

Modelo Dinámico de un Convertidor CC-CC con Puentes Duales Activos Trifásicos

Jonathan E. Ochoa Sosa¹, Rubén O. Núñez^{1,*}, Germán G. Oggier¹ y Guillermo O. García¹

¹Grupo de Electrónica Aplicada (GEA) / Instituto de Investigaciones en Tecnologías Energéticas y Materiales Avanzados (IITEMA) / CONICET

Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Río Cuarto. Ruta 36, km 601, 5800, Río Cuarto, Córdoba, Argentina

*Grupo de Investigación y Desarrollo en Ingeniería Electrónica (GID-IE) / Instituto de Materiales de Misiones (IMAM) / CONICET

Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Misiones. Juan Manuel de Rosas 325, 3360, Oberá, Misiones, Argentina

¹ j.e.ochoasosa@gmail.com

Abstract— This paper focuses on the modelling and dynamic analysis of the three-phase dual active bridge DC-DC converter. Based on the switching actions, the state-space average equations are derived, which gives the base to obtain the small-signal equations and equivalent small-signal circuit. Using these results, the open-loop control transfer functions are developed. Simulation results indicate that the proposed model is able to predict the dynamic behaviour of the system in a wide range of the frequency spectrum, and the results in time domain are in perfect agreement with the model predictions under disturbances of the control variable.

Resumen— Este documento se centra en el modelado y el análisis dinámico del convertidor CC-CC con puentes duales activos trifásico. A partir de la estrategia de modulación considerada, se obtienen las ecuaciones promediadas en espacio de estado, lo que proporciona la base para obtener las ecuaciones y el circuito equivalente de pequeña señal. Con estos resultados, se obtienen las funciones de transferencia de lazo abierto. Los resultados de simulación indican que el modelo propuesto es capaz de predecir el comportamiento dinámico del sistema en un amplio rango del espectro de frecuencias, y los resultados en el dominio del tiempo poseen una buena aproximación con las predicciones del modelo cuando se realizan perturbaciones de la variable de control.

I. INTRODUCCIÓN

Las crecientes preocupaciones de la sociedad moderna se centran en las fuentes de energía eléctricas seguras y de alta calidad [1]. Esto ha impulsado, en los últimos tiempos, investigaciones que hacen frente a estos requerimientos, en diferentes aplicaciones. Algunas de estas aplicaciones se encuentran, por ejemplo, los sistemas eléctricos alimentados por más de una fuente de energía, conocidos como generación distribuida, microrredes con alta penetración de energías renovables [2]-[3], [4]-[6] sistemas de transportes como los vehículos eléctricos, por sus siglas en inglés EV “*Electric Vehicles*” [7]-[9], vehículos eléctricos híbridos, por sus siglas en inglés HEV “*Hybrid Electric Vehicles*” [10], [11], sistemas de alimentación ininterrumpida, por sus siglas en inglés UPS “*uninterruptible power supplies*” [12]-[14], sistemas aeroespaciales [15], entre otras.

En las diferentes aplicaciones mencionadas anteriormente se han determinado que los requerimientos de una energía eléctrica segura y de alta calidad puede garantizarse con el uso de los sistemas de almacenamiento o acumulación de energía, por sus siglas en inglés ESS “*energy storage systems*”, normalmente basados en bancos de baterías y/o supercapacitores [31].

El intercambio de energía entre estas unidades de almacenamiento y el resto del sistema puede realizarse a través de convertidores CC-CC bidireccionales con el objetivo de controlar el flujo de energía en ambas direcciones y en algunos casos tener la posibilidad de adaptar diferentes niveles de tensiones [25]-[28]. Los convertidores CC-CC con Puentes Duales Activos (CPDA) son una opción interesante en estas aplicaciones.

Se han publicado varios trabajos sobre los CPDA monofásicos [26]-[28] y trifásicos (CPDA3) [30]-[8]. Los últimos se utilizan cuando se necesita una mayor densidad de potencia [8], [29].

Algunas ventajas del CPDA3 son menor corriente pico en los semiconductores de potencia, menor corriente eficaz en los filtros y un mayor factor de utilización del transformador [27], [29].

El modelado y la simulación son esenciales en el proceso de análisis y diseño en electrónica de potencia, ya que ayudan a obtener una mayor comprensión de la operación del circuito. Por otro lado, la necesidad de ciertas aplicaciones en las cuales es necesario controlar estos convertidores, surge la necesidad de determinar un modelo que describa la dinámica de estos y poder diseñar adecuadamente el controlador. En la actualidad existen diferentes técnicas de modelado de convertidores electrónicos [19], [24]. En estos trabajos plantean diferentes enfoques que dependen de la aplicación. Existen enfoques en los que se desprecian determinadas dinámicas del circuito para obtener un modelo simplificado el cual puede facilitar el diseñado del controlador, o realizar un modelo más completo que permita considerar todas las dinámicas del convertidor necesario para asegurar la estabilidad y robustez de los controladores [21]-[23].

En [18] se presenta un método de modelado de pequeña señal. El método busca linealizar el modelo promedio obtenido de los estados del convertidor, aplicando pequeñas perturbaciones entorno a un punto de operación. A partir del modelo promediado se puede obtener un circuito equivalente que represente la dinámica del convertidor.

En este trabajo se utiliza el método de modelado de pequeña señal para obtener las ecuaciones y circuito equivalente de pequeña señal que describen la dinámica de un CPDA3.

Se presentan resultados de simulación que permiten verificar la validez del modelo a través de las respuestas en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia.

Este trabajo está organizado de la siguiente manera: En la sección II se explica el principio de funcionamiento del CPDA3 y las consideraciones realizadas para la obtención del modelo dinámico cuando este funciona con un transformador conectado en estrella-estrella. En la sección III y IV se determina el modelo promediado y de pequeña señal del convertidor analizado. En la sección V se presentan las simulaciones que se utilizan para validar los modelos obtenidos. Finalmente, en la sección VI se exponen las conclusiones del trabajo.

II. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

En esta sección, se presenta el principio de funcionamiento del Convertidor CC-CC con Puentes Duales Activos Trifásicos cuando utiliza un transformador de alta frecuencia conectado en estrella-estrella (CPDA3YY), cuyo circuito simplificado se presenta en la Fig. 1 [29].

El principio de funcionamiento de este convertidor, se basa en el principio que la transferencia de potencia puede controlarse aplicando un determinado desfase (ϕ) entre las tensiones aplicadas a bornes del transformador.

En la Fig. 1 se representa un circuito simplificado del CPDA3YY, puede observarse que el mismo consta de dos puentes activos de tres piernas de semiconductores, B_1 y B_2 , que están relacionadas a través de un transformador trifásico, el cual puede operar con alta frecuencia para lograr una elevada densidad de potencia. Dependiendo de sentido del flujo de energía, los puentes trifásicos B_1 o B_2 funcionan como inversor o rectificador activo. En este trabajo, se analizará el flujo de energía desde una fuente de alimentación conectada en el lado de la tensión v_1 hacia una carga sobre el cual se tiene una tensión v_2 , en este caso el puente B_1 cumple la función de inversor y B_2 la de rectificador activo trifásico.

La estrategia de modulación utilizada consiste en generar una forma de onda de tensión cuadrada en cada lado del transformador, con un ciclo de trabajo del 50 % y una frecuencia de conmutación constante. De esta manera logran sintetizarse las formas de onda de las tensiones aplicadas a cada una de las fases del transformador, a partir de las tensiones de las barras de continua [29].

Para el análisis del CPDA3YY, se refieren las variables y parámetros a un lado del transformador considerando que se tiene una relación de transformación unitaria ($n=1$) y que

la inductancia de magnetización del transformador trifásico es de un valor suficientemente elevado, por lo que puede ser despreciada. Además, se asume que las resistencias de los bobinados del transformador son nulas, representándose el transformador por un circuito equivalente simplificado formado por una única inductancia por fase (L) [29], la cual es equivalente a la suma de las inductancias de dispersión de ambos lados del transformador.

La dinámica de la corriente para cada una de las fases, puede determinarse a partir de las formas de ondas ideales del CPDA3YY, representadas en la Fig. 2. Como puede observarse, se han definido seis intervalos de conducción en medio periodo de conmutación ($0 \leq \phi \leq \pi$).

Analizando la forma de onda de la corriente que circula por cada fase, puede determinarse su expresión en función de $\theta = \omega t$, para cada uno de los intervalos; donde t es el tiempo, y $\omega = 2\pi f$ donde f es la frecuencia de conmutación.

Dependiendo del valor que toma el desfase (ϕ) entre las tensiones aplicadas a bornes del transformador, el funcionamiento del convertidor queda definido mediante dos sistemas de ecuaciones: uno cuando $0 \leq \phi \leq \pi/3$ y otro cuando $\pi/3 \leq \phi \leq 2\pi/3$. En este trabajo, se muestran únicamente los del primer rango de variación del desfase ϕ .

La dinámica de la corriente i_a puede determinarse para medio periodo de conmutación, debido a la simetría impar que presenta la forma de onda. A su vez, el semiperíodo puede dividirse en seis intervalos establecidos por el valor de ϕ .

Resolviendo $i(\theta)$ en cada uno los seis intervalos, se tiene: Para $0 \leq \theta \leq \phi$:

$$i(\theta) = i(0) + \left[\frac{v_1}{3\omega L} (1+d) \right] \theta \quad (1)$$

Para $\phi \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$:

$$i(\theta) = i(\phi) + \left[\frac{v_1(1-d)}{3\omega L} \right] (\theta - \phi) \quad (2)$$

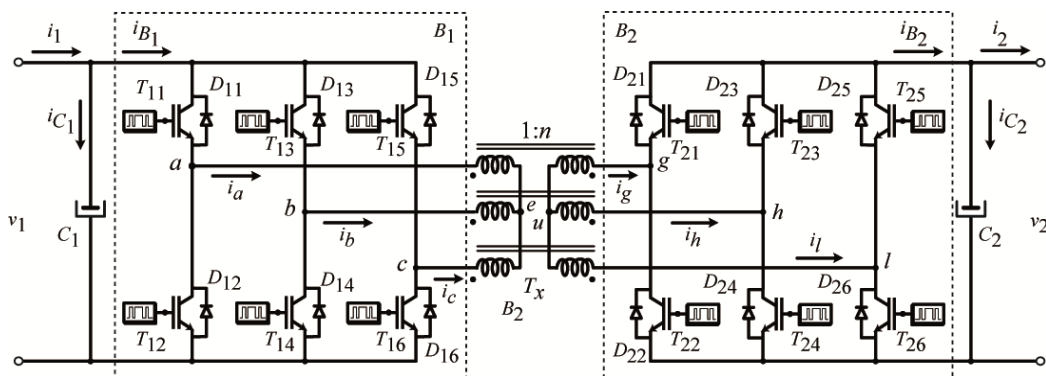


Fig. 1 Circuito simplificado de un Convertidor con Puentes Duales Activos Trifásicos, con el transformador conectado en estrella-estrella.

La dinámica de estas corrientes queda definida para cada uno de los seis intervalos, indicados en la Fig. 2, mediante las siguientes ecuaciones expresadas en función del tiempo:

$$C_1 \frac{dv_1(t)}{dt} = i_1(t) - i_{B_1}(t), \quad (13)$$

$$C_2 \frac{dv_2(t)}{dt} = i_{B_2}(t) - i_2(t). \quad (14)$$

Siendo $i_1(t)$ e $i_2(t)$ las corrientes de entrada y salida del convertidor, respectivamente.

Como puede apreciarse en (13) y (14), las corrientes en los capacitores dependen de las corrientes de entrada y salida de los puentes. Cuyas expresiones pueden determinarse a partir de las corrientes de fases deducidas anteriormente.

A continuación, se presentan las expresiones de la corriente en cada uno de los puentes, correspondientes a cada uno de los seis intervalos.

Para $0 \leq \theta \leq \phi$:

$$i_{B_1}(\theta) = -i_b(\theta), \quad (15)$$

$$i_{B_2}(\theta) = i_c(\theta), \quad (16)$$

Para $\phi \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$:

$$i_{B_1}(\theta) = -i_b(\theta), \quad (17)$$

$$i_{B_2}(\theta) = -i_b(\theta), \quad (18)$$

Para $\pi/3 \leq \theta \leq \pi/3 + \phi$:

$$i_{B_1}(\theta) = i_a(\theta), \quad (19)$$

$$i_{B_2}(\theta) = -i_b(\theta), \quad (20)$$

Para $\pi/3 + \phi \leq \theta \leq 2\pi/3$:

$$i_{B_2} = i_a(\theta), \quad (21)$$

$$i_{B_1}(\theta) = i_c(\theta), \quad (22)$$

Para $2\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi/3 + \phi$:

$$i_{B_1}(\theta) = -i_c(\theta), \quad (23)$$

$$i_{B_2}(\theta) = i_a(\theta), \quad (24)$$

Para $2\pi/3 + \phi \leq \theta \leq \pi$:

$$i_{B_1}(\theta) = i_b(\theta), \quad (25)$$

$$i_{B_2}(\theta) = -i_c(\theta), \quad (26)$$

Cada uno de los conjuntos de ecuaciones describe la evolución de las corrientes en el intervalo de tiempo considerado. Para combinarlas en un único conjunto de ecuaciones, se promedian sobre medio periodo de conmutación, lo que resulta en las siguientes ecuaciones temporales:

$$C_1 \frac{d\langle v_1(t) \rangle}{dt} = \langle i_1(t) \rangle - \langle i_{B_1}(t) \rangle, \quad (27)$$

$$C_2 \frac{d\langle v_2(t) \rangle}{dt} = \langle i_{B_2}(t) \rangle - \langle i_2(t) \rangle, \quad (28)$$

donde $\langle i_1(t) \rangle$ y $\langle i_2(t) \rangle$ son los valores promedio de las corrientes $i_1(t)$ y $i_2(t)$, respectivamente. Las expresiones de $\langle i_{B_1}(t) \rangle$ e $\langle i_{B_2}(t) \rangle$ fueron definidas anteriormente en las ecuaciones (12) y (9), respectivamente.

Los valores promedio pueden obtenerse a partir de las siguientes expresiones:

$$\langle i_1(t) \rangle = \frac{\langle v_{cc}(t) \rangle - \langle v_1(t) \rangle}{R_E}, \quad (29)$$

$$\langle i_2(t) \rangle = \frac{\langle v_2(t) \rangle}{R_C}, \quad (30)$$

donde $\langle v_{cc}(t) \rangle$ es la tensión promedio de alimentación, $\langle v_1(t) \rangle$ es la tensión promedio a bornes del capacitor C_1 , y $\langle v_2(t) \rangle$ es la tensión promedio a bornes de la carga. Las resistencias R_E y R_C son la resistencia serie de la fuente de entrada y la resistencia de carga, respectivamente.

Utilizando las ecuaciones (10) y (12) determinadas en la sección anterior, el conjunto de ecuaciones que representa la dinámica del convertidor se muestran en (31) y (32):

$$C_1 \frac{d\langle v_1(t) \rangle}{dt} = \left[\frac{\langle v_{cc}(t) \rangle - \langle v_1(t) \rangle}{R_E} \right] - \left[\frac{\langle v_2(t) \rangle}{\omega L} \phi \left(\frac{2}{3} - \frac{\phi}{2\pi} \right) \right] \quad (31)$$

$$C_2 \frac{d\langle v_2(t) \rangle}{dt} = \left[\frac{\langle v_1(t) \rangle}{\omega L} \phi \left(\frac{2}{3} - \frac{\phi}{2\pi} \right) \right] - \left[\frac{\langle v_2(t) \rangle}{R_C} \right]. \quad (32)$$

Puede deducirse que el sistema de ecuaciones indicado en (31) y (32) es no lineal, ya que se encuentran términos que poseen la multiplicación de variables. En la siguiente sección se presenta la linealización del modelo promediado obtenido.

IV. MODELO DE PEQUEÑA SEÑAL

En esta sección, se obtiene un modelo de pequeña señal del convertidor linealizado en un punto de operación determinado [17] y [18]. Para esto, se requiere determinar las características de estado estacionario y transitorio, a partir del modelo promediado. Con este objetivo, se separan las ecuaciones en términos de continua (CC) y términos de componentes en alterna de pequeña señal (CA), respectivamente. Las componentes de CA tienen una reducida amplitud entorno a un punto de operación nominal de funcionamiento del convertidor.

Para obtener el modelo en pequeña señal, se reemplaza cada una de las variables del modelo promediado indicado en (31) y (32), por las siguientes expresiones:

$$v_2 = V_2 + \tilde{v}_2, \quad (33)$$

$$\phi = \Phi + \tilde{\phi}, \quad (34)$$

$$v_{cc} = V_{cc} + \tilde{v}_{cc}, \quad (35)$$

$$v_1 = V_1 + \tilde{v}_1, \quad (36)$$

donde V_2 , Φ , V_{cc} y V_1 son los términos de CC de las variables del circuito y los términos \tilde{v}_2 , $\tilde{\phi}$, \tilde{v}_{cc} y \tilde{v}_1 corresponden sus términos de CA de pequeña señal. Se asume que los términos de CA cumplen con la siguiente condición:

$$\frac{\tilde{x}}{X} \ll 1, \quad (37)$$

donde \tilde{x} representa los términos de CA de pequeña señal y X a los términos de CC.

Sustituyendo en (31) y (32), las componentes de CC y CA correspondiente a cada variable y despreciando los términos de segundo orden, se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones:

Términos de CC:

$$0 = \left(\frac{1}{R_E}\right)V_{cc} - \left(\frac{1}{R_E}\right)V_1 + \left(-\frac{2}{3\omega L} + \frac{\Phi}{2\pi\omega L}\right)\Phi \quad (38)$$

$$0 = \left(\frac{2V_1}{3\omega L} - \frac{V_1\Phi}{2\pi\omega L}\right)\Phi - \left(\frac{1}{R_C}\right)V_2. \quad (39)$$

Términos de CA:

$$C_1 \frac{d(\tilde{v}_1)}{dt} = \left(\frac{1}{R_E}\right)\tilde{v}_{cc} - \left(\frac{1}{R_E}\right)\tilde{v}_1 + \left(\frac{\Phi^2}{2\pi\omega L} - \frac{2\Phi}{3\omega L}\right)\tilde{v}_2 + \left(-\frac{2V_2}{3\omega L} + \frac{V_2\Phi}{\pi\omega L}\right)\tilde{\phi}. \quad (40)$$

$$C_2 \frac{d(\tilde{v}_2)}{dt} = \left(\frac{2\Phi}{3\omega L} - \frac{\Phi^2}{2\pi\omega L}\right)\tilde{v}_1 + \left(\frac{2V_1}{3\omega L} - \frac{V_1\Phi}{\pi\omega L}\right)\tilde{\phi} - \left(\frac{1}{R_C}\right)\tilde{v}_2, \quad (41)$$

Mediante las ecuaciones correspondientes a los términos de CA, puede construirse un circuito eléctrico equivalente de pequeña señal, como se puede apreciar en la Fig. 3, definiendo las siguientes igualdades:

$$k_1 = \left(-\frac{2\Phi}{3\omega L} + \frac{\Phi^2}{2\pi\omega L}\right), \quad (42)$$

$$k_2 = \left(-\frac{2V_2}{3\omega L} + \frac{V_2\Phi}{\pi\omega L}\right), \quad (43)$$

$$k_3 = \left(\frac{2V_1}{3\omega L} - \frac{V_1\Phi}{\pi\omega L}\right), \quad (44)$$

$$k_4 = \left(\frac{2\Phi}{3\omega L} - \frac{\Phi^2}{2\pi\omega L}\right). \quad (45)$$

En la Fig. 3 se indican las corrientes \tilde{i}_1 , \tilde{i}_{b1} e \tilde{i}_{c1} correspondientes a las corrientes de CA de pequeña señal del CPDA3YY de alimentación, del puente y del capacitor C_1 , respectivamente. De igual manera se encuentran definidas las corrientes del puente del lado de la carga.

La ecuación (40) representa la corriente de CA a través del capacitor C_1 , como puede observarse está compuesto por una fuente de corriente dependiente $k_2\tilde{\phi}$, tres fuentes de

corrientes independientes $\left(\frac{1}{R_E}\right)\tilde{v}_1$, $\left(\frac{1}{R_E}\right)\tilde{v}_{cc}$ y $k_1\tilde{v}_2$. El primero de estos se representó en el circuito mostrado en la Fig. 3, mediante una fuente de tensión \tilde{v}_{cc} .

La ecuación (41) representa la corriente de CA que fluye a través del capacitor C_2 , los términos $k_4\tilde{v}_1$ y $k_3\tilde{\phi}$ representan fuentes de corrientes. Por último, la expresión $\left(\frac{1}{R_C}\right)\tilde{v}_2$ se representa la corriente de CA que circula por la carga.

Las fuentes de corrientes dependientes mostradas en circuito de pequeña señal, representan un equivalente de la suma de las corrientes en cada una de las fases del sistema trifásico.

Debido al espacio que se requiere para incluir una validación de todos los modelos desarrollados, en este trabajo se realiza una simplificación que considera $R_E \approx 0$, por consiguiente $\tilde{v}_1 = \tilde{v}_{cc}$ y asumiendo que la tensión de alimentación del convertidor es constante en un período de conmutación, se tiene $\tilde{v}_{cc} = \tilde{v}_1 = 0$. Por lo tanto, la ecuación (40) resulta igual a cero y la (41) resulta en la siguiente expresión:

$$C_2 \frac{d(\tilde{v}_2)}{dt} = \left(\frac{2V_1}{3\omega L} - \frac{V_1\Phi}{\pi\omega L}\right)\tilde{\phi} - \left(\frac{1}{R_C}\right)\tilde{v}_2 \quad (46)$$

Con el objetivo de validar el modelo de pequeña señal por medio de la respuesta en frecuencia, como se mostrará en la siguiente sección, se obtienen las siguientes funciones de transferencia:

$$G_1(s) = \frac{V_2(s)}{\Phi(s)} = \frac{\left[\left(\frac{2}{3} - \frac{\Phi}{\pi}\right)\left(\frac{V_1}{\omega LC_2}\right)\right]}{\left(s + \frac{1}{R_C C_2}\right)}. \quad (47)$$

$$G_2(s) = \frac{I_2(s)}{\Phi(s)} = \frac{\left[\left(\frac{2}{3} - \frac{\Phi}{\pi}\right)\left(\frac{V_1}{\omega LC_2 R_C}\right)\right]}{\left(s + \frac{1}{R_C C_2}\right)}. \quad (48)$$

$$G_3(s) = \frac{I_{b1}(s)}{\Phi(s)} = \left[\frac{V_1}{\omega L}\left(\frac{2}{3} - \frac{\Phi}{\pi}\right)\right] \quad (49)$$

V. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Con el objetivo de validar tanto el modelo promediado como el modelo de pequeña señal, determinados en este trabajo, se realizaron simulaciones numéricas y se compararon su desempeño tanto en régimen transitorio y de régimen permanente con el circuito conmutado del convertidor. El circuito conmutado corresponde al circuito eléctrico del convertidor CPDA3YY implementado en el software PSIM. Para la simulación de los modelos matemáticos se utilizó el *software* Simulink de Matlab.

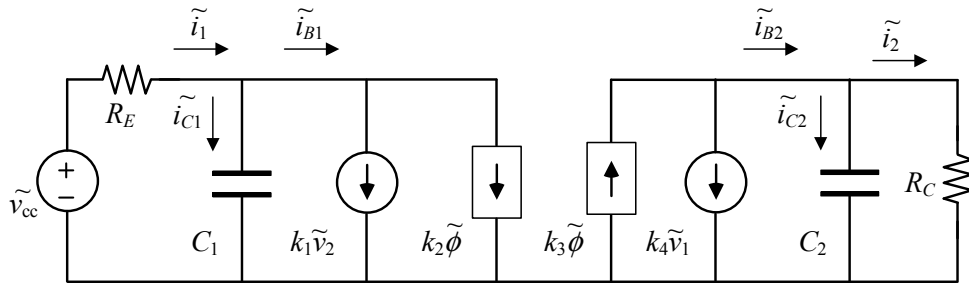


Fig. 3. Circuito equivalente de pequeña señal del CPDA3YY

Los parámetros de simulación utilizados son los que se muestran en la TABLA I.

TABLA I: PARÁMETROS DE SIMULACIÓN

Componente	Valor
L	$8 \mu\text{H}$
C_1, C_2	$100 \mu\text{F}$
v_{cc}	120V
R_C	$3,33 \Omega$
n	1
d	1

A. Resultados de Simulación del Modelo Promediado

En la Fig. 4 y Fig. 5 se muestran las formas de onda de la tensión y corriente de carga, tanto del modelo promediado como del circuito conmutado.

La simulación comienza con el funcionamiento del convertidor con un ϕ igual a 30° , correspondiente a una tensión nominal de la carga igual a 120V . A partir de los 40mseg se realiza un incremento de 15° , el cual corresponde a un incremento en la tensión de carga hasta 165V . Finalmente, a partir de los 65mseg se aplicó un desfase de -30° , con este cambio la tensión de salida se estableció en 65V .

A partir de los resultados obtenidos en las simulaciones puede concluirse que el modelo promediado representa fielmente el comportamiento del CPDA3YY.

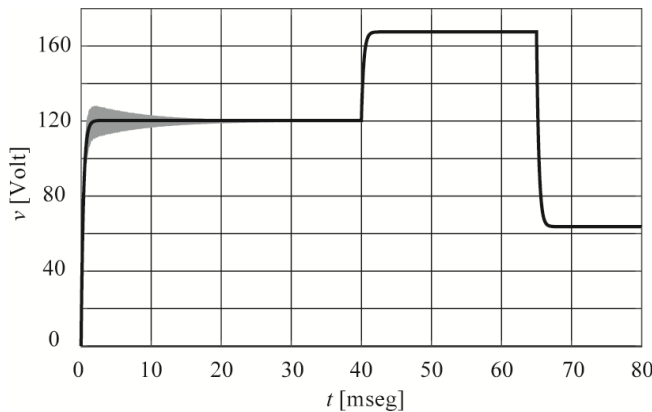


Fig. 4. Tensión de carga (v_2), en función de los cambios de ϕ . Circuito conmutado (gris), Modelo promedio (negro).

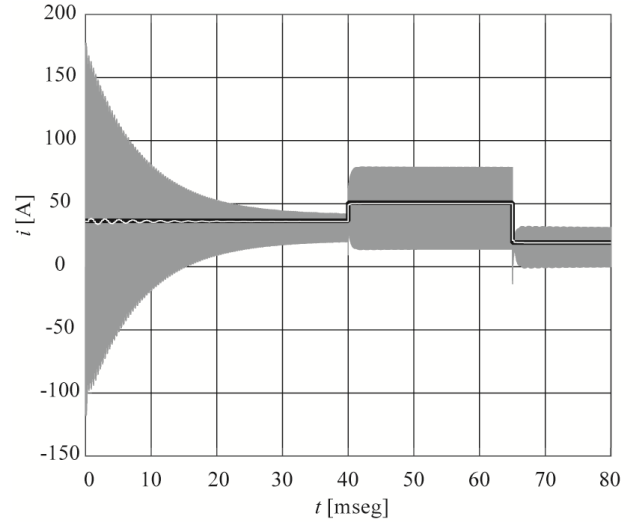


Fig. 5. Corriente de carga (i_2) en función de los cambios en ϕ . Circuito conmutado (gris) y Modelo promediado (negro). Corriente promedio del circuito conmutado ($\langle i_2 \rangle$) (blanco).

B. Resultados de Simulación del Modelo pequeña señal

De manera similar a la validación del modelo promediado, se valida el modelo de CA de pequeña señal del CPDA3YY, en base a la comparación del desempeño de este modelo, tanto en régimen transitorio como permanente, con la respuesta del circuito conmutado.

Para la validación del modelo se establece como punto de operación un valor de Φ igual a 30° , esto corresponde a una tensión sobre la carga igual 120V y una corriente 36A .

Una vez pasado la respuesta transitoria, a los 40mseg , se aplica un incremento $\tilde{\phi}$ igual a $9,1^\circ$; el cual corresponde a un aumento de la tensión de carga hasta un valor de 153V y una corriente de 46A . Finalmente, a los 66mseg se aplica un valor de $\tilde{\phi}$ igual a $3,9^\circ$; en consecuencia el valor tensión de carga aumenta a un valor igual a 168V , en el caso del circuito conmutado y 170V en el caso del modelo matemático.

Como se observa en las Fig. 6 y Fig. 7, al generar la primera perturbación ($\tilde{\phi}$), respecto al punto de operación del sistema (Φ), igual a 30° , la respuesta del modelo de pequeña señal es coincidente con la del circuito conmutado.

En el caso de la segunda perturbación puede observarse que el modelo matemático deja de ser coincidente al modelo conmutado, esto se debe a que la perturbación generada es

de un valor elevado que hace que la tensión se aparte de su región lineal.

Por lo tanto, el modelo determinado es capaz de seguir la respuesta del circuito conmutado para cambios de valores de $\tilde{\phi}$ menores a 13° , respecto al punto de operación. El error medido entre ambas respuestas, en este último caso, resulta es de 2 V.

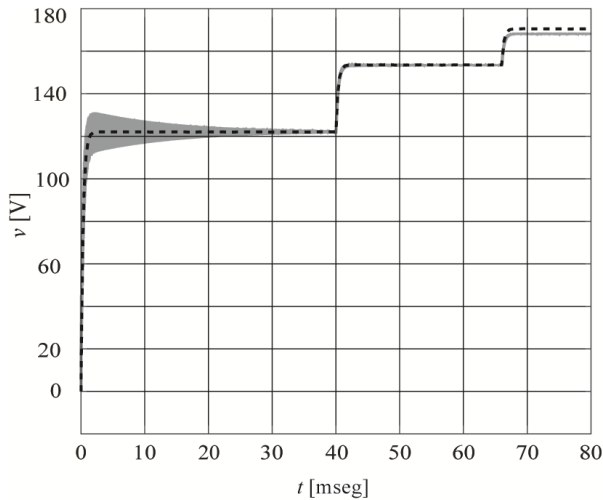


Fig. 6. Evolución de la tensión de carga (v_2). Circuito conmutado (gris) y Modelo de pequeña señal (línea de trazo en color negro).

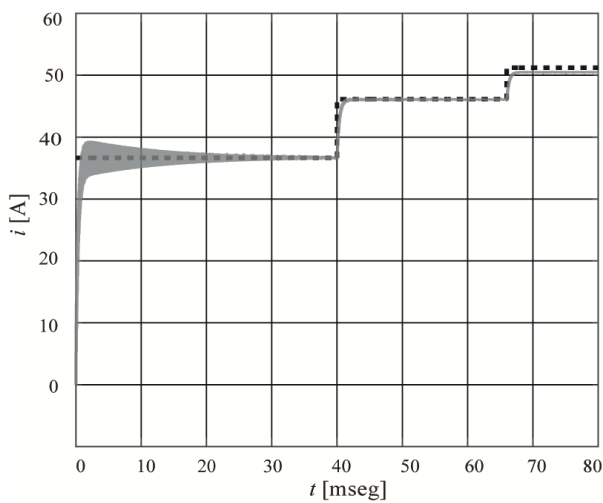


Fig. 7. Corriente de carga (i_2) obtenida para un punto de operación Φ y cambios de pequeña señal $\tilde{\phi}$: Circuito conmutado (gris), Modelo de pequeña señal (negro) y valor medio ($\langle i_2 \rangle$) de la corriente obtenida del circuito conmutado (blanco).

Además, se comparan la respuesta frecuencia del modelo de pequeña señal con la del circuito conmutado, a partir de las funciones de transferencia indicadas en (47)-(49). Los resultados se presentan en la Fig. 8, Fig. 9 y Fig. 10.

Como puede observarse la respuesta en frecuencia del modelo se aproxima a la respuesta obtenida del circuito conmutado.

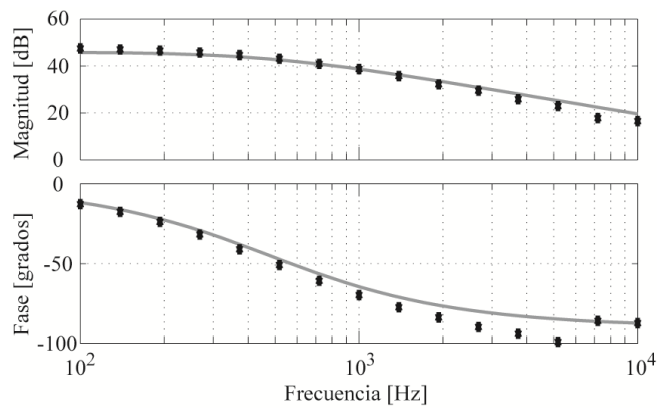


Fig. 8. Respuesta en frecuencia: Circuito conmutado (puntos) y función de transferencia G_1 (línea continua).

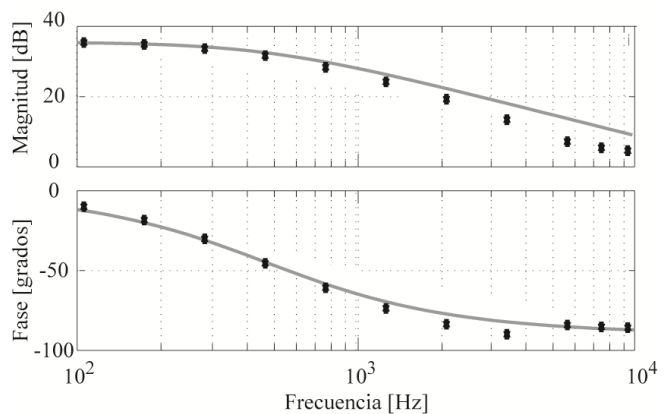


Fig. 9. Respuesta en frecuencia: Circuito conmutado (puntos) y función de transferencia G_2 (línea continua).

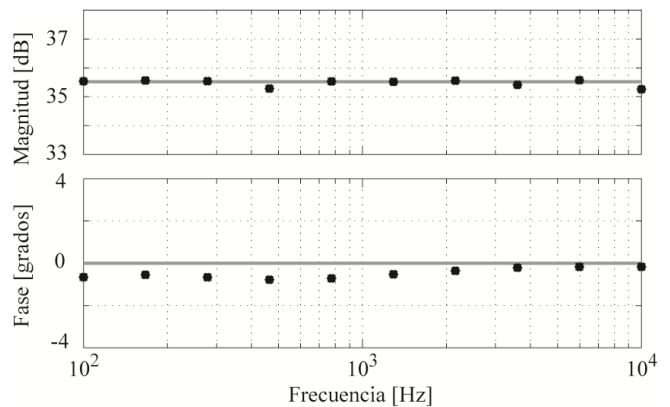


Fig. 10. Respuesta en frecuencia: Circuito conmutado (puntos) y función de transferencia G_3 (línea continua).

VI. CONCLUSIÓN

En este trabajo se obtuvo el modelo dinámico de pequeña señal de un convertidor CC-CC con puentes duales activos trifásicos, cuando su transformador de alta frecuencia es conectado en estrella.

Al comienzo del trabajo, se determinó el modelo promediado del convertidor, a partir del análisis de su comportamiento dinámico, en cada uno de los intervalos en el cual se dividió el medio período de conmutación.

Debido a que el modelo promediado está representado por un sistema de ecuaciones que son no lineales, para obtener una representación lineal se perturbaron cada una de

las variables del sistema con un término de CA de pequeña señal, lo que permitió obtener un conjunto de ecuaciones que describe el comportamiento dinámico en cercanías de un punto de operación determinado.

A partir del modelo de pequeña señal determinado, se obtuvo un circuito eléctrico equivalente de pequeña señal, con el cual puede analizarse la dinámica del CPDA3YY, aplicando simplemente la teoría de circuitos eléctricos.

Se obtuvieron resultados de simulación en el dominio del tiempo tanto de modelo promediado y del modelo de pequeña señal. Los resultados mostraron que todas las respuestas tenían un comportamiento coincidente entre los resultados obtenidos en la simulación del modelo y del circuito del conmutado del convertidor, mientras que la perturbación no sea de valor elevado, que pueda producir que el convertidor se aleje, en gran medida, fuera del punto de funcionamiento nominal.

Además, se realizaron simulaciones en el dominio de frecuencia, cuyos resultados demostraron que todas las respuestas de las funciones de transferencia obtenidas a partir del modelo de pequeña señal son muy similares con las obtenidas con el circuito del convertidor implementado en software PSim, para un amplio rango de frecuencias.

AGRADECIMIENTOS

El presente trabajo fue financiado por la Secretaría de Ciencia y Técnica de la Universidad Nacional de Río Cuarto (SeCyT, UNRC), el FONCyT de la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica y la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Misiones (UNaM).

REFERENCIAS

- [1] Nikos Hatziaargyriou, *Microgrids Architectures and Control*, 1st Ed. ISBN: 978-1-118-72068-4. United Kingdom. John Wiley and Sons Ltd, 2014.
- [2] N. Hatziaargyriou, H. Asano, R. Irvani, and C. Marnay, "Microgrids," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 5, pp. 78-94, 2007.
- [3] J.M Guerrero et al., "Distributed Generation: Toward a New Energy Paradigm," *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol. 4, no. 1, pp. 52-64, 2010.
- [4] Spro, O. C., Torres-Olguin, R. E., Korpás, M., 2015. *North sea offshore network and energy storage for large scale integration of renewables*. Sustainable Energy Technologies and Assessments 11, 142-147.
- [5] Dursun, E., Kilic, O., 2012. Comparative evaluation of different power management strategies of a stand-alone pv/wind/pemfc hybrid power system. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 34 (1), 81-89.
- [6] Ma, T., Yang, H., Lu, L., Peng, J., 2015. Optimal design of an autonomous solarwind-pumped storage power supply system. *Applied Energy* 160, 728-736.
- [7] N. H. Baars, J. Everts, H. Huisman, J. L. Duarte, and E. A. Lomonova, "A 80 kW Isolated DC-DC Converter for Railway Applications," *IEEE Trans. On Power Electron.*, 2015.
- [8] H. van Hoek, M. Neubert, and R. W. De Doncker, "Enhanced Modulation Strategy for a Three-Phase Dual Active Bridge - Boosting Efficiency of an Electric Vehicle Converter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 28, pp. 5499-5507, 2013.
- [9] A. Emadi, M. Ehsani, and J. Miller, *Vehicular Electric Power Systems*. New York, U.S.A.: Marcel Dekker, Inc., 2004.
- [10] G. A. Magallán, C. H. De Angelo, and G. O. Garcia, "A neighbourhood-electric vehicle development with individual traction on rear wheels," *International Journal of Electric and Hybrid Vehicles (IJEHV)*, vol. 2, pp. 115 - 136, 2009
- [11] Alireza Khaligh, Zhihao Li, "Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, No 6, pp. 2806 - 2814, July 2010.
- [12] J. M. Guerrero, L. G. de Vicuna, and J. Uceda, "Uninterruptible power supply systems provide protection," *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol. 1, pp. 28-38, 2007.
- [13] A. Emadi, A. Nasiri, and S. B. Bekiarov, *Uninterruptible Power Supplies And Active Filters: CRC Press*, 2005.
- [14] R. E. Carballo, F. Botterón, G. G. Oggier and G. O. Garcia, "Design approach of discrete-time resonant controllers for uninterruptible power supply applications through frequency response analysis," in *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 15, pp. 2871-2879, 12 14 2016. doi: 10.1049/iet-pel.2015.1059.
- [15] E. Mattos, A. M. S. S. Andrade, G. V. Hollweg, J. Renes Pinheiro and M. Lucio da Silva Martins, "A review of boost converter analysis and design in aerospace applications," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 16, no. 2, pp. 305-313, Feb. 2018. doi: 10.1109/TLA.2018.8327380.
- [16] M. Liserre, T. Sauter, and J. Y. Hung, "Future energy systems: Integrating renewable energy sources into the smart power grid through industrial electronics," *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol. 4, no. 1, pp. 18-37, 2010.
- [17] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins., *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, 3rd Ed. U.S.A.: Jhon Wiley and Sons, Inc., 2003.
- [18] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd Ed., Springer, 2001.
- [19] H. Qin and J. W. Kimball, "Generalized Average Modeling of Dual Active Bridge DC-DC Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 4, pp. 2078-2084, 2012.
- [20] P. R. Severns, E. G. Bloom, *Modern DC-to-DC Switchmode Power Converter Circuits*. Bloom Associates Inc., San Rafael, 1985.
- [21] Ogata, K., *Discrete Time Control Systems*, Prentice Hall, Estados Unidos, 1995.
- [22] Kuo, B.C., *Digital Control Systems*, Saunders College Pub., Estados Unidos, 1992.
- [23] Phillips C. L., H. T. Nagle y A. Chakraborty, *Digital Control System Analysis and Design*, 4th Ed., Pearson, Inglaterra, 2015.
- [24] R. D. Middlebrook, S. Cuk, *A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages*, *IEEE Power Electronics Specialists*, Conference Record, pp. 18-34, 1976.
- [25] S. Inoue and H. Akagi, "A Bidirectional Isolated DC-DC Converter as a Core Circuit of the Next-Generation Medium-Voltage Power Conversion System," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 22, pp. 535-542, 2007.
- [26] L. Rongyuan, A. Pottharst, N. Frohlike, and J. Bocker, "Analysis and design of improved isolated full-bridge bidirectional DC-DC converter," in *Power Electronics Specialists Conference, PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, 2004, vol.1, pp. 521-526, 2004.
- [27] M. N. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D. M. Divan, and E. D. Baumann, "Performance characterization of a high-power dual active bridge," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 28, pp. 1294-1301, 1992.
- [28] G. G. Oggier, G. O. Garcia, and A. R. Oliva, "Modulation Strategy to Operate the Dual Active Bridge DC-DC Converter Under Soft Switching in the Whole Operating Range," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 26, pp. 1228-1236, 2011.
- [29] R. W. A. A. D. Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 1, pp. 63-73, 1991.
- [30] Rubén O. Núñez, Germán. G. Oggier, Fernando Botterón y Guillermo O. García. "A comparative study of Three-Phase Dual Active Bridge Converters for renewable energy applications," *Sustainable Energy Technologies and Assessments Journal - Elsevier*. Vol.: 23, Issue: 7, pp. 1-10. Oct. 2017. ISSN: 2213-1388.
- [31] P. Patel, "New Ultrafast, Long-Lasting Aluminum Battery," in *IEEE SPECTRUM*, ed., 2015.