

# Comparación de desempeño de reguladores conmutados CD-CD con relación de conversión cuadrática

Rodrigo Loera-Palomo\*      Jorge Alberto Morales-Saldaña\*      Elvia Palacios<sup>†</sup>#

\* Facultad de Ingeniería, Universidad Autónoma de San Luis Potosí,  
Av. Dr. Manuel Nava No. 8, San Luis Potosí, S.L.P., 78290 México,

<sup>†</sup> Facultad de Ciencias, Universidad Autónoma de San Luis Potosí,  
Av. Dr. Manuel Nava s/n, San Luis Potosí, S.L.P., 78290 México,

# CINVESTAV del IPN, Av. Instituto Politécnico Nacional No. 2508, D.F., 07300 México

Email: [ro.loera@alumnos.uaslp.edu.mx](mailto:ro.loera@alumnos.uaslp.edu.mx).

**Abstract**— En este trabajo se aborda el estudio comparativo de desempeño de reguladores conmutados usando un controlador multilazo basado en un control en modo corriente y aplicado a convertidores cuadráticos reductores. Este tipo de convertidores son ampliamente usados en aplicaciones donde se requiere de altas relaciones de conversión, tales como en sistemas de alimentación de equipos portables y en los últimos años en sistemas de iluminación por LED's. Los convertidores usados corresponden a un convertidor cuadrático típico y un convertidor cuadrático basado en el principio de procesamiento de potencia redundante reducida. El estudio consiste en diseñar un controlador para cada uno de los convertidores bajo un mismo procedimiento, de tal forma que se pueda evaluar las ventajas y desventajas de diseño, así como las diferentes respuestas a varios escenarios de operación de los convertidores.

**Palabras clave:** Controladores PI, Control en modo corriente, Convertidores cd-cd.

## I. INTRODUCCIÓN

En los últimos años, el desarrollo de nuevas tecnologías de circuitos integrados y aplicaciones de potencia requieren de grandes relaciones de conversión en el voltaje de utilización [1]. En aplicaciones de CD-CD, una solución práctica para este objetivo ha sido la conexión en cascada de convertidores [2], [3], en este último se muestra que los convertidores en cascada pueden ser implementados con un solo interruptor, manteniendo las características de transformación. Estos convertidores son llamados cuadráticos debido a que la relación de transformación es una función del cuadrado del ciclo de trabajo. Numerosos trabajos de convertidores cuadráticos han sido presentados en la literatura especializada. Las propiedades de convertidores cuadráticos son revisadas y son discutidas las aplicaciones típicas en [4]. Sin embargo, estos convertidores son menos eficientes debido a que son esencialmente 2 convertidores en cascada y el procesamiento de potencia es doble durante el proceso de conversión. Una alternativa para abordar este problema es la generación de topologías basadas en el principio de procesamiento de potencia redundante reducida ( $R^2P^2$ , por sus siglas en inglés) propuesta en [5], [6]. Este principio

establece que es posible desarrollar topologías que son más eficientes desde un punto de vista teórico. Esto explotando la conexión de convertidores básicos de CD-CD en estructuras en no-cascada. Aunque este principio fue originalmente propuesto para sistemas de corrección de factor de potencia y regulación (Sistemas CA-CD), éste puede ser aplicado a sistemas de CD-CD.

Los objetivos principales de este trabajo son:

- Presentar una topología nueva de un convertidor cuadrático reductor, que ofrece características similares al convertidor cuadrático reductor típico.
- Mostrar una metodología de diseño para controladores multilazo, aplicado a convertidores cuadráticos reductores. Esta metodología es basada en el esquema de control por corriente promedio.
- Implementación de la metodología a un convertidor cuadrático reductor típico y a un convertidor cuadrático reductor  $R^2P^2$ .
- Realizar la comparación de las respuestas de convertidores en lazo cerrado.

El documento está organizado de la siguiente manera. En la sección II se presentan las topologías de los convertidores cuadráticos de CD-CD que se utilizarán en este trabajo. En la sección III se describe el procedimiento de diseño de los controladores. Los resultados de comparación se muestran en la sección IV. Finalmente, algunas conclusiones se muestran en la sección V.

## II. CONVERTIDOR CUADRÁTICO REDUCTOR DE CD-CD

En esta sección se presentan los convertidores conmutados en los cuales se centra este trabajo, así como los modelos promedio y las condiciones de estado estable.

El convertidor cuadrático reductor es un sistema conmutado que ofrece una amplia relación de conversión ( $M$ ), la cual está relacionada por una función cuadrática del ciclo de trabajo. Además el voltaje de salida es menor al voltaje de entrada. El circuito básico del convertidor cuadrático buck es dado en [2], el cual se presenta en la figura 1.

Este esquema es estructuralmente igual a un convertidor en cascada de dos etapas reductoras, el cual fue modificado con el fin de obtener un esquema que sea controlado sólo por

Este trabajo fue apoyado por PROMEP a través del convenio PROMEP/UASLP/12/CA03.

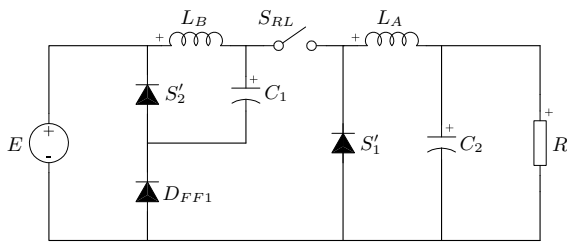


Fig. 1. Convertidor cuadrático típico.

un interruptor. Sin embargo, en este convertidor la potencia de entrada tiene un procesamiento doble antes de proveerla a la carga, representada por el parámetro  $R$ , resultando en una baja eficiencia. Una alternativa para reducir el procesamiento de potencia en arreglos de convertidores es el principio de procesamiento de potencia redundante reducida [5], [6] en donde la conexión en no-cascada de convertidores reduce el procesamiento de potencia entre la alimentación y la carga, aumentando la eficiencia. Adoptando este principio es posible obtener un convertidor que presenta una relación de transformación cuadrática, con reducción del voltaje, y controlado con un sólo interruptor, el cual es mostrado en la figura 2.

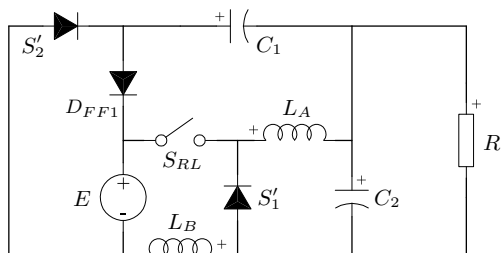


Fig. 2. Convertidor cuadrático  $R^2P^2$ .

Los esquemas anteriores presentan las mismas características de operación con respecto a  $M$ , y la relación  $M$  con respecto al ciclo de trabajo; sin embargo, el esquema de la figura 2 es más eficiente desde el punto de vista teórico. Estos dos convertidores serán empleados para el análisis de desempeño en este trabajo. Para desarrollar el procedimiento de diseño del controlador que permita regular el voltaje de salida aún en presencia de variaciones de parámetros y voltaje de entrada, es necesario obtener el modelo matemático de cada uno de los convertidores, los cuales son mostrados a continuación.

Una aproximación muy conocida para modelar circuitos electrónicos de potencia es la técnica de modelado promedio [7], [8]. Cuando esta aproximación es usada en el esquema de la figura 1, es posible obtener el modelo en baja frecuencia del convertidor reductor cuadrático, el cual es dado por

$$\begin{aligned} L_A \frac{di_{LA}}{dt} &= dv_{C1} - v_{C2} \\ L_B \frac{di_{LB}}{dt} &= dE - v_{C1} \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} &= i_{LB} - di_{LA} \end{aligned} \quad (1)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = i_{LA} - \frac{v_{C2}}{R}$$

y para el convertidor cuadrático  $R^2P^2$

$$\begin{aligned} L_A \frac{di_{LA}}{dt} &= dv_{C1} - (1-d)v_{C2} \\ L_B \frac{di_{LB}}{dt} &= dE - (v_{C1} + v_{C2}) \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} &= i_{LB} - di_{LA} \end{aligned} \quad (2)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = (1-d)i_{LA} + i_{LB} - \frac{v_{C2}}{R}$$

donde el voltaje de salida corresponde al voltaje de capacitor  $v_{C2}$ ,  $d$  es el ciclo de trabajo,  $R$  es la resistencia de carga y  $E$  corresponde al voltaje de entrada del convertidor. Empleando los modelos anteriores es posible obtener las relaciones de estado estable, las cuales establecen las condiciones de transformación de cada uno de ellos, estas son listadas en la Tabla I, donde  $D$  corresponde al ciclo de trabajo nominal y  $D'$  al ciclo de trabajo complementario.

TABLA I  
Punto de operación.

Convertidor cuadrático típico		Convertidor cuadrático $R^2P^2$	
$V_{C2} = ED^2$	$V_{C1} = ED$	$V_{C2} = ED^2$	$V_{C1} = EDD'$
$I_{LA} = \frac{ED^2}{R}$	$I_{LB} = \frac{ED^3}{R}$	$I_{LA} = \frac{ED^2}{R}$	$I_{LB} = \frac{ED^3}{R}$

### III. PROCEDIMIENTO DE DISEÑO

La técnica de control en modo corriente ha sido ampliamente usada en el control de convertidores básicos, en donde un lazo interno de corriente es diseñado para maximizar el ancho de banda de lazo cerrado y un lazo externo de voltaje es implementado para satisfacer las condiciones de regulación, figura 3. Tradicionalmente, el diseño de este tipo de controladores multilazo es basado en las condiciones de margen de ganancia y fase.

En el diseño del controlador bajo el esquema de control por corriente promedio se adopta el procedimiento presentado en [9], [10], el cual busca establecer propiedades adicionales de los controladores multilazo para el control de convertidores, donde la sintonización del controlador se realiza a partir del análisis de las ecuaciones en lazo cerrado no-lineales.

Considerando la dinámica del convertidor (1) y sea  $V_{C2d}$  el voltaje de salida deseado, entonces el problema de control

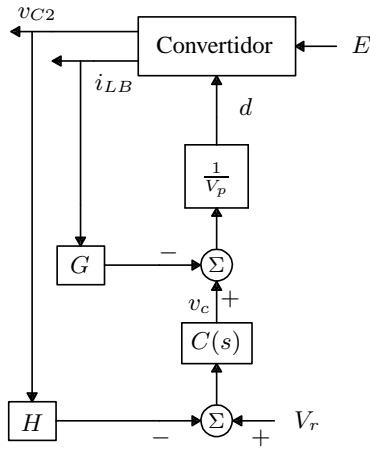


Fig. 3. Esquema de control en modo corriente.

puede ser establecido como el diseño de una ley de control  $d = d(v_{C2}, i)$  para proveer estabilidad al sistema, donde  $i$  puede ser cualquier señal de corriente del convertidor y

$$\lim_{t \rightarrow \infty} v_{C2} = V_{C2d} \quad (3)$$

asumiendo que

- El convertidor opera en modo de conducción continua (CCM).
- La frecuencia de conmutación es mucho mayor que las frecuencias naturales de los filtros pasa-bajas formados por  $L_A-C_2$  y  $L_B-C_1$ .

Para resolver el problema de control establecido, se implementa un controlador en modo corriente, el cual es dado por la siguiente expresión

$$d = -\frac{G i_{LB}}{V_p} + \frac{k_p}{V_p} (V_r - H v_{C2}) + \frac{k_i}{V_p} \int (V_r - H v_{C2}) dt \quad (4)$$

donde  $i_{LB}$  corresponde a la corriente de inductor  $L_B$ , la elección de esta corriente se debe a que ésta presenta mejores características dinámicas [11],  $G$  corresponde a la ganancia del lazo de corriente,  $V_r$  corresponde a una señal constante que depende del voltaje deseado  $V_{C2d}$ ,  $V_p$  corresponde al efecto del modulador,  $H$  es la ganancia de retroalimentación del voltaje de salida,  $k_p$  y  $k_i$  son constantes positivas. Como se observa, este controlador incluye un lazo interno de corriente y un lazo externo de voltaje donde se incorpora la acción proporcional-integral para lograr el objetivo de control (3).

#### A. Convertidor cuadrático típico

Basados en la descripción anterior, ahora se procede a seleccionar las ganancias  $k_p$  y  $k_i$ , usando un esquema de control en modo corriente, en donde sólo es implementada la parte proporcional del controlador.

$$d = -\frac{G i_{LB}}{V_p} + \frac{k_p}{V_p} (V_r - H v_{C2}) + \frac{\gamma_I}{V_p} \quad (5)$$

donde  $\gamma_I$  es una constante real y positiva, la cual será sustituida posteriormente por la acción de la parte integral del controlador.

Sustituyendo la ley de control (5) en (1) resulta en un sistema de ecuaciones en lazo cerrado, cuyo punto de operación está dado por  $(I_{LA}, I_{LB}, V_{C1}, V_{C2})$ , donde

$$I_{LA} = \frac{V_{C2}}{R}$$

$$I_{LB} = \frac{V_{C2} [k_p (V_r - H V_{C2}) + \gamma_I]}{G V_{C2} + R V_p}$$

$$V_{C1} = \frac{E R [k_p (V_r - H V_{C2}) + \gamma_I]}{G V_{C2} + R V_p}$$

La solución del voltaje de salida  $V_{C2}$  se encuentra a partir de una función polinomial, la cual es dada por

$$-G^2 V_{C2}^3 + (E H^2 k_p^2 R - 2G v_p) R V_{C2}^2 - [2E H k_p (k_p V_r + \gamma_I) + V_p^2] R^2 V_{C2} + E R^2 (k_p V_r + \gamma_I)^2 = 0 \quad (6)$$

La solución de (6) puede ser analizada usando el Teorema de Descartes, el cual conociendo únicamente los cambios de signo de los coeficientes, se puede conocer el número de raíces positivas sin resolver el polinomio. La solución de la ecuación anterior debe satisfacer la existencia de una única solución real, esta condición se satisface cuando

$$0 < k_p < \sqrt{\frac{2G V_p}{E R H^2}} \quad (7)$$

Las soluciones de la función polinomial dependen de  $\gamma_I$ . De forma similar es posible encontrar el valor de  $\gamma_I$  requerido para un voltaje de salida deseado  $V_{C2d}$ , esto es tomando el valor de  $V_{C2}$  como el voltaje de salida deseado ( $V_{C2d}$ ), y además considerando que  $V_r - H V_{C2d} = 0$ , se obtiene una función polinomial, la cual es dada por

$$-G^2 V_{C2d}^3 - 2G R V_p V_{C2d}^2 - R^2 V_p^2 V_{C2d} + E R^2 \gamma_I^2 = 0 \quad (8)$$

entonces, la solución de esta función polinomial es dada por

$$\gamma_I = \frac{(G V_{C2d} + V_p R)}{R} \sqrt{\frac{V_{C2d}}{E}} \quad (9)$$

En este punto, se ha determinado el rango de  $k_p$  para el cual el sistema en lazo cerrado presenta un único punto de equilibrio real y positivo. Ahora, la acción integral del controlador se incorpora, resultando en la ley de control dada por (4). El sistema resultante de incorporar (4) en (1) es mostrado en (10), donde la contribución de la parte integral del controlador se incluye en la variable  $z$ , la cual está asociada al error del voltaje de salida.

$$\begin{aligned}
\dot{i}_{LA} &= -\frac{v_{C2}}{L_A} + \frac{v_{C1}}{L_A} \left[ -\frac{GI_{LB}}{V_p} + \frac{k_p(V_r - Hv_{C2})}{V_p} + \frac{z}{V_p} \right] \\
\dot{i}_{LB} &= -\frac{v_{C1}}{L_B} + \frac{E}{L_B} \left[ -\frac{Gi_{LB}}{V_p} + \frac{k_p(V_r - Hv_{C2})}{V_p} + \frac{z}{V_p} \right] \\
\dot{v}_{C1} &= \frac{i_{LB}}{C_1} - \frac{i_{LA}}{C_1} \left[ -\frac{Gi_{LB}}{V_p} + \frac{k_p(V_r - Hv_{C2})}{V_p} + \frac{z}{V_p} \right] \\
\dot{v}_{C2} &= \frac{i_{LA}}{C_2} - \frac{v_{C2}}{RC_2} \\
\dot{z} &= k_i(V_r - Hv_{C2})
\end{aligned} \tag{10}$$

Para establecer la estabilidad del sistema, al menos en el punto de equilibrio, el sistema es linealizado a través del siguiente cambio de variables, el cual corresponde a  $x = X + \tilde{x}$  y  $z = \gamma_I + \tilde{z}$ , donde  $x = [i_{LA} \ i_{LB} \ v_{C1} \ v_{C2}]^T$ ,  $X = [I_{LA} \ I_{LB} \ V_{C1} \ V_{C2}]^T$  y  $\gamma_I$  corresponde al parámetro constante del controlador (5); aquí,  $X$  corresponde al punto de equilibrio del sistema y  $\tilde{z}$  a la desviación entre la respuesta de la parte integral con respecto a  $\gamma_I$ . El sistema aumentado linealizado resulta en

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}} \\ \dot{\tilde{z}} \end{bmatrix} = \bar{A}_1 \begin{bmatrix} \tilde{x} \\ \tilde{z} \end{bmatrix} \tag{11}$$

donde  $\tilde{x} = [\tilde{i}_{L1} \ \tilde{i}_{L2} \ \tilde{v}_{C1} \ \tilde{v}_{C2}]^T$ , y  $\bar{A}_1$  está dado en (12).

El sistema aumentado (11) debe satisfacer la condición de estabilidad, la cual implica que cualquier desviación en  $\tilde{z}$  tiende a cero cuando  $t \rightarrow \infty$ . La estabilidad del sistema (11) se determina aplicando el criterio de Routh-Hurwitz sobre la matriz  $A_1$  (12); así, el rango de  $k_i$ , tal que la estabilidad del sistema en lazo cerrado se mantenga es dado por  $0 < k_i < k_{i(max)}$ . El procedimiento descrito es aplicado en forma similar al convertidor cuadrático  $R^2P^2$ , siendo los resultados mostrados a continuación.

### B. Convertidor cuadrático $R^2P^2$

Al seguir el mismo procedimiento, pero ahora aplicado al convertidor cuadrático  $R^2P^2$ , es posible encontrar los rangos de  $k_p$  y  $k_i$  para asegurar la tarea de regulación del voltaje de salida. Inicialmente, la ley de control (5), en donde sólo se considera la parte proporcional del controlador, es incorporada sobre el modelo (2), donde el punto de operación es dado por

$$I_{LA} = \frac{V_{C2}}{R}$$

$$I_{LB} = \frac{V_{C2}[k_p(V_r - Hv_{C2}) + \gamma_I]}{GV_{C2} + RV_p}$$

$$V_{C1} = \frac{ER[k_p(V_r - Hv_{C2}) + \gamma_I] - V_{C2}(GV_{C2} + RV_p)}{GV_{C2} + RV_p}$$

La función polinomial que da solución a  $V_{C2}$  resulta similar a la mostrada en (6), siendo  $V_{C1}$  el único valor distinto con respecto al convertidor cuadrático típico. En consecuencia, el rango para  $k_p$  (que asegura un punto de

equilibrio real y positivo) y el valor de  $\gamma_I$  resultan ser iguales a las expresiones (7) y (9), respectivamente.

Ahora, al incluir la acción completa del controlador, ley de control (4) en (2), y linealizar el sistema aumentado en lazo cerrado resultante, se obtiene un modelo lineal similar a (11), donde ahora la matriz  $\bar{A}_2$  es dada en (13).

El sistema aumentado (11) obtenido para el convertidor cuadrático  $R^2P^2$ , debe satisfacer la condición de estabilidad. Usando (13) y el criterio de Routh-Hurwitz, se determina el rango de  $0 < k_i < k_{i(max)}$ , el cual mantiene la estabilidad del sistema en lazo cerrado.

### C. Resultados numéricos

Para el convertidor cuadrático típico y el convertidor cuadrático  $R^2P^2$ , las especificaciones de diseño son: una potencia de salida de 25 W para un voltaje en la carga de 5 V<sub>dc</sub> y un voltaje de alimentación de 24 V<sub>dc</sub>. Los parámetros de los convertidores propuestos, así como las ganancias de los lazos de control son dados en la Tabla II.

En la Tabla III se muestra el resumen de resultados al aplicar los valores propuestos al procedimiento descrito anteriormente. Los resultados obtenidos muestran, aunque los convertidores tratados son estructuralmente distintos, presentan similitudes en cuanto al punto de operación y los rangos establecidos para el diseño del controlador proporcional-integral bajo un esquema de control en modo corriente. En el punto de operación, la diferencia radica en el valor resultante del voltaje  $V_{C1}$ , donde el capacitor  $C_1$  para el convertidor  $R^2P^2$  está sometido a un menor esfuerzo de tensión.

Los valores de  $\gamma_I$  y el rango de  $k_p$ , como se había establecido, son iguales en ambos convertidores. En lo referente al rango de  $k_i$ , los rangos fueron obtenidos considerando un valor constante de  $k_p = 0.5$ , donde los rangos resultantes son similares, presentando un mayor rango el convertidor cuadrático típico.

TABLA III

Resultados numéricos de sintonización del controlador para los convertidores cuadrático típico y  $R^2P^2$ .

Convertidor cuadrático típico	Convertidor cuadrático $R^2P^2$
$V_{C1} = 10.95 \text{ V}$	$V_{C1} = 5.95 \text{ V}$
$V_{C2} = 5 \text{ V}$	$V_{C2} = 5 \text{ V}$
$I_{LA} = 5 \text{ A}$	$I_{LA} = 5 \text{ A}$
$I_{LB} = 2.28 \text{ A}$	$I_{LB} = 2.28 \text{ A}$
$\gamma_I = 2.16807$	
$0 < k_p < 0.6662$	
$0 < k_i < 8841.79$	$0 < k_i < 7131.85$

## IV. RESULTADOS

Para la obtención de los resultados de simulación, se implementaron los convertidores cuadráticos antes descritos en el PowerBlock Set de Matlab, esto con el fin de realizar pruebas de desempeño en los convertidores. La función de transferencia del controlador propuesto, implementado en ambos convertidores, es dada por

$$\bar{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{GV_{C1}}{L_A V_p} & \frac{(-G I_{LB} + \gamma I)}{L_A V_p} & -\frac{V_{C1} k_p H + V_p}{L_A V_p} & \frac{V_{C1}}{L_A V_p} \\ 0 & -\frac{GE}{L_B V_p} & -\frac{1}{L_B} & -\frac{E k_p H}{L_B V_p} & \frac{E}{L_B V_p} \\ \frac{(G I_{LB} - \gamma I)}{C_1 V_p} & \frac{(G I_{LA} + V_p)}{C_1 V_p} & 0 & \frac{I_{LA} k_p H}{C_1 V_p} & -\frac{I_{LA}}{C_1 V_p} \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & -\frac{1}{RC_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -H k_i & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\bar{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{G(V_{C1} + V_{C2})}{L_A V_p} & \frac{(-G I_{LB} + \gamma I)}{L_A V_p} & -\frac{[G I_{LB} + k_p H (V_{C1} + V_{C2}) - \gamma I + V_p]}{L_A V_p} & \frac{V_{C1} + V_{C2}}{L_A V_p} \\ 0 & -\frac{GE}{L_B V_p} & -\frac{1}{L_B} & -\frac{E k_p H + V_p}{L_B V_p} & \frac{E}{L_B V_p} \\ \frac{(G I_{LB} - \gamma I)}{C_1 V_p} & \frac{(G I_{LA} + V_p)}{C_1 V_p} & 0 & \frac{I_{LA} k_p H}{C_1 V_p} & -\frac{I_{LA}}{C_1 V_p} \\ \frac{(G I_{LB} - \gamma I + V_p)}{C_2 V_p} & \frac{(G I_{LA} + V_p)}{C_2 V_p} & 0 & \frac{(I_{LA} k_p H R - V_p)}{RC_2 V_p} & -\frac{i_{LA}}{C_2 V_p} \\ 0 & 0 & 0 & -H k_i & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

TABLA II  
Parámetros del convertidor cuadrático típico y  $R^2 P^2$ .

	Típico	$R^2 P^2$		
Inductor de la primera etapa, $L_A$	75 $\mu H$	75 $\mu H$	Ganancia (lazo de corriente), $G$	0.35
Inductor de la segunda etapa, $L_B$	254 $\mu H$	256 $\mu H$	Ganancia (lazo de voltaje), $H$	0.444
Elemento de almacenamiento, $C_1$	111 $\mu F$	220 $\mu F$	Rampa, $V_p$	3 V
Capacitor de salida, $C_2$	536 $\mu F$	242 $\mu F$	Voltaje de referencia, $V_r$	2.22 V
Resistencia de carga, $R$	1 $\Omega$	1 $\Omega$	Frecuencia de conmutación, $f_s$	50 kHz

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = 0.5 + \frac{1500}{s} \quad (14)$$

donde los valores de  $k_p$  y  $k_i$  son seleccionados dentro de los rangos permitidos.

Las pruebas consistieron en observar el comportamiento de cada convertidor en lazo cerrado, inicialmente en la condición de arranque (start-up), siendo mostradas en la figura 4. Como se observa, la respuesta de ambos convertidores se puede describir considerando diferentes lapsos; esto es, en 1 ms la respuesta de convertidor  $R^2 P^2$  presenta una respuesta más rápida con respecto al convertidor típico, sin embargo, posteriormente la respuesta reduce su velocidad. La respuesta del convertidor buck cuadrático típico presenta una pendiente casi constante de crecimiento, sin embargo presenta un mayor sobretiro.

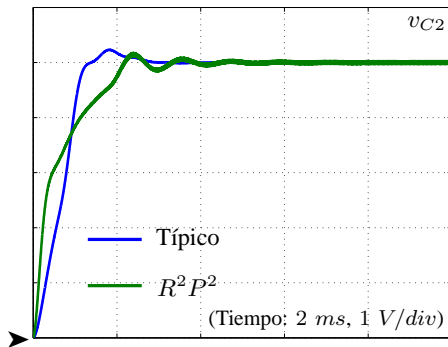


Fig. 4. Voltaje de salida de los convertidores cuadráticos típico y  $R^2 P^2$  en una condición de "start-up" (Tiempo: 2 ms, 1 V/div).

Otra prueba realizada consiste en observar la capacidad de regulación y la respuesta del voltaje de salida cuando ocurren

cambios de carga. Los resultados son mostrados en la figura 5. En éstas se muestra como ambos convertidores responden muy bien ante la presencia de estos cambios de carga, sin embargo, el convertidor  $R^2 P^2$  presenta un mayor pico en la respuesta, además presenta un tiempo de recuperación similar al convertidor típico.

Por último se realizó una prueba de rechazo a perturbaciones en el voltaje de entrada. Con este fin fueron aplicados escalones de voltaje de  $E = 42 V$  a  $E = 24 V$ , siendo su respuesta mostrada en la figura 6 (a), como se observa la respuesta del convertidor cuadrático típico presenta un mayor pico en su respuesta y mayor tiempo de asentamiento. Como se mencionó, los convertidores  $R^2 P^2$  suelen presentar trayectorias directas de transferencia de potencia entre la fuente de alimentación y la carga, en donde el voltaje de entrada presenta un efecto de *feedforward* del voltaje de entrada mejorando el desempeño del convertidor a variaciones de éste.

## V. CONCLUSIONES

En este trabajo se aborda el análisis de desempeño de reguladores conmutados usando un controlador multilazo, aplicado a convertidores cuadráticos de CD-CD, donde se usa una estrategia de control basada en control por corriente promedio. Los convertidores usados en el estudio corresponden a un convertidor cuadrático típico, basada en una conexión en cascada de convertidores reductores y de un convertidor  $R^2 P^2$ , basado en el principio de procesamiento de potencia redundante reducida.

En la etapa de control se sugiere implementar un controlador multilazo desarrollado por un lazo de corriente y un lazo externo de voltaje, el cual es formado cuando se

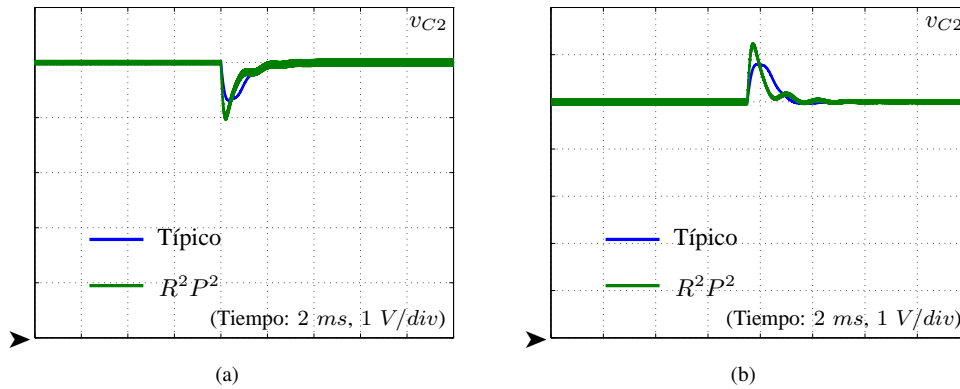


Fig. 5. Transitorio en el voltaje de salida ante cambios de carga. (a) Incremento de la carga de 12.5 W a 25 W (Tiempo: 2 ms, 1 V/div). (b) Decremento en la carga de 25 W a 12.5 W (Tiempo: 2 ms, 1 V/div).

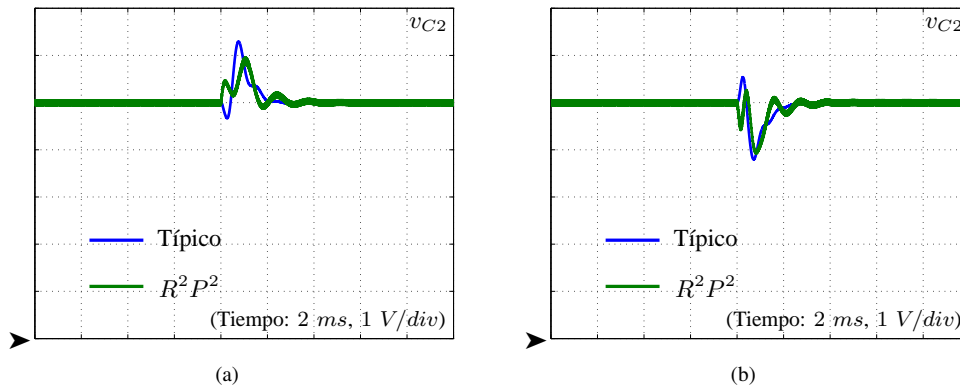


Fig. 6. Transitorio en el voltaje de salida ante escalones de voltaje de alimentación. (a) Escalón de voltaje de 24 V<sub>dc</sub> a 42 V<sub>dc</sub> (Tiempo: 2 ms, 1 V/div). (b) Escalón de voltaje de 42 V<sub>dc</sub> a 24 V<sub>dc</sub> (Tiempo: 2 ms, 1 V/div).

retroalimenta el voltaje de salida. En este lazo es implementado un controlador  $PI$  convencional. La idea central de diseño se basa en establecer las condiciones necesarias para asegurar un punto de equilibrio estable y determinar los rangos requeridos en los parámetros del controlador tal que el sistema siga manteniendo su estabilidad. El controlador diseñado muestra un comportamiento aceptable, ya que la regulación del voltaje de salida es lograda aún en presencia de variaciones en el voltaje de entrada y variaciones de carga.

#### REFERENCIAS

- [1] R. W. Erickson and D. Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics*. Second Edition. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [2] D. Maksimovic and S. Cuk. Switching converters with wide DC conversion range. *IEEE Trans. Power Electron.*, **6**, (1), 1991, pp. 151–157.
- [3] H. Matsuo and K. Harada. The cascade connection of switching regulators. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **1A-12**, (2), 1976, pp. 192–198.
- [4] D. S. Wijeratne and G. Moschopoulos. Quadratic power conversion for power electronics: principles and circuits. *IEEE Trans. Circuit Syst. I*, **59**, (2), 2012, pp. 426–438.
- [5] C. K. Tse and Martin H. L. Chow. Theoretical study of switching power converters with power factor correction and output regulation. *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl.*, **47**, (7), 2000, pp. 1047–1055.
- [6] C. K. Tse, Martin H. L. Chow and Martin K. H. Cheung. A family of PFC voltage regulator configurations with reduced redundant power processing. *IEEE Trans. Power Electron.*, **16**, (6), 2001, pp. 794–802.
- [7] E. V. Dijk, H. J. N. Spruijt, D. M. O’Sullivan and J. B. Klaassens. PWM-switch modeling of dc-dc converters. *IEEE Trans. Power Electron.*, **10**, (6), 1995, pp. 659–665.
- [8] V. Vorperian. Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch, Part I: Continuous conduction mode. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, **26**, (3), 1990, pp. 490–505.
- [9] R. Loera-Palomo, J. A. Morales-Saldaña, J. Leyva-Ramos and E. E. Carbajal-Gutierrez. Controller design for a power factor correction regulator  $R^2P^2$ . *IET Power Electron.*, **3**, (5), 2010, pp. 784–792.
- [10] J. A. Morales-Saldaña, E. E. Carbajal-Gutierrez, R. Loera-Palomo y J. Leyva-Ramos. Control lineal multilazo de un convertidor reductor cuadrático. *Congreso Nacional de Control Automático.*, pp. 523–528, 2006.
- [11] E. E. Carbajal, J. A. Morales and J. Leyva. Modeling of a single-switch quadratic buck converter. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, **41**, (4), 2005, pp. 1450–1456.