

Optimización de Respuesta por Método Taguchi de Controlador PID Segmentado para Estabilización de Sistema de Calentamiento de Agua

Optimization of Response by Taguchi Method for Segmented PID Controller in Water Heating System Stabilization

J. Roberto Castro-Rubio¹, Ismael Diaz-Peña^{1*}, Jennifer Vianey Félix-Medina^{1,2}, Omar Payan-Serrano¹.

RESUMEN

La inercia térmica en sistemas de calentamiento de agua repercute en la estabilidad y precisión de la respuesta. Esto implica la aparición de un sobreimpulso que, sin sistemas de refrigeración, incrementa el tiempo de asentamiento. Este estudio presenta la optimización de la respuesta en estado estacionario y la reducción del sobreimpulso de un sistema de calentamiento de 7 litros de agua, utilizando un controlador PID segmentado con reinicio de la ganancia integral y ajuste en la velocidad de iteración. Se emplearon matrices de Taguchi para determinar la configuración óptima de seis factores de entrada: las ganancias del controlador K_p , K_i , K_d , el periodo de muestreo T_s , la potencia del elemento calefactor P_c y la velocidad angular ω_a del agitador. Los resultados revelan que la potencia del calefactor, la velocidad angular del agitador y la ganancia integral tienen un impacto considerable en la estabilidad, medida a través de la desviación estándar.

Recibido: Noviembre
Aceptado: Diciembre
Publicado: Diciembre

Palabras Clave:

Control PID Segmentado,
Diseño Taguchi, Sistemas
Térmicos.

Keywords:

Segmented PID Control,
Taguchi Design, Thermal
Systems.

ABSTRACT

Thermal inertia in water heating systems affects the stability and accuracy of the response. This leads to an overshoot which, without cooling systems, increases the settling time. This study presents the optimization of the steady-state response and the reduction of overshoot in a 7-liter water heating system, using a segmented PID controller with integral gain reset and iteration speed adjustment. Taguchi matrices were employed to determine the optimal configuration of six input factors: the controller gains K_p , K_i , K_d , the sampling period T_s , the power of the heating element P_c , and the angular speed ω_a of the stirrer. The results reveal that the power of the heating element, the angular speed of the stirrer, and the integral gain have a significant impact on stability, measured through the standard deviation.

1. INTRODUCCIÓN

En los últimos siglos, el crecimiento del sector industrial ha traído consigo el desarrollo de sistemas autónomos capaces de gestionar procesos industriales. La creciente demanda y el uso de equipos de alto desempeño han hecho imprescindibles los dispositivos de control automático [1].

*Autor para correspondencia: Ismael Diaz-Peña
Dirección de correo electrónico: diaz_1986@hotmail.es

¹Tecnológico Nacional de México Campus Culiacán. Juan de Dios Bátiz S/N 80220. Culiacán, Sinaloa (México).

²Conahcyt-Universidad Politécnica del Mar y La Sierra, La Cruz, Elota, Sinaloa (México). Author Corresponding: Diaz_1986@hotmail.es

A pesar de los avances logrados, algunos de los objetivos principales en el análisis y diseño de sistemas de control se han mantenido. Dichos objetivos incluyen lograr una respuesta transitoria deseada, reducir el error en estado estable y asegurar la estabilidad del sistema [2]. Asimismo, el sistema debe mantener cierta insensibilidad a las perturbaciones y debe mantener su capacidad de seguimiento a una señal o valor de referencia [3].

Existen múltiples estrategias de control empleadas a nivel industrial que permiten alcanzar los objetivos previamente mencionados, entre las cuales se encuentran el control robusto, control adaptativo, control no lineal, control de modelo predictivo, control PID (Proporcional, Integral y Derivativo), entre otros. Sin embargo, destacan los controladores PID al ofrecer ciertas ventajas, como la facilidad de sintonía, simplicidad de diseño e implementación [4].

A través de los años, han surgido diversas modificaciones propuestas para el PID [4], entre ellas el control por tramos, que consiste en segmentar el comportamiento del controlador según las condiciones actuales [5]. Esta segmentación, junto con la combinación de estrategias de control, permite al controlador adaptarse a fenómenos no lineales ocasionados por la inercia térmica de la planta, lo que resulta en un mejor desempeño [6].

Por otro lado, múltiples técnicas para la sintonización de controladores PID han sido desarrolladas en los últimos 80 años [7-9], las cuales se pueden clasificar en métodos tradicionales (como prueba y error, Ziegler-Nichols, sintonía por relé, Cohen-Coon, entre otros) y métodos de optimización o computacionales [10]. Entre estos últimos, destacan las estrategias metaheurísticas, como los algoritmos genéticos y redes neuronales.

El incremento en la complejidad de los sistemas y procesos industriales modernos ha impulsado una tendencia hacia controles PID autoajustables [9] que emplean diversas estrategias de optimización, entre ellas la lógica difusa y redes neuronales. Estas estrategias han demostrado superar el desempeño de un PID ajustado mediante métodos tradicionales [11-14].

No obstante, debido a la complejidad computacional de estos métodos, el uso de estrategias tradicionales prevalece, en especial el método de Ziegler-Nichols [10]. Sin embargo, este método presenta ciertas limitaciones, como un sobreimpulso significativo y tiempos de asentamiento prolongados [15-16]. Estas características resultan especialmente problemáticas

en sistemas de transferencia de calor sin refrigeración, puesto que tiende a aumentar el tiempo de asentamiento, afectando la agilidad del sistema.

Dentro de las aplicaciones en sistemas térmicos, algunos trabajos adoptaron un enfoque tradicional para la sintonización del controlador de temperatura mediante prueba y error, omitiendo la sintonía por Ziegler-Nichols [17-18]. El desempeño del controlador se midió en base al tiempo de asentamiento T_{as} , tiempo de subida T_r , sobreimpulso M_p y el error en estado estable e_{ss} . Ambos estudios obtuvieron respuestas óptimas al priorizar niveles altos para las ganancias K_p y K_d , mientras que se tuvo un nivel bajo para la ganancia K_i .

Considerando el estado del arte, en este trabajo se implementó una estrategia tradicional de prueba y error. Esta estrategia no se limitó únicamente a la manipulación de las ganancias K_p , K_i y K_d del controlador, sino que también incluyó variables relacionadas con elementos internos del sistema, como la velocidad angular del agitador (ω_a) del volumen de agua a calentar, la variación en la potencia del calefactor (P_c) y un periodo de muestreo variable (T_s).

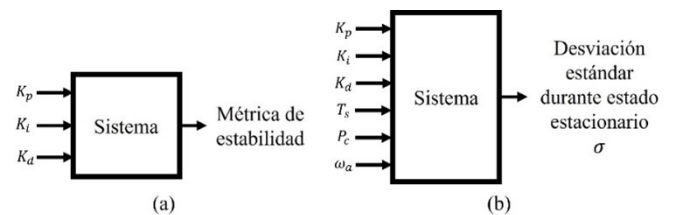


Figura 1. Esquema general de entradas y salida del sistema a optimizar. (a) Enfoque de optimización convencional, (b) esquema de optimización planteado.

A diferencia de los trabajos previos [17-18], en este estudio las magnitudes de los factores de entrada se establecieron previamente utilizando una matriz ortogonal L8 del método Taguchi, con el que se preestablecieron ocho configuraciones distintas. Como variable de respuesta, o métrica de desempeño del controlador en estado estacionario, se utilizó la desviación estándar σ , en contraste con el error en estado estacionario (e_{ss}) empleado en los estudios mencionados.

La configuración óptima y, por ende, la sintonización del controlador, se obtienen en base a los resul-

tados de cada una de las configuraciones de la matriz. Posteriormente, cálculos adicionales mediante el método Taguchi permitieron ajustar las magnitudes de cada factor de entrada para iteraciones futuras.

A diferencia de otros métodos de sintonización orientados a mejorar la respuesta del sistema, esta propuesta prescinde de un modelo matemático, ya que se basa en un enfoque estadístico. De igual forma, al tener mayores grados de libertad en las entradas, se facilita la captura de fenómenos concurrentes y cambiantes (no linealidades) dentro de la planta [19] que pueden no ser contemplados en un método convencional.

Para este artículo, se plantea una estrategia de control PID segmentada para manipular la temperatura de un volumen de agua de siete litros. La temperatura se mantiene en un margen de $0.5\text{ }^{\circ}\text{C}$, entre $35.5\text{ }^{\circ}\text{C}$ y $36\text{ }^{\circ}\text{C}$, partiendo de una temperatura inicial de $25\text{ }^{\circ}\text{C}$, donde la desviación estándar durante el estado estacionario es reducida en función de las configuraciones de los factores de entrada definidos en la matriz ortogonal L8 (mostrados en la Figura 1).

2. METODOLOGÍA

El tipo de estudio empleado en esta investigación es experimental, donde se llevaron a cabo diferentes pruebas con ciertas condiciones a fin de estimar el efecto de cada factor de entrada y la respuesta con menor variabilidad.

Las configuraciones propuestas implicaron cambios tanto a nivel de software como en nivel físicos, al manipular ciertos parámetros del sistema de control. Dichas configuraciones fueron basadas en la matriz ortogonal L8 de Taguchi.

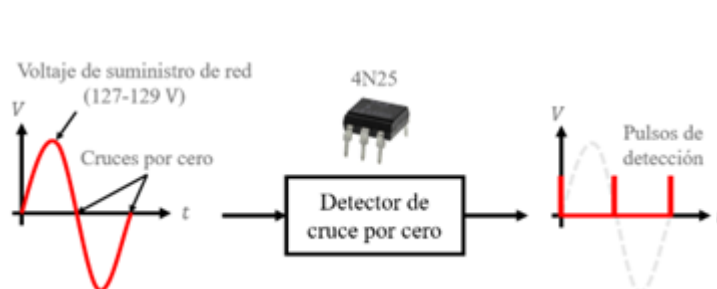


Figura 2. Esquemático de funcionamiento del circuito detector de cruce por cero.

2.1 Diseño general

Dada su accesibilidad y bajo costo, para la implementación de este sistema de control se utilizó un Arduino UNO R3 como controlador. Dentro del mismo se implementó la lógica o estrategia de control en lazo cerrado propuesta, la cual fue programada en el IDE de Arduino.

Como entrada, el controlador recibe pulsos por parte de un circuito detector de cruce por cero basado en un circuito integrado 4N25 (Figura 2). Los pulsos de salida del circuito permiten conocer el estado del voltaje de suministro y sincronizar el controlador de potencia.

Simultáneamente, el controlador recibe los datos de temperatura de un termómetro digital DS18B20, los cuales forman parte del lazo cerrado para la acción correctiva del controlador.

La acción correctiva del controlador se ejecuta mediante la manipulación del ángulo de disparo de un TRIAC BTA12-600B, el cual modifica la potencia suministrada a una resistencia eléctrica de inmersión VOLTECK® de 600 W a través del retraso en los pulsos de salida hacia un optoacoplador MOC3021, que es el responsable de activar o desactivar al TRIAC (Figura 3).

El algoritmo de control define la magnitud del ángulo de disparo, según sea el estado del sistema medido por el sensor de temperatura. El retraso está restringido a un semiciclo de la onda senoidal del voltaje de suministro dado el funcionamiento bidireccional del TRIAC.

Para la planta, se utilizó un recipiente esférico de vidrio con una capacidad de siete litros, en el que se vertieron aproximadamente 6920 gramos de agua, con un margen de $\pm 5\%$. Además, se colocó una plancha de

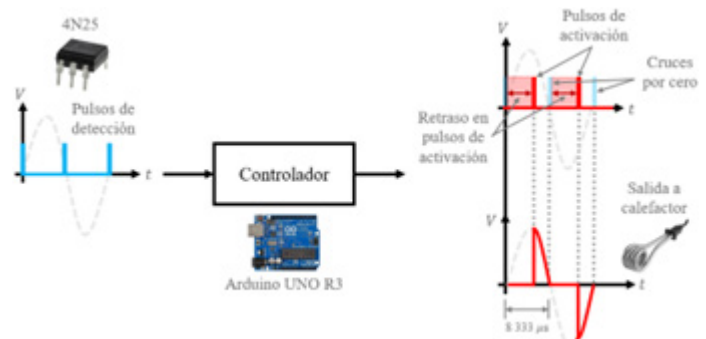


Figura 3. Esquemático de los efectos del controlador sobre el ángulo de disparo o retraso de pulsos dirigidos al optoacoplador que activa o desactiva al TRIAC.

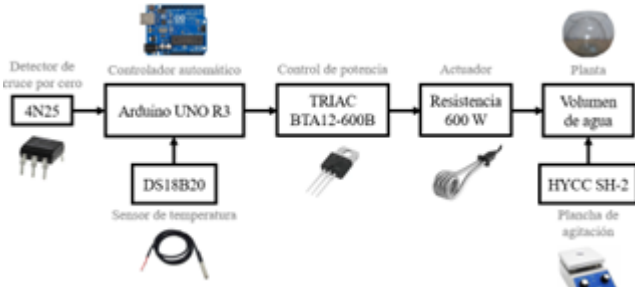


Figura 4. Diagrama de bloques de los componentes empleados en el sistema de control.

Figura 5. Montaje físico del sistema de control completo.

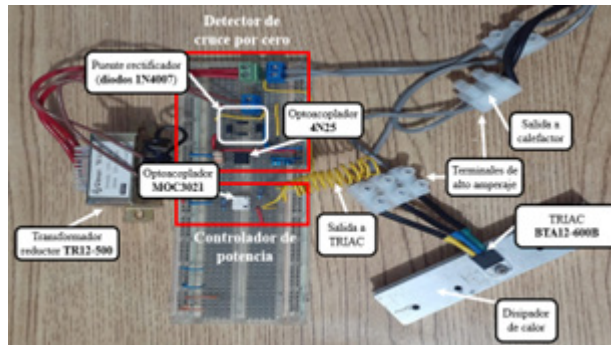


Figura 6. Montaje de circuito detector de cruce por cero y controlador de potencia en una placa de prototipado o protoboard, señalando los componentes principales de cada módulo.

agitación de velocidad variable HYCC SH-2 debajo del recipiente con el objetivo de mantener una temperatura homogénea en el volumen de agua. En la Figura 4 se muestra el diagrama de bloques de interconexión entre componentes, mientras que en la Figura 5 se visualiza el montaje físico de todos los componentes.

2.2 Diseño de hardware

A continuación, se muestra una descripción más detallada sobre la implementación de los componentes del diagrama de bloques mostrado en la Figura 4.

2.2.1 Diseño de detector de cruce por cero

Para la implementación del detector de cruce por cero, se utilizó un transformador reductor TR12-500 de Steren con el objetivo de reducir el voltaje de entrada al circuito 4N25. Según el diagrama de con-

xiones mostrado en la parte superior de la Figura 7, el voltaje de entrada del transformador (etiquetado como LINEA y NEUTRO) proviene de la red de suministro eléctrica.

Después de la etapa del transformador, se añadió un puente rectificador utilizando diodos 1N4007, cuya entrada de voltaje proviene del devanado secundario del transformador (SL y SN). Esto tiene como objetivo mantener el voltaje dentro de un rango tolerable para el circuito 4N25, junto a un resistor de 1.5 kΩ, de acuerdo con su hoja de especificaciones [20].

Finalmente, se utilizó una configuración pull-up en un resistor de 10 kΩ para el envío de pulsos de 5V a una entrada digital del controlador durante niveles bajos o nulos de voltaje sobre la entrada del 4N25 (cruces por cero).

Las conexiones físicas se muestran en la Figura 6 en la parte superior.

2.2.2 Diseño de controlador de potencia

En función de la respuesta del controlador, los pulsos para la activación del TRIAC se generan mediante el pin digital D4 de Arduino (indicado como MOC_OUT en la Figura 7 en el recuadro derecho). Además, se colocó un resistor de protección de 220 Ω para el diodo emisor interno del MOC3021.

En las terminales de salida del MOC3021, se añadió un resistor de 220 Ω a la entrada del optotriac interno en el circuito con el fin de limitar la corriente de disparo en la compuerta del TRIAC.

Finalmente, la carga o calefactor se conectó entre la terminal A1 del TRIAC y el neutro de la red eléctrica. Para conectar el calefactor, fue necesario añadir bornes de conexión de alto amperaje (10 A). La sección correspondiente al calefactor requirió un cable de calibre AWG 12 para soportar la corriente

demandada por la resistencia funcionando a plena potencia. Se realizó el montaje del TRIAC sobre un disipador de calor de aluminio (Figura 6) para mantener su operación en el rango de temperaturas especificado en [21].

2.2.4 Plancha de agitación

Con el propósito de mantener una temperatura homogénea sobre el volumen de agua, se colocó una plancha de agitación HYCC SH-2 de velocidad variable. Su funcionamiento consiste en hacer girar un agitador de PTFE (politetrafluoroetileno o teflón) sobre su base mediante un campo magnético producido por un electroimán.

Se mantuvieron revoluciones bajas (entre 1000 y 1300 RPM) sobre el agitador para prevenir su desestabilización al estar inmerso sobre el volumen de agua. Asimismo, se colocó una base plana de vidrio para contribuir en la estabilidad del agitador. Las revoluciones fueron medidas mediante un tacómetro digital

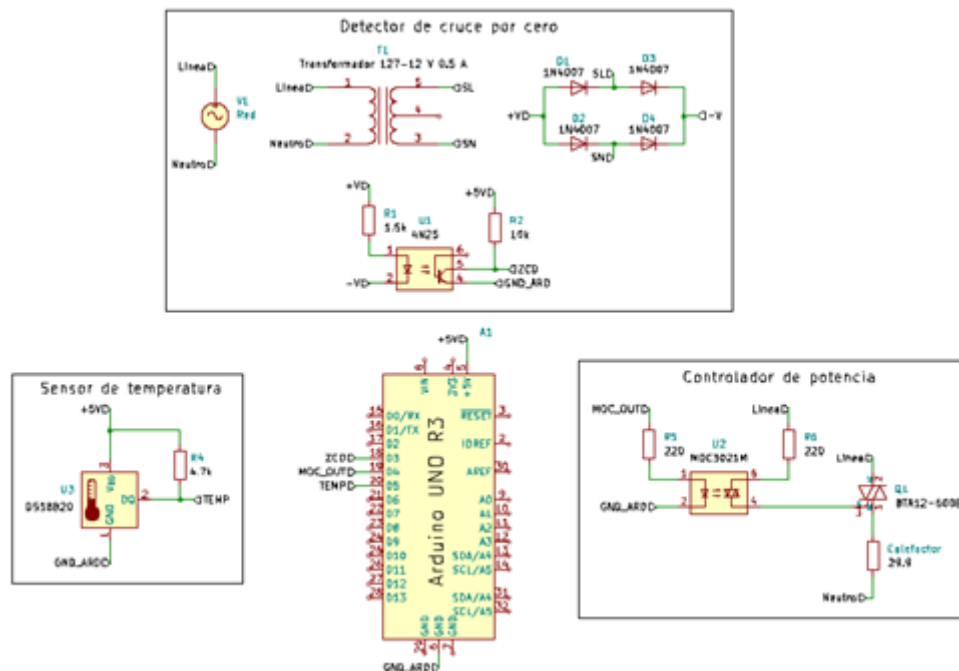


Figura 7. Diagrama de pines de conexión empleado en el controlador. Hecho en KiCad 8.0

DT-2234C apoyado a 30 cm sobre la base del recipiente (Figura 8). Se hicieron mediciones graduales sobre la perilla de ajuste de velocidad para marcar valores de referencia para las pruebas. La plancha de agitación funcionó de forma paralela al controlador, estando activada durante todo el proceso de control.

2.2.5 Planta

Para el recipiente de vidrio mostrado en la Figura 8, se diseñó una tapadera con PLA utilizando un software CAD, la cual fue impresa en 3D (Figura 9.a). Este elemento fue añadido con el propósito de sostener a presión el calefactor con un ángulo de 30°, mediante un perno de 16 mm de diámetro, y también para servir como soporte para el sensor de temperatura.

El ángulo de 30° se eligió bajo la restricción de mantener una distancia de aproximadamente 100 mm entre el calefactor y el sensor. Además, esta inclinación permitió que la superficie del calefactor estuviera a más de 40 mm de las paredes del recipiente; con el objetivo de evitar la concentración de calor en las zonas cercanas.

La separación entre calefactor y el sensor repercute en el retraso del sistema a causa de la conductividad térmica del agua [23]. Esta variable no se consideró como parámetro de entrada, en su lugar se hizo uso de la velocidad angular del agitador para reducir la concentración de temperatura en el volumen de agua.

2.4 Definición de matriz ortogonal

Previo a la definición de la matriz ortogonal L8, fue necesario definir los seis factores de entrada, cada uno con dos niveles de variación: uno inferior y otro

superior. Tres de estos factores correspondieron a las ganancias K_p , K_i y K_d del controlador PID, ajustadas directamente en el software. Como primera iteración de diseño, se propuso una ganancia proporcional elevada ($K_p=300$ en nivel bajo y $K_p=500$ en nivel alto), mientras que las ganancias integral ($K_i=10$ y $K_i=20$) y derivativa ($K_d=50$ y $K_d=100$) se mantuvieron en magnitudes bajas.

El cuarto factor de entrada fue el periodo de muestreo T_s , en segundos, utilizado para medir la temperatura. Se seleccionaron valores significativamente mayores al tiempo de conversión especificado en [22], proponiendo los niveles $T_s=3$ y $T_s=5$. Al igual que las ganancias del controlador, el periodo de muestreo se configuró a través del software.

El quinto factor de entrada fue la potencia máxima o plena P_c del calefactor. La potencia nominal del calefactor se calculó en función de su resistencia eléctrica medida (33.8Ω) y el voltaje suministrado (127 V), obteniendo una potencia máxima de 477 W (como nivel alto). El ajuste de potencia se logró limitando el retraso máximo en los pulsos de activación del TRIAC, restringidos entre 0 y 4200 microsegundos (235 W como nivel bajo).

El sexto factor fue la velocidad angular del agitador (ω_a), medida en revoluciones por minuto (RPM). Dado que el agitador tendía a desestabilizarse a velocidades superiores a 1500 RPM, establecieron los niveles entre 1000 y 1300 RPM; ajustados mediante la perilla de control mostrada en la Figura 8.

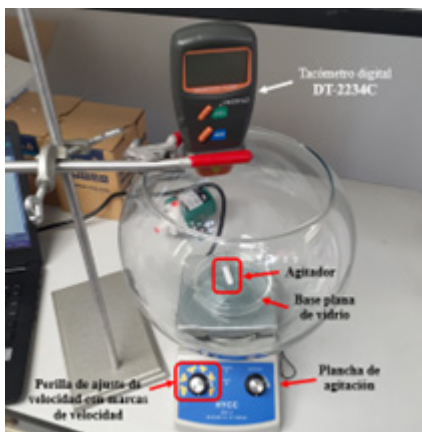


Figura 8. Disposición de componentes para la medición de la velocidad angular del agitador.

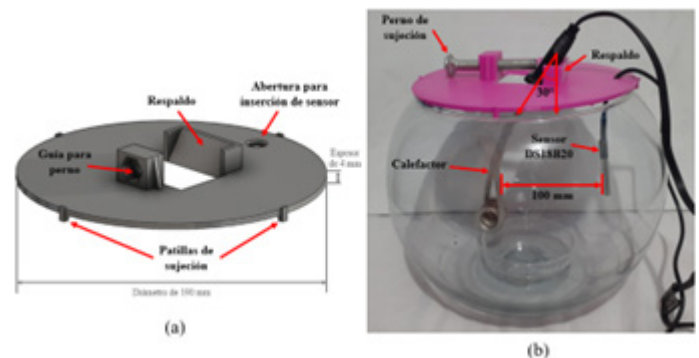


Figura 9. (a) Diseño en SOLIDWORKS® de la tapadera de sujeción de calefactor, (b) Disposición de componentes involucrados en la planta.

Por último, el séptimo factor o factor G, se consideró como factor ruido o factor error. Este factor abarcó fuentes de variación no controlables ni previstas, diferenciándose de los factores de control o factores de señal (K_p , K_i , K_d , T_s , P_c y ω_a), los cuales podían

manipularse y, potencialmente, influir en la variable de respuesta.

En la Tabla 1 se muestran los niveles para cada factor de entrada.

La forma estándar de matriz ortogonal L8 se muestra en la Tabla 2, mientras que en la Tabla 3 se sus-

Tabla 1. Magnitud de los niveles de los factores de entrada

Factores	Niveles	
	1	2
Ganancia proporcional	K_p 300	500
Ganancia integral	K_i 10	20
Ganancia derivativa	K_d 50	100
Periodo de muestreo de temperatura	T_s 3	5
Potencia de resistencia	P_c 235	477
Revoluciones en pastilla agitación	ω_a 1000	1300

Tabla 2. Forma estándar de la matriz ortogonal L8 para dos niveles de variación con siete factores de entrada.

Config.	Factores de entrada							Resultados (σ)
	A	B	C	D	E	F	G	
	K_p	K_i	K_d	T_s	P_c	ω_a		
1	1	1	1	1	1	1	1	y_1
2	1	1	1	2	2	2	2	y_2
3	1	2	2	1	1	2	2	y_3
4	1	2	2	2	2	1	1	y_4
5	2	1	2	1	2	1	2	y_5
6	2	1	2	2	1	2	1	y_6
7	2	2	1	1	2	2	1	y_7
8	2	2	1	2	1	1	2	y_8

Tabla 3. Matriz ortogonal L8 con magnitudes de niveles correspondientes para tres pruebas por configuración.

Config.	Factores de entrada							Resultados (σ)		
	A	B	C	D	E	F	G			
	K_p	K_i	K_d	T_s	P_c	ω_a				
1	300	10	50	3	235	1000	y_{11}	y_{12}	y_{13}	
2	300	10	50	5	477	1300	y_{21}	y_{22}	y_{23}	
3	300	20	100	3	235	1300	y_{31}	y_{32}	y_{33}	
4	300	20	100	5	477	1000	y_{41}	y_{42}	y_{43}	
5	500	10	100	3	477	1000	y_{51}	y_{52}	y_{53}	
6	500	10	100	5	235	1300	y_{61}	y_{62}	y_{63}	
7	500	20	50	3	477	1300	y_{71}	y_{72}	y_{73}	
8	500	20	50	5	235	1000	y_{81}	y_{82}	y_{83}	

tituyen las magnitudes de los factores en sus niveles correspondientes. Para cada de las configuraciones, se realizaron tres pruebas para corroborar la repetibilidad del sistema.

La columna vacía del factor G representa la consideración de factores ruido o de variabilidad no controlable implícitos en las pruebas realizadas: desconocidos a priori.

La columna vacía del factor G representa la consideración de factores ruido o de variabilidad no con-

trolable implícitos en las pruebas realizadas: desconocidos a priori.

2.5 Algoritmo planteado

El comportamiento del controlador se segmentó en función del estado del sistema, definido por el registro de temperaturas a lo largo del tiempo. La respuesta se dividió en tres zonas: la potencia plena, iteraciones lentas e iteraciones rápidas (Figura 10).

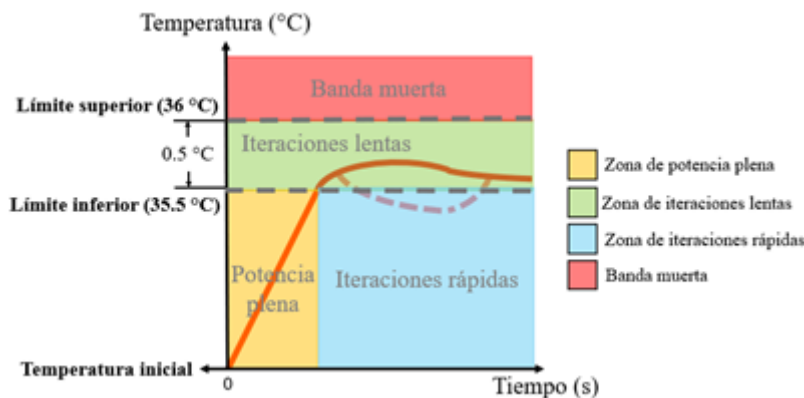


Figura 10. Gráfico de las etapas o segmentos de control según la temperatura registrada.

En la primera etapa, la de potencia plena, el controlador no aplica ninguna corrección y envía pulsos al TRIAC sin retraso, entregando la potencia máxima al calefactor (477 W). Esta estrategia se implementó para alcanzar el margen de temperaturas deseado en el menor tiempo posible.

Aunque el setpoint se estableció en 36 °C, se consideraron aceptables las temperaturas entre 35.5 °C y el setpoint, dado que se limitan a un margen de 1.39%.

La etapa de potencia plena finaliza cuando se registra una temperatura igual o superior al límite inferior de 35.5 °C. Este margen se propuso para evitar sobreimpulsos, principalmente por la ausencia de un sistema de refrigeración.

Tras alcanzar el límite inferior, se inicia la zona de iteraciones lentas. En esta zona, el PID se actualiza a intervalos definidos por el periodo de muestreo T_s , configurado a 3 o 5 segundos según lo especificado en la Tabla 3. Esta lógica, en la brecha de 0.5 °C, se propuso para controlar temperatura de forma gradual y para reducir las variaciones.

Para el PID, se acotó la variable integral a un máximo de 4200 para el primer nivel de potencia y 8250 para el segundo (235 W y 477 W, respectivamente, Tabla 1). Esta limitación ayudó a reducir las oscilaciones durante el estado estacionario, evitando una acumulación excesiva del error que pudiera alterar drásticamente la potencia suministrada al calefactor.

De manera conjunta, para evitar la sobrecarga de la parte integral se estableció un tiempo mínimo de acumulación de 10 milisegundos, es decir, actualizando la variable integral cada 10 ms en base al estado de temperatura del sistema. Esto evitó que se saturara en intervalos cortos y contribuyó a la estabilidad del sistema.

Asimismo, la parte integral es reinicia a cero al alcanzar el límite inferior de 35.5 °C, eliminando el error acumulado durante la etapa de potencia plena. Este reinicio contribuyó a la reducción del sobreimpulso, puesto que las ganancias del controlador contribuyen sutilmente en la potencia suministrada debido al pequeño error medido dentro de la brecha de 0.5 °C.

Una vez en la zona de iteraciones lentas, el comportamiento del controlador se divide en dos condiciones: si la temperatura cae por debajo del límite inferior, la zona de iteraciones rápidas entra en ejecución; si la temperatura alcanza un valor mayor o igual al setpoint de 36 °C, se igual a cero todas las ganancias del controlador, deshabilitando el control ante excesos

de temperatura, considerando la ausencia de un sistema de refrigeración (banda muerta).

Para el caso de la operación en la zona de iteraciones rápidas, el PID actualiza el error de forma continua, a la velocidad definida por el periodo mínimo de 10 milisegundos, lo que permite restablecer rápidamente la temperatura del agua.

En la Figura 11 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo que dirige el comportamiento del controlador. La Tabla 4 sintetiza el diagrama de flujo en un pseudocódigo.

El primer condicional, *cruceLimite*, representa la condición en la que se alcanza el valor del límite inferior (35.5 °C). Posteriormente, el condicional $error \leq limite$ evalúa si el error se encuentra dentro de la brecha de 0.5 °C, activando así el modo de iteraciones lentas para estabilizar la respuesta. Si esta condición no se cumple, la temperatura se encuentra por debajo del límite inferior y el PID entra en el modo de iteraciones rápidas.

Finalmente, dentro del mismo condicional $error \leq limite$, se verifica si la temperatura ha excedido el setpoint mediante $error \leq 0$. De ser el caso, el PID se inhabilita y no se suministra potencia al calefactor.

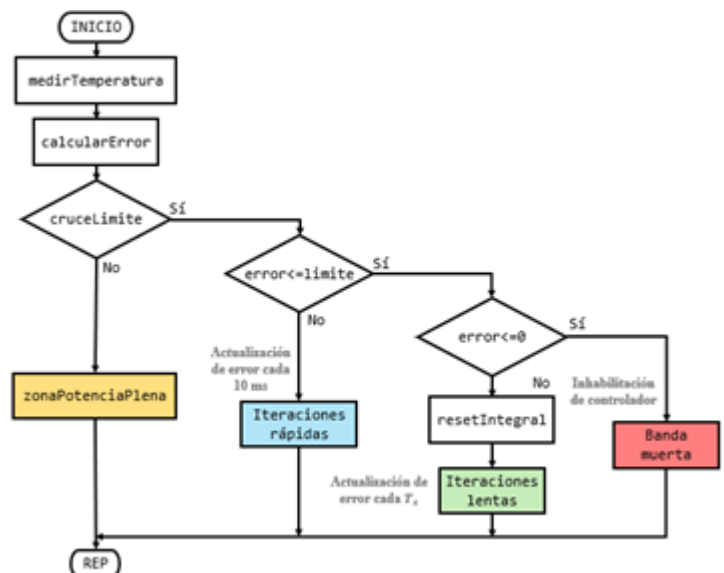


Figura 11. Diagrama de flujo de algoritmo de estrategia de control por segmentación.

Tabla 4. Pseudocódigo de algoritmo de selección de etapas o segmentos de control.

```
// Medir temperatura
Llamar función medirTemperatura

// Cálculo del error
errorActual = setpoint - temperatura

// Iteraciones rápidas
Si no mem2 entonces:
  Llamar función PID
  k_PID = 1 // Habilitar control PID

  Si errorActual <= limite entonces:
    mem2 = verdadero // Bandera de cruce por umbral
  Fin si

// Iteraciones lentas
Sino si (tiempoActual-tiempoAnterior)>=periodoMuestreo Y mem2 es verdadero entonces:

  // Comportamiento dentro de la brecha de 0.5 °C
  Si errorActual <= limite entonces:
    Si mem es verdadero entonces:
      k_PID = 1 // Operación nominal dentro de la brecha
    Sino:
      k_PID = 0 // Reinicio de ganancias
      mem = verdadero
    Fin si

  // Banda muerta
  Si errorActual <= 0 entonces:
    k_PID = 0 // Inhabilitar PID por banda muerta
  Fin si

  // Regreso a iteraciones rápidas
  Sino:
    k_PID = 1
    mem = falso
    mem2 = falso
  Fin si

  Llamar función PID
  tiempoAnterior = tiempoActual

Fin si
```

2.6 Condiciones de prueba

Las pruebas se realizaron durante un periodo de 25 minutos (1500 segundos) para observar el comportamiento en estado estacionario. La temperatura inicial del agua se estableció en 25.00 °C, medida con el sensor DS18B20, bajo un margen aceptable de ± 0.06

°C. Las pruebas se llevaron a cabo a una temperatura ambiente de 24 °C.

3. RESULTADOS

Los datos de temperatura se obtuvieron mediante el monitor serial del IDE de Arduino y, posteriormen-

te, se registraron en Excel® para realizar el análisis de datos utilizando el software MINITAB®.

Los tiempos en los que se alcanzaron los límites inferiores en cada configuración se muestran en la Tabla 5. Estos tiempos fueron utilizados como referencia para definir el inicio del estado estacionario del sistema, ya que no se observaron sobreimpulsos que superaran los 36 °C, salvo en la prueba 1 de la configuración 8.

Tabla 5. Tiempos registrados en los que el sistema alcanzó el límite inferior de 35.5 °C.

Configuración	Tiempo para alcance de límite inferior (s)		
1	831	822	819
2	530	539	520
3	813	804	819
4	514	519	514
5	482	491	482
6	859	849	839
7	500	494	497
8	844	874	849

Para las configuraciones definidas en la Tabla 3, las desviaciones estándar se calcularon en el intervalo comprendido entre los tiempos de alcance de la Tabla 5 y el fin de las pruebas, a los 1500 segundos. Los resultados se muestran en la Tabla 6.

Los registros de temperaturas para las configuraciones 1 a 4 se muestran en la Figura 12, donde también se incluyen ampliaciones de las etapas estacionarias correspondientes. Para facilitar la interpretación,

Tabla 6. Desviaciones estándar durante estado estacionario de cada configuración.

Configuración	Resultados (σ)		
1	0.079	0.067	0.084
2	0.086	0.054	0.022
3	0.110	0.155	0.159
4	0.161	0.115	0.119
5	0.151	0.109	0.168
6	0.031	0.036	0.045
7	0.112	0.114	0.114
8	0.079	0.068	0.086

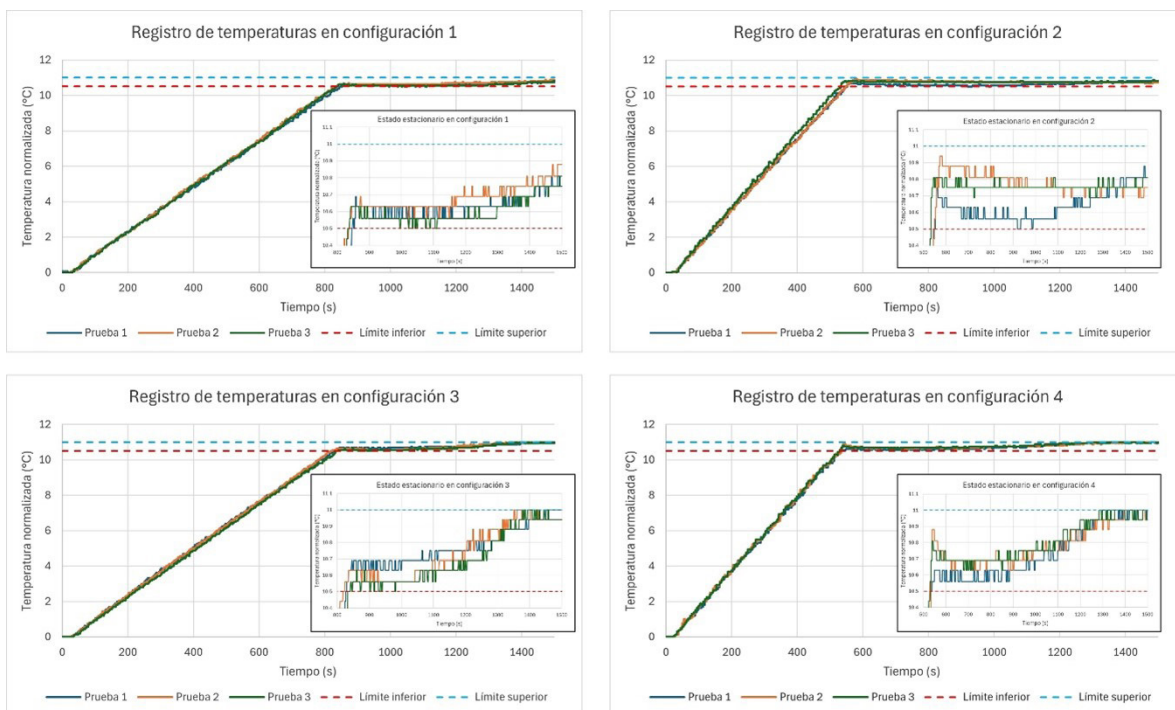


Figura 12. Registro de temperaturas de las configuraciones 1-4.

las temperaturas registradas fueron normalizadas en el gráfico, eliminando el desfase originado por la temperatura inicial de 25.00 °C. De este modo, el gráfico abarca desde 0 °C (equivalente a 25 °C) hasta 12 °C (equivalente a 37 °C).

En el caso de la configuración 1, se obtuvo una desviación estándar promedio del 0.076, mostrando un incremento monótono durante el régimen transitorio, particularmente entre los 1150 y 1200 segundos. Comportamientos semejantes se observaron en las configuraciones 3 y 4, con promedios de 0.141 y 0.131, respectivamente. Además, en la configuración 4 se presenciaron ligeros sobreimpulsos en las pruebas 1 y 2, dentro del margen de precisión (entre 10.5 y 11° C).

Por otro lado, la configuración 2 destacó al presentar la menor desviación estándar promedio, con un valor de 0.054. En particular, durante la tercera prueba (y_{23}) de esta configuración, se registró la menor desviación estándar con un valor de 0.022. No obstante, considerando el promedio general, esta configuración se clasificó dentro de los ajustes óptimos del sistema.

Las ejecuciones de las configuraciones 1 a 4, con la ganancia proporcional K_p en su nivel bajo, mostró un incremento monótono más suave en comparación de las configuraciones 5 y 7, como se ilustra en la Figura 13.

Las configuraciones 5 y 7 mostraron un incremento monótono similar al observado en las configuraciones 1 y 3, con promedios de 0.142 y 0.113, respectivamente. Sin embargo, se registraron retrasos menores en el inicio del incremento monótono de temperatura, dentro del margen de precisión. Para el caso de las configuraciones 5 y 7, este aplanamiento de temperatura ocurrió entre los 500 y 700 segundos (200 segundos de retraso), como se muestra en la Figura 13. Esto contrasta con los resultados de las configuraciones 1 y 4, cuyo aplanamiento ocurrió entre los 850 y 1150 segundos (300 segundos de retraso).

El comportamiento óptimo se registró en la configuración 6, con un promedio de desviación estándar de 0.037; siendo el valor más bajo obtenido. En este caso, el ajuste de niveles altos para las ganancias K_p y K_d , periodo de muestreo y velocidad del agitador,

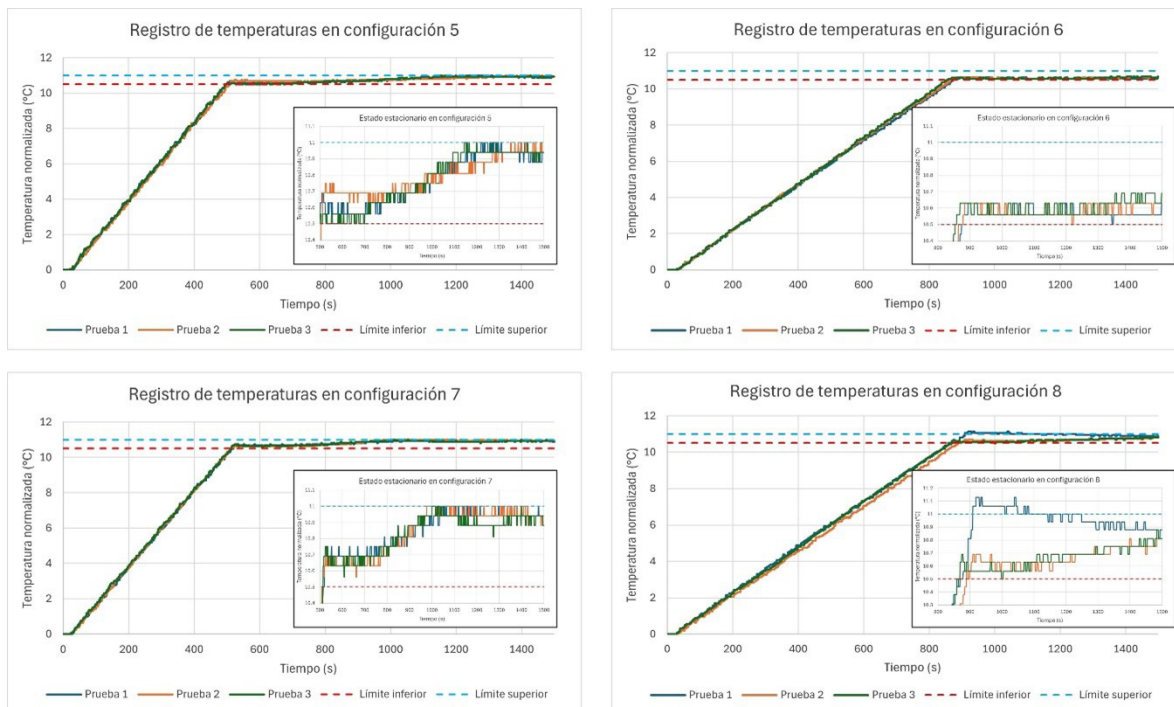


Figura 13. Registro de temperaturas de las configuraciones 5-8.

y un ajuste de niveles bajos para la ganancia integral (K_i) y la potencia del calefactor, contribuyeron a evitar el sobreimpulso y estabilizar la temperatura entre 10.56 y 10.69 °C.

Finalmente, la configuración 8 obtuvo la prueba con mayor inercia térmica en y_{81} . El sistema alcanzó una temperatura de 36.13 °C a los 919 segundos (15 minutos y 19 segundos), con un sobreimpulso de 1.004. No obstante, el promedio general de las respuestas fue de 0.077, siendo y_{82} el de menor desviación estándar (0.068). Sin embargo, la segunda y tercera prueba mostraron un incremento monótono más suave que las configuraciones 1, 3, 4, 5 y 7.

3.1 Configuración óptima

De los resultados obtenidos, la configuración 6 mostró la menor desviación estándar, siendo la configuración óptima. Si bien un caso especial se presentó en la tercera prueba de la configuración 2, cuya desviación estándar fue globalmente la menor (0.022), la configuración con menor promedio, y por ende mejor desempeño, fue la sexta.

En la Tabla 7 se presentan los niveles de cada uno de los factores junto con los resultados de las desviaciones estándar.

Tabla 7. Configuración óptima con la menor desviación estándar.

Configuración	Factores de entrada						Resultados (σ)		
	A	B	C	D	E	F			
	K_p	K_i	K_d	T_s	P_c	ω_a			
6	500	10	100	5	235	1300	0.031	0.036	0.045

3.2 Nivel de efecto de factores

A través del software MINITAB® se generó el diagrama de efectos principales para las medias (Figura 14). Este gráfico muestra los dos niveles de cada factor junto la magnitud de la media calculada. Cuanto mayor es la diferencia en la media entre los niveles de un factor, mayor es su impacto en la desviación estándar. Dado que, en este caso, el criterio de optimización para la variable de salida es que un valor menor es mejor, la mejora en la respuesta requiere seleccionar niveles con menor media.

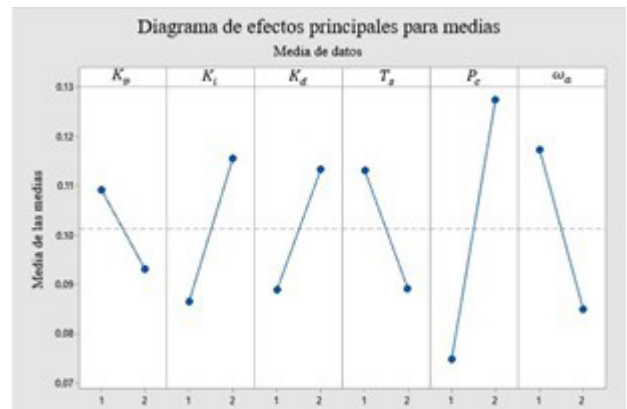


Figura 14. Diagrama de efectos principales para medias.

En base a la Figura 14, el orden descendente del nivel de impacto de los factores fue el siguiente: potencia de calefactor P_c , velocidad del agitador ω_a , ganancia integral K_p , periodo de muestreo T_s , ganancia derivativa K_d y ganancia proporcional K_i .

Asimismo, del gráfico se dedujeron los siguientes resultados:

Se registró menor desviación estándar para las ganancias proporcional en su nivel superior, y en nivel inferior para las ganancias integral y derivativa. La presencia del agitador facilitó el efecto de la ganancia proporcional debido a la mejora en la distribución de temperatura. Una menor acumulación de error, definida por el nivel bajo de la ganancia integral, junto a una actualización de error más prolongada, contribuyó a una respuesta más constante.

Un periodo de muestreo en el nivel superior permitió actualizar los niveles de error en el PID de manera más prologada, suavizando así los efectos del controlador sobre el sistema.

En el caso de la potencia, el nivel inferior mostró una reducción sobre la desviación estándar, al igual que el sobreimpulso al limitar la cantidad de energía suministrada, lo que disminuyó la temperatura en la superficie del calefactor. La combinación de estos fenómenos resultó en una menor transferencia de calor cuando se alcanzó el límite inferior de 35.5 °C.

El nivel superior de agitación contribuyó a mantener una distribución de temperatura más homogénea, mejorando la estabilidad del sistema. Además, se redujo el retraso en la respuesta y, por lo tanto, el sobreimpulso.

4. CONCLUSIONES

Los resultados obtenidos bajo las condiciones utilizadas en este trabajo muestran que existe evidencia significativa para corroborar que:

La segmentación del comportamiento del controlador, con el reinicio de la variable de ganancia integral implícito en un límite inferior, contribuye a la reducción o rechazo del sobreimpulso, el cual fue evitado en las 23 pruebas de las ocho configuraciones desarrolladas, salvo la prueba y_{81} que registró un sobreimpulso de magnitud relativa 1.004.

Los resultados de las configuraciones indican que la disminución en la ganancia integral, junto al incremento de la velocidad del agitador, mejora la estabilidad del sistema, reduciendo la desviación estándar. Asimismo, un nivel bajo de potencia, a 235 W, redujo la suavidad en la respuesta.

El método Taguchi permitió encontrar la configuración óptima (6). Sin embargo, esta configuración mostró un desfase de 0.37 °C entre el setpoint (límite superior) de 36°C y el valor promedio de la respuesta durante este intervalo (10.63 °C). Para reducir este desfase al mínimo, se requieren más iteraciones de diseño tomando como referencia la configuración 6 para tener una sintonización más final.

La función del modelo lineal óptimo obtenido por medio de la matriz de Taguchi $Y_{opt} = K_{p2}K_{i1}K_{d1}T_{s2}Pc_1\omega_{a2}$, permite identificar las direcciones en las cual se debe modificar una segunda iteración de los factores, seleccionar o eliminar otros, y realizar una segunda evaluación para encontrar una mejor estabilización del sistema. Se sugiere utilizar más estadísticos para la evaluación del sistema y su optimización.

Este sistema de control de carácter fijo, donde las ganancias fueron establecidas previo a la puesta en marcha, limita la robustez del sistema. La adición de una funcionalidad adaptativa, en trabajos posteriores, podría contribuir a mejorar la estabilidad del sistema.

5. REFERENCIAS

[1] W. L. Luyben, *Process modeling, simulation, and control for chemical engineers*, 1st ed., Tokyo: McGraw-Hill, 1973, pp. 1-11.
[2] N. S. Nise, *Control systems engineering*, 8th ed., Hoboken: John Wiley & Sons, 2020.
[3] G. F. Franklin, J. D. Powell y A. Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*, 7th ed., Harlow: Pearson Education, 2015.

[4] K. Bingi, R. Ibrahim, M. N. Karsiti, S. M. Hassan y V. R. Harindran, *Fractional-order systems and PID controllers*, vol. 264, Cham: Springer, 2020.

[5] M. Mingyu, L. Xi, L. Yuxuan, L. Yuejian y L. Xin, «The design of closed-loop piecewise PID constant high temperature control system,» *Journal of Electrical Engineering*, vol. 8, n° 2, pp. 59-67, 2020.

[6] Z. Yang, B. Sun, F. Li y L. Zhang, «A Temperature Optimal Control Method of Temperature Control System Considering Thermal Inertia,» de 2019 Chinese Control Conference (CCC), Guangzhou, 2019.

[7] V. S. Sowmya, S. P. Dharsini, R. P. Dharshini y P. Aravind, «Application of various PID Controller Tuning Techniques for a Temperature System,» *International Journal of Computer Applications*, vol. 103, n° 14, pp. 32-34, 2014.

[8] B. Singh y N. Joshi, «Tuning Techniques of PID controller: A review,» *International Journal on Emerging Technologies*, vol. 8, n° 1, pp. 481-485, 2017.

[9] R. P. Borase, D. K. Maghade, S. Y. Sondkar y S. N. Pawar, «A review of PID control, tuning methods and applications,» *International Journal of Dynamics and Control*, vol. 9, pp. 818-827, 2020.

[10] I. A. Abbas y M. K. Mustafa, «A review of adaptive tuning of PID-controller: Optimization techniques and applications,» *International Journal of Nonlinear Analysis and Applications*, vol. 15, n° 2, pp. 29-37, 2024.

[11] K. Wang, J. Wang, J. Xie y X. Ma, «Improvement of temperature control performance for electric heating water tank,» *Thermal Science*, vol. 28, n° 1, pp. 25-37, 2024.

[12] Z. Xin, L. Jinhao y W. Dian, «Design and Simulation of Fuzzy Self-adjusting PID Controller,» de *International Conference on Computing, Control and Industrial Engineering*, Wuhan, 2010.

[13] Y. Yang y H. Bian, «Design and realization of fuzzy self-tuning PID water temperature controller based on PLC,» de *4th International Conference on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics*, Nanchang, 2012.

[14] W. Jiang y X. Jiang, «Design of an intelligent temperature control system based on the fuzzy self-tuning PID,» *Procedia Engineering*, vol. 43, pp. 307-311, 2012.

[15] S. R. Pradhan, «Fine-tuning industrial processes: exploring effective controller techniques for optimale level control,» *The American Journal of*

Engineering and Technology, vol. 6, n° 7, pp. 8-12, 2024.

[16] T. K. Palaniyappan, V. Yadav, Ruchira, V. K. Tayal y P. Choudekar, «PID control design for a temperature control system,» de International Conference on Power Energy, Environment and Intelligent Control (PEEIC), Greater Noida, 2018.

[17] V. F. Rahmadini, A. Ma'arif y N. S. Abu, «Design of water heater temperature control system using PID control,» Control Systems and Optimization Letters, vol. 1, n° 2, pp. 111-117, 2023.

[18] A. Ramadhani y L. S. Ramba, «Water temperature control using PID control system based on LabVIEW,» Telekomtran, vol. 4, n° 2, pp. 35-46, 2016.

[19] Y. Wang, H. Zou, J. Tao y R. Zhang, «Predictive fuzzy PID control for temperature model of a heating furnace,» de 2017 36th Chinese Control Conference (CCC), Dalian, 2017.

[20] Vishay Semiconductors, «4N25, 4N26, 4N27, 4N28 Optocouplers Datasheet,» 7 Enero 2010. [En línea]. Available: <https://www.vishay.com/docs/83725/4n25.pdf>.

[21] STMicroelectronics, «BTA/BTB12 and T12 Series Datasheet,» Septiembre 2002. [En línea]. Available: <https://www.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/158144/STMICROELECTRONICS/BTA12-600B.html>.

[22] Maxim Integrated, «DS18B20: Programmable Resolution 1-Wire Digital Thermometer Datasheet,» 2019. [En línea]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/DS18B20.pdf>.

[23] Y. A. Çengel, Transferencia de Calor y Masa: Fundamentos y Aplicaciones, 6ta ed., Ciudad de México: McGraw-Hill Education, 2020.