFAZ GRÁFICA

La interfaz gráfica de usuario (GUI- Graphic user interface), es donde coinciden el diseño de la interacción y el de la interfaz [32]. Esta interfaz puede llegar a ser desde algo simple como un icono que parpadee, hasta tan compleja como unos grandes almacenes en internet, se compone de varias ayudas visuales e interactivas de distinta naturaleza con el fin de representar los datos y la información de una manera en la que los usuarios tengan fácil acceso a la información y fácil manejo de la misma [33].

En este caso, se presenta una interfaz GUI realizada a través de la herramienta GUIDE de Matlab. La interfaz tiene el objetivo de permitir al usuario visualizar la respuesta de los dos procesos no lineales de prueba y comparar los resultados obtenidos con los diferentes esquemas de control presentados.

La HMI posee tres niveles. El primer nivel corresponde a la portada del trabajo, donde se encontrará información relevante del trabajo realizado, la figura 2.20 ilustra la portada. El segundo nivel es una pantalla de selección de proceso para elegir con cual modelo de planta se trabajará, es decir, si se trabajará con el proceso “*Tanque de agitación continua con retardo variable*” o “*Reactor CSTR con reacción Van Der Vusse*”. Tal como se muestra en la figura 2.21. Finalmente, se presenta el tercer nivel en donde se interacciona con las ventanas del proceso. La figura 2.22 para el tanque de agitación con retardo variable y la figura 2.23 para el reactor CSTR con reacción Van Der Vusse.

Las ventanas de interacción con los dos procesos de prueba en el tercer nivel, tienen el objetivo de permitir al usuario modificar preferencias de simulación, incluir cambios de

referencias, perturbaciones, realizar comparaciones entre esquemas de control y visualizar índices de desempeño.

Las gráficas que se muestran en estas ventanas corresponden a las de la salida del proceso y las leyes de control de cada esquema.

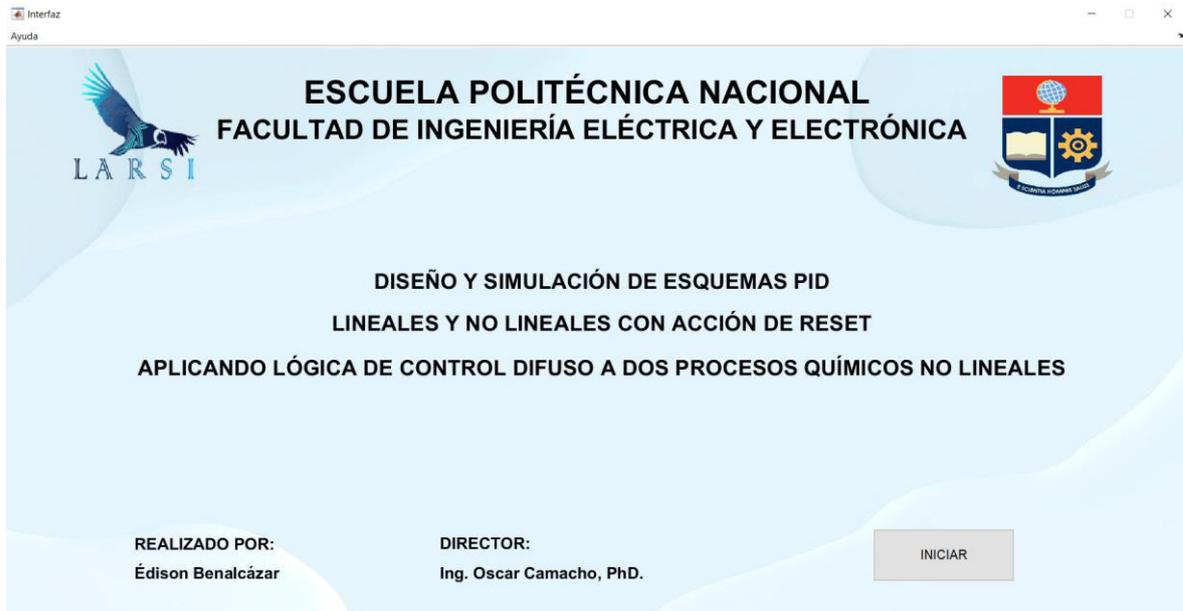


Figura 2.20. Portada de la interfaz gráfica

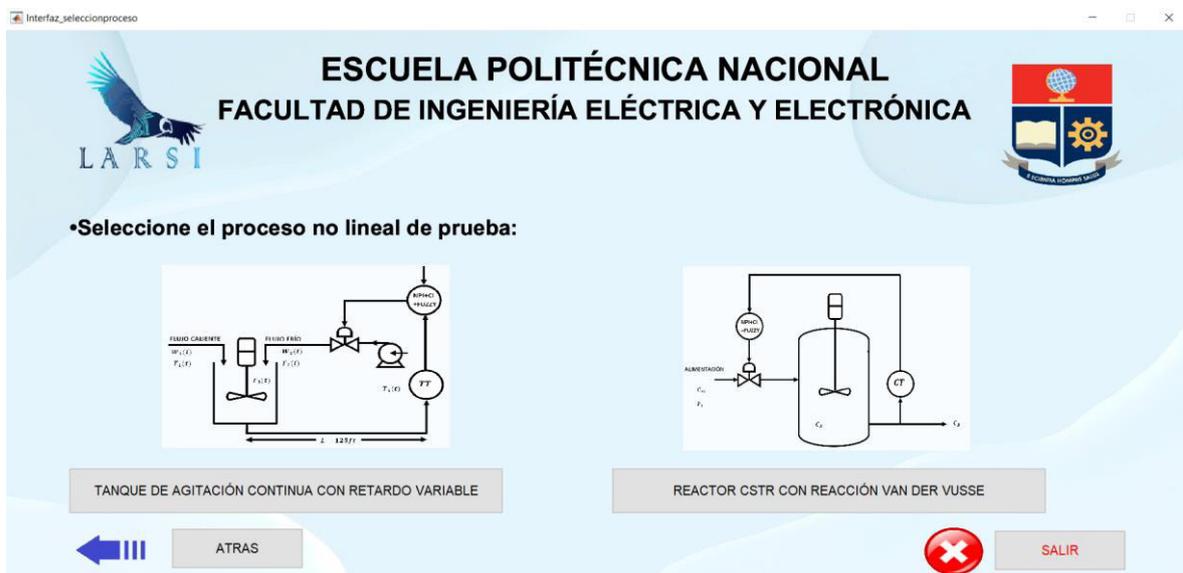


Figura 2.21. Pantalla de selección del proceso no lineal de prueba

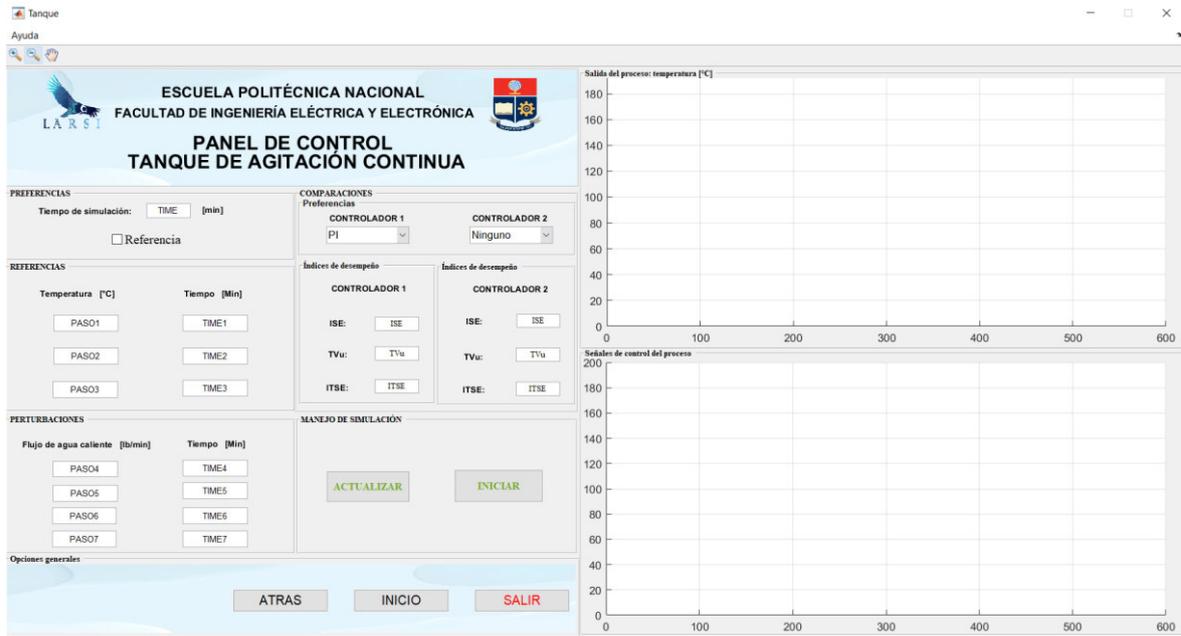


Figura 2.22. Pantalla del proceso de tanque de agitación continua con retardo variable

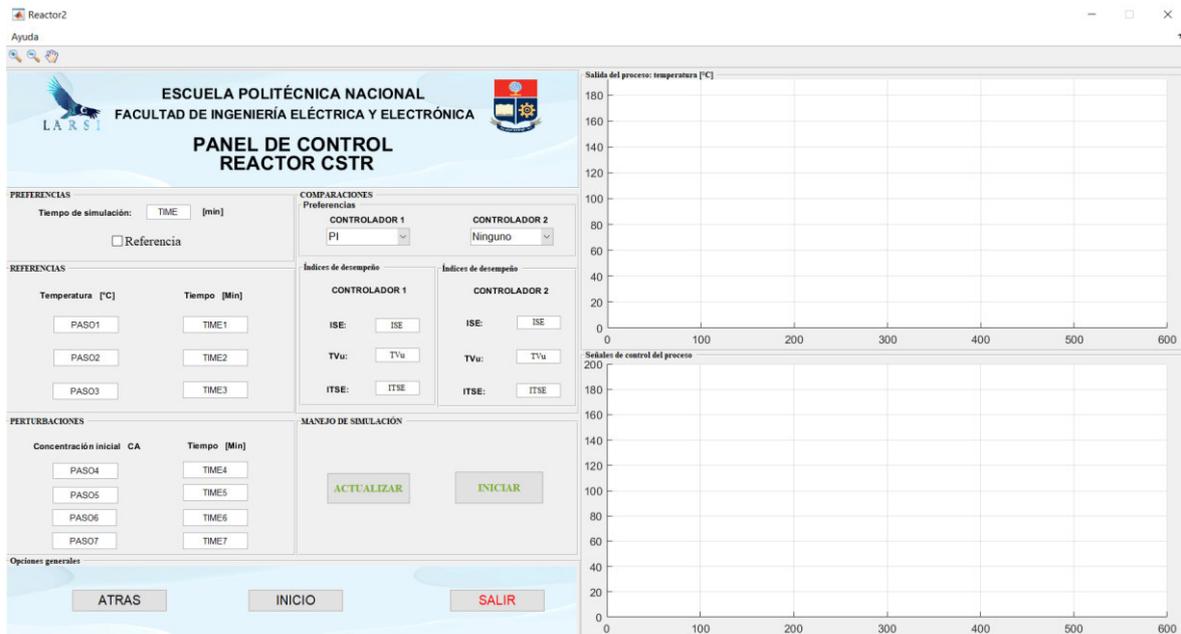


Figura 2.23. Pantalla del proceso de reactor CSTR con reacción Van Der Vusse

2.4.1. Diagramas de flujo de la interfaz gráfica

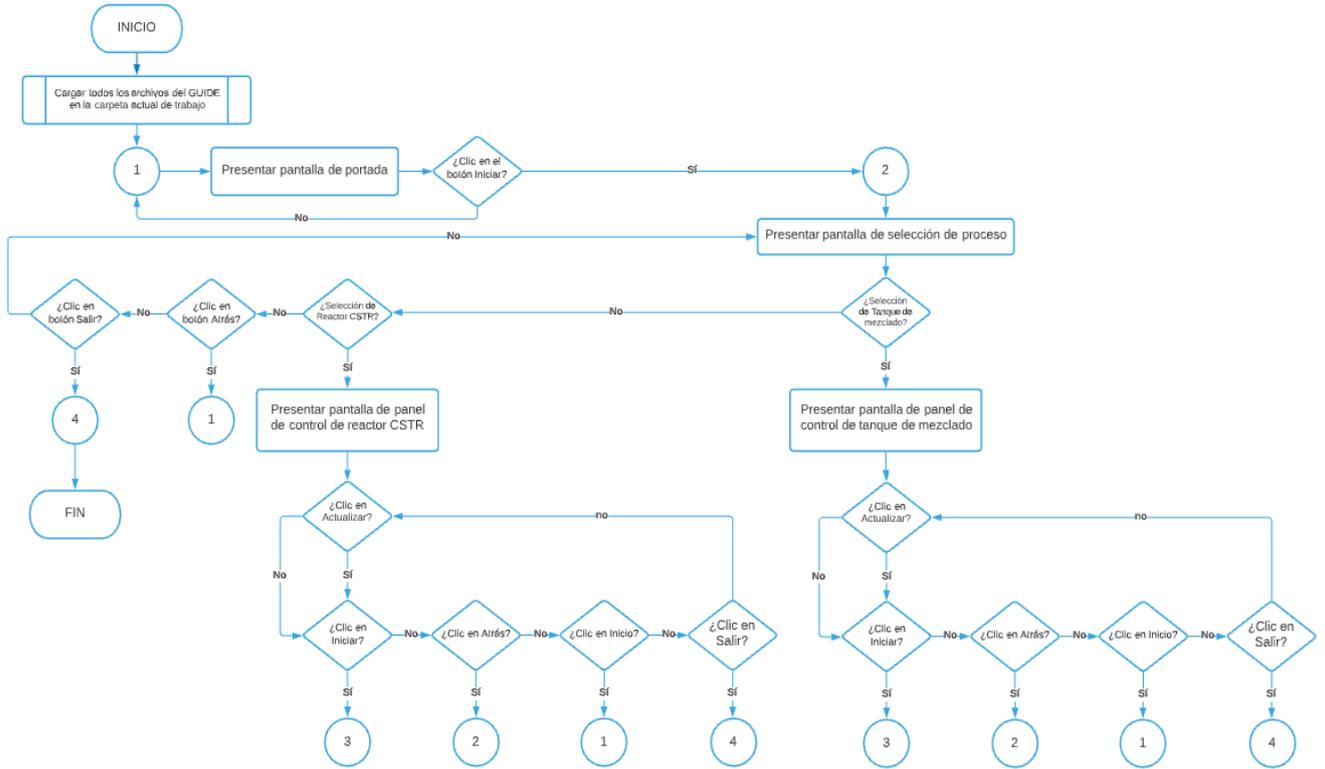


Figura 2.24. Diagrama de flujo de la HMI

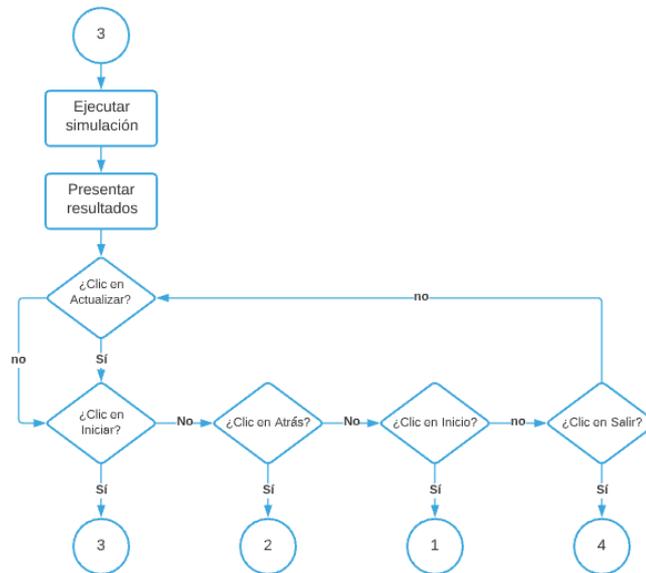


Figura 2.25. Diagrama de flujo de pantalla de procesos

3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos a través de las simulaciones de los esquemas de control diseñados, de esta manera se verifica el funcionamiento de los mismos. El rendimiento del controlador Fuzzy NPI con acción de reset se compara con el diseño de los controladores PI, PI+CI, NPI y NPI con acción de reset según las sintonizaciones recomendadas en [31]. El controlador Fuzzy NPI con acción de reset busca mejorar el seguimiento de procesos no lineales y la acción de control de los actuadores en los mismos, por lo tanto, se realizan dos tipos de prueba, la primera es una prueba de seguimiento de referencia y la segunda una prueba de regulación con el fin de mostrar la robustez de la propuesta ante la presencia de perturbaciones.

Las simulaciones se realizan tanto para el tanque de agitación continua con retardo variable como para el reactor CSTR con reacción Van Der Vusse. En los dos procesos lineales, los resultados de los esquemas se comparan y analizan en función de los índices ITSE e ISE, para determinar la respuesta de cada esquema y evaluar adecuadamente su desempeño; el TVu, para conocer el esfuerzo que aplica la acción de control de cada esquema sobre los actuadores; sobre pico y tiempo de establecimiento (M_p y t_s), para el análisis de la respuesta de los procesos en régimen transitorio.

3.1 RESULTADOS SIMULADOS

En esta sección se presentan los resultados de la simulación de los esquemas de control utilizados para los dos procesos no lineales, el tanque de agitación continua con retardo variable y el reactor CSTR con reacción Van der Vusse. Se presenta la salida de las plantas para los diferentes esquemas, así como las leyes de control.

3.1.1. Sintonización de esquemas de control

La tabla 3.1. Indica los valores de los términos del FOPDT promedio para los dos procesos no lineales, los mismos que fueron presentados en el capítulo 2 del presente trabajo de titulación.

Tabla 3.1. Constantes de los modelos FOPDT promedio

Sistema		K	τ	t_m
$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} e^{-t_m s}$	Tanque de mezclado	-0.8577	2.232	4.433
	Reactor CSTR con reacción Van der Vusse	0.3702	0.6937	0.53025

3.1.1.1. Parámetros característicos de los esquemas diseñados para el tanque de mezclado

3.1.1.1.1. Controlador PI

Para el controlador PI se utilizó la Tabla 2.3, la misma que presenta los diferentes métodos de sintonización, siguiendo las recomendaciones de [31] se optó por un controlador PI de Dahlin con los parámetros que se presentan en la tabla 3.2.

Tabla 3.2. Parámetros de controlador PI-Dahlin

Controlador PI	k_p	τ_i
Dahlin	-0.29371	2.232

Sustituyendo los valores de la tabla 3.2 en la Ecuación 2.43, se obtiene el esquema de control PI de Dahlin que se muestra en la Ecuación 3.1.

$$PI_{base}(s) = -0.29371 \left(1 + \frac{1}{2.232s} \right) \quad (3.1)$$

3.1.1.1.2. Controlador PI+CI

Tal como se mencionó en el primer capítulo, el PI+CI puede sintonizarse según las reglas de ajuste de la tabla 1.1. En donde se presenta una regla de ajuste del PI en función del tipo de sistema a controlarse, sin embargo, el esquema sintonizado no arrojó resultados satisfactorios como se muestra en la figura 3.1. Se puede notar que el control de los procesos se vuelve excesivamente lento frente a cambios de referencia, por lo tanto, se decidió utilizar el PI base determinado por el método de sintonización de Dahlin, cuyos parámetros se presentan en la tabla 3.2. para el tanque de mezclado.

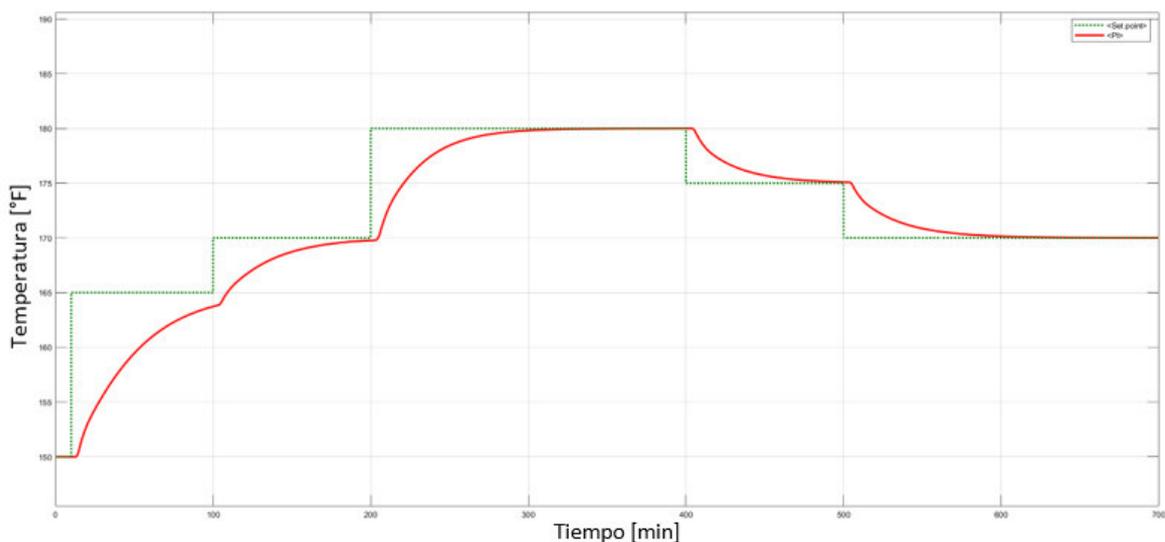


Figura 3.1. PI Base según las reglas de ajuste de la tabla 1.1.

Si bien es cierto, el esquema de control PI+CI presenta un parámetro adicional (P_{reset}), el mismo que puede tener un valor entre $0 \leq P_{reset} \leq 1$, considerando los índices de desempeño ISE, TVu, ITSE, $M_p(\%)$, $t_s(\text{min})$ presentados en [31] para perturbaciones y cambios de referencia en el tanque de mezclado, se toma el valor de $P_{reset} = 0.5$, con el afán de obtener los mejores resultados en el control de este proceso, al reemplazar los valores de la tabla 3.2 y $P_{reset} = 0.5$ en la ecuación 1.17, se obtiene la expresión matemática que representa apropiadamente el esquema de control PI+CI, el mismo que se muestra en la ecuación 3.2:

$$PI + CI = -0.29371 \left(1 + \frac{1}{2.232} \left(\frac{1-0.5}{s} + \frac{0.5}{s} \right) \right) \quad (3.2)$$

3.1.1.1.3. Controlador NPI

Para la sintonización del controlador PI no lineal, se debe considerar los diferentes parámetros característicos del esquema, los mismos que se presentan en la figura 2.17. Los valores de los términos k_p, k_i y (k_p / τ_i) son los calculados anteriormente para el PI_{base} de la tabla 3.2. Los parámetros (α_p, α_i, K_i) del controlador PI no lineal fueron seleccionados según recomendación de [31] tomando en consideración las variaciones de los diferentes índices de desempeño en el tanque de mezclado.

Los valores seleccionados del control NPI se presentan en la tabla 3.3.

Tabla 3.3. Términos de diseño del esquema de control NPI por Han

Controlador NPI	k_p	k_i	α_p	α_i	K_i	δ
Han	-0.29371	-0.13159	1.1	0.775	0.725	0

$$u_{NPI}(t) = -0.29371fal(e_p, \alpha_p) - 0.13159fal(e_i, \alpha_i) \quad (3.3)$$

Sustituyendo los valores dados en la tabla 3.3 en las Ecuaciones 1.61 y 1.62 se obtienen las ecuaciones 3.4 y 3.5 que representan las funciones no lineales para los términos proporcional e integral respectivamente.

$$fal(e_p, \alpha_p) = \{|e_p|^{1.1} \text{sign}(e_p); \quad |e_p| > 0 \quad (3.4)$$

$$fal(e_i, \alpha_i) = \{|e_i|^{0.775} \text{sign}(e_i); \quad |e_i| > 0 \quad (3.5)$$

3.1.1.1.4. Controlador NPI+CI

Para este esquema de control se añade el integrador de Clegg al PI no lineal, de manera que el parámetro P_{reset} se suma a los parámetros previamente calculados. Los parámetros $(\alpha_p, \alpha_i, K_i, P_{reset})$ del controlador NPI+CI fueron seleccionados según recomendación de [31] tomando en consideración las variaciones de los índices de desempeño.

Los valores seleccionados del control NPI+CI se presentan en la tabla 3.4.

Tabla 3.4. Términos de diseño del esquema de control NPI+CI

Controlador	k_p	k_i	α_p	α_i	K_i	δ	P_{reset}
NPI+CI	-0.29371	-0.13159	1.1	0.775	0.725	0	0.325

3.1.1.1.5. Controlador Fuzzy

Utilizando el PI base cuyos valores se presentan en la tabla 3.2. Se calcula el esquema de control difuso equivalente al PI base, utilizando las ecuaciones 1.58 se tiene:

$$k_p = \frac{a_u}{3a_e} = -0.29371 \quad (3.6)$$

$$k_i = \frac{a_u}{3a_i} = -0.13159 \quad (3.7)$$

Donde los rangos de operación (OR) de los errores proporcional e integral se definen de la siguiente manera:

1. $OR_e = [-a_e, a_e] = [-30, 30]$ el rango definido para $e(t)$.
2. $OR_u = [-a_u, a_u] = [-26.4, 26.4]$ para satisfacer $k_p = -0.29371$.
3. $OR_i = [-a_i, a_i] = [-66.96, 66.96]$ para satisfacer $k_i = -0.13159$.

Adicionalmente se eligió $m = 5$, por lo que se tendrá 5 funciones de membresía para cada variable difusa de entrada y se tendrán 9 funciones singletons para la variable difusa de salida.

Los valores de las funciones singletons que se designó para la variable de salida son: $-26.4, -17.53, -11.27, -3.26, 0, 3.26, 11.27, 17.53, 26.4$.

3.1.1.1.6. Controlador NPI+CI+FUZZY

Este controlador es la unión del controlador presentado en la sección 3.1.1.1.4 con el controlador fuzzy, cuyos parámetros característicos se presentan en la tabla 3.4. Los valores del PI base se utilizan para calcular el esquema de control difuso equivalente

siguiendo las ecuaciones 3.6 y 3.7, el esquema presentado en la figura 2.19 y los rangos de operación del apartado 3.1.1.5.

3.1.1.2 Parámetros característicos de los esquemas diseñados para el reactor CSTR con reacción Van Der Vusse

3.1.1.2.1. Controlador PI

Para el controlador PI se utilizó la Tabla 2.3 al igual que con el tanque de mezclado con retardo variable, la misma que presenta los diferentes métodos de sintonización, siguiendo las recomendaciones de [31] se optó por un controlador PI de Dahlin con los parámetros que se presentan en la tabla 3.5.

Tabla 3.5. Parámetros de controlador PI-Dahlin

Controlador PI	k_p	τ_i
Dahlin	2.35	0.6855

Sustituyendo los valores de la tabla 3.5 en la Ecuación 2.43, se tiene:

$$PI_{base}(s) = 2.35 \left(1 + \frac{1}{0.6855s} \right) \quad (3.8)$$

3.1.1.2.2. Controlador PI+CI

El PI+CI se sintonizó utilizando el PI base de la ecuación 3.8.

Considerando los índices de desempeño ISE, TVu, ITSE, $M_p(\%)$, $t_s(\text{min})$ presentados en [31] para perturbaciones y cambios de referencia en el reactor CSTR con reacción Van Der Vusse, se toma el valor de $P_{reset} = 0.125$, con el afán de obtener los mejores resultados en el control de este proceso, al reemplazar los valores de la tabla 3.5 y $P_{reset} = 0.125$ en la ecuación 1.17, se obtiene la representación apropiada del esquema de control PI+CI, el mismo que se muestra en la ecuación 3.9:

$$PI + CI = 2.35 \left(1 + \frac{1}{0.6855} \left(\frac{1-0.125}{s} + \frac{0.125}{s} \right) \right) \quad (3.9)$$

3.1.1.2.3. Controlador NPI

La sintonización de este controlador se realiza considerando los diferentes parámetros característicos del esquema, los mismos que se presentan en la figura 2.17. Los valores de los términos k_p, k_i y (k_p / τ_i) son los calculados anteriormente para el PI_{base} de la tabla 3.5. Los parámetros $(\alpha_p, \alpha_i, K_i)$ del controlador NPI fueron seleccionados según recomendación de [31] tomando en consideración las variaciones de los diferentes índices de desempeño mencionados.

Los valores seleccionados del control NPI se presentan en la tabla 3.6.

Tabla 3.6. Términos característicos para el control NPI por Han

Controlador NPI	k_p	k_i	α_p	α_i	K_i	δ
Han	2.35	3.42815	0.9	1.1	0.7	0

$$u_{NPI}(t) = 2.35fal(e_p, \alpha_p) + 3.42815fal(e_i, \alpha_i) \quad (3.10)$$

Sustituyendo los valores dados en la tabla 3.6 en las Ecuaciones 1.61 y 1.62 se obtienen las ecuaciones 3.11 y 3.12 que son las representaciones no lineales de los términos proporcional e integral respectivamente.

$$fal(e_p, \alpha_p) = \{|e_p|^{0.9} sign(e_p); \quad |e_p| > 0 \quad (3.11)$$

$$fal(e_i, \alpha_i) = \{|e_i|^{1.1} sign(e_i); \quad |e_i| > 0 \quad (3.12)$$

3.1.1.2.4. Controlador NPI+CI

Para este esquema de control se añade el integrador de Clegg al PI no lineal, de manera que el parámetro P_{reset} se suma a los parámetros previamente calculados. Los parámetros $(\alpha_p, \alpha_i, K_i, P_{reset})$ del controlador NPI+CI fueron seleccionados según recomendación de [31] tomando en consideración las variaciones de los diferentes índices de desempeño.

Los valores seleccionados del control NPI+CI se presentan en la tabla 3.7.

Tabla 3.7. Términos característicos del esquema de control NPI+CI

Controlador NPI+CI	k_p	k_i	α_p	α_i	K_i	δ	P_{reset}
	2.35	3.4281	0.9	1.1	0.7	0	0.025

3.1.1.2.5. Controlador Fuzzy

Utilizando el PI base cuyos valores se presentan en la tabla 3.5. Se calcula el esquema de control difuso equivalente al PI base, utilizando las ecuaciones 1.58 se tiene:

$$k_p = \frac{a_u}{3a_e} = 2.35 \quad (3.13)$$

$$k_i = \frac{a_u}{3a_i} = 3.4281 \quad (3.14)$$

Donde los rangos de operación (OR) de los errores proporcional e integral se definen de la siguiente manera:

1. $OR_e = [-a_e, a_e] = [-70, 70]$ el rango definido para $e(t)$.
2. $OR_u = [-a_u, a_u] = [-47.98, 47.98]$ para satisfacer $k_p = 2.35$.
3. $OR_i = [-a_i, a_i] = [-47.98, 47.98]$ para satisfacer $k_i = 3.4281$.

Adicionalmente se eligió $m = 5$, por lo que se tendrá 5 funciones de membresía para cada variable difusa de entrada y se tendrán 9 funciones singletons para la variable difusa de salida.

Los valores de las funciones singletons que se designó para la variable de salida son: $-493.5, -396.2, -191.3, -80.38, 0, 80.38, 191.3, 396.2, 493.5$.

3.1.1.2.6. Controlador NPI+CI+FUZZY

Este controlador es la unión del controlador de la sección 3.1.1.2.4 con el controlador Fuzzy, cuyos parámetros característicos se presentan en la tabla 3.7. Los valores del PI base se utilizan para calcular el esquema de control difuso equivalente siguiendo las ecuaciones 3.13 y 3.14, el esquema presentado en la figura 2.19 y los rangos de operación del apartado 3.1.1.2.5.

3.1.2. Pruebas simuladas

Tomando en cuenta los valores característicos de los parámetros mencionados que se obtuvieron para los diferentes esquemas de control, se procede a realizar las diversas pruebas de los mismos con los procesos no lineales de prueba, el tanque de agitación continua con retardo variable y el reactor CSTR con reacción Van Der Vusse.

Con el objetivo de determinar el rendimiento de cada esquema frente a cada proceso se realizan pruebas de variaciones de consigna y regulación, corroborando cada resultado a través de las especificaciones e índices de desempeño ISE, TVu, ITSE, $M_p(\%)$, $t_s(\text{min})$.

3.1.2.1 Pruebas simuladas para el tanque de mezclado

Las diversas pruebas que se realizaron en el tanque de mezclado se someten a la condición de que el rango de operación del mismo es de 100 a 200°F y las acciones de control que recepta la válvula se ubican de 0 a 1.

3.1.2.1.1. Prueba de seguimiento

Con el fin de realizar una comparación del funcionamiento del esquema de control difuso y el esquema NPI+CI difuso con los esquemas PI, PI+CI, NPI y NPI+CI se toma las especificaciones dadas en [31].

Con un requerimiento inicial para el tanque, de 150[°F], la temperatura es incrementada en un paso de 15[°F], es decir, llega a un valor de 165[°F] en el instante 25[min], luego se eleva nuevamente la temperatura en un paso de 15[°F], llegando a un valor de 190[°F] en el instante 120[min]. Finalmente, se reduce la temperatura en un paso de 15[°F], alcanzando un valor final de 165[°F] en el instante 400[min] [31]. La salida del sistema con los cambios que se mencionaron se presenta en las figuras 3.2, 3.3, 3.4 y 3.5, mientras que la señal de control se presenta en la figura 3.6, 3.7, 3.8 y 3.9.

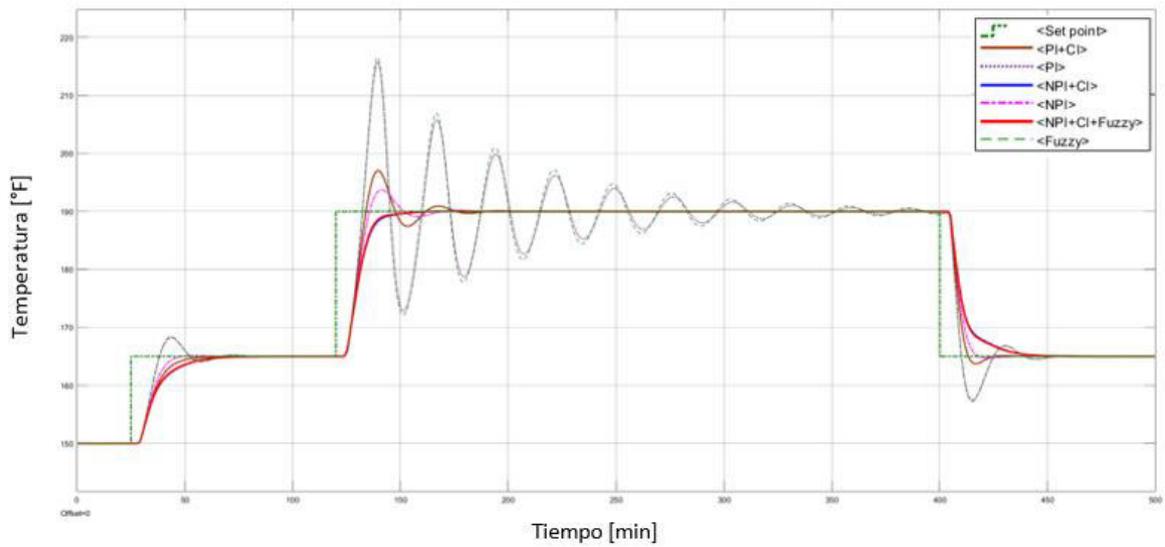


Figura 3.2. Respuesta del sistema

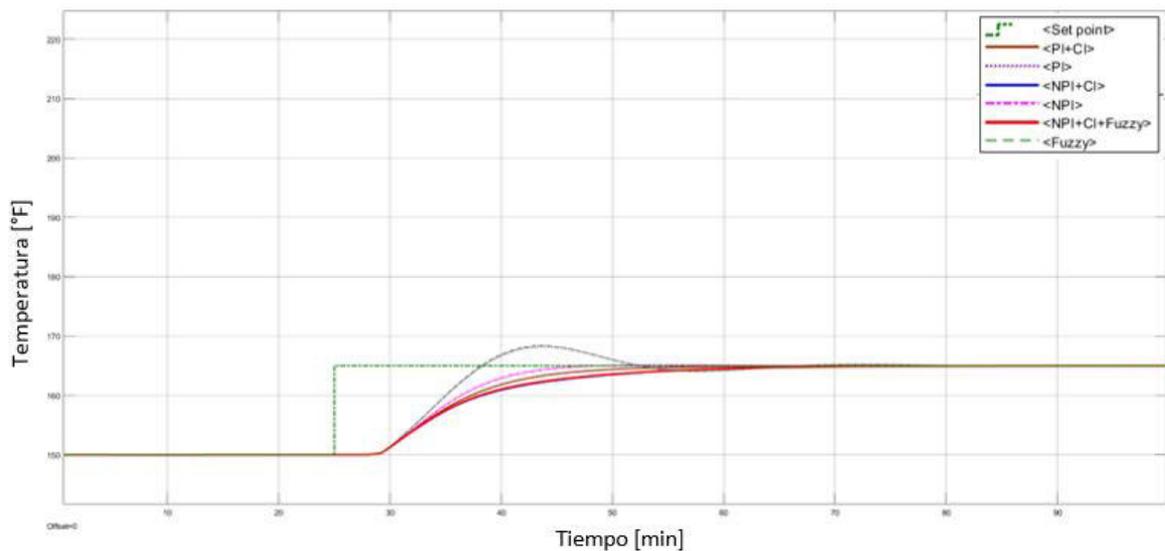


Figura 3.3. Respuesta del sistema (Intervalo 0-100[min])

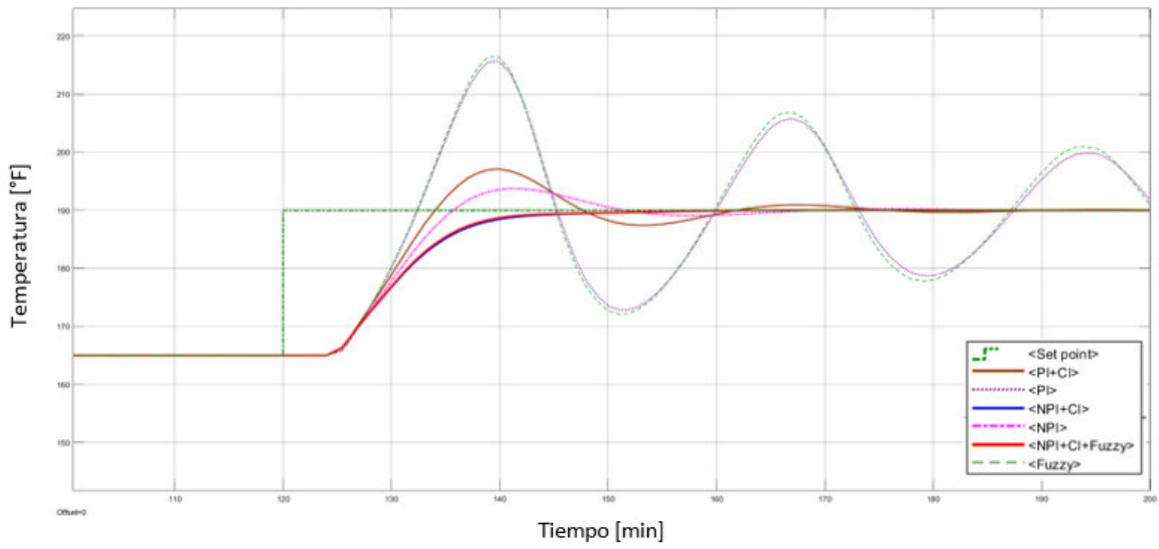


Figura 3.4. Respuesta del sistema (Intervalo 100-200[*min*])

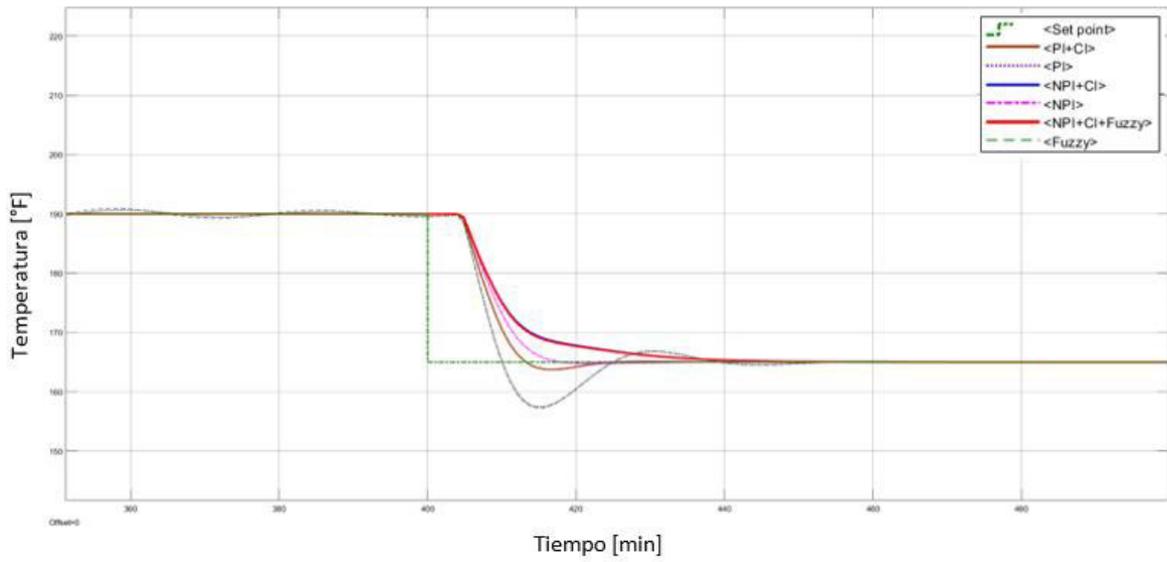


Figura 3.5. Respuesta del sistema (Intervalo 350-500[*min*])

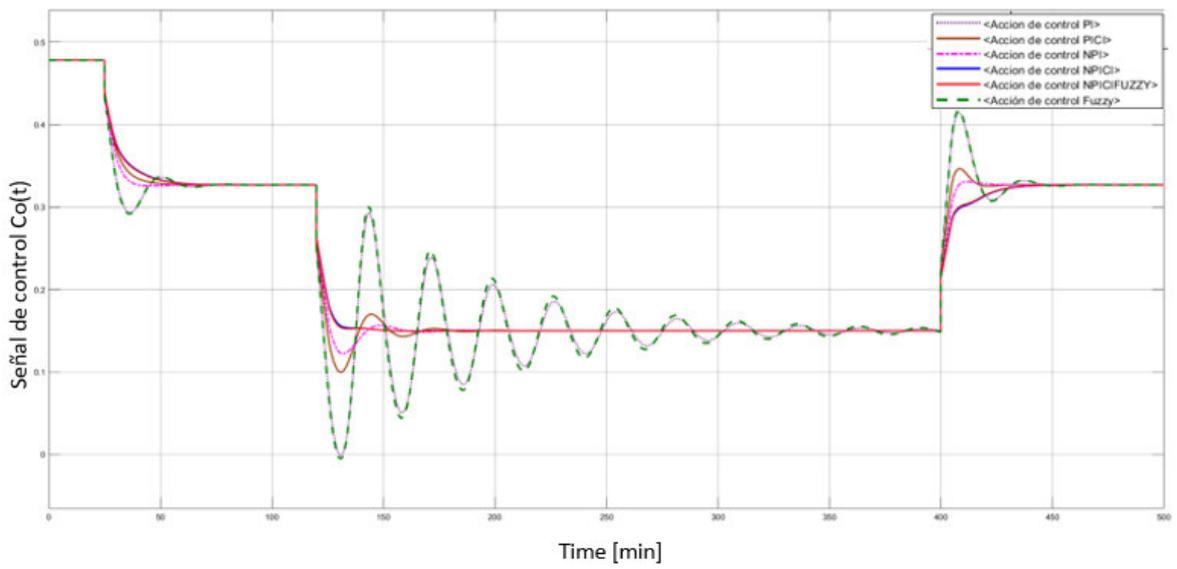


Figura 3.6. Acción de control del sistema.

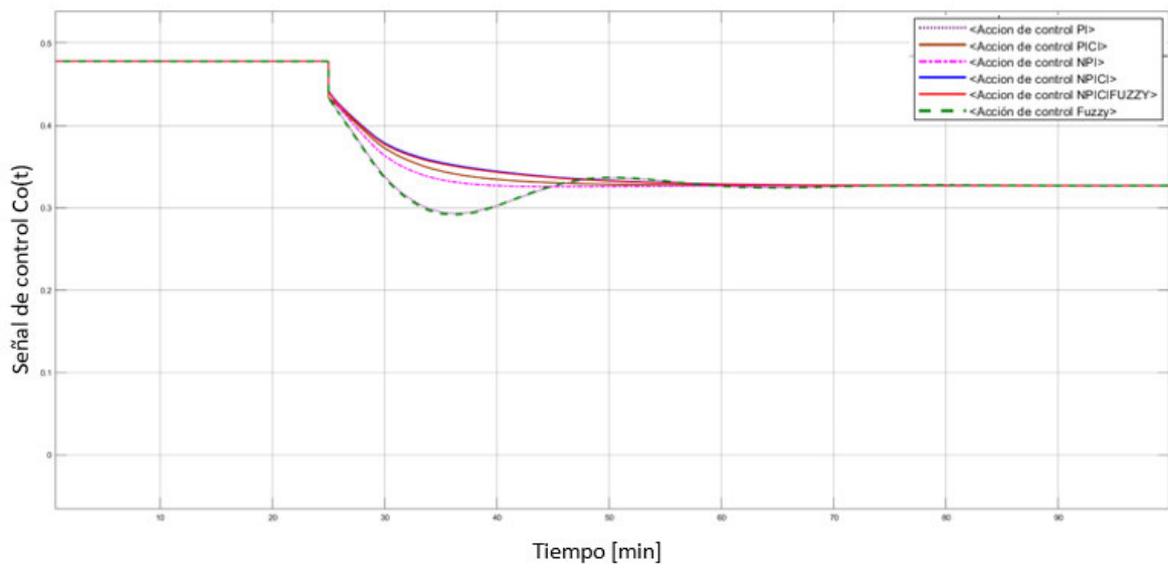


Figura 3.7. Acción de control del sistema (Intervalo 100-200[min])

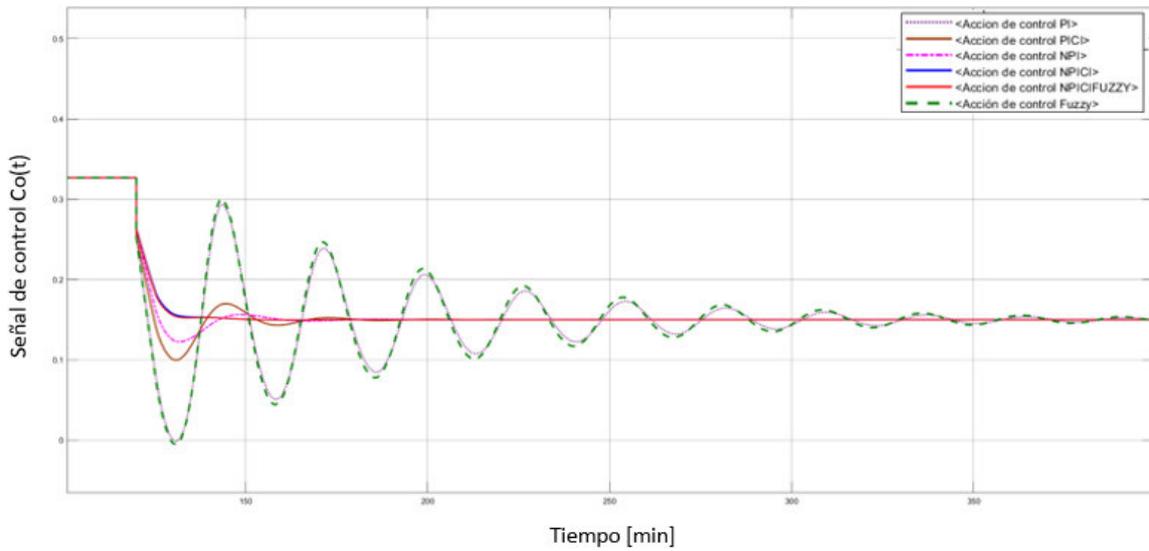


Figura 3.8. Acción de control del sistema (Intervalo 100-400[min])

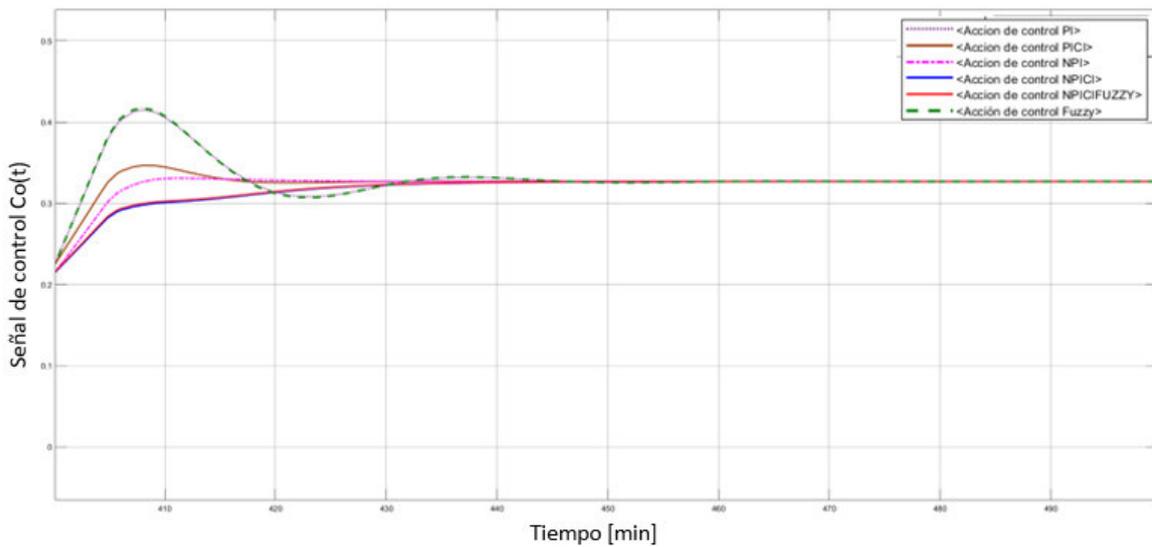


Figura 3.9. Acción de control del sistema (Intervalo 350-500[min])

En la figura 3.2 se presenta la respuesta de todos los esquemas de control diseñados, adicionalmente las figuras 3.3, 3.4 y 3.5 permiten observar adecuadamente los intervalos relevantes de la respuesta, así como de la acción de control del esquema.

Todos los esquemas trabajan adecuadamente en el rango de operación del proceso a excepción del control PI (190 °F) debido a las limitaciones del control lineal; Es posible decir, al observar las figuras mencionadas, que los esquemas de control no lineal presentan una respuesta con un M_p [%] menor que los esquemas de control lineal. El controlador NPI presenta una respuesta con un M_p [%] mucho mejor que los esquemas de control lineal y difuso, sin embargo, los controladores NPI con reset y NPI + CI con lógica difusa son los

que presentan una mejor respuesta, siendo este último el mejor esquema de control implementado según los cambios de consigna dados.

En La figura 3.6 se visualiza las acciones de control de los esquemas de control; mientras que en las figuras 3.7, 3.8 y 3.9 se logra visualizar los intervalos relevantes de las mismas. En los esquemas de control lineal y difuso se presentan oscilaciones suaves, mientras que los esquemas no lineales presentan señales de control que permiten a los actuadores trabajar sin realizar un mayor esfuerzo. Para determinar cuál esquema de control es el más adecuado para este proceso se presentan los índices de desempeño de los diferentes esquemas en la tabla 3.8. Para realizar la comparación se tomará en cuenta el punto más crítico de la respuesta del sistema, es decir, cuando la temperatura se incrementa a 190[°F], dado que aquí se presenta un punto crítico de la misma.

Tabla 3.8. Índices de desempeño ante cambios de referencia.

ESQUEMA	ÍNDICE DE DESEMPEÑO				
	ISE	TVu	ITSE	Máximo Sobrepico M_p [%]	Tiempo de establecimiento t_s [min]
PI	2.195	0.937454	111728.428	11.914	267.45
PI+CI	1.215	0.440658	83474.525	3.5846	151.760
NPI	1.228	0.408521	88155.788	1.925	86.213
FUZZY	2.323	0.968527	116578.761	12.252	267.45
NPI+CI	1.298	0.380894	94909.317	0.016	60.695
NPI+CI+FUZZY	1.287	0.380417	94020.679	0.0157	60.572

La tabla muestra cada uno de los índices de desempeño para cada uno de los esquemas de control implementados, es posible en función de la misma determinar que el controlador PI junto con el control difuso son esquemas que presentan los peores índices de desempeño, los controladores PI+CI, NPI, NPI+CI y NPI+CI+FUZZY son los controladores más recomendables para este proceso no lineal.

Lo anteriormente mencionado se puede corroborar a través del diagrama radial presentado en la figura 3.10. Este diagrama presenta los índices de desempeño en conjunto con los esquemas de control diseñados, el esquema y sus cifras se presentan estandarizados de manera que el valor más alejado del origen es considerado insatisfactorio asignándosele a este mismo el valor de 1.

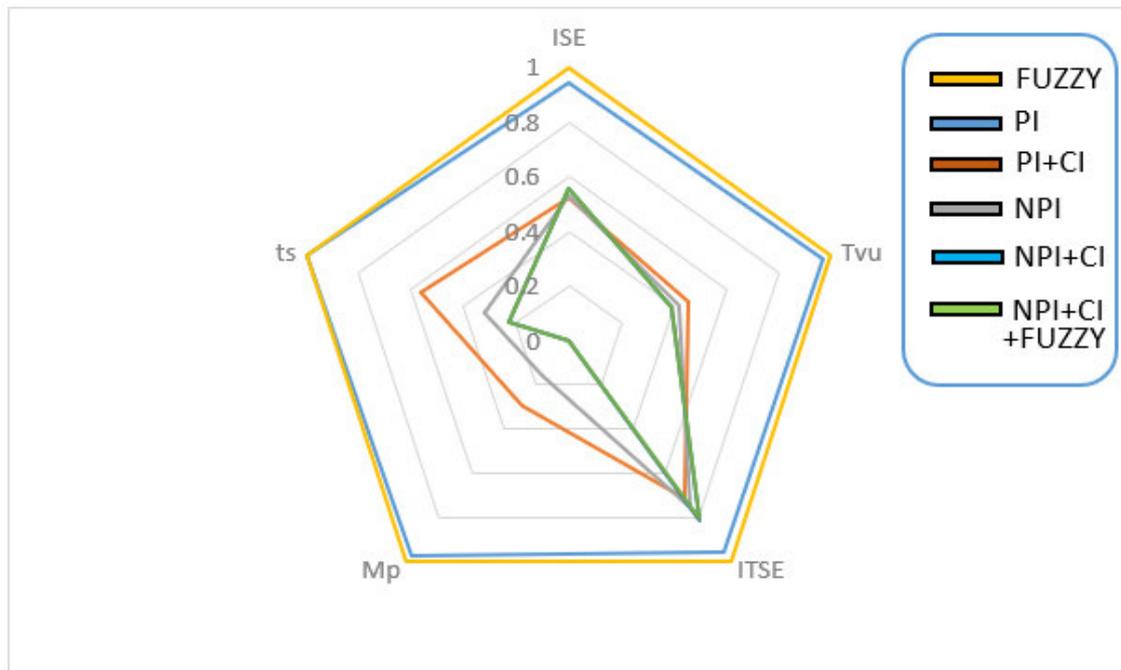


Figura 3.10. Gráfica radial de las especificaciones e índices de desempeño para los esquemas diseñados.

3.1.2.1.1. Prueba de regulación

Para esta prueba se ha considerado perturbaciones en el movimiento de entrada de flujo de agua caliente (W_1). Considerando el rango de alteración de la entrada de flujo de 250 a 120 [lb/min]. Siendo el valor inicial del flujo 250[lb/min], este valor se reduce a 215 [lb/min] en el instante $t = 25[min]$, después disminuye a 180[lb/min] en el instante $t = 120[min]$, posteriormente a 150[lb/min] en el instante $t = 250[min]$ y finalmente se reduce a 120[lb/min] en el instante $t = 500[min]$.

La respuesta del sistema, así como los intervalos relevantes se presentan en las figuras 3.11 y 3.12. respectivamente. Mientras que las acciones de control, así como los intervalos relevantes se presentan en las figuras 3.13 y 3.14.

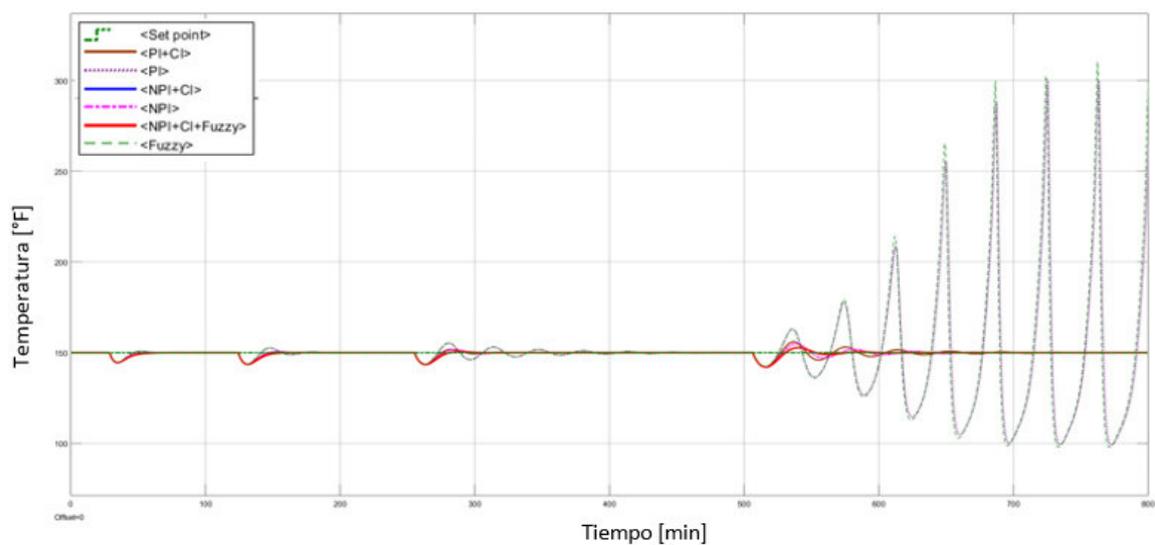


Figura 3.11. Respuesta del sistema frente a perturbaciones

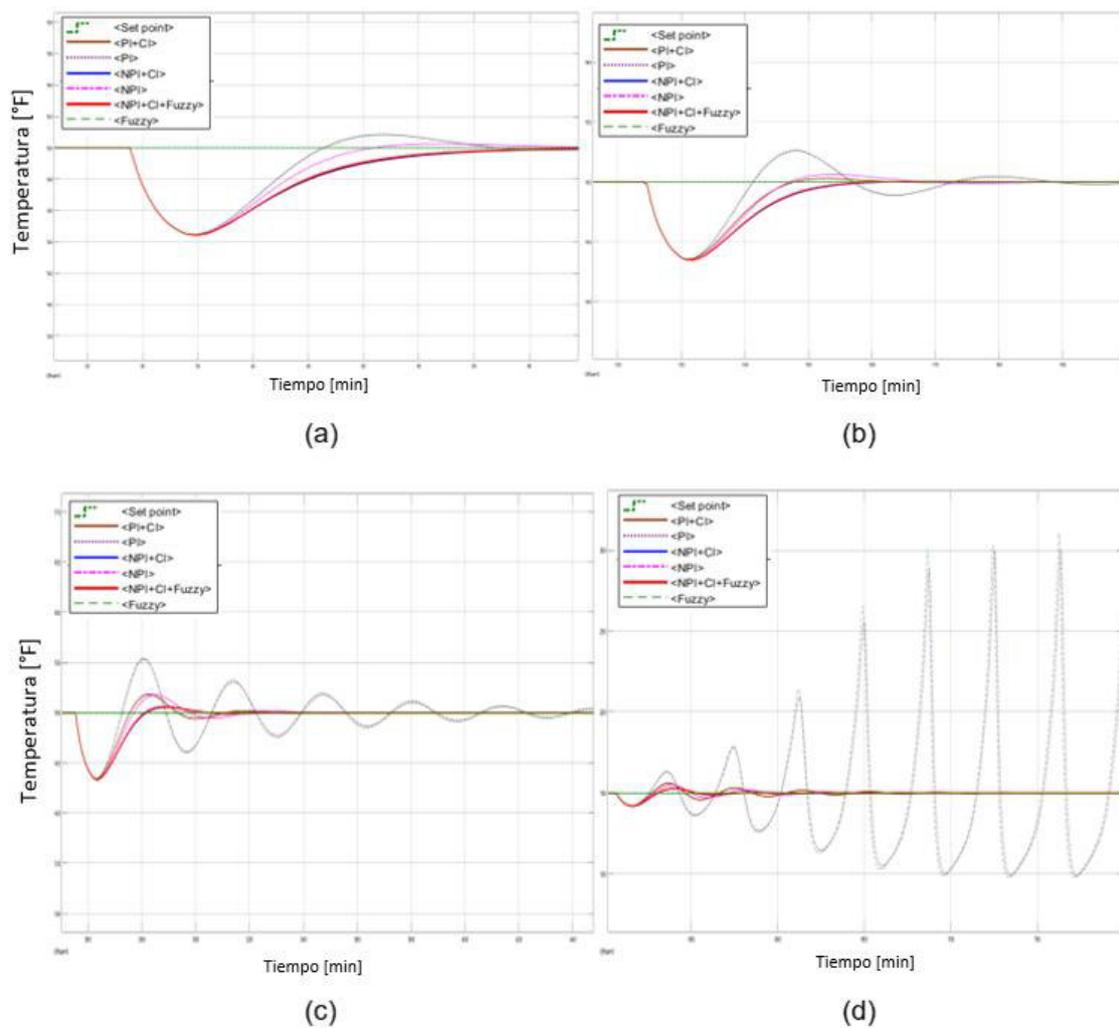


Figura 3.12. Respuesta del sistema: (a) intervalo 20-70 [min], (b) intervalo 110-200 [min], (c) intervalo 250-450 [min], intervalo 550-750 [min]

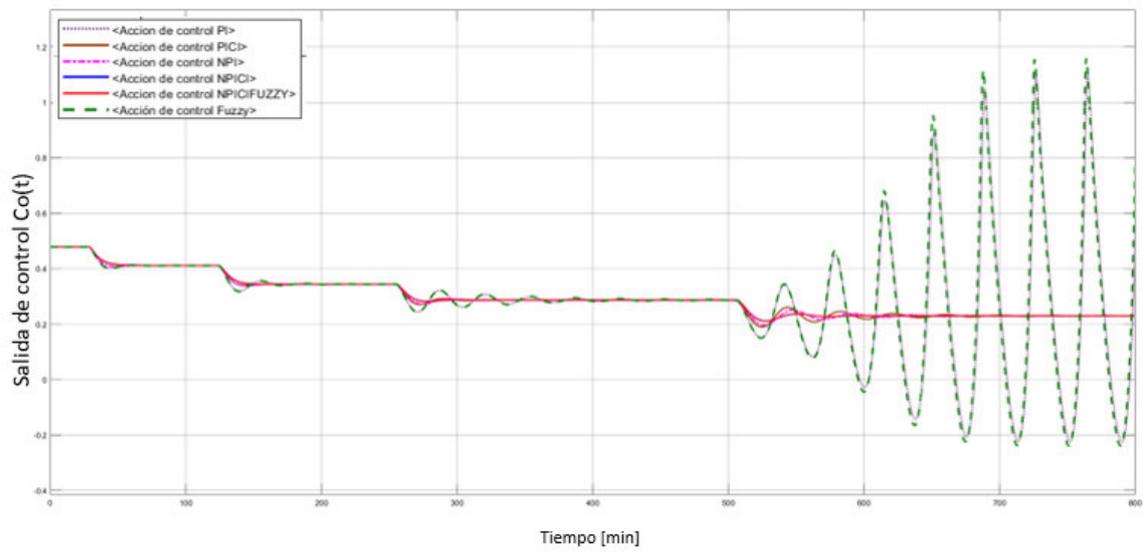


Figura 3.13. Acción de control del sistema frente a perturbaciones

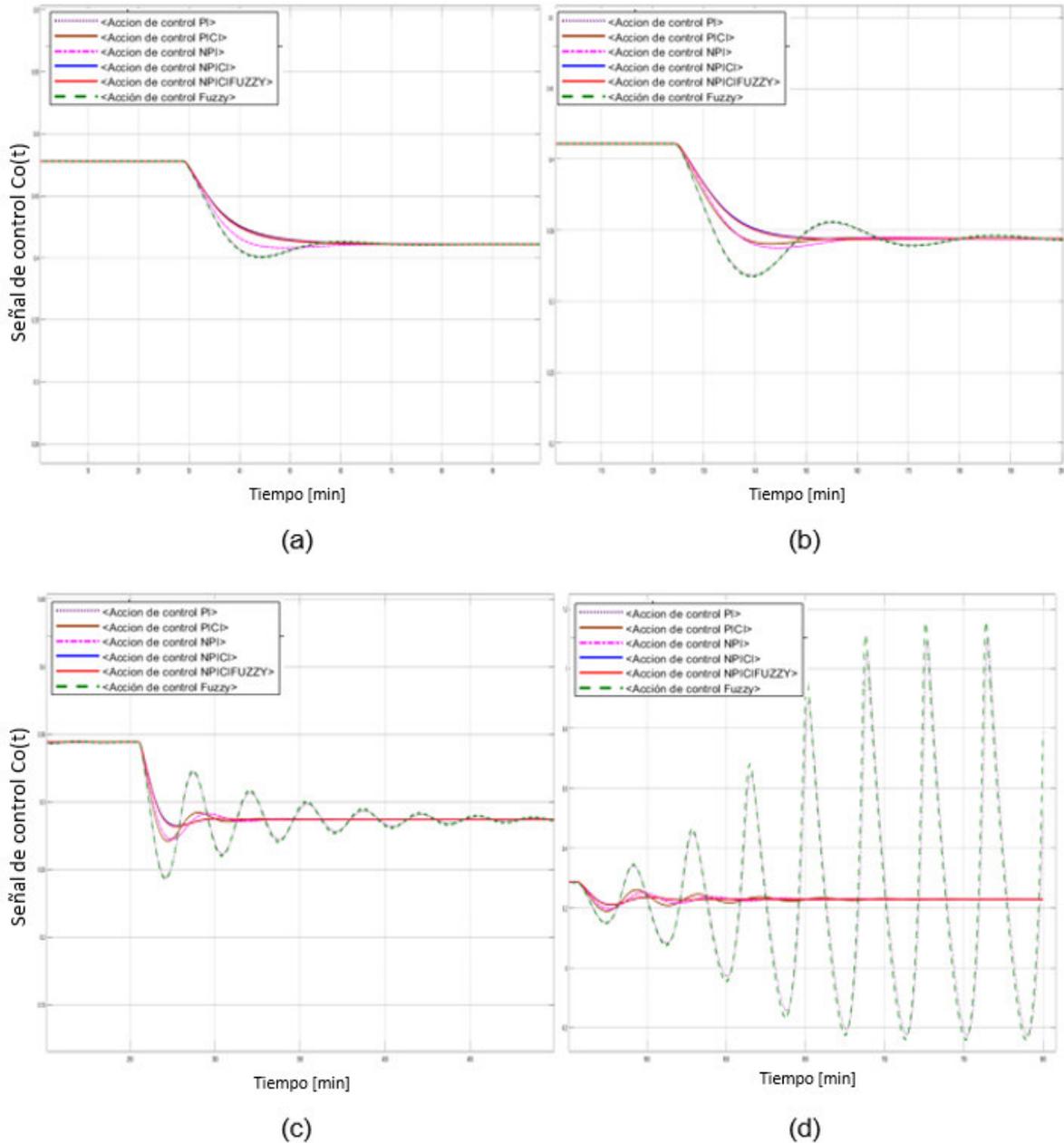


Figura 3.14. Acción de control del sistema frente a perturbaciones: (a) intervalo 0-100 [min], (b) intervalo 100-200 [min], (c) intervalo 200-500 [min], (d) intervalo 500-800 [min]

Como se mencionó con anterioridad, este proceso no lineal posee un retardo variable, el mismo que se evidencia en la figura 3.2. En esta figura se puede observar también que existen dos esquemas de control que se vuelven inestables, estos son el controlador PI y el controlador difuso (Fuzzy), esto sucede debido a que al reducir el flujo de agua caliente a 120 [lb/min] el tiempo de retardo en conjunto aumentó considerablemente, y al ser esquemas de control lineal no están en la capacidad de generar un seguimiento adecuado de la referencia dada. De igual manera, el control difuso por si solo no logra mejorar la

respuesta del proceso no lineal, dejando a los sistemas con acción de reset como los mejores esquemas a implementar.

Los esquemas que presentan los menores $M_p[\%]$ son los esquemas NPI+CI y la combinación entre este y el controlador difuso, además de presentar un tiempo de estabilización adecuado.

Los controladores PI+CI y NPI poseen mejor $M_p[\%]$ y $t_s[min]$ que los controladores PI y Fuzzy, pero no mejores que los controladores no lineales con acción de reset y no lineal con acción de reset y lógica difusa. Para poder discernir apropiadamente se ha realizado una tabla con los indicadores necesarios para elegir el mejor esquema de la respuesta del proceso frente a perturbaciones.

La tabla 3.9. Indica los valores de las especificaciones consideradas para el proceso, así como también los índices de desempeño mencionados, al igual que se realizó con la prueba de seguimiento se considerará el punto más crítico de la respuesta del sistema, es decir, el momento en el que el flujo de agua caliente se reduce al valor mínimo de 120 $[lb/min]$ y el $t_s[min]$ se considerará como la suma total de los tiempos de establecimiento para cada perturbación.

Tabla 3.9. Índices de desempeño ante perturbaciones

ESQUEMA	ÍNDICE DE DESEMPEÑO				
	ISE	TVu	ITSE	Máximo Sobrepico $M_p[\%]$	Tiempo de establecimiento $t_s[min]$
PI	Inestable	Inestable	Inestable	Inestable	Inestable
PI+CI	0.2505	0.5961	43795.98	3.937	125.481
NPI	0.2323	0.4915	37031.86	3.289	108.242
FUZZY	Inestable	Inestable	Inestable	Inestable	Inestable
NPI+CI	0.2099	0.31896	27721.86	1.849	69.731
NPI+CI+FUZZY	0.2088	0.323592	27746.73	1.762	68.048

Como se mencionó con anterioridad, esta tabla presenta las especificaciones e índices de desempeño resultado de la prueba de regulación realizada para el proceso no lineal con los diferentes esquemas de control propuestos, en el momento en el que el flujo de agua caliente se reduce al valor mínimo de 120 $[lb/min]$ los controladores más óptimos son los controladores NPI+CI y NPI+CI+FUZZY, siendo este último el controlador más adecuado

para hacer frente a las perturbaciones por su tiempo de establecimiento más pequeño que el NPI+CI, pero no el más adecuado en el seguimiento de la señal de set point. En donde el controlador NPI+CI presenta ventaja sobre el controlador NPI+CI+FUZZ.

Para realizar un análisis comparativo de las especificaciones consideradas para el proceso, así como también los índices de desempeño mencionados para cada esquema de control implementado, se realiza el gráfico radial de la figura 3.15. Este diagrama presenta los índices de desempeño en conjunto con los esquemas de control diseñados, el esquema y sus cifras se presentan estandarizados de manera que el valor más alejado del origen es considerado insatisfactorio asignándosele a este mismo el valor de 1.

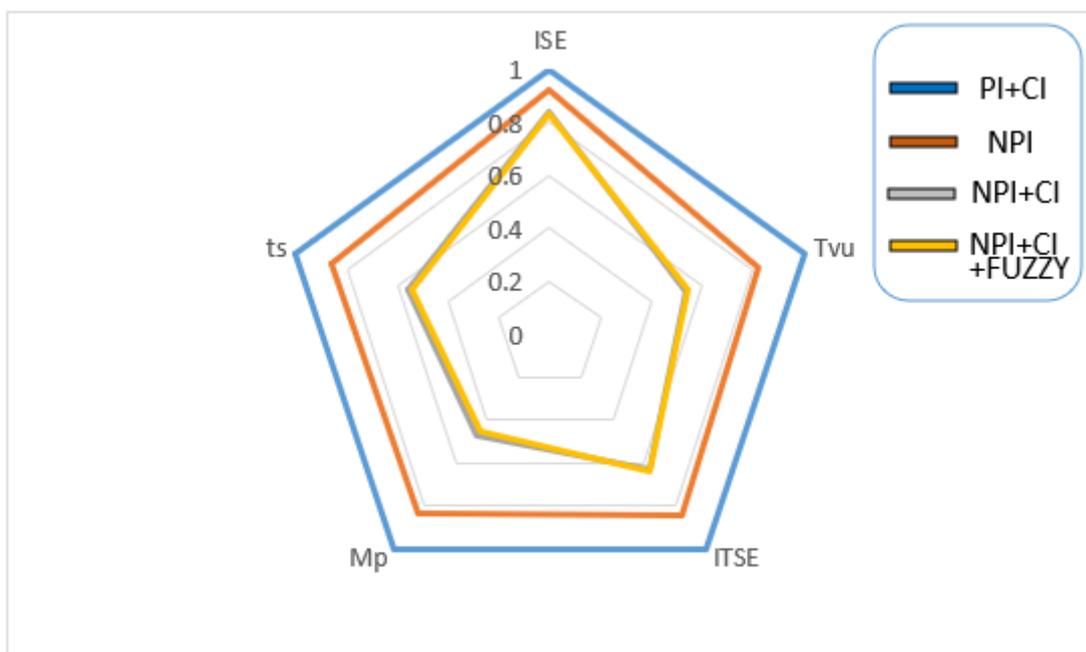


Figura 3.15. Gráfico Radial de los índices de desempeño del proceso ante perturbaciones

3.1.2.2 Pruebas realizadas en el reactor (CSTR) con reacción Van Der Vusse.

El reactor CSTR con reacción Van Der Vusse es sometido a pruebas de variaciones de consigna y regulación, utilizando la información de la sección 3.1.1.2. para los esquemas de control implementados en dichas pruebas. De igual manera que para el tanque de agitación continua se utilizan especificaciones de la respuesta del sistema e índices de desempeño para evaluar los controladores diseñados.

3.1.2.2.1. Prueba de seguimiento

Con el objetivo de realizar una comparación al trabajo expuesto en [31], para realizar la prueba de seguimiento de empieza con un requerimiento inicial de concentración C_B del 70[%], para luego realizar un aumento de la misma a un valor de 77[%], es decir, aumentar

la concentración de 1.1 a 1.21, en el instante $t = 20[\text{min}]$, luego aumenta a 78.5[%], es decir, de 1.21 a 1.23 [mol/l] en el instante $t = 40[\text{min}]$, después se reduce su valor a 70.5 [%], es decir de 1.23 a 1.107 [mol/l] en el instante $t = 60[\text{min}]$, posteriormente se reduce a 65.5 [%], es decir de 1.107 a 1.029 [mol/l] en el instante $t = 80[\text{min}]$ y por último se reduce la concentración a 60.5[%], es decir de 1.029 a 0.9506 [mol/l] en el instante $t = 100[\text{min}]$.

Las figuras 3.16 y 3.17 presentan la respuesta del sistema y los intervalos más relevantes de la misma.

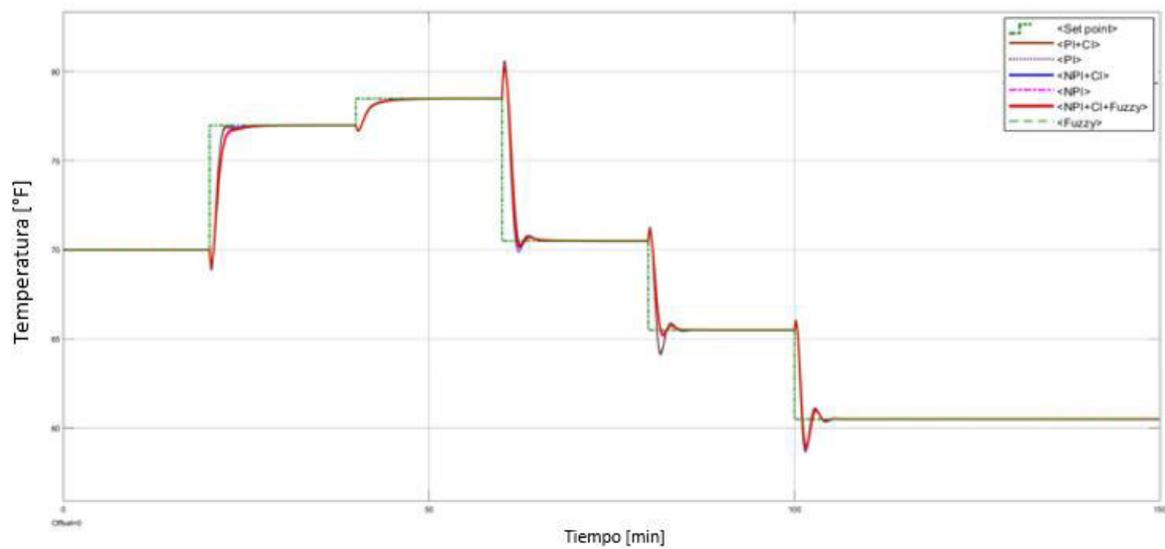


Figura 3.16. Salida del proceso.

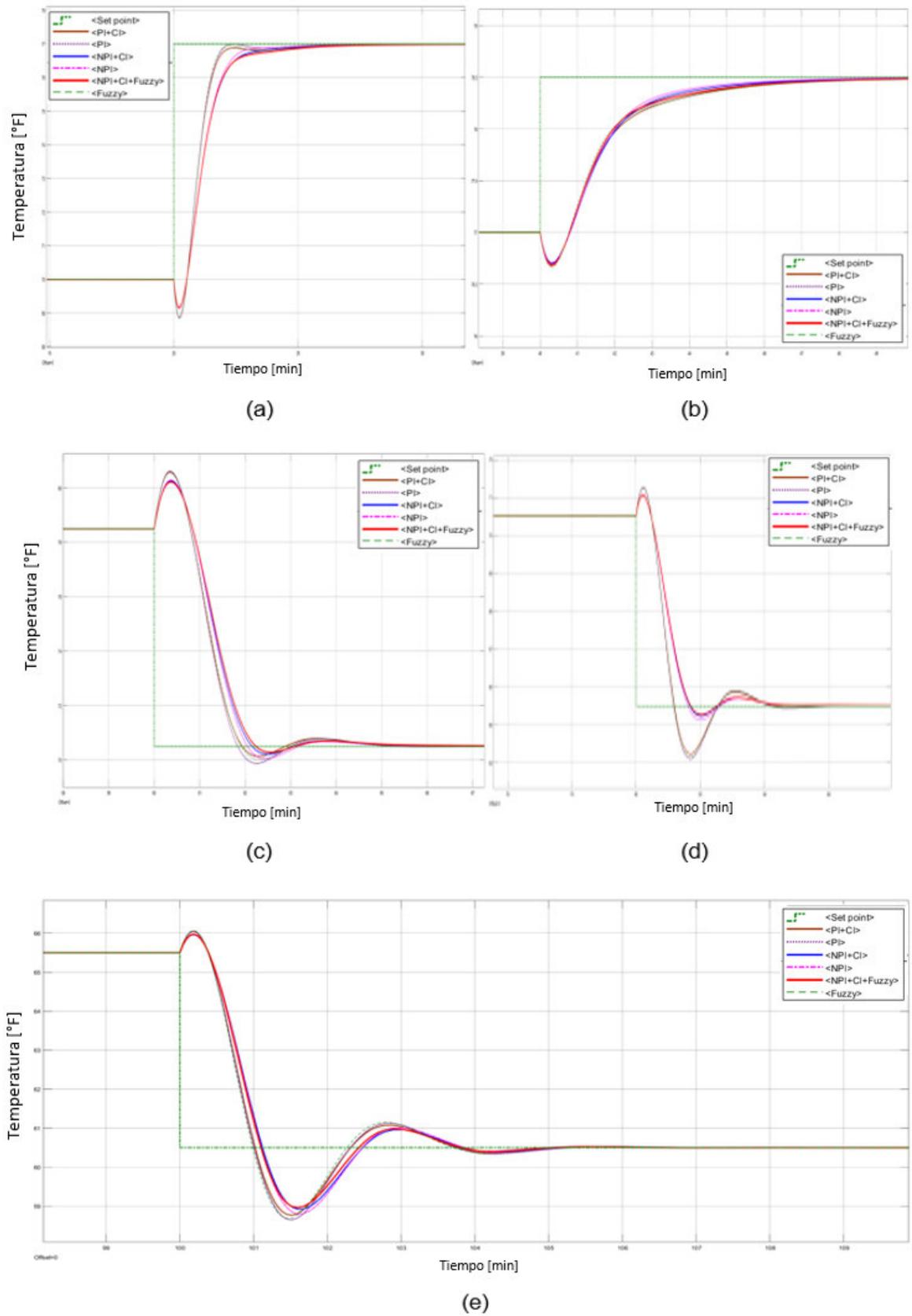


Figura 3.17. Respuesta del sistema: (a) intervalo 15-30 [min], (b) intervalo 38-48 [min], (c) intervalo 58-68 [min], (d) intervalo 76-86 [min], (e) intervalo 99-109 [min]

Es posible observar en ambas figuras que todos los esquemas de control propuestos se encuentran en el rango de operación del proceso, todos ellos logran alcanzar la referencia dada, y no existen casos en los que la salida sea inestable; Los esquemas de control no lineal presentan una ventaja frente a los esquemas de control lineal, esto se puede notar sobre todo en los valores de máximo sobre pico inverso ($M_{pi}\%$) y en el tiempo de estabilización t_s [min] del proceso, los cuales representan la mayor problemática de este tipo de procesos.

Los controladores NPI+CI y NPI+CI+FUZZY son los controladores más adecuados para este proceso, debido a los valores menores de máximo sobre pico inverso y tiempo de establecimiento de la respuesta.

En las figuras 3.18 y 3.19 se puede observar las señales de control de los diferentes esquemas y los intervalos relevantes de las mismas, adicionalmente para determinar de forma correcta el mejor esquema se presenta la tabla 3.10. con las especificaciones e índices de desempeño de los diferentes esquemas considerando el punto más crítico de la salida del sistema, es decir, el instante en el que la reducción de la válvula toma un valor de 70.5 [%] y al igual que en los casos anteriores en el tiempo de establecimiento t_s [min] se considera la suma de los tiempos de estabilización para cada variación de consigna.

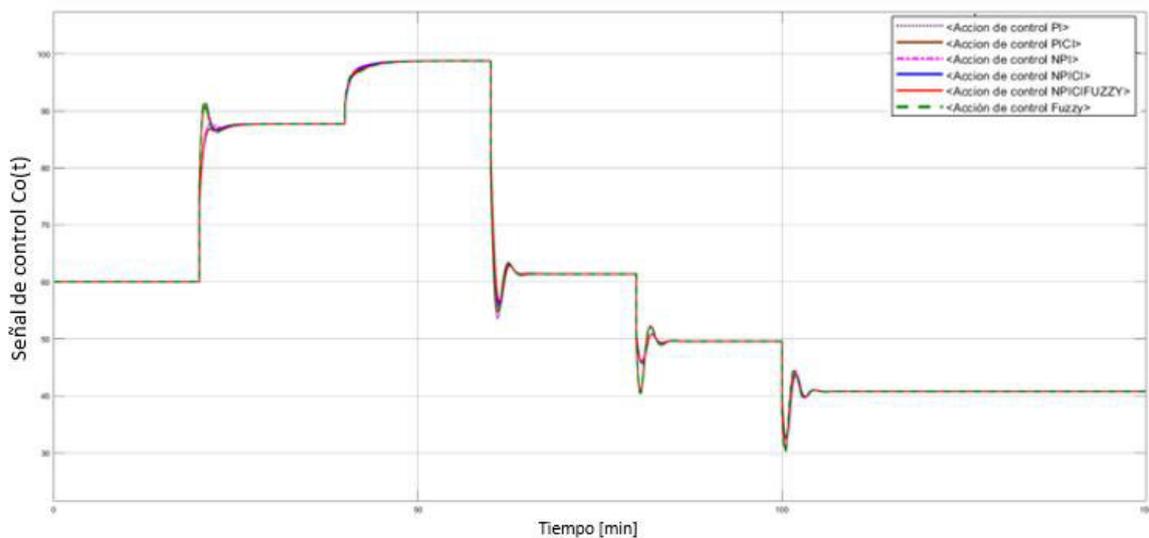


Figura 3.18. Acción de control del sistema frente a variaciones de consigna.

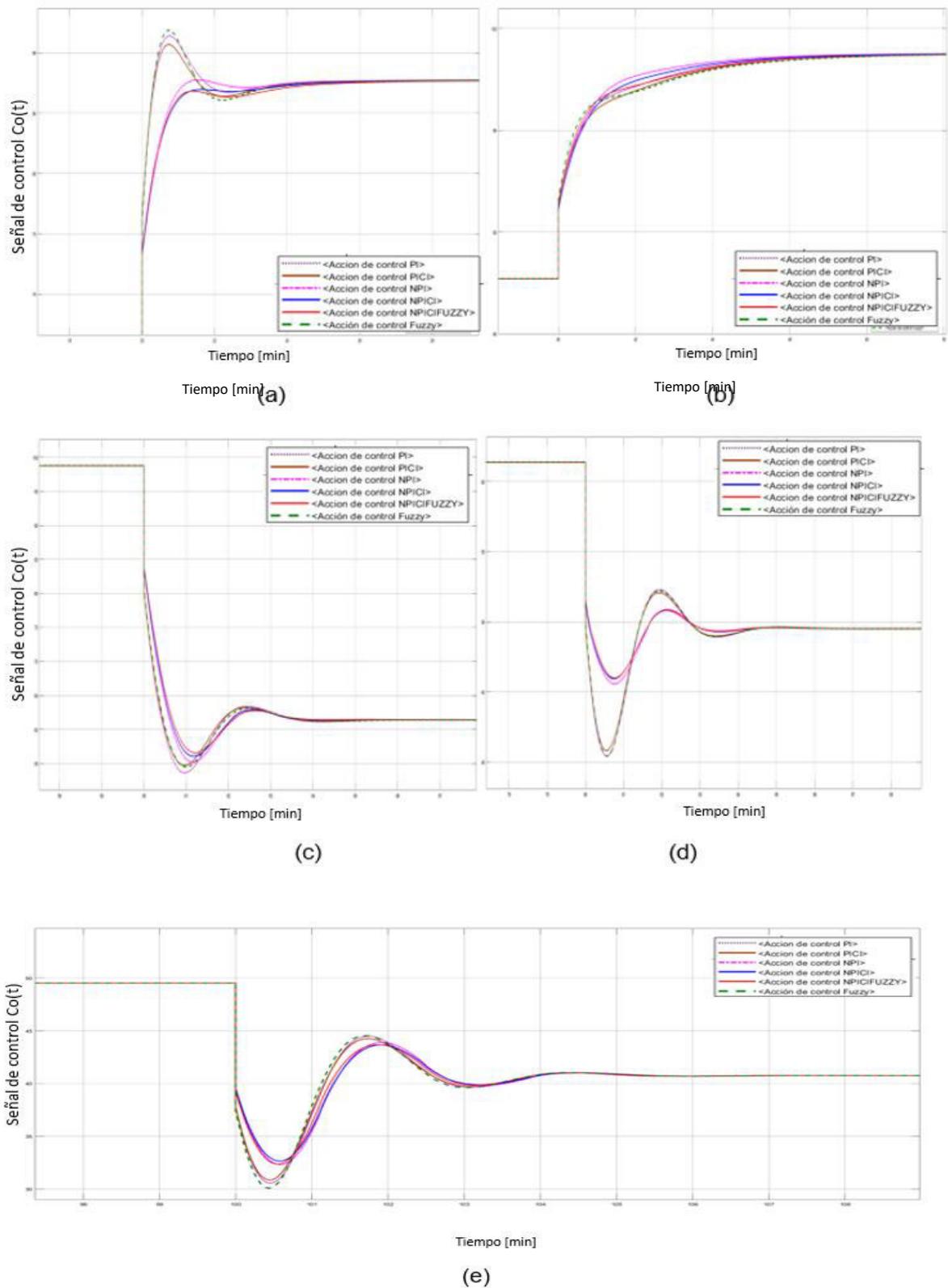


Figura 3.18. Acciones de control ante cambios de consigna: (a) intervalo 18-28 [min], (b) intervalo 38-48 [min], (c) intervalo 58-68 [min], (d) intervalo 76-86 [min], (e) intervalo 99-109 [min]

Tabla 3.10. Índices de desempeño ante variaciones de consigna para reactor CSTR

ESQUEMA	ÍNDICE DE DESEMPEÑO				
	ISE	TV _u	ITSE	Máximo Sobrepico M_p [%]	Tiempo de establecimiento t_s [min]
PI	180.324	183.2647	10210.635	3.0863	27.0236
PI+CI	179.865	165.5248	10122.351	2.6355	30.4563
NPI	187.828	148.5631	10565.785	2.5526	29.1023
FUZZY	183.291	186.3262	10325.187	3.1256	29.3564
NPI+CI	189.251	146.0235	10423.165	2.4147	28.8653
NPI+CI+FUZZY	187.365	145.2654	10324.568	2.3956	28.5231

En la tabla se puede notar las especificaciones e índices de desempeño de los esquemas lineales y no lineales implementados. Se puede observar que el controlador NPI+CI y el controlador NPI+CI+FUZZY presentan los valores más bajos de ISE, TV_u, ITSE, M_{pi} respecto a los controladores PI, NPI y FUZZY. El controlador PI+CI implementado presenta los mejores valores de ISE e ITSE. Pero tomando en consideración todas las especificaciones y valores mostrados en la tabla es posible afirmar que los mejores controladores para este proceso son el PI+CI, NPI+CI y el controlador NPI+CI+FUZZY que presenta una ventaja de suavidad en las señales de control frente al controlador NPI+CI.

Todo esto se puede corroborar a través del diagrama radial presentado en la figura 3.19. en donde se puede observar todas las especificaciones e índices de desempeño de los controladores. Las cifras dl diagrama se encuentran estandarizadas, es decir, el valor más

alejado del origen es considerado insatisfactorio asignándosele a este mismo el valor de 1.

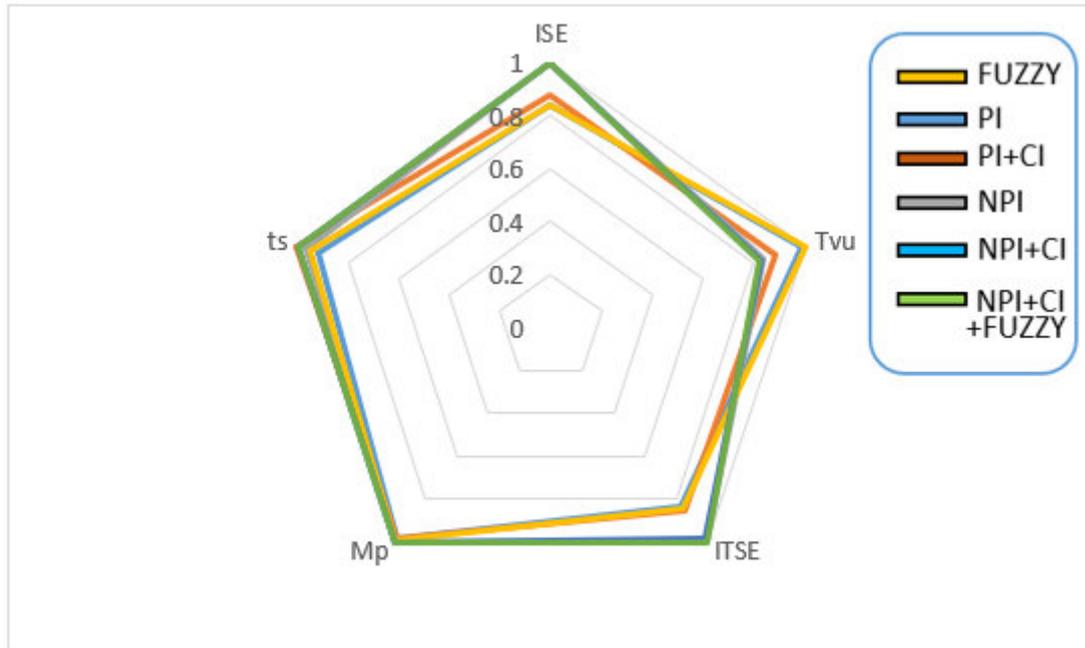


Figura 3.19. Diagrama radial de los índices de desempeño presentados

3.1.2.2.2. Prueba de regulación

La prueba de regulación consiste en realizar una perturbación en la concentración del reactante de alimentación C_{Ai} . Considerando que el rango operativo del sensor-transmisor de concentración es de 0% a 100% (0 [mol/l] a 1.5714[mol/l]).

Otras consideraciones tomadas son que el flujo máximo aceptado para este proceso en válvula es de 634.17 [l/min]. Finalmente, se considera que las señales de control que la válvula acepta pueden tomar valores de 0 a 100%.

Para realizar una comparación del controlador no lineal con reset y lógica difusa frente al resto y el trabajo realizado en [31] se toma en cuenta las siguientes consideraciones para esta prueba: Iniciando con la condición inicial de 10[mol/l], en primer lugar, se cambia la concentración C_{Ai} un 15% de su condición inicial (11.5[mol/l] a un tiempo de 10 [min]), después se disminuye a un 12% de su condición inicial 8.8[mol/l] a un tiempo de 40 [min]), luego se aumenta la concentración un 20% e su condición inicial (12[mol/l] a un tiempo de 70 [min]), y por último se reduce al 10% de su condición inicial (9[mol/l] a un tiempo de 100 [min]). Esto se puede observar en la figura 3.20.

La respuesta del sistema frente a las perturbaciones, así como los intervalos más relevantes se presentan en las figuras 3.21 y 3.22. Mientras que las señales de control del proceso y sus intervalos relevantes se presentan en las figuras 3.23 y 3.24.

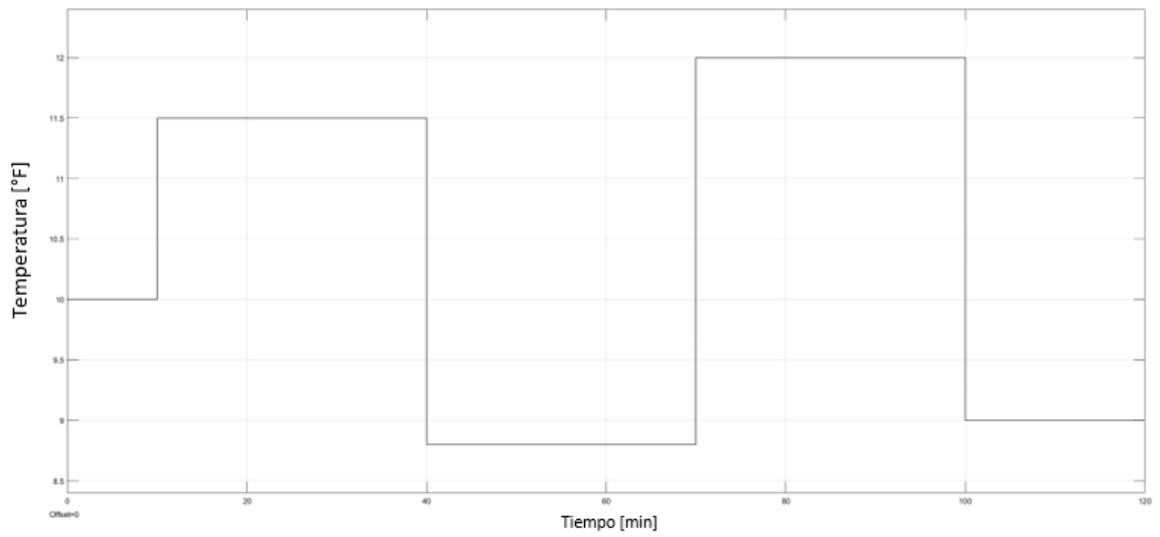


Figura 3.20. Señal de perturbación del proceso

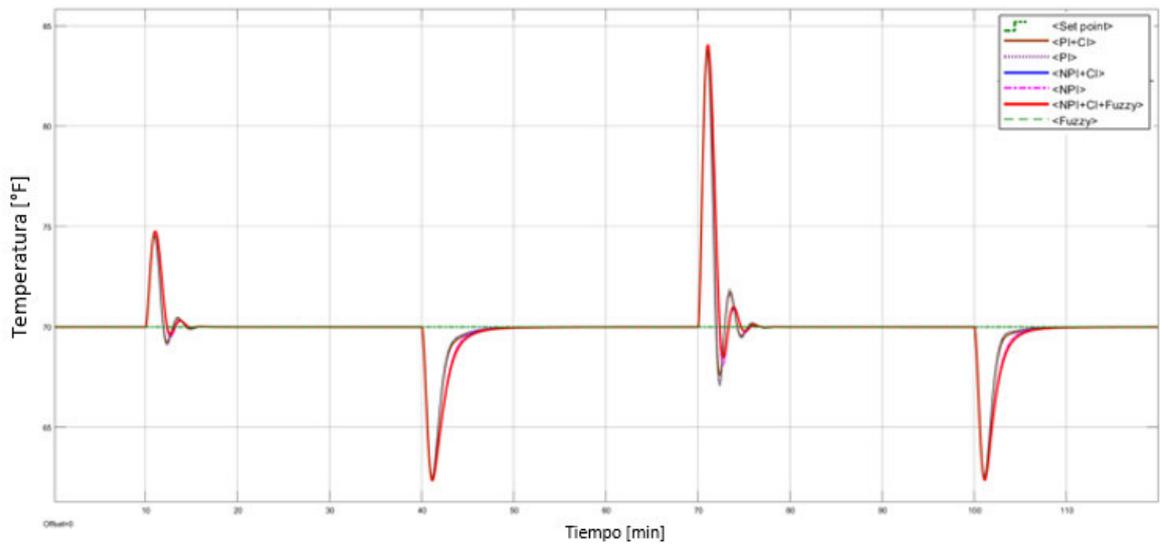


Figura 3.21. Respuesta del sistema frente a perturbaciones

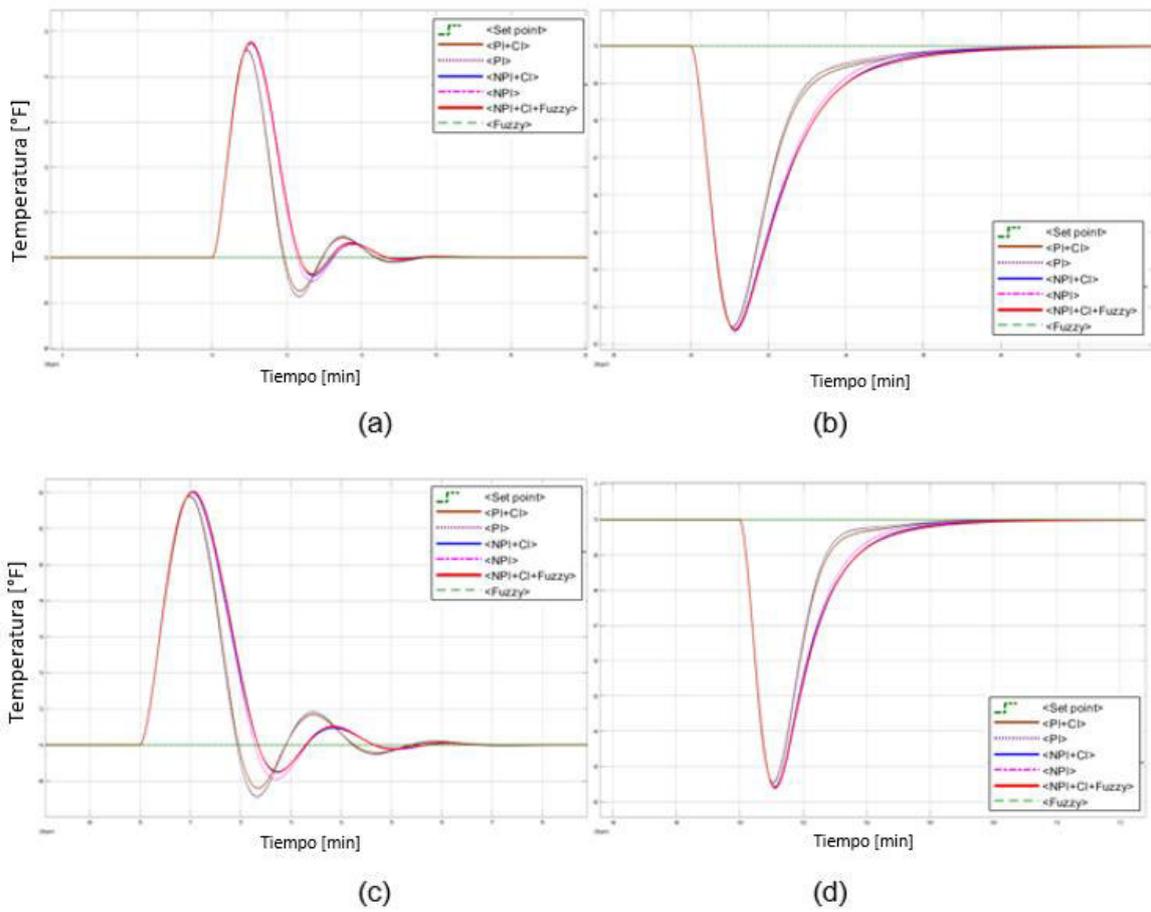


Figura 3.22. Respuesta del sistema: (a) intervalo 5-20 [min], (b) intervalo 35-50 [min], (c) intervalo 68-78 [min], (d) intervalo 95-115 [min]

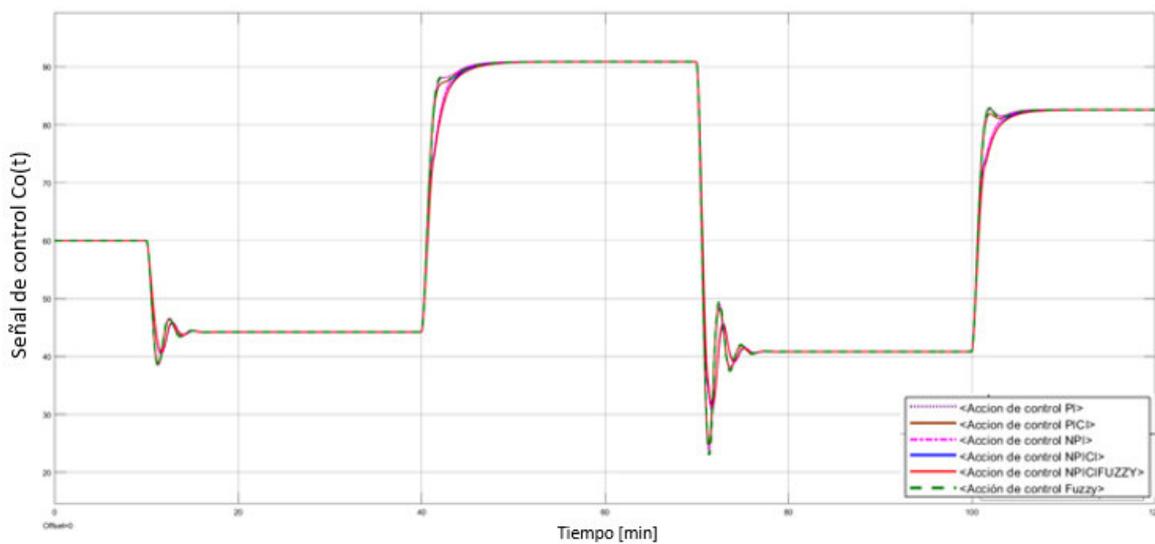


Figura 3.23. Señales de control del sistema frente a perturbaciones

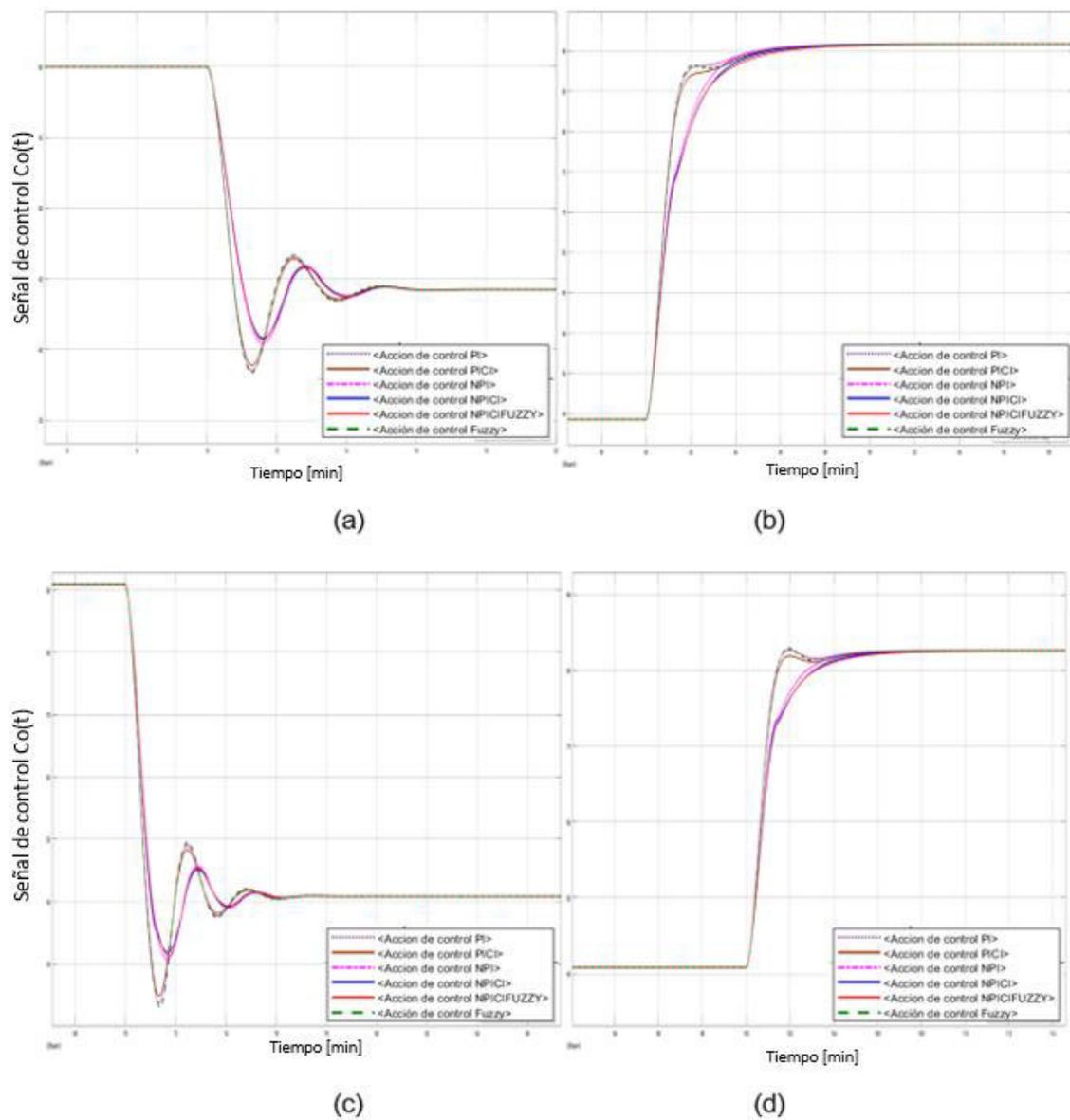


Figura 3.24. Acciones de control ante perturbaciones: (a) intervalo 5-20 [min], (b) intervalo 35-60 [min], (c) intervalo 70-90 [min], (d) intervalo 95-115 [min]

Para la tabla de especificaciones e índices de desempeño se consideró el intervalo de 70 [min] debido a que esta es la zona más problemática del proceso para las perturbaciones dadas.

Tabla 3.11. Índices de desempeño para la respuesta del sistema ante perturbaciones

ESQUEMA	ÍNDICE DE DESEMPEÑO				
	ISE	TVu	ITSE	Máximo Sobrepico M_p [%]	Tiempo de establecimiento t_s [min]
PI	315.463	241.426	21256.689	19.912	27.568
PI+CI	330.401	216.442	21916.023	19.856	30.201
NPI	375.215	205.364	25438.576	20.163	29.135
FUZZY	317.263	245.391	21563.112	20.036	28.564
NPI+CI	376.122	202.506	25202.356	20.172	30.026
NPI+CI+FUZZY	375.365	201.245	25581.147	20.151	29.893

La tabla muestra las cifras de los índices de desempeño resultados de las pruebas realizadas con todos los controladores propuestos, se puede notar que el mejor rendimiento se da en el controlador PI+CI, por su máximo sobre pico más bajo en comparación con el resto de controladores; sin embargo, en cuestión de actuadores el controlador NPI+CI+FUZZY presenta la ventaja de brindar una señal de control tenue, es decir, agregar la lógica difusa al control con acción de reset permite manejar señales de control mejoradas que permitan evitar cambios bruscos que puedan dañar los actuadores.

Es posible notar que el tiempo de establecimiento más pequeño se da en el controlador PI, y presenta también un buen ISE e ITSE, pero la señal de control enviada a los actuadores es (junto con el controlador difuso) deficiente, esto se puede traducir en daños en los actuadores.

Para tener un análisis comparativo de las diversas especificaciones e índices de desempeño se presenta el diagrama radial de la figura 3.23. Las cifras se encuentran estandarizadas, es decir, el valor más grande designado como no satisfactorio se encuentra asignado a 1 (Desempeño más bajo de controlador).

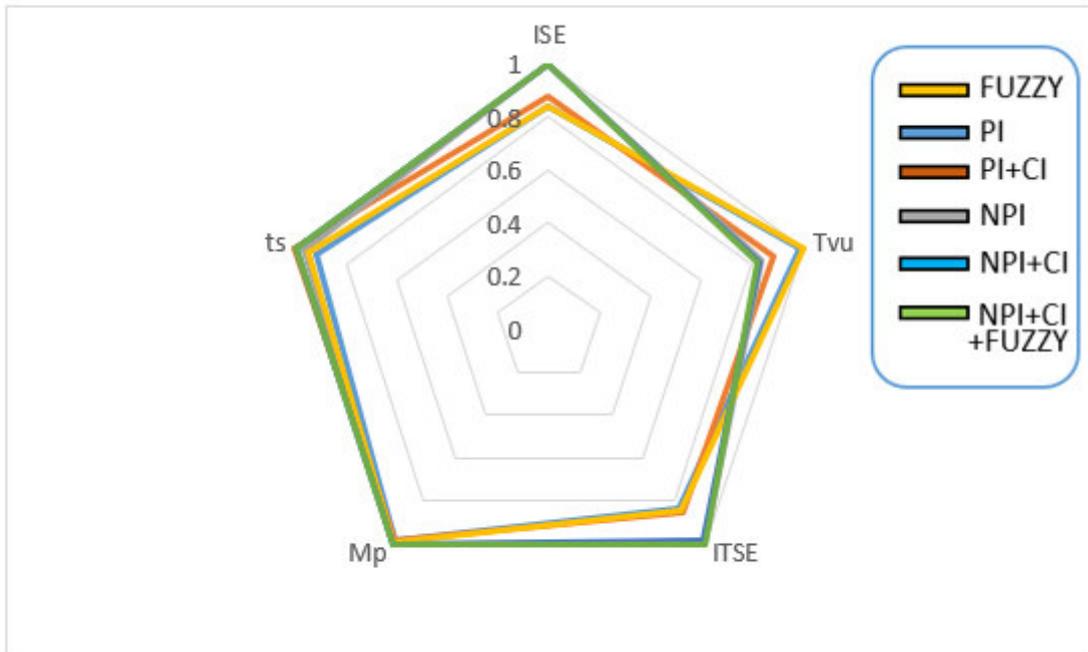


Figura 3.25. Gráfica radial de los índices de desempeño.

4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1. CONCLUSIONES

- Se encontró el modelo de primer orden más retardo de tiempo (FOPDT) de dos procesos químicos no lineales, un tanque de mezclado con retardo variable y un reactor CSTR con reacción Van der Vusse.
- Se recopiló información técnica y teórica para el diseño de esquemas de control lineales y no lineales, sistemas de control con acción de reset y sistemas de control basados en lógica difusa.
- Se diseñó un esquema de control lineal PI para el control de dos procesos químicos no lineales: un tanque de mezclado con retardo variable y un reactor CSTR con reacción Van Der Vusse.
- Se diseñó un esquema de control PI+CI agregando un integrador de Clegg al esquema PI diseñado, el esquema PI+CI permite obtener mejores resultados que los esquemas clásicos superando las limitaciones que estos ofrecen en dos procesos químicos no lineales: un tanque de mezclado con retardo variable y un reactor CSTR con reacción Van Der Vusse.
- Se diseñó un esquema de control no lineal (NPI) para dos procesos químicos no lineales, un tanque de mezclado con retardo variable y un reactor CSTR con reacción Van Der Vusse.
- Se diseñó un esquema de control NPI+CI, se analizó y estudió los beneficios de añadir un integrador de Clegg (CI) al esquema NPI diseñado determinándose que en ciertos procesos como el tanque de mezclado con retardo variable el esquema NPI+CI es una opción viable, mientras que en procesos como el reactor CSTR con reacción Van Der Vusse puede ser suficiente un esquema PI+CI para superar las limitaciones del control lineal.
- Se estudió la teoría necesaria para diseñar un esquema de control basado en lógica difusa como una equivalencia al esquema PI, para dos procesos químicos industriales: un tanque de mezclado con retardo variable y un reactor CSTR con reacción Van Der Vusse.
- Se determinó un esquema de control NPI+CI+FUZZY, que permite obtener los beneficios del control con acción de reset y el control basado en lógica difusa, es decir, una respuesta rápida mejorando las características de respuesta transitoria

a la par de las señales de control de manera que se eviten daños en los actuadores.

- Se implementó, a través de la herramienta GUIDE de Matlab, una interfaz gráfica de usuario, amigable y fácil de usar presentando los dos procesos químicos no lineales, sus índices de desempeño, características de respuesta transitoria, gráficas de respuesta del sistema, señales de control, manejo de cambios de referencia y perturbaciones; de forma que se pueda comparar todos los esquemas de control diseñados.
- Se determinó la importancia del porcentaje de reset (p_{reset}) en el diseño de esquemas de control con acción de reset esta directamente ligado al desempeño de los procesos en la respuesta transitoria de los mismos. Si p_{reset} aumenta su valor, se tiene una respuesta con un máximo sobrepico ($M_p[\%]$) a cambio de sacrificar tiempo de establecimiento (t_s) y tiempo de subida (t_r).
- Se calculó los índices de desempeño de varios esquemas de control aplicados a dos procesos químicos no lineales: un tanque de mezclado con retardo variable y un reactor CSTR con reacción Van Der Vusse, hallando los mejores esquemas para cada proceso en función de los índices encontrados.
- Para el tanque de mezclado con retardo variable, el esquema de control PI+CI presenta los mejores índices de desempeño ISE e ITSE, mientras que el esquema NPI+CI junto con el NPI+CI+FUZZY presentan los menores valores de máximo sobrepico ($M_p[\%]$), sin embargo, el menor tiempo de establecimiento (t_s) se da en el controlador NPI. Ante perturbaciones el esquema de control NPI+CI+FUZZY ofrece el menor máximo sobrepico ($M_p[\%]$) con un buen tiempo de establecimiento (t_s) y mejores señales de control que el esquema NPI+CI.
- Para el reactor CSTR con reacción Van der Vusse, el esquema de control PI+CI presenta los mejores valores de los índices ISE e ITSE con las cifras más bajas de todos los esquemas, el control NPI+CI+FUZZY mejora las señales de control dando el beneficio de preservar la vida útil de los actuadores, se tiene un máximo sobrepico ($M_p[\%]$) reducido lo cual genera una ventaja en este tipo de procesos en donde esta característica de respuesta es ampliamente buscada. Ante perturbaciones el PI+CI presenta el menor máximo sobrepico ($M_p[\%]$), los controladores NPI, NPI+CI y NPI+CI+FUZZY mejoran la respuesta de las señales de control, dándose el TVu más bajo en el control NPI+CI+FUZZY; el control PI

compensa rápidamente las perturbaciones y brinda un tiempo de establecimiento satisfactorio, presentando un valor bajo del mismo con excelentes índices ISE e ITSE.

4.2. RECOMENDACIONES

- Se recomienda estudiar adecuadamente los procesos químicos no lineales y tener sumo cuidado en obtener los modelos de primer orden con retardo de tiempo que servirán para determinar los parámetros característicos de los diferentes esquemas de control.
- Los esquemas presentados, así como la lógica de funcionamiento pueden ser utilizados como base para un nuevo trabajo que considere estos conocimientos para tareas prácticas dentro de esquemas reales.

5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] J. E. Castellanos Rodriguez, "Estudio comparativo de técnicas de control PID difuso aplicadas al mejoramiento de desempeño de lazos de control continuo," p. 146, 2018, [Online]. Available: http://bdigital.unal.edu.co/70103/1/Tesis_MSc_Jhon_E_Rodriguez_v4.pdf.
- [2] K. Quinonez, O. Camacho, and D. Chavez, "Application of nonlinear PID controllers to bioreactor processes," *4th IEEE Colomb. Conf. Autom. Control Autom. Control as Key Support Ind. Product. CCAC 2019 - Proc.*, pp. 0–5, 2019, doi: 10.1109/CCAC.2019.8921306.
- [3] A. Barreiro and A. Bãnos, "Sistemas de control basados en reset," *RIAI - Rev. Iberoam. Autom. e Inform. Ind.*, vol. 9, no. 4, pp. 329–346, 2012, doi: 10.1016/j.riai.2012.09.007.
- [4] A. Baños and A. Vidal, "Design of reset control systems: The PI CI compensator," *J. Dyn. Syst. Meas. Control. Trans. ASME*, vol. 134, no. 5, pp. 1–11, 2012, doi: 10.1115/1.4004773.
- [5] A. Palencia Diaz, "Estudio de Diferentes Estrategias de Control para un Tanque de Mezclado: PID, Control de Matriz Dinámica (DMC) y Lógica Difusa (FLC).," *Prospectiva*, vol. 8, no. 1, pp. 43–51, 2010.
- [6] S. Kouro and R. Musalem, "Control mediante lógica difusa," *Técnicas Mod. Autom.*, pp. 1–7, 2002, [Online]. Available: <http://www2.elo.utfsm.cl/~elo377/documentos/Fuzzy.pdf>.
- [7] K. Michels, F. Klawonn, R. Kruse, and A. Nürnberger, *Fuzzy control: Fundamentals, stability and design of fuzzy controllers*, vol. 200. 2006.
- [8] O. Camacho and C. A. Smith, "Sliding mode control: An approach to regulate nonlinear chemical processes," *ISA Trans.*, vol. 39, no. 2, pp. 205–218, 2000, doi: 10.1016/s0019-0578(99)00043-9.
- [9] A. J. Paz Carrillo, *Sistemas Automáticos de Control Fundamentos Básicos de Análisis y Modelado*. 2011.
- [10] B. Kuo, "Sistemas de Control Automático." .
- [11] J.-J. Slotine E. and W. Li, *APPLIED NONLINEAR CONTROL*, 1st ed. Prentice Hall, 1991.

- [12] P. J. Olver, "Nonlinear Ordinary Differential Equations," 2017.
- [13] R. Bakerey, K. Elssadig, D. Eltahir, and M. Hussien, "Function using FOPDT, SOPDT and SKOGESTAD in Control System," *Int. J. Eng. Appl. Manag. Sci. Paradig.*, vol. 42, no. 01, p. 1, 2016, [Online]. Available: www.ijeam.com.
- [14] V. M. Alfaro, "IDENTIFICACIÓN DE PROCESOS SOBREAMORTIGUADOS UTILIZANDO TÉCNICAS DE LAZO ABIERTO," vol. 11, pp. 11–25, 2001.
- [15] A. F. Rojas Gonzalez, *Fundamentos de procesos químicos*. 2012.
- [16] UCM, "Reactor de tanque de agitado," 2019. https://webs.ucm.es/info/iqpapel/equipos/reactor_de_tanque_agitado.htm#reactor.
- [17] E. Peña T, A. R. Pérez R, A. J. Miranda, and J. H. Sánchez L, "Modelado de un reactor químico tipo CSTR y evaluación del control predictivo aplicando Matlab-Simulink," *Rev. Ing. UC*, vol. 15, no. 3, pp. 97–112, 2008.
- [18] K. Y. Show and D. J. Lee, *Bioreactor and Bioprocess Design for Biohydrogen Production*, 1st ed., vol. #volume#. Elsevier BV., 2013.
- [19] Á. Mora Fraile and Á. De Castro Martín, "ESTUDIO DE CICLO LIMITE EN CONTROL DIGITAL DE CONVERTIDORES CONMUTADOS Y TECNICAS DIGITALES PARA EVITARLO," *Univ. autónoma madrid*, p. 17, 2019.
- [20] R. Díaz and O. Camacho, "A Comparison of Linear and Nonlinear PID Controllers Reset-Based for Nonlinear Chemical Processes with Variable Deadtime," pp. 195–206, 2021, doi: 10.1007/978-3-030-71503-8_15.
- [21] K. J. Åström and T. Hägglund, *Control PID avanzado*. PEARSON, 2009.
- [22] J. Gebhardt and C. von Altrock, "Recent Successful Fuzzy Logic Applications in Industrial Automation," *IEEE*, 1996, [Online]. Available: https://www.fuzzytech.com/e/e_a_plc.html.
- [23] C. T. Chao, N. Sutarna, J. S. Chiou, and C. J. Wang, "Equivalence between fuzzy PID controllers and conventional PID controllers," *Appl. Sci.*, vol. 7, no. 6, 2017, doi: 10.3390/app7060513.
- [24] L. F. Cerecero Natale, E. Campos Mercado, J. C. Ramos Fernández, M. A. Marquéz Vera, and I. A. Chan Ac, "Comparación experimental de controladores PID clásico, PID no lineal y PID difuso para el caso de regulación," *Res. Comput. Sci.*, vol. 135, no. 1, pp. 173–187, 2017, doi: 10.13053/rcs-135-1-12.

- [25] K. Y. Quiñónez Ibujés, "DISEÑO Y SIMULACIÓN DE CONTROLADORES PID NO LINEALES APLICADOS A UN BIORREACTOR," 2019.
- [26] J. Han, "From PID to active disturbance rejection control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 3, pp. 900–906, 2009, doi: 10.1109/TIE.2008.2011621.
- [27] A. Rodríguez Mariano, G. Reynoso Meza, D. E. Páramo Calderón, E. Chávez Conde, M. A. García Alvarado, and J. Carrillo Ahumada, "ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO DE CONTROLADORES LINEALES SINTONIZADOS EN DIFERENTES ESTADOS ESTACIONARIOS DEL BIORREACTOR DE CHOLETTE MEDIANTE TÉCNICAS DE DECISIÓN MULTI-CRITERIO," *Rev. Mex. Ing. Química*, vol. 12, no. 3, pp. 505–511, 2013, [Online]. Available: <http://www.redalyc.org/articulo.oa?id=62029966013>.
- [28] R. Vilanov and V. M. Alfaro, "control PID robusto: Una visión panorámica," *RIAI - Rev. Iberoam. Autom. e Inform. Ind.*, vol. 8, no. 3, pp. 141–158, 2011, doi: 10.1016/j.riai.2011.06.003.
- [29] C. Valdivia, *Sistemas de Control Continuos y Discretos*, 1a Edition. 2012.
- [30] A. F. Erazo Ramos, "Control Para Sistemas Continuos Y Discretos Basado En La Ingeniería Dirigida Por Modelos," p. 105, 2020.
- [31] V. R. Díaz Cajas, "DISEÑO Y SIMULACIÓN DE ESQUEMAS PID LINEALES Y NO LINEALES CON ACCIÓN DE RESET APLICADOS A DOS PROCESOS QUÍMICOS NO LINEALES," 2020.
- [32] M. J. Fernandez Ruiz, J. M. Angós Ullate, and J. A. Salvador Olivan, "INTERFACES DE USUARIO: DISEÑO DE LA VISUALIZACIÓN DE LA INFORMACIÓN COMO MEDIO PARA MEJORAR LA GESTIÓN DEL CONOCIMIENTO Y LOS RESULTADOS OBTENIDOS POR EL USUARIO.," 2001.
- [33] C. Obando, D. Chávez, P. Leica, and O. Camacho, "Sliding mode controller based on a hybrid surface for tracking improvement of non-linear processes," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 53, no. 2, pp. 11747–11752, 2020, doi: 10.1016/j.ifacol.2020.12.679.

ANEXOS

ANEXO A

Manual de Usuario de la Interfaz Gráfica

En esta sección se tiene un manual de manejo de la HMI desarrollada para mostrar los resultados del trabajo de titulación: **DISEÑO Y SIMULACIÓN DE ESQUEMAS PID LINEALES Y NO LINEALES CON ACCIÓN DE RESET Y APLICANDO LÓGICA DE CONTROL DIFUSO A DOS PROCESOS QUÍMICOS NO LINEALES**. El usuario puede utilizar este manual para dar un correcto uso a la interfaz desarrollada.

INICIALIZACIÓN

La interfaz opera en la herramienta GUI de Matlab en la versión 2018^a o superior. Los archivos necesarios para su funcionamiento se encuentran en la carpeta “INTERFAZ”.

Para su ejecución, es importante que, al iniciar Matlab, la carpeta de trabajo que se maneje sea la antes mencionada, tal como se muestra en la figura A.1.

Posteriormente, escribir “Interfaz” en la ventana de comandos (Zona B) para inicializar la visualización de la interfaz.

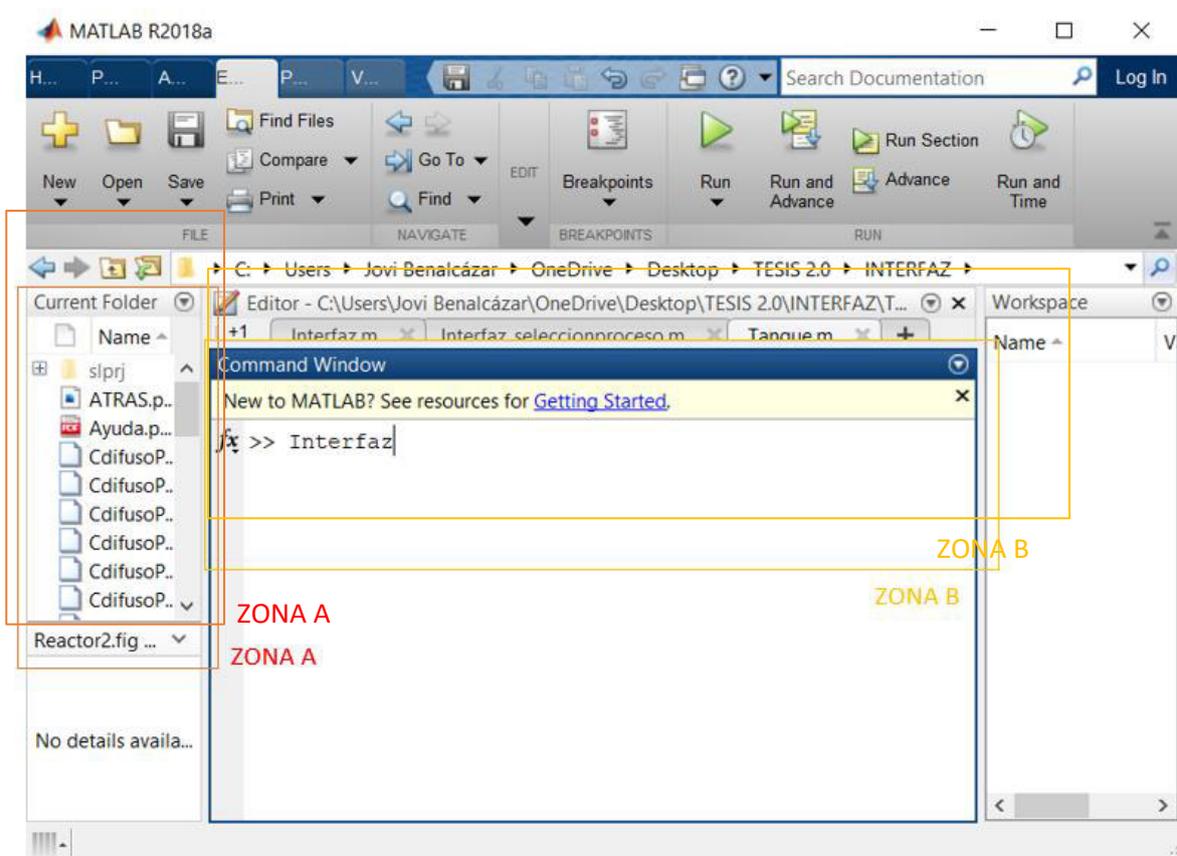


Figura A.1. Ejecución de la interfaz en el entorno GUI de Matlab

PORTADA

La portada se presenta en la figura A.2. donde se presentarán la zona C, Zona D y dos botones para el manejo de la misma.

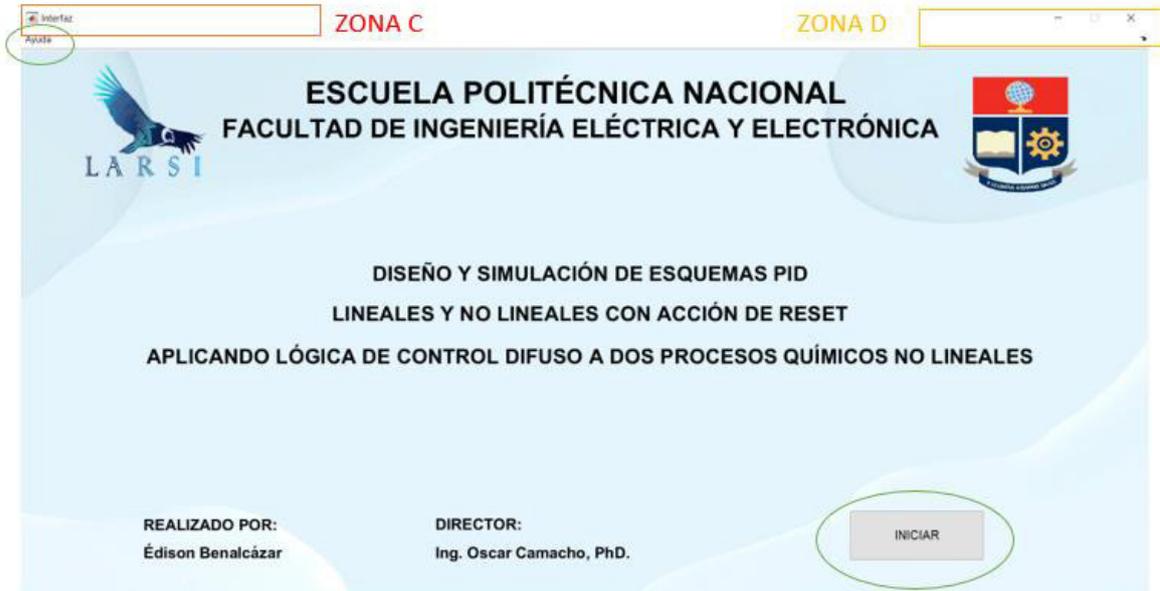


Figura A.2. Portada de la interfaz

El botón de **Ayuda**, abrirá este manual.

El botón **INICIAR**, permitirá proceder a la pantalla de selección del proceso.

PANTALLA DE SELECCIÓN DE PROCESO

La figura A.3. Presenta la pantalla de selección de proceso donde se encontrarán 4 botones.

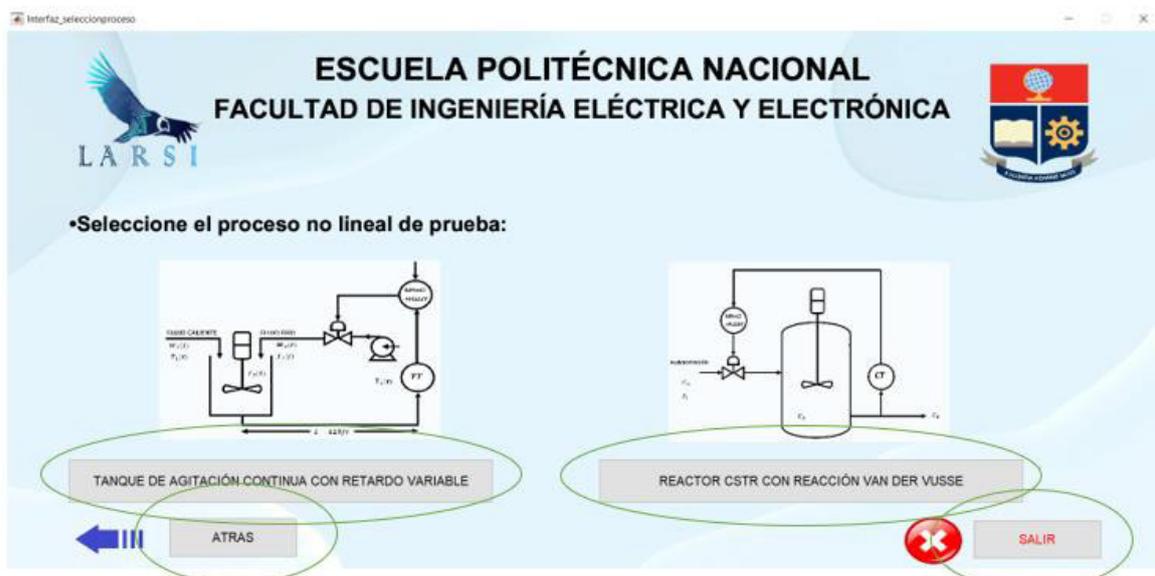


Figura A.3. Pantalla de selección de proceso de la interfaz

El botón **TANQUE DE AGITACIÓN CONTINUA CON RETARDO VARIABLE**, Permite proceder al panel de control del proceso de tanque de agitación continua.

El botón **REACTOR CSTR CON REACCIÓN VAN DER VUSSE**, nos llevará al panel de control del proceso del reactor CSTR.

El botón **ATRÁS**, nos llevará a la pantalla de la portada de la interfaz.

El botón **SALIR**, cerrará la interfaz.

VENTANAS DEL PROCESO

En las figuras A.4 y A.5 se muestra la pantalla de panel de control del tanque de agitación continua y del reactor CSTR, respectivamente. Se observa la separación de paneles y áreas. Ambas pantallas presentan la misma distribución y modo de funcionamiento.



Figura A.4. Panel de control de Tanque de agitación continua

PANEL 1, el panel 1 permite colocar el tiempo de simulación, en minutos, adicionalmente se posee un selector que permite que se muestre la referencia en el caso de que el usuario lo desee.

PANEL 2, permite al usuario elegir entre los diferentes controladores diseñados y simulados para observar las respuestas y señales de control de los mismos.

PANEL 3, permite al usuario añadir cambios de referencia al sistema (Hasta 3 cambios), se deberá rellenar el valor del paso que se desea añadir y el tiempo en el que debe suceder el mismo.

PANEL 4, permite al usuario monitorear los índices de desempeño de los controladores seleccionados en el panel 2.

PANEL 5, permite al usuario añadir perturbaciones al sistema (Hasta 4 perturbaciones), se deberá rellenar el valor del paso que se desea añadir y el tiempo en el que debe suceder el mismo.

PANEL 6, el botón actualizar permite al usuario seleccionar nuevos valores para realizar una simulación. El botón iniciar arrancará la simulación.

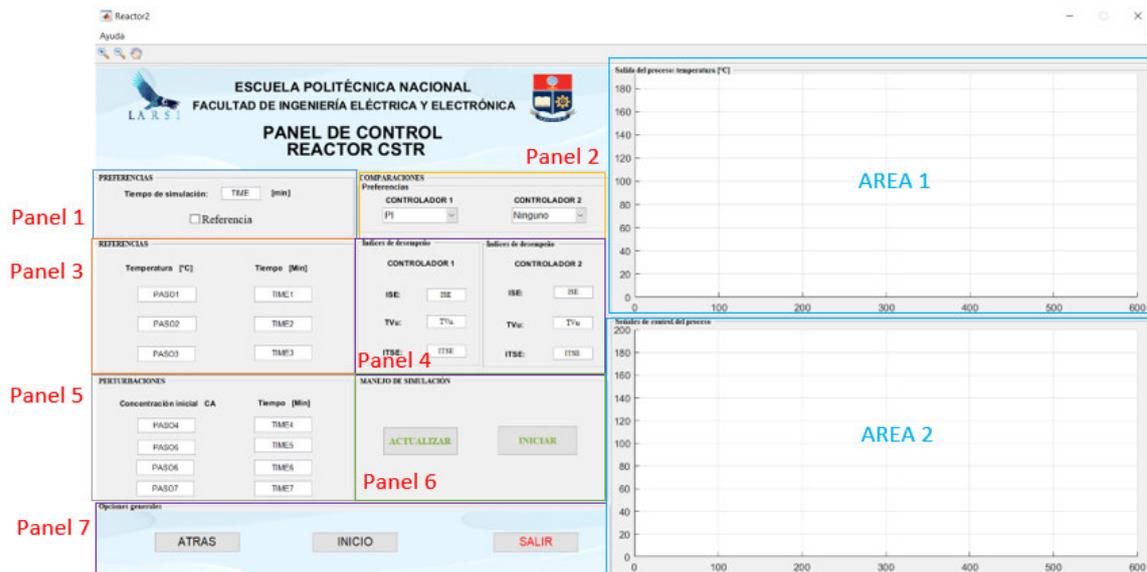


Figura A.5. Panel de control de Reactor CSTR

Al presionar el botón actualizar se presentará el siguiente mensaje indicativo de que los cambios fueron realizados exitosamente.

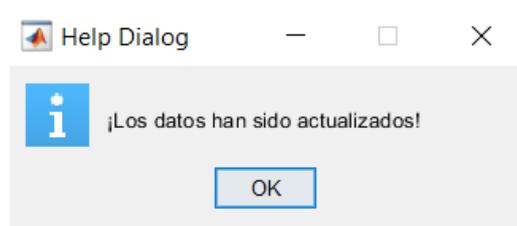


Figura A.6. Ventana de información sobre actualización de datos.

PANEL 7, Presenta el botón **ATRÁS** para regresar a la pantalla de selección de proceso, el botón **INICIO** para regresar a la portada del trabajo y el botón **SALIR** para cerrar la interfaz.

VENTANA DE ERRORES

En el caso de que no se haya ejecutado la simulación y se desee activar referencia o elegir un controlador para mostrar su respuesta o realizar algún tipo de comparación, la interfaz notificará que existe un error debido a la falta de datos para dicha comparación.

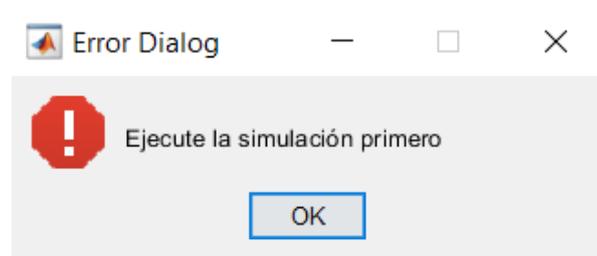


Figura A.7. Ventana de información sobre actualización de datos.

ORDEN DE EMPASTADO