

# *Análisis comparativo de sistemas de control aplicados a un motor de cd*

Espinoza Merodio Paulina  
Escuela de Ingeniería y  
ciencias  
Tecnológico de Monterrey  
México  
A01751660@tec.mx

Sarabia Bautista Rodrigo  
Escuela de Ingeniería y  
ciencias  
Tecnológico de Monterrey  
México  
A01751685@tec.mx

Velasco Valadez Fernando  
Escuela de Ingeniería y  
ciencias  
Tecnológico de Monterrey  
México  
A01745567@tec.mx

Vasquez Lopez Virgilio  
Escuela de Ingeniería y  
ciencias  
Tecnológico de Monterrey  
[vlopez@tec.mx](mailto:vlopez@tec.mx)  
0000-0003-3218-242X

**Abstract**—En este trabajo se presenta un análisis comparativo de tres metodologías de control para regular la posición angular de un motor de corriente directa. Las técnicas utilizadas son un control Proporcional-Derivativo (PD) con inversor de zona muerta, controlador por variables de estado tipo servosistema con observador de estados y un controlador por medio de lógica difusa. El comportamiento dinámico del motor con las técnicas de control implementadas, fueron analizadas mediante el índice de desempeño ISE (Error cuadrático integral) ante la misma entrada de voltaje de tipo escalón empleada como referencia de la posición angular. Con base en el índice de desempeño se encontró que el controlador más adecuado para el sistema dinámico analizado es el servosistema con observador, sin embargo, las tres técnicas de control cuentan con ventajas y desventajas desde el punto de vista de diseño e implementación las cuales son discutidas en este trabajo.

**Keywords**—control PD, retroalimentación estática de los estados, observador de estado, lógica difusa, ISE.

## I. INTRODUCCIÓN

Los motores de corriente directa son fundamentales tanto para el desarrollo de proyectos simples y complejos como en la elaboración de diversas investigaciones en el ámbito industrial, por lo que se busca controlarlos de manera precisa y eficiente. En ciertos casos, el control de la velocidad puede hacerse simplemente regulando el voltaje de alimentación, sin embargo, para el control de la posición esta alternativa no es viable, por lo que se requiere implementar un sistema de control en lazo cerrado [1].

El control de posición de motores de corriente directa es utilizado en gran medida en el área industrial y comercial gracias a la facilidad que se tiene al controlarlos, además de su alta eficiencia de operación y correcto rendimiento. Por lo tanto, es preferido en áreas como la industria siderúrgica, desarrollo de cabrestantes eléctricos, brazos manipuladores, entre muchas otras [2].

En la literatura se han propuesto diversos métodos dirigidos a controlar la posición y/o la velocidad angular de los motores de corriente continua desde las técnicas clásicas hasta técnicas de control convencionales, no convencionales e híbridas, por ejemplo en [3], los autores emplean redes neuronales para el control de la velocidad angular, la red neuronal se entrenó fuera de línea con propagación hacia atrás (back-propagation). En [4] se implementan estrategias de control de la posición angular por modos deslizantes en donde el problema de la estrategia implementada es el castaño o chattering proponiendo tres funciones de conmutación para reducirlo. En [5] se propone una estrategia de control PID fraccional con redes neuronales, donde la red neuronal es empleada para sintonizar el controlador PID. En este trabajo el objetivo es implementar estrategias enseñadas en los cursos

de control en licenciatura, en un proceso que presenta problemas en la lectura de los sensores y el actuador.

Uno de los problemas enfrentados en la implementación fue la zona muerta ZM que presenta el motor, esta degrada su desempeño observándose como un atascamiento del eje a bajas velocidades debido a las características no lineales de dicha zona. La propuesta de solución fue la implementación del controlador PD con inversión de la ZM [6]. Esta estrategia consiste en modificar la señal de control sumando y restando el valor de la zona muerta en función de la señal de error. Otro problema fue la resolución del encoder el cual mide 16 posiciones por los 360°, por lo que un segundo objetivo en este trabajo se enfocó a adecuar las estrategias de control para contrarrestar el efecto de las incertidumbres y perturbaciones.

Las estrategias de control implementadas son control Proporcional-Derivativo PD, control por Lógica Difusa y un controlador por retroalimentación estática de los estados en configuración servosistema. En este último se utilizó un observador de estados de tipo Luenberger para la estimación de la variable de velocidad. Una vez implementadas las estrategias planteadas en este trabajo, se utilizó el criterio del error cuadrático integral (ISE) para llevar a cabo un análisis comparativo que permita determinar la estrategia de control más adecuada para el control de la posición angular del motor de cd.

## II. DESCRIPCIÓN DE LA PLATAFORMA EXPERIMENTAL

La plataforma experimental consistió en un banco de pruebas de la marca TecQuipment [7]. La plataforma consiste en un motor de corriente directa con sensores que permiten medir la posición y velocidad angular del motor mediante un encoder óptico en código grey y un generador tacométrico. La principal ventaja de este tipo de bancos de prueba es que diversos elementos se encuentran instrumentados como lo son filtros pasa bajas, pasa bandas, bloques de control proporcional, entre otros.

Los algoritmos de control se implementaron en Simulink de MATLAB. La comunicación entre MATLAB y el dispositivo físico se realizó con una tarjeta de adquisición de datos Humusoft MF644. En particular, se utilizó la librería Desktop Real Time en Simulink para la lectura de los datos y el bloque To Workspace para exportar las respuestas de los algoritmos al espacio de trabajo en MATLAB y permitir el análisis de los datos. Los dispositivos físicos se muestran en la Fig. 1.

Finalmente, el criterio de la integral del error al cuadrado ISE (Integral square-error por sus siglas en inglés), fue utilizado para evaluar el desempeño de los controladores propuestos. El experimento consistió en aplicar una señal entrada de tipo escalón  $r_1$  de magnitud  $157.5^\circ$  partiendo de una condición inicial  $\theta_1$  de  $67.5^\circ$ . Transcurridos un tiempo de dos segundos, suficiente para que la posición angular alcance su

estado estable, se modificó la señal de set-point a un escalón  $r_2$  de  $90^\circ$  de amplitud. En la Tabla 1 se muestran los datos empleados en la señal de referencia.

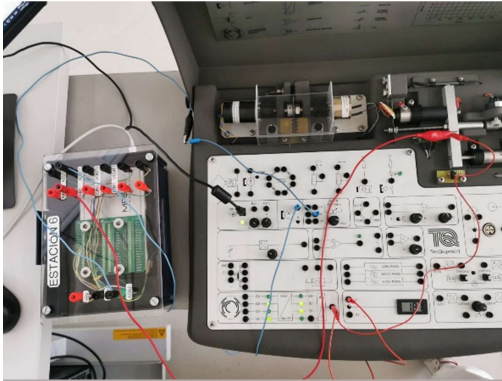


Fig. 1. Plataforma TecQuipment y tarjeta de adquisición de datos.

TABLA I. CAMBIOS EN LA SEÑAL DE REFERENCIA

Señal de referencia	Voltaje del Sensor (V)	Grados	Radianes
$\theta_1$	0.9	67.5	1.18
$r_1$	2.1	157.5	2.75
$r_2$	1.2	90	1.57

### III. DISEÑO DE LOS ALGORITMOS DE CONTROL

#### A. Identificación experimental del modelo

La función de transferencia FdT de velocidad angular ( $\omega$ ) del motor de CD vs la señal de entrada  $v(t)$  se puede aproximar a un sistema de primer orden al considerar que la dinámica del subsistema eléctrico se estabiliza rápidamente [8]. Esta expresión se integra para obtener la FdT de posición angular  $\theta(t)$  vs voltaje de alimentación  $v_i(t)$ , la cual tiene la forma:

$$\frac{\theta(s)}{V_i(s)} = \frac{k_m}{s(\tau_m s + 1)} \quad (1)$$

donde  $k_m$  y  $\tau_m$  representan la ganancia y la constante de tiempo del motor,  $\theta(s)$  es la posición angular y  $V(s)$  el voltaje de alimentación del motor.

La constante de tiempo del motor  $\tau_m$  se obtuvo al aplicar la respuesta al escalón ajustando la señal de entrada a 3V, el cual se consideró como el punto de operación y para determinar la ganancia  $k_m$  del motor se utilizaron dos tacómetros, uno externo y el que se incluye en la plataforma experimental, obteniéndose los siguientes valores:

$$k_m = 655 \text{ y } \tau_m = 0.234$$

Por otro lado, el encoder absoluto de la plataforma cuenta con 16 posiciones, las cuales se despliegan con LEDs en código grey y binario, por cada posición de  $22.5^\circ$  el voltaje aumenta en 0.3V, es decir que la resolución del sensor es de 0.3V por cada  $22.5^\circ$ , por lo que considerando que las 16 posiciones engloban la rotación completa  $360^\circ$ , se determina la ganancia del sensor  $k_s$

$$k_s = 0.0137$$

Por lo que la aproximación de la función de transferencia del motor y sensor es:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{k_m k_s}{s(\tau_m s + 1)} = \frac{K}{s(\tau_m s + 1)} \quad (2)$$

donde  $K = 8.73$ ,  $v_o(t)$  es el voltaje de salida medido en el sensor de posición angular y  $v_i(t)$  es el voltaje de alimentación del motor.

La FdT expresada en (2) se relaciona con la FdT (1) y con la ecuación diferencial:

$$\tau_m \frac{d^2\theta}{dt^2} + \frac{d\theta}{dt} = k_m v_i(t)$$

donde  $v_o(t) = k_s \theta(t)$

El modelo en variables de estado es dado por

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax(t) + Bu(t) \\ y &= Cx(t) \end{aligned} \quad (3)$$

donde los estados son definidos como la posición y velocidad angular

$$x_1 = \theta(t); \quad x_2 = \frac{d\theta}{dt} = \omega$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{\tau_m} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{k_m}{\tau_m} \end{bmatrix}; \quad C = [1 \quad 0]$$

#### B. Diseño de controlador PD

El controlador PD (Proporcional-Derivativo) es una técnica ampliamente utilizada en el área de Ing. de Control. Este tipo de controlador se basa en dos componentes principales: la acción proporcional (P), que responde al error actual y la acción derivativa (D), enfocada en la tasa de cambio del error [9].

En el diseño del controlador PD en cascada (véase la Fig. 2) se propusieron como condiciones de diseño un máximo sobrepaso  $M_p = 15\%$  y un tiempo de establecimiento  $t_{ss} = 1$  seg., con lo que se obtiene un factor de amortiguamiento  $\xi = 0.5$  y una frecuencia natural no amortiguada de  $\omega_n = 7.7$  Hz. Con estas características los polos de lazo cerrado se ubican en  $s = -4 \pm 6.62i$  y el polinomio característico es dado por:

$$s^2 + 8s + 59.8 = 0 \quad (4)$$

La FdT de lazo cerrado de la planta (1) y del controlador PD, es dado por:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{k_m(K_d s + K_p)}{s^2 + \left(\frac{1}{\tau_m} + \frac{k_m K_d}{\tau_m}\right)s + \frac{k_m K_p}{\tau_m}} \quad (5)$$

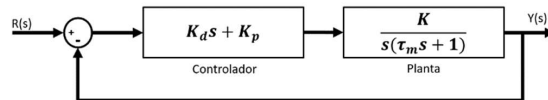


Fig. 2. Diagrama de bloques del Controlador PD.

Igualando los polinomios característicos (4)-(5) se obtienen las ganancias del controlador PD  $K_p = 1.6$  y  $K_d = 0.1$

La implementación del controlador se llevó a cabo en el software Simulink de MATLAB, se utilizó como entrada la lectura analógica de la tarjeta de adquisición de datos correspondiente al voltaje del sensor de posición “Analog Input” y como salida el voltaje entregado al motor “Analog Output”, utilizando  $T = 0.01$  seg., como el periodo de muestreo (véase la Fig. 3).

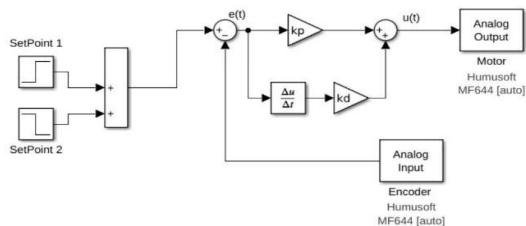


Fig. 3. Implementación del controlador PD en Simulink.

Considerando las condiciones de la señal de referencia indicadas en la Tabla 1, se observa en la Fig. 4, que la respuesta del sistema tiene un tiempo de establecimiento de 0.2 segundos aprox., sin sobrepaso, sin embargo, no logra mantener el seguimiento de la referencia, y en un tiempo aproximadamente de 1.1 seg., se observa un offset de 0.3V equivalente a una posición del encoder de 22.5°. Al cambiar la señal de referencia en el instante 2 seg., la posición angular presenta dificultades para seguir la referencia, sin embargo, se logra estabilizar con un error cero.

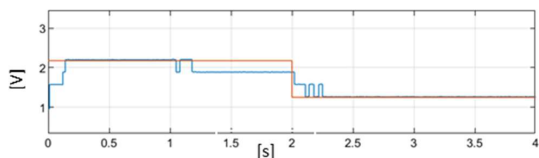


Fig. 4. Respuesta a entrada escalón del controlador PD.

Con el objetivo de mejorar el comportamiento del controlador PD, se implementa una inversión de la zona muerta para mitigar la no linealidad del motor. La estrategia consiste en sumar el valor de la zona muerta a la señal de control en valores positivos y restarlo en valores negativos.

La curva de la zona muerta del motor se obtiene al aplicar una entrada de tipo rampa unitaria de voltaje de -5V a 5V al sistema en lazo abierto, y empleando el tacómetro de la plataforma experimental se grafica el voltaje del sensor de velocidad que representa la velocidad angular del motor. En la Fig. 5 se muestra el resultado del experimento en donde el motor inicialmente tiene una velocidad negativa y entra a la zona muerta en -0.7V, a partir de ese instante se encuentra en la zona muerta y sale de ella en aprox. 1.3V.

En la implementación del controlador se incorpora una función de Matlab para añadir la inversión de la zona muerta a la señal de control. Después de realizar una serie de experimentos, se seleccionó que la inversión se realizará con el valor de entrada a la zona muerta, es decir, con los 0.7V. En la Fig. 6 se muestra la implementación en Simulink de la estrategia de control modificada, en donde la función de MATLAB “inversor\_ZM” es el llamado al algoritmo de la zona

muerta, dicho algoritmo se muestra en la Fig. 7 y se considera que  $dz = 0.7V$ .

En la Fig. 8 se muestra la respuesta del sistema con el controlador PD y el algoritmo de inversión de la ZM. Se observa que el sistema ante la entrada escalón fue más lenta, con un tiempo de establecimiento de 0.5 segundos y un sobrepaso máximo del 44% en sus oscilaciones correspondientes a dos bits de resolución del encoder. Al realizarse el cambio en la referencia, presenta un sobrepaso de 0.3V = 22.5°, es decir, un bit de resolución, sin embargo, elimina el error en estado estacionario teniendo un mejor desempeño que el controlador PD.

C. Diseño del control por variables de estado

La retroalimentación estática de los estados es otra de las técnicas más empleadas para el control de posición de motores de corriente continua. En particular, en esta propuesta se presenta el diseño de un servosistema de tipo 1. Esta técnica utiliza la información de los estados del sistema para calcular una ley de control que garantice el seguimiento de la señal de referencia [8].

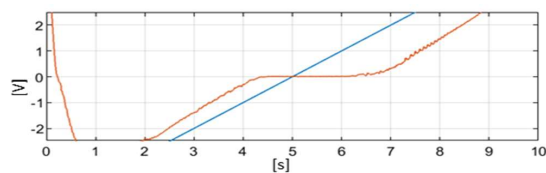


Fig. 5. Obtención de la zona muerta del motor de cd.

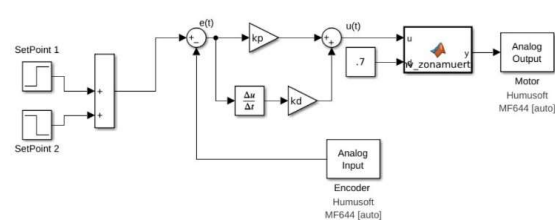


Fig. 6. Implementación de inversor de zona muerta.

```
function y = inversor_ZM(u,dz)
if u>0
    y=u+dz;
else
    if u<0
        y=u-dz;
    else
        y=0;
    end
end
```

Fig. 7. Código de función de la zona muerta.

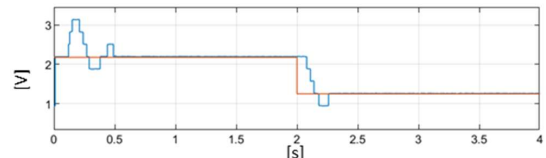


Fig. 8. Respuesta a entrada escalón del controlador PD con inversión de zona muerta.

Para implementar esta técnica es necesario analizar el modelo del sistema dinámico expresado en variables de estado (3). La ley de control para esta configuración se expresa de la siguiente manera:

$$u(t) = -K_2x_2 + K_1(r(t) - y(t)) \quad (6)$$

donde  $r(t)$  es la señal de referencia,  $y(t) = \theta(t)$ ,  $x_2 = \omega(t)$  y  $K_1$ ,  $K_2$  son las ganancias del controlador.

En forma matricial, el sistema en lazo cerrado queda expresado como:

$$\dot{x} = A \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + B \left\{ -[K_1 \quad K_2] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + r(t) \right\}$$

$$y = C \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

El polinomio característico se obtiene con la siguiente expresión:

$$|sI - (A - BK)| = s^2 + \left( \frac{1}{\tau_m} + \frac{K_2 k_m}{\tau_m} \right) s + \frac{K_1 k_m}{\tau_m} = 0 \quad (7)$$

Utilizando las mismas condiciones de diseño empleadas en la obtención del regulador PD

$$\xi = 0.5; \omega_n = 7.7 \text{ Hz}$$

Igualando los coeficientes de (5) y (7), se obtienen las ganancias para el servosistema

$$K_1 = 1.6 \text{ y } K_2 = 0.1$$

La respuesta del sistema ante la señal de set-point dado por la Tabla 1 se muestra en la Fig. 10, en donde se observa que se tiene un tiempo de establecimiento de 0.45 segundos y un sobre impulso del 60%, en el cambio de la referencia se tiene con un establecimiento de 0.32 segundos y un sobre impulso del 25%. Una de las desventajas de la implementación de controladores basados en este método, es que se requiere la retroalimentación de todos los estados del sistema. En este experimento se utilizó la retroalimentación de los sensores de posición y velocidad que se encuentran disponibles en la plataforma experimental.

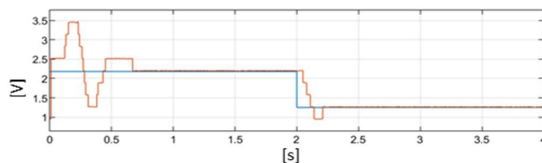


Fig. 9. Respuesta a entrada escalón del servosistema.

Sin embargo, en muchas ocasiones las variables de estado no son medibles o no se cuenta con la instrumentación necesaria para medirlas, por lo que se utilizan observadores de estado para realizar una reconstrucción de estos y emplearlos en el controlador. En este trabajo se implementó un observador de estado de tipo Luenberger [10] para estimar las variables de posición y velocidad angular del sistema. La estructura del observador de estados se presenta en la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{x}}{dt} &= A\hat{x}(t) + Bu(t) + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} &= C\hat{x}(t) \end{aligned} \quad (8)$$

La dinámica del error de estimación puede expresarse como:

$$\dot{e} = \dot{x} - \frac{d\hat{x}}{dt} \quad (9)$$

sustituyendo (3) y (8) en (9), se obtiene

$$\dot{e} = A(x - \hat{x}) - L(Cx - C\hat{x}) \quad (10)$$

el polinomio característico del observador es dado por

$$|sI - (A - LC)| = s^2 + \left( \frac{1}{\tau_m} + L_1 \right) s + \frac{L_1}{\tau_m} - L_2 = 0 \quad (11)$$

Los valores propios de la dinámica del observador se proponen al menos 10 veces más rápidos que los del servosistema para que el tiempo de convergencia con la variable real sea más rápida que la respuesta del controlador [8]. Los polos se observador se proponen en

$$s = -40 \pm 6.7j$$

con ello se obtiene el polinomio característico:

$$s^2 + 80s + 1644.89 = 0$$

Igualando este polinomio característico con el polinomio característico del observador (11), se obtienen las siguientes ganancias para el observador  $L_1 = 74.73$  y  $L_2 = 1321.57$ .

Una vez obtenidas las ganancias del observador, se procedió a implementar el controlador en el software Simulink. En las Figs. 10 y 11 se presenta la implementación del servosistema y del observador de estados.

En la implementación del esquema control-observador se consideró la ganancia del sensor de velocidad  $k_m$  multiplicada por la ganancia del dispositivo físico de medición de velocidad  $k_t$  (en este caso, el generador tacométrico):

$$K_{\omega} = k_m k_t = 655 \cdot 0.0015 = 1.03$$

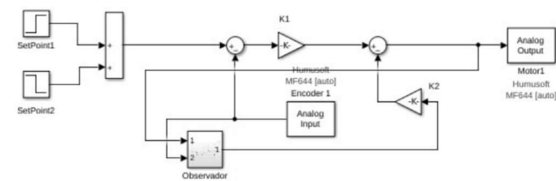


Fig. 10. Implementación del servosistema con observador en Simulink.

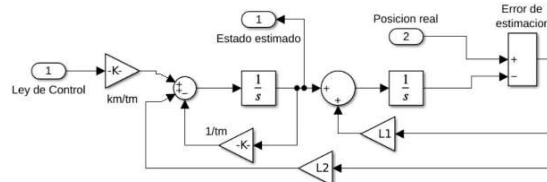


Fig. 11. Observador implementado en Simulink.

La respuesta del sistema ante la entrada escalón fue rápida en comparación a la del PD, con un tiempo de establecimiento de 0.39 segundos, y con un sobre impulso del 44%. La respuesta ante el cambio en la referencia es más rápida con un establecimiento de 0.14 segundos ante el cambio de referencia y sin un sobre impulso, como se muestra en la Fig. 12.

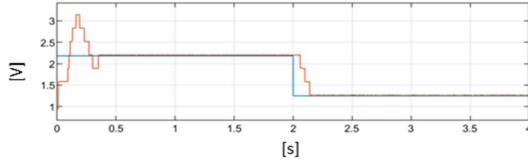


Fig. 12. Respuesta a entrada escalón del servosistema con observador de estado.

Analizando el desempeño del modelo con observador se concluye que existen un mejor desempeño a comparación del modelo en donde se requirió el uso de los dos sensores, esto se debe a que al tratarse de una reconstrucción del sistema no se presentan los errores y ruidos que presenta el sensor físico, en este caso, la respuesta tuvo un mejor comportamiento al reducir considerablemente las oscilaciones y alcanzando la estabilidad en 0.39 segundos. Con base en estos resultados se puede asumir que la implementación de un observador mejora el comportamiento eliminando los ruidos en la medición, sin embargo, su realización puede ser compleja al tener que conocer el comportamiento del estado que se busca representar, el cual puede no ser sencillo de determinar.

#### D. Diseño de Control por Lógica Difusa

La lógica difusa es una técnica de control utilizada en gran medida para aplicaciones de inteligencia artificial que consiste en permitir a los algoritmos tomar decisiones. Se caracteriza por no utilizar modelos matemáticos ni ecuaciones diferenciales. Una gran parte del diseño de controladores por lógica difusa se realiza de manera heurística [11].

Esta técnica de control toma como base los datos contenidos en lo que se conoce como conjuntos difusos y mediante una serie de reglas y funciones de pertenencia, otorga un grado de certidumbre a cada dato del conjunto difuso. El espacio de entrada al sistema se conoce como universo de discurso.

Un conjunto difuso puede expresarse como:

$$\alpha = \{\chi, \mu_A(\chi) | \chi \in R\} \quad (12)$$

donde  $\alpha$  = Conjunto difuso,  $\chi$  = Elemento y  $\mu_A$  = Función de pertenencia.

La parte fundamental para el diseño de un controlador por lógica difusa es la definición del conjunto de reglas, las cuales definirán los grados de certidumbre mediante las funciones de pertenencia. En este trabajo, el controlador se diseñó utilizando la aplicación de lógica difusa de MATLAB y posteriormente el bloque Fuzzy Logic Controller para su implementación en el software Simulink. En la Fig. 13 se muestra la implementación.

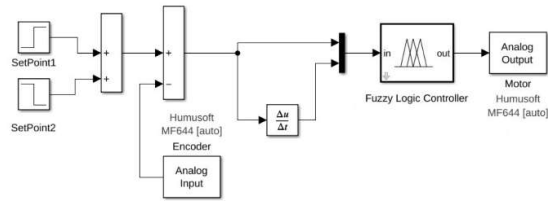


Fig. 13. Implementación del controlador de lógica difusa en Simulink.

Se seleccionó una estrategia de sistema difuso Mamdani de tipo PD, esta selección fue debido a los buenos resultados obtenidos con el controlador continuo PD. En la defusificación se empleó el método del centroide, y para el control de la posición angular del motor se definieron como variables difusas las señales de error de posición  $e(t) = \theta_d - \theta(t)$  y velocidad del error  $\frac{de(t)}{dt}$ . En las Figs. 14, 15 y 16 se muestran cómo se definieron sus universos de discursos.

En la definición de la variable lingüística error cero, se seleccionó el rango de valores de -0.2 V a 0.2V, esta consideración se debió a la resolución del encoder considerando que con estos valores no detecta un cambio de un bit de resolución, recordando que a 22.5° corresponde a una lectura de 0.31V. Se definieron errores positivos (cuando la posición leída por el sensor es menor a la referencia) y errores negativos (cuando la posición es mayor a la referencia) y se catalogaron como pequeños y grandes como se muestra en la Tabla II y la Fig. 14.

El universo de discurso y funciones de pertenencia de la variable de velocidad se definieron con base a la rapidez con la que el motor se acerca a la posición deseada y con base al sentido de giro del motor, como se muestra en la Fig. 15.

Con base al rango de voltaje de entrada definido para el motor (-5V a 5V), se establecieron las funciones de pertenencia de la salida del controlador, procurando no inyectar voltajes muy altos al motor ya que eso provoca una velocidad angular elevada, la cual podría ocasionar que el motor regrese a la posición angular cero con saltos de voltaje en la ley de control que no permitan que se establezca el sistema. Las funciones de pertenencia de la salida se muestran en la Fig. 16.

Finalmente, con base a los razonamientos para la asignación de las funciones de pertenencia, se determinaron las reglas lingüísticas para asignar la certidumbre de pertenencia a cada elemento y relacionar el error y su derivada, como se muestra en la Tabla III.

Note que en la fila de error “cero” se propone una fila que rompe la simetría de la base de reglas, esto con el objetivo de mover el motor de la zona muerta obteniendo un mejor control de la posición angular.

En la Fig. 17 se muestra la respuesta del sistema con esta estrategia de control. El tiempo de establecimiento del sistema es 0.5 seg., mostrándose dentro del rango de respuesta de los controladores anteriores y teniendo un máximo sobrepaso del 14%; en el cambio en la referencia se tuvo una respuesta más lenta en comparación a las otras técnicas con 0.4 segundos y sin presentar sobre impulsos.



TABLA II. ERROR EN LAS FUNCIONES DE PERTENENCIA

Categorización		Valor absoluto del error
Cero		-0.2 a 0.2 V
Pequeño	Positivo	0.2 a 2.0 V
	Negativo	-2.0 a -0.2 V
Grande	Positivo	2.0 a 5.0V
	Negativo	-5.0 a -2.0V

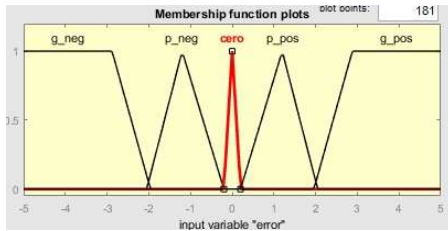


Fig. 14. Funciones de pertenencia del error.

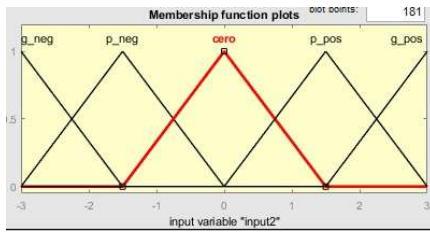


Fig. 15. Funciones de pertenencia de la derivada del error.

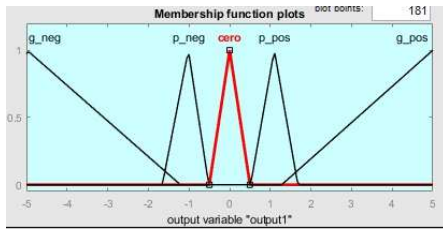


Fig. 16. Funciones de pertenencia de la señal de control.

TABLA III. REGLAS LINGÜÍSTICAS DEL CONTROLADOR

		$\frac{d}{dt}e(t)$				
		g_neg	p_neg	cero	p_pos	g_pos
$e(t)$	g_neg	G-	G-	G-	P-	0
	p_neg	G-	G-	P-	0	P+
	cero	G+	P+	0	P-	G-
	p_pos	P-	0	P+	G+	G+
	g_pos	0	P+	G+	G+	G+

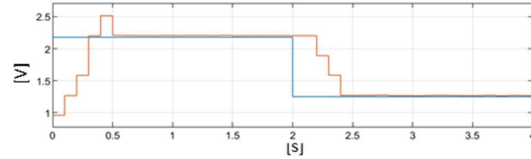


Fig. 17. Respuesta a entrada escalón del controlador por lógica difusa

E. Comparación de desempeños

El criterio del error cuadrático integral (ISE, por sus siglas en inglés) es un índice de desempeño cuya aplicación en técnicas de control busca conseguir un diseño que minimice el sub o sobre amortiguamiento de los sistemas. Como su nombre indica, el ISE puede obtenerse de la siguiente manera:

$$ISE = \int e^2(t)dt \tag{13}$$

Al evaluar los algoritmos de control bajo este criterio, se prioriza la reducción de los errores en los instantes iniciales, lo cual asegura un error de estado estacionario bajo, pero que puede implicar que el sistema presente oscilaciones [12].

Para la obtención del criterio ISE en Simulink en cada algoritmo de control se obtuvo la señal del error para todo tiempo que duro el experimento, y en cada instante de tiempo el error se elevó al cuadrado y posteriormente se integró. Este proceso se implementó utilizando los bloques de Simulink. Los resultados obtenidos son discutidos en la sección de Resultados.

IV. RESULTADOS

El encoder de la plataforma únicamente permite leer 16 posiciones y por cada posición de 22.5° el voltaje se incrementaba en 0.3V, sin embargo, debido al deterioro del equipo, al rebasar la posición 10 (equivalente a 3.44V / 225°) el voltaje presentaba discontinuidades lo que dificultó en gran medida controlar las posiciones angulares a partir de ese rango. Otro de los problemas que se presentó en la plataforma, fue cuando el motor sobrepasaba los 360° o daba una rotación completa, ya que el sensor presentaba un salto de 4.7V a 0V, lo cual ocasiona que el sistema de control perdía la continuidad en la medición y ocasionaba que el sistema se inestabilizara.

Un factor importante para considerar es la manera en que se comporta la ley de control, ya que, en las aplicaciones industriales del control de motores de CD, se busca reducir el consumo energético y no reducir la vida útil de los equipos debido a picos de voltaje o corriente. En los experimentos se seleccionó que la primera referencia sea mayor a la segunda con el objetivo de visualizar la magnitud de la ley de control, ya que al tener que desplazarse un ángulo mayor, requiere un mayor esfuerzo en el control. En la Fig. 18 se presentan las respuestas de las leyes de control de las tres técnicas implementadas en una ventana de tiempo que permite visualizar el comportamiento del controlador en la primera referencia. En la figura se observa el comportamiento transitorio antes de estabilizarse, lo cual ocurre en 0.5 seg., aproximadamente. La alimentación al motor es de ±5V y ninguna de ellas presenta saturación de voltaje, sin embargo, la ley de control del PD con inversión de la zona muerta es más agresiva en el sentido que presenta señales de voltaje mayores.

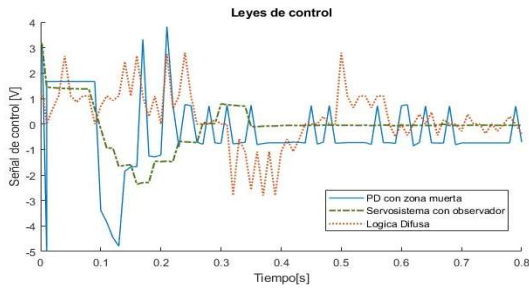


Fig. 18. Comportamiento de los voltajes de las leyes de control

Los resultados de cada respuesta, así como los valores obtenidos para el índice de desempeño ISE de cada uno de los algoritmos empleados se resumen en la Tabla IV. Analizando dicha Tabla se observa que el esquema de control basado en variables de estado con observador fue el método que tuvo el menor índice ISE y mejor tiempo de respuesta, por lo que podría considerarse como el más adecuado, seguido del controlador PD con zona muerta y finalmente el controlador difuso.

TABLA IV. RESPUESTAS ESTRATEGIAS DE CONTROL

Metodología de Control	$M_p r_1$	tss $r_1$ (seg)	$M_p r_2$	tss $r_2$ (seg)	Criterio ISE
PD con zona muerta	44%	0.50	25%	0.26	0.2044
PD sin zona muerta	0%	0.20	N/A	N/A	0.3935
Servosistema con observador	44%	0.39	0%	0.14	0.1881
Servosistema sin observador	60%	0.45	25%	0.32	0.3659
Lógica Difusa	14%	0.50	0%	0.40	0.5152

### V. CONCLUSIONES

Con base a la tabla comparativa IV, se obtiene que la técnica más adecuada para el control de la posición angular del motor de CD fue el control por variables de estado, esto es debido a que tuvo una respuesta más rápida y un mejor índice de desempeño ISE. Como sabemos, esta es una de las principales técnicas de control utilizadas en la industria de la automatización para el control de motores, por lo que es un resultado esperado desde el planteamiento.

En la implementación del controlador por lógica difusa, se requirió de una sintonización iterativa posterior al diseño del controlador inicialmente planteado, se modificaron los universos de discursos y sus rangos, por lo que fue un diseño que requirió diversas pruebas de ajuste del controlador.

Es importante mencionar también que otro de los factores que pudieron influir en el comportamiento de los controladores es el hecho de que el diseño fue hecho orientado a control analógico cuando la lectura de la tarjeta de adquisición de datos y su manipulación en el software consiste en control discreto.

Por otro lado, los índices de desempeño son métricas cuya información permite evaluar los distintos algoritmos de control diseñados para un mismo sistema dinámico, sin embargo, la complejidad en el diseño e implementación de cada uno puede ser un factor importante que considerar para la elección de la técnica de control a utilizar.

Finalmente, los esquemas de control analizados fueron seleccionados sobre la base de que son esquemas equivalentes lo cual ha sido demostrado en la literatura [13].

### REFERENCIAS

- [1] M. H. H. Fajaffri y N. Mat Yahya, "Comparison Performances between MABSA-PI Controller and MABSA-PD Controller for DC Motor Position System", MEKATRONIKA, vol. 5, n.º 1, pp. 72–78, abril de 2023. Accedido el 1 de noviembre de 2023. [En línea]. Disponible: <https://doi.org/10.15282/mekatronika.v5i1.9414>
- [2] Sul, S.-K. (2011) Control of Electric Machine Drive Systems. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons.
- [3] E. Buzi and P. Marango, "A Comparison of conventional and nonconventional methods of DC motor speed control", in Proc. 15th IFAC Workshop on International Stability, Technology, and Culture, vol. 46, no. 8, 2013, pp. 50–53. DOI: 10.3182/20130606-3-XK-4037.00054.
- [4] Durdu y E. H. Dursun, "Sliding Mode Control for Position Tracking of Servo System with a Variable Loaded DC Motor", Elektron. Ir Elektrotechnika, vol. 25, n.º 4, pp. 8–16, agosto de 2019. Accedido el 1 de noviembre de 2023. [En línea]. Disponible: <https://doi.org/10.5755/j01.eic.25.4.23964>
- [5] S. K. Gupta and P. Varshney, "Fractional fuzzy PID controller for speed control of DC motor", in Proc. 3rd International Conf. Advances in Computing and Communications, Cochin, 2013, pp. 1–4. DOI: 10.1109/ICACC.2013.7.
- [6] G. P. Liu and S. Daley, "Optimal-Tuning Nonlinear PID Control of Hydraulic Systems," Control Eng. Pract., vol. 8, no. 9, pp. 1045–1053, 2000.
- [7] TecQuipment. "Homepage". TecQuipment. Accedido el 3 de octubre de 2023. [En línea]. Disponible: <https://www.tecquipment.com/>
- [8] K. Ogata, Modern Control Engineering, 5th ed. Pearson, 2010.
- [9] Visioli, A. (2006) 'Basics of PID Control', in Practical PID Control. 1st edn. London, UK: Springer London, pp. 3–6.
- [10] Luenberger, D.L. (1971) 'An Introduction to Observers', IEEE Transactions on Automatic Control, AC(16), pp. 596–601.
- [11] K. M. Passino and S. Yurkovich, Fuzzy Control. Beijing: Tsinghua University Press, 2001.
- [12] Hwang, C. and Cheng, Y.-C. (2021) 'On calculation of Ise Performance Indices for fractional-order time-delay systems', Journal of the Taiwan Institute of Chemical Engineers, 120, pp. 17–23. doi:10.1016/j.jtice.2021.03.009.
- [13] J.I. Yuz, "Equivalencia entre controladores clásicos y control del estado observado", Tesis de maestría, Depto de electrónica. Universidad Técnica Federico Santa María. Valparaiso Chile, 2001.