

Análisis de Fallas de Circuito Abierto de Transistor en Convertidores CC-CC con Puentes Duales Activos Trifásicos para Aplicaciones en Microrredes

Jonathan E. Ochoa-Sosa, Rubén O. Núñez, Germán G. Oggier y Guillermo O. García

Resumen—En este trabajo se presenta el análisis del funcionamiento de un Convertidor CC-CC con Puentes Duales Activos Trifásicos para aplicaciones en microrredes eléctricas, antes y luego de un evento de falla de circuito abierto de transistor. Se identifican los principales síntomas del convertidor, para las condiciones de funcionamiento mencionadas, a través de las formas de ondas de tensiones y corrientes del convertidor. En base a este análisis, es posible identificar el semiconductor que presenta la falla y su ubicación en el circuito. Con el objetivo de validar el análisis se presentan resultados de simulación.

Palabras Clave—Microrredes eléctricas, Convertidor CC-CC bidireccional, Convertidor con Puentes Duales Activos Trifásicos, Fallas en Convertidores.

I. INTRODUCCIÓN

La utilización de fuentes de energía renovables para la generación de energía eléctrica se ha incrementado significativamente en los últimos tiempos en distintas partes del mundo [1]-[2]. Estas fuentes de energías alternativas normalmente se encuentran distribuidas geográficamente, lo cual impulsa la existencia de una mayor cantidad de sistemas de Generación Distribuida (GD), que muchas veces están conectadas con las actuales centrales de generación eléctrica para satisfacer y mejorar la calidad de la energía proporcionadas por estas. Las microrredes eléctricas son una alternativa que permiten integrar efectivamente la GD, sistemas de almacenamiento de energía (SAE) y diferentes tipos de cargas eléctricas. A su vez, mediante su capacidad para funcionar de forma aislada o interconectada al sistema eléctrico de potencia convencional (SEP), permiten proporcionar energía eléctrica con elevada confiabilidad [3]-[4].

Debido a lo mencionado anteriormente, los convertidores electrónicos de potencia (CEP), en las próximas décadas, tendrán un rol más significativo en el funcionamiento de las redes eléctricas [5], debido a que funcionan como interfaces entre sus diferentes componentes.

En [6] se han definido tres tipos de topologías de microrredes: CA, CC e híbridas. La utilización de microrredes de CC presenta ventajas sobre las de CA, debido a que evita la necesidad de sincronizar los distintos tipos de generadores eléctricos. Además, permite facilitar la conexión de diferentes tipos de recursos de energía distribuida y diferentes cargas eléctricas a una barra de CC

antes de pasar a una etapa de CA para alimentar cargas convencionales o intercambiar energía con el SEP [2], [4].

En cualquiera de las topologías de microrredes mencionadas se destaca la necesidad del uso de los CEP como interfaces entre los diferentes componentes [7]-[8]. Sin embargo, esto desafía la confiabilidad del suministro de energía eléctrica y más aún cuando estos no están equipados con circuitos de redundancia. Esto último significa que

cualquier falla que ocurra en algunos de los componentes del CEP conduce a su desconexión de la microrred; lo cual no es deseable debido a que una desconexión no programada no solo genera preocupaciones de seguridad significativas, sino que también aumentan los costos de funcionamiento del sistema [9].

Los requerimientos de una energía eléctrica segura y de alta calidad puede garantizarse con el uso de los SAE, los cuales normalmente están basados en bancos de baterías y/o supercapacitores [10]-[11].

El intercambio de energía entre los SAE y el resto de la microrred puede realizarse a través de convertidores CC-CC bidireccionales, con el objetivo de controlar el flujo de energía en ambas direcciones y en algunos casos tener la posibilidad de adaptar diferentes niveles de tensión. Se han publicado diferentes propuestas de topologías de convertidores CC-CC que pueden utilizarse con el objetivo de contribuir a mejorar tanto la calidad de la energía como en la confiabilidad de una microrred [12]-[16].

Una de las topologías recomendada en varias publicaciones, debido a sus características, es el Convertidor con Puentes Duales Activos (CPDA); este convertidor es capaz de controlar el flujo de energía de manera bidireccional, operar en modo reductor y/o elevador, es aislado mediante un transformador, el cual puede diseñarse para funcionar en frecuencias de conmutación elevadas y constantes, lo que permite obtener un volumen más reducido del mismo y optimizar su diseño. Además, con el CPDA puede lograrse un elevado rendimiento debido a la posibilidad de funcionar en conmutación suave en todo su rango de funcionamiento cuando se utilizan estrategias de modulación adecuadas [15]-[16]. Por otro lado, cuando la aplicación requiere un convertidor capaz de controlar elevada densidad de flujo de energía se propone la utilización del Convertidor con Puentes Duales Activos Trifásicos (CPDA3), el cual además presenta otras ventajas en sus características respecto al CPDA [17].

En referencia a la confiabilidad del suministro de energía de las microrredes eléctricas debe considerarse que los convertidores que la componen pueden estar expuestos a condiciones de funcionamiento de elevado estrés eléctrico, los cuales pueden provocar fallas en algunos de sus componentes. En [18] se presenta un estudio realizado a usuarios de CEP, en diferentes aplicaciones, en cual se ha demostrado que los semiconductores de potencia, los

J. E. Ochoa-Sosa, Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC), GEA/IITEMA/CONICET. Córdoba, Argentina. j.e.ochoasosa@gmail.com.

R. O. Núñez, Universidad Nacional de Misiones (UNaM), FI/GID-IE/IMAM/CONICET. Misiones, Argentina. ruben.nunez.ar@ieee.org.

G. G. Oggier, Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC), GEA/IITEMA/CONICET. Córdoba, Argentina. goggier@ieee.org.

G. O. García, Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC), GEA/IITEMA/CONICET. Córdoba, Argentina. g.garcia@ieee.org.

capacitores de filtro y los circuitos de activación de los semiconductores son responsables en mayor porcentaje de las fallas en un CEP. Por lo tanto, puede concluirse que la confiabilidad de las microrredes eléctricas depende, entre otros factores, de la confiabilidad de los CEP y por lo tanto de los semiconductores de este.

Entre las fallas de estos se destacan dos tipos, falla de cortocircuito y de circuito abierto [19]-[20]. Cuando un semiconductor presenta alguna de estos, pueden producirse anomalías como sobretensiones y/o sobrecorrientes, que pueden causar daños a otros componentes del convertidor, conduciendo en muchos casos el apagado y la desconexión del mismo. Por esta razón, es necesario una rápida detección de la falla para realizar un apagado controlado y evitar daños mayores o reconfigurar la topología cuando es capaz de operar utilizando un esquema tolerante a fallas [21]-[25].

En [23] se presenta una revisión de las técnicas convencionales tolerantes a fallas de los CEP en caso de fallas en los dispositivos semiconductores. Las técnicas presentadas por los autores son clasificadas en cuatro niveles en función de redundancia en el *hardware*, a nivel conmutador, a nivel pierna, a nivel modulo y finalmente a nivel sistema. El objetivo de la revisión fue proporcionar un panorama detallado del estado del arte relacionados con el manejo de fallas sistemas electrónicos.

La posibilidad de utilizar un esquema tolerante a falla es posible si el convertidor permite su reconfiguración, para lo cual es necesario que el mismo cuente con las capacidades de realizar el diagnóstico y la detección del dispositivo que presenta la falla. Existen trabajos sobre diagnóstico de fallas en los dispositivos semiconductores que proponen diferentes técnicas para su detección. Por ejemplo, en [24] y [25] se estudian fallas de circuito abierto en los transistores de un convertidor del tipo puente completo, en el que se propone la utilización de una técnica basada en el análisis de la forma de onda de tensión medida en una bobina auxiliar del transformador. La estrategia propuesta en [24] permite identificar cual es el transistor de potencia que presenta una falla de circuito abierto, mediante un circuito analógico auxiliar, mientras que en [25] se obtienen resultados similares utilizando redes neuronales.

En [26] se analiza el funcionamiento de un CPDA cuando se produce una falla de circuito abierto en un transistor. En este trabajo se procesan las mediciones de tensiones CA de cada uno de los puentes y las corrientes que circulan en las bobinas del transformador. Los autores concluyen que no es posible identificar las fallas en los transistores y diodos en forma independiente debido a las simetrías en las formas de onda que se tienen.

El trabajo está organizado de la siguiente manera: en la Sección 2 se presenta la descripción de la topología CPDA3. En la Sección 3, se analizan las formas de onda de tensión y corriente del CPDA3 antes y después de una falla de circuito abierto en un transistor. La Sección 4 se presentan resultados de simulación con el objetivo de validar el análisis realizado. Finalmente, en la Sección 5 se presentan las conclusiones obtenidas.

II. DESCRIPCIÓN DE LA TOPOLOGÍA DEL CPDA3

En la Figura 1 se muestra un circuito simplificado del CPDA3. Este convertidor consiste en dos puentes activos

trifásicos que puede funcionar como un convertidor CC-CA y el otro como un convertidor CA-CC, en función al flujo de energía. Cada uno de estos puentes, B_1 y B_2 , alimenta un transformador trifásico que puede funcionar a alta frecuencia. En este trabajo se analiza el CPDA3 cuando el transformador es conectado en estrella-estrella. Cada llave de B_1 y B_2 , está compuesto de un transistor, T_{xy} , y un diodo en antiparalelo, D_{xy} , donde $x=1,2$ e $y=1,2,\dots,6$.

El análisis del convertidor CPDA3 puede simplificarse referenciando las variables a un lado del transformador, considerando a este último como ideal, además, que el mismo posee un valor de inductancia de magnetización mucho mayor que las inductancias de dispersión [17].

Considerando los anteriores el convertidor puede representarse mediante un esquema simplificado compuesto por dos puentes activos trifásicos conectados por medio de las inductancias de dispersión del transformador, $L_x = L_1 + L_2$, como se muestra en el circuito simplificado.

En este trabajo se define a las relaciones de transformación y de conversión entre tensiones como n y $d = V_2/(V_1 n)$, respectivamente; los cuales en este trabajo son considerados con valores unitarios.

III. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO Y ANÁLISIS DE FUNCIONAMIENTO DEL CPDA3

El control del flujo de energía en un CPDA3 se logra aplicando un desfase, ϕ , entre las tensiones aplicadas a bornes de las bobinas de ambos lados del transformador, en función a la potencia que se requiere transferir entre los puertos del convertidor.

Este desfase puede lograrse aplicando adecuadamente la técnica de modulación por desplazamiento de fase a los semiconductores de ambos puentes. El mismo consiste en la modular cada uno de los transistores con una forma de onda cuadrada de 50% del ciclo de trabajo y una frecuencia constante.

En la Figura 2 se muestran las formas de ondas ideales de las tensiones aplicadas a cada una de las bobinas de ambos lados del transformador y las corrientes que circulan por los mismos, para el funcionamiento en estado estacionario del convertidor. En este caso, se muestran las formas de onda obtenidas para una transferencia de potencia desde v_1 a v_2 . Para facilitar el análisis del funcionamiento del convertidor antes y después del evento de falla de circuito abierto del transistor T_{11} .

Funcionamiento sin falla del CPDA3

En esta Subsección se presentan los estados de conducción de los dispositivos semiconductores para el funcionamiento normal del convertidor para cada uno de los intervalos definidos en la Figura 2.

Intervalo 1: Este intervalo de conducción del convertidor está definido por $0 \leq \theta \leq \phi$. En estado inicial, anterior a $\theta = 0$, los valores instantáneos de las corrientes $i_a(\theta)$ y

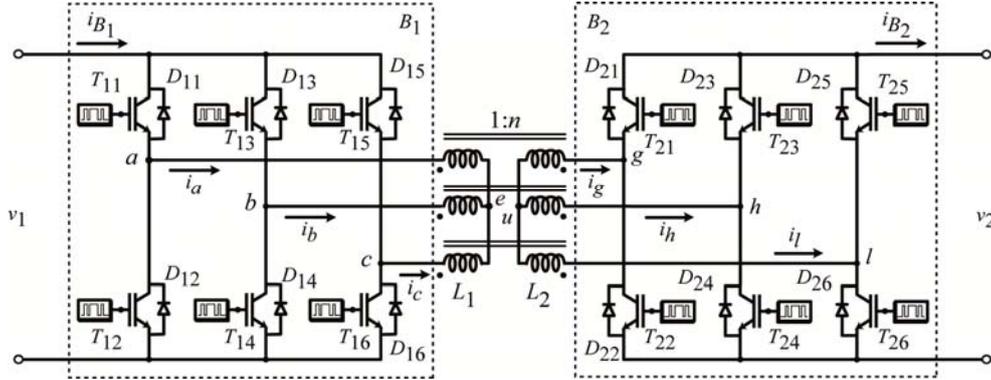


Figura 1. Circuito simplificado de un Convertidor con Puentes Duales Activos Trifásicos, con el transformador conectado en estrella-estrella

$i_b(\theta)$ son negativos, mientras que los de $i_c(\theta)$ son positivos. En $\theta=0$ se establecen las señales de encendido de los transistores T_{11} y T_{22} . Debido al sentido de circulación de las corrientes $i_a(\theta)$ y $i_g(\theta)$ entran en conducción los diodos D_{11} y D_{22} . Esto ocurre hasta que estas corrientes cruzan por cero, produciéndose un encendido natural de los transistores T_{11} y T_{22} . Por lo tanto, hasta el final de este intervalo los dispositivos que se encuentran en conducción son T_{11} , T_{15} y T_{14} , en el puente B_1 y D_{24} y D_{25} en el puente B_2 .

Teniendo en cuenta la expresión de la relación entre tensiones (d), este intervalo la corriente queda establecida por la siguiente ecuación:

$$i_a(\theta) = i(0) + \left[\frac{v_1}{3\omega L} (1+d) \right] \theta \quad (1)$$

Intervalo 2: Este intervalo de conducción está definido por $\phi < \theta < \pi/3$. El mismo comienza con el establecimiento de la señal de apagado del transistor T_{22} y el encendido de D_{21} . Los dispositivos semiconductores que permanecen en estado de conducción hasta el final de este intervalo son, T_{11} , T_{14} , T_{15} del puente B_1 y D_{21} , D_{24} y D_{25} del puente B_2 .

La expresión de la corriente de la fase a en este intervalo viene determinada por la siguiente expresión:

$$i_a(\theta) = i(\phi) + \left[\frac{v_1(1-d)}{3\omega L} \right] (\theta - \phi) \quad (2)$$

Intervalo 3: Este intervalo de conducción está definido por $\pi/3 \leq \theta \leq \pi/3 + \phi$. Los valores instantáneos de las corrientes $i_a(\theta)$ y $i_c(\theta)$ continúan con valores positivos y la de $i_b(\theta)$ con valores negativos.

Al inicio del intervalo se establece una señal de apagado del transistor T_{15} y el encendido del diodo D_{16} . A pesar de que se establecen las señales de encendido de los transistores T_{16} y T_{25} , el sentido de las corrientes $i_c(\theta)$ y $i_l(\theta)$ hace que conduzcan los diodos D_{16} y D_{25} , respectivamente. Cuando estas corrientes cruzan por cero los transistores T_{16} y T_{25} entran en conducción de manera natural. Los dispositivos semiconductores que conducen hasta el final del intervalo son T_{11} , T_{14} y D_{16} de B_1 y T_{22} ,

D_{24} y T_{25} de B_2 . La expresión de la corriente en este intervalo es la que sigue:

$$i_a(\theta) = i\left(\frac{\pi}{3}\right) + \left[\frac{v_1(2-d)}{3\omega L} \right] \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right) \quad (3)$$

Intervalo 4: Este intervalo de conducción está definido por $\pi/3 + \phi \leq \theta \leq 2\pi/3$. Al inicio se establece la señal de apagado de T_{25} y el encendido del diodo D_{26} . Por lo tanto, los dispositivos semiconductores que se encuentran en estado de conducción en todo el intervalo son T_{11} , T_{14} y T_{16} de B_1 y D_{21} , D_{24} y D_{26} de B_2 . La corriente $i_a(\theta)$ continua con valores positivos, mientras que $i_b(\theta)$ y $i_c(\theta)$ con valores negativos. La expresión de la corriente, resulta:

$$i_a(\theta) = i\left(\frac{\pi}{3} + \phi\right) + \left[\frac{v_1(2-2d)}{3\omega L} \right] \left(\theta - \phi - \frac{\pi}{3} \right) \quad (4)$$

Intervalo 5: Este intervalo de conducción está definido por $2\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi/3 + \phi$. Las corrientes $i_a(\theta)$ y $i_b(\theta)$ poseen valores positivos y $i_c(\theta)$ valor negativo.

Al inicio del intervalo se establece la señal de apagado del transistor T_{14} y el encendido del diodo D_{13} . Posteriormente, la corriente $i_b(\theta)$ aumenta su valor hasta su cruce por cero, produciéndose el apagado natural de D_{24} y encendido del transistor T_{24} . Por lo tanto, al finalizar el intervalo los dispositivos semiconductores que se encuentran en estado de conducción son T_{11} , T_{13} y T_{16} de B_1 y D_{21} , T_{24} y D_{26} de B_2 .

$$i_a(\theta) = i\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \left[\frac{v_1(1-2d)}{3\omega L} \right] \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (5)$$

Intervalo 6: Este intervalo de conducción está definido por $2\pi/3 + \phi \leq \theta \leq \pi$. El mismo comienza con el establecimiento de la señal de apagado del transistor T_{24} y el encendido del diodo D_{23} . Los dispositivos semiconductores que se encuentran en estado de conducción son T_{11} , T_{13} y T_{16} de B_1 y D_{21} , D_{23} y D_{26} de B_2 .

La corriente en este intervalo resulta:

$$i_a(\theta) = i\left(\frac{2\pi}{3} + \phi\right) + \left[\frac{v_1(1-d)}{3\omega L} \right] \left(\theta - \frac{2\pi}{3} - \phi \right), \quad (6)$$

La expresión de la corriente inicial puede obtenerse para la condición de régimen permanente: $i(0) = -i(\pi)$, lo que

resulta de la forma de onda de corriente con simetría impar. Considerando esto, se obtiene la siguiente expresión:

circuito abierto $i_a(\theta)$ permanece nulo. Las corrientes $i_b(\theta)$ y $i_c(\theta)$ se circulan por T_{14} y T_{15} .

Intervalo 9: Este intervalo la corriente $i_a(\theta)$ permanece

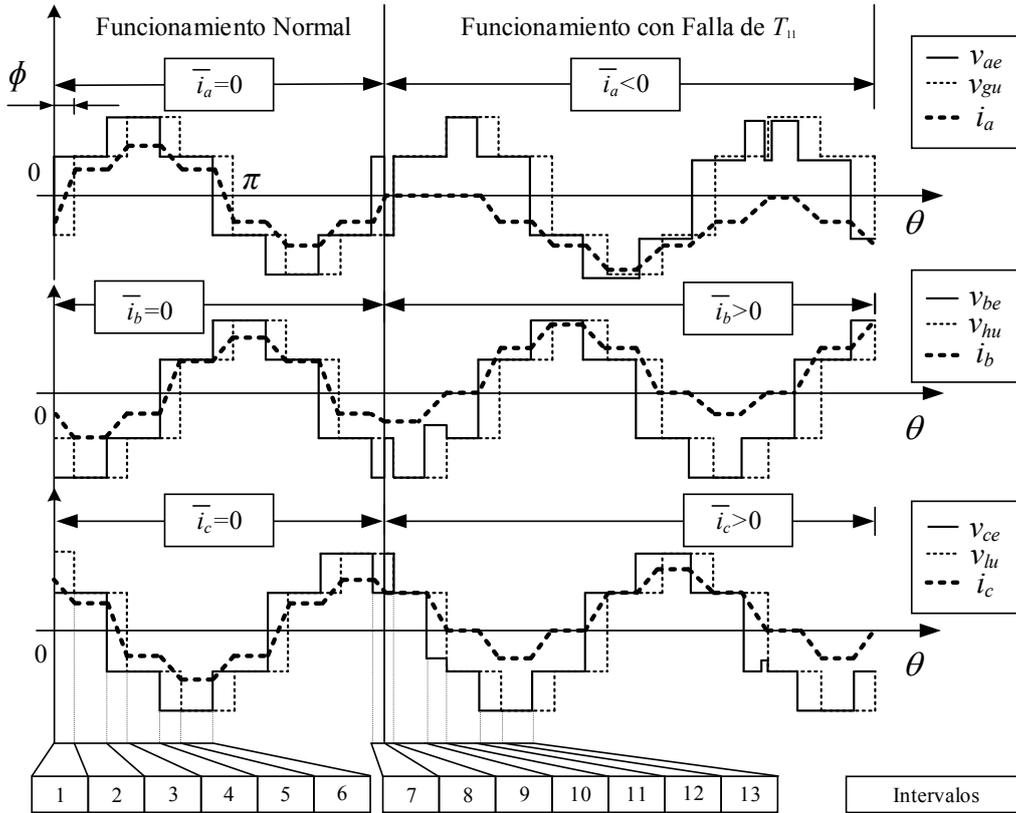


Figura 2. Formas de ondas ideales del CPDA3 en funcionamiento normal y con falla de transistor abierto (T_{11}).

$$i(0) = \left[\frac{v_1}{3\omega L} \left(\frac{2\pi d}{3} - \frac{2\pi}{3} - d\phi \right) \right]. \quad (7)$$

Debe tenerse en cuenta que las expresiones de las demás corrientes, $i_b(\theta)$ y $i_c(\theta)$, se tienen expresiones similares manteniendo el desfase de 120° entre las mismas. Además, en funcionamiento normal del convertidor se cumplen las siguientes igualdades $i_a(\theta) = i_g(\theta)$, $i_b(\theta) = i_h(\theta)$ y $i_c(\theta) = i_l(\theta)$.

Funcionamiento con falla del CPDA3

En esta Subsección se describen los dispositivos semiconductores que se encuentran en conducción al producirse una falla de circuito abierto en T_{11} del puente B_1 , para los intervalos definidos en la Figura 2.

Intervalo 7: Este intervalo comienza con una falla de circuito abierto de T_{11} , antes de que éste entre en conducción. En el estado inicial $i_a(\theta)$ y $i_b(\theta)$ poseen valores negativos, mientras que $i_c(\theta)$ valor positivo. Debido al sentido de circulación de $i_a(\theta)$ entra en conducción D_{11} y permanece en este estado hasta el final del intervalo, instante en el cual la corriente cruza por cero. Los demás dispositivos que conducen hasta el final de este intervalo son T_{15} y T_{14} .

Intervalo 8: Este intervalo inicia con el cruce por cero de la corriente $i_a(\theta)$. Debido a que T_{11} presenta una falla de

con valor instantáneo igual a cero. Las corrientes $i_b(\theta)$ y $i_c(\theta)$ continúan circulando por T_{14} y T_{15} . El estado de estos semiconductores permanece invariante hasta el final del intervalo. En este instante se aplican las señales de apagado de T_{15} y de encendido T_{16} .

Intervalo 10: En este intervalo la corriente $i_a(\theta)$ mantiene su valor nulo y $i_b(\theta)$ circula por T_{14} . Debido al sentido de circulación de $i_c(\theta)$ entra en conducción D_{16} . Este intervalo finaliza cuando $i_b(\theta)$ y $i_c(\theta)$ llegan a un valor igual a cero.

Intervalo 11: Este intervalo se mantienen los estados de las corrientes del intervalo anterior y finaliza con la aplicación de la señal de activación del transistor T_{13} .

Intervalo 12: En este intervalo $i_a(\theta)$ a empieza a aumentar con un valor negativo circulando por D_{11} . Las corrientes $i_b(\theta)$ y $i_c(\theta)$ circulan por T_{13} y T_{16} .

Intervalo 13: En este intervalo las corrientes $i_a(\theta)$ y $i_c(\theta)$ poseen valores negativos y $i_b(\theta)$ valores positivos. Estas corrientes circulan por D_{11} , T_{16} y T_{13} , respectivamente. En el final del intervalo se aplica la señal de encendido a T_{12} .

Puede demostrarse que las fallas de circuito abierto de cualquier transistor del CPDA3 produce síntomas equivalentes a los deducidos al caso de T_{11} .

En la Tabla I se resumen los signos de los valores medio de las corrientes de B_1 en función del transistor que posee una falla de circuito abierto.

Tabla I

COMPONENTES DE CONTINUA POR FALLA DE CIRCUITO ABIERTO EN TRANSISTOR.

Falla circuito abierto:	T_{11}	T_{12}	T_{13}	T_{14}	T_{15}	T_{16}
i_a	-	+	+	-	+	-
i_b	+	-	-	+	+	-
i_c	+	-	+	-	-	+

A partir de la Tabla I y de la Figura 2 puede deducirse que este tipo de falla se caracteriza por una variación en el valor medio de la corriente debido a las deformaciones producidas en las formas de ondas de las tensiones aplicadas a las bobinas del transformador.

IV. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

El análisis realizado fue validado mediante simulaciones con el *software* PSim, en esta Sección se incluyen algunos resultados obtenidos. Los parámetros más importantes, del CPDA3, implementados en este *software* se muestran en la Tabla II.

Tabla II
PARÁMETROS DE SIMULACIÓN

Componente	Valor Unidad
L_x	8,2 μ H
C_1, C_2	100 μ F
v_1, v_2	600 V
n, d, ϕ	1, 1, 30°

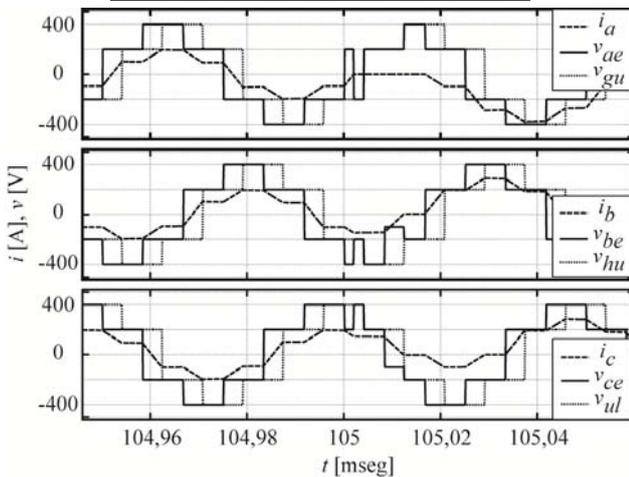


Figura 3. Resultados de simulación en condiciones de falla de circuito abierto del transistor T_{11} , a partir de los 105 ms.

En la Figura 3 se muestran las formas de onda de las tensiones aplicadas en cada bobina de ambos lados del transformador y las corrientes en las mismas. En esta figura puede apreciarse que el CPDA3 posee un funcionamiento normal hasta el instante $t=105$ ms, momento en el cual se simula una falla de circuito abierto de T_{11} ; en consecuencia puede verse que aparece deformaciones en las tensiones de las bobinas que se encuentran en el lado del puente que posee el transistor en estado de falla, T_{11} . Además, puede

apreciarse que aparecen valores medios diferentes de cero en las corrientes de B_1 .

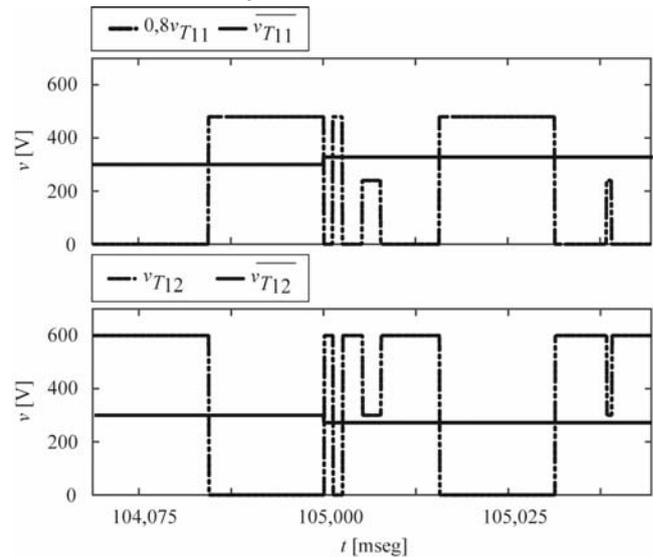


Figura 4. Tensión instantánea a bornes de las llaves de la pierna que se encuentra con falla y sus valores medios.

En la Figura 4 se muestran los resultados de las formas de onda de las tensiones instantáneas a bornes de las llaves pertenecientes a la pierna que contiene al transistor en el que se produce la falla. Además, se muestran el valor medio de cada una de estas formas de onda. Puede apreciarse, que, a partir del instante en que se produce la falla estas formas de onda se deforman produciendo un cambio en sus valores medios, esto sirve para diagnosticar la pierna en la que se produce la falla.

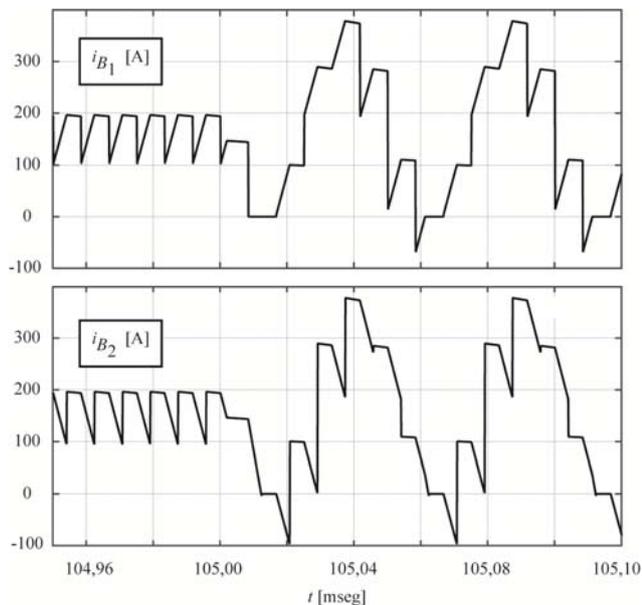


Figura 5. Corrientes de entrada y salida de B_1 y B_2 , respectivamente.

Las formas de onda de las tensiones a bornes de las llaves de las demás piernas y sus valores medios permanecen inalterables, respecto al funcionamiento normal del CPDA3.

En la Figura 5 se muestran las corrientes instantáneas de entrada y salida del convertidor. Puede deducirse a partir de esta que a pocas decenas de microsegundos de producirse la falla estas toman valores que pueden ocasionar daños al convertidor como a los demás componentes de la microrred.

V. CONCLUSIONES

Se analizó un convertidor CC-CC con Puentes Duales Activos Trifásicos (CPDA3) bajo condiciones de funcionamiento normal y de falla de circuito abierto de transistor. Este análisis permitió identificar los principales síntomas en las formas de onda del convertidor en ambas condiciones. Con el objetivo de validar el análisis se realizaron simulaciones en el software PSim.

Se obtuvieron las formas de ondas instantáneas, antes y después del evento de falla, de las tensiones aplicadas a bornes de las bobinas del transformador, de las corrientes en los mismos, de las tensiones a bornes de las llaves de la pierna en el que se produce la falla y de las corrientes de entrada y salida del convertidor.

A partir de los resultados obtenidos pudo verificarse que, luego del evento de falla se producen deformaciones en las formas de onda de las tensiones aplicadas a las bobinas del transformador del lado del puente en que se produce la falla y que las corrientes que circulan en cada bobina presentan valores medios diferentes de cero, a diferencia del funcionamiento normal del convertidor.

De las formas de onda de las tensiones a bornes de las llaves puede identificarse la pierna que presenta la falla, mientras que mediante el valor medio de las corrientes es posible identificar el transistor que se encuentra en estado de falla.

De los valores instantáneos de las corrientes de entrada y salida del convertidor es posible concluir que una falla del tipo presentado en este trabajo puede ser perjudicial, tanto para el convertidor como para los demás componentes de una microrred.

REFERENCIAS

- [1] M. A. Usova and V. I. Velkin, "Possibility to use renewable energy sources for increasing the reliability of the responsible energy consumers on the enterprise," 17th International Ural Conference on AC Electric Drives (ACED), Ekaterinburg, 2018, pp. 1-4.
- [2] S. K. Sheryazov and O. S. Ptashkina-Girina, "Increasing power supply efficiency by using renewable sources," 2016 2nd International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), Chelyabinsk, 2016, pp. 1-4.
- [3] A. Micallef, M. Apap, C. Spiteri-Staines, and J. M. Guerrero, "Single-Phase Microgrid with Seamless Transition Capabilities between Modes of Operation," IEEE Trans. Smart Grid, vol. 6, no. 6, pp. 2736-2745, 2015.
- [4] Vangen, T. Melaa, S. Bergsmark, and R. Nilsen, "Efficient high-frequency soft-switched power converter with signal processor control," vol. 91, pp. 631-639, 1991.
- [5] D. Pudjianto, C. Ramsay and G. Strbac, "Virtual power plant and system integration of distributed energy resources," in IET Renewable Power Generation, vol. 1, no. 1, pp. 10-16, March 2007. doi: 10.1049/iet-rpg:20060023.
- [6] H. Lotfi and A. Khodaei, "AC Versus DC Microgrid Planning," in IEEE Trans. on Smart Grid, vol. 8, no. 1, pp. 296-304, Jan. 2017.
- [7] S. Luo and I. Batarseh, "A review of distributed power systems part I: DC distributed power system," IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag., vol. 20, no. 8 II, pp. 5-15, 2005.
- [8] P. Karlsson, DC Distributed Power Systems - Analysis, Design and Control for a Renewable Energy System. 2002.
- [9] Y. Song and B. Wang, "Survey on Reliability of Power Electronic Systems," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 1, pp. 591-604, Jan. 2013.
- [10] Tan X, Li Q, Wang H. Advances and trends of energy storage technology in microgrid. Int J Electr Power Energy Syst 2013; 44(1):179-91. <http://dx.doi.org/10.1016/j.ijepes.2012.07.015>. <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061512003754>.
- [11] P. Patel, "New Ultrafast, Long-Lasting Aluminum Battery," in IEEE SPECTRUM, ed., 2015.
- [12] N. Kondrath, "Bidirectional DC-DC Converter Topologies and Control Strategies for Interfacing Energy Storage Systems in Microgrids: An Overview," vol. 6, pp. 11-17, 2017.
- [13] S. Inoue and H. Akagi, "A Bidirectional Isolated DC-DC Converter as a Core Circuit of the Next-Generation Medium Voltage Power Conversion System," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 22, pp. 535-542, 2007.
- [14] J. Prasad, "Study of Different Converter Topologies for Interconnecting Microgrid with Utility Grid," pp. 731-734, 2015.
- [15] G. G. Oggier, G. O. Garcia, and A. R. Oliva, "Modulation strategy to operate the dual active bridge DC-DC converter under soft switching in the whole operating range," vol. 26, no. 4, pp. 1228-1236, 2011.
- [16] L. Piri-Botalla, G. G. Oggier, A. M. Airabella, and G. O. Garcia, "Analysis and evaluation of power switch losses for three-port bidirectional DC-DC converter," 2012 IEEE Int. Conf. Ind. Technol. ICIT 2012, Proc., pp. 950-955, 2012.
- [17] R. W. A. A. D. Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, no. 1, pp. 63-73, 1991.
- [18] S. Yang, A. Bryant, P. Mawby, D. Xiang, L. Ran, and P. Tavner, "An Industry-Based Survey of Reliability in Power Electronic Converters," IEEE TIA, vol. 47, n. 3, pp. 1441-1451, 2011.
- [19] K. Rothenhagen and F. W. Fuchs, "Performance of diagnosis methods for IGBT open circuit faults in three phase voltage source inverters for AC variable speed drives," European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, 2005, pp. 10 pp.-P.7.
- [20] T. Kamel, Y. Biletskiy, C. P. Diduh and Liuchen Chang, "Open circuit fault diagnoses for power electronic converters," 2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Buzios, 2015, pp. 361-366.
- [21] F. Bento and A. J. Marques Cardoso, "Fault tolerant DC-DC converters in DC microgrids," 2017 IEEE Second Int. Conf. DC Microgrids, pp. 484-490, 2017.

- [22] A. A. P. Machado, D. I. Brandao, I. A. Pires, and B. D. J. C. Filho, "Fault-tolerant Utility Interface power converter for low-voltage microgrids," 2017 IEEE 8th Int. Symp. Power Electron. Distrib. Gener. Syst. PEDG 2017, 2017.
- [23] W. Zhang, D. Xu, P. N. Enjeti, H. Li, J. T. Hawke and H. S. Krishnamoorthy, "Survey on Fault-Tolerant Techniques for Power Electronic Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 12, pp. 6319-6331, Dec. 2014.
- [24] X. Pei, S. Nie, Y. Chen, and Y. Kang, "Open-circuit fault diagnosis and fault-tolerant strategies for full-bridge dc-dc converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 5, pp. 2550–2565, 2012.
- [25] S. Nie, Y. Chen, X. Pei, and Y. Kang, "A DSP-based diagnostic system for DC-DC converters using the shape of voltage across the magnetic components," 2010 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2010 - Proc., pp. 1908–1915, 2010.
- [26] E. Ribeiro, A. J. M. Cardoso, and C. Boccaletti, "Fault Analysis of Dual Active Bridge Converter," IECON 2012 - 38th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc., pp. 398–403, 2012.