

A SVPWM, Partial Zero-Voltage Transition AC-DC Converter for Electric Vehicle Applications

J. Ramirez-Hernandez, *Member, IEEE*, I. Araujo-Vargas, *Member, IEEE*, and M. Rivera, *Member, IEEE*

Abstract—The principle of operation of a modular AC-DC converter for Plug in Electric Vehicles (PEV's) battery charger applications is presented. The topology is a split version of a conventional active rectifier in a three-phase matrix converter and an H bridge. A Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) scheme is used together with a Zero Voltage Switching (ZVS) strategy to reduce the switching losses, output voltage regulation, and a low Total Harmonic Distortion (THD). Simulation results are presented to verify the principle of operation of the AC-DC topology with a 5 kW converter.

Index Terms—AC-DC power converter, Battery charger, H Bridge, three-phase matrix converter, SVPWM, ZVS.

I. INTRODUCCIÓN

EL uso de convertidores de potencia de CA a CD para recargar bancos de baterías o supercapacitores de Vehículos Eléctricos Enchufables (PEV's por sus siglas en inglés), [1], y Vehículos Eléctricos de Carga Inalámbrica (WEV's, por sus siglas en inglés), [2], es crucial para aumentar el aprovechamiento de la energía eléctrica y proveer mayor autonomía. Aunado a lo anterior, el empleo de estos vehículos ha permitido disminuir el impacto ambiental que produce el consumo de combustible, [3], y la dependencia hacia los hidrocarburos, ya que éstos han aumentado su precio debido a una futura escasez, [4].

La autonomía y aprovechamiento de energía eléctrica de un PEV ó WEV se puede mejorar obteniendo una alta densidad de energía por volumen, [5], lográndose a partir de la reducción del número de elementos de conmutación y del tamaño o eliminación de los elementos almacenadores de energía, disminuyendo así el tamaño total del convertidor de potencia colocado a bordo del vehículo. Simultáneamente, el consumo de energía debe ser de alta calidad reflejado con un bajo índice de Distorsión Armónica Total (THD, por sus siglas en inglés) y un alto factor de potencia, (PF, por sus siglas en inglés).

This work was supported by Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología de México (CONACyT) and the Instituto Politécnico Nacional (IPN).

Jazmin Ramirez-Hernandez and Ismael Araujo-Vargas are with the Instituto Politécnico Nacional, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, unidad Culhuacan, Av. Santa Ana 1000, Mexico City, Mexico, (email: jazzrh@hotmail.com, iaraujo@ipn.mx).

M. Rivera is with the Universidad de Talca, Chile, (email: marcoriv@utalca.cl).

Una metodología atractiva para reducir el tamaño y peso de los convertidores de potencia empleados en los PEV's es a través del incremento de la frecuencia de operación del circuito, [6-7], de tal manera que las dimensiones de los elementos pasivos que conforman las configuraciones más comunes, como convertidores CA-CD Boost y Buck, [8-9] son disminuidas; sin embargo, las pérdidas de energía por conmutación se incrementan en cierta medida por la acción de conmutación de los dispositivos semiconductores.

El convertidor CA-CD propuesto divide un rectificador activo convencional, [10], en dos etapas de conversión; la primera realiza la conversión CA-CA empleando un convertidor matricial de tres fases a una fase y la segunda etapa realiza la rectificación de voltaje, ambos circuitos son conectados a través de dos bobinas acopladas que permiten realizar la recarga de manera inalámbrica, de manera que la conversión de CA-CA se realiza en el exterior del vehículo.

El convertidor propuesto presenta las siguientes ventajas (1) el empleo del convertidor matricial para realizar la conversión de CA-CA y obtener una señal de alta frecuencia, permite a diferencia de los convertidores convencionales, [11], eliminar el uso de elementos almacenadores de energía como bobinas o capacitores que reducen el tiempo de vida de un convertidor, además de que la conversión se realiza en un solo paso, [12-13], mientras que los convencionales lo realizan en dos etapas, CA-CD-CA, [14]; (2) la modulación de espacio vectorial por ancho de pulso (SVPWM, por sus siglas en inglés) convencional, [15], es modificada para incorporar una estrategia de Conmutación por Voltaje Cero (ZVS, por sus siglas en inglés), para disminuir el estrés en los dispositivos semiconductores en el encendido de los interruptores cuando existe una reversión en el flujo de corriente e incrementar así la frecuencia de operación del circuito reduciendo el tamaño de las bobinas acopladas; (3) la separación del rectificador activo convencional en dos etapas permite la posibilidad de reducir el tamaño del convertidor que es colocado a bordo del vehículo, [16].

El presente artículo muestra la topología del convertidor CA-CD propuesto y su principio de operación, describiendo las condiciones de conmutación para lograr ZVS en el encendido de los interruptores bidireccionales. Esta técnica de conversión de CA-CD separable es verificada numéricamente en un diseño de 5kW.

A. Descripción del Circuito

El convertidor CA-CD propuesto consiste en el desacoplo de un rectificador activo convencional en dos etapas:

a) La primera etapa está conformada por un convertidor matricial, que realiza la conversión de CA a CA, alimentado por una fuente de corriente trifásica con una sola fase de salida, donde se procesa corriente de baja frecuencia para obtener una fuente de corriente alterna de alta frecuencia. Este primer convertidor puede ser localizado en el exterior del vehículo, es decir, en la estación de carga. El devanado primario del transformador de alta frecuencia es conectado a la salida de este convertidor para realizar la transferencia inalámbrica de energía entre éste y la segunda etapa.

b) El segundo módulo se encuentra localizado en el interior del vehículo y consiste en un Puente H, cuya función es rectificar la corriente para obtener a la salida un voltaje de CD.

El diagrama eléctrico de la topología propuesta se muestra en la Fig. 1. El convertidor matricial es alimentado por la corriente generada por los inductores de línea L y está conformado por seis interruptores bidireccionales (Q_1-Q_6). La inductancia de fuga del transformador de alta frecuencia, junto con un inductor adicional, conforman la inductancia L_s . Este transformador acopla el nivel de voltaje V_o , el cual tiene una forma casi-cuadrada gracias a la conmutación del puente H tomando los valores de $v_{xy} = \pm V_o$, y es amplificado en el lado primario del transformador hasta un nivel lo suficientemente mayor que la amplitud del voltaje de suministro, $v_{prim} = \pm nV_o$. La técnica de SVPWM convencional es modificada para obtener voltajes PWM de tres niveles, permitiendo el control de las corrientes de línea y del voltaje de salida.

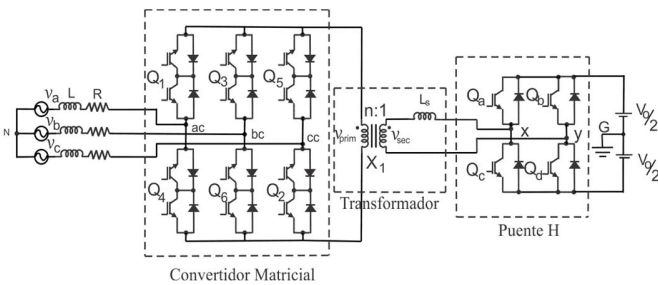


Fig. 1. Diagrama eléctrico del convertidor CA/CD para la carga de baterías de VECI.

B. Principio de Operación

La técnica de control empleada para la conmutación de los interruptores en el convertidor CA-CD propuesto, se basa en un esquema de SVPWM que permite la regulación del voltaje de CD a la salida mediante un índice de modulación, M_a . La implementación de esta modulación resulta sencilla, con respuesta rápida y un amplio intervalo de control en comparación con otros métodos de modulación por ancho de pulso, [13]. El esquema de SVPWM convencional, [17], donde los tres patrones de pulso de los interruptores durante la segunda mitad de un periodo de conmutación es simétrica con respecto a la primera mitad, es modificado para lograr una suave conmutación en los interruptores mediante una técnica de ZVS parcial, obteniéndose corrientes de línea sinusoidales y disminuyendo las pérdidas por conmutación en el circuito.

En la Fig. 2 se muestran los patrones de pulso S_a, S_b y S_c para un esquema de modulación de SVPWM convencional en un periodo de conmutación del primer sector, donde el ancho del

pulso depende del índice de modulación. Estos estados se separan en dos conjuntos de señales digitales para definir la conmutación del puente H (S_x y S_y) y de cada una de las fases del convertidor matricial, (S_{am}, S_{bm} y S_{cm}); donde “1” indica que el interruptor de la parte superior se encuentra cerrado mientras que el de la parte inferior se encuentra abierto y “0” indica la condición complemento.

Los estados de conmutación de las dos ramas del puente H, S_x y S_y , tienen un ciclo de trabajo del 50% y se encuentran desfasadas causando un tiempo de traslape, T_{SV0H} . Estos estados de conmutación generan los voltajes v_{xG} y v_{yG} referidos a un nodo común central G del lado del riel de CD.

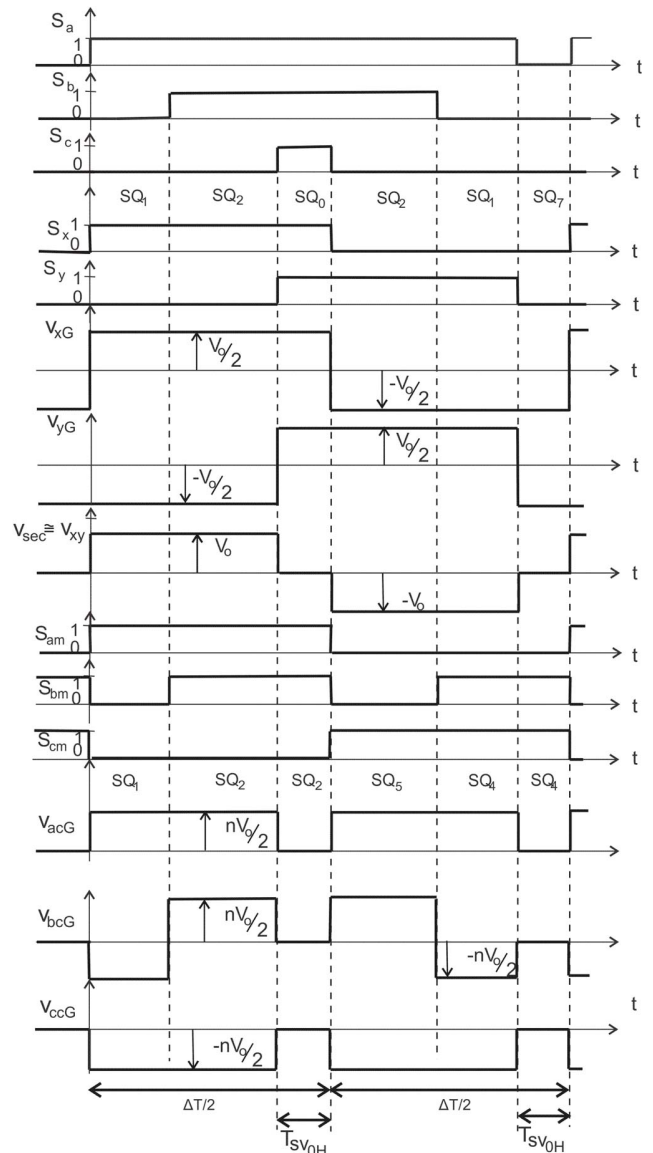


Fig. 2. Obtención de los estados de conmutación del convertidor modular CA-CD y los voltajes que generan.

El voltaje generado por el puente H, $v_{xy} = v_{xG} - v_{yG}$, tiene una forma casi-cuadrada, sujetando durante el tiempo de traslape T_{SV0H} , cero Voltios a la salida del puente H. Durante el primer semiciclo de duración $\Delta T/2$, los estados de conmutación del convertidor matricial, S_{am}, S_{bm} y S_{cm} , son iguales a los del

rectificador activo convencional cuando $v_{sec} = V_o$. Cuando los estados del rectificador activo convencional son iguales en las tres ramas se causa un corto circuito; sin embargo, para la presente propuesta, el corto circuito se refleja por el traslape en el puente H manteniendo la última combinación de estados en el convertidor matricial. Para el segundo semiciclo, el voltaje del puente H es invertido, $v_{sec} = -V_o$, por lo que los estados del convertidor matricial son complementados. En el instante en que los estados de conmutación del rectificador vuelven a ser iguales el traslape en el puente H ocurre nuevamente; por lo tanto, la última combinación se vuelve a conservar en el convertidor matricial. De esta manera, la combinación neutra que se realiza en el rectificador activo convencional se conserva en la versión de la Fig. 1 a través del traslape del puente H.

Los voltajes de entrada del convertidor matricial referidos al nodo central G del riel de CD, v_{acG} , v_{bcG} y v_{ccG} se muestran en la parte inferior de la Fig. 2. Estas formas de onda corresponden al producto del voltaje en el primario, v_{prim} , con el estado de conmutación de cada rama, siendo $v_{prim} = nv_{sec}$. En estas tres formas de onda, un nivel de cero es colocado por el puente H causando un neutro de voltaje a la entrada del convertidor matricial.

C. Modulación SVPWM

Los seis posibles vectores de conmutación del convertidor matricial de la Fig. 1, SQ_1 a SQ_6 , generan seis vectores de espacio, sv_1 a sv_6 , que pueden ser representados en un plano bidimensional α - β junto con el vector de voltaje sv_0 generado por el corto circuito del Puente H, por los estados de conmutación SQ_0 y SQ_7 . Esta representación se observa en la Fig. 3 donde los vectores de espacio son obtenidos mediante la transformada de Clarke.

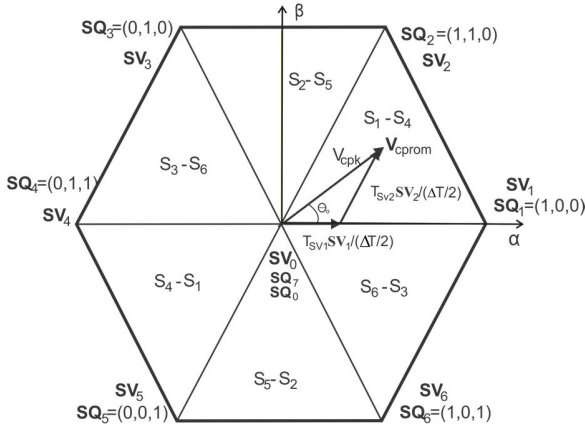


Fig. 3. Plano bidimensional α - β de vector de espacio.

Un vector de voltaje de convertidor promedio arbitrario, $v_{cprom} = V_{cpk} \angle \theta_c$, puede ser generado mediante un balance voltaje-tiempo para controlar las corrientes de línea junto con los voltajes de suministro. Durante la primera mitad del periodo de conmutación se utilizan los vectores de espacio correspondientes al sector donde se localice el ángulo θ_c . Durante la segunda mitad del periodo de conmutación, la polaridad del voltaje de salida del convertidor matricial es

invertida ($v_{prim} = -nV_o$), por lo que el balance voltaje-tiempo emplea los vectores de espacio del sector opuesto en el plano α - β . En la Fig. 4 se muestra la forma de onda de corriente en el secundario del transformador, $i_{Ls} = i_L$, junto con los voltajes v_{xy} y v_{sec} . Asumiendo una corriente i_{Ls} positiva y que $v_{sec} = V_o$, la pendiente de la corriente i_{Ls} es negativa debido a que el voltaje del convertidor es mayor que el voltaje de suministro durante la primera mitad del periodo de conmutación. Durante este periodo el convertidor matricial conmuta con SQ_1 y SQ_2 ; sin embargo, cuando ocurre el corto circuito provocado por el puente H, la pendiente de i_{Ls} se vuelve positiva, debido a que incrementa la corriente en el inductor ya que el corto provocado por el puente H no permite que la corriente fluya a la carga.

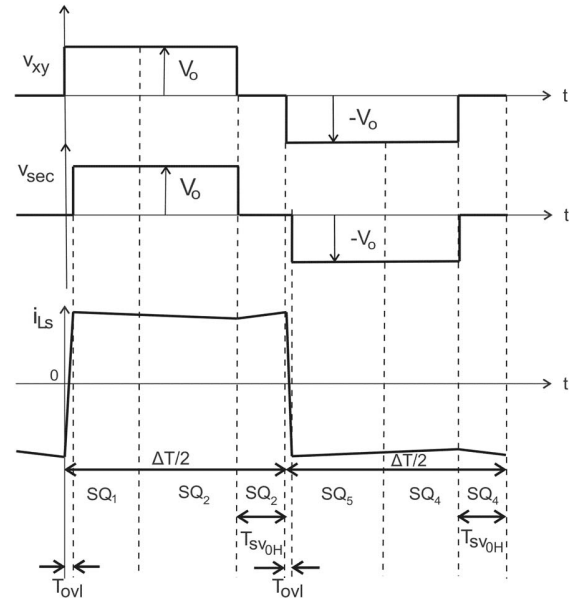


Fig. 4. Voltajes v_{xy} , v_{sec} y corriente en el secundario del transformador, i_{Ls} .

Durante la segunda mitad del periodo de conmutación, la corriente i_{Ls} es revertida, de tal manera que v_{xy} y v_{sec} toman el valor de $-V_o$ y cero respectivamente durante un periodo de traslape T_{ovl} , cuya duración es calculada con (1):

$$T_{ovl} = \frac{n I_{primpk} L_s}{V_o} \quad (1)$$

donde I_{primpk} es el valor pico de i_{prim} . De esta manera, se logra una transición por voltaje cero en los dispositivos semiconductores, reduciéndose las pérdidas por conmutación. Durante esta segunda mitad del periodo de conmutación son colocados los estados SQ_5 y SQ_4 en el convertidor matricial.

II. CONDICIONES DE CONMUTACIÓN

La operación del convertidor CA-CD de la Fig. 1 se resume en el diagrama a bloques de la Fig. 5, donde θ y M_a son los parámetros de entrada para la operación de la modulación SVPWM.

En el diagrama de la Fig. 5 se distinguen las siguientes etapas:

- a) Generador de estados de conmutación de un rectificador activo convencional basado en los valores de M_a y θ .
- b) Generador de estados de conmutación del convertidor matricial y del puente H.
- c) Generador de tiempo de traslape para lograr la reversión de la corriente i_{LS} a través de los interruptores bidireccionales en las ramas del convertidor matricial.

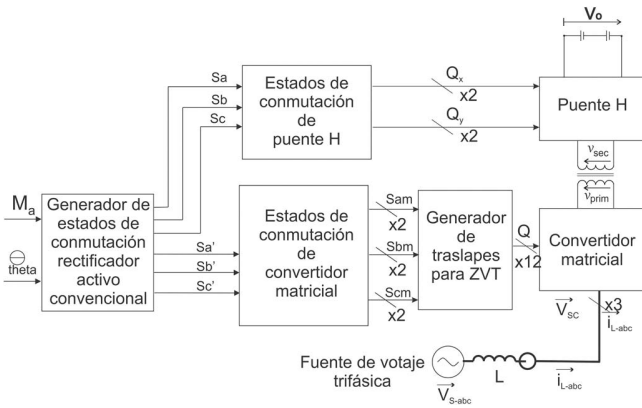


Fig. 5. Diagrama bloques de la operación del convertidor CA-CD.

Los interruptores bidireccionales del convertidor matricial están conformados por dos transistores en configuración de colector común, de tal forma que se permite el flujo de corriente en ambas direcciones a través de cada rama.

De acuerdo con lo descrito en la sección B, cuando se genera una transición de un vector neutro a un vector activo se realiza un cambio de polaridad del voltaje v_{sec} , por lo que ocurre una reversión del flujo de la corriente en las ramas del convertidor matricial. La Fig. 6 muestra la secuencia de conmutación de Q_{1a} , Q_{1b} , Q_{4a} y Q_{4b} para apagar Q_I y encender Q_A .

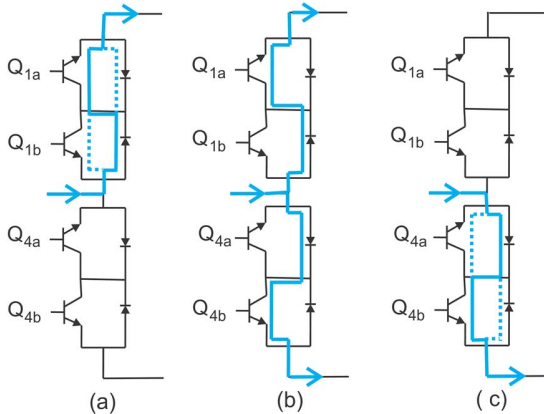


Fig. 6. Secuencia de conmutación en la transición de vector neutro a activo.

En la Fig. 6(a) los transistores Q_{1a} y Q_{1b} se encuentran encendidos con la corriente fluyendo en el sentido de la flecha a través de Q_{1a} ; en (b) Q_{1b} es apagado y Q_{4b} es encendido generándose el traslape en la rama permitiendo que la corriente comience a fluir a través de Q_{4b} cuando cambia la polaridad del voltaje v_{sec} ; en (c) una vez que la corriente deja de fluir a través de Q_{1a} es encendido Q_{4a} .

En la figura 7 se muestra la secuencia de conmutación cuando la corriente se encuentra fluyendo en sentido contrario; el

interruptor Q_I se encuentra encendido, con la corriente circulando inicialmente a través del transistor Q_{1b} en (a); en (b) el traslape en la rama se genera apagando Q_{1a} y encendiendo Q_{4a} ; en (c) una vez que la corriente deja de fluir a través de Q_{1b} debido al cambio de polaridad del voltaje v_{sec} , se apaga Q_{1b} y se enciende Q_{4b} .

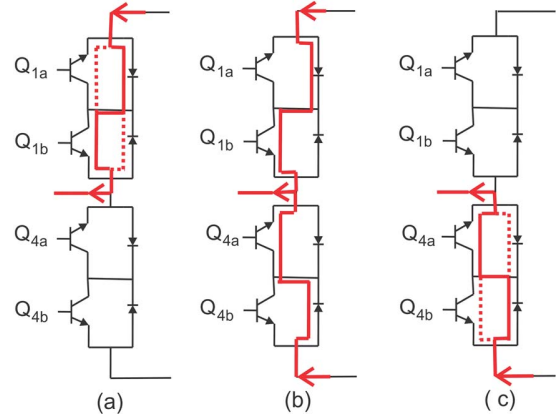


Fig. 7. Secuencia de conmutación en la transición de vector neutro a activo con corriente circulando en sentido contrario.

III. ANÁLISIS EN EL ESTADO PERMANENTE

Para realizar el análisis del convertidor CA-CD en el estado permanente se considera el diagrama fasorial de la Fig. 8, donde v_s es el vector de voltaje de suministro, v_{cprom} es el vector del voltaje promedio del convertidor, y v_L el voltaje en el inductor de línea. Se asume un control de magnitud y fase de la corriente i_L para obtener un alto factor de potencia.

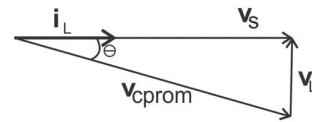


Fig. 8. Diagrama fasorial.

Las amplitudes de v_{cprom} y v_L están definidas por (2) y (3) respectivamente mientras que la corriente de línea i_L por (4):

$$V_{cpk} = \frac{V_{spk}}{\cos \theta} \quad (2)$$

$$V_{Lpk} = V_{cpk} \sin \theta \quad (3)$$

$$i_L = \frac{v_L}{\omega L} \quad (4)$$

A partir de (4) y considerando que $v_L = v_s - v_c$, se puede obtener la amplitud de i_L , I_{Lpk} , la cual queda definida de la siguiente forma:

$$I_{Lpk} = \frac{V_{spk} \operatorname{tg} \theta}{\omega L} \quad (5)$$

donde $\omega = 2\pi f$. Asumiendo condiciones ideales un balance de potencias se puede considerar:

$$\frac{3V_{spk} I_{Lpk}}{4} = \frac{V_o^2}{R} \quad (6)$$

El convertidor puede operar bajo dos condiciones extremas, la primera con un voltaje de suministro mínimo, V_{spkmin} , causando una fase máxima, φ_{max} , con una potencia de salida máxima, P_{omax} . La condición extrema opuesta, considera un voltaje de suministro máximo, V_{spkmax} , causando una fase mínima, φ_{min} , con una potencia de salida mínima, P_{omin} . Sustituyendo estas dos condiciones en (6), se obtiene:

$$\varphi_{max} = \text{tg}^{-1} \frac{2P_{omax} \omega L}{3V_{spkmin}^2} \quad (7)$$

$$\varphi_{min} = \text{tg}^{-1} \frac{2P_{omin} \omega L}{3V_{spkmax}^2} \quad (8)$$

En este trabajo se seleccionó $L = 3\text{mH}$ con el fin de variar la fase φ entre valores pequeños de 0.46° y 10.3° considerando $P_{omax} = 5\text{ kW}$, $P_{omin} = 500\text{ W}$, $V_{spkmin} = 144\text{ V}$ y $V_{spkmax} = 216\text{ V}$.

El voltaje de convertidor, V_{cpk} , puede ser calculado en función de M_a de acuerdo a:

$$V_{cpk} = M_a n V_o \frac{\sqrt{3}}{4} \quad (9)$$

Considerando las dos condiciones extremas de operación del convertidor, se obtienen las siguientes expresiones:

$$M_{amin} = \frac{4V_{cpkmin}}{\sqrt{3}nV_o} \quad (10)$$

$$M_{amax} = \frac{4V_{cpkmax}}{\sqrt{3}nV_o} \quad (11)$$

Empleando (10) y (11) se determinó $n = 5$ como un valor apropiado para permitir que M_a varíe entre 0.66 y 1 asegurando que no exista una sobre-modulación.

IV. VERIFICACIÓN NUMÉRICA

Para verificar la correcta operación del convertidor CA-CD y la estrategia de SVPWM con ZVS se desarrolló una simulación en *Saber* empleando elementos ideales y los parámetros de la Tabla I, cuyo nivel voltaje de salida corresponde a los parámetros de un cargador de nivel 1, [18].

En la Fig. 9 se muestra la correcta operación de la técnica de SVPWM en el voltaje de suministro y la corriente de línea en una de las fases, v_{aN} e i_a respectivamente, siendo i_a una onda sinusoidal en fase con v_{aN} . Se observa el voltaje de convertidor v_{acN} y en un acercamiento se distinguen los cinco niveles que

corresponden a los obtenidos en la operación de un rectificador activo convencional. En la parte inferior de la Fig. 9, se muestran la corriente de alta frecuencia i_{prim} a la salida del convertidor matricial y el voltaje en el primario del transformador, v_{prim} , contrastándolas en un acercamiento, se verifica que corresponden a las formas de onda ideales obtenidas en la Fig. 4.

TABLA I
PARÁMETROS DE SIMULACIÓN

Parámetro	Valor
Voltaje de suministro v_a, v_b and v_c	180 V pico
Frecuencia	60 Hz
Frecuencia de conmutación	7.2 kHz
Índice de modulación M_a	0.6
Inductor de entrada L	2.8 mH
Resistencia de línea R	0.1 Ω
Inductancia de fuga L_s	5 μH
Relación de vueltas en transformador	5 : 1
Voltaje de salida V_o	100 V
Potencia de salida P_o	5 kW

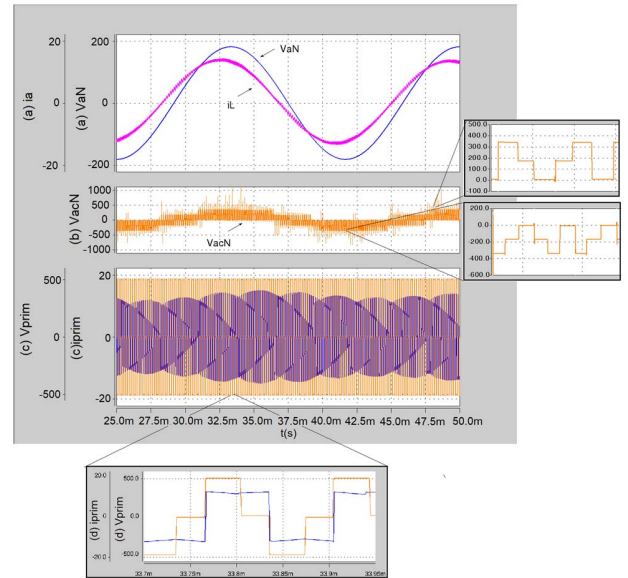


Fig. 9. Formas de onda de voltaje y corriente de suministro, v_{aN} e i_a ; voltaje de convertidor en una fase v_{acN} y corriente en devanado primario del transformador i_{prim} .

En la Fig. 10 se corrobora la correcta generación de las señales digitales que controlan la conmutación de los interruptores del convertidor CA-CD.

Se observa el contraste de los estados de conmutación de un rectificador activo convencional, S_a, S_b y S_c , con los estados de conmutación del puente H, S_x y S_y , y del convertidor matricial, S_{am}, S_{bm}, S_{cm} . El traslape de las señales S_x y S_y permite obtener los voltajes v_{xG} y v_{yG} en las respectivas ramas generando la forma de onda de voltaje v_{xy} en el devanado secundario del transformador, el cual se comprueba tiene una forma casi cuadrada que permite obtener el vector de voltaje neutro empleado para la operación del convertidor matricial.

En la parte inferior de la Fig. 10 se muestran los voltajes a la entrada del convertidor referidos al nodo G del riel de CD, de los cuales se observa que v_{acG} y v_{ccG} son formas de onda

rectificadas del voltaje v_{xy} de manera positiva y negativa respectivamente; mientras que el voltaje v_{bcG} es un voltaje de CA que cambia de signo debido a la reversión de corriente que ocurre en la segunda rama del convertidor matricial durante la transición del vector activo a activo. Estas formas de onda se pueden comparar con las formas de onda ideales mostradas en la Fig. 2, comprobándose la operación del convertidor.

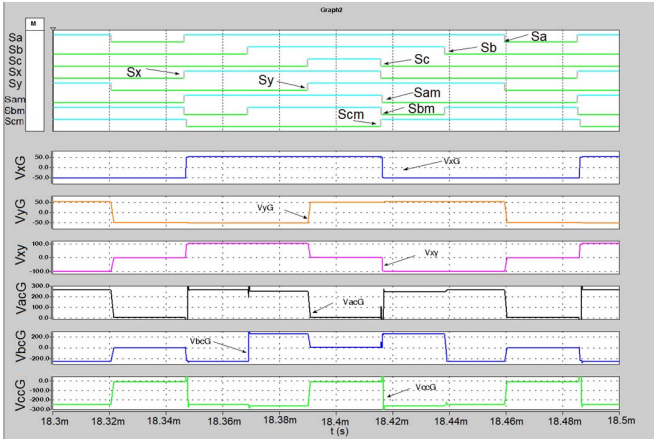


Fig. 10. Estados de conmutación de rectificador activo convencional S_a, S_b, S_c y su desacoplo en los estados de conmutación del puente H, S_x y S_y , y del convertidor matricial, S_{am}, S_{bm} y S_{cm} . Formas de onda de voltaje $V_{xG}, V_{yG}, V_{xG}, V_{acG}, V_{bcG}, V_{ccG}$.

En la Fig. 11 se muestran las señales de control que son colocadas en la primera rama del convertidor matricial para apagar los interruptores Q_{1a} y Q_{1b} y encender Q_{4a} y Q_{4b} . Se observa que para obtener una transición suave durante el encendido y reducir el estrés en los semiconductores, se genera un traslape en Q_{1a} y Q_{4b} (de acuerdo a la secuencia de la Fig. 6) que permite tener cero Voltios en el interruptor Q_4 al comenzar a incrementar su corriente, i_{Q4} . La corriente i_{Q1} comienza a decrementar de forma gradual, sin embargo, como se puede observar, la transición suave es parcial ya que no está considerada para el caso de apagado del interruptor Q_1 .

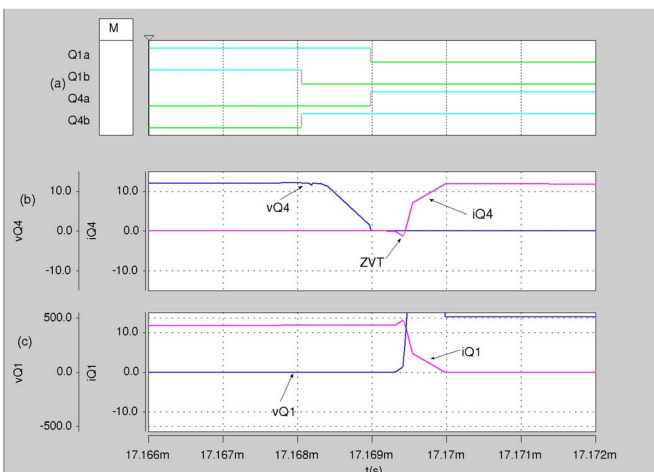


Fig. 11. Estados de conmutación Q_{1a}, Q_{1b}, Q_{4a} y Q_{4b} . Voltaje y corriente en el interruptor Q_4, v_{Q4} e i_{Q4} . Voltaje y corriente en Q_1, v_{Q1} e i_{Q1} .

Para apoyar la transición suave en el apagado de los interruptores, el uso de snubbers pasivos no es factible, ya que

pueden generar condiciones no deseadas de corto circuito durante la operación del convertidor, por lo que una solución puede ser empleo de snubbers activos como el propuesto en [19], donde se utilizan puentes de diodos que dirigen la energía hacia un capacitor.

Para verificar la calidad de la energía en el convertidor se analizó el contenido armónico de la corriente de línea en una fase para un voltaje de suministro de 127 V, 60 Hz y un voltaje de salida de 100 V, 5 kW; Fig. 12, donde se observa que existen componentes en el orden armónico $N=242$ y $N=488$, estos componentes se presentan debido a que ocurren cuatro transiciones entre vectores de estado dentro de un periodo de conmutación. El THD obtenido para la corriente de línea es de 4.43%.

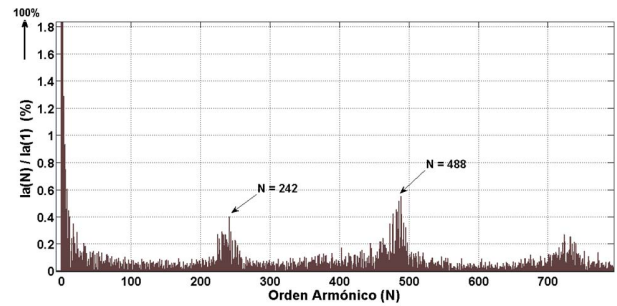


Fig. 12. Contenido armónico de la corriente de línea i_a para un voltaje de suministro de 127 V, 60 Hz, Voltaje de salida 100 V, 5 kW.

En la Tabla II, se muestra una comparativa en la estimación de las pérdidas sin la técnica de ZVT parcial y empleando la técnica descrita, el modelo de IGBT de SiC considerado para la implementación es el IXGA30N60C3C1. Se observa que las pérdidas en el convertidor matricial logran ser reducidas de 38.7 W a 27.24 W, ya que durante el encendido el voltaje V_{CE} (Voltaje colector-emisor) es de cero Volts.

TABLA II
COMPARACIÓN DE PÉRDIDAS POR CONMUTACIÓN

	<i>Pérdidas sin ZVT parcial en el convertidor matricial</i>	<i>Pérdidas con ZVT parcial en el convertidor matricial</i>
P_{on}	11.46 W	0 W
P_{off}	37.24 W	27.24 W
P_{cond}	1.13 mW	1.13 mW
P_{tot}	38.7 W	27.24 W

En la Tabla III se muestra una comparativa del convertidor propuesto con las topologías descritas en [20] y [21]. Se observa que el número de dispositivos semiconductores que se encuentran colocados a bordo del vehículo es menor; la configuración propuesta, permite el flujo bidireccional de la energía a través del convertidor. La eficiencia estimada del convertidor propuesto es mayor en relación con los otros dos, ya que en uno de los modos de operación de [20] y [21] las pérdidas de conmutación incrementan llegando a obtener pérdidas de hasta 35%.

En la Tabla IV, se muestra el detalle de la estimación de pérdidas que lleva a considerar un 93% de eficiencia del convertidor propuesto. Esto debido principalmente a las pérdidas de conmutación en el convertidor matricial, en el

puente H y las pérdidas de energía en los componentes magnéticos, tal es el caso del inductor L y de las bobinas acopladas, considerando el caso en que éstas se encuentren separadas con un factor de acoplamiento que oscila entre valores de 0.1 y 0.3, [22-23].

TABLA III
TABLA COMPARATIVA

Parámetro	Topología presentada en [20]	Topología presentada en [21]	Topología propuesta
Número de dispositivos semiconductores	12	14	16 (4 a bordo)
Pérdidas de conmutación	1%	1.5%	0.7%
THD	2.3%	2.5%	4.40%
Frecuencia de conmutación	14 kHz	10 kHz	7.2 kHz
Eficiencia	65-95%	77.7%-95.3%	93%
Flujo bidireccional	No	No	Si
Volumen del convertidor a bordo	5386.75cm ³	1606.10 cm ³	1700 cm ³
Desventajas	En un modo de operación las pérdidas por conmutación se incrementan, al igual que las pérdidas en el transformador.	En un modo de operación las pérdidas por conmutación se incrementan, al igual que las pérdidas en el transformado	La conmutación suave parcial no permite la reducción de pérdidas durante el apagado de los interruptores

TABLA IV
PÉRDIDAS EN EL CONVERTIDOR

Componente	Pérdidas Estimadas
Pérdidas por conmutación en convertidor matricial	27.24 W
Pérdidas por conmutación en Puente H	12.88 W
Pérdidas en inductores acoplados	250 W
Pérdidas en inductor L	62.5 W
Total	352.62 W
Porcentaje en pérdidas	7%

V. CONCLUSIONES

El principio de operación del puente H en conjunto con el convertidor matricial fue descrito, detallando la incorporación de una modulación por desfase con una variante de PWM de Vector de Espacio. También se describió cómo debe ser la conmutación del convertidor matricial para obtener la forma de onda de corriente trapezoidal a la salida y lograr a su vez una conmutación suave parcial en los interruptores, permitiendo disminuir el tamaño de los disipadores de calor durante la implementación del prototipo.

La operación del convertidor CA-CD fue verificada mediante una simulación en Saber. Los resultados confirmaron la obtención de la corriente trapezoidal observándose una correcta reversión de las corrientes en el convertidor matricial

en conjunto con ZVS parcial. Se verificó también la calidad de la energía obteniéndose un bajo THD y un correcto balance de potencias.

Futuras investigaciones de esta topología se enfocarán a su implementación con altas frecuencias con el fin de obtener tanto alta densidad como alta calidad de energía, y por lo tanto, ampliar la estrecha brecha existente en cuanto al desarrollo de vehículos eléctricos con mayor autonomía.

AGRADECIMIENTOS

Los autores le agradecen al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología de México (CONACyT) y al Instituto Politécnico Nacional (IPN) por su apoyo y soporte económico para realizar este proyecto.

REFERENCIAS

- [1] M. Zamboti, D. Flores, T. Pires, P. Pereira, R. Silva, and D. H. Nogueira, "Impact Analysis of Plug-in Electric Vehicle Connected in Real Distribution Network," *IEEE Latin America Transactions*. vol. 14, no. 5, pp. 2239 – 2245, Aug. 2016.
- [2] C. C. Mi, G. Buja, Su Y. Choi, and C. T. Rim, "Modern Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway Powered Electric Vehicles," *IEEE Trans. on Industrial Elect.* vol. 63, no. 10, pp. 6533 – 6545, June 2016.
- [3] S. Barsali, C. Miulli, and A. Possenti, "A control strategy to minimize fuel consumption of series hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Energy Convers.* vol. 19, no. 1, pp. 187 – 195, March 2004.
- [4] S. K. Gill, K. Vu, C. Aimone. "Quantifying fossil fuel savings from investment in renewables and energy storage," *Proceedings of Saudi Arabia Smart Grid*, Jeddah, Saudi Arabia, May 2018.
- [5] K. Dong-Hee, K. Min-Jung, L. Byoung-Kuk, "An Integrated Battery Charger With High Power Density and Efficiency for Electric Vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 32, no. 6, pp. 4553 – 4565, June 2017.
- [6] P. Jain, M. Pahlevaninezhad, S. Pan and J. Drobnik, "A Review of High-Frequency Power Distribution Systems: For Space, Telecommunication, and Computer Applications," *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 29, no. 8, pp. 3852 - 3863, Aug. 2014.
- [7] L. Tarisciotti, P. Zanchetta, A. Watson, J. C. Clare, M. Degano and S. Bifaretti, "Modulated Model Predictive Control for a Three-Phase Active Rectifier," *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. 51, no. 2, pp. 1610 - 1620, April 2015.
- [8] F. Musavi, W. Eberle and W. G. Dunford, "A high-performance single-phase AC-DC power factor corrected boost converter for plug in hybrid electric vehicle battery chargers," *Proceedings of Energy Conversion Congress and Exposition*, Atlanta, USA, Sep. 2010.
- [9] J. E. Bosso, G. G. Oggier, G. O. Garcia, "Isolated Buck/Boost Bidirectional DC-Three Phase Topology," *IEEE Latin America Transactions*. vol. 14, no. 6, pp. 2669 - 2674, June 2016.
- [10] S. Salas, I. Araujo, O. Flores, J. Ramirez, and B. Del Muro, "Experimental verification of a one-step ahead current control scheme for an active rectifier," *Proceedings of International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing*, Ixtapa, México, Nov. 2014.
- [11] A. Hafiz, C. Honnyong, A. K. Ashraf, K. Heung-Geun, "A Family of High-Frequency Isolated Single-Phase Z-Source AC-AC Converters With Safe-Commutation Strategy," *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 31, no. 11, pp. 7522 – 7533, March 2016.
- [12] J. Rodriguez, R. Morales, E. Peralta, O. Carranza and R. Ortega, "Optimal Venturini Modulation for a Three-phase Four-Wire Matrix Converter," *IEEE Latin America Transactions*. vol. 14, no. 2, pp. 617 - 623, Feb. 2016.
- [13] J. W. Kolar, T. Friedli, J. Rodriguez and P. W. Wheeler, "Review of Three-Phase PWM AC-AC Converter Topologies," *IEEE Trans. on Industrial Elect.* vol. 58, no. 11, pp. 4988 - 5006, Nov. 2011.
- [14] M. Moghaddami, A. Moghadasi and A. I. Sarwat. "A single-stage three-phase AC-AC converter for inductive power transfer systems," *Proceedings of Power and Energy Society General Meeting*, Boston, USA, July 2016.
- [15] I. Araujo, K. Cano, J. Ramirez, N. Mondragon, C. I. Nicolas, A. Villarruel, D. de J. Cortes, and F. J. Perez. "A Single DC-Source Seven-Level Inverter for Utility Equipment of Metro Railway, Power-Land

- Substations,” *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. 50, no. 10, pp. 3876 – 3892, March 2014.
- [16] H. Chih-Chiang, F. Yi-Hsiung, L. Cheng-Wei, “A new LLC converter for electric vehicles battery charger,” *Proceedings of International Conference on Electrical Machines and Systems*, Pattaya, Thailand, Jan. 2016.
- [17] J. Ramirez, I. Araujo, K. Cano, A. J. Forsyth, “Space vector PWM strategy for a thirteen-level hybrid inverter,” *Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications*, Lille, France, Oct. 2013.
- [18] Y. Murat, P. T. Krein, “Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles,” *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 8, no. 5, pp. 2151-2169, May 2013.
- [19] A. Prasai, D. Deepak, “Active AC snubber for direct AC/AC power converters,” *Proceedings of Energy Conversion Congress and Exposition*, Phoenix, AZ, USA, Sept. 2011.
- [20] K. Seonghye, K. Feel-Soon, “Multifunctional Onboard Battery Charger for Plug-in Electric Vehicles,” *IEEE Trans. on Industrial Elect.* vol. 62, no. 6, pp. 3460- 3472, June 2015.
- [21] H. Vu Nguyen, T. Dinh-Du, L. Dong-Choon, “Onboard Battery Chargers for Plug-in Electric Vehicles With Dual Functional Circuit for Low-Voltage Battery Charging and Active Power Decoupling,” *IEEE Access.* Vol. 6, pp. 70212 – 70222, Oct. 2018.
- [22] M. Sang-Cheol, M. Gun-Woo, “Wireless Power Transfer System With an Asymmetric Four-Coil Resonator for Electric Vehicle Battery Chargers,” *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 31, no. 10, pp. 6844-6854, Oct. 2016.
- [23] D. Junjun, L. Weihan, N. Trong Duy, L. Siqi, C. M. Chunting, “Compact and Efficient Bipolar Coupler for Wireless Power Chargers: Design and Analysis,” *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 30, no. 11, pp. 6130-6140, Nov. 2015.



Marco Rivera Abarca. Nació en Talca, Chile en 1982. Recibió el grado de Ingeniero en Electrónica y de Maestro en Ingeniería Eléctrica en la Universidad de Concepción, Concepción, Chile en 2007 y 2008 respectivamente y de Doctorado en Ingeniería Electrónica en la Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaíso, Chile, en 2011. Actualmente es Profesor

asociado en el Departamento de Tecnologías Industriales en la Universidad de Talca. Sus principales áreas de interés son: control digital aplicado a electrónica de potencia, convertidores matriciales, control predictivo y control de convertidores de potencia para aplicaciones de energías renovables.



Jazmín Ramírez Hernández. Nació en la Ciudad de México en 1985. Obtuvo el grado de Ingeniero en Comunicaciones y Electrónica, de Maestra en Ciencias de Ingeniería en Microelectrónica en el área de electrónica de potencia y el Doctorado en Comunicaciones y Electrónica en el Instituto Politécnico Nacional (IPN) en la Ciudad de México en 2007, 2013 y 2018

respectivamente. Las áreas de su investigación abarcan: inversores multiniveles, convertidores CA-CD para aplicaciones de vehículos eléctricos, convertidores matriciales, técnicas de control de SVPWM, control predictivo.



Ismael Araujo Vargas. Recibió el grado de Ingeniero en Comunicaciones y Electrónica en el Instituto Politécnico Nacional (IPN) en la Ciudad de México en 1988, el grado de Maestro en Electrónica de Potencia en la Universidad de Birmingham y Nottingham, en Birmingham, Reino Unido en 2001 y de Doctor en Ingeniería Eléctrica y

Electrónica en la Universidad de Manchester, en Manchester, Reino Unido en el 2007. Actualmente se encuentra en la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica (ESIME Culhuacán). Sus áreas de interés incluyen: rectificadores de alto factor de potencia, convertidores CD-CD, modelado y control de sistemas de electrónica de potencia.