

Rectificador de alimentación monofásica con corrección activa de factor de potencia para alimentación de sistemas UPS

Single phase rectifier with active power factor correction for power UPS systems

Leandro Niño Niño
Universidad Distrital Francisco José de Caldas
cachorro78@gmail.com

Deivid A. Castro
Proing S.A.
dcastro@gmail.com

El artículo presenta el diseño, desarrollo, implementación y prueba en laboratorio de un circuito rectificador de alimentación monofásica, concebido para la alimentación de potencia eléctrica de sistemas UPS de hasta 5 kW (potencia de diseño), con la característica particular de contar con un esquema de reducción de contenido armónico en la señal de corriente de entrada. El prototipo se dotó con un microcontrolador PIC12F675 de Microchip como unidad central de control, se diseñó el circuito de potencia para trabajar en modo discontinuo y se implementó un esquema de control por histéresis comparando la corriente de entrada con una señal de referencia sinusoidal.

Palabras clave: factor de potencia, histéresis, modo discontinuo, rectificador monofásico, UPS

The paper presents the design, development, implementation and testing of a laboratory single-phase power rectifier circuit, designed for electrical power supply UPS systems up to 5 kW (by design), with the particular feature of having a scheme to reduce the harmonic content in input current signal. The prototype was equipped with a Microchip PIC12F675 microcontroller as the central control unit, the power circuit was designed to work in discontinuous mode and a hysteresis control scheme is implemented by comparing the current input with a sinusoidal reference signal.

Keywords: discontinuous mode, hysteresis, power factor, single-phase rectifier, UPS

Introducción

En la actualidad, es posible observar que el desarrollo tecnológico de la industria electrónica se está encaminado a la obtención de la máxima eficiencia y rendimiento, lo cual se refleja en la búsqueda de una mayor velocidad de conmutación y de un menor tamaño de empaque desde el punto de vista de los dispositivos, y un aumento de la eficiencia ener-

gética desde el punto de vista del sistema. Otro fenómeno observado, es que la mayor parte de las cargas conectadas a la red son de origen electrónico, las cuales utilizan, en media y baja potencia, una fuente de alimentación monofásica convencional. Esta clase de aparatos trabajan normalmente con un bajo factor de potencia (FP) y una alta distorsión armónica, dándole un uso inadecuado a la energía eléctrica (flujo de corrientes armónicas que no aportan potencia útil).

Debido al FP tan bajo al que trabajan estos equipos, las pérdidas de energía son muy altas y la distorsión armónica generada es transmitida a la línea de alimentación, lo cual causa fallas de funcionamiento en equipos muy sensibles, entre otros problemas documentados en la bibliografía técnica (Demoulias, Goutzamanis, y Gouramanis, 2007; Nicholson, Gosbell, y Parsotam, 2007).

Teniendo en cuenta las condiciones presentadas, éste proyecto propone ideas para solucionar este tipo de problemas, línea de trabajo que viene desarrollando el grupo de investigación ARMOS (Arquitecturas Modernas para Sistemas de Alimentación), el cual cobija el planteamiento de éste pro-

Fecha recepción del manuscrito: Mayo 4, 2011

Fecha aceptación del manuscrito: Agosto 10, 2011

Leandro Niño Niño, Facultad Tecnológica, Universidad Distrital Francisco José de Caldas; Deivid A. Castro, Proing S.A.

Esta investigación fue financiada por: Universidad Distrital Francisco José de Caldas.

Correspondencia en relación al artículo debe ser enviada a: Deivid A. Castro. Email: dcastro@gmail.com

yecto presentado desde su semillero de investigación SIE-POT (Semillero de Investigación en Electrónica de Potencia).

En particular, se considera la condición presentada por ciertos equipos para el acondicionamiento de la energía eléctrica UPS (Siglas en inglés para *Uninterruptible Power Supply*, Sistema de Alimentación Ininterrumpida, denotada en español algunas veces como SAI, es un sistema electrónico que gracias a un banco de baterías puede proporcionar energía eléctrica tras un apagón a todos los dispositivos que tenga conectados) que se han masificado en el mercado nacional en los últimos años (Chand y Chawla, 2002; Skok, Skok, y Vrkic, 2004; Solter, 2002). Muchos de estos equipos son producidos nacionalmente, compitiendo con una gran proporción que es importada a través de distribuidores especializados. Este mercado de las UPS se puede caracterizar en rangos de potencia: los de alimentación monofásica y bifásica (potencias de 8 kVA máximo), y los de alimentación trifásica (potencias superiores a los 8 kVA). En ambos casos, se requiere un circuito rectificador de alimentación, cuyo principal objetivo luego de entregar el voltaje requerido regulado, es dar condiciones óptimas para el uso de la red de alimentación desde el punto de vista de factor de potencia y distorsión armónica, condición que no cumplen los diseños nacionales.

En la mayoría de los países industrializados se procesa la energía eléctrica con convertidores electrónicos de potencia, los cuales tienen como función adaptar las condiciones del suministro, elevar el aprovechamiento de la energía y a su vez optimizar el rendimiento del equipo. La estructura variable que caracteriza a los convertidores electrónicos de potencia ha exigido fuertes desarrollos de los esquemas de control, explorando con mucho éxito el uso de dispositivos micro controlados (He y Nelms, 2004; Jinghai et al., 2001; Martínez S. y Gómez M., 2007; Miliani, Depernet, y Kauffmann, 2005; Qian y Dong-Lai, 2008). Este tipo de tendencias también se han detectado en las nuevas propuestas de control en convertidores monofásicos de media potencia.

Este proyecto pretende desarrollar un sistema de rectificación monofásica para alimentación de sistemas UPS con corrección activa de factor de potencia, con una potencia nominal de 5 [kW], el diseño es evaluado satisfactoriamente por simulación y sobre un prototipo de laboratorio de 300 [W]. Además, se desarrolló circuito de control micro controlado auto-prottegido que garantiza una salida estable y conforme con los requerimientos de los equipos a los que les suministra alimentación.

Adicionalmente, durante la ejecución del proyecto se analiza y plantea una solución de control viable y económica para el caso de alimentación de un convertidor Boost monofásico AC/DC, mostrado en la Figura 1, esquema clásico de alimentación utilizado hoy en día en sistemas UPS de potencias inferiores a los 8 [kW]. Este tipo de esquemas se

plantean de esta forma ya que buscan anular el efecto de los armónicos presentes en el sistema eléctrico normalizado.

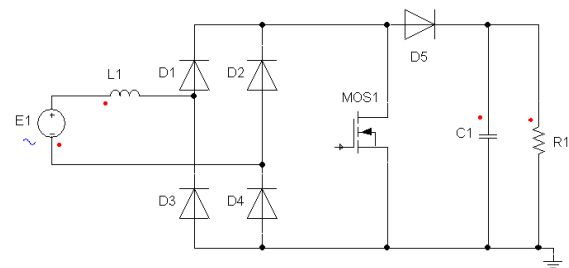


Figura 1. Topología del convertidor elevador Boost.

En equipos similares sin acondicionamiento de contenido armónico, es normal identificar factores de potencia cercanos a 0.5 y niveles de distorsión armónica del 40 % mínimo. La hipótesis inicial del proyecto planteaba la posibilidad de llegar a factores de potencia cercanos a la unidad y distorsiones máximas del 20 %.

Las especificaciones preliminares del diseño se tomaron de forma muy similar a las vistas en los diferentes tipos de equipos en el mercado internacional. Sin embargo, a medida que el desarrollo del proyecto se aproximaba al diseño final, estas especificaciones se fueron adaptando al prototipo real desarrollado, conservando siempre los criterios generales de diseño definidos en los objetivos.

El diseño del circuito plantea dos ideas innovadoras: por un lado el hecho de trabajar el choque de entrada en la zona de inductancia crítica (Pit-Leong, Lee, Peng, y Kaiwei, 2002), idea que permitió reducir el consumo de potencia en la entrada y aumentar la eficiencia del sistema (además de sugerir el esquema de control); y segundo, implementar un esquema de control por comparación con histéresis de la corriente de entrada con una referencia (da S Vilela et al., 2003), gracias a la velocidad de respuesta de la corriente discontinua de entrada, lo que permitió aprovechar las ventajas de velocidad y sencillez general del esquema de control.

Pese a que el nivel de corriente esperado para el diseño del convertidor de 5 kW impedía la conexión en los laboratorios del Proyecto Curricular, tal como se planteó en los objetivos, se desarrolló completamente su especificación y diseño, evaluándose su operación por simulación en computador. A fin cumplir en cierta medida el compromiso del prototipo, se optó con construir un equivalente escalado en potencia que si pudiera ser conectado y evaluado en laboratorio, y que siguiera de forma exacta los mismos criterios de diseño. Los resultados sobre este prototipo y sobre la simulación a 5 kW se extrapolaron para inferir el comportamiento del diseño objetivo.

El prototipo desarrollado quedará a disposición de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Facultad Tecnológica, Tecnología en Electricidad, con la intención de servir de insumo a futuras evoluciones de la investigación.

Formulación del problema

Operación básica de una UPS

Equipos de computación de alto rendimiento, son utilizados formando una sociedad orientada hacia la tecnología. Sin embargo, estos equipos de procesamiento de datos, al igual que cualquier otro equipo electrónico, son vulnerables a los trastornos de la red eléctrica, y una falla inesperada en el suministro eléctrico o caída de tensión pueden destruir información valiosa. Para proteger los datos de los problemas de la red de suministro, es común la instalación de una UPS para estabilizar el flujo de energía de los equipos de computo. Recientemente, la demanda de UPS de baja capacidad, compacta, de alto rendimiento y bajo costo está aumentando incidentalmente a la disminución en el tamaño y la sofisticación en el funcionamiento de equipos de procesamiento de datos.

El circuito de potencia de entrada para equipos electrónicos, como es el caso de las UPS, es por lo general compuesto de un condensador de entrada seguido de un circuito rectificador. Dado éste tipo de circuito con comportamiento no lineal, la entrada de corriente resultante termina presentando muchas componentes armónicas de bajo orden.

Independiente de las condiciones de entrada, una UPS debe producir una salida de voltaje alterno de muy baja distorsión. El valor de distorsión armónica sobre el voltaje de salida de una UPS se convierte para ella en una importante medida de rendimiento.

La entrada de corriente de la UPS idealmente debe ser controlada para mantener una forma de onda sinusoidal por medio de un rectificador conmutable, a fin de obtener una corriente de alta calidad, libre de exceso de las corrientes armónicas de la red eléctrica. La distorsión de la forma de onda del voltaje de salida de la UPS es suprimida a un bajo nivel por medio de un inversor PWM (modulación por ancho de pulso, técnica de regulación en convertidores electrónicos de potencia en la cual la relación de ganancia se ajusta variando el ancho de pulso de una señal binaria normalmente periódica). El rectificador conmutable con voltaje de entrada AC, debe suministrar un voltaje estable DC, realizar una carga flotante de la batería y, al mismo tiempo, suministrar energía al inversor PWM. En caso de producirse un fallo de energía AC de la fuente de entrada, el rectificador conmutable es desconectado, y se realiza el suministro de energía desde la batería al inversor.

El inversor con control por PWM convierte energía DC suministrada desde el rectificador o un banco de baterías a energía AC con voltaje y frecuencia constante. La fuente de alimentación AC se suministra a través de un transformador aislado hacia la carga. La conmutación de transferencia o *bypass* está diseñada de tal forma que el circuito inversor normalmente se encienda para suministrar energía desde el inversor a la carga.

En operación normal, el voltaje de entrada AC (monofásico o trifásico dependiendo de la potencia manejada por el circuito) es convertido en un voltaje regulado estable a través de un rectificador conmutable de alta frecuencia, y su potencia DC es alimentada al inversor PWM a fin de generar la señal alterna ideal para las cargas sensibles (Figura 2).

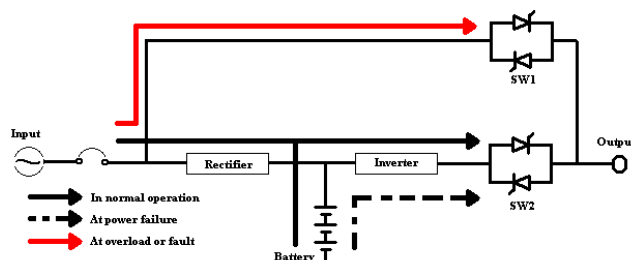


Figura 2. Diagrama de bloques de una UPS.

Factor de potencia

En la transmisión de potencia eléctrica, siempre se busca la manera más eficiente de trasladar la energía desde la fuente hasta la carga, reduciendo al máximo las pérdidas ocasionadas por la parte reactiva del sistema, a este factor se le llama factor de potencia, y su función es medir la eficacia de transmisión de energía en un sistema cualquiera. Su rango varía entre cero (0) y uno (1), siendo cero el valor más pequeño en donde las pérdidas son cuantiosas, y uno como el valor que representa un sistema netamente resistivo o que transfiere la potencia activa de la mejor manera posible. El factor de potencia se define matemáticamente así:

$$PF = \frac{\text{Potencia Activa}}{\text{Potencia Aparente}} = \frac{P}{S} \quad (1)$$

Con un voltaje (inicialmente de cualquier tipo, aunque el de interés es el sinusoidal) aplicado a una carga estática resistiva (ideal), las señales de voltaje aplicado y corriente producida tienen la misma forma de onda, y en caso de tratarse de un voltaje periódico estaría en fase. Bajo tales condiciones se tendría un *PF* unitario.

Sin embargo, si el voltaje es sinusoidal, y la carga es dinámica (como por ejemplo, una bobina), empiezan a producirse desfases angulares entre las señales de voltaje y corriente que hacen que la relación dada por la ecuación 1 sea inferior a la unidad, y que aparezcan componentes adicionales de potencia denominadas potencias reactivas (*Q*).

Si adicionalmente se piensa que el voltaje se aplica a un componente no lineal (es decir, que la corriente que circula ya no tiene la misma forma de onda del voltaje), entonces se tendrá el flujo de corrientes adicionales o armónicas con su correspondiente valor de potencia, potencia de distorsión (*D*), que también contribuye a reducir el valor del *PF*.

Por lo tanto, la ecuación 1 se puede re-escribir como:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (2)$$

Con lo que el tradicional triángulo de potencia se asemeja más a una pirámide (Figura 3).

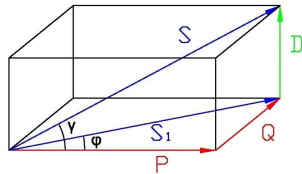


Figura 3. Triángulo de potencias.

Metodología

Perfil y especificaciones

El criterio clave del diseño del circuito rectificador elevador, está en la idea novedosa de trabajar el circuito en modo discontinuo, o por lo menos muy cerca de esta zona, como estrategia para el aumento de la eficiencia del circuito, y para el manejo de la corriente de entrada en busca de reducir el contenido armónico. En operación discontinua, la corriente en el choque cae rápidamente a cero, lo que reduce su valor promedio (eficiencia) y permite manejar una envolvente con la forma de onda deseada (corrección de factor de potencia). Es claro que esta estrategia de diseño genera sobre la corriente un ruido de alta frecuencia, pero por su característica bien puede ser reducido con un pequeño filtro capacitivo en la entrada.

De acuerdo con lo planteado en el perfil de diseño se generaron las siguientes especificaciones nominales del circuito propuesto:

- El rectificador tendrá una salida de tensión nominal de 400 V DC.
- La tensión nominal de la fuente AC de entrada será de 120 V RMS, con un rango operativo de $\pm 30\%$.
- La carga nominal resistiva será de 32Ω .
- La frecuencia de conmutación será de 25 kHz. Este valor es ideal teniendo en cuenta la frecuencia de operación del control dentro del microcontrolador. Solo se tomara en cuenta para hacer los cálculos de los componentes del sistema, ya que el control de la planta se hará por histéresis y no existirá una frecuencia de conmutación como tal.
- Los componentes del circuito de potencia serán los especificados en el capítulo anterior, mismos que respetan los criterios del convertidor, del esquema de control propuesto, y las características de la unidad de control a utilizar.

Diseño del circuito a 5 kW

Circuito de potencia. La Figura 4 muestra el detalle del circuito de potencia diseñado para la rectificación con poten-

cia de salida de 5 kW. En él se recogen los resultados de, por un lado la selección gruesa de componentes desarrollada por cálculos teóricos y soportada en textos, artículos y notas de aplicación de fabricantes. Por otro lado, un ajuste fino de los valores más sensibles mediante variación paramétrica y simulación.

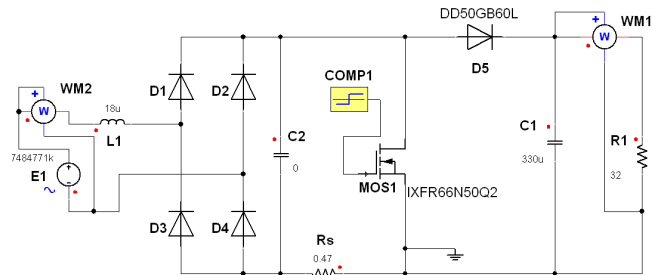


Figura 4. Circuito de potencia del rectificador de 5 kW.

Para las simulaciones, se optó por utilizar el software Simpleror dada la facilidad para mezclar, modelos de circuitos con bloques de control, y la posibilidad de implementar modelos simplificados de los semiconductores, lo cual redujo considerablemente los tiempos totales de simulación. La estrategia de control se implementó sobre la estructura de un comparador de señales (más adelante se detalla la estrategia de control utilizada y su implementación real), pero se configuró de tal forma que operara a la misma velocidad y con la misma resolución que la unidad de control utilizada (un microcontrolador PIC12F675 de Microchip de ocho bits con cristal interno de 4 MHz). La Tabla 1 muestra los resultados de éste análisis.

Esquema de control. La estrategia de control se basa en la continua comparación de la corriente de entrada (voltaje sobre la resistencia sensora) contra un valor de corriente de referencia construido a partir de la potencia de salida y la forma de onda deseada (onda seno en fase con el voltaje de línea).

La forma de onda fue memorizada dentro de la memoria ROM del microcontrolador. Sin embargo, ésta opción requería conocer con exactitud los instantes de cruce por cero para sincronizar la señal. Así, el microcontrolador implementa un simple circuito detector de cruce por cero basado en sus comparadores internos. La señal de voltaje de línea (realmente el secundario de un pequeño transformador aislado) se reduce a niveles seguros para el microcontrolador a través de un divisor resistivo, cuyo valor se determina asegurando sobre el microcontrolador un voltaje máximo de 2.5 V, y un flujo de corriente del orden de los miliamperios.

Los voltajes de neutro y proporcional de línea se alimentan para su comparación en los pines 7 (GP0/AN0) y 6 (GP1/AN1) del microcontrolador respectivamente, obteniéndose en el pin 5 (GP2/AN2) una señal de 5 V cada vez que el voltaje en el pin 6 (V_a) sea inferior al voltaje en el pin 7 (V_N), obteniéndose una señal digital en alto en cada semi-ciclo de

Tabla 1

Análisis paramétrico para sintonización fina de componentes

Inductancia choque	Capacidad C_0	THD corriente entrada	Eficiencia
40 μH	400 μF	12.94 %	84.61 %
45 μH	500 μF	11.61 %	83.40 %
35 μH	200 μF	11.40 %	86.72 %
50 μH	180 μF	12.31 %	87.92 %
30 μH	180 μF	11.79 %	85.83 %
30 μH	360 μF	12.79 %	84.36 %
50 μH	200 μF	10.75 %	88.06 %
20 μH	330 μF	17.38 %	80.68 %
25 μH	360 μF	22.32 %	81.15 %

red. Esta señal es alimentada nuevamente al microcontrolador a la interrupción externa (MCLR) a fin de sincronizar la operación del comparador de corriente Voltaje de entrada AC (Figura 5).

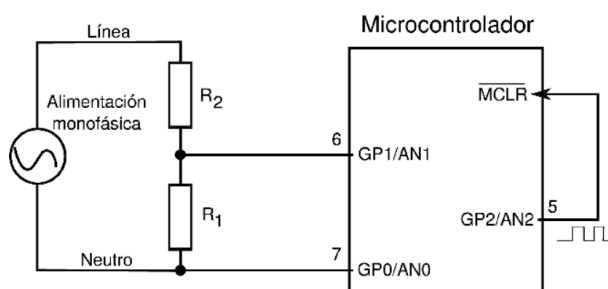


Figura 5. Sincronización de la operación del comparador.

De forma similar, se da la posibilidad a la unidad de control de leer el voltaje de salida escalando su valor con otro divisor resistivo (R_1 y R_2 en la Figura 6), cuyo valor se determina de igual forma.

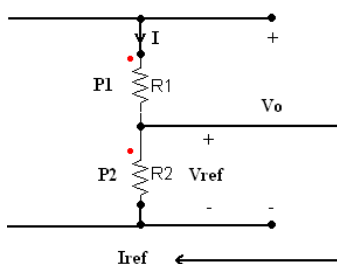


Figura 6. Divisor de tensión para la lectura del voltaje DC de salida.

Para la lectura de la corriente de entrada I_L , se instala en la parte inferior del circuito una resistencia sensora R_S de bajo valor, a través de la cual circule la corriente total del circuito y produzca sobre ella una caída de tensión proporcional a la corriente, que se puede acondicionar y entregar para su lectura al microcontrolador (Figura 7).

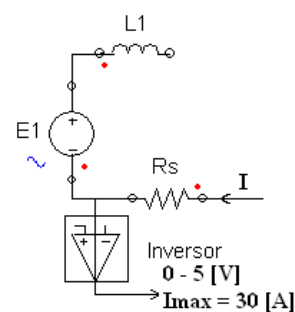


Figura 7. Lectura de la corriente de entrada del convertidor.

El voltaje sobre esta resistencia sensora es invertido en polaridad utilizando un amplificador operacional (LM324), y luego leído por el convertidor A/D del microcontrolador, digitalizado a ocho bits para facilitar la comparación con los datos en memoria.

La idea general del control se basa en la comparación de la corriente de entrada (registrada a través de la resistencia sensora) contra una corriente de referencia construida por el microcontrolador. En la memoria ROM del microcontrolador se programa una forma de onda seno, que es ajustada en amplitud de acuerdo al nivel de potencia a transferir a la carga, y el cual es calculado de acuerdo al voltaje de salida. Si la referencia se encuentra por encima de la corriente de entrada, el microcontrolador automáticamente dispara el transistor de potencia para aumentar el nivel de corriente. Si por el contrario, la referencia se encuentra por debajo de la corriente de entrada, el microcontrolador apaga el transistor a fin de que la energía del convertidor se reduzca y por tanto la corriente de entrada. Este esquema permite el control directo de la potencia de entrada ya que controla directamente la corriente de entrada, y facilitó la incorporación por software de una protección de sobre-corriente.

En la Figura 8 se muestra el diagrama de flujo del programa desarrollado y programado en la memoria del microcontrolador.

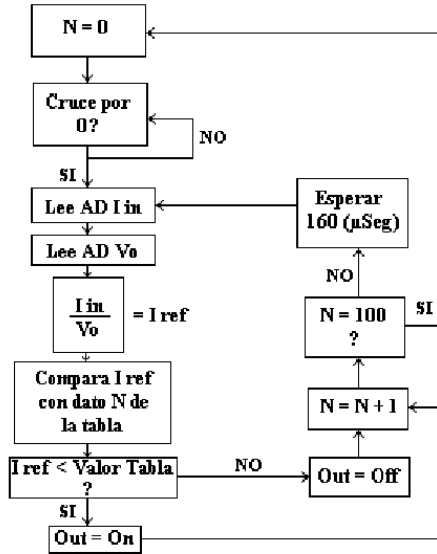


Figura 8. Diagrama de flujo del sistema de control.

Resultados

Simulación y análisis de desempeño

A continuación se presentan los resultados obtenidos por simulación para el diseño del rectificador de 5 kW operando a plena carga (Figura 9, Figura 10, Figura 11, Figura 12 y Figura 13).

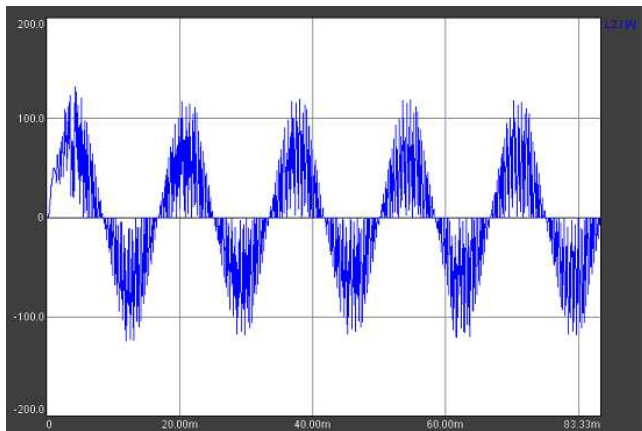


Figura 9. Corriente de entrada en el choque [A].

A primera vista, los resultados por simulación parecen validar el circuito de potencia, su diseño, y la estrategia de control. El circuito es capaz de alimentar la potencia nominal con una eficiencia medida promedio del 82.2 % y una distorsión armónica sobre la corriente de entrada del 16.3 %. Es de anotar que este tipo de configuraciones no se recomiendan en la literatura dada su baja eficiencia a niveles de potencia por encima de los 500 W, con lo cual una eficiencia superior al 80 % se considera un gran logro. Aún así, estos son resulta-

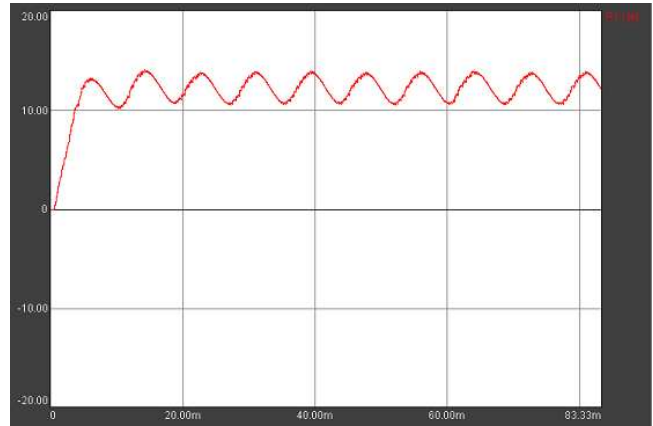


Figura 10. Corriente de salida en la carga resistiva [A].

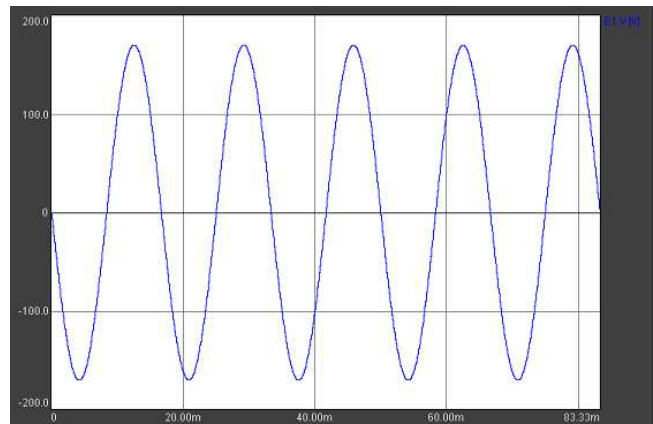


Figura 11. Voltaje de entrada AC [V].

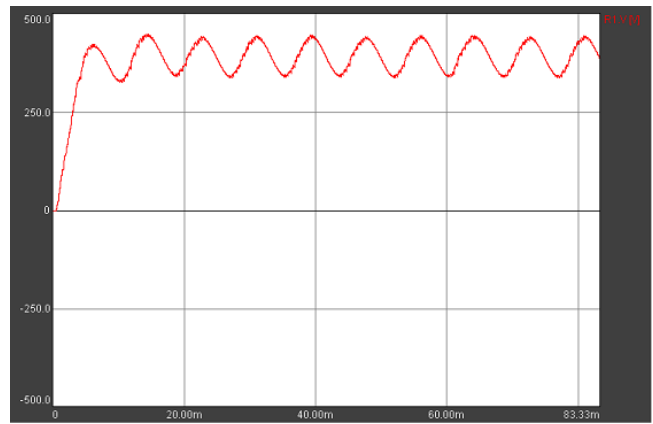


Figura 12. Voltaje de salida en la carga resistiva [V].

dos por simulación, los cuales deben ser contrastados con un prototipo de laboratorio.

Prototipo de laboratorio

Dada la imposibilidad de evaluar de forma segura el diseño previo a 5 kW, se optó en construir una planta equivalente

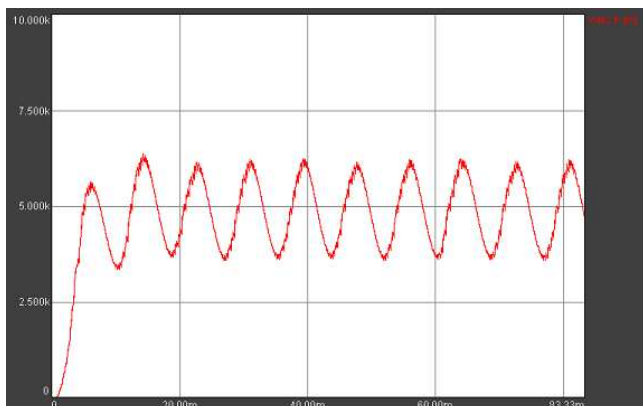


Figura 13. Potencia de salida en la carga resistiva [W].

en todas sus características al diseño antes desarrollado, pero escalada en potencia. Se hace la aclaración de que la reducción en capacidad se encuentra solo en el circuito de potencia, ya que el circuito de control es idéntico en ambos casos (de hecho, se puede ajustar para cualquier nivel de potencia hasta los 5 kW).

El perfil definido para este prototipo escalado en potencia es el siguiente:

- Potencia nominal de salida de 300 W (seleccionada para garantizar operación segura del banco del laboratorio).
- El rectificador tendrá una salida de tensión nominal de 250 V DC.
- La tensión nominal de la fuente AC de entrada será de 90 V RMS, con un rango operativo de $\pm 30\%$.
- La carga nominal resistiva será de 208 Ω .
- La frecuencia de conmutación será de 25 kHz. Este valor es ideal teniendo en cuenta la frecuencia de operación del control dentro del microcontrolador. Solo se tomará en cuenta para hacer los cálculos de los componentes del sistema, ya que el control de la planta se hará por histéresis y no existirá una frecuencia de conmutación como tal.
- Los componentes del circuito de potencia se calcularon siguiendo los mismos criterios y expresiones algebraicas utilizadas para el diseño del circuito de 5 kW, mismos que respetan los criterios del convertidor, del esquema de control propuesto, y las características de la unidad de control a utilizar.
- En la Figura 14 se puede observar el diseño final y selección de componentes del circuito a 300 W.

Como se mencionó antes, el circuito de control para el rectificador de 300 W es exactamente igual al circuito de control del rectificador de 5 kW. En la Figura 15 se puede apreciar el diseño esquemático de la tarjeta de control incluyendo la unidad central de captura y procesamiento (microcontrolador), acondicionamiento del sensor de la corriente de entrada (amplificador operacional) y *driver* para disparo del MOSFET.

En la Figura 16 se presenta el diseño del circuito impreso

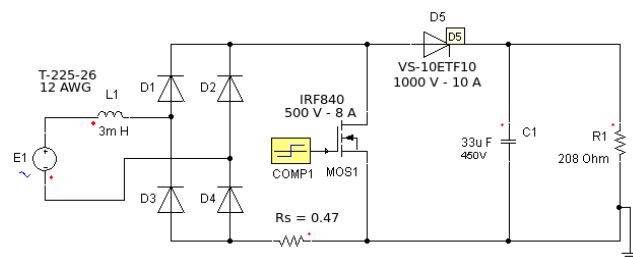


Figura 14. Circuito de potencia rectificador a 300 W.

(cara de cobre) de esta tarjeta de control. El prototipo de laboratorio se presenta en las Figura 17, Figura 18 y Figura 19.

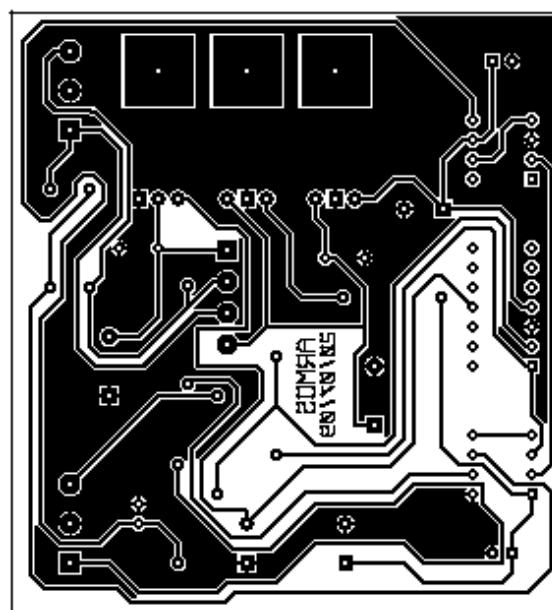


Figura 16. Diseño del PCB de la tarjeta de control.

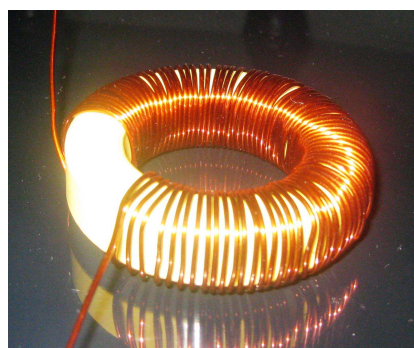


Figura 17. Choque de entrada del convertidor.

Análisis de desempeño

A continuación se presentan los resultados obtenidos por simulación y validación en laboratorio del diseño del rectifi-

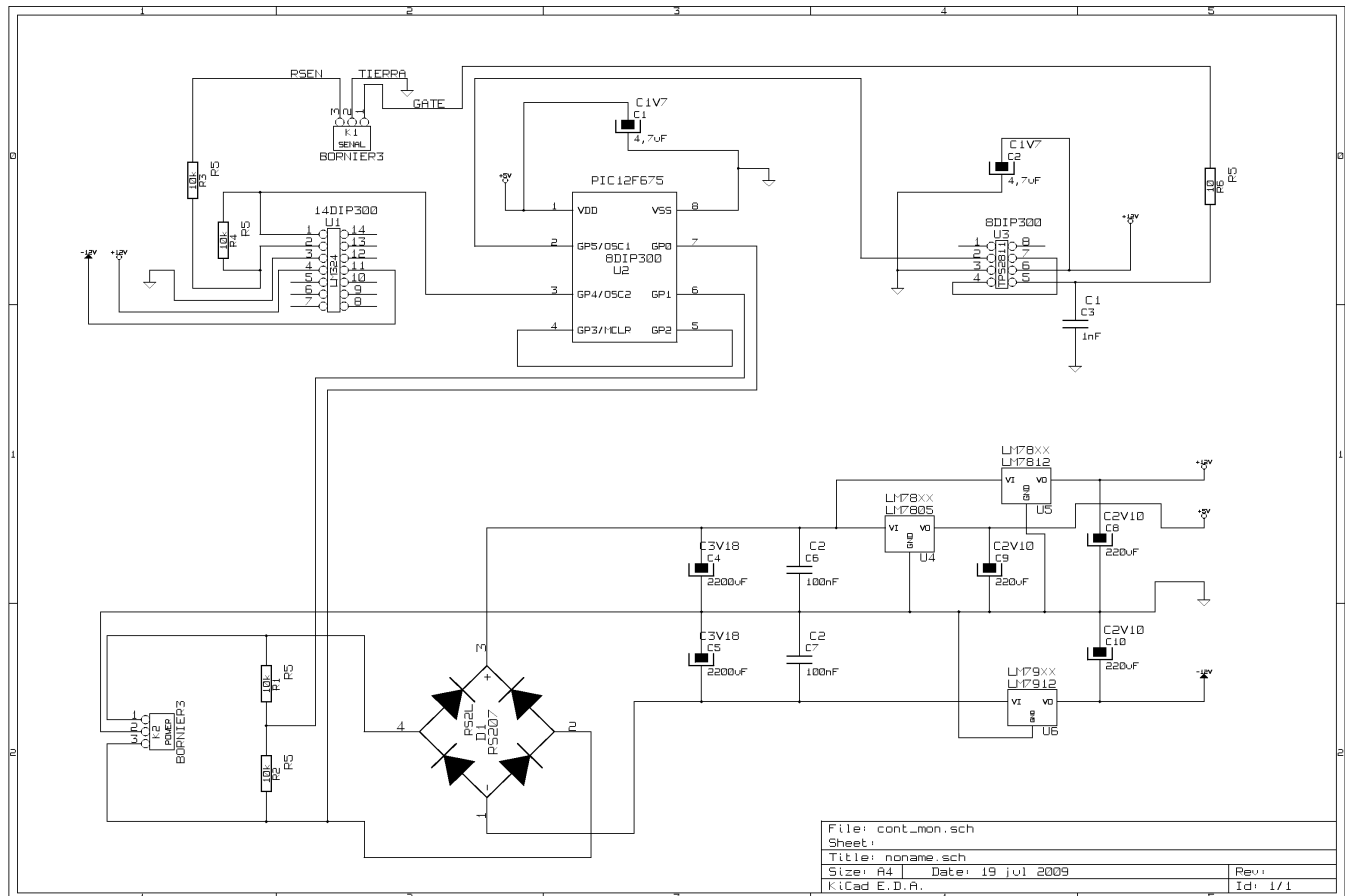


Figura 15. Diseño esquemático de la tarjeta de control.



Figura 18. Implementación de la tarjeta de control.

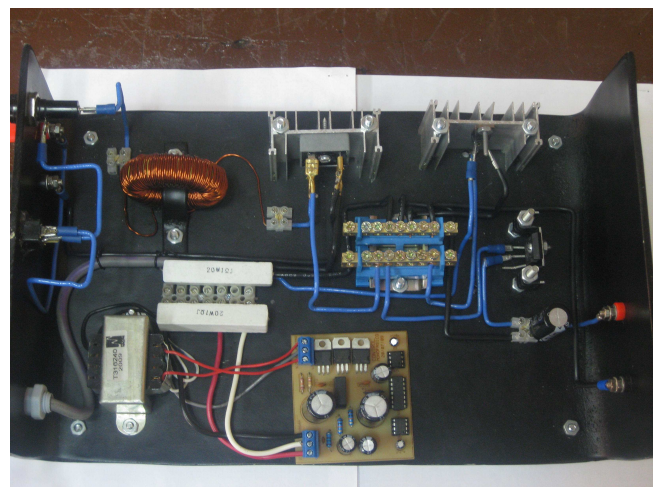


Figura 19. Circuito de potencia.

cador de 300 W operando a plena carga. La Figura 20 presenta la corriente de entrada obtenida por simulación. Se observa una gran similitud de comportamiento respecto a la obtenida en el circuito rectificador de 5 kW (Figura 9), prácticamen-

te una señal escalada de la primera. La distorsión armónica medida sobre esta corriente de entrada fue del 15.7 %, valor también muy cercano al obtenido en el circuito simulado de 5 kW.

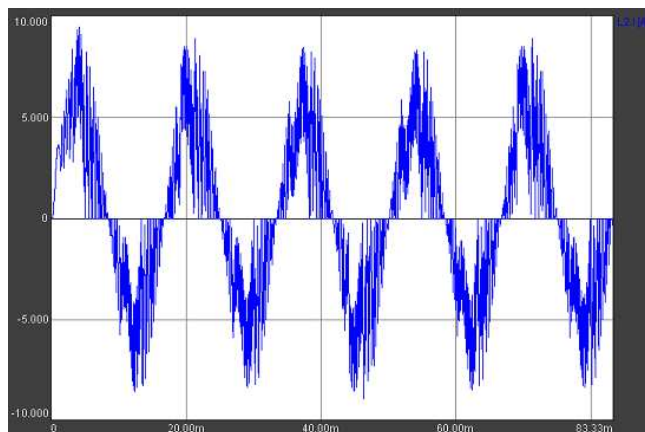


Figura 20. Simulación corriente de entrada en el choque [A].

La Figura 21 presenta, en la parte inferior, la corriente de entrada medida sobre el prototipo de laboratorio de 300 W (la curva superior pertenece al voltaje de alimentación alterna). Como se observa, existe una gran similitud de forma de onda entre corriente real, sin embargo, la distorsión armónica medida en el circuito real si fue sensiblemente mayor, de 21.2 % (Figura 22), esto debido a las condiciones reales del circuito.

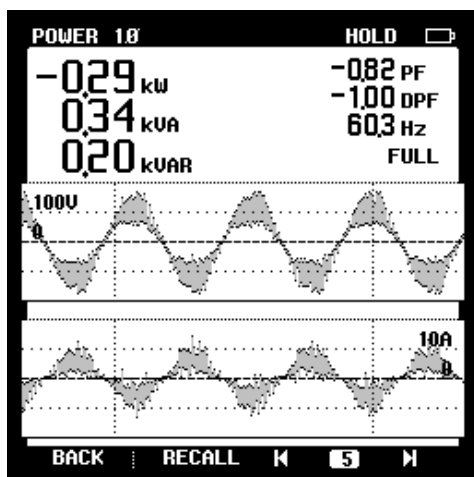


Figura 21. Corriente de entrada medida en el choque.

Como conclusión de estas últimas figuras, es posible inferir el comportamiento del circuito real a 5 kW y pensar que las formas de onda obtenidas son muy similares a las arrojadas por la simulación, teniendo en cuenta algún nivel de reducción en eficiencia y algún aumento de contenido armónico consecuencia de las condiciones reales del circuito.

Conclusiones

El desarrollo de éste trabajo de investigación exigió una gran investigación inicial, y el aprendizaje y manejo de gran cantidad de herramientas desconocidas para los autores. Pese

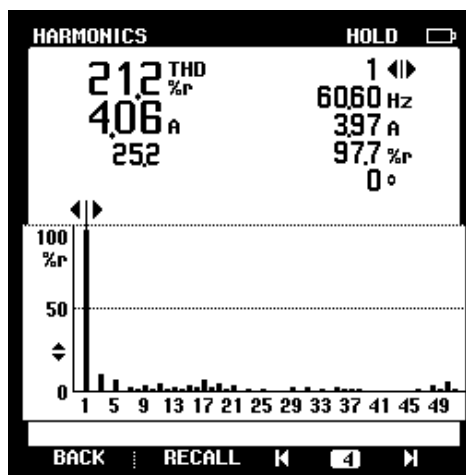


Figura 22. Contenido armónico (THD) medido en la corriente de entrada.

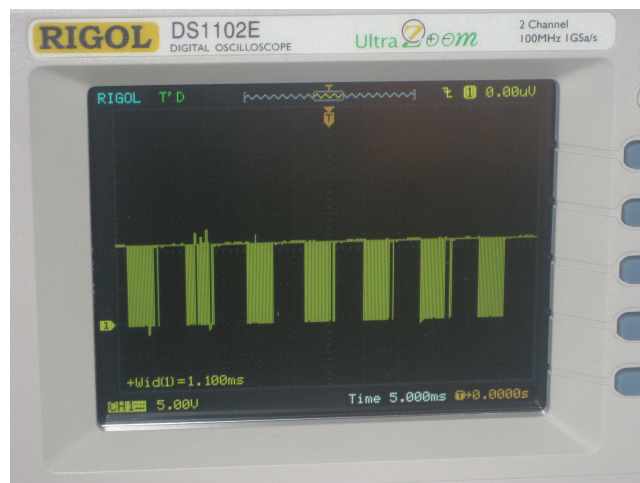


Figura 23. Comportamiento de la señal de control sobre el MOSFET.

a que se poseían conocimientos básicos de diseño de circuitos electrónicos, se desconocía completamente el diseño real de un equipo electrónico de potencia y su puesta a punto en laboratorio.

Se logró demostrar la hipótesis inicial respecto al diseño del convertidor, concretamente del choque de entrada, operando en modo discontinuo con la idea de reducir el consumo de corriente y aumentar la eficiencia del circuito. Esta reducción se debió a la disminución de la corriente promedio en el lazo de entrada, lo que ocasionó una reducción en las pérdidas en éste lazo con la ventaja adicional de permitir eliminar el sobre-pico de corriente en el arranque con un control adecuado (rápido y correctamente sintonizado).

La segunda hipótesis relacionada con la reducción de contenido armónico en la corriente de entrada al controlar el comportamiento promedio de la corriente discontinua de en-

trada también se logró validar. En este caso, el control por comparación con una señal de referencia permitió una respuesta rápida y una implementación simple sobre un microcontrolador de muy bajo costo.

No se construyó el prototipo del rectificador monofásico a la potencia proyectada inicialmente (5 kW) dadas las exigencias en cuanto al consumo de corriente que este circuito imponía (corriente nominal esperada de 50 A en estado estacionario, frente a los 8 A que puede entregar el banco del laboratorio de forma segura). En su lugar, y con la idea de validar el diseño, se construyó un prototipo de 300 W siguiendo los mismos principios de diseño, y se realizaron simulaciones tanto al circuito de 300 W como al circuito objetivo de 5 kW. Finalmente, se proyectaron los resultados obtenidos a fin de determinar el desempeño del circuito de 5 kW.

En cuanto al valor final del condensador de salida, por resultados obtenidos en simulaciones realizadas con anterioridad y con el fin de mejorar el funcionamiento del circuito, se decidió utilizar un capacitor de menor valor al encontrado por medio de los cálculos teóricos. Por tal motivo, se aproximó a un valor mucho menor y que tuviera valor comercial, además de las condiciones de voltaje requeridas. Se seleccionó así el 380LX330M500H012-ND de 33 μF .

Referencias

- Chand, S., y Chawla, K. (2002). Emc evaluation and analysis of ups. En *International conference on electromagnetic interference and compatibility* (p. 37-42).
- da S Vilela, M., Vilela, J. A., Jr de Freitas, L. C., Coelho, E. A. A., Vieira, J. B., y JR de Farias, V. J. (2003). Proposal of a hysteresis control technique with almost constant frequency applied to the three phase boost converter. En *2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE 03* (Vol. 2, p. 980-987).
- Demoulias, C., Goutzamanis, D., y Gouramanis, K. (2007). Voltage harmonic distortion at buses feeding office loads. En *Ieee lausanne power tech* (p. 1546-1551).
- He, D., y Nelms, R. M. (2004). Average current-mode control for a boost converter using an 8-bit microcontroller. En *2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics* (Vol. 2, p. 1185-1190).
- Jinghai, Z., Zhengyu, L., Zhengyu, L., Yuancheng, R., Zhao-ming, Q., y Yousheng, W. (2001). Novel sampling algorithm for DSP controlled 2 kw PFC converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16(2), 217-222.
- Martínez S., F. H., y Gómez M, D. F. (2007). Fuzzy logic controller for boost converter with active power factor correction. En *7th international conference on power electronics icpe 07* (p. 936-940).
- Miliani, E. H., Depernet, D., y Kauffmann, J. M. (2005). New control strategy and its DSP implementation for a naturally commutated matrix converter in a variable speed constant frequency generating system. En *2005 European conference on power electronics and applications* (p. 10).
- Nicholson, G., Gosbell, V., y Parsotam, A. (2007). Analysis of harmonic distortion levels on a distribution network. En *Universities power engineering conference aupec 2007* (p. 1-7).
- Pit-Leong, W., Lee, F. C., Peng, X., y Kaiwei, Y. (2002). Critical inductance in voltage regulator modules. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(4), 485-492.
- Qian, W., y Dong-Lai, Z. (2008). All digital DC/DC converters on FPGA. En *2008 international conference on intelligent computation technology and automation icicta* (Vol. 2, p. 11-15).
- Skok, S., Skok, M., y Vrkic, N. (2004). Electrical performance test procedure for uninterruptible power supplies. En *2004 IEEE International Conference on Industrial Technology Icit04* (Vol. 2, p. 667-671).
- Solter, W. (2002). A new international ups classification by IEC 62040-3. En *24th annual international telecommunications energy conference intelec* (p. 541-545).