Conversor conmutado para alimentar ordenadores portátiles en vehículos

Juan Manuel Miguel Jiménez(*), Rafael Cambralla Diana(**), Luciano Boquete Vázquez(*)

(*)Departamento de Electrónica. (**)Departamento de Teoría de la señal. Universidad de Alcalá de Henares.
E-mail: jmanuel@depeca.uah.es

Se presenta el diseño, a partir de unas especificaciones dadas, de un convertidor boost en modo corriente que permite alimentar cualquier ordenador portátil desde la toma de 12 Vcc de un vehículo y recargar la batería mientras se viaja. La idea del presente diseño surgió de la necesidad de tener que viajar en automóvil, llevando consigo el ordenador portátil y teniendo siempre a punto las baterías de éste.

La tensión de salida de este convertidor es de 18V y la de entrada de 12V, como era de suponer. La corriente máxima de salida será de 4A, siendo necesario este elevado valor para el caso de que, mientras se cargan las baterías, decidamos encender el equipo.

Nuestro convertidor va a cumplir las siguientes especificaciones:

- Tensión de entrada: V_i=12V.
- Tensión de salida: V_o=18V.
- Corriente de salida máxima: $I_o$max=4A.
- Corriente de salida mínima: $I_o$min=0.
- Frecuencia de funcionamiento: f_s=60 KHz.

Generalidades del Conversor Modo Corriente

En los últimos años se ha introducido como alternativa el denominado control en modo corriente. La diferencia básica, respecto al modo tensión, es que utiliza dos lazos de realimentación, uno de tensión (igual que en el modo tensión) y otro de corriente. En la figura 1 se muestra el esquema de principio.

En el comparador se tiene, por una parte, la señal de error y, por otra, una señal proporcional a la corriente que circula en el primario del transformador (en lugar del diente de sierra), con lo que la señal error controla la corriente de pico en el primario, a diferencia del convertidor en modo tensión, en el que dicha señal controla el ciclo de trabajo independientemente de la corriente.

Consecuentemente, el control en modo corriente presenta una serie de ventajas:

- Corrige instantáneamente las variaciones de la tensión de entrada, con lo que se obtiene una excelente regulación de línea. Esto es inherente al sistema, mientras que en el modo tensión se necesita circuitería adicional.
- Se reduce el tiempo de establecimiento (mejor respuesta a transitorios).
- Facilita la puesta en paralelo de varias fuentes de alimentación para obtener potencias más elevadas.
- La limitación de corriente es inherente al sistema. Puede establecerse su valor máximo limitando la tensión error. Esto permite la optimización de los componentes magnéticos y semiconductores asegurando alta fiabilidad.

El regulador PWM modo corriente que vamos a utilizar es el UC3843 por su más que demostrada fiabilidad durante numerosas realizaciones. El margen de tensión de funcionamiento de este regulador está comprendido entre 8.4V y 30 V, o bien, puede ser alimentado por corriente si ésta no excede de 30mA. Dispone de un módulo de detección de voltaje reducido (under-voltage) por el cual, si la tensión de alimentación cae por debajo de 7.6V se bloquea la salida, siendo necesario que aquella supere el valor de 8.4V para reanudar el funcionamiento normal (esto es un efecto de histéresis de 0.8V).

Una vez V_{REF} se establece, el condensador externo del oscilador se carga a 2.7V a través de la resistencia, para descargarse posteriormente a 1.1V, y así ocurre sucesivamente en cada ciclo del oscilador. Como quiera que durante el primer ciclo el mencionado condensador debe cargarse desde 0V, en vez de 1.1V, el primer T_{ON} sería más largo que los siguientes. Para prevenir esto existe un circuito, dentro del propio integrado, que desactiva la salida durante el primer ciclo de oscilador.

Cuando V_{IN} sufre un incremento, la pendiente de la intensidad por el switch también se ve incrementada, de tal forma que antes se alcanzará la corriente máxima limitada y, por

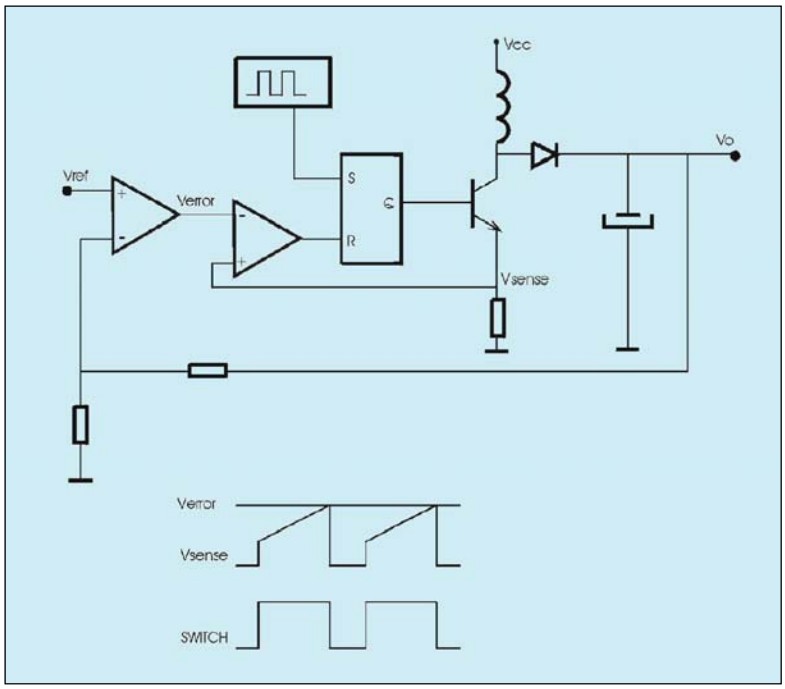


Figura 1. Diagrama de principio del regulador en modo corriente.

tanto, se corregirá instantáneamente el Duty. Por otra parte, si se incrementa el consumo a la salida, el amplificador de error aumentará el nivel de su salida para permitir al inductor que conduzca más corriente. Si el consumo a la salida es excesivo y el sensado de corriente no llega a superar la tensión de error, el oscilador cancelará la salida al llegar a un Duty del 97% evitando que se supere el máximo T_{ON} establecido.

Funcionamiento del circuito

En la figura 4 podemos ver el esquema eléctrico, donde apreciamos la relativa sencillez, gracias a la utilización del UC3843 como parte fundamental del conversor. La frecuencia de oscilación se a elegido de 60 KHz y se obtiene en las gráficas de las características; no obstante las expresiones de los tiempos de carga y descarga del condensador del oscilador son:

$$t_c \approx 0.55 R_{10} C_7$$

$$t_d = R_{10} C_7 \ln\left(\frac{2.3 - 0.0083 R_{10}}{4 - 0.0083 R_{10}}\right)$$

El condensador C_8 filtra la tensión de referencia de cualquier espúreo y se recomienda que sea de 10nF. La realimentación de tensión está controlada por el amplificador de error, y el circuito formado por R_9 y C_6 compensa la respuesta en frecuencia del mismo. Se intuyó que, en la práctica, posiblemente el condensador de filtro no tuviese una ESR ideal al usar uno de tipo normal y, además, no se deseaba emplear una elevada capacidad por lo cual, para reducir rizados en el lazo de realimentación que sacrificaran la estabilidad del circuito, se intercaló en el lazo el condensador C_4 que, junto con el divisor de tensión R_3-R_4-R_5, modifican la respuesta dinámica y determinan la tensión de salida. C_2 elimina la componente de alta frecuencia que C_3, por su inductancia parásita, no puede filtrar.

La corriente mínima de salida que le vamos a exigir al conversor va a ser nula, con lo que, en estas condiciones, solamente circulará una mínima corriente a través del circuito de polarización de su salida forzándole, de esta manera, a que trabaje en modo discontinuo. Por ello, tendremos en cuenta que el circuito va a funcionar en modo discontinuo y, a partir de cierta intensidad (a fijar por nosotros mismos en la fase de diseño), entrará el modo continuo. En este último modo de funcionamiento el Duty no varía con el consumo, sino que viene determinado por la siguiente relación de tensiones:

$$V_o = V_i \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}}$$

mientras que en el modo discontinuo el Duty varía en función del consumo a la salida. El modo discontinuo se caracteriza por una mejor regulación de carga y de línea que el continuo.

Para suprimir las oscilaciones al corte del diodo D_1 (en la práctica se observó que aparecían en el modo discontinuo, cuando desaparece la corriente por el diodo en el período de t_{off}, pero no cuando se polariza en inverso en el primer instante de t_{on}) debidas a la presencia de inductancias parásitas, conectamos en paralelo con el mismo la red C_1-R_2. Aunque el diseño final es de tipo experimental debido a la dificultad de conocer el valor de las inductancias parásitas, una primera aproximación estimando un valor para dichas inductancias L_d la obtenemos con las siguientes expresiones:

$$R_2 \le \frac{V_{Rmax}}{I_{Rmax}}; \quad P_{R_2} = f_s \frac{C_1 V_R^2}{2}$$

$$\frac{1}{2} C_1 V_{Rmax}^2 \ge \frac{1}{2} L_d I_{Rmax}^2;$$

donde:

L_d: inductancia parásita

I_{Rmax}: máxima corriente parásita por el diodo

V_{Rmax}: tensión inversa máxima del diodo

V_R: tensión inversa que debe bloquear el diodo

f_S: frecuencia de conmutación

En los catálogos de diodos a veces no se da I_{Rmax}, sino C_j y t_{rr} de forma que se deberá calcular a partir de:

$$I_{Rmax} = \frac{2 C_j V_R}{t_{rr}}$$

Por otra parte, el valor de la inductancia en cualquier convertidor DC/DC depende de tres factores: la potencia de salida deseada, el voltaje de entrada (o rango del mismo), y de la frecuencia y Duty del oscilador. El tiempo en ON junto con la tensión de entrada, determinan la cantidad de energía almacenada en la bobina durante cada ciclo.

El inductor debe satisfacer los siguientes criterios:

- Valor de la inductancia: Su inductancia debe ser lo suficientemente baja como para almacenar la energía adecuada en el peor de los casos, esto es, con la tensión de entrada más baja (esto sólo lo tendremos en cuenta en los modos discontinuos a plena carga). Pero también debe ser lo suficientemente alta como para que en el peor de los casos (máxima tensión de entrada), la corriente de pico no destruya el MOSFET, ni sature al núcleo.
- Resistencia de la bobina: La resistencia del devanado debe ser lo suficientemente baja para no sacrificar el rendimiento, ni que se produzca calentamiento en la misma.

El efecto que produce la resistencia de la bobina sobre la corriente es un crecimiento no lineal, sino de tipo logarítmico sin llegar a almacenar la energía adecuada. La saturación del núcleo, en cambio, provoca un crecimiento exponencial de la corriente que puede llegar a ser peligroso para el MOSFET.

Figura 4. Esquema completo del convertidor.

Diseño

Vamos a comenzar despreciando las caídas de tensión en RDS(on) y VF puesto que, ya de momento, la tensión de la batería suponemos es de 12V y en la práctica será algo superior.

Cálculo del Duty:

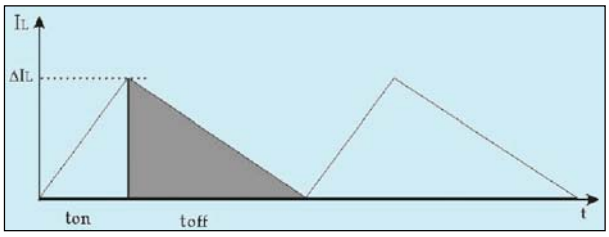
$$V_o = V_i \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} = \frac{V_i}{1 - D};$$

$$D = \frac{V_o - V_i}{V_o} = \frac{18V - 12V}{18V} = 0.33$$

Límite del funcionamiento continuo:

Tomamos 1A de corriente de salida, como límite de ambos modos de funcionamiento y, a partir de aquí, hallamos el rizado de corriente en la bobina (ver figura 2):

Figura 2. Límite de funcionamiento entre los modos continuo y discontinuo.



Cálculo de la bobina:

A partir del rizado de corriente determinamos el valor de la inductancia:

$$I_L(t_{on}) = \frac{1}{L}\int_{t_{on}} V_L(t)dt;$$

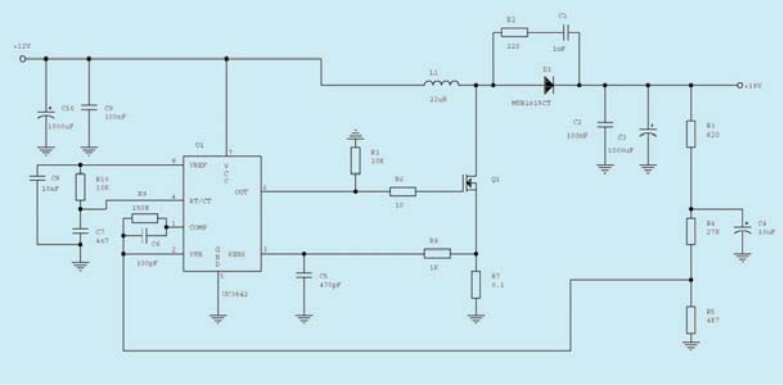
$$L = \frac{V_i \cdot t_{on}}{\Delta I_L} = \frac{V_i \cdot D \cdot T}{\Delta I_L} = \frac{12V \cdot 5.5\mu s}{3A} =$$

$$= 22\mu H$$

La corriente de pico por la bobina (idealizando el rendimiento del conversor próximo al 100%) es:

$$< I_L >_{max} = I_{entrada} = \frac{V_O I_{Omax}}{Vi} = 6\ A;$$

$$I_{Lmax} = < I_L >_{max} + \frac{\Delta I_L}{2} = 6 + \frac{3}{2} = 7.5\ A$$



Cálculo del condensador de salida:

Se desea que el rizado no supere el 1% de la tensión de salida, por tanto:

$$C > \frac{I_{Omax}}{\Delta V_O} T = \frac{4A}{0.18V} 16.66\mu s = 370\mu F$$

en la práctica se tomó un condensador de 1000 µF.

Elección del MOSFET y del Diodo:

Para su elección, impondremos las siguientes características:

$V_{DS} > V_O = 18\ V; I_{Dmax} > I_{Lmax} = 7.5\ A$.

Elegimos el MOSFET IRF540.

El diodo tiene que cumplir las siguientes condiciones:

$V_R > V_O = 18\ V; I_F > I_{Lmax} = 7.5\ A$, además exigimos que sea un diodo de conmutación rápida. Escogemos el MUR1615CT.

Cálculo del radiador:

Las pérdidas en el diodo son, despreciando las de conmutación:

PD = VF < IL >max(1-D) =

= 0.9V*6A*(1-0.33) ~ 3.6W

Por tanto la resistencia térmica exigida por el radiador, en función de la temperatura máxima deseada en la unión (80°C) es:

$$R_{thk} = \frac{T_{jmax} - T_a}{P_D} - R_{th\ j-h} =$$

$$= \frac{80°C - 25°C}{3.6W} - 3°C/W = 12°C/W$$

Por otra parte, la potencia que disipa el transistor es:

R_{DS}(on)=0.077Ω; t_r=34 nS; t_f=24 nS

$R_{th\ j-a}$= 60 °C/W; $R_{th\ jh}$= 2.4 °C/W

$P_{Tr(cond)} = R_{DS}(on) <IL>_{max}^2 D =$

$= 0.077*6^2*0.33 = 0.92$ W.

$$P_{TR(commut)} = V_O \frac{t_r + t_f}{2} < I_L >_{max} f_s =$$

$$= 18V \frac{34nS + 24nS}{2} 6A \cdot 60KHz = 0.2W$$

$P_{Tr(total)}$ = 0.92W + 0.2W= 1.12W.

Con lo que la resistencia térmica de su radiador será:

$$R_{thk} = \frac{T_{jmax} - T_a}{P_{TR}} - R_{th\ jh} =$$

$$= \frac{80°C - 25°C}{1.12W} - 2.4°C/W = 46°C/W$$

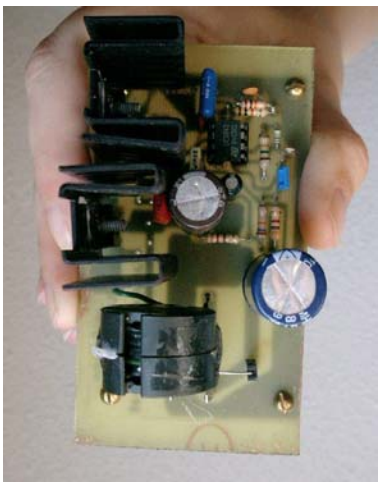



Fig. 3. Fotografía del prototipo.