

Técnica de control de rápida respuesta dinámica para convertidores DC/DC integrados de alta frecuencia (5MHz)

M. del Viejo, P. Alou, J. A. Oliver, O. García, J. A. Cobos

Resumen—Una frecuencia de conmutación de 5MHz permite la integración en un chip de un convertidor DC/DC de baja potencia (10W). Aunque a esta frecuencia de conmutación es posible emplear un control modo tensión con un ancho de banda de 1MHz, los efectos parásitos y la robustez del sistema no permiten esa frecuencia de ancho de banda tan elevada. En esta publicación se propone una técnica de control que optimiza la respuesta dinámica de convertidores DC/DC de elevada frecuencia de conmutación. El control propuesto y analizado se basa en el control modo corriente de pico de la corriente del condensador de salida de un convertidor reductor (Buck). El lazo de corriente del condensador de salida proporciona la rápida respuesta dinámica, ya que se comporta como un feed-forward de la corriente por la carga, mientras que el lazo de tensión proporciona regulación y exactitud en régimen permanente. Los resultados experimentales han validado la rápida respuesta dinámica del control frente a escalones de carga.

Índice de términos—convertidores DC/DC, control modo corriente de pico, alta frecuencia, rápida respuesta dinámica, integración.

I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, muchas aplicaciones de fuentes de alimentación requieren una rápida respuesta dinámica. La implementación de un sistema de control lineal con una rápida respuesta dinámica implica un incremento en la frecuencia de conmutación, y esto favorece la integración del sistema completo. Por otro lado, el elevado ancho de banda que es necesario en controles lineales es difícil de obtener debido a efectos parásitos, tolerancias de componentes y amplificadores de error no ideales. Una técnica para hacer frente a estas limitaciones es la combinación de un control lineal y un control no-lineal [1].

El control V^2 [2], [3], [4] o el control por histéresis [4] son estrategias de control no lineales ampliamente conocidas. Ambas técnicas de control requieren el sensado del rizado de la tensión de salida, que es muy pequeño comparado con el valor de continua y es muy sensible a efectos parásitos. También es necesario un rizado de tensión de salida triangular dado por la ESR del condensador de salida (el valor de ESR debe ser dominante o se tendrá que añadir una resistencia adicional que empeorará la regulación frente a cambios en la carga).

La combinación de control lineal y no lineal propuesto en [1] se basa en un control por histéresis sobre la corriente del

condensador de salida (C_{out}) de un convertidor reductor. Esta técnica consigue un rápido control frente a escalones de carga ya que la corriente del condensador reacciona inmediatamente (Figura 1). El problema es cómo medir la corriente del condensador de salida, pero ésta puede ser estimada con el método descrito en [5]. Esta técnica de control proporciona una rápida respuesta dinámica frente a escalones de carga. Sin embargo, este método sufre algunas limitaciones como son: frecuencia variable, operación y control limitados por el ancho de la banda de histéresis y alta sensibilidad a desajustes del sensor de corriente [5].

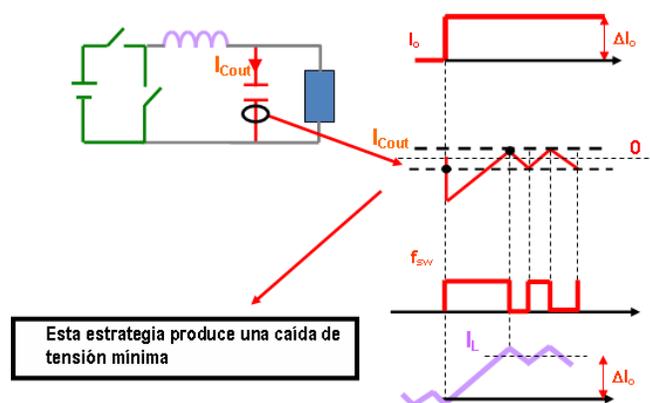


Figura 1. Control por histéresis sobre la corriente del condensador de salida.

El control propuesto en esta publicación evita estos problemas. Se basa en el control modo corriente de pico sobre la corriente del condensador de salida descrito en [6] pero empleando un sensor no invasivo para la estimación de la corriente del condensador de salida [5]. El sensor utilizado en [6] es invasivo (transformador de corriente) y tendría un efecto negativo sobre la respuesta dinámica del control.

II. SOLUCIÓN PROPUESTA

A. Principios de funcionamiento del control propuesto

El control propuesto y analizado se basa en el control modo corriente de pico de la corriente del condensador de salida de un convertidor reductor (Figura 2).

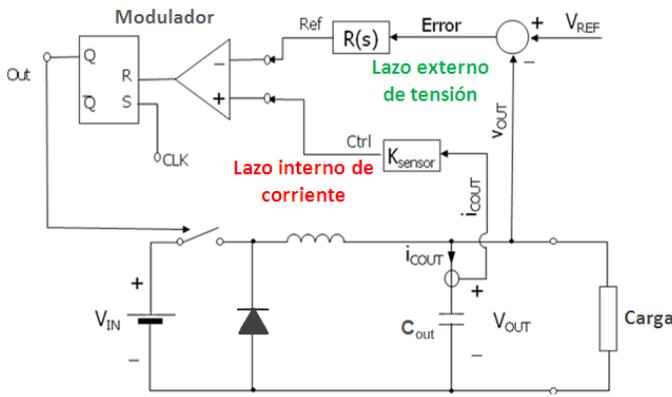


Figura 2 Control modo corriente de pico de la corriente de C_{out} .

La corriente del condensador de salida se mide con el sensor descrito en [5]. La señal obtenida en el sensor se compara con la señal del amplificador de error del lazo externo de tensión. Cuando la señal del sensor alcanza la referencia, el MOSFET principal se abre. Después, y gracias al latch RS, cuando acaba el periodo de conmutación el MOSFET principal se cierra (Figura 3). Por lo tanto este control evita el problema de la frecuencia variable y al basarse en la medida de la corriente del condensador de salida mejora la respuesta dinámica. El lazo de corriente del condensador de salida proporciona rápida respuesta dinámica frente a cambios en la carga, ya que se comporta como un feed-forward de la corriente de la carga, mientras que el lazo de tensión proporciona regulación y exactitud en régimen permanente. La limitación del control modo corriente de pico se presenta en forma de oscilación subarmónica para ciclos de trabajo mayores al 50%. Para evitarlo hay que añadir una rampa de compensación (Figura 3). Además, esta rampa de compensación ayuda a disminuir la sensibilidad de esta técnica de control frente a efectos parásitos y desajustes en el sensor. Por otro lado, cuanto mayor sea esta rampa peor será la respuesta dinámica del sistema. Por lo tanto se debe llegar a un compromiso entre ambos efectos de la rampa de compensación.

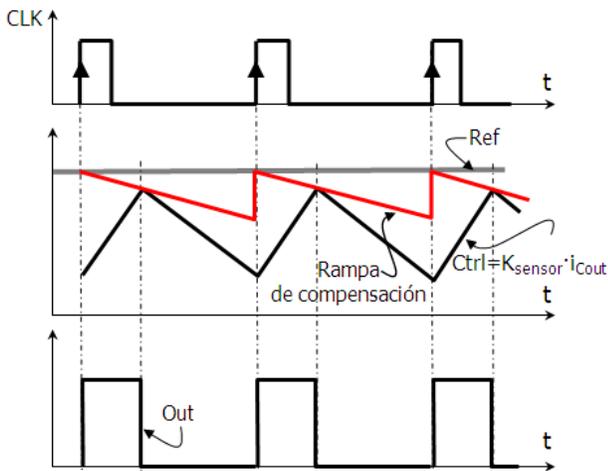


Figura 3. Funcionamiento del control propuesto. Introducción de rampa de compensación.

B. Diseño del lazo externo de tensión

El diseño del lazo externo de tensión se ha realizado con un modelo promediado simplificado del control modo corriente de pico [7] de un convertidor reductor (Figura 4). No se ha incluido la rampa de compensación ya que su amplitud es pequeña y el modelo es suficientemente adecuado como se muestra en las simulaciones (Figura 5).

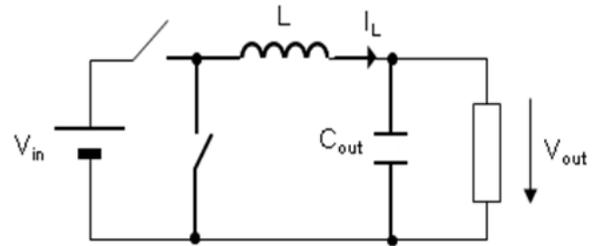


Figura 4. Convertidor reductor (Buck).

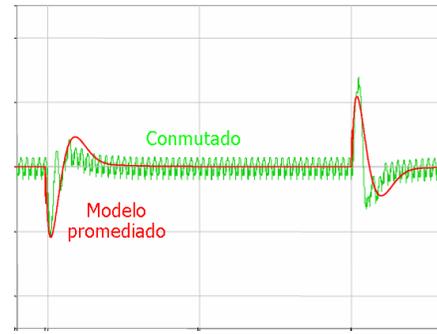


Figura 5. Respuesta frente a escalón de carga del convertidor conmutado y del modelo promediado.

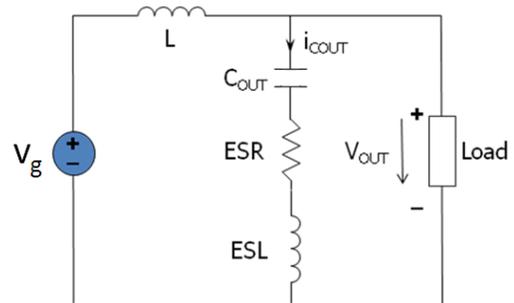


Figura 6. Modelo promediado de un convertidor reductor.

La fuente de alimentación v_g en el modelo promediado (Figura 6) es una fuente dependiente cuyo valor es:

$$v_g = v_{in} \cdot 2 \cdot L \cdot f_{sw} \cdot \frac{I_{ref} - \langle i_{Cout} \rangle}{v_{in} - v_{out}} \quad (1)$$

donde v_{in} es la tensión de alimentación instantánea, v_{out} la tensión de salida instantánea, L la bobina del filtro de salida, f_{sw} la frecuencia de conmutación, $\langle i_{Cout} \rangle$ el valor medio de la corriente del condensador de salida y I_{ref} la referencia de salida del regulador de tensión. El valor en régimen permanente de I_{ref} se calcula como el valor de pico de la corriente del

condensador de salida considerando valores medios y asumiendo $\langle i_{Cout} \rangle = 0$. Su valor se calcula con la ecuación 2:

$$I_{ref} = \frac{V_{in} - V_{out}}{2 \cdot L \cdot f_{sw}} \cdot \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (2)$$

El regulador de tensión se ha diseñado para dos anchos de banda del lazo externo de tensión: 10kHz y 50kHz. Teniendo en cuenta el esquema de la Figura 4 y siendo $V_{in}=3V$, $V_{out}=1V$, $f_{sw}=500kHz$, $L=700nH$ y $C_{out}=50\mu F$, la Figura 7 y la Figura 8 muestran la respuesta simulada del control propuesto con los reguladores de tensión lento ($\Delta B=10$ kHz) y rápido ($\Delta B=50$ kHz). La caída de tensión es similar en ambos casos y muy baja (20mV) (Figura 7) proporcionando un tiempo de recuperación más rápido el lazo de tensión más rápido ($\Delta B=50$ kHz), como se esperaba. La respuesta del control es muy rápida y la corriente por la bobina cambia rápidamente (Figura 8), gracias al lazo de la corriente por el condensador de salida, tardando sólo dos ciclos en alcanzar el nuevo estado de equilibrio.

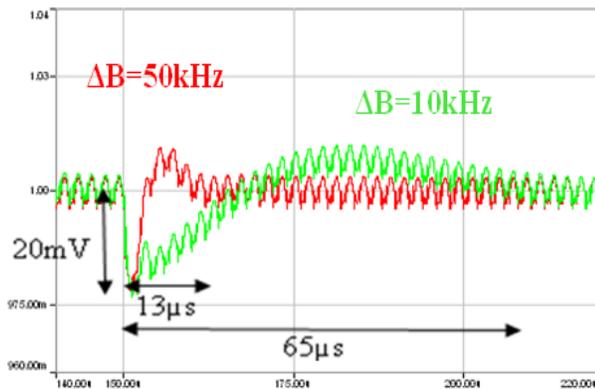


Figura 7. Respuesta de la tensión de salida frente a escalón de carga de 2A de amplitud y una pendiente de 10A/μs.

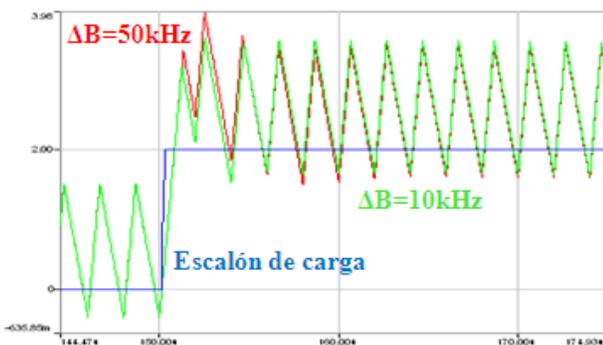


Figura 8. Respuesta de la corriente por la bobina frente a escalón de carga de 2A de amplitud y una pendiente de 10A/μs.

La respuesta del control con el lazo de tensión con un ancho de banda de 50kHz se detalla en la Figura 9. La señal de control es la corriente del condensador sensada más la rampa de compensación. La amplitud de la rampa de compensación debe ser lo suficientemente grande como para evitar oscilaciones subarmónicas para ciclos de trabajo mayores al 50% y reducir efectos parásitos, pero también debe ser lo

suficientemente pequeña para reducir su influencia en la respuesta dinámica del sistema. Cuando se produce un escalón de carga de subida la señal de control cae inmediatamente, ya que así reacciona la corriente por el condensador de salida. La señal de referencia obtenida en lazo externo de tensión cambia ya que hay un error entre la tensión de salida y la tensión de referencia hasta que se alcanza el nuevo punto de equilibrio.

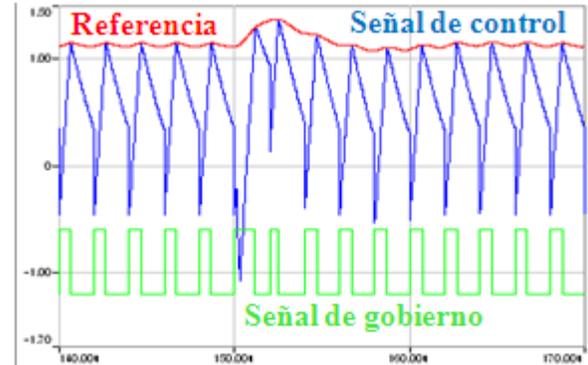


Figura 9. Respuesta frente a escalón de carga de 2A de amplitud y una pendiente de 10A/μs de la señal de referencia, señal de control y señal de gobierno del MOSFET principal. La señal de control es la corriente del condensador sensada más la rampa de compensación.

III. COMPARACIÓN DEL CONTROL PROPUESTO CON EL CONTROL MODO TENSIÓN DE ELEVADO ANCHO DE BANDA

El control propuesto (con un lazo externo de tensión con un ancho de banda de 50kHz) se puede comparar con el control modo tensión. Esta comparación se ha realizado mediante simulación siendo $V_{in}=3V$, $V_{out}=1V$, $f_{sw}=500kHz$, $L=700nH$ y $C_{out}=50\mu F$ (Figura 4). Como se muestra en las simulaciones (Figura 10 y Figura 11) se ha conseguido una respuesta dinámica similar y una misma caída de tensión comparando el control propuesto con un lazo externo de tensión de 50kHz de ancho de banda y un control modo tensión con un ancho de banda de 200kHz. Esto quiere decir que, con el control propuesto, se necesita un ancho de banda cuatro veces menor, haciendo más fácil la integración e implementación del sistema.

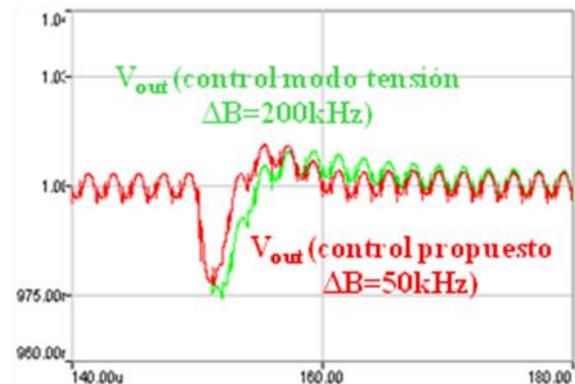


Figura 10. Respuesta de la tensión de salida frente a escalón de carga de 2A de amplitud y una pendiente de 10A/μs.

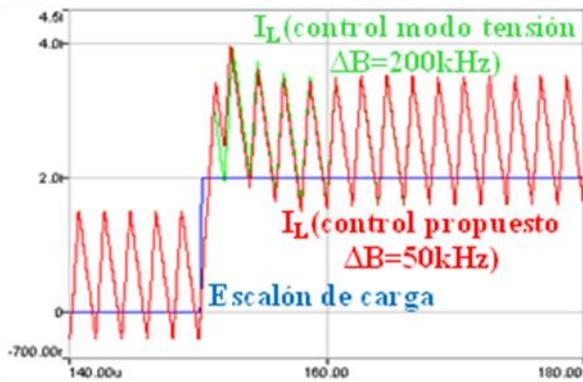


Figura 11. Respuesta de la corriente por la bobina frente a escalón de carga de 2A de amplitud y una pendiente de 10A/μs.

Si la frecuencia de conmutación del convertidor es de 5MHz, la comparación se hace más interesante. En este caso $V_{in}=3V$, $V_{out}=1V$, $f_{sw}=5MHz$, $L=100nH$ y $C_{out}=10\mu F$ (Figura 4). La comparación ahora se hace entre el control propuesto con un ancho de banda de 50kHz y el control modo tensión con un ancho de banda de 1MHz (limitado en este caso por los parásitos del condensador de salida, en otros casos podría ser un ancho de banda incluso mayor).

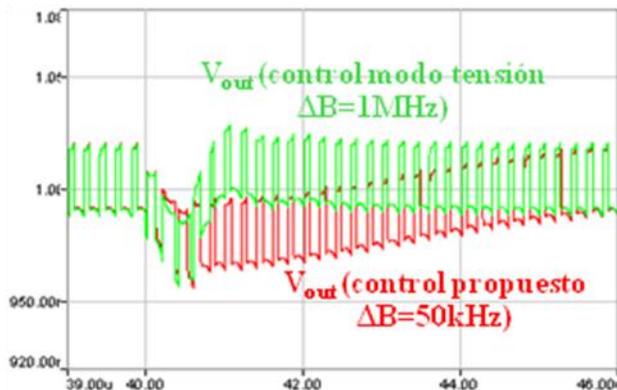


Figura 12. Respuesta de la tensión de salida frente a escalón de carga de 6A de amplitud y una pendiente de 10A/μs.

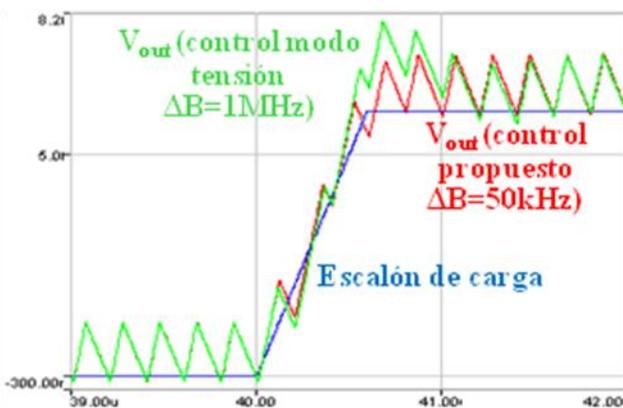


Figura 13. Respuesta de la corriente por la bobina frente a escalón de carga de 6A de amplitud y una pendiente de 10A/μs.

Como se muestra en la Figura 12 y la Figura 13, el control propuesto con un lazo externo de tensión con un ancho de banda de 50kHz presenta la misma caída de tensión que el

control modo tensión con un ancho de banda de 1MHz. Sus respuestas dinámicas son también similares. Desde un punto de vista práctico el diseño e implementación de un control lineal con un ancho de banda de un 1MHz es difícil debido a efectos parásitos. Con el control propuesto el ancho de banda necesario es 20 veces menor que en el control modo tensión, facilitando la implementación. Además, la frecuencia de conmutación se puede aumentar y, por lo tanto, el tamaño de los componentes se puede reducir. La reducción del tamaño de los componentes y del ancho de banda hace más factible la integración e implementación de todo el sistema, control y etapa de potencia.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Los resultados experimentales se han obtenidos a partir de un convertidor reductor (Figura 14) siendo $V_{in}=3V$, $V_{out}=1V$, $f_{sw}=500kHz$, $L=700nH$ and $C_{out}=4\mu F$. La plataforma experimental del sensor de corriente del condensador de salida utilizada para obtener los resultados experimentales se muestra en la Figura 15.

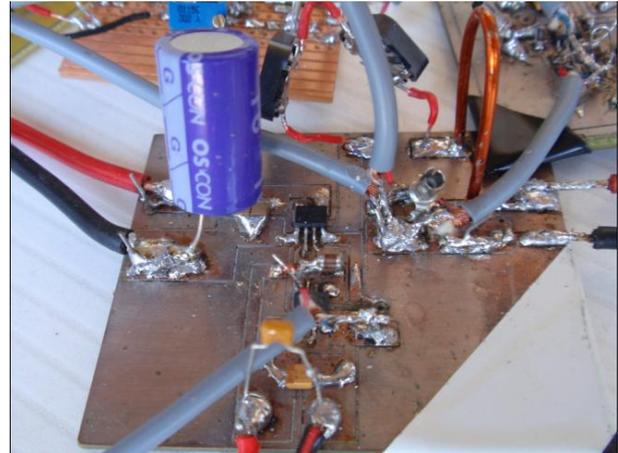


Figura 14. Plataforma experimental para la etapa de potencia.

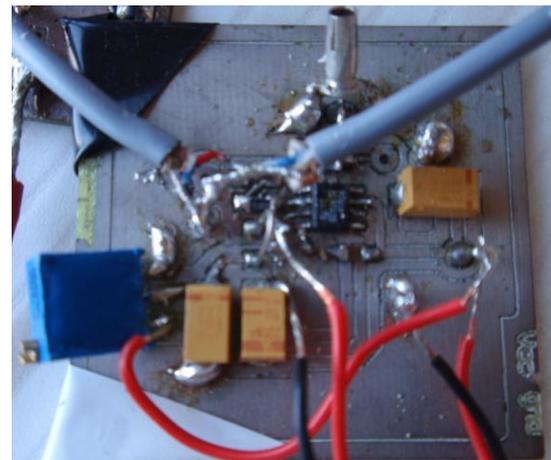


Figura 15. Plataforma experimental para el sensor de corriente del condensador de salida.

Para la etapa de control (Figura 16) se ha empleado primero un amplificador operacional para realizar la suma de la señal obtenida en el sensor de corriente del condensador de salida y

de la rampa de compensación. Después se utiliza el integrado comercial UC3823 que internamente contiene:

- Un operacional, que permite implementar el regulador del lazo de tensión.
- Un comparador, para comparar la referencia obtenida en el regulador de tensión con la suma de la señal del sensor y la rampa de compensación y obtener los pulsos para gobernar los MOSFETS.
- Un latch RS, que evita que se produzca más de un disparo en cada periodo y asegura la frecuencia constante.
- Además genera internamente una rampa que es la empleada como compensación en el control.

Al emplear un integrado comercial para la implementación de control propuesto la frecuencia de conmutación está limitada por éste (en el caso del UC3823 la frecuencia máxima es de 1MHz). Considerando esto, la frecuencia seleccionada para realizar las pruebas experimentales es de 500kHz. Los resultados experimentales obtenidos, y teniendo en cuenta también los resultados de simulación, se pueden extrapolar para una frecuencia de 5MHz.

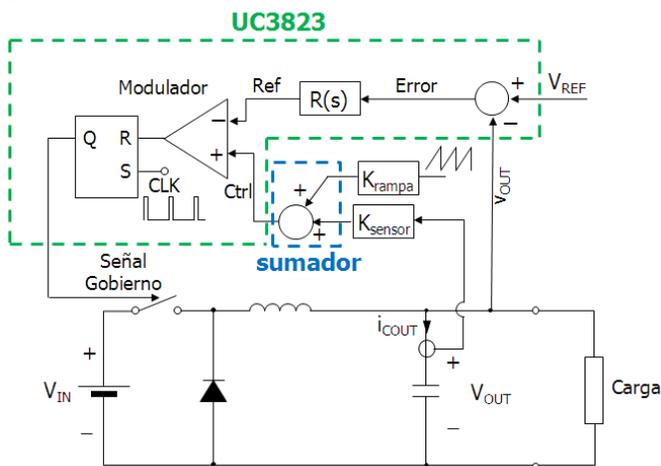


Figura 16. Esquema y detalle del control empleado e implementado para la obtención de los resultados experimentales.

Como se esperaba, y así se demuestra en la Figura 17 y la Figura 18, la respuesta dinámica del control propuesto es muy rápida. Cuando se produce el escalón de carga el control reacciona instantáneamente saturando el ciclo de trabajo en los escalones de carga de subida (Figura 17) o manteniendo el MOSFET principal abierto en los escalones de carga de bajada (Figura 18). Sólo se necesitan dos ciclos de conmutación para alcanzar el nuevo punto de equilibrio. La caída de la tensión de salida es de 250mV, pero se debe tener en cuenta que el condensador de salida es de sólo 4µF.

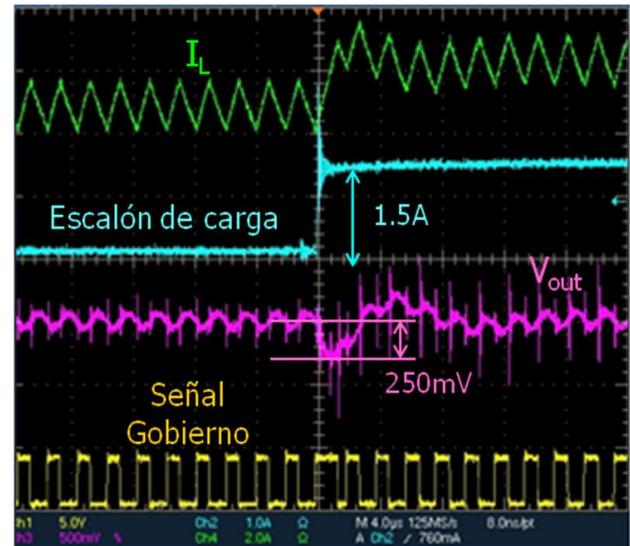


Figura 17. Resultados experimentales. Escalón de carga de subida de 1.5A (1A/div). Corriente por la bobina I_L (2A/div), tensión de salida V_{out} (500mV/div) y señal de gobierno del MOSFET principal (5V/div).

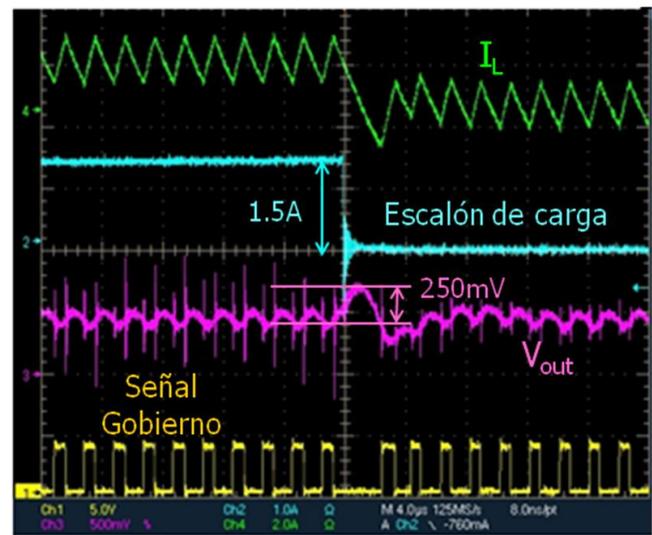


Figura 18. Resultados experimentales. Escalón de carga de bajada de 1.5A (1A/div). Corriente por la bobina I_L (2A/div), tensión de salida V_{out} (500mV/div) y señal de gobierno del MOSFET principal (5V/div).

V. CONCLUSIONES

El control propuesto se basa en el control modo corriente de pico de la corriente del condensador de salida descrito en [6] pero utilizando un sensor no invasivo para la corriente del condensador de salida [5]. Las ventajas de este control son: frecuencia de conmutación constante, rápida respuesta dinámica, ya que se comporta como un feed-forward de la corriente de la carga, y baja sensibilidad frente a efectos parásitos gracias a la rampa de compensación.

Como se muestra en las simulaciones con una frecuencia de conmutación de 5MHz el control propuesto con un lazo externo de tensión con un ancho de banda de 50kHz tiene la misma caída de tensión que el control modo tensión con un ancho de banda de 1MHz. Sus respuestas dinámicas son también similares. Esto significa un ancho de banda 20 veces menor, lo que facilita el diseño e implementación del control.

Este control es muy apropiado para aplicaciones de alta frecuencia como los convertidores DC/DC integrados. Finalmente, los resultados experimentales han verificado la rápida respuesta dinámica del control propuesto frente a escalones de carga.

REFERENCIAS

- [1] A. Soto, P. Alou and J.A. Cobos, "Non-Linear Digital control Breaks Bandwidth Limitations", in Proceedings of 2006 Applied Power Electronics Conference APEC '06.
- [2] D. Goder and W. R. Pelletier, " V^2 architecture provides ultra-fast transient response in switch mode power supplies", in Proceedings of HFPC Power Conversion 1996.
- [3] J. Li and F. C. Lee, "Modeling of the V^2 type current-mode control," in proc. IEEE APEC'09.
- [4] Richard Redl and Jian Sun, "Ripple-Based Control of Switching Regulators—An Overview", in IEEE Transactions On Power Electronics, vol. 24, no. 12, December 2009.
- [5] S.C. Huerta, P. Alou, J.A. Oliver, O. Garcia, J. A. Cobos, A. Abou-Alfotouh, "Design methodology of a non-invasive sensor to measure the current of the output capacitor for a very fast nonlinear control", IEEE Applied Power Electronics Conference APEC'09.
- [6] G. K. Schoneman and D. M. Mitchell, "Output impedance considerations for switching regulators with current-injected control ", IEEE 1989.
- [7] Robert W. Erickson and Dragan Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics", Ed. Kluwer Academic Publications.