

coya

Guillermo
de Ockham
Ciencias
exactas y aplicadas

Diseño de compensadores para una planta que presenta ciclo de histéresis, tiempo de retardo y altas variaciones en sus parámetros

Compensator Design for a Plant that Presents Hysteresis Cycle, and High Delay Variations in Their Parameters

Carlos Héctor Cruz Vergara
Rubén Darío Nieto Londoño
Jesús Alfonso López Sotelo

Resumen

En el presente artículo se presenta el diseño de tres estrategias de control y se incluye un análisis comparativo de sus desempeños en la compensación de una planta que presenta ciclo de histéresis, tiempo de retardo y altas variaciones en sus parámetros. La planta realiza un proceso por lotes, en el cual la salida debe seguir una tra-

yectoria trapezoidal con un error máximo del 5%. La planta se modela con un diagrama de bloques a partir de su curva de reacción. Las estrategias fueron: control clásico (controlador PID), control difuso (controlador PD difuso con salida incremental) y control robusto (PID autosintonizado con módulo difuso). Para observar el efecto de histéresis que presenta la planta sobre la respuesta del sistema se aplica una señal de prueba con un

• Fecha de recepción del artículo: 09-10-2011 • Fecha de aceptación: 22-03-2012

CARLOS HÉCTOR CRUZ VERGARA. Ingeniero Electricista, M Sc. en Automática (2011) de la Universidad del Valle. Se ha desempeñado como docente cátedra en las universidades: Autónoma de Occidente, Universidad Libre seccional Cali y en la Escuela de Ingeniería Eléctrica y Electrónica Universidad del Valle. Profesor Universidad de San Buenaventura, seccional Cali. Correo electrónico: chcruz@usbcali.edu.co. **RUBÉN DARÍO NIETO LONDOÑO.** Ingeniero Electricista. Maestría en Automática en la Universidad del Valle en Cali, Colombia. Doctor en Ingeniería con énfasis en Ingeniería Electrónica en la misma Universidad. Miembro del Grupo de Arquitecturas Digitales y Microelectrónica. Profesor Universidad del Valle. Correo electrónico: ruben.nieto@correounivalle.edu.co. **JESÚS ALFONSO LÓPEZ SOTELO.** Ingeniero Electricista (1996), M Sc. en Automática (1998) y Doctor en Ingeniería (2007) de la Universidad del Valle. Director Programa de Ingeniería Mecatrónica de la universidad Autónoma de Occidente. Está vinculado al grupo de Percepción y Sistemas Inteligentes de la Escuela de Ingeniería Eléctrica y Electrónica en la Universidad del Valle. Docente cátedra Pontificia Universidad Javeriana. Profesor Auxiliar Escuela de Ingeniería Eléctrica y Electrónica Universidad del Valle. Profesor, Universidad Autónoma de Occidente. Cali. Correo electrónico: jalopez@uao.edu.co.

El artículo es resultado del "Estudio comparativo del desempeño de compensadores en plantas que presentan ciclo de histéresis, tiempo de retardo, dinámicas no modeladas y altas variaciones en sus parámetros". Proyecto de investigación para optar al título de magíster en Ingeniería con Énfasis en Automática en la Universidad del Valle.

escalón de subida y un escalón de caída. Para comparar las respuestas del sistema controlado con los compensadores estudiados se utilizan índices de desempeño, índices de robustez y el criterio IAE. El estudio comparativo realizado en este trabajo se desarrolla a través de simulaciones, en las cuales se puede apreciar el desempeño de cada estrategia de control con una entrada escalón y una entrada trapezoidal.

Palabras clave: retardo de transporte, ciclo de histéresis, modelado, compensador IMC, compensador PD difuso, compensador robusto.

Abstract

In this paper, we present the design of three control strategies and include a comparative analysis of their performance in the compensation of a plant that bears hysteresis loop, delay time and high variations in its parameters. The plant makes a batch process in which the output must follow a trapezoidal trajectory with a maximum error of 5%. In the article, the plant is modeled with a block diagram from its reaction curve. To control the plant, classical control strategies (PID), fuzzy logic (fuzzy PD controller with incremental output) and robust control (self-tuning PID with fuzzy module), were designed. In order to observe the effect of the hysteresis that the plant is making on the response of the system, we applied a test signal with a rise step and a drop step. We compared the responses of the controlled system with the analyzed compensators by using performance rates, rates of robustness and IAE criteria. The comparative study in this work is developed through simulations, in which you can see the performance of each control strategy with a step input and a trapezoidal input.

Keywords: transport delay, hysteresis cycle, modeling, IMC compensator, compensator PD fuzzy robust compensator.

Introducción

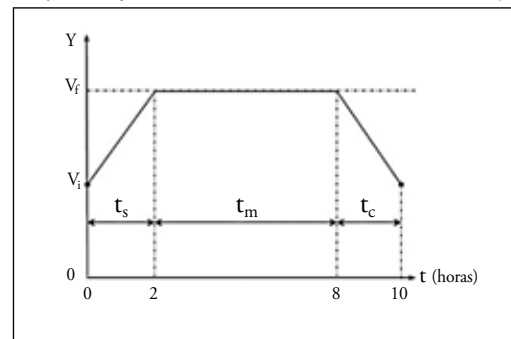
Este artículo es uno de los productos del proyecto de investigación titulado *Estudio comparativo del desempeño de compensadores en plantas que presentan ciclo de histéresis, tiempo de retardo, dinámicas no modeladas y altas variaciones en sus parámetros*, como requisito parcial para optar al

título de Magister en Ingeniería, con Énfasis en Automática de la Universidad del Valle.

Este proyecto de investigación nació de un problema observado en una empresa de la industria metalmeccánica de la región, el cual es muy común en la industria colombiana. Se trata de una planta controlada manualmente. En la planta se realiza un proceso por lotes cuya salida ($y(t)$) debe seguir la trayectoria trapezoidal mostrada en la Figura 1, con un error máximo del 5%. En la Figura 1 se muestra el ciclo de trabajo típico, en el cual el tiempo de subida (t_s), el tiempo de mantenimiento (t_m), el tiempo de caída (t_c), el valor inicial (V_i) y el valor final (V_f) pueden variar en cada ciclo, y se identifican como parámetros de entrada para el sistema de control. En ella se observa también que los valores inferiores a V_i no son relevantes para el proceso, y que la variable controlada debe variar entre V_i y V_f para describir esta trayectoria trapezoidal.

Figura 1

Trajectory típica de la variable controlada en un ciclo de trabajo



Para obtener la calidad óptima en este tipo de procesos se tiene una restricción de control que considera un error máximo de seguimiento del 5% de la magnitud.

La planta tiene las siguientes características:

- Presenta ciclo de histéresis y dinámicas estocásticas.
- Los parámetros de la planta cambian en cada ciclo de trabajo.
- El sistema presenta retardo de transporte que también cambia en cada ciclo de trabajo.

El proceso descrito anteriormente plantea unos retos de control que son difíciles de satisfacer con una estrategia de control clásico basada en un com-

pensador PID, ya que este controlador debería ser reajustado en cada ciclo de trabajo de acuerdo con los parámetros de la planta, lo que resultaría poco práctico. El objetivo de esta investigación es diseñar una ley de control cuyo desempeño no dependa del modelo de la planta, y que garantice el seguimiento de la señal trapezoidal de referencia cumpla con las restricciones de control.

Objetivos

Para contribuir al control de la planta se propone lo siguiente:

- Crear un diagrama de bloques para modelar la planta.
- Diseñar un compensador con cada estrategia de control seleccionada entre las utilizadas en la compensación de plantas con características análogas a la planta de interés, que garantice las restricciones de control en cada caso, en concordancia con la revisión previa del estado del arte.
- Estudiar, mediante simulaciones, el desempeño dinámico de la planta compensada con cada estrategia de control diseñada.
- Definir criterios de error, índices de desempeño y robustez para seleccionar la estrategia de control de mejor desempeño dinámico.

Modelado de la planta

La Figura 2 muestra la curva de reacción de la planta para una entrada $(x(t))$ que presenta un escalón de subida y un escalón de caída. Del análisis de las señales de entrada y salida $(y(t))$ se deduce que el sistema presenta un comportamiento sobreamortiguado con tiempo de retardo (T_d) en la subida y caída de la referencia. También se observa que la planta presenta una no linealidad conocida como *histéresis*, dado que el tiempo de subida es menor que el tiempo de caída.

La Figura 3 ilustra un diagrama de bloques que permite describir la dinámica de la planta con un modelo de primer orden, donde K es la ganancia estática de la planta, T_d es el tiempo de retardo y $f(u)$ es una función que modela la histéresis de la planta.

Figura 2
Curva de reacción de la planta

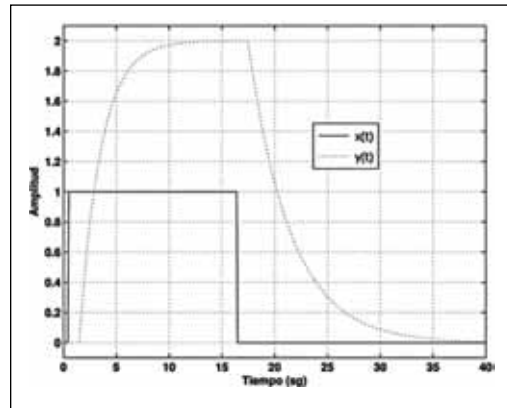
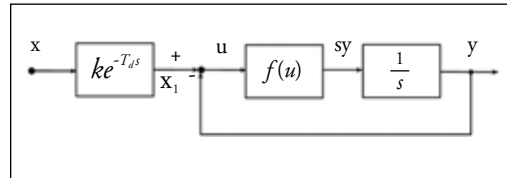


Figura 3
Diagrama de bloques de la planta



La función $f(u)$ se muestra en la Ecuación 1, donde τ_s es la constante de tiempo de subida, τ_c es la constante de tiempo de caída y $sig(u)$ es la función signo.

$$f(u) = \frac{u}{\tau_c - (\tau_c - \tau_s) sig(u)} \tag{1}$$

La función $sig(u)$ se muestra en la Ecuación 2

$$sig(u) = \begin{cases} 0 & \text{"sí" } u \geq 0 \\ 1 & \text{"sí" } u < 0 \end{cases} \tag{2}$$

El diagrama de bloques de la Figura 3 es un modelo de primer orden que depende de cuatro parámetros que permiten ajustar las cuatro características de la planta que cambian con las condiciones de trabajo de la planta. Se puede plantear una breve comprobación matemática del modelo en los siguientes términos:

a. Para caída: $X_1 < Y$, esto implica que $sig(u) = 0$ y por lo tanto:

$$f(u) = \frac{u}{\tau_c} \tag{3}$$

Reemplazando la función $f(u)$ de la Ecuación 3 en el diagrama de bloques de la Figura 3 y cal-

culando la función de transferencia equivalente, se obtiene la Ecuación 4 para el régimen de caída.

$$G_c(s) = \frac{Ke^{-T_d s}}{\tau_c s + 1} \quad (4)$$

b. Para subida: $X_1 > Y$, esto implica que $sig(u) = 1$ y por lo tanto:

$$f(u) = \frac{u}{\tau_s} \quad (5)$$

Reemplazando la función $f(u)$ de la Ecuación 5 en el diagrama de bloques de la Figura 3 y calculando la función de transferencia equivalente, se obtiene la Ecuación 6 para el régimen de subida.

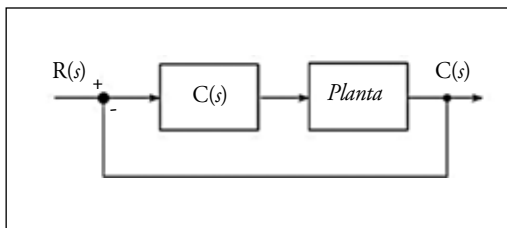
$$G_s(s) = \frac{Ke^{-T_d s}}{\tau_s s + 1} \quad (6)$$

Con el análisis matemático anterior se muestra que el modelo de la Figura 3 presenta la dinámica de la Ecuación 4 para el régimen de caída de la referencia, y la dinámica de la Ecuación 6 para el régimen de subida de la referencia. Esto modela el fenómeno de histéresis observado en la curva de reacción de la Figura 2.

Diseño de controladores

La estructura de control que se utilizará para diseñar y simular las estrategias de control en estudio es la bucla típica de realimentación con el compensador en serie que se observa en la Figura 4, donde **Planta** representa el diagrama de la Figura 3 y **C(s)** será cada controlador.

Figura 4
Estructura de control serial



Los parámetros de la planta que se utilizarán en el diseño y simulación de los controladores en estudio son: $K = 2$, $T_d = 1$ sg, $\tau_s = 2$ sg, $\tau_c = 4$ sg.

Controlador PID clásico (CPID)

La función de transferencia del CPID diseñado se observa en la Ecuación 7, la cual se muestra en su forma paralela ideal, donde $P = 0.7$, $I = 0.27$, $D = 0.04$ y $N = 10$.

$$CPID(s) = 0.7 + \frac{0.27}{s} + 0.04 \frac{10s}{s + 10} \quad (7)$$

Para diseñar este controlador se linealizó la planta. Por la histéresis que presenta la planta, la linealización en un punto de operación depende de los regímenes de subida y caída de la señal de referencia donde el fenómeno de histéresis muestra su efecto. Para considerar la histéresis de la planta en el diseño del controlador CPID se propone un procedimiento heurístico que se describe a continuación:

1. Linealizar la planta en el régimen de subida y en el régimen de caída de la referencia, utilizando en cada caso el método seguido para encontrar las funciones de transferencia de las ecuaciones 4 y 6.
2. Diseñar un controlador PID para cada caso ($C_s(s)$ y $C_c(s)$), comprobando sus desempeños sobre el modelo de la planta sin linealizar. Estos controladores se diseñan utilizando métodos clásicos, como la asignación de polos y ceros, y el lugar geométrico de las raíces presentados en [3, 4].
3. Diseñar el controlador CPID(s) presumiendo que sus parámetros están en el rango de $C_s(s)$ y $C_c(s)$. Para estimar los parámetros de CPID(s) se utiliza el método de ensayo y error hasta encontrar el mejor desempeño.

La Figura 5 ilustra la respuesta al escalón de la planta sin linealizar compensada con los controladores $C_s(s)$, $C_c(s)$ y CPID(s).

Controlador PD difuso (CPDD)

Un diagrama de bloques de SIMULINK® del CPDD implementado se muestra en la Figura 6, y hace parte de la estructura de control serial.

El error (e) y la derivada del error (de) son las variables de entrada al módulo de inferencia difuso. k_1 , k_2 y k_3 representan las constantes de ajuste del

Figura 5
 Respuesta de la planta sin linealizar controlada con $C_s(s)$, $C_c(s)$ y CPID(s)

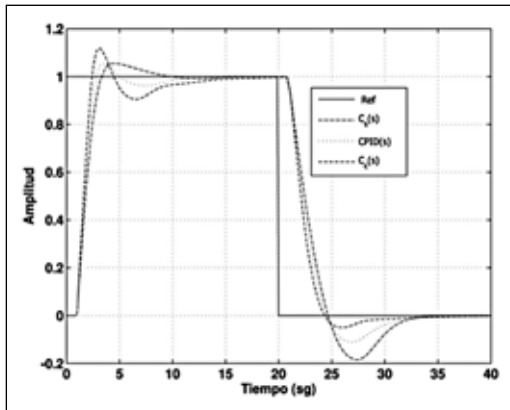
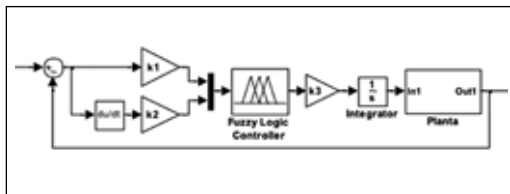


Figura 6
 Diagrama de bloques del controlador PID



(e), (de) y salida, respectivamente. Las constantes k_1 y k_2 permiten ajustar los rangos de variación de (e) y (de) a los rangos normalizados del fuzificador definidos por diseño entre -1 y 1. La constante de ajuste de la salida k_3 permite adaptar el rango normalizado (-1,1) de la salida del defuzificador con el rango de entrada de la planta. Las constantes de ajuste se diseñan heurísticamente mediante el método de ensayo y error. En este caso, los valores diseñados para las constantes de ajuste son: $k_1 = 0.7$, $k_2 = 0.3$ y $k_3 = 10$.

La salida incremental del CPDD se utiliza para obtener un error de estado estable cero y para alisar las drásticas variaciones que se puedan presentar en su salida, a fin obtener una acción de control más suave y con esto proteger la vida útil de accionadores mecánicos.

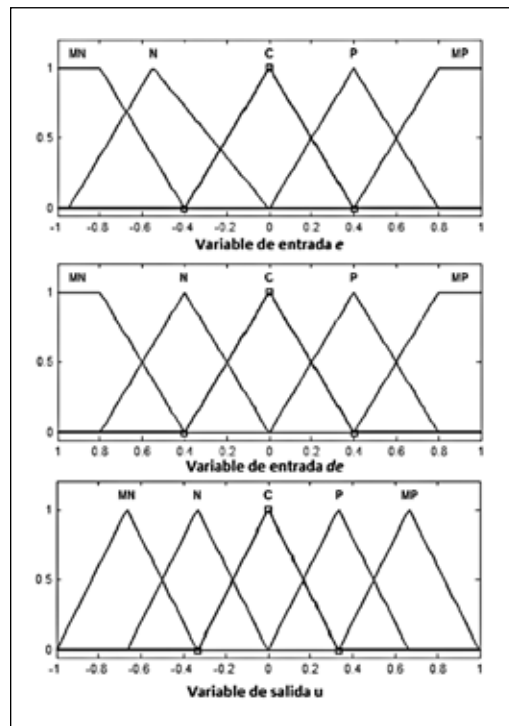
En la Tabla 1 se muestran las reglas de inferencia del CPDD, en las cuales los valores semánticos de las variables de entrada y salida son: Muy Negativo (MN), Negativo (N), Cero (C), Positivo (P), Muy Positivo (MP), Positivo alto (PB).

Las gráficas de las funciones de membresía de las variables de entradas y salida se muestran en la Figura 7.

Tabla 1
 Reglas de inferencia del CPDD

e/de	MN	N	C	C	MP
MN	MN	MN	MN	MN	MN
N	N	N	N	N	N
C	MP	P	C	N	MN
P	MP	P	P	P	P
MP	MP	MP	MP	MP	MP

Figura 7
 Funciones de membresía de las entradas y salida

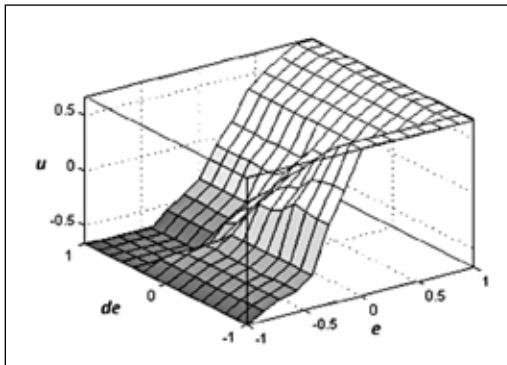


Las gráficas de las entradas (e) y (de) están compuestas por tres funciones de pertenencia triangulares (N, C y P) y dos trapezoidales (MN y MP). La función de pertenencia N de la variable (e) no es simétrica con respecto a su vértice superior; esto permitió reducir el sobrepaso en la caída de la referencia. Todas las funciones de pertenencia de la salida u son triangulares. En la Figura 8 se muestra la superficie del sistema de inferencia del CPDD.

Controlador PID autosintonizado con módulo difuso (CPIDMD)

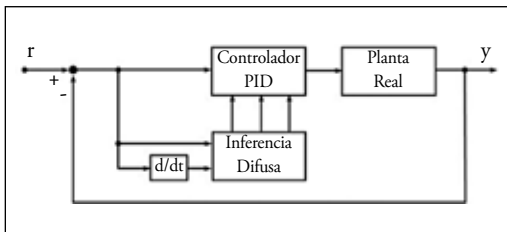
En este apartado se diseña un sistema de control adaptativo compuesto por un controlado PID con parámetros ajustables en el lazo primario y un controlador adaptativo compuesto por un sistema de

Figura 8
Superficie del sistema de inferencia difuso



inferencia difuso en el lazo secundario propuesto en [5]. La estructura de este sistema de control se muestra en la Figura 9.

Figura 9
Estructura del CPIDMD



El desempeño del CPIDMD depende de la relación entre el (e), (de) y los tres parámetros del controlador PID. El controlador robusto diseñado con un sistema de inferencia difuso modifica los tres parámetros del controlador PID a partir de la señal de (e), a fin de satisfacer los requerimientos del sistema. Las salidas del sistema de inferencia difusa son los ajustes de los parámetros P, I y D, denotados como ΔP , ΔI y ΔD , respectivamente. El módulo difuso hace que la planta real tenga mejor dinámica y desempeño estable [2, 6, 7]

Diseño del controlador PID con parámetros ajustables

El diseño de este módulo parte de la expresión de un controlador PID paralelo ideal utilizada en

$$C(s) = (P + \Delta P) + \frac{(I + \Delta I)}{s} + (D + \Delta D) \frac{Ns}{s + N} \quad (8)$$

$$f(u) = (0.7 + u_6 + (0.04 + u_4) 10 + ((0.7 + u_6) 10 + 0.04 + u_5) u_2 + (0.04 + u_5) 10 u_3 \quad (9)$$

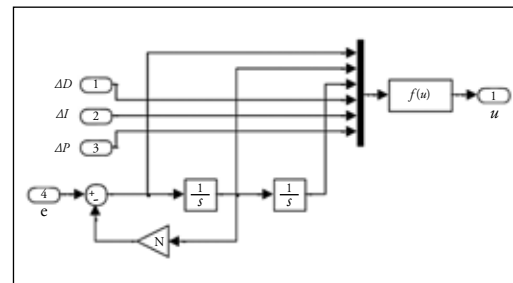
la Ecuación 7. Una variación de esta ecuación se muestra en la Ecuación 8, donde los parámetros P, I y D están sumados con sus ajustes ΔP , ΔI y ΔD .

ΔP , ΔI y ΔD serán las entradas mediante las cuales el controlador adaptativo modificará los valores nominales de los parámetros P, I y D en respuesta a los cambios en la dinámica de la planta. Los valores nominales de P, I, y D se calculan mediante un método de diseño conocido, para los valores nominales de la planta. En el ítem 3.1 se obtuvo: $P = 0.7$, $I = 0.04$ y $D = 0.04$ y $N = 10$.

La Figura 10 ilustra un diagrama de bloques de SIMULINK® del controlador PID con parámetros ajustables descrito con la Ecuación 8, donde la expresión de $f(u)$ se muestra en la Ecuación 9.

Figura 10

Diagrama de bloques del PID con parámetros ajustables

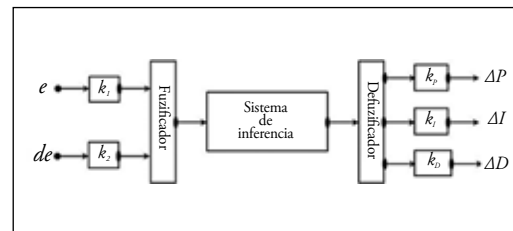


Diseño del controlador robusto

El controlador robusto se implementó con un módulo de inferencia difuso cuya estructura se muestra en la Figura 11.

Figura 11

Sistema de inferencia difuso del controlador adaptativo

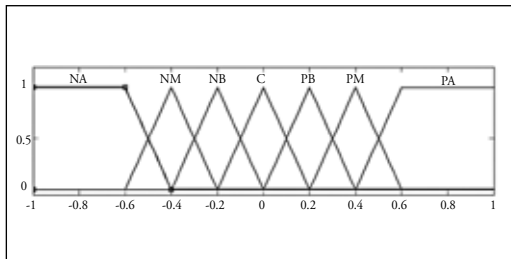


El (e) y (de) son las variables de entrada al módulo de inferencia difuso. La constante de ajuste del (e) es k_1 y la constante de ajuste de (de) es k_2 . El ajuste de la constante proporcional ΔP , el ajuste de la constante integral ΔI y el ajuste de la constante derivativa ΔD son sus variables de salida. Las constantes de ajuste de estas salidas son k_p, k_i y k_d , respectivamente.

En la Tabla 2 se muestra la base completa de reglas del sistema de inferencia difuso que determina la respuesta del controlador robusto, y en ella el valor semántico de las variables de entrada y salida es: Negativo Alto (NA), Negativo Medio (NM), Negativo Bajo (NB), Cero (C), Positivo Bajo (PB), Positivo Medio (PM), Positivo alto (PA).

Las gráficas de las funciones de membresía de (e), (de), ΔP , ΔI y ΔD se muestran en la Figura 12. Están compuestas por cinco funciones de pertenencia triangulares (NM, NB, C y PB y PM) y dos trapezoidales (NA y PA)

Figura 12
Funciones de membresía de (e), (de), ΔP , ΔI y ΔD



Cada salida del controlador robusto tiene una superficie. En la Figura 13 se muestra la superficie de ΔP , en la Figura 14 se muestra la superficie de ΔI y en la Figura 15 se muestra la superficie de ΔD .

Figura 13
Superficie de la salida ΔP

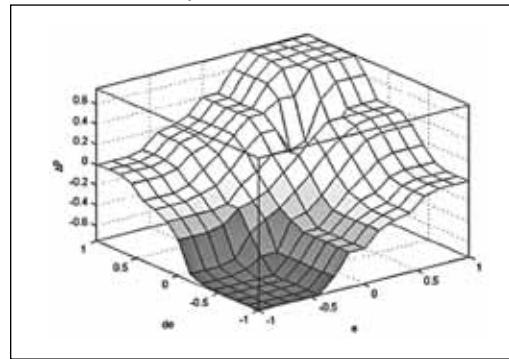


Figura 14
Superficie de la salida ΔI

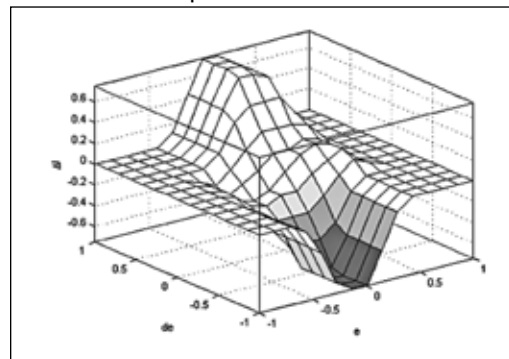


Figura 15
Superficie de la salida ΔD

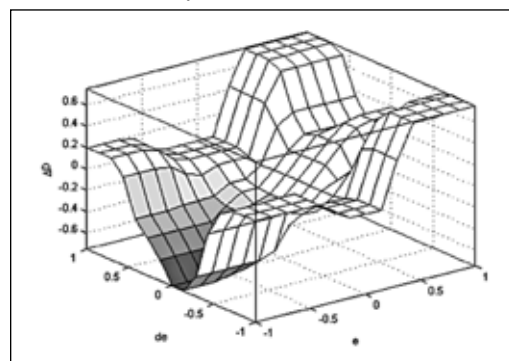


Tabla 2
Conjunto de reglas para $\Delta P / \Delta I / \Delta D$

e/de	NA	NM	NB	C	PB	PM	PA
NA	NA/C/PB	NA/C/NB	NA/C/NA	NM/C/NA	NB/C/NA	NB/C/NM	C/C/PB
NM	NA/NM/PB	NA/NM/NB	NM/NB/NA	NB/NB/NM	NB/NB/NM	C/C/NB	PB/C/C
NB	NM/NA/C	NM/NM/NB	NM/NB/NM	NB/NB/NM	C/C/NB	PB/PB/C	PB/PB/C
C	NM/NA/C	NM/NM/NB	NB/NB/NB	C/C/NB	PB/PB/NB	PM/PM/NB	PM/PA/C
PB	NB/NB/C	NB/NB/C	C/C/C	PB/PB/C	PB/PB/C	PM/PM/C	PM/PA/C
PM	NB/C/PA	C/C/NB	PB/PB/PB	PM/PB/PB	NM/PB/PB	PM/PM/PB	PA/PM/PA
PA	C/C/PA	PB/C/PM	PM/C/PM	PM/C/PM	PM/C/PB	PA/C/PB	PA/C/PA

Resultados

El estudio comparativo de la respuesta de las estrategias de control diseñadas se realiza con base en simulaciones; para ello, se comparan sus índices de desempeño. Para observar el efecto de la histéresis que presenta la planta sobre la salida se aplica una señal de referencia con un escalón de subida y un escalón de bajada. Esta señal también permite realizar un análisis comparativo de sobrepasos, tiempos de estabilización y errores de estado estable.

Para todas las estrategias de control implementadas, también se hace una comparación de la capacidad de seguimiento de una señal trapezoidal en la referencia; esto permite determinar los controladores que mantienen la respuesta de la planta dentro de los límites máximos de error permitido definidos por las restricciones de control. Por último, se varían los parámetros de la planta para estudiar la robustez de cada controlador. El estudio planteado se realiza con la plataforma de diseño y simulación conocida como MATLAB®, la cual cuenta con herramientas especialmente orientadas al desarrollo de aplicaciones como las requeridas en esta investigación. Los resultados se muestran a continuación.

Índices y criterios de desempeño

Se utilizaron los siguientes índices para evaluar y cuantificar el desempeño dinámico de las estrategias de control estudiadas [1]:

- **Sobrepaso (Sp):** Este índice está dado por la siguiente ecuación. Aplica para la respuesta al escalón.

$$Sp = \frac{y_{m\acute{a}x} - y_{ss}}{y_{ss}} * 100 \quad (10)$$

- **Tiempo de estabilización (T_{ss}):** Es el tiempo requerido por el sistema para que el error entre y permanezca dentro de la banda del ±2% del valor deseado.
- **Integral del error absoluto (IAE):** Es el área bajo la curva del error. Representa la cantidad de material fuera de especificaciones, energía perdida u otra característica indeseada. En un control perfecto, sí el IAE tiende a 0, lo que

implica que la salida tiende a la referencia para todo tiempo. El IAE se calcula con la Ecuación 11.

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (11)$$

Índices de robustez: Una característica deseada para las estrategias de control es que el sistema en red cerrada conserve una operación estable ante cambios en los parámetros de la planta. La variación requerida para llevar el sistema al límite de estabilidad es una indicación de esta capacidad, que se denomina *robustez*. Se utilizan los índices IRK_p, IRT_d, IRτ_s e IRτ_c para medir la robustez del sistema de control con respecto a la variación en la planta de la ganancia estática (K_p), el tiempo muerto (T_d), la constante de subida (τ_s) y la constante de caída (τ_c), respectivamente. En las ecuaciones (12) a (15) se observan las expresiones para calcular los índices de robustez. En éstas, los parámetros con subíndice (n) denotan los valores nominales de los parámetros utilizados en la sintonización del controlador, y los parámetros con subíndice (u) denotan los valores que llevan el sistema de control al límite de la estabilidad.

$$IRK_p = \frac{K_{pu}}{K_{pn}} - 1 \quad (12)$$

$$IRT_d = \frac{T_{du}}{T_{dn}} - 1 \quad (13)$$

$$IR\tau_s = \frac{\tau_{su}}{\tau_{sn}} - 1 \quad (14)$$

$$IR\tau_c = \frac{\tau_{cu}}{\tau_{cn}} - 1 \quad (15)$$

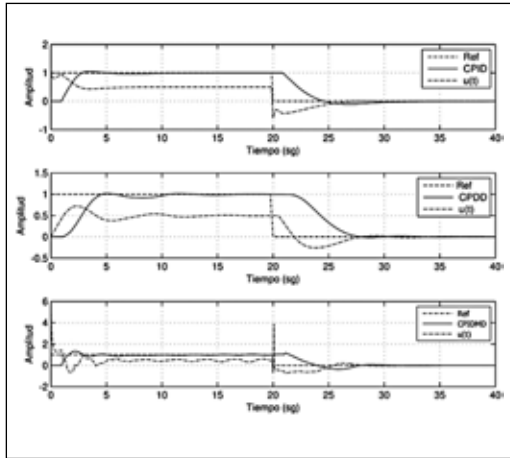
Para evaluar cada índice de robustez sólo se varía el parámetro propio y se mantienen los otros en sus valores nominales, dado que al variar dos o más parámetros simultáneamente el sistema se puede inestabilizar mucho antes de que estos alcancen sus valores máximos.

Respuesta al escalón

La Figura 16 muestra las repuestas al escalón de subida y caída del sistema en red cerrada, compensado con los controladores CPID, CPDD y CPIDMD, incluido el esfuerzo de control ($u(t)$).

Figura 16

Respuesta al escalón de subida y caída del sistema compensado con los controladores CPID, CPDD y CPIDMD



En la Tabla 3 se muestran los tiempos de estabilización (T_{ss}) definidos con el criterio del 2% y el sobrepaso (S_p) de la salida, con el sistema compensado con cada uno de los tres controladores.

Tabla 3

T_{ss} y S_p en la subida y caída (subida/caída) del escalón

	T_{ss} (sg)	S_p (%)
CPID	9.6/12	5/11
CPDD	10/7.3	3/1.5
CPIDMD	--/15	30/35

De la respuesta al escalón se puede concluir lo siguiente:

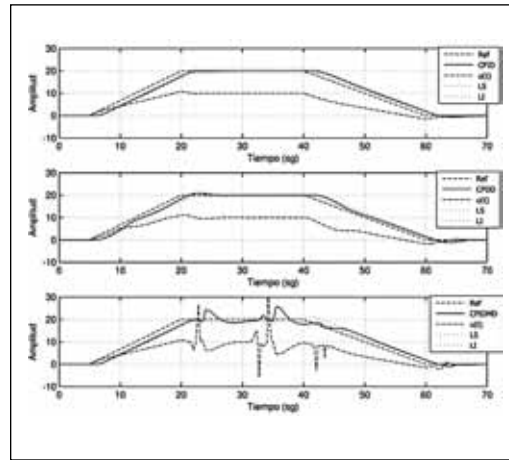
- Se observa que todos los controladores estabilizan el sistema para el régimen de subida y caída.
- Se observa que el controlador CPDD presenta la mejor estabilidad relativa, lo cual se refleja en los menores tiempos de estabilización y menores sobrepasos.
- El CPIDMD es el sistema con la menor estabilidad relativa, ya que presenta los mayores tiempos de estabilización y sobrepasos

Respuesta a la señal trapezoidal

La Figura 17 muestra la respuesta al seguimiento de la señal trapezoidal del sistema compensado con los controladores CPID, CPDD y CPIDMD, incluido el esfuerzo de control ($u(t)$). El área de error permitido o área donde el error es menor al 5% se muestra en la Figura 17 con la señal LS, que fija el Límite Superior, y LI que fija el Límite Inferior. Las gráficas LS y LI se obtienen desplazando en el tiempo la señal de referencia (Ref).

Figura 17

Respuesta al seguimiento de la señal trapezoidal del sistema compensado con los controladores CPID, CPDD y CPIDMD



La Tabla 4 muestra los índices de desempeño utilizados para comparar la respuesta del sistema, compensado con los controladores estudiados. El IAE se obtuvo para la señal trapezoidal, y los índices de robustez para la entrada escalón.

Tabla 4

Cuadro comparativo de los índices de desempeño de los tres controladores

	CPID	CPDD	CPIDMD
IAE	8.2	20.8	43.0
IRK_p	2.5	1.5	3.5
IRT_m	2.0	1.2	1.5
$IR\tau_s$	∞	∞	∞
$IR\tau_c$	∞	∞	∞

Del análisis comparativo de los índices de desempeño obtenidos para la respuesta del sistema compensado con los tres controladores se puede concluir lo siguiente:

- El compensador que realiza el mejor seguimiento de la señal trapezoidal es el CPID, ya que presenta el menor IAE.
 - El compensador CPID tiene mayor robustez que el CPDD.
 - La variación de las constantes de subida (τ_r) y caída (τ_c) de la planta no inestabilizan el sistema. Esto se evidencia en los valores elevados de $IR\tau_r$ e $IR\tau_c$.
- IMC con filtro ajustable mediante módulo difuso.
- En la implementación del controlador IMC con filtro ajustable mediante módulo difuso para el control de una planta de prueba, se observó que los resultados prácticos se ajustaron a los encontrados en las simulaciones. Sin embargo, por limitaciones prácticas, la variación de los parámetros se realizó en rangos cercanos a los valores nominales de diseño.

- Los resultados de simulación muestran que el método heurístico utilizado para el diseño del compensador CPID es eficaz. Con este método se pudo diseñar un compensador PID que garantizará el seguimiento de una señal trapezoidal dentro del área de error aceptable. Sin embargo, los análisis de robustez muestran que el controlador CPID no pudo mantener las restricciones de control ante un incremento del 100% en los parámetros de la planta, ni tampoco puede mantener las restricciones de control ante un decremento del 50% en los parámetros de la planta.

Conclusiones

- Se encontró que, en general, la sensibilidad depende de características propias de cada estrategia de control. En el caso particular de las técnicas de control con filtros difusos, se observó que la sensibilidad de estas estrategias depende del conjunto de reglas, las cuales se obtienen con base en observaciones y conocimiento subjetivo del diseñador, lo cual conlleva obtener diferentes resultados para la misma técnica.
 - Se diseñó y se validó simuladamente un compensador con cada estrategia de control seleccionada para realizar el estudio comparativo planteado. Se encontró que algunas de las estrategias de control seleccionadas presentan alta sensibilidad a los cambios en los parámetros de la planta, y como consecuencia de esto no garantizan el cumplimiento de las restricciones de control en cada caso.
 - Se encontró que la mejor estrategia de control entre las estudiadas, y la de mejor desempeño general reflejado en el valor del IAE y los índices de robustez IRK_p e IRT_d es el controlador
- El controlador CPDD presenta un buen comportamiento en la respuesta escalón. Sin embargo, en el seguimiento de la señal trapezoidal muestra ondulaciones en las rampas de subida y caída que salen del área de error máximo permitido. La salida incremental del controlador CPDD produce un error de estado estable cero. Estos resultados se logran con un esfuerzo de control de magnitud moderada que no satura la planta.
 - Las estrategias de control que incluyen redes neuronales y lógica difusa requieren de una gran potencia de máquina en comparación con otras técnicas de control. Esto se refleja en los elevados tiempos de simulación.

Bibliografía

- C.L. SMITH P.W. MURRIL A.M. LÓPEZ Y J.A. MILLER. (2005). *Tuning controllers with error integral criteria*. Instrumentation Technology (EUA).
- DAWSON J. G. GAO Z. Q. Y TRAUTZSCH T. A. (2002). *A stable selftuning fuzzy logic control system for industrial temperature regulation*. IEEE Transactions on Industry Applications.
- OGATA KATSUHIKO (2003). *Ingeniería de control moderna*. Pearson Educación S. A.

- KUO BENJAMIN C. (1996). *Sistemas de control automático*. Pearson prentice-Hall,
- WANG PENG ZHANG, MING-GUANG Y WANG ZHAO GANG. (2007). *Study on fuzzy selftuning PID internal model control algorithm and its application*. International Conference on Computational Intelligence and Security Workshops.
- ZHAO YA-PING, GAO XIAN-WEN. (2006). *Simulation of fuzzy adaptive PID control in coke oven process control*. Journal of Northeastern University (Natural science).
- ZHAO RI-HUI, BIAN LI-XIU. (2004). *Main stream temperature control system based on fuzzy self-tuning PID smith controller*. Computer Simulation.