

Model-free control for the angular speed regulation on BLDC motor^{*}

Martínez-Ramírez L.A. * Guerrero-Castellanos J.F. *
Ambrosio-Lazaro R.C. * Jiménez-Rodríguez J.M. *
Muñoz-Hernández G.A. *

* Facultad de Ciencias de la Electrónica, Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Puebla, México (e-mail: luis.martinezramirerami@alumno.buap.mx).

Abstract: This work describes the design of a practical model-free nonlinear control algorithm for the angular speed regulation on BLDC motors for automotive electrical tractions. For control development, the gain of the input signal and the total disturbance of the system are assumed to be unknown. In order to compare the proposed control behavior, an active disturbance rejection control (ADRC) and PID controller were developed, all control algorithms were implemented in real-time, and the experimental results are presented, showcasing the potential real-world applications of the proposed research.

Keywords: ADRC, Model-free control, Extended State Observer, Non Linear Control, Saturation, PID Controller.

1. INTRODUCCIÓN

Los vehículos eléctricos están ganando mayor participación en el mercado de ventas globales cuyos números representaron el 55.9% y el 45% de las ventas en Estados Unidos y China respectivamente en el año 2020 y se espera que esta tendencia continúe (Sanguesa et al. (2021)). En consecuencia, el control de motores eléctricos se convierte en una de las principales tareas al momento de diseñar sistemas de tracción y los motores síncronos de imanes permanentes (PMSM por sus siglas en inglés) son los de mayor presencia en vehículos comerciales, seguido de los motores de inducción asíncronos (IM) y de los motores de reluctancia conmutada (SRM) (Wang et al. (2020); Rind et al. (2017)).

Los motores BLDC son considerados como motores síncronos cuya característica principal es tener la mayor eficiencia respecto a los motores disponibles en la actualidad. Sin embargo, algunas desventajas asociadas incluyen alto costo, corto rango de potencia constante, desmagnetización de los imanes y baja capacidad de alta velocidad (Rind et al. (2017); Cai et al. (2022)).

Actualmente, las técnicas de control de velocidad y par de alto rendimiento se clasifican en dos categorías principales: control vectorial (VC) y control directo de par (DTC)(Wang et al. (2020)), en (Ai-de et al. (2018)), introdujeron el control (DTC) para suprimir la ondulación de par durante la conmutación, en (Ding et al. (2019)) se propone una estrategia de control híbrida que combina el control vectorial y el control de corriente continua, en (Xu et al. (2019)) se propone un método de control basado en (DTC) y en un modelo de control predictivo (MPC) para un (SRM) en los que los vectores de voltaje candidatos

(VV) se seleccionan a partir de la histéresis de par y la función de costo está diseñada para la minimización del vínculo de flujo, sin embargo estas técnicas de control requieren un buen modelo matemático.

Otras alternativas para el control de velocidad de motores incluyen: controladores por modos deslizantes (SMC), en (Iglesias-Rios et al. (2023)) se presenta una metodología para la obtención de ganancias para la familia de controladores discontinuos anidados basada en una función de Lyapunov de control, por otra parte, en (Sira Ramírez et al. (2015)) se introducen los ultra-modelos como un paradigma para la simplificación del diseño de leyes de control por realimentación de salida, basadas en observadores y técnicas de estimación algebraica posteriores para diseñar un controlador simple, pero efectivo (Sira-Ramírez et al. (2017)). Adicionalmente se pueden emplear controladores basados en observadores de estado y perturbaciones, en (Radke and Gao (2006)) se presenta una revisión de la clasificación de estos y las implicaciones de los mismos en el diseño de controladores, los controladores con rechazo activo de perturbaciones (ADRC) hace uso de observadores de estado extendido (ESO) que agrega en un estado adicional perturbaciones y deficiencias del modelo, en (Guerrero-Sánchez et al. (2022)) dan solución al problema de la sincronización de velocidad de dos motores para trabajar de forma cooperativa en la compartición de carga y el rechazo de perturbaciones externas.

2. FORMULACIÓN DEL PROBLEMA

Los motores eléctricos en velocidad se comportan como un sistema de primer orden, para este trabajo se pretende controlar la velocidad del motor HPM5000 de la marca Golden Motor cuyas especificaciones técnicas son las siguientes:

* Facultad de Ciencias de la Electrónica. BUAP.

- Voltaje: 48V/72V/96V
- Corriente: 120A
- Potencia nominal: 5kW
- Velocidad de giro: 3000 – 5000rpm
- Par nominal: 13Nm
- Par máximo: 45Nm
- Eficiencia: > 90%

Se utilizará el controlador HPC300 para la etapa de potencia, por lo tanto, la unión del driver y el motor constituirán la planta a controlar como se muestra en la Fig.1.



Fig. 1. Sistema entrada salida conformado por el driver HPC300 y el motor BLDC HPM5000.

2.1 Modelo matemático

A partir de la curva de respuesta del sistema, el modelo matemático que describe la dinámica de su comportamiento queda definido de la forma

$$\dot{y} = -ax + bu$$

con $a = \frac{1}{\tau}$ y $b = \frac{K}{\tau}$ (1)

donde:

K es la ganancia estática del sistema.
 τ es la constante de tiempo.

Los valores para la ganancia estática y la constante de tiempo obtenidos de forma experimental son:

$$K = 67.6/1.42 = 47.605$$

$$\tau = 1.04s$$

Para el sistema (1), la representación en espacio de estados definiendo $x_1 = y$, donde se ha incluido la variable w para indicar las perturbaciones de carga que actúan sobre el sistema se expresa como:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -ax_1 + bu + w \\ y = x_1 \end{cases} \quad (2)$$

La ecuación (2) es el modelo de entrada-salida en el que y es la salida a controlar, u es la acción de control, a es la constante que determina la ubicación del polo y b se denomina ganancia crítica.

3. CONTROL DE VELOCIDAD

3.1 Propuesta de control no lineal para sistemas libres de modelo

En general, consideremos la siguiente clase de sistemas.

$$\dot{x} = a(u - h) \quad (3)$$

con $x \in \mathbb{R}$ el estado, $u \in \mathbb{R}$ es la señal de control y $a, h(\cdot) \in \mathbb{R}$ se asumen desconocidos. El objetivo de control consiste en garantizar que $x \rightarrow x_d, \dot{x}_d = 0$, cuando $t \rightarrow \infty$ independientemente de las incertidumbres en el modelo denotado por a , y la perturbación $h(\cdot)$ que representa la suma de perturbaciones endógenas y exógenas y puede ser variante en el tiempo.

Antes de enunciar el algoritmo de control, es preciso establecer las siguientes consideraciones:

- (1) $a > 0$ tal que $a \in [a_{min}, a_{max}]$
- (2) $h(\cdot) \in [h_{min}, h_{max}]$
- (3) $u(t) \in [-M, M], \forall M > 0$
- (4) $|\frac{dh(\cdot)}{dt}| \leq h_0$

Definición 3.1. (Función de saturación) Dada una constante positiva M , la función continua y no decreciente $\sigma_M : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ es definida como:

- (1) $\sigma_M = s$ si $|s| < M$;
 - (2) $\sigma_M = M \cdot \text{sign}(s)$; en otro caso
- (4)

Considere el sistema (3) con la siguiente ley de control

$$\begin{aligned} \dot{z} &= \lambda_f(u - z) \\ u &= \sigma_M(\lambda(x_d - x) + z) \end{aligned} \quad (5)$$

con $e_x = x_d - x$ y $e_z = h - z$, el error de seguimiento y el error de estimación respectivamente. Además, sea $X_e = (e_x \ e_z)^T$ el vector de estado en coordenadas del error. Entonces, después de un periodo de tiempo suficientemente grande, el vector de error queda acotado a la siguiente vecindad del origen.

$$\|X_e(t)\| \leq \frac{h_0}{\lambda_M} \quad (6)$$

h_0 ha sido definido previamente y λ_M es el mayor valor propio de la matriz $A_s = \frac{1}{2}(A_e + A_e^T)$, donde A_e está dada por:

$$\begin{pmatrix} -\alpha\lambda & \alpha \\ -\lambda_f\lambda & 0 \end{pmatrix} \quad (7)$$

Observación 3.1. Note que la variable z dada en la primera ecuación de (5) tiene trayectorias acotadas, esto es:

$$|z(t)| \leq M \quad (8)$$

por lo tanto e_z siempre se mantendrá acotado, es decir, $|e_z(t)| \leq c$, para algún $c > 0$.

Demostración 3.1. Ahora considere la dinámica de las variables de error:

$$\begin{aligned} \dot{e}_x &= \dot{x}_d - \dot{x} = \alpha[-\sigma_M(\lambda e_x - z) - h] \\ \dot{e}_z &= \dot{h} - \dot{z} = \lambda_f[-\sigma_M(\lambda e_x - z) - z] - \dot{h} \end{aligned} \quad (9)$$

De la observación 3.1, se establece que e_z permanecerá acotada. Analicemos las trayectorias de la variable e_x . Para ello, se propone la siguiente función candidata de Lyapunov:

$$V = \frac{1}{2}e_x^2 \quad (10)$$

Derivamos a lo largo de la trayectoria del sistema

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e_x \dot{e}_x = e_x(-\alpha\sigma_M(\lambda e_x - z) - \alpha h) \\ &= -e_x\alpha\sigma_M(\lambda e_x - z) - e_x\alpha h \end{aligned} \quad (11)$$

Asumiendo que $|\lambda e_x| > 2z$ entonces $|\lambda e_x - z| \geq z + \varepsilon$ con ε suficientemente pequeño. De la observación 3.1 podemos discernir que:

$$|z(t)| < M \quad (12)$$

por tanto $|\lambda e_x - M| \geq M + \varepsilon$.

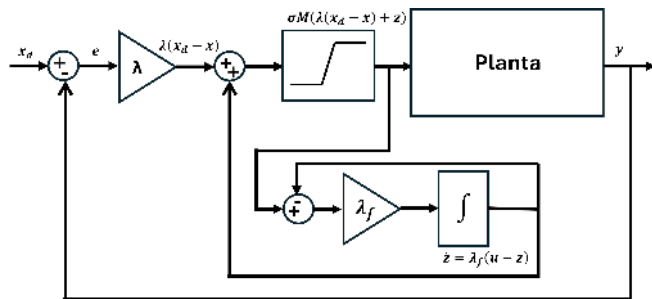


Fig. 2. Propuesta de control no lineal para sistemas libres de modelo de modelo.

Esto implica que $\lambda e_x - M$ tiene el mismo signo que λe_x , así como el mismo signo de e_x . Ahora, considerando que $|h(t)| \leq h_{max}$ se tiene:

$$\dot{V} \leq -\alpha|e_x|\sigma_M(M + \varepsilon) + \alpha|e_x|h_{max} \quad (13)$$

Asumiendo que:

$$h_{max} < \min(M + \varepsilon, M) = M \quad (14)$$

Se puede asegurar que la función decrecerá, es decir $\dot{V}_2 < 0$; en consecuencia, la variable e_x entra al conjunto:

$$\Phi = \{e_x : |\lambda e_x| < 2M\} \quad (15)$$

Entrando en ese conjunto, e_x evoluciona en la parte lineal de σ_M por tanto (9) se convierte en:

$$\begin{aligned} \dot{e}_x &= -\alpha[\lambda e_x + \alpha z - h] \\ \dot{e}_z &= -\lambda_f \lambda e_x - \dot{h} \end{aligned} \quad (16)$$

Reescribiendo en forma matricial, tenemos que:

$$\begin{pmatrix} \dot{e}_x \\ \dot{e}_z \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} -\alpha\lambda & \alpha \\ -\lambda_f\lambda & 0 \end{pmatrix}}_{A_e} \begin{pmatrix} e_x \\ e_z \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \dot{h} \quad (17)$$

Para determinar la estabilidad de (17) se deben analizar los valores propios de A_e .

$$|s\mathbb{I} - A_e| = \left| \begin{pmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} -\alpha\lambda & \alpha \\ -\lambda_f\lambda & 0 \end{pmatrix} \right| = \left| \begin{pmatrix} s + \alpha\lambda & -\alpha \\ \lambda_f\lambda & s \end{pmatrix} \right|$$

Por tanto, el polinomio característico se define como:

$$|s\mathbb{I} - A_e| = s^2 + s\alpha\lambda + \alpha\lambda_f\lambda = 0 \quad (18)$$

puesto que $\alpha, \lambda, \lambda_f > 0$, entonces A_e es una matriz Hurwitz. De este modo, para el sistema dado por:

$$\dot{X}_e = A_e X_e + B\dot{h} \quad (19)$$

las trayectorias del vector de error se pueden acotar por

$$X_e(t) = e^{A_e(t-t_0)} X_e(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A_e(t-\tau)} B(\dot{h}) d\tau \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \therefore \|X_e(t)\| &\leq \|e^{A_e(t-t_0)}\| \|X_e(t_0)\| \\ &+ \int_{t_0}^t \|e^{A_e(t-\tau)}\| \|B\dot{h}(\tau)\| d\tau \\ &\leq \frac{h_0}{\lambda_M} \end{aligned} \quad (21)$$

donde λ_M es el valor propio más grande $\frac{1}{2}(A_e + A_e^T)$ Cortez-Dena et al. (2022).

Finalmente el diagrama a bloques de la estructura de control no lineal para sistemas libres de modelo se muestra en la Fig. 2, donde $M = \pm 50$, $\lambda_f = 10$ y $\lambda = 50$.

3.2 Controlador PID

Un controlador PID es capaz de resolver una amplia gama de problemas de control, más del 95% de todos los problemas de control industrial se resuelven mediante control PID, aunque muchos de estos controladores son en realidad controladores proporcional-integral (PI) Åström and Murray (2021). Matemáticamente los controladores PID se definen por la ecuación:

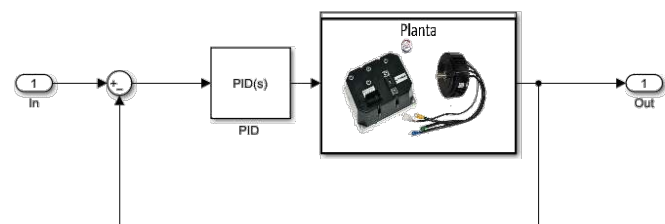


Fig. 3. Diagrama a bloques del control de velocidad PID

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(\tau) d\tau + k_d \frac{de(t)}{dt} \quad (22)$$

La acción de control es la suma de tres términos: la integral del error, una ganancia proporcional y la extrapolación lineal del error (el término derivativo) Han (2009). De la ecuación (23) se deduce que el objetivo consiste en determinar los valores apropiados de las ganancias k_p, k_i y k_d en función del comportamiento deseado para la planta, la figura 3, muestra el diagrama de bloques utilizado para el control de velocidad del sistema (figura 1), el alcance de este trabajo no consiste en diseñar o proponer una sintonización del controlador PID, pero al ser el controlador con mayor aplicación en la industria es un referente para comparar resultados. La sintonización de este controlador se hizo usando Matlab/Simulink con la condición de que la respuesta fuese sobre amortiguada con un tiempo de establecimiento menor a 0.1s.

Los valores de las ganancias se establecieron en:

$$\begin{aligned} k_p &= 2.353517178431458, \\ k_i &= 1.79073828820466, \\ k_d &= -0.00187333004477759 \end{aligned} \quad (23)$$

3.3 Control con rechazo activo de perturbaciones LADRC

Considere que desea controlar el sistema (2) mediante un control lineal por rechazo activo de perturbaciones (LADRC), asumimos que el valor de a es desconocido y que el sistema es afectado por una perturbación externa w , para el diseño de control sólo contamos con un valor aproximado de la ganancia crítica denotado por b_0 , por tanto, definimos una perturbación total del sistema que incluya la perturbación externa y las deficiencias presentes en el modelo como:

$$\xi = -ax + (b - b_0)u + w \quad (24)$$

Usando (24) en (2) tenemos:

$$\begin{cases} \dot{x} = \xi + b_0 u \\ y = x \end{cases} \quad (25)$$

Como se desconoce la perturbación total, ξ se asigna como un estado adicional que es estimado y compensado por el bucle de control. Así, se obtiene el modelo extendido en el espacio de estados en el que $x_2 \simeq \xi$ y $\dot{x}_2 = \dot{\xi}$ se desconoce

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + b_0 u \\ \dot{x}_2 = \dot{\xi} \\ y = x_1 \end{cases} \quad (26)$$

De esta forma, el observador de estado extendido lineal (LESO) para (26) se define como:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + b_0 u + L_1 e \\ \dot{z}_2 = L_2 e \\ e = y - z_1 \end{cases} \quad (27)$$

Note que la cancelación activa de perturbaciones se logra al restar la información de la perturbación total, estimada en z_2 , de la ley de control u_0 (ver Fig. 4), de acuerdo con:

$$u = \frac{u_0 - z_2}{b_0} \quad (28)$$

reemplazando (28) en (25) y suponiendo que $z_2 \cong \xi$, el sistema se reduce a:

$$\begin{cases} \dot{x} = u_0 \\ y = x \end{cases} \quad (29)$$

El modelo de espacio de estados (29) representa una planta modificada libre de perturbaciones sobre la cual actúa la acción de control u_0 definida como:

$$u_0 = k_1(\tilde{r} - z_1) - k_2 z_2 \quad (30)$$

Para el diseño de ganancias del observador, considere la representación matricial del modelo extendido (26) con:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu + E\dot{\xi} \\ y &= Cx \\ \begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} &= \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}}_A \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{pmatrix} b_0 \\ 0 \end{pmatrix}}_B u + \underbrace{\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}}_E \dot{\xi} \\ y &= \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix}}_C \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (31)$$

Respecto al observador, la representación matricial del LESO, ecuación (27) definida por:

$$\dot{z} = Az + Bu + L(Cx - Cz) \quad (32)$$

De esta manera, el error de estimación se modela como $e = x - z$, por tanto la dinámica del error viene dado por $\dot{e} = \dot{x} - \dot{z}$ y restando (32) a (31) tenemos que el comportamiento dinámico del error responde a:

$$\dot{e} = (A - LC)e + E\dot{\xi} \quad (33)$$

Supongamos que $\dot{\xi}$, aunque desconocida, es diferenciable y está acotada, las ganancias del observador se calculan debido a la asignación de polos, en Martínez et al. (2021) se menciona que todos los polos deben ubicarse en la posición $-\omega_0$ en el semiplano izquierdo de manera que:

$$|sI - (A - LC)| = (s + \omega_0)^2 \quad (34)$$

Resolviendo la ecuación (34) y comparando los coeficientes de ambos lados, se obtienen las ganancias del observador lineal

$$L_1 = 2\omega_0; \quad L_2 = \omega_0^2; \quad (35)$$

Para el diseño de ganancias del controlador, considere la representación de frecuencia del modelo (29), con Y y U_0

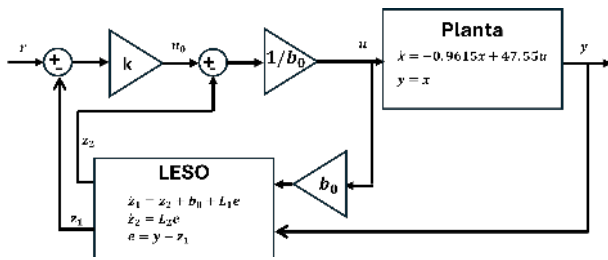


Fig. 4. Control con rechazo activo de perturbaciones con observador de estados extendidos lineal.

como las transformadas de Laplace de la salida y la acción de control, respectivamente:

$$Y = \frac{U_0}{s} \quad (36)$$

donde U_0 corresponde con la representación de frecuencia de (30) y se obtiene con $z_1 \approx y$, $z_2 \approx \dot{y}$ y R como la transformada de Laplace de la referencia:

$$U_0 = k_1 R - k_1 Y - k_2 Y s \quad (37)$$

Reemplazando (37) en (36) y reordenando términos:

$$\frac{Y}{R} = \frac{\frac{k_1}{1+k_2}}{s + \frac{k_1}{1+k_2}} \quad (38)$$

La ecuación característica de (38) indica que la ubicación del polo en lazo cerrado depende de la selección de k_1 y k_2 . Continuando con el enfoque propuesto en Martínez et al. (2021), el polo se asigna en la ubicación ω_c en el semiplano izquierdo de modo que:

$$\omega_c = \frac{k_1}{1+k_2} \quad (39)$$

El ancho de banda, denominado ω_c , se selecciona como medida del rendimiento, teniendo en cuenta que un mayor ancho de banda corresponde a un mejor seguimiento de comandos, rechazo de perturbaciones y sensibilidad a las variaciones de parámetros Gao et al. (2003). En Martínez et al. (2021), se propone obtener el valor de ω_c en función del tiempo de establecimiento de lazo cerrado deseado t_s , para sistemas de primer orden se propone:

$$\omega_c = \frac{5}{t_s} \quad (40)$$

Respecto al ancho de banda del observador este queda definido como:

$$\omega_0 = K\omega_c \quad (41)$$

donde $1 \leq K < 5$ de acuerdo con Gao et al. (2003) y Martínez et al. (2021). Para el cálculo de las ganancias del observador y controlador se definieron $K = 3$, $k_2 = 2$ y $t_s = 150ms$, se calcularon las demás variables quedando el sistema definido de la siguiente forma:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad B = \begin{pmatrix} 0 \\ b_0 \end{pmatrix}; \quad C = (1 \ 0); \quad (42)$$

$$L = \begin{pmatrix} 66.666 \\ 1111.111 \end{pmatrix}; \quad k_1 \approx 100; \quad k_2 = 2;$$

4. RESULTADOS OBTENIDOS

La implementación de los algoritmos de control se realizó en la tarjeta TMS320F25335 de Texas Instruments, los resultados obtenidos en el control de velocidad de giro del motor se muestran en la Fig. 5, todos los controles logran estabilizar el sistema en un tiempo relativamente corto, la respuesta del ADRC tiene un comportamiento sobre amortiguado, mientras que el NESO y el PID presentan un sobre impulso $\leq 5\%$. La Fig. 6 corresponde con el error en la regulación de velocidad, observe que aún en el caso más crítico a bajas velocidades, las leyes de control implementadas logran que el error permanezca en una región de valores cercanas a cero.

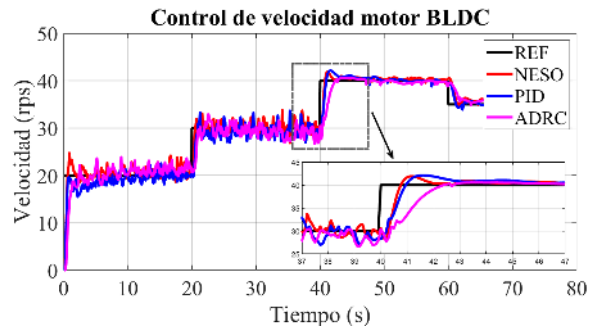


Fig. 5. Resultados del control de velocidad angular para motor BLDC (algoritmos implementados: PID, ADRC y Control libre de modelo).

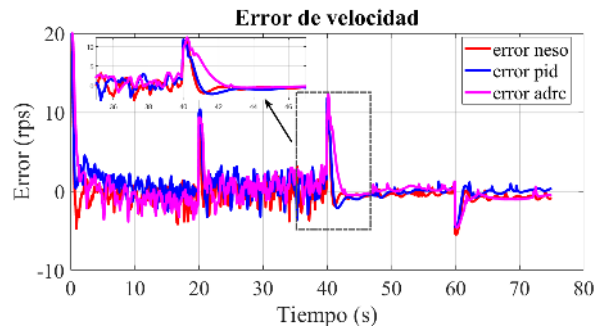


Fig. 6. Gráfica del error en la regulación de velocidad de los algoritmos de control.

Respecto a las señales de control, mostradas en Fig. 7, se aprecia que el algoritmo ADRC es el que presenta un comportamiento más suave, implicando menor estrés en el motor, el controlador NESO para cambios de referencia de magnitudes grandes alcanza el valor de saturación incluido propiamente en su diseño y definido para evitar daños en el motor, el control PID mantiene las variaciones en la señal de control acorde a las variaciones de referencia.

Para determinar cual de los controladores presentó mejor desempeño, utilizamos el criterio de la integral del error al cuadrado (ISE por sus siglas en inglés) y el criterio de la integral del valor absoluto del error cuyos resultados

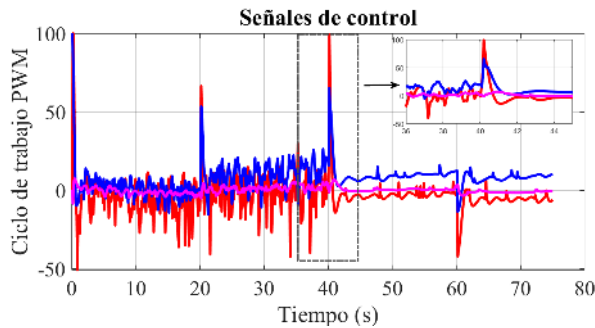


Fig. 7. Señal de control de los algoritmos de regulación de velocidad en motor BLDC.

se presentan en la Table 1 y Table 2 respectivamente. En ambos criterios, el controlador NESO propuesto en este trabajo obtuvo los mejores resultados.

Table 1. Análisis de desempeño empleando el índice ISE

NESO	PID	ADRC
279.9696	325.7553	476.7729

Table 2. Análisis de desempeño empleando el índice IAE

NESO	PID	ADRC
77.9569	83.5035	100.4205

5. CONCLUSIONES

Se desarrolló un algoritmo de control de velocidad para un motor BLDC bajo el enfoque libre de modelo, la implementación física demostró un desempeño superior a los resultados obtenidos con los controladores PID y ADRC usando como métrica los índices IAE e ISE. Así mismo, se diseñó un ADRC que no requirió de un modelo matemático riguroso, demostrando la acción del observador de estados extendido de estimar la perturbación y compensar las deficiencias en el modelo.

La contribución de este trabajo radica en proponer una ley de control alternativa para sistemas de primer orden en la que no se requiere del conocimiento de la ganancia crítica b_0 necesaria en el caso del ADRC, obteniendo resultados iguales o mejores a los controladores PID y ADRC.

En trabajos futuros se pretende validar la capacidad del algoritmo para rechazar perturbaciones incorporando una perturbación de carga en las pruebas experimentales, además de proponer una metodología para la sintonización de las ganancias del controlador ya que para este trabajo se realizó de forma empírica.

REFERENCES

Ai-de, X., Xianchao, Z., Kunlun, H., and Yuzhao, C. (2018). Torque-ripple reduction of srm using optimised voltage vector in dtc. *IET Electrical Systems in Transportation*, 8(1), 35–43.

Åström, K.J. and Murray, R. (2021). *Feedback systems: an introduction for scientists and engineers*. Princeton university press.

Cai, S., Kirtley, J.L., and Lee, C.H. (2022). Critical review of direct-drive electrical machine systems for electric and hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 37(4), 2657–2668.

Cortez-Dena, E., Contreras-Mendoza, H., Mastranzo-Pérez, M., Ramírez-Muñoz, E., Guerrero-Castellanos, J.F., et al. (2022). Control de velocidad para servomecanismos libre de modelo. *Pädi Boletín Científico de Ciencias Básicas e Ingenierías del ICBI*, 10(Especial5), 91–96.

Ding, W., Liu, G., and Li, P. (2019). A hybrid control strategy of hybrid-excitation switched reluctance motor for torque ripple reduction and constant power extension. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(1), 38–48.

Gao, Z. et al. (2003). Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning. In *Acc*, volume 4, 989–4.

Guerrero-Sánchez, W.F., Linares-Flores, J., Hernández-Méndez, A., Gonzalez-Diaz, V.R., Mino-Aguilar, G., Munoz-Hernandez, G.A., and Guerrero-Castellanos, J.F. (2022). A cooperative adrc-based approach for angular velocity synchronization and load-sharing in servomechanisms. *Energies*, 15(14), 5121.

Han, J. (2009). From pid to active disturbance rejection control. *IEEE transactions on Industrial Electronics*, 56(3), 900–906.

Iglesias-Rios, M., Moreno, J.A., and Fridman, L. (2023). Cálculo de ganancias para controladores homogéneos de grado cero. In *Memorias del Congreso Nacional de Control Automático*.

Martínez, B., Sanchis, J., García-Nieto, S., and Martínez, M. (2021). Control por rechazo activo de perturbaciones: guía de diseño y aplicación. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial*, 18(3), 201–217.

Radke, A. and Gao, Z. (2006). A survey of state and disturbance observers for practitioners. In *2006 American Control Conference*, 6–pp. IEEE.

Rind, S.J., Ren, Y., Hu, Y., Wang, J., and Jiang, L. (2017). Configurations and control of traction motors for electric vehicles: A review. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, 3(3), 1–17.

Sanguesa, J.A., Torres-Sanz, V., Garrido, P., Martinez, F.J., and Marquez-Barja, J.M. (2021). A review on electric vehicles: Technologies and challenges. *Smart Cities*, 4(1), 372–404.

Sira Ramírez, H., Linares Flores, J., Luviano Juárez, A., and Cortés Romero, J. (2015). Ultramodelos globales y el control por rechazo activo de perturbaciones en sistemas no lineales diferencialmente planos. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial*, 12(2), 133–144.

Sira-Ramírez, H., Luviano-Juárez, A., Ramírez-Neria, M., and Zurita-Bustamante, E.W. (2017). *Active disturbance rejection control of dynamic systems: a flatness based approach*. Butterworth-Heinemann.

Wang, Z., Ching, T.W., Huang, S., Wang, H., and Xu, T. (2020). Challenges faced by electric vehicle motors and their solutions. *IEEE Access*, 9, 5228–5249.

Xu, A., Shang, C., Chen, J., Zhu, J., and Han, L. (2019). A new control method based on dtc and mpc to reduce torque ripple in srm. *IEEE Access*, 7, 68584–68593.