

Diseño de un inversor monofásico con topología H5

Diego A. Toledo O.¹, Juan C. Jaramillo V.¹, Franklin G. Santillan S.¹, Luis G. González M.²

¹ Departamento de Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad de Cuenca, Av. 12 de Abril y Agustín Cueva, Cuenca, Ecuador, 010150.

² Proyecto Prometeo, Departamento de Electrónica y Comunicaciones, Universidad de los Andes, Facultad de Ingeniería, Mérida, Venezuela, 5101.

Autor para correspondencia: lgerardo@ula.ve

Fecha de recepción: 21 de septiembre de 2014 - Fecha de aceptación: 17 de octubre de 2014

RESUMEN

Este artículo estudia el diseño de un convertidor DC/AC de baja potencia para aprovechamiento de energía eléctrica proveniente de fuentes renovables. El convertidor utiliza un inversor monofásico con topología H5, acoplado a un filtro LC para reducir la distorsión armónica. El sistema es diseñado para soportar una potencia 100W, El inversor utiliza la modulación PWM unipolar y es probado experimentalmente a lazo abierto utilizando el microcontrolador dsPIC30F4011.

Palabras clave: Inversor monofásico, modulación unipolar PWM, topología H5.

ABSTRACT

This paper analyses the design of a DC/AC low power converter for the use of electrical energy from renewable sources. The converter uses a single phase inverter with H5 topology, coupled to a LC filter to reduce harmonic distortion. The system is designed to handle up to 100W and the inverter uses a unipolar Pulse-width modulation (PWM), experimentally tested using an open-loop with dsPIC30F4011 microcontroller.

Keywords: Single-phase inverter, unipolar PWM, H5 topology.

1. INTRODUCCIÓN

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 CO₂. En particular, los sistemas de conversión de energía solar, se consideran como una de las alternativas más explotadas entre las 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 (Jamil *et al.*, 2012). En el caso de la energía solar fotovoltaica, energía eólica, por ejemplo, la energía captada necesita de sistemas electrónicos llamados convertidores de potencia que adapten la corriente continua inicial a las necesidades de su carga (González-Medina *et al.*, 2012). Carga ésta que puede ser tradicionalmente asociada a corriente alterna por la red eléctrica comercial o también pudiera ser acondicionada a un bus de continua en concordancia con las nuevas tendencias en micro redes y redes inteligentes (Boroyevich *et al.*, 2013; Lucía *et al.*, 2013). En los sistemas de conversión de energía eléctrica provenientes de las fuentes renovables, el manejo de la energía es llevado a cabo en su mayoría por convertidores de potencia, donde la eficiencia y los costos son elementos importantes para la selección de alguna topología en particular. Cuando los inversores son conectados a la red, es común utilizar transformadores de aislamiento entre el convertidor de potencia y la red eléctrica, estos transformadores de baja frecuencia generalmente son de gran volumen, peso y costo, aspectos que no hacen atractivo al

convertidor, ante este inconveniente, para baja potencia una serie de alternativas se han presentado, entre ellas se cuentan con las topologías sin transformador "transformerless" (Patrao *et al.*, 2011; Kerekes *et al.*, 2011).

El uso de inversores conectados a red sin aislamiento galvánico entre los paneles solares y la red eléctrica puede traer algunos problemas importantes en el funcionamiento de los mismos, algunos de ellos pueden ser el voltaje de modo común y las corrientes de fugas elevadas a través de los paneles solares y su instalación, inconvenientes que pueden ocasionarse bajo circunstancias como la humedad o incluso la forma de instalar (Kerekes *et al.*, 2011). La topología utilizada en este artículo corresponde a puente completo o puente H de cuatro interruptores más un quinto interruptor, de allí su nombre H5, esta técnica desarrollada por Matthias *et al.* (2004), utilizada actualmente por uno de los mayores fabricantes de inversores a nivel mundial como lo es SMA. Esta topología se fundamenta en el puente completo y la técnica de modulación PWM unipolar. Con esta técnica se permite obtener una corriente de salida conmutada cuya componente de baja frecuencia es obtenida por el filtro de segundo orden LC, filtro que es dimensionado de manera que no represente una reducción considerable de la eficiencia. En esta investigación se estudia el diseño del inversor monofásico con topología H5 y el filtro LC para una potencia nominal de 100W.

2. DIMENSIONAMIENTO DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA

La topología de inversor H5, está compuesta por un inversor puente completo con un quinto interruptor que separa el panel solar del convertidor de potencia como se muestra en la Fig. 1.

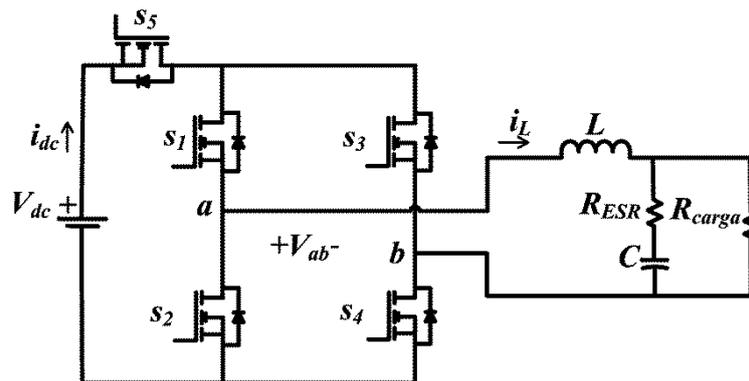


Figura 1. Esquema inversor puente completo H5 y filtro LC.

El uso de esta topología se fundamenta en el uso de la modulación *PWM* unipolar, bajo la condición de voltaje cero en la carga, condición propia de la modulación unipolar cuando se abre el interruptor S_5 . Los estados de voltaje cero se cumplen cuando hay circulación por medio del interruptor S_1 y el diodo de libre circulación del interruptor S_3 ó circulación por medio del interruptor S_4 y el diodo del interruptor S_2 , ambas combinaciones únicamente para el semiciclo positivo de la corriente de salida del inversor. De la misma manera para el semiciclo negativo las combinaciones son: cuando conduce el interruptor S_2 y el diodo de libre circulación S_4 ó cuando conduce S_3 y el diodo de S_1 . Cuando el interruptor S_5 no conduce, se aísla la etapa de generación con la del convertidor, reduciendo tensiones de modo común al igual que las corrientes de fuga. La ecuación (1), muestra el comportamiento lógico de conducción del interruptor S_5 , en función de los interruptores del puente completo. De forma gráfica el diagrama de tiempo en niveles lógicos TTL (0, 5V) para los interruptores S_5 , S_1 , S_3 pueden observarse en la Fig. 2, en el caso de los interruptores S_2 y S_4 son calculados como el complemento de los interruptores S_1 y S_3 respetivamente con la inclusión de tiempo muerto de $1.5\mu\text{seg}$, para evitar el cortocircuito de rama producto principalmente del tiempo de retardo en la conmutación de saturación a corte en los transistores.

$$S_5 = \overline{S_1 S_3} + S_2 S_4 \quad (1)$$

Un aspecto importante de la topología H5 es la conveniente selección del interruptor S_5 , dado que el rendimiento del mismo puede verse afectado por las pérdidas de conducción de S_5 . 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 operando a potencia nominal. El inversor puente completo necesita 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 100W, por lo que puede manejarse con transistores *MosFet*.

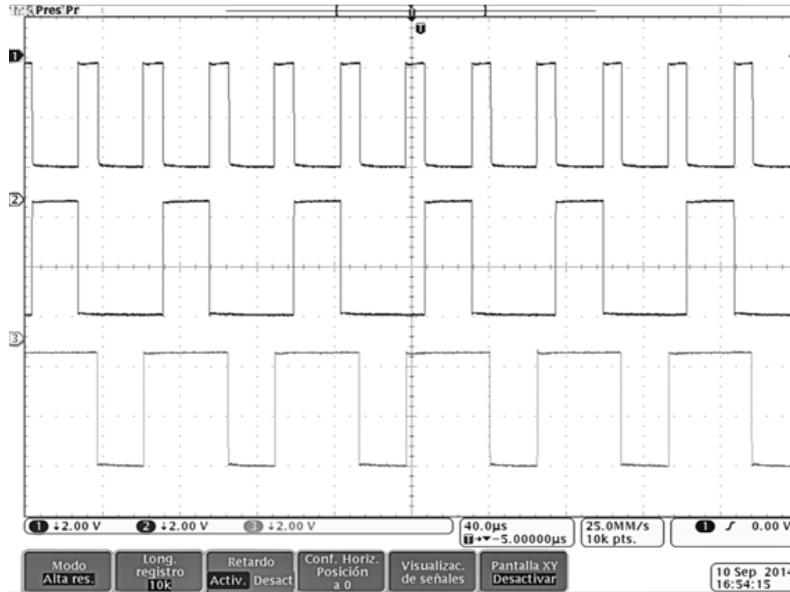


Figura 2. Diagrama de tiempos interruptores S_5 , S_1 , S_3 , en orden descendente, con canales conmutación en los canales Ch1, Ch2, Ch3 respectivamente @ 2V/Div, frecuencia 15kHz.

3. MODELADO SISTEMA DE CONVERSIÓN DE ENERGÍA

En esta sección se estudia el modelo dinámico del convertidor de potencia, además del filtro LC. En principio el desarrollo del modelo en pequeña señal del inversor monofásico se deriva de un convertidor Buck (Pascual *et al.*, 2008) y parte de la ecuación del modelo de estado promediado (2).

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

donde d es el índice de modulación en amplitud cuyo intervalo está dado por (0,1), este índice relaciona la amplitud de señal de control y la señal portadora de la modulación PWM (Wu *et al.*, 2014), al igual que el voltaje V_{dc} y el voltaje del armónico fundamental en los terminales de salida V_{ab} . A partir de la ecuación (2), se obtiene una función lineal de primer orden y se establece como criterio que las variables expresadas en minúscula con el símbolo "~" que corresponden a las variables del modelo en pequeña señal y las variables en mayúscula que expresan el punto de operación en régimen permanente, de esta manera se expresa el modelo de pequeña señal equivalente del voltaje en el convertidor de potencia mediante la ecuación (3), y de la misma forma la relación de corrientes en la ecuación (4).

$$\tilde{v}_{ab} = (2D - 1) \cdot \tilde{v}_{dc} + 2V_{dc} \cdot \tilde{d} \quad (3)$$

$$\tilde{i}_{dc} = (2D - 1) \cdot \tilde{i}_L + 2I_L \cdot \tilde{d} \quad (4)$$

Del modelo de pequeña señal mostrado en la Fig. 3, se obtiene la función de transferencia de la corriente de salida en función del índice de modulación presentada en la ecuación (5). El asumir que

las variaciones en la tensión de entrada son depreciables $\tilde{V}_{dc} = 0$ permite establecer un sistema de control tipo SISO.

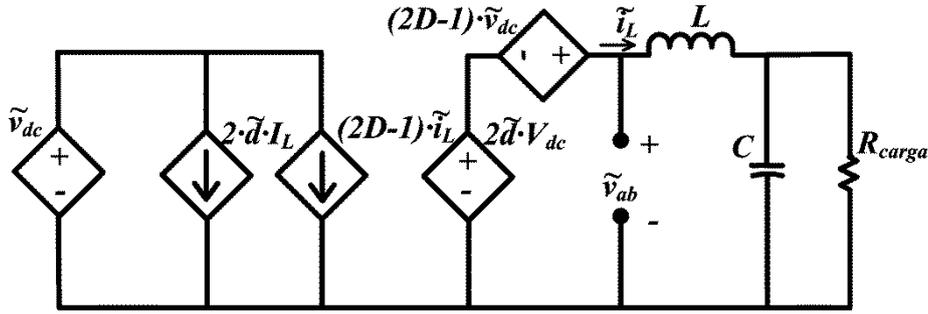


Figura 3. Modelo de pequeña señal sistema de conversión de energía.

$$G_{i_{inv}}(s) = \frac{\tilde{v}_{ab}(s)}{\tilde{d}(s)} = 2 \cdot V_{dc} \quad (5)$$

La ecuación (6), muestra la función de transferencia del filtro LC utilizado $G_{f_{lc}}$. Esta ecuación, en conjunto con la ecuación (5) determina la función de transferencia general del proceso a controlar mediante la ecuación (7).

$$G_{f_{lc}} = \frac{\tilde{V}_{carga}(s)}{\tilde{v}_{ab}(s)} = \frac{R_{carga}(1 + sCR_{ESR})}{s^2LC(R_{carga} + R_{ESR}) + s(L + CR_{ESR}R_{carga}) + R_{carga}} \quad (6)$$

$$\frac{\tilde{V}_{carga}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{2 \cdot V_{dc} \cdot R_{carga}(1 + sCR_{ESR})}{s^2LC(R_{carga} + R_{ESR}) + s(L + CR_{ESR}R_{carga}) + R_{carga}} \quad (7)$$

En la Fig. 4, se muestran las respuestas en frecuencia de la función de transferencia $\frac{\tilde{V}_{carga}(s)}{\tilde{d}(s)}$ producto $G_{i_{inv}}$ y $G_{f_{lc}}$ para distintos puntos de operación d , en la figura se observa que bajo la condición de carga nominal la resonancia se ubica a 2kHz, resonancia que es producto del inductor y condensador del filtro LC, y disminuye a medida que la carga aumenta hasta llegar a potencia nominal. Aspecto importante que se debe tener en cuenta para la estrategia de control del inversor.

En relación al dimensionamiento del filtro LC, como punto de partida, es utilizado el procedimiento que se deriva de la minimización de la energía reactiva consumida por el filtro LC empleado en Dahono *et al.* (1995), donde L y C están dados por las ecuaciones (8) y (9) respectivamente.

$$L = \frac{R_{carga}}{f_{sw}} \sqrt{K \frac{V_{dc}}{V_{oav}} \left[1 + 4\pi^2 \left(\frac{f_{red}}{f_{sw}} \right)^2 K \frac{V_{dc}}{V_{oav}} \right]} \quad (8)$$

$$C = K \frac{V_{dc}}{Lf_{sw}^2 V_{oav}} \quad (9)$$

donde K es definido en la ecuación (10).

$$K = \sqrt{\frac{d^2 - \frac{15}{4}d^4 + \frac{64}{5\pi}d^5 - \frac{5}{4}d^6}{1440}} \quad (10)$$

Inicialmente el punto de operación del inversor está sujeto al índice de modulación d .

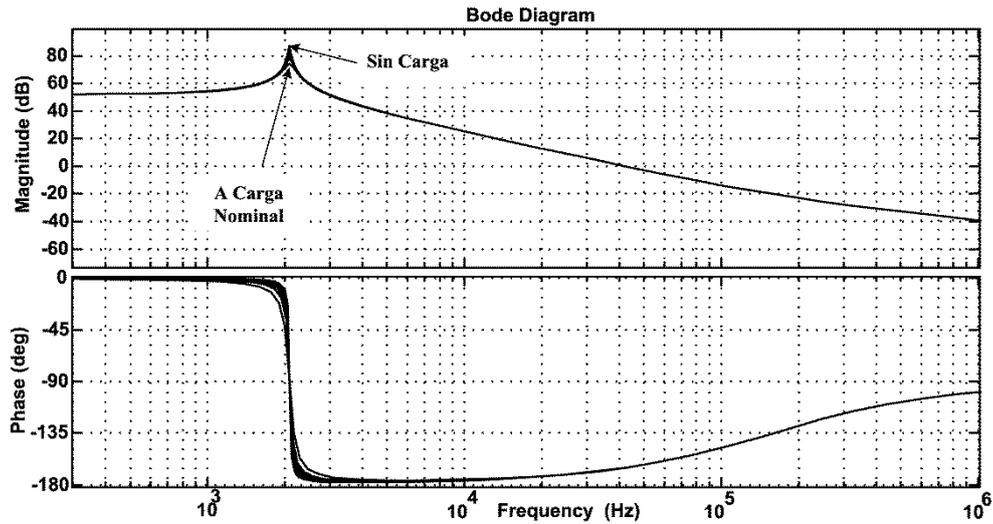


Figura 4. Diagrama de bode función de transferencia inversor y filtro LC.

4. DESEMPEÑO EXPERIMENTAL INVERSOR MONOFÁSICO

En la Fig. 5, se muestra el sistema de conversión de energía construido, en la misma se observa el uso de 5 transistores mosfet, sistema que opera con la modulación por ancho de pulso unipolar. La Fig. 6, muestra el equipo de laboratorio utilizado para pruebas experimentales.

Los parámetros del convertidor utilizando aspectos de funcionamiento son presentados en la Tabla 1.

Tabla 1. Parámetros sistema conversión de energía.

L	C	f_{sw}	V_{dc}
$870\mu H$	$10\mu F$	$15kHz$	$200V$

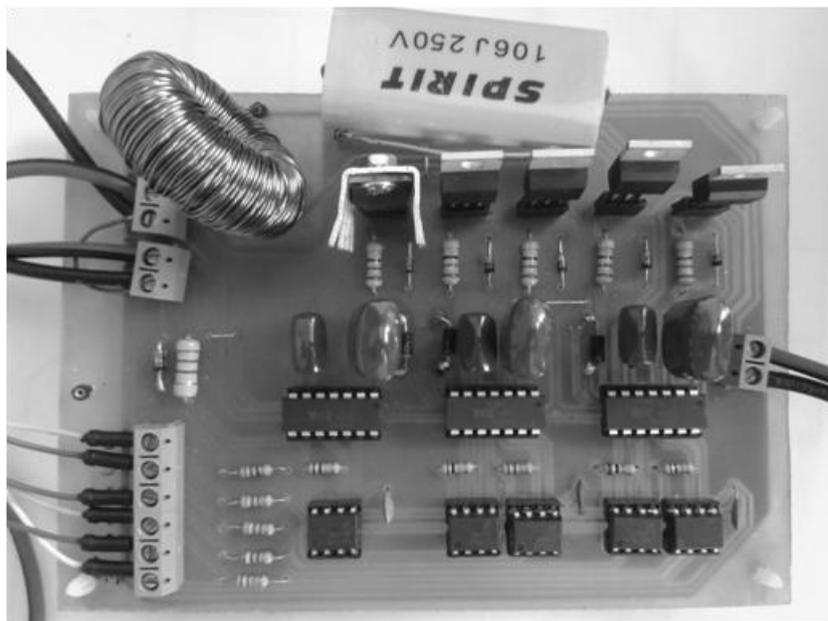


Figura 5. Inversor topología H5 y Filtro LC.

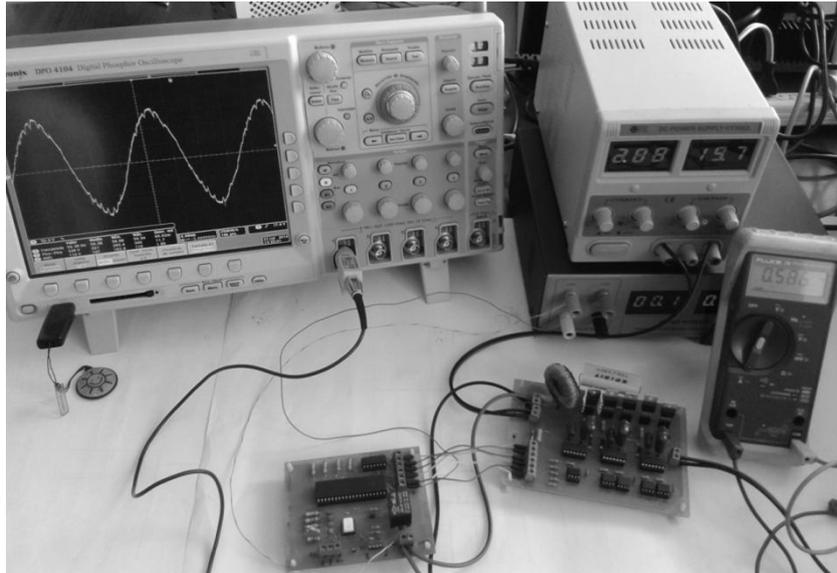


Figura 6. Instrumentación de laboratorio utilizada en prueba de carga, inversor H5.

El sistema diseñado utiliza una inductancia con núcleo de toroide y un condensador de polipropileno para el filtro LC, además se ha utilizado el Mosfet IRF840, y para la excitación de los transistores Mosfet se utilizaron opto acopladores 6N137 junto a IR2110 como driver de potencia, y como elemento de control el micro controlador *dsPIC30F4011*.

Para comprobar el desempeño experimental, se ha utilizado una fuente de laboratorio de 200V conectada a la entrada del convertidor, y una resistencia de potencia de 120Ω como carga. En el desempeño del inversor, la Fig. 7 muestra la tensión de salida V_{ab} en la cual se ha modulado de forma unipolar con una referencia sinusoidal con amplitud $d=0,77$. Bajo las condiciones descritas anteriormente, la Fig. 8, muestra el voltaje de carga a potencia nominal, voltaje medido luego de la etapa de filtrado y que a diferencia, de la Fig. 7, se observa su baja distorsión.

El comportamiento del filtro pasa bajo de segundo orden LC, puede observarse mediante la Fig. 9, que representa el espectro en frecuencia, en la misma se observa el armónico fundamental ubicado a la frecuencia de 60Hz con una amplitud cercana a +40db, seguido en importancia el armónico al doble de la frecuencia de conmutación $2 \cdot f_{sw}=30kHz$. Y con amplitud cercana a -20db.

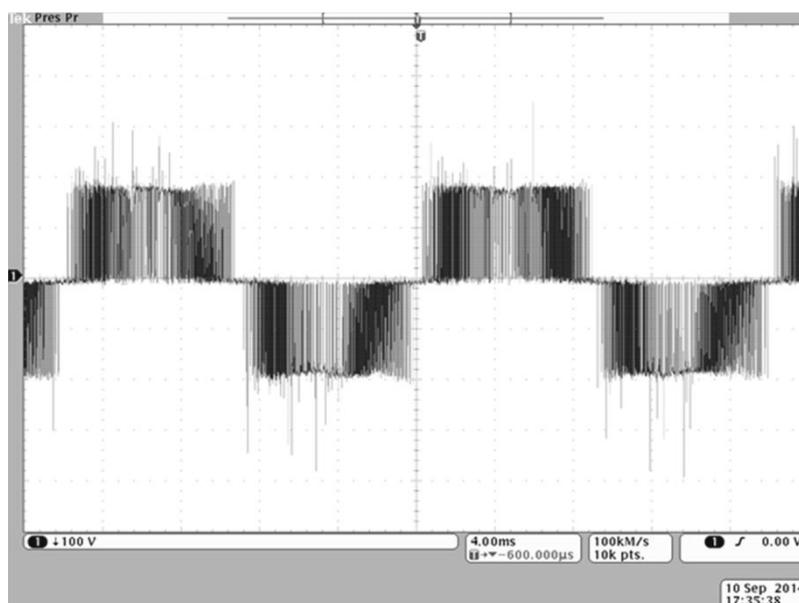


Figura 7. Voltaje V_{ab} , con modulación unipolar, Ch1@100V/Div.

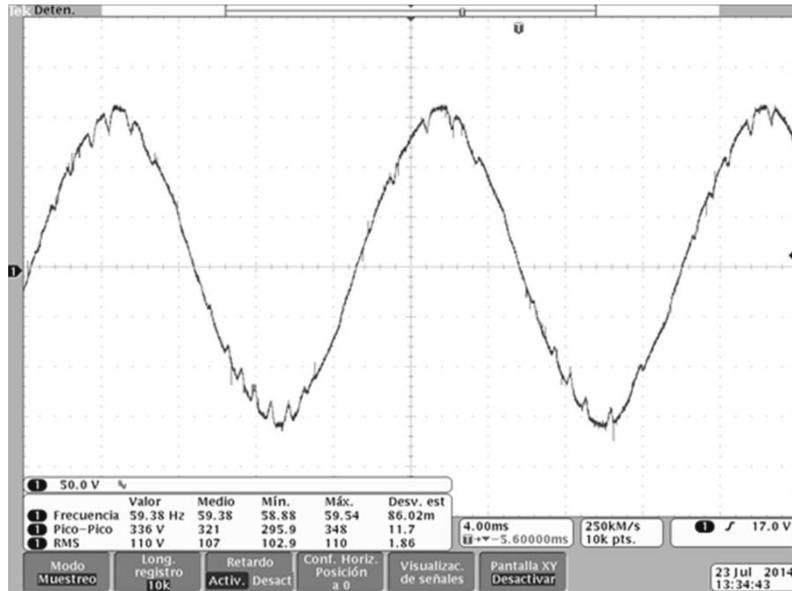


Figura 8. Voltaje de salida a potencia nominal $P_{out}=100W$, Ch1 @50V/Div.

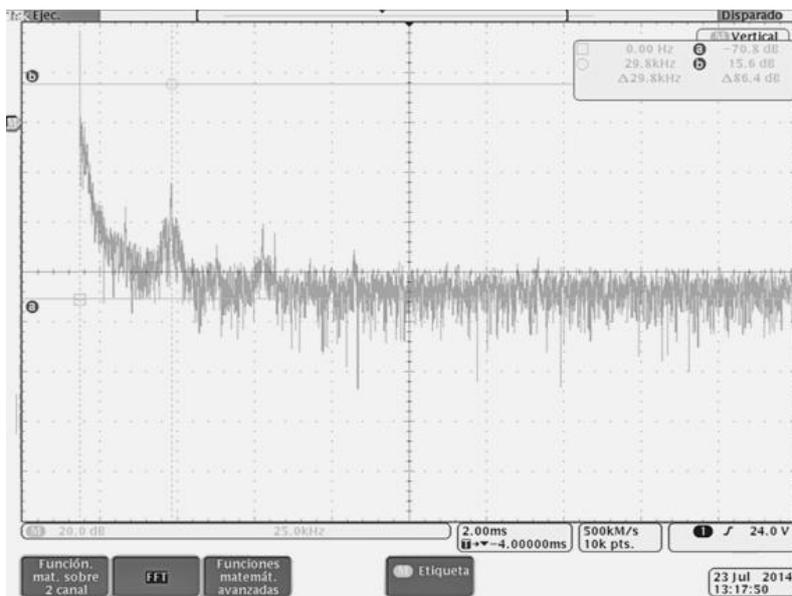


Figura 9. Análisis espectral Voltaje de salida a potencia nominal $P_{out}=100W$.

5. CONCLUSIONES

Con este trabajo, se muestra el diseño de un convertidor DC/AC, con topología H5 utilizando modulación PWM unipolar. Es empleado un filtro LC que reduce considerablemente los armónicos de conmutación. El desarrollo teórico del convertidor es comprobado experimentalmente a lazo abierto fijando un ciclo de servicio a potencia nominal utilizando un micro-controlador *dsPIC30F401*.

AGRADECIMIENTOS

El presente trabajo fue patrocinado por el Proyecto Prometeo de la Secretaría de Educación Superior, Ciencia, Tecnología e Innovación de la República del Ecuador.

REFERENCIAS

- Boroyevich, D., I. Cvetkovic, R. Burgos, D. Dong, 2013. Intergrid: A future electronic energy network? *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 1(3), 127-138.
- Dahono, P.A; A. Purwadi, Qamaruzzaman, 1995. An LC filter design method for single-phase PWM inverters. *Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2(21-24), 571-576.
- González-Medina, R., I. Patrao, G. Garcerá, E. Figueres, 2012. E. A low-cost photovoltaic emulator for static and dynamic evaluation of photovoltaic power converters and facilities. *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, 22(2), 227-241.
- Jamil, M., S. Kirmani, M. Rizwan, 2012. Techno-economic feasibility analysis of solar photovoltaic power generation: A review. *Smart Grid and Renewable Energy*, 3(4), 266-274.
- Kerekes, T., R. Teodorescu, P. Rodríguez, G. Vázquez, E. Aldabas, 2011, A new high-efficiency single-phase transformerless PV inverter topology. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(1), 184-191.
- Lucía, Ó., I. Cvetkovic, H. Sarnago, D. Boroyevich, P. Mattavelli, C. Lee Fred, 2013. 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*, 1(4), 315-326.
- Matthias, V., F. Greizer, S. Bremicker, U. Hübler, 2004. Patent: method of converting a DC voltage of a DC source, in particular of a photovoltaic DC source in an AC voltage. EP Patent N° 2290707A2. Disponible en <https://data.epo.org/gpi/EP2290797A2>.
- Pascual, M., G. Garcera, E. Figueres, F. Gonzalez-Espin, 2008. Robust model-following control of parallel UPS single-phase inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(8), 2870-2883.
- Patrao, I., E. Figueres, F. González-Espín, G. Garcerá, 2011. Transformerless topologies for grid-connected single-phase photovoltaic inverters. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 15, 3423-3431.
- Wu, T-W., C-L. Kuo, K-H. Sun, H-C. Hsieh, 2014. Combined unipolar and bipolar PWM for current distortion improvement during power compensation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(4), 1702-1709.