

# Regulador Modo-Corriente Promedio usando un Convertidor Reductor Cuadrático con Rectificador Síncrono

J.A. Reyes-Malanche<sup>1</sup>, M.G. Ortiz-Lopez<sup>2</sup>, J.Leyva-Ramos<sup>1</sup>, L.H. Diaz-Saldierna<sup>1</sup>

Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica

San Luis Potosí, S.L.P., México, C.P. 78214

(josue.reyes, jleyva, ldiaz)@ipicyt.edu.mx

Universidad Politécnica de San Luis Potosí

San Luis Potosí, S.L.P., México, C.P. 78263

guadalupe.ortiz@upslp.edu.mx

**Resumen**—Debido a los requerimientos de los nuevos desarrollos tecnológicos, como la nueva generación de microprocesadores, el estudio de configuraciones basadas en convertidores CD-CD de bajo voltaje y alta corriente en la salida han cobrado gran interés. En el presente artículo se propone el diseño de un regulador en modo-corriente promedio utilizando un convertidor reductor en cascada con rectificador síncrono. El controlador emplea la corriente del inductor de la etapa de entrada y el voltaje del capacitor de la etapa de salida con propósitos de retroalimentación. Resultados en simulación numérica son mostrados para una conversión de 48V a 1.5V. La robustez del controlador es probada por medio de cambios tipo escalón en la carga.

**Palabras clave:** Convertidor reductor en cascada, Rectificador síncrono, Control modo corriente, Control modo voltaje.

## I. INTRODUCCIÓN

El estudio de configuraciones basadas en convertidores CD-CD con alto valor de voltaje en la entrada y bajo valor de voltaje con alta corriente en la salida, han comenzado a recibir en épocas recientes gran interés debido a los requerimientos de los nuevos desarrollos tecnológicos. Tal es el caso de la nueva generación de microprocesadores que están diseñados para operar con fuentes de alimentación de 60W – 80W y cuyo voltaje de salida va desde valores de 3.3V hasta 1.1V o menos (Panov, Jovanovic, 2001).

Para proporcionar estos requerimientos, hasta el momento se han propuesto configuraciones de convertidores reductores de dos etapas con aislamiento o tipo multifase. En el primer caso, la primera etapa está constituida por un convertidor reductor convencional y la segunda etapa por un convertidor aislado que opera a un 50% del ciclo de trabajo y reduce a la mitad el voltaje de la primera etapa (Zhu, Lehman, 2007). Este tipo de convertidores tiene como desventaja que utiliza un gran espacio, tiene pérdidas por interruptores adicionales y el diseño de su control es bastante complicado (Zhu, Lehman, 2005). En el caso de los convertidores multifase para proporcionar

el amplio rango de conversión deben operarse a ciclos de trabajo muy pequeño (Zhou, Wong, Xu, Lee, 200; Xu, Wei, Lee, 2003). Es conocido que un ciclo de trabajo pequeño compromete la respuesta transitoria del convertidor así como su eficiencia. Para extender el ciclo de trabajo se han propuesto algunas configuraciones alternativas; tal es el caso del convertidor reductor que utiliza un inductor con derivación, pero debido al acoplamiento de los devanados presenta severos picos de voltaje que pueden afectar a los dispositivos de conmutación.

Una configuración que proporciona amplios rangos de conversión entre el voltaje de entrada y el voltaje de salida es el convertidor reductor en cascada el cual consiste de dos o más convertidores reductores convencionales conectados en cascada (Morales, Carbajal, Leyva, 2002). El convertidor reductor cuadrático cuyo diagrama se muestra en la Fig.1 es una configuración bastante interesante la cual utiliza un solo interruptor activo y donde la relación de voltaje de salida es una función cuadrática del ciclo de trabajo. La principal ventaja de este convertidor reductor es el uso de un solo circuito de control, en comparación con un convertidor reductor en cascada convencional, el cual requiere en el caso de dos etapas, dos circuitos de control.

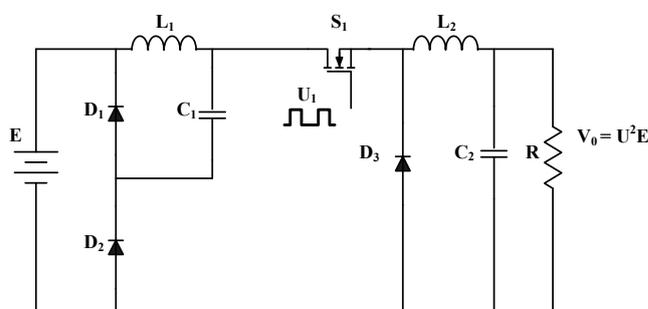


Figura 1. Convertidor reductor en cascada cuadrático.

En el presente trabajo se propone la construcción de un regulador conmutado basado en un convertidor cuadrático con un solo interruptor activo (Ortiz, Leyva, Morales, Carbajal, 2008), en el cual para disminuir las pérdidas del diodo de la etapa de salida ( $D_3$ ) se substituye este por un rectificador síncrono (SR). El resto del trabajo esta organizado de la siguiente manera: En la sección II se analiza y modela el convertidor cuadrático con un interruptor activo y rectificador síncrono. En la sección III se diseña el controlador utilizando un esquema de control modo-corriente promedio. En la sección IV se muestran los resultados en simulación para el esquema propuesto tanto en lazo abierto como en lazo cerrado. Se concluye en la sección V con algunos comentarios finales.

## II. ANÁLISIS Y MODELADO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR CUADRÁTICO CON RECTIFICADOR SÍNCRONO.

El convertidor reductor en cascada proporciona amplios rangos de conversión sin utilizar un transformador. En la Fig.2 se muestra el esquema modificado de este tipo de convertidor, en el cual se utiliza el rectificador síncrono (SR) para disminuir las pérdidas por conducción del diodo rectificador de salida.

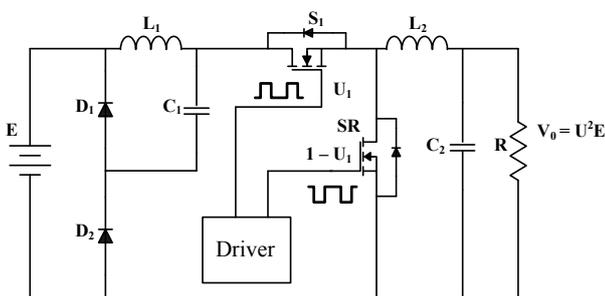


Figura 2. Convertidor reductor en cascada cuadrático síncrono.

En este convertidor, para prevenir que ambos MOSFETs estén en conducción simultanea y así evitar un cortocircuito, se debe implementar un tiempo-muerto entre sus señales de compuerta. Es decir, durante el tiempo-muerto ambos MOSFETs deben estar apagados. Los voltajes promedio de los capacitores se va decrementando y la corriente promedio de los inductores se va incrementando en cada etapa a lo largo del convertidor. Los voltajes promedio de los capacitores están dados por:  $V_{C1} = UE$ ,  $V_{C2} = U^2 E$  y las corrientes promedio de los inductores están dadas por:  $I_{L1} = UI_0$ ,  $I_{L2} = I_0$ , donde  $E$  es el voltaje de entrada y  $I_0$  es la corriente de salida y el voltaje de salida  $V_0$  corresponde a  $V_{C2}$ .

Por medio de un análisis de las pérdidas en el convertidor reductor cuadrático síncrono se pueden determinar los prin-

cipales parámetros que afectan la eficiencia. Básicamente estas son debidas a las pérdidas en los MOSFET's  $S_1$  y  $SR$  cuyas ecuaciones son:

$$P_{S_1} = (I^2 R_{DS_{on}}) + (I \frac{Q_{sw}}{T_g} V_{inf}) + (Q_g V_{gf}) + (\frac{Q}{2} V_{inf}) \quad (1)$$

$$P_{S_1} = (\text{conducción}) + (\text{conmutación}) + (\text{control compuerta}) + (\text{capacitancia salida})$$

$$P_{SR} = (I^2 R_{DS_{on}}) + (Q_g V_{gf}) + (\frac{Q_{oss}}{2} V_{inf}) + (Q_{rr} V_{inf}) \quad (2)$$

$$P_{SR} = (\text{conducción}) + (\text{control compuerta}) + (\text{capacitancia salida}) + (\text{pérdidas diodo})$$

Idealmente la eficiencia optima se logra cuando las pérdidas por conmutación y las pérdidas por conducción son aproximadamente iguales dando un peso igual de  $R_{DS_{on}}$  y  $Q_{sw}$ . Las pérdidas  $P_{SR}$  son dominadas por las pérdidas por conducción ocasionando que el parámetro mas importante en este caso sea  $R_{DS_{on}}$ . En la práctica un valor menor de  $R_{DS_{on}}$  trae como consecuencia una mejor eficiencia.

Al realizar una comparación de la eficiencia obtenida en un convertidor reductor cuadrático con un diodo en la etapa de salida y un convertidor reductor cuadrático síncrono se obtiene la gráfica que se muestra en Fig.3:

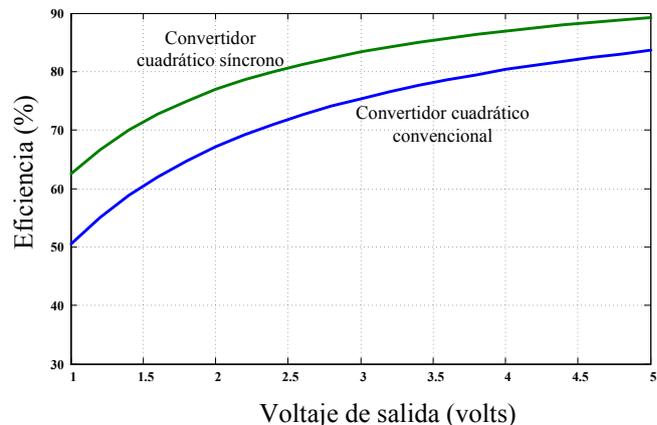


Figura 3. Comparación de eficiencia en convertidores reductores.

Donde el calculo de la eficiencia se obtuvo mediante la siguiente formula:

$$ef(\%) = \frac{100P_0}{P_0 + P_{perdidas}} \quad (3)$$

Donde  $P_0$  es la potencia de salida y la potencia de entrada se evalúa sumando las pérdidas en el convertidor a la potencia de salida. Como se puede notar en la Fig.3, la eficiencia en el convertidor reductor va disminuyendo conforme disminuye el voltaje de salida; esto es debido a que la caída de voltaje en el diodo se aproxima cada vez mas al voltaje de salida. Dado que en la etapa de salida se

obtiene un voltaje reducido y a que se tiene una mayor caída de voltaje en un diodo, se emplea un rectificador síncrono en el convertidor cuadrático para obtener un mejor desempeño.

Usando herramientas de teoría de circuitos y obteniendo las ecuaciones de las trayectorias eléctricas cuando los MOSFETs y los diodos están en estado de encendido y apagado respectivamente se obtiene el siguiente modelo en espacio de estados conmutado lineal del convertidor reductor cuadrático síncrono:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{L1} \\ \dot{\tilde{i}}_{L2} \\ \dot{\tilde{v}}_{C1} \\ \dot{\tilde{v}}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{q}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{q}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{q}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} e \quad (4)$$

donde  $e$  es el voltaje de entrada, los estados son las corrientes de los inductores y los voltajes de los capacitores y  $q$  es la función de conmutación con valores  $[0, 1]$ . El valor de  $q$  es 1 cuando el interruptor está encendido y 0 cuando está apagado.

Técnicas para obtener los modelos no-lineal y lineal promediado han sido propuestas para esta clase de convertidores y por lo tanto el correspondiente modelo lineal promediado del convertidor reductor en cascada síncrono está dado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{L1} \\ \dot{\tilde{i}}_{L2} \\ \dot{\tilde{v}}_{C1} \\ \dot{\tilde{v}}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{U}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{U}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L_1} \\ \frac{UE}{L_2} \\ -\frac{U^2E}{RC_1} \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{u}(t) \quad (5)$$

Donde esta ecuación matricial depende del ciclo de trabajo  $U$  y considerando que las desviaciones del voltaje de entrada  $e$  son cero.

Si las pérdidas en el interruptor activo y en los diodos son omitidas, la ecuación del voltaje de salida total del convertidor reductor en cascada síncrono es  $V_0 = U^2 E$

### III. ESQUEMA DE CONTROL PROPUESTO

Los dos esquemas básicos para el control de un regulador conmutado son: a) Control modo-voltaje y b) Control modo-corriente. El control modo-corriente tiene muchas ventajas sobre el control modo-voltaje: (i) Una rápida respuesta transitoria, (ii) El diseño del lazo de control es mas sencillo

y (iii) Protección de sobre corriente dentro de un solo ciclo. En un convertidor reductor de una sola etapa las dos variables usadas para retroalimentación son la corriente del inductor y el voltaje del capacitor; Sin embargo en el convertidor reductor en cascada existen diferentes combinaciones. En esta clase de convertidores, las variables de estado naturales para retroalimentación son las corrientes de los inductores y los voltajes de los capacitores. Para propósitos de control, es importante seleccionar las variables mas apropiadas desde el punto de vista de desempeño e implementación.

En un convertidor reductor cuadrático, existen dos corrientes de inductor y dos voltajes de capacitor que pueden ser usadas para retroalimentación. El control modo corriente promedio puede ser implementado usando la corriente del inductor de la primera etapa. Esta corriente es usada para propósitos de retroalimentación junto con el voltaje de capacitor de la etapa de salida. El diagrama de bloques correspondiente al esquema de control modo-corriente promedio se muestra en la Fig.4. Donde  $V_p$  es la amplitud de la rampa diente de sierra,  $N$  es la ganancia de amplificación de la corriente del inductor de la primera etapa que es detectada por la resistencia de precisión  $R_s$ ,  $G(s)$  es un compensador de alta ganancia,  $K(s)$  es un controlador PI y  $H$  es un divisor de voltaje. La señal de referencia para el lazo de voltaje es  $V_{REF}$ . En el control modo-corriente promedio, un filtro paso-bajas  $F(s)$  se agrega con una frecuencia de corte que depende de la frecuencia de conmutación  $f_s$ .

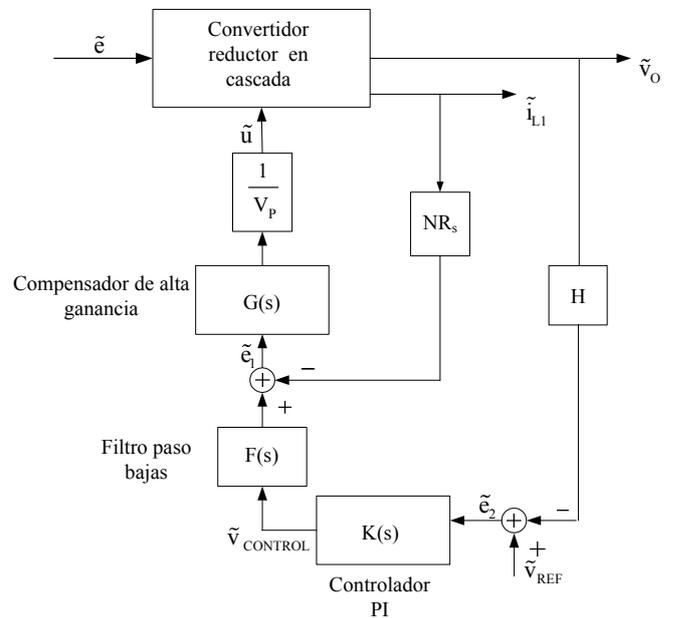


Figura 4. Diagrama a bloques del control modo corriente promedio.

#### III-A. Control del lazo de corriente

El controlador para el lazo de corriente consiste en: (a) Un compensador de alta ganancia el cual proporciona una

rápida regulación de la corriente del primer inductor hacia su referencia, (b) Una ganancia para el sensor de corriente y (c) Un filtro paso bajas. La función de transferencia para el compensador de alta ganancia es  $G(s) = G_0(s + w_z)/sw_z$  donde la ganancia del compensador  $G_0$  es usualmente alta. El cero  $w_z$  del compensador de alta ganancia debe ser colocado en al menos una década abajo de la mitad de la frecuencia de conmutación  $f_s$ . La función de transferencia para el filtro paso bajas es  $F(s) = 1/(s/w_p + 1)$  donde el polo  $w_p$  es colocado a la mitad de la frecuencia de conmutación o arriba de esta. Los valores de  $w_z$  y  $w_p$  son establecidos por la frecuencia de conmutación del convertidor reductor en cascada síncrono. Los valores del circuito se obtienen mediante las siguientes relaciones:

$$w_z = 1/R_F C_{FZ} \quad (6)$$

y

$$w_p = (C_{FZ} + C_{FP})/R_F C_{FZ} C_{FP} \quad (7)$$

La ganancia resultante para el compensador esta dada por:

$$G_0 = 1/R_1(C_{FZ} + C_{FP}) \quad (8)$$

Cuando el lazo de corriente es cerrado, la función de transferencia del voltaje de salida a la corriente de referencia es modificada por la ganancia del compensador  $G_0$  agregando amortiguamiento a la frecuencia baja del pico resonante, el cual resulta en el comportamiento de un solo polo en baja frecuencia. Una vez que el diseño del lazo de corriente es terminado, se diseña el compensador PI.

### III-B. Control del lazo de voltaje

El diseño del controlador PI está principalmente basado en un simple criterio para la ganancia del lazo: (a) Para obtener estabilidad relativa, la pendiente en o cerca de la frecuencia de corte no debe ser mas  $-20dB/dec$  y (b) Para mejorar la aproximación en estado estable, la ganancia en bajas frecuencias debe ser alta. La función de transferencia del controlador PI puede ser expresada como:

$$K(s) = K_p(1 + 1/T_i s) \quad (9)$$

Donde  $K_p = R_{C1}/R_{C2}$  es la ganancia proporcional y  $T_i = R_{C1}C_{C1}$  el tiempo de integración el cual da la frecuencia del cero  $w_{CZ} = 1/R_{C1}C_{C1}$ . El principal parámetro de diseño para estabilidad del regulador es la ganancia  $K_p$ . Un valor bajo para  $K_p$  resulta en un margen de fase para la ganancia del lazo de voltaje de aproximadamente  $90^\circ$ ; sin embargo, el ancho de banda resultante para el regulador es bajo. Los valores de  $K_p$  y  $T_i$  para estabilidad robusta deben ser seleccionados de tal manera que el margen de ganancia y el margen de fase resultante deben ser de  $10dB$  y  $50^\circ$  respectivamente.

Un convertidor reductor en cascada síncrono con su correspondiente compensador de alta ganancia para el lazo de corriente es mostrado en Fig.5. Los valores nominales para este convertidor son: Voltaje de entrada  $E = 48V$ , Voltaje de salida  $V_0 = 1.5V$  y un ciclo de trabajo nominal

de  $U = 0.18$ . La carga nominal es de  $0.075\Omega$ , la cual resulta en una corriente de salida de  $20A$  y una potencia de salida de  $30W$ . Las corrientes promedio de los inductores son;  $I_{L1} = 3.53A$  y  $I_{L2} = 20A$ . La frecuencia de conmutación del convertidor reductor en cascada síncrono es de  $100kHz$ .

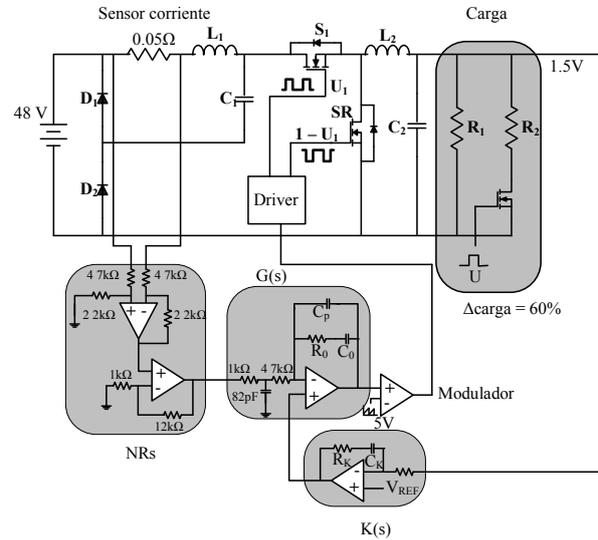


Figura 5. Regulador usando convertidor reductor cuadrático síncrono.

## IV. RESULTADOS EN SIMULACIÓN

### IV-A. Pruebas en lazo abierto

Para obtener los resultados en simulación se utilizó el programa de computación ORCAD PSPICE. Se hicieron pruebas para observar el desempeño del convertidor reductor en cascada síncrono para diferentes condiciones de operación. Para un voltaje de  $E = 48V$  de entrada se ajusta el ciclo de trabajo  $U$  del convertidor para obtener un voltaje de salida  $V_0 = 1.5V$ ; en esta condición de operación la potencia de salida es  $30W$ . Entonces se hace variar la carga de  $100\%$  a  $20\%$  del valor nominal. El Voltaje obtenido en el capacitor de salida se muestra en la Fig.6.

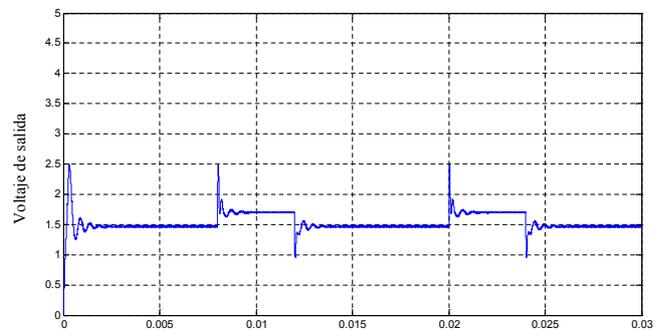


Figura 6. Voltajes de salida del convertidor en lazo abierto.

En esta condición de operación se puede observar como el voltaje del capacitor de salida  $V_{C2}$  varía entre un valor de  $1.5V$  hasta un valor de  $1.72V$  cuando se manifiestan las variaciones en la carga. En este caso el voltaje del capacitor de salida  $V_{C2}$  es igual al voltaje de salida  $V_0$ . Es importante notar que las variaciones en la carga tipo escalón se manifiestan en la magnitud del voltaje de ambos capacitores del convertidor.

#### IV-B. Pruebas en lazo cerrado

Posteriormente se implanta el control modo-corriente promedio. En la Fig.7. se muestra el comportamiento del voltaje de salida del regulador ante cambios tipo escalón en la carga.

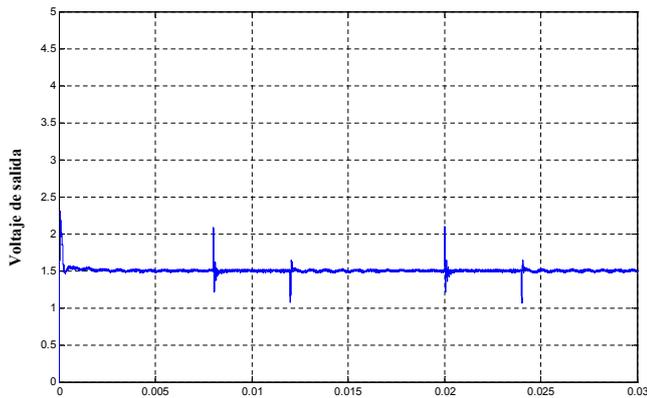


Figura 7. Voltaje de salida del convertidor en lazo cerrado.

En la Fig.8. se muestra las variaciones de la corriente de salida ante cambios en la carga

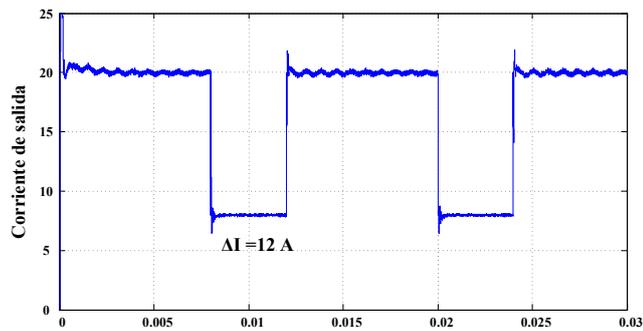


Figura 8. Corriente de salida del convertidor en lazo cerrado.

Como puede observarse el voltaje de salida  $V_0$  permanece constante a pesar de las variaciones tipo escalón entre el 100% y el 20% del valor nominal de la carga. Por lo anterior la robustez del controlador propuesto se verifica.

#### V. CONCLUSIONES

El control de un convertidor reductor en cascada síncrono puede ser una tarea difícil debido a la existencia de

varias combinaciones de corrientes y voltajes que pueden ser usados para propósitos de retroalimentación. Para el control modo-corriente promedio propuesto, se selecciona la corriente del primer inductor debido a que su función de transferencia con respecto al ciclo de trabajo es de fase mínima; mientras que la función de transferencia de la corriente del segundo inductor es de fase no-mínima. La ventaja de usar la corriente del primer inductor es que cambios en la fuente de entrada tendrán un efecto inmediato en el controlador. Además esta corriente puede también ser usada para protección por sobrecarga. Por otra parte, mejorar la eficiencia es la meta de todos los diseñadores de fuentes de potencia. Eligiendo un mejor dispositivo que sustituya al diodo de la etapa de salida del convertidor reductor es una tarea muy importante ya que con ello se puede obtener un incremento significativo en la eficiencia.

#### REFERENCIAS

- Y. Panov y M. M. Javanovic *Design and performance evaluation of low-voltage/high current dc/dc on board modules* IEEE Trans. Power Electron. vol. 16, No. 1, pp.26 – 33, Jan. 2001.
- Y. Zhu and B. Lehman *Three-level switching cell for low voltage/ high-current dc-dc converters* IEEE Trans. Power Electron. vol. 22, No. 5, pp.1977 – 2007, Sep. 2007.
- J. Y. Zhu and B. Lehman *Control loop design for two-stage converters with low voltage/high current output.* IEEE Trans. Power Electron. vol. 20, No. 1, pp. 44 – 55, Sep. 2005.
- X. Zhou, P.-L. Wong, P. Xu, F. C. Lee. *Investigation of Candidate VRM Topologies for Future Microprocessors.* IEEE Trans. Power Electron 2000, vol. 15, No. 6, pp. 1172 – 1182.
- X. Zhou, P. Xu, F. C. Lee. *A novel current-sharing control technique for low-voltage high-current voltage regulator module applications.* IEEE Trans. Power Electron 2000, vol. 15, No. 6, pp. 1153 – 1162.
- Yuri Panov and Milan M. Javanovic. *Design Consideration for 12V/1.5V, 50 – A, Voltage Regulator Modules* IEEE Trans. Power Electron. 2001. vol. 16, No. 6, pp. 776 – 783.
- P. Xu, J. Wei, F. C. Lee. *Multiphase Coupled-Buck Converter - A Novel High Efficient 12V Voltage Regulator Module.* IEEE Trans. Power Electron. 2003. vol. 18, No. 1, pp. 74 – 82.
- J.A. Morales-Saldaña, E. E. Carbajal-Gutierrez, J. Leyva-Ramos. *Modeling of switch-mode DC-DC cascade converters.* IEEE Trans. Aerosp. Electron. Jan. 2002. Syst. Vol. 38, No. 1, pp. 295 – 299.
- J. A. Morales-Saldaña, J. Leyva-Ramos, E. E. Carbajal-Gutierrez, M. G. Ortiz-Lopez. *A current-Mode Control Scheme for a Quadratic Buck Converter with a Single Switch.* IEEE Trans. Power Electronics. 2008. Vol. 23, No. 1, pp. 485 – 490.
- M. G. Ortiz-Lopez, J. Leyva-Ramos, J. A. Morales-Saldaña, E. E. Carbajal-Gutierrez. *Modeling and Analysis of Switch-Mode Cascade Converters with a Single Active Switch.* IET Power Electronics. 2008. Vol. 1, No. 4, pp. 478 – 487.