

Identificación Paramétrica y Control de Velocidad Angular del Motor de CD Sin Escobillas en Rueda de Aplicación para Tracción Eléctrica: Un Enfoque Basado en la Propiedad de Planitud Diferencial

G. Curiel-Olivares* J. Linares-Flores**
A. Hernández-Méndez*** R. Marquez-Contreras****

* Universidad Tecnológica de la Mixteca, Oaxaca, 69000 México
(e-mail: gonzcuriel@gmail.com)
** (e-mail: jlinares@mixteco.com.mx.)
*** (e-mail: arturo@mixteco.com.mx)
**** (e-mail: rmarquez@mixteco.com.mx)

Abstract: Este artículo presenta un método de identificación paramétrica experimental para obtener un modelo dinámico lineal de parámetros concentrados de un motor de corriente directa sin escobillas (BLDC) en rueda, el cual se usa para tracción eléctrica en vehículos eléctricos. Usando dicho método se obtiene la resistencia y la inductancia de estator, la constante eléctrica y mecánica del motor, el momento de inercia y la fricción viscosa. Para validar el modelo dinámico y los parámetros obtenidos, se diseña un controlador de seguimiento suave de velocidad angular basado en la propiedad de planitud diferencial (controlabilidad). Dicha propuesta de control se compara contra un controlador PI clásico y se analiza el desempeño de ambos controladores.

Keywords: Motor de CD sin escobillas en rueda, Control por planitud diferencial, Identificación de parámetros en motores CD sin escobillas.

1. INTRODUCCIÓN

Actualmente existe un incremento constante en el desarrollo y uso de vehículos eléctricos alternativos Mitchell et al. (2010). El principal interés en estos vehículos es su sistema de tracción eléctrica. Por lo que, la selección del motor para el sistema de tracción es un paso crucial en el diseño de todo el sistema. Las características principales de los motores para tracción eléctrica son: alta densidad de par, alta densidad de potencia, alta eficiencia en amplios rangos de par y velocidad, amplia capacidad de operación con potencia constante, bajo ruido acústico y costo razonable Chau (2015). Por otra parte, los motores comúnmente utilizados para sistemas de tracción son: el motor de inducción, el motor de corriente continua (CD), el motor de corriente continua sin escobillas (BLDC) y el motor síncrono de imanes permanentes Xue et al. (2008).

En este contexto, el motor BLDC ha ganado popularidad para su uso en tracción eléctrica en baja y media potencia, puesto que cubre con las características antes mencionadas Xia (2012). Entre los vehículos que utilizan este rango de potencias se encuentra el vehículo eléctrico de dos ruedas de auto-balanceo, conocido como Segway.

Un prototipo de este vehículo se desarrolló en la Universidad Tecnológica de la Mixteca, Oaxaca, México por Curiel-Olivares et al. (2019), mostrado en la Fig. 1. Así mismo, Scholar (2016), Pinto et al. (2012) y Wen et al. (2013) también hacen uso de estos motores en prototipos similares.

Considerando las características y ventajas que ofrece el uso de los motores BLDC en sistemas de tracción eléctrica de alto rendimiento en baja y media potencia, se ha generado la necesidad de contar con el modelo dinámico y los parámetros intrínsecos del motor. Esto es esencial para el diseño óptimo de controladores basados en modelo. Aunado a esta necesidad, se requiere de estrategias de identificación paramétrica, ya sea por medio de pruebas experimentales o por el uso de algoritmos de control. Con respecto al modelo dinámico, Xia (2012) presenta un análisis completo del modelo dinámico del motor BLDC, así como su representación en espacios de estados y su función de transferencia. También analiza el efecto de la variación de parámetros en la respuesta de velocidad del motor. Hemati and Leu (1992) desarrollan una descripción del modelo dinámico con los efectos de variación de reluctancia y de saturación magnética,

debido a que estos efectos están presentes en aplicaciones de propulsión eléctrica. La dinámica del motor BLDC también es afectada de manera negativa por las altas temperaturas. Sin embargo, estos efectos pueden compensarse con la selección adecuada del esquema de control Wang et al. (2016). En ambos casos presentados anteriormente se utilizó un modelo dinámico complejo. Por otra parte, la caracterización de velocidad-par y los parámetros eléctricos de un motor BLDC en rueda la presenta Bertoluzzo et al. (2008). El rizo de par, un efecto indeseable presente en las máquinas síncronas, causa oscilación en la velocidad y bajo rendimiento. Este efecto lo identifica y soluciona Kapun et al. (2008). Por otra parte, Hemanand and Rajesh (2006) proponen dos controladores PI para regulación de velocidad y par. La implementación de un controlador PID para el control de velocidad del motor BLDC, basado en las señales del sensor de efecto Hall, se ha abordado por Wu et al. (2016). El controlador PID también es utilizado por Mousmi et al. (2017) para controlar un motor BLDC de 500 [W] con la placa DSP TMS320F28335. Wang et al. (2016) implementó un controlador PID difuso para regular la velocidad y compensar los efectos de las altas temperaturas.

En este documento, se propone un método de identificación paramétrica para caracterizar y simplificar de manera precisa, el modelo dinámico de un motor BLDC en rueda. En este caso, sólo se necesitó la manipulación del modelo dinámico y el análisis de la respuesta de velocidad del motor. A partir de los parámetros internos obtenidos, se diseña un controlador de velocidad basado en la propiedad de planitud diferencial. El rendimiento del control se compara con un controlador clásico PI, el cual no está basado en el modelo. Esto con el firme propósito de analizar con precisión los parámetros internos del modelo dinámico del motor.

Este documento está organizado de la siguiente manera: en la Sección 2 se describe y se proporcionan los valores nominales del motor de CD sin escobillas en rueda: potencia, voltaje y velocidad angular nominal. En la Sección 3 se analiza el modelo dinámico del motor BLDC en rueda. En la Sección 4 se presenta el método de identificación de parámetros. En la Sección 5 se desarrolla el diseño del control de seguimiento de velocidad angular basado en la propiedad de planitud diferencial. La Sección 6 describe la plataforma experimental, así como los resultados experimentales. Las conclusiones de todo el trabajo se presenta en la Sección 7.

2. MOTOR DE CD SIN ESCOBILLAS EN RUEDA DE APLICACIÓN EN TRACCIÓN ELÉCTRICA

El motor BLDC incorporado en la rueda utilizado en este trabajo se muestra en la Fig. 1. Este motor de modelo SG/F15 sin caja de engranes es de la compañía FreeGoPower. Los datos principales del motor son los siguientes: cuenta con un devanado trifásico en conexión en estrella, rotor de imanes permanentes montados en la superficie, tres sensores de efecto Hall, 15 pares de polos;



Fig. 1. Vehículo Eléctrico de dos Motores en Rueda y Motor BLDC en Rueda (SG/F15).

potencia nominal, $P_{nom} = 800$ [W], voltaje nominal $V_{nom} = 54$ [V], velocidad nominal $\omega_{nom} = 650$ [rpm], el diámetro de la rueda con el neumático es de 15 [in] y el peso de 8 [kg].

El circuito de potencia para accionar al motor BLDC en rueda, es un inversor trifásico fuente de voltaje, el cual se muestra en la Fig. 3. Dicho circuito está basado en seis dispositivos IGBT con matrícula GF14NC60KD y se accionan por el principio del modo de conducción de dos fases, el cual está basada en la lógica de conmutación mostrada en la Fig. 2. Esta forma de conducción es presentada a detalle por Xia (2012).

Time	Hall Input			Phase A		Phase B			Phase C
	A	B	C	T1	T2	T3	T4	T5	T6
1	1	0	1	1	0	0	1	0	0
2	1	0	0	1	0	0	0	0	1
3	1	1	0	0	0	1	0	0	0
4	0	1	0	0	1	1	0	0	0
5	0	1	1	0	1	0	0	1	0
6	0	0	1	0	0	0	1	1	0

Fig. 2. Lógica de conmutación del modo de conducción de dos fases.

3. MODELO DINÁMICO DEL MOTOR DE CD SIN ESCOBILLAS (BLDC)

El circuito tri-fásico del motor BLDC mostrado en la Fig. 3 tiene una conexión tipo estrella sin acceso al neutro. Por lo que, el modelo dinámico basado en el voltaje entre líneas es más apropiado. Las ecuaciones del modelo son obtenidas como sigue:

$$\begin{pmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L - M & M - L & 0 \\ 0 & L - M & M - L \\ M - L & 0 & L - M \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R & -R & 0 \\ 0 & R & -R \\ -R & 0 & R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_A - e_B \\ e_B - e_C \\ e_C - e_A \end{pmatrix} \quad (1)$$

donde los sub-índices representan a las fases A, B y C. u_{AB} es el voltaje entre la fase A y B, de manera similar

para u_{BC} y u_{CA} . i es la corriente de fase y e es la fuerza electromotriz inducida. R , L y M representan a la resistencia, la inductancia y la inductancia mutua de cada fase respectivamente, se asume que estos valores son iguales debido a que el motor es una carga balanceada.

Cuando el motor BLDC funciona en el modo de conducción de dos fases, la fuerza electromotriz inducida y el par electromagnético producido son similares a los del motor de CD tradicional, por lo que se pueden adoptar métodos de análisis similares Xia (2012). Cuando los devanados de las fases A y B conducen, existe:

$$\begin{aligned} i_A &= -i_B = i \\ \frac{di_A}{dt} &= -\frac{di_B}{dt} = \frac{di}{dt} \end{aligned} \quad (2)$$

Por lo tanto, el voltaje entre líneas, u_{AB} , de (1) se puede re-escribir como:

$$u_{AB} = u = 2(L - M)\frac{di}{dt} + 2Ri + 2e_A = L_a\frac{di}{dt} + r_a i + k_e \omega \quad (3)$$

donde, u es el voltaje del bus de CD. r_a es la resistencia entre líneas, $r_a = 2R$. L_a es la inductancia entre líneas, $L_a = 2(L - M)$. k_e es la constante eléctrica de la fuerza electromotriz inducida entre líneas. Para completar el modelo matemático del motor BLDC, la ecuación mecánica debe incluirse como sigue:

$$T_e - T_L = J\frac{d\omega}{dt} + B_v \omega \quad (4)$$

donde, $T_e = \frac{e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C}{\omega}$ y representa el par electromagnético. T_L es el par de carga. J es el momento de inercia del motor. B_v es el coeficiente de fricción viscosa. Cuando el motor BLDC funciona en el modo de conducción de dos fases y se toma en consideración a (2). El par electromagnético se puede representar como $T_e = K_T i$, donde K_T es la constante mecánica. Por lo tanto, la ecuación mecánica se re-escribe como sigue:

$$K_T i - T_L = J\frac{d\omega}{dt} + B_v \omega \quad (5)$$

4. IDENTIFICACIÓN PARAMÉTRICA EXPERIMENTAL DE MOTORES BLDC EN RUEDA

4.1 Resistencia e inductancia de armadura

La medición de la resistencia, r_a , y la inductancia, L_a , entre fases se realizó por medio de un medidor LCR. Para obtener el valor nominal de la resistencia y la inductancia de fase, debe dividirse entre dos el valor de las mediciones.

$$\begin{aligned} R &= 0.3 [\omega] \\ L &= 308 [uH] \end{aligned} \quad (6)$$

Utilizando el valor de la inductancia, L , se obtiene el valor de la inductancia mutua, M , como sigue:

$$M = 0.4 * L = 123.2 [uH] \quad (7)$$

4.2 Constante eléctrica, k_e y constante mecánica, k_t , del motor BLDC

La constante eléctrica de la fuerza electromotriz inducida del motor BLDC, k_e , se calcula por medio de la ecuación eléctrica del modelo dinámico, (3). Cuando el motor es accionado al voltaje nominal en el modo de conducción de dos fases, sin carga $T_L = 0$ y considerando la velocidad en estado estable, el término $L_a \frac{di}{dt} \rightarrow 0$. Por lo que, (3) puede ser re-escrita, para el cálculo de la constante eléctrica, k_e , como sigue:

$$k_e = \frac{\bar{u} - r_a \bar{i}}{\bar{\omega}} = 8.0989e^{-2} \left[\frac{V}{rpm} \right] \quad (8)$$

donde, $\bar{u} = 53.81 [V]$ es el voltaje del bus de CD, $r_a = 0.6 [\Omega]$ es la resistencia entre fases, $\bar{i} = 1 [A]$ es el valor de la corriente en estado estable y $\bar{\omega} = 657 [rpm]$ es la velocidad en estado estable.

La constante mecánica del motor BLDC, k_t , se calcula por medio de la constante eléctrica, k_e . Para clarificar, $k_e \omega$ es la fuerza electromotriz inducida y $k_t i$ es el par desarrollado internamente en la máquina. De acuerdo con la conversión de la energía electromecánica, la potencia mecánica producida por el motor es $k_t i \omega$ y la potencia absorbida por la fuerza electromotriz inducida es $k_e i \omega$, de ahí que, la energía eléctrica se convierte en energía mecánica. Por lo tanto, mediante la ley de conservación de la energía, las constantes k_e y k_t son equivalentes. La relación entre estas dos constantes se presenta como sigue:

$$\begin{aligned} k_t \left[\frac{Nm}{A} \right] &= k_e \left[\frac{V}{rad/s} \right] = 9.5493 k_e \left[\frac{V}{rpm} \right] \\ k_t &= 0.7733 \left[\frac{Nm}{A} \right] \end{aligned} \quad (9)$$

4.3 Fricción viscosa del motor BLDC, B_v

La fricción viscosa, B_v , es calculada por medio de la ecuación mecánica del modelo dinámico, (5). Al accionar al motor como se hizo en el cálculo de la constante eléctrica, el término $J \frac{d\omega}{dt} \rightarrow 0$. Por lo que, la ec. (5) puede ser re-escrita, para el cálculo de la fricción viscosa, B_v , como sigue:

$$B_v = \frac{k_t \bar{i}}{\bar{\omega}} = 1.177e^{-3} \left[\frac{kgm^2}{s} \right] \quad (10)$$

4.4 Momento de inercia del motor BLDC

El momento de inercia del motor BLDC se calcula realizando la medición experimental de la constante de tiempo mecánica y manipulando su expresión matemática, la cual ésta dada por la siguiente ecuación:

$$t_m = \frac{r_a J + L_a B_v}{r_a B_v + k_e k_t} \quad (11)$$

Para calcular la constante de tiempo mecánica de manera experimental, se debe tomar la medición del tiempo

mientras el motor alcanza el 63.2% de su velocidad nominal. Esta prueba debe ser realizada con el voltaje nominal del motor. Para el motor BLDC propuesto, la constante de tiempo mecánica resultó $t_m = 0.05076$ [s]. Ahora bien, el momento de inercia puede ser calculado al despejar a J de la ecuación anterior:

$$J = \frac{t_m(r_a B_v + k_e k_t) - L_a B_v}{r_a} = 5.36e^{-3} \text{ [kgm}^2\text{]} \quad (12)$$

5. CONTROL DE VELOCIDAD ANGULAR DE SEGUIMIENTO SUAVE BASADO EN PLANITUD DIFERENCIAL

En esta sección se hace uso de la propiedad de planitud diferencial para diseñar un control de seguimiento suave de velocidad angular para el motor BLDC. Como se sabe, el modelo dinámico obtenido del motor es lineal, ver (3) y (5). Éste se expresa en la forma típica lineal en espacios de estados, de la siguiente forma:

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad (13)$$

Con $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}$, A es una matriz de coeficientes constantes de dimensión $n \times n$ y B es un vector n dimensional. La propiedad de planitud diferencial esta íntimamente relacionada con la controlabilidad, dicha propiedad se calcula por medio de la matriz de controlabilidad de Kalman como sigue:

$$C = [B, AB, \dots, A^{n-1}B] \quad (14)$$

Para el caso del motor BLDC, la matriz C es de rango completo, ya que el $\det(C) \neq 0$, lo que significa que el sistema es controlable. Por lo tanto, el sistema es diferencialmente plano Sira-Ramirez and Agrawal (2004). De ahí, la salida plana de un sistema lineal de una entrada y una salida (SISO) se calcula a través de la siguiente expresión:

$$F = [0 \dots 1] C^{-1} x \quad (15)$$

Al realizar el cálculo de la ecuación (15), la salida plana resulta ser la velocidad angular ω . Esta salida plana proporciona la siguiente parametrización diferencial de las variables del sistema y la entrada de control:

$$\begin{aligned} \omega &= F \\ i &= \frac{J}{k_t} \dot{F} + \frac{B_v}{k_t} F \\ u &= \frac{L_a J}{k_t} \ddot{F} + \frac{r_a J + L_a B_v}{k_t} \dot{F} + \frac{r_a B_v + k_e k_t}{k_t} F \end{aligned} \quad (16)$$

La parametrización diferencial de la entrada de control u , en términos de F , nos permite diseñar la siguiente ley de control:

$$u = \frac{L_a J}{k_t} v_{aux} + \frac{r_a J + L_a B_v}{k_t} \dot{F} + \frac{r_a B_v + k_e k_t}{k_t} F \quad (17)$$

Donde el control auxiliar v_{aux} se diseña para que la velocidad angular del motor realice una tarea de seguimiento suave de trayectoria. El control auxiliar, v_{aux} es dado por la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} v_{aux} &= \ddot{F}^* - k_2(\dot{F} - \dot{F}^*) - k_1(F - F^*) \\ &\quad - k_0 \int_0^t (F(\tau) - F^*(\tau)) d\tau \end{aligned} \quad (18)$$

Al incluir una acción integral, la robustez del sistema en lazo cerrado mejora, de manera que el error de velocidad angular disminuye a cero en estado estable bajo presencia de perturbaciones constantes, acotadas y desconocidas de par de carga en el motor. Las trayectorias deseadas \ddot{F}^* , \dot{F}^* y F^* se calculan usando un polinomio de tipo bezier. La dinámica del error de seguimiento se obtiene al sustituir la ley de control de (17) dentro de la variable de control parametrizada, (16). Al derivar una vez con respecto al tiempo a la dinámica del error de velocidad, donde $e = \omega - \omega^*$, ésta dinámica resulta como sigue:

$$\ddot{e} + k_2 \dot{e} + k_1 e + k_0 e = 0 \quad (19)$$

El polinomio característico del sistema en lazo cerrado es:

$$p(s) = s^3 + k_2 s^2 + k_1 s + k_0 \quad (20)$$

La selección apropiada de los coeficientes constantes (k_2 , k_1 , k_0) como coeficientes de un polinomio Hurwitz garantiza la estabilidad exponencial del error de seguimiento de la salida plana. Por lo tanto, el polinomio de tercer orden está dado por:

$$p(s) = (s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)(s + \alpha) \quad (21)$$

Los valores finales de los coeficientes constantes del control auxiliar v_{aux} , para el seguimiento de trayectoria deseada son los siguientes:

$$\begin{aligned} k_2 &= \alpha + 2\zeta\omega_n \\ k_1 &= 2\zeta\alpha\omega_n + \omega_n^2 \\ k_0 &= \alpha\omega_n^2 \\ \omega_n &> 0, \quad \alpha > 0, \quad \zeta = 0.707 \end{aligned} \quad (22)$$

6. PLATAFORMA EXPERIMENTAL Y RESULTADOS

La verificación de los parámetros internos del motor y del modelo dinámico, se realiza a través del diseño de una ley de control apegada al modelo dinámico obtenido. De ahí, la implementación experimental del controlador por planitud diferencial y el control clásico PI fue realizada. Para ello, se usó una tarjeta DSP con número de matrícula TMS320F28335. El diagrama esquemático de la implementación de la plataforma experimental se muestra en la Fig. 3. Por otra parte, la trayectoria de seguimiento de velocidad angular se establece de 0 [rpm] a 250 [rpm] en 5 [s]. Después de 10 [s] la velocidad aumenta de 250 [rpm] a 500 [rpm] en 5 [s]. Para verificar la robustez del esquema de control se aplica una perturbación externa de 1.5 [Nm] en estado estable de ambas referencias. El controlador clásico PI, y sus valores de ganancias se fijaron con los siguientes valores: $k_p = 0.25$, $k_i = 4$, en base a la reducción del índice de desempeño del error de seguimiento de velocidad angular cuadrático medio (ISE - por sus siglas en ingles).

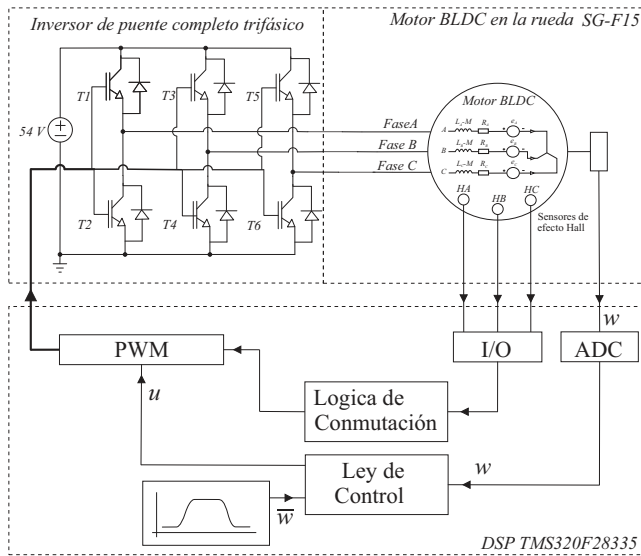


Fig. 3. Diagrama esquemático de la plataforma experimental.

El desempeño del controlador clásico PI es presentado en la Fig. 4. En la gráfica A) se observa que el controlador PI tiene la capacidad para hacer que el motor BLDC siga fielmente a la trayectoria de referencia con un mínimo de error. La gráfica B) muestra el par aplicado de $1.5 [Nm]$ en ambas referencias de velocidad, en los tiempo $t = 17 [s]$ y $t = 31 [s]$. La gráfica C) muestra el error de velocidad existente durante el transcurso de la prueba. Se observa en la gráfica del error de velocidad que el controlador PI tiene un error de $5 [rpm]$ en los estados transitorios de ambas trayectoria. También se observa que el controlador es robusto ante cambios de carga súbitos en ambas referencias de velocidad, pues el error de velocidad se disminuye con rapidez cuando el motor es sometido a los cambios de carga. La gráfica D) muestra la respuesta de la entrada de control en lazo cerrado, cabe señalar que la amplitud de la señal de control está en todo momento debajo del valor del voltaje nominal del motor. Por último, la gráfica E) muestra el índice de desempeño del error de seguimiento de velocidad angular cuadrático medio del controlador PI.

El desempeño del controlador por planitud diferencial es presentado en la Fig. 5. En la gráfica A) se observa que el controlador por planitud diferencial, al igual que el control PI, tiene la capacidad para hacer que el motor BLDC siga a la trayectoria de referencia con un mínimo de error. La gráfica B) muestra el par aplicado de $1.5 [Nm]$ en ambas referencias de velocidad, en los tiempo $t = 14 [s]$ y $t = 30 [s]$. La gráfica C) muestra el error de seguimiento de velocidad. Esta gráfica muestra un error de $7.5 [rpm]$ en el arranque, sin embargo este disminuye rápidamente. En los estados transitorios de las trayectorias, el control por planitud diferencial no muestra un error como sucede con el controlador PI. De igual manera que el controlador PI, el controlador por planitud diferencial es robusto ante cambios de carga súbitos en ambas referencias de

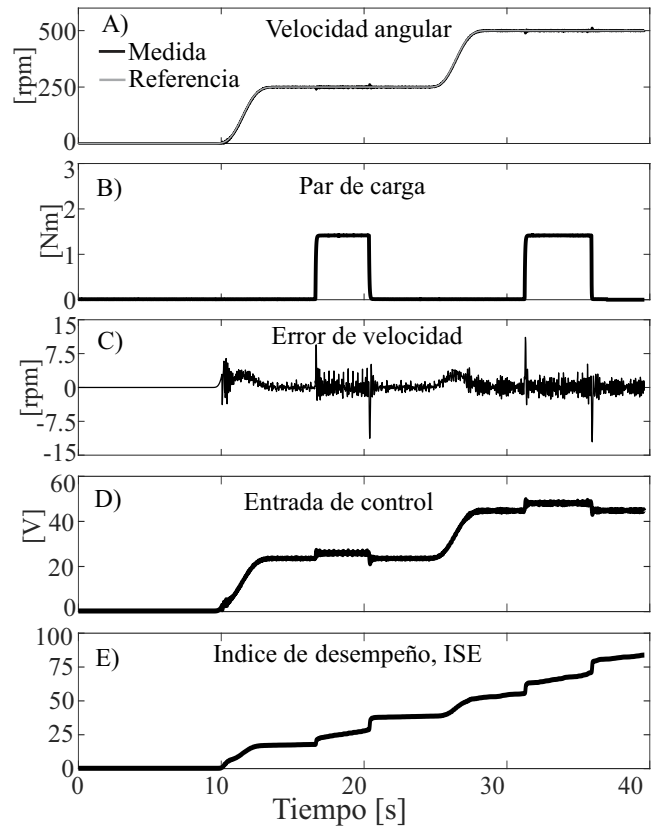


Fig. 4. Respuesta de velocidad angular del motor BLDC implementando el controlador clásico PI.

velocidad. La gráfica D) muestra la respuesta de la entrada de control en lazo cerrado, con la amplitud de la señal de control menor al voltaje nominal del motor. Por último, la gráfica E) muestra el índice de desempeño del error de seguimiento de velocidad angular cuadrático medio del controlador por planitud diferencial.

Con respecto al índice de desempeño de ambos controladores, gráficas E) de las Fig. 4 y 5, se observa que ambos controladores tienen desempeños similares. Sin embargo, cuando se considera el modelo dinámico del motor BLDC, (3) y (5), con los parámetros calculados experimentalmente, dentro del controlador por planitud diferencial, éste mejora el desempeño en el seguimiento de trayectoria. Esto se observa en las gráficas del error de velocidad y del índice de desempeño de ambos controladores. Por lo que, se puede concluir que el método utilizado para calcular los parámetros del motor tiene como resultado buenas aproximaciones de los parámetros físicos del motor y el modelo dinámico utilizado es adecuado para describir la dinámica del motor BLDC.

7. CONCLUSIONES

Este artículo presenta un método para identificar los parámetros físicos de un motor BLDC en rueda, el cual se utiliza en aplicaciones de tracción eléctrica. Éste se fundamenta en el modelo dinámico del motor BLDC,

cuando se acciona en el modo de conducción de dos fases. Usando dicho método se obtiene la resistencia y la inductancia de estator, la constante eléctrica y mecánica del motor, el momento de inercia y la fricción viscosa. Los parámetros obtenidos se verifican cuando se compara de forma experimental el desempeño del controlador basado en la propiedad de planitud diferencial, con un controlador clásico PI. Los resultados experimentales obtenidos comprueban que el controlador basado en la propiedad de planitud diferencial mejora el desempeño de seguimiento de la velocidad angular del motor. Por lo tanto, la información aquí presentada puede ser utilizada para considerar al motor BLDC dentro del modelo dinámico de vehículos eléctricos.

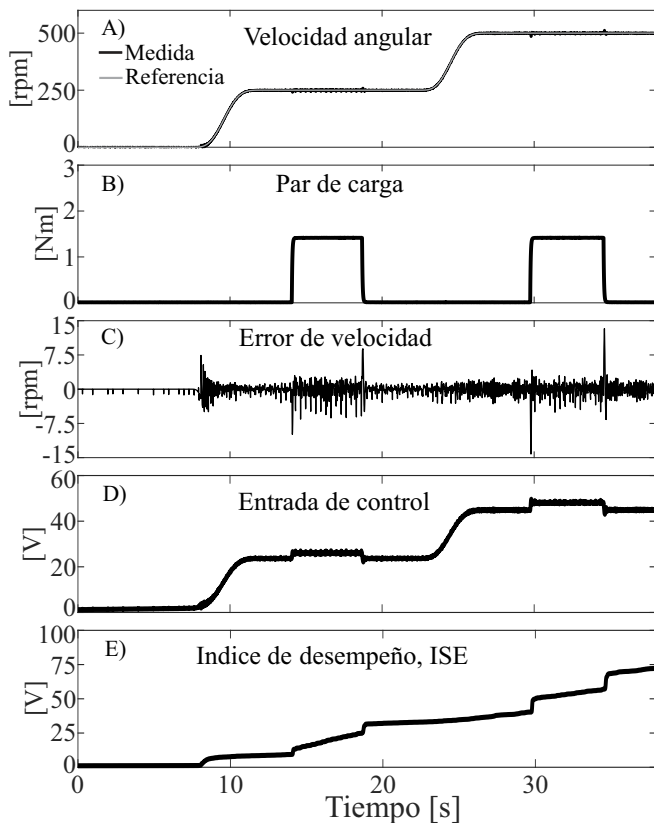


Fig. 5. Respuesta de velocidad angular del motor BLDC implementando el controlador por planitud diferencial.

REFERENCIA

Bertoluzzo, M., Buja, G., and Pavoni, A. (2008). Characterization and improved control of a brushless dc drive with in-wheel motor. In *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 1491–1496. IEEE.

Chau, K. (2015). *Electric vehicle machines and drives: design, analysis and application*. John Wiley & Sons.

Curiel-Olivares, G., Linares-Flores, J., Hernández-Méndez, A., Guerrero-Castellanos, J., Mino-Aguilar,

G., and García-Rodríguez, C. (2019). Two-in-wheeled self-balancing electric vehicle based on active disturbance rejection controller. In *2019 IEEE International Conference on Mechatronics (ICM)*, volume 1, 608–613. IEEE.

Hemanand, T. and Rajesh, T. (2006). Speed control of brushless dc motor drive employing hard chopping pwm technique using dsp. In *2006 India International Conference on Power Electronics*, 393–396. IEEE.

Hemati, N. and Leu, M.C. (1992). A complete model characterization of brushless dc motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(1), 172–180.

Kapun, A., Čurkovič, M., Hace, A., and Jezernik, K. (2008). Identifying dynamic model parameters of a bldc motor. *Simulation Modelling Practice and Theory*, 16(9), 1254–1265.

Mitchell, W.J., Hainley, B.E., and Burns, L.D. (2010). *Reinventing the automobile: Personal urban mobility for the 21st century*. MIT press.

Mousmi, A., Abbou, A., and El Houm, Y. (2017). Trapezoidal control of brushless dc motor based on dsp f28335. In *2017 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS)*, 1–5. IEEE.

Pinto, L.J., Kim, D.H., Lee, J.Y., and Han, C.S. (2012). Development of a segway robot for an intelligent transport system. In *2012 IEEE/SICE International Symposium on System Integration (SII)*, 710–715. IEEE.

Scholar, U. (2016). Design and fabrication of self balancing two wheeler. *International Journal of Engineering Science*, 5002.

Sira-Ramirez, H. and Agrawal, S.K. (2004). *Differentially flat systems*. Crc Press.

Wang, Y., Li, H., and Ren, D. (2016). Characteristics of bldc motor drive system at high temperature. In *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEM-ECCE Asia)*, 856–862. IEEE.

Wen, Y.H., Lin, Y.S., and Leu, Y.G. (2013). Design and implementation of the balance of two-wheeled robots. In *2013 International Conference on Advanced Robotics and Intelligent Systems*, 130–134. IEEE.

Wu, H.C., Wen, M.Y., and Wong, C.C. (2016). Speed control of bldc motors using hall effect sensors based on dsp. In *2016 International Conference on System Science and Engineering (ICSSE)*, 1–4. IEEE.

Xia, C.I. (2012). *Permanent magnet brushless DC motor drives and controls*. John Wiley & Sons.

Xue, X., Cheng, K., and Cheung, N. (2008). Selection of electric motor drives for electric vehicles. In *2008 Australasian Universities Power Engineering Conference*, 1–6. IEEE.