

Fuente de alimentación con *flyback* empleando el circuito integrado *topswitch*

Por Ing. Julio Eusebio Fajardo Oliva, Gerencia de Gestión de Red, Subgerencia de Energética y Climatización, Grupo de Asistencia Técnica, e Ing. Jesús Fornell Cires, Gerencia de Proyectos, UNR, ETECSA

julio.fajardo@etecsa.cu, jesus.fornell@etecsa.cu

Introducción

En la actualidad, en la esfera de las telecomunicaciones se emplean diferentes fuentes de alimentación cada vez más eficientes y más pequeñas, las cuales son utilizadas en las PC, teléfonos inalámbricos, cargadores de baterías para móviles, pequeños convertidores para uso solar, etc. En la mayoría de estas aplicaciones se destaca la topología *flyback* con el empleo de los circuitos integrados *topswitch* que son una marca de fábrica de Power Integrations, Inc.

El *topswitch* es un dispositivo monolítico que combina un conmutador MOSFET de potencia, a voltaje alto, con toda la circuitería de control digital y analógico requerida para implementar un suministro de potencia conmutado aislado, regulado y protegido. Al diseñarse una fuente de energía queda simplificada grandemente, porque son requeridos pocos componentes externos. La alta frecuencia de conmutación de 100 kHz disminuye el tamaño de la fuente de energía por permitir el uso de componentes almacenadores de energía más pequeños. El *topswitch* fue diseñado para ser utilizado en fuentes de energía aisladas o en convertidores de DC a DC. Niveles de potencia hasta los 50 W pueden ser entregados desde voltajes de AC de 85 a 265 VAC, ó 100 W con un rango de entrada de 195 a 265 VAC. Operaciones para voltajes de entradas más bajos son también posibles con niveles reducidos de potencia de salida [1].

Familias de *topswitch* [1]

- TOPSwitch: TOP200-4/14 —se introduce en 1994—
- TOPSwitch-II: TOP221-227 —se introduce en 1997—
- TOPSwitch-GX: TOP242-250 —en el 2000—
- TinySwitch-II family of ICs —en el 2001—
- LinkSwitch —en el 2002—
- Power Integrations presenta TinySwitch-III family —en el 2006—.

La tecnología *topswitch* implementa con solo tres pines todas las funciones necesarias de un sistema de control conmutado *off-line*: un MOSFET de potencia de canal *N* de alto voltaje con control en una compuerta controladora de encendido, controlador PWM en modo de voltaje con un oscilador integrado de 100 KHz., circuito prefijado para arranque a alto voltaje, ancho de banda de referencia derivado, preferencia regulador Shunt/amplificador de error para lazo de compensación y circuito de protección a fallas [2].

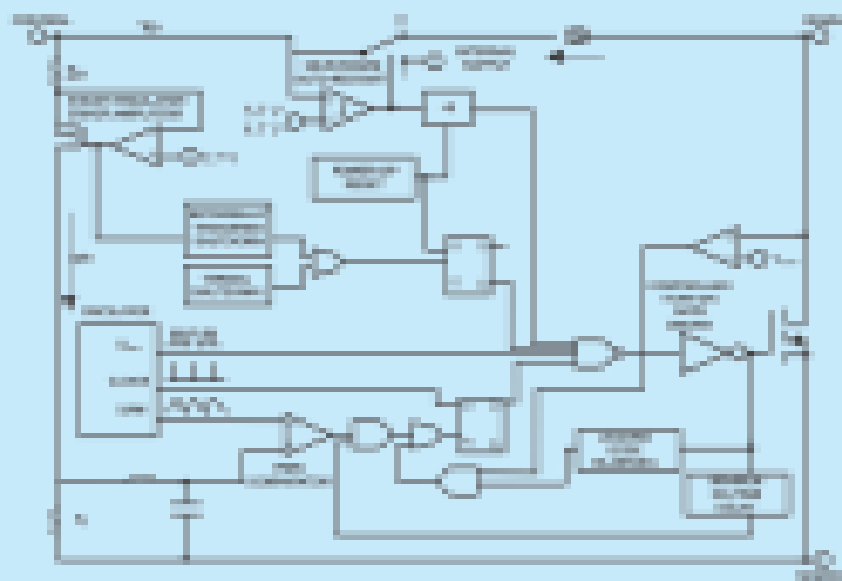


Figura 1 Diagrama de bloque de función [2]

Descripción funcional del *topswitch*

Pin de Drenaje: proporciona una corriente prefijada interna durante la operación de arranque a través de una fuente de corriente de alto voltaje interna. Punto de muestreo de corriente interno.

Pin de Control: pin de entrada de corriente de realimentación y amplificador de error para el control del ciclo de servicio. Conexión de regulador *shunt* interno para proporcionar una corriente prefijada interna durante su operación normal. Entrada de disparo para la orden de cierre. También es usado como una fuente de desviación y auto-rearranque/punto de conexión del capacitor de compensación [2].

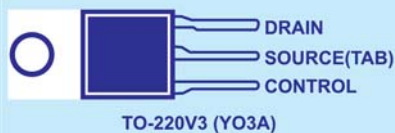


Figura 2 Configuración del pin [2]

Pin de la Fuente: conexión de la fuente MOSFET de salida. Lado primario del circuito común, retorno de energía y punto de referencia [2].

El *topswitch* tiene un auto prefijado y protegido control lineal de corriente para el ciclo de servicio del convertidor con una salida de drenaje abierta. La alta eficiencia es lograda a través del uso de CMOS —Complementary Metal-Oxide Semiconductor— y de la integración de un número máximo de funciones posibles. CMOS significativamente reduce corrientes prefijadas cuando es comparada a bipolar o soluciones discretas. La integración elimina resistores de potencias externos usados para censar corriente o suministrar una corriente prefijada de arranque inicial [2].

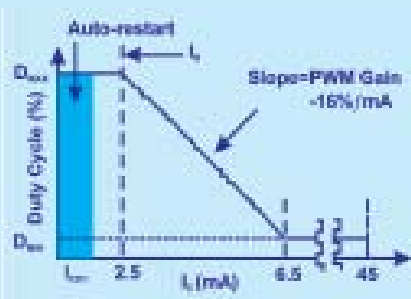


Figura 3 Relación del ciclo para controlar la corriente del pin [2]

Durante la operación normal, disminuye la linealidad del ciclo de servicio del MOSFET de salida interno con aumentos de corriente en el Pin de Control como se observa en la figura 3.

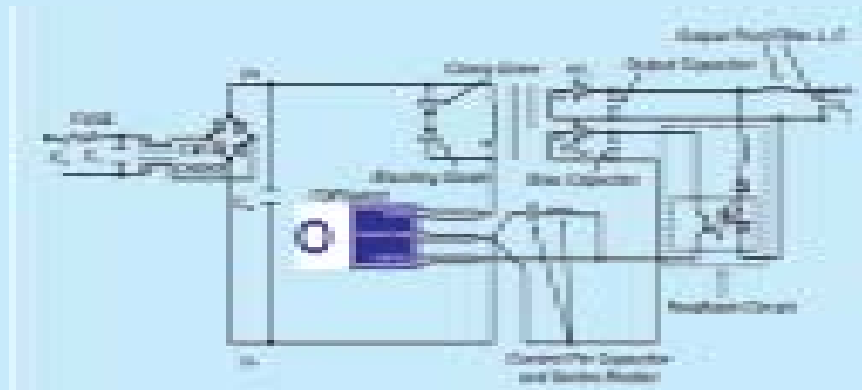


Figura 4 Fuente de alimentación *flyback* [3]

Operación básica de la fuente de alimentación con *flyback* utilizando *topswitch*

Un circuito básico de una fuente de alimentación con *flyback* utilizando *topswitch* es mostrado en la Figura 4 [3].

El transformador **T1** es utilizado para almacenar energía, aislar la salida y transformar el voltaje de salida. Cuando el *topswitch* está encendido, el diodo secundario **D2** está polarizado en inverso, y sube la rampa de corriente en el enrollado primario del transformador acorde a la ecuación:

$$I_{PRI} = I_i + \frac{(V_{IN} - D_{DS(ON)}) \times t_{ON}}{L_p} \quad [3] \quad 1$$

I_{PRI} es la corriente del primario en amperes; I_i es el valor inicial de la corriente del primario en amperes; V_{IN} el voltaje de entrada de CD después del puente; $V_{DS(ON)}$ la caída de voltaje del drenaje a la fuente a través de la salida del MOSFET en el *topswitch*; t_{ON} el tiempo de encendido en el *topswitch*; y L_p la inductancia del primario del transformador en henries. Desde que el transformador es aislado del circuito de salida de la carga por **D2** polarizado en inverso, la energía se suministra a R_L desde el capacitor de salida **C1** durante el tiempo de encendido del *topswitch* [3].

Cuando el *topswitch* se apaga, el flujo magnético en el núcleo del transformador comienza a disminuir, y es invertida la polaridad en el enrollado secundario. **D2** se energiza, y la energía almacenada en el transformador durante el tiempo de encendido del *topswitch* es descargada en el circuito de la carga, suministrando corriente a la carga R_L y reabasteciendo la carga agotada desde **C1** durante el tiempo de encendido. El valor inicial de la corriente en el secundario para el instante en que el *topswitch* se apaga será igual a $I_p \times N_s / N_p$, donde I_p es el valor pico de I_{PRI} para el final del tiempo de encendido del *topswitch*, N_p es el número de vueltas del primario y N_s es el número de vueltas del secundario. La corriente del secundario cae desde su valor inicial acorde a la ecuación (2) [3].

$$I_{SEC} = \frac{I_p \times N_p}{N_s} - \frac{(V_o + V_{D2}) \times t_{off} \times N_p^2}{N_s^2 \times L_p} \quad [3] \quad 2$$

($I_{SEC} \geq 0$)

V_o es el voltaje de salida de la fuente; V_{D2} la caída de voltaje en conducción de **D2**; y t_{OFF} el tiempo de apagado del *topswitch*. Si la corriente del secundario cae a cero durante el tiempo de apagado del conmutador primario, la corriente de salida es entonces suministrada por el capacitor de salida **C1** [3].

Hay dos modos distintos en la operación de alimentación del *flyback*, dependiendo del valor de I_{SEC} al final del tiempo de apagado del *topswitch*. Si la I_{SEC} cae a cero antes del final del tiempo de apagado, la alimentación está fluyendo en el modo continuo de operación [3].

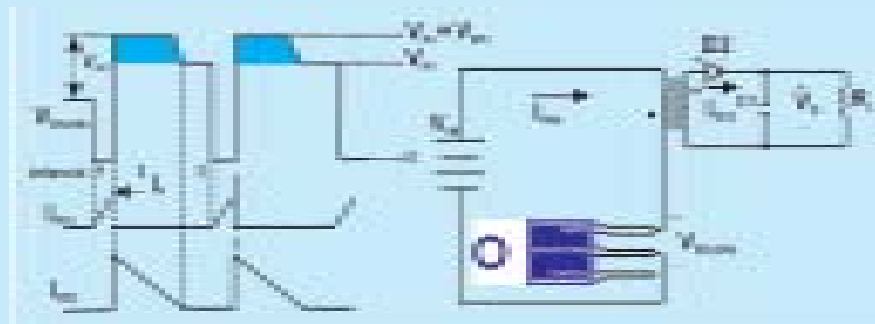


Figura 5 Convertidor *flyback* ideal de formas de ondas-modo discontinuo [3]

Modelo Ideal (Modo Discontinuo)

Existen tres intervalos diferentes de operación del circuito para la fuente de alimentación con *flyback* en modo discontinuo como se muestra en la Figura 5 [3].

El primer intervalo (1) de operación ocurre cuando el *topswitch* está encendido. La rampa de corriente I_{PRI} crece linealmente en el enrollado primario del transformador, causando un campo magnético en su núcleo. El voltaje del drenaje a la fuente $V_{DS(ON)}$ a través del *topswitch* es cercano a cero durante este intervalo. La salida del diodo impide el flujo de corriente en el secundario debido a las marcas de polaridad, el secundario del transformador es aislado de la salida por el diodo **D2** polarizado en inverso, y la corriente es distribuida a la salida por **C1** [3].

El segundo intervalo (2) de operación comienza cuando el *topswitch* se apaga. La energía almacenada en el campo magnético del transformador origina que el voltaje, a través de ambos enrollados secundario y primario, invierta la polaridad. En un circuito ideal la corriente primaria I_{PRI} instantáneamente para de fluir, mientras que la corriente secundaria I_{SEC} al momento comienza a fluir; posteriormente, se mostrará la importancia de este comportamiento no ideal. El voltaje, a través del enrollado secundario, es igual a la suma del voltaje de salida y el voltaje del diodo en conducción. El voltaje secundario es reflejado de regreso a través de la proporción de vueltas del transformador para este enrollado primario. Note que el voltaje de drenaje a fuente, a través del *topswitch* durante este intervalo de operación, es igual a la suma del voltaje de salida reflejado V_{OR} y el voltaje de entrada V_{IN} . Este voltaje reflejado debe ser tomado en cuenta cuando se selecciona la proporción de vueltas el transformador para evitar un exceso de voltaje extremo sobre el *topswitch*. El voltaje reflejado puede también ser utilizado para muestrear indirectamen-

te la salida de voltaje de la fuente desde el lado primario del transformador por medio de una vía o enrollado de control referenciado al retorno del primario, haciendo un control por el lado primario de la posible alimentación [3].

La energía almacenada en la inductancia primaria del transformador durante el primer intervalo de operación suministra corriente al circuito de carga durante el segundo intervalo de operación y reabastece la carga gastada del capacitor de salida **C1** durante los intervalos primero y tercero [3].

El tercer intervalo (3) de operación ocurre cuando el campo magnético dentro del núcleo ha caído a cero ($I_{SEC} = 0$). La corriente no circula en el primario y secundario del transformador lo cual define el modo de operación discontinuo. Se percibe que el voltaje de drenaje a fuente a través del *topswitch* ha decaído para el nivel de voltaje de entrada. Dado que la energía almacenada del transformador ha decaído a cero, la corriente de la carga a la salida es de nuevo suministrada por el capacitor de salida **C1** [3].

La energía entregada a la carga en cada ciclo por el transformador está dada por:

$$E = \frac{1}{2} \times L_p \times I_p^2 \times \eta \quad [3] \quad 3$$

De ese modo, la potencia a la salida se define por:

$$P_o = \frac{T}{2} \times L_p \times I_p^2 \times \eta \times f_s \quad [3] \quad 4$$

donde f_s es la frecuencia de operación del suministro de energía; y η la eficiencia. Sustituyendo la expresión en la ecuación (1) para I_p con $I_i = 0$ y $V_{DS(ON)} = 0$, y definiendo t_{ON} como D/f_s , donde D es el ciclo de servicio; y f_s la frecuencia de operación del *topswitch* [3].

Se obtiene la expresión:

$$P_o = \frac{V_{IN}^2 \times D^2 \times \eta}{2 \times L_p \times f_s} \quad [3] \quad 5$$

En la operación de la fuente de alimentación en modo discontinuo, el controlador se ajustará al ciclo de servicio del conmutador primario para entregar la energía suficiente a la carga y mantener el voltaje de salida deseado. El ciclo de servicio está en función del voltaje de entrada y la carga a la salida [3].

Modelo Ideal (Modo Continuo)

La siguiente figura presenta las formas de ondas características del modo de operación continuo y su circuito de referencia:

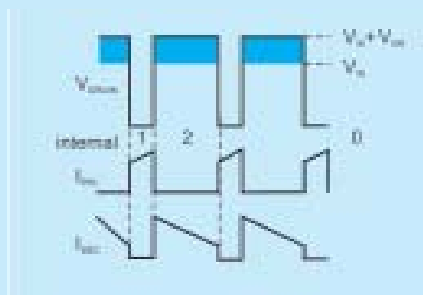


Figura 6 Convertidor *flyback* ideal de formas de ondas-modos continuo [3]

La corriente por el secundario I_{SEC} no decae completamente a cero como en el modo discontinuo, por lo que el tercer intervalo de operación (3) no existe. La corriente primaria I_{PRI} comienza con un paso de corriente igual al valor final de la corriente por el secundario I_{SEC} reflejada posteriormente a través de la proporción de vueltas del transformador. El voltaje de drenaje a fuente, a través del *topswitch* en el instante de energizarse es también diferente puesto que el tercer intervalo ha sido eliminado. El estado del voltaje a la salida continúa para balancear el ciclo de apagado hasta que el *topswitch* se energice nuevamente [3].

Trabajando correctamente para mantener constante el voltaje de salida, la cantidad que aumenta la rampa de corriente en la inductan-

cia primaria durante el tiempo de encendido debe ser balanceada por la disminución en la rampa de corriente durante el tiempo de apagado. Esto significa que [3]:

$$\frac{(V_{IN} - V_{DS(ON)}) \times D}{L_P \times f_s} = \frac{(V_O + V_{D2}) \times (1-D)}{\frac{N_S}{N_P} \times L_P \times f_s} \quad [3] \quad 6$$

Encontrando la solución para V_O , se obtiene la expresión:

$$V_O = \left[(V_{IN} - V_{DS(ON)}) \times \frac{D}{1-D} \times \frac{N_S}{N_P} \right] - V_{D2} \quad [3] \quad 7$$

Como la energía suministrada está corriendo en el modo continuo, puede ser vista desde la expresión de arriba que no hay una dependencia directa del voltaje de salida sobre la salida de la carga. Para una primera distribución, el ciclo de servicio de la fuente permanecerá constante cuando la carga es variada, y el valor inicial de la forma de onda de la corriente primaria variará en cambio [3].

La inductancia primaria del transformador de energía, la carga en la salida y el tiempo de apagado del *topswitch* determinan la operación discontinua o continua. Esta dependencia se muestra en la ecuación (2). La frontera de la operación continua frente a la operación discontinua es definida por la ecuación [3]:

$$I_{OB} = \frac{V_{IN}^2 \times V_O}{2 \times f_s \times L_P \times \left[\left(\frac{N_S}{N_P} \times V_{IN} \right) + V_O \right]^2} \quad [3] \quad 8$$

donde I_{OB} es la corriente de salida en la frontera entre la operación continua y la operación discontinua.

Esta ecuación se obtiene al asumir que la integral de la corriente de salida en la fuente de alimentación, empleada en el ciclo de conmutación, total es exactamente igual a la integral de la salida de corriente secundaria del transformador, empleada en el periodo del tiempo de apagado. Esto significa que, durante el tiempo de apagado, el transformador entrega exactamente suficiente energía para balancear la energía entregada a la carga que se utiliza en el ciclo de conmutación total, con la energía que no se usa y se escapa al final del tiempo de apagado [3].

Si la salida de corriente es mayor que la parte derecha de la ecuación (8), el suministro está operando en modo continuo. Si la salida de corriente es menor o igual que la parte derecha de la ecuación, el suministro está operando en modo discontinuo. Una inductancia primaria del transformador dejará la energía almacenada en el campo magnético con una proporción más rápida y el resultado consiste en un modo de conducción discontinuo. A la inversa, una inductancia grande en el primario no dejara toda la energía almacenada en el núcleo cada ciclo y operara en modo continuo. Si la corriente de la carga es reducida debajo de I_{OB} , el suministro correrá en modo discontinuo. Además, si el voltaje de entrada es aumentado para una carga dada, el suministro puede cambiar al modo discontinuo, así como I_{OB} se incrementa con el aumento del voltaje de entrada [3].

Modelo No Ideal (Modo Discontinuo y Continuo)

El circuito para la fuente de alimentación con *flyback* no ideal y las formas de onda asociadas para los modos de operación continuo y discontinuo son mostrados en las figuras 7 y 8 [3].

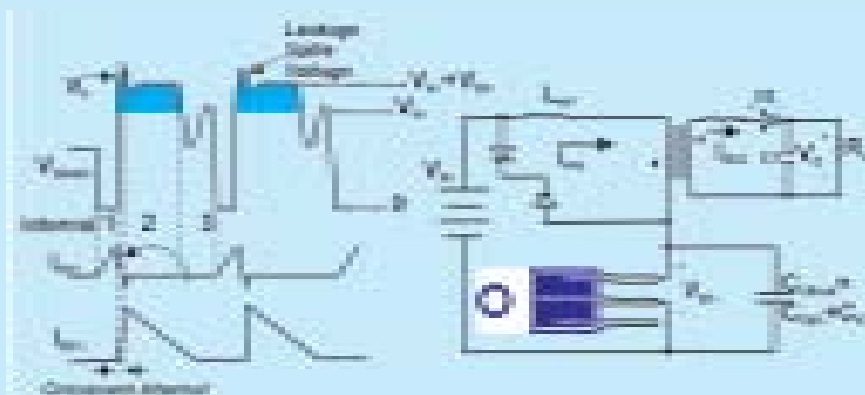


Figura 7 Convertidor *flyback* real de formas de ondas-modo discontinuo [3]

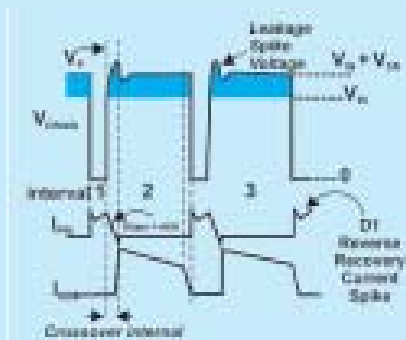


Figura 8 Convertidor *flyback* real de formas de ondas-modo continuo [3]

El *flyback* no ideal tiene tres elementos de circuito parásitos adicionales: dos inductores y un capacitor. El inductor L_{KP} es la inductancia de fuga del enrollado primario del transformador de energía. El inductor L_{KS} es la inductancia de fuga del enrollado secundario del transformador de energía. El capacitor C_{DRAIN} es la suma de C_{OSS} y C_{XT} [3].

Estos son la capacitancia de salida del *topswitch* y la capacitancia del enrollado del transformador, respectivamente. Estos elementos de circuito parásitos están presentes en cualquier *flyback* real, y afectan grandemente el funcionamiento del suministro [3].

El circuito en modo discontinuo tiene tres intervalos de operación por ciclo de conmutación (Figura 7). El impacto sobre la operación del circuito de los elementos parásitos en cada uno de los tres intervalos de operación es analizado a continuación [3].

En el primer intervalo (1) el *topswitch* se energiza, descargando C_{OSS} y C_{XT} . La energía almacenada en estas capacitancias al final del ciclo previo es disipada en el *topswitch* al comienzo del intervalo de encendido. Esta energía disipada es proporcional al cuadrado del voltaje en las capacitancias parásitas. Por causa de este efecto, grandes valores de capacitancia parásita pueden dramáticamente bajar la eficiencia de la fuente de alimentación, especialmente para un voltaje de entrada alto. La inductancia de fuga tiene un efecto pequeño durante el intervalo de encendido, puesto que el transformador no ha almacenado la energía, y el valor inicial de la salida de corriente en el secundario es cero [3].

En el segundo intervalo (2) de operación, el *topswitch* se apaga. La energía almacenada en el campo magnético del transformador durante el intervalo previo es ahora transferida al circuito secundario. Un problema que surge durante esta transferencia es que la fuga de las inductancias L_{KP} y L_{KS} trata de oponerse al flujo de corriente. L_{KP} está intentando mantener el

flujo de corriente por el primario; y L_{KS} , bloquear el flujo de corriente a través del secundario. Hay una “región de intersección” durante la cual la rampa de corriente primaria baja y la de corriente secundaria sube. La rampa de corriente primaria baja a cero con una pendiente determinada por el valor de la inductancia de fuga y los niveles de voltaje del circuito [3]. El gran problema es que la corriente primaria debe continuar circulando durante este intervalo de intersección. El declinar de la corriente primaria finaliza hasta que circula la corriente dentro de C_{OSS} y C_{XT} se carga hasta el pico de voltaje V_p . Este pico de voltaje, causado por la inductancia de fuga será referido como “un pico de fuga”. En una fuente con *flyback* y *topswitch*, el pico de fuga debe ser asegurado a un valor por debajo del voltaje de ruptura nominal [3].

Durante el tercer intervalo (3) de operación, el voltaje de salida reflejado va a cero. El campo magnético del transformador ha dejado toda la energía almacenada durante el primer intervalo. El voltaje del drenaje a la fuente del *topswitch* hace una transición desde un nivel igual a la suma del voltaje de salida reflejado V_{OR} y el voltaje de entrada V_{IN} baja a un nivel igual V_{IN} solo. Esta transición excita el circuito tanque resonante formado por la capacitancia perdida y la inductancia del primario para crear una forma de onda oscilatoria, la cual persiste hasta que el *topswitch* se energiza de nuevo. Esta forma de onda “modula” el voltaje sobre y la cantidad de energía almacenada dentro C_{OSS} y C_{XT} , determinando las pérdidas de energía cuando el *topswitch* se enciende al comienzo del próximo ciclo [3].

En el modo de operación continua, los mismos elementos parásitos están presentes como en el modo discontinuo. Y se añadan, los aspectos no ideales de la característica del recti-

ficador a la salida que se tornan importante. Un rectificador ideal no tiene caída de voltaje en conducción, y conmuta infinitamente rápido. Un diodo real tiene una caída finita de voltaje en conducción, y toma un tiempo finito en apagarse. La unión PN del diodo tiene un tiempo de recuperación finito en sentido inverso (t_{rr}) debido a que los portadores minoritarios de carga deben pasar rápidamente desde la unión por el voltaje inverso aplicado antes que la unión del diodo pueda invertir la polarización y conmutar al estado de apagado. En el caso del diodo Schottky, este tiempo de recuperación finito es originado por la capacitancia de unión. El tiempo de recuperación (t_{rr}) es asociado con el pico de corriente de recuperación inversa que persiste hasta que el diodo se apaga. El pico de corriente provoca una disipación de potencia en sentido inverso a la salida del rectificador, y las cargas bajan el *topswitch* durante su transición de encendido. La amplitud y duración de esta corriente de pico depende de la velocidad del diodo. Para fuentes de alimentación a 100 kHz, son recomendados diodos ultra rápidos ($t_{rr} < 50 \text{ ns}$). Utilizar diodos más lentos originaría una pérdida en la eficiencia debido a un exceso de disipación en la potencia de recuperación en sentido inverso, y puede resultar en una fuga térmica del diodo rectificador de salida [3].

Las formas de ondas en la operación no ideal del convertidor *flyback* en modo continuo se muestra en la figura 8. Durante el (1) intervalo de operación, el *topswitch* se enciende mientras la corriente está aun circulando en el enrollado secundario del transformador. Esto significa que el voltaje de drenaje para el instante que enciende es igual a la suma del voltaje de entrada y del voltaje secundario reflejado al revés a través

de la relación de vueltas del transformador. Esto produce una disipación de potencia más alta en el encendido del *topswitch* que en el modo discontinuo, debido a una energía adicional almacenada en las capacitancias parásitas del circuito primario. Además, la corriente en la inductancia de fuga secundaria debe ser descargada antes que la salida secundaria pueda ser apagada. Esto se deriva en una corriente de encendido solapada, mientras la rampa de corriente por el secundario baja y la rampa de corriente por el primario sube. Una vez que la inductancia de fuga por el secundario es descargada, el rectificador de salida **D2** es inversamente referenciado, y los portadores de carga en la unión del diodo son repuestos, resultando en un pico de corriente recuperado en sentido inverso que es reflejado en el primario y aparece para guiar el borde de la forma de onda de la corriente del primario. Dependiendo de las características de los diodos, este pico de corriente inicial puede ser comparable en amplitud o más alto que el valor final de la corriente primaria. Lo que puede resultar una operación falsa del circuito de protección por límite de corriente. El *topswitch* permite construir el borde de ataque del límite de corriente en vacío para prevenir el pico de corriente inicial de un disparo en falso del circuito de protección que limita la corriente [3].

Cuando el *topswitch* se apaga, operando en modo continuo, es similar al modo discontinuo. La corriente secundaria y primaria experimentan una región de solapamiento causado por los efectos de la inductancia de la fuga del transformador. Se eleva el pico de fuga en el primario de la misma forma que en el modo de operación discontinua. El voltaje del drenaje a la fuente sube a la suma del voltaje de suministro de entrada y el voltaje de salida reflejado regresa a través de la relación de vueltas del transformador. Semejante al modelo del modo discontinuo, el voltaje reflejado se mantiene hasta que el *topswitch* se enciende de nuevo, así, no hay intervalo (3) donde el voltaje secundario reflejado cae a cero [3].

Conclusiones

La tecnología *topswitch* comparada con los componentes MOSFET discretos y controladores o auto osciladores en las soluciones de conmutadores conmutados puede reducir el costo total, la cantidad de componentes, el tamaño y el peso, a la vez que incrementa la eficiencia y la fiabilidad del sistema.

La topología *flyback* mantiene sus ventajas para los niveles de potencia hasta 100 W o salidas de corriente hasta 10 A. Para potencias mayores a los 100 W ó 10 A de corriente de salida se requiere el uso de componentes más caros, permitiéndole a las otras topologías convertir más efectivo el costo. 

Referencias bibliográficas

- [1] Power Integrations, Inc. Fact Sheet (February 2006). Disponible en: <http://www.powerint.com>. (Consulta: marzo/2008).
- [2] TOP200-4/14. TOPSwitch Family. Three-terminal Off-line PWM Switch. Disponible en: <http://www.powerint.com>. (Consulta: marzo/2008).
- [3] TOPSwitch® Flyback. Design Methodology. Application Note AN-16. Disponible en: <http://www.powerint.com/sites/default/files/product-docs/an16.pdf>. (Consulta: marzo/2008).
- [4] TOPSwitch-GX Flyback. Design Methodology. Application Note AN-32. Disponible en: <http://www.powerint.com/sites/default/files/product-docs/an32.pdf>. (Consulta: abril/2008).
- [5] Product Selector Guide AC-DC Products. June 2006. Power Integrations, Inc. Disponible en: <http://www.powerint.com>. (Consulta: marzo/2008).