

Esquema tolerante a fallas de transistores del lado de carga aplicado a convertidores CC-CC con puentes duales activos trifásicos

Jonathan Emmanuel Ochoa Sosa^{a,*}, Rubén Núñez^b, Elias Oggier^a, German Gustavo Oggier^a, Guillermo García^a

^aInstituto de Investigaciones en Tecnologías Energéticas y Materiales Avanzados (IITEMA). Grupo de Electrónica Aplicada (GEA)-CONICET. Facultad de Ingeniería - Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC). Ruta Nacional 36 Km. 601, X5804BYA, Río Cuarto, Córdoba, Argentina.

^bUniversidad Nacional de Misiones (UNaM), Oberá, Misiones, Argentina.

To cite this article: Ochoa Sosa, J. E., Núñez, R., Oggier, E., Oggier, G. G., García, G. 2022. Fault-Tolerant Scheme of Load-Side Transistors Applied to Three-Phase Dual Active Bridge DC-DC Converters. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial 19, 186-198. <https://doi.org/10.4995/riai.2022.15408>

Resumen

Este trabajo propone un nuevo funcionamiento en modo tolerante a fallas aplicado a convertidores CC-CC con Puentes Duales Activos Trifásicos (CPDA3) cuando ocurre una falla de circuito abierto de transistor en el puente del lado de la carga. La propuesta consiste en modificar las señales de activación de los transistores, para lograr mantener la transferencia de potencia dentro de determinados límites después de la reconfiguración. Este enfoque no introduce costos computacionales adicionales y no requiere la incorporación de componentes o circuitos adicionales a la topología original. La potencia máxima que se puede transferir es mayor comparado con las propuestas anteriores. Además, la ondulación de la tensión de salida se reduce significativamente, lo que permite aumentar la vida útil esperada de los capacitores del filtro. Se presentan los resultados de la simulación y experimentales de un prototipo de 1.5 kW para validar el análisis teórico y la viabilidad de la propuesta.

Palabras clave: Convertidor CC-CC con puentes duales activos trifásicos, Sistemas electrónicos de potencia, Modelado y simulación, Detección y diagnóstico.

Fault-Tolerant Scheme of Load-Side Transistors Applied to Three-Phase Dual Active Bridge DC-DC Converters

Abstract

This work proposes a fault-tolerant new mode operation applied to three-phase dual active bridge dc-dc converters (CPDA3) when a transistor open-circuit fault occurs on the load-side bridge. The proposal is to modify the signals of transistor activation, in order to keep the power transfer within certain limits after reconfiguration. This approach does not introduce additional computational costs and does not require the incorporation of additional components or circuits to the original topology. The maximum power that can be transferred is larger compared to previous proposals. In addition, the output voltage ripple is significantly reduced, which allows the expected lifetime of the filter capacitors to be increased. Simulation and experimental results of a 1.5 kW prototype are presented to validate the theoretical analysis and the feasibility of the proposal.

Keywords: Three-Phase Dual Active Bridges Converter, Power electronics systems, Modeling and simulation, Detection and diagnosis.

1. Introducción

El Convertidor CC-CC con Puentes Duales Activos (CPDA) es utilizado en diferentes aplicaciones como almacenamiento de energía, vehículos eléctricos, microrredes eléctricas, aplicaciones aeroespaciales, entre otros, debido a las ventajas que proporciona. Puede operar con conmutación suave, lo que permite lograr un elevado rendimiento, posee aislamiento galvánico entre los puertos de entrada y de salida, puede funcionar en modo reductor y elevador de tensión y tiene la capacidad de transferir potencia de manera bidireccional (Asgari et al., 2019), (Lu et al., 2018), (Naayagi et al., 2012), (Piris-Botalla et al., 2016), (Troviano et al., 2021).

El CPDA puede implementarse en su versión monofásica (CPDA2) o trifásica (CPDA3). Esta última es más utilizada en aplicaciones que requieren de una elevada densidad de potencia, a pesar de requerir una mayor cantidad de dispositivos semiconductores y circuitos de activación. En los trabajos (De Doncker et al., 1991) y (Kheraluwala et al., 1992) se realiza una comparación entre las dos opciones, los autores concluyen que el CPDA3 presenta mayores ventajas como una menor ondulación en las corrientes de entrada y salida del convertidor, lo que reduce el tamaño de los capacitores de filtro de entrada y de salida. Por otro lado, el mayor número de dispositivos semiconductores requeridos implica un mayor riesgo a que se presente una condición de falla, debido a que los mismos están sujetos a diversos factores de estrés de origen eléctrico y/o térmico.

Las experiencias en diferentes aplicaciones han demostrado que los capacitores de filtro y los dispositivos semiconductores de potencia son los componentes más propensos a fallar en un convertidor electrónico de potencia (Kumar and Elangovan, 2020). Cualquier falla que ocurra en estos componentes provocará una disminución de la fiabilidad del convertidor (Bento and Cardoso, 2018).

La fiabilidad de los convertidores puede mejorarse mediante el sobredimensionado de los componentes, la redundancia y los métodos tolerantes a fallas (Costa and Liserre, 2018). Los métodos de sobredimensionado de los componentes son los más utilizados en la industria, con la desventaja de que aumentan los costos al igual que el criterio de redundancia. Por otro lado, el funcionamiento en modo tolerante a fallas (MTF) permite que el convertidor pueda seguir funcionando luego de producirse una falla, modificando la estrategia de modulación del convertidor.

En (M. Liserre et al., 2017) y (Zhang et al., 2014) se aplican estrategias tolerantes a fallas basadas en redundancia. En el trabajo (M. Liserre et al., 2017), se utilizan múltiples módulos de convertidores CC-CC para compartir la potencia que se transfiere. Cuando se produce una falla en algún módulo, los autores proponen aislarlo del funcionamiento del convertidor, mientras que los módulos restantes se encargan de procesar la potencia requerida. En (Zhang et al., 2014), se utiliza otro enfoque utilizando un convertidor multipuerto aislado, en el cual cada una de las celdas del convertidor funcionan simultáneamente en condiciones normales, compartiendo la potencia entre ellas. En caso de falla los autores proponen aislar solo la celda defectuosa del sistema completo. Otros métodos tolerantes a fallas incluyen una cantidad significativa de dispositivos adicionales, tales como semiconductores (Zhang et al., 2014), redundancia

de piernas (Ribeiro et al., 2013), o la conexión en serie de fusibles con semiconductores (Zhang et al., 2014), (Song and Wang, 2013), (Pei et al., 2012).

En la bibliografía existen diferentes estrategias tolerantes a fallas de circuito abierto de transistor (FCAT) aplicados al CPDA2, los cuales se basan en modificar la estrategia de modulación aplicada a los transistores; y/o en la incorporación de circuitos adicionales para lograr redundancia (Airabella et al., 2016), (Costa et al., 2018). Sin embargo, en lo que respecta a las estrategias tolerantes a FCAT aplicadas al CPDA3, aún existe el desafío de lograr resultados equivalentes.

En los trabajos (Haghbin et al., 2019), (Berger et al., 2020) y (Ochoa-Sosa et al., 2021), se proponen diferentes estrategias tolerantes a fallas aplicados a los CPDA3. En (Haghbin et al., 2019), se analiza el funcionamiento del CPDA3 cuando se produce algún evento de sobrecorriente, subtensión o sobretensión en la compuerta de los transistores. Cualquiera de estos eventos puede provocar que las protecciones de los circuitos de activación mantengan los transistores en estado de corte (apagado). Los autores proponen mantener la estrategia de modulación aplicada a los transistores que no son afectados, con lo cual el convertidor puede seguir funcionando con los diodos en antiparalelo de la fase que presente la falla. Las desventajas de esta nueva condición de funcionamiento incluyen el incremento de las corrientes a través del transformador y la reducción de la capacidad de transferencia de potencia. Por otro lado, en (Berger et al., 2020) se propone abrir la fase que presenta la falla con el objetivo de eliminar la interacción de los diodos de rueda libre. La apertura de la fase con falla proporciona una mayor capacidad de transferencia de potencia y una corriente de circulación reducida, en comparación con la propuesta realizada en (Haghbin et al., 2019).

En (Ochoa-Sosa et al., 2021) se propone el funcionamiento en MTF del CPDA3 ante una FCAT. El análisis se desarrolla para cuatro transformadores con las diferentes combinaciones de conexión estrella-triángulo. En este trabajo se propone el funcionamiento en MTF del CPDA3 como un CPDA2 cambiando la estrategia de modulación. A diferencia de los trabajos (Haghbin et al., 2019) y (Berger et al., 2020), la estrategia utilizada para cada una de las configuraciones del convertidor, determinadas por el transformador utilizado, permiten aislar la fase que presenta la falla sin necesidad de componentes adicionales. La desventaja de esta propuesta es que presentan una ondulación elevada de la corriente de salida, lo que disminuye la vida útil de los capacitores de filtro.

En este trabajo se presenta un nuevo modo tolerante a FCAT aplicado a un CPDA3, cuando se produce una falla en algún transistor, o circuito de activación, del lado de la carga. La propuesta consiste en modificar las señales de activación de los transistores del puente que presenta la falla y en ajustar adecuadamente el desfase luego de la reconfiguración. Esto permite que el convertidor pueda seguir funcionando sin la necesidad de agregar componentes ni circuitos adicionales a la topología original. Con el objetivo de mantener la transferencia de potencia luego de la falla se determinan los nuevos límites de potencia para los tres modos de funcionamiento del convertidor: reductor, elevador y conversión unitaria de tensión. El funcionamiento del convertidor en el MTF permite conseguir una mayor transferencia de potencia en comparación a la obtenida en

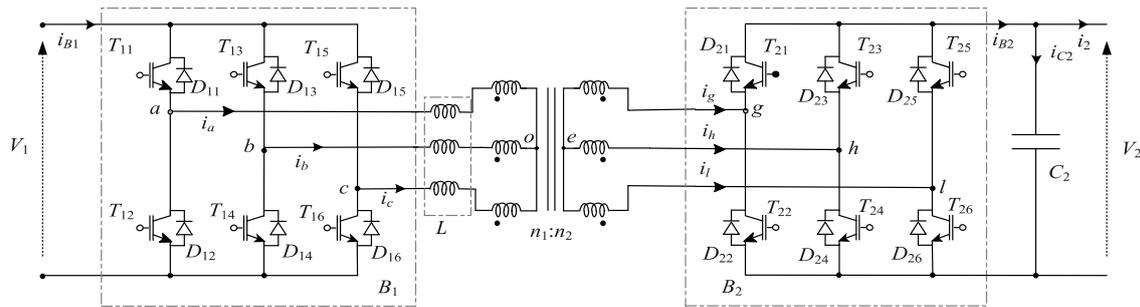


Figura 1: Circuito del CPDA3 con el transformador conectado en estrella-estrella.

(Ochoa-Sosa et al., 2021). Además, en este trabajo se concluye que la posibilidad de aplicar la propuesta se consigue una menor ondulación en la corriente de salida, lo que permite disminuir el estrés eléctrico en los capacitores de filtro y en consecuencia extender la vida útil de los mismos. Para validar el análisis se presentan resultados de simulación y experimentales obtenidos de un prototipo de 1.5 kW.

2. Descripción de la topología del CPDA3

En la Figura 1 se muestra el circuito del CPDA3, el cual funciona como interfaz entre dos fuentes de tensiones de CC, V_1 y V_2 , consideradas constantes en este trabajo. Este convertidor se compone de dos puentes trifásicos, B_1 y B_2 , los cuales se encuentran aislados galvánicamente mediante un transformador trifásico de alta frecuencia. En cada una de las barras de CC se conectan los capacitores de filtro, designados como C_1 y C_2 . Los semiconductores de los puentes están compuestos de un transistor, T_{xy} , y un diodo en antiparalelo, D_{xy} , donde los subíndices $x=1, 2$ e $y=1, 2, \dots, 6$ hacen referencia al puente y al dispositivo, respectivamente.

La transferencia de potencia se controla aplicando un desplazamiento de fase (ϕ) entre las tensiones aplicadas a una misma fase de ambos lados del transformador. Estas tensiones de fase se encuentran desfasadas 120° entre sí y cada una de ellas se obtiene de aplicar a los transistores una forma de onda cuadrada, de frecuencia constante y 50 % de ciclo de trabajo.

En este trabajo se refieren todas las variables y parámetros a uno de los lados del transformador. Además, se considera que la inductancia de magnetización posee un valor suficientemente elevado para no considerarla en el análisis, con lo cual el transformador puede representarse de manera simplificada por un circuito equivalente formado por una inductancia de dispersión (L) por fase. Se define la relación de conversión entre tensiones como $d = nV_2/V_1$, donde $n = n_1/n_2$ es la relación de transformación del transformador.

En (De Doncker et al., 1991), se determinó que el funcionamiento del CPDA3 queda establecido para dos diferentes rangos de desfase: $0^\circ \leq \phi \leq 60^\circ$ y $60^\circ < \phi \leq 90^\circ$, cuyas expresiones de potencia resultan en (1) y (2), respectivamente.

$$P_{CPDA3(a)} = \frac{V_1^2 d \phi}{\omega L} \left(\frac{2}{3} - \frac{\phi}{2\pi} \right). \quad (1)$$

$$P_{CPDA3(b)} = \frac{V_1^2 d}{\omega L} \left(\phi - \frac{\phi^2}{\pi} - \frac{\pi}{18} \right). \quad (2)$$

3. Principio de funcionamiento utilizando el MTF propuesto

En esta sección se presenta el principio de funcionamiento del CPDA3 cuando el convertidor funciona con el modo tolerante a fallas (CPDA3MTF) propuesto. Se considera que la transferencia de potencia se realiza desde V_1 hacia V_2 y las FCAT ocurren en B_2 .

Para el análisis se asume que no hay pérdidas en los transistores, que la conmutación es ideal y que los capacitores C_1 y C_2 son lo suficientemente grandes para considerar las tensiones de entrada y salida del convertidor constantes.

En este trabajo se utiliza la estrategia de detección y diagnóstico de fallas presentado en (Davoodi et al., 2018). La estrategia consiste en evaluar los valores medios de las corrientes de fase, pudiendo demostrarse que un valor nulo indica que el convertidor funciona sin fallas, mientras que un valor positivo o negativo indica una FCAT. Estas fallas se presentan con un patrón específico que permite identificar el transistor con falla.

La estrategia que se propone para el funcionamiento del CPDA3MTF consiste en desactivar los transistores ubicados en la misma posición del transistor en falla, superior o inferior, del mismo puente, manteniendo las señales de activación de los transistores complementarios. Los transistores del puente del lado de la fuente de alimentación continúan funcionando con la misma secuencia, previo a la condición de falla. Esta estrategia permite controlar la transferencia de potencia aplicando un desfase (ϕ) entre las tensiones correspondientes a una misma fase de ambos lados del transformador, similar a la condición de funcionamiento normal, sin fallas. A su vez, la nueva estrategia requiere determinar los nuevos rangos de regulación y los límites de transferencia de potencia para cada modo de funcionamiento del convertidor: reductor, elevador y conversión unitaria de tensión, como se presenta en las siguientes secciones.

Para el análisis que se presenta en este trabajo se considera que la FCAT ocurre en T_{21} . Para éste escenario de falla, la estrategia propuesta impone que se desactiven los transistores superiores T_{23} y T_{25} . Las señales de los transistores complementarios a éstos y las correspondientes al puente B_1 se aplican utilizando la secuencia de activación previas a la falla, con una corrección del desfase aplicado.

A continuación, se analiza el funcionamiento del convertidor para la relación de conversión unitaria, $d = 1$. Las expresiones de las demás corrientes de fase se encuentran desfasadas 120° entre sí.

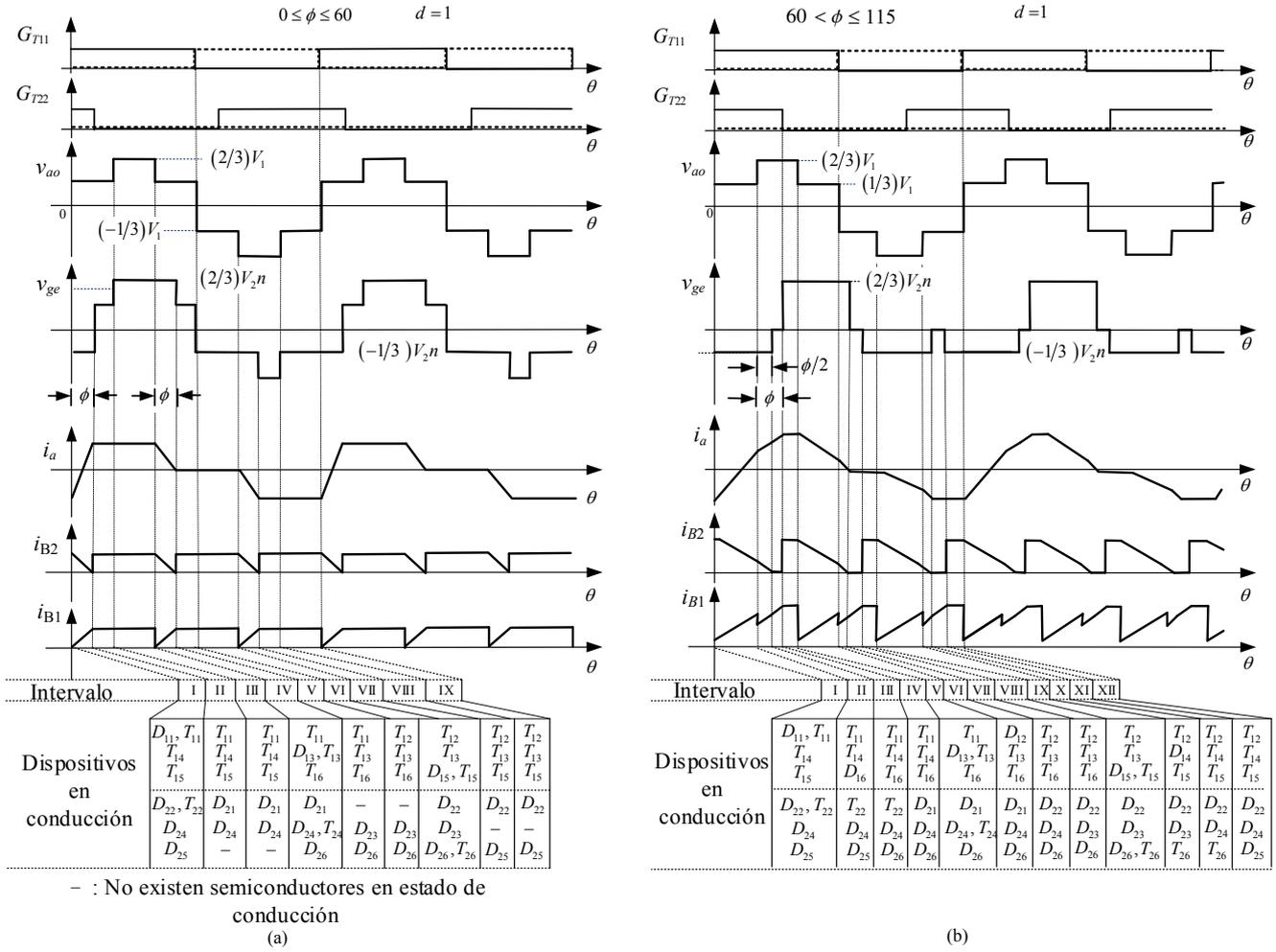


Figura 2: Formas de ondas ideales del CPDA3 funcionando en MTF cuando $d = 1$: (a) $0^\circ \leq \phi \leq 60^\circ$, (b) $60^\circ < \phi \leq 115^\circ$.

Para este modo de operación, el funcionamiento del convertidor queda representado para dos rangos de ϕ : $0^\circ \leq \phi \leq 60^\circ$ y $60^\circ < \phi \leq 115^\circ$, los cuales se determinan a partir de las tensiones aplicadas a bornes de las inductancias de dispersión.

En las Figuras 2 (a) y (b) se muestran las formas de ondas correspondientes para ambos casos, en las cuales se muestran las señales de activación G_{T11} y G_{T22} (líneas continuas) y sus complementarias (líneas de trazo) aplicadas a los transistores de la fase a y g , respectivamente. También, se muestran las formas de onda de las tensiones de la fase v_{ao} , v_{ge} , la corriente de la fase a y las corrientes de salida i_{B2} y de entrada i_{B1} del convertidor. Por último, en estas figuras también se definen los intervalos de conducción para un periodo de conmutación.

Las expresiones de la corriente de la fase a para el primer rango de ϕ pueden determinarse a partir de la expresión (3), evaluada en cada uno de los nueve intervalos definidos en la Figura 2 (a). Las expresiones resultantes se indican en la Tabla 1.

$$i_a(\theta) = \frac{v_{xo}(\theta) - v_{ye}(\theta)}{\omega L} \quad (3)$$

donde $\theta = \omega t$, ω es la frecuencia angular, v_{xo} y v_{ye} son las tensiones de fase aplicadas del lado del puente B_1 y B_2 , respectivamente.

Puede demostrarse que en régimen permanente se cumple que el valor medio de las corrientes de fase es igual a cero.

Considerando esta condición, puede obtenerse la expresión de la corriente correspondiente al ángulo cero,

$$i_a(0) = -\left(\frac{V_1 \phi}{3Ln^2 \omega}\right) \quad (4)$$

A partir de las corrientes de fase es posible obtener la potencia media transferida. Para ello, es necesario obtener la expresión del valor medio de la corriente de salida, la que resulta igual a una de las corriente de fase durante el intervalo correspondiente. Por ejemplo, si se adopta la corriente de la fase a ($i_a(\theta)$) referida al lado de la carga, durante los intervalos II a IV, la corriente de salida se obtiene resolviendo la siguiente expresión

$$I_{B2} = \frac{3}{2\pi} \int_{\phi}^{\frac{2\pi}{3} + \phi} i_{B2}(\theta) d\theta \quad (5)$$

Multiplicando esta corriente por la tensión V_2 , se obtiene la expresión de potencia para el rango de ϕ analizado:

$$P_{2(0 \leq \phi \leq 60)} = V_1^2 \phi \left[\frac{\phi(-2d-1) + 2\pi(d+1)}{12\pi Ln^2 \omega} \right] \quad (6)$$

Tabla 1: Ecuaciones de la corriente de fase $i_a(\theta)$ del CPDA3MTF para el modo de funcionamiento $d = 1$ y $0 \leq \theta \leq \pi/3$.

Intervalo	$i_a(\theta)$
$0 \leq \theta < \phi$	$i_{a_1}(\theta) = i_a(0) + k(1+d)\theta$
$\phi \leq \theta < \frac{\pi}{3}$	$i_{a_2}(\theta) = i_{a_1}(\phi) + k(1-d)(\theta - \phi)$
$\frac{\pi}{3} \leq \theta < \frac{2\pi}{3}$	$i_{a_3}(\theta) = i_{a_2}\left(\frac{\pi}{3}\right) + k(2-2d)\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)$
$\frac{2\pi}{3} \leq \theta < \left(\frac{2\pi}{3} + \phi\right)$	$i_{a_4}(\theta) = i_{a_3}\left(\frac{2\pi}{3}\right) + k(1-2d)\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$
$\left(\frac{2\pi}{3} + \phi\right) \leq \theta < \pi$	$i_{a_5}(\theta) = i_{a_4}\left(\frac{2\pi}{3} + \phi\right) + k(1-d)\left(\theta - \frac{2\pi}{3} - \phi\right)$
$\pi \leq \theta < \frac{4\pi}{3}$	$i_{a_6}(\theta) = i_{a_5}(\pi) + k(1+d)(\theta - \pi)$
$\frac{4\pi}{3} \leq \theta < \left(\frac{4\pi}{3} + \phi\right)$	$i_{a_7}(\theta) = i_{a_6}\left(\frac{4\pi}{3}\right) + k(-2+d)\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)$
$\left(\frac{4\pi}{3} + \phi\right) \leq \theta < \frac{5\pi}{3}$	$i_{a_8}(\theta) = i_{a_7}\left(\frac{4\pi}{3} + \phi\right) + k(-2+2d)\left(\theta - \frac{4\pi}{3} - \phi\right)$
$\frac{5\pi}{3} \leq \theta < 2\pi$	$i_{a_9}(\theta) = i_{a_8}\left(\frac{5\pi}{3}\right) + k(-1+d)\left(\theta - \frac{5\pi}{3}\right)$

$$* k = V_1/3\omega L n^2$$

Realizando el mismo procedimiento para el rango de ϕ : $60^\circ < \phi \leq 115^\circ$, pueden obtenerse las expresiones de la corriente correspondientes a la fase a , indicados en la Tabla 2.

De manera similar al caso anterior, puede obtenerse la expresión de la corriente en el ángulo cero:

$$i_a(0) = -V_1 \left(\frac{1}{3Ln^2\omega} \phi \right), \quad (7)$$

y la potencia media de salida, la cual resulta:

$$P_{2(60^\circ < \phi \leq 115^\circ)} = V_1^2 \phi \left[\frac{(2\pi - \phi) + d(2\pi - 2\phi)}{12\pi L n^2 \omega} \right]. \quad (8)$$

De manera similar pueden obtenerse las expresiones de las corrientes de fase para los modos elevador y reductor de operación.

En la Figura 3 (a)-(f) se muestran las formas de onda de las tensiones de fase v_{ao} , v_{ge} y la corriente i_a para el caso $d > 1$. De igual manera, pueden obtenerse los casos correspondientes para $d < 1$.

A partir de estas figuras, puede demostrarse que el funcionamiento del convertidor quedan representados por diferentes rangos de ϕ . Para el caso $d < 1$ se determinan siete rangos de operación y seis cuando el CPDA3MTF opera con un $d > 1$. Debido a la cantidad de expresiones que resultan para estos modos de funcionamiento, en este trabajo se presentan únicamente las expresiones de potencia resultantes para cada uno de los rangos mostrados en estas figuras, los cuales se indican en la Tabla 3.

Tabla 2: Ecuaciones de la corriente de fase $i_a(\theta)$ del CPDA3MTF para el modo de funcionamiento $d = 1$ y $\theta > \pi/3$.

Intervalo	$i_a(\theta)$
$0 \leq \theta < \frac{\pi}{3}$	$i_{a_1}(\theta) = i_a(0) + k(1+d)\theta$
$\frac{\pi}{3} \leq \theta < \left(\frac{\pi+3\phi}{6}\right)$	$i_{a_2}(\theta) = i_{a_1}\left(\frac{\pi}{3}\right) + k(2+d)\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)$
$\left(\frac{\pi+3\phi}{6}\right) \leq \theta < \phi$	$i_{a_3}(\theta) = i_{a_2}\left(\frac{\pi+3\phi}{6}\right) + 2k\left(\theta - \frac{\pi+3\phi}{6}\right)$
$\phi \leq \theta < \frac{2\pi}{3}$	$i_{a_4}(\theta) = i_{a_3}(\phi) + k(2-2d)(\theta - \phi)$
$\frac{2\pi}{3} \leq \theta < \pi$	$i_{a_5}(\theta) = i_{a_4}\left(\frac{2\pi}{3}\right) + k(1-2d)\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$
$\pi \leq \theta < \left(\frac{5\pi+3\phi}{6}\right)$	$i_{a_6}(\theta) = i_{a_5}(\pi) + k(-1-2d)(\theta - \pi)$
$\left(\frac{5\pi+3\phi}{6}\right) \leq \theta < \left(\frac{2\pi+3\phi}{3}\right)$	$i_{a_7}(\theta) = i_{a_6}\left(\frac{5\pi+3\phi}{6}\right) - k\left(\theta - \frac{5\pi+3\phi}{6}\right)$
$\left(\frac{2\pi+3\phi}{3}\right) \leq \theta < \frac{4\pi}{3}$	$i_{a_8}(\theta) = i_{a_7}\left(\frac{2\pi+3\phi}{3}\right) + k(-1+d)\left(\theta - \frac{2\pi+3\phi}{3}\right)$
$\frac{4\pi}{3} \leq \theta < \frac{5\pi}{3}$	$i_{a_9}(\theta) = i_{a_8}\left(\frac{4\pi}{3}\right) + k(-2+d)\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)$
$\frac{5\pi}{3} \leq \theta < \left(\frac{3\pi+\phi}{2}\right)$	$i_{a_{10}}(\theta) = i_{a_9}\left(\frac{5\pi}{3}\right) + k(-1+d)\left(\theta - \frac{5\pi}{3}\right)$
$\left(\frac{3\pi+\phi}{2}\right) \leq \theta < \left(\frac{4\pi+3\phi}{3}\right)$	$i_{a_{11}}(\theta) = i_{a_{10}}\left(\frac{3\pi+\phi}{2}\right) - k\left(\theta - \frac{3\pi+\phi}{2}\right)$
$\left(\frac{4\pi+3\phi}{3}\right) \leq \theta < 2\pi$	$i_{a_{12}}(\theta) = i_{a_{11}}\left(\frac{4\pi+3\phi}{3}\right) + k(-1+d)\left(\theta - \frac{4\pi+3\phi}{3}\right)$

$$* k = V_1/3\omega L n^2$$

Para los casos analizados en esta sección, se consideró que la FCAT ocurre en un transistor superior del puente de salida. Puede demostrarse que se obtienen las mismas expresiones de potencia para el caso en que se genere una falla en los transistores inferiores.

Como se explicó anteriormente, en este trabajo se consideran únicamente fallas en el puente del lado de la carga. Cuando se requiera transferir potencia en sentido contrario luego de la ocurrencia de una falla de circuito abierto de transistor, se propone utilizar la estrategia presentada en (Ochoa-Sosa et al., 2021).

4. Comparación de las potencias medias en funcionamiento sin falla y con FCAT

En esta sección se realiza una comparación de la potencia transferida en funcionamiento normal (sin fallas) y cuando se utiliza la estrategia propuesta. En esta comparación también se incluye la potencia transferida cuando se utiliza el MTF presentado en (Ochoa-Sosa et al., 2021). En este trabajo se denomina a esta configuración del convertidor con las siglas CPDA3MTF1 y cuya expresión de potencia se indica en la ecuación (9), válida para el rango de desfase: $0^\circ \leq \phi \leq 90^\circ$.

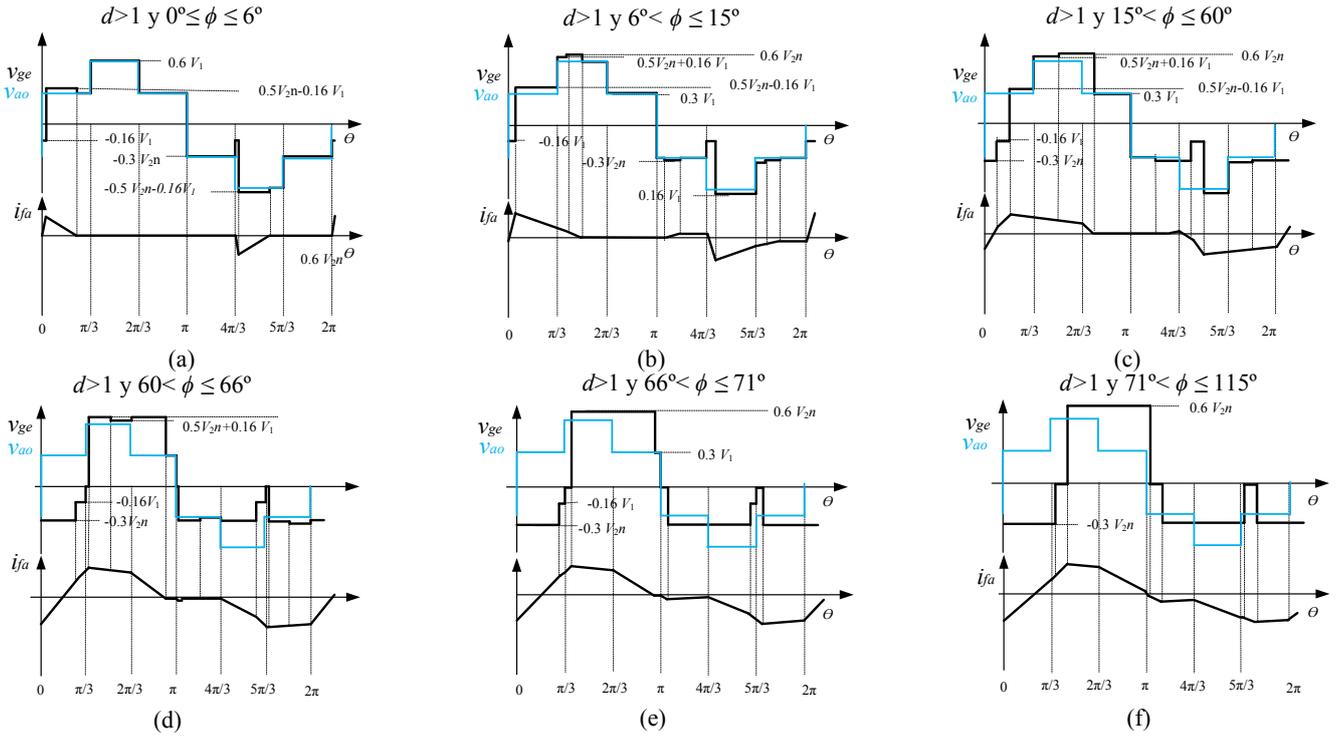


Figura 3: Formas de ondas ideales del CPDA3 funcionando en MTF para $d > 1$.

Tabla 3: Expresiones de potencia media del CPDA3MTF para $d < 1$ y $d > 1$.

Intervalo	$d < 1$
$-90^\circ \leq \phi < -60^\circ$	$V_1^2 V_2 (\pi + 2\phi)^2 (V_1 - V_2 n) / [2k(2V_1 - V_2 n)^2]$
$-60^\circ \leq \phi < -45^\circ$	$V_1 V_2 \left[(18\phi - 24\pi^2 \phi + 24\pi + 8\pi^3) - V_1 V_2 (6\pi^2 + 2\pi^3 + \pi^4) \right] / (72k)$
$-45^\circ \leq \phi < -28^\circ$	$[V_2 \phi (18\pi V_1 - 24\pi V_2 n - 26n\phi V_2) + V_2 V_1 (7\pi^2 + 9\phi^2)] / (6kn)$
$-28^\circ \leq \phi < -8^\circ$	$V_1 [V_1 V_2 n \phi (18V_1^2 \phi + 12\pi V_1^2 + -9V_1 V_2 n \phi + V_2^2 n^2 (-72\phi - 48\pi)) + V_2^2 n^2 (9\pi^2 V_1^2 - 14\pi^2 V_1 V_2 n + V_2^2 n^2 (-36\pi\phi - 12\pi^2 - 45\phi^2))] + V_1^3 (-3\pi^2 V_1 + 6\pi^2 V_2 n) / [72kn(V_1 + V_2 n)^2 (V_1 - 2V_2 n)]$
$-8^\circ \leq \phi < 0^\circ$	$V_1 V_2 (75\phi^2 + 100\pi\phi + 12\pi^2) / (300k)$
$0^\circ \leq \phi \leq 60^\circ$	$V_1 V_2 (-75\phi^2 + 100\pi\phi + 12\pi^2) / (300k)$
$60^\circ < \phi \leq 90^\circ$	$V_1 V_2 (-450\phi^2 + 450\pi\phi + 11\pi^2) / (900k)$
Intervalo	$d > 1$
$0^\circ \leq \phi \leq 6^\circ$	$(-3V_1^2 V_2 \phi^2) / [8L\pi n \omega (V_1 - V_2 n)]$
$6^\circ < \phi \leq 15^\circ$	$k_1 \phi (3V_1 \phi - 2\pi V_1 + 2\pi V_2 n) / 24 (V_1 - V_2 n)$
$15^\circ < \phi \leq 60^\circ$	$\{k_2 [V_1 \phi (-264\pi V_1 - V_2 n (288\phi + 624\pi))] + V_1 (55\pi^2 V_1 - 62\pi^2 V_2 n)\} / (1152)$
$60^\circ < \phi \leq 66^\circ$	$k_2 [V_1^2 (-2633\pi^2 - 17568\phi^2 + 13656\pi\phi) + V_1 V_2 n (2546\pi^2 + 17136\phi^2 - 13008\pi\phi)] / (1152)$
$66^\circ < \phi \leq 71^\circ$	$k_2 [V_1^2 (-145161\phi^2 + 37696\pi^2 - 36576\pi\phi) + V_1 V_2 n (-95392\pi^2 - 69678\phi^2 + 433152\pi\phi)] / (720000)$
$71^\circ < \phi \leq 115^\circ$	$k_1 (-2916\phi^2 + 3708\pi\phi - 529\pi^2) / (5184)$

* $k = L\omega n\pi$, $k_1 = V_1 V_2 / (L\omega n\pi)$, $k_2 = 1 / (L\omega n^2 \pi)$

$$P_{CPDA3MTF1} = \frac{V_1^2 d \phi}{2\pi\omega L} (\pi - \phi). \quad (9)$$

Para facilitar la comparación, las expresiones de potencia se normalizan utilizando las siguientes definiciones de valores bases,

$$V_b = V_1, \quad I_b = \frac{V_1}{\omega L}, \quad P_b = \frac{V_1^2}{\omega L}. \quad (10)$$

En la Figura 5 se muestran las potencias de salida normalizadas en función de ϕ , para los tres modos de funcionamiento del CPDA3 considerado. En esta figura pueden observarse los límites de transferencia de potencia. Cuando el convertidor funciona con la estrategia CPDA3MTF1, la máxima potencia que se puede transferir es igual a 64 % de la potencia máxima entregada por el CPDA3, para los tres valores de d , mientras que para el CPDA3MTF es igual a 70,5 % cuando funciona como reductor, 64 % en modo elevador y 68 % cuando funciona con una relación conversión unitaria.

Los resultados anteriores se corresponden con la limitación establecida para el máximo desfase que puede aplicarse. A continuación, agrega la limitación establecida por las corrientes máximas que pueden manejar los semiconductores. Las Figuras 6(a) y (b) muestran la evaluación de los valores RMS y pico de las corrientes del transformador en función de la potencia transferida para las diferentes estrategias, cuando $d < 1$. A partir de estos resultados puede observarse que el modo CPDA3MTF1 posee una mayor limitación por los elevados valores de corrientes pico que se generan frente a la estrategia propuesta. Imponiendo la condición de que el funcionamiento del CPDA3MTF1 obtenga los mismos valores pico en las corrientes de fase que el CPDA3MTF, debe reducirse la potencia máxima que puede transferirse en este modo. En la Figura 5 se indican los nuevos valores máximos de potencia alcanzados, indicados con trazos de color rojo discontinuos. Bajo esta restricción la potencia del CPDA3MTF1 se reduce en un 43,36 % para $d=1$, un 45 % operando con $d < 1$ y un 38,8 % para el caso $d > 1$, respecto a la potencia en funcionamiento normal del convertidor.

Por otro lado, puede observarse que la máxima potencia que puede transferir el CPDA3 y el CPDA3MTF1 se alcanza cuando $\phi = 90^\circ$, independientemente del valor de d . Mientras que en el CPDA3MTF se consigue cuando $\phi = 115^\circ$, para los casos $d = 1$ y $d > 1$; mientras que para el caso $d < 1$, el máximo ocurre cuando $\phi = 90^\circ$. También puede observarse que la transferencia de potencia del CPDA3 y el CPDA3MTF1 es nula cuando $\phi = 0^\circ$. Esta condición también sucede en el funcionamiento del CPDA3MTF, para los casos en que $d = 1$ y $d > 1$. Mientras que en el caso en que $d < 1$, la transferencia de potencia se anula cuando $\phi = -90^\circ$.

5. Análisis de la ondulación de la tensión de salida

En esta sección se analiza la ondulación en la tensión de salida del CPDA3 cuando funciona en los modos tolerantes a fallas considerados. Para esto, se tendrán en cuenta diferentes valores de capacidad para las diferentes relaciones de conversión entre tensiones que permiten tener una ondulación del 5 %

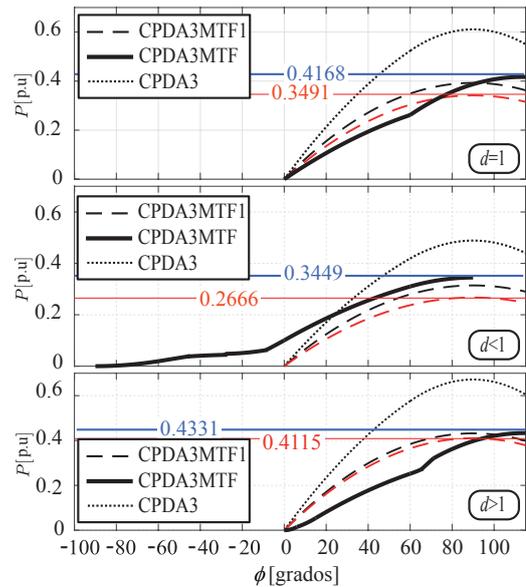


Figura 5: Potencia media en función del desfase.

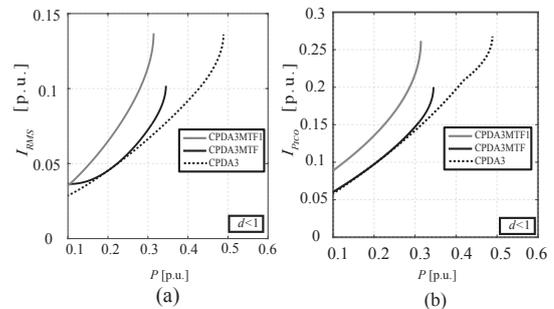


Figura 6: Corriente RMS (I_{T3}) en p.u vs potencia en p.u (a), corriente Pico por fase en p.u vs potencia en p.u.(b)

en la tensión de salida para la potencia máxima conseguida por el convertidor operando sin fallas.

La expresión general para determinar la ondulación de la tensión de salida puede escribirse como:

$$\Delta v_o = \frac{\Delta Q}{C}, \quad (11)$$

donde ΔQ es la carga recibida por el capacitor y C es su capacidad.

La carga recibida por el capacitor puede obtenerse a partir de la integral de la corriente a través del capacitor de salida (i_{C2}), asumiendo que toda la componente de CA circula por el mismo y su componente de CC por la carga. De esta manera, la corriente i_{C2} puede expresarse como la diferencia entre la corriente de salida, i_{B2} , y su valor medio, I_{B2} . Teniendo en cuenta lo anterior, la expresión para determinar la ondulación de la tensión de salida, puede escribirse como:

$$\Delta v_2 = \frac{1}{\omega C} \int_{\theta_1}^{\theta_2} i_{C2}(\theta) d\theta, \quad (12)$$

donde θ_1 y θ_2 son los cruces por cero de la corriente i_{C2} .

En la Figura 4 se muestra la ondulación en la tensión de salida en función de la potencia por unidad, para los tres funcionamientos del convertidor considerados, cuando operan con

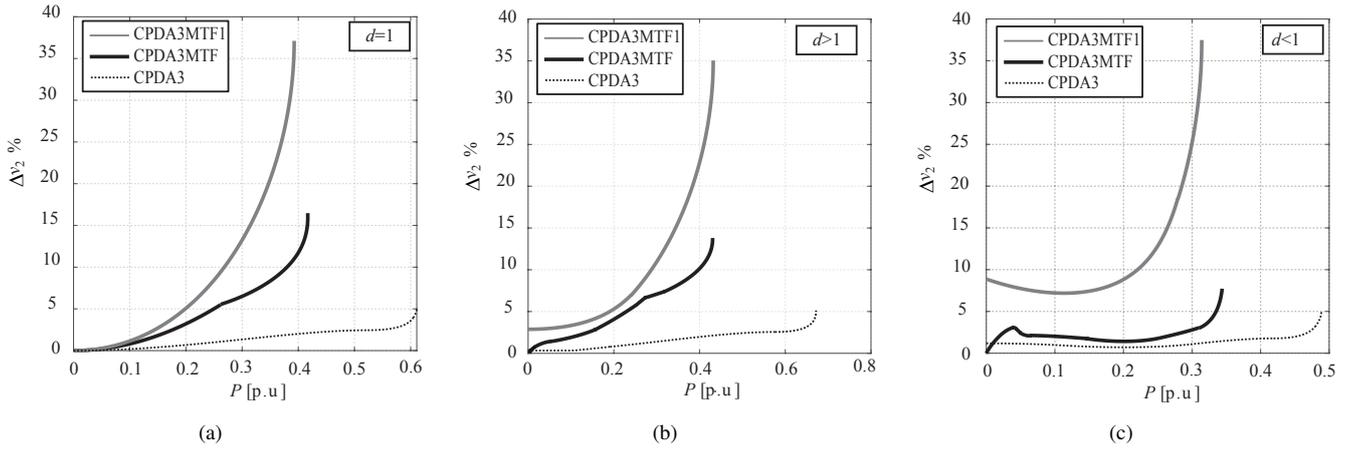


Figura 4: Ondulación de la tensión de salida en función de la potencia por unidad para: (a) $d = 1$, (b) $d > 1$ y (c) $d < 1$.

las siguientes relaciones de conversión entre tensiones: $d = 1$, $d > 1$ y $d < 1$; considerando los siguientes valores de capacidad en funcionamiento sin falla: $3.7 \mu\text{F}$ ($d = 1$), $3.86 \mu\text{F}$ ($d > 1$) y $4.3 \mu\text{F}$ ($d < 1$).

En la Figura 4 puede observarse que para los valores de capacidad considerados la ondulación de la tensión de salida se incrementa cuando el CPDA3 comienza a funcionar en un MTF. Como puede apreciarse para el funcionamiento del CPDA3MTF1, la ondulación de la tensión de salida se incrementa significativamente respecto al funcionamiento sin fallas, independientemente del valor de d con que opere el convertidor. Mientras que para el CPDA3MTF propuesto en este trabajo resulta en una ondulación menor para los tres valores de d considerados.

A partir de estos resultados, puede concluirse que el modo tolerante a fallas propuesto consigue una reducción de la ondulación de la tensión de salida, respecto a la que se obtiene con la estrategia presentada en (Ochoa-Sosa et al., 2021), siendo esta mejora cercana al 50 % cuando el convertidor funciona con $d = 1$ y $d > 1$, mientras que al funcionar con un $d < 1$ se consigue una reducción cercana al 87 %. Esto último, permite reducir el estrés eléctrico del capacitor de filtro de salida en comparación con el CPDA3MTF1, incrementándose su vida útil.

6. Resultados

En esta Sección se presentan resultados de simulación y experimentales con el objetivo de validar los análisis realizados en este trabajo. El convertidor se diseñó para una potencia máxima de 1.5 kW, frecuencia de conmutación de 20 kHz, la relación de transformación $n = 3$, y las inductancias de $32 \mu\text{H}$ por fase. La tensión de alimentación es de 300 V.

La simulación del CPDA3 se realizó con el software PSim[®]. Todos los elementos se modelaron como componentes ideales. Las pérdidas del convertidor se modelaron con una resistencia en serie con los inductores auxiliares, cuyo valor representa la suma de las resistencias de conducción de los transistores y de la resistencia de los bobinados de los componentes magnéticos obtenidos a partir del prototipo experimental, igua-

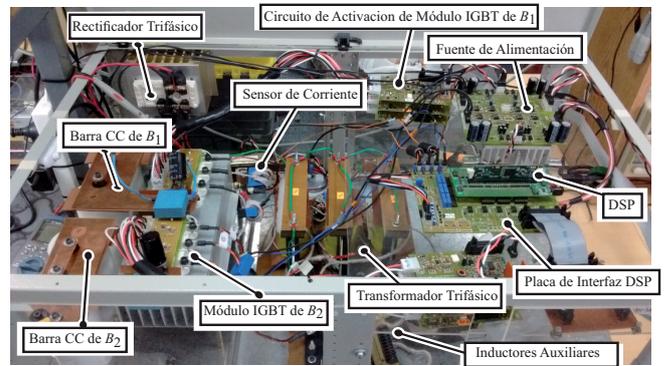


Figura 7: Fotografía del prototipo experimental.

les a $200\text{m}\Omega$. Para alimentar el puente B_1 se consideró una fuente de tensión constante, mientras que la carga del convertidor se modeló como resistiva. Se configuró un paso de simulación igual a 1×10^{-7} seg, el cual se seleccionó como una relación de compromiso entre el tiempo de simulación y la precisión de los resultados.

En este trabajo se adoptó el método de detección y diagnóstico de falla propuesto en (Davoodi et al., 2018), el cual consiste en evaluar los valores medios de las corrientes de fase. Para ello, se programó un filtro IIR digital pasa bajo de segundo orden, cuya expresión general se indica en la expresión (13) y en la Tabla 4 se indican los coeficientes del filtro. La frecuencia de corte se definió igual a 10 kHz, con el objetivo de obtener una respuesta lo suficientemente rápida para detectar la falla antes de un periodo de conmutación; mientras que la frecuencia de muestreo se estableció igual a 150 kHz, para obtener una buena representación de las formas de ondas muestreadas.

Tabla 4: Especificaciones del filtro IIR implementado.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
a_1	-1.4189826522	b_2	1.0
a_2	0.5532698897	G	0.0335718093
b_0	1.0	f_c [kHz]	10
b_1	2.0	f_m [kHz]	150

$$DF(z) = G \left(\frac{b_0 z^2 + b_1 z + b_2}{z^2 + a_1 z + a_2} \right). \quad (13)$$

En la Figura 7 se muestra una fotografía del prototipo experimental, en la cual puede apreciarse la disposición de los diferentes componentes del CPDA3. Para la implementación de los puentes trifásicos del convertidor se utilizaron dos módulos IGBT trifásicos modelo SEMiX101GD12E4s. La implementación de los transformadores monofásicos y de los inductores auxiliares se realizó con núcleos de Ferrite y los bobinados se realizaron con cable Litz para disminuir su resistencia de CA.

La medición de las tensiones y corrientes necesarias para la estrategia de detección y diagnóstico de fallas, se realizó con sensores de efecto Hall. Por último, la estrategia propuesta se programó en un microcontrolador de Texas Instruments, modelo TMS320F28335.

En todos los resultados que se presentan a continuación, el convertidor funciona sin fallas hasta un determinado instante de tiempo, a partir del cual se genera una falla de circuito abierto en el transistor T_{21} ; luego comienza a funcionar en el MTF propuesto. Para mantener la transferencia de potencia luego de la reconfiguración del convertidor, se corrige el ángulo de desfase a partir de la diferencia entre las potencias de referencia y la potencia transferida, evaluada a partir de la medición de la corriente y la tensión en la carga.

Además de evaluar el funcionamiento del convertidor en las nuevas condiciones, se obtuvo la ondulación de la tensión de salida utilizando un capacitor de $1 \mu\text{F}$, con el objetivo de poder visualizar mejor los resultados.

En estos resultados se muestran las tensiones de fase v_{ao} , v_{ge} , la tensión en la carga v_2 , las corrientes de fase i_a , i_b , i_c y la potencia transferida por la fase i_g .

6.1. Resultados de simulación

En las Figuras 8 (a) y (b) se muestran los resultados de simulación correspondientes a los casos teóricos de las Figuras 2 (a) y (b), respectivamente. En estas figuras el CPDA3 funciona inicialmente con los desfases de 20° y 39° , en el instante en el cual ocurre la falla de circuito abierto del transistor T_{21} el convertidor comienza a funcionar en el MTF propuesto, con los incrementos de fase de 44° y 83° , respectivamente. En la Figura 8 (a) la ondulación en la tensión de salida pasa de tener el 2% en el funcionamiento sin falla a tener un 9% en MTF. Mientras que en la Figura 8 (b), esta ondulación pasa de 3,8% al 19,19% en MTF. En las Figuras 8 (a) y (b) puede observarse que la potencia transferida se corresponde con 186.6 W y 315 W, respectivamente.

Los resultados de simulación para el caso $d < 1$ se muestran en las Figuras 8 (c) y (d). En la Figura 8 (c) el CPDA3 funciona con $\phi = 28^\circ$ y con un $\phi = 32^\circ$ en MTF. En la Figura 8 (d), el convertidor funciona inicialmente con un $\phi = 40^\circ$ y $\phi = 63^\circ$ en MTF. De manera similar al caso $d = 1$, se produce un incremento en la ondulación de la tensión de salida. En la Figura 8 (c) pasa de tener una ondulación del 1,65% a tener un 1.86% en MTF, mientras que en la Figura 8 (d) pasa del 2,25% al 6,6%. Las potencias transferidas para estos casos son de 175.5 W y 243.3 W, respectivamente.

En las Figuras 8 (e) y (f), se presentan los resultados de simulación para el caso $d > 1$, los cuales corresponden a los casos

teóricos mostrados en las Figuras 3 (c) y (e). En las Figura 8 (e) y (f), se muestran las formas de ondas para el funcionamiento del convertidor sin falla con los valores iniciales de $\phi = 13^\circ$ y $\phi = 24^\circ$, respectivamente. En el instante de falla del transistor T_{21} , el convertidor se reconfigura con los incrementos de ϕ de 31° y 68° , respectivamente. Para el caso analizado, se puede verificar que la ondulación de la tensión de salida pasa del 2% al 7,2% en el MTF, resultado que corresponde a la Figura 8 (e), mientras que en la Figura 8 (f) pasa de tener un 3% a tener un 15,5%. En estas figuras también puede observarse que la potencia transferida para estos dos casos es de 137.6 W y de 239 W, respectivamente.

Los resultados presentados en esta sección muestran que durante la transición al modo tolerante a fallas propuesto se generan componentes de CC en las corrientes de fase, los cuales se extinguen rápidamente en un periodo de conmutación. En estos resultados, se optó por una corrección rápida del desfase, con el objetivo de mostrar la respuesta del sistema en la peor condición desde el punto de vista de la estabilidad del método. Sin embargo, en el caso de que las corrientes de fase durante esta transición pudieran generar componentes de CC que lleguen a saturar el núcleo del transformador, puede implementarse un esquema de transición suave, por ejemplo, un ajuste del desfase del tipo rampa, como se muestra en el resultado de la Figura 9. En esta Figura se muestra un caso en el cual el desfase se ajusta por medio de una función rampa con una duración igual a tres periodos de conmutación. Los parámetros de esta simulación se corresponden con una relación de conversión unitaria ($d = 1$), el desfase inicial es de 20° y el final de 44° . Puede observarse que las formas de onda de las corrientes de cada una de las fases no presentan ningún transitorio con valores medio diferentes de cero (I_a, I_b, I_c).

En la Figura 10 se muestra una comparación de la ondulación de las tensiones de salida cuando se utiliza la estrategia propuesta y el resultado de aplicar la estrategia presentada en (Ochoa-Sosa et al., 2021), cuando se transfiere una potencia cercana al valor nominal. En las Figuras 10 (a), (b) y (c) se muestran las formas de onda de las tensión de fase v_{ao} , la tensión en la carga (v_2) y la corriente de fase a , cuando se produce una falla en el transistor T_{21} .

Las formas de onda obtenidas en la Figura 10 (a) se corresponden para una potencia por unidad de $0,38[p.u]$ y $d = 1$. En esta figura se muestra la ondulación de la tensión de salida obtenidas al utilizar las estrategias CPDA3MTF y CPDA3MTF1, para las mismas condiciones de funcionamiento. Como puede apreciarse, para el caso CPDA3MTF la ondulación es del 10% y del 25% para el funcionamiento del CPDA3MTF1.

En la Figura 10(b) se muestran los resultados equivalentes a una potencia por unidad de $0.3 [p.u]$ y $d < 1$. La ondulación de la tensión de salida operando el convertidor en el CPDA3MTF es igual a 2,9% y de un 23% para el funcionamiento del CPDA3MTF1. Finalmente, en la Figura 10(c) se corresponden para una potencia por unidad de $0.42 [p.u]$ y $d > 1$. La ondulación en la tensión de salida es del 11,6% y del 24% para los funcionamientos CPDA3MTF y CPDA3MTF1, respectivamente. En todos los casos, los resultados se corresponden con los mostrados en la Figura 6 (a) del artículo.

En la Figura 11 se muestran los resultados de simulación correspondiente a tres condiciones de funcionamiento del con-

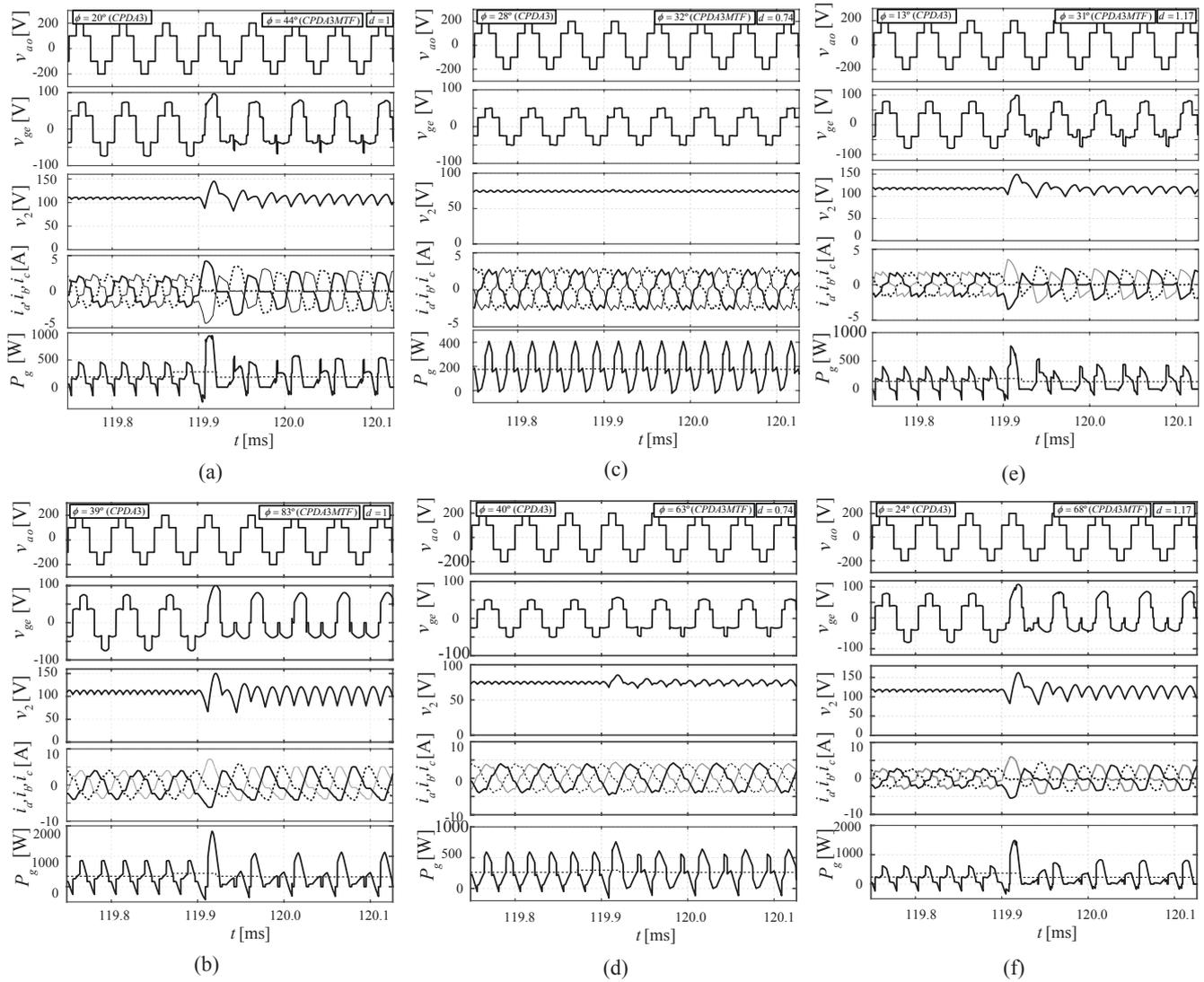


Figura 8: Resultados de simulación cuando funciona como un CPDA3 y cuando funciona en MTF de circuito abierto del transistor T_{21} .

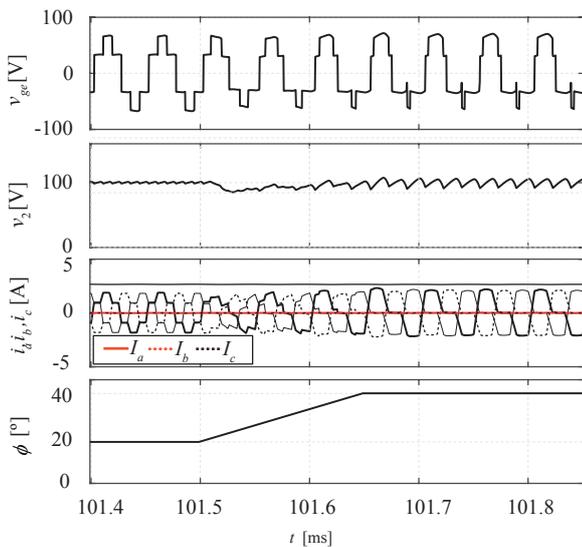


Figura 9: Resultados de simulación correspondiente a un cambio de fase tipo rampa.

vertidor cuando opera con $d < 1$ y cuando transfiere potencia de forma bidireccional. En ambos casos, el convertidor funciona inicialmente transfiriendo desde el lado de V_1 hacia V_2 y sin fallas, transfiriéndose una potencia igual a 653 W. Luego de que se detecta la falla, el convertidor opera en el modo CPDA3MTF y se reajusta el desfase para mantener la transferencia de potencia. En el instante 120.15 msec., se genera un cambio en el sentido de transferencia de potencia. La estrategia de modulación para este último caso se modifica para que el convertidor funcione en el modo CPDA3MTF1.

Los resultados de la Figura 11(a) corresponden al caso en que se mantiene la misma magnitud de transferencia de potencia en ambos sentidos, mientras que los resultados de la Figura 11 (b) se corresponden al caso en el que se mantienen los valores picos de las corrientes en el transformador, y en consecuencia en los transistores de potencia, lo que impone la necesidad de tener que reducir la transferencia cuando se utiliza el modo CPDA3MTF1. A partir de los resultados mostrados en la Figura 11 (a), puede observarse que, para transferir la misma magnitud de potencia en ambos sentidos, considerando ambas estrategias

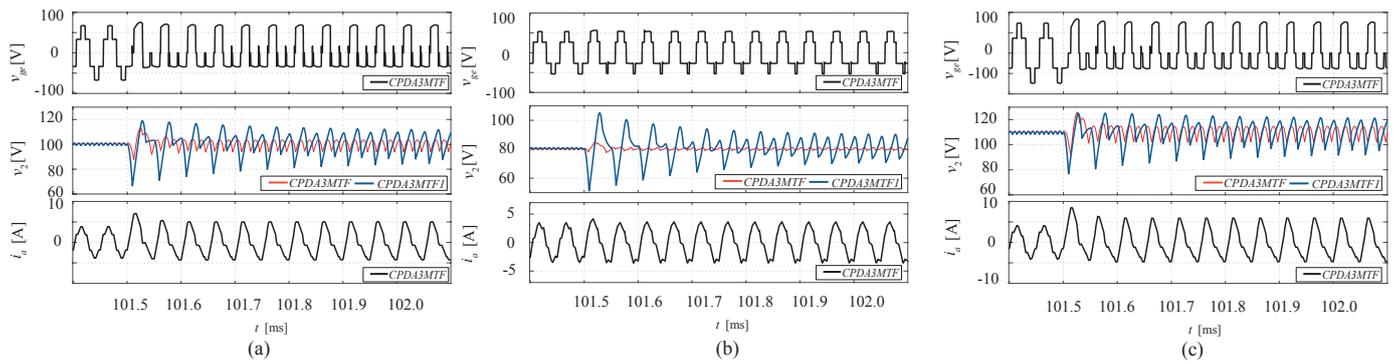


Figura 10: Comparación de la ondulación de la tensión de salida (v_2) para los funcionamiento del CPDA3MTF y del CPDA3MTF1, para la falla en el transistor T_{21} y una potencia por unidad: 0.38 ($d = 1$), (b) 0.3($d < 1$) y (c) 0.42 ($d > 1$).

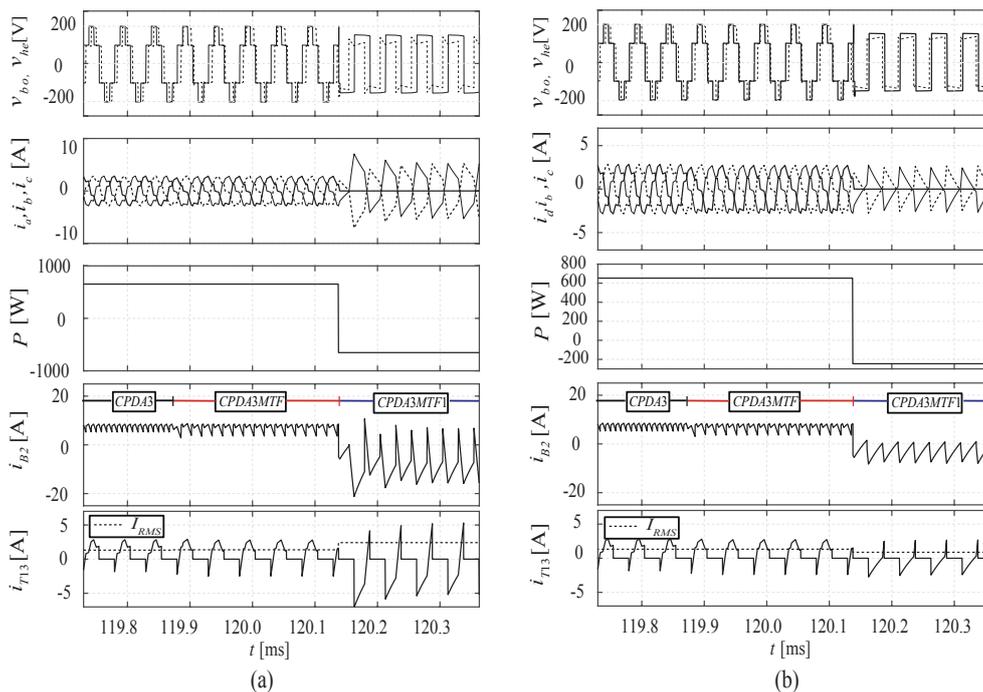


Figura 11: Resultados de simulación correspondientes a los funcionamientos del convertidor en CPDA3, CPDA3MTF y en CPDA3MTF1 para el caso $d < 1$: (a) sin limitación de corrientes picos en el CPDA3MTF1, (b) con limitación de corrientes picos en el CPDA3MTF1.

tolerantes a fallas, el valor RMS de la corriente que circula en los semiconductores en funcionamiento normal resulta igual a 1.317 A. En el modo CPDA3MTF este valor resulta igual a 1.369 A, incrementándose en un 4.4 %. Por otro lado, para el modo CPDA3MTF1 esta corriente resulta igual a 2.46 A, resultando en un incremento del 86.7 %, lo que conduce a mayores pérdidas en el convertidor. En la Figura 6 (a) se muestran los resultados de esta evaluación en todo el rango de funcionamiento.

Por otro lado, en la Figura 11 (a) puede observarse además que se produce un incremento significativo de los valores pico de las corrientes de fase cuando se opera el convertidor en el modo CPDA3MTF1, donde el valor pico en el funcionamiento normal y en el CPDA3MTF es de 2.6 A, y este valor resulta igual a 5.305 A para el modo CPDA3MTF1, incrementándose un 89.55 %.

A partir de estos resultados puede concluirse que el incremento en los valores picos de las corrientes de fase cuando funciona en el CPDA3MTF1, pueden limitar la transferencia

de potencia a un valor inferior al máximo que puede lograrse cuando el desfase es igual a 90° . En base al conocimiento de estas corrientes del convertidor, es posible determinar la máxima transferencia de potencia considerando una corriente máxima admisible que pueda soportar el convertidor. Este resultado se muestra en la Figura 5, en línea a trazos de color rojo para todos los modos de funcionamiento.

6.2. Resultados experimentales

En las Figuras 12 (a) y (b), se muestran los resultados experimentales correspondientes a los obtenidos por simulación en las Figuras 8 (a) y (b), para el caso $d = 1$. En la Figura 12 (a), además de verificar el funcionamiento del convertidor, se verifica la ondulación de la tensión de salida, siendo este del 9 % en MTF, mientras que en la Figura 12 (b) es de un 19 %, para el capacitor utilizado, resultados que se corresponden a los obtenidos por simulación.

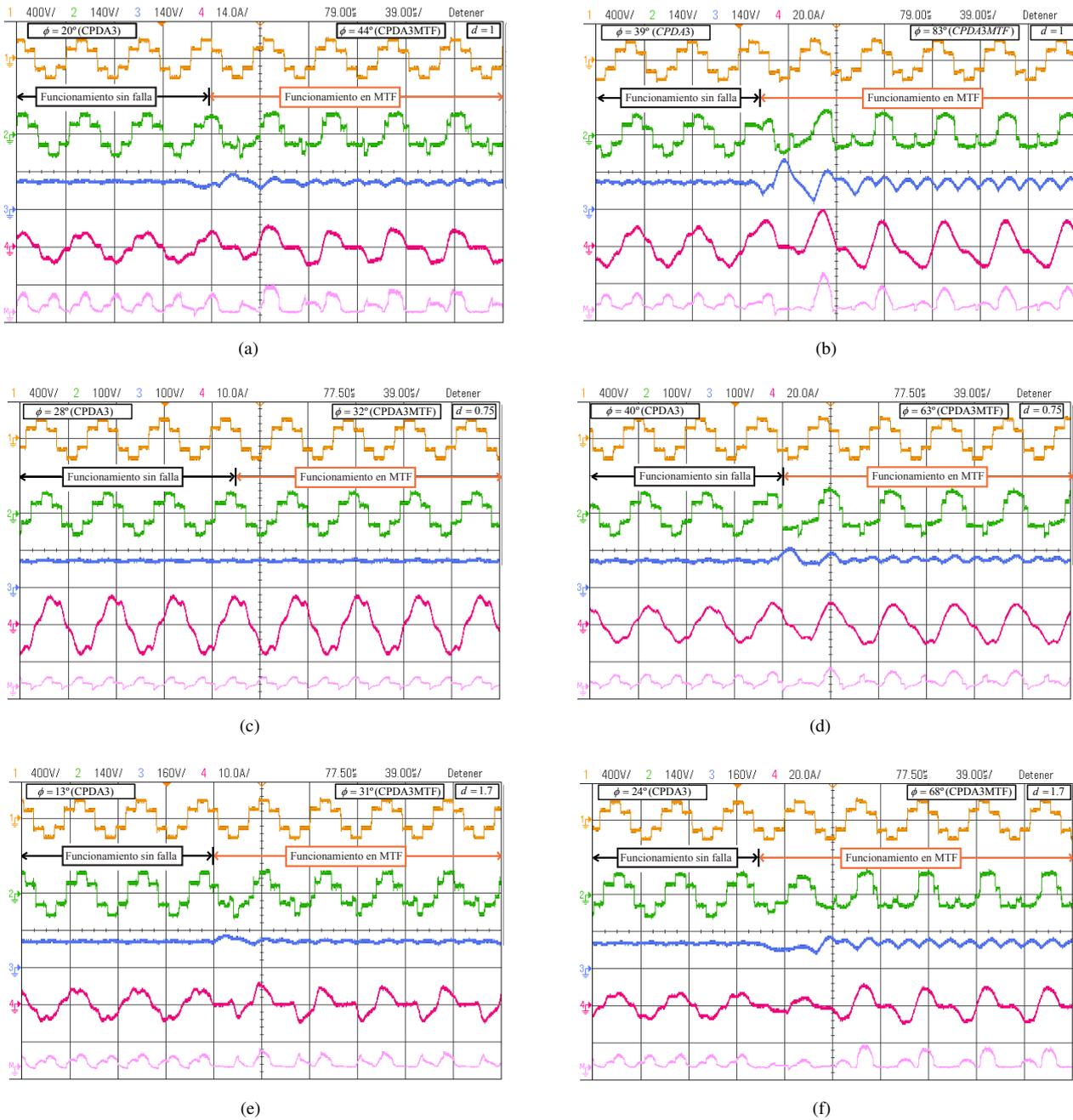


Figura 12: Resultados experimentales para el funcionamiento del CPDA3 y en el funcionamiento en el MTF propuesto, para los casos $d = 1$, $d < 1$ y $d > 1$. (CH-1: Tensión de fase v_{a0} , CH-2: Tensión de fase v_{ge} , CH-3: Tensión en la carga v_2 , CH-4: Corriente de la fase a , CH-M: Potencia transferida por la fase a).

Los resultados experimentales mostrados en las Figuras 12 (c) y (d), se corresponden a los resultados de simulación obtenidos en las Figuras 8 (c) y (d), para el caso $d < 1$. En estos resultados se verifica el funcionamiento del convertidor obtenidos por simulación, como también la ondulación en la tensión de salida. En la Figura 12 (c) se tiene una una ondulación del 1,86 % en MTF, mientras que en la Figura 12 (d) es del 6,6 %.

Finalmente, en las Figuras 12(e) y (f), se muestran los resultados correspondientes a los casos obtenidos en las Figuras 8 (a) y (b), para $d > 1$. Puede observarse en estos resultados que se logra mantener la transferencia de potencia luego de la recon-

figuración. Además, se puede verificar que en la Figura 12 (e) la ondulación de la tensión es de un 7,2 % en MTF, mientras que en la Figura 12 (f) es del 15%. A partir de los resultados obtenidos, se puede concluir que el convertidor puede continuar funcionando en el MTF propuesto cuando se produce una falla de circuito abierto de transistor en el puente en el cual se conecta la carga (B_2) y realizando un ajuste del desfase se logra mantener la transferencia de potencia siempre que la potencia entregada por el CPDA3 sea menor o igual a los valores máximo indicados en la Figura 5. Además, se pudo verificar el incremento de la ondulación de la tensión de salida debido a la reconfiguración del convertidor.

7. Conclusión

Se propuso un nuevo método tolerante a fallas de circuito abierto de transistor aplicado a Convertidores CC-CC con Puentes Duales Activos Trifásicos (CPDA3), cuando la falla se produce en el puente en el cual se conecta la carga. La estrategia propuesta consiste en desactivar los transistores ubicados en la misma posición del transistor en falla y del mismo puente, manteniendo las señales de activación de los transistores complementarios y del puente del lado de la fuente de alimentación. El control de la transferencia de potencia se realiza aplicando un desfase entre las tensiones correspondientes a una misma fase de ambos lados del transformador. De esta manera, se consigue que el convertidor pueda seguir funcionando sin la incorporación de componentes o circuitos adicionales a la topología original. Se determinaron los nuevos límites en la transferencia de potencia y se comparó con los obtenidos cuando el convertidor funciona sin fallas y cuando se aplica la estrategia propuesta en (Ochoa-Sosa et al., 2021), definido como CDA3MTF1. De esta comparación, se determinó que el CPDA3MTF1 puede transferir un 56,64 % cuando opera con $d = 1$, un 55 % con $d < 1$ y un 62 % con $d > 1$, respecto a la potencia máxima entregada por el CPDA3; mientras que para el CPDA3MTF es del 70,5 % cuando funciona como reductor, del 64 % en modo elevador y del 68 % cuando funciona con conversión unitaria de tensión.

Además, se analizó la ondulación de la tensión de salida. Para el funcionamiento del CPDA3MTF1 se obtiene un incremento significativo en la ondulación de la tensión de salida, independientemente del valor de d . Mientras que para el CPDA3MTF propuesto, resulta en una ondulación menor para los tres valores de d considerados, siendo esta cercana al 50 % cuando el convertidor funciona con $d = 1$ y $d > 1$, mientras que al funcionar con un $d < 1$ se consigue una reducción cercana al 87 %. Los resultados de simulación y experimentales obtenidos con un prototipo de 1.5 kW, permitieron validar los análisis teóricos presentados, mostrando una buena correlación entre ellos y la viabilidad práctica de la propuesta.

Agradecimientos

El presente trabajo fue soportado por la Secretaría de Ciencia y Técnica de la Universidad Nacional de Río Cuarto (SeCyT, UNRC), el FONCyT de la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica, la Red MEIHAPER CYTED y la Universidad Nacional de Rafaela (UNRaf).

Referencias

Airabella, A. M., Oggier, G. G., Piris-Botalla, L. E., Falco, C. A., García, G. O., 2016. Semi-conductors faults analysis in dual active bridge dc-dc converter. *IET Power Electron.* 9 (6), 1103–1110.

- Asgari, H., Heidari, M., Adib, E., 2019. Soft-switching isolated dual active bridge bidirectional dc-dc converter with simple structure. In: 2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC). pp. 707–712.
- Bento, F., Cardoso, A. J. M., 2018. A comprehensive survey on fault diagnosis and fault tolerance of dc-dc converters. *Chinese Journal of Electrical Engineering* 4 (3), 1–12.
- Berger, M., Kocar, I., Fortin-Blanchette, H., Lavertu, C., 2020. Open-Phase Fault-Tolerant Operation of the Three-Phase Dual Active Bridge Converter. *IEEE Trans. Power Electron.* 35 (4), 3651–3662.
- Costa, L. F., Buticchi, G., Liserre, M., 2018. A family of series-resonant dc-dc converter with fault-tolerance capability. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 54 (1), 335–344.
- Costa, L. F., Liserre, M., 2018. Failure analysis of the dc-dc converter: A comprehensive survey of faults and solutions for improving reliability. *IEEE Power Electron. Mag.* 5 (4), 42–51.
- Davoodi, A., Sadeghpour, D., Kashif, M., Albahrani, S. A., Atarodi, S. M., Zolghadri, M. R., 2018. A novel transistor open-circuit fault localization scheme for three-phase dual active bridge. *Australasian Universities Power Engineering Conference, AUPEC 2018*, 5–10.
- De Doncker, R. W. A. A., Divan, D. M., Kheraluwala, M. H., 1991. A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 27 (1), 63–73.
- Hagbini, S., Blaabjerg, F., Bahman, A. S., 2019. Frozen leg operation of a three-phase dual active bridge converter. *IEEE Trans. Power Electron.* 34 (5), 4239–4248.
- Kheraluwala, M. N., Gascoigne, R. W., Divan, D. M., Baumann, E. D., 1992. Performance characterization of a high-power dual active bridge dc-to-dc converter. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 28 (6), 1294–1301.
- Kumar, G. K., Elangovan, D., 2020. Review on fault-diagnosis and fault-tolerance for DC-DC converters. *IET Power Electron.* 13 (1), 1–13.
- Lu, Y., Wu, Q., Wang, Q., Liu, D., Xiao, L., 2018. Analysis of a novel zero-voltage-switching bidirectional dc/dc converter for energy storage system. *IEEE Trans. Power Electron.* 33 (4), 3169–3179.
- M. Liserre, G. B., COSTA, L., ANDRESEN, M., 2017. Spannungswandler, verfahren zu dessen betrieb und computerprogramm. (German Patent DE102017104138).
- Naayagi, R. T., Forsyth, A. J., Shuttleworth, R., 2012. High-power bidirectional dc-dc converter for aerospace applications. *IEEE Trans. Power Electron.* 27 (11), 4366–4379.
- Ochoa-Sosa, J. E., Núñez, R. O., Oggier, G. G., García, G. O., 2021. Open-Phase Fault-Tolerant Operation of the Three-Phase Dual Active Bridge Converter. *IEEE Latin America Transactions* 19 (4), 385–395.
- Pei, X., Nie, S., Chen, Y., Kang, Y., 2012. Open-circuit fault diagnosis and fault-tolerant strategies for full-bridge dc-dc converters. *IEEE Trans. Power Electron.* 27 (5), 2550–2565.
- Piris-Botalla, L., Oggier, G. G., Airabella, A. M., García, G. O., 2016. Extensión del Rango de Operación con Conmutación Suave de un Convertidor CC-CC Bidireccional de Tres Puertos. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial RIAI* 13 (1), 127–134.
- Ribeiro, E., Cardoso, A. J. M., Boccaletti, C., 2013. Fault-tolerant strategy for a photovoltaic dc-dc converter. *IEEE Trans. Power Electron.* 28 (6), 3008–3018.
- Song, Y., Wang, B., 2013. Survey on reliability of power electronic systems. *IEEE Trans. Power Electron.* 28 (1), 591–604.
- Troviano, M., Botalla, L. P., Oggier, G., 2021. Estrategia de modulación para minimizar la potencia reactiva en el enlace de ca de convertidores cc-cc de tres puertos aislados. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, En prensa.
- Zhang, W., Xu, D., Enjeti, P. N., Li, H., Hawke, J. T., Krishnamoorthy, H. S., 2014. Survey on fault-tolerant techniques for power electronic converters. *IEEE Trans. Power Electron.* 29 (12), 6319–6331.