

Aspectos Comparativos en las Estrategias de Control de Convertidores DC/DC Híbridos

H. Martínez ⁽¹⁾, A. Conesa ⁽¹⁾, E. Alarcón ⁽²⁾, L. Marco ⁽²⁾ y A. Poveda ⁽²⁾.

Departamento de Ingeniería Electrónica

⁽¹⁾ Escuela Universitaria de Ingeniería
Técnica Industrial de Barcelona (EUETIB)
C/ Comte d'Urgell, 187. 08036. Barcelona. SPAIN
{herminio.martinez, alfonso.conesa}@upc.edu

⁽²⁾ Escuela Técnica Superior de Ingeniería
de Telecomunicación de Barcelona (ETSETB)
C/ Gran Capitán s/n, Edificio C4, 08034. Barcelona. SPAIN.
{ealarcon, lmarco, poveda}@eel.upc.edu

Universidad Politécnica de Cataluña (UPC)

Resumen— Dentro de los convertidores DC/DC híbridos, formados por un regulador lineal en paralelo con un convertidor conmutado, existen diferentes estrategias de control que permiten fijar la frecuencia de conmutación en función de alguna característica del regulador lineal. El presente artículo compara dos estrategias de control que, aunque pueden aplicarse a la misma estructura circuital de convertidor híbrido, son sensiblemente diferentes. La primera de ellas, presentada en [1], considera como bloque principal al convertidor conmutado y, al regulador lineal, como módulo auxiliar. Por su parte, la propuesta realizada por los autores del presente artículo considera como conjunto principal al lineal y al conmutado como módulo auxiliar.

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

I. INTRODUCCIÓN

Los convertidores DC/DC híbridos (conocidos también como *linear-assisted*) son estructuras circuitales que presentan un interés creciente a la hora de implementar sistemas de alimentación que requieran dos importantes especificaciones de diseño: elevado *slew-rate* de la corriente de salida y elevado consumo de corriente por parte de la carga. Este es el caso de los sistemas basados en los modernos microprocesadores y DSPs, donde convergen ambos requisitos [2], [3].

Dichos convertidores híbridos intentan converger, en una misma estructura, las ventajas presentes en las dos alternativas típicas existentes para la realización de reguladores de tensión, minimizando a su vez los inconvenientes de éstas. Estas dos alternativas son sobradamente conocidas: la utilización de reguladores lineales serie de tensión, estructuras ampliamente utilizadas desde hace décadas [4], [5], y los convertidores conmutados DC/DC, gracias a los cuales pueden conseguirse sistemas de alimentación de elevado rendimiento [6]–[8]. Estas estructuras híbridas pueden ser implementadas sobre circuitos impresos utilizando componentes discretos. Sin embargo, son también una atractiva alternativa susceptibles de ser integradas en sistemas de alimentación *on-chip*.

El esquema básico de un convertidor híbrido lineal-conmutado se presenta en la figura 1 [9], [10], donde se aprecia que su estructura consta, principalmente, de un regulador lineal de tensión en paralelo con un convertidor DC/DC conmutado. En este tipo de convertidores, el valor de la tensión de salida, supuesta constante, viene fijado de forma precisa por el regulador lineal de tensión. La corriente por dicho regulador lineal es sensada en todo momento y, en función de su valor, activa o no la salida del comparador CMP_1 que, a su vez, hace conducir al elemento interruptor del convertidor conmutado, de forma que la corriente por el regulador lineal constituye una medida del error del sistema de alimentación. La etapa de potencia inyecta en la salida la corriente necesaria para forzar a un valor mínimo (no necesariamente cero) la corriente que circula por el regulador lineal. Como consecuencia, se obtiene, en conjunto, un sistema de alimentación donde la frecuencia de conmutación viene fijada, entre otros parámetros (como es la posible histéresis del comparador), por el valor de la corriente que circula a través del convertidor lineal.

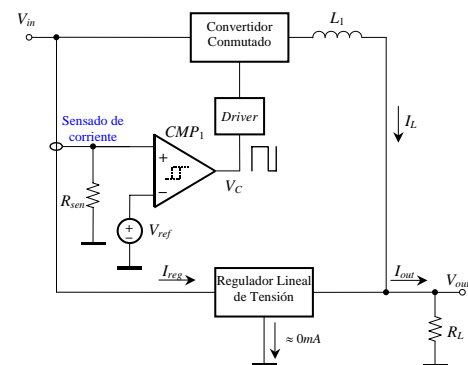


Fig. 1.- Diagrama de bloques de un convertidor híbrido.

Como ventaja adicional de la estructura de la figura 1, y a diferencia de lo que ocurre en otras estructuras híbridas *linear-assisted* que trabajan en lazo abierto [11], cabe destacar que la utilización de filtros en las respectivas salidas de los bloques lineal y conmutado (y, por tanto, la posible optimización o equalización de sus retardos de propagación de grupo) no es, en este caso, necesaria.

El presente artículo permite comparar dos estrategias de control que, aunque pueden aplicarse a la misma estructura circuital de un convertidor híbrido, son sensiblemente diferentes. La primera de ellas (que denominaremos *A*) presentada en [1], considera como bloque principal al convertidor conmutado y, al regulador lineal, como módulo auxiliar. Por su parte, la propuesta realizada por los autores del presente artículo (estrategia *B*) considera como conjunto principal al lineal y al conmutado como módulo auxiliar.

En el apartado II se muestra la estrategia de control presentada en [1] y muestra sus ventajas e inconvenientes. En el apartado III se aprecia la estrategia de control presentada por los autores y se compara con la primera. El artículo concluye con las principales conclusiones en el apartado IV.

II. ESTRATEGIA DE CONTROL A

La primera de las dos estrategias de control que consideramos en el presente artículo, presentada en [1], será la realizada sobre el convertidor de la figura 2, donde se aprecia la implementación de un convertidor híbrido formado por un regulador lineal (formado por los transistores Q_{2a} y Q_{2b} , que forman una etapa *push-pull* de salida de simetría complementaria) conectado en paralelo con un convertidor conmutado del tipo reductor (*buck converter*) sin condensador de filtro a la salida. Con esta estrategia se considera el convertidor conmutado como *bloque principal*, mientras que el regulador lineal es considerado como *bloque auxiliar* que asiste al primero cuando aquél no puede entregar corrientes de salida con variaciones elevadas (es decir, con elevados *slew rate* de la corriente de salida).

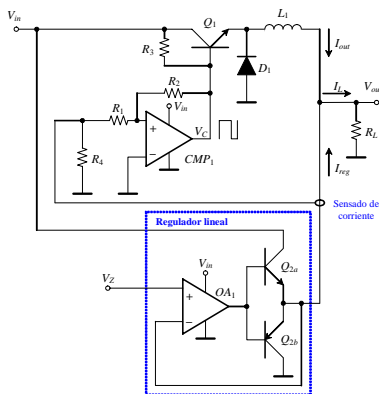


Fig. 2.- Estructura básica de un convertidor híbrido reductor con estrategia de control A.

La estrategia de control consiste en sensar la corriente que circula por el regulador lineal y, transformándola a una tensión (a través del resistor R_4), controlar la frecuencia de conmutación del convertidor conmutado. Como lo que se pretende es que éste último proporcione toda la corriente de carga en condiciones de régimen estacionario (para mantener el rendimiento en valores altos), el regulador lineal no provee corriente a la carga, aunque sí mantiene la tensión de salida a un valor aceptablemente constante. En cambio, cuando tenemos cargas de salida variable, es el convertidor lineal el que proporciona transitorios rápidos de corriente a fin de mantener constante la tensión de salida del conjunto (figura

3). Puede, por tanto, denominarse a este tipo de control como *de estrategia de valor medio nulo en la corriente del regulador lineal*.

Los resistores R_1 y R_2 del *trigger* de Schmitt determinan la anchura del ciclo de histéresis del comparador y, por tanto, el valor máximo de frecuencia de conmutación del convertidor.

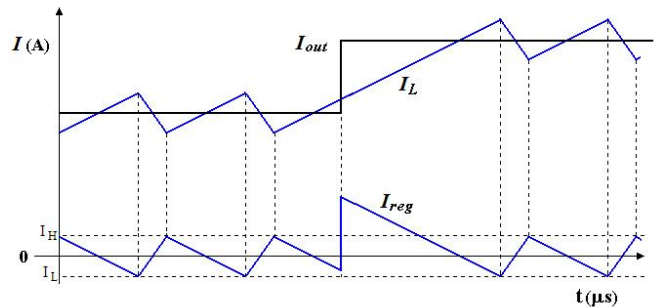


Fig. 3.- Principio de funcionamiento de un convertidor híbrido reductor con estrategia de control A.

Esta estrategia de control permite obtener rendimientos próximos al del convertidor conmutado, puesto que, la corriente por el bloque lineal y, por tanto, la disipación en su transistor de paso es, prácticamente, despreciable. Sin embargo, adolece de una limitación en cuanto a mantener su tensión de salida libre de rizados significativos.

Con objeto de validar lo afirmado en el párrafo anterior, considérese un convertidor híbrido como el de la figura 2, donde la tensión de salida deseada (fijada a través de V_Z) es de 5 V. La figura 4 presenta el transitorio de arranque del regulador con $V_{in}=10$ V. Además, en la misma figura se observa 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 $t=20$ μ s, y a una reducción en la resistencia de carga del 50%, pasando de 5 Ω a 2,5 Ω en $t=40$ μ s. Por su parte, la figura 5 muestra el detalle de funcionamiento en régimen estacionario del convertidor considerado. Obsérvese que aunque la tensión de salida permanece, en promedio, alrededor de los 5 V prefijados mediante la referencia V_Z , aparece un rizado de, aproximadamente, 0,6 V (figura 6). El motivo de dicho rizado cabe buscarlo en los transistores complementarios de paso del regulador lineal que, en cada período de conmutación, pasan del corte a su zona lineal. Como consecuencia, durante las transiciones de corte a conducción y viceversa, se produce una falta de regulación de la tensión de salida que origina un rizado que, en determinadas aplicaciones, podría ser inadmisibles.

III. ESTRATEGIA DE CONTROL B

La estrategia presentada por los autores se analizará sobre el convertidor de la figura 7, en el que el convertidor conmutado es también del tipo reductor [12], y el regulador lineal lo suponemos también formado por una etapa de salida *push-pull* de simetría complementaria (transistores Q_{2a} y Q_{2b}). En este caso, si la corriente demandada por la carga es inferior a un valor máximo de corriente, que denominaremos *corriente umbral de conmutación*, I_y , la salida del comparador CMP_1 estará a nivel bajo, con lo que el regulador conmutado estará

inhabilitado y, por tanto, la corriente por la inductancia L_1 será nula. De esta forma, quien alimenta a la carga R_L es el regulador lineal de tensión, proporcionando la corriente de salida en su totalidad ($I_{reg}=I_{out}$).

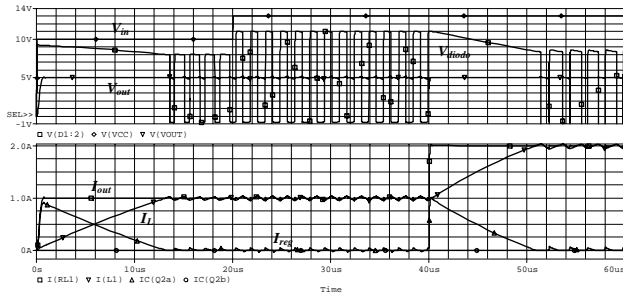


Fig. 4.- Transitorio de arranque del convertidor de la figura 2 con $V_{in}=10$ V. Puede apreciarse también la respuesta del circuito a un escalón de la tensión de entrada de 10 V a 13 V en el instante de tiempo $t=20$ μ s, y a una variación en la resistencia de carga de 5 Ω a 2,5 Ω en $t=40$ μ s.

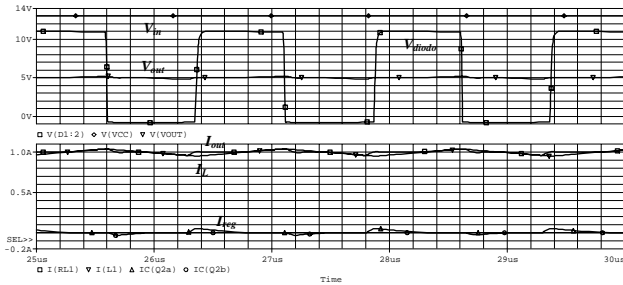


Fig. 5.- Detalle de funcionamiento en régimen estacionario del convertidor de la figura 2.

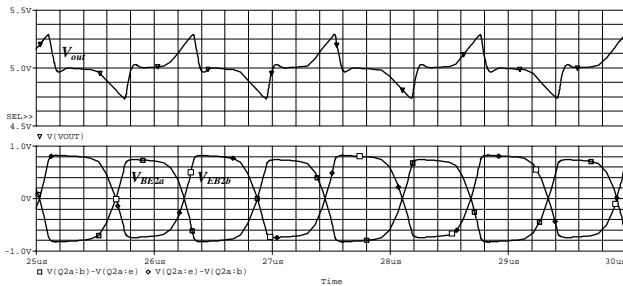


Fig. 6.- Detalle del rizado de la tensión de salida y tensión base-emisor de los transistores Q_{2a} y Q_{2b} del regulador lineal en régimen estacionario del convertidor híbrido de la figura 2.

Ahora bien, en el momento en que la corriente demandada por la carga supere esta corriente máxima I_γ , automáticamente la salida del comparador pasará a nivel alto, haciendo que la corriente por la inductancia L_1 crezca linealmente según la ecuación (1)

$$i_L(t) = \frac{V_{in} - V_{out}}{L_1} t + I_L(\tau_1) \quad (1)$$

en la que se considera despreciable la tensión colector-emisor del transistor Q_1 en conducción, y donde $I_L(\tau_1)$ es el valor inicial de la corriente en la inductancia L_1 en T_{ON} . Teniendo en cuenta que la corriente de salida $I_{out}=I_{reg}+I_L$, y que ésta se

supone constante (igual al cociente V_{out}/R_L), la corriente por el regulador I_{reg} tenderá a disminuir también linealmente, hasta hacerse inferior al valor I_γ . En este momento, el comparador basculará su salida a nivel bajo, cortando al transistor Q_1 y haciendo que la corriente por la inductancia decaiga según la ecuación (2)

$$i_L(t) = -\frac{V_{out}}{L_1} t + I_L(\tau_2) \quad (2)$$

donde se considera que el diodo D_1 es ideal (con tensión directa nula), y donde $I_L(\tau_2)$ es el valor máximo alcanzado por la corriente en la inductancia (inicio de T_{OFF}). Cuando la corriente en la bobina decaiga a un valor tal que haga $I_{reg}>I_\gamma$, el comparador volverá a cambiar su estado a nivel alto, repitiéndose de nuevo el ciclo.

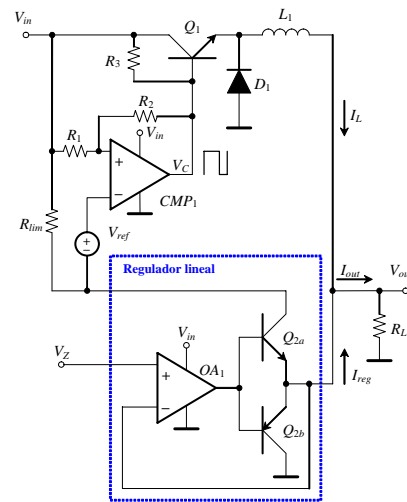


Fig. 7.- Estructura básica de un convertidor híbrido reductor con estrategia de control B.

Sin histéresis en el comparador, el punto de conmutación del convertidor conmutado viene dado por la corriente umbral de conmutación, I_γ , en el regulador lineal. Ésta se ajusta a un valor máximo a partir de la resistencia *shunt* limitadora R_{lim} y de la tensión de referencia V_{ref} , según la expresión:

$$I_\gamma = \frac{V_{ref}}{R_{lim}} \quad (3)$$

En caso de un comparador sin histéresis, los retardos propios de la circuitería electrónica determinan una pequeña histéresis que limita el valor máximo de la frecuencia de conmutación del regulador (figura 8). Ahora bien, con objeto de fijar esta frecuencia de conmutación a un valor razonable, para no aumentar significativamente las pérdidas por conmutación, conviene añadir la mencionada histéresis al comparador CMP_1 . De esta forma, y denominando respectivamente V_H y V_L a los niveles de conmutación superior e inferior de dicho comparador, puede fijarse el valor de dicha frecuencia mediante la expresión (4)

$$f = \frac{R_{lim}}{L_1} \frac{V_{out}}{V_H - V_L} \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in}} \right) \quad (4)$$

donde, a partir de las ecuaciones (1) y (2), los tiempos de carga, T_{ON} , y descarga, T_{OFF} , de la inductancia L_1 en cada período de conmutación vienen dados por:

$$T_{ON} = \frac{L_1}{R_{lim}} \frac{V_H - V_L}{V_{in} - V_{out}} ; T_{OFF} = \frac{L_1}{R_{lim}} \frac{V_H - V_L}{V_{out}} \quad (5)$$

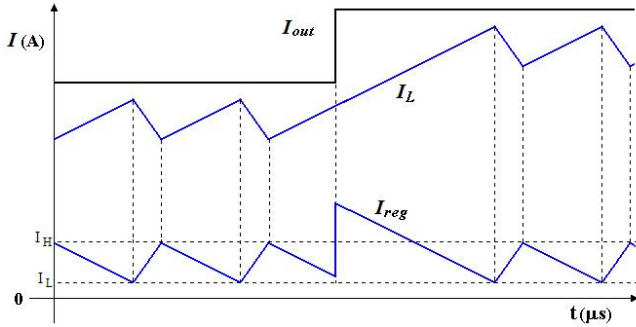


Fig. 8.- Principio de funcionamiento de un convertidor híbrido reductor con estrategia de control B.

Las gráficas de la figura 9 muestran cómo varía la frecuencia de conmutación (normalizada a la máxima frecuencia) en función de la tensión de salida normalizada a la de entrada (V_{out}/V_{in}) y en función de la tensión de entrada normalizada a la de salida (V_{in}/V_{out}). Obsérvese que, fijada la tensión de entrada V_{in} , la frecuencia de conmutación máxima se obtiene cuando la tensión de salida V_{out} es justamente la mitad de la de entrada. Por su parte, para una tensión de salida dada, la frecuencia de conmutación es mayor cuanto mayor sea la tensión de entrada.

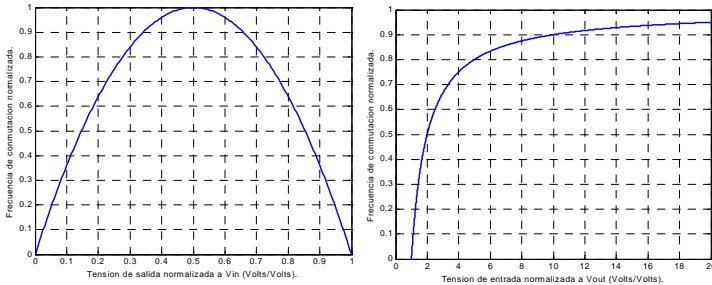


Fig. 9.- Frecuencia de conmutación normalizada a la máxima frecuencia, en función de la tensión de salida normalizada a la de entrada (V_{out}/V_{in}) y en función de la tensión de entrada normalizada a la de salida (V_{in}/V_{out}).

Téngase en cuenta que, con esta estrategia, puede considerarse el regulador lineal como *bloque principal* del conjunto y, el convertidor conmutado, como *bloque auxiliar* que asiste al primero cuando por aquél circula una corriente que supere a la de umbral I_γ .

Es importante destacar que, con objeto de reducir al máximo el valor de la potencia disipada en el transistor de paso interno del regulador lineal, y aumentar así el rendimiento del conjunto, aun con corrientes de carga realmente significativas, es importante hacer que la corriente I_γ sea la mínima necesaria para hacer que dicho regulador funcione de forma adecuada (sin penalizar sus buenas características de regulación). Considerando modelos

comerciales de reguladores lineales de tensión, este valor es de alrededor de unos pocos mA. Por ejemplo, para el LM317 de National Semiconductor, este valor ronda típicamente los 3,5 mA (*minimum load current*). Es más, con el fin de obtener una buena regulación de la salida, sin rizado aparente en la misma, es conveniente que la corriente por el regulador lineal no llegue a ser cero. En efecto, en la figura 10 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 $t=20$ μ s, y a una reducción en la resistencia de carga del 100%, pasando de 5 Ω a 2,5 Ω en $t=40$ μ s. Obsérvese que la regulación de la tensión de salida es excelente.

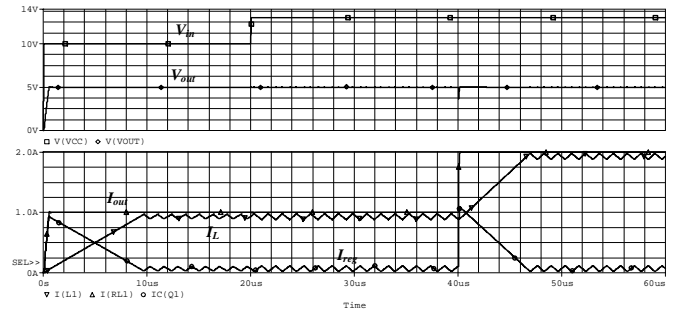


Fig. 10.- Transitorio de arranque del regulador de la figura 7 con $V_{in}=10$ V. Puede observarse también la respuesta del circuito a un escalón de la tensión de entrada de 10 V a 13 V en el instante de tiempo $t=20$ μ s, y a una variación en la resistencia de carga de 5 Ω a 2,5 Ω en $t=40$ μ s. La corriente umbral de conmutación está ajustada a 50 mA.

La tensión de salida y las tensiones base-emisor de los transistores Q_{2a} y Q_{2b} se muestran en la figura 11 para el régimen estacionario. Comparando estas gráficas con las de la figura 6, realizadas en las mismas condiciones, podemos observar que con la propuesta B el rizado queda significativamente reducido.

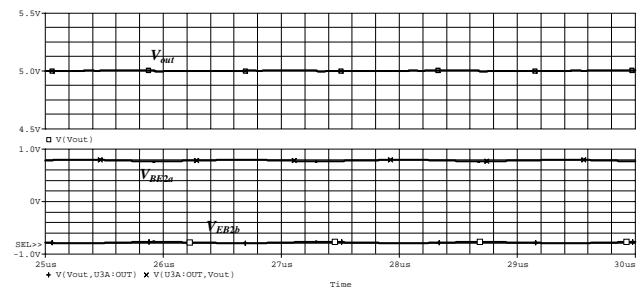


Fig. 11.- Detalle del rizado de la tensión de salida y tensión base-emisor de los transistores Q_{2a} y Q_{2b} del regulador lineal en régimen estacionario del convertidor híbrido de la figura 7.

Sin embargo, en la figura 12 podemos apreciar qué sucede cuando la corriente umbral I_γ se reduce a 10 mA. Obsérvese que la regulación de la tensión de salida empeora significativamente, aspecto que se acentúa cuando reducimos

la corriente I_y a un valor cercano a cero (figura 13, donde la corriente I_y se ha ajustado a 5 mA). Por tanto, la corriente umbral de conmutación debe ser un valor de compromiso tal que:

- No incremente significativamente la disipación de potencia en el transistor de paso del regulador lineal ni haga disminuir excesivamente el rendimiento del conjunto.
- No deteriore significativamente la regulación de la tensión de salida.

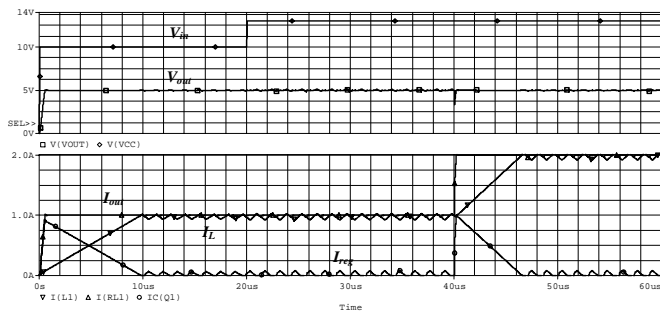


Fig. 12.- Transitorio de arranque del regulador de la figura 7 con $V_{in}=10\text{ V}$. Puede observarse también la respuesta del circuito a un escalón de la tensión de entrada de 10 V a 13 V en el instante de tiempo $t=20\text{ }\mu\text{s}$, y a una variación en la resistencia de carga de $5\text{ }\Omega$ a $2,5\text{ }\Omega$ en $t=40\text{ }\mu\text{s}$. La corriente umbral de conmutación está ajustada en este caso a 10 mA .

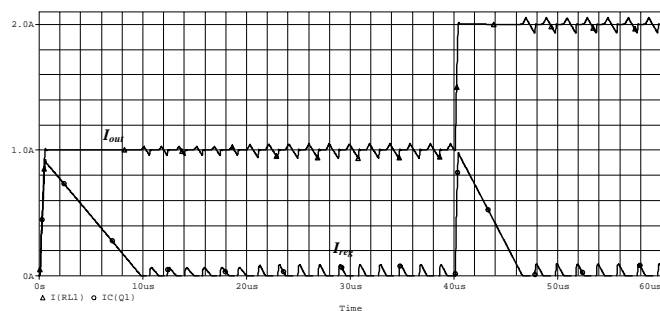


Fig. 13.- Detalle de la corriente de salida I_{out} y del regulador lineal I_{reg} en el transitorio de arranque del regulador de la figura 7 con $V_{in}=10\text{ V}$. Puede observarse también la respuesta del circuito a un escalón de la tensión de entrada de 10 V a 13 V en el instante de tiempo $t=20\text{ }\mu\text{s}$, y a una variación en la resistencia de carga de $5\text{ }\Omega$ a $2,5\text{ }\Omega$ en $t=40\text{ }\mu\text{s}$. La corriente umbral de conmutación está ajustada a 5 mA .

Así, podemos denominar a este tipo de control como *de estrategia de valor medio no nulo en la corriente del regulador lineal*. Después de las simulaciones efectuadas, para corriente de carga inferiores a 10 A , el valor idóneo de I_y que cumple estas dos condiciones está comprendido entre los 10 mA y los 50 mA .

Estudiando las figuras precedentes, cabe preguntarse por la necesidad, en el esquema de la figura 7, del transistor PNP Q_{2b} , puesto que éste, en régimen estacionario (y a diferencia de la estrategia A), permanece en corte. No obstante, la inclusión del mismo es necesaria para tener rapidez frente a variaciones de la corriente de carga. En efecto, como ha quedado patente en las figuras precedentes, uno de los objetivos del regulador lineal, además de conseguir una

excelente regulación de la tensión de salida, libre de rizados, es la de poder proporcionar respuestas de corriente rápidas frente a variaciones bruscas del consumo en la carga. De esta forma, aquellas variaciones de corriente de salida a las que el convertidor conmutado no puede responder, deben ser proporcionadas (o absorbidas, dependiendo de si la variación de la corriente de carga es incremental o decremental) por el regulador lineal.

En las figuras anteriores esto puede ser apreciado cuando el consumo de la carga aumenta desde un valor inicial (en este caso de 1 A) a otro final mayor (de 2 A). Sin embargo, es importante hacer hincapié en que, si la rapidez de respuesta quiere ser mantenida también para variaciones descendentes de la corriente de carga, el regulador lineal de tensión debe incorporar necesariamente los transistores Q_{2b} (tanto en la figura 2 como en la figura 7) para permitir corrientes bidireccionales.

En la figura 14 podemos apreciar la respuesta del convertidor híbrido propuesto en la figura 7 sin el transistor Q_{2b} , cuando tenemos una variación de la corriente de carga en escalón ascendente en $t=40\text{ }\mu\text{s}$ y una variación descendente en $t=60\text{ }\mu\text{s}$. Obsérvese que, mientras que la respuesta proporcionada por el regulador lineal para variaciones ascendentes de la corriente de carga es adecuada, y permite, por tanto, mantener también constante la tensión de salida del conjunto durante el transitorio, no ocurre así para variaciones descendentes, estando el tiempo de respuesta del conjunto marcado por el convertidor conmutado, perdiendo la regulación de carga en ese intervalo.

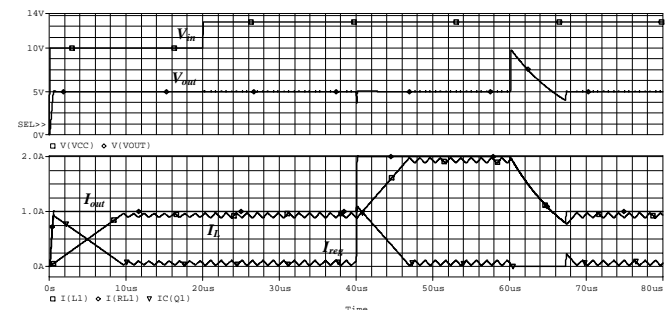


Fig. 14.- Detalle de la falta de regulación de carga cuando la corriente de carga pasa de 2 A a 1 A en el instante de tiempo $t=60\text{ }\mu\text{s}$ para el regulador de la figura 7 sin el transistor Q_{2b} (variación en la resistencia de carga de $2,5\text{ }\Omega$ a $5\text{ }\Omega$). La corriente umbral de conmutación está ajustada a 50 mA .

Sin embargo, si en el convertidor híbrido de la figura 7 se añade el transistor PNP Q_{2b} , la respuesta del convertidor ante decrementos de corriente de salida mejora significativamente. En la figura 15 podemos apreciar que, cuando se produce un escalón decremental de la corriente de salida 2 A a 1 A en $t=60\text{ }\mu\text{s}$, es el transistor Q_{2b} incorporado al regulador el que puede absorber el 'exceso' de corriente que, proporcionado por la inductancia L_1 , la carga ya no acepta. 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.

IV. CONCLUSIONES

El presente artículo ha presentado la comparativa de dos estrategias de control sensiblemente diferentes para convertidores de potencia DC/DC híbridos basados en un regulador lineal asociado en paralelo con un convertidor conmutado. La primera de las dos estrategias (estrategia A o de valor medio nulo en la corriente del regulador lineal), aunque permite obtener un elevado rendimiento, similar al del convertidor conmutado, debido a que, en régimen estacionario, la potencia disipada en el regulador lineal es prácticamente nula, tiene como inconveniente la presencia de un rizado en la tensión de salida debido a que los transistores de paso de la etapa lineal de salida están conmutando entre el corte y la conducción en cada período de conmutación.

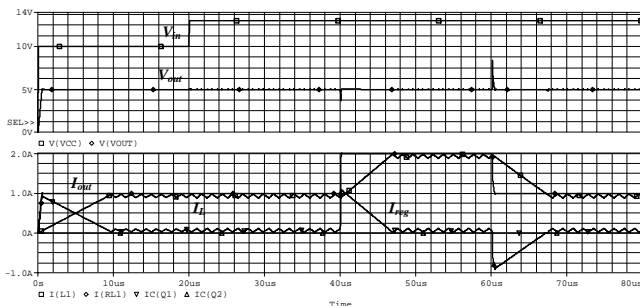


Fig. 15.- Detalle de la mejora conseguida en la regulación de carga cuando la corriente de carga pasa de 2 A a 1 A en el instante de tiempo $t=60\ \mu\text{s}$ para el regulador de la figura 7 con el transistor Q_{2b} (variación en la resistencia de carga de $2,5\ \Omega$ a $5\ \Omega$). La corriente umbral de conmutación está ajustada a $50\ \text{mA}$.

La propuesta presentada en el artículo (estrategia de control B o de valor medio no nulo en la corriente del regulador lineal), aunque hace que por la etapa lineal circule una corriente que hace que el rendimiento del conjunto disminuya, permite obtener una tensión de salida prácticamente libre de rizados espurios.

El artículo permite afirmar que, esta corriente que circula por el regulador lineal (corriente umbral de conmutación), debe ser fijada a un valor de compromiso tal que no incremente significativamente la disipación de potencia en el transistor de paso del regulador lineal ni haga disminuir excesivamente el rendimiento del conjunto, pero no deteriore significativamente la regulación de la tensión de salida.

Por último, nótese, como ventaja adicional de los convertidores híbridos con esta segunda estrategia 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 este caso 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 frecuencia generadas en el proceso de modulación.

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] R. Vázquez; A. Barrado; E. Olías; A. Lázaro. 'Theoretical Study and Implementation of a High Dynamic Performance, High Efficiency and Low Voltage Hybrid Power Supply'. *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2001)*: pp. 1517-1522.
- [2] 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.
- [3] B. Arbetter; D. Maksimovic. 'DC-DC Converter with Fast Transient Response and High Efficiency for Low-Voltage Microprocessor Loads'. *IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp. 156-162. 1998.
- [4] T. M. Frederiksen. 'A Monolithic High-Power Series Voltage Regulator'. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*: pp. 380-387, December, 1968.
- [5] 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.
- [6] R. W. Erickson; D. Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics*. 2nd edition, Ed. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [7] J. G. Kassakian; M. F. Schlecht; G. C. Verghese. *Principles of Power Electronics*. Ed. Addison-Wesley, 1991.
- [8] N. Mohan; T. M. Underland; W. P. Robbins. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. Ed. John Wiley & Sons, 1989.
- [9] P. Midya; F. H. Schlereth. 'Dual Switched Mode Power Converter'. *IECON. Industrial Electronics Society*: pp. 155-158, 1989.
- [10] F. H. Schlereth; P. Midya. 'Modified Switched Power Converter with Zero Ripple'. *Proceedings of the 32nd IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS'90)*: pp. 517-520, 1990.
- [11] V. Yousefzadeh; E. Alarcón; D. Maksimovic. 'Band Separation and Efficiency Optimization in Linear-Assisted Switching Power Amplifiers'. *Proceedings of the PESC 2006*, 2006.
- [12] 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.