

# Análisis numérico y experimental de las técnicas de control ZAD y FPIC para un convertidor buck

## Numerical and experimental analysis of ZAD and FPIC controllers for a buck converter

Fredy Edimer Hoyos Velasco  
Ph.D. en Ingeniería  
Docente tiempo completo  
Tecnológico de Antioquia – Institución Universitaria  
fehoyosv@unal.edu.co

Nicolás Toro García  
Ph.D. en Ingeniería  
Profesor asociado  
Universidad Nacional de Colombia-Sede Manizales  
Universidad Autónoma de Manizales  
ntoroga@unal.edu.co

Maritza Andrea García Angarita  
Magíster en Software Libre  
Docente de cátedra  
Tecnológico Pascual Bravo – Institución Universitaria  
magangarita@gmail.com

Vladimir Alonso Gaviria González  
Ingeniero Químico  
Docente tiempo completo  
Tecnológico de Antioquia – Institución Universitaria  
vlgaviria@unal.edu.co

Olga Lucía Rodríguez Salazar  
Estudiante de Ingeniería en Software  
Tecnológico de Antioquia – Institución Universitaria  
olgar493@gmail.com

*Recibido: 30 de Agosto 2012  
Aprobado: 1 de octubre 2012*

### Resumen

El objetivo principal de este trabajo es lograr concordancia entre los resultados numéricos, obtenidos vía modelización matemática, y los resultados experimentales en un convertidor reductor (convertidor buck) controlado con la técnica combinada de control: Zero Average Dynamics-Fixed Point Induced Control (ZAD-FPIC). El modelo matemático propuesto incluye: resistencias internas, resistencias de medida y la caída de voltaje en el diodo. El diseño ha sido validado experimentalmente, usando la plataforma digital dSPACE, en un convertidor DC-DC de baja potencia. Los diagramas de bifurcaciones, calculados numéricamente en la etapa de diseño, concuerdan totalmente con los obtenidos en la etapa experimental. Cuando el sistema opera en zona estable se obtiene buen comportamiento a la salida (regulación en el caso DC-DC), con bajo error de estado estacionario.

**Palabras clave:** Controlador ZAD-FPIC, convertidor buck, diagramas de bifurcaciones, resultados numéricos y experimentales.

### Abstract

The main objective of this work is to obtain agreement between numerical results obtained via mathematical modeling and experimental results in a converter (buck converter) controlled combined control technique: Zero Average Dynamics-Fixed Point Induced Control (ZAD-FPIC). The mathematical model includes internal resistance measuring resistors and the voltage drop across the diode. The design has been validated experimentally using dSPACE digital platform in a DC-DC converter for low power. Bifurcation diagrams calculated numerically in their design stage fully agree with those obtained in the experimental stage. When the system operates in stable area good performance is obtained at the output (regulator for DC-DC), low steady-state error.

**Keywords:** ZAD-FPIC Controller, buck converter, bifurcation diagrams, numerical and experimental results.

## 1. Introducción

Los convertidores de potencia usan una combinación de electrónica de potencia y dispositivos eléctricos para transformar eficiente y racionalmente la energía eléctrica, desde la fuente de generación hasta su uso final a nivel industrial y comercial. Estos dispositivos tienen amplias aplicaciones por las necesidades crecientes de los sistemas eléctricos de potencia y de los equipos electrónicos de disponer de fuentes de voltaje altamente confiables, por ello su estudio y control ocupan un lugar importante dentro de los sistemas dinámicos. Se estima que el 90 % de la energía eléctrica se procesa a través de convertidores de potencia antes de su uso final Banerjee y Verghese, (2001). Un análisis completo y detallado de la operación y configuración de los diferentes convertidores electrónicos de potencia puede ser encontrado en Hart (2001) y Mohan *et al.* (1995). Además, muchas cargas críticas, tales como soldadores eléctricos, equipos de telecomunicaciones y aparatos de electromedicina, entre otros, los requieren para su funcionamiento (Mohan *et al.*, 1995).

El esquema del convertidor en estudio, el cual se usó en los experimentos (también llamado convertidor *buck* o *step down*) se muestra en la Figura 1. Con esta configuración se puede hacer regulación de tensión DC positiva a la salida en la carga.  $E$

es la fuente de alimentación, el dispositivo notado como  $S$  (MOSFET) actúa como un interruptor,  $L$  es el inductor,  $C$  es el condensador que es igual a la tensión en la carga  $V_o$ ,  $R$  es la carga,  $V_{fd}$  es la caída de tensión en el diodo,  $r_s$ ,  $r_M$ ,  $r_{Med}$ ,  $r_L$  son la resistencia interna de la fuente, la del MOSFET, la del medidor de corriente y la del inductor, respectivamente. En general la carga  $R$  podría ser del tipo resistiva, no lineal, etc. Sin embargo, las técnicas propuestas se probarán en este caso para cargas resistivas. En otras investigaciones del mismo grupo de investigación se está trabajando actualmente con cargas de carácter inductivo, como es el caso de motores DC y AC, con relación a esto se puede encontrar información en Hoyos *et al.* (2012) y en Hoyos (2012).

Con el fin de dar más aproximación entre la parte real y la simulada, la fuente de tensión  $E$  se toma de una fuente de poder regulada. Para poder manejar cargas de mayor potencia, el dispositivo usado para la conmutación es un MOSFET. Así, pues, la técnica de control debe determinar el momento de la conmutación del interruptor. A esta forma de control, donde la fuente conmuta entre varios valores, se le conoce como modulación por ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés).

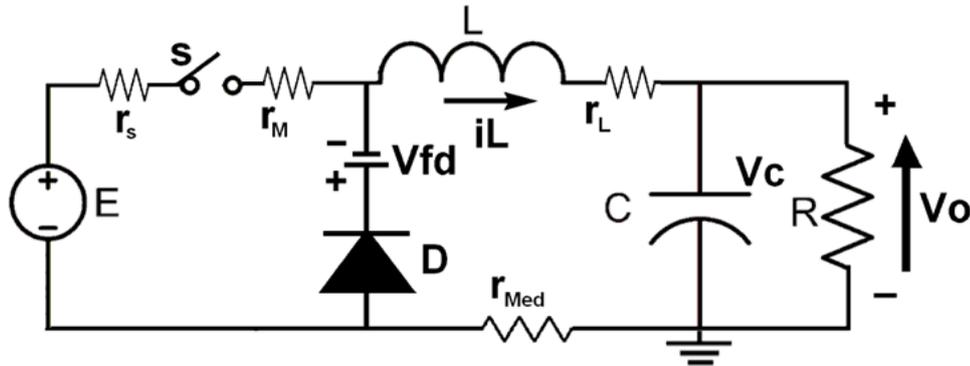


Figura 1. Convertidor en estudio.

A un sistema como el anterior se le denomina sistema de estructura variable, ya que las ecuaciones diferenciales que describen el sistema cambian cuando cambia el estado del interruptor (Utkin, 1977). En general los sistemas de estructura variable presentan dinámicas ricas al variar sus parámetros. En particular, para el convertidor buck se ha reportado una gran cantidad de estudios de fenómenos no lineales cuando el control PWM se genera de manera analógica, es decir, por comparación del error con una señal rampa de referencia (ver por ejemplo Banerjee *et al.*, 1997; Fossas y Olivar, 1996; Hamill *et al.*, 1992; Olivar, 1997; Aroudi *et al.*, 2005).

La disminución de costos de plataformas digitales de alto desempeño ha acelerado el posicionamiento del control PWM-digital, como una solución de diseño viable ante el tradicional PWM-analógico. Algoritmos de control avanzado, fácilmente programables en dispositivos digitales, pueden ofrecer mejores especificaciones de estabilidad, robustez y frecuencia fija de conmutación. Esta última característica permite filtrar de mejor forma el ruido de alta frecuencia inherente a los convertidores de potencia (Liu y Sen, 2005; Syed *et al.*, 2004).

El estudio de la técnica de control ZAD (Zero Average Dynamics), como una solución para garantizar frecuencia fija de conmutación, se encuentra en la literatura (Fossas *et al.*, 2001; Ramos, 2003; Angulo *et al.*, 2008a; Angulo *et al.*, 2005; Angulo, 2006; Angulo, 2004; Taborda, 2006). En particular, Angulo *et al.* (2005) y Angulo (2006) presentaron resultados analíticos y numéricos mediante los cuales demostraron que, variando cierto parámetro,

el sistema controlado con ZAD presenta inestabilidad por doblamientos de período, seguidos de generación de bandas caóticas y doblamientos de bandas caóticas para finalmente llegar al caos.

De otro lado, varios autores han presentado el desarrollo y la aplicación de una nueva técnica de control, con la cual se pueden estabilizar, de manera sencilla, órbitas inestables que conviven con el caos (Angulo, 2004; Taborda, 2006; Angulo *et al.*, 2005; Biel *et al.*, 2006; Angulo *et al.*, 2007; Angulo *et al.*, 2008b; Angulo *et al.*, 2008c; Taborda *et al.*, 2009). A esta técnica se la ha denominado FPIC (Fixed Point Induced Control). En particular, Angulo (2004) probó de manera numérica y analítica la capacidad del control FPIC, para estabilizar la órbita inestable de período uno que convive con el caos en el sistema controlado con ZAD. Sin embargo, hasta la fecha, no existen resultados experimentales que permitan mostrar la aplicabilidad del método.

En este trabajo se presentan resultados simulados y experimentales del uso de los controladores ZAD-FPIC actuando en conjunto, tal como se sugirió en Angulo (2004). En la sección 2 se describe el marco teórico, se exponen las estrategias ZAD y FPIC y se hace un breve resumen de su comportamiento. En la sección 3 se explica el diseño electrónico del sistema. En la sección 4 se presentan los resultados y se comparan los diagramas de bifurcaciones numéricos y experimentales. Finalmente, en la sección 5, se presentan las conclusiones y el trabajo futuro.

## 2. Marco teórico

En esta sección se presentan las herramientas generales necesarias para analizar y controlar el convertidor de potencia.

### 2.1 Modelo del sistema

De la Figura 1 se obtienen las ecuaciones diferenciales que describen el sistema: para cuando el interruptor está encendido con  $u=1$  en la ecuación (1), y cuando está en cero ( $u=0$ ) en la ecuación (2).

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_c \\ \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{RC} & \frac{1}{C} \\ \frac{-1}{L} & \frac{-(r_s + r_M + r_{Med} + r_L)}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E}{L} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Las variables de estado son el voltaje en el condensador ( $v_c$ ) y la corriente en el inductor ( $i_L$ );  $r_s$ ,  $r_M$ ,  $r_{Med}$ ,  $r_L$  son la resistencia interna de la fuente, la del MOSFET, la del medidor de corriente y la del inductor respectivamente;  $u$  es la señal de control y toma valores en el conjunto discreto  $\{0,1\}$  indicando la posición del interruptor;  $E$  es la fuente que alimenta al convertidor;  $V_{fd}$  es la caída de tensión en el diodo, y  $R$ ,  $L$  y  $C$  son los elementos constitutivos del circuito, tal como se dijo anteriormente. Esta ecuación puede ser notada de manera compacta como  $\dot{x} = Ax + Bu$ , con  $x_1 = v_c$  y  $x_2 = i_L$ . Cuando la señal de control cambia, las ecuaciones diferenciales cambian instantáneamente (sistema de estructura variable). El esquema de control que se usará en este trabajo corresponde con una modulación por ancho de pulso al centro, es decir, en el primero y en el último tramos del período la posición del interruptor será la misma. En particular el sistema operará de la siguiente manera:

$$\dot{x} = \begin{cases} A_1 x + B_1 & \text{si } kT \leq t \leq kT + d/2 \\ A_2 x + B_2 & \text{si } kT + d/2 < t < (k+1)T - d/2 \\ A_1 x + B_1 & \text{si } (k+1)T - d/2 \leq t \leq (k+1)T \end{cases} \quad (3)$$

$T$  es el período de conmutación. A  $d$  se le conoce como el “ciclo de trabajo” y de manera normalizada se obtiene de dividir el tiempo en que la fuente está en  $E$  entre el período de conmutación. El diseño de un controlador por modulación de ancho de pulso consiste en generar una estrategia por medio de la cual se genere el ciclo de trabajo, de tal manera que el sistema opere como se desea. En este artículo se usa la técnica de promedio cero en la dinámica del error (ZAD), la cual se describe a continuación y se basa en el hecho de que, al ser un sistema de estructura variable, se le pueden aplicar los principios del control en modos deslizantes, de tal manera que la dinámica del error sea cero en promedio en cada iteración.

### 2.2 Técnica ZAD

Sea la función  $s(x)$  definida como:

$$s(x) = e + k_s \dot{e} \quad (4)$$

Donde  $k_s = K_s \sqrt{LC}$ ,  $K_s$  es el parámetro de bifurcación presentado en las gráficas de los resultados, además  $e = x_1 - x_{1ref}$  (error de la salida), donde  $x_{1ref}$  corresponde al voltaje de referencia.

De este modo  $s(x)$  (notada en este documento, de manera indistinta como  $s(x(t))$  o  $s$ ) define una dinámica de primer orden en la variable error  $e$ . El objetivo de la estrategia de control es hacer que, en promedio, en cada iteración (o período de muestreo) la dinámica definida por (5) tenga valor cero, es decir:

$$\int_{kT}^{(k+1)T} s(x(t)) dt = 0 \quad \forall k \geq 0 \quad (5)$$

Resolver esta ecuación implica resolver una ecuación trascendente al inicio de cada ciclo, lo que retarda la acción de control. Angulo *et al.* (2008b) demostraron analíticamente, para el sistema de ecuaciones diferenciales descrito por (1) con la ley de control dada por (3), que el error en estado estacionario es inferior al 0,2%. Sin embargo, dados

los problemas computacionales asociados, Angulo (2004) mostró que una buena alternativa es suponer que la superficie  $s(x)$  se comporta como una recta a tramos, lo cual fue validado posteriormente por Angulo *et al.* (2008c). Así pues, suponiendo a  $s(x)$  como una recta a tramos, la ecuación (5) es fácil de resolver y se obtiene el ciclo de trabajo como (Angulo, 2004):

$$d_k = \frac{2s(x(kT))_+ + T \dot{s}(x(kT))_-}{\dot{s}(x(kT))_- - \dot{s}(x(kT))_+} \quad (6)$$

Donde  $d_k$  es el ciclo de trabajo que se va a ejecutar en el tiempo entre  $kT$  y  $(k+1)T$ ;  $\dot{s}(x(kT))_-$  es el valor de la función  $s$  al inicio del ciclo;  $\dot{s}(x(kT))_-$  es el valor de la derivada de la función cuando se hace  $u=0$ , y  $\dot{s}(x(kT))_+$  es el valor de la derivada de la función cuando se hace  $u=1$ . Existen dos problemas principales asociados a esta técnica. El primero es que se requieren los valores de los estados al inicio de cada período de conmutación, ya que la función  $s$  y sus derivadas dependen de los estados. El segundo es que se necesitan los valores de los parámetros  $R, L, C$  y  $r_s, r_M, r_{Med}, r_L$ .

Para resolver el primer problema fue necesario realizar una sincronización entre las señales por muestrear con el inicio de cada período de conmutación PWM, usando una señal de disparo obtenida del PWM, y esta da la orden de conversión ADC de los canales de entrada para lectura de  $(v_c)$  e  $(i_L)$  en tiempo real, teniendo en cuenta que hay un retardo de un período de muestreo, que lo tiene tanto la simulación como el experimento, y que se presentó debido a la sincronización de las señales. El segundo problema se ha resuelto, puesto que estos parámetros van a ser constantes y son medibles.

Es importante hacer las siguientes anotaciones:

1. Al disponer del ciclo de trabajo al inicio de cada período, es posible obtener la solución analítica de

las ecuaciones diferenciales dadas por (1) y (2), es decir, se puede construir un mapa estroboscópico del sistema. Esto ha permitido hacer un amplio estudio de su comportamiento, tanto de manera numérica como analítica (Angulo, 2004; Angulo *et al.*, 2005; Angulo *et al.*, 2006; Taborda, 2006; Biel *et al.*, 2006; Angulo *et al.*, 2007; Angulo *et al.*, 2008a; Angulo *et al.*, 2008b).

2. Siendo coherentes con (3) y con (5), en (6) el ciclo de trabajo no se ha normalizado a 1, sin embargo, en las gráficas donde aparece, por facilidad de visualización, el ciclo de trabajo se ha normalizado a 1 ( $d/T$ ), ya que este es el valor que se usa para manejar el dispositivo de conmutación.

3. Cuando se use la estrategia ZAD como único controlador en el sistema, entonces al ciclo de trabajo calculado de (6) se le debe aplicar la función saturación. Así, pues, si al aplicar la ecuación (6) resultara un valor superior a  $T$  o inferior a 0, estos valores deben ser saturados a  $T$  y 0 respectivamente, y en el siguiente ciclo, con los nuevos datos, calcular nuevamente la ley de control. Sin embargo, cuando el ZAD opera con FPIC, se debe aplicar la función saturación al ciclo de trabajo generado después de conjuntar ambas técnicas, como se describe más adelante. Además de la conmutación de la fuente, la saturación del ciclo de trabajo es uno de los principales generadores de fenómenos no lineales ya reportados en este sistema.

### 2.3 Técnica de control FPIC

Esta técnica de control, llamada control por inducción al punto fijo, fue presentada primero en Angulo (2004), luego probada numéricamente en Taborda (2006), Angulo *et al.* (2005), Biel *et al.* (2006), Angulo *et al.* (2007), Angulo *et al.* (2008) y más recientemente en Taborda *et al.* (2009). Sin embargo, aún no han sido reportados resultados experimentales que mostraran su efectividad.

## Teorema de FPIC

Sea un sistema descrito por un conjunto de ecuaciones en diferencias:

$$x(k+1) = f(x(k)) \quad (7)$$

Donde  $x \in \mathfrak{R}^n$  y  $f : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$  Supóngase que existe un punto fijo  $x^*$ , el cual es inestable, y que se corresponde con la órbita que se quiere controlar, es decir  $x^* = f(x^*)$ . Sea  $J = \frac{\partial f}{\partial x}$  el Jacobiano del sistema, entonces, dado que el sistema es inestable, existe al menos un  $i$ , tal que  $|\lambda_i(J)| > 1$ , donde  $\lambda$  corresponde a los valores propios del sistema. Bajo estas condiciones, la ecuación garantiza estabilización del punto fijo para algún  $N$  real positivo.

$$x(k+1) = \frac{f(x(k)) + Nx^*}{N+1} \quad (8)$$

Teniendo en cuenta las estrategias ZAD y FPIC, se procede a calcular el nuevo ciclo de trabajo como:

$$d_{k-FPIC} = \frac{d_k + N \cdot d^*}{N+1} \quad (9)$$

Donde  $d_k$  se calcula de (6) y  $d^*$  se calcula, al inicio de cada período, de la siguiente manera (para conmutación entre  $E$  y 0).

$$d^* = T \left[ \frac{x_{1ref} \left(1 + \frac{r_{Med} + r_L}{R}\right) - Vfd}{-x_{1ref} \left(\frac{r_s + r_M}{R}\right) + E - Vfd} \right] \quad (10)$$

Esta forma de calcular el valor del ciclo de trabajo en cada iteración, incluyendo el valor de la fuente de alimentación, hace que el sistema se vuelva un control adaptativo, ya que actualiza constantemente su valor dependiendo de la variación en la fuente y así ejerce un mejor control sobre el sistema. Así, la ecuación (10) incorpora las técnicas ZAD y FPIC, y tal como se dijo, a esta ecuación se le

debe aplicar la función saturación definida anteriormente. Una descripción completa de los procedimientos presentados en la sección 2 se puede encontrar en Angulo (2004), Angulo *et al.* (2005), Angulo *et al.* (2007), Angulo *et al.*, (2008), Angulo *et al.* (2008), Biel *et al.* (2006), Taborda (2006) y Taborda *et al.* (2009).

## 3. Consideraciones de hardware

El prototipo desarrollado consta de dos partes principales que están relacionadas con el hardware y con el software. La primera está compuesta por driver para manejo del interruptor, el filtro LC y la parte de adecuación y medición de señales. La segunda, correspondiente a la parte digital, está desarrollada en la tarjeta de control y desarrollo DS1104, donde se implementan las técnicas de control ZAD y FPIC. Esta tarjeta se programó desde la plataforma simulink de MatLab® y cuenta con una interfaz de visualización llamada ControlDesk. Los controladores se implementan en simulink y se descargan al DSP para trabajar a una frecuencia dada.

Para la implementación de las técnicas de control ZAD y FPIC es necesario conocer algunos valores de parámetros tales como:  $L$ ,  $C$ ,  $r_s$ ,  $r_M$ ,  $r_{Med}$ ,  $r_L$ ,  $F_s$  (Frecuencia de muestreo de corriente),  $F_c$  (Frecuencia de conmutación del interruptor dada por  $1/T$ ),  $k_s$  y  $N$ . Estos valores se consideran fijos. Además de estos datos, al inicio de cada período se deben conocer los valores de las variables de estado del sistema:  $(v_c)$ ,  $(i_L)$  y los valores de  $E$  y  $R$ . Estos dos últimos datos se requieren con el objetivo de hacer robusto el sistema ante cambios de la señal de entrada y de la carga. Para ejecutar las técnicas de control es necesario tener la señal de referencia y sus derivadas, que para este caso son cero. Con base en esto, se programó en simulink un bloque, de tal manera que cuando es compilado en la DSP se puede cambiar manualmente la amplitud de la señal de referencia. Finalmente, y antes de proceder a controlar el sistema, se configuran las señales del PWM a una frecuencia de 10 kHz (frecuencia de conmutación) para cerrar el lazo de control. La frecuencia de muestreo es del valor de 10 kHz como lo exige la técnica de control ZAD.

Por facilidad, para el manejo de datos y visualización gráfica, se ha normalizado el valor de la constante  $K_s$  asociada a la función  $s$ , de tal manera que esta última se obtiene como  $k_s = K_s \sqrt{LC}$ , donde  $K_s$  es el valor presentado en las gráficas.

## 4. Resultados del control con ZAD-FPIC

Los resultados que se presentan a continuación fueron obtenidos con el prototipo experimental y con los parámetros definidos en la Tabla 1. De manera general, puede decirse que un diagrama de bifurcaciones muestra el comportamiento de un sistema, en estado estacionario, en la medida en que se varía un parámetro. En este artículo se varía el parámetro  $K_s$  y se muestran cuatro diagramas de bifurcaciones variando  $K_s$ .

**Tabla 1.** Datos del prototipo experimental

Parámetro	Valor
R: Resistencia de carga	39.3 $\Omega$
C: Capacitancia	46.27 $\mu\text{F}$
L: Inductancia	2.473 mH
$r_s$ : Resistencia interna de la fuente	0.3887 $\Omega$
$r_M$ : Resistencia de conducción del MOSFET	0.3 $\Omega$
$r_{Med}$ : Resistencia de medida de corriente	1.007 $\Omega$
$r_L$ : Resistencia interna del inductor	0.338 $\Omega$
E: Tensión de entrada	40.086 V
Fc: Frecuencia de conmutación	10 kHz
Fs: Frecuencia de muestreo	10 kHz
N: Parámetro control FPIC	1
$K_s$ : Constante normalizada de la superficie	5

Con el objetivo de comparar el comportamiento de los controladores ZAD y FPIC a nivel experimental y de simulación, en las Figuras 2, 3, 4 y 5 se muestran los diagramas de bifurcaciones numéricos y experimentales para las variables de ( $V_c$ ), ( $I^L$ ), el ciclo de trabajo (d) y el error de la regulación en porcentaje.

Se puede decir que cuantitativamente los resultados son iguales, pero existen unas leves diferencias en lo cualitativo. Veamos:

En todas las gráficas experimentales se observa una pequeña nube de ruido electromagnético producto de la conmutación del interruptor, pero esta se puede considerar insignificante.

De las Figuras 2, 3, 4 y 5 se puede apreciar que el límite de estabilidad para los resultados simulados está desplazado un poco hacia la derecha, esto se atribuye a que hay parámetros no modelados que no se incluyen en los controladores, tales como resistencias internas, capacitancias parásitas e inductancias parásitas en los elementos del circuito.

El límite de estabilidad para el diagrama de bifurcaciones experimental ocurre para  $K_s = 2,85$ , mientras que en la simulación ocurre en  $K_s = 3,4$ .

Se observa que la variable controlada experimental ( $v_c$ ) tiene un rango de operación estable para  $K_s > 2,85$  y presenta un error mínimo de  $-0,25\%$ , mientras que en la simulación el error mínimo es de  $-0,2\%$ .

Para resultados experimentales, cuando el valor de  $K_s < 2,85$  el sistema va perdiendo lentamente su capacidad de regular: pasa primero por un comportamiento caótico, luego se presenta un comportamiento de bandas periódicas, pasa otra vez por caos y, por último, un comportamiento de más bandas caóticas; con lo cual el error en regulación va aumentando, tanto en la simulación como a nivel experimental cuando se disminuye  $K_s$ .

Las bandas y su número se observan iguales tanto numérica como experimentalmente.

Claramente se observa que en el estado estable los valores de  $v_c$ ,  $L$ ,  $d$  y error, tanto experimentales como simulados, son exactamente iguales.

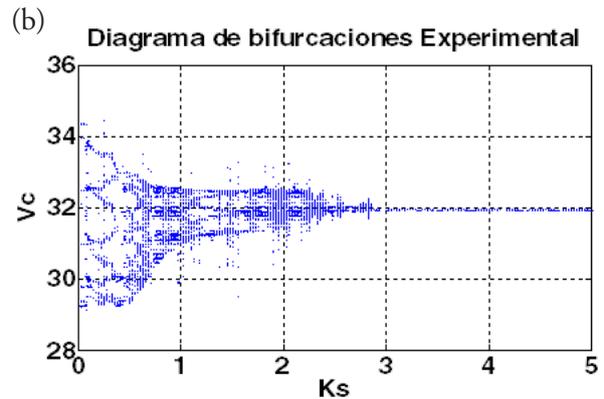
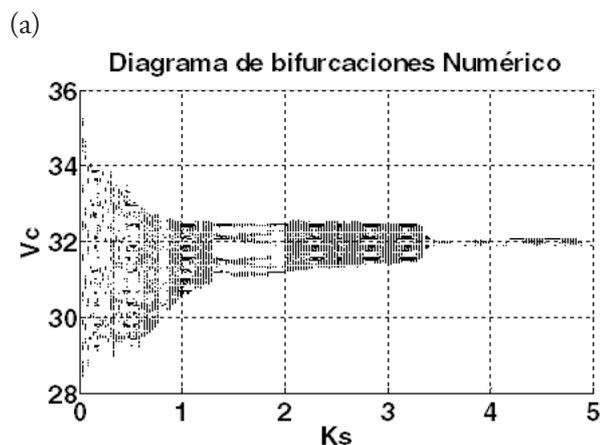


Figura 2. Diagrama de bifurcaciones de  $v_c$  contra el parámetro  $K_s$ .

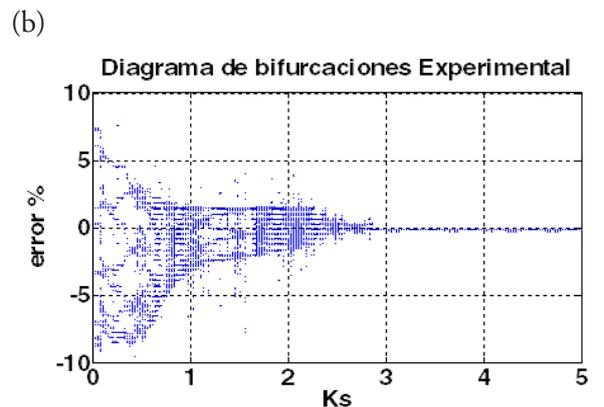
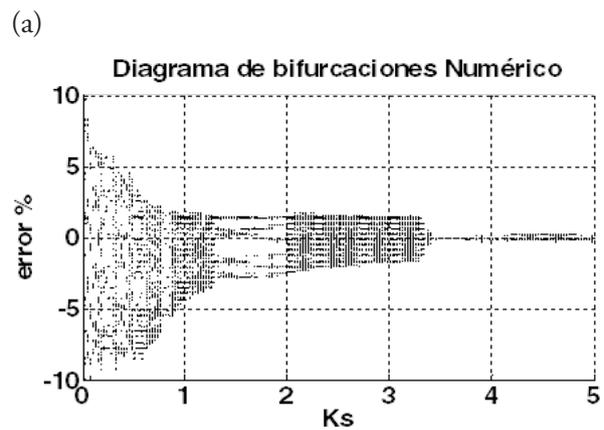
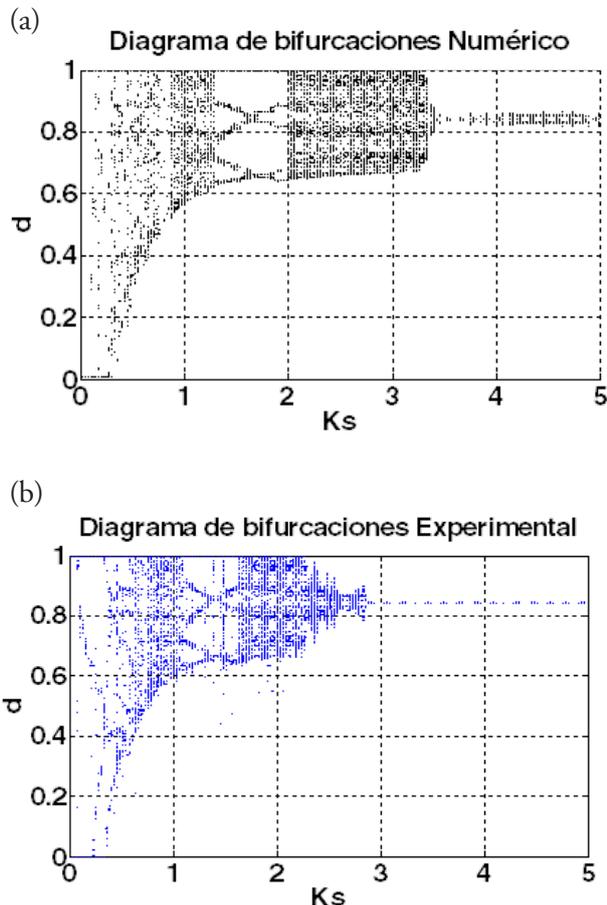


Figura 3. Diagrama de bifurcaciones de error de tensión contra el parámetro  $K_s$ .

## 5. Conclusiones y trabajos futuros

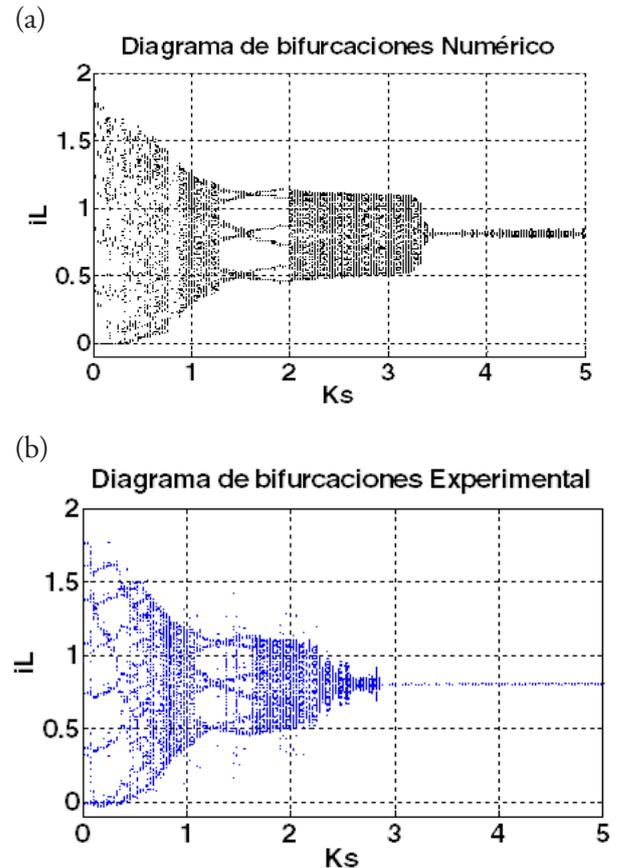
Con este trabajo se ha avanzado significativamente en el área de implementación práctica de las técnicas FPIC y ZAD, cuyas ventajas ya han sido probadas analítica y numéricamente. El error mínimo en regulación fue de -0,25%.

Los diagramas de bifurcaciones obtenidos por simulación (numérica) y experimental son muy coincidentes, en ellos se observan todos los comportamientos dinámicos esperados, tales como: buena regulación, determinado grupo de bandas periódicas, bandas caóticas y caos.



**Figura 4.** Diagrama de bifurcaciones de ciclo de trabajo contra el parámetro .

Se ha demostrado experimentalmente que la técnica de control propuesta, FPIC, es fácil de calcular (solo requiere conocimiento del estado estacionario del sistema y de los parámetros del convertidor), fácil de aplicar (se basa en un promedio) y ayuda a estabilizar el sistema.



**Figura 5.** Diagrama de bifurcaciones de  $i_L$  contra el parámetro  $K_s$  .

Actualmente se trabaja en otro prototipo con el fin de disminuir las pérdidas, para ello se usará un sensor de efecto *hall* el cual es no invasivo, esto además permitirá extender el uso de las técnicas de control para sistemas trifásicos. Se pretende mejorar la velocidad de procesamiento con el fin de poder hacer rastreo de señales en el tiempo, además se está trabajando en efectuar regulación de tensión para otro tipo de cargas diferentes a la resistiva, usar sistemas autónomos para el procesamiento de la señal y generación de la acción de control. Estos nuevos avances ampliarán el campo de aplicación de la técnica ZAD+FPIC.

## Referencias

- Angulo, F. (2004). *Análisis de la dinámica de convertidores electrónicos de potencia usando PWM basado en promediado cero de la dinámica del error (ZAD)*. Tesis de doctorado. Universidad Politécnica de Cataluña. Disponible en: <http://www.tdx.cesca.es/TDX-0727104-095928/>.
- Angulo, F., Fossas E., Ocampo, C. & Olivar G. (2005). *Stabilization of chaos with FPIC: Application to ZAD strategy buck converters*. In Proceedings: 16<sup>th</sup> World Congress International Federation of Automatic Control. Praga, República Checa.
- Angulo, F., Fossas, E. & Olivar, G. (2005). Transition from periodicity to chaos in a PWM controlled buck converter with ZAD strategy. *Int. Journal of Bifurcations and Chaos*, Vol. 15, N.º 10, pp. 3245-3264.
- Angulo, F., Ocampo, C., Olivar, G. y Ramos, R. (2006). Nonlinear and nonsmooth dynamics in a DC - DC buck converter: Two experimental setups. *Nonlinear Dynamics*, Vol. 46, pp. 239-257.
- Angulo, F., Burgos J.E. & Olivar G. (2007). *Chaos stabilization with TDAS and FPIC in a buck converter controlled by lateral PWM and ZAD*. In Proceedings: Mediterranean Conference on Control and Automation, Athens, Greece.
- Angulo, F., Fossas, E., Tere, M. y Olivar, G. (2008a). Bounding the output error in a buck power converter using perturbation theory. *Hindawi Publishing Corporation Mathematical Problems in Engineering*, Vol. 2008, Article ID 732039, 20 pages doi:10.1155/2008/7320. 2008.
- Angulo, F., Olivar, G. y Taborda, A. (2008b). Continuation of periodic orbits in a ZAD-strategy controlled buck converter. *Chaos, Solitons and Fractals*, Vol. 38, pp. 348-363.
- Angulo, F., Olivar, G., Taborda, A. & Hoyos, F. (2008c). *Non-smooth dynamics and FPIC chaos control in a DC/DC ZAD strategy power converter*. In Proceedings: EUROMECH nonlinear Dynamics conference. Saint Petersburg, Russia.
- Aroudi, A., Debbat, M., Giral, R., Olivar, G., Benadero, L., & Toribio, E. (2005). Bifurcations in dc-dc switching converters: Review of methods and applications. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, Vol. 15, N.º 5, pp. 1549-1578.
- Banerjee, S. & Verghese, G.C. (Eds.) (2001). *Nonlinear Phenomena in Power Electronics*. Piscataway: IEEE Press.
- Banerjee, S., Ott, E., Yorke, J.A. & Yuan, G.H. (1997). *Anomalous bifurcations in dc-dc converters: Borderline collisions in piecewise smooth maps*. In Proceedings IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1337-1344.
- Biel, D., Cardoner, R. y Fossas, E. (2006). *Tracking signal in a centered pulse ZAD power inverter*. In Proceedings: International Workshop on Variable Structure Systems. Alghero, Italy.
- Fossas, E., Griñó R. & Biel, D. (2001). Quasi-sliding control based on pulse width modulation, zero average and the  $L_2$  norm. In Xinghuo Yu and Jian-Xin Xu (Eds.). *Advances in Variable Structure System. Analysis, Integration and Applications*. Ed. World Scientific.
- Fossas, E. y Olivar G. (1996). Study of chaos in the buck converter. *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 43, N.º 1, pp. 13-25.
- Hamill D.C., Deane J.H. y Jefferies D.J. (1992). Modeling of chaotic DC-DC converters by iterated nonlinear mappings. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 7, N.º 1, pp 25-36.
- Hart, D. (2001). *Electrónica de Potencia*. Madrid, España: Prentice Hall.
- Hoyos, F. (2012). *Efectos de elementos no modelados y la digitalización de las señales y el control, en el comportamiento del convertidor reductor controlado con ZAD-FPIC*. Tesis de maestría Universidad

Nacional de Colombia. Disponible en: <http://www.bdigital.unal.edu.co/8899/>

Hoyos, F., Burbano, D., Angulo, F., Olivar, G., Taborda, A. & Toro, N. (2012). Effects of Quantization, Delay and Internal Resistances in Digitally ZAD-controlled Buck Converter. *International Journal of Bifurcation and Chaos*. Vol. 22, No. 10.

Liu, Y.F. & Sen, P.C. (2005). *Digital control of switching power converters*. Proceedings of 2005 IEEE Conference on Control Applications, CCA, Toronto, pp. 635-640.

Mohan N., Undeland, T. & Robbins W. (1995). *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. J. Wiley.

Olivar, G. (1997). *Chaos in the Buck Converter*. PhD thesis, Universidad Politécnica de Cataluña, Spain. 1997. Disponible en: [http://www.tesisenxarxa.net/TDX-0921104-170716/index\\_an.html](http://www.tesisenxarxa.net/TDX-0921104-170716/index_an.html)

Ramos, R., Biel, D., Fossas, E. & Guinjoan, F. A. (2003). Fixed-frequency quasi-sliding control algorithm: Application to power inverters design by means of FPGA implementation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, N.º 1, pp. 344-355.

Syed, A., Ahmed, E. y Maksimovic, D. (2004). *Digital PWM Controller with Feed-Forward Compensation*. Proc. *IEEE Appl. Power Electron. Conf.*, pp. 60-66.

Taborda, A., Santini, S., Di Bernardo, M. and Angulo F. (2009). *Active Chaos Control of a Cam-Follower Impacting System using FPIC Technique*. Chaos 09, London (UK).

Taborda, J. (2006). *Análisis de bifurcaciones en sistemas de segundo orden usando PWM y promediado cero de la dinámica del error*. Tesis de maestría. Universidad Nacional de Colombia – Sede Manizales.

Utkin, V. I. (1977). Variable structure systems with sliding modes. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 22, pp. 212-222.