

Recibido 12 de septiembre de 2022. Aceptado 02 de diciembre de 2022. Publicado 23 de diciembre de 2022.

ISSN: 2448-7775

Control de Velocidad Angular de un Motor Síncrono en un Vehículo Eléctrico

ALEXIS CASTELÁN PÉREZ^{1*}, JUAN EDUARDO ESQUIVEL CRUZ¹, FRANCISCO BELTRÁN CARBAJAL², IVÁN DE JESÚS RIVAS CAMBERO¹, LUIS DANIEL CÁRDENAS SOTO², DAVID SOTELO³.

¹Universidad Politécnica de Tulancingo, Departamento de Posgrado, Tulancingo de Bravo, Hidalgo, México.

²Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco, Departamento de Energía, Ciudad de México, México.

³Tecnológico de Monterrey, School of Engineering and Sciences, Ave. Eugenio Garza Sada 2501, Monterrey 64849, México.

*Autor de Correspondencia: alexis.castelan1294@upt.edu.mx

RESUMEN En el presente artículo se describe el diseño de un controlador para regular la velocidad de un motor síncrono de imanes permanentes usado en un vehículo eléctrico. Además, se presenta el modelado de la dinámica de un vehículo considerando las fuerzas principales que intervienen en su movimiento, con el propósito de mejorar la eficiencia del control de este sistema mecatrónico. De esta manera, en el diseño de la estrategia de control de movimiento se considera el modelo obtenido del tren de potencia del vehículo, el cual incluye la dinámica no lineal del motor y a la transmisión. Se propone el uso de trayectorias de referencia para el controlador basadas en polinomios de interpolación de Bézier, para transferir el vehículo de un estado inicial a otra condición de operación, y con ello se determinan las ventajas del uso de este tipo de perfiles de movimiento planificados.

PALABRAS CLAVE— Modelado dinámico, Vehículo eléctrico, Motor Síncrono, Polinomios de Bézier.

I. INTRODUCCIÓN

Actualmente con el cambio climático y el incremento del precio de los combustibles fósiles incrementa la importancia del desarrollo de tecnologías alternativas en el área de transporte. Con lo anterior en mente, los vehículos eléctricos representan un área de oportunidad para coadyuvar en el desarrollo de tecnologías de movilidad sustentable. Como se puede suponer, a lo largo de la historia de los vehículos eléctricos se ha utilizado elementos de propulsión mecánica acorde al desarrollo tecnológico de la época. En algunos casos se usan motores de inducción para este propósito [1]. Otro dispositivo utilizado es el motor sin escobillas de imanes permanentes (PMBM), para este como en muchos motores, es necesario un inversor de corriente para su accionamiento [2]. Un rasgo positivo del PMBM es el modo en que se energizan los devanados del motor, generalmente este se hace por medio de conmutación mecánica, pero en el caso del PMBM la conmutación es electrónica. Esta característica también está presente en los motores síncronos de imanes permanentes (PMSM), con esto se ve reducido el tamaño del motor en comparación con motores con conmutación mecánica de potencia similar [3], [4].

El PMSM al no contar con un embobinado en el rotor se prescinde de una fuente de alimentación de corriente directa, con lo que solo es necesario alimentación trifásica para su funcionamiento. Otras características de este motor son una

mayor densidad de potencia, menor inercia del motor, mayor eficiencia en comparación con un motor de inducción [5].

Dentro de los trabajos de investigación consultados, existe una gran diversidad de controladores aplicados al PMSM. Por mencionar algunos: control por modos deslizantes [6], método de control vectorial [7-9], esquema de control de linealización por retroalimentación basado en el control de par directo [10] o su variante con lógica difusa [11]. También se encontraron trabajos donde se especifica la aplicación del PMSM en vehículos eléctricos o híbridos [12, 13]. Una diferencia importante con el trabajo que se desarrolla en el presente estudio es que éstos no incorporan la dinámica del vehículo. Otra diferencia es el tipo de trayectoria de referencia usada; al hacer simulaciones las más comunes, incluso encontradas en los trabajos consultados, son las de tipo escalón que sirven para observar el comportamiento del controlador a cambios bruscos, pero que al aplicarlos de forma práctica es imposible.

Una alternativa que se aborda dentro de este trabajo es usar otro tipo de trayectorias de referencia, que sean más realistas si se desea llevar el controlador al mundo real. Las trayectorias generadas por polinomios de Bézier presentan un incremento suave respecto al tiempo [14,15] y al no tener un comportamiento lineal es muy cercano a lo que se podría observar al conducir de manera eficiente un vehículo real.

En el presente artículo se presenta el diseño de un esquema de control para ejecutar tarea de seguimiento de trayectorias de referencia de velocidad en un vehículo eléctrico basado en el uso de un motor síncrono de imanes permanentes. En el proceso de diseño del control de movimiento planificado se considera la obtención de un modelo matemático de la dinámica de un vehículo eléctrico. Se propone el uso de trayectorias de referencia para el controlador basadas en polinomios de interpolación de Bézier, para transferir el vehículo de una condición de operación a otra de forma planificada. De esta manera, se busca mejorar la eficiencia en el control de velocidad de un vehículo eléctrico.

II. DESARROLLO

A. MODELO DINÁMICO DEL VEHÍCULO

Normalmente, el modelo matemático del vehículo eléctrico consiste en el sistema de propulsión (motor) y la transmisión de éste. Sin embargo, este enfoque presenta errores por dinámicas no modeladas que en este trabajo se abordan. Si un vehículo está sobre una superficie con pendiente cero, algunas fuerzas a las que se ve sometido tenderán a cero, así que para tener una perspectiva más realista lo mejor es considerar una pendiente distinta de cero. En la Fig. 1 se muestra una representación esquemática del vehículo, representado como la masa m , y su interacción con varias fuerzas.

Como se puede ver en la Ec. (1), utilizando la segunda ley de Newton, la aceleración (d^2x/dt^2) multiplicada por la masa m del vehículo debe ser igual a la fuerza $F(t)$ y a las fuerzas que se oponen al movimiento del vehículo. Dichas fuerzas son: la fuerza de resistencia a la rodadura (F_{ro}), fuerza de resistencia al avance (F_{av}), fuerza de resistencia a la pendiente (F_p debido a la inclinación de la pista) y fuerza de resistencia a la fricción (F_f).

$$m \frac{d^2x}{dt^2} = F(t) - F_{ro}(t) - F_{av}(t) - F_p(t) - F_f(t) \quad (1)$$

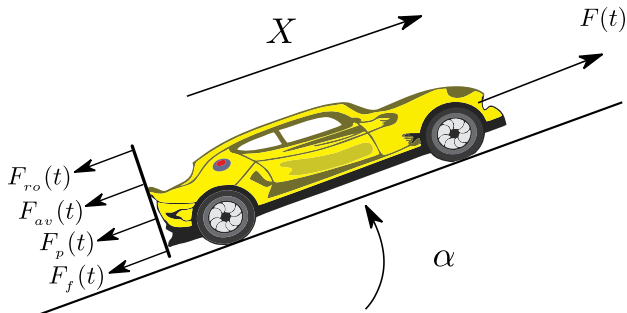


Fig. 1. Fuerzas de interacción sobre un vehículo supuesto como una masa concentrada en una superficie inclinada.

La fuerza de resistencia a la rodadura se genera al deformarse la parte del neumático que se genera al contacto con el pavimento y se define como:

$$F_{ro} = m g f \cos(\alpha) \quad (2)$$

donde

- f : coeficiente de resistencia a la rodadura.
- m : masa total del vehículo [kg].
- g : constante de gravedad [m/s^2].
- α : ángulo de inclinación de la superficie.

La fuerza de resistencia al avance se representa como:

$$F_{av} = \frac{1}{2} \rho S C_x v^2 \quad (3)$$

donde

- ρ : densidad volumétrica del aire [kg/m^3].
- S : superficie total del vehículo [m^2].
- C_x : coeficiente aerodinámico del vehículo.
- v : velocidad lineal del vehículo [m/s].

El vehículo cuando se encuentra en una pendiente debe de superar una fuerza proporcional a la masa, a la aceleración gravitatoria y al ángulo de inclinación.

$$F_p = m g \sin(\alpha) \quad (4)$$

La fuerza de resistencia por fricción está en función de la velocidad lineal del vehículo y del coeficiente de Stokes.

$$F_f = K_A v \quad (5)$$

Sustituyendo las Ecs. (2)-(5) en la Ec. (1), además de agrupar los términos dependientes de la posición y sus derivadas se obtiene la siguiente expresión.

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + \frac{1}{2} \rho S C_x \left(\frac{dx}{dt} \right)^2 + K_A \frac{dx}{dt} = F(t) - (f \cos \alpha - \sin \alpha) m g \quad (6)$$

La fuerza externa de tracción y carga del vehículo se define como:

$$F(t) = \frac{\tau_0}{R} \quad (7)$$

Donde R corresponde al radio de la llanta del vehículo y τ_0 es el torque que se opone al vehículo en movimiento. Al sustituir la Ec. (7) en la Ec. (6) se obtiene

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + \frac{1}{2} \rho S C_x \left(\frac{dx}{dt} \right)^2 + K_A \frac{dx}{dt} = \frac{\tau_0}{R} - (f \cos \alpha - \sin \alpha) m g \quad (8)$$

Y despejando τ_0 se obtiene la siguiente expresión:

$$\tau_0 = R \left[mg(f \cos \alpha + \sin \alpha) + m \frac{d^2x}{dt^2} + \frac{1}{2} \rho SC_x \left(\frac{dx}{dt} \right)^2 + K_A \frac{dx}{dt} \right] \quad (9)$$

En el modelado de la dinámica de los neumáticos se analiza primeramente las fuerzas que actúan sobre un plano inclinado como se observa en la Fig. 2.

En sistemas rotacionales se tiene que

$$I \frac{d^2\theta}{dt^2} = \tau_R - \tau_0 \quad (10)$$

Donde:

- I : momento de inercia [$kg \ m^2$].
- θ : posición angular de la llanta [rad].
- τ_R : torque de reacción por inercia [Nm].

Para un objeto con esta forma en particular se tiene que

$$I = \frac{1}{2} mR^2 \quad (11)$$

Relacionando el desplazamiento y la velocidad del vehículo con la llanta se obtiene

$$x = R\theta \quad (12)$$

$$\frac{dx}{dt} = R \frac{d\theta}{dt} \quad (13)$$

$$\frac{d^2x}{dt^2} = R \frac{d^2\theta}{dt^2} \quad (14)$$

Sustituyendo las Ec. (12) y Ec. (13) en la Ec. (9)

$$\tau_0 = R \left[mg(f \cos \alpha + \sin \alpha) + mR \frac{d^2\theta}{dt^2} + \frac{1}{2} \rho SC_x R \left(\frac{d\theta}{dt} \right)^2 + K_A R \frac{d\theta}{dt} \right] \quad (15)$$

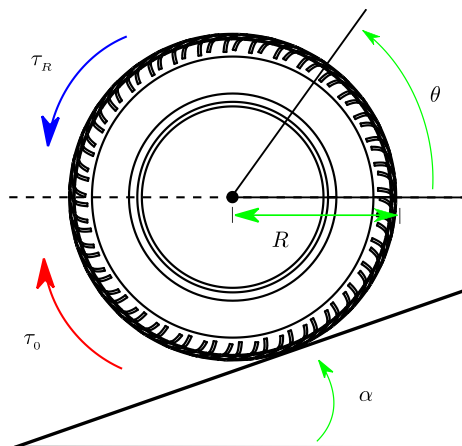


Fig. 2. Representación de torques a los que está sometido un neumático.

Despejando τ_R y τ_0 de Ec. (10) en Ec. (15) se obtiene:

$$\tau_0 = Rmg(f \cos \alpha + \sin \alpha) + \frac{3}{2} mR^2 \frac{d^2\theta}{dt^2} + \frac{1}{2} \rho SC_x R^2 \left(\frac{d\theta}{dt} \right)^2 + K_A R^2 \frac{d\theta}{dt} \quad (16)$$

En la Fig. 3 se tiene una representación del tren de propulsión del vehículo eléctrico compuesto por el motor eléctrico, embrague, caja de cambios, diferencial y por último el neumático.

Para el modelado de la dinámica del tren de propulsión mecánica se parte de la Ec. (10). Aquí, también se considera el torque de oposición debido a la fricción viscosa. Éste se obtiene multiplicando el coeficiente de amortiguamiento viscosa b por la velocidad angular, i.e., $b\dot{\theta}$. Ahora se hacen las siguientes consideraciones:

- El motor proporciona un torque τ .
- La relación entrada-salida se puede reducir como un factor de escala n .
- El tren de propulsión en conjunto produce un momento de inercia equivalente I_e y un coeficiente de fricción equivalente b_e .

Todo lo anterior se puede expresar como:

$$I_e \frac{d^2\theta}{dt^2} + b_e \frac{d\theta}{dt} + n\tau_0 = \tau \quad (17)$$

Sustituyendo la Ec. (16) en la Ec. (17) se obtiene

$$\tau = I_e \frac{d^2\theta}{dt^2} + b_e \frac{d\theta}{dt} + n \left[Rmg(f \cos \alpha + \sin \alpha) + \frac{3}{2} mR^2 \frac{d^2\theta}{dt^2} + \frac{1}{2} \rho SC_x R^2 \left(\frac{d\theta}{dt} \right)^2 + K_A R^2 \frac{d\theta}{dt} \right] \quad (18)$$

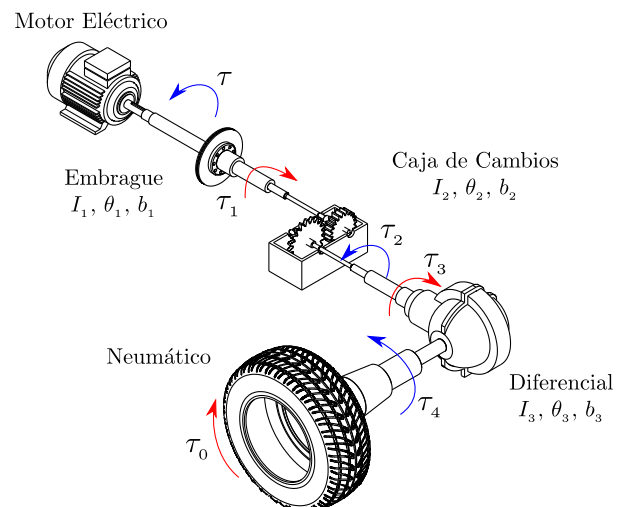


Fig. 3. Esquema del tren de propulsión.

Los valores de los parámetros usados en el modelo de la Ec. (18) fueron tomados de la literatura [16,17], los cuales se presentan en la Tabla I. Cabe resaltar que la transmisión del vehículo genera una relación de reducción velocidad de 1:5.5.

B. MODELO DINÁMICO DEL MOTOR

En este caso el motor a usar es un PMSM, cuyo modelo dinámico en el sistema de referencia $dq0$ está dado por

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q n_p}{L_d} i_q \omega + \frac{1}{L_q} u_d \quad (19)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{L_d n_p}{L_q} i_d \omega - \frac{n_p \lambda_m}{L_q} \omega + \frac{1}{L_q} u_q \quad (20)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{3}{2J} n_p \lambda_m i_q + \frac{3n_p(L_d - L_q)}{2J} i_d i_q - \frac{b}{J} \omega - \frac{1}{J} \tau \quad (21)$$

Donde i_d es la corriente eléctrica en el eje directo, i_q representa la corriente en el eje de cuadratura y ω es la velocidad angular del motor [14]. Los parámetros del motor se muestran en la Tabla II, estos al igual que en el caso de los parámetros del vehículo fueron obtenidos de la literatura [15].

C. CONTROLADOR

En el presente trabajo el diseño del esquema de control se aborda en dos etapas. La primera se desarrolla mediante la síntesis de un control Proporcional-Integral (PI) para regular la señal de corriente eléctrica del eje directo (i_d). Se considera regular la corriente i_d a cero, con el propósito de simplificar el diseño de la segunda etapa de control. Para esto, se propone la variable de control auxiliar (virtual) v_d como:

$$v_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q n_p}{L_d} i_q \omega + \frac{1}{L_d} u_d = \frac{di_d}{dt} \quad (22)$$

TABLA I. PARÁMETROS DE VEHÍCULO.

Parámetros	Valores	Parámetros	Valores
n	1/5.5	ρ	1.225 kg/m ³
R	0.2876 m	S	2.66 m ²
m	1366 kg	C_x	0.25
g	9.81 m/s ²	K_A	0.6
f	0.015	b_e	11.5 × 10 ⁻³ N m s
α	(0 - $\pi/9$) rad	I_e	2.9148 kg m ²

TABLA II. PARÁMETROS DEL MOTOR PMSM.

Parámetro	Valores
R_s	2.6 Ω
L_d	6.73 mH
L_q	6.73 mH
λ_m	0.319 Wb
n_p	2

De esta manera se propone el controlador PI:

$$v_d = -k_{p,d}(y - y_d) - k_{i,d} \int_0^t (y - y_d) dt \quad (23)$$

donde y_d denota el valor de referencia de corriente eléctrica especificado para el motor eléctrico. De esta manera, la dinámica en lazo cerrado está dada por

$$\frac{d}{dt} i_d = -k_{p,d}(y - y_d) - k_{i,d} \int_0^t (y - y_d) dt \quad (24)$$

con

$$e_d = y - y_d$$

$$\frac{de_d}{dt} = \frac{dy}{dt}$$

$$\frac{d^2 e_d}{dt^2} = \frac{d^2 y}{dt^2}$$

Se tiene que

$$\frac{de_d}{dt} + k_{p,d} e_d + k_{i,d} \int_0^t e_d dt = 0 \quad (25)$$

Entonces, derivando una vez con respecto al tiempo la Ec. (25) se obtiene

$$\frac{d^2 e_d}{dt^2} + k_{p,d} \frac{de_d}{dt} + k_{i,d} e_d = 0 \quad (26)$$

Ahora se propone el siguiente sistema de referencia asintóticamente estable de segundo orden para la dinámica en lazo cerrado de la señal del error e , para seleccionar las ganancias de control:

$$\frac{d^2 e_d}{dt^2} + 2\omega_n \zeta \frac{de_d}{dt} + \omega_n^2 e_d = 0 \quad (27)$$

Entonces,

$$k_{p,d} = 2\omega_n \zeta$$

$$k_{i,d} = \omega_n^2$$

Aquí, $\omega_n, \zeta > 0$ son respectivamente la frecuencia natural y la relación de amortiguamiento especificados para la dinámica del error de regulación de corriente eléctrica en el eje directo.

Por lo tanto, la entrada de control está dada por

$$u_d = L_d v_d + R_s i_d - L_d n_p i_q \omega \quad (28)$$

con

$$v_d = -k_{p,d} e_d - k_{i,d} \int_0^t e dt \quad (29)$$

Para la segunda etapa, una vez aplicado el control PI, se hace la propuesta de un controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID) para la entrada de control en el eje de

cuadratura denotada en la Ec. (20), en donde se incluye la Ec. (18) en lugar de un torque de carga aplicado al motor, si se analiza esta ecuación se puede ver que, aunque la variable dependiente es el ángulo θ esta no aparece y solo depende de sus derivadas, así que para facilitar el análisis se hace un cambio de variable en donde ω es equivalente a la derivada de θ , al despejar se obtiene la Ec. (30).

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{\tau - \beta - b_e \omega}{I_e + \frac{3}{2}nmR^2} \quad (30)$$

donde

$$\beta = n \left[Rmg(f \cos \alpha + \sin \alpha) + \frac{1}{2} \rho SC_x R^2 \omega^2 + K_A R^2 \omega \right]$$

Despejando τ de la Ec. (30) se obtiene

$$\tau = \frac{d\omega}{dt} \left(I_e + \frac{3}{2}nmR^2 \right) + b_e \omega + \beta \quad (31)$$

Sustituyendo el torque despejado de la Ec. (31) en la Ec. (21) y despejando la derivada de ω se llega a la Ec. (32).

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{\frac{3np\lambda_m}{2J} i_q - \frac{b}{J} \omega - \frac{1}{J} (b_e \omega + \beta)}{2 + \frac{3}{2}nmR^2} \quad (32)$$

Separando los términos en las variables dependientes, incluyendo los que se encuentran en β , se llega a la siguiente expresión

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{3np\lambda_m}{4J+3nmR^2} i_q - \frac{2b}{2J+\frac{3}{2}nmR^2} \omega + \frac{(nRmg(f \cos \alpha + \sin \alpha))}{2J+\frac{3}{2}nmR^2} + \frac{\frac{1}{2}n\rho SC_x R^2 \omega^2 + nK_A R^2 \omega}{2J+\frac{3}{2}nmR^2} \quad (33)$$

Derivando una vez respecto al tiempo la Ec. (33) para eliminar el término de i_q , se tiene

$$\frac{d^2\omega}{dt^2} = \frac{3np\lambda_m}{4J+3nmR^2} \left(-\frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{np\lambda_m}{L_q} \omega + \frac{1}{L_q} u_q \right) - \frac{2b_e}{2J+\frac{3}{2}nmR^2} \frac{d\omega}{dt} + \frac{n\rho SC_x R^2}{4+\frac{3}{2}nmR^2} \frac{d\omega^2}{dt} + \frac{nK_A R^2}{2J+\frac{3}{2}nmR^2} \frac{d\omega}{dt} \quad (34)$$

La Ec. (34) se iguala a una variable de control virtual denotada como v_q , resultando en

$$\frac{d^2\omega}{dt^2} = v_q \quad (35)$$

Teniendo la Ec. (35) se propone el controlador PID como:

$$v_q = \frac{d^2\omega}{dt^2} - k_{d,q} \frac{de_\omega}{dt} - k_{p,q} e_\omega - k_{i,q} \int_0^t e_\omega dt \quad (36)$$

donde

$$e_\omega = \omega - \omega_d$$

$$\frac{de_\omega}{dt} = \frac{d\omega}{dt} - \frac{d\omega_d}{dt}$$

Simplificando y derivando la Ec. (36) respecto al tiempo se obtiene

$$\frac{d^3 e_\omega}{dt^3} + k_{d,q} \frac{d^2 e_\omega}{dt^2} + k_{p,q} \frac{de_\omega}{dt} + k_{i,q} e_\omega = 0 \quad (37)$$

Considerando el siguiente polinomio estable para seleccionar los parámetros de diseño del polinomio característico de tercer orden asociado a la Ec. (37):

$$P_\omega(s) = (s + p_q)^3 = s^3 + 3p_q s^2 + 3p_q^2 s + p_q^3 \quad (38)$$

las ganancias del controlador se pueden calcular como:

$$k_{i,q} = p_q^3$$

$$k_{p,q} = 3p_q^2$$

$$k_{d,q} = 3p_q$$

con $p_q > 0$.

Por lo tanto, la entrada de control queda dada como

$$\Delta u_q = v_q + \frac{2b_e - nK_A R^2}{2J + \frac{3}{2}nmR^2} \frac{d\omega}{dt} - \frac{n\rho SC_x R^2}{4 + \frac{3}{2}nmR^2} \frac{d\omega^2}{dt} + \frac{3np\lambda_m R_s}{L_q(4J + 3nmR^2)} i_q - \frac{3n_p^2 \lambda_m^2}{L_q(4J + 3nmR^2)} \omega \quad (39)$$

donde

$$\Delta = \frac{3np\lambda_m}{L_q(4J + 3nmR^2)}$$

Así que se puede reescribir la entrada de control de la velocidad angular como:

$$u_q = \left[v_q + \frac{2b_e - nK_A R^2}{2J + \frac{3}{2}nmR^2} \frac{d\omega}{dt} - \frac{n\rho SC_x R^2}{4 + \frac{3}{2}nmR^2} \frac{d\omega^2}{dt} + \frac{3np\lambda_m R_s}{L_q(4J + 3nmR^2)} i_q - \frac{3n_p^2 \lambda_m^2}{L_q(4J + 3nmR^2)} \omega \right] \frac{1}{\Delta} \quad (40)$$

Con la variable virtual de control establecida como

$$v_q = -k_{d,q} \frac{de_\omega}{dt} - k_{p,q} e_\omega - k_{i,q} \int_0^t e_\omega dt$$

Para finalizar, las variables que determinan las ganancias de los controladores se definen como $\omega_n = 120 \text{ rad/s}$, $\zeta = 0.5$ y $p_q = 35$.

III. RESULTADOS

Para evaluar el control aplicado al vehículo eléctrico, se realiza una simulación donde las referencias de velocidad angular se contemplan como escalones. Los valores

empleados son $0 \leq t < 8 \text{ s}$, $\omega_d = 30 \text{ rad/s}$ y de $t \geq 8 \text{ s}$, $\omega_d = 50 \text{ rad/s}$. Las respuestas a estos valores de referencia se observan en la Fig. 4. Como se hizo mención en el desarrollo del controlador, se deseaba llevar a cero la corriente del eje directo, tal y como se ve en la Fig. 4(a) y Fig. 5(a), en ambos casos la escala presentada es muy cercana al cero.

En el caso de la Fig. 4(b) se aprecia que existe un pico de corriente al inicio de la simulación y en el punto en el cual se presenta el segundo cambio. Estos picos presentan valores irreales que un motor difícilmente podría soportar. Como se puede observar en la Fig. 4(c), existe un sobreimpulso con este tipo de referencias, en el caso del primer escalón de la velocidad angular del motor de 30 rad/s se puede apreciar que el error es aproximadamente a un 20% del valor, para el segundo caso se observa algo similar considerando que el cambio entre las referencias es de 20 rad/s .

Ahora, para considerar un caso más realista en donde la referencia no cambia instantáneamente, sino que lo hace de forma gradual y además se tiene un comportamiento no lineal, como ocurre en cualquier vehículo, se propone el perfil de velocidad mostrado en la Ec. (41), este se genera por medio de dos interpolaciones con curvas de Bézier.

$$\omega_d = \begin{cases} \omega_1, & 0 \leq t < t_1 \\ \omega_1 + (\omega_2 - \omega_1)\varphi_1, & t_1 \leq t < t_2 \\ \omega_2, & t_2 \leq t < t_3 \\ \omega_2 + (\omega_3 - \omega_2)\varphi_2, & t_3 \leq t < t_4 \\ \omega_3, & t > t_4 \end{cases} \quad (41)$$

con

$$\varphi_1 = \sum_{k=1}^3 r_k \left(\frac{t-t_1}{t_2-t_1} \right)^{2+k}, \quad \varphi_2 = \sum_{k=1}^3 r_k \left(\frac{t-t_3}{t_4-t_3} \right)^{2+k}$$

donde $\omega_1 = 0$, $\omega_2 = 30 \text{ rad/s}$, $\omega_3 = 50 \text{ rad/s}$, $t_1 = 0 \text{ s}$, $t_2 = 4 \text{ s}$, $t_3 = 5 \text{ s}$, $t_4 = 7 \text{ s}$, $r_1 = 10$, $r_2 = -15$ y $r_3 = 6$.

En la Fig. 5(c) se muestra en la línea punteada el perfil de referencia de velocidad, se puede ver que se tiene un incremento de forma suave en los dos cambios de valor.

La respuesta en este tipo de trayectoria de referencia tiene un sobrepaso casi imperceptible, en comparación con la trayectoria de tipo escalón. Otro factor por considerar es que en este caso la corriente i_q presenta valores más reales o alcanzables (Fig. 5(b)).

IV. CONCLUSIONES

Como se presentó en el desarrollo, el contemplar fuerzas que se oponen al desplazamiento del vehículo dentro de su modelo permiten al controlador determinar la respuesta óptima a la referencia que se desea alcanzar, esto se debe a que, si no se hiciera su modelado al aplicar de forma práctica el controlador, todas esas fuerzas serían interpretadas como

perturbaciones. Respecto al uso de trayectorias de referencia con polinomios de interpolación de Bézier se pudo observar un mejor desempeño, basado en la reducción del sobrepaso registrado en comparación a los registrados con referencias de tipo escalón, así como en los niveles de corriente requeridos. Esto se puede interpretar como que en aplicaciones reales a un vehículo eléctrico el controlador tendrá un comportamiento eficiente ante diversos escenarios demandados por el entorno.

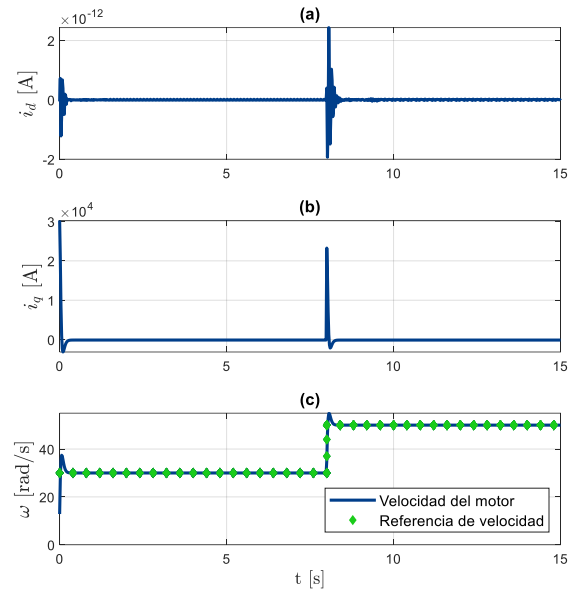


Fig. 4. Respuesta del control a una referencia de velocidad de tipo escalón: (a) corriente del eje directo, (b) corriente del eje de cuadratura, (c) velocidad angular.

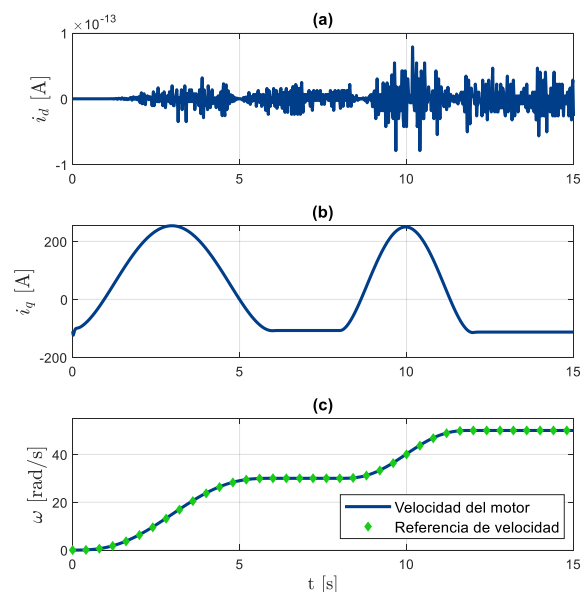


Fig. 5. Respuesta del control a una referencia basada en curvas de Bézier: (a) corriente del eje directo, (b) corriente del eje de cuadratura, (c) velocidad angular.

REFERENCIAS

- [1] Allaoua, B., & Laoufi, A. (2013). A novel sliding mode fuzzy control based on SVM for electric vehicles propulsion system. *Energy Procedia*, 36, 120-129.
- [2] Chan, C. C., & Chau, K. T. (1997). An overview of power electronics in electric vehicles. *IEEE transactions on Industrial Electronics*, 44(1), 3-13.
- [3] Chan, C. C., & Wong, Y. S. (2004). Electric vehicles charge forward. *IEEE Power and Energy Magazine*, 2(6), 24-33.
- [4] M. J. Riezenman, "Electric vehicles," *IEEE Spectrum*, vol. 29, no. 11, pp. 18–21, 1992.
- [5] Cuji, W., & Arcos-Aviles, D. (2019). Control Directo al Par y Control de Campo Orientado para Un Motor Síncrono de Imanes Permanentes. *Ingeniería*, 24(2), 143-158.
- [6] Shi, C., Luo, J., Huang, J., Yu, Z., & Wen, C. (2018, October). New sensorless control for interior permanent magnet synchronous motors of electric vehicle. In *2018 2nd IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2)* (pp. 1-5). IEEE.
- [7] Zhou, N., He, H., Liu, Z., & Zhang, Z. (2017). UKF-based sensor fault diagnosis of PMSM drives in electric vehicles. *Energy Procedia*, 142, 2276-2283.
- [8] Adeoye, A. O., Oladapo, B. I., Adekunle, A. A., Olademeji, A. J., & Kayode, J. F. (2019). Design, simulation and implementation of a PID vector control for EHVPMMSM for an automobile with hybrid technology. *Journal of Materials Research and Technology*, 8(1), 54-62.
- [9] Cheng, L. I. U., Guo-Hua, C. A. O., & Yong-Yin, Q. U. (2019, May). Research on Servo Control System of Embedded AC Permanent Magnet Synchronous Motor. In *2019 IEEE 8th Joint International Information Technology and Artificial Intelligence Conference (ITAIC)* (pp. 1622-1626). IEEE.
- [10] Feng, Y., Zhao, H., Zhao, M., & Chen, H. (2018). A Feedback Linearization Control Scheme Based on Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor. *2018 37th Chinese Control Conference (CCC)*.
- [11] Justo, J. J., Mwasilu, F., Kim, E. K., Kim, J., Choi, H. H., & Jung, J. W. (2017). Fuzzy model predictive direct torque control of IPMSMs for electric vehicle applications. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 22(4), 1542-1553.
- [12] Omara, A. M., Sleptsov, M., & Diab, A. A. Z. (2018, January). Cascaded fuzzy logic based direct torque control of interior permanent magnet synchronous motor for variable speed electric drive systems. In *2018 25th International Workshop on Electric Drives: Optimization in Control of Electric Drives (IWED)* (pp. 1-6). IEEE.
- [13] Diab, A. A. Z., Selim, S. A., & Elnaghi, B. E. (2016, February). Particle swarm optimization based vector control of permanent magnet synchronous motor drive. In *2016 IEEE NW Russia Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conference (EIconRusNW)* (pp. 740-746). IEEE.
- [14] Beltran-Carbajal F, Favela-Contreras A, Hernandez-Avila JL, Olvera-Tapia O, Sotelo D, Sotelo C. Dynamic output feedback control for desired motion tracking on synchronous motors. *Int Trans Electr Energy Syst*. 2020;30:e12260. <https://doi.org/10.1002/2050-7038.12260>
- [15] Beltran-Carbajal, F., Tapia-Olvera, R., Lopez-Garcia, I. *et al.* Extended PI Feedback Tracking Control for Synchronous Motors. *Int. J. Control Autom. Syst.* 17, 1346–1358 (2019). <https://doi.org/10.1007/s12555-018-0312-6>
- [16] Durán, M., Aguilera, J., Guerrero-Ramírez, G., Claudio, A., Vela, L. G., & Gudiño-Lau, J. (2010). Modelado del Sistema de Tracción para un Vehículo Eléctrico. In *Congreso Anual* (pp. 473-478).
- [17] Rocha-Hoyos, J., Tipanluisa, L. E., Reina, S. W., & Ayabaca, C. R. (2017). Evaluación del Sistema de Tracción en un Vehículo Eléctrico Biplaza de Estructura Tubular. *Información tecnológica*, 28(2), 29-36.

BIOGRAFÍAS



ALEXIS CASTELÁN PÉREZ Ingeniero en Robótica por la Universidad Politécnica de Tulancingo (2020), actualmente es alumno de la Maestría en Automatización y Control en la misma institución. Sus áreas de interés son la robótica, visión artificial, el modelado y control de sistemas.



JUAN EDUARDO ESQUIVEL CRUZ Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones (2017) y Maestro en Automatización y Control por la Universidad Politécnica de Tulancingo (2020). Actualmente estudiante del Doctorado en Optoelectrónica en la Universidad Politécnica de Tulancingo. Sus áreas de interés en investigación, innovación y desarrollo son: Modelado y Control de Vehículos eléctricos.



FRANCISCO BELTRAN CARBAJAL Ingeniero Electromecánico por el Instituto Tecnológico de Zacatepec (1993) y Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica en la especialidad de Mecatrónica por el CINVESTAV-IPN (2004). Actualmente es Profesor-Investigador Titular C por Tiempo Indeterminado en el Departamento de Energía de la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco. Sus principales áreas de interés en investigación, innovación y desarrollo tecnológico son: Control de Vibraciones, Identificación de Sistemas, Maquinaria Rotatoria, Mecatrónica y Control de Sistemas de Conversión de Energía.



IVAN DE JESÚS RIVAS CAMBERO Ingeniero Eléctrico por el Instituto Tecnológico de Tepic (1998), Maestro en Ciencias de Ingeniería Eléctrica por el CINVESTAV Unidad Guadalajara (2002) y Doctorado en Ciencias en Ingeniería Industrial por la Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo (2012). Actualmente profesor investigador en el área de investigación y posgrado de la Universidad Politécnica de Tulancingo (UPT). Sus principales áreas de interés son el control de máquinas eléctricas y sistemas robóticos.



LUIS DANIEL CÁRDENAS SOTO Actualmente estudiante de Ingeniería Mecánica en la Universidad Autónoma Metropolitana (UAM) del plantel Azcapotzalco, la cual reside en Ciudad de México, México. Entusiasta alumno con interés en la aplicación de ingeniería en proyectos y/o análisis de problemas reales. Entre sus áreas de interés destacan la mecatrónica, programación, aplicaciones de principios y leyes de la física, las matemáticas y la automatización.



DAVID SOTELO Estudió la Carrera de Ingeniería Mecatrónica y su Maestría en Automatización e Ingeniería de Control en el Tecnológico de Monterrey, Campus Monterrey, México en 2010 y 2015 respectivamente. Además, en 2014 recibió su Maestría en Sistemas, Control e I&T por parte de la Université Joseph Fourier de Grenoble, Francia. En 2019, recibió su Doctorado con varias publicaciones. Actualmente se encuentra adscrito al grupo de investigación en Robótica del Tecnológico de Monterrey en la Ciudad de Monterrey, miembro del Sistema Nacional de Investigación SNI-I de México. Sus principales intereses de investigación son el control óptimo y robusto, la identificación de procesos y el diseño de estructuras de control en columnas de destilación de crudo.