

# Auxiliary Inductances Design of a Bidirectional Three-Port DC-DC Converter

L. P. Botalla, G. G. Oggier, *Member, IEEE*, D. O. Garrido and G. O. García, *Senior Member, IEEE*

**Abstract**— This paper proposes a methodology to design the auxiliary inductances of a bidirectional three-port DC-DC converter, which allows minimize the currents through the high frequency transformer and switches. In this way, RMS current and also the current values at the switching instants, as function of auxiliary inductances, are analyzed considering the different operating conditions. From this analysis, design considerations for these inductances are determined. Finally, experimental results are presented to validate the theory.

**Keywords**— Three Port DC-DC Converter, Hybrid Electric System, Power Losses, Auxiliary Inductance.

## I. INTRODUCCIÓN

EL USO de sistemas eléctricos híbridos se ha incrementado significativamente debido a sus aplicaciones en vehículos eléctricos híbridos (VEH), sistemas alimentados con energías renovables, micro redes, entre otros [1][2]. Normalmente estos sistemas utilizan un banco de baterías como almacenador de energía debido a su alta densidad de energía y un banco de supercapacitores para absorber o entregar picos de potencia, por ejemplo, durante un frenado regenerativo [3]. En estas aplicaciones, las fuentes de energía pueden presentar diferentes niveles de tensión una respecto de otra y respecto de la carga. Por esta razón, es necesario incorporar convertidores electrónicos como interfaz entre las fuentes de energía y la carga, para adaptar los niveles de tensión y realizar un control del flujo de energía de manera adecuada [4]. Una posible solución es el uso de convertidores multipuertos, los que permiten centralizar el control del flujo de energía en una sola unidad reduciendo tamaño, costo y complejidad del sistema [5].

En la literatura es posible encontrar diferentes estudios acerca de convertidores multipuertos. Por ejemplo, en [6] se presenta un convertidor CC-CC bidireccional de tres puertos (CTP) como una solución para las aplicaciones de un sistema híbrido con celda de combustible y un sistema de fuente de alimentación ininterrumpido. El principio del control del flujo de energía en un CTP es similar al empleado en los convertidores con puentes duales activos (CPDA), en ambos se aplica una modulación por desplazamiento de fase entre las tensiones a bornes del transformador [7]. El puerto cuya tensión de CA se encuentra en adelanto de fase transfiere

potencia, mientras que el puerto cuya tensión de CA se encuentra en atraso de fase recibe potencia. La transferencia de potencia del CTP es función de las inductancias auxiliares del transformador las cuales se conectan en serie con cada bobinado; sin embargo, en la literatura no se presentan lineamientos para poder diseñarlas.

Una característica de esta topología es la posibilidad de poder anular la transferencia de potencia a uno de los puertos. Esta función es necesaria en determinadas aplicaciones, por ejemplo cuando se utiliza el convertidor en vehículos eléctricos, en donde uno de sus puertos se utiliza para cargar el banco de baterías [8]. Este modo de funcionamiento tiene como desventaja que se establece una circulación de potencia que no contribuye a la transferencia de potencia activa entre los puertos incrementando notablemente las pérdidas, cuando las inductancias auxiliares no son diseñadas de manera adecuada. Este problema también puede presentarse en los restantes casos de transferencia de potencia, por ejemplo, cuando un puerto alimenta a los otros o dos puertos transfieren a un tercero.

En [5] se presenta una estrategia de modulación aplicada al CTP que consiste en generar tensiones de CA PWM a bornes del transformador, con el objetivo de reducir la potencia circulante que no contribuye a la transferencia de potencia activa entre los puertos.

En este trabajo, se analiza la evolución de las corrientes eficaces y en los instantes de conmutación en función de las inductancias auxiliares del transformador, para diferentes modos de operación de la topología seleccionada, con el objetivo de analizar la posibilidad de reducir o minimizar las corrientes a través del transformador de alta frecuencia y de las llaves semiconductoras. A partir de este análisis, se determinan consideraciones para diseñar estas inductancias, el cual es válido independientemente de la aplicación del convertidor.

El trabajo se organiza de la siguiente manera: en la Sección II se describe la topología del CTP. En la Sección III se presenta el análisis de las corrientes eficaces y en los instantes de conmutación para los diferentes modos de operación en función de las inductancias auxiliares y en la Sección IV se presenta el diseño de las mismas. En la Sección V se presentan resultados experimentales para validar el análisis propuesto y finalmente, las conclusiones son presentadas en la Sección VI.

## II. DESCRIPCIÓN DE LA TOPOLOGÍA Y PRINCIPIO DE OPERACIÓN

En [9] y [5] se presentó la topología del CTP y se dedujo el

L. P. Botalla, PROBIEN, Dto. de Electrotecnia, CONICET, Fac. de Ingeniería, Univ. Nacional del Comahue, Neuquén, Argentina, laureano.piris@fain.uncom.edu.ar

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

D. O. Garrido, Dto. de Electrotecnia, Fac. de Ingeniería, Univ. Nacional del Comahue, Neuquén, Argentina, daniel.oscar.garrido@gmail.com

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

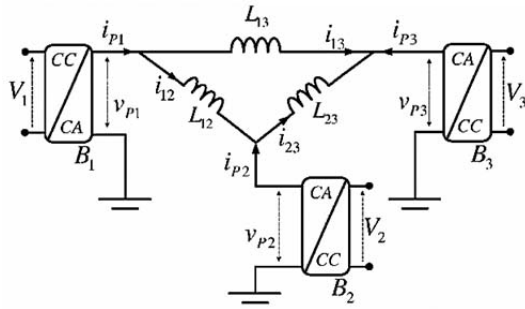


Figura 1. Convertidor CC-CC bidireccional de tres puertos.

modelo equivalente, el cual se muestra en la Fig. 1. Este se compone de tres puentes completos  $B_1$ ,  $B_2$  y  $B_3$  donde cada uno puede operar como un rectificador o como un inversor de acuerdo a la dirección del flujo de energía. El modelo equivalente se obtiene por medio de una transformación Y- $\Delta$  del modelo del transformador, que contempla el transformador ideal y las inductancias auxiliares conectadas en serie con cada uno de sus bobinados representadas por  $L_{12}$ ,  $L_{13}$  y  $L_{23}$ . En este esquema, las tensiones de CA de los puentes  $B_1$ ,  $B_2$  y  $B_3$  se representan como  $v_{p1} \angle \delta_1$ ,  $v_{p2} \angle \delta_2$  y  $v_{p3} \angle \delta_3$ , respectivamente. La ventaja de utilizar este modelo simplificado, es que permite analizar el flujo de energía del CTP en cada una de las ramas como sistemas de dos puertos, simplificando los cálculos [10].

En este trabajo, las relaciones de conversión de tensiones están definidas respecto a la tensión del puerto 3 como:  $d_{23} = (V_2 n_3) / (V_3 n_2)$  y  $d_{13} = (V_1 n_3) / V_3$ , donde  $n_2$  y  $n_3$  son las relaciones de transformación entre los bobinados del transformador de alta frecuencia.

De acuerdo al circuito equivalente en  $\Delta$  mostrado en la Fig. 1, la dinámica de las corrientes a través de cada rama puede expresarse como,

$$\frac{di_{xy}(\theta)}{d\theta} = \frac{v_{px}(\theta) - v_{py}(\theta)}{\omega L_{xy}}, \quad (1)$$

donde  $x$  e  $y$  representan los puertos involucrados en la ecuación,  $\theta = \omega t$ ,  $\omega = 2\pi f_s$  y  $f_s$  es la frecuencia de conmutación.

Resolviendo (1), pueden obtenerse las expresiones para  $i_{12}(\theta)$ ,  $i_{23}(\theta)$  e  $i_{13}(\theta)$ , las cuales son utilizadas para determinar las expresiones de las corrientes en cada puerto como:

$$i_{p1}(\theta) = i_{12}(\theta) + i_{13}(\theta), \quad (2)$$

$$i_{p2}(\theta) = i_{23}(\theta) - i_{12}(\theta), \quad (3)$$

$$i_{p3}(\theta) = -i_{13}(\theta) - i_{23}(\theta). \quad (4)$$

En los trabajos citados anteriormente, a partir del modelo en régimen permanente, se dedujeron las expresiones de la potencia y de las corrientes para cada uno de los puertos en función de las relaciones de conversión de tensiones  $d_{13}$  y  $d_{23}$ , las cuales se presentan en las Tablas I y II, respectivamente.

Analizando las expresiones para la potencia dadas en la Tabla I, se puede concluir que la transferencia de potencia

puede ser controlada ajustando los desfases entre las tensiones de CA del transformador. Para el CTP existen diferentes posibilidades de transferencia de potencia entre sus puertos, los que pueden operar como fuente o carga, dependiendo de las condiciones de desfases [7].

En [9] se realizó una caracterización de las formas de onda de las corrientes del CTP, el cual tiene en cuenta los desfases entre las tensiones de CA y los niveles de CC entre cada uno de los puertos. A partir de esta caracterización es posible deducir los valores en los instantes de conmutación y eficaces de las corrientes en todo el rango de operación para diferentes parámetros del convertidor tales como las inductancias auxiliares del transformador. En la siguiente sección se determina la influencia de estas inductancias en el valor de las corrientes del convertidor para sus diferentes modos de operación.

### III. ANÁLISIS DE LAS CORRIENTES DEL CONVERTIDOR

En esta Sección, se presenta un análisis de la transferencia de potencia del convertidor considerando el efecto de las inductancias auxiliares, el cual permite establecer consideraciones de diseño para reducir las pérdidas de potencia en los semiconductores. Para ello, se analizan los valores de las corrientes en los instantes de conmutación y valores eficaces en función de estas inductancias, correspondientes al circuito  $\Delta$  equivalente mostrado en la Fig. 1, considerando los siguientes casos: transferencia de potencia entre dos puertos, transferencia de potencia desde un puerto hacia los dos puertos restantes y transferencia de potencia desde dos puertos hacia un tercer puerto.

Los resultados están normalizados respecto a una corriente base definida como  $I_b = V_3 / (\omega L_{13})$ , las relaciones de conversión de tensiones son unitarias y los valores de las inductancias auxiliares se determinaron para que el convertidor transfiera una potencia de 2 kW para los diferentes casos analizados.

#### A. Transferencia de potencia entre dos puertos

En la Fig. 2(a) y la Fig. 2(b) se muestran los resultados de las sumatorias de las corrientes en los instantes de conmutación y valores eficaces, respectivamente.

TABLA I  
EXPRESIONES PARA LA POTENCIA EN CADA PUERTO

$P_1 = \frac{V_3^2 d_{13} d_{23} \delta_2 (\pi -  \delta_2 )}{\pi \omega L_{12} n_2} + \frac{V_3^2 d_{13} \delta_3 (\pi -  \delta_3 )}{\pi \omega L_{13} n_3}$
$P_2 = \frac{V_3^2 d_{13} d_{23} \delta_2 (\pi -  \delta_2 )}{\pi \omega L_{12} n_2} - \frac{V_3^2 d_{13} \delta_3 (\pi -  \delta_3 )}{\pi \omega L_{13} n_3}$
$P_3 = -\frac{V_3^2 d_{13} \delta_3 (\pi -  \delta_3 )}{\pi \omega L_{13} n_3} - \frac{V_3^2 d_{23} \delta_{23} (\pi -  \delta_{23} )}{\pi \omega L_{23} n_2 n_3}$

donde

- $\delta_{23} = \delta_2 - \delta_3$

TABLA II  
EXPRESIONES DE CORRIENTE PARA CADA PUERTO EVALUADAS  
EN EL CORRESPONDIENTE ÁNGULO DE CONMUTACIÓN

$i_{p_1}(\delta_1) = -\frac{V_3(k_1 + \pi L_{12}(d_{13} - 1) + \pi L_{13}(d_{13} - d_{23}))}{2L_{13}L_{12}\omega}$
$i_{p_2}(\delta_2) = -\frac{V_3(k_2 + \pi L_{12}(d_{23} - 1) + \pi L_{23}(d_{23} - d_{13}))}{2L_{12}L_{23}n_2\omega}$
$i_{p_3}(\delta_3) = -\frac{V_3(k_3 + \pi L_{23}(1 - d_{23}) + \pi L_{13}(1 - d_{23}))}{2L_{13}L_{23}n_3\omega}$

donde

- $k_1 = 2d_{23}\delta_2L_{13} + 2\delta_3L_{12}$ .
- $k_2 = 2L_{23}d_{13}\delta_2 - 2L_{12}\delta_{23}$ .
- $k_3 = 2L_{23}d_{13}\delta_3 - 2L_{13}d_{23}\delta_{23}$ .

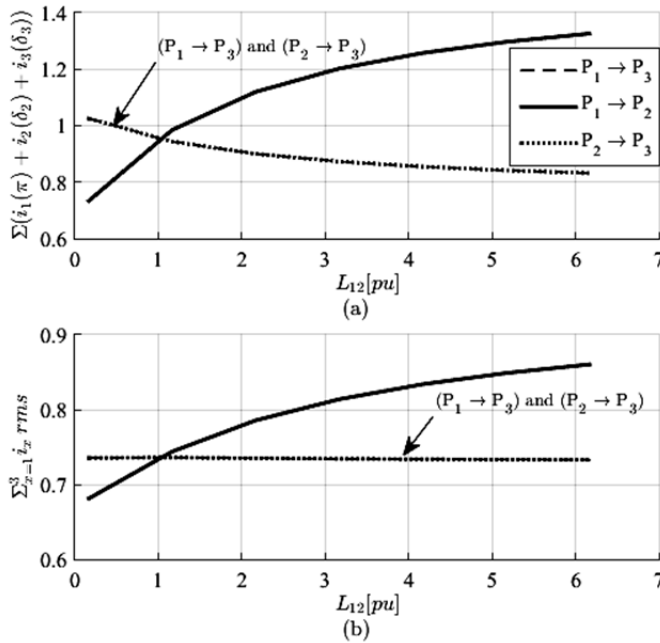


Figura 2. Sumatoria de corrientes para transferencia de potencia entre 2 puertos. (a) Corrientes en los instantes de conmutación. (b) Corrientes eficaces.

Los resultados se muestran en función de la inductancia  $L_{12}$  en pu para tres casos: transferencia desde el puerto  $P_1$  hacia el puerto  $P_2$  ( $P_1 \rightarrow P_2$ ), transferencia desde el puerto  $P_1$  hacia el puerto  $P_3$  ( $P_1 \rightarrow P_3$ ) y transferencia desde el puerto  $P_2$  hacia el puerto  $P_3$  ( $P_2 \rightarrow P_3$ ). En todos los casos, el puerto restante posee un valor de potencia media nula, lo que puede obtenerse ajustando adecuadamente los desfases entre las tensiones a bornes del transformador como se detalla en [5] y [8].

En estas figuras puede observarse para  $P_1 \rightarrow P_2$  que la sumatoria de las corrientes en los instantes de conmutación y la sumatoria de las corrientes eficaces aumenta con el valor de  $L_{12}$ . Sin embargo, para  $P_1 \rightarrow P_3$  y  $P_2 \rightarrow P_3$ , las corrientes disminuyen con el incremento de  $L_{12}$ .

Si se realiza el mismo análisis para diferentes valores de las inductancias  $L_{13}$  y  $L_{23}$ , se obtienen resultados equivalentes. Por ejemplo, para  $P_1 \rightarrow P_3$  las corrientes aumentan si se incrementa

el valor de la inductancia  $L_{13}$  y para  $P_2 \rightarrow P_3$  ocurre lo mismo con un aumento del valor de la inductancia  $L_{23}$ .

De lo anterior puede concluirse que un incremento de alguna de las inductancias de las ramas complementarias a la que conecta los dos puertos entre los que se transfiere potencia, tiene el efecto de disminuir las corrientes, y en consecuencia las pérdidas de potencia. Esto se debe a que si bien el tercer puerto posee un valor de potencia media nula, puede tener valores de potencia instantáneos elevados. Los resultados de esta sub-Sección muestran que una manera para disminuir los valores de corrientes, consiste en incrementar las impedancias de las ramas que conectan el tercer puerto, forzando la circulación de corriente únicamente por la rama que conecta los dos puertos entre los que se realiza la transferencia de potencia.

### B. Transferencia de potencia desde un puerto hacia los dos puertos restantes

En la Fig. 3 y Fig. 4 con líneas de trazo continuo se muestran los resultados de las sumatorias de las corrientes en los instantes de conmutación y valores eficaces, en función de las inductancias  $L_{12}$  y  $L_{23}$ , respectivamente; cuando se transfiere potencia desde el puerto  $P_1$  hacia los puertos  $P_2$  y  $P_3$  ( $P_1 \rightarrow P_2 \& P_3$ ). En la Fig. 3, se muestran los resultados cuando el puerto  $P_1$  transfiere 75% de la potencia total transferida hacia el puerto  $P_2$  y un 25% hacia el puerto  $P_3$ . Mientras que en la Fig. 4, se muestran los resultados cuando se invierten los valores de potencia transferida a cada puerto. Para diferentes porcentajes de transferencia de potencia se obtienen resultados equivalentes.

En la Fig. 3 puede observarse que la sumatoria de las corrientes en los instantes de conmutación y la sumatoria de las corrientes eficaces aumenta con el valor de  $L_{12}$ . Mientras que los resultados de la Fig. 4 muestran que la sumatoria de las corrientes en los instantes de conmutación disminuye con el incremento de  $L_{23}$ .

A partir de estos resultados puede concluirse que incrementar el valor de una de las inductancias de las ramas que conecta el puerto que opera como fuente, produce un incremento de las corrientes. Mientras que el efecto de incrementar la inductancia de la rama que conecta los dos puertos que operan como cargas permite disminuirlas. Lo anterior puede explicarse por el hecho que incrementar la impedancia entre los dos puertos que operan como carga evita la circulación de corriente entre ellos y de esta manera se puede conseguir disminuir las pérdidas de potencia.

Si se realiza el mismo análisis, para diferentes conjuntos de inductancias, se obtienen resultados equivalentes. Por ejemplo, para  $P_2 \rightarrow P_1 \& P_3$ , las corrientes disminuyen si se incrementa el valor de la inductancia  $L_{13}$  y para  $P_3 \rightarrow P_1 \& P_2$  las corrientes disminuyen si se incrementa el valor de la inductancia  $L_{12}$ .

### C. Transferencia de potencia desde dos puertos hacia un tercero.

Para este caso de transferencia de potencia se obtienen resultados que pueden predecirse de los análisis presentados en las subsecciones anteriores. En las Fig. 3 y Fig. 4,

representadas en líneas de trazo punteadas, también se incluyen los casos de transferencia de potencia desde  $P_1$  y  $P_2$

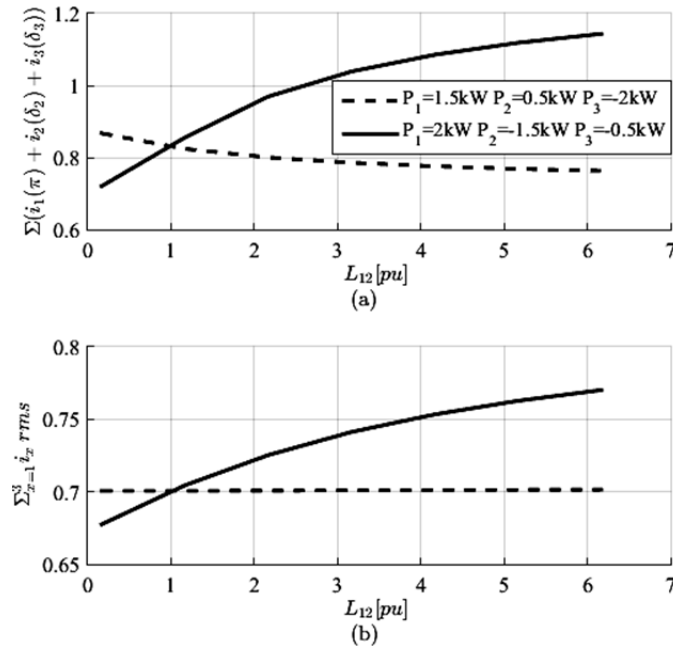


Figura 3. Sumatoria de corrientes para transferencia entre 3 puertos en función de  $L_{12}$ . (a) Corrientes en los instantes de conmutación. (b) Corrientes eficaces.

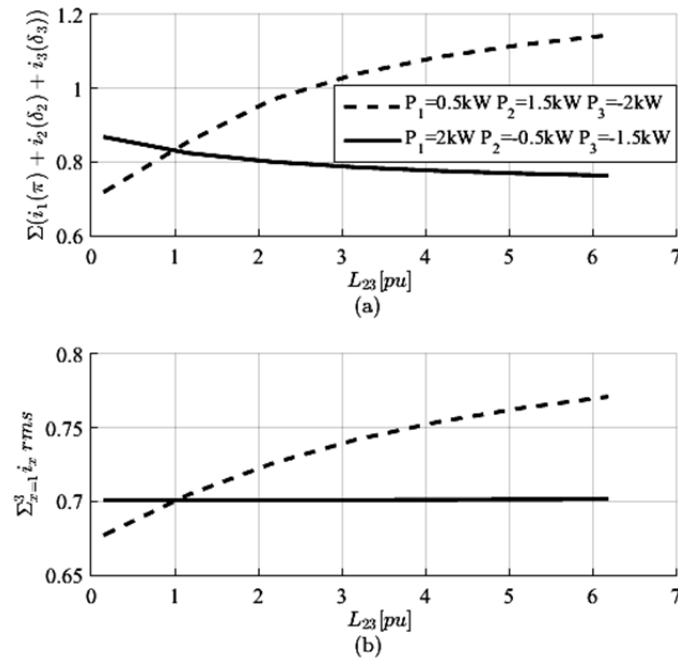


Figura 4. Sumatoria de corrientes para transferencia entre 3 puertos en función de  $L_{23}$ . (a) Corrientes en los instantes de conmutación. (b) Corrientes eficaces.

hacia  $P_3$  ( $P_1 \& P_2 \rightarrow P_3$ ). Estos resultados muestran que un incremento en el valor de la inductancia en la rama que conecta los dos puertos que operan como fuentes, permite reducir las sumatorias de las corrientes en los instantes de conmutación y valores eficaces. Ello se debe a que un incremento de la inductancia en esta rama evita una circulación de corriente que produciría un incremento en las pérdidas de potencia.

#### IV. DISEÑO DE LAS INDUCTANCIAS AUXILIARES

El análisis presentado en la Sección anterior permite determinar la influencia de las inductancias auxiliares del transformador en las corrientes del convertidor. Con el objetivo de reducir las mismas y en consecuencia las pérdidas de potencia. A continuación se utilizan los resultados de la sección anterior para diseñar el valor de las inductancias auxiliares.

Aquellas aplicaciones que no requieren transferir potencia de manera bidireccional en todos sus puertos, por ejemplo cuando alguna de las fuentes de energía son unidireccionales, como paneles fotovoltaicos y/o celdas de combustibles, o se utilizan almacenadores de energía que solamente intercambian potencia con la carga, es conveniente incrementar la inductancia de la rama que conecta los puertos entre los cuales no se transfiere potencia.

Sin embargo, lo anterior también es válido para aplicaciones que requieran transferir potencia de manera bidireccional, entre los tres puertos del convertidor, pero la potencia transferida en una de las ramas es inferior a las otras. Un ejemplo de estas aplicaciones es para sistemas UPS (siglas en inglés para un sistema de alimentación ininterrumpido - *Uninterruptible Power Supply*), en donde uno de los puertos se conecta a la red de suministro eléctrico, con una etapa de conversión CA-CC intermedia, otro de los puertos a un banco de baterías y el tercer puerto se conecta a la carga. La rama que conecta el puerto que se alimenta de la red de suministro eléctrico con el banco de baterías, puede poseer un valor de inductancia elevado debido a que la recarga de las baterías puede realizarse con un nivel de potencia inferior al que requiere la carga. De esta manera, se transfiere la potencia requerida y al mismo tiempo se disminuye la circulación de corrientes elevadas que incrementan las pérdidas de potencia.

Se debe notar que, aumentar el valor de una inductancia como lo indican la Fig. 2 a Fig. 4, puede resultar inviable prácticamente por razones de costo y volumen. La opción más adecuada es darle un valor lo más elevado posible, teóricamente infinito, a dicha inductancia, lo cual equivale a un circuito abierto en la rama a la cual se conecta la inductancia que se requiere aumentar.

Si se analizan las expresiones de transformación  $\Delta$ -Y,

$$L_{\ell 1} = \frac{L_{12}L_{13}}{L_{12} + L_{13} + L_{23}} \quad (5)$$

$$L_{\ell 2} = \frac{L_{12}L_{23}}{L_{12} + L_{13} + L_{23}} \quad (6)$$

$$L_{\ell 3} = \frac{L_{13}L_{23}}{L_{12} + L_{13} + L_{23}} \quad (7)$$

es posible deducir lo siguiente: si el valor de  $L_{12}$  se incrementa haciendo tender su valor a infinito, el valor de la inductancia  $L_{\ell 3}$  es próximo a cero. De la misma manera, incrementar hasta un valor próximo a infinito el valor de la inductancia  $L_{13}$ , equivale a disminuir a cero el valor de la inductancia  $L_{\ell 2}$ . Por

último, se puede llegar a la misma conclusión con las inductancias  $L_{23}$ , y  $L_{L1}$ .

Las inductancias auxiliares del modelo en estrella del transformador de alta frecuencia denominadas  $L_{L1}$ ,  $L_{L2}$  y  $L_{L3}$  deben poseer valores adecuados, ya que la potencia que puede transferir el convertidor y las pérdidas de potencia del convertidor, son función de las mismas como se explicó anteriormente. El transformador se debe diseñar minimizando las inductancias de dispersión para poder agregar inductores auxiliares del valor requerido en serie con cada puerto del convertidor.

Por lo tanto, según el análisis realizado, de acuerdo a la aplicación y el caso de transferencia de potencia, es posible eliminar uno de los inductores auxiliares que se agrega en serie en cada puerto del convertidor, reduciendo costo y volumen del convertidor.

## V. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Con el objetivo de verificar el análisis de la Sección anterior, se presentan resultados experimentales obtenidos con un prototipo de laboratorio de 6 kW, cuyos principales parámetros son los siguientes:  $f_s = 20$  kHz,  $n_2 = 1$ ,  $n_3 = 1$ ,  $V_3 = 150$  V. Los resultados se desarrollan para una aplicación de VEH en donde  $V_1$ ,  $V_2$  y  $V_3$  representan las tensiones de un banco de baterías, un banco de supercapacitores y la tensión de una barra de continua donde se conectan las demás cargas del vehículo.

Los resultados se obtienen para dos puntos de operación con diferentes valores de inductancias auxiliares. El primer punto de operación corresponde a un caso donde la transferencia de potencia se realiza desde el puerto 1 (baterías) hacia el puerto 3 (carga) cuando la potencia media del puerto 2 (supercapacitores) es nula, esto es,  $P_1 \approx 2$  kW,  $P_2 \approx 0$  W y  $P_3 \approx -2$  kW, con  $d_{23} = 1.4$ ,  $d_{13} = 1.5$ . El valor de la inductancia auxiliar base es  $L_b = 40$   $\mu$ H, por lo tanto se establece una relación de inductancias de  $L_{12} = L_{13} = L_{23} = L_b$  para el ensayo denominado caso A y una relación dada por  $L_{12} = L_{13} = L_b$  con  $L_{23} \rightarrow \infty$  para el caso B.

El segundo punto de operación corresponde al caso donde la potencia se transfiere desde el puertos 1 (baterías) hacia los puertos 2 (supercapacitores) y 3 (carga), esto es,  $P_1 \approx 2$  kW,  $P_2 \approx -1$  kW y  $P_3 \approx -1$  kW. Para este caso, las relaciones de conversión de tensiones se establecen en  $d_{23} = 0.6$ ,  $d_{13} = 1.2$ . Las relaciones de inductancias de los ensayos denominados C y D para este punto de operación se corresponden con los ensayos A y B, respectivamente.

Las Fig. 5 a Fig. 8 muestran los resultados experimentales para los casos A a D, respectivamente, donde la corriente  $i_{p1}$  se mide mediante el canal 1 del osciloscopio,  $i_{p2}$  mediante el canal 2 e  $i_{p3}$  con el canal 3; además se presenta en el canal 4,  $v_{p3}$ . De los ensayos presentados es posible notar la disminución del valor de la corriente en el instante de conmutación en cada uno de los puertos.

A fin de comparar los resultados obtenidos, en la Tabla III se detallan las mediciones que surgen de los ensayos experimentales, donde  $\Delta_{AB}$  indica el porcentaje de variación en las corrientes entre los casos A y B, mientras que  $\Delta_{CD}$  entre

los casos C y D. En la misma puede observarse una significativa disminución en los valores de las corrientes eficaces y en los instantes de conmutación. También se obtuvieron resultados para los demás casos de transferencia de potencia, dando resultados similares. Los cuales no se incluyen en este trabajo por razones de espacio.

## VI. CONCLUSIONES

En este trabajo se realizó un análisis de las corrientes de un convertidor CC-CC bidireccional de tres puertos, considerando diferentes modos de operación. El análisis se realizó en función del valor de las inductancias que deben agregarse en serie al transformador de alta frecuencia. A partir de dicho análisis, con el objetivo de disminuir los valores de corrientes eficaces y en los instantes de conmutación, se obtuvieron criterios para poder diseñar adecuadamente el valor de las mismas en función de una aplicación dada. Mediante dichas consideraciones, además de reducir significativamente las corrientes se encontró que es posible eliminar uno de los inductores auxiliares que deben agregarse en serie en cada puerto, reduciendo volumen y costo del convertidor para determinadas aplicaciones que no requieran transferencia de potencia bidireccional entre sus puertos.

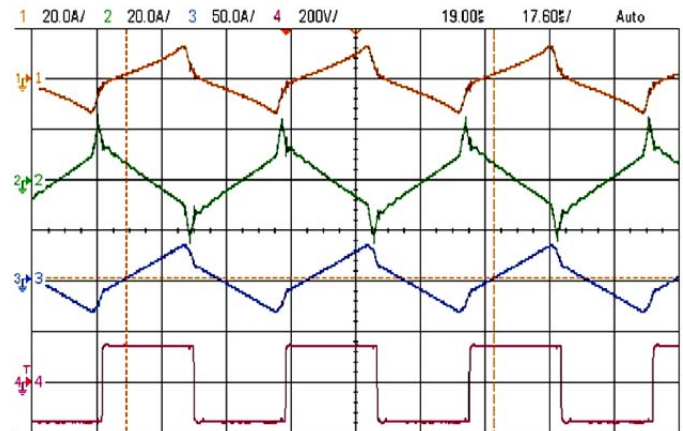


Figura 5. Formas de onda para el ensayo del caso A.

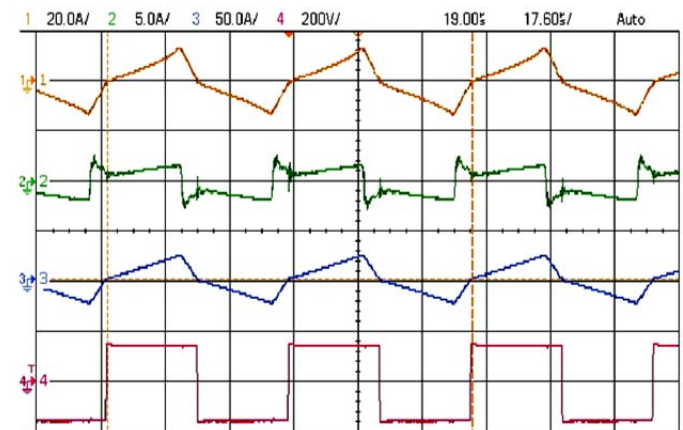


Figura 6. Formas de onda para el ensayo del caso B.

TABLA III  
VALORES DE CORRIENTE DE LOS ENSAYOS

CORRIENTE	CASO A	CASO B	$\Delta_{AB}$
$i_{P1}(\delta_1)$	-13.3 A	-13.17 A	-0.977%
$i_{P2}(\delta_2)$	22.03 A	2.13 A	-90.33%
$i_{P3}(\delta_3)$	-7.89 A	3.1 A	-60.71%
$I_{1RMS}$	10.88 A	10.32 A	-5.14%
$I_{2RMS}$	12.52 A	1.88 A	-84.98%
$I_{3RMS}$	14.71 A	13.67 A	-7.07%
CORRIENTE	CASO C	CASO D	$\Delta_{CD}$
$i_{P1}(\delta_1)$	-16.15 A	-15.23 A	-5.7%
$i_{P2}(\delta_2)$	-27.3 A	-4.61 A	-83.11%
$i_{P3}(\delta_3)$	17.53 A	3.69 A	-78.95%
$I_{1RMS}$	11.54 A	10.21 A	-11.52%
$I_{2RMS}$	23.87 A	7.15 A	-70.04%
$I_{3RMS}$	13.96 A	13.43 A	-3.79%

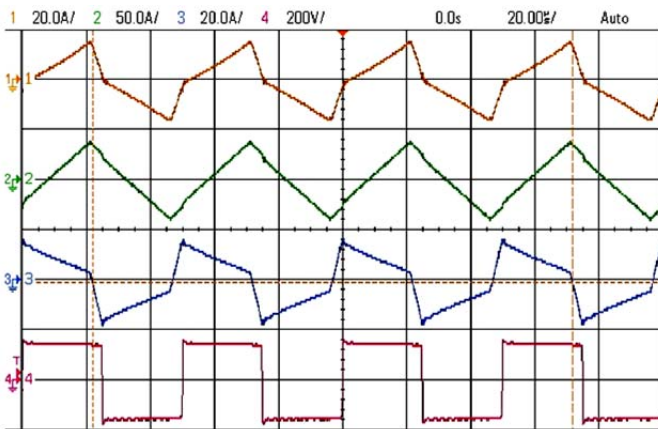


Figura 7. Formas de onda para el ensayo del caso C.

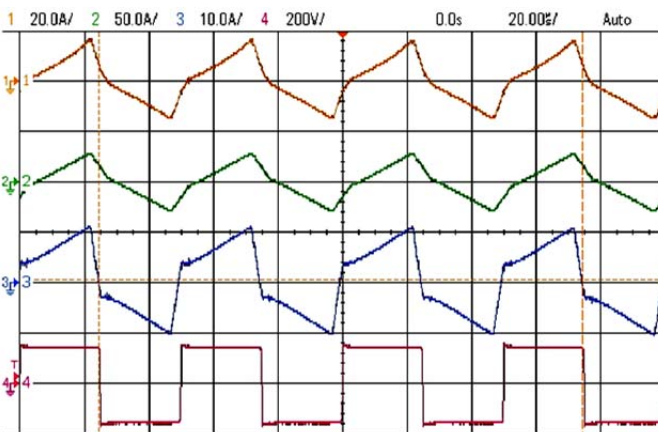


Figura 8. Formas de onda para el ensayo del caso D.

AGRADECIMIENTOS

El presente trabajo es financiado 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 y el Ministerio de Industria y Desarrollo Científico Tecnológico de la provincia de Córdoba (MICMDCT, Cba).

REFERENCIAS

[1] L. Wang, Z. Wang, and H. Li, "Asymmetrical duty cycle control and decoupled power flow design of a three-port bidirectional dc-dc

converter for fuel cell vehicle application," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 891–904, 2012..

[2] L. Q. Tan Xingguo and W. Hui, "Advances and trends of energy storage technology in microgrid," *Int J Electr Power Energy Syst*, no. 44, pp. 179 – 191, 2013.

[3] A. Burke, "Batteries and ultracapacitors for electric, hybrid, and fuel cell vehicles," *Proc. of the IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 806 –820, april 2007.

[4] A. Etxeberria, I. Vechiu, H. Camblong, and J.-M. Vinassa, "Comparison of three topologies and controls of a hybrid energy storage system for microgrids," *J. Energy Convers. Manage.*, no. 54, pp. 113–121, 2012.

[5] C. Zhao, S. Round, and K. J.W., "An isolated three-port bidirectional dc-dc converter with decoupled power flow management," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2443 –2453, sept. 2008.

[6] J. Duarte, M. Hendrix, and M. Simoes, "Three-port bidirectional converter for hybrid fuel cell systems," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 480 –487, Mar. 2007.

[7] C. Zhao and J. Kolar, "A novel three-phase three-port ups employing a single high-frequency isolation transformer," in *35th Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf., Aachen, Germany*, Jun. 2004, pp. 4135–4141.

[8] S. Y. Kim, H.-S. Song, and K. Nam, "Idling port isolation control of three-port bidirectional converter for evs," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 5, pp. 2495 –2506, May. 2012..

[9] L. Piris-Botalla, G. Oggier, A. Airabella, and G. Garcia, "Power losses evaluation of a bidirectional three-port dcc converter for hybrid electric system," *Int J Electr Power Energy Syst*, no. 58, pp. 1–8, 2013..

[10] H. Tao, J. Duarte, and H. M.A.M., "Three-port triple-half-bridge bidirectional converter with zero-voltage switching," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 782 –792, Feb. 2008.



**Laureano Piris Botalla** was born in Neuquén, Argentina. He received the Electronic Eng. Degree from the Universidad Nacional del Comahue (UNComa), Neuquén, Argentina, in 2009 and the Doctor degree in Engineering Sciences from the Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC), Córdoba, Argentina, in 2015. He is a Postdoctoral Fellow in the PROBIEN (Instituto de Investigación y Desarrollo en Ingeniería de Procesos, Biotecnología y Energías Alternativas) UNComa, with the Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET). His current research interests include power electronics, hybrid energy storage system, and renewable energy conversion.



**Germán G. Oggier** (M'10) was born in Córdoba, Argentina. He received the Electr. Eng. degree and the M.Sc. degree in electrical engineering from the Universidad Nacional de Río Cuarto, Río Cuarto, Argentina, in 2003 and 2006, respectively, and the Doctor degree in control systems from the Universidad Nacional del Sur, Buenos Aires, Argentina, in 2009. He is currently a Lecturer in the Grupo de Electronica Aplicada, Universidad Nacional de Río Cuarto. He is also a Researcher with the Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), Buenos Aires, Argentina. His current research interests include power electronics, electric vehicles, and renewable energy conversion.



**Daniel O. Garrido** was born in Zapala, Argentina. He is finishing his carrer on Electronics Engineering in Universidad Nacional del Comahue (UNComa), Neuquén, Argentina. His research interests include power electronics circuits for renewable energy systems, hybrid energy storage system, and renewable energy conversion.



**Guillermo O. García** (M'86–S'90–M'95–SM'01) was born in Río Cuarto, Argentina, in 1954. He received the Electrical and Electronics Engineering degree from the Universidad Nacional de Córdoba, Córdoba, Argentina, in 1981 and the M.Sc. and Dr. degrees in Electrical Engineering from the Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brazil, in 1990 and 1994, respectively. Since 1994, he has been with the Universidad Nacional de Río Cuarto, Río Cuarto, where he is currently the Director of the Grupo de Electrónica Aplicada. He is also with the Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas, Buenos Aires, Argentina. His research interests include power electronics, electric vehicles, and renewable-energy conversion.