

Nuevo inversor fotovoltaico integrado sin transformador

Jeziel Vázquez

Instituto Tecnológico de Celaya, Celaya, Gto., México, Teléfono: (461) 611 7575

n.vazquez@ieee.org

Nimrod Vázquez

Instituto Tecnológico de Celaya, Celaya, Gto., México, Teléfono: (461) 611 7575

n.vazquez@ieee.org

Claudia Hernández

Instituto Tecnológico de Celaya, Celaya, Gto., México, Teléfono: (461) 611 7575

n.vazquez@ieee.org

Héctor López

Instituto Tecnológico de Celaya, Celaya, Gto., México, Teléfono: (461) 611 7575

n.vazquez@ieee.org

Joaquín Vaquero

Universidad Rey Juan Carlos, Móstoles, Madrid, España

joaquin.vaquero@urjc.es

Resumen

Los inversores sin transformador son ampliamente utilizados en sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica, debido a los beneficios de lograr alta eficiencia y bajo costo.

El inversor fotovoltaico sin transformador puede generar una corriente de fuga entre el inversor y la red eléctrica, a través de la capacitancia parásita del módulo fotovoltaico y la tierra física. Esta corriente de fuga provoca una disminución de la eficiencia, reduce

el tiempo de vida del módulo fotovoltaico y pone en riesgo al personal que esté en contacto con el sistema. Se han propuesto varias topologías de inversores sin transformador para reducir esta corriente de fuga; este trabajo propone una topología diferente que consiste en la integración de dos etapas, un inversor puente completo y un convertidor CD/CD elevador. Una terminal de salida del inversor está conectada directamente a tierra y el convertidor es controlado por modos deslizantes.

Palabra(s) Clave(s): control por modos deslizantes, corriente de fuga, inversor fotovoltaico.

1. Introducción

Usualmente los sistemas fotovoltaicos conectados a la red incluyen un transformador en sus etapas de conversión de potencia; los transformadores garantizan el aislamiento galvánico entre la red y el sistema fotovoltaico, esto otorga protección a las personas y evita la corriente de fuga entre el sistema fotovoltaico y la tierra. Además, también asegura que no se inyecte corriente continua a la red. Sin embargo, por su baja frecuencia (50-60 Hz), el transformador es grande, pesado y caro. Además, se reduce la eficiencia final de la etapa de conversión [1-3]. Desafortunadamente, cuando se retira el transformador, un voltaje de modo común (CM) puede aparecer y generar corrientes de fuga en el sistema a través de la capacitancia parásita entre los módulos fotovoltaicos y la tierra [1]. La existencia de la corriente de fuga puede reducir la eficiencia de conversión de energía, incrementar la distorsión de la corriente de la red y presenta un riesgo a la seguridad [2].

En México los inversores fotovoltaicos conectados a la red eléctrica de acuerdo a la norma CFE G0100-04 deben utilizar un transformador para garantizar un aislamiento galvánico; pero en países como Alemania, que sigue la norma VDE 0126-1-1, se permite el uso de los inversores fotovoltaicos sin transformador, limitando así la corriente de fuga.

Para evitar la circulación de estas corrientes de fuga en los sistemas fotovoltaicos sin transformador, es necesario el uso de topologías que no generen tensiones variables en modo común (MC) [1]. El camino por el cual se genera la corriente de fuga en los inversores fotovoltaicos conectados a la red se ilustra en la Fig. 1. Está formado por los interruptores, el filtro, la impedancia de la tierra (Z_{GcGg}) y la capacitancia parásita (C_{PVg}) entre el módulo fotovoltaico y la tierra. Según [2], el voltaje en modo común (v_{CM}) se define como:

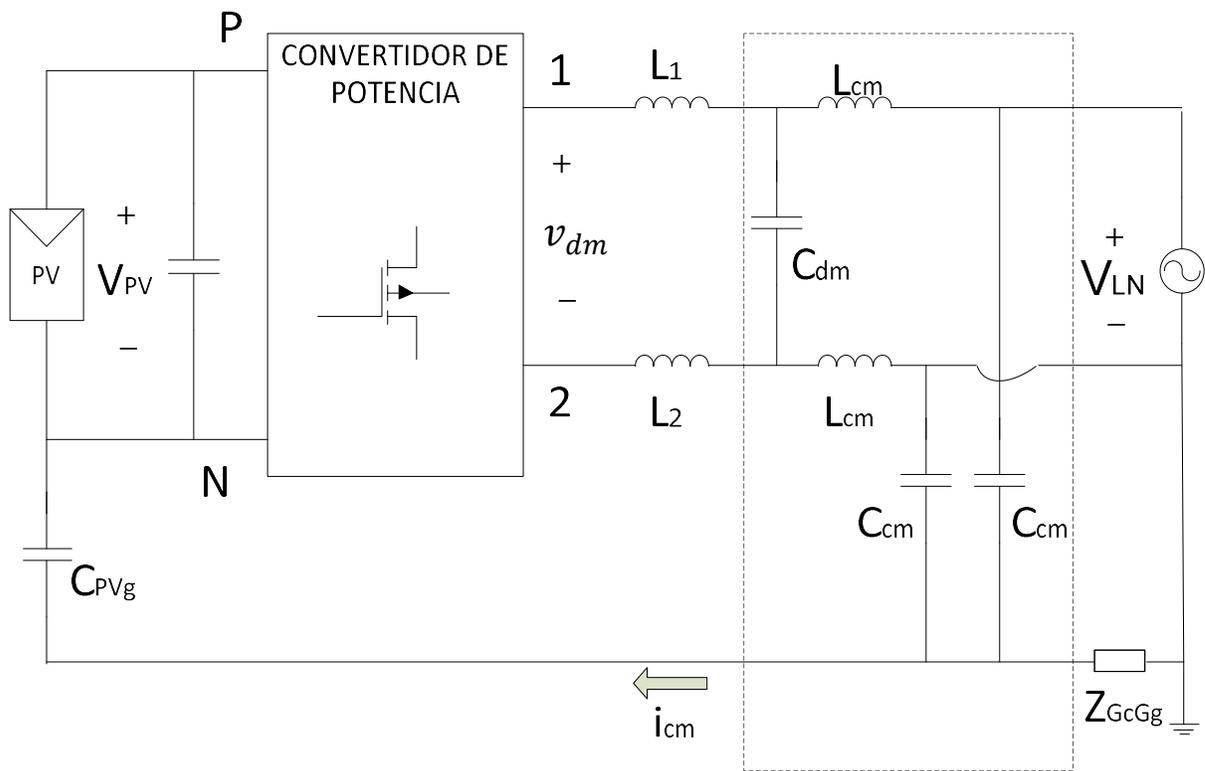


Fig. 1. Corriente en modo común en un inversor fotovoltaico sin transformador.

$$v_{CM} = \frac{v_{1N} + v_{2N}}{2} + (v_{1N} - v_{2N}) \frac{L_2 - L_1}{2(L_1 + L_2)} \quad (1)$$

Donde v_{1N} es la diferencia de tensión entre los puntos "1" y "N", v_{2N} es la diferencia de tensión entre los puntos "2" y "N", L_1 y L_2 son los inductores del filtro de salida.

Se han propuesto varias soluciones para uso en sistemas fotovoltaicos sin transformador que no generan voltajes variables en modo común; en [4] se presenta un resumen de las estrategias para suprimir la corriente de fuga en inversores conectados a la red eléctrica. Una solución es el uso de una técnica de modulación que no genere un voltaje variable en modo común, como la modulación de ancho de pulso bipolar senoidal (BSPWM por sus siglas en inglés) [4-5]; pero la desventaja de usar BSPWM es que reduce la frecuencia de conmutación a la mitad en comparación con la modulación de ancho de pulso unipolar (UPWM por sus siglas en inglés), aumentando así la distorsión armónica total del convertidor y afectando el rendimiento de la salida [6].

Otra solución es desconectar el módulo fotovoltaico de la red eléctrica cuando el voltaje en modo común varía; algunas topologías se han propuesto con esta solución, entre ellas se encuentran la H5, H6, HERIC, OH5 y las reportadas en [7-11]. También es posible conectar el módulo fotovoltaico al punto neutro de la red eléctrica a través de una terminal de salida del inversor; algunas topologías como el inversor medio puente, el inversor NPC, las propuestas en [2-3] y las presentadas en [12-19] siguen este principio.

TOPOLOGÍAS.

Un sistema típico sin transformador consta de dos etapas de conversión principales: una CD/CD y la CD/CA; estas etapas están conectados con un capacitor de enlace de CD, las terminales de salida del convertidor se conectan con un filtro para obtener una corriente senoidal y, finalmente, el filtro se conecta a la red eléctrica. Tradicionalmente la terminal negativa del módulo fotovoltaico no se encuentra conectada a tierra y esto genera un voltaje de modo común variable que genera la corriente de fuga (Fig. 2.a), en este trabajo se propone un convertidor integrado para eliminar la corriente de fuga conectando la terminal negativa del módulo fotovoltaico a tierra.

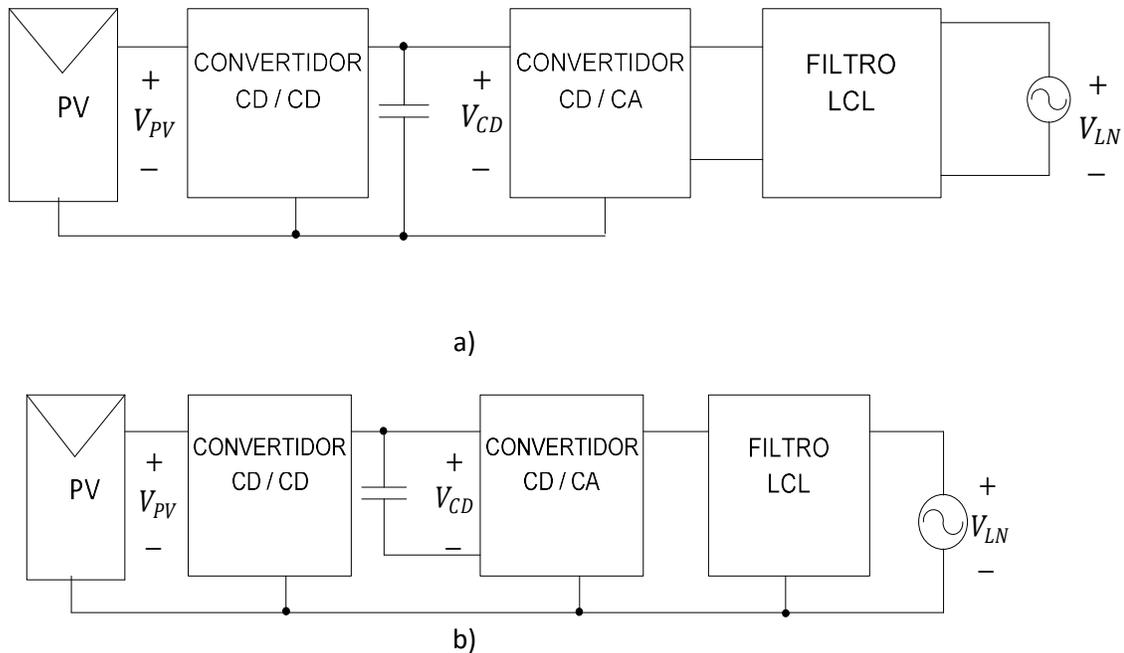


Fig. 2. Inversor sin transformador. a) Integración típica, b) integración propuesta.

La integración propuesta consta de las mismas dos etapas de conversión pero vinculadas con un capacitor flotado, la terminal negativa del módulo fotovoltaico se conecta directamente a la tierra como se muestra en la Fig. 2.b) reduciendo así el problema de corriente de fuga.

Este artículo está organizado de la siguiente manera. El convertidor integrado propuesto se explica en la sección 2, en la sección 3 se describe en detalle el controlador propuesto y los resultados de la simulación se presentan en la sección 4, por último las conclusiones son presentadas en la sección 5.

2. Convertidor propuesto

El convertidor propuesto se muestra en la Fig. 3.a) y se puede observar que

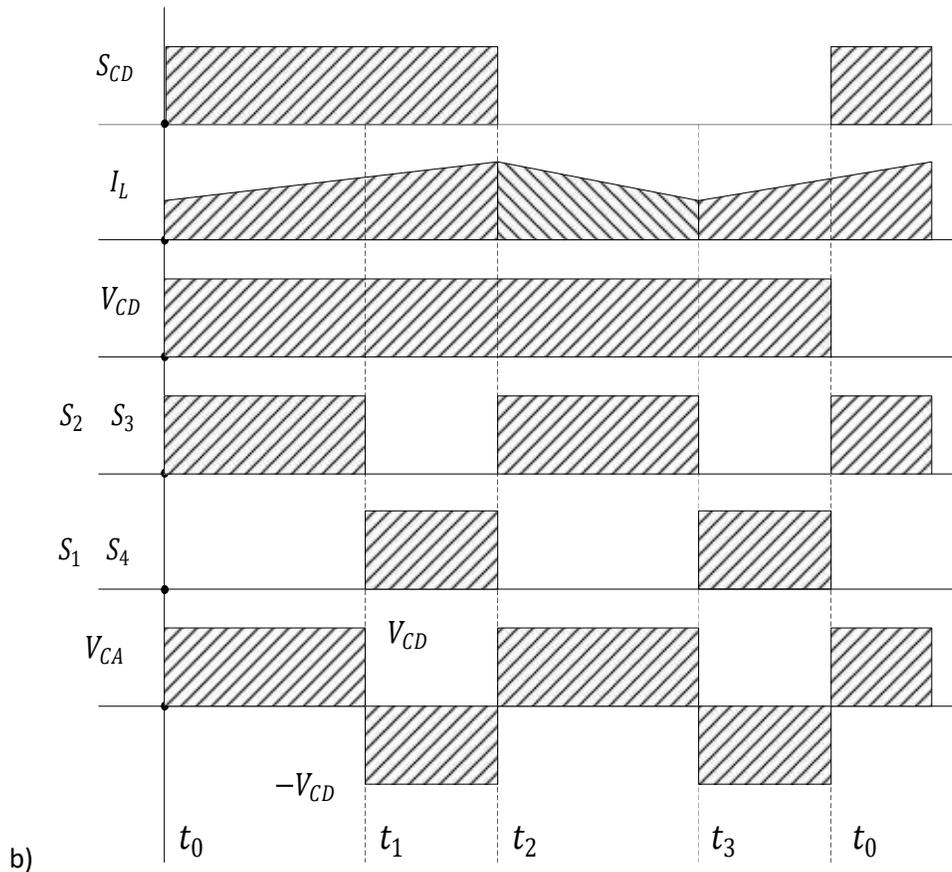
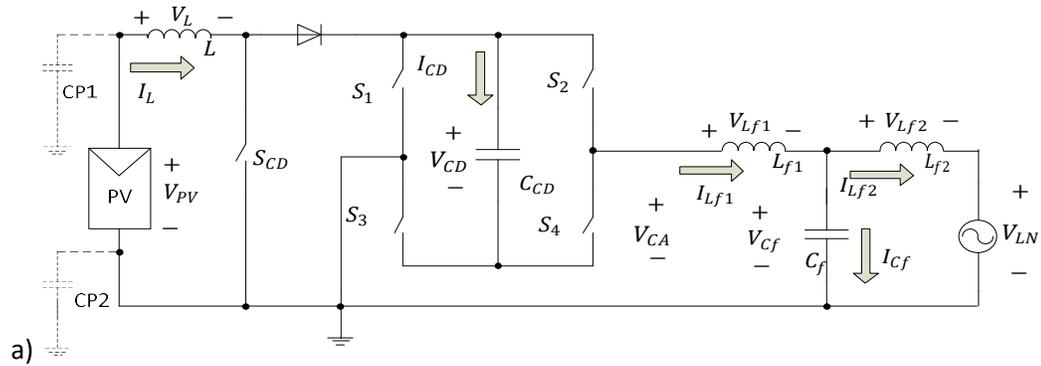


Fig. 3. Convertidor y formas de onda. a) Integración propuesta, con un convertidor elevador CD/CD y un inversor puente completo. b) Formas de onda del convertidor propuesto.

consiste en la integración de un convertidor elevador CD / CD y un convertidor CD / CA.

En el convertidor propuesto, el inductor L y el interruptor de S_{DC} forman parte del convertidor elevador CD / CD; mientras que los interruptores S_1 , S_2 , S_3 y S_4 son parte de la etapa de inversión, estas etapas están vinculadas con un capacitor flotado C_{CD} . Es importante darse cuenta de que la terminal negativa del módulo fotovoltaico se conecta directamente al neutro de la red eléctrica; la etapa de inversor está conectada con un filtro LCL para obtener una corriente senoidal y, finalmente, el sistema está conectado a la red eléctrica como se muestra en la Fig. 3.a. El modo de funcionamiento del convertidor propuesto se divide en cuatro subcircuitos como se muestra en la Fig. 4.

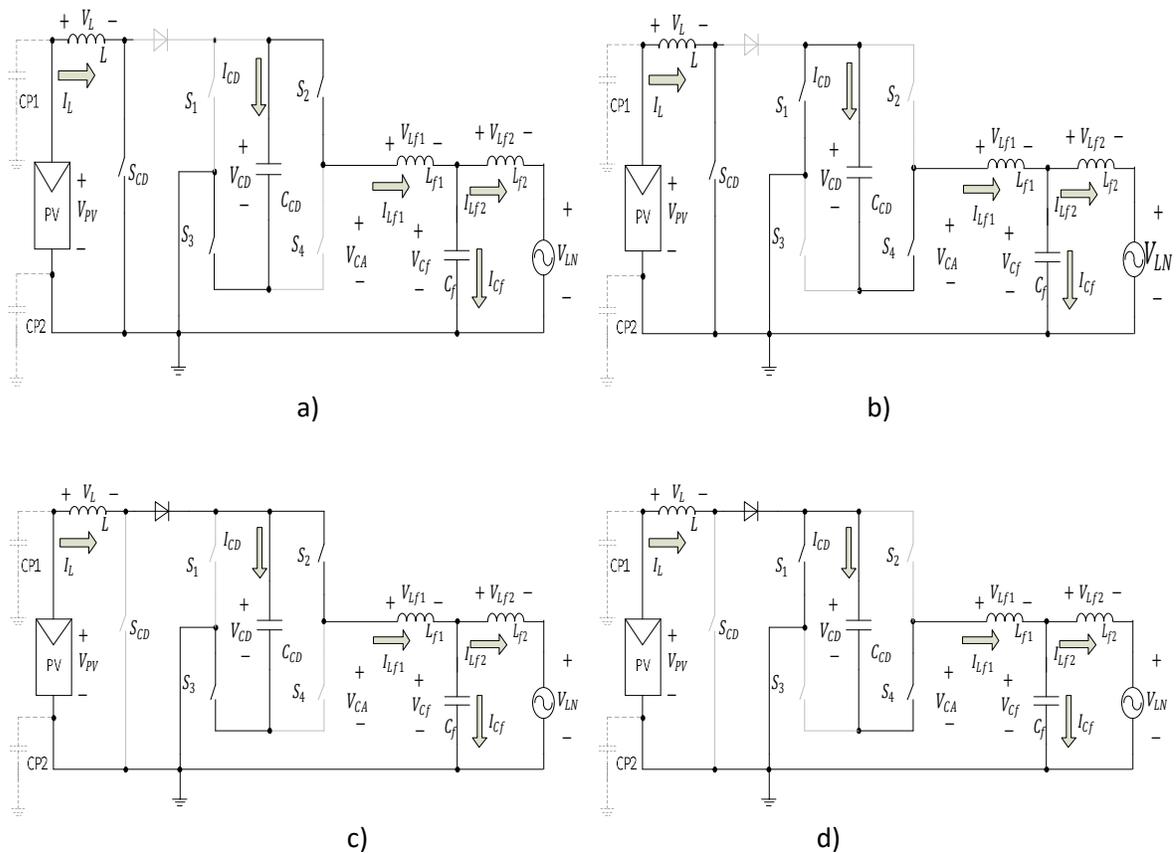


Fig. 4. Operación del convertidor propuesto. a) Subcircuito A, b) Subcircuito B, c) Subcircuito C, d) Subcircuito D.

Las formas de onda del convertidor propuesto para los cuatro subcircuitos se muestran en la Fig. 3.b.

Subcircuito A

En el subcircuito A los interruptores S_2 , S_3 y S_{DC} están encendidos, pero S_1 y S_4 están apagados. Corresponde al intervalo de tiempo t_0 - t_1 , como se muestra en la Fig. 4.a el inductor en esta etapa se está cargando y v_{CA} toma el valor de V_{CD} . Las ecuaciones de estado del subcircuito son:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_L &= \frac{v_{PV}}{L} \\ \frac{d}{dt} v_{CD} &= \frac{-i_{Lf}}{C_{CD}} \\ \frac{d}{dt} i_{Lf1} &= \frac{v_{CD} - v_{Cf}}{L_{f1}} \\ \frac{d}{dt} i_{Lf2} &= \frac{v_{Cf} - v_{LN}}{L_{f2}} \\ \frac{d}{dt} v_{Cf} &= \frac{i_{Lf} - i_{Lf2}}{C_f} \end{aligned} \quad (2)$$

Donde i_L es la corriente en el inductor del convertidor elevador, V_{PV} es el voltaje del módulo fotovoltaico, L es la inductancia del convertidor elevador, L_{f1} es la inductancia del inductor L_{f1} del filtro inductor, i_{Lf1} es la corriente en el inductor L_{f1} , C_{CD} es la capacitancia del capacitor flotado, V_{CD} es el voltaje en el capacitor flotado, C_f es la capacitancia del filtro de salida, V_{Cf} es el voltaje en el capacitor de filtro, L_{f2} es la inductancia del inductor L_{f2} del filtro, i_{Lf2} es la corriente en el inductor L_{f2} y v_L es la tensión de la red eléctrica.

Subcircuito B

El subcircuito B se define cuando los interruptores S_1 , S_4 y S_{DC} están encendidos, pero S_2 y S_3 están apagados. Corresponde al intervalo de tiempo t_1 - t_2 , como se muestra en la Fig. 4.b. El inductor en esta etapa se está cargando y v_{CA} toma el valor de $-V_{CD}$. Las ecuaciones de estado son:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} i_L &= \frac{v_{PV}}{L} \\
 \frac{d}{dt} v_{CD} &= \frac{i_{Lf1}}{C_{CD}} \\
 \frac{d}{dt} i_{Lf1} &= \frac{-v_{CD}-v_{Cf}}{L_{f1}} \\
 \frac{d}{dt} i_{Lf2} &= \frac{v_{Cf}-v_{LN}}{L_{f2}} \\
 \frac{d}{dt} v_{Cf} &= \frac{i_{Lf1}-i_{Lf}}{C_f}
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

Subcircuito C

El subcircuito C se define cuando los interruptores S_2 y S_3 están encendidos, pero S_1 , S_4 y S_{DC} están apagados. Corresponde al intervalo de tiempo t_2 - t_3 , como se muestra en la Fig. 4.c. La energía en el inductor ahora se libera y v_{CA} toma el valor de $-V_{CD}$. Las ecuaciones de estado son:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} i_L &= \frac{v_{PV}-v_{CD}}{L} \\
 \frac{d}{dt} v_{CD} &= \frac{i_L-i_{Lf}}{C_{CD}} \\
 \frac{d}{dt} i_{Lf} &= \frac{v_{CD}-v_{Cf}}{L_{f1}} \\
 \frac{d}{dt} i_{Lf} &= \frac{v_{Cf}-v_{LN}}{L_{f2}} \\
 \frac{d}{dt} v_{Cf} &= \frac{i_{Lf}-i_{Lf2}}{C_f}
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

Subcircuito D

El subcircuito D se define cuando los interruptores S_1 y S_4 están encendidos, pero S_2 , S_3 y S_{DC} están apagados. El intervalo de tiempo correspondiente es de t_3 - t_0 , como se muestra en la Fig. 4.d. El inductor en esta etapa se carga, y v_{CA} toma el valor de V_{CD} . Las ecuaciones de estado son:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} i_L &= \frac{v_{PV}}{L} \\
 \frac{d}{dt} v_{CD} &= \frac{i_{Lf1}}{C_{CD}} \\
 \frac{d}{dt} i_{Lf1} &= \frac{-v_{CD} - v_{Cf}}{L_{f1}} \\
 \frac{d}{dt} i_{Lf} &= \frac{v_{Cf} - v_{LN}}{L_{f2}} \\
 \frac{d}{dt} v_{Cf} &= \frac{i_{Lf} - i_{Lf2}}{C_f}
 \end{aligned} \tag{5}$$

Definiendo u_{ca} como ley de control para los interruptores S1, S2, S3 y S4 y u_{cd} como ley de control para el interruptor S_{DC} como:

$$u_{ca} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_1 \text{ y } S_4 \text{ están encendidos, pero } S_2 \text{ y } S_3 \text{ están apagados} \\ 0 & \text{si } S_1 \text{ y } S_4 \text{ están apagados, pero } S_2 \text{ y } S_3 \text{ están encendidos} \end{cases} \tag{6}$$

$$u_{cd} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{CD} \text{ está encendido} \\ 0 & \text{si } S_{CD} \text{ está apagado} \end{cases} \tag{7}$$

Se obtiene el modelo promedio, teniendo en cuenta las ecuaciones anteriores, como:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} i_L &= \frac{v_{PV} - v_{CD}(u_{ca}-1)(u_{cd}-1)}{L} \\
 \frac{d}{dt} v_{CD} &= \frac{i_L(u_{ca}-1)(u_{cd}-1) - i_{Lf1}(1-2u_{ca})}{C_{CD}} \\
 \frac{d}{dt} i_{Lf1} &= \frac{v_{CD}(1-2u_{ca}) - v_{Cf}}{L_{f1}} \\
 \frac{d}{dt} i_{Lf2} &= \frac{v_{Cf} - v_{LN}}{L_{f2}} \\
 \frac{d}{dt} v_{Cf} &= \frac{i_{Lf} - i_{Lf2}}{C_f}
 \end{aligned} \tag{8}$$

3. Controlador propuesto

El controlador propuesto se basa en el control por modos deslizantes (SMC por sus siglas en inglés). Esencialmente, el esquema SMC utiliza una ley de control que conmuta a alta velocidad para conducir la trayectoria de estado de la planta a una superficie específica en el espacio de estado (llamada superficie deslizante) y mantener la trayectoria de estado en esta superficie por todo el tiempo posterior. Cuando se desliza sobre la superficie, la estructura del sistema se cambia de forma discontinua de

El error entre la corriente de referencia del inversor y la corriente de salida es amplificado por un controlador de corriente CA (proporcional) y comparado con cero para obtener la ley de control del inversor.

El inversor debe garantizar que el módulo fotovoltaico es operado en el punto de máxima potencia (MP), que es el estado de funcionamiento en el que se obtiene la mayor cantidad de energía [5]. Esto se logra con un rastreador de MP (MPPT por sus siglas en inglés), asumiendo que el rizo en las terminales del módulo fotovoltaico es lo suficientemente pequeño, con el fin de operar alrededor del MP sin demasiada fluctuación. El control del convertidor CD/CD inicia desde un MPPT. La salida de éste es la referencia de la tensión del módulo fotovoltaico, V_{PV} . El error entre las señales de referencia V_{PV} y el voltaje del módulo fotovoltaico es amplificado por un controlador de voltaje de CD (integrador), cuya salida es la referencia de corriente para el inductor del convertidor elevador. El error entre la corriente de referencia del inductor y la corriente del inductor es amplificada por un controlador de corriente (proporcional integral) la cual es comparada con cero y entonces se obtiene la ley de control del convertidor elevador.

Control del inversor

Para el control del inversor, la superficie deslizante propuesta es:

$$S = i_{Lf1} - kv_{LN} \quad (9)$$

Donde i_{Lf1} es la corriente del inductor de filtro, k determina la amplitud de la corriente inyectada y v_{LN} es la tensión de red definida como:

$$v_{LN} = V_p \text{seno } \omega t \quad (10)$$

Donde V_p es el voltaje pico de v_{LN} y ω es la frecuencia angular.

La ley de control propuesta para el control del inversor es:

$$u_{ca} = \begin{cases} 1 & \text{si } S > 0 \\ 0 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (11)$$

La condición de existencia de la operación SM se puede conseguir mediante el uso de la desigualdad [23]:

$$S \frac{d}{dt} S < 0 \quad (12)$$

Derivando (9) y usando (8) y (10) se obtiene:

$$\frac{d}{dt} S = \frac{v_{CD}(1-2u_{ca})-v_{cf}}{L_{f1}} - k\omega V_p \cos \omega t \quad (13)$$

Para cumplir la condición de existencia (12) y con la ley de control (11), se obtienen las siguientes condiciones:

$$\frac{-v_{CD}-v_{cf}}{L_{f1}} - k\omega V_p \cos \omega t < 0 \quad (14)$$

$$\frac{v_{CD}-v_{cf}}{L_{f1}} - k\omega V_p \cos \omega t > 0 \quad (15)$$

Asumiendo por practicidad que $v_{cf} \approx v_{LN}$, y reduciendo términos, la condición de la existencia se cumple con:

$$v_{CD} > V_p(k\omega L_{f1} + 1) \quad (16)$$

Control del convertidor CD/CD

Para el controlador del convertidor de entrada, la superficie de deslizamiento propuesta es:

$$S_{CD} = i_{ref} - i_L + k_{CD} \int (i_{ref} - i_L) dt \quad (17)$$

Dónde i_L es el valor actual de la corriente del inductor del convertidor elevador, K_{DC} es una constante, i_{ref} es la referencia de la corriente del inductor L .

La ley de control propuesta para el convertidor CD/CD es:

$$u_{cd} = \begin{cases} 1 & S_{CD} > 0 \\ 0 & S_{CD} < 0 \end{cases} \quad (18)$$

Derivando (17) y usando (8) se obtiene:

$$\frac{d}{dt} S_{CD} = -\frac{v_{PV}-v_{CD}(u_{ca}-1)(u_{cd}-1)}{L} + k_{CD}(i_{ref} - i_L) \quad (19)$$

Para cumplir la condición de existencia (12) y con la ley de control (18), se obtienen las siguientes condiciones.

Si $S_{CD} > 0$, $u_{CD} = 1$, sin importar el valor de u_{CA} debe satisfacer la condición:

$$-\frac{v_{PV}}{L} + k_{CD}(i_{ref} - i_L) < 0 \quad (20)$$

Si se obtiene $S_{CD} < 0$, $u_{CD} = 0$, y $u_{CA} = 0$ debe satisfacer la siguiente condición:

$$-\frac{v_{PV} - v_{CD}}{L} + k_{CD}(i_{ref} - i_L) > 0 \quad (21)$$

Si se obtiene $S_{CD} < 0$, $u_{CD} = 0$, y $u_{CA} = 1$ debe satisfacer la siguiente condición:

$$-\frac{v_{PV}}{L} + k_{CD}(i_{ref} - i_L) > 0 \quad (22)$$

La condición (20) se cumple fácilmente ya que V_{PV} siempre es positivo y mayor que el error de la corriente, entonces sólo es necesario tener en cuenta el valor de k_{CD} . La desigualdad (21) se satisface ya que V_{CD} es siempre mayor que V_{PV} . Sin embargo la condición (22) no se puede satisfacer, por lo tanto se debe evitar para reducir el riesgo de inestabilidad, lo cual se puede hacer si el voltaje V_{CD} es relativamente alto, ya que el convertidor elevador estaría menos tiempo en apagado ($u_{CD} = 0$) y al mismo tiempo coordinando el control del inversor para que $u_{CA} = 0$ cuando $u_{CD} = 0$.

4. Resultados de simulación

El convertidor propuesto fue diseñado y los controladores sintonizados para asegurar su correcto funcionamiento. Las simulaciones se llevaron a cabo en la plataforma de simulación PSIM utilizando el modelo del módulo fotovoltaico incluido en el mismo. Los datos para el módulo fotovoltaico, la red eléctrica y los componentes se muestran en la tabla 1. El voltaje de referencia V_{CD} se seleccionó como 350 V y el resto de los parámetros de simulación se describen en la misma tabla.

La corriente y tensión de salida del inversor se muestran en la Fig. 6.a) y 6.b); como se puede observar, ambos se encuentran en fase y la distorsión armónica total (THD por sus siglas en inglés) de la corriente de salida es de 3.9%. La Fig. 6.c) muestra la corriente del inductor del convertidor elevador CD/CD, que es la máxima obtenida con la máxima potencia entregada por el generador fotovoltaico. El voltaje del módulo fotovoltaico y el voltaje de referencia generado por el MPPT se muestran en la Fig. 6.d).

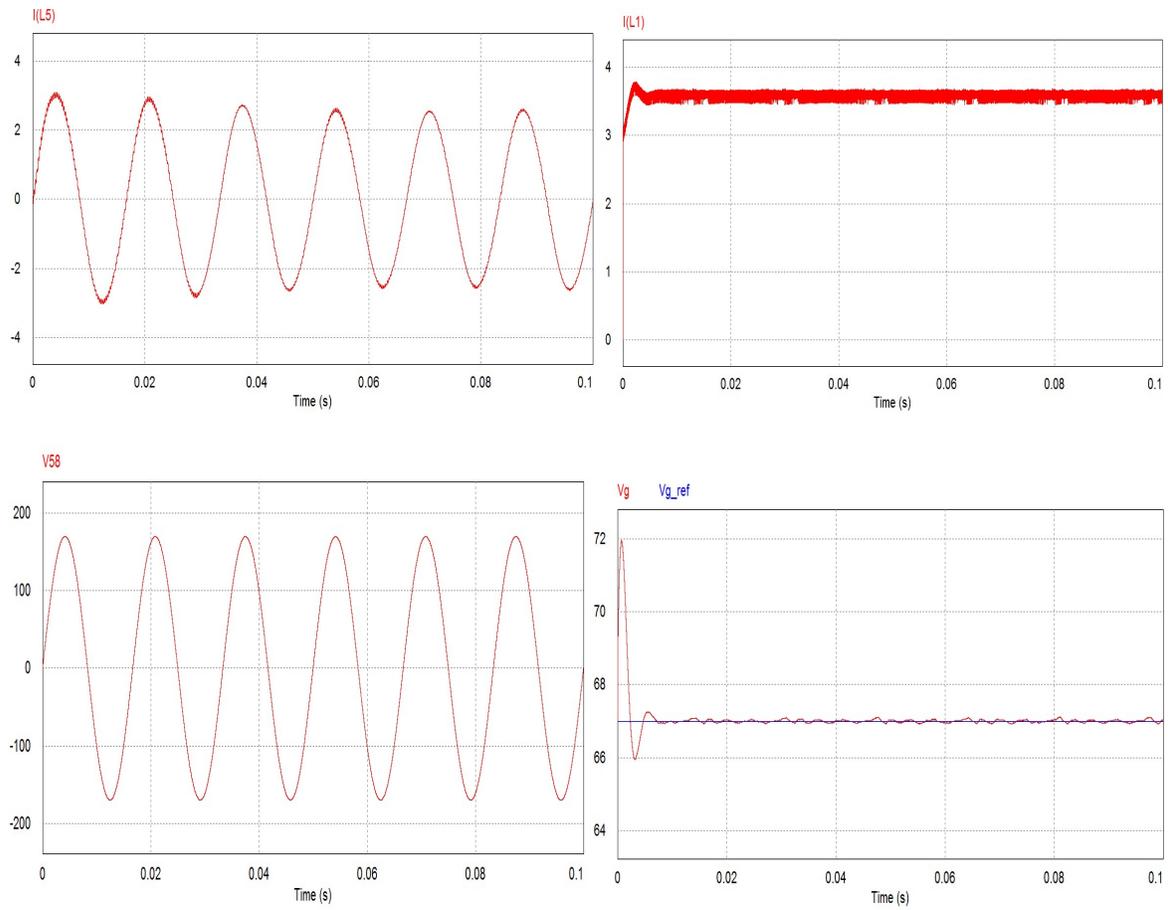


Fig. 6. Formas de onda del convertidor propuesto a) Corriente de salida en el inductor LF2. b) Voltaje de la red eléctrica. c) Corriente en el inductor del convertidor elevador. d) Voltaje en módulo fotovoltaico (señal oscilatoria) y Voltaje de referencia MPPT (línea delgada).

Concepto	Descripción	Valor
Arreglo Fotovoltaico.	Voltaje de circuito abierto	92 V
	Corriente de corto circuito	4.64 A
	Voltaje a máxima potencia	67 V
	Corriente a máxima potencia	3.6 A
Componentes	Inductor L	1 mH
	Capacitor CCD	1000 uF
	Inductor Lf1	1.5 mH
	Capacitor Cf	1.68 uF
	Inductor Lf2	1 mH
Red eléctrica	Frecuencia	60 Hz
	Voltaje pico	170 V

Tabla 1. Datos de simulación.

5. Conclusiones

Los inversores sin transformador en aplicaciones fotovoltaicas son recomendados debido a que tienen una alta eficiencia y bajo costo. Ciertamente el inversor fotovoltaico puede generar una corriente de fuga entre el inversor y la red eléctrica a través de una capacitancia parásita; sin embargo, esto puede ser reducido o eliminado por diferentes métodos. En este trabajo se presentó un nuevo convertidor integrado para aliviar el problema de la corriente de fuga. La configuración del inversor fotovoltaico propuesto elimina eficazmente la corriente de fuga que fluye a través de la capacitancia parásita, debido a que el voltaje a través de dicho capacitor se encuentra a una tensión de cero volts mediante la conexión de la terminal negativa del módulo fotovoltaico directamente al neutro de la red eléctrica. La integración propuesta puede ser utilizada con otras topologías tanto de convertidores CD/CD como CD/CA. Se utilizó el control por modos deslizantes para asegurar el funcionamiento del sistema, pero sin duda otros esquemas

de control pueden ser considerados. Las simulaciones se presentaron para validar la idea propuesta.

6. Referencias

- [1] Li Zhang, Kai Sun, Yan Xing, Mu Xing, "H6 Transformerless Full-Bridge PV Grid-Tied Inverters". *Power Electronics, IEEE*. Vol. 29. No. 3. March 2014. 1229-1238 pp.
- [2] YunjieGu, Li Wuhua, Yi Zhao, Bo Yang, Chushan Li, Xiangning He, "Transformerless Inverter With Virtual DC Bus Concept for Cost-Effective Grid-Connected PV Power Systems". *Power Electronics, IEEE*. Vol. 28. No. 2. Feb. 2013. 793-805 pp.
- [3] R. Gonzalez, Eugenio Gubia, J. Lopez, L. Marroyo, "Transformerless Single-Phase Multilevel-Based Photovoltaic Inverter". *Industrial Electronics, IEEE*. Vol. 55. No. 7. July 2008. 2694-2702 pp.
- [4] Xianghua Shi, Ting Tang, JinmingXu, Ruhai Huang, ShaojunXie, JiarongKan, "Leakage current elimination mechanism for photovoltaic grid-tied inverters". *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*. 10-13 Nov. 2013. 955-960 pp.
- [5] S, Kjaer, J. K. Pedersen, F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules". *Industry Applications, IEEE*. Vol. 41. No. 5. Sept.-Oct. 2005. 1292-1306 pp.
- [6] Jong-Won Shin, Hojoon Shin, Junk-Ik Ha, Bo-Hyung Cho, "A low-common mode noise and high-efficiency buck-buck-boost inverter". *Applied Power Electronics Conference and Exposition, Twenty-Eighth Annual IEEE*. 17-21 March 2013. 2259-2265 pp.
- [7] Bin Gu, Dominic, J. Jih-Sheng Lai, Chien-Liang Chen, LaBella, T. Baifeng Chen, "High Reliability and Efficiency Single-Phase Transformerless Inverter for Grid-

- Connected Photovoltaic Systems". *Power Electronics, IEEE*. Vol. 28. No. 5. May 2013. 2235-2245 pp.
- [8] H. F. Xiao, X. P. Liu, K. Lan, "Zero-Voltage-Transition Full-Bridge Topologies for Transformerless Photovoltaic Grid-Connected Inverter". *Industrial Electronics, IEEE*. Vol. 61. No. 10. Oct. 2014. 5393-5401 pp.
- [9] S. V. Araujo, P. Zacharias, R. Mallwitz, "Highly Efficient Single-Phase Transformerless Inverters for Grid-Connected Photovoltaic Systems". *Industrial Electronics, IEEE*. Vol. 57. No. 9. Sept. 2010. 3118-3128 pp.
- [10] Wenfeng Cui, Bo Yang, Yi Zhao, Wuhua Li, Xiangning He, "A novel single-phase transformerless grid-connected inverter". *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. 7-10 Nov. 2011. 1126-1130 pp.
- [11] Mo Wei, A. L. P. Chiang, F. Blaabjerg, "A new DC/AC boost transformerless converter in application of photovoltaic power generation". *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2011 IEEE Ninth International Conference*. 5-8 Dec. 2011 813-817 pp.
- [12] Li Zhang, Kai Sun, Lanlan Feng, Hongfei Wu, Yan Xing, "A Family of Neutral Point Clamped Full-Bridge Topologies for Transformerless Photovoltaic Grid-Tied Inverters". *Power Electronics, IEEE*. Vol. 28. No. 2. Feb. 2013. 730-739 pp.
- [13] Jia-Min Shen, Jou, Hurng-Liahng, Jinn-Chang Wu, "Novel Transformerless Grid-Connected Power Converter With Negative Grounding for Photovoltaic Generation System". *Power Electronics, IEEE*. Vol. 27. No. 4. April 2012. 1818-1829 pp.
- [14] M. Islam, R. Singer, "Design of a new transformerless SepCuk inverter topology for grid connected photovoltaics". *Renewable Energy Congress (IREC), 2014 5th International*. 25-27 March 2014. 1-5 pp.

- [15] T. Ahmed, S. Mekhilef, M. Nakaoka, "Single phase transformerless semi-Z-source inverter with reduced total harmonic distortion (THD) and DC current injection". ECCE Asia Downunder, IEEE. 3-6 June 2013. 1322-1327 pp.
- [16] N. Kasa., T. Iida, Iwamoto, Hideo, "An inverter using buck-boost type chopper circuits for popular small-scale photovoltaic power system". Industrial Electronics Society. The 25th Annual Conference of the IEEE. Vol. 1. 1999. 185-190 pp.
- [17] Yong Wang, Rui Li, "Novel High-Efficiency Three-Level Stacked-Neutral-Point-Clamped Grid-Tied Inverter". Industrial Electronics, IEEE. Vol. 60. No. 9. Sept. 2013. 3766-3774 pp.
- [18] Dong Cao, F. Z. Peng, "A Family of Z-source and Quasi-Z-source DC-DC Converters". Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE. 15-19 Feb. 2009. 1097-1101.
- [19] S. V. Araujo, P. Zacharias, B. Sahan, "Novel grid-connected non-isolated converters for photovoltaic systems with grounded generator". Power Electronics Specialists Conference, 2008. IEEE. June 2008. 58-65, 15-19 pp.
- [20] S.-L. Jung, Ying-Yu Tzou, "Sliding mode control of a closed-loop regulated PWM inverter under large load variations". Power Electronics Specialists Conference, 1993. 24th Annual IEEE. Jun 1993. 616-622, 20-24 pp.
- [21] S.-L. Jung, Ying-Yu Tzou, "Discrete sliding-mode control of a PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis with optimal sliding curve". Power Electronics, IEEE. Vol. 11. No. 4. Jul 1996. 567-577 pp.
- [22] N. Vazquez, J. Almazan, J. Alvarez, C. Aguilar, J. Arau, "Analysis and experimental study of the buck, boost and buck-boost inverters". Power Electronics Specialists Conference, 1999. 30th Annual IEEE. Vol. 2. 1999. 801-806 pp.

- [23] V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives". *Industrial Electronics*, IEEE. Vol. 40. No. 1. Feb 1993, 23-36 pp.

7. Autores

Ing. Jeziel Vázquez Nava es Ingeniero en Automatización por la Universidad Autónoma de Querétaro en 2012 y actualmente es estudiante de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico de Celaya.

Dr. Nimrod Vazquez Nava obtuvo el título de Ingeniero en Electrónica por el Instituto Tecnológico de Celaya en 1994, los grados de Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica y Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el CENIDET en 1997 y 2003 respectivamente, actualmente es profesor-investigador en el Instituto Tecnológico de Celaya e investigador nivel 1 en el SNI.

M. C. Héctor Juan Carlos López Tapia obtuvo el título de Ingeniero Electrónico y el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el Instituto Tecnológico de Celaya, actualmente es docente en el Instituto Tecnológico de Celaya.

M.C. Claudia V Hernández Gutiérrez obtuvo el título de Ingeniero en Electrónica por el Instituto Tecnológico de Celaya en 1995 y el grado de Maestra en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el CENIDET en 2000, actualmente es docente del Posgrado en Electrónica en el Instituto Tecnológico de Celaya.