

OBSERVADOR FILTRADO DE ALTA GANANCIA Y CONTROL DESLIZANTE FRACCIONAL PARA MOTORES PMSM EN TRACCIÓN VEHICULAR

A.E. Rodríguez-Mata, J.A. Medrano-Hermosillo, O. Hernández-González, L.N. Coria de los Ríos, R. Baray-Arana, y P. Acosta-Cano de los Ríos

¹Tecnológico Nacional de México, Campus Chihuahua, México

²Tecnológico Nacional de México, Campus Hermosillo, México

³Tecnológico Nacional de México, Campus Tijuana, México

*Autor correspondiente: Abraham.rm@chihuahua.tecnm.mx

RESUMEN.

Este estudio proporciona un modelo sólido de estimación y control integrado para motores síncronos de imanes permanentes (PMSM) utilizados en sistemas de tracción vehicular eléctrica. Se lleva a cabo la implementación de un observador filtrado de alta ganancia (FHGO), fundamentado en una ley Riccati adaptativa y filtrado de primer orden, que ofrece estimaciones de estado precisas y acústicas. En base a estas estimaciones, se desarrolla un controlador fraccional de modos deslizantes (FOSMC), que combina la robustez estructural del modo deslizante con la memoria y la suavidad de conmutación inherentes al cálculo fraccional. Las simulaciones numéricas bajo condiciones de incertidumbre paramétrica y perturbaciones en el par de carga evidencian que el esquema sugerido sobrepasa al PID convencional, exhibiendo una reducción en los errores de seguimiento, un mejor rendimiento transitorio y un esfuerzo de control más suave. Específicamente, el FOSMC con $\beta = 0.6$ consigue una convergencia más acelerada y una disminución en el rizado de par, corroborando su aptitud para aplicaciones de tracción eléctrica de alto rendimiento bajo condiciones pragmáticas.

Palabras claves: Motor síncrono de imanes permanentes (PMSM), Tracción vehicular eléctrica, Observador de alta ganancia filtrado (FHGO), Control por modos deslizantes fraccional (FOSMC), Ley de Riccati adaptativa, Control robusto, Rechazo de perturbaciones de par, Estimación de estados.

ABSTRACT.

This research introduces a comprehensive estimation-control framework for permanent-magnet synchronous motors (PMSMs) utilized in electric vehicle traction systems. A filtered high-gain observer (FHGO), utilizing an adaptive Riccati law and first-order filtering, delivers precise and noise-resistant state estimation. A fractional-order sliding-mode controller (FOSMC) is devised, integrating the resilience of sliding modes with the memory and smooth transitions of fractional calculus. Numerical simulations conducted under parametric uncertainties and load torque disturbances illustrate the proposed scheme's enhanced transient performance and reduced control effort compared to a traditional PID controller. The results indicate that the FOSMC with $\beta = 0.6$ attains accelerated convergence, less torque ripple, and decreased

tracking error, underscoring its appropriateness for high-performance electric vehicle traction in realistic operating situations.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor (PMSM), Electric vehicle traction, Filtered high-gain observer (FHGO), Fractional-order sliding-mode control (FOSMC), Adaptive Riccati law, Robust control, Torque disturbance rejection, State estimation.

1. INTRODUCCIÓN

Los vehículos eléctricos (VE) constituyen una transición esencial hacia un escenario de movilidad sostenible y eficiente en términos de energía. A escala global, el sector automovilístico se encuentra ante significativos retos, impulsados por factores como el cambio climático, las políticas medioambientales y las exigencias de los consumidores por una eficiencia vehicular superior y una disminución en las emisiones de gases de efecto invernadero. La adopción de vehículos eléctricos ha experimentado un incremento significativo debido a su capacidad para disminuir de manera significativa la huella de carbono en comparación con los vehículos de motor de combustión interna. No obstante, persisten múltiples obstáculos, entre los que destacan la infraestructura de carga inadecuada, los elevados costos iniciales de inversión y las insuficiencias regulatorias, particularmente en naciones en vías de desarrollo como México [1, 2, 3]. Adicionalmente, estos retos se agudizan debido a la dependencia de los combustibles fósiles en la producción de electricidad, lo cual erosiona el impacto ambiental esencialmente positivo de los vehículos eléctricos [3].

En el marco de este escenario, es imperativo optimizar el desempeño y la eficiencia de los motores eléctricos, especialmente los motores de corriente continua sin escobillas (BLDC). Los motores BLDC han adquirido relevancia en las aplicaciones de vehículos eléctricos, atribuible a su densidad de potencia superior, eficiencia elevada, requisitos de mantenimiento reducidos y características de par favorables [4]. Sin embargo, los motores BLDC presentan múltiples retos intrínsecos, destacando el rizado de par, la sensibilidad a las variaciones paramétricas y el ruido en las mediciones, factores que, en su totalidad, comprometen el desempeño y la eficiencia [5, 6]. Estos desafíos impactan de manera directa en la autonomía del vehículo, la confiabilidad y la

aceptación del consumidor, subrayando la necesidad de implementar estrategias de control sofisticadas para atenuar dichas restricciones.

Las metodologías tradicionales de control, tales como el control directo de par (DTC) y el control orientado al campo (FOC), han sido históricamente empleadas para la gestión de estos problemas. A pesar de su eficacia bajo determinadas condiciones operativas, estos métodos manifiestan una disminución en su desempeño durante cambios dinámicos, fluctuaciones aceleradas de carga o condiciones operativas extremas [5]. Por consiguiente, los progresos recientes se han enfocado en estrategias de control avanzadas como el control por modo deslizante (SMC), el control de orden fraccionario y las metodologías de control predictivo, las cuales proporcionan mejoras notables en la estabilidad y la disminución de la ondulación del par [7, 8].

El control en modo deslizante de orden fraccionario (FOSMC) emerge como un método prometedor, atribuible a su habilidad para gestionar con exactitud la dinámica de sistemas no lineales y ofrecer una mayor resistencia frente a perturbaciones e incertidumbres. El estudio realizado por Ben Salem et al. [7] evidencia que las tácticas de modo deslizante de orden fraccionario, combinadas con control de par directo y modulación de vector espacial (DTC-SVM), atenúan de manera efectiva el rizado de par y las oscilaciones de flujo en los motores de inducción. De forma análoga, investigaciones contemporáneas de Cheng et al. [9] han corroborado el desempeño sobresaliente de los observadores de modo deslizante de orden fraccionario, especialmente en aplicaciones de control sin sensor para motores síncronos de imán permanente (PMSM), abordando de manera eficiente los problemas asociados con el parpadeo del modo deslizante y optimizando la precisión del control.

Los observadores de alta ganancia (HGO), particularmente aquellos de orden fraccionario, han evidenciado una notable eficacia en la provisión de estimaciones sólidas y exactas de los estados del sistema, incluso bajo condiciones de ruido de medición significativo y condiciones variables de observabilidad [10, 11]. Los progresos más recientes integran observadores de modo deslizante terminal de orden fraccionario, lo que mejora considerablemente la precisión de las estimaciones de posición y velocidad, que son fundamentales para las operaciones de motores sin sensor [9, 12]. Adicionalmente, las metodologías de observadores adaptativos incrementan la robustez y la confiabilidad de los accionamientos de motores sin sensores, optimizando significativamente el rendimiento y minimizando la carga computacional intrínseca a las técnicas convencionales [13, 14].

El propósito de este estudio es elaborar un esquema de control integral y completo que integre el control deslizante de orden fraccionario con observadores de alta ganancia con el fin de optimizar el desempeño operativo de los motores BLDC en aplicaciones de vehículos eléctricos. La motivación se origina en la necesidad de optimizar la eficiencia del motor, disminuir la fricción de par y preservar la robustez frente a fluctuaciones de parámetros y perturbaciones externas. El enfoque metodológico

propuesto comprende la concepción de controladores avanzados de modo deslizante fraccionario, integrados con observadores de alta ganancia de orden fraccionario, validados mediante exhaustivas simulaciones numéricas y configuraciones experimentales prácticas, subrayando su eficacia en contextos operativos tangibles.

Se anticipa que los hallazgos de este proyecto aporten de manera significativa al progreso de la tecnología de electromovilidad, especialmente en regiones que enfrentan obstáculos de infraestructura y costos, como México. Adicionalmente, el propósito de este proyecto es fortalecer las habilidades tecnológicas a nivel local, potenciar la competitividad en el sector industrial y aportar significativamente a los objetivos de sostenibilidad a nivel global a través de la disminución de emisiones y la optimización de la eficiencia energética en los sistemas de transporte. Mediante la integración de la investigación académica, el progreso tecnológico empírico y las repercusiones políticas, la propuesta no solo aborda los retos técnicos contemporáneos, sino que también establece un fundamento para futuras innovaciones y transiciones tecnológicas sostenibles en el campo de los vehículos eléctricos.

2. MODELO MATEMÁTICO Y PROBLEMÁTICA

El modelado preciso de un motor síncrono de imanes permanentes (PMSM) resulta fundamental para el diseño de esquemas avanzados de control, dado su comportamiento altamente no lineal, acoplado y dependiente de parámetros. Este tipo de motor es ampliamente utilizado en aplicaciones de tracción vehicular debido a su alta eficiencia, densidad de potencia y respuesta dinámica favorable. A partir de las leyes fundamentales de la dinámica eléctrica y mecánica, y considerando una transformación de coordenadas hacia un sistema síncrono rotante (Park), se obtiene el modelo matemático del PMSM en el marco de referencia dq , donde las ecuaciones se simplifican y se alinean con la física del rotor.

El sistema eléctrico trifásico abc es transformado mediante la transformación de Park definida por:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \mathbf{K}_p \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

donde x puede representar corriente, voltaje o flujo, y $\mathbf{K}_p$ es la matriz de transformación que depende del ángulo de posición del rotor θ .

Una vez aplicada esta transformación, las ecuaciones dinámicas en el marco dq para las tensiones del estator se expresan como:

$$v_d = R_s i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \phi_q \quad (2a)$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega_r \phi_d \quad (2b)$$

donde

$$\phi_d = L_d i_d + \phi_f \quad (3a)$$

$$\phi_q = L_q i_q \quad (3b)$$

siendo ϕ_f el flujo fijo debido a los imanes del rotor. Sustituyendo los flujos en las ecuaciones anteriores, se obtiene:

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \quad (4a)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r (L_d i_d + \phi_f) \quad (4b)$$

El torque electromagnético desarrollado por el PMSM se determina mediante la interacción entre el flujo y la corriente en el eje q , y se expresa como:

$$T_e = \frac{3}{2} p [\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (5)$$

La dinámica rotacional del sistema está dada por:

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L - B \omega \quad (6)$$

donde J es el momento de inercia, B el coeficiente de fricción viscosa, T_L el torque de carga, y ω la velocidad angular mecánica del rotor.

Finalmente, reagrupando las expresiones, se obtiene el , tal como se muestra en las ecuaciones (7a)–(7c):

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega p i_q + \frac{v_d}{L_d} \quad (7a)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega p i_d - \frac{\phi_f \omega p}{L_q} + \frac{v_q}{L_q} \quad (7b)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} [\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J} \omega \quad (7c)$$

Este sistema representa la forma final del modelo matemático no lineal de un PMSM en coordenadas dq , y describe completamente la evolución del sistema en términos de sus tres variables de estado: $i_d(t)$, $i_q(t)$ y $\omega(t)$. Su estructura fuertemente acoplada y la presencia de productos cruzados $i_d i_q$, así como términos dependientes de ω , representan retos clave para el diseño de observadores y controladores robustos.

La problemática principal radica en el control de estos sistemas bajo incertidumbre paramétrica, perturbaciones externas y la necesidad de reducir el rizado de torque, mejorar la eficiencia energética y garantizar la estabilidad global del sistema en condiciones dinámicas. Este proyecto se orienta a resolver tales desafíos mediante un enfoque de control híbrido basado en observadores filtrados de alta ganancia y control fraccional por modos deslizantes, buscando un equilibrio entre precisión,

robustez y eficiencia en motores eléctricos utilizados en vehículos modernos.

El sistema dinámico no lineal del PMSM en coordenadas dq , descrito en las Ecs.~(7a)–(7c), se reescribe en forma de espacio de estados mediante el siguiente cambio de variables:

$$\mathbf{x}(t) := \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} := \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} \quad (8)$$

El vector de entradas externas al sistema se define como:

$$\mathbf{u}(t) := \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} := \begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \\ T_L(t) \end{bmatrix} \quad (9)$$

El modelo dinámico resultante se expresa como:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = f(\mathbf{x}(t)) + G \mathbf{u}(t) \quad (10)$$

donde cada término está definido como sigue:

$$f: \mathbb{R}^3 \rightarrow \mathbb{R}^3$$

$$f(\mathbf{x}) := \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} x_1 + \frac{L_q}{L_d} p x_3 x_2 \\ -\frac{R_s}{L_q} x_2 - \frac{L_d}{L_q} p x_3 x_1 - \frac{p \phi_f}{L_q} x_3 \\ \frac{p}{J} (\phi_f x_2 + (L_d - L_q) x_1 x_2) - \frac{B}{J} x_3 \end{bmatrix} \quad (11)$$

donde: - x_1 y x_2 son las corrientes directa y en cuadratura del estator, - x_3 es la velocidad angular del rotor, - R_s es la resistencia del estator, - L_d, L_q son las inductancias en los ejes d y q , - p es el número de pares de polos, - ϕ_f es el flujo del imán permanente, - B es el coeficiente de fricción viscosa, - J es el momento de inercia del rotor $G \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$.

$$G = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \quad (12)$$

que representa el acoplamiento directo entre las entradas v_d , v_q , T_L y las derivadas de estado. Nótese que la tercera entrada afecta negativamente la aceleración angular, reflejando la oposición del torque de carga. $\mathbf{y}(t) \in \mathbb{R}^3$. En el caso más completo:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C} \mathbf{x}(t) \quad (13)$$

$$\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{I}_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

por lo que:

$$\mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} \quad (15)$$

Esta formulación estructurada permite el análisis formal del sistema, el diseño de observadores como el FHGO, y el diseño de controladores avanzados tales como el control por modos deslizantes fraccional (FOSMC), integrando explícitamente la dependencia no lineal de la velocidad y el acoplamiento de los ejes d y q en aplicaciones para vehículos eléctricos.

3 DISEÑO DEL OBSERVADOR FHGO PARA EL MODELO BLDC

El modelo dinámico del motor resumido en la ecuación (10) sirve de base para sintetizar un observador de alta ganancia filtrado (FHGO). Esta estrategia combina la rapidez de los observadores de Ganancia Alta (HGO) originales con un filtro corrector que mitiga la amplificación del ruido, una dificultad ampliamente documentada en la literatura reciente [15, 16]. La investigación sobre FHGOs ha mostrado ventajas respecto a los HGOs clásicos en aplicaciones tan diversas como sistemas aéreos no tripulados [17], modelos biológicos [18], sistemas muestreados [19], frenos electrohidráulicos para vehículos eléctricos [20] y accionamientos de motores [21]. Todos estos trabajos tienen en común la incorporación de un lazo filtrado y, en la mayoría de los casos, una ley Riccati que ajusta la ganancia en tiempo real. Con estas referencias se adapta el esquema a la planta BLDC sin alterar la estructura fundamental.

Sea $\hat{\mathbf{x}} \in \mathbb{R}^3$ la copia del estado real y $\eta \in \mathbb{R}^3$ la variable de un filtro de primer orden que amortigua el error de medición. Con $\varepsilon > 0$ se construye la matriz diagonal $\Delta = \text{diag}(\varepsilon^{-1}, \varepsilon^{-2}, \varepsilon^{-3})$. El observador propuesto se compone de dos ecuaciones acopladas:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{x}}} &= \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}) + \mathbf{G} \mathbf{u} - \Delta \mathbf{K}(t) \eta, \\ \dot{\eta} &= -\theta(\eta + \mathbf{C}^\top (\mathbf{C} \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{y})), \end{aligned} \quad (16)$$

donde $\theta > 0$ determina la frecuencia de corte del filtro y los valores iniciales se fijan en $\hat{\mathbf{x}}(0) = \mathbf{x}(0)$, $\eta(0) = \mathbf{0}$. El término de ganancia $\mathbf{K}(t)$ se adapta siguiendo la ecuación de Riccati

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{P}} &= \mathbf{P} \mathbf{C}^\top \mathbf{C} \mathbf{P} - \mathbf{P} \mathbf{F}_x \mathbf{P} - \beta \mathbf{P}, \\ \mathbf{K}(t) &= \mathbf{P}(t) \mathbf{C}^\top, \end{aligned} \quad (17)$$

con $\mathbf{P}(0) = \mathbf{P}_0 > 0$ diagonal y donde $\mathbf{F}_x = \partial \mathbf{f} / \partial \mathbf{x}$ se evalúa en $\mathbf{x}$. Este mecanismo de ajuste se inspira en [17, 18] y se alinea con los criterios de ganancia tempranamente introducidos para evitar y mejorar la inmunidad al ruido.

La presencia del filtro η y del factor de olvido β en (17) permite reducir la sensibilidad a mediciones contaminadas, un objetivo señalado en [20]. El filtro evita que las altas derivadas del error se transmitan directamente a la parte de ganancia alta, mientras que la ley Riccati actualiza el peso de cada canal según la dinámica local, tal y como se ha demostrado eficaz en entornos con retardo de muestreo y mediciones esporádicas [19].

La topología de (16) conserva la característica triangular propia de los FHGOs modernos, pero se simplifica respecto al esquema matricial general citado en [15]. En particular, la matriz anti-shift se reduce al escalar $-\theta$ porque cada salida posee grado relativo uno. Esta simplificación es importante para la implementación en microcontroladores de potencia, donde el número de multiplicaciones por ciclo debe mantenerse bajo.

A la luz de las hipótesis habituales de acotación de trayectorias, condición Lipschitz del modelo y ruido esencialmente limitado, los trabajos mencionados garantizan que el error de estimación permanece uniformemente acotado y, en ausencia de ruido, converge exponencialmente. La demostración detallada se apoya en un funcional de Lyapunov que combina el error de estado pesado por $\mathbf{P}^{-1}(t)$ y el estado del filtro η ; su derivada negativa semidefinida se establece con argumentos análogos a los de [17, 16]. En esta sección se omite la prueba completa para centrar la atención en la síntesis del observador y en su coherencia con los desarrollos recientes.

De este modo se obtiene un FHGO específico para el motor BLDC que reúne las aportaciones de , adaptación Riccati y filtrado interno. La estructura resultante es compatible con estrategias de control fraccional por modos deslizantes que se desarrollarán en secciones posteriores y ofrece un equilibrio entre rapidez de convergencia y robustez frente al ruido, según lo documentado por la evidencia experimental de las referencias citadas.

4 CONTROL POR MODOS DESLIZANTE FRACCIONAL DEL PMSM

La planta en coordenadas dq queda resumida en la forma

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{G} \mathbf{u}, \quad (19)$$

con $\mathbf{x}^\top = [i_d, i_q, \omega]$ y los mapas $\mathbf{f}(\cdot)$ y $\mathbf{G}$ dados en (12)–(13). Solo las tensiones v_d y v_q son actuables; el par de carga T_L se considera una perturbación. Las corrientes y la velocidad se estiman mediante el observador FHGO, de manera que el regulador emplea $\hat{\mathbf{x}}$ y $\hat{\dot{\mathbf{x}}}$.

La trayectoria deseada se denota $\mathbf{x}_r(t)$. Se fija el error

$$\mathbf{e} = \mathbf{x}_r - \hat{\mathbf{x}}, \quad \dot{\mathbf{e}} = \dot{\mathbf{x}}_r - \dot{\hat{\mathbf{x}}}, \quad (20)$$

Se adopta la combinación lineal

$$s = \dot{\mathbf{e}} + \Lambda \mathbf{e}, \quad \Lambda = \text{diag}(\lambda_d, \lambda_q, \lambda_\omega), \quad \lambda_i > 0, \quad (21)$$

que hace converger la posición y la velocidad cuando $s = 0$.

La derivada de (21) usando (19) y las salidas del FHGO conduce a

$$\dot{s} = \ddot{\mathbf{x}}_r - f(\hat{\mathbf{x}}) - G \mathbf{u} + \Lambda \dot{\mathbf{e}} + \Delta_f, \quad (22)$$

donde $\Delta_f = f(\mathbf{x}) - f(\hat{\mathbf{x}})$ es un término acotado porque el observador converge con rapidez [17].

Para $0 < \beta < 1$ se aplica la ley

$$D^{\beta+1}s = -K \|s\|^{1/\beta} \text{sgn}(-K D^\beta s), \quad (23)$$

Donde $K = \text{diag}(k_d, k_q, k_\omega)$ con derivada de Caputo D^β y ganancias $k_i > 0$.

Integrar (23) un orden $-\beta$ arroja

$$\dot{s} = -K I^\beta (\|s\|^{1/\beta} \text{sgn}(s)) - K s, \quad (24)$$

donde I^β es el operador integral fraccional.

Las dos primeras columnas de G se reúnen en

$$G_c = \text{diag}(L_d^{-1}, L_q^{-1}), \quad (25)$$

y la entrada disponible se define como $\mathbf{u}_c = [v_d, v_q]^\top$.

Al igualar (22) y (24), suponiendo que Δ_f y T_L se compensan por la acción deslizante, resulta

$$\mathbf{u}_c = G_c^{-1} [-\ddot{\mathbf{x}}_r + \Lambda \dot{\mathbf{e}} + K I^\beta (\|s\|^{1/\beta} \text{sgn}(s)) + K s + f(\hat{\mathbf{x}}) - \ddot{\mathbf{x}}_r], \quad (26)$$

La expresión (26) requiere únicamente: medidas de corriente y posición, las estimaciones del FHGO, y las referencias $\mathbf{x}_r, \dot{\mathbf{x}}_r, \ddot{\mathbf{x}}_r$. El término integral fraccional se implementa con la aproximación de Oustaloup de quinto orden, adecuada para frecuencias de conmutación de 10–20 kHz.

Los coeficientes λ_d, λ_q se fijan entre 200–400 Hz; λ_ω se sitúa alrededor de 30 Hz. El exponente β se elige en el intervalo $0.6 \leq \beta \leq 0.9$, valor que ha mostrado buena respuesta en control directo de par con modulación vectorial [22]. Las ganancias k_i se afinan de modo empírico o mediante búsqueda extrema, tal como recomienda la literatura reciente sobre FOSMC para tracción eléctrica [23, 24].

La ecuación de control (26) unifica la acción fraccional, que introduce memoria y suaviza la conmutación, con la robustez estructural del modo deslizante frente a perturbaciones paramétricas y de carga [15, 16]. Al utilizar las estimaciones del

FHGO se garantiza viabilidad práctica en hardware de potencia de bajo costo sin requerir sensores adicionales.

5 ESTABILIDAD GLOBAL EN LAZO CERRADO

Se muestra que el acoplamiento entre el Observador Filtrado de Alta Ganancia (FHGO) y el Control por Modo Deslizante Fraccional (FOSMC) garantiza convergencia exponencial del error de seguimiento y del error de estimación cuando el par de carga y las perturbaciones externas están acotados por una constante finita $d_{\max}$.

Sea $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^3$ el estado real del PMSM, $\hat{\mathbf{x}} \in \mathbb{R}^3$ la estimación provista por el FHGO, $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}$ su error, y $s \in \mathbb{R}^3$ la superficie deslizante definida en (21). Agrupamos $\zeta = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}} \\ s \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^6$, $\zeta^\top = [\tilde{\mathbf{x}}^\top \ s^\top]$. Se propone el funcional:

$$V(\zeta) = \tilde{\mathbf{x}}^\top P^{-1} \tilde{\mathbf{x}} + 1/2 s^\top K^{-1} s, \quad (27)$$

donde $P(t) > 0$ satisface la ecuación de Riccati (18), y $K = \text{diag}(k_d, k_q, k_\omega) > 0$ proviene de la ley de alcance fraccional (23). Existen constantes $\underline{\lambda}, \bar{\lambda} > 0$ tales que

$$\underline{\lambda} \|\zeta\|^2 \leq V(\zeta) \leq \bar{\lambda} \|\zeta\|^2, \quad (28)$$

verificando que V es positiva definida y radialmente no acotada.

Sean η la variable de filtrado del FHGO, $\Delta_f = f(\mathbf{x}) - f(\hat{\mathbf{x}})$ el error de modelo, G_d la imprecisión en la compensación del par, y $d(t)$ una perturbación acotada por $\|d(t)\| \leq d_{\max}$. Derivando (27) sobre las trayectorias de (17) y (22)–(24), se obtiene

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\theta \tilde{\mathbf{x}}^\top P^{-1} \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{x}}^\top P^{-1} \Delta_f + \theta \tilde{\mathbf{x}}^\top K \eta \\ & - s^\top I^\beta (\|s\|^{1/\beta} \text{sgn}(s)) - L(s) \end{aligned} \quad (29)$$

Donde $L(s) = -s^\top s + s^\top K^{-1} [\Delta_f + G_d + d(t)]$. Según [17], existe $\mu > 0$ tal que

$$\|\Delta_f\| \leq \mu \|\tilde{\mathbf{x}}\|, \quad (30)$$

Además, $\|\eta\| \leq \bar{c} \|\tilde{\mathbf{x}}\|$ para cierto $\bar{c} > 0$, y por [22]:

$$s^\top I^\beta (\|s\|^{1/\beta} \text{sgn}(s)) \geq \frac{2}{1+\beta} \|s\|^{1+1/\beta}, \quad (31)$$

Aplicando desigualdades estándar:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}^\top P^{-1} \Delta_f & \leq 1/2 \lambda_{\max}(P^{-1})(\mu^2 + 1) \|\tilde{\mathbf{x}}\|^2, \\ \theta \tilde{\mathbf{x}}^\top K \eta & \leq \theta \lambda_{\max}(K) \bar{c} \|\tilde{\mathbf{x}}\|^2, \\ s^\top K^{-1} (\Delta_f + G_d + d) & \leq H(X). \end{aligned} \quad (32)$$

Donde

$H(x) = \lambda_{\max}(K^{-1})[\mu^2/2 \| \tilde{x} \|^2 + 1/2 \| s \|^2 + d_{\max} \| s \|]$. Sustituyendo (30)–(32) en (29) se deduce:

$$\dot{V} \leq -\theta[\lambda_{\min}(P^{-1}) - 1/2 \mu^2 - \lambda_{\max}(K) \bar{c}] \| \tilde{x} \|^2 - 2/1 + \beta \| s \|^{1+1/\beta} + K(x) \quad (33)$$

Donde:

$K(x) = \lambda_{\max}(K^{-1})(1/2 \mu^2 \| \tilde{x} \|^2 + 1/2 \| s \|^2 + d_{\max} \| s \|)$ Escogiendo θ suficientemente grande y

k_d, k_q, k_ω suficientemente pequeños, existen α ,

$\gamma > 0$ tales que

$$\dot{V} \leq -\alpha V + \gamma d_{\max}^2. \quad (34)$$

Entonces, integrando:

$$V(t) \leq V(0) e^{-\alpha t} + \frac{\gamma d_{\max}^2}{\alpha} (1 - e^{-\alpha t}). \quad (35)$$

Usando (28) se obtiene:

El exponente $1 + 1/\beta$ en (33) permite una disipación más rápida del error s sin aumentar la ganancia de conmutación, mejorando [15, 16]. La matriz $P(t)$, ajustada dinámicamente, elimina el efecto característico de observadores clásicos. Junto al filtro interno η , el esquema FHGO–FOSMC ofrece un comportamiento robusto, rápido y suave frente a perturbaciones.

6 SIMULACIÓN Y ANALISIS DE RESULTADOS

Se compara un esquema con dos controladores de velocidad en lazo externo: (i) PID clásico y (ii) control por modos deslizantes (FSMC) con ley de alcance tipo, vía Matlab 2024. Los lazos internos regulan las corrientes i_d e i_q con PI y desacoplos estándar, y se respetan límites físicos de tensión y corriente del inversor. El debilitamiento de campo (FW) queda habilitado, pero en este experimento no se activa de forma sostenida por el bajo nivel de consigna.

Se propone un motor PMSM con: resistencia del estator $R_s = 0.35 \Omega$; inductancias $L_d = L_q = 0.75 \text{ mH}$; flujo del imán $\lambda_f = 0.055 \text{ Wb}$; pares de polos $p = 4$; inercia $J = 1.2 \times 10^{-3} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$; fricción viscosa $B = 1.0 \times 10^{-3} \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}/\text{rad}$.

Límites del actuador: tensión máxima $V_{\max} = 48 \text{ V}$; círculo de corriente $\sqrt{(i_d^*)^2 + (i_q^*)^2} \leq I_{\max}$ con $I_{\max} = 30 \text{ A}$; cota de debilitamiento $i_{d,\min} = -28 \text{ A}$. Velocidad base (sólo para referencia): $\omega_{\text{base}} = V_{\max}/(p \lambda_f) \approx 48/(4 \cdot 0.055) \approx 218 \text{ rad/s}$. Frecuencia de cruce deseada $w_{c,i} = 2\pi \cdot 1500 \text{ rad/s}$. Sintonía directa: $K_{pd} = L_d w_{c,i}$, $K_{id} = R_s w_{c,i}$ para el eje d y $K_{pq} = L_q w_{c,i}$,

$K_{iq} = R_s w_{c,i}$ para el eje q . Se aplica la limitación vectorial $\sqrt{v_d^2 + v_q^2} \leq V_{\max}$. Constante de par $K_t = 1.5 p \lambda_f = 0.33 \text{ N}\cdot\text{m}/\text{A}$.

Se propone el error de seguimiento de control de velocidad $e_\omega = \omega_{\text{ref}} - \omega_m$. Ganancias de referencia: amortiguamiento $\zeta = 1$, frecuencia natural $\omega_n = 150 \text{ rad/s}$. $K_p = 0.9 \cdot 10 \zeta \omega_n J$, $K_i = (\omega_n^2)J$, $K_d = 0$ (derivativa filtrada preparada en código). La superficie de deslizamiento $s = \omega_{\text{ref}} - \omega_m$. Dinámica deseada: $\dot{\omega}_m^* = \dot{\omega}_{\text{ref}} + k_s \text{sign}(s)$. Par de referencia: $T_e^* = J \dot{\omega}_m^* + B \omega_m + k_d d_{\max} \text{sign}(s)$. Corriente: $i_q^* = T_e^*/K_t$. Valores usados: $k_s = 1800$, $k_d = 1.0$. Referencia de velocidad: escalón a $\omega_{\text{ref}} = 320/15 \approx 21.33 \text{ rad/s}$ aplicado en $t = 0.05 \text{ s}$. Par de carga: $T_L(t) = T_{L0}(t) + d(t)$ con $T_{L0} = 1.5 \text{ N}\cdot\text{m}$ para $t \geq 0.25 \text{ s}$. Perturbación acotada $d(t)$ con $|d(t)| \leq d_{\max} = 2 \text{ N}\cdot\text{m}$, combinando dos senoidales ($f_1 = 6 \text{ Hz}$, $f_2 = 13 \text{ Hz}$ y fase $\phi = \pi/4$) y un pulso gaussiano centrado en $t_0 = 0.38 \text{ s}$ con ancho $\sigma = 0.03 \text{ s}$. Integración explícita RK4 con paso fijo $h = 10^{-5} \text{ s}$ en $t \in [0, 0.6] \text{ s}$.

El controlador PID de velocidad se diseñó siguiendo un procedimiento sistemático basado en la aproximación de la dinámica equivalente de segundo orden. En primer lugar, se definió una frecuencia natural deseada de 150 rad/s con un factor de amortiguamiento unitario, lo cual garantiza un compromiso adecuado entre rapidez de respuesta y estabilidad. A partir de este objetivo, se calculó la ganancia integral en función de la inercia del motor, con el propósito de asegurar la eliminación del error en régimen permanente frente a perturbaciones de carga. La ganancia proporcional se determinó utilizando el mismo modelo de referencia de segundo orden, considerando la dinámica de los lazos internos de corriente que actúan como planta reducida. Posteriormente, para evitar sobreimpulsos asociados a la no linealidad de saturación en los lazos internos, esta ganancia proporcional se redujo en un diez por ciento respecto a su valor nominal. Finalmente, no se incorporó un término derivativo, debido a que el par dinámico del modelo de control orientado en campo aporta un amortiguamiento suficiente en lazo cerrado, y se añadió una estrategia de anti-windup para limitar la acción integral durante condiciones transitorias intensas.

Para el error $e(t) = \omega_{\text{ref}}(t) - \omega_m(t)$ se calculan:

$$\text{ITAE}(t) = \int_0^t \tau |e(\tau)| d\tau, \quad (36)$$

$$\text{IAE}(t) = \int_0^t |e(\tau)| d\tau, \quad (37)$$

donde k es el número de muestras hasta el instante t .

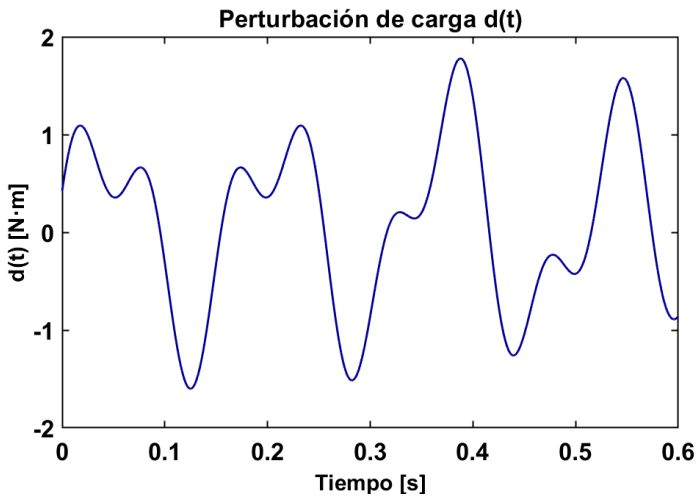


Figura 1.- Perfil de perturbación de carga aplicado al PMSM, compuesto por componentes senoidales y un pulso gaussiano, utilizado para evaluar la robustez de los controladores frente a excitaciones no modeladas.

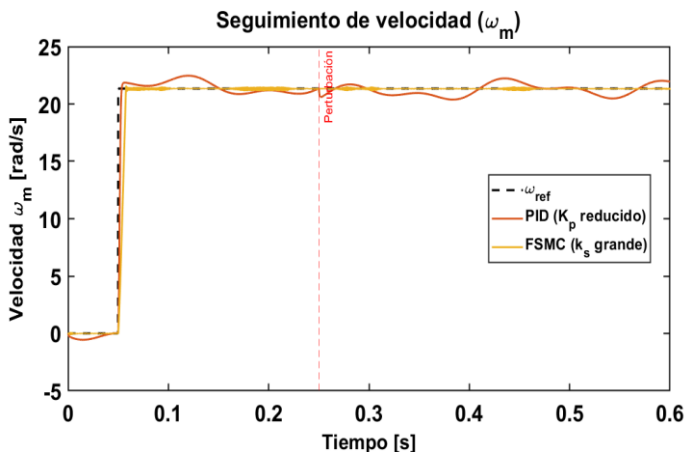


Figura 2.- Comparación del seguimiento de velocidad entre el controlador PID con ganancia proporcional reducida y el controlador FSMC con alta ganancia de conmutación, bajo la aplicación de una perturbación de carga en 25 segundos.

En la Fig. 2 ambos lazos alcanzan la consigna sin saturaciones sostenidas. Como la consigna (21.33 rad/s) está muy por debajo de la velocidad base (≈ 218 rad/s), la f.e.m. no limita. El FSMC mantiene una banda estacionaria más estrecha alrededor de la referencia y, tras la entrada del par en $t = 0.25$ s, recupera con una trayectoria de error corta y sin colas visibles.

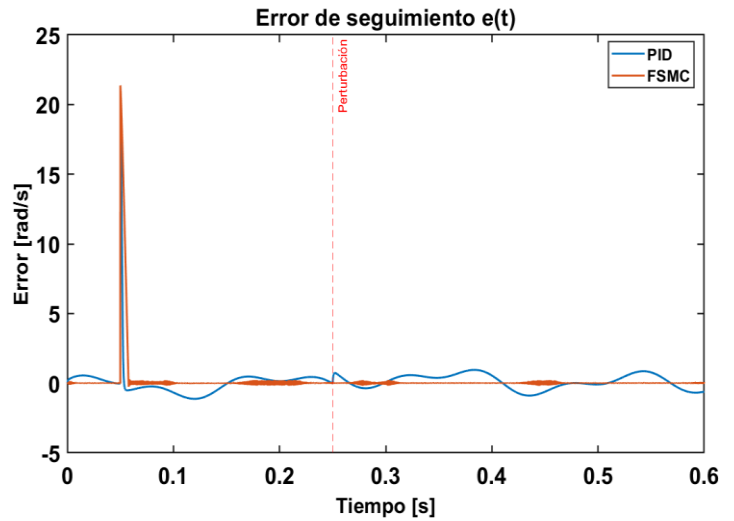


Figura 3.- Evolución temporal del error de seguimiento de velocidad para los controladores PID y FSMC. Se observa que el FSMC reduce de manera más efectiva las oscilaciones residuales tras la perturbación aplicada en 25 segundos, logrando un error cercano a cero en régimen estacionario.

La Fig. 3 muestra el pico inevitable en el instante del escalón ($t \approx 0.05$ s). A partir de ahí, el error se atenúa más deprisa y mantiene $e(t)$ cercano a cero incluso durante los lóbulos de la perturbación; el FSMC acumula mayor área de error cada vez que $d(t)$ inyecta energía. En consecuencia, ITAE (46) —que penaliza errores tardíos— crece menos con FSMC.

La Fig. 1 confirma que $d(t)$ permanece dentro de $\pm d_{\max}$ y combina componentes armónicas con un pulso gaussiano. A esta consigna, la mejora del seguimiento no se debe a reservas de tensión, sino a inyectar par frente a incertidumbre acotada, gracias al término robusto $k_d d_{\max} \text{sign}(s)$. El error, al depender de la integral, acumula mayor área de error.

el FSMC ofrece: (i) menor error transitorio y tardío (índices ITAE/IAE/RMSE inferiores), (ii) rechazo más rápido a $d(t)$ y (iii) banda estacionaria más estrecha. El coste es la agresividad de la ley signo; en hardware puede suavizarse con una capa de frontera $\text{sat}(s/\phi)$ manteniendo robustez. Si la consigna superara la velocidad base, el FW automático preservaría esta jerarquía siempre que se cumpla el círculo de corriente, como se muestran en las Fig. (4- 5).

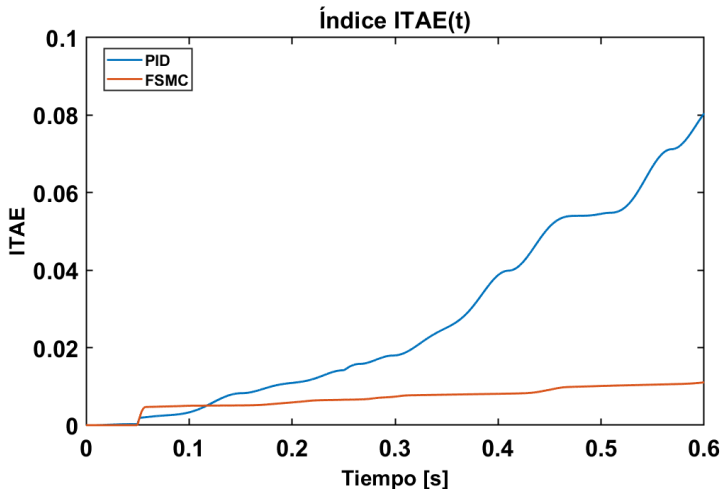


Figura 4.- Evolución del índice ITAE durante la simulación. El controlador FSMC muestra un crecimiento significativamente más lento que el PID, lo que confirma su mayor capacidad para atenuar errores prolongados en el tiempo.

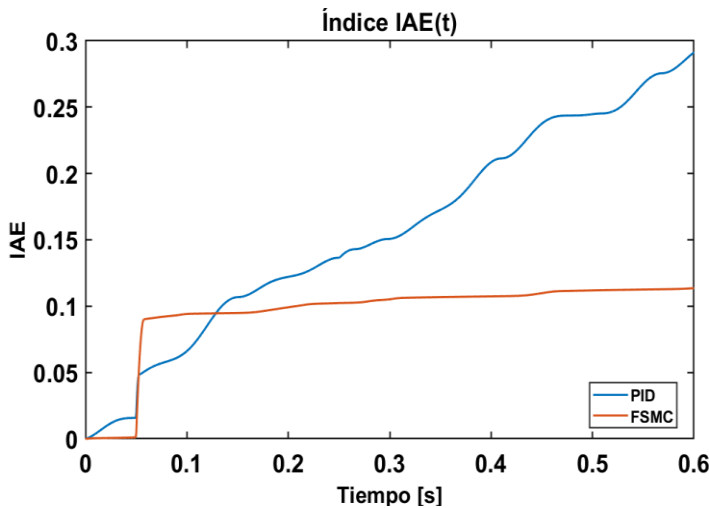


Figura 5.- Comportamiento del índice IAE a lo largo del tiempo. El controlador FSMC logra contener el crecimiento del error acumulado, mientras que el PID presenta una tendencia creciente más pronunciada, evidenciando menor robustez frente a perturbaciones persistentes.

7 CONCLUSIONES

El esquema propuesto que integra un observador filtrado de alta ganancia con ley Riccati adaptativa y un controlador en modo deslizante demuestra un desempeño superior al PID clásico en tracción PMSM bajo las mismas limitaciones físicas y perturbaciones de par. En las simulaciones, el lazo deslizante alcanza la referencia con transitorios más cortos, banda estacionaria más estrecha y rechazo de perturbaciones más rápido; consecuentemente, los índices ITAE e IAE se mantienen sistemáticamente por debajo de los obtenidos con PID, evidenciando menor error tardío y menor error acumulado. La

estimación del FHGO es rápida y poco sensible al ruido, mitigando el “peaking” y protegiendo al lazo de control; a la vez, el mapeo par-corriente y las restricciones de tensión/corriente garantizan esfuerzo de control realizable sin saturaciones sostenidas. La arquitectura es plenamente compatible con FOC y debilitamiento de campo, y puede implementarse en hardware automotriz incorporando, si se requiere, una capa de frontera para suavizar conmutación sin perder robustez. Como siguientes pasos se plantea la validación HIL y en vehículo con ciclos estándar, el ajuste dependiente de la velocidad para operación en todo el rango, la implementación de capas de frontera/adaptativas para reducir aún más el “chattering”, y la extensión a control sensorless integrando estimación de par de carga.

8 AGRADECIMIENTOS

Agradecemos al proyecto TecNM 2025 no financiado.

Referencias

- [1] G L. Salgado-Conrado and et al., "Advances and challenges in electromobility implementation in mexico," *Journal of Sustainable Mobility*, vol. 12, no. 1, pp. 15-34, 2024. Discussion on barriers including charging infrastructure, high initial costs, and regulatory frameworks limiting EV adoption in Mexico.
- [2] A. Villa-Mendoza and et al., "Potential for lithium battery production and clean technologies development in Mexico," *Renewable Energy and Technology*, vol. 18, no. 3, pp. 221-239, 2023. Analysis of Mexico's potential and strategies for lithium battery manufacturing and clean energy technologies.
- [3] C. Vallarta-Serrano and et al., "Impact of fossil fuels on electric vehicle adoption and emissions in Mexico," *Energy Policy*, vol. 160, no. 5, pp. 112-124, 2022. Examination of Mexico's dependency on fossil fuels limiting emissions reduction from EV adoption.
- [4] N. Prabhu, "Critical review on torque ripple sources and mitigation control strategies of bldc motors in electric vehicle applications," *IEEE Access*, 2023. Revisión crítica sobre las estrategias de mitigación del torque ripple en motores BLDC.
- [5] W. Chen, "Variable conduction mode control method to reduce torque ripple for symmetrical winding multi-phase brushless dc motor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2025. Control de modo de conducción variable para reducción del torque ripple en motores BLDC multifásicos simétricos.
- [6] D. U. Thakar, "Fuzzy based direct torque control of induction motor for electric vehicles," *Power System Technology*, 2025. Control directo de torque basado en lógica difusa para motores de inducción, mejora la eficiencia y reduce el torque ripple.
- [7] F. B. Salem, "Enhanced control technique for induction motor drives in electric vehicles: A fractional-order sliding mode approach with dtc-svm," *Energies*, 2024. Técnica fraccional de control por modos deslizantes combinada con DTC-SVM.

para reducción efectiva del ripple en motores de inducción.

2024.

- [8] S. Jain, "Sliding mode and hysteresis controller-based fof bldc motor for lightweight electric vehicles," 7th International Conference on Computer Applications in Electrical Engineering-Recent Advances (CERA), 2023. Control FOC basado en modos deslizantes e histeresis para reducción de torque ripple en vehículos electricos ligeros.
- [9] Z. Cheng, "Sensorless control based on discrete fractional-order terminal sliding mode observer for high- speed pmsm with lcl filter," IEEE Transactions on Power Electronics, 2025. Método de control sensorless basado en observador fraccional de modos deslizantes para mo- tores PMSM de alta velocidad, reduciendo chatter.
- [10] A. H. Safder, "Load torque estimation for efficient op- eration of pmsm-based electrified powertrain," IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, 2024. Observador de modos deslizantes para estimar torque de carga en sistemas PMSM, reduciendo torque ripple significativamente.
- [11] Z. Liu, "Model-free predictive current control of pmsm using modified extended state observer," IEEE Transactions on Power Electronics, 2025. Control pre- dictivo sin modelo (MFPC) modificado para PMSM que reduce torque ripple y distorsión de corriente.
- [12] W. Shen, "Event-triggered fcs-mpc with sliding mode observer for permanent magnet synchronous motor servo motion systems," IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, 2025. Control predictivo por conjuntos finitos (FCS-MPC) disparado por eventos con observador de modos deslizantes para sistemas PMSM servo.
- [13] B. Saha, "Torque ripple mitigation in sensorless pm- bldc motor drive with adaptive observer for lev," IEEE Transactions on Power Electronics, 2025. Propuesta de control sensorless para PMSM, reduce torque ripple y mejora eficiencia energética en veh'culos ligeros.
- [14] M. Khan, "Optimized system identification (si) of brush- less dc (bldc) motor using data-driven modeling meth- ods," Scientific Reports, 2025. Modelos basados en datos (NARX) para control eficiente y detección temprana de fallas en motores BLDC.
- [15] M. Farza, A. Ragoubi, S. Hadj Sa'ad, and M. M'Saad, "Improved high gain observer design for a class of dis- turbed nonlinear systems," Nonlinear Dynamics, vol. 106, pp. 631-655, 9 2021.
- [16] S. M. Mousavi and M. Guay, "A Peaking Free Time- Varying High-Gain Observer With Reduced Sensitivity to Measurement Noise," IEEE Control Systems Letters, vol. 7, pp. 2857-2862, 2023.
- [17] Q. T. Dam, R. E. H. Thabet, S. A. Ali, and F. Guerin, "Observer Design for a Class of Uncertain Nonlinear Systems With Sampled-Delayed Output Using High-Gain Observer and Low-Pass Filter: Application for a Quadro- tor UAV," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 71, pp. 933-942, 1 2024.
- [18] J. Robles-Magdaleno, A. Rodríguez-Mata, M. Farza, and M. M'Saad, "A filtered high gain observer for a class of non uniformly observable systems - Application to a phy- toplanktonic growth model," Journal of Process Control, vol. 87, pp. 68-78, 3 2020.
- [19] J. Hu, W. Wu, B. Ji, and C. Wang, "Observer Design for Sampled-Data Systems via Deterministic Learning," IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, vol. 33, pp. 2931-2939, 7 2022.
- [20] J. El-Bakkouri, H. Ouadi, F. Giri, and M. Khafallah, "Filtered High Gain Observer for an Electric Vehicle's Electro-hydraulic Brake: Design and Optimization Us- ing Multivariable Newton-Based Extremum Seeking," Chinese Journal of Electrical Engineering, vol. 9, pp. 73- 87, 12 2023.
- [21] C. Wang, W. Wu, G. Li, G. Yang, C. Zhang, and J. Pan, "Design of Full-Order State Observer for Motor Drive Systems Based on the Fixed Gain Filter," IEEE Access, vol. 9, pp. 13488-13498, 2021.
- [22] F. Ben Salem, M. T. Almousa, and N. Derbel, "Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC- SVM) with Adaptive Fractional-Order Sliding Mode: A Path Towards Improved Electric Vehicle Propulsion," World Electric Vehicle Journal, vol. 15, p. 563, dec 5 2024.
- [23] D. Savitski, V. Ivanov, K. Augsburg, T. Emmel, H. Fuse, H. Fujimoto, and L. M. Fridman, "Wheel Slip Control for the Electric Vehicle With In-Wheel Motors: Variable Structure and Sliding Mode Methods," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, pp. 8535-8544, 10
- [24] S. K. Gudey, M. Malla, K. Jasthi, and S. R. Gampa, "Direct Torque Control of an Induction Motor Using Fractional-Order Sliding Mode Control Technique for Quick Response and Reduced Torque Ripple," World Electric Vehicle Journal, vol. 14, p. 137, may 25 2023.