

Implementación de un Sistema de *Standby* en un Elevador con Corrección del Factor de Potencia

Kevin Martín¹, Pablo F. Miaja¹, Diego G. Lamar¹, Javier Sebastián¹, Santiago Álvarez².

¹Universidad de Oviedo. Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación. Campus de Viesques S/N-Edificio 3. 33204 Gijón, España. Email: martinkevin@uniovi.es

²Marshall Amplification HK Ltd. Westley Square 48 Hoi Yuen Rd. Kwon Tong Kowloon. Hong Kong.

Resumen—La normativa actual para la mejora de la eficiencia energética en Fuentes de Alimentación (FA) conmutadas CA/CC fijan límites de consumo en reposo (en terminología anglosajona, *standby*) tan bajos como 0,5 W. En ciertos convertidores con controles complejos, los propios circuitos de sensado dificultan alcanzar un consumo tan reducido. En este trabajo se analizan diversas opciones para implementar una protección de *standby* en una FA CA/CC cuya primera etapa es un convertidor elevador con Corrección de Factor de Potencia (CFP). Por su aplicación, la alimentación de un amplificador de guitarra de gama económica, exige además que se trate de un sistema robusto y de bajo coste. Tras el estudio de las ventajas e inconvenientes de las distintas soluciones posibles, se opta por la desconexión del convertidor actuando sobre un tiristor en serie con la entrada. Esta solución cumple los requisitos de consumo eléctrico a la vez que se ajusta al resto de especificaciones.

Palabras clave— Convertidores CA/CC, eficiencia energética, *standby*.

I. INTRODUCCIÓN

EL número de equipos electrónicos conectados a la red de distribución de baja tensión es cada día mayor y el consumo eléctrico en los hogares aumenta. Uno de los sectores que más se ha desarrollado en los últimos años es la electrónica de consumo, con un crecimiento imparable de la oferta de equipos de entretenimiento con una demanda de potencia cada vez mayor.

La actual preocupación por el cambio climático y la eficiencia energética provoca la aparición de normativas y certificaciones para productos electrónicos conectados a la red. Iniciativas tales como Energy Star [1] identifica y clasifica equipos desde el punto de vista de su eficiencia a la hora de transformar el formato de la energía eléctrica.

No obstante, para valorar la eficiencia energética de un producto no sólo se debe tener en cuenta cuando éste se encuentra en funcionamiento. Es muy común que los equipos apagados pero aún conectados a la red se encuentren en un modo de *standby*, preparados para su encendido rápido. En este caso, la FA CA/CC aunque no alimente al equipo en su funcionamiento normal sigue consumiendo bajos niveles de potencia.

El consumo de los equipos en *standby* se encuentra normalmente entre 1 y 25 W [2], lo que evidentemente es mucho menor que el consumo en funcionamiento. En un hogar medio la suma de todos estos equipos en *standby* supone entre el 5 y el 10% del consumo eléctrico de un hogar

[2-3] y en torno al 1% de las emisiones globales de dióxido de carbono [3].

Existen iniciativas como la *1-watt initiative* [3], que proponía reducir el consumo en *standby* máximo a 1 W para 2010. A día de hoy, preocupan especialmente los consumos de equipos de comunicaciones y recepción de televisión, que pasan gran parte del día en reposo, esperando para realizar sus tareas primarias [4]. En algunos países, como Alemania, los límites de consumo en *standby* son aún más bajos, llegando a 0,5 W [5].

Si bien existen soluciones ya estudiadas para reducir el consumo en *standby* y cumplir con la reglamentación pertinente [6-7], estas varían enormemente con la topología seleccionada para el diseño de la FA y el coste del equipo.

En este trabajo se detallan las soluciones adoptadas en el diseño de una FA de dos etapas para un amplificador de guitarra de gama económica de Marshall Amplification. Las soluciones se centran en la primera etapa, un elevador con CFP de 150W y con rango de tensión de entrada universal (80 – 250 V eficaces).

En la sección II se analiza la problemática de la implementación de este tipo de soluciones en la topología seleccionada como primera etapa de la FA CA/CC (Fig. 1.a). En la sección III se describirá la problemática asociada a la implementación del sistema de *standby* en el convertidor elevador, centrándola en la corriente demandada durante su arranque, lo cual condicionará las soluciones a proponer. La sección IV describe la implementación de la lógica usada en el sistema de *standby* concebido como una protección. El mecanismo de desconexión del convertidor se analiza en la sección V, mostrando los resultados experimentales en la sección VI. Finalmente, en la sección VII, se presentan las conclusiones del diseño realizado.

II. CONSUMO EN *STANDBY* DE LOS CONVERTIDORES DE LAS FA CA/CC

Cuando el convertidor se encuentra en *standby* el consumo de potencia se debe únicamente a la lógica que implementa la protección de *standby* y a los sensores que miden tensión y corriente en los puntos que aún se encuentran conectados a la red. El resto de subcircuitos (control, realimentación, gobierno de interruptores...) de la FA deben quedar sin alimentación para garantizar un consumo bajo.

Si bien la lógica de la protección tendrá consumos muy

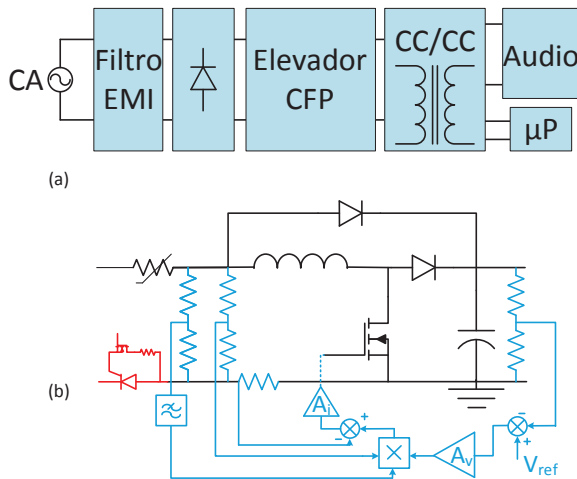


Fig. 1. Diagrama de bloques de la FA (a). Esquemático básico del elevador, con los componentes de potencia (negro), el control (azul) y la desconexión de red (rojo) (b).

semejantes en todos los convertidores que se puedan utilizar como primera etapa de una FA CA/CC, las necesidades de medida sufren grandes variaciones de una topología a otra o, incluso, entre diferentes modos de funcionamiento o control.

En el diseño del convertidor que nos atañe (elevador con CFP) se ha utilizado el controlador FAN4802S de Fairchild Semiconductor [8]. Se trata de un combo analógico para el control de las dos etapas, donde el primero es un control por multiplicador y prealimentación. Esto supone el uso de cuatro circuitos de sensado: tensión de entrada, tensión de salida, corriente de entrada y valor eficaz de la tensión de entrada, con el consecuente consumo (Fig. 1.b).

En caso de utilizar un convertidor en que la CFP se produjese de forma natural, como es el caso de un elevador en modo de conducción crítico o un flyback en modo de conducción discontinuo, en el peor de los casos es necesaria la medida de la tensión de salida y la corriente por la inductancia. Además, en aquellas topologías con protección contra cortocircuito a la salida, la medida de tensión no consume corriente puesto que la salida se encuentra desconectada.

El elevador con control por multiplicador y prealimentación es por tanto el peor caso, puesto que no es posible desactivar ninguno de los cuatro circuitos de medida sin desconectarlos de la red eléctrica.

III. LIMITACIÓN DE LA CORRIENTE DE ENTRADA

El convertidor elevador usado en la primera etapa cuenta con un diodo de precarga, en paralelo con el diodo principal y la inductancia (Fig. 1.b). Este se coloca para permitir un camino de carga para el condensador de filtro a su salida y proteger el diodo del convertidor elevador. Puesto que se trata de un camino de circulación de corriente con una muy baja impedancia, la corriente de carga del condensador es inicialmente muy alta.

En el caso del diseño que aquí se describe, la resistencia del camino de precarga se midió introduciendo escalones de baja

tensión con una fuente HP 6813A, limitada a 26 A, y midiendo el máximo de la corriente de precarga. Con este procedimiento se dedujo una resistencia de 1,965 Ω . En el caso peor, si no se coloca ninguna clase de protección, se tendría una corriente de arranque 179,87 A, un valor inadmisiblemente alto.

El circuito más sencillo para la limitación de corriente es el uso de una resistencia en el camino de carga [9], fijando una impedancia más alta. El problema de esta solución es que la resistencia seguirá estando en el camino de corriente durante el funcionamiento normal del convertidor, disipando potencia y reduciendo la eficiencia de la FA CA/CC.

Otra posibilidad es colocar un camino alternativo a la resistencia durante el funcionamiento normal, típicamente un transistor o tiristor que se active una vez se haya hecho la precarga. Si bien es una opción interesante, añade coste y complejidad al sistema, haciendo esta solución poco adecuada para una fuente de alimentación de bajo coste.

Una solución de compromiso entre eficiencia energética y coste, es el uso de una resistencia con coeficiente de temperatura negativo (NTC). Ésta presentará una impedancia relativamente alta durante la precarga que, al calentarse por el paso de corriente a través de ella, disminuirá sensiblemente.

Se opta por utilizar la NTC SL10 10003 de Ametherm [10], de 10 Ω a temperatura ambiente, 3 A de corriente máxima y capaz de soportar la precarga de hasta 300 μF a 240V. Colocando este elemento a la entrada del circuito se limita la corriente de precarga a 29,55 A en el caso peor.

El principal problema que plantea el uso de una NTC sin protección activa es el encendido con la protección caliente. Dependiendo del tamaño del disco, la temperatura ambiente y el método de montaje, el tiempo de enfriamiento varía entre 30 y 120 segundos. En general, este tiempo es menor que el necesario para que el condensador de salida se descargue completamente [11].

En el caso peor e improbable de que se restaurase la circulación de corriente sin haber dejado enfriar la protección pero con el condensador descargado, la corriente máxima que circularía en la precarga sería de 102,94 A para 250 V eficaces de entrada. Con esta corriente es con la que se debe dimensionar el diodo de precarga y los elementos de desconexión que se coloquen para aislar la FA CA/CC de la red en el caso en que la protección de *standby* que deja de alimentar toda la circuitería auxiliar de la FA no consiga reducir el consumo en reposo hasta el nivel necesario, requiriendo una desconexión completa del convertidor.

IV. CIRCUITERÍA LÓGICA DE LA PROTECCIÓN DE *STANDBY*

El modo de *standby* se activa desde el circuito de control del amplificador de audio, que se encuentra colocado del lado aislado de la segunda etapa. Este proporciona un pulso, de duración limitada, que debe activar el modo de *standby* y desactivar la FA.

Este proceso también deja de alimentar el control del amplificador, por lo que se debe implementar en la circuitería

de la protección de *standby* un sistema para mantener la señal de desactivación y que, además, se restaure a funcionamiento normal al apagar y encender el equipo.

Se opta por implementar la lógica con un biestable R/S NAND CMOS CD4044BC [12] cuyo circuito de alimentación se conecta directamente a la salida del puente rectificador. En el arranque ambas entradas se alimentan a través de una red RC, más lenta en el caso de la entrada S1. De esta forma, en cuanto la entrada R1 alcanza el nivel lógico 1, se activa la salida.

Para activar la protección de *standby* se utiliza un optoacoplador. El pulso en el secundario hace conducir el fototransistor y pone la entrada R1 a masa, cambiando la salida del biestable. Una vez finalizado el pulso, cuando la entrada R1 vuelve a cargarse, el estado no cambia, manteniendo la protección activa y el convertidor en *standby*. Este circuito se muestra en Fig. 2.

Debido a que el circuito de alimentación de la lógica debe consumir muy poca potencia, la corriente demandada es muy baja, haciendo la carga de los condensadores de desacoplo muy lenta. La tensión de alimentación mínima especificada es de 3V. Si bien este bajo nivel de tensión se podría ver como algo positivo, el funcionamiento a tensiones de alimentación bajas limita la corriente que puede suministrar en su salida. La unión de baja tensión y baja corriente sobre la puerta de un MOSFET pueden hacer que el canal no se cree correctamente. En el caso concreto de querer colocar un MOSFET para la desconexión de la FA CA/CC con la red para la implementación de la protección de *standby*, que el canal no se cree correctamente puede causar problemas en el arranque del convertidor.

Para evitar la entrada en funcionamiento prematura del biestable se utiliza un circuito de alimentación, mostrado en Fig. 3, que sólo activa la lógica una vez que se ha alcanzado una cierta tensión. De esta forma se asegura que, aunque el arranque será ligeramente más lento, la tensión en el circuito será la correcta para el funcionamiento deseado.

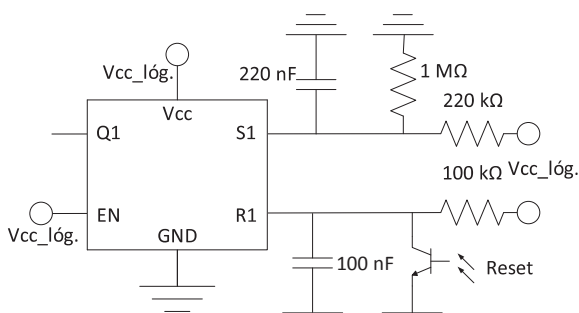


Fig. 2. Circuito lógico de activación del *standby*.

El transistor bipolar del circuito propuesto se encontrará en corte hasta que la tensión del condensador C2 sea mayor que la tensión del diodo zener D2 más la caída de tensión de su unión emisor-base. Así pues, la tensión que se aplicará a la alimentación de la circuitería lógica será aproximadamente la misma que la tensión que soporta C2. Escogiendo un diodo

zener D2 de 6,8 V, el biestable entrará en funcionamiento con una tensión cercana a 7 V, suficientemente alta para garantizar una correcta operación.

Es importante tener en cuenta que la masa del circuito lógico está referida a la masa del puente rectificador. Si se quisiera utilizar esta señal para desconectar algún subcircuito utilizando un MOSFET referido a otra masa, será necesario colocar un circuito de gobierno aislado que adapte la señal de puerta.

V. MECANISMO DE DESCONEXIÓN

Para el diseño realizado existen dos posibilidades básicas de desconexión. Por una parte se puede optar por el apagado del circuito de control, actuando sobre su alimentación. Al contrario que otros controladores, éste no dispone de pin específico de activación o de *standby*, por lo que debería eliminarse completamente su alimentación.

El circuito usado para la alimentación del controlador proporciona energía también a los circuitos de gobierno de los transistores, tanto del elevador como de la segunda etapa, y polariza los fototransistores del optoacoplador. Si únicamente se desconecta la alimentación del circuito de control, dejando los demás circuitos alimentados, el consumo de *standby* será mayor de lo deseado. Es por esto que se debe actuar sobre el circuito general de alimentación, mostrado en Fig. 4.

Este consta de dos partes. En primer lugar se activa el autoarranque, alimentado desde la salida del elevador ya desde la precarga. Tiene dos ramas, una que polariza la puerta del MOSFET Q1 fijando 18 V con un zener y otra que hace circular corriente para cargar el condensador puesto en la fuente del transistor. A pesar de que esta corriente de carga es muy pequeña, se extrae de una tensión relativamente alta, generando grandes pérdidas en el autoarranque. Es por esto que, una vez la segunda etapa entra en funcionamiento, se extrae energía de una salida flyback auxiliar con una tensión de 15 V regulados, que se aplican sobre la fuente del MOSFET Q1 (Fig. 4). Con esto se consigue que la polarización puerta-fuente esté por debajo de la tensión umbral, y se desactive el circuito de autoarranque, reduciendo significativamente el consumo de potencia en el circuito de alimentación del control.

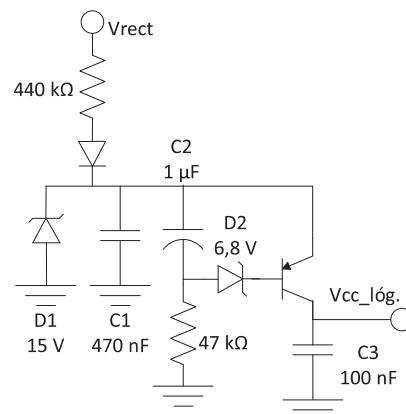


Fig. 3. Circuito de alimentación desde el puente rectificador.

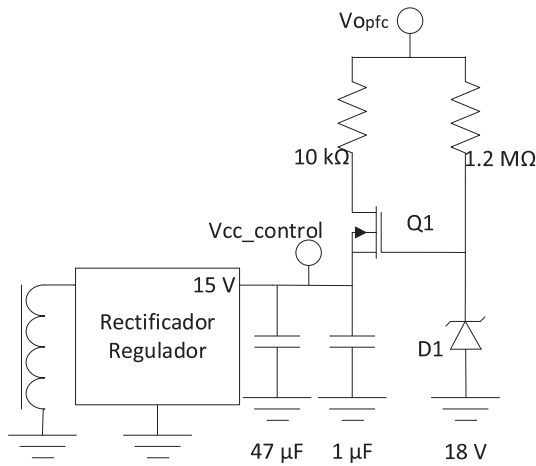


Fig. 4. Circuito de alimentación del control.

La desconexión total de la alimentación resulta problemática. La salida flyback no se puede conectar a masa, ya que un cortocircuito en el devanado causa problemas en el resto del convertidor aislado. La única posibilidad viable para hacer una desconexión física sería introducir un interruptor en serie con la salida del regulador, con los problemas de control que esto conlleva.

La otra posibilidad para deshabilitar la alimentación desde el devanado auxiliar es la desactivación del convertidor. A pesar de que el controlador no dispone de un pin específico de desactivación, sí que dispone de diversas protecciones internas que inhiben los pulsos de control de los transistores. Poniendo alguna de estas entradas a 0 se puede apagar el convertidor y evitar la alimentación desde el circuito auxiliar.

En ese caso, para eliminar completamente la alimentación del control se debe actuar también sobre el circuito de autoalimentación. Al no considerarse la opción de colocar un interruptor en serie con su correspondiente circuito de gobierno aislado, se propone cortocircuitar el diodo zener de la puerta. De esta forma, el MOSFET Q1 deja de conducir impidiendo la alimentación del circuito de control. No obstante, la rama de polarización de la puerta sigue estando alimentada, lo que mantendrá un cierto consumo de potencia incluso en *standby*.

La segunda opción para la desconexión pasa por aislar el convertidor de la red eléctrica, colocando un interruptor que permita abrir el camino de corriente a través del circuito (Fig. 1.b). Si bien a efectos eléctricos es indiferente colocar este en el terminal positivo o en la masa, a efectos de control resulta mucho más sencillo interrumpir la corriente a través del retorno. En este punto es posible referenciar el control a la masa del puente rectificador, la misma que podría tener la lógica del circuito usado para la activación de la protección.

La corriente del convertidor retorna por este interruptor en todas las condiciones, lo que obliga a dimensionarlo para soportar no sólo la corriente que circula en funcionamiento normal si no también la que se tiene en la precarga.

La implementación más inmediata de este interruptor es un único MOSFET, con su fuente referenciada a la masa del puente rectificador y su puerta gobernada por el biestable. Sin embargo, no resulta adecuado el uso de un transistor de ratios de corriente y, sobre todo, precios mucho mayores para la protección que para el procesado de potencia, ya que la corriente a soportar en el arranque es muy alta.

Otra posibilidad es el uso de un tiristor, capaz de soportar corrientes mucho mayores y con un precio significativamente menor que el de transistores con capacidad de corriente semejante. Sin embargo, plantean mayores dificultades para el control, requiriendo corrientes de puerta en el entorno de los 40 mA [13], lo que está muy por encima de la capacidad de corriente de salida del biestable. Para no tener que implementar un circuito de gobierno u otra fuente de alimentación, se opta por la autoexcitación del tiristor utilizando la caída de tensión en conducción del mismo. Se usa un MOSFET gobernado directamente por el biestable, que puede tener un ratio de corriente bajo, inyectando o no corriente hacia la puerta del tiristor. Para regular la intensidad se coloca una resistencia en serie (Fig. 1.b).

El principal inconveniente del uso del tiristor es el hecho de que su apertura no es instantánea como en el caso del MOSFET. Aunque se corte la alimentación de su puerta, el tiristor seguirá en funcionamiento hasta que la corriente circulando por él esté por debajo de su corriente de mantenimiento. Esta situación que permite el apagado sólo se da dos veces en cada ciclo de red, durante los pasos por cero de la corriente. No obstante, este retardo entre la activación de la protección y la apertura del circuito no es crítica por tratarse de un mecanismo de *standby*, que únicamente se activa tras un tiempo prolongado sin utilización del equipo, y no una protección que evite daños en el circuito (sobretensión, sobrecorriente, cortocircuito...).

Para esta aplicación se utiliza el tiristor TN2540, que soporta 25 A de corriente rms y 300 A de pico [13], más que suficiente tanto para el funcionamiento normal del convertidor como para el caso peor de la corriente de precarga.

El uso del interruptor para desconectar el convertidor de la red requiere además dos consideraciones adicionales. Por una parte, se añade un diodo entre la masa y la entrada del elevador. Éste proporciona un camino de retorno para evitar el corte abrupto de la corriente en la inductancia del elevador. Por otra parte, el condensador de filtro de entrada se coloca del lado del elevador, separado del puente rectificador por el interruptor. En funcionamiento normal esto resulta indiferente. Sin embargo, cuando el tiristor está abierto, se evita que actúe como detector de pico, incrementando la tensión desde la que se alimenta la protección de *standby*.

VI. DATOS EXPERIMENTALES

A. Consumo del controlador en standby

Si se implementa la protección basada en la desactivación del control del convertidor, cuando se activa la protección, el consumo vendrá dado por el circuito de alimentación y las

redes de medida. El controlador inhabilitado únicamente demandará corriente mientras su tensión de alimentación esté por encima de un umbral. Cuando se desactive la salida auxiliar y el circuito de autoalimentación, la tensión en los condensadores caerá hasta llegar a ese umbral, donde el consumo debido al controlador se hará cero.

Para medir el consumo en esa situación se pone a masa la puerta del transistor del circuito de autoarranque. Esto evita el arranque del convertidor y únicamente alimenta los circuitos de medida y la lógica de la protección.

Se mide la potencia de entrada utilizando el vatímetro digital Yokogawa WT110, teniendo 0.6 W de consumo para una tensión de 230 V. Puesto que está por encima de los límites permitidos, esta solución no es válida para la implementación de la protección.

B. Rotura del transistor en la precarga

Se hace una prueba de la protección colocando un MOSFET en el camino de retorno de la corriente. Se escoge el FCD600N60Z, de 600 V y 7,4 A [14], lo que resulta más que suficiente para el funcionamiento en régimen permanente del convertidor.

Cuando se realizan precargas suaves del convertidor, limitando la corriente en la fuente de alimentación a 4 A, el funcionamiento es correcto y el transistor soporta sin problemas las pruebas de funcionamiento a distintas tensiones y potencias.

Sin embargo, al incrementar ligeramente el límite de corriente se rompe el transistor durante el primer ciclo de red, como se puede ver en Fig. 5. Utilizar transistores de mayor capacidad de corriente resulta más caro que el uso del circuito con el tiristor, mientras que no ofrece mayor robustez que éste. Por esta razón se prefiere el uso de un tiristor en el diseño definitivo.

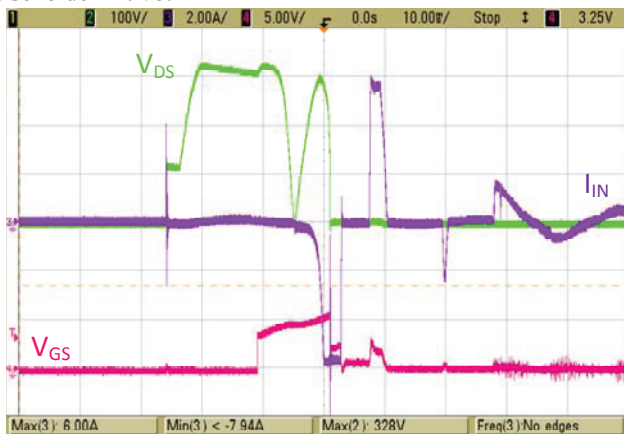


Fig. 5. Rotura del transistor. Tensión drenador-fuente del MOSFET de la protección (verde), corriente de entrada (azul) y tensión de puerta (magenta).

C. Activación del tiristor

Se miden las señales más relevantes del circuito de la protección para verificar tanto el circuito de alimentación como el de activación de la protección. Estas señales de muestran en las figuras 6 y 7.

El arranque es correcto, siguiendo el proceso explicado en

las secciones IV y V. Inicialmente el tiristor está abierto, soportando entre cátodo y ánodo (V_{KA} , en las figuras 6 y 7) la tensión de red rectificada y ligeramente filtrada. El circuito de alimentación se carga (V_{CC}) y la salida del biestable conectada a la puerta del MOSFET se activa con unos 7 V (V_{GS}). El tiristor entra en conducción y se aprecian dos grandes picos de corriente de entrada (I_{IN}), limitados en este caso por la fuente de corriente alterna utilizada. Tanto la tensión de alimentación como la de puerta se estabilizan finalmente en 15.1 V. El arranque se repite a distintas tensiones de entrada, obteniendo resultados muy semejantes a los obtenidos en las figuras 6 y 7.



Fig. 6. Arranque del convertidor a 230 V eficaces. Tensión cátodo - ánodo (amarillo), tensión de alimentación de la lógica (azul), tensión de puerta del MOSFET (verde) y corriente de entrada (magenta).

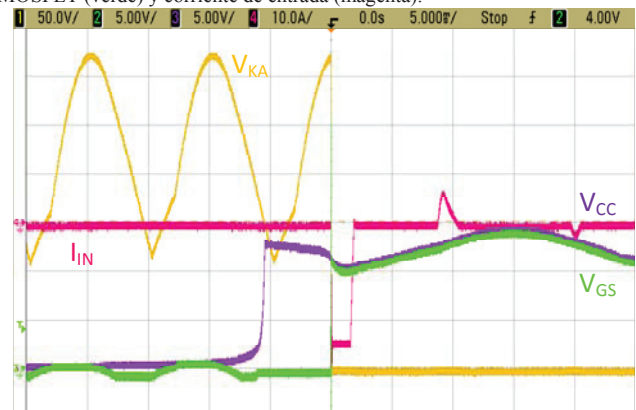


Fig. 7. Detalle del arranque a 230 V eficaces.

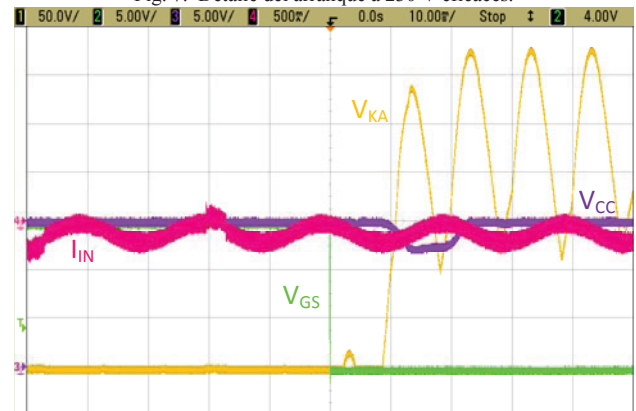


Fig. 8. Activación de la protección a 230 V, 3 W. Tensión cátodo - ánodo (verde), tensión de puerta del MOSFET (magenta) y corriente de entrada (azul).

En el apagado con la protección sí influye la tensión de entrada al convertidor, ya que esta modifica los niveles de corriente de entrada y la calidad de la corrección de factor de potencia. Si la corriente no se aproxima a cero lo suficiente, podría quedar por encima de la corriente de mantenimiento del tiristor, no cortando nunca la conducción.

Se comprueba el funcionamiento correcto con una carga mínima de 3 W en todo el rango de tensiones de entrada, sin encontrar problemas en la activación de la protección. En Fig. 8 se muestran detalles del apagado. Se observa además el pequeño retardo entre el flanco de bajada en la puerta y la apertura del tiristor.

D. Consumo en standby

Para comprobar que el convertidor cumple la normativa, se activa la protección de *standby* en todo el rango de tensiones, midiendo la potencia de entrada.

Se puede observar en la Tabla I cómo el consumo tiene un margen relativamente amplio hasta los límites marcados, validando el sistema utilizado para la implementación del *standby*.

TABLA I

CONSUMO DE POTENCIA EN *STANDBY* EN EL RANGO DE TENSIONES DE ENTRADA

Tensión (V)	Potencia de entrada (W)
80	<0,1
110	<0,1
230	0,2
250	0,3

VII. CONCLUSIONES

En el presente trabajo se ha diseñado un circuito sencillo, robusto y de bajo coste que permite mantener el consumo del equipo en *standby* por debajo de 0,5 W en todo el rango de tensión de entrada.

La selección como primera etapa de la FA CA/CC de un elevador con CFP y control por multiplicador y prealimentación hace que el consumo debido a los circuitos de medida sea más elevado que en otras topologías con controles más sencillos. Esto hace inviable alcanzar el consumo deseado dejando de alimentar subcircuitería de la fuente de alimentación como circuitos de control, circuitos de gobierno, lazos de alimentación... de forma sencilla.

Existen algunas opciones para la desconexión completa del control y su circuito de alimentación, pero estas exigen el uso de interruptores con referencias flotantes. La necesidad de utilizar circuitos de control aislados para actuar sobre ellos complica el diseño e incrementa el coste.

La colocación de un interruptor en serie con la entrada del convertidor ofrece el menor consumo a la vez que se puede implementar con una circuitería de control sencilla y económica. Sin embargo, la naturaleza del convertidor elevador, la cual requiere un camino auxiliar para la precarga de su condensador de salida, exige la limitación de la corriente de entrada en el arranque y el uso de un tiristor como interruptor, puesto que éstos ofrecen precios más competitivos para el mismo ratio de corrientes que los MOSFET.

Las pruebas experimentales confirman el correcto funcionamiento del circuito propuesto en todo el rango de tensiones de entrada y potencias.

AGRADECIMIENTO

Este trabajo se ha realizado mediante la financiación de Marshall Amplification plc a través del proyecto FUO-EM-009-14, y mediante la financiación del Gobierno del Principado de Asturias a través de la Beca Predoctoral Severo Ochoa BP14-085.

REFERENCIAS

- [1] "Energy Star Homepage," [En línea]. Available: <http://www.energystar.gov/>. [Último acceso: 10 Enero 2015].
- [2] "Fact Sheet: Standby Power Use and the IEA "1-watt Plan"," International Energy Agency, 2007.
- [3] A. K. Meier y B. Lebot, "One watt initiative: A global effort to reduce leaking electricity," Lawrence Berkeley National Laboratory, 1999.
- [4] "More Data, Less Energy: Making Network Standby More Efficient in Billions of Connected Devices," International Energy Agency, 2014.
- [5] "Building on the Eco-design Directive, EuP Group Analysis (I) ENTR Lot 3," European Commission - Enterprise and Industry, 2010.
- [6] H.-S. Choi y D. Y. Huh, "Techniques to minimize Power Consumption of SMPS in Standby Mode," de *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, Recife, 2005.
- [7] K. Y. Lee y Y. S. Lai, "Novel circuit design for two-stage AC/DC converter to meet standby power regulations," *Power Electronics, IET*, vol. 2, n° 6, pp. 625-634, 2009.
- [8] "FAN4800AS/CS/01S/2S PFC/PWM Controller Combination Datasheet," Fairchild Semiconductor, 2014.
- [9] E.-J. Lee, J.-H. Ahn, S.-M. Shin y B.-K. Lee, "Comparative analysis of active inrush current limiter for high-voltage DC power supply system," de *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2012 IEEE*, Seoul, 2012.
- [10] "Data Sheet SL10 10003," Ametherm, 2008.
- [11] "Application Note - NTC Thermistors for Inrush Current Limiting," EPCOS, 2013.
- [12] "Data Sheet CD4044BC Quad 3-State NAND R/S Latches," Fairchild Semiconductor, 2002
- [13] "TN2540, TXN625, TYN625 TYN825, TYN1225 - Standard 25 A SCRs Datasheet," ST Microelectronics, 2014.
- [14] "FCD600N60Z — N-Channel SuperFET II MOSFET," Fairchild Semiconductor, 2013.