

CONTROLADOR DIGITAL DE UN RECTIFICADOR PWM MONOFÁSICO, IMPLEMENTADO EN UN DISPOSITIVO PROGRAMABLE DE BAJO COSTO

Julio Ortega Alejos

Instituto Tecnológico Superior del Sur de Guanajuato
j.ortega@itsur.edu.mx

Leonel Estrada Rojo

Instituto Tecnológico Superior del Sur de Guanajuato
l.estrada@itsur.edu.mx

Carlos A. Fuentes Hernández

Instituto Tecnológico Superior del Sur de Guanajuato
ca.fuentes@itsur.edu.mx

Elías J. J. Rodríguez Segura

Instituto Tecnológico de Celaya, Departamento de Ingeniería Electrónica
j.ortega@itsur.edu.mx

Resumen

En este documento se presenta un controlador digital implementado en un dispositivo programable de bajo costo para un rectificador PWM monofásico. Se muestra el funcionamiento del convertidor y el esquema de control clásico que se desea implementar, así como las características de los módulos ADC, PWM y la capacidad de procesamiento del dispositivo programable que se utilizó. En los resultados experimentales se comprueba que se obtiene un alto factor de potencia, la corriente ajusta su amplitud y se mantiene senoidal ante perturbaciones en la carga. El controlador se implementó en un microcontrolador de la familia dsPIC de Microchip y el rectificador se trabajó a una potencia de 1 kW.

Palabra(s) Clave(s): Dispositivo programable, factor de potencia, lazo de control, rectificador PWM, sintonización.

1. Introducción

El rectificador PWM es un convertidor electrónico con altas prestaciones, tales como: factor de potencia alto, bi-direccionalidad, elevación y control del voltaje en modo rectificador y alta eficiencia [1], [2] y [3]; los rectificadores PWM se utilizan en sistemas de recuperación de energía, en variadores de velocidad con frenado regenerativo [3] y actualmente en las microredes.

Se han propuesto diferentes técnicas de control para los rectificadores PWM trifásicos y monofásicos, entre las que se encuentran: Control orientado a voltaje (VOC), control de potencia directa basada en voltaje (V-DPC), control orientado a flujo virtual (VFOC), control de potencia directa basada en flujo virtual (VF-DPC), controlador proporcional resonante, entre otros. La complejidad de las técnicas de control mencionadas está en función de las operaciones matemáticas involucradas y determinan la capacidad de procesamiento del dispositivo programable a utilizar [2].

En el mercado se encuentran plataformas con tecnología de entradas y salidas reconfigurables, RIO (siglas del inglés Reconfigurable Input Output) estándar en la industria de National Instruments conocidas como CompactRIO y myRIO en las cuales se pueden implementar los controladores.

CompactRIO de National Instruments utiliza un software altamente integrado (LABView) y ofrecen ejecutar algoritmos de control avanzado con tiempos de respuesta determinísticos y baja latencia.

NI myRIO utiliza el procesador ARM® Cortex™-A9 dual-core. Con esta herramienta se pueden crear aplicaciones en el procesador en tiempo real de NI myRIO, aprovechando la configuración de FPGA (siglas del inglés Field Programmable Gate Array).

También se puede disponer de la plataforma de la marca dSPACE. Real-Time Interface (RTI) es el software que integra completamente el hardware dSPACE con Simulink y Real-Time Workshop.

Las técnicas de control propuestas en [1], [2] y [3] se implementaron utilizando las tarjetas dSpace DS1103, dSpace DS1103 y dSPACE DS 1006,

respectivamente; en [4] utilizan la tarjeta compactRIO, mientras que en [5] la técnica de control solo llega hasta la simulación en MATLAB.

De las plataformas mencionadas la más económica es la myRIO de National Instruments, su costo en el mercado es de \$500 dólares, mientras que las otras plataformas pueden tener un precio mínimo de \$1500 dólares. Para propósitos académicos y de investigación, son plataformas de gran ayuda que permiten la validación del modelo de un controlador de forma rápida, justificando de esta manera la inversión; sin embargo, cuando en una aplicación que va a salir al mercado se quiere utilizar un convertidor tal como el rectificador PWM, porque se desea contar con sus características de alto factor de potencia, bidireccionalidad y elevación de voltaje; la implementación del controlador en las plataformas mencionadas resulta en una propuesta inviable económicamente.

En el mercado se dispone también de microcontroladores de propósito específico para el control de convertidores de potencia. Estos dispositivos programables pueden tener un costo de hasta \$10 dólares. Para optimizar al máximo el uso de memoria utilizada por el código del controlador, se recomienda programar en ensamblador para la implementación de las operaciones matemáticas, o bien, se puede hacer una combinación de programación en C y programación en ensamblador. El software que se utiliza para desarrollar el código es gratuito y soporta todas las familias de microcontroladores del fabricante.

Una desventaja de implementar los controladores en esta plataforma es que no se puede monitorear en tiempo real las señales digitales dentro del microcontrolador, lo que provoca que la sintonización del controlador tenga que ser de forma empírica, utilizando como referencia la respuesta de las variables del convertidor electrónico.

2. Desarrollo

Principio de funcionamiento del rectificador PWM

La figura 1 muestra el circuito del rectificador PWM monofásico totalmente controlado conectado en puente, el cual utiliza cuatro interruptores de potencia con diodos conectados en anti-paralelo para obtener un voltaje de cd controlado,

V_o . Para la operación apropiada de este rectificador, la magnitud del voltaje de salida debe ser mayor que la del voltaje de entrada en cualquier momento posterior al transitorio de arranque [6,7,8].

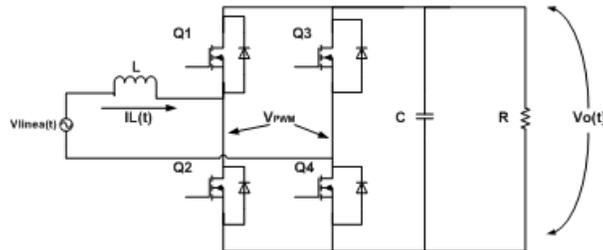


Figura 1 Rectificador PWM monofásico en conexión puente.

El principio de funcionamiento del rectificador PWM se basa en la operación de un convertidor BOOST, el cual pertenece a la familia de convertidores de transferencia de energía indirecta.

El procesamiento de la potencia involucra una fase de almacenamiento y una de liberación de energía. Durante el tiempo de encendido de un par de transistores (Q1 y Q3 ó Q2 y Q4) el inductor almacena energía y el capacitor por si solo suministra energía a la carga. Cuando conducen los transistores Q1 y Q4 ó Q3 y Q2, la energía almacenada en el inductor aparece en serie con la fuente de alimentación y contribuye a suministrar energía al capacitor y a la carga, figura 2.

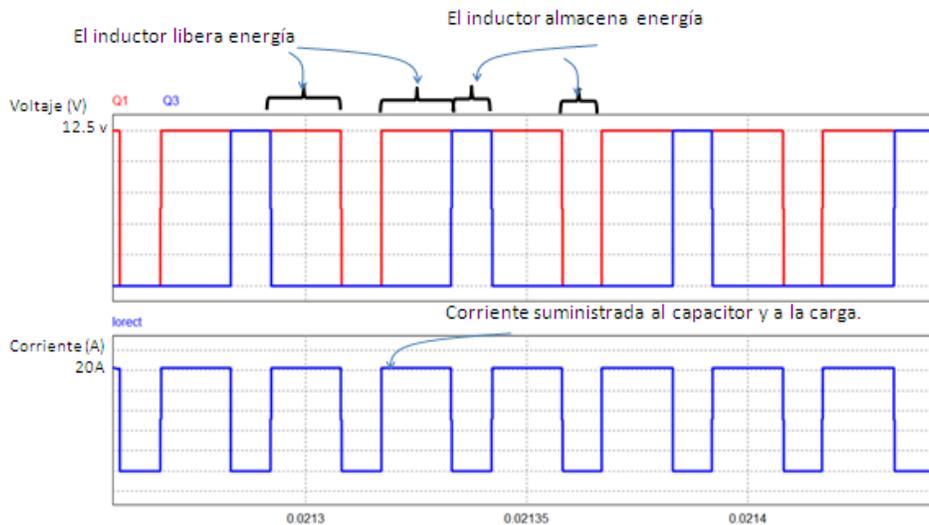


Figura 2 Semi-ciclo positivo del voltaje de red.

La configuración del rectificador PWM proporciona una corriente de entrada no pulsante en el modo de operación de conducción continua y hace de ésta una topología de bajo rizo en la corriente de entrada gracias a que un inductor se opone a variaciones rápidas de la corriente.

Los posibles estados de conmutación de los interruptores con los que puede operar el rectificador PWM se identifican de acuerdo al nivel de voltaje establecido entre los puntos a' y b', conocido como V_{PWM} y son los siguientes:

- Q1 y Q4 están encendidos, Q2 y Q3 están apagados; por lo que $V_{PWM} = V_o$ y se proporciona energía al capacitor y a la carga.
- Q1 y Q4 están apagados, Q2 y Q3 están encendidos; por lo que $V_{PWM} = -V_o$ y se proporciona energía al capacitor y a la carga.
- Q1 y Q3 están encendidos, Q2 y Q4 están apagados; por lo que $V_{PWM} = 0$. O bien, Q1 y Q3 están apagados, Q2 y Q4 están encendidos; por lo que $V_{PWM} = 0$ y se almacena energía en el inductor.

Para obtener dichos estados de conmutación se utiliza una modulación senoidal, en donde se hace variar el ancho de cada pulso en proporción con la amplitud de una onda senoidal evaluada en el centro del mismo pulso. Las señales de control se generan comparando una señal senoidal de referencia de frecuencia f_r con una onda portadora triangular de frecuencia f_c , figura 3.

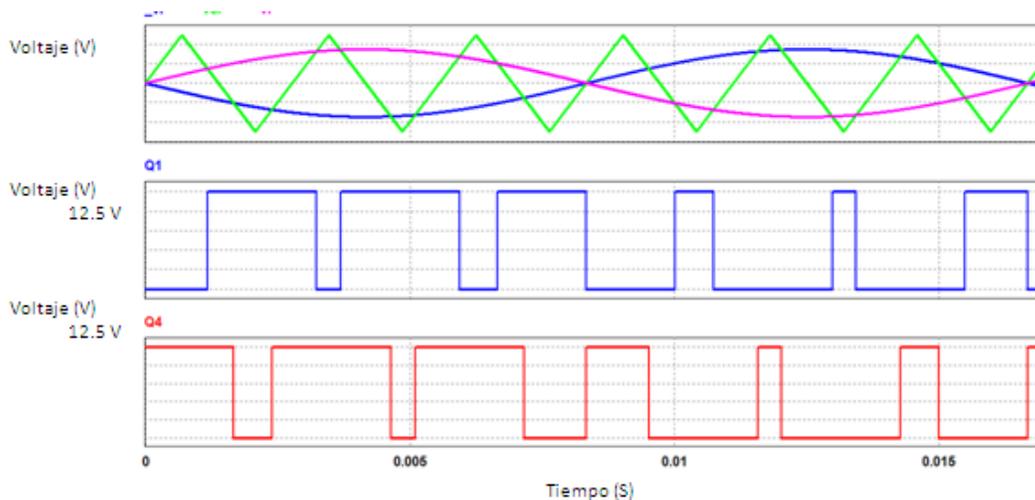


Figura 3 Señales de control de los interruptores a partir de una modulación senoidal.

La amplitud pico de la señal de referencia controla el índice de modulación de amplitud m_a y en consecuencia el voltaje de salida del convertidor. Al comparar la señal portadora bidireccional v_c , con dos señales de referencia, v_r y $-v_r$, se producen las señales de disparo de los transistores Q1 y Q4 respectivamente. La señal de disparo del transistor Q2 es el complemento de Q1 y la de Q3 el complemento de Q4. La cantidad de pulsos por ciclo la establece el índice de modulación de frecuencia (M_f) que se encuentra en función de las frecuencias de la señal portadora de las señales de referencia, ecuación 1.

$$M_f = \frac{f_c}{f_r} \quad (1)$$

Cuando es M_f es mayor a 21 se dice que se tiene un rectificador muy modulado y cuando es menor se dice que está poco modulado. Se justifica este valor con base en el contenido armónico de la señal resultante [9].

2.2. Control del rectificador PWM

El esquema de control clásico se muestra en la figura 4. El control incluye un controlador de voltaje, [10]. Típicamente es un controlador proporcional- integral (PI), el cual controla la cantidad de potencia requerida para mantener el voltaje de salida de CD (V_o) constante. El controlador de voltaje proporciona el punto de ajuste de la amplitud de la corriente de entrada. Por esta razón, la salida del controlador de voltaje se multiplica por una señal senoidal con la misma fase y frecuencia del voltaje de la red, $v_s(t)$, a fin de obtener la referencia de la corriente de entrada, i_{sref} .

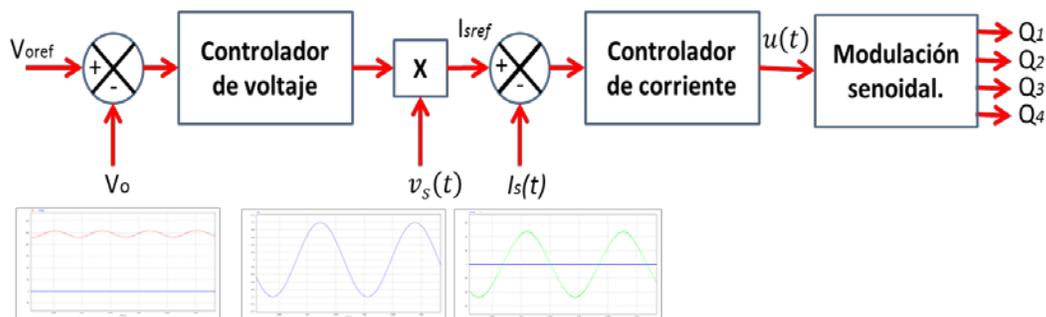


Figura 4 Esquema de control clásico para el rectificador PWM.

El controlador de corriente proporciona la señal de control que determinará el índice de modulación de amplitud. La rápida respuesta del controlador de corriente, provoca que se obtenga un alto factor de potencia en la entrada del convertidor.

El voltaje de salida del rectificador, V_o , presentará un rizo con una frecuencia igual al doble de la frecuencia de línea. Si este rizo pasa a través del controlador de voltaje, producirá una componente del tercer armónico en la corriente de entrada. La amplitud de este armónico se puede atenuar con un filtro pasa bajas en la retroalimentación del voltaje de salida, V_o .

Diseño del sistema

El sistema está conformado principalmente por la etapa de potencia que se encargará de realizar la conversión de energía alterna a continua a través del rectificador PWM, el cual es comandado por las señales provenientes de la etapa de control en donde se implementan en un micro-controlador los algoritmos para la regulación de voltaje y corriente, tal como se muestra en la figura 5. El rectificador PWM se dimensionó a una potencia de 1 kW, voltaje de entrada de 100 V y voltaje de salida de 120 V.

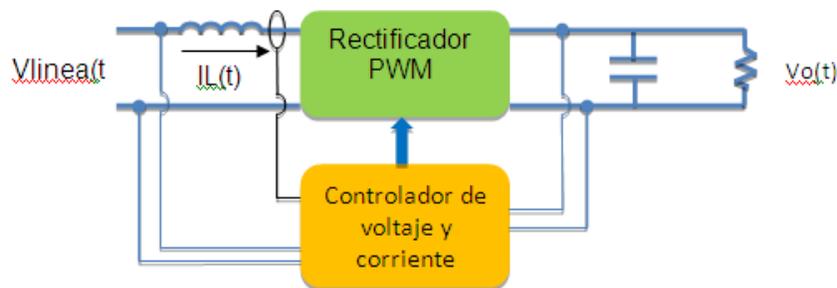


Figura 5 Diagrama a bloques del Rectificador PWM en lazo cerrado.

Los niveles de voltaje de la red y de salida del rectificador se obtienen por medio de sensores ISO124 con aislamiento capacitivo. El sensor correspondiente al voltaje de salida del rectificador proporciona un voltaje directo de 2.5 volts cuando en el bus de salida se tienen 125 volts. Ésta señal se transmite directamente a un canal de conversión del CAD (Siglas de Convertidor Analógico a Digital).

El sensor del voltaje de red, entrega una señal de ± 2.5 volts pico cuando el voltaje pico de la red es de ± 105 volts. Dado que la polaridad del voltaje de la red cambia por su forma de onda senoidal, es necesario efectuar un acondicionamiento de la señal a fin de que al microcontrolador solamente le lleguen valores positivos de la señal; por tal motivo fue necesario rectificar la señal senoidal con un rectificador de precisión implementado con amplificadores operacionales para que no se tuvieran recortes en la señal de voltaje debido a la pérdida de 0.7 volts que presentan los diodos en los rectificadores convencionales; Se implementó también un detector de semi-ciclo que envía una señal en alto a una terminal del microcontrolador cuando se presente un semi-ciclo positivo en el voltaje de la red para que se logre sincronizar. El detector de semi-ciclo debe ser implementado con un amplificador operacional con una configuración con retroalimentación positiva para que se pueda agregar una ventana de histéresis de 0.1 volt para evitar falsas transiciones por efectos del ruido.

La corriente del inductor se retroalimenta con un transductor de corriente LEM25 que proporciona ± 0.625 volt por cada 25 Amperes con un offset de 2.5 volts. El acondicionamiento de la señal es muy parecido al de la señal de voltaje de la red. Con excepción de que se le agrega un restador de 2.5 volts para tener la referencia de 0 amperes en 0 volts y posteriormente pasar al rectificador de precisión y al detector de semiciclo, figura 6.

Implementación del control digital

Para la implementación del controlador se deben de analizar los requerimientos computacionales para la manipulación de las señales involucradas en el mismo. Como se puede observar en la figura 4, es necesario efectuar comparaciones, multiplicaciones, la implementación de dos controladores PI y generar una señal triangular para la modulación PWM. Si la implementación del controlador fuera de manera completamente analógica, involucraría una gran cantidad de componentes que implicaría una mayor susceptibilidad de las señales a ser contaminadas por el ruido generado por las conmutaciones del convertidor de potencia, requeriría mayor espacio e

involucraría un cambio continuo de los componentes durante las pruebas experimentales a fin de modificar ganancias, acondicionamientos de señal y sintonización de controladores PI.

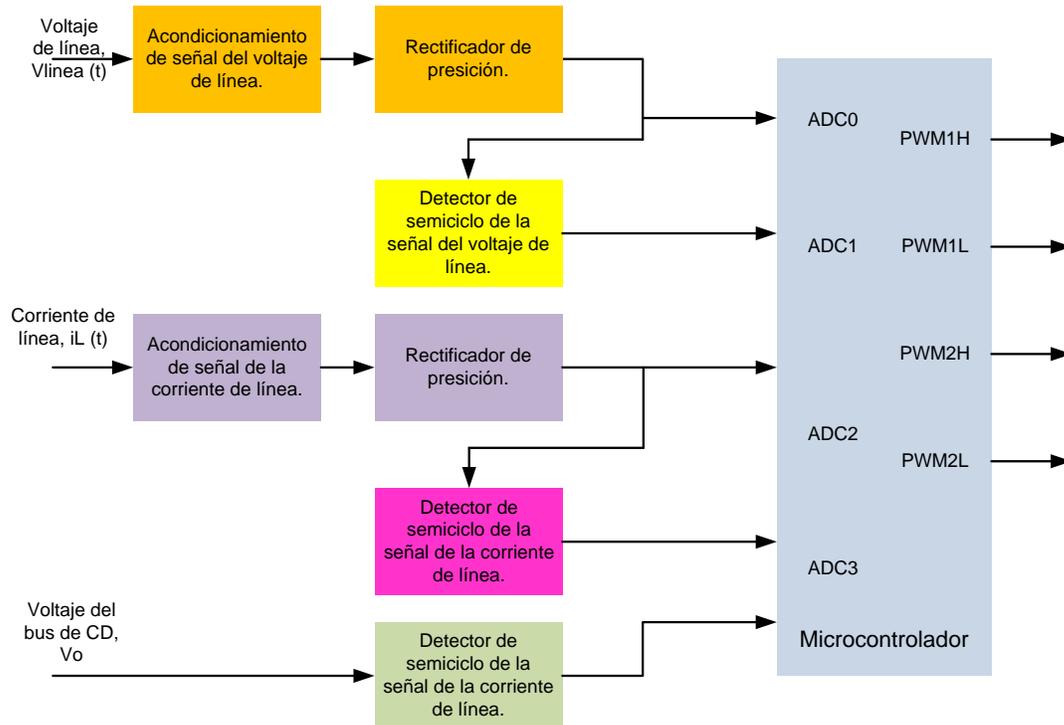


Figura 6 Diagrama a bloques del acondicionamiento de señales.

Por tal motivo se optó por la implementación del controlador de manera digital, se seleccionó un microcontrolador de la familia dsPIC de Microchip de propósito específico para el control de convertidores de potencia, el dsPIC30F4011. Éste microcontrolador se caracteriza fundamentalmente por tener módulos para la generación de señales PWM, múltiples canales de conversión analógico a digital (CAD) de 10 bits y capacidad de efectuar multiplicaciones en un ciclo de reloj a una velocidad de ejecución de las instrucciones de 30 mega instrucciones por segundo (MIPS). Ésta capacidad de procesamiento permite manipular las señales en un tiempo muy corto durante cada ciclo de conmutación del convertidor.

En la figura 7 se muestra el diagrama de flujo para la inicialización de los módulos ADC, PWM y puertos de propósito general, mientras en la figura 8 se

presenta el diagrama de flujo de la rutina de interrupción del ADC, la cual debe de ejecutarse en un tiempo no mayor a un ciclo de conmutación.

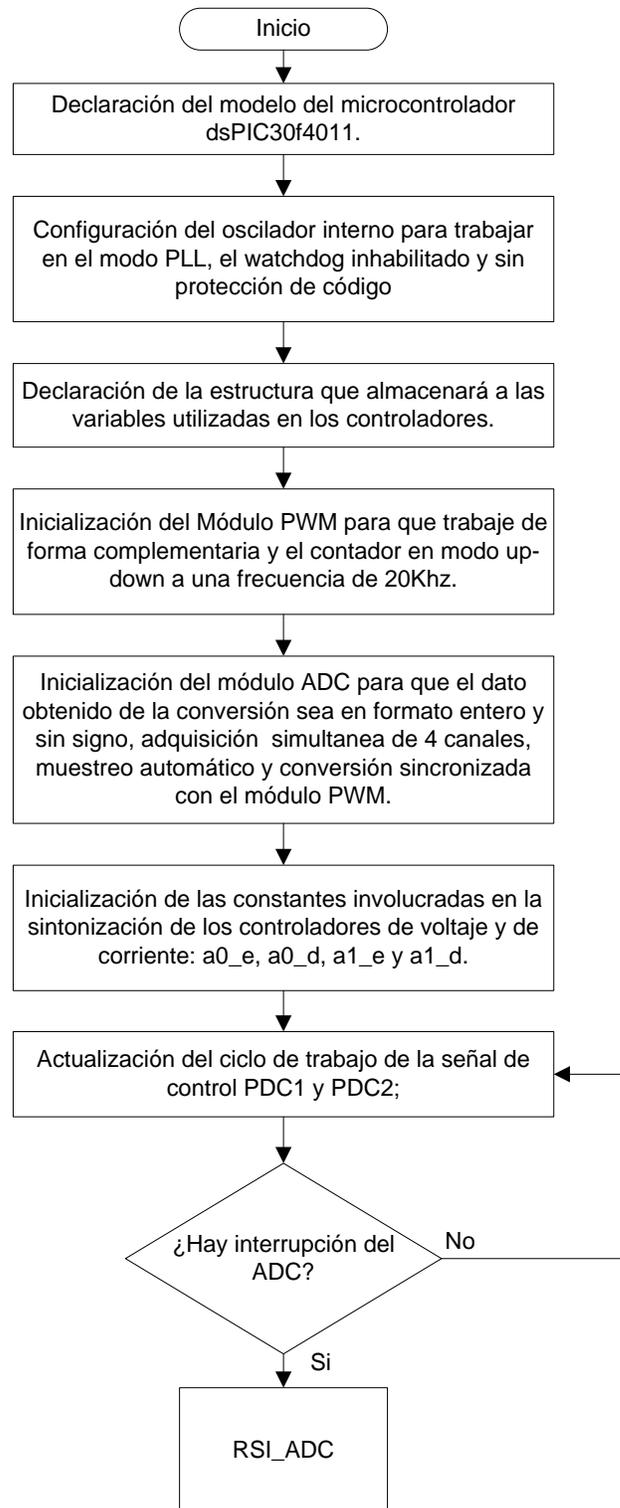


Figura 7 Diagrama de flujo del programa principal utilizando el lenguaje C.

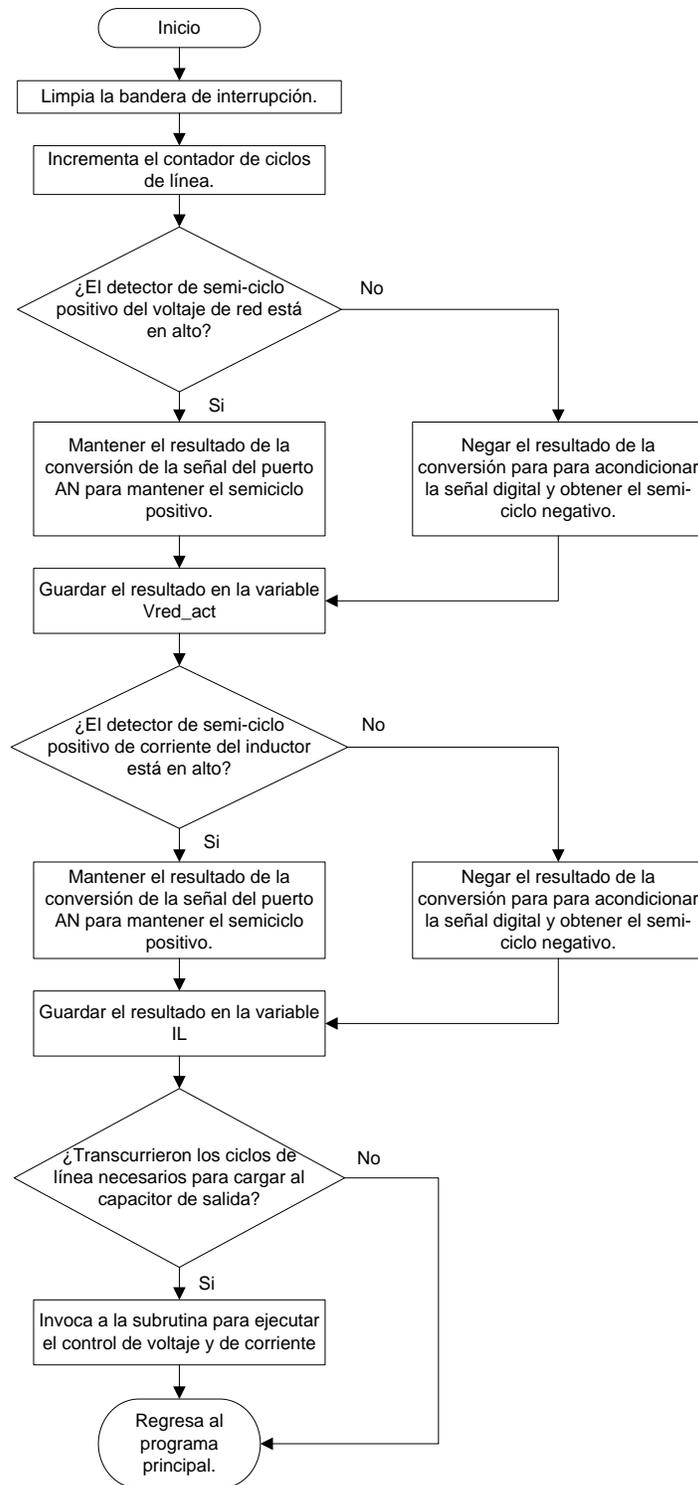


Figura 8 Diagrama de flujo de la subrutina de control de la interrupción del ADC.

Como se mencionó anteriormente, las señales de control del rectificador se obtendrán a partir de una modulación senoidal, en donde son necesarias dos

señales senoidales de referencia, una de dichas señales es la que se obtiene directamente del controlador de corriente (v_r) y se obtiene su inversa para generar la otra señal de referencia ($-v_r$). La señal portadora bidireccional V_c , se obtiene del módulo PWM del dsPIC y consiste en un contador ascendente – descendente llamado PTMR en donde el valor máximo de conteo asignado determina la frecuencia de conmutación de la señal PWM, figura 9. El valor de PTMR está en función de la velocidad de ejecución de las instrucciones y la frecuencia deseada del PWM como se expresa en la ecuación 2 [11].

$$PTPER = \frac{F_{cy}}{F_{PWM} * (PTMR \text{ Prescaler}) * 2} - 1 \quad (2)$$

En donde:

PTPER Valor máximo asignado al contador para establecer la frecuencia de conmutación deseada del PWM.

F_{cy} Frecuencia de ejecución de las instrucciones;

F_{PWM} : Frecuencia deseada de la señal PWM;

El valor de las señales de referencia v_r y $-v_r$ se cargan a los registros PDC1 y PDC2, respectivamente. Con el resultado de la comparación de estas señales se obtienen los pulsos de control de los cuatro transistores.

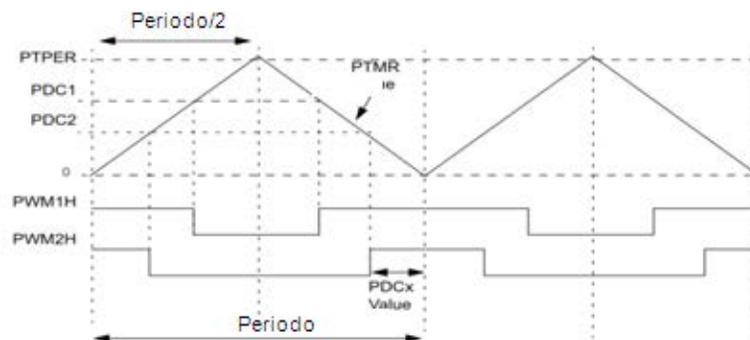


Figura 9 Pulsos de control de los transistores mediante la modulación senoidal.

Para la implementación de los controladores PI se utilizó una estructura canónica directa, figura 10, en donde se aprovechó la capacidad del microcontrolador para efectuar multiplicaciones en un ciclo de reloj utilizando las instrucciones MCU.

Con las instrucciones MCU, el microcontrolador solamente trabaja con números enteros, por lo que se aplicaron algunos artificios computacionales para la multiplicación con números fraccionarios, los cuales son empleados en las ganancias para la sintonización de los controladores a_0 y a_1 [12].

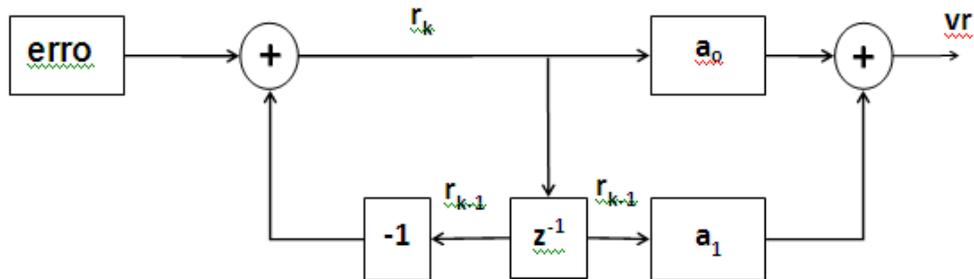


Figura 10 Estructura canónica directa para la implementación del controlador PI.

3. Resultados

En la figura 11 se presenta el prototipo del rectificador PWM el cual está conformado principalmente por la etapa de potencia y de control. La etapa de potencia está compuesta por un módulo de transistores con capacidad de conducción de corriente de 30 Amperes y capacidad de bloqueo de voltaje de 600 volts, un inductor de entrada de baja frecuencia, capacitor de filtrado en el bus de CD, circuito de arranque, impulsores para los transistores y fuentes de alimentación aisladas de +15 volts. En la etapa de control se encuentran los sensores de corriente y de voltaje, los acondicionadores de señal, el dispositivo programable de bajo costo y las fuentes de alimentación de +15 volts y -15 volts.

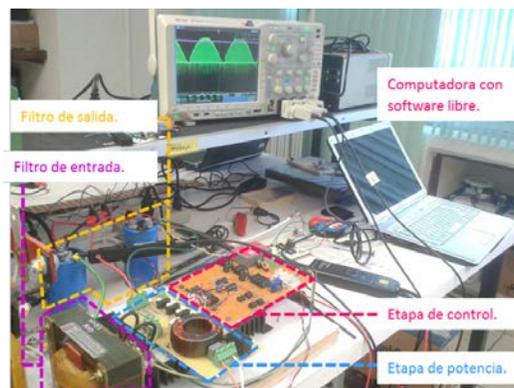


Figura 11 Prototipo del rectificador PWM.

Se demandó una potencia de 1 kW al rectificador, en la figura 12 la corriente corresponde al canal 4 (color verde) y el voltaje al canal 3 (color rosa). Se puede apreciar que la corriente tiene una forma de onda senoidal y se encuentra en fase con el voltaje, por lo que el factor de potencia es unitario. El canal M, corresponde a la forma de onda de la potencia de entrada, los valores que presenta son solamente positivos, por lo que el convertidor está demandando solamente potencia activa.

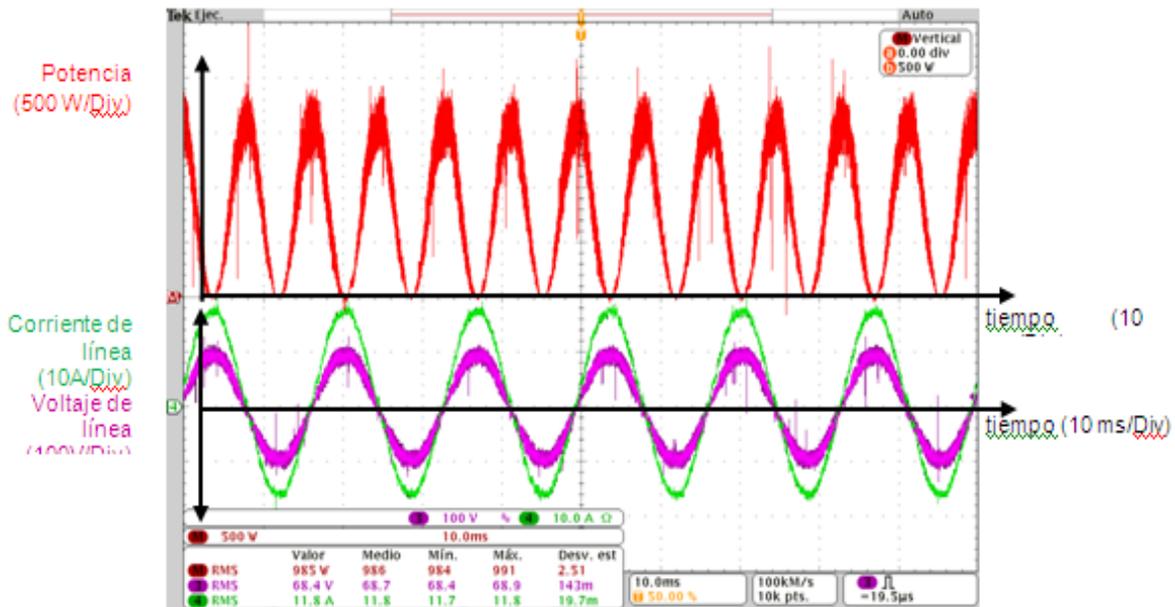


Figura 12 Rectificador operando en lazo cerrado.

En la figura 13 se muestra las respuestas de la potencia, corriente y voltaje de entrada del rectificador PWM ante una perturbación en la carga, se puede apreciar que la corriente y el voltaje se mantienen en fase provocando que la potencia siga manteniendo solamente valores positivos.

En la figura 14 se muestra la forma de onda de la corriente y su espectro en frecuencia. La componente fundamental es la de mayor magnitud comparada con los armónicos, por lo que se comprueba que se tiene un bajo contenido armónico.

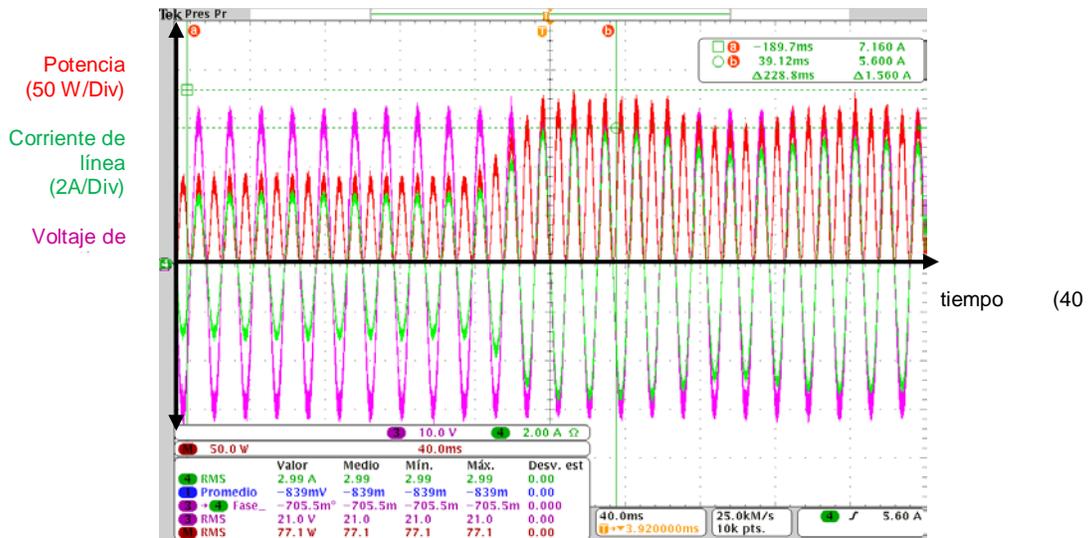


Figura 13 Rectificador operando en lazo cerrado ante una perturbación en la carga.



Figura 14 Forma de onda de la corriente de línea y su espectro en frecuencia.

4. Discusión

A pesar de que el software utilizado para el desarrollo del controlador digital no cuenta con una herramienta para el monitoreo gráfico de las respuestas de las señales involucradas en cada bloque del controlador, se logró sintonizar el lazo de control de corriente y el lazo de control de voltaje con ayuda de la respuesta de las señales de potencia en el rectificador PWM; particularmente la señal de corriente fue la que se comportaba más inestable ante las variaciones en las ganancias de los controladores. Una vez encontradas las ganancias de manera

empírica se caracterizó el rectificador PWM a potencias cada vez mayores hasta llegar a 1 kW. Una vez alcanzada la potencia máxima se sometió a perturbaciones en el voltaje de entrada y en la carga, comportándose de manera satisfactoria el sistema.

5. Conclusiones

Con un dispositivo programable de bajo costo fue posible implementar un controlador de voltaje y uno de corriente para un rectificador PWM, se obtuvo un factor de potencia alto gracias a que se forzó a la forma de onda de corriente a ser senoidal y además que estuviera en fase con el voltaje de línea. El voltaje de salida del convertidor trata de mantenerse ante perturbaciones en la carga y variaciones del voltaje de entrada. Con el uso de microcontroladores de propósito específico se pueden implementar técnicas de control para convertidores de potencia, logrando de esta manera disminuir el costo de un producto que se pretende sacar al mercado.

Los autores agradecen el apoyo proporcionado por el Instituto Tecnológico de Celaya para realizar las pruebas del convertidor en el laboratorio de investigación en energías renovables del departamento de ingeniería eléctrica y electrónica.

6. Bibliografía y Referencias

- [1] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen “Virtual-Flux-Based Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifiers”. IEEE transactions on industry applications. Vol. 37. No. 4. July/august 2001.
- [2] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, “Comparative Study of Control Techniques for PWM Rectifiers in AC Adjustable Speed Drives”. IEEE transactions on power electronics. Vol. 18. No. 6. November 2003.
- [3] J. Dannehl, C. Wessels, “Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers With LCL Filters”. IEEE transactions on industrial electronics. Vol. 56. No. 2. February 2009.
- [4] D. Castro, J. Fernández, Design and implementation of a Three-Phase Boost Battery Charger with PFC using CompactRIO control system. 2012.

- Department of energy and environment division of electric power engineering, Chalmers university of technology. Göteborg, Sweden.
- [5] J. Pérez, G. Núñez, A. Ciro, G. Cárdenas, "Control lineal para un rectificador monofásico PWM puente completo". RIEE&C, revista de ingeniería eléctrica, electrónica y computación. Vol. 7. No. 2. Diciembre 2009.
- [6] L. Grman, M. Hraňsko, J. Kuchta, J. Buday, "Single phase pwm rectifier in traction application". Journal of electrical engineering. Vol. 62. No. 4. 2011. Pp. 206–212.
- [7] R. Balamurugan, G. Gurusamy, "Harmonic Optimization by Single Phase Improved Power Quality AC-DC Power Factor Corrected Converters". International Journal of Computer Applications (0975 – 8887). Volume 1. No. 5.
- [8] J. R. Rodriguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt, P. Lezana, "PWM regenerative rectifiers: state of the art". Industrial Electronics, IEEE Transactions on. Volume 52. Issue 1. Feb. 2005. Pp. 5 – 22.
- [9] R. Muhammad H. Electrónica de Potencia Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones. Tercera Ed. 2004. Pearson, Prentice Hall.
- [10] O. Stihl, "A single-phase controlled current PWM rectifier". IEEE transaction on power electronics. Vol3. No. 4. 1988.
- [11] Hoja de datos del microcontrolador dsPIC30F4011, Microchip Technology Inc. 2005.
- [12] D. Ibrahim, Microcontroller Based Applied Digital Control, 2006, John Wiley & Sons, Ltd. ISBN: 0-470-86335-8.

7. Autores

M.C. Julio Ortega Alejos. Obtuvo su título como Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico de Celaya, actualmente se desempeña como profesor investigador en la coordinación de ingeniería electrónica del Instituto Tecnológico Superior del Sur de Guanajuato.

M.C. Leonel Estrada Rojo. Obtuvo su título como Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico de Celaya, actualmente se

desempeña como profesor investigador en la coordinación de ingeniería electrónica del Instituto Tecnológico Superior del Sur de Guanajuato.

Dr. Elías J. J. Rodríguez Segura. Obtuvo el grado de Doctor en ciencias en Ingeniería Electrónica en el Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET) en Cuernavaca Morelos, Actualmente se desempeña como profesor investigador de tiempo completo en el departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica en el Instituto Tecnológico de Celaya.

Dr. Carlos A. Fuentes Hernández. Obtuvo el grado de Doctor en Ciencias de Óptica Física en el Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Ensenada B.C. Actualmente se desempeña como profesor investigador en el Instituto Tecnológico Superior del Sur de Guanajuato.