

## Control de un Convertidor Reductor en Cascada para Módulos Reguladores de Voltaje

L. H. Díaz Saldierna, J. Leyva Ramos  
 Instituto Potosino de Investigación Científica y  
 Tecnológica  
 San Luis Potosí, S.L.P., 78216 MEXICO  
 [ldiaz, jleyva]@ipicyt.edu.mx

M. G. Ortiz López  
 Universidad Politécnica de San Luis Potosí  
 San Luis Potosí, S.L.P., 78363 MEXICO  
 guadalupe.ortiz@upslp.edu.mx

**Resumen**— Las nuevas generaciones de microprocesadores requieren de altas corrientes y pequeños voltajes para su operación. También se requiere de una respuesta rápida a los transitorios de carga; por lo tanto, los módulos reguladores de voltaje (VRM, de sus siglas en inglés) deben tener una dinámica rápida frente a transitorios y proveer grandes cantidades de corriente para los poderosos microprocesadores de la actualidad. En este trabajo se presenta un convertidor reductor en cascada de tres etapas con un solo interruptor activo, la razón de conversión es de 48 V a 3.3 V con una potencia de 80 W. Se diseña un controlador para el convertidor utilizando un control modo-corriente. Se presentan resultados experimentales ante cambios de carga para validar el análisis teórico.

**Palabras clave:** Módulos reguladores de voltaje, convertidores en cascada, control modo-corriente.

### I. INTRODUCCIÓN

Las nuevas tecnologías de los microprocesadores requieren de fuentes de poder más avanzadas, los nuevos microprocesadores tienen un consumo de 60 W - 80 W y un rango de voltaje de 1 V - 3.5 V (Xunwei Zhou y Peng Xu, 2000; Yu-Tzung y Yi-Chung, 2007). Las nuevas tecnologías de microprocesadores requieren también una rápida respuesta dinámica de las fuentes de poder cuyo rango va de 20 A/μs a 200 A/μs (B O'Sullivan y R. Morrison, 2004).

La Figura 1 muestra un convertidor reductor en cascada de n-etapas. Esta topología presenta la ventaja de obtener amplios rangos de conversión de voltaje con un solo interruptor activo a diferencia de otras que para lograr amplios rangos de conversión necesitan operar en los extremos del ciclo de trabajo o requieren de un transformador para reducir el voltaje (J. Leyva-Ramos, M. G. Ortiz-Lopez y L. H. Díaz-Saldierna, 2008; J. A Morales-Saldaña, E. E. Carbajal-Gutierrez y J. Leyva-Ramos 2002).

La topología propuesta está constituida por n-convertidores reductores conectados en cascada con un solo interruptor activo (M. G. Ortiz-Lopez, J. Leyva-Ramos, J. A. Morales-Saldaña y E. E. Carbajal-Gutierrez, 2008). La principal ventaja de dicha topología es que usa un solo circuito de control.

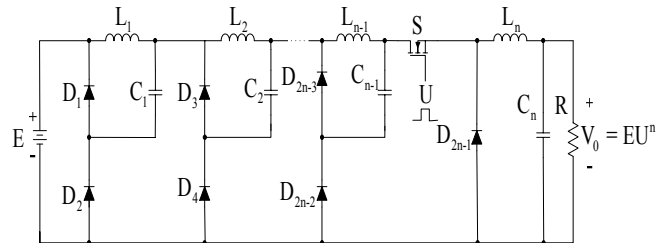


Figura. 1. Convertidor reductor en cascada de n-etapas con un solo interruptor.

Para n-etapas, el convertidor reductor en cascada con un solo interruptor activo requiere de n inductores, n capacitores y (2n-1) diodos. Los voltajes promedio en los capacitores a través del convertidor se decrementan mientras que las corrientes promedio en los inductores se incrementan. Los voltajes promedio de los capacitores están dados por  $V_{C_i} = EU^i$  para  $i = 1, \dots, n$  y las corrientes promedio de los inductores por  $I_{L_i} = I_o U^{n-i}$  para  $i = 1, \dots, n$  donde E es el voltaje de entrada e  $I_o$  es la corriente de salida del convertidor. El voltaje de salida está dado por la expresión  $V_o = EU^n$ . La condición necesaria para conducción en modo continuo (CMC) se obtiene cuando las inductancias son seleccionadas de tal manera que la siguiente relación se satisfice:  $L_i > (1-U)R/2f_s U^{2(n-i)}$  para  $i = 1, \dots, n$  donde  $T = (1/f_s)$  y la carga se representa por R. Los rizados de corriente en los inductores y voltaje en los capacitores respectivamente están dados por las siguientes expresiones:

$$\Delta I_{L_i} = \frac{EU^i(1-U)}{L_i f_s} \quad \text{para } i = 1, \dots, n \quad (1)$$

$$\Delta V_{C_i} = \frac{EU^{2n-1}(1-U)}{RC_i f_s} \quad \text{para } i = 1, \dots, n-1 \quad (2)$$

Para el rizo de voltaje del último capacitor se tiene la siguiente relación:

$$\Delta V_{C_n} = \frac{EU^n(1-U)}{8L_i C_i f_s^2} \quad (3)$$

Por cuestiones de diseño, la industria de fuentes de poder recomienda que el porcentaje de rizo en el inductor se encuentre entre un 10% a un 20% del valor promedio de la corriente que circula a través del inductor y para los rizados de voltajes en los capacitores debe ser entre un 1% a un 2% del voltaje promedio a través del capacitor.

El método de control modo corriente ha sido ampliamente usado en convertidores de una etapa (Krein, 1998; Kassakian, Schlecht y Verghese; 1992), donde la corriente del inductor y voltaje del capacitor son empleados en retroalimentación; sin embargo, para el convertidor reductor en cascada existen n-corrientes de inductores y n-voltajes de capacitores que pueden ser usados con fines de retroalimentación. Se puede notar que existen muchas combinaciones de variables que pueden ser empleadas por un controlador. El controlador propuesto en este trabajo utiliza la corriente del primer inductor y el voltaje del capacitor de salida y existen n-1 corrientes de inductores y n-1 voltajes de capacitores que no son utilizados por el controlador. En la sección II se muestra el modelado de un convertidor reductor en cascada y en la sección IV se muestra que el esquema de control propuesto garantiza estabilidad en el sistema y proporciona buena regulación del votaje de salida.

## II. MODELADO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR DE N-ETAPAS

El comportamiento dinámico de la mayoría de los circuitos eléctricos de potencia puede ser analizado mediante modelos promediados. Estos han sido derivados

principalmente para convertidores conmutados de una sola etapa operando en modo de conducción continuo (Krein y Bentsman, 1990; Vorperian, 1990; Dijk y Spruijt, 1995). Posteriormente estas técnicas han sido usadas para modelar convertidores cuadráticos (Cabajal, Morales y Leyva, 2005). Cuando dichas técnicas son usadas en convertidores en cascada, un modelo puede ser obtenido por sus respectivas funciones de tiempo promediadas; por lo tanto, el modelo de baja-frecuencia puede obtenerse en ecuaciones de estado.

En (4) se muestra el modelo para un convertidor reductor en cascada de n-etapas de la forma  $\dot{\bar{x}} = \bar{A}(u)\bar{x} + \bar{B}(u)\bar{e}$ , donde  $\bar{x} = [i_{L_1}, \dots, i_{L_n}, v_{C_1}, \dots, v_{C_n}]^T \in \mathbb{R}^{2n}$  es el vector de estados,  $\bar{e}$  representa al voltaje de entrada,  $\bar{A}$  es una matriz de  $\mathbb{R}^{2n \times 2n}$ ,  $\bar{B}$  es un vector  $\mathbb{R}^{2n}$ , n es el número de estados y u es la señal de control para el interruptor activo. Se observa que la primera ecuación contiene el voltaje de entrada al convertidor. Debido a que la matriz  $\bar{A}$  y el vector  $\bar{B}$  dependen de la señal de control  $u \in \mathbb{R}$  el modelo es no-lineal.

La linealización del modelo promediado se lleva a cabo alrededor de un punto de operación. El modelo linealizado resultante se muestra en (5), donde  $(\sim)$  representa perturbaciones y las letras mayúsculas representan valores en el punto de equilibrio.

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{i}}_{L_1} \\ \dot{\bar{i}}_{L_2} \\ \vdots \\ \dot{\bar{i}}_{L_n} \\ \dot{\bar{v}}_{C_1} \\ \dot{\bar{v}}_{C_2} \\ \vdots \\ \dot{\bar{v}}_{C_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & -1/L_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & u/L_2 & -1/L_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 & 0 & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \vdots & 0 & u/L_n & -1/L_n \\ 1/C_1 & -u/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_2 & \ddots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & -u/C_{n-1} & 0 & \vdots & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 1/C_n & 0 & 0 & 0 & -1/RC_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{L_1} \\ \bar{i}_{L_2} \\ \vdots \\ \bar{i}_{L_n} \\ \bar{v}_{C_1} \\ \bar{v}_{C_2} \\ \vdots \\ \bar{v}_{C_n} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u/L_1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} e \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{L_1} \\ \dot{\tilde{i}}_{L_2} \\ \vdots \\ \dot{\tilde{i}}_{L_n} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_1} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_2} \\ \vdots \\ \dot{\tilde{v}}_{C_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & -1/L_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & U/L_2 & -1/L_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 & 0 & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \vdots & 0 & U/L_n & -1/L_n \\ 1/C_1 & -U/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_2 & \ddots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & -U/C_{n-1} & 0 & \vdots & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 1/C_n & 0 & 0 & 0 & -1/RC_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1} \\ \tilde{i}_{L_2} \\ \vdots \\ \tilde{i}_{L_n} \\ \tilde{v}_{C_1} \\ \tilde{v}_{C_2} \\ \vdots \\ \tilde{v}_{C_n} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E/L_1 & U/L_1 \\ EU/L_2 & 0 \\ \vdots & 0 \\ EU^{n-1}/L_n & 0 \\ -U^{2n-2}E/RC_1 & 0 \\ \vdots & 0 \\ -U^nE/RC_{n-1} & \vdots \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u} \\ \tilde{e} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Si se desprecian las pérdidas en los dispositivos de conmutación activos y pasivos la razón total de conversión del convertidor está dada por  $V_o = EU^n$ , donde n denota el número de etapas y se puede representar de la forma  $\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + B\tilde{u}$ .

### III. DISEÑO DE UN CONTROLADOR PARA UN CONVERTIDOR REDUCTOR EN CASCADA DE TRES ETAPAS

Para validar el análisis teórico se diseña un regulador para un convertidor reductor en cascada de tres etapas. Los valores nominales del convertidor son:  $E = 48\text{ V}$ ,  $V_o = 3.3\text{ V}$  y el ciclo de trabajo  $U = 0.41$ . El valor promedio en la corriente del primer inductor es de  $4.07\text{ A}$ , en el segundo de  $9.94\text{ A}$  y en el tercero de  $24.25\text{ A}$ . La potencia de salida del convertidor tiene un valor de  $80\text{ W}$ , para una corriente de salida de  $24.25\text{ A}$  con un valor nominal en la carga de  $0.13\ \Omega$  y a una frecuencia de conmutación de  $100\text{ KHz}$ . El circuito del regulador se muestra en la Figura 2, los dispositivos usados para el convertidor se muestran en la Tabla 1. Para el diseño del convertidor reductor en cascada se utilizó el criterio de los porcentajes de rizo del 1% para los voltajes en los capacitores y 15% para los rizos en las corrientes de los inductores. Se realiza un cambio de carga en la salida del convertidor a través de un MOSFET para entregar potencias de  $10\text{ W}$  aproximadamente y  $80\text{ W}$ .

El voltaje de salida debe permanecer constante mientras que la corriente de salida varía de  $3.33\text{ A}$  a  $24.24\text{ A}$ .

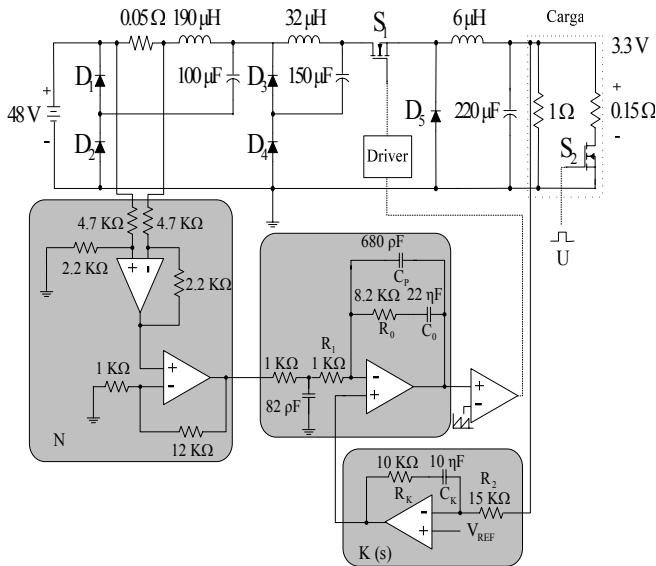


Figura 2. Regulador conmutado usando un convertidor reductor en cascada de tres etapas.

Tabla 1. Parámetros del regulador conmutado.

Capacitor $C_1$	100 $\mu\text{F}$
Capacitor $C_2$	150 $\mu\text{F}$
Capacitor $C_3$	220 $\mu\text{F}$
Inductor $L_1$	190 $\mu\text{H}$
Inductor $L_2$	32 $\mu\text{H}$
Inductor $L_3$	5.6 $\mu\text{H}$
Resistencia de carga R	0.13 $\Omega$
Diodos $D_1, D_2, D_3, D_4$ y $D_5$	40EPF06
Interruptores $S_1$ y $S_2$	IRFP4468PBF
Amplificador Operacional	TL084
Comparador	LM311

El modelo lineal promediado del convertidor reductor en cascada de tres etapas se muestra en la expresión (6) y es de fase no-mínima; es decir, tiene ceros localizados en el lado derecho del plano-s. La función de transferencia  $\tilde{v}_o(s)/\tilde{u}(s)$  es de sexto orden y los ceros están localizados en  $\{-2.21 \times 10^{21}, 391 \pm j22834, 338, 0\}$ , los polos se localizan en  $\{-1607 \pm j31457, -495 \pm j14947, -170 \pm j6116\}$ . Esta función presenta altos picos de resonancia dependientes de los parámetros de convertidor.

La función de transferencia  $\tilde{i}_{L1}(s)/\tilde{u}(s)$  es de fase mínima, tiene el mismo denominador que  $\tilde{v}_o(s)/\tilde{u}(s)$  y sus ceros se localizan en  $\{-1626 \pm j31297, -369 \pm j16462, -837.42\}$ .

Los métodos de control más usados en los convertidores conmutados son el control modo-voltaje y control modo-corriente. Al utilizar el control modo-voltaje es necesario retroalimentar el voltaje de salida; sin embargo, la función de transferencia  $\tilde{v}_o(s)/\tilde{u}(s)$  contiene cinco ceros en el lado derecho del plano-s y sería difícil obtener estabilidad en el regulador con un solo lazo de control. Una alternativa atractiva de control es la utilización de un controlador modo-corriente promediado, el cual usa la corriente del primer inductor y el voltaje de salida para retroalimentación.

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{L1} \\ \dot{\tilde{i}}_{L2} \\ \dot{\tilde{i}}_{L3} \\ \dot{\tilde{v}}_{C1} \\ \dot{\tilde{v}}_{C2} \\ \dot{\tilde{v}}_{C3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -5263.2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 12813 & -31250 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 68333 & -166670 \\ 10000 & -4100 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 6666.7 & -2733.3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 4545.5 & 0 & 0 & -34965 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{i}_{L3} \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \\ \tilde{v}_{C3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 252630 & 2157.9 \\ 615000 & 0 \\ 1344800 & 0 \\ -104340 & 0 \\ -169650 & 0 \\ -2395834 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u} \\ \tilde{e} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Si se seleccionara el segundo o tercer inductor, la función de transferencia correspondiente será de fase no-mínima; por lo tanto, la selección del primer inductor es adecuada debido a que es de fase mínima, facilitando con esto el diseño de un controlador.

Para la retroalimentación de la corriente y voltaje se utiliza el esquema de la Figura 3 donde  $V_p$  es el valor pico de la rampa de estabilización y  $N$  una ganancia proporcional del sensor de corriente del primer inductor. La función de transferencia  $G_c(s) = G_p(1+s/\omega_z)/s$  representa un compensador de alta ganancia y  $F(s) = 1/(1+s/\omega_p)$  un filtro pasa-bajas con un polo ubicado en alta frecuencia; la función  $K(s) = K_p(1+1/T_i s)$  representa un controlador proporcional integral para disminuir el error del voltaje de salida. El esquema de control puede implantarse en un solo circuito integrado como se especifica en la Tabla 1; ya que dicho circuito integrado contiene cuatro amplificadores operacionales.

El cálculo para los valores del compensador se obtiene bajo los siguientes criterios, primero se coloca el cero  $\omega_z = 1/R_0 C_0$  por lo menos una década por debajo de la mitad de la frecuencia de conmutación, el polo  $\omega_p = (C_0 + C_p)/R_0 C_0 C_p$  se coloca aproximadamente a la mitad o por encima de la frecuencia de conmutación. La ganancia proporcional resultante es  $G_p = 1/R_1(C_0 + C_p)$ . El controlador PI se utiliza para tener alta ganancia en bajas frecuencias y así atenuar el error de voltaje de salida respecto al voltaje de referencia.

La ganancia proporcional del controlador está dada por  $R_K/R_2$  y el tiempo de integración por  $R_K C_K$ .

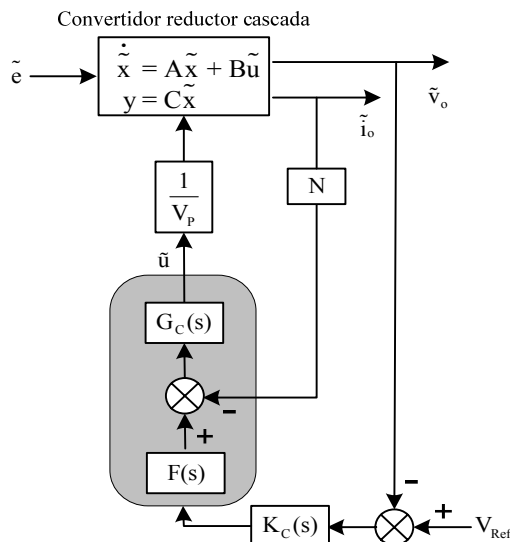


Figura 3. Diagrama de bloques para el lazo para el regulador conmutado.

En la Figura 4 se presenta la respuesta en frecuencia para la función de transferencia  $\tilde{i}_{L1}(s)/\tilde{u}(s)$  que es de fase mínima ya que tiene todos sus polos y ceros del lado izquierdo del

plano complejo. Ahora, en la Figura 5 se presenta la gráfica para la función de transferencia  $\tilde{v}_o(s)/\tilde{u}(s)$ . Dicha función de transferencia tiene ceros localizados en el lado derecho del plano complejo; por lo tanto, es de fase no-mínima.

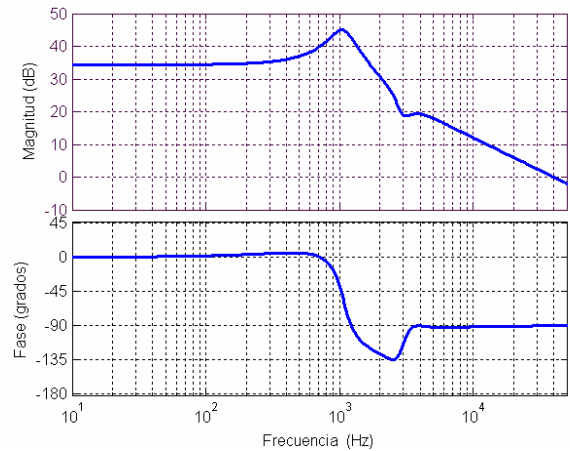


Figura 4. Respuesta en frecuencia de  $\tilde{i}_{L1}(s)/\tilde{u}(s)$ .

Para la construcción del controlador primero se diseña el lazo de corriente y después se procede con el diseño del controlador-PI para el lazo de voltaje. Dicho diseño se basa en el criterio de moldear la ganancia de lazo. Primero, la pendiente sobre o cerca de la frecuencia de cruce por 0 dB no debe ser superior a -20 dB/dec para así poder obtener estabilidad relativa y una mejor respuesta en estado estable. La ganancia en bajas frecuencias debe ser alta. Por último, se debe tener un buen margen de ganancia y fase para lograr robustez.

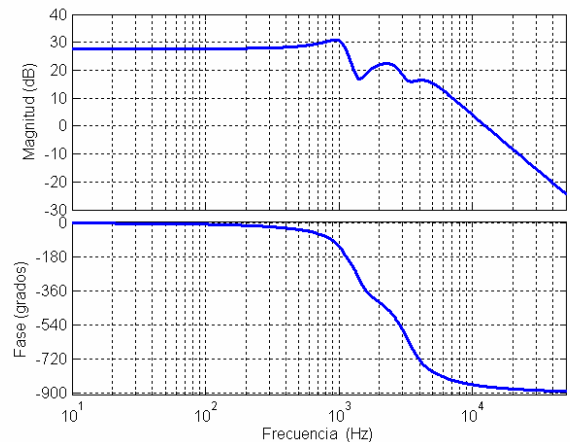


Figura 5. Respuesta en frecuencia de  $\tilde{v}_o(s)/\tilde{u}(s)$ .

La Figura 6 muestra la respuesta en frecuencia para la ganancia de lazo del regulador. Se puede notar que existe amplio margen en la ganancia y en la fase; por lo tanto, estabilidad es obtenida.

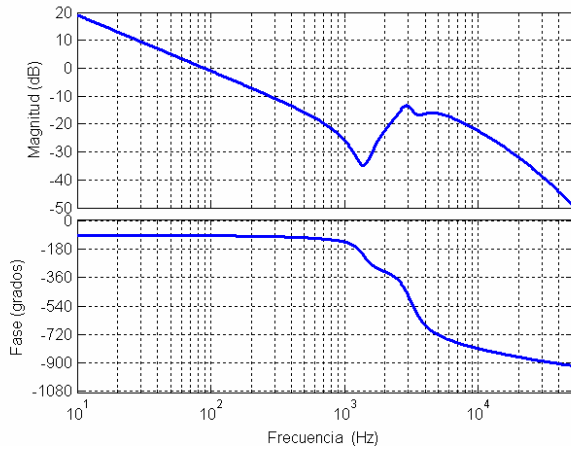


Figura 6. Respuesta en frecuencia para la ganancia de lazo del regulador.

#### IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para probar los resultados teóricos se construyó un prototipo en el Laboratorio de Electrónica de Potencia y Sistemas de Control. Los valores del convertidor se presentan en la Tabla 1 y el circuito se muestra en la Figura 2.

La Figura 7 presenta el voltaje y la corriente de salida del convertidor construido en el laboratorio; la señal de corriente se toma a través de una zonda de corriente con un escalamiento de 10 mV/A; es decir, la corriente que circula por la carga es de 24.3 A. La potencia de salida del prototipo es de 80 W.

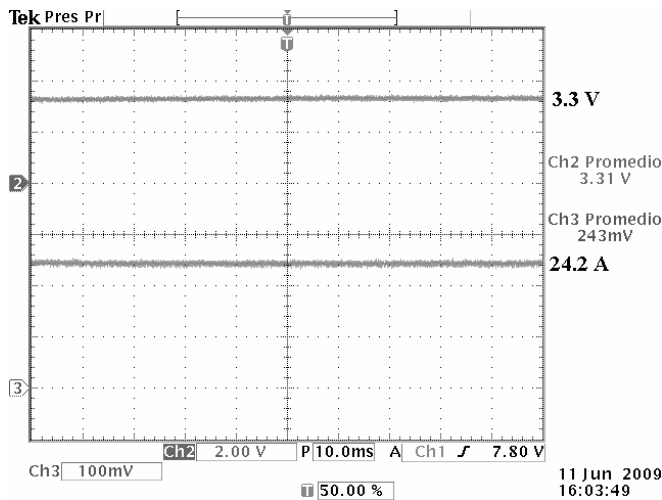


Figura 7. Voltaje de salida del convertidor (señal superior) y corriente de salida (señal inferior) con un escalamiento de 10 mV/A.

Como siguiente resultado se presenta la respuesta del convertidor a transitorios de carga. Los cambios de carga van de 1 Ω (11 W) hasta 0.13 Ω (80 W) a una frecuencia de 2 Hz. La Figura 8 muestra el transitorio de carga en lazo

abierto y se observa que el voltaje de salida varía de 3.3 V a 5 V al cambiar el valor de la carga.

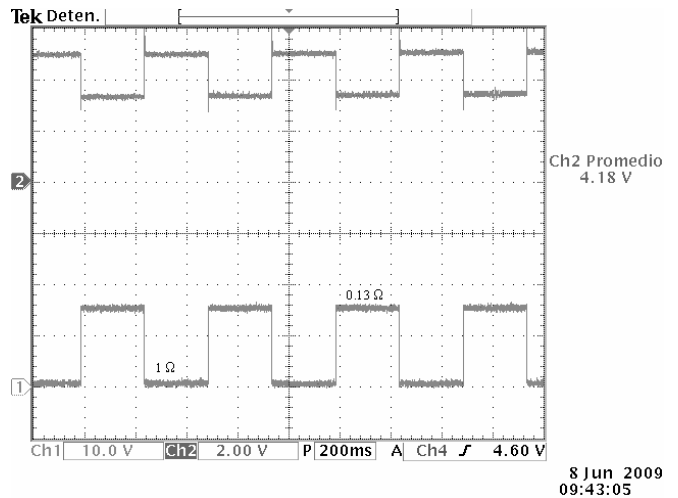


Figura 8. Voltaje de salida del convertidor (señal superior) y señal de voltaje aplicado al interruptor para realizar el cambio de carga (señal inferior).

Al cerrar el lazo de control del convertidor, se logra mantener la regulación del voltaje de salida frente a transitorios. La Figura 9 muestra la respuesta del convertidor al transitorio de carga y se observa que el control opera de manera adecuada para mantener el voltaje de salida constante a un valor de 3.3 V.

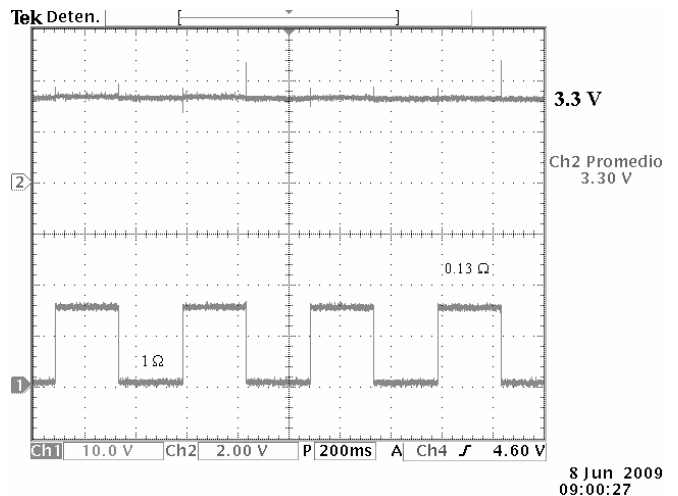


Figura 9. Voltaje de salida del convertidor (señal superior) y señal de voltaje aplicado al interruptor para realizar el cambio de carga (señal inferior).

Como resultado final, se muestra en la Figura 10 la forma de onda de corriente al aplicar el cambio de carga. Se observa que el controlador se diseñó de manera adecuada para tener una respuesta rápida y adecuada frente a los transitorios de carga.

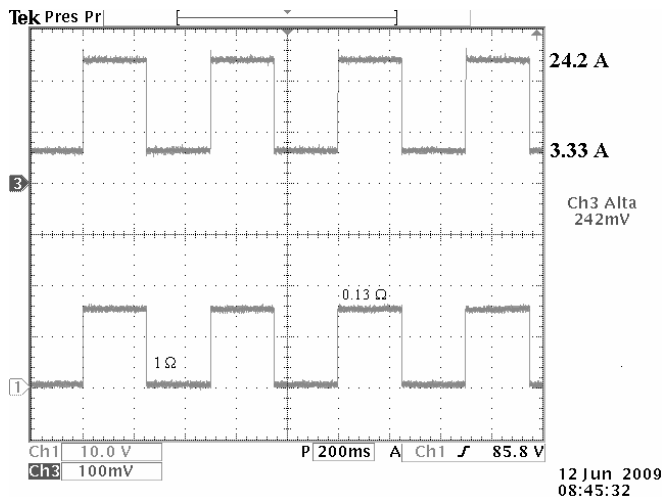


Figura 10. Corriente de salida del convertidor (señal superior) y señal de voltaje aplicado al interruptor para realizar el cambio de carga (señal inferior).

## V. COMENTARIOS FINALES

En este trabajo se presenta el diseño de un controlador para un convertidor reductor cascada de tres etapas aplicado a módulos reguladores de voltaje. El prototipo construido en el laboratorio tiene un voltaje de salida de 3.3 V y una potencia de 80 W. El controlador se diseña de manera adecuada para la operación óptima del convertidor reductor en cascada, el cambio de carga aplicado al convertidor reductor en cascada es de consideración ya que se realiza una cambio entre carga completa y 10% aproximadamente de la carga completa. El convertidor reductor en cascada construido en el laboratorio opera de manera adecuada para la regulación de voltaje ya que la acción de control presenta un buen funcionamiento. La implantación del controlador es sencilla debido a que se utiliza un número mínimo de circuitos integrados haciendo práctica la construcción del mismo.

## BIBLIOGRAFÍA

- B. O'Sullivan y R. Morrison (2004). A regenerative load system for the test of intel VRM 9.1 complain modules. Nineteenth IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1, 298-303.
- E. Carbajal-Gutierrez, J. A. Morales-Saldaña and J. Leyva-Ramos (2005). Modeling of a single-switch quadratic buck converter, IEEE Trans. Aeros. Electron. Syst., 41(4), pp. 1451-1457.
- E. V. Dijk, H. J. N. Spruijt, D. M. O'Sullivan, and J. B. Klaassens (1995). PWM-switch modeling of DC-DC converters, IEEE Trans. Power Electron., 10(6), 659-665.
- J. A. Morales-Saldaña, E. E. Carbajal-Gutierrez y J. Leyva-Ramos (2002). Modeling of switch-mode DC-DC cascade converters. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst, 38-1, 295-299.
- J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, G. Verghese (1992). Principles of Power Electronics, Addison-Wesley Publishing Company Inc, USA.
- J. Leyva-Ramos, M. G. Ortiz-Lopez y L. H. Diaz-Saldierna (2008). The effect of ESR of the capacitors on modeling of a quadratic boost converter. Control and modeling for power electronics, COMPEL 2008, Zurich, Switerland.
- M. G. Ortiz-Lopez, J. Leyva-Ramos, J. A. Morales-Saldaña y E. E. Carbajal-Gutierrez (2008). Modeling and analysis of switch-mode cascade converters with a single active switch. IET Power Electron., 1-4, 478-487.

- P. T. Krein (1998). Elements of Power Electronics, Oxford University Press, USA.
- P. T. Krein, J. Bentsman, R. M. Bass and B. L. Lesieutre (1990). On the use of averaging for the analysis of power electronic systems, IEEE Trans. Power Electron., 5(2), 182-190.
- V. Vorperian (1990). Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch Part I: Continuous conduction mode, Part II: Discontinuous conduction mode, IEEE Trans. Aeros. Electron. Syst., 26(3), 490-505.
- Xunwei Zhou y Peng Xu (2000). A novel current-sharing control technique for low-voltage high-current voltage regulator module applications. IEEE Trans. On Power Electronics, 15-6, 1153-1162.
- Xunwei Zhou y Peng Xu (2000). A novel current-sharing control technique for low-voltage high-current voltage regulator module applications. IEEE Trans. On Power Electronics, 15-6, 1153-1162.
- Yu-Tzingan y Yi-Chung (2007). Single-chip FPGA implementation of a digital VRM controller with interlaced sampling and control technique. Power Electronics Specialists Conference, PESC'05, Orlando, USA.