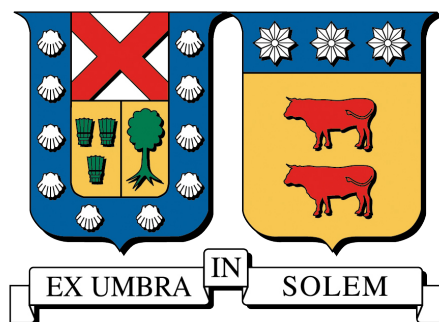


UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA
VALPARAISO - CHILE



**DISEÑO DE CONTROLADORES PI PREDICTIVOS GENERALIZADOS
PARA PROCESO TÉRMICO EXPERIMENTAL**

BRAJHAN SOTO ARIAS

**MEMORIA DE TITULACIÓN PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO CIVIL EN ELECTRÓNICA**

PROFESOR GUÍA : HÉCTOR RAMIREZ ESTAY, PH.D
PROFESOR CORREFERENTE : ALEJANDRO ROJAS NORMAN, PH.D

SEPTIEMBRE 2024

Dedicatoria

A mis padres, Manuel y Cristina, por ser mi motivación y la razón por la que siempre busco ser mejor.

A mis hermanas y cuñado, por creer en mí y por estar a mi lado en cada momento.
A mis amigos, sin ustedes, este recorrido habría sido diferente, y por eso, este logro también es de ustedes.

Resumen

Este trabajo se centra en el control en lazo cerrado de un proceso térmico experimental ubicado en la Universidad Técnica Federico Santa María, en el departamento de Electrónica.

Se aborda el modelado, la identificación y la validación de la planta experimental. Como resultado de la identificación de la planta, se obtiene un modelo de primer orden con retardo de tiempo. El retardo de tiempo genera desafíos en el control debido a sus efectos, por lo que se proponen dos controladores clásicos: el Predictor de Smith (SP) y el controlador Predictivo PI (PPI), para enfrentar un retardo de tiempo dominante. Además, se sugiere una estrategia de control avanzada, el controlador PI Predictivo Generalizado (GPPI).

Para comparar el desempeño de estos controladores, se lleva a cabo un estudio teórico para comprender su estructura. Posteriormente, se diseñan y simulan los controladores considerando un punto de operación y criterios de diseño que se ajustan a las limitaciones físicas de los componentes.

Además, se obtienen datos experimentales, los cuales son de suma importancia, ya que validan los resultados en un entorno real. Los experimentos se realizan sobre la planta identificada, que consta de una mesa de calor. Mediante una configuración serial, es posible establecer el control desde MATLAB & Simulink.

Los resultados de la comparación de los tres controladores propuestos indican que el controlador GPPI ofrece un mejor desempeño, logrando una respuesta rápida y una mejor respuesta ante perturbaciones.

Abstract

This work focuses on the closed-loop control of an experimental thermal process located at the Universidad Técnica Federico Santa María, in the Electronics Department.

The modeling, identification, and validation of the experimental plant are addressed. As a result of the plant identification, a first-order model with time delay is obtained. The time delay poses challenges for control due to its effects, so two classical controllers are proposed: the Smith Predictor (SP) and the Predictive PI controller (PPI), to deal with a dominant time delay. Additionally, an advanced control strategy, the Generalized Predictive PI controller (GPPI), is suggested.

To compare the performance of these controllers, a theoretical study is conducted to understand their structure. Subsequently, the controllers are designed and simulated considering an operating point and design criteria that adapt to the physical limitations of the components.

Experimental data is also obtained, which is crucial as it validates the results in a real environment. The experiments are performed on the identified plant, which consists of a heat plate. Through a serial configuration, control is established from MATLAB & Simulink.

The results of the comparison of the three proposed controllers indicate that the GPPI controller offers better performance, achieving a fast response and a more efficient response to disturbances.

Glosario

DTC: Compensador de tiempo muerto (del inglés “Deat-Time Compensator”)

FOPDT: Sistemas de Primer Orden más Tiempo Muerto (del inglés “ First-order Plus Dead Time Systems”)

GPPI: Proporcional Integral Predictivo Generalizado (del inglés “Generalized Predictive PI”)

GPPW: General Predictivo Proporcional Ponderado (del inglés “General Predictive Proportional Weighted”)

GSF: GPPI en espacio de estados (del inglés “GPPI State Feedback”)

NCS: Sistema de control en red (del inglés “Networked Control System”)

PID: Proporcional Integral Derivativo (del inglés “Proportional Integral Derivative”)

PPI: Predictivo Proporcional Integral (del inglés “Predictive Proportional Integral”)

SP: Pedictor Smith

SNR: Relación señal - ruido (del inglés “Signal-To-Noise Ratio”)

UFOPD: Sistema de Primer Orden Más Tiempo Muerto Inestables (del inglés “Unestable First Order Plus Delay Systems”)

Índice general

Dedicatoria	I
Resumen	II
Abstract	IV
Glosario	IV
1. Introducción	4
1.1. Motivación y Contexto	4
1.2. Planteamiento del Problema	5
1.3. Objetivos	5
1.3.1. Objetivo general	5
1.3.2. Objetivos Específicos	5
1.4. Organización de la Memoria de Titulo.	6
2. Modelado de procesos	7
2.1. Introducción al modelado	7
2.2. Sistema de primer orden con retardo de tiempo	7
2.2.1. Definición de Retardo de Tiempo	7
2.2.2. Respuesta ante un estímulo de prueba	8
2.2.3. Clasificación de los FOPTD	9
2.2.4. Efectos de los DT en el control	10
2.2.5. FOPDT en tiempo discreto	10
2.3. Modelado proceso térmico simple	11
2.3.1. Proceso térmico experimental	13
3. Control de sistemas con retardo	22
3.1. Esquema de control de FOPDT	22
3.1.1. Control PID y Predictor de Smith	22
3.1.2. Control Predictivo PI	26
3.1.3. Control GPPI	28
3.2. Comparación técnicas de control.	35
3.2.1. Comparación en Matlab & Simulink	35
3.2.2. Validaciones experimentales	37
4. Conclusiones	41

Índice de figuras

2.1. Respuesta escalón unitario sistema de primer orden con retardo.	9
2.2. componentes de trabajo.	14
2.3. Espacio de trabajo.	15
2.4. Respuesta en lazo abierto experimento 1 y 2.	16
2.5. Respuesta en lazo abierto experimento 3 y 4.	16
2.6. Puntos obtenidos para la recta tangente entorno al punto del 63.2 % del valor estacionario.	16
2.7. Comparación temperatura medida y temperatura simulada método de la recta tangente.	18
2.8. Respuesta en lazo abierto experimento 1.	19
2.9. Comparación temperatura medida y temperatura simulada método de los dos y tres puntos.	20
3.1. Esquema de control lazo cerrado.	22
3.2. Estructura Predictor Smith.	24
3.3. Estructura Predictor de Smith en tiempo discreto.	24
3.4. Root Locus obtenido para el controlador PI.	26
3.5. Respuesta ante un escalón de entrada y perturbación para SP.	26
3.6. Root Locus obtenido para el controlador PPI.	27
3.7. Respuesta ante un escalón de entrada y perturbación para PPI.	28
3.8. Esquema de control lazo cerrado modificado.	30
3.9. Respuesta ante un escalón de entrada y una perturbación para el ajuste GPPIW.	32
3.10. Respuesta ante un escalón de entrada y perturbación para el ajuste GPPI.	34
3.11. Comparación respuesta simulada.	35
3.12. Comparación resultado SP con simulación.	37
3.13. Comparación resultado PPI con simulación.	38
3.14. Comparación resultado GPPIW con simulación.	39
3.15. Comparación resultado GPPI con simulación.	40

Índice de tablas

2.1. Clasificación de retardo de tiempo normalizado (τ_N).	10
2.2. Especificaciones mesa de calor.	14
2.3. Resultados parámetros planta método de la recta tangente.	17
2.4. Resultados parámetros planta método dos y tres puntos.	19
3.1. Índices comparativos entre controladores utilizados	35

1 | Introducción

1.1. Motivación y Contexto

En el campo de la electrónica, el control automático ha desempeñado un papel importante, permitiendo grandes avances tanto en la ingeniería como en la ciencia. Este tipo de control resulta esencial en operaciones que requieren la regulación de variables como el flujo, la humedad, y la temperatura, entre otras [1]. En particular, el proceso de transporte de calor tiene una amplia variedad de aplicaciones, como es el caso de los procesos industriales [2].

Los procesos que involucran la transferencia de calor se denominan procesos térmicos [1]. Entre las principales propiedades de estos procesos se encuentra la temperatura, la cual desempeña un papel crucial en sistemas como calderas, donde influye en diversas variables, tales como el calentamiento inicial del agua y el aire, la densidad del aceite combustible, y la gestión del vapor para evitar sobrecalentamientos. En el área de producción y conversión de energía, la transferencia de calor y la medición precisa de la temperatura son elementos clave para asegurar la eficiencia y la estabilidad del proceso.

El control adecuado de la temperatura es indispensable en una amplia gama de aplicaciones, incluyendo la investigación, las reacciones químicas, el procesamiento de productos y el almacenamiento de materias primas. Este control es esencial para garantizar la calidad de los productos finales, así como para optimizar el consumo de energía y mitigar el impacto ambiental. Por ejemplo, la regulación de la temperatura en cámaras frigoríficas es fundamental para reducir la contaminación y prevenir la degradación de productos en industrias como la farmacéutica, la bioquímica y la producción de alimentos y bebidas.

Una gestión eficaz de la temperatura puede prolongar la vida útil de los equipos involucrados en estos procesos, tales como los revestimientos de vidrio en reactores, las bandejas de fibra de vidrio en absorbedores, o los ladrillos refractarios en hornos, evitando desviaciones fuera de las especificaciones térmicas [3, 4]. Además, el control de la temperatura en cámaras de cultivo de plantas es esencial para investigar los efectos de la hibridación, la ingeniería genética y el uso de reguladores del crecimiento vegetal.

En este contexto, surge la motivación para investigar la estrategia de control denominada Proporcional Integral Predictivo Generalizado (GPPI, por sus siglas en inglés “Generalized Predictive PI”) [5]. Esta estrategia ofrece una solución efectiva para sistemas con tiempos muertos largos, combinando las propiedades del control proporcional, integral y un retardo ponderado, lo que permite un manejo eficiente de estos retardos temporales.

1.2. Planteamiento del Problema

El problema central abordado en esta memoria es el desafío de controlar la temperatura de un proceso térmico experimental utilizando estrategias de control basadas en controladores clásicos, como el Predictor de Smith y el controlador Predictivo Proporcional Integral, y compararlas con técnicas de control avanzado, como el controlador Proporcional Integral Predictivo Generalizado. En muchos casos, el control térmico presenta desafíos específicos, como la presencia de retardos de tiempo largos, por lo que es importante asegurar una respuesta rápida y sin sobrepasos significativos.

1.3. Objetivos

A continuación se detallan los objetivos generales y específicos de la memoria de titulación.

1.3.1. Objetivo general

El objetivo general es evaluar el comportamiento del controlador PI Predictivo Generalizado en un proceso térmico experimental, y compararlo con estrategias clásicas de control basadas en PI, específicamente el Predictor de Smith y el controlador PI Predictivo.

1.3.2. Objetivos Específicos

- Modelar el proceso térmico como un sistema de primer orden con retardo.
- Comprender de forma teórica los controladores, Predictor de Smith, PI Predictivo y PI Predictivo Generalizado.
- Diseñar los distintos controladores para el proceso térmico por medio del lugar geométrico de raíces o ajustes específicos propuestos para el caso del control PI Predictivo Generalizado .
- Realizar simulaciones en MATLAB & Simulink del modelo térmico en lazo abierto y lazo cerrado.
- Implementar de forma experimental el control en lazo cerrado en un proceso térmico experimental ubicado en el laboratorio Lyapunov del departamento de Electrónica de la Universidad Federico Santa María.
- Analizar y comparar los resultados obtenidos de las simulaciones y las pruebas experimentales.

1.4. Organización de la Memoria de Título.

- El **Capítulo 1**, “Introducción”, presenta una introducción general del contexto en cual se desarrolla la memoria de título. Además de mostrar los objetivos generales y específicos que se han considerado para su desarrollo.
- El **Capítulo 2**, “Modelado de procesos”, proporciona una introducción a los conceptos básicos necesarios para comprender el modelado de procesos. Se abordan los sistemas de primer orden con retardo de tiempo y se valida un modelo de primer orden con retardo de tiempo en un proceso térmico experimental ubicado en el laboratorio Lyapunov del Departamento de Electrónica de la Universidad Técnica Federico Santa María.
- El **Capítulo 3**, “Control de sistemas con retardo”, proporciona una revisión de tres métodos utilizados para el control de procesos con retardo de tiempo: el Predictor de Smith, el PI Predictivo y el PI Predictivo Generalizado. Para este último, se abordan dos métodos de ajuste para el diseño de los parámetros de control. Además, se describen los procedimientos de sintonización de los controladores aplicados al proceso térmico considerado. Finalmente, se validan los resultados obtenidos para el proceso térmico experimental y se comparan los distintos controladores implementados.
- El **Capítulo 4**, “Conclusiones”, presenta un resumen de las conclusiones obtenidas a lo largo de los capítulos anteriores y sugiere posibles trabajos futuros.

2 | Modelado de procesos

Este capítulo introduce los conceptos fundamentales para el modelado de procesos, destacando la importancia del retardo de tiempo en sistemas de control. Se abordan los sistemas FOPDT (First-Order Plus Dead Time) y se presenta un proceso térmico experimental, utilizado para fines de identificación y control.

2.1. Introducción al modelado

El primer paso para el diseño de sistemas de control es comprender el comportamiento del proceso que se quiere controlar. Los modelos son de suma importancia para el diseño de sistemas de control, ya que son útiles para simular el comportamiento esperado del proceso. Asimismo, los modelos se incorporan en el controlador propuesto, de esta manera, el controlador usa el modelo para “anticipar” el efecto de una acción de control. [6].

El modelo de un proceso se compone de ecuaciones matemáticas que constituyen una aproximación del proceso real, ya que el modelo no puede abarcar todas las características [7]. Además, existe una relación entre la simplicidad del modelo y la precisión que se busca en los resultados del análisis. El modelo debe considerar y reflejar el comportamiento dinámico importante. Por esta razón, algunas propiedades físicas que son propias del sistema se pasan por alto para mantener la simplicidad [1, 7].

2.2. Sistema de primer orden con retardo de tiempo

En esta sección se presentan los sistemas de primer orden con retardo, comenzando con la definición del retardo de tiempo, su clasificación y los efectos que tiene en el control de procesos. Finalmente, la sección concluye con el modelado de sistemas de primer orden en tiempo discreto.

2.2.1. Definición de Retardo de Tiempo

El retardo de tiempo, también conocido como tiempo muerto (*Dead Time*, DT), es una característica de los sistemas físicos en la que la reacción a un estímulo o fuerza aplicada se demora en manifestarse. Cada vez que la energía o la materia se desplazan físicamente de un lugar a otro, existe un retardo asociado a la transmisión de información [8].

Específicamente en el área de control de procesos, el retardo se refiere al tiempo que transcurre desde que se realiza un cambio en las señales de entrada hasta que su efecto es percibido en las variables de salida [9].

Los sistemas con retardos son comunes en ingeniería, y ejemplos típicos incluyen redes de comunicación y procesos químicos, entre otros. La existencia de DT añade complejidad tanto al análisis del sistema como al diseño del control [8]. Como se menciona en [10], muchos de estos sistemas con retardo pueden ser representados mediante una función de transferencia de primer orden con retardo de tiempo (FOPDT, por sus siglas en inglés). Esta función de transferencia se deriva de la ecuación diferencial presentada en la ecuación (2.1).

$$\tau \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = K_p \cdot u(t - L) \quad (2.1)$$

Donde τ es la constante de tiempo del proceso, K_p es la ganancia asociada al proceso, y L representa el retardo de tiempo del proceso.

Al aplicar la transformada de Laplace (considerando condiciones iniciales iguales a cero) sobre la ecuación(2.1), e obtiene la función de transferencia $H(s)$ asociada.

$$H(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K_P}{\tau \cdot s + 1} \cdot e^{-L \cdot s} \quad (2.2)$$

La ecuación (2.2), se puede reescribir como la multiplicación de una función de transferencia sin retardo, que describe la dinámica del sistema, y un término que representa el retardo. Es decir,

$$H(s) = \frac{K_P}{\tau \cdot s + 1} \cdot e^{-L \cdot s}$$

$$H(s) = G(s) \cdot e^{-L \cdot s} \quad (2.3)$$

2.2.2. Respuesta ante un estímulo de prueba

Como se señala en [11], un método que permite analizar y comparar el comportamiento de un sistema es someterlo a un estímulo de prueba, siendo el más común un escalón unitario. Un escalón unitario en el instante t_0 se define de la siguiente manera:

$$\mu(t - t_0) \triangleq \begin{cases} 1 & \forall \geq t_0 \\ 0 & \forall < t_0 \end{cases} \quad (2.4)$$

Al aplicar la transformada de Laplace a la ecuación (2.4), se obtiene $U(s)$, que es la transformada de Laplace del escalón unitario:

$$U(s) = \frac{1}{s} \quad (2.5)$$

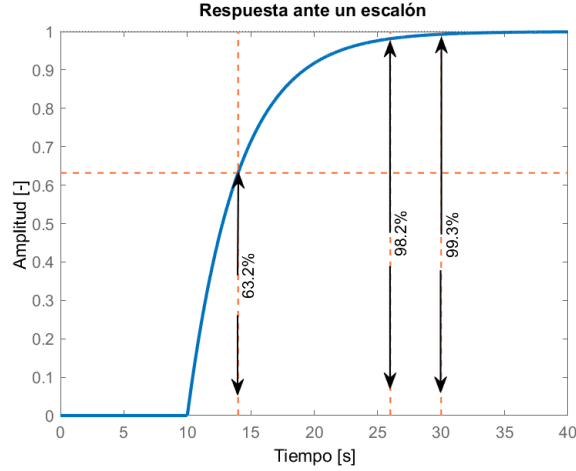


Figura 2.1: Respuesta escalón unitario sistema de primer orden con retardo.

En la Figura 2.1, se muestra la respuesta de $H(s)$ ante un escalón unitario, considerando $\tau = 4$, $L = 10$ y $K_p = 1$. Se observa que, en un tiempo $t = L + \tau$, la curva alcanza un valor del 63.2%. Para $t = L + 4 \cdot \tau$, alcanza un valor del 98.2%, y para $t = L + 5 \cdot \tau$, se obtiene un valor del 99.3%. Según se menciona en [1], para $t \geq 4 \cdot \tau$, la respuesta se encuentra dentro del 2% del valor final. Esta estimación es razonable para fines prácticos y permite considerar que se ha alcanzado el estado estacionario. La misma estimación es aplicable en el caso de $t + L \geq 4 \cdot \tau$.

2.2.3. Clasificación de los FOPTD

Como se plantea en [9] y [12], existen una variedad de orígenes posibles un DT, de los cuales se pueden destacar los siguientes:

- El proceso o sistema conlleva transporte material a través de largas distancias.
- El elemento físico con el cual se está obteniendo la medición puede estar condicionado por retardos de tiempo para entregar las mediciones.
- Considerando un sistema controlado, el actuador puede requerir de tiempo para ejecutar la acción.
- La distancia física que puede existir entre el punto de medición y actuador.

Como plantea Qing-Chang Zhong en su trabajo [8], ciertos retardos de tiempo son breves, otros resultan considerablemente extensos. Lo preocupante es que algunas demoras pueden ser tan largas que pasan desapercibidas, lo que lleva a percibir erróneamente el sistema como uno sin retardos.

Hägglund en [13], proporciona una descripción del retardo de tiempo normalizado (τ_N), cuya fórmula se muestra en la ecuación (2.6).

$$\tau_N = \frac{L}{L + \tau} \quad (2.6)$$

El retardo de tiempo normalizado ayuda a determinar si un proceso está más condicionado por el retardo de tiempo L o, por el contrario, si es más afectado por la dinámica especificada por la constante de tiempo τ . Si L es mucho mayor que τ , entonces τ_N tomará un valor cercano a uno; en este caso, se dice que el proceso es *delay-dominante*. En cambio, si la constante de tiempo τ es mucho mayor que L , entonces τ_N será muy pequeño, y se dice que el proceso es *lag-dominante*. Para valores intermedios de τ_N , se dice que el proceso es *balanceado*. En [14], se presentan valores razonables para estas categorías, los cuales se describen en la Tabla 2.1.

Rango de τ_N	Clasificación
$0 \leq \tau_N \leq 0.2$	lag - dominante
$0.2 < \tau_N < 0.7$	balanceado
$0.7 \leq \tau_N \leq 1$	delay - dominante

Tabla 2.1: Clasificación de retardo de tiempo normalizado (τ_N).

2.2.4. Efectos de los DT en el control

Como se explica en [15], los sistemas con retardos significativos dificultan el poder realizar control de una forma estándar. Las principales consecuencias del DT son las siguientes:

- El efecto causado por las perturbaciones no se percibe de manera inmediata; su impacto se manifiesta después de un largo período de tiempo
- La acción de control demora un tiempo en ser percibida por la variable controlada.
- La acción de control en el instante actual intenta corregir una situación que se originó en algún tiempo pasado, lo que puede llevar a un control deficiente.
- El retardo causa una disminución en la fase del sistema, lo que puede llegar a causar inestabilidad.

2.2.5. FOPDT en tiempo discreto

Como se menciona en [16], es importante considerar el modelo discreto de un FOPDT, ya que el control actualmente tiende a desarrollarse en tiempo discreto. Una vez se tiene la función de transferencia en tiempo continuo como en (2.2), es posible obtener la versión discreta por medio de la técnica del retenedor de orden cero utilizando la siguiente formula,

$$P(z) = U(z) \cdot \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \{ Y(s) \} \Big|_{t=k \cdot T_s} \right\} \quad (2.7)$$

Donde $\mathcal{L}^{-1}$ es la transformada inversa de Laplace, $Z\{\cdot\}$ es a transformada Z, y T_s es el tiempo de muestreo.

Si se considera $U(z)$ como un escalón unitario y se aplica la fórmula en la ecuación (2.2) se obtiene el equivalente en tiempo discreto.

$$\begin{aligned} P(z) &= \frac{z}{z-1} \cdot \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{s} \cdot \frac{K_p}{\tau s + 1} \right\} \Big|_{t=k \cdot T_s} \right\} \cdot z^{-N_p} \\ P(z) &= K_p \cdot \frac{1 - e^{-T_s/\tau}}{z - e^{-T_s/\tau}} \cdot z^{-N_p} \\ P(z) &= k_p \cdot \frac{z^{-N_p}}{1 - z_p} \end{aligned} \tag{2.8}$$

Donde $z_p = e^{-T_s/\tau}$, $k_p = K_p \cdot (1 - e^{-T_s/\tau})$.

Como se observa en la ecuación (2.8) el retardo en tiempo continuo L se convierte en un número entero de muestras en tiempo discreto tal que $L = N_p \cdot T_s$, es decir, la salida de la planta se retrasa N_p muestras con respecto a la entrada.

Para los casos en que T_s no es un múltiplo entero de L , se debe considerar el error introducido al discretizar el retardo de tiempo. En este caso, la relación se expresa como

$$L = N_p \cdot T_s + \delta \cdot L$$

El error $\delta \cdot L$ puede ignorarse si $\delta \cdot L \ll T_s$. Para los casos en que no se cumpla esta condición, será necesario considerar una aproximación polinómica para corregir el error [15].

2.3. Modelado proceso térmico simple

Según [3], la transferencia de calor se entiende como la energía en tránsito debido a una diferencia de temperatura. Existen tres formas distintas de transferencia de calor: por conducción, convección y radiación térmica.

- **Transferencia de calor por conducción:** La transferencia de calor por conducción es el proceso mediante el cual el calor se transfiere debido al contacto directo entre las moléculas de un cuerpo. Esto ocurre cuando las moléculas colisionan entre sí, transmitiendo calor en el proceso. La velocidad de transferencia de calor depende de la conductividad térmica, que es una propiedad característica del material. La transferencia de calor por conducción se rige por la Ley de Fourier de la conducción del calor y se describe en la ecuación (2.9), donde Q es la tasa de transferencia de calor, A es el área a través de la cual se produce la transferencia de calor, dT/dx es el gradiente de temperatura, y k es la conductividad térmica del material.

$$Q = -k \cdot A \cdot \frac{dT}{dx} \tag{2.9}$$

- **Transferencia de calor por convección:** La transferencia de calor por convección es el proceso mediante el cual el calor se transfiere debido al movimiento de masas de un fluido. En otras palabras, este tipo de transferencia ocurre en fluidos, ya sea líquidos o gases. La convección puede clasificarse en dos tipos: convección libre, donde el flujo circundante es impulsado por las diferencias de densidad causadas por las variaciones de temperatura, y convección forzada, en la que el flujo se induce mediante un agente externo, como un ventilador, una bomba o corrientes atmosféricas. La transferencia de calor por convección se describe mediante la Ley de Enfriamiento de Newton, que se muestra en la ecuación (2.10), donde Q es la tasa de transferencia de calor, h es el coeficiente de transferencia de calor por convección, A es el área a través de la cual se produce la transferencia de calor, T_{obj} es la temperatura de la superficie del objeto, y T_{∞} es la temperatura del fluido lejos del objeto.

$$Q = h \cdot A \cdot (T_{obj} - T_{\infty}) \quad (2.10)$$

- **Transferencia de calor por radiación térmica:** La transferencia de calor por radiación térmica se refiere a la emisión de energía por parte de la materia que se encuentra a una temperatura finita. Esta radiación se origina debido a cambios en las configuraciones electrónicas de los átomos o moléculas. La energía emitida se transporta a través de ondas electromagnéticas, lo que significa que no requiere un medio material para propagarse. La transferencia de calor por radiación se rige por la Ley de Stefan-Boltzmann y se describe mediante la ecuación (2.11), donde Q es la máxima radiación de calor que se puede emitir, σ es la constante de Stefan-Boltzmann, A es el área a través de la cual se produce la transferencia de calor, T_s es la temperatura de la superficie del objeto, y T_{∞} es la temperatura del entorno.

$$Q = \sigma \cdot A(T_s^4 - T_{\infty}^4) \quad (2.11)$$

El análisis de este tipo de procesos es posible si se tiene un modelo sencillo, pero suficientemente exacto que emule el comportamiento de dicho proceso. Un proceso térmico ofrece una respuesta creciente sin oscilaciones, por lo tanto un modelo de primer orden es suficiente para modelar un proceso térmico [17]. Además, se debe considerar el retardo de tiempo que está presente en este tipo de sistemas.

Para el modelo de un proceso térmico importante definir dos conceptos claves para el modelo de un proceso térmico [1], por una parte la resistencia térmica R (en $[K/W]$) es la capacidad que tiene un material para oponerse al flujo de calor, mientras que la capacitancia térmica C (en $[J/K]$) proporciona la dificultad que posee un cuerpo de tener cambios de temperatura ante un estímulo de calor.

$$R = \frac{\Delta X}{k \cdot A}, \quad C = m \cdot c$$

Donde, ΔX representa el espesor del conductor y se mide en metros $[m]$, k es la conductividad térmica, que se mide en vatios por metro Kelvin $[W/m \cdot K]$, A es el área del conductor, medida

en metros cuadrados $[m^2]$, m es la masa del conductor, medida en kilogramos $[kg]$, y c es el calor específico, que se mide en julios por kilogramo Kelvin $[J/kg \cdot K]$.

Para el caso de en que se transfiere calor a una placa rectangular, se puede establecer un balance de energía. Según este balance, la transferencia de calor corresponde a la energía que se suministrada menos la energía perdida.

$$\frac{\Delta Q}{\Delta t} = Q_{in} - Q_{out} \quad (2.12)$$

El calor específico está definido por $Q = m \cdot c \cdot T$, donde T es la diferencia de temperaturas. Además, la energía perdida se corresponde con la diferencia de temperatura dividida entre la resistencia térmica R , y la energía de entrada se suministra a través de una potencia $u(t)$. Por lo tanto, la ecuación (2.12), puede reescribirse como:

$$m \cdot c \frac{dT}{dt} = u(t) - \frac{T}{R} \quad (2.13)$$

Para que la ecuación esté completa se debe considerar el tiempo (L) que tarda el calor en propagarse a través del material, por lo tanto la ecuación diferencial que modela la transferencia de calor a través de una placa es:

$$m \cdot c \frac{dT}{dt} + -\frac{T}{R} = u(t - L)$$

$$C \cdot R \frac{dT}{dt} + T = R \cdot u(t - L) \quad (2.14)$$

2.3.1. Proceso térmico experimental

La planta experimental que se encuentra disponible en el Laboratorio Lyapunov del Departamento de Electrónica en la universidad Federico Santa María se compone de una mesa de calor compuesta por una placa rectangular de cobre, cuyos parámetros se detallan en la Tabla 2.2. En [18, 19] se describe un manual de uso destacando condiciones de seguridad y condiciones de uso. Además, se cuenta con dos celdas Peltier que se utilizan para suministrar o extraer calor de la mesa, permitiendo controlar la temperatura de la superficie de la placa. La medición de la temperatura se realiza con una termocupla tipo K en conjunto con un convertidor análogo digital MAX6675. Un Arduino Mega2560 se encarga enviar el valor de actuación a un IBT2 el cual controla la dirección y flujo de corriente suministrado a las celdas Peltier. Además se cuenta con dos fuentes de Voltaje de 12 [V].

Parámetros	Valor	unidad
Área	0.02×0.03	m^2
Calor específico	390	$J/kg \cdot ^\circ C$
Conductividad térmica	413	$W/m \cdot ^\circ C$
Espesor	0.0008	m
Masa	2	kg

Tabla 2.2: Especificaciones mesa de calor.

Los parámetros de ajuste de los controladores y la implementación en lazo cerrado se lleva a cabo por medio de lenguaje de programación Matlab, luego por medio de una conexión serial, se envía el valor de actuación a Arduino para poder actuar sobre las Celdas Peltier. Los datos de temperatura medidos se envían nuevamente a MATLAB, donde son almacenados para su posterior análisis y comparación con los resultados de simulación obtenidos en Simulink, lo que permite validar el comportamiento del sistema bajo diferentes condiciones de operación. La Figura 2.2 muestra los componentes utilizados para el experimento.

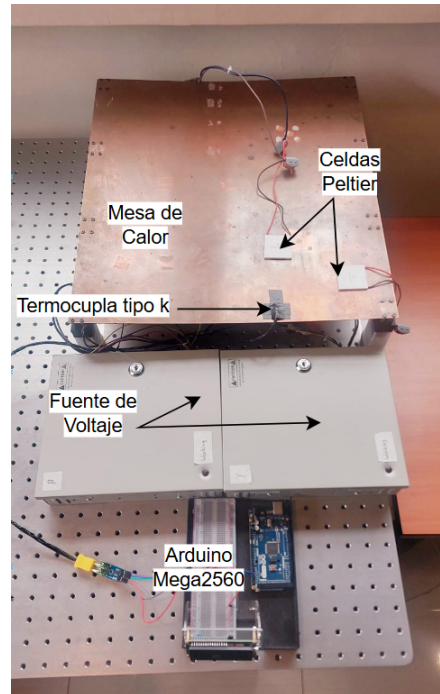


Figura 2.2: componentes de trabajo.

En la Figura ?? se muestra el espacio de trabajo, con las celdas Peltier ubicadas en las posiciones experimentales. Se observa que la segunda celda Peltier, que actúa como perturbación al extraer calor de la mesa, está equipada con un disipador de calor para mantener la diferencia de temperatura y evitar que la celda pierda su capacidad de enfriamiento.

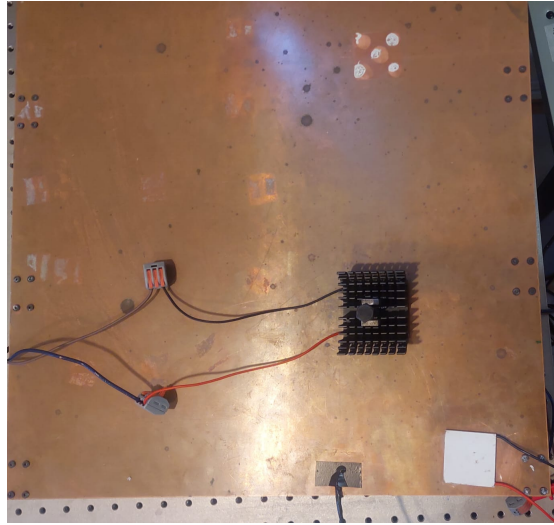


Figura 2.3: Espacio de trabajo.

Identificación de la Planta

El modelo experimental de la mesa de calor se identifica utilizando una entrada escalón de $4.11V$, correspondiente al 34.25 % de la capacidad total de la fuente. La elección de este valor se debe a que grandes cambios repentinos de voltaje pueden generar interferencias en los instrumentos de medición, afectando temporalmente la medición. La planta se identificará usando dos métodos gráficos, el primero consiste en una identificación simple por medio de una recta tangente en torno a un punto conocido, el segundo método de identificación es conocido como *Método de los dos y tres puntos*, ambos métodos son expuesto por Normey y Camacho en [15].

Una consideración importante a tener en cuenta es que inicialmente, la fuente de voltaje se encuentra apagada y se enciende a los 30 segundos. En el instante de inicialización, se produce un pico de corriente que, debido a su dirección, pone en funcionamiento la celda Peltier en modo de enfriamiento durante aproximadamente 1 segundo, lo que explica la caída inicial de la temperatura. Para la identificación de la planta, se toman en cuenta los datos una vez transcurrido el tiempo de inicialización.

Identificación por medio de la recta tangente.

Para la identificación de la planta se llevo acabo un total 4 experimentos, cada experimento consiste en someter a la planta a un estimulo tipo escalón desde U_I hasta U_F y de esta forma obtener la respuesta del sistema. Los resultados de los experimentos se muestran en las Figuras 2.4 y 2.5.

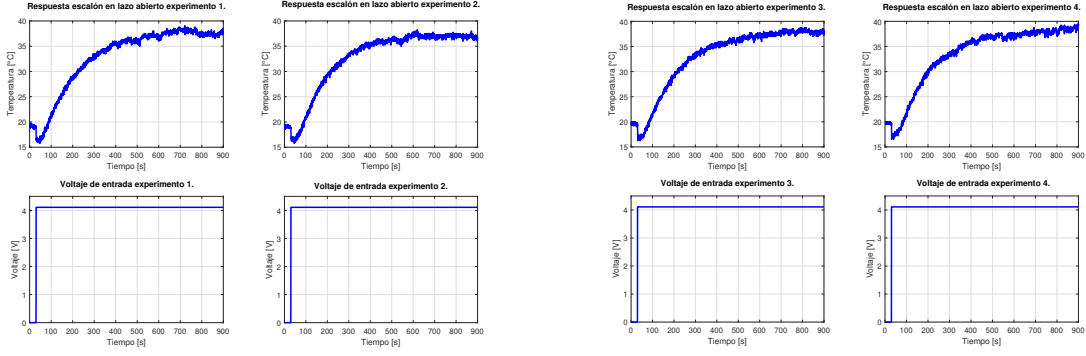


Figura 2.4: Respuesta en lazo abierto experimento 1 y 2.

Figura 2.5: Respuesta en lazo abierto experimento 3 y 4.

La curva obtenida experimentalmente corresponde a un modelo de primer orden, es posible en trazar una recta tangente a un punto conocido, mediante observación se identifica el valor estacionario final Y_F , luego se escoge, por ejemplo el punto donde la respuesta alcanza el 63.2%, la ordenada corresponde al valor de τ , el retardo de tiempo se puede medir calculando la diferencia entre los puntos donde comienza el valor inicial Y_I y el instante en donde comienza a responder el sistema, estos puntos se pueden obtener observando la respuesta. Finalmente la ganancia K_p se obtiene por medio de la ecuación (2.15).

$$K_p = \frac{Y_F - Y_I}{U_F - U_I} \quad (2.15)$$

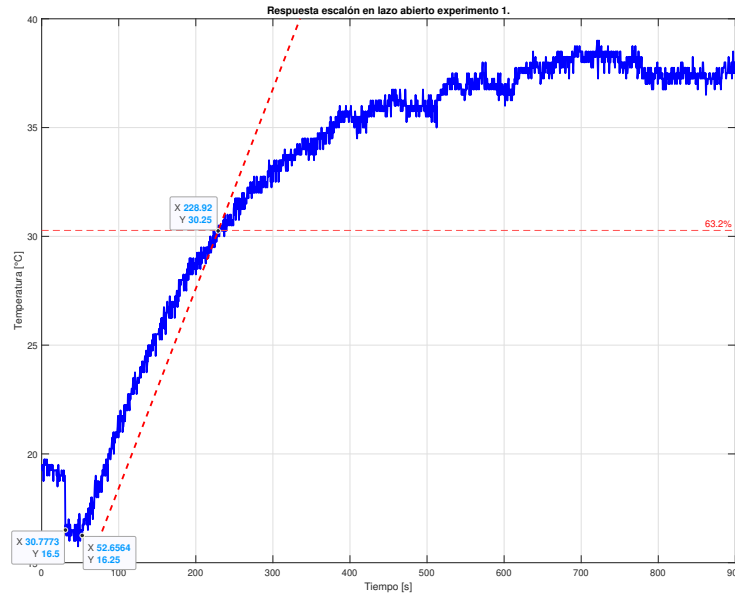


Figura 2.6: Puntos obtenidos para la recta tangente entorno al punto del 63.2% del valor estacionario.

muestran los puntos y la recta tangente para el experimento 1. El escalón de entrada va desde $U_I = 0$ [V] hasta $U_F = 4.11$ [V], el valor inicial de la respuesta es aproximadamente $Y_I = 17[^\circ C]$, mientras que el valor final es aproximadamente $Y_F = 38[^\circ C]$, por lo tanto el 63.2% del valor estacionario final se alcanza en $\tau = 228.92$. El retardo de tiempo está dado por:

$$L = 52.6564 - 30.7773L = 21.87$$

Finalmente usando la ecuación (2.15), se obtiene que la ganancia es $K_p = 5.1$. Los resultados obtenidos para el resto de experimentos se muestran en la Tabla (2.3).

	K_p	τ	L
Experimento 1	5.11	228.92	21.87
Experimento 2	5.05	224.55	20.89
Experimento 3	5.11	220.88	20.93
Experimento 4	5.11	208.66	21.03
Promedio	5.10	220.75	21.18

Tabla 2.3: Resultados parámetros planta método de la recta tangente.

Si se toma el promedio simple de los resultados obtenidos en la Tabla 2.3 el modelo de planta se puede representar de forma aproximada a la siguiente función de transferencia:

$$H_1(s) = \frac{5.10}{221s + 1} \cdot e^{-21s} \quad (2.16)$$

La Figura 2.7, muestra la comparación entre la curva original y la curva aproximada.

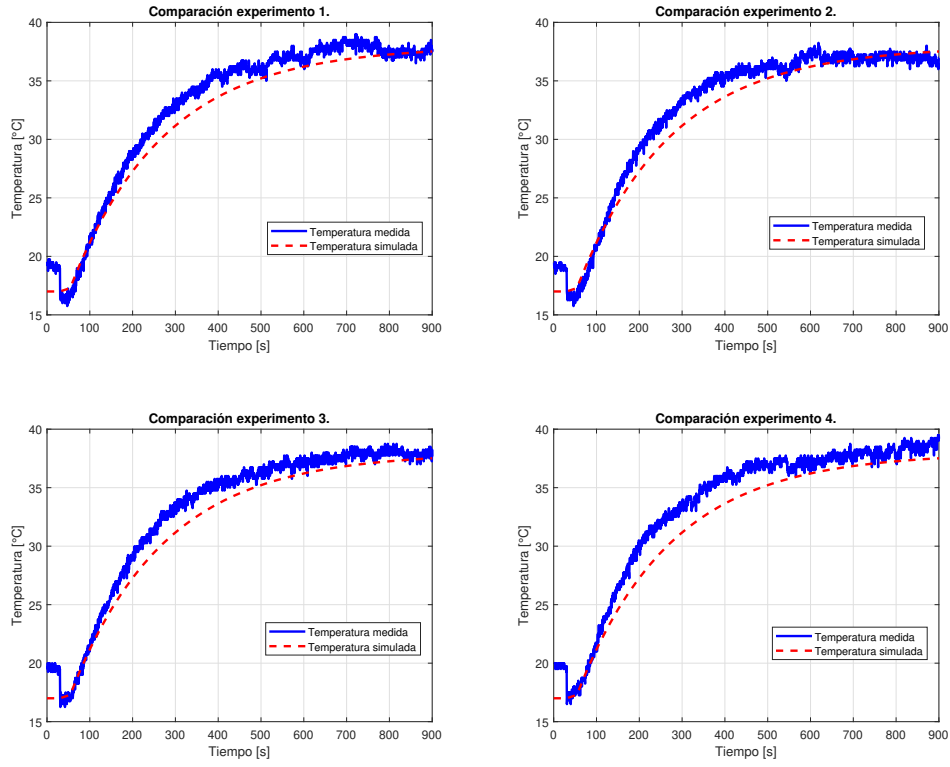


Figura 2.7: Comparación temperatura medida y temperatura simulada método de la recta tangente.

Identificación por método de los dos y tres puntos

En primer lugar se aplica un escalón de entrada de amplitud $U_F - U_I$ en el instante $t = t_0$, la respuesta ante este estímulo va desde el valor inicial Y_I hasta el valor estacionario final Y_F .

Para obtener los parámetros del modelo, se identifican tres instantes de tiempo: t_0 , que corresponde al momento en que se aplica el escalón de entrada; t_1 , que corresponde al instante en que la respuesta alcanza el 23.8% del valor estacionario; y t_2 , cuando la respuesta alcanza el 63.2% del valor estacionario. Utilizando los valores obtenidos gráficamente, se emplea el siguiente conjunto de ecuaciones para determinar los parámetros de la planta.

$$K_p = \frac{Y_F - Y_I}{U_F - U_I} \quad (2.17)$$

$$\tau = 1.5(t_2 - t_1) \quad (2.18)$$

$$L = 1.5 \cdot \left((t_1 - t_0) - \frac{1}{3} \cdot (t_2 - t_0) \right) \quad (2.19)$$

Para demostrar el uso del método nos concentramos en el experimento 1, como se puede observar

en la Figura 2.8, la temperatura que se alcanza en estado estacionario es de aproximadamente 38 [°C], mientras que la temperatura inicial al momento de encender la fuente en $t_0 = 30$ [s], es de aproximadamente 17 [°C], el instante de tiempo en el cual se alcanza el 23.8 % del valor estacionario es aproximadamente $t_1 = 110.325$ [s], mientras que en el instante $t_2 = 228.92$ [s] se alcanza el 63.2 % del valor estacionario, con esta información se hace uso de las ecuaciones (2.15), (2.18) y (2.19), para obtener los parámetros asociados a la planta.

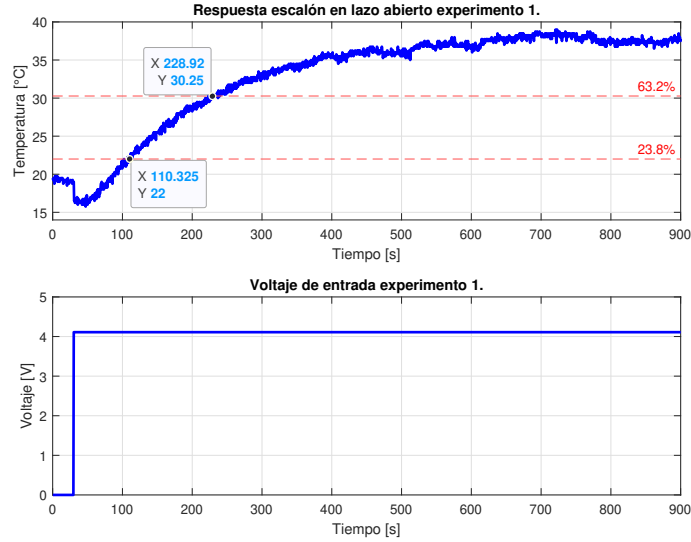


Figura 2.8: Respuesta en lazo abierto experimento 1.

$$K_p = \frac{38 - 17}{4.11 - 0} = 5.10$$

$$\tau = 1.5 \cdot (228.92 - 110.325) = 177.82$$

$$L = 1.5 \cdot \left((110.325 - 30) - \frac{1}{3} \cdot (228.92 - 30) \right) = 21.07$$

En la Tabla (2.4) se muestran los resultados obtenidos para todos los casos. Además se toma el promedio simple de las muestras para obtener un valor representativo de los parámetros.

	K_p	τ	L
Experimento 1	5.11	177.82	21.07
Experimento 2	5.05	174.06	20.50
Experimento 3	5.11	170.26	20.48
Experimento 4	5.11	157.35	21.03
Promedio	5.10	169.75	20.80

Tabla 2.4: Resultados parámetros planta método dos y tres puntos.

Por lo tanto se puede establecer en base a los resultados que el modelo de la planta usando el método de los dos y tres puntos es aproximadamente:

$$H_2(s) = \frac{5.10}{170s + 1} \cdot e^{-21s} \quad (2.20)$$

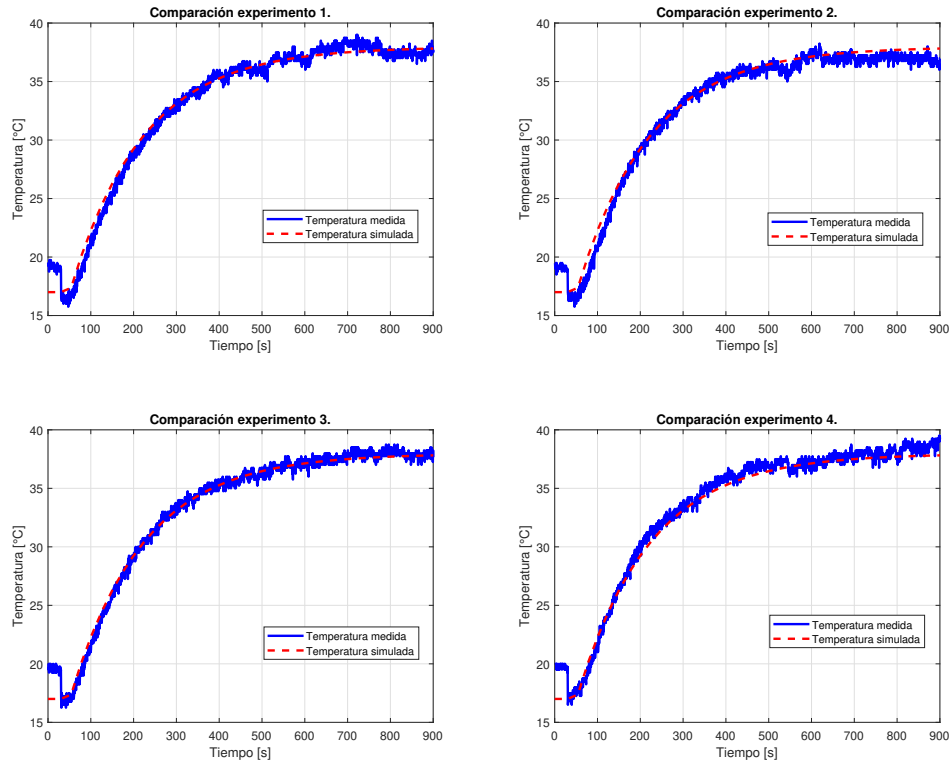


Figura 2.9: Comparación temperatura medida y temperatura simulada método de los dos y tres puntos.

La Figura 2.9 muestra el resultado de la curva obtenida con comparación con la curva experimental. En comparación con la Figura 2.7 se observa que el método de los dos y tres puntos se ajusta mejor a la curva experimental por lo tanto se puede concluir que el modelo de la planta viene dado por:

$$H(s) = \frac{5.10}{170s + 1} \cdot e^{-21s} \quad (2.21)$$

Al calcular el retardo de tiempo normalizado usando la ecuación (2.6), se obtiene un valor de $\tau_N = 0.1099$, por lo tanto, el proceso se clasifica como un proceso lag-dominante, según la Tabla 2.1.

Una vez establecido el modelo de la planta en tiempo continuo, es posible establecer su equivalente en tiempo discreto, siguiendo el modelo presentado en la ecuación (2.8). La elección

del tiempo de muestreo es fundamental para representar correctamente la dinámica del sistema en tiempo discreto. En [20] se presenta un criterio simple para la elección del tiempo de muestreo, el criterio se basa en que para sistemas de primer orden el tiempo de elevación (T_r), es igual al parámetro τ , $T_r = \tau$, por lo tanto:

$$\frac{T_r}{10} \leq T_s \leq \frac{T_r}{4} \quad (2.22)$$

Para asegurar que la dinámica sea capturada de forma representativa se escoge $T_s = \frac{T_r}{40}$, entonces el tiempo de muestreo es: $T_s = \frac{170}{40} = 4.25$ [s]. Por lo tanto el modelo de la planta en tiempo discreto es:

$$H(z) = \frac{0.1259}{z - 0.9753} \cdot z^{-4} \quad (2.23)$$

3 | Control de sistemas con retardo

En este capítulo, se proporciona una revisión de los controladores Predictor de Smith, Predictivo PI y GPPI. Además, se describen los procedimientos de sintonización. Luego en base a criterios de diseño se sintonizan los controladores y se compran a nivel de simulación, Finalmente se realiza una validación experimental para corroborar el desempeño esperado.

3.1. Esquema de control de FOPDT

Cuando se habla de control en lazo cerrado, se entiende que el controlador recibe como entrada el error de actuación, que es la diferencia entre la señal de entrada y la señal realimentada. El controlador lleva a cabo una acción de control con el objetivo de reducir el error y lograr que la salida del sistema alcance un valor deseado [1]. El esquema de lazo cerrado se muestra en la Figura 3.1. En este esquema, $C(s)$ representa el controlador, $H(s)$ es el proceso que se desea controlar, $y(s)$ es la salida del sistema, mientras que $e(s)$, $u(s)$, $d(s)$ y $d_y(s)$ corresponden respectivamente al error, la actuación, perturbación y perturbación de salida.

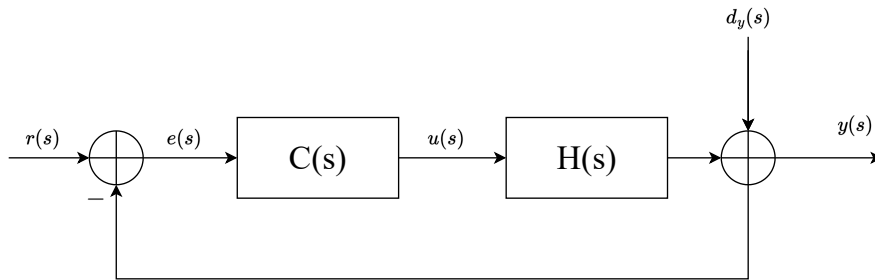


Figura 3.1: Esquema de control lazo cerrado.

El lazo de control de la Figura 3.1, funciona de buena manera siempre que el modelo de planta $H(s)$, no tenga retardos de tiempo. Una vez que se considera retardo de tiempo y en especial un retardo de tiempo dominante es necesario hacer uso de nuevas estrategias de control.

3.1.1. Control PID y Predictor de Smith

Un controlador PID consta de tres componentes de control. En primer lugar, la acción proporcional, que ejecuta un control proporcional al error. Así, a mayor valor de la ganancia proporcional,

más rápida es la respuesta. Es importante tener en cuenta que un valor excesivamente alto puede provocar la inestabilidad del sistema. La acción integral es proporcional a la suma acumulada de los errores pasados, lo que ayuda a eliminar el error estacionario. Una elección incorrecta de la ganancia integral puede causar inestabilidad y oscilaciones. Finalmente, la acción derivativa proporciona una especie de amortiguación que ayuda a contrarrestar el efecto de la integración y a mejorar la estabilidad. Una ganancia derivativa demasiado alta puede hacer que el sistema reaccione en exceso a cambios rápidos del error [8]. La ley de control de un controlador PID se expresa de la siguiente manera:

$$u(t) = K_c \cdot \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (3.1)$$

Tanto en el trabajo de Normey-Rico y Camacho [15], como en el de Qing [8], se menciona que un controlador puede ser funcional en términos de rendimiento con una adecuada sintonización de los parámetros del controlador, siempre y cuando el DT no sea muy grande. Sin embargo, uno de los principales problemas del control PID en sistemas con tiempos muertos largos, es que limita el funcionamiento del control, ya que la ganancia del controlador es inversamente proporcional al DT. Esto significa que cuanto más grande sea el DT, menor será la ganancia máxima. Tanto en [8] como en [15] se hace referencia a que la acción derivativa del controlador no es de mucha utilidad en sistemas con tiempos muertos largos, por lo que se deben utilizar técnicas de control predictivo.

Un esquema que utiliza predicción es el predictor de Smith (SP), el primer compensador de tiempo muerto (del inglés “Dead-Time Compensator”, DTC). Su estructura se puede estudiar en dos partes: el controlador primario (normalmente un controlador PID) y la estructura de predicción, que a su vez se compone de un modelo de planta sin tiempo muerto y de un modelo que considera el tiempo muerto como parte del modelo.

Si no hay errores de modelado, entonces el controlador primario se puede ajustar como si la planta no tuviera tiempo muerto, simplificando notablemente el diseño de los parámetros del controlador.

Sin embargo, el SP presenta algunas limitaciones, como el hecho de que solo puede aplicarse a sistemas estables y requiere un modelo preciso. Pequeños errores de modelado pueden provocar que el sistema se vuelva inestable [8].

El esquema con la estructura del predictor de Smith se muestra en la Figura 3.2, $H(s)$ corresponde al modelo de la planta que considera el tiempo muerto, mientras que $G(s)$, es el modelo de planta sin tiempo muerto, es decir, el modelo completo de $H(s)$ se corresponde a la estructura planteada en la ecuación (2.3) siempre y cuando no existan errores de modelado.

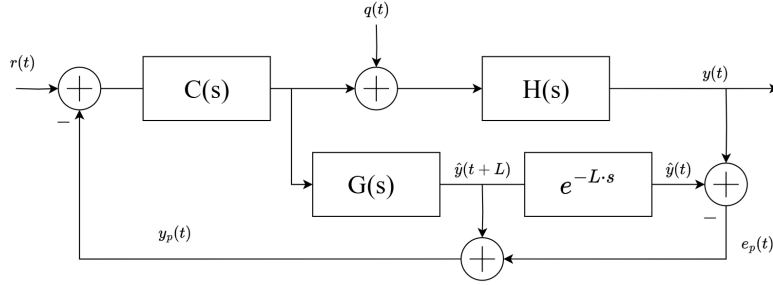


Figura 3.2: Estructura Predictor Smith.

El predictor de Smith tiene se equivalente en tiempo discreto representado en la Figura 3.3.

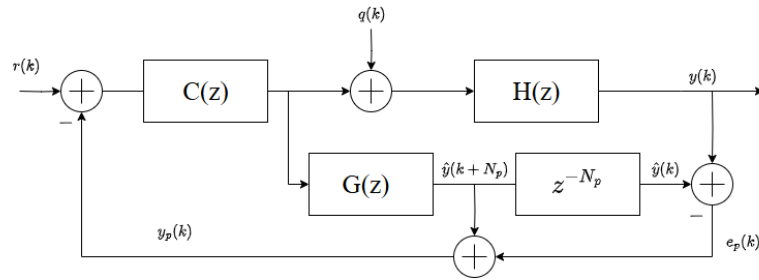


Figura 3.3: Estructura Predictor de Smith en tiempo discreto.

A través de la identificación de la planta, se ha determinado que existe un retardo de 21 segundos asociado al sistema. Este retardo de tiempo es considerable, por lo que se utiliza un controlador PI en conjunto con el esquema de Predictor de Smith. Como se mencionó anteriormente, la acción derivativa no es útil para sistemas con retardos de tiempo muy largos.

Control PI

La ecuación (3.2), muestra la ley de control de un PI en tiempo continuo.

$$u(t) = K_c \cdot \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau \right) \quad (3.2)$$

Al aplicar la Transformada de Laplace se puede obtener la función de transferencia asociada, la cual está dado por:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (3.3)$$

La función de transferencia en tiempo discreto se puede obtener al aplicar el método de Euler hacia adelante, ocupando la relación $s \approx \frac{z-1}{T_s}$, entonces:

$$C_{PI}(z) = K_c \cdot \left(1 + \frac{T_s}{(z-1) \cdot T_i} \right) \quad (3.4)$$

$$C_{PI}(z) = K_c \cdot \left(\frac{z-1-T_s/T_i}{z-1} \right) \quad (3.5)$$

$$C_{PI}(z) = K_c \cdot \left(\frac{z-z_c}{z-1} \right) \quad (3.6)$$

Donde $z_c = 1 - T_s/T_i$, siendo T_s el tiempo de muestreo.

El criterio utilizado para el ajuste de los parámetros de los controladores es obtener un tiempo de asentamiento que no sea inferior a 100 [s] y que no supere los 350 [s]. Un tiempo de asentamiento menor podría someter a los actuadores a exigencias excesivas, lo que generaría un sobreesfuerzo que podría causar daños permanentes en los mismos. Por esta razón, es fundamental encontrar un equilibrio que garantice el rendimiento sin comprometer la durabilidad de los componentes del sistema. Además, se busca una respuesta críticamente amortiguada, ya que es la respuesta más rápida sin sobresaltos.

El diseño del controlador PI se lleva a cabo considerando el modelo de planta propuesto en la ecuación (2.21) y su equivalente en tiempo discreto, presentado en la ecuación (2.23). La sintonización de los parámetros del controlador se realizará mediante el método del lugar geométrico de raíces, utilizando la herramienta *SISOtool* de MATLAB. Esta herramienta permite visualizar de manera dinámica el comportamiento del lugar geométrico de las raíces y analizar las posibles ubicaciones de los polos en lazo cerrado en función de la ganancia del controlador, facilitando así la selección de parámetros adecuados para cumplir con los requisitos de estabilidad y tiempo de respuesta.

Para obtener una respuesta rápida se ubica el cero del controlador al lado izquierdo del polo dominante de la planta. Luego se ajusta el valor de la ganancia. El gráfico de Root Locus para el controlador obtenido se muestra en la Figura 3.4, mientras que el controlador sintonizado se muestra en la ecuación (3.7)

$$C_{PI}(z) = \frac{0.39487(z-0.9736)}{(z-1)} \quad (3.7)$$

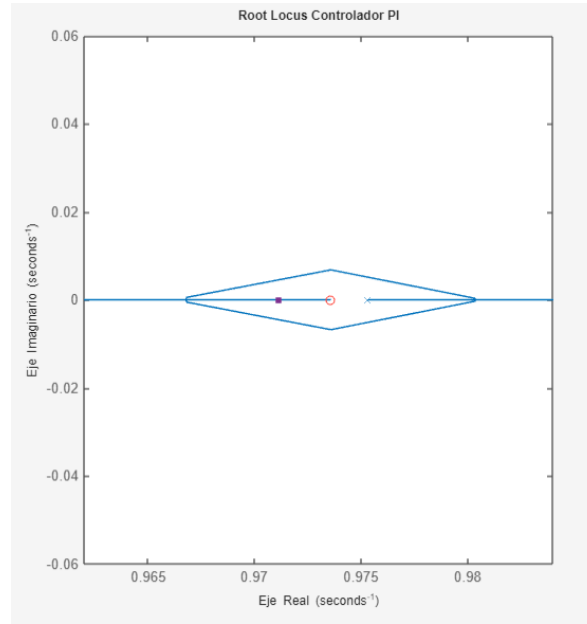


Figura 3.4: Root Locus obtenido para el controlador PI.

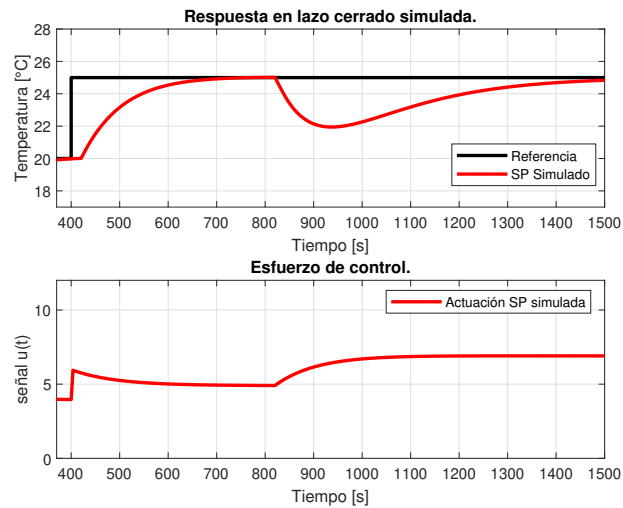


Figura 3.5: Respuesta ante un escalón de entrada y perturbación para SP.

En la Figura (3.5) se muestra la respuesta obtenida ante un estímulo tipo escalón y una perturbación, como se observa en la imagen el esquema de control logra responder ante la perturbación compensando hasta conseguir la referencia nuevamente.

3.1.2. Control Predictivo PI

En el año 1996 Hägglund, presentó el controlador Predictivo Proporcional Integral (del inglés “Predictive PI”, PPI) para procesos con largos periodos de tiempo [21]. La ley de control del PPI es la siguiente:

$$u(t) = k_c e(t) + \frac{k_c}{T_i} \int_0^t e(t) dt - \frac{1}{T_i} \int_0^t (u(t) - u(t - L_c)) dt \quad (3.8)$$

La función de transferencia se obtiene aplicando transformada de Laplace a la ecuación (3.8), lo que resulta en:

$$C_{PPI}(s) = k_c \cdot \frac{sT_i + 1}{sT_i + 1 - e^{-sL_c}} \quad (3.9)$$

y su equivalente en tiempo discreto es:

$$C_{PPI}(z) = k_c \cdot \frac{(z - z_c)z^{N_c}}{z^{N_c}(z - z_c) - (1 - z_c)} \quad (3.10)$$

Al igual que para el controlador PI, la sintonización de sus parámetros se lleva por medio del lugar geométrico de Raíces, dada la lenta dinámica de la planta, se posiciona el cero del controlador a la izquierda del polo de la planta para obtener una respuesta rápida. El Root locus obtenido para cumplir con las condiciones de diseño se muestra en la Figura 3.6, mientras que en la ecuación (3.11) se muestra el controlador sintonizado.

$$C_{PPI}(z) = \frac{0.43562z^4(z - 0.9728)}{(z - 1)(z^2 - 0.5832z + 0.2288)(z^2 + 0.6232z + 0.1753)} \quad (3.11)$$

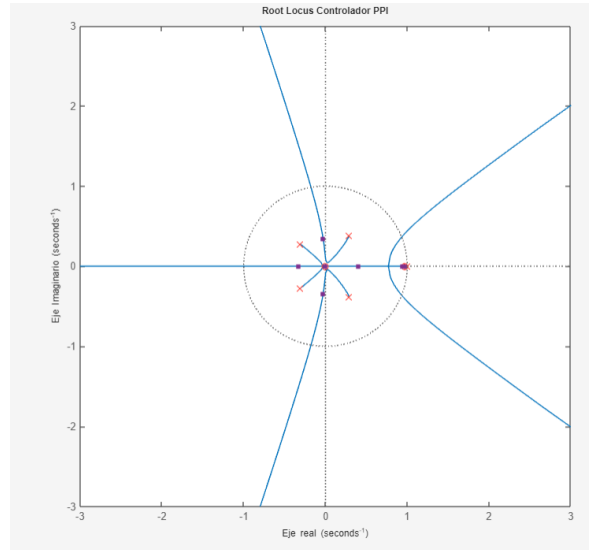


Figura 3.6: Root Locus obtenido para el controlador PPI.

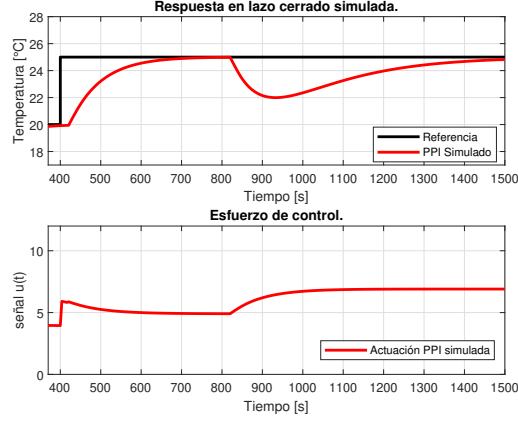


Figura 3.7: Respuesta ante un escalón de entrada y perturbación para PPI.

Como se observa en la Figura 3.7, el controlador logra responder ante la perturbación.

3.1.3. Control GPPI

En [5] se propone la estructura de control GPPI, la cual es una generalización de un controlador PPI, la estructura GPPI se basa en el uso de una combinación lineal de todas las acciones de control pasadas, con las cuales se puede estimar la acción de control $u(t)$. Al considerar todas las acciones de control pasadas se tiene un mejor uso de la información con la que se cuenta.

De acuerdo con [16] una de las ventajas del uso de acciones de control pasadas es que el costo computacional disminuye. Sin embargo, también tiene más parámetros lo que se traduce en una complejidad adicional al momento de sintonizarlos.

La señal de control en tiempo continuo para el GPPI es la siguiente:

$$u(t) = k_c \cdot e(t) + \frac{k_c}{T_i} \int e(t) dt - \frac{1}{T_i} \int \left(u(t) - \sum_{i=0}^{N_c} u(t - T_0 i) \alpha_i \right) dt \quad (3.12)$$

En donde k_c es la constante de proporcionalidad del controlador, T_i es la constante de tiempo asociada al integrador, T_0 es el intervalo de tiempo entre las salidas pasadas, N_c es el grado de libertad, es decir, la cantidad de términos pasados del controlador que se tienen en cuenta en la retroalimentación con retardo, teniendo esto en cuenta N_c debe ser un número entero. α_i corresponde a parámetros ponderación que deben ser ajustados.

Si se aplica la transformada de Laplace a la ecuación (3.12), es posible obtener la función de transferencia asociada al GPPI.

$$\begin{aligned}
U(s) &= k_c \cdot E(s) \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) - \frac{1}{sT_i} \cdot U(s) + \frac{1}{sT_i} \sum_{i=0}^{N_c} e^{-sT_0 i} \cdot U(s) \cdot \alpha_i \\
\frac{U(s)}{E(s)} &= k_c \cdot \frac{sT_i + 1}{sT_i + (1 - \sum_{i=0}^{N_c} e^{-sT_0 i} \cdot \alpha_i)} \\
C_{GPPI}(s) &= k_c \cdot \frac{sT_i + 1}{sT_i + (1 - \sum_{i=0}^{N_c} e^{-sT_0 i} \cdot \alpha_i)} \tag{3.13}
\end{aligned}$$

Al considerar $\sum_{i=0}^{N_c} \alpha_i = 1$ la acción integral está considerando todas las contribuciones pasadas de forma completa, por lo tanto, se tiene error cero en estado estacionario.

El control de procesos en la actualidad tiende a desarrollarse en tiempo discreto. Contar con un modelo equivalente en tiempo discreto facilita la implementación directa de esquemas de control, por ejemplo, en un PLC [16]. El equivalente discreto de la señal de control de la ecuación (3.12) puede obtenerse utilizando el método de Euler hacia adelante, y se muestra a continuación:

$$u(k) = z_c \cdot u(k-1) + (1 - z_c) \sum_{j=0}^{N_c} u(k-j-1) \cdot \alpha_j + k_c \cdot e(k) - k_c \cdot z_c \cdot e(k-1) \tag{3.14}$$

A partir de esta ley de control es posible obtener la función de transferencia en tiempo discreto:

$$C_{GPPI}(z) = k_c \cdot \frac{(z - z_c) \cdot z^{N_c}}{z^{N_c} \cdot (z - z_c) - (1 - z_c) \sum_{j=0}^{N_c} z^{N_c-j} \alpha_j} \tag{3.15}$$

Donde $z_c = 1 - \frac{T_s}{T_i}$, siendo T_s el tiempo de muestro.

Métodos de sintonización de parámetros GPPI

$$H(z) = \frac{0.1259}{z - 0.9753} \cdot z^{-4} \tag{3.16}$$

Ajuste GPPI ponderado, Weighted GPPI tuning (GPPW)

El método de ajuste General Predictivo Proporcional Ponderado (del inglés “General Predictive Proportional Weighted”, GPPW), sigue los siguientes pasos para el ajuste:

- Seleccionar $N_c = N_p$ y seleccionar $N_c + 2$ polos z_j que corresponden a los polos deseados de lazo cerrado con $Re\{z_j\} \in [0, 1[$, que luego se define la ecuación de lazo cerrado según:

$$d_{cl}^{obj}(z) = z^{N_c+2} + d_{N_c+1}z^{N_c+1} + \dots + d_1z + d_0 = \prod_{j=0}^{N_c+1} (z - z_j) \quad (3.17)$$

- Seleccionar $z_c \in [0, \max(Re\{z_j\})$ y diferente de z_p
- Para obtener los coeficientes a_j , y la ganancia del controlador k_c , se debe considerar $\hat{a}_j = (1 - z_c)\alpha_j$, luego se resuelve la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ z_p & -1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & z_p & -1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & z_p & -1 & k_p \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & z_p & -z_c k_p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\alpha}_0 \\ \hat{\alpha}_1 \\ \hat{\alpha}_2 \\ \vdots \\ \hat{\alpha}_{N_c-1} \\ \hat{\alpha}_{N_c} \\ k_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{N_c+1} + z_c + p_p \\ d_{N_c} - p_p z_c \\ d_{N_c-1} \\ \vdots \\ d_2 \\ d_1 \\ d_0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

- Para lograr un error de estado estacionario cero, la referencia debe multiplicarse por un peso w_a igual a,

$$w_a = T(1)^{-1} = \frac{d_{cl}^{obj}(1)}{k_p k_c (1 - z_c)} \quad (3.19)$$

El lazo cerrado obtenido será estable, con una respuesta a escalón, con cero error ajustable a través del parámetro w_a . El lazo de control considerando w_a se muestra en la Figura 3.8 .

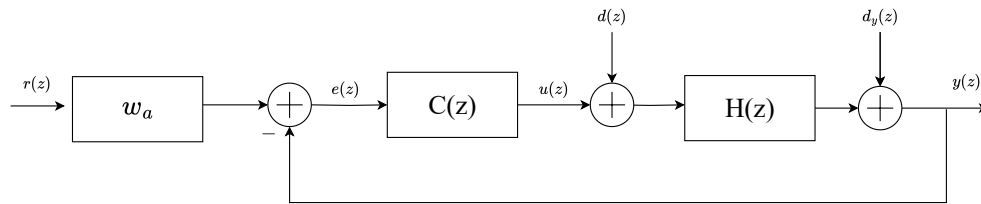


Figura 3.8: Esquema de control lazo cerrado modificado.

Para el método de ajuste GPPW, es necesario seleccionar $N_c + 2$ polos z_j . Al igual que en los controladores anteriores el criterio de diseño es obtener una respuesta críticamente amortiguada.

Para la elección de los polos se busca que estén a la izquierda del polo de la planta para obtener un tiempo de asentamiento menor, por ejemplo, se puede escoger que el polo sea 8 veces más

rápido que polo de la planta, es decir, $s = -8/170$. El equivalente para tiempo discreto se realiza por medio de un mapeo de polos de la forma:

$$\begin{aligned}(s + p) &= (z - e^{-T_s \cdot p}) \\ (s + 8/170) &= (z - e^{-4.25 \cdot 8/170}) \\ (s + 8/170) &= (z - 0.8187)\end{aligned}\tag{3.20}$$

Por simplicidad se escogen que tres polos de lazo cerrado se ubiquen en cero, el ultimo polo se ubica en 0.90 aportando amortiguación a la respuesta.

Por lo tanto la ecuación (3.17) que define el lazo cerrado queda expresado por:

$$d_{cl}^{obj}(z) = (z)^3(z - 0.8187)^2(z - 0.90)\tag{3.21}$$

$$d_{cl}^{obj}(z) = z^6 - 2.5354z^5 + 2.1439z^4 - 0.603243z^3\tag{3.22}$$

Para la elección z_c , se toma en cuenta que este debe ser distinto del polo de la planta, por lo tanto se escoge $z_c = 0.70$ para aportar amortiguación ya que los 3 polos en cero aumentan la velocidad de respuesta.

Una vez que se establecen los valores, se pueden obtener los coeficientes α_j , al resolver la ecuación (3.23)

$$\begin{bmatrix} \hat{\alpha}_0 \\ \hat{\alpha}_1 \\ \hat{\alpha}_2 \\ \hat{\alpha}_3 \\ \hat{\alpha}_4 \\ k_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.9753 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.9753 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.9753 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.9753 & -1 & 0.1259 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.9753 & -1070 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -0.7121 \\ 1.3149 \\ -0.6032 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}\tag{3.23}$$

Finalmente para obtener los valores de α , se considera la relación $\hat{\alpha}_j = (1 - z_c)\alpha_j$, dando como resultado.

$$\begin{bmatrix} \alpha_0 \\ \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \alpha_4 \\ k_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4.7473 \\ -4.1361 \\ -0.0123 \\ -0.0120 \\ 0.0795 \\ 0.1086 \end{bmatrix}\tag{3.24}$$

La función de transferencia del controlador queda expresado por la siguiente ecuación:

$$C_{GPPIW}(z) = 0.10895 \cdot \frac{(z - 0.85)z^4}{(z - 0.848)(z - 0.5613)(z^2 + 0.28z + 0.05693)}\tag{3.25}$$

Mientras que el peso w_a calculado según la ecuación (3.19) es $w_a = 1.6017$.

En la Figura 3.9 se puede observar la respuesta en lazo cerrado que se obtiene al someter la planta ante un escalón de entrada a los 400 [s], la respuesta alcanza la referencia aproximadamente a los 700 [s], la referencia se alcanza sin sobrepaso, cumpliendo con los requisitos de diseño. A los 800 [s] la planta se somete a una perturbación quitando el calor. como se observa en la ecuación (3.25), este método de sintonización no posee integración por lo tanto no es capaz de compensar la perturbación perdiendo la referencia.

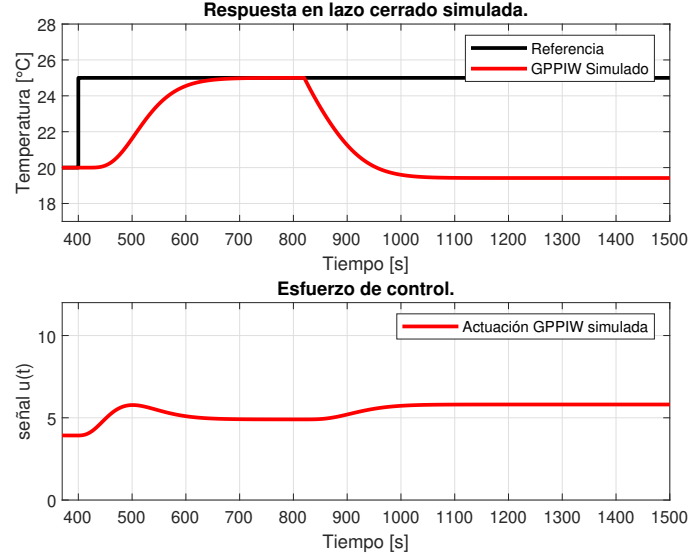


Figura 3.9: Respuesta ante un escalón de entrada y una perturbación para el ajuste GPPIW.

Ajuste GPPI nominal (GPPI)

Este método considera el parámetros z_c como parámetro a calcular, esto permite forzar la condición $\sum_{j=0}^{N_c} \alpha_j = 1$, lo que es equivalente a agregar la acción integradora. Los pasos para este ajuste son los siguientes:

- Seleccione $N_c = N_p$ y luego seleccione $N_c + 2$ polos z_j , correspondientes a los polos de lazo cerrado deseados, dentro del disco unitario abierto, que luego definen el polinomio característico de lazo cerrado $d_{cl}^{obj}(z)$.

$$d_{cl}^{obj}(z) = z^{N_c+2} + d_{N_c+1}z^{N_c+1} + \dots + d_1z + d_0 = \prod_{j=0}^{N_c+1} (z - p_j) \quad (3.26)$$

- Para obtener los parámetros del controlador, considerando $\psi_1 = k_c k_p$, $\psi_2 = -z_c k_p k_c$, y $\hat{\beta}_0 = 1$, se debe resolver la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ -(1+p_p) & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ p_p & -(1+p_p) & 1 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & -(1+p_p) & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & p_p & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\beta}_1 \\ \hat{\beta}_2 \\ \hat{\beta}_3 \\ \vdots \\ \hat{\beta}_{N_c} \\ \hat{\psi}_1 \\ \hat{\psi}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{N_c+1} + 1 + p_p \\ d_{N_c} - p_p \\ d_{N_c-1} \\ \vdots \\ d_2 \\ d_1 \\ d_0 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

La función de transferencia en términos de $\hat{\beta}$ se expresa en la ecuación (3.28).

$$C_{GPPI}(z) = k_c \cdot \frac{(z - z_c) \cdot z^{N_c}}{(z - 1) \sum_{j=0}^{N_c} z^{N_c-j} \hat{\beta}_j} \quad (3.28)$$

Para el diseño del GPPI, se escoge el mismo criterio de diseño, se busca obtener una respuesta críticamente amortiguada. Para este caso se ubican 2 polos en cero y un polo en $(z - 0.45)$ dando velocidad de respuesta, luego se ubican dos polos en $(z - 0.8187)$ tal como el ajuste anterior, por ultimo se ubica un polo en $(z - 0.9760)$ tratando de buscar una repuesta amortiguada.

$$d_{cl}^{obj}(z) = z^6 - 3.0634z^5 + 3.444z^4 - 1.67495z^3 + 0.294382z^2 \quad (3.29)$$

Para obtener los parámetros $\hat{\beta}$ se resuelve la ecuación (3.30)

$$\begin{bmatrix} \hat{\beta}_1 \\ \hat{\beta}_2 \\ \hat{\beta}_3 \\ \hat{\beta}_4 \\ \hat{\psi}_1 \\ \hat{\psi}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1.9753 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.9753 & -1.9753 & 1.0000 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.9753 & -1.9753 & 1.0000 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.9753 & -1.9753 & 1.0000 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.9753 & 0 & 1.0000 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -1.0881 \\ 2.4691 \\ -1.6750 \\ 0.2944 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Considerando $\psi_1 = k_c k_p$, $\psi_2 = -z_c k_p k_c$, y $\hat{\beta}_0 = 1$, se obtienen los coeficientes $\hat{\beta}$, k_c y z_c .

$$\begin{bmatrix} \hat{\beta}_1 \\ \hat{\beta}_2 \\ \hat{\beta}_3 \\ \hat{\beta}_4 \\ k_c \\ z_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.0000 \\ -1.0881 \\ 0.3198 \\ 0.0179 \\ 0.0179 \\ 0.1423 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

En la Figura (3.10), se muestra el comportamiento de la respuesta de la planta ante un escalón de entrada, el estado estacionario se logra cerca de los 750 [s] obteniendo una respuesta críticamente amortiguada. Luego se observa que el ajuste si es capaz de seguir y compensar la perturbación.

La función de transferencia es:

$$C_{GPPI}(z) = \frac{0.14228 \cdot z^4(z - 0.9758)}{(z - 1)(z^2 + 0.1442z + 0.0391)(z^2 - 1.232z + 0.4584)} \quad (3.32)$$

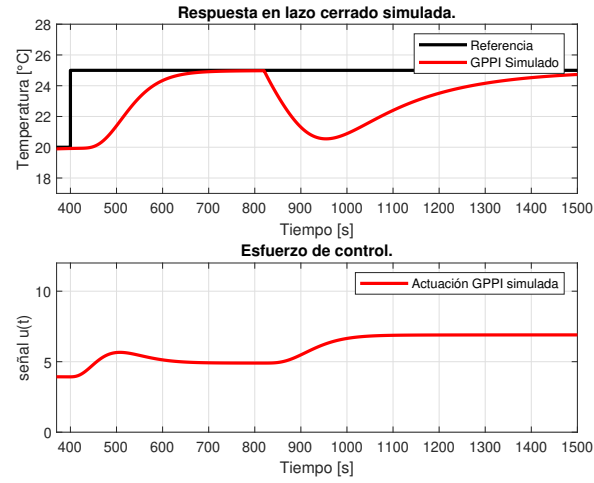


Figura 3.10: Respuesta ante un escalón de entrada y perturbación para el ajuste GPPI.

3.2. Comparación técnicas de control.

En esta sección se realizan las comparaciones de simulación obtenidas para los controladores propuestos, presentando al controlador GPPI como el mejor controlador en base a los criterios de diseño.

3.2.1. Comparación en Matlab & Simulink

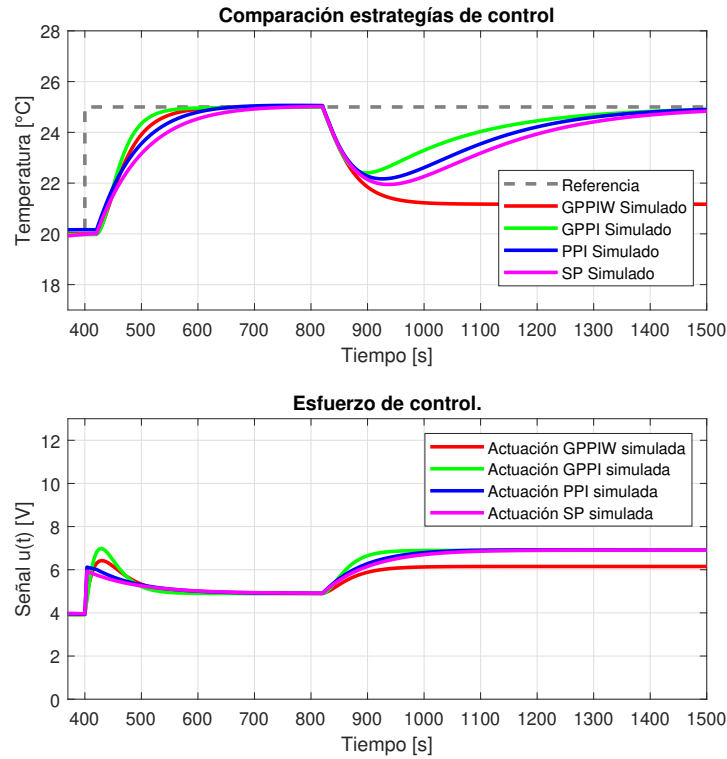


Figura 3.11: Comparación respuesta simulada.

	T_s [s]	T_r [s]	Sobrepaso %	PM [°]	GM [dB]
SP	285	177.82	0.27	86.9	32.1
PPI	242.25	140.25	0.816	76.1	17.4
GPPI	153	76.5	0	68.4	11.9
GPPIW	195.5	161.5	0	115	17.4

Tabla 3.1: Índices comparativos entre controladores utilizados

La Figura 3.11, muestra el comportamiento simulado de los diferentes controladores para el experimento diseñado. Por otra parte, gracias a la herramienta SISOtool, es posible encontrar métricas que ayudan a la comparación de los controladores. La Tabla 3.1, reúne los valores obtenidos para:

- Tiempo de Asentamiento o Settling time (T_s): Tiempo en el cual se alcanza el 5 % del valor de referencia.
- Tiempo de Subida o Rise time (T_r): Tiempo en que la señal alcanza el 63 % de la respuesta en estado estacionario.
- Sobrepaso: Valor máximo que alcanza la señal por encima del valor deseado, expresado como un porcentaje del valor de referencia.
- Margen de fase (Phase Margin en inglés): El margen de fase indica cuánto se puede aumentar el retardo de fase de un sistema antes de que se vuelva inestable.
- Margen de Ganancia (Gain Margin en inglés): El margen de ganancia indica cuánto se puede aumentar la ganancia del sistema antes de que se vuelva inestable.

En base a los resultados obtenidos en la Tabla 3.1 se puede inferir lo siguiente:

- con respecto a la rapidez con la que un sistema alcanza su estado estable que el controlador GPPI ofrece el menor tiempo de asentamiento, con un valor de 153 segundos, lo que demuestra su capacidad para estabilizar el sistema en menos tiempo. En contraste, el controlador PPI muestra el mayor tiempo de asentamiento, alcanzando los 242.25 segundos, lo que sugiere una respuesta más pausada.
- Con respecto a la velocidad de respuesta el GPPI destaca con el menor tiempo de subida, registrando 76.5 segundos, lo que refleja su rapidez para responder. En el otro extremo, el SP tiene un tiempo de subida más largo, con 177.82 segundos.
- En cuanto al porcentaje de sobre paso, tanto el GPPI como el GPPIW logran una respuesta sin sobrepaso, alcanzando el valor deseado sin excederlo. Por su parte, el controlador SP presenta un pequeño sobrepaso del 0.27 %, y el PPI, tiene el mayor sobrepaso, en un valor de 0.8 %.
- Sobre la robustez del sistema frente a variaciones en la fase. Aquí, el controlador GPPIW sobresale con un margen de fase de 115 [°C], lo que indica una mayor tolerancia a posibles inestabilidades, seguido por el SP con 86.9 [°C]. El GPPI, por otro lado, tiene el menor margen de fase, con 68.4 [°C], lo que podría hacerlo más vulnerable a inestabilidades.
- Con respecto al margen de ganancia el SP presenta el mayor margen de ganancia con 32.1 [dB], lo que sugiere una mayor robustez ante cambios en la ganancia. En contraste, el GPPI tiene el margen de ganancia más bajo, con 11.9 [dB], lo que implica una menor tolerancia a variaciones en la ganancia, el GPPIW y el PPI comparten el mismo valor.

Bajo el criterio de diseño planteado, que establece un tiempo de asentamiento entre 100 y 350 segundos para evitar sobreesfuerzos en los actuadores y prioriza una respuesta críticamente amortiguada, se puede concluir lo siguiente:

El controlador GPPI destaca como la mejor opción, ya que ofrece un tiempo de asentamiento de 153 segundos, que se encuentra dentro del rango deseado. Además, presenta una respuesta sin sobrepaso lo que se alinea directamente con el objetivo de obtener una respuesta críticamente amortiguada. Sin embargo, su bajo margen de fase y ganancia indica que, aunque cumple con el tiempo de asentamiento, su robustez frente a variaciones en las condiciones del sistema podría ser limitada, lo que requeriría atención en escenarios con posibles perturbaciones.

3.2.2. Validaciones experimentales

En el experimento realizado, se comenzó llevando la planta al punto de operación dentro del rango de trabajo definido, estableciendo una temperatura de $20\text{ }^{\circ}\text{C}$. Una vez alcanzada esta condición, se introdujo una referencia de temperatura de $25\text{ }^{\circ}\text{C}$. Al llegar al estado estacionario en este nuevo punto de operación, se aplicó una perturbación externa mediante la activación de una celda Peltier, que extrajo calor de la mesa de calor. Este cambio en el sistema permitió observar y analizar el comportamiento de las diferentes estrategias de control propuestas ante dicha perturbación. El objetivo principal fue evaluar la respuesta del sistema ante entradas y perturbaciones tipo escalón. El rango de temperaturas sobre el cual se realiza el experimento fue escogido en función de la protección de las celdas Peltier ya que un uso prolongado de la celda operando a altas temperaturas resulta en el deterioro de la celda dejando inhabilitado su uso para otro experimento ya que no tendría un comportamiento óptimo.

En la Figura 3.12 se presentan los resultados experimentales obtenidos para el Predictor de Smith. Se observa que el sistema se estabiliza hasta alcanzar el punto de operación, llegando a una temperatura de $20\text{ }^{\circ}\text{C}$. Posteriormente, cuando se produce un cambio en la referencia, la temperatura alcanza un máximo de $24\text{ }^{\circ}\text{C}$, manteniéndose estable en ese valor durante aproximadamente 200 segundos; sin embargo, no se logra alcanzar la referencia establecida. Ante una perturbación, se registra un leve aumento en la actuación, lo que permite recuperar una temperatura de $24\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Se observa que la actuación medida permanece por debajo de la actuación esperada y tiende a estabilizarse en un valor aproximado de 4 [V] . Por lo tanto, no se logra una compensación adecuada para alcanzar la referencia. El desempeño del Predictor de Smith no es satisfactorio, lo cual podría estar relacionado con errores de modelado. Aunque la curva obtenida representa la planta de manera adecuada, no posee la precisión necesaria para garantizar el comportamiento esperado del controlador.

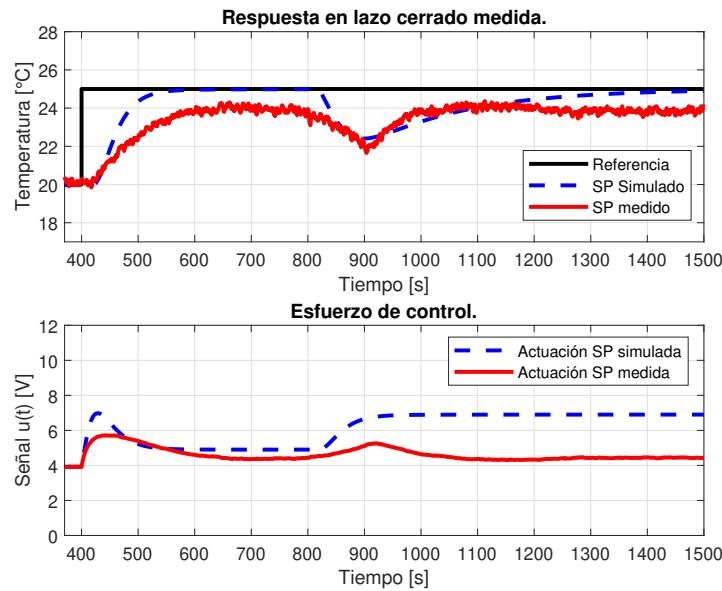


Figura 3.12: Comparación resultado SP con simulación.

En la Figura 3.13, se observa el comportamiento obtenido para el controlador PPI, comienza con una buena respuesta hasta llegar a un valor cercano al de la referencia, pero luego se estabiliza a casi $1\text{ }^{\circ}\text{C}$ de la referencia, esto tiene sentido si observamos la actuación ya que desde aproximadamente los 550 segundos hasta los 800 segundos el valor de actuación medido se mantiene por debajo de la actuación esperada para poder alcanzar y mantener el valor de referencia. Ante la perturbación el controlador responde con un aumento en la actuación, pero una vez que se alcanzan aproximadamente los $24\text{ }^{\circ}\text{C}$ la actuación comienza a disminuir manteniéndose por debajo de la actuación esperada.

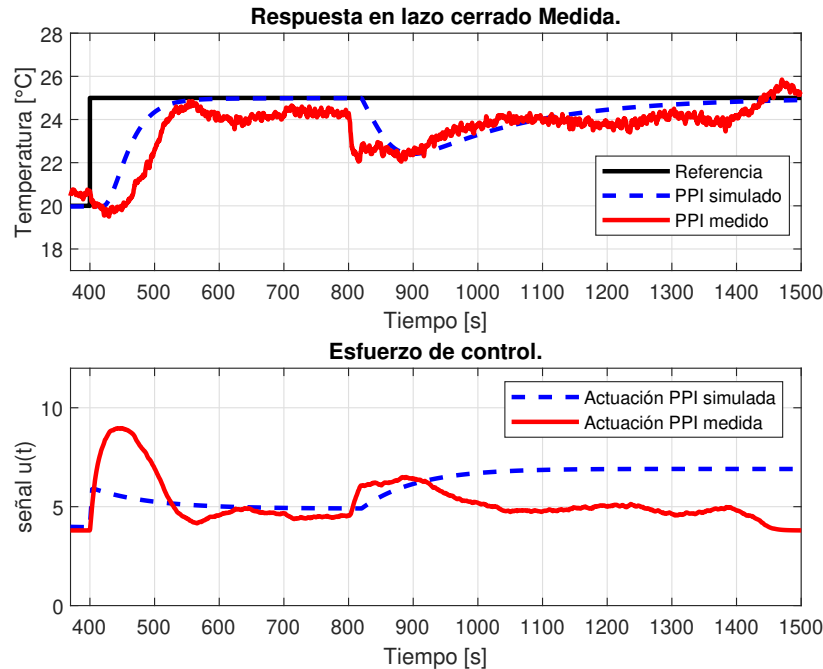


Figura 3.13: Comparación resultado PPI con simulación.

En la Figura 3.14 se presentan los resultados experimentales obtenidos para la configuración GPPIW. El controlador inicia con una respuesta más lenta de lo esperado; sin embargo, alrededor de los 600 segundos, el sistema compensa y alcanza la referencia, aunque se mantiene ligeramente por debajo de esta. Posteriormente, al responder ante la perturbación, el controlador sigue un comportamiento esperado, y la temperatura medida disminuye a pesar de los aumentos en los valores de la actuación. Esto se debe a la falta de acción integradora, lo que provoca que el sistema reduzca la temperatura en busca de un nuevo estado de equilibrio que incluye un error permanente. No obstante, se observa que el comportamiento del controlador es similar al obtenido en la simulación.

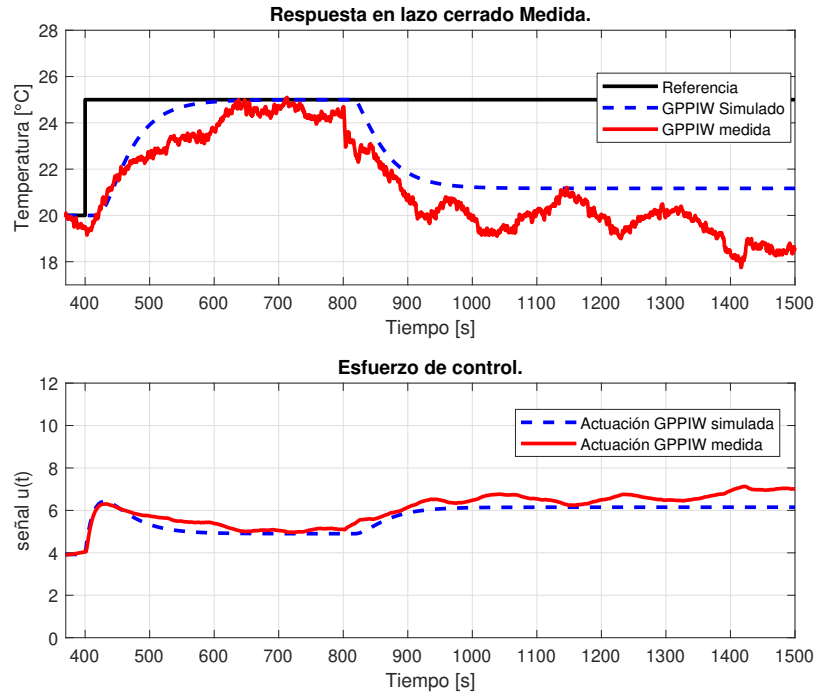


Figura 3.14: Comparación resultado GPPIW con simulación.

En la figura 3.15, se presentan los resultados obtenidos para el controlador GPPI. Según los datos observados, la temperatura medida alcanza la referencia cerca de los 600 segundos y logra compensar un leve aumento de temperatura, estabilizándose en el valor de referencia alrededor de los 700 segundos, manteniendo el comportamiento esperado. Aunque inicialmente sigue una tendencia de línea recta en comparación con la curva esperada, el sistema logra alcanzar y mantener la referencia durante aproximadamente 100 segundos, hasta que se produce una perturbación.

Al responder ante la perturbación, el controlador reacciona con un pequeño aumento en la actuación, lo que provoca un incremento de la temperatura por encima de la referencia. No obstante, el controlador consigue compensar este aumento de temperatura, y el sistema recupera un comportamiento estable alrededor de los 1200 segundos.

El desempeño observado del GPPI cumple con el comportamiento esperado, aunque los valores de actuación simulados difieren de los obtenidos durante el experimento.

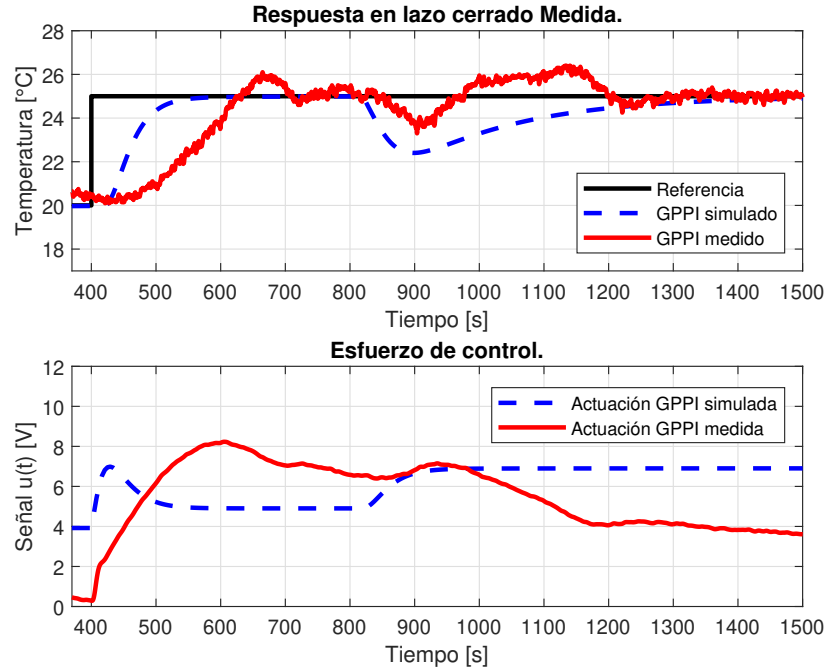


Figura 3.15: Comparación resultado GPPI con simulación.

Los resultados experimentales confirman que el controlador con mejor comportamiento es el GPPI en su ajuste nominal, destacándose tanto en simulación como en los experimentos observados. El ajuste GPPIW de este controlador también muestra un desempeño aceptable en términos de la curva esperada, aunque no logra alcanzar completamente el estado estacionario. Además, debido a la falta de acción integradora por su forma de sintonización, no logra compensar las perturbaciones de manera adecuada.

Por otro lado, los controladores PPI y el Predictor de Smith presentan el menor desempeño. El controlador PPI se mantiene por debajo de la actuación esperada, lo que impide alcanzar el estado estacionario. En cuanto al Predictor de Smith, no consigue seguir la referencia, manteniéndose por debajo de la temperatura de referencia; sin embargo, este comportamiento es coherente con las limitaciones de su estructura.

4 | Conclusiones

Esta memoria de título ha desarrollado y analizado un lazo de control para un sistema térmico experimental, comenzando con la identificación experimental de la planta. A través de técnicas de modelado basadas en resultados experimentales, se logró identificar un modelo matemático en función de transferencia que captura el comportamiento de la planta en lazo abierto, siendo este un sistema de primer orden con retardo de tiempo.

Posteriormente, se realizó un estudio teórico de tres estrategias de control apropiadas para sistemas de primer orden con retardo de tiempo. El uso de herramientas como Matlab & Simulink permite realizar un diseño de los parámetros de controladores, en particular se hizo uso de la técnica de Root Locus para sintonizar de manera adecuada en base a criterios establecidos los controladores PPI y Predictor de Smith. Para el ajuste del controlador GPPI tanto en su ajuste nominal, como en su ajuste ponderado la sintonización se realizó por medio de ecuaciones definidas previamente, pero manteniendo los criterios de diseño.

Los controladores se comparan a nivel de simulación usando métricas clásicas, como el tiempo de asentamiento, el tiempo de subida, el sobre paso y los márgenes de ganancia y fase, de esta forma se tiene un comportamiento esperado. Las simulaciones sugieren que el controlador que mejor desempeño tiene es el controlador GGPI en comparación con el PPI y el Predictor de Smith.

El controlador GPPI es el que tiene un menor tiempo de asentamiento y una respuesta más rápida, logrando a su vez una respuesta con un pequeño sobrepaso, pero que logra estabilizarse y aunque el controlador GPPI tiene una complejidad adicional para sintonizar sus parámetros, esta dificultad se compensa con resultados.

El experimento realizado valida el controlador GPPI como un controlador adecuado para el manejo de retardos de tiempo dominantes.

Trabajo Futuro: Se propone aplicar el controlador GPPI a un modelo de planta no lineal, incorporando una o más perturbaciones dentro del sistema, con el fin de evaluar su desempeño en condiciones que presentan más dificultad.

Bibliografía

- [1] K. Ogata, *Ingeniería de control moderna*, 5th ed. Madrid: Pearson Education, 2010.
- [2] Y. A. Çengel, *Transferencia de calor y masa fundamentos y aplicaciones*. McGraw Hill, 2011.
- [3] F. P. Incropera, *Fundamentos de transferencia de calor*. Prentice-Hall, 1999.
- [4] G. K. Mcmillan, *Advanced Temperature Measurement and Control*. International Society of Automation, 2010.
- [5] O. Briones, A. Rojas, and D. Sbarbaro, “Generalized predictive pi controller: Analysis and design for time delay systems,” in *2021 American Control Conference (ACC)*, 2021, pp. 2509–2514.
- [6] W. B. B., *Process Control: Modeling, Design, and Simulation*. Prentice Hall PTR, 2022.
- [7] D. E. Seborg, *Process dynamics and control*. John Wiley and Sons, Inc., 2011.
- [8] Q.-C. Zhong, *Robust Control of Time-delay Systems*. Springer, 2006.
- [9] O. C. y Jesús Martínez, *Procesos con Retardo de Tiempo Dominante*. Editorial Academica Espanola, 2017.
- [10] G. Fedele, “A new method to estimate a first-order plus time delay model from step response,” *Journal of the Franklin Institute*, vol. 346, no. 1, pp. 1–9, 2009.
- [11] M. E. Salgado Brocal, *Análisis de sistemas lineales*. Prentice Hall, 2005.
- [12] C. M. Aguirre, “Diseño e implementación de cuatro esquemas de control modificados basados en el predictor de smith en una tarjeta embebida, aplicados a dos modelos simulados que presentan retardo: Un tanque de mezclado y un reactor de agitación continua (cstr),” Quito, 2019, ingeniero en Electrónica y Control.
- [13] J. Berner, T. Hägglund, and K. J. Åström, “Improved relay autotuning using normalized time delay,” in *2016 American Control Conference (ACC)*, 2016, pp. 1869–1875.
- [14] O. Garpinger, T. Hägglund, and K. J. Åström, “Performance and robustness trade-offs in pid control,” *Journal of Process Control*, vol. 24, no. 5, pp. 568–577, 2014.
- [15] J. Normey-Rico, *Control of Dead-time Processes*, ser. Advanced Textbooks in Control and Signal Processing. Springer London, 2007.

- [16] A. Briones Jorquera, “Tuning generalized predictive pi controllers for process control applications.” Concepción, Chile, 2020, tesis para optar al grado de Magíster en Ciencias de la Ingeniería con mención en Ingeniería Eléctrica.
- [17] C. Betancor, J. Cerezo, and A. Vega, “Diseño de un sistema de control de temperatura,” 2006. [Online]. Available: <http://e-spacio.uned.es/fez/eserv/taee:congreso-2006-1116/S3F04.pdf>
- [18] F. Sanhueza, “Heat table sensing with optic fiber,” Laboratorio Lyapunov de Electrónica, Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaíso, Chile, Experimental Manual, 2023, disponible en: Laboratorio Lyapunov de Electrónica.
- [19] —, “Thecnical report: Tr-ll02,” Laboratorio Lyapunov de Electrónica, Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaíso, Chile, Reporte Técnico, 2023, disponible en: Laboratorio Lyapunov de Electrónica.
- [20] K. Åström and B. Wittenmark, *Computer-Controlled Systems: Theory and Design, Third Edition*. Dover Publications, 2011.
- [21] P. Airikka, “Robust predictive pi controller tuning,” *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 47, no. 3, pp. 9301–9306, 2014, 19th IFAC World Congress.