

Control en corriente promedio de un convertidor cuadrático elevador con P²R²

Jorge Alberto Morales-Saldaña* Rodrigo Loera-Palomo^{+,#}, Carmen Patricia Delgado-Antillón*

* Facultad de Ingeniería, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, Dr. Nava No. 8, Zona Universitaria, C.P. 78290, San Luis Potosí, S.L.P., México. (email: morales@uaslp.mx)

⁺División de Matemáticas Aplicadas, IPICYT, 78216, San Luis Potosí, S.L.P., México.

[#]Instituto Tecnológico de la Laguna, Blvd. Revolución y Calzada Cuauhtémoc S/N, Centro, 27000, Torreón, Coahuila, México

Resumen: En este trabajo se aborda el análisis y diseño de un controlador en corriente promedio aplicado a un convertidor cuadrático elevador, el cual es basado en el principio de procesamiento de potencia redundante. A partir de modelos lineales, se analizan los aspectos dinámicos de las corrientes de los inductores y se establecen guías sobre el diseño, así como las características de estabilidad y regulación en el voltaje de salida. Los resultados y las características obtenidas son validados a través de simulaciones.

Palabras clave: Convertidores CD-CD, Convertidores Conmutados, Modelos lineales., control en corriente promediada.

1. INTRODUCCIÓN

Actualmente, el progreso de sistemas de alimentación usando energías renovables ha impulsado de forma importante el desarrollo de nuevos circuitos electrónicos de potencia, esquemas de control y técnicas sofisticadas de teoría de control aplicadas a electrónica de potencia. En este escenario los convertidores conmutados elevadores (boost) han jugado un papel muy importante en aplicaciones en donde el convertidor actúa como interface entre la fuente de alimentación (batería, arreglo fotovoltaico, celdas de combustible) y la carga. Las características de este convertidor son: relación de transformación elevadora, corriente de entrada continua siendo importantes en sistemas de alimentación con energías renovables. Sin embargo, para alcanzar relaciones de transformaciones grandes es muy común emplear la conexión en cascada de varias etapas resultando en menor eficiencia. Por ejemplo en sistemas de alimentación de vehículos eléctricos la tendencia es usar baterías de 42 Vdc. (48Vdc.), sin embargo aún existen una gran número de cargas que requieren niveles de voltaje de alrededor de 6 – 12 Vcd. Otro ejemplo corresponde al uso de sistemas de iluminación con LEDs, los cuales son alimentados por baterías o sistemas fotovoltaicos (12Vcd-48Vcd), en donde es requerido un aumento en el nivel de utilización de 150 Vdc aproximadamente. Sin embargo, el uso de convertidores de CD-CD básicos no provee de las relaciones de transformación requeridas, ya que implicaría que el ciclo de trabajo debe encontrarse en valores cercanos a los límites de (0,1). Una alternativa bastante común es el uso de convertidores en cascada Fig. 1(a). Este tipo de esquema fue propuesto en (Matsuo, 1998), donde los interruptores activos Q_i son controlados simultáneamente, esto es $u=u_1=u_2$ para obtener una relación de transformación, para el convertidor elevador de $V_o/E=1/(1-u)^2$. Con el objeto de reducir las pérdidas asociadas a la conmutación de los interruptores activos en (Luo 2006) se proponen los convertidores cuadráticos los cuales son mostrados en la Fig. 1(b). En estos se sustituye un interruptor activo por un diodo, resultando además en el beneficio de manejar solo una señal de control u .

La relación de transformación resultante es $V_o/E=1/(1-u)^2$. Sin embargo, estos esquemas son estructuralmente similares a las configuraciones en cascada, implicando un doble procesamiento de potencia. Además, bajo ciertas condiciones, la eficiencia total de estos convertidores está dada por:

$$\eta_T = \eta_1 \eta_2 \quad (1)$$

donde η_1 y η_2 corresponden a la eficiencia de los convertidores básicos que lo forman

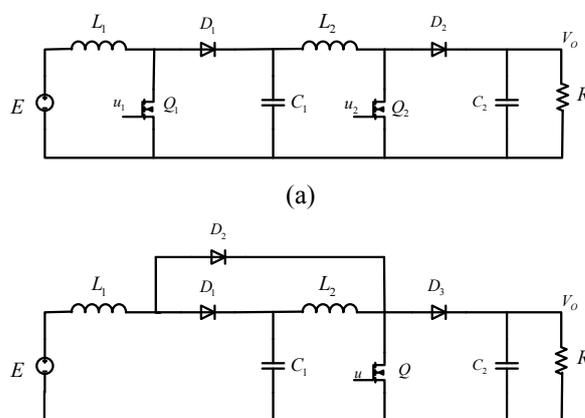


Fig. 1. a) Convertidor en cascada de 2 etapas elevador. b) Convertidor Cuadrático Elevador.

Con respecto a los convertidores mencionados se puede citar algunos trabajos que tratan el aspecto de modelado [3-5]. En (Morales *et al.* 2007, Leyva *et al.* 2008) son presentados algunos diseños de controladores para satisfacer los requerimientos de regulación. Además, existe un creciente interés en proponer topologías de convertidores que provean mayores relaciones de transformación y mayor eficiencia. En este trabajo se presenta el análisis de una topología de convertidor cuadrático basado en el concepto de procesamiento de potencia redundante reducida. Así como la propuesta de dos esquemas de control para satisfacer la

regulación del voltaje de salida. El resto del trabajo está estructurado de la forma siguiente. En la Sección 2 se presenta el concepto de procesamiento de potencia redundante reducida, así como la obtención de la topología. Los modelos no-lineales y lineales de los convertidores son desarrollados en la Sección 3. Además un estudio comparativo de los modelos obtenidos con respecto a los modelos lineales de convertidores CD-CD cuadráticos tradicionales es presentado en la Sección 4. Así como simulaciones computacionales de los convertidores son mostrados. El trabajo concluye con algunos comentarios finales.

2. CONVERTIDORES CONMUTADOS CON PROCESAMIENTO DE POTENCIA REDUNDANTE REDUCIDA (P²R²).

El concepto de procesamiento de potencia redundante reducida (P²R²) fue propuesto en (Tse 2000), aplicado a convertidores con corrección de factor de potencia y regulación de voltaje. En (Tse 2001) se presenta un estudio sobre las características y propiedades que deben satisfacer las nuevas topologías para obtener esquemas que realicen la corrección de factor de potencia y regulación del voltaje de salida. En éste se estudian topologías de convertidores que presenten una estructura en no-cascada, con el objeto de que la eficiencia total del sistema se incremente. El estudio es basado en un modelo de 3 puertos el cual es mostrado en la Fig. 2. Éste consiste de un voltaje de entrada, un elemento de almacenamiento de baja frecuencia y la carga de salida. En este modelo se intenta que alguna parte de la potencia de entrada pueda ser directamente transferida a la carga a través de un solo convertidor. Esta condición puede ser descrita a través de la representación de flujo de potencia.

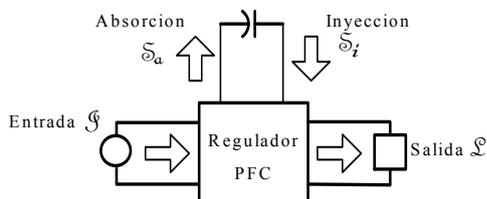


Fig. 2. Modelo de tres puertos de un regulador PFC.

La ventaja de los convertidores propuestos con respecto a la conexión en cascada está en términos de la eficiencia. El gráfico de flujo de potencia de un esquema presentados en (Tse, 2001, Morales 2014) es mostrado en la Fig. 3. Asumiendo que la eficiencia de los convertidores 1 y 2 son η_1 y η_2 respectivamente, entonces la eficiencia total es:

$$\eta_T = \eta_1 \eta_2 + (1-k) \eta_2 (1-\eta_1) \quad (2)$$

donde $k \in (0,1)$, es la relación en la cual la potencia de entrada se divide. Es importante notar que el incremento en la eficiencia es desde un punto de vista teórico, ya que la eficiencia puede ser afectada por otros parámetros tales como componentes, elementos parásitos, etc. Estos sistemas fueron originalmente propuestos para sistemas de corrección de factor de potencia, no obstante pueden ser aplicados a sistemas de

alimentación de CD-CD, debido a la interconexión de convertidor básicos empleados.

Basados en la descripción de flujo de potencia anterior, es posible derivar circuitos prácticos para cada uno de los convertidores P²R² usando convertidores básicos de CD-CD. Usando un convertidor reductor-elevador y un convertidor elevador es posible construir el convertidor cuadrático reductor. Es importante notar que la interconexión entre los convertidores básicos es a través de un esquema no-cascada, el cual es mostrado en la Fig. 4.

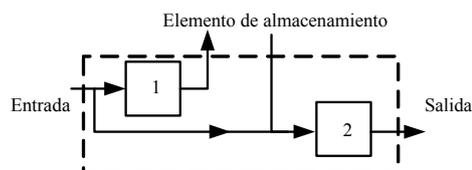


Fig. 3. Representación en gráficas de flujo de potencia de un convertidor P²R² Estructura Tipo I-IIB. (Tse 2001).

Algunas características importantes de este convertidor son: procesamiento de potencia redundante reducida (P²R²), debido a su estructura en no-cascada; la relación de conversión de voltaje resulta en una dependencia cuadrática del ciclo de trabajo (Morales-Saldaña, 2014, Yuan-Mao 2014)

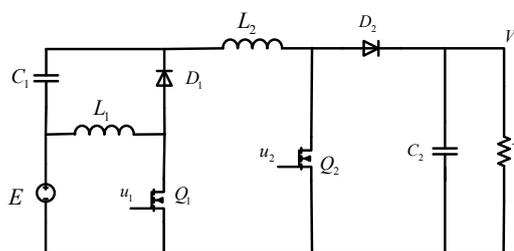


Fig. 4. Convertidores cuadráticos (P²R²) CD-CD Elevador

3. MODELADO DE CONVERTIDORES

Para el proceso de modelado y análisis se establecen las siguientes condiciones: los convertidores operan en modo de conducción continua (MCC). Además los interruptores activos Q_i son controlados simultáneamente, esto es $u=u_1=u_2$. El comportamiento dinámico de circuitos electrónicos de potencia puede ser analizado usando el concepto de modelos promedio, siendo tradicionalmente derivados para convertidores conmutados de CD-CD de alta frecuencia (Kassakian 1990) Una técnica ampliamente usada es la llamada *Espacio de Estados Promediada*, la cual permite obtener modelos de la siguiente forma:

$$\dot{x} = \widehat{A}(u)x + \widehat{B}(u)e \quad (3)$$

donde $x \in R^4$ es el vector de estados del modelo promedio,

$e \in R$ es el voltaje de entrada, \hat{A} es la matriz del sistema de dimensión $R^{4 \times 4}$, \hat{B} es el vector de entrada en R^4 . La representación (3) es no lineal debido a que la matriz \hat{A} y el vector \hat{B} dependen de la señal de control $u \in R$. Para el convertidor elevador cuadrático (P²R²) el modelo es dado en (4)

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

Las técnicas de control lineal han sido comúnmente usadas para el control de convertidores CD-CD, para lo cual es requerido un modelo lineal del convertidor. Para este fin se requiere encontrar las condiciones de estado estable del convertidor para un ciclo de trabajo nominal U , las cuales corresponden a

Convertidor Elevador Cuadrático (P²R²)

$$I_{L1} = \frac{E}{(1-U)^4 R} \quad I_{L2} = \frac{E}{(1-U)^3 R} \quad (5)$$

$$V_{C1} = \frac{EU}{(1-U)} \quad V_{C2} = \frac{E}{(1-U)^2}$$

En estas expresiones, el voltaje del segundo capacitor (voltaje de salida) es una función cuadrática del ciclo de trabajo nominal U . El proceso de linealización requiere agregar ahora perturbaciones en el ciclo de trabajo y voltaje de entrada, las cuales resultan en $u(t) = U + \tilde{u}(t)$, $e(t) = E + \tilde{e}(t)$, donde los puntos de operación nominal son representados por mayúsculas y las perturbaciones por \sim . Un modelo lineal es obtenido de la siguiente forma

$$\dot{\tilde{x}}(t) = A\tilde{x}(t) + B\tilde{v}(t) \quad (6)$$

donde $\tilde{x}(t) \in R^4$ es el vector de estados, $\tilde{v}(t) = [\tilde{u} \quad \tilde{e}]^T \in R^2$ es el vector de entradas; A es una matriz constante en $R^{4 \times 4}$ y B es una matriz constante en R^4 . Así el modelo lineal resultante para cada convertidor es:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{L1} \\ \dot{\tilde{i}}_{L2} \\ \dot{\tilde{v}}_{C1} \\ \dot{\tilde{v}}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{(1-U)}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{(1-U)}{L_2} \\ \frac{(1-U)}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(1-U)}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{(1-U)L_1} & \frac{U}{L_1} \\ \frac{E}{(1-U)^2 L_2} & \frac{1}{L_2} \\ -\frac{E}{(1-U)^4 C_1 R} & 0 \\ -\frac{E}{(1-U)^3 C_2 R} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u} \\ \tilde{e} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Los modelos obtenidos a través de las técnicas de promediado pueden describir el comportamiento dinámico del convertidor hasta un límite de frecuencia dado por la mitad de la frecuencia de conmutación. Además son válidos solo cuando el convertidor opera en modo de conducción continua. Los modelos resultantes pueden ser usados para el análisis y diseño de controladores bajo diferentes estrategias de control. Una representación útil es dada por las funciones de transferencia entre las variables de estado del convertidor con respecto al ciclo de trabajo u y el voltaje de entrada e . El objetivo de este trabajo es presentar el procedimiento de diseño de controladores bajo un esquema de control en corriente promedio, mostrado en la Fig. 5.

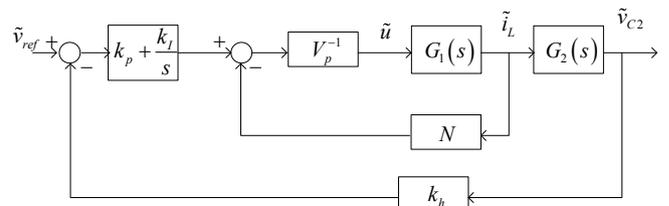


Fig. 5 Esquema de un control en modo corriente promedio de un convertidor conmutado.

En este esquema, las funciones de transferencia $G_1(s)$ y $G_2(s)$ son:

Corriente de inductor L_1

$$\frac{\tilde{i}_{L1}(s)}{\tilde{u}(s)} = G_1(s) = \frac{q_3 s^3 + q_2 s^2 + q_1 s + q_0}{s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s + p_0} \quad (8)$$

donde

$$p_3 = \frac{1}{C_2 R}; \quad p_2 = (1-U)^2 \left(\frac{1}{L_1 C_1} + \frac{1}{L_2 C_2} \right) + \frac{1}{L_2 C_1};$$

$$p_1 = \frac{(1-U)^2 L_2 + L_1}{L_1 C_1 L_2 C_2 R}; \quad p_0 = \frac{(1-U)^4}{L_1 C_1 L_2 C_2}$$

$$q_3 = \frac{E}{(1-U)L_1}; \quad q_2 = \frac{E((1-U)^2 C_1 + C_2)}{(1-U)^3 L_1 C_1 C_2 R}$$

$$q_1 = \frac{E((1-U)^2((1-U)^2 C_1 + 2C_2)R^2 + L_2)}{(1-U)^3 L_1 C_1 L_2 C_2 R^2}; \quad q_0 = \frac{4E}{(1-U)L_1 C_1 L_2 C_2 R}$$

$$\frac{\tilde{v}_{C2}(s)}{\tilde{i}_{L1}(s)} = G_2(s) = \frac{r_3 s^3 + r_2 s^2 + r_1 s + r_0}{q_3 s^3 + q_2 s^2 + q_1 s + q_0} \quad (9)$$

$$r_3 = -\frac{E}{(1-U)^3 C_2 R}; r_2 = \frac{E}{(1-U) C_2 L_2}; r_1 = \frac{E((1-U)^2 L_2 + 2L_1)}{(1-U)^3 L_1 C_1 L_2 C_2 R}$$

$$r_0 = \frac{2(1-U)E}{L_1 C_1 L_2 C_2}$$

Corriente de Inductor L_2

$$\frac{\tilde{i}_{L_2}(s)}{\tilde{u}(s)} = G_1(s) = \frac{h_3 s^3 + h_2 s^2 + h_1 s + h_0}{s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 + p_0} \quad (10)$$

$$p_3 = \frac{1}{C_2 R}; p_2 = (1-U)^2 \left(\frac{1}{L_1 C_1} + \frac{1}{L_2 C_2} \right) + \frac{1}{L_2 C_1}$$

$$p_1 = \frac{(1-U)^2 L_2 + L_1}{L_1 C_1 L_2 C_2 R}; p_0 = \frac{(1-U)^4}{L_1 C_1 L_2 C_2}$$

$$h_3 = \frac{E}{(1-U)^2 L_2}; h_2 = \frac{E(2(1-U)^2 C_1 - C_2)}{(1-U)^4 L_2 C_1 C_2 R}$$

$$h_1 = \frac{E(2(1-U)^4 C_2 R^2 - L_1)}{(1-U)^4 L_1 C_1 L_2 C_2 R^2}; h_0 = \frac{3E}{L_1 C_1 L_2 C_2 R}$$

$$\frac{\tilde{v}_{C_2}(s)}{\tilde{i}_{L_2}(s)} = G_2(s) = \frac{g_3 s^3 + g_2 s^2 + g_1 s + g_0}{h_3 s^3 + h_2 s^2 + h_1 s + h_0} \quad (11)$$

$$g_3 = -\frac{E}{(1-U)^3 C_2 R}; g_2 = \frac{E}{(1-U) C_2 L_2}; g_1 = \frac{E((1-U)^2 L_2 + 2L_1)}{(1-U)^3 L_1 C_1 L_2 C_2 R}$$

$$g_0 = \frac{2(1-U)E}{L_1 C_1 L_2 C_2}$$

El bloque con ganancia N corresponde a la ganancia en la retroalimentación de la corriente del inductor, k_h es la ganancia de la retroalimentación del voltaje de salida, el controlador propuesto es un controlador PI, es importante mencionar que aunque es un controlador simple ofrece un desempeño excelente para aplicaciones de regulación, así como establecer un punto de referencia de las capacidades del convertidor redundante. El proceso de diseño del sistema regulador se realiza siguiendo la guía propuesta. a) Se implementa el lazo de corriente retroalimentando la corriente del inductor y se determina la ganancia del lazo N , obteniendo la función de transferencia $\tilde{v}_{C_2}(s)/\tilde{v}_{control}(s)$, posteriormente 2) se seleccionan los parámetros del controlador de acuerdo a criterios de estabilidad relativa basados en la respuesta en frecuencia. Este procedimiento se realiza en escenarios diferentes, uno en donde es usada la corriente del inductor L_1 para aspectos de retroalimentación y el otro usa la corriente del inductor L_2 . El procedimiento y resultados de simulación son presentados en las secciones siguientes.

4. PROCEDIMIENTO

4.1 Corriente de inductor 1

Para realizar el diseño del controlador se consideran los parámetros del convertidor cuadrático redundante los cuales son listados en la siguiente tabla

| | | | |
|----------------------------|--------|--------------|--------|
| Potencia de salida | 23 W | Carga R | 100 Ω |
| Voltaje de Entrada E | 12 V | Inductor L1 | 196 μH |
| Voltaje de salida VC2 | 48 V | Inductor L2 | 767 μH |
| Ciclo de trabajo nominal U | 0.5 | Capacitor C1 | 100 μF |
| Frecuencia de conmutación | 50 Khz | Capacitor C2 | 220 μF |

Considerando los parámetros anteriores se implementa el procedimiento de diseño, donde se considera el lazo interno, el cual se forma al retroalimentar la corriente del inductor L_1 , a través de una ganancia N .

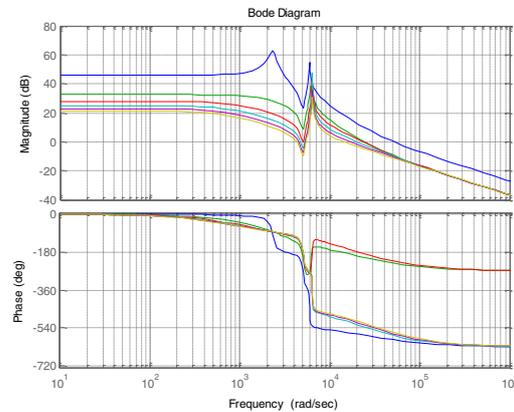


Fig. 6. Respuesta en Frecuencia de $\tilde{v}_{C_2}(s)/\tilde{v}_{control}(s)$ para diferentes valor de N .

En la Fig. 6 se presenta la respuesta en frecuencia de $\tilde{v}_{C_2}(s)/\tilde{v}_{control}(s)$ del convertidor redundante para diferentes valores de N . Aquí se observa que algunas de las gráficas presentan un comportamiento poco común en la fase y esto sugiere la presencia polos en el lado derecho, con lo cual se restringe el valor de N . Elijiendo el valor de $N=0.7$, se compara la respuesta de la función en lazo abierto $\tilde{v}_{C_2}(s)/\tilde{u}(s)$ y en lazo cerrado $\tilde{v}_{C_2}(s)/\tilde{v}_{control}(s)$ en donde se observa como el lazo de corriente atenúa totalmente el pico de resonancia de baja frecuencia y reduce el pico de alta frecuencia siendo estos asociados a las redes $L-C$, Fig. 7 Además, la gráfica de la fase es también suavizada. Para diseñar el lazo externo de voltaje se propone una ganancia de retroalimentación k_h de tal forma que el pico de resonancia que permanece en $\tilde{v}_{C_2}(s)/\tilde{v}_{control}(s)$ se ubique debajo del eje de 0db. Posteriormente se incluye un controlador PI que tiene la forma de

$$K(s) = K_p + \frac{K_I}{s} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (12)$$

Donde el cero del controlador se encuentra en $\omega_c = 1/T_i$ y la ganancia de controlador está dada por K_p . Considerando una

ganancia $k_h = 0.01$ y un cero en $\omega_c = 1000$ rad, además la ganancia $K_p = 1$ resulta en un controlador dado por

$$K(s) = \left(1 + \frac{1000}{s}\right) \quad (13)$$

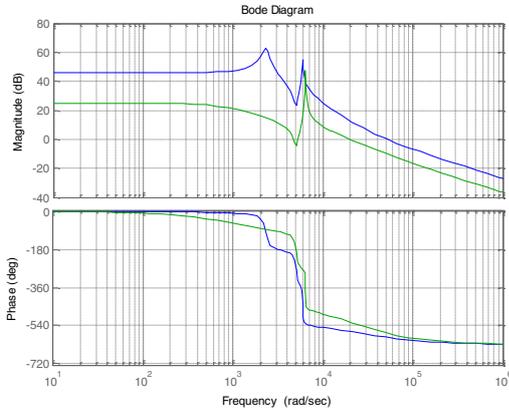


Fig. 7 Respuesta en frecuencia a) azul $\tilde{v}_{C2}(s)/\tilde{u}(s)$. b) verde $\tilde{v}_{C2}(s)/\tilde{v}_{control}(s)$ para $N=0.7$.

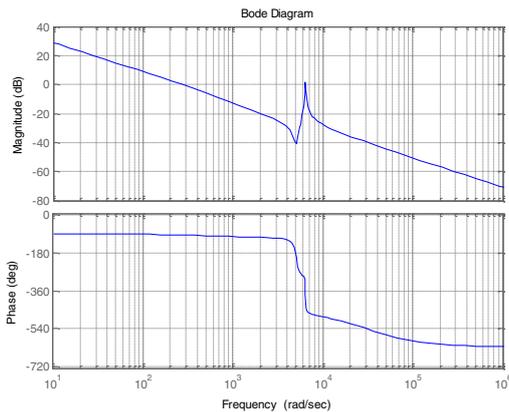


Fig. 8 Respuesta en frecuencia de ganancia de lazo con el control en la corriente inductor 1

4.2 Corriente de inductor 2

Otro esquema que permite abordar el problema de regulación del voltaje de salida de este convertidor es el uso de un esquema de control en modo corriente promedio pero ahora usando la corriente de L_2 para fines de retroalimentación. Usando ahora la corriente i_{L2} se forma el lazo de corriente a través de la ganancia N . En la Fig. 9 se muestran las respuestas de $\tilde{v}_{C2}(s)/\tilde{v}_{control}(s)$ para diferentes valores de N . Como se observa, el efecto del lazo de retroalimentación de corriente se refleja en la atenuación prácticamente de todos los picos de resonancia de $\tilde{v}_{C2}(s)/\tilde{v}_{control}(s)$. Al reducir los picos de resonancia permite incrementar el ancho de banda del sistema y esto se ve reflejado en la elección de las ganancias de retroalimentación de voltaje y del controlador propuesto.

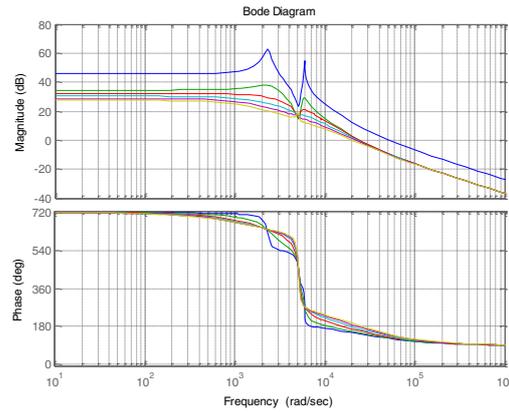


Fig. 9 Respuesta en frecuencia de ganancia de lazo con el control en la corriente inductor 1
 De forma similar que en la subsección anterior se elige el valor de la ganancia $k_h = 0.1$ y se elige un valor de $N=0.7$. El controlador propuesto ahora es

$$K(s) = 2 \left(1 + \frac{1200}{s}\right) \quad (14)$$

Una gráfica comparativa de la ganancia de lazo obtenida con los diferentes esquemas de control es mostrada en la Fig. 10. Como se observa, la ganancia de lazo usando la corriente del segundo inductor tiene mayor ancho de banda debido a la atenuación de los picos de resonancia por el lazo de corriente y a baja frecuencia presenta mayor ganancia resultando en un mejor rechazo a perturbaciones e insensibilidad a incertidumbres. Esto será mostrado en la respuesta temporal que se mostrara en la siguiente sección.

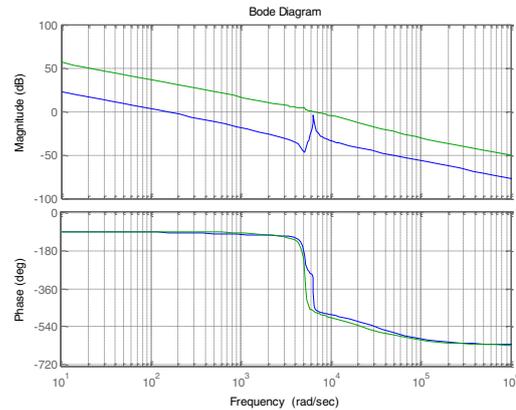


Fig. 10 Ganancia de lazo del regulador bajo control de corriente promedio a) Corriente de inductor L_1 (azul); b) Corriente de inductor L_2 (verde).

5. SIMULACIONES

La respuesta a diferentes condiciones de operación es mostrada a continuación. La Fig. 11 se muestra la respuesta del regulador usando los esquemas propuestos. La respuesta verde corresponde al control usando la corriente del inductor

L_2 , como se observa la respuesta es rápida en comparación a la respuesta del sistema cuando se usa la corriente del inductor L_1 , además no presenta sobretiro resultando en un mejor desempeño del regulador. Con el objeto de determinar la robustez del regulador se presenta cambios de carga y se observó la respuesta del voltaje de salida, el detalle de las repuestas son mostradas en la Fig. 12. Bajo el esquema usando la corriente del inductor L_1 , se aprecia que la magnitud de la variación en el voltaje de salida es 12% del valor nominal del voltaje, además el tiempo de recuperación requerido es grande. Usando la corriente del inductor 2, la variación del voltaje de salida es 2% resultando en una mejor respuesta del sistema además, el tiempo de recuperación es muy pequeño en comparación a la respuesta anterior.

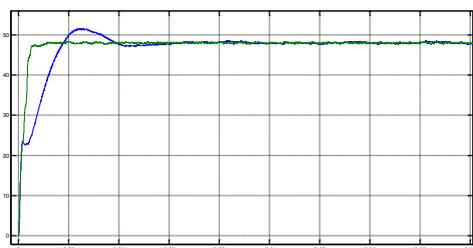


Fig. 11 Respuesta del regulador (convertidor + controlador) bajo control de corriente promedio a) Corriente de inductor L_1 (azul); b) Corriente de inductor L_2 (verde).

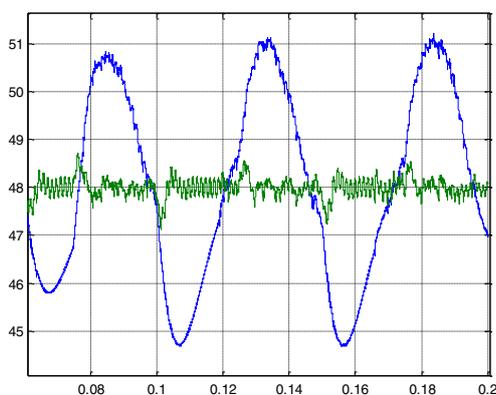


Fig. 12 Detalle del voltaje de salida del regulador (convertidor + controlador) bajo cambios de carga a) azul corriente de inductor L_1 ; b) verde, Corriente de inductor L_2 .

6. CONCLUSIONES

El desarrollo de nuevas topologías de convertidores conmutados es un campo de continua evolución, en donde las áreas de oportunidad se encuentran en el modelado, operación y control para lograr que estos satisfagan los requerimientos de desempeño. En este trabajo se realiza el modelado y control de un convertidor elevador cuadrático con procesamiento de potencia redundante reducida, en el cual se establece un escenario de comparación en la regulación y robustez del convertidor bajo dos esquemas diferentes de control en corriente promedio. Es importante mencionar que el aspecto de implementación y resultados experimentales será tratado en posteriores trabajos, así como establecer selección óptima de

los parámetros del controlador y un estudio comparativo del desempeño entre diferentes esquemas de control lineal y no lineal.

REFERENCES

- Kassakian J. G., M.F. Schlecht and G. C. Verguese, Principles of Power Electronics, Addison-Wesley Publishing Company, (1991).
- Lou F.L. and H. Ye (2003). Advanced DC/DC converters. CRC Press.
- Maksimovic D. and S. Cuk.: Switching Converters with wide ed conversion range. IEEE Trans. on Power Electr. 6, 151-157, (1991).
- Matsuo H. and K. Harada.: The cascade connection of switching regulators. IEEE Trans. on Ind. Electr. 12, 192-198, (1976).
- Middlebrook R. D.: Topics in Multiple-Loop Regulators and Current-Mode Programming. IEEE Trans. on Power Electron, 2, 109-124, (1987).
- Morales-Saldaña J.A., E.E. Carbajal-Gutiérrez and J. Leyva-Ramos.: Modeling of Switch-mode DC-DC cascade converter. IEEE Trans. on Aerospace and Electr. Syst. 38, 295-299, (2002).
- Morales-Saldaña J.A., R. Galarza-Quirino, J. Leyva-Ramos, E.E Carbajal-Gutierrez and M.G. Ortiz-Lopez. Multiloop Controller Design for a Quadratic Boost Converter. IEE Proc. on Elec. Power Appl. 1, 362-367, (2007)
- Morales-Saldaña J.A., R. Loera-Palomo, E. Palacios-Hernandez and J.L. Gonzalez-Martinez. Modelling and control of a DC-DC quadratic boost converter with $R^2 P^2$. IET Power Electronic 7(1), 11-22, (2014)
- Ortiz-Lopez M.G., J. Leyva-Ramos, L.H. Diaz-Saldierna , J.M.Garcia-Ibarra and E.E. Carbajal-Gutierrez: Current-Mode Control For a Quadratic Boost Converter with a Single Switch. 38th IEEE PESC 07, Orlando, USA, (2007).
- Redl R. and N. O. Sokal.: Current-Mode Control, Five Types, Used with Three Basic Classes of Power Converters: Small-Signal AC and Large-Signal DC Characterization, Stability Requirements, and Implementation of Practical Circuits. IEEE Publication 0275-9306, pp. 771-785, (1989)
- Ridley R. B., B.H. Cho and F.C. Lee.: Analysis and Interpretation of Loop Gains of Multiloop-Controlled Switching Regulators. IEEE Trans. on Power Electr., 3
- Tse C.K. and M. Chow.: Theoretical study of switching converters with power factor correction and output regulation. IEEE, Trans. on Circ. and Syst. I., 47, 1047-1055, (2000).
- Tse C.K., M. Chow and M. Cheung.: A Family of PFC voltage regulators with reduced redundant power processing. IEEE, Trans. on Power Electr. 16, 794-802, (2001).
- Veerachary M.: General Rules for signal flow graph modeling and analysis of dc-dc converters. IEEE Trans. on Aerospace and Electr. Syst. 40, 259-271, (2004).
- Yuan-mao Y., K. W. E. Cheng, Quadratic boost converter with low buffer capacitor stress, IET Power Electronic 7(5), 1162-1170, (2014)