

# Control de velocidad por rechazo activo de perturbaciones para un motor de CD sin escobillas

T. Orozco-Urbieta \* J. F. Guerrero-Castellanos. \*  
J. Linares-Flores \*\* A. Hernández-Méndez \*\*  
O. D. Ramírez-Cardenas \*\* R. C. Ambrosio-Lázaro \*  
G. Mino-Aguilar \*

\* *Facultad de Ciencias de la Electrónica, Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP), Puebla, Mexico (e-mail: tomyourb@gmail.com, fermi.guerrero@correo.buap.mx).*

\*\* *Instituto de Electrónica y Mecatrónica, Universidad Tecnológica de la Mixteca, Huajuapán de León, Oaxaca, México, (email: jlinares@mixteco.utm.mx, arturohm54@mixteco.utm.mx, oscar6ri@hotmail.com)*

---

Resumen: Este artículo aborda el diseño e implementación de un control de seguimiento de velocidad angular por rechazo activo de perturbaciones (ADRC) para un motor CD sin escobillas. La estrategia de control propuesta hace uso de un observador de estado extendido (OEE) que, a través de él, se estiman los términos no modelados del sistema (perturbaciones internas), así como perturbaciones externas del sistema, las cuales pueden ser variantes en el tiempo. La estimación de la perturbación total, conjuntamente con un término de retroalimentación permiten alcanzar el objetivo de control. Se presenta la plataforma experimental basada en DSP, así como los resultados experimentales del desempeño del controlador en lazo cerrado, para el seguimiento de velocidad angular del motor con y sin par de carga aplicado al eje.

*Keywords:* Motor BLDC, ADRC, Observador de Estado Extendido

---

## 1. INTRODUCCIÓN

Los motores de CD sin escobillas (BLDC) son motores utilizados ampliamente en aplicaciones industriales por su alta eficiencia, alto torque, bajo ruido, rendimiento energético y mantenimiento mínimo. El precio a pagar en este tipo de motor es el costo de producción, así como el uso de sensores, ya sean electromagnéticos, fotoeléctricos o magnéticos para medir la posición del rotor. Sin embargo, los sensores de efecto hall son los más utilizados debido a que son compactos, de bajo costo y de fácil operación. El funcionamiento de este motor se basa en la atracción y repulsión de campos magnéticos; para ello, se utilizan imanes permanentes en el rotor y devanados en el estator. Los embobinados del estator se energizan de forma sincronizada con el rotor, lo cual crea campos electromagnéticos de atracción y repulsión entre el rotor y las fases del estator (Gang Tian and Gao (2009)). Por lo tanto, se utiliza una secuencia de conmutación para energizar las fases del estator, creando y manteniendo de forma sincronizada un campo magnético giratorio, a partir del conocimiento preciso de la posición del rotor por medio de los sensores de efecto Hall. Para llevar a

cabo un control de velocidad de alto desempeño en el motor BLDC, se requiere un conocimiento del modelo dinámico del sistema. En este sentido, existen en la literatura diferentes soluciones de control moderno, como se muestra a continuación. En Balasubramanian and Wong (1986) se desarrolla el control para un sistema de transmisión que opera bajo cargas variables, desarrollando un control robusto con estructura proporcional-integral. En Iyer et al. (2011), se propone utilizar el método para compartir los pares por igual entre dos ruedas, las cuales tratadas con un control de Volts/Hertz. Sin embargo, en la mayoría de los casos, el controlador no cumple los requerimientos de alto desempeño en presencia de perturbaciones e incertidumbres ya sea endógenas o exógenas (Linares-Flores et al. (2012); Sira-Ramírez et al. (2014); Silva López Cornelio (2016.)). Por lo tanto, se propone utilizar e implementar un control por rechazo activo de perturbaciones, tomando como base el uso de ADRC para motor BLDC como presentan en Guerra et al. (2018) para el seguimiento de trayectoria de velocidad, aunque utilizan control por pasividad para las corrientes de fase del estator. Este tipo de controlador (ADRC) realiza una estimación precisa tanto de las dinámicas desconocidas

del sistema a controlar como de las perturbaciones exógenas, y de esta manera cancela sus efectos en la salida del sistema. Para ello, se utiliza un observador de estado extendido (OEE, Extend State Observer), el cual es utilizado como un poderoso rechazador y aplicado con éxitos a muchos procesos industriales e incorporado a sistemas físicos (Xue et al. (2016)).

Éste paradigma establece la posibilidad de eliminar efectos indeseables sobre la salida antes de aplicar una retroalimentación. Debido a que el control por rechazo activo de perturbaciones ha venido sufriendo diversas transformaciones, reformulaciones y extensiones, se ha llegado a una formalización adecuada gracias a los trabajos de Z. Gao, H. Khalil, M. Fliess y otros investigadores (Sira-Ramírez et al. (2017)). El método ha sido aplicado con éxito al control de motores eléctricos de CD y CA mediante convertidores de potencia (Véase Linares-Flores et al. (2012); Sira-Ramírez et al. (2014); Silva López Cornelio (2016.)), a partir de la estabilidad del mismo, mediante el uso de Estabilidad de Entrada al Estado (ISS, por sus siglas en inglés Input to State Stability) como se muestra en (Aguilar-Ibáñez et al. (2017)). Dadas las ventajas que tiene esta técnica de control con relación a otras, es muy utilizada en la investigación y desarrollo de nuevos proyectos en diferentes sectores industriales (Electric. (2019); Chapman (2014); Alexander (2015-2016)).

En este caso, el esquema de control propuesto es implementado en un procesador digital de señales (DSP, Digital Signal Processor) y puesto en marcha en un sistema de motores BLDC diseñados para un sistema de tracción de un vehículo terrestre, debido que los motores de CD pueden proporcionar alto par y facilidad para el control de velocidad en diferentes sectores industriales, principalmente el sector automotriz (Li et al. (2015); Muruganandam (2013); Ali (2015); Widyan et al. (2014)).

El resto del artículo se estructura de la siguiente manera. La sección 2 presenta la obtención del modelo dinámico del sistema. En la sección 3 se realiza el planteamiento del problema y se desarrolla la estrategia de control por rechazo activo de perturbaciones. La sección 4 es dedicada a la descripción de la plataforma experimental y se exponen los resultados de dos pruebas diferentes, demostrando la efectividad de la estrategia de control propuesta. Finalmente, las conclusiones y perspectivas se establecen en la sección 5.

## 2. MODELO DINÁMICO DEL MOTOR SIN ESCOBILLAS DE CD

En el modelo dinámico del motor de CD sin escobillas (BLDC), se considera tanto la parte eléctrica como la mecánica. En la parte eléctrica y considerando el giro del motor en la dirección positiva, el voltaje en cada bobinado es el siguiente (Xia (2015)).

$$V_x = R_x I_x + E_{\Psi x} \quad (1)$$

donde  $x$  representa a las fases A, B y C,  $V_x$  es el voltaje de fase,  $I_x$  es la corriente de fase,  $E_{\Psi x}$  es la fuerza

electromotriz inducida (FEM) en cada fase y  $R_x$  es la resistencia en cada devanado.

### 2.1 Subsistema Eléctrico

A partir del circuito eléctrico del motor BLDC y considerando que las auto-inductancias e inductancias mutuas entre fases son iguales y que  $L - M = L_s$ , la parte eléctrica del modelo dinámico del motor está dada de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} L_s \frac{dI_A}{dt} &= -RI_A - E_A + V_A \\ L_s \frac{dI_B}{dt} &= -RI_B - E_B + V_B \\ L_s \frac{dI_C}{dt} &= -RI_C - E_C + V_C \end{aligned} \quad (2)$$

donde  $L_s = L - M$ ,  $E_{A-C} = K_e w$ ;  $L_s$  es la inductancia de fase;  $M$  es la inductancia mutua;  $E_{A-C}$  es la fuerza electromotriz inducida;  $K_e$  es la constante eléctrica del motor;  $w$  es su velocidad angular;  $R_s$  es la resistencia de fase;  $i_{A-C}$  es la corriente de fase y  $V_{A-C}$  es el voltaje de fase. Si consideramos a  $L_s$  como una perturbación, entonces  $L_s = 0 \Rightarrow L_s \frac{dI_{A,B,C}}{dt} \rightarrow 0$ , y despejando las corrientes de fase el modelo se tiene lo siguiente:

$$\begin{aligned} I_A &= \frac{V_A - E_A}{R} \\ I_B &= \frac{V_B - E_B}{R} \\ I_C &= \frac{V_C - E_C}{R} \end{aligned} \quad (3)$$

### 2.2 Subsistema Mecánico

La relación mecánica entre la velocidad angular del eje y el voltaje de entrada al motor DC sin escobillas se obtiene utilizando las leyes de movimiento de Newton.

$$\begin{aligned} T_e &= J \frac{dw}{dt} + Bw + T_L \\ J \frac{dw}{dt} &= T_e - Bw - T_L \end{aligned} \quad (4)$$

donde  $T_e$  es el par desarrollado por el motor (torque electromagnético),  $J$  es el momento de inercia,  $B$  es la constante de fricción de Coulomb y  $T_L$  es un par de carga aplicado al eje del motor. El torque electromagnético es generado por la suma del producto de FEM de retorno y corrientes de fase, y se define como:

$$T_e = \frac{E_A I_A + E_B I_B + E_C I_C}{w}$$

donde  $E_x = K_E w$ . Ahora, se sustituye  $T_e$  de la parte eléctrica en la parte mecánica junto con las respectivas corrientes de fase de (3) para obtener lo siguiente:

$$J \frac{dw}{dt} + \left( \frac{K_{EA}^2}{R} + \frac{K_{EB}^2}{R} + \frac{K_{EC}^2}{R} + B \right) w + T_L = \left( \frac{K_{EA}}{R} V_A + \frac{K_{EB}}{R} V_B + \frac{K_{EC}}{R} V_C \right) \quad (5)$$

Entonces se define a  $\gamma = \frac{K_{EA}^2}{R} + \frac{K_{EB}^2}{R} + \frac{K_{EC}^2}{R} + B$ , lo cual facilita el diseño del control propuesto.

### 3. DISEÑO DE CONTROL POR RECHAZO ACTIVO DE PERTURBACIONES.

En esta sección, se realiza el diseño del sistema de control basado en rechazo activo de perturbaciones (ADRC). Este tipo de esquemas de control se conforman por un controlador y un observador asintótico. La Figura 1, muestra el diagrama a bloques del esquema de control propuesto.

#### 3.1 Módulo de control de seguimiento del ADRC.

A partir del análisis del modelo dinámico del sistema (5), se sabe que la salida plana del sistema dinámico de un motor BLDC es la velocidad angular  $w$ . Por lo tanto, el sistema (5) es parametrizado en función de dicha salida plana  $F = w$  y sus derivadas sucesivas en el tiempo.

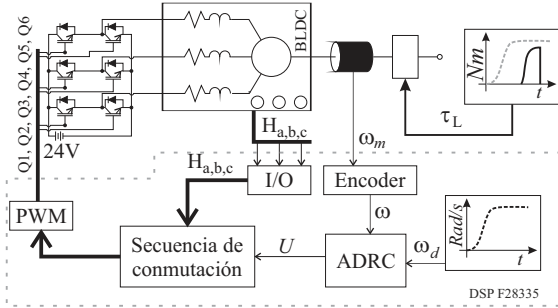


Figura 1. Diagrama a bloques del sistema completo.

Después, a través de la salida plana proporcionada se obtiene la parametrización diferencial de la siguiente manera

$$J \dot{F} + \gamma F + T_L = \frac{K_E}{R} (V_A + V_B + V_C) \quad (6)$$

$$J \frac{R}{K_E} \dot{F} + \underbrace{\frac{\gamma R}{K_E} F + \frac{R}{K_E} T_L}_{:=\Psi} = U \quad (7)$$

donde  $U = V_A + V_B + V_C$  es la señal de control. El término  $\Psi$  contiene la dinámica de las perturbaciones exógenas y endógenas desconocidas y debe ser estimado para que el controlador compense este tipo de perturbaciones. Por lo tanto, se propone la siguiente ley de control:

$$U = \frac{JR}{K_E} V_{av} + \Psi \quad (8)$$

y se impone la siguiente dinámica virtual de seguimiento:

$$V_{av} = \dot{F} = \dot{F}^* - K_1(F - F^*) - K_0 \int_0^t (F - F^*) dt \quad (9)$$

donde  $K_0$  y  $K_1$  son ganancias constantes del controlador.

#### 3.2 Diseño de Observador de Estado Extendido.

Posterior al diseño del controlador se procede al diseño del observador de estado extendido (OEE). En este caso, se realiza la copia de la dinámica expresada en (7) de la siguiente forma:

$$\frac{d}{dt} \hat{F}_1 = \hat{F}_1 + l_3(F_1 - \hat{F}_1) \quad (10)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{F}_2 = \frac{K_E}{JR} [V_{av}] + l_2(F_1 - \hat{F}_1) + \eta_1$$

$$\dot{\eta}_1 = \eta_2 + l_1(F_1 - \hat{F}_1)$$

$$\dot{\eta}_2 = l_0((F_1 - \hat{F}_1))$$

donde  $\hat{F}_1$  y  $\hat{F}_2$  es la estimación de  $w$  y su derivada en el tiempo respectivamente,  $\eta_1$ ,  $\dot{\eta}_1$ ,  $\eta_2$  y  $\dot{\eta}_2$  es la estimación de  $\psi$  y las derivadas sucesivas en el tiempo,  $l_0$ ,  $l_1$ ,  $l_2$  y  $l_3$  son ganancias constantes del observador.

#### 3.3 Ley de control ADRC.

Finalmente, la ley de control de seguimiento ADRC propuesta, para el control de velocidad angular del motor BLDC, es la siguiente:

$$U = \frac{JR}{K_E} (V_{av} + \eta_1) \quad (11)$$

donde  $V_{av}$  es (9). Para sintonizar el controlador y el observador se igualan sus respectivas dinámicas del error a un polinomio Hurwitz. De esta forma, se asegura que los polos del sistema queden en el semiplano izquierdo del plano complejo.

Así las ganancias ( $K_0, K_1$ ) son valores constantes positivos seleccionados a partir de un polinomio Hurwitz de segundo orden con la finalidad de garantizar la convergencia del error de la velocidad de seguimiento a una vecindad cero. Tal como se muestra a continuación:

$$P(s) = s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2$$

$$K_1 = 2\zeta w_n, K_0 = w_n^2$$

Así mismo, los coeficientes ( $l_0, l_1, l_2, l_3$ ) son ganancias con valores constantes positivos para el observador. En este caso se utiliza un polinomio Hurwitz de cuarto orden, dado de la siguiente manera:

$$P(s) = (s^2 + 2\zeta w_o s + w_o^2)^2$$

$$l_0 = w_o^4, l_1 = 4\zeta w_o^3, l_2 = 4\zeta^2 w_o^2 + 2w_o^2, l_3 = 4\zeta w_o$$

#### 4. DESCRIPCIÓN DE PLATAFORMA EXPERIMENTAL Y RESULTADOS

En esta sección, se describe la plataforma experimental, en el cual se lleva a cabo la implementación del algoritmo de control para el motor BLDC, como se muestra en la Figura 2. A continuación se describen los elementos importantes de dicha plataforma.

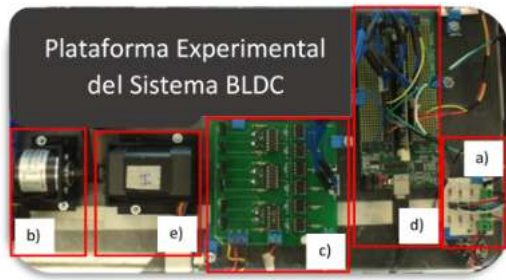


Figura 2. Sistema General. a) Acoplamiento de sensores b) Encoder rotativo c) Inversor trifásico d) DSP e) Motor

##### A. Motor.

El motor utilizado es el DT4560-24, el cual es un motor síncrono de imanes permanentes sin escobillas CD de 24V, trifásico con devanados conectados en topología delta. Los parámetros del motor son los siguientes:

Tabla 1. Características de Motor DT4260

Number of Poles	8
Resistencia	$0.8 \pm 10\% \Omega$ 20 °C
Inductancia	$1.2 \pm 20\% mH$
Voltaje nominal	24 V
Velocidad sin carga	$6000 \pm 10\% RPM$
Corriente sin carga	$<0.5A$ 25°C
Torque nominal	0.125 N.m
Velocidad Nominal	$4000 \pm 10\% RPM$
Pico de Torque	0.38 N.m
Torque constante	0.0355 N.m/A
Fuerza Contraelectromotriz	$2.71 \pm 10\% V_{rms}/Krpm$
Inercia Rotor	$0.0048 Kg m^2$
Peso	0.45Kg
Constante FEM (Ke)	0.4249

El movimiento giratorio del motor se lleva a cabo manteniendo la sincronización entre la posición del rotor dada por los sensores de efecto Hall y el voltaje de fase aplicado. Por esta razón, se deben medir las señales de los sensores de efecto Hall para controlar la secuencia de conmutación del inversor en función de la posición obtenida del rotor. Dicha secuencia de conmutación se describe en [Xia (2015)]. Las señales de Q1, Q3 y Q5 representan los polos superiores de las fases a, b y c respectivamente en el puente trifásico; mientras que las señales Q2, Q4 y Q6 representan los polos inferiores de las fases a, b y c en el puente trifásico.

##### B. Inversor Trifásico.

El inversor es utilizado para alimentar las fases del motor BLDC de forma controlada. Este dispositivo cuenta con la integración de 6 transistores de tipo IGBT (FGH40N60) y su accionamiento es de forma independiente. La conmutación de los transistores depende de la secuencia correspondiente a la combinación leída de los sensores de efecto Hall.

##### C. Sistema de control embebido.

El dispositivo lógico programable utilizado para implementar el esquema de control propuesto es el DSP TMSF28335. Es una tarjeta de 32 bits, con una frecuencia de reloj de 150 MHz. Además cuenta con entradas y salidas digitales, generador PWM, lector de encoder y conexión serial. En este caso, se establece un periodo de muestreo de  $10 \mu s$  el generador PWM se ajusta a una frecuencia de  $20 KHz$  (se utilizan 6 salidas PWM independientes para conmutar los transistores del inversor). Para la captura de señales se utilizan los módulos seriales (SCI). La programación del DSP TMSF28335, se utiliza el software PSIM y Code Composer Studio. Los módulos programados en el DSP se muestran en la Figura 2.

##### D. Descripción de resultados.

El desempeño del esquema de control propuesto se demuestra a partir de pruebas experimentales en la plataforma experimental descrita anteriormente. Se establecen las siguientes ganancias del controlador:  $w_n = 25$ ,  $\zeta = 0.707$ . Las ganancias aplicadas al observador son las siguientes:  $w_o = 4.5$ ,  $\zeta = 1.5$ . Se tienen dos escenarios de prueba: seguimiento de una trayectoria de velocidad angular tipo Bezier y la otra es aplicar un par arbitrario de carga al eje del motor. A continuación se describen los resultados.

##### 1. Prueba 1.

En esta prueba, se impone una trayectoria de referencia de velocidad angular tipo Bezier de  $-100 rad/s$  a  $100 rad/s$  en un intervalo de tiempo de  $4 s$ .

En la Figura 3 se compara la velocidad angular medida  $\omega_m$  con respecto a la referencia deseada  $\omega_d$ . En dicha figura se observa un seguimiento adecuado de velocidad angular durante la trayectoria de referencia.

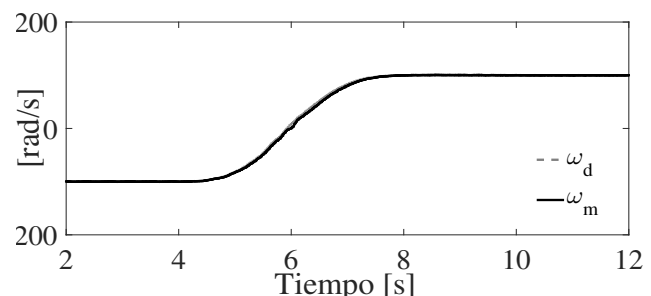


Figura 3. Respuesta de velocidad

En la Figura 4 se muestran las señales  $\Psi$  y  $\eta_1$ , en donde  $\eta_1$  es la señal estimada de perturbaciones exógenas y endógenas y  $\Psi$  es la señal medida utilizando la función mostrada en la ecuación (7). En esta figura se observa que existe una diferencia entre las dos señales, esto debido a que el observador obtiene dinámicas no modeladas. Dicha información adicional es realimentada al esquema de control propuesto para que este tipo de perturbaciones sean compensadas. La salida de control  $U$  se muestra en la Figura 5.

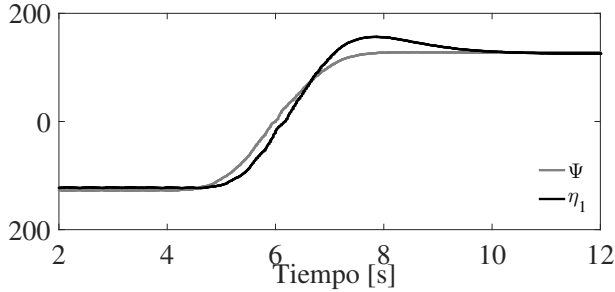


Figura 4. Respuesta de perturbaciones.

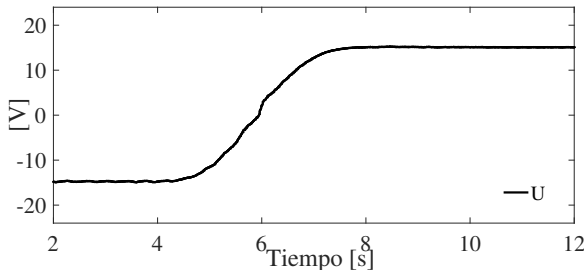


Figura 5. Respuesta de control de sistema.

El error de velocidad angular ( $\omega_d - \omega_m$ ) durante la trayectoria deseada, se muestra en la Figura 6. Se observa que el error es de alrededor de  $5.5 \text{ rad/s}$  y de hasta  $9 \text{ rad/s}$  en el cruce por cero.

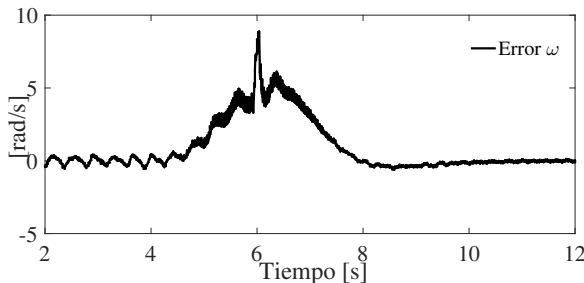


Figura 6. Respuesta de error de velocidad.

## 2. Prueba 2.

En este escenario de prueba, se aplica un par arbitrario al eje del motor BLDC, en el intervalo de tiempo de  $0.6 \text{ s}$  a  $8.2 \text{ s}$ , mientras tiene una velocidad angular constante de  $100 \text{ rad/s}$ . La Figura 7 muestra el par estimado que se aplica al eje del motor, el cual tiene un máximo de

$0.06 \text{ N.m/s}$  aproximadamente. En la Figura 8, se observa que el control ADRC propuesto compensa adecuadamente el par aplicado al eje del motor y mantiene la velocidad medida alrededor de la referencia. El error máximo es de  $3.5 \text{ rad/s}$ .

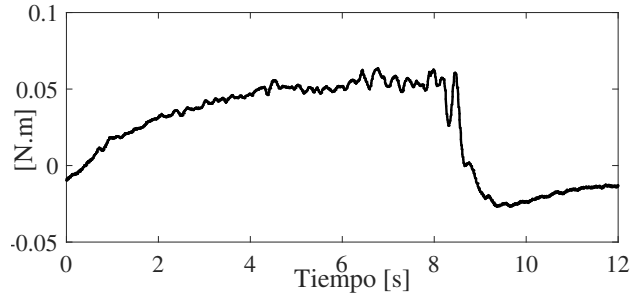


Figura 7. Estimación del par de carga aplicado al eje del motor

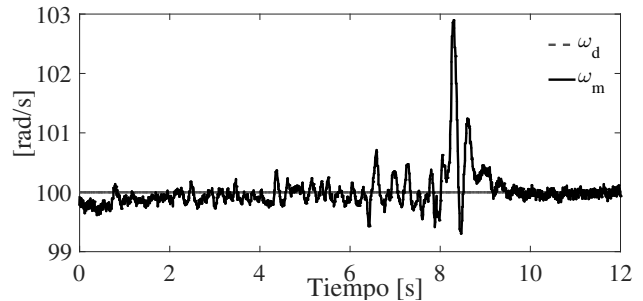


Figura 8. Respuesta de velocidad con perturbación.

En la Figura 9 se muestra una comparación entre  $\Psi$  y su estimación  $\eta_1$ . Se observa que en la señal medida  $\Psi$  no se observa la perturbación de par aplicado al motor. Sin embargo en la señal estimada  $\eta_1$  sí se aprecia dicha perturbación. Esta información estimada es realimentada al controlador ADRC propuesto para compensar adecuadamente la perturbación de par desconocido a través de una respuesta de la señal de control como se muestra en la Figura 10. Así mismo, en la Figura 11, se muestra el error de velocidad angular ( $\omega_d - \omega_m$ ) ante una perturbación de par aplicado al eje del motor, obteniendo un error máximo de  $2.8 \text{ rad/s}$ , el cual es afectada al momento de retirar el par aplicado al eje del motor.

## 5. CONCLUSIONES

Este trabajo conduce al uso del modelo del motor BLDC para el diseño del controlador basado en Rechazo Activo de Perturbaciones (ADRC) con un Observador (OEE) el cual estima las perturbaciones endógenas y exógenas del sistema en lazo cerrado, permitiendo cancelar las mismas. Los resultados obtenidos a partir de las pruebas experimentales así lo demuestran. Este algoritmo de control-observador fue implementado en un DSP TMS320F28335, y en tiempo real, se llevó a cabo la lectura de los datos por medio de una comunicación serial a través del Osciloscopio

de PSIM para observar las salidas del sistema. El desarrollo, implementación y prueba experimental del control ADRC propuesto, representa un avance tecnológico importante ya que forma parte de un sistema interconectado de mayor complejidad que será utilizado en sistemas de tracción de vehículos terrestres.

## REFERENCIAS

- Aguilar-Ibáñez, C., Sira-Ramirez, H., and Acosta, J. (2017). Stability of active disturbance rejection control for uncertain systems: A lyapunov perspective: An adrc stability analysis. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 27. doi:10.1002/rnc.3812.
- Alexander, M.O.J. (2015-2016). *Diseño y desarrollo de un gimbal con motores brushless*. Mc Graw Hill, Escuela Técnica Superior de Ingeniería Industrial.
- Ali, E. (2015). Speed control of dc series motor supplied by photovoltaic system via firefly algorithm. *Neural Computing and Applications*, 26, 1321–1332. doi: 10.1007/s00521-014-1796-5.
- Balashubramanian, R. and Wong, K.H. (1986). A microcomputer-based self-tuning ip controller for dc machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22(6), 989–999. doi: 10.1109/TIA.1986.4504829.
- Chapman, S.J. (2014). *Máquinas eléctricas*. Mc Graw Hill.
- Electric., S. (2019). *Load Sharing with the Altiva ATV71 Application Guide*. Schneider Electric.
- Gang Tian and Gao, Z. (2009). From poncelet's invariance principle to active disturbance rejection. In *2009 American Control Conference*, 2451–2457. doi: 10.1109/ACC.2009.5160285.
- Guerra, A., Alvarez-Icaza, L., and Torres, L. (2018). Brushless dc motor control with unknown and variable torque load.
- Iyer, J., Chapariha, M., Tabarraee, K., Gougani, M., and Jatskevich, J. (2011). Load sharing in v/f speed controlled multi-motor driven system under mechanical wheel-slippage. In *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 1–6. doi: 10.1109/VPPC.2011.6043125.
- Li, S., Liang, X., and Xu, W. (2015). Modeling dc motor drive systems in power system dynamic studies. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51(1), 658–668. doi:10.1109/TIA.2014.2336972.
- Linares-Flores, J., Barahona-Avalos, J.L., Sira-Ramirez, H., and Contreras-Ordaz, M.A. (2012). Robust passivity-based control of a buck–boost-converter/dc-motor system: An active disturbance rejection approach. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 48(6), 2362–2371. doi:10.1109/TIA.2012.2227098.
- Muruganandam, M. (2013). Stability analysis and implementation of chopper fed dc series motor with hybrid pid-ann controller. *International Journal of Control Automation and Systems*, 11, 966–975. doi: 10.1007/s12555-012-9209-y.
- Silva López Cornelio, Barahona Avalos Jorge Luis, L.F.J. (2016). *Control de velocidad de un motor de CD en conexión en serie mediante rechazo activo de perturbaciones*. Division de estudios de postgrados, Universidad Tecnológica de la Mixteca.
- 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.
- Sira-Ramírez, H., Linares-Flores, J., García-Rodríguez, C., and Contreras-Ordaz, M.A. (2014). On the control of the permanent magnet synchronous motor: An active disturbance rejection control approach. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 22(5), 2056–2063. doi:10.1109/TCST.2014.2298238.
- Widyan, M., Harb, A., and Al-Oquili, O. (2014). Transient and steady-state performance analysis of hybrid powered dc series motor via dc shunt and pv generators with maximum power point tracking. *Electrical Engineering*, 96(2), 99 – 107.
- Xia, C. (2015). *Permanent magnet brushless DC motor drives and controls topology*. Singapore, John Wiley & Sons.
- Xue, W., Huang, Y., and Gao, Z. (2016). On adrc for non-minimum phase systems: canonical form selection and stability conditions. *Control Theory and Technology*, 14, 199–208. doi:10.1007/s11768-016-6041-6.

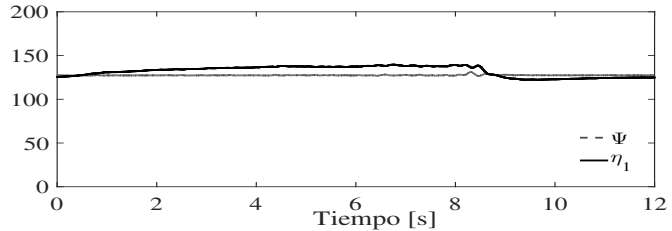


Figura 9. Respuesta de perturbaciones.

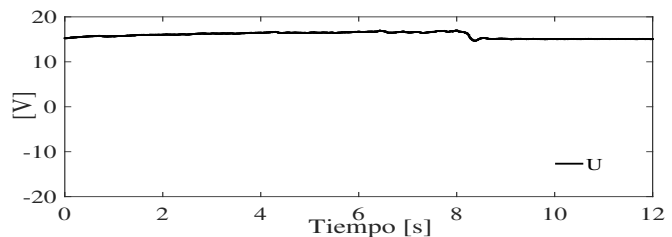


Figura 10. Respuesta del control ante la perturbación.

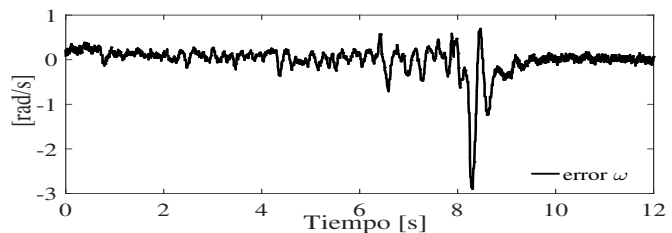


Figura 11. Error de velocidad angular ante perturbación