

Analysis of the Transformer Influence on a Three-Phase Dual Active Bridge DC-DC Converter

R. O. Núñez, G. G. Oggier, *Member, IEEE*, F. Botterón, *Member, IEEE* and G. O. García, *Senior Member, IEEE*

Abstract—In this work, the impact of the high-frequency transformer on the three-phase dual active bridge DC-to-DC converter operation is investigated, using four transformers with different connections: star-star, delta-delta, star-delta and delta-star. The main objective is to evaluate what is the transformer connection that allows the converter to be operated with high efficiency for different voltage conversion ratios and output power. The apparent power requirements of the high frequency transformers and the power semiconductors stress are evaluated, which allows obtaining the soft switching operating range for each transformer connection. The results of the analysis allow to select the most suitable transformer connection for each application.

Keywords—DC-DC converters, three-phase dual active bridge converter, phase-shift control, three-phase transformer.

I. INTRODUCCION

EN algunos sistemas de conversión de energía, como por ejemplo microrredes, sistemas de transporte eléctrico, fuentes interrumpibles de energía, entre otros, se utilizan almacenadores de energía, como banco de baterías y supercapacitores [1-7]. El intercambio de energía entre los almacenadores y el resto del sistema, debe realizarse a través de convertidores CC-CC bidireccionales con el objetivo de controlar el flujo de energía en ambos sentidos y adaptar diferentes niveles de tensión. Los convertidores CC-CC con puentes duales activos (CPDA) son una interesante posibilidad en estas aplicaciones, debido a que cumplen con estos requerimientos. Además, poseen la ventaja frente a otras opciones que pueden controlar el flujo de potencia y el sentido de transferencia de potencia por medio del ajuste del desfase entre las tensiones a bornes del transformador [8-11].

Existen diferentes trabajos publicados sobre los CPDA monofásicos (CPDA1) [12-15] y trifásicos (CPDA3) [8, 16-20] siendo estos últimos más utilizados cuando se requiere una mayor densidad de potencia. En [8] y [21] se mencionan algunas ventajas de los CPDA3 respecto de los CPDA1, siendo las más relevantes menores corrientes pico en los dispositivos de potencia, menores corriente eficaz en los filtros capacitivos de los puertos y un mayor factor de utilización del transformador. Por otro lado, existen propuestas que agregan circuitos auxiliares a los CPDA3 [17, 18] y otras que

modifican la estrategia de modulación [19, 20] con el objetivo de disminuir las pérdidas en los semiconductores, con lo que puede aumentarse el rendimiento del convertidor. Una característica que no ha sido investigada, es la posibilidad de realizar diferentes conexiones del transformador de alta frecuencia con el objetivo de determinar el tipo conexión del transformador trifásico con el cual se tengan menores pérdidas de potencia.

El objetivo de este trabajo es analizar la conexión del transformador con la cual se tengan menores esfuerzos en los semiconductores de potencia y en el transformador de alta frecuencia, generando en consecuencia un mayor rendimiento del CPDA3. En todos los casos, el control del flujo de energía se realiza por medio del desfase entre las tensiones a bornes del transformador. Se comparan las corrientes eficaces y las potencias aparentes de los transformadores, los esfuerzos de los semiconductores de potencia. A partir de este análisis, se determina cual es la conexión del transformador que permite obtener un mayor rendimiento.

Este trabajo está organizado de la siguiente manera: En la sección II se describe el principio de funcionamiento del CPDA3. En la Sección III se evalúan las corrientes eficaces y la potencia aparente del transformador. En la Sección IV se analizan los esfuerzos de los semiconductores de potencia. Finalmente, en la Sección V se presentan las conclusiones obtenidas.

II. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO Y ANÁLISIS DEL CPDA3

En la Fig. 1 se muestra la topología del CPDA3. Este convertidor de dos puentes activos trifásicos opera con frecuencia constante y ciclo de trabajo del 50%. La transferencia de potencia entre los puertos es controlada mediante el desplazamiento de fase entre las tensiones a bornes del transformador. Cada uno de los puentes activos, representado como B_1 y B_2 , está compuesto por tres piernas de semiconductores de potencia (a , b y c) que generan cada una de las fases del sistema trifásico. Estos puentes operan como inversores o rectificadores activos, en función del sentido del flujo de energía. A continuación se analiza el funcionamiento del CPDA3 cuando se utilizan cuatro transformadores trifásicos, cada uno con una conexión diferente: YY (CPDA3YY), $\Delta\Delta$ (CPDA3 $\Delta\Delta$), Y Δ (CPDA3Y Δ) y Δ Y (CPDA3 Δ Y).

R. O. Núñez, Universidad Nacional de Río Cuarto y CONICET, Córdoba, Argentina, nunez.ruben.o@gmail.com.

G. G. Oggier, Universidad Nacional de Río Cuarto y CONICET, Córdoba, Argentina. goggier@ieee.org.

F. Botterón, Universidad Nacional de Misiones y CONICET, Misiones, Argentina. botteron@fio.unam.edu.ar.

G. O. García, Universidad Nacional de Río Cuarto y CONICET, Córdoba, Argentina. g.garcia@ieee.org.

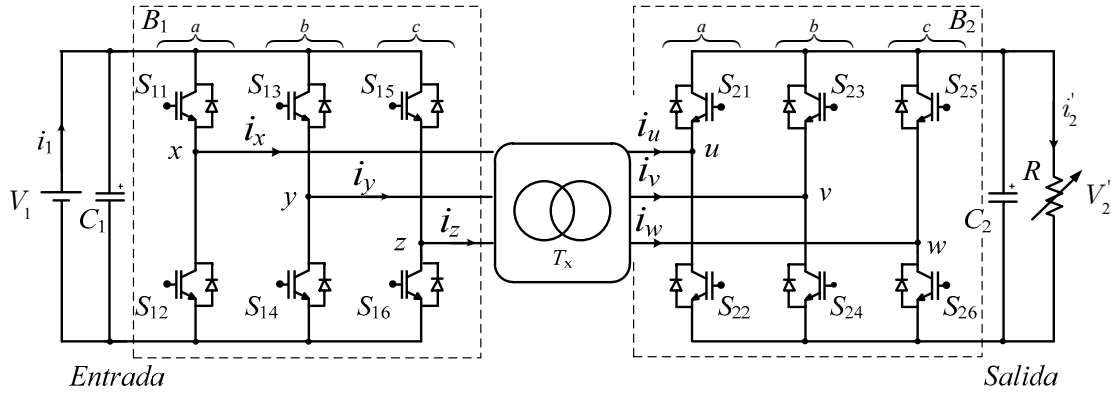


Figura 1. Convertidor CC-CC con Puentes Duales Activos Trifásicos Aislados.

Para el análisis, se refieren las variables y parámetros a un lado del transformador asumiendo una relación de transformación unitaria ($n=1$) y se consideran que las inductancias de magnetización son de un valor suficientemente elevado, por lo que pueden despreciarse para el análisis. Además se asume que las resistencias de los bobinados del transformador son nulas.

Esto último permite representar al transformador de manera simplificada, por un circuito equivalente formado por una única inductancia por fase [16]: L_{YY} , $L_{\Delta\Delta}$, $L_{\Delta Y}$ y $L_{Y\Delta}$; en función de la conexión. Estas inductancias equivalen a la suma de las inductancias de dispersión de ambos lados del transformador.

La metodología empleada para analizar el funcionamiento de las distintas configuraciones es similar al presentado en [8], en el cual se estudia el CPDA3YY a partir de las formas de onda ideales de tensión y corriente de cada fase del transformador. En la Fig. 2 se muestran estas formas de onda para cada una de las configuraciones analizadas. En esta figura puede observarse que hay diferentes intervalos de conducción para cada conexión, los cuales se indican para medio periodo de conmutación ($0 \leq \theta \leq \pi$). Para las conexiones YY y $\Delta\Delta$ hay un total de seis intervalos de conducción, mientras que para las conexiones $Y\Delta$ y ΔY hay un total de cinco intervalos.

Analizando la forma de onda de la corriente que circula por la inductancia de dispersión de cada fase, puede obtenerse su expresión para cada intervalo en función de $\theta = \omega t$; donde t es el tiempo, $\omega = 2\pi f_s$ y f_s es la frecuencia de conmutación.

Dependiendo del valor que toma el desfase (ϕ) entre las tensiones aplicadas a bornes del transformador, puede demostrarse que el funcionamiento del convertidor queda definido mediante dos sistemas de ecuaciones, para cada una de las conexiones del transformador.

En las Tabla I y II se muestran expresiones de la corriente de fase, para todos los casos indicados en la Fig. 2. En estas, d representa la relación de conversión de tensiones del convertidor definido como:

$$d = \frac{V_2'}{nV_1} = \frac{V_2}{V_1}, \quad (1)$$

donde V_1 es la tensión de CC del puente B_1 y V_2 la tensión de

CC del puente B_2 , referido al lado de B_1 . Se define funcionamiento en modo reductor cuando $d < 1$ y funcionamiento en modo elevador cuando $d > 1$.

Para poder evaluar las corrientes de fase, es necesario calcular primeramente el valor de las corrientes en el ángulo cero, las cuales pueden determinarse asumiendo que las formas de ondas en régimen permanente poseen valor medio nulo. Esta condición implica que se cumple la siguiente relación: $i(0) = -i(\pi)$.

Para el caso particular en que $n=1$, las expresiones indicadas en las Tabla I y II también representan la corriente en ambos lados del transformador.

Con el objetivo de determinar la potencia media del convertidor, primero se calculan las expresiones de la corriente en cada fase del transformador. A partir de estas puede calcularse el valor medio de la corriente de salida (I_2). Multiplicando a I_2 por la tensión V_2 se obtiene la expresión de la potencia media de salida P_2 , para cada una de las configuraciones analizadas. Las expresiones halladas, se resumen en la Tabla III. A partir de estas puede deducirse que el signo y la magnitud del desfase ϕ , permite determinar el sentido y la magnitud de la potencia, respectivamente.

Con el propósito de realizar una comparación entre las distintas configuraciones, el convertidor debe diseñarse para entregar la misma potencia máxima, para lo cual es necesario determinar las inductancias de dispersión equivalentes. Las inductancias determinadas cumplen con las siguientes relaciones:

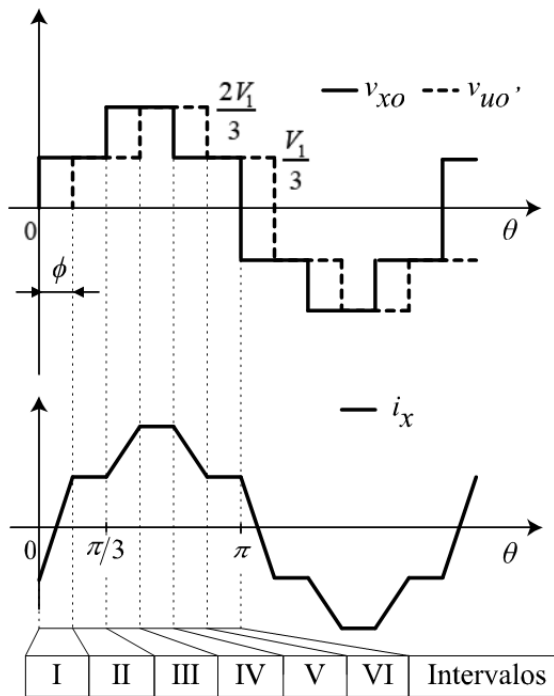
$$L_{YY} = \frac{L_{\Delta\Delta}}{3} = \frac{L_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} = \frac{L_{\Delta Y}}{\sqrt{3}}. \quad (2)$$

III. EVALUACIÓN DE LA CORRIENTE EFICAZ Y POTENCIA APARENTE DEL TRANSFORMADOR

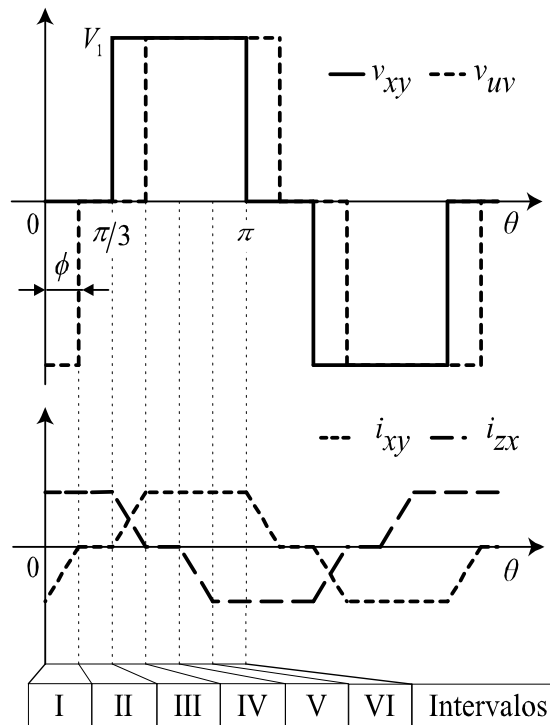
En esta sección se calculan las expresiones de corriente eficaz en cada fase y potencia aparente del transformador, para cada configuración del CPDA3.

A fin de poder obtener resultados que sean independientes de los parámetros del convertidor y poder realizar una comparación entre las diferentes conexiones, en este trabajo las expresiones obtenidas se escriben en p.u., para ello se

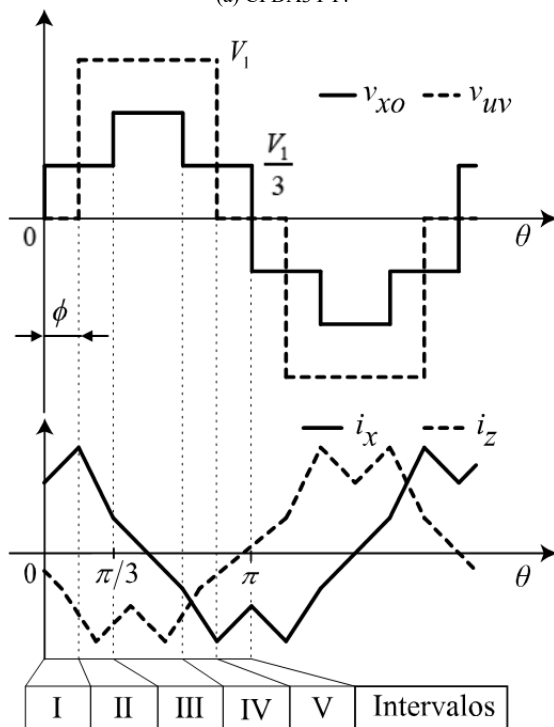
definieron los siguientes valores: tensión base: $V_b = V_1$, corriente base: $I_b = V_1 / (\omega L_{YY})$ y potencia base: $P_b = V_b I_b = V_1^2 / (\omega L_{YY})$.



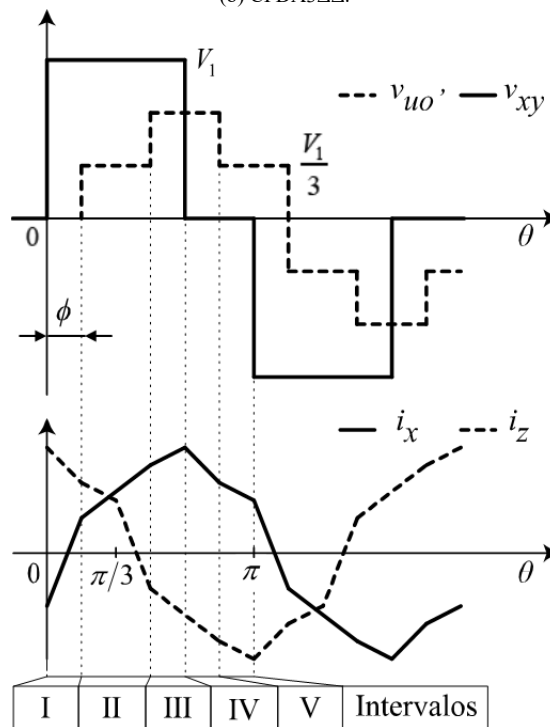
(a) CPDA3YY.



(b) CPDA3ΔΔ.



(c) CPDA3YΔ.



(d) CPDA3ΔY.

Figura 2. Forma de ondas ideales para las diferentes configuraciones. Tensiones (Arriba) y corrientes (Abajo) de fase.

TABLA I
EXPRESIONES DE CORRIENTE DE FASE PARA CADA INTERVALO ANGULAR YY Y ΔΔ

Intervalo	YY	ΔΔ
I: $(0 \leq \theta \leq \phi)$	$i_{YY} = i(0) + \frac{V_1}{3\omega L_{YY}}(1+d)\theta$	$i_{\Delta\Delta} = i(0) + \frac{V_1}{3\omega L_{\Delta\Delta}}d\theta$
II: $(\phi \leq \theta \leq \frac{\pi}{3})$	$i_{YY}(\phi) + \frac{V_1}{3\omega L_{YY}}(1-d)(\theta - \phi)$	$i_{\Delta\Delta}(\phi)$
III: $(\frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} + \phi)$	$i_{YY}(\frac{\pi}{3}) + \frac{V_1}{3\omega L_{YY}}(2-d)(\theta - \frac{\pi}{3})$	$i_{\Delta\Delta}(\frac{\pi}{3}) + \frac{V_1}{3\omega L_{\Delta\Delta}}(\theta - \frac{\pi}{3})$
IV: $(\frac{\pi}{3} + \phi \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3})$	$i_{YY}(\frac{\pi}{3} + \phi) + \frac{2V_1}{3\omega L_{YY}}(1-d)(\theta - \frac{\pi}{3} - \phi)$	$i_{\Delta\Delta}(\frac{\pi}{3} + \phi) + \frac{V_1}{3\omega L_{\Delta\Delta}}(\theta - \frac{\pi}{3} - \phi)$
V: $(\frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3} + \phi)$	$i_{YY}(\frac{2\pi}{3}) + \frac{V_1}{3\omega L_{YY}}(1-2d)(\theta - \frac{2\pi}{3})$	
VI: $(\frac{2\pi}{3} + \phi \leq \theta \leq \pi)$	$i_{YY}(\frac{2\pi}{3} + \phi) + \frac{V_1}{3\omega L_{YY}}(1-d)(\theta - \frac{2\pi}{3} - \phi)$	
$i(0)$	$\frac{V_1}{3\omega L_{YY}}(\frac{2\pi d}{3} - \phi d - \frac{2\pi}{3})$	$\frac{V_1}{3\omega L_{\Delta\Delta}}(\pi d - 6\phi d - \pi)$

TABLA II
EXPRESIONES DE CORRIENTES DE FASE PARA CADA INTERVALO ANGULAR YΔ Y ΔY

Intervalo	YΔ	Intervalo	ΔY
I: $(0 \leq \theta \leq \phi)$	$i_{Y\Delta} = i(0) + \frac{k_1}{3}\theta$	I: $(0 \leq \theta \leq \phi)$	$i_{\Delta Y} = i(0) + k_2(1 + \frac{d}{3})\theta$
II: $(\phi \leq \theta \leq \frac{\pi}{3})$	$i_{Y\Delta}(\phi) + k_1(\frac{1}{3} - d)(\theta - \phi)$	II: $(\phi \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} + \phi)$	$i_{\Delta Y}(\phi) + k_2(1 - \frac{d}{3})(\theta - \phi)$
III: $(\frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3})$	$i_{Y\Delta}(\frac{\pi}{3}) + k_1(\frac{2}{3} - d)(\theta - \frac{\pi}{3})$	III: $(\frac{\pi}{3} + \phi \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3})$	$i_{\Delta Y}(\frac{\pi}{3} + \phi) + k_2(1 - \frac{2d}{3})(\theta - \phi - \frac{\pi}{3})$
IV: $(\frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3} + \phi)$	$i_{Y\Delta}(\frac{2\pi}{3}) + k_1(\frac{1}{3} - d)(\theta - \frac{2\pi}{3})$	IV: $(\frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3} + \phi)$	$i_{\Delta Y}(\frac{2\pi}{3}) - k_2(\frac{2d}{3})(\theta - \frac{2\pi}{3})$
V: $(\frac{2\pi}{3} + \phi \leq \theta \leq \pi)$	$i_{Y\Delta}(\frac{2\pi}{3} + \phi) + \frac{k_1}{3}(\theta - \frac{2\pi}{3} - \phi)$	V: $(\frac{2\pi}{3} + \phi \leq \theta \leq \pi)$	$i_{\Delta Y}(\frac{2\pi}{3} + \phi) - k_2\frac{d}{3}(\theta - \frac{2\pi}{3} - \phi)$
$i(0)$	$\frac{k_1\pi}{9}(3d - 2)$	$i(0)$	$\frac{k_2}{9}(2\pi d - 3\pi - 3d\phi)$

donde: $k_1 = \frac{V_1}{\omega L_{Y\Delta}}$, $k_2 = \frac{V_1}{\omega L_{\Delta Y}}$

A. Evaluación de la corriente eficaz en cada fase

El valor eficaz de una corriente $i(\theta)$ puede calcularse mediante la ecuación (3),

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{\omega T_s} \int_0^{\omega T_s} i^2(\theta) d\theta} \tag{3}$$

donde el ángulo ωT_s representa un periodo de conmutación.

Resolviendo (3) para cada una de las expresiones de la corriente de fase, para las diferentes configuraciones analizadas, se obtiene su valor eficaz (I_T). Los resultados obtenidos se expresan en la Tabla III.

En la Fig. 3(a) se muestra el valor eficaz de la corriente de

fase del transformador en función a la corriente media de salida, para cada conexión. Puede observarse que la configuración que posee menor valor eficaz, cuando el convertidor opera en modo reductor y para un mayor rango de corriente de salida, es el CPDA3YΔ; mientras que para el caso que el convertidor opera en modo elevador, la configuración que posee menor valor de corriente eficaz es el CPDA3ΔΔ.

B. Evaluación de la potencia aparente

Para calcular la expresión de la potencia aparente del transformador puede utilizarse la siguiente ecuación:

$$S_T = 3 \left(\frac{V_{1_{rms}} I_{1_{rms}} + V_{2_{rms}} I_{2_{rms}}}{2} \right) \quad (4)$$

donde los pares $(V_{1_{rms}}, I_{1_{rms}})$ y $(V_{2_{rms}}, I_{2_{rms}})$ son los valores eficaces de tensión y corriente de fase del lado B_1 y B_2 , respectivamente.

Para las conexiones analizadas, se tienen las siguientes expresiones del valor eficaz de la tensión de fase:

Para la conexión Y:

$$V_{Y_{rms}} = \frac{\sqrt{2}}{3} V_p, \quad (5)$$

Para la conexión Δ :

$$V_{\Delta_{rms}} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_p, \quad (6)$$

donde $p=1,2$; en función del puerto en el que se encuentra conectada la bobina.

Las expresiones de la potencia aparente para cada configuración se determinan sustituyendo las expresiones de valores eficaces de tensión y corriente en (4). Los resultados se indican en la Tabla III.

En la Fig. 3(b) se muestra la evaluación de la potencia aparente del transformador (S_T) para las conexiones estudiadas, en función de I_2 , tomando d como parámetro.

Puede observarse en esta figura que cuando el convertidor opera en modo reductor, la potencia aparente procesada por el transformador es menor en el CPDA3Y Δ , para todo el rango de corriente de salida. Mientras que para la operación en modo elevador, la potencia aparente es menor en el CPDA3 Δ Y, para un amplio rango de corriente de salida.

TABLA III
POTENCIA Y ESFUERZOS DEL CPDA3

Conexión	Intervalo	P_2	I_T	S_T	$\sum I_{rms}$	$\sum I_{sw}$
YY	$0 \leq \phi \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{V_1^2}{\omega L_{YY}} d \phi \left(\frac{2}{3} - \frac{\phi}{2\pi} \right)$	$\frac{V_1}{\sqrt{243\pi \omega L_{YY}}} r_1$	$\frac{\sqrt{2} V_1^2}{\sqrt{243\pi \omega L_{YY}}} r_1$	$\frac{2V_1}{\sqrt{243\pi \omega L_{YY}}} r_1$	$\left \frac{V_1}{3\omega L_{YY}} \right x_1$
	$\frac{\pi}{3} \leq \phi \leq \frac{2\pi}{3}$	$\frac{V_1^2}{\omega L_{YY}} d \left(\phi - \frac{\phi^2}{\pi} - \frac{\pi}{18} \right)$	$\frac{V_1}{\sqrt{243\pi \omega L_{YY}}} r_2$	$\frac{\sqrt{2} V_1^2}{\sqrt{243\pi \omega L_{YY}}} r_2$	$\frac{2V_1}{\sqrt{243\pi \omega L_{YY}}} r_2$	$\left \frac{V_1}{3\omega L_{YY}} \right x_2$
$\Delta\Delta$	$0 \leq \phi \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{V_1^2}{\omega L_{\Delta\Delta}} d \phi \left(2 - \frac{3\phi}{2\pi} \right)$	$\frac{V_1}{9\sqrt{\pi \omega L_{\Delta\Delta}}} r_1$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{27\pi \omega L_{\Delta\Delta}}} V_1 r_1$	$\frac{6V_1}{\sqrt{243\pi \omega L_{\Delta\Delta}}} r_1$	$\left \frac{V_1}{\omega L_{\Delta\Delta}} \right x_1$
	$\frac{\pi}{3} \leq \phi \leq \frac{2\pi}{3}$	$\frac{V_1^2}{\omega L_{\Delta\Delta}} d \left(3\phi - \frac{3\phi^2}{\pi} - \frac{\pi}{6} \right)$	$\frac{V_1}{9\sqrt{\pi \omega L_{\Delta\Delta}}} r_2$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{27\pi \omega L_{\Delta\Delta}}} V_1 r_2$	$\frac{6V_1}{\sqrt{243\pi \omega L_{\Delta\Delta}}} r_2$	$\left \frac{V_1}{\omega L_{\Delta\Delta}} \right x_2$
Y Δ	$0 \leq \phi \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{V_1^2}{\omega L_{Y\Delta}} d \left(\phi - \frac{\pi}{6} \right)$	$\frac{V_1}{\sqrt{243 \omega L_{Y\Delta}}} m_1$	$\frac{\sqrt{2}(3d + \sqrt{3})V_1^2}{54 \omega L_{Y\Delta}} m_1$	$\frac{(\sqrt{3} + 3)V_1}{27 \omega L_{Y\Delta}} m_1$	$\left \frac{V_1}{\omega L_{Y\Delta}} \right g_1$
	$\frac{\pi}{3} \leq \phi \leq \frac{2\pi}{3}$	$\frac{V_1^2}{\omega L_{Y\Delta}} d \left(\frac{3\phi^2}{2\pi} - 2\phi - \frac{\pi}{3} \right)$	$\frac{V_1}{\sqrt{243\pi \omega L_{Y\Delta}}} m_2$	$\frac{\sqrt{2}(\sqrt{3}d + \sqrt{3})V_1^2}{54\sqrt{\pi \omega L_{Y\Delta}}} m_2$	$\frac{(\sqrt{3} + 3)V_1}{27\sqrt{\pi \omega L_{Y\Delta}}} m_2$	$\left \frac{V_1}{\omega L_{Y\Delta}} \right g_2$
Δ Y	$-\frac{\pi}{3} \leq \phi \leq 0$	$\frac{V_1^2}{\omega L_{\Delta Y}} d \left(\phi + \frac{\pi}{6} \right)$	$\frac{V_1}{\sqrt{243 \omega L_{\Delta Y}}} j_1$	$\frac{\sqrt{2}(\sqrt{3}d + 3)V_1^2}{54\omega L_{\Delta Y}} j_1$	$\frac{(\sqrt{3} + 3)V_1}{27\omega L_{\Delta Y}} j_1$	$\left \frac{V_1}{\omega L_{\Delta Y}} \right q_1$
	$0 \leq \phi \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{V_1^2}{\omega L_{\Delta Y}} d \left(\phi - \frac{3\phi^2}{2\pi} + \frac{\pi}{6} \right)$	$\frac{V_1}{\sqrt{243\pi \omega L_{\Delta Y}}} j_2$	$\frac{\sqrt{3}(\sqrt{2}d + \sqrt{6})V_1^2}{54\sqrt{\pi \omega L_{\Delta Y}}} j_2$	$\frac{(\sqrt{3} + 3)V_1}{27\sqrt{\pi \omega L_{\Delta Y}}} j_2$	$\left \frac{V_1}{\omega L_{\Delta Y}} \right q_2$

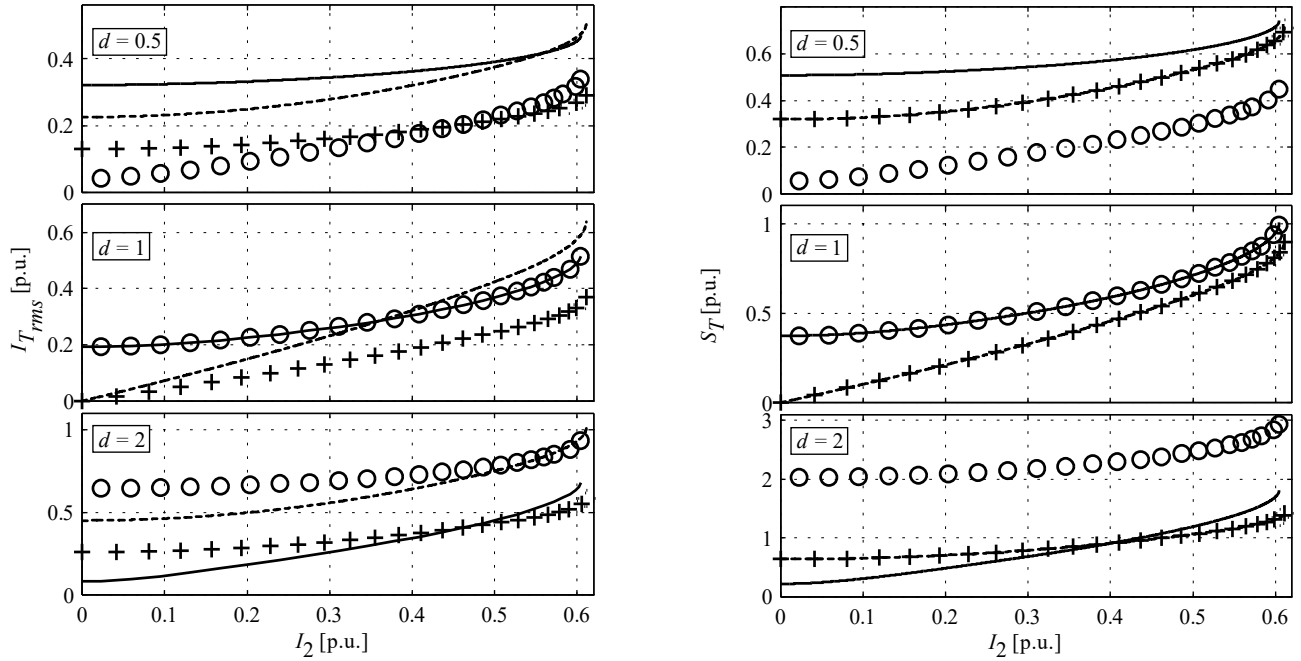
donde:

$$r_1 = \sqrt{\pi^3(5d^2 - 10d + 5) + d(-27\phi^3 + 54\phi^2\pi)}, r_2 = \sqrt{\pi^3(5d^2 - 9d + 5) + d(-54\phi^3 + 81\phi^2\pi - 9\phi\pi^2)}, m_1 = \sqrt{\pi^2(15d^2 - 15d + 5) + d(81\phi^2 - 27\phi\pi)},$$

$$m_2 = \sqrt{\pi^3(15d^2 - 12d + 5) + d(-81\phi^3 + 162\phi^2\pi - 54\phi\pi^2)}, j_1 = \sqrt{\pi^2(5d^2 - 15d + 15) + d(81\phi^2 + 27\phi\pi)}, j_2 = \sqrt{\pi^3(5d^2 - 15d + 15) + d(-81\phi^3 + 81\phi^2\pi + 27\phi\pi^2)},$$

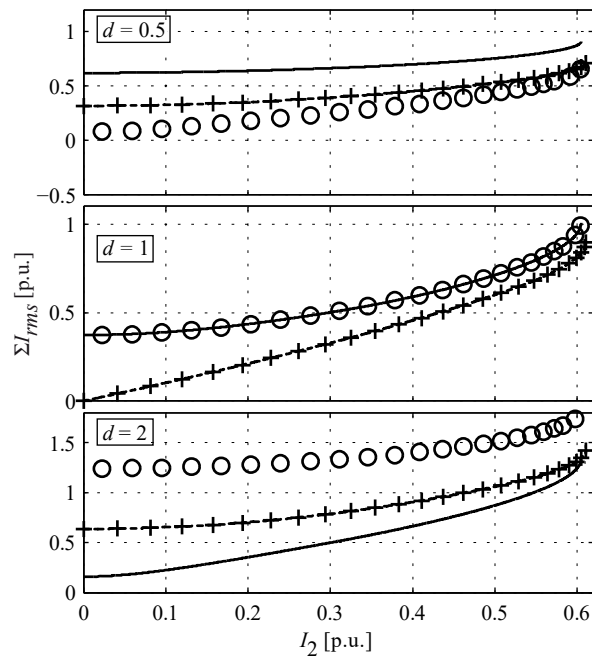
$$x_1 = |2\pi + d(3\phi - 2\pi)| + |3\phi + 2\pi(d - 1)|, x_2 = |2\pi + d(6\phi - 3\pi)| + |6\phi + \pi(2d - 3)|, g_1 = \pi \left(\left| d - \frac{2}{3} \right| + |2d - 1| \right), g_2 = \left| \frac{2\pi}{3} + d(3\phi - 2\pi) \right| + |3\phi + 2\pi(d - 1)|,$$

$$q_1 = \pi \left(\left| d - 2 \right| + \left| \frac{2d}{3} - 1 \right| \right), q_2 = |2\pi + d(3\phi - \pi)| + \left| 3\phi + \pi \left(\frac{2d}{3} - 1 \right) \right|.$$

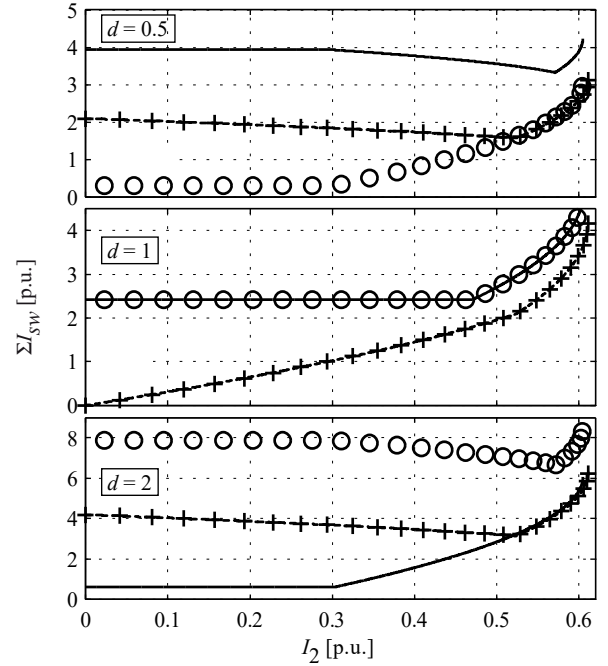


(a) Corriente eficaz en cada fase.

(b) Potencia aparente del transformador.



(c) Sumatoria del valor eficaz de corriente en los semiconductores de ambos puentes, en una fase del transformador.



(d) Sumatoria de valores de corriente en los ángulos de conmutación.

Figura 3. Esfuerzos en el transformador y en los semiconductores, en función de la corriente media de salida. YY línea de puntos y rayas, ΔΔ símbolo “+”. YA línea de círculo. ΔY, línea discontinua.

IV. EVALUACIÓN DE LOS ESFUERZOS EN LOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

Con el objetivo de evaluar los esfuerzos en los semiconductores de potencia, en esta sección se calculan el valor eficaz de la corriente que circula por los semiconductores, la sumatoria de los valores de corriente en los ángulos de conmutación de los mismos.

A. Evaluación de la corriente eficaz en los semiconductores

Para estimar el esfuerzo en estado de conducción de los semiconductores del convertidor, para los diferentes tipos de conexiones del transformador, en esta subsección se define un indicador de este esfuerzo ($\sum I_{rms}$), que surge de sumar las

expresiones del valor eficaz de la corriente que circula por los semiconductores de cada puente, en una de las fases. Un aumento de este indicador implica un incremento de las pérdidas de potencia en estado de conducción.

Assumiendo que las formas de onda generadas por cada puente son equilibradas, se puede aplicar la ecuación (3) a $i_x(\theta)$ y a $i_u(\theta)$ para obtener las expresiones del valor eficaz de la corriente que circula por los semiconductores de B_1 y de B_2 , respectivamente. Sumando ambas expresiones se obtiene el indicador del esfuerzo en ambos puentes. Los resultados para cada configuración se muestran en la Tabla III y se representan gráficamente en función de la corriente media de salida en la Fig. 3(c). Puede observarse en esta figura que, para un amplio rango de la corriente media de salida, cuando los valores de d son reducidos se tienen menores pérdidas de potencia en conducción en el CPDA3YΔ; en cambio para valores de d mayores a la unidad las pérdidas de potencia resultan menores en el caso del CPDA3YY.

B. Evaluación de la sumatoria de corrientes en los ángulos de conmutación

Debido a que las pérdidas de potencia en la conmutación de los semiconductores dependen del valor de la corriente en los ángulos de conmutación [11], en esta subsección se define un indicador ($\sum I_{sw}$) para estimar éstas pérdidas. Éste representa la sumatoria de los valores de corrientes en los ángulos de conmutación de las tres fases de cada puente y se define para medio periodo de conmutación debido a la simetría de las formas de onda de las corrientes. Un aumento de éste implica el aumento de las pérdidas de potencia debidas a las conmutaciones de los semiconductores. Los resultados para las configuraciones analizadas se muestran en la Tabla III y se representan gráficamente en función de la corriente media de salida en la Fig. 3(d).

En la Fig. 3(d) puede observarse que para valores reducidos de d se tienen menores pérdidas de potencia de conmutación, en un mayor rango de corriente media de salida, en el CPDA3YΔ. Por otro lado, cuando los valores de d aumentan estas pérdidas son menores, en un mayor rango de corriente media de salida, en el CPDA3ΔY.

V. CONCLUSIONES

En este trabajo se analizó el CPDA3 cuando se utilizan distintos transformadores, cada uno con una conexión diferente. Se calcularon y graficaron indicadores de la pérdidas de potencia en estado de conducción y conmutación de las llaves semiconductoras; corriente eficaz de fase y potencia aparente del transformador. Todas en función de la corriente media de salida del convertidor.

Del análisis se concluye que, a igual corriente media transferida, cuando el convertidor opera en modo reductor se tienen menores pérdidas de potencia en los semiconductores y menor potencia aparente del transformador en el CPDA3YΔ. Mientras que cuando el convertidor opera en modo elevador los esfuerzos mencionados son menores en el CPDA3ΔY.

Para aplicaciones en que se requieran adaptar dos buses de CC con diferentes valores de tensión y realizar transferencia de potencia de manera bidireccional, minimizando las pérdidas de potencia en todo el rango de operación del convertidor, puede utilizarse el CPDA3YΔ. Conectando el bus de menor tensión en el lado en que el bobinado del transformador esté conectado en estrella y el bus de alta tensión con el bobinado que esté conectado en triángulo.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo fue financiado por el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), la Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC) y la Universidad Nacional de Misiones (UNaM).

REFERENCIAS

- [1] N. Hatzigiorgiou, H. Asano, R. Iravani, and C. Marnay, "Microgrids," IEEE Power and Energy Magazine, vol. 5, pp. 78-94, 2007.
- [2] F. Katiraei, R. Iravani, N. Hatzigiorgiou, and A. Dimeas, "Microgrids management," IEEE Power and Energy Magazine, vol. 6, pp. 54-65, 2008.
- [3] N. H. Baars, J. Everts, H. Huisman, J. L. Duarte, and E. A. Lomonova, "A 80 kW Isolated DC-DC Converter for Railway Applications," IEEE Trans. on Power Electron., vol. PP, pp. 1-1, 2015.
- [4] Z. Biao, S. Qiang, L. Wenhua, and X. Yi, "Next-Generation Multi-Functional Modular Intelligent UPS System for Smart Grid," IEEE Trans. on Ind. Electronics, vol. 60, pp. 3602-3618, 2013.
- [5] J. L. Duarte, M. Hendrix, and M. G. Simoes, "Three-Port Bidirectional Converter for Hybrid Fuel Cell Systems," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 22, pp. 480-487, 2007.
- [6] T. Haimin, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "Transformer-Coupled Multiport ZVS Bidirectional DC-DC Converter With Wide Input Range," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 23, pp. 771-781, 2008.
- [7] 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.
- [8] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications," IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 27, pp. 63-73, 1991.
- [9] M. N. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D. M. Divan, and E. D. Baumann, "Performance characterization of a high-power dual active bridge," IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 28, pp. 1294-1301, 1992.
- [10] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "A Soft-Switched Three-Port Bidirectional Converter for Fuel Cell and Supercapacitor Applications," in Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th, 2005, pp. 2487-2493.
- [11] G. G. Oggier, G. O. Garcia, and A. R. Oliva, "Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 24, pp. 1826-1838, 2009.
- [12] L. Rongyuan, A. Pottharst, N. Frohliche, and J. Bocker, "Analysis and design of improved isolated full-bridge bidirectional DC-DC converter," in Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, 2004, pp. 521-526 Vol.1.
- [13] F. Krismer, S. Round, and J. W. Kolar, "Performance Optimization of a High Current Dual Active Bridge with a Wide Operating Voltage Range," in Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE, 2006, pp. 1-7.
- [14] 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," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 26, pp. 1228-1236, 2011.
- [15] R. T. Naayagi, A. J. Forsyth, and R. Shuttleworth, "Bidirectional control of a dual active bridge DC-DC converter for aerospace applications," IET Power Electronics, vol. 5, pp. 1104-1118, 2012.
- [16] B. Seunghun, S. Dutta, and S. Bhattacharya, "Characterization of a three-phase dual active bridge DC/DC converter in wye-delta connection for a high frequency and high power applications," in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE, 2011, pp. 4183-4188.
- [17] R. Mirzahosseini and F. Tahami, "A phase-shift three-phase bidirectional series resonant DC/DC converter," in IECON 2011-37th Annual Conference on IEEE Ind. Electron. Society, 2011, pp. 1137-1143.

- [18] J. M. Molina, O. Garcia, R. Asensi, P. Alou, J. A. Oliver, and J. A. Cobos, "Adaptive control for ZVS three phase full active bridge converter with ARCN," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Twenty-Seventh Annual IEEE, 2012, pp. 1324-1330.
- [19] Z. Xuan, H. Shenghua, and N. Guoyun, "A Three-phase Dual Active Bridge Bidirectional ZVS DC/DC Converter," *Physics Procedia*, vol. 24, Part A, pp. 139-148, 2012.
- [20] H. van Hoek, M. Neubert, and R. W. De Doncker, "Enhanced Modulation Strategy for a Three-Phase Dual Active Bridge -Boosting Efficiency of an Electric Vehicle Converter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 28, pp. 5499-5507, 2013.
- [21] D. Segaran, D. G. Holmes, and B. P. McGrath, "Comparative analysis of single and three-phase dual active bridge bidirectional DC-DC converters," in *Power Engineering Conference, 2008. AUPEC '08. Australasian Universities, 2008*, pp. 1-6.



Fernando Botterón, nació en Rosario, Santa Fe, Argentina, en abril de 1967. Se graduó como Ingeniero Electricista en el año 1995, en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Misiones (FI-UNaM), Misiones, Argentina. Obtuvo los grados de Magister (2001) y Doctor (2005) en Ingeniería Eléctrica, en la Universidade Federal de Santa

Maria (UFSM), RS, Brasil. Durante este periodo, desarrolló diversas actividades de investigación, desarrollo y transferencia dentro del Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Actualmente se desempeña como Profesor Titular en el Departamento de Ingeniería Electrónica de la FI-UNaM, es Director del Grupo de Investigación y Desarrollo en Ingeniería Electrónica GID-IE e Investigador del CONICET, categoría Adjunto. Sus áreas de interés son: Control digital y modulación de convertidores estáticos de potencia; fuentes ininterrumpidas de energía eléctrica de baja y media potencia; conversión y acondicionamiento de fuentes renovables de energía, generación distribuida, control, supervisión y optimización de micro redes eléctricas.



Guillermo Oscar García, nació en Río Cuarto, Córdoba, Argentina en 1954. Recibió los títulos de Técnico Mecánico Electricista (1973), de la ENET No.1 Ambrosio Olmos de Río Cuarto, el de Ingeniero Electricista Electrónico (1981), de la Universidad Nacional de Córdoba, todos en Argentina, el de Magister (1990) y el de Dr. (1994) en Ciencias de la Ing. Eléctrica, de la COPPE, Universidad Federal de Río de

Janeiro, Brasil. En 1994 se unió a la Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC), Río Cuarto Argentina, donde es Profesor exclusivo en el Departamento de Electricidad y Electrónica, Director del Grupo de Electrónica Aplicada (GEA) y fundador de los programas en Ciencias de la Ingeniería de Maestría y Doctorado. Ha actuado como profesor visitante en el WEMPEC, Universidad de Wisconsin, Madison, EE.UU, en 1997. También ha trabajado como profesor visitante en la Universidad de Zaragoza, España, en 1997 y en el Departamento de Ing. Eléctrica de la Universidad de Arkansas, EE.UU en 2003. Es miembro del Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) desde el 2001. Desde 2009 y 2011 ha sido el presidente del Capítulo Argentino (Que incluye Industrial Electronics, IES; Control Systems, CSS; Robotics and Automation, RAS; Industry Application, IAS; Power Electronics, PES; and Vehicular Technology Societies, VTS). También es miembro de la Asociación Argentina de Control Automático (AADECA) desde 1994 y actualmente es miembro del Comité Permanente de RPIC in Argentina. Ha dirigido importantes proyectos y equipos de Investigación y Desarrollo en las Universidades e Industrias. Sus temas de interés técnico incluyen: electrónica de potencia, máquinas eléctricas y sistemas de control orientadas a: Integración de energía renovables, vehículos eléctricos e híbridos, detección y diagnóstico de fallas en accionamientos eléctricos.



Rubén Orlando Núñez, nació en Libertad, Misiones, Argentina, en Julio de 1980. Se graduó como Ingeniero Electrónico en el año 2011, en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Misiones (FI-UNaM), Misiones, Argentina. Es miembro del Grupo de Investigación y Desarrollo en Ingeniería Electrónica GID-IE (FI-UNaM) y del Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) desde

el año 2009. También es miembro, desde el año 2012, del Grupo de Electrónica Aplicada (GEA) dependiente del Departamento de Electricidad y Electrónica de la Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC). En los años 2012 y 2013 realizó una estadía doctoral en el Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), Florianópolis, Santa Catarina, Brasil.

Actualmente es becario del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET) y se encuentra cursando el Doctorado en Ciencias de la Ingeniería en la UNRC, Río Cuarto, Córdoba, Argentina. Sus áreas de interés son: Electrónica de potencia y control digital de convertidores estáticos, conversión de energía renovable y generación distribuida.



Germán Gustavo Oggier, nació en Río Ceballos, Córdoba, Argentina en 1979. Recibió el título de Técnico Mecánico Electricista de la ENET No.1 Ambrosio Olmos de Río Cuarto en 1997, el de Ingeniero Electricista y el de Magister en Ciencias de la Ingeniería: Mención Ing. Eléctrica de la Universidad Nacional de Río Cuarto, Argentina, en 2003 y

2006, respectivamente. ; y el de Dr. en Control de Sistemas, de la Universidad Nacional del Sur, Bahía Blanca, Argentina, en 2009. Desde 1999 es miembro del Grupo de Electrónica Aplicada (GEA) dependiente del Departamento de Electricidad y Electrónica de la Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC) y desde 2013 es miembro de la Carrera de Investigador Científico del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), de Argentina. En el año 2011 realizó una estadía posdoctoral en el Renewable and Alternative Power Lab (RAPLab), Simon Fraser University, Surrey, British Columbia, Canadá. El tema de Trabajo fue "Boundary Control of Power Converters with a Focus on Renewable Energy". Es miembro del Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) desde 2010, de las siguientes sociedades: IEEE Power Electronics Society and IEEE Industrial Electronics Society. Sus temas de interés técnico son: Electrónica de Potencia, vehículos eléctricos e híbridos y control y conversión de fuentes renovables de energía.