

## Estrategia de modulación para minimizar la potencia reactiva en el enlace de CA de convertidores CC-CC de tres puertos aislados

Troviano, M.<sup>a,\*</sup>, Piris-Botalla, L. E.<sup>b</sup>, Oggier, G. G.<sup>c</sup>

<sup>a</sup>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.

<sup>b</sup>INVAP S.E. y CONICET, San Carlos de Bariloche, Río Negro, Argentina

<sup>c</sup>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.

**To cite this article:** Troviano, M., Piris-Botalla, L. E., Oggier, G. G. 2021. Modulation strategy to minimize the reactive power in the AC-link of isolated three-port DC-DC converters. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial 18 347-359. <https://doi.org/10.4995/riai.2021.14612>

### Resumen

El convertidor CC-CC de tres puertos aislados es de interés para los sistemas de almacenamiento de energía híbridos por su capacidad para controlar los flujos de energía de manera bidireccional, aumentar y disminuir la tensión y la operación con conmutación suave. El control convencional del flujo de energía se realiza aplicando un desfase entre las tensiones a bornes del transformador, lo que puede generar una elevada potencia reactiva debida a la corriente de circulación en el enlace de CA del convertidor, consiguiéndose rendimientos elevados sólo en un rango de operación limitado. Para aumentar el rendimiento en todo el rango de operación, este trabajo propone una estrategia de modulación que extiende la región de conmutación suave y minimiza la potencia reactiva. Esta estrategia aplica un ancho de pulso en el puerto de mayor tensión de CC, manteniendo la modulación tradicional de onda cuadrada en el puerto opuesto. Para validar la estrategia, se presentan resultados para diferentes escenarios de transferencia de potencia.

**Palabras clave:** Convertidor de tres puentes activos (TAB), potencia reactiva, enlace-CA, estrategia de modulación, conmutación suave.

### Modulation strategy to minimize the reactive power in the AC-link of isolated three-port DC-DC converters

#### Abstract

The isolated three-port DC-DC converter is of interest for hybrid energy storage systems due to its advantages of the bidirectional power flow control, step-up and step-down the voltage, and the operation under soft-switching mode. The conventional control of the power flow is carried out using a phase-shift between the voltages at the transformer terminals, which can generate high reactive power due to circulating current on the AC-link of the converter, and high efficiencies only in a limited operating range. To increase the performance over the whole operating range, this work proposes a modulation strategy that extends the soft-switching region and minimizes reactive power. This strategy applies a pulse width on the higher voltage DC port, maintaining traditional square wave modulation on the opposite port. To validate the strategy, results are presented for different power transfer scenarios.

**Keywords:** Triple active bridge converter (TAB), reactive power, AC-link, modulation strategy, soft-switching.

\*Autor para correspondencia: mauricio.troviano@probien.gob.ar

## 1. Introducción

El uso de sistemas almacenadores de energía (ESS - *Energy Storage Systems*) ha crecido significativamente en los últimos años debido a las potenciales aplicaciones en sistemas de energía renovable, microrredes eléctricas y sistemas de generación distribuida, entre otros (Hajiaghahi et al., 2019), (Sharma and Sharma, 2019), (Sun et al., 2020). En aquellas aplicaciones que operan de manera aislada del sistema eléctrico de potencia, los ESS son necesarios para absorber la energía que no sea requerida por la carga y suministrarla en los períodos en que la demanda supera a la generación (Mendis et al., 2014), (McDonough, 2015).

La naturaleza intermitente de las fuentes de energía renovables impone la necesidad de utilizar almacenadores con elevadas densidades de energía, mientras que las fluctuaciones rápidas en la carga requiere que los almacenadores de energía posean una elevada densidad de potencia (Zhou et al., 2011).

Una posibilidad para obtener un mejor equilibrio entre costo, volumen y rendimiento, es utilizar baterías en combinación con supercapacitores, aprovechando la mayor densidad de energía de uno y la mayor densidad de potencia del otro, estableciéndose un sistema híbrido de almacenamiento de energía (HESS - *Hybrid Energy Storage Systems*) (Choi et al., 2012), (Wu et al., 2013), (Chien et al., 2014). Esto último, exige el desarrollo de interfaces electrónicas específicas que permitan la operación conjunta de fuentes de alimentación con características tensión-corriente muy diferentes (Saadatizadeh et al., 2021).

Cuando la potencia que deben manejar los convertidores es elevada, los niveles de tensión y corriente pueden producir un elevado estrés en las llaves semiconductoras y en los componentes pasivos. Esta situación suele agravarse cuando la diferencia entre las magnitudes de las tensiones de entrada y de salida del convertidor es elevada. En estos casos, resulta ventajoso utilizar topologías aisladas con transformadores, normalmente operando en altas frecuencias, a fin de incrementar la densidad de potencia. Las topologías aisladas ofrecen mayor seguridad y poseen mayor rendimiento cuando las tensiones de entrada y salida difieren notablemente frente a las topologías no aisladas (Duarte et al., 2007), (Piris-Botalla et al., 2017).

La conexión de las diferentes fuentes de energía utilizando interfaces electrónicas independientes, facilita el reemplazo de unidades ante fallas. Sin embargo, posee la desventaja de ser una solución compleja, con altos costos y pérdidas elevadas debido a las múltiples etapas de conversión. Una alternativa es la utilización de convertidores multipuertos, estas estructuras funcionan como un único convertidor, donde el flujo de energía y la regulación de la tensión de salida se realiza mediante una única unidad de control, reduciendo costos, volumen y complejidad del sistema.

En la literatura existen diferentes propuestas de convertidores multipuertos aislados bidireccionales para HESS (Biswas et al., 2021). En (Zhao et al., 2008) y (Tao et al., 2008b) se presenta un convertidor bidireccional de tres puertos activos (TAB - *Triple Active Bridge Converter*) para aplicaciones en sistemas de energía renovables. El principio de control del TAB es similar al empleado en los convertidores con puentes duales activos (DAB - *Dual Active Bridge Converter*), en los cuales se aplica

una modulación por desplazamiento de fase entre las tensiones a bornes del transformador. Además, una característica de la topología TAB que es útil en aplicaciones de HESS, es la posibilidad de lograr que la transferencia de potencia activa en uno de sus puertos sea nula, al tiempo que se mantiene la transferencia entre los otros dos puertos restantes (Kim et al., 2012) y (Wang et al., 2012), posibilitando la carga y/o descarga individual de cada unidad almacenadora de energía.

Por otro lado, una de las desventajas de la topología TAB es que la magnitud de potencia reactiva en su enlace de CA puede ser elevada para determinados puntos de funcionamiento del convertidor, resultando en un incremento en las pérdidas totales del sistema (Oggier et al., 2011). Con ello, ante una variación de tensión en los puertos en que se conectan los almacenadores de energía, la potencia reactiva del enlace de CA se incrementa y en consecuencia las pérdidas totales. Esta situación, además puede sacar de servicio al convertidor por alguna condición de sobre corriente o sobre temperatura (Piris-Botalla et al., 2017).

Para lograr reducir las pérdidas de potencia en la bibliografía existen diferentes propuestas, las que se presentan sucintamente a continuación.

En el trabajo presentado en (Piris Botalla et al., 2016) se propone un dimensionamiento de las inductancias de dispersión del transformador para aplicaciones de HESS, con lo cual se consiguen minimizar las corrientes eficaces y en los instantes de conmutación de las llaves semiconductoras, lo que permite mejorar el rendimiento del convertidor en una amplia región de operación. Sin, embargo, debido a que la estrategia de modulación aplicada sólo utiliza como variable el desplazamiento de fase, no es posible operar con conmutación suave en toda la región de funcionamiento, y en consecuencia las pérdidas no pueden reducirse en todos sus puntos de funcionamiento.

Para poder minimizar las pérdidas, en (Oggier et al., 2009) y (Oggier et al., 2011) se propone una estrategia de modulación aplicado al DAB, la cual aplica una modulación de ancho de pulso (PWM) únicamente al puerto que se alimenta de la mayor tensión de CC. En (Oggier et al., 2009) se optimizan los anchos de pulso para minimizar las pérdidas totales del sistema, mientras que en (Oggier et al., 2011) se logra operar el convertidor con conmutación suave en todo el rango de operación optimizando un índice de modulación que minimiza la potencia reactiva en el transformador y en consecuencia las pérdidas. Esta estrategia puede ser aplicada en convertidores TAB, ya que el principio de funcionamiento es similar por ser una topología derivada del convertidor DAB.

En (Zhao et al., 2008) se modulan las tensiones de CA de cada uno de los 3 puertos de un TAB con el objetivo de eliminar la potencia circulante entre los puertos, que no contribuye a la transferencia de potencia activa. Sin embargo, el rango de desplazamiento de fase que minimiza la potencia circulante es reducido y no se consigue reducir las pérdidas de manera significativa en aquellos puntos de operación en los cuales la estrategia convencional posee bajo rendimiento. A su vez, la estrategia de aplicar una modulación en las tensiones de los tres puertos, es demasiado compleja y utilizan un modelo simplificado en la obtención de la potencia circulante, con el cual no puede optimizarse su modulación.

En (Tao et al., 2008a) se propone un TAB alimentando por medio de una celda de combustible y por un supercapacitor. Se

utiliza una estrategia de modulación que modifica el ciclo de trabajo únicamente en el puerto que se conecta el supercapacitor. Se demuestra que esta estrategia permite operar el convertidor con ZVS en un amplio rango de variación de tensión (Purgat et al., 2020). Sin embargo, no se analizan las pérdidas totales del sistema y cuando se requiere aislar de potencia activa el puerto del supercapacitor (por ejemplo, cuando el mismo se encuentra descargado), la potencia reactiva del transformador puede aumentar considerablemente e incrementarse las pérdidas por conducción.

En el trabajo presentado en (Nguyen et al., 2017) se aplica una estrategia de modulación a partir de un método de aproximación de los armónicos fundamentales, a partir del cual se obtienen relaciones entre la potencia activa y reactiva que definen condiciones para operar el convertidor en ZVS. Pero el análisis sólo se realiza para el punto de operación nominal y un solo modo de funcionamiento, el cual consiste en transferir potencia desde un puerto hacia los otros dos restantes.

En (Ye et al., 2019) se utiliza un TAB en una aplicación de centro de datos en el cual se alimenta tanto de la red y de un almacenador de energía, como un banco de baterías. Se implementa una estrategia de modulación en los tres puertos que se rige por un algoritmo de minimización de pérdidas, donde sólo se consideran variaciones de tensión en el puerto del almacenador. El rango de operación en ZVS es reducido y la minimización de pérdidas no considera la influencia de las inductancias de dispersión en una aplicación en la cual sólo uno de los puertos opera de manera bidireccional (Piris-Botalla et al., 2017).

Recientemente en la propuesta dada por (Wu et al., 2020) se utiliza un TAB implementado con módulos SiC MOSFETs (carburo de silicio) para una aplicación de generación fotovoltaica con almacenador. Se realiza una caracterización del funcionamiento para diferentes valores de resistencias de compuerta lo que permite establecer una relación de compromiso entre las pérdidas de conmutación y las sobre tensiones a bornes de las llaves semiconductoras.

A partir de la revisión bibliográfica presentada puede concluirse que las diferentes propuestas son específicas para cada aplicación. Por otro lado, los modelos de pérdidas desarrollados, a partir de los cuales se obtienen las diferentes soluciones, no pueden generalizarse fácilmente cuando se tienen diferentes parámetros de funcionamiento, tales como tensión, potencia y frecuencia de conmutación. Por ello, resulta complejo comparar los resultados de las distintas propuestas de la bibliografía. Sin embargo, es posible comparar distintas estrategias de modulación con la estrategia de modulación tradicional ya que la misma es sencilla de abordar e implementar en diversas aplicaciones y con diferentes parámetros de funcionamiento. Lo anterior sugiere analizar y proponer soluciones que permitan su aplicación independientemente de los parámetros de implementación.

En este trabajo se propone una estrategia de modulación que permite minimizar la potencia reactiva que se genera en el enlace de CA, y en consecuencia las pérdidas de potencia, de un convertidor CC-CC bidireccional de tres puertos para aplicaciones de HESS. Se demuestra también que una consecuencia de aplicar la estrategia de modulación propuesta es que se consigue operar el convertidor con conmutación suave en toda la región de funcionamiento.

Se propone un algoritmo para establecer las variables de modulación del convertidor el cual se desarrolla en un dominio normalizado, lo que permite extender los resultados para cualquier aplicación de HESS, independiente de los valores de tensión y de potencia. Lo anterior es posible, ya que la variable que se minimiza es la potencia reactiva del enlace de CA, en lugar de las pérdidas de potencia, debido a que ambas están directamente relacionadas como se ha demostrado en trabajos anteriores. Se presentan resultados de simulación para distintos escenarios de transferencia de potencia, operando el convertidor en los modos reductor y elevador de tensión, cubriendo así los diferentes escenarios en aplicaciones de HESS. Los resultados permiten validar que la estrategia propuesta consigue operar el convertidor con conmutación suave y minimizar la potencia reactiva, en comparación con la estrategia convencional, en todos los casos analizados.

Este trabajo está organizado de la siguiente manera. Luego de la introducción presentada, se describe la topología del convertidor multipuerto seleccionada en este trabajo. En la sección 3, se detalla la estrategia de modulación propuesta. La sección 4 contiene los resultados de simulación que validan la estrategia propuesta. Finalmente, en la sección 5 se presentan las conclusiones obtenidas.

## 2. Descripción de la topología

En la Figura 1(a) se muestra la topología TAB considerada en este trabajo y en la Figura 1(b) su circuito eléctrico equivalente. La misma posee tres puentes activos completos:  $B_1$ ,  $B_2$  y  $B_3$ ,  $V_1$  representa la tensión de un banco de baterías,  $V_2$  la tensión de un banco de supercapacitores y  $V_3$  es la tensión de CC que modela una carga con capacidad de absorber o entregar potencia, lo que impone la condición que el convertidor debe tener la capacidad de controlar el flujo de energía de manera bidireccional. Cada puente activo puede operar en modo inversor o rectificador, dependiendo de la dirección del flujo de energía. Las llaves semiconductoras de cada puente se conmutan con el objetivo de obtener tensiones de CA con valor medio cero, representadas como  $v_{T1}$ ,  $v'_{T2}$  y  $v'_{T3}$  en cada uno de los bobinados del transformador  $Tr$ . Se definen las relaciones de transformación  $n_1$ ,  $n_2$  y  $n_3$  y las inductancias de dispersión como  $L_{l1}$ ,  $L'_{l2}$  y  $L'_{l3}$ , correspondientes a los puertos 1, 2 y 3, respectivamente.

Las llaves semiconductoras  $S_{xa}$  representadas en la Figura 1(a), pueden implementarse con un transistor  $Q_{xa}$  (por ejemplo IGBT, o SiC MOSFET), un diodo en antiparalelo  $D_{xa}$  y un capacitor de conmutación  $C_{xa}$  en paralelo con cada llave, donde  $x$  representa el número de puerto y  $a$  el número de llave.

Los capacitores de conmutación  $C_{xa}$  deben ser lo suficientemente chicos para obtener un tiempo de carga-descarga reducido, inferior al tiempo muerto que hay entre el apagado de una llave y el encendido de la otra llave de una pierna del puente completo, para evitar que se produzca un corto circuito en los puentes del convertidor. Un análisis detallado de las consideraciones para la elección de los capacitores de conmutación se puede encontrar en (Oggier et al., 2013). Por lo anterior, en este trabajo, se asume que el tiempo de conmutación es reducido respecto al periodo de conmutación, lo que permite considerar que la conmutación se produce de manera instantánea. Esta

condición permite simplificar el análisis para obtener las restricciones de operación con conmutación suave.

En (Oggier et al., 2013) se muestra que si el valor de la inductancia de magnetización del transformador  $L_M$  es superior a 10 veces el valor de las inductancias de dispersión, se puede despreciar la incidencia de la misma. Esto se puede obtener seleccionando para el núcleo del transformador un material con permeabilidad magnética elevada como Ferrite, materiales nanocristalinos o amorfos. Por ello, en este trabajo se considera  $L_M$  como un circuito abierto y no se incluye en el modelo.

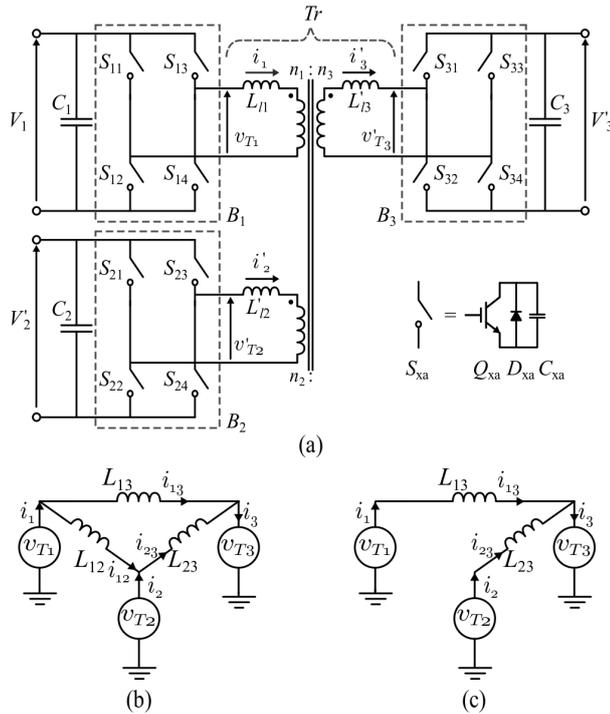


Figura 1: (a) Topología del convertidor TAB analizado en este trabajo, (b) circuito  $\Delta$  equivalente simplificado y (c) circuito  $\Delta$  equivalente con el diseño propuesto

Para simplificar el análisis, todas las variables y parámetros de los puertos 2 y 3 se refieren al puerto 1 utilizando las siguientes relaciones:  $L_{12} = L'_{12}/n_2^2$ ,  $v_{T2} = v'_{T2}/n_2$ ,  $V_2 = V'_2/n_2$ ,  $i_2 = i'_2/n_2$  para el puerto 2 y  $L_{13} = L'_{13}/n_3^2$ ,  $v_{T3} = v'_{T3}/n_3$ ,  $V_3 = V'_3/n_3$ ,  $i_3 = i'_3/n_3$  para el puerto 3, respectivamente. El convertidor puede representarse por medio del circuito equivalente en triángulo ( $\Delta$ ) que se muestra en la Figura 1(b); donde las inductancias  $L_{12}$ ,  $L_{23}$  y  $L_{13}$  se definen como

$$L_{12} = L_{l1} + L_{l2} + \frac{L_{l1}L_{l2}}{L_{l3}}, \quad (1)$$

$$L_{23} = L_{l2} + L_{l3} + \frac{L_{l2}L_{l3}}{L_{l1}}, \quad (2)$$

$$L_{13} = L_{l1} + L_{l3} + \frac{L_{l1}L_{l3}}{L_{l2}}. \quad (3)$$

En los trabajos (Piris-Botalla et al., 2012) y (Piris-Botalla et al., 2013) se ha demostrado la influencia de las inductancias de dispersión del transformador en la transferencia de potencia del convertidor y en las pérdidas de potencia que se generan en

el mismo. Por este motivo, existen diferentes propuestas para dimensionar adecuadamente estas inductancias para cada aplicación. En la siguiente sección, se establecen los posibles escenarios de operación del convertidor considerado en este trabajo, lo que permite establecer condiciones para dimensionarlas en aplicaciones HESS. A partir de lo anterior, se propone una estrategia de modulación con el objetivo de minimizar la potencia reactiva en el enlace de CA, y en consecuencia las pérdidas de potencia, lo que depende fuertemente del valor de estas inductancias.

### 3. Descripción de la estrategia de modulación propuesta

En este trabajo se consideran los siguientes escenarios de transferencia de potencia correspondientes a una aplicación de HESS:

- El puerto 1 y 2 transfieren potencia al puerto 3, ( $B_1 \& B_2 \rightarrow B_3$ ): Los almacenadores de energía transfieren potencia a la carga.
- El puerto 3 transfiere potencia a los puertos 1 y 2, ( $B_3 \rightarrow B_1 \& B_2$ ): La carga opera regenerando potencia hacia los almacenadores de energía.
- El puerto 1 transfiere potencia al puerto 3 ( $B_1 \rightarrow B_3$ ): No hay transferencia de potencia hacia el puerto 2, sólo un almacenador alimenta la carga.

A partir de lo anterior, puede concluirse que no existe transferencia de potencia entre los puertos 1 y 2 para ninguno de los casos considerados, pudiendo escribirse  $P_{12} = 0$ . Esta condición implica que es posible incrementar el valor de la inductancia  $L_{12} \rightarrow \infty$ , en el modelo equivalente en  $\Delta$ , para anular la corriente en esta rama y en consecuencia las pérdidas. El circuito equivalente resultante se observa en la Figura 1(c). Por otro lado, las inductancias  $L_{13}$  y  $L_{23}$  se dimensionan en función de la máxima potencia que debe transferirse (Piris-Botalla et al., 2017).

La estrategia de modulación convencional permite establecer las tensiones  $v_{T1}$ ,  $v_{T2}$  y  $v_{T3}$  con forma de onda cuadrada y ciclo de trabajo del 50%. Con ello, el flujo de energía se controla ajustando los desfases entre  $v_{T1}$  y  $v_{T3}$ , por medio de  $\delta_{13}$  y entre  $v_{T2}$  y  $v_{T3}$ , por medio de  $\delta_{23}$  de manera adecuada para lograr la transferencia de potencia requerida.

La estrategia de modulación propuesta en este artículo consiste en aplicar una modulación PWM en los puertos que se alimentan con la mayor tensión de CC para generar una forma de onda de tensión de tres niveles, mientras que los puertos contrarios se modulan para generar una forma de onda de tensión cuadrada de frecuencia constante y ciclo de trabajo del 50%. Con ello, la potencia de salida se controla aplicando un cierto desplazamiento de fase  $\delta_{xy}$ , tanto positivo como negativo, en conjunto con el índice de modulación de las tensiones correspondientes.

En la Figura 2 se muestran las formas de onda ideales de tensión y corriente en cada uno de los puertos, para el caso particular en el cual la potencia fluye desde los puertos 1 y 2 hacia el puerto 3 y las tensiones de CC de los puertos 1 y 2,  $V_1$  y  $V_2$ , poseen una amplitud mayor a la tensión del puerto 3,  $V_3$ . En esta figura, las variables  $\tau_1$  y  $\tau_2$  son los anchos de pulso generados por los puentes que presentan las mayores tensiones CC y  $\tau_3 = \pi$  para la modulación tradicional,  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$  son los ángulos

para los cuales  $i_1$  e  $i_2$  alcanzan su valor máximo, respectivamente y  $\omega = 2\pi f_s$ , donde  $f_s$  es la frecuencia de conmutación.

3.1. Restricciones de operación con conmutación suave

En (Oggier et al., 2010) y (Piris-Botalla et al., 2016) se demuestra que las condiciones de operación con conmutación suave implican las siguientes condiciones:

- **Encendido:** la señal de encendido del transistor debe generarse cuando se encuentra en conducción el diodo en antiparalelo. El transistor entra en conducción sin pérdidas cuando se invierte el sentido de la corriente. De esta manera, las pérdidas de conmutación durante el encendido son nulas.
- **Apagado:** la señal de apagado del transistor se genera cuando éste se encuentra en conducción. El apagado suave ocurre debido a que el capacitor conectado en paralelo mantiene la tensión reducida durante el tiempo en el cual se extingue la corriente. De esta manera, se consiguen reducir las pérdidas de conmutación durante el apagado.

$$i_2 (\delta_{13} - \delta_{23}) < 0, \tag{5}$$

$$i_3 (\delta_{13}) < 0. \tag{6}$$

Como se explicó anteriormente, para la aplicación HESS considerada en este trabajo se propone dimensionar la inductancia  $L_{12} \rightarrow \infty$ , en el modelo equivalente en  $\Delta$ . Con ello, es posible analizar la transferencia de potencia en las ramas correspondientes a las inductancias  $L_{13}$  y  $L_{23}$  como un convertidor DAB de dos puertos.

En (De Doncker et al., 1991) se demostró que las restricciones de conmutación suave en un convertidor DAB implican que la fase de la corriente a través del transformador debe estar comprendida entre las fases de las tensiones a bornes del mismo. Esta misma condición puede aplicarse en el TAB con el diseño considerado, pudiéndose aplicar las mismas restricciones deducidas para los convertidores DAB.

3.2. Principio de control del flujo de energía utilizando la modulación propuesta

Con el objetivo de realizar un análisis simplificado del principio de control del flujo de energía del TAB cuando se utiliza la estrategia de modulación propuesta, pueden sustituirse los puentes del convertidor por fuentes de tensiones sinusoidales de valores iguales a las componentes fundamentales de las tensiones impuestas por cada puente, lo que permite realizar un análisis fasorial (De Doncker et al., 1991). De esta manera, para analizar la transferencia de potencia en cada rama del circuito  $\Delta$  equivalente, las tensiones en cada uno de los bornes de las inductancias pueden representarse de manera genérica como  $V_{fx}$  y  $V_{fy}$ .

La magnitud fasorial de la corriente  $I_{xy}$ , sobre cada inductancia  $L_{xy}$ , puede expresarse como,

$$I_{xy} = \frac{V_{fx} - V_{fy}}{X_{Lxy}}, \tag{7}$$

donde  $X_{Lxy} = \omega L_{xy}$ , siendo  $L_{xy}$  la inductancia de la rama correspondiente.

La Figura 3(a) muestra un ejemplo en el cual el convertidor opera en modo reductor ( $V_x > V_y$ ) y la corriente  $I_{xy}$  está atrasada con respecto a las tensiones  $\hat{V}_{fx}$  y  $\hat{V}_{fy}$ . Puede demostrarse que con esta condición de funcionamiento los puertos  $x$  e  $y$  del TAB operan con conmutación dura (De Doncker et al., 1991). En esta figura se indica que las amplitudes de los fasores  $\hat{V}_{fx}$  y  $\hat{V}_{fy}$ , son proporcionales a los valores de las tensiones de continua  $V_x$  y  $V_y$ , respectivamente.

Tal como se explicó anteriormente, para que se cumplan las condiciones de conmutación suave, la fase de la corriente  $I_{xy}$  debe encontrarse entre las fases de las tensiones  $\hat{V}_{fx}$  y  $\hat{V}_{fy}$ , lo cual puede conseguirse modificando la amplitud de una de las tensiones. Debido a que las tensiones  $V_x$  y  $V_y$  están impuestas, la fase de  $I_{xy}$  puede modificarse disminuyendo la amplitud de  $\hat{V}_{fx}$ , mientras que  $V_x$  permanece constante. Esta situación se muestra en la Figura 3(b).

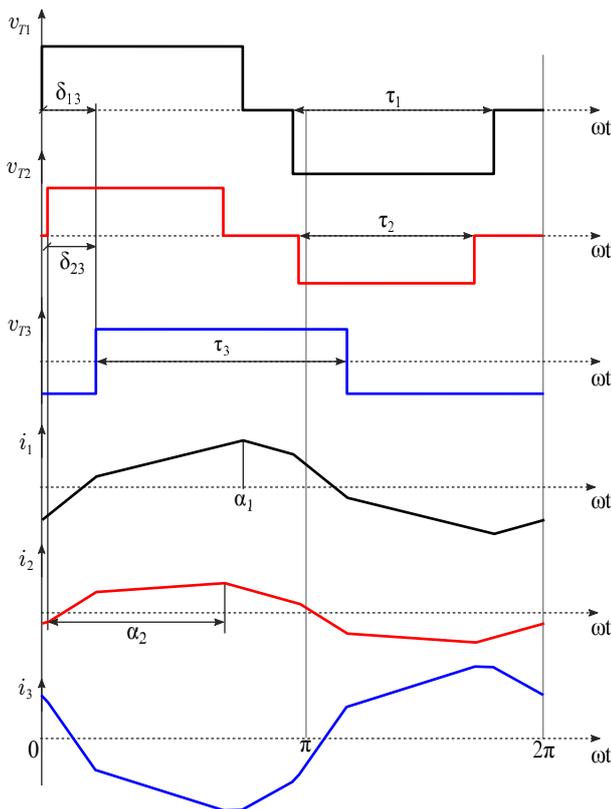


Figura 2: Formas de onda de tensiones y corrientes ideales en cada puerto cuando se utiliza la estrategia de modulación propuesta y la transferencia de potencia se realiza desde los puertos 1 y 2 hacia el puerto 3.

Con ello, la condición que se debe cumplir para operar el convertidor con conmutación suave es que la fase de la corriente se encuentre entre las fases de las tensiones a bornes del transformador. Cuando ello ocurre, se cumple lo siguiente:

$$i_1 (0) < 0, \tag{4}$$

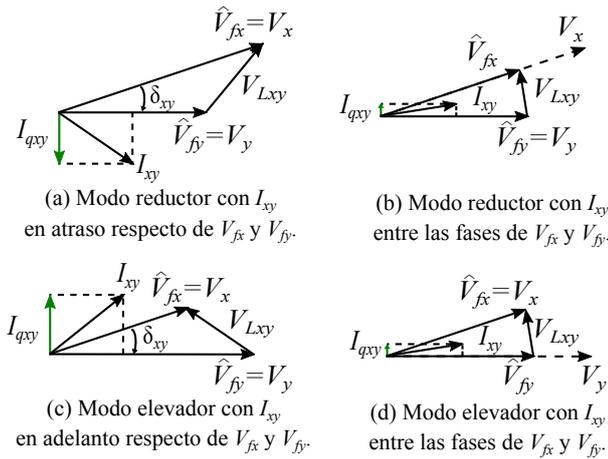


Figura 3: Diagrama fasorial utilizando la estrategia de modulación convencional (casos (a) y (c)) y la nueva estrategia propuesta en este trabajo (casos (b) y (d)) cuando el sistema opera en modo reductor y en modo elevador, respectivamente.

La Figura 3(c) muestra un ejemplo en el cual el convertidor opera en modo elevador ( $V_x < V_y$ ) y la corriente  $I_{xy}$  adelanta a las tensiones  $\hat{V}_{fx}$  y  $\hat{V}_{fy}$ , con lo cual la operación de los puertos correspondientes se realiza con conmutación dura. Al igual que el ejemplo anterior, en esta figura se indica que las amplitudes de los fasores  $\hat{V}_{fx}$  y  $\hat{V}_{fy}$ , son proporcionales a los valores de las tensiones de continua  $V_x$  y  $V_y$ , respectivamente.

Para que se cumplan las condiciones de conmutación suave, la fase de la corriente  $I_{xy}$  debe encontrarse entre las fases de las tensiones  $\hat{V}_{fx}$  y  $\hat{V}_{fy}$ , lo cual puede conseguirse modificando la amplitud de una de las tensiones. Debido a que las tensiones  $V_x$  y  $V_y$  están impuestas, la fase de  $I_{xy}$  puede modificarse disminuyendo la amplitud de  $\hat{V}_{fy}$ , mientras que  $\hat{V}_{fx}$  permanece constante. Esta situación se muestra en la Figura 3(d).

Por lo anterior, puede concluirse que para que la fase de la corriente  $I_{xy}$  se encuentre entre las fases de las tensiones  $\hat{V}_{fx}$  y  $\hat{V}_{fy}$ , debe reducirse la amplitud de la tensión generada por el puente que se alimenta de la mayor tensión de continua.

Se debe notar que en estos ejemplos también se ha representado la componente de corriente ortogonal al fasor de tensión que recibe la transferencia de potencia ( $\hat{V}_{fy}$ ). Esta corriente se representa como  $I_{qxy}$  y su magnitud es proporcional a la potencia reactiva que se genera en el enlace de CA del convertidor. Puede observarse que aplicando la estrategia de modulación propuesta la magnitud de esta corriente disminuye, y en consecuencia las pérdidas de potencia del convertidor. Por ello, en este trabajo se propone minimizar la potencia reactiva del enlace de CA para poder obtener un elevado rendimiento en todo el rango de funcionamiento del TAB.

Si bien este análisis permite explicar de manera conceptual la estrategia propuesta, el desarrollo completo de la estrategia de modulación de este trabajo se realiza considerando las formas de ondas reales presentadas en la Figura 2.

### 3.3. Análisis del flujo de energía

La potencia media que entrega cada puerto se puede obtener, tanto para la operación en modo reductor como elevador, resolviendo la siguiente expresión:

$$P_{0xy} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v_{Tx}(\theta) i_{Lxy}(\theta) d\theta, \quad (8)$$

donde

$$v_{Tx}(\theta) = \begin{cases} V_x; & \text{para } (0 < \theta < \alpha_x) \text{ si } (d_{xy} < 1) \\ V_x; & \text{para } (0 < \theta < \pi) \text{ si } (d_{xy} > 1), \end{cases} \quad (9)$$

y  $\theta = \omega t$ ,  $\alpha_x = \tau_x$  si  $d_{xy} < 1$  y  $\alpha_x = (\pi - \tau_x + \delta_{xy})$  si  $d_{xy} > 1$  siendo  $d_{xy} = V_y/V_x$ , la relación entre las tensiones de salida y de entrada, respectivamente.

Las expresiones de  $i_{Lxy}(\theta)$  se pueden determinar a partir de la Figura 2. Dada la simetría de la forma de onda de las corrientes de cada puerto mostrada en esta figura, es suficiente evaluarla únicamente para medio período de conmutación. Por ello, la dinámica de las corrientes se obtienen resolviendo la siguiente expresión

$$\frac{di_{Lxy}(t)}{dt} = \frac{v_{Tx}(t) - v_{Ty}(t)}{L_{xy}}. \quad (10)$$

Resolviendo la ec. (8) se obtiene para  $\delta_{xy} \geq 0^\circ$

$$P_{0xy} = \frac{V_x^2 d_{xy} (2\delta_{xy} m_x \pi - 2\delta_{xy}^2 - (m_x \pi)^2 + m_x \pi^2)}{2\omega L_{xy} \pi}, \quad (11)$$

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

$$P_{0xy} = \frac{V_x^2 d_{xy} m (\pi + 2\delta_{xy}^2 - m_x \pi)}{2\omega L_{xy}}. \quad (12)$$

A partir de (11) y (12), pueden determinarse las siguientes expresiones para obtener el valor del desfase  $\delta_{xy}$  en función de la potencia transferida como se muestra a continuación: para  $\delta_{xy} \geq 0^\circ$

$$\delta_{xy} = \frac{m_x \pi}{2} - \left( \sqrt{2(V_x d_{xy} \pi)^2 m_x - (V_x d \pi m_x)^2} - \frac{-4P_{0xy} d \omega L_{xy} \pi}{2V_x d_{xy}} \right), \quad (13)$$

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

$$\delta_{xy} = \frac{d_{xy} m \pi V_x^2 (m_x - 1) + 2P_{0xy} \omega L_{xy}}{2d_{xy} m_x V_x^2}. \quad (14)$$

A partir de las expresiones (11)-(14) y considerando las definiciones indicadas en la Figura 2, puede deducirse que, para transferir una determinada potencia desde cero hasta el valor máximo, existen dos intervalos de desfase, uno para el cual este ángulo es negativo y luego es positivo, considerando siempre una transferencia de potencia en el mismo sentido. Potencias reducidas requieren valores de desfase negativos y luego de un determinado valor límite, el cual puede obtenerse evaluando (11) con  $\delta_{xy} = 0$  y  $m_x = d_{xy}$  o  $m_x = 1/d_{xy}$  de acuerdo si la relación de conversión de tensiones  $d_{xy}$  es mayor o menor que uno (elevador o reductor), respectivamente. De esta manera, una potencia nula se consigue cuando  $\delta_{xy} = -90^\circ$  y la potencia máxima cuando  $\delta_{xy} = +90^\circ$ . Cuando se invierte el sentido de transferencia de potencia, deben invertirse los signos de desfases indicados.

Por lo anterior, puede concluirse que el desfase puede ser tanto positivo como negativo y comprendido en el rango

$-90^\circ < \delta_{xy} < +90^\circ$ , para poder transferir potencia en todo el rango de funcionamiento.

De manera genérica, la potencia de salida puede expresarse en dominio normalizado a partir de la siguiente expresión:

$$I_{0x}(pu) = \frac{P_{0xy}}{V_x^2 d_{xy} / (\omega L_{xy})}, \quad (15)$$

donde  $V_x^2 d_{xy} / (\omega L_{xy})$  es la potencia base.

De esta forma, al trabajar en el dominio normalizado, los resultados obtenidos son válidos independientemente de los parámetros del convertidor.

En (Bai and Mi, 2008) se demuestra que cuando se utiliza la estrategia de modulación convencional, una porción considerable de la corriente en cada rama del circuito equivalente en  $\Delta$ , se utiliza únicamente para generar potencia reactiva que no contribuye con la transferencia de potencia activa, lo que resulta en un estrés eléctrico innecesario en las llaves semiconductoras y consecuentemente en un menor rendimiento, especialmente cuando la potencia transferida es reducida.

En este trabajo, la potencia reactiva se define de la siguiente manera:

$$Q_{Lxy} = \sqrt{S_{Lxy}^2 - P_{Lxy}^2}, \quad (16)$$

donde  $P_{Lxy}$  es la potencia activa media a través de las inductancias  $L_{xy}$ , la cual resulta igual a cero en un periodo de conmutación y  $S_{Lxy}$  es la potencia aparente a través de las inductancias, que puede evaluarse de la siguiente manera

$$S_{Lxy} = (V_{Lxy\text{ rms}})(I_{Lxy\text{ rms}}), \quad (17)$$

donde

$$V_{Lxy\text{ rms}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (v_{Tx}(\theta) - v_{Ty}(\theta))^2 \cdot d\theta}, \quad (18)$$

e

$$I_{Lxy\text{ rms}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (i_{Lxy}(\theta))^2 \cdot d\theta}. \quad (19)$$

Las tensiones  $v_{Tx}$  y  $v_{Ty}$  pueden deducirse a partir de las formas de onda mostradas en la Figura 2, al igual que las corrientes  $i_{Lxy}$ .

### 3.4. Algoritmo de modulación propuesto

En la Figura 4 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo de modulación propuesto, el cual tiene los siguientes objetivos: (a) controlar la transferencia de potencia del TAB, (b) operar el TAB con conmutación suave en todo el rango de operación y (c) minimizar la potencia reactiva en su enlace de CA.

Para lograr estos objetivos, se propone un algoritmo cuyas variables de entrada son las potencias que requieren ser transferidas,  $P_{0x}$ , y las relaciones de transformación,  $d_{xy}$ , las cuales están impuestas por la aplicación. El resultado del algoritmo son los índices de modulación y los desfases entre las tensiones  $v_{T1}$ ,  $v_{T2}$  y  $v_{T3}$ , que se aplican al modulador.

El primer paso consiste en determinar la corriente de cada rama  $I_{0x}(pu)$ , evaluando la expresión indicada en (15) y luego,

en función con el modo de funcionamiento del convertidor: reductor o elevador; se determinan los índices de modulación.

Para el caso que el convertidor opere en modo elevador ( $d_{xy} > 1$ ), se selecciona  $m_1 = 1$ ,  $m_2 = 1$  y  $m_3 < 1$  dado que  $v_{T3} > v_{T1}$  y  $v_{T3} > v_{T2}$ . El valor de  $m_3$  se obtiene de minimizar la suma de las potencias reactivas  $Q_{L13}$  y  $Q_{L23}$ . Posteriormente, a partir de los valores de  $I_{0x,U}(pu)$  se determinan los desfases  $\delta_{xy}$ , correspondientes.

Por el contrario, si el convertidor opera en modo reductor, se cumple que  $v_{T1} > v_{T3}$  y  $v_{T2} > v_{T3}$ . Por ello, se define  $m_3 = 1$  y se determinan los índices de modulación  $m_1$  y  $m_2$  con el mismo objetivo de la operación en modo elevador de minimizar la potencia reactiva en cada rama,  $Q_{L13}$  y  $Q_{L23}$ . Para este modo de funcionamiento, las potencias reactivas se minimizan de manera independiente y se obtienen las  $I_{0x,U}(pu)$ .

El siguiente paso es comparar las  $I_{0x}(pu)$  con las corrientes umbrales  $I_{0x,U}(pu)$  que se obtienen de evaluar (11) normalizada según (15) y con  $\delta_{xy} = 0^\circ$ .

Si  $d_{xy} < 1$ , en el límite  $m_x = d_{xy}$  y se obtiene

$$I_{0x,U} = \frac{d_{xy}\pi(1 - d_{xy})}{2}, \quad (20)$$

y si  $d_{xy} \geq 1$ ,  $m_x = 1/d_{xy}$

$$I_{0x,U} = \frac{\pi}{d_{xy}^2}(d_{xy} - 1). \quad (21)$$

De esta forma se determinan las expresiones con las que se deben calcular los  $\delta_{xy}$ .

Finalmente con los  $m_x$  y  $\delta_{xy}$  obtenidos se modulan las tensiones  $V_x$  de cada puerto del TAB. Si se modifican las  $P_{0x}$  y/o las tensiones  $V_x$  de los puertos, que se reflejan en una variación de  $d_{xy}$  se inicia nuevamente el procedimiento descrito para obtener los nuevos parámetros de modulación.

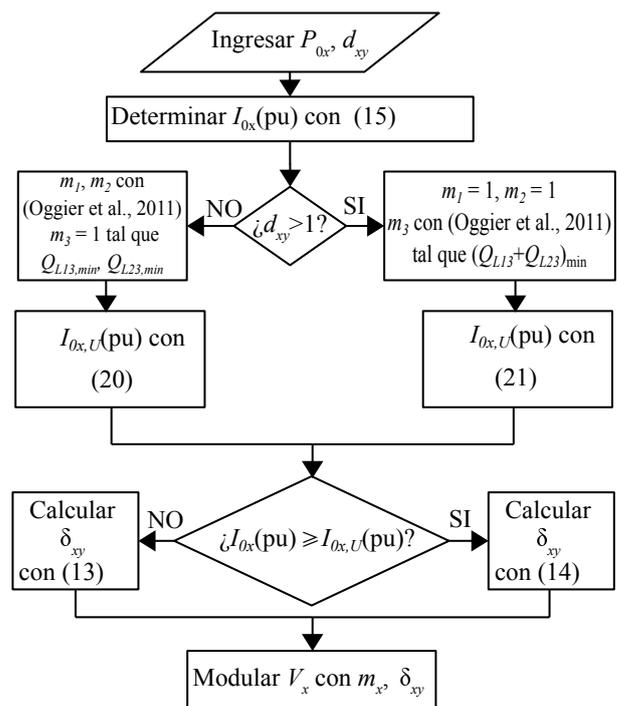


Figura 4: Diagrama de flujo del algoritmo de modulación propuesto.

### 4. Resultados de Simulación

Para validar la estrategia desarrollada en las secciones anteriores, se simula la topología utilizando la estrategia de modulación propuesta. Los parámetros del convertidor se resumen en la Tabla 1. Como se menciona en la sección 2, en el modelo en  $\Delta$ ,  $L_{12} \rightarrow \infty$  para que no exista una transferencia de potencia innecesaria entre los puertos 1 y 2. Al utilizar (1), entonces  $L_{13} \rightarrow 0$ . Se asumen relaciones de transformación  $n_1, n_2$  y  $n_3$  unitarias, pero la propuesta sigue siendo válida para otras relaciones de transformación.

Tabla 1: Parámetros utilizados en las simulaciones

parámetro	Valor
$L_{l1}$ ( $\mu\text{H}$ )	10
$L'_{l2}$ ( $\mu\text{H}$ )	10
$L'_{l3}$ ( $\mu\text{H}$ )	0
$n_1 : n_2 : n_3$	1:1:1
$V_1$ (V)	69 - 240
$V'_2$ (V)	61 - 160
$V'_3$ (V)	120
$f_s$ (kHz)	20

Todos los resultados presentados a continuación, consideran los escenarios de transferencia de potencia descritos en la sección anterior y se sintetizan en 6 casos de estudio. Los valores de las relaciones de conversión entre tensiones y corriente de salida, determinan los puntos de operación del convertidor, los que se seleccionan para cada caso con el fin que resulten suficientemente representativos para validar la propuesta. En la Tabla 2 se indican los puntos de operación seleccionados.

Tabla 2: Parámetros utilizados en las simulaciones

caso	$I_{01}$ (pu)	$I_{02}$ (pu)	$d_{13}$	$d_{23}$
1	0.2	0.2	0.5	0.75
2	0.5	0.5	0.53	0.8
3	0.2	0.2	1.74	1.97
4	0.5	0.5	1.51	1.43
5	-0.2	-0.2	0.5	0.75
6	0.2	0	0.5	0.75

Para evaluar si el algoritmo propuesto permite lograr una operación del convertidor con mínima potencia reactiva, se realizan simulaciones en las cuales se mantiene la potencia suministrada por cada puerto constante y se modifican los índices de modulación  $m_x$  y los  $\delta_{xy}$  necesarios, que se obtienen de aplicar (13) o (14) según corresponda para cada caso.

Los resultados de estos ensayos se presentan en las Figuras 6, 8, 10, 12, 14 y 16 para los casos del 1 al 6, respectivamente. Se muestra  $Q_{L13}$  en negro,  $Q_{L23}$  en rojo y  $Q_{L13} + Q_{L23}$  en azul. Se observa que las potencias reactivas efectivamente presentan un mínimo para el valor de  $m_x$  obtenido del algoritmo propuesto en el diagrama de flujo de la Figura 4. Es interesante

destacar que cuando  $m_x = 1$  se está operando con la modulación tradicional, y en todos los casos, esta modulación muestra una mayor potencia reactiva que la obtenida con la estrategia propuesta.

Tabla 3: Parámetros utilizados en simulaciones de conmutación suave

caso	$m_1$	$m_2$	$m_3$	$\delta_{12}$ ( $^\circ$ )	$\delta_{23}$ ( $^\circ$ )
1	0.4	0.8	1	-25.25	-3.66
2	0.6	0.8	1	13.47	20.95
3	1	1	0.5	-21.77	-21.75
4	1	1	0.6	13.50	13.47
5	0.5	0.8	1	-68.00	-32.34
6	0.4	0.6	1	-25.25	-36.00

Las formas de onda del convertidor operando en el punto de mínima potencia reactiva para cada caso de estudio, se representan en las Figuras 5, 7, 9, 11, 13 y 15 donde se muestran las tensiones  $v_{T1}$  (negro),  $v'_{T2}$  (rojo) y  $v'_{T3}$  (azul) (a), las corrientes en las bobinas  $L_{lx}$   $i_1$  (negro),  $i'_2$  (rojo) y  $i'_3$  (azul) (b) y las corrientes en las llaves  $i_{S11}$  (negro),  $i_{S21}$  (rojo) y  $i_{S31}$  (azul) (c), obtenidas para los casos del 1 al 6, respectivamente. En la Tabla 3 se resumen los valores de  $m_1, m_2, m_3, \delta_{13}$  y  $\delta_{23}$  utilizados en cada caso.

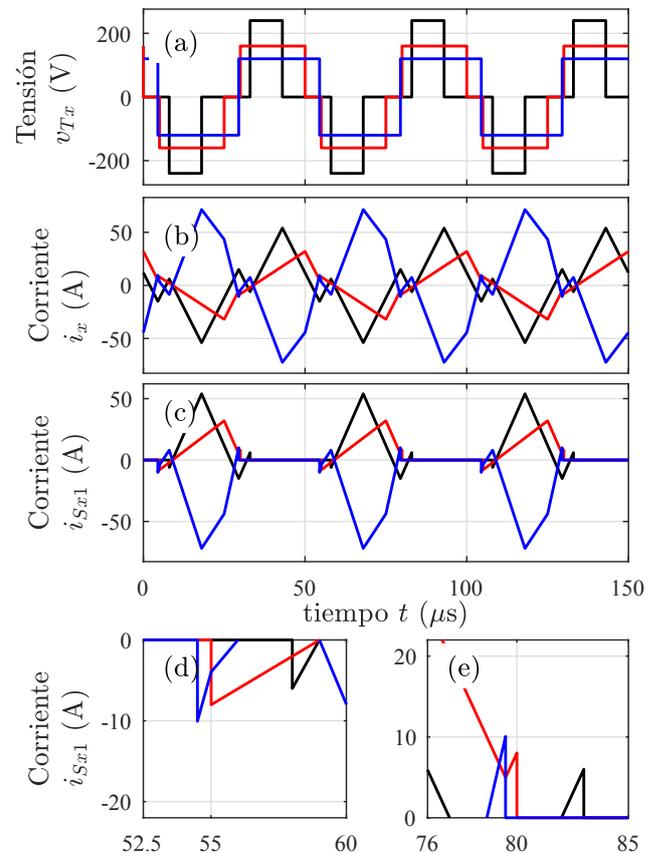


Figura 5: Resultados de simulación del caso 1,  $v_{T1}$  (negro),  $v'_{T2}$  (rojo) y  $v'_{T3}$  (azul) (a),  $i_1$  (negro),  $i'_2$  (rojo) y  $i'_3$  (azul) (b),  $i_{S11}$  (negro),  $i_{S21}$  (rojo) e  $i_{S31}$  (azul) (c). En (d) se muestra un detalle de  $i_{Sx1}$  en el instante del encendido y en (e) en el instante del apagado.

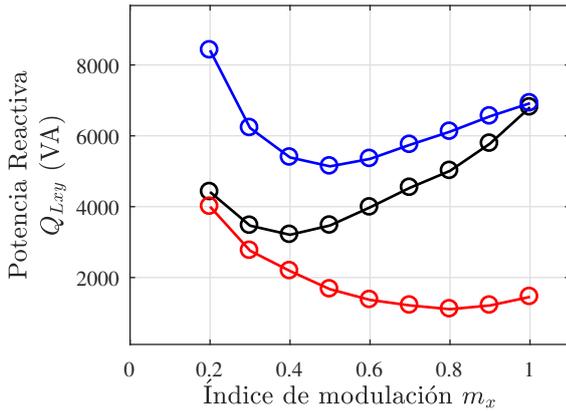


Figura 6: Potencia reactiva en cada inductancia del circuito equivalente en  $\Delta$   $Q_{L13}$  (negro),  $Q_{L23}$  (rojo) y  $Q_{L13} + Q_{L23}$  (azul) en función del índice de modulación  $m_x$  para el caso 1.

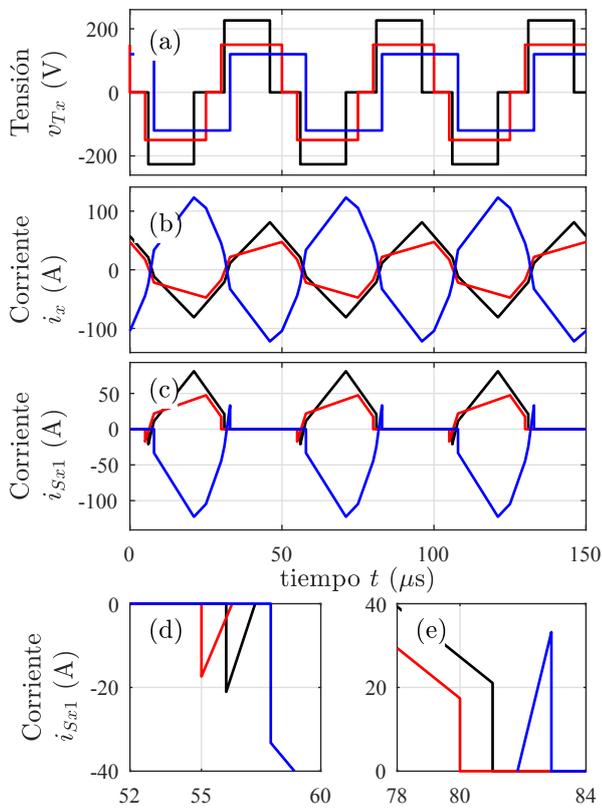


Figura 7: Resultados de simulación del caso 2,  $v_{T1}$  (negro),  $v'_{T2}$  (rojo) y  $v'_{T3}$  (azul) (a),  $i_1$  (negro),  $i'_2$  (rojo) y  $i'_3$  (azul) (b),  $i_{S11}$  (negro),  $i_{S21}$  (rojo) e  $i_{S31}$  (azul) (c). En (d) se muestra un detalle de las corrientes en la llave  $S_{11}$  en el instante del encendido y en (e) en el instante del apagado.

En las Figuras 5, 7, 9, 11, 13 y 15 (d) y (e) puede observarse un detalle de las corrientes  $i_{S,x1}$  cuando se encienden y se apagan las llaves, respectivamente. Se destaca que, en el encendido, las corrientes de llaves son negativas y que en el instante del apagado estas corrientes son positivas, comprobando así que la conmutación de las llaves semiconductoras se realiza con conmutación suave.

El escenario en que la potencia se transmite desde los almacenadores de energía (puerto 1 y 2) hacia la carga (puerto 3) se presenta con 4 casos.

En el caso 1 el TAB funciona en modo reductor siendo  $d_{13} < 1$  y  $d_{23} < 1$  y debido a la estrategia de modulación pro-puesta, las tensiones  $v_{T1}$  y  $v_{T2}$  se modulan con tres niveles, seleccionando  $m_1 < 1$  y  $m_2 < 1$ , mientras que la tensión  $v_{T3}$  se modula con dos niveles siendo  $m_3 = 1$ . En este caso  $I_{0x}(pu) = 0.2$  y los  $\delta_{xy}$  toman valores negativos.

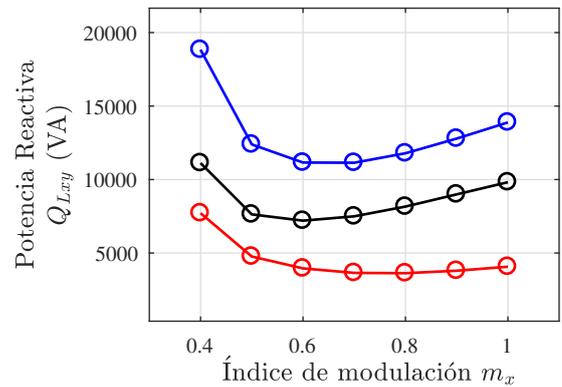


Figura 8: Potencia reactiva en cada inductancia del circuito equivalente en  $\Delta$   $Q_{L13}$  (negro),  $Q_{L23}$  (rojo) y  $Q_{L13} + Q_{L23}$  (azul) en función del índice de modulación  $m_x$  para el caso 2.

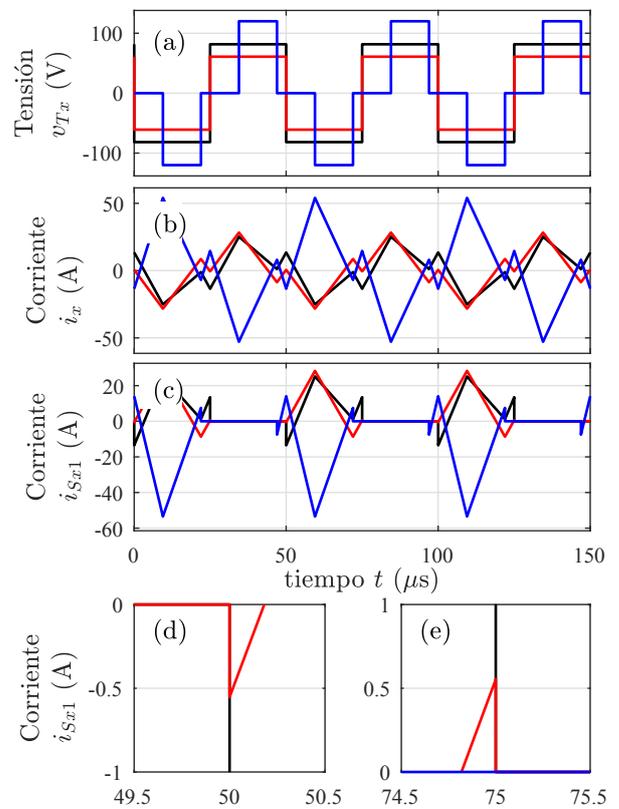


Figura 9: Resultados de simulación del caso 3,  $v_{T1}$  (negro),  $v'_{T2}$  (rojo) y  $v'_{T3}$  (azul) (a),  $i_1$  (negro),  $i'_2$  (rojo) y  $i'_3$  (azul) (b),  $i_{S11}$  (negro),  $i_{S21}$  (rojo) e  $i_{S31}$  (azul) (c). En (d) se muestra un detalle de  $i_{S,x1}$  en el instante del encendido y en (e) en el instante del apagado.

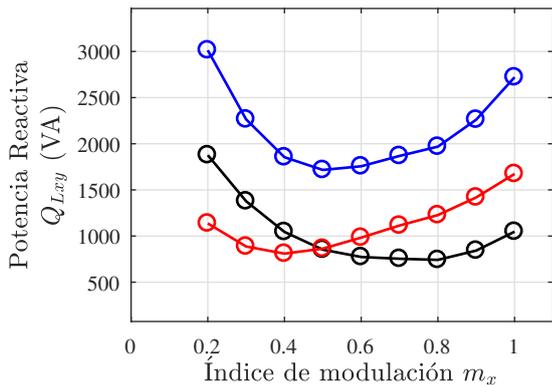


Figura 10: Potencia reactiva en cada inductancia del circuito equivalente en  $\Delta$   $Q_{L13}$  (negro),  $Q_{L23}$  (rojo) y  $Q_{L13} + Q_{L23}$  (azul) en función del índice de modulación  $m_x$  para el caso 3.

El caso 2 mantiene condiciones similares al caso 1 con la diferencia que se aumenta la potencia modificando  $I_{0x}$ (pu) de 0.2 a 0.5 para lo cual, los  $\delta_{xy}$  toman valores positivos.

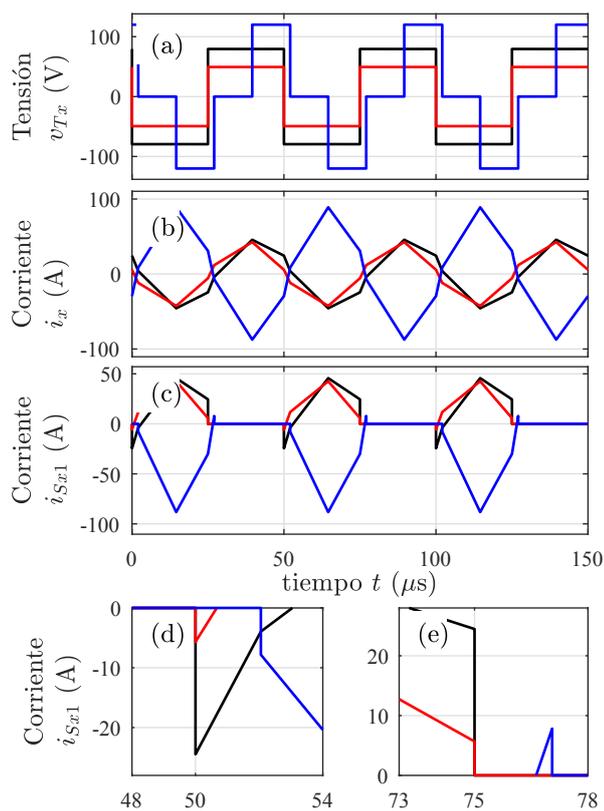


Figura 11: Resultados de simulación del caso 4,  $v_{T1}$  (negro),  $v'_{T2}$  (rojo) y  $v'_{T3}$  (azul) (a),  $i_1$  (negro),  $i'_2$  (rojo) y  $i'_3$  (azul) (b),  $i_{S11}$  (negro),  $i_{S21}$  (rojo) e  $i_{S31}$  (azul) (c). En (d) se muestra un detalle de  $i_{Sx1}$  en el instante del encendido y en (e) en el instante del apagado.

En el caso 3 el TAB trabaja en modo elevador lo que implica las condiciones  $d_{13} > 1$  y  $d_{23} > 1$ . Cuando el convertidor trabaja en modo elevador la estrategia propuesta establece que  $m_3 < 1$  para obtener una modulación de tres niveles en  $v_{T3}$ , mientras que  $v_{T1}$  y  $v_{T2}$  se modulan con  $m_1 = 1$  y  $m_2 = 1$ , respectiva-

mente. Siempre que el TAB trabaja en modo elevador, como en este caso, el algoritmo busca minimizar  $Q_{L13} + Q_{L23}$ . Para este caso se mantiene la  $I_{0x}$ (pu) = 0.2 del caso 1 pero la estrategia propuesta establece que los  $\delta_{xy}$  tomen valores negativos.

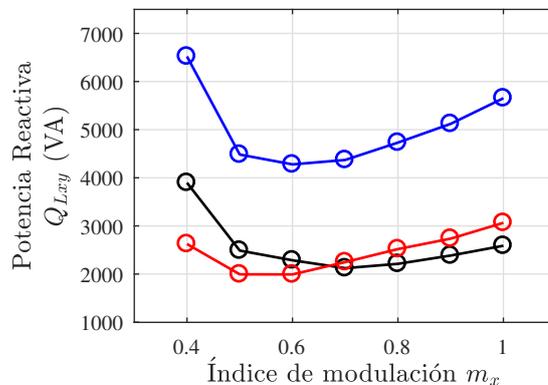


Figura 12: Potencia reactiva en cada inductancia del circuito equivalente en  $\Delta$   $Q_{L13}$  (negro),  $Q_{L23}$  (rojo) y  $Q_{L13} + Q_{L23}$  (azul) en función del índice de modulación  $m_x$  para el caso 4.

El caso 4 mantiene las condiciones similares al caso 3 pero la potencia resulta equivalente a  $I_{0x}$ (pu) = 0.5, lo que produce que los  $\delta_{xy}$  sean positivos.

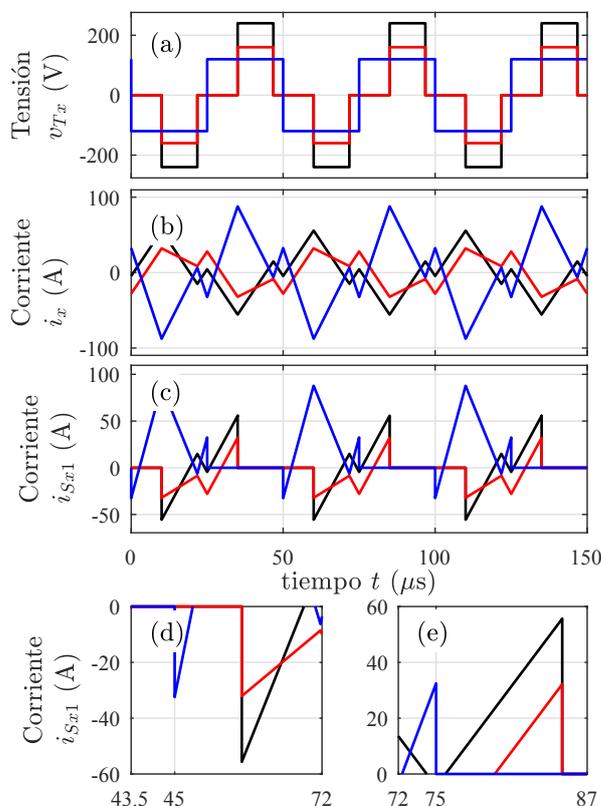


Figura 13: Resultados de simulación de caso 5,  $v_{T1}$  (negro),  $v'_{T2}$  (rojo) y  $v'_{T3}$  (azul) (a),  $i_1$  (negro),  $i'_2$  (rojo) y  $i'_3$  (azul) (b),  $i_{S11}$  (negro),  $i_{S21}$  (rojo) e  $i_{S31}$  (azul) (c). En (d) se muestra un detalle de  $i_{Sx1}$  en el instante del encendido y en (e) en el instante del apagado.

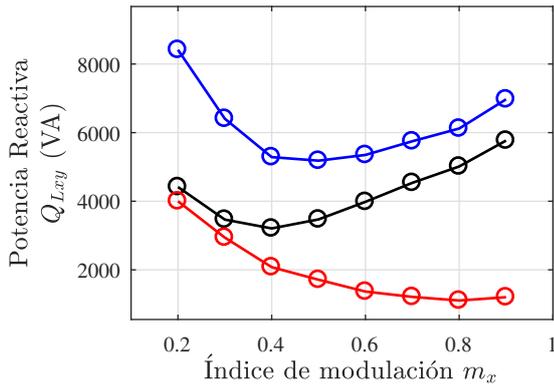


Figura 14: Potencia reactiva en cada inductancia del circuito equivalente en  $\Delta$   $Q_{L13}$  (negro),  $Q_{L23}$  (rojo) y  $Q_{L13} + Q_{L23}$  (azul) en función del índice de modulación  $m_x$  para el caso 5.

De los resultados obtenidos se puede concluir que la propuesta logra minimizar la potencia reactiva y mantener las condiciones de conmutación suave en las llaves del convertidor.

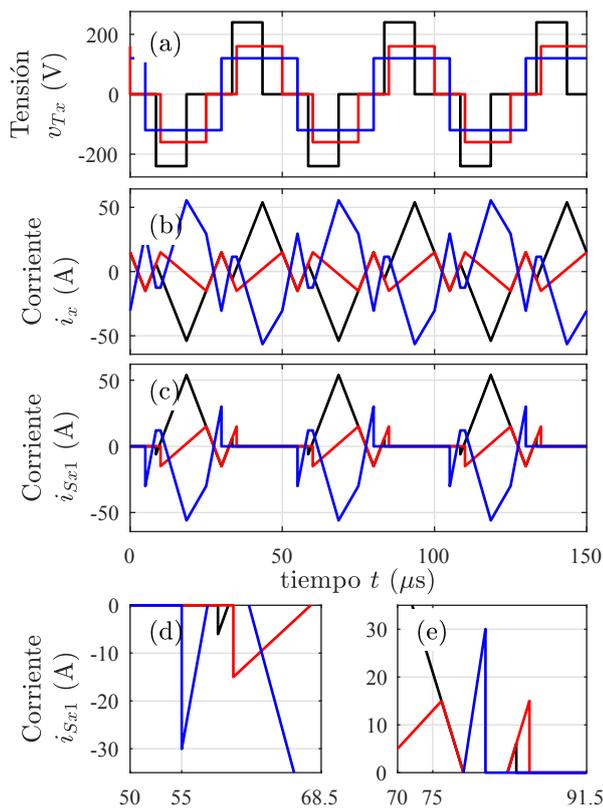


Figura 15: Resultados de simulación del caso 6,  $v_{T1}$  (negro),  $v'_{T2}$  (rojo) y  $v'_{T3}$  (azul) (a),  $i_1$  (negro),  $i'_2$  (rojo) y  $i'_3$  (azul) (b),  $i_{S11}$  (negro),  $i_{S21}$  (rojo) e  $i_{S31}$  (azul) (c). En (d) se muestra un detalle de  $i_{Sx1}$  en el instante del encendido y en (e) en el instante del apagado.

Otro de los escenarios de transferencia de potencia posible es aquel en que la potencia se transmite en la dirección opuesta a los casos anteriores realizando la transferencia de potencia desde el puerto 3 hacia el puerto 1 y 2. Como las conclusiones a las que se arriba son similares a las anteriores, sólo se

representa este escenario con el caso de simulación 5. Para este caso, se considera que el convertidor funcione en las mismas condiciones que en el caso 1 pero la transferencia de potencia tenga dirección opuesta. Este hecho se refleja en el signo negativo de  $I_{0x}(\text{pu}) = -0.2$ . En este caso los desfases toman valores negativos.

Para completar los posibles escenarios de transferencia de potencia, se considera en el caso 6, la situación en que la potencia se transmite desde uno de los almacenadores de energía hacia la carga, mientras que el otro almacenador no transmite potencia en términos medios. Este caso es similar al caso 1 con la diferencia de que  $I_{02}(\text{pu}) = 0$ , y así se obtienen  $m_2$  y  $\delta_{23}$ .

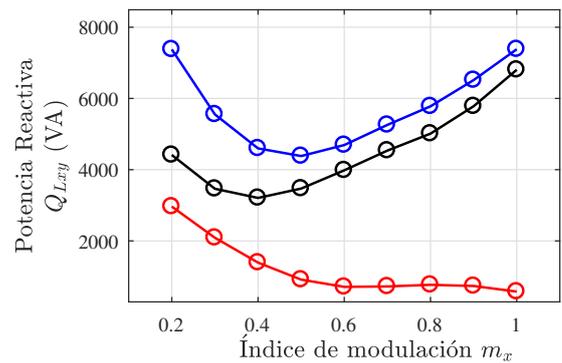


Figura 16: Potencia reactiva en cada inductancia del circuito equivalente en  $\Delta$   $Q_{L13}$  (negro),  $Q_{L23}$  (rojo) y  $Q_{L13} + Q_{L23}$  (azul) en función del índice de modulación  $m_x$  para el caso 6.

Con el conjunto de resultados obtenidos mediante los 6 casos de simulación presentados, se puede observar que la estrategia propuesta permite operar el TAB con conmutación suave y mínima potencia reactiva en todo el rango de operación.

#### 4.1. Influencia de la variación del valor de las inductancias $L_{xy}$ en la potencias reactivas $Q_{Lxy}$

Con el objetivo de determinar la influencia en la potencia reactiva ante una variación de los valores de las inductancias de dispersión del transformador, en esta sección se presentan resultados de evaluar las expresiones del modelo variando los valores nominales de las inductancias de dispersión. Para ejemplificar se muestran los resultados obtenidos para el caso 2.

La Figura 17 muestra la variación de la potencia reactiva frente a una variación del  $\pm 10\%$  del valor nominal de las inductancias auxiliares  $L_{xy}$ . Se muestra la potencia reactiva en cada inductancia del circuito equivalente en  $\Delta$ ,  $Q_{L13}$  (negro),  $Q_{L23}$  (rojo) y  $Q_{L13} + Q_{L23}$  (azul) en función del índice de modulación  $m_x$  evaluando las expresiones del modelo (indicado en líneas), y los obtenidos como resultado de las simulaciones (indicados en círculos) correspondiente al caso 2, donde se considera el convertidor trabajando en modo reductor con  $\delta_{xy} > 0$ . En líneas continuas se observa la potencia reactiva obtenida con el valor nominal de  $L_{xy}$ , mientras que, en líneas a trazos y punteadas, se muestra la potencia reactiva obtenida con  $L_{xy}$  un 10% superior al valor nominal y  $L_{xy}$  y con un 10% inferior al valor nominal, respectivamente. Para una mejor comparación, se reproducen en círculos en la misma figura, las curvas mostradas

en la Figura 8 del trabajo. Se puede observar el excelente ajuste entre los resultados de simulación y los obtenidos de evaluar las expresiones del modelo.

A partir del resultado anterior, se observa que cuando se produce una variación igual a  $\pm 10\%$  en los valores de las inductancias de dispersión, los índices de modulación  $m_x$  óptimos se modifican respecto de los obtenidos para los valores de inductancia nominales. Sin embargo, magnitud de la potencia reactiva no se modifica de manera significativa entre ambos índices de modulación. Por ello, puede concluirse que la potencia reactiva en el enlace de CA del convertidor permanecerá próxima a su valor mínimo, inclusive ante variaciones en los valores de las inductancias de dispersión.

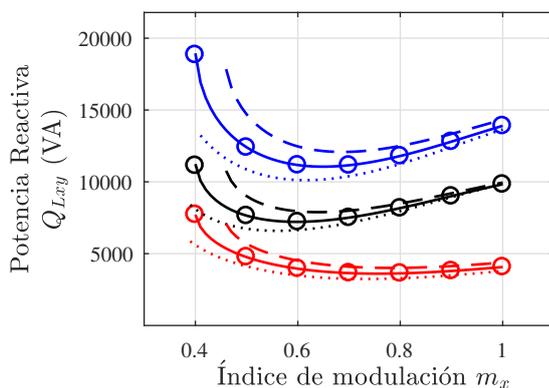


Figura 17: Potencia reactiva en función del índice de modulación  $m_x$ . En líneas se muestran los resultados de evaluar las expresiones del modelo con valores de  $L_{xy}$  nominales (continua),  $L_{xy}$  nominales  $+10\%$  (a trazos) y  $L_{xy}$  nominales  $-10\%$  (punteadas). En círculos se presentan los resultados de simulación con  $L_{xy}$  nominales al caso 2.

## 5. Conclusiones

En este trabajo se propuso aplicar una estrategia de modulación a un convertidor bidireccional de tres puentes activos (TAB), trabajando en un sistema híbrido de almacenamiento de energía (HEES), que busca minimizar la potencia reactiva del sistema manteniendo la conmutación suave en todo el rango de operación.

La estrategia propuesta incorpora una modulación de tres niveles en el puerto con la mayor tensión de continua mientras que el puerto con menor tensión de continua se modula con ondas cuadradas de frecuencia constante.

Se propuso un algoritmo para determinar los índices de modulación y desfases del sistema necesarios, para transferir una determinada potencia requerida bajo condiciones de operación determinadas.

Para validar la estrategia de modulación y el algoritmo propuesto, se realizaron simulaciones del sistema operando en distintos escenarios de transferencia de potencia, representativos para un sistema de almacenamiento de energía híbrido.

Los resultados obtenidos en todos los casos confirman que operando el sistema con los parámetros resultantes de aplicar el algoritmo, el mismo trabaja con conmutación suave y con potencia reactiva mínima.

## Agradecimientos

Este trabajo fue soportado por la Secretaría de Ciencia y Técnica de la Universidad Nacional de Río Cuarto, Argentina (SeCyT, UNRC), la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (FONCyT, Argentina), la Red MEIHAPER CYTED y el proyecto PIN 04/1240 de la Universidad Nacional del Comahue.

## Referencias

- Bai, H., Mi, C., 2008. Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge dc-dc converters using novel dual-phase-shift control. *IEEE Transactions on Power Electronics* 23 (6), 2905–2914.  
DOI: 10.1109/TPEL.2008.20051103
- Biswas, I., Kastha, D., Bajpai, P., 2021. Small signal modeling and decoupled controller design for a triple active bridge multiport dc-dc converter. *IEEE Transactions on Power Electronics* 36 (2), 1856–1869.  
DOI: 10.1109/TPEL.2020.3006782
- Chien, L.-J., Chen, C.-C., Chen, J.-F., Hsieh, Y.-P., 2014. Novel three-port converter with high-voltage gain. *IEEE Transactions on Power Electronics* 29 (9), 4693–4703.  
DOI: 10.1109/TPEL.2013.2285477
- Choi, M.-E., Kim, S.-W., Seo, S.-W., 2012. Energy management optimization in a battery/supercapacitor hybrid energy storage system. *IEEE Transactions on Smart Grid* 3 (1), 463–472.  
DOI: 10.1109/TSG.2011.2164816
- De Doncker, R., D.M., D., M.H., K., 1991. A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications. *IEEE Transactions on Industry Applications* 27 (1), 63–73.  
DOI: 10.1109/28.67533
- Duarte, J., Hendrix, M., Simoes, M., 2007. Three-port bidirectional converter for hybrid fuel cell systems. *IEEE Transactions on Power Electronics* 22 (2), 480–487.  
DOI: 10.1109/TPEL.2006.889928
- Hajiaghasi, S., Saleminia, A., Hamzeh, M., 2019. Hybrid energy storage system for microgrids applications: A review. *Journal of Energy Storage* 21, 543–570.  
DOI: 10.1016/j.est.2018.12.017
- Kim, S. Y., Song, H.-S., Nam, K., 2012. Idling port isolation control of three-port bidirectional converter for evs. *IEEE Transactions on Power Electronics* 27 (5), 2495–2506.  
DOI: 10.1109/TPEL.2011.2172225
- McDonough, M., 2015. Integration of inductively coupled power transfer and hybrid energy storage system: A multiport power electronics interface for battery-powered electric vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics* 30 (11), 6423–6433.  
DOI: 10.1109/TPEL.2015.2422300
- Mendis, N., Muttaqi, K., Perera, S., 2014. Management of battery-supercapacitor hybrid energy storage and synchronous condenser for isolated operation of pmsg based variable-speed wind turbine generating systems. *IEEE Transactions on Smart Grid* 5 (2), 944–953.  
DOI: 10.1109/TSG.2013.2287874
- Nguyen, D., Fujita, G., Ta, M. C., 2017. A new soft-switching strategy for three-port converter to be applied in ev application. In: 2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia), pp. 1126–1131.  
DOI: 10.1109/IFEEC.2017.7992199
- Oggier, G., Garcia, G., Oliva, A., 2009. Switching control strategy to minimize dual active bridge converter losses. *IEEE Transactions on Power Electronics* 24 (7), 1826–1838.  
DOI: 10.1109/TPEL.2009.2020902
- Oggier, G., Garcia, G., Oliva, A., 2011. Modulation strategy to operate the dual active bridge dc-dc converter under soft switching in the whole operating range. *IEEE Transactions on Power Electronics* 26 (4), 1228–1236.  
DOI: 10.1109/TPEL.2010.2072966
- Oggier, G., Garcia, G., Oliva, A., 2013. Analysis of the influence of switching related parameters in the dab converter under soft-switching. *Latin American Applied Research* 43 (2), 121–129.

- Oggier, G., Piris-Botalla, L. E., Garcia, G., 2010. Soft-switching analysis for three-port bidirectional dc-dc converters. In: Industry Applications Conference. INDUSCON 9th IEEE/IAS. pp. 1–6.  
DOI: 10.1109/INDUSCON.2010.5740014
- Piris-Botalla, L., Oggier, G., Airabella, A., Garcia, G., 2012. Analysis and evaluation of power switch losses for three-port bidirectional dc-dc converter. In: International Conference on Industrial Technology (ICIT), 2012 IEEE. pp. 950–955.  
DOI: 10.1109/ICIT.2012.6210061
- Piris-Botalla, L., Oggier, G., Airabella, A., Garcia, G., 2013. Power losses evaluation of a bidirectional three-port dc-dc converter for hybrid electric system. International Journal of Electrical Power and Energy Systems (58), 1–8.  
DOI: 10.1016/j.ijepes.2013.12.021
- Piris Botalla, L., Oggier, G., Garrido, D., Garcia, G., 2016. Auxiliary inductances design of a bidirectional three-port dc-dc converter. IEEE Latin America Transactions 14 (6), 2582–2587.  
DOI: 10.1109/TLA.2016.7555222
- Piris-Botalla, L., Oggier, G. G., Airabella, A. M., García, G. O., 2016. Extending the soft-switching operating range of a bidirectional three-port dc-dc converter. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial 13 (1), 127–134.  
DOI: 10.1016/j.riai.2015.04.007
- Piris-Botalla, L., Oggier, G. G., García, G. O., 2017. Extending the power transfer capability of a three-port dc-dc converter for hybrid energy storage systems. IET Power Electronics 10 (13), 1687–1697.  
DOI: 10.1049/iet-pel.2016.0422
- Purgat, P., Bandyopadhyay, S., Qin, Z., Bauer, P. G., 2020. Zero voltage switching criteria of triple active bridge converter. IEEE Transactions on Power Electronics, 1–1.  
DOI: 10.1109/TPEL.2020.3027785
- Saadatizadeh, Z., Babaei, E., Blaabjerg, F., Cecati, C., 2021. Three-port high step-up and high step-down dc-dc converter with zero input current ripple. IEEE Transactions on Power Electronics 36 (2), 1804–1813.  
DOI: 10.1109/TPEL.2020.3007959
- Sharma, A., Sharma, S., 2019. Review of power electronics in vehicle-to-grid systems. Journal of Energy Storage 21, 337–361.  
DOI: 10.1016/j.est.2018.11.022
- Sun, Y., Pei, W., Jia, D., Zhang, G., Wang, H., Zhao, L., Feng, Z., 2020. Application of integrated energy storage system in wind power fluctuation mitigation. Journal of Energy Storage 32 (101835).  
DOI: 10.1016/j.est.2020.101835
- Tao, H., Duarte, J., Hendrix, M., 2008a. Three-port triple-half-bridge bidirectional converter with zero-voltage switching. IEEE Transactions on Power Electronics 23 (2), 782–792.  
DOI: 10.1109/TPEL.2007.915023
- Tao, H., Kotsopoulos, A., Duarte, J., Hendrix, M., 2008b. Transformer-coupled multiport zvs bidirectional dc-dc converter with wide input range. IEEE Transaction on Power Electronics 23, 771–781.  
DOI: 10.1109/TPEL.2007.915129
- Wang, L., Wang, Z., Li, H., 2012. Asymmetrical duty cycle control and decoupled power flow design of a three-port bidirectional dc-dc converter for fuel cell vehicle application. IEEE Transactions on Power Electronics 27 (2), 891–904.  
DOI: 10.1109/TPEL.2011.2160405
- Wu, H., Sun, K., Ding, S., Xing, Y., 2013. Topology derivation of nonisolated three-port dc-dc converters from dic and doc. IEEE Transactions on Power Electronics 28 (7), 3297–3307.  
DOI: 10.1109/TPEL.2012.2221746
- Wu, Y., Mahmud, M. H., Christian, S., Fantino, R. A., Gomez, R. A., Zhao, Y., Balda, J. C., 2020. A 150-kw 99% efficient all silicon carbide triple-active-bridge converter for solar-plus-storage systems. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 1–1.  
DOI: 10.1109/JESTPE.2020.3044572
- Ye, Y., Nian, H., Kong, L., Zheng, D., 2019. Efficiency optimization strategy of three port triple active bridge dc-dc converter. In: 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). pp. 1–6.  
DOI: 10.1109/ICEMS.2019.8921669
- Zhao, C., Round, S., J.W., K., 2008. An isolated three-port bidirectional dc-dc converter with decoupled power flow management. IEEE Transactions on Power Electronics 23 (5), 2443–2453.  
DOI: 10.1109/TPEL.2008.2002056
- Zhou, H., Bhattacharya, T., Tran, D., Siew, T., Khambadkone, A., 2011. Composite energy storage system involving battery and ultracapacitor with dynamic energy management in microgrid applications. IEEE Transactions on Power Electronics 26 (3), 923–930.  
DOI: 10.1109/TPEL.2010.2095040