

# CONTROL CONMUTADO BASADO EN FPAA PARA UN CONVERTIDOR DC-DC



**Kristian Ricardo Esteban Durán Blanco**



**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER**  
**FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS**  
**ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE**  
**TELECOMUNICACIONES**

**BUCARAMANGA**

**2014**

**CONTROL CONMUTADO BASADO EN FPAА PARA UN CONVERTIDOR DC-  
DC**

**Ckristian Ricardo Esteban Durán Blanco**

**Trabajo de grado presentado como requisito parcial para optar al título de  
ingeniero electrónico**

**Director  
RICARDO ALZATE CASTAÑO, PhD**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS  
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE  
TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA  
2014**

## **DEDICATORIAS**

Dedicado a mi novia Sharon Suarez.

Dedicado a mis amigos de universidad que me acompañaron.

Dedicado a mis compañeros de la escuela de Ingeniería Eléctrica y Electrónica.

## **AGRADECIMIENTOS**

Quiero agradecer a mis padres María Edid Blanco y Ricardo Durán por haberme apoyado, soportado y creído en mí y en mi formación.

También agradezco a mi director de proyecto Ricardo Alzate por haberme guiado en la realización de este trabajo.

## CONTENIDO

	Pag.
<b>INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>14</b>
1.1 ANTECEDENTES Y JUSTIFICACIÓN .....	14
1.2 PLANTEAMIENTO Y DEFINICIÓN DEL PROBLEMA.....	15
1.3 OBJETIVOS .....	17
1.3.1 Objetivo general .....	17
1.3.2 Objetivos específicos.....	17
<b>2. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA .....</b>	<b>18</b>
2.1 EL SISTEMA .....	18
2.1.1 Dispositivo de proceso: .....	18
2.1.2 Perturbaciones: .....	20
2.1.3 Convertidor DC-DC:.....	21
2.1.4 Transducción y actuación: .....	23
2.2 ANÁLISIS DEL COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA .....	24
<b>3. CONFIGURACIÓN DEL CONTROL.....</b>	<b>28</b>
3.1 CONFIGURACIÓN GENERAL DEL SISTEMA EN LAZO CERRADO.....	28
3.1.1 Cálculo del error .....	28
3.2 CONTROLADOR PROPORCIONAL .....	32
3.3 CONTROLADOR PID.....	36
3.4 CONTROLADOR POR MODO DESLIZANTE .....	47
<b>4. ACTIVIDADES DE DIVULGACIÓN .....</b>	<b>58</b>
<b>5. CONCLUSIONES.....</b>	<b>59</b>
<b>6. RECOMENDACIONES Y TRABAJO FUTURO .....</b>	<b>60</b>
<b>7. REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS .....</b>	<b>61</b>

<b>BIBLIOGRAFÍA .....</b>	<b>65</b>
<b>ANEXOS .....</b>	<b>69</b>

## LISTA DE FIGURAS

	Pag.
<b>Figura 1.</b> Diagrama de bloques general.....	<b>18</b>
<b>Figura 2.</b> Diagrama de flujo algoritmo.....	<b>19</b>
<b>Figura 3.</b> Algoritmo implementado en el FPAA usando ANADIGM-Designer®.....	<b>20</b>
<b>Figura 4.</b> Esquema de perturbaciones implementadas.....	<b>21</b>
<b>Figura 5.</b> Diagrama esquemático del convertidor DC-DC.....	<b>22</b>
<b>Figura 6.</b> Dispositivo de sensado para lectura de tensión en el convertidor.....	<b>24</b>
<b>Figura 7.</b> Dispositivo de actuación para disparo de convertidor.....	<b>24</b>
<b>Figura 8.</b> Resultados de simulación en lazo abierto empleando MATLAB®.....	<b>25</b>
<b>Figura 9.</b> Resultados simulación en lazo abierto usando OrCAD-Cadence®.....	<b>26</b>
<b>Figura 10.</b> Resultados experimentales en lazo abierto para convertidor DC-DC... <b>27</b>	
<b>Figura 11.</b> Sistema experimental definitivo.....	<b>27</b>
<b>Figura 12.</b> Relación entrada-salida experimental para circuito convertidor de potencia.....	<b>29</b>
<b>Figura 13.</b> Voltaje de salida para acción de control proporcional unitaria en lazo cerrado.....	<b>31</b>
<b>Figura 14.</b> Señal de control para acción de control proporcional unitaria en lazo cerrado.....	<b>31</b>
<b>Figura 15.</b> Voltaje de salida para control proporcional con $Kp = 5$ .....	<b>33</b>
<b>Figura 16.</b> Señal de control para acción proporcional con $Kp = 5$ .....	<b>33</b>
<b>Figura 17.</b> Voltaje de salida para control proporcional con $Kp = 15$ .....	<b>34</b>
<b>Figura 18.</b> Señal de control para acción proporcional con $Kp = 15$ .....	<b>34</b>
<b>Figura 19.</b> Voltaje de salida para control proporcional con $Kp = 25$ .....	<b>35</b>
<b>Figura 20.</b> Señal de control para acción proporcional con $Kp = 25$ .....	<b>35</b>

<b>Figura 21.</b> Voltaje de salida para control PI con $K_p = 15, K_i = 2.5$ .....	<b>36</b>
<b>Figura 22.</b> Señal de control para acción PI con $K_p = 15, K_i = 2.5$ .....	<b>37</b>
<b>Figura 23.</b> Voltaje de salida para control PI con $K_p = 15, K_i = 46.2$ .....	<b>38</b>
<b>Figura 24.</b> Señal de control para acción PI con $K_p = 15, K_i = 46.2$ .....	<b>39</b>
<b>Figura 25.</b> Voltaje de salida para control PI con $K_p = 15, K_i = 90$ .....	<b>40</b>
<b>Figura 26.</b> Señal de control para acción PI con $K_p = 15, K_i = 90$ .....	<b>41</b>
<b>Figura 27.</b> Voltaje de salida para control PID con $K_p = 15, K_i = 2.5, K_d = 62.7$ .....	<b>43</b>
<b>Figura 28.</b> Señal de control para acción PID con $K_p = 15, K_i = 2.5, K_d = 62.7$ .....	<b>44</b>
<b>Figura 29.</b> Voltaje de salida para control PID con $K_p = 15, K_i = 68.1, K_d = 62.7$ .....	<b>45</b>
<b>Figura 30.</b> Señal de control para acción PID con $K_p = 15, K_i = 68.1, K_d = 62.7$ .....	<b>46</b>
<b>Figura 31.</b> Voltaje de salida para control por modo deslizante con $k = 1$ .....	<b>48</b>
<b>Figura 32.</b> Señal de control para control por modo deslizante con $k = 1$ .....	<b>49</b>
<b>Figura 33.</b> Voltaje de salida para control por modo deslizante con $k = 4$ .....	<b>50</b>
<b>Figura 34.</b> Señal de control para control por modo deslizante con $k = 4$ .....	<b>51</b>
<b>Figura 35.</b> Voltaje de salida para control por modo deslizante con $k = 10$ .....	<b>52</b>
<b>Figura 36.</b> Señal de control para control por modo deslizante con $k = 10$ .....	<b>53</b>
<b>Figura 37.</b> Voltaje de salida para control por modo deslizante sin PWM para $k = 1$ . .....	<b>54</b>
<b>Figura 38.</b> Señal de control para control por modo deslizante sin PWM para $k = 1$ . .....	<b>55</b>
<b>Figura 39.</b> Voltaje de salida para control por modo deslizante sin PWM para $k = 10$ .....	<b>56</b>

**Figura 40.** Señal de control para control por modo deslizante sin PWM para  $k = 10$ .....57

## RESUMEN

Título: CONTROL CONMUTADO BASADO EN FPAA PARA UN CONVERTIDOR DC-DC<sup>1</sup>.

Autor: CKRISTIAN RICARDO ESTEBAN DURÁN BLANCO<sup>2</sup>.

Palabras Clave:

Control por Modos Deslizantes; Convertidor DC-DC Buck; Rectificador Controlado; FPAA.

Descripción:

El presente proyecto de grado aborda la manipulación del comportamiento dinámico de circuitos convertidores de potencia del tipo DC-DC reductor (tipo buck), empleando técnicas de control implementadas en un dispositivo basado en tecnologías FPAA. Se realiza la configuración de un lazo experimental de control en el cual se ajustan a conveniencia los rangos de señal para evitar regiones de saturación y zona muerta en la operación de la planta. Los parámetros de control se ajustan de manera experimental permitiendo verificar un apropiado desempeño de la técnica por modos deslizantes sobre ambos circuitos, bajo la influencia de perturbaciones en la entrada y salida del mismo. También se verifica el desempeño de técnicas de control PID y proporcional. Trabajos complementarios incluyen la implementación y análisis de técnicas avanzadas de control de tipo adaptativo sobre el circuito y la profundización en el uso de las tecnologías FPAA debido a su gran potencial de aplicación en solución de problemas de ingeniería. Todo lo anterior se muestra como una implementación a futuro de sistemas de potencia alternativos para micro-generación de energía eléctrica para explorar alternativas de energía justificada por la alta demanda energética causada por las nuevas tecnologías implementadas que crece día a día en el mundo.

---

<sup>1</sup> Trabajo de grado

<sup>2</sup> Facultad de Ingenierías Físico-mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: Ricardo Alzate Castaño, PhD.

## ABSTRACT

Title: SWITCHING CONTROL BASED ON FPAA FOR A DC-DC POWER CONVERTER<sup>3</sup>.

Author: CKRISTIAN RICARDO ESTEBAN DURÁN BLANCO<sup>4</sup>.

### Key words:

Buck Power Converter; PSoC; SCR based rectifier; Sliding Mode Control.

### Description:

This project is aimed at performing manipulation of dynamical behavior on power converter circuits of type DC-DC buck by control actions executed and implemented on a FPAA (Field-Programmable Analog Arrays) board. We designed the controls mentioned here with analog functional configurations according to FPAA offered toolbox. We have performed a range adjustment on the control loop in order to avoid saturation and dead zones on the operation of the system improving then the performance of the control actions analyzed. The control's parameters are adjusted in experimental form allowing verify an appropriated performance coming from the sliding-mode control technique in both circuits. The best results were obtained for the sliding mode control technique. Additional results have been derived for PID (Proportional Integral Differential Control technique) and proportional control actions. Further work should be done in order to implement advanced control actions and to spread the use of FPAA technologies in engineering applications. All above is shown as a future-implementation of power systems for micro-generation of electric energy to explore energy alternatives justified by the high energetic demand caused for the new technologies implemented that grows day by day in the world. Also we present results of this project in another article,

---

<sup>3</sup> Degree work.

<sup>4</sup> Physico-mechanical Engineering Faculty. School of Electrical Engineering. Supervisor: Ricardo Alzate Castaño, PhD.

## INTRODUCCIÓN

### 1.1 ANTECEDENTES Y JUSTIFICACIÓN

Durante las últimas décadas, los convertidores de potencia han sido estudiados con el fin de suplir necesidades tanto a nivel residencial como a nivel industrial, ya que de acuerdo a su topología transforman corriente alterna en directa (AC/DC) o directa en alterna (DC/AC) y elevan o disminuyen los niveles de tensión [1]. En la industria electrónica, la administración del consumo energético de dispositivos se ha convertido en uno de los parámetros determinantes del diseño. De esta manera, surge una fracción de mercado, conocida como “power management” que abarca las técnicas y dispositivos para que se haga una entrega eficiente de energía a las distintas partes de un sistema electrónico. Algunas de las motivaciones por las que este segmento de mercado sostiene un crecimiento rápido son: a) los sistemas portátiles y embebidos necesitan prolongar la vida de sus baterías, y asimismo reducir el consumo total de energía, b) los equipos electrónicos requieren reducir la disipación de calor para aumentar la estabilidad del sistema, reduciendo los requerimientos de refrigeración, y c) un constante interés por reducir el impacto sobre el medio ambiente que conlleva al consumo inteligente de energía y a la exploración de fuentes alternativas de la misma [2, 3].

Mejorar el desempeño de un circuito convertidor de potencia es por tanto una tarea de creciente interés debido a la demanda energética del mundo moderno y a la consecuente necesidad de evitar al máximo el desperdicio de energía (aumentando la eficiencia) en esta clase de sistemas eléctricos. Esta eficiencia se manipula a partir de la conmutación de dispositivos en la topología del circuito. Lo anterior se facilita a través de la implementación de leyes de control de conmutación, cuyo principio de operación se basa en modificar los anchos de pulso en señales de PWM (Pulse Width Modulation) [4, 5, 6, 7, 8, 9, 10].

En términos de tecnologías disponibles para ejecutar este tipo de técnicas de control, se dispone de una alternativa a partir de entornos embebidos de programación tipo FPAA [11] (Field-programmable analog array) los cuales presentan características interesantes para procesar señales analógicas. Estas mismas pueden llegar a ser significativas en contraste a métodos de programación digital como FPGA, PIC y ATmega cuyo desempeño depende del convertidor Análogo-Digital (ADC) utilizado para la conversión y discretización de las señales analógicas y por el uso de recursos digitales que afectan el rendimiento de la unidad de procesamiento al momento de calcular respuestas. Dentro de las características operativas de un FPAA, se destaca la capacidad de procesar señales con anchos de banda de hasta 2 MHz con alta relación señal a ruido [12]. También se resalta su bajo consumo de potencia con corrientes promedio de entre 68 mA y 230 mA.

De otro lado, la programación de un FPAA se realiza a partir de entornos tradicionales basados en programación gráfica y de lenguaje C, con amplia disponibilidad de subrutinas y librerías [13]. Este tipo de arquitecturas computacionales también soporta la reconfiguración dinámica exhibida por los FPGA. Todas estas virtudes tecnológicas se verifican a partir de aplicaciones que incluyen: análisis de robustez en circuitos analógicos [14, 15]; controles PID adaptativos [16, 17] y procesamiento de señales biomédicas [18], entre otras. En Colombia se reportan algunos resultados en instrumentación industrial [19] y filtrado analógico [20]. A pesar de estos desarrollos, a conocimiento del autor la Universidad Industrial de Santander no reporta antecedentes de uso para este tipo de tecnologías, lo cual justifica la pertinencia en términos de apropiación tecnológica que propone el presente proyecto de grado.

## **1.2 PLANTEAMIENTO Y DEFINICIÓN DEL PROBLEMA**

Los convertidores electrónicos de potencia se han consolidado como un elemento fundamental en los sistemas eléctricos debido esencialmente a su alta demanda.

En particular, las topologías DC-DC (con entrada y salida de corriente continua) presentan una amplia gama de uso en tecnologías contemporáneas de dispositivos electrónicos, por ejemplo en todas aquellas que implican el uso de baterías. Este tipo de aplicaciones, cada vez más exigen rapidez de respuesta y estabilidad frente a perturbaciones, además de una alta eficiencia. En algunos casos prácticos estas características son difíciles de alcanzar como consecuencia principal de la naturaleza no-lineal que presentan dichos sistemas (convertidores) ante determinados regímenes de operación.

Debido a esto, el control de convertidores de potencia conmutados se convierte en un área de investigación muy activa tanto en electrónica de potencia como en teoría de control automático. Una alternativa aceptada para estudiar este tipo de fenómenos dinámicos, la constituyen los denominados sistemas híbridos (hybrid dynamical systems) que modelan el comportamiento dinámico del sistema mediante discontinuidades seleccionadas a partir de leyes de conmutación (control conmutado). Como estrategia de control para estos sistemas una solución válida corresponde a las técnicas en el espacio de estados, que a pesar de presentar ventajas para implementación computacional requieren de procedimientos metodológicos que faciliten ejecuciones eficientes de dichas técnicas (algunas veces de complejidad considerable) sobre dispositivos dedicados.

Por todo lo anterior, alrededor de esta temática es válido plantearse inquietudes de investigación como las siguientes: ¿Qué ventajas y/o desventajas presentan estrategias avanzadas de control respecto a las convencionales, en el comportamiento de circuitos convertidores de potencia? ¿Qué tipo de mejoras en el desempeño de un convertidor DC-DC implica una técnica de control en el espacio de estados? ¿Presenta dicha técnica de control suficiente viabilidad para implementación y ejecución en un FPAA?

El presente proyecto de grado busca realizar aportes y obtener resultados direccionados a la resolución de estas inquietudes, constituyendo una base para posteriores desarrollos afines al interior del grupo de investigación CEMOS que

permitan abordar de manera profunda esta temática en el contexto del área estratégica de Energías de la Universidad Industrial de Santander.

### **1.3 OBJETIVOS**

#### **1.3.1 Objetivo general**

- Implementar una estrategia de control en el espacio de estados para un convertidor DC-DC empleando un FPAA.

#### **1.3.2 Objetivos específicos**

- Diseñar una estrategia de control en el espacio de estados que permita mejorar el desempeño de un circuito convertidor de potencia DC-DC ante perturbaciones de entrada y/o de carga.
- Adecuar el algoritmo de control diseñado para implementación en un dispositivo programable del tipo FPAA.
- Implementar la técnica de control diseñada sobre un FPAA.
- Verificar en laboratorio la validez de la estrategia de control implementada para atenuar las perturbaciones en el circuito convertidor de potencia DC-DC.

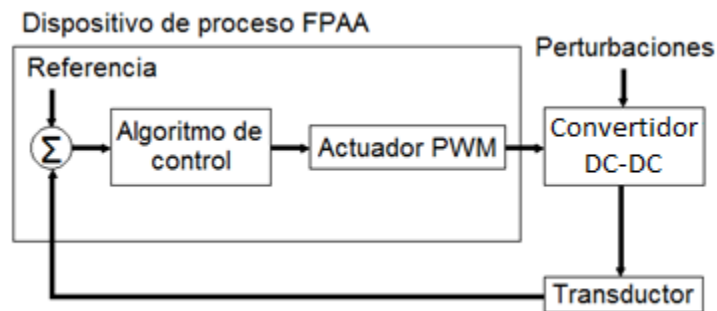
## 2. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

El presente capítulo presenta la descripción general del sistema configurado para realizar el control de regulación de un circuito convertidor de potencia. Se realizará una explicación de los valores de parámetro empleados, de los elementos requeridos y de las estrategias de control implementadas.

### 2.1 EL SISTEMA

Para explicar el funcionamiento del sistema, se ilustrará el diagrama de bloques de la Figura 1.

**Figura 1.** Diagrama de bloques general.



A continuación se describen los aspectos relevantes que caracterizan la estructura y el funcionamiento de cada uno de los bloques respectivos.

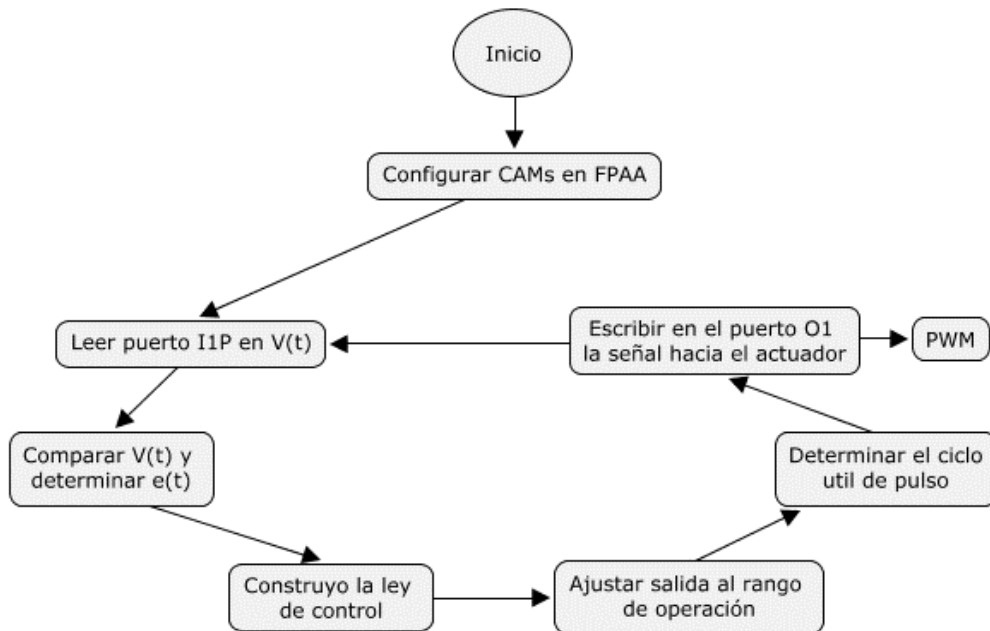
#### 2.1.1 Dispositivo de proceso:

Para ejecutar el procesamiento de las señales se empleó un sistema de desarrollo ANADIGM® AN221K04 basado en el FPAA AN120E04. Un FPAA es un dispositivo integrado que contiene un conjunto de bloques análogos configurables (CAB) e interconexiones entre dichos bloques [25]. Cada bloque contiene una

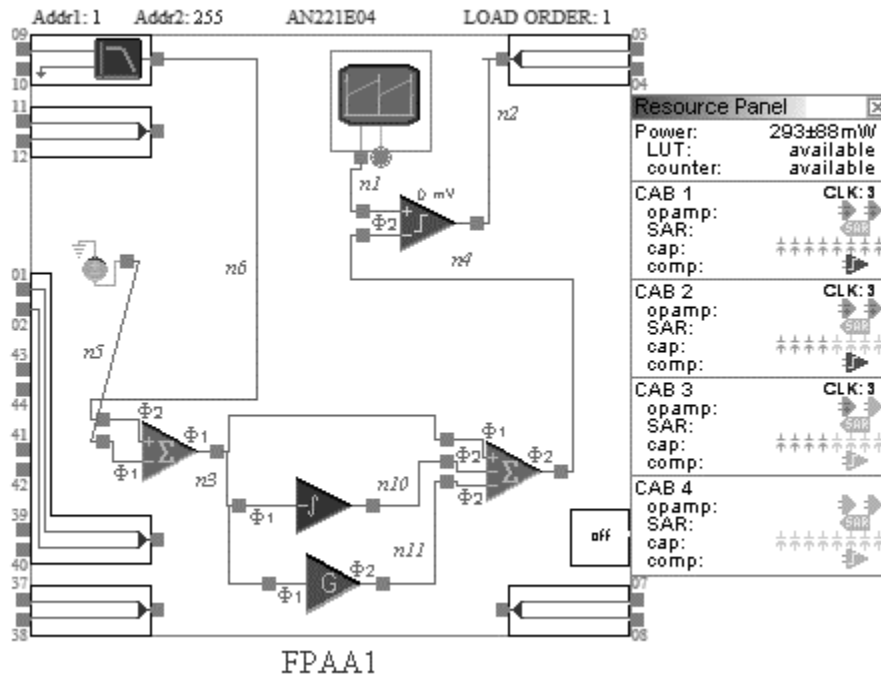
cantidad de amplificadores operacionales, comparadores y una configuración de capacitores conmutados que desempeñan diferentes operaciones análogas de acuerdo a su programación en módulos configurables análogos (CAM) [13].

Este dispositivo posee entre otras características: interfaces de comunicación USB y SPI, un oscilador de 16 MHz y puertos configurables de entrada y salida. La programación del sistema se realiza en modo gráfico empleando la herramienta ANADIGM-Designer®. Las rutinas fueron constituidas a partir de tres bloques principales: un punto de suma, un generador de PWM y el respectivo subsistema controlador. El diagrama de flujo para el algoritmo implementado se presenta en la Figura 2. Asimismo la Figura 3 ilustra la interfaz ANADIGM-Designer® correspondiente.

**Figura 2.** Diagrama de flujo algoritmo.



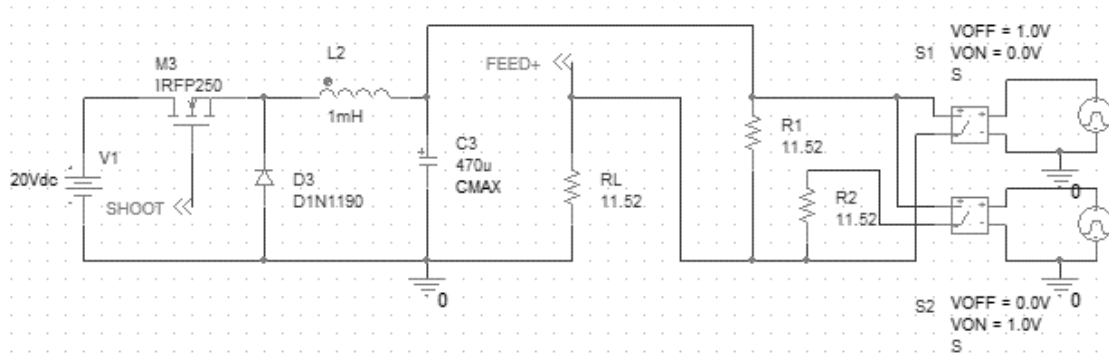
**Figura 3.** Algoritmo implementado en el FPAА usando ANADIGM-Designer®



### 2.1.2 Perturbaciones:

Para verificar el efecto de la acción de control sobre el sistema, se incorporaron dos grados de perturbación en el circuito: una carga en serie a la bombilla con las mismas características de la nominal y dos cargas similares en paralelo, en serie con la carga. El método de activación para las perturbaciones se realizó de manera manual mediante interruptores. En la Figura 4 se muestra el esquema empleado para dicho fin, en donde S1 y S2 representan las activaciones de las perturbaciones respectivas en la carga.

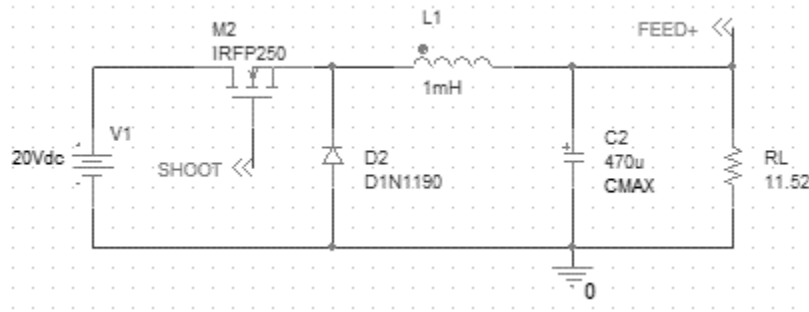
**Figura 4.** Esquema de perturbaciones implementadas.



### 2.1.3 Convertidor DC-DC:

El diagrama esquemático del circuito sobre el cual se implementó el control de disparo se muestra en la Figura 5. Dicho circuito corresponde con un convertidor DC-DC tipo reductor (buck [21]) que emplea como dispositivo de conmutación un transistor MOSFET de referencia IRF540N. El voltaje aplicado en su entrada es de 20 [VDC]. Se desea tener en la salida un voltaje continuo de 8 [VDC] aplicado a la carga, una bombilla de 24 [VDC] con impedancia aproximada de 11.52 [ $\Omega$ ]. El objetivo del control será por tanto, seleccionar una conmutación apropiada del transistor alterando el ciclo útil del PWM, para obtener los niveles de energía requeridos en la salida.

**Figura 5.** Diagrama esquemático del convertidor DC-DC.



Para ello, se hace referencia a la ecuación (1) que relaciona el ciclo útil  $D$  con el voltaje de entrada  $V_{IN}$  y el voltaje de salida  $V_O$  [21]:

$$V_O = D V_{IN}. \quad (1)$$

A partir de los datos del problema considerado, el ciclo útil requerido es del 33.3%. A su vez, de (2) se observa que este representa una relación entre el voltaje de control  $V_C$  y el voltaje pico de la forma de onda diente de sierra  $V_{st}$  [21], que restringe el control a mantenerse en un rango de aproximadamente 1.6 [VDC].

$$D = \frac{V_c}{V_{st}} \quad (2)$$

También, con el fin de evitar un rizado de tensión muy elevado se deben cumplir una serie de condiciones de potencia, relacionadas con parámetros del convertidor como la capacitancia, la inductancia, la frecuencia y características del dispositivo de conmutación. Por ejemplo, la corriente de rizado máximo  $I_{LBm\acute{a}x}$  se puede expresar como:

$$I_{LBm\acute{a}x} = \frac{T_s V_d}{8L}, \quad (3)$$

donde  $T_s$  corresponde al periodo de conmutación. Tomando como referencia esta última expresión, se observa la incidencia inversamente proporcional de la inductancia en el valor de la corriente. Luego, con el fin de reducir al máximo el rizo se seleccionó una inductancia de 1 [mH].

De otro lado, para determinar  $T_s$  se tuvo en cuenta que el dispositivo de proceso soporta frecuencias de conmutación de hasta 400 [kHz], que el transistor IRF540N [23] tiene un ancho de banda de 83 [kHz] y que el dispositivo de acople ISO5500 posee un tiempo máximo de propagación de 300 [nS]. A partir de lo anterior, una selección en la frecuencia de conmutación de 20 [kHz] corresponde con un valor viable (no muy elevado, no muy bajo), para los componentes utilizados en el circuito.

El rizado sin carga se define como [21]:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \frac{T_s^2 (1-D)}{LC}. \quad (4)$$

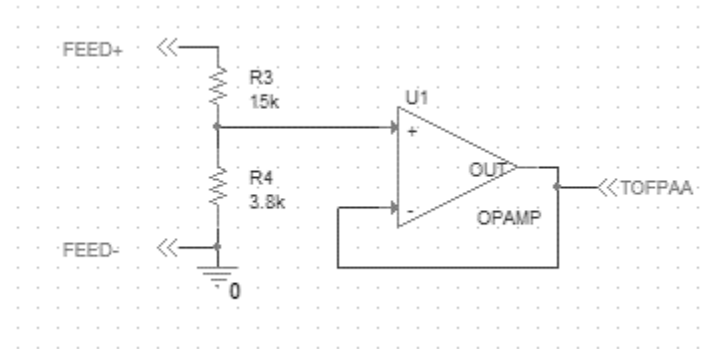
Al igual que la inductancia, la capacitancia de salida se debe aumentar para reducir al máximo el rizo de salida, por tanto su valor se seleccionó de 470 [uF]. De esta manera, con los valores de parámetro propuestos el rizado para el convertidor será de 0.05%.

Finalmente, tomando en cuenta que el transistor IRF540N [22] posee una corriente máxima de 33 [A] y un voltaje de 100 [V], el convertidor soporta una potencia de salida de 264 [W].

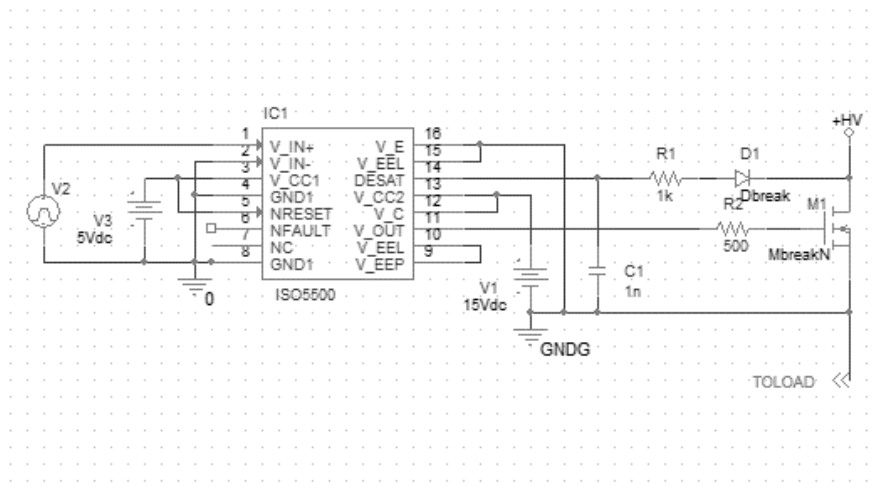
#### **2.1.4 Transducción y actuación:**

Para la interconexión de los elementos en el lazo de control (FPAA y convertidor de potencia) se emplearon dispositivos de sensado y actuación de la manera mostrada respectivamente por las Figuras 6 y 7. Como entrada al FPAA se acopló la señal de tensión DC de salida del convertidor, empleando un juego de resistencias relativamente elevadas en comparación con la carga (ver Figura 6). Como salida desde el FPAA se utilizó un driver de puerta aislado para MOSFET/IGBT con referencia ISO5500 de Texas Instruments [24] (ver Figura 7).

**Figura 6.** Dispositivo de sensado para lectura de tensión en el convertidor.



**Figura 7.** Dispositivo de actuación para disparo de convertidor.



## 2.2 ANÁLISIS DEL COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA

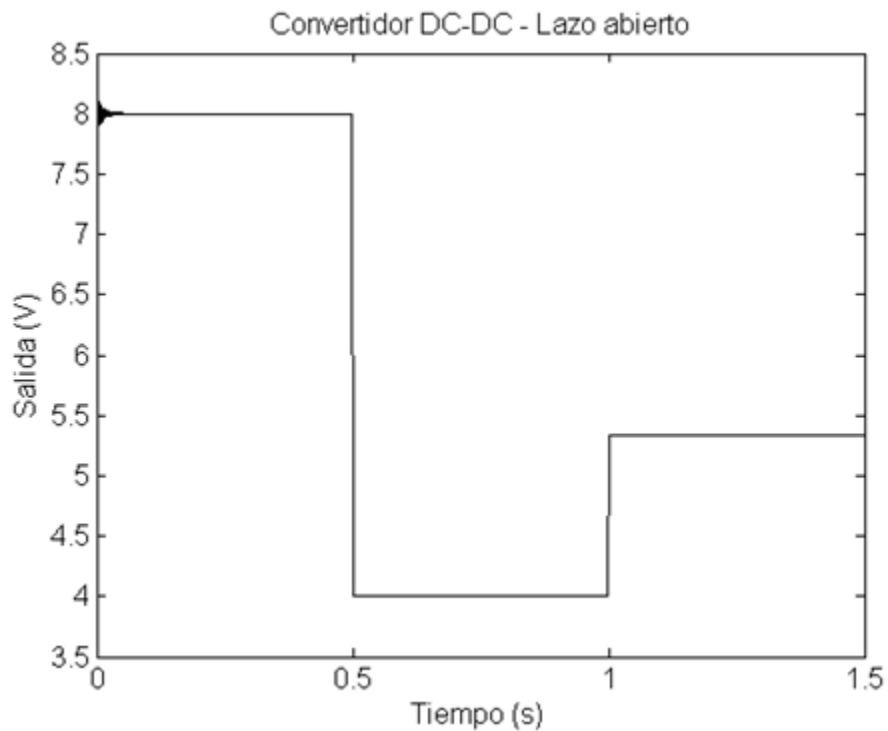
Con el fin de caracterizar el comportamiento del sistema, se realizaron pruebas en lazo abierto (mediante simulaciones y a través de medidas experimentales en laboratorio) del circuito sometido a la acción de perturbaciones.

Inicialmente, la Figura 8 presenta los resultados de simulación en MATLAB® para el modelo circuital del convertidor en espacio de estados dado por las ecuaciones (5, 6), donde:  $y_1(t)$  corresponde con el voltaje en el capacitor,  $y_2(t)$  es la corriente en el inductor y  $V_i(t)$  representa el voltaje aplicado como entrada al convertidor. En la misma medida,  $R_o$  representa la resistencia de carga mientras que  $R_A(t)$  indica la resistencia adicional que provoca la perturbación. A partir de los resultados ilustrados en la figura, se observa la reducción significativa en el voltaje entregado a la salida del circuito cuando se disminuye la carga por efecto de las perturbaciones, manifestando incapacidad para mantener el voltaje nominal de 8 [VDC].

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1(t) \\ \dot{y}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{1}{LC} & \frac{1}{C(R_o+R_A(t))} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{LC} \end{bmatrix} V_i(t), \quad (5)$$

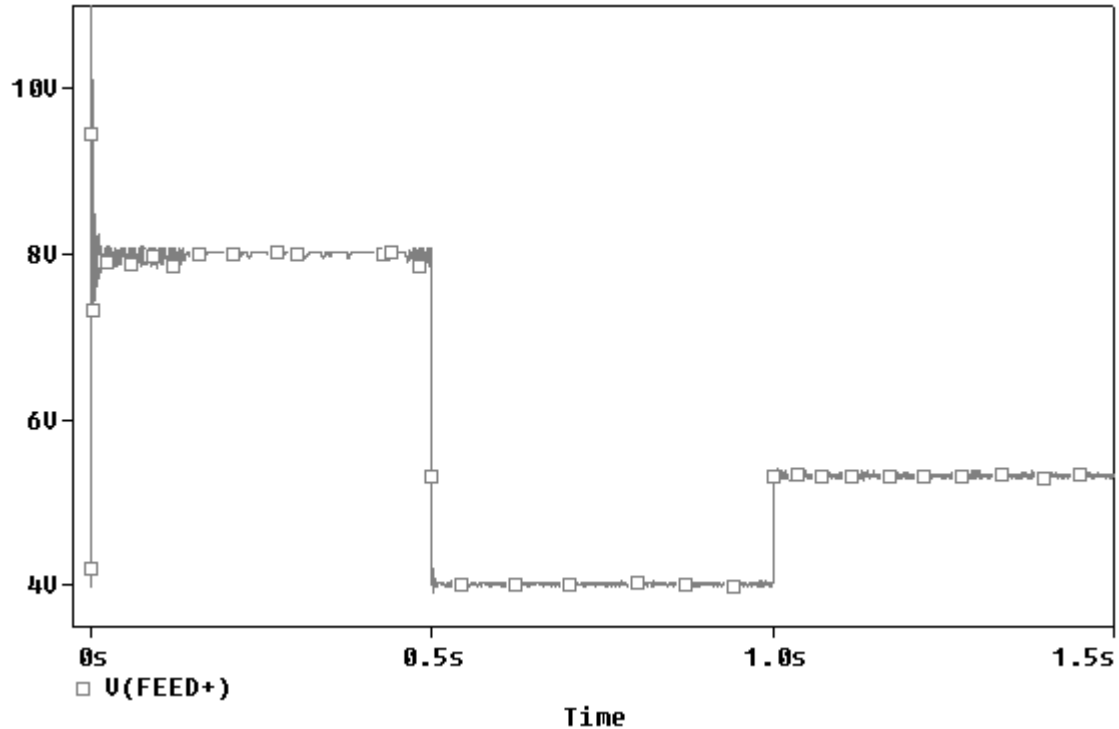
$$V_o = \frac{R_o}{R_o+R_A(t)} y_1(t). \quad (6)$$

**Figura 8.** Resultados de simulación en lazo abierto empleando MATLAB®.



Este comportamiento es replicado posteriormente en la Figura 9 para el caso de simulación numérica en OrCAD-Cadence® del circuito correspondiente a la Figura 4.

**Figura 9.** Resultados simulación en lazo abierto usando OrCAD-Cadence®.

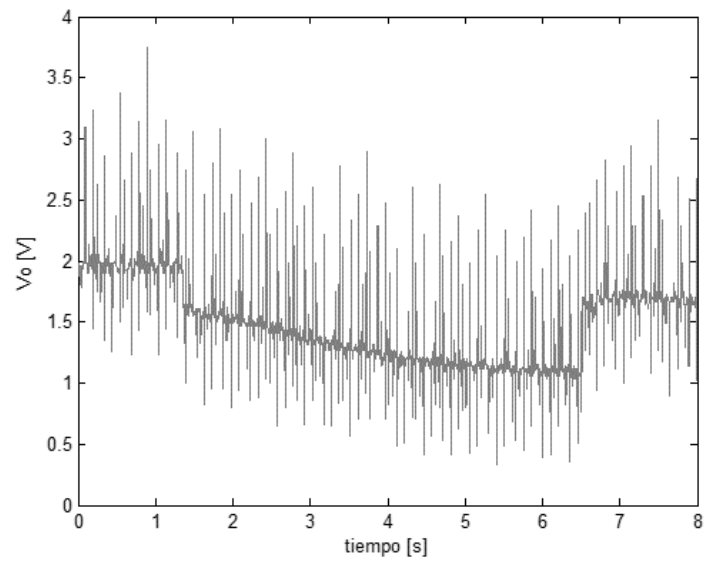


Como se puede apreciar en ambas simulaciones, el voltaje se conserva en 8 [VDC] cuando no existen perturbaciones, sin embargo disminuye en un 50% y un 66% respectivamente con las diferentes alteraciones de carga mencionadas.

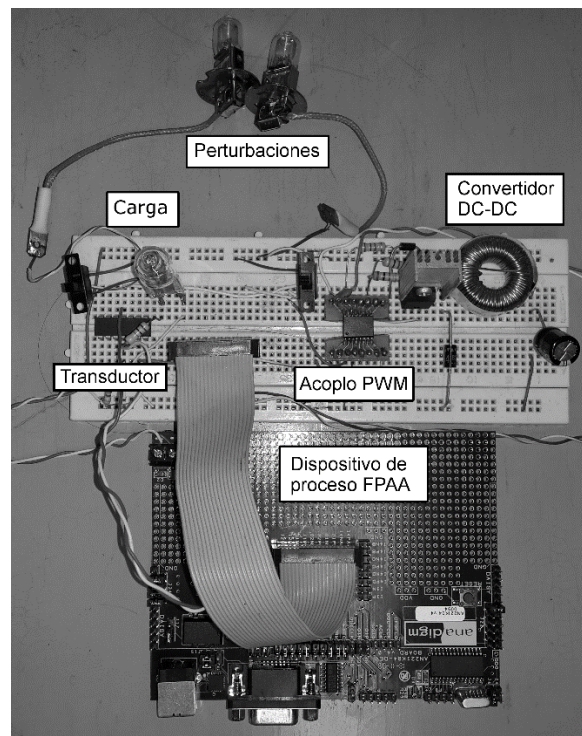
Finalmente, resultados experimentales se presentan en la Figura 10 para las capturas de osciloscopio correspondientes a la tensión de salida del circuito convertidor de potencia reductor en lazo abierto, bajo la acción de perturbaciones, a partir de los cuales es evidente la replicación de las predicciones teóricas en cuanto a la incapacidad por mantener el valor deseado constante en su salida.

Asimismo, la Figura 11 permite ilustrar el montaje definitivo para el sistema experimental implementado.

**Figura 10.** Resultados experimentales en lazo abierto para convertidor DC-DC.



**Figura 11.** Sistema experimental definitivo.



### **3. CONFIGURACIÓN DEL CONTROL**

En complemento a los resultados del capítulo anterior en donde se presentó la configuración experimental del sistema de control para regular la tensión de salida de un convertidor de potencia mediante un FPAA, el presente apartado ilustra las técnicas de control implementadas para obtener dicho objetivo al igual que los resultados experimentales generados.

#### **3.1 CONFIGURACIÓN GENERAL DEL SISTEMA EN LAZO CERRADO**

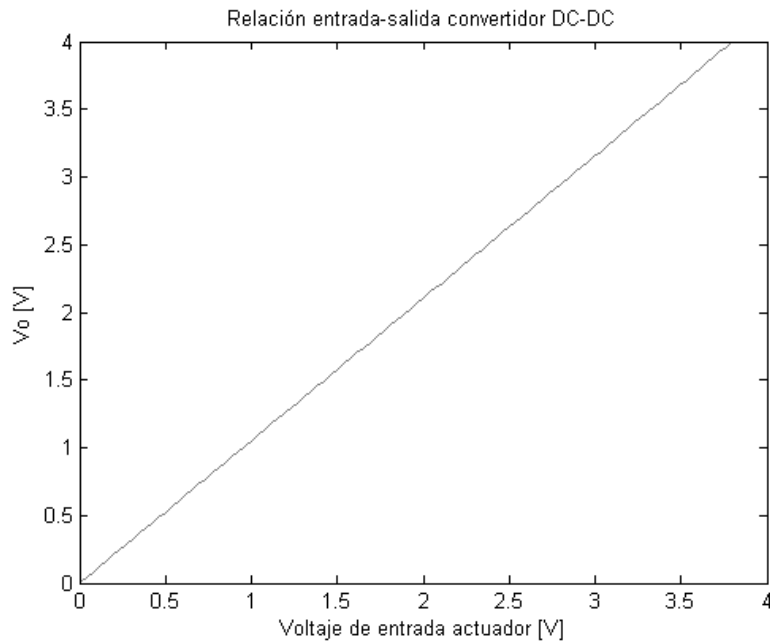
Como paso previo a la implementación de cualquier estrategia de control, se debe asegurar que el sistema instrumentado en lazo cerrado permita manejar rangos de señal que eviten fenómenos indeseados de saturación y banda muerta que limitarían la implementación de técnicas de control en el sentido clásico y convencional, e incluso podrían llegar a reducir la efectividad de técnicas no lineales como el control por modos deslizantes. Para ello se describirán los pasos que permiten configurar los rangos de operación del lazo de control en el sistema experimental.

##### **3.1.1 Cálculo del error**

El cálculo del error implica la diferencia entre un valor de referencia y el valor medido desde la salida del sistema. Esta medida se ajusta en un rango de voltajes de 0 a 4 [V], como entrada al dispositivo de proceso, mediante selección apropiada del arreglo de resistencias de acople descrito en la sección 2.1.4 del capítulo 2 (la medida real en el circuito corresponde con el rango 0 – 20 [V]). De otro lado, la salida del actuador hacia la planta corresponde con valores ajustados en el rango de 0 a 3.8 [V], representando el porcentaje de ciclo útil en la señal de PWM. A partir de estos valores de rango, la Figura 12 muestra la relación

entrada/salida obtenida experimentalmente para el circuito convertidor de potencia DC-DC.

**Figura 12.** Relación entrada-salida experimental para circuito convertidor de potencia



De este resultado se observa una relación lineal entre la entrada y la salida del sistema, permitiendo considerar el rango completo de valores de entrada como prácticos admisibles ya que no existen fenómenos no lineales en la respuesta. A partir de esto se selecciona como punto de operación nominal el valor medio del rango; es decir el punto  $(V_c, V_o) = (1.9, 2)$ .

Adicionalmente puede verificarse como la señal de error  $e(t)$  se encuentra contenida en el rango  $-4 - 4$  [V]. Por tanto, tras cerrar el lazo de control se constituirá automáticamente una acción de control  $u(t)$  proporcional de ganancia unitaria; es decir  $u(t) = V_c(t) = e(t)$ .

Esto representa la base de control para cualquier transformación de la señal de error  $e(t)$  que permita obtener una variación en la tensión  $V_c(t)$  aplicada al actuador a manera de señal de control. Por tanto, para asegurar que la señal de control se ajusta a los rangos de señal del actuador definidos en la Figura 12, se realiza la transformación sugerida en la ecuación (1).

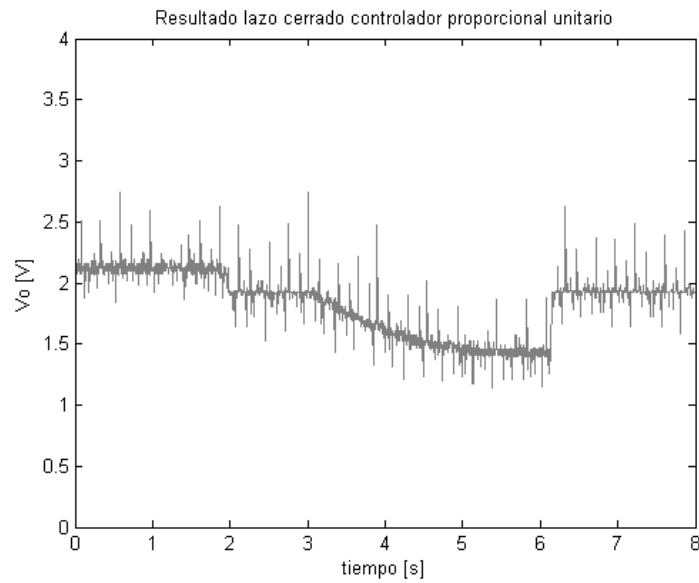
$$V_c(t) = -\frac{3.8}{8} u(t) + \frac{3.8}{2}. \quad (1)$$

Dicha ecuación, se obtiene de manera sencilla a partir de la combinación en cascada de la equivalencia entre el rango deseado de la señal de control  $u(t)$  (para este caso correspondiente con el rango del error  $e(t)$ ) y la señal de salida  $V_o(t)$  y de la equivalencia entre la señal de salida  $V_o(t)$  y la señal de actuación  $V_c(t)$ .

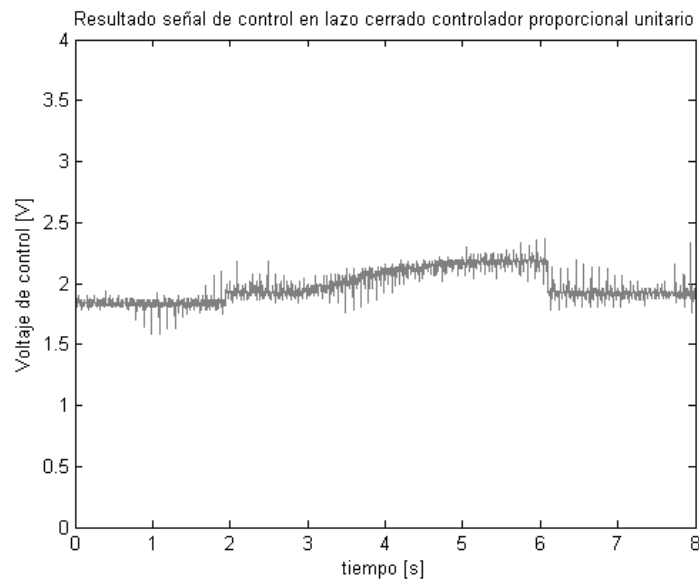
En resumen, para el ajuste de rangos propuesto, la señal obtenida en el controlador deberá verificar no superar el rango admisible (-4 – 4 [V]), para proceder a ser convertida mediante la ecuación (1) a valores en una escala apropiada, antes de ser finalmente aplicada como señal de actuación a la salida del sistema de proceso.

La Figura 13 muestra los resultados experimentales obtenidos para el voltaje de salida del convertidor en lazo cerrado con este ajuste de rango, cuando el sistema se somete a una perturbación en la entrada siendo la referencia el voltaje nominal de 2 [V]. La Figura 14 ilustra el resultado correspondiente a la señal de control (salida del FPAA hacia el circuito) para este mismo caso. De estos resultados se evidencia la necesidad de aplicar una acción de control que permita corregir el error de estado estacionario ocasionado por acción de la perturbación y por tanto, en adelante se propondrán resultados para tres tipos de controladores distintos: acción de control proporcional, PID y control por modos deslizantes.

**Figura 13.** Voltaje de salida para acción de control proporcional unitaria en lazo cerrado



**Figura 14.** Señal de control para acción de control proporcional unitaria en lazo cerrado



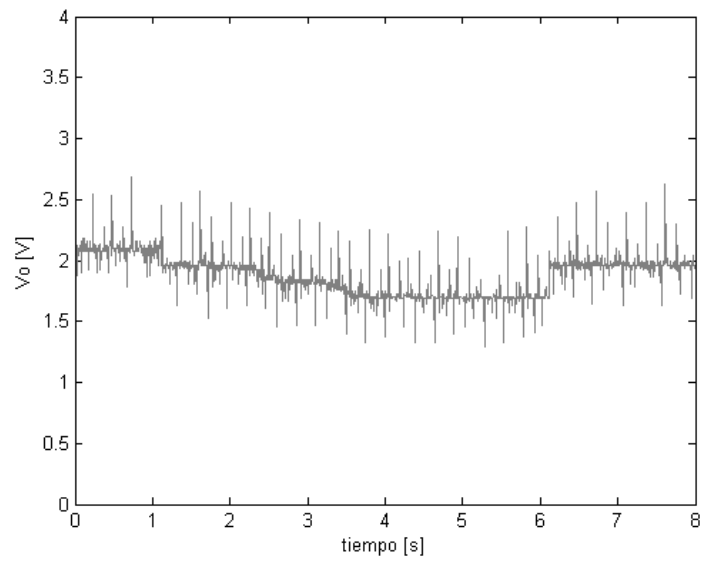
### 3.2 CONTROLADOR PROPORCIONAL

En general, la acción de control proporcional se define a partir de la siguiente expresión:

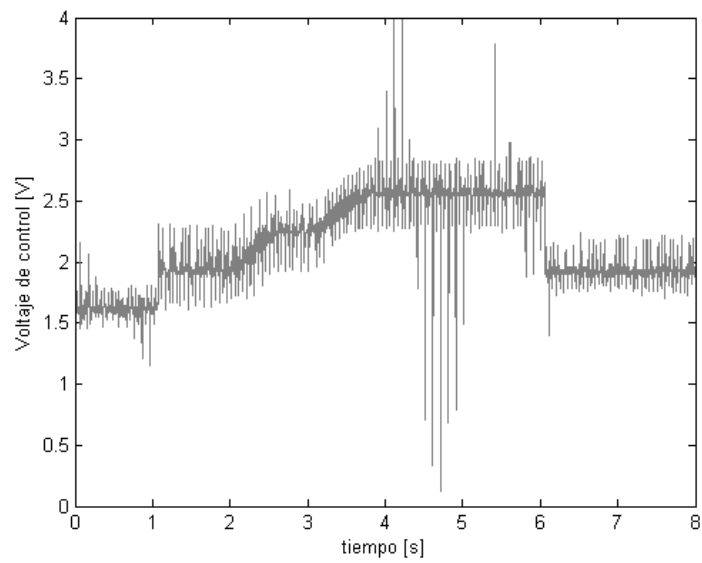
$$u(t) = K_p e(t),$$

donde  $K_p$  representa la ganancia proporcional. De esta manera, se asignaron empíricamente valores para dicha ganancia en la escala baja ( $K_p = 5$ ), media ( $K_p = 15$ ) y alta ( $K_p = 25$ ), dando como resultado las respuestas del sistema perturbado visualizadas respectivamente para cada caso en las Figuras 15, 17 y 19 (aquí la escala alta fue determinada a partir de los valores de saturación en la señal de control  $u(t)$ ). Asimismo, se grafican las correspondientes señales de control en las Figuras 16, 18 y 20. Como se observa, a mayor ganancia será mejor la respuesta del sistema controlado ante perturbaciones debido a una mejor atenuación de su efecto transitorio y estacionario tras recuperar el valor final para la tensión deseada de 2 [V] en la salida. Sin embargo, para evitar tendencias de saturación en el control es recomendable emplear en la práctica un valor de ganancia intermedio, en este caso  $K_p = 15$ .

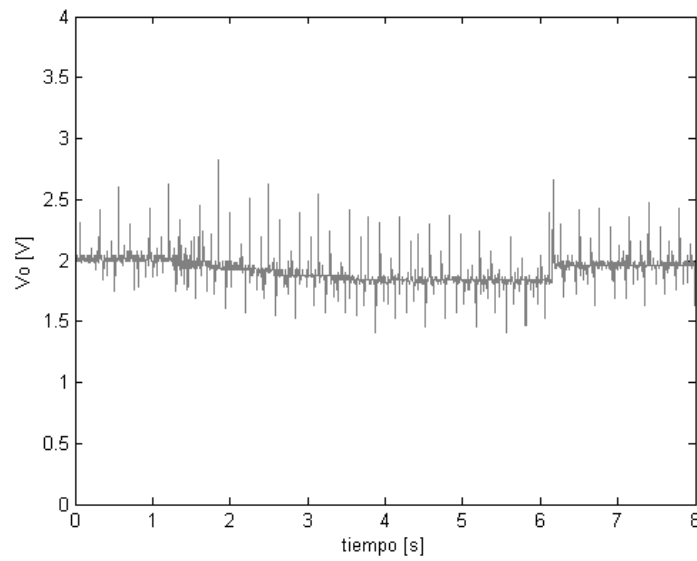
**Figura 15.** Voltaje de salida para control proporcional con  $K_p = 5$



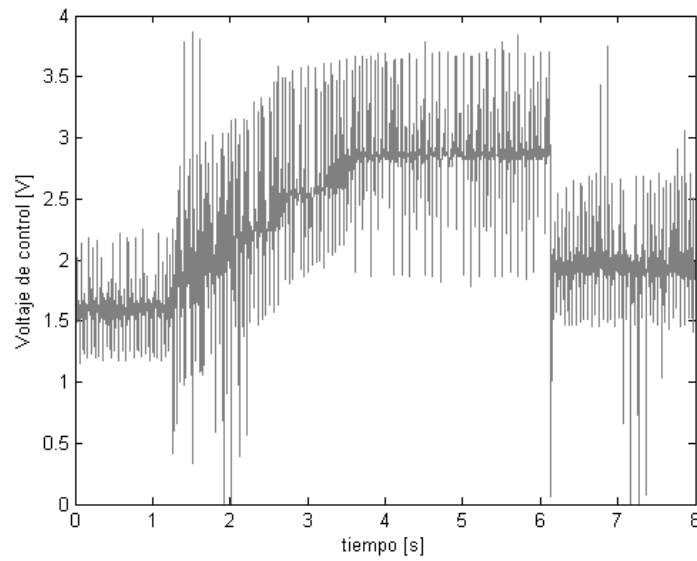
**Figura 16.** Señal de control para acción proporcional con  $K_p = 5$



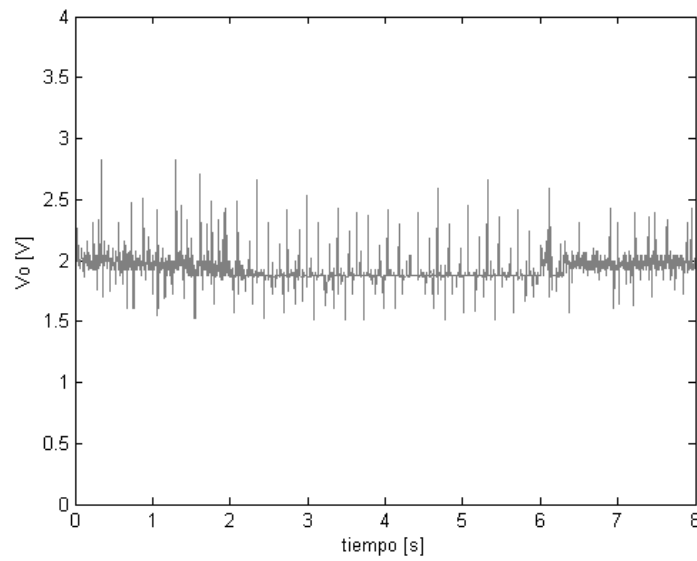
**Figura 17.** Voltaje de salida para control proporcional con  $K_p = 15$



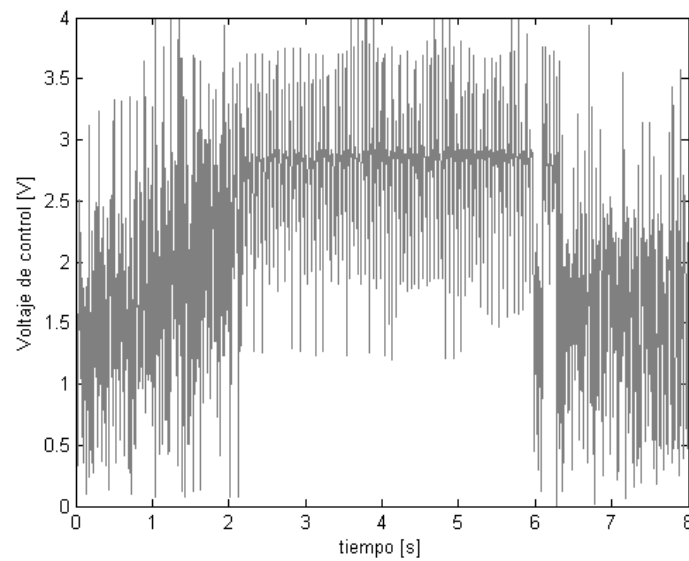
**Figura 18.** Señal de control para acción proporcional con  $K_p = 15$



**Figura 19.** Voltaje de salida para control proporcional con  $K_p = 25$



**Figura 20.** Señal de control para acción proporcional con  $K_p = 25$



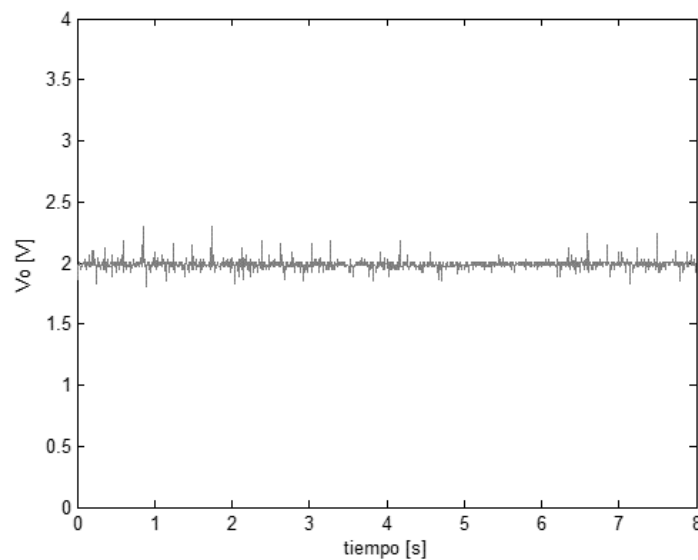
### 3.3 CONTROLADOR PID

La acción de control proporcional integral derivativa (PID), se constituye en la más popular en cuanto a aplicaciones industriales se refiere, dada su simplicidad conceptual, versatilidad y efectividad para corregir en una misma estructura los errores en estado estacionario y las características transitorias de la respuesta del sistema. La forma general del controlador viene dada como:

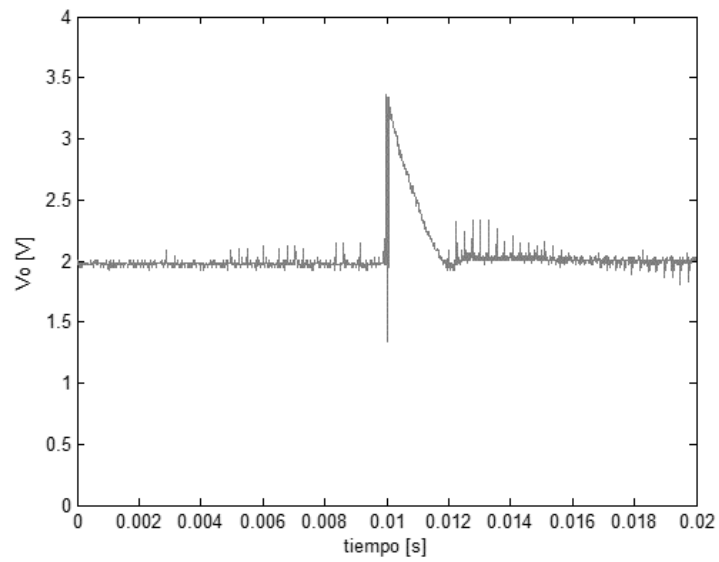
$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_d \frac{d}{dt} e(t),$$

donde  $K_p, K_i$  y  $K_d$  representan respectivamente las ganancias proporcional, integral y derivativa del controlador. El procedimiento descrito en la sección 3.2 permite justificar la selección de  $K_p = 15$  (escala media de ganancia) como valor de constante proporcional. Posteriormente, se ajusta experimentalmente el valor de la ganancia integral, obteniendo los resultados visualizados en las Figuras 21-26 para  $K_i = 2.5, 46.2$  y  $90$  respectivamente (siendo  $K_p = 15$  en todos los casos).

**Figura 21.** Voltaje de salida para control PI con  $K_p = 15, K_i = 2.5$ : (a) forma de onda en el tiempo; (b) detalle al inicio de la curva para observar su comportamiento transitorio.

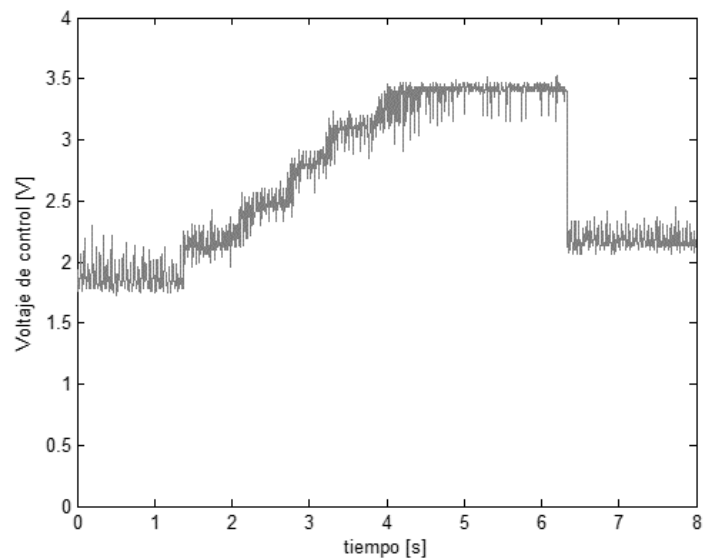


(a)

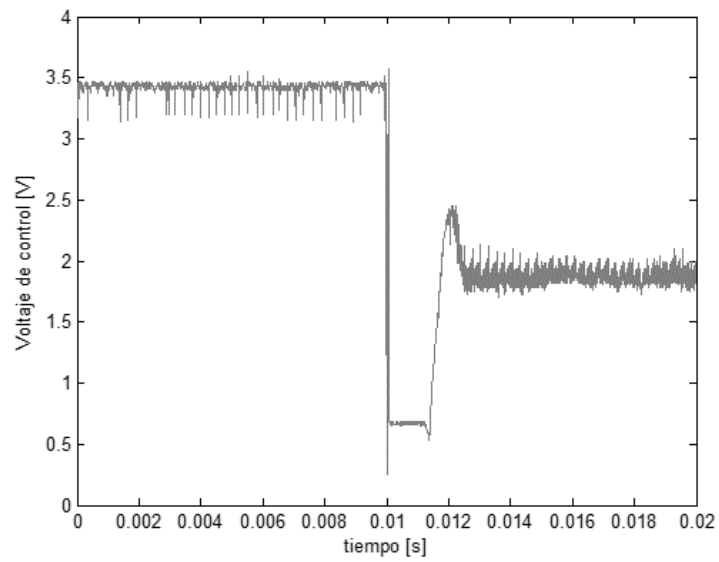


(b)

**Figura 22.** Señal de control para acción PI con  $K_p = 15$ ,  $K_i = 2.5$ : (a) forma de onda en el tiempo; (b) detalle al inicio de la curva para observar su comportamiento transitorio.

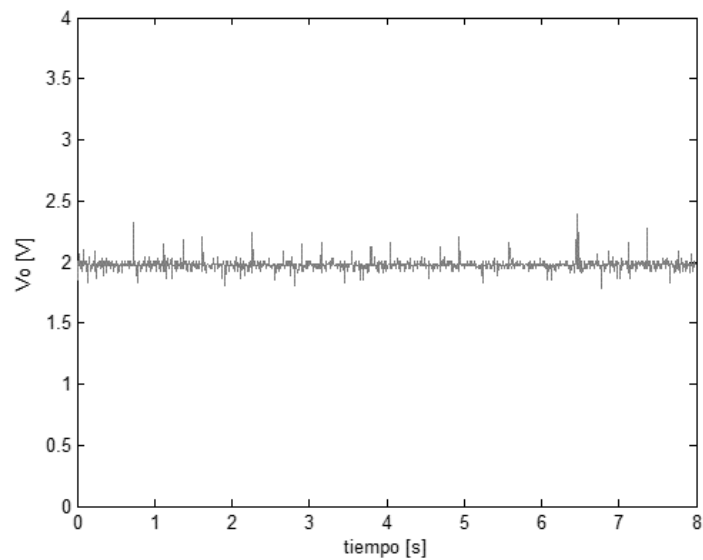


(a)

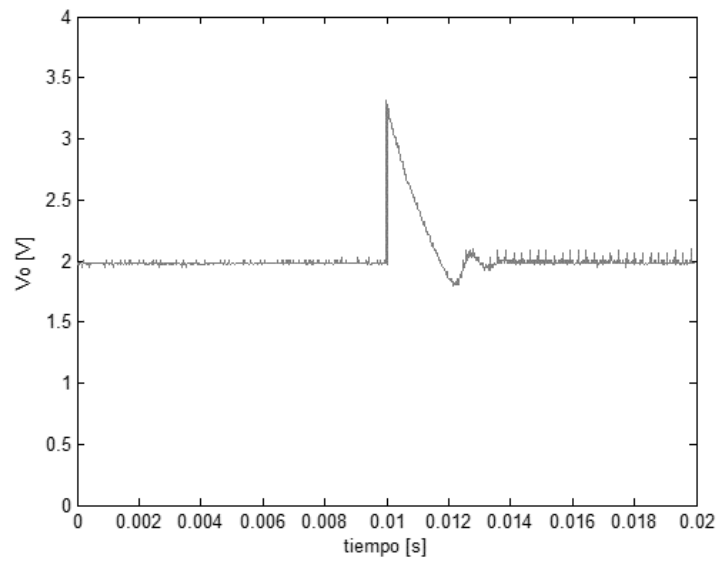


(b)

**Figura 23.** Voltaje de salida para control PI con  $K_p = 15$ ,  $K_i = 46.2$ : (a) forma de onda en el tiempo; (b) detalle al inicio de la curva para observar su comportamiento transitorio.

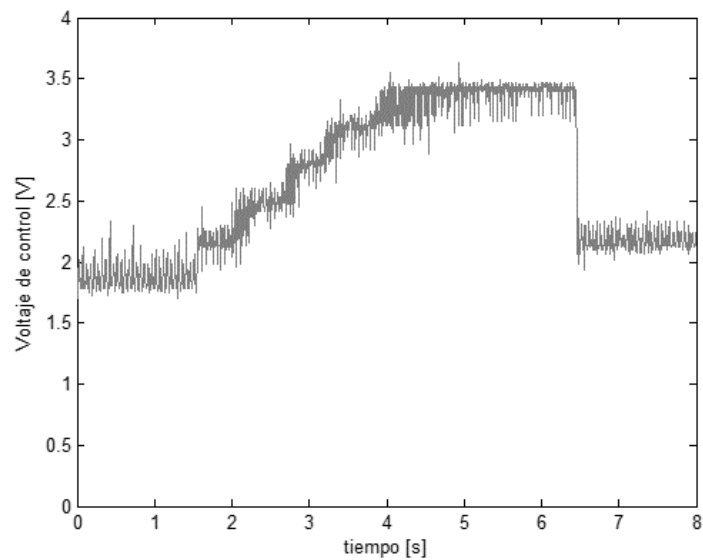


(a)

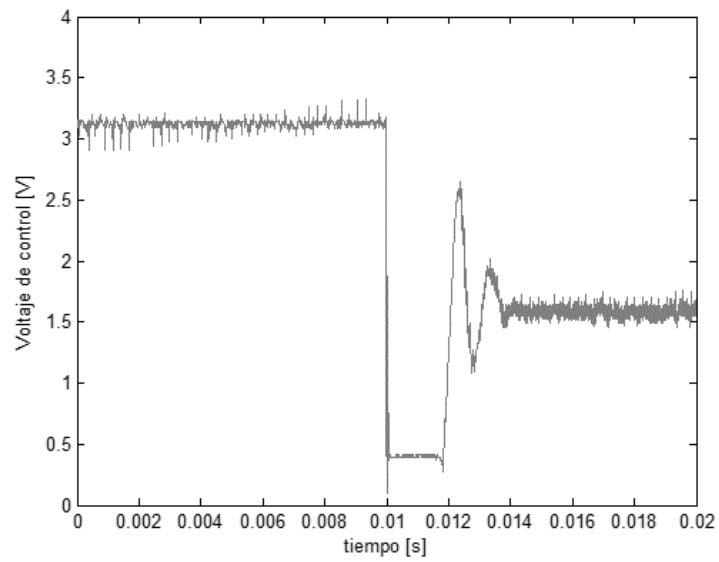


(b)

**Figura 24.** Señal de control para acción PI con  $K_p = 15$ ,  $K_i = 46.2$ : (a) forma de onda en el tiempo; (b) detalle al inicio de la curva para observar su comportamiento transitorio.

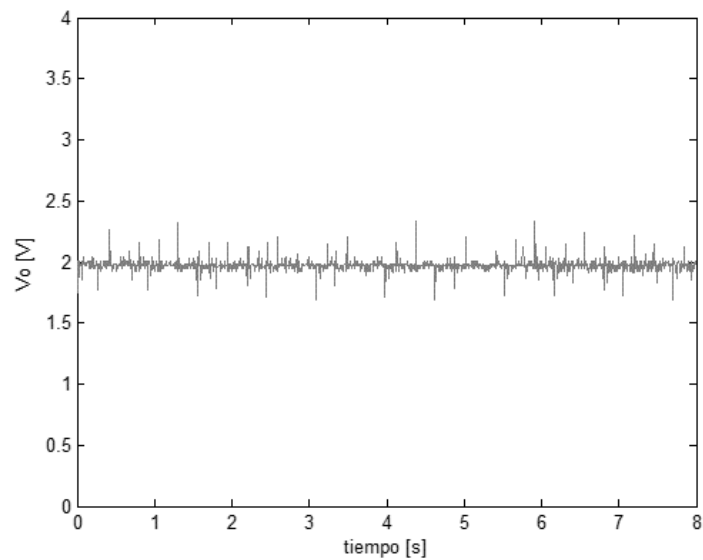


(a)

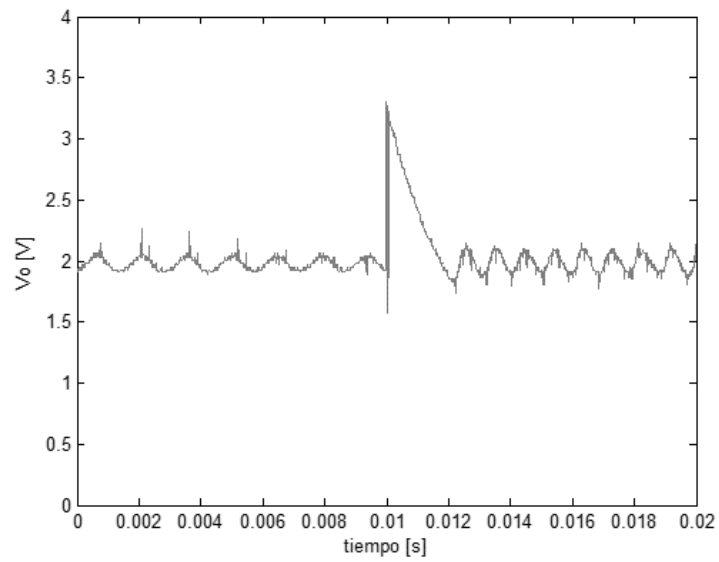


(b)

**Figura 25.** Voltaje de salida para control PI con  $K_p = 15$ ,  $K_i = 90$ : (a) forma de onda en el tiempo; (b) detalle al inicio de la curva para observar su comportamiento transitorio.

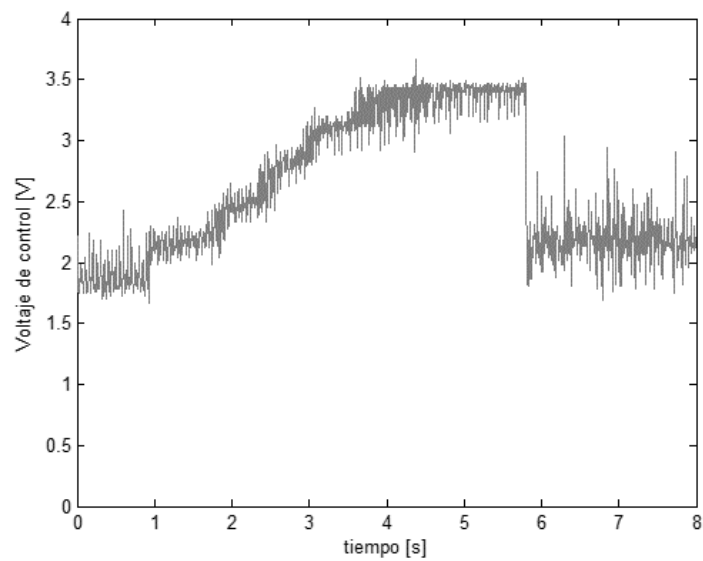


(a)

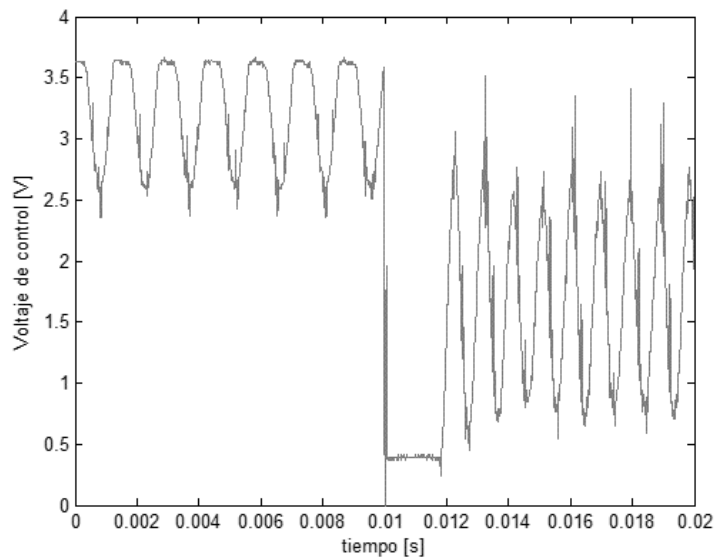


(b)

**Figura 26.** Señal de control para acción PI con  $K_p = 15$ ,  $K_i = 90$ : (a) forma de onda en el tiempo; (b) detalle al inicio de la curva para observar su comportamiento transitorio.



(a)

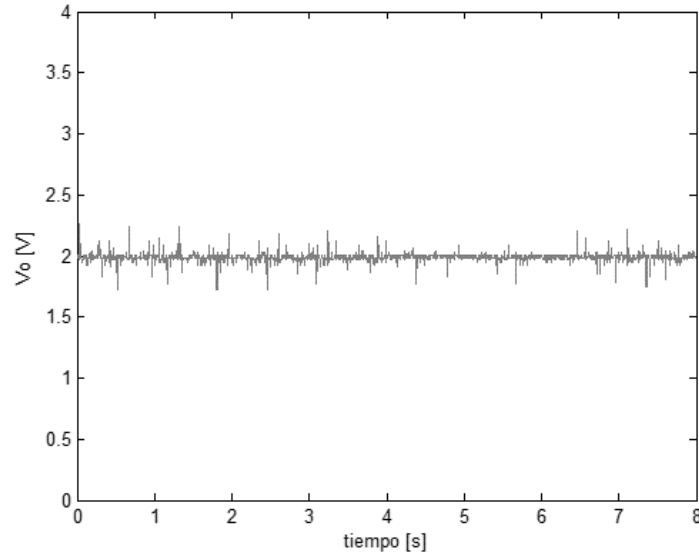


(b)

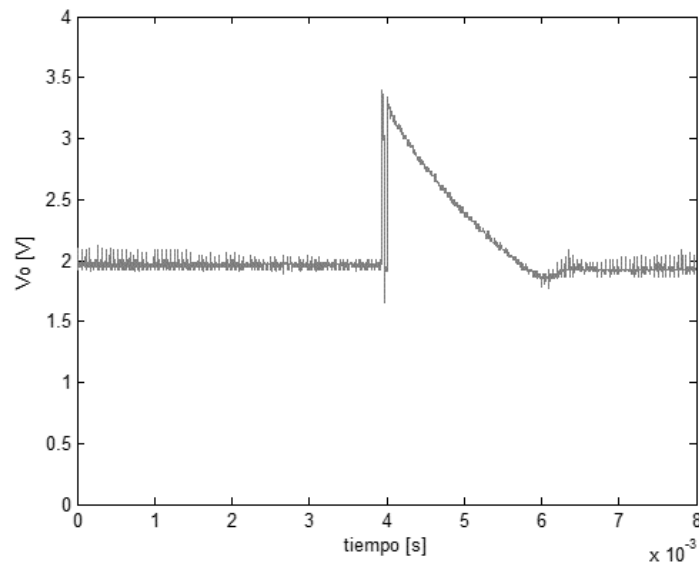
A partir de estos resultados, en los cuales se aplica una perturbación a la carga en  $t = 0.01$  [s], se observa que el menor valor de ganancia implementado; es decir,  $K_i = 2.5$  (valor mínimo experimental posible por restricciones de hardware), constituye un valor válido para la acción integral debido a que corrige de manera evidente el efecto de las perturbaciones aplicadas al sistema, hasta el punto de no percibirse el intervalo de existencia de las mismas. Adicionalmente, se verifica como para valores superiores a este se experimentan mayores oscilaciones en la respuesta y niveles de saturación de rango más prematuros, lo cual evidentemente constituye situaciones indeseadas que se deben evitar. Por esta razón, la acción PI se fija en los valores:  $K_p = 15$  y  $K_i = 2.5$ . Finalmente, con base en estos resultados se realiza el ajuste experimental de la componente derivativa tal y como se ilustra en las Figuras 27-30. En dichas figuras se observa como para un valor de prueba  $K_d = 62.7$  (siendo el mínimo valor práctico posible por restricciones de hardware), las características transitorias del sistema no admiten variaciones perceptibles en comparación al comportamiento evidenciado durante los ajustes de las variables proporcional e integral. Por esta razón se concluye que

un controlador PI será suficiente para verificar una respuesta adecuada ante la acción de perturbaciones en el circuito convertidor de potencia DC-DC.

**Figura 27.** Voltaje de salida para control PID con  $K_p = 15$ ,  $K_i = 2.5$ ,  $K_d = 62.7$ : (a) forma de onda en el tiempo; (b) detalle al inicio de la curva para observar su comportamiento transitorio.

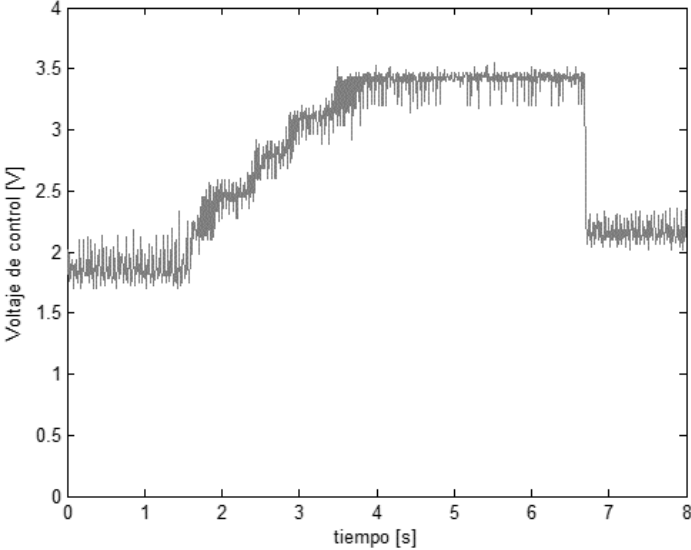


(a)

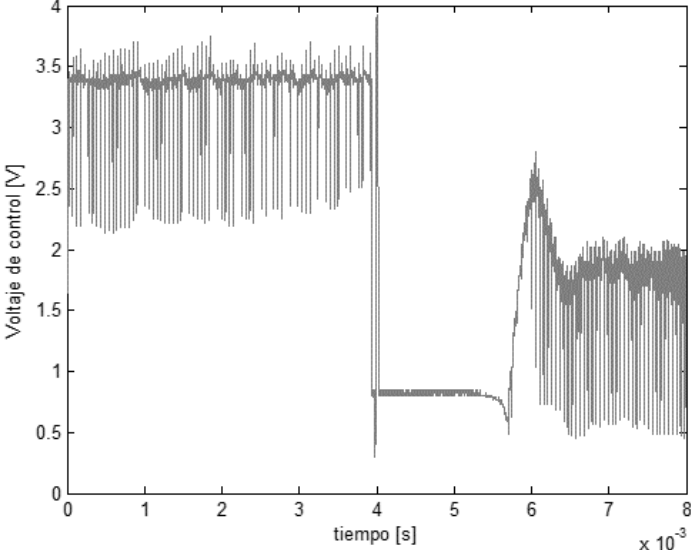


(b)

**Figura 28.** Señal de control para acción PID con  $K_p = 15$ ,  $K_i = 2.5$ ,  $K_d = 62.7$ :  
(a) forma de onda en el tiempo; (b) detalle al inicio de la curva para observar su comportamiento transitorio.

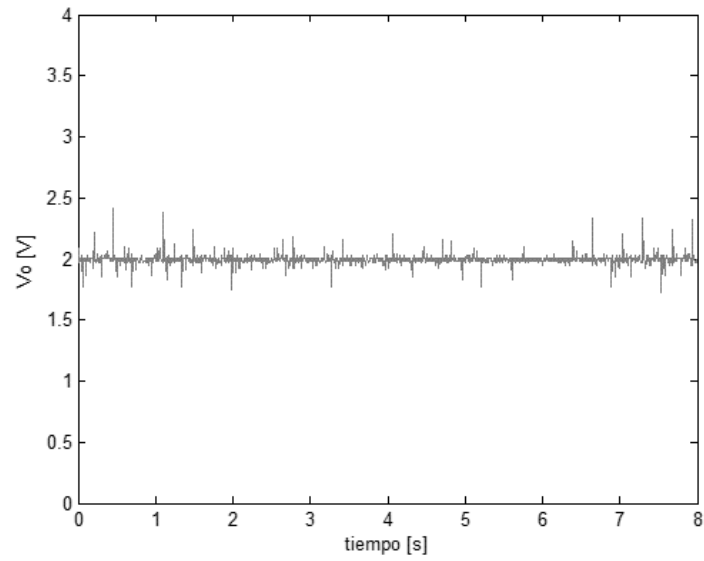


(a)

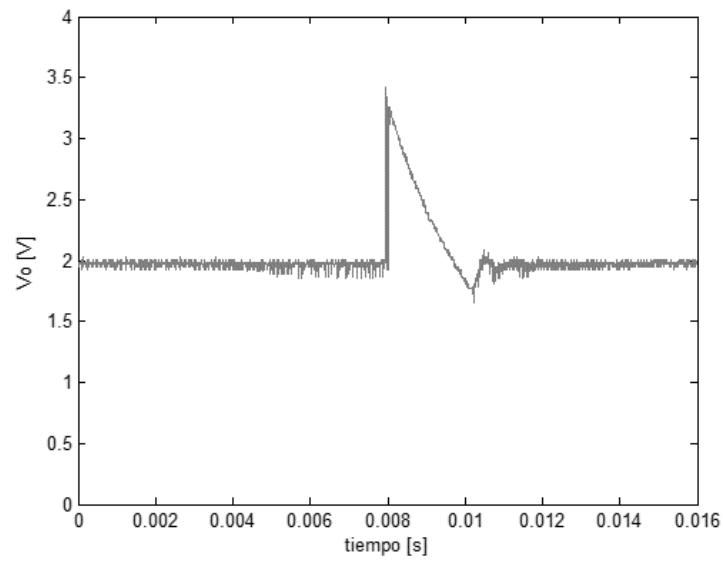


(b)

**Figura 29.** Voltaje de salida para control PID con  $K_p = 15$ ,  $K_i = 68.1$ ,  $K_d = 62.7$ :  
(a) forma de onda en el tiempo; (b) detalle al inicio de la curva para observar su comportamiento transitorio.

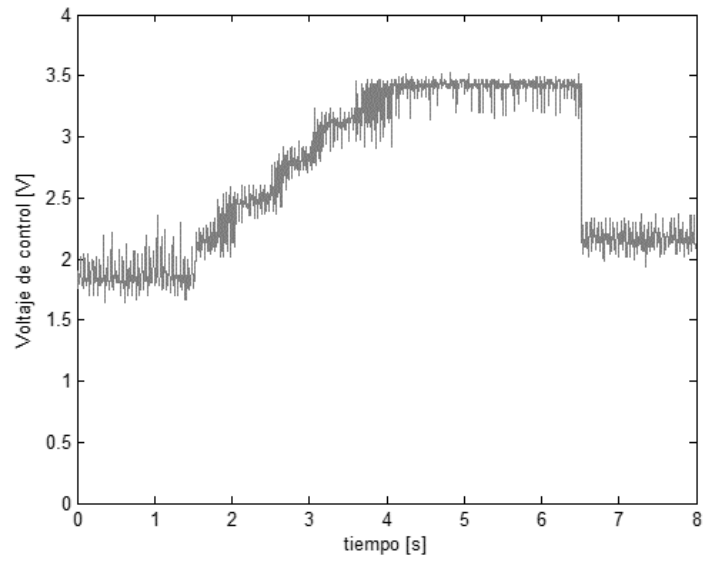


(a)

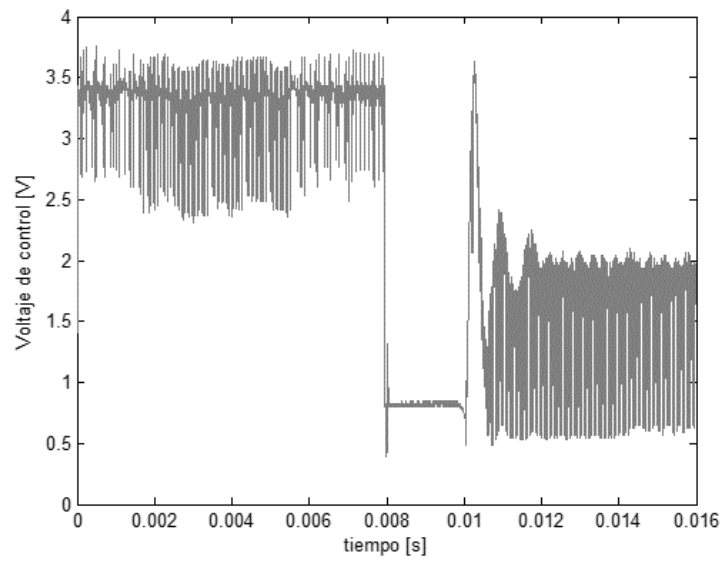


(b)

**Figura 30.** Señal de control para acción PID con  $K_p = 15$ ,  $K_i = 68.1$ ,  $K_d = 62.7$ :  
(a) forma de onda en el tiempo; (b) detalle al inicio de la curva para observar su comportamiento transitorio.



(a)



(b)

### 3.4 CONTROLADOR POR MODO DESLIZANTE

El control por modos deslizantes (SMC de su sigla en inglés) es un control concebido en el espacio de estados, formulado de manera simple para el caso de un circuito convertidor de potencia mediante la expresión:

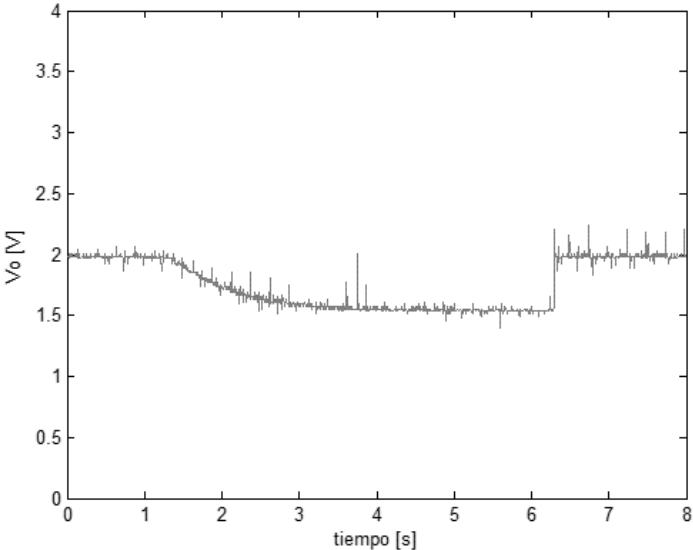
$$u(t) = k \frac{1}{2} (1 - \text{sgn}(e)),$$

donde  $\text{sgn}(\cdot)$  representa la función signo y  $k$  es una ganancia de trayectoria directa que escala la acción del control. Para una deducción de la fórmula que representa la acción de control en el convertidor se sugiere al lector consultar la referencia [7]. De otro lado las figuras 31 – 36 muestran la señal de salida para el circuito convertidor, empleando esta técnica de control para diferentes valores de la ganancia de control  $k$ .

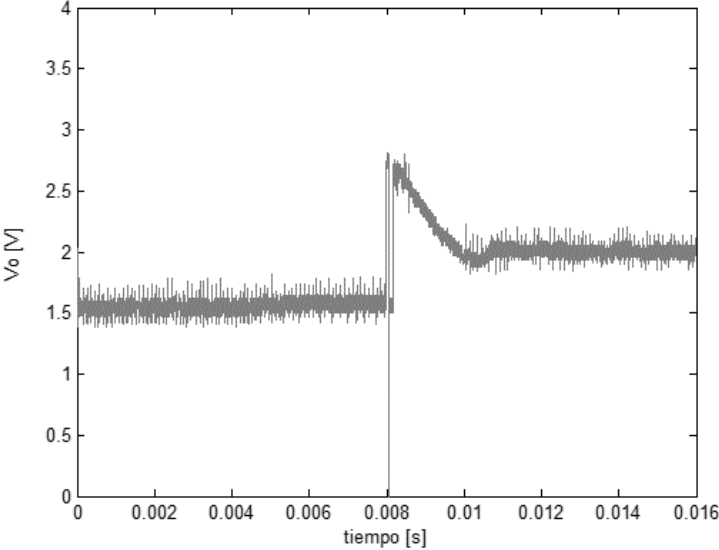
Como se observa a partir de estos resultados, nuevamente la ganancia de lazo permite mejorar la respuesta del controlador ante la acción de perturbaciones presentando un rechazo considerable para  $k \geq 4$ . En particular, este comportamiento apropiado coincide con un aumento en la frecuencia de la señal de control que corresponde para el caso particular de esta estrategia de control con una señal conmutada (encendido-apagado).

Esta última consideración es evaluada en detalle mediante las Figuras 37 - 40, las cuales muestran la respuesta del sistema cuando el controlador por modos deslizantes se aplica directamente a la planta sin emplear el bloque de PWM. Como se observa, la respuesta del controlador es independiente de la ganancia de lazo, presentando un acertado desempeño independientemente del valor asignado en  $k$ . Todo esto es resultado del amplio ancho de banda permitido al evitar las restricciones impuestas por el actuador (modulador PWM), constituyendo la manera más apropiada de implementar este tipo particular de controlador.

**Figura 31.** Voltaje de salida para control por modo deslizante con  $k = 1$ : (a) forma de onda en el tiempo; (b) detalle al inicio de la curva para observar su comportamiento transitorio.

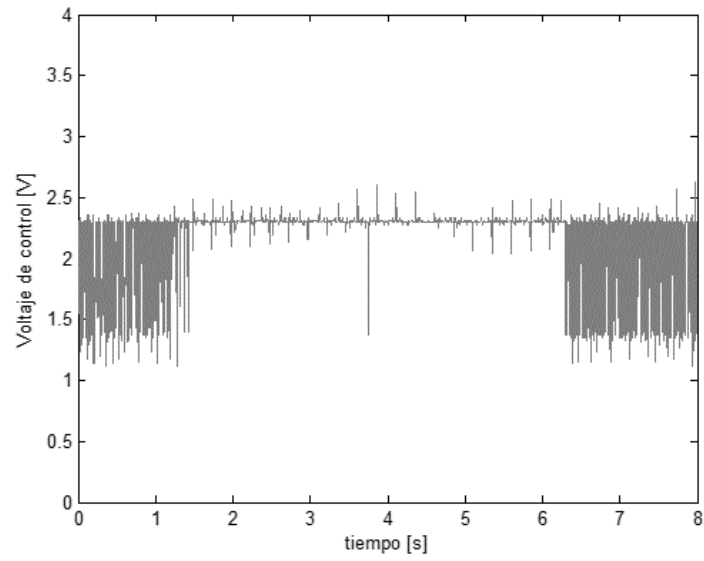


(a)

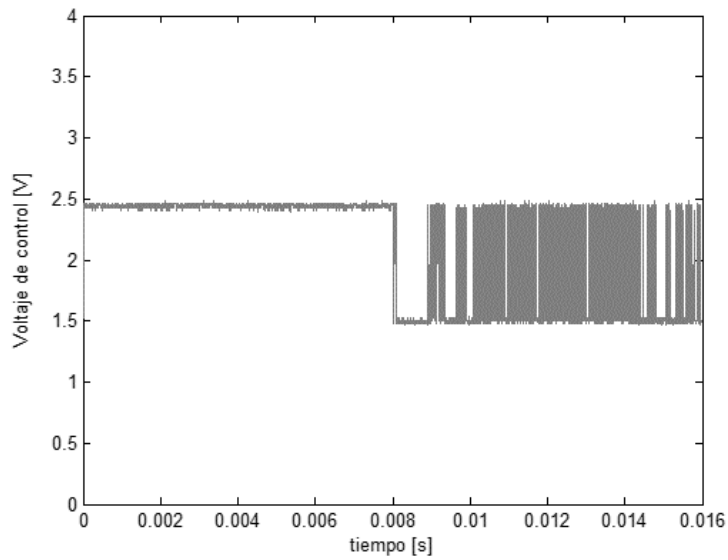


(b)

**Figura 32.** Señal de control para control por modo deslizante con  $k = 1$ : (a) forma de onda en el tiempo; (b) detalle al inicio de la curva para observar su comportamiento transitorio.

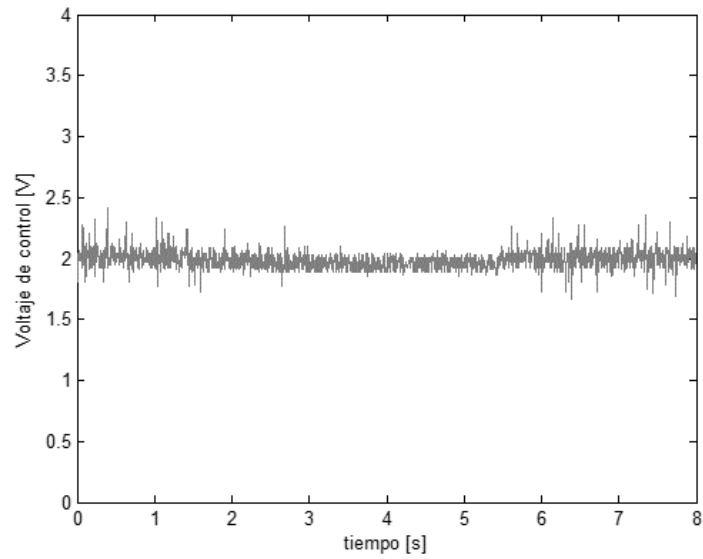


(a)

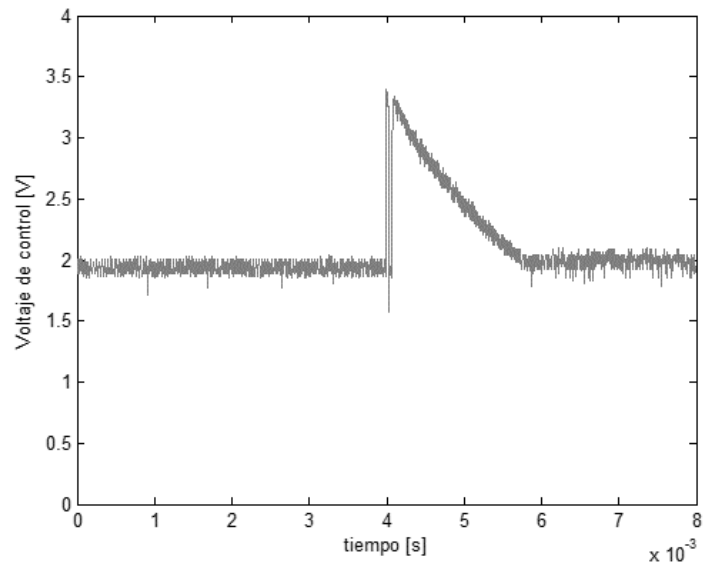


(b)

**Figura 33.** Voltaje de salida para control por modo deslizante con  $k = 4$ : (a) forma de onda en el tiempo; (b) detalle al inicio de la curva para observar su comportamiento transitorio.

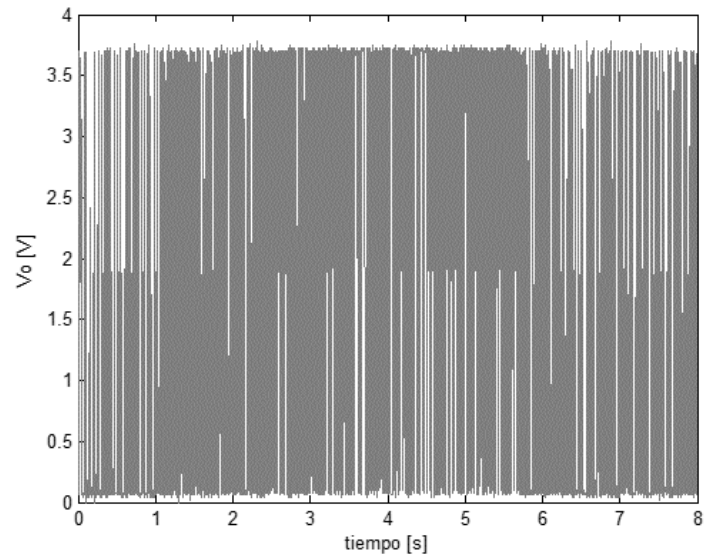


(a)

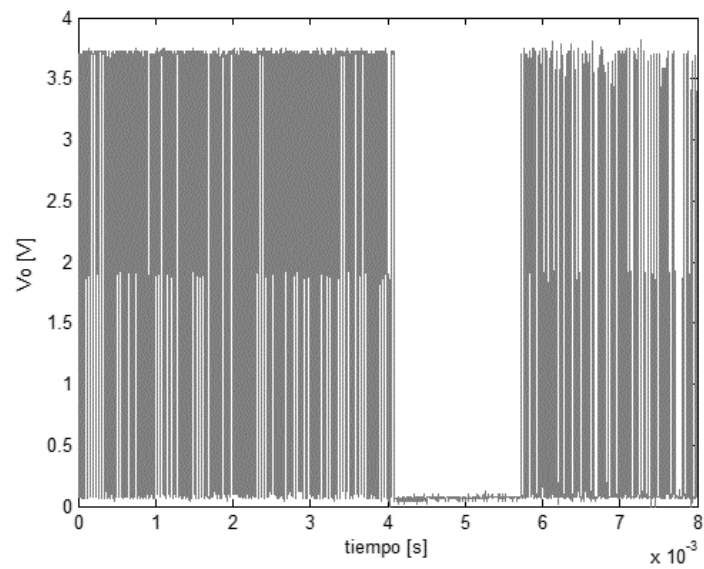


(b)

**Figura 34.** Señal de control para control por modo deslizante con  $k = 4$ : (a) forma de onda en el tiempo; (b) detalle al inicio de la curva para observar su comportamiento transitorio.

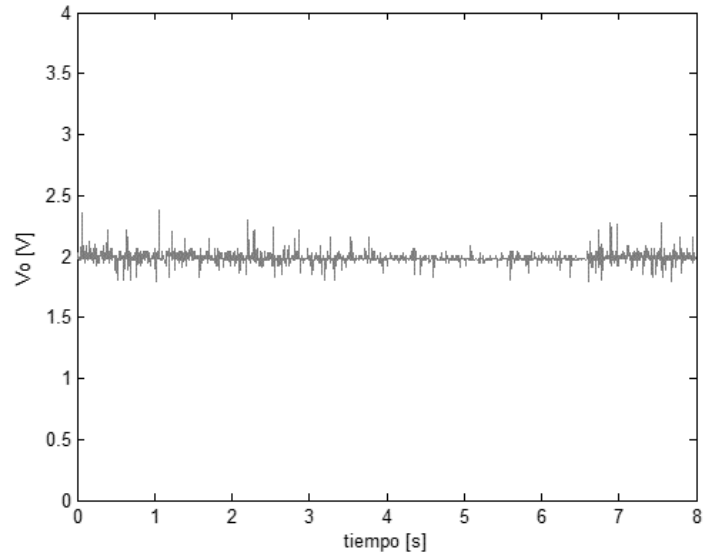


(a)

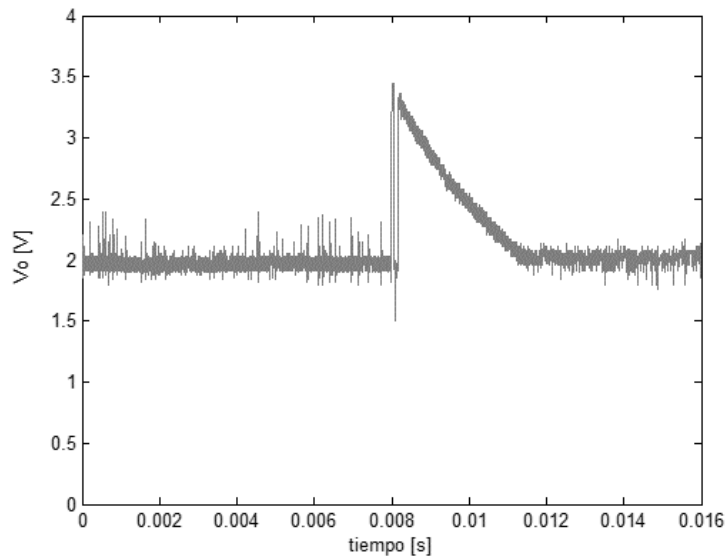


(b)

**Figura 35.** Voltaje de salida para control por modo deslizante con  $k = 10$ : (a) forma de onda en el tiempo; (b) detalle al inicio de la curva para observar su comportamiento transitorio.

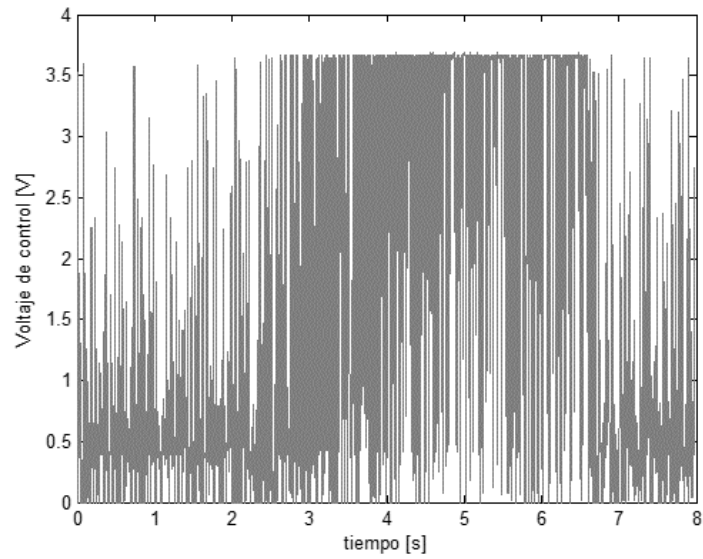


(a)

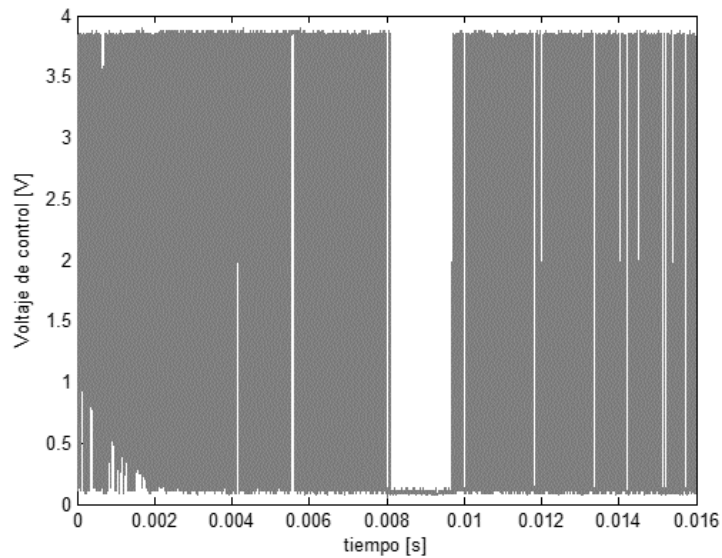


(b)

**Figura 36.** Señal de control para control por modo deslizante con  $k = 10$ : (a) forma de onda en el tiempo; (b) detalle al inicio de la curva para observar su comportamiento transitorio.

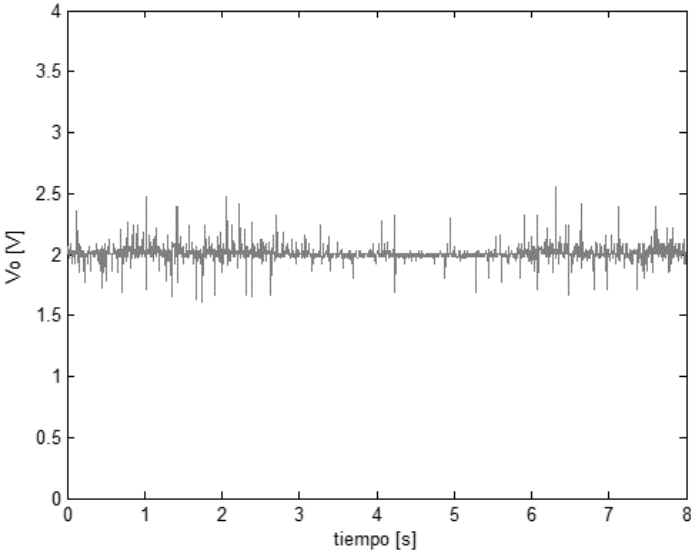


(a)

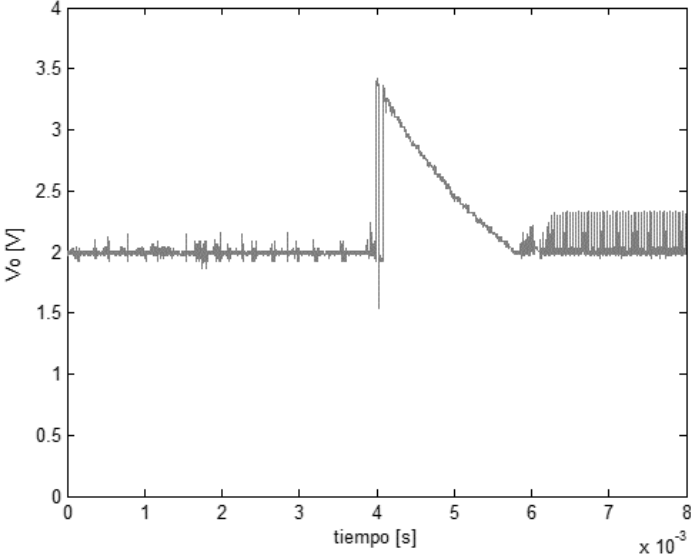


(b)

**Figura 37.** Voltaje de salida para control por modo deslizante sin PWM para  $k = 1$ : (a) forma de onda en el tiempo; (b) detalle al inicio de la curva para observar su comportamiento transitorio.

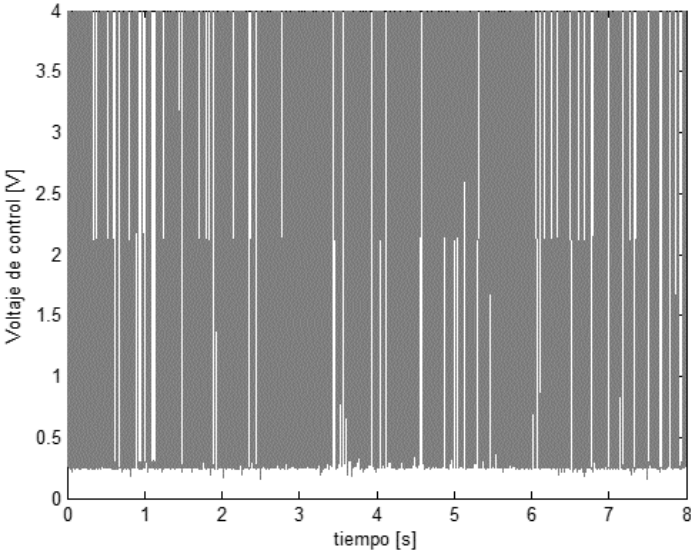


(a)

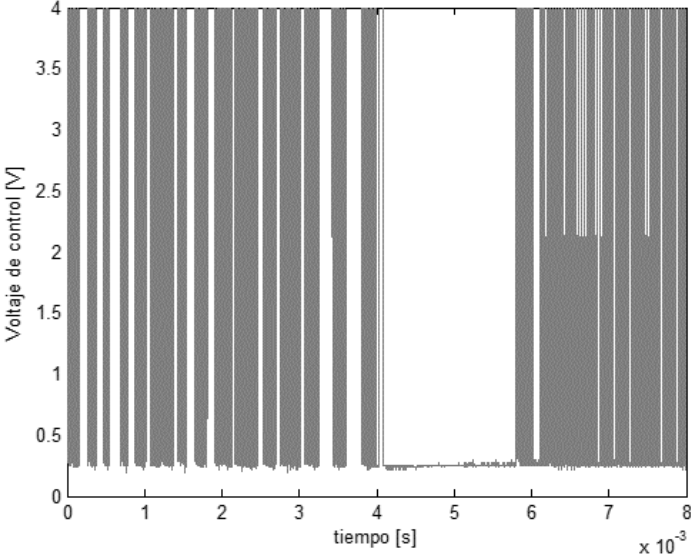


(b)

**Figura 38.** Señal de control para control por modo deslizante sin PWM para  $k = 1$ :  
(a) forma de onda en el tiempo; (b) detalle al inicio de la curva para observar su comportamiento transitorio.

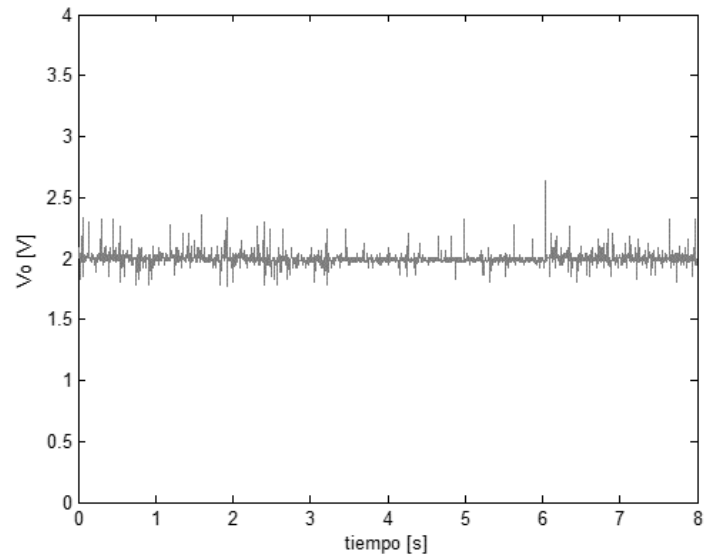


(a)

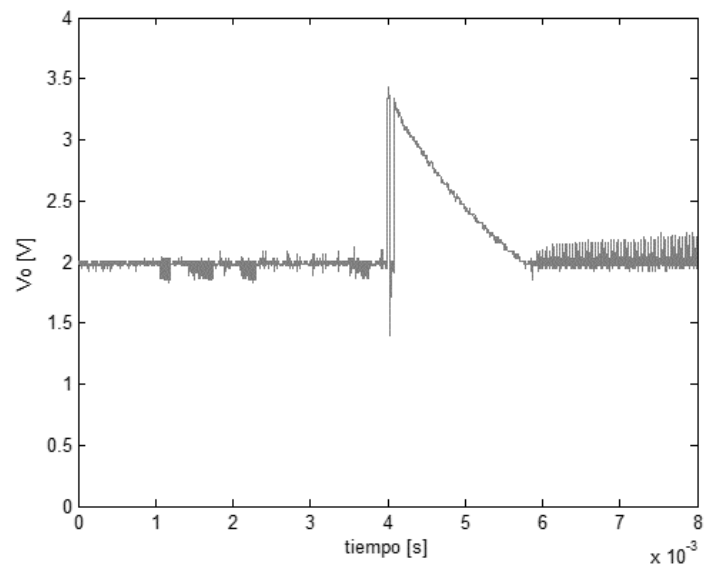


(b)

**Figura 39.** Voltaje de salida para control por modo deslizante sin PWM para  $k = 10$ : (a) forma de onda en el tiempo; (b) detalle al inicio de la curva para observar su comportamiento transitorio.

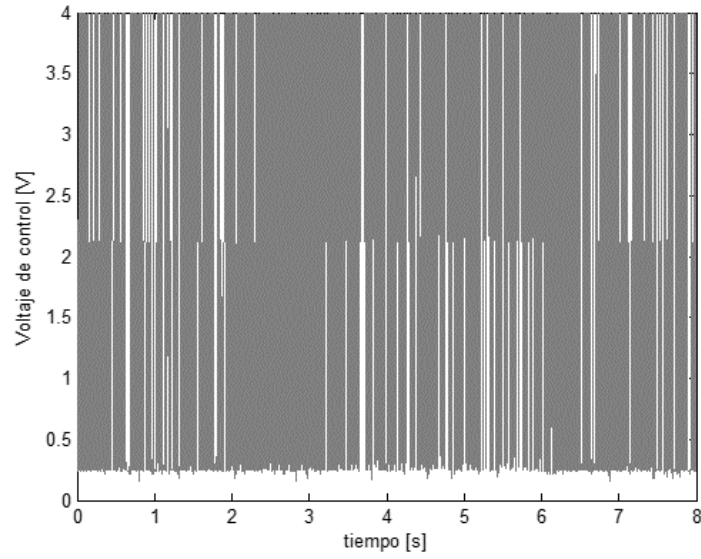


(a)

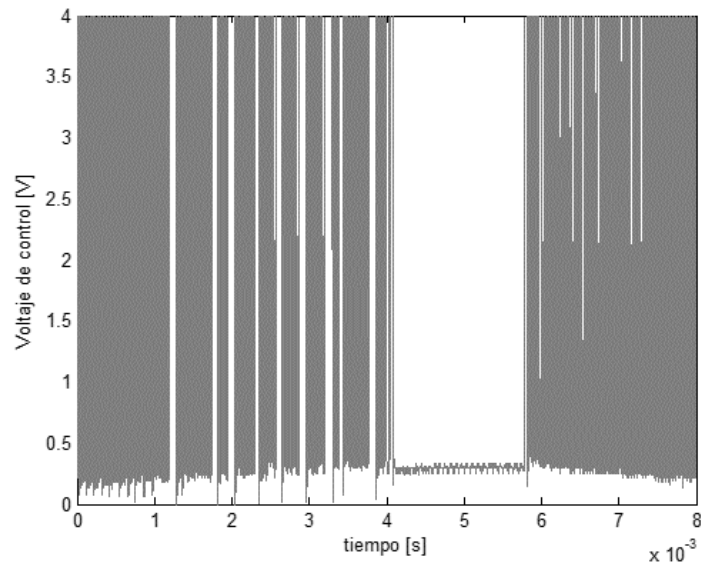


(b)

**Figura 40.** Señal de control para control por modo deslizante sin PWM para  $k = 10$ : (a) forma de onda en el tiempo; (b) detalle al inicio de la curva para observar su comportamiento transitorio.



(a)



(b)

#### **4. ACTIVIDADES DE DIVULGACIÓN**

Resultados del presente proyecto de grado han sido presentados en el 3<sup>er</sup> Congreso Internacional de Telecomunicaciones CIT 2013 y IV Simposio Nacional de Electrónica, Telecomunicaciones y Ciencias de la Computación, ETCC 2013. Instituto Tecnológico Metropolitano de Medellín (Colombia), con el apoyo de la Decanatura de Ingenierías Físico-Mecánicas de la Universidad Industrial de Santander (Ver Anexo A).

## 5. CONCLUSIONES

- Se diseñó una estrategia de control en el espacio de estados que permitió mejorar el desempeño de un circuito convertidor de potencia DC-DC ante perturbaciones de entrada y/o de carga. En el capítulo 3 se presentaron resultados para la respuesta del circuito ante acciones de control de tipo proporcional, PI, PID y por modos deslizantes (esta última en el espacio de estados), verificando un adecuado rechazo a perturbaciones con base en sintonización experimental de los parámetros del controlador.
- Se adecuó el algoritmo de control diseñado para implementación en un dispositivo programable del tipo FPAA. Para ello se realizó una identificación de los rangos de señal del circuito, asegurando una operación en régimen lineal que evitara saturaciones y bandas muertas. Asimismo, se realizaron pruebas para determinar cómo configurar e implementar adecuadamente algoritmos de procesamiento de señales en el sistema de desarrollo para FPAA.
- Se implementó la técnica de control diseñada sobre un FPAA. Utilizando la herramienta Anadigm Designer®, se realizó la configuración de diferentes CAB (configurable analog blocks) en el dispositivo de proceso FPAA, para implementar diferentes estrategias de control.
- Se verificó en laboratorio la validez de la estrategia de control implementada para atenuar las perturbaciones en el circuito convertidor de potencia DC-DC. El ajuste de rangos, las configuraciones de CAB en el FPAA y los diferentes acoples entre circuitos permitieron configurar un sistema experimental a partir del cual fue posible obtener los resultados presentados en el Capítulo 3, con base en los cuales fue posible verificar la atenuación en las perturbaciones aplicadas al circuito mediante las acciones de control implementadas.

## 6. RECOMENDACIONES Y TRABAJO FUTURO

- Se recomienda al usuario utilizar el pin I1P del puerto de entrada/salida FPAA como una entrada single-ended (para este caso empleada como acople de salida al circuito convertidor de potencia) y los pines O1P y O1N como PWM diferencial para controlar la conmutación del circuito.
- El sub-circuito de acople debe estar alimentado a +5V ya que las salidas digitales del FPAA trabajan a este valor.
- Para realizar mediciones provenientes del FPAA se deben dos canales de osciloscopio porque las salidas son diferenciales.
- Como trabajo futuro se propone el uso de las tecnologías FPAA en otras aplicaciones (como por ejemplo en sistemas de comunicación), incorporando una mayor exploración de los bloques análogos configurables (CAB) que ofrece este tipo de herramientas tecnológicas.

## 7. REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

[1]. MUÑOZ CATAÑO, Juan Guillermo. Convertidor boost en modo de corrección del factor de potencia usando la técnica ZAD. Manizales, 2012, 62h. Tesis de grado (Magister en Automatización Industrial). Universidad Nacional de Colombia. Facultad de Ingeniería y Arquitectura. Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación.

[2]. BRUM SARTOR, Santiago, DE CALIMI POMBO, Alejandro y LANCIERI ALONSO, Damián. Plataforma de experimentación en control digital de convertidores DC-DC. Montevideo, 2010, 68h. Trabajo de grado (Ingeniero Eléctrico). Universidad de la República. Facultad de Ingeniería. Instituto de Ingeniería Eléctrica.

[3]. VALDERRAMA, Freddy Fernando, MORENO, Henry y VEGA, Héctor Manuel. Análisis, simulación y control de un convertidor de potencia DC-DC tipo boost. En: Nuestra Universidad Publicaciones Ingenium [base de datos en línea]. Vol. 24, no. 5 (sep. 2011); p. 12 [citado en 6 de agosto de 2012] Disponible en [Index of /Nuestra\\_Universidad/Publicaciones/Ingenium](#).

[4]. OCAMPO MARTÍNEZ, Carlos Augusto. Control de un convertor de potencia con modulador de ancho de pulso centrado usando modos deslizantes. Manizales, 2003, 88h. Tesis de grado (Magister en Automatización Industrial). Universidad Nacional de Colombia. Facultad de Ingeniería y Arquitectura. Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación.

[5]. RAMOS, Rafael, ZARAGOSA BERTOMEU, Jordi y MÀNUEL, Antonio. Lógica difusa: Control difuso mediante una FPGA de Xilinx para convertidores DC/DC elevadores. En: Revista Española de Electrónica [en línea]. (Junio de 2001).

Disponible en: <[http://www.redeweb.com/\\_txt/artikel/8274284.pdf](http://www.redeweb.com/_txt/artikel/8274284.pdf)> [citado en 9 de agosto de 2012].

**[6].** HOYOS VELASCO, Fredy Edimer, ANGULO GARCIA, Fabiola, TABORDA GIRALDO, John Alexander y OLIVAR TOST, Gerard. Implementación de una nueva técnica de control digital para convertidores dc-dc y dc-ac. En: Revista de la Facultad de Minas de la Universidad Nacional de Colombia (Dyna), (Enero 2010); p. 11.

**[7].** ZURITA BUSTAMANTE, Eric William. Diseño e implementación de un control GPI en un FPGA para un convertidor cd-cd tipo reductor. Huajuapán de León, 2011, 187 h. Tesis de maestría (maestro en electrónica y computación). Universidad tecnológica de la Mixteca.

**[8].** ROCHE VACACELA, Ernesto Mesias y TERÁN TORRES, Santiago Francisco. Diseño y construcción de un conversor DC/DC Boost controlado mediante lógica difusa. Quito, 2011, 177h. Trabajo de grado (Ingeniero en Electrónica y Control). Escuela Politécnica Nacional. Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica.

**[9].** CASANOVA TRUJILLO, Simeon. Análisis de la Dinámica de un Convertidor Boost Controlado con ZAD. Manizales, 2011, 123 h. Tesis de doctorado (Doctor en Ingeniería - Automática). Universidad Nacional de Colombia. Facultad de Ingeniería y Arquitectura. Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación.

**[10].** PRADO FAJARDO, Elcy Patricia. Implementación de una Técnica de Conmutación Suave a un Convertidor tipo Boost Monofásico para Corregir el Factor de Potencia. Manizales, 2008, 116 h. Tesis de maestría. Universidad Nacional de Colombia. Facultad de Ingeniería y Arquitectura. Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación.

- [11]. "AN221E04 Datasheet Dynamically Reconfigurable FPAA With Enhanced I/O.". Anadigm ® 2003
- [12]. Craig R. Schlottmann, Paul E. Hasler. "A Highly Dense, Low Power, Programmable Analog Vector-Matrix Multiplier: The FPAA Implementation". IEEE. IEEE JOURNAL ON EMERGING AND SELECTED TOPICS IN CIRCUITS AND SYSTEMS, VOL. 1, NO. 3, SEPTEMBER 2011.
- [13]. "AnadigmDesigner®2 User Manual". Anadigm ® 2004
- [14]. G. Gyrok. "The FPAA Realization of Analog Robust Electronic Circuit". Óbuda University. IEEE 7th International Conference on Computational Cybernetics. November 26-29, 2009. Palma de Mallorca, Spain.
- [15]. G. Gyrok. "The FPAA Realization of Analog Predictive Circuit". Óbuda University. 8th IEEE International Symposium on Applied Machine Intelligence and Informatics. January 28-30, 2010. Herl'any, Slovakia.
- [16]. Daniel Alexandru Visan, Ioan Lita, and Ion Bogdan Cioc. "Temperature Control System Based on Adaptive PID Algorithm Implemented in FPAA". Electronics and Computers Department, University of Pitesti.
- [17]. Ioan Lita, Daniel Alexandru Visan, Ion Bogdan Cioe. "FPAA Based PID Controller with Applications in the Nuclear Domain". Electronics and Computers Department, University of Pitesti.
- [18]. U Fai Chan, Wai Wong Chan, Sio Hang Pun, Mang I Vai, Peng Un Mak. "FLEXIBLE IMPLEMENTATION OF FRONT-END BIOELECTRIC SIGNAL AMPLIFIER USING FPAA FOR TELEMEDICINE SYSTEM". Conference of the IEEE EMBS. Cité Internationale, Lyon, France. August 23-26, 2007.
- [19]. Alberto Delgadillo Gómez, Ricardo Piraján Cantillo. "Uso de arreglos analógicos programables (FPAA) en instrumentación industrial". Universidad Distrital. Investigación. 15 de Julio de 2009.

- [20]. Roque Caicedo Grueso, Jaime Velasco Medina. "Diseño de circuitos análogos usando FPAA's". Universidad del Valle. Trabajo de grado.
- [21]. Mohan N., Underland T. M., Robbins W. P. "Electroinca de Potencia. Convertidores, aplicaciones y diseño", Mexico, Prentice Hall Hispanoamericana S.A., 2002.
- [22]. IRF540N HEXFET® Power MOSFET. International Rectifier Inc. Kansas St. March 2001.
- [23]. Rashid M. H. "Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones". México, Prentice Hall Hispanoamericana S.A., 1993.
- [24]. 2.5 A Isolated IGBT/MOSFET Gate Driver ISO5500. Texas Instruments Inc. June 2013.
- [25]. Tim Edwards, Johns Hopkins University project, 1999. "Field programmable analog arrays", desde: <http://opencircuitdesign.com/~tim/research/fpaa/fpaa.html>
- [26]. Vadim Utkin, Jürgen Guldner, Jingxin Shi. "Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems". Second Edition, CRC Press, 2006

## BIBLIOGRAFÍA

2.5 A Isolated IGBT/MOSFET Gate Driver ISO5500. Texas Instruments Inc. June 2013.

Alberto Delgadillo Gómez, Ricardo Piraján Cantillo. "Uso de arreglos analógicos programables (FPAA) en instrumentación industrial". Universidad Distrital. Investigación. 15 de Julio de 2009.

"AN221E04 Datasheet Dynamically Reconfigurable FPAA With Enhanced I/O.". Anadigm ® 2003

"AnadigmDesigner®2 User Manual". Anadigm ® 2004

BRUM SARTOR, Santiago, DE CALIMI POMBO, Alejandro y LANCIERI ALONSO, Damián. Plataforma de experimentación en control digital de convertidores DC-DC. Montevideo, 2010, 68h. Trabajo de grado (Ingeniero Eléctrico). Universidad de la República. Facultad de Ingeniería. Instituto de Ingeniería Eléctrica.

CASANOVA TRUJILLO, Simeon. Análisis de la Dinámica de un Convertidor Boost Controlado con ZAD. Manizales, 2011, 123 h. Tesis de doctorado (Doctor en Ingeniería - Automática). Universidad Nacional de Colombia. Facultad de Ingeniería y Arquitectura. Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación.

Craig R. Schlottmann, Paul E. Hasler. "A Highly Dense, Low Power, Programmable Analog Vector-Matrix Multiplier: The FPAA Implementation". IEEE JOURNAL ON EMERGING AND SELECTED TOPICS IN CIRCUITS AND SYSTEMS, VOL. 1, NO. 3, SEPTEMBER 2011.

Daniel Alexandru Visan, Ioan Lita, and Ion Bogdan Cioc. "Temperature Control System Based on Adaptive PID Algorithm Implemented in FPAA". Electronics and Computers Department, University of Pitesti.

G. Gyrok. "The FPAA Realization of Analog Robust Electronic Circuit". Óbuda University. IEEE 7th International Conference on Computational Cybernetics. November 26-29, 2009. Palma de Mallorca, Spain.

G. Gyrok. "The FPAA Realization of Analog Predictive Circuit". Óbuda University. 8th IEEE International Symposium on Applied Machine Intelligence and Informatics. January 28-30, 2010. Herl'any, Slovakia.

HOYOS VELASCO, Fredy Edimer, ANGULO GARCIA, Fabiola, TABORDA GIRALDO, John Alexander y OLIVAR TOST, Gerard. Implementación de una nueva técnica de control digital para convertidores dc-dc y dc-ac. En: Revista de la Facultad de Minas de la Universidad Nacional de Colombia (Dyna), (Enero 2010); p. 11.

Ioan Lita, Daniel Alexandru Visan, Ion Bogdan Cioe. "FPAA Based PID Controller with Applications in the Nuclear Domain". Electronics and Computers Department, University of Pitesti.

IRF540N HEXFET® Power MOSFET. International Rectifier Inc. Kansas St. March 2001.

Mohan N., Underland T. M., Robbins W. P. "Electroinca de Potencia. Convertidores, aplicaciones y diseño", Mexico, Prentice Hall Hispanoamericana S.A., 2002.

MUÑOZ CATAÑO, Juan Guillermo. Convertidor boost en modo de corrección del factor de potencia usando la técnica ZAD. Manizales, 2012, 62h. Tesis de grado (Magister en Automatización Industrial). Universidad Nacional de Colombia. Facultad de Ingeniería y Arquitectura. Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación.

OCAMPO MARTÍNEZ, Carlos Augusto. Control de un conversor de potencia con modulador de ancho de pulso centrado usando modos deslizantes. Manizales, 2003, 88h. Tesis de grado (Magister en Automatización Industrial). Universidad Nacional de Colombia. Facultad de Ingeniería y Arquitectura. Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación.

PRADO FAJARDO, Elcy Patricia. Implementación de una Técnica de Conmutación Suave a un Convertidor tipo Boost Monofásico para Corregir el Factor de Potencia. Manizales, 2008, 116 h. Tesis de maestría. Universidad Nacional de Colombia. Facultad de Ingeniería y Arquitectura. Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación.

RAMOS, Rafael, ZARAGOSA BERTOMEU, Jordi y MÀNUEL, Antonio. Lógica difusa: Control difuso mediante una FPGA de Xilinx para convertidores DC/DC elevadores. En: Revista Española de Electrónica [en línea]. (Junio de 2001). Disponible en: <[http://www.redeweb.com/\\_txt/artikel/8274284.pdf](http://www.redeweb.com/_txt/artikel/8274284.pdf)> [citado en 9 de agosto de 2012].

Rashid M. H. "Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones". México, Prentice Hall Hispanoamericana S.A., 1993.

ROCHE VACACELA, Ernesto Mesias y TERÁN TORRES, Santiago Francisco. Diseño y construcción de un conversor DC/DC Boost controlado mediante lógica difusa. Quito, 2011, 177h. Trabajo de grado (Ingeniero en Electrónica y Control). Escuela Politécnica Nacional. Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica.

Roque Caicedo Grueso, Jaime Velasco Medina. "Diseño de circuitos análogos usando FPAA's". Universidad del Valle. Trabajo de grado.

Tim Edwards, Johns Hopkins University project, 1999. "Field programmable analog arrays", desde: <http://opencircuitdesign.com/~tim/research/fpaa/fpaa.html>

U Fai Chan, Wai Wong Chan, Sio Hang Pun, Mang I Vai, Peng Un Mak. "FLEXIBLE IMPLEMENTATION OF FRONT-END BIOELECTRIC SIGNAL AMPLIFIER USING FPAA FOR TELEMEDICINE SYSTEM". Conference of the IEEE EMBS. Cité Internationale, Lyon, France. August 23-26, 2007.

Vadim Utkin, Jürgen Guldner, Jingxin Shi. "Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems". Second Edition, CRC Press, 2006

VALDERRAMA, Freddy Fernando, MORENO, Henry y VEGA, Héctor Manuel. Análisis, simulación y control de un convertidor de potencia DC-DC tipo boost. En: Nuestra Universidad Publicaciones Ingenium [base de datos en línea]. Vol. 24, no. 5 (sep. 2011); p. 12 [citado en 6 de agosto de 2012] Disponible en [Index of /Nuestra\\_Universidad/Publicaciones/Ingenium](#).

ZURITA BUSTAMANTE, Eric William. Diseño e implementación de un control GPI en un FPGA para un convertidor cd-cd tipo reductor. Huajuapán de León, 2011, 187 h. Tesis de maestría (maestro en electrónica y computación). Universidad tecnológica de la Mixteca.

## ANEXOS

### **ANEXO A. Artículo publicado en el 3<sup>er</sup> Congreso Internacional de Telecomunicaciones CIT 2013 y IV Simposio Nacional de Electrónica, Telecomunicaciones y Ciencias de la Computación, ETCC 2013**

Para el desarrollo de este trabajo de grado, anteriormente se hizo una prueba utilizando la tecnología FPAA sobre una planta alternativa por medio de un convertidor de potencia tipo Rectificador Controlado por disparo de SCR. El nombre del artículo es "*Regulación de voltaje por control de disparo empleando tecnologías FPAA*" en la cual se muestran algoritmos de control implementados en FPAA sobre el Rectificador. La ponencia fue presentada el día 13 de Octubre del 2013. Se adjunta a continuación el artículo presentado como un antecedente parte de este trabajo de grado.