

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

**DISEÑO, SIMULACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE UN
CONTROLADOR PID ROBUSTO BASADO EN CONCEPTOS DE
CONTROL POR MODOS DESLIZANTES, APLICADO A DOS
PROCESOS QUÍMICOS NO LINEALES Y AL MÓDULO DE
CONTROL DE TEMPERATURA TCLAB.**

**TRABAJO DE INTEGRACIÓN CURRICULAR PRESENTADO COMO
REQUISITO PARA LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN
ELECTRÓNICA Y AUTOMATIZACIÓN**

DANIEL RODOLFO SANTACRUZ ALCIVAR

daniel.santacruz@epn.edu.ec

DIRECTOR: ING. OSCAR EDUARDO CAMACHO QUINTERO, PhD

oscar.camacho@epn.edu.ec

DMQ, febrero 2022

CERTIFICACIONES

Yo, Daniel Rodolfo Santacruz Alcivar declaro que el trabajo de integración curricular 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.



DANIEL RODOLFO SANTACRUZ ALCIVAR

Certifico que el presente trabajo de integración curricular fue desarrollado por Daniel Rodolfo Santacruz Alcivar, bajo mi supervisión.



ING. OSCAR EDUARDO CAMACHO QUINTERO, PhD

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

A través de la presente declaración, afirmamos que el trabajo de integración curricular aquí descrito, así como el (los) producto(s) resultante(s) del mismo, son públicos y estarán a disposición de la comunidad a través del repositorio institucional de la Escuela Politécnica Nacional; sin embargo, la titularidad de los derechos patrimoniales nos corresponde a los autores que hemos contribuido en el desarrollo del presente trabajo; observando para el efecto las disposiciones establecidas por el órgano competente en propiedad intelectual, la normativa interna y demás normas.

DANIEL RODOLFO SANTACRUZ ALCIVAR

ING. OSCAR EDUARDO CAMACHO QUINTERO, PhD

DEDICATORIA

Dedico este trabajo a mis padres y mi hermano ya que estuvieron desde mis primeros pasos dándome su apoyo incondicional, su sabiduría, fuerza y motivación en cada momento para poder salir adelante, culminar mis estudios y también cumplir con todas mis metas propuestas en mi vida hasta el día de hoy.

AGRADECIMIENTO

Agradezco a toda mi familia, padres, hermano, abuelos, tíos, primos y amigos por haberme brindado su apoyo diario a lo largo de mi carrera universitaria.

Agradezco a mi director de tesis Ing. Oscar Eduardo Camacho Quintero, PhD por haberme dado la oportunidad de haber realizado este trabajo y por todos sus conocimientos compartidos tanto para mi desarrollo profesional como personal.

ÍNDICE DE CONTENIDO

CERTIFICACIONES.....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA.....	II
DEDICATORIA.....	III
AGRADECIMIENTO.....	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 OBJETIVO GENERAL.....	2
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	2
1.3 ALCANCE.....	2
1.4 MARCO TEÓRICO.....	3
1.4.1 PLANTAS DE ESTUDIO.....	3
1.4.1.1 Reactor CSTR.....	3
1.4.1.2 Tanque de mezclado.....	4
1.4.1.3 Módulo de control de temperatura TCLAB.....	5
1.4.2 APROXIMACIÓN DE PLANTAS A MODELOS DE PRIMER ORDEN MÁS TIEMPO MUERTO (FOPDT) POR MÉTODO DE SMITH.....	6
1.4.3 CONTROLADOR PID.....	8
1.4.3.1 Sintonización.....	8
1.4.4 CONTROL POR MODOS DESLIZANTES.....	9
1.4.4.1 CONTROLADOR POR MODOS DESLIZANTES PROPUESTO POR CAMACHO-SMITH.....	10
1.4.4.2 Sintonización.....	11
1.4.4.3 ESQUEMA DE CONTROL PID BASADO EN MODOS DESLIZANTES PROPUESTO POR MINGZHONG-FULI-FURONG.....	11
1.4.5 ÍNDICES DE DESEMPEÑO ISE Y TVU, TIEMPO DE ESTABLECIMIENTO Y MÁXIMO SOBREPULSO.....	12
1.4.6 DISCRETIZACIÓN DE CONTROLADORES.....	13
2 METODOLOGÍA.....	14
2.1 DISEÑO Y SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR PID BASADO EN CONCEPTOS POR MODOS DESLIZANTES.....	14
2.1.1 CONDICIÓN DE ALCANZABILIDAD POR MEDIO DEL ANÁLISIS DE ESTABILIDAD DE LYAPUNOV.....	18
2.2 APROXIMACIÓN DE PLANTAS DE ESTUDIO A UN MODELO FOPDT	24

2.2.1	APROXIMACIÓN DE UN REACTOR CSTR A UN MODELO FOPDT	24
2.2.2	APROXIMACIÓN DE UN TANQUE DE MEZCLADO A UN MODELO FOPDT	28
2.2.3	APROXIMACIÓN DEL MÓDULO DE CONTROL DE TEMPERATURA A UN MODELO FOPDT COMO SISTEMA SISO	32
2.3	DISEÑO DE LAS TÉCNICAS DE CONTROL	35
2.3.1	REACTOR CSTR	36
2.3.1.1	Controlador PID	36
2.3.1.2	Controlador SMC	36
2.3.1.3	Controlador PID-SMC	37
2.3.2	TANQUE DE MEZCLADO.....	38
2.3.2.1	Controlador PID	38
2.3.2.2	Controlador SMC	38
2.3.2.3	Controlador PID-SMC	39
2.3.3	TCLAB.....	40
2.3.3.1	Controlador PID	40
2.3.3.2	Controlador SMC	40
2.3.3.3	Controlador PID-SMC	41
2.3.3.4	Discretización del controlador PID-SMC para implementación sobre TCLAB.....	41
3	RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	43
3.1	RESULTADOS.....	43
3.1.1	PRUEBAS DE SIMULACIÓN REALIZADAS SOBRE EL REACTOR CSTR	44
3.1.1.1	PRUEBAS ANTE PERTURBACIONES	44
3.1.1.2	PRUEBAS ANTE CAMBIOS DE REFERENCIA	46
3.1.2	PRUEBAS DE SIMULACIÓN REALIZADAS SOBRE EL TANQUE DE MEZCLADO.....	48
3.1.2.1	PRUEBAS ANTE PERTURBACIONES	48
3.1.2.2	PRUEBAS ANTE CAMBIOS DE REFERENCIA	51
3.1.3	PRUEBAS DE IMPLEMENTACIÓN REALIZADAS SOBRE EL TCLAB	52
3.1.3.1	PRUEBAS ANTE UNA PERTURBACIÓN.....	53
3.1.3.2	PRUEBAS ANTE CAMBIOS DE REFERENCIA	55
3.2	CONCLUSIONES.....	57

3.3	RECOMENDACIONES	58
4	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	59
5	ANEXOS.....	61

RESUMEN

Actualmente en la industria se requiere que el control de procesos sea lo más eficiente y robusto posible, por lo que al aplicar un control automático, la acción de control no debe provocar la disminución del tiempo de vida útil del elemento final de control, ya que eso ocasionaría que se realicen mantenimientos de manera continua incrementando los costos; como también el control debe actuar de tal manera que soporte perturbaciones externas que se puedan presentar en la operación del proceso. Sin embargo, hoy en día se siguen empleando esquemas tipo PID que tienen la ventaja que son de fácil implementación y sintonización, aunque no presentan la suficiente robustez.

Un controlador con mejores características en cuanto a robustez y eficiencia para sistemas dinámicos no lineales es el controlador por modos deslizantes (SMC), en donde la principal ventaja que presenta es que cuando alcanza el modo deslizante el sistema se vuelve insensible ante perturbaciones y también ante variaciones de parámetros de la planta, debido a su no linealidad.

Este trabajo presenta una propuesta de esquema de control PID robusto basado en un modelo reducido de la planta aplicado a sistemas no lineales como son el reactor CSTR, el tanque de mezclado y el módulo de control de temperatura TCLAB; este esquema en forma general adquiere las características de robustez del control por modos deslizantes empleando únicamente controladores tipo PID.

PALABRAS CLAVE: Controlador PID, Control por modos deslizantes, Reactor CSTR, Tanque de mezclado, TCLAB.

ABSTRACT

Currently in the industry is required that the process control be as efficient and robust as possible, so when applying an automatic control, the control action should not cause the reduction of the useful life time of the final control element, since that would cause maintenance to be carried out continuously, increasing costs; as well as the control must act in such a way as to withstand external disturbances that may occur in the operation of the process. However, today PID-type schemes are still used, it has the advantage of being easy to implement and tune, even though they are not robust enough.

A controller with better characteristics in terms of robustness and efficiency for non-linear dynamic systems is the sliding mode controller (SMC), where the main advantage is that when it reaches the sliding mode, the system becomes insensitive to disturbances and also to variations of plant parameters, due to its non-linearity.

This work presents a proposal for a robust PID control scheme based on a reduced model of the plant applied to non-linear systems such as the reactor CSTR, the mixing tank and the temperature control module TCLAB; In general, this scheme acquires the robustness characteristics of the sliding mode control using only PID type controllers.

KEYWORDS: PID controller, Sliding mode control, Reactor CSTR, Mixing tank, TCLAB.

1 INTRODUCCIÓN

En el presente trabajo se planteó diseñar una nueva alternativa de control PID robusto utilizando principalmente conceptos de control por modos deslizantes de Camacho-Smith (SMC) [1], el esquema de control de Mingzhong-Fuli-Furong [2] y controladores PID [3]. El controlador resultante tiene una ley de control continua similar al controlador Camacho-Smith (SMC) [1], mientras que la parte de alcanzabilidad o discontinua del controlador se encuentra conformada por dos controladores tipo PID, uno para la superficie y el segundo para corregir el error de superficie, reemplazando a la función sigmoide, utilizando un esquema de control similar al propuesto por Mingzhong-Fuli-Furong [2], con la principal diferencia de que se diseña en base al modelo reducido o aproximado de la planta o proceso.

Para realizar el controlador propuesto se parte del modelo de la planta aproximado de primer orden más tiempo muerto (FOPDT), sugerido por Smith Y Corripio [4], esto con el fin de evitar análisis complejos. Para el diseño del controlador se utiliza la aproximación de Taylor al modelo FOPDT de la planta [5], esto con el objetivo de aproximar al retardo y facilitar los cálculos matemáticos.

Esta nueva propuesta de controlador PID robusto consiste en modificar la parte discontinua del controlador SMC colocando un esquema tipo PID a continuación del error de superficie, es decir, luego de que se obtiene la superficie a partir del error se plantea la idea de comparar con una superficie de referencia la cual es cero, como se verá más adelante, obteniéndose el error de superficie para posteriormente aplicar un controlador tipo PID.

Cabe resaltar que esta propuesta de controlador disminuye o reduce considerablemente el problema del chattering y además es una alternativa para nuevas aplicaciones industriales, ya que la implementación será sencilla por el motivo de que este controlador estará conformado por esquemas tipo PID, y estos esquemas de control son los que más se utilizan en la industria en la actualidad.

Esta propuesta de controlador se aplicó a tres plantas no lineales como son el tanque de mezclado [1], el reactor CSTR [1] y el laboratorio de control de temperatura TCLAB [6], para dichas plantas se utilizó el software de simulación Matlab-Simulink, en donde se simuló el funcionamiento del controlador para las dos primeras plantas mencionadas, mientras que para el módulo TCLAB se simuló e implementó el controlador.

1.1 OBJETIVO GENERAL

Diseñar, simular e implementar un controlador PID robusto basado en conceptos de control por modos deslizantes, aplicado a dos procesos químicos no lineales y al módulo de control de temperatura TCLAB.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

1. Estudiar los principios de diseño y sintonización del controlador PID basado en conceptos de SMC, en base a la revisión bibliográfica de los conceptos de control de Camacho-Smith (SMC) y el esquema de control de Mingzhong-Fuli-Furong.
2. Identificar modelos no lineales aproximando a sistemas de primer orden con tiempo muerto mediante técnicas experimentales de curva de reacción.
3. Diseñar y simular el controlador en Simulink de Matlab para dos procesos químicos no lineales (reactor y tanque de mezclado), como también para la planta TCLab mientras se utiliza la planta real cerrando el lazo de control vía comunicación entre el computador y el TCLab.
4. Comparar cuantitativamente los índices de desempeño ISE y TV_u , así como también M_p y T_s del esquema de control Camacho-Smith (SMC) y PID convencional, con relación al controlador PID propuesto.

1.3 ALCANCE

- Revisión bibliográfica del esquema de control de Mingzhong-Fuli-Furong y los conceptos de control por modos deslizantes de Camacho-Smith (SMC) aplicado a sistemas no lineales que presentan una respuesta de sistemas de primer orden más tiempo muerto, para posterior análisis de los principios de diseño del controlador PID basado en conceptos de SMC.
- Identificación y análisis breve de la dinámica de los dos procesos químicos como son el reactor y el tanque de mezclado, como también del módulo de control de temperatura TCLab, para posterior aplicación de la metodología utilizada por Smith Y Corripio para aproximar los sistemas no lineales a modelos de primer orden con tiempo muerto (FOPDT), mediante técnicas experimentales.
- Diseño del controlador PID basado en conceptos de SMC a partir de un modelo aproximado (FOPDT) de la dinámica de un sistema.

- Análisis comparativo de los índices de desempeño ISE y TVu, además de los parámetros como Mp y Ts obtenidos entre el controlador Camacho-Smith (SMC) y PID convencional, con relación al controlador propuesto, comprobando robustez y rendimiento en dos procesos químicos, así como también en el TCLab.
- El controlador PID basado en conceptos de SMC se aplicará al TCLab, considerado como sistema SISO, que con comunicación entre la planta y Simulink de Matlab se enviará la señal de control y se realimentará la señal de salida.

1.4 MARCO TEÓRICO

1.4.1 PLANTAS DE ESTUDIO

A continuación, se mencionarán a las plantas no lineales que se van a utilizar para la aplicación de los controladores en este documento.

1.4.1.1 Reactor CSTR

En la Figura 1.1 se presenta un reactor químico continuamente agitado [1], en donde se produce una reacción exotérmica para obtener un determinado producto. Para controlar la temperatura en el reactor, debido a la reacción producida, se tiene una válvula que controlará el flujo de líquido refrigerante que circula a través de la chaqueta del reactor y mediante transferencia de calor se controla la temperatura interior.

Para obtener el modelo matemático del reactor, realizado en [1], se asumió lo siguiente:

- Se desprecia las pérdidas de calor de la chaqueta del reactor hacia el exterior
- El calor de la reacción producida es constante
- Son iguales y constantes las densidades y capacidades caloríficas de los reactivos y productos
- Se considera que es constante el nivel de líquido en el reactor, por lo que el flujo de salida es igual al flujo de entrada
- El reactor y la chaqueta se encuentran acoplados

El modelo matemático completo de este reactor, y sus respectivos valores en estado estacionario, se lo puede encontrar en [1] y es el modelo que se utilizó para realizar la simulación, la obtención del modelo FOPDT, la aplicación de controladores y la obtención de resultados que se presentan en este documento.

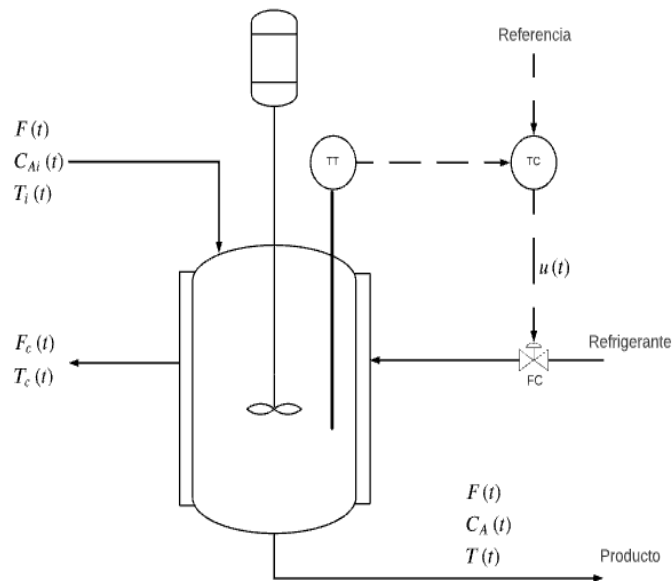


Figura 1.1 Esquema de reactor CSTR

1.4.1.2 Tanque de mezclado

En el tanque de mezclado [1] que se observa en la Figura 1.2 se recibe dos flujos de líquido, un flujo caliente y un flujo frío. Para realizar el control de temperatura en el tanque se tiene un transmisor de temperatura ubicado a 125 ft del tanque, el cual envía la señal a un controlador que tiene como salida la acción de control, que es enviada a una válvula de control de flujo frío y con la variación de la cantidad de ingreso de este flujo, es como se controla la temperatura interna del tanque.

Para el análisis matemático de esta planta, realizado en [1], se planteó las siguientes consideraciones:

- En el tanque el volumen de líquido es constante
- Se encuentran adecuadamente aislados el tanque y la tubería
- Se encuentra completamente mezclado el contenido del tanque

El modelo matemático completo de este tanque de mezclado, y sus respectivos valores en estado estacionario, se lo puede encontrar en [1] y es el modelo que se utilizó para realizar la simulación, la obtención del modelo FOPDT, la aplicación de controladores y la obtención de resultados que se presentan en este documento.

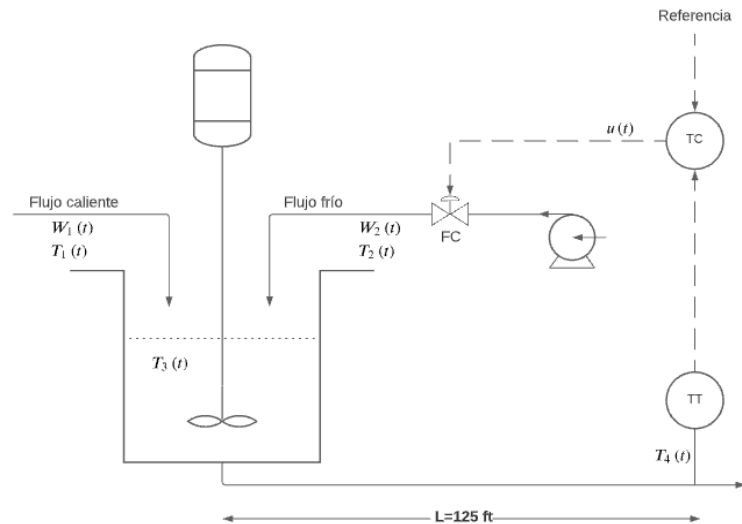


Figura 1.2 Esquema del tanque de mezclado

1.4.1.3 Módulo de control de temperatura TCLAB

El TCLAB es básicamente una placa de circuito impreso (PCB) la cual es conectada a un microcontrolador Arduino Leonardo, como se observa en la Figura 1.3, este módulo o dispositivo permite realizar aplicaciones de control con realimentación. Se lo utiliza principalmente de forma educativa con el fin de dar a los estudiantes experiencias reales de forma práctica en el control de procesos, como un recurso para la identificación de modelos y el desarrollo de controladores. [6][7]



Figura 1.3 TCLAB

Los componentes que conforman el TCLAB se presentan en la Figura 1.4. Se observa que este módulo se encuentra conformado por un Arduino Leonardo, dos sensores de temperatura TMP36GZ, dos transistores TIP31C con disipadores térmicos cada uno, que trabajan como calentadores, y un led.

Los sensores permiten obtener la temperatura de los transistores cuando estos se calientan debido a un cierto voltaje enviado por el microcontrolador, por lo tanto, los sensores dan el valor de salida de la planta para cerrar el lazo de control, mientras que los transistores

funcionan como actuadores. Mientras que el led incorporado en la placa funciona como indicador cuando la temperatura sobrepasa un cierto valor de temperatura configurado.

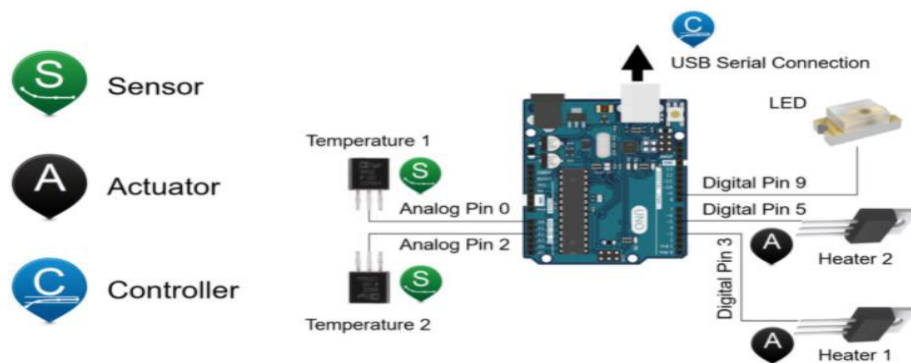


Figura 1.4 Componentes del TCLAB

La descripción más detallada acerca del funcionamiento, el modelo matemático y sus respectivos valores en estado estacionario del TCLAB se lo puede encontrar en [7].

1.4.2 APROXIMACIÓN DE PLANTAS A MODELOS DE PRIMER ORDEN MÁS TIEMPO MUERTO (FOPDT) POR MÉTODO DE SMITH

El método de lazo abierto de Smith [4], para obtener los parámetros característicos y conseguir el modelo de primer orden más tiempo muerto (FOPDT) de la planta, consiste en realizar un procedimiento con los siguientes pasos:

1. Con la planta en lazo abierto se aplica una señal paso de la salida del controlador al proceso, es decir, a la entrada de la planta $u(t)$, como se observa en la Figura 1.5. En donde, la magnitud del cambio a la entrada debe ser suficiente para provocar un cambio en la señal de salida del transmisor y pueda ser medible, dicha señal se denomina curva de reacción; sin embargo, este cambio no tiene que ser muy grande ya que por las no linealidades del proceso la respuesta puede verse distorsionada, por lo que se recomienda que el cambio que se realiza en la señal de entrada de la planta no se encuentre muy distante del punto de operación.
2. Se debe almacenar o guardar la señal de salida del transmisor $y(t)$, asegurándose que se tenga una correcta resolución para poder medir en el eje del tiempo y de la amplitud.

Una vez obtenida la curva de reacción, Figura 1.6, se procede a medir el valor de la variación en la amplitud. Luego se debe de extraer los tiempos en donde la amplitud de la señal es del 63.2% y del 28.3% de la variación de la amplitud. Finalmente se calculan los parámetros para obtener el modelo FOPDT de la planta con las siguientes expresiones: [4]

Ganancia

$$k = \frac{\Delta Y}{\Delta U} \quad (1.1)$$

Constante de tiempo

$$\tau = 1.5(t_{63.2\%} - t_{28.3\%}) \quad (1.2)$$

Tiempo de retardo

$$t_0 = t_{63.2\%} - \tau \quad (1.3)$$

El modelo FOPDT de la planta representado como función de transferencia es el siguiente:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{k}{(\tau * s + 1)} * e^{-t_0 s} \quad (1.4)$$

Donde U(s) es la transformada de Laplace de la variable manipulada, es decir a la salida del controlador, mientras que Y(s) es la transformada de Laplace de la variable controlada, que es la salida del transmisor.

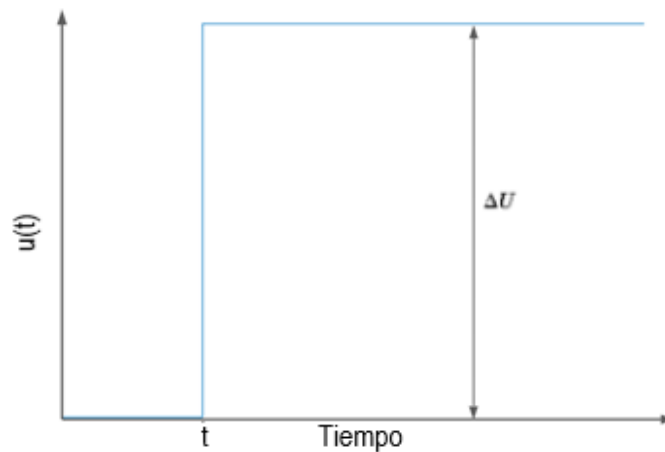


Figura 1.5 Señal paso a la entrada de la planta

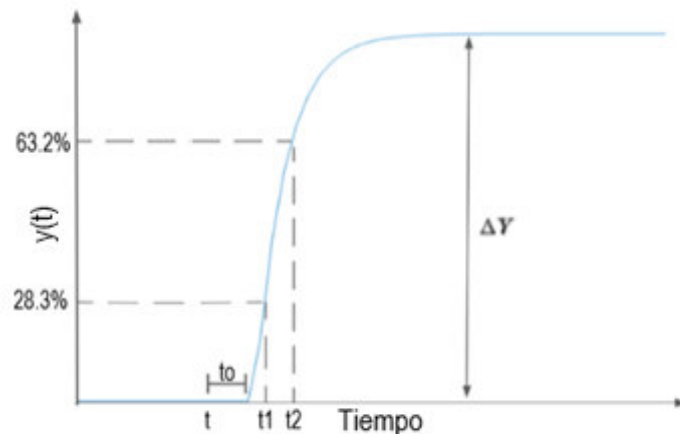


Figura 1.6 Curva de reacción

1.4.3 CONTROLADOR PID

El controlador PID es muy utilizado en la industria ya que primeramente es de fácil implementación, además su sintonización es muy sencilla y se puede agregar que también presentan buenos resultados. En un estudio realizado por Kano y Ogawa (2009) muestra que este tipo de controlador se lo ocupa en Japón en el 90% de las industrias de procesos.[3]

Este controlador se encuentra conformado por tres partes, una parte proporcional la cual permite reducir el tiempo de establecimiento haciendo que alcance en menos tiempo a la referencia, una parte integral que hace que incremente la señal de salida del controlador para que el error sea cero y la parte derivativa que controla la rapidez ante el cambio de la referencia, reduciendo el sobreimpulso. [8]

El controlador expresado en la forma ideal en el dominio del tiempo es el siguiente

$$u_{PID}(t) = K \left(1 + \frac{1}{ti} \int e(t) dt + \tau_d * \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (1.5)$$

Aplicando la transformada de Laplace a 1.5 se tiene

$$U_{PID}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i * s} + \tau_d * s \right) \quad (1.6)$$

Ya que el término derivativo, así como se encuentra en 1.6, no es físicamente implementable, ya que el número de polos es menor al número de ceros y además cuando el sistema presenta ruido a la salida la derivada lo amplifica, ruido que casi siempre es de alta frecuencia, se plantea utilizar un filtro pasa bajos. Como en el presente trabajo se va a realizarlo con el software de Matlab-Simulink, en este caso se va a utilizar el bloque PID Controller [9] en tiempo continuo, en donde se aplica un filtro de primer orden pasa bajos en el término derivativo y la forma final del controlador es la siguiente

$$U_{PID}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i * s} + \tau_d * \frac{N * s}{s + N} \right) \quad (1.7)$$

En (1.7) se tiene el controlador PID con el que se van a diseñar los tres tipos de controladores utilizados en este documento.

1.4.3.1 Sintonización

En el presente trabajo para la sintonización del controlador tipo PID se van a utilizar las ecuaciones propuestas por Dahlin, las cuales se presentan en la Tabla 1.1 [3]. Estas ecuaciones son expresadas en función de los parámetros característicos de la planta por lo que hacen más sencillo el diseño del controlador, sin embargo, hay muchos otros métodos de diseño del controlador PID lineal.

Tabla 1.1 Ecuaciones de Dahlin para sintonización de controlador PID

Parámetro	Ecuación
K_p	$\frac{1}{2 * k} * \left(\frac{t_0}{\tau}\right)^{-1}$
τ_i	τ
τ_d	$\frac{t_0}{2}$

1.4.4 CONTROL POR MODOS DESLIZANTES

El control por modos deslizantes es una técnica robusta de control no lineal, en donde tiene como principal ventaja la insensibilidad ante las perturbaciones externas y posibles variaciones de parámetros, incertidumbres de la planta, cuando ya se encuentra en el modo deslizante, sin depender del modelo exacto de la planta.

Este tipo de control tiene como primera etapa el objetivo de definir una superficie deslizante, en donde el proceso pueda deslizarse a lo largo de la misma hasta el valor final deseado, como se observa en la Figura 1.7, esta superficie simboliza un comportamiento que se desea al sistema, en donde siempre se requiere que el error y su derivada sean igual a cero. Mientras que la segunda etapa consiste en realizar una ley de control destinada a dar un enlace de la variable controlada con una trayectoria que se encuentra con la dinámica asociada a la superficie. El movimiento que realiza el sistema sobre la superficie se lo denomina modo deslizante.

[3]

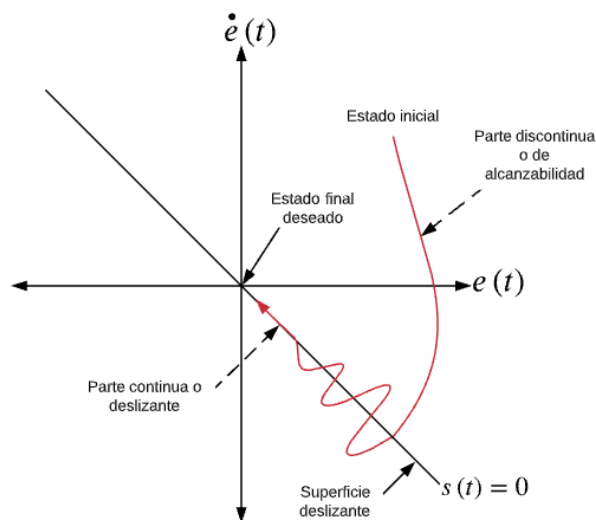


Figura 1.7 Interpretación gráfica de control por modos deslizantes

El diseño de este tipo de controlador depende del proceso y del número de parámetros de ajuste que es proporcional al orden del modelo de la planta. La ley de control del SMC consiste en sumar dos partes, una parte continua y otra discontinua [10]. La ley de control de la parte continua es función de la variable controlada y la referencia o set point, mientras que la ley de control de la parte discontinua incluye al elemento de conmutación o switcheo de la ley de control, en donde usualmente se utiliza la función sigmoide para reducir el problema de chattering, Figura 1.8, que es un componente oscilatorio de amplitud y frecuencia finita a la salida del controlador que puede afectar al elemento final de control, ya que implica una elevada actividad del control y pueden actuar comportamientos de alta frecuencia que no se toman en cuenta en el modelado del proceso [10-12].

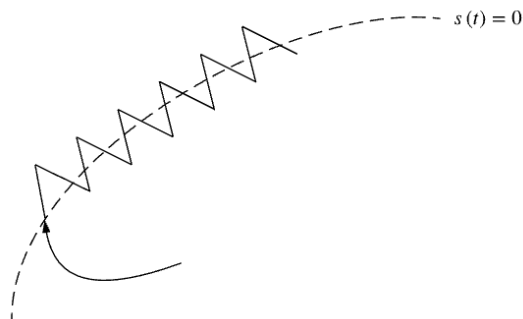


Figura 1.8 Problema de chattering

1.4.4.1 CONTROLADOR POR MODOS DESLIZANTES PROPUESTO POR CAMACHO-SMITH

El controlador SMC propuesto por Camacho y Smith en el 2000 [1], se basa en la aproximación o expansión de primer orden de la serie de Taylor para el tiempo muerto [5], tiempo que se encuentra en el modelo FOPDT de la planta, en (1.4). Además, la superficie $S(t)$ con la que se trabajó para el diseño de este controlador es una ecuación integral-diferencial (Slotine y Li, 1991) [11], la cual actúa sobre el error del sistema $e(t)$.

A continuación se presentan las leyes de control finales de la parte continua y discontinua del controlador.

Ley de control de la parte continua

$$U_{eq}(t) = \frac{\tau * t_0}{k} \left(\mu_0 * e(t) + \left(\frac{1}{\tau * t_0} \right) x(t) \right) \quad (1.8)$$

Ley de control de la parte discontinua (Función sigmoide)

$$U_D(t) = K_D \frac{S(t)}{|S(t)| + \delta} \text{Sign}(k) \quad (1.9)$$

Ley de control total del controlador SMC (Camacho-Smith) [1] se obtiene al sumar (1.8) y (1.9).

$$U_{SMC}(t) = \frac{\tau * t_0}{k} \left(\mu_0 * e(t) + \left(\frac{1}{\tau * t_0} \right) x(t) \right) + \frac{K_D * S(t)}{|S(t)| + \delta} Sign(k) \quad (1.10)$$

Finalmente, en la Figura 1.9 se presenta el esquema de control.

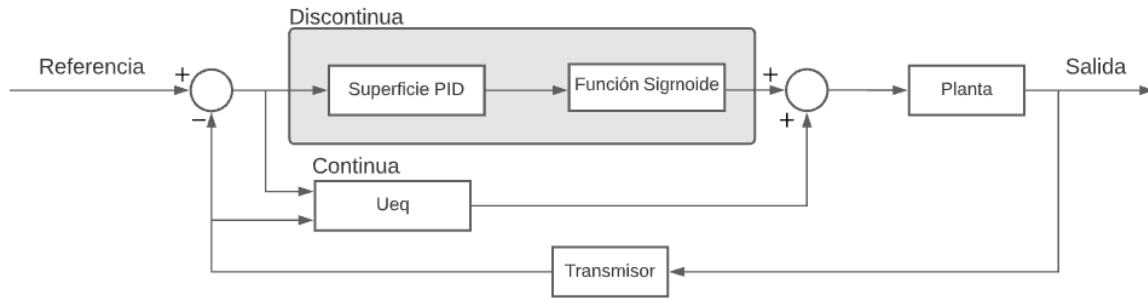


Figura 1.9 Esquema del controlador SMC propuesto por Camacho-Smith

1.4.4.2 Sintonización

Para la sintonización del controlador SMC en este documento se van a utilizar las ecuaciones presentadas en la Tabla 1.2, la cuales se pueden encontrar en [3]. Estas ecuaciones se encuentran realizadas en base a los parámetros característicos de la planta por lo que facilita su sintonización.

Tabla 1.2 Ecuaciones de sintonización para controlador SMC

Parámetro	Ecuación
μ_1	$\frac{\tau + t_0}{\tau * t_0}$
μ_0	$\leq \frac{1}{4} \left(\frac{\tau + t_0}{\tau * t_0} \right)^2$
δ	$0.68 + 0.0612 * \frac{\tau + t_0}{\tau * t_0} * \left(\frac{\tau}{t_0} \right)^{0.76}$
K_D	$\frac{0.51}{ K } * \left(\frac{\tau}{t_0} \right)^{0.76}$

1.4.4.3 ESQUEMA DE CONTROL PID BASADO EN MODOS DESLIZANTES PROPUESTO POR MINGZHONG-FULI-FURONG

Con el propósito de eliminar el problema del chattering en el control por modos deslizantes, sobre todo en la aplicación en procesos químicos donde no se permite que la variable manipulada cambie a frecuencias muy altas, se propuso un sistema de control, planteado por Mingzhong-Fuli-Furong y que se muestra en la Figura 1.10, en el cual se observa que se modifica la parte discontinua del controlador por modos deslizantes SMC por un esquema de control continuo como lo es un controlador PID que se encuentra a continuación de la superficie, la misma que es de tipo PID.[2]

Este segundo controlador PID que tiene como entrada el error de superficie permitirá corregirlo, en donde la parte proporcional lleva el sistema hacia la superficie, mientras que la parte integral fuerza a moverse sobre dicha superficie, y finalmente el término derivativo tiene el efecto de estabilizar la acción de control excesiva producida por la integración. [2]

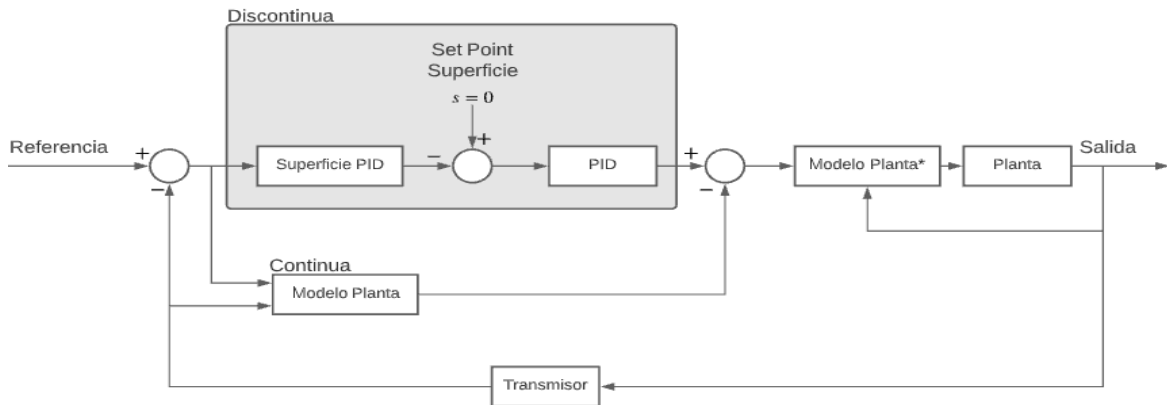


Figura 1.10 Esquema del sistema de control PIDSMC propuesto por Mingzhong-Fuli-Furong

En [2] se puede observar que el método de control por modos deslizantes que se emplea es en base a un modelo aproximado de la planta, la cual es no lineal, que se encuentra en el dominio del tiempo, es decir en ecuaciones diferenciales no lineales utilizando la representación en espacios de estado.

Cabe mencionar que en el presente trabajo no se utiliza el método de control por modos deslizantes empleado en [2], sino que se utiliza el control SMC propuesto por Camacho-Smith [1] que es en base al modelo FOPDT de la planta, como se presenta en el capítulo 2.

1.4.5 ÍNDICES DE DESEMPEÑO ISE Y TVU, TIEMPO DE ESTABLECIMIENTO Y MÁXIMO SOBREPULSO

Integral del error al cuadrado (ISE) es el índice de desempeño que permite evaluar el rendimiento de un esquema de control en la parte transitoria y estacionaria, en base al error.

$$ISE = \int_0^{\infty} e^2(t) dt \quad (1.11)$$

Las **variaciones totales del esfuerzo de control (TVu)** es el índice de desempeño que evalúa las acciones de control enviadas por el controlador, en donde si el valor es lo más cercano a cero, se considera una acción de control suave.

$$TVu = \sum_{i=1}^{\infty} |u_{i+1} - u_i| \quad (1.12)$$

El **máximo sobreimpulso (MP)** es la relación entre la diferencia del valor máximo y el valor final, sobre el valor final de la salida, en tanto por ciento. Y_{ss} representa el valor final o valor de estado estacionario.

$$MP\% = \frac{Y_{m\acute{a}x} - Y_{ss}}{Y_{ss}} * 100\% \quad (1.13)$$

El **tiempo de establecimiento (Ts)** es el tiempo que tarda la señal de salida en alcanzar su valor final dentro de una banda de error ya sea del $\pm 2\%$ o $\pm 5\%$, dependiendo del criterio, y que esta señal ya no vuelve a salir de dicha banda.

[13][14]

1.4.6 DISCRETIZACIÓN DE CONTROLADORES

La discretización de controladores básicamente consiste en transformar un controlador o regulador en tiempo continuo $U(s)$ a uno equivalente en tiempo discreto $U(z)$, en donde se tiene que el principal objetivo es de presentar un comportamiento del sistema en tiempo discreto similar al que presenta un controlador en tiempo continuo manteniendo las características con las que se diseñó inicialmente, para finalmente poder implementarlo en un sistema de control embebido. En la Tabla 1.3 se presentan los métodos más comunes de discretización, en donde T representa el periodo de muestreo.

Tabla 1.3 Métodos de discretización más comunes

Método de discretización	Equivalencia
Retenedor de orden cero	$X(z) = (1 - z^{-1})Z \left\{ L^{-1} \left\{ \frac{X(s)}{s} \right\} \right\}$
Retenedor de primer orden	$X(z) = \frac{(z - 1)^2}{z * T} Z \left\{ L^{-1} \left\{ \frac{X(s)}{s^2} \right\} \right\}$
Regla de Euler en adelanto	$s = \frac{z - 1}{T}$
Regla de Euler en atraso	$s = \frac{z - 1}{z * T}$
Tustin	$s = \frac{2}{T} * \frac{z - 1}{z + 1}$
Mapeamiento de polos y ceros	$z = e^{s*T}$

Para el presente trabajo, el controlador propuesto PID-SMC se lo va a discretizar por el método de Tustin, debido a su precisión en la mayoría de las aplicaciones de control digital ya que evita al máximo el error.

[14][15]

2 METODOLOGÍA

2.1 DISEÑO Y SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR PID BASADO EN CONCEPTOS POR MODOS DESLIZANTES

Para el diseño de **la parte continua** de este controlador se va a partir de una ecuación de superficie PID, propuesta por Slotine y Li (1991) [11], de igual manera utilizada en el control por modos deslizantes propuesto por Camacho y Smith (2000) [1], y es la siguiente

$$S(t) = \left(\frac{d}{dt} + \mu \right)^n \int e(t) dt \quad (2.1)$$

En donde

$e(t)$: es el error del sistema, que es igual a la diferencia entre la referencia o set point y el valor de la salida.

n : representa el orden del sistema

μ : es un parámetro de sintonización que elige el diseñador y que determina el comportamiento del sistema en la superficie.

Como el diseño del controlador propuesto PID-SMC se va a basar en el modelo FOPDT de la planta, es necesario expresar de una forma más simple el retardo que se tiene en (1.4) para realizar el análisis matemático, por lo tanto, se va a utilizar la aproximación de primer orden de la serie de Taylor [5], la cual es la siguiente:

$$e^{-t_0 s} \approx \frac{1}{t_0 s + 1} \quad (2.2)$$

Reemplazando (2.2) en (1.4) se tiene:

$$G(s) = \frac{X(s)}{U(s)} = \frac{k}{(\tau * s + 1)(t_0 * s + 1)} \quad (2.3)$$

Pasando (2.3) al dominio del tiempo y representando en ecuaciones diferenciales se obtiene lo siguiente, en donde $x(t)$ es la salida de la planta

$$\frac{d^2 x(t)}{dt^2} + \frac{(\tau + t_0)}{\tau * t_0} * \frac{dx(t)}{dt} + \frac{1}{\tau * t_0} * x(t) = \frac{k * u(t)}{\tau * t_0} \quad (2.4)$$

Como en (2.3) se observa que el sistema es de segundo orden, con esta información se puede obtener la ecuación de la superficie, reemplazando $n=2$ en (2.1)

$$S(t) = \frac{de(t)}{dt} + \mu_0 \int e(t) dt + \mu_1 * e(t) \quad (2.5)$$

En donde $\mu_1 = 2\mu$ y $\mu_0 = \mu^2$

Para asegurar que la salida del sistema sea igual al set point, lo que implica que el error y sus derivadas sean constantes e igual a cero en todo el tiempo, es necesario realizar la derivada de la superficie e igualar a cero, que es la **condición de deslizamiento**

$$\dot{S}(t) = 0 \quad (2.6)$$

Al derivar (2.5) e igualar a cero se obtiene

$$\frac{d^2e(t)}{dt^2} + \mu_1 * \frac{de(t)}{dt} + \mu_0 * e(t) = 0 \quad (2.7)$$

El error es la diferencia entre la referencia y la salida

$$e(t) = r(t) - x(t) \quad (2.8)$$

Al reemplazar (2.8) en (2.7), únicamente en los términos con derivadas, se tiene lo siguiente

$$\frac{d^2r(t)}{dt^2} - \frac{d^2x(t)}{dt^2} + \mu_1 * \frac{dr(t)}{dt} - \mu_1 * \frac{dx(t)}{dt} + \mu_0 * e(t) = 0 \quad (2.9)$$

Sumando (2.4) y (2.9) se tiene

$$\frac{d^2r(t)}{dt^2} + \mu_1 * \frac{dr(t)}{dt} + \left(\frac{\tau + t_0}{\tau * t_0} - \mu_1\right) \frac{dx(t)}{dt} + \mu_0 * e(t) + \left(\frac{1}{\tau * t_0}\right) x(t) = \frac{k * u(t)}{\tau * t_0} \quad (2.10)$$

Lo antes realizado en (2.10) es en base al procedimiento de control conocido como **equivalente de Fillipov**, en donde tiene como objetivo obtener un equivalente de control que satisfaga la parte discontinua. [3]

De (2.10) se pueden eliminar las derivadas de la referencia ya que no tiene un efecto perjudicial en el desempeño del sistema [3], y se procede a despejar u(t)

$$u(t) = \frac{\tau * t_0}{k} \left(\left(\frac{\tau + t_0}{\tau * t_0} - \mu_1 \right) \frac{dx(t)}{dt} + \mu_0 * e(t) + \left(\frac{1}{\tau * t_0} \right) x(t) \right) \quad (2.11)$$

Para poder eliminar la derivada de la salida se realiza la siguiente consideración y que se ha demostrado que es lo más conveniente para la parte continua (Camacho, 1996).

$$\mu_1 = \frac{\tau + t_0}{\tau * t_0} \quad (2.12)$$

Finalmente reemplazando (2.12) y (2.11) se obtiene

$$u(t)_{eq} = \frac{\tau * t_0}{k} \left(\mu_0 * e(t) + \left(\frac{1}{\tau * t_0} \right) x(t) \right) \quad (2.13)$$

(2.13) representa la **ley de control de la parte continua del controlador**, esta ecuación es la misma que se utiliza para el controlador SMC propuesto por Camacho y Smith, presentada en el anterior capítulo.

De (2.7) se puede obtener el valor de μ_0 utilizando la fórmula general para resolver ecuaciones de segundo orden

$$x_{1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4 * a * c}}{2 * a} \quad (2.14)$$

Donde

a: es el coeficiente del término de segundo grado

b: es el coeficiente del término de primer grado

c: es el valor del término independiente

Al resolver (2.7) con la fórmula general (2.14) se tiene el siguiente discriminante, el cual debe ser positivo para tener raíces reales y para asegurar que el sistema sea críticamente amortiguado o sobreamortiguado [3]

$$\sqrt{\mu_1^2 - 4 * \mu_0} \geq 0 \quad (2.15)$$

Finalmente despejando μ_0 de (2.15) se obtiene la siguiente expresión que nos permitirá conocer su valor

$$\mu_0 \leq \frac{\mu_1^2}{4} \quad (2.16)$$

La **parte discontinua del controlador** a diferencia del controlador SMC propuesto por Camacho y Smith, en donde se propone una función sigmoide de la superficie (1.9) para la parte discontinua, con el fin de disminuir el efecto de chattering Figura 1.8. En este documento se la obtendrá de la propuesta de control PID-SMC que realizaron los autores Mingzhong, Fuli y Furong (2001) en [2], en donde la idea base sigue siendo que la superficie del sistema sea igual a cero, ya que esta depende del error y si tiene la superficie el valor de cero significa que el error también es cero. Entonces con dicha idea, estos autores [2] propusieron establecer un set point de superficie que sea igual a cero, el cual es el objetivo.

$$S_r(t) = 0 \quad (2.17)$$

Al establecer un set point de superficie se lo puede comparar con la superficie del sistema y obtener un error de superficie

$$e_s = S_r(t) - S(t) \quad (2.18)$$

Reemplazando (2.17) en (2.15) se tiene que el error de superficie es igual a menos la superficie, con este error los autores en [2] aplicaron posteriormente un controlador tipo PID, el cual permita corregir este error.

$$e_s = -S(t) \quad (2.19)$$

Sin embargo, para el diseño del controlador PID-SMC propuesto en este documento que es basado en el modelo FOPDT, a este error de superficie se lo va a multiplicar por menos uno para que el signo de la parte discontinua del controlador lo entregue el signo de la ganancia de la planta (1.1), ganancia que se encontrará dentro de la expresión para calcular la parte proporcional del PID como se mostrará posteriormente.

$$e_s = S(t) \quad (2.20)$$

Finalmente se emplea un controlador tipo PID para el error en (2.20)

$$u(t)_{discontinua} = PID(S(t)) = K_p \left(S(t) + td * \frac{dS(t)}{dt} + \frac{1}{ti} \int S(t) dt \right) \quad (2.21)$$

(2.13) representa la **ley de control de la parte discontinua del controlador**

La **ley de control final del controlador PID-SMC propuesto** en este documento se obtiene al sumar (2.13) y (2.21), y es la siguiente

$$u(t)_{SMC} = \frac{\tau * t_0}{k} \left(\mu_0 * e(t) + \left(\frac{1}{\tau * t_0} \right) x(t) \right) + K_p \left(S(t) + td * \frac{dS(t)}{dt} + \frac{1}{ti} \int S(t) dt \right) \quad (2.22)$$

Aplicando la transformada de Laplace a (2.22) y aplicando el filtro al controlador PID como en (1.7), se obtiene

$$U(s)_{SMC} = \frac{\tau * t_0}{k} \left(\mu_0 * E(s) + \left(\frac{1}{\tau * t_0} \right) X(s) \right) + S(s) * K_p \left(1 + td * \frac{N * s}{s + N} + \frac{1}{ti * s} \right) \quad (2.23)$$

En la Figura 2.1 se tiene el esquema propuesto del controlador tipo PID-SMC

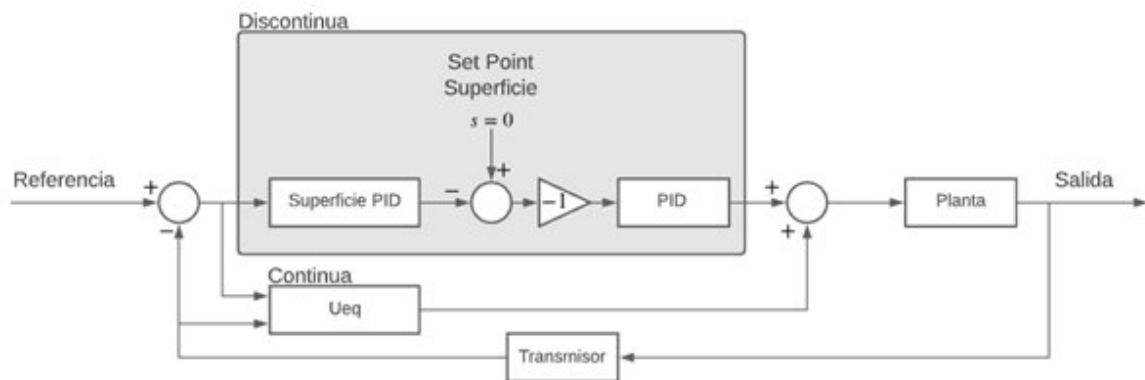


Figura 2.1 Esquema propuesto del sistema de control PID-SMC en base al modelo FOPDT de la planta

2.1.1 CONDICIÓN DE ALCANZABILIDAD POR MEDIO DEL ANÁLISIS DE ESTABILIDAD DE LYAPUNOV

Según la teoría de control por modos deslizantes la parte discontinua se encarga de llevar el estado desde una posición inicial hasta la superficie de deslizamiento, Figura 1.7, para esto es necesario una condición que satisfaga que siempre el estado debe estar apuntando hacia la superficie deslizante sin que sea de interés la posición inicial en el que se encuentre. Por lo tanto, en base al criterio de estabilidad de Lyapunov en el cual establece que si una función candidata es definida positiva y la derivada de esa función es definida negativa, el sistema es estable hasta que este alcance su propio estado de equilibrio. La función candidata propuesta en [3] es $1/2 * S(t)^2$ y su derivada es la siguiente

$$S(t)S'(t) < 0 \quad (2.24)$$

La ecuación (2.24) se define en control por modos deslizantes como **la condición de alcanzabilidad**.

Se basó de [16] para realizar el siguiente procedimiento y análisis.

Al reemplazar (2.9) en (2.24) se obtiene

$$S(t) * \left(\frac{d^2r(t)}{dt^2} - \frac{d^2x(t)}{dt^2} + \mu_1 * \frac{dr(t)}{dt} - \mu_1 * \frac{dx(t)}{dt} + \mu_0 * e(t) \right) < 0 \quad (2.25)$$

Eliminando las derivadas de la referencia como se explicó en (2.11) se tiene

$$S(t) * \left(-\frac{d^2x(t)}{dt^2} - \mu_1 * \frac{dx(t)}{dt} + \mu_0 * e(t) \right) < 0 \quad (2.26)$$

Despejando de (2.4) la segunda derivada de la salida se tiene lo siguiente

$$S(t) * \left(-\left(\frac{k * u(t)}{\tau * t_0} - \frac{(\tau + t_0)}{\tau * t_0} * \frac{dx(t)}{dt} - \frac{1}{\tau * t_0} * x(t) \right) - \mu_1 * \frac{dx(t)}{dt} + \mu_0 * e(t) \right) < 0 \quad (2.27)$$

Reemplazando (2.12) en (2.27) se obtiene

$$S(t) * \left(-\frac{k}{\tau * t_0} * u(t) + \frac{1}{\tau * t_0} * x(t) + \mu_0 * e(t) \right) < 0 \quad (2.28)$$

Reemplazando la ley de control final del PID-SMC (2.22) en (2.28) se tiene

$$S(t) * \left(-\frac{k}{\tau * t_0} * \left(\frac{\tau * t_0}{k} \left(\mu_0 * e(t) + \left(\frac{1}{\tau * t_0} \right) x(t) \right) + K_p \left(S(t) + td * \frac{dS(t)}{dt} + \frac{1}{ti} \int S(t) dt \right) + \frac{1}{\tau * t_0} * x(t) + \mu_0 * e(t) \right) < 0 \quad (2.29)$$

Operando (2.29) se tiene lo siguiente

$$S(t) * \left(\frac{k}{\tau * t_0} * K_p \left(S(t) + td * \frac{dS(t)}{dt} + \frac{1}{ti} \int S(t) dt \right) \right) > 0 \quad (2.30)$$

Realizando la transformada de Laplace a (2.30)

$$(S(s))^2 * \left(1 + td * s + \frac{1}{ti * s} \right) * \frac{k * K_p}{\tau * t_0} > 0 \quad (2.31)$$

De (2.31) se analiza cada término con el fin de poder satisfacer la desigualdad algebraica de que sea mayor que cero, para poder cumplir con la condición de alcanzabilidad de la cual se partió desde un inicio, con el fin de poder encontrar equivalencias. El primer término de (2.31) se encuentra elevado al cuadrado por lo tanto siempre va a hacer positivo, el segundo término es necesario analizarlo matemáticamente, mientras que el tercer término siempre va a ser positivo, ya que primeramente τ y t_0 son positivos y el signo de la ganancia de la planta se encuentra tanto en k como en K_p y al multiplicarse ambos se obtiene un valor con signo positivo, por lo tanto se cumple que

$$k * K_p > 0 \quad (2.32)$$

Al segundo término de (2.31) se saca factor común td obteniéndose lo siguiente

$$\left(td * \frac{s^2 + \frac{s}{td} + \frac{1}{ti * td}}{s} \right) > 0 \quad (2.33)$$

Como td siempre es positivo se analiza únicamente la expresión de segundo grado

$$s^2 + \frac{s}{td} + \frac{1}{ti * td} > 0 \quad (2.34)$$

Al utilizar la fórmula general (2.14) para resolver (2.34) se obtiene el siguiente discriminante

$$\sqrt{\left(\frac{1}{td} \right)^2 - 4 * \frac{1}{ti * td}} \geq 0 \quad (2.35)$$

Finalmente despejando ti de (2.35) se obtiene la siguiente condición o relación de los parámetros del segundo controlador PID para que cumpla la condición de alcanzabilidad,

se observa que el parámetro integral debe ser un valor mayor o igual a cuatro veces al parámetro derivativo.

$$t_i \geq 4 * t_d \quad (2.36)$$

Para obtener una **propuesta de ecuaciones de sintonización** para el segundo controlador PID, que representa la parte discontinua del controlador, se realizó un estudio heurístico en base a los índices de desempeño ISE y TVu el cual se muestra en el Anexo I, en donde básicamente se parte de la idea que como es un controlador tipo PID se puede utilizar las ecuaciones de sintonización ya establecidas, en este caso se tomó las ecuaciones de Dahlin, Tabla 1.1, y se multiplicó cada parámetro del controlador por factores, para finalmente establecer rangos donde el sistema de control entregue los mejores índices de desempeño. Este estudio se lo realizó con tres plantas lineales, la primera con la constante de tiempo mayor al tiempo muerto (2.37), la segunda con el tiempo muerto mayor a la constante de tiempo (2.38) y la última con el tiempo muerto igual a la constante de tiempo (2.39).

Las plantas anteriormente mencionadas son las siguientes:

$$G1(s) = \frac{2}{(10 * s + 1)} * e^{-5s} \quad (2.37)$$

$$G2(s) = \frac{2}{(5 * s + 1)} * e^{-6s} \quad (2.38)$$

$$G3(s) = \frac{2}{(5 * s + 1)} * e^{-5s} \quad (2.39)$$

Como también se verá en el Anexo I se realizó también un estudio del valor de los filtros de cada PID, tanto para el PID de la superficie como para el segundo PID, y se observó que el valor del filtro del segundo PID no tenía un resultado positivo con el rendimiento del sistema por lo cual se lo dejó con el valor de 1, sin embargo, con el primer PID que representa la superficie se observó que este valor del filtro al ser pequeño **disminuye considerablemente los cambios bruscos en la acción de control al momento que se realizan cambios de referencia y perturbaciones.**

En la Tabla 2.1 se presenta una propuesta de ecuaciones de sintonización del controlador PID-SMC propuesto, en base al estudio realizado para el segundo PID mencionado anteriormente. Cabe mencionar que estas ecuaciones no son definitivas, ya que son una propuesta y los valores pueden salir del rango según sea la necesidad que se requiere en

el sistema y lo fina que sea la sintonización, únicamente se desea proporcionar una idea de dónde pueden estar los valores de sintonización del controlador.

Tabla 2.1 Ecuaciones de sintonización para controlador PID-SMC propuesto

Parámetro	Ecuación	
μ_1	$\frac{\tau + t_0}{\tau * t_0}$	
μ_0	$\leq \frac{1}{4} \left(\frac{\tau + t_0}{\tau * t_0} \right)^2$	
PID 1 Forma Paralela → Superficie (2.5)		
K_p	μ_1	
td	1	
ti	μ_0	
N	0.1	
PID 2 Forma ideal → Ley de control parte discontinua (2.21)		
K_p	$\frac{1}{2K} * \left(\frac{t_0}{\tau} \right)^{-1} * C_K$	$1 \leq C_K \leq 3$
td	$\frac{t_0}{2} * C_D$	$0.001 \leq C_D \leq 1$
ti	$\tau * C_I$	$10 \leq C_I \leq 1000$
N	1	

Para comprobar rápidamente el funcionamiento del controlador se lo someterá a perturbaciones de carga y seguimiento de trayectoria a las tres de plantas lineales anteriormente indicadas (2.37), (2.38) y (2.39). En la Figura 2.2 se observa la señal de salida de las plantas con el controlador PID-SMC propuesto y se visualiza que para cambios de referencia y para perturbaciones la señal alcanza la referencia sin inconvenientes. Mientras que en la Figura 2.3 se presenta la acción de control en donde se puede observar que en los tres casos la señal es suave al momento que se producen los cambios de referencia y la perturbación, finalmente **un aspecto importante a considerar es que en este controlador propuesto no se presenta el inconveniente de chattering en la simulación realizada**, a igual manera que en todas las simulaciones realizadas en el Anexo I.

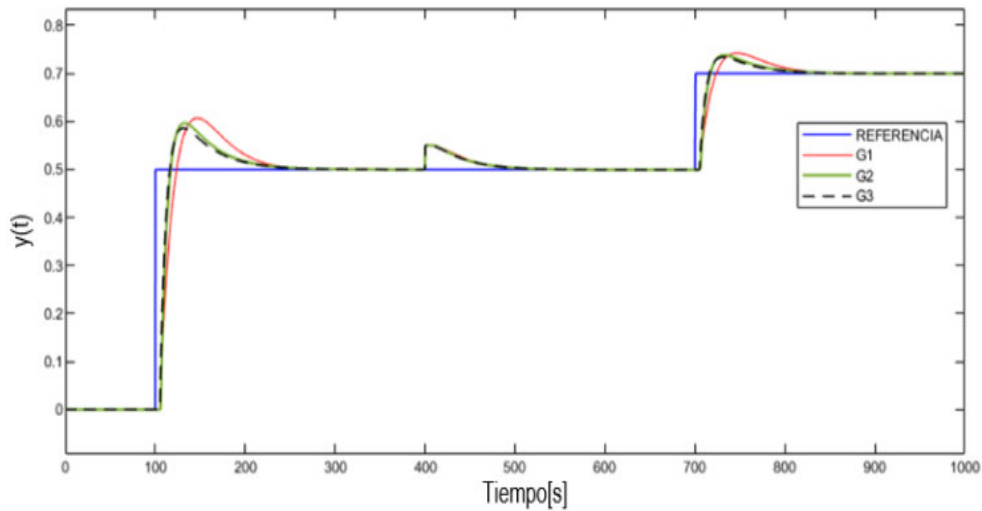


Figura 2.2 Señal de salida de las plantas

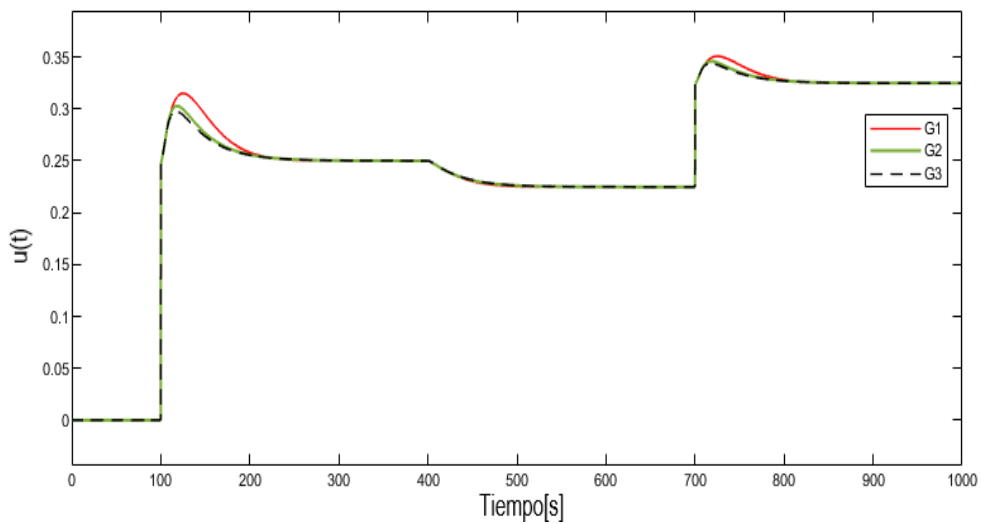


Figura 2.3 Acción de control

Para realizar una prueba rápida de robustez, se realizó perturbaciones de diferente magnitud sobre (2.37) y se procedió a comparar con los controladores PID convencional y SMC propuesto por Camacho y Smith. En la Figura 2.4 se observa la señal de salida de la planta con los tres tipos de controladores en donde los tres rechazar completamente las perturbaciones realizadas. En la Figura 2.5 se aprecia las acciones de control en donde que los controladores PID-SMC y SMC son un poco más agresivos que el controlador PID, sin embargo esto se justifica ya que los controladores primeramente mencionados buscan reducir el error más rápidamente y esto se puede visualizar en el índice de desempeño ISE en la Figura 2.6 en donde presentan el menor valor, mientras que en el índice TVu el controlador PID-SMC tiene el menor valor.

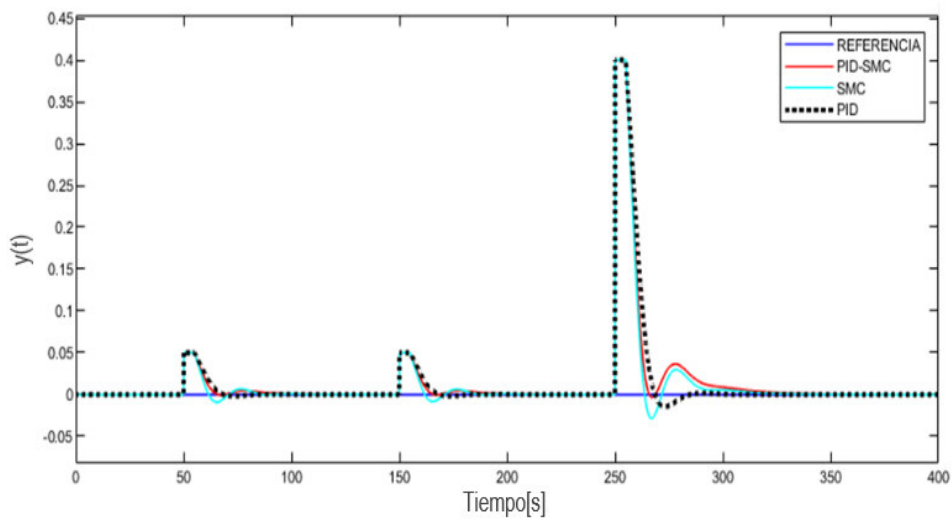


Figura 2.4 Señal de salida

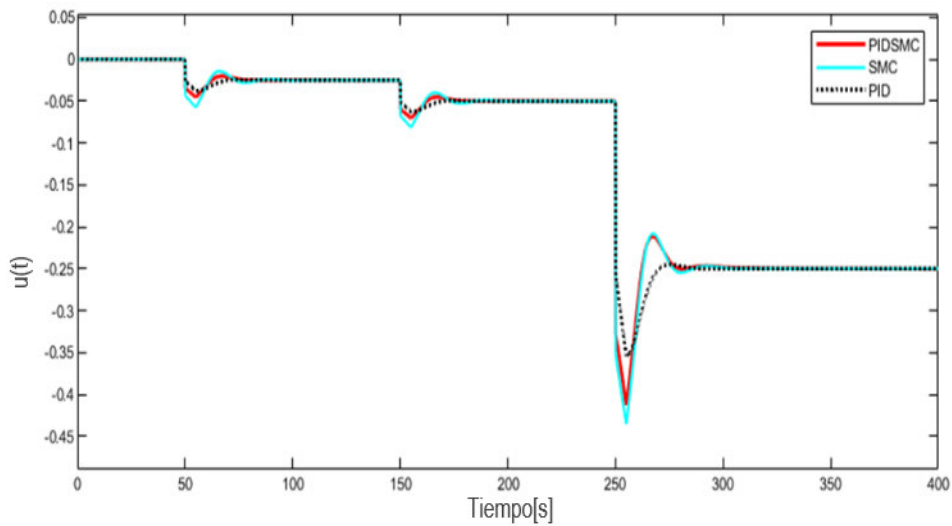


Figura 2.5 Acción de control

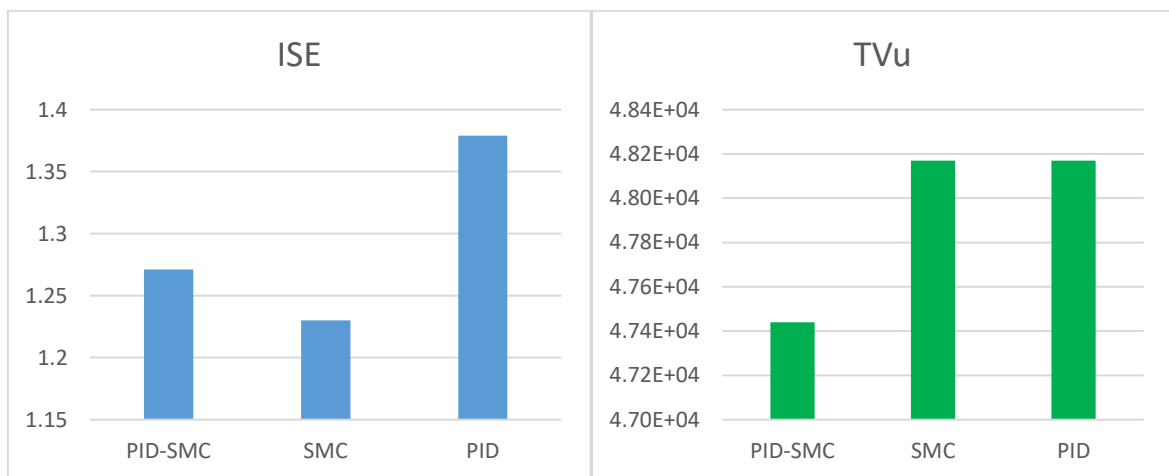


Figura 2.6 índices de desempeño ISE y TVu

2.2 APROXIMACIÓN DE PLANTAS DE ESTUDIO A UN MODELO FOPDT

Para obtener el modelo FOPDT de las plantas se va seguir el procedimiento de lazo abierto de Smith, mencionado en el anterior capítulo, para cambios positivos y negativos en la señal de entrada de la planta para obtener un modelo FOPDT promedio que es con el cual se realizará la sintonización de los controladores.

2.2.1 APROXIMACIÓN DE UN REACTOR CSTR A UN MODELO FOPDT

Para obtener el modelo de primer orden más tiempo muerto del Reactor CSTR primeramente se lo lleva a condiciones normales de operación, en donde la válvula que controla el flujo del refrigerante se encuentre en un valor de 0.2885 pu de cierre, para que entregue una temperatura de 88°C y la salida del transmisor tenga un valor de 0.4 pu, cabe recalcar que todos los valores en estado estacionario se pueden encontrar en [1]. Luego se realiza un cambio positivo del 10% en el cierre de la válvula, como se observa en la Figura 2.7, para finalmente obtener la curva de reacción en la señal del transmisor que se presenta en la Figura 2.8, en donde esta señal también presenta un cambio positivo, por lo que se deduce que la ganancia de la planta es de signo positivo, esto se debe a que al cerrar al válvula por donde circula el refrigerante en la chaqueta la temperatura se incrementa en el interior del reactor.

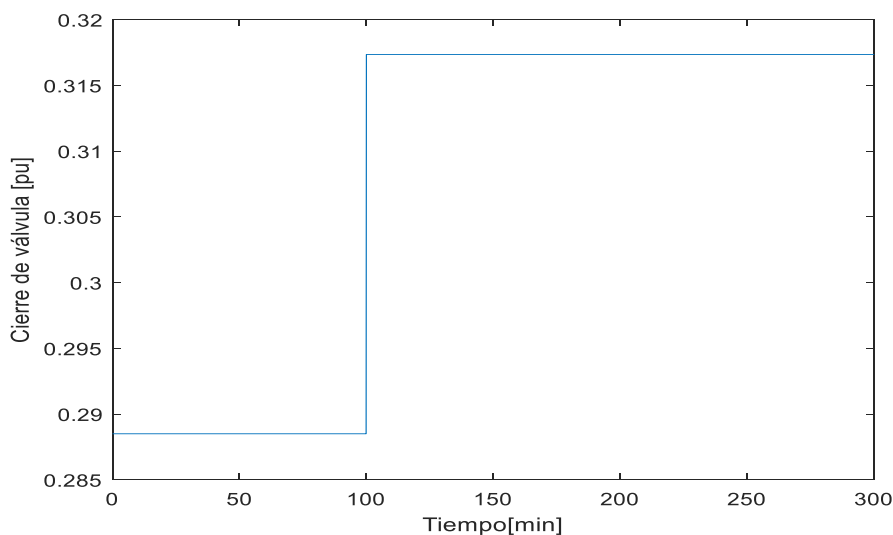


Figura 2.7 Señal de entrada paso positivo

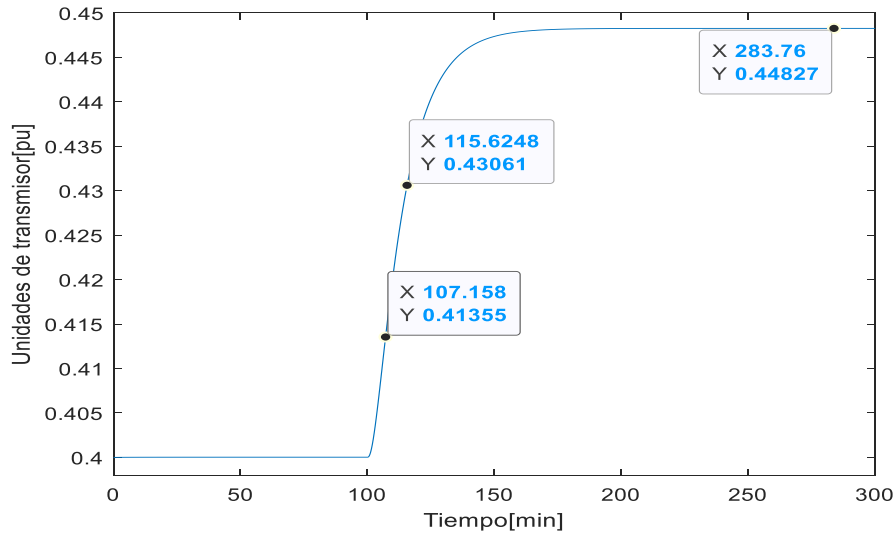


Figura 2.8 Respuesta ante paso positivo en la entrada

Una vez obtenida la curva de reacción se procede a medir los tiempos en donde la ganancia es del 63.2% y del 28.3% de la amplitud total, para finalmente obtener los valores característicos según las ecuaciones (1.1), (1.2) y (1.3)

$$k_+ = \frac{\Delta Y}{\Delta U} = \frac{0.44827 - 0.4}{0.2885 * 0.1} = 1.673136 \quad (2.40)$$

$$\tau_+ = 1.5(t_{63.2\%} - t_{28.3\%}) = 1.5 * (115.6248 - 107.158) = 12.7002 \quad (2.41)$$

$$t_{0+} = (t_{63.2\%} - t_{señal\ paso}) - \tau = (115.6248 - 100) - 12.7002 = 2.9246 \quad (2.42)$$

De igual manera se procede para obtener el modelo ante una señal paso negativo a la entrada de la planta. En donde primero se coloca en condiciones de operación y se realiza un cambio negativo del 10% en el cierre de la válvula, Figura 2.9, lo que produce que circule más refrigerante y por ende la temperatura del reactor disminuya, obteniéndose la curva de reacción en el transmisor presentada en Figura 2.10 para obtener los valores característicos.

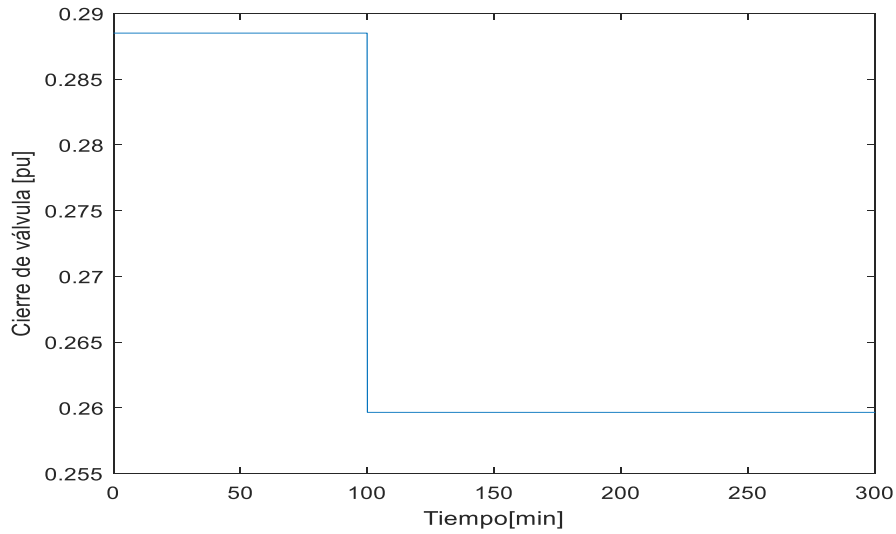


Figura 2.9 Señal de entrada paso negativo

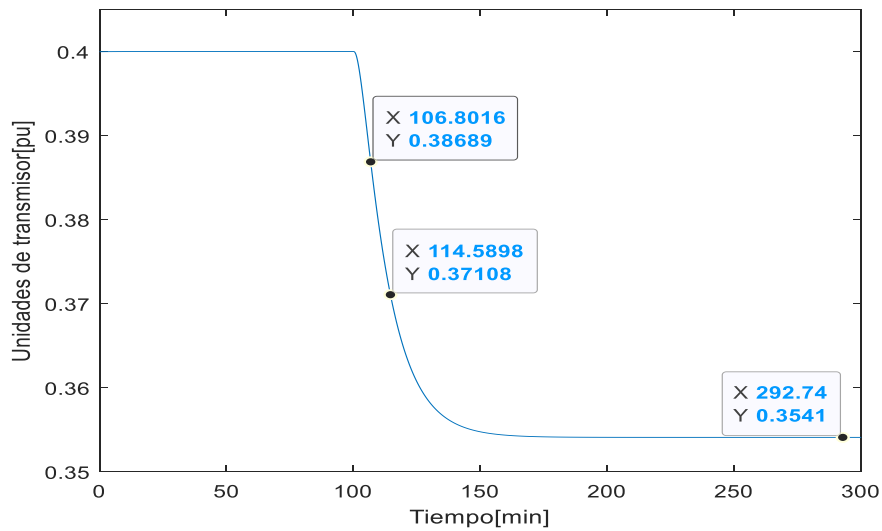


Figura 2.10 Respuesta ante paso negativo en la entrada

$$k_- = \frac{\Delta Y}{\Delta U} = \frac{0.3541 - 0.4}{-0.2885 * 0.1} = 1.59098787 \quad (2.43)$$

$$\tau_- = 1.5(t_{63.2\%} - t_{28.3\%}) = 1.5 * (114.5898 - 106.8016) = 11.6823 \quad (2.44)$$

$$t_{0-} = (t_{63.2\%} - t_{señal\ paso}) - \tau = (114.5898 - 100) - 11.6823 = 2.9075 \quad (2.45)$$

Finalmente, para obtener el modelo FOPDT promedio de la planta se realiza el promedio para cada valor característico obtenido ante el cambio positivo y negativo en la entrada de la planta.

$$k = \frac{k_+ + k_-}{2} = 1.63206239 \quad (2.46)$$

$$\tau = \frac{\tau_+ + \tau_-}{2} = 12.19125 \quad (2.47)$$

$$t_0 = \frac{t_{0+} + t_{0-}}{2} = 2.91605 \quad (2.48)$$

A continuación se realiza la validación del modelo promedio obtenido para comprobar que este se encuentre lo más cercano a la respuesta del sistema no lineal, tanto para cambio positivo (Figura 2.11) y negativo (Figura 2.12) de la señal de la válvula.

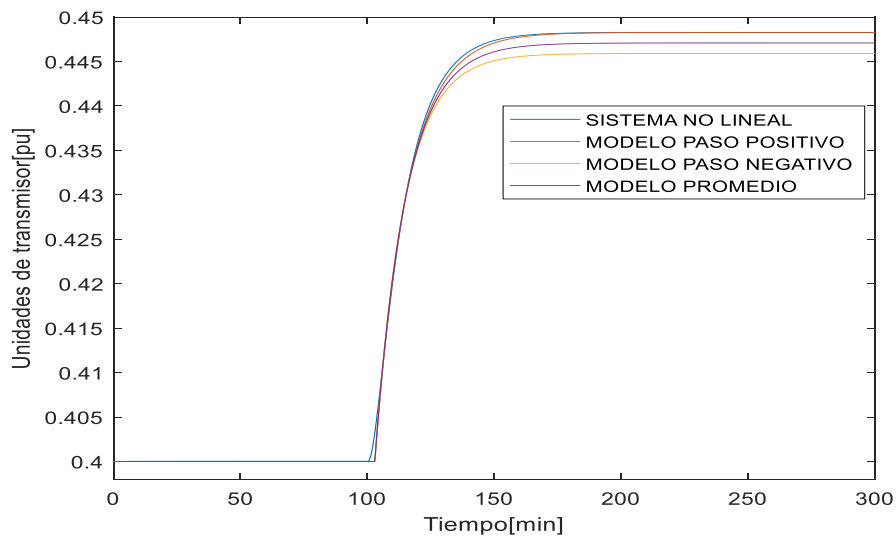


Figura 2.11 Validación de modelos ante paso positivo en la entrada

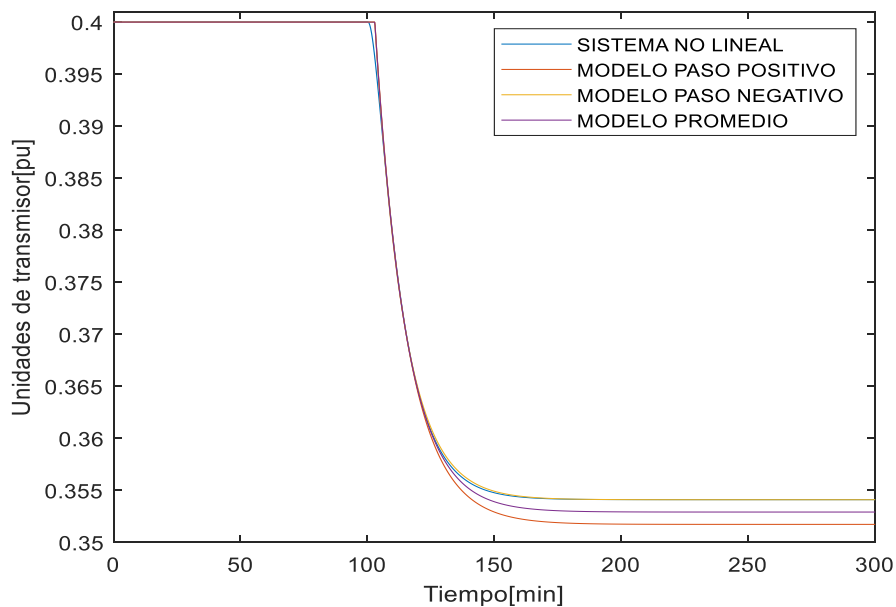


Figura 2.12 Validación de modelos ante paso negativo en la entrada

2.2.2 APROXIMACIÓN DE UN TANQUE DE MEZCLADO A UN MODELO FOPDT

El tanque de mezclado es una planta particular ya que, además de presentar una ganancia negativa como se mostrará a continuación, la planta tiene un tiempo muerto o de retardo que es variable, el cual es en función del flujo caliente, del flujo frío, del área de la tubería y de la distancia a la que se encuentra localizado el transmisor.

Para la obtención del modelo FOPDT de igual manera se utilizará el método de lazo abierto de Smith. Primeramente se lleva a planta a condiciones normales de operación en donde se tiene que la apertura de la válvula se encuentra en un valor de 0.478 pu, lo que provoca que se tenga en el interior del tanque una temperatura de 150°F y que el transmisor entregue una señal de un valor de 0.5 pu, entonces se realiza el cambio positivo en la apertura de la válvula, Figura 2.13, haciendo que pase más flujo frío al tanque provocando que la temperatura disminuya y por ende también disminuye la señal del transmisor, Figura 2.14.

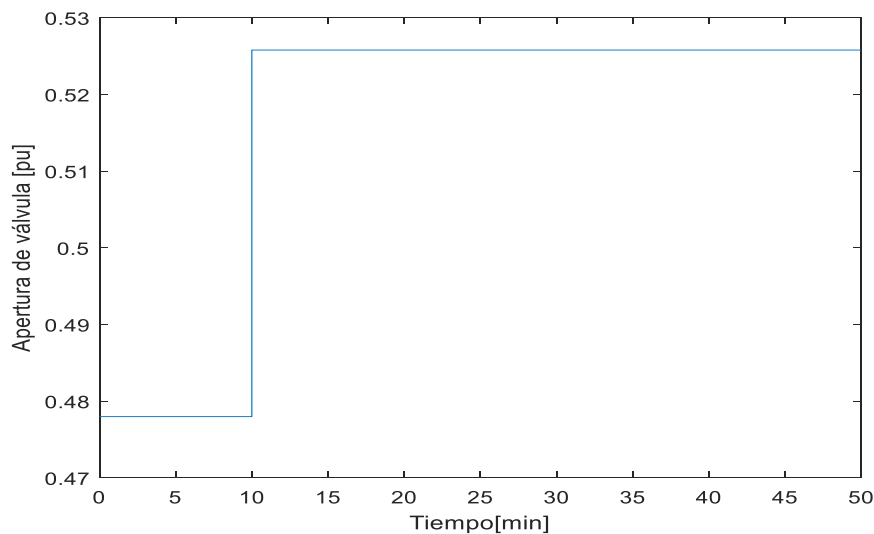


Figura 2.13 Señal de entrada paso positivo

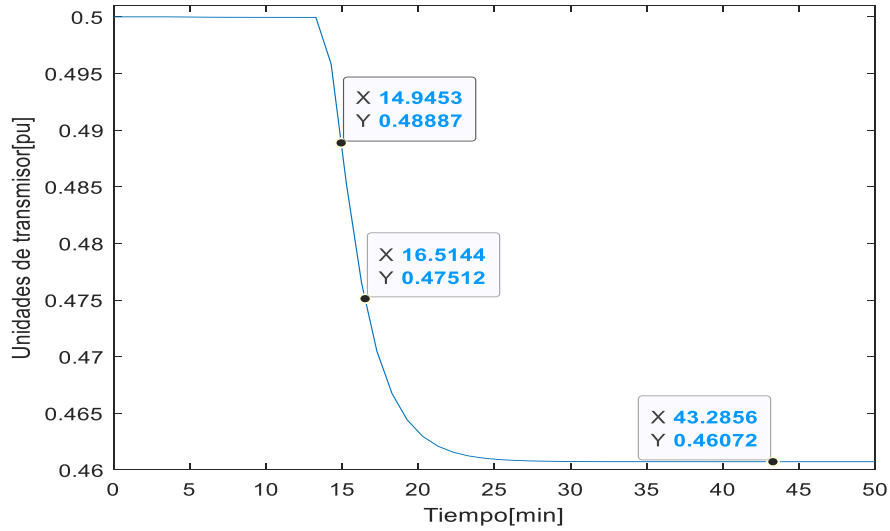


Figura 2.14 Respuesta ante paso positivo en la entrada

Con la curva de reacción obtenida en la señal del transmisor se proceden a obtener los parámetros característicos de la planta.

$$k_+ = \frac{\Delta Y}{\Delta U} = \frac{0.46072 - 0.5}{0.478 * 0.1} = -0.82175 \quad (2.49)$$

$$\tau_+ = 1.5(t_{63.2\%} - t_{28.3\%}) = 1.5 * (16.5144 - 14.9453) = 2.35365 \quad (2.50)$$

$$t_{0+} = (t_{63.2\%} - t_{señal\ paso}) - \tau = (16.5144 - 1) - 2.35365 = 4.16075 \quad (2.51)$$

De igual forma para el modelo ante paso negativo en la entrada, es decir partiendo la planta en condiciones de operación se disminuye la apertura de la válvula en 10%, Figura 2.15, lo que hace que circule menos flujo frío y se incremente la temperatura del tanque, obteniéndose la curva de reacción en la señal del transmisor mostrada en Figura 2.16.

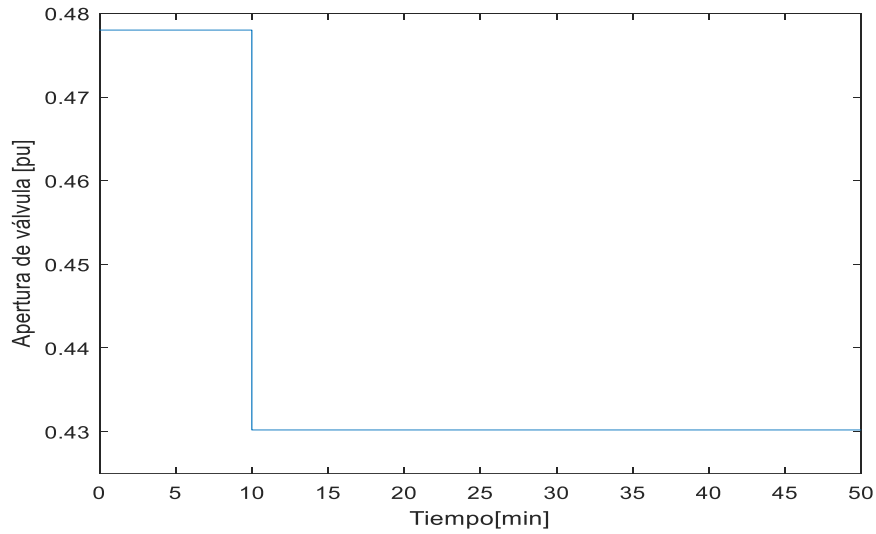


Figura 2.15 Señal de entrada paso negativo

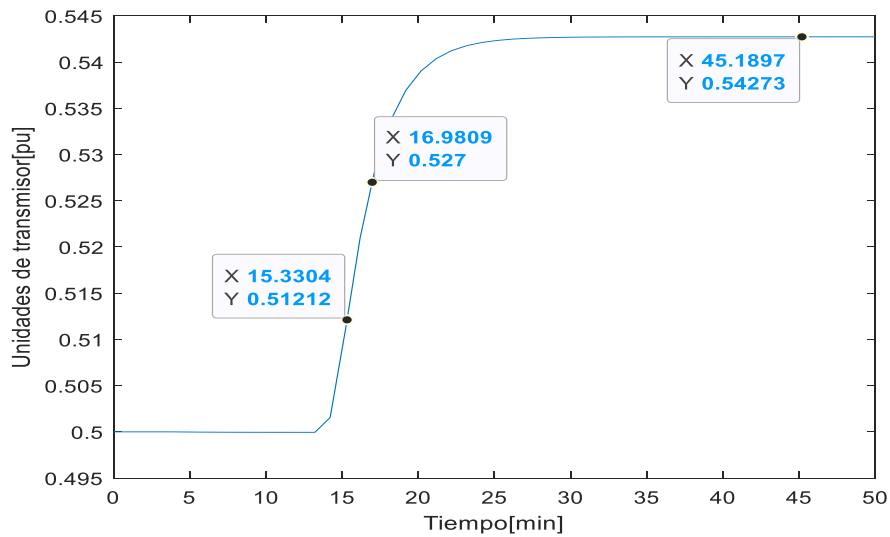


Figura 2.16 Respuesta ante paso negativo en la entrada

Se procede de igual forma a calcular los valores característicos

$$k_- = \frac{\Delta Y}{\Delta U} = \frac{0.54273 - 0.5}{-0.478 * 0.1} = -0.8939335 \quad (2.52)$$

$$\tau_- = 1.5(t_{63.2\%} - t_{28.3\%}) = 1.5 * (16.9809 - 15.3304) = 2.47575 \quad (2.53)$$

$$t_{0-} = (t_{63.2\%} - t_{señal\ paso}) - \tau = (16.9809 - 1) - 2.47575 = 4.50515 \quad (2.54)$$

De igual manera que en la anterior planta se procede a obtener el modelo promedio FOPDT del tanque de mezclado.

$$k = \frac{k_+ + k_-}{2} = -0.85784519 \quad (2.55)$$

$$\tau = \frac{\tau_+ + \tau_-}{2} = 2.4147 \quad (2.56)$$

$$t_0 = \frac{t_{0+} + t_{0-}}{2} = 4.33295 \quad (2.57)$$

Finalmente se hacen las validaciones correspondientes de los modelos obtenidos con el sistema no lineal.

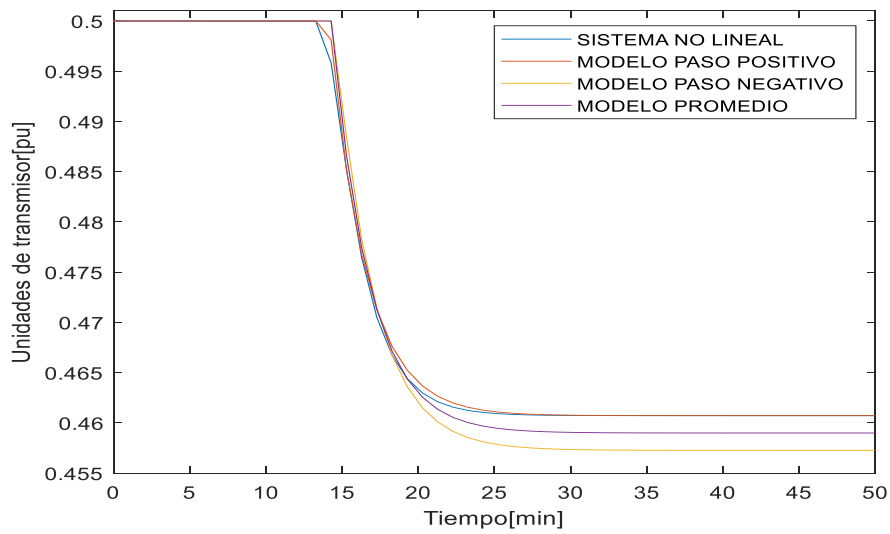


Figura 2.17 Validación de modelos ante paso positivo en la entrada

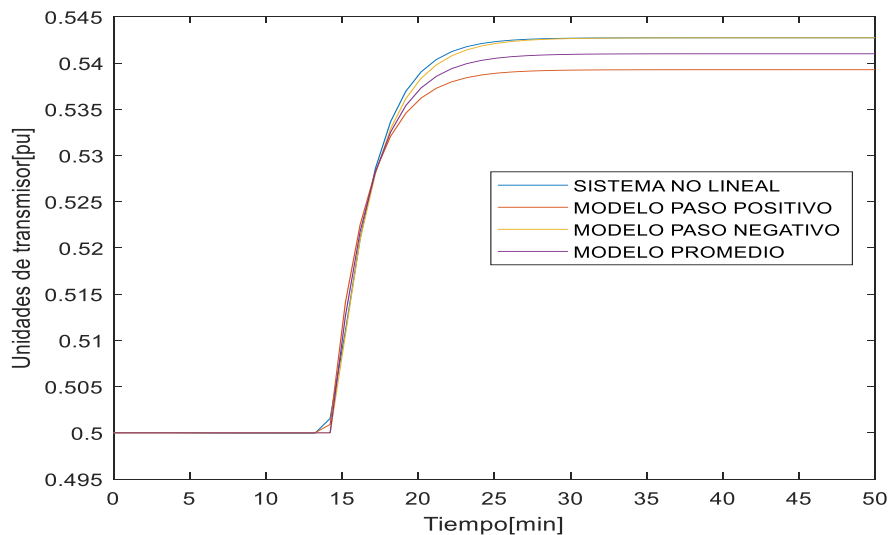


Figura 2.18 Validación de modelos ante paso negativo en la entrada

2.2.3 APROXIMACIÓN DEL MÓDULO DE CONTROL DE TEMPERATURA A UN MODELO FOPDT COMO SISTEMA SISO

En el presente trabajo al módulo de control de temperatura TCLAB se lo va a considerar como sistema de una entrada y una salida (SISO), es decir, únicamente se va a utilizar un transistor como calentador y un sensor de temperatura.

Entonces siguiendo el método de Smith para la obtención del modelo FOPDT del TCLAB, como primer paso se procede a llevar a la planta a condiciones de operación, en este caso se eligió un punto de operación en 28.5% de la entrada para que entregue una temperatura de 40°C a la salida de la planta, luego se realiza un paso positivo en la señal de entrada, Figura 2.19, lo que provoca que se envíe más voltaje al transistor haciendo que aumente su temperatura como se presenta en la Figura 2.20.

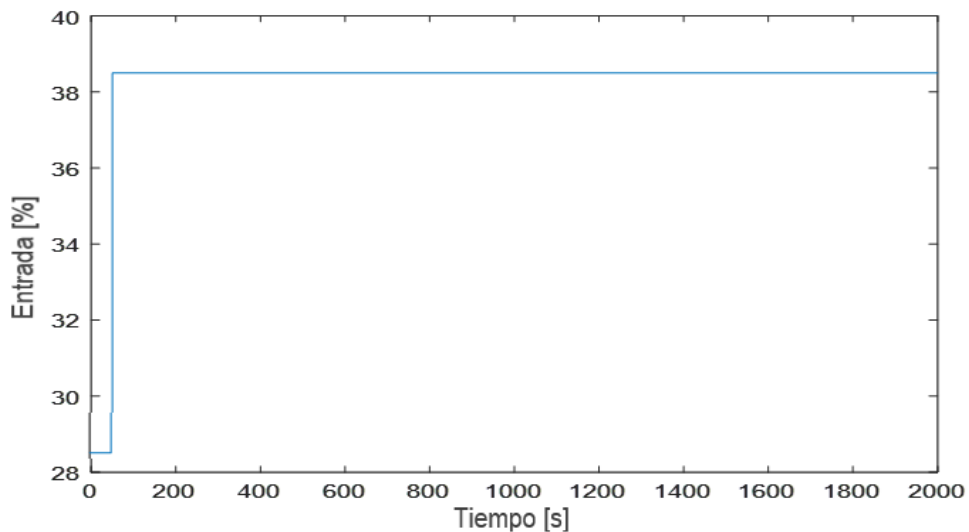


Figura 2.19 Señal de entrada paso positivo

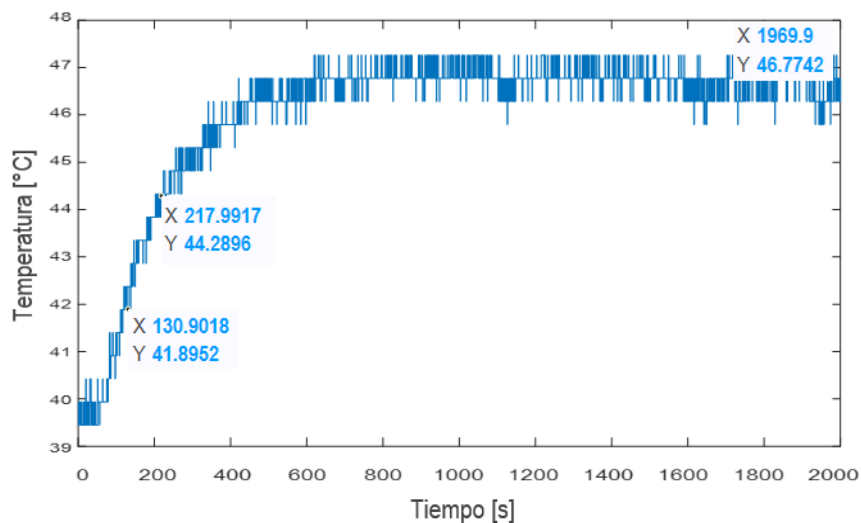


Figura 2.20 Respuesta ante paso positivo en la entrada

Una vez obtenida la señal de temperatura de salida se procede a calcular los parámetros

$$k_+ = \frac{\Delta Y}{\Delta U} = \frac{46.7742 - 40}{10} = 0.67742 \quad (2.58)$$

$$\tau_+ = 1.5(t_{63.2\%} - t_{28.3\%}) = 1.5 * (217.9917 - 130.9018) = 130.63485 \quad (2.59)$$

$$\begin{aligned} t_{0+} &= (t_{63.2\%} - t_{\text{señal paso}}) - \tau = (217.9917 - 50) - 130.63485 \\ &= 37.35685 \end{aligned} \quad (2.60)$$

Al realizar un paso negativo en la entrada de la planta Figura 2.21 lo que se hace es disminuir el voltaje enviado al transistor lo que hace que la temperatura de este disminuya, como se aprecia en la Figura 2.22 y de igual manera se proceden a obtener los parámetros de la planta.

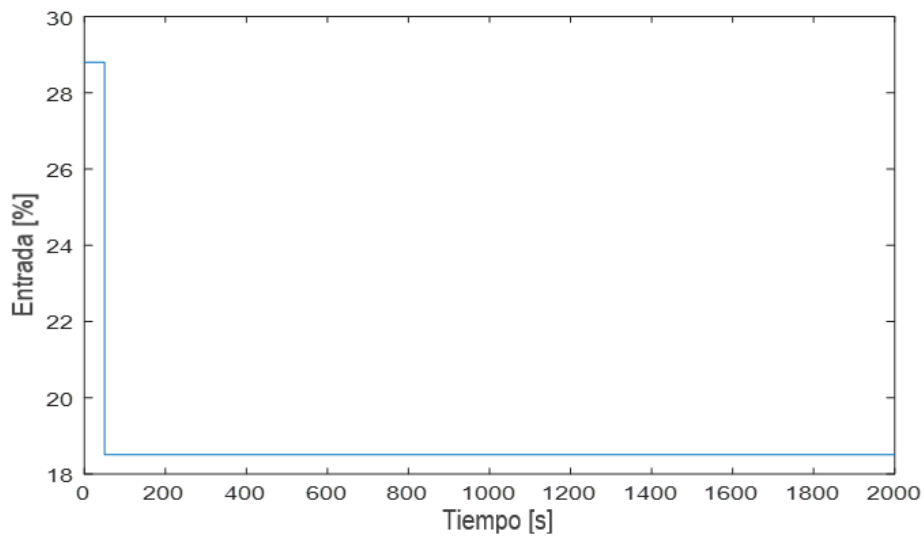


Figura 2.21 Señal de entrada paso negativo

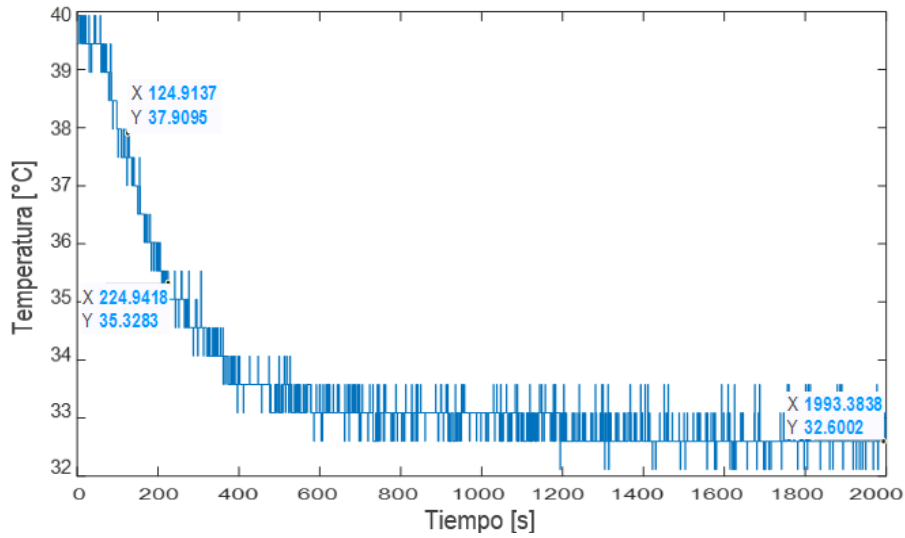


Figura 2.22 Respuesta ante paso negativo en la entrada

$$k_- = \frac{\Delta Y}{\Delta U} = \frac{0.54273 - 0.5}{10} = 0.73998 \quad (2.61)$$

$$\tau_- = 1.5(t_{63.2\%} - t_{28.3\%}) = 1.5 * (224.9418 - 124.9137) = 150.04215 \quad (2.62)$$

$$\begin{aligned} t_{0-} &= (t_{63.2\%} - t_{\text{señal paso}}) - \tau = (224.9418 - 50) - 150.04215 \\ &= 24.89965 \end{aligned} \quad (2.63)$$

A continuación se procede a obtener el modelo FOPDT promedio

$$k = \frac{k_+ + k_-}{2} = 0.7087 \quad (2.64)$$

$$\tau = \frac{\tau_+ + \tau_-}{2} = 140.3385 \quad (2.65)$$

$$t_0 = \frac{t_{0+} + t_{0-}}{2} = 31.12825 \quad (2.66)$$

En la Figura 2.23 y Figura 2.24 se presenta la validación de los modelos FOPDT obtenidos comparando con el TCLAB, tanto para paso positivo como negativo en la entrada de la planta.

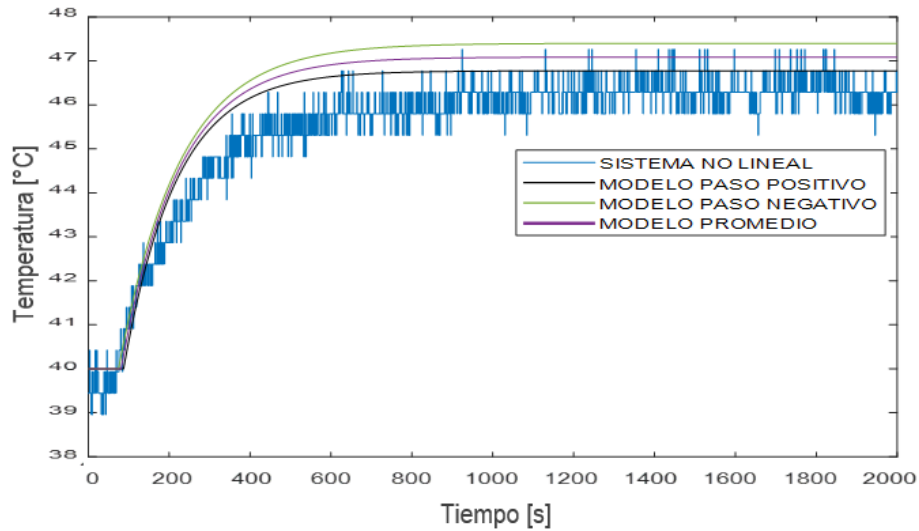


Figura 2.23 Validación de modelos ante paso positivo en la entrada

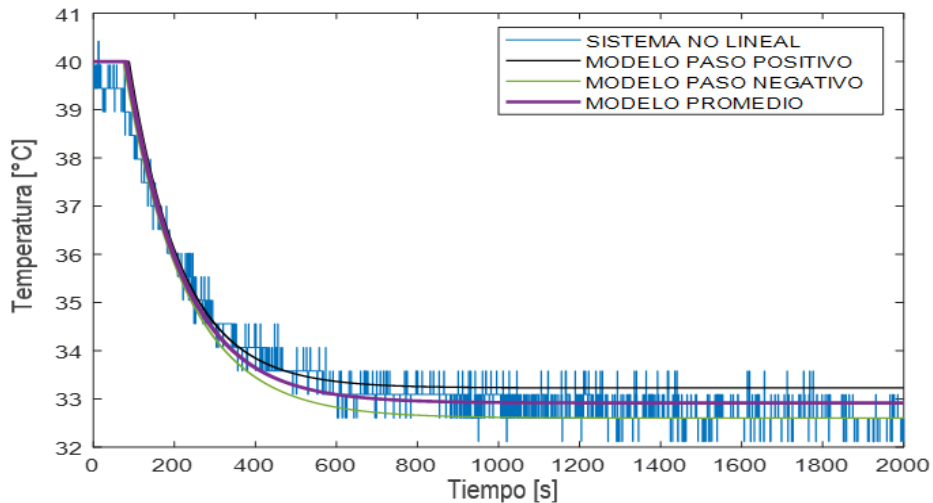


Figura 2.24 Validación de modelos ante paso negativo en la entrada

2.3 DISEÑO DE LAS TÉCNICAS DE CONTROL

En esta sección se va a calcular los valores de los controladores en base a la Tabla 1.1 para el controlador PID, Tabla 1.2 para el controlador SMC y Tabla 2.1 para el controlador PID-SMC propuesto y también teniendo las consideraciones (2.32) y (2.36) para cumplir la condición de alcanzabilidad de este último controlador. Además, en los tres controlares se va a implementar el filtro del término derivativo con el fin de eliminar los cambios bruscos en la acción de control y de eliminar el ruido, más que todo en el TCLAB ya que es una planta física.

Cabe mencionar que con el fin de obtener los mejores índices desempeño, el valor de los parámetros pueden variar según una sintonización más fina y en algunos casos se

presentan dos tablas una para perturbaciones y otra para cambios de referencia, debido a que en el caso del controlador SMC las ecuaciones propuestas por Camacho y Smith se las realizaron para perturbaciones e incertidumbre en el modelado, por lo que utilizando dichas ecuaciones para realizar cambios de referencia se obtuvieron respuestas demasiado agresivas por lo que se procedió a variar los parámetros para que se tengan acciones de control mucho más suaves.

2.3.1 REACTOR CSTR

Con los valores característicos del modelo FOPDT del reactor obtenidos en (2.46),(2.47) y (2.48) se procede a calcular los parámetros para cada controlador.

2.3.1.1 Controlador PID

En base a las ecuaciones de Dahlin Tabla 1.1 se sintoniza el controlador PID.

Tabla 2.2 Parámetros controlador PID para reactor CSTR

Parámetro	Valor
K_p	1.2808
τ_i	12.19125
τ_d	1.458025
N	0.1

$$U(s) = 1.2808 \left(1 + \frac{1}{12.19125} * \frac{1}{s} + 1.458025 * \frac{0.1 * s}{s + 0.1} \right) \quad (2.67)$$

2.3.1.2 Controlador SMC

En base a las ecuaciones propuestas por Camacho y Smith, Tabla 1.2, se sintoniza el controlador SMC

Tabla 2.3 Parámetros controlador SMC para reactor CSTR para perturbaciones

Parámetro	Ecuación
μ_1	0.4250
μ_0	0.0451
δ	1
K_D	2.7804
$N_{superficie}$	0.1

$$U(s)_{SMC} = 21.7824(0.0451 * E(s) + 0.028129X(s)) + \frac{2.7804 * S(s)}{|S(s)| + 1} \quad (2.68)$$

Tabla 2.4 Parámetros controlador SMC para reactor CSTR para cambios de referencia

Parámetro	Ecuación
μ_1	0.4250
μ_0	0.0451
δ	0.7571
K_D	0.2317
$N_{superficie}$	0.1

$$U(s)_{SMC} = 21.7824(0.0451 * E(s) + 0.028129X(s)) + \frac{0.2317 * S(s)}{|S(s)| + 0.7571} \quad (2.69)$$

2.3.1.3 Controlador PID-SMC

En base a las ecuaciones propuestas en Tabla 2.1, se sintoniza el controlador PID-SMC.

Tabla 2.5 Parámetros controlador PID-SMC para reactor CSTR para perturbaciones

Parámetro	Ecuación
μ_1	0.4250
μ_0	0.0451
$N_{PID1-Superficie}$	0.1
K_p	3.20
td	1
ti	12191.25
N_{PID2}	1

$$U(s)_{PID-SMC} = 21.7824(0.0451 * E(s) + 0.028129 * X(s)) + S(s) * 3.20 \left(1 + 1 * \frac{1*s}{s+1} + \frac{1}{12191.25*s} \right) \quad (2.70)$$

Tabla 2.6 Parámetros controlador PID-SMC para reactor CSTR para cambios de referencia

Parámetro	Ecuación
μ_1	0.4250
μ_0	$2.5677x10^{-4}$
$N_{PID1-Superficie}$	0.1
K_p	0.2818
td	0.1

t_i	12191.25
N_{PID2}	1

$$U(s)_{PID-SMC} = 21.7824(2.5677 \times 10^{-4} * E(s) + 0.028129 * X(s)) + S(s) * 0.2818 \left(1 + 0.1 * \frac{1*s}{s+1} + \frac{1}{12191.25*s} \right) \quad (2.71)$$

2.3.2 TANQUE DE MEZCLADO

Con los valores característicos del modelo FOPDT del tanque de mezclado obtenidos en (2.55), (2.56) y (2.57) se procede a calcular los parámetros para cada controlador.

2.3.2.1 Controlador PID

En base a las ecuaciones de Dahlin Tabla 1.1 se sintoniza el controlador PID.

Tabla 2.7 Parámetros controlador PID para tanque de mezclado

Parámetro	Valor
K_p	-0.324818
τ_i	2.4147
τ_d	2.166475
$N_{superficie}$	0.1

$$U = -0.324818 \left(1 + \frac{1}{2.4147} * \frac{1}{s} + 2.166475 * \frac{0.1 * s}{s + 0.1} \right) \quad (2.72)$$

2.3.2.2 Controlador SMC

En base a las ecuaciones propuestas por Camacho y Smith, Tabla 1.2, se sintoniza el controlador SMC.

Tabla 2.8 Parámetros controlador SMC para el tanque de mezclado para perturbaciones

Parámetro	Ecuación
μ_1	0.6449
μ_0	0.0693
δ	2
K_D	2
$N_{superficie}$	0.1

$$U(s)_{SMC} = -12.1965(0.0693 * E(s) + 0.095576 * X(s)) - \frac{2 * S(s)}{|S(s)| + 2} \quad (2.73)$$

Tabla 2.9 Parámetros controlador SMC para el tanque de mezclado para cambios de referencia

Parámetro	Ecuación
μ_1	0.6449
μ_0	0.0693
δ	2
K_D	0.4
$N_{superficie}$	0.1

$$U(s)_{SMC} = -12.1965(0.0693 * E(s) + 0.095576 * X(s)) - \frac{0.4 * S(s)}{|S(s)| + 2} \quad (2.74)$$

2.3.2.3 Controlador PID-SMC

En base a las ecuaciones propuestas en Tabla 2.1, se sintoniza el controlador PID-SMC.

Tabla 2.10 Parámetros controlador PID-SMC para el tanque de mezclado para perturbaciones

Parámetro	Ecuación
μ_1	0.6449
μ_0	0.0693
$N_{PID1-Superficie}$	0.1
K_p	-0.9745
td	0.002
ti	24147
N_{PID2}	1

$$U(s)_{PID-SMC} = -22414.017(0.0693 * E(s) + 2.2891 \times 10^{-4} * X(s)) + S(s) * -0.9745 \left(1 + 0.002 * \frac{s}{s+1} + \frac{1}{24147*s} \right) \quad (2.75)$$

Tabla 2.11 Parámetros controlador PID-SMC para el tanque de mezclado para cambios de referencia

Parámetro	Ecuación
μ_1	0.6449
μ_0	0.0693
$N_{PID1-Superficie}$	0.1
K_p	-0.1949

td	0.002
ti	24147
N_{PID2}	1

$$U(s)_{PID-SMC} = -22414.017 * (0.0693 * E(s) + 2.2891x10^{-4}X(s)) + S(s) * -0.1949 \left(1 + 0.002 * \frac{s}{s+1} + \frac{1}{24147*s}\right) \quad (2.76)$$

2.3.3 TCLAB

Con los valores característicos del modelo FOPDT del TCLAB obtenidos en (2.64), (2.65) y (2.66) se procede a calcular los parámetros para cada controlador.

2.3.3.1 Controlador PID

En base a las ecuaciones de Dahlin Tabla 1.1 se sintoniza el controlador PID

Tabla 2.12 Parámetros controlador PID para TCLAB

Parámetro	Valor
K_p	3.18075
τ_i	140.3385
τ_d	15.4125
N	0.1

$$U(s)_{PID} = 3.18075 \left(1 + \frac{1}{140.3385} * \frac{1}{s} + 15.4125 * \frac{0.1 * s}{s + 0.1}\right) \quad (2.77)$$

2.3.3.2 Controlador SMC

En base a las ecuaciones propuestas por Camacho y Smith, Tabla 1.2, se sintoniza el controlador SMC.

Tabla 2.13 Parámetros controlador SMC para el TCLAB

Parámetro	Ecuación
μ_1	0.0393
μ_0	$3.8516x10^{-4}$
δ	0.6875
K_D	22.6029
$N_{superficie}$	0.1

$$U(s)_{SMC} = 6164.0918(3.8516x10^{-4} * E(s) + 2.2891x10^{-4}X(s)) + \frac{22.60 * S(s)}{|S(s)| + 0.68} \quad (2.78)$$

2.3.3.3 Controlador PID-SMC

En base a las ecuaciones propuestas en Tabla 2.1, se sintoniza el controlador PID-SMC.

Tabla 2.14 Parámetros controlador PID-SMC para el TCLAB

Parámetro	Ecuación
μ_1	0.0393
μ_0	$2.5677x10^{-04}$
$N_{PID1-Superficie}$	0.1
K_p	47.71
td	0.01
ti	14033.85
N_{PID2}	1

$$U(s)_{PID-SMC} = 6164.0918(2.5677x10^{-04} * E(s) + 2.2891x10^{-4}X(s)) + S(s) * 47.71 \left(1 + 0.01 * \frac{s}{s+1} + \frac{1}{14033.85*s} \right) \quad (2.79)$$

2.3.3.4 Discretización del controlador PID-SMC para implementación sobre TCLAB

Con el objetivo de implementar el controlador PID-SMC en un sistema embebido como lo es el TCLAB, es necesario discretizar y pasar a ecuaciones en diferencias la ley de control la cual se conforma de una parte continua y discontinua. A continuación, se realizará el procedimiento para obtener la ecuación en diferencias de la ley de control total de este controlador.

Parte Discontinua

Como se observó que se tiene dos controladores tipo PID en el esquema de control PID-SMC propuesto, basta con obtener la ecuación en diferencias de un controlador tipo PID para implementar ambos, ya que la salida del primer controlador PID, que es la superficie, ingresa al otro controlador PID.

Operando la ecuación del controlador PID en (1.7) se tiene

$$PID(s) = Kp \left(\frac{s^2(1 + N * td) + s * \left(1 + \frac{1}{ti} \right) + \frac{1}{ti}}{s * (s + N)} \right) \quad (2.80)$$

Aplicando a (2.80) el método de discretización Tustin, Tabla 1.3, se tiene

$$PID(z) = Kp \left(\frac{\left(\frac{2}{T} \left(\frac{z-1}{z+1} \right) \right)^2 (1 + N * td) + \frac{2}{T} \left(\frac{z-1}{z+1} \right) * \left(1 + \frac{1}{ti} \right) + \frac{1}{ti}}{\frac{2}{T} \left(\frac{z-1}{z+1} \right) * \left(\frac{2}{T} \left(\frac{z-1}{z+1} \right) + N \right)} \right) \quad (2.81)$$

Simplificando (2.81), expresando con exponentes negativos, para que la ecuación final quede en función de los valores anteriores del error y de la acción de control, y para no tener una expresión muy extensa se asignan letras a los coeficientes del polinomio quedando de la siguiente manera

$$PID(z) = \frac{u(z)}{e(z)} = Kp \left(\frac{a + b * z^{-1} + c * z^{-2}}{d + E * z^{-1} - f} \right) \quad (2.82)$$

Lo que equivale cada letra se muestra a continuación:

$$a = \frac{2}{T} (1 + N * td) + \left(1 + \frac{1}{ti} \right) + \left(\frac{1}{ti} * \frac{T}{2} \right) \quad (2.83)$$

$$b = -2 * \left(\frac{2}{T} \right) * (1 + N * td) + 2 \left(\frac{1}{ti} \right) \left(\frac{T}{2} \right) \quad (2.84)$$

$$c = \frac{2}{T} (1 + N * td) - \left(1 + \frac{1}{ti} \right) + \left(\frac{1}{ti} * \frac{T}{2} \right) \quad (2.85)$$

$$d = \frac{2}{T} + N \quad (2.86)$$

$$E = -\frac{4}{T} \quad (2.87)$$

$$f = N - \frac{2}{T} \quad (2.88)$$

Se procede a despejar $u(z)$ de (2.82) que no se relacione con la variable z y se ordenan los demás términos independientes y que contengan la variable z .

$$u(z) = \frac{1}{d} [Kp(a * e(z) + b * z^{-1} * e(z) + c * z^{-2} * e(z)) - E * z^{-1} * u(z) + f * z^{-2} * u(z)] \quad (2.89)$$

Aplicando la transformada Z inversa [17] a (2.89) se obtiene la siguiente ecuación en diferencias, que representa la ley de control del PID de la forma ideal, en función del error actual y de sus valores anteriores, y también de los valores anteriores de la acción de control.

$$u(n) = \frac{1}{d} [Kp(a * e(n) + b * e(n - 1) + c * e(n - 2)) - E * u(n - 1) + f * u(n - 2)] \quad (2.90)$$

Parte Continua

Como en (2.13) se tiene una expresión completamente lineal, se puede transformar directamente a Laplace, luego aplicar la transformada Z y finalmente pasar a ecuaciones en diferencias, ya que no cambia en nada la estructura de la ecuación, por lo tanto se tiene lo siguiente

$$u_{eq}(n) = \frac{\tau * t_0}{k} \left(\mu_0 * e(n) + \left(\frac{1}{\tau * t_0} \right) x(n) \right) \quad (2.91)$$

Ley de control final para la implementación

La ley de control final se obtiene al sumar (2.90) y (2.91)

$$u_{PID-SMC}(n) = \frac{\tau * t_0}{k} \left(\mu_0 * e(n) + \left(\frac{1}{\tau * t_0} \right) x(n) \right) + \frac{1}{d} [Kp(a * e(n) + b * e(n - 1) + c * e(n - 2)) - E * u(n - 1) + f * u(n - 2)] \quad (2.92)$$

Esta ley de control (2.92) del PID-SMC se implementará en código sobre el TCLAB a través de Matlab-Simulink utilizando el bloque "Matlab function" [19], para observar la salida del controlador.

3 RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

3.1 RESULTADOS

En esta sección del documento se presentan los resultados de las pruebas realizadas, en Matlab R2019a, ante perturbaciones y cambios de referencia o seguimiento de trayectoria sobre el reactor CSTR, el tanque de mezclado y el laboratorio de control de temperatura TCLAB, en donde se muestra de forma gráfica las señales de salida de las plantas con su respectiva señal de salida de cada controlador y además se presentan los índices de desempeño ISE y TVu como también el máximo sobreimpulso y tiempos de establecimiento.

3.1.1 PRUEBAS DE SIMULACIÓN REALIZADAS SOBRE EL REACTOR CSTR

3.1.1.1 PRUEBAS ANTE PERTURBACIONES

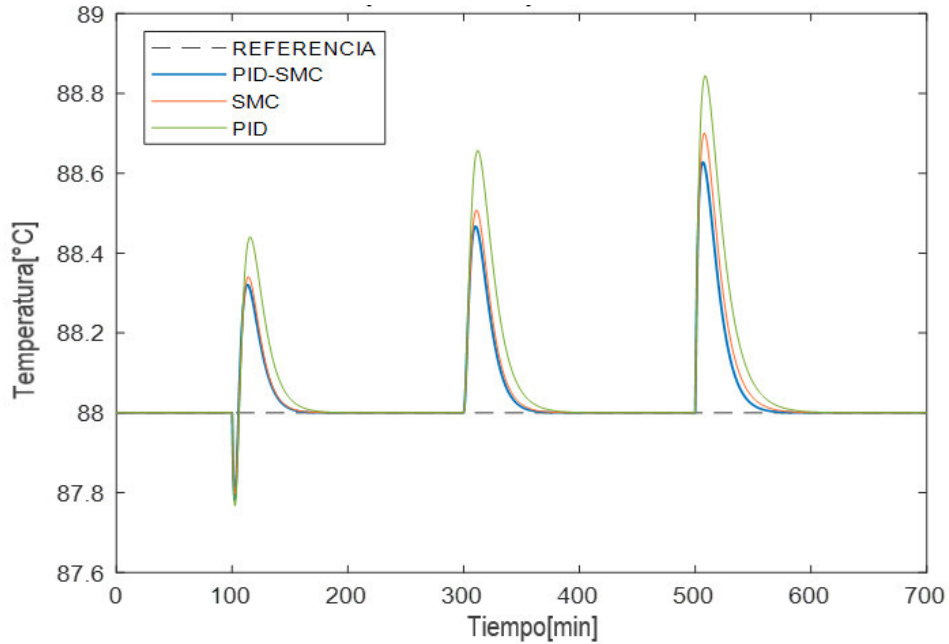


Figura 3.1 Respuesta ante perturbaciones

En la Figura 3.1 se observa la temperatura del reactor ante perturbaciones en el flujo de alimentación, concentración en la entrada y temperatura inicial en la entrada con los diferentes controladores implementados. Se visualiza que los tres controladores soportan las perturbaciones realizadas, sin embargo, el controlador PID-SMC presenta un menos sobrepico en la temperatura como también se observa que se estabiliza más rápido en el punto de operación.

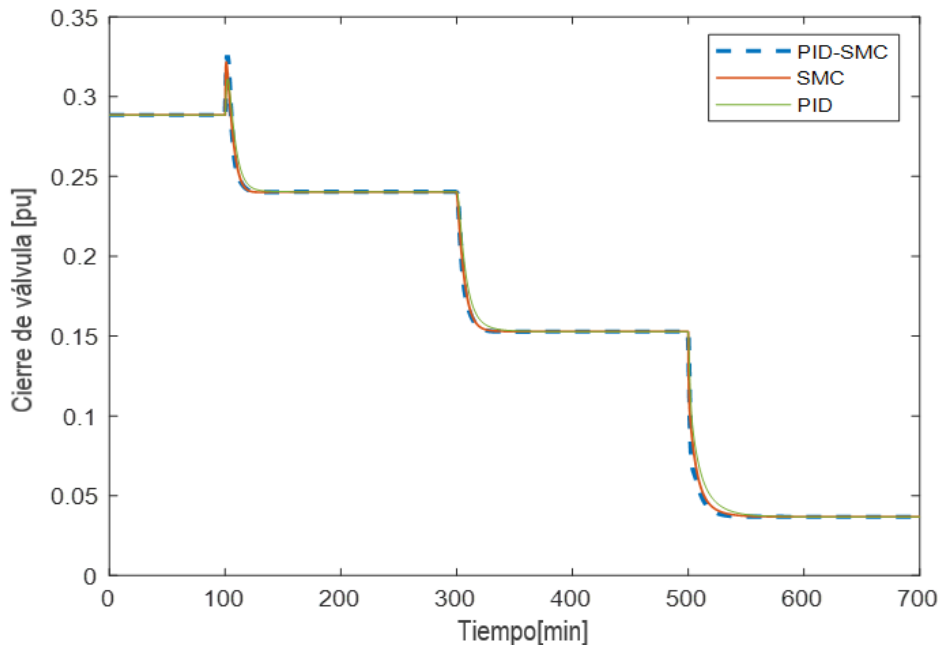


Figura 3.2 Acción de control

En la Figura 3.2 se aprecia la acción de control que presentaron los controladores ante las perturbaciones mencionadas anteriormente, se observa que la acción de control del PID es un poco más lenta por lo que hace que se tenga un pico más alto en la temperatura y se demore en alcanzar la referencia, mientras que los controladores SMC y PID-SMC presentan aproximadamente una similar acción de control con la diferencia que el PID-SMC es levemente más rápida.

Tabla 3.1 Índices de desempeño ISE y TVu para perturbaciones

Controlador	ISE	TVu
PID-SMC	0.02605	58.2
SMC	0.03229	58.3
PID	0.05685	58.61

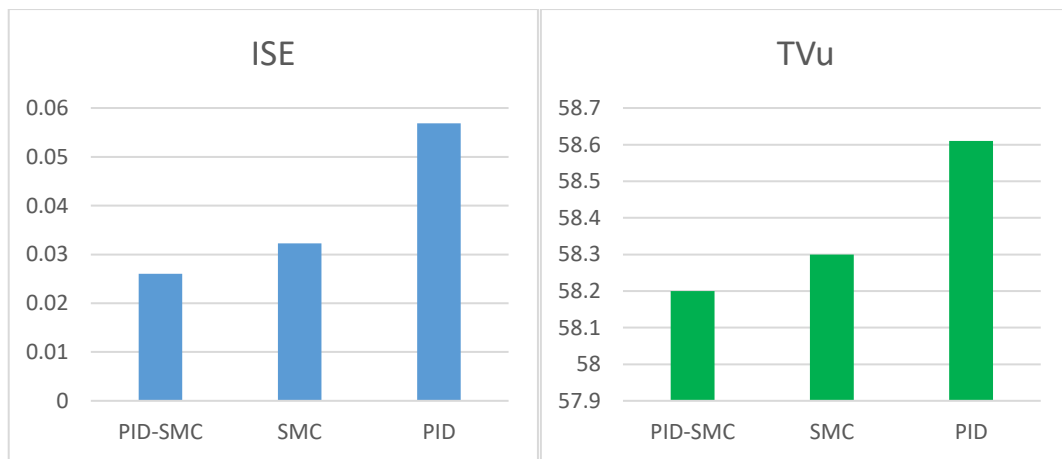


Figura 3.3 Gráfico de barras de índices de desempeño ISE y TVu

En la Figura 3.3 se puede observar que el controlador PID-SMC presenta los menores índices de desempeño mientras que el controlador PID tiene los más altos esto debido al mayor sobrepico de temperatura lo que produce que se tenga un mayor error, lo que se refleja en el ISE, además como el controlador tiene que tratar de disminuir un mayor sobrepico presenta un esfuerzo de control superior a los demás, índice TVu.

3.1.1.2 PRUEBAS ANTE CAMBIOS DE REFERENCIA

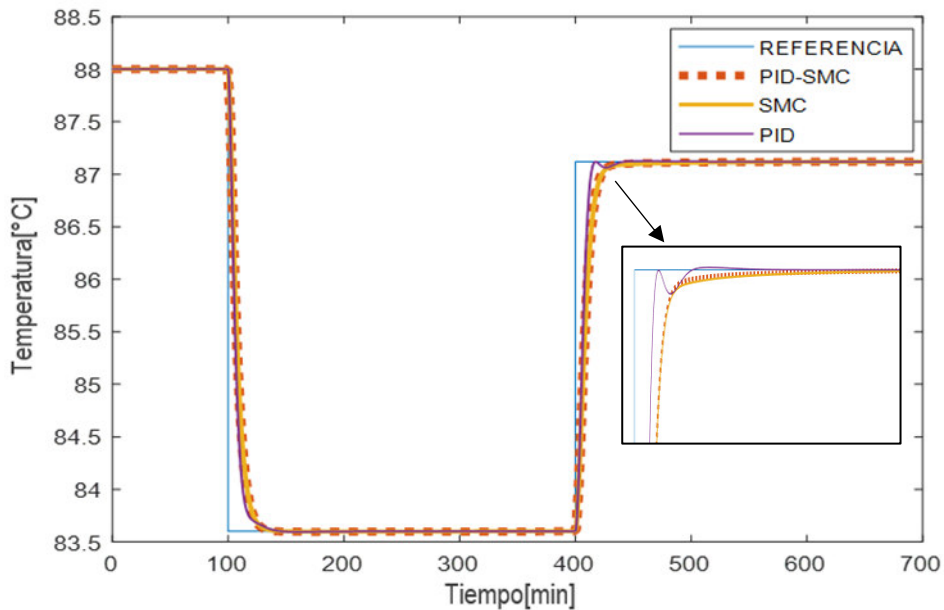


Figura 3.4 Respuesta ante cambios de referencia

En la Figura 3.4 se observa la temperatura del reactor ante un cambio negativo y positivo de referencia, los tres controles presentan una respuesta similar en el cambio negativo, mientras que en el cambio positivo de referencia el controlador PID tiene unos transitorios antes de llegar a la referencia, en cambio los controladores PID-SMC y SMC no presentan transitorios, sin embargo se visualiza que estos controladores se estabilizan en un tiempo mayor en comparación al PID.

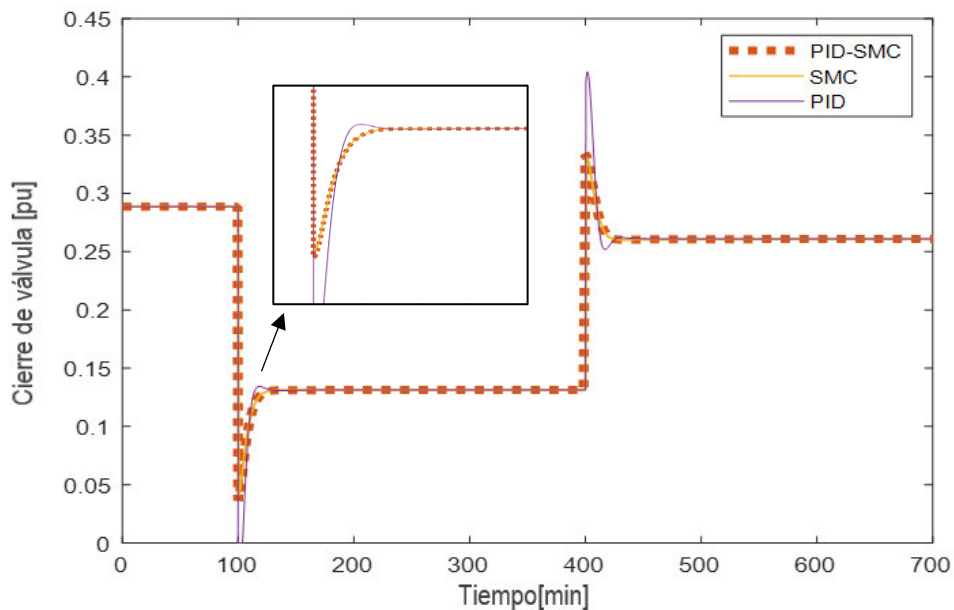


Figura 3.5 Acción de control

En la Figura 3.5 se observa las acciones de control realizadas por los controladores ante cambios de referencia, claramente se logra apreciar que el controlador PID presenta una respuesta más brusca presentando unos picos más grandes justo en el tiempo en el que se realizan los cambios de referencia, a comparación a los otros dos controladores que tiene una acción mucho más suave.

Tabla 3.2 Índices de desempeño ISE y TVu, máximo sobreimpulso y tiempo de establecimiento para cambios de referencia

Controlador	ISE	TVu	Ts [min]	MP [%]
PID-SMC	0.4257	73.18	209.73	0
SMC	0.4286	73.18	225.87	0
PID	0.3551	74.48	137.36	0.1676

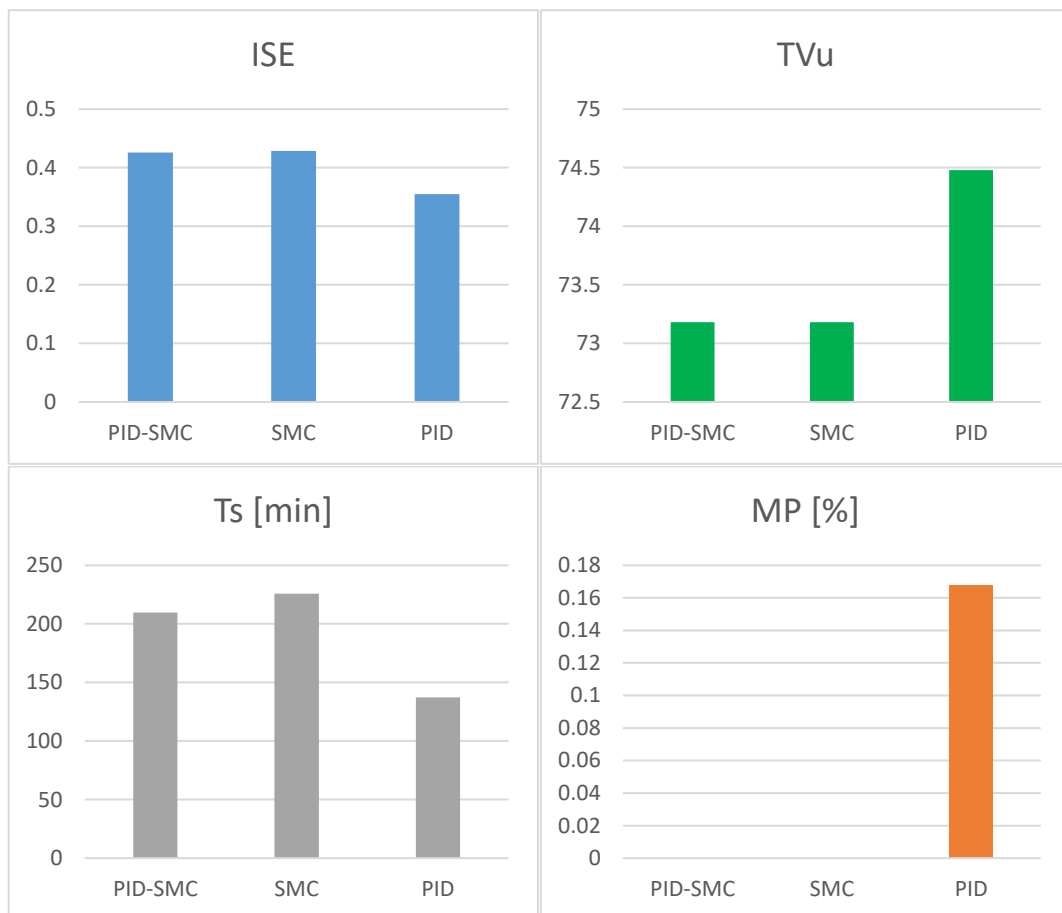


Figura 3.6 Gráfico de barras de índices de desempeño ISE y TVu, máximo sobreimpulso y tiempo de establecimiento

En la Figura 3.6 se visualiza que los controladores con mejor índice TVu son el SMC y PID-SMC en donde evidencia que estos controladores realizan menos esfuerzo sobre el elemento final de control, en este caso una válvula. En cuanto al índice de desempeño ISE el que presenta un menor valor es el controlador PID, esto debido a que se estabiliza más

rápido que los otros controladores haciendo que el error disminuya rápidamente, aunque no se tiene una gran diferencia con respecto a los otros controladores. Finalmente, se observa que en este caso el único controlador que presenta un sobrepico es el PID.

3.1.2 PRUEBAS DE SIMULACIÓN REALIZADAS SOBRE EL TANQUE DE MEZLCADO

3.1.2.1 PRUEBAS ANTE PERTURBACIONES

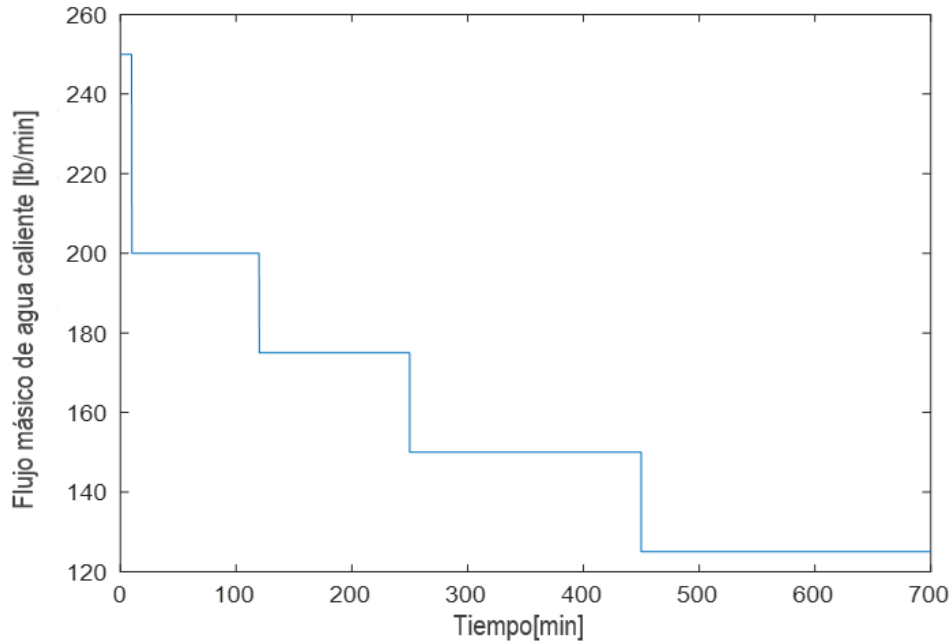


Figura 3.7 Perturbaciones en el flujo de agua caliente

En la Figura 3.7 se presenta las perturbaciones de flujo másico de agua caliente simuladas sobre el tanque de mezclado, en dichas perturbaciones realizadas se observa que se disminuye considerablemente de valor con el fin de comprobar la robustez de los controladores.

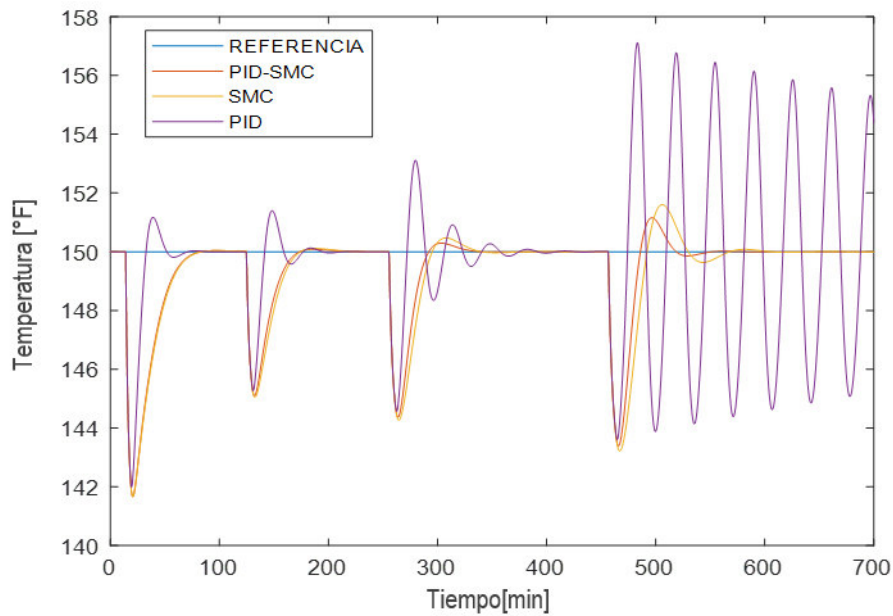


Figura 3.8 Respuesta ante perturbaciones

En la Figura 3.8 se muestra la temperatura del tanque de mezclado ante las perturbaciones mostradas en la Figura 3.7, se observa que el controlador PID rechaza las tres primeras perturbaciones sin problemas, sin embargo en la última perturbación no logra rechazar y comienza a oscilar alrededor del punto de operación, aunque va a llegar un tiempo en el que se estabilice la temperatura pero no es lo más adecuado para el proceso, mientras que tanto el controlador SMC y PID-SMC sí logran rechazar completamente las perturbaciones realizadas.

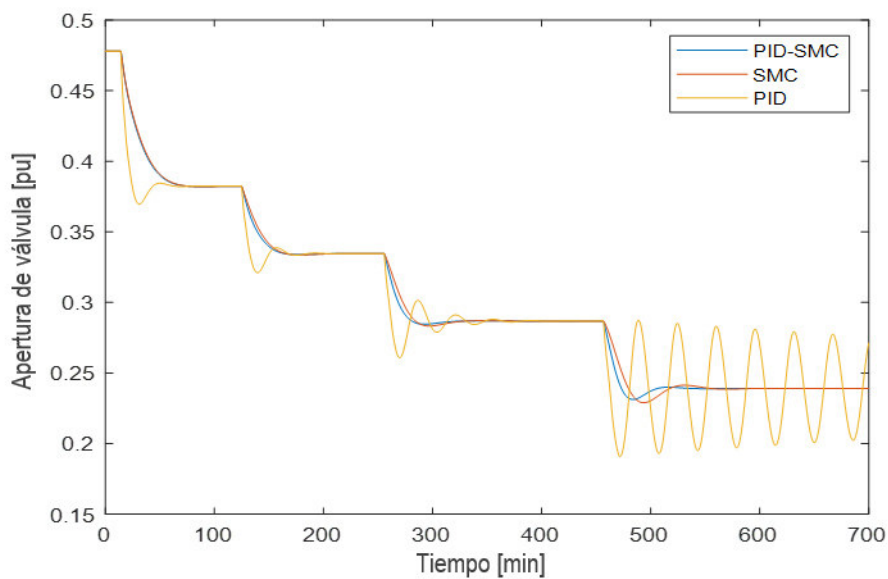


Figura 3.9 Acción de control

En la Figura 3.9 se presenta la acción de control que realizan los controladores sobre la válvula que regula el flujo del refrigerante, se visualiza que los controladores SMC y PID-SMC varían la posición de la válvula con un movimiento mucho más suave en comparación con el controlador PID que varía la posición de una forma muy brusca, lo cual puede reducir el tiempo de vida útil de la válvula.

Tabla 3.3 Índices de desempeño ISE y TVu para perturbaciones

Controlador	ISE	TVu
PID-SMC	0.2354	105.6
SMC	0.2739	105.8
PID	0.528	104.3

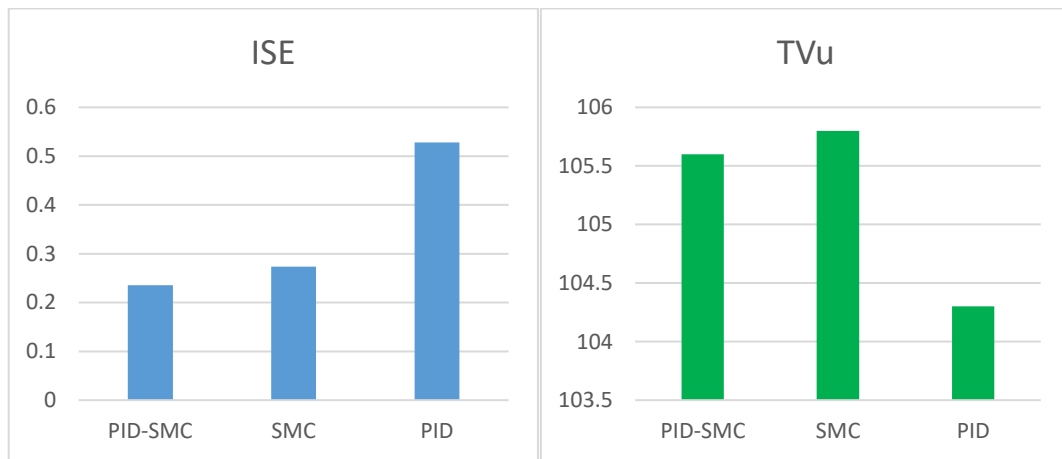


Figura 3.10 Gráfico de barras de índices de desempeño ISE y TVu

Se observa en la Figura 3.10 que el mejor índice ISE tiene el controlador PID-SMC, esto refleja la robustez del controlador ya que rechaza las perturbaciones y corrige el error rápidamente, mientras que el menor índice de desempeño TVu lo presenta el controlador PID, sin embargo, en la Figura 3.9 se aprecia que el controlador PID realiza mucho más esfuerzo de control ya que realiza oscilaciones al no rechazar adecuadamente las dos últimas perturbaciones.

3.1.2.2 PRUEBAS ANTE CAMBIOS DE REFERENCIA

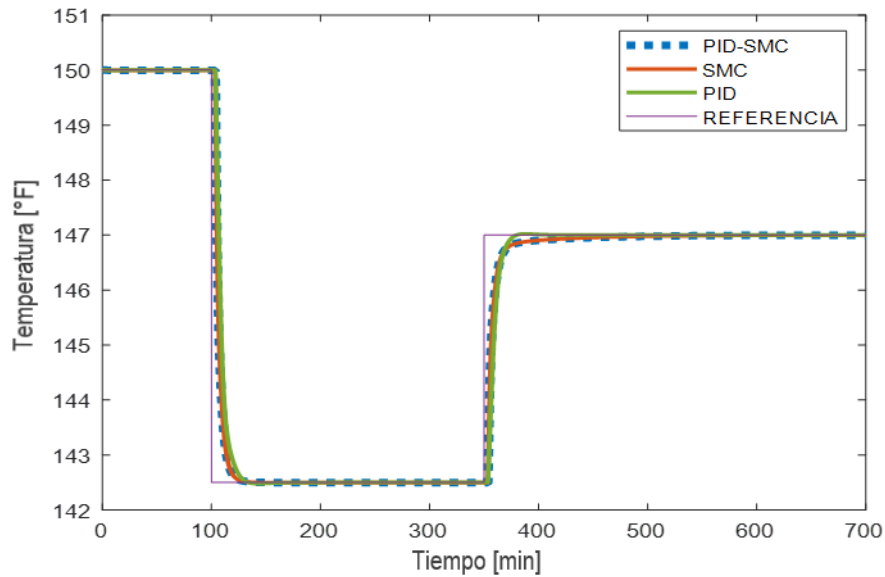


Figura 3.11 Respuesta ante cambios de referencia

En la Figura 3.11 se muestra la temperatura del tanque de mezclado ante cambios de referencia, se aprecia que los controladores tanto para cambio de referencia negativo como positivo siguen sin problemas la trayectoria, se logra observar que el controlador PID realiza un pequeño sobrepico ante el cambio de referencia positivo, mientras que los controladores SMC y PID-SMC no presentan este sobrepico, sin embargo, se demoran un poco más en alcanzar la referencia. Aunque, en el cambio de referencia negativo estos dos últimos controladores mencionados son más rápidos.

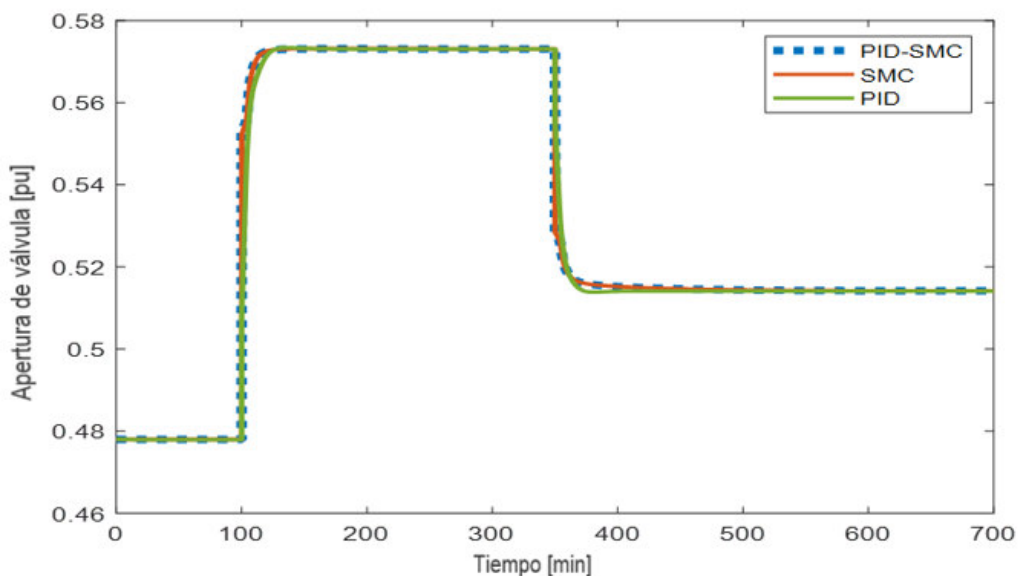


Figura 3.12 Acción de control

Tabla 3.4 Índices de desempeño ISE y TVu, máximo sobreimpulso y tiempo de establecimiento para cambios de referencia

Controlador	ISE	TVu	Ts [min]	MP [%]
PID-SMC	0.04408	185.6	147.6	0.02933
SMC	0.04409	185.6	147.6	0.064
PID	0.05384	185.4	75.1	0.3174

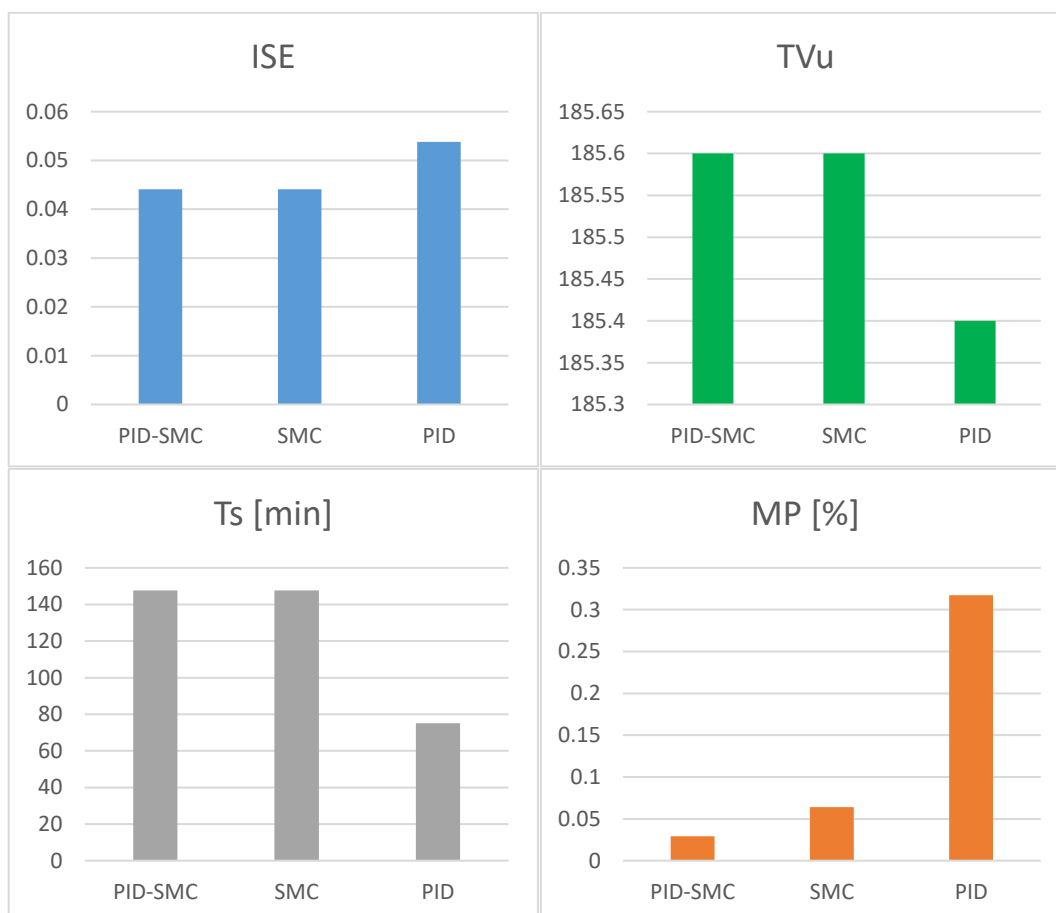


Figura 3.13 Gráfico de barras de índices de desempeño ISE y TVu, máximo sobreimpulso y tiempo de establecimiento

En la Figura 3.13 se aprecia que los controladores SMC y PID-SMC tienen el mejor índice de desempeño ISE, y además presentan el menor sobreimpulso en comparación con el controlador PID, el cual presenta el menor tiempo de establecimiento y el menor índice de desempeño TVu.

3.1.3 PRUEBAS DE IMPLEMENTACIÓN REALIZADAS SOBRE EL TCLAB

Estas pruebas de implementación se realizaron en Matlab R2019a utilizando un tiempo de muestreo de 0.1 segundos y el solver ODE4 (Runge-Kutta). El computador con las siguientes características: Intel(R), Core(TM) i7-3630QM CPU @ 2.40 GHz.

3.1.3.1 PRUEBAS ANTE UNA PERTURBACIÓN

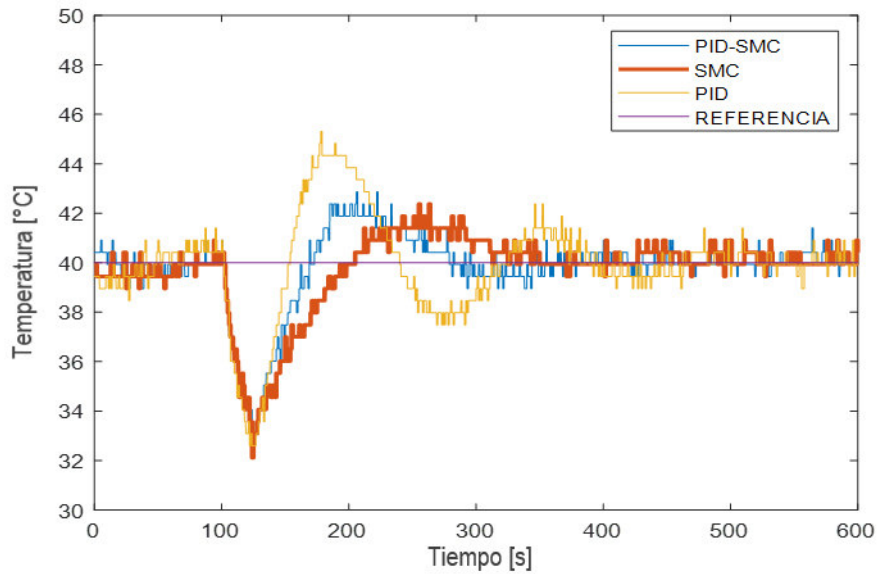


Figura 3.14 Respuesta ante perturbación

En la Figura 3.14 se muestra la temperatura de uno de los disipadores del TCLAB ante una perturbación realizada con un ventilador de 12 voltios a 5 centímetros de distancia del TCLAB y 25 segundos de duración. Además, se realizaron las pruebas en un punto de operación de 40 grados centígrados. Se visualiza que con el controlador PID se tiene una respuesta con un sobrepico alto de temperatura de cinco grados aproximadamente y además tiene transitorios antes de estabilizarse, mientras que los controladores SMC y PID-SMC tienen un sobrepico más bajo de dos grados aproximadamente y no genera transitorios.

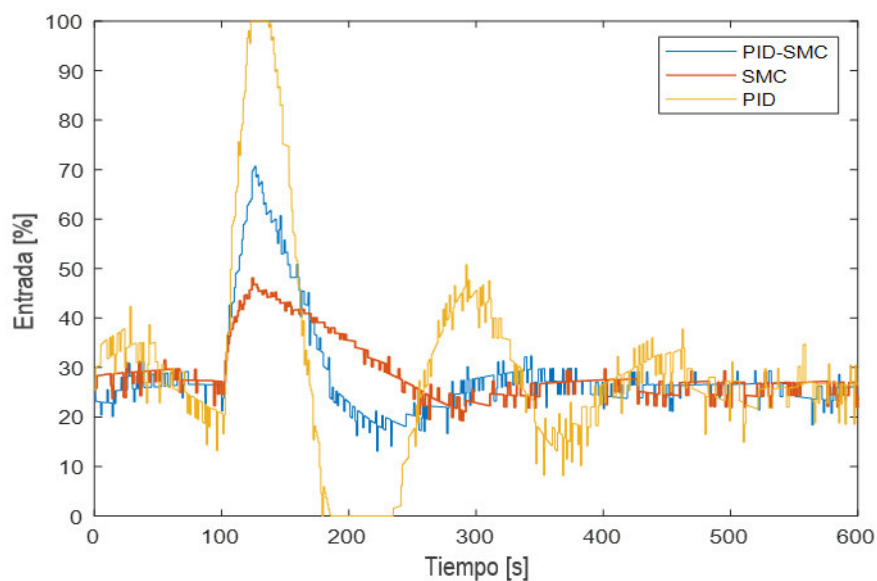


Figura 3.15 Acción de control

Se puede observar en la Figura 3.15 la acción de control realizada por los controladores, en donde se tiene que el controlador SMC es el que menos porción del rango de la acción de control utiliza, mientras que el controlador PID-SMC ocupa una porción un poco más grande, con el fin de que rechace más rápido la perturbación, por último el controlador PID utiliza todo el rango de la acción de control para rechazar la perturbación de una manera brusca lo que hace que se tenga los transitorios mostrados en la Figura 3.14. **Un punto importante** es que en los tres controladores se tiene una señal sin mucha influencia de ruido, esto es debido al filtro pasa bajos utilizado en el término derivativo, y en los controladores SMC y PID-SMC no tiene un gran efecto de chattering. En el Anexo II se puede apreciar la gran influencia del ruido con un valor no adecuado del filtro y también la gran magnitud del chattering.

Tabla 3.5 Índices de desempeño ISE y TVu para perturbación

Controlador	ISE	TVu
PID-SMC	1379	8585
SMC	1652	8652
PID	2432	8925

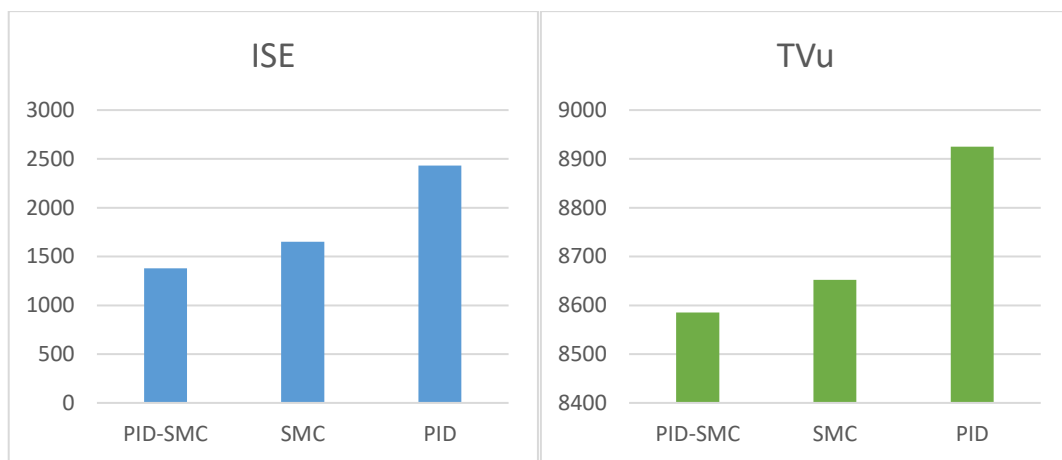


Figura 3.16 Gráfico de barras de índices de desempeño ISE y TVu

En la Figura 3.16 se visualiza que el controlador PID-SMC presenta los mejores índices de desempeño ISE y TVu, por lo que se puede deducir que es el que rechaza más rápido la perturbación y no genera un esfuerzo de control considerable.

3.1.3.2 PRUEBAS ANTE CAMBIOS DE REFERENCIA

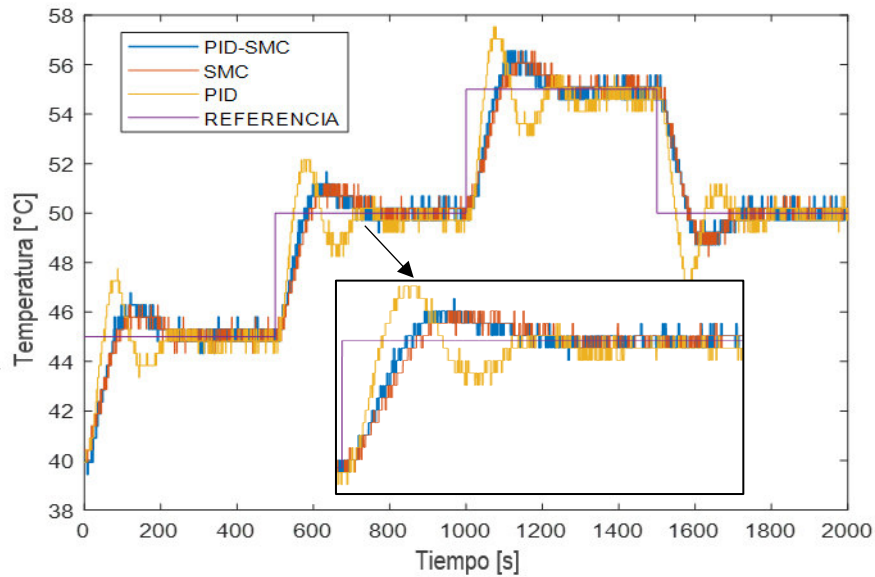


Figura 3.17 Respuesta ante cambios de referencia

En la Figura 3.17 se observa la temperatura de uno de los disipadores del TCLAB, se aprecia claramente que el controlador PID tiene un sobrepico mucho más alto en comparación a los otros controladores, aproximadamente de unos dos grados centígrados. Tanto el controlador SMC como el PID-SMC presentan una respuesta semejante.

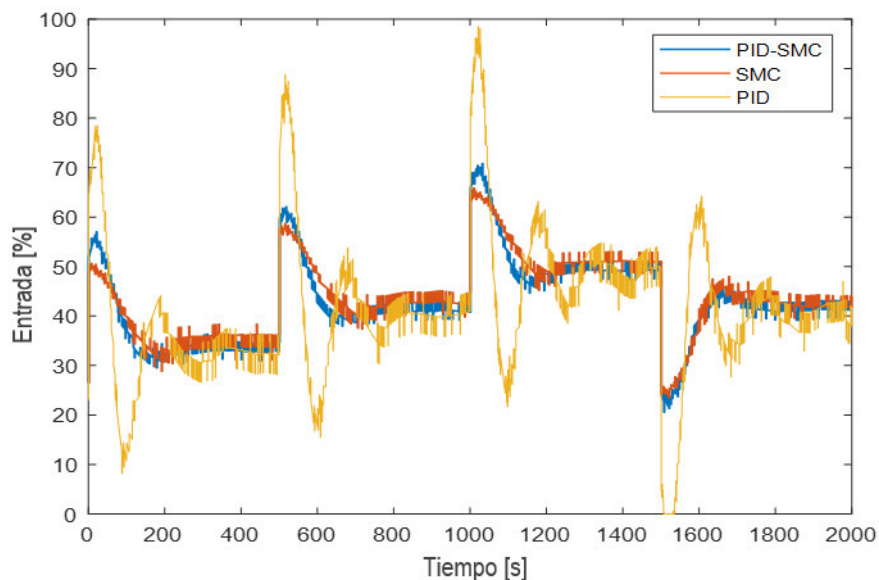


Figura 3.18 Acción de control

Se puede observar en la Figura 3.18 que la acción de control realizada por el controlador PID es mucho más brusca ya que utiliza aproximadamente todo el rango del control y

además tiene oscilaciones, mientras que los controladores SMC y PID-SMC utilizan una porción más pequeña de todo el rango y no se tienen oscilaciones.

Tabla 3.6 Índices de desempeño ISE y TVu, máximo sobreimpulso y tiempo de establecimiento para cambios de referencia

Controlador	ISE	TVu	Ts[s]	MP[%]
PID-SMC	3856	4.29E+04	243	25.708
SMC	3849	4.33E+04	238.6	25.708
PID	4043	4.35E+04	223	45.26

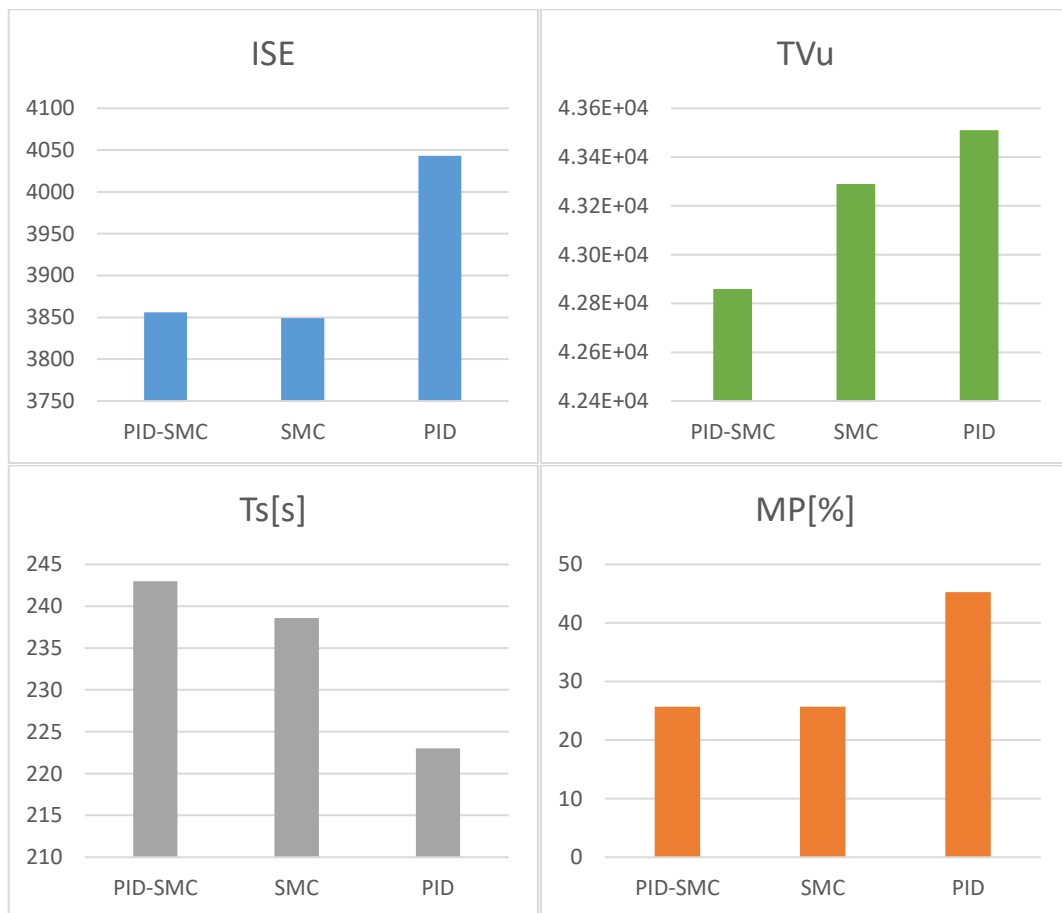


Figura 3.19 Gráfico de barras de índices de desempeño ISE y TVu, máximo sobreimpulso y tiempo de establecimiento

En la Figura 3.19 se aprecia que también el controlador PID-SMC para cambios de referencia tiene los mejores índices de desempeño ISE y TVu, mientras que tiene el mayor tiempo de establecimiento, no muy diferente al tiempo del controlador SMC, y en cuanto al máximo sobreimpulso presenta el menor valor junto al controlador SMC en comparación con el controlador PID.

3.2 CONCLUSIONES

En base a la revisión bibliográfica acerca del controlador por modos deslizantes realizado por Camacho y Smith, del controlador PID y del esquema de control propuesto por Mingzhong, Fuli y Furong, se realizó el estudio de los principios de diseño y sintonización para el controlador PID-SMC.

Se identificó los modelos de primer orden más tiempo muerto a partir de las curvas de reacción de las plantas no lineales propuestas como fueron el reactor CSTR, el tanque de mezclado y el laboratorio de control de temperatura TCLAB para la sintonización de los controladores.

Se diseñó el controlador PID-SMC y se simuló utilizando la herramienta de Matlab-Simulink para comprobar el funcionamiento del mismo en los dos procesos químicos no lineales y su implementación sobre el TCLAB.

Se comparó cuantitativamente los índices de desempeño ISE y TVu, el tiempo de establecimiento y máximo sobreimpluso, indicadores que sirvieron de base para el análisis del rendimiento de los controladores aplicados sobre las plantas de estudio.

Se comprobó de forma práctica en el laboratorio de control de temperatura TCLAB la robustez ante perturbaciones que presenta el controlador PID-SMC, ya que se obtuvieron los mejores índices de desempeño a diferencia de un controlador PID convencional, como también en la simulación realizada sobre los dos procesos químicos no lineales, más que todo en el tanque de mezclado en donde el controlador PID-SMC rechaza todas las perturbaciones realizadas sin problemas, al igual que el controlador SMC, mientras que el controlador PID no alcanza a rechazar las últimas perturbaciones de manera adecuada.

Se evidenció tanto en las simulaciones realizadas sobre el reactor CSTR, el tanque de mezclado y de forma práctica en el TCLAB, que con el controlador PID-SMC propuesto el efecto del chattering fue de la misma proporción que el controlador SMC utilizando la función sigmoide, es decir se logró reducir este efecto de manera considerable.

3.3 RECOMENDACIONES

Para realizar las pruebas sobre el módulo de control de temperatura se recomienda tratar de hacerlas lo más seguidas posibles, ya que la temperatura en el día es variable, por lo tanto, es diferente hacer las pruebas en la mañana y en la noche ya que el valor del BIAS es variable para un solo punto de operación, este es valor que se suma a la acción de control para que el sistema se encuentre en un punto de operación. Por ejemplo, en el presente trabajo se realizó con un punto de operación en 40 grados centígrados, sin embargo, se evidenció que para que entregue esa temperatura en la mañana el valor del BIAS debía ser aproximadamente de 22%, mientras que en la noche el valor debía ser aproximadamente de 26%.

Si al realizar el control sobre alguna planta, se tiene cambios muy bruscos, como picos muy altos en la señal de control, o presenta demasiado ruido se recomienda utilizar un filtro en el término derivativo para el controlador PID, y en el caso de que se utilice un controlador SMC o PID-SMC se debe utilizar un filtro en el término derivativo de la superficie PID.

4 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] O. Camacho, C. Smith, "Sliding mode control: an approach to regulate nonlinear chemical processes", ISA Transactions 39 (2000) 205-218.
- [2] L. Mingzhong, W. Fuli, and G. Furong, "PID-Based Sliding Mode Controller for Nonlinear Processes". Ind. Eng. Chem. Res. 2001, 40, 2660-2667.
- [3] O. Camacho, A. Rosales y F. Rivas. "Control de Procesos". Editorial EPN. Ecuador. 2020, pp. 109, 301-315.
- [4] C. A. Smith, and A. B. Corriplo. "Control Automatico de Procesos". Limusa, Mexico. 1991.
- [5] O. Camacho, R. Rojas, W. Garcia, Variable structure control applied to chemical processes with inverse response, ISA Transactions 38 (1999) 55-72.
- [6] J.D. Hedengren, "Temperature Control Lab," for Dynamics and Control, nov.05, 2019. <https://apmonitor.com/pdc/index.php/Main/ArduinoTemperatureControl> (accedido ene. 15,2022)
- [7] J. Park, R. A. Martin, J. D. Kelly, & J. D. Hedengren, (2020). Benchmark temperature microcontroller for process dynamics and control. Computers & Chemical Engineering, 135, 106736.
- [8] E. G. Ramírez, J. C. Cortés, H. A. Ortiz, E. P. Melin, and Ó. C. López, El algoritmo de sintonización simple de controladores difusos: (ASSCD). De La Salle Ediciones, 2017.
- [9] MathWorks, "Continuous-time or discrete-time PID controller - Simulink - MathWorks América Latina," [la.mathworks.com. https://la.mathworks.com/help/simulink/slref/pidcontroller.html](https://la.mathworks.com/help/simulink/slref/pidcontroller.html) (accedido ene. 19, 2022).
- [10] A. S. I. Zinober, 1994, Variable Structure and Liapunov Control, SpringerVerlag, London.
- [11] J.J. Slotine, W. Li, Applied Nonlinear Control, PrenticeHall, New Jersey, 1991.
- [12] H. Sira-Ramirez, and, O. Llanes, 1994, "Dynamical Discontinuous Feedback Strategies In The Regulation of Nonlinear Chemical Processes, IEEE Trans. Control Syst. Technol., 2, No. 1, pp. 11–21."

- [13] M. Botto-Tobar, S. M. León, O. Camacho, D. Chávez, P. Torres-Carrión, and M. Z. Vizúete, *Applied Technologies: Second International Conference, ICAT 2020*, Quito, Ecuador, December 2–4, 2020, Proceedings, 1st ed. Springer Nature, 2021, pp. 198, 199.
- [14] C. Valdivia, *Sistemas de control continuos y discretos*, 1st ed. Madrid, España: Editorial Paraninfo, 2012, pp. 357–370.
- [15] A. Yepes, F. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. López, J. Malvar, and P. Fernandez, “Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controllers,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jul. 2010, vol. 25.
- [16] O. Camacho, C. Smith, W. Moreno, Development of an internal model sliding mode controller, *Ind. Eng. Chem. Res.* 42 (3 January) (2003) 568–573.
- [17] B. M. Al-hadithi, *Sistemas discretos de control*. España: Vision Net, 2007, pp. 6–14.
- [18] M. Murillo, A. Soto, and J. A. Araya, *Matemática Básica Con Aplicaciones*, 1st ed. Costa Rica: EUNED, 2000, p. 62.
- [19] MathWorks América Latina, “Include MATLAB code in models that generate embeddable C code - Simulink,” [la.mathworks.com. https://la.mathworks.com/help/simulink/slref/matlabfunction.html](https://la.mathworks.com/help/simulink/slref/matlabfunction.html) (accedido ene. 20, 2022).

5 ANEXOS

ANEXO I. Análisis por método heurístico en base a índices desempeño ISE y TVu para propuesta de ecuaciones de controlador PID-SMC

ANEXO II. Amplificación de ruido y aumento de chattering en TCLAB

ANEXO I.

Como se mencionó en el capítulo 2 para proporcionar una propuesta de ecuaciones de sintonización para el segundo esquema PID de la parte discontinua del controlador PID-SMC propuesto, PID que se encarga en corregir el error de superficie, se parte de las ecuaciones de Dahlin, Tabla 1.1, y se procede a multiplicar por factores a cada parámetro, el proporcional, el integral y el derivativo, y a la vez se mide los índices de desempeño que sirven como guía para generar rangos en donde dichos factores presentan los mejores índices ISE y TVu. Estas pruebas se las van a realizar con las plantas lineales (2.37),(2.38) y (2.39).

Para poder analizar cada parámetro se variará solamente uno y los demás permanecerán constantes con el fin de obtener información del efecto que tiene cada uno sobre el sistema. Se empieza por el parámetro proporcional debido a que este parámetro proporciona la fuerza para que la salida alcance en el menor tiempo a la referencia, por lo que el factor del parámetro derivativo e integral permanecen constantes e iguales a 1, al igual que el filtro del término derivativo permanecerá en 1.

PARÁMETRO PROPORCIONAL

En la Figura 5.1, Figura 5.4 y Figura 5.7 se presenta las salidas de las plantas anteriormente mencionadas en donde se puede observar que al incrementar el factor proporcional la salida empieza a oscilar alrededor de la referencia mientras que para valores pequeños presenta una respuesta adecuada, sin embargo inicialmente tienen transitorios. Mientras que en las acciones de control, Figura 5.2, Figura 5.5 y Figura 5.8, se puede apreciar que tanto para el factor de 5 como para el de 10 se tiene bruscas oscilaciones, esto hace que el sistema alcance la superficie pero comience a oscilar, por lo que se descartan estos factores ya que son muy agresivos como se puede evidenciar en los índices de desempeño, Figura 5.3, Figura 5.6 y Figura 5.9, en donde los mejores índices ISE y TVu presentan los factores de 1 y 3 para las tres plantas propuestas. Si nos fijamos únicamente en los resultados que presentan los factores de 1 y 3, se puede observar en las salidas de las plantas que con el factor de 3 la salida alcanza más rápido a la referencia, por lo que el índice ISE es menor, y tiene transitorios de menor magnitud a diferencia de lo que se tiene con el factor de 1, sin embargo, este presenta un menor máximo sobreimpulso.

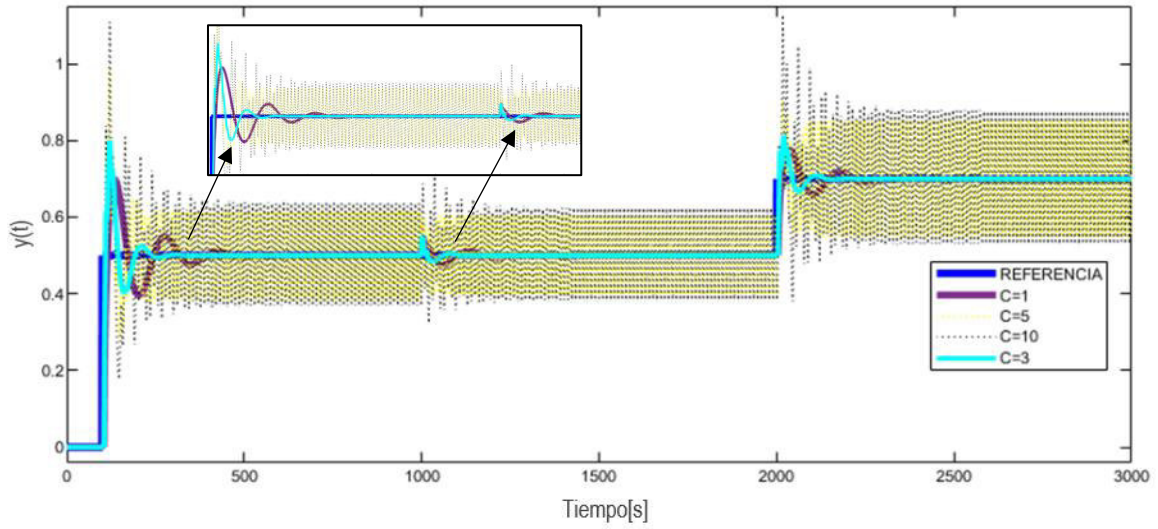


Figura 5.1 Salida planta G1

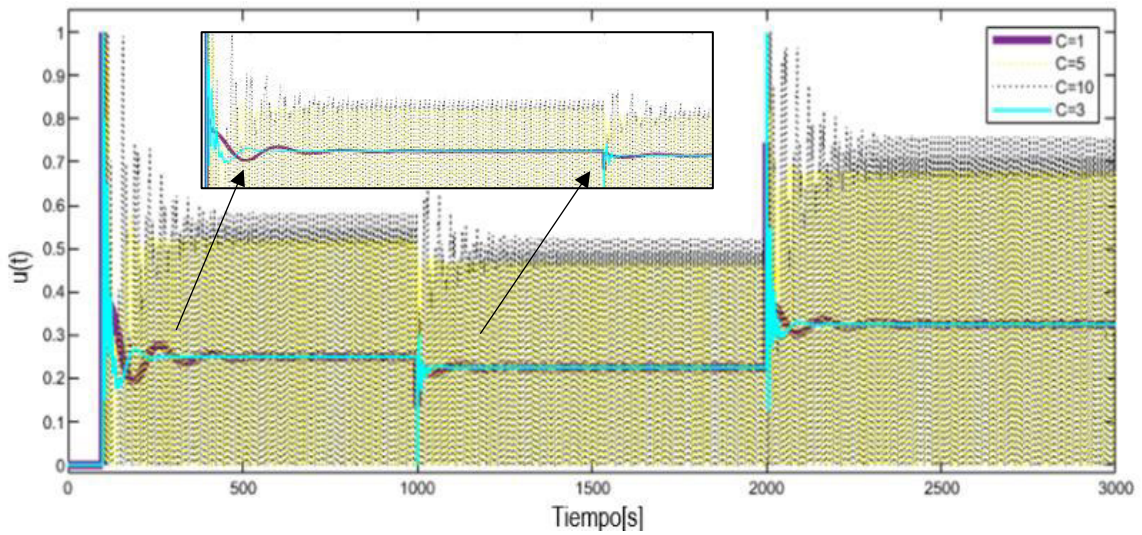


Figura 5.2 Acción de control planta G1

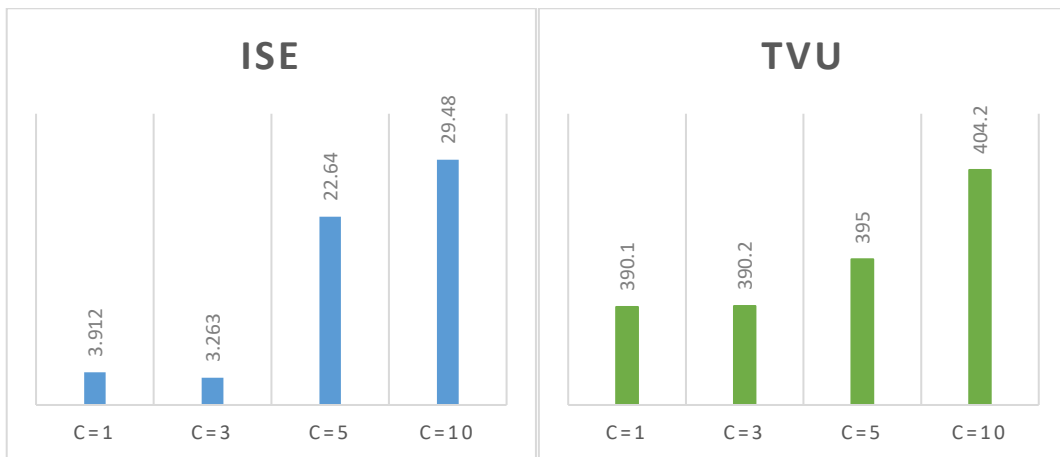


Figura 5.3 Índices de desempeño planta G1

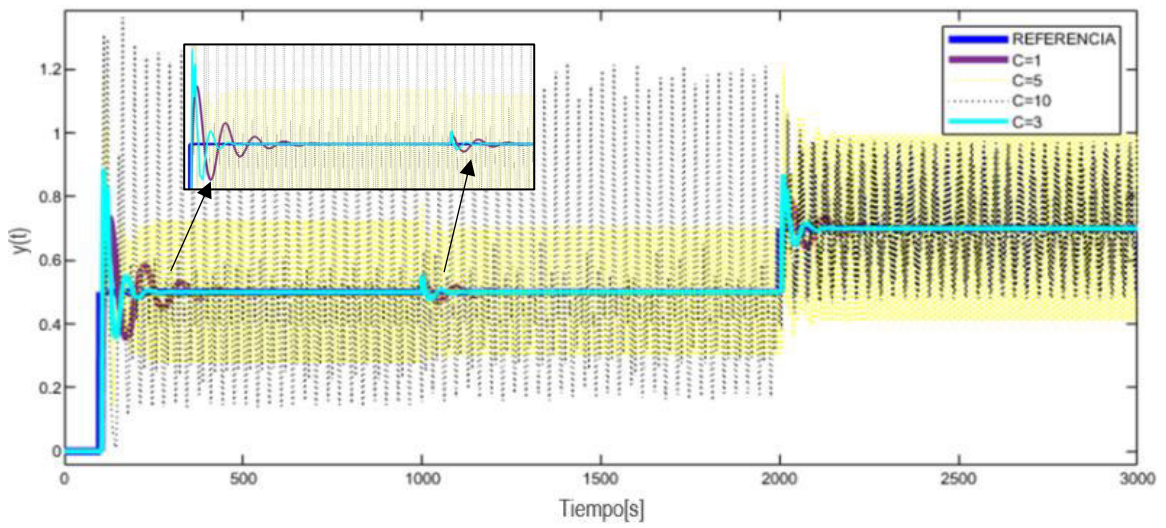


Figura 5.4 Salida planta G2

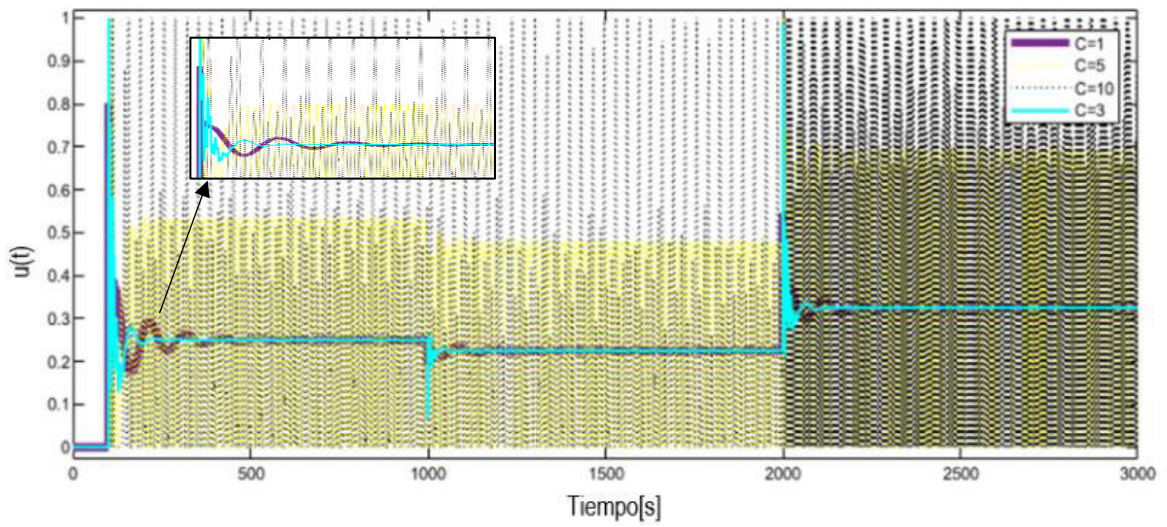


Figura 5.5 Acción de control planta G2

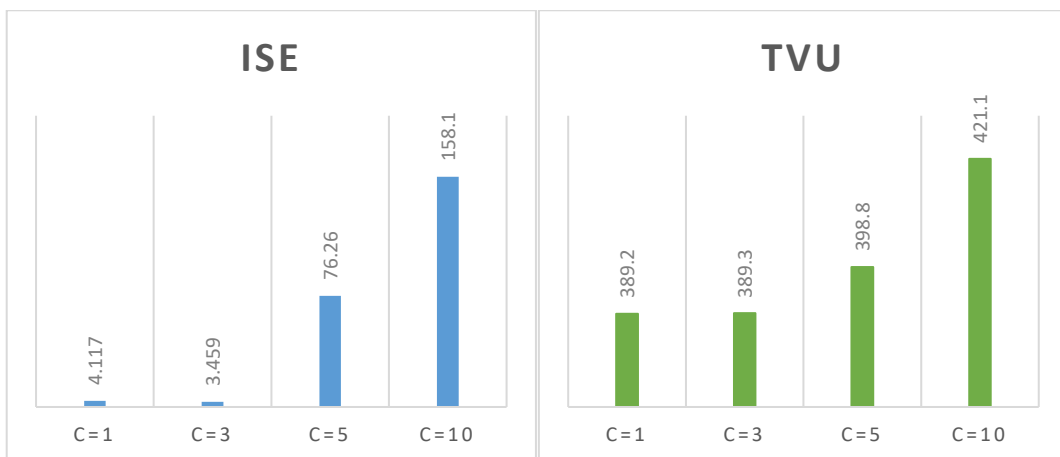


Figura 5.6 Índices de desempeño planta G2

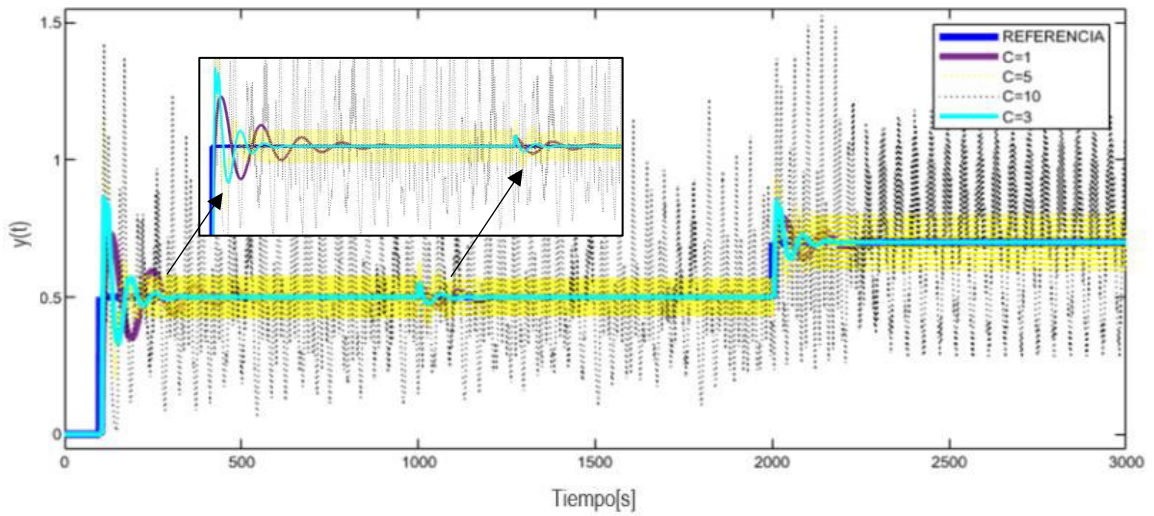


Figura 5.7 Salida planta G3

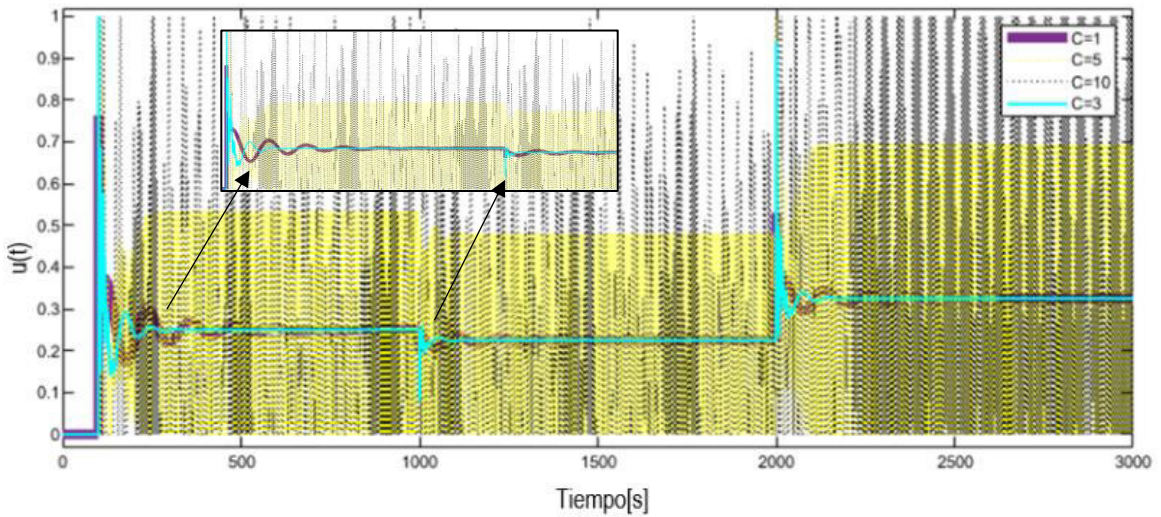


Figura 5.8 Acción de control planta G3

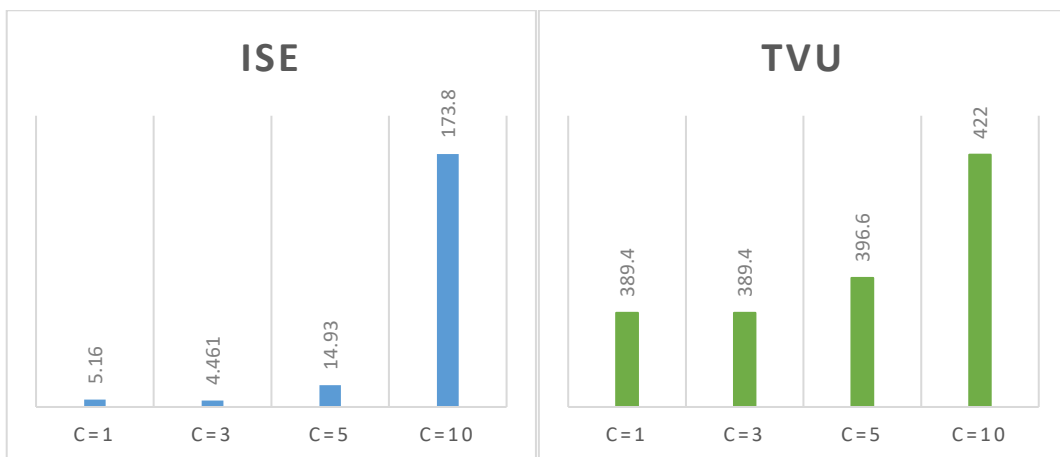


Figura 5.9 Índices de desempeño planta G3

PARÁMETRO DERIVATIVO

A continuación se modifica el término derivativo y para las pruebas realizadas se utilizó el factor con valor de 3 en el término proporcional, ya que como se mencionó anteriormente presentaba el menor índice ISE lo que significa que corrige rápidamente el error y por ende alcanza más rápido a la referencia. Mientras que el factor del término integral permanece en 1.

Para este parámetro inicialmente se incrementó el valor del factor, sin embargo se empezó a tener oscilaciones con los factores de mayor valor, como se visualiza en la Figura 5.10, mientras que para los factores de menor valor como 0.1 y 1 se obtuvieron mejores respuestas. Por lo que se determinó realizar este análisis con valores pequeños.

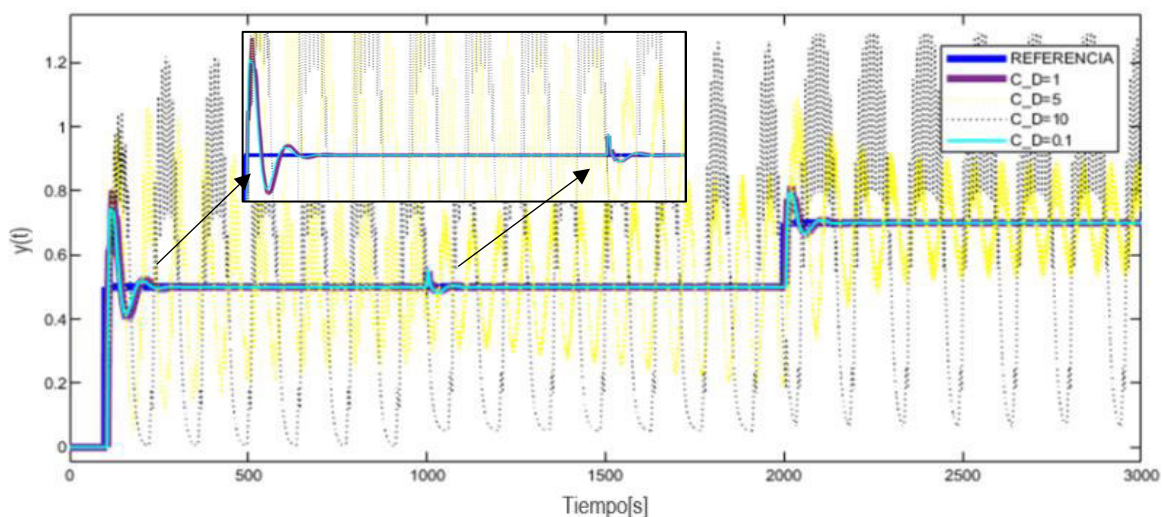


Figura 5.10 Salida planta G1

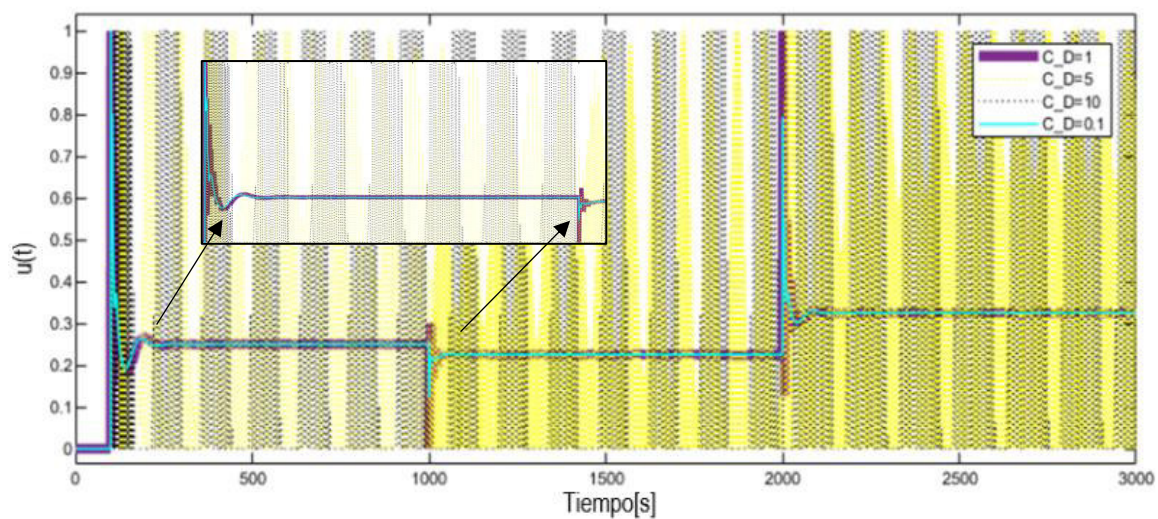


Figura 5.11 Acción de control planta G1

Como se muestra en la Figura 5.12, Figura 5.15 y Figura 5.18 se obtiene mejores respuestas en las salidas de las plantas con valores pequeños en el factor del término derivativo. Específicamente con el factor de 1 se observa que se tiene señales distorsionadas en las tres plantas cuando se presentan cambios de referencia y la perturbación, y también en las señales de las acciones de control, Figura 5.13, Figura 5.16 y Figura 5.19, a diferencia con los otros valores de factores en donde se tienen respuestas continuas sin cambios bruscos. Con respecto a los índices de desempeño, en la planta G1 en donde la constante de tiempo es mayor al tiempo muerto se tienen los mejores índices ISE y TVu, Figura 5.14, para los factores menores a 1. Mientras que para la planta G2 en donde el tiempo muerto es mayor a la constante de tiempo los factores menores a 1 tiene el mejor índice TVu, en donde representa una acción de control más suave. Para la planta G3 se tiene el mismo índice TVu para todos los factores.

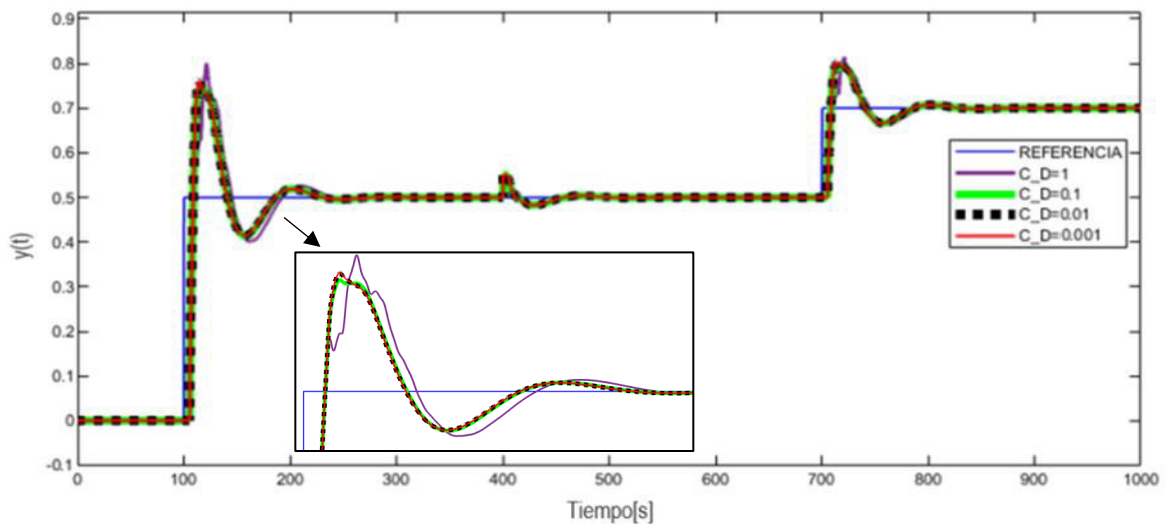


Figura 5.12 Salida planta G1

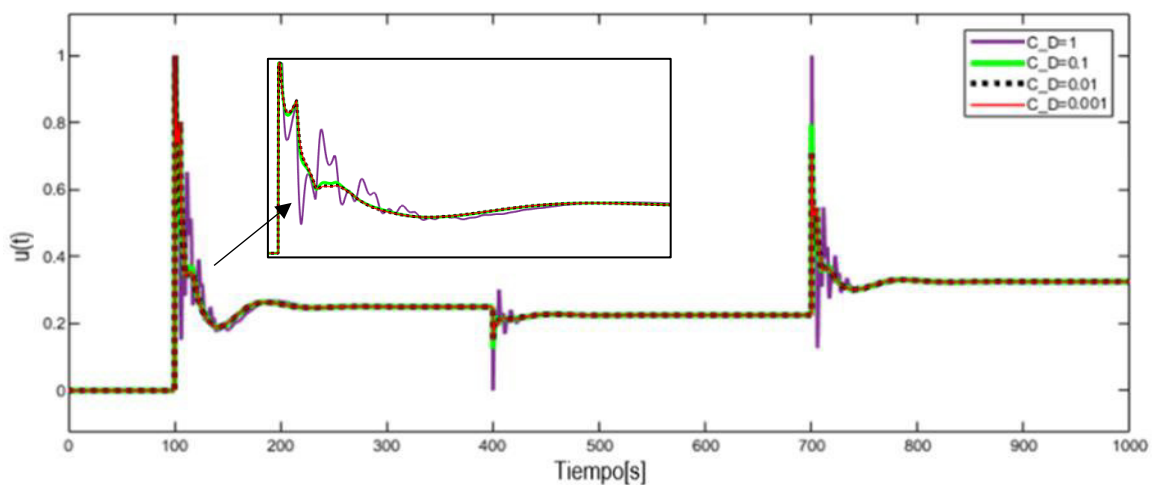


Figura 5.13 Acción de control planta G1

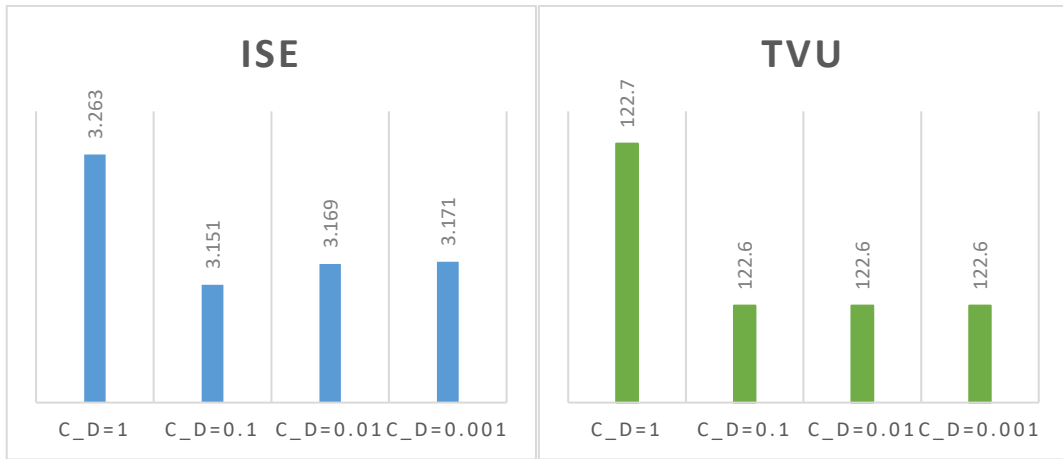


Figura 5.14 Índices de desempeño planta G1

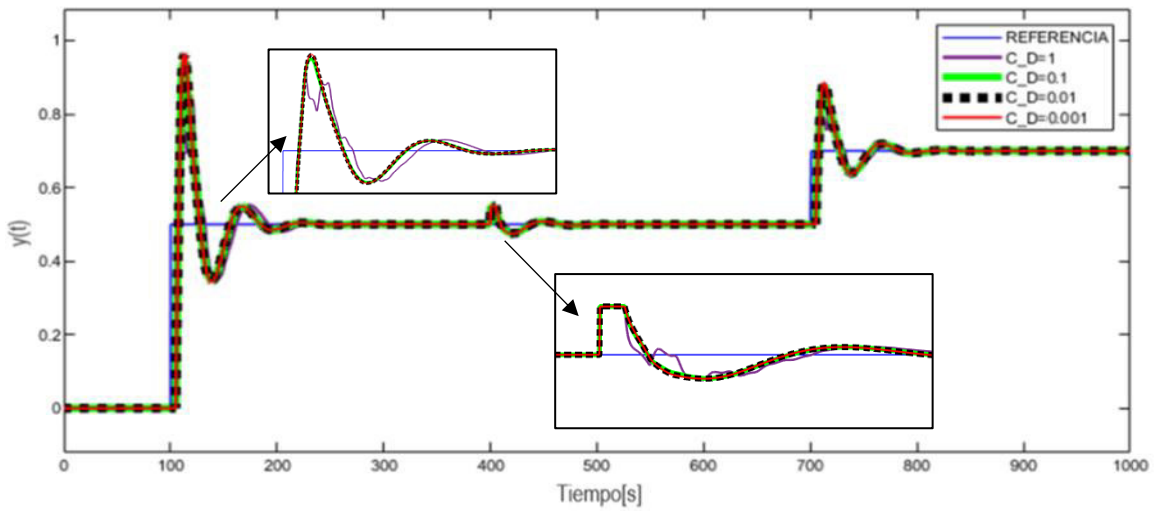


Figura 5.15 Salida planta G2

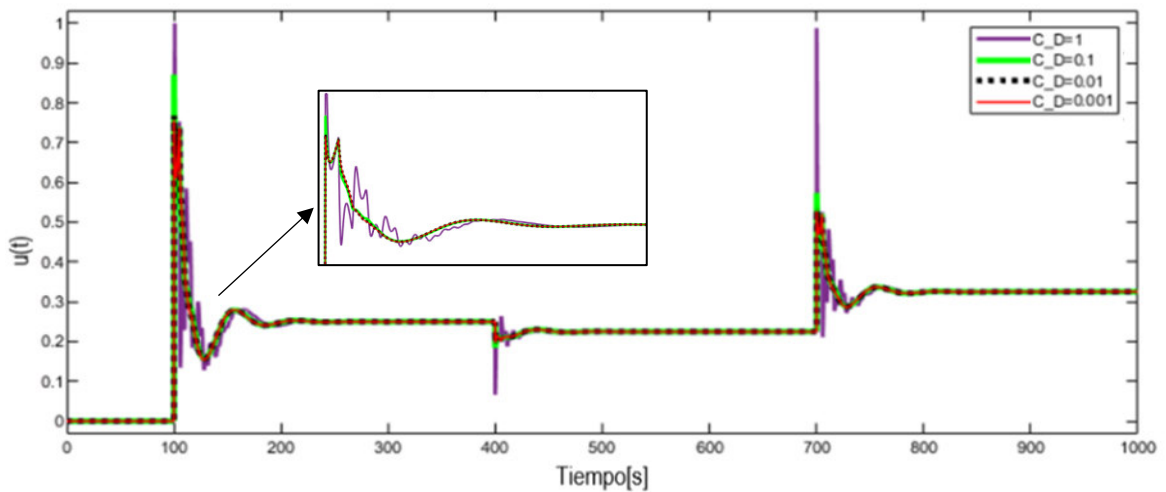


Figura 5.16 Acción de control planta G2

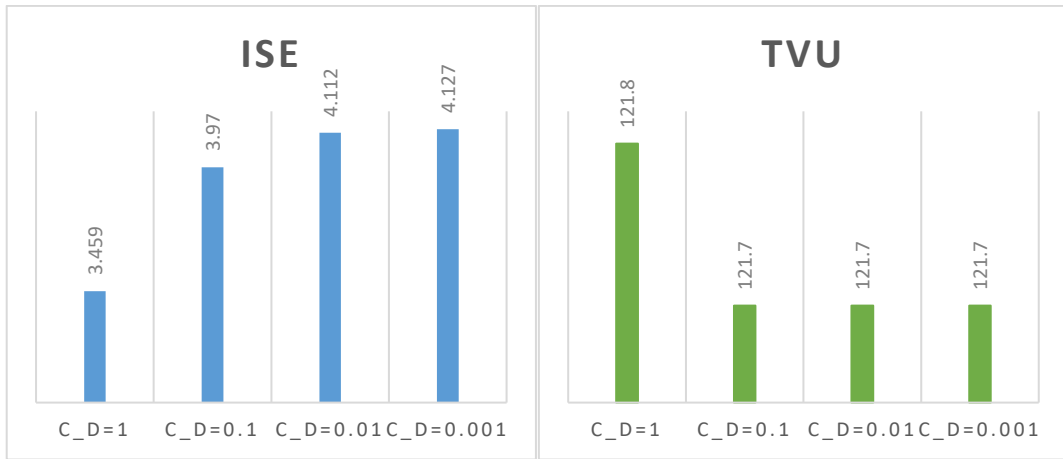


Figura 5.17 Índices de desempeño planta G2

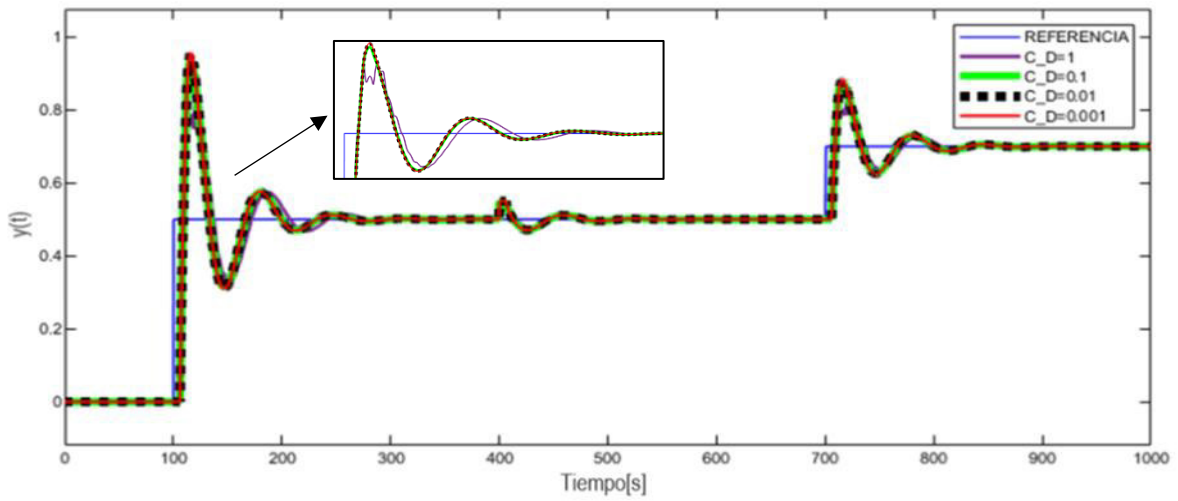


Figura 5.18 Salida planta G3

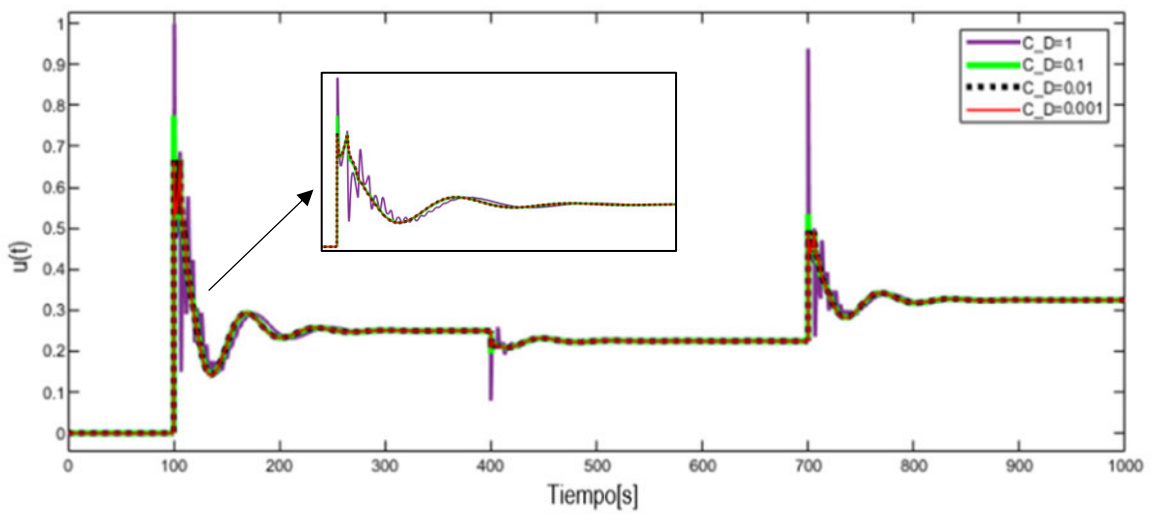


Figura 5.19 Acción de control planta G3

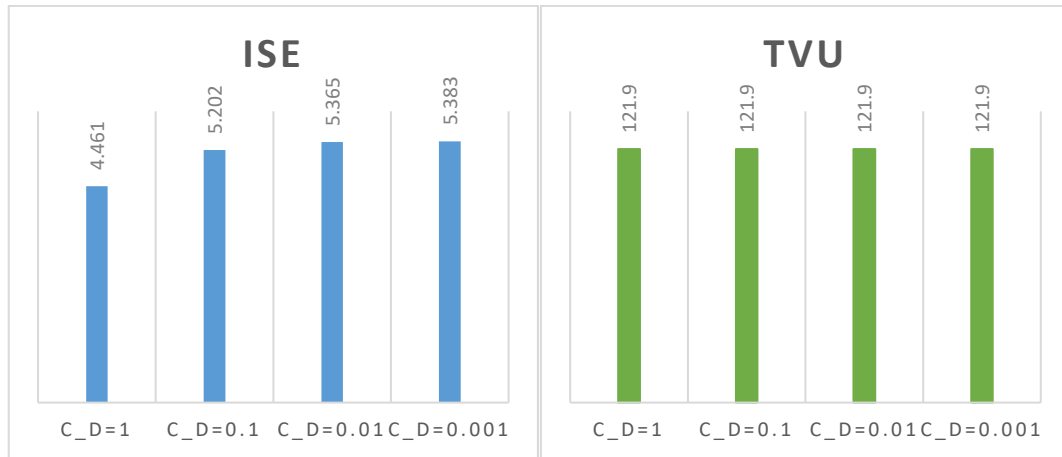


Figura 5.20 Índices de desempeño planta G3

PARÁMETRO INTEGRAL

Finalmente se varía al término integral, dejando constante el valor proporcional con factor de 3 y derivativo con valor del factor de 0.1 ya que mostró de manera general los mejores índices anteriormente. Al disminuir el valor del factor del término integral se obtienen respuestas con oscilaciones, para el factor de 0.2 se tiene una respuesta que oscila pero se observa que va estabilizarse en un tiempo finito, con el término de 0.1 el sistema se volvió inestable y no sigue la referencia, como se observa en la Figura 5.21, esto se puede justificar ya que en este caso el sistema se encuentra al límite de la condición de alcanzabilidad ya que si nos fijamos específicamente en la ecuación (2.36) y comparamos el valor total del término integral multiplicado con el factor es de 1, y el término derivativo total multiplicado por el factor mencionado al inicio y multiplicado por 4 según dicha ecuación nos entrega un valor de 1, por lo que se encuentra al borde o el límite de la condición y se decide incrementar el valor de los factores.

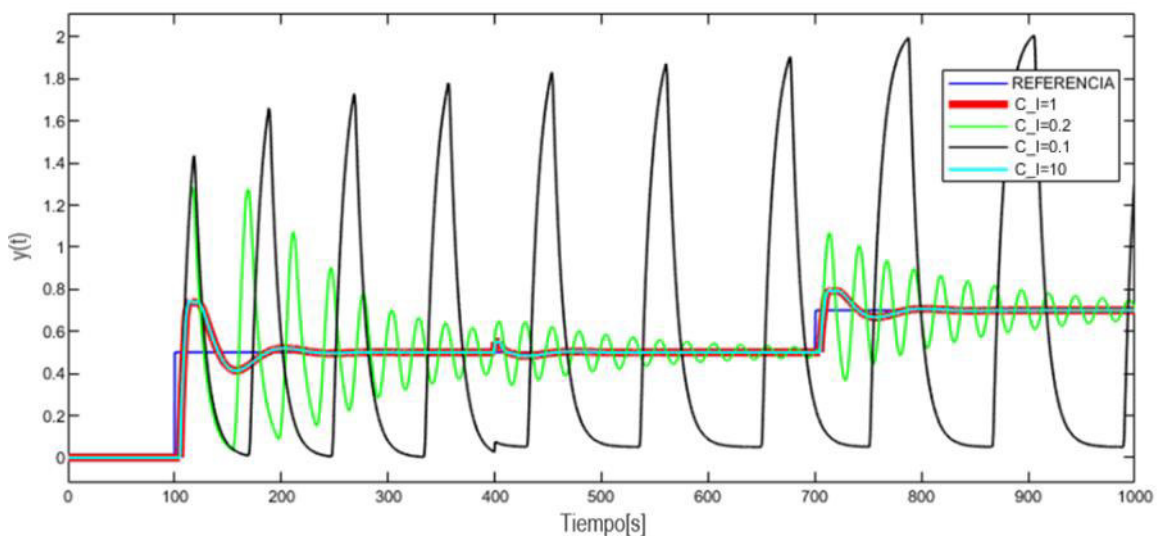


Figura 5.21 Salida planta G1

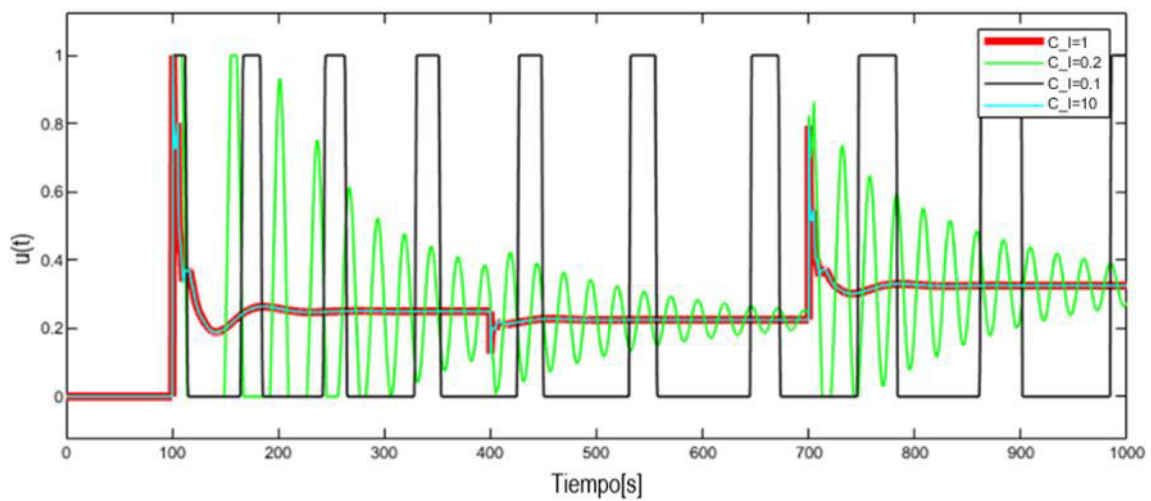


Figura 5.22 Acción de control planta G1

Incrementando los valores del factor del término integral se obtienen mejores respuestas en las tres plantas como se observa en la Figura 5.23, Figura 5.26 y Figura 5.29, en donde para los factores mayores a 1 se visualiza que se redujo el máximo sobreimpulso y se eliminan las oscilaciones, si nos fijamos en las acciones de control Figura 5.24, Figura 5.27 y Figura 5.30, la señal con el factor de 1 se demora en estabilizarse con respecto a las demás señales. Con respecto a los índices de desempeño, Figura 5.25, Figura 5.28 y Figura 5.31, en forma general los factores mayores a 1 presentan un mejor índice ISE, mientras que en el índice TVu todos presentan valores cercanos.

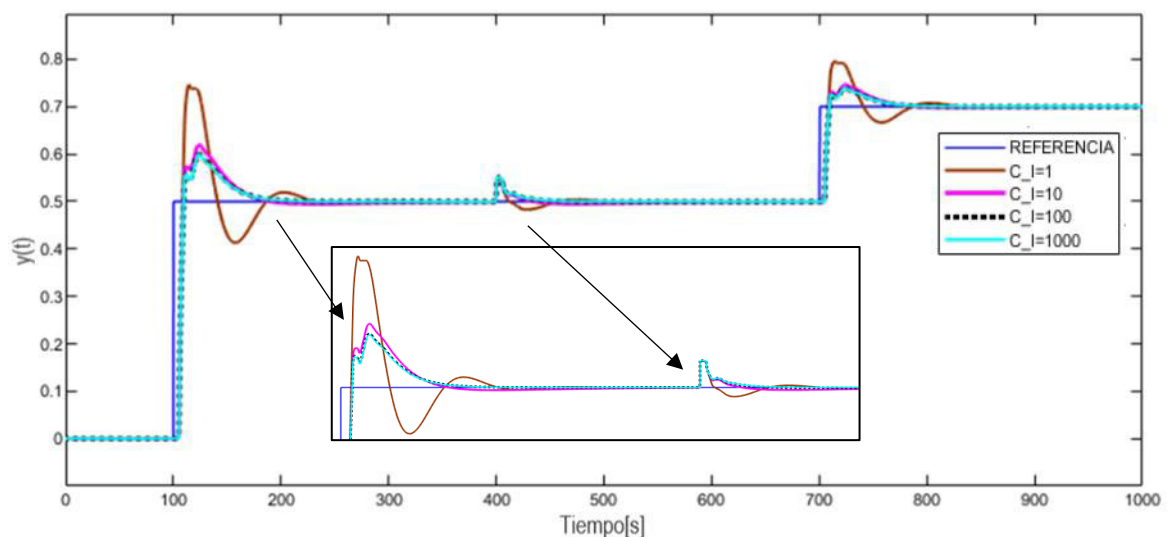


Figura 5.23 Salida planta G1

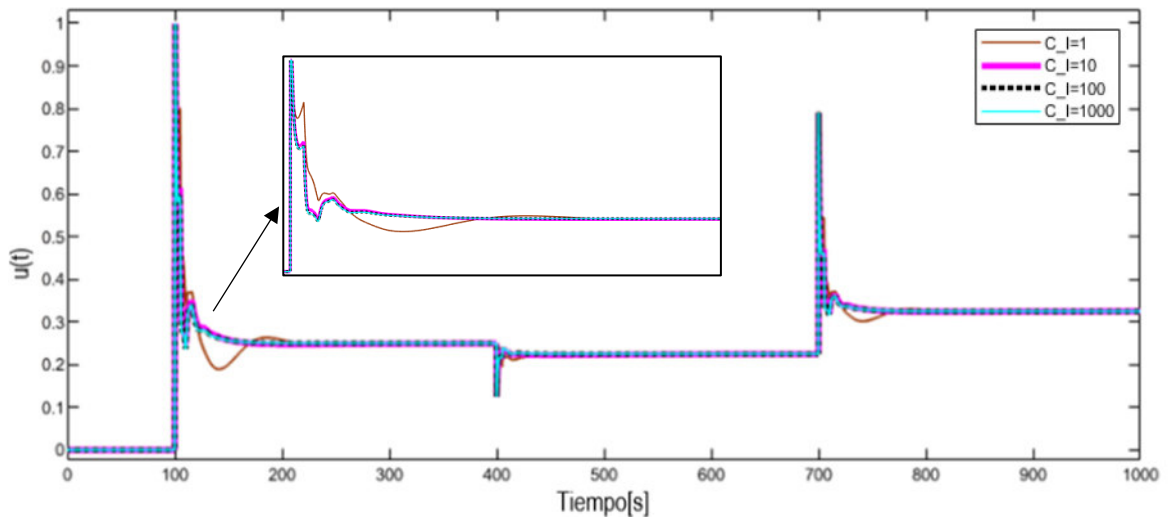


Figura 5.24 Acción de control planta G1

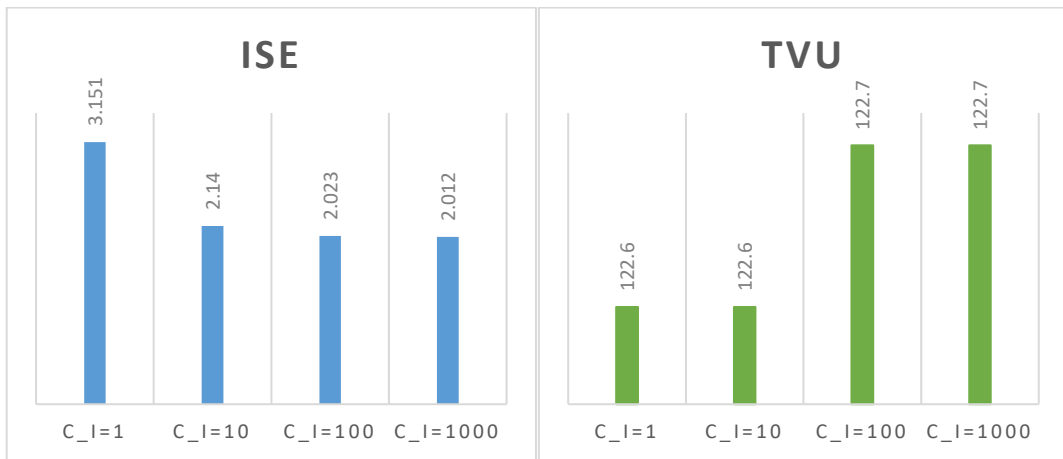


Figura 5.25 Índices de desempeño planta G1

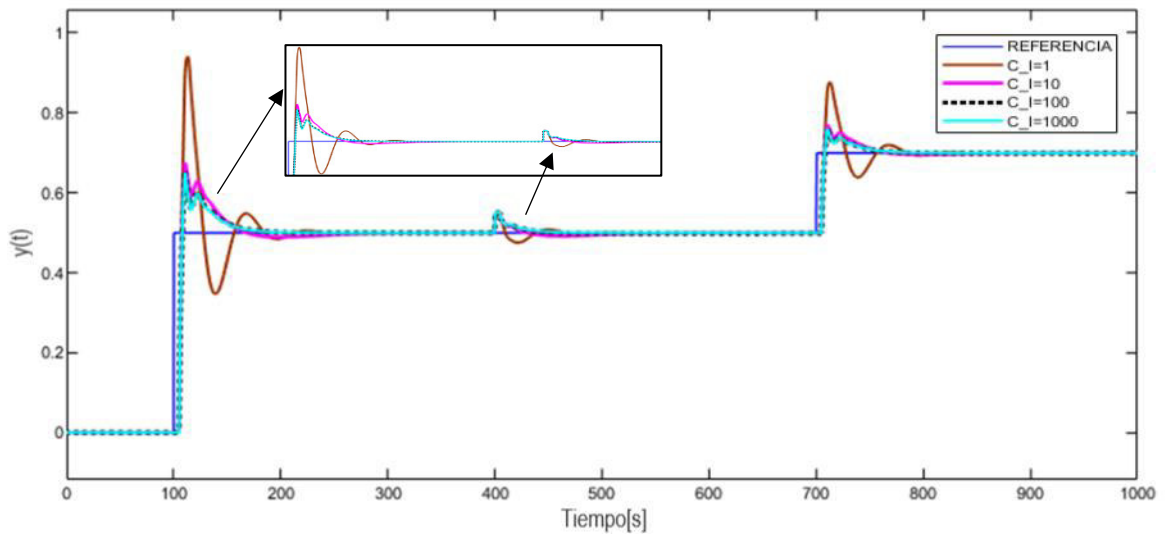


Figura 5.26 Salida planta G2

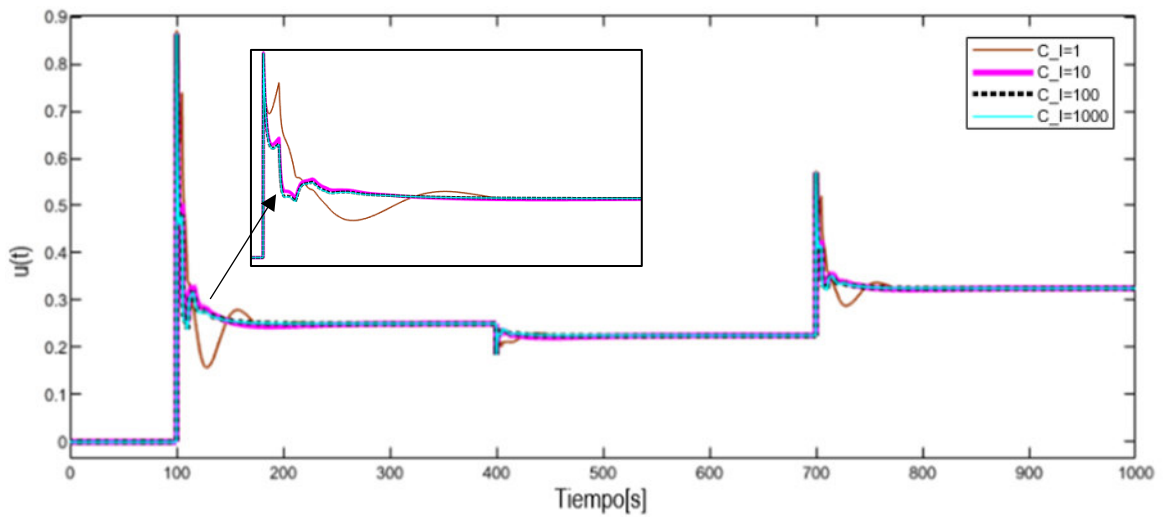


Figura 5.27 Acción de control planta G2

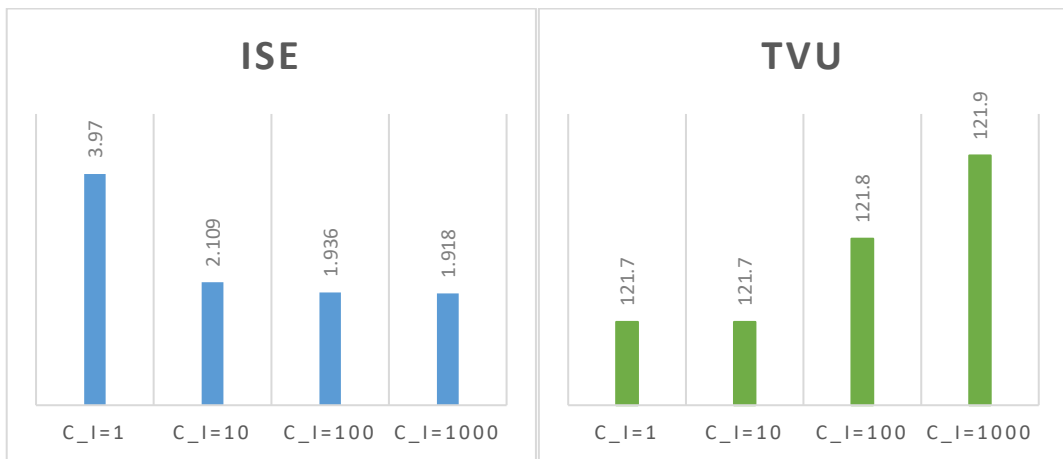


Figura 5.28 Índices de desempeño planta G2

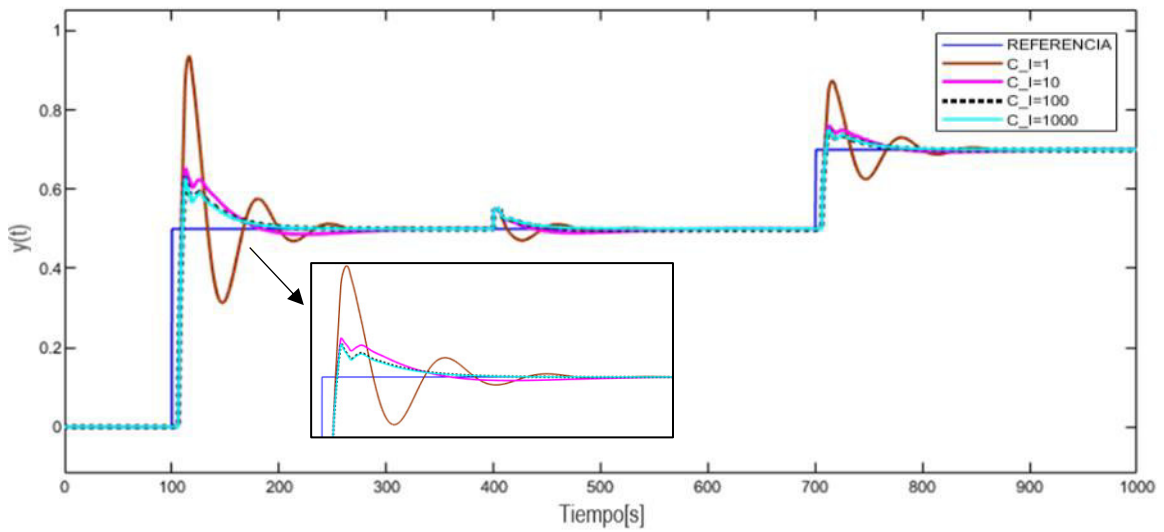


Figura 5.29 Salida planta G3

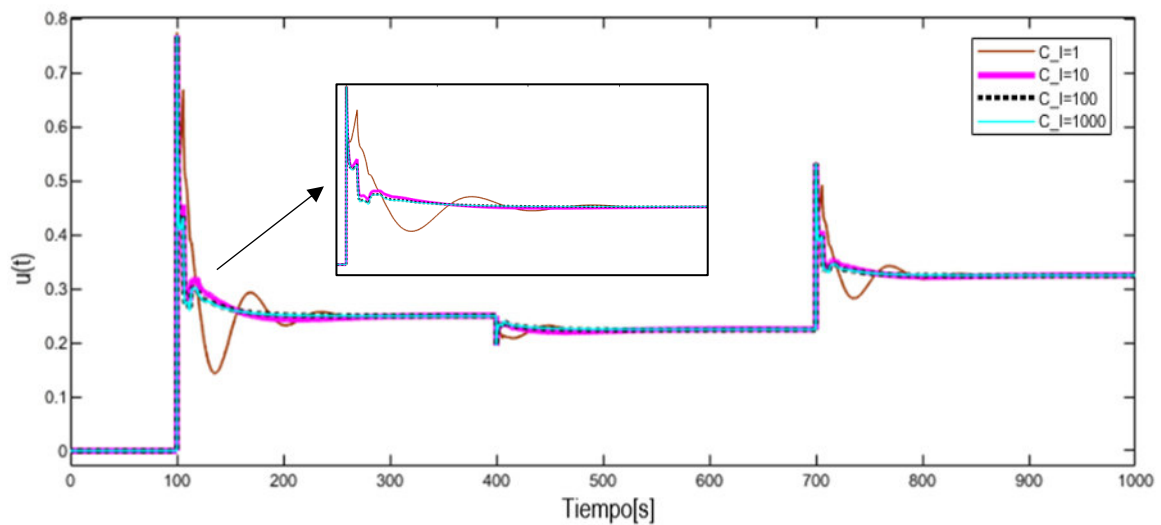


Figura 5.30 Acción de control planta G3

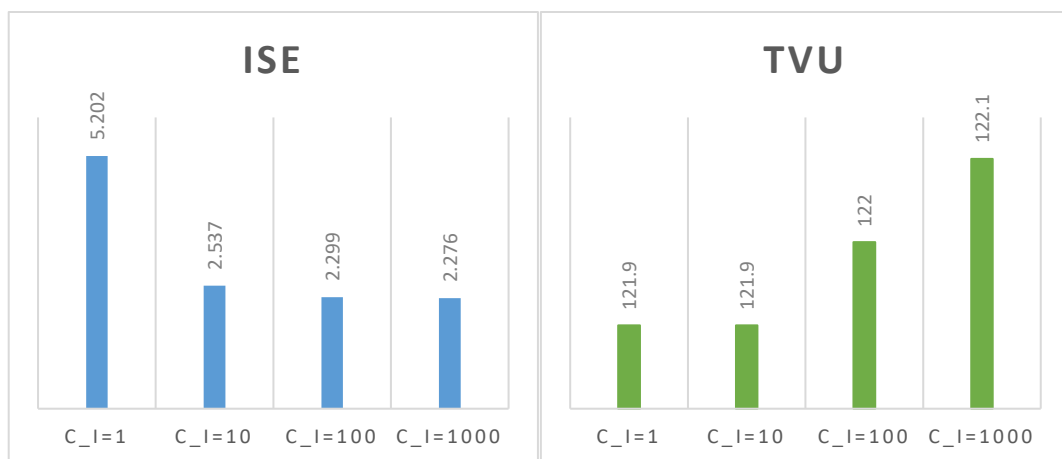


Figura 5.31 Índices de desempeño planta G3

FILTRO DEL TÉRMINO DERIVATIVO

Adicionalmente se analiza el filtro del término derivativo, que inicialmente se encontraba en 1. Se puede observar en las salidas de las plantas, Figura 5.32, Figura 5.34 y Figura 5.36, que no se tiene una gran diferencia ya sea al incrementar o disminuir el valor del filtro. Sin embargo, en las acciones de control, Figura 5.33, Figura 5.35 y Figura 5.37, con el mayor valor que es 10 se nota un aumento en la magnitud de la señal cuando se realizó la perturbación y el segundo cambio de referencia, y si lo relacionamos ya en un sentido físico en donde se tiene algún elemento final de control, no es recomendable que realice esa acción brusca ya que su vida útil disminuiría considerablemente. Por lo tanto, se descarta realizar algún cambio en este valor del filtro y se mantiene con el valor de 1.

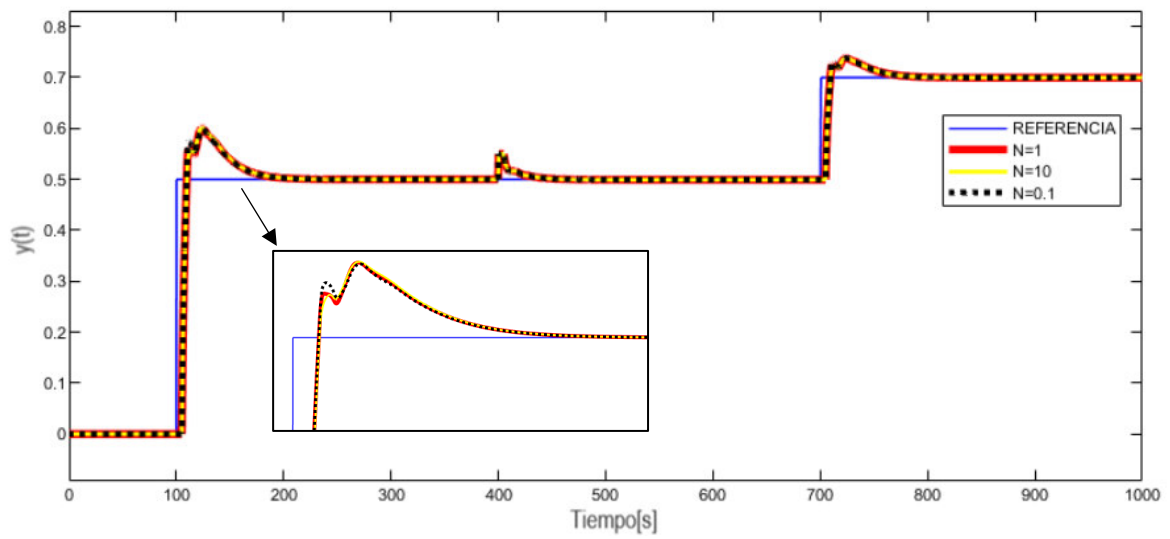


Figura 5.32 Salida planta G1

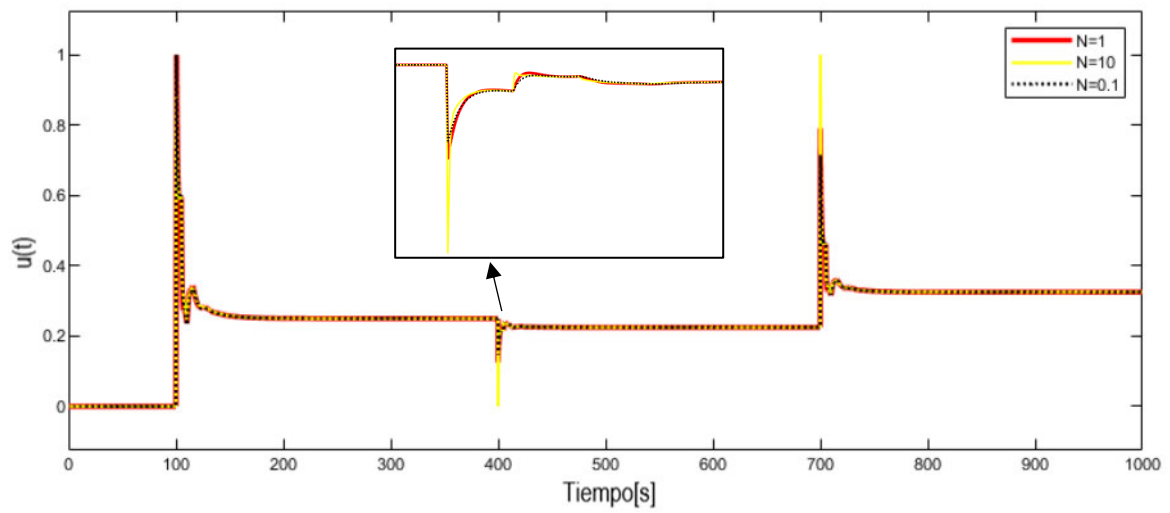


Figura 5.33 Acción de control planta G1

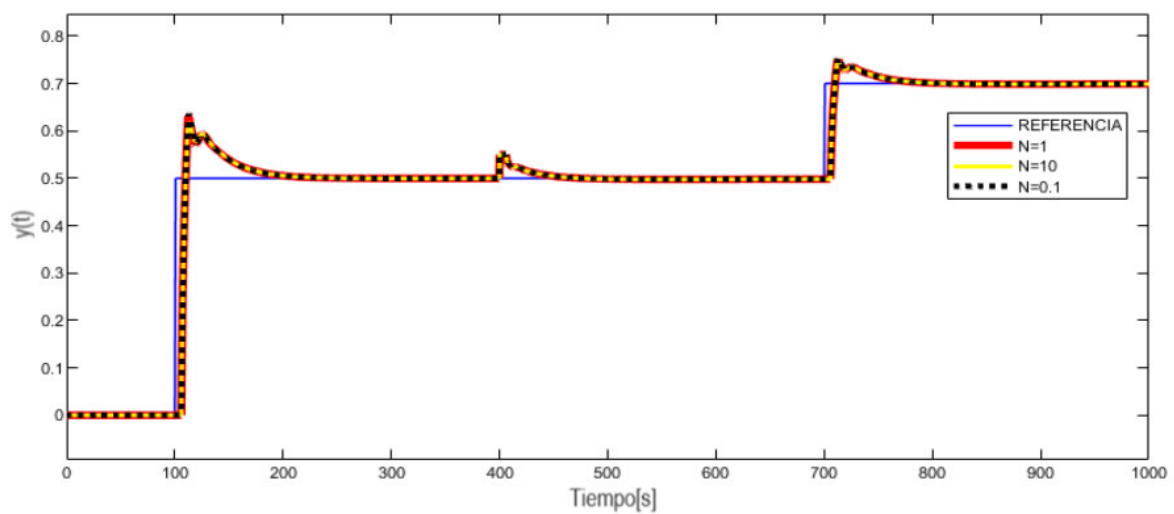


Figura 5.34 Salida planta G2

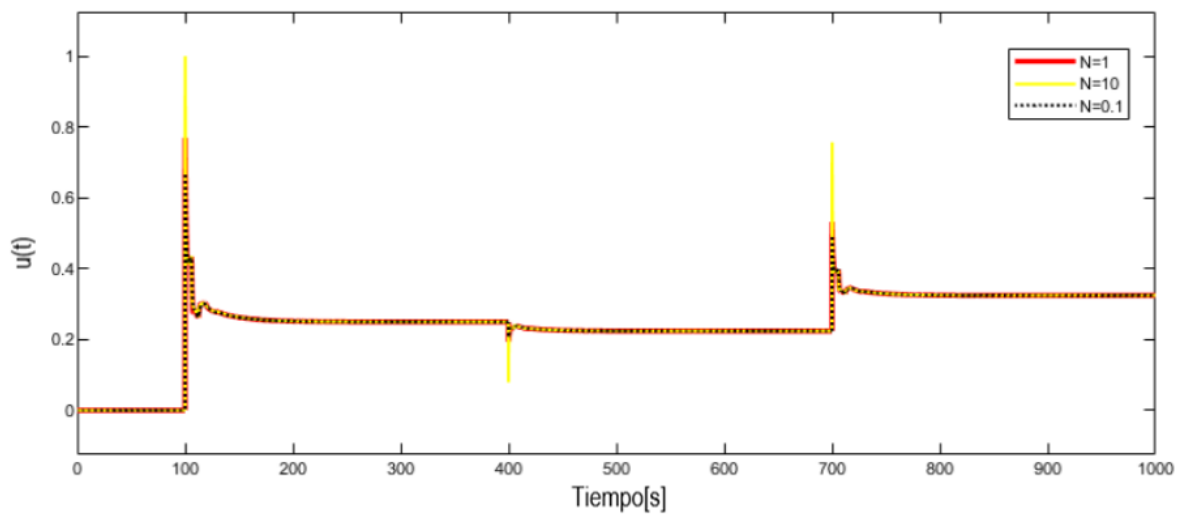


Figura 5.35 Acción de control planta G2

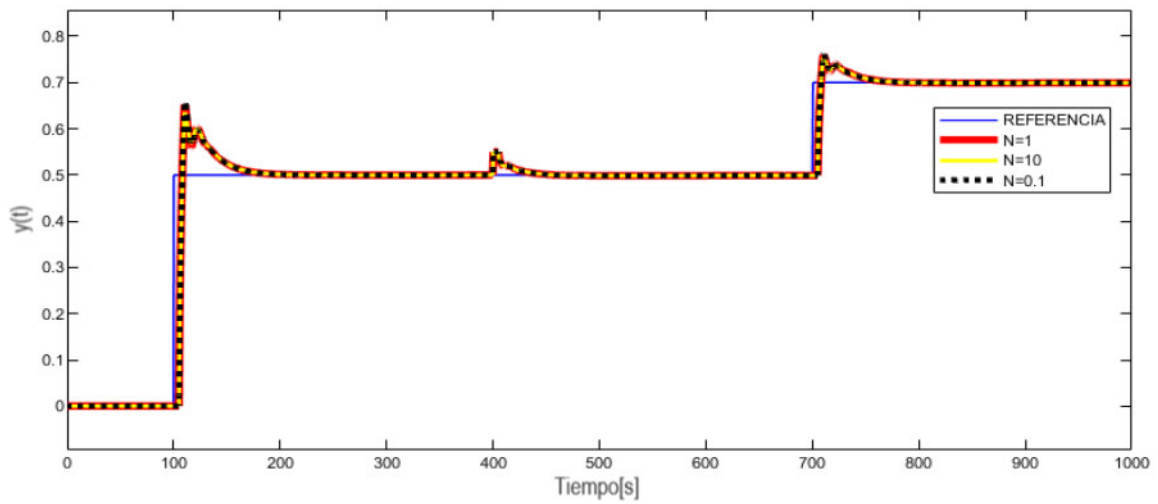


Figura 5.36 Salida planta G3

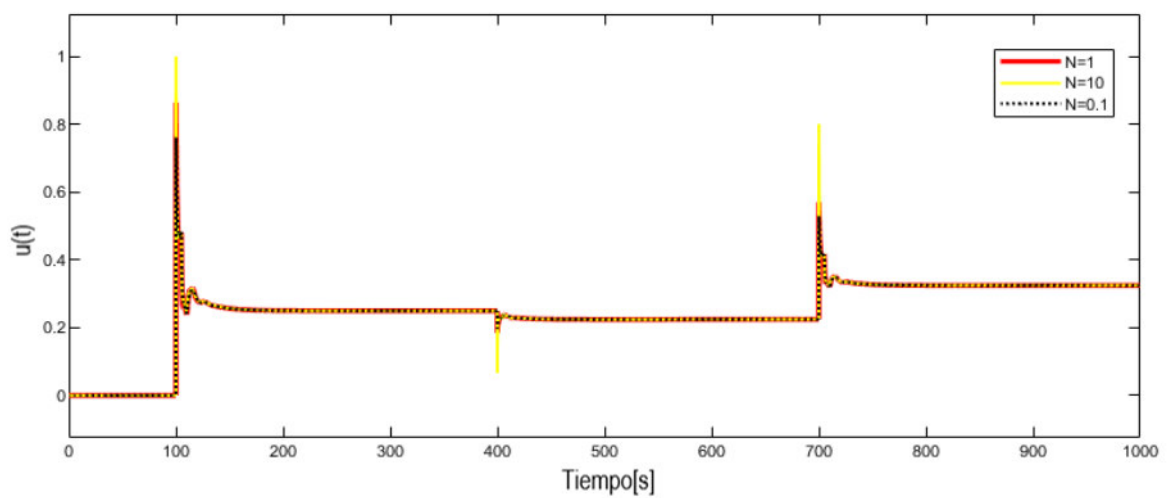


Figura 5.37 Acción de control planta G3

FILTRO DEL TÉRMINO DERIVATIVO DE LA SUPERFICIE

De manera adicional se analiza el efecto del término derivativo del primer PID que representa a la superficie y se observó en las señales de salida de las plantas, Figura 5.38, Figura 5.40 y Figura 5.42, que al tener un valor pequeño del filtro como es 0.1 se incrementa un poco el máximo sobreimpulso, sin embargo un aspecto importante es que en las acciones de control, Figura 5.39, Figura 5.41 y Figura 5.43, disminuyen considerablemente los cambios bruscos al momento de realizar los cambios de referencia y la perturbación, a diferencia de las acciones de control con los otros valores de filtro.

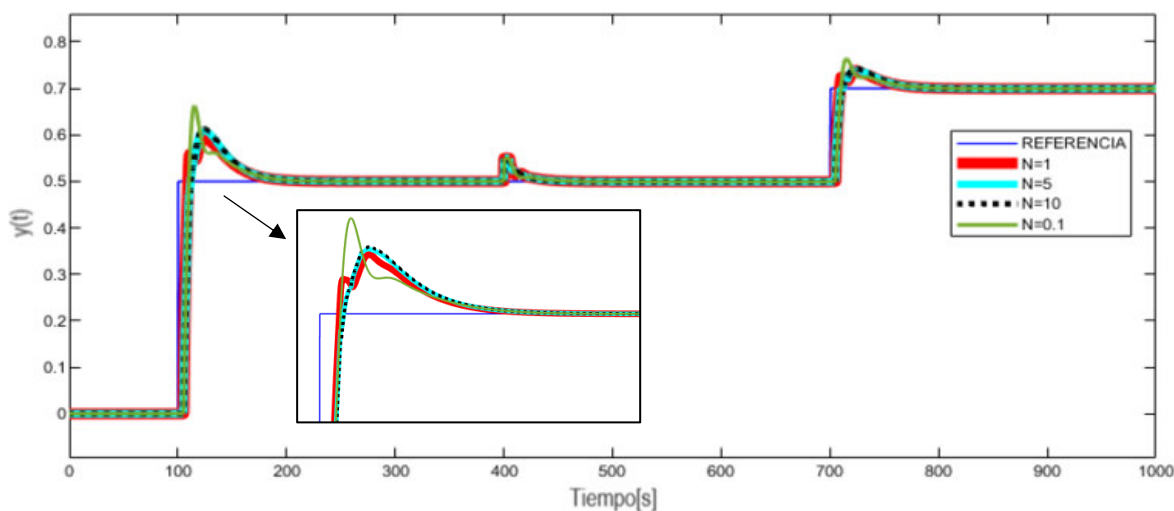


Figura 5.38 Salida planta G1

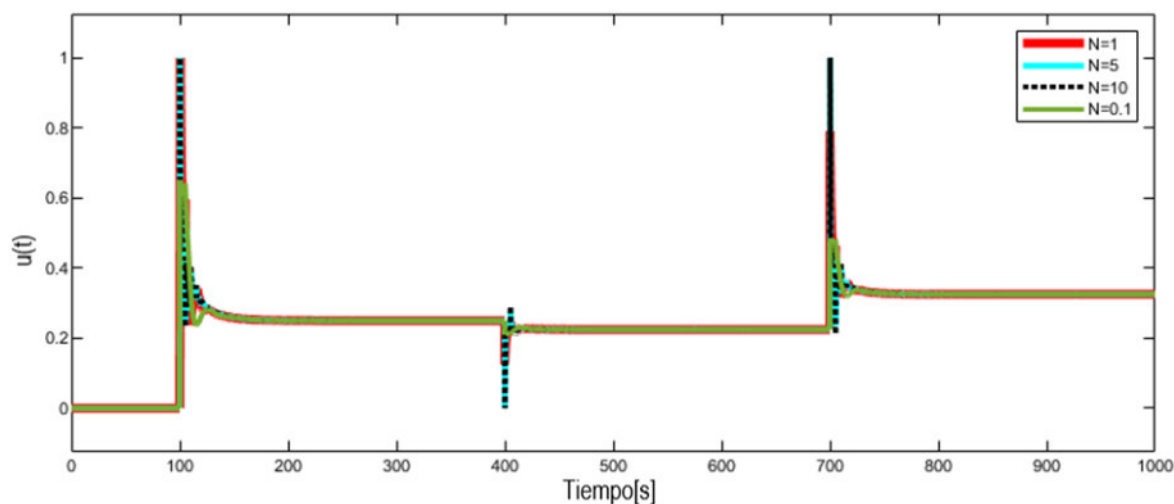


Figura 5.39 Acción de control planta G1

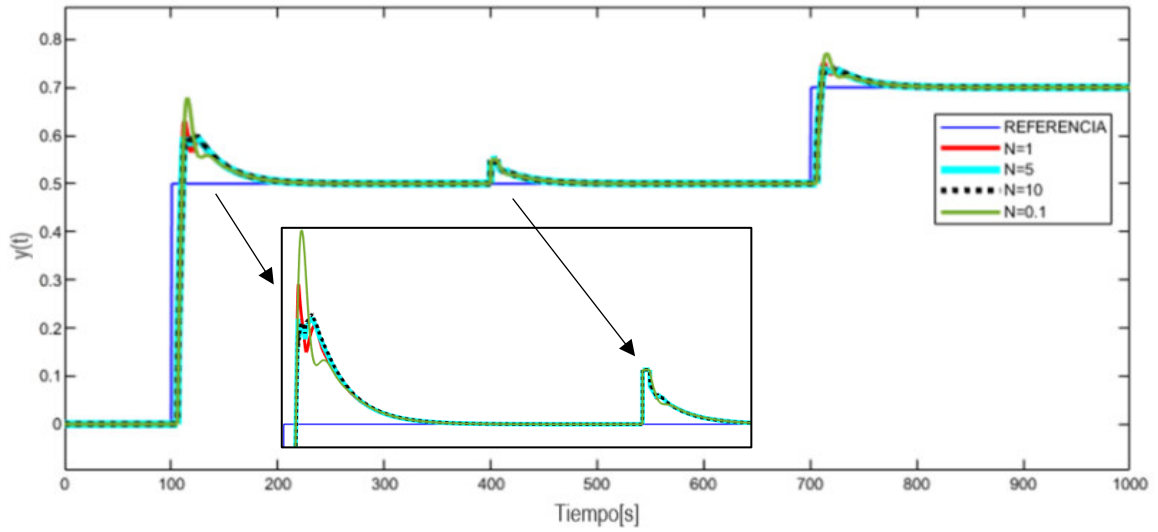


Figura 5.40 Salida planta G2

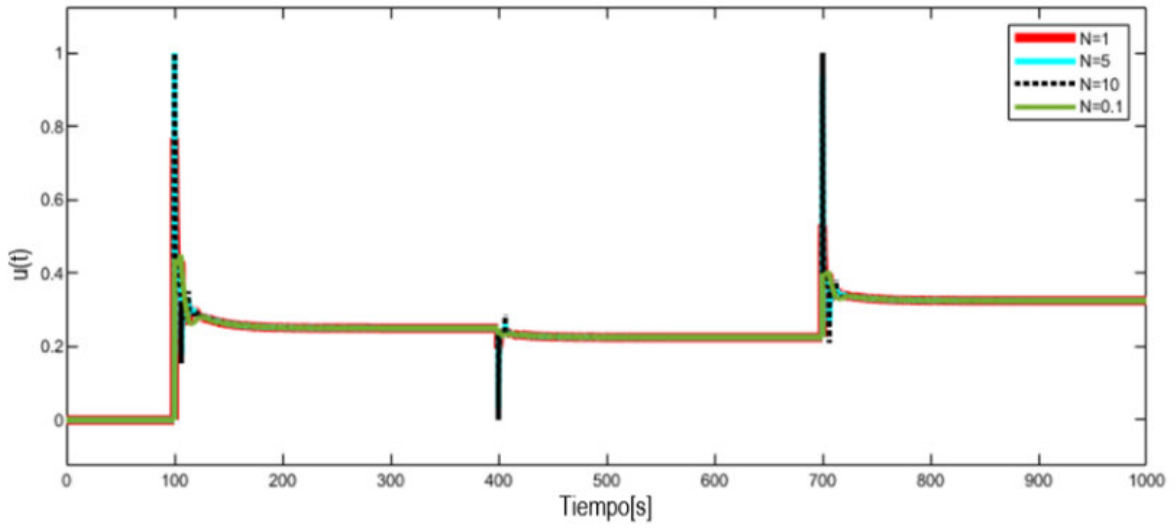


Figura 5.41 Acción de control planta G2

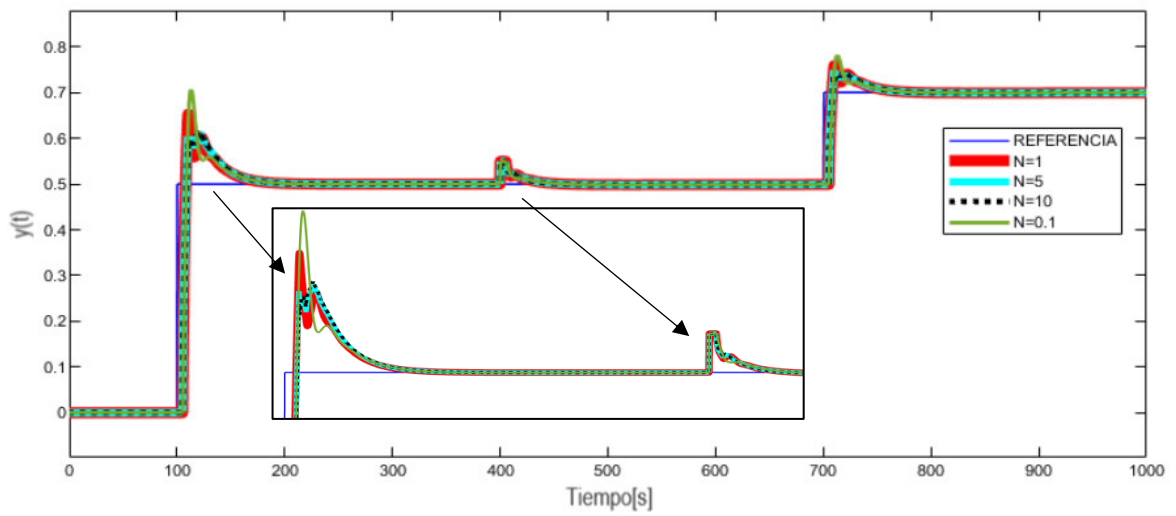


Figura 5.42 Salida planta G3

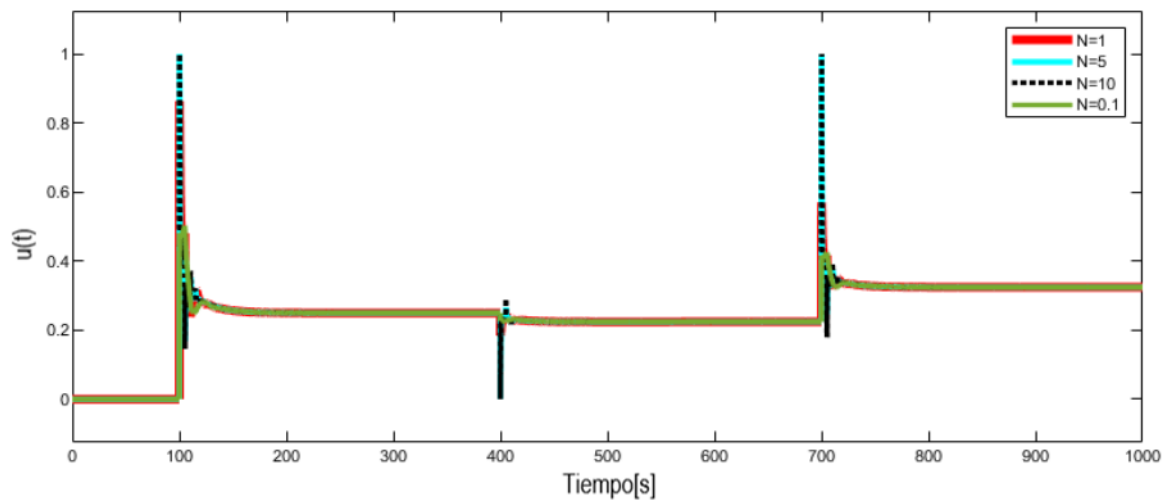


Figura 5.43 Acción de control planta G3

ANEXO II.

Al momento de realizar las pruebas en el TCLAB con cambios de referencia como se observa en Figura 5.44, se evaluó con el valor de 1 el filtro del término derivativo del primer PID, que es la superficie, y se pudo apreciar en la acción de control, Figura 5.45, que se tenía una gran cantidad de ruido y el problema de chattering aumentó en magnitud, por lo que se determinó que dicho valor de filtro no realizaba el trabajo de filtrar la señal y por ende no disminuía el ruido.

Por lo tanto, el valor del filtro es un parámetro importante ya que además de disminuir los cambios bruscos en la señal de control, como se observó en el Anexo I en las simulaciones con plantas lineales, permite disminuir el ruido y reducir el efecto de chattering como se muestra finalmente en el capítulo 3 en las acciones de control del TCLAB, Figura 3.15 y Figura 3.18.

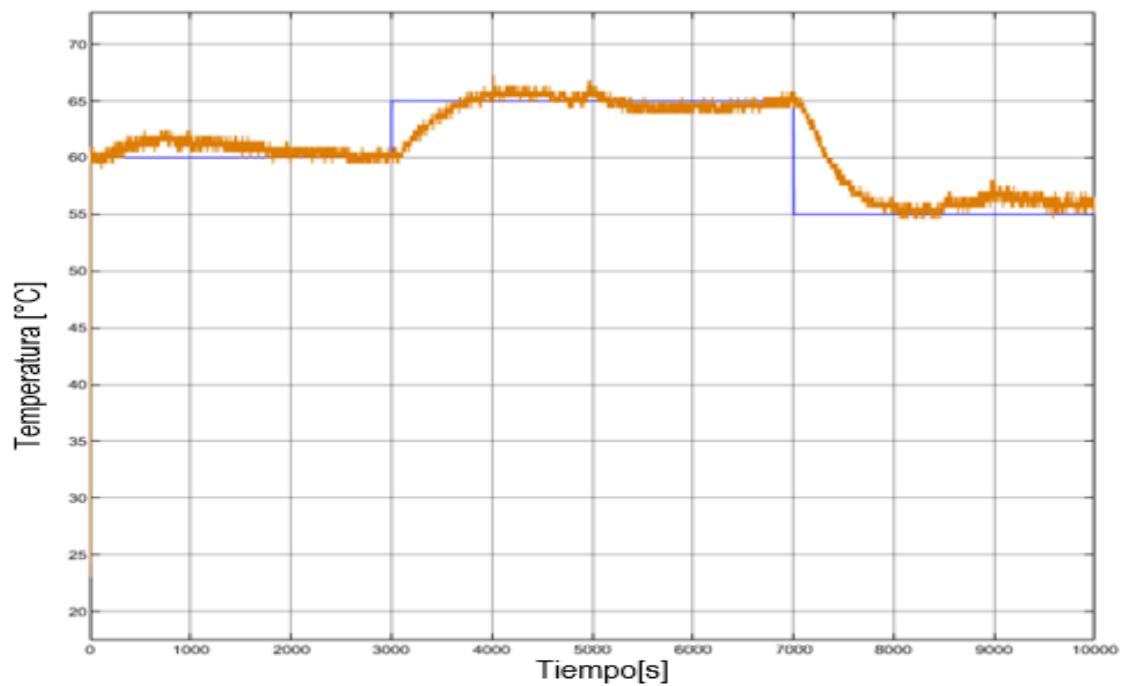


Figura 5.44 Respuesta del TCLAB ante cambios de referencia

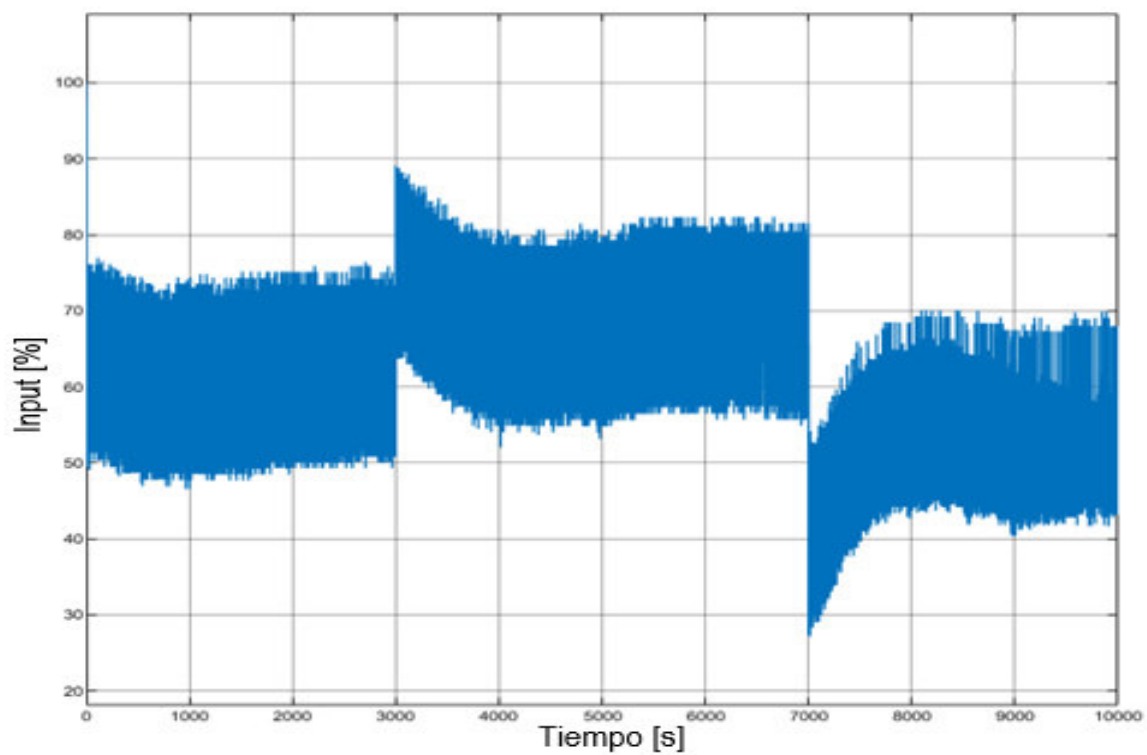


Figura 5.45 Acción de control