

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

Elías J. J. Rodríguez Segura

Instituto Tecnológico de Celaya

Carlos A. Fuentes Hernández

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

Juan Pablo Lemus Calderón

Instituto Tecnológico Superior del Sur de Guanajuato

Resumen

El rectificador PWM es un convertidor electrónico con altas prestaciones, tales como: factor de potencia alto, bi-direccionalidad, alta eficiencia y elevación de voltaje en modo rectificador; Estas prestaciones son obtenidas gracias a técnicas de control que involucran diferentes operaciones matemáticas, las cuales se implementan rápidamente si se utilizan dispositivos programables que cuentan con ambientes de programación muy amigables; sin embargo, cuando se piensa en un producto que tiene que salir al mercado, el costo de estos dispositivos programables y su ambiente de programación hacen inviable la propuesta. En este documento se presenta la implementación de un control clásico implementado en

un dispositivo programable de bajo costo, el cual mantiene las altas prestaciones que caracterizan al convertidor.

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

1. Introducción

En la actualidad, cuando se requiere validar una técnica de control para un convertidor electrónico, se puede disponer de diferentes plataformas que pueden servir como interfaz entre una computadora y el convertidor electrónico, en la computadora se desarrolla el código utilizando ambientes de programación gráficos tales como MATLAB- SIMULINK o LabVIEW y éste se descarga a la plataforma en donde se implementa el controlador; Durante la ejecución del controlador se pueden monitorear en tiempo real y de forma gráfica, las señales involucradas en el sistema de control. Esta característica es de particular importancia cuando se sintonizan los controladores y cuando se somete a perturbaciones el sistema.

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. CompactRIO de National Instruments, tiene software altamente integrado, una variedad de opciones de rendimiento y formato, extensas entradas y salidas para reducir el riesgo, impulsar el rendimiento del sistema y simplificar el diseño de sistemas avanzados de monitoreo y control embebidos. Los controladores CompactRIO ofrecen ejecutar algoritmos de control avanzado con tiempos de respuesta determinísticos y baja latencia.

NI myRIO utiliza el procesador ARM® Cortex™-A9 dual-core de rendimiento en tiempo real y Entradas y Salidas personalizadas. Al usar esta herramienta integrada de hardware y software, se pueden crear aplicaciones rápidamente 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. Todas las especificaciones para las entradas y salidas para su implementación en tiempo real se pueden definir en el ambiente de Simulink. RTI modifica el código generado por Real Time Workshop de acuerdo a las especificaciones establecidas para las entradas y salidas y lo procesa para cargarlo automáticamente al sistema basado en DSP (siglas del inglés Digital Signal Processor).

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.

En este documento se presenta la implementación de un controlador digital clásico en un dispositivo programable de la familia dsPIC de Microchip.

2. Desarrollo

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 [1, 2, 3].

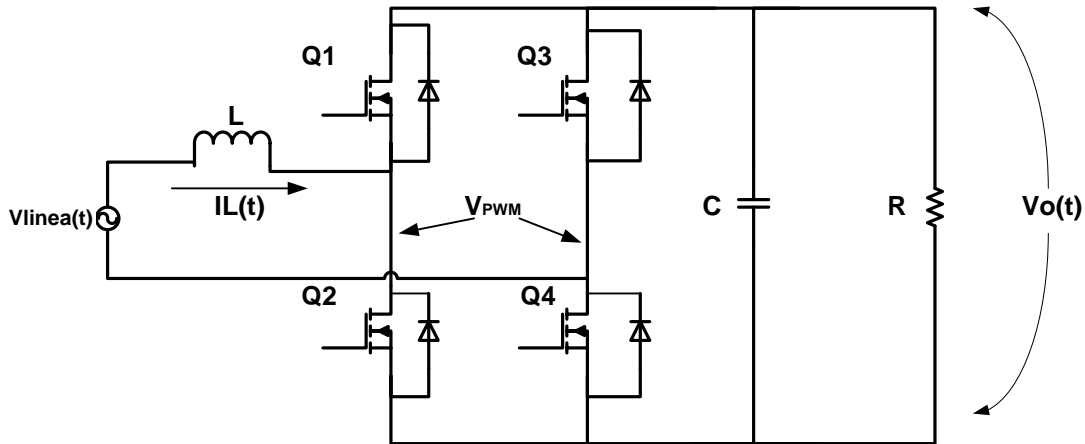


Figura 1 Rectificador PWM monofásico en conexión puente.

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.

Esta 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.

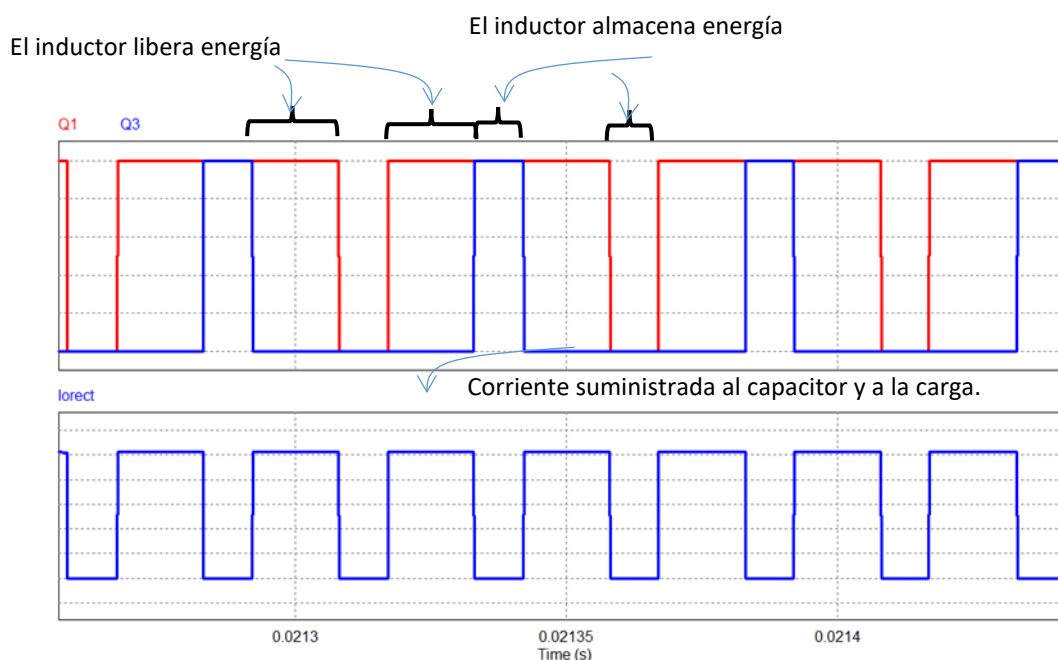


Figura 2 Ondas de señales de activación y de corriente de alimentación del capacitor.

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.

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.

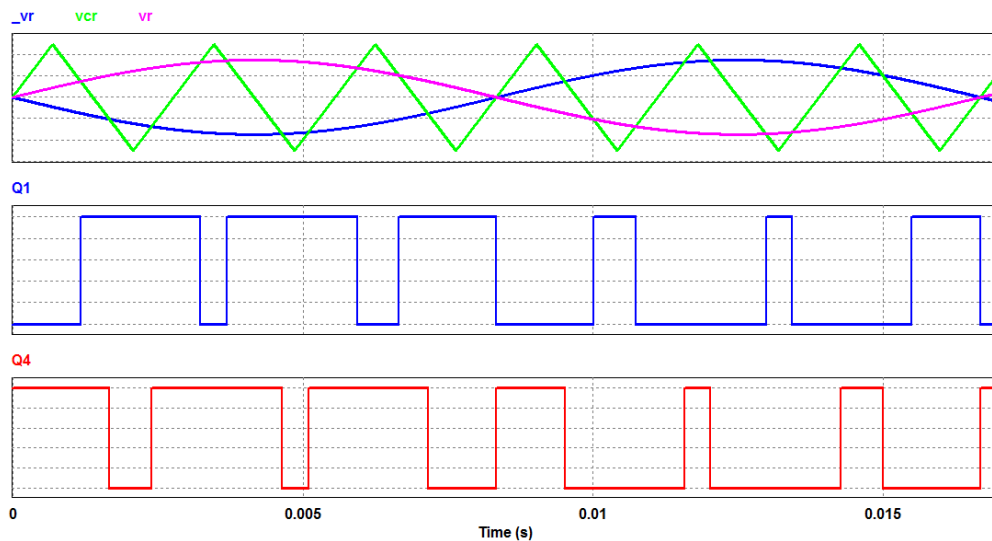


Figura 3 Señales de control de interruptores a partir de modulación senoidal.

Las 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 [5].

Control del rectificador PWM

El esquema de control clásico se muestra en la figura 4. El control incluye un controlador de voltaje, [6]. 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} .

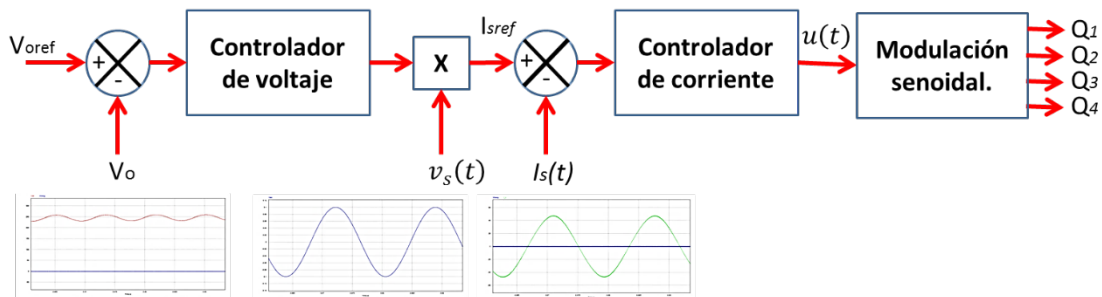


Figura 4 Esquema de control clásico para el rectificador PWM.

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 figura 5.

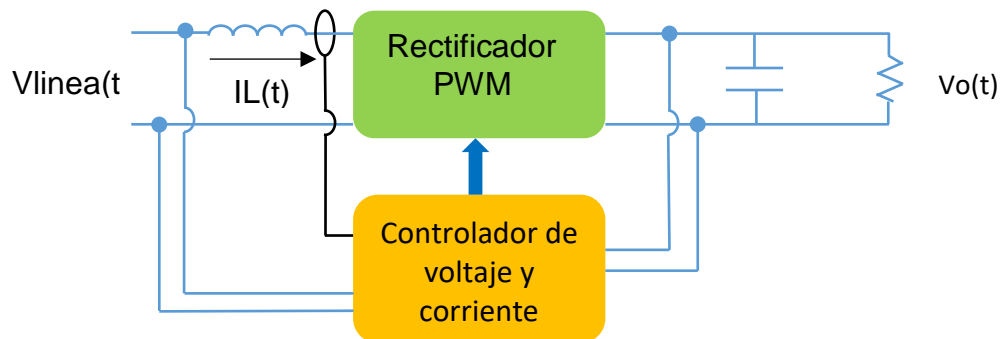


Figura 5 Diagrama a bloques del Rectificador PWM en lazo cerrado.

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.

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 semiciclo 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.

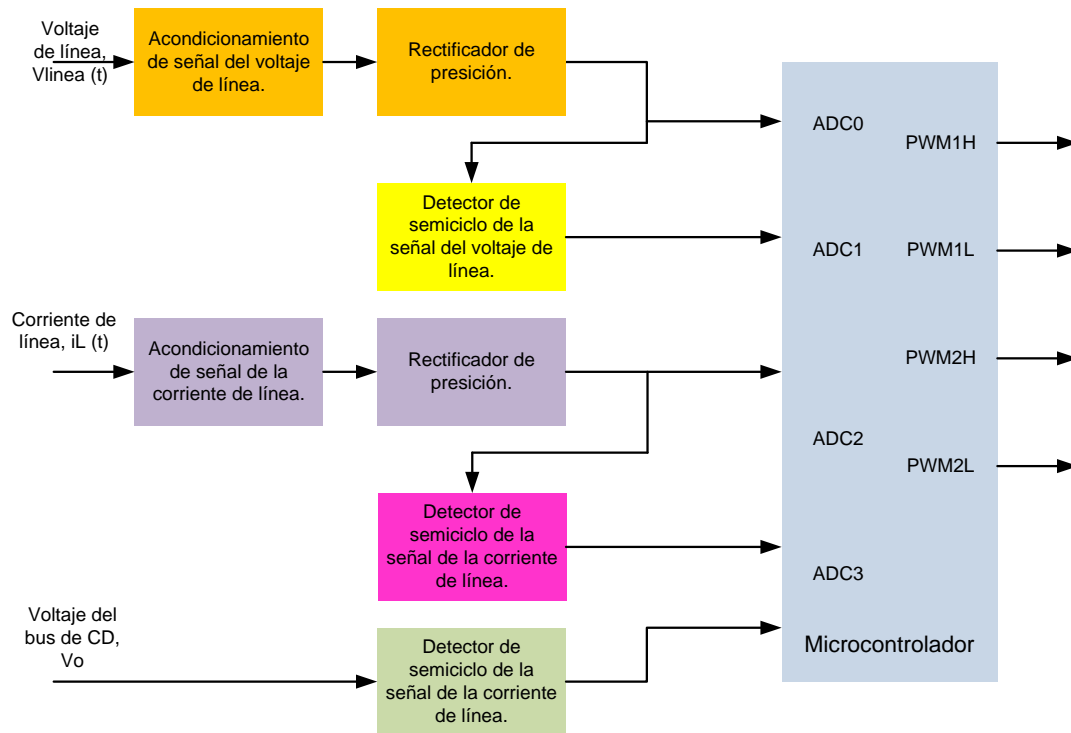


Figura 6 Diagrama a bloques del acondicionamiento de señales.

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.

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.

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), [7].

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

En donde:

$PTPER$: Valor máximo 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.

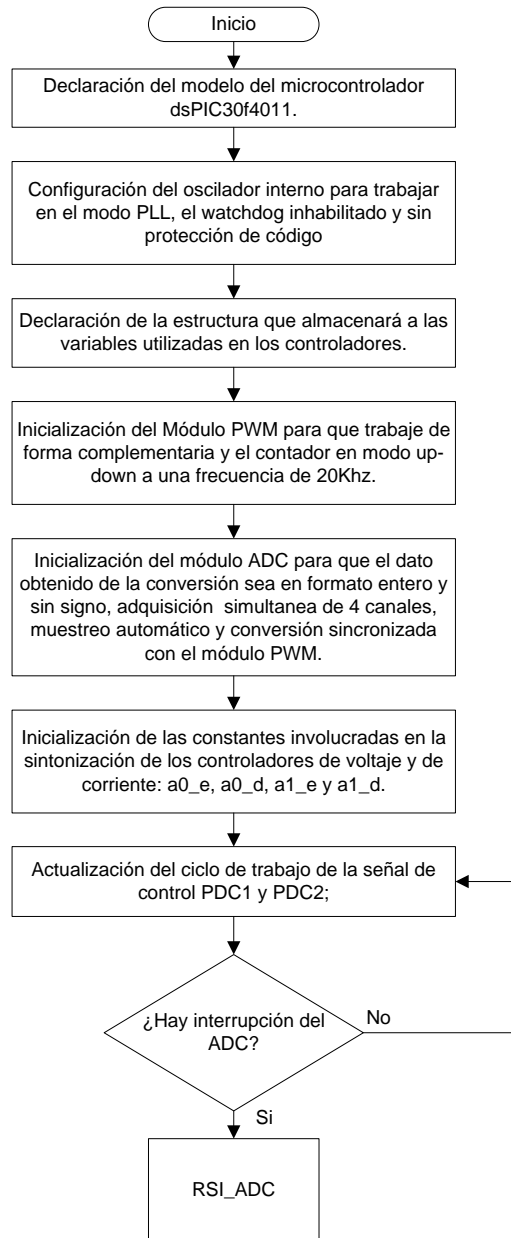


Figura 7 Diagrama de flujo del programa principal utilizando el lenguaje C.

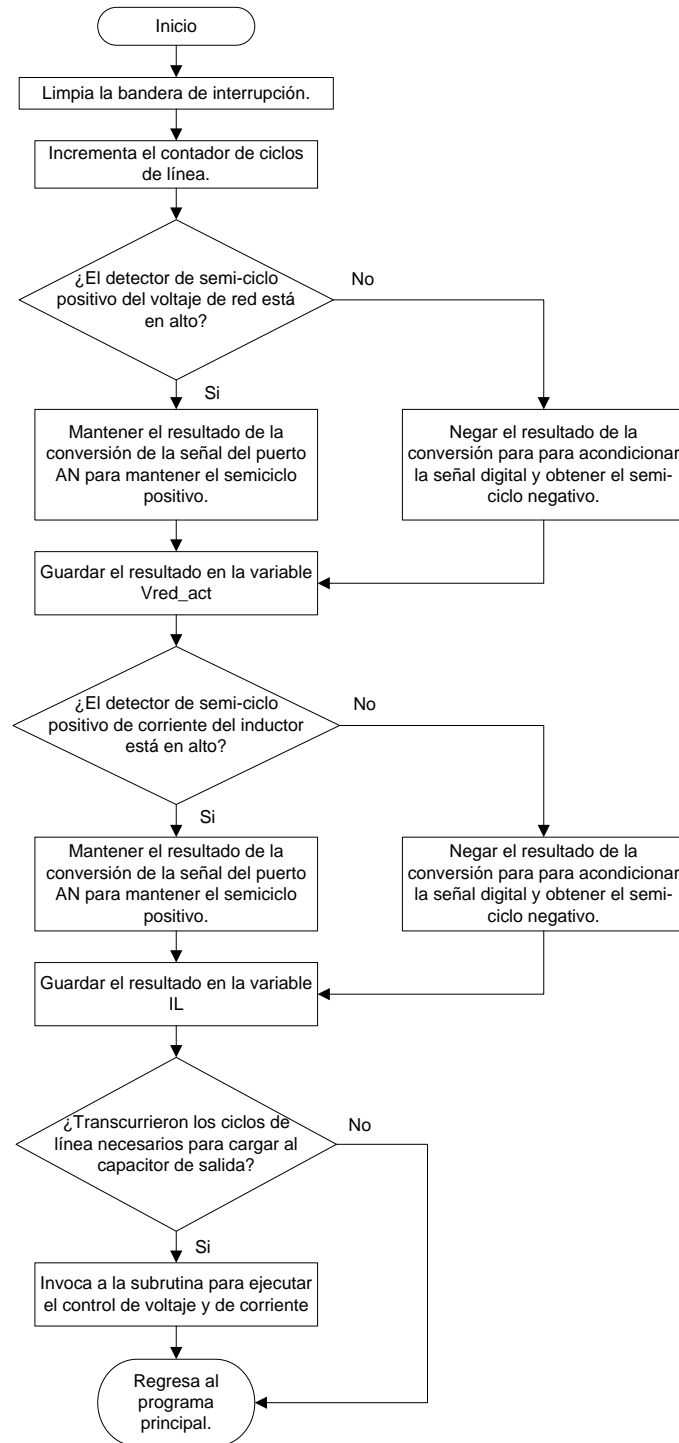


Figura 8 Diagrama de flujo de la subrutina de control de la interrupción del ADC.

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.

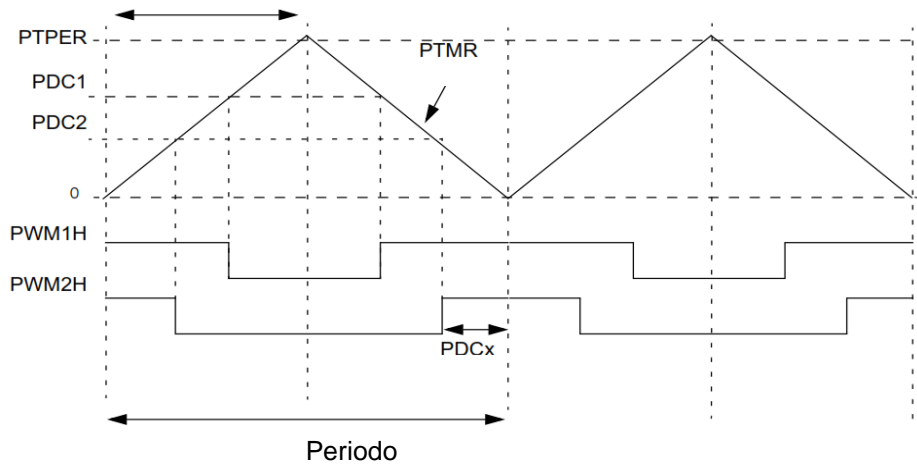


Figura 9 Generación de pulsos de control de transistores, modulación senoidal.

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 [8].

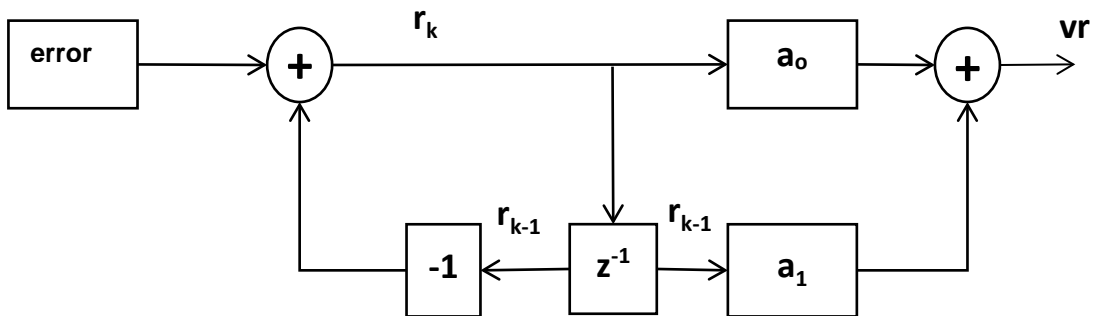


Figura 10 Estructura canónica directa para la implementación del controlador PI.

3. Resultados

En la figura. 11 se muestran las formas de onda de la corriente y el voltaje de línea, canal 4 y 3, respectivamente. 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. La forma de onda del canal 2, corresponde a la señal de voltaje que proporciona un sensor en la etapa de acondicionamiento de señal.

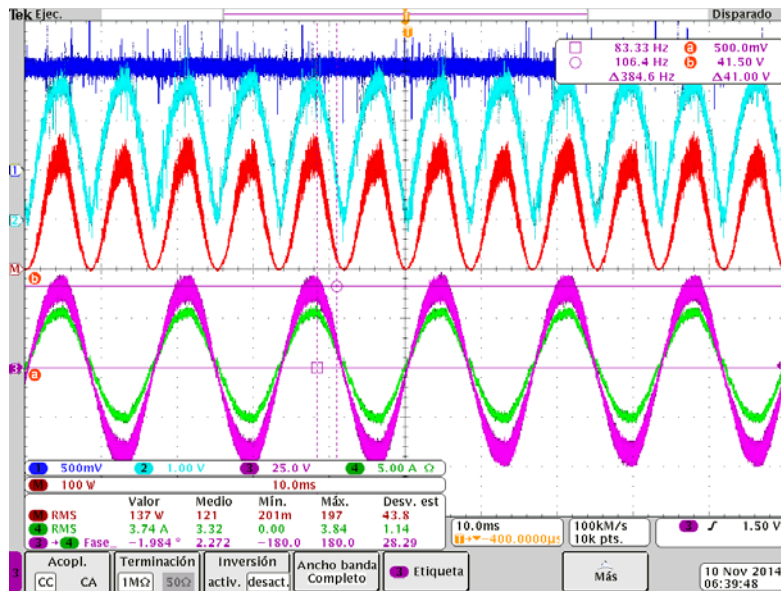


Figura 11 Potencia de entrada y voltaje de salida, rectificador operando en lazo cerrado.

En la figura 12 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.

Se demandó una potencia de 1 kW al rectificador y permanece la forma de onda senoidal en fase con el voltaje de línea como se muestra en la figura 13. La corriente corresponde al canal 4 y el voltaje al canal 3. En la misma figura se muestra la forma de onda de la potencia de entrada, la cual sigue tomando solamente valores positivos indicando que no se está demandando potencia reactiva a la línea. En el canal 2 se muestra el voltaje de salida del rectificador,

debido a que se demanda 1KW en la forma de onda de este voltaje se manifiesta un rizo a 120 HZ, el doble de la frecuencia de línea.

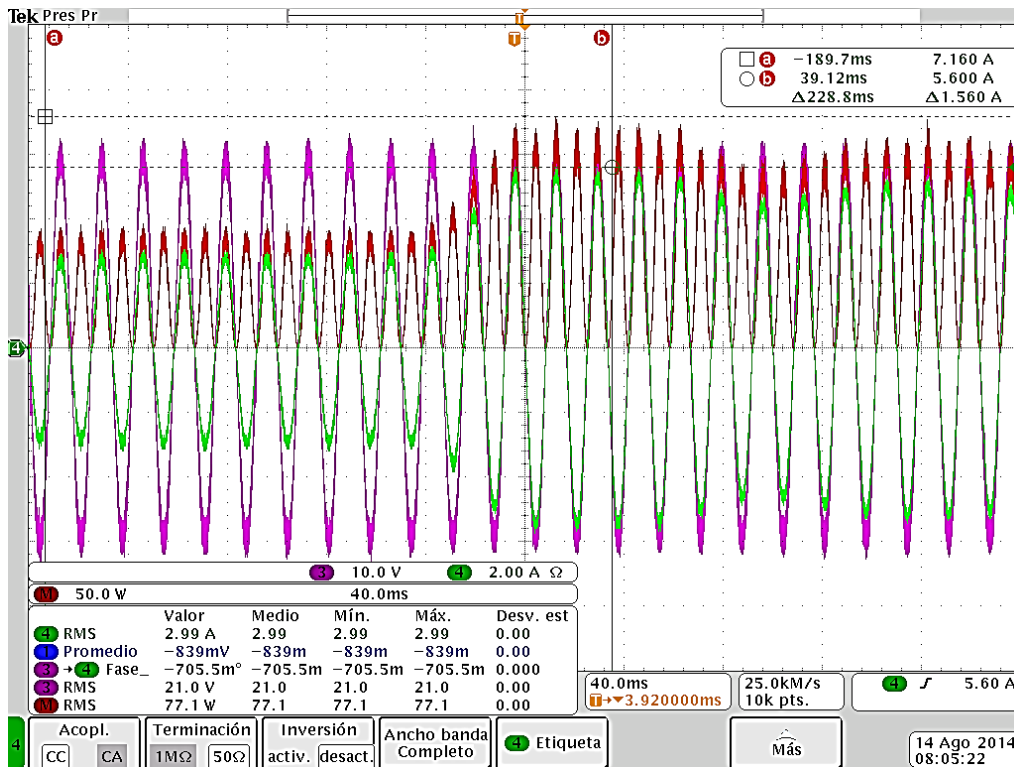


Figura 12 Rectificador operando en lazo cerrado ante una perturbación en la carga.

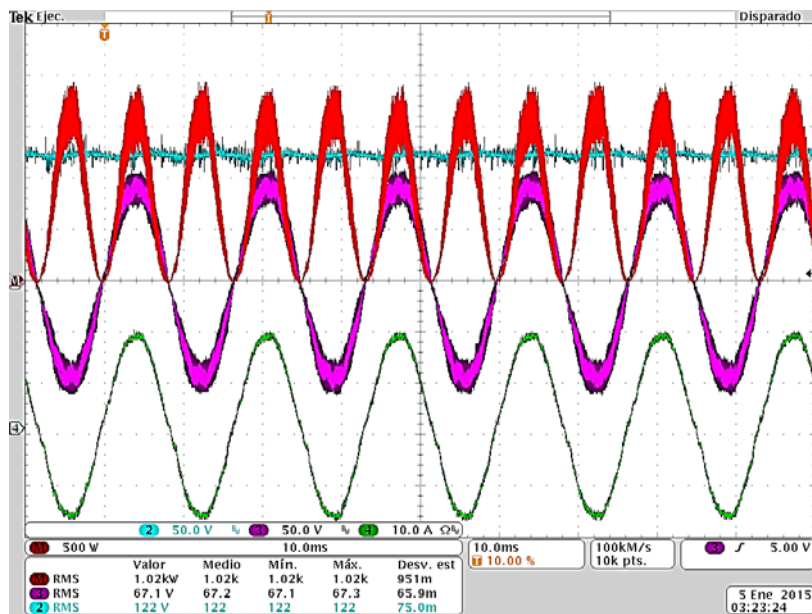


Figura 13 Potencia de entrada y voltaje de salida con rectificador en lazo cerrado.

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.

6. Bibliografía y Referencias

- [1] Grman, L., Hraško, M., Kuchta, J., Buday J., Single phase pwm rectifier in traction application, journal of electrical engineering, vol. 62, no. 4, 2011, 206–212.
- [2] Balamurugan, R., Gurusamy, G., Harmonic Optimization by Single Phase Improved Power Quality AC-DC Power Factor Corrected Converters, 2010, International Journal of Computer Applications (0975 – 8887), Volume 1, No. 5

- [3] Rodríguez, J.R.; Dixon, J.W.; Espinoza, J.R.; Pontt, J.; Lezana, P., "PWM regenerative rectifiers: state of the art", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* Volume 52, Issue 1, Feb. 2005. Page(s): 5 – 22.
- [4] Pérez R. Javier, Núñez G. Ciro A. y Cárdenas G. Víctor M. Control lineal para un rectificador monofásico PWM puente completo. *RIEE&C*, revista de ingeniería eléctrica, electrónica y computación, vol. 7 no. 2, diciembre 2009.
- [5] Rashid Muhammad H. *Electrónica de Potencia Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*, Tercera Ed., Pearson, Prentice Hall, 2004.
- [6] O. Stihl. A single-phase controlled current PWM rectifier. *IEEE transaction on power electronics*. Vol3, No. 4, 1988.
- [7] Hoja de datos del microcontrolador dsPIC30F4011, Microchip Technology Inc., 2005.
- [8] Ibrahim, D., *Microcontroller Based Applied Digital Control*, 2006, John Wiley & Sons, Ltd. ISBN: 0-470-86335-8.