

Control Difuso Discreto en LabVIEW

Sophia Upegui Robledo
Ingeniería Mecatrónica
Escuela de Ingeniería
Universidad EIA
Envigado, Colombia
sophia.uegui@eia.edu.co

Resumen—Este informe presenta el diseño, implementación y análisis de controladores difusos proporcional-derivativo (PD) y proporcional-integral-derivativo (PID) discretos, desarrollados en LabVIEW para regular una planta con retardo modelada como un sistema de primer orden más tiempo muerto (POR). El proceso inicia con la obtención del modelo continuo de la planta, seguido de su discretización utilizando un tiempo de muestreo de 1.05 segundos, seleccionado mediante criterios de tau equivalente y tiempo de establecimiento para garantizar la captura precisa de la dinámica del sistema y evitar aliasing. Se diseñan controladores difusos PD y PID, empleando funciones de pertenencia triangulares y reglas de inferencia basadas en el error, su derivada y, para el PID, errores pasados. La implementación en LabVIEW permite comparar el desempeño en lazo abierto y cerrado, evaluando métricas como el sobrepaso (Mp), el tiempo de establecimiento (tss) y el error en estado estacionario (ess). Este trabajo destaca la eficacia de los controladores difusos para sistemas con retardos, ofreciendo estabilidad, rapidez y robustez en la respuesta, así como la versatilidad de LabVIEW como plataforma de implementación.

I. INTRODUCCIÓN

Los sistemas de control automático desempeñan un papel fundamental en aplicaciones industriales, tecnológicas y científicas, donde la precisión, la estabilidad y la capacidad de respuesta son esenciales para garantizar un desempeño óptimo. Los controladores proporcional-derivativo (PD) y proporcional-integral-derivativo (PID) son herramientas ampliamente utilizadas debido a su simplicidad, versatilidad y eficacia en una amplia gama de sistemas dinámicos. Sin embargo, en sistemas con retardos significativos, no linealidades o dinámicas complejas, los controladores tradicionales pueden presentar limitaciones, como oscilaciones, inestabilidad o respuestas subóptimas [9]. En este contexto, la lógica difusa emerge como una alternativa poderosa, ya que permite modelar incertidumbre y comportamientos no lineales mediante variables lingüísticas, funciones de pertenencia y reglas de inferencia, ofreciendo una solución robusta y adaptable para el control de sistemas desafiantes [5]. Este informe documenta el desarrollo de un taller práctico enfocado en el diseño, implementación y evaluación de controladores difusos PD y PID discretos, aplicados a una planta modelada como un sistema de primer orden con tiempo muerto (POR). El objetivo principal es analizar y comparar el desempeño de ambos controladores en un entorno discreto, considerando métricas clave como el sobrepaso, el tiempo de establecimiento y

el error en estado estacionario, con el fin de demostrar las ventajas de la lógica difusa en sistemas con retardos. El proceso abarca varias etapas: el modelado matemático de la planta, la discretización del modelo continuo, el diseño de funciones de pertenencia y reglas difusas, la implementación de los controladores en LabVIEW, y el análisis comparativo de los resultados en lazo abierto y cerrado. LabVIEW, como plataforma de desarrollo, facilita la simulación y visualización de los controladores, permitiendo una evaluación detallada de su comportamiento dinámico.

II. MODELADO DE LA PLANTA

II-A. Modelo POR

Para modelar la planta, se seleccionó un sistema de primer orden más tiempo muerto (POR) debido a su capacidad para representar con precisión la dinámica de procesos con retardos, comunes en sistemas industriales. La obtención del modelo continuo se realizó mediante la identificación de parámetros a partir de datos experimentales proporcionados. Se analizaron múltiples conjuntos de datos, y se optó por el comportamiento que reflejaba el promedio de las respuestas dinámicas de la planta, asegurando una representación robusta y generalizable de su comportamiento típico.

Para determinar los parámetros del modelo POR (ganancia, constante de tiempo y retardo), se emplearon distintos métodos de identificación, entre los cuales se destacó el método de Ziegler-Nichols [3]. Este método fue seleccionado porque, al comparar los modelos obtenidos con los datos experimentales, presentó el menor error cuadrático, indicando una mejor correspondencia entre la respuesta del modelo y el comportamiento real de la planta. El error cuadrático se calculó como la suma de los cuadrados de las diferencias entre los valores medidos y los predichos por el modelo, proporcionando una métrica objetiva de precisión. El modelo POR ajustado con Ziegler-Nichols capturó eficazmente la ganancia estática, la dinámica transitoria y el retardo característico de la planta, con una constante de tiempo representativa y un retardo.

$$G(s) = \frac{3e^{-1,7s}}{47,5s + 1} \quad (1)$$

La elección del comportamiento promedio de los datos y el uso de Ziegler-Nichols garantizaron un modelo confiable para la discretización y el diseño de los controladores difusos PD

y PID, permitiendo una evaluación precisa de su desempeño en lazo cerrado.

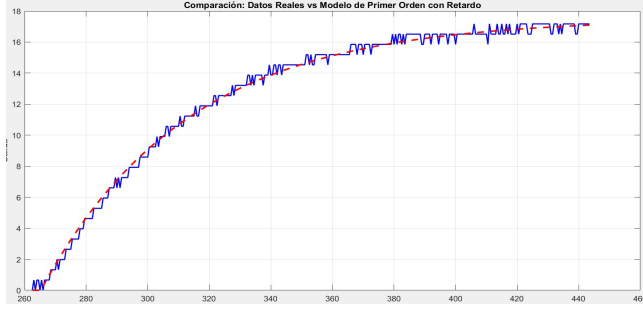


Figura 1: Comparación modelo vs data

II-B. Discretización

Se emplean dos criterios para la selección del tiempo de muestreo del modelo, con el objetivo de comparar los resultados obtenidos y determinar el más adecuado para la aplicación.

Por criterio de tau equivalente:

$$Ts = \frac{\tau_{equivalente}}{10} = 4,8550 \quad (2)$$

Por criterio de tiempo de establecimiento:

$$0,05 * ts < Ts < 0,15 * ts \rightarrow 2,0950 < Ts < 6,2851 \quad (3)$$

Se define que se ha de usar el mínimo valor de Ts encontrado para garantizar que el modelo discreto logre capturar de forma precisa la dinámica del sistema y los cambios que este experimenta a través del tiempo. En este caso, este valor corresponde a $Ts = 2.0950$. Sin embargo, se puede observar que este valor es aproximadamente equivalente al retardo del sistema ($\theta = 2.1$). Se destaca que en sistemas con retardos, Ts debe ser significativamente menor que el tiempo del retardo, asegurando que el controlador pueda percibir el efecto del retardo y compensar adecuadamente. Para esto, se recomienda que el valor del tiempo de muestreo no exceda la mitad del valor del tiempo muerto [8]. Se declara que esta practica evita aliasing y la pérdida de información [1]. Debido a esto, se establece un tiempo de muestreo de 1.05. Aplicando el método ZOH y este tiempo de muestreo, se obtiene:

$$G(z) = \frac{0,06559z^{-2}}{z - 0,9781} = \frac{0,06559}{z^3 - 0,9781z^2} \quad (4)$$

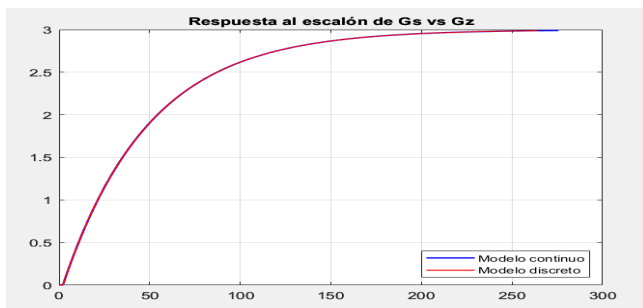


Figura 2: Verificación de discretización

III. IMPLEMENTACIÓN

De (4) se deriva la ecuación en diferencias:

$$y(k) = 0,06559 * u(k - 3) + 0,9781 * y(k - 1) \quad (5)$$

Esta ecuación se implementa en LabVIEW mediante bloques funcionales para comparar el comportamiento de los controladores y contra la función en lazo abierto. Para esto, se establecen variables lingüísticas con funciones de pertenencia triangulares, definiendo cinco conjuntos por cada variable.

Se eligen triángulos para modelar la función de pertenencia puesto a que estos proporcionan una transición suave, pero no muy gradual, lo cual es útil para capturar cambios rápidos en la dinámica del sistema. Esto es particularmente beneficioso debido a que el modelo trabaja con retardos y tiempos de muestreo cortos. Asimismo, las funciones triangulares capturan bien las incertidumbres en las transiciones entre estados, especialmente relevante cuando se usa ZOH para discretizar. Adicionalmente, al implicar una menor carga computacional, compensa un poco la carga del corto tiempo de muestro y permite una evaluación más rápida del sistema.

IV. CONTROLADOR PD

Dado que el diseño del controlador difuso se inspira en la lógica de un controlador PD, es fundamental establecer una correspondencia entre sus variables clave. En un controlador PD, la acción de control se basa en dos elementos: el error presente del sistema, asociado a la acción proporcional, y la velocidad de cambio de dicho error, representada por la acción derivativa. En consecuencia, estas dos magnitudes — el error y la derivada de la salida — se definen como las entradas del controlador fuzzy. Por otro lado, como estas entradas determinan directamente el comportamiento del elemento final de control, que en este caso es una válvula de presión, la salida del controlador se establece como el porcentaje de apertura de dicha válvula. Así, el controlador minimiza el error del sistema regulando la presión en función del estado actual y de la evolución dinámica del proceso.

A partir de estas consideraciones, se procede a establecer los rangos operativos para cada variable del sistema. En lo concerniente al error de control, se considera que el sistema será excitado mediante un escalón de magnitud 10 (set-point), por lo cual se establece un rango de error que abarca aproximadamente el doble de la magnitud del escalón aplicado. Esto garantiza que el sistema pueda manejar adecuadamente las desviaciones esperadas.

En contraste, para la derivada del error se estipula un rango de valores significativamente más reducido, fundamentado en que el comportamiento dinámico del sistema presenta variaciones moderadas, con transiciones suaves y no abruptas. Teniendo en cuenta que el período de muestreo implementado es de 1.05 segundos, se infiere que durante dicho intervalo las fluctuaciones serán de magnitud limitada. Además, un valor excesivamente alto en esta variable podría inducir oscilaciones no deseadas en la respuesta del sistema. Finalmente, la apertura de la válvula, como variable de salida, se define dentro de un

rango porcentual normalizado de 0 a 100 %, representando los estados de cierre completo y apertura total, respectivamente.

Cuadro I: Universo del discurso del controlador PD

VARIABLE DE ENTRADA	
Conjunto: error de control	Función de membresía
MN	Triangular: [-15 -13 -10]
N	Triangular: [-12 -8 -3]
Z	Triangular: [-5 0 5]
P	Triangular: [3 8 12]
MP	Triangular: [10 15 20]
Conjunto: derivada de la salida	Función de membresía
MN	Triangular: [-3 -2.5 -1.8]
N	Triangular: [-2 -1 -0.5]
Z	Triangular: [-1 0 1]
P	Triangular: [0.5 1 2]
MP	Triangular: [1.8 2.5 3]
VARIABLE DE SALIDA	
Conjunto: apertura de la válvula	Función de membresía
MB	Triangular: [0 1 3]
B	Triangular: [2 2.5 3.2]
M	Triangular: [3.1 3.5 4.1]
A	Triangular: [3.6 4.2 6.2]
MA	Triangular: [4.4 4.7 100]

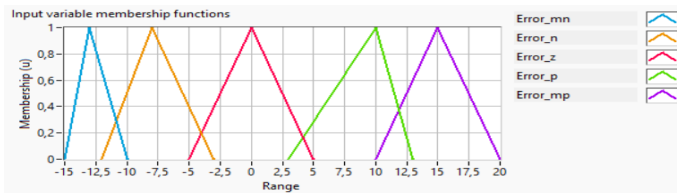


Figura 3: Función de membresía del error de control

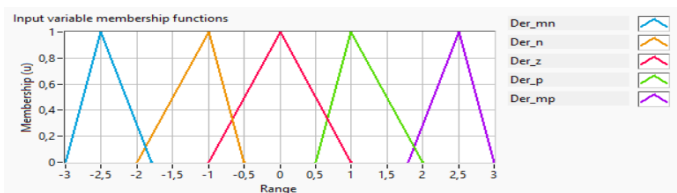


Figura 4: Función de membresía de la derivada de la salida

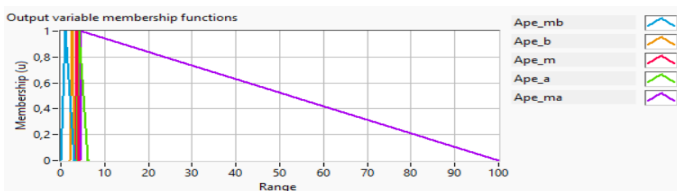


Figura 5: Función de membresía de la apertura de la válvula

Mientras que las entradas demuestran una distribución aproximadamente uniforme, se la Figura 5 ilustra una fuerte tendencia de los valores de apertura de la válvula hacia la

izquierda, representando menores valores de apertura. Esto se debe a que el sistema presenta una alta ganancia en lazo abierto, por lo cual esto se compensa limitando fuertemente la salida del sistema. El sistema demuestra tener una alta sensibilidad a la apertura, por lo cual se limita la mayor parte del rango de operación a magnitudes menores, teniendo en cuenta evitar los puntos muertos del controlador.

Con base a estos, se determinan las reglas de inferencia o control. En la tabla a continuación, se pueden observar las 25 reglas creadas. Estas evidencian el conjunto de la apertura de la válvula que se activa en cada caso de posibles combinaciones del error y el cambio de la salida.

Cuadro II: Reglas del controlador PD difuso de la válvula de presión

Error \ Delta	MN	N	Z	P	MP
MN	MB	MB	MB	MB	MB
N	B	B	B	B	MB
Z	M	M	M	M	M
P	MA	A	A	A	A
MP	MA	MA	MA	MA	MA

Se puede observar que se le otorga prioridad al error por sobre la derivada de la salida en la respuesta esperada del sistema.

Tomando como referencia lo anterior, se desarrolla el controlador en LabVIEW.

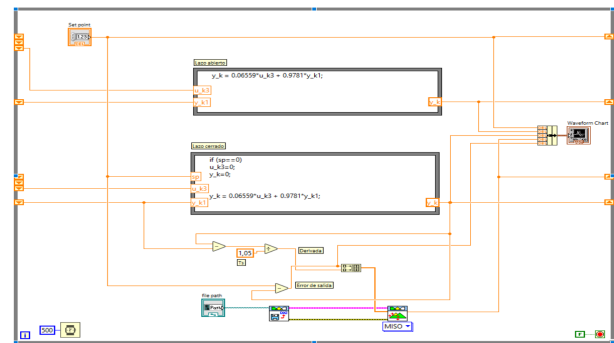


Figura 6: Implementación del controlador PD en LabVIEW

IV-A. Análisis de resultados

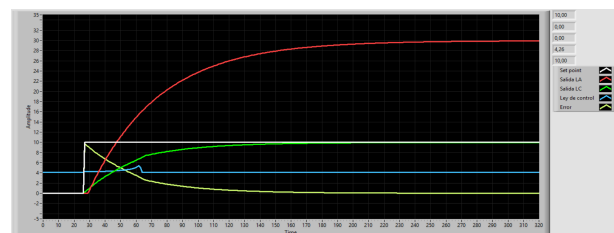


Figura 7: Respuesta del sistema con controlador PD

Cuadro III: Desempeño del controlador aplicado

Sistema	Mp [%]	tss [s]	ess [%]
Lazo abierto	0	200	199
Lazo cerrado	0	100	0.22

El sistema de control muestra un comportamiento optimizado, donde la ley de control disminuye gradualmente hacia el estado estacionario sin presentar sobresaltos que pudieran comprometer la válvula. Esta acción de control demuestra eficiencia al aplicar mayor esfuerzo durante el transitorio y reducirlo progresivamente, con una respuesta rápida y un pequeño pico cerca de $t \approx 60$, probablemente debido a la acción derivativa. En la respuesta transitoria, la salida en lazo abierto (LA) presenta un comportamiento lento, con un sobrepaso excesivo (≈ 30) y un error elevado, estabilizándose muy por encima del set point (≈ 10), lo que evidencia una alta ganancia inherente y un desempeño ineficiente. Por el contrario, la salida en lazo cerrado, bajo la acción de un controlador PD, demuestra una notable mejora: sigue la referencia con precisión, alcanza el estado estable sin oscilaciones. El error inicial, aunque alto tras el cambio de set point, disminuye rápidamente, al igual que la acción de control (inicialmente ≈ 10), hasta aproximarse a cero. El carácter sobreamortiguado de ambas respuestas indica que el sistema está configurado priorizando la estabilidad sobre la velocidad, lo que se traduce en un seguimiento ágil y robusto de la referencia.

V. CONTROLADOR PID

Para el controlador PID se ha de introducir la acción integral al sistema, la cual se encargará de eliminar el error en estado estacionario acumulando errores pasados. Para esta implementación, se emplea la ecuación de la aproximación discreta del modo PID [2]:

$$u(k) = u(k-1) + q_0 e(k) + q_1 e(k-1) + q_2 e(k-2) \quad (6)$$

A continuación, se construye el diagrama de bloques en LabVIEW, usando un controlador fuzzy diferente para cada variable (q_0 , q_1 y q_2).

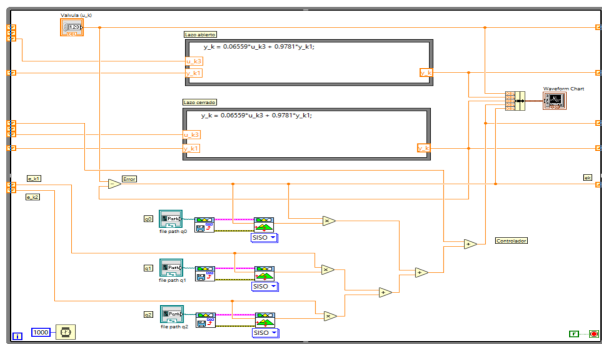


Figura 8: Implementación del controlador PID en LabVIEW

Teniendo esto, se procede a definir el universo del discurso. En este caso, se han de determinar los rangos de q_0 , q_1 y

q_2 , los cuales son responsables de la intensidad de la respuesta inmediata al error actual (acción proporcional), la compensación basada en errores acumulados (acción integral), y la anticipación a cambios futuros mediante el análisis de la tendencia del error (acción derivativa).

Para esto, inicialmente se compara con controladores de Ziegler-Nichols. Por medio de curva de reacción, se obtiene: $q_0 = 28,273810$, $q_1 = -33,928571$ y $q_2 = 10,178571$. Por ganancia límite se tiene que: $q_0 = 15,262617$, $q_1 = -20,531052$ y $q_2 = 7,108701$. Sin embargo, el término constante del modelo discreto (0.06559) indica que la planta tiene una ganancia baja, además de tener un polo cerca de 1 (0.9781). Al emplear valores para q_0 , q_1 y q_2 de las magnitudes encontradas por Ziegler-Nichols, se amplifica excesivamente el error, lo cual produce fuertes oscilaciones o divergencia en el sistema, llevando a la inestabilidad.

Se debe considerar que q_0 ha de comprender un rango de valores positivos, q_1 valores negativos de magnitud ligeramente menor que q_0 , mientras que q_2 opera en valores de muy bajas magnitudes. Cabe recalcar que al q_1 y q_2 actuar sobre errores pasados ($e(k-1)$ y $e(k-2)$, respectivamente), la magnitud de q_1 no debe ser muy grande, puesto a que este corregiría de manera brusca los errores pasados, generando oscilaciones. Por su parte, q_2 debe ser pequeño para no "sobreactuar" ante errores ya corregidos y dominar la dinámica del sistema. En vez, q_2 debe permanecer dentro de valores de baja escala para suavizar el comportamiento de la señal de salida. Con base a esto, se sintonizan los valores de q_0 , q_1 y q_2 para obtener:

Cuadro IV: Universo del discurso: controlador q_0

Variable de entrada: $e(k)$	
Conjunto	Función de membresía: triangular
MN	[-15 -13 -10]
N	[-12 -8 -3]
Z	[-5 0 5]
P	[3 8 12]
MP	[10 15 20]
Variable de salida: q_0	
Conjunto	Función de membresía: triangular
MB	[0 0.3 0.5]
B	[0.3 0.5 0.7]
M	[0.6 0.8 1]
A	[0.9 1.1 1.2]
MA	[1 1.2 1.3]

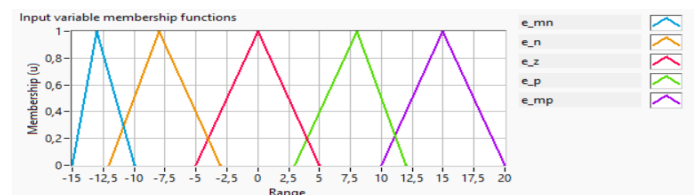


Figura 9: Función de membresía del error de control

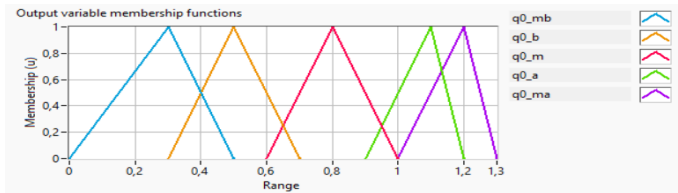


Figura 10: Función de membresía de q_0

Cabe recalcar que $e(k-1)$ y $e(k-2)$ son instantes pasados de $e(k)$, por lo cual estas tres variables han de trabajar dentro del mismo rango. Debido a esto, se les otorga las mismas funciones de membresía.

Cuadro V: Universo del discurso: controlador q_1

Variable de entrada: $e(k-1)$	
Conjunto	Función de membresía: triangular
MN	[-15 -13 -10]
N	[-12 -8 -3]
Z	[-5 0 5]
P	[3 8 12]
MP	[10 15 20]
Variable de salida: q_1	
Conjunto	Función de membresía: triangular
MB	[-0.5 -0.3 0]
B	[-0.7 -0.5 -0.4]
M	[-1 -0.8 -0.6]
A	[-1.3 -1.1 -0.9]
MA	[-1.5 -1.3 -1.2]

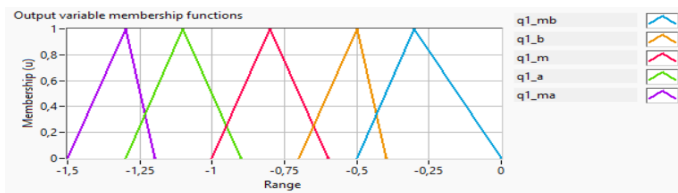


Figura 11: Función de membresía de q_1

Cuadro VI: Universo del discurso: controlador q_2

Variable de entrada: $e(k-2)$	
Conjunto	Función de membresía: triangular
MN	[-15 -13 -10]
N	[-12 -8 -3]
Z	[-5 0 5]
P	[3 8 12]
MP	[10 15 20]
Variable de salida: q_2	
Conjunto	Función de membresía: triangular
MB	[0 0.01 0.03]
B	[0.02 0.03 0.04]
M	[0.03 0.04 0.06]
A	[0.05 0.06 0.08]
MA	[0.07 0.09 0.1]

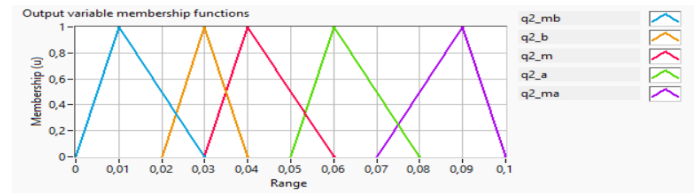


Figura 12: Función de membresía de q_2

Se puede observar que en su mayoría, todas las funciones de permanencia tienen una distribución relativamente uniforme, a excepción de q_0 , que muestra una ligera tendencia a la derecha, y q_2 , inclinación a la izquierda. Estas inclinaciones permiten una transición más suave entre los conjuntos difusos cuando el sistema se aproxima a un cambio de región. En el caso de q_0 , esta configuración asimétrica introduce un sesgo controlado que anticipa levemente el comportamiento futuro de la planta, evitando reacciones fuertes que generan oscilaciones en la respuesta del sistema. Para q_2 la inclinación mejora la sensibilidad en zonas críticas del control fino, promoviendo una salida continua y estable sin saturar el actuador.

Cuadro VII: Reglas del controlador PID

Error	q_0	q_1	q_2
MN	MB	MB	MB
N	B	B	B
Z	M	M	M
P	A	A	A
MP	MA	MA	MA

Estas reglas evidencian una linealidad entre el error de control y la salida esperada de los atributos del controlador PID.

V-A. Análisis de resultados

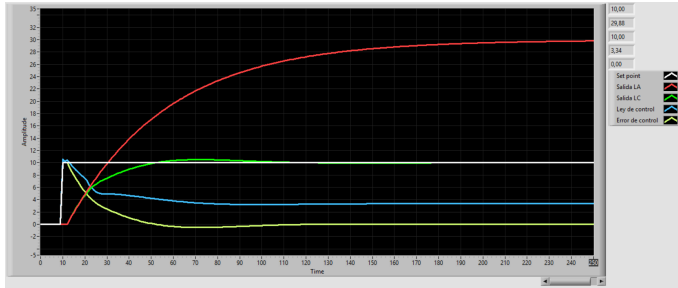


Figura 13: Respuesta del sistema con controlador PD

Cuadro VIII: Desempeño del controlador aplicado

Sistema	Mp [%]	tss [s]	ess [%]
Lazo abierto	0	200	199
Lazo cerrado	4.7	120	0

La salida en LC (representada por la línea verde) inicia su respuesta de forma simultánea con la señal LA, exhibiendo un comportamiento característico de un sistema subamortiguado, evidenciado por un ligero sobreimpulso que alcanza un valor máximo de 10.47 unidades antes de estabilizarse. Es notable que esta señal no presenta error en estado estacionario, logrando establecerse precisamente en el valor de referencia de 10 unidades. Por su parte, la ley de control (visualizada mediante la línea azul) experimenta un incremento súbito hasta aproximadamente 10 unidades en el instante inicial, tras lo cual disminuye progresivamente hasta alcanzar un valor estable de aproximadamente 3.5 unidades, comportamiento que sugiere una adaptación dinámica al sistema controlado. Esta señal de control no exhibe oscilaciones significativas, lo que corrobora la implementación de un esquema de control adecuadamente amortiguado. En cuanto al error de control (representado por la línea amarilla), este inicia con un valor máximo positivo coincidente con el cambio de referencia, para posteriormente decrecer de manera gradual hasta estabilizarse en cero, indicando así que se logra alcanzar con precisión su valor de referencia. El comportamiento global de la ley de control refleja una implementación eficiente y estable, caracterizada por un esfuerzo inicial apropiado que se reduce gradualmente conforme el sistema se aproxima al régimen permanente.

VI. CONCLUSIONES

Podemos concluir acerca de los resultados obtenidos que:

1. El modelado de la planta como un sistema de primer orden con tiempo muerto (POR) y su discretización con un tiempo de muestreo de 1.05 segundos, basado en criterios de tau equivalente y tiempo de establecimiento, capturaron con precisión la dinámica del sistema, compensando el retardo y evitando aliasing.
2. El controlador difuso PD mostró una respuesta sobre-amortiguada, alcanzando un tiempo de establecimiento de 100 segundos con un error estacionario de 0.22 %, lo que lo hace adecuado para aplicaciones que priorizan estabilidad sobre rapidez.
3. El controlador difuso PID eliminó el error estacionario (0 %) gracias a la acción integral, aunque presentó un sobrepaso de 4.7 % y un tiempo de establecimiento de 120 segundos, indicando un comportamiento subamortiguado.
4. La implementación en LabVIEW permitió visualizar y comparar el desempeño en lazo abierto (error estacionario de 199 %) y cerrado, confirmando que ambos controladores mejoraron significativamente la respuesta del sistema.
5. Las funciones de pertenencia triangulares y las reglas de inferencia simplificadas proporcionaron un diseño eficiente, con baja carga computacional y capacidad para manejar incertezas en sistemas con retardos.
6. Los controladores difusos demostraron ser robustos y efectivos para sistemas con retardos, superando al lazo abierto y ofreciendo un balance entre estabilidad y precisión, con aplicaciones prometedoras en ingeniería de control.

REFERENCIAS

- [1] Åström, K. J., & Wittenmark, B. (1997). *Computer-controlled systems: Theory and design (3rd ed.)*. Prentice Hall.
- [2] Castaño Giraldo, S. A. (2021). Controladores PID Discreto. Control Automático Educación. <https://controlautomaticoeducacion.com/control-realimentado/controladores-pid-discreto/>
- [3] Elsevier. (s.f.). *Ziegler–Nichols method*. ScienceDirect Topics. <https://www.sciencedirect.com/topics/computer-science/ziegler-nichols-method>
- [4] Franklin, G. F., Powell, J. D., & Workman, M. L. (1998). *Digital control of dynamic systems (3rd ed.)*. Addison-Wesley.
- [5] Gómez, J. C. (2008). Fuzzy control. EdUTecNe. <https://www.frba.utn.edu.ar/wp-content/uploads/2021/02/Fuzzy-Control.pdf>
- [6] Hägglund, T. (2012). Advanced PID control. ISA.
- [7] Isermann, R. (1989). *Digital control systems: Volume 1. Fundamentals, deterministic control (2nd ed.)*. Springer-Verlag.
- [8] Ogata, K. (1995). *Discrete-time control systems (2nd ed.)*. Pearson.
- [9] Woolf, P. (2022). 9.06: Desventajas y soluciones de PID. En *Dinámica y controles de procesos químicos*. LibreTexts. [https://espanol.libretexts.org/Ingenieria/Ingenieria_Industrial_y_de_Sistemas/Libro%3A_Dinamica_y_Control_de_Procesos_Quimicos_\(Woolf\)/09%3A_Control_proporcional-integral-derivado_\(PID\)/9.06%3A_Desventajas_y_soluciones_de_PID](https://espanol.libretexts.org/Ingenieria/Ingenieria_Industrial_y_de_Sistemas/Libro%3A_Dinamica_y_Control_de_Procesos_Quimicos_(Woolf)/09%3A_Control_proporcional-integral-derivado_(PID)/9.06%3A_Desventajas_y_soluciones_de_PID)