

# Controlador para Inyección de Corriente a la Red con Inversor Tipo T

Fernando I. Mariscal-Castillo<sup>1</sup>,  
Panfilo R. Martínez-Rodríguez<sup>1</sup>,  
Daniel U. Campos Delgado<sup>1</sup>, Andrés A. Valdez-Fernández<sup>1</sup>,  
Joseph A. Estrada-Correa<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Facultad de Ciencias, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, SLP, México. (e-mail: mariscal.thd@gmail.com, pamartinez@ieee.org, ducd@ciencias.uaslp.mx, aavf1@hotmail.com, alberto.estrada.co@gmail.com)

## Resumen

En este artículo se presenta el modelado y diseño de un controlador para un sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica, basado en una topología tipo T y filtro L de primer orden. El controlador propuesto consta de dos lazos, uno de corriente que garantiza el seguimiento de una referencia sinusoidal en fase con la tensión de red; y otro de tensión que permite mantener el balance del voltajes en los condensadores del inversor. Para construir la referencia de corriente se utiliza una señal proporcional a la componente fundamental del voltaje de la red, la cual se extrae haciendo uso de un filtro. El control propuesto para el lazo de corriente es un controlador proporcional más un banco de filtros resonantes para realizar el seguimiento de la corriente. En cuanto al lazo de voltaje, se diseña un controlador Proporcional-Integral sobre la diferencia de tensión de los condensadores para mantener el balance en el voltaje de estos. Finalmente con el fin de evaluar el desempeño del sistema se realizan simulaciones numéricas a una potencia de referencia de 1 kW.

## Keywords:

Sistemas Electrónicos de Potencia, Control Automático, Energías Renovables.

## 1. INTRODUCCIÓN

En últimos años, nuevas formas de generar energía eléctrica de forma amigable con el medio ambiente han sido propuestas debido a diversos factores como la concienciación sobre el impacto ambiental provocado por el uso de combustibles fósiles para la generación de potencia, la reducción de los yacimientos de crudo o la preocupación por el cambio climático son algunos de ellos. Las energías renovables han sido un hito debido a sus características de sustentabilidad, inagotables y responsabilidad ambiental, por lo que los esfuerzos científicos y tecnológicos están avanzando con el fin de aprovechar estas energías de forma más eficiente (Schmela et al., 2017), (Mancisindor et al., 2009).

Recientemente, el uso de generadores basados en energías renovables ha crecido debido cinco principales factores:

- La energía es producida sin contaminación ambiental o emisiones de CO<sub>2</sub>.
- El uso de sistemas de generación distribuida basado en energías renovables (RE-DPGS) ayuda a mitigar la escasez de energía.
- Dado que los RE-DPGS son colocados cerca de las cargas, las pérdidas de potencia por transmisión son reducidas.
- Los RE-DPGS pueden servir como fuentes ininterrumpidas, por lo que estos sistemas pueden ayudar a la red a recuperarse de una falla.

- El costo de los RE-DPGS es menor al de los sistemas generadores centralizados.

Los convertidores de DC-AC (inversores) son sistemas electrónicos de potencia que ayudan a convertir la energía eléctrica producida por los paneles y adecuarla para su correcta utilización. En este caso el inversor permite inyectar potencia eléctrica a la red producida por el panel. Su principal función es convertir la potencia de DC producida por el generador PV en potencia de AC sincronizada con la red. Varias topologías de inversores han sido presentadas en la literatura, divididas en dos grandes familias: puentes H y los de enclavamiento al punto neutro (NPC). Ambas familias presentan ventajas importantes, por ejemplo, los convertidores puente H en cascada (CHB) presentan el atributo de producir una forma de onda de corriente con una distorsión armónica total (THD) muy reducida, sin embargo, el control para esta topología presenta una gran complejidad; la topología NPC de tres niveles presenta una eficiencia cercana al 99% (Abu-Rub et al., 2010), posee una estructura simple y es capaz de atenuar las corrientes de fuga en sistemas sin transformador de aislamiento (Lopez et al., 2010); la topología tipo T es otra topología con enclavamiento al punto neutro, la cual además de ser una topología multinivel, presenta una corriente de fuga cercana a cero en sistemas sin transformador y una alta eficiencia debido a que contiene menor número de semiconductores que la NPC convencional (Limones-Pozos et al., 2017), (Su et

al., 2011), (Gubia et al., 2007) y (Yang et al., 2018). La corriente de fuga o de modo común resulta ser independiente de la estrategia de modulación empleada en el inversor. Todo esto se traduce en una mayor vida útil del sistema, así como mayor seguridad para las personas que deban manipular el sistema PV. El inversor debe satisfacer varios estándares relacionados con la calidad de la potencia inyectada, seguridad y funciones de protección (IEEE Std.929 , 2000), (IEEE Std.1547 , 2003).

En la literatura se han presentado diversos esquemas de control para inversores con aplicaciones PV de inyección a la red. En (Ruan et al., 2017) se presentan básicamente dos esquemas de control para puentes H con filtros de tercer orden, se describen y comparan dos controladores, un proporcional-integral (PI) y un proporcional-resonante (PR). En (Kuo et al., 2017) se presenta un control adaptativo predictivo basado en hardware. Sin embargo, existe muy poca información acerca de controladores aplicados a topologías tipo T con filtros de primer orden o superior; por lo cual, en este documento se presenta el modelado matemático y diseño de un controlador PR para inyección de corriente a la red eléctrica para sistemas PV con topología tipo T. Dicho controlador se basa en el modelo y podría ser extendido con facilidad a controladores para filtros de orden superior.

## 2. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

En la Fig. 1 se muestra la topología tipo T con inyección a la red. Como se puede observar, la topología está constituida por cuatro interruptores. Los interruptores  $S_1$  y  $S_4$  se activan para obtener un nivel de tensión positivo a la salida  $v_{C1}$ ; mientras que  $S_2$  y  $S_3$  lo hacen para obtener un nivel de tensión  $-v_{C2}$  a la salida del inversor. Para obtener un cero se debe activar el interruptor bidireccional formado por  $S_3$  y  $S_4$  el cual conecta el punto 0 con el punto A, tal como se observa en la Fig. 1. Este arreglo de inversor permite generar tres niveles de tensión a la salida.

El inversor obtiene la energía del panel fotovoltaico el cual suministra un voltaje y una corriente al inversor en este caso  $v_{PV}$  e  $i_{PV}$ . La energía es convertida por el inversor en un voltaje de tres niveles que corresponden con el voltaje  $v_{C1}$  y  $v_{C2}$  de los condensadores  $C_1$  y  $C_2$ , respectivamente. Dicho sistema no puede ser conectado directamente a la red eléctrica así que se utiliza un filtro de primer orden  $L$  para acoplar el voltaje de salida a la red. Dicho filtro será el encargado de eliminar los componentes de conmutación a la red eléctrica de la corriente inyectada  $i$ . Con el fin de realizar el modelado del sistema en la Tabla 1 se muestran los posibles estados del inversor dependiendo de las combinaciones de sus interruptores, así como la tensión de salida  $e_{tt}$  correspondiente a cada estado de conmutación. En dicha tabla se muestra que 0 representa que el interruptor está apagado y un 1 representa que el interruptor está encendido de tal manera que el sistema se puede representar por un interruptor de tres polos como se muestra en la Fig. 2. El interruptor de la Fig. 2 puede tomar valores en un conjunto discreto, esto es,  $\delta \in \{1, 0, -1\}$  tal como se describió en la Tabla 1.

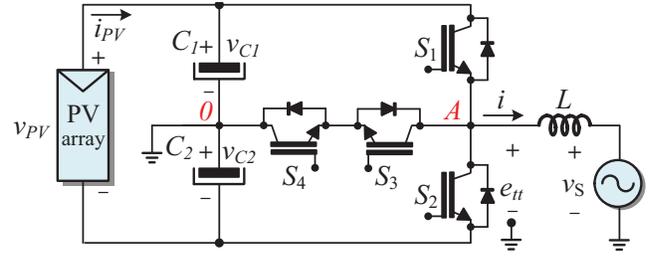


Figura 1. Topología tipo T.

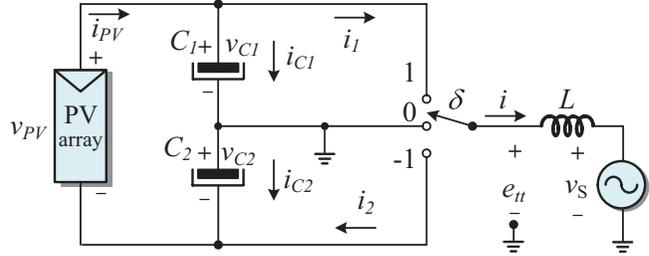


Figura 2. Circuito equivalente de la topología Tipo T.

Tabla 1. Estados de conmutación del inversor Tipo T.

$\delta$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$e_{tt}$
1	1	0	0	1	$v_{C1}$
0	0	0	1	1	0
-1	0	1	1	0	$-v_{C2}$

Por medio de la Tabla 1 y utilizando una aproximación de segundo orden, es posible obtener expresiones para los voltajes y corrientes del convertidor en términos de las posiciones del interruptor

$$e_{tt} = \frac{v_{PV}}{2}\delta + \frac{(v_{C1} - v_{C2})}{2}\delta^2 \quad (1)$$

$$i_1 = \frac{(1 + \delta)\delta}{2}i \quad (2)$$

$$i_2 = \frac{(1 - \delta)\delta}{2}i \quad (3)$$

A partir de las ecuaciones (1) a (3) y aplicando leyes de Kirchhoff de corriente y voltaje al circuito de la Fig. 2 es posible obtener la dinámica de la suma y la diferencia del voltaje de los condensadores

$$C(\dot{v}_{C1} + \dot{v}_{C2}) = 2i_{PV} - \delta i \quad (4)$$

$$C(\dot{v}_{C1} - \dot{v}_{C2}) = -\delta^2 i. \quad (5)$$

Note que,  $v_{C1} + v_{C2} = v_{PV}$  y que es posible definir  $x_2 \triangleq v_{C1} - v_{C2}$  como una variable de estado la cual representa una medida del desbalance de los condensadores. Por tanto, la forma final del modelo matemático de las dinámicas de voltaje 4 y 5 esta dada por

$$Cv\dot{P}_V = 2i_{PV} - \delta i$$

$$Cx_2 = -\delta^2 i.$$

Aplicando nuevamente leyes de voltaje y corrientes de Kirchoff a la salida del convertidor de la Fig. 2 se obtiene la dinámica de el corriente inyectada como

$$L\dot{x}_1 = e_{tt} - v_S, \quad (6)$$

en donde  $x_1 \triangleq i$  es la corriente inyectada por el sistema a la red eléctrica representada por  $v_S$ ;  $L$  es la inductancia del filtro de red. Considerando que la frecuencia de conmutación en este tipo de sistemas es relativamente alta, es posible considerar que se puede realizar un modelado promedio sobre el sistema. Por tanto se considera que la señal discreta  $\delta$  es sustituida por una señal continua que representa el ciclo de trabajo del convertidor  $-1 \leq u \leq 1$ . Dicha señal representa ahora la señal de control que será utilizado como señal moduladora en el esquema PWM. Adicionalmente se considera que el voltaje que entrega el panel se mantiene regulado a un valor constante debido a un algoritmo externo de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT). Además se considera el término  $\delta^2 = \nu$  como una perturbación acotada dado que  $\delta \in \{1, 0, -1\}$  entonces,  $\nu \in \{0, 1\}$ . Por tanto el modelo del sistema tomando en cuenta lo anterior, se reduce a

$$L\dot{x}_1 = e_{tt} - v_S, \quad (7)$$

$$C\dot{x}_2 = -\nu i \quad (8)$$

$$e_{tt} = \frac{v_{PV}}{2}u + \frac{x_2}{2}\nu. \quad (9)$$

Note que una vez que el voltaje en el panel fotovoltaico se considera constante, se obtiene la siguiente restricción

$$i_{PV} = \frac{u}{2}x_1, \quad (10)$$

### 2.1 Objetivos de Control

Los objetivos de control para la el inversor tipo T de la Fig. 1 utilizado en SFV son los siguientes:

*i) Seguimiento de corriente de la red:* se busca garantizar que el inversor sea capaz de inyectar corriente a la red eléctrica la cual debe seguir en el estado estacionario una referencia construida a partir de la componente fundamental del voltaje de la red. Esto es  $x_1 \rightarrow x_1^*$  en  $t \rightarrow \infty$  esto a pesar de posibles perturbaciones armónicas en el voltaje de alimentación  $v_S$ . Por tanto la referencia de corriente se define como

$$x_1^* = \frac{P}{v_{S,RMS}^2}v_{S,1} + \xi, \quad (11)$$

donde  $P$  es un valor escalar que representa la referencia de potencia que debe ser inyectada a la red eléctrica. El término  $P$  normalmente es calculado por un algoritmo externo de MPPT el cual calcula la máxima potencia eléctrica que puede entregar el arreglo de paneles fotovoltaicos disponible para ser entregada a la red eléctrica. los términos  $v_{S,RMS}$  y  $v_{S,1}$  representan el valor eficaz del voltaje de red y la componente fundamental del voltaje de red respectivamente. El termino  $\xi$  es un termino de distorsión que desvanece en el estado estacionario que se ha agregado como un grado de libertad adicional que ayudará a resolver el objetivo de balance de los condensadores.

El voltaje fundamental de la red eléctrica puede ser calculado, por un lazo de amarre de fase (PLL) o por medio de algún filtro que permita extraerlo. En este trabajo se utilizará el siguiente filtro de segundo orden o pasa bandas (BPF), cuya función de transferencia esta dada por

$$\frac{v_{S,1}}{v_S} = \frac{\lambda s}{s^2 + \lambda s + \omega_0^2}, \quad (12)$$

donde  $\lambda$  es un parámetro positivo de diseño el cual fija la velocidad de respuesta. Dicho filtro presenta un desplazamiento de fase igual a cero y un pico de resonancia unitario a la frecuencia natural no amortiguada  $\omega_0$ .

*ii) Balance de los condensadores,* el voltaje de los condensadores debe ser regulado en promedio a una referencia constante, esto es,  $v_{C1} - v_{C2} = 0$ , note que este objetivo es equivalente a hacer regulación sobre una referencia cero del estado  $x_2$ , esto es  $\langle x_2 \rangle_0 \rightarrow 0$  en  $t \rightarrow \infty$ .

## 3. DISEÑO DEL CONTROLADOR

Con el fin de diseñar una ley de control capaz de cumplir los objetivos de control planteados anteriormente se realizan las siguientes suposiciones con base al comportamiento real de este tipo de sistemas.

### 3.1 Suposiciones para el Diseño del Control

- I Se asume que la dinámica de corriente en el inductor es más rápida que el voltaje de los condensadores, por esto ambas dinámicas pueden ser desacopladas, lo cual permite tratar el diseño del controlador como dos lazos independientes esto es, divide el diseño en un lazo de seguimiento de corriente y un lazo de balance de voltaje de los condensadores. Esta suposición es posible debido a que los condensadores del lado de DC normalmente son muy voluminosos.
- II Se considera que debido a la presencia de cargas no lineales conectadas a la red el voltaje de red  $v_S$  puede contener perturbaciones armónicas impares múltiplos de la frecuencia fundamental  $\omega_0 = 2\pi f_0$ , la cual se considera una constante conocida. Por tanto el voltaje de la red puede ser representado por medio de series de Fourier como

$$v_S = \sum_{k \in H} \rho_k^\top V_{S,k}, \quad (13)$$

donde

$$\rho_k = \begin{bmatrix} \cos(k\omega_0 t) \\ \sin(k\omega_0 t) \end{bmatrix}, \quad V_{S,k} = \begin{bmatrix} V_{S,k}^r \\ V_{S,k}^i \end{bmatrix} \quad (14)$$

Los escalares  $V_{S,k}^r$  y  $V_{S,k}^i \in \mathbf{R}$  son los  $k$ -ésimos coeficientes armónicos de la serie de Fourier del voltaje de red. Los coeficientes armónicos se consideran constantes o que cambian lentamente y  $H = \{1, 3, 5, \dots\}$  el conjunto de índices de los armónicos impares considerados. Los superíndices  $(\cdot)^r$  y  $(\cdot)^i$  son utilizados para distinguir los términos asociados con  $\cos(k\omega_0 t)$  y  $\sin(k\omega_0 t)$ , respectivamente.

- III Se asume que los parámetros del sistema  $L$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  son constantes positivas desconocidas o que presentan variaciones lentas.

### 3.2 Lazo de Seguimiento de Corriente

Para el diseño del lazo de corriente se considera la dinámica de corriente presentada en (7) y (9), esto de acuerdo con I. Esta dinámica se expresa en términos de incrementos como

$$\begin{aligned} L\dot{\tilde{x}}_1 &= \frac{v_{PV}}{2}u + \frac{x_2}{2}\nu - v_S - L\dot{x}_1^* \\ &= \frac{v_{PV}}{2}u + \frac{x_2}{2}\nu - v_S - \phi \end{aligned} \quad (15)$$

donde  $\tilde{x}_1 \triangleq x_1 - x_1^*$  representa el error de la corriente de línea respecto a su referencia. Note que, la dinámica de error de la corriente es un sistema perturbado por un término  $x_2\nu/2$  el cual es predominantemente positivo que tenderá a desaparecer en el estado estacionario;  $v_S$  es un término de perturbación el cual es medido directamente puesto que se utiliza para construir la referencia de corriente; y  $L\dot{x}_1^*$  es un término que agrupa las posibles perturbaciones armónicas de la corriente inyectada. El término  $\phi$  es una perturbación armónica y debido a II puede ser representado como

$$\phi = \sum_{k \in H} \rho_k^\top \Phi_k. \quad (16)$$

de acuerdo con III los parámetros del sistema son constantes desconocidas, en este sentido los términos  $\Phi_k$  ( $k \in H$ ) pueden ser también considerados constantes desconocidas o que están cambiando muy lentamente o en saltos. Basado en la estructura del subsistema (15) se propone la siguiente ley de control para la dinámica de la corriente

$$u = \frac{2}{v_{PV}}(-k_1\tilde{x}_1 + v_S + \hat{\phi}), \quad (17)$$

donde  $k_1$  es una constante positiva que agrega amortiguamiento al sistema,  $\hat{\phi}$  es un término de compensación armónica que tiene la finalidad de corregir las distorsiones originadas por la interacción con la red. El término  $v_S$  se utiliza para desacoplar el sistema de los parámetros de la red eléctrica (Valdez et al., 2013). Siguiendo el procedimiento similar al presentado en (G. Escobar et al., 2006), el término de compensación armónica puede ser calculado por medio de un estimador adaptable que resulta en un banco de filtros resonantes por tanto el controlador propuesto se expresa como

$$u = \frac{2}{v_{PV}} \left( -k_1\tilde{x}_1 - \sum_{k \in H} \frac{2\gamma_k s}{s^2 + k^2\omega_0^2} \tilde{x}_1 + v_S \right) \quad (18)$$

donde  $s$  representa la variable compleja de Laplace. Note que el banco de filtros resonantes sintonizado en armónicos múltiples de la fundamental, el cual se utiliza para compensar las distorsiones armónicas de la corriente inyectada, se sustenta en el principio del modelo interno presentado en (B. Francis et al., 1975).

### 3.3 Lazo de voltaje

El lazo externo de voltaje tiene el objetivo de balancear los condensadores  $v_{C1}$  y  $v_{C2}$  con el fin de evitar inyectar corrientes de DC a la red eléctrica. Considerando la

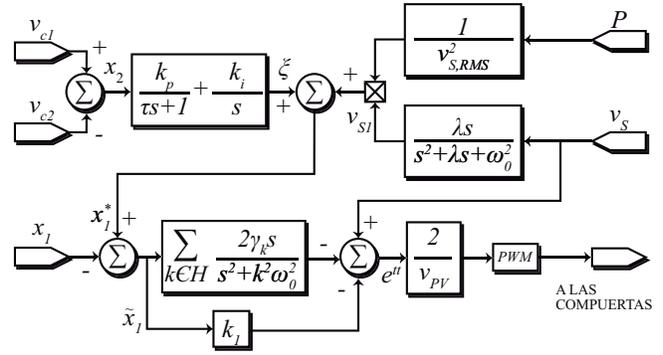


Figura 3. Diagrama del controlador propuesto.

suposición I se considera que el controlador propuesto en la sección anterior lleva a la dinámica de la corriente a su valor de referencia, es decir:  $x_1 \rightarrow x_1^*$ , por lo tanto se asume que

$$x_1 \rightarrow \frac{P}{v_{S,RMS}^2} v_{S,1} + \xi, \quad (19)$$

además, note que  $\hat{\phi} \rightarrow \phi$  y  $\tilde{x}_1 \rightarrow 0$ , teniendo en cuenta la salida del controlador propuesta en (18), la dinámica de voltaje descrita por (8) puede expresarse como

$$C\dot{x}_2 = - \left( \frac{P}{v_{S,RMS}^2} \cdot v_{S,1} + \xi \right) \nu \quad (20)$$

donde  $\nu = u^2$  y por tanto  $0 \leq \nu \leq 1$ . Considerando para cada término de (20) únicamente componentes en promedio entonces la expresión de la dinámica de la corriente puede ser reescrita como

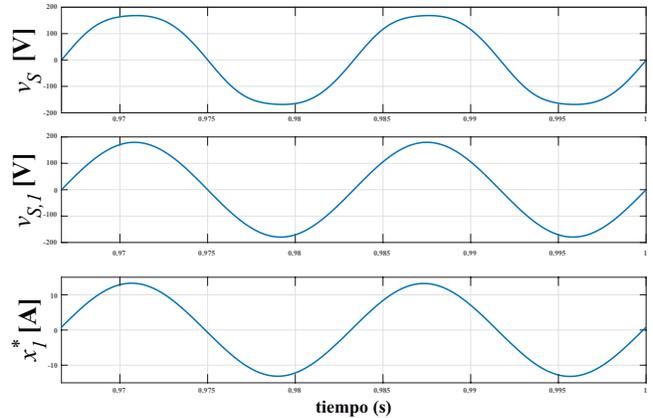


Figura 4. De arriba hacia abajo: Voltaje de red  $v_S$ , Tensión fundamental estimada  $v_{S,1}$  y Referencia de corriente  $x_1^*$ .

$$C\dot{x}_2 = -(\eta_0 + \nu_0\xi) \quad (21)$$

donde  $\eta_0 = P/v_{S,RMS}^2(\nu \cdot v_{S,1})_0$  y  $\nu_0 = \langle \nu \rangle_0$  son componentes de CD. Por tanto el sistema mostrado en (21) es de primer orden con una perturbación constante  $\eta_0$ . Para este sistema  $\xi$  representa la entrada de control, la cual es directamente afectada por un escalar positivo  $\nu$ .

Un controlador que garantiza que  $\dot{x}_2 \rightarrow 0$  es un proporcional integral o (PI) de la forma

$$\xi = k_p \dot{\zeta} + k_i \zeta \quad (22)$$

$$\dot{\zeta} = x_2 \quad (23)$$

### 3.4 Estrategia de control para el convertidor tipo T

La ley de control propuesta para el convertidor tipo T en un sistema fotovoltaico puede ser resumida como sigue

#### A. Lazo de seguimiento de corriente

$$x_1^* = \frac{P}{v_{S,RMS}^2} v_{S,1} + \xi,$$

$$u = \frac{2}{v_{PV}} \left( -k_1 \tilde{x}_1 - \sum_{k \in H} \frac{2\gamma_{ks}}{s^2 + k^2 \omega_0^2} \tilde{x}_1 + v_S \right).$$

#### B. Lazo de balance del voltaje de los condensadores

$$\xi = \left( \frac{k_p}{\tau s + 1} + \frac{k_i}{s} \right) x_2 \quad (24)$$

para el lazo de balance se añade un filtro pasa bajas con el fin de atenuar el rizo de tensión debido a la rectificación. En la Fig. 3 se muestra el diagrama del controlador propuesto. Un análisis completo de estabilidad de este controlador puede ser consultado en (G. Escobar et al., 2001) y (Valdez et al., 2013).

## 4. RESULTADOS NUMÉRICOS

Con el propósito de determinar el correcto funcionamiento del sistema bajo la ley de control propuesta se presentan resultados numéricos para un sistema de inyección de potencia con topología tipo T con filtro de primer orden. Los parámetros de simulación para el sistema descrito corresponden a los de la Tabla 2.

Tabla 2. Parámetros de simulación.

Parámetro	Valor	Unidad
$V_{DC}$	220	$V_{DC}$
$v_f$	127	$V_{RMS}$
$\omega_0$	377	$rad/s$
$f_{sw}$	10	$kHz$
$P_{ref}$	0.5/1	$kW$
$L_i$	6	$mH$
$R_i$	0.2	$\Omega$
$C_1 = C_2$	2200	$\mu F$
$k$	30	
$k_1$	125	
$k_3$	62	
$k_5$	26	
$k_7$	35	
$k_9$	6	
$k_{11}$	5	
$k_{13}$	5	
$k_p$	0.25	
$k_i$	0.001	
$\lambda$	200	

En la Fig. 4 se observan los resultados de la simulación del sistema PV en lazo cerrado con una potencia de referencia  $P_{ref} = 1 kW$ , de arriba hacia abajo, el voltaje de la red eléctrica con distorsión armónica, la componente fundamental estimada del voltaje de línea y la corriente de referencia. Es fácil observar que las tres señales se encuentran en fase. En la Fig. 5, de arriba hacia abajo, se muestra la señal de control  $u$ , la corriente inyectada a la red  $x_1$  y la tensión de salida del inversor  $e_{tt}$ . Se calculó que la distorsión armónica total (THD) es menor al 1%, mientras que el factor de potencia es cercano a 1.

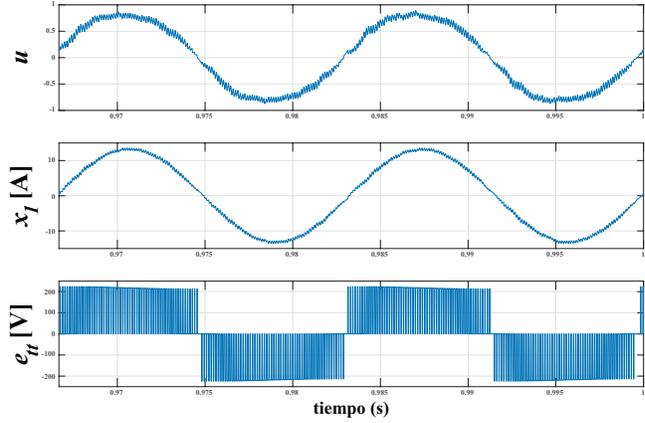


Figura 5. De arriba hacia abajo: Señal de control  $u$ , Corriente inyectada  $x_1$  y Tensión de salida del inversor  $e_{tt}$ .

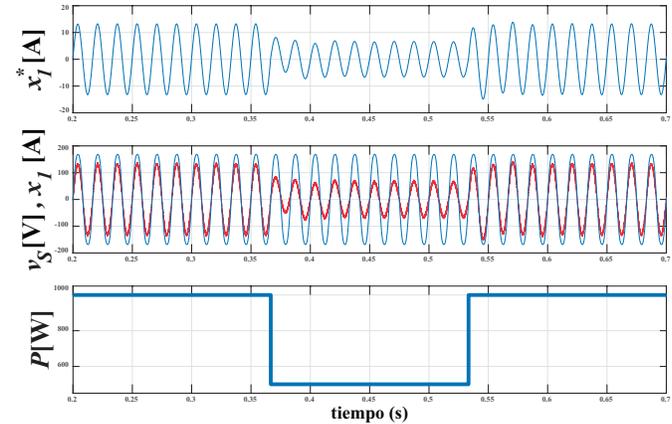


Figura 6. De arriba hacia abajo: Corriente de referencia  $x_1^*$ , tensión de red  $v_S$  (azul) y corriente inyectada  $x_1$  (escala 10 A/div) (rojo), y referencia de potencia  $P$  en un escenario de cambio de potencia de referencia.

Se realizan pruebas para evaluar el comportamiento del sistema de inyección PV bajo variaciones en la potencia de referencia. Esta prueba se realiza debido a que en todo sistema PV, la potencia máxima de salida generada por los paneles solares puede cambiar de forma abrupta a causa de diversos factores externos. Es de vital importancia que el sistema sea estable bajo estas condiciones. En la Fig. 6 se presenta la respuesta transitoria del sistema ante un cambio de potencia de referencia, es fácil ver que se alcanza un estado estable aproximadamente después de dos ciclos de red. De arriba hacia abajo se presentan la corriente de referencia  $x_1^*$ , la tensión de red  $v_S$  (azul) y la corriente inyectada  $x_1$  (rojo) y la potencia de referencia

P. En la Fig. 7 se muestra de arriba hacia abajo: la corriente inyectada a la red eléctrica  $x_1$ , la tensión en los condensadores  $v_{C1}$  y  $v_{C2}$  y la diferencia entre estas tensiones  $x_2 = v_{C1} - v_{C2}$  en un escenario de cambio de potencia de 1 kW a 0,5 kW y de 0,5 kW a 1 kW. Se puede observar que no existen sobretiros en la corriente inyectada, además de que el seguimiento de la referencia es instantáneo.

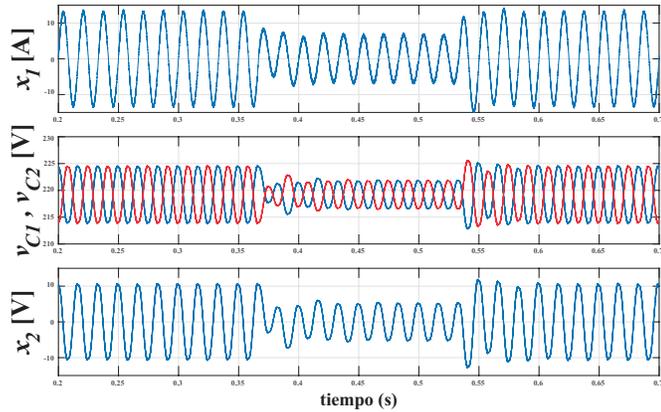


Figura 7. De arriba hacia abajo: Corriente inyectada  $x_1$ , Tensión en los condensadores  $v_{C1}$  (azul),  $v_{C2}$  (rojo) y diferencia de tensión en los condensadores  $x_2$  en un escenario de cambio de potencia de referencia.

## CONCLUSIONES

En este documento se presentó un esquema de control proporcional-resonante para un sistema de inyección fotovoltaica utilizando la topología tipo T, el cual tiene como finalidad seguir una referencia de corriente que se encuentra en fase con la tensión de la red eléctrica y eliminar perturbaciones debidas a las componentes armónicas. Dada la estructura de dicha topología es preciso incluir un lazo de balance para el voltaje de los condensadores del bus de DC, para la solución de este objetivo de control se implementó un controlador PI, el cual permite erradicar cualquier componente de DC presente en la corriente inyectada a la red eléctrica. El inversor tipo T es capaz de producir una forma de onda de corriente con distorsión armónica total baja, además de presentar una baja corriente de fuga.

## REFERENCIAS

Michael Schmela, “Global Market Outlook, For Solar Power / 2017-2021”, SolarPower Europe, 2017.

de Alegría Mancisidor, I. M., de Basurto Uruga, P. D., de Arbuló López, P. R., “European Union’s renewable energy sources and energy efficiency policy review: The Spanish perspective”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 13(1), 100-114, 2009.

Abu-Rub, H., Holtz, J., Rodríguez, J., Baoming, G., “Medium-voltage multilevel converters—State of the art, challenges, and requirements in industrial applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(8), 2581-2596, 2010.

Lopez, O., Freijedo, F. D., Yepes, A. G., Fernandez-Comesana, P., Malvar, J., Teodorescu, R., Doval-Gandoy, J., “Eliminating ground current in a transfor-

merless photovoltaic application”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 25(1), 140-147, 2010.

Sebaaly, F., Kanaan, H. Y., Moubayed, N., “Three-level neutral-point-clamped inverters in transformerless PV systems? State of the art”, *17th Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON)*, IEEE (pp. 1-7), 2014.

Remus Teodorescu, Marco Liserre, Pedro Rodriguez, “Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems”, *John Wiley & Sons, Ltd*, 2011.

C. A. Limones-Pozos, P. R. Martínez-Rodríguez, G. Vazquez, A. A. Valdez-Fernández and F. Mariscal, “Analysis and Design of Single-Phase T-Type Transformerless Inverter for PV applications”, *IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, 1-6, 2017.

Xiaomeng Su, Yaojie Sun and Yandan Lin, “Analysis on Leakage Current in Transformerless Single-Phase PV Inverters Connected to the Grid”, *In Power and Energy Engineering Conference (APPEEC) IEEE*, 1-5, 2011.

E. Gubia, P. Sanchis, A. Ursua, J. Lopez, and L. Marroyo, “Ground currents in single-phase transformerless photovoltaic systems”, *Prog. Photovolt: Res. Appl.* vol. 15, pp. 629-650, Nov. 2007.

Min-Kwon Yang, Woo-Young Choi, “Single-phase bidirectional three-level T-type inverter”, 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2018.

IEEE Std.929 “IEEE Recommended Practice for utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems”, 2000.

IEEE Std.1547 “IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems”, 2003.

Xinbo Ruan, Xuehua Wang, Donghua Pan, Dongsheng Yang, Weiwei Li, Chenlei Bao, “Control Techniques for LCL-Type Grid-Connected Inverters”, Springer, 2017.

Chin-Chang Kuo, Ying-Yu Tzou, “FPGA Control of a Single-Phase T-Type NPC Grid Inverter for Low THD and Robust Performance”, 2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia), 2017.

Valdez-Fernández, A. A., Martínez-Rodríguez, P. R., Escobar, G., Limones-Pozos, C. A., Sosa, J. M. “A model-based controller for the cascade H-bridge multilevel converter used as a shunt active filter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(11), 5019-5028, 2013.

G. Escobar, P.R. Martínez, J. Leyva-Ramos and P. Mattavelli. “Power factor correction with an active filter using a repetitive controller”, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Vol.2, pp. 1394-1399, March 2006.

B. Francis and W. Wonham. “The internal Model Principle for Linear Multivariable Regulators”, *Applied Mathematics and Optimization*, Vol. 2, pp. 170-194, 1975.

G. Escobar, A. M. Stankovic, and D. Perrault. “Regulation and compensation of source harmonics for the boost-converter based power factor precompensator,” in Proc. IEEE PESC, Jun. 17-22, 2001, pp. 539-544.