

Modelado dinámico y de estado estacionario para la conexión modular entrada serie - salida serie de convertidores con puentes duales activos

Rodríguez, F.^{a,*}, Garrido, D.^a, Núñez, R.^b, Oggier, G.^a, García, G.^a

^aInstituto de Investigaciones en Tecnologías Energéticas y Materiales Avanzados (IITEMA). Grupo de Electrónica Aplicada (GEA)-CONICET. Facultad de Ingeniería - Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC). Ruta Nacional 36 Km. 601, X5804BYA, Río Cuarto, Córdoba, Argentina.

^bUniversidad Nacional de Rafaela (UNRaf), Santa Fe, Argentina.

To cite this article: Rodríguez, F., Garrido, D., Núñez, R., Oggier, G., García, G. 2020. Dynamic and steady-state modeling of modular input-series-output-series connected dual active bridge converters. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial 00, 1-5. <https://doi.org/10.4995/riai.2020.7133>

Resumen

Este trabajo presenta el modelado de un convertidor modular CC-CC basado en la conexión entrada serie - salida serie de dos celdas con convertidores con puentes duales activos. Esta configuración resulta interesante en aplicaciones en las cuales ambos puertos del convertidor deben soportar tensiones elevadas. A partir del análisis de las formas de onda de las principales variables eléctricas de cada una de las celdas, se obtienen las ecuaciones promediadas que permiten describir la dinámica del convertidor ante cambios significativos en las entradas de control del convertidor. El modelo promediado es linealizado entorno a un punto de funcionamiento del convertidor, obteniéndose dos sistemas de ecuaciones que permiten analizar la influencia de los parámetros constructivos de las celdas en el comportamiento estático y dinámico del convertidor. Se presentan resultados de simulación y experimentales que permiten validar en el dominio temporal los modelos obtenidos, tanto en régimen permanente como transitorio, en todo el rango de transferencia de potencia del convertidor.

Palabras clave: Modelo promediado, Análisis de pequeña señal, Convertidores CC-CC conectados en serie, Sistemas electrónicos de potencia, Modelado y simulación.

Dynamic and steady-state modeling of modular input-series-output-series connected dual active bridge converters.

Abstract

This work presents a modular DC-DC converter modeling based on the input-series-output-series connection of two cells using dual active bridge converters. This configuration is interesting in applications in which both ports of the converter must withstand medium to high voltages. From the waveform analysis of the main electrical variables, the averaged equations are obtained to describe the large-signal dynamics of the converter. The averaged model is linearized around an operating point of the converter, obtaining two sets of equations from which the influence of each parameter on the static and dynamic behavior of the converter is analyzed. Simulation and experimental results allow the models obtained in the time domain to be validated, both in steady-state and transient conditions, in the full power range of the converter.

Keywords: Average model, Small signal analysis, Series-connected DC-DC converters, Power electronics systems, Modeling and simulation.

1. Introducción

En la actualidad, existe una tendencia creciente a la incorporación de fuentes de energía renovables al sistema eléctrico

de potencia (SEP). Este contexto ha incrementado el estudio de nuevas propuestas tecnológicas como la implementación de microrredes, que consisten en sistemas de energía de pequeña

escala formados por cargas interconectadas, generación distribuida y almacenadores de energía (Lotfi and Khodaei, 2017).

La conexión entre las fuentes de energía, almacenadores y cargas presentes en una microrred, y su vinculación con el SEP, puede realizarse a través de convertidores electrónicos de potencia. A medida que aumentan los niveles de tensión y potencia con los que deben operar estos convertidores, se requieren topologías y técnicas de modulación apropiadas para reducir los esfuerzos eléctricos y térmicos a los que se ven sometidos los semiconductores de potencia (Liserre et al., 2016). Básicamente, existen tres alternativas: 1) la conexión serie de dispositivos semiconductores de potencia; 2) el uso de convertidores multinivel; y 3) el uso de convertidores basados en diseños modulares (Huber and Kolar, 2017).

Las dos primeras alternativas permiten utilizar dispositivos semiconductores de potencia de baja tensión de bloqueo en aplicaciones de media tensión (Vechalapu et al., 2017; Zhang et al., 2020). Sin embargo, se requieren circuitos auxiliares para equalizar la distribución dinámica y estática de la tensión soportada por cada dispositivo de potencia conectado en serie, y en el caso del uso de convertidores multinivel, la confiabilidad del sistema se vuelve crítica a medida que aumenta el número de niveles debido a la gran cantidad de diodos limitadores de tensión o capacitores flotantes que se requieren para su implementación (Briz et al., 2016).

Recientemente, los convertidores modulares, los cuales se basan en la conexión en cascada de celdas o módulos electrónicos de potencia, han ganado popularidad. Su principal ventaja radica en que es posible incrementar la potencia de estos convertidores a través de la conexión de celdas adicionales. A su vez, añadiendo celdas redundantes el convertidor puede continuar operando aún ante presencia de fallas (Liserre et al., 2016).

Los convertidores modulares pueden clasificarse en cuatro configuraciones de acuerdo con el esquema de conexión de sus puertos: entrada paralelo - salida paralelo (EPSP); entrada paralelo - salida serie (EPSS); entrada serie - salida paralelo (ESSP) y por último entrada serie - salida serie (ESSS) (Chen et al., 2009; Lee et al., 2019).

El creciente interés por el desarrollo de redes de transmisión eléctrica multiterminal en corriente continua de media y alta tensión, que faciliten la integración de fuentes de energía renovables (Jovcic et al., 2015), ha potenciado el estudio de convertidores modulares CC-CC, como aquellos basados en celdas con topologías *Full Bridge* (Bottion and Barbi, 2015), (Lian et al., 2015), *Forward* (Huang et al., 2009) y *Flyback* (Pagliosa et al., 2016). La característica común a estas topologías es que el flujo de energía es unidireccional. En aplicaciones donde se requiere un intercambio de energía bidireccional, una opción interesante es el uso de celdas constituidas por convertidores CC-CC con Puentes Duales Activos (CPDA) (Hou and Li, 2019; Liu et al., 2018).

El modelado de los convertidores electrónicos de potencia es un proceso esencial para comprender su funcionamiento, poder dimensionar los diferentes componentes y diseñar estrategias de control adecuadas (Severns and Bloom, 1985). Existen distintas técnicas de modelado del CPDA, como por ejemplo aquellas que involucran el promediado de las variables de estado durante un periodo de conmutación (Soltau et al., 2012), o aquellas que aproximan las formas de onda mediante su com-

ponente armónica fundamental (Qin and Kimball, 2012; Shah and Bhattacharya, 2017). Todos estos trabajos se basan en aplicaciones del CPDA cuando es utilizado como un convertidor único, y en la mayoría de los casos se limitan a modelar el comportamiento del convertidor ideal sin pérdidas.

En este trabajo se presenta el modelo dinámico de un convertidor modular basado en la conexión ESSS de dos celdas CPDA. El modelo se obtiene a partir de promediar las variables eléctricas del convertidor en un periodo de conmutación, y luego se obtiene un modelo de pequeña señal linealizando las ecuaciones promediadas entorno a un punto de operación.

El modelo admite la posibilidad de que existan diferencias paramétricas entre las celdas y a su vez contempla las pérdidas ocasionadas por las resistencias serie equivalente de los bobinados de los transformadores usados en las celdas. A partir de las ecuaciones obtenidas al linealizar el modelo promediado, se analiza la influencia de los principales parámetros de las celdas en el comportamiento estático y dinámico del convertidor. La formulación matemática del modelo y de sus coeficientes se puede aplicar a un convertidor modular con un número arbitrario de celdas. Se presentan resultados de simulación que permiten verificar la validez del modelo a través de las respuestas en el dominio del tiempo.

La organización del trabajo es la siguiente: en la Sección 2 se describe el sistema y su principio de funcionamiento. En la Sección 3 se obtiene el modelo promediado del convertidor, y a partir de este, se deriva el modelo de pequeña señal. En la Sección 4 y 5 se presentan resultados de simulación y experimentales, respectivamente, que se utilizan para validar los modelos obtenidos. Finalmente, en la Sección 6 se exponen las conclusiones del trabajo.

2. Descripción del sistema

En la Figura 1 se muestra el circuito simplificado de un convertidor modular basado en la conexión ESSS de dos celdas CPDA. Para simplificar el análisis, se considera el caso de flujo de energía unidireccional desde una fuente de tensión continua, V_{cc} , hacia una carga resistiva R_L . El subíndice x , 1 o 2, permite identificar la celda a la cual pertenece cada una de las variables del convertidor.

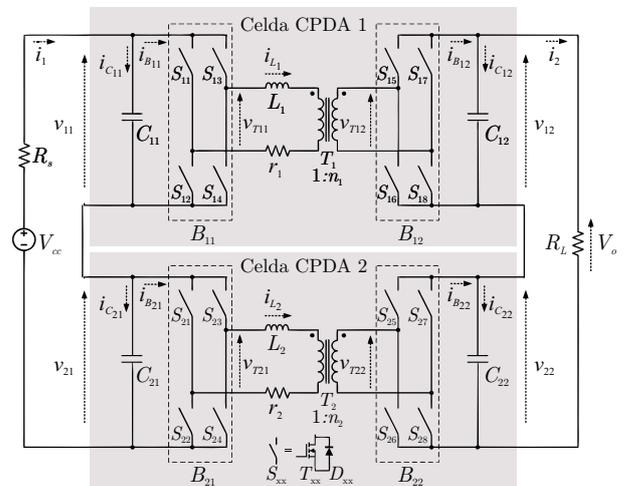


Figura 1: Circuito simplificado del convertidor modular basado en la conexión ESSS de celdas CPDA.

Como se representa en la Figura 1, cada celda CPDA está compuesta de dos puentes activos, en configuración puente completo. El puente B_{x1} invierte la tensión continua v_{x1} , generando una tensión alterna, v_{Tx1} , que alimenta un transformador de alta frecuencia, T_x . La tensión v_{Tx2} del transformador es rectificadora por el puente B_{x2} . Los capacitores C_{x1} y C_{x2} permiten suavizar las oscilaciones en la tensión de ambos puertos de la celda. Cada uno de los puentes está formado por dispositivos semiconductores de potencia, S_{xx} , implementados con un transistor, T_{xx} , y un diodo en antiparalelo, D_{xx} .

El transformador cumple las funciones de adaptar niveles de tensión y brindar aislación galvánica. En este trabajo se considera que la relación de transformación, n_x , es unitaria. Si se selecciona un material magnético de alta permeabilidad puede diseñarse la inductancia de magnetización L_M del transformador para que posea un valor elevado. En (Oggier et al., 2013) se muestra que para un valor de la inductancia de magnetización $L_M > 10 L_x$, donde L_x representa la inductancia auxiliar de dispersión, se puede despreciar la incidencia de L_M .

La resistencia r_x representa la resistencia serie equivalente de los bobinados del transformador y de la inductancia de dispersión L_x , pero también se puede utilizar como un parámetro que permite representar las pérdidas en conducción de los dispositivos semiconductores de potencia utilizados en el convertidor (Mueller and Kimball, 2018; Krismer and Kolar, 2010).

La Figura 2 muestra las formas de onda de las tensiones v_{Tx1} y v_{Tx2} en los bornes del transformador, junto a las formas de onda de las corrientes en la inductancia de dispersión, i_{Lx} , y en cada uno de los puentes, i_{Bx1} e i_{Bx2} , en función del tiempo. Esta figura corresponde al caso particular en el que el flujo de energía es desde B_{x1} hacia B_{x2} y $v_{x1} > v_{x2}$. Para simplificar el análisis, se considera que las conmutaciones de los dispositivos semiconductores de potencia se realizan de manera instantánea.

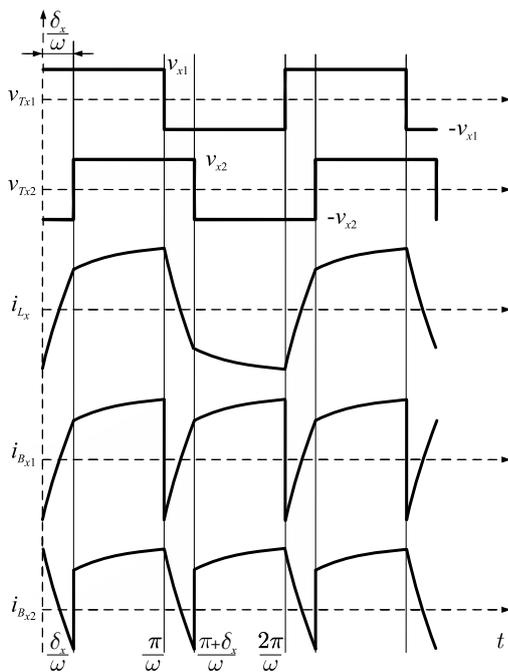


Figura 2: Formas de onda de tensiones y corrientes de las principales variables de una celda CPDA, para el caso particular en el que el flujo de energía es desde B_{x1} hacia B_{x2} y $v_{x1} > v_{x2}$.

En cada celda CPDA, el flujo de energía puede controlarse ajustando el desfase δ_x entre las tensiones alternas v_{Tx1} y v_{Tx2} , como se muestra en la Figura 2. Para lograr esto, en este trabajo se aplica la estrategia de modulación convencional (EMC), que consiste en controlar la activación de los dispositivos semiconductores de potencia en cada uno de los puentes para generar una forma de onda de tensión cuadrada, de frecuencia de conmutación constante, igual a f_s , con 50 % de ciclo de trabajo.

La manera más simple de operar el convertidor modular mostrado en la Figura 1 consiste en aplicar el mismo patrón de activación a los dispositivos semiconductores de potencia de cada una de las celdas. Este patrón puede ser generado por un único modulador, reduciendo la complejidad y el costo del sistema.

No obstante, la utilización de un único modulador presenta limitaciones cuando existen diferencias paramétricas entre las celdas que generan un desbalance en la distribución de tensiones, ocasionando que en régimen permanente una de las celdas transfiera una potencia superior a las restantes (Chen et al., 2009; Lee et al., 2019). En estos casos, se puede lograr una distribución uniforme de tensiones entre las celdas mediante el uso de un modulador individual por cada celda en conjunto a estrategias de control adecuadas.

3. Modelado del convertidor modular

En esta Sección se obtiene el modelo en variables de estado promediadas del convertidor considerado en este trabajo. El sistema de ecuaciones resultante es no lineal, por lo cual, a través de técnicas de linealización, se obtiene un modelo dinámico de pequeña señal.

3.1. Modelo promediado

En el circuito de la Figura 1 se considera que las tensiones en los capacitores varían más lentamente que las corrientes i_{Lx} . La técnica de promediación consiste en expresar las ecuaciones de estado para cada uno de los periodos de conducción de los dispositivos semiconductores de potencia y luego promediarlas en un periodo completo de conmutación (Oggier, 2009). De este modo, se consigue que el subsistema lento se pueda considerar como invariante en el tiempo frente a la variable rápida.

La tensión en los bornes del primario y del secundario del transformador se puede expresar como $v_{Tx1}(t) = v_{x1}s_1(t)$ y $v_{Tx2}(t) = v_{x2}s_2(t)$, respectivamente, siendo $s_1(t)$ y $s_2(t)$ funciones de conmutación definidas como:

$$s_1(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t \leq \frac{\pi}{\omega} \quad (S_{x3}, S_{x2} \text{ activos}) \\ -1 & \frac{\pi}{\omega} < t \leq \frac{2\pi}{\omega} \quad (S_{x1}, S_{x4} \text{ activos}) \end{cases} \quad (1)$$

$$s_2(t) = \begin{cases} -1 & 0 < t \leq \frac{\delta_x}{\omega} \quad (S_{x6}, S_{x7} \text{ activos}) \\ 1 & \frac{\delta_x}{\omega} < t \leq \frac{\pi+\delta_x}{\omega} \quad (S_{x5}, S_{x8} \text{ activos}), \\ -1 & \frac{\pi+\delta_x}{\omega} < t \leq \frac{2\pi}{\omega} \quad (S_{x6}, S_{x7} \text{ activos}) \end{cases} \quad (2)$$

donde $\omega = 2\pi f_s$ representa la frecuencia angular. Las corrientes i_{Bx1} e i_{Bx2} se pueden expresar en función de la corriente i_{Lx} y de las funciones de conmutación como $i_{Bx1}(t) = i_{Lx}(t) s_1(t)$ e $i_{Bx2}(t) = i_{Lx}(t) s_2(t)$. Analizando el circuito mostrado en la

Figura 1, la dinámica de las tensiones en los puertos de cada celda CPDA se puede calcular como se indica a continuación:

$$\frac{dv_{x1}}{dt} = \frac{1}{C_{x1}} (i_1 - i_{Bx1}) \quad (3)$$

$$\frac{dv_{x2}}{dt} = \frac{1}{C_{x2}} (i_{Bx2} - i_2) \quad (4)$$

La dinámica de la corriente i_{Lx} está dada por la siguiente ecuación diferencial:

$$\frac{di_{Lx}}{dt} = \frac{1}{L_x} [(v_{Tx1} - v_{Tx2}) - r_x i_{Lx}] \quad (5)$$

El valor medio de la corriente i_{Lx} en un periodo de conmutación y en régimen permanente debe ser cero para evitar la saturación del núcleo del transformador. Esto implica que debe cumplir la condición $i_{Lx}(\pi/\omega) = -i_{Lx}(0)$ (De Doncker et al., 1991). A partir de esta condición, es posible resolver la ecuación diferencial (5) y hallar las expresiones de la corriente i_{Lx} en los dos primeros intervalos de un periodo de conmutación, las cuales resultan:

Intervalo I: $0 < t \leq \frac{\delta_x}{\omega}$,

$$i_{Lx}(t) = \frac{v_{x1} + v_{x2}}{r_x} - \frac{2(v_{x1}e_{x1} + v_{x2}e_{x2})}{e_{x1}r_x(1 + e_{x2})} e^{-\left(\frac{r_x}{L_x}\right)t} \quad (6)$$

Intervalo II: $\frac{\delta_x}{\omega} < t \leq \frac{\pi}{\omega}$,

$$i_{Lx}(t) = \frac{v_{x1} - v_{x2}}{r_x} - \frac{2(v_{x1}e_{x1} - v_{x2})}{e_{x1}r_x(1 + e_{x2})} e^{-\left(\frac{r_x}{L_x}\right)t}, \quad (7)$$

donde $e_{x1} = e^{-\left(\frac{r_x}{\omega L_x}\right)\delta_x}$ y $e_{x2} = e^{-\left(\frac{r_x}{\omega L_x}\right)\pi}$. Las ecuaciones (3) a (7) describen la evolución de las variables en el intervalo de tiempo considerado. Para combinarlas en un único conjunto de ecuaciones, considerando la simetría de media onda de las corrientes i_{Bx1} e i_{Bx2} , se pueden promediar en un periodo de conmutación como se indica a continuación:

$$\frac{d\langle v_{x1} \rangle}{dt} = \frac{1}{C_{x1}} (\langle i_1 \rangle - \langle i_{Bx1} \rangle) \quad (8)$$

$$\frac{d\langle v_{x2} \rangle}{dt} = \frac{1}{C_{x2}} (\langle i_{Bx2} \rangle - \langle i_2 \rangle) \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \langle i_{Bx1} \rangle &= \frac{\omega}{\pi} \left(\int_0^{\delta_x/\omega} i_{Lx}(t) dt + \int_{\delta_x/\omega}^{\pi/\omega} i_{Lx}(t) dt \right) \\ &= m_{x1} \langle v_{x1} \rangle + m_{x2} \langle v_{x2} \rangle \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \langle i_{Bx2} \rangle &= \frac{\omega}{\pi} \left(\int_0^{\delta_x/\omega} -i_{Lx}(t) dt + \int_{\delta_x/\omega}^{\pi/\omega} i_{Lx}(t) dt \right) \\ &= m_{x3} \langle v_{x1} \rangle + m_{x4} \langle v_{x2} \rangle, \end{aligned} \quad (11)$$

donde $\langle \cdot \rangle$ representa el valor promedio de la variable encerrada entre llaves, y los coeficientes de (10) y (11) se indican en la Tabla 1.

Tabla 1: Coeficientes usados en el modelo promediado.

$$\begin{aligned} m_{x1} &= \frac{1}{r_x} + \frac{2\omega L_x (e_{x2} - 1)}{\pi r_x^2 (1 + e_{x2})} \\ m_{x2} &= \frac{2\delta_x - \pi}{\pi r_x} + \frac{2\omega L_x [e_{x1}(1 + e_{x2}) - 2e_{x2}]}{e_{x1}\pi r_x^2 (1 + e_{x2})} \\ m_{x3} &= -\frac{2\delta_x - \pi}{\pi r_x} - \frac{2\omega L_x (2e_{x1} - e_{x2} - 1)}{\pi r_x^2 (1 + e_{x2})} \\ m_{x4} &= -\frac{1}{r_x} - \frac{2\omega L_x (e_{x2} - 1)}{\pi r_x^2 (1 + e_{x2})} \end{aligned}$$

Analizando el circuito de la Figura 1, pueden escribirse las siguientes expresiones de la corriente i_1 e i_2 :

$$\langle i_1 \rangle = \frac{\langle V_{cc} \rangle - \langle v_{11} \rangle - \langle v_{21} \rangle}{R_s} \quad (12)$$

$$\langle i_2 \rangle = \frac{\langle v_{12} \rangle + \langle v_{22} \rangle}{R_L} \quad (13)$$

De esta manera, el modelo promediado del convertidor queda representado por medio de las expresiones (8) a (13). Este sistema es no lineal, debido a que las expresiones de las corrientes en ambos puentes de las celdas poseen productos de dos variables y términos exponenciales que dependen de δ_x .

3.2. Modelo de pequeña señal

En esta Subsección se obtiene el modelo de pequeña señal del convertidor modular, linealizado en un punto de operación. Para esto, es necesario hallar las características de estado estacionario y transitorio a partir del modelo promediado (Severns and Bloom, 1985).

Cada una de las variables de (8) a (13) se expresa como la suma de una componente de continua (CC) y una componente de alterna de pequeña señal (CA), tal como se describe en la siguiente expresión general:

$$\langle g \rangle = G + \hat{g}, \quad (14)$$

donde G y \hat{g} , representan a la componente de CC y de CA, respectivamente, de la variable promediada genérica g .

Si se asume que las magnitudes de las componentes de CA son mucho menores que las componentes de CC, pueden despreciarse aquellos términos en las ecuaciones que involucren productos de dos variables de CA. A su vez, los términos exponenciales e_{x1} que dependen de δ_x , se pueden aproximar truncando su expansión en serie de Taylor alrededor del origen, despreciando los términos de segundo orden y superiores. Considerando esto, las componentes de CC y CA, resultan:

$$\text{CC} \begin{cases} 0 = I_1 - I_{Bx1} \\ 0 = I_{Bx2} - I_2 \\ I_{Bx1} = a_{x1}V_{x1} + (a_{x2} - a_{x1} + a_{x4})V_{x2} \\ I_{Bx2} = (a_{x2} + a_{x1} + a_{x7})V_{x1} - a_{x1}V_{x2} \\ I_1 = \frac{V_{cc} - V_{11} - V_{21}}{R_s} \\ I_2 = \frac{V_{12} + V_{22}}{R_L} \end{cases} \quad (15)$$

$$\text{CA} \begin{cases} \frac{d\hat{v}_{x1}}{dt} = \frac{1}{C_{x1}} (\hat{i}_1 - \hat{i}_{Bx1}) \\ \frac{d\hat{v}_{x2}}{dt} = \frac{1}{C_{x2}} (\hat{i}_{Bx2} - \hat{i}_2) \\ \hat{i}_{Bx1} = a_{x1}\hat{v}_{x1} + (a_{x4} - a_{x3})\hat{v}_{x2} + a_{x5}\hat{\delta}_x \\ \hat{i}_{Bx2} = (a_{x6} + a_{x7})\hat{v}_{x1} - a_{x1}\hat{v}_{x2} + a_{x8}\hat{\delta}_x \\ \hat{i}_1 = \frac{\hat{v}_{cc} - \hat{v}_{11} - \hat{v}_{21}}{R_s} \\ \hat{i}_2 = \frac{\hat{v}_{12} + \hat{v}_{22}}{R_L} \end{cases} \quad (16)$$

Los coeficientes de (15) y (16) se resumen en la Tabla 2.

Tabla 2: Coeficientes usados en el modelo de pequeña señal.

$$\begin{aligned} a_{x1} &= \frac{\pi r_x (1 + e_{x2}) - 2\omega L_x (1 - e_{x2})}{\pi r_x^2 (1 + e_{x2})} \\ a_{x2} &= \frac{2\Delta_x r_x (1 - e_{x2})}{\pi r_x^2 (1 + e_{x2})} \\ a_{x3} &= \frac{\pi r_x (1 + e_{x2}) - (2\omega L_x + 2\Delta_x r_x) (1 - e_{x2})}{\pi r_x^2 (1 + e_{x2})} \\ a_{x4} &= \frac{4e_{x2}[\Delta_x r_x + \omega L_x (1 - e^{\frac{r_x}{\omega L_x} \Delta_x})]}{\pi r_x^2 (1 + e_{x2})} \\ a_{x5} &= \frac{V_{x2}[2r_x (1 - e_{x2}) + 4e_{x2}r_x (1 - e^{\frac{r_x}{\omega L_x} \Delta_x})]}{\pi r_x^2 (1 + e_{x2})} \\ a_{x6} &= \frac{\pi r_x (1 + e_{x2}) - (2\omega L_x - 2\Delta_x r_x) (1 - e_{x2})}{\pi r_x^2 (1 + e_{x2})} \\ a_{x7} &= -\frac{4[\Delta_x r_x + \omega L_x (e^{\frac{r_x}{\omega L_x} \Delta_x} - 1)]}{\pi r_x^2 (1 + e_{x2})} \\ a_{x8} &= \frac{V_{x1}[2r_x (1 - e_{x2}) + 4r_x (e^{\frac{r_x}{\omega L_x} \Delta_x} - 1)]}{\pi r_x^2 (1 + e_{x2})} \end{aligned}$$

3.3. Distribución de tensiones y potencia en régimen permanente

El conjunto de ecuaciones obtenido en (15) puede reescribirse en notación matricial como:

$$A_{CC}X = H, \quad (17)$$

donde la matriz A_{CC} está definida por:

$$A_{CC} = \begin{bmatrix} \frac{K_{11}}{R_s} & \frac{-1}{R_s} & K_{12} & 0 \\ \frac{-1}{R_s} & \frac{K_{21}}{R_s} & 0 & K_{22} \\ K_{13} & 0 & \frac{K_{14}}{R_L} & \frac{-1}{R_L} \\ 0 & K_{23} & \frac{-1}{R_L} & \frac{K_{24}}{R_L} \end{bmatrix}, \quad (18)$$

siendo $K_{x1} = -(a_{x1}R_s + 1)$, $K_{x2} = -(a_{x2} - a_{x1} + a_{x4})$, $K_{x3} = a_{x2} + a_{x1} + a_{x7}$ y $K_{x4} = -(a_{x1}R_L + 1)$. Los vectores X

y H resultan:

$$X = [V_{11} \ V_{21} \ V_{12} \ V_{22}]^T \quad (19)$$

$$H = \left[-\frac{V_{cc}}{R_s} \quad -\frac{V_{cc}}{R_s} \quad 0 \quad 0 \right]^T \quad (20)$$

Resolviendo el sistema (17) es posible calcular la tensión en régimen permanente en los puertos de entrada y salida de cada una de las celdas del convertidor. Puede observarse que la capacitancia de entrada y salida de las celdas no se encuentra presente en ninguno de los coeficientes del sistema (17), por lo cual la distribución de tensiones en régimen permanente no dependerá de los capacitores utilizados en el circuito.

En particular, si existen diferencias paramétricas entre las celdas se ocasiona un desbalance en la distribución de las tensiones en régimen permanente (Chen et al., 2009; Lee et al., 2019). Este desbalance se puede evaluar en forma numérica al calcular la diferencia de tensiones en los puertos de entrada y de salida de las celdas como:

$$\begin{bmatrix} V_{21} - V_{11} \\ V_{22} - V_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} A_{CC}^{-1}H \quad (21)$$

Por último, la potencia media transferida en régimen permanente por los puertos de entrada y de salida de las celdas, P_{ix} y P_{ox} , respectivamente, se puede calcular como:

$$P_{ix} = V_{x1}I_{Bx1} = a_{x1}V_{x1}^2 + (a_{x2} - a_{x1} + a_{x4})V_{x1}V_{x2} \quad (22)$$

$$P_{ox} = V_{x2}I_{Bx2} = -a_{x1}V_{x2}^2 + (a_{x2} + a_{x1} + a_{x7})V_{x1}V_{x2} \quad (23)$$

3.4. Dinámica del sistema a lazo abierto

El modelo dinámico expresado en (16) puede reescribirse en notación matricial como:

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad (24)$$

donde las matriz de estados, A , resulta:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{K_{11}}{R_s C_{11}} & \frac{-1}{R_s C_{11}} & \frac{K_{15}}{C_{11}} & 0 \\ \frac{-1}{R_s C_{21}} & \frac{K_{21}}{R_s C_{21}} & 0 & \frac{K_{25}}{C_{21}} \\ \frac{K_{16}}{C_{12}} & 0 & \frac{K_{14}}{R_L C_{12}} & \frac{-1}{R_L C_{12}} \\ 0 & \frac{K_{26}}{C_{22}} & \frac{-1}{R_L C_{22}} & \frac{K_{24}}{R_L C_{22}} \end{bmatrix}, \quad (25)$$

siendo $K_{x5} = a_{x3} - a_{x4}$ y $K_{x6} = a_{x6} + a_{x7}$. Los vectores de estado y de entrada están definidos por:

$$B = \begin{bmatrix} \frac{-a_{15}}{C_{11}} & 0 & \frac{1}{R_s C_{11}} \\ 0 & \frac{-a_{25}}{C_{21}} & \frac{1}{R_s C_{21}} \\ \frac{a_{18}}{C_{12}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{a_{28}}{C_{22}} & 0 \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$x = [\hat{v}_{11} \ \hat{v}_{21} \ \hat{v}_{12} \ \hat{v}_{22}]^T \quad (27)$$

$$u = \begin{bmatrix} \hat{\delta}_1 & \hat{\delta}_2 & \hat{v}_{cc} \end{bmatrix}^T \quad (28)$$

La dinámica del sistema a lazo abierto depende de los valores propios de la matriz A , los cuales se pueden calcular en forma numérica a partir de las raíces del polinomio característico:

$$B(s) = \det(sI_{4 \times 4} - A) = b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0 \quad (29)$$

Considerando el caso particular en que las dos celdas son idénticas, con el siguiente conjunto de parámetros:

$$\begin{cases} C_{11} = C_{21} = C_i \\ C_{12} = C_{22} = C_o \\ a_{11} = a_{21} = a_{x1} \\ \vdots \\ a_{18} = a_{28} = a_{x8} \end{cases} \quad (30)$$

Los coeficientes del polinomio característico para este caso resultan:

$$b_4 = C_i^2 C_o^2 \quad (31)$$

$$b_3 = \left[\frac{2C_o}{R_s} + \frac{2C_i}{R_L} + 2a_{x1} (C_i + C_o) \right] C_i C_o \quad (32)$$

$$b_2 = \left[\frac{2a_{x1} (C_o^2 + 2C_i C_o)}{R_s} + \frac{2a_{x1} (C_i^2 + 2C_i C_o)}{R_L} + \frac{4C_i C_o}{R_L R_s} + a_{x1}^2 (C_i^2 + C_o^2 + 4C_i C_o) + 2C_i C_o (a_{x6} + a_{x7}) (a_{x4} - a_{x3}) \right] \quad (33)$$

$$b_1 = \left[\frac{2a_{x1}^2 (C_i + 2C_o)}{R_s} + \frac{2a_{x1}^2 (C_o + 2C_i)}{R_L} + \frac{4a_{x1} (C_i + C_o)}{R_L R_s} + 2a_{x1}^3 (C_i + C_o) + 2(a_{x4} - a_{x3}) (a_{x6} + a_{x7}) \left(\frac{R_s C_o a_{x1} + 1}{R_s} + \frac{R_L C_i a_{x1} + 1}{R_L} \right) \right] \quad (34)$$

$$b_0 = \left[a_{x1}^2 + (a_{x4} - a_{x3}) (a_{x6} + a_{x7}) \right] \times \left[\frac{2a_{x1} (R_L + R_s) + 4}{R_L R_s} + a_{x1}^2 + (a_{x4} - a_{x3}) (a_{x6} + a_{x7}) \right] \quad (35)$$

La influencia de los parámetros de las celdas en la respuesta dinámica del convertidor a lazo abierto se puede estudiar utilizando los coeficientes expresados en (31)-(35) y calculando las raíces de (29).

4. Resultados de simulación

En esta Sección, se presentan resultados de simulación que permiten validar los modelos promediados y de pequeña señal del convertidor modular, comparando sus desempeños en régimen transitorio y permanente con el comportamiento del circuito conmutado del convertidor.

A su vez, se presentan resultados que permiten analizar el impacto de la diferencia paramétrica de las celdas en la distribución de tensiones y potencias en régimen permanente, y cómo se modifican las características dinámicas del convertidor en función de los parámetros del circuito.

4.1. Simulación del modelo promediado

El circuito de la Figura 1 se simuló en el software PSIM[®] mientras que la respuesta del modelo matemático se obtuvo utilizando Matlab-Simulink[®]. Los parámetros del convertidor utilizados durante la simulación se presentan en la Tabla 3. Se optó por utilizar dispositivos MOSFETs ideales en PSIM[®] con el fin de reducir el tiempo de cada simulación.

Tabla 3: Especificaciones del circuito simulado

Símbolo	Parámetro	Valor
P_o	Potencia nominal	8.8 kW
V_{cc}	Tensión de CC de la fuente	200 V
R_s	Resistencia interna de la fuente	1 Ω
R_L	Resistencia de la carga	10 Ω
C_{11}, C_{21}	Capacitancias de entrada de las celdas	470 μ F
C_{12}, C_{22}	Capacitancias de salida de las celdas	470 μ F
L_1	Inductancia de dispersión de T_1	25 μ H
L_2	Inductancia de dispersión de T_2	30 μ H
r_1	Resistencia serie equivalente celda 1	80 m Ω
r_2	Resistencia serie equivalente celda 2	100 m Ω
f_s	Frecuencia de conmutación	10 kHz

Como se detalla en la Tabla 3, la celda CPDA 1 del convertidor simulado posee una inductancia de dispersión L_1 cuyo valor es 16,6 % inferior al valor nominal de la inductancia L_2 , mientras que la resistencia r_1 posee un valor que es 20 % inferior al valor nominal de r_2 . Las simulaciones fueron realizadas con un mismo valor de desfase para cada celda CPDA, $\delta_1 = \delta_2 = \delta$.

En la Figura 3 se presenta la evolución temporal de las tensiones de los capacitores, las corrientes promedio de los puentes y el desfase δ en función del tiempo. Los resultados correspondientes al circuito conmutado se muestran de color anaranjado, mientras que la respuesta del modelo promediado se muestra en color negro.

Al inicio de la simulación todos los capacitores se encuentran descargados y el desfase es igual a 20°. En $t = 150$ ms se aplica un escalón de fase positivo de 30°. Luego del transitorio ocasionado por esta perturbación, en $t = 250$ ms se vuelve a aplicar un escalón de fase negativa igual a 40°.

Puede observarse que el modelo promediado representa fielmente a la dinámica de las tensiones en los capacitores del circuito conmutado, aún ante cambios significativos en el desfase aplicado a las celdas. Lo mismo sucede al comparar las corrientes de los puentes, en donde se optó por presentar los valores promediados obtenidos durante la simulación del circuito conmutado, en vez de sus valores instantáneos, para facilitar la comparación de los resultados.

Como se muestra en la Figura 3, las corrientes promedio de los puentes presentan oscilaciones en la respuesta transitoria ocasionada por un cambio en el desfase aplicado a las celdas. Una vez que las tensiones en los capacitores se estabilizan en su valor de régimen permanente, las expresiones dadas por 8 y 9 son iguales a cero, haciendo que $\langle i_{B11} \rangle = \langle i_{B21} \rangle = \langle i_1 \rangle$ e $\langle i_{B12} \rangle = \langle i_{B22} \rangle = \langle i_2 \rangle$.

En la Figura 4 se comparan los valores de tensión y corriente en régimen permanente obtenidos mediante la simulación del modelo promediado y del circuito conmutado, ante una variación del desfase δ comprendida entre 10° y 90°.

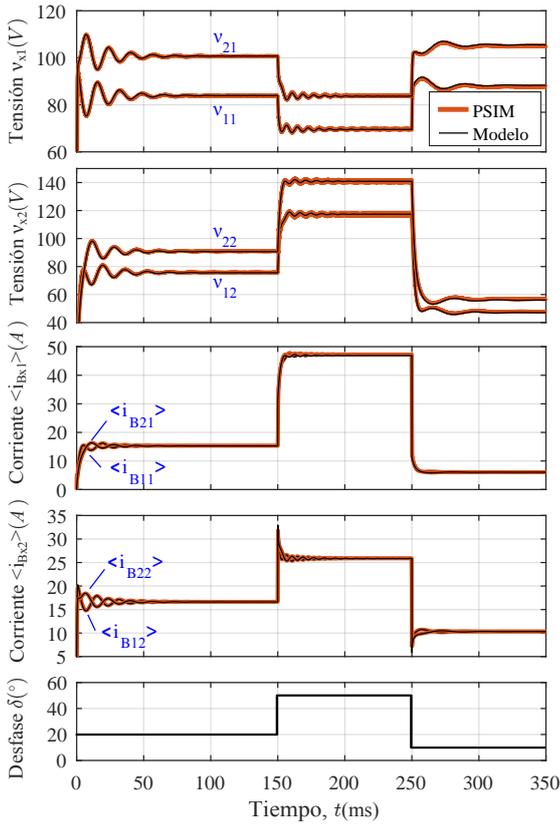


Figura 3: Respuesta temporal del modelo promediado y del circuito conmutado, ante perturbaciones en el desfase $\delta_1 = \delta_2 = \delta$.

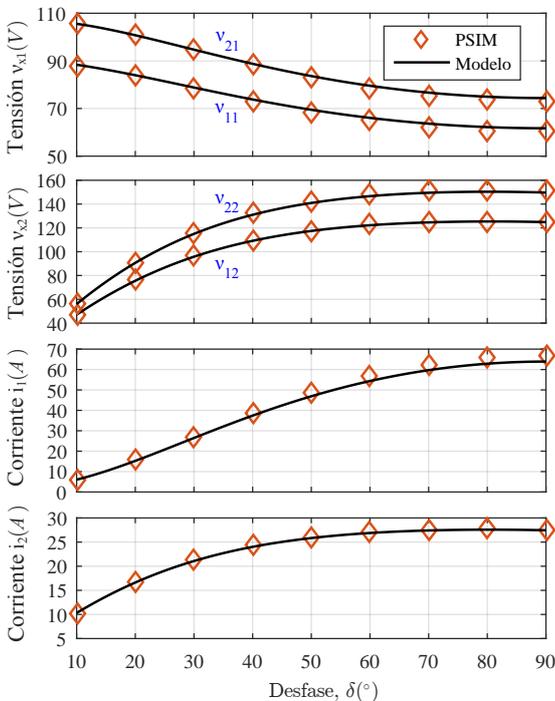


Figura 4: Comparación de los valores de tensión y corriente en régimen permanente del modelo promediado y del circuito conmutado.

Como se observa en la Figura 4, el reparto de tensiones en régimen permanente en los puertos de entrada y de salida de las celdas no es uniforme y esto se debe a que las celdas no son

idénticas. A medida que el desfase δ se incrementa, la tensión a la salida de las celdas aumenta de manera no lineal, y por ende, aumenta la potencia transferida a la carga. Al mismo tiempo, se produce una disminución en la tensión de entrada de las celdas, provocada por la caída de tensión que se produce en la resistencia R_s de la fuente de tensión que alimenta al convertidor.

A partir de los resultados mostrados en la Figura 3 y 4, puede observarse que el desempeño del modelo promediado se corresponde con los del circuito conmutado, tanto en régimen transitorio como permanente, para todo el rango de operación del convertidor.

4.2. Simulación del modelo de pequeña señal

Para validar el modelo de pequeña señal, a partir de un punto de operación del convertidor caracterizado por una determinada componente de CC del valor de desfase, Δ , se realizan pequeñas perturbaciones en la componente de CA de esta variable y se evalúa la respuesta del modelo.

La Figura 5 muestra la evolución temporal de la tensión en los capacitores, y δ en función del tiempo, para un punto de operación dado por $\Delta = 20^\circ$. Las perturbaciones $\hat{\delta}$ se aplicaron como se describe a continuación:

- a) En $t = 25$ ms: escalón positivo igual a 10 % de Δ .
- b) En $t = 40$ ms: escalón positivo igual a 20 % de Δ .
- c) En $t = 55$ ms: escalón positivo igual a 30 % de Δ .

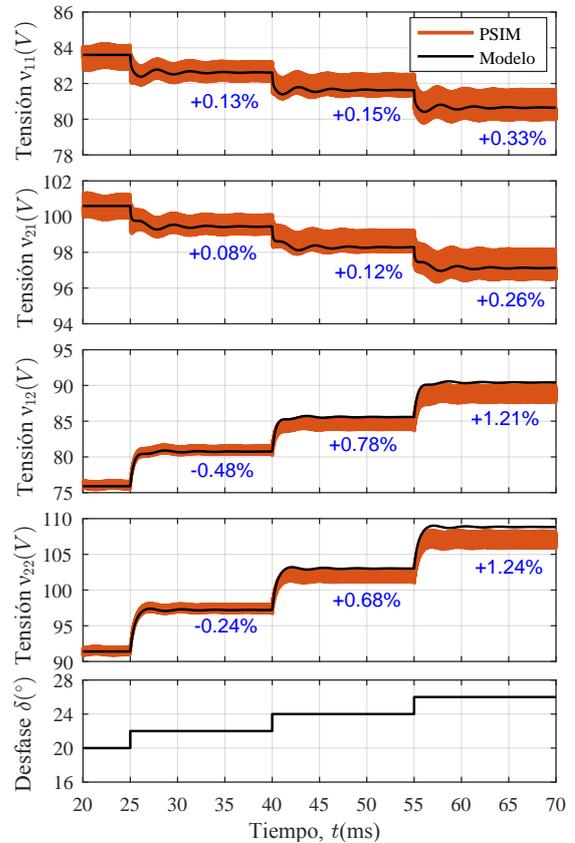


Figura 5: Respuesta temporal del modelo de pequeña señal para un punto de operación caracterizado por $\Delta = 20^\circ$, ante perturbaciones en el desfase $\hat{\delta}_1 = \hat{\delta}_2 = \hat{\delta}$. Junto a cada escalón se indica el error relativo porcentual entre la tensión en régimen permanente, estimada por el modelo y la tensión promediada obtenida en PSIM.

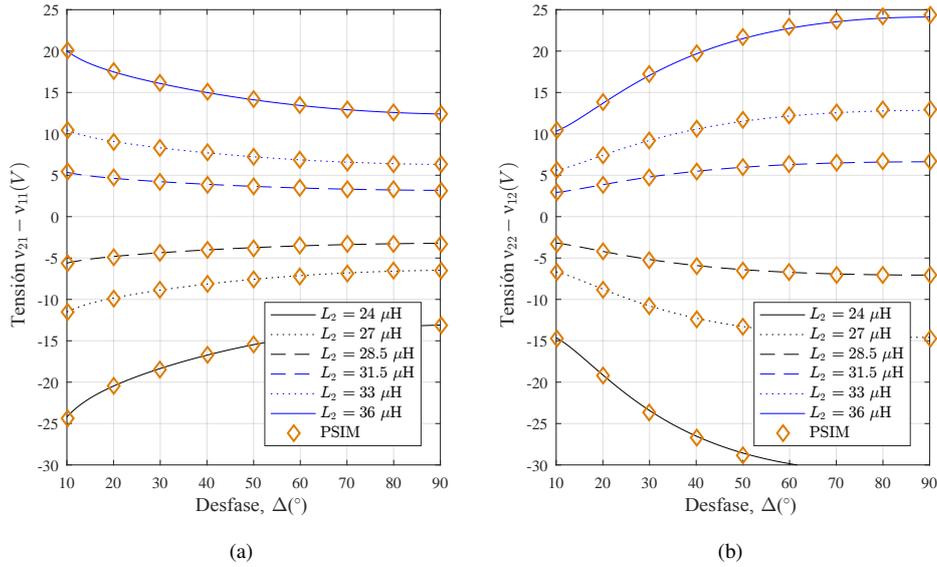


Figura 6: Diferencia de tensión en régimen permanente entre las celdas en el puerto de entrada (a) y en el puerto de salida del convertidor (b), cuando la inductancia de dispersión L_2 varía $\pm 5\%$, $\pm 10\%$ y $\pm 20\%$ respecto de su valor nominal.

En la Figura 5 se observa que la respuesta del modelo de pequeña señal es coincidente con la respuesta del circuito conmutado durante las dos primeras perturbaciones. A partir de la tercera perturbación, igual a un 30% respecto al valor de la componente de CC que define el punto de operación, comienza a existir una diferencia en régimen permanente entre ambas respuestas. Esto se debe a que el modelo de pequeña señal tiene validez en la proximidad del punto de operación escogido para linealizar el modelo promediado.

4.3. Distribución de tensiones y potencias en régimen permanente

El desbalance de tensiones en régimen permanente que existe entre las celdas cuando las mismas presentan diferencias paramétricas, se puede calcular empleando (21). Para efectuar este análisis se considera un valor de inductancia nominal de cada celda igual a 30 μH , y un valor de resistencia serie equivalente igual a 100 m Ω . El resto de los parámetros del convertidor simulado corresponden a los indicados en la Tabla 3.

En la Figura 6 se muestra la diferencia de tensión en régimen permanente entre las celdas en el puerto de entrada y de salida del convertidor, Figura 6(a) y Figura 6(b), respectivamente, cuando la inductancia L_2 varía $\pm 5\%$, $\pm 10\%$ y $\pm 20\%$ respecto de su valor nominal. El resto de los parámetros eléctricos del convertidor se mantuvieron constantes en sus valores nominales durante la simulación y se aplicó el mismo desfase a las dos celdas.

A partir de los resultados mostrados en la Figura 6, puede observarse que la celda CPDA con mayor inductancia de dispersión deberá soportar niveles de tensión superiores tanto en su puerto de entrada como de salida. En particular, el desbalance en las tensiones de salida de las celdas se incrementa a medida que aumenta el desfase aplicado, como puede apreciarse en la Figura 6(b).

La potencia media transferida en régimen permanente por los puertos de entrada y de salida de las celdas está dada por

(22) y (23), respectivamente. En régimen permanente se verifica que $I_{B11} = I_{B21} = I_1$ y $I_{B12} = I_{B22} = I_2$, por lo cual un desbalance en la distribución de las tensiones de las celdas causará que la potencia transferida por cada una de ellas no sea uniforme.

La Figura 7 muestra la distribución de potencia media de entrada y salida entre las celdas cuando $\Delta = 80^\circ$ y la inductancia L_2 varía $\pm 5\%$, $\pm 10\%$ y $\pm 20\%$ respecto de su valor nominal. Puede observarse que la celda con mayor inductancia de dispersión transfiere una potencia superior cuando se utiliza un único modulador para las dos celdas.

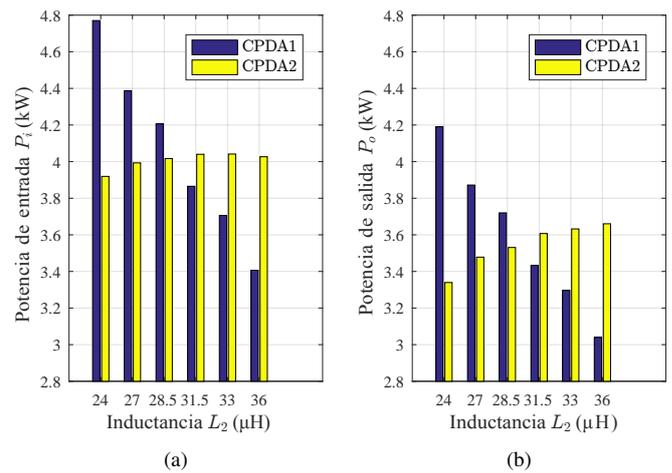


Figura 7: Potencia media de entrada (a) y de salida de las celdas (b), cuando la inductancia de dispersión L_2 varía $\pm 5\%$, $\pm 10\%$ y $\pm 20\%$ respecto de su valor nominal, con $\Delta = 80^\circ$.

Para un valor dado de L_2 , la diferencia entre la potencia P_i y P_o que se aprecia en la Figura 7(a) y Figura 7(b) se debe a las pérdidas de conducción asociadas a la resistencia serie equivalente de las celdas, que se incrementan a medida que aumenta

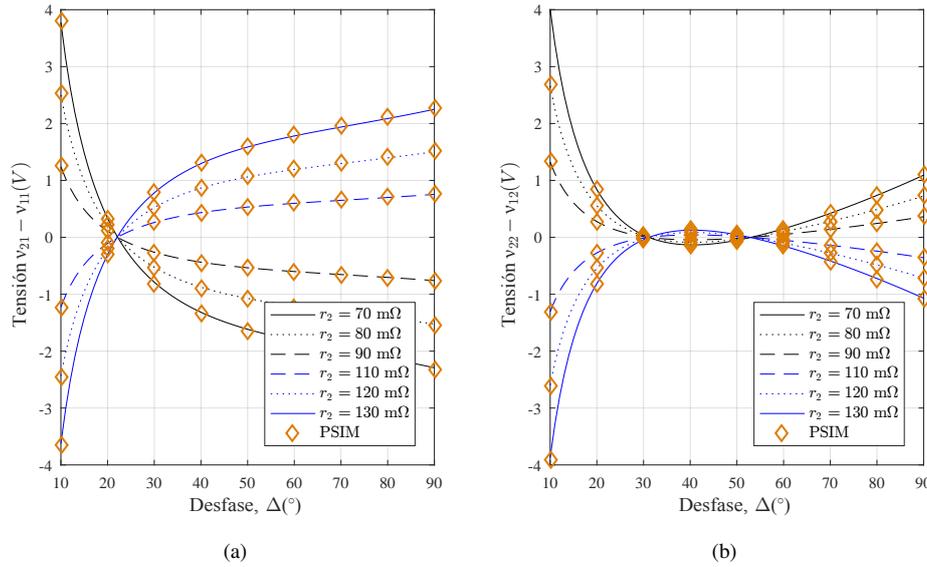


Figura 8: Diferencia de tensión en régimen permanente entre las celdas en el puerto de entrada (a) y en el puerto de salida del convertidor (b), cuando la resistencia r_2 varía $\pm 10\%$, $\pm 20\%$ y $\pm 30\%$ respecto de su valor nominal.

la corriente media que circula por los puentes de las celdas.

La misma simulación se efectuó para analizar la influencia de la resistencia r_2 en la distribución de tensiones y potencias entre las celdas. En la Figura 8 se muestra la diferencia de tensión en régimen permanente entre las celdas cuando la resistencia r_2 varía $\pm 10\%$, $\pm 20\%$ y $\pm 30\%$ respecto de su valor nominal, mientras el resto de los parámetros eléctricos del convertidor permanecen constantes en sus valores nominales. La Figura 9 muestra la distribución de potencia media de entrada y salida entre las celdas para esta simulación, con $\Delta = 80^\circ$.

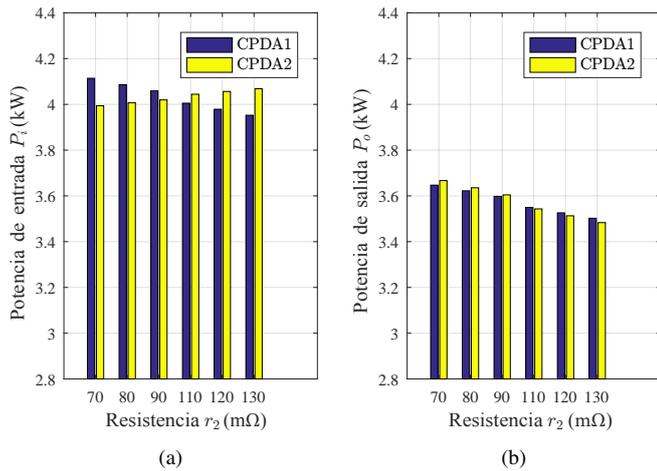


Figura 9: Potencia media de entrada (a) y de salida de las celdas (b), cuando la resistencia r_2 varía $\pm 10\%$, $\pm 20\%$ y $\pm 30\%$ respecto de su valor nominal, con $\Delta = 80^\circ$.

Como se observa en la Figura 8, la diferencia en la resistencia serie equivalente de las celdas no provoca un desbalance significativo en la distribución de tensión, tanto en los puertos de entrada como de salida del convertidor, para los valores con-

siderados de resistencia r_2 . Debido a esto, el reparto de potencias entre las celdas es más equitativo, como se puede apreciar en la Figura 9.

Nuevamente, para un valor determinado de r_2 , la diferencia entre la potencia P_i y P_o que se observa en la Figura 9(a) y Figura 9(b) se debe a las pérdidas de conducción asociadas a las resistencias serie equivalente, que son aproximadamente 500 W por celda, para el punto de operación considerado.

4.4. Características dinámicas a lazo abierto

Evaluando numéricamente la ubicación de los polos del sistema, que corresponden a las raíces del polinomio característico dado por (29), es posible conocer cómo se afecta la respuesta dinámica del sistema a lazo abierto ante la variación en alguno de los parámetros del circuito o los cambios en el punto de operación del convertidor.

En la Figura 10 se muestra la ubicación de los polos y ceros de la función de transferencia que relaciona la tensión $\hat{v}_{12}(s)$ con la entrada de control $\hat{\delta}_1(s)$, que puede calcularse como:

$$G_{v_{12},\delta_1}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{12}(s)}{\hat{\delta}_1(s)} \right|_{\hat{\delta}_2, \hat{v}_{cc}=0} = [0 \ 0 \ 1 \ 0] (sI - A)^{-1} B \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (36)$$

En esta figura se muestra una ampliación en la zona del plano s próxima al origen, donde se puede observar con mayor detalle que el sistema a lazo abierto es estable y posee un comportamiento sub-amortiguado, caracterizado por un par de polos complejos conjugados dominantes. A su vez, puede apreciarse en la Figura 10 la existencia de un cero en el semiplano derecho, asociado a la característica elevadora de tensión de las celdas CPDA (Paduvali et al., 2017).

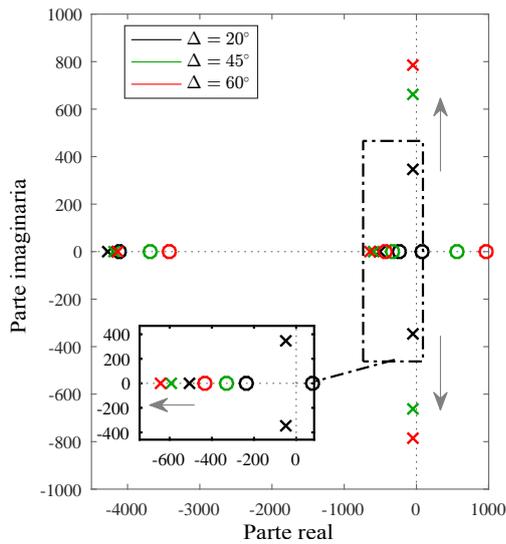


Figura 10: Ubicación de polos y ceros de la función de transferencia $G_{v_{12}, \delta_1}(s)$, para tres puntos de operación del convertidor.

A medida que se incrementa el desfase Δ aplicado a ambas celdas, los polos dominantes se desplazan en forma vertical alejándose del eje real, causando un aumento en la frecuencia natural y una disminución de la razón de amortiguamiento del sistema. Asimismo, también aumenta la separación que existe entre este par de polos y el siguiente polo ubicado sobre el eje real, como se indica mediante flechas.

En la Figura 11 y 12 se muestra la variación de la frecuencia natural de los polos dominantes para distintos valores de inductancia de dispersión y de capacitancia de salida de las celdas, en un amplio rango de operación del convertidor. El resto de los parámetros del convertidor se mantienen constantes en sus valores nominales. En líneas continuas y de a trazos se muestran los valores de frecuencia natural estimados a partir del modelo de pequeña señal, resolviendo (29), mientras que mediante rombos anaranjados se indica los resultados obtenidos mediante la simulación del circuito conmutado. Para ello, en PSIM se aplicó un escalón de pequeña magnitud en $\hat{\delta}_1(s)$ y se evaluó la frecuencia de los oscilaciones amortiguadas presentes en la respuesta temporal de la tensión v_{12} .

La potencia media transferida por cada celda CPDA es inversamente proporcional al valor de su inductancia de dispersión (De Doncker et al., 1991). Como puede observarse en la Figura 11, la utilización de inductancias de dispersión de bajo valor para que cada celda pueda transferir una mayor potencia media provoca un desplazamiento de la frecuencia natural de las oscilaciones a valores superiores.

Para cada una de las curvas obtenidas en la Figura 11 y 12, es importante observar que la frecuencia natural varía significativamente si el convertidor se pretende usar en un amplio rango de operación. Sin embargo, a partir de los resultados presentados en la Figura 12, se puede apreciar que el rango de variación de la frecuencia natural se puede disminuir si se incrementa la capacitancia de salida de las celdas, con el beneficio adicional de disminuir el rizado de las tensiones.

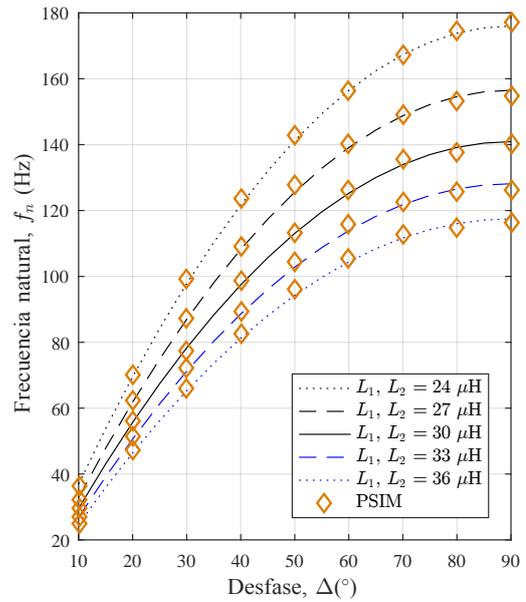


Figura 11: Frecuencia natural de los polos complejos conjugados, para distintos valores de inductancia de dispersión de las celdas y puntos de operación del convertidor, ante una perturbación en $\hat{\delta}_1(s)$.

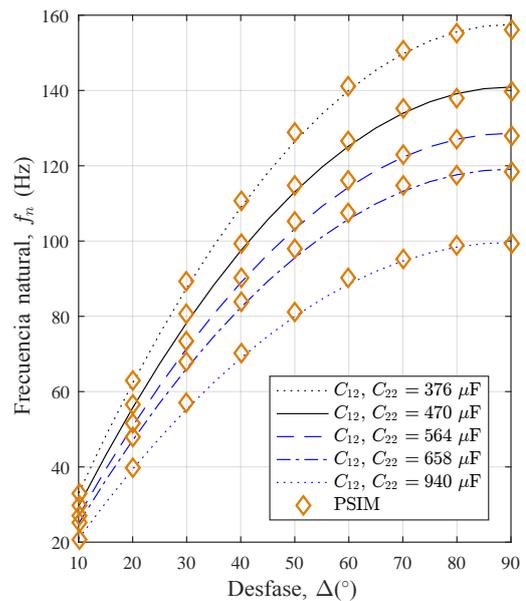


Figura 12: Frecuencia natural de los polos complejos conjugados, para distintos valores de capacitancia de salida de las celdas y puntos de operación del convertidor, ante una perturbación en $\hat{\delta}_1(s)$.

En la Figura 13 se muestra la razón de amortiguamiento de los polos dominantes para distintos valores de resistencia serie equivalente de las celdas. Un aumento en este parámetro produce un incremento en la razón de amortiguamiento, haciendo que las oscilaciones en las tensiones ante una perturbación en $\hat{\delta}_1(s)$ se extingan en menor tiempo, como se esperaba.

Este comportamiento se puede apreciar en la Figura 14, donde se presenta la respuesta temporal de la tensión v_{12} del circuito conmutado en trazos continuos para diferentes valores de resistencia serie equivalente, cuando ambas celdas se encuentran operando con un desfase $\Delta = 60^\circ$ y se aplica una pertur-

bación de pequeña amplitud $\hat{\delta}_1(s)$, de tipo escalón, en el modulador de la celda CPDA 1. Junto a cada respuesta temporal obtenida en PSIM se muestra en trazo discontinuo la envolvente correspondiente a la razón de amortiguamiento estimada a partir del modelo de pequeña señal.

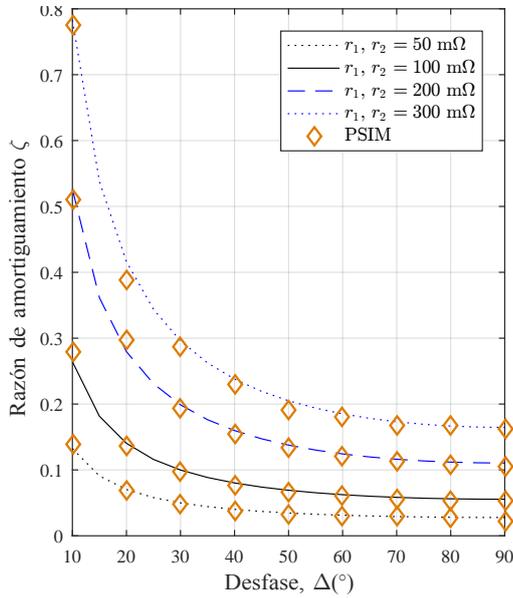


Figura 13: Razón de amortiguamiento de los polos complejos conjugados, para distintos valores de resistencia serie equivalente de las celdas y puntos de operación del convertidor, ante una perturbación en $\hat{\delta}_1(s)$.

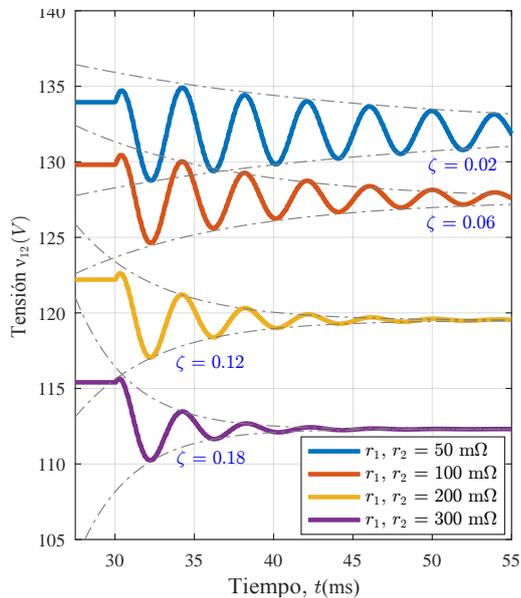


Figura 14: Respuesta temporal de la tensión v_{12} ante una perturbación en $\hat{\delta}_1(s)$, para distintos valores de resistencia r_1 y r_2 , con $\Delta = 60^\circ$.

En la Figura 14 también se puede observar que la frecuencia de las oscilaciones es independiente del valor de las resistencias r_1 y r_2 . A su vez, se puede apreciar que en el instante en que se aplica la perturbación, $t = 30$ ms, la tensión v_{12} responde inicialmente en la dirección opuesta al valor final que alcanza una vez extinguido el transitorio. Esta característica es propia de los

sistemas de fase no mínima y se debe al cero ubicado en el semiplano derecho de la Figura 10.

Los resultados presentados en esta Subsección permiten confirmar que la estimación de las características dinámicas obtenidas a partir del análisis del modelo de pequeña señal se corresponden con las medidas durante la simulación del circuito conmutado, y a su vez permiten disponer de información adicional acerca del comportamiento dinámico del convertidor para dimensionar los componentes principales de las celdas.

5. Resultados experimentales

En esta Sección se presentan resultados experimentales que permiten validar el modelo promediado tanto en régimen estacionario como transitorio. En la Figura 15 se muestra una fotografía del prototipo experimental, cuyos parámetros principales se presentan en la Tabla 4.

Para implementar los puentes B_{x1} y B_{x2} se utilizaron dispositivos semiconductores de potencia MOSFET, modelo IPW65R110CFDA, con un valor típico de resistencia en conducción igual a $R_{DS} = 110$ mΩ. La capacitancia de entrada y de salida de las celdas se obtuvo a partir de la conexión en paralelo de cuatro capacitores B43544A9477M000 de 470 μF $\pm 20\%$ cada uno.

En cada celda se utilizó un transformador de alta frecuencia con una relación de transformación unitaria, junto a un inductor auxiliar que permite alcanzar el valor de inductancia de dispersión requerida para transferir la potencia nominal de la celda.

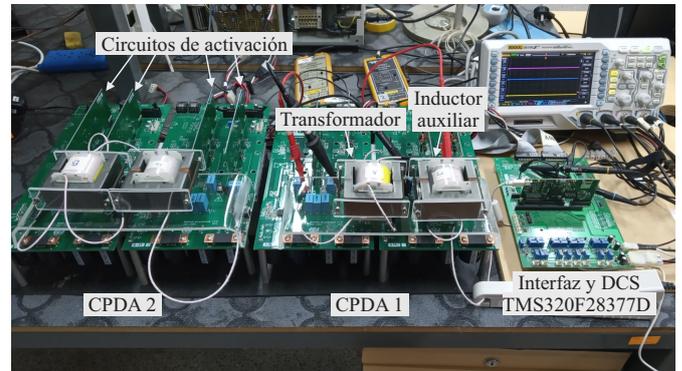


Figura 15: Fotografía del prototipo experimental del convertidor modular implementado.

Tabla 4: Especificaciones del circuito implementado

Símbolo	Parámetro	Valor
P_o	Potencia nominal de salida	625 W
V_{cc}	Tensión de CC de la fuente	200 V
R_s	Resistencia interna de la fuente	1.7 Ω
R_L	Resistencia de la carga	39.2 Ω
C_{11}, C_{21}	Capacitancias nominal de entrada	1600 μF
C_{12}, C_{22}	Capacitancias nominal de salida	1600 μF
L_1	Inductancia de dispersión de T_1	139.4 μH
L_2	Inductancia de dispersión de T_2	155.8 μH
r_1	Resistencia serie equivalente celda 1	627 mΩ
r_2	Resistencia serie equivalente celda 2	637 mΩ
f_s	Frecuencia de conmutación	20 kHz

Para estos componentes se utilizaron núcleos de ferrite modelo EE7032 y los bobinados se realizaron con cable Litz para minimizar las pérdidas causadas por el efecto pelicular. La inductancia de dispersión L_2 se ajustó para que exista una diferencia del 11 % respecto al valor de L_1 .

Los valores de inductancia de dispersión, resistencia del bobinado del inductor, r_{L_s} , resistencia del bobinado del transformador, r_{T_s} , y capacitancia de entrada y salida de las celdas, fueron determinados utilizando un medidor LCR *Agilent* U1733C. La resistencia serie equivalente de las celdas se calculó como (Krismer and Kolar, 2010):

$$\begin{aligned} r_1 &= 4R_{DS} + r_{L_1} + r_{T_1} \\ &= 440 \text{ m}\Omega + 19 \text{ m}\Omega + 168 \text{ m}\Omega \end{aligned} \quad (37)$$

$$\begin{aligned} r_2 &= 4R_{DS} + r_{L_2} + r_{T_2} \\ &= 440 \text{ m}\Omega + 19 \text{ m}\Omega + 178 \text{ m}\Omega \end{aligned} \quad (38)$$

Para generar la modulación y proteger las celdas ante eventos que generen sobretensiones o sobrecorrientes se utilizó un controlador digital de señales (DSC) de *Texas Instruments*, modelo TMS320F28377D, el cual opera a una frecuencia de 200 MHz con aritmética de punto flotante por hardware (FPU). Los algoritmos de modulación y configuración de las protecciones se programaron en lenguaje C.

En la Figura 16 se muestra el valor en régimen permanente de la tensión medida en los puertos de las celdas junto a la corriente de entrada y de salida del convertidor, las cuales son iguales a las corrientes i_{Bx1} e i_{Bx2} , respectivamente, como se describió en la Sección 4.1. Se efectuó una variación del desfase δ comprendida entre 10° y 90° .

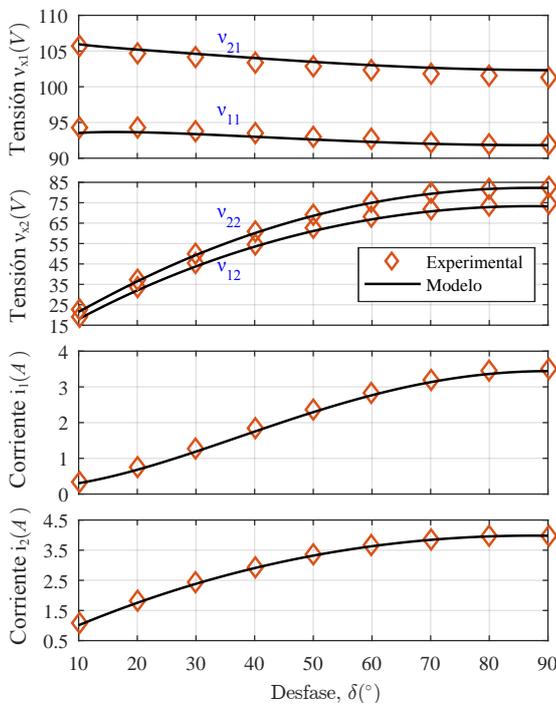


Figura 16: Comparación de los valores de tensión y corriente en régimen permanente estimados por el modelo y medidos experimentalmente.

Como se observa en la Figura 16, la celda 2 soporta niveles de tensión en su puerto de entrada y de salida superiores a los

soportados por la celda 1, en todo el rango de operación analizado. Esto se debe a que la inductancia de dispersión L_2 es mayor a la inductancia L_1 . Por este motivo, la potencia transferida por la celda 2 es superior a la potencia transferida por la celda 1.

Para validar la respuesta transitoria del modelo promediado, se efectuaron tres ensayos. En la Figura 17, se evalúa la respuesta temporal de las tensiones en los puertos de las celdas ante perturbaciones del tipo escalón en el desfase δ . Al inicio del ensayo, los capacitores C_{11} y C_{21} se encuentran cargados en sus valores de tensión en régimen permanente correspondientes a $\delta = 0^\circ$. En $t = 2.0$ s se aplica un escalón de fase positivo de 20° . Luego del transitorio ocasionado por esta perturbación, en $t = 5.6$ s se vuelve a aplicar un escalón de fase positivo igual a 20° . Por último, en $t = 8.8$ s se aplica un escalón de fase negativo de 10° .

En la Figura 18 y 19 se presenta la respuesta temporal de las tensiones en los puertos de las celdas ante una perturbación del tipo escalón en el desfase δ de 20° a 80° , y se analiza la frecuencia de las oscilaciones para dos valores distintos de capacitancia C_{x1} y C_{x2} . En cada figura se indica mediante el uso de cursores la frecuencia de las oscilaciones. Como se analizó en la Sección 4.4, a medida que disminuye el valor de capacitancia C_{x1} y C_{x2} , la frecuencia de las oscilaciones aumenta.

Como puede apreciarse en las Figuras 17 a 19, la respuesta dinámica obtenida utilizando el modelo promediado se corresponde con los resultados experimentales.

6. Conclusiones

En este trabajo se determinaron los modelos promediados y de pequeña señal de un convertidor CC-CC modular basado en la conexión serie en los puertos de entrada y de salida de dos celdas CPDA. Se describió el principio de funcionamiento del convertidor cuando se utiliza la estrategia de modulación convencional.

Se obtuvieron resultados de simulación de ambos modelos en el dominio del tiempo, a partir de los cuales pudo comprobarse que la respuesta del modelo promediado se corresponde con la hallada mediante simulación del circuito conmutado, tanto en régimen permanente como transitorio. Lo mismo ocurre cuando se analizan los resultados del modelo de pequeña señal, siempre que la perturbación no sea de un valor elevado que pueda producir que el convertidor se aleje, significativamente, del punto de operación. A su vez, se presentaron resultados experimentales obtenidos con un prototipo de laboratorio del convertidor, que permiten validar el modelo promediado.

A partir del análisis de la distribución de las tensiones y potencias en régimen permanente, los resultados sugieren la necesidad de implementar un sistema de control que ajuste en forma independiente los desfases δ_1 y δ_2 con el objetivo de lograr una distribución uniforme de tensiones y potencias entre las celdas, en especial ante diferencias superiores a $\pm 5\%$ en las inductancias de dispersión de las celdas. En caso de utilizar un único modulador, la celda con mayor inductancia de dispersión deberá soportar mayores tensiones en sus puertos de entrada y salida, y en consecuencia, también transferirá una potencia superior respecto de la potencia transferida por la celda restante.

Las características dinámicas del convertidor a lazo abierto varían significativamente con el punto de operación del conver-

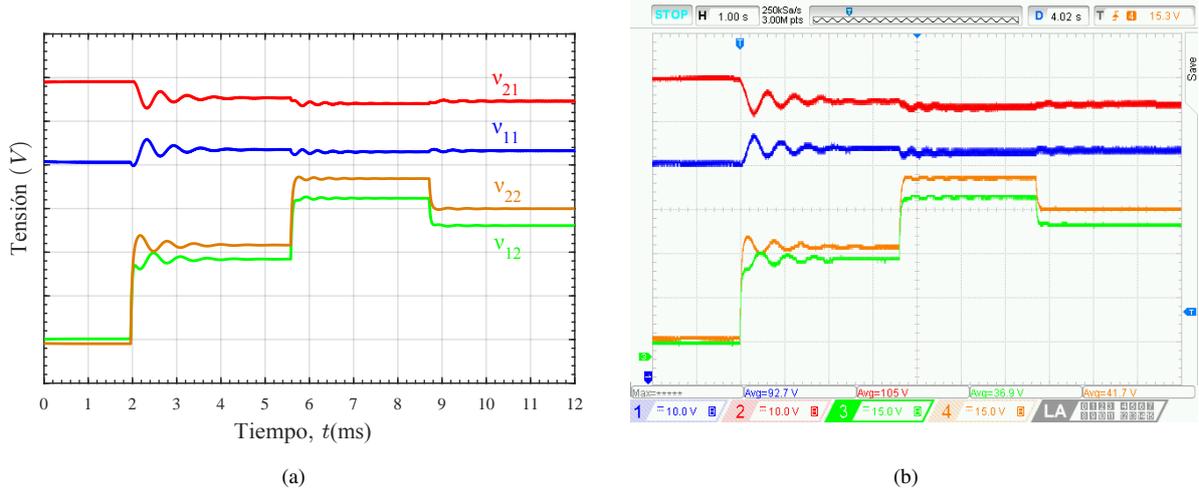


Figura 17: Respuesta temporal de las tensiones en los puertos de las celdas ante distintas perturbaciones en el desfase δ . Escalas: tiempo 1 s/div, v_{11} (CH1) y v_{21} (CH2), 10 V/div y -80 V de *offset*, v_{12} (CH3) y v_{22} (CH4), 15 V/div y -50 V de *offset*. (a) Resultados de simulación del modelo promediado. (b) Resultados experimentales.

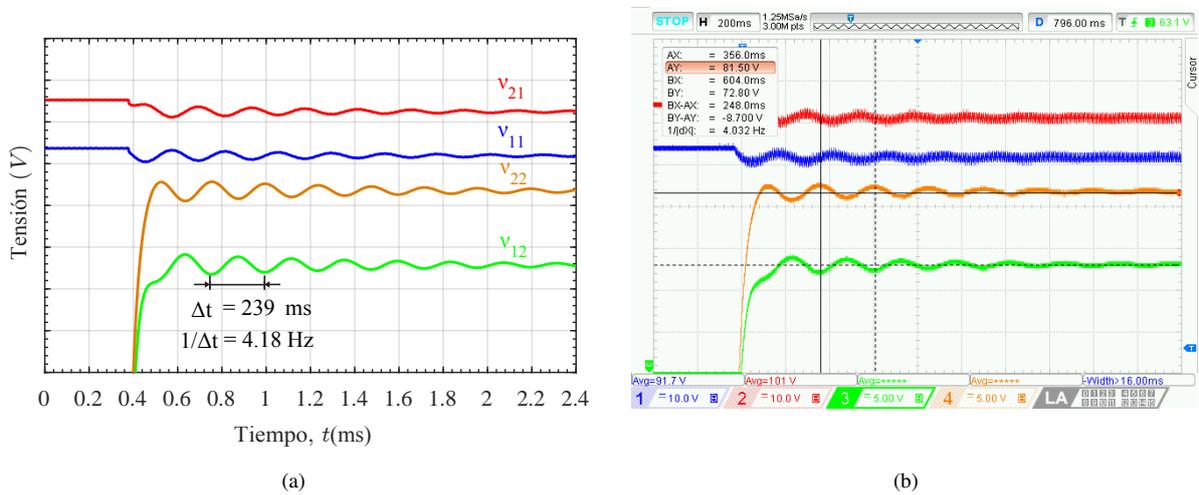


Figura 18: Respuesta temporal de las tensiones en los puertos de las celdas ante una perturbación del tipo escalón en el desfase δ de 20° a 80° , con C_{x1} y C_{x2} igual a $1600 \mu\text{F}$. Escalas: tiempo 200 ms/div, v_{11} (CH1) y v_{21} (CH2), 10 V/div y -80 V de *offset*, v_{12} (CH3) y v_{22} (CH4), 5 V/div y -80 V de *offset*. (a) Resultados de simulación del modelo promediado. (b) Resultados experimentales.

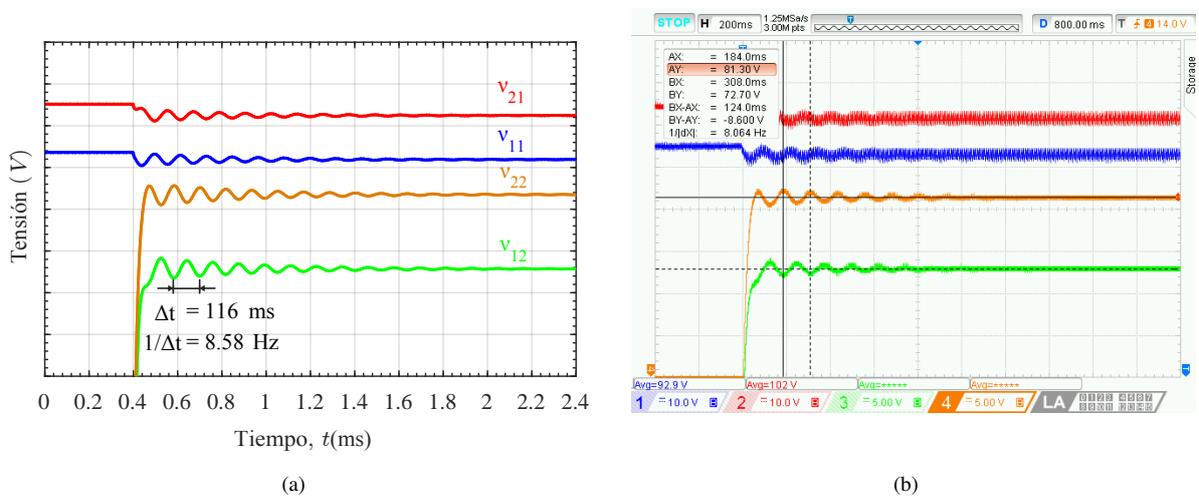


Figura 19: Respuesta temporal de las tensiones en los puertos de las celdas ante una perturbación del tipo escalón en el desfase δ de 20° a 80° , con C_{x1} y C_{x2} igual a $800 \mu\text{F}$. Escalas: tiempo 200 ms/div, v_{11} (CH1) y v_{21} (CH2), 10 V/div y -80 V de *offset*, v_{12} (CH3) y v_{22} (CH4), 5 V/div y -80 V de *offset*. (a) Resultados de simulación del modelo promediado. (b) Resultados experimentales.

tidor. En particular, la variación de la frecuencia natural de los polos que dominan la respuesta del sistema puede limitarse incrementando la capacitancia de salida de las celdas. A su vez, un aumento de las resistencias de los bobinados de los transformadores usados en las celdas permite incrementar el amortiguamiento del sistema, pero a expensas de un aumento significativo en las pérdidas del convertidor, en especial si el convertidor trabaja en un punto de operación caracterizado por un desfase Δ cercano a los 90° .

Agradecimientos

El presente trabajo fue soportado por la Secretaría de Ciencia y Técnica de la Universidad Nacional de Río Cuarto (SeCyT, UNRC), la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (FONCyT) a través del proyecto PICT 1663/2016, la Red MEIHAPER CYTED y la Universidad Nacional de Rafaela (UNRaf).

Referencias

- Bottion, A.J.B., Barbi, I., 2015. Input-series and output-series connected modular output capacitor full-bridge PWM DC-DC converter. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 62, 6213–6221.
- Briz, F., Lopez, M., Rodriguez, A., Arias, M., 2016. Modular power electronic transformers: modular multilevel converter versus cascaded H-bridge solutions. *IEEE Ind. Electron. Mag.* 10, 6–19.
- Chen, W., Ruan, X., Yan, H., Tse, C.K., 2009. DC/DC conversion systems consisting of multiple converter modules: stability, control, and experimental verifications. *IEEE Trans. Power Electron.* 24, 1463–1474.
- De Doncker, R.W.A.A., Divan, D.M., Kheraluwala, M.H., 1991. A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 27, 63–73.
- Hou, N., Li, Y.W., 2019. A tunable power sharing control scheme for the output-series DAB DC-DC system with independent or common input terminals. *IEEE Trans. Power Electron.* 34, 9386–9391.
- Huang, Y., Tse, C.K., Ruan, X., 2009. General control considerations for input-series connected DC/DC converters. *IEEE Trans. Circuits and Syst. I, Reg. Papers* 56, 1286–1296.
- Huber, J.E., Kolar, J.W., 2017. Optimum number of cascaded cells for high-power medium-voltage AC-DC converters. *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron.* 5, 213–232.
- Jovic, D., Taherbaneh, M., Taisne, J., Nguefeu, S., 2015. Offshore DC grids as an interconnection of radial systems: protection and control aspects. *IEEE Trans. Smart Grid* 6, 903–910.
- Krismser, F., Kolar, J.W., 2010. Accurate power loss model derivation of a high-current dual active bridge converter for an automotive application. *IEEE Trans. Power Electron.* 57, 881–891.
- Lee, S., Jeung, Y., Lee, D., 2019. Voltage balancing control of IPOS modular dual active bridge DC/DC converters based on hierarchical sliding mode control. *IEEE Access* 7, 9989–9997.
- Lian, Y., Holliday, D., Adam, G.P., Finney, S.J., 2015. Modular input-series-input-parallel output-series DC/DC converter control with fault detection and redundancy, in: 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 3495–3501.
- Liserre, M., Buticchi, G., Andresen, M., De Carne, G., Costa, L.F., Zou, Z.X., 2016. The smart transformer: impact on the electric grid and technology challenges. *IEEE Ind. Electron. Mag.* 10, 46–58.
- Liu, J., Yang, J., Zhang, J., Nan, Z., Zheng, Q., 2018. Voltage balance control based on dual active bridge DC/DC converters in a power electronic traction transformer. *IEEE Trans. Power Electron.* 33, 1696–1714.
- Lotfi, H., Khodaei, A., 2017. AC versus DC microgrid planning. *IEEE Trans. Smart Grid* 8, 296–304.
- Mueller, J.A., Kimball, J.W., 2018. An Improved Generalized Average Model of DC-DC Dual Active Bridge Converters. *IEEE Trans. Power Electron.* 33, 9975–9988.
- Oggier, G., 2009. Control para minimizar las pérdidas en convertidores CC-CC con puentes duales activos. Ph.D. thesis. Univ. Nac. del Sur, Fac. de Ing.. Bahía Blanca, Argentina. Tesis de Doctorado en Control de Sistemas.
- Oggier, G.G., García, G.O., Oliva, A.R., 2013. Analysis of the influence of switching related parameters in the DAB converter under soft-switching. *Lat. Am. Appl. Res.* 43, 121–129.
- Paduvali, V., Taylor, R.J., Balsara, P.T., 2017. Analysis of zeros in a boost DC-DC converter: state diagram approach. *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs* 64, 550–554.
- Pagliosa, M.A., Faust, R.G., Lazzarin, T.B., Barbi, I., 2016. Input-series and output-series connected modular single-switch flyback converter operating in the discontinuous conduction mode. *IET Power Electron.* 9, 1962–1970.
- Qin, H., Kimball, J.W., 2012. Generalized average modeling of dual active bridge DC-DC converter. *IEEE Trans. Power Electron.* 27, 2078–2084.
- Severns, R., Bloom, G., 1985. Modern DC-to-DC switchmode power converter circuits. Van Nostrand Reinhold electrical/computer science and engineering series, Van Nostrand Reinhold Co.
- Shah, S.S., Bhattacharya, S., 2017. Large & small signal modeling of dual active bridge converter using improved first harmonic approximation, in: 2017 IEEE Applied Power Electron. Conf. and Exposition (APEC), pp. 1175–1182.
- Soitau, N., Siddique, H.A.B., De Doncker, R.W., 2012. Comprehensive modeling and control strategies for a three-phase dual-active bridge, in: 2012 Int. Conf. on Renewable Energy Research and Appl. (ICRERA), pp. 1–6.
- Vechalapu, K., Hazra, S., Raheja, U., Negi, A., Bhattacharya, S., 2017. High-speed medium voltage (MV) drive applications enabled by series connection of 1.7 kV SiC MOSFET devices, in: 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 808–815.
- Zhang, F., Yang, X., Chen, W., Wang, L., 2020. Voltage Balancing Control of Series-Connected SiC MOSFETs by Using Energy Recovery Snubber Circuits. *IEEE Trans. Power Electron.* 35, 1–1.