

Evaluación de estrategias de control PID y Super-Twisting en entornos industriales para procesos de transferencia de calor

Emmanuel Honorato-Navarrete

Hoover Mujica-Ortega

Facultad de Ingeniería - UNAM, Departamento de Control y Robótica, Edificio
P, Lab. Automatización, C.U., 04510, México D.F. e-mail:
emmanuel.h.001@gmail.com, hmujica@unam.mx

Resumen: Se sabe que el algoritmo PID predomina en los lazos de control industrial, no obstante, exhibe limitaciones ante la presencia de sistemas con inercia, tiempo muerto, retardos, no linealidades, etc. Para mitigar dichas limitantes, se han reportado contribuciones teóricas en tópicos de sintonía, esquemas de compensación y nuevas estrategias de control con resultados atractivos en simulación y experimentación, sin embargo, estas no han sido evaluadas bajo las mismas condiciones que un lazo de control industrial. Por tal motivo, en este artículo se presenta el desarrollo de una plataforma industrial para la evaluación experimental de algoritmos de control lineal, no lineal y discontinuo; donde se evalúan en igualdad de condiciones lazos PID en forma de posición y velocidad, y algoritmos Super-Twisting para la regulación de temperatura en un proceso de transferencia de calor, donde se carece del pleno conocimiento de sus dinámicas y es afectado por perturbaciones exógenas. Se detalla la implementación de las estrategias de control mediante *Add-On Instructions* y de los métodos de solución numérica programados en los lenguajes estandarizados en IEC 61131-3. Finalmente, se presentan los resultados que exponen que para esta clase de sistemas, con ambas estrategias se logra un desempeño favorable, sin embargo es de notar que la sintonía de ambos algoritmos no es trivial (aún usando la autosintonía embebida en ControlLogix para el PID), por lo que se requiere un mayor estudio en este tópico.

Palabras clave: Control automático industrial, Dinámica de sistemas, Control Super-Twisting, Control PID, Diferenciador robusto y exacto, Procesos de transferencia de calor.

1. INTRODUCCIÓN

Es bien sabido que más del 95% de los lazos de control industrial son implementados usando el algoritmo PID (Boiko, 2013). No obstante, aunque es una estrategia con un desempeño adecuado para la mayoría de los procesos, se ha mostrado que presenta limitaciones cuando en el lazo de control se establecen parámetros de sintonía poco adecuados o se presentan no linealidades en el proceso, tiempos muertos, inercia, retardos y fenómenos de transporte. Estos se presentan de forma recurrente en el ambiente industrial en los procesos de transferencia de calor, tales como hornos de fundición, calderas, intercambiadores de calor, condensadores, columnas de destilación, entre otros (Shinsky, 1996).

Para mitigar estas limitantes, desde una perspectiva teórica se han formado dos líneas de trabajo principalmente: (i) potenciar al algoritmo PID y (ii) desarrollar nuevos algoritmos de control que logren un mejor desempeño que las estrategias convencionales. En esta última, ha sido de interés estudiar los algoritmos de Control por Modos Deslizantes (SMC, por sus siglas en inglés) debido a las propiedades teóricas que poseen. Esto es, robustez ante perturbaciones y convergencia al origen del error en tiempo finito, de modo que la dinámica del sistema en lazo cerrado tenga un comportamiento deseado. El inconveniente de estos algoritmos es que requieren una conmutación infinita de la acción

de control, ocasionando oscilaciones rápidas en la vecindad del punto de operación, lo que en la implementación práctica no es posible debido a las limitantes de los equipos destinados a dicho fin (Pérez-Ventura and Fridman, 2018). A este fenómeno se le denomina *chattering* en la literatura de Modos Deslizantes. Para solventar esta problemática, se desarrolló el Algoritmo Super-Twisting (STA) reportado en (Levant, 1993) el cual, al ser de salida continua, lidia con el problema del *chattering* en sistemas con grado relativo 1 respecto al control.

Se han hecho esfuerzos por evaluar estas estrategias novedosas en procesos industriales como en (Edwards and Spurgeon, 1994) donde se evalúa un SMC para regulación de temperatura en un horno industrial o en (Al Ameri and Boiko, 2013) donde se implementa un STA, aplicado a un proceso de nivel de líquido en un tanque. En ambos trabajos se compara el desempeño de los algoritmos SMC con algoritmos PID, sin embargo, estas evaluaciones no permiten una transición directa al entorno profesional, puesto que las evaluaciones realizadas no consideran una plataforma experimental con características industriales. Esto es:

- Infraestructura en cuanto a instrumentación y equipo dedicado al control, como son los Controladores de Automatismos Programables (PAC, por sus siglas en inglés) o Sistemas de Control Distribuido (DCS, por sus siglas en inglés).

- Estos equipos tienen su propio estándar de programación normado en IEC 61131-3.
- Condiciones de operación en términos de muestreo, velocidad del lazo, etc.

Identificada esta problemática, se propone una plataforma industrial para la evaluación de estas técnicas novedosas en entornos industriales, con lo cual se espera reducir la brecha existente entre la teoría de control y la ingeniería de control.

El presente artículo está organizado de la siguiente manera: En la Sección 2 se presentan los algoritmos de control PID y STA, así como el diferenciador implementado. En la Sección 3 se describe a detalle la plataforma experimental. A su vez, en la Sección 4 se detalla la implementación de los algoritmos de control y diferenciación. En la Sección 5 se presentan los resultados experimentales y finalmente, en la Sección 6 se presenta la discusión y conclusiones del trabajo.

2. ALGORITMOS DE CONTROL Y DIFERENCIACIÓN

2.1 Algoritmos PID

De forma general, los lazos industriales son implementados usando el algoritmo PID y este puede ser implementado en forma de posición (1) o velocidad (2). La forma de posición trabaja directamente con el error y tiene un desempeño aceptable para lazos simples. En cambio la forma de velocidad es más utilizado en aplicaciones avanzadas como ganancias adaptables o selección en múltiples lazos (Vernak and Shope, 2013).

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \dot{e}(t) \quad (1)$$

$$\dot{u}(t) = K_p \dot{e}(t) + K_i e(t) + K_d \ddot{e}(t) \quad (2)$$

Teóricamente no hay diferencia entre la forma de posición y velocidad, puesto que la forma de velocidad en la práctica no puede implementarse directamente, sino que la señal de control debe pasarse por un integrador, como se muestra en la Figura 1.

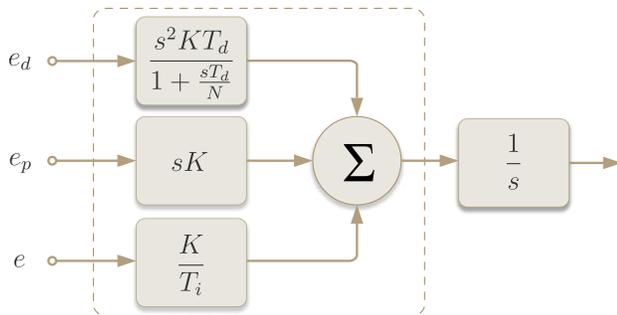


Figura 1. Implementación práctica de PID en forma de velocidad

2.2 Algoritmos Super-Twisting

A su vez, el algoritmo Super-Twisting (STA) es el más citado en la literatura especializada en Modos Deslizantes, pues es el primero de salida continua y ha sido ampliamente aplicado como controlador, observador y

diferenciador. Fue diseñado para estabilizar sistemas perturbados de la forma $\dot{x}_1(t) = u(t) + f(t)$, con grado relativo uno ($r = 1$) respecto al control, donde $u(t)$ es la entrada de control, $f(t)$ el término de perturbación y x_1 la salida medible del sistema.

En lazo cerrado, el 2-STA como controlador está definido por:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -k_1 |\sigma|^{1/2} \text{sign}(\sigma) + x_2, \\ \dot{x}_2 &= -k_2 \text{sign}(\sigma) + f(t), \end{aligned} \quad (3)$$

donde $x = [x_1 \ x_2]^T$ son los estados, $k_1, k_2 > 0$ son las ganancias del controlador, σ es la salida medible del sistema o bien, la dinámica del error definida como $\sigma = SP - PV$. Estas últimas, se han estimado como $k_1 = 1.5\sqrt{\Delta}$ y $k_2 = 1.1\Delta$, donde Δ es la cota superior de la derivada de $f(t)$ (Utkin, 2016). Al ser un algoritmo de segundo orden, teóricamente la salida $\sigma = x_1$ y su derivada $\dot{\sigma}$ convergen a cero en tiempo finito. No obstante, los sistemas industriales presentan una dinámica de segundo orden como mínimo. Si estos se presentan en la forma:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ &\vdots \\ \dot{x}_{n-1} &= x_n \\ \dot{x}_n &= u(t) + f(t) \end{aligned}$$

el grado relativo r aumenta. Lo anterior dificulta la implementación del 2-STA pues, los estados del sistema ya no convergen a cero en tiempo finito. Por ende, para sistemas de $r = 2$ de la forma (4), se plantean dos soluciones:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= u(t) + f(t) \end{aligned} \quad (4)$$

1. Implementar un 2-STA con superficie de deslizamiento de $r = 1$ (ver (Chalanga et al., 2016)).- Esto es, diseñar una superficie de $r = 1$ de la forma $\sigma = cx_1 + x_2$, donde $c > 0$ y x_2 es la derivada temporal de $\sigma = x_1$. Así, una vez en la superficie de deslizamiento ($\sigma = 0$), las variables de estado del sistema de segundo orden convergen a cero exponencialmente.
2. Subir el orden del controlador; i.e., 3-STA (ver (Kamal et al., 2014)).- Con lo cual, las variables de estado del sistema de $r = 2$ convergen en tiempo finito a cero. En lazo cerrado con el sistema (4) se tiene el controlador definido en (5),

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -k_1 |\phi_1|^{1/2} \text{sign}(\phi_1) + x_3 \\ \dot{x}_3 &= -k_3 \text{sign}(\phi_1) + f(t) \end{aligned} \quad (5)$$

donde $\sigma = x_1$ es la entrada de control, $\phi_1 = x_2 + k_2 |x_1|^{2/3} \text{sign}(x_1)$, $x = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T$ son los estados y $f(t)$ representa a la perturbación y satisface que $|f| \leq \Delta$.

Las propuestas anteriores suponen que:

- La condición necesaria y suficiente para que los estados del sistema converjan al origen es que se conozca la salida $\sigma = x_1$ y su primera derivada $\dot{\sigma} = \dot{x}_1 = x_2$.
- Para conocer $\dot{\sigma}$ se requiere el diseño de un diferenciador, el cual permite reconstruir dicho estado.



Figura 2. Plataforma experimental de prueba

2.3 Diferenciador Robusto y Exacto de Segundo Orden

Se considera el diferenciador Robusto y Exacto de orden arbitrario presentado en (Levant, 2003). Tomando su forma recursiva y asumiendo su estructura de segundo orden, se tiene:

$$\begin{aligned} \dot{z}_0 &= \nu_0, & \nu_0 &= -\lambda_2 L^{1/3} |z_0 - \sigma|^{2/3} \text{sign}(z_0 - \sigma) + z_1 \\ \dot{z}_1 &= \nu_1, & \nu_1 &= -\lambda_1 L^{1/2} |z_1 - \nu_0|^{1/2} \text{sign}(z_1 - \nu_0) + z_2 \\ \dot{z}_2 &= -\lambda_0 L \text{sign}(z_2 - \nu_1) \end{aligned}$$

donde $\dot{z}_0 = \dot{\sigma}$, L representa la velocidad de convergencia y $\lambda_0 = 1.1$, $\lambda_1 = 1.5$ y $\lambda_2 = 3$ las ganancias propuestas en (Levant, 2003).

3. DESCRIPCIÓN DE LA PLATAFORMA EXPERIMENTAL

3.1 Descripción general

La plataforma experimental que se utiliza (ver Figura 2) busca recrear un escenario industrial puesto que de esta forma se puede evaluar y comparar los algoritmos propuestos en la misma igualdad de condiciones que en un proceso térmico real. Para dicho propósito, se utiliza un controlador de gran escala de la marca Rockwell Automation y el proceso térmico desarrollado en (Macias-Bejarano and Mujica-Ortega, 2018).

El controlador es de tipo modular, con un *chassis* de 10 *slots*, perteneciente a la familia ControlLogix® 5570, serie 1756 de la marca Rockwell Automation, con un procesador 1756-L71. Cabe resaltar que los módulos analógicos de alta velocidad permiten muestreos de 1[ms]. Por otro lado, los elementos de control están constituidos por un elemento primario modelo TD2231 de la marca IFM®, el cual es del tipo pt1000 cubierto por un termopozo de acero inoxidable. Este dispositivo tiene capacidad de comunicación IO-Link con una señal

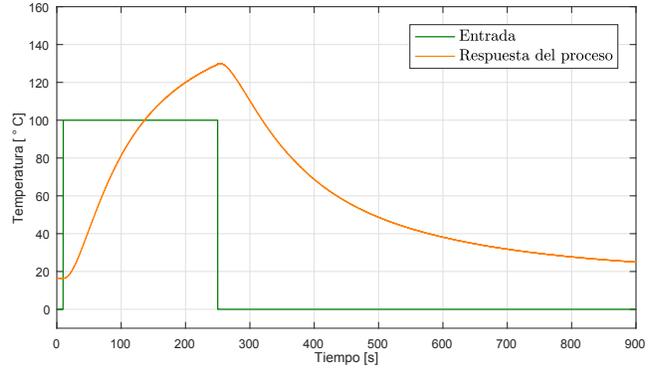


Figura 3. Respuesta del proceso ante un pulso de 4 minutos

de salida en corriente 4-20[mA]. El rango de medición es [-10, 150] °C, con una resolución de 0.04°C. El elemento final de control es un foco de halógeno modelo G4 de la marca Phillips® con el cual se puede alcanzar una potencia máxima de 20[W] con una entrada de 12[V].

La respuesta de este proceso en lazo abierto ante un pulso de 4 min al 100 % de la variable de control (CV, por sus siglas en inglés) se muestra en la Figura 3. Es de notar, que presenta una constante de tiempo $\tau \approx 135$ [s], una temperatura máxima registrada $T_{max} \approx 129.86^\circ\text{C}$, con una temperatura ambiente $T_a = 16.44^\circ\text{C}$. La respuesta tiende a ser críticamente amortiguada, mostrando un comportamiento no lineal por los fenómenos de retardo que posee.

3.2 Modelo matemático no lineal

En consecuencia, esta dinámica puede ser representada por un modelo aproximado de cinco ecuaciones diferenciales ordinarias, reportado en (Macias-Bejarano and Mujica-Ortega, 2018). Se considera en dicho modelo el vector de estados $T = [T_p \ T_a \ T_s \ T_v \ T_g]^T$, donde: T_p es la temperatura de las paredes; T_a es la temperatura del aire dentro de la cámara; T_s es la temperatura del sensor; T_v es la temperatura del vidrio del foco y finalmente, T_g es la temperatura del gas contenido dentro del vidrio del foco.

Los autores consideran que la transferencia de calor en el proceso es descrita por la ley de enfriamiento de Newton y adicionalmente se considera la existencia de radiación en la temperatura del vidrio del foco. El modelo propuesto se muestra en la ecuación (6)

$$\begin{aligned} \dot{T}_p &= 6 \left(\frac{T_a - T_p}{R_p C_p} \right) - 6 \left(\frac{T_p - T_0}{R_a C_p} \right) \\ \dot{T}_a &= \frac{T_v - T_a}{R_a C_a} + \frac{T_s - T_a}{R_a C_a} - 6 \left(\frac{T_a - T_p}{R_p C_a} \right) \\ \dot{T}_s &= \frac{T_v - T_s}{R_s C_s} - \frac{T_s - T_a}{R_a C_s} \\ \dot{T}_v &= \frac{T_g - T_v}{R_v C_v} - \frac{T_v - T_s}{R_s C_v} - \frac{T_v - T_a}{R_a C_v} \\ &\quad - (E_v \Omega A_v) \left(\frac{T_v^4 - T_s^4}{C_v} \right) \\ \dot{T}_g &= \frac{T_0 + u(t) - T_g}{R_g C_g} - \frac{T_g - T_v}{R_v C_g} \end{aligned} \quad (6)$$

donde: E_v es la emitancia del vidrio, A_v el área del vidrio, Ω representa la constante de Stefan-Boltzmann que tiene un valor aproximado de $5.670373 \times 10^{-8} \left[\frac{W}{m^2 \cdot K^4} \right]$ y los valores de los parámetros físicos que se muestran en la Tabla 1, sirven para el cálculo de las resistencias y capacitancias térmicas del modelo matemático.

Tabla 1. Parámetros del proceso térmico

Parámetros físicos						
Parámetro	MDF	Aire	Acero inoxidable	Vidrio	Xenón	
A [m^2]	0.043	0.017	26.8×10^{-6}	52×10^{-6}	49×10^{-6}	
L [m]	0.003	0.104	0.0255	0.000581	0.0091	
s [$\frac{W}{m \cdot K}$]	0.095	0.02	15.1	0.6	0.00569	
c [$\frac{J}{kg \cdot K}$]	490	1012	480	876	158	

3.3 Modelos matemáticos lineales

Aunque el modelo descrito en (6) representa de muy buena forma al proceso térmico, en el ambiente industrial no es recurrente el uso de modelos sofisticados para el diseño y sintonía de los lazos de control, sino que únicamente se consideran sistemas de primer o segundo orden. En consecuencia, en este trabajo se plantea una aproximación a la dinámica del proceso a un modelo entrada-salida de segundo orden. Para esto, se utiliza una función de transferencia con coeficientes variables que permitan la manipulación de la señal, pero sin modificar la estructura deseada; i.e., respuesta amortiguada, subamortiguada, críticamente amortiguada, etc. Posteriormente se realiza un bosquejo de la respuesta deseada, comparando dicha función con la respuesta experimental del proceso. De forma consecuente y recordando que una función de transferencia no permite establecer una condición inicial diferente de cero, el nuevo sistema es llevado a una representación en variables de estado, con lo cual, se tiene un sistema lineal, de orden establecido, con la posibilidad de ajustar sus condiciones iniciales. Finalmente, se ajusta la respuesta del sistema en variables de estado, modificando el valor de los coeficientes propuestos.

Para este trabajo se consideró el sistema de segundo orden $H(s) = \frac{a\gamma^2}{s^2 + b\gamma s + c\gamma^2} U$ donde en espacio de estados está representado en la ecuación (7) con parámetros $a = 0.76$, $b = 1.84$, $c = 0.65$ y $\gamma = 0.0230$. La aproximación de la dinámica con este modelo se aprecia en la Figura 4.

$$\begin{aligned} \dot{\eta}_1 &= \eta_2 \\ \dot{\eta}_2 &= -b\gamma\eta_2 - c\gamma^2\eta_1 + \left(U + \frac{T_{amb}}{a} \right) a\gamma^2 \\ y &= \eta_1 \end{aligned} \quad (7)$$

Para sintonizar los algoritmos de control se utiliza el modelo (7) y mediante simulación en *software* especializado se determinó un conjunto de ganancias que permiten un buen desempeño.

4. IMPLEMENTACIÓN DE LAS ESTRATEGIAS DE CONTROL

La implementación en el controlador industrial de los algoritmos PID se muestra como sigue:

$$CV = K_P E + \Sigma K_I E \Delta t + K_D \frac{\Delta E}{\Delta t} \quad (8)$$

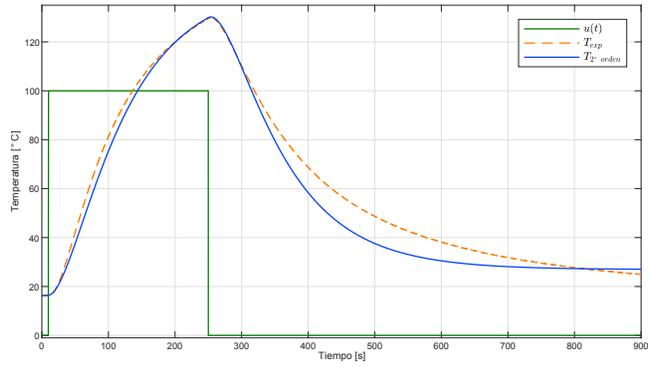


Figura 4. Comparación de la respuesta real con sistema de segundo orden

$$CV_n = CV_{n-1} + K_P \Delta E + K_I E \Delta t + K_D \frac{E_n - 2E_{n-1} + E_{n-2}}{\Delta t} \quad (9)$$

donde la ecuación (8) representa la forma de posición y la ecuación (9) la forma de velocidad, CV representa la variable de control; E es el error; Δt tiempo de actualización del lazo; K_P , K_I y K_D son los parámetros de sintonización del controlador. En la práctica, el algoritmo está embebido en las instrucciones PID y PIDE (Vernak and Shope, 2013), las cuales son implementadas en el lenguaje LD y FBD normados en IEC 61131-3, respectivamente, dentro del entorno de programación *Studio 5000 Logix Designer*. Por otro lado, el algoritmo 3-STA y el diferenciador fueron implementados en un *Add-On Instruction* en lenguaje Texto Estructurado (ST, por sus siglas en inglés). Para ello se implementó la resolución del sistema dinámico usando métodos de solución numérica, tales como Euler y Runge-Kutta a un paso de integración de $t_s = 0.001[s]$ y para el diferenciador se eligió $L = 100$.

Ahora bien, para garantizar idénticas condiciones en cada experimento se programaron los algoritmos en *Studio 5000 Logix Designer* en tareas periódicas con un tiempo de actualización a 1[ms], donde la rutina de control PID en posición se muestra en la Figura 5, la rutina de control PID en velocidad se muestra en la Figura 6 y el lazo cerrado del SMC se diseñó en FBD, cuya implementación se observa en la Figura 7.

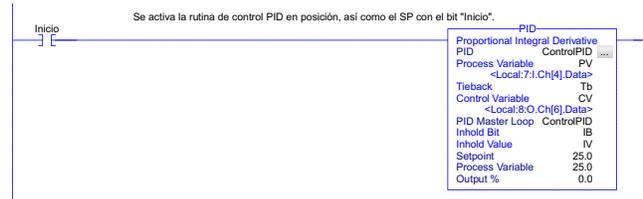


Figura 5. Rutina de control PID en posición

5. RESULTADOS OBTENIDOS

Para la evaluación se consideraron dos escenarios de prueba y se eligió como indicador clave de desempeño (KPI, por sus siglas en inglés) al error cuadrático medio (ECM), y se realizó un análisis de las cualidades de estos algoritmos, para el cual se consideró el número de parámetros de sintonía, facilidad de sintonía, agresividad de la acción de control y la capacidad de rechazo

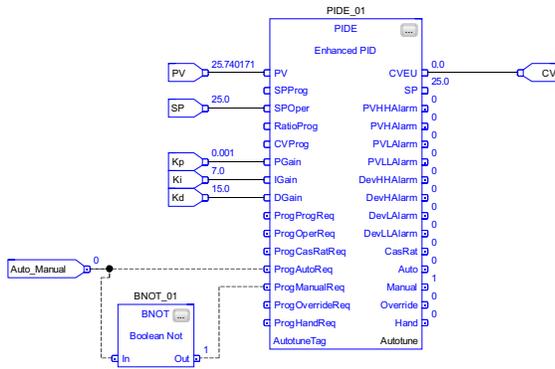


Figura 6. Rutina de control PID en velocidad

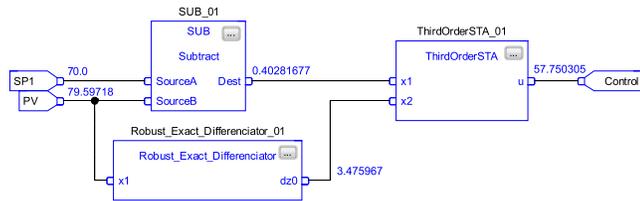


Figura 7. Rutina de control 3-STA

a perturbaciones. A continuación se describen los escenarios de evaluación:

E.1 Perfil suave: Regulación en un perfil sinusoidal suave con amplitud de 7°C , frecuencia 0.012 [rad/s] y *offset* de 75°C . Se busca comprobar el desempeño de los algoritmos ante un perfil sin cambios abruptos.

E.2 Perfil abrupto: Regulación de temperatura en rampas y escalones variables. Se busca llevar a la PV a 3 puntos de operación de forma abrupta. Adicionalmente en el segundo 1300 se activa un extractor de golpe radial durante 15[s] para inducir una perturbación extrayendo calor del proceso y observar la respuesta de los algoritmos ante este fenómeno.

5.1 Resultados experimentales E.1

La sintonía de los lazos PID usada fue: $k_p = 50$, $k_i = 0.0001\text{[}\frac{1}{\text{s}}\text{]}$ y $k_d = 30\text{[s]}$. Para el lazo Enhanced PID se usaron $k_p = 50.0385$, $k_i = 75\text{[}\frac{1}{\text{min}}\text{]}$ y $k_d = 0.0823\text{[min]}$. Para el lazo 3-STA se utilizaron las ganancias $\varsigma_1 = 12$, $\varsigma_2 = 3$ y $\varsigma_3 = 0.06$. Por otro lado, en la Figura 9 se observan las señales de control y finalmente, en la Figura 10 se muestra la comparación entre las señales error.

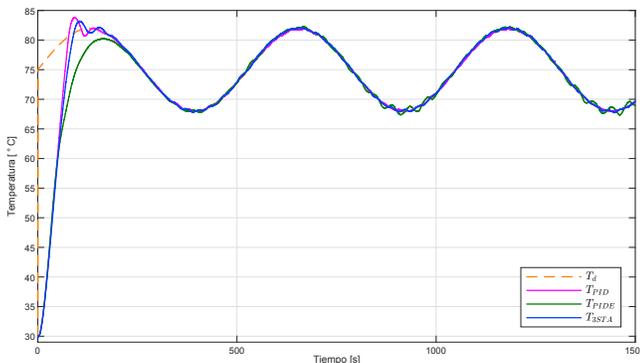


Figura 8. E.1: Comparación del desempeño

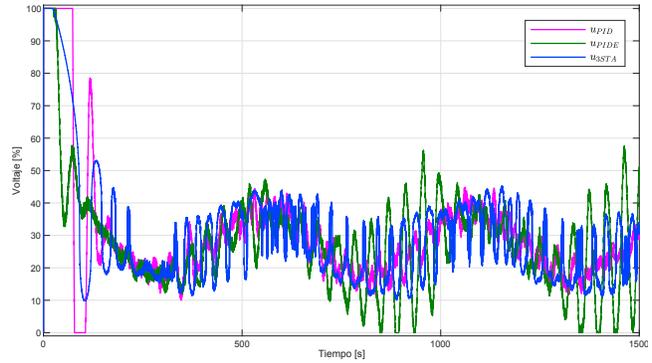


Figura 9. E.1: Comparación de las señales de control

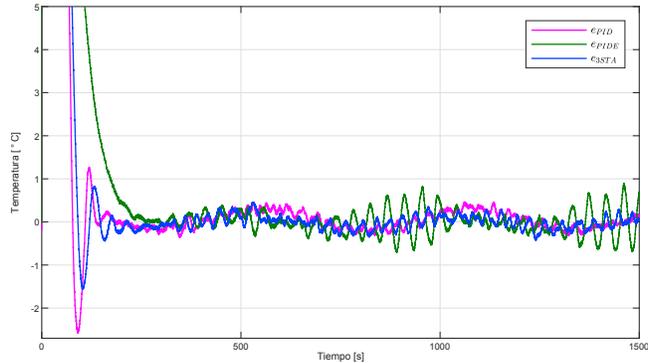


Figura 10. E.1: Comparación de las señales de error

5.2 Resultados experimentales E.2

Para este escenario, se ajustó la sintonía presentada para el escenario anterior, donde las nuevas ganancias para el lazo PID en forma de posición fueron: $k_p = 60$, $k_i = 0.0001\text{[}\frac{1}{\text{s}}\text{]}$, y $k_d = 45\text{[s]}$. Para el lazo Enhanced PID se usaron $k_p = 50.0385$, $k_i = 75\text{[}\frac{1}{\text{min}}\text{]}$ y $k_d = 0.0823\text{[min]}$. Por otro lado, las ganancias usadas para el 3-STA son: $\varsigma_1 = 18$, $\varsigma_2 = 3$ y $\varsigma_3 = 0.02$. En la Figura 11 se muestra la regulación alcanzada con cada estrategia, mientras que en las Figuras 12 y 13 se muestra la comparación entre las señales de control y error, respectivamente.

En la Tabla 2 se muestran los resultados de cada algoritmo ante el criterio de evaluación elegido.

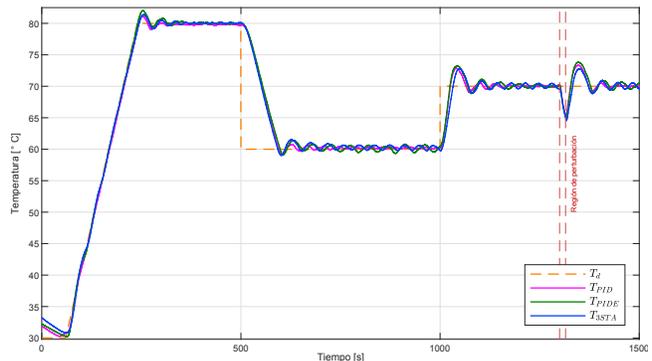


Figura 11. E.2: Comparación del desempeño

El análisis de cualidades de estos algoritmos muestra que los algoritmos PID requieren 3 parámetros para obtener su sintonía, mientras que la estrategia 3-STA requiere 3 parámetros para el controlador y 1 para

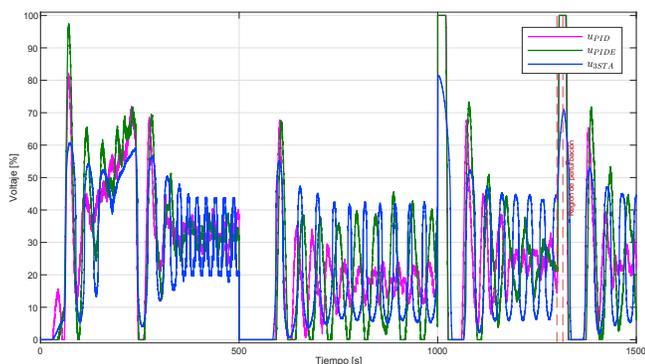


Figura 12. E.2: Comparación de las señales de control

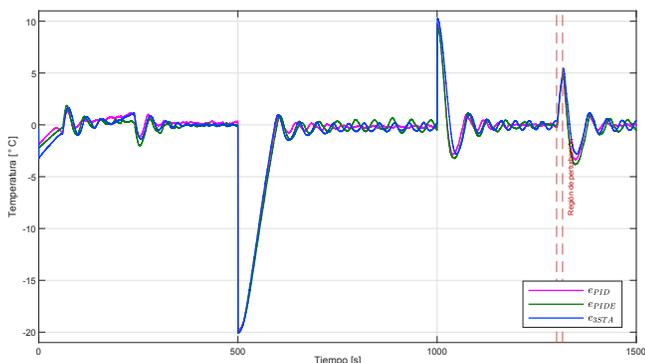


Figura 13. E.2: Comparación de las señales de error

Tabla 2. Resultados de cada algoritmo evaluado en términos del ECM

Escenario	Controlador	ECM
E.1	PID	6.6340
	PIDE	6.8579
	3-STA	6.6758
E.2	PID	3.4288
	PIDE	3.5240
	3-STA	3.3085

el diferenciador. En términos de sintonía se detectó experimentalmente que para el algoritmo 3-STA que la ganancia ς_1 tiene un comportamiento similar a k_p , ς_2 y ς_3 reducen el error pero existe un compromiso entre convergencia y las oscilaciones en la acción de control. Por otro lado, el algoritmo PID en forma de velocidad presenta mayores oscilaciones en la señal de control, que el resto de los algoritmos. Finalmente, en términos de la capacidad de rechazo a perturbaciones, se observa en la Figura 11 que el algoritmo PID clásico presenta una mejor recuperación después de la perturbación, lo que es claro al observar la Figura 13.

6. CONCLUSIONES

Se presentó una plataforma experimental para la evaluación de algoritmos de control lineal, no lineal y discontinuo en entornos industriales para un proceso de transferencia de calor. La obtención del modelo matemático de segundo orden propuesto permitió validar la factibilidad de implementación del algoritmo STA como controlador y del diferenciador robusto y exacto, pues, de esta manera, se tiene la certeza que tendrán un comportamiento aceptable al ser programados en un controlador industrial. Considerando los resultados

mostrados en este trabajo, se comprobó la funcionalidad de esta plataforma como herramienta de evaluación y transición de diversos algoritmos del control al entorno industrial, pues es destacable que cualquier algoritmo de control puede ser implementado en esta plataforma y ser encapsulada en un *Add-On Instruction*, lo que permite ser evaluada en otro controlador industrial de esta familia, lo que extiende la oportunidad de evaluarse en un proceso instalado en la industria. En cuanto a la evaluación de las estrategias de control, para este proceso, bajo las condiciones descritas con anterioridad, para el escenario sinusoidal, el algoritmo PID en forma de posición tiene un desempeño adecuado pues su señal tiene menores efectos oscilatorios en comparación a los otros algoritmos evaluados, por lo que en términos del ECM exhibe un mejor resultado, seguido del algoritmo 3-STA. Para el perfil abrupto, en términos del ECM, el 3-STA presenta un mejor resultado.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen a la DGAPA-UNAM por el apoyo brindado en el Programa UNAM-PAPIME PE114419. Emmanuel Honorato-Navarrete agradece la beca de licenciatura recibida en los proyectos UNAM-PAPIME PE114419 y UNAM-PAPIIT IN114617.

REFERENCIAS

- Al Ameri, O. and Boiko, I. (2013). Analysis of Performance of a Liquid Level Process Controlled by the Super-Twisting Algorithm. *2013 European Control Conference (ECC)*, 3222–3227, 10.23919/ECC.2013.6669305.
- Boiko, I. (2013). *Non-parametric Tuning of PID Controllers*. Springer-Verlag London, 1 edition.
- Chalanga, A., Kamal, S., Fridman, L., Bandyopadhyay, B., and Moreno, J. (2016). Implementation of Super-Twisting Control: Super-Twisting and Higher Order Sliding Mode Observer Based Approaches. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63, 3677 – 3685, 10.1109/TIE.2016.2523913.
- Edwards, C. and Spurgeon, S.K. (1994). Application of Sliding Modes to the Control of Industrial Furnaces. *Proceedings of IECON'94 - 20th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 3, 1443 – 1448, 10.1109/IECON.1994.398026.
- Kamal, S., Chalanga, A., Moreno, J.A., Fridman, L., and Bandyopadhyay, B. (2014). Higher Order Super-Twisting Algorithm. *IEEE Workshop on Variable Structure Systems*, 13th, 1–5, 10.1109/VSS.2014.6881129.
- Levant, A. (1993). Sliding Order and Sliding Accuracy in Sliding Mode Control. *International Journal of Control*, 58, 1247–1263, 10.1080/00207179308923053.
- Levant, A. (2003). Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control. *International Journal of Control*, 76, 924–941, 10.1080/0020717031000099029.
- Macias-Bejarano, C.S. and Mujica-Ortega, H. (2018). Diseño y desarrollo de una plataforma experimental para evaluar estrategias de control en procesos térmicos. *Memorias del Congreso Nacional de Control Automático*, 164–169.
- Pérez-Ventura, U. and Fridman, L. (2018). When is it reasonable to implement the discontinuous sliding-mode controllers instead of the continuous ones? frequency domain criteria. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 29(3), 810 – 828, 10.1002/rnc.4347.
- Shinsky, F.G. (1996). *Process Control Systems: Application, Design and Tuning*. McGraw-Hill, 4 edition.
- Utkin, V. (2016). Discussion Aspects of High-Order Sliding Mode Control. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 61, 829–833, 10.1109/TAC.2015.2450571.
- Vernak, M. and Shope, T. (2013). Process Automation System Optimization. White Paper PROCES-WP008B-EN-P, Rockwell-Automation. Rev. B.