

# Estrategia de Modulación para Minimizar la Corriente RMS en Convertidores CC-CC Bidireccionales de Tres Puertos

Mauricio Troviano

*Departamento de Electrotecnia (FAIN-UNCo)  
e Instituto de Investigación y Desarrollo en Ingeniería  
de Procesos, Biotecnología y Energías Alternativas  
(PROBIEN, CONICET-UNCo)*

Buenos Aires 1400, CP 8300, Neuquén, Argentina.  
mauricio.troviano@fain.uncoma.edu.ar

Germán G. Oggier

*Grupo de Electrónica Aplicada (GEA) Instituto de  
Investigaciones en Tecnologías Energéticas y  
Materiales Avanzados (IITEMA), Universidad Nacional  
de Río Cuarto (UNRC), CONICET*

Río Cuarto, Córdoba, Argentina.  
goggier@ing.unrc.edu.ar

**Resumen**—Los vehículos eléctricos representan una solución viable para contribuir a la reducción de las emisiones de CO<sub>2</sub>, en la cual los sistemas híbridos de almacenamiento de energía (HESS) desempeñan un papel fundamental al optimizar su rendimiento, así como al prolongar la vida útil de la batería, aumentar la autonomía de los vehículos, entre otros aspectos. El convertidor CC-CC de tres puertos activos (TAB) es una configuración adecuada para aplicaciones HESS, ya que proporciona flujo de potencia bidireccional, cuenta con aislamiento galvánico, puede operar en modo reductor y elevador de tensión y en condiciones de conmutación suave. Las estrategias de modulación convencionales suelen generar corrientes circulantes excesivas en el enlace de alta frecuencia de corriente alterna (CA) y a rangos limitados para operar el convertidor TAB con conmutación suave, lo que disminuye su rendimiento global. En este trabajo se presenta una estrategia de modulación que minimiza la corriente RMS y garantiza condiciones de conmutación suave en todo el rango de operación. El enfoque propuesto aumenta los grados de libertad incorporando tres índices de modulación y se desarrolla en un dominio normalizado independiente de los parámetros del sistema. La selección óptima de los índices de modulación y los desfases permite ampliar el rango de conmutación suave y reducir de manera efectiva la corriente RMS. Los resultados de simulación obtenidos confirman reducciones de la corriente RMS total de hasta un 62.33 % en comparación con la modulación convencional.

**Index Terms**—Convertidor de Tres Puertos Activos, Conmutación suave, Estrategia de modulación

## I. INTRODUCCIÓN

EN los últimos años, se ha observado un notable incremento en la utilización de los Sistemas de Almacenamiento de Energía, impulsado por sus diversas aplicaciones en vehículos eléctricos, sistemas de energías renovables, microrredes eléctricas y sistemas de generación distribuida [1]. La integración de baterías con supercapacitores, dando lugar a los Sistemas Híbridos de Almacenamiento de Energía (HESS), ha sido propuesta como una potencial solución para optimizar el costo, el volumen y el rendimiento [2].

Cuando los convertidores deben manejar grandes potencias, las tensiones y corrientes elevadas pueden generar un

estrés significativo en los componentes, especialmente cuando existen grandes diferencias de tensión entre los puertos de entrada y salida. En estos casos, las topologías aisladas como el convertidor de tres puentes activos (TAB) son una de las más adecuadas, ya que ofrecen mayor densidad de potencia, seguridad y rendimiento. Esta topología, que conecta tres puentes mediante un transformador de alta frecuencia, puede operar en modo elevador o reductor y permite un control del flujo de potencia a través del ajuste del desfase entre las tensiones a bornes de los bobinados del transformador [3], lo que resulta esencial para su aplicación en sistemas híbridos de almacenamiento de energía (HESS).

La estrategia de modulación convencional consiste en ajustar el desfase entre las tensiones a bornes del transformador, en función de la magnitud de la potencia a transferir. Esta estrategia consigue operar el convertidor con conmutación suave (ZVS) en una región acotada. Sin embargo, existe una amplia zona de operación en la cual no opera de manera óptima, ya que se producen corrientes más elevadas, generando mayores pérdidas de conducción. Existen métodos más avanzados que buscan extender el rango de operación con ZVS [4], [5] o minimizar las pérdidas totales [6], pero en general son extremadamente complejos y sus implementaciones requieren un nivel de cómputo que limita su viabilidad de ejecución en tiempo real [7]. A esto se suma la falta de soluciones presentadas en dominio normalizado, independiente de los parámetros del convertidor, que facilitan su implementación en distintos convertidores. También hay autores que abordan el problema representando las formas de onda reales con una aproximación en el dominio de frecuencias y limitando la cantidad de armónicos incluidos en el análisis, lo que introduce errores en las soluciones que abordan.

En este trabajo se presenta una estrategia de modulación que introduce tres índices de modulación y los combina con la selección adecuada de los desfases para minimizar la corriente RMS en el enlace de CA y ampliar el rango de ZVS. Además, la estrategia de modulación propuesta se

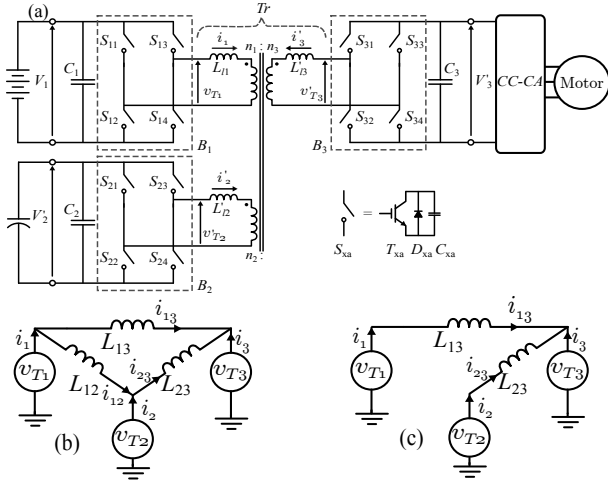


Figura 1. (a) Topología del convertidor TAB analizado en este trabajo, (b) circuito equivalente simplificado en  $\Delta$ , y (c) circuito equivalente en  $\Delta$  con el diseño propuesto en [8].

aborda considerando las formas de onda reales del convertidor y en un dominio normalizado, lo que facilita su aplicación para cualquier convertidor TAB. La propuesta se valida por simulación para distintos escenarios de operación.

## II. DESCRIPCIÓN DE LA TOPOLOGÍA

En la Fig.1(a) se muestra la topología del TAB abordada en este trabajo para una aplicación HESS para vehículos eléctricos. Los puertos 1 y 2 están conectados a un banco de baterías y a un supercapacitor, respectivamente y el puerto 3 a un convertidor CC-CA y al motor eléctrico de tracción. Cada puerto está conformado por un puente completo, cuyas llaves están constituidas por un transistor, un diodo en antiparalelo y un capacitor de conmutación. El lado de CA de cada puente se acopla a un bobinado del transformador de alta frecuencia. En la Fig.1(b) se muestra el circuito eléctrico equivalente, donde las tensiones  $v_{T1}$ ,  $v_{T2}$  y  $v_{T3}$  representan las tensiones en los extremos de las inductancias equivalentes obtenidas a partir del modelo equivalente en delta ( $\Delta$ ), válido cuando el valor de la inductancia de magnetización del transformador es superior a 10 veces el valor de las inductancias de dispersión, pudiendo despreciarse la incidencia de la misma [9].

Las variables y parámetros asociados a los puertos 2 y 3 se expresan en referencia al puerto 1. Una descripción más detallada de la topología puede consultarse en [10].

Dado que, en la aplicación considerada, los puertos 1 y 2 se alimentan de almacenadores de energía que intercambian potencia con la carga, se puede asumir que no hay transferencia de potencia entre estos dos puertos. Esta condición permite suponer un valor elevado de inductancia en la rama correspondiente a  $L_{12}$ , asumiendo  $L_{12} \rightarrow \infty$  en el modelo equivalente en  $\Delta$  mostrado en la Fig.1(b), anulando así la corriente en dicha rama y, en consecuencia, las pérdidas asociadas. El circuito equivalente resultante se muestra en la Fig.1(c) [11].

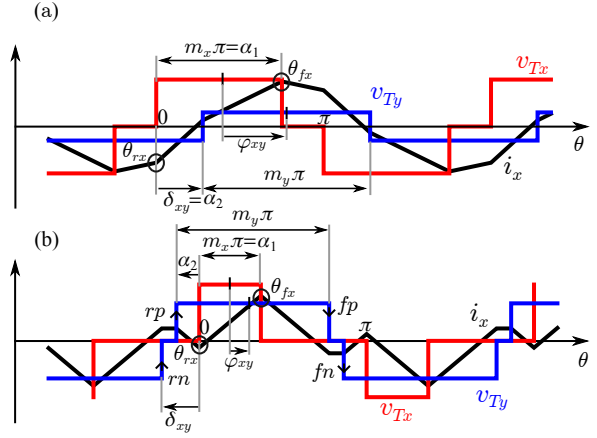


Figura 2. Formas de ondas de tensión y corriente, ideales utilizadas en este trabajo para: (a) transferencias de potencia alta con  $\delta_{xy} \geq 0^\circ$  y (b) transferencias de potencia baja con  $\delta_{xy} < 0^\circ$ .

## III. OBTENCIÓN DE LAS EXPRESIONES DE CORRIENTE RMS NORMALIZADA Y DEL RANGO DE OPERACIÓN CON CONMUTACIÓN SUAVE

En esta sección se describe primero el procedimiento para obtener las expresiones necesarias para hallar los índices de modulación y los desfases necesarios para transferir la potencia requerida por la carga, con corriente RMS mínima y operando en ZVS. Luego, se establece la secuencia de resolución utilizada para establecer los parámetros de modulación del convertidor TAB.

Para el circuito equivalente mostrado en la Fig. 1(c), es posible utilizar las formas de onda de tensión  $v_{Tx}$  y  $v_{Ty}$ , y corriente  $i_x$  en el enlace de CA, entre el puerto  $x$  y el puerto  $y$ , que se muestran en la Fig. 2. Estas formas de onda, que aseguran ZVS en todo el rango de operación, fueron establecidas previamente para convertidores de dos puertos activos [12]. En la figura, el ángulo  $\alpha_1$  corresponde al flanco descendente positivo de  $v_{Tx}$ . El ángulo  $\alpha_2$  corresponde al flanco ascendente positivo de  $v_{Ty}$ . Todas estas variables están definidas con respecto al ángulo cero, definido como el flanco ascendente positivo de  $v_{Tx}$ . En círculos se muestran los ángulos  $\theta_{rx}$  y  $\theta_{fx}$  en las formas de onda  $i_x$  que permiten establecer si se está operando con conmutación suave. En la Fig. 2 también se muestran los índices de modulación  $m_x$  y  $m_y$ , y el desfase  $\delta_{xy}$  que corresponde al flanco ascendente negativo de  $v_{Ty}$ . Estas variables son las que se utilizan para controlar la transferencia de potencia entre los puertos con mínima corriente RMS y con ZVS. La Fig. 2(a) cumple que ( $\delta_{xy} \leq \alpha_2 \leq \alpha_1$ ) siendo  $\delta_{xy} \geq 0^\circ$  y permite altas transferencias de potencia. Por otra parte, el caso de la Fig. 2(b) se cumple que ( $\alpha_1 < \pi + \delta_{xy} \leq \pi + \alpha_2$ ) siendo  $\delta_{xy} < 0^\circ$ , esta situación implica una transferencia de potencia reducida.

El desfase  $\varphi_{xy}$  entre las tensiones  $v_{Tx}$  y  $v_{Ty}$  se define como

$$\varphi_{xy} = \frac{1}{2}\pi(m_y - m_x) - \alpha_2. \quad (1)$$

Cuando  $\varphi_{xy} \geq 0^\circ$ , la energía se transfiere del puerto  $x$  al puerto  $y$ . En este contexto, se considera que la transferencia de potencia es positiva. Por el contrario, cuando  $\varphi_{xy} < 0^\circ$ , la potencia se transfiere del puerto  $y$  al puerto  $x$ , definiéndose la transferencia de potencia como negativa.

Con las expresiones de  $v_{Tx}(\theta)$ ,  $v_{Ty}(\theta)$  e  $i_x(\theta)$  que describen las formas de la Fig. 2, puede obtenerse la potencia media normalizada como

$$P_{oxy}[pu] = \frac{1}{P_{oxyb}} \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_x(\theta) \cdot v_{Tx}(\theta) d\theta, \quad (2)$$

donde  $P_{oxyb} = d_{xy}V_x^2/(8L_{xy}f)$  define la potencia base,  $d_{xy} = V_y/V_x$  la relación de tensiones entre los puertos  $V_x$  y  $V_y$ , y  $f$  es la frecuencia de conmutación. De las expresiones obtenidas para el caso (a) y (b) se deduce el desfase necesario para transferir una determinada potencia media, siendo para  $\delta_{xy} \geq 0^\circ$

$$\delta_{xy} = \frac{\pi}{2} \left( \frac{m_x + m_y - 1}{-\sqrt{-P_{oxy}[pu] - (m_x - 2)m_x - (m_y - 1)^2}} \right), \quad (3)$$

y para  $\delta_{xy} < 0^\circ$

$$\delta_{xy} = \frac{(P_{oxy}[pu] + 2m_x(m_x + m_y - 2))\pi}{4m_x}. \quad (4)$$

La expresión de la corriente RMS normalizada se obtiene de resolver

$$I_{xy}[pu] = \frac{1}{I_{xyb}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_x^2(\theta) d\theta}, \quad (5)$$

donde  $I_{xyb} = d_{xy}V_x/(8L_{xy}f)$ , es la corriente base que circula entre el puerto  $x$  y el puerto  $y$ . La ec. (6) corresponde a  $I_{xy}[pu]$  para  $\delta_{xy} \geq 0^\circ$  y  $\delta_{xy} < 0^\circ$ . Puede demostrarse que la expresión  $I_{xy}[pu]$  presenta un mínimo para cada punto de operación  $(P_{oxy}[pu], d_{xy})$ . De esta manera, se sugiere que para cada  $(P_{oxy}[pu], d_{xy})$  es posible encontrar los valores de  $m_x$  y  $m_y$  que minimizan la ec. (6).

El convertidor TAB opera con ZVS cuando todos los interruptores de potencia se encienden cuando la tensión en sus bornes es reducida o nula, minimizando así las pérdidas por conmutación. Estas condiciones pueden analizarse evaluando el signo de la corriente del transformador en los instantes de conmutación [13].

Este trabajo considera acciones de conmutación instantáneas para simplificar el análisis. Por lo tanto, no se considera el efecto de elementos parásitos, como la capacitancia de salida de los transistores, tiempos muertos, etc.

Consideremos que las corrientes salientes  $i_1$ ,  $i_2$  e  $i_3$  de las fuentes  $v_{T1}$ ,  $v_{T2}$  y  $v_{T3}$ , respectivamente, son positivas como se muestra en la Fig. 1(c). Las restricciones para conmutación suave imponen que la corriente en cada puerto debe ser negativa en el flanco ascendente positivo  $rp$  y positiva en el flanco descendente positivo  $fp$  de  $v_{Tx}$  [13], siendo

$$i_x(\theta_{rx}) \leq 0 \quad \& \quad i_x(\theta_{fx}) \geq 0, \quad (9)$$

donde  $\theta_{rx} = 0$  y  $\theta_{fx} = m_x\pi$ , como se muestra en la Fig. 2.

Para el circuito equivalente mostrado en la Fig. 1(c), se cumplen las siguientes relaciones:  $i_1 = i_{13}$ ,  $i_2 = i_{23}$  e  $i_3 = -(i_1 + i_2)$ . Se define que la ec. (9), se debe cumplir simultáneamente en los tres puertos para que el convertidor TAB opere con conmutación suave. Cuando esta condición no se cumple para algún puerto, el convertidor opera con conmutación dura. Al evaluar esta restricción en cada puerto, se pueden establecer los índices de modulación mínimos y máximos,  $m_{x,min,SS}$  y  $m_{x,max,SS}$ , que aseguran ZVS. Las ecs. (7) y (8) muestran las expresiones para las distintas condiciones de funcionamiento.

Se puede demostrar que las expresiones de  $I_{xy}[pu]$ ,  $m_{x,min,SS}$  y  $m_{x,max,SS}$  presentan simetría para potencias de salida positivas y negativas, y constituyen funciones invertidas para  $d_{xy} \leq 1$  y  $d_{xy} > 1$ . Por lo tanto, las ecs. (6), (7) y (8) presentadas para  $P_{oxy}[pu] \geq 0$  y  $d_{xy} \leq 1$ , pueden utilizarse para resolver todo el rango de operación.

Como se mencionó anteriormente, para la aplicación HESS considerada en este estudio, se propone dimensionar la inductancia  $L_{12} \rightarrow \infty$  en el circuito equivalente en  $\Delta$ . De este modo, la transferencia de potencia en las ramas correspondientes a las inductancias  $L_{13}$  y  $L_{23}$  queda desacoplada, simplificando el análisis.

#### IV. DESCRIPCIÓN DE LA SECUENCIA PARA ESTABLECER LOS PARÁMETROS DE MODULACIÓN

En la sección anterior se obtuvieron las expresiones de la corriente RMS normalizada y las restricciones para operar el convertidor TAB con ZVS. A continuación, se establece la secuencia para obtener los parámetros de modulación necesarios para operar el convertidor TAB con estas condiciones en todo el rango de operación.

El punto de operación del convertidor TAB queda establecido definiendo la potencia normalizada que se requiere transferir  $P_{o13}[pu]$  y  $P_{o23}[pu]$ , y la relación de conversión entre tensiones  $d_{13}$  y  $d_{23}$ , entre los puertos 1 y 3, como también entre los puertos 2 y 3, respectivamente. Considerando estos parámetros como los de entrada del sistema, la estrategia propuesta establece que se obtengan los índices de modulación y los desfases entre las tensiones a bornes del transformador de manera secuencial, sin requerir de un procedimiento de iteración o prueba y error.

Por simplicidad, a continuación se describe la secuencia, considerando que  $P_{o13}[pu] \geq P_{o23}[pu]$  manteniéndose válida la explicación para  $P_{o13}[pu] < P_{o23}[pu]$ , intercambiando los subíndices "13" con "23". Esto implica obtener los índices de modulación  $m_1$  y  $m_3$  y el desfase  $\delta_{13}$ . Para ello es necesario encontrar simultáneamente,  $m_1$  y  $m_3$  que minimizan  $I_{13}[pu]$  y se encuentran dentro del rango de valores que permiten operar el puerto 1 y 3 con ZVS. Para ello, en este trabajo, se emplea un algoritmo de optimización global no lineal [14] utilizando la siguiente expresión:

$$m_1(P_{o13}[pu], d_{13}) \& m_3(P_{o13}[pu], d_{13}) | \{I_{13}[pu](P_{o13}[pu], d_{13}, m_1, m_3)\}_{\min}. \quad (10)$$

Esta optimización se realiza para el rango  $0,01 < d_{13} < 1$  con incrementos de 0,02, y  $0,01 < P_{o13}[pu] < 1$  con incrementos de 0,02. Además, la optimización se restringe por la condición  $m_{1,min,SS}(P_{o13}[pu], d_{13}) < m_1 < m_{1,max,SS}(P_{o13}[pu], d_{13})$ . El resultado da el conjunto de valores  $(P_{o13}[pu], d_{13}, m_1, m_3)$ , que permiten encontrar la solución óptima para el convertidor TAB, garantizando además que se cumplan las condiciones de ZVS en todo el rango de operación.

La Fig. 3(a) muestra el nomograma de  $P_{o13}$  vs.  $d_{13}$  con los valores óptimos de  $m_1$  (negro) y  $m_3$  (rojo) en pasos de 0,1 para todo rango de operación. Utilizando este nomograma, se obtienen  $m_1$  y  $m_3$ , y con las ecs. (3) o (4), se calcula  $\delta_{13}$ , según corresponda y finalmente  $\varphi_{13}$  con la ec. (1).

Para obtener  $m_2$ , es necesario realizar el proceso de optimización pero dejando  $m_3$  constante, con el valor previamente obtenido. Este proceso se lleva a cabo de manera similar al anterior. Con esta optimización se obtienen los nomogramas de la Fig. 3(b) que muestran los valores óptimos de  $m_2$  (negro) para  $m_3$  constante en un rango de 0,2 a 1 con pasos de 0,1. Las subfiguras se presentan con  $m_3$  aumentando desde izquierda a derecha y desde arriba hacia abajo. El valor de  $m_3$  utilizado se muestra en rojo. La línea a trazos limita la región donde  $m_2$  está definido. A la derecha de esta línea a trazos,  $m_2$  no se puede obtener, ya que esta situación implica que no se cumple que  $P_{o13}[pu] \geq P_{o23}[pu]$ . Con el valor de  $m_2$  y  $m_3$  se obtiene  $\delta_{23}$  de las ecs. (3) o (4) según corresponda y  $\varphi_{23}$  con (1). Así, quedan completamente determinados los parámetros de modulación del convertidor TAB que cumplen los requerimientos previamente establecidos. Cuando se produce un cambio en las condiciones del sistema, el algoritmo

se realiza nuevamente para establecer los nuevos parámetros de modulación.

Cuando  $d_{xy} > 1$ , se reemplaza  $d_{xy} = 1/d_{xy}$  y las expresiones obtenidas siguen siendo válidas imponiendo la condición de que  $m_1 = m_y$  y  $m_3 = m_x$ .

Por otra parte, si  $P_{oxy}[pu] < 0$  se realiza el procedimiento considerando  $|P_{oxy}[pu]|$ , y las expresiones siguen siendo válidas con la diferencia de que se debe invertir el signo de  $\varphi_{xy}$  obtenido.

## V. VALIDACIÓN DE LA ESTRATEGIA DE MODULACIÓN PROPUESTA

A continuación se presentan los escenarios de transferencia de potencia considerados en este trabajo para una aplicación de HESS para vehículos eléctricos. Los escenarios pueden resumirse como sigue:

- Los puertos 1 y 2 transfieren potencia al puerto 3, ( $B_1 \& B_2 \rightarrow B_3$ ), lo que corresponde al caso en que los almacenadores de energía suministran potencia a la carga.
- El puerto 3 transfiere potencia a los puertos 1 y 2, ( $B_3 \rightarrow B_1 \& B_2$ ), lo que corresponde al caso en que la carga regenera energía hacia los almacenadores.

Cabe señalar que, cuando uno de los almacenadores está completamente descargado, se considera recargable solo a través del puerto 3 cuando hay un flujo de potencia inverso desde la carga. Sin frenado regenerativo, ambos almacenadores pueden recargarse mediante un circuito de carga externo conectado al puerto 3, típicamente un cargador conectado a la red o una fuente de energía dedicada. De este modo, la reposición de energía está disponible independientemente de las condiciones de operación de la carga, lo que proporciona flexibilidad en escenarios donde no hay energía regenerativa disponible.

Para los escenarios de transferencia de potencia considerados, no se produce transferencia de potencia entre los

$$I_{xy}[pu] = \begin{cases} \frac{2}{d_{xy}\pi^{3/2}\sqrt{3}} \{ (3 - 2m_x)m_x^2\pi^3 + d_{xy}^2(3 - 2m_y)m_y^2\pi^3 + 2d_{xy}((m_x + m_y - 1)\pi - 2\delta_{xy}) \\ \cdot [(2m_x^2 + m_x(m_y - 4) + 2m_y^2 - 1)\pi^2 - 2(m_x + m_y - 1)\pi\delta_{xy} + 2\delta_{xy}^2] \}^{1/2} & \delta_{xy} \geq 0^\circ \\ \frac{2}{d_{xy}\pi\sqrt{3}} \{ (3 - 2m_x)m_x^2\pi^2 + d_{xy}^2(3 - 2m_y)m_y^2\pi^2 + 2d_{xy}m_x \\ \cdot [(6 + 2(m_x - 3)m_x - 9m_y + 3m_xm_y + 3m_y^2)\pi^2 - 6(m_x + m_y - 2)\pi\delta_{xy} + 6\delta_{xy}^2] \}^{1/2}, & \delta_{xy} < 0^\circ \end{cases} \quad (6)$$

$$m_{x,min,SS} = \begin{cases} \frac{d_{xy}}{2(1 + 2(d_{xy} - 1)d_{xy})\sqrt{\pi}} [(4d_{xy} - 2)\sqrt{\pi} - \{-16(1 + 2(d_{xy} - 1)d_{xy})P_{oxy}[pu] \\ - (4 - 8(1 + 2(d_{xy} - 1)d_{xy})m_y + 4(1 + 2(d_{xy} - 1)d_{xy})m_y^2)\pi\}^{1/2}], & \delta_{xy} \geq 0^\circ \\ \frac{\sqrt{d_{xy}(-32(d_{xy} - 1)P_{oxy}[pu])}}{(4 - 4d_{xy})\sqrt{\pi}}, & \delta_{xy} < 0^\circ \end{cases} \quad (7)$$

$$m_{x,max,SS} = \begin{cases} 1 - \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \sqrt{-16P_{oxy}[pu] - (4 + 4d_{xy}^2m_y^2 + 8d_{xy}m_y(m_y - 1) + 8m_y(m_y - 2))\pi}, & \delta_{xy} \geq 0^\circ \\ d_{xy}m_y, & \delta_{xy} < 0^\circ \end{cases} \quad (8)$$

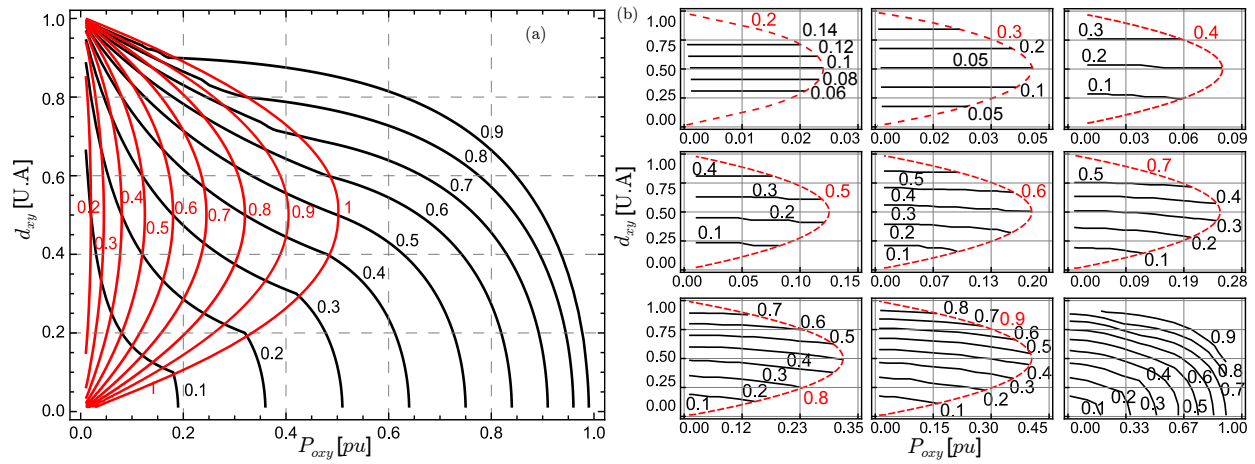


Figura 3. (a) Nomograma para el cuadrante  $P_{oxy}[pu] > 0, d_{xy} < 1$  obtenido con el problema de optimización  $(m_1, m_3)$  y (b) nomograma para el cuadrante  $P_{oxy}[pu] > 0, d_{xy} < 1$  obtenido con el problema de optimización  $(m_2)$  para  $m_3=cte$ .

Tabla I  
ESCENARIOS SIMULADOS

Escenario	$P_{o13}$ [pu]	$P_{o23}$ [pu]	$d_{13}$	$d_{23}$	$m_1$	$m_2$	$m_3$	$\delta_{13} [^\circ]$	$\delta_{23} [^\circ]$	$I_{t,p}$ [A]	$I_{t,c}$ [A]	$\Delta I_t$ [%]
1	0,40	0,30	0,45	0,50	0,40	0,40	0,90	-18,19	-29,31	11,68	17,44	-33,03
2	0,75	0,33	0,40	0,75	0,61	0,71	1,00	26,79	-5,07	16,14	17,50	-7,77
3	0,65	0,10	2,50	0,62	1,00	0,31	0,52	15,78	-90,90	5,81	6,30	-7,78
4	0,20	0,15	2,50	2,80	0,73	0,81	0,29	-57,38	-57,31	3,41	9,10	-62,53

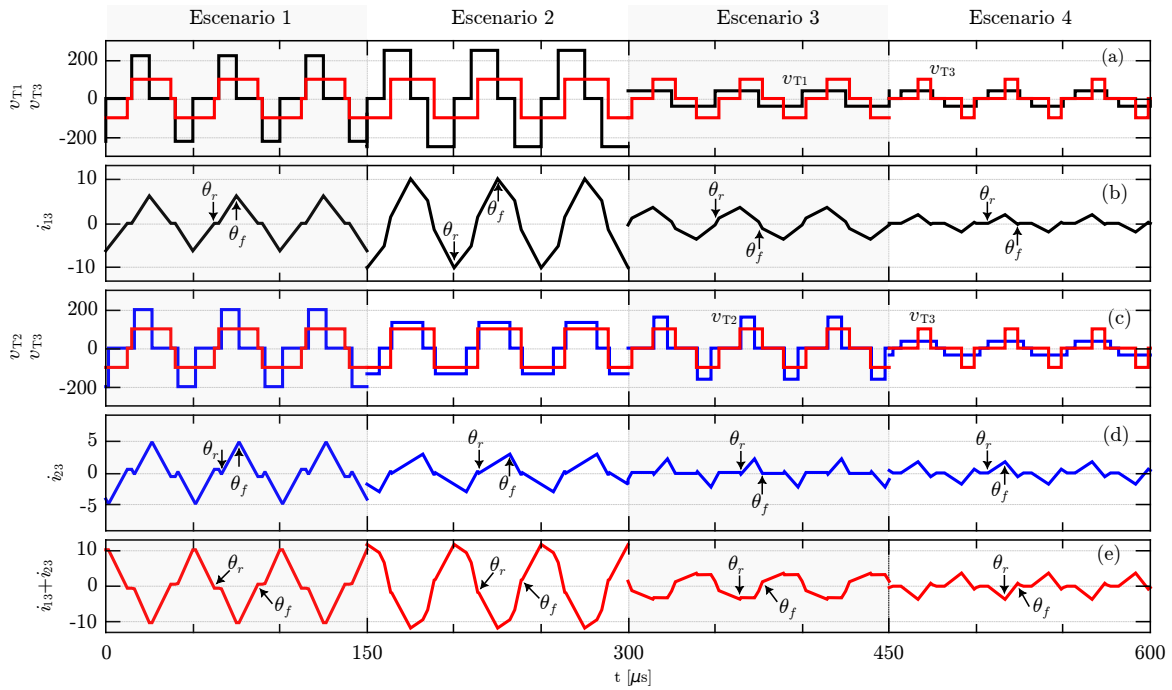


Figura 4. Resultados de simulación que muestran las tensiones y corrientes obtenidas para los escenarios 1 al 4 detallados en la Tabla I.

almacenadores, lo que permite que la inductancia  $L_{12}$  del circuito equivalente en  $\Delta$  se diseñe con un valor elevado, teóricamente hasta infinito, como se muestra en la Fig. 1(c). Esta suposición implica que  $L'_{13}$  mostrado en la Fig. 1(a) puede

establecerse igual a cero. Aunque en una implementación real existe una pequeña inductancia residual  $L'_{13}$ , este valor es suficientemente pequeño en comparación con las otras inductancias, lo que hace que la transferencia de potencia

entre los almacenadores sea despreciable. Como resultado, el modelo sigue siendo válido con un efecto menor sobre el rendimiento global [11].

El análisis presentado en este trabajo se enfoca en los escenarios de transferencia de potencia que se encuentran con mayor frecuencia, asegurando que la estrategia aborde los casos más relevantes.

El diseño propuesto mostrado en la Fig. 1(c) permite el análisis de la transferencia de potencia entre dos puertos a través de una inductancia en cada rama. En [15], se derivaron los límites de transferencia de potencia bajo condiciones de conmutación suave para la estrategia de modulación convencional, lo que resulta en una región estrecha limitada a relaciones de conversión de tensión cercanas a uno y condiciones de alta transferencia de potencia.

Para validar la estrategia desarrollada en las secciones anteriores, se proponen distintos escenarios, que se seleccionan a modo de ejemplo y en todos los casos se mantuvieron constantes los siguientes parámetros:  $V_3 = 100$  V,  $L_{13} = L_{23} = 200$   $\mu$ H y una frecuencia de conmutación  $f = 20$  kHz. A estos escenarios se les aplica la secuencia propuesta y se obtienen los índices de modulación y desfases para transferir las potencias requeridas con mínima corriente RMS y ZVS. Este resultado se compara con los obtenidos al aplicar la modulación convencional.

En la Tabla I se indican los puntos de operación seleccionados, los índices de modulación y desfases obtenidos en cada escenario, las corrientes RMS totales obtenidas con la propuesta  $I_{t,p}$  y con la modulación convencional  $I_{t,c}$ , y la diferencia porcentual respecto a la modulación convencional  $\Delta I_t$  [%]. Se observa que esta diferencia aumenta para los casos de transferencia de potencia reducida. Cuando la transferencia de potencia aumenta, la modulación de los puertos tiende a la modulación convencional y, por ello, la reducción en la corriente RMS es menos notoria.

En la Fig. 4, se muestran las formas de onda obtenidas para cada escenario de la Tabla I. En (a) se presentan las tensiones  $v_{T1}$  (negro) y  $v_{T3}$  (rojo), en (b) la corriente  $i_{13}$  (negro), en (c) las tensiones  $v_{T2}$  (azul) y  $v_{T3}$  (rojo), en (d) la corriente  $i_{23}$  (azul) y en (e) la suma de las corrientes  $i_{13} + i_{23}$  que corresponden a la corriente del puerto 3.

En las corrientes se marcan los ángulos  $\theta_r$  y  $\theta_f$  que indican las condiciones para ZVS de la ec. (9).

Por su parte, en la Tabla I se resumen los valores de  $m_1$ ,  $m_2$ ,  $m_3$ ,  $\delta_{13}$  y  $\delta_{23}$  utilizados en cada escenario de simulación presentado.

## VI. CONCLUSIONES

El trabajo propuesto presentó una estrategia de modulación que permite operar el convertidor TAB con conmutación suave y mínima corriente RMS en el enlace de CA, en todo el rango de operación. Las expresiones se desarrollaron en un dominio normalizado, independiente de los parámetros del convertidor. Mediante un algoritmo de minimización, se obtuvieron las soluciones que se indicaron a través de nomogramas. Estos permiten determinar los índices de modulación óptimos para

cada punto de operación y, con ellos, los desfases necesarios entre las tensiones a bornes del transformador de alta frecuencia. La validación por simulación muestra la efectividad de la propuesta cuando se aplica a distintos escenarios de transferencia de potencia, con reducciones en la corriente RMS total, que superan el 62,5% en algunos puntos de operación respecto a la modulación convencional. Como trabajo futuro, se pretende validar la propuesta experimentalmente utilizando tanto fuentes de tensión continua y resistencias como así también banco de baterías y supercapacitores.

## REFERENCIAS

- [1] M. M. Rana, M. Uddin, M. R. Sarkar, S. T. Meraj, G. Shafullah, S. Muyeen, M. A. Islam, and T. Jamal, "Applications of energy storage systems in power grids with and without renewable energy integration — a comprehensive review," *Journal of Energy Storage*, vol. 68, p. 107811, 2023.
- [2] C. V. M. Gopi and R. Ramesh, "Review of battery-supercapacitor hybrid energy storage systems for electric vehicles," *Results in Engineering*, vol. 24, p. 103598, 2024.
- [3] V.-L. Pham and K. Wada, "Applications of triple active bridge converter for future grid and integrated energy systems," *Energies*, vol. 13, no. 7, 2020. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1996-1073/13/7/1577>
- [4] L. Gong, J. Xu, J. Zhao, W. Li, T. Wang, Y. Peng, Y. Wang, and T. B. Soeiro, "A simplified all-zvs strategy for high-frequency triple active bridge converters with designed magnetizing inductance," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 11, pp. 13 781–13 797, 2023.
- [5] V. Uttam and V. M. Iyer, "A unified modeling approach for steady state and zvs analysis of a triple active bridge converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 60, no. 6, pp. 8950–8962, 2024.
- [6] S. Dey, A. Mallik, and A. Akturk, "Investigation of zvs criteria and optimization of switching loss in a triple active bridge converter using penta-phase-shift modulation," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 6, pp. 7014–7028, 2022.
- [7] A. A. Ibrahim, A. Zilio, T. Younis, D. Biadene, T. Caldognetto, and P. Mattavelli, "Optimal modulation of triple active bridge converters by an artificial-neural-network approach," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 71, no. 3, pp. 2590–2600, 2024.
- [8] L. Piris-Botalla, G. G. Oggier, and G. O. García, "Extending the power transfer capability of a three-port dc–dc converter for hybrid energy storage systems," *IET Power Electronics*, vol. 10, no. 13, pp. 1687–1697, 2017.
- [9] G. Oggier, G. Garcia, and A. Oliva, "Analysis of the influence of switching related parameters in the dab converter under soft-switching," *Latin American Applied Research*, vol. 43, no. 2, pp. 121–129, 2013.
- [10] M. Troviano, L. E. Piris-Botalla, and G. Oggier, "Estrategia de modulación para minimizar la potencia reactiva en el enlace de ca de convertidores cc-cc de tres puertos aislados," *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial*, vol. 18, no. 4, p. 347–359, sep. 2021.
- [11] M. Troviano and G. G. Oggier, "Reactive power reduction in triple active bridge converters for hybrid energy storage systems in electric vehicles applications," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, pp. 1–1, 2025, doi: 10.1109/TTE.2025.3592078.
- [12] M. Capó-Lliteras, G. G. Oggier, E. Bullich-Massagué, D. Heredero-Peris, and D. Montesinos-Miracle, "Analytical and normalized equations to implement the optimized triple phase-shift modulation strategy for dab converters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 11, no. 3, pp. 3535–3546, 2023.
- [13] Y. Ye, H. Nian, L. Kong, and D. Zheng, "Efficiency optimization strategy of three port triple active bridge dc-dc converter," in *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2019, pp. 1–6.
- [14] Wolfram Research, Inc., *Mathematica*, 2025. [Online]. Available: <https://reference.wolfram.com/language/ref/NMinimize.html>
- [15] M. Kheraluwala, R. Gascoigne, D. Divan, and E. Baumann, "Performance characterization of a high-power dual active bridge dc-to-dc converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 6, pp. 1294–1301, 1992.