

Detection and Isolation of Current-Sensor and Open-Switch Faults in Electric Traction Drives

L. E. Venghi, F. Aguilera, *Member, IEEE*, P. M. de la Barrera, *Senior Member, IEEE*,
and C. H. De Angelo, *Senior Member, IEEE*

Abstract—In this work, a strategy for detection and isolation of current-sensors and open-switch faults in electric traction drives is proposed. An induction motor drive with only two current sensors is considered for the design of the proposed strategy. The current estimations from a simple open-loop observer are used to perform the fault detection and isolation. In addition, the same observer estimates the rotor flux angle required in a vector control strategy. Simulation results analyze the sensitivity to parametric and operating point variations. Moreover, the performance of the proposed approach is validated in the event of different types of faults, considering the dynamic behavior of an electric vehicle. Performed tests include gain and disconnection sensor faults and open-switch faults in the inverter.

Index Terms—Electric vehicle, electric drive, fault detection, fault isolation, current estimator.

I. INTRODUCCIÓN

La utilización de vehículos eléctricos (VE) se considera una de las estrategias más efectiva para reducir la dependencia de los combustibles fósiles. Además, no producen emisiones, pueden utilizar fuentes de energía renovables para su recarga y pueden recuperar energía mediante el frenado [1]. Los VE utilizan accionamientos eléctricos (AE) para su tracción, compuestos generalmente por una máquina eléctrica, un inversor, un sistema de control y sensores [2]. Estos AE son susceptibles a diferentes tipos de fallas [3] siendo las fallas en sensores las principales causas de pérdida de control del AE [4].

Las fallas en los sensores de velocidad han adquirido un tratamiento importante en la literatura ya que estos sensores son más susceptibles al mal funcionamiento e inspiran menos confianza que otros sensores como los de corriente [5]. Las fallas en sensores de corriente (FSC) pueden producir una pérdida total de control del AE en un corto periodo de tiempo y provocar corrientes elevadas en las fases del motor, pudiendo dañar la electrónica de potencia o los devanados del motor [6].

Con el fin de mejorar la confiabilidad del sistema de control, se emplean estrategias para la detección y localización de fallas (DLF). Las estrategias de DLF para sensores de corriente, en general, pueden clasificarse en las basadas en señales y las basadas en modelos. En el caso de estrategias

basadas en señales [7], se utiliza un sensor de corriente en cada fase de la máquina eléctrica, de esta manera cuando se produce la falla de un sensor, se puede detectar utilizando la ley de corrientes de Kirchhoff. Sin embargo, muchos accionamientos utilizan únicamente dos sensores de corriente, con el fin de reducir costos y tamaño, y por lo tanto, las citadas estrategias no pueden ser aplicadas. En [8], solo se requiere del uso de dos sensores de corriente para realizar la DLF, pero solo detecta fallas de ganancia en sensores.

Por otro lado, en el caso de las estrategias basadas en modelos, las variables medidas se comparan con variables estimadas para generar residuos que indiquen la presencia de una falla. En [9] se implementó una estrategia basada en el modelo de un motor de inducción que utiliza un observador adaptativo con la capacidad de estimar la resistencia del rotor. Esta estrategia solo puede localizar fallas simples bajo la suposición de que solo un sensor a la vez puede estar defectuoso. En [10] se detectan y localizan FSC a través de un observador por cada fase de la máquina. En [11], se utiliza una estrategia de DLF con enfoque geométrico diferencial para FSC. La utilización de más de un observador puede aumentar la robustez de la estrategia, sin embargo, el costo computacional también se ve incrementado. En [12] se proponen dos estrategias de DLF basadas en modelos con un enfoque algebraico. Estas estrategias presentan residuos acoplados, lo que dificulta la localización de fallas múltiples en sensores. En [13] se propone una estrategia de DLF para sensores de corriente basado en un filtro Kalman extendido. Esta estrategia detecta las fallas de desconexión de un único sensor y los residuos usados para detectar las fallas se encuentran acoplados, dificultando la localización. En [14], se utiliza la transformación de ejes para detectar FSC, pero presenta problemas al diagnosticar la recuperación de un sensor luego de una falla.

Como se puede apreciar, las técnicas mencionadas buscan realizar la DLF en sensores de corriente. Sin embargo para aplicaciones como VE, las llaves semiconductoras se encuentran expuestas a grandes transitorios debido a los requerimientos de aceleración y de frenado que producen estrés térmico e impactan sobre su vida útil. Por lo tanto, hay una degradación de las llaves que puede resultar en fallas de cortocircuito o de circuito abierto [15].

Las fallas de cortocircuito generan una componente de corriente continua sobre los devanados del estator que produce un par de frenado repentino sobre el AE. Debido a esto y al reducido tiempo en que se manifiesta la falla, se utilizan dispositivos de protección estándar para realizar la apertura del circuito y evitar consecuencias catastróficas. Por esta razón, las

Este trabajo fue realizado gracias al financiamiento otorgado por el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), por la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCyT) y la Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC).

L. E. Venghi, F. Aguilera, P. M. de la Barrera and C. H. De Angelo, Grupo de Electrónica Aplicada (GEA), Instituto de Investigaciones en Tecnologías Energéticas y Materiales Avanzados (IITEMA), UNRC, CONICET, Córdoba, Argentina. (e-mail: evenghi@ing.unrc.edu.ar).

fallas de cortocircuito se pueden tratar como fallas de circuito abierto. Sin embargo, a pesar de que las fallas de circuito abierto no producen daños inmediatos, se deben detectar a la brevedad debido a que producen oscilaciones de par y vibraciones en el eje del motor que pueden resultar en el colapso total del sistema. Por ello, en los últimos años se han propuesto numerosas estrategias de DLF que pueden clasificarse en: las basadas en señales, las basadas en conocimiento heurístico y las basadas en modelos. Respecto a las estrategias basadas en señales, en [16] se propone la detección a partir de los valores medios de las corrientes. En [17] la estrategia de DLF presenta un enfoque que utiliza las tensiones de línea. En [18] los autores proponen una estrategia de detección basada en el valor de los residuos que se obtienen a partir de la diferencia entre las corrientes trifásicas medidas y las señales de referencia. En [19] se utiliza para el diagnóstico un enfoque vectorial de Park.

Por otro lado, los métodos basados en conocimiento heurístico consisten en un conjunto de reglas desarrolladas a partir de una base de datos, implementadas mediante redes neuronales [20], lógica difusa [21] o máquinas de soporte vectorial [22].

En el caso de métodos basados en modelos, en [23] se propone una estrategia de DLF simples basada en un sistema adaptativo. En [24] se utiliza un banco de observadores no lineales obtenido a partir de un enfoque geométrico para la DLF simples y múltiples. En [25] se propone un observador de la posición del flujo del rotor para localizar fallas simples y múltiples. En [26] se presenta una estrategia basada en un observador de modo deslizante con la que se detectan y localizan fallas simples.

Tal como se presentó en los párrafos anteriores, existen muchos trabajos relacionados a la DLF en forma independiente para cada una de estas fallas (en sensores y en llaves del inversor). Sin embargo, existen pocos estudios que consideren en un mismo esquema la detección y localización tanto de FSC como de fallas en las llaves. Por ejemplo, en [7], se propone una estrategia basada en señales para la DLF de fallas de desconexión de sensores y fallas simples de llaves de un inversor. En [27] se propone una estrategia basada en señales para la DLF de desconexión de sensor y fallas múltiples en llaves de un inversor. Estas estrategias requieren de la información de las tres corrientes del AE y por lo tanto no es posible implementarlas en aquellos AE en que se miden dos corrientes. Además, en el caso de producirse una falla de corta duración, no tienen la capacidad de detectar la recuperación de un sensor desde la condición de falla y por lo tanto, el AE debe permanecer bajo falla hasta recibir un servicio técnico. En [28] se propone una estrategia basada en el modelo promediado para la blue DLF de fallas simples en sensores y llaves de un inversor. Sin embargo, presenta inconvenientes ante bajos niveles de carga, por lo que podría incrementarse la tasa de falsas alarmas en esta condición. La literatura consultada muestra que no se han desarrollado estrategias de DLF en sensores y llaves del inversor para aplicaciones de tracción eléctrica.

En este trabajo se propone una estrategia de DLF para sensores de corriente y llaves del inversor aplicado a la

tracción eléctrica de vehículos. La DLF está basada en un único observador a lazo abierto que estima las corrientes del estator y la posición del flujo del rotor. Las corrientes estimadas se utilizan para generar residuos que mediante una etapa de post-procesamiento permite detectar y localizar fallas en los sensores de corriente y las llaves del inversor. La estrategia de DLF propuesta se verifica a partir de resultados de simulación, considerando un modelo de VE. A diferencia de propuestas anteriores, esta estrategia posee las siguientes características:

- puede ser implementado en AE con dos sensores de corriente, sin requerir un tercer sensor redundante,
- permite realizar la DLF de sensores de corriente y aislarlas de fallas en las llaves del inversor,
- detecta y localiza fallas de desconexión y fallas de ganancia en sensores de corriente,
- detecta y localiza fallas simples y múltiples en sensores de corriente, y
- permite identificar la recuperación de un sensor o una llave luego de una falla.

El resto del trabajo se organiza de la siguiente manera. En la sección II se describe el modelado matemático del VE y del AE. Luego, en la sección III se describe la estrategia de DLF propuesta. Finalmente, en la sección IV se muestran los resultados de simulación.

II. MODELADO DEL SISTEMA BAJO ESTUDIO

Esta sección describe el modelo del VE y de su AE de tracción. Además, se describe el observador usado para detectar y localizar las fallas.

A. Modelo del VE

Se utiliza un modelo que considera la dinámica longitudinal de un VE con tracción trasera, basado en [6]. Este modelo considera la transferencia de carga entre los ejes, una pendiente en la carretera, un modelo de neumático y las fuerzas de rozamiento para obtener la velocidad longitudinal del chasis. A partir de estas consideraciones, la dinámica del vehículo se expresa como:

$$\dot{v}_x = \frac{1}{m} [2F_{xr} + 2F_{xf} - F_a - m g \sin(\theta)] \quad (1)$$

$$\dot{\omega}_{wk} = \frac{1}{J_k} (T_k - rF_{xk} - \sigma_\omega \omega_{wk}) \quad (2)$$

donde, $k \in \{r, f\}$ es un subíndice que denota trasero y delantero, respectivamente; v_x , ω_{wk} , F_{xk} , T_k , J_k , σ_ω representan la velocidad longitudinal del VE, la velocidad angular de la rueda, las fuerzas de tracción, el par aplicado a los ejes de las ruedas, la inercia de las ruedas y el coeficiente de rozamiento viscoso del eje de la rueda, respectivamente. El parámetro m representa la masa del vehículo; g la aceleración de la gravedad; θ la pendiente de la carretera y r el radio de las ruedas.

Las fuerzas de tracción se obtienen como:

$$F_{xk} = \mu_k F_{zk} \quad (3)$$

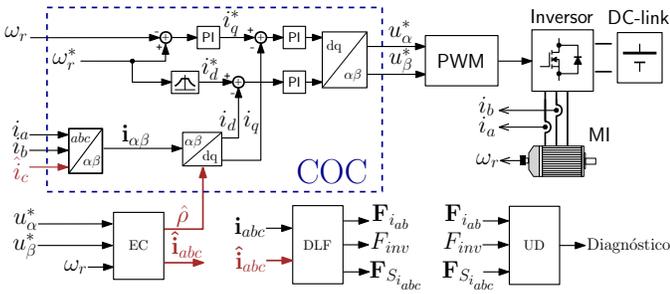


Fig. 1. Accionamiento eléctrico de tracción.

donde, z es un subíndice que denota las componentes normales en las ruedas con respecto a la carretera y μ_k representa los coeficientes de rozamiento longitudinal del contacto entre las ruedas y la carretera y se obtienen a partir del modelo de neumático propuesto en [29].

La fuerza aerodinámica F_a se obtiene como:

$$F_a = C_a a_d A_f (v_x - v_a)^2 \quad (4)$$

donde, C_a , a_d , A_f y v_a son el coeficiente de resistencia aerodinámica, la densidad del aire, el área frontal del vehículo y la velocidad del viento, respectivamente.

B. Accionamiento Eléctrico

El AE se compone de un motor de inducción (MI), la electrónica de potencia (inversor) y un control orientado por el campo (COC) tal como se muestra en la Fig. 1. A su vez, el COC utiliza la estimación de la posición del flujo del rotor que se calcula a partir de los flujos estimados. La información de los flujos se obtiene a partir de un estimador de corriente, indicado en la figura como EC. A continuación se describe cada una de las partes mencionadas.

1) *Modelo del MI*: El modelo del MI se describe en un marco de referencia estacionario, denotado por (α, β) , de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}(\omega_r) \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u}_{\alpha\beta} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C} \mathbf{x} \end{aligned} \quad (5)$$

donde,

$$\begin{aligned} \mathbf{A}(\omega_r) &= \begin{bmatrix} -a & 0 & bc & b\omega_r \\ 0 & -a & -b\omega_r & bc \\ L_m c & 0 & -c & -\omega_r \\ 0 & L_m c & \omega_r & -c \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} d & 0 \\ 0 & d \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \\ \mathbf{C} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad (6) \\ a &= \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right); \quad b = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}; \\ c &= \frac{R_r}{L_r}; \quad d = \frac{1}{\sigma L_s}; \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}. \end{aligned}$$

Aquí, $\mathbf{x} = [i_\alpha, i_\beta, \lambda_\alpha, \lambda_\beta]^T$ representa las corrientes del estator y los flujos del rotor, $\mathbf{y} = [i_\alpha, i_\beta]^T$ representa las corrientes del estator, $\mathbf{u}_{\alpha\beta} = [u_\alpha, u_\beta]^T$ representa las tensiones de estator, R y L representan resistencias e inductancias, respectivamente. Los subíndices s, r y m representan variables

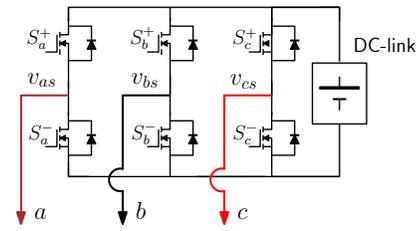


Fig. 2. Diagrama del inversor utilizado.

relacionadas con el estator, el rotor y mutuas, respectivamente; y ω_r representa la velocidad angular del rotor.

El par generado por el motor se puede expresar como:

$$T_m = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_\alpha i_\beta - \lambda_\beta i_\alpha) \quad (7)$$

donde, P representa el número de polos.

El acoplamiento de los modelos del AE y del VE se realiza utilizando las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} \omega_r &= n_t \omega_{wr} \\ T_m &= \frac{T_r}{n_t e_t} \end{aligned} \quad (8)$$

donde, n_t es la relación de transmisión y e_t es la eficiencia de transmisión.

2) *Inversor*: El inversor, ilustrado en la Fig. 2, se modela utilizando transistores ideales. La tensión de salida se obtiene utilizando una modulación vectorial (SVPWM) con una frecuencia de conmutación de 10 kHz, considerando constante la tensión del DC-link.

3) *Estrategia de COC*: Para el control del MI se utiliza una estrategia de COC estándar, como se muestra en la Fig. 1. El COC utiliza como entradas la medición de la velocidad del rotor ω_r , las corrientes medidas del estator i_a e i_b , la corriente estimada del estator \hat{i}_c y la estimación de la posición angular del flujo del rotor $\hat{\rho}$. Tanto \hat{i}_c como $\hat{\rho}$, se estiman utilizando el estimador EC. Luego, a partir de las corrientes y $\hat{\rho}$ se obtienen las corrientes directa y en cuadratura, i_d e i_q respectivamente. Finalmente, estas señales se utilizan en el lazo de control del COC para obtener las tensiones de referencia u_α^* y u_β^* utilizadas para la conmutación de las llaves del inversor.

4) *Estimador de Corriente (EC)*: El estimador es un observador de orden completo a lazo abierto (equivalente a un modelo paralelo) [30], obtenido a partir del modelo del MI (5), y puede expresarse como:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}(\omega_r) \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \mathbf{u}_{\alpha\beta}^* \quad (9)$$

donde el símbolo $\hat{\cdot}$ denota variables estimadas, $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta, \hat{\lambda}_\alpha, \hat{\lambda}_\beta]^T$ es el vector de estados estimados y $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^* = [u_\alpha^*, u_\beta^*]^T$ el vector de entrada, que corresponde a las tensiones de referencia, generadas por el lazo de control.

A partir del estimador (9), se obtienen las corrientes estimadas \hat{i}_a , \hat{i}_b e \hat{i}_c como,

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_a \\ \hat{i}_b \\ \hat{i}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Además, la posición angular del flujo del rotor estimada puede obtenerse como $\hat{\rho} = \text{atan2}(\hat{\lambda}_\alpha, \hat{\lambda}_\beta)$, donde $\text{atan2}(y, x)$ representa el arcotangente de cuatro cuadrantes.

A continuación, se analiza la convergencia del observador (9). Definiendo el error de estimación como $\mathbf{e} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}$, la ecuación que representa la dinámica del error es,

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}(\omega_r) \mathbf{e} \quad (11)$$

donde, $\mathbf{e} = [e_{i_\alpha}, e_{i_\beta}, e_{\lambda_\alpha}, e_{\lambda_\beta}]^T$ representan los errores de estimación de las corrientes del estator y flujos del rotor, respectivamente. Luego, se propone una función candidata de Lyapunov,

$$V = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{b} e_{i_\alpha}^2 + \frac{1}{b} e_{i_\beta}^2 + e_{\lambda_\alpha}^2 + e_{\lambda_\beta}^2 \right) \quad (12)$$

cuya derivada resulta,

$$\dot{V} = \frac{1}{b} e_{i_\alpha} \dot{e}_{i_\alpha} + \frac{1}{b} e_{i_\beta} \dot{e}_{i_\beta} + e_{\lambda_\alpha} \dot{e}_{\lambda_\alpha} + e_{\lambda_\beta} \dot{e}_{\lambda_\beta} \quad (13)$$

Reemplazando las derivadas de los errores en (13) y reorganizando los términos, puede obtenerse la siguiente expresión,

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\frac{a}{b} e_{i_\alpha}^2 - \frac{a}{b} e_{i_\beta}^2 - c e_{\lambda_\alpha}^2 - c e_{\lambda_\beta}^2 \\ & + (c + L_m c) e_{i_\alpha} e_{\lambda_\alpha} + \omega_r e_{i_\alpha} e_{\lambda_\beta} \\ & - \omega_r e_{i_\beta} e_{\lambda_\alpha} + (c + L_m c) e_{i_\beta} e_{\lambda_\beta} \end{aligned} \quad (14)$$

que puede representarse en forma matricial, como

$$\dot{V} = \mathbf{e}^T \mathbf{M} \mathbf{e} \quad (15)$$

donde,

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} -\frac{a}{b} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{a}{b} & 0 & 0 \\ c + L_m c & -\omega_r & -c & 0 \\ \omega_r & c + L_m c & 0 & -c \end{bmatrix}.$$

Debido a que \mathbf{M} es definida negativa, independientemente del valor de ω_r , es posible afirmar que los errores de estimación convergen asintóticamente a cero [31].

Cabe mencionar que el observador utilizado no requiere una realimentación de las corrientes y de esta forma permite reducir la influencia de las fallas en los sensores sobre las corrientes estimadas. Esta propiedad es aprovechada en la Sección III, para obtener señales para la DLF. Además, en la Sección IV se analiza el desempeño del observador ante variaciones paramétricas y variaciones del punto de operación.

III. ESTRATEGIA DE DLF PROPUESTA

En esta sección se describe la estrategia de DLF propuesta. La estrategia consta de una etapa de generación de residuos, una etapa de post-procesamiento de los residuos obtenidos y una unidad de decisión (bloque UD en Fig. 1). La etapa de generación de residuos, ilustrada en la Fig. 3, utiliza como entradas las corrientes medidas y estimadas del estator para obtener los residuos $\mathbf{r}_{i_{ab}} = [r_{i_a} \ r_{i_b}]^T$ y r_{inv} . Finalmente, los residuos ingresan a la etapa de post-procesamiento donde se obtienen las señales de diagnóstico $\mathbf{F}_{i_{ab}} = [F_{i_a} \ F_{i_b}]^T$, y F_{inv} y las señales de diagnóstico $\mathbf{F}_{s_{i_{abc}}} = [F_{s_{i_a}} \ F_{s_{i_b}} \ F_{s_{i_c}}]^T$ usadas

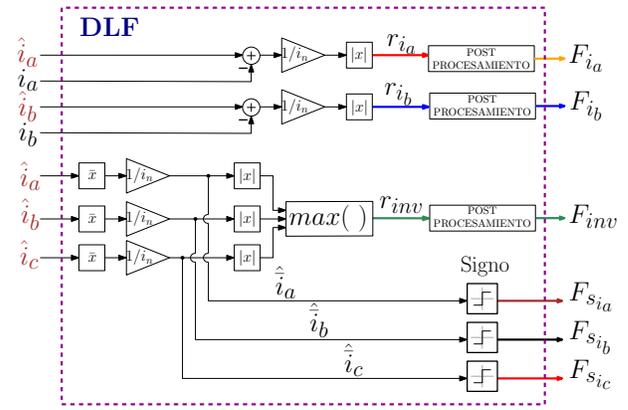


Fig. 3. Estrategia de DLF propuesta.

para la localización de las fallas. Luego, se realiza la detección y localización de FSC y llaves del inversor. A continuación se describen cada una de las etapas de la DLF.

A. Generación de Residuos y Post-Procesamiento

A partir de las corrientes medidas y estimadas, se generan las señales de residuo $\mathbf{r}_{i_{ab}}$ como,

$$\begin{aligned} r_{i_a} &= \frac{1}{i_n} |\hat{i}_a - i_a|, \\ r_{i_b} &= \frac{1}{i_n} |\hat{i}_b - i_b|. \end{aligned} \quad (16)$$

Los residuos se normalizan utilizando i_n para independizar la DLF del nivel de carga, donde $i_n = \sqrt{(i_d^*)^2 + (i_q^*)^2}$. i_d^* e i_q^* representan las corrientes de referencia del control, ver Fig. 1.

A partir de las corrientes estimadas, se obtiene su valor medio como:

$$\hat{i}_{s(n+1)} = \frac{1}{i_n} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \hat{i}_{s(n-k)}, \quad (17)$$

donde $s \in \{a, b, c\}$ y N es el número de muestras a sumar. El número N se relaciona con la frecuencia de las corrientes de fase $\hat{\omega}_e$ de la siguiente manera:

$$N = D \frac{2\pi}{\hat{\omega}_e T_s}, \quad (18)$$

donde D indica la cantidad de períodos que se suman y la frecuencia eléctrica se obtiene como,

$$\hat{\omega}_e = \frac{\hat{\rho}(n) - \hat{\rho}(n-1)}{T_s}, \quad (19)$$

La variable $\hat{\omega}_e$ se procesa luego a través de un filtro pasa bajos (FPB) IIR de primer orden.

Luego, se obtiene el residuo r_{inv} a partir de la evaluación del valor máximo entre los valores medios de las corrientes estimadas, como

$$r_{inv} = \max(|\hat{i}_a|, |\hat{i}_b|, |\hat{i}_c|) \quad (20)$$

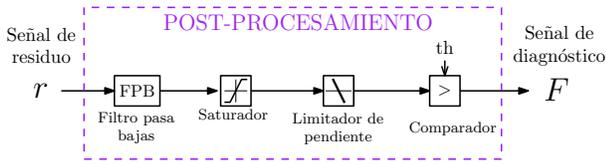


Fig. 4. Etapa de post-procesamiento.

donde,

$$\max(|\hat{i}_a|, |\hat{i}_b|, |\hat{i}_c|) = \begin{cases} |\hat{i}_a| & \text{si } |\hat{i}_a| > |\hat{i}_b| \text{ y } |\hat{i}_a| > |\hat{i}_c|, \\ |\hat{i}_b| & \text{si } |\hat{i}_b| > |\hat{i}_c|, \\ |\hat{i}_c| & \text{en otro caso.} \end{cases}$$

Los valores medios de las corrientes estimadas, definidos en (17), son cero (o nulos) en condiciones normales, mientras que dejan de ser nulos ante una falla en alguna llave del inversor. Sin embargo, cada una de estas señales varía su valor a una velocidad diferente ante la ocurrencia de una falla. Por esta razón, se define la señal r_{inv} (20), que permite obtener un residuo que se incrementará a la velocidad más alta entre los tres valores absolutos de los valores medios de las corrientes. Cabe aclarar que también es posible realizar la detección de fallas en las llaves analizando el valor medio en las corrientes medidas, en lugar de las corrientes estimadas [19]. Sin embargo, las corrientes estimadas resultan más sensibles a este tipo de falla, como se demuestra en el Apéndice A.

Las señales de residuos obtenidas a partir de (16) y (20) pasan a través de una etapa de post-procesamiento (ver Fig. 4), a fin de reducir sus oscilaciones y eliminar posibles ruidos. Para esto, una de las estrategias más utilizadas es incorporar un filtro de ventana móvil. Sin embargo, este tipo de filtros puede incrementar los tiempos de detección, debido a que introduce un retardo que depende del tamaño de la ventana [32]. Por esta razón, en este trabajo se utiliza un detector de envolvente basado en un limitador de pendiente [11]. El FPB utilizado es un filtro IIR de primer orden discretizado a partir de una transformación bilineal, y su función es la de filtrar ruidos de altas frecuencias (por ejemplo, producidos por las conmutaciones de las llaves) que podrían afectar los residuos, generando falsos diagnósticos. El saturador se emplea para evitar que el residuo aumente indefinidamente. Por último, el limitador asimétrico de pendiente tiene una velocidad de subida ilimitada y una velocidad de bajada limitada. Esta velocidad de bajada se establece a partir de una relación de compromiso entre el nivel de rizado obtenido y el tiempo que debe transcurrir para retornar a la condición de funcionamiento normal, en el caso de que el sistema se restablezca de una condición de falla.

Finalmente, el valor obtenido del limitador se compara con un nivel de umbral para generar la señal de diagnóstico. Para los residuos $r_{i_{ab}}$ se estableció el umbral $th_{i_{ab}}$ y para el residuo r_{inv} se estableció el umbral th_{inv} . Si un residuo supera el valor de umbral, se genera una señal de diagnóstico. De esta manera se obtienen las señales $F_{i_{ab}}$ que sirven para detectar fallas en los sensores de corriente y la señal F_{inv} que sirve para detectar fallas en las llaves del inversor.

TABLA I
UNIDAD DE DECISIÓN

F_{i_a}	F_{i_b}	F_{inv}	$F_{s_{i_a}}$	$F_{s_{i_b}}$	$F_{s_{i_c}}$	Diagnóstico
1	0	X*	X	X	X	Sensor <i>a</i>
0	1	X	X	X	X	Sensor <i>b</i>
1	1	0	X	X	X	Sensor <i>a</i> y <i>b</i>
1	1	1	1	0	0	S_a^+
1	1	1	0	1	1	S_a^-
1	1	1	0	1	0	S_b^+
1	1	1	1	0	1	S_b^-
1	1	1	0	0	1	S_c^+
1	1	1	1	1	0	S_c^-

* X indica la condición “no importa” (*don't care*), es decir, que el valor lógico es irrelevante.

B. Detección y Localización de las Fallas

A partir de las señales de diagnóstico $F_{i_{ab}}$, F_{inv} y $F_{s_{i_{abc}}}$ se determina el origen de la falla. Cuando se produce una falla en el sensor de corriente de la fase *a*, se incrementa la amplitud de la corriente de esta fase y se produce el aumento del error de estimación de corriente, lo cual incrementa el residuo de corriente r_{i_a} . Esta variación, luego de pasar la etapa de post-procesamiento, produce la activación de la señal F_{i_a} . De igual forma ocurre con la señal de diagnóstico $F_{i_b} = 1$ cuando se produce una falla en el sensor de corriente de la fase *b*. De esta manera, se detectan las fallas simples y múltiples en los sensores de corriente.

Cuando se produce la falla de una llave del inversor, el semiciclo en el que conduce la llave afectada se hace igual a cero y se produce el incremento de los valores medios de las corrientes estimadas. Esto se detecta a partir de la activación de la señal F_{inv} . Luego, se realiza la lectura de los signos de las señales de diagnóstico $F_{s_{i_{abc}}}$ para determinar la llave que se encuentra bajo falla. Particularmente, para la fase *a*, $F_{s_{i_a}} = 0$ indica que \hat{i}_a presenta un signo negativo y $F_{s_{i_a}} = 1$ indica que \hat{i}_a presenta un signo positivo. De igual forma se realiza el análisis para las fase *b* y fase *c*.

Finalmente, las señales de diagnóstico obtenidas ingresan a la unidad de decisión (UD) donde se identifica el origen de la falla tal como se muestra en la Tabla I. En el caso de producirse una combinación diferente a lo detallado, se procede a la espera de una combinación que permita definir el diagnóstico.

IV. VALIDACIÓN

En esta sección se presentan los resultados de simulación obtenidos para validar la estrategia propuesta. Para esto, se implementó el AE de tracción descrito en la Fig. 1 en un entorno de simulación MATLAB/Simulink. El esquema de la Fig. 1 se simula usando el método de resolución de paso variable TR-BDF (ode23tb2). El lazo de control y DLF se implementa en tiempo discreto, con una frecuencia de muestreo de 10 kHz. Se realizaron cuatro tipos diferentes de ensayos. Primero, se analiza la robustez de la estrategia propuesta ante variaciones paramétricas y del par de carga, considerando que el AE tiene una carga arbitraria. Segundo, se valida el funcionamiento de la estrategia de DLF sobre el

TABLA II
PARÁMETROS DE SIMULACIÓN

VE			
Masa (m)	590 kg		
Inercia de las ruedas traseras (J_r)	2.156 kgm ²		
Inercia de las ruedas delanteras (J_f)	1.95 kgm ²		
Radio de las ruedas (r)	0.268 m		
Relación de transmisión (n_t)	10.3		
Eficiencia de transmisión (e_t)	0.9		
Coefficiente aerodinámico (C_a)	0.5		
Área frontal (A_f)	1.4 m ²		
Densidad del aire (a_d)	1.225 kg/m ³		
MI			
Potencia nominal	3 kW		
Frecuencia nominal	50 Hz		
Tensión de línea nominal	48.5 V		
Velocidad nominal	1410 RPM		
R_s	0.0288 Ω	R_r	0.0384 Ω
L_s, L_r	0.0041 H	L_m	0.0039 H
P	4	J	0.0294 kgm ²

AE acoplado al modelo de VE, ante diferentes fallas en los sensores de corriente. Tercero, se valida el funcionamiento de la estrategia de DLF sobre el AE acoplado al modelo de VE ante fallas de apertura de las llaves del inversor. Finalmente, se valida el funcionamiento de la estrategia de DLF ante fallas de sensor y en las llaves considerando ruido en las mediciones.

Los parámetros del VE y el MI se muestran en la Tabla II.

A. Determinación de Umbrales a partir del Análisis de la Variación Paramétrica y del Punto de Operación

Los resultados que se muestran en esta sección corresponden a un AE con carga arbitraria, es decir, sin considerar el modelo del VE. Esta carga se modeló de la siguiente forma:

$$\dot{\omega}_r = \frac{P}{2J} (T_m - T_L) \quad (21)$$

donde, T_L denota el par de carga y J la inercia del rotor. En la Fig. 5 se puede observar el desempeño del AE a velocidad nominal bajo variaciones de par de carga y variaciones paramétricas para el COC.

Como se puede apreciar en la Fig. 5(a) y (b), el MI arranca de una velocidad nula con un par de carga de 0.3 pu y en $t = 0.8$ s, el MI alcanza la velocidad nominal. Luego, en $t = 1$ s, se aumenta el par de carga a 0.9 pu hasta $t = 2.8$ s, momento en que se retira totalmente la carga y el MI comienza a funcionar en vacío. Finalmente, en $t = 3$ s, se disminuye la velocidad del MI a la mitad de su valor nominal. Respecto a las variaciones paramétricas, en $t = 1.4$ s se realiza un incremento de la resistencia del estator en un 50% hasta $t = 1.8$ s, momento en el que retorna a su valor nominal. Luego, en $t = 2$ s se realiza un incremento del 50% de la resistencia del rotor hasta $t = 2.4$ s, ver Fig. 5(c).

En la Fig. 5(d) se puede observar que los residuos r_{i_a} y r_{i_b} presentan un pico máximo de 0.13 en $t = 1.02$ s debido a las variaciones del par de carga y de 0.23 en $t = 2.12$ s debido a las variaciones de R_r . Por otro lado, el residuo r_{inv} presenta un pico máximo de 0.32 en $t = 0.39$ s debido a las variaciones

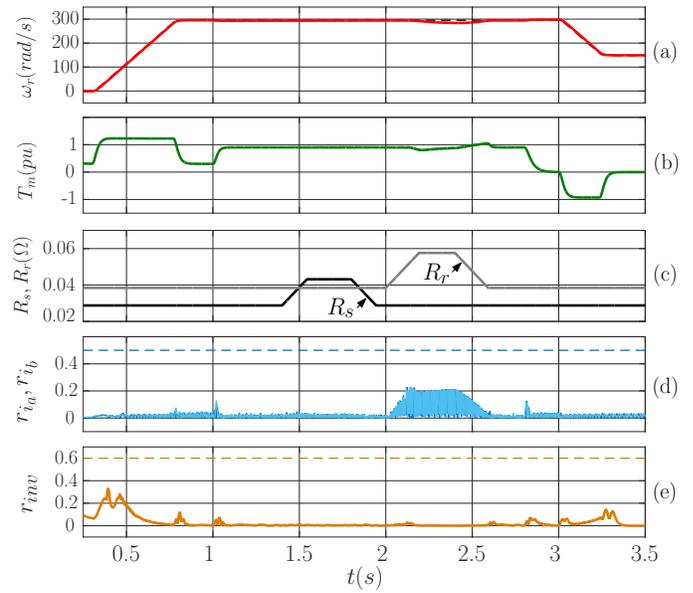


Fig. 5. Análisis ante variaciones paramétricas. (a) Referencia de velocidad, ω_r^* y velocidad angular del rotor, ω_r . (b) Par motor, T_m . (c) Resistencia de estator, R_s y resistencia de rotor, R_r . (d) Residuo de corriente de fase a, r_{i_a} y residuo de corriente de fase b, r_{i_b} . (e) Residuo de inversor, r_{inv} .

de velocidad y de 0.10 en $t = 0.8$ s debido a las variaciones de par de carga, ver Fig. 5(e).

En base a los resultados obtenidos, se observó que el residuo r_{inv} se ve principalmente afectado por las variaciones de la velocidad del rotor y par de carga, mientras que no resulta afectado por las variaciones de los parámetros. El residuo r_{inv} depende del cálculo de los valores medios de las corrientes, que se obtienen a partir de una estimación de la frecuencia eléctrica de las corrientes. Por esta razón, cuando ocurren cambios en la velocidad del rotor, se producen errores en esta estimación que harán aumentar el nivel del residuo durante los transitorios. Debido a esto, se realiza un análisis de los efectos producidos por una aceleración del rotor del MI sobre r_{inv} . Esta aceleración es mucho mayor que la que podría obtenerse al acoplar el motor en un vehículo. Por ejemplo, en la prueba realizada se alcanza la velocidad máxima desde cero en 0.8 s, mientras que al acoplar el motor al VE la velocidad máxima se alcanza en 12 s. De igual forma, debido a que las variaciones de par pueden provocar transitorios en la velocidad, se realizan pruebas en donde se aplican variaciones abruptas de par. Cabe mencionar que en un VE las variaciones de velocidad y de par no se manifiestan de manera tan abrupta como las analizadas en este ensayo de AE con carga arbitraria.

Por otra parte, los residuos r_{i_a} y r_{i_b} resultan afectados en mayor medida por las variaciones paramétricas. Por esta razón, se realizaron nuevos estudios con el fin de analizar cómo se incrementan estos residuos en un rango mayor de puntos de operación. Se consideraron variaciones de la resistencia del rotor R_r entre el 50% y el 150% de su valor nominal, a velocidad nominal y con los siguientes niveles de par de carga: 0% (vacío), 25%, 50%, 75% y 100% (carga nominal). Para modelar las variaciones de la resistencia del rotor se definió $\delta R_r = R_r/R_{r0}$ donde R_{r0} corresponde al valor nominal de

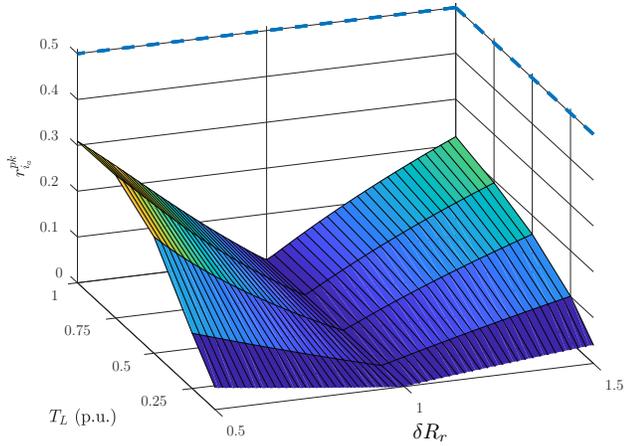


Fig. 6. Valores máximos de la señal de residuo r_{i_a} para diferentes variaciones de R_r y del par de carga.

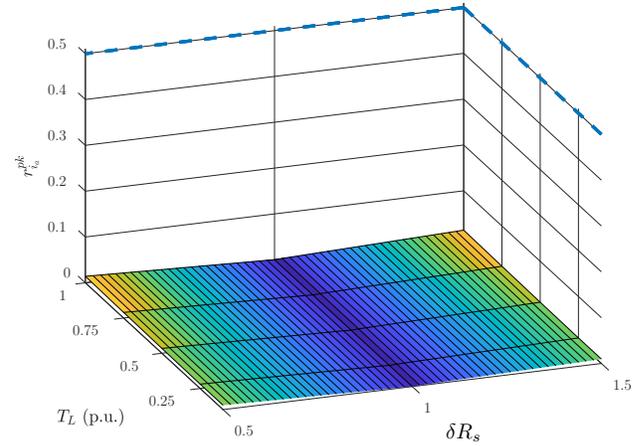


Fig. 7. Valores máximos de la señal de residuo r_{i_a} para diferentes variaciones de R_s y del par de carga.

la resistencia.

Los resultados obtenidos se observan en la Fig. 6, donde se muestran los valores máximos de la señal de residuo r_{i_a} , denotado por $r_{i_a}^{pk}$, en régimen permanente para cada condición de funcionamiento. Se puede observar en la Fig. 6 que el máximo valor de la señal de residuo obtenido es de 0.31, para un nivel de carga de 75%. Cabe mencionar que se obtuvieron valores similares en la señal de residuo r_{i_b} .

En forma similar al estudio numérico descrito previamente, se analizan los efectos de las variaciones de la resistencia de estator R_s . Los resultados obtenidos se muestran en la Fig. 7, donde $\delta R_s = R_s/R_{s0}$ y R_{s0} corresponde al valor nominal de la resistencia de estator. En este caso se obtuvo un valor máximo de la señal de residuo r_{i_a} de 0.014 para un nivel de carga del 100% y una variación de 150% de R_s . Puede observarse que los niveles de residuos obtenidos ante variaciones de R_s son menores que los obtenidos ante variaciones de R_r en todos los puntos de operación analizados. Cabe mencionar que estos puntos de operación analizados, tanto de los parámetros como del par de carga, se consideraron como los más probables en la práctica.

A partir de los resultados obtenidos, se seleccionaron los valores de los umbrales que se muestran en líneas de trazos en las Fig. 5, Fig. 6 y Fig. 7. Para los residuos r_{i_a} y r_{i_b} , se seleccionó $th_{i_{ab}} = 0.5$ y para el residuo r_{inv} se seleccionó $th_{inv} = 0.6$, utilizando como criterio que el valor de umbral sea superior al máximo valor pico de los residuos obtenidos en un 60%.

B. Validación de la Estrategia Propuesta ante Fallas

Los ensayos presentados en la Fig. 8 y en la Fig. 9, se realizaron sobre el AE acoplado al modelo de VE funcionando a una velocidad de $\omega_r^* r = 7.7$ m/s sobre una rampa ascendente de 5° de pendiente. Mientras que el ensayo presentado en la Fig. 10 se realizó a una velocidad de $\omega_r^* r = 3.8$ m/s sobre una rampa descendente de 3° de pendiente.

1) Fallas Simples y Múltiples de los Sensores de Corriente:

Para obtener los resultados de simulación que se muestran en la Fig. 8, se realizaron fallas con una reducción de la ganancia del 50 % en el sensor de corriente i_a en el intervalo $1.2 \text{ s} < t < 1.25 \text{ s}$ y una falla de desconexión del sensor de corriente i_b en $t = 1.3 \text{ s}$. En el caso de producirse una falla de ganancia, es importante su detección, ya que los controladores podrían compensar este tipo de falla como si se tratara de una perturbación, degradando el desempeño de control. Como se puede observar en la Fig. 8(a), la falla de ganancia produce un incremento de la amplitud de la corriente de fase a . Además, se produce un incremento en el residuo r_{i_a} (ver Fig. 8(b)) que supera el valor de umbral activando la señal de diagnóstico F_{i_a} , tal como se muestra en la Fig. 8(c). Si bien el residuo oscila entre un valor superior y un valor inferior al umbral, debido a la etapa de post-procesamiento, la señal de diagnóstico permanece activa durante todo el tiempo en que el sensor se encuentra bajo falla. Cuando la falla de ganancia desaparece, el residuo disminuye lentamente hasta alcanzar un valor por debajo del umbral lo que determina la recuperación del sensor. Luego, en $t = 1.3 \text{ s}$ se presenta una falla de desconexión del sensor de corriente i_b lo que produce un incremento de la amplitud de las corrientes de fase que alcanza un valor pico máximo de 100 A. Este efecto produce un incremento del residuo r_{i_b} (ver Fig. 8(d)), que supera el umbral activando la señal de diagnóstico F_{i_b} que se muestra en la Fig. 8(e). Finalmente, en $t = 1.35 \text{ s}$ ocurre nuevamente una falla de ganancia en el sensor i_a . De esta manera, a partir de ese instante existen fallas simultáneas en los sensores de corriente. Se puede observar que los residuos r_{i_a} y r_{i_b} presentan una amplitud superior al valor de umbral, debido a la presencia de fallas en ambos sensores de corriente. Cabe mencionar que para los valores de los umbrales seleccionados, la falla de ganancia del 50 % del sensor de corriente se detecta en 2.5 ms, mientras que la falla de desconexión de sensor de corriente se detecta en 0.1 ms. Además, los valores medios de las corrientes estimadas \hat{i}_a , \hat{i}_b y \hat{i}_c que se muestran en la

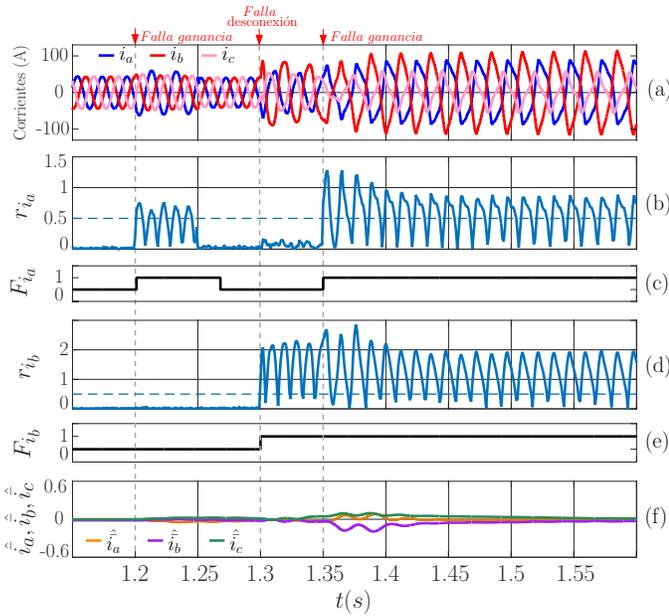


Fig. 8. Falla de sensores de corriente. (a) Corrientes de fase, i_{abc} . (b) Residuo de corriente de fase a, r_{i_a} . (c) Señal de falla de corriente de fase a, F_{i_a} . (d) Residuo de corriente de fase b, r_{i_b} . (e) Señal de falla de corriente de fase b, F_{i_b} . (f) Valores medios de las corrientes estimadas.

Fig. 8(f) confirman que el residuo $r_{i_{inv}}$ (20) se encuentra por debajo del umbral $th_{i_{inv}} = 0.6$ evitando que se active la señal de diagnóstico $F_{i_{inv}}$. Cabe mencionar que el valor pico más alto de los valores medios de las corrientes estimadas se da en $t = 1.38$ s, donde se alcanza un valor de 0.3.

Se puede concluir entonces, que la estrategia propuesta permite detectar fallas de ganancia y de desconexión de sensores de corriente así como también la localización del sensor afectado. Además, tiene la capacidad de identificar la recuperación de un sensor si la falla se extingue, y de evitar falsos diagnósticos bajo fallas de carácter intermitente debido a la etapa de post-procesamiento. Es importante destacar la velocidad con la que se puede realizar la DLF. Esta estrategia detecta y localiza las FSC de desconexión en 0.1 ms y las FSC de ganancia en un intervalo máximo de 2.5 ms.

Debido a que el tiempo de detección podría verse afectado en el caso de utilizar un tiempo de muestreo diferente en una implementación práctica, se hicieron ensayos en donde se analizó el tiempo de detección utilizando diferentes tiempos de muestreo. En el caso de incrementar el tiempo de muestreo, el tiempo de detección no mejora significativamente. Mientras que disminuyendo el tiempo de muestreo, se incrementa el tiempo de detección. Por ejemplo, reduciendo la frecuencia de muestreo a 5 kHz, el tiempo de detección se incrementó a 0.4 ms para FSC de desconexión y a 2.6 ms para FSC de ganancia. Por esta razón, es importante considerar estos incrementos en los tiempos de detección al implementar estas estrategias en tiempo real.

2) Fallas de Circuito Abierto de las Llaves del Inversor:

En la Fig. 9 se observa el comportamiento del AE debido a una falla en la llave S_a^+ del inversor, ver Fig. 2. Como se puede apreciar en la Fig. 9(a), luego de producirse la falla, el semiciclo positivo de la corriente de fase a se hace igual

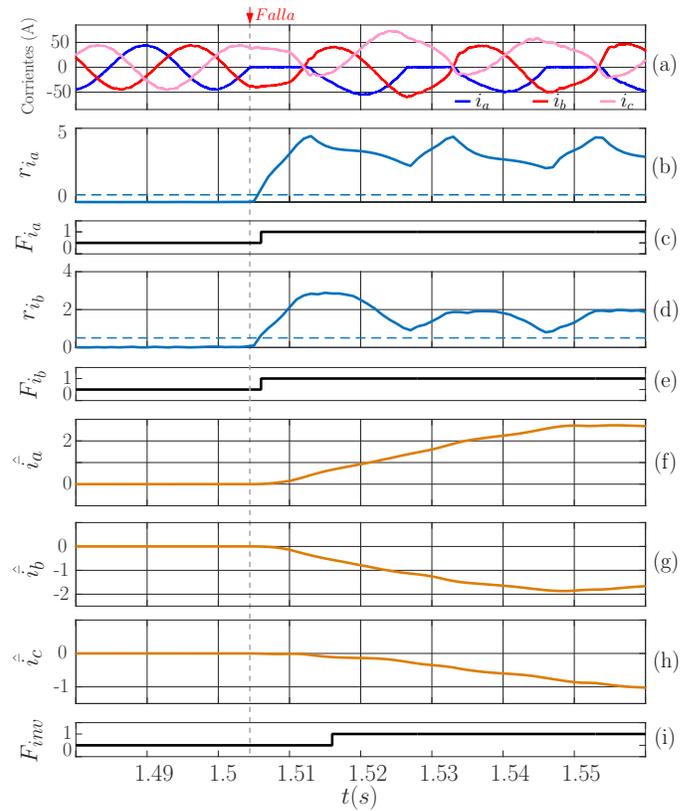


Fig. 9. Falla en la llave S_a^+ del inversor. (a) Corrientes de fase, i_{abc} . (b) Residuo de corriente de fase a, r_{i_a} . (c) Señal de falla de corriente de fase a, F_{i_a} . (d) Residuo de corriente de fase b, r_{i_b} . (e) Señal de falla de corriente de fase b, F_{i_b} . (f) Valor medio de corriente estimada de fase a, \hat{i}_a . (g) Valor medio de corriente estimada de fase b, \hat{i}_b . (h) Valor medio de corriente estimada de fase c, \hat{i}_c . (i) Señal de falla de inversor, $F_{i_{inv}}$.

a cero. Debido a esta falla, el residuo r_{i_a} comienza a crecer hasta superar el valor de umbral, tal como se muestra en la Fig. 9(b) y en ese momento se genera la señal de falla F_{i_a} que se muestra en la Fig. 9(c). De igual forma, el residuo r_{i_b} supera el valor de umbral (ver Fig. 9(d)), y se genera la señal de falla F_{i_b} que se muestra en la Fig. 9(e). Como resultado de la falla en S_a^+ , el valor medio \hat{i}_a se hace positivo tal como se muestra en la Fig. 9(f) mientras que los valores medios \hat{i}_b e \hat{i}_c se hacen negativo como se puede ver en la Fig. 9(g) y Fig. 9(h), respectivamente. Por otro lado, se genera la señal de alarma $F_{i_{inv}}$ en $t = 1.515$ s tal como se muestra en la Fig. 9(i), la cual indica que el inversor se encuentra bajo condición de falla. En ese instante se procede a realizar la lectura de los signos de los valores medios \hat{i}_a , \hat{i}_b y \hat{i}_c y se realiza la identificación de la llave bajo falla, según la Tabla I.

A partir de la aparición de la señal $F_{i_{inv}}$, se determina la ocurrencia de una falla de circuito abierto en el inversor. Además, debido a que el valor medio \hat{i}_a presenta un signo positivo y diferente a los valores medios \hat{i}_b e \hat{i}_c se determina que la falla corresponde a la llave S_a^+ . Debe notarse que para un período de 20 ms de la corriente, este método detecta y localiza las fallas en las llaves en aproximadamente 10 ms. Además, se analizó el tiempo de detección utilizando diferentes tiempos de muestreo. Cuando se incrementa el

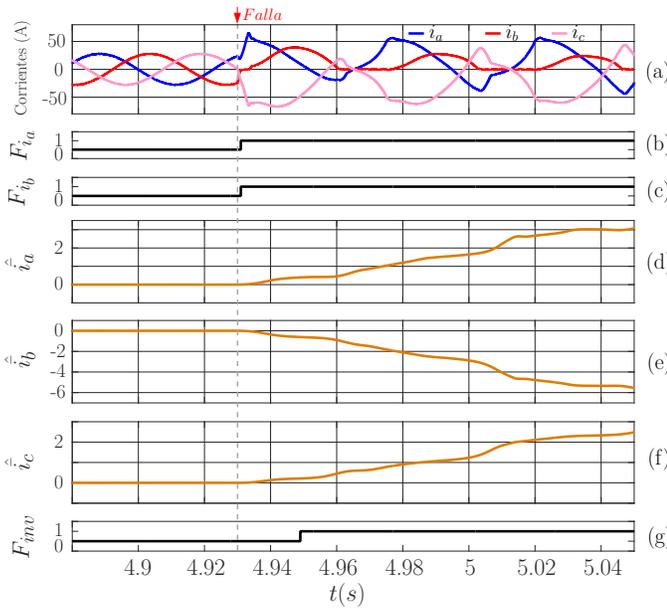


Fig. 10. Falla en la llave S_b^- del inversor. (a) Corrientes de fase, i_{abc} . (b) Señal de falla de corriente de fase a, F_{i_a} . (c) Señal de falla de corriente de fase b, F_{i_b} . (d) Valor medio de corriente estimada de fase a, \hat{i}_a . (e) Valor medio de corriente estimada de fase b, \hat{i}_b . (f) Valor medio de corriente estimada de fase c, \hat{i}_c . (g) Señal de falla de inversor, F_{inv} .

tiempo de muestreo, no mejora significativamente la velocidad de detección, mientras que si disminuye el tiempo de muestreo, se incrementa el tiempo de detección. Por ejemplo, utilizando una frecuencia de muestreo de 5 kHz, el tiempo de detección se incrementó a 13.4 ms.

Los resultados del ensayo que se muestra en la Fig. 10 se realizaron sobre el AE acoplado al modelo de VE para una referencia de velocidad, $\omega_r^* r = 3.8$ m/s y una rampa descendente de 3° de pendiente. En los resultados, se puede observar el comportamiento del AE debido a una falla en la llave S_b^- del inversor. En este caso, el semiciclo negativo de la corriente de fase b se extingue tal como se muestra en la Fig. 10(a). Luego de ocurrida la falla, los residuos aumentan y superan el valor de umbral. En ese momento se generan las señales de alarma F_{i_a} y F_{i_b} que se muestran en las Fig. 10(b) y Fig. 10(c). Por otro lado, como se muestra en las Fig. 10(d), Fig. 10(e) y Fig. 10(f), los valores medios \hat{i}_a y \hat{i}_c se hacen positivos y el valor medio \hat{i}_b se hace negativo. En $t = 4.948$ s, se activa la señal de diagnóstico F_{inv} indicando la ocurrencia de una falla en el inversor. A partir de ese instante se realiza la lectura de los signos de los valores medios y se identifica la llave bajo falla. Debe notarse que para un período de 40 ms de la corriente, a la mitad de la velocidad nominal, esta estrategia detecta y la localiza las fallas en las llaves en aproximadamente 20 ms. De esta manera se valida que la DLF funciona correctamente y que no se producen falsas alarmas para un rango de velocidades intermedias del VE sobre una rampa descendente.

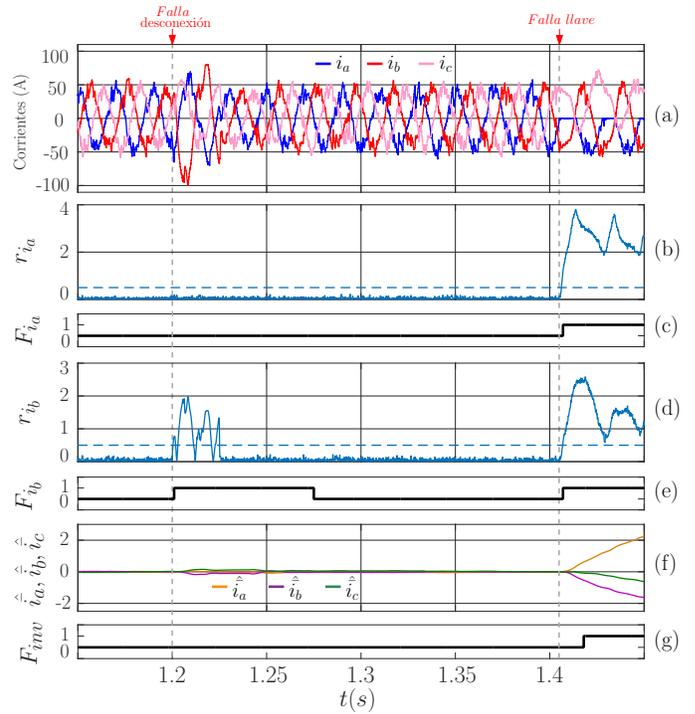


Fig. 11. Falla en sensor de corriente seguida de falla en la llave S_a^+ , incorporando ruido en los sensores. (a) Corrientes de fase, i_{abc} . (b) Residuo de corriente de fase a, r_{i_a} . (c) Señal de falla de corriente de fase a, F_{i_a} . (d) Residuo de corriente de fase b, r_{i_b} . (e) Señal de falla de corriente de fase b, F_{i_b} . (f) Valores medios de las corrientes estimadas. (g) Señal de falla del inversor, F_{inv} .

C. Validación de la Estrategia Propuesta con Ruido en las Mediciones

El ensayo que se muestra en la Fig. 11, se realizó sobre el AE acoplado al modelo de VE funcionando a una velocidad de $\omega_r^* r = 7.7$ m/s sobre una rampa ascendente de 5° de pendiente. Se practicaron fallas de desconexión de sensor de corriente de la fase b en $1.2 \text{ s} < t < 1.225 \text{ s}$ y falla en la llave S_a^+ del inversor en $t = 1.405$ s. En este ensayo se incorporó ruido blanco con un valor medio cero y desviación estándar igual a 20 a las mediciones de los sensores de corriente de la fase a y b y desviación estándar de 5 a la medición de velocidad.

Como se puede observar en la Fig. 11, los residuos presentan un nivel de 0.1 mientras los sensores se encuentran sanos debido al efecto que produce el ruido en las mediciones. Luego de la falla de desconexión del sensor de la fase b, se produce un incremento en las amplitudes de las corrientes de fase, ver Fig. 11(a). Esto produce el incremento del residuo, r_{i_b} y la activación de la señal de falla F_{i_b} , ver Fig. 11(d) y Fig. 11(e). Luego, en $t = 1.225$ s el sensor de corriente de la fase b se recupera de la condición de falla. Esto produce que el residuo disminuya y permanezca por debajo del valor de umbral, lo que es diagnosticado en $t = 1.275$ s. A continuación, en $t = 1.405$ s, se produce una falla en la llave S_a^+ . Debido a la falla en la llave, los residuos r_{i_a} y r_{i_b} aumentan y superan los umbrales, lo cual producen la activación de las señales de falla F_{i_a} y F_{i_b} . Luego, el residuo r_{inv} supera el valor de umbral y se activa la señal de falla F_{inv} , ver Fig. 11(f) y Fig. 11(g). La DLF de desconexión del sensor se realiza 0.4 ms posterior a

la falla y la recuperación de la condición de falla del sensor se detecta luego de 50 ms de finalizada la falla. Por otro lado, la falla en la llave S_a^+ se detecta en aproximadamente 12.7 ms.

Como se puede apreciar, el ruido incorporado a las mediciones de los sensores produce un incremento en los niveles de los residuos durante el funcionamiento normal. Por esta razón, en una aplicación práctica, es necesario considerar el incremento de los residuos ante niveles de ruido esperados en los sensores en el momento de definir los umbrales en las etapas de post-procesamiento. Por otra parte, el ruido en los sensores produce un incremento en los tiempos de detección y localización de fallas, sin embargo, puede considerarse de menor importancia debido a que no afecta al desempeño global de la estrategia de DLF.

V. CONCLUSIONES

En este trabajo, se propuso una estrategia para la detección y localización de fallas (DLF) en sensores de corriente y en las llaves de un accionamiento eléctrico (AE) para tracción. Esta estrategia se puede implementar en AE con dos sensores de corriente. Además, permite realizar la DLF de sensores de corriente y aislarlas de las fallas en las llaves del inversor.

Para realizar la detección se utilizó un único observador basado en el modelo del MI en un referencial estacionario conectado en cascada a la estrategia de DLF y a la unidad de decisión. La estrategia DLF genera residuos utilizados para la detección de fallas en sensores de corriente (FSC), y los valores medios de corriente estimados que son utilizados para la detección de fallas en las llaves del inversor. También, en el caso de los sensores de corriente, es posible determinar si se trata de fallas simples o múltiples.

Los resultados demuestran que la estrategia propuesta detecta y localiza las FSC de desconexión en 0.1 ms y las FSC de ganancia en un intervalo máximo de 2.5 ms. Además, detecta y localiza las fallas en las llaves en aproximadamente 10 ms para una corriente de 50 Hz. Estos tiempos de detección pueden verse afectados levemente en caso de que los sensores presenten ruido. Cabe mencionar que la estrategia propuesta tiene la capacidad de identificar la recuperación de un sensor o una llave si una falla se extingue, y de evitar falsos diagnósticos bajo fallas de carácter intermitente debido a la etapa de post-procesamiento.

Como trabajo futuro, se pretende integrar la estrategia de detección y localización de fallas a un sistema de control tolerante a fallas y realizar la validación mediante ensayos experimentales sobre un prototipo de vehículo eléctrico.

APÉNDICE A: USO DE LAS CORRIENTES ESTIMADAS PARA LA DLF EN LAS LLAVES DEL INVERSOR

En este apéndice se contrasta el uso del valor medio de las corrientes estimadas, utilizado en el presente trabajo, con las medidas para la DLF en llaves [19].

Los ensayos presentados en la Fig. 12 se realizaron sobre el AE acoplado al modelo de VE funcionando a una velocidad $\omega_r^* = 7.7$ m/s sobre una rampa ascendente de 5° de pendiente. Luego, se aplicó una falla en $t = 1.506$ s sobre la llave S_a^+ .

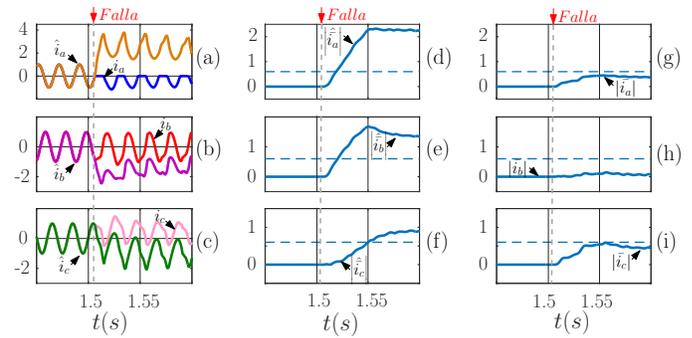


Fig. 12. Corrientes medidas y corrientes estimadas ante una falla en una llave del inversor. (a) Corriente medida, i_a y corriente estimada, \hat{i}_a . (b) Corriente medida, i_b y corriente estimada, \hat{i}_b . (c) Corriente medida, $-i_a - i_b$ y corriente estimada, \hat{i}_c . (d) Valor absoluto del valor medio estimado, $|\hat{i}_a|$. (e) Valor absoluto del valor medio estimado, $|\hat{i}_b|$. (f) Valor absoluto del valor medio estimado, $|\hat{i}_c|$. (g) Valor absoluto del valor medio medido, $|i_a|$. (h) Valor absoluto del valor medio medido, $|i_b|$. (i) Valor absoluto del valor medio medido, $|-i_a - i_b|$.

Como se puede observar en las Fig. 12(d) - Fig. 12(i), luego de producirse la falla, tanto los valores medios de las corrientes medidas como los de las corrientes estimadas presentan un valor diferente de cero. Sin embargo, se puede observar que los valores medios de las corrientes estimadas Fig. 12(d) - Fig. 12(f), presentan mayor variación ante la falla que los valores medios de las corrientes medidas Fig. 12(g) - Fig. 12(i). Por otro lado, se puede observar que los residuos obtenidos a partir de las mediciones de corrientes no presentan la amplitud necesaria para superar el valor de umbral fijado $th_{inv} = 0.6$.

A partir de este ensayo se puede observar que los valores estimados presentan mayor sensibilidad y velocidad de variación ante la ocurrencia de una falla. Además, en el caso de utilizar las mediciones de corriente, se debe definir un valor de umbral más bajo para la localización de fallas en circuito abierto y en consecuencia, se disminuye el margen para diferenciar una falla respecto a incrementos en las señales de residuo producidos por otras perturbaciones.

REFERENCIAS

- [1] C. Liu, K. T. Chau, D. Wu, and S. Gao, "Opportunities and Challenges of Vehicle-to-Home, Vehicle-to-Vehicle, and Vehicle-to-Grid Technologies," *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 11, pp. 2409–2427, Nov. 2013.
- [2] B. Tabbache, M. Benbouzid, A. Kheloui, J.-M. Bourgeot, and A. Mamoune, "An improved fault-tolerant control scheme for PWM inverter-fed induction motor-based EVs," *ISA Transactions*, vol. 52, no. 6, pp. 862–869, Nov. 2013.
- [3] D. Campos-Delgado, D. Espinoza-Trejo, and E. Palacios, "Fault-tolerant control in variable speed drives: a survey," *IET Electric Power Applications*, vol. 2, no. 2, pp. 121–134, Mar. 2008.
- [4] G.-A. Capolino, J. A. Antonino-Daviu, and M. Riera-Guasp, "Modern Diagnostics Techniques for Electrical Machines, Power Electronics, and Drives," *IEEE Tran. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 3, pp. 1738–1745, Mar. 2015.
- [5] L. E. Venghi, F. Aguilera, G. N. Gonzalez, P. M. de la Barrera, and C. H. De Angelo, "Effects of open-switch faults over speed sensor fault-tolerant scheme for electric traction drive," in *2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Feb. 2020, pp. 731–736.
- [6] F. Aguilera, P. M. de la Barrera, and C. H. De Angelo, "Behavior of electric vehicles and traction drives during sensor faults," in *2012 10th IEEE/IAS International Conference on Ind. Appl.*, 2012.

- [7] N. M. A. Freire, J. O. Estima, and A. J. M. Cardoso, "A New Approach for Current Sensor Fault Diagnosis in PMSG Drives for Wind Energy Conversion Systems," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 50, no. 2, pp. 1206–1214, Mar. 2014.
- [8] F. R. Salmasi, "A Self-Healing Induction Motor Drive With Model Free Sensor Tampering and Sensor Fault Detection, Isolation, and Compensation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 8, pp. 6105–6115, Aug. 2017.
- [9] T. A. Najafabadi, F. R. Salmasi, and P. Jabehdar-Maralani, "Detection and isolation of speed-, dc-link voltage-, and current-sensor faults based on an adaptive observer in induction-motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 5, pp. 1662–1672, 2010.
- [10] Y. Yu, Y. Zhao, B. Wang, X. Huang, and D. Xu, "Current Sensor Fault Diagnosis and Tolerant Control for VSI-Based Induction Motor Drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 5, pp. 4238–4248, May 2018.
- [11] C. D. A. F. Aguilera, P.M. de la Barrera and D. E. Trejo, "Current-sensor fault detection and isolation for induction-motor drives using a geometric approach," *Control Engineering Practice*, vol. 53, pp. 35–46, aug 2016.
- [12] Y. Rkhisssi-Kammoun, J. Ghommam, M. Boukhnifer, and F. Mnif, "Two current sensor fault detection and isolation schemes for induction motor drives using algebraic estimation approach," *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 157, pp. 39–62, 2019.
- [13] G. H. B. Foo, X. Zhang, and D. M. Vilathgamuwa, "A sensor fault detection and isolation method in interior permanent-magnet synchronous motor drives based on an extended kalman filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 8, pp. 3485–3495, 2013.
- [14] C. Chakraborty and V. Verma, "Speed and current sensor fault detection and isolation technique for induction motor drive using axes transformation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 3, pp. 1943–1954, 2015.
- [15] B. Lu and S. K. Sharma, "A Literature Review of IGBT Fault Diagnostic and Protection Methods for Power Inverters," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 45, no. 5, pp. 1770–1777, Sep. 2009.
- [16] M. Trabelsi, M. Boussak, and M. Benbouzid, "Multiple criteria for high performance real-time diagnostic of single and multiple open-switch faults in ac-motor drives: Application to IGBT-based voltage source inverter," *Electric Power Systems Research*, vol. 144, pp. 136–149, 2017.
- [17] C. Shu, C. Ya-Ting, Y. Tian-Jian, and W. Xun, "A novel diagnostic technique for open-circuited faults of inverters based on output line-to-line voltage model," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 7, pp. 4412–4421, 2016.
- [18] J. O. Estima and A. J. M. Cardoso, "A new algorithm for real-time multiple open-circuit fault diagnosis in voltage-fed PWM motor drives by the reference current errors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 8, pp. 3496–3505, 2012.
- [19] N. M. Freire, J. O. Estima, and A. J. M. Cardoso, "Open-circuit fault diagnosis in PMSG drives for wind turbine applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 9, pp. 3957–3967, 2012.
- [20] Z. Huang, Z. Wang, and H. Zhang, "A diagnosis algorithm for multiple open-circuited faults of microgrid inverters based on main fault component analysis," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 33, no. 3, pp. 925–937, 2018.
- [21] F. Zidani, D. Diallo, M. E. H. Benbouzid, and R. Nait-Said, "A fuzzy-based approach for the diagnosis of fault modes in a voltage-fed PWM inverter induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 586–593, 2008.
- [22] Z.-k. Hu, W.-h. Gui, C.-h. Yang, P.-c. Deng, and S. X. Ding, "Fault classification method for inverter based on hybrid support vector machines and wavelet analysis," *International Journal of Control, Automation and Systems*, vol. 9, no. 4, p. 797, 2011.
- [23] S.-M. Jung, J.-S. Park, H.-W. Kim, K.-Y. Cho, and M.-J. Youn, "An mras-based diagnosis of open-circuit fault in PWM voltage-source inverters for pm synchronous motor drive systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 5, pp. 2514–2526, 2012.
- [24] D. Espinoza-Trejo, D. Campos-Delgado, E. Barcenas, and F. Martinez-Lopez, "Robust fault diagnosis scheme for open-circuit faults in voltage source inverters feeding induction motors by using non-linear proportional-integral observers," *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 7, pp. 1204–1216, 2012.
- [25] J. Zhang, J. Zhao, D. Zhou, and C. Huang, "High-performance fault diagnosis in PWM voltage-source inverters for vector-controlled induction motor drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 11, pp. 6087–6099, 2014.
- [26] S. Shao, P. W. Wheeler, J. C. Clare, and A. J. Watson, "Fault detection for modular multilevel converters based on sliding mode observer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 11, pp. 4867–4872, 2013.
- [27] I. Jlassi and A. J. M. Cardoso, "A single method for multiple IGBTs, current-and speed-sensor faults diagnosis in regenerative pmsm drives," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2019.
- [28] A. W. A. C. B. W. Y. R. Z. B. L. Zhan, P. Wheeler and H. Ma, "A fast diagnosis method for both igtb faults and current sensor faults in grid-tied three-phase inverters with two current sensors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 5, pp. 5267–5278, 2019.
- [29] H. B. Pacejka and E. Bakker, "The magic formula tyre model," *Vehicle system dynamics*, vol. 21, no. S1, pp. 1–18, 1992.
- [30] P. Jansen and R. Lorenz, "A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 30, no. 1, pp. 101–110, Feb. 1994.
- [31] H. K. Khalil and J. W. Grizzle, *Nonlinear systems*. Prentice hall Upper Saddle River, NJ, 2002, vol. 3.
- [32] S. Attuati, M. Farina, F. Boem, and T. Parisini, "Reducing false alarm rates in observer-based distributed fault detection schemes by analyzing moving averages," *IFAC-PapersOnline*, vol. 51, no. 24, pp. 473–479, 2018.



Luis E. Venghi nació en Santa Fe, Argentina, en 1987. Recibió su título de Ingeniero Electrónico en 2016, en la Universidad Nacional de San Luis (UNSL). Actualmente es becario del CONICET e integrante del Grupo de Electrónica Aplicada y se encuentra cursando el doctorado en Ciencias de la Ingeniería en la Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC), Córdoba, Argentina. Sus temas de interés son: sistemas de control, observadores, accionamientos eléctricos, vehículos eléctricos y tolerancia a fallas.



Facundo Aguilera (S'05 - M'14) nació en San Luis, Argentina, en 1985. Recibió el título de Ingeniero Electrónico con Orientación en Sistemas Digitales en la Universidad Nacional de San Luis, en 2009, y el de doctor en Ciencias de la Ingeniería en la Universidad Nacional de Río Cuarto, Argentina, en 2015. Es miembro del Grupo de Electrónica Aplicada de la Universidad Nacional de Río Cuarto desde el 2010. También es miembro del CONICET (Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas de Argentina). Fue secretario (2015), vicepresidente (2016) y presidente (2017) del grupo de afinidad IEEE YP-Argentina y actualmente es tesorero del Capítulo Conjunto #1 Argentina (IE13/CS23/RA24/IA34/PEL35/VT06).



Pablo M. de la Barrera (S'99 - GS'08 - M'09 - SM'15) nació en Río Cuarto, Argentina, en 1978. Recibió el título de Ingeniero Electricista y de maestría en la Universidad Nacional de Río Cuarto, Argentina, en 2003 y 2006, respectivamente, y el título de Doctor en sistemas de control por la Universidad Nacional del Sur, Argentina, en 2009. En 1998, se incorporó al Grupo de Electrónica Aplicada, de la Universidad Nacional de Río Cuarto. También es miembro del CONICET (Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas de Argentina). Dentro del IEEE, fue Secretario (de 2012 a 2016), Vicepresidente (2017) y Presidente (2018) del Capítulo Conjunto #1 de la Sección Argentina (IE13/CS23/RA24/IA34/PEL35/VT06).



Cristian H. De Angelo (S'96 - M'05 - SM'10) recibió su título de Ingeniero Electricista en la Universidad Nacional de Río Cuarto, Argentina, en 1999, y el grado de Dr. en Ingeniería en la Universidad Nacional de La Plata, Argentina, en 2004. Desde 1994, se encuentra trabajando en el Grupo de Electrónica Aplicada, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Río Cuarto. Actualmente es Profesor Adjunto en la Universidad Nacional de Río Cuarto e Investigador Principal del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y

Técnicas (CONICET), Argentina. Sus temas de interés en investigación incluyen diagnóstico de fallas en máquinas eléctricas, accionamientos eléctricos, vehículos eléctricos, eficiencia energética y energías renovables.