

# Diseño e Implementación de un Convertidor DC/DC Híbrido

Herminio Martínez <sup>(1)</sup>, Alfonso Conesa <sup>(1)</sup>, Eduard Alarcón <sup>(2)</sup> y Alberto Poveda <sup>(2)</sup>

Departamento de Ingeniería Electrónica

<sup>(1)</sup>Escuela Universitaria de Ingeniería

Técnica Industrial de Barcelona (EUETIB)

C/ Comte d'Urgell, 187. 08036. Barcelona. SPAIN

{herminio.martinez, alfonso.conesa}@upc.edu

Universidad Politécnica de Cataluña (UPC)

<sup>(2)</sup>Escuela Técnica Superior de Ingeniería

de Telecomunicación de Barcelona (ETSETB)

C/ Gran Capitán s/n, Edificio C4, 08034. Barcelona. SPAIN.

{ealarcon, evidal, poveda}@eel.upc.edu

**Resumen**— El presente artículo muestra el diseño y realización práctica de una topología mixta o híbrida lineal–conmutada para convertidores de potencia DC/DC, formada por un regulador lineal de tensión y un convertidor conmutado DC/DC. El regulador lineal serie tiene como objetivo el cancelar los rizados de salida y proporcionar respuestas rápidas frente a variaciones de carga, mientras que el regulador conmutado, en paralelo con el lineal, permite proporcionar a la carga prácticamente la totalidad de la corriente demandada por la misma. La finalidad de la topología es la de obtener altos rendimientos, propios de los convertidores conmutados DC/DC, pero aprovechando las convenientes características de regulación que poseen los reguladores lineales serie de tensión. En el presente artículo se detalla el proceso de diseño e implementación de un convertidor híbrido de 80 W que permite alimentar cargas con tensiones de salida fácilmente ajustables. El diseño implementado ha permitido obtener corrientes de salida de hasta 8 A para tensiones de salida de hasta 10 V, con excelentes regulaciones tanto de línea como de cargas.

**Palabras Clave**— Convertidores de potencia continua–continua, reguladores lineales, control de convertidores de potencia.

## I. INTRODUCCIÓN

Los convertidores DC/DC híbridos [1]–[3], son circuitos en los que convergen, en una misma estructura, las ventajas presentes en las dos alternativas típicas existentes para la realización de reguladores de tensión:

- **Reguladores lineales serie de tensión.** Son estructuras ampliamente utilizadas desde hace varias décadas [4]–[9] en sistemas de alimentación que necesiten consumos bajos o relativamente moderados. Las ventajas que hacen que nos decantemos por utilizar este tipo de reguladores son claras: son estructuras bien conocidas, fáciles de diseñar e implementar, tanto a nivel discreto como integrado, muy robustas y fiables, permiten (en régimen estacionario) fijar con excelente precisión el valor de la tensión de salida, las

regulaciones, tanto de línea como de carga, son adecuadas y, finalmente, permiten obtener tensiones de salida variables de una forma sencilla mediante un simple divisor de tensión. Por el contrario, los reguladores lineales serie adolecen de dos serios inconvenientes que los hacen una alternativa poco recomendable en sistemas de alimentación, especialmente de elevada potencia. Por un lado, el rendimiento de estas estructuras, al estar basadas en un transistor de paso en serie con la carga y trabajando en zona lineal, difícilmente supera el 50%. Por otro lado, este transistor –trabajando en zona lineal– debe soportar toda la corriente solicitada por la carga, con lo cual, en aplicaciones de alta potencia, este elemento de paso debe estar dimensionado (tanto eléctrica como térmicamente) para disipar potencias de elevado valor, encareciendo el sistema de alimentación.

- **Reguladores conmutados DC/DC.** Dentro de éstos existe una amplia variedad de estructuras, donde las más destacadas son la reductora (*buck*), la elevadora (*boost*), y la reductora–elevadora (*buck–boost*) [10]–[12]. La ventaja de todas estas estructuras es clara frente a los reguladores lineales: el rendimiento de las mismas, aun no llegando al 100% debido a las siempre omnipresentes pérdidas en los circuitos, sí se acerca a este valor. Sin embargo, algunos problemas que presentan hacen que la aplicación de los mismos en muchos sistemas de alimentación de equipos electrónicos no sea todavía tan amplia como cabría pensar. Básicamente, estos problemas son: por un lado, que el diseño y construcción de este tipo de convertidores es una tarea más compleja que en los reguladores lineales, especialmente el control cuando se desean obtener buenas regulaciones, tanto de línea como de carga, y, por otro, que la intrínseca naturaleza conmutada del convertidor hace que se presenten rizados en la tensión de salida que no exhiben los reguladores lineales, así como un incremento de las EMIs en los sistemas electrónicos vecinos.

A partir de la propuesta presentada en [13], en este artículo se presenta el diseño e implementación de un convertidor híbrido DC/DC con estrategia de control de valor medio nulo en la corriente del regulador lineal, que intenta aprovechar y sumar, en una misma estructura, las ventajas

presentes en las dos alternativas expuestas en los dos párrafos precedentes. A su vez, y de forma complementaria a lo expuesto, se minimizan algunos de sus inconvenientes, como el mencionado escaso rendimiento y la elevada disipación del elemento de paso en los reguladores lineales, o la complejidad en el diseño del control en los conmutados. En el apartado II se muestra la estructura básica de partida y se presenta la implementación práctica llevada a cabo. En el apartado III pueden observarse resultados de simulación así como medidas experimentales que validan la funcionalidad del prototipo llevado a cabo, mientras que, en el apartado IV, se mejora el circuito implementado. Finalmente, el apartado V recoge las principales conclusiones del presente artículo.

## II. CONVERTIDOR HÍBRIDO PRÁCTICO

La estructura básica del convertidor híbrido se muestra en la figura 1, estando formado por un regulador lineal conectado en paralelo con un convertidor conmutado del tipo reductor (*buck converter*) [13].

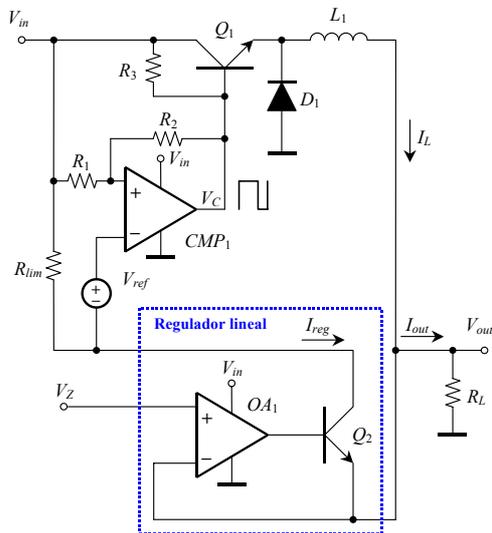


Fig. 1.- Estructura básica de un convertidor híbrido reductor.

Gracias al regulador lineal serie, la corriente de salida del convertidor,  $I_{out}$ , será constante, de valor  $V_{out}/R_L$ . Dicha corriente vendrá dada por la expresión (1), en la que la evolución de la corriente por la inductancia  $L_1$  y, por tanto, la corriente por el regulador lineal  $I_{reg}$ , son, como es de esperar, funciones lineales con pendientes de signo opuesto.

$$I_{out} = I_{reg} + I_L \quad (1)$$

La corriente umbral  $I_\gamma$  definida como en la ecuación (2)

$$I_\gamma = \frac{V_{ref}}{R_{lim}} \quad (2)$$

determina convenientemente el reparto entre las corrientes de la etapa lineal y de la conmutada. Para mejorar la regulación de la tensión de salida del convertidor, la estrategia de control hace que la corriente por el regulador lineal sea no nula, aunque sí de un valor suficientemente pequeño como para no disminuir excesivamente el rendimiento del conjunto. De aquí

que la técnica se denomine *estrategia de control de valor medio no nulo en la corriente del regulador lineal*.

En la práctica, y con el fin de reducir a valores aceptables la frecuencia de conmutación del convertidor, dicho reparto va a depender de una histéresis (determinada por los resistores  $R_1$  y  $R_2$  del *trigger* de Schmitt de la figura 1), haciendo que la frecuencia de conmutación del convertidor no sea fija. Las ecuaciones de la dependencia de la frecuencia de conmutación y los tiempos de *ON* y *OFF* del convertidor híbrido vienen definidas por [13]:

$$f = \frac{R_{lim}}{L_1} \frac{V_{out}}{V_H - V_L} \left( 1 - \frac{V_{out}}{V_{in}} \right) \quad (3)$$

$$T_{ON} = \frac{L_1}{R_{lim}} \frac{V_H - V_L}{V_{in} - V_{out}} ; T_{OFF} = \frac{L_1}{R_{lim}} \frac{V_H - V_L}{V_{out}} \quad (4)$$

La estructura mostrada en la figura 1, aunque funcionalmente es válida, especialmente para corrientes de carga relativamente pequeñas (por debajo de  $1 A$ ), adolece de algunas limitaciones que la hace poco recomendable desde el punto de vista práctico en aplicaciones donde las corrientes de carga sean relativamente importantes. Es por ello que, basándose en el esquema de la figura 1, el diseño práctico del convertidor híbrido presentado en el presente artículo es el mostrado en la figura 2. Por su parte, la corriente  $I_\gamma$  se ha fijado en este caso, a través de la ecuación (2), igual a  $100 mA$ .

El regulador lineal se ha configurado alrededor del diodo zéner  $D_3$ , el amplificador operacional  $OA_2$  y el transistor  $Q_2$ , que proporcionan una tensión de salida ajustada a través de los resistores  $R_5$  y  $R_6$ . Por su parte, el convertidor conmutado está realizado por el transistor MOS  $M_1$ , el diodo  $D_1$  y el inductor  $L_1$ . Dicho transistor está controlado a través del comparador con histéresis (determinada por los resistores  $R_1$  y  $R_2$ )  $CMP_1$ , el optoacoplador  $OC_1$  y el *driver*  $DR_1$ .

## III. RESULTADOS DE SIMULACIÓN Y EXPERIMENTALES DEL CONVERTIDOR HÍBRIDO PROPUESTO

Para la validación experimental del prototipo montado para la figura 2 se ha fijado la tensión de salida del convertidor a  $6,3 V$  con corrientes de carga que van de  $0 A$  hasta  $8 A$ .

En la figura 3 podemos apreciar la corriente de salida y las corrientes por la inductancia y a la salida del regulador lineal cuando la corriente umbral de conmutación se ajusta a  $50 mA$ . En dicha simulación, manteniendo la tensión de la referencia  $V_Z=5 V$ , se aprecia el transitorio de arranque del regulador con  $V_{in}=10 V$  así como la respuesta del circuito a un escalón de la tensión de entrada al convertidor de  $10 V$  a  $13 V$  en el instante de tiempo  $t=20 \mu s$ , y a una reducción en la resistencia de carga del 100%, pasando su corriente de  $1 A$  a  $2 A$  en  $t=40 \mu s$ . Obsérvese que la regulación de la tensión de salida es excelente.

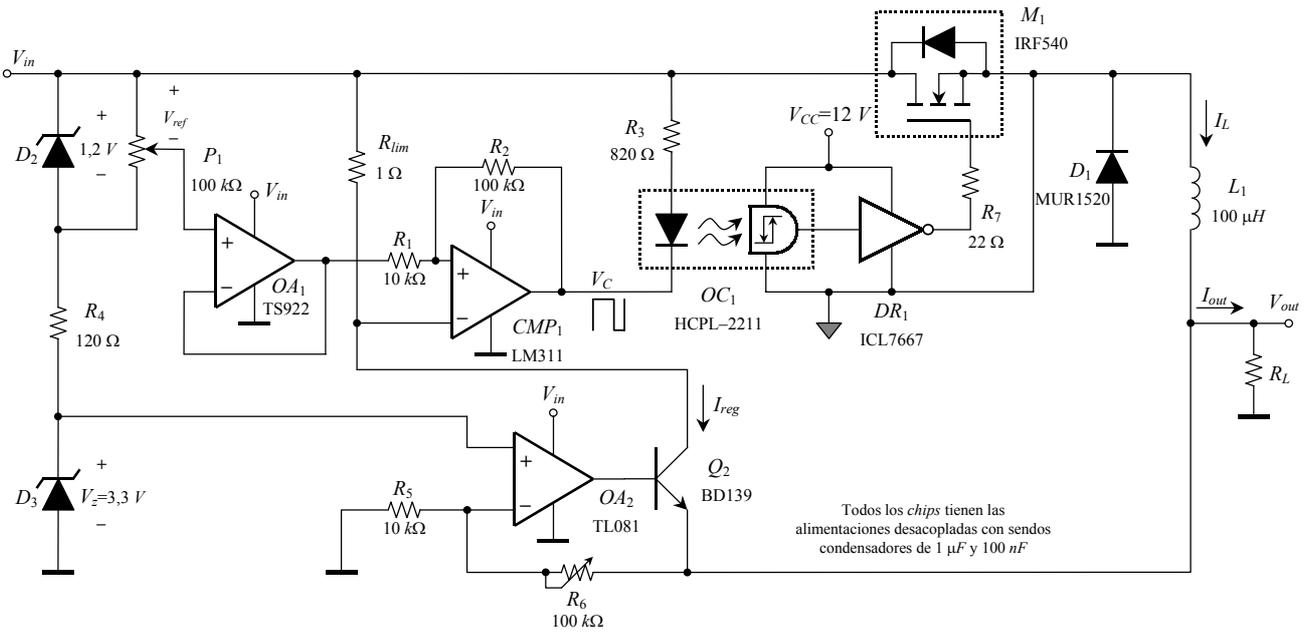


Fig. 2.- Esquema eléctrico completo del convertidor reductor híbrido práctico implementado.

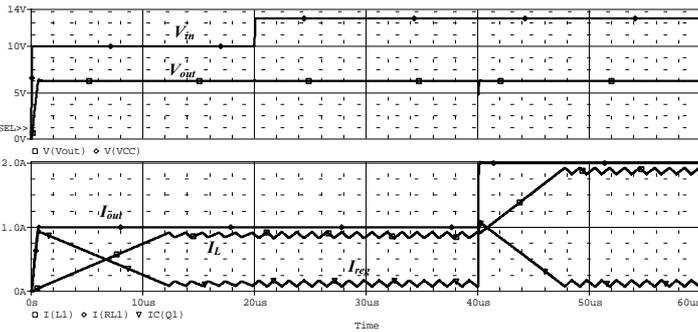


Fig. 3.- Transitorio de arranque del regulador híbrido de la figura 2 con  $V_{in}=10V$ . Puede observarse también la respuesta del circuito a un escalón de la tensión de entrada de  $10V$  a  $13V$  en el instante de tiempo  $t=20\mu s$ , y a una variación en la corriente de carga de  $1A$  a  $2A$  en  $t=40\mu s$ . La corriente umbral de conmutación está ajustada a  $100mA$ .

La figura 4 muestra los resultados experimentales del circuito cuando la corriente de carga sufre un incremento en forma de escalón desde  $1,4A$  hasta  $5A$ . En concreto, puede apreciarse la tensión de salida del convertidor híbrido y la tensión a la salida del comparador  $CMP_1$ . El detalle del rizado de la tensión de salida puede ser apreciado en la figura 5.

Por su parte, las figuras 6 y 7 muestran el comportamiento del convertidor cuando tenemos una variación de la tensión de entrada. En concreto, en la figura 6 puede apreciarse la tensión de entrada al convertidor y la salida del comparador  $CMP_1$ , cuando la primera varía de  $12V$  a  $18V$ . Obsérvese cómo la frecuencia de conmutación de la estructura aumenta al hacerlo la tensión de entrada, tal y como refleja la expresión (3). Por su parte, en la figura 7 se observa la tensión de salida en las mismas condiciones de variación de la tensión de entrada de la figura previa.

Dada la dependencia de la frecuencia de conmutación y del tiempo  $T_{ON}$  respecto a las tensiones de entrada y salida del convertidor híbrido, las variaciones de la resistencia de conducción es un aspecto fundamental en el diseño del circuito, no solamente por las pérdidas en conducción del transistor MOS, sino por la deriva en la frecuencia de conmutación ocasionada por las derivadas de temperatura del transistor.

#### IV. MEJORAS EN EL CONVERTIDOR HÍBRIDO PROPUESTO

En la mejora de la estructura propuesta en la figura 2 intervienen dos aspectos importantes:

- Hacer que el regulador lineal tenga capacidad de bidireccionalidad en su corriente de salida  $I_{reg}$ .
- La inclusión de rectificación síncrona en el convertidor conmutado.

La incorporación de estos puntos en la estructura circuital propuesta en el apartado, lleva a obtener un esquema como el presentado en la figura 8. En dicho esquema, el transistor  $Q_{2b}$  proporciona la capacidad de obtener corrientes bidireccionales en el regulador lineal. La necesidad de esta condición viene dada cuando el convertidor presenta en su salida variaciones de carga decrecientes. En efecto, obsérvese en la figura 9 que, a pesar de la rapidez de respuesta del convertidor y de la buena regulación de la tensión de salida, en el momento en que se produce el escalón decreciente de la corriente de salida, el convertidor deja de regular la tensión de salida durante unos pocos microsegundos (en la figura, inferior a  $10\mu s$ ), justo el tiempo necesario para que la corriente por la inductancia consiga llegar al nuevo régimen estacionario.

Al añadir el transistor  $Q_{2b}$ , tal y como muestra la figura 8, ese intervalo de tiempo donde se tiene falta de regulación de la

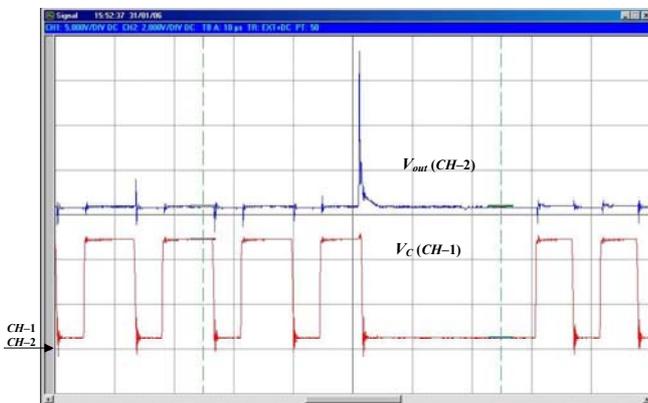
tensión de salida disminuye significativamente (figura 10), puesto que el exceso de corriente, que proporcionado por la inductancia  $L_1$  la carga ya no acepta, es absorbida por el transistor añadido. De esta manera, el regulador lineal puede mantener una tensión de salida con buena regulación (y, por tanto, libre de rizados) aun en los transitorios.

Por otro lado, la mejora en cuanto a la incorporación de rectificación síncrona ha conseguido, con un mínimo incremento de la circuitería de control del convertidor (transistor  $M_2$  y su correspondiente *driver*  $DR_2$ ), mejorar sensiblemente el rendimiento de la estructura.

Por último, cabe destacar que los rendimientos obtenidos con el prototipo montado para la estructura híbrida están en torno del 80% sin rectificación síncrona. Cuando en el convertidor conmutado de la estructura se añade rectificación síncrona, el prototipo mejora su rendimiento hasta valores cercanos al 87%. La figura 11 muestra el rendimiento de la estructura como función de la corriente de carga  $I_{out}$ . Obsérvese que se obtienen rendimientos importantes especialmente cuando el convertidor trabaja con corrientes de carga significativamente mayores que la corriente que circula por el regulador lineal  $I_{reg}$ . En efecto, en el momento en que la corriente de carga  $I_{out}$  se acerca al valor de  $I_{reg}$ , el rendimiento disminuye a valores propios de los reguladores lineales clásicos, alrededor del 40% o 50%.

## V. CONCLUSIONES

El presente artículo ha presentado el diseño e implementación de un convertidor DC-DC híbrido con



**Fig. 4.-** Resultados experimentales del circuito cuando la corriente de carga sufre un incremento en forma de escalón desde 1,4 A hasta 5 A.

En concreto, puede apreciarse la tensión de salida del convertidor híbrido y la tensión a la salida del comparador  $CMP_1$ .

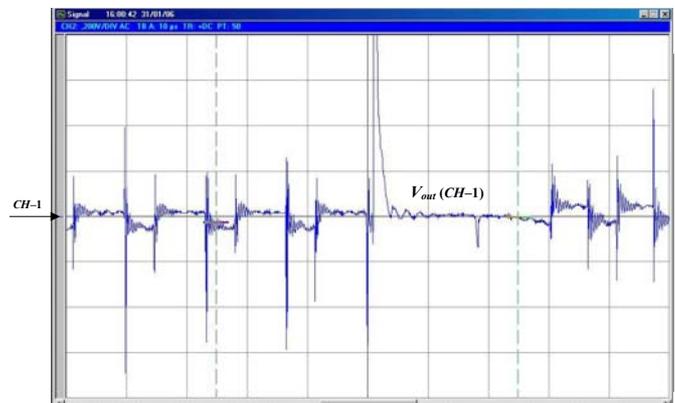
Canal 1: 5 V/div; Canal 2: 2 V/div; BT: 10  $\mu$ s/div.

filosofía de funcionamiento de valor medio no nulo en la corriente de su etapa reguladora lineal.

Tal y como es de esperar y está documentado en la bibliografía existente, la respuesta dinámica es significativamente rápida, gracias al regulador lineal incorporado, que minimiza, además, el rizado de la tensión de salida del conjunto.

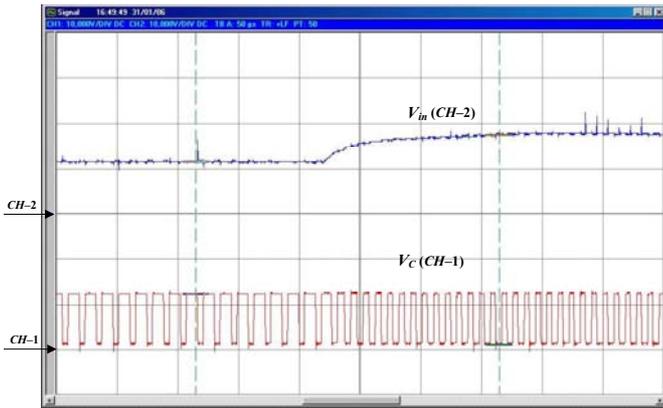
En cuanto al rendimiento del sistema, la presencia de una corriente mínima en la etapa lineal apenas penaliza el rendimiento del sistema en su conjunto respecto del convertidor DC-DC conmutado, consiguiendo una estructura convertora de potencia realmente atractiva para el ámbito de pequeñas y medianas potencias.

Como ventajas adicionales cabe indicar que los convertidores DC-DC híbridos son estructuras versátiles, simples de diseñar y analizar. Por último, nótese que los típicos condensadores de filtrado pasa-bajos que se tienen a la salida de los convertidores conmutados, cuyos valores, en determinadas aplicaciones, pueden llegar a ser importantes, en el caso presentado pueden ser suprimidos, puesto que el propio regulador lineal ya realiza la función de filtrado pasa-bajos. Por tanto, puede decirse que, desde este punto de vista, el regulador lineal de tensión actúa de forma efectiva como un filtro activo pasa-bajos que elimina las componentes de alta frecuencias generadas en el proceso de modulación.

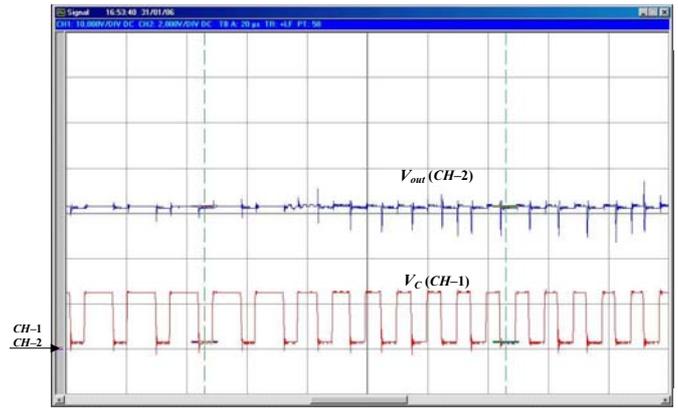


**Fig. 5.-** Detalle del rizado de la tensión de salida del convertidor híbrido implementado cuando la corriente de carga sufre un incremento en forma de escalón desde 1,4 A hasta 5 A.

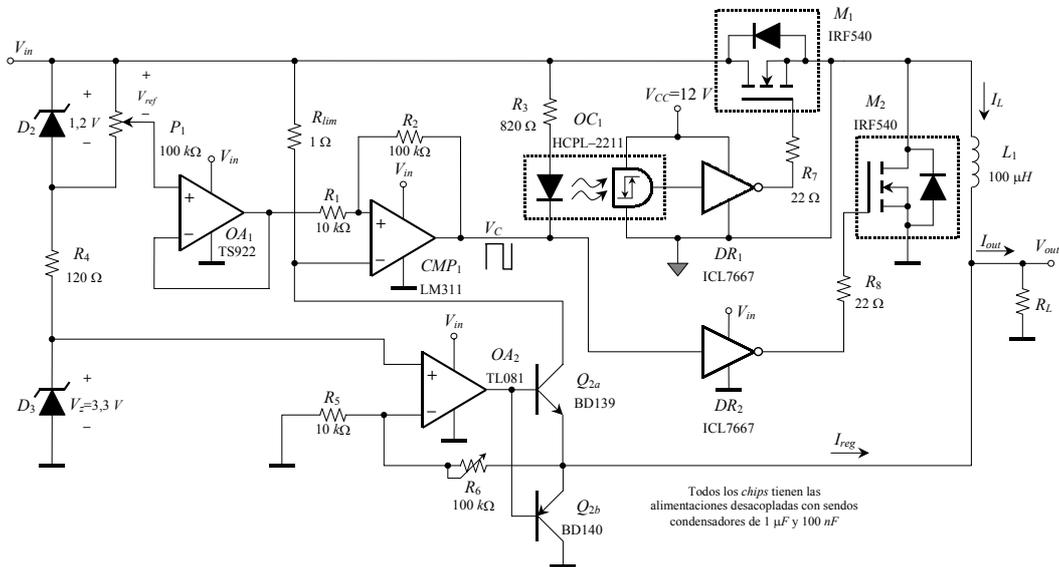
Canal 1: 0,2 V/div; BT: 10  $\mu$ s/div.



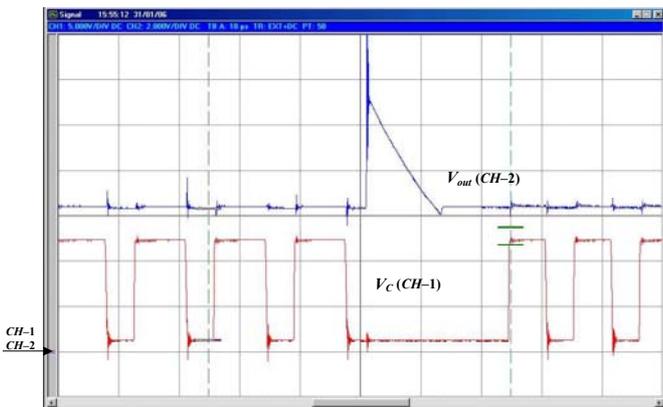
**Fig. 6.-** Comportamiento del convertidor cuando tenemos una variación de la tensión de entrada. Puede apreciarse la tensión de entrada al convertidor y la salida del comparador  $CMP_1$ , cuando la primera varía de 12 V a 18 V. Canal 1 y 2: 10 V/div; BT: 50  $\mu$ s/div.



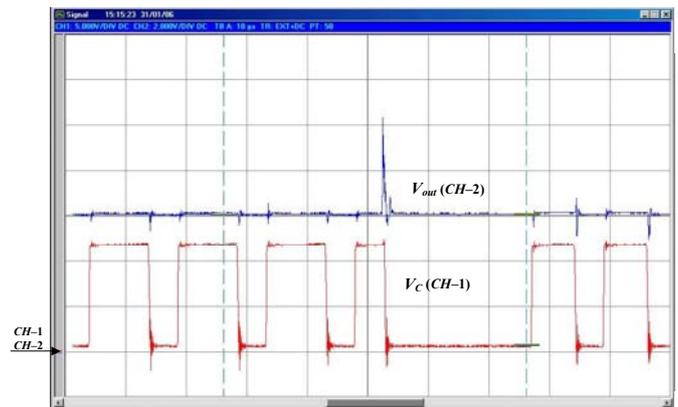
**Fig. 7.-** Tensión de salida en las mismas condiciones de variación de la tensión de entrada de la figura previa. Canal 1: 10 V/div; Canal 2: 2 V/div; BT: 20  $\mu$ s/div.



**Fig. 8.-** Esquema eléctrico del convertidor reductor híbrido mejorado.



**Fig. 9.-** Resultados experimentales del convertidor híbrido inicial cuando la corriente de carga sufre un decremento en forma de escalón desde 5 A hasta 1,4 A. En concreto, puede apreciarse la tensión de salida del convertidor híbrido y la tensión a la salida del comparador  $CMP_1$ . Canal 1: 5 V/div; Canal 2: 2 V/div; BT: 10  $\mu$ s/div.



**Fig. 10.-** Resultados experimentales del convertidor híbrido mejorado cuando la corriente de carga sufre un decremento en forma de escalón desde 5 A hasta 1,4 A. En concreto, puede apreciarse la tensión de salida del convertidor híbrido y la tensión a la salida del comparador  $CMP_1$ . Canal 1: 5 V/div; Canal 2: 2 V/div; BT: 10  $\mu$ s/div.

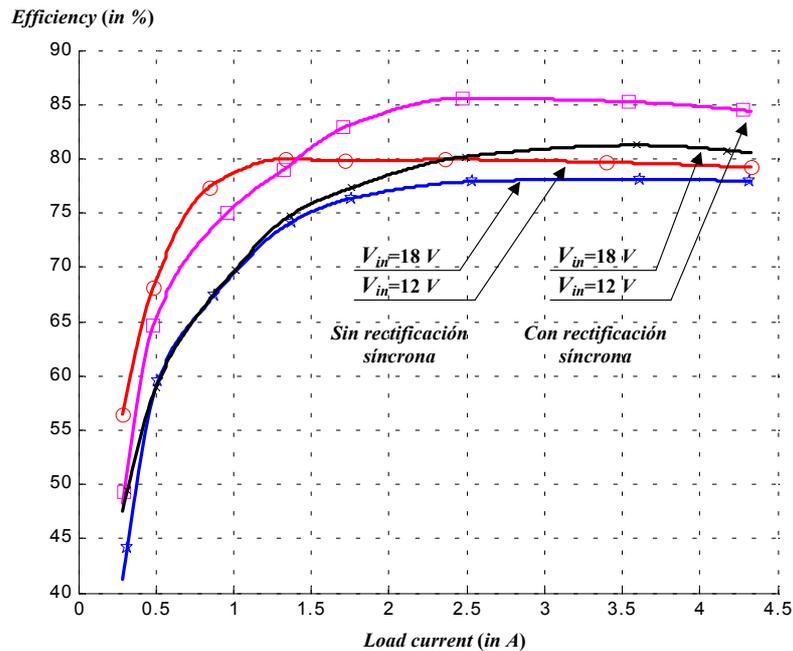


Fig. 11.- Rendimiento del convertidor propuesto en función de la corriente de carga.

#### AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por el Gobierno Español gracias a la CICYT, mediante el proyecto TEC2004-05608-C02-01/MIC.

#### REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] P. Midya; F. H. Schlereth. 'Dual Switched Mode Power Converter'. *IECON. Industrial Electronics Society*: pp. 155-158, 1989.
- [2] F. H. Schlereth; P. Midya. 'Modified Switched Power Converter with Zero Ripple'. *Proceedings of the 32<sup>nd</sup> IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS'90)*: pp. 517-520, 1990.
- [3] A. Barrado; R. Vázquez; E. Olías; A. Lázaro; J. Pleite. 'Theoretical Study and Implementation of a Fast Transient Response Hybrid Power Supply'. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19 (nº 4): pp. 1003-1009, July 2004.
- [4] T. M. Frederiksen. 'A Monolithic High-Power Series Voltage Regulator'. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*: pp. 380-387, December, 1968.
- [5] R. J. Widlar. 'New Developments in IC Voltage Regulators'. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-6 (nº 1): pp. 2-7, February, 1971.
- [6] W. F. Davis. 'A Five-Terminal, Complementary Tracking  $\pm 15\text{ V} \pm 200\text{ mA}$  Monolithic Voltage Regulator'. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*: pp. 188-206, 1971.
- [7] W. F. Davis. 'A Five-Terminal  $\pm 15\text{-V}$  Monolithic Voltage Regulator'. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-6 (nº 6): pp. 366-376, December, 1971.
- [8] R. K. Dokania; G. A. Rincón-Mora. 'Cancellation of Load Regulation in Low Drop-Out Regulators'. *Electronic Letters*, vol. 38 (nº 22): pp. 1300-1302, 24<sup>th</sup> October, 2002.
- [9] V. Grupta; G. A. Rincón-Mora; P. Raha. 'Analysis and Design of Monolithic, High PSR, Linear Regulator for SoC Applications'. *Proceedings of the IEEE International SoC Conference*: pp. 311-315, 2004.
- [10] R. W. Erickson; D. Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics*. 2<sup>nd</sup> edition, Ed. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [11] J. G. Kassakian; M. F. Schlecht; G. C. Verghese. *Principles of Power Electronics*. Ed. Addison-Wesley, 1991.
- [12] N. Mohan; T. M. Underland; W. P. Robbins. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. Ed. John Wiley & Sons, 1989.
- [13] H. Martínez; E. Alarcón; G. Villar; E. Vidal; F. Guinjoan; A. Poveda. 'Reguladores DC/DC Híbridos: La Sinergia entre los Reguladores Lineales y los Conmutados'. *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2005 (SAAEI'05)*: pp. 336-341. Santander, Septiembre, 2005.
- [14] X. Zhou; P. L. Wong; P. Xu; F. C. Lee; A. Q. Huang. 'Investigation of Candidate VRM Topologies for Future Microprocessors'. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15 (nº 6): pp. 1172-1182, November 2000.