

Control Difuso Embebido Aplicado a un Convertidor Bidireccional Multi-Fase CD-CD

J. Martínez^{a*}, E. Rodríguez^b, H. Rodríguez^b, J. Morfin^b, A. Padilla^b

^a Departamento de Ingeniería Mecatrónica, Instituto Tecnológico de Celaya, Celaya, Guanajuato, México.

^b Departamento de Ingeniería Electrónica, Instituto Tecnológico de Celaya, Celaya, Guanajuato, México.

Resumen

En este trabajo se presenta el diseño de un sistema de control difuso PD+I embebido aplicado en el control de voltaje de un convertidor electrónico de potencia bidireccional multi-fase CD-CD. El controlador difuso cuenta con dos entradas, la primera se le denomina Error y es la diferencia entre el valor de voltaje deseado en la salida del convertidor y el voltaje medido en la salida del mismo; la segunda entrada es definida por las variaciones en el voltaje medido. La salida del controlador difuso define las variaciones en el ciclo de trabajo de los interruptores de potencia que controlan el convertidor. El sistema de control difuso se embebió en la tarjeta de desarrollo NI myRIO-1900 utilizando como software de programación LabVIEW y empleando el sistema embebido para realizar pruebas experimentales con el prototipo del convertidor. Con este sistema de control de voltaje se logra estabilizar el convertidor en los modos de operación reductor y elevador, demostrando un adecuado comportamiento del convertidor en el arranque y ante cambios de carga resistiva, manteniendo tiempos aceptables para aplicaciones futuras en micro-redes de CD conectando el bus de CD con un banco de super-capacitores o un banco de baterías.

Palabras Clave:

FPGAs, Sistemas Embebidos, Control Borroso, Sistemas Eléctricos y Electrónicos de Potencia.

Fuzzy PD+I Embedded Control System for a Multi-Phase DC-DC Bidirectional Converter

Abstract

In this work is presented the design of a Fuzzy PD+I control system applied to the voltage control of a multi-phase DC-DC power electronic converter. The fuzzy controller has two inputs. The first input, named Error, is the difference between the desired voltage value in the output of the converter and the measured voltage at this particular point; the second input is defined by the changes in the measured voltage of the converter. The control system is embedded in the NI myRIO-1900 development kit and using LabVIEW as programming software employing the embedded system for experimental tests with a prototype of the converter. This control system allows the stabilization of the converter in the buck and boost operation modes, showing an appropriate behavior at the startup and under resistive load changes, presenting acceptable times for DC microgrids future applications while connecting the DC bus with supercapacitors or a battery bank.

Keywords:

FPGA, Embedded Systems, Fuzzy Control, Electric and Power Electronic Systems.

1. Introducción

A nivel mundial hay una concientización cada vez mayor sobre la importancia de la energía renovable y la eficiencia energética, las cuales son críticas no sólo para atender el cambio climático, sino para crear nuevas oportunidades económicas y proporcionar acceso a la energía a personas que aún no cuentan con servicios modernos para el suministro de energía (Burrett et

al., 2011). La generación de electricidad descentralizada presenta beneficios ambientales sustanciales, provocados por una mayor eficiencia energética y facilitando la integración de fuentes de energía renovables como paneles fotovoltaicos y turbinas eólicas. La fuente de alimentación convencional funciona bajo el principio de generar energía cuando se requiera. El almacenamiento de energía introduce un componente novedoso en un suministro de servicios públicos y amplía los criterios de

*Autor para la correspondencia: juan.martinez@itcelaya.edu.mx

diseño, enlazando la capacidad del sistema de almacenamiento de energía con el balance de energía (Markvart, 2006). Un sistema de almacenamiento almacena energía eléctrica cuando existe un excedente de generación y la entrega cuando es necesaria, aumentando su disponibilidad. Tanto en las micro-redes de CA y CD, la energía almacenada debe ser acondicionada a través de un convertidor CD-CD, este convertidor lleva a cabo las operaciones de carga y descarga del sistema de almacenamiento de energía.

Existen investigaciones sobre topologías de convertidores con estas aplicaciones, una de las topologías que ha presentado ventajas son los convertidores multi-fase, esto debido a que requieren capacitores de menor volumen para la misma regulación de voltaje, generando menos pérdida de conducción en el capacitor del bus (Baek et al., 2013), además de reducir el rizo de la entrada y salida, aumentar la capacidad de potencia minimizando el tamaño y peso del inductor y mejorando la fiabilidad del sistema electrónico de potencia (Hegazy et al., 2011).

Los convertidores de dos fases se han aplicado en vehículos eléctricos (Omara y Sleptsov, 2016), lo que no los limita en aplicaciones de micro-redes, (Baek et al., 2013) presenta un prototipo experimental con una potencia de 200 W aplicando un controlador clásico PID.

En las topologías de convertidores de tres fases existen aplicaciones experimentales de hasta 1 kW (Dusmez et al., 2015). Al realizar pruebas experimentales con estos convertidores es necesario implementar un sistema de control embebido, para dicha implementación se ha utilizado como plataforma de desarrollo un FPGA (Liu et al., 2010), (Yang et al., 2014) y (Yang y Dai, 2015). En (Liu et al., 2010) se maneja un bus de 240 V con sobrepasos y caídas de voltaje del 20 % ante cambios de carga; en las pruebas experimentales que se muestran en (Yang et al., 2014) y (Yang y Dai, 2015) solo se presentan resultados del convertidor trabajando en modo reductor.

En las investigaciones realizadas a los convertidores de cuatro fases se presentan análisis térmicos que ayudan al diseño de convertidores bajo condiciones de temperatura severas (Lee et al., 2004); además de comparaciones entre diferentes diseños realizando análisis de pérdidas (Lee et al., 2007). Existen diseños de prototipos experimentales que presentan resultados operando en modo reductor (Yang et al., 2012), y aplicaciones en vehículos eléctricos (Bolognani et al., 2014) y (Kumar et al., 2014). En las investigaciones actuales de convertidores de cuatro fases CD-CD bidireccionales los resultados están enfocados al análisis del comportamiento de las corrientes de los inductores, y no al comportamiento del voltaje del bus de salida cuando operan como reductor y elevador. En todas estas investigaciones los convertidores necesitan un sistema de control que depende de la aplicación, para el estudio presentado en este artículo, el control del convertidor se realiza en base al nivel de voltaje del bus de salida, sin considerar la corriente de entrada y salida del mismo.

Los controladores difusos utilizan una forma matemática de representar la imprecisión inherente en un lenguaje natural, por tal motivo, es una de las aproximaciones más populares hoy en día en la industria, especialmente en Japón, consolidándose lentamente en USA y Europa (Santos, 2011). Esto debido a que proporcionan soluciones eficientes para problemas de control en aplicaciones clásicas y emergentes. Sin embargo, la falta de herramientas específicas de diseño y enfoques sistemáticos para la implementación de hardware de controladores difusos complejos limita la aplicabilidad de estas técnicas en los productos micro-electrónicos modernos. Lo que ha llevado a investigaciones que proponen estrategias de diseño para facilitar la implementación de controladores difusos embebidos (Sánchez et al., 2007) y (Brox et al., 2013). Dentro de los sistemas de

control difuso existen diversas aplicaciones, en (Thao et al., 2010) se utilizó un controlador difuso para determinar los parámetros de un controlador clásico PID aplicado a un sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica; mientras que en (Vanti et al., 2015) se diseñó un sistema de control difuso PD embebido para el control de un proceso de biogás. En el área de sistemas fotovoltaicos (Khan y Hossain, 2010) y (Hossain et al., 2011) implementaron un controlador difuso en un microcontrolador ATmega8 en una aplicación para el seguimiento del punto de máxima potencia.

Existen investigaciones realizadas sobre convertidores bidireccionales aplicados en el proceso de carga y descarga del banco de baterías en micro-redes de CD que trabajan con potencias similares a las propuestas en este trabajo, los cuales requieren tiempos de respuesta transitoria de 3 segundos (Martinez et al., 2018) y que presentan sobrepasos de aproximadamente el 5 % del voltaje nominal del bus de CD (Sikkabut et al., 2016), además de atenuar el ruido en altas frecuencia de hasta 1.5 A que presenta (Yu, 2016). Si se consideran las características de respuesta del convertidor con el sistema de control difuso propuesto en este tipo de aplicaciones es viable aplicar esta tecnología en sistemas de almacenamiento en micro-redes de CD utilizando el convertidor bidireccional multi-fase propuesto en este trabajo.

Este artículo muestra el diseño e implementación de un sistema de control difuso embebido aplicado al control de un convertidor electrónico de potencia bidireccional multi-fase CD-CD. La salida del sistema difuso controla el ciclo de trabajo de los ocho interruptores de potencia del convertidor electrónico bidireccional para estabilizar los modos de operación reductor y elevador. El principal reto del sistema difuso es estabilizar el convertidor ante variaciones significativas de carga, de tal manera que sea posible obtener tiempos aceptables que permitan su aplicación en diversas configuraciones de micro-redes de CD con sistemas de almacenamiento como bancos de super-capacitores y bancos de baterías.

En la sección II se presenta el diseño del convertidor multi-fase, en la sección III el diseño e implementación del controlador difuso, posteriormente en la sección IV se muestran los resultados experimentales del convertidor operando en los modos reductor y elevador, en la sección V se dan las conclusiones y una propuesta de trabajos futuros, finalmente, en la sección VI se describe la posibilidad de implementar el sistema de control difuso propuesto en convertidores multi-fase con potencias mayores a 600 W.

2. Convertidor Bidireccional Multi-Fase CD-CD

Con la finalidad de reducir el rizo de la corriente de salida, aumentar la densidad de potencia y obtener una mayor eficiencia que con un convertidor de una sola etapa, se utiliza un novedoso convertidor bidireccional multi-fase CD-CD. El convertidor consta de cuatro etapas en paralelo, esta técnica se emplea para dividir la corriente total en cuatro diferentes líneas, disminuyendo significativamente el diseño físico del convertidor. La topología del convertidor propuesto se muestra en la Figura 1. Este convertidor cuenta con dos modos de operación, en el modo reductor, se transfiere energía del bus de alto voltaje de 190 V (V_r) al bus de bajo voltaje de 48 V (V_e); y en el modo elevador, se transfiere energía del bus de bajo voltaje al bus de alto voltaje. En este diseño la inductancia L_1 esta acoplada magnéticamente con L_3 y L_2 con L_4 , propiciando con esto la cancelación del rizo de la corriente de salida del convertidor. El valor $L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L$. El convertidor consta de un capacitor en el lado del bus de bajo voltaje (C_e), además de un capacitor en el bus de alto voltaje (C_r), considerando para cada capacitor un valor resistivo parasito

en serie (ESR) de 0.2Ω . Los ocho interruptores de potencia (SW_1 , SW_2 , SW_3 , SW_4 , SW_5 , SW_6 , SW_7 y SW_8) empleados en el convertidor son MOSFET con número de parte SiHW33N60E, además, la etapa de acondicionamiento entre las salidas digitales de la tarjeta de desarrollo myRIO y los interruptores de potencia se realizó con los impulsores 1EDI60N12AF. En las Tablas 1 y 2 se presentan los parámetros de diseño para el controlador operando como reductor y elevador.

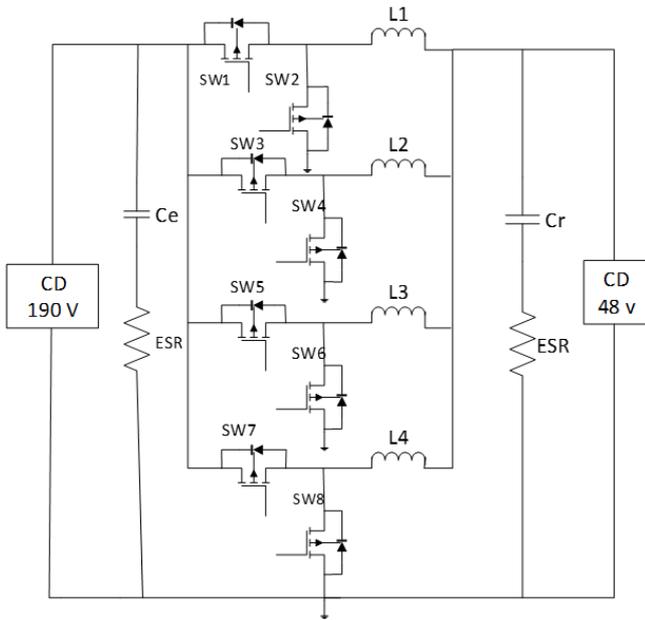


Figura 1: Circuito del convertidor bidireccional multi-fase.

En la Figura 2 se muestra el circuito del convertidor cuando opera en modo reductor. En este modo de operación V_r es el voltaje de entrada (190 V), mientras que R_r es la resistencia de carga (2.3Ω).

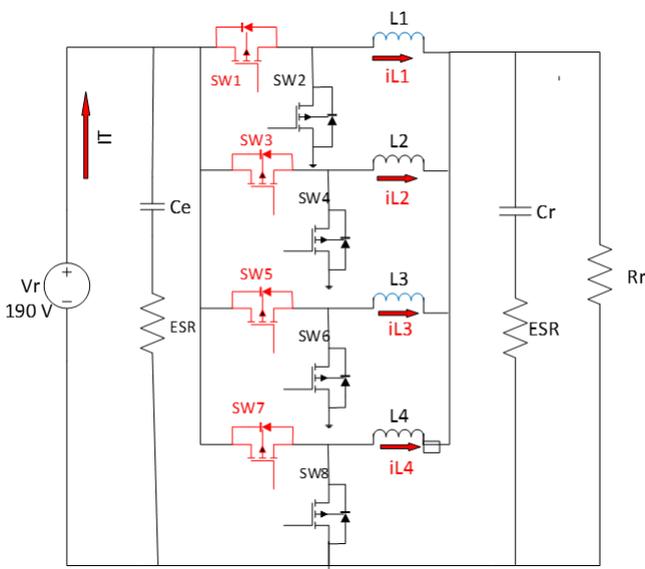


Figura 2: Circuito del convertidor en modo reductor.

Los interruptores SW_1 , SW_3 , SW_5 y SW_7 se activan con pulsos desfasados 90 grados eléctricos como se muestra en la Figura 3. Si se desea aumentar el voltaje de salida del convertidor, es necesario incrementar el ciclo de trabajo en los interruptores SW_1 , SW_3 , SW_5 y SW_7 , caso contrario, si se desea disminuir el voltaje de salida del convertidor, se tiene que disminuir el ciclo de trabajo de los mismos interruptores; cabe mencionar que el ciclo de

trabajo de los cuatro interruptores siempre es el mismo. Los interruptores SW_2 , SW_4 , SW_6 y SW_8 operan como complementarios de SW_1 , SW_3 , SW_5 y SW_7 (Ver Figura 4). La corriente total que circula a través de los interruptores se divide en valores iguales en cada una de las ramas desde i_{L1} hasta i_{L4} .

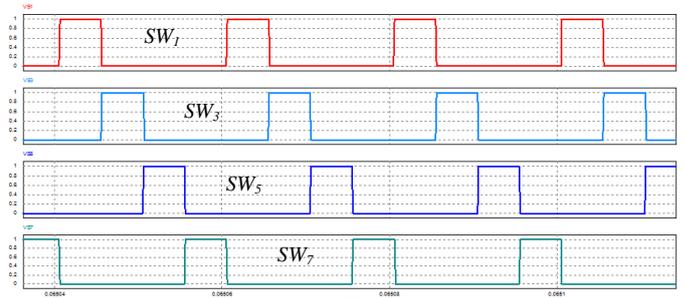


Figura 3: Señales de control para interruptores SW_1 , SW_3 , SW_5 y SW_7 .

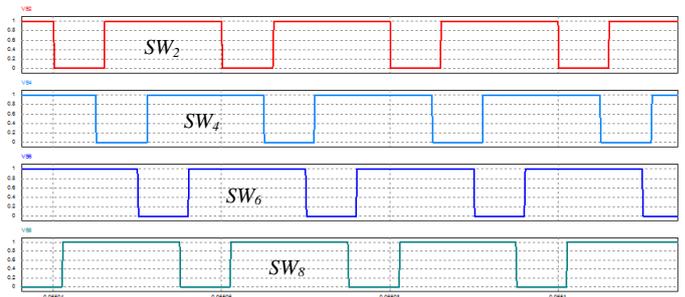


Figura 4: Señales de control para interruptores SW_2 , SW_4 , SW_6 y SW_8 .

Para el cálculo de los elementos del convertidor se utiliza la metodología descrita en (Hart, 2011). En la Tabla 1 se presentan las especificaciones de diseño y los parámetros calculados para el convertidor en la topología de reductor.

Tabla 1. Parámetros del convertidor en su topología como reductor.

Especificaciones de Diseño		Parámetros Calculados	
V_r	190 V	Δi_L	0.28 A
V_o	48 V	ΔV_o	0.05 V
P	1 KW	i_L	20.8 A
F	50 KHz	L	345 μH
Δi_L	1 %	D	0.25
ΔV_o	0.001	C_r	100 μF
		R_r	2.3 Ω

En la Figura 5 se ilustra el circuito del convertidor multi-fase operando en su topología elevador. En este modo de operación V_e es el voltaje de entrada, mientras que R_e es la resistencia de carga. Para las señales de control de los interruptores en este modo de operación se modifica la lógica de control con respecto al modo reductor, colocando la señal de control de SW_1 del modo reductor a SW_2 en la topología de elevador, de la misma forma se cambian SW_3 por SW_4 , SW_5 por SW_6 y SW_7 por SW_8 . Estas modificaciones las realiza internamente el sistema de control embebido al momento de conmutar el controlador para el modo reductor y el modo elevador.

En la Tabla 2 se presentan las especificaciones de diseño y los parámetros calculados para el convertidor en modo elevador. El efecto de las corrientes en este modo de operación es igual al modo reductor, en el cual la corriente total se divide en los cuatro inductores.

Tabla 2. Parámetros del convertidor en su topología como elevador.

Especificaciones de Diseño		Parámetros Calculados	
V_e	48 V	ΔiL	0.2 A
V_o	190 V	ΔV_o	0.19 V
P	1 KW	iL	20.8 A
F	50 KHz	L	345 μH
ΔiL	1 %	D	0.74
ΔV_o	0.001	C_e	820 μF
		R_r	36.1 Ω

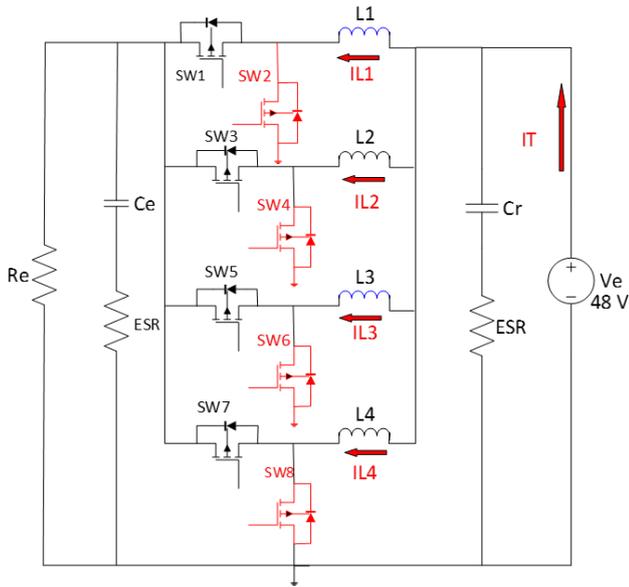


Figura 5: Circuito del convertidor en modo elevador.

3. Sistema de Control Difuso

Para realizar el control de voltaje de salida del convertidor bidireccional multi-fase CD-CD en sus modos de operación reductor y elevador se utilizó un sistema de control difuso embebido en el FPGA de la tarjeta de desarrollo NI myRIO-1900. En la Figura 6 se presenta el esquema general del prototipo experimental cuando el convertidor opera en modo reductor, el controlador difuso monitorea el voltaje de salida del convertidor mediante el sensor de voltaje que se presenta en la Figura 7, en este sensor de voltaje se incluye la etapa de acondicionamiento de la señal de voltaje de salida del convertidor para que esta pueda ser sensada por el convertidor analógico-digital de la tarjeta NI myRIO.

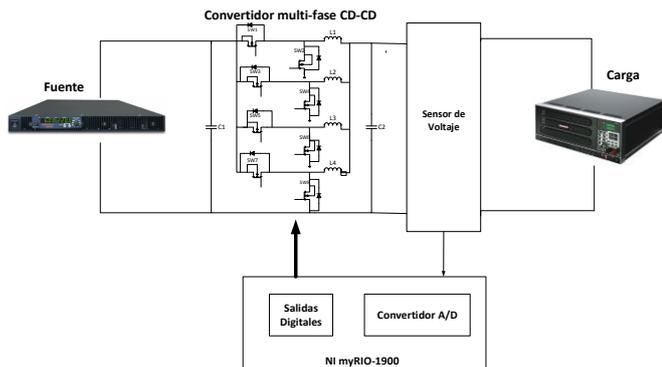


Figura 6: Esquema general del prototipo experimental.

Cuando el convertidor bidireccional opera como reductor, el nivel de voltaje de entrada es de 48 V, mientras que cuando el convertidor opera como elevador, el nivel es de 190 V; el sensor se encarga de acondicionar estos niveles para ser adquiridos por la tarjeta de desarrollo myRIO, la cual cuenta con entradas analógicas de voltaje de 0 – 5 V, con una velocidad de muestreo de 500KS/s y una resolución de 12 bits. Además de reducir el nivel de voltaje, el sensor elimina el ruido de alta frecuencia de la señal medida y aísla la salida del convertidor de la entrada de la tarjeta de desarrollo. El sensor empleado para monitorear el bus de bajo voltaje tiene una relación entrada-salida de 11:1; mientras que el sensor para monitorear el bus de alto voltaje tiene una relación 43:1.

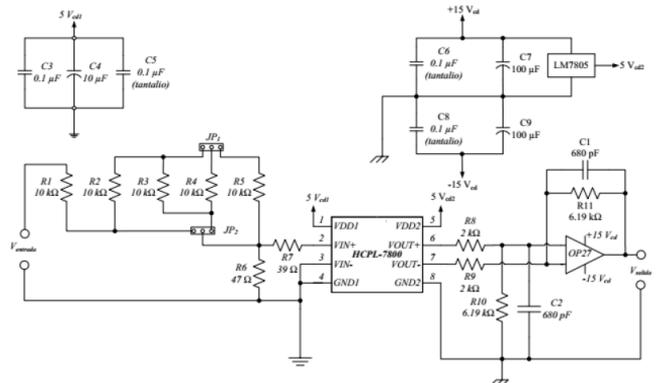


Figura 7: Diagrama esquemático del sensor de voltaje.

El controlador difuso PD+I empleado para el control del convertidor bidireccional en sus dos modos de operación que se ilustra en la Figura 8 cuenta con dos entradas, la primera entrada (*Error*) se obtiene al calcular la diferencia entre el valor deseado (*SP*) del nivel de voltaje de salida del convertidor y el voltaje medido a la salida del mismo (*VP*), mientras que la segunda entrada (*DSalida*) se obtiene de las variaciones que sufre el voltaje de salida del convertidor. Este controlador difuso es diseñado para tener un controlador PID en cascada con un mecanismo de inferencia difuso. La señal de salida del controlador difuso (*Duty*) proporciona los cambios necesarios en el ciclo de trabajo (*D*) de los interruptores *SW1*, *SW3*, *SW5* y *SW7* (modificando los interruptores *SW2*, *SW4*, *SW6* y *SW8* debido a que son complementarios de *SW1*, *SW3*, *SW5* y *SW7*). Para el control de los interruptores del convertidor se utilizan ocho pines de salida digitales de la tarjeta myRIO, los cuales pueden generar señales PWM con una frecuencia máxima de operación de 100 kHz. Las salidas digitales de la tarjeta de desarrollo entran a una etapa de impulsores, los cuales se encargan de proporcionar el voltaje y la corriente necesarios para el encendido y apagado de los interruptores de potencia.

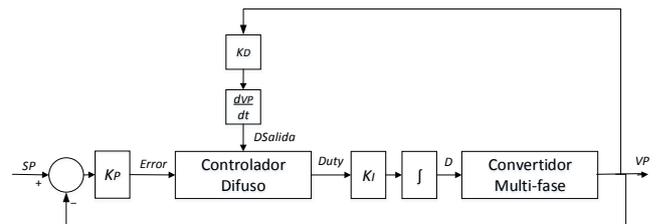


Figura 8: Diagrama a bloques del controlador difuso.

En las pruebas experimentales que se presentan se utiliza el mismo sistema de control difuso embebido para controlar el modo de operación reductor y elevador, esto es posible debido a que las señales de voltaje y de control de los ocho interruptores

de potencia son multiplexadas. Además, se definen las ganancias del controlador K_P , K_D y K_I , para cada caso.

En la Figura 9 se presenta la estructura implementada en hardware del controlador difuso. La etapa de fusificación procesa los datos de entrada para calcular el grado de pertenencia que tendrán las variables de entrada *Error* y *DSalida* dentro del controlador; el motor de inferencia, en conjunto con las reglas difusas realizan la toma de decisiones que determinan la forma en que actúa el sistema; por último, en la etapa de defusificación, la solución difusa obtenida es convertida a valores no difusos útiles para controlar el convertidor.

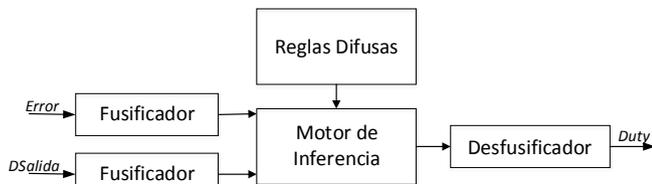


Figura 9: Estructura del control difuso.

Para el diseño del sistema de control difuso embebido se propuso que el controlador sea capaz de manipular el convertidor multi-fase bidireccional cuando opera como reductor o elevador con un mismo sistema de control difuso, las entradas y salidas del sistema difuso son multiplexadas dependiendo del modo de operación, generando con esto una disminución en el gasto computacional del FPGA donde se embebió el controlador. Consecuentemente, se utilizaron funciones de membresía triangular y trapezoidal debido a su fácil representación y a que requieren menor gasto computacional al momento de implementarse en hardware, proporcionando resultados satisfactorios (Sánchez et al., 2007).

Para el controlador difuso propuesto, las variables de entrada y salida cuentan con dos funciones de membresía trapezoidales y tres funciones de membresía triangulares (Ver Figura 10). Las funciones de membresía para las variables de entrada y salida se denominan Muy Negativo (MN), Negativo (N), Cero (C), Positivo (P) y Muy Positivo (MP). Los rangos de cada una de las funciones de membresía se definieron utilizando el conocimiento adquirido por los autores derivado del análisis visual del funcionamiento del convertidor en ambos modos de operación. De esta manera, se definieron las funciones de membresía obteniendo resultados experimentales con tiempos aceptables para diversas aplicaciones.

Para definir los rangos de operación de las variables de entrada y salida se consideró que los niveles de voltaje en cada modo de operación son diferentes (en modo reductor se trabaja con un bus de voltaje de 48 V y en el modo de operación elevador se trabaja con un bus de voltaje de 190 V), debido a esto se utilizó el rango normalizado en [-1,1] para fusificar todas las variables de entrada y salida del sistema difuso, adecuando el sistema de control difuso a cada modo de operación definido por los parámetros K_P , K_D y K_I .

La implementación en hardware de las funciones de membresía se realiza utilizando la ecuación general de la recta $y=ax+b$, los coeficientes a y b son dados por 1 y 2, donde los puntos $P_1(x_1, y_1)$ y $P_2(x_2, y_2)$ representan, respectivamente, la pertenencia mínima y máxima en cada conjunto difuso en coordenadas cartesianas.

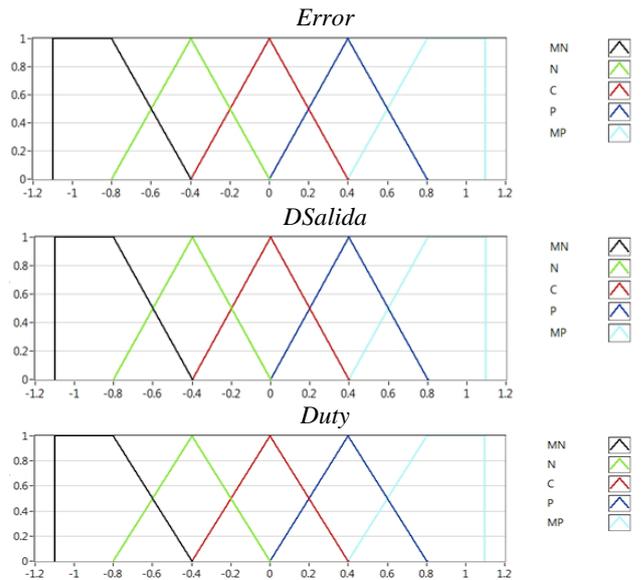


Figura 10: Funciones de membresía para variables de entrada y salida.

$$a = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} \tag{1}$$

$$b = y_1 - \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} * x_1 \tag{2}$$

Para el diseño de la función de membresía “C” se utilizan dos rectas, en la primer recta se considera $P_1(-0.4, 0)$ y $P_2(0, 1)$, obteniendo la ecuación $y=2.5x+1$; para la segunda recta se consideran $P_1(0, 1)$ y $P_2(0.4, 0)$, obteniendo la ecuación $y=-2.5x+1$. De esta forma se obtienen las ecuaciones que representan todas las funciones de membresía de las variables de entrada que se presentan en la Tabla 3. Con estas ecuaciones se implementa el fusificador; en la Figura 11 se muestra el diagrama interno del fusificador de cada entrada. Después de pasar por la etapa de fusificación se determinan cinco salidas que corresponden a la entrada *Error* y cinco para la entrada *DSalida*; estas salidas determinan el Grado de Pertenencia (GP) de cada una de las funciones de membresía, de esta forma GP_{MN} corresponde al grado de pertenencia de la función de membresía Muy Negativo. Los valores de los grados de pertenencia de cada función de membresía son utilizados por las reglas para calcular el máximo de los mínimos de estos valores.

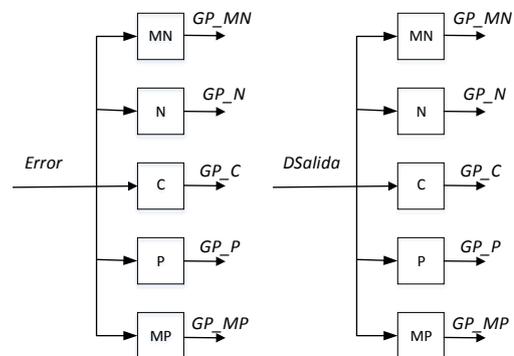


Figura 11: Estructura interna del fusificador de cada variable de entrada.

Tabla 3. Diseño de las funciones de membresía.

Nombre	Rango	Ecuación
MN	-1 a -0.8	$y=1$
MN	-0.8 a -0.4	$y=-2.5x-1$
N	-0.8 a -0.4	$y=2.5x+2$
N	-0.4 a 0	$y=-2.5x$
C	-0.4 a 0	$y=2.5x+1$
C	0 a 0.4	$y=-2.5x+1$
P	0 a 0.4	$y=2.5x$
P	0.4 a 0.8	$y=-2.5x+2$
MP	0.4 a 0.8	$y=2.5x-1$
MP	0.8 a 1	$y=1$

El conjunto de reglas difusas se diseñó considerando el principio de funcionamiento de un controlador PD+I difuso (Sikkabut et al., 2016), el cual elimina el error que existe entre la variable medida (VP) y el valor deseado por el punto de referencia (SP). Para este diseño se declaran 21 reglas, las cuales se ilustran en la Tabla 4. Es importante mencionar que este conjunto de reglas considera la forma e intervalos de las funciones de membresía de las variables de entrada y salida previamente descritas en la presente sección y que alguna modificación a estos valores ocasionaría un cambio en el funcionamiento del controlador difuso.

Tabla 4: Reglas difusas tipo AND.

		Error					
		MN	N	C	P	MP	
DSalida	MN	MN	N	MP	MP	MP	
	N	MN	N	P	P		
	C	N	N	C	P		
	P	N	MN	N	P		
	MP	N	MN	MN	P		

Para la implementación en hardware de estas reglas se calculó el máximo de los mínimos de los grados de pertenencia de cada función de membresía. Para determinar el peso correspondiente a la función de membresía MN que tendrá la salida Duty, se utilizan las siguientes cinco reglas:

- Regla 1. Si Error es MN y DSalida es MN then Duty es MN
- Regla 2. Si Error es MN y DSalida es N then Duty es MN
- Regla 3. Si Error es N y DSalida es P then Duty es MN
- Regla 4. Si Error es N y DSalida es MP then Duty es MN
- Regla 5. Si Error es C y DSalida es MP then Duty es MN

Estas reglas corresponden a todas las reglas que tienen asignado un MN a la salida Duty. De estas reglas se calcula el valor mínimo del grado de pertenencia de cada regla, así para la Regla 3 se calcula el mínimo de GP_N para la entrada Error y el GP_P para la entrada DSalida, obteniendo $min(R_3)$. Posteriormente, se obtiene el máximo de los mínimos de cada una de las cinco reglas obteniendo el Peso de MN (P_{MN}) para la salida Duty:

$$P_{MN} = \text{Max}[\min(R_1), \min(R_2), \min(R_3), \min(R_4), \min(R_5)]$$

A continuación se describen las reglas empleadas para determinar P_N , P_C , P_P y el P_{MP} , así como las ecuaciones para el cálculo del máximo de los mínimos en cada caso.

- Regla 6. Si Error es MN y DSalida es C then Duty es N
- Regla 7. Si Error es MN y DSalida es P then Duty es N
- Regla 8. Si Error es MN y DSalida es MP then Duty es N
- Regla 9. Si Error es N y DSalida es MN then Duty es N
- Regla 10. Si Error es N y DSalida es N then Duty es N
- Regla 11. Si Error es N y DSalida es C then Duty es N
- Regla 12. Si Error es C y DSalida es P then Duty es N

$$P_N = \text{Max}[\min(R_6), \min(R_7), \min(R_8), \min(R_9), \min(R_{10}), \min(R_{11}), \min(R_{12})]$$

Regla 13. Si Error es C y DSalida es C then Duty es C

$$P_C = \text{Max}[\min(R_{13})]$$

- Regla 14. Si Error es C y DSalida es N then Duty es P
- Regla 15. Si Error es P y DSalida es N then Duty es P
- Regla 16. Si Error es P y DSalida es C then Duty es P
- Regla 17. Si Error es P y DSalida es P then Duty es P
- Regla 18. Si Error es P y DSalida es MP then Duty es P

$$P_P = \text{Max}[\min(R_{14}), \min(R_{15}), \min(R_{16}), \min(R_{17}), \min(R_{18})]$$

- Regla 19. Si Error es C y DSalida es N then Duty es MP
- Regla 20. Si Error es P y DSalida es N then Duty es MP
- Regla 21. Si Error es MP then Duty es MP

$$P_{MP} = \text{Max}[\min(R_{19}), \min(R_{20}), \min(R_{21})]$$

Con el procedimiento descrito anteriormente se determinan los pesos (P_{MN} , P_N , P_C , P_P y P_{MP}) utilizados por el defusificador para calcular la salida del controlador difuso. La defusificación es un proceso matemático para convertir un conjunto difuso en un número real, este proceso matemático es el que necesita más recursos de hardware en la implementación de un controlador difuso. En este controlador se empleó el método del centroide, este método es el más común y ampliamente utilizado. Con este método se transforma la salida difusa en un número real, el cual es la coordenada (x) del centro de gravedad de tal conjunto difuso de salida, La Ecuación 3 representa la expresión para determinar el centro de gravedad. Donde μ_Y es la función de pertenencia del conjunto de salida Y, cuya variable de salida es y, y S es el dominio o rango de integración.

$$y_a = \frac{\int_{-1}^1 y \mu_Y(y) dy}{\mu_Y(y) dy} \tag{3}$$

Para la implementación del método de defusificación del controlador propuesto se emplea la expresión que se muestra en la Ecuación 4, donde M_y representa el momento de gravedad y A_T el área total. Para calcular el A_T se utiliza la Ecuación 5, donde H_1 , H_2 , H_3 , H_4 y H_5 corresponden a los pesos P_{MN} , P_N , P_C , P_P y P_{MP} ; respectivamente (Ver Figura 12). En esta expresión, $B_1=0.8$ y corresponde a la base de los triángulos de las funciones de membresía N, C y P de la variable de salida Duty; mientras que $B_2=0.6$ corresponde a la base de los trapecios de las funciones de membresía MN y MP de la variable de salida Duty.

$$Duty = \frac{M_y}{A_T} \tag{4}$$

$$A_T = \left[\frac{(2 - H_2)(H_2)}{2} + \frac{(2 - H_3)(H_3)}{2} + \frac{(2 - H_4)(H_4)}{2} \right] B_1 + \left[\frac{(2 - H_1)(H_1)}{2} + \frac{(2 - H_5)(H_5)}{2} \right] B_2 \tag{5}$$

El momento M_y se calcula evaluando el momento de cada función de membresía. Este se obtiene al multiplicar el área formada por cada función de membresía por la distancia del origen al centroide de la misma. Para el diseño del sistema de control propuesto el componente de la función C no se considera debido a que la distancia al origen es igual a cero. Además, para obtener el componente del trapecio formado por MN se divide en dos componentes, el primero es un rectángulo y el segundo un triángulo, sucede lo mismo con el componente de la función MP .

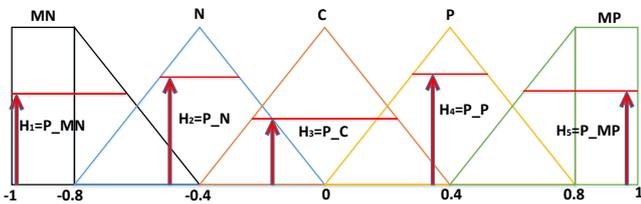


Figura 12: Diagrama empleado para la desfuzificación.

La Ecuación 6 representa la expresión implementada en hardware para calcular el valor de M_y y con este obtener el valor de la variable $Duty$.

$$M_y = \left(\frac{-B_1}{2} \right) \left[\frac{(B_1)(2 - H_2)(H_2)}{2} + \frac{(B_1)(2 - H_4)(H_4)}{2} - \left[B_1 + \left(\frac{B_2 - 0.4}{2} \right) \right] [(B_2 - 0.4)(H_1)] - \left[\left(\frac{2}{3} \right) (B_2 - 0.2) + \frac{B_1}{2} \right] \left[\left(\frac{(B_2 - 0.2)}{2} \right) (2 - H_1)(H_1) \right] + \left[B_1 + \left(\frac{B_2 - 0.4}{2} \right) \right] [(B_2 - 0.4)(H_5)] + \left[\left(\frac{2}{3} \right) (B_2 - 0.2) + \frac{B_1}{2} \right] \left[\left(\frac{(B_2 - 0.2)}{2} \right) (2 - H_5)(H_5) \right] \right] \tag{6}$$

Al aplicar el método del centroide se obtiene la salida del sistema de inferencia difuso denominada ciclo de trabajo ($Duty$), esta salida define las variaciones necesarias en el ciclo de trabajo para eliminar el error en estado estable del voltaje de salida del convertidor modificando el ancho del pulso de las ocho señales de control que se emiten a los ocho interruptores de potencia del convertidor bidireccional.

La grafica de la Figura 13 muestra el comportamiento de la variable de salida del controlador difuso (señal de control) en función de las variaciones en las señales de entrada.

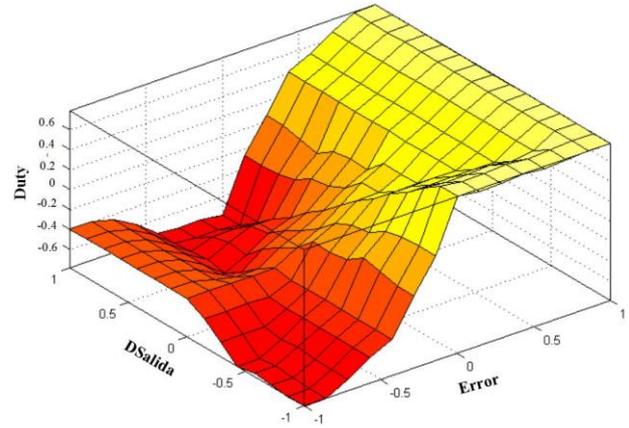


Figura 13: Relación de variables de entrada y salida del sistema difuso.

4. Resultados Experimentales

En esta sección se presentan los resultados experimentales obtenidos con el prototipo experimental del convertidor multi-fase a una potencia máxima de 600 W manipulado por el controlador difuso embebido en la tarjeta de desarrollo NI myRIO-1900. En la Figura 14 se muestra el prototipo experimental utilizado para estas pruebas.

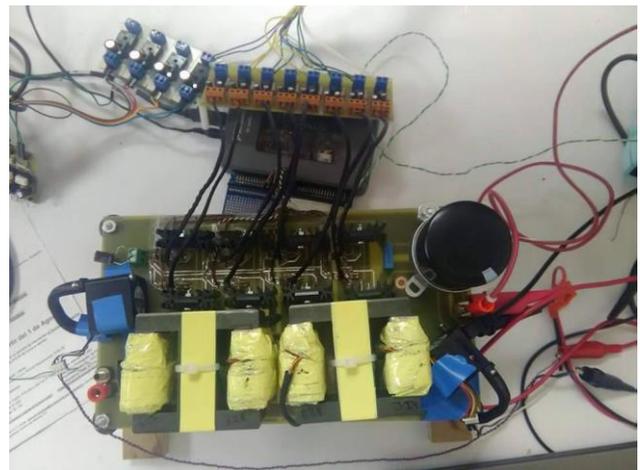


Figura 14: Prototipo experimental.

Para las pruebas experimentales que se presentan en esta sección fue necesario la selección de los parámetros de sintonización K_p , K_D y K_I del sistema de control difuso. Los valores de estos parámetros se definieron heurísticamente al probar el controlador difuso en línea con el convertidor en los modos de operación de arranque y en estado estable con la finalidad de mantener la estabilidad del voltaje de salida y eliminando los efectos de las perturbaciones generados por los cambios de carga en la salida del convertidor pretendiendo eliminar estos efectos en el menor tiempo posible. Estos parámetros son diferentes para controlar el arranque y la operación en estado estable del convertidor en ambos modos de operación, esto debido a los niveles de voltaje que maneja cada modo de operación. Cuando el convertidor opera como reductor maneja un nivel de voltaje de 48 V, en cambio cuando trabaja como elevador utiliza un nivel de voltaje de 190 V.

Si el convertidor trabaja en estado estable, las variaciones de voltaje son menores a las variaciones de voltaje que se presentan en el bus cuando se arranca el sistema. Por ejemplo, cuando el convertidor opera como elevador al arranque el nivel de voltaje maneja un rango de 48 V a 190 V, en cambio cuando trabaja en estado estable ante un cambio de carga del 20 % al 100 % se generan cambios de voltaje de 11 V. Debido a esto se tienen valores diferentes de los parámetros del controlador difuso para cada modo de operación.

4.1. Arranque del convertidor multi-fase

Para el arranque del convertidor multi-fase en modo elevador se utilizaron las siguientes ganancias del controlador difuso: $K_p=3$, $K_D=20$ y $K_I=1.9$. Antes de arrancar el controlador difuso, se enciende la fuente de entrada con un valor de 48 V, manteniendo una carga resistiva constante conectada a la salida de 72 Ω. Una vez que el voltaje a la salida del convertidor se estabiliza se enciende el controlador difuso, en la Figura 15 se presenta el comportamiento del voltaje de salida del convertidor, el cual pasa de un nivel de voltaje de 48 V a 190 V en un tiempo de 320 msec.

En la Figura 16 se presenta el comportamiento de los voltajes y corrientes del convertidor al apagarlo, el tiempo en el que el voltaje de salida pasa de 190 V a 48 V es de 680 msec.

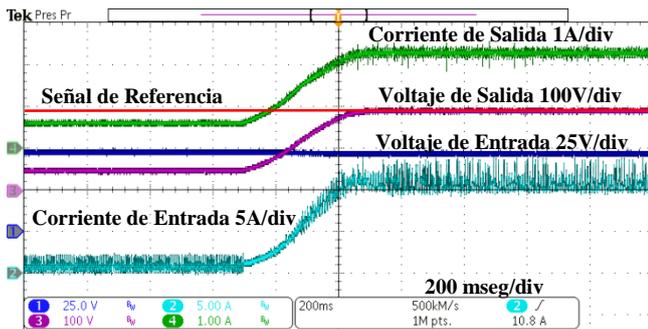


Figura 15: Comportamiento en el arranque para el modo elevador.

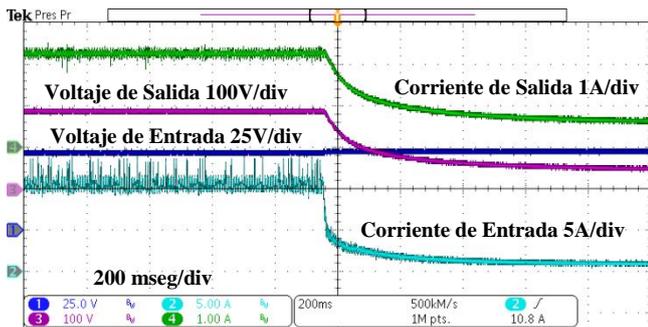


Figura 16: Comportamiento en el apagado para el modo elevador.

En el arranque del convertidor en modo reductor se utilizaron las siguientes ganancias para el controlador difuso: $K_p=3$, $K_D=20$ y $K_I=1.9$. El proceso de encendido es similar al del convertidor operando en modo elevador, primero se enciende la fuente en un voltaje de 190 V, la cual por la topología del convertidor no transfiere energía a la salida manteniendo el bus de salida en 0 V, la salida del convertidor tiene una carga resistiva constante de 3.84 Ω, una vez que el voltaje a la salida del convertidor se estabiliza se enciende el controlador difuso, obteniendo el comportamiento del voltaje y la corriente de salida que se presenta en la Figura 17, el nivel de voltaje pasa de 0 V a 48 V en un tiempo de 240 msec. En la Figura 18 se presenta el

comportamiento del convertidor al apagarlo, el tiempo en el que el voltaje de salida pasa de 48 V a 0 V es de 200 msec.

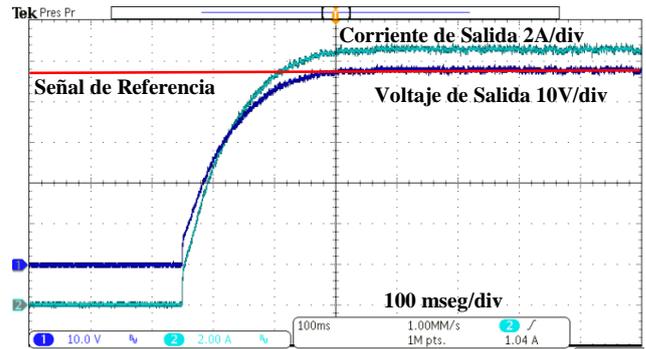


Figura 17: Comportamiento en el arranque para el modo reductor.

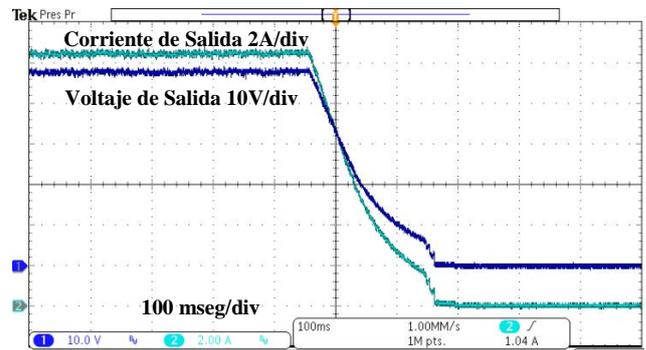


Figura 18: Comportamiento en el apagado para el modo reductor.

4.2. Convertidor multi-fase en modo reductor

Una vez que el controlador difuso estabiliza el bus de salida del convertidor en modo reductor ante una carga resistiva constante, se realizan cambios de carga para analizar el comportamiento del voltaje del bus. Para este modo de operación y ante estas condiciones, los parámetros del controlador se adecuan con la finalidad de estabilizar el bus en el menor tiempo posible y reduciendo el sobrepaso y las caídas de voltaje obteniendo de manera heurística los siguientes parámetros: $K_p=30$, $K_D=10$ y $K_I=1.9$. En la primera perturbación se realiza un cambio de carga del 100 % al 20 % (considerando una potencia máxima 600 W). Esta perturbación genera un sobrepaso del 6.25 %, con un tiempo de asentamiento de 80 msec. En la Figura 19 se aprecia el comportamiento del voltaje del bus, además, se ilustra el comportamiento de la corriente, la cual disminuye de un valor de 12.5 A a 2.5 A. En la Figura 20 se presenta el comportamiento para un cambio de carga del 20 % al 100 %, este cambio genera un sobrepaso y un tiempo de asentamiento similar al cambio de carga anterior.

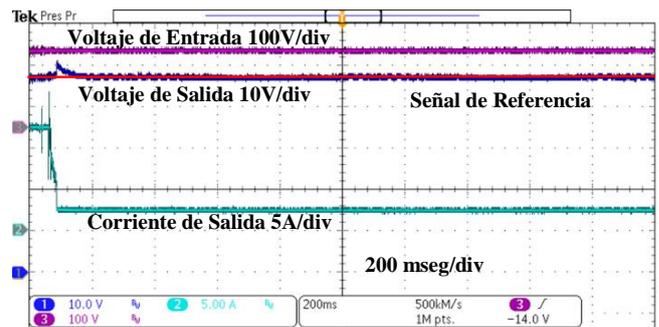


Figura 19: Cambio de carga del 100 % al 20 %.

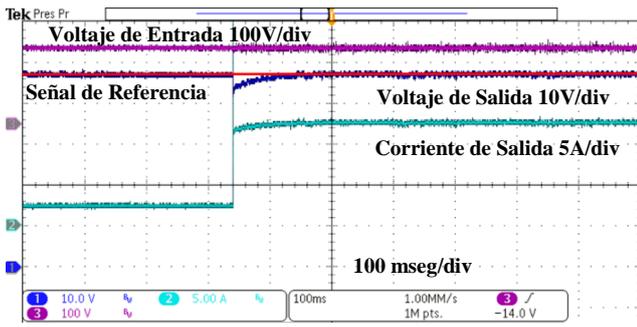


Figura 20: Cambio de carga del 20 % al 100 %.

4.3. Convertidor multi-fase en modo elevador

Para las pruebas de cambio de carga en el convertidor en modo elevador, se realizan los mismos cambios de carga que en el convertidor operando como reductor. En la primera modificación se genera un cambio de carga resistivo del 100 % al 20 % (potencia máxima de 475 W), provocando un sobrepaso del 5.7 % con un tiempo de asentamiento de 40 mseg; además, se aprecia el cambio de corriente de salida de 2.4 A a 0.5 A (Ver Figura 21).

En la Figura 22 se muestra el comportamiento para un cambio de carga del 20 % al 100 %, generando un sobrepaso y un tiempo de asentamiento similar a la prueba anterior.

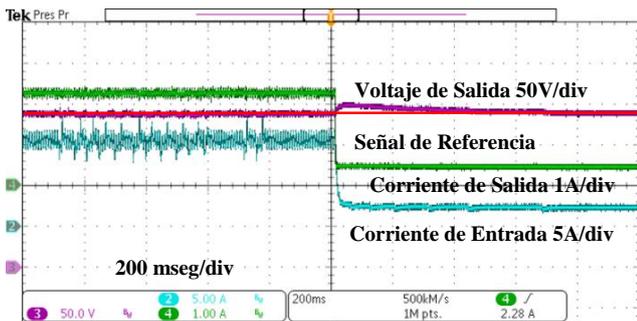


Figura 21: Cambio de carga del 100 % al 20 %.

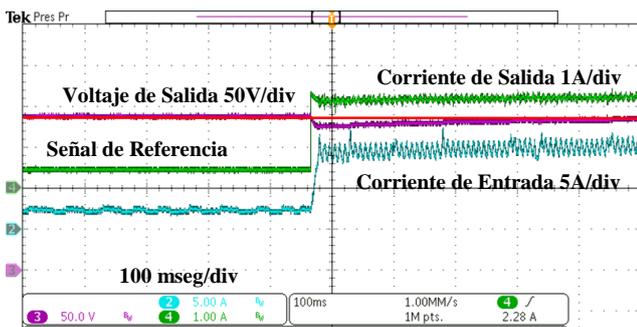


Figura 22: Cambio de carga del 20 % al 100 %.

Por último, en la Tabla 5 se presenta una comparación entre el sistema de control embebido propuesto en este trabajo contra un algoritmo de control clásico PI para el convertidor operando como reductor en el arranque, esta comparación se realiza en términos del tiempo de asentamiento y el sobrepaso. Al analizar estos parámetros se aprecia que el controlador difuso tiene mayor velocidad de respuesta y menor sobrepaso que el sistema de control clásico como se ha corroborado en otros trabajos como en (Martínez et al., 2018).

Tabla 5: Comparación entre sistemas de control.

Control	Parámetros de Respuesta	
	Tiempo de Levantamiento	Sobrepaso
PI	240 mseg	2.5 %
Difuso	120 mseg	0 %

5. Discusiones y Conclusiones

En el presente trabajo se diseñó e implementó un sistema de control PD+I difuso en el FPGA de la tarjeta de desarrollo NI myRIO 1900. Este controlador se aplicó a un convertidor bidireccional multi-fase CD-CD presentando pruebas experimentales con una potencia máxima de 600 W.

Con el controlador difuso propuesto se estabiliza adecuadamente el convertidor en modo reductor y elevador. Dentro de las pruebas experimentales se demuestra el adecuado comportamiento en ambos modos de operación, en estos resultados se presenta el arranque y paro del convertidor, y cambios de carga resistiva.

Los cambios de carga se realizan entre el 20 % y el 100 % de la potencia máxima del convertidor, obteniendo sobrepasos del 6 % del voltaje de salida y tiempos de estabilización adecuados para aplicaciones con bancos de baterías y bancos de super-capacitores en micro-redes de corriente directa.

6. Trabajos Futuros

Los resultados mostrados posibilitan la implementación de sistemas de control difuso en dispositivos programables FPGA con aplicación en el control de convertidores multi-fase con potencias mayores a 600 W. Estos convertidores se pueden emplear en aplicaciones con bancos de baterías y bancos de super-capacitores en micro-redes de corriente directa.

Referencias

Baek J. B., Choi, W. I., Cho, B. H., 2013. Digital adaptive frequency modulation for bidirectional DC-DC converter. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 60(11), 5167-5176. DOI: 10.1109/TIE.2012.2224075

Bolognani S., Morandín M., Calligaro S., Petrella R., Peveré A., 2014. Bidirectional PMSM drive employing a three level ANPC inverter and a multi-phase interleaved DC/DC converter for hybrid electric vehicles. Twenty-Ninth Annual IEEE in Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), IEEE, 818-825. DOI: 10.1109/APEC.2014.6803402

Brox M., Sánchez S., del Toro E., Brox P., Moreno F. J., 2013. CAD tools for hardware implementation of embedded fuzzy systems on FPGAs. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 9(3), 1635-1644. DOI: 10.1109/TII.2012.2228871

Burrett R., Cline C., Dixon R., Eckhart M., El-Ashry M., Gupta D., Houssin D., 2009. Renewable Energy Policy Network for the 21st Century.

Dusmez S., Hasanzadeh A., Khaligh A., 2015. Comparative analysis of bidirectional three-level DC-DC converter for automotive applications. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 62(5), 3305-3315. DOI: 10.1109/TIE.2014.2336605

Hart D., 2011. Power Electronics, 1ra ed., McGraw-Hill, New York. 198-220.

Hegazy O., Van Mierlo J., Lataire P., 2011. Design and control of bidirectional DC/AC and DC/DC converters for plug-in hybrid electric vehicles. International Conference in Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), IEEE, 1-7. DOI: 10.1109/PowerEng.2011.6036530

- Hossain M. I., Khan S. A., Shafiullah M., Hossain M. J. 2011. Design and implementation of MPPT controlled grid connected photovoltaic system. Symposium in Computers & Informatics (ISCI), IEEE, 284-289. DOI: 10.1109/ISCI.2011.5958928
- Khan S. A., Hossain M. I., 2010. Design and implementation of microcontroller based fuzzy logic control for maximum power point tracking of a photovoltaic system. International Conference in Electrical and Computer Engineering (ICECE), IEEE, 322-325. DOI: 10.1109/ICELCE.2010.5700693
- Kumar A., Gaur P., 2014. Bidirectional DC/DC converter for hybrid electric vehicle. International Conference in Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI), IEEE, 839-843. DOI: 10.1109/ICACCI.2014.6968295
- Lee S. Y., Pfaelzer A. G., van Wyk, J. D., 2004. Thermal analysis for improved packaging of 4-channel 42 V/14 V DC/DC converter. 39th IAS Annual Meeting in Industry Applications Conference Vol. 4, IEEE, 2330-2336. DOI: 10.1109/IAS.2004.1348800
- Lee S. Y., Pfaelzer A. G., van Wyk J. D., 2007. Comparison of different designs of a 42-V/14-V dc/dc converter regarding losses and thermal aspects. IEEE Transactions on Industry Applications, 43(2), 520-530. DOI: 10.1109/TIA.2006.889808
- Liu D., Hu A., Wang G., Hu W., 2010. Current sharing schemes for multiphase interleaved DC/DC converter with FPGA implementation. International Conference in Electrical and Control Engineering (ICECE), IEEE, 3512-3515. DOI: 10.1109/iCECE.2010.854
- Markvart T., 2006. Microgrids: Power systems for the 21st century. *Refocus*, 7(4), 44-48.
- Martínez, J. J., Padilla-Medina, J. A., Cano-Andrade, S., Sancen, A., Prado, J., & Barranco, A. I. (2018). Development and Application of a Fuzzy Control System for a Lead-Acid Battery Bank Connected to a DC Microgrid. *International Journal of Photoenergy*, 2018.
- Omara A. M., Sleptsov M. A., 2016. Comparative study of different electric propulsion system configurations based on IPMSM drive for battery electric vehicles. International Conference in Electrical Machines and Systems (ICEMS), IEEE, 1-6.
- Sánchez S., Cabrera A., Baturone M. I., Moreno F. J., Brox M., 2007. FPGA implementation of embedded fuzzy controllers for robotic applications. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54(4), 1937-1945. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2007.898292>
- Santos M., 2011. Un enfoque aplicado del control inteligente. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial RIAI*, 8(4), 283-296. DOI: 10.1016/j.riai.2011.09.016
- Sikkabut S., Mungporn P., Ekkaravarodome C., Bizon N., Tricoli P., Nahid-Mobarakkeh B., Thounthong P., 2016. Control of High-Energy High-Power Densities Storage Devices by Li-ion Battery and Supercapacitor for Fuel Cell/Photovoltaic Hybrid Power Plant for Autonomous System Applications. IEEE Transactions on Industry Applications, 52(5), 4395-4407. DOI: 10.1109/TIA.2016.2581138
- Thao N. G. M., Dat M. T., Binh T. C., Phuc N. H., 2010. PID-fuzzy logic hybrid controller for grid-connected photovoltaic inverters. International Forum in Strategic Technology (IFOST), IEEE, 140-144. DOI: 10.1109/IFOST.2010.5668024
- Vanti V. M., Leite L. C., Batista E. A., 2015. Monitoring and control of the processes involved in the capture and filtering of biogas using FPGA embedded fuzzy logic. IEEE Latin America Transactions, 13(7), 2232-2238. DOI: 10.1109/TLA.2015.7273782
- Yang Y., Li T., Liu J., Li H., 2012. A comprehensive analysis of coupled inductors in 4 phases interleaving bidirectional DC/DC converter. International Symposium in Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), IEEE, 603-607. DOI: 10.1109/PEDG.2012.6254064
- Yang Y., Ma J., Ma Y., Zou Y., 2014. The universal design criterion of coupled inductor in multiphase interleaving and magnetically integrated bidirectional DC/DC converter. Conference and Exposition International in Power Electronics and Application, IEEE, 1008-1013. DOI: 10.1109/PEAC.2014.7037998
- Yang Y., Dai S., 2015. Design criterion for asymmetric coupled inductors in interleaving & magnetically integrated bidirectional DC/DC converter. 2nd Conference International in Future Energy Electronics, IEEE, 1-11. DOI: 10.1109/IFEEC.2015.7361443
- Yu, B. (2016). Design and experimental results of battery charging system for microgrid system. *International Journal of Photoenergy*, 2016.