

Análisis y reconstrucción de fallas en sensores de corriente para convertidores Buck interleaved

Analysis and fault reconstruction in current sensors for interleaved Buck converters

Maximiliano Asensio¹, Juan Astrada², Federico Serra³ y Cristian De Angelo⁴.

^{1,3} Laboratorio de Control Automático, Facultad de Ingeniería y Ciencias Agropecuarias
Universidad Nacional de San Luis

^{2,4} Grupo de Electrónica Aplicada, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Río Cuarto

emasensio@unsl.edu.ar, jastrada@ing.unrc.edu.ar, fmserra@unsl.edu.ar, cdeangelo@ing.unrc.edu.ar

CientifICA N°1

Año: 2024

pp. 118 – 128

Historial del Artículo

Recibido:

19/04/2024

Enviado revisión:

20/04/2024

Aceptado:

9/05/2024

Área temática:

Dispositivos y tecnologías de sensores

Resumen: Los convertidores interleaved poseen múltiples etapas de potencia en paralelo que distribuyen la corriente requerida por la carga, reduciendo las pérdidas de conducción y el estrés térmico en los dispositivos. Sin embargo, el desafío principal es controlar estos convertidores y asegurar una distribución equitativa de la corriente de carga entre las ramas, conocido como balance de corrientes. La falta de una estrategia adecuada de balance puede causar estrés desigual en los semiconductores y daños en el convertidor. Incluso, este problema puede agravarse en caso de falla en alguno de los sensores de corriente. En el presente trabajo se presenta una estrategia para reconstruir las señales de falla en los sensores de corriente de un convertidor CC/CC tipo buck interleaved, utilizando un observador de modos deslizantes. La estrategia emplea un banco de filtros para diseñar el observador en un sistema de orden ampliado, abordando la falla del sensor como una falla en el actuador. Se analiza el impacto de las fallas en los sensores de corriente sobre el balance de corrientes y el error de estimación de corrientes, demostrando la incapacidad de detectar fallas de manera algebraica. Además, se realizan simulaciones para verificar la validez de la técnica propuesta, mostrando que la estrategia es efectiva para mantener el balance de corrientes y reducir el impacto de las fallas en los sensores de corriente. La propuesta contribuye significativamente a la robustez de los convertidores del tipo interleaved, permitiendo implementar estrategias tolerantes a falla.

Palabras Claves:

Sensores de corriente, falla, Convertidores buck interleaved.

Keywords:

Current sensors, failure, Interleaved buck converters

Abstract: Interleaved converters have multiple power stages in parallel that distribute the current required by the load, reducing conduction losses and thermal stress in the devices. However, the main challenge is to control these converters and ensure an equitable distribution of the load current among the branches, known as current balancing. The lack of an adequate balancing strategy can cause uneven stress on semiconductors and damage the converter. Moreover, this problem can be exacerbated if any of the current sensors fail. This paper presents a strategy to reconstruct fault signals in the current sensors of an interleaved buck DC/DC converter using a sliding mode observer. The strategy employs a bank of filters to design the observer in an extended order system, addressing the sensor fault as an actuator fault. The impact of current sensor faults on current balancing and current estimation error is analyzed, demonstrating the inability to detect faults algebraically. Additionally, simulations are carried out to verify the validity of the proposed technique, showing that the strategy is effective in maintaining current balance and reducing the impact of faults in current sensors. The proposal significantly contributes to the robustness of interleaved converters, allowing the implementation of fault-tolerant strategies..

INTRODUCCIÓN

Se ha demostrado que los convertidores electrónicos de potencia multifásicos o interleaved son una solución eficiente para sistemas de conversión de energía que requieran procesar alta potencia y a su vez que sean fiables y robustos [1,2,3]. Estos convertidores se componen de múltiples etapas de potencia en paralelo que distribuyen la corriente requerida por la carga, lo que permite reducir las pérdidas de conducción y el estrés térmico en los dispositivos. Además, presentan un bajo nivel de rizado en la corriente y la tensión de salida, lo que posibilita la reducción de los elementos pasivos del convertidor, como inductores y capacitores [4, 5]. Con respecto al control de estos convertidores, la dificultad se centra en asegurar una distribución equitativa de la corriente de carga entre las ramas, conocida en la literatura como balance de corrientes [6]. La falta de una estrategia de balance de corrientes puede ocasionar un estrés desigual en las llaves semiconductoras y daños en el convertidor.

Además, un alto número de ramas de potencia aumenta la complejidad del control y el costo de los circuitos en las diferentes etapas del convertidor. No obstante, existen propuestas confiables para la estimación de las corrientes mediante el uso de observadores [7] lo que permite prescindir de algunos de estos sensores.

La robustez de los convertidores interleaved está dada por el número elevado de ramas, lo que permite plantear estrategias tolerantes ante fallos de sensores y actuadores (llaves semiconductoras). Este tema ha sido objeto de amplia atención en los últimos años, especialmente en relación con los fallos en las llaves semiconductoras de potencia (o en las pistas del circuito y las soldaduras asociadas), dado que estos fallos representan más del 30% del total de defectos en convertidores [14]. Para abordar esta cuestión, existen propuestas que hacen uso de observadores [11], mientras que otras adoptan enfoques más complejos basados en el análisis armónico de la tensión y corriente de salida [9]. Sin embargo, son escasas las estrategias que consideran la incidencia de fallos en sensores y evalúan su impacto en la estrategia de control del convertidor y en el balance de corriente. Algunas propuestas utilizan observadores para identificar elementos defectuosos mediante la evaluación de residuos [10]. Otras técnicas efectivas emplean esquemas de reconstrucción que incorporan filtros en la medición para aumentar el orden del sistema y aplican estrategias de detección de fallos en actuadores [11, 12]. Sin embargo, estos enfoques no abordan explícitamente el efecto de la falla en el balance de corrientes ni presentan soluciones potenciales.

En este trabajo se presenta un breve análisis y caracterización de la falla en sensores de corriente y su impacto en los lazos de control del convertidor y en el desempeño de observadores para la estimación de corriente. Además, se presenta una estrategia para la reconstrucción de señales de falla en sensores de corriente para un convertidor de corriente continua a corriente continua (CC/CC) buck interleaved utilizando un observador por modos deslizantes (SMO, del inglés Sliding Mode Observer). Para ello se utiliza un banco de filtros aplicado a las salidas medibles del convertidor, tratando la falla de sensores como falla en actuadores y utilizando herramientas matemáticas para tal fin.

Después de esta introducción, la organización del trabajo continua de la siguiente manera: en la Sección II se describe el convertidor CC/CC buck interleaved, su modelo dinámico y la estrategia de control utilizada; en la Sección III se analiza el efecto de las fallas en los sensores de corriente tanto en el control de balance como en la estimación de las mismas. En la Sección IV se propone el uso de un método para reconstruir las señales de falla utilizando SMO. En la Sección V se presentan resultados que validan la propuesta mediante un análisis de simulación numérica, y en la Sección VI se resumen las conclusiones de este trabajo y se proponen direcciones para futuras investigaciones.

DESCRIPCIÓN DEL CONVERTIDOR CC/CC

En la Fig. 1 se presenta el esquema de un convertidor buck del tipo interleaved generalizado para $j = 1, 2, \dots, N$ ramas. Se define como "rama" a cada una de las etapas de potencia individuales, compuestas por un transistor S_j , un diodo D_j , y un inductor L_j , donde se considera el efecto de su resistencia serie equivalente R_j . Todas estas etapas están conectadas a un capacitor de salida C y alimentan una carga resistiva R .

Modelo del Convertidor

El modelo dinámico promediado del convertidor buck interleaved se puede escribir de forma general como:

$$\begin{aligned}\frac{di_{L_j}}{dt} &= \frac{-R_j i_{L_j}}{L_j} - \frac{v_0}{L_j} + \frac{V_e}{L_j} u_j \\ \frac{dv_0}{dt} &= \sum_{j=1}^N \frac{i_{L_j}}{C} - \frac{v_0}{RC}\end{aligned}\quad (1)$$

siendo i_{L_j} cada corriente de inductor de rama, v_0 la tensión sobre el capacitor de salida, V_e la tensión de entrada y u_j la señal de control de cada llave.

Control del convertidor

Los objetivos de control del convertidor buck interleaved incluyen regular la tensión de salida a un valor deseado, V_{ref} , y equilibrar las corrientes de las ramas. En este trabajo, se emplea una estrategia de control basada en modos deslizantes (SM, por sus siglas en inglés Sliding Modes), utilizando modulación de ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés Pulse Width Modulation) [13], como se ha presentado en trabajos anteriores [15]. Para lograr una ley de control que satisfaga estos objetivos, se propone el uso de las siguientes superficies de deslizamiento:

$$\sigma_j = \frac{i_{ref}}{N} - i_{L_j} \quad (2)$$

Además, se propone una ley de alcance de la forma:

$$\dot{\sigma}_j = -\eta \sigma_j - \kappa \text{sign}(\sigma_j) \quad (3)$$

A su vez, la referencia de corriente total, i_{ref} estará dada por:

$$i_{ref} = K_p (V_{ref} - v_0) + K_i \int (V_{ref} - v_0) dt \quad (4)$$

donde K_p y K_i son ganancias de los términos de corrección proporcional e integral, respectivamente. Operando las ecuaciones (2), (3) y (4) se obtienen las acciones de control para cada rama

$$u_j = u_{eq,j} + u_{d,j} \quad (5)$$

siendo $u_{eq,j}$ el control equivalente del modo deslizante, que puede describirse como:

$$u_{eq,j} = \frac{\frac{K_p}{N} \left(\frac{v_0}{CR} - \frac{i_T}{C} \right) + \frac{K_i}{N} (V_{ref} - v_0) + i_{L_j} \frac{R_j}{L_j} + \frac{v_0}{L_j}}{V_e/L_j} \quad (6)$$

El término restante, $u_{d,j}$, contiene la componente discontinua de la acción de control, y resulta

$$u_{d,j} = \frac{\eta \sigma + \kappa \text{sign}(\sigma)}{V_e/L_j} \quad (7)$$

donde las constantes $\eta > 0$ y $\kappa > 0$ deben seleccionarse de manera que se asegure una región de convergencia a partir de la condición

$$u_{min} \leq u_j \leq u_{max} \quad (8)$$

con $u_{min} = 0$ y $u_{max} = 1$.

Por la ecuación (3), y si se satisface la condición (8), se garantiza que el sistema evolucionará hacia las superficies $\sigma_j = 0$ en un tiempo finito, lo que implica que $i_{ref}/N = i_{L_j}$. Se puede demostrar que $\eta > 0$ y $\kappa > 0$ son condiciones suficientes para la estabilidad global del sistema, y que al seleccionar cualquier $K_p > 0$ y $K_i > 0$, el sistema será estable independientemente del número de ramas N [15].

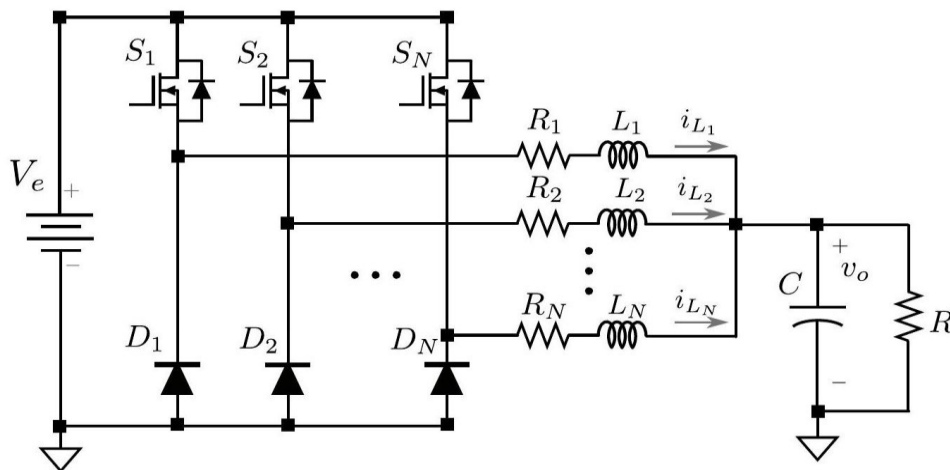


Figura 1. Esquema de un convertidor buck interleaved de N ramas.

FALLAS EN SENSORES DE CORRIENTE

En esta sección se analiza el impacto de una falla en el sensor de corriente tanto en el control de las corrientes como en su estimación. En general, una falla en un sensor representa un funcionamiento anormal y puede caracterizarse como un circuito abierto, una desviación (offset) o ruido [10].

La señal de corriente entregada por un sensor con falla, denotada como $i_{L_j}^M$, se puede representar de la siguiente manera:

$$i_{L_j}^M = i_{L_j} + \gamma_j \quad (9)$$

donde $i_{L_j}^M$ es la corriente medida y γ_j es la perturbación o falla del sensor de corriente j , que representa en forma general a cualquiera de los tipos de falla antes mencionados. En términos de implementación práctica, la ecuación (2) puede reescribirse como,

$$\sigma_j = \frac{i_{ref}}{N} - i_{L_j}^M \quad (10)$$

por lo tanto, en régimen deslizante, $\dot{\sigma}_j = \sigma_j = 0$, y en caso de falla de uno de los sensores, el valor de la corriente que circula por el inductor L_j será:

$$i_{L_j} = \frac{i_{ref}}{N} - \gamma_j \quad (11)$$

Impacto de las fallas en el balance de corriente

A partir de (11) se puede demostrar que

$$i_{ref} = \sum_{j=1}^N i_{L_j}^M = \sum_{j=1}^N (i_{L_j} + \gamma_j) \quad (12)$$

y además usando (4), se puede reescribir la referencia de corriente en caso de falla, i_{ref} , como

$$i_{ref}^y = K_p(V_{ref} - v_o) + K_i \int (V_{ref} - v_o) dt + \sum_{j=1}^N \gamma_j \quad (13)$$

de dónde queda claro que $i_{ref}^y - i_{ref} = \sum_{j=1}^N \gamma_j$. Por lo tanto, la corriente de rama que no presenta falla en sensor se puede expresar como

$$i_{L_j} = \frac{i_{ref}}{N} + \sum_{k=1}^N \frac{\gamma_k}{N} \quad (14)$$

donde γ_k corresponde a la perturbación del sensor de la rama k , siendo en este caso $\gamma_k = 0$ si $k = j$. El valor real de la corriente cuya rama presenta falla en el sensor se escribe

$$i_{L_j} = \frac{i_{ref}}{N} - \gamma_j + \sum_{k=1}^N \left(\frac{\gamma_k}{N} - \frac{\gamma_k \delta_{kj}}{N} \right) \quad (15)$$

siendo δ_{kj} la función delta de Kronecker. Ante una eventual falla, (14) y (15) representan el desvío de las corrientes respecto de la referencia de la corriente i_{ref} original. Dicho desvío es debido a la perturbación γ_j en conjunto con el término de acción integral incluido en el lazo externo de tensión. Este desarrollo refleja que en un esquema de control anidado, la falla en uno de los sensores afectará al resto de las corrientes incrementando el desbalance. En la Fig. 2 se muestran resultados de simulación para un convertidor de tres ramas ($N = 3$), utilizando los parámetros incluidos en la Tabla 1. En el instante $t = 0.005$ [s] se simula una falla en el sensor de corriente de la rama 1 de $\gamma_1 = 5$ [A], provocando que la corriente medida ese instante sea $i_{L_1}^M = 15$ [A]. El control de balance disminuirá $i_{L_1}^M$ e incrementará $i_{L_{2-3}}^M$ hasta lograr el equilibrio de corrientes medidas en $i_{ref}^y = 11.67$ [A]. Sin embargo, el valor real de la corriente de la rama 1 será $i_{L_j} = 6.67$ [A] según (15). Otra conclusión importante que se desprende de este breve análisis, es la imposibilidad de identificar el sensor bajo falla utilizando un método simple basado en, por ejemplo, la medición de la corriente de carga, ya que todas las señales de los sensores serán idénticas debido al lazo de control.

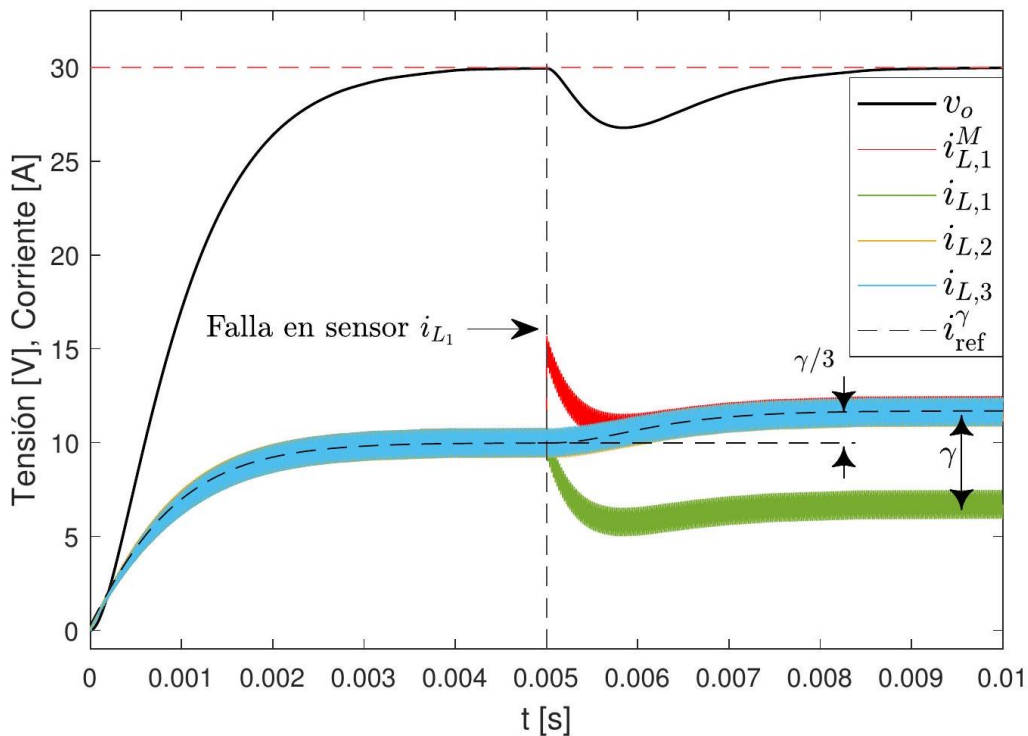


Figura 2. Efecto de una falla de sensor en el balance de corrientes.

Influencia de la falla en la estimación de corriente

El modelo dado por (1) se puede escribir en forma compacta como

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (16)$$

donde $x \in R^4$ es el vector de estados $x = [i_{L_1} \ i_{L_2} \ i_{L_3} \ v_o]^T$ (para un convertidor de 3 ramas), $A \in R^{n \times n}$ es la matriz del sistema, $B \in R^{n \times 3}$ es la matriz de entradas, $C \in R^{p \times n}$ es la matriz de salidas, M_f es una matriz de

distribución de fallas $\in R^{p \times q}$, siendo p el número de salidas medibles, q el número de sensores no confiables o con desperfecto y $\gamma \in R^p$ es un vector que representa la falla los sensores y que se asume acotado $\|\gamma(t)\| < \alpha$.

A partir del modelo del convertidor, se demuestra que seleccionando C de forma que contenga $p = n - 1$ salidas el sistema será observable, por lo que se propone diseñar un observador por SM para estimar una de las corrientes a partir de la medición de las restantes y de la tensión de salida, con el objetivo de mostrar el error de la estimación durante eventuales fallas en sensores.

El modelo dado por (16) se puede representar en la forma canónica utilizando una transformación de coordenadas ortogonal $x \rightarrow T_c x$, donde

$$T_c = \begin{bmatrix} N_c^T \\ C \end{bmatrix} \quad (17)$$

es la matriz de transformación cuya submatriz N_c abarca el espacio nulo de C . El sistema en las nuevas coordenadas queda descrito por:

$$\mathcal{A} = \begin{bmatrix} \mathcal{A}_{11} & \mathcal{A}_{12} \\ \mathcal{A}_{21} & \mathcal{A}_{22} \end{bmatrix}, C = [0 \quad I_p] \quad (18)$$

con $\mathcal{A}_{11} \in R^{(n-p) \times (n-p)}$, $\mathcal{A}_{21} \in R^{(n-p) \times p}$, $\mathcal{A}_{12} \in R^{p \times (n-p)}$ y $\mathcal{A}_{22} \in R^{(n-p) \times p}$ e I_p es una matriz identidad de orden p . En estas nuevas coordenadas puede plantearse un observador de la forma:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= \mathcal{A}\hat{x} + Bu - G_l e_y + G_n v \\ \hat{y} &= C\hat{x} \end{aligned} \quad (19)$$

donde \hat{x} e \hat{y} son las estimaciones de x e y . El término de corrección discontinuo, v , se define a partir del error de estimación de las salidas individuales $e_{y,p} = \hat{y}_p - y_p = C(\hat{x} - x)$ como $v = \rho \text{sig n}(e_{y,p})$, siendo ρ una constante positiva y el subíndice p indica el número de salida.

Por otro lado

$$G_n = \begin{bmatrix} L \\ -I_p \end{bmatrix} \quad (20)$$

donde $L = [L_1 \quad L_2 \quad L_3]$ y $G_l e_y$ es un término de corrección lineal utilizado para ampliar la región de convergencia al modo deslizante. En las nuevas coordenadas, la dinámica del error se puede escribir de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \mathcal{A}_{11}e_1 + \mathcal{A}_{12}(e_y + M_f \gamma) + Lv \\ \dot{e}_y + M_f \dot{\gamma} &= \mathcal{A}_{21}e_1 + \mathcal{A}_{22}(e_y + M_f \gamma) - v \end{aligned} \quad (21)$$

Para asegurar la convergencia a cero de los errores e_y , debe cumplir

$$\rho > |\mathcal{A}_{21}e_1 + \mathcal{A}_{22}e_y| \quad (22)$$

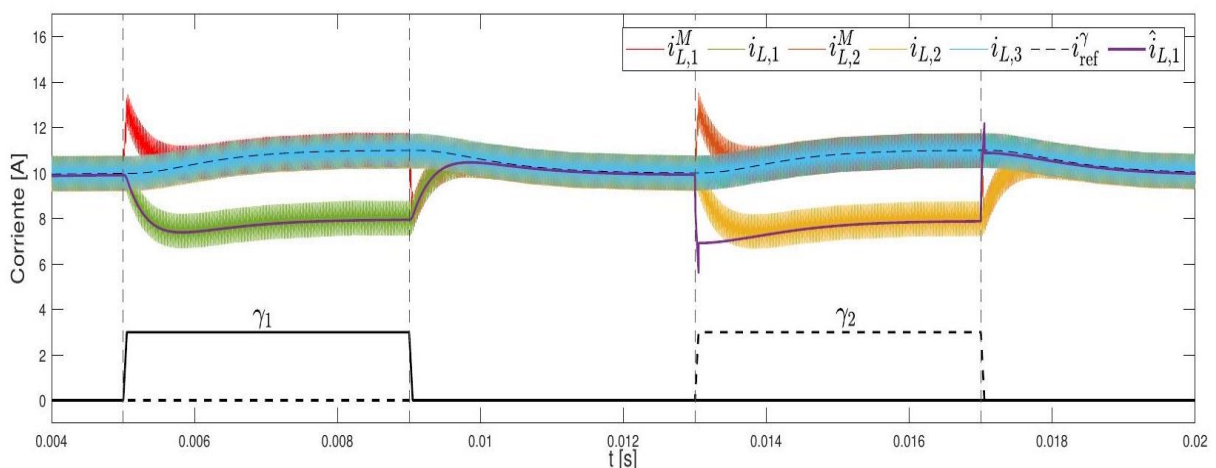


Figura 3. Estimación de la corriente $\hat{i}_{L,1}$ ante falla en sensores de rama 1 (γ_1) y 2 (γ_2).

De las condiciones de modo deslizante ($e_y = 0, \dot{e}_y = 0$) y considerando el régimen permanente, es decir $\dot{e}_1 = 0$, se obtiene el error en la estimación:

$$e_1 = \frac{(-L\mathcal{A}_{22}M_f\gamma - \mathcal{A}_{12}M_f\gamma) + M_f\dot{\gamma}}{\mathcal{A}_{11} + LM_f\mathcal{A}_{21}} \quad (23)$$

lo que indica que, en presencia de una perturbación a la salida de una señal medible, existirá un error en la estimación. De hecho, para ganancias elevadas, y considerando que la perturbación es lentamente variante ($\dot{\gamma} \approx 0$), el error en las estimaciones será $e_1 \approx 0$. Este resultado es independiente del sensor que presenta fallas y cualquiera sea la corriente estimada.

Para graficar lo anterior, se realizó una prueba de simulación del observador dado por (19) para estimar la corriente de la rama 1, $\hat{i}_{L,1}$. En primer lugar, durante el intervalo $0.005 \text{ s} \leq t \leq 0.009 \text{ s}$ se simula una falla en el sensor de corriente $i_{L,1}$ de $\gamma_1 = 3 \text{ [A]}$, siendo $i_{L,1}^M = i_{L,1} + \gamma_1$ el valor medido por el mismo. Se observa que durante este intervalo, la estimación $\hat{i}_{L,1}$ es correcta ya que sigue correctamente el valor medio de la corriente real de la rama 1, $i_{L,1}$. Sin embargo, al simularse una falla en el sensor de la rama 2, γ_2 , la estimación de la corriente $\hat{i}_{L,1}$ es errónea ya que coincide con el valor medio de la corriente real $i_{L,2}$. Este resultado puede generalizarse para cualquiera de las corrientes de ramas, lo que implica la imposibilidad de identificar el sensor bajo falla a partir de la medición y estimación individual de las corrientes.

RECONSTRUCCIÓN DE FALLAS EN SENSORES

Una solución para identificar al sensor que presenta falla, consiste en utilizar un esquema de reconstrucción dinámica de fallas mediante el uso de bancos de filtros.

Considerando un nuevo vector de estados $z_f \in R^p$, que consiste en las mediciones filtradas de y

$$\dot{z}_f = -A_f z_f + A_f y \quad (24)$$

donde $A_f \in R^{p \times p}$ es una matriz estable. Sustituyendo y de (16),

$$\dot{z}_f = -A_f z_f + A_f C x + A_f M_f \gamma \quad (25)$$

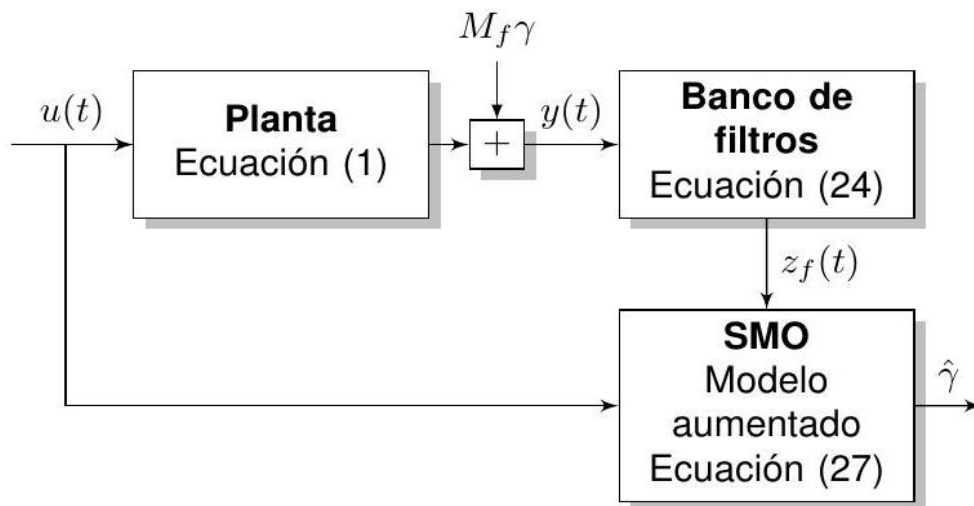


Figura 4. Esquema de la estrategia de reconstrucción de falla.

A partir de (16) y (25) se escribe el modelo aumentado en el espacio de estados de orden $n + p$:

$$\begin{aligned} \dot{x}_a &= A_a x_a + B_a u(t) + M_a \gamma, \\ z_f &= C_a x_a, \end{aligned} \quad (26)$$

donde $x_a = [xz_f]^T$ y las matrices del sistema resultan

$$A_a = \begin{bmatrix} A & 0 \\ A_f C & -A_f \end{bmatrix}, B_a = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}$$

Una de las ventajas que muestra el modelo ampliado dado por (26) es que permite expresar las fallas en sensores como fallas en actuadores. De esta manera, diseñando un observador de orden $n + p$, se puede reconstruir el vector de fallas y aplicando técnicas para estos casos [11]. En la Fig. 4 se muestra un esquema resumido de esta estrategia de reconstrucción de fallas. La misma se basa en el diseño de un observador de Edwards-Spurgeon y para ello es conveniente realizar primero un cambio de coordenadas de la forma $x_a \rightarrow T_b x_a$:

$$\begin{aligned} \dot{x}_a &= A x_a + B u(t) + M \gamma \\ y &= C x_a \end{aligned} \quad (28)$$

siendo:

$$\begin{aligned} A_a &= \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{211} & A_{22} \\ A_{212} & \end{bmatrix}, M = \begin{bmatrix} 0 \\ M_2 \end{bmatrix} \\ C &= [0 \quad T] \end{aligned} \quad (29)$$

donde $A_{11} \in R^{(n+p)-p \times (n+p)-p}$, $A_{211} \in R^{(p-q)-p \times (n+p)-p}$, $T \in R^{p \times p}$ es una matriz ortogonal y $M_2 \in R^{p \times q}$ en estas coordenadas tiene una estructura

$$M_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ M_o \end{bmatrix} \quad (30)$$

donde M_o es no singular. Se puede demostrar que la matriz de transformación T_b existirá si se cumple que $\text{rank}(C_a M_a) = \text{rank}(M_a) = q$, con $q < p$, y si los ceros invariantes de (A_a, M_a, C_a) son Hurwitz [11]. En este trabajo, se considera que todas las variables del vector de estado están disponibles como salidas medibles y filtradas, es decir $C_a = [0 \quad I_n]$. Por lo tanto, T_b se construye como

$$T_b = \begin{bmatrix} I_n & 0 \\ 0 & T^T \end{bmatrix} \quad (31)$$

Además T se construye de forma que

$$T^T A_f M_f = \begin{bmatrix} 0 \\ M_o \end{bmatrix} \quad (32)$$

Por lo tanto, en las coordenadas dadas por (29) y planteando un observador con la estructura descrita por la ecuación (19) para el modelo aumentado (26) de orden $n + p$, se obtiene la dinámica del error:

$$\dot{e} = A_o e(t) + G_n v - M_f \gamma \quad (33)$$

donde $A_o = (A - G_l C)$ y $e(t) = \hat{x}_a - x_a$. Con respecto al diseño y las matrices de ganancias, G_l se selecciona para que A_o sea estable y G_n tiene la forma:

$$G_n = \begin{bmatrix} -L \\ I_p \end{bmatrix} T^T, L = [L^0 \quad 0] \quad (34)$$

donde el vector $L^0 \in R^{(n+p)-p \times (p-q)}$.

Finalmente, una vez alcanzado el modo deslizante $e_y(t) = \dot{e}_y(t) = 0$, la dinámica del error resulta

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= (A_{11} + L^0 A_{211})e_1(t) \\ 0 &= TA_{21}e_1(t) + v_{eq} - TM_2\gamma(t) \end{aligned} \quad (35)$$

Con autovalores estables de $A_{11} + L^0 A_{211}$ se asegura que $e_1 \rightarrow 0$ y, de (35), puede definirse la reconstrucción medible de la señal de falla $\hat{\gamma} \in \mathbb{R}^q$ como

$$\hat{\gamma} = (M_2^T M_2)^{-1} M_2^T T^T v_{eq} \quad (36)$$

donde $(M_2^T M_2)^{-1} M_2^T T^T$ es la matriz pseudo inversa de M_2 . La ventaja que posee esta técnica es que no depende de $\dot{\gamma}$ y por lo tanto presenta una estimación de la señal de falla más precisa.

Tabla 1. Parámetros de Simulación

Parámetro	Descripción	Valor
N	Número de ramas	3
V_e	Tensión de entrada	60 V
R	Resistencia de carga	1Ω
C	Capacitor de salida	0.22mF
L_j	Inductancia de rama	60μH
R_j	Resistencia serie de inductor	0.01Ω
f_s	Frecuencia de conmutación	50kHz
K_p	Ganancia proporcional	0.01
K_i	Ganancia integral	9300
κ	Ganancia de término discontinuo SM	700
η	Constante de convergencia SM	1500

RESULTADOS DE SIMULACIÓN

La propuesta se evaluó considerando un convertidor de $N = 3$ ramas mediante simulación numérica a partir de los parámetros de la Tabla 1. Se diseñó un observador con la estructura de (19), en las coordenadas dadas por (28) y considerando $p = 4$ salidas medibles ($i_{L_1}^M, i_{L_2}^M, i_{L_3}^M$ y v_o).

Se simularon fallas en los tres sensores de manera individual y con fallas superpuestas. Durante $0.005 s \leq t \leq 0.009 s$ se simula una falla en el sensor de la rama 1 de $\gamma_1 = 3$ [A], luego en el intervalo $0.013s \leq t \leq 0.017s$ se perturba el sensor de la rama 2 con $\gamma_2 = 3$ [A] y finalmente a partir de $t \geq 0.021 s$ se simula falla en el sensor de la rama 3 con $\gamma_3 = 3$ [A], primero de manera individual y durante el intervalo $0.026s \leq t \leq 0.028s$, de manera simultánea con el sensor de la rama 1 con $\gamma_1 = -3$ [A]. En la Figura 5 se muestran resultados de simulación para dichos escenarios: a) corriente de rama 1 real y medida, b) corriente de rama 2 real y medida, c) corriente de rama 3 real y medida y d) falla aplicada γ_j y falla estimada $\hat{\gamma}_j$. Se observa que tanto en los casos de falla individual de sensor (rama 1 y 2) y como simultánea (rama 3 y 1), la estrategia permite reconstruir correctamente la señal de falla con bajo error en la estimación.

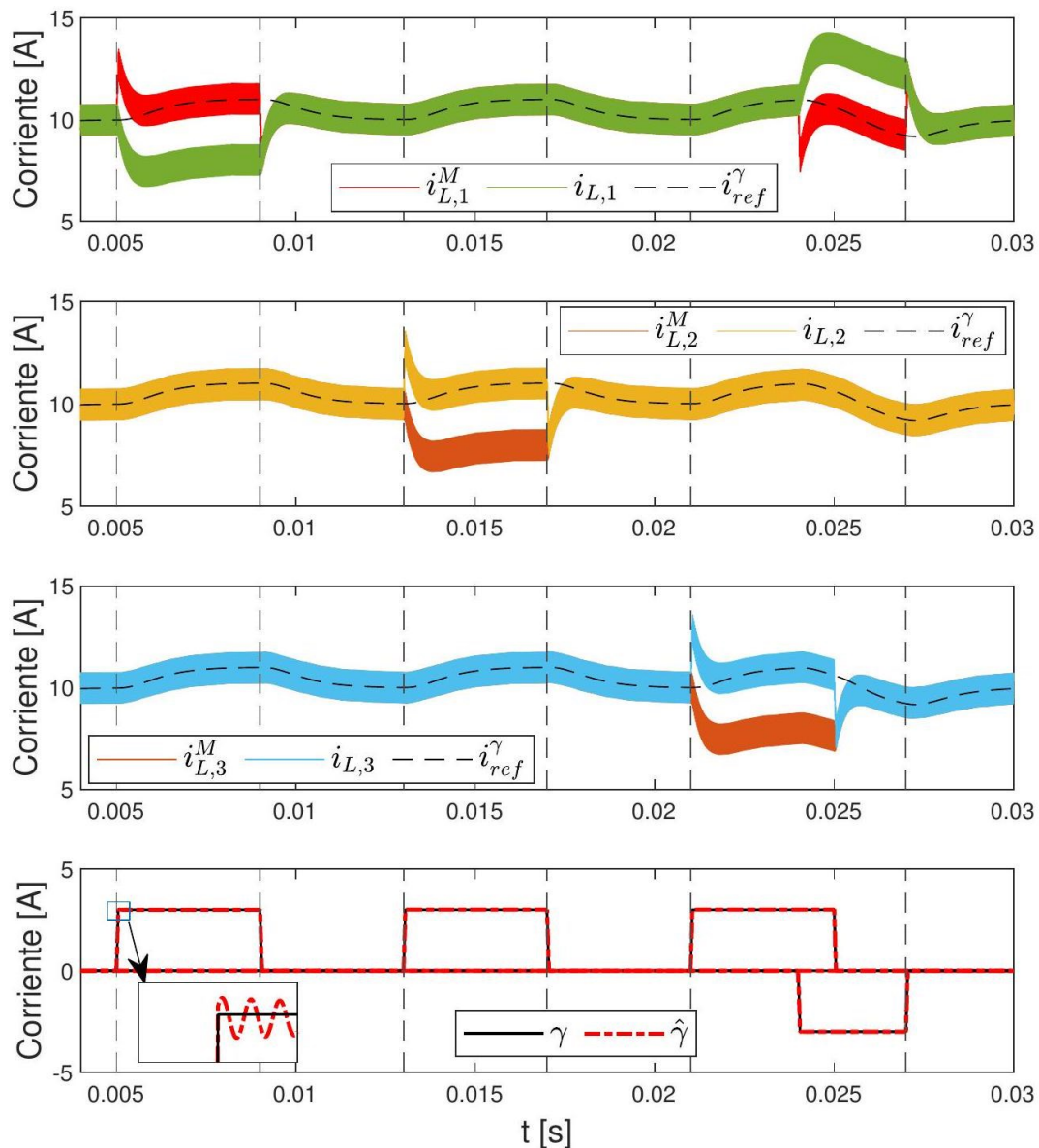


Figura 5. Reconstrucción de la falla en sensores de corriente en convertidor buck interleaved.

CONCLUSIONES

En este trabajo, se presenta una estrategia para la reconstrucción de fallas en sensores de corriente en un convertidor CC/CC del tipo buck interleaved, mediante el uso de un observador por modos deslizantes. Se realizó un análisis y caracterización de las fallas en los sensores y su efecto en los controladores encargados del balance de corriente y la regulación de la tensión de salida. Luego, se analizó el impacto de dichas fallas en la estimación de corriente, demostrando que, independientemente del sensor en falla y de la corriente estimada, siempre existirá un error. Finalmente, se propuso el uso de una estrategia para la reconstrucción de fallas mediante el empleo de filtros, aumentando el orden del sistema. Esta técnica permite tratar la falla como si se tratara de un fallo en el actuador y aplicar la correspondiente técnica de reconstrucción e identificación de falla. La estrategia se validó mediante un análisis numérico, mostrando una correcta estimación de la señal de falla de los sensores de manera individual y simultánea.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo es financiado por la Universidad Nacional de San Luis (UNSL), la Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC) y el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET). Se agradece el apoyo a la red RIBIERSE.

REFERENCIAS

- [1] Bader N Alajmi, Mostafa I Marei, Ibrahim Abdelsalam, Nabil A Ahmed, (2022) "*Multiphase interleaved converter based on cascaded non-inverting buck-boost converter*," IEEE Access, vol. 10, pp. 42497-42506.
- [2] Xu-Feng Cheng, Zhenzhen Peng, Yulong Yang, Zhimin Liang, Chaofeng Wu, Zhiwei Shao, Dianlong Wang, (2022) "*A 5.6 kW/11.7 kW per kg Four-Phase Interleaved Buck Converter for the Unmanned Aerial Vehicle*," Journal of Electrical Engineering & Technology, pp. 1-10.
- [3] Mohamed Koundi, Zakariae El Idrissi, Hassan El Fadil, Fatima Zahra Belhaj, Abdellah Lassioui, Khawla Gaouzi, Aziz Rachid, Fouad Giri, (2022) "*State-Feedback Control of Interleaved Buck-Boost DC-DC Power Converter with Continuous Input Current for Fuel Cell Energy Sources: Theoretical Design and Experimental Validation*," World Electric Vehicle Journal, vol. 13, no. 7, pp. 124,
- [4] Rizky Ajie Aprilianto, Rizki Mendung Ariefianto, (2022) "*Interleaving technique for improving conventional buck converter performance*," in 2022 International Conference on Technology and Policy in Energy and Electric Power (ICT-PEP), pp. 249-254, IEEE,
- [5] Xiaoyong Ma, Ping Wang, Yifeng Wang, Long Tao, Pengyu Cheng, (2022) "*Penalty and Barrier-Based Numerical Optimization for Efficiency and Power Density of Interleaved Buck/Boost Converter*," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 37, no. 10, pp. 12095-12107, 2022.
- [6] Hung-Chi Chen, Che-Yu Lu, Uma Sankar Rout, (2017) "*Decoupled master-slave current balancing control for three-phase interleaved boost converters*," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 5, pp. 3683-3687, 2017.
- [7] Aleksandr Viatkin, Mattia Ricco, Riccardo Mandrioli, Tamás Kerekes, Remus Teodorescu, Gabriele Grandi, (2022) "*Sensorless current balancing control for interleaved half-bridge submodules in modular multilevel converters*," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 70, no. 1, pp. 5-16.
- [8] Mohammad Mahmud, Yue Zhao, (2018) "*Sliding mode duty cycle control with current balancing algorithm for an interleaved buck converter-based PV source simulator*," IET Power Electronics, vol. 11, no. 13, pp. 2117-2124, 2018.
- [9] Md Waseem Ahmad, Naga Brahmendra Yadav Gorla, Hasmat Malik, Sanjib Kumar Panda, (2020) "*A fault diagnosis and postfault reconfiguration scheme for interleaved boost converter in PV-based system*," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 4, pp. 3769-3780.
- [10] Jian Li, Kunpeng Pan, Qingyu Su, (2019) "*Sensor fault detection and estimation for switched power electronics systems based on sliding mode observer*," Applied Mathematics and Computation, vol. 353, pp. 282-294.
- [11] Chee Tan, Christopher Edwards, (2002) "*Sliding mode observers for detection and reconstruction of sensor faults*," Automatica, vol. 38, no. 10, pp. 1815-1821.
- [12] Jian Li, Kunpeng Pan, Dezhen Zhang, Qingyu Su, "Robust fault detection and estimation observer design for switched systems," Nonlinear Analysis: Hybrid Systems, vol. 34, pp. 30-42, 2019.
- [13] Junxiao Wang, Shihua Li, Jun Yang, Bin Wu, Qi Li, (2015) "*Extended state observer-based sliding mode control for PWM-based DC-DC buck power converter systems with mismatched disturbances*," IET control theory & applications, vol. 9, no. 4, pp. 579-586,.
- [14] Geddam Kiran Kumar, Devaraj Elangovan, (2020) "Review on fault-diagnosis and fault-tolerance for DC-DC converters," IET Power Electronics, vol. 13, no. 1, pp. 1-13.
- [15] Maximiliano Asensio, Juan Astrada, Cristian H. De Angelo, Federico M. Serra, (2022) "Control descentralizado para el balance de corriente de un convertidor CC/CC Buck interleaved usando modos deslizantes," 2022 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON), pp. 1-6.