



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
FACULTAD DE INGENIERÍA

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

TESIS

Que para obtener el título de
Ingeniero Eléctrico - Electrónico

PRESENTA

Emmanuel Honorato Navarrete

DIRECTOR DE TESIS

Dr. Hoover Mujica Ortega



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2019

Jurado asignado

Presidente: Dr. Luis Agustín Álvarez Icaza Longoria
Secretario: Dr. Gerardo René Espinosa Pérez
Vocal: Dr. Hoover Mujica Ortega
1^{er} suplente: Dr. Paul Rolando Maya Ortiz
2^{do} suplente: M.I. Ulises Arturo Pérez Ventura

Ciudad Universitaria, Departamento de Control y Robótica, Laboratorio
de Automatización.

Ciudad de México

Director de tesis

Dr. Hoover Mujica Ortega

Agradecimientos

Dicen que una persona es quien es por las experiencias que vive, por las personas que conoce y por los momentos que han marcado su paso en esta vida. Afortunadamente, tuve la dicha de conocer y compartir momentos con personas increíbles de las cuales siempre tuve algo nuevo que aprender, siempre hubo sonrisas que intercambiar, innumerables temas de los cuales conversar, una mano amiga en la cual apoyarme y por esto y mucho más, es que quiero regalarles un cachito de algo que, sin ustedes, hubiese sido más difícil.

Primeramente agradezco a Dios, quien me ha sostenido en los malos momentos y me ha dado alegría en los buenos. A mi familia y a mis padres que me han dado todo, que siempre han estado y que sin importar razón, momento o circunstancia, me han brindado todo su cariño y apoyo. Gracias totales.

A todos los amigos que conocí en esta etapa de mi vida: Néstor y Omar Jair por ser los del día uno y contagiarme siempre de su buena vibra, Axel por su compañerismo y compartir sus conocimientos, Samany por su amistad, consejos y apoyo, Vanne por las risas en clases, Nancy por los miles de videos y buenas charlas, Lalo por las carcajadas infinitas, Omar Daniel por su peculiar forma de ser, a Cristian por su gran compañerismo y a los *Ritzos* por esas tardes bohemias en el acústico esperando clase. Gracias por los ratos agradables que tuvimos y por los que seguramente tendremos.

A Vianey por ser mi mejor amiga, por su compañía y apoyo, por los días de fotos, las horas de guitarra, los sábados de *diggin'*, por enseñarme que todo se puede y por los buenos y malos tiempos, que nos enseñaron a crecer.

A Yesica por su invaluable confianza y apoyo, por las charlas matutinas mientras desayunamos, las noches de canciones con ukulele, por su cándida personalidad que no deja de sorprenderme y sobre todo, por su gran amistad.

A Giselle por las charlas y escritos nocturnos, los relatos, por ser una compañera en las circunstancias y mostrarse afable a pesar de ellas.

A Dalia por la gran amistad que se formó trabajando en el lab., por las mañanas de café, las conversaciones, los consejos, las revisiones mutuas de las tesis y la sincera confianza.

A esos amigos que conocieron la mejor y la peor parte de mí y que aún así, no me faltó su amistad. A Jessi y a Brayán. Los estimo en demasía.

A mis compañeros del laboratorio por sus consejos, los buenos momentos, las pizzas, los cumpleaños y las risas que nunca faltaron haciendo nuestro trabajo.

A la Universidad Nacional Autónoma de México por abrirme sus puertas y darme todas esas grandes experiencias desde el primer día que pisé sus aulas.

Al Dr. Hoover Mujica por compartirme su conocimiento y experiencia, por su confianza, amistad, palabras de motivación y dirección en este trabajo.

Al Dr. Paul Maya, al Dr. Marco Arteaga, a la Academia de Automatización y al Departamento de Control por todo el apoyo brindado.

A los miembros de mi jurado por darse el tiempo de revisar este trabajo y compartirme sus valiosas observaciones y comentarios.

Y finalmente, agradezco a la Dirección General de Asuntos del Personal Académico (DGAPA) de la UNAM por el apoyo y la beca otorgada en los proyectos UNAM-PAPIME PE114419 y UNAM-PAPIIT IN114617.

Dedicatoria

Imposible sería para mí no reconocer a esas personas que siempre han estado presentes, que pelearon de rodillas mis batallas, que jamás me negaron su apoyo y confianza incondicional. Este trabajo es fruto de todos los consejos que me dieron, la dirección, formación y valores que me inculcaron.

Es por ello que dedico este trabajo de tesis a los pilares de mi vida,

A mi padre por ser un ejemplo de perseverancia, lealtad y esfuerzo, por dar el 110 % todo el tiempo, por su paciencia, por ser mi sabio y por enseñarme todas esas lecciones de vida que llevo grabadas en mi memoria.

A mi madre por su cálida amistad y afecto, por ayudarme e inspirarme a dar lo mejor de mí y sin importar nada ni que tan loca fuera una idea, siempre me brindó su brazo y apoyo para lograr lo que me propusiera.

A mi hermano por su cariño, por alegrar todos mis días con su forma de ser, por ser mi mejor amigo, por la sana competencia y siempre echarme porras dándome palabras de motivación para culminar todos mis proyectos.

Sin ustedes yo no sería quien soy, ni hubiese logrado muchas cosas en mi vida. El que yo esté aquí hoy es porque ustedes fueron el puente que me permitió llegar.

Los amo.

Resumen

Es bien sabido que el algoritmo PID predomina en los lazos de control de procesos industriales, no obstante, exhibe limitaciones ante la presencia de sistemas con tiempo muerto, retardos, no linealidades, etc. Estos fenómenos son evidentes en los procesos de transferencia de calor como calderas, hornos de fundición, columnas de destilación, entre otros. Para mitigar dichas limitantes, se han propuesto nuevos métodos de sintonía, así como esquemas de compensación. Por otro lado, se están desarrollando diversas propuestas para abordar los problemas de control siguiendo enfoques basados en modelo, teoría no lineal y algoritmos de control discontinuo, ostentando propiedades teóricas atractivas de robustez y estabilidad, las cuales han avivado el interés de evaluar dichas estrategias en las mismas condiciones que un lazo de control PID industrial, buscando así una ventana de oportunidad para que estas nuevas técnicas puedan evaluarse en el ambiente profesional y puedan contribuir a solventar los problemas existentes. Por tal motivo, en esta tesis se presenta el desarrollo de una plataforma industrial para la evaluación experimental de algoritmos de control, conformada por un proceso de transferencia de calor y un controlador industrial de gran escala (ControlLogix[®]).

Para probar la funcionalidad de esta plataforma se evaluaron en igualdad de condiciones lazos PID en forma de posición y velocidad (disponibles en ControlLogix[®]), y variantes del algoritmo Super-Twisting, debido a que en esta clase de procesos, por lo general se carece del pleno conocimiento de sus dinámicas y es afectado por perturbaciones exógenas. Adicionalmente, se detalla la implementación de las estrategias de control discontinuo usando *Add-On Instructions*, para lo cual se programaron diversos métodos de solución numérica en los lenguajes estandarizados para controladores industriales según IEC 61131-3.

Los resultados obtenidos evidencian la capacidad de este desarrollo como herramienta de evaluación de cualquier algoritmo de control, pues mostró que la implementación de estas técnicas es viable computacionalmente. Asimismo, 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 t3pico. Resultado del trabajo, estas nuevas t3cnicas est3n ahora disponibles como bloques de funci3n para usarse en cualquier controlador industrial y aplicarse a otros procesos. Adicionalmente, esta plataforma tiene la capacidad para ser usada en la evaluaci3n de observadores, m3todos de diferenciaci3n, diversos algoritmos de control y diversos m3todos de soluci3n num3rica.

Contenido

Índice de figuras	IX
Índice de tablas	XI
1. Introducción	1
1.1. Motivación	4
1.2. Antecedentes	5
1.3. Formulación del problema	6
1.4. Objetivo	7
1.5. Contribuciones	8
1.6. Organización de la tesis	9
2. Preliminares	11
2.1. Algoritmos de control PID	12
2.1.1. Implementación en controladores Allen Bradley	14
2.1.2. Instrucción PID (<i>Classic</i> PID)	16
2.1.3. Instrucción PIDE (<i>Enhanced</i> PID)	17
2.1.4. Autosintonizador de la instrucción <i>Enhanced</i> PID	19
2.2. Control por Modos Deslizantes	20
2.2.1. Conceptos generales	21
2.2.2. Atenuación de <i>chattering</i>	21
2.2.3. Algoritmo Super-Twisting (2-STA)	22
2.2.4. Algoritmo Super-Twisting de Tercer Orden (3-STA)	22
2.2.5. Diferenciador por Modos Deslizantes	24
2.3. Métodos de solución numérica	25
2.3.1. Método Euler	26
2.3.2. Método Euler mejorado	26
2.3.3. Método Runge-Kutta	27
3. Plataforma experimental	29
3.1. Controlador industrial	29
3.2. Proceso térmico de prueba	29
3.2.1. Descripción general	29
3.2.2. Caracterización del proceso	33

3.2.2.1.	Modelo matemático no lineal	33
3.2.2.2.	Módelos matemáticos lineales	34
3.2.2.3.	Estabilidad, controlabilidad y observabilidad	36
4.	Implementación de las estrategias de control	39
4.1.	Caracterización del PID de ControlLogix® L71	39
4.2.	Programación de control PID y <i>Enhanced</i> PID	41
4.3.	Implementación de métodos de solución numérica, algoritmos de control y diferenciación	44
4.4.	Implementación de STA	46
5.	Evaluación experimental de estrategias de control	49
5.1.	Escenarios de evaluación	49
5.1.1.	Escenario 1: Perfil suave sin perturbación	49
5.1.2.	Escenario 2: Perfil abrupto con perturbación	50
5.2.	Criterios de evaluación	50
5.3.	Resultados	50
5.3.1.	Resultados E.1	50
5.3.2.	Resultados E.2	52
5.4.	Discusión	55
6.	Conclusiones	57
6.1.	Trabajo futuro	58
	Apéndices	59
A.	Funciones de Lyapunov para cálculo de las ganancias en STA	59
B.	Simulaciones de los algoritmos de control	63
C.	Códigos fuente de Add-On instructions	69
D.	Documentación técnica del proceso	75
E.	Rutinas en lenguaje LD de perfiles deseados de temperatura	79
	Referencias	81

Índice de figuras

1.1. Diagrama de tuberías e instrumentos de un productor de agua caliente . . .	3
2.1. Representación de un sistema de control en lazo cerrado	11
2.2. Implementación práctica de PID en forma de velocidad	13
2.3. Clasificación de métodos de sintonía para lazos PID	13
2.4. Gráfica para obtener parámetros de sintonización a partir de la curva de reacción	15
2.5. Bloque de la instrucción PID en lenguaje LD	17
2.6. Ventana de configuración del bloque PID	18
2.7. Bloque de la instrucción <i>Enhanced</i> PID en lenguaje FBD	19
2.8. Ventana principal del autosintonizador para la instrucción PIDE	20
2.9. Representación gráfica de la función signo	21
3.1. Plataforma experimental de prueba	30
3.2. Controlador industrial ControlLogix® L71	31
3.3. Secciones de proceso térmico	32
3.4. Modificación al circuito electrónico del proceso térmico	33
3.5. Respuesta del proceso ante un pulso de 4 minutos	33
3.6. Comparación de modelos en forma de controlador con respuesta real	36
4.1. Sistema de control para caracterización del filtro del bloque PID	40
4.2. Rutina en LD para caracterización de la derivada de bloque PID	41
4.3. Señal de prueba para la caracterización de la derivada en ControlLogix . .	41
4.4. Diagrama de bloques en Simulink para la caracterización de la derivada en ControlLogix	42
4.5. Derivada experimental y simulada de una señal	42
4.6. Rutina de control PID en posición	43
4.7. Rutina de control PID en velocidad	43
4.8. Configuración de <i>Add-On Instruction</i> para el diferenciador	45
4.9. Validación del diferenciador robusto y exacto de segundo orden	46
4.10. Rutina principal para a evaluación	47
4.11. Sistema de control para la implementación de 3-STA	47
4.12. Rutina de control 3-STA	48

5.1. E1: Comparación de la variable de proceso	51
5.2. E1: Comparación de las señales de control	51
5.3. E1: Comparación de las señales de error	52
5.4. E2: Comparación de la variable de proceso	53
5.5. E2: Comparación de las señales de control	53
5.6. E2: Comparación de las señales de error	54
B.1. E2: Comparación de la variable de proceso	64
B.2. E2: Comparación de la variable de control	64
B.3. E2: Comparación de las señales de error	65
B.4. E2: Comparación de la variable de proceso	66
B.5. E2: Comparación de la variable de control	66
B.6. E2: Comparación de las señales de error	67
C.1. Diseño de Add-On Instruction para cálculo de potencia	70
D.1. Diagrama de conexiones eléctricas - Entradas analógicas	76
D.2. Diagrama de conexiones eléctricas - Salidas analógicas	77
E.1. Rutina en LD de la implementación del perfil sinusoidal	79
E.2. Rutina en LD de la implementación del perfil abrupto	80

Índice de tablas

2.1. Reglas de sintonía con el método Oscilaciones Forzadas de Ziegler-Nichols	14
2.2. Efecto de los parámetros del control PID sobre la velocidad y estabilidad .	15
2.3. Diferencias entre el algoritmo PID en forma de posición y velocidad	16
3.1. Módulos instalados en el controlador industrial ControlLogix L71	31
3.2. Escalamiento de temperatura a corriente de proceso térmico	32
5.1. Resultados de cada algoritmo evaluado en términos del ECM	55

Capítulo 1

Introducción

Históricamente, el control de procesos ha permitido la automatización de las industrias, lo cual ha traído como beneficios: (i) mayor cantidad y calidad en la producción, (ii) mejor reproducibilidad del producto, (iii) mayor aprovechamiento de materia prima y uso eficiente de energía, (iv) reducción de costos, (v) menores niveles de contaminación y (vi) mejoras en la obtención de indicadores para informes [Åström, 1985]. Para obtener estos beneficios no solo se depende del buen estado en la infraestructura de un proceso, sino que también se requiere la implementación de un sistema de control y supervisión adecuado. En este sentido, el objetivo de la solución de control es garantizar que las variables de proceso (PV) permanezcan dentro de un rango especificado, que logren el seguimiento de un valor de referencia deseado, o bien, que se mantengan en un punto de operación requerido. Por otro lado, el objetivo del sistema de supervisión es garantizar el monitoreo y operación del proceso de forma remota y segura tanto para el operario, como para el proceso en si.

Desde la integración del control automático a la industria, el algoritmo que ha predominado y sobresaltado por sus características es el Control PID (Proporcional-Integral-Derivativo), tanto así, que más del 95% de los lazos de control industriales son implementados usando este algoritmo [Åström y Hägglund, 2001], [Åström y Hägglund, 2006], [Boiko, 2008]; gracias a que solo se requiere estimar tres ganancias de sintonización (proporcional (K_p), integral (T_i) y derivativa (T_d)), y no es necesario conocer información del modelo matemático del proceso a controlar. No obstante, aunque es una estrategia de control con un desempeño adecuado para la mayoría de los procesos, se ha mostrado que presenta limitaciones. Lo anterior se vuelve evidente cuando en el proceso y en el lazo de control se presentan:

- Sintonías poco adecuadas, debido a que el desempeño del lazo de control depende (i) de la dinámica del proceso, (ii) de las especificaciones de diseño, (iii) del poder computacional del *hardware* donde es implementado y (iv) las perturbaciones o incertidumbres en el sistema.

- *Windup* de la acción integral, causado por la saturación del actuador cuando la acción de control responde a un cambio abrupto en el *set point* (SP). Cuando esto ocurre, el sistema opera de forma equivalente a lazo abierto, puesto que el actuador llegó a su límite. En consecuencia, el término integral del lazo PID sigue operando el error, provocando que este crezca de forma desmedida causando transitorios indeseables o un retardo en la acción de control ocasionando así, bajo ciertas condiciones, la inestabilidad del proceso [Johnson y Moradi, 2005].
- Tiempos muertos, inercias, retardos y fenómenos de transporte, los cuales ocasionan que la acción de control trabaje con el error desfasado, causando un desempeño pobre, obligando al ingeniero de control a resintonizar el controlador constantemente.
- No linealidades en el proceso, ya que el algoritmo no puede compensar adecuadamente el efecto de estas, por lo que en términos generales ninguna sintonía será 100 % efectiva cuando se cambie el punto de operación deseado.

Estos fenómenos se presentan de forma recurrente en los procesos de transferencia de calor que son ampliamente usados en el ambiente industrial, tales como intercambiadores de calor, hornos de cocción, hornos para la industria siderúrgica, condensadores de vapor, columnas de destilación, entre otros. La dinámica de estos sistemas puede ser representada como un sistema de primer, segundo o tercer orden, sin embargo, presentan constantes de tiempo grandes y bajo ciertas condiciones, implica un problema de control no trivial como el caso de un productor de agua caliente para la industria alimentaria. Este se ejemplifica en el Diagrama de Tuberías e Instrumentos (DTI) mostrado en la Figura 1.1. En este proceso puede observarse cómo un actuador debe elevar la temperatura de algún fluido, en este caso agua, a una temperatura específica y regularla en ese punto de operación para lograr la cocción adecuada de un alimento. Para lograrlo, el agua de proceso ingresa a un intercambiador de calor, para posteriormente almacenarse en el tanque principal VSSL-100 que tiene acoplados indicadores de temperatura máxima y mínima permitidas, las cuales son 80°C y 50°C, respectivamente. El fluido que sale de este tanque tiene por objetivo cocer un producto identificado como DS, el cual está contenido en los tanques ATNK-110 y ATNK-120. Por comentarios de los operadores de esta planta, el lazo de control es implementado con el algoritmo PID, que ha mostrado tener un desempeño en regulación poco satisfactorio pues la temperatura del fluido dentro de los tanques ATNK-110 y ATNK-120 no es constante en el valor deseado, por lo que han tenido que regular la temperatura manualmente usando agua a temperatura ambiente a través de las válvulas manuales HV-111 y HV-121, y agua helada.

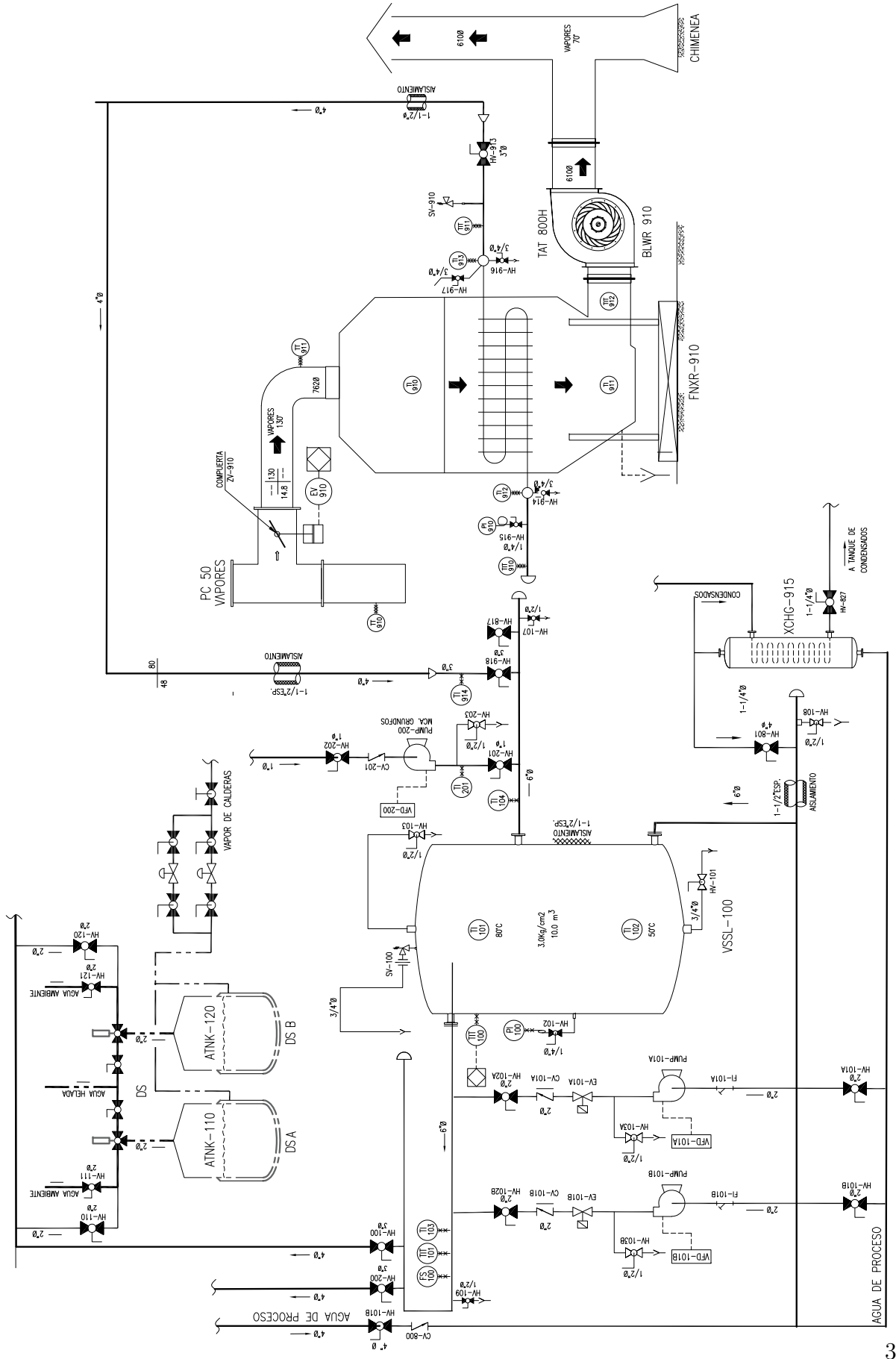


Figura 1.1. Diagrama de tuberías e instrumentos de un productor de agua caliente

Para el ejemplo anterior, el problema se resolvió mediante válvulas accionadas manualmente. Desde la perspectiva teórica, para mitigar estas limitaciones del algoritmo PID en toda esta clase de procesos se han propuesto diversas técnicas en función de la limitación detectada. Por mencionar algunas:

- Problemas de sintonía.- Se han propuesto mejoras a los métodos de sintonía ya existentes y nuevos métodos en lazo abierto o lazo cerrado. Algunos de ellos se han enfocado en el uso de técnicas basadas en modelo, las cuales permiten tener un comportamiento deseado en el proceso variando únicamente un parámetro, como el método de síntesis directa o “ λ -tuning” [Olsen y Bialkowski, 2002], [Foley, *et al.*, 2010]. Por otro lado, se han desarrollado nuevos métodos de sintonía en lazo abierto, analizando la curva de reacción como Cohen-Coon o en lazo cerrado como se muestra en [Bucz y Kozáková, 2015]. Adicional a estos, se ha propuesto generalizaciones del método de Ziegler Nichols, como el reportado en [Lorenzini, *et al.*, 2018].
- *Windup* integral.- Se han buscado soluciones sin modificar la estructura del controlador, como ajustar el SP para evitar la saturación del actuador. Adicionalmente, se ha solventado este problema implementando esquemas *antiwindup*. En principio, estos esquemas consisten en “apagar” la acción integral cuando el actuador se satura y “encenderla” cuando el actuador entra nuevamente en su región de operación.
- Tiempos muertos, retardos, fenómenos de transporte.- Para reducir el efecto de estos se han propuesto compensadores adelanto/atraso, técnicas como predictor de Smith o lazos PID en cascada, con el objetivo de reducir el retraso, anticipando su nociva acción.
- No linealidades.- Las soluciones convencionales a estas han sido enfocadas en sintonizar al controlador para tener un desempeño aceptable en el punto de operación deseado y sacrificar desempeño fuera del mismo, dividir el rango de operación en intervalos más pequeños y aproximarlos a un modelo lineal para posteriormente, cambiar la sintonía para cada uno de ellos [Åström y Hägglund, 1995]. Otras propuestas se encaminan al diseño del control por modelo interno (IMC, por sus siglas en inglés) combinándose con la estructura del PID.

1.1. Motivación

En la búsqueda de soluciones para solventar las carencias del control PID 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 línea, ha sido de interés estudiar a los algoritmos de Control por Modos Deslizantes (SMC, por sus siglas en inglés) debido a que no requieren conocimiento del modelo y a las propiedades teóricas que poseen. Esto es, robustez ante perturbaciones e incertidumbres en el sistema y convergencia al origen del error en tiempo finito, de modo

que la dinámica del sistema en lazo cerrado tenga un comportamiento deseado; ya sea para regulación o seguimiento de un SP requerido [Utkin, 1992]. Sin embargo, a pesar de estas propiedades que los hacen atractivos, el inconveniente de estos algoritmos es que requieren una conmutación teóricamente infinita de la acción de control, lo que en la práctica no es posible debido a las limitantes de los equipos destinados a dicho fin. Esto ocasiona oscilaciones rápidas en la vecindad del punto de operación y a este fenómeno se le denomina *chattering* en la literatura de Control por Modos Deslizantes. Para solventar esta característica, se desarrollaron algoritmos SMC de salida continua, por ejemplo, el llamado Super-Twisting, que lidia con el fenómeno de *chattering* gracias a la adición de un integrador en la señal de control. Este algoritmo ha mostrado buenos resultados en simulación y es gracias a esta razón, que este algoritmo es atractivo para implementarse como solución en procesos industriales, en específico, en aquellos procesos en los que se carece del pleno conocimiento de sus dinámicas o existen perturbaciones exógenas. No obstante, hasta donde se ha podido consultar en la literatura especializada, no han sido evaluados en un entorno industrial por lo que en las evaluaciones realizadas no se han considerado ciertos criterios como la velocidad máxima de lectura y escritura de los módulos de entradas y salidas analógicas de un controlador industrial.

En tal sentido, es necesario desarrollar una metodología de implementación de algoritmos discontinuos en entornos industriales, donde no se requiera completo conocimiento del modelo matemático del proceso. Para ello se requiere el desarrollo de una plataforma industrial, que sirva de herramienta para la evaluación de estrategias de control no convencionales.

1.2. Antecedentes

El control por Modos Deslizantes es una técnica de control no lineal, en estructura discontinua, pero que a través de trabajo de investigación se han desarrollado algoritmos de Control por Modos Deslizantes Continuos (CSMC, por sus siglas en inglés). Esta característica adicional los ha hecho atractivos para una implementación práctica, particularmente el Algoritmo Super-Twisting (STA, por sus siglas en inglés), el cual es el más citado actualmente en la literatura especializada. Bajo este enfoque, es de interés evaluar el desempeño de estrategias novedosas con los algoritmos usados de forma habitual, pues de esta manera, se tiene un marco de referencia estándar con el objetivo de encaminar los esfuerzos en la dirección correcta. Lo anterior se ha realizado en numerosos trabajos reportados en la literatura, incluso antes del desarrollo de CSMC, como el reportado en [Edwards y Spurgeon, 1994] donde se evalúan un algoritmo de SMC y un lazo PID lineal para el seguimiento de un perfil de temperatura en un horno industrial. En este trabajo se utilizó un controlador PID convencional y el algoritmo discontinuo se implementó en una computadora personal, donde fue programado en Turbo Pascal. La evaluación de los controladores se llevó a cabo en dos escenarios: pruebas nominales y pruebas de robustez, las cuales muestran un mejor desempeño por parte de la acción de control no lineal,

tomando como parámetros de comparación la media del error absoluto, la media de la acción de control y el nivel de excitación de la señal.

Trabajos como [Al Ameri y Boiko, 2013] muestran la implementación del Algoritmo STA como controlador, aplicado a un proceso de nivel de líquido en un tanque; donde se compara el desempeño del STA con un lazo PI sintonizado de forma óptima. Los autores desarrollan un modelo matemático del proceso, considerando que la dinámica principal de este es de grado relativo uno (en adelante se hará referencia al grado relativo como r), con lo cual, se cumplen las condiciones para la implementación del STA. Se utiliza como métrica de comparación: la integral del error absoluto (IAE, por sus siglas en inglés) y la integral del tiempo y del error absoluto (ITAE, por sus siglas en inglés) los cuales muestran que el lazo PI mantiene un mejor desempeño en comparación al STA tanto en simulación como en experimentación.

Los trabajos mencionados muestran buenas aproximaciones de la implementación de lazos STA y lazos PID para procesos que se encuentran en la industria, sin embargo, las implementaciones prácticas muestran una serie de detalles los cuales no contribuyen a una evaluación justa, por un lado, y por otro, no se considera un entorno industrial. En [Edwards y Spurgeon, 1994] los experimentos no se llevaron a cabo bajo las mismas condiciones, pues el tiempo de muestreo para el PID fue ligeramente mayor que el seleccionado para el SMC, ni se utiliza un entorno industrial para la evaluación del control no lineal. Por otro lado, en [Al Ameri y Boiko, 2013] se menciona que la dinámica de un sistema real no puede ser de grado relativo uno, puesto que la sensorica de los procesos añade dinámicas, las cuales aumentan el orden y el grado relativo del sistema, ocasionando *chattering* en las variables del sistema de control. Aún con esto, se consideró que la dinámica principal del proceso es de $r = 1$, lo cual difícilmente se encontrará en los procesos hidráulicos industriales. En adición a esto, los experimentos se realizaron en el entorno *Matlab/Simulink Real Time Workshop Software*.

1.3. Formulación del problema

Como ya se ha expuesto, los múltiples procesos industriales presentan fenómenos de retardo, tiempo muerto, fenómenos de transporte, inercia, no linealidades, dinámicas no modeladas, perturbaciones exógenas, entre otros, que dificultan el logro de los objetivos de control.

Identificada esta problemática, se han realizado esfuerzos para lograr un mejor desempeño de la estrategia de control, como probar nuevos métodos de sintonización, adicionar información del modelo matemático a la estructura del controlador, o bien, desarrollar nuevos algoritmos que garanticen un comportamiento adecuado en los procesos industriales. Sin embargo, no todos los algoritmos de control desarrollados en el ambiente académico han sido evaluados en un entorno industrial. Esto debido principalmente a que:

- La infraestructura industrial tiene su propio estándar en cuanto a instrumentación y equipo dedicado al control, esto es, Controladores de Automatismos Programables (PAC, por sus siglas en inglés) o Sistemas de Control Distribuido (DCS, por sus siglas en inglés).
- Los equipos dedicados al control industrial tienen su propio estándar de programación normado por la Comisión Electrotécnica Internacional (IEC, por sus siglas en inglés) en [IEC, 2013] y ha sido ampliamente documentado en la literatura como en [John y Tiegelkamp, 2010].
- Parámetros importantes como la frecuencia de corte del filtro para suavizar la derivada o el tiempo de muestreo no son considerados tomando en cuenta la capacidad que posee un PAC o DCS de adquirir las señales de interés y modificar las variables de control por medio de sus módulos de entradas y salidas analógicas.
- Los métodos de solución numérica de sistemas dinámicos no están disponibles como un bloque embebido en los controladores industriales.
- Algunas estrategias actuales requieren información y conocimiento del modelo matemático del proceso y esto, en muchas ocasiones no es posible por la complejidad del sistema, aunado a que dicho modelo matemático puede no representar de forma adecuada el comportamiento del proceso o no considerar ciertas dinámicas (parásitas) lo cual dificulta el diseño de acciones de control a medida.

Por tales motivos es necesario el desarrollo de una plataforma industrial para la evaluación de estrategias de control lineal, no lineal y discontinuo, que considere un controlador industrial, el tiempo de muestreo que es capaz de generar y la implementación de las estrategias de control usando los lenguajes estandarizados para los controladores industriales. Esto con el propósito de disminuir la brecha existente entre el entorno industrial y el académico para dar solución a los problemas de control existentes.

1.4. Objetivo

En este tenor de ideas, este trabajo de tesis tiene por objetivos:

- Diseñar una plataforma industrial que sirva de herramienta para la evaluación de algoritmos de control, conformada por un proceso de transferencia de calor que permita observar la respuesta de estos sistemas que poseen inercia y un controlador industrial de gran escala ControlLogix®.
- Caracterizar al bloque PID implementado de fabrica en el controlador industrial, a fin de conocer el tipo de filtro y frecuencia de corte que utiliza para suavizar la derivada de la acción de control y con esto proponer sintonías adecuadas en simulación.

- Implementar una estrategia de control por Modos Deslizantes de salida continua, con la finalidad de evaluarla como una solución a los problemas de control industrial que no han sido resueltos por los esquemas de control clásico; empleando una metodología que considere las características de los equipos dedicados al control industrial, esto es, emplear los lenguajes de programación normados en IEC 61131-3, el tiempo de muestreo que es capaz de generar un PAC y la velocidad máxima a la que se puede leer y escribir datos en los módulos de entradas y salidas analógicas de los PAC.
- Finalmente, evaluar estrategias de control por Modos Deslizantes junto con el algoritmo PID en forma de posición y forma de velocidad programados en un controlador de la marca Allen Bradley, a fin de mostrar la funcionalidad de esta plataforma y determinar si la estrategia de control por Modos Deslizantes es una opción viable para ser usada para el control de procesos industriales.

1.5. Contribuciones

Este trabajo aborda la evaluación de estrategias de control por Modos Deslizantes y algoritmos de estructura PID implementados de forma nativa en los controladores industriales modernos, con el propósito de mostrar una metodología adecuada para implementar técnicas de control sofisticadas en entornos industriales, así como evaluar el desempeño de estas en un proceso de transferencia de calor. Derivado de este trabajo, se obtuvieron las siguientes contribuciones:

- Se acondicionó la plataforma experimental para evitar pérdida de información del sensor por picos de corriente y para introducir una perturbación en el proceso a fin de observar el desempeño de los lazos de control ante esta.
- Se propuso una metodología para aproximar la dinámica del proceso de transferencia de calor mediante un modelo simple entrada-salida, a partir de las mediciones del comportamiento registrado con la instrumentación usada, para llevarlo a una representación en la forma de controlador y determinar el grado relativo.
- Se caracterizó al bloque PID programado de fábrica con el que cuenta el controlador industrial, determinando el orden del filtro que posee para suavizar la derivada así como su frecuencia de corte a la que opera. Con lo anterior se evaluaron sintonías en simulación para el algoritmo PID, que se asemejan a proporcionado por el fabricante del PAC.
- Se obtuvo una sintonía adecuada para el algoritmo PID en forma de posición y en velocidad. De forma inicial, se usó el método de oscilaciones forzadas propuesto en [Ziegler y Nichols, 1942] para ambas formas del control PID y se utilizó el autosintonizador embebido en los controladores ControlLogix de Allen-Bradley. Posteriormente, se modificó la sintonía obtenida con el método clásico y con el autosintonizador, a modo de lograr un mejor desempeño con estas.

- Se presentó una metodología de implementación de estrategias de control discontinuo en controladores industriales, con lo cual se hizo posible la evaluación de dichas estrategias en el proceso de transferencia de calor y da la oportunidad de implementarse en diversos procesos instalados en la industria.
- Se validó la metodología propuesta para la implementación de estrategias de control por Modos Deslizantes, como lo es el Algoritmo Super-Twisting de Tercer Orden. Esto se realizó comparando los resultados experimentales con los obtenidos en simulación del diferenciador robusto y exacto. Para esto se diseñaron códigos en Matlab que permitieron la integración de los datos extraídos del controlador en formato *.CSV*, al entorno Matlab/Simulink.
- Se sintonizó a la estrategia de control Super-Twisting siguiendo las estimaciones realizadas en [Levant, 1993]. Posteriormente se propuso un conjunto de ganancias en base a las observaciones del comportamiento del proceso en lazo cerrado, hasta lograr un buen desempeño.
- Se presentó una evaluación experimental de las estrategias PID y Super-Twisting, mostrando así la funcionalidad de esta plataforma como herramienta de evaluación de algoritmos de control. Adicionalmente se presentan los resultados exponiendo las cualidades que estas presentan, tomando como criterios el error cuadrático medio, número de parámetros para sintonizar, facilidad de sintonía, agresividad de la acción de control y capacidad de rechazo a perturbaciones.

1.6. Organización de la tesis

Este trabajo de tesis está organizado en 6 capítulos, donde el presente permite identificar la motivación del trabajo, así como los objetivos que se plantearon para dar solución al problema identificado y enlistar las contribuciones realizadas.

En el **Capítulo 2** se presentan y se describen los preliminares matemáticos de los algoritmos de control usados actualmente en la industria. De igual manera se presenta el Control por Modos Deslizantes, donde se abordan los conceptos generales para entender su estructura. Asimismo, se hace especial énfasis en el algoritmo Super-Twisting para entender las condiciones bajo las cuales es factible su implementación, así como el diferenciador y métodos de solución numérica que se usarán para obtener la derivada de la salida del proceso.

En el **Capítulo 3** se detalla la plataforma industrial desarrollada. Esto es, la infraestructura industrial que se utilizó, así como el proceso que servirá de prueba para la evaluación del desempeño de las estrategias de control, sus características principales, además de su instrumentación, modelo matemático desarrollado en un trabajo previo y dos modelos en variables de estado lineales, de primer y segundo orden, respectivamente, resultado de la metodología propuesta para obtener modelos matemáticos de procesos a

partir de la caracterización entrada-salida de la dinámica del proceso.

En el **Capítulo 4** se presenta la metodología que se desarrolló para implementar los algoritmos de control por Modos Deslizantes y la validación de esta. Posteriormente se detalla la implementación de los algoritmos PID, *Enhanced* PID y Super-Twisting de Tercer Orden, al igual que el desarrollo de las funciones definidas por el usuario¹ para el SMC.

En el **Capítulo 5** se describen los escenarios de evaluación para las soluciones de control propuestas, las condiciones iniciales del sistema y los resultados de la evaluación de los algoritmos de control en el proceso de prueba, haciendo un análisis de las cualidades mostradas por cada algoritmo en esta evaluación.

Finalmente, en el **Capítulo 6** se presentan las conclusiones y el trabajo futuro partiendo de los resultados obtenidos en esta tesis. Por otra parte, en los **Apéndices** se presenta de forma sucinta las funciones de Lyapunov para probar estabilidad de los algoritmos de Control Modos Deslizantes, las simulaciones del comportamiento de los algoritmos usados ante un perfil abrupto, la documentación técnica del proceso de transferencia de calor, los códigos fuente de las *Add-On instructions* desarrollados en el trabajo y por último, las rutinas en lenguaje LD de los perfiles de temperatura deseados.

¹*Add-On Instructions* para el entorno de desarrollo de Rockwell Automation.

Capítulo 2

Preliminares

Es bien sabido que el avance tecnológico ha permitido alcanzar objetivos más ambiciosos por parte de la industria, pero esto ha requerido la integración de mejores herramientas, tanto de *hardware* y *software*. Adicionalmente a esto, se ha tratado de mejorar el desempeño del control industrial, implementando Sistemas de Control Distribuido (DCS, por sus siglas en inglés) más confiables que permitan lograr mayores objetivos, en comparación a sistemas de automatización antiguos [Vernak y Shope, 2013]. Algunas de estas características incluyen mejoras en el control avanzado de procesos, mejor manejo de alarmas y eventos, mejor integración con instrumentos inteligentes y sobre todo, lazos de control PID superiores y lazos de control con autosintonía.

De forma habitual, cualquier sistema en lazo cerrado puede representarse como se muestra en la Figura 2.1, donde el objetivo del control se basa, en principio, en la regulación del *set point* o señal de referencia; la cual puede ser una temperatura deseada en un horno de fundición, mantener un flujo de trabajo a una presión constante, variar el nivel de columna de agua en una planta embotelladora, etc. Esto implica, en términos generales, que cada lazo de control logre mantener la Variable de Proceso (PV, por sus siglas en inglés), representada como $y(t)$ o PV cerca del SP o $r(t)$, aún en presencia de perturbaciones [Shinkey, 1996].

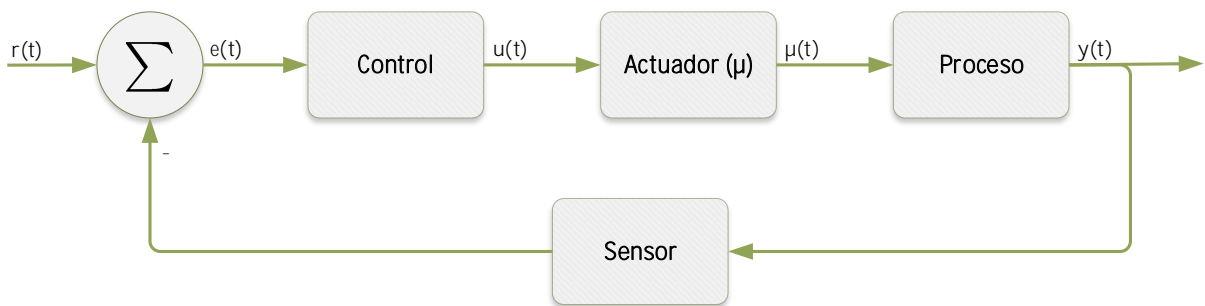


Figura 2.1. Representación de un sistema de control en lazo cerrado

2.1. Algoritmos de control PID

Para el cumplimiento de lo anterior, el algoritmo PID es sin duda el más implementado en los lazos industriales. La forma clásica de representar este algoritmo se muestra en la ecuación (2.1), donde: $u(t)$ representa la señal de control; $e(t)$ el error entre lo medido y lo deseado; K_p , K_i y K_d los parámetros de sintonización del controlador.

$$u(t) = \underbrace{K_p e(t)}_{\text{Proporcional}} + \underbrace{K_i \int_0^t e(\tau) d\tau}_{\text{Integral}} + \underbrace{K_d \frac{de(t)}{dt}}_{\text{Derivativa}} \quad (2.1)$$

O bien, representado en una función de transferencia:

$$u(s) = \left[K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d s \right] E(s) \quad (2.2)$$

Este ha predominado en la mayoría de los lazos de control industriales debido a las características que este algoritmo presenta, tales como:

- Implementación que no requiere información del modelo matemático del proceso a controlar, debido a que la acción de control la logra multiplicando, integrando y/o derivando la dinámica del error entre lo medido y lo deseado.
- Solo requiere la estimación de tres constantes o parámetros de sintonización, nombrados comúnmente como K_p , K_i y K_d , para denotar la acción proporcional, integral y derivativa, respectivamente.

Dentro de la literatura, existen dos formas de representar al algoritmo PID, la primera de ellas, conocida como *forma de posición*, es la representada anteriormente. La segunda forma, conocida como *forma de velocidad* mostrada en la ecuación (2.3) debe su nombre a que se logra derivando la ecuación (2.1). Esto es:

$$\begin{aligned} \dot{u}(t) &= K_p \dot{e}(t) + K_i \int_0^t \dot{e}(\tau) d\tau + K_d \frac{\ddot{e}(t)}{dt} \\ &\quad \vdots \\ \dot{u}(t) &= K_p \dot{e}(t) + K_i e(t) + K_d \ddot{e}(t). \end{aligned} \quad (2.3)$$

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 debe pasarse la señal de control por un integrador, como se muestra en la Figura 2.2. Esto porque no puede mantener el valor de la Variable de Proceso (PV, por sus siglas en inglés) en estado estacionario [Åström y Hägglund, 1995].

Por otro lado, para el cálculo de los parámetros K_p , K_i y K_d existen métodos de sintonización del control PID. Respecto a este punto, en la literatura especializada se

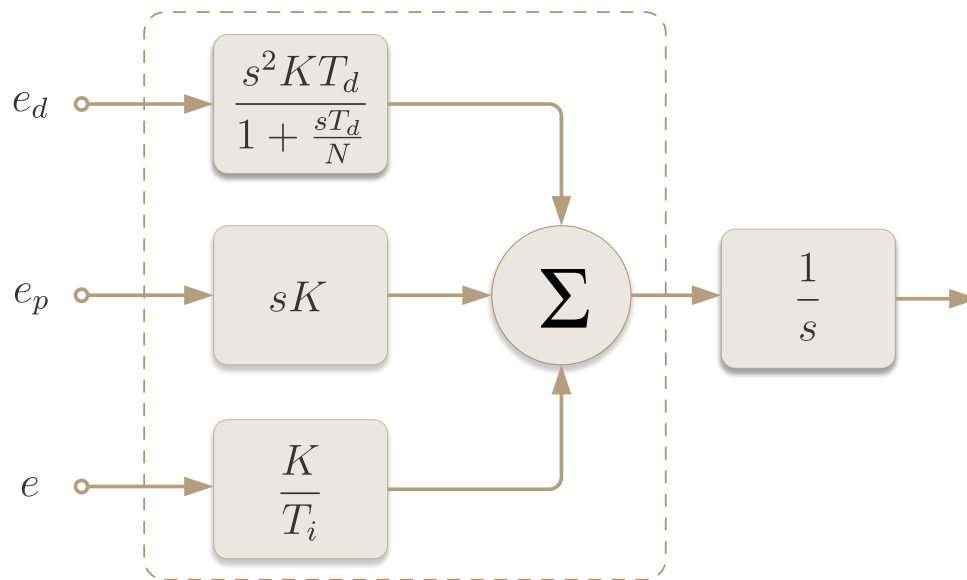


Figura 2.2. Implementación práctica de PID en forma de velocidad

encuentran diversas clasificaciones como la reportada en [Johnson y Moradi, 2005] la cual es una de las más descriptivas, que de forma resumida se muestra en la Figura 2.3, sin embargo, una clasificación más sucinta se reportó en [Boiko, 2013], la cual es:

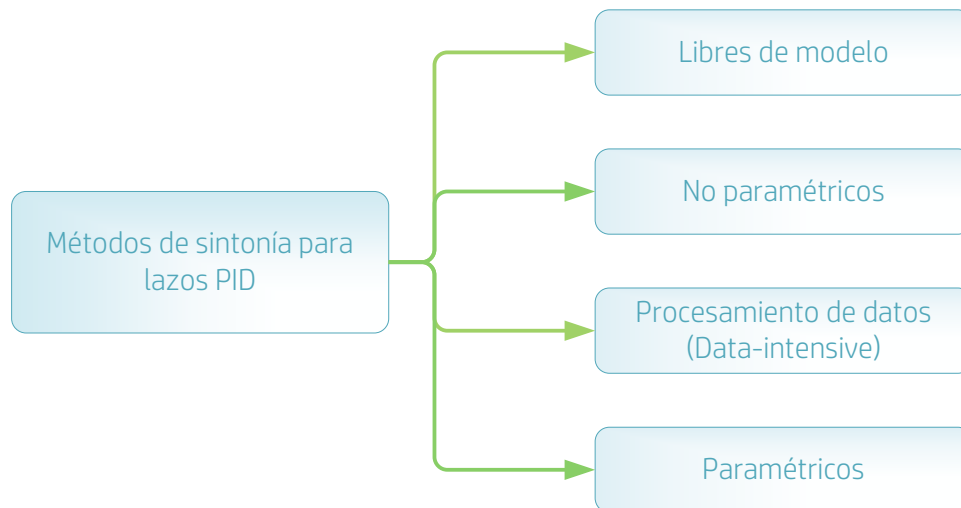


Figura 2.3. Clasificación de métodos de sintonía para lazos PID

1. **Métodos de sintonización paramétricos**, los cuales usan mediciones para identificar el modelo del proceso y la sintonización del controlador se logra usando la información del modelo identificado.
2. **Métodos de sintonización no paramétricos**, donde las mediciones de parámetros o características del proceso, son usadas directamente para el cálculo de los parámetros de sintonización.

En esta última clasificación, uno de los trabajos al respecto más conocido fue reportado en [Ziegler y Nichols, 1942], donde se describe la metodología para lograr una estimación de las constantes K_p , K_i y K_d utilizando una versión paramétrica y una no paramétrica del método, en función de la respuesta del proceso en lazo abierto, considerando la curva de reacción o considerando las oscilaciones del proceso, respectivamente. La modificación no paramétrica conocida como Método de Oscilación Forzada considera inicialmente estimular al proceso con acción proporcional únicamente hasta lograr pequeñas oscilaciones. Con esto se establece la ganancia crítica K_c y el período de oscilaciones (denotado como P_c). Posteriormente, variar la acción integral hasta reducir el error en estado estacionario y finalmente, inyectar acción derivativa. Esto considerando la tabla 2.1.

	K_c	K_i	K_d
P	$0.50K_c$		
PI	$0.45K_c$	$\frac{P_c}{1.2}$	
PID	$0.60K_c$	$\frac{P_c}{2}$	$\frac{P_c}{8}$

Tabla 2.1. Reglas de sintonía con el método Oscilaciones Forzadas de Ziegler-Nichols

Ahora bien, la versión paramétrica aprovecha la curva de reacción del proceso, considerando que este puede representarse por la ecuación (2.4). La metodología consiste en llevar al proceso en lazo abierto a un punto de operación nominal. Posteriormente se debe estimularlo, llevando la Variable de Control (CV, por sus siglas en inglés) a un valor entre 10 % a 20 %. Se debe esperar a que el sistema alcance un nuevo punto de operación. Con esta respuesta, se calculan los parámetros $k_0 = \frac{y_\infty - y_0}{u_\infty - u_0}$, $\tau_0 = t_1 - t_0$ y $\gamma_0 = t_2 - t_1$, considerando la gráfica mostrada en la Figura 2.4.

$$G_0(s) = \frac{k_0 e^{-s\tau_0}}{\gamma_0 s + 1}; \quad \gamma > 0 \quad (2.4)$$

Para obtener un mejor desempeño de la acción de control, se deben variar los parámetros del controlador, teniendo en cuenta el efecto que estos producen sobre la CV. Este proceso se le conoce como sintonía del controlador, donde cada parámetro modifica la acción de control $u(t)$. De forma general, en la Tabla 2.2 se muestra la relación que existe entre los parámetros de sintonización con la velocidad del control y estabilidad.

2.1.1. Implementación en controladores Allen Bradley

Ahora bien, la implementación actual del algoritmo en los Controladores de Automatización Programables de la empresa Allen Bradley, se da en forma de posición y forma

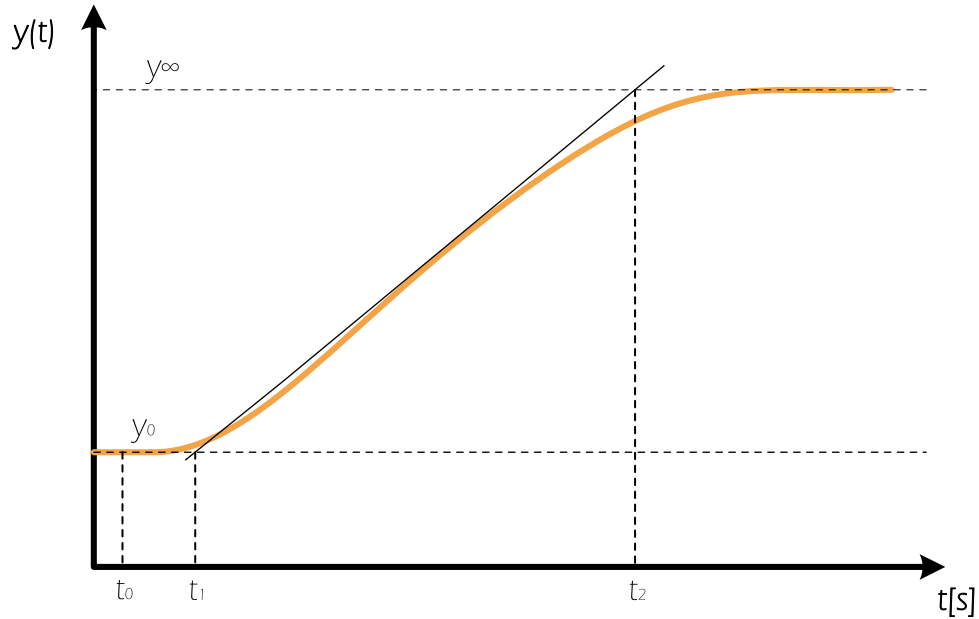


Figura 2.4. Gráfica para obtener parámetros de sintonización a partir de la curva de reacción

	Velocidad	Estabilidad
K_p aumenta	aumenta	reduce
T_i aumenta	reduce	aumenta
T_d aumenta	aumenta	aumenta

Tabla 2.2. Efecto de los parámetros del control PID sobre la velocidad y estabilidad
Tomada de [Tan, *et al.*, 1999]

de velocidad [Allen-Bradley, 2016]. Dichas representaciones se muestran en las ecuaciones (2.5) y (2.6), respectivamente.

$$CV = K_P E + \Sigma K_I E \Delta t + K_D \frac{\Delta E}{\Delta t}, \quad (2.5)$$

$$CV_n = CV_{n-1} + K_P \Delta E + K_I E \Delta t + K_D \frac{E_n - 2E_{n-1} + E_{n-2}}{\Delta t}, \quad (2.6)$$

donde: CV representa la variable de control; E es el error; Δt es el tiempo de actualización del lazo; K_P , K_I y K_D son los parámetros de sintonización del controlador.

La forma de posición (2.5) trabaja directamente con el error y tiene un desempeño aceptable para lazos simples. En cambio la forma de velocidad (2.6) es más utilizado en aplicaciones avanzadas como ganancias adaptables o selección en múltiples lazos. Las diferencias principales entre ambas formas se presentan en la Tabla 2.3.

Forma de posición	Forma de velocidad
El término proporcional trabaja sobre el error directamente (E)	El término proporcional trabaja sobre el cambio en el error (ΔE)
La acumulación del término integral se muestra en la suma	La acumulación del término integral se da en la salida previa CV_{n-1}

Tabla 2.3. Diferencias entre el algoritmo PID en forma de posición y velocidad

Adicionalmente, se pueden seleccionar las ganancias del controlador en forma dependiente o independiente. En la forma independiente (ver ecuación (2.7)), si se modifica la ganancia de algún término solo modifica a dicho término y no a los demás. Por otro lado, en forma dependiente (ver ecuación (2.8)) si se modifica la ganancia proporcional, se dice que se cambia la ganancia del controlador, por lo que al modificar su valor, también se modifica el valor de los demás términos. La principal ventaja de esta última es que con un solo parámetro se puede ajustar la agresividad de la acción de control sobre el proceso.

Por lo anterior, la representación del algoritmo en forma de velocidad queda expresada de la siguiente manera, considerando la forma de ganancias independientes o dependientes:

$$CV_n = CV_{n-1} + K_p \Delta E + \frac{K_I}{60} E \Delta t + 60 K_D \frac{E_n - 2E_{n-1} + E_{n-2}}{\Delta t}, \quad (2.7)$$

$$CV_n = CV_{n-1} + K_c \left(\Delta E + \frac{1}{60 T_I} E \Delta t + 60 T_D \frac{E_n - 2E_{n-1} + E_{n-2}}{\Delta t} \right), \quad (2.8)$$

donde: CV_n representa la variable controlada; K_p la ganancia proporcional; K_c la ganancia del controlador; K_I la ganancia integral; K_D la ganancia derivativa; E el error en porcentaje del *span*; T_I el tiempo integral dado en minutos por repetición; T_D el tiempo derivativo dado en minutos; Δt el tiempo de actualización del lazo, dado en segundos.

2.1.2. Instrucción PID (*Classic* PID)

Esta instrucción, como se menciona en [Allen-Bradley, 2018], es usada para el control de nivel, flujo, presión o temperatura. Es común usarla en lazos simples [Allen-Bradley, 2016]. Internamente utiliza el algoritmo PID en forma de posición (ec. (2.5)), por lo que trabaja directamente en el error. Esta puede ser implementada en lenguaje *Ladder* (abreviado usualmente como LD), como se muestra en la Figura 2.5 y en lenguaje Texto Estructurado (ST, por sus siglas en inglés). Adicionalmente permite elegir ganancias independientes o dependientes, lo que contribuye a poder seleccionar de forma casi aleatoria, un conjunto de ganancias o bien, mediante un solo parámetro modificar la acción del controlador (ver ecuación (2.8)).

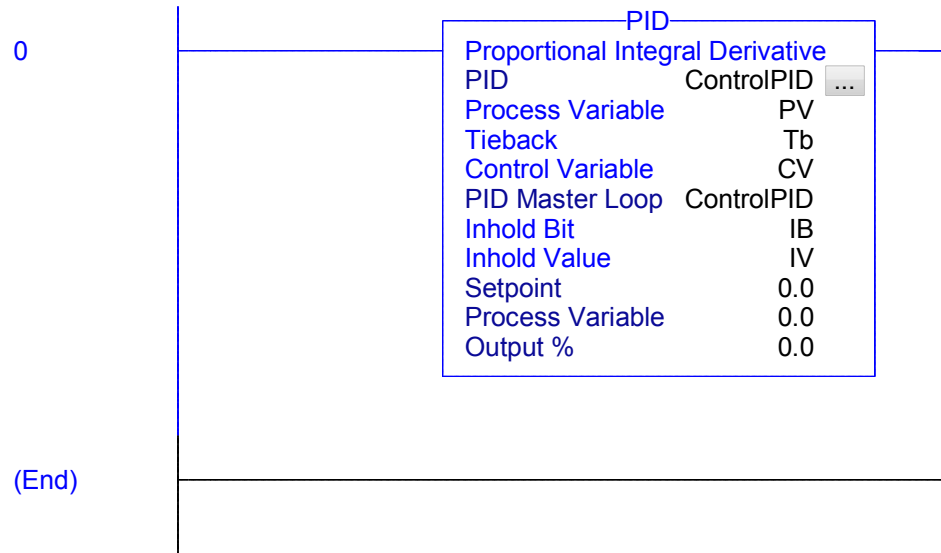


Figura 2.5. Bloque de la instrucción PID en lenguaje LD

En la Figura 2.5 se muestra la ventana principal del bloque PID, donde el parámetro *PID* es el nombre del lazo a configurar, *Process Variable* representa, como su nombre lo indica, la variable de proceso o la salida del sistema, *Control Variable* la señal de control, *PID Master Loop* el nombre del lazo de control principal en el supuesto que se tenga control en cascada. El resto de parámetros (*Tieback*, *Inhold bit* e *Inhold Value*) no son necesarios para el lazo de control.

Dentro de este bloque, se encuentran las ventanas de configuración, tales como: sintonía, configuración, alarmas, escalamiento y resumen del *tag*, como se muestra en la Figura 2.6. En la pestaña de sintonía se modifican las ganancias del controlador, modos manuales, etc. En la pestaña de configuración, la ecuación del PID (dependiente o independiente), la dinámica del error, derivada suavizada, etc. Otra pestaña importante, es el escalamiento, pues en ella se define el rango máximo de CV y PV en las unidades de la propia variable y su escalamiento en porcentaje.

2.1.3. Instrucción PIDE (*Enhanced PID*)

Dado que es una instrucción diseñada para aplicaciones avanzadas o donde se requiere mejor desempeño del control, utiliza el algoritmo PID en forma de velocidad (ec. (2.6)), aprovechando las características que esta supone. A diferencia de la instrucción PID, cuando se inducen cambios en K_p , la salida no sufre sobrepasos pues, los parámetros de sintonía son aplicados directamente al cambio en el error cada Δt y no al valor general del error.

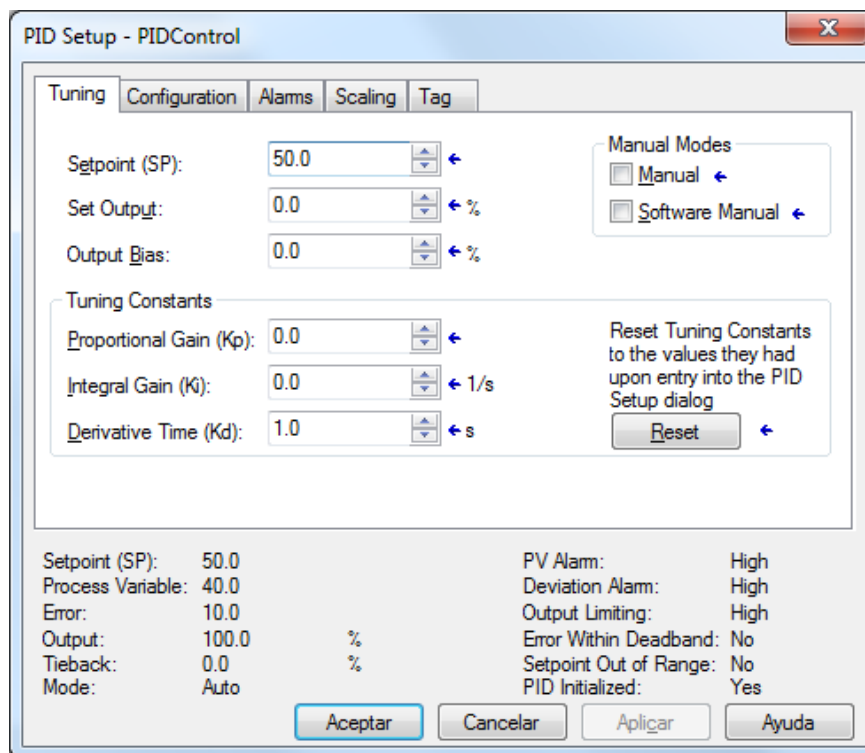


Figura 2.6. Ventana de configuración del bloque PID

Ahora bien, la configuración de esta instrucción es similar al PID estándar, sin embargo, al ser una instrucción que trabaja directamente en el cambio del error, permite la elección del modo de temporización de la instrucción (*TimingMode*) de 3 formas distintas:

- *Periódico*, cuando se desea que el lazo adquiera y envíe datos de forma periódica cada cierto Δt , mismo que toma de la configuración de la tarea en la que se encuentre programado.
- *Sobremuestreo*, cuando se requiere un muestreo diferente al de la tarea donde es implementado.
- *Tiempo real*, cuando se desea trabajar con la muestra actual que adquiere la instrucción. Esto es, toma el valor del muestreo configurado en el módulo de entradas analógicas. El rango de muestreo posible depende del *hardware* de cada módulo y está establecido en la hoja de datos del fabricante.

Esta instrucción está disponible en lenguajes: Diagrama de Bloques de Funciones (FBD, por sus siglas en inglés) y Texto Estructurado (ST, por sus siglas en inglés). En la Figura 2.7 se muestra en lenguaje FBD.

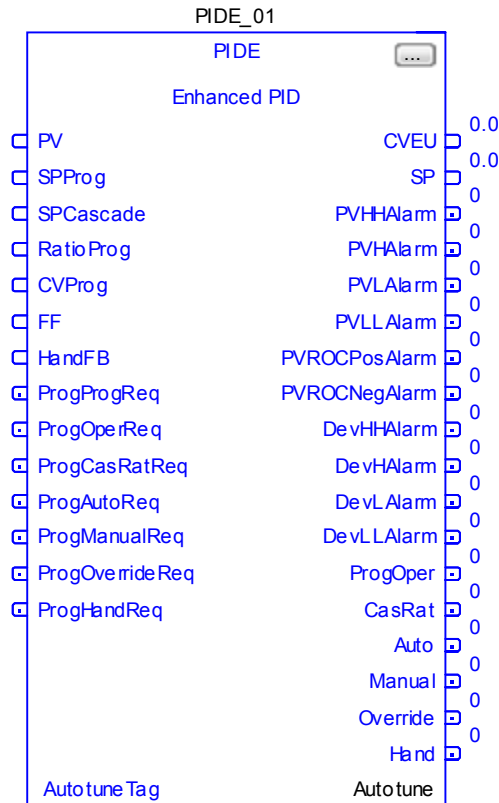


Figura 2.7. Bloque de la instrucción *Enhanced* PID en lenguaje FBD

2.1.4. Autosintonizador de la instrucción *Enhanced* PID

Una mejora adicional que presenta la instrucción PIDE es la integración de un autosintonizador, el cual permite obtener los parámetros de sintonía del lazo PID. El funcionamiento del autosintonizador es en lazo abierto, por lo que, a partir de la configuración realizada por el usuario, el *software* inyecta un escalón al proceso, con lo que observa el comportamiento de la PV. Resultado de esto, el *software* proporciona una estimación de las ganancias para obtener una respuesta rápida, media o lenta. De forma paralela, el autosintonizador brinda una aproximación del modelo del proceso utilizado, es decir, devuelve parámetros como la constante de tiempo, tiempo muerto y la ganancia del sistema. Todo ello con la finalidad de que el operador tenga conocimiento de los parámetros estimados y verificar si son adecuados para el proceso y con ello, ajustar las ganancias.

Esta herramienta de *software* embebida en la instrucción PIDE tiene como panel principal el mostrado en la Figura 2.8 donde puede apreciarse que se requiere adquirir el *tag* propio del autosintonizador (un conjunto de datos que serán utilizados por la instrucción), los parámetros de autosintonización, como el tipo de proceso (temperatura, presión, nivel, integrativo, no integrativo, etc.), el límite de cambio en la PV (*PV Change Limit*, en inglés) que corresponde al valor de cambio máximo permitido antes que el controlador se vaya a falla, con el objetivo de evitar daños en el proceso, el tamaño del escalón con el

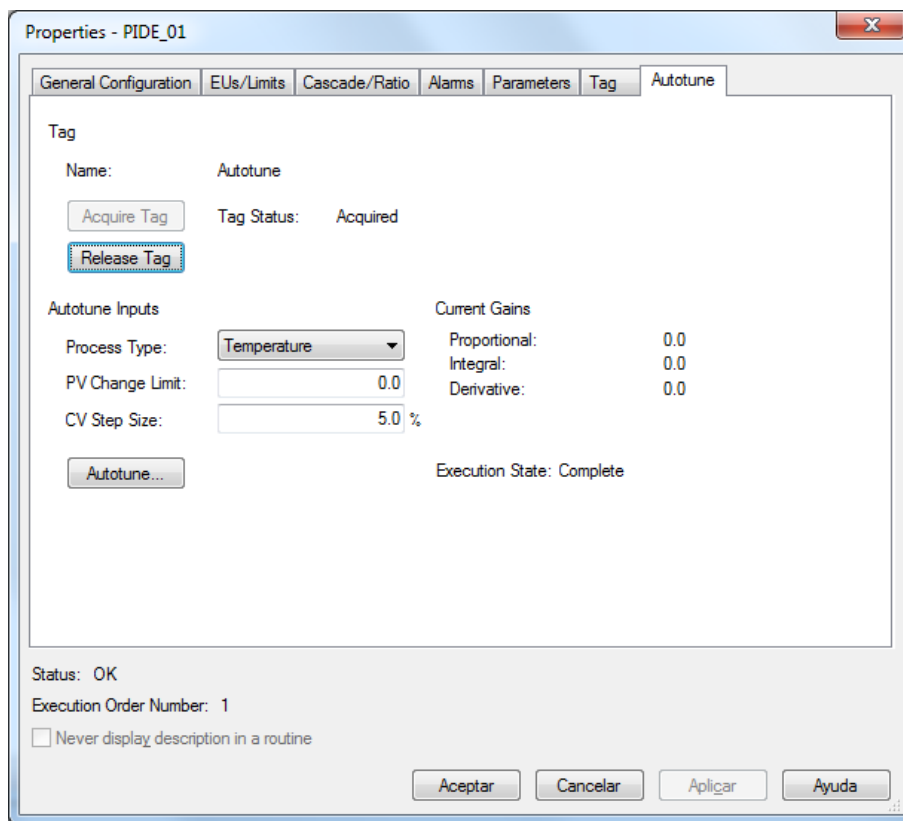


Figura 2.8. Ventana principal del autosintonizador para la instrucción PIDE

que se estimulará al proceso (*CV Step Size*), dado en porcentaje de la CV y finalmente, la pestaña del autosintonizador donde se inicia o detiene la obtención de esta funcionalidad.

2.2. Control por Modos Deslizantes

El Control por Modos Deslizantes (SMC, por sus siglas en inglés) es una técnica que ha mostrado tener resultados satisfactorios para la compensación de perturbaciones e incertidumbres en sistemas dinámicos y así obtener un desempeño requerido por parte del sistema. La característica principal que los ha hecho atractivos es que no requieren pleno conocimiento de los parámetros de un sistema ni de su modelo matemático, ya que solo utiliza información del estado del sistema para lograr los objetivos de control.

Estos algoritmos basan su funcionamiento en la lógica del relevador, por lo que conmutan entre un mínimo y un máximo valor para llevar el error entre lo deseado y lo medido a cero. En otras palabras, el comportamiento de esta ley de control puede representarse mediante una función signo (ver Figura 2.9), donde la señal de control tome el valor (u_0) si el error es positivo y ($-u_0$) si el error es negativo, con el error definido como $e = r(t) - y(t)$ donde $r(t)$ es la referencia o señal deseada y x es la medición real del sistema.

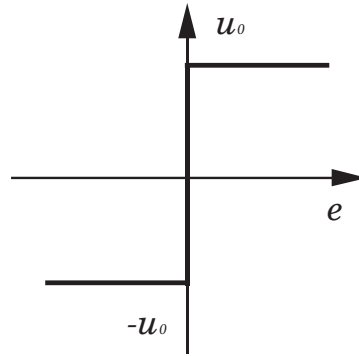


Figura 2.9. Representación gráfica de la función signo

2.2.1. Conceptos generales

Esta técnica de control ha tenido un amplio desarrollo a lo largo de las últimas tres décadas desde SMC de primer orden (FOSMC, por sus siglas en inglés) reportado en [Utkin, 1992] el cual genera una señal de control discontinua, a SMC de orden superior de salida continua [Fridman, *et al.*, 2015]. Los FOSMC requieren adicionalmente del diseño de una variable de deslizamiento σ con el fin de colapsar sistemas dinámicos de alto orden, en otros de dinámica mas simple y comportamiento asintótico deseado sobre la superficie $\sigma = 0$. Sin embargo, para esto requiere que el actuador conmute a frecuencia teóricamente infinita, por lo que llevarlo a la implementación práctica no garantiza resultados satisfactorios, puesto que esta frecuencia en la implementación práctica es finita [Pérez-Ventura y Fridman, 2018]. Este fenómeno oscilatorio es conocido como *chattering* el cual físicamente supone un desgaste en el actuador por lo que la integridad de estos se ve comprometida.

2.2.2. Atenuación de *chattering*

En este sentido, mucho del trabajo en esta área de la teoría de control ha sido enfocada para atenuar los efectos de este fenómeno sin que esto suponga pérdida de estabilidad y desempeño. Las primeras aproximaciones a esto fueron enfocadas a saturar la respuesta del controlador con el fin de disminuir la amplitud de las oscilaciones causadas por el *chattering*. Una siguiente propuesta se encaminó a la aproximación de la función signo utilizando en su caso *sigmoides* o bien, la adición de integradores en el control, lo que permite suavizar la señal producida por el algoritmo de SMC. Otros esfuerzos por mitigar los efectos de este fenómeno oscilatorio, consisten en la inyección precisa de energía al sistema mediante ganancias adaptables al controlador, puesto que de esta forma, se evita el uso excesivo de energía, reduciendo las oscilaciones y la amplitud de estas.

En este tenor de ideas, el trabajo actual se enfoca en el uso de algoritmos de control por Modos Deslizantes de Orden Superior (HOSMC, por sus siglas en inglés), puesto que se ha mostrado en [Levant, 1993], que estos algoritmos permiten controlar sistemas de mayor

orden, a partir de señales de control continuas. El algoritmo que ha mostrado un buen desempeño y ha sido ampliamente reportado en la literatura especializada es el Algoritmo Super-Twisting reportado en [Levant, 1993].

2.2.3. Algoritmo Super-Twisting (2-STA)

El Algoritmo Super-Twisting (STA, por sus siglas en inglés) es un algoritmo de segundo orden que ha sido ampliamente usado en aplicaciones tanto académicas como en industriales como controlador, observador y diferenciador. El principal atractivo de este algoritmo es la capacidad que posee de estabilizar sistemas perturbados de grado relativo uno, a través de una señal de control continua. Al ser un algoritmo de segundo orden, teóricamente la salida x_1 (usualmente llamada variable de deslizamiento σ en la literatura de SMC) y su derivada $\dot{\sigma}$ convergen a cero en tiempo finito.

Este algoritmo presenta la estructura en lazo abierto mostrada en la ecuación (2.9).

$$\begin{aligned} u &= -k_1 |x_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(x_1) + v, \\ \dot{v} &= -k_2 \text{sign}(x_1). \end{aligned} \tag{2.9}$$

Ahora, considerándose el sistema (2.10) donde $u(t)$ representa la entrada de control y $f(t)$ una perturbación Lipschitz,

$$\dot{x}_1(t) = u(t) + f(t). \tag{2.10}$$

Al cerrar el lazo, la estructura del algoritmo queda como se muestra en la ecuación (2.11),

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -k_1 |x_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(x_1) + x_2, \\ \dot{x}_2 &= -k_2 \text{sign}(x_1) + \rho, \end{aligned} \tag{2.11}$$

donde $\rho = \dot{f}(t)$ es la derivada de la perturbación, $\sigma = x_1$ es la salida o variable de deslizamiento, $x = [x_1 \ x_2]^T$ son los estados, $k_1, k_2 > 0$ son las ganancias del controlador [Utkin, 2016]. Estas últimas, en la literatura 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 $f(t)$ [Levant, 1993]. Para evaluar la estabilidad en lazo cerrado con estas ganancias, en el Apéndice A se presenta la función de Lyapunov reportada en [Moreno y Osorio, 2012].

2.2.4. Algoritmo Super-Twisting de Tercer Orden (3-STA)

Ahora bien, de forma práctica se sabe que la gran mayoría de procesos industriales pueden verse como un sistema de segundo orden, por lo que una solución de control puede ser planteada con el algoritmo Super-Twisting en dos escenarios:

1. *2-STA con superficie de deslizamiento de grado relativo $r = 1$.*- De acuerdo a [Chalanga, *et al.*, 2016], la superficie de deslizamiento a diseñar tiene 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. *Aumentar el orden del controlador.*- Como se muestra en [Kamal, *et al.*, 2014], al subir el orden del control, es decir, implementar un Super-Twisting de Tercer Orden (3-STA), las variables de estado del sistema de segundo orden convergen en tiempo finito a cero.

Por lo anterior, para obtener convergencia en tiempo finito en sistemas de segundo orden, es necesario elevar el orden del controlador [Levant, 1993]. En este tenor de ideas, en [Kamal, *et al.*, 2014] se propone de forma generalizada al STA para cualquier orden arbitrario $n > 0$. Para lo anterior se considera un sistema dinámico de la forma:

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= x_2 \\
 \dot{x}_2 &= x_3 \\
 &\vdots \\
 \dot{x}_{n-1} &= x_n \\
 \dot{x}_n &= u(t) + f(t)
 \end{aligned} \tag{2.12}$$

por lo que en lazo cerrado, el control n-STA queda definido como:

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= x_2 \\
 \dot{x}_2 &= x_3 \\
 &\vdots \\
 \dot{x}_{n-1} &= x_n \\
 \dot{x}_n &= -k_1|\phi_{n-2}|^{1/2}\text{sign}(\phi_{n-2}) + x_{n+1} \\
 \dot{x}_{n+1} &= -k_n\text{sign}(\phi_{n-2}) + \rho
 \end{aligned} \tag{2.13}$$

donde $\rho = \dot{f}(t)$ representa la derivada de la perturbación y $\phi_{n-2} = S_{r-1,r-1}$ está definido como se presenta a continuación, considerando una función R definida como:

$$R_{1,r-1} = |x_1|^{\frac{r}{r+1}},$$

donde r representa el grado relativo del algoritmo respecto a x_1 . De forma general, está expresión para cualquier grado relativo esta dada por:

$$R_{i,r-1} = ||x_1|^{r_1} + |x_2|^{r_2} + \dots + |x_{i-2}|^{r_{i-2}}|^{q_i},$$

donde $i = 2, 3, \dots, (r-1)$, r_1, r_2, \dots, r_{i-2} y q_i es un parámetro diseñado considerando el peso de homogeneidad de x_{i-1} . Ejemplos de dicha función se presentan a continuación para los casos particulares $r = 1, 2, 3$:

$$\begin{aligned}
 S_{0,r-1} &= x_1, \\
 S_{1,r-1} &= x_2 + k_2 R_{1,r-1} \text{sign}(x_1), \\
 S_{i,r-1} &= x_{i+1} + k_{i+1} R_{i,r-1} \text{sign}(S_{i-1,r-1}),
 \end{aligned}$$

donde $i = 2, 3, \dots, \dots (r - 1)$.

Para inferir la estructura del 3-STA, se considera el sistema de segundo orden (2.14), y grado relativo $r = 2$ de la salida x_1 a la entrada de control u , esto es,

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2, \\ \dot{x}_2 &= u(t) + f(t),\end{aligned}\tag{2.14}$$

por lo tanto, el 3-STA (Algoritmo Super-Twisting de Tercer Orden) tiene la estructura:

$$\begin{aligned}u &= -\varsigma_1|\phi_1|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(\phi_1) + \xi \\ \dot{\xi} &= -\varsigma_3\text{sign}(\phi_1) + \rho(t)\end{aligned}\tag{2.15}$$

donde $\phi_1 = x_2 + \varsigma_2|x_1|^{\frac{2}{3}}\text{sign}(x_1)$, $x = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T$ son los estados, $\rho(t) = \dot{f}(t)$ representa a la derivada de la perturbación y satisface que $|f| \leq \Delta$, y ς_1 , ς_2 y ς_3 las ganancias del controlador.

El control definido en (2.15) en lazo cerrado con el sistema (2.14) está representado por la ecuación (2.16).

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -\varsigma_1|\phi_1|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(\phi_1) + x_3 \\ \dot{x}_3 &= -\varsigma_3\text{sign}(\phi_1) + f(t)\end{aligned}\tag{2.16}$$

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 evaluar la estabilidad de este algoritmo el lazo cerrado con el sistema mostrado en (2.14), en el Apéndice A se presenta una función de Lyapunov reportada en [Kamal, *et al.*, 2014].

2.2.5. Diferenciador por Modos Deslizantes

Para obtener la primera derivada de la salida del sistema (esto es, $\dot{\sigma}$) se requiere del diseño de un diferenciador. Para esto hay diversas técnicas reportadas en la literatura, como el STA usado como observador (ver [Davila, *et al.*, 2005]) que presenta la estructura:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}_1 &= \hat{x}_2 + z_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 &= \ell(t, x_1, \hat{x}_2, u) + z_2\end{aligned}\tag{2.17}$$

donde \hat{x}_1 y \hat{x}_2 son los estados estimados, u la entrada de control, $z_1 = \lambda|x_1 - \hat{x}_1|^{1/2}\text{sign}(x_1 - \hat{x}_1)$ y $z_2 = \alpha\text{sign}(x_1 - \hat{x}_1)$ los términos de corrección, considerando α y λ como las ganancias del observador. Es de notarse, que en condiciones iniciales $\hat{x}_1 = x_1$ y $\hat{x}_2 = 0$, con lo cual se establecen las ecuaciones de error mostradas en (2.18).

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}}_1 &= \tilde{x}_2 - \lambda|\tilde{x}_1|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(\tilde{x}_1) \\ \dot{\tilde{x}}_2 &= F(t, x_1, x_2, \tilde{x}_2) - \alpha\text{sign}(\tilde{x}_1),\end{aligned}\tag{2.18}$$

donde $F(t, x_1, x_2, \tilde{x}_2) = \ell(t, x_1, x_2, u) - \ell(t, x_1, \hat{x}_2, u) + \delta$ y δ representa la incertidumbre uniformemente acotada en cualquier región del espacio de estados x_1, x_2 .

Una versión modificada de este, es el llamado diferenciador Robusto y Exacto de orden arbitrario presentado en [Levant, 2003]. La ventaja que presenta este diferenciador en comparación al mostrado en (2.17), es que permite obtener múltiples derivadas de forma simultánea, donde la primera derivada de la señal de interés es muy limpia. En forma recursiva para cualquier orden de derivada $n > 0 \mid n \in \mathbb{N}$ tiene la forma:

$$\begin{aligned} \dot{z}_0 &= \nu_0, & \nu_0 &= -\lambda_0 |z_0 - \ell(t)|^{\frac{n}{n+1}} \text{sign}(z_0 - \ell(t)) + z_1 \\ \dot{z}_1 &= \nu_1, & \nu_1 &= -\lambda_1 |z_1 - \nu_0|^{\frac{n-1}{n}} \text{sign}(z_1 - \nu_0) + z_2 \\ & \vdots & & \\ \dot{z}_{n-1} &= \nu_{n-1}, & -\lambda_{n-1} |z_{n-1} - \nu_{n-2}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(z_{n-1} - \nu_{n-2}) &+ z_n \\ \dot{z}_n &= -\lambda_n \text{sign}(z_n - \nu_{n-1}) \end{aligned} \tag{2.19}$$

donde $\ell(t) = \sigma$ es la señal que se desea diferenciar, $\dot{z}_0 = \dot{\sigma}$, $L > 0$ es un parámetro de diseño que permite ajustar la velocidad de convergencia y λ_i los ganancias del diferenciador. Si estos se eligen adecuadamente, después de un transitorio en el proceso se cumple para una entrada sin ruido:

$$z_0 = \ell(t); \quad z_i = v_{i-1} = \ell_0^{(i)}(t), \quad i = 1, \dots, n$$

Sabiendo que se requiere únicamente la primera derivada de σ , se emplea el diferenciador de orden $n = 2$ en su forma recursiva dado por:

$$\begin{aligned} \dot{z}_0 &= \nu_0, & \nu_0 &= -\lambda_2 L^{1/3} |z_0 - \sigma|^{2/3} \text{sign}(z_0 - \sigma) + z_1 \\ \dot{z}_1 &= \nu_1, & \nu_1 &= -\lambda_1 L^{1/2} |z_1 - \nu_0|^{1/2} \text{sign}(z_1 - \nu_0) + z_2 \\ \dot{z}_2 &= -\lambda_0 L \text{sign}(z_2 - \nu_1) \end{aligned} \tag{2.20}$$

donde los parámetros λ_i son elegidos de acuerdo a [Levant, 2003] como: $\lambda_0 = 1.1$, $\lambda_1 = 1.5$ y $\lambda_2 = 3$ las ganancias propuestas con $L = 1$.

2.3. Métodos de solución numérica

Como se ha mostrado, los algoritmos de control y diferenciación son sistemas dinámicos representados por ecuaciones diferenciales, las cuales pueden tener una solución analítica. Para obtenerla existen diversos métodos numéricos como Euler, Euler mejorado, Runge-Kutta, entre otros. Debido a que en los controladores industriales no está programado un motor de solución de ecuaciones diferenciales, es necesario implementarlo en lenguaje ST, por lo que, para fines de evaluación en este trabajo, se utiliza el método Euler, sin embargo, es completamente transparente la implementación de mejores métodos de solución numérica, por lo cual se describen a continuación.

2.3.1. Método Euler

Este método es sin duda, uno de los más populares hoy en día. Fue publicado en 1768 por Leonhard Euler para dar solución a ecuaciones diferenciales ordinarias de la forma:

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t) \quad (2.21)$$

con una condición inicial $x(t_0) = x_0$.

La forma en la que trabaja este método es aproximando una diferencia finita de la derivada de dx/dt , usando la aproximación de Taylor para derivadas de primer orden [Kulakowski, *et al.*, 2007].

La aproximación de Taylor está expresada como:

$$\frac{dx}{dt} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{[x(t_0 + \Delta t) - x(t_0)]}{\Delta t} \quad (2.22)$$

Asumiendo que:

$$\frac{dx}{dt} \approx \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{[x(t_0 + \Delta t) - x(t_0)]}{\Delta t} \quad (2.23)$$

El valor estimado de la función en x en $t_0 + \Delta t$ es: $x(t_0 + \Delta t) \approx x(t_0) + \frac{dx}{dt}|_{t_0} \Delta t$. Finalmente, sustituyendo dx/dt de la ecuación (2.21) da una solución aproximada

$$x(t_0 + \Delta t) \approx x(t_0) + f(x_0, t_0) \Delta t \quad (2.24)$$

Ahora bien, para cómputo se puede resolver de forma recursiva para $x(t_0 + \Phi \Delta t)$ para $\Phi = 1, 2, \dots, N$, desde el tiempo inicial t_0 hasta el tiempo final $t_f = t_0 + N \Delta t$, con la constante de tiempo Δt . Este proceso se da por:

$$\begin{aligned} x(t_0 + \Delta t) &= x(t_0) + f(x, t_0) \Delta t \\ x(t_0 + 2\Delta t) &= x(t_0 + \Delta t) + f[x, (t_0 + \Delta t)] \Delta t \\ &\vdots \\ x(t_0 + N\Delta t) &= x(t_0 + (N - 1)\Delta t) + f[x, [(t_0 + (N - 1)\Delta t)] \Delta t \end{aligned} \quad (2.25)$$

2.3.2. Método Euler mejorado

En este método se aproxima de mejor manera a la solución real del sistema dinámico y se logra evaluando dos veces la función derivada. De primera mano se logra usando el método Euler convencional para aproximar el integrando de la función al final de Δt como: $\hat{x}(t_0 + \Delta t) = x(t_0) + \Phi_1 \Delta t$, donde $\Phi_1 = f(x_0, t_0)$. Seguido de aproximar la pendiente de la función al final del intervalo, usando \hat{x} . Por lo que se tendría una variable $\Phi_2 = f[\hat{x}(t_0 + \Delta t), t_0 + \Delta t]$.

Dicho lo anterior, la aproximación usando Φ_1 y Φ_2 está expresado como:

$$x(t_0 + \Delta t) \cong x(t_0) + \frac{\Phi_1 + \Phi_2}{2} \Delta t \quad (2.26)$$

2.3.3. Método Runge-Kutta

En este método se aproximan derivadas de alto orden usando términos de diferencias finitas, donde el tamaño del paso de integración está definido como $t_0 + \Delta t$. El número de pasos $x(t_0 + \Delta t)$ determina el orden del método. El más usual, es conocido como RK4 en el cual el valor sucesivo de la variable dependiente es calculado como:

$$x(t_0 + \Delta t) = x(t_0) + \left(\frac{\Delta t}{6}\right) (\Phi_1 + 2\Phi_2 + 2\Phi_3 + \Phi_4) \quad (2.27)$$

donde

$$\begin{aligned} \Phi_1 &= f[x(t_0), t_0] \\ \Phi_2 &= f \left[\left(x(t_0) + \Delta t \frac{\Phi_1}{2} \right), \left(t_0 + \frac{\Delta t}{2} \right) \right] \\ \Phi_3 &= f \left[\left(x(t_0) + \Delta t \frac{\Phi_2}{2} \right), \left(t_0 + \frac{\Delta t}{2} \right) \right] \\ \Phi_4 &= f[(x(t_0) + \Delta t \Phi_3), (t_0 + \Delta t)] \end{aligned} \quad (2.28)$$

Capítulo 3

Plataforma experimental

La plataforma experimental que se utiliza (ver Figura 3.1) busca recrear un escenario industrial para evaluar y comparar los algoritmos propuestos en igualdad de condiciones que en un proceso térmico instalado en la industria. Para dicho propósito, se utiliza un controlador de gran escala de la marca Allen Bradley y el proceso térmico desarrollado en [Macias-Bejarano y Mujica-Ortega, 2018].

3.1. Controlador industrial

El controlador industrial que se utiliza es uno del tipo modular, con un *chassis* de 10 *slots*, perteneciente a la familia ControlLogix[®] 5570, serie 1756 de la marca Allen Bradley (ver Figura 3.2). El procesador 1756-L71 que posee, permite albergar 32 tareas (ya sean periódicas, continuas o por eventos) y tener 1000 programas por tarea. Posee una memoria de usuario de 2 MB, un puerto USB y es capaz de comunicarse mediante protocolos EtherNet I/P, ControlNet, DeviceNet, Data Highway Plus, Remote I/O, SynchLink y por USB. La alimentación está dada por una fuente de 24[V] de corriente directa [Allen-Bradley, 2018].

La configuración modular actual se presenta en la Tabla 3.1. Cabe señalar que los módulos analógicos de alta velocidad (1756-IF8I y 1756-OF8I) permiten un muestreo de 1[ms], siendo así los módulos con el mejor muestreo para esta clase de controladores.

3.2. Proceso térmico de prueba

3.2.1. Descripción general

Este proceso está constituido por una estructura de MDF de 3[mm] el cual está dividido en 3 secciones (ver Figura 3.3). La sección principal de forma cubica con un volumen aproximado de 9000 [cm³], alberga en su interior a los elementos de control que se describirán

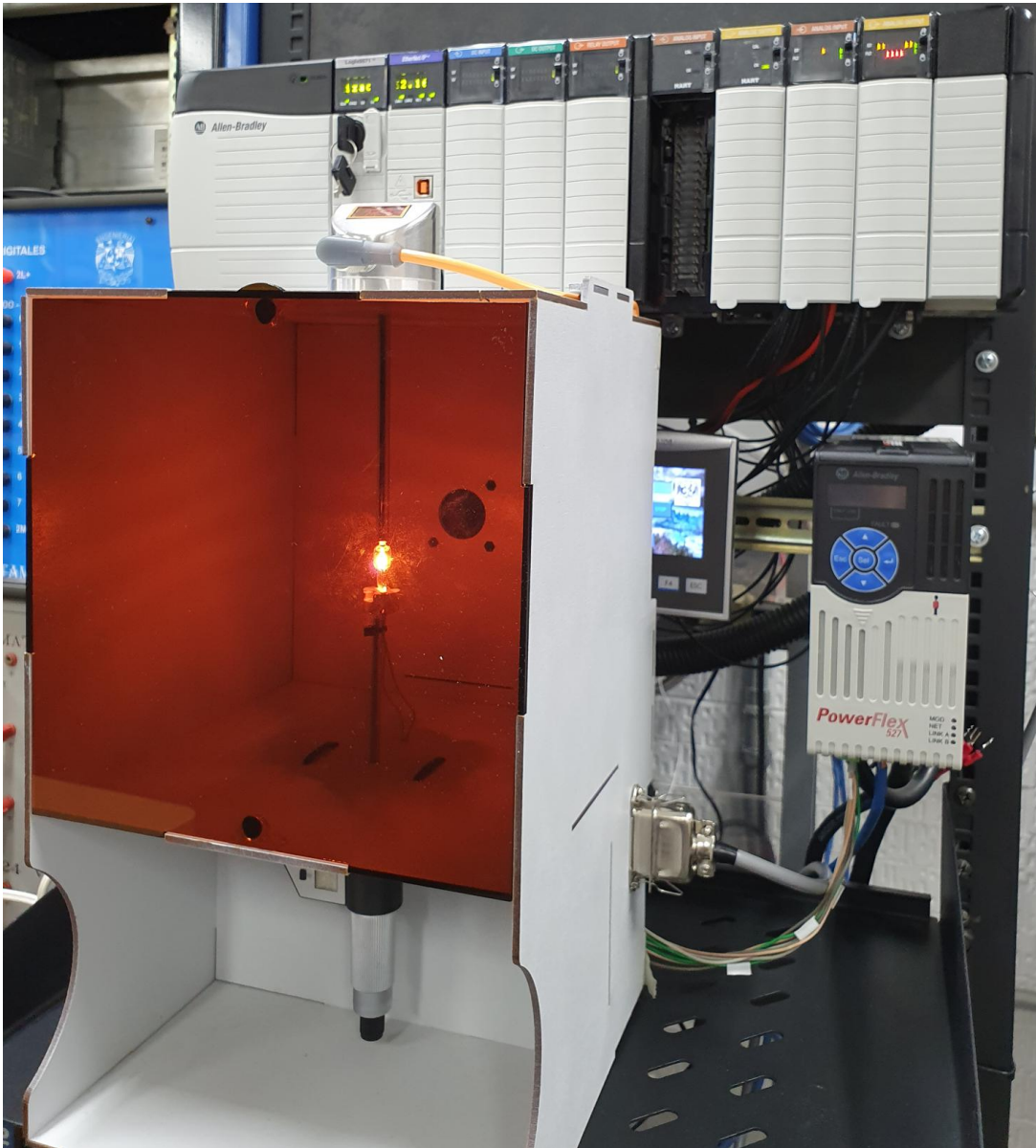


Figura 3.1. Plataforma experimental de prueba

a continuación. La sección 2 permite al usuario variar la separación entre el actuador y el sensor con el fin de modificar la dinámica del sistema e inducir fenómenos de retardo o tiempo muerto, a través de un micrómetro de profundidad. Por último, la sección posterior (sección 3) contiene en su interior al circuito electrónico diseñado para la adquisición de las señales de interés, así mismo el cableado necesario para la conexión entre el proceso y el controlador industrial.

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 de salida



Figura 3.2. Controlador industrial ControlLogix® L71

ControlLogix 5570

Slot	Módulo
0	1756-L71 - Procesador con memoria de usuario 2MB
1	1756-EN2TR - Comunicación EtherNet I/P
2	1756-IB16 - Entradas digitales
3	1756-OB16 - Salidas digitales
4	1756-OW16 - Salidas a relevador, corriente máxima de 3A
5	1756-IF8H - Entradas analógicas, resolución de 16 bits, con capacidad HART
6	1756-OF8H - Salidas analógicas, resolución de 16 bits, con capacidad HART
7	1756-IF8I - Entradas analógicas de alta velocidad, resolución de 24 bits, salidas aisladas
8	1756-OF8I - Salidas analógicas de alta velocidad, resolución de 24 bits, salidas aisladas
9	No instalado

Tabla 3.1. Módulos instalados en el controlador industrial ControlLogix L71

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]. Adicionalmente cuenta con un extractor de golpe radial de 1.6[W], alimentado a 12[V], montado en la parte posterior de la sección 1 (ver Figura 3.3), el cual es usado para inducir una perturbación en el proceso.

La tarjeta electrónica desarrollada permite tener un lazo de corriente en 4-20[mA]. Adicionalmente, permite ajustar el rango de temperatura máximo que alcanzará el proceso, el cual, fue considerado de 0[°C] a 150[°C]. En este sentido, la escala de temperatura y lazo de corriente se muestra en la Tabla 3.2. Las etapas de potencia tienen acoplado un ventilador el cual sirve para evitar el calentamiento excesivo de los componentes.

Dado que para este trabajo se explotaron las cualidades de este proceso térmico para alcanzar el mejor desempeño que se pueda lograr, se identificó que bajo condiciones de

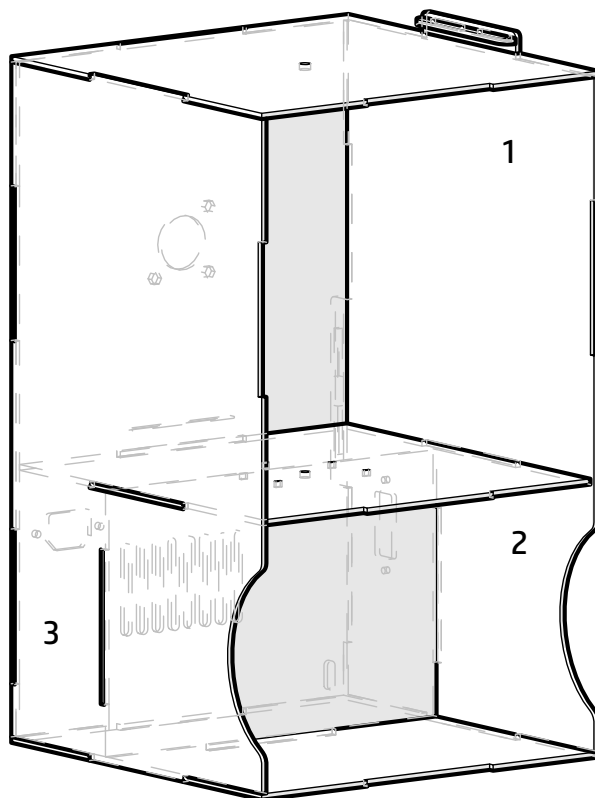


Figura 3.3. Secciones de proceso térmico

Temperatura [°C]	Corriente [mA]	Porcentaje [%]
0	4	0
75	12	50
150	20	100

Tabla 3.2. Escalamiento de temperatura a corriente de proceso térmico

operación agresivas en la señal de control, la corriente que suministra la fuente de alimentación que energiza a todo el sistema, supera su rango de operación normal, ocasionando la protección de la fuente y en consecuencia, se interrumpe el suministro eléctrico al sistema y el proceso térmico se apaga. Para solventar esta necesidad, se reemplazó la fuente de alimentación por una de mayores prestaciones en términos del voltaje y corriente que es capaz de suministrar (3[A] y 30[V]) y se modificó el circuito electrónico de alimentación, añadiendo un diodo en serie de 3[A] entre la terminal positiva de la fuente y el resto del circuito, como se muestra en la Figura 3.4. De esta manera, se evitó que el sistema pierda energía cuando la fuente de alimentación se proteja. El conector V+ va conectado directamente a la fuente y en serie el diodo mostrado en azul al resto del circuito. Para visualizar el circuito completo, consulte [Macías-Bejarano, 2018]

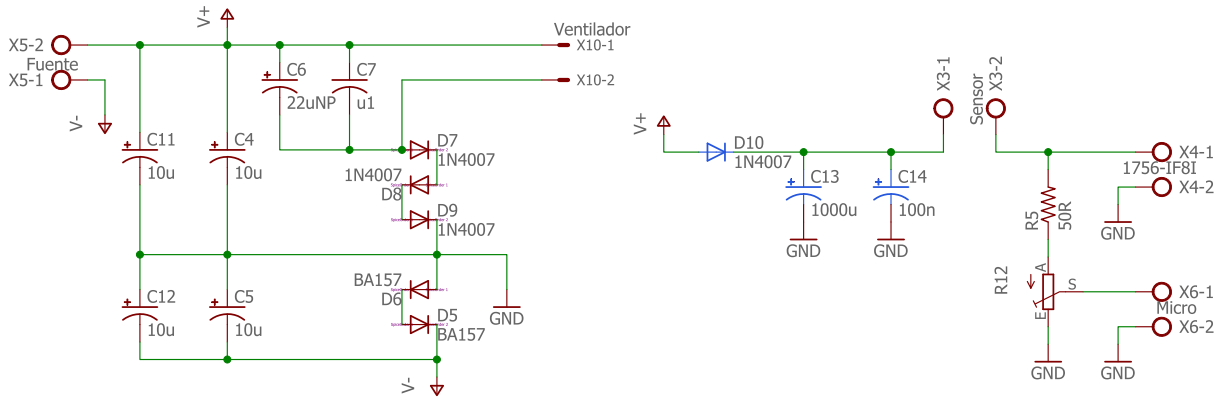


Figura 3.4. Modificación al circuito electrónico del proceso térmico

3.2.2. Caracterización del proceso

La dinámica de este proceso ante un pulso de amplitud 100 % de la capacidad del actuador y 4 minutos de duración, se puede observar en la Figura 3.5. Como es de observarse, esta representa la de un proceso térmico industrial.

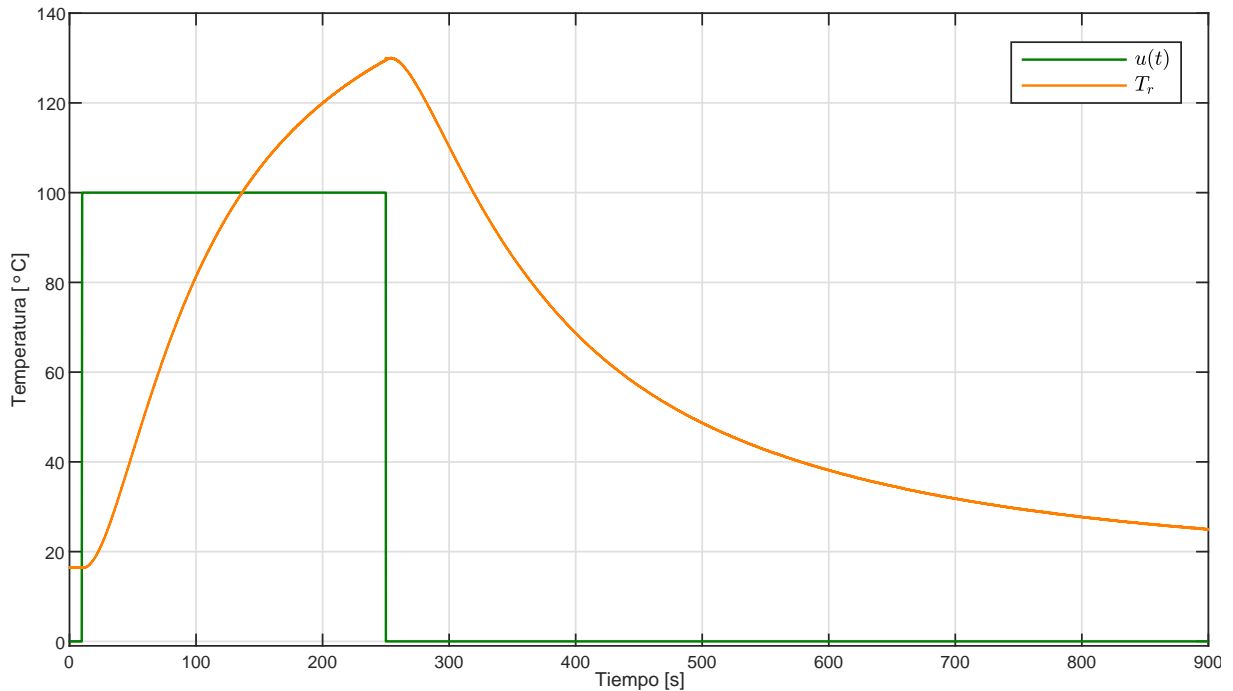


Figura 3.5. Respuesta del proceso ante un pulso de 4 minutos

3.2.2.1. Modelo matemático no lineal

Como se menciona en [Shinkey, 1996], en la dinámica de los procesos térmicos están involucrados fenómenos de conducción, convección y radiación de energía. Al existir trans-

ferencia de calor, hay no linealidades presentes en la dinámica del proceso. Este proceso térmico tiene un modelo aproximado de cinco ecuaciones diferenciales ordinarias, reportado en [Macias-Bejarano y Mujica-Ortega, 2018]. Se considera en dicho modelo el vector de estados:

$$T = \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_p \\ T_a \\ T_s \\ T_v \\ T_g \end{bmatrix}$$

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, por lo que el modelo considera los fenómenos de conducción y convección. Para no despreciar los efectos de radiación, en \dot{T}_v se considera este fenómeno. El modelo propuesto se muestra en la ecuación (3.1).

$$\begin{aligned} \dot{T}_p &= 6 \left(\frac{T_a - T_p}{R_p C_p} \right) - 6 \left(\frac{T_p - T_0}{R_a C_p} \right) \\ \dot{T}_a &= \frac{T_v - T_a}{R_a C_a} + \frac{T_s - T_a}{R_a C_a} - 6 \left(\frac{T_a - T_p}{R_p C_a} \right) \\ \dot{T}_s &= \frac{T_v - T_s}{R_s C_s} - \frac{T_s - T_a}{R_a C_s} \\ \dot{T}_v &= \frac{T_g - T_v}{R_v C_v} - \frac{T_v - T_s}{R_s C_v} - \frac{T_v - T_a}{R_a C_v} - (E_v \Omega A_v) \left(\frac{T_v^4 - T_s^4}{C_v} \right) \\ \dot{T}_g &= \frac{T_0 + u(t) - T_g}{R_g C_g} - \frac{T_g - T_v}{R_v C_g} \end{aligned} \tag{3.1}$$

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 $5.670373 \times 10^{-8} \left[\frac{W}{m^2 \cdot K^4} \right]$. Los parámetros R_i son las resistencias térmicas, C_i las capacitancias térmicas, donde la letra i hace referencia a cada cuerpo del proceso, i.e., p denota las paredes de la sección principal, a el aire, s para el sensor, v para el vidrio del foco y g para el gas xenón al interior del foco de halógeno.

3.2.2.2. Modelos matemáticos lineales

Aunque el modelo descrito por (3.1) 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 adición a lo anterior, para considerar el uso de algoritmos SMC como los descritos en el Capítulo 2, es necesario representar la dinámica del proceso en

un modelo en forma canónica de controlador, puesto que, de esta forma es claro el grado relativo del sistema, que es un dato importante para el diseño de las leyes de SMC. En consecuencia, se propone aproximar la dinámica de proceso mediante dos funciones de transferencia, una de ellas de primer orden y otra de segundo orden.

Metodología usada

La metodología de diseño consiste en establecer una función de transferencia con coeficientes variables que permitan la manipulación de la señal, pero sin modificar la estructura deseada; i.e., para el caso de segundo orden, respuesta amortiguada, subamortiguada, críticamente amortiguada, etc. Posteriormente realizar un bosquejo de la respuesta deseada, comparando dicha función con la respuesta real del proceso. De forma consecuente y recordando que una función de transferencia no permite establecer condiciones iniciales diferentes de cero, el nuevo sistema propuesto es llevado a una representación en variables de estado, con lo cual, se tiene un sistema lineal, de orden conocido, con condiciones iniciales variables. Finalmente, ajustar la respuesta del sistema en variables de estado, modificando el valor de los coeficientes propuestos.

Para el caso del sistema de primer orden se propone la función de transferencia (3.2), con coeficientes de ajuste a y b .

$$G(s) = \frac{1}{as + b}U \quad (3.2)$$

Producto de la metodología propuesta, se encontraron los coeficientes $a = 92$ y $b = 0.75$ con los cuales se obtiene una respuesta muy similar a la obtenida experimentalmente. De esta forma, la representación en variables de estado de la forma $\dot{\eta}(t) = U(t) + f(t)$ se muestra en (3.3).

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= \begin{pmatrix} b \\ a \end{pmatrix} \eta + \begin{pmatrix} 1 \\ a \end{pmatrix} U \\ y &= \eta \end{aligned} \quad (3.3)$$

Ahora bien, para la obtención de los parámetros de la función de transferencia de segundo orden, se presenta el sistema críticamente amortiguado representado en (3.4) con coeficientes de ajuste a , b y c . La razón de elegir un sistema con estas características es por la similitud que presenta con la respuesta real del proceso (ver Figura 3.5).

$$H(s) = \frac{a\lambda^2}{s^2 + b\lambda s + c\lambda^2}U \quad (3.4)$$

Al igual que para el sistema de primer orden, la función de transferencia 3.4 se lleva a una representación en ecuaciones diferenciales ordinarias, la cual queda expresada en la

ecuación (3.5), donde los coeficientes usados son $a = 0.76$, $b = 1.84$, $c = 0.65$ y $\lambda = 0.0230$.

$$\begin{aligned}\dot{\eta}_1 &= \eta_2 \\ \dot{\eta}_2 &= -b\gamma\eta_2 - c\gamma^2\eta_1 + \left(U + \frac{T_{amb}}{a}\right)a\gamma^2 \\ y &= \eta_1\end{aligned}\tag{3.5}$$

La respuesta obtenida de ambos sistemas en comparación con la respuesta real del proceso se muestra en la Figura 3.6. Para el sistema de primer orden se aprecia un comportamiento muy bueno en la curva de calentamiento, no obstante, hay una diferencia considerable en el enfriamiento. En contraste, el sistema de segundo orden tiene una aproximación mayor en las regiones de máxima temperatura y una discrepancia con la respuesta real, ocasionada por la dinámica propia del sistema.

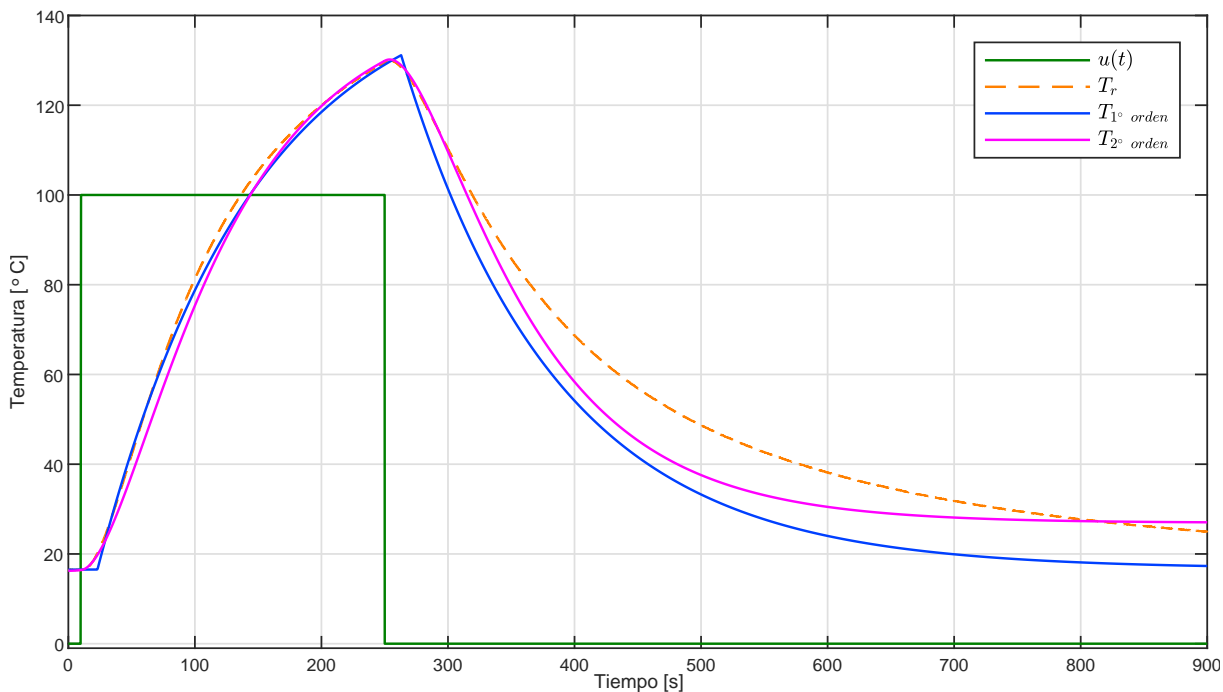


Figura 3.6. Comparación de modelos en forma de controlador con respuesta real

3.2.2.3. Estabilidad, controlabilidad y observabilidad

Antes de la implementación de cualquier algoritmo de control, es necesario realizar un análisis al sistema, para cerciorarse de la viabilidad de implementación de estas estrategias. Este análisis consiste en determinar si el sistema es estable y que tipo de estabilidad presenta, si es controlable y si es observable.

Definiciones

Para este trabajo se consideran las siguientes definiciones aplicadas para todo sistema de la forma:

$$\begin{aligned}\dot{\eta}(t) &= A\eta(t) + BU(t) \\ y &= C\eta(t) + DU(t)\end{aligned}\quad (3.6)$$

donde A, B, C y D son matrices constantes de dimensión $n \times n$, $n \times p$, $q \times n$ y $q \times p$, respectivamente.

- Estabilidad.- Un sistema SISO se dice estable si ante una entrada acotada, el sistema presenta una salida acotada y sus polos están en el semiplano izquierdo del plano complejo.
- Controlabilidad.- Es una propiedad que poseen los sistemas dinámicos que brinda información referente a como están interconectados los estados y estos a su vez, a las señales de entrada. De acuerdo a [Hendricks, *et al.*, 2008], se dice que un sistema es controlable si para cualquier intervalo de tiempo finito $[t_0, t_f]$ existe una entrada $U(t)$ tal, que lleve al sistema de su estado inicial $\eta(t_0) = \eta_0$ a un estado final $\eta(t_f)$ en tiempo finito.

Para determinar si un sistema es controlable, la matriz de controlabilidad \mathcal{C} debe ser de rango completo o rango n . Esta matriz está definida como:

$$\mathcal{C} = [B \quad AB \quad A^2B \quad \dots \quad A^{n-1}B] \quad (3.7)$$

- Observabilidad.- Se dice que un sistema es observable en el intervalo de tiempo $[t_0, t_f]$ si cualquier estado inicial $\eta(t_0) = \eta_0$ está determinado unívocamente por la salida $y(t)$ para el mismo intervalo de tiempo. Para esto, se utiliza la matriz de observabilidad \mathcal{O} dada por:

$$\mathcal{O} = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

y esta debe ser de rango completo.

Tomando como representación del proceso al sistema (3.5), llevándolo a una representación en variables de estado se tiene:

$$\begin{aligned}\dot{\eta} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -c\gamma^2 & -b\gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ a\gamma^2 \end{bmatrix} U \\ y &= [1 \quad 0] \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix} + [0] U\end{aligned}\quad (3.9)$$

el cual presenta como polinomio característico $c\gamma^2 s^2 + b\gamma s + a$, y sus polos se ubican en

$$\alpha_1 = \frac{\gamma(b^2 - 4c)^2}{2} - \frac{b\gamma}{2}$$

$$\alpha_2 = -\frac{\gamma(b^2 - 4c)^2}{2} + \frac{b\gamma}{2}$$

Ahora bien, al tener ambos polos del lado izquierdo del plano complejo, se sabe que la dinámica del sistema es estable entrada-salida o BIBO (*Bounded Input Bounded Output*). A su vez, la matriz de controlabilidad del sistema mostrada en (3.10), al igual que la matriz de observabilidad mostrada en (3.11) son de rango 2, mostrando así que el sistema 3.9 es controlable y observable.

$$\mathcal{C} = [B \quad AB] = \begin{bmatrix} 0 & a\gamma^2 \\ a\gamma^2 & -ab\gamma^3 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$\mathcal{O} = \begin{bmatrix} C \\ CA \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Capítulo 4

Implementación de las estrategias de control

En este capítulo se describe la metodología de implementación de las estrategias de control mencionadas. Primeramente se muestra la correspondencia entre implementar *Add-On Instructions* e implementarlos en Matlab/Simulink, pues de esta manera se valida que es equivalente y se tiene el mismo resultado. A continuación se detalla la evaluación en simulación y posteriormente la implementación experimental. Para esto, se considera que la variable de proceso, es decir, la medición del sensor de temperatura está ubicada en el *slot* 7, canal 4. La variable de control, que físicamente es el voltaje suministrado al foco de halógeno, está conectado en el *slot* 8, canal 6. Las conexiones físicas se muestran en el Apéndice D en las Figuras D.1 y D.2, donde se muestran las conexiones a los módulos de entradas y salidas, respectivamente.

4.1. Caracterización del PID de ControlLogix® L71

Como bien se sabe, los algoritmos PID embebidos en los controladores industriales son dotados con ciertas características que permiten tener un mejor comportamiento, si se configuran adecuadamente. Estas características dependen completamente del fabricante, para el caso específico del controlador usado en este trabajo, se tiene que el algoritmo PID tanto en forma de posición como en velocidad, poseen un filtro para atenuar el ruido producido por una acción derivativa alta ($K_d > 10$). En este sentido, una parte fundamental para consolidar la plataforma industrial de prueba, es caracterizar este filtro para ser considerado al momento de sintonizar al controlador.

Una derivada puede ser representada por un filtro lineal paso altas de primer orden, donde la frecuencia de corte de dicho filtro, es el valor que se desea conocer. En este sentido, el algoritmo PID expresado como función de transferencia con este filtro está dado por:

$$u(t) = k_p + k_i \frac{1}{s} + k_d \frac{N}{1 + N \frac{1}{s}} \quad (4.1)$$

donde N es el valor del filtro de la derivada.

Para caracterizar dicha derivada, se realizó un experimento en el cual se utilizó el sistema dinámico mostrado en la Figura 4.1, donde la señal de realimentación al controlador, es una función del tiempo diseñada a medida para este experimento. Este sistema se evalúa con dos conjuntos de ganancias del controlador:

1. $k_p = 0, k_i = 0, k_d = 1$
2. $k_p = 0, k_i = 0, k_d = 10$

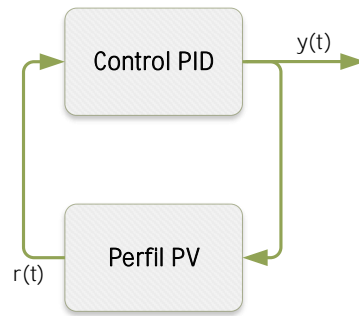


Figura 4.1. Sistema de control para caracterización del filtro del bloque PID

Se eligen los valores para k_d 1 y 10 pues se considera que con el valor de uno es suficiente para determinar la respuesta del sistema, sin embargo el fabricante en [Allen-Bradley, 2018] menciona que a partir de un $k_d = 10$ es recomendable habilitar el suavizado de la derivada, por lo que es de interés analizar qué sucede en ese rango de ganancias. Para capturar el valor experimental de la derivada, se diseña en lenguaje LD la rutina mostrada en la Figura 4.2, donde “PerfilPV” es la señal de prueba mostrada en la Figura 4.3.

Para realizar el análisis de los datos y la obtención del valor de la frecuencia de corte, se hace uso de Matlab y Simulink. Para esto, dentro del entorno Studio 5000 se exportan los datos en formato CSV. Posteriormente se importan a Matlab y se diseña el sistema de control mostrado en la Figura 4.1, dentro de Simulink. Lo anterior queda como se muestra en la Figura 4.4.

A continuación, mediante el *scope* de Simulink se observa la respuesta del sistema real, con el bloque PID en Simulink y se varía el filtro N hasta tener la misma respuesta. Resultado de este procedimiento, se encontró que el filtro implementado en el controlador industrial tiene una frecuencia de corte $\omega_{CL} = 32.8$ [rad/s]. Este filtro, está implementado por *hardware* sin posibilidades de ser modificado. La comparación de estas señales se muestra en la Figura 4.5.

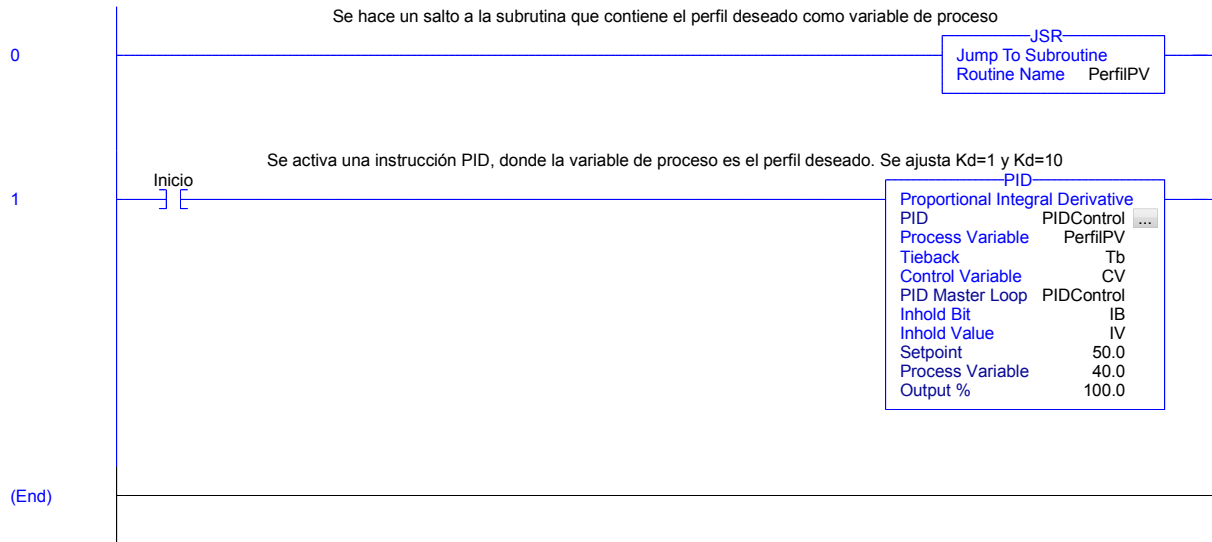


Figura 4.2. Rutina en LD para caracterización de la derivada de bloque PID

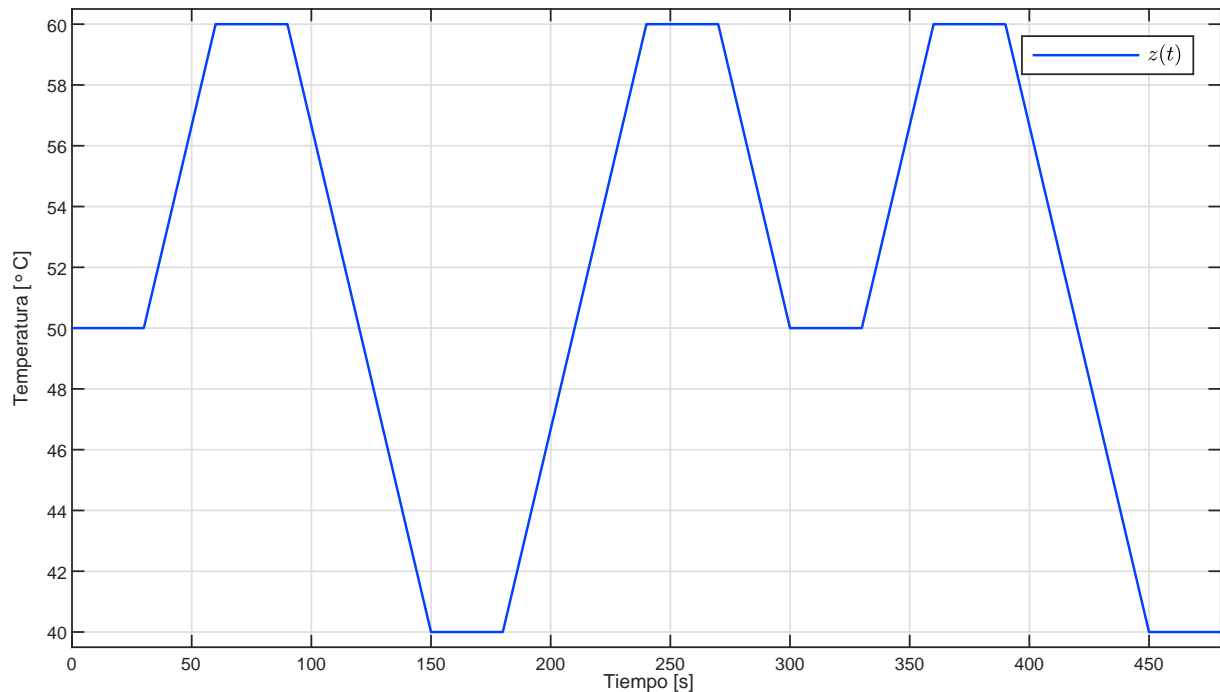


Figura 4.3. Señal de prueba para la caracterización de la derivada en ControlLogix

4.2. Programación de control PID y Enhanced PID

La implementación en el controlador industrial de los algoritmos PID se muestra en las ecuaciones (2.5) y (2.6) que representan la forma de posición y la forma de velocidad. En ControlLogix[®], estos algoritmos están embebidos en las instrucciones PID y PIDE, respectivamente [Vernak y Shope, 2013], las cuales son implementadas en el lenguaje LD

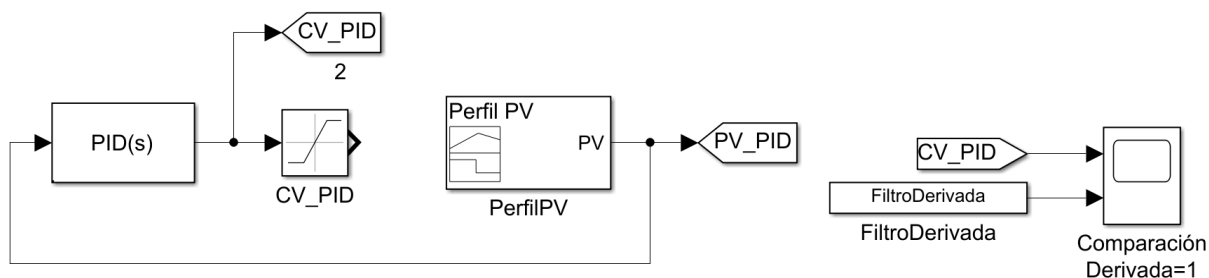


Figura 4.4. Diagrama de bloques en Simulink para la caracterización de la derivada en ControlLogix

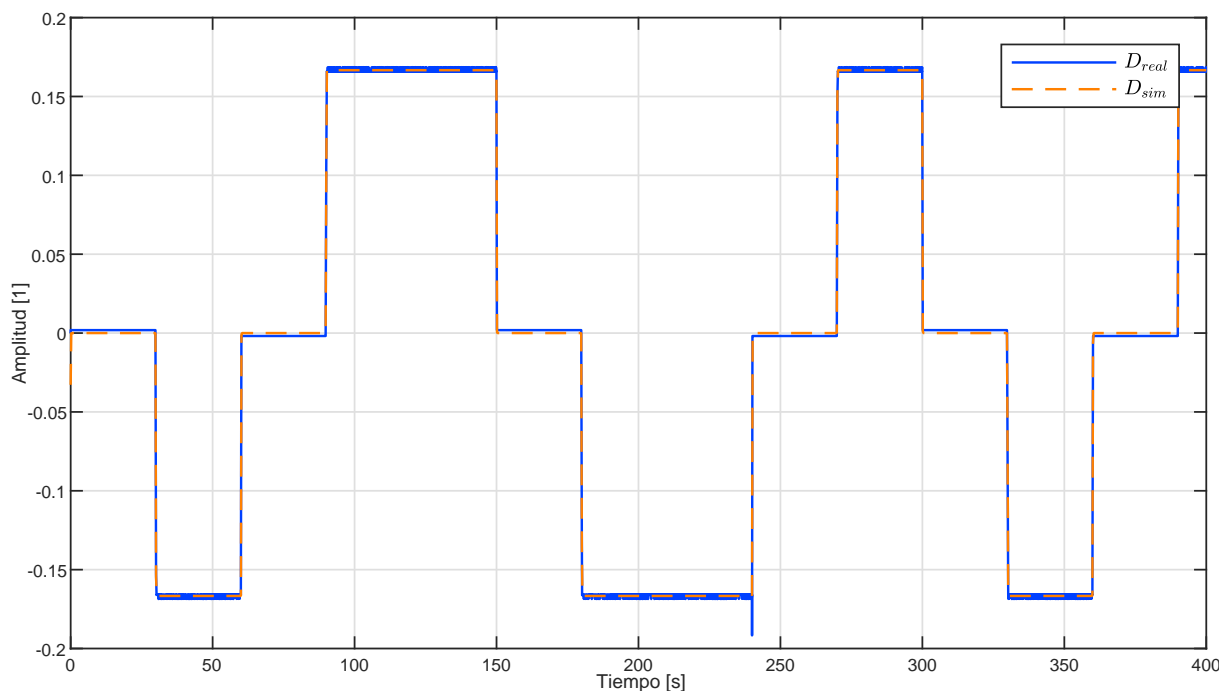


Figura 4.5. Derivada experimental y simulada de una señal

y FBD normados en IEC 61131-3, dentro del entorno de programación *Studio 5000 Logix Designer*.

La rutina de control PID implementada se presenta en la Figura 4.6, donde se muestra que para ejecutarse requiere de la activación del bit “Inicio”. La implementación del control *Enhanced* PID mediante la instrucción PIDE se realizó como en la Figura 4.7. En ella se observa que se utilizó un bloque SEL para cambiar el SP con el cual va a trabajar. Estos SP se presentarán más adelante. El SP activo depende del estado del bit A-SP, es decir, si su valor es “0”, se ejecutará el SP1. Por el contrario, si su valor es “1” se ejecutará el SP2.

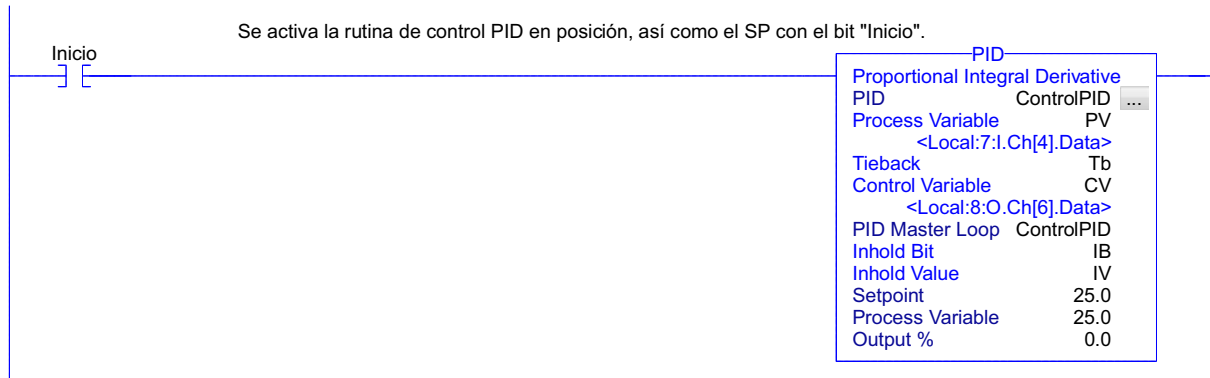


Figura 4.6. Rutina de control PID en posición

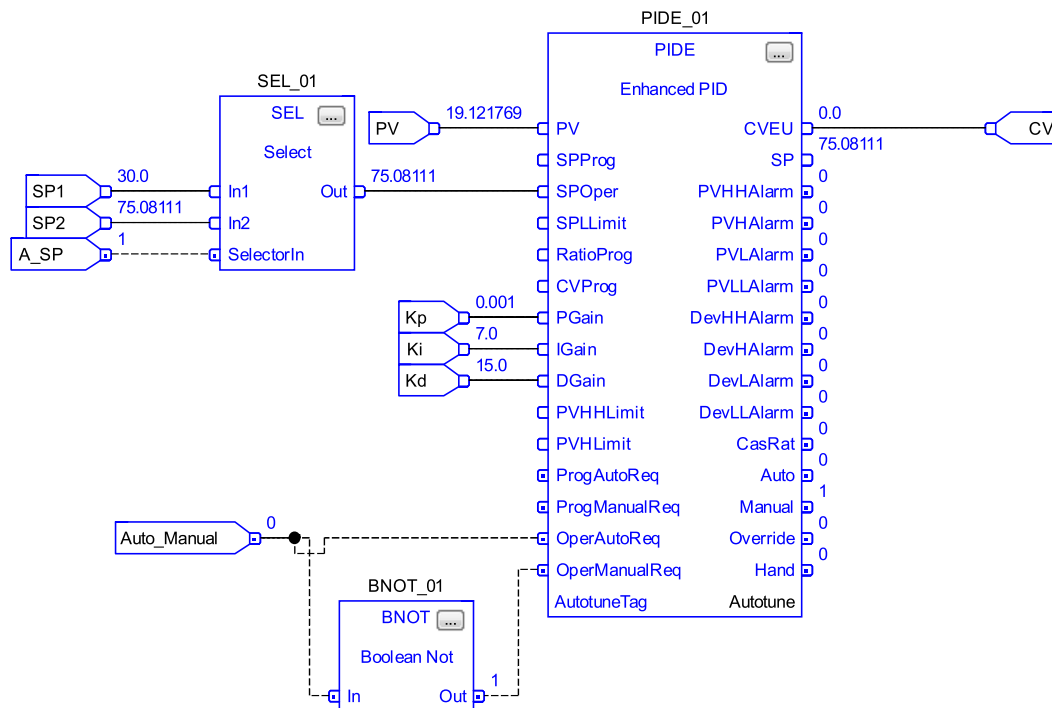


Figura 4.7. Rutina de control PID en velocidad

4.3. Implementación de métodos de solución numérica, algoritmos de control y diferenciación

Por otro lado, la implementación de técnicas de control no lineal en esta clase de dispositivos consiste en diseñar *Add-On Instructions*, las cuales son bloques de función definidas por el usuario y pueden ser programadas en cualquiera de los lenguajes estandarizados en el IEC 61131-3. Para esto, es necesario programar los algoritmos en Texto Estructurado (ST, por sus siglas en inglés) y establecer cuales son los parámetros de entrada y salida. Una ventaja adicional que presentan los *Add-On Instructions* es que es fácil trasladar todo el algoritmo ya programado, a un nuevo controlador sin la necesidad de programarlo y configurarlo nuevamente.

Previo a la programación de los algoritmos, se programó el método de solución numérica Euler, pues con este algoritmo se decidió resolver los sistemas dinámicos aunque la flexibilidad de la plataforma permite la implementación de algún otro. En adición, la programación de este método permite validar que la implementación del resto de algoritmos en este entorno, es equivalente a la implementación en herramientas computaciones como Simulink. Para crear este tipo de funciones, se debe programar cada algoritmo por separado siguiendo la siguiente metodología:

1. **Implementar *Add-On Instructions*.**- Programar el algoritmo de control o diferenciación en el lenguaje Texto Estructurado (ST por sus siglas en inglés). Para ello se siguió la sintaxis detallada en [Allen-Bradley, 2018].

El código fuente de cada uno de los algoritmos de Control por Modos Deslizantes usados se muestran en el Apéndice C.

2. **Configurar *Add-On Instructions*.**- Posterior a la implementación de las técnicas de control, es la configuración de estas funciones. Es decir, realizar una selección de qué parámetros serán internos, cuáles entradas y cuáles salidas. Tomando como ejemplo al diferenciador robusto y exacto, se tiene: donde los puntos de conexión disponibles serán x_1 y $dz0$; mientras que el resto de valores de entrada se pueden modificar desde esa ventana, sin la necesidad de modificar el código. Como puede verse, cada dato está definido como un número real. En adición, si se requiriera que todas las ganancias fueran modificadas por un bloque externo, deberá modificarse su visibilidad como x_1 y $dz0$.

Posterior a la creación de las instrucciones, se validó que cada función desarrollada tuviera correspondencia con lo obtenido en simulación. Para lo anterior, se utilizó el perfil usado para caracterizar el filtro de la derivada (ver Figura 4.3), donde se le llamó a esta señal $z(t)$ y se calculó la derivada de esta señal tanto en simulación como en el controlador. Posteriormente se visualiza una sobre la otra, y la correspondencia debe ser la misma. El comportamiento obtenido de esta evaluación se muestra en la Figura 4.9. Como puede observarse, cuando la derivada es cero, se presenta *chattering* en el comportamiento

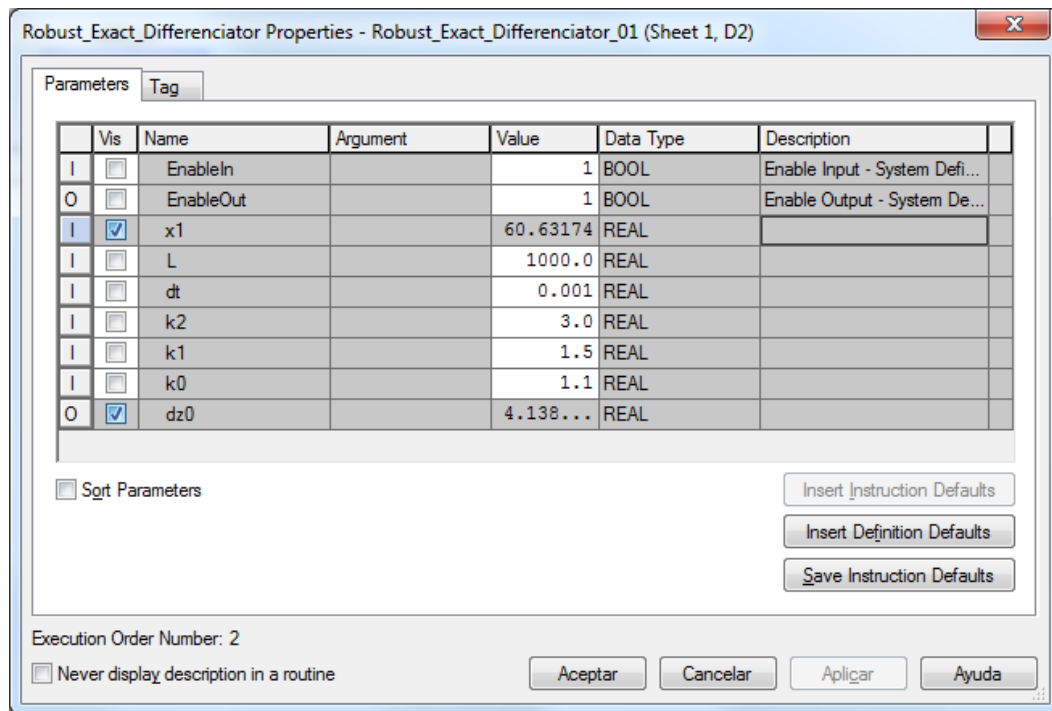


Figura 4.8. Configuración de *Add-On Instruction* para el diferenciador

experimental del diferenciador de Levant.

Ahora, para la implementación de estos algoritmos se debe seguir la siguiente metodología:

1. **Crear una tarea periódica.-** Establecer una tarea periódica en el entorno *Studio 5000 Logix Designer* con el objetivo de garantizar que el lazo de control será resuelto cada Δt . Para la implementación se consideró una tarea periódica de 0.001 [s]. Se probó con mejor tiempo de muestreo, sin embargo, ello implicaba perder paquetes por la demanda computacional por lo que se mantuvo para todos los experimentos 1[ms].
2. **Implementar SP y Control.-** Al tenerse distintas rutinas dentro de un mismo programa para evaluar a los algoritmos, en *ladder* se diseña una rutina que ejecuta los perfiles de temperatura deseados y la rutina de control seleccionada. Esta rutina se muestra en la Figura 4.10. Como se observa, al inicio del peldaño 0 y 1 existe una lógica combinatorial que elimina la posibilidad de regular la temperatura con dos perfiles diferentes. El último peldaño ejecuta el algoritmo de control deseado. Este será PID, PIDE o 3-STA.
3. **Evaluación.-** Se realiza llevando el proceso térmico a condiciones iniciales y mediante un sistema de supervisión o iniciando los *tags* desde *Studio 5000 Logix Designer*. Para visualizar las señales de interés se configuran gráficos de tendencias, donde

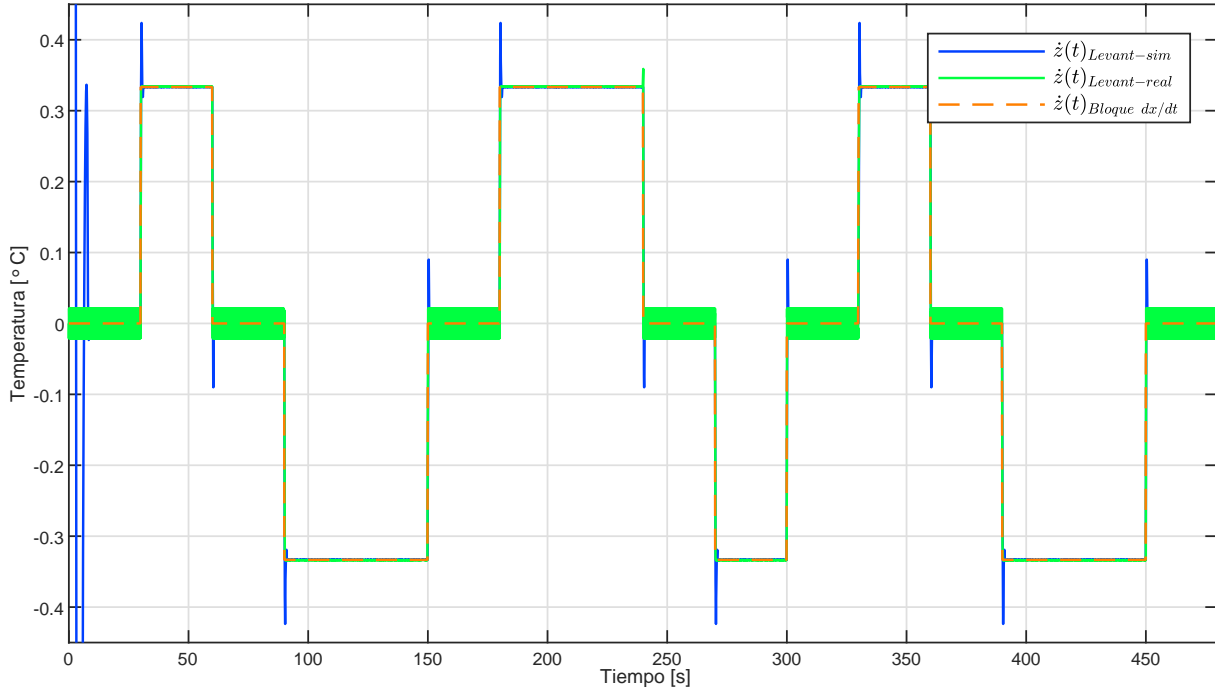


Figura 4.9. Validación del diferenciador robusto y exacto de segundo orden

el tiempo de adquisición de datos y *span* de visualización están relacionados, esto es, por cada minuto que se desee observar de *span*, el tiempo de muestreo debe incrementarse 1[ms].

4.4. Implementación de STA

Al ya tenerse todo implementado dentro del controlador, el diseño de los experimentos para los algoritmos discontinuos se realizó en FBD, donde se busca tener un sistema dinámico de la forma (2.1). Para el caso específico de 3-STA, como debe tenerse una estimación de $\dot{\sigma}$, el sistema de control en lazo cerrado se presenta en la Figura 4.11.

De este modo, la implementación experimental para el 3-STA se muestra en la Figura 4.11, donde el bloque MUL_01 es la realimentación negativa, el bloque ADD-01 es el sumador entre la realimentación y el SP. El bloque ThirdOrderSTA_01 el algoritmo de control discontinuo donde $x_1 = \sigma$ y $x_2 = \dot{\sigma}$. Finalmente, el bloque Robust_Exact_Differentiator_01 el diferenciador empleado, donde recibe únicamente la salida del sistema o PV y tiene como salida el estimado de $x_2 = \dot{\sigma}$. Esta implementación se muestra en la Figura 4.12.

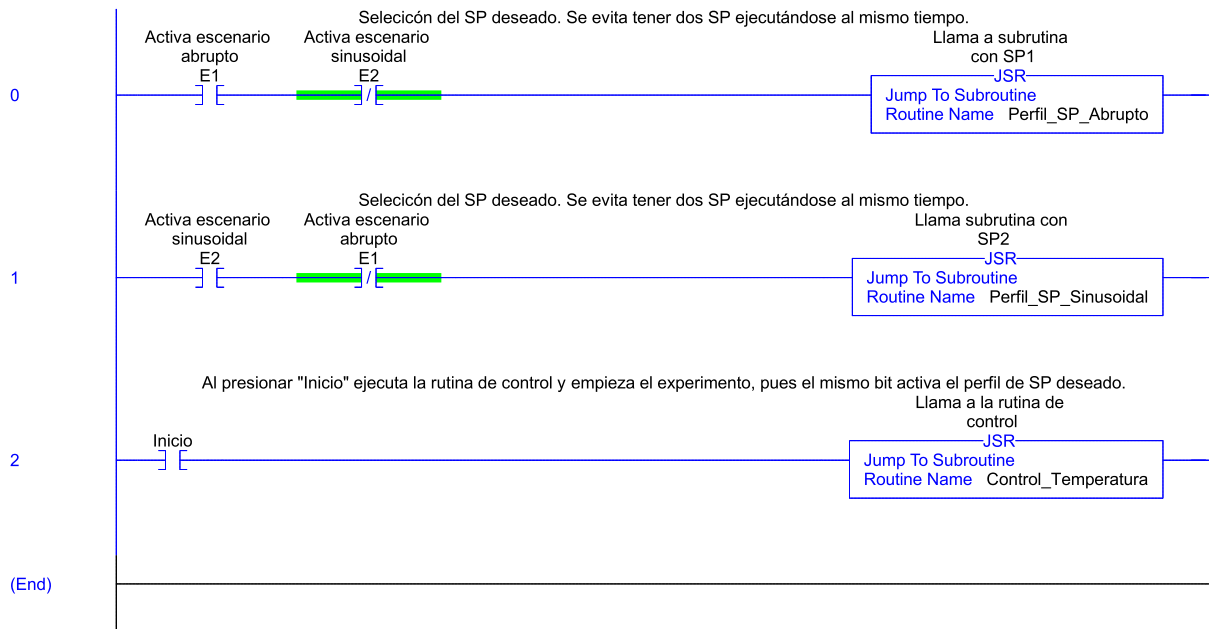


Figura 4.10. Rutina principal para a evaluación

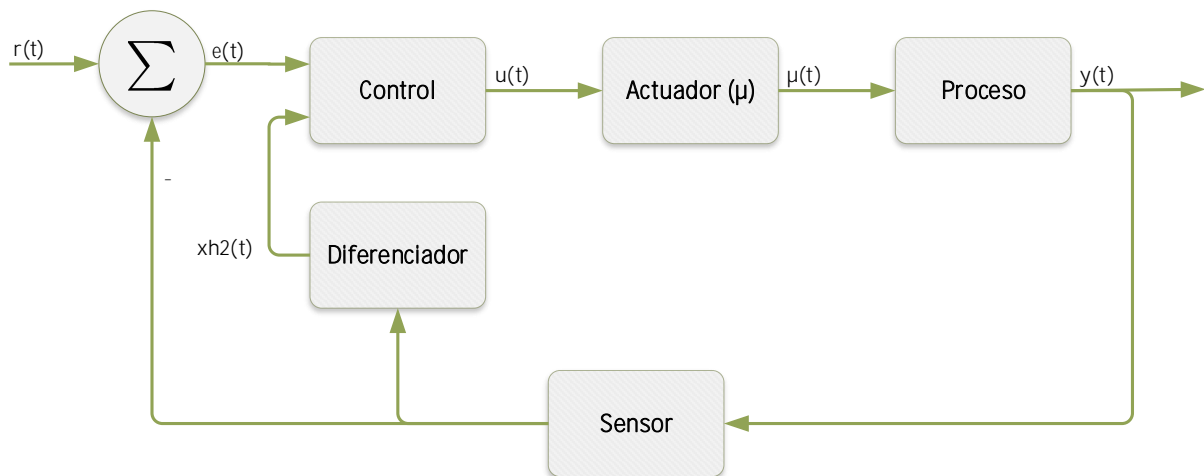


Figura 4.11. Sistema de control para la implementación de 3-STA

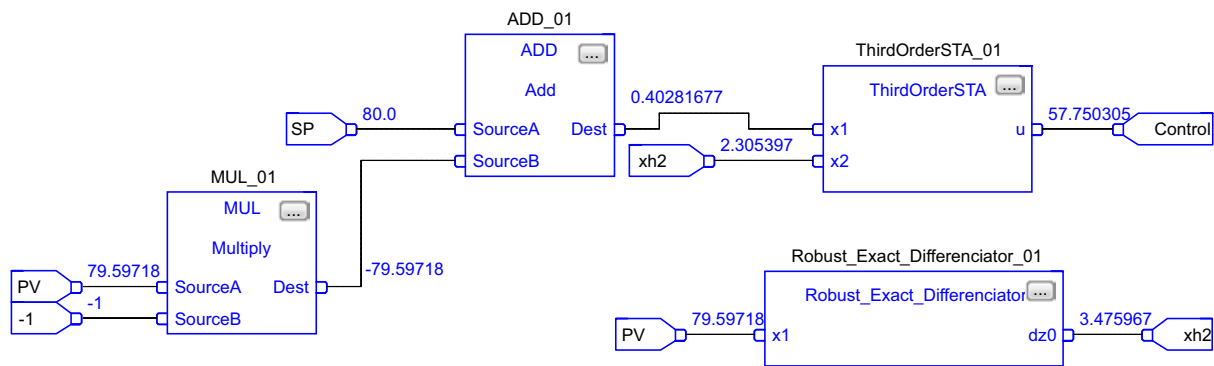


Figura 4.12. Rutina de control 3-STA

Capítulo 5

Evaluación experimental de estrategias de control

En este capítulo se exponen los resultados experimentales obtenidos de la evaluación de ambas estrategias de control para el proceso de transferencia de calor usando la plataforma desarrollada para mostrar su funcionalidad. Esta evaluación se realiza considerando diferentes escenarios y perfiles de temperatura a modo de explotar las cualidades de cada algoritmo y mostrar así, las ventajas y desventajas que presentan al momento de usarse en escenarios industriales.

5.1. Escenarios de evaluación

Para exhibir todas las cualidades y particularidades de las estrategias de control se propuso evaluarlas en dos escenarios distintos donde se permita mostrar su comportamiento en condiciones de operación suaves y por otro lado, en condiciones abruptas sumando una perturbación para evaluar el comportamiento de las estrategias ante esta complicación. En consecuencia, se detallan a continuación los escenarios propuestos, para los cuales se considera un tiempo final t_f de 1500[s], muestreo de 1[ms] y se eligió como método de solución numérica Euler implementado en una tarea periódica de 1[ms].

5.1.1. Escenario 1: Perfil suave sin perturbación

En este escenario de evaluación se busca la regulación de temperatura con un perfil suave, usando una señal sinusoidal con amplitud de $7^\circ C$, frecuencia 0.012 [rad/s] con una condición inicial de $75^\circ C$. La temperatura inicial del proceso está en $T_i = 30^\circ C$. Se busca verificar el correcto funcionamiento de los algoritmos ante un perfil sin cambios abruptos.

5.1.2. Escenario 2: Perfil abrupto con perturbación

Para este escenario se busca verificar la capacidad de los algoritmos a cambios abruptos en el SP y su respuesta ante perturbaciones exógenas, por lo que la regulación de temperatura se desea en rampas y escalones variables. Se busca llevar a la PV a 3 puntos de operación de forma abrupta, donde los primeros 60[s] la temperatura permanece en la condición inicial $T_i = 30[^\circ\text{C}]$. En el rango de 60[s] a 240[s] se eleva la temperatura a $80[^\circ\text{C}]$ realizando una pendiente positiva, permaneciendo en $80[^\circ\text{C}]$ los siguientes 260[s]. Al término de este intervalo de tiempo se disminuye la temperatura a $60[^\circ\text{C}]$ y permanece ahí por 500[s], donde finalmente se incrementa la temperatura $10[^\circ\text{C}]$ de forma abrupta y se regula ahí hasta el final del experimento. Para este punto de operación, en el segundo 1300 se activa un extractor de golpe radial durante 15[s] para inducir una perturbación extrayendo calor del proceso y así observar la respuesta de los algoritmos ante este fenómeno.

5.2. Criterios de evaluación

Para cuantificar de forma adecuada el desempeño logrado en cada escenario, se emplea como indicador clave de desempeño (KPI, por sus siglas en inglés) al:

- Error Cuadrático Medio (ECM), definido como:

$$ECM_T = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (T_r - T_d)^2}$$

donde n es el tamaño de la muestra, i el primer valor de la muestra, T_r la temperatura real y T_d la temperatura deseada o referencia.

Por otro lado, se eligieron criterios que permitieron hacer un análisis de ventajas y desventajas en la implementación experimental. Dichos criterios se enlistan a continuación:

- Número de parámetros a modificar para lograr una buena sintonía.
- Facilidad de sintonía.
- Agresividad de la acción de control.
- Capacidad de rechazo a perturbaciones.

5.3. Resultados

5.3.1. Resultados E.1

Este escenario al ser el más suave, se realizó sin perturbación. La sintonía de los lazos PID usada fue: $k_p = 50$, $k_i = 0.0001[\frac{1}{s}]$ y $k_d = 30[s]$. Para el lazo Enhanced PID se usaron $k_p = 50.0385$, $k_i = 75[\frac{1}{min}]$ y $k_d = 0.0823[min]$. Para el lazo 3-STA se utilizaron las

ganancias $\varsigma_1 = 12$, $\varsigma_2 = 3$ y $\varsigma_3 = 0.06$.

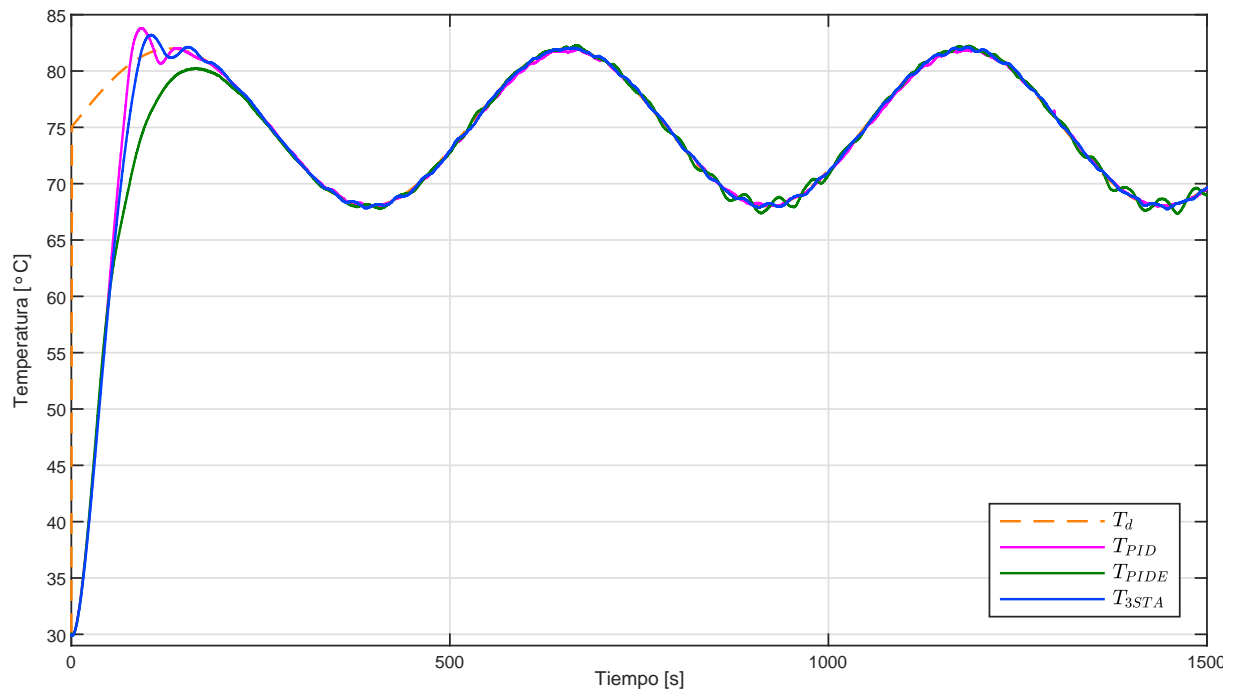


Figura 5.1. E1: Comparación de la variable de proceso

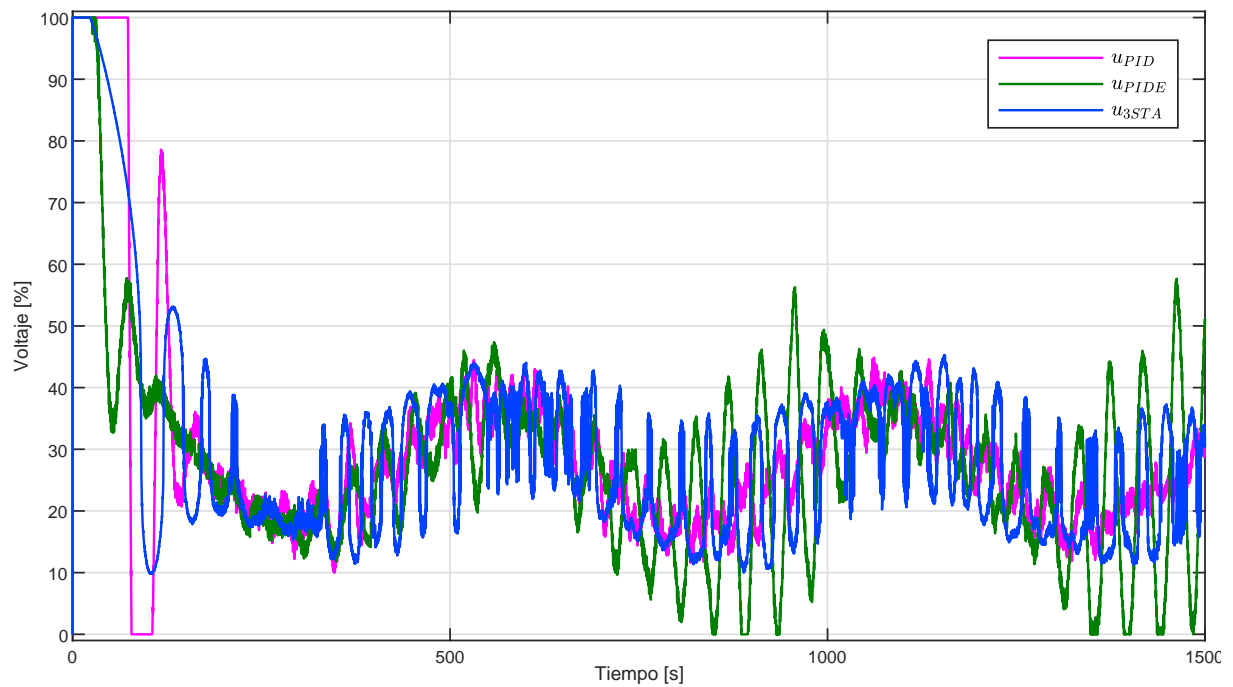


Figura 5.2. E1: Comparación de las señales de control

En la Figura 5.1 se muestra el comportamiento de las estrategias de control ante el perfil sinusoidal. La línea punteada en color naranja representa el SP, en azul se tiene el desempeño logrado con el 3-STA, en verde el desempeño con *Enhanced* PID y finalmente en magenta en desempeño logrado con el algoritmo PID en forma de posición. En este gráfico puede verse que para regulación en un perfil suave los 3 algoritmos presentan un desempeño adecuado, sin embargo, el *Enhanced* PID presenta pérdida de convergencia en los valles del SP. En cambio, el 3-STA y el PID mantienen la regulación en todo el perfil deseado.

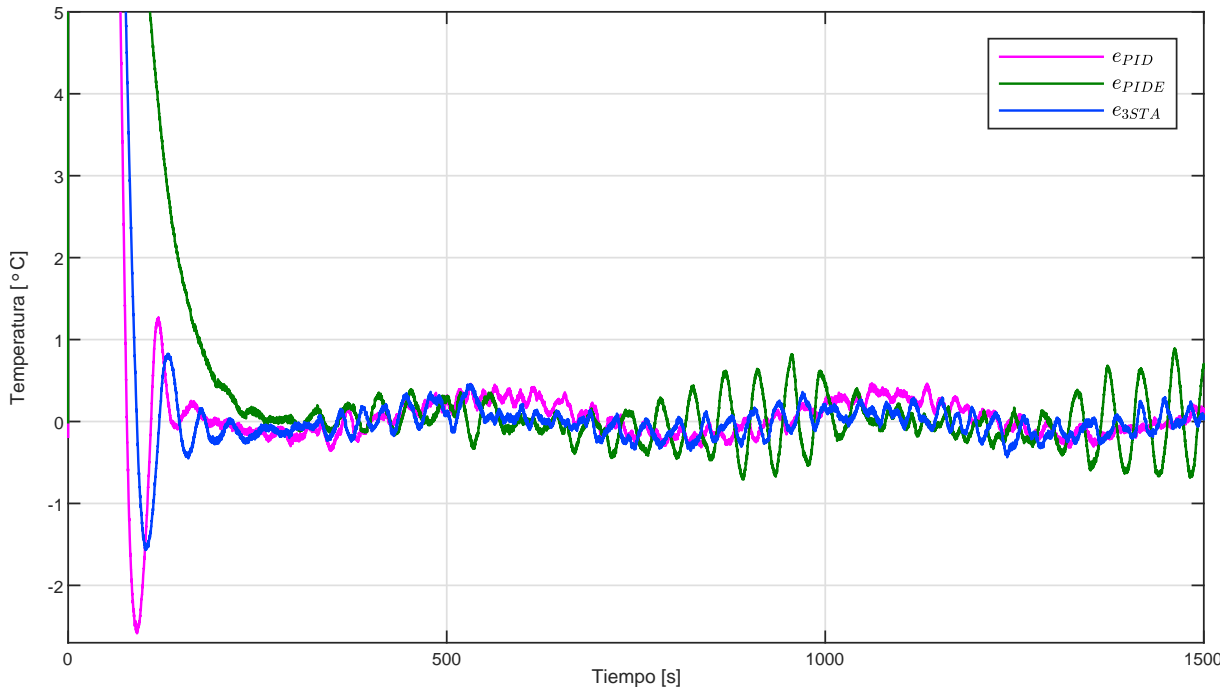


Figura 5.3. E1: Comparación de las señales de error

Por otro lado, en la Figura 5.2 se observan las señales de control para lograr la regulación en el escenario sinusoidal. Obsérvese que la señal de control más agresiva es la correspondiente al *Enhanced* PID mostrada en color verde, mientras que la más suave es la mostrada en magenta, correspondiente al PID en forma de posición.

A su vez, en la Figura 5.3 se muestra la comparación entre las señales error, donde es de notar que la convergencia lograda por el 3-STA y el PID en forma de posición es muy cercana al origen. Más adelante se presenta una cuantificación de esto usando el ECM.

5.3.2. Resultados 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: $k_p = 60$, $k_i = 0.0001[\frac{1}{s}]$,

y $k_d = 45[s]$. Para el lazo *Enhanced* PID se usaron $k_p = 50.0385$, $k_i = 75[\frac{1}{min}]$ y $k_d = 0.0823[min]$. Por otro lado, las ganancias usadas para el 3-STA son: $\varsigma_1 = 18$, $\varsigma_2 = 3$ y $\varsigma_3 = 0.02$.

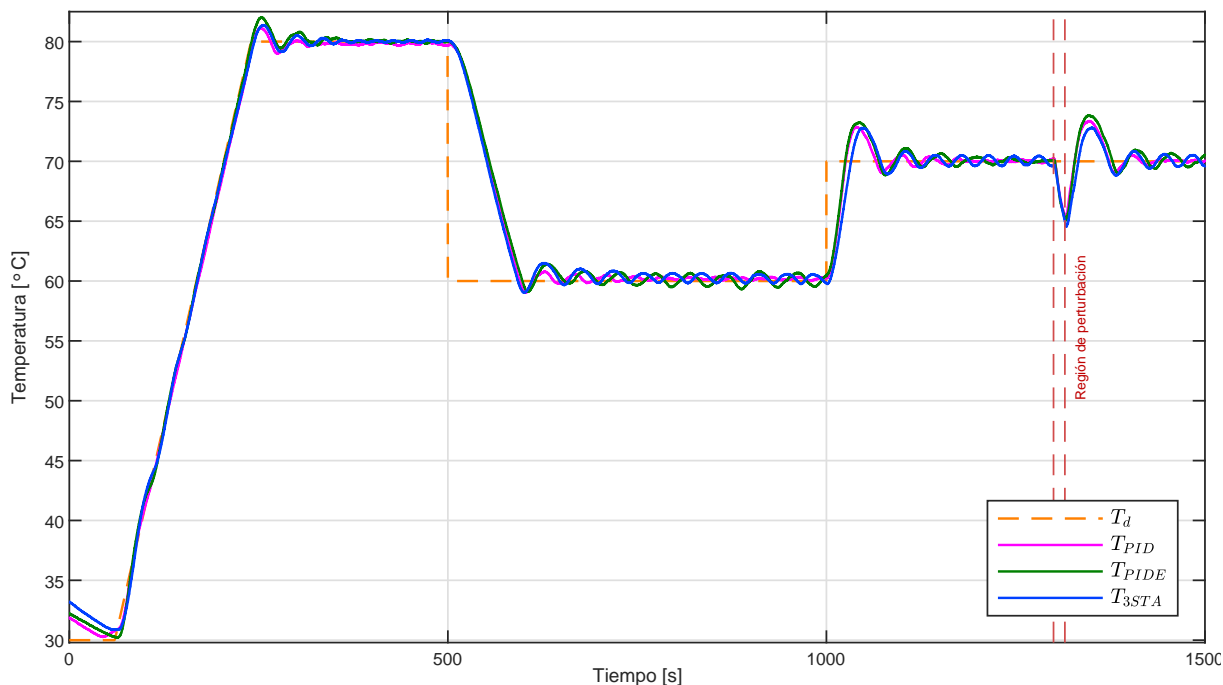


Figura 5.4. E2: Comparación de la variable de proceso

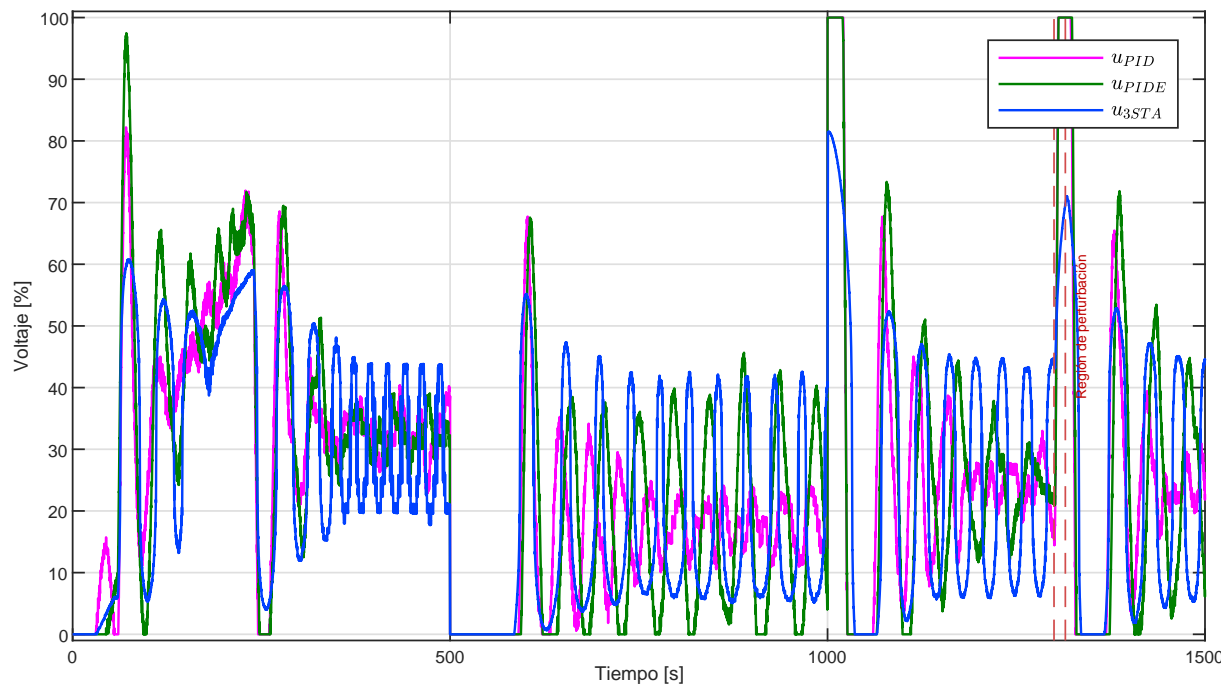


Figura 5.5. E2: Comparación de las señales de control

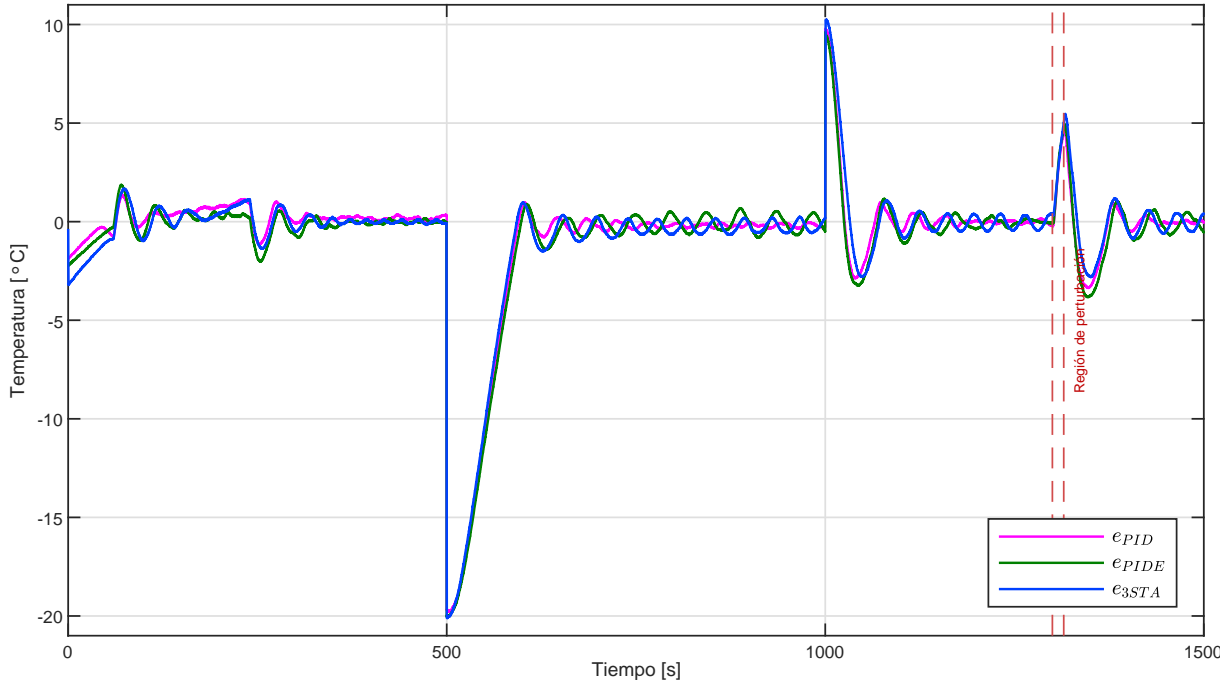


Figura 5.6. E2: Comparación de las señales de error

En la Figura 5.4 se muestra la regulación alcanzada por parte de las estrategias de control ante un perfil abrupto con un término de perturbación desconocida, lo suficientemente grande para alejar la PV del valor deseado. Esto se realizó de esta manera porque fue de interés observar el comportamiento de las estrategias ante esta clase de perturbaciones. Como puede verse, la regulación alcanzada con las tres estrategias de control es adecuada para este tipo de escenarios.

En la Figura 5.5 se muestran las señales de control de cada algoritmo. Nótese que la acción del 3-STA no se satura ante cambios en el SP, lo que le permite recuperarse de mejor manera, no obstante, presenta un comportamiento oscilatorio. La estrategia de control más suave es la generada por el algoritmo PID y la más agresiva, por el algoritmo Enhanced PID, mostrada en verde.

Finalmente, en la Figura 5.6 se presentan las señales de error, donde se observa que con el algoritmo PID en forma de posición se tiene menor error. En el $t_1 = 1300[s]$ se observa que el algoritmo 3-STA responde más lento a la perturbación, sin embargo, el sobrepaso es de menor amplitud, lo que le permite ajustarse para lograr convergencia.

De forma consolidada, en la Tabla 5.1 se muestran los resultados de cada algoritmo usando el ECM como métrica de evaluación.

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

Tabla 5.1. Resultados de cada algoritmo evaluado en términos del ECM

5.4. Discusión

Como puede verse en los resultados obtenidos, esta plataforma permite la evaluación experimental de estrategias de control clásicas, ampliamente difundidas en los lazos industriales, así como algoritmos de control y diferenciación desarrolladas en la comunidad de teoría de control. En cuanto al comportamiento de las estrategias de control se tiene:

- Para el perfil sinusoidal, el algoritmo que logra una mayor convergencia en términos del ECM es el PID. Esto es claro al observar la Figura 5.1 dado que tuvo una regulación muy buena, donde el ECM fue de $6.6340[^\circ\text{C}]^2$. Adicionalmente puede verse que el algoritmo 3-STA también presenta un comportamiento adecuado para esta clase de perfiles, puesto que su ECM tiene una diferencia de $0.0417[^\circ\text{C}]^2$, respecto al PID. En cambio, el *Enhanced* PID presenta fenómenos oscilatorios en los valles del perfil sinusoidal de referencia, por lo que se pierde convergencia en esos puntos de operación.
- Para el escenario abrupto quien presenta un mejor comportamiento en términos del ECM, es el 3-STA, pues su error es de $3.3085[^\circ\text{C}]^2$, seguido del PID en forma de posición con un ECM de $3.4288[^\circ\text{C}]^2$. En cuánto a las señales de control, mostradas en la Figura 5.5, se observa que los algoritmos 3-STA y *Enhanced* PID presentan un comportamiento oscilatorio de mayor amplitud, en relación a la obtenida con el algoritmo PID.

Ahora bien, haciendo un análisis de ventajas y desventajas de cada algoritmo, se enlistan a continuación las observaciones que se tuvieron para la sintonía y ajuste de las estrategias de control:

- *Número de parámetros a modificar para lograr una buena sintonía:* para el caso de los algoritmos PID únicamente se requieren 3 parámetros, mientras que para el algoritmo 3-STA, se requieren 3 ganancias para el controlador y 1 coeficiente, denominado con L para el diferenciador numérico.
- *Facilidad de sintonía:* Al proponer una sintonía para los algoritmos de control, es más fácil sintonizar los lazos PID puesto que es claro identificar cómo se modifica el comportamiento de la PV con cada ganancia, gracias a que es un control lineal. Por el contrario, lograr una sintonía apropiada con el algoritmo Super-Twisting resultó un tanto más complejo, debido a que el controlador tiene efectos no lineales

y el variar un parámetro, modifica el desempeño del controlador, por lo que puede decirse que el algoritmo es muy sensible a cambios en alguna de sus ganancias. Lo que se pudo identificar de esta última estrategia, es que la ganancia ς_1 tiene un efecto similar a la ganancia proporcional en un PID, las ganancias ς_2 y ς_3 reducen el error, pero existe un compromiso entre convergencia y las oscilaciones en la acción de control. Si ς_3 se aproxima a 0, las oscilaciones disminuyen, pero la convergencia es menor. Si ς_2 es muy cercana a 0, la acción de control pierde capacidad de respuesta ante perturbaciones o cambio de punto de operación.

- *Agresividad de la acción de control:* Es de notar que la acción de control del *Enhanced* PID tiene un comportamiento oscilatorio donde la amplitud de estas oscilaciones es mayor que la del resto de algoritmos. En contraste, la acción del PID en forma de posición es la más suave, dado que sus oscilaciones tienen la menor amplitud en comparación que las demás estrategias de control.
- *Capacidad de rechazo a perturbaciones:* Para analizar este criterio se contempla el segundo escenario de evaluación, pues es en este donde se introduce una perturbación. Como puede observarse en la Figura 5.4, la perturbación fue lo suficientemente grande para alejar la PV del SP, siendo así que se analiza el rechazo a perturbaciones como la capacidad de llevar el $e(t)$ a 0 en el menor tiempo posible. En este tenor de ideas, puede verse que los tres algoritmos de control tratan de compensar la perturbación, recuperándose después de un sobrepaso, siendo el algoritmo PID quien presenta mayor capacidad de rechazo.

Capítulo 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 conformada por un controlador industrial de gran escala, un proceso de transferencia de calor y una metodología que permite la adición de estas técnicas de control como instrucciones embebidas dentro de esta clase de infraestructura de control industrial, implementadas en los lenguajes estándar normadas por IEC 61131-3, abriendo una ventana de oportunidad tanto para la comunidad de teoría de control y para la comunidad de ingeniería de control de forma bilateral: que el ambiente industrial pueda reconocer estas técnicas de control novedosas de una forma directa, pues están implementadas en las mismas condiciones con las que ya cuentan y el entorno académico pueda evaluar sus aportes en esta área del conocimiento, en una plataforma experimental con las mismas condiciones que en los procesos implementados en la industria.

El acondicionamiento electrónico al proceso de transferencia de calor se realizó de forma apropiada, reduciendo el ruido, evitando que el sensor pierda energía por la demanda de corriente, solventando así las dificultades para realizar experimentos con perfiles de temperatura abruptos.

El modelo matemático de segundo orden propuesto permitió caracterizar al proceso de transferencia de calor en términos de grado relativo, controlabilidad, observabilidad y con esto elegir el algoritmo de Control por Modos Deslizantes adecuado para la evaluación. Adicionalmente, 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 apropiado 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.

6.1. Trabajo futuro

Al comprobarse la factibilidad de esta plataforma como herramienta de evaluación, es natural pensar en evaluar nuevas estrategias de control lineal o no lineal basadas en modelo, así como observadores. Por mencionar algunos de ellos, en cuanto a estrategias de control por Modos Deslizantes pueden evaluarse de forma inmediata a los algoritmos Super-Twisting Extendido (ESTA, por sus siglas en inglés) y Twisting Continuo (CTA, por sus siglas en inglés) pues el primero de ellos es una extensión del 2-STA, donde se propone la evaluación de diversos exponentes en la primera variable, sin comprometer la homogeneidad del sistema y a su vez, el algoritmo CTA fue diseñado para sistemas con grado relativo 2, como el usado en este trabajo. Ambos algoritmos se encuentran disponibles en el controlador industrial y encapsulados en *Add-On Instructions*, como se muestra en el Apéndice C. Para dicha evaluación, se espera seguir una metodología sistemática para lograr una sintonía adecuada.

Apéndice A

Funciones de Lyapunov para cálculo de las ganancias en STA

En este Apéndice se muestran funciones de Lyapunov reportadas en la literatura que permiten el cálculo de las ganancias para el 2-STA y 3-STA. Al obtenerse condiciones suficientes se pueden mostrar la estabilidad en lazo cerrado con la elección de las ganancias de forma adecuada.

Cálculo de ganancias para Super-Twisting de Segundo Orden

El algoritmo Super-Twisting de Segundo Orden mostrado en la ecuación (2.11), también puede escribirse como:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= -k_1 |\sigma|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\sigma) + x_2 + \varrho_1(x, t) \\ \dot{x}_2 &= -k_2 \text{sign}(\sigma) + \varrho_2(x, t)\end{aligned}\tag{A.1}$$

donde x_i son los estados del sistema, k_i las ganancias a diseñar y ϱ_i los términos de perturbación. Es de notar, que bajo ciertas condiciones, la elección adecuada de k_i permite robustez contra perturbaciones acotadas por

$$\varrho_1(x, t) = 0, \quad |\varrho_2(x, t)| \leq \Delta\tag{A.2}$$

En [Moreno y Osorio, 2012] se propone la función candidata de Lyapunov:

$$V(x) = \zeta^T P \zeta\tag{A.3}$$

donde P es una matriz constante, simétrica y positiva definida, el vector $\zeta^T = [\zeta_1 \quad \zeta_2] = \left[|\sigma|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\sigma), \dot{\sigma} \right]$ está dado por $\dot{\zeta} = \frac{1}{|\zeta_1|} A \zeta$, con $A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}k_1 & \frac{1}{2} \\ -k_2 & 0 \end{bmatrix}$ y $|\zeta_1| = |\sigma|^{\frac{1}{2}}$.

Es sabido que el 2-STA es estable de forma robusta a perturbaciones globalmente acotadas por (A.2). Considerando toda $\Delta > 0$, con ganancias k_1 y k_2 seleccionadas adecuadamente, se dice que la función (A.3) es una función de Lyapunov estricta (robusta), de acuerdo al siguiente teorema mostrado en [Moreno y Osorio, 2012]:

Teorema A.1 *Asumiendo que los términos de perturbación están globalmente acotados por (A.2), para cada valor positivo de $\Delta > 0$ existen ganancias k_1, k_2 tales que el origen $\sigma = 0$ es un punto de equilibrio robusto y globalmente estable el tiempo finito. A su vez, existe una matriz simétrica y definida positiva $P = [p_{ij}]$ tal que la función (A.3) es una función de Lyapunov cuadrática, robusta y estricta para el sistema perturbado (2.10), para lo cual se satisface que:*

$$\dot{V} \leq -|\sigma|^{1/2} \zeta^T Q_R \zeta \quad (\text{A.4})$$

para una matriz $Q_R = Q_R^T > 0$. Adicionalmente, el tiempo de convergencia del punto inicial σ_0 al origen en tiempo finito puede estimarse como:

$$\tilde{T}(\sigma_0) = \frac{2}{\tilde{\sigma}} V^{1/2}(\sigma_0), \quad \tilde{\sigma} = \frac{\psi_{\min}^{1/2}\{P\} \psi_{\min}\{Q_R\}}{\psi_{\max}\{P\}} \quad (\text{A.5})$$

Ahora bien, el cálculo de las ganancias se da en dos pasos:

1. Elegir constantes θ y ϑ , tal que $0 < \theta < 1, \vartheta > 1$
2. Encontrar constantes $\alpha, \beta > 0$ tales que satisfagan la expresión:

$$\alpha - \frac{2}{\vartheta} \beta > \beta^2 - \theta(1 + \alpha)\beta + \frac{1}{4}(1 + \alpha)^2. \quad (\text{A.6})$$

Geoméricamente la desigualdad (A.6) representa el interior de una elipse en el plano (α, β) , parametrizada por el par (θ, ϑ) . El origen de está elipse está dado por (α_c, β_c) , definido como:

$$\alpha_c = \frac{(\theta - 2\frac{1}{\vartheta})\theta + 1}{1 - \theta^2}, \quad \beta_c = \frac{\theta - \frac{1}{\vartheta}}{1 - \theta^2}. \quad (\text{A.7})$$

Finalmente, la obtención de las ganancias k_1, k_2 se da por:

$$\begin{aligned} k_1 &= \alpha \sqrt{\frac{2\vartheta}{(1-\theta)\beta}} \sqrt{\Delta} \\ k_2 &= \frac{(\theta+1)}{(1-\theta)} \Delta \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

y los términos que conforman a las matrices P y Q_R , respectivamente se obtienen de:

$$p_{11} = 1, \quad p_{22} = \frac{(1-\theta)\beta_c}{2\Delta}, \quad p_{12} = -\sqrt{\frac{p_{22}}{\vartheta}}$$

$$qR_{11} = k_1 + 2p_{12}(k_2 + \Delta) + 2\Delta(1 - k_1p_{12})\frac{p_{22}}{p_{12}}$$

$$qR_{12} = -\frac{1}{2}(1 - k_1p_{12}) + (k_2 + \Delta)p_{22}, \quad qR_{22} = -p_{12}$$

El cálculo de estas ganancias garantizan la estabilidad en lazo cerrado, sin embargo, se eligieron ganancias con las cuales se obtenía un mejor desempeño para los escenarios mostrados.

Cálculo de ganancias para Super-Twisting de Tercer Orden

Por simplicidad de representación, en esta sección se utiliza la siguiente notación para toda variable $z \in \mathbb{R}$, elevada a una potencia $p, q \in \mathbb{R}$, $[z]^p = |z|^p \text{sign}(z)$; en consecuencia $[z]^2 = |z|^2 \text{sign}(z) \neq z^2$. Nótese que si p, q es un número impar, no se altera el sentido de la ecuación, por lo que, bajo esta condición se cumple que $[z]^q = |z|^q$. En este tenor de ideas, se tiene:

$$[z]^0 = \text{sign}(z), \quad [z]^0 z^p = |z|^p, \quad [z]^0 |z|^p = [z]^p$$

$$[z]^p [z]^q = |z|^p \text{sign}(z) |z|^q \text{sign}(z) = |z|^{p+q}$$

Dicho lo anterior, recuerde que el algoritmo Super-Twisting de Tercer Orden presenta la estructura:

$$u = -\varsigma_1 |\phi_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\phi_1) + \xi$$

$$\dot{\xi} = -\varsigma_3 \text{sign}(\phi_1) + f(t)$$
(A.9)

donde $\phi_1 = x_2 + \varsigma_2 |x_1|^{\frac{2}{3}} \text{sign}(x_1)$, $f(t)$ representa a la perturbación y satisface que $|f| \leq \Delta$, y ς_1, ς_2 y ς_3 las ganancias del controlador.

Como se mencionó anteriormente, este algoritmo fue diseñado para compensar sistemas perturbados de grado relativo igual a 2 ($r=2$) en tiempo finito. Para evaluar la estabilidad de este en lazo cerrado con un sistema de la forma (2.14), en [Kamal, *et al.*, 2014] se presenta la función candidata de Lyapunov:

$$V(x) = p_1 |x_1|^{4/3} - p_{12} [x_1]^{2/3} (x_2 + \varsigma_2 [x_1]^{2/3})$$

$$+ p_2 |x_2 + \varsigma_2 [x_1]^{2/3}|^2 + p_{13} [x_1]^{2/3} [x_3]^2$$

$$- p_{23} (x_2 + \varsigma_2 [x_1]^{2/3}) [x_3]^2 + p_3 |x_3|^4$$

Esta función, puede ser representada en forma cuadrática

$$V(x) = \Xi^T P \Xi, \text{ considerando a } P = \begin{bmatrix} p_1 & \frac{1}{2}p_{12} & \frac{1}{2}p_{13} \\ -\frac{1}{2}p_{12} & p_2 & -\frac{1}{2}p_{23} \\ \frac{1}{2}p_{13} & -\frac{1}{2}p_{23} & p_3 \end{bmatrix}$$
(A.10)

donde el vector $[|x_1|^{2/3} \quad (x_2 + k_2|x_1|^{2/3}) \quad |x_3|^2]$. Las condiciones bajo las cuales (A.10) es una función de Lyapunov se enuncian en el siguiente Teorema (ver [Kamal, *et al.*, 2014]):

Teorema A.2 *Considerando a la función continua y homogénea (A.10), se dice que $V(x)$ es positiva definida y radialmente no acotada si y solo si P es una matriz definida positiva. Esto implica que se satisfagan las condiciones:*

$$p_1 > 0 \tag{A.11}$$

$$p_1 p_2 > \frac{1}{4} p_{12}^2 \tag{A.12}$$

$$p_1 (p_2 p_3 - p_{23}^2) + \frac{p_{12}}{2} \left(-\frac{p_{12} p_3}{2} + \frac{p_{13} p_{23}}{4} \right) + \frac{p_{13}}{2} \left(\frac{p_{12} p_{23}}{4} - \frac{p_2 p_{13}}{2} \right) > 0 \tag{A.13}$$

Para esto $\dot{V}(x)$ satisface la desigualdad diferencial:

$$\dot{V} = -\kappa V^{3/4}$$

para alguna $\kappa > 0$ y las trayectorias de la función convergen al origen en tiempo finito para cada valor de la perturbación $|\rho| < \Delta$, donde el tiempo de convergencia desde el punto inicial σ_0 puede estimarse como:

$$T(\sigma_0) \leq \frac{4}{\kappa} V^{1/4}(\sigma_0)$$

El Teorema muestra las condiciones suficientes para la existencia de una función de Lyapunov. No obstante, no es trivial obtener un conjunto de ganancias ζ_i , considerando el conjunto P_{ij} . Por ende, la elección de ganancias se realizará de forma empírica, hasta lograr un buen desempeño, en base a las observaciones que se realizaron de su comportamiento.

Apéndice B

Simulaciones de los algoritmos de control

En este apéndice se muestran las simulaciones del desempeño de los algoritmos de control, con el modelo de segundo orden propuesto y con el modelo matemático reportado en [Macias-Bejarano y Mujica-Ortega, 2018], usando las mismas ganancias que en los resultados experimentales. Para esto, se convirtieron las ganancias experimentales, a las ganancias en la forma estándar mostrada en [Åström y Hägglund, 1995].

Estas simulaciones se realizaron con dos objetivos principalmente:

- Determinar si el modelo matemático de segundo orden permite recrear la dinámica del proceso de transferencia de calor en lazo cerrado, a pesar de ser lineal y no considerar dinámicas que se observan en la plataforma experimental y en el modelo no lineal.
- Aproximar los valores de las ganancias para los tres algoritmos de control empleados, puesto que de esta forma, se asegura un comportamiento adecuado en la evaluación experimental.

Por estas razones, se presentan las simulaciones del escenario abrupto, puesto que puede verse el comportamiento de los algoritmos de control ante cambios abruptos en el perfil de temperatura deseado.

Simulaciones con modelo de segundo orden

Las simulaciones para el escenario 2 se muestran en la Figura B.1, donde la línea punteada en color naranja, muestra el perfil de temperatura deseado, la línea color magenta la regulación alcanzada con el algoritmo PID, en color verde la regulación con el PID en forma de velocidad y finalmente, en color azul, la regulación con el 3-STA.

En la Figura B.2 se presentan las señales de control para lograr la regulación presentada en la Figura B.1 y en la Figura B.3 el error obtenido con cada algoritmo de control.

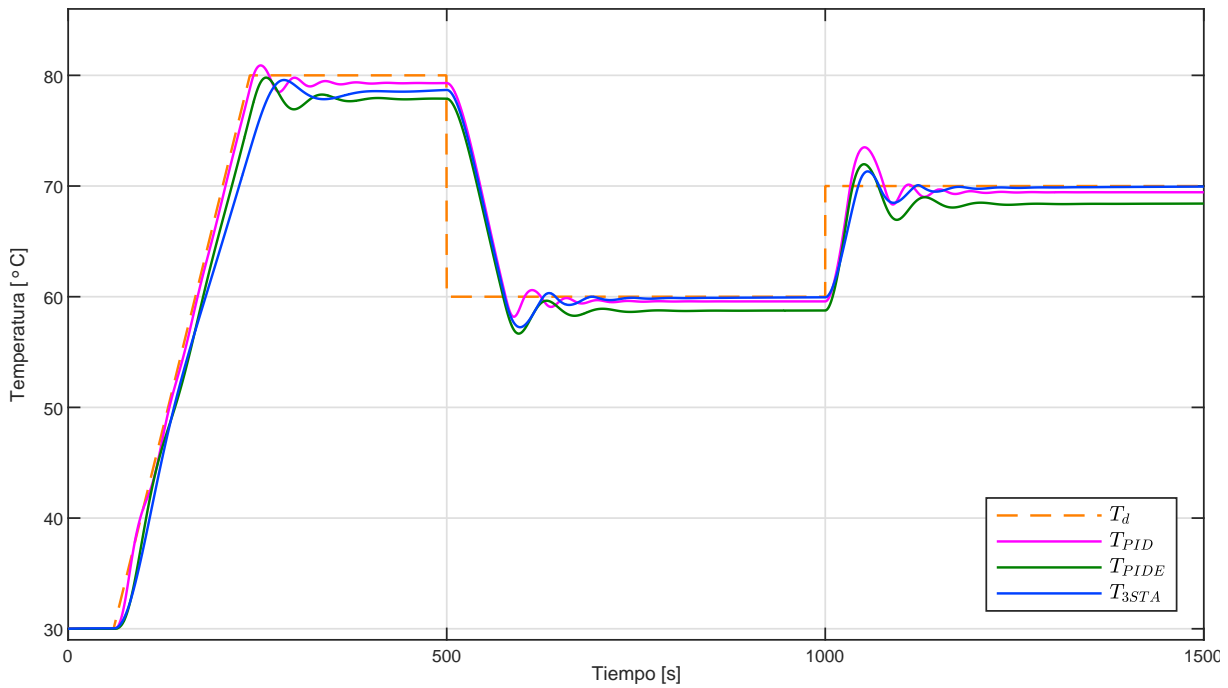


Figura B.1. E2: Comparación de la variable de proceso

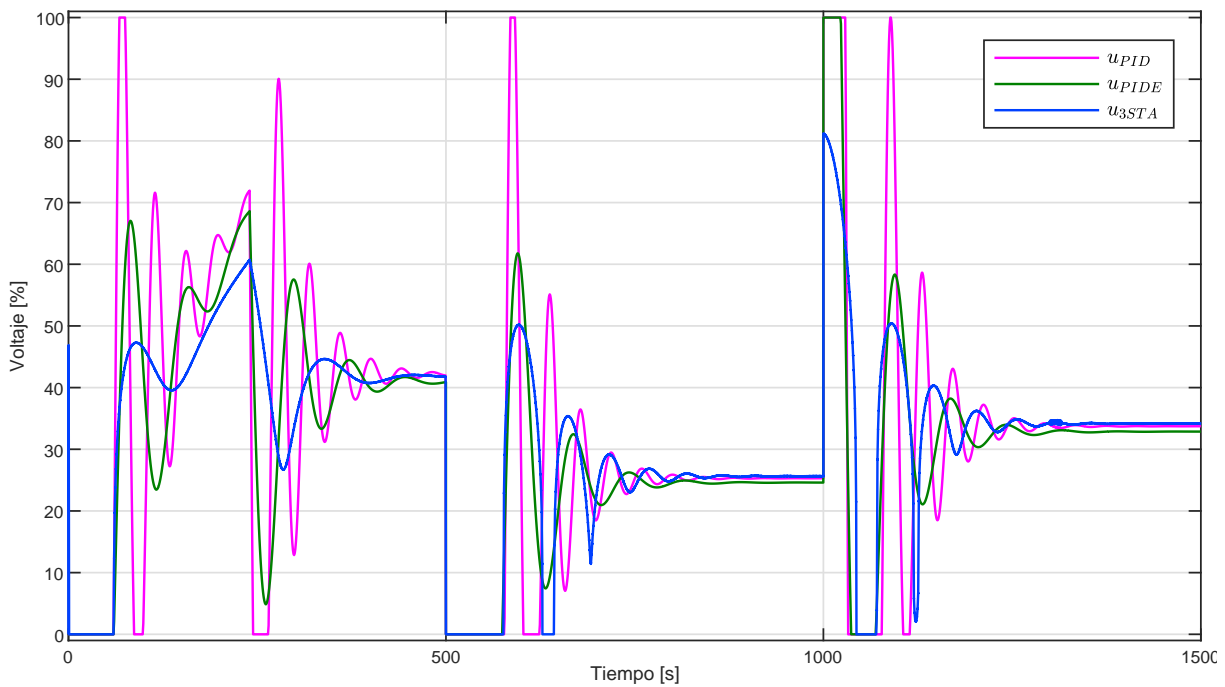


Figura B.2. E2: Comparación de la variable de control

Es notable que después del transitorio, la PV se estabiliza en un valor, aún cuando hay error como se muestra en la Figura B.3. Esto induce a pensar que falta mayor trabajo de sintonía de los lazos de control, sin embargo, también es causado por las dinámicas no modeladas.

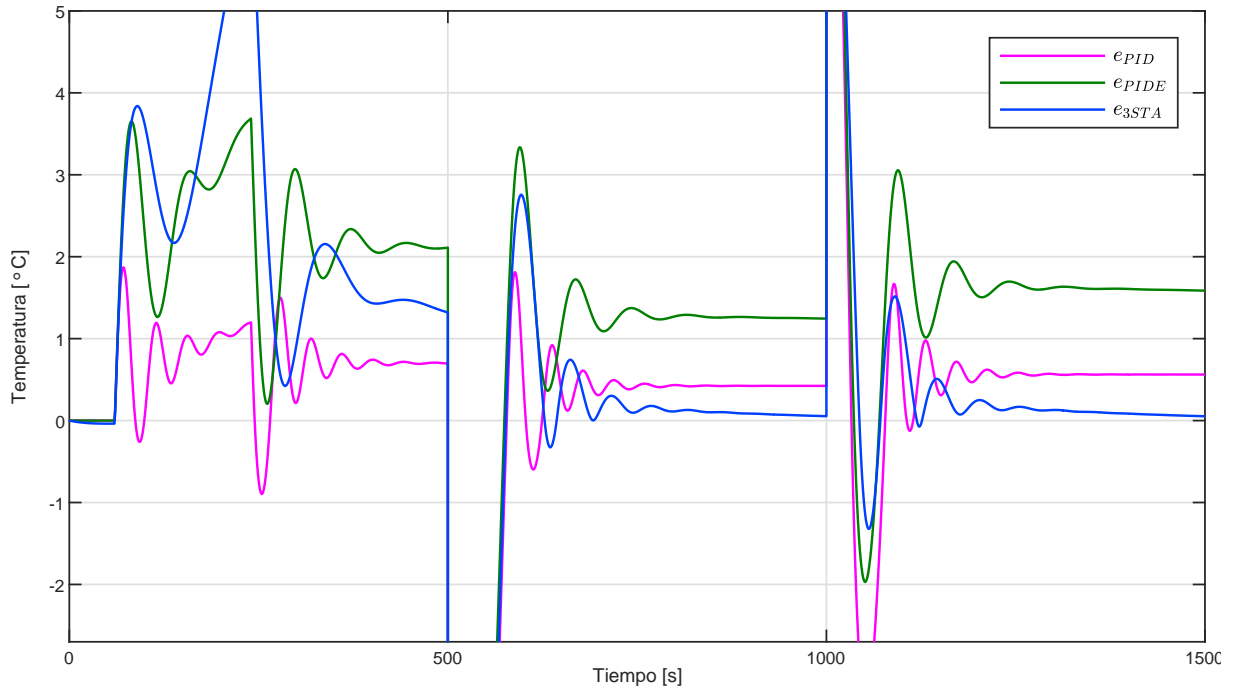


Figura B.3. E2: Comparación de las señales de error

Simulaciones con modelo no lineal

En esta sección se presentan las simulaciones del segundo escenario de evaluación, pero usando el modelo matemático no lineal. La intención de usar este modelo es verificar como afectan las dinámicas que se consideran en este modelo, en comparación al modelo de segundo orden lineal.

De manera equivalente a la Figura B.1, en la Figura B.1 se presenta la regulación lograda con cada algoritmo de control, donde la línea punteada en color naranja, muestra el perfil de temperatura deseado, la línea color magenta la regulación alcanzada con el algoritmo PID, en color verde la regulación con el PID en forma de velocidad y en color azul se presenta la regulación con el 3-STA.

En la Figura B.5 se muestra la acción de control de cada algoritmo, mientras que en la Figura B.6 se presentan las señales de error.

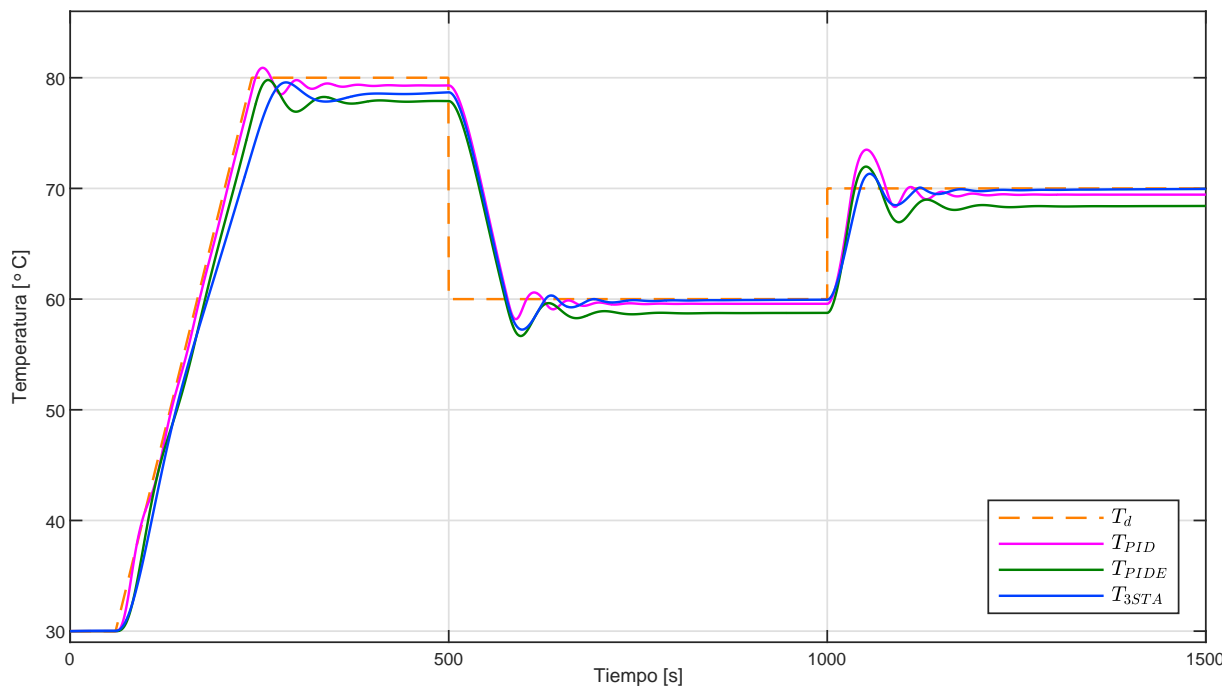


Figura B.4. E2: Comparación de la variable de proceso

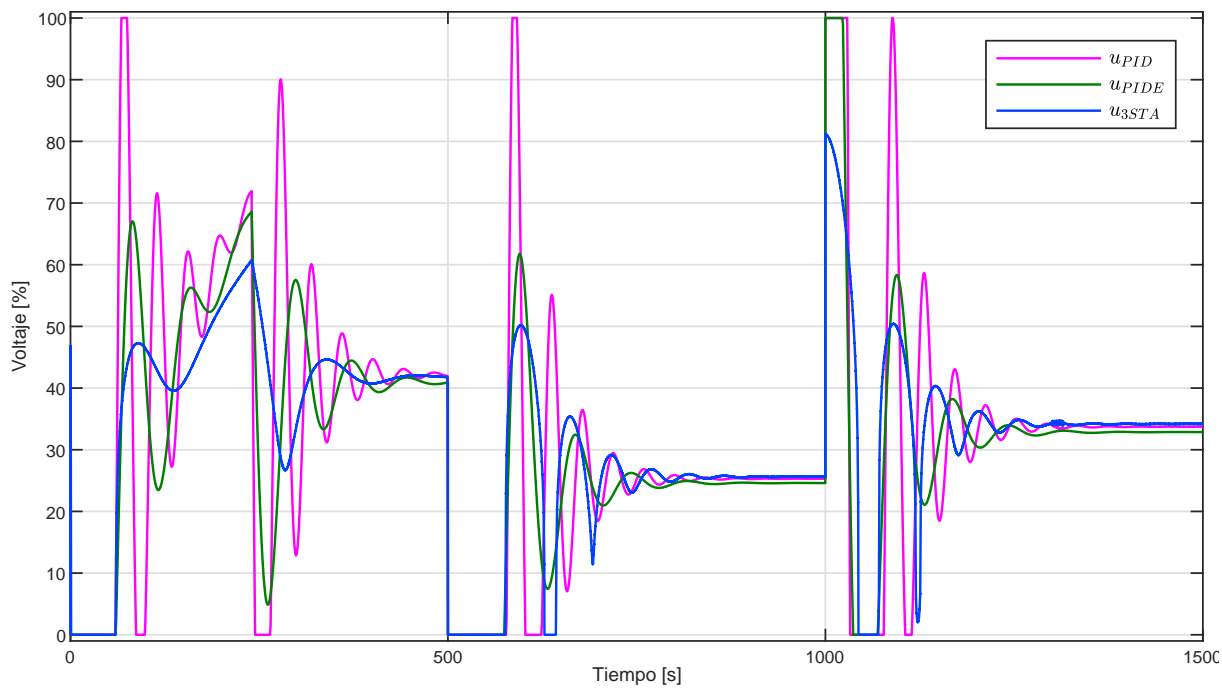


Figura B.5. E2: Comparación de la variable de control

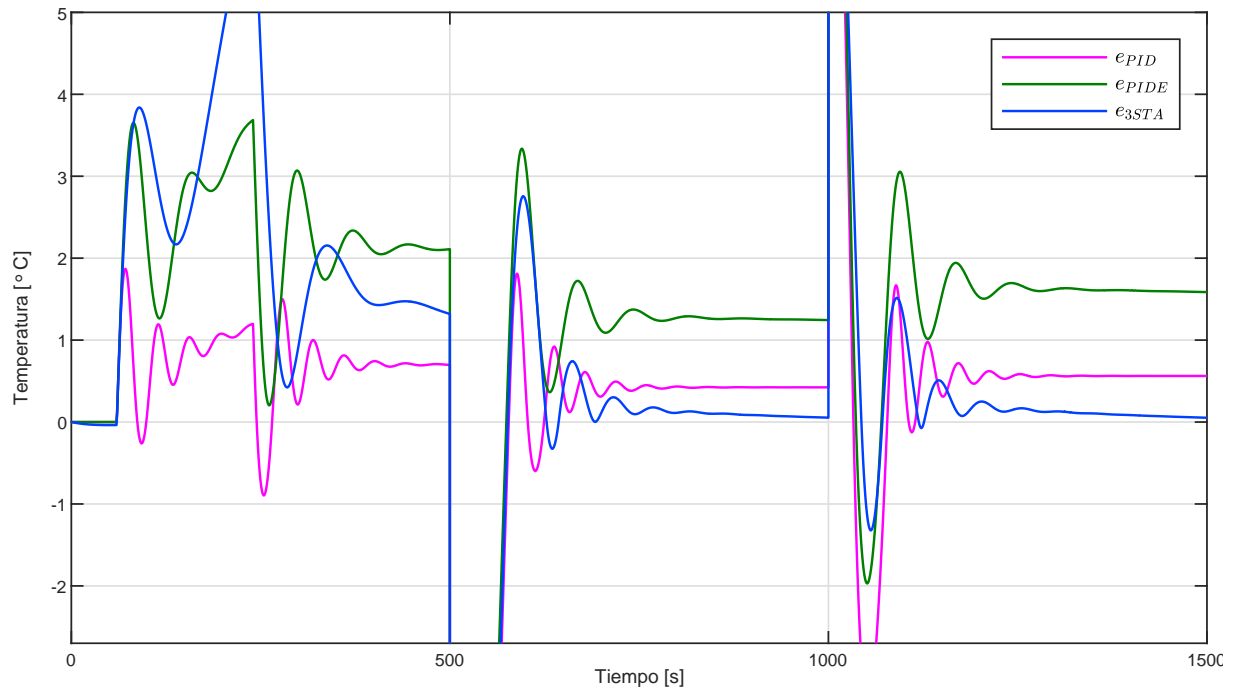


Figura B.6. E2: Comparación de las señales de error

Apéndice C

Códigos fuente de Add-On instructions

En este apéndice se describen y presentan de manera sucinta las instrucciones embebidas que se desarrollaron para la implementación de los algoritmos de control mostrados, así como los algoritmos ESTA y CTA como trabajo futuro. Estas fueron programadas en los lenguajes ST y FBD reportados en la norma IEC 61131-3 (ver [IEC, 2013]), considerándose para un controlador industrial Allen Bradley ControlLogix L71.

Para cada *Add-On*, se permite la elección del método de solución numérica entre Euler y RK4, considerando un paso de integración fijo, denotado por la variable dt . Se recuerda que para la evaluación realizada esta variable tomó el valor de 0.001[s], pues es la velocidad máxima de lectura y escritura de los módulos de entradas analógicas.

Implementación del Algoritmo Super-Twisting

La implementación de este algoritmo consiste en tres etapas: la programación de la función signo, el cálculo de la integral de la derivada del estado xx_2 y finalmente, la programación del algoritmo.

```
//Construcción de función signo para sign(sigma)
IF sigma>0 THEN
sign:=1;
ELSIF sigma<0 THEN
sign:=-1;
ELSE sign:=0;
END_IF;

//Integral
x2:=x;
ki1:=dx2;
x:=ki1*dt+x;
```

```
//Programación STA
sigma:=0*x2-c*x1;
u:=-k1*(SQRT(ABS(sigma)))*sign+x2;
dx2:=-k2*sign;
```

Implementación del cálculo de potencia de un estado

Para la implementación de los algoritmos 3-STA, ESTA y CTA es necesario el cálculo de la potencia del estado x_1 o x_2 , dependiendo el algoritmo. Para esto fue necesaria la implementación de un *Add-On Instruction* en lenguaje FBD donde se calcule dicha operación matemática, puesto que en lenguaje ST no está disponible esta operación.

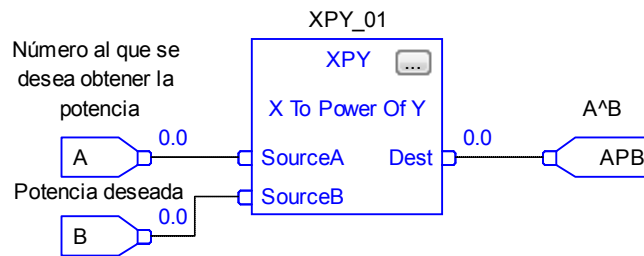


Figura C.1. Diseño de Add-On Instruction para cálculo de potencia

Implementación del Algoritmo Super-Twisting de Tercer Orden

Esta instrucción embebida se desarrolló en cuatro etapas: el cálculo de las funciones signo de x_1 y ϕ , cálculo de las potencias usando el Add-On C.1, cálculo de las integrales de x_2 , x_3 y el cálculo de ϕ y el controlador.

```
//Construcción de función para sign(x1)
IF -x1>0 THEN
sign1:=1;
ELSIF -x1<0 THEN
sign1:=-1;
ELSE sign1:=0;
END_IF;

//Construcción de función para sign(phi)
IF phi>0 THEN
sign_phi:=1;
ELSIF phi<0 THEN
```

```

sign_phi:=-1;
ELSE sign_phi:=0;
END_IF;

//Cálculo de potencias
ABx1:=ABS(-x1);
ABphi:=ABS(phi);
pot1:=2/3;
Potenciacion(Pn1,ABx1,pot1,pp);

//Integral de x2 mediante Euler
x2:= xa;
ki1:=dx2;
xa:=ki1*dt+xa;

//Integral de x3 mediante Euler
x3:= xb;
ki2:=dx3;
xb:=ki2*dt+xb;

//Cálculo de phi
phi:=x2+k2*pp*sign1;

//Controlador
u:=-k1*SQRT(ABphi)*sign_phi+x3;
dx3:=-k3*sign_phi;

```

Implementación del diferenciador Robusto y Exacto de Segundo Orden

```

//Construcción de función signo para (z0-x1)
IF (z0-x1)>0 THEN
sign0:=1;
ELSIF (z0-x1)<0 THEN
sign0:=-1;
ELSE sign0:=0;
END_IF;

//Construcción de función signo para (z1-v0)
IF (z1-v0)>0 THEN
sign1:=1;
ELSIF (z1-v0)<0 THEN

```

```

sign1:=-1;
ELSE sign1:=0;
END_IF;

//Construcción de función signo para (z2-v1)
IF (z2-v1)>0 THEN
sign2:=1;
ELSIF (z2-v1)<0 THEN
sign2:=-1;
ELSE sign2:=0;
END_IF;

//Cálculo de potencias

AB0:=ABS(z0-x1);
AB1:=ABS(z1-v0);
pot1:=2/3;
pot2:=1/3;
pot3:=1/2;
Potenciacion(Pn1,L,pot2,L0);
Potenciacion(Pn2,L,pot3,L1);
Potenciacion(Pn3,AB0,pot1,pp);
Potenciacion(Pn4,AB1,pot3,qq);

//Integral de z0 mediante Euler
z0:= xa;
ki1:=dz0;
xa:=ki1*dt+xa;

//Integral de z1 mediante Euler
z1:= xb;
ki2:=dz1;
xb:=ki2*dt+xb;

//Integral de z1 mediante Euler
z2:= xc;
ki3:=dz2;
xb:=ki3*dt+xc;

//Definición de v_i
v0:=-k2*L0*pp*sign0+z1;
v1:=-k1*L1*qq*sign1+z2;

//Definición del sistema dinámico

```

```
dz0:=v0;  
dz1:=v1;  
dz2:=-k0*L*sign2;
```

Implementación del Algoritmo Super-Twisting Extendido

Esta instrucción embebida se desarrolló en cinco etapas: construcción de la función $\text{sign}(x_1)$, construcción de la función $\text{sign}(x_2)$, cálculo de la integral del estado x_2 , cálculo de los términos que conllevan una potenciación y por último, la programación del algoritmo 2-ESTA.

```
//Construcción de función para sign(x1)  
IF x1>0 THEN  
sign1:=1;  
ELSIF x1<0 THEN  
sign1:=-1;  
ELSE sign1:=0;  
END_IF;  
  
//Construcción de función para sign(x2)  
IF x2>0 THEN  
sign2:=1;  
ELSIF x2<0 THEN  
sign2:=-1;  
ELSE sign2:=0;  
END_IF;  
  
//Integral de x2 mediante Euler  
x2:= x;  
ki1:=dx2;  
x:=ki1*dt+x;  
  
//Cálculo de términos con potencia  
ABx1:=ABS(x1);  
ABx2:=ABS(x2);  
pot1:=r-1/r;  
pot2:=r-1;  
Potenciacion(Pn1,ABx1,pot1,pp);  
Potenciacion(Pn2,ABx2,pot2,qq);  
  
//Programación 2-ESTA  
u:=-k1*pp*sign1+qq*sign2;
```

```
dx2:=-k2*sign1;
```

Implementación del Algoritmo Twisting Continuo

Esta instrucción embebida se desarrolló de forma similar a las anteriores, iniciando con la construcción de las funciones signo necesarias, el cálculo de las potencias y el algoritmo de control.

```
//Construcción de función para sign(x1)
IF x1>0 THEN
sign1:=1;
ELSIF x1<0 THEN
sign1:=-1;
ELSE sign1:=0;
END_IF;

//Construcción de función para sign(x2)
IF x2>0 THEN
sign2:=1;
ELSIF x2<0 THEN
sign2:=-1;
ELSE sign2:=0;
END_IF;

//Cálculo de potencias
ABx1:=ABS(x1);
ABx2:=ABS(x2);
pot1:=1/3;
Potenciacion(Pn1,ABx1,pot1,pp);

//Integral de x3 mediante Euler
x3:= xb;
ki2:=dx3;
xb:=ki2*dt+xb;

//Controlador
u:=-k1*pp*sign1-k2*SQRT(ABx2)*sign2+x3;
dx3:=-k3*sign1-k4*sign2;
```

Apéndice D

Documentación técnica del proceso

En este Apéndice se presenta la documentación del proceso de transferencia de calor empleado para la evaluación. Dicha documentación está conformada por diagramas de conexiones eléctricas al controlador, es decir, las conexiones del sensor, del foco y del extractor de golpe radial a los módulos de entradas y salidas analógicas.

Para esto se consultó en la literatura especializada el CAD de cada módulo y usando *software* especializado se dibujó el mismo así como las conexiones necesarias siguiendo la normatividad estándar. Para garantizar que estas corresponden, se realizó un levantamiento en campo.

Como puede notarse en el pie de plano de lado inferior izquierdo, se muestran las modificaciones que se han realizado, como la migración de módulos y la actualización del voltaje de alimentación.

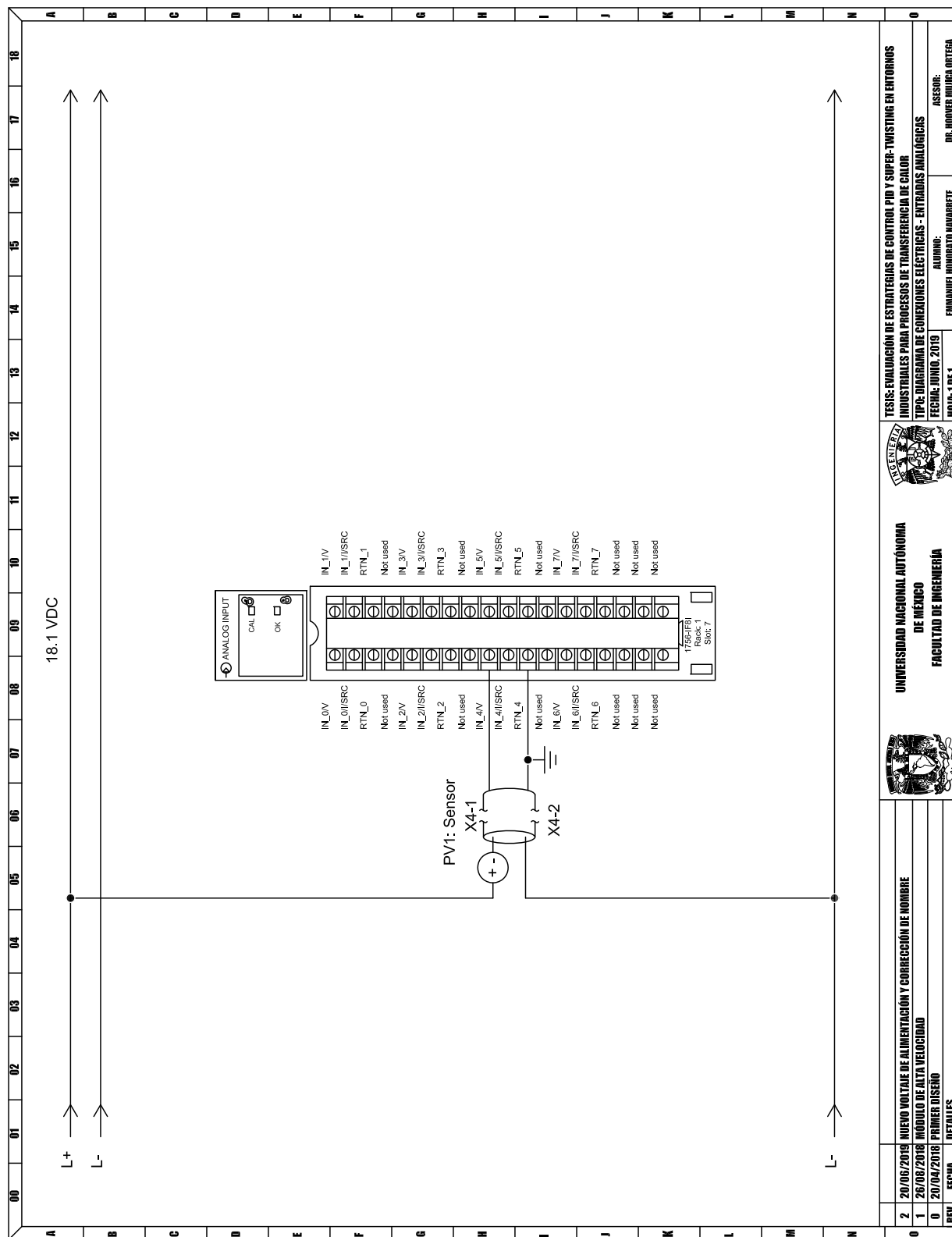


Figura D.1. Diagrama de conexiones eléctricas - Entradas analógicas

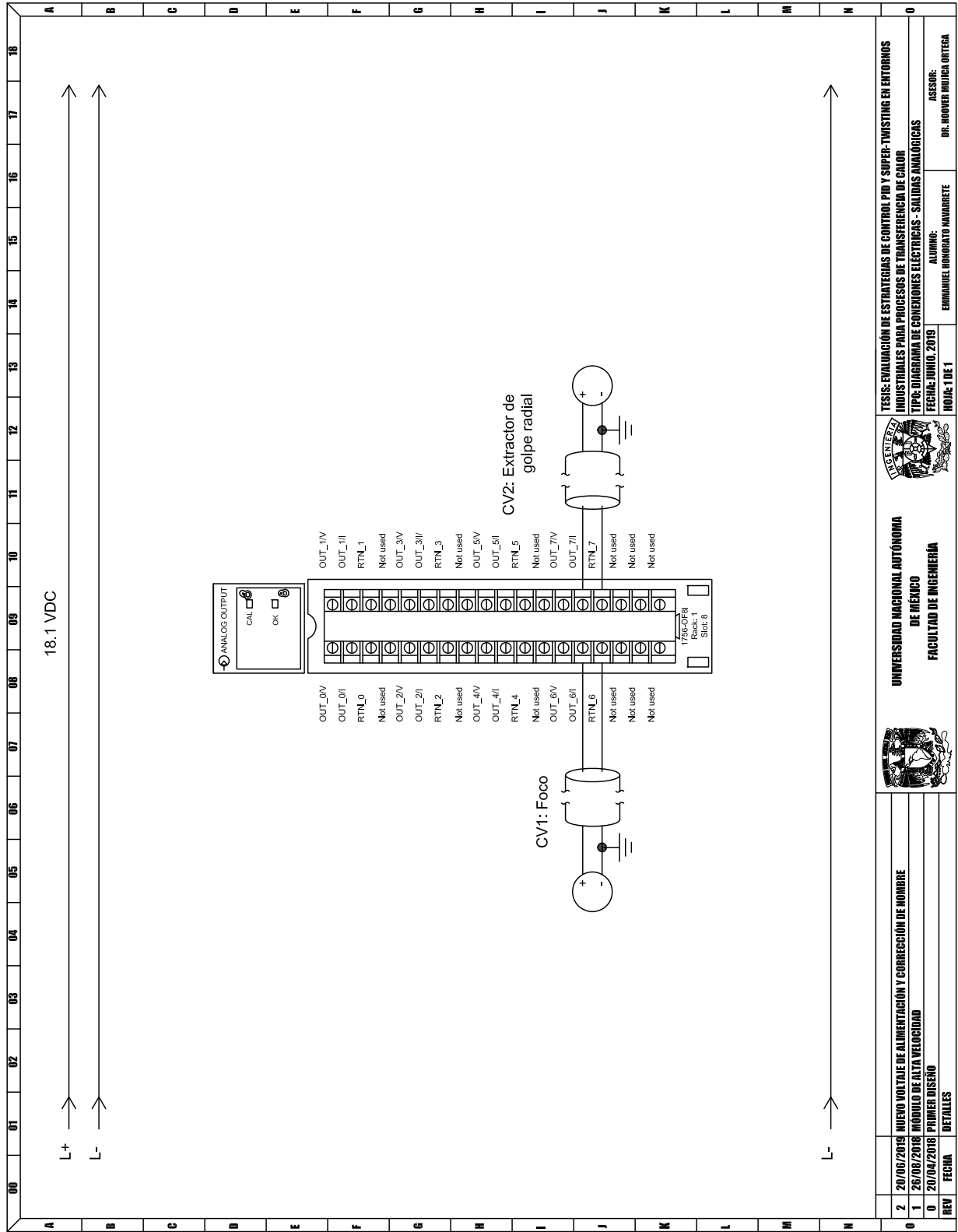


Figura D.2. Diagrama de conexiones eléctricas - Salidas analógicas

Apéndice E

Rutinas en lenguaje LD de perfiles deseados de temperatura

En este Apéndice se detalla la implementación de los perfiles de temperatura deseados para cada escenario de evaluación.

El diseño de estos perfiles se realizó usando las siguientes instrucciones en lenguaje LD: temporización (TON), comparación (LEQ y LIM), manejo de datos (MOV), matemáticas (SIN y ADD) y de cómputo (CPT).

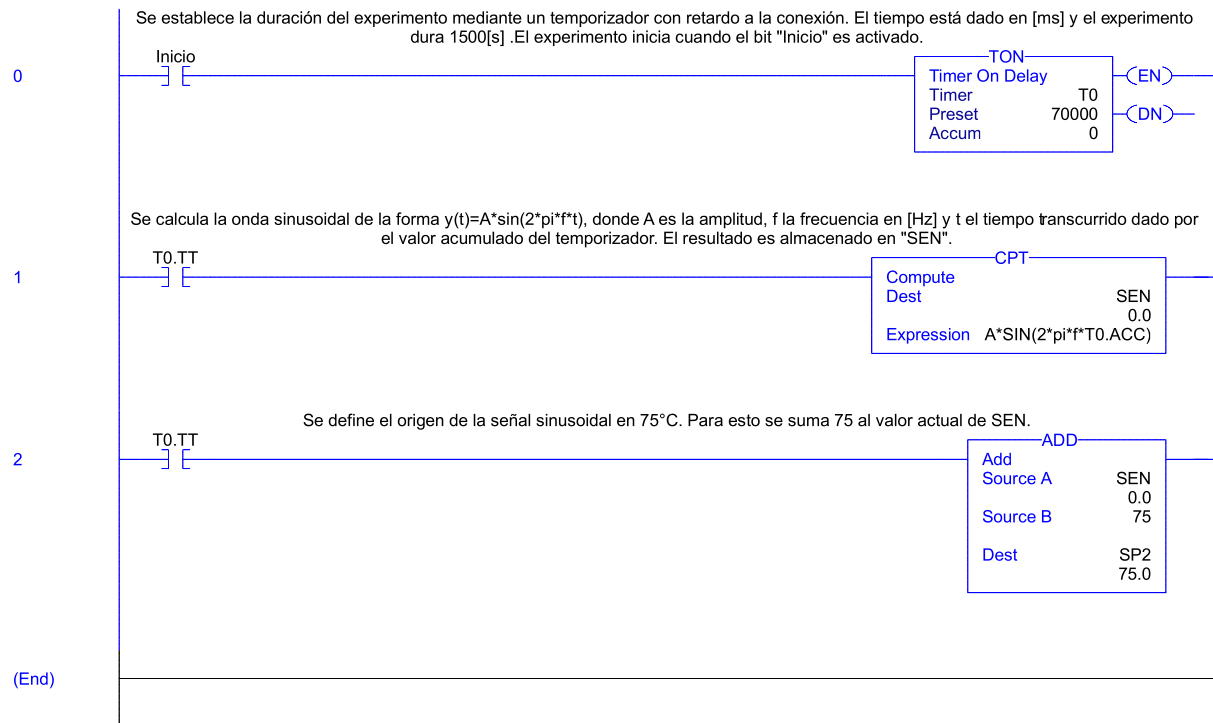


Figura E.1. Rutina en LD de la implementación del perfil sinusoidal

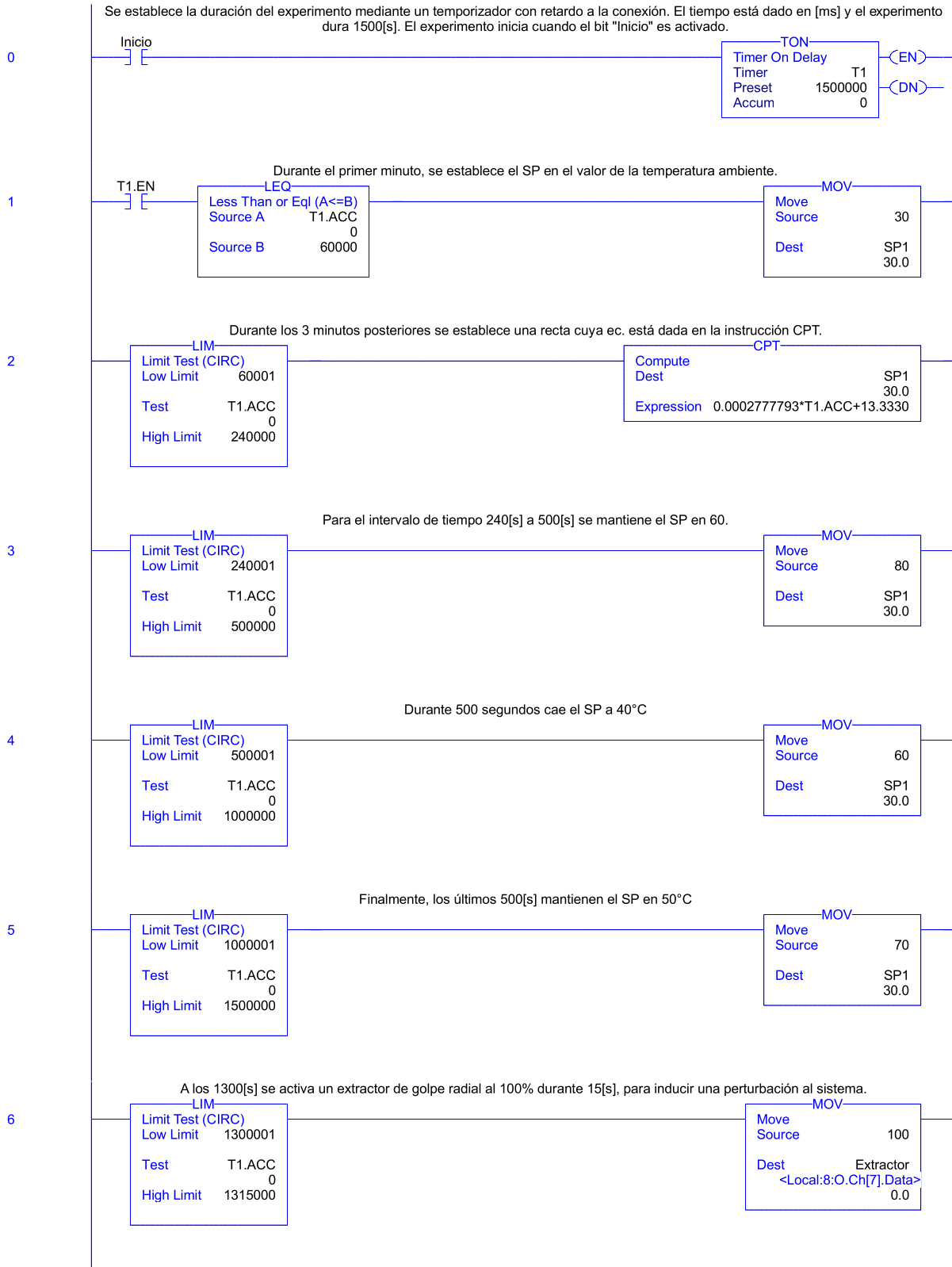


Figura E.2. Rutina en LD de la implementación del perfil abrupto

Referencias

- [Al Ameri y Boiko, 2013] Al Ameri, O. y Boiko, I. (2013). Analysis of Performance of a Liquid Level Process Controlled by the Super-Twisting Algorithm. *2013 European Control Conference (ECC)*, páginas 3222–3227. (Citado en página 6.)
- [Allen-Bradley, 2016] Allen-Bradley (2016). PID Instruction White Paper. White Paper LOGIX-WP008B-EN-P, Rockwell-Automation. Rev. B. (Citado en páginas 15 y 16.)
- [Allen-Bradley, 2018] Allen-Bradley (2018). ControlLogix System Selection Guide. Selection Guide 1756-SG001X-EN-P, Rockwell-Automation. Rev. X. (Citado en página 29.)
- [Allen-Bradley, 2018] Allen-Bradley (2018). Logix 5000 Controllers General Instructions Reference Manual. Reference Manual 1756-RM003T-EN-P, Rockwell Automation. Rev. T. (Citado en páginas 16 y 40.)
- [Allen-Bradley, 2018] Allen-Bradley (2018). Logix 5000 Controllers Structured Text Programming Manual. Programming Manual 1756-PM007H-EN-P, Rockwell Automation. Rev. H. (Citado en página 44.)
- [Boiko, 2008] Boiko, I. (2008). Non-Parametric Tuning of PID Controllers via Modified Second-Order Sliding Mode Algorithms. *IFAC Proceedings Volumes*, 41(2):6214–6219. 17th IFAC World Congress. (Citado en página 1.)
- [Boiko, 2013] Boiko, I. (2013). *Non-parametric Tuning of PID Controllers - A Modified Relay-Feedback-Test Approach*. Advances in Industrial Control. Springer. (Citado en página 13.)
- [Bucz y Kozáková, 2015] Bucz, v. y Kozáková, A. (2015). The Sine Wave Tuning Method: Robust PID controller design in the frequency domain. *Electrical Systems and Information Technology*, 2:358 – 367. (Citado en página 4.)
- [Chalanga, *et al.*, 2016] Chalanga, A., Kamal, S., Fridman, L., Bandyopadhyay, B., y 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. (Citado en página 23.)
- [Davila, *et al.*, 2005] Davila, J., Fridman, L., y Levant, A. (2005). Second-Order Sliding-Mode Observer for Mechanical Systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 50:1785–1789. (Citado en página 24.)

- [Edwards y Spurgeon, 1994] Edwards, C. y 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. (Citado en páginas 5 y 6.)
- [Foley, *et al.*, 2010] Foley, M. W., Julien, R. H., y Copeland, B. R. (2010). Proportional-Integrative-Derivative λ -tuning for integrating processes with deadtime. *IET Control Theory & Applications*, 4:425 – 436. (Citado en página 4.)
- [Fridman, *et al.*, 2015] Fridman, L., Moreno, J. A., Bandyopadhyay, B., Kamal, S., y Chalanga, A. (2015). Continuous Nested Algorithms: The Fifth Generation of Sliding Mode Controllers. En Yu, X. y Önder Efe, M., editores, *Recent Advances in Sliding Modes: From Control to Intelligent Mechatronics*, volumen 24, capítulo 2, páginas 5–35. Springer International Publishing. (Citado en página 21.)
- [Hendricks, *et al.*, 2008] Hendricks, E., Jannerup, O., y Haase, P. (2008). *Linear Systems Control: Deterministic and Stochastic Methods*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1 edición. (Citado en página 37.)
- [IEC, 2013] IEC (2013). IEC 61131-3:2013 Programmable controllers - Part 3: Programming languages. International standard, IEC. Ed. 3.0. (Citado en páginas 7 y 69.)
- [John y Tiegelkamp, 2010] John, K. H. y Tiegelkamp, M. (2010). *IEC 61131-3: Programming Industrial Automation Systems Concepts and Programming Languages, Requirements for Programming Systems, Decision-Making Aids*. Springer Publishing Company, Incorporated, 2nd edición. (Citado en página 7.)
- [Johnson y Moradi, 2005] Johnson, M. A. y Moradi, M. H. (2005). *PID Control: New Identification and Design Methods*. Springer-Verlag London, 1 edición. (Citado en páginas 2 y 13.)
- [Kamal, *et al.*, 2014] Kamal, S., Chalanga, A., Moreno, J. A., Fridman, L., y Bandyopadhyay, B. (2014). Higher Order Super-Twisting Algorithm. *IEEE Workshop on Variable Structure Systems*, 13th:1–5. (Citado en páginas 23, 24, 61 y 62.)
- [Kulakowski, *et al.*, 2007] Kulakowski, B. T., Gardner, J. F., y Lowen, J. (2007). *Dynamic Modeling and Control of Engineering Systems*. Cambridge University Press, 3 edición. (Citado en página 26.)
- [Levant, 1993] Levant, A. (1993). Sliding Order and Sliding Accuracy in Sliding Mode Control. *International Journal of Control*, 58:1247–1263. (Citado en páginas 9, 21, 22 y 23.)
- [Levant, 2003] Levant, A. (2003). Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control. *International Journal of Control*, 76:924–941. (Citado en página 25.)
- [Lorenzini, *et al.*, 2018] Lorenzini, C., Bazanella, A. S., Pereira, L. F. A., y Gonçalves, G. (2018). The generalized forced oscillation method for tuning PID controllers. *ISA Transactions*, páginas 1 – 20. (Citado en página 4.)
- [Macías-Bejarano, 2018] Macías-Bejarano, C. S. (2018). Diseño y desarrollo de una plataforma experimental para evaluar estrategias de control en procesos térmicos industriales. Tesis de licenciatura, Universidad Nacional Autónoma de México. (Citado en página 32.)

- [Macias-Bejarano y Mujica-Ortega, 2018] Macias-Bejarano, C. S. y 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*, páginas 164–169. (Citado en páginas 29, 34 y 63.)
- [Moreno y Osorio, 2012] Moreno, J. y Osorio, M. (2012). Strict Lyapunov Functions for the Super-Twisting Algorithm. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 57(4):1035 – 1040. (Citado en páginas 22, 59 y 60.)
- [Olsen y Bialkowski, 2002] Olsen, T. y Bialkowski, B. (2002). Lambda Tuning as a Promising Controller Tuning Method for the Refinery. Applications of control to refining, Emerson Process Management. Rev. X. (Citado en página 4.)
- [Pérez-Ventura y Fridman, 2018] Pérez-Ventura, U. y 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. (Citado en página 21.)
- [Åström, 1985] Åström, K. J. (1985). Process Control - Past, Present and Future. *IEEE Control Systems Magazine*, 5:3 – 10. (Citado en página 1.)
- [Åström y Häggglund, 1995] Åström, K. J. y Häggglund, T. (1995). *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*. ISA, 2 edición. (Citado en páginas 4, 12 y 63.)
- [Åström y Häggglund, 2001] Åström, K. J. y Häggglund, T. (2001). The future of PID control. *Control Engineering Practice*, 9:1163–1175. (Citado en página 1.)
- [Åström y Häggglund, 2006] Åström, K. J. y Häggglund, T. (2006). *Advanced PID Control*. ISA - The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 1st edición. (Citado en página 1.)
- [Shinkey, 1996] Shinkey, F. G. (1996). *Process Control Systems: Application, Design and Tuning*. McGraw-Hill, 4 edición. (Citado en páginas 11 y 33.)
- [Tan, *et al.*, 1999] Tan, K. K., Wang, Q., W., Hang, C. C., y Häggglund, T. (1999). *Advances in PID Control*. Springer. (Citado en página 15.)
- [Utkin, 1992] Utkin, V. (1992). *Sliding Modes in Control and Optimization*. Springer. (Citado en páginas 5 y 21.)
- [Utkin, 2016] Utkin, V. (2016). Discussion Aspects of High-Order Sliding Mode Control. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 61:829–833. (Citado en página 22.)
- [Vernak y Shope, 2013] Vernak, M. y Shope, T. (2013). Process Automation System Optimization. White Paper PROCES-WP008B-EN-P, Rockwell-Automation. Rev. B. (Citado en páginas 11 y 41.)
- [Ziegler y Nichols, 1942] Ziegler, J. G. y Nichols, N. B. (1942). Optimum Settings for Automatic Controllers. *Transactions Of The A.S.M.E.*, páginas 759–765. (Citado en páginas 8 y 14.)