

Experimental Comparison of the Different Switching Techniques applied to Back-to-Back Converter connected to DFIG-based Wind Turbine for Harmonic Analysis

C.R. Jiménez-Román, *Student, IEEE*, E. Hernández-Mayoral, *Member, IEEE*, M. Madrigal, *Senior Member, IEEE*.

Abstract—To mitigate the fast-growing demand of electrical energy, the use of renewable energy resources (RES), e.g., solar and wind, can offer an environmentally friendly and sustainable solution. However, the massive penetration of power converters interfaced RESs in electric power systems introduces power quality issues, such as harmonic distortion and voltage variations. Therefore, these issues may lead to serious problems, such as cable and transformers overheating, harmonic overvoltage, and more related to harmonic resonances. This article quantifies the harmonic distortion produced by different switching techniques used in the back-to-back converter of the DFIG. The different switching techniques implemented are: SPWM, THIPWM and SVPWM. Modeling and simulation of the DFIG is carried out using the commercial software MATLAB-Simulink®. The model is validated with an experimental 3 kW DFIG prototype. Finally, the results obtained from the experimental tests corroborate the correct functioning of the proposed model.

Index Terms— Harmonic analysis, back-to-back power converter, switching techniques, DFIG.

I. INTRODUCCIÓN

Para la energía eólica el 2021 fue año difícil principalmente por los problemas en la cadena de suministro. Sin embargo, a pesar de estos contratiempos, las grandes compañías productoras de energía eólica doblegan esfuerzos, con el fin de recuperar la economía postcovid y, así, acentuar la transición energética. Según la Agencia Internacional de Energía (IEA) se prevé que para finales de 2022 se cuente con 21.5 GW de energía solar y 7.6 GW de energía eólica de los cuales los mayores productores son: USA, China, Alemania, España e India [1]. En México, la energía eólica, en conjunto con la fotovoltaica son las renovables variables de mayor crecimiento sobrepasando los 7 GW de capacidad instalada [2]. Igualmente, el fortalecimiento de la seguridad energética eléctrica y la reducción de las emisiones de gases de efecto invernadero han cobrado un enorme impulso en décadas anteriores. Por lo que, la integración de fuentes de energía renovable (FER) a gran escala con las redes eléctricas existentes ha aumentado significativamente en los últimos años. No obstante, esta integración plantea diversos desafíos tanto operativos como de planeación, comunicación y de control que dificultan la operación confiable y estable de las redes eléctricas [3].

C.R. Jiménez is with the Institute of Renewable Energies, National Autonomous University of Mexico, CP 62580, Temixco, México. (e-mail: crjiro@ier.unam.mx)

E. Hernandez is with the Institute of Renewable Energies, National Autonomous University of Mexico, CP 62580, Temixco, México. (e-mail: emhema@ier.unam.mx)

M. Madrigal is with the Morelia Institute of Technology, CP 58120, Morelia, México. (e-mail: manuel.mm@morelia.tecnm.mx)

Uno de los mayores desafíos en los sistemas eólicos es el uso de la electrónica de potencia, la cual ajusta la frecuencia del voltaje generado a la frecuencia de la red mediante convertidores de potencia (CPs), los cuales pueden ser: arrancador suave, rectificador no controlado, tándem, matricial, multinivel y back to back (B2B). Este último constituye una solución comercial extendida y relativamente económica para bajas potencias [4] frente a otras topologías como multinivel y matricial [5], [6]. El convertidor de potencia back to back (CP-B2B) está conformado por dos partes, el convertidor del lado de la máquina (CLM) y el convertidor del lado de la red (CLR), controladas por modulación de ancho de pulso, mismas que comparten su enlace de CD, lo que lo convierte en un CP bidireccional. Sin embargo, esta topología presenta desventajas latentes como el uso de capacitores de gran capacidad lo que genera grandes pérdidas energéticas debido a las altas frecuencias de conmutación. Otra desventaja importante es que tanto el CLM como CLR pueden producir señales armónicas del orden de los kHz e inyectarlas en las redes eléctricas degradando la calidad de la energía de acuerdo con el standard IEEE 519 [7]. Esto puede ocasionar una serie de efectos negativos en el funcionamiento de todos los equipos y, principalmente, en el rendimiento del Generador de Inducción Doblemente Alimentado (DFIG, por sus siglas en inglés).

A lo largo de los años se han desarrollado investigaciones respecto al CP-B2B y las técnicas de conmutación para aplicaciones muy específicas como la eólica e hidráulica [8]-[13]. Sin embargo, en la literatura revisada no se han reportado artículos que comparen las diferentes técnicas de conmutación implementadas en los CP-B2B para el análisis de propagación de armónicas en aerogeneradores de baja potencia que sean validadas de manera experimental. Por lo que, la motivación de este estudio se centra en llevar a cabo el análisis, modelado y validación de un DFIG de baja potencia conectado a la red eléctrica mediante un CP-B2B considerando diferentes técnicas de conmutación y comparar su desempeño mediante la medición del índice de la Distorsión Armónica Total (THD). Las mayores contribuciones de este trabajo se enlistan a continuación.

- Se detalla el modelo del CP-B2B a frecuencias armónicas y considerando las variables que lo relacionan con el DFIG para su correcta interconexión.
- Se diseña, modela y construye un CP-B2B de 3 kW de flujo de potencia bidireccional, el cual incluye el circuito de potencia, los circuitos de aislamiento y acondicionamiento, así como las fuentes de alimentación necesarias para la operación y los elementos de instrumentación (sensores de corriente y voltaje).

- Se desarrolla un prototipo experimental de baja potencia de un DFIG conectado a la red eléctrica mediante un CP-B2B para estudios de propagación de armónicas haciendo énfasis en la medición del THD de voltaje y corriente.
- Finalmente, se propone una discusión del modelo propuesto el cual puede ser usado en sistemas eléctricos de potencia, tanto a gran escala como a baja escala.

La estructura del artículo es la siguiente: en Sección II se describen las generalidades del CP-B2B así como los aspectos técnicos y operativos que lo distinguen de las otras topologías usadas en sistemas eólicos. En Sección III se describen las técnicas de conmutación de mayor aplicación en los CPs: SPWM, THIPWM y SVPWM, las cuales se modelan en MATLAB-Simulink®. En Sección IV se modela el DFIG, en estado estable, a frecuencias armónicas visto desde la fuente de voltaje de estator y del rotor, respectivamente. Al final se suman ambos efectos para obtener el modelo completo del DFIG para estudios de propagación de armónicas. En Sección V se validan y comparan los resultados obtenidos tanto por el modelo propuesto del DFIG como los obtenidos en la fase de experimentación. Finalmente, en Sección VI se dan claras y contundentes conclusiones de la investigación.

II. CONVERTIDOR DE POTENCIA BACK TO BACK (CP-B2B)

El CP-B2B es la topología de convertidor más utilizada en sistemas de energía eólica. Una ventaja técnica que ofrece esta topología es la estructura relativamente simple y el uso de pocos componentes, lo que contribuye a un rendimiento robusto y confiable. Sin embargo, a medida que aumenta el nivel de potencia y voltaje, el CP-B2B puede sufrir mayores pérdidas de conmutación, menor eficiencia y mayores voltajes tanto en el generador como en el transformador lo que dañaría gran parte del sistema. En la Fig. 1, se muestra el circuito de un CP-B2B trifásico que incluye doce interruptores semiconductores de potencia basados en transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT's, por sus siglas en inglés).

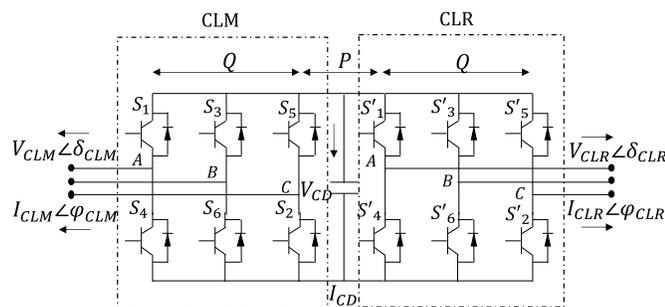


Fig. 1 Diagrama esquemático del CP-B2B trifásico.

En este sistema se pueden apreciar dos niveles de control, el cual incluye el control del CLM y del CLR. Éstos controlan la potencia activa y reactiva del DFIG usando técnicas de control vectorial. Ambos convertidores comparten un nodo común de corriente directa a través del capacitor C_{CD} , el cual permite que ambos convertidores se puedan controlar de manera independiente en un rango específico de potencia.

A. Convertidor del Lado del Rotor (CLM)

El CLM controla independientemente la potencia activa y reactiva del generador a través de los ejes $d-q$ (transformada de Park). De esta forma, la componente q de la corriente del rotor (I_{rq}) controla la potencia reactiva, y la componente d de la corriente del rotor (I_{rd}) controla el torque de la turbina eólica, y, por lo tanto, su velocidad. Para desacoplar la potencia activa y reactiva del generador, se implementa un control cuyo marco de referencia está orientado con el voltaje del estator del generador. Para la regulación de la potencia activa y reactiva y los lazos de corriente se utilizan controladores PI que disminuyen a cero el error de la velocidad del rotor.

B. Convertidor del Lado de la Red (CLR)

El CLR mantiene el voltaje de CD en un valor predefinido, independiente de la magnitud y dirección de la potencia del rotor, garantizando que la operación del convertidor sea con un factor de potencia unitario, es decir, que no genere ni consuma potencia reactiva. Para obtener el control independiente de los flujos de potencia activa y reactiva que fluyen entre la red eléctrica y el convertidor se utiliza un control vectorial en un marco de referencia orientado a lo largo de la posición del vector de voltaje del estator. El esquema PWM se realiza considerando una estrategia de regulación desacoplada, donde la corriente en el eje d regula el voltaje en el enlace de CD y la componente de corriente en el eje q controla la potencia reactiva para lo cual se utilizan controladores PI típicos con algoritmo antisaturación.

C. Enlace de CD

Se utiliza un enlace de CD para mantener el nivel de voltaje alrededor de un valor establecido en el CP a su vez que mejora la calidad y la eficiencia de la conversión de energía. Sin embargo, este enlace es la parte más débil del sistema, porque está sujeto a un voltaje constante causado por la corriente de alta frecuencia. Por esa razón, siempre se elige un valor grande para el capacitor, lo que aumenta el tamaño de todo el sistema y, a su vez, reduce la vida útil. Para superar este problema, la técnica de conmutación seleccionada debe considerar los períodos de sujeción aun cuando aumente la ondulación de la corriente. Esto se puede lograr modificando el desplazamiento de la PWM, de modo que coincidan los estados de sujeción de ambos convertidores. Sin embargo, al convertir la alimentación del sistema de CA a CD, el CP distorsiona la forma de la onda de la CA permitiendo que la corriente fluya solo durante una parte del ciclo. Esto da como resultado la generación de voltajes y corrientes armónicas en ambos lados de CA y CD. Por ejemplo, para un CP de 6 pulsos, las armónicas h generadas son principalmente del orden de $h = 6k$ en el lado de CD, y para el lado de CA será $h = 6k \pm 1$, sabiendo que k es un número entero. En general, es probable que un CP produzca señales armónicas de cualquier orden mismas que son causadas por condiciones no ideales que pueden aparecer como resultado de un desbalance de los voltajes de alimentación de CA, desbalances en las inductancias del rotor, lo que conduce a un desbalance en el ángulo de solapamiento o la activación asimétrica de los semiconductores de potencia.

III. TÉCNICAS DE CONMUTACIÓN

El principio de funcionamiento de los CP-B2B se basa en la implementación de técnicas de conmutación PWM. Por lo general, la adopción de estas técnicas tiene por objeto mejorar el comportamiento del sistema, reducir pérdidas de conmutación, incrementar la eficiencia de la conversión y mejorar la THD, entre otras. Cabe mencionar que la selección de la técnica de conmutación depende del grado de linealidad deseado, del rango de modulación, de la calidad en la forma de onda y de su implementación numérica sobre el microcontrolador. Para su aplicación en sistemas de conversión de energía eólica, los conceptos de conmutación del CP son una parte importante de la estructura de control ya que deben proporcionar características tales como amplio rango de operación lineal, mayor utilización de voltaje de salida, bajo contenido armónico de voltaje y de corriente, señales armónicas de baja frecuencia, operación en sobremodulación, y disminuir las pérdidas por conmutación. En esta sección se analizan tres técnicas de conmutación PWM: Senoidal (SPWM), Inyección de Tercer Armónica (STHPWM), y Vectores Espaciales (SVPWM). Estas técnicas de conmutación propuestas se simulan en MATLAB-Simulink®.

A. SPWM

Esta técnica emplea una forma de onda de referencia senoidal de baja frecuencia que se compara con las formas de onda triangulares de alta frecuencia denominadas ondas portadoras. Cuando se cruzan las ondas senoidales y portadoras, la fase de conmutación cambia. Para un sistema trifásico, se comparan las tres formas de onda de referencia senoidales de baja frecuencia desfasadas 120° entre sí, con las formas de onda triangulares del voltaje, obteniendo como resultado tres pulsos de conmutación para tres diferentes fases. La generación de los pulsos en la compuerta de conmutación se puede realizar por dos métodos: método de sobremodulación y método de modulación exacta. Para el método de sobremodulación, el valor del índice de modulación será de 2, mientras que, para el método de modulación exacta, el valor del índice de modulación será de 1. Esto significa que cuando el valor pico de la onda de referencia senoidal de baja frecuencia es alto en comparación con las ondas triangulares entonces el sistema está en sobremodulación y cuando el pico es igual a las ondas triangulares, entonces se llama modulación exacta. Sin embargo, el inconveniente de esta técnica es que el índice de THD es mayor, el índice de modulación m es menor, y la corriente producida es menor. No obstante, esta técnica ayuda a reducir la pérdida de calor en el estator [14].

B. THIPWM

La técnica de conmutación SPWM, aunque es fácil de entender y de implementar, es incapaz de utilizar por completo el voltaje de alimentación del enlace de CD. Debido a tal problema, la modulación de ancho de pulso senoidal con inyección de la tercera armónica (THIPWM) salió a la luz [15]. Esta técnica se utiliza, básicamente, para aumentar el factor de potencia y controlar el voltaje de salida del CLM. Además, este método mejora el rendimiento del CLM y esto lo consigue agregando una tercera señal armónica en la señal de referencia senoidal de baja frecuencia, obteniendo así un aumento de amplitud en la

forma de onda del voltaje de salida. La adición de la tercera armónica significa que, en un ciclo de onda senoidal, se deben completar tres ciclos de la señal armónica. Cuando el pico de la señal senoidal es $+1/6$ de la señal de tercera armónica entonces la amplitud de la frecuencia fundamental será igual a la unidad. Dado que durante una tercera parte del periodo de cada rama del CLM se desconecta, el calentamiento de los IGBT's se reduce. La salida del comparador se utiliza para controlar los interruptores del CLM.

C. SVPWM

La técnica SVPWM realiza evaluaciones de las señales de referencia del sistema trifásico, para encontrar su vector resultante, el cual se localiza, y se promedia con sus vectores adyacentes, para posteriormente aplicar los tiempos resultantes de la promediación, a las secuencias de conmutación adecuadas para entregar un voltaje trifásico senoidal. Al implementar esta técnica en el CLM permite obtener como resultado una menor distorsión armónica tanto en los voltajes como en las corrientes de salida, además permite una mejor utilización del enlace de CD, llegando a obtener mejores resultados que la técnica SPWM [16]. Para implementar esta técnica es necesario conocer las ecuaciones de voltaje en el marco de referencia abc y realizar la transformación correspondiente al marco de referencia estacionario $d-q$. Como resultado de estas transformaciones se tienen seis vectores activos y dos nulos los cuales se encuentran separados entre sí 60° formando la trayectoria característica del SVPWM, además de suministrar voltaje a la carga. La magnitud de los vectores activos es de $(2/3)V_{CD}$. Los vectores nulos están en el punto cero del plano complejo, y aplican 0 V a la carga.

IV. MODELO DEL DFIG A FRECUENCIAS ARMÓNICAS

Una de las configuraciones más representativas en los sistemas eólicos es el que se muestra en la Fig. 2, la cual utiliza un DFIG conectado a la red eléctrica mediante un CP-B2B. Su principal característica es que puede generar electricidad de un voltaje y frecuencia constante a diferentes velocidades de giro.

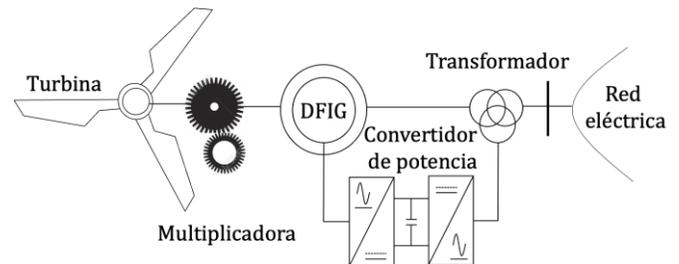


Fig. 2. Configuración del DFIG conectado a la red eléctrica.

En esta configuración el CP-B2B se encarga de adecuar las características eléctricas de las corrientes en el rotor, las cuales se adecúan a las propiedades de la red eléctrica cuando se capta potencia del rotor (régimen supersíncrono). Estas corrientes también se adecúan a las características eléctricas necesarias para mantener el voltaje eficaz y las frecuencias de las corrientes del estator a las de la red eléctrica.

Es sabido que en el DFIG se pueden generar señales armónicas tanto en el devanado del estator como del rotor las cuales tienen

cada una su propia frecuencia dependiendo de la fuente de voltaje que se trate, es decir, para el estator las frecuencias armónicas serían $f_{sh} = hf_s$ y para el rotor serían $f_{rh} = hf_r$, donde h es un número entero. Las frecuencias inducidas en el devanado del rotor de la máquina, debidas a las armónicas en el estator, no pueden llamarse armónicas de la frecuencia fundamental del rotor y viceversa. Por ello, es aconsejable analizar y modelar los efectos en el sistema desde ambos puntos de vista, es decir, vista desde el estator y rotor, respectivamente.

A. Análisis Armónico del DFIG Visto desde el Estator

Para modelar el comportamiento de la máquina con respecto a las corrientes armónicas del estator, primero se desarrolla el circuito equivalente, en estado estable, del DFIG visto desde el estator como se observa en la Fig. 3, el cual es excitado desde el estator con una fuente de voltaje armónica a frecuencia f_{sh} , estando el rotor corto-circuitado. Se debe considerar que todos los parámetros del DFIG se encuentran referidos al estator. La ecuación de voltaje obtenida a partir del circuito de la Fig. 3 es,

$$\begin{aligned} V_{sh} &= -(R_s + jhX_s)I_{sh} + jhX_M I'_{rh} \\ 0 &= R'_r/s_h + jh(X'_r + X_M)I'_{rh} - jhX_M I_{sh} \end{aligned} \quad (1)$$

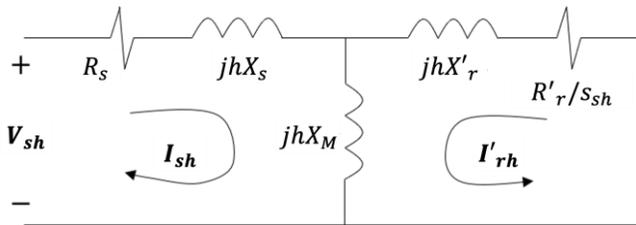


Fig. 3. Circuito equivalente armónico del DFIG visto desde el estator.

Donde R_s y R'_r son las resistencias del estator y rotor, respectivamente; $X_s = \omega_{es}L_{ls}$ y $X'_r = \omega_{er}L'_{lr}$ son las reactancias del estator y rotor; ω_{es} es la velocidad angular eléctrica que equivale a $2\pi f$ siendo f la frecuencia de la fuente de excitación. L_{ls} y L'_{lr} son las inductancias del estator y rotor, respectivamente. V_{sh} y V'_{rh} corresponden a los voltajes armónicos fasoriales del estator y rotor. Finalmente, I_{sh} e I'_{rh} son las corrientes fasoriales tanto del estator y del rotor. De (1), el deslizamiento armónico s_h , visto desde el estator, está definido por:

$$s_h = \frac{\pm h\omega_{es} - \omega_r}{\pm h\omega_{es}} \quad (2)$$

Para las armónicas en secuencia positiva se utiliza el signo (+) y para las de secuencia negativa se utiliza el signo (-). En este caso, el comportamiento de las armónicas de secuencia positiva es $h = 3k + 1$ y de secuencia negativa es $h = 3k - 1$ para $k = 1, 2, 3, \dots$ donde las armónicas más comunes son la 5, 7, 11, 13, 15, 17, ... conocidas como armónicas características. De (1) se obtienen las corrientes armónicas fasoriales debidas a la fuente de voltaje armónica en el estator, es decir, $I_{sh} = |I_{sh}| \angle \varphi_{sh}$ y $I'_{rh} = |I'_{rh}| \angle \varphi'_{rh}$. Su representación en el dominio del tiempo, en sus respectivos devanados, son,

$$\begin{aligned} i_{sh} &= |I_{sh}| \cos(h\omega_{es}t + \varphi_{sh}) \\ i_{rh} &= |I'_{rh}| \cos(s_h h\omega_{es}t + \varphi'_{rh} \pm \theta_{eff}) \end{aligned} \quad (3)$$

donde $\pm \theta_{eff}$ es el ángulo eficaz sabiendo que (-) es para secuencia positiva y (+) para secuencia negativa.

B. Análisis Armónico del DFIG Visto desde el Rotor

Para este caso, se considera que el DFIG se excita desde el rotor con una fuente de voltaje armónica a frecuencia f_{rh} estando el estator en cortocircuito. En la Fig. 4 se observa el circuito equivalente del DFIG con todos los parámetros referidos al rotor.

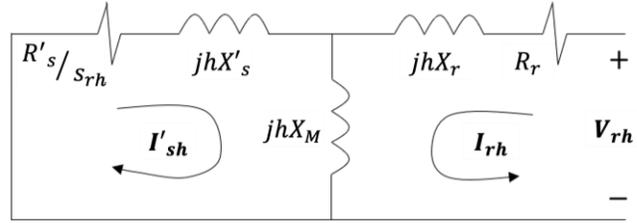


Fig. 4. Circuito equivalente armónico del DFIG visto desde el rotor.

La ecuación de voltaje obtenida a partir del circuito equivalente de la Fig. 4 es,

$$\begin{aligned} 0 &= -(R'_s/s_{rh} + jhX'_s)I'_{sh} + jhX_M I_{rh} \\ V_{rh} &= R_r + jh(X_r + X_M)I_{rh} - jhX_M I'_{sh} \end{aligned} \quad (4)$$

De (4), el deslizamiento armónico s_{rh} , visto desde el rotor, está definido por:

$$s_{rh} = \frac{\pm h\omega_{er} + \omega_r}{\pm h\omega_{er}} \quad (5)$$

El signo (+) se utiliza para las armónicas en secuencia positiva y para las armónicas de secuencia negativa se utiliza el signo (-). De (4) se obtienen las corrientes armónicas fasoriales debidas a la fuente de voltaje armónica en el rotor, es decir, $I_{rh} = |I_{rh}| \angle \varphi_{rh}$ y $I'_{sh} = |I'_{sh}| \angle \varphi'_{sh}$. Su representación en el dominio del tiempo, en cada uno de sus devanados, son,

$$\begin{aligned} i_{rh} &= |I_{rh}| \cos(h\omega_{er}t + \varphi_{rh}) \\ i_{sh} &= |I'_{sh}| \cos(s_{rh} h\omega_{er}t + \varphi'_{sh} \pm \theta_{eff}) \end{aligned} \quad (6)$$

donde (+) para secuencia positiva y (-) para secuencia negativa, respectivamente. Entonces, la solución completa para un DFIG está dada por la suma de los efectos de las dos fuentes de voltaje armónicas, es decir,

$$\begin{aligned} i_{sh} &= |I_{sh}| \cos(h\omega_{es}t + \varphi_{sh}) \\ &+ |I'_{sh}| \cos(s_{rh} h\omega_{er}t + \varphi'_{sh} \pm \theta_{eff}) \\ i_{rh} &= |I_{rh}| \cos(h\omega_{er}t + \varphi_{rh}) \\ &+ |I'_{rh}| \cos(s_h h\omega_{es}t + \varphi'_{rh} \pm \theta_{eff}) \end{aligned} \quad (7)$$

C. Armónicas de Secuencia Cero

Las ecuaciones del deslizamiento armónico tanto para el estator (2) como para el rotor (5) se utilizan para las armónicas que tiene el mismo comportamiento tanto para secuencia positiva como para secuencia negativa y son sólo válidas bajo condiciones balanceadas. Para el caso de secuencia cero, que corresponde a las armónicas $h = 3k$, el circuito de la Fig. 3 no es válido debido a que para secuencia cero el DFIG trabaja con los sus devanados desacoplados, donde las ecuaciones de voltaje son representadas como,

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{sh} &= (R_s + jhX_s)\mathbf{I}_{sh} \\ \mathbf{V}_{rh} &= (R_r + jhX_r)\mathbf{I}_{rh} \end{aligned} \quad (8)$$

De (8) se obtienen las corrientes armónicas fasoriales debidas a sus respectivas fuentes de voltaje, es decir, $\mathbf{I}_{sh} = |\mathbf{I}_{sh}| \angle \varphi_{sh}$ y $\mathbf{I}_{rh} = |\mathbf{I}_{rh}| \angle \varphi_{rh}$. Su representación en el dominio del tiempo, en sus respectivos devanados, son

$$\begin{aligned} i_{sh} &= |\mathbf{I}_{sh}| \cos(h\omega_{es}t + \varphi_{sh}) \\ i_{rh} &= |\mathbf{I}_{rh}| \cos(h\omega_{er}t + \varphi_{rh}) \end{aligned} \quad (9)$$

Finalmente, la solución general para condiciones balanceadas incluyendo las fuentes de voltaje a frecuencias armónicas en el estator está dada por (10).

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{CLR} &= \sum_{h=1}^H |\mathbf{I}_{sh}| \cos(h\omega_{es}t + \varphi_{sh}) \\ &+ \sum_{h=1,3k+1}^H |\mathbf{I}'_{sh}| \cos(s_{rh}h\omega_{er}t + \varphi'_{sh} + \theta_{eff}) \\ &+ \sum_{h=1,3k-1}^H |\mathbf{I}'_{sh}| \cos(s_{rh}h\omega_{er}t + \varphi'_{sh} - \theta_{eff}) \end{aligned} \quad (10)$$

De esta ecuación, se representa lo siguiente: la primera sumatoria de (10) está dada por todas las armónicas de la corriente debido a la fuente de voltaje no senoidal en el estator que incluye las armónicas de secuencia positiva, negativa y cero. La segunda sumatoria de (10) está dada por las armónicas de la corriente debido al efecto de inducción de las armónicas de la fuente de voltaje de secuencia positiva en el rotor. La última sumatoria de (10) está dada por todas las armónicas de la corriente debido al efecto de inducción de las armónicas de la fuente de voltaje de secuencia negativa en el rotor. La misma interpretación de (10) es para (11). Es importante recalcar que estas ecs. representan las corrientes que se presentan en el rotor y estator de la máquina, respectivamente. Por lo que el modelo del DFIG queda representado por (10) y (11) para estudios de propagación de armónicas en estado estable.

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{CLM} &= \sum_{h=1}^H |\mathbf{I}_{rh}| \cos(h\omega_{er}t + \varphi_{rh}) \\ &+ \sum_{h=1,3k+1}^H |\mathbf{I}'_{rh}| \cos(s_h h\omega_{es}t + \varphi'_{rh} - \theta_{eff}) \\ &+ \sum_{h=1,3k-1}^H |\mathbf{I}'_{rh}| \cos(s_h h\omega_{es}t + \varphi'_{rh} + \theta_{eff}) \end{aligned} \quad (11)$$

V. VALIDACIÓN

El prototipo experimental usado para la validación del modelo propuesto se muestra en la Fig. 5, el cual consiste en un DFIG de 3 kW, 230/400 V y 11.5 A que es impulsado por una caja multiplicadora (transmisión 4.5:1) misma que accionada por un simulador de viento compuesto por un motor de 10 HP conectado a un variador de frecuencia trifásico que reemplaza a la turbina eólica para controlar la velocidad de giro. La velocidad de viento considerada es de 14 m/s. El estator del DFIG se conecta a la red

mediante un transformador trifásico de tres devanados de 440 V, mientras que el rotor está conectado al CP-B2B de 3 kW. Los parámetros del CP-B2B, DFIG y del prototipo experimental se enlistan en la Tabla I, II y III, respectivamente. Cabe mencionar que el voltaje de salida del CLM se obtiene utilizando un DSP-TMS 320F28 el cual interactúa con MATLAB-Simulink, reduciendo así los esfuerzos en la generación de los pulsos. Este DSP tiene 6 módulos ePWM (Enhanced PWM) los cuales generan señales PWM deseadas ya que el control digital que utiliza un DSP brinda precisión y mejora el rendimiento del sistema.

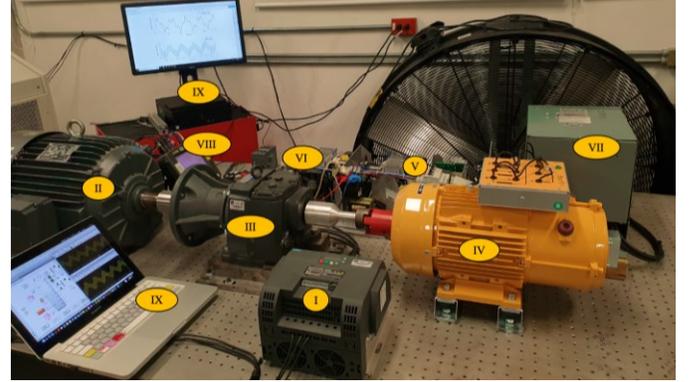


Fig. 5. Prototipo experimental del DFIG conectado a la red eléctrica.

TABLA I.
PARÁMETROS DEL CP-B2B

| Parámetros | 3 kW |
|-----------------------------------|---------|
| Voltaje en el enlace de CD | 600 V |
| Frecuencia de señal de referencia | 60 Hz |
| Frecuencia de conmutación CLM | 5 kHz |
| Frecuencia de conmutación CLR | 2.5 kHz |
| Índice de modulación | 1 |
| Capacitancia | 1000 uf |
| Resistencia de acoplamiento | 1e-3 Ω |
| Inductancia de acoplamiento | 3e-5 H |

TABLA II.
PARÁMETROS DEL DFIG.

| Parámetros | 3 kW |
|---------------------------------------|---------------------------|
| Número de polos | 4 |
| Coefficiente de Inercia | 0.089 kg · m ² |
| Corriente de línea nominal | 5.8 A |
| Voltaje de línea a línea | 230/400 V |
| Par electromagnético | 11.9 N.m |
| Frecuencia nominal | 60 Hz |
| Resistencia del estator (R_s) | 0.435 Ω |
| Resistencia del rotor (R_r) | 0.816 Ω |
| Reactancia del estator (X_s) | 7.5 Ω |
| Reactancia del rotor (X_r) | 7.5 Ω |
| Reactancia de magnetización (X_M) | 26 Ω |
| Velocidad del rotor | 1500 rpm |

TABLA III.
PARÁMETROS DEL PROTOTIPO EXPERIMENTAL

| No. | Equipo | Parámetros |
|------|------------------------|---|
| I | Variador de frecuencia | 480 V, 35.5 A, Motor: 20 HP. |
| II | Motor de inducción | 10 HP, 460 V, 17.3 A. |
| III | Caja multiplicadora | Relación 4.5:1, 12.5 kW |
| IV | DFIG | 230/400 V, Δ/Y, 4.5 A. |
| V | CLM | IGBT: 1MBH30D, 4.5 kW |
| VI | CLR | IGBT: 1MBH30D, 4.5 kW |
| VII | Transformador | 480 V, conexión Δ-Y-Y |
| VIII | Analizador de redes | PowerPad, Mod. 3945-B. |
| IX | Computadora | Software MATLAB-Simulink® 2022 ^o |

A continuación, se analizan tres estudios de casos en donde se implementan en el CP-B2B las diferentes técnicas de conmutación: SPWM, THIPWM y SVPWM considerando las especificaciones previas. Los resultados obtenidos con el modelo propuesto en este estudio son validados mediante el montaje experimental.

A. Estudio del Caso 1: Implementación de la Técnica SPWM en el CP-B2B para Estudios de Propagación de Armónicas.

En este caso, el DFIG es excitado con una fuente de voltaje trifásica senoidal de 400 V a 60 Hz en el devanado del estator mientras que el devanado del rotor se excita con una fuente de voltaje trifásica no-senoidal de 400 V a 45 Hz. La técnica de conmutación SPWM se utiliza para activar los interruptores del CLM y generar la forma de onda del voltaje del rotor mostrada en la Fig. 6. Los componentes armónicos de la fuente de voltaje del rotor se enlistan en la Tabla IV. En esta técnica de conmutación la onda de referencia se compara con una onda senoidal para generar pulsos a 2.5 kHz. Para los interruptores inferiores, se proporcionan impulsos con una diferencia de fase de 180° para evitar cortocircuitos.

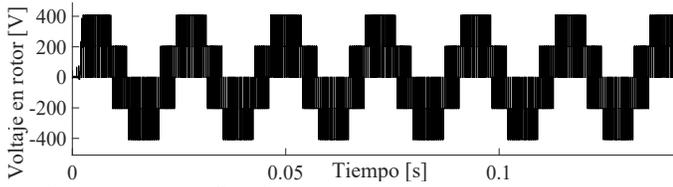


Fig. 6. Voltaje en rotor. Caso 1.

TABLA IV.

COMPONENTES ARMÓNICOS DEL VOLTAJE EN EL ROTOR. CASO 1, THD=76.7%

| | Componentes armónicas generadas | | | | | | |
|-------------------|---------------------------------|------|-------|-------|------|------|-------|
| | 5ª | 7ª | 11ª | 13ª | 17ª | 19ª | 23ª |
| Volts (%) | 7.79 | 5.26 | 3.30 | 2.61 | 2.44 | 2.03 | 1.88 |
| Grados (°) | -11.2 | 13.7 | 208.5 | -17.6 | 53.1 | 41.8 | -28.8 |

Las Figs. 7–10 muestran las formas de onda de la corriente en el estator y en el rotor, respectivamente. En esas figuras se muestran los resultados obtenidos del modelo propuesto que está representado por la ec. (10), así como los obtenidos con el prototipo experimental.

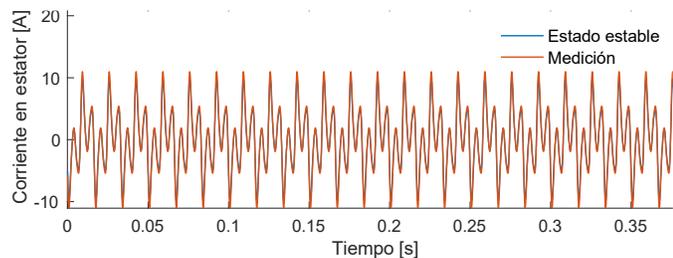


Fig. 7. Corriente en el estator. Caso 1.

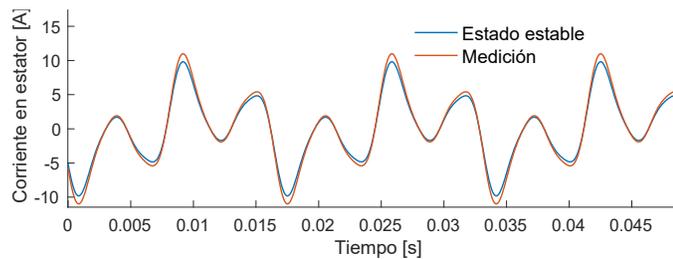


Fig. 8. Zoom de la Fig. 7. Caso 1.

En la Fig. 7 se puede observar que las corrientes armónicas en el estator inducen corrientes armónicas en el rotor, aunque a diferentes frecuencias. Por lo que, a esas señales de corrientes inducidas no se les puede llamar armónicas debido a que no son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental, sino que se trata de señales inter-armónicas, las cuales contribuyen a las oscilaciones de torque y las fluctuaciones de voltaje en el enlace de CD. Esto ocasiona que el comportamiento de la máquina sea ligeramente diferente en lo que concierne a las armónicas de bajo orden, particularmente la componente fundamental de secuencia negativa.

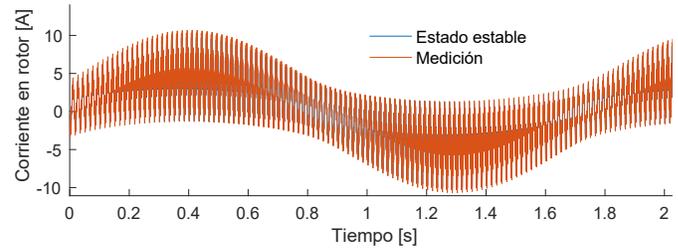


Fig. 9. Corriente en el rotor. Caso 1.

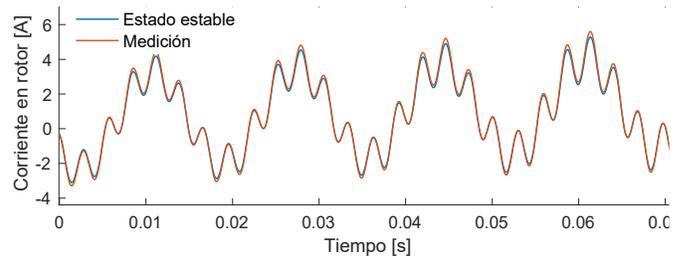


Fig. 10. Zoom de la Fig. 9. Caso 1.

En las Figs. 9 y 10 se muestra la forma de onda de la corriente en el rotor, obtenida y comparada del modelo propuesto (ec. 11) con las pruebas experimentales. Cabe mencionar que la distorsión armónica de la corriente en el rotor mostrada en la Fig. 10 varía con respecto a la velocidad del viento, es decir, para velocidades de viento altas (mayores a 14 m/s), el voltaje fundamental del rotor será pequeño, entonces la THD se vuelve muy alta. Adicionalmente, para este caso de estudio, las corrientes armónicas en el rotor aparecen a frecuencias $f_{rh} = (6h \pm 1)s f_{es}$, donde $h = 0,1,2,3, \dots$ es decir, a la 5ª, 7ª, 11ª, 13ª, 17ª, 19ª, ... armónica de la frecuencia fundamental debido a las conmutaciones generadas por el CLM. Estas corrientes armónicas en el rotor establecen campos magnéticos rotativos en el entrehierro, induciendo sus correspondientes frecuencias al estator. La distorsión de la corriente en el enlace de CD, introducida por el CLR, también se refleja en las corrientes del rotor las cuales generan armónicas adicionales. Por lo que, el contenido armónico completo de la corriente del rotor esta dado por $f_{rh} = |(6h \pm 1)s \pm 6m|f_{es}$, $h, m = 0,1,2,3, \dots$ siendo $m = 0$; esto produce las frecuencias armónicas convencionales, debido al CLM. Esta expresión explica las frecuencias armónicas a 45 Hz (frecuencia fundamental del rotor), 225, 315, 495, 585, 765, 855, 1035, 1125, 1305 y 1395 Hz, correspondientes a $h = 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, 31$. El mismo principio es aplicable a las armónicas del CLR, que aparece en las frecuencias $f_{sh} = |(6m \pm 1)s \pm 6hs|f_{es}$, $h, m = 0,1,2,3, \dots$. Para $h \neq 0$, se producen corrientes inter-armónicas en cascada, las cuales son bastante significativas dependiendo del deslizamiento de la má-

quina. Como el deslizamiento no es un número entero, el contenido armónico de la corriente del estator consiste principalmente de sub-armónicas e inter-armónicas, creando efectos no deseados en la red. Para este estudio de caso, las sub-armónicas de baja frecuencia aparecen como componentes unidireccionales superpuestos en las corrientes de fase, mientras que las componentes sub-armónicas e inter-armónicas cercanas a la frecuencia de la red pueden crear un efecto pulsante en la magnitud de la corriente del estator. Por lo que, se concluye que las armónicas características del voltaje en el rotor causan distorsión armónica en la corriente del estator respecto a la frecuencia fundamental de secuencia negativa. Por esa razón, se observan distorsiones en las formas de onda de la corriente del estator. Asimismo, el par electromagnético tendrá un componente pulsante que se produce por la reacción de la fuerza magnetomotriz (MMF) del rotor. La reacción entre esta fuerza, a frecuencia fundamental, y la quinta componente armónica en la corriente del estator causará este par pulsante.

B. Estudio del Caso 2: Implementación de la Técnica THIPWM en el CP-B2B para Estudios de Propagación de Armónicas.

Similar al caso 1, el DFIG es excitado con una fuente de voltaje trifásica senoidal de 400 V a 60 Hz por el estator, mientras que el rotor se excita con una fuente de voltaje trifásica no-senoidal de 400 V a 45 Hz. La técnica de conmutación THIPWM se utiliza para activar los interruptores del CLM y generar la forma de onda del voltaje del rotor, mostrada en la Fig. 11. Los componentes armónicos de la fuente de voltaje del rotor se enlistan en la Tabla V.

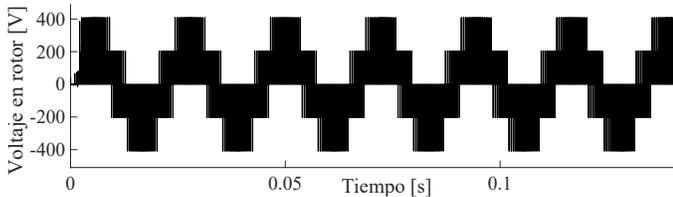


Fig. 11. Voltaje en rotor. Caso 2.

TABLA V.
COMPONENTES ARMÓNICOS DEL VOLTAJE EN EL ROTOR. CASO 2, THD=52.6%

| | Componentes armónicas generadas | | | | | | |
|-------------------|---------------------------------|----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| | 5 ^a | 7 ^a | 11 ^a | 13 ^a | 17 ^a | 19 ^a | 23 ^a |
| Volts (%) | 6.7 | 4.81 | 3.52 | 3.08 | 2.21 | 1.76 | 1.05 |
| Grados (°) | 169.1 | 17.5 | -92.7 | 82.1 | -48.7 | 63.6 | -72.9 |

En las Figs. 12–15 se muestran las formas de onda de la corriente en el estator y en el rotor, respectivamente. En estas figuras se muestran los resultados obtenidos del modelo propuesto, así como los obtenidos de manera experimental.

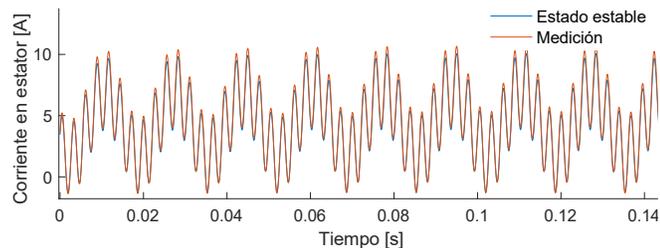


Fig. 12. Corriente en el estator. Caso 2.

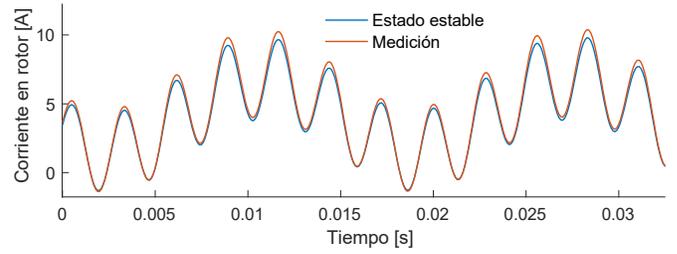


Fig. 13. Zoom de la Fig. 12. Caso 2.

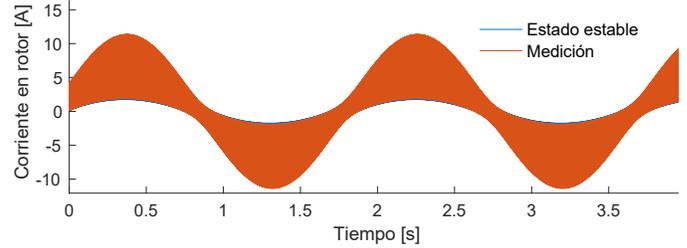


Fig. 14. Corriente en el rotor. Caso 2.

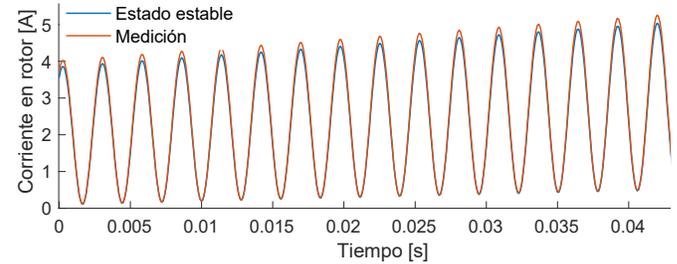


Fig. 15. Zoom de la Fig. 14. Caso 2.

Como se observa en las Figs. 11–15, la técnica de conmutación THIPWM produce una disminución en el THD tanto de voltaje como de corriente. Además, el voltaje de la red y la potencia activa disminuyen debido a que esta técnica puede trabajar en sobremodulación aprovechando más del 90% del voltaje del sistema. Por otro lado, esta técnica hace que el CP-B2B inyecte mayor cantidad de potencia activa a la red, por lo tanto, las pérdidas por corriente serán menores en la red. Esto se debe a que el CP-B2B hace que disminuya la corriente en la red a medida que inyecta potencia activa a diferencia de la técnica SPWM donde el CP-B2B inyecta menor potencia activa.

C. Estudio de caso 3: Implementación de la técnica SVPWM en el CP-B2B para estudios de propagación de armónicas.

Finalmente, para este estudio de caso, el DFIG es excitado con una fuente de voltaje trifásica senoidal de 400 V a 60 Hz por el estator, mientras que el rotor se excita con una fuente de voltaje trifásica no-senoidal de 400 V a 45 Hz. La técnica de conmutación SPWM se utiliza para activar los interruptores del CLM y generar la forma de onda del voltaje del rotor, mostrada en la Fig. 16. Los componentes armónicos de la fuente de voltaje del rotor se enlistan en la Tabla VI.

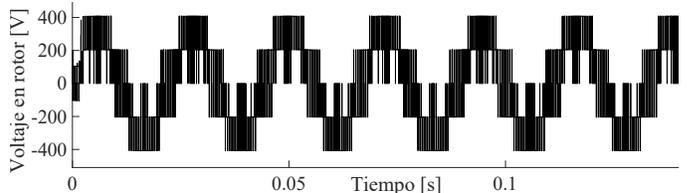


Fig. 16. Voltaje en rotor. Caso 3.

TABLA VI.

COMPONENTES ARMÓNICOS DEL VOLTAJE EN EL ROTOR. CASO 3, THD=38.3%

| Componentes armónicas generadas | | | | | | | |
|---------------------------------|----------------|----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| | 5 ^a | 7 ^a | 11 ^a | 13 ^a | 17 ^a | 19 ^a | 23 ^a |
| Volts (%) | 7.92 | 5.21 | 4.08 | 2.22 | 1.79 | 1.34 | 1.02 |
| Grados (°) | 18.3 | -75 | 225.3 | 90.2 | 155.4 | -92.6 | 169.8 |

En las Figs. 17–20 se muestran las formas de onda de la corriente en el estator y en el rotor. En las Figuras se muestran los resultados obtenidos del modelo propuesto, así como los obtenidos de manera experimental.

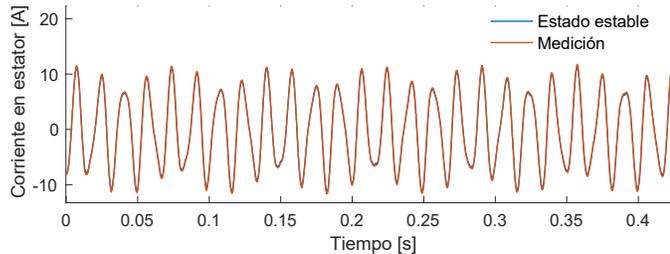


Fig. 17. Corriente en el estator. Caso 3.

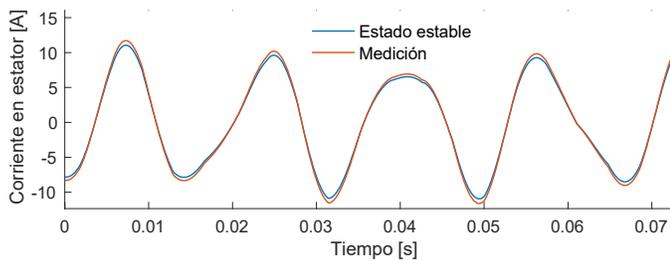


Fig. 18. Zoom de la Fig. 17. Caso 3.

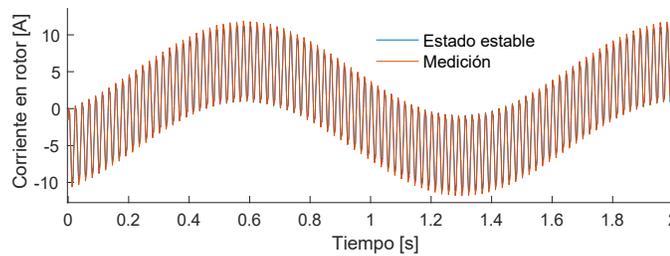


Fig. 19. Corriente en el rotor. Caso 3.

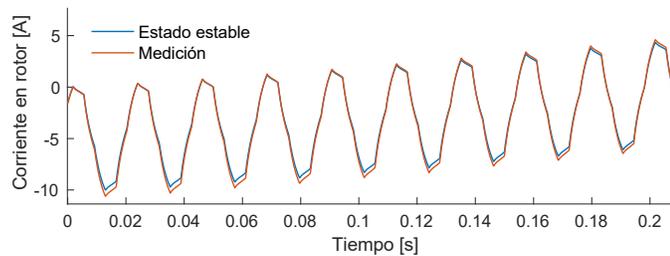


Fig. 20. Zoom de la Fig. 19. Caso 3.

Los resultados de este caso de estudio muestran que la distorsión armónica es notablemente menor en comparación con las técnicas SPWM y THIPWM. Es importante considerar que una menor distorsión permite trabajar con filtros de salida menores, ya que disminuye el contenido armónico de baja frecuencia a filtrar. Por otro lado, esta técnica presenta una mayor utilización del voltaje de CD y una menor THD en el voltaje de salida de CP–B2B en comparación con la SPWM. Finalmente, se debe notar que las formas de onda de las corrientes del estator y del rotor se han obtenido a partir de las ecs. (10)–(11).

TABLA VII.

RESUMEN DE LAS COMPONENTES ARMÓNICAS DE LAS CORRIENTES DE ESTATOR Y ROTOR DE LOS ESTUDIOS DE CASOS PRESENTADOS

| ESTUDIO DE CASO 1 (SPWM) | | | | | | | |
|----------------------------------|------|--------|-------|-----------------------------------|------|--------|-------|
| Corriente en el estator | | | | Corriente en el rotor | | | |
| Sec. | Mag. | Áng. | Frec. | Sec. | Mag. | Áng. | Frec. |
| + | 11.2 | 179.7 | 60 | + | 12.1 | 90 | 45 |
| - | 2.4 | 181.3 | 88.5 | - | 7.8 | 216.3 | 59.3 |
| + | 2.11 | 172.8 | 110.3 | + | 5.44 | -26.3 | 72.7 |
| - | 1.82 | -21.4 | 120 | - | 4.02 | 188.6 | 90 |
| + | 1.45 | 270 | 144.1 | + | 2.21 | -43.9 | 110.3 |
| - | 1.10 | 32.9 | 167.2 | - | 1.36 | 271.3 | 122.1 |
| + | 0.99 | -77.6 | 180 | + | 1.10 | -36.4 | 135 |
| - | 0.86 | 123 | 239.2 | - | 0.99 | -66.1 | 159.2 |
| + | 0.72 | -65.9 | 240 | + | 0.65 | -76.2 | 180 |
| - | 0.55 | 11.2 | 288.6 | - | 0.32 | 288.4 | 201.4 |
| + | 0.42 | 23.7 | 300 | + | 0.19 | 176.5 | 225 |
| - | 0.33 | -44.8 | 313.5 | - | 0.11 | 237.9 | 243.9 |
| + | 0.12 | 145 | 360 | + | 0.08 | -89.3 | 270 |
| THD corriente en estator = 44.8% | | | | THD corriente en el rotor = 57.2% | | | |
| ESTUDIO DE CASO 2 (THIPWM) | | | | | | | |
| Corriente en el estator | | | | Corriente en el rotor | | | |
| Sec. | Mag. | Áng. | Frec. | Sec. | Mag. | Áng. | Frec. |
| + | 11.7 | 281.9 | 60 | + | 10.9 | 89.1 | 45 |
| - | 3.03 | -127.3 | 79.6 | - | 7.12 | -32.1 | 58.2 |
| + | 2.76 | 66.2 | 120 | + | 5.63 | 228.5 | 77.3 |
| - | 2.21 | -21.5 | 148.3 | - | 4.48 | -157.2 | 90 |
| + | 2.08 | 228.1 | 161.1 | + | 3.27 | -77.1 | 115.9 |
| - | 1.92 | 16.6 | 180 | - | 2.89 | -4.53 | 128.6 |
| + | 1.77 | -66.3 | 202.5 | + | 2.01 | 169.2 | 135 |
| - | 1.52 | 55.9 | 219.6 | - | 1.17 | 110.3 | 154.8 |
| + | 1.39 | 221.4 | 240 | + | 0.98 | -6.6 | 180 |
| - | 1.06 | -44.8 | 277.8 | - | 0.72 | -221.8 | 204.3 |
| + | 0.83 | -176.9 | 300 | + | 0.45 | 45.8 | 225 |
| - | 0.66 | 327.8 | 333.9 | - | 0.22 | 33.9 | 248.2 |
| + | 0.43 | -33.2 | 360 | + | 0.09 | 129.4 | 270 |
| THD corriente en estator = 32.9% | | | | THD corriente en el rotor = 44.1% | | | |
| ESTUDIO DE CASO 3 (SVPWM) | | | | | | | |
| Corriente en el estator | | | | Corriente en el rotor | | | |
| Sec. | Mag. | Áng. | Frec. | Sec. | Mag. | Áng. | Frec. |
| + | 11.6 | -303.1 | 60 | + | 12.7 | 34.1 | 45 |
| - | 5.8 | -27.5 | 92.1 | - | 8.89 | -20.3 | 58.3 |
| + | 4.62 | 12.8 | 105.2 | + | 6.72 | 179.4 | 77.1 |
| - | 4.03 | -35.9 | 120 | - | 5.58 | 202.9 | 90 |
| + | 3.81 | -290.1 | 155.5 | + | 4.66 | -12.5 | 107.2 |
| - | 2.89 | 67.6 | 166.9 | - | 4.03 | -75.9 | 119.4 |
| + | 1.93 | 303.7 | 180 | + | 3.67 | -220.3 | 135 |
| - | 1.07 | 23.8 | 202.8 | - | 2.88 | 94.2 | 154.9 |
| + | 0.73 | -87.9 | 240 | + | 2.04 | 7.6 | 180 |
| - | 0.12 | -27.4 | 275.4 | - | 1.65 | -27.9 | 206.3 |
| + | 0.09 | 99.5 | 300 | + | 1.22 | -110.4 | 225 |
| - | 0.06 | -101.4 | 329.7 | - | 0.87 | 58.3 | 248.1 |
| + | 0.03 | 38.5 | 360 | + | 0.34 | 248.2 | 270 |
| THD corriente en estator = 28.5% | | | | THD corriente en el rotor = 35.7% | | | |

Sec.=Secuencia [+,-, 0]; Mag.=Magnitud [A]; Áng.=Ángulo [°]; Frec.=Frecuencia [Hz].

VI. CONCLUSIÓN

En este artículo se ha presentado el modelo de un DFIG de baja potencia conectado a la red eléctrica mediante un CP–B2B al cual se han aplicado diferentes técnicas de conmutación para estudios de propagación de armónicas. De este estudio, se obtienen las siguientes conclusiones:

- Se desarrolla un modelo claro y preciso del DFIG, en estado estable, para estudios de propagación de armónicas cuyos resultados indican que pueden existir señales armónicas e inter-armónicas de corriente en ambos lados de la máquina

dependiendo del deslizamiento y de la frecuencia fundamental de ambas fuentes de voltaje.

- La técnica de conmutación SVPWM fue la que brindo mejores resultados al reducir, considerablemente, el contenido armónico tanto del voltaje como de las corrientes en estator y rotor. Cabe mencionar, que si bien, la finalidad de este estudio es comparar las diferentes técnicas de conmutación en un sistema eólico basado en DFIG, los índices THD de todos los casos presentados superan el límite del 5% establecido por el estándar IEEE 519, esto debido a la ausencia de una adecuada estrategia de control que permita robustecer el control y regular adecuadamente el THD. También es importante remarcar la importancia de un adecuado diseño del controlador del CLM debido a que los requisitos de la calidad de energía para conectar fuentes de energía distribuidas con sistemas de energía eléctrica son cada vez más exigentes. Además, los nuevos códigos de red requieren recursos de energía distribuidos para resistir los voltajes de secuencia negativa, que ocurren durante fallas de fase a fase en el sistema de transmisión o distribución, sin desconexión.
- La validación del modelo propuesto mediante la construcción del prototipo experimental permitirá que se solucionen problemas de ingeniería con mayor grado de precisión y exactitud, el cual servirá como una herramienta didáctica que facilite el entendimiento de la operación de los sistemas de conversión de energía eólica.

Finalmente, este artículo ofrece un claro análisis de las frecuencias generadas por el DFIG conectado al CP-B2B resultando en un apropiado modelo para el análisis armónico e interarmónico del DFIG el cual puede ser usado en sistemas eléctricos de potencia.

REFERENCIAS

- [1] IEA (2022), Tracking SDG7: The Energy Progress Report, 2022, IEA, Paris. <https://www.iea.org/reports/tracking-sdg7-the-energy-progress-report-2022>.
- [2] IRENA, "World Energy Transitions Outlook 2022: 1.5 pathway", *International Renewable Energy Agency*, Abu Dhabi, 2022.
- [3] Y. Zhang, C. Li, D. Xu, W. Li, J. Zhang, H. Ma, and X. He, "An extremely high-power density asymmetrical back-to-back converter for aerospace motor drive applications," *Energies*, vol. 13, pp. 1292, 2020.
- [4] A.C.N. Maia, C.B. Jacobina, N.B. de Freitas, and M.A. Vitorino, "Investigation of three phase AC-DC-AC multilevel nine-leg converter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, pp. 4156-4169, 2016.
- [5] M. Merai, M.W. Naouar, and I. Slama, "An Improved DC-Link Voltage Control Strategy for grid connected converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, pp. 3575-3582, 2018.
- [6] B. Mahato, S. Majumdar, P. Samrat, P. Kumar Pal, and K. Chandra Jana, "A new and modular back-to-back connected T-Type inverter for minimum number of power devices, TSV, and cost factor," *IETE Tech. Rev.*, vol. 2, pp. 1-18, 2020.
- [7] A.G. Sarigiannidis, and A.G. Kladas, "Switching frequency impact on permanent magnet motors drive system for electric actuation applications," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 51, pp. 1-4, 2015.
- [8] S. Mondal and D. Kastha, "Input Reactive Power Controller with a Novel Active Damping Strategy for a Matrix Converter Fed Direct Torque Controlled DFIG for Wind Power Generation," *IEEE J. of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 3700-3711, 2020.
- [9] S. Mondal and D. Kastha, "Maximum Active and Reactive Power Capability of a Matrix Converter-Fed DFIG-Based Wind Energy Conversion System," *IEEE J. of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 3, pp. 1322-1333, 2017.

- [10] O. Apata, and D.T.O Oyedoyun, "An overview of control techniques for wind turbine systems," *Scientific African*, vol. 20, pp. 566, 2020.
- [11] K.N.B.M. Hasan, K. Rauma, A. Luna, J.I. Candela, and P. Rodríguez, "Harmonic Compensation Analysis in Offshore Wind Power Plants Using Hybrid Filters," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 50, no. 3, pp. 2050-2060, 2014.
- [12] S. Puchalapalli, B. Singh, S.K. Tiwari and P.K. Goel, "Design and Analysis of Grid-Interactive DFIG Based WECS for Regulated Power Flow," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 56, no. 5, pp. 5396-5407, 2020.
- [13] Maged N.F. Nashed. "Comparison between types of doubly fed induction generators converter with various switching techniques," *24th International Conference & Exhibition on Electricity Distribution (CIRED)*, June 2017.
- [14] N. Yousefpoor, S.H. Fathi, N. Farokhnia, and H.A. Abyaneh, "THD Minimization Applied Directly on the Line-to-Line Voltage of Multilevel Inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 1, pp. 373-380, 2012.
- [15] M.A.A. Younis, N.A. Rahim, and S. Mekhilef, "Simulation of Grid connected THIPWM-Three phase Inverter using SIMULINK," *IEEE Symp. Industrial Electronics and Applications (ISIEA2011)*, pp. 133-137, 2011.
- [16] W. Qin, Y. Qiu, C. Sun, and Y. Feng, "Modified SVPWM scheme for Fault-Tolerant Control of AC-DC PWM Converter," *IEEE J. of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 4, pp. 4715-4725, 2021.



C.R. Jiménez-Román. Obtuvo el grado de Maestro en Ciencias en Energía Eólica por la Universidad del Istmo en el 2019. Actualmente es doctorante en el Instituto de Energías Renovables de la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM). Sus principales líneas de investigación están relacionados a la energía eólica, calidad de la energía, electrónica de potencia y Microrredes Eléctricas Inteligentes.



E. Hernández-Mayoral. Obtuvo el grado de Doctor en Ingeniería Eléctrica por el Instituto Tecnológico de Morelia en 2015. Trabajó como investigador en la Universidad del Istmo en Oaxaca, México. Actualmente es Cátedra-CONACyT adscrito al Instituto de Energías Renovables de la UNAM. Sus principales líneas de investigación son la Calidad de la Energía en la Interconexión de Parques Eólicos a la Red Eléctrica y las Microrredes Eléctricas.



M. Madrigal-Martínez. Obtuvo el grado de ingeniería eléctrica, maestría y doctorado en el Instituto Tecnológico de Morelia, Universidad Autónoma de Nuevo León y Universidad de Glasgow, respectivamente. Desde 1996 es profesor-investigador del Instituto Tecnológico de Morelia. Sus áreas de interés son calidad de la energía, propagación de armónicas, integración de fuentes renovables de energía a la red y código de red.