

Diseño de un convertidor elevador, para aplicaciones de energías renovables en instalaciones aisladas

Carlos S. Abril V.¹, Raúl E. Arias R.¹, Layla M. Guerrero C.¹, Luis G. González M.²

¹ Departamento de Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad de Cuenca, Avenida 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: 20 de octubre de 2014

RESUMEN

En este artículo se estudia el diseño un convertidor DC-DC elevador como parte de un sistema de energía solar. Se emplea un esquema en cascada compuesto por dos etapas, cada una con potencia nominal de 100W y una frecuencia de conmutación de 100kHz, los elementos pasivos del convertidor son calculados para operar en el modo de conducción continua. El convertidor está diseñado para admitir una tensión de entrada de 24V y proporcionar a la salida una tensión estable de 200V, para este fin, se emplea un control PI mismo que es aplicado mediante PWM a la segunda etapa del convertidor mientras se mantiene constante la tensión de salida de la primera etapa, el control PI es digitalizado empleando la transformación de Tustin e implementado en un dsPIC33FJ12G201.

Palabras clave: Convertidor elevador, elevador en cascada, controlador PI.

ABSTRACT

This article presents the design of a converter DC-DC booster as part of a solar energy system. It employs a cascading scheme consisting of two stages, each with a nominal power of 100W and a 100kHz switching frequency. The passive elements of the converter are calculated to operate in the mode of continuous driving. The converter is designed to support an input voltage of 24V and provide an output voltage of 200V. For this purpose, a PI control is used, which is applied by means of PWM to the second stage of the converter while maintaining constant voltage output of the first stage. The PI control is digitized using the transformation of Tustin, implemented in a dsPIC33FJ12G201.

Keywords: Boost converter, cascade boost, PI controller.

1. INTRODUCCIÓN

La generación de energía eléctrica en áreas remotas de las grandes fuentes de energía a partir de recursos hídricos o combustibles fósiles es uno de los principales problemas de las comunidades rurales de la Amazonia Ecuatoriana (Macancela, 2012). El desarrollo de sistemas capaces de generar energía eléctrica, compatible con la mayoría de las cargas residenciales en corriente alterna, de forma limpia y eficiente es uno de los grandes desafíos en la actualidad del uso de las energías renovables.

Para poder adecuar la energía proveniente de fuentes renovables como la solar, eólica ó celdas de combustible existen múltiples esquemas de conversión de energía, que principalmente hoy en día están compuestas por convertidores de potencia conmutados. En el caso de aplicaciones de baja potencia, donde la energía aportada por pequeños paneles solares ó micro-generadores eólicos puede ser almacenada en baterías. En los casos donde la tensión de operación en DC de la batería es

comparativamente inferior a la tensión en alterna de la red comercial es necesario elevar esta tensión para posteriormente convertirla en alterna compatible con la mayoría de las cargas residenciales.

Dentro de las topologías utilizadas para el desarrollo de micro inversores, están los convertidores push-pull y flyback (Trujillo *et al.*, 2011), que utilizan un transformador, y cuya principal ventaja es el aislamiento galvánico. Otra topología utilizada, son aquellas que elevan la tensión mediante convertidores DC-DC elevadores en una o múltiples etapas para tener alta ganancia (Tomaszuk & Krupa, 2011), y luego inversores medio puente ó puente completo donde convierten la tensión DC en AC (Patrao *et al.*, 2011).

Este artículo presenta el diseño y desarrollo experimental de un convertidor DC-DC elevador de alta ganancia con la topología Boost en cascada. El convertidor se alimenta a partir de un banco de batería de 24VDC, y suministra un voltaje de 200VDC a un inversor monofásico aislado que no es tratado en este artículo, el sistema estudiado en este artículo está diseñado para operar a una potencia nominal de 100W.

2. CONVERTIDOR ELEVADOR EN CASCADA

La topología utilizada en este artículo contempla un conjunto de dos convertidores Boost en cascada como se muestra en la Fig. 1. Estos convertidores utilizan transistores Mosfet como elemento de conmutación manejada de forma independiente.

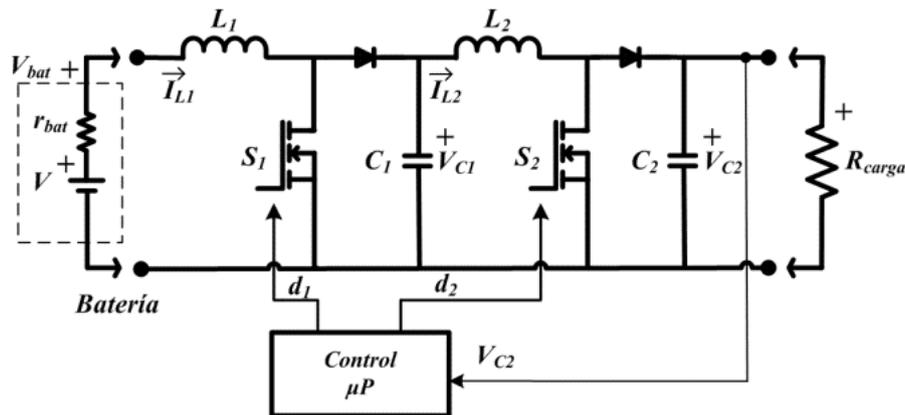


Figura 1. Sistema de conversión de energía.

El principio de funcionamiento de cada una de las etapas se fundamenta en el modelo de estado promedio y en el modo de conducción, que puede ser continua (CCM) o discontinua (DCM), en el caso CCM la corriente circulante por la inductancia en todo momento mayor a 0A; Bajo este principio el análisis de funcionamiento de cada una de las etapas caracterizadas con $(L1, S1)$ y $(L2, S2)$ para las etapas 1 y 2 respectivamente, es tratado mediante la Fig. 2, en esta se observa el comportamiento del voltaje y corriente en la inductancia correspondiente.

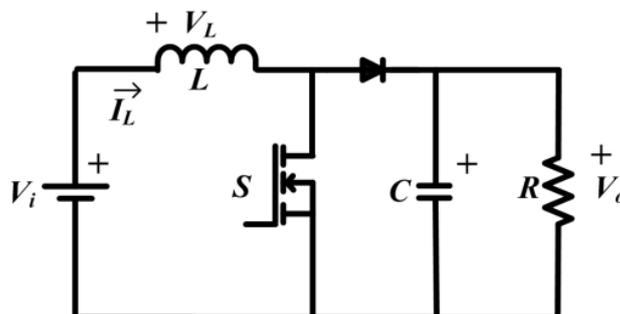


Figura 2. Convertidor Boost.

La ecuación (1), representa la corriente en el inductor en el caso cuando el interruptor Mosfet S conduce, para $0 < t < d \cdot t_{sw}$, donde d corresponde a ciclo de trabajo y t_{sw} es el tiempo de conmutación, que es inversamente proporcional a la frecuencia de conmutación $F_{sw} = 1/t_{sw}$, en este estado, se tiene que $V_L = V_i$, el diodo bajo esta condición se encuentra en polarización inversa, lo que permite que la tensión de salida V_o disminuya mediante la dinámica del circuito equivalente RC .

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i}{L} \quad (1)$$

En el caso cuando el interruptor Mosfet S se encuentra en estado de corte, para $d \cdot t_{sw} < t < t_{sw}$ la energía almacenada en la inductancia producto del evento anterior permite la conducción del diodo, produciéndose que la corriente circule hasta el conjunto RC de salida, en este estado las variaciones de tensión en V_o son despreciables para el análisis de estado promedio, al igual que la caída de tensión en los semiconductores, la ecuación (2), representa la corriente en este intervalo.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_o}{L} < 0 \quad (2)$$

De manera gráfica, la Fig. 3, representa el comportamiento de la tensión y corriente en el inductor L en los dos estados anteriormente descritos, es importante mencionar que este comportamiento en las dos inductancias utilizadas no serán con el mismo ciclo de servicio d , pero si compartirán la misma base de tiempo para la frecuencia de conmutación en su implementación.

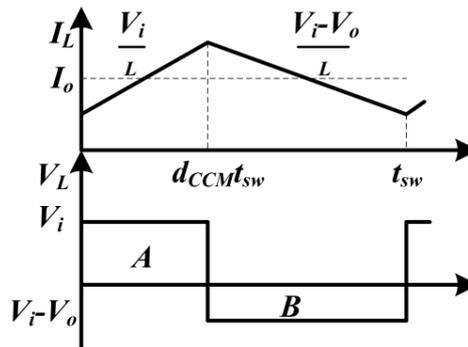


Figura 3. Comportamiento voltaje y corriente en inductancia.

De esta figura se puede observar que el valor promedio en la inductancia corresponde a la corriente promedio de la entrada, por lo que se deduce que la corriente promedio en el condensador de salida C es cero, luego de esto, se ratifica nuevamente es el modelo de estado promedio donde la energía almacenada en cada ciclo de conmutación es nula. A partir de esta premisa, si la energía almacenada por intervalos en régimen permanente en la inductancia es nula, al igual que el voltaje promedio, a partir de la Fig. 3, podemos establecer el balance de energía mediante la ecuación (3), y finalmente la relación de voltajes bajo el modo de conducción continua (4).

$$V_i d_{CCM} t_{sw} = (V_i - V_o)(1 - d_{CCM}) t_{sw} \quad (3)$$

$$V_o = \frac{V_i}{(1 - d_{CCM})} \quad (4)$$

Un aspecto importante para el diseño óptimo de elementos pasivos bajo el modo de conducción continua, corresponde al dimensionamiento de la inductancia en cada una de las etapas utilizadas, para esto la corriente en el inductor debe cumplir con la ecuación (5), que se deriva del comportamiento de la corriente en la inductancia mostrada en la Fig. 3.

$$L_{min} > \frac{V_i d_{CCM}}{2 I_i f_{sw}} \quad (5)$$

En el caso de esta aplicación, el convertidor Boost en cascada es diseñado para alimentar un convertidor DC-AC, y debido a la dinámica senoidal que presenta la tensión y corriente en el inversor,

la condición de conducción continua estará afectada por la reducción de energía entregada por el convertidor, conocida esta condición las inductancias son calculadas a potencia nominal. Es importante destacar que el convertidor Boost opera en la región de conducción discontinua para potencias inferiores a la nominal, sin necesidad de modificar la estructura de control diseñada.

En el caso del dimensionamiento del condensador C , es necesario definir el rizado de voltaje de salida deseado en cada una de las etapas de convertidor elevador, es usual en este tipo de aplicaciones permitir voltajes de rizado (ΔV_o) inferiores al 2% del voltaje nominal, bajo este criterio, la ecuación (6) representa la descarga del condensador de salida despreciando la resistencia ESR del condensador (Khadmun & Subsingha, 2013).

$$C > \frac{d_{CCM} \cdot I_o}{f_{sw} \cdot \Delta V_o} \quad (6)$$

Una vez conocido los criterios de dimensionamiento de los elementos pasivos del convertidor en cascada boost, es importante definir el punto de operación de en régimen permanente para cada etapa. Para su fijación se ha tomado en cuenta las características Mosfet IRF540 de baja resistencia de conducción $R_d(on)=44m\Omega$, transistor utilizado como interruptor en la primera etapa del convertidor, el voltaje máximo entre drenador y fuente de este dispositivo es de $V_{ds}=100V$. De manera que el voltaje de salida de la primera etapa no podrá ser superior a este para garantizar la integridad del mismo. Por tal motivo se ha fijado en régimen permanente un voltaje $V_{c1}=80V$, lo que implica un ciclo de trabajo de $d_1=0,7$ en el régimen de conducción continua.

Para obtener un voltaje de salida de $V_{c2}=200V$, a partir del voltaje suministrado por la primera etapa, es necesario un ciclo de trabajo cercano $d_2=0,6$. En el caso de la segunda etapa del convertidor Boost, es utilizado un transistor Mosfet IRF840, que a diferencia del transistor de la primera etapa soporta un voltaje entre drenador y fuente de $V_{ds}=500V$, con una resistencia de conducción de $R_d(on)=0,85\Omega$, resistencia significativamente mayor que la del transistor de la primera etapa, resistencia que influirá en el aumento de las perdidas por conducción y disminución de la eficiencia.

Tomando en cuenta las ecuaciones (5) y (6) con las consideraciones de diseño anteriormente descritas, la Tabla 1, muestra los elementos pasivos mínimos del convertidor elevador en cascada para la potencia nominal.

Tabla 1. Elementos pasivos mínimos (Calculo teórico).

L_1	$21\mu H$	L_2	$192\mu H$
C_1	$5,46\mu F$	C_2	$0,75\mu F$
d_1	$0,7$	d_2	$0,6$
V_i	$24V$	V_o	$200V$
F_{sw}	$100kHz$		

3. MODELO Y CONTROL DE PEQUEÑA SEÑAL EN CCM Y DCM

En el caso de convertidores regulados en voltaje, es necesario determinar el comportamiento dinámico con la finalidad de establecer criterios de control que permitan obtener comportamientos estables ante variaciones en el voltaje de entrada y en la carga. Particularmente el convertidor DC-DC tratado en este artículo, es diseñado considerando que deberá alimentar un convertidor DC-AC, cuya potencia tendrá un comportamiento no lineal, por tal razón, es necesario el estudio del comportamiento en el modo de conducción continua (CCM) en el caso cuando se opera a potencia nominal instantánea, y en el caso de modo de conducción discontinua (DCM) para potencias inferiores a esta.

La ecuación (7) representa la función de transferencia voltaje de salida vs. ciclo de trabajo ($G_{vd_{CCM}} = V_{o(s)}/d_{(s)}$) del convertidor DC-DC en el régimen CCM (Lynch, 2008), esta función expresada en el dominio de Laplace sujeta al punto de operación en estado estacionario, en esta

función de transferencia se desprecia las resistencia serie del condensador e inductancia, en esta ecuación K_d representa la ganancia de baja frecuencia y es mostrada en la ecuación (8), ω_n representa la frecuencia natural del sistema de segundo orden (9), ξ es el coeficiente de amortiguamiento, mostrado en la ecuación (10), y ω_z es la frecuencia del cero del sistema de fase no mínima producto del circuito $R_{carga}L$ en la salida de convertidor Boost (11).

$$G_{vd_{CCM}} = K_d \frac{(1-\frac{s}{\omega_z})\omega_n^2}{s^2+s\xi\omega_n+\omega_n^2} \quad (7)$$

$$K_d = \frac{V_i}{(1-d_{CCM})^2} \quad (8)$$

$$\omega_n = \frac{(1-d_{CCM})}{\sqrt{LC}} \quad (9)$$

$$\xi = \frac{1}{2\omega_n CR_{carga}} \quad (10)$$

$$\omega_z = \frac{R_{carga}(1-d_{CCM})^2}{L} \quad (11)$$

Es importante destacar que el efecto del comportamiento del voltaje de salida ante variaciones en el voltaje de entrada, es considerado perturbaciones del sistema, que serán compensadas mediante el ciclo de servicio y no están consideradas para efectos de selección y sintonización del controlador utilizado.

Con la intención de simplificar la estrategia de control, se ha definido una estructura de control única en la que, ante cambios en el comportamiento dinámico del convertidor, la acción de control sea capaz de mantener su estabilidad. Por tal motivo es necesario conocer el comportamiento dinámico en el régimen de conducción discontinua del convertidor boost.

La ecuación (12), representa la función de transferencia de voltaje de salida vs. ciclo de trabajo ($G_{vd_{DCM}} = V_{o(s)}/d_{(s)}$) del convertidor DC-DC en DCM (Lynch, 2008). A diferencia de la ecuación característica del régimen CCM (7), ésta es de primer orden por lo que la resonancia presente a la frecuencia natural del sistema desaparece en DCM. En la ecuación (12), G_{do} representa la ganancia de estado estacionario mostrada en la ecuación (13), M es la relación de voltajes del convertidor ecuación (14), d_{DCM} ciclo de trabajo en régimen DCM (15), y ω_o es la frecuencia de corte descrita en (16).

$$G_{vd_{DCM}} = \frac{G_{do}}{1+\frac{s}{\omega_o}} \quad (12)$$

$$G_{do} = \frac{2V_o}{d_{DCM}} \frac{(M-1)}{(2M-1)} \quad (13)$$

$$M = \frac{V_o}{V_i} \quad (14)$$

$$d_{DCM} = \sqrt{\frac{2LF_{sw}V_o(V_o-V_i)}{R_{carga}V_i^2}} \quad (15)$$

$$\omega_o = \frac{2M-1}{(M-1)CR_{carga}} \quad (16)$$

Una vez conocido el comportamiento dinámico del convertidor Boost en las regiones de conducción CCM y DCM, mediante las ecuaciones (7) y (12) respectivamente, y utilizando los elementos pasivos mostrados en la Tabla 2, en la Fig. 4, se muestra el diagrama de control utilizado en el convertidor Boost en cascada, donde el control se aplica sobre la segunda etapa mientras que la primera opera con un ciclo de servicio constante.

Para efectos del análisis de control y estabilidad, se propone el uso de un lazo de control retroalimentado con un controlador PI por su sencillez, como el mostrado en la ecuación (17), el cual es sintonizado mediante la asignación de polos en la ganancia de lazo $T_v = G_{vd} \cdot G_{pi} \cdot \beta$, donde G_{vd} representa la función de transferencia $G_{vd_{CCM}}$ ó $G_{vd_{DCM}}$ dependiendo del punto de operación en función de la potencia manejada, G_{pi} es el controlador PI utilizado, y β , representa la ganancia del sensor de tensión, que en esta aplicación es definido como $\beta = 1$. Realizando un análisis en frecuencia de estabilidad la ganancia de lazo T_v , la Fig. 5, representa el comportamiento dinámico del lazo de control, utilizando $k_i=0,012031$ y $k_p=0,00000385$, para el controlador utilizado.

$$G_{pi} = k_p + \frac{k_i}{s} \tag{17}$$

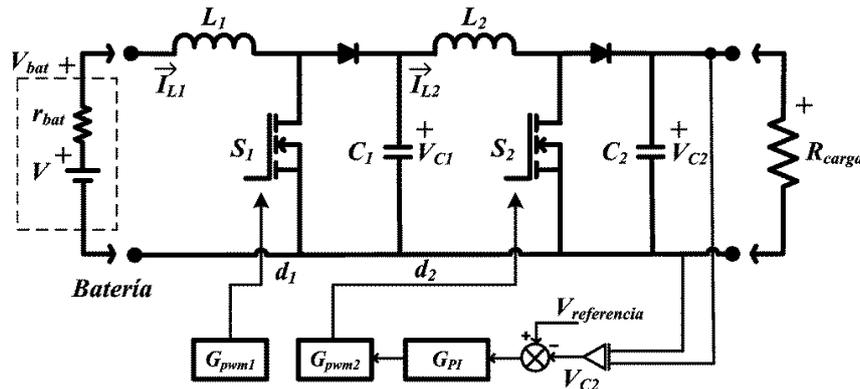


Figura 4. Sistema de control convertidor Boost en cascada.

De este diagrama de bode es posible destacar el comportamiento estable operando a potencia nominal de 100W, y en el caso de disminución de potencia, con la misma sintonización se mantiene el comportamiento estable. En todos los casos se alcanza un margen de fase superior $MF=86^\circ$, y margen de ganancia superior a $MG=12,4\text{db}$, en todos los casos se obtiene un comportamiento estable cumpliendo los criterios de estabilidad clásicos en aplicaciones de electrónica de potencia $MG>6\text{db}$ y $MF>50^\circ$ (Garcerá et al., 1998).

Tabla 2. Elementos pasivos (Utilizados Experimentalmente).

L_1	$25\mu\text{H}$	L_2	$250\mu\text{H}$
C_1	$100\mu\text{F}$	C_2	$100\mu\text{F}$

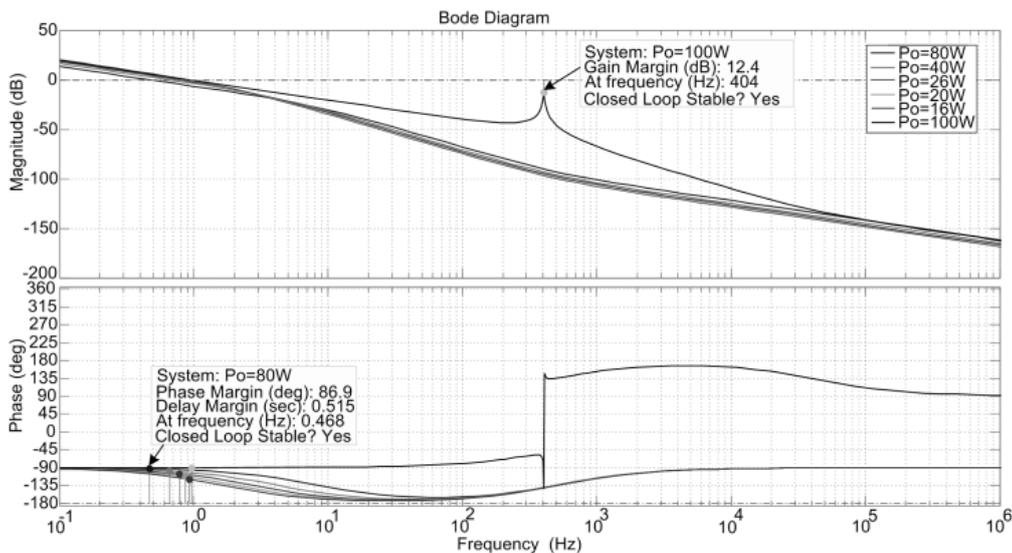


Figura 5. Diagrama de bode, ganancia de lazo abierto T_v .

Para la implementación del sistema de control en el micro-controlador, se ha utilizado la transformada bilineal o de Tustin para obtener un controlador en el espacio discreto (Buso & Mattavelli, 2006), la frecuencia de muestreo utilizada para la discretización del controlador no puede ser inferior que la frecuencia con se actualiza el ciclo de trabajo, en caso contrario la frecuencia de discretización del controlador puede ser superior que la de conmutación pero está limitada por la velocidad de respuesta del microprocesador utilizado. En este caso la frecuencia interna del microprocesador es de 120MHz, velocidad que permite ejecutar la acción de control con una frecuencia de discretización igual a la frecuencia de conmutación $F_{sw}=100kHz$.

4. DESARROLLO EXPERIMENTAL

La Fig. 6, muestra el prototipo del convertidor Boost en cascada desarrollado, en la misma se observa que se ha utilizado núcleos toroide para las inductancias, se ha utilizado el Mosfet IRF540 y IRF840 para la primera etapa y segunda respectivamente, diodos rápidos BYV29, para la excitación de los transistores Mosfet se ha utilizado opto acopladores 6N137 junto a IR2110 como driver de potencia, en el sensado de tensión es utilizado un amplificador aislado HCPL-7520, y como elemento de control un *dsPIC33FJ12G201*.

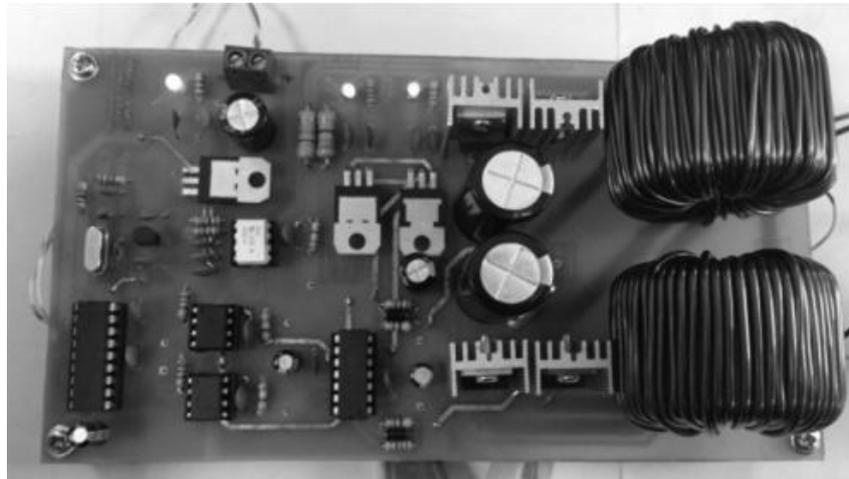


Figura 6. Prototipo convertidor elevador en cascada.

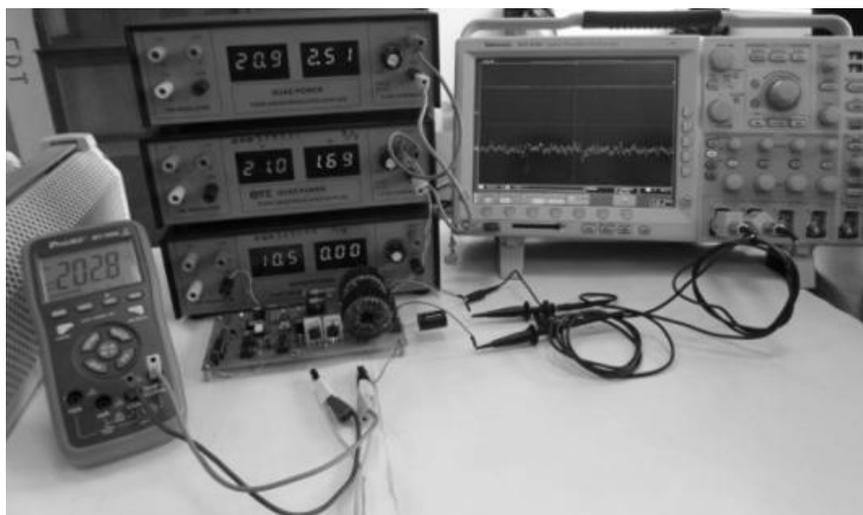


Figura 7. Instrumentación de laboratorio utilizada en prueba de carga.

Para comprobar el desempeño de estado estacionario, como fuente de entrada se ha utilizado dos fuentes de laboratorio modelo XP-581 en paralelo cuya potencia nominal de cada una es de 40W. Cada una, debido a la limitación antes mencionada, las pruebas en régimen permanente serán realizadas con potencia de entrada máxima de 80W.

Conociendo esta limitante, en la Fig. 7, se muestra la instrumentación de laboratorio utilizada para comprobar el funcionamiento del convertidor. En régimen de estado estacionario, la resistencia de carga mínima utilizada es $R_{carga}=565\Omega$, lo que permite obtener un voltaje en la salida de 202V, bajo esta condición representa una potencia entregada a la carga R_{carga} de $P_o=72,2W$, lo que significa un rendimiento de $\eta_{100\%} = \frac{72,2W}{80W} = 90,2\%$.

5. DESEMPEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL

El comportamiento dinámico ante variaciones en la R_{carga} de un 25%, es mostrado en la Fig. 8, en la misma se observa cuando la carga realiza un cambio de $R_{carga}=700\Omega$ a 565Ω , el voltaje de salida presenta una reducción transitoria $\Delta V_o=2V$, amortiguada y un tiempo estimado de recuperación en su régimen permanente de 30ms. En la misma figura cuando ocurre el cambio de carga contrario, es decir $R_{carga}=565\Omega$ a 700Ω , se presenta un aumento transitorio similar al caso anterior con la diferencia que se observa una dinámica sub- amortiguada, con un tiempo de recuperación similar al caso anterior, con este experimento se puede comprobar que en el caso del régimen DCM presenta un comportamiento estable.

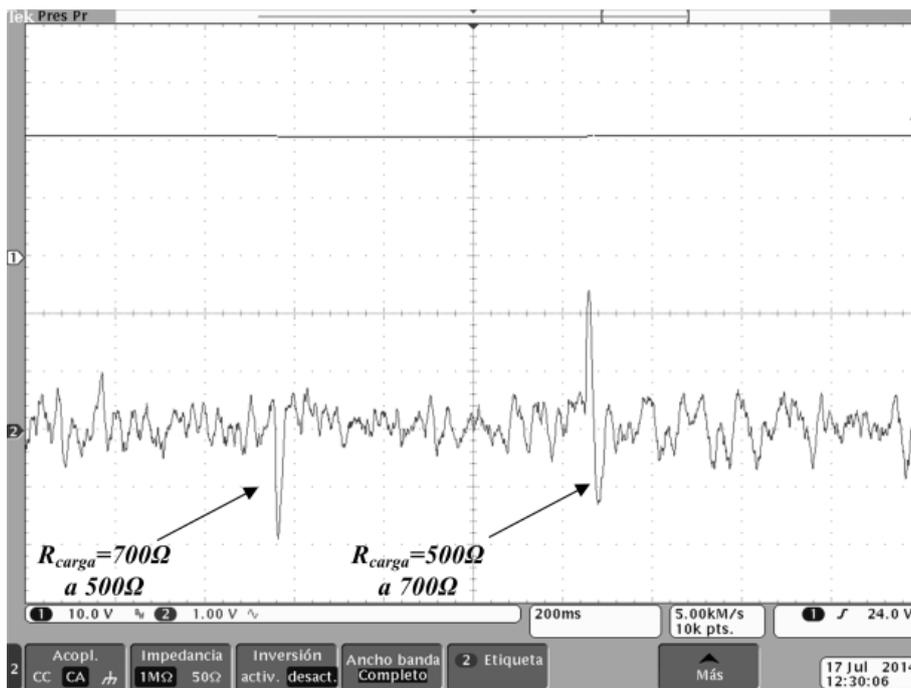


Figura 8. Comportamiento régimen dinámica V_i y V_o , ante perturbaciones en carga $\pm 25\% R_{carga}$, V_i con Ch1 (10V/Div) acoplamiento DC, V_o con Ch2 (1V/Div) acoplamiento AC, base de tiempo (200ms/Div).

En el caso de cambio de cargas más agresivas, la Fig. 9, muestra el comportamiento cuando se ocurre una conexión y luego desconexión de la resistencia de carga ($R_{carga}=565\Omega$), en esta figura se observa cuando ocurre la conexión, el voltaje de salida presenta una disminución transitoria de $\Delta V_o \approx 30V$ y un tiempo de recuperación de 40ms, en el caso contrario cuando se opera en régimen permanente y se desconecta la resistencia de carga, el voltaje de salida presenta un aumento $\Delta V_o \approx 20V$, y un tiempo de recuperación de $\approx 360ms$, tiempo significativamente elevado debido la condición de

vacío en la salida del convertidor, en este caso la descarga del condensador de salida está sujeta a su propia resistencia serie, además de la red de sensado establecida para el lazo de control.

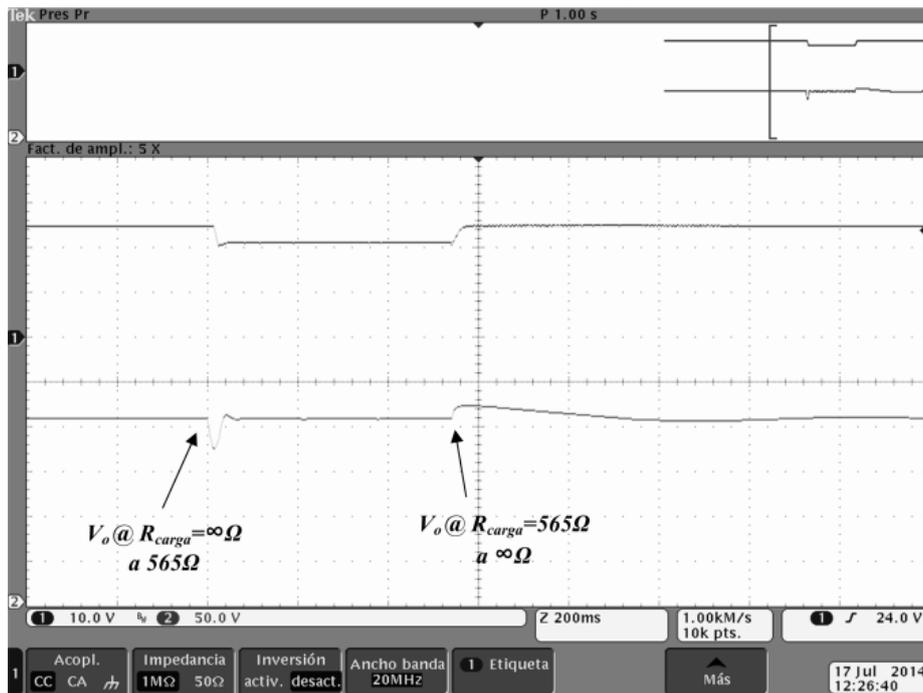


Figura 9. Comportamiento régimen dinámica V_i y V_o , ante perturbaciones en carga $\pm 100\% R_{carga}$, V_i con Ch1 (10V/Div) acoplamiento DC, V_o con Ch2 (50V/Div) acoplamiento DC, base de tiempo (200ms/Div).

En relación a variaciones en el voltaje de entrada, consideradas como perturbaciones al sistema, la Fig. 10, muestra el comportamiento del voltaje de salida con $R_{carga} = 565\Omega$, y variaciones $\Delta V_i \approx 4V$. En este caso se observa que el voltaje de salida no presenta variaciones ante esta perturbación.

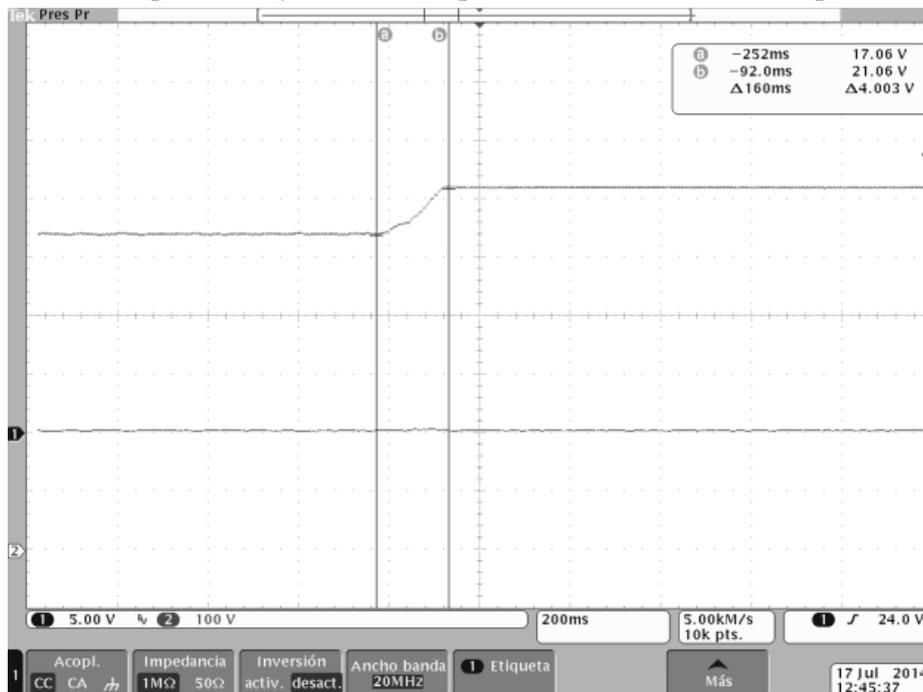


Figura 10. Comportamiento régimen dinámica V_i y V_o , ante perturbaciones en V_i , V_i con Ch1 (5V/Div) acoplamiento DC, V_o con Ch2 (100V/Div) acoplamiento DC, base de tiempo (200ms/Div).

6. CONCLUSIONES

En este artículo se muestra en el diseño y construcción de un convertidor DC-DC elevador en cascada, se muestran resultados experimentales del desempeño en régimen permanente y transitorio ante cambios en la potencia y el voltaje de entrada, ante todas estas perturbaciones se obtiene un comportamiento estable en el voltaje de salida. El convertidor diseñado presenta rendimiento cercano al 90%, y permite manejar cargas variables con una regulación del voltaje de salida cercano al voltaje nominal. El sistema de control fue implementado aplicado a solo una etapa del convertidor con un micro controlador *dsPIC33FJ12G201*.

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

- Buso, S., P. Mattavelli, 2006. Digital control in power electronics. Morgan & Claypool Publishers, 158 pp. Disponible en <http://www.morganclaypool.com/doi/abs/10.2200/S00047ED1V01Y200609PEL002?journalCode=pe>.
- Garcerá, G., E. Figueres, A. Abellán, 1998. *Convertidores conmutados: circuitos de potencia y control*. ILibrería Universitat Politècnica de València, Valencia, España.
- Khadmun, W., W. Subsingha, 2013. High voltage gain interleaved dc boost converter application for photovoltaic generation system. *Energy Procedia*, 390-398.
- Lynch, B.T., 2008. Under the hood of a DC/DC boost converter. TI Power Supply Design Seminar, 26 pp. Disponible en http://www.ti.com/download/trng/docs/seminar/Topic_3_Lynch.pdf.
- Macancela, L., 2012. Diagnostico de la implementación de los sistemas fotovoltaicos correspondientes a la primera etapa del proyecto Yantsa II Etsari, 232 pp. Tesis de grado Facultad de Ingeniería, Escuela de Ingeniería Eléctrica, Cuenca, Ecuador. Disponible en <http://dspace.ucuenca.edu.ec/bitstream/123456789/689/1/te321.pdf>.
- Patrao I., E. Figueres, F. González-Espín, G. Garcerá, 2011. Transformerless topologies for grid-connected single-phase photovoltaic inverters. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 3423-3431.
- Tomaszuk A., A. Krupa, 2011. High efficiency high step-up DC/DC converters - a review. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, 59(4), 475-483.
- Trujillo C.L., D. Velasco, E. Figueres, G. Garcerá, R. Ortega, 2011. Modeling and control of a push-pull converter for photovoltaic microinverters operating in island mode. *Applied Energy*, 2824-2834.