

# Diseño De Un Sistema De Conversión De Energía Eléctrica A Partir De Fuentes Renovables

González L.G.\*,\*\* ; Cabrera F.\*\*; Vanegas P.\*\*\*; Carranza O. \*\*\*\*

\* *Departamento de Electrónica y Comunicaciones, Universidad de los Andes, Mérida - Venezuela*  
e-mail: lgerardo@ula.ve

\*\* *Departamento de Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad de Cuenca, Cuenca - Ecuador*  
e-mail: fabian.cabrera@ucuenca.edu.ec

\*\*\* *Departamento de Ciencia de la Computación, Universidad de Cuenca, Cuenca - Ecuador*  
e-mail: pablo.vanegas@ucuenca.edu.ec

\*\*\*\* *Escuela Superior de Cómputo - Instituto Politécnico Nacional, D. F., México.*  
e-mail: ocarranzac@ipn.mx

---

**Resumen:** Este artículo presenta el diseño de un convertidor de baja potencia para aprovechamiento de energía solar, mediante un convertidor DC-AC que acondiciona e inyecta la energía eléctrica a la red comercial. Se utiliza un inversor puente completo monofásico acoplado a un filtro LCL y un transformador de aislamiento de baja frecuencia. El sistema es identificado mediante el modelo de estado promediado y de pequeña señal, se utiliza un control en cascada sintonizado mediante la asignación de polos y un algoritmo de seguimiento de máxima potencia de tipo perturbar y observar que permite aumentar la eficiencia del sistema operando en el punto óptimo de funcionamiento del panel solar. En este artículo se dimensiona el filtro empleado, así como el diseño de la estructura de control para garantizar estabilidad ante perturbaciones en el sistema.

**Palabras clave:** inversor monofásico, energía solar, sistema de control, modulación unipolar PWM.

**Abstract:** This paper presents a low power converter design for solar energy applications, using a DC-AC converter that adjust and injects electrical energy to the grid. Single-phase full-bridge inverter is used coupled to a LCL filter and a low frequency isolation transformer. The system is identified using a state space averaged and small-signal model, also is using a cascade control tuned by a pole placement and the perturbation and observation maximum power point tracker algorithm which allow to increase the efficiency of a system because it works in the optimum operating point of the solar panel. In this design is describing technical aspects for the sizing of the filter used, and the design of the control structure to ensure stability in the presence of perturbations in the system.

**Keywords:** single-phase inverter, solar energy, control systems, unipolar PWM.

---

## 1. INTRODUCCION

El uso de las energías renovables se ha incrementado en las últimas décadas, debido a los altos costos de los combustibles fósiles y a los diferentes acuerdos entre los países industrializados con el objetivo de reducir las emisiones de CO<sub>2</sub>. En particular, los sistemas de conversión de energía solar se consideran como una de las alternativas más explotadas entre otras tecnologías de energías renovables, que se han adoptado en todo el mundo para satisfacer las necesidades básicas de energía eléctrica particularmente en zonas remotas de difícil acceso [1]. En el caso de la energía solar fotovoltaica, la energía captada necesita de convertidores de potencia que adapten la corriente continua inicial a las necesidades de su carga [2]; carga que puede ser

tradicionalmente de corriente alterna por la red eléctrica comercial o también pudiera ser acondicionada para ser inyectada a un bus de continua en concordancia con las nuevas tendencias en micro redes y redes inteligentes [3,4].

La topología utilizada en este artículo corresponde a un inversor puente completo acoplado a un filtro LCL y un transformador de aislamiento de baja frecuencia. Ésta topología es ampliamente utilizada por su sencillez y permite obtener una señal modulada a la frecuencia de conmutación y cuyos armónicos de alta frecuencia son atenuadas por el filtro de tercer orden LCL. En esta investigación se propone una estructura de control en cascada que permita entregar energía eléctrica a la red cumpliendo con las especificaciones técnicas del caso, teniendo en consideración el mayor aprovechamiento de energía suministrada por los paneles solares.

## 2. DIMENSIONAMIENTO DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA

En los sistemas de conversión de energía solar existen distintas topologías que permiten realizar la conversión de la

Artículo recibido el 03 marzo del 2014; revisado 30 de Agosto del 2014.

Esta obra fue financiada en parte por la Secretaría Nacional de Educación Superior Ciencia Tecnología e Innovación SENESCYT en el marco del Proyecto Prometeo y la Universidad de Cuenca-Ecuador

Autor para correspondencia: Av. 12 de Abril, ciudadela universitaria, Universidad de Cuenca, decanato Facultad de Ingeniería, C.P. 010150, luis.gonzalez@ucuenca.edu.ec. Tlf: +0059374051000.

energía y dependen fundamentalmente de la potencia a convertir y el voltaje de entrada entre otros factores [5], dentro de las topologías a baja potencia más utilizadas, se contemplan los convertidores DC/DC aislados como el Flyback y el Push-Pull, donde por su naturaleza galvánicamente aislada no necesitan incluir transformadores de aislamiento que reducen las corrientes de modo común en el convertidor de potencia. En el caso de inversores en el rango de potencias medias, son utilizados los convertidores DC/AC de medio puente y puente completo sin transformador de aislamiento con modulación bipolar, modulación que reduce la corrientes de modo común. En este caso se estudiará el diseño de un inversor monofásico puente completo con una potencia nominal de 1.5KW con modulación unipolar, acoplado a un filtro LCL y posteriormente a un transformador de aislamiento conectado a la red eléctrica. Figura 1.

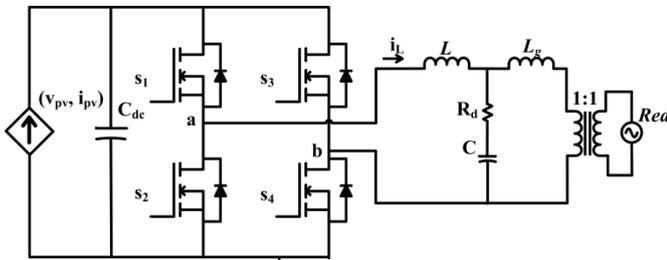


Figura 1. Esquema inversor puente completo y filtro LCL

Esta topología permite trabajar en dos cuadrantes con una cantidad reducida de componentes y con un rendimiento moderado, además de permitir una simple estructura de control con buen desempeño ante perturbaciones operando a potencia nominal. El inversor puente completo utiliza un conjunto de diodos en anti paralelo a cada interruptor con la finalidad de permitir la conducción cuando se presentan cargas inductivas. En este caso de estudio se pretende manejar potencias hasta de 1.5KW, por lo que puede manejarse con transistores MosFet y frecuencia de conmutación de 15Khz.

2.1.- Modelo panel Solar

Dentro de los aspectos más importantes en el diseño del sistema mostrado en la figura 1, se encuentran la especificación de la potencia y la tensión del conjunto de paneles solares asociados en la entrada. En este caso se ha utilizado un conjunto en serie de 8 paneles solares modelado con las características del SLK60P6L de 220W, para máxima potencia. El panel solar equivalente del conjunto en serie puede modelarse mediante la figura 2, donde el punto de máxima potencia entregada por los paneles esta definido por  $P_{pv\_mpp} = 1600W @ (V_{pv\_mpp} = 200V, I_{pv\_mpp} = 8.07A)$ .

2.2 Dimensionamiento filtro LCL.

Con el uso de inversores de puente completo es común acoplar filtros en su salida que reduzcan las componentes de

alta frecuencia (armónicos) en la tensión y corriente en la carga. Particularmente, en los casos cuando los convertidores de potencia de baja potencia inyectan energía a la red es necesario cumplir con la norma sobre emisión de armónicos IEC 61000-3-2 aplicada en equipos conectados a red con corrientes menores a 16A. por fase.

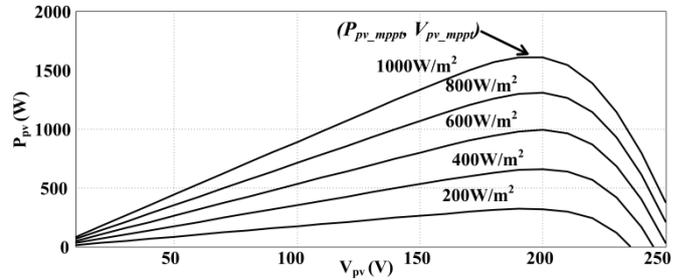


Figura 2. Característica de potencia vs. tensión de panel solar equivalente para diferentes radiaciones @ T=25°C

En el caso de esta investigación, se utilizo un filtro LCL [6], donde su selección es tratado en función a la atenuación deseada en un rango de frecuencia. Específicamente el filtro LCL presenta una atenuación de la corriente de salida de -60db/década a partir de su frecuencia de resonancia y por ende un bajo consumo de energía reactiva.

El procedimiento para dimensionar los componentes del filtro LCL es utilizado en [6], es necesario determinar la corriente e impedancia base a partir de los valores nominales de potencia y tensión de red, mostrados en la ecuación (1) y (2) respectivamente, la corriente e impedancia base del sistema es calculada mediante la ecuación (3) y (4) respectivamente.

$$S_o = 1500 W \tag{1}$$

$$V_o = 120 V \tag{2}$$

$$I_o = \frac{S_o}{V_o} = 12.5 A \tag{3}$$

$$Z_o = \frac{V_o}{I_o} = 9.6 \Omega \tag{4}$$

Una vez conocida la corriente e impedancia base del sistema, con la finalidad de acotar el consumo de energía del filtro, como criterio de diseño se limita la corriente del condensador del filtro C a una corriente del 5% de la corriente nominal del sistema (5).

$$I_C = 0.05 \cdot I_o = 0.625 A \tag{5}$$

Una vez conocida la corriente del condensador, se determina la reactancia capacitiva del mismo mediante la ecuación (6), y su capacitancia C mediante (7), a la frecuencia de red ( $f_g = 60Hz.$ ), donde  $\omega = 2 \pi f_g$ .

$$X_c = \frac{V_o}{I_C} = 192 \Omega \tag{6}$$

$$C = \frac{1}{\omega_1 X_c} = 13.81 \mu F \quad (7)$$

En el caso del inductor  $L$ , es necesario limitar su caída de tensión bajo condiciones nominales. En este caso se ha fijado la reactancia inductiva  $X_L$  a 5% de la impedancia base como se muestra en la ecuación (8) y la inductancia  $L$  es calculada mediante la ecuación (9).

$$X_L = 0.05 \cdot Z_o = 0.48 \Omega \quad (8)$$

$$L = \frac{X_L}{\omega_1} = 5.26 \text{ mH} \quad (9)$$

Para el cálculo de la inductancia  $L_g$  es necesario definir la frecuencia de resonancia, para esta frecuencia resulta común centrarla dentro del rango definido en la ecuación (10), limitado por la frecuencia de la red eléctrica ( $f_g$ ) y la frecuencia de conmutación utilizada por el convertidor ( $f_{sw}$ ).

$$10 \cdot f_g < f_{resonancia} < \frac{f_{sw}}{2} \quad (10)$$

Con este criterio se permite atenuar los armónicos de conmutación superiores al doble de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos ( $2 \cdot n \cdot f_{sw}$ ).

La ecuación (11) relaciona la frecuencia de resonancia del filtro con los componentes pasivos del mismo.

$$2 \cdot \pi \cdot f_{resonancia} = \sqrt{\frac{L+L_g}{L \cdot L_g \cdot C}} \quad (11)$$

De la ecuación (10), se ha fijado la frecuencia de resonancia en  $f_{resonancia}=4050\text{Hz}$ , y por medio a la ecuación (11), se obtiene la inductancia  $L_g=0.11\text{mH}$ .

Otro elemento importante a tomar en cuenta en el caso del filtro LCL debido a la ganancia a frecuencia de resonancia, es la resistencia de amortiguamiento  $R_d$ , que contribuye a limitar la ganancia del filtro a la frecuencia de resonancia. Ganancia que puede causar eventualmente dinámicas indeseables o hasta llegar a la inestabilidad, esta resistencia de amortiguamiento es calculada estudiando su efecto en el lazo de control en la sección 3.

### 2.3 Dimensionamiento Condensador "DC-link"

Dentro de los componentes necesarios en el diseño del sistema es importante utilizar un condensador  $C_{dc}$  llamado comúnmente condensador de "DC-link", que permite reducir considerablemente las oscilaciones de tensión en la entrada del inversor, tensión determinada por el punto de máxima potencia en el panel solar; con esto se permite aumentar el rendimiento del sistema presentando dinámicas estables en el sistema de control. Uno de los criterios utilizados para el dimensionamiento del condensador DC-link, consiste en limitar las variaciones en 2% de la tensión del panel en el punto de máxima potencia  $\Delta V_{pv\_mppt}=0.02 \cdot V_{pv\_mppt}$ .

La ecuación (12), determina las variaciones de tensión  $\Delta V_{pv\_mppt}$  en función de la potencia nominal  $P_{v\_mppt}$ , velocidad angular de red  $\omega_g$  y capacitancia de enlace de continua  $C_{dc}$ .

$$\Delta V_{pv\_mppt} = \frac{P_{pv\_mppt}}{2 \cdot \omega_g \cdot C_{dc} \cdot V_{pv\_mppt}} \quad (12)$$

## 3.- MODELADO Y SISTEMA DE CONTROL

### 3.1 Modelo de pequeña señal del sistema de conversión de energía.

En esta sección se estudia el modelo dinámico del convertidor de potencia acoplado al filtro LCL y el sistema de control. En principio el desarrollo del modelo en pequeña señal del inversor monofásico se deriva de un convertidor Buck [7] y parte de la ecuación del modelo de estado promediado (13).

$$v_{ab} = (2d - 1) \cdot v_{pv} \quad (13)$$

Donde  $d$  es el índice de modulación en amplitud, que relaciona la amplitud de señal de control y la portadora típica de la modulación PWM [8]. A partir de la ecuación (13), se realiza una linealización de primer orden, estableciendo como criterio que las variables expresadas en minúscula utilizando el símbolo "~" corresponden a las variables del modelo en pequeña señal y las variables en mayúscula expresan el punto de operación en régimen permanente. Así se tiene, que la ecuación (14) expresa el modelo equivalente de tensión en el convertidor de potencia en su régimen estacionario, de allí se deriva el modelo de pequeña señal para la tensión y corriente (15) y (16), respectivamente. La figura 3, corresponde al modelo de pequeña señal del inversor considerando las ecuaciones anteriormente descritas.

$$V_{ab} = (2D - 1) \cdot V_{pv} \quad (14)$$

$$\tilde{v}_{ab} = (2D - 1) \cdot \tilde{v}_{pv} + 2V_{pv} \cdot \tilde{d} \quad (15)$$

$$\tilde{i}_{pv} = (2D - 1) \cdot \tilde{i}_L + 2I_L \cdot \tilde{d} \quad (16)$$

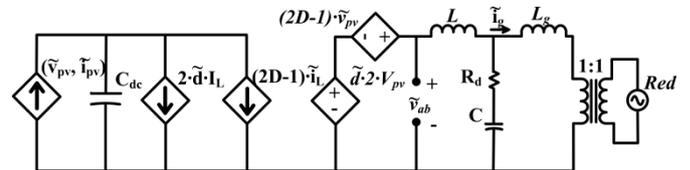


Figura 3. Modelo de pequeña señal sistema de conversión de energía.

Del modelo de pequeña señal mostrado en la figura 3, la ecuación (17) representa la función de transferencia del voltaje de salida en función del índice de modulación, considerando despreciables las variaciones en la tensión en el panel solar ( $\tilde{v}_{pv} = 0$ ) permitiendo establecer un único sistema de control tipo SISO.

$$G_{v_{inv}}(s) = \frac{\tilde{v}_{ab}(s)}{\tilde{d}(s)} = 2 \cdot V_{pv} \quad (17)$$

La ecuación (18), representa la función de transferencia del filtro LCL utilizado. Ésta ecuación, en conjunto con la ecuación (17) determinan la función de transferencia general del proceso a controlar.

$$G_{f\_lcl} = \frac{\tilde{i}_g(s)}{\tilde{v}_{ab}(s)} = \frac{Z_{eq}}{sL_g \cdot (sL + Z_{eq})} \quad (18)$$

Donde  $Z_{eq} = \frac{s^2 R_d C L_g + s L_g}{s^2 L_g C + s C R_d + 1}$

En la figura 4, se muestran las respuestas en frecuencia del filtro LCL para distintos valores de  $R_d = [0, 3, 5, 10] \Omega$ . En la misma se observa que para el caso cuando  $R_d=0$  se presenta un aumento significativo en la ganancia producto de la frecuencia de resonancia del filtro ( $f_{resonancia}=4050\text{Hz}$ ), cuyos efectos puede causar serios problemas en el desempeño del sistema de control. Para solucionar este problema se propone incorporar una resistencia de amortiguamiento  $R_d$  con el fin de atenuar considerablemente la ganancia a la frecuencia de resonancia.

En la figura 4, se observa que a medida que se aumenta  $R_d$  la ganancia de filtro no varía significativamente a baja frecuencia, pero para frecuencias cercanas a la de resonancia se atenúa por completo. Es importante destacar que a medida que se aumenta la resistencia de amortiguamiento se reducirá la eficiencia del sistema, por lo que es importante establecer una relación costo beneficio en la selección de la resistencia de amortiguamiento.

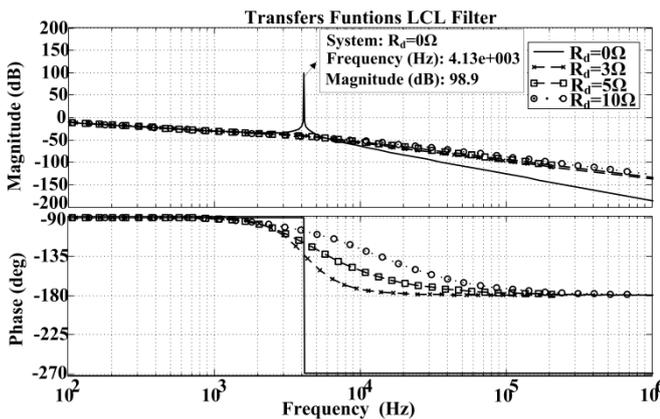


Figura 4. Diagrama de bode filtro LCL

### 3.2 Sistema de control lazo de corriente

En relación a la estrategia de control se utilizó la técnica de control de corriente media (ACC) [9,10], técnica que está limitada en velocidad de respuesta por el modelo de estado promediado utilizado en la figura 3, en caso de que el inversor permita dinámicas mas rápidas en relación a la

frecuencia de conmutación, el sistema de control está limitado por el modelo de estado promediado hasta la mitad de la frecuencia de conmutación, de manera que la velocidad de respuesta de los lazos de control involucrados están comprometidos por esta condición.

Una vez identificada la estrategia de control, es necesario definir el tipo de modulador, en este caso se utilizó la modulación PWM unipolar, debido a que con esta técnica se reducen los armónicos en corriente inyectados a la red a diferencia de la modulación bipolar, sobre todo en casos cuando el índice de modulación es bajo [11,12]. Otra de las ventajas de la técnica de modulación unipolar consiste en la reducción considerable de la corriente *rms* del condensador  $C_{cd}$ . Parámetro que en la mayoría de los casos sobredimensiona la capacitancia para no disminuir su vida útil.

La ecuación (19) representa la función de transferencia del modulador utilizado en esta aplicación corresponde a la del PWM de doble actualización estudiado en [13], esta actualiza las señales de salida al comparador del modulador sólo cuando la señal portadora alcanza su valor mínimo y máximo, como se puede observar en la figura 5.

$$G_{pwm}(s) = \frac{1}{2 \cdot V_{pp}} (e^{-s(1-D)T_s} + e^{-sDT_s}) \quad (19)$$

Esta función de transferencia depende de la amplitud pico a pico de la señal triangular de comparación, en este caso ( $V_{pp} = 1$ ), y del índice de modulación en régimen permanente  $D$ , que en este caso se considera como valor promedio ( $D = 0.5$ ), y del tiempo máximo de retardo expresado como ( $T_s = 0.5T_{sw}$ ).

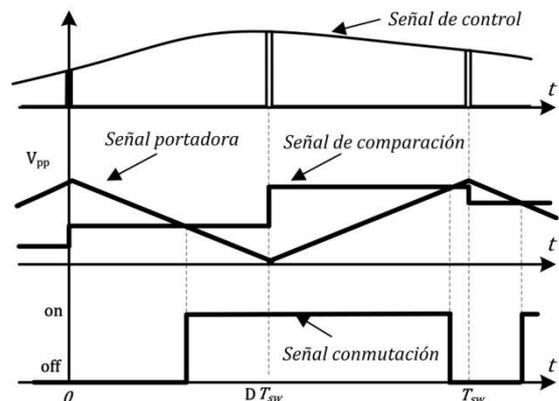


Figura 5. Modulador PWM con doble actualización

En la función de transferencia (19), el tiempo de retardo es sustituido mediante la aproximación de Padé de segundo orden dada en (20) [14], a fin de facilitar el estudio en el dominio del tiempo de los lazos de control es incluido el efecto del retardo digital producto de la modulación y retardo de muestreo producto del control digital.

$$e^{-sT_s} \approx \frac{1-0.5T_s \cdot s + 0.083 \cdot (T_s \cdot s)^2}{1+0.5T_s \cdot s + 0.083 \cdot (T_s \cdot s)^2} \quad (20)$$

La figura 6, ilustra el diagrama de bloques del sistema de control propuesto, en este diagrama se observa un control en cascada, donde el lazo de control interno corresponde al control de la corriente de salida del filtro LCL  $\tilde{i}_g$  manipulando el índice de modulación de amplitud  $d$ , en este lazo de control se utiliza una corriente de referencia impuesta por el lazo de control externo encargado de la regulación de la tensión del panel, variable que es importante de controlar debido a que está estrechamente relacionada con el punto de máxima potencia del panel solar. Es oportuno mencionar que dentro del sistema de control también opera un algoritmo de búsqueda de máxima potencia, encargado de fijar el voltaje de referencia  $V_{pv\_ref}$  para el lazo de control de tensión.

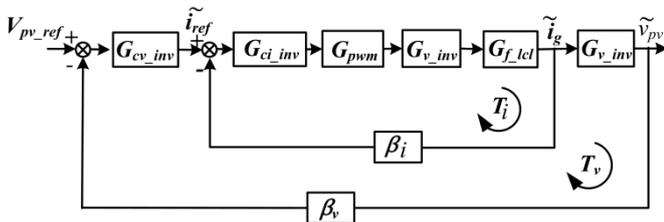


Figura 6. Lazo de control de corriente y tensión

Para efectos del análisis en el dominio del tiempo se estudia la estabilidad y sintonización del lazo de control de corriente mediante la ganancia de lazo abierto mostrada en la ecuación (21).

$$T_i = G_{ci\_inv} \cdot G_{pwm} \cdot G_{v\_inv} \cdot G_{f\_lcl} \cdot \beta_i \quad (21)$$

Donde  $\beta_i$  es la ganancia de sensado de corriente, en esta aplicación  $\beta_i = 1$ .

En relación a la función  $G_{ci\_inv}$ , corresponde al controlador de corriente, en esta aplicación se ha seleccionado un controlador de tipo proporcional resonante descrito en (22), este controlador permite realizar el seguimiento de la corriente de referencia, además de introducir una ganancia en el lazo de control a la frecuencia de red, este control permite mejorar la distorsión de la corriente inyectada para frecuencias cercanas  $f_g$ , para la sintonización de los parámetros del controlador, se utilizó la técnica de asignación de polos para el parámetro  $k_p$ , Ésta técnica consiste en determinar la ganancia del controlador  $k_p$  que permita una ganancia a lazo abierto  $T_i$  estable y presente una dinámica lo más parecida a un integrador puro "1/s", con un margen de ganancia y de fase superior a MG>6db y MF>50° respectivamente, siempre que la frecuencia de cruce por cero resultante sea inferior a la mitad de la frecuencia de conmutación (frecuencia donde el modelo de estados promediados pierde validez). Aplicando la metodología antes descrita, se obtiene  $k_p=0.05$ .

$$G_{ci\_inv} = k_p + \frac{k_h \cdot B_h \cdot s}{s^2 + B_h \cdot s + \omega_h^2} \quad (22)$$

En relación a los parámetros del control resonante, éstos han sido sintonizados de la siguiente manera:  $k_h=5$  es la ganancia del pico resonante,  $B_h=4 \cdot \pi$  rad/seg es el ancho de banda del pico de resonancia en rad/seg y  $\omega_h=2 \cdot \pi \cdot 60$  rad/seg determina la frecuencia donde se quiere obtener la ganancia resonante [15].

En la figura 7, se observa la respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo  $T_i$  asociada al control de corriente. En el caso cuando  $R_d=0\Omega$  y un controlador proporcional la ganancia de lazo a la frecuencia de resonancia es elevada y compromete la estabilidad del sistema, motivo por el cual se sugiere la inclusión de la resistencia de amortiguamiento  $R_d=3\Omega$  y el control proporcional. Con este control se obtiene una respuesta en frecuencia estable, pero con el aporte del control resonante, se garantiza que la corriente de salida presente menor distorsión a la frecuencia de la red, de modo que con el controlador propuesto se tiene un margen de fase de 56.6° y un margen de ganancia de 11db con una frecuencia de cruce por cero de  $f_{Ti\_cruce} = 637\text{Hz}$ , con lo que se garantiza la estabilidad del sistema.

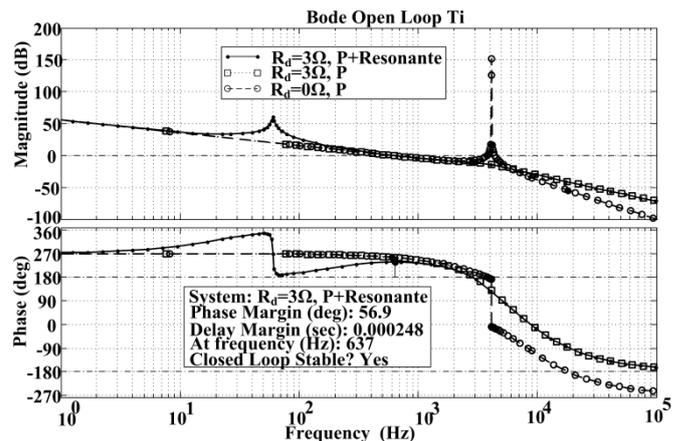


Figura 7. Respuesta en frecuencia lazo de corriente  $T_i$

### 3.3 Sistema de control lazo de Tensión

Una vez establecida la velocidad de respuesta del lazo de control de corriente por la frecuencia de cruce por cero, es posible definir la función de transferencia de tensión mediante la ecuación (23). Esta función es válida asumiendo que  $\tilde{i}_{ref} \approx \tilde{i}_g$  para frecuencias inferiores a la frecuencia de cruce por cero del lazo de control de corriente.

$$G_{v\_inv} \approx \frac{-1}{C_{dc} \cdot s} \quad (23)$$

La ganancia de lazo para la regulación de la tensión  $v_{pv}$  está dada por la ecuación (24), donde se ha considerado que la ganancia del sensado de tensión es  $\beta_v=1$ .

$$T_v = G_{cv\_inv} \cdot G_{v\_inv} \cdot \beta_v \quad (24)$$

Dadas las características de la función  $T_v$ , la función de transferencia para  $G_{v\_inv}$  corresponde al controlador PI mostrado en la ecuación (25).

$$G_{cv\_inv} = K_{pv} + \frac{k_i}{s} \quad (25)$$

La sintonización del controlador de tensión, se realiza al igual que en el control de corriente por asignación de polos, a una frecuencia de cruce por cero cercana a los 63.7Hz. Esta frecuencia se encuentra ubicada una década por debajo a la respuesta del lazo de corriente; aunque para esta frecuencia se pudiesen incluir dinámicas que afectan la distorsión armónica en la corriente de referencia del lazo interno, por lo que se sugiere disminuirla en función al compromiso eficiencia vs. distorsión armónica permitida por el sistema. Con estas premisas se obtiene  $K_{pv}=0.4$ ,  $K_i=24$ . La respuesta en frecuencia del lazo de control de tensión, se muestra en la figura 8, presentando un comportamiento estable con un margen de ganancia MG=36db y margen de fase MF=79.6°.

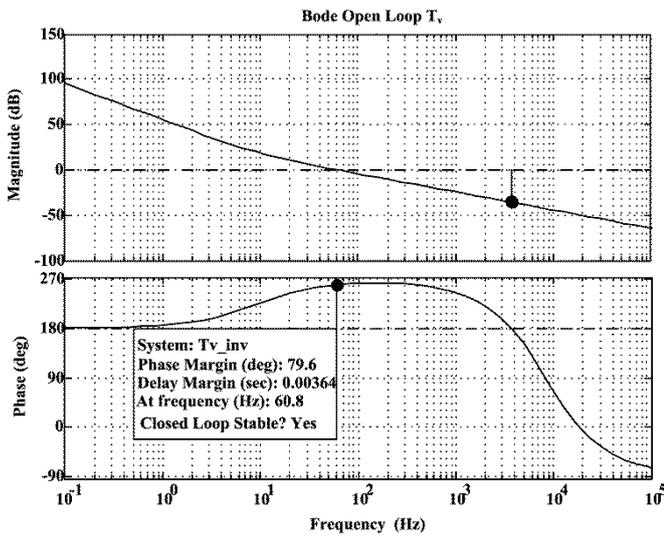


Figura 8. Respuesta en frecuencia lazo de tensión  $T_v$ .

### 3.4 Sistema de sincronización de fase

En los sistemas que inyectan energía a la red, es necesario que la corriente entregada por el inversor, se encuentre en fase con la tensión de red, esto con el fin de aumentar su eficiencia. Una de las técnicas más utilizadas para generar una referencia en sincronía es el *pll* que en sus siglas en inglés significa (Phase Locked Loop). Generalmente esta técnica es utilizada en sistemas trifásicos mediante el sistema de referencia síncrono, y en caso de los sistemas monofásicos, adicionalmente es necesario generar una señal en cuadratura que permita utilizar la transformada de park.[16]

El esquema utilizado del *pll* es mostrado en la figura 9. Se observa que la técnica contempla un controlador PI que determina la dinámica del sistema de sincronización. Para la sintonización del *pll* se fija la mínima frecuencia de cruce por

cero de la ganancia de lazo. En este caso con la frecuencia de la señal a ser sincronizada de 60hz, como criterio una frecuencia de cruce para el *pll* podría ser superior a 600Hz, con el fin de tener un buen seguimiento de la consigna está ubicada a una década por encima de la frecuencia de red. El *pll* monofásico cuenta con un filtro pasa bajo con la finalidad de crear una tensión en cuadratura a partir de la tensión de red. Este filtro presenta una frecuencia de corte de 5Hz y una ganancia de 10. Con este criterio se obtuvo  $K_{ppll}=10175$  y  $K_{ipll}=32.1$ , con una frecuencia de cruce por cero de  $f_{cpll}=1600Hz$ .

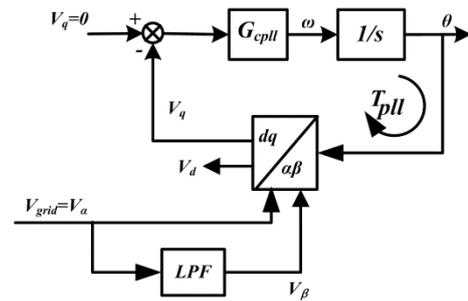


Figura 9. Esquema técnico de sincronización *pll* monofásico

El desempeño de la técnica *pll* se observa en la figura 10. Allí se encuentra la tensión de red normalizada y la tensión generada por el *pll*. El tiempo de estabilización es aproximadamente a dos ciclos de la frecuencia de red  $t_{spl} \approx 32ms$ .

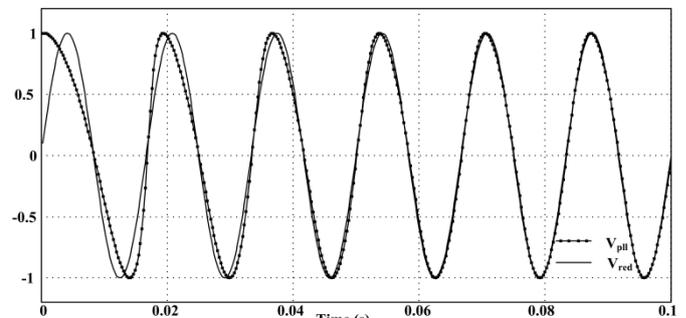


Figura 10. Desempeño técnica de sincronización *pll*.

### 3.5 Algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (*mppt*).

Como se puede apreciar en la figura 2, el punto de máxima eficiencia del panel solar varía en función de la radiación solar, se observa además que ante variaciones de radiación solar el voltaje de máxima potencia varía de forma no lineal; por lo que es necesario utilizar un algoritmo de seguimiento de máxima potencia. Existen diversos tipos de esta técnica, pero la técnica "perturbar y observar P&O" [17] es una de las más utilizadas por su sencillez, debido a que no es necesario conocer el modelo del sistema de conversión de energía en general.

En la figura 11, se muestra el esquema básico del algoritmo perturbar y observar P&O, en este caso se ha utilizado un

tiempo se estabilización de  $t_s=25ms$  y tamaño del escalón  $\Delta V_{ref}=1V$ .

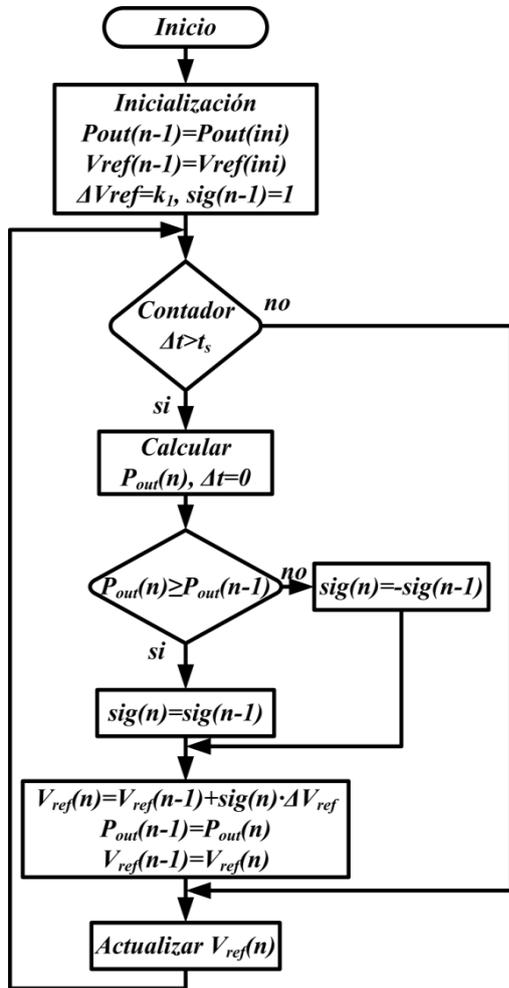


Figura 11. Algoritmo Perturbar y Observar (P&O)

4.- DESEMPEÑO DEL SISTEMA DE CONVERSION

Una vez diseñado el sistema de conversión de energía solar con los parámetros mostrados en la Tabla 1, y el software de simulación de circuitos electrónicos de potencia *Psim*® 7.0, se han programado perturbaciones en la radiación solar de tipo escalón con amplitud de 200W/m<sup>2</sup>, iniciando el estudio de comportamiento en 200W/m<sup>2</sup> y finalizando en 1000W/m<sup>2</sup>.

$L$	5.26mH	$P_{pv} \text{ max}$	1600 W.
$L_g$	0.11mH	$f_{sw}$	15KHz
$C_{dc}$	2.6mF	$f_g$	60Hz
$V_o$	120V rms	$R_d$	3Ω
$C$	13.81μF		

Tabla 1, Especificaciones de diseño y parámetros circuitales.

En la figura 12, se observa la corriente de salida del inversor  $i_g$  ante cambios en la radiación solar. Es posible observar que a medida aumenta la incidencia solar la corriente entregada a

la red aumenta proporcionalmente, esto es debido a la relación entre la radiación solar y la potencia disponible en la salida del panel. De la misma manera se observa que el regulador de corriente permite que la corriente de salida siga a la corriente de referencia con una dinámica estable.

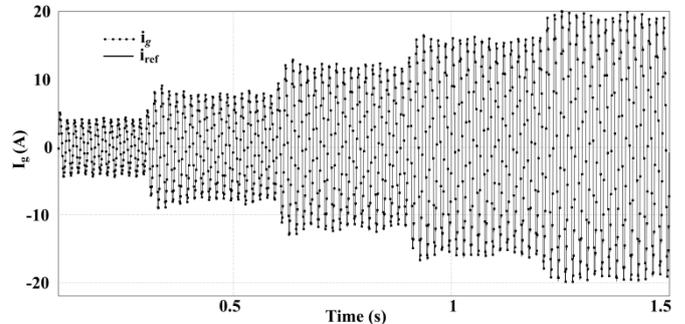


Figura 12. Comportamiento de la corriente de salida  $I_g$  ante escalones de radiación solar

En la figura 13a se observa una ampliación la figura 12, donde se aprecia que para una irradiación solar de 200w/m<sup>2</sup> se obtiene una corriente de salida con una amplitud de  $I_g=2.9A \text{ rms}$  y una distorsión cercana a  $THD_i < 5\%$ . En la figura 13b, se observa la corriente de salida a potencia nominal. Con irradiación solar de 1000W/m<sup>2</sup>, presenta una amplitud de  $I_g=13.5A \text{ rms}$  y una distorsión armónica de  $THD_i < 2\%$ , permitiendo cumplir con la norma IEC 61000-3-2, que relaciona la distorsión armónica para equipos conectados a red.

En la figura 14, se observa el comportamiento del lazo de tensión donde se presentan oscilaciones en torno a la tensión de referencia impuesto por el algoritmo *mppt*. El rizado presente está cercano al fijado con el condensador  $C_{dc}$ . En la misma figura se observa que la corriente de salida del panel solar  $I_{pv}$  aumenta proporcionalmente a la potencia manejada por el sistema  $P_{pv}$ .

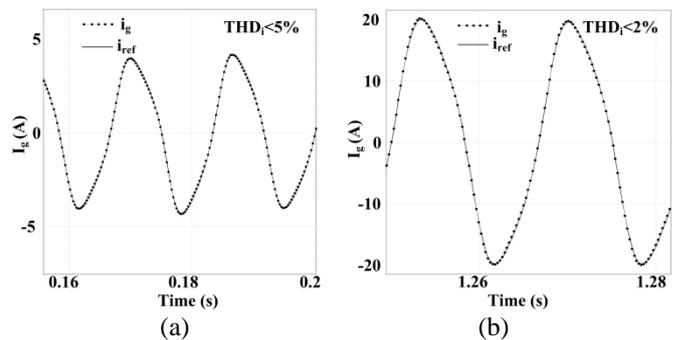


Figura 13. Corriente de salida  $I_g$ , ampliación figura 12.

En la figura 15, se observa el desempeño del algoritmo de seguimiento de máxima potencia *mppt*. Este algoritmo por su naturaleza oscilante opera alrededor del punto de máxima potencia para cada irradiación solar.

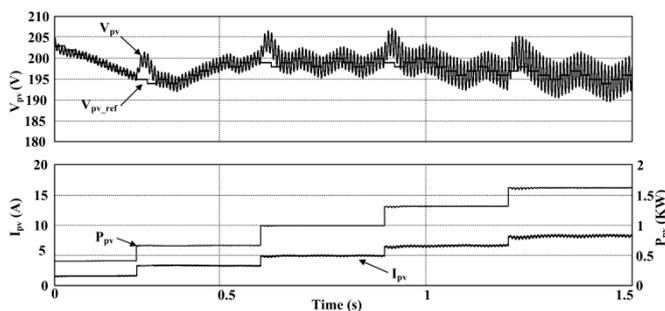


Figura 14. Comportamiento lazo de control de tensión Y algoritmo MPPT.

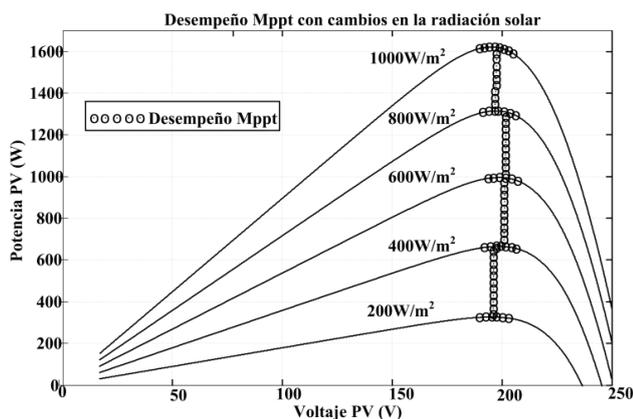


Figura 15. Desempeño algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia mppt.

### 5. CONCLUSIONES

En este artículo se ha estudiado un sistema de conversión de energía solar, compuesto por un inversor puente completo acoplado un filtro LCL y un transformador de aislamiento. El diseño contiene un control en cascada y un algoritmo de seguimiento de máxima potencia que opera en el punto de máximo rendimiento, lo que permite aumentar la eficiencia del sistema con una corriente de red con una baja distorsión. El diseño presentado es una solución viable en aplicaciones de pequeña potencia. En relación al desempeño dinámico ante variaciones de la incidencia solar, este presenta un comportamiento estable y los resultados son comprobados mediante simulación computacional.

### RECONOCIMIENTO

Los autores desean agradecer al Proyecto Prometeo patrocinado por la Secretaria de Educación Superior, Ciencia, Tecnología e Innovación (SENESCYT) - Ecuador.

### REFERENCIAS

[1] Majid Jamil, Sheeraz Kirmani, Mohammad Rizwan, "Techno-Economic Feasibility Analysis of Solar Photovoltaic Power Generation: A Review", Smart Grid and Renewable Energy, Vol. 3 No. 4, 2012, pp. 266-274.  
 [2] González-Medina, R., Patrao, I., Garcerá, G. and Figueres, E. "A low-cost photovoltaic emulator for static and dynamic evaluation of photovoltaic power converters and facilities". Prog. Photovolt: Res. Appl. doi: 10.1002/ppv.2243, 2012.

[3] Dushan Boroyevich, Igor Cvetkovic, Rolando Burgos, and Dong Dong, "Intergrid: A Future Electronic Energy Network?", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol.1 No.3, 2013, pp. 127-138.  
 [4] Óscar Lucía, Igor Cvetkovic, Héctor Sarnago, Dushan Boroyevich, Paolo Mattavelli and Fred C. Lee, "Design of Home Appliances for a DC-Based Nanogrid System: An Induction Range Study Case", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 1, No. 4, 2013, pp. 315-326.  
 [5] Soeren Baekhoej Kjaer, John K. Pedersen and Frede Blaabjerg, "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules", Industry Applications, IEEE Transactions on, Vol. 41, No. 5, 2005, pp. 1292-1306.  
 [6] Marco Liserre, Frede Blaabjerg, Steffan Hansen, "Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier", Industry Applications, IEEE Transactions on, Vol. 41, No. 5, 2005, pp.1281-1291.  
 [7] Marcos Pascual, Gabriel Garcerá, Emilio Figueres, Francisco González-Espín., "Robust Model-Following Control of Parallel UPS Single-Phase Inverters", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Vol. 55, No. 8, 2008, pp. 2870-2883.  
 [8] Tsai-Fu Wu, Chia-Ling Kuo, Kun-Han Sun, and Hui-Chung Hsieh, "Combined Unipolar and Bipolar PWM for Current Distortion Improvement During Power Compensation", Power Electronics, IEEE Transactions on, Vol. 29, No. 4, 2014, pp. 1702-1709.  
 [9] Tang, W.; Lee, F.C.; Ridley, R.B., "Small-signal modeling of average current-mode control," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC '92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual, vol., no., pp.747-755, 23-27 Feb. 1992.  
 [10] Cooke, P., "Modeling average current mode control [of power converters]," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE, Vol.1, no., pp.256-262.  
 [11] Khluabwannarat, P.; Thammarat, C.; Tadsuan, S. ; Bunjongjit, S., "An analysis of iron loss supplied by sinusoidal, square wave, bipolar PWM inverter and unipolar PWM inverter", Power Engineering Conference, 2007. IPEC 2007. International Publication Year: 2007, Page(s): 1185 - 1190.  
 [12] J.C. Crebier, J.P. Ferrieux, "PFC full bridge rectifiers EMI modelling and analysis-common mode disturbance reduction," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.19, no.2, pp. 378-387, March 2004.  
 [13] Van de Sype DM et al. Small-Signal Laplace Analysis of Uniformly-Sampled Pulse-Width Modulators. In: 35th Annual IEEE power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, June 2004.  
 [14] Figueres E, Garcerá G, Sandía J, González-Espín F, Calvo Rubio J, Sensitivity Study of the Dynamics of Three-Phase Photovoltaic Inverters With an LCL Grid Filter, IEEE Trans Ins. Electron 2009; 56(3):706-717.  
 [15] Ortega, R.; Trujillo, C.L.; Garcera, G.; Figueres, E.; Carranza, O., "A PI-P+Resonant controller design for single phase inverter operating in isolated microgrids", Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on , vol., no., pp.1560,1565, 28-31 May 2012.  
 [16] Rubens M. Santos Filho, Paulo F. Seixas, Porfírio C. Cortizo, Leonardo A. B. Torres, and André F. Souza, "Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications". Ieee Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 8, AUGUST 2008. pp. 2923-2932.  
 [17] Khaehintung, N.; Wiangtong, T.; Sirisuk, P., "FPGA Implementation of MPPT Using Variable Step-Size P&O Algorithm for PV Applications," Communications and Information Technologies, 2006. ISCIT '06.

International Symposium on, vol., no., pp.212-215, Oct. 18 2006-Sept.  
20 2006.