

Single-Observer Based Current Sensor Fault Tolerant Control for IM Traction Drives

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

Abstract—In this work, a current sensors fault tolerant control system (FTCS) for induction motor traction drives is proposed. The FTCS uses a single observer for the detection and isolation of disconnection and gain faults occurred in a single or two current sensors available in the drive. Moreover, the observer signals are used for the control reconfiguration within a field-oriented control strategy. The effectiveness of the FTCS (detection, isolation and reconfiguration) and the performance of the control strategy after different faults and perturbations is verified by simulation results using an electric vehicle model.

Index Terms—Electric vehicle, electric drive, fault detection, fault tolerance, current sensor.

I. INTRODUCCIÓN

Los vehículos eléctricos (VE) utilizan accionamientos eléctricos (AE) para su tracción, compuestos generalmente por una máquina eléctrica, un inversor, un sistema de control y sensores [1]. Estos AE son susceptibles a diferentes tipos de fallas [2], entre ellas, fallas en el estator o rotor del MI, como así también fallas mecánicas en su eje [3], fallas en el inversor por circuito abierto [4] o por cortocircuito [5] y fallas en los sensores mecánicos [6] y eléctricos [7]. Estas fallas pueden provocar el deterioro del funcionamiento general del VE y generar una situación de riesgo para las personas [8]. Las fallas en los sensores es una de las principales causas de pérdida de control del AE y por lo tanto del VE [3]. 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, tales como los de corriente [9]. Por otra parte, 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 [10]. Para evitar esta pérdida de control, se ha propuesto la utilización de sistemas de control tolerantes a fallas (SCTF) en sensores.

Los SCTF se pueden clasificar en pasivos y activos [11]. Los SCTF pasivos utilizan controladores robustos para garantizar cierto nivel de estabilidad frente a perturbaciones e incertidumbre en los modelos y para reducir los efectos negativos

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).

debido a los sensores defectuosos [12]. Por otro lado, los SCTF activos, trabajan en dos etapas cuando ocurre una falla. En la primer etapa se identifica el sensor bajo falla a partir de una estrategia de detección y localización de fallas (DLF). En la segunda, se aplica un método de reconfiguración de control para mantener al AE en funcionamiento bajo la condición de falla.

Las estrategias de DLF para FSC, en general, pueden clasificarse en las basadas en señales y las basadas en modelos. En el caso de las estrategias basadas en señales [13], 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. En [14] se propone una estrategia de DLF que incorpora el concepto de transformada de ejes para detectar fallas múltiples en sensores. Otras estrategias basadas en señales utilizan dos sensores, donde se realiza únicamente la DLF de ganancia en sensores a partir de las variaciones producidas en las salidas de los controladores de corriente [15]. 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 fallas [7], [16], [17].

Respecto al método de reconfiguración del control, se pueden clasificar en dos enfoques. En el primer enfoque, cuando se detecta una falla, el sistema cambia a una estrategia de control alternativa que no requiere del uso del sensor afectado [8], [18], [19]. Mientras que en el segundo enfoque, cuando se detecta una falla, se reemplazan los sensores defectuosos por sensores sanos o por estimaciones obtenidas a partir de un modelo matemático basado en los sensores disponibles. Con respecto a este tipo de estrategias, en [20] se implementa un SCTF en sensores de tensión, velocidad y corriente para una máquina síncrona de imanes permanentes. El SCTF consta de tres observadores independientes por modos deslizantes de orden superior. El sistema propuesto demuestra ser confiable y robusto, sin embargo, no se verifica el desempeño ante fallas múltiples en sensores de corriente. En [21] se presenta un SCTF para fallas en múltiples sensores basado en un observador por modos deslizantes para AE que utilizan tres sensores de corriente. Sin embargo, este SCTF no puede ser implementado en AE que utilizan únicamente dos sensores de corriente. En [22] se propone un SCTF para FSC en un AE con motor de inducción (MI). Se realiza la detección, localización y tolerancia a fallas en uno o dos sensores de corriente, utilizando tres observadores independientes en paralelo, lo cual aumenta el costo computacional.

En [23] se propone un SCTF para fallas en sensores de

TABLA I
COMPARACIÓN DEL SCTF PROPUESTO Y LOS DESARROLLADOS EN LA LITERATURA PARA AE CON MI

Artículos	Fallas en sensores		n° Sensores de corriente	Restauración	Estudio de desempeño en VE	Estrategia de DLF	Estudio de robustez ante variaciones paramétricas	Cantidad de observadores
	Simples	Múltiples						
[22]	X	X	3			Basada en transformaciones de ejes		3
[23]	X		2			Basada en transformaciones de ejes		1
[24]	X	X	2			Operador de tercera diferencia		1
[25]	X	X	3	X		No reportada		1
Nuestra Propuesta	X	X	2	X	X	Basada en el modelo	X	1

velocidad y FSC basado en transformaciones de ejes. Los residuos utilizados para la detección de FSC se generan a partir de las mediciones de corriente y las corrientes de referencia de la estrategia de control. Por esta razón, estos residuos pueden ser afectados por los errores de seguimiento de corriente y las FSC, por lo que es difícil distinguir entre estos eventos a partir de la evaluación de los residuos. Además, no demuestra el desempeño del SCTF ante fallas múltiples en sensores de corriente. En [24], la detección del sensor defectuoso se realiza utilizando un algoritmo que requiere la medición de las corrientes de dos fases de un MI, mientras que un observador de flujo realiza la estimación de las corrientes del estator, utilizadas luego de una falla. Posteriormente, en [25] se propone un observador de Luenberger para estimar las corrientes de estator y generar los residuos involucrados en la detección y localización de FSC. En [22]–[25] no se demuestra el desempeño del AE considerando un modelo de VE ante variaciones paramétricas y variaciones de carga cuando uno o varios sensores de corriente se encuentran bajo condición de falla. Además, cabe mencionar que los trabajos [22]–[24] no demuestran el desempeño del SCTF en el caso de recuperar un sensor de corriente luego de una condición de falla. La literatura consultada muestra que no se han desarrollado propuestas completas respecto a SCTF en sensores de corriente para AE de tracción. En la Tabla I se listan los trabajos mencionados junto a nuestra propuesta y se muestran las principales características de cada una.

Por lo tanto, en el presente trabajo se propone un SCTF activo para FSC basado en un único observador para ser utilizado en un AE de tracción. El uso de un único observador simplifica el diseño e implementación del SCTF propuesto. Este sistema se valida a partir de resultados de simulación, utilizando un modelo que considera la dinámica longitudinal de un VE con tracción trasera. A diferencia de propuestas anteriores, este sistema reúne las siguientes características:

- puede ser implementado en AE con dos sensores de corriente, sin requerir un tercer sensor redundante;
- no requiere de un estimador de la posición del flujo del rotor adicional para la estrategia de control;
- es sencillo de implementar y la DLF se logra con una

dinámica rápida, esto evita que la falla comprometa otros componentes del AE;

- 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;
- permite reconfigurar el sistema luego de la ocurrencia de fallas simples o múltiples y luego de la recuperación de la condición de falla;
- el SCTF permite mantener en funcionamiento el AE ante fallas en los sensores de corriente y variaciones paramétricas, y realizar la disminución de la velocidad del VE de manera segura, hasta su detención.

El resto del trabajo se organiza de la siguiente manera. En la Sección II se describe el modelo matemático del VE y del AE. Luego, en la Sección III se describe el SCTF propuesto. Finalmente, en la Sección IV se muestran los resultados de simulación.

II. MODELO DEL VEHÍCULO Y SU ACCIONAMIENTO ELÉCTRICO

En esta Sección se describe el modelo del VE y su AE de tracción.

A. Modelo del Vehículo Eléctrico

Se utiliza un modelo que considera la dinámica longitudinal de un VE con tracción trasera, basado en [10]. 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:

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

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 [26].

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. Estos parámetros fueron tomados de [10].

B. Accionamiento Eléctrico

El AE está compuesto por el MI, la electrónica de potencia y el SCTF propuesto. 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,

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

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

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

donde, P representa el número de polos.

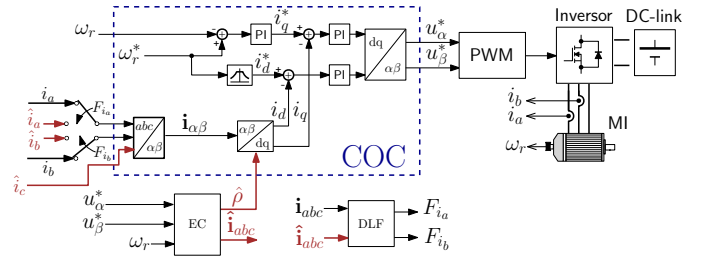


Fig. 1. Accionamiento eléctrico de tracción y su SCTF.

El acoplamiento de los modelos del AE y del VE se describe 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.

Por otro lado, el MI se alimenta por un inversor conectado a una barra de corriente continua (DC-link). El inversor se modela utilizando transistores ideales. La tensión de salida del inversor se obtiene por una modulación vectorial (SVPWM) con una frecuencia de conmutación de 10 kHz, considerando constante la tensión del DC-link.

A continuación se describe el sistema tolerante a fallas propuesto que es parte del AE.

III. SISTEMA TOLERANTE A FALLAS PROPUESTO

El diagrama en bloques del SCTF se muestra en la Fig. 1. El SCTF se compone de una estrategia de control orientado por el campo (COC) estándar e incorpora los bloques del estimador de corriente (EC) y de detección y localización de fallas (DLF). La estrategia de 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 de flujo del rotor $\hat{\rho}$. Las corrientes medidas del estator se describen mediante un modelo de fallas aditivas,

$$\begin{aligned} i_a &= i_{a0} + m_a \\ i_b &= i_{b0} + m_b \end{aligned} \quad (9)$$

donde, i_{a0} e i_{b0} son las corrientes de estator, m_a y m_b son las señales de falla arbitraria.

A partir de las señales de entrada, se obtienen las corrientes directas y en cuadratura, i_d e i_q . Estas señales se utilizan en el lazo de control dentro del COC para obtener las tensiones de referencia u_α^* y u_β^* utilizadas para la conmutación de las llaves del inversor.

Por otra parte, el EC utiliza como entrada las tensiones de referencia u_α^* y u_β^* y la medición del sensor de velocidad. A partir de esta información, el EC genera las estimaciones de corrientes del estator y la estimación de la posición del flujo del rotor. Luego, el bloque DLF utiliza como entradas las corrientes estimadas por el EC y las corrientes medidas para obtener las señales lógicas de falla F_{i_a} y F_{i_b} , que indican la presencia de fallas en los sensores de i_a e i_b . De esta manera

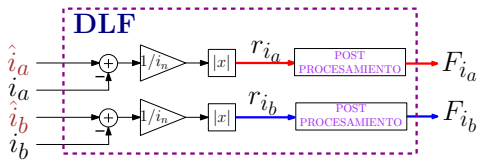


Fig. 2. Estrategia de DLF.

el objetivo del SCTF es mantener en funcionamiento el COC a pesar de que las señales de falla m_a o m_b presenten valores no nulos. Para esto, en caso de que se detecte una falla, se procede al reemplazo por la corriente estimada correspondiente a la fase del sensor fallado por medio de una estrategia de reconfiguración. A continuación, se describen en detalle los bloques EC, DLF y la estrategia de reconfiguración.

A. Estimador de Corriente (EC)

El estimador de corriente se basa en un observador de orden completo que permite estimar los flujos del rotor y las corrientes del estator [27]; se obtiene a partir del modelo del MI (5) y se puede expresar como:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}(\omega_r) \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \mathbf{u}_{\alpha\beta}^* \quad (10)$$

donde el símbolo $\hat{}$ 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. En el Apéndice A se analiza la convergencia del observador.

A partir del estimador (10), se obtienen las corrientes estimadas \hat{i}_a , \hat{i}_b e \hat{i}_c como,

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_a \\ \hat{i}_b \\ \hat{i}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix}. \quad (11)$$

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. Para la implementación en forma discreta, el EC (10) se resuelve en forma numérica usando el método Heun (Runge-Kutta de dos etapas).

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 siguiente Sección, para obtener las señales para la DLF.

B. Estrategia de DLF

La estrategia de DLF consta de una etapa de generación de residuos y una etapa de post-procesamiento de los residuos obtenidos, ver Fig. 2. La estrategia de DLF utiliza como entradas las corrientes medidas y las corrientes estimadas del estator para obtener los residuos $\mathbf{r}_{i_{ab}} = [r_{i_a} \ r_{i_b}]^T$. Finalmente, los residuos ingresan a la etapa de post-procesamiento donde se obtienen las señales de diagnóstico F_{i_a} y F_{i_b} usadas para la localización de las fallas. A continuación se describen cada una de las etapas de la DLF.

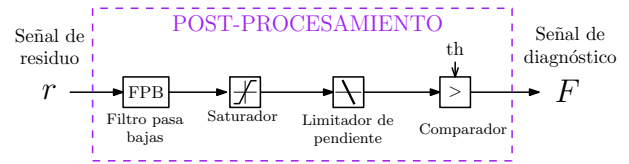


Fig. 3. Etapa de post-procesamiento.

1) *Generación de Residuos y Post-Procesamiento*: El objetivo de las señales de residuo es obtener una estimación del nivel de falla presente en los sensores. Para esto, a partir de las corrientes medidas y corrientes estimadas, se generan las señales de residuo $\mathbf{r}_{i_{ab}}$ como,

$$\begin{aligned} r_{i_a} &= \frac{1}{i_n} \left| \hat{i}_a - i_a \right|, \\ r_{i_b} &= \frac{1}{i_n} \left| \hat{i}_b - i_b \right|. \end{aligned} \quad (12)$$

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 del MI, ver Fig. 1. Asumiendo que el observador no presenta incertidumbres o variaciones paramétricas, es posible considerar que $\hat{i}_a \cong i_{a0}$ y que $\hat{i}_b \cong i_{b0}$. Con esta consideración, reemplazando (9) en (12), puede obtenerse,

$$\begin{aligned} r_{i_a} &= \frac{1}{i_n} \left| \hat{i}_a - i_{a0} - m_a \right| = \frac{1}{i_n} |m_a|, \\ r_{i_b} &= \frac{1}{i_n} \left| \hat{i}_b - i_{b0} - m_b \right| = \frac{1}{i_n} |m_b|. \end{aligned} \quad (13)$$

De esta manera, puede notarse que las señales de residuo propuestas son proporcionales al valor absoluto de las señales de falla.

Los residuos obtenidos a partir de (12) pasan a través de una etapa de post-procesamiento (ver Fig. 3). En esta etapa, los residuos pasan en primer lugar por un filtro pasa bajas (FPB). El FPB es un filtro IIR de segundo orden y tiene la función de filtrar ruidos de altas frecuencias que podrían afectar los residuos, generando falsos diagnósticos. Luego, a partir de un saturador, se limitan los valores máximos de las señales de residuo. Por último, la señal pasa por un limitador asimétrico de pendiente que 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 sensor se restablezca de una condición de falla. Finalmente, el valor obtenido del limitador se compara con un nivel de umbral, $th_{i_{ab}}$, para generar la señal de diagnóstico. Si un residuo supera el valor de umbral, se activa una señal de diagnóstico. En la Sección IV-B se presenta la metodología para la determinación de los umbrales.

2) *Detección y Localización de Fallas*: A partir de las señales de diagnóstico F_{i_a} y F_{i_b} se determina el origen de la falla. Cuando se produce una falla en el sensor de corriente de la fase a , aumenta el error de estimación de corriente, lo que incrementa el residuo de corriente r_{i_a} . Esta variación, luego de pasar la etapa de post-procesamiento, produce la activación de

TABLA II
RECONFIGURACIÓN DEL LAZO DE CONTROL

Condición de falla	F_{i_a}	F_{i_b}	Realimentación
Sin falla	0	0	i_a, i_b
Falla en i_a	1	0	\hat{i}_a, i_b
Falla en i_b	0	1	i_a, \hat{i}_b
Falla en i_a e i_b	1	1	\hat{i}_a, \hat{i}_b

TABLA III
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

la señal F_{i_a} . De igual forma, ocurre con la señal de diagnóstico F_{i_b} cuando se produce una falla en el sensor de corriente de la fase b . De esta manera, se detectan e identifican las fallas simples y múltiples en los sensores de corriente y se realiza la reconfiguración del lazo de control.

C. Estrategia de Reconfiguración

Una vez identificado el origen de la falla, se reemplaza la señal medida del sensor afectado por la estimación de corriente correspondiente. En la Tabla II se listan las señales de realimentación usadas por el COC para cada condición de falla. Por ejemplo, cuando se produce una falla en el sensor de corriente de la fase a , se activa la señal de diagnóstico F_{i_a} y por lo tanto, se reemplaza esta medición por la estimación \hat{i}_a . De igual forma, ocurre cuando se produce una falla en el sensor de corriente de la fase b , activándose la señal de diagnóstico F_{i_b} y reemplazando i_b por \hat{i}_b . Finalmente, en el caso de producirse una falla en ambos sensores, se reemplazan ambas mediciones de corriente por sus correspondientes estimaciones.

IV. RESULTADOS

En esta Sección se presentan los resultados de simulación obtenidos para validar el SCTF propuesto. 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

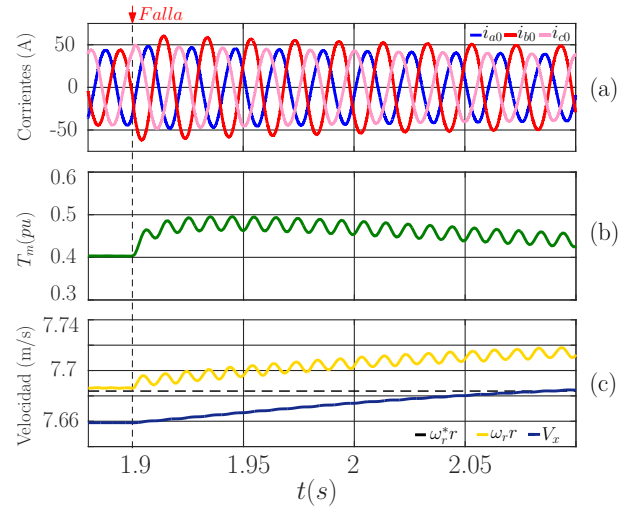


Fig. 4. Comportamiento del VE bajo falla de ganancia. (a) Corrientes de fase, i_{a0}, i_{b0}, i_{c0} . (b) Par desarrollado, T_m . (c) Referencia de velocidad, $\omega_r^* r$ y velocidad de la rueda, $\omega_r r$, velocidad longitudinal del VE, V_x .

simuló usando el método de resolución de paso variable TR-BDF (ode23tb2). El lazo de control y la estrategia de DLF se implementaron en tiempo discreto, con una frecuencia de muestreo de 10 kHz.

Se realizaron tres tipos diferentes de ensayos. Primero, se analizó el desempeño dinámico del VE debido a FSC. Segundo, se analizó la robustez de la estrategia de DLF ante variaciones de pendiente de la carretera, velocidad y de los parámetros del modelo y tercero, se validó la tolerancia a FSC.

Los parámetros del VE y del MI usados para la simulación se presentan en la Tabla III.

A. Comportamiento del VE ante FSC

En esta Sección se muestra el desempeño dinámico del VE debido a FSC. Se pretende conocer el impacto de las FSC sobre la controlabilidad del VE, y por lo tanto, el SCTF se encuentra deshabilitado. Las fallas se modelaron realizando las siguientes consideraciones:

- Las fallas de ganancia de sensor se emularon multiplicando las mediciones de corriente por un factor de escala f_e .
- Las fallas por desconexión de sensor se emularon multiplicando la medición de corriente por un valor igual a cero.

Los resultados que se muestran en la Fig. 4 y la Fig. 5, se obtuvieron con el VE bajo una referencia de velocidad de $\omega_r^* r = 7.67$ m/s sobre una rampa ascendente con 5° de pendiente.

Como se puede observar en la Fig. 4(a), el VE se encuentra funcionando en régimen permanente. Además, existe una diferencia entre la velocidad de la rueda $\omega_r r$ y la velocidad longitudinal V_x que se debe al deslizamiento de la rueda [9]. Luego, en $t = 1.9$ s ocurre una falla de ganancia con una reducción del 50% en el sensor de corriente i_b ($m_b = -0.5 i_{b0}$) que produce el incremento del valor pico desde 44 A hasta 62 A. Debido al incremento de corriente, el par desarrollado

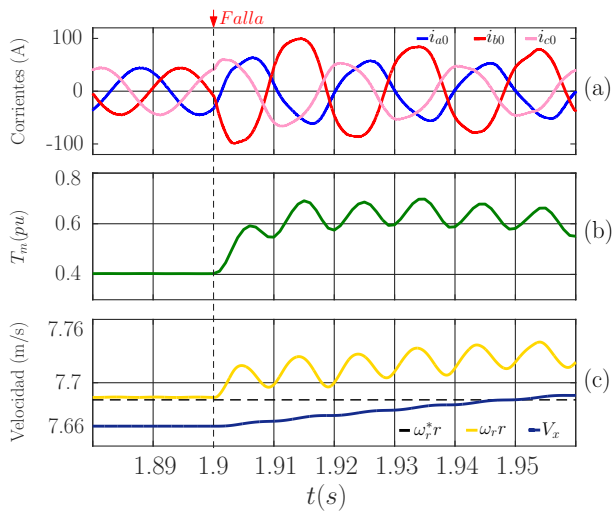


Fig. 5. Comportamiento del VE bajo falla de desconexión. (a) Corrientes de fase, i_{a0} , i_{b0} , i_{c0} . (b) Par desarrollado, T_m . (c) Referencia de velocidad, ω_r^*r y velocidad de la rueda, ω_r , velocidad longitudinal del VE, V_x .

aumenta con oscilaciones cuyo valor medio es de 0.45 pu, ver Fig. 4(b). Por causa del incremento de par se produce el aumento de la velocidad de la rueda desde 7.68 m/s hasta 7.71 m/s en forma oscilatoria y el aumento de la velocidad longitudinal del VE desde 7.66 m/s hasta 7.67 m/s.

En base a los resultados obtenidos, se puede apreciar que a pesar de manifestarse una falla de ganancia del 50% sobre uno de los sensores de corriente, los efectos adversos sobre el control del VE no afectan la maniobrabilidad. Sin embargo, producen un incremento no deseado de las corrientes y oscilaciones de par. También se produce un leve aumento de la velocidad del vehículo, del orden del 1%.

Por otro lado, en la Fig. 5 se muestra que el VE se encuentra funcionando en régimen permanente y en $t = 1.9$ s ocurre una falla de desconexión del sensor de corriente i_b ($m_b = -i_{b0}$). Esta falla produce que el valor pico de la amplitud de la corriente de la fase b aumente desde 44 A hasta 100 A en 3 ms, ver Fig. 5(a). Cabe mencionar que el valor pico de corriente depende de la pendiente de la carretera y del momento en que ocurre la falla con respecto al ciclo de la corriente.

Debido a esta falla, el par desarrollado aumenta en forma oscilatoria desde un valor de 0.4 pu hasta 0.62 pu, tal como se puede observar en la Fig. 5(b). A su vez, la velocidad de la rueda presenta oscilaciones y aumenta con un valor medio de 7.75 m/s mientras que la velocidad longitudinal del VE aumenta desde 7.66 m/s hasta 7.68 m/s. Cabe mencionar que la inercia del VE filtra las oscilaciones del par desarrollado y por lo tanto, los efectos sobre la velocidad longitudinal son de menor magnitud.

En base a los resultados de la Fig. 5 se puede afirmar que la falla por desconexión del sensor de corriente produce un incremento abrupto de la amplitud de las corrientes que se traslada al par y por lo tanto a la velocidad longitudinal del vehículo. Este tipo de falla debe detectarse de manera inmediata para evitar que el VE quede fuera de operación, pudiendo incluso provocar daños a la electrónica de potencia.

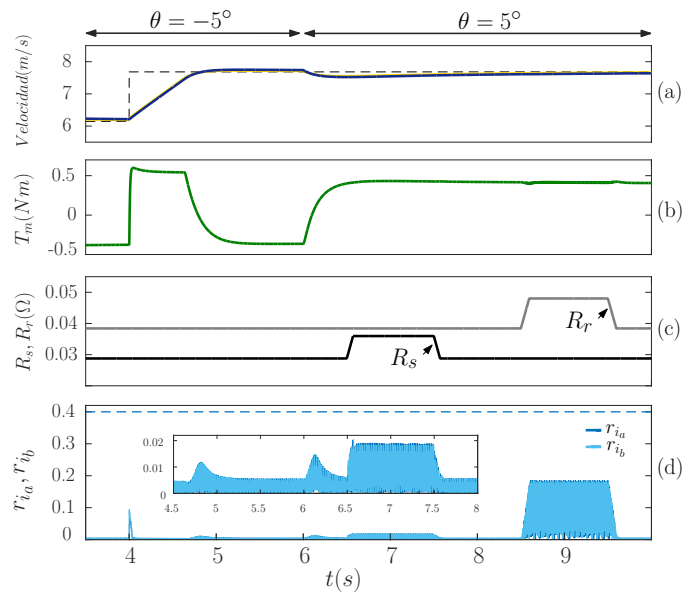


Fig. 6. Comportamiento de los residuos ante variaciones de velocidad, pendiente y variaciones paramétricas. (a) Referencia de velocidad, ω_r^*r y velocidad de la rueda, ω_r , velocidad longitudinal del VE, V_x . (b) Par desarrollado, T_m . (c) Resistencia de estator, R_s y resistencia de rotor, R_r . (d) Residuo de corriente de fase a , r_{ia} y residuo de corriente de fase b , r_{ib} .

B. Metodología para la Determinación de los Umbrales

En esta Sección se presenta la metodología para la determinación de umbrales. Esta metodología se basa en un análisis de robustez de la estrategia de DLF ante variaciones de la pendiente de la carretera, de la velocidad y de los parámetros del modelo. A partir de estas variaciones se identifican los niveles de los residuos cuando los sensores se encuentran sanos y se determinan los valores de los umbrales, utilizados luego para generar las señales de diagnóstico.

Como se puede observar en las Fig. 6(a) y Fig. 6(b), el VE se encuentra funcionando para una referencia de velocidad de $\omega_r^*r = 6.2$ m/s sobre una rampa descendente con -5° de pendiente. Luego en $t = 4$ s se realiza un cambio de velocidad a $\omega_r^*r = 7.7$ m/s (del 80% al 100% de la velocidad nominal). A continuación, en $t = 6$ s se realiza el cambio a una carretera con una rampa ascendente de 5° . Finalmente, en 6.5 s $< t < 7.6$ s y en 8.5 s $< t < 9.6$ s se realiza un aumento del 25% del valor nominal de R_s y R_r , respectivamente, tal como se muestra en la Fig. 6(c).

En la Fig. 6(d) se puede observar que los residuos r_{ia} y r_{ib} presentan un pico de 0.1 en $t = 4$ s debido a la variación de velocidad y de 0.18 en $t = 8.6$ s debido a las variaciones de R_r . Cabe mencionar que las variaciones de R_r son las que más afectan los residuos cuando no hay fallas en los sensores del AE. En base a las variaciones realizadas, se seleccionó el valor de umbral que se muestran en líneas de trazos, $th_{i_{ab}} = 0.4$, utilizando como criterio que el valor de umbral sea el doble del valor pico máximo de los residuos obtenidos. En el Apéndice B se realiza un análisis de convergencia del observador ante variaciones paramétricas y la manera en que estas variaciones influyen sobre los residuos utilizados en la DLF.

C. Comportamiento del Control Tolerante a Fallas

En esta Sección se valida el SCTF en sensores de corriente. En primer lugar, se practican diferentes tipos de fallas y se muestra como el SCTF detecta la recuperación de un sensor desde una condición de falla. Además se realiza una variación de la pendiente de la carretera para demostrar que los residuos mantienen su amplitud por encima de los valores de umbral y por lo tanto se preserva la tolerancia en el AE bajo las FSC. En segundo lugar, se demuestra el desempeño del SCTF bajo fallas en los dos sensores de corriente cuando se realiza un aumento del 25% de R_r (caso más desfavorable) y variaciones de velocidad de referencia.

1) *Fallas por Variación de Ganancia y Desconexión.* Para obtener los resultados de simulación que se muestran en la Fig. 7, se realizó una falla correspondiente a una reducción progresiva de la ganancia hasta alcanzar una variación del 50% en el sensor de corriente i_b ($m_b=f_e i_{b0}$) en $1.6 \text{ s} < t < 1.8 \text{ s}$ y una falla de desconexión del sensor de corriente i_a ($m_a=-i_{a0}$) en $t = 2 \text{ s}$. Luego, en $t = 2.2 \text{ s}$ se realiza nuevamente una falla de ganancia en el sensor de corriente i_b ($m_b=-i_{b0}$). Finalmente en $t = 2.5 \text{ s}$ se realiza un cambio de pendiente de 5° a -5° .

Como se puede observar en la Fig. 7(a), la falla de ganancia produce un incremento de la amplitud de la corriente i_{b0} lo que aumenta el par tal como se muestra en la Fig. 7(b). Además, se incrementa el residuo r_{i_b} que, en $t = 1.66 \text{ s}$, supera el valor de umbral $th_{i_b} = 0.4$, activando la señal de diagnóstico F_{i_b} , ver Fig. 7(d). Luego de activarse la señal de diagnóstico F_{i_b} , el SCTF reemplaza la medición i_b por la estimación \hat{i}_b . Cuando la falla de ganancia desaparece, el residuo disminuye y la señal F_{i_b} vuelve a un valor nulo en $t = 1.92 \text{ s}$, indicando la recuperación del sensor, por lo que el SCTF reemplaza la estimación \hat{i}_b por la medición i_b . Cabe mencionar que se considera como recuperación de un sensor, cuando la falla desaparece o cuando el nivel de residuo es lo suficientemente reducido como para ser detectado según el nivel de umbral seleccionado.

Luego, en $t = 2 \text{ s}$ se produce una falla de desconexión del sensor de corriente i_a lo que produce un incremento del residuo r_{i_a} (ver Fig. 7(c)), que supera el umbral y activa la señal de diagnóstico F_{i_a} . Por lo tanto, el SCTF reemplaza la medición i_a por la estimación \hat{i}_a .

Finalmente, en $t = 2.2 \text{ s}$ ocurre una falla abrupta de ganancia en el sensor i_b . De esta manera, a partir de ese instante existen fallas simultáneas en los dos sensores de corriente. Es decir, el SCTF utiliza las estimaciones \hat{i}_a y \hat{i}_b para mantener en funcionamiento el AE, evitando los efectos negativos analizados en la Sección IV-A. Además, 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 aclarar que para los valores de los umbrales seleccionados, la falla de desconexión se detecta en 0.1 ms y la falla abrupta de ganancia del 50 % se detecta en 1 ms .

Se puede concluir entonces, que el SCTF propuesto permite mantener al AE en funcionamiento a pesar de las fallas, evitando los aumentos repentinos de las corrientes y oscilaciones de par. Adicionalmente, tiene la capacidad de identificar la

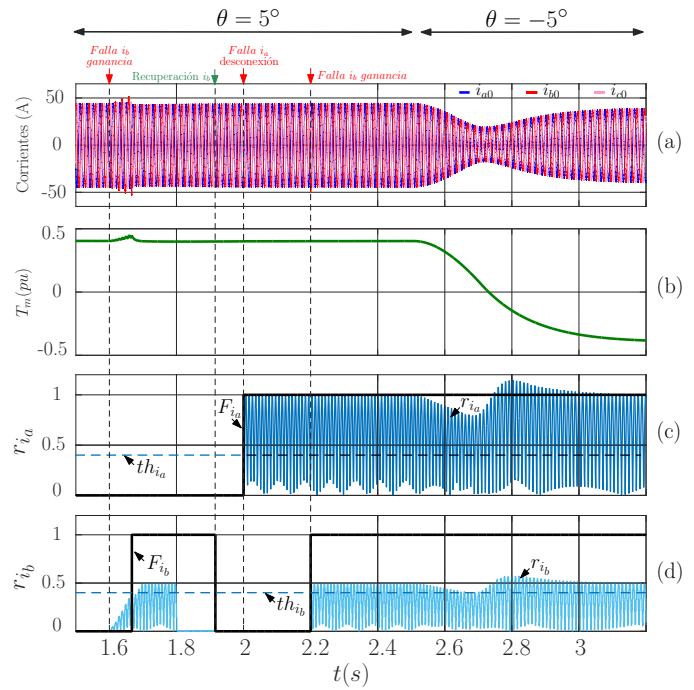


Fig. 7. Tolerancia ante fallas simples y múltiples en los sensores de corriente. (a) Corrientes de fase, i_{a0} , i_{b0} , i_{c0} . (b) Par desarrollado, T_m . (c) Residuo de corriente de fase a, r_{i_a} . (d) Residuo de corriente de fase b, r_{i_b} .

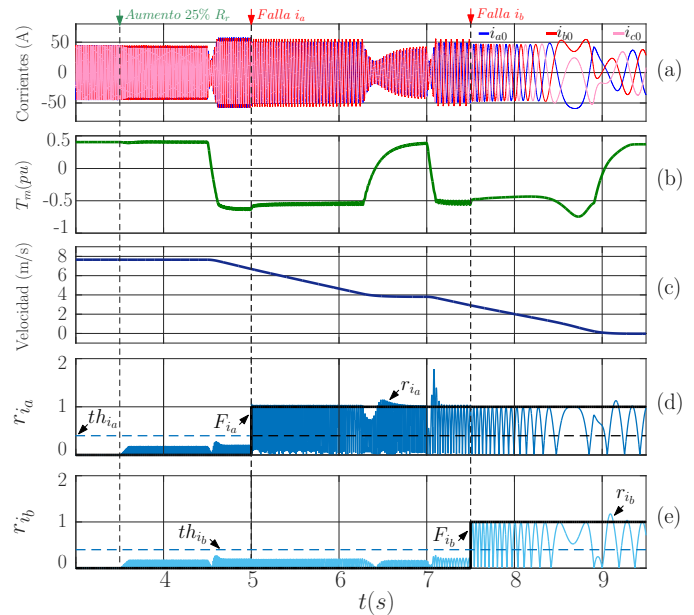


Fig. 8. Desempeño del sistema tolerante a fallas en los sensores de corriente. (a) Corrientes de fase, i_{a0} , i_{b0} , i_{c0} . (b) Par desarrollado, T_m . (c) Velocidad longitudinal del vehículo, V_x . (d) Residuo de corriente de fase a, r_{i_a} . (e) Residuo de corriente de fase b, r_{i_b} .

recuperación de un sensor, reincorporando la medición a la estrategia de COC.

2) *Falla Simple y Múltiple por Desconexión con Variaciones de Velocidad y R_r .* Los resultados de simulación que se muestran en la Fig. 8, se realizaron con una referencia de velocidad de $\omega_r^* r = 7.67 \text{ m/s}$ sobre una rampa de 5° de pendiente. En $t = 3.5 \text{ s}$, se incrementó un 25% la resistencia

de rotor R_r . Luego, se realizaron fallas de desconexión en el sensor i_a en $t = 5$ s y en el sensor i_b en $t = 7.5$ s.

Como se puede observar en la Fig. 8(a), luego del incremento de R_r se producen desbalances de las corrientes que se reflejan en pequeñas oscilaciones del par desarrollado, tal como se muestra en la Fig. 8(b). Luego, se disminuye la velocidad del VE en dos partes, primero desde el 100% hasta el 50% de la velocidad nominal a partir de $t = 4.5$ s y segundo, desde el 50% hasta el 0% de la velocidad nominal a partir de $t = 7$ s, tal como se puede observar en la Fig. 8(c). Durante la primer parte en que se disminuye la velocidad, en $t = 5$ s, se produce la falla del sensor i_a . Esto produce que el residuo r_{i_a} aumente, supere el umbral e instantáneamente se active la señal de falla F_{i_a} , ver Fig. 8(d). A partir de la activación de F_{i_a} , el SCTF reemplaza la medición de la corriente i_a por la estimación \hat{i}_a para mantener en funcionamiento el AE. Debido a este reemplazo, se produce un efecto oscilatorio sobre el par desarrollado ya que la variación de R_r produce un incremento del error de estimación. Sin embargo, el SCTF permite mantener el control de la velocidad del VE. Luego, durante la segunda parte en que se disminuye la velocidad, en $t = 7.5$ s, se produce la falla del sensor i_b . Esto produce que el residuo r_{i_b} supere el umbral y active la señal F_{i_b} , tal como se muestra en la Fig. 8(e). De igual forma, el SCTF reemplaza la medición i_b por la estimación \hat{i}_b en el lazo de control de corriente. A partir de ese momento, el COC utiliza únicamente las corrientes estimadas. Además, se puede observar sobre el par desarrollado que luego de reemplazar i_b por \hat{i}_b , se eliminan las oscilaciones de par debido a que se utilizan íntegramente las estimaciones de corriente.

Por lo tanto, se puede afirmar que el SCTF propuesto mantiene en funcionamiento el AE cuando se producen fallas en los dos sensores de corriente bajo el efecto de variaciones paramétricas. Además, posibilita que el VE pueda disminuir la velocidad de manera segura hasta su detención. Cabe mencionar que las oscilaciones de par originadas por las fallas en los sensores se ven mitigadas con el uso de este SCTF propuesto, evitando que los usuarios a bordo del VE experimenten estos efectos.

V. CONCLUSIONES

En este trabajo, se propuso un sistema de control tolerante a fallas (SCTF) en sensores de corriente para un accionamiento eléctrico (AE) de tracción. Este sistema se puede implementar en AE con dos sensores de corriente.

Para realizar la detección se utilizó un único observador basado en el modelo del MI en un referencial estacionario conectado a una estrategia de detección y localización de fallas (DLF). Los residuos generados a partir de la información del observador permiten detectar y localizar fallas simples y múltiples en los sensores de corriente del AE.

Una vez identificado el origen de la falla, se reemplaza la señal medida del sensor afectado por la estimación de corriente de acuerdo con el método de reconfiguración implementado.

Los resultados de simulación demuestran que,

- La estrategia de DLF propuesta detecta y localiza las fallas abruptas de desconexión en 0.1 ms y de ganancia en 1 ms.

- La estrategia de DLF tiene la capacidad de identificar la recuperación de un sensor.
- La rápida detección y localización de las fallas permite evitar efectos negativos tales como aumentos repentinos de las corrientes y oscilaciones de par.
- El SCTF permite mantener en funcionamiento el AE ante fallas en los sensores de corriente y variaciones paramétricas, y realizar la disminución de la velocidad del VE de manera segura, evitando posibles accidentes.

Como trabajo futuro, se pretende realizar la validación mediante ensayos experimentales sobre un prototipo de vehículo eléctrico disponible en el laboratorio.

APÉNDICE A: ANÁLISIS DE CONVERGENCIA DEL OBSERVADOR

A continuación, se analiza la convergencia del observador (10). Definiendo el error de estimación como $e = \hat{x} - x$, la ecuación que representa la dinámica del error es,

$$\dot{e} = \mathbf{A}(\omega_r) e \quad (14)$$

donde, $e = [e_{i_a}, e_{i_b}, e_{\lambda_a}, e_{\lambda_b}]^T$ representan los errores de estimación de las corrientes del estator y flujos del rotor, respectivamente. Luego, se propone una función candidata de Lyapunov,

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

donde, \mathbf{I} representa la matriz identidad. La derivada de la función candidata resulta,

$$\dot{V} = e^T \left(\mathbf{A}(\omega_r)^T \mathbf{I} + \mathbf{I} \mathbf{A}(\omega_r) \right) e \quad (16)$$

donde $\mathbf{A}(\omega_r)^T \mathbf{I} + \mathbf{I} \mathbf{A}(\omega_r) = -\mathbf{Q}$. La derivada de la función candidata de Lyapunov resulta,

$$\dot{V} = e^T (-\mathbf{Q}) e \quad (17)$$

que puede representarse en forma triangular, como

$$-\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} -2a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -2a & 0 & 0 \\ 2c(b + L_m) & -2b\omega_r & -2c & 0 \\ 2b\omega_r & 2c(b + L_m) & 0 & -2c \end{bmatrix}$$

Debido a que $-\mathbf{Q}$ es definida negativa, independientemente del valor de ω_r , es posible afirmar que los errores de estimación convergen asintóticamente a cero [28].

APÉNDICE B: ANÁLISIS DE LA CONVERGENCIA DEL OBSERVADOR ANTE VARIACIONES PARAMÉTRICAS

Debido a que se utiliza una estrategia basada en modelo para la detección y localización de fallas (DLF), los residuos obtenidos para la detección de fallas se verán afectados por incertidumbres del modelo y variaciones paramétricas del MI.

Con el fin de analizar los efectos de las variaciones paramétricas sobre la estrategia de DLF, se obtiene una expresión de la dinámica del error de estimación del observador en función de la resistencia del rotor. Cabe mencionar que la resistencia del rotor es uno de los parámetros que puede presentar mayores variaciones [29], ver Sección IV-B. De

esta forma es posible analizar los efectos de las variaciones paramétricas sobre la estrategia de DLF. Para esto, es posible reemplazar la matriz $\mathbf{A}(\omega_r)$ del modelo del MI (6), por una matriz $\mathbf{A}_v(\omega_r)$ que considera las variaciones paramétricas, como,

$$\mathbf{A}_v(\omega_r) = \mathbf{A}_0(\omega_r) + R_{rv}\mathbf{A}_r \quad (18)$$

donde,

$$\mathbf{A}_0(\omega_r) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & 0 & 0 & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \\ 0 & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_r \\ 0 & 0 & -\omega_r & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}_r = \begin{bmatrix} -\frac{L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} & 0 & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r^2} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} & 0 & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{L_m}{L_r} & 0 & -\frac{1}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{L_r} & 0 & -\frac{1}{L_r} \end{bmatrix}.$$

Además, $R_{rv} = R_r + \Delta R_r$ representa la resistencia de rotor considerando una variación aditiva ΔR_r . De esta manera, utilizando la expresión (18) en el modelo del MI, la ecuación que representa la dinámica del error de estimación es la siguiente:

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}(\omega_r)\mathbf{e} - \mathbf{g}(\mathbf{x}) \quad (19)$$

donde $\mathbf{g}(\mathbf{x}) = \Delta R_r \mathbf{A}_r \mathbf{x}$ representa una función de perturbación. Debido a $\mathbf{g}(\mathbf{x})$, el punto de equilibrio resulta diferente al origen y depende de la magnitud de la perturbación y de las variables del sistema. Considerando que tanto los estados \mathbf{x} como las variaciones de la resistencia del rotor ΔR_r son acotados, puede establecerse una cota máxima para la perturbación,

$$\|\mathbf{g}(\mathbf{x})\| \leq \mu \quad \forall t \geq 0 \quad (20)$$

donde μ es una constante no negativa. Proponiendo una función candidata de Lyapunov para un sistema perturbado,

$$V = \mathbf{e}^T \mathbf{I} \mathbf{e} \quad (21)$$

la derivada de V a lo largo de la trayectoria cumple la siguiente expresión,

$$\dot{V} = \mathbf{e}^T \left(\mathbf{A}(\omega_r)^T \mathbf{I} + \mathbf{I} \mathbf{A}(\omega_r) \right) \mathbf{e} + \mathbf{g}(\mathbf{x})^T \mathbf{I} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{I} \mathbf{g}(\mathbf{x}). \quad (22)$$

Esta ecuación puede ser acotada de la siguiente manera,

$$\dot{V} \leq -q\|\mathbf{e}\|^2 + 2\mu\|\mathbf{e}\| \quad (23)$$

donde q representa el mínimo autovalor de Q . Definiendo la variable $\xi = \sqrt{V}$, su dinámica puede expresarse como,

$$\dot{\xi} \leq -\frac{q}{2}\xi + \mu. \quad (24)$$

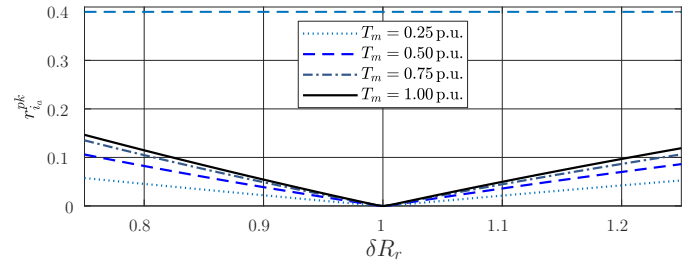


Fig. 9. Valores máximos de la señal de residuo r_{i_a} para diferentes variaciones de R_r y del par de carga.

La solución de esta ecuación es,

$$\xi(t) \leq \exp\left(-\frac{q}{2}t\right) \xi(0) + \frac{2}{q}\mu. \quad (25)$$

De esta manera, puede observarse que ante variaciones paramétricas los errores de estimación se mantendrán acotados alrededor del origen. La cota máxima de los errores presenta un término que decrece exponencialmente, con un tiempo de convergencia que depende de q , y otro término que representa la cota en régimen permanente.

Debido a que los residuos propuestos (12) dependen de los errores de estimación del observador, las variaciones paramétricas pueden producir residuos no nulos a pesar de que no ocurran fallas en los sensores. Para analizar con mayor detalle este efecto, se realizó un nuevo estudio para un rango mayor de puntos de operación. Se consideraron variaciones de la resistencia del rotor R_r entre el 75% y el 125% de su valor nominal, a velocidad nominal y con los siguientes niveles de par de carga: 25%, 50%, 75% y 100% (carga nominal). Para modelar las variaciones de la resistencia del rotor se definió $\delta R_r = R_{rv}/R_r$. Mientras que la carga se modeló de manera arbitraria, es decir, sin considerar el modelo del VE.

En la Fig. 9 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. 9 que el máximo valor de la señal de residuo obtenido es de 0.145, para un nivel de carga de 100%. Cabe mencionar que se obtuvieron valores similares en la señal de residuo r_{i_b} .

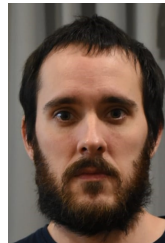
REFERENCIAS

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] D. Campos-Delgado and D. Espinoza-Trejo, "An observer-based diagnosis scheme for single and simultaneous open-switch faults in induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 2, pp. 671–679, 2010.
- [5] A. Kolli, O. Béthoux, A. De Bernardinis, E. Labouré, and G. Coquery, "Space-vector PWM control synthesis for an h-bridge drive in electric vehicles," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 62, no. 6, pp. 2441–2452, 2013.

- [6] A. Raisemche, M. Boukhnifer, and D. Diallo, "New fault-tolerant control architectures based on voting algorithms for electric vehicle induction motor drive," *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 38, no. 9, pp. 1120–1135, 2016.
- [7] F. Aguilera, P. de la Barrera, C. De Angelo, and D. Espinoza 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.
- [8] X. Shi and M. Krishnamurthy, "Survivable Operation of Induction Machine Drives With Smooth Transition Strategy for EV Applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no. 3, pp. 609–617, Sep. 2014.
- [9] 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.
- [10] 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 Conf. on Ind. Applicat.*, 2012.
- [11] R. Isermann, *Fault-diagnosis systems: an introduction from fault detection to fault tolerance*. Springer Science & Business Media, 2006.
- [12] S. K. Kommuri, M. Defoort, H. R. Karimi, and K. C. Veluvolu, "A robust observer-based sensor fault-tolerant control for PMSM in electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 12, pp. 7671–7681, 2016.
- [13] 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.
- [14] C. Wu, C. Guo, Z. Xie, F. Ni, and H. Liu, "A signal-based fault detection and tolerance control method of current sensor for PMSM drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 12, pp. 9646–9657, 2018.
- [15] 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.
- [16] 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, Aug. 2013.
- [17] 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.
- [18] Y. Liu, M. Stettenbenz, and A. M. Bazzi, "Smooth fault-tolerant control of induction motor drives with sensor failures," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 4, pp. 3544–3552, 2018.
- [19] A. Gouchiche, A. Safa, A. Chibani, and M. Tadjine, "Global fault-tolerant control approach for vector control of an induction motor," *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 30, no. 8, Aug. 2020. <https://doi.org/10.1002/2050-7038.12440>.
- [20] S. K. Kommuri, S. B. Lee, and K. C. Veluvolu, "Robust sensors-fault-tolerance with sliding mode estimation and control for PMSM drives," *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 23, no. 1, pp. 17–28, 2017.
- [21] Q. Zhu, Z. Li, X. Tan, D. Xie, and W. Dai, "Sensors fault diagnosis and active fault-tolerant control for PMSM drive systems based on a composite sliding mode observer," *Energies*, vol. 12, no. 9, p. 1695, 2019.
- [22] 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.
- [23] 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.
- [24] M. Manohar and S. Das, "Current Sensor Fault-Tolerant Control for Direct Torque Control of Induction Motor Drive Using Flux-Linkage Observer," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 13, no. 6, pp. 2824–2833, Dec. 2017.
- [25] Y. Azzoug, M. Sahraoui, R. Pusca, T. Ameid, R. Romary, and A. J. Marques Cardoso, "Current sensors fault detection and tolerant control strategy for three-phase induction motor drives," *Electrical Engineering*, Oct. 2020. <https://doi.org/10.1007/s00202-020-01120-5>.
- [26] H. B. Pacejka and E. Bakker, "The magic formula tyre model," *Vehicle system dynamics*, vol. 21, no. S1, pp. 1–18, 1992.
- [27] 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.

- [28] H. K. Khalil and J. W. Grizzle, *Nonlinear systems*. Prentice hall Upper Saddle River, NJ, 2002, vol. 3.
- [29] S. H. Jeon, K. K. Oh, and J. Y. Choi, "Flux observer with online tuning of stator and rotor resistances for induction motors," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 49, no. 3, pp. 653–664, 2002.



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 - SM'20) 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 tesorerero 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 Magister en Ciencias de la Ingeniería en la Universidad Nacional de Río Cuarto, Argentina, en 2003 y 2006, respectivamente, y el título de Doctor en Control de Sistemas en 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.