

## Convertidor bidireccional CD-CA trifásico con aislamiento en alta frecuencia: modelado utilizando funciones de conmutación

José Antonio Beristáin, Javier Pérez

*Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Instituto Tecnológico de Sonora, Cd. Obregón, Av. Antonio Caso 2266, 85137, Sonora, México.*

**To cite this article:** Beristáin, J., Pérez, J. 2022. Convertidor bidireccional CD-CA trifásico con aislamiento en alta frecuencia: modelado utilizando funciones de conmutación. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial 19, 199-209, <https://doi.org/10.4995/riai.2022.14936>

### Resumen

El objetivo de este artículo fue desarrollar el modelado de un convertidor CD-CA con aislamiento en alta frecuencia bidireccional. Se obtuvieron dos modelos: el modelo conmutado y el modelo promediado, los cuales describen la dinámica del sistema. Los modelos obtenidos y validados mediante simulación permiten considerar este tipo de convertidores en simulaciones complejas como lo son las microrredes de CD y CA. El primer modelo describe fielmente el funcionamiento del convertidor bidireccional y el modelo promediado, el cual surge del modelo conmutado, describe el funcionamiento del convertidor a frecuencia fundamental. Los resultados de simulación permiten validar ambos modelos mediante la simulación de la operación del convertidor realizando la transferencia de flujo de potencia bidireccional.

*Palabras clave:* aislamiento en alta frecuencia, funciones de conmutación, modelado, flujo de potencia bidireccional

### Bidirectional three-phase DC-AC converter with high frequency isolation: modeling using switching functions

#### Abstract

The objective of this paper was to develop the modeling of a bidirectional high frequency isolation DC-AC converter. Two models were obtained: the switched model and the averaged model, which describe the dynamics of the system. The models obtained and validated by simulation allow considering this type of converters in complex simulations such as DC and AC microgrids. The first model accurately describes the operation of the bidirectional converter and the averaged model, which arises from the switched model, describes the operation of the fundamental frequency converter. The simulation results allow to validate both models by simulating the operation of the converter carrying out the bidirectional power flow transfer.

*Keywords:* high-frequency-link isolation, switching functions, modelling, bidirectional power flow

### 1. Introducción

En la actualidad, se tienen diferentes aplicaciones en donde es necesaria la incorporación de elementos de almacenamiento de energía eléctrica, tales como baterías (Mayer, El Katel, & Oliveira, 2020) y (Huynh, 2020), supercapacitores (Teng, 2019) y (Shim, 2020), y celdas de combustible (Ramirez-Murillo, 2017). Asimismo, se tiene la incorporación de fuentes de energías renovables tales como los sistemas fotovoltaicos o sistemas eólicos. Algunas de estas aplicaciones son: sistemas de generación distribuida (Chaudhury & Kastha, 2020), cargadores de vehículos eléctricos (Salari, 2020), fuentes de alimentación ininterrumpible (Zhao, 2018), transformadores

de estado sólido (Zhou, 2020) y microrredes de CD (Dos Santos Neto, 2020).

Algunas de estas fuentes de CD manejan voltajes reducidos y se interconectan a la red eléctrica para recibir energía o entregar energía eléctrica de tal forma que se requiere tener un flujo de potencia bidireccional y una elevación o reducción del voltaje de CD (Dos Santos Neto, 2020). Los convertidores con etapas en cascada CD/CD/CA son ampliamente utilizados para realizar la interfaz con la red eléctrica; en estos convertidores se tiene un enlace de CD por lo que ocupa un banco de capacitores electrolíticos los cuales ocasionan una baja fiabilidad e incremento en el volumen debido al tamaño de los condensadores. Asimismo, no tienen la capacidad de manejo

de flujo de potencia bidireccional y por lo tanto es necesaria una unidad adicional de absorción de potencia reactiva en el enlace de CD (Sha, 2011).

Los convertidores bidireccionales facilitan el flujo de energía entre la red eléctrica y los elementos de almacenamiento como lo son las baterías (Sayed, 2017). En sistemas de generación distribuida es esencial suavizar el flujo de energía activa en la red eléctrica de distribución, almacenando el exceso de energía y entregándola cuando sea requerido. Debido a lo anteriormente expuesto, la necesidad de convertidores bidireccionales de alta confiabilidad, alta eficiencia, bajo costo y alta densidad de potencia ha sido objetivo de investigación y que se ha tratado ampliamente en la literatura tanto en la versión monofásica como en la versión trifásica (Sayed, 2017) y (Huang & Mazumder, 2009).

Los convertidores con enlace de CD hacen uso de capacitores. Los capacitores son los componentes de los convertidores de electrónica de potencia más vulnerables en término de tasas de falla de operación (Varajo, Modulation strategy for a single-stage bidirectional and isolated AC-DC matrix converter for energy storage systems, 2017). La fiabilidad de los convertidores se reduce debido al corto tiempo de vida de los capacitores electrolíticos, además que contribuyen al incremento de volumen y del costo (Hojabri, 2019).

El aislamiento galvánico entre los lados de CA y CD suele ser obligatorio por motivos de seguridad y permite la adaptación del nivel de tensión entre la red eléctrica y el bus de CD (Huang & Mazumder, 2009) y (Sayed, 2017). El uso de transformadores de baja frecuencia suele ser una penalización importante para lograr un sistema de conversión de alta densidad de potencia (Varajo, 2017). Es por ello que un enfoque basado en transformadores de alta frecuencia es una opción preferible desde el punto de vista de lograr un tamaño compacto, un peso ligero, y un menor costo (Yan, 2011).

Los convertidores con enlace en CA de alta frecuencia tienen atributos como la capacidad de manejo de flujo de potencia bidireccional sin agregar componentes adicionales y la eliminación de capacitores voluminosos lo que da como resultado una mayor eficiencia y confiabilidad del sistema (Sayed, 2017). Sin embargo, la gran cantidad de interruptores activos y el enlace en corriente alterna de alta frecuencia, los métodos de conmutación y modulación de este tipo de convertidores se vuelven demasiados complejos en comparación con los convertidores multietapas CD/CA convencionales (Sayed, 2017) y (Yan, 2011).

En términos del modelado del convertidor bidireccional CD-CA con aislamiento en alta frecuencia, se han reportado en la literatura trabajos donde se divide la operación del convertidor para considerar el flujo de potencia en ambas direcciones separando el análisis y cuyos resultados se enfocan en la estrategia de modulación del convertidor (Sayed, 2017), (Wang, 2020), (Sha, 2011), y (Varajo, 2017).

En el proceso de diseño e implementación de microrredes es de suma importancia la simulación tanto a nivel de circuitos de conmutación como de modelos que permitan reducir los tiempos de simulación cuando interactúan con varios convertidores como es el caso de los modelos promediados. Debido a la complejidad del convertidor abordado en este artículo diversos autores lo han analizado utilizando estrategias

tales como: incluir un DAB (Dual Active Bridge) virtual con enlaces de CD virtuales o basados en la llamada “Re-De-Copupling idea” la cual consiste en analizar el convertidor en dos partes, como rectificador controlado y como inversor. La simulación de este tipo de sistemas de alimentación distribuidos con convertidores complejos como es el convertidor estudiado incrementa de forma considerable el tiempo de simulación del comportamiento de los circuitos, por lo que tener un modelo que describa fielmente el comportamiento del convertidor tanto de forma conmutada como de forma promediada permite integrar a dicho convertidor en simulaciones de microrredes. No se encuentra en la literatura un procedimiento de modelado del convertidor que describa de forma exacta el comportamiento de todo el circuito y su respectivo modelo promediado. Partiendo de lo anterior, la contribución del trabajo consiste en obtener un modelo conmutado que describe de forma exacta el funcionamiento del convertidor y un modelo promediado que conserva la dinámica del sistema y que reduzca significativamente el tiempo de simulación del convertidor lo cual permite incluir este tipo de convertidores en simulaciones donde interactúan con múltiples convertidores.

En la sección 2 se realiza la descripción del convertidor CD-CA con aislamiento en alta frecuencia y se dan las consideraciones que se toman para realizar el análisis. En la sección 3 se presenta el modelo conmutado, el cual describe fielmente el comportamiento del circuito y del cual se parte para obtener el modelo promediado. En la sección 4 se presenta la estrategia de modulación utilizada para la validación de los modelos y el modelo conmutado. En la sección 5 se presenta el modelo promediado. En la sección 6 se presenta el modelo promediado en estado estable. En la sección 7 se muestran los resultados de simulación del convertidor operando en lazo abierto y con flujo de potencia bidireccional. Finalmente, en la sección 8, se muestra la extensión del modelo promediado para un formador de bus de CD.

## 2. Descripción del convertidor con aislamiento en alta frecuencia

La Figura 1 muestra el diagrama a bloques del convertidor con aislamiento en alta frecuencia bidireccional. El primer bloque corresponde a lo que está conectado en el bus de CD el cual será modelado como un bus de corriente directa el cual recibe energía de la red eléctrica o entrega energía a la red eléctrica según lo que corresponda. En seguida se tiene un inversor puente completo el cual tiene como voltaje de salida una señal rectangular de alta frecuencia. El transformador proporciona el aislamiento galvánico y adapta el nivel de voltaje para alimentar al cicloconvertidor el cual tiene a su entrada un voltaje de alta frecuencia y lo convierte en un voltaje de baja frecuencia para interactuar con la red eléctrica.

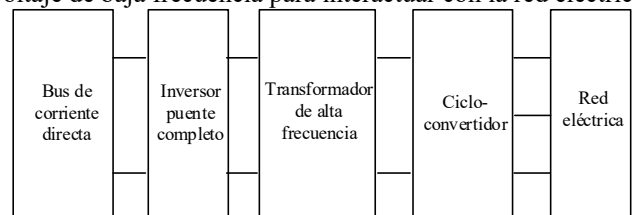


Figura 1: Diagrama a bloques del convertidor CD-CA con aislamiento en alta frecuencia bidireccional.

La Figura 2 muestra el inversor monofásico puente completo el cual tiene como fuente de entrada el bus de CD modelado como una fuente de voltaje ideal. El inversor consta de cuatro transistores conectados en puente y a la salida se forma un voltaje de corriente alterna rectangular de alta frecuencia  $v_{inv}$ .

La Figura 3 muestra el diagrama de un transformador ideal, el cual se utiliza para elevar el voltaje de entrada  $v_{inv}$  a un voltaje de salida  $v_{cic}$ . El voltaje a la entrada del transformador de alta frecuencia deberá ser en corriente alterna rectangular sin nivel de CD. Debido a la conmutación del cicloconvertidor, en la implementación, será necesario considerar un circuito de snubber en bornes del secundario del transformador debido a la inductancia de dispersión presente en el secundario. En el primario del transformado no será necesario considerar un snubber debido a que la corriente por la inductancia de dispersión del primario siempre encontrará una trayectoria para circular.

El secundario del transformador entrega un voltaje de alta frecuencia rectangular amplificado,  $v_{cic}$ .

$$v_{cic} = n v_{inv} \tag{1}$$

Donde  $n = N_s / N_p$

La corriente en el secundario del transformador queda definida como:

$$i_{cic} = \frac{i_{inv}}{n} \tag{2}$$

El cicloconvertidor toma el voltaje de CA y de alta frecuencia  $v_{cic}$  y lo convierte en un voltaje trifásico balanceado de baja frecuencia en terminales del filtro de acoplamiento inductivo. La Figura 4 muestra el esquema del cicloconvertidor trifásico. Cada interruptor está conformado por dos transistores Mosfet conectados en anti serie, de tal forma que se forman interruptores bidireccionales controlados.

El acoplamiento a la red eléctrica se realiza mediante inductores tal como se muestra en la Figura 5. Donde  $L_a$ ,  $L_b$  y  $L_c$  son los inductores de acoplamiento y  $v_{AN}$ ,  $v_{BN}$  y  $v_{CN}$  corresponde a los voltajes de línea a neutro de dicha red.

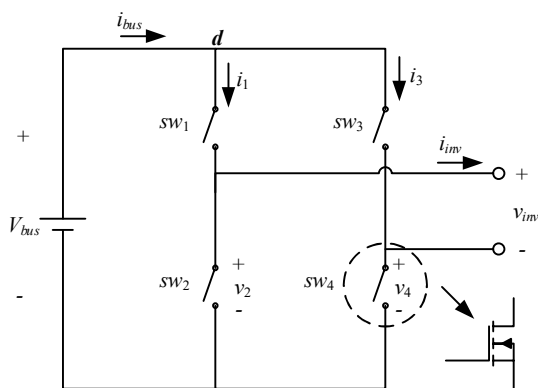


Figura 2: Diagrama del inversor monofásico puente completo.

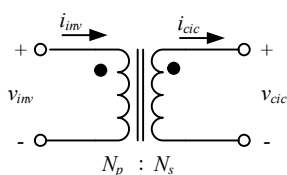


Figura 3: Modelo ideal del transformador de alta frecuencia.

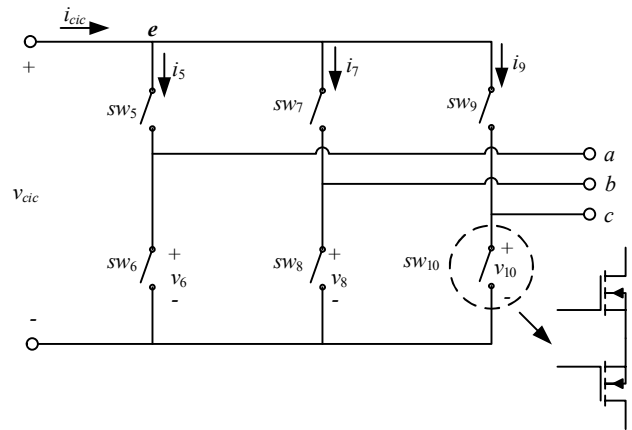


Figura 4: Diagrama de circuito del cicloconvertidor trifásico.

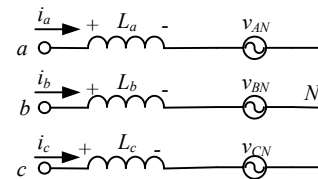


Figura 5: Filtro de acoplamiento inductivo a la red eléctrica.

### 3. Modelado del convertidor bidireccional

El modelado del convertidor bidireccional se realiza utilizando la teoría de circuitos. Se realiza la descripción del funcionamiento del circuito utilizando funciones de conmutación.

Se obtiene la primera ecuación en el nodo  $d$  de la Figura 2.

$$i_{bus} = i_1 + i_3 \tag{3}$$

El voltaje a la salida del inversor es:

$$v_{inv} = v_2 - v_4 \tag{4}$$

El voltaje  $v_{inv}$  se aplica al primario del transformador y a la salida del transformador se obtiene:

$$v_{cic} = n v_{inv} \tag{5}$$

Tomando en cuenta la Figura 4, la corriente a la entrada del cicloconvertidor en el nodo  $e$  queda definida como:

$$i_{cic} = i_5 + i_7 + i_9 \tag{6}$$

De la Figura 4, los voltajes de línea a línea quedan como:

$$v_{ab} = v_6 - v_8 \tag{7}$$

$$v_{bc} = v_8 - v_{10} \tag{8}$$

$$v_{ca} = v_{10} - v_6 \tag{9}$$

De las ecuaciones (3) a (9), se observa que se necesita obtener la descripción de las corrientes y voltajes en los dispositivos de conmutación. Para modelar el comportamiento de los voltajes y corrientes en los elementos de conmutación se utilizan las funciones de conmutación. Se realiza la descripción de los voltajes y corrientes en los dispositivos de conmutación utilizando las Tablas 1 a 5. Posteriormente, con base en las tablas de verdad, se obtienen las ecuaciones que definen las corrientes y los voltajes en los elementos de conmutación.

La Tabla 1 describe el comportamiento de la rama que involucra los interruptores  $sw_1$  y  $sw_2$ .

Tabla 1: Descripción de voltajes y corrientes del inversor utilizando funciones de conmutación

$S_1$	$S_2$	$i_1$	$v_2$
1	0	$i_{inv}$	$V_{bus}$
0	1	0	0

De la Tabla 1 se obtienen las ecuaciones que describen el comportamiento de las corrientes y los voltajes de  $sw_1$  y  $sw_2$  utilizando funciones de conmutación:

$$i_1 = S_1 i_{inv} \quad (10)$$

$$v_2 = S_1 V_{bus} \quad (11)$$

La Tabla 2 muestra el comportamiento de la rama que contiene  $sw_3$  y  $sw_4$ .

Tabla 2: Descripción de voltajes y corrientes del inversor utilizando funciones de conmutación

$S_3$	$S_4$	$i_3$	$v_4$
1	0	$-i_{inv}$	$V_{bus}$
0	1	0	0

La descripción de  $i_3$  y  $v_4$ , de la Tabla 2 es:

$$i_3 = -S_3 i_{inv} \quad (12)$$

$$v_4 = S_3 V_{bus} \quad (13)$$

Para el análisis del cicloconvertidor se utilizan las Tablas 3 a 5. La Tabla 3 corresponde a la rama que involucra los interruptores  $sw_5$  y  $sw_6$  del cicloconvertidor.

Tabla 3: Descripción de voltajes y corrientes del cicloconvertidor utilizando funciones de conmutación

$S_5$	$S_6$	$i_5$	$v_6$
1	0	$i_a$	$v_{cic}$
0	1	0	0

$$i_5 = S_5 i_a \quad (14)$$

$$v_6 = S_5 v_{cic} \quad (15)$$

La Tabla 4 muestra la descripción del voltaje y la corriente en  $sw_7$  y  $sw_8$ .

Tabla 4: Descripción de voltajes y corrientes del cicloconvertidor utilizando funciones de conmutación

$S_7$	$S_8$	$i_7$	$v_8$
1	0	$i_b$	$v_{cic}$
0	1	0	0

$$i_7 = S_7 i_b \quad (16)$$

$$v_8 = S_7 v_{cic} \quad (17)$$

Finalmente, la Tabla 5 muestra la descripción de la rama que incluye a los interruptores  $sw_9$  y  $sw_{10}$ .

Tabla 5: Descripción de voltajes y corrientes del cicloconvertidor utilizando funciones de conmutación

$S_9$	$S_{10}$	$i_9$	$v_{10}$
1	0	$i_c$	$v_{cic}$
0	1	0	0

$$i_9 = S_9 i_c \quad (18)$$

$$v_{10} = S_9 v_{cic} \quad (19)$$

Sustituyendo (11) y (13) en (4) se obtiene el voltaje a la salida del inversor puente completo.

$$v_{inv} = (S_1 - S_3) V_{bus} \quad (20)$$

El voltaje a la entrada del cicloconvertidor se obtiene sustituyendo (20) en (5).

$$v_{cic} = (S_1 - S_3) n V_{bus} \quad (21)$$

El voltaje  $v_{ab}$  se obtiene sustituyendo (15) y (17) en (7).

$$v_{ab} = (S_5 - S_7) (S_1 - S_3) n V_{bus} \quad (22)$$

El voltaje  $v_{bc}$  se obtiene sustituyendo (17) y (19) en (8).

$$v_{bc} = (S_7 - S_9) (S_1 - S_3) n V_{bus} \quad (23)$$

El voltaje  $v_{ca}$  se obtiene sustituyendo (15) y (19) en (9).

$$v_{ca} = (S_9 - S_5) (S_1 - S_3) n V_{bus} \quad (24)$$

La corriente a la entrada del cicloconvertidor se obtiene sustituyendo (14), (16) y (18) en (6).

$$i_{cic} = S_5 i_a + S_7 i_b + S_9 i_c \quad (25)$$

La corriente a la salida del inversor es:

$$i_{inv} = n (S_5 i_a + S_7 i_b + S_9 i_c) \quad (26)$$

La corriente en el bus de corriente directa es:

$$i_{bus} = n (S_1 - S_3) (S_5 i_a + S_7 i_b + S_9 i_c) \quad (27)$$

Para obtener el modelo conmutado a la salida del inversor se utiliza el modelo equivalente referido al neutro de la red eléctrica. El circuito equivalente se muestra en la Figura 6.

Los voltajes de línea a neutro quedan definidos como:

$$v_{aN} = \frac{(S_1 - S_3) n V_{bus}}{3} [2S_5 - S_7 - S_9] \quad (28)$$

$$v_{bN} = \frac{(S_1 - S_3) n V_{bus}}{3} [2S_7 - S_5 - S_9] \quad (29)$$

$$v_{cN} = \frac{(S_1 - S_3) n V_{bus}}{3} [2S_9 - S_5 - S_7] \quad (30)$$

Se utilizan los circuitos equivalentes para obtener las ecuaciones que definen las dinámicas en las corrientes de salida del inversor.

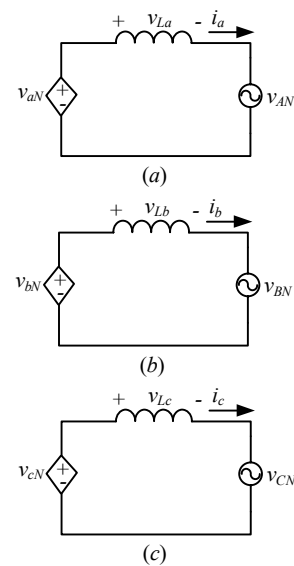


Figura 6: Circuito equivalente del filtro de acoplamiento inductivo a la red eléctrica.

$$v_{La} = v_{aN} - v_{AN} \tag{31}$$

$$v_{Lb} = v_{bN} - v_{BN} \tag{32}$$

$$v_{Lc} = v_{cN} - v_{CN} \tag{33}$$

Entonces:

$$\frac{d}{dt}i_a = \frac{1}{L_a}[v_{aN} - v_{AN}] \tag{34}$$

$$\frac{d}{dt}i_b = \frac{1}{L_b}[v_{bN} - v_{BN}] \tag{35}$$

$$\frac{d}{dt}i_c = \frac{1}{L_c}[v_{cN} - v_{CN}] \tag{36}$$

Donde  $v_{La} = L_a \frac{d}{dt}i_a$ ,  $v_{Lb} = L_b \frac{d}{dt}i_b$  y  $v_{Lc} = L_c \frac{d}{dt}i_c$ .

Las ecuaciones (34), (35), y (36) contienen la dinámica del sistema fotovoltaico interconectado a la red eléctrica utilizando funciones de conmutación.

#### 4. Estrategia de modulación

Debido a la gran cantidad de interruptores activos, los métodos de conmutación y modulación de este tipo de convertidores son demasiado complejos en comparación con sus respectivos convertidores multietapas CD/CA convencionales (Hojabri, 2019).

Se utiliza la modulación por anchura de pulso sinusoidal debido a su simplicidad y para mostrar la utilidad del modelo promediado pudiéndose extender a otros tipos de modulación presentados en la literatura. La Figura 7 muestra el esquema básico de la modulación para un sistema trifásico.

Las señales moduladoras son:  $u_a, u_b$  y  $u_c$  y quedan definidas como:

$$u_a = m \cos(\omega t + \alpha) \tag{37}$$

$$u_b = m \cos(\omega t + \alpha + 120^\circ) \tag{38}$$

$$u_c = m \cos(\omega t + \alpha - 120^\circ) \tag{39}$$

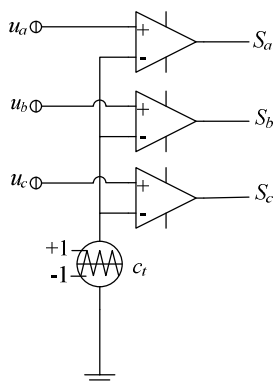


Figura 7: Diagrama de circuito de la estrategia de modulación.

Donde  $m \in (0,1)$ ,  $\omega = 2\pi f$ ,  $f$  es la frecuencia de la señal moduladora,  $\alpha$  es el ángulo de desfase entre la señal moduladora y el voltaje de línea a neutro de la red eléctrica y  $t$  corresponde al tiempo.

La señal portadora  $c_t$  corresponde a una señal triangular con una frecuencia  $f_s$  donde  $c_t \in (-1,1)$ . Se considera que la frecuencia de conmutación es mucho mayor que la frecuencia fundamental,  $f_s \gg f$ . Como resultado de la comparación entre las señales moduladoras y la señal portadora se obtienen las señales de conmutación  $S_x$  donde  $x \in \{a,b,c\}$  y toman valores de  $S_x \in \{0,1\}$ .

El resultado del circuito de modulación de la Figura 7,  $S_a, S_b$  y  $S_c$  se debe adecuar para aplicar las señales de activación de los interruptores que corresponden a  $S_5$  a  $S_{10}$ .

Para realizar esta adecuación, las señales de activación de los interruptores del cicloconvertidor se debe considerar que el voltaje de entrada  $v_{cic}$  es un voltaje de corriente alterna de alta frecuencia rectangular con  $v_{cic} = nV_{bus}(S_1 - S_3)$ , la cual se simplifica considerando que  $S_1 + S_3 = 1$ , por lo que  $v_{cic} = nV_{bus}(2S_1 - 1)$ . Se observa que el signo del voltaje a la entrada del cicloconvertidor depende del valor de  $S_1$ ; si  $S_1 = 1$  entonces  $v_{cic} = nV_{bus}$  y si  $S_1 = 0$  entonces  $v_{cic} = -nV_{bus}$ . Las Tablas 6 a 8 establecen las combinaciones necesarias para obtener las señales de activación de los interruptores del cicloconvertidor.

La Tabla 6 corresponde a las funciones de conmutación de la rama que involucra a  $sw_5$  y  $sw_6$ .

Tabla 6: Generación de señales de conmutación de los interruptores

$S_a$	$S_1$	$S_5$	$S_6$
0	0	1	0
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

De la Tabla 6 se obtiene una ecuación para la función de conmutación  $S_5$ .

$$S_5 = \frac{(S_a + S_1 - 1)}{(2S_1 - 1)} \tag{40}$$

La Tabla 7 corresponde a la conmutación de la rama que incluye a los interruptores  $sw_7$  y  $sw_8$ .

Tabla 7: Generación de señales de conmutación de los interruptores

$S_b$	$S_1$	$S_7$	$S_8$
0	0	1	0
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

De la Tabla 7 se obtiene una expresión para la función de conmutación  $S_7$ .

$$S_7 = \frac{(S_b + S_1 - 1)}{(2S_1 - 1)} \tag{41}$$

La Tabla 8 muestra la tabla de verdad para generar las señales de disparo de los interruptores  $sw_9$  y  $sw_{10}$ .

Tabla 8: Generación de señales de conmutación de los interruptores

$S_c$	$S_1$	$S_9$	$S_{10}$
0	0	1	0
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

De la Tabla 8, se obtiene la definición de la función de conmutación  $S_9$ .

$$S_9 = \frac{(S_c + S_1 - 1)}{(2S_1 - 1)} \quad (42)$$

Las señales de conmutación  $S_6, S_8$  y  $S_{10}$  se obtienen mediante inversores lógicos a partir de las señales  $S_5, S_7$  y  $S_9$  respectivamente.

Se sustituyen (43), (44) y (45) en (31), (32) y (33) se obtiene:

$$v_{aN} = \frac{nV_{bus}}{3} [2S_a - S_b - S_c] \quad (43)$$

$$v_{bN} = \frac{nV_{bus}}{3} [2S_b - S_a - S_c] \quad (44)$$

$$v_{cN} = \frac{nV_{bus}}{3} [2S_c - S_a - S_b] \quad (45)$$

Asimismo, sustituyendo (40), (41) y (42) en (27) se obtiene la corriente del bus de CD.

$$i_{bus} = n[(S_a + S_1 - 1)i_a + (S_b + S_1 - 1)i_b + (S_c + S_1 - 1)i_c] \quad (46)$$

## 5. Modelo promediado

El modelo promediado se basa en realizar el promediado de

las funciones de conmutación  $\tilde{S}(t) = \frac{1}{t_b - t_a} \int_{t_a}^{t_b} S(\tau) d\tau$ .

Donde  $t_b - t_a$  corresponde a un periodo de la función de conmutación.

Aplicando el operador de promediado a las funciones de conmutación se obtiene:

$$\tilde{S}_a = \frac{u_a}{2} + \frac{1}{2} \quad (47)$$

$$\tilde{S}_b = \frac{u_b}{2} + \frac{1}{2} \quad (48)$$

$$\tilde{S}_c = \frac{u_c}{2} + \frac{1}{2} \quad (49)$$

$$\tilde{S}_1 = \frac{1}{2} \quad (50)$$

Aplicando el promediado a las ecuaciones (46) a (49).

$$\tilde{v}_{aN} = \frac{nV_{bus}}{2} u_a \quad (51)$$

$$\tilde{v}_{bN} = \frac{nV_{bus}}{2} u_b \quad (52)$$

$$\tilde{v}_{cN} = \frac{nV_{bus}}{2} u_c \quad (53)$$

$$\tilde{i}_{bus} = \frac{n}{2} [u_a \tilde{i}_a + u_b \tilde{i}_b + u_c \tilde{i}_c] \quad (54)$$

El modelo promediado queda como:

$$\frac{d}{dt} \tilde{i}_a = \frac{1}{L_a} \left[ \frac{nV_{bus}}{2} u_a - v_{aN} \right] \quad (55)$$

$$\frac{d}{dt} \tilde{i}_b = \frac{1}{L_b} \left[ \frac{nV_{bus}}{2} u_b - v_{bN} \right] \quad (56)$$

$$\frac{d}{dt} \tilde{i}_c = \frac{1}{L_c} \left[ \frac{nV_{bus}}{2} u_c - v_{cN} \right] \quad (57)$$

## 6. Análisis del modelo promediado en estado estable

Se excita el sistema con las señales moduladoras definidas en (37) a (39).

De (51) a (53) los voltajes de línea a neutro quedan como:

$$\tilde{v}_{aN} = \frac{nmV_{bus}}{2} \cos(\omega t + \alpha) \quad (58)$$

$$\tilde{v}_{bN} = \frac{nmV_{bus}}{2} \cos(\omega t + \alpha + 120^\circ) \quad (59)$$

$$\tilde{v}_{cN} = \frac{nmV_{bus}}{2} \cos(\omega t + \alpha - 120^\circ) \quad (60)$$

Si  $V_m = \frac{nmV_{bus}}{2}$ , entonces se da la siguiente relación:

$$V_{bus} = \frac{2V_m}{nm} \quad (61)$$

La ecuación (61) muestra la relación entre el voltaje del bus de CD  $V_{bus}$  y la amplitud de los voltajes entre línea y neutro del inversor trifásico.

Se definen los voltajes de línea a neutro de CA.

$$v_{aN} = V_p \cos(\omega t) \quad (62)$$

$$v_{bN} = V_p \cos(\omega t + 120^\circ) \quad (63)$$

$$v_{cN} = V_p \cos(\omega t - 120^\circ) \quad (64)$$

Una vez excitado el circuito con los voltajes línea a neutro del inversor, en estado estable se producen las corrientes de línea que se definen como:

$$\tilde{i}_a = I_p \cos(\omega t + \beta) \quad (65)$$

$$\tilde{i}_b = I_p \cos(\omega t + \beta + 120^\circ) \quad (66)$$

$$\tilde{i}_c = I_p \cos(\omega t + \beta - 120^\circ) \quad (67)$$

Sustituyendo (37) a (39) y (65) a (66) en (54) se obtiene:

$$\tilde{i}_{bus} = \frac{nmI_p}{4} \left[ \begin{array}{l} 3 \cos(\alpha - \beta) + \cos(2\omega t + \alpha + \beta) + \\ \cos(2\omega t + \alpha + \beta + 240^\circ) + \\ \cos(2\omega t + \alpha + \beta - 240^\circ) \end{array} \right] \quad (68)$$

Dado que la suma de tres señales senoidales desfasadas  $240^\circ$  entre sí es cero en (68), entonces se tiene que:

$$I_{bus} = \frac{3nmI_p}{4} [\cos(\alpha - \beta)] \quad (69)$$

El análisis del flujo de potencia se lleva a cabo basado en la Figura 6, se toma en cuenta solamente un circuito y el resultado se aplica al resto de circuitos de la Figura 6. Se considera el modelo promediado en estado estable.

Considerando (54) y (58) en el análisis de circuito de la Figura 9, se obtiene la potencia activa y la potencia reactiva en bornes de la fuente de alimentación  $V_{AN}$ .

$$P_{AN} = \frac{V_m V_p}{2\omega L_a} \text{sen}(\alpha) \quad (70)$$

$$Q_{AN} = \frac{V_m V_p \cos(\alpha) - V_p^2}{2\omega L_a} \quad (71)$$

Se considera que la potencia reactiva igual a cero, se obtienen expresiones para calcular  $V_m$  y  $\alpha$ .

$$V_m = \frac{V_p}{\cos(\alpha)} \quad (72)$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left( \frac{2\omega L P_{AN}}{V_p^2} \right) \quad (73)$$

### 7. Resultados de simulación en lazo abierto

Se realiza la simulación del inversor trifásico utilizando el software Psim. Los parámetros de simulación del convertidor bidireccional se muestran en la Tabla 9.

Tabla 9: Parámetros de simulación del convertidor bidireccional trifásico

Parámetro	Descripción	Valor
$V_{bus}$	Voltaje del bus de CD	48 V
$V_{LN}$	Voltajes de línea a neutro	127 V
$V_{LL}$	Voltajes de línea a línea	220 V
$P$	Transferencia de potencia	$\pm 480$ W
$f_i$	Frecuencia de conmutación del inversor	5 kHz
$f_s$	Frecuencia de conmutación del cicloconvertidor	10 kHz
$f$	Frecuencia de la red eléctrica	60 Hz
$n$	Relación de vueltas del transformador	10
$L$	Inductores de acoplamiento	8 mH

Con el fin de describir el funcionamiento del convertidor bidireccional trifásico se muestran los resultados de simulación de la Figura 8. La Figura 8(a) muestra el voltaje en el primario del transformador el cual tiene una amplitud de 48 V y una frecuencia de 5 kHz. La Figura 8(b) muestra el voltaje en el secundario del transformador el cual tiene una amplitud de 480 V correspondiente a la acción del transformador elevador con relación de vueltas de 10. Las Figuras 8(c), 8(d) y 8(e) muestran los voltajes de línea a línea,  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  y  $v_{ca}$ , los cuales tiene una frecuencia de 60 Hz y están desfasados 120 grados entre sí.

A continuación, se muestran los resultados de simulación del circuito y del modelo promediado con el fin de validar los resultados obtenidos en el análisis. En primer lugar, se realiza la simulación para una potencia de 480 W, para lo cual se utiliza un ángulo  $\alpha = 1.9247^\circ$  y una amplitud de  $V_m = 179.7065$  V, calculado a partir de (70) y (71). Como resultado se transfiere una potencia de 480 W de la fuente de CD hacia la red eléctrica. En segundo lugar, se realiza la simulación para una potencia de -480 W, para lo cual se utiliza un ángulo de  $\alpha = -1.9247^\circ$  y una amplitud de  $V_m = 179.7065$  V.

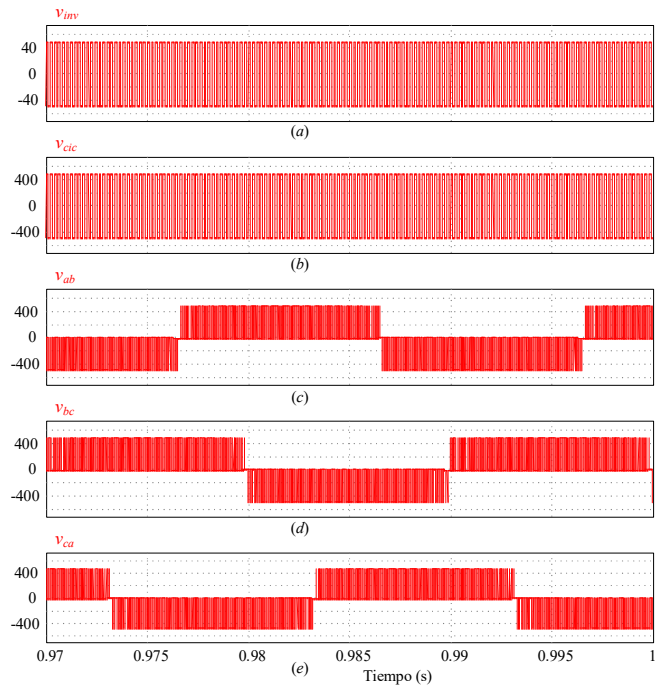


Figura 8. Formas de onda de voltaje del convertidor bidireccional trifásico. (a) voltaje de salida del inversor. (b) voltaje a la entrada del cicloconvertidor. (c), (d) y (e) voltajes de línea.

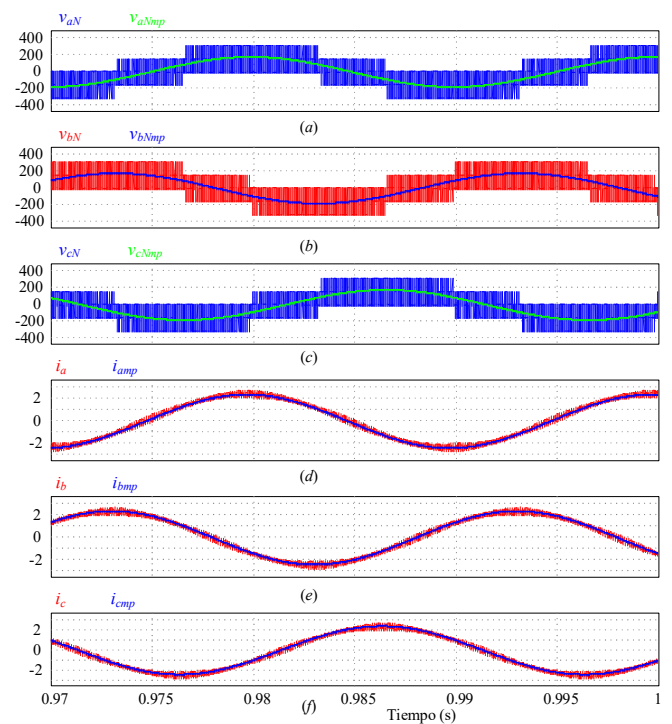


Figura 9: Voltajes de línea a neutro y corrientes de línea tanto del circuito como del modelo promediado. Figura 9 (a) la señal en color azul corresponde al circuito y la señal en color verde corresponde al modelo promediado. En la Figura 9 (b) la señal roja corresponde al circuito y la señal azul corresponde al modelo promediado. En la Figura 9 (c) la señal azul corresponde al circuito y la señal verde corresponde al modelo promediado. En las Figuras 9 (d), 9(e) y 9(f) las señales de color rojo corresponden al circuito y las señales en color azul corresponden al modelo promediado.

Las Figuras 9(a), 9(b) y 9(c) muestran los voltajes de línea a neutro del convertidor y el resultado del modelo promediado, el cual corresponde con la fase y amplitud propuesta. Las

Figuras 9 (d), 9(e) y 9(f) muestran las corrientes de fase tanto del circuito como del modelo promediado validando el modelo promediado.

La Figura 10 muestra la corriente en el bus de CD y la potencia instantánea en el bus de CD tanto de la simulación del circuito como del modelo promediado. Se presenta la simulación desde el inicio para mostrar que el modelo promediado conserva la dinámica del convertidor bidireccional con aislamiento en alta frecuencia. La corriente del modelo promediado en estado estable llega a 10 A, y corresponde con el valor promedio de la corriente del circuito en estado estable. Asimismo, la potencia del modelo promediado llega, en estado estable, a 480 W, lo cual corresponde con el valor promedio de la potencia instantánea medida en el circuito en estado estable.

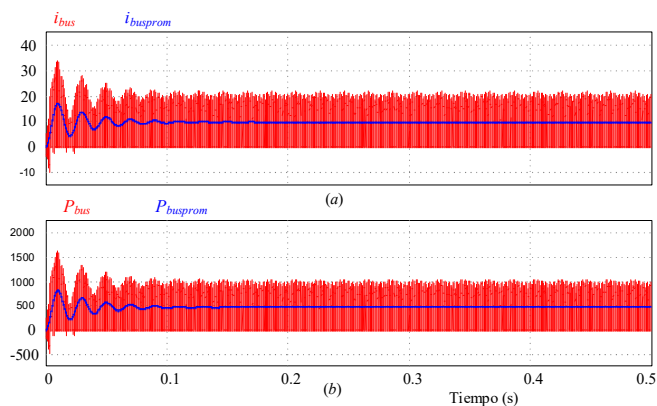


Figura 10: Corriente y potencia en el bus de CD. En las Figuras 10 (a) y 10 (b) las formas de onda en color rojo corresponden al circuito y las formas de onda en color azul corresponden al modelo promediado.

La bidireccionalidad del circuito se muestra al realizar la simulación para transferir potencia de la red eléctrica hacia el bus de CD; se considera una potencia de -480 W, para lo cual se utiliza un ángulo de desfase de  $\alpha = -1.9247^\circ$  y una amplitud de  $V_m = 179.7065V$ , calculados a partir de (70) y (71). Como resultado de aplicar los voltajes de línea a neutro, se transfiere una potencia de 480 W de la red eléctrica hacia el bus de CD. Se muestran los resultados de simulación del circuito y del modelo promediado. Las Figuras 11(a), 11(b) y 11(c) muestran los voltajes de línea a neutro del inversor tanto del circuito como del modelo promediado; las Figuras 11(d), 11(e) y 11(f) muestran las corrientes de fase tanto del circuito como del modelo promediado. Se observa el desfase de las corrientes para entregar la potencia de la red de CA al bus de CD.

Finalmente, la Figura 12 muestra la corriente y la potencia instantánea en el bus de CD tanto del circuito como del modelo promediado. En la Figura 12(a) se observa el transitorio de la corriente en el bus de CD de la simulación del circuito y del modelo promediado, llegando al estado estable en una corriente de -10 A y donde se observa que el modelo promediado conserva la dinámica de la corriente del circuito. Asimismo, se observa la potencia del bus de CD la cual, en el estado estable, alcanza los -480 W que corresponde a la potencia que se transfiere de la fuente de alimentación trifásica al bus de CD.

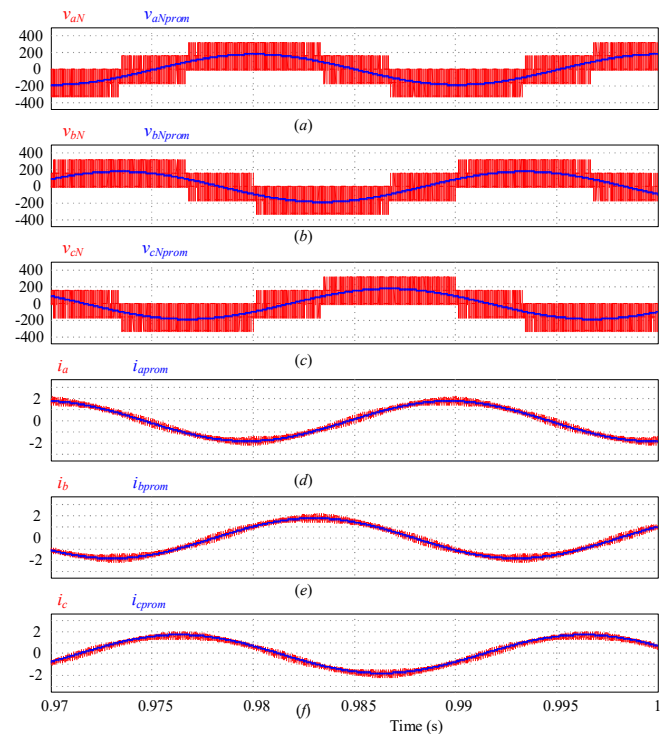


Figura 11: Voltajes de línea a neutro y corrientes de línea tanto del circuito como del modelo promediado. En esta Figura, las formas de color rojo corresponden a la simulación del circuito y las formas de onda de color azul corresponden al modelo promediado.

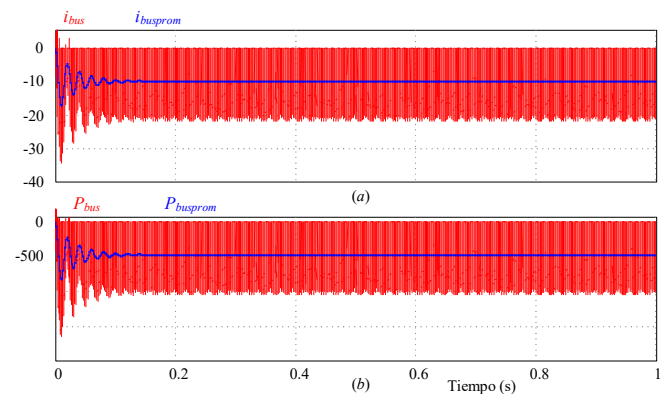


Figura 12: Corriente y potencia en el bus de CD de la simulación del circuito y del modelo promediado. En esta Figura, las formas de onda de color rojo corresponden a la simulación del circuito y las formas de onda de color azul corresponden a la simulación del modelo promediado.

## 8. Resultados de simulación como formador de bus de CD

El análisis presentado es extrapolable en las diferentes aplicaciones que se mencionaron en la introducción. A continuación se muestra, como ejemplo, la forma en que se extiende el análisis para un formador de bus de CD en una microrred de CD. Partiendo del circuito de la Figura 2, el circuito de la Figura 13 elimina la fuente de voltaje constante que modelaba el bus de CD y agrega un filtro capacitivo y una carga resistiva.

Los circuitos de las Figuras 3, 4 y 5 permanecen sin cambios.



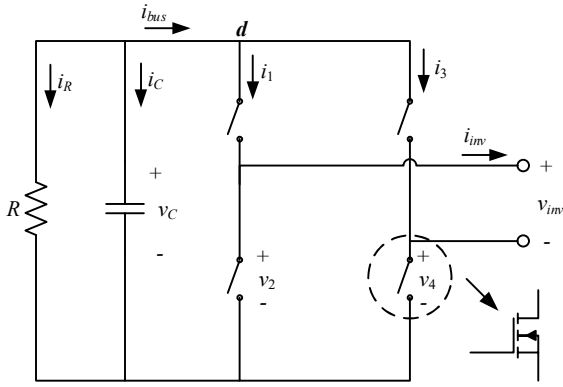


Figura 13: Modificaciones al circuito de la Figura 2.

El modelo conmutado se modifica debido al cambio realizado en el circuito donde se ha sustituido la fuente ideal por un capacitor y una carga resistiva conectados en paralelo. Se aplica la LCK en el nodo del capacitor (nodo *d*) y se obtiene:

$$i_c = -\frac{v_c}{R} - i_{bus} \quad (74)$$

Donde  $i_{bus}$  está definida en (46). Para el modelo promediado se utiliza (54) y se obtiene:

$$\tilde{i}_c = -\frac{\tilde{v}_c}{R} - \frac{n}{2} [u_a \tilde{i}_a + u_b \tilde{i}_b + u_c \tilde{i}_c] \quad (75)$$

De (75) se obtiene la dinámica del voltaje en el capacitor.

$$\frac{d}{dt} \tilde{v}_c = \frac{1}{C} \left[ -\frac{\tilde{v}_c}{R} - \frac{n}{2} (u_a \tilde{i}_a + u_b \tilde{i}_b + u_c \tilde{i}_c) \right] \quad (76)$$

Se utiliza un controlador en cascada para establecer el bus de CD y para formar la corriente extraída de la red eléctrica (R. A. Teran G., 2018), el esquema se muestra en la Figura 14. El controlador en cascada permite regular el voltaje en el bus de CD y formar la corriente extraída de la red eléctrica de forma sinusoidal y con un factor de potencia cercano a la unidad. Aun cuando el esquema de control permite validar el modelo promediado, el esquema de control tiene el inconveniente de un error de seguimiento inherente (amplitud y fase) (Zmood & Holmes, 2003); dicho error es posible eliminarlo al utilizar un regulador proporcional+resonante tal y como se muestra en (Zmood & Holmes, 2003).

Se utilizan sensores de voltaje para detectar a  $v_C, v_{AN}, v_{BN},$  y  $v_{CN}$ . y se utilizan sensores de corriente para detectar a  $i_a, i_b$  e  $i_c$ .

Se realiza la simulación del circuito y se realiza la simulación del modelo promediado, ambos utilizando el mismo lazo de control. Se utilizan los parámetros de simulación de la Tabla 9 y se agregan los parámetros de simulación de la Tabla 10.

Tabla 10: Parámetros de simulación del convertidor bidireccional trifásico

Parámetro	Descripción	Valor
$V_{Cref}$	Voltaje de referencia de bus de CD	48 V
$k_1$	Ganancia del PI <sub>1</sub>	-0.01
$T_1$	Constante de tiempo del PI <sub>1</sub>	0.001 s
$k_2$	Ganancias de los PI <sub>2</sub> , PI <sub>3</sub> y PI <sub>4</sub>	0.1
$T_2$	Constante de tiempo del PI <sub>2</sub> , PI <sub>3</sub> y PI <sub>4</sub>	0.00001 s
$l_i$	Límite inferior del limitador	-0.99
$l_s$	Límite superior del limitador	0.99

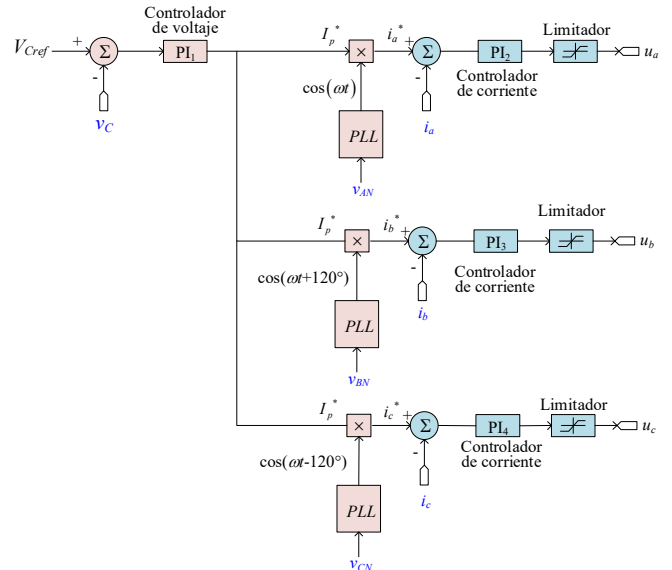


Figura 14: Estrategia de control en cascada.

En la Figura 15, se muestra la regulación del voltaje del bus de CD tanto de la simulación del circuito como del modelo promediado; asimismo, se agrega el voltaje de referencia. Se observa que el voltaje del capacitor del modelo promediado conserva la dinámica del voltaje del capacitor del circuito y ambas señales alcanzan el voltaje de referencia de 48 V en estado estable.

La Figura 16 muestra las corrientes en los inductores de acoplamiento tanto del circuito como del modelo promediado. Se observa que las corrientes de línea del modelo promediado conservan la dinámica de las corrientes obtenidas de la simulación del circuito.

En la figura 17 se muestran las formas de onda de corriente de referencia y las formas de onda realimentadas obtenidas de la simulación del circuito. Se observa el seguimiento de las corrientes de línea a las corrientes de referencia.

En la figura 18 se muestran las formas de onda de referencia de las corrientes en los inductores de acoplamiento y las formas de onda de corriente en los inductores obtenidos de la simulación del modelo promediado. Se observa el seguimiento de las corrientes realimentadas a las corrientes de referencia.

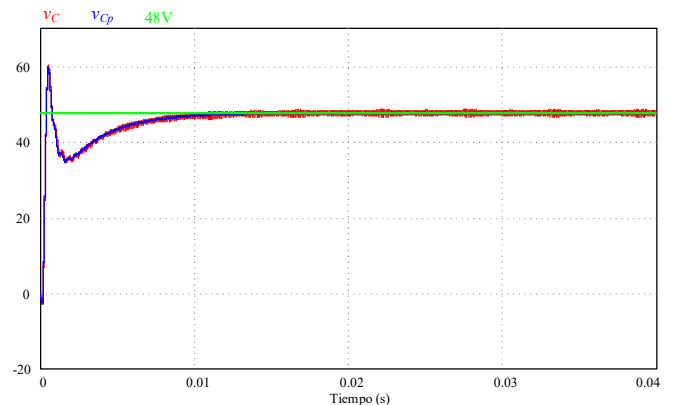


Figura 15: Voltaje en el bus de corriente directa. La señal en color rojo corresponde al resultado de la simulación del circuito, la señal en color azul corresponde al resultado de la simulación del modelo promediado y la señal de color verde corresponde a la referencia de voltaje.

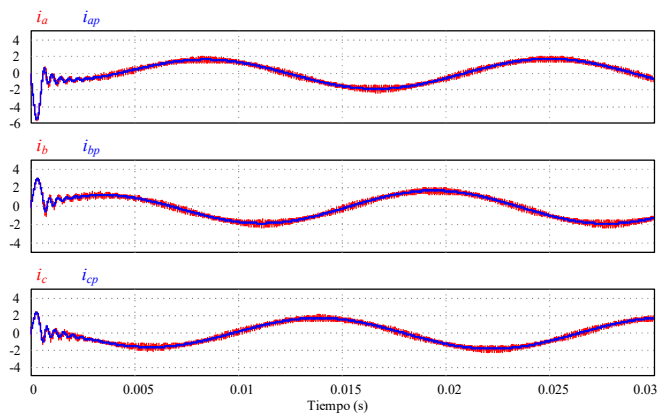


Figura 16: Corrientes en los inductores tanto del circuito como del modelo promediado. En la Figura, las señales en color rojo corresponden a la simulación del circuito y las señales en color azul, corresponden a la simulación del modelo promediado.

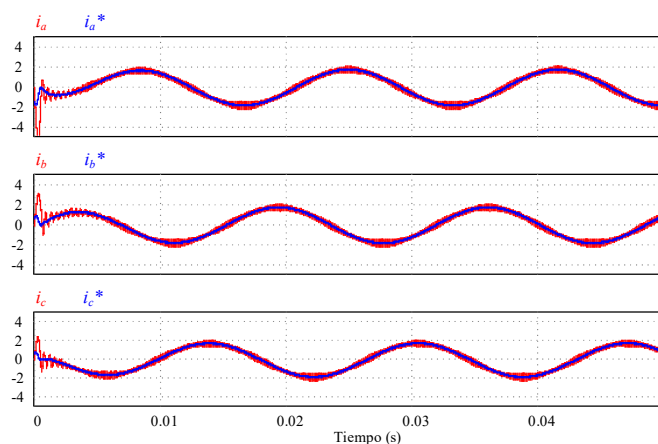


Figura 17: Corrientes de referencia y corrientes realimentadas de la simulación del circuito. En la Figura, las señales en color rojo corresponden a las corrientes de referencia y las señales en color azul, corresponden a las señales de corriente realimentadas.

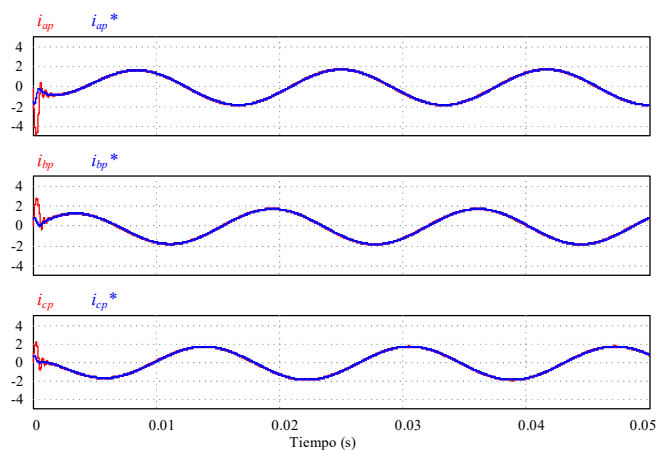


Figura 18: Corrientes de referencia y corrientes realimentadas del modelo promediado. En la Figura, las señales en color azul corresponden a las referencias y las señales en color rojo, corresponden a las señales realimentadas.

El modelo promediado reduce considerablemente el tiempo de simulación como se observa en la Tabla 11. Se realizó la simulación en un tiempo total de simulación de 1ms. En el caso del modelo promediado fue posible reducir el Time Step a 1 E-

5, y en el caso del circuito no fue posible reducir el Time Step sin afectar los resultados obtenidos.

Tabla 11: Tiempos de simulación del circuito y del modelo promediado

Simulación	Time Step	Tiempo de simulación
Circuito	1 E-6	47 s
Modelo promediado	1 E-6	18 s
Modelo promediado	1 E-5	3 s

### 9. Conclusiones

En este artículo se presentó el modelado del convertidor CD-CA con aislamiento en alta frecuencia bidireccional. Se desarrolló el modelo conmutado el cual representa fielmente el comportamiento del convertidor CD-CA al utilizar funciones de conmutación que modelan el comportamiento de los transistores. Asimismo, se desarrolla el modelo promediado el cual es un modelo de baja frecuencia y que conserva la dinámica del circuito original y cuyo resultado es de utilidad para el análisis de baja frecuencia del sistema. Los resultados de simulación permiten la validación de los modelos conmutado y promediado así como la capacidad del circuito del manejo de flujo de potencia bidireccional. La estrategia de modulación utilizada está basada en la modulación sinusoidal por anchura de pulso, la cual toma en cuenta la polaridad del voltaje en el secundario del transformador de alta frecuencia. Se incluye un lazo de control en cascada que permite formar un bus de voltaje de CD ante una carga resistiva con filtro capacitivo así como formar las corrientes en los inductores de acoplamiento de forma sinusoidal. Este trabajo pretende contribuir en la descripción de los convertidores CD-CA bidireccionales con aislamiento en alta frecuencia y manejo de flujo de potencia bidireccional que puede ser útil en la simulación de sistemas complejos como lo son las microrredes de CD y CA.

### Agradecimientos

Se agradece al Instituto Tecnológico de Sonora (ITSON) por los fondos proporcionados, a través de los programas PROFAPI y PFCE, en el desarrollo de este trabajo.

### Referencias

Chaudhury, T., & Kastha, D. (2020). A High Gain Multiport DC-DC Converter for Integrating Energy Storage Devices to DC Microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(10), 10501-10514.

Dos Santos Neto, P. J. (2020). Power Management Strategy based on Virtual Inertia for DC microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*.

Hojabari, H. (2019). Unidirectional isolated high-frequency link DC/AC converter for grid integration of DC sources. *IET Renewable Power Generation*, 13(15), 2880-2887.

Huang, R., & Mazumder, S. K. (2009). A soft-switching scheme for an isolated dc/dc converter with pulsating dc output for a three-phase high-frequency-link PWM converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(10), 2276-2288.

Huynh, P. S. (2020). Direct AC-AC Active-Clamped Half-Bridge Converter for Inductive Charging Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(2), 1356-1365.

Mayer, R., El Katel, M. B., & Oliveira, S. V. (2020). Multi-Phase Interleaved Bidirectional DC/DC Converter with Coupled Inductor for Electrified-Vehicle Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(3), 2533-2547.

- R. A. Teran G., J. P. (2018). Comparison of Three-Phase Grid-Connected Inverters Topologies for Reactive Power Compensation and PV Power Injection. IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC). Ixtapa, Mexico.
- Ramirez-Murillo, H. e. (2017). An efficiency comparison of fuel-cell hybrid systems based on the versatile buck–boost converter. IEEE Transactions on Power Electronics, 33( 2), 1237-1246.
- Salari, O. e. (2020). Reconfigurable Hybrid Energy Storage System for an Electric Vehicle DC/AC Inverter. IEEE Transactions on Power Electronics.
- Sayed, M. A. (2017). PWM switching technique for three-phase bidirectional grid-tie DC–AC–AC converter with high-frequency isolation. IEEE Transactions on power electronics, 33(1), 845-858.
- Sha, D. e. (2011). A digitally controlled three-phase cycloconverter type high frequency ac link inverter using space vector modulation. Journal of Power Electronics, 11(1), 28-36.
- Shim, J. W. (2020). Virtual Capacity of Hybrid Energy Storage Systems Using Adaptive State of Charge Range Control for Smoothing Renewable Intermittency. IEEE Access, 8, 126951-126964.
- Teng, C. e. (2019). Distributed control strategy of hybrid energy storage system in the DC microgrid. The Journal of Engineering, 2019(16), 2851-2855.
- Varajo, D. e. (2017). Modulation strategy for a single-stage bidirectional and isolated AC–DC matrix converter for energy storage systems. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 65(4), 3458-3468.
- Varajo, D. e. (2017). Modulation strategy for a single-stage bidirectional and isolated AC–DC matrix converter for energy storage systems. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 65(4), 3458-3468.
- Wang, X. e. (2020). A Novel Carrier-Based PWM Without Narrow Pulses Applying to High-Frequency Link Matrix Converter. IEEE Access, 8, 157654-157662.
- Yan, Z. e. (2011). An integration SPWM strategy for high-frequency link matrix converter with adaptive commutation in one step based on de-recoupling idea. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 59(1), 116-128.
- Zhao, S. e. (2018). Lithium-ion-capacitor-based distributed ups architecture for reactive power mitigation and phase balancing in datacenters. IEEE Transactions on Power Electronics, 34( 8), 7381-7396.
- Zhou, J. e. (2020). Design and Control of Power Fluctuation Delivery for Cell Capacitance Optimization in Multiport Modular Solid-State Transformers. IEEE Transactions on Power Electronics, 36(2), 1412-1427.
- Zmood, D. N., & Holmes, D. G. (2003). Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error. IEEE Transactions on power electronics, 18(3), 814-822.