

# Análisis de la Estabilidad Interna en un Regulador Elevador con Amplio Rango de Conversión de Voltaje

M. G. Ortiz López<sup>1</sup>, J. Leyva Ramos<sup>2</sup> y L. H. Diaz Saldierna<sup>2</sup>

Universidad Politécnica de San Luis Potosí  
San Luis Potosí, S.L. P., México C.P. 78363  
guadalupe.ortiz@upslp.edu.mx

IPICYT  
San Luis Potosí, S.L. P., México C.P. 78214  
[jleyva, ldiaz]@ipicyt.edu.mx

**Resumen**—En este artículo se estudia la estabilidad interna de un regulador construido en base a un convertidor elevador en cascada de  $n$ -etapas que utiliza un controlador en modo-corriente promedio. El esquema de control propuesto utiliza la corriente del inductor de la primera etapa y el voltaje del capacitor de la etapa de salida, por lo que existen  $n-1$  corrientes de inductores y  $n-1$  voltajes de capacitores que no se utilizan en la retroalimentación. Debido a que este esquema usa un número reducido de variables es importante analizar la estabilidad de las variables internas del sistema cuando los lazos de corriente y de voltaje se cierran. Para mostrar la robustez del controlador se incluyen resultados experimentales para un regulador conmutado de 100W.

**Palabras clave:** Fuentes de Alimentación, Regulador conmutado, control modo-corriente.

## I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad existen nuevos desarrollos tecnológicos que requieren convertidores elevadores CD-CD con un amplio rango de conversión de voltaje; por ejemplo los dispositivos de comunicación portátil, los arreglos de celdas fotovoltaicas y las celdas de combustible (Sernia y Walker, 2004; Veerachary, Senju y Uetazo, 2003). En el caso de las celdas de combustible, estas son una alternativa bastante atractiva para la generación de energía eléctrica sin necesidad de un proceso de combustión ineficiente y contaminante (Hoogers, 2002). Desafortunadamente las celdas de combustible, producen voltajes CD variables y de bajo valor; por lo que requieren de un convertidor CD-CD que permite entregar un voltaje regulado.

En los convertidores conmutados CD-CD, la relación de conversión de voltaje es función de la señal de control del interruptor activo. Un arreglo que proporciona un amplio rango de conversión es la conexión en cascada de dos o más convertidores convencionales (Morales, Carbajal y Leyva, 2002). En especial, resulta interesante el arreglo que propone el uso de  $n$ -convertidores en cascada operados por un solo interruptor activo (Luo y Ye, 2004). Para este tipo de convertidores se han desarrollado modelos promedio, que muestran que son sistemas globalmente asintóticamente estables para todos los valores del ciclo de trabajo  $U$  en un rango de  $0 < U < 1$

(Ortiz, Leyva, Carbajal y Morales, 2008). Debido a que se tienen  $n$ -filtros LC, presentan una dinámica de orden  $2n$ , la cual los hace difíciles de controlar. Una estructura de control inadecuada puede producir un sistema en lazo cerrado inestable.

Para el control de convertidores de una etapa se ha propuesto, con excelentes resultados, el esquema de control modo-corriente utilizando como variables de retroalimentación la corriente del inductor y el voltaje del capacitor (Dixon, 1990). No obstante, aún cuando los convertidores en cascada se mencionan en la literatura técnica, es difícil encontrar aquella que discuta el diseño de controladores para esta clase de convertidores. En especial este tema resulta interesante, debido a que en los convertidores en cascada existen  $n$ -corrientes de inductores y  $n$ -voltajes de capacitores que pueden ser seleccionadas como variables de control.

El propósito de este trabajo es asegurar la estabilidad de las variables internas del controlador en esquema modo-corriente, diseñado mediante la metodología propuesta. El resto de este trabajo está organizado como ha continuación se indica. En la sección II, se proporcionan tanto las expresiones para el punto de operación nominal en estado estable como el modelo promedio lineal para el convertidor elevador de  $n$ -etapas. El procedimiento para el diseño del controlador y el estudio de la estabilidad interna del esquema propuesto se presentan en la sección III. Los resultados experimentales para un regulador construido utilizando un convertidor elevador en cascada de tres etapas se muestra en la sección IV. Se concluye este trabajo en la sección V con varios comentarios finales.

## II CONVERTIDOR ELEVADOR EN CASCADA DE $N$ -ETAPAS

El diagrama de un convertidor elevador en cascada de  $n$ -etapas se muestra en la Figura 1. Esta clase de convertidor emplea un solo interruptor activo MOSFET,  $(2n-1)$  diodos,  $n$  inductores y  $n$  capacitores. El ciclo de trabajo se representa como  $U$ , la frecuencia de conmutación como  $f_s$ , por lo que el período de conmutación es  $T = 1/f_s$ , y la carga como  $R$ .

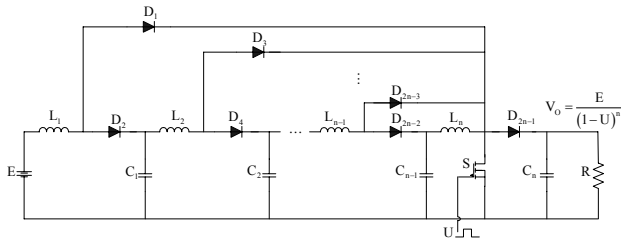


Figura 1. Convertidor elevador en cascada de n-etapas

Considerando que no existen pérdidas en los interruptores activo y pasivos, los voltajes del capacitor en estado estable quedan dados por  $V_{Ci} = E/(1-U)^i$  para  $i = 1, \dots, n$  y las corrientes de los inductores en estado estable por  $I_{Li} = I_o/(1-U)^{n+1-i}$  para  $i = 1, \dots, n$  donde  $E$  es el voltaje de entrada e  $I_o$  es la corriente de salida, y por lo tanto el voltaje en la salida queda dado por  $V_o = E/(1-U)^n$ . Utilizando el concepto de modelos promedio, se obtiene para el convertidor elevador en cascada un modelo promedio en tiempo continuo y válido por debajo de la mitad de la frecuencia de conmutación del convertidor, el cual tiene la forma  $\dot{\bar{x}} = \bar{\mathcal{A}}(\bar{u})\bar{x} + \bar{\mathcal{B}}(\bar{u})\bar{e}$  donde  $\bar{\mathcal{A}} \in \mathbb{R}^{2n \times 2n}$  es la matriz del sistema,  $\bar{\mathcal{B}} \in \mathbb{R}^{2n}$  es el vector de entradas,  $\bar{x} = [\bar{i}_{L1}, \dots, \bar{i}_{Ln}, \bar{v}_{C1}, \dots, \bar{v}_{Cn}]^T \in \mathbb{R}^{2n}$  es el vector de estados,  $\bar{e} \in \mathbb{R}$  es el voltaje de entrada y  $n$  el número de etapas. La anterior representación es de tipo no lineal ya que la matriz  $\bar{\mathcal{A}}$  y el  $\bar{\mathcal{B}}$  dependen de la señal de control  $\bar{u} \in \mathbb{R}$ .

A partir del modelo no lineal se obtiene el modelo promedio linealizado. Las corrientes de los inductores  $\bar{i}_{Li}$  para  $i = 1, \dots, n$ , los voltajes de los capacitores  $\bar{v}_{Ci}$  para  $i = 1, \dots, n$  y la señal de control  $\bar{u}$  se descomponen en dos partes. La primera parte contiene los valores nominales, representados por letras mayúsculas, y al segunda las desviaciones respecto al valor nominal, representadas como ( $\sim$ ).

Considerando que las desviaciones son lo suficientemente pequeñas para que tanto los términos no

lineales como los de segundo orden puedan no considerarse, se obtiene un modelo promedio lineal de la forma:

$$\dot{\tilde{x}} = \mathcal{A}\tilde{x} + \mathcal{B}\tilde{u} \quad (2)$$

donde  $\tilde{x} = [\tilde{i}_{L1}, \dots, \tilde{i}_{Ln}, \tilde{v}_{C1}, \dots, \tilde{v}_{Cn}]^T \in \mathbb{R}^{2n}$  es el vector de estados,  $\tilde{u} \in \mathbb{R}$  es la señal de control y  $n$  el número de etapas. Las expresiones para  $\mathcal{A}$  and  $\mathcal{B}$  se muestran en (3), donde  $\mathcal{A} \in \mathbb{R}^{2n \times 2n}$  es la matriz del sistema y  $\mathcal{B} \in \mathbb{R}^{2n}$  es el vector de entradas.

### III ESQUEMA DE CONTROL PROPUESTO

Los dos esquemas generales para el control de convertidores conmutados son el control modo-voltaje y el control modo-corriente. El esquema en modo-corriente presenta las ventajas sobre el de modo-voltaje de una respuesta transitoria más rápida, un diseño más sencillo del lazo de control y protección a sobrecarga en un ciclo de conmutación.

El esquema de control modo-corriente promedio se ha utilizado con magníficos resultados para el control de convertidores elevadores de una etapa empleando como variables de retroalimentación la corriente del inductor y el voltaje del capacitor; sin embargo, en el caso de los convertidores en cascada de n-etapas hay diferentes combinaciones que pueden utilizarse.

En esta clase de convertidores, las variables naturales para retroalimentación son las corrientes de los inductores y los voltajes de los capacitores. Para propósitos de control, las variables seleccionadas deben ser las más apropiadas desde el punto de vista tanto de la implantación como del desempeño.

En un convertidor en elevador en cascada de n-etapas existen n-corrientes de inductores y n-voltajes de capacitores que pueden retroalimentarse. En el esquema propuesto en este trabajo se elige detectar la corriente del inductor de la primera etapa, y posteriormente retroalimentar esta señal junto con el voltaje del capacitor de salida.

$$\mathcal{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & -(1-U)/L_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1/L_2 & -(1-U)/L_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 & 0 & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \vdots & 0 & 1/L_n & -(1-U)/L_n \\ (1-U)/C_1 & -1/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (1-U)/C_2 & \ddots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & -1/C_{n-1} & 0 & \vdots & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & (1-U)/C_n & 0 & 0 & 0 & -1/RC_n \end{bmatrix} \quad \mathcal{B} = \begin{bmatrix} E/(1-U)L_1 \\ E/(1-U)^2 L_2 \\ \vdots \\ E/(1-U)^n L_n \\ -E/(1-U)^{2n} RC_1 \\ -E/(1-U)^{2n-1} RC_2 \\ \vdots \\ -E/(1-U)^{n+1} RC_n \end{bmatrix} \quad (3)$$

El diagrama de bloques del control modo-corriente promedio propuesto, utilizando un esquema similar al empleado para un convertidor de una etapa (Tang, Lee y Ridley, 1993), se muestra en la Figura 2 donde  $V_p$  es el voltaje de pico a pico de la rampa del oscilador,  $N$  la ganancia de amplificación de la corriente del inductor de la primera etapa,  $H$  un divisor de voltaje.  $G(s)$  es un compensador de alta ganancia cuya función transferencia está dada por  $G(s) = G_o(s + \omega_z / \omega_z s)$  y  $F(s)$  es un filtro pasa-bajas con una función de transferencia  $F(s) = 1 / (s / \omega_p + 1)$ , el cual proporciona alta inmunidad a los ruidos provenientes de los dispositivos de conmutación.

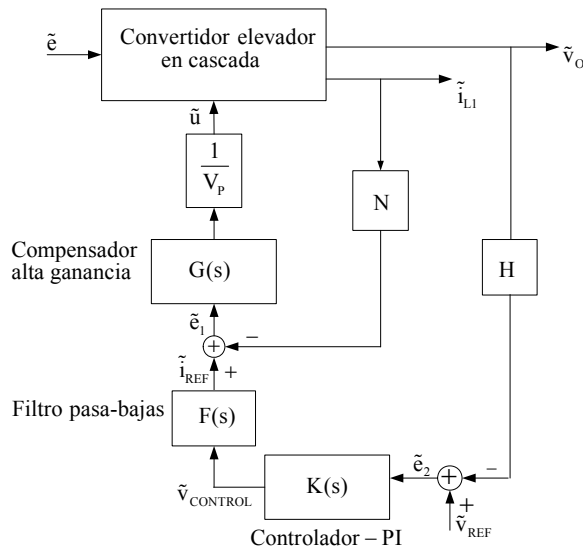


Figura 2. Diagrama de bloques control modo-corriente promedio.

#### A. Lazo de corriente

Suponiendo que  $\tilde{i}_{L1}$  está disponible para medición, es posible proponer una ley de control formada por el compensador de alta ganancia y el filtro pasa bajas de la forma:

$$\tilde{u} = (G_o / V_p)(\tilde{e}_1 + \tilde{x}_1) \quad (4a)$$

$$\dot{\tilde{x}}_1 = \omega_z \tilde{e}_1 \quad (4b)$$

$$\dot{\tilde{x}}_2 + \omega_p \tilde{x}_2 = \omega_p \tilde{v}_{CONTROL} \quad (4c)$$

donde  $\tilde{e}_1 = \tilde{i}_{REF} - N\tilde{i}_{L1}$ ,  $\tilde{x}_2 = \tilde{i}_{REF}$  y  $G_o$  es una constante dada por el diseño con valor positivo.

El procedimiento para calcular el compensador de alta ganancia y el filtro pasa-bajas es el siguiente: El cero  $\omega_z$  del compensador de alta ganancia se coloca al menos una década abajo de la mitad de la frecuencia de conmutación del interruptor PWM y el polo de alta frecuencia del filtro  $\omega_p$  se coloca a la mitad de la frecuencia de conmutación

por encima de ella; por lo tanto, los valores de  $\omega_z$  y  $\omega_p$  dependen de la frecuencia de conmutación del convertidor elevador en cascada. La selección apropiada del valor de la ganancia  $G_o$  es muy importante. Esta ganancia generalmente debe ser alta de manera que se obtenga una regulación rápida de la corriente del inductor por medio de su referencia. Cuando se cierra el lazo de corriente, la función de transferencia del voltaje de salida/voltaje de control se modifica por medio de la ganancia del compensador  $G_o$  añadiéndole amortiguamiento al pico de resonancia de baja frecuencia, por lo que se obtiene a bajas frecuencias, un comportamiento equivalente al de un sistema de primer orden. Una vez concluido el lazo de corriente, se procede a diseñar el compensador -PI.

#### B. Lazo de voltaje

Suponiendo ahora que  $\tilde{v}_o$  está disponible para medición, es posible diseñar una ley de control para el lazo externo de la forma:

$$\dot{\tilde{x}}_3 = (K_p / T_i)\tilde{e}_2 \quad (5a)$$

$$\tilde{u} = K_p \tilde{e}_2 + \tilde{x}_3 \quad (5b)$$

donde  $\tilde{e}_2 = \tilde{v}_{REF} - H\tilde{v}_o$ ,  $H$  es la ganancia del divisor de voltaje,  $K_p$  es la sensibilidad proporcional o ganancia y  $T_i$  el tiempo integrativo. La función de transferencia del controlador PI puede expresarse como:

$$K(s) = K_p(1 + 1/T_i s) \quad (6)$$

La ganancia proporcional se diseña conjuntamente con el divisor de voltaje. El diseño del controlador PI se basa en el criterio de la ganancia de lazo: (a) Para obtener estabilidad relativa, la pendiente debe ser o estar cerca a los -20 dB/dec, y (b) para proporcionar regulación en estado estable, la ganancia a bajas frecuencias debe ser alta.

Es importante observar que el principal parámetro de diseño para la estabilidad del regulador conmutado está dado por la ganancia  $K_p$ . Un valor bajo de  $K_p$  da como resultado un margen de fase de aproximadamente 90° para la ganancia del voltaje, sin embargo, el ancho de banda resultante para el regulador conmutado es bajo. Al incrementarse el valor de  $K_p$ , el margen de fase se reduce; por lo tanto el valor de  $K_p$  debe seleccionarse de manera que se tenga un margen de fase entre 45° y 70° para proporcionar estabilidad robusta.

El regulador conmutado completo, puede en espacio de estados, ser representado de la forma:

$$\dot{\tilde{x}}_R = \mathcal{A}_R \tilde{x}_R + \mathcal{B}_R \tilde{v}_{REF} \quad (7a)$$

$$\tilde{y} = \mathcal{C}_R \tilde{x}_R \quad (7b)$$

donde  $\tilde{x}_R = [\tilde{i}_{L1} \dots \tilde{i}_{Ln} \tilde{v}_{C1} \dots \tilde{v}_{C2} \tilde{x}_1 \tilde{x}_2 \tilde{x}_3]^T \in \mathbb{R}^{2n+3}$  contiene al vector de estados original del convertidor elevador en cascada más tres estados adicionales  $\tilde{x}_1$ ,  $\tilde{x}_2$  y  $\tilde{x}_3$  generados por el compensador de alta ganancia, el filtro pasa-bajas y el controlador-PI. En esta representación,  $\mathcal{A}_R \in \mathbb{R}^{(2n+3) \times (2n+3)}$  es la matriz del sistema,  $\mathcal{B}_R \in \mathbb{R}^{2n+3}$  es el vector de entrada y  $\mathcal{C}_R \in \mathbb{R}^{2n+3}$  es el vector renglón de salidas, cuyas expresiones se muestran en (8).

El regulador conmutado bajo el esquema de control modo-corriente promedio propuesto es internamente estable si y solo si  $\text{Re}\{\lambda_i(\mathcal{A}_R)\} < 0$  donde  $\{\lambda_i(\mathcal{A}_R)\}$  son los valores propios de  $\mathcal{A}_R$ . La estabilidad interna es un requerimiento básico en un sistema de control práctico ya que garantiza que todas las señales dentro del convertidor están acotadas. Esta condición es particularmente importante en el esquema propuesto debido a que existen varias variables que no se utilizan en la retroalimentación. Por lo tanto, para verificar la estabilidad interna del regulador conmutado es solo necesario y suficiente probar la estabilidad de la matriz  $\mathcal{A}_R$  (Zhou y Doyle, 1998).

#### IV RESULTADOS EXPERIMENTALES

En el laboratorio se construyó un regulador conmutado utilizando un convertidor elevador en cascada de tres etapas. Este prototipo está diseñado para utilizarse con una celda de combustible que proporciona un voltaje de salida que varía en un rango de 22 V a 50 V. El regulador conmutado se muestra en la Figura 3 y tiene un voltaje de salida nominal  $V_o = 200$  V. La carga nominal es de 400  $\Omega$ , por lo que tiene

una corriente de salida de 0.5 A, y una potencia de salida de 100 W. La frecuencia de operación es de 50 KHz. Con estas condiciones de diseño, los valores propios de la matriz  $\mathcal{A}$  del modelo promedio en espacio de estados son  $\{-1.2 \pm j16246, -242 \pm j8549, -325 \pm j2495\}$ .

El compensador de alta ganancia y el controlador-PI se diseñaron bajo el esquema de control modo-corriente promedio usando el procedimiento dado en la Sección III.

Los valores correspondientes a los elementos del compensador de alta ganancia se calcularon como sigue: cero  $\omega_z = 1/R_F C_{FZ}$ , polo de alta frecuencia  $\omega_p = (C_{FZ} + C_{FP})/R_F C_{FZ} C_{FP}$  y ganancia  $G_o = 1/R_i(C_{FZ} + C_{FP})$ . Por lo que valores de los parámetros del compensador quedan dados por:  $\omega_z = 5530$  rad/s,  $\omega_p = 184.8$  Krad/s y  $G_o = 44092$ . Los valores correspondientes a los elementos del controlador-PI se calcularon como sigue: ganancia proporcional  $K_p = R_{FC}/R_{IC}$  y tiempo integrativo  $T_i = R_{FC}C_{FC}$ . En este caso los valores de los parámetros del controlador-PI son  $K_p = 0.22$  y  $T_i = 0.15$  ms.

La respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo del regulador propuesto se muestra en la Figura 4. Los márgenes de fase resultantes son 52° y 70° para voltajes de entrada de 22 V y 50 V respectivamente; y por lo tanto, se obtienen características de estabilidad robusta.

Utilizando los valores de los elementos del regulador conmutado en (4), se obtiene la representación en espacio de estados del sistema en lazo cerrado. Se analiza esta representación utilizando como variable de diseño la ganancia  $K_p$ , dado que esta determina la estabilidad del regulador.

$$\mathcal{A}_R = \begin{bmatrix} [\mathcal{A} - (NG_o/V_p) \mathcal{B} [1 \ 0 \ \dots \ 0]] & [(G_o \omega_z/V_p) \mathcal{B}] & [(G_o/V_p) \mathcal{B}] \\ -N[1 \ 0 \ \dots \ 0] & 0 & [1] \\ -H \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} [0 \ \dots \ 0 \ 1] & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} -\omega_p & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [K_p \omega_p \quad K_p \omega_p / T_i] \end{bmatrix}$$

$$\mathcal{B}_R = \begin{bmatrix} [(K_p/V_p) \mathcal{B}] \\ 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathcal{C}_R = [0 \ \dots \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0] \quad (8)$$

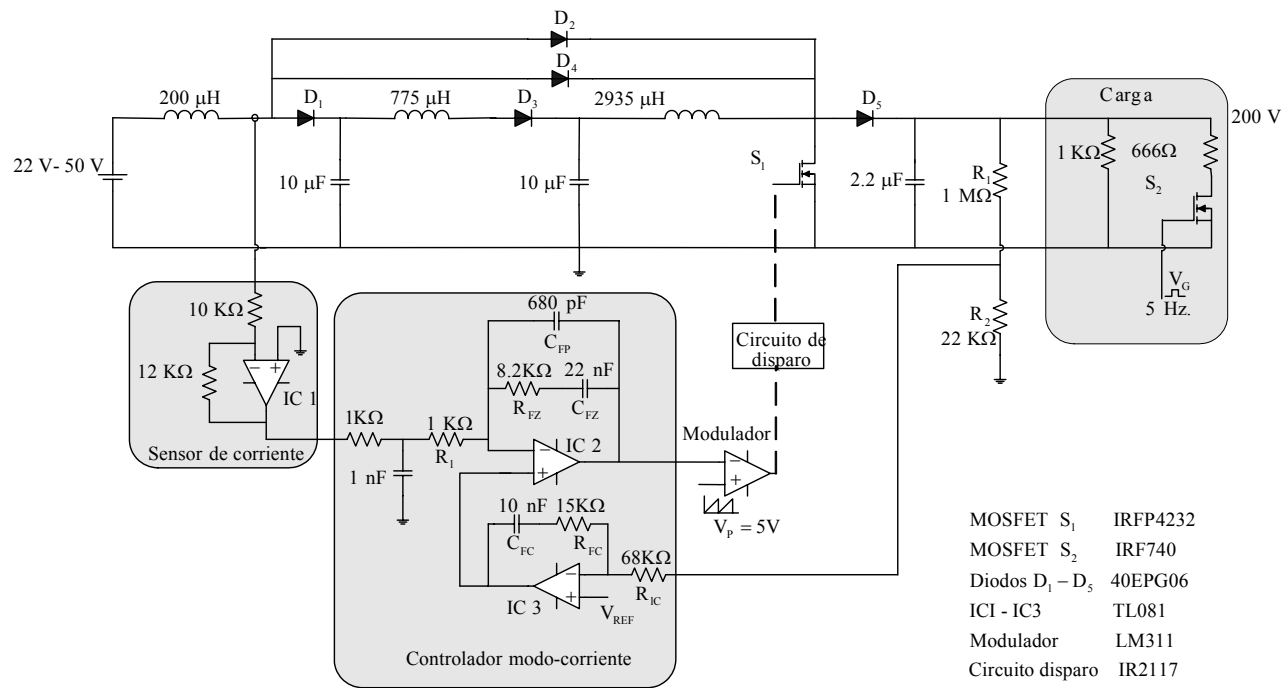


Figura 3. Regulador conmutado usando un convertidor elevador en cascada de tres etapas con potencia de salida de 100 W.

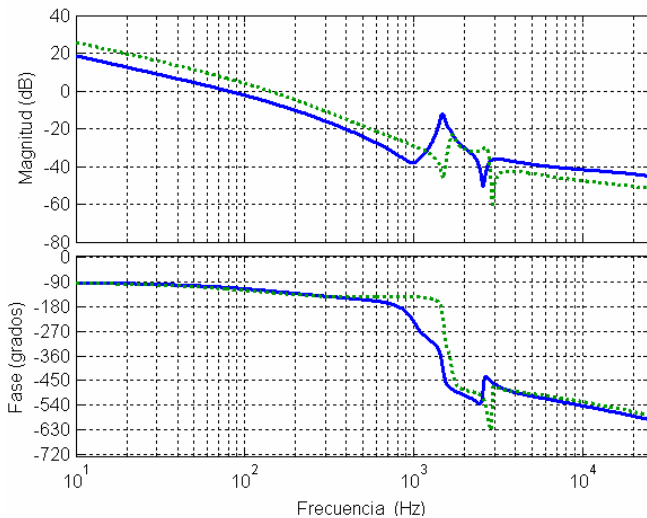


Figura 4. Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo del regulador conmutado para diferentes voltajes de entrada: **(Superior)** E = 22 V; **(Inferior)** E = 50 V

Se encuentra que el rango de valores de la ganancia que provee estabilidad es  $10.72 > K_p > 0$ . Debido a que en el regulador propuesto se selecciona  $K_p = 0.22$  se concluye que es estable. Verificando el conjunto de valores propios de la matriz  $\mathcal{A}_R$  para dicho valor se encuentra que estos corresponden a  $\{-2.42 \times 10^9, -1.83 \times 10^5, -5530, -1984.2 \pm j 16207, -398.7 \pm j 9376, -660.5 \pm j 543.2\}$ .

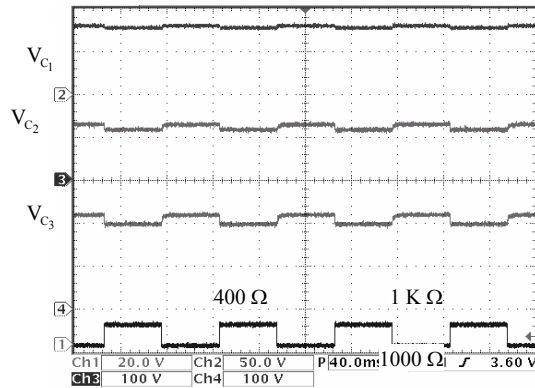
El funcionamiento del convertidor elevador en cascada de

tres etapas se prueba para diversas condiciones de operación. Inicialmente se aplica un voltaje de entrada de 50 V y se ajusta el ciclo de trabajo para tener a la salida un voltaje de 200 V. En esta condición de operación se entrega a la carga una potencia de 100 W.

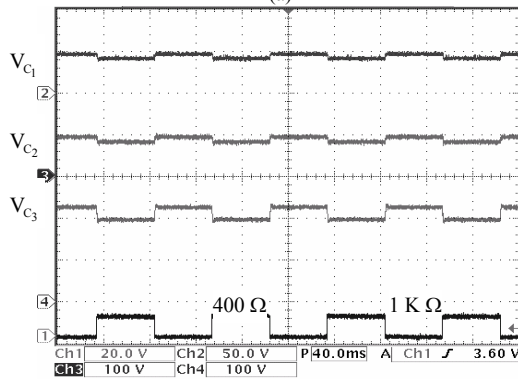
A continuación se aplican cambios en la carga de 400 Ω a 1 KΩ utilizando un MOSFET operado a una frecuencia de 5 Hz. Los voltajes resultantes en los capacitores se muestran en la Figura 5 (a). Cuando el voltaje de entrada se reduce a 22 V, el voltaje de salida se reduce a 85 V. Nuevamente se aplican cambios en la carga de salida. En la Figura 5 (b) se muestran los voltajes de los capacitores a cambios de carga de 400 Ω a 1 KΩ. En estas condiciones de operación, la corriente de salida decrece a aproximadamente 40% de su valor nominal. En ambos casos, los voltajes de los capacitores muestran los cambios ocurridos en la carga.

El funcionamiento del convertidor elevador en cascada cuando el controlador en modo-corriente promedio se conecta, se muestra en la Figura 6. Para un voltaje de entrada de 50 V, se aplican cambios a la carga. El voltaje de los capacitores permanece constante según muestra la Figura 6 a). Posteriormente, el voltaje se reduce a 22 V y se aplican nuevamente los cambios a la carga. Bajo estas condiciones de operación, nuevamente, el voltaje permanece constante y con los mismos valores. Por lo tanto se prueba la buena regulación del sistema, ya que el voltaje de salida permanece en ambos casos en un valor de 200 V.





(a)

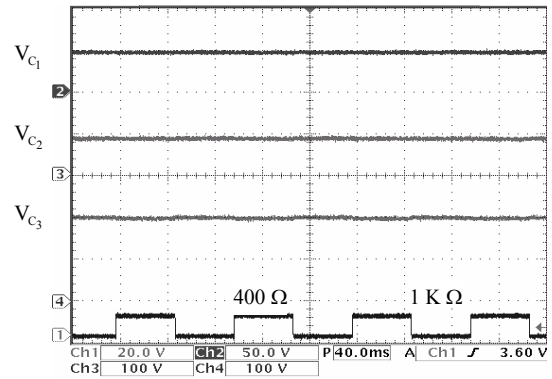


(b)

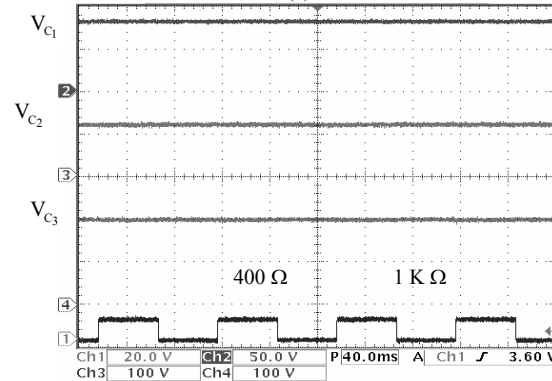
Figura 5. Voltajes de los capacitores en lazo abierto para varios valores de voltaje en la entrada y cambios tipo escalón en la carga de  $400 \Omega$  a  $1K \Omega$ . (**Superior a inferior**) Voltaje  $V_{C1}$  (50 V/div), voltaje  $V_{C2}$  (100 V/div), voltaje  $V_{C3}$  (voltaje de salida) (100 V/div) y voltaje compuerta MOSFET (20 V/div) para: (a)  $E = 50 \text{ V}$ , y (b)  $E = 22 \text{ V}$  (Tiempo: 40 ms).

## V CONCLUSIONES

El control de un convertidor de n-etapas puede ser bastante complicado, ya que a diferencia de un convertidor de una etapa en que existen solo dos variables para control, en éste se presentan varias combinaciones de corrientes y voltajes que pueden ser usadas para tal fin. Utilizando en un esquema de control modo-corriente promedio como variables de control la corriente del primer inductor y el voltaje del capacitor de salida, se obtiene una buena regulación y se conservan las ventajas del mismo. Mediante el concepto de estabilidad interna se garantiza que todas las señales dentro del regulador conmutado están acotadas. También se muestra que la ganancia proporcional del controlador-PI tiene gran influencia dentro de la estabilidad en lazo cerrado del sistema resultante. Mediante resultados experimentales se verifica la robustez del regulador conmutado ante cambios en el voltaje de entrada y la carga.



(a)



(b)

Figura 6. Voltajes de los capacitores en lazo cerrado para varios valores de voltaje en la entrada y cambios tipo escalón en la carga de  $400 \Omega$  a  $1K \Omega$ . (**Superior a inferior**) Voltaje  $V_{C1}$  (50 V/div), voltaje  $V_{C2}$  (100 V/div), voltaje  $V_{C3}$  (voltaje de salida) (100 V/div) y voltaje compuerta MOSFET (20 V/div) para: (a)  $E = 50 \text{ V}$ , y (b)  $E = 22 \text{ V}$  (Tiempo: 40 ms).

## REFERENCIAS

- Dixon L. (1990) Average current mode control of switching power supplies, Unitrode Application Note, 356-369.
- Hooges G. (2002). Fuel cell technology handbook, CRC press.
- Luo F. L. y Ye H. (2004). Positive output cascade boost converters. IEEE Electron. Power Appl. (151)5, 590-606
- Morales-Saldaña J. A., Carbajal-Gutiérrez E. E. y Leyva-Ramos J. (2002). Modeling of switch-mode DC-DC cascade converters, IEEE Trans. Aerospace Electronics Systems, (38)1, 295-299.
- Ortiz-Lopez M. G., Leyva-Ramos J., Carbajal-Gutiérrez E. E. y Morales-Saldaña J. A. (2008) Modelling and analysis of switch-mode cascade converters with a single active switch, IET Power Elect., (4)1, 478-487.
- Sernia P. C. y Walker G. R. (2004). Cascade DC-DC Converter connection of photovoltaic modules, IEEE Trans. Power Electronics, 19(4), 1130-1139.
- Tang W., Lee F.C., y Ridley R.B. (1993). Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control, IEEE Trans. On Power Electronics 8-2, 112-119.
- Veerachary M., Senjyu T. y Uetazo M. (2003) Maximum power point tracking of coupled inductor interleaved boost converter supplied PV system, IEE Proc. Elect. Power Appl., (150) 1, 71-80.
- Zhou K. y Doyle J. C. (1998) Essentials of Robust Control, Prentice-Hall, Inc., ch 5.