

# Control Libre de Modelo de un Convertidor CD-CD Buck y su Implementación en la plataforma de Hardware in The Loop "Thyphoon"

Fermín Hugo Ramírez Leyva\*, Edgardo Yescas Mendoza\*, Edgar Peralta Sánchez\*\* Álvaro Jesús Mendoza Jasso\*, Fernando Iturbide Jiménez\*

\*Universidad Tecnológica de la Mixteca, México (e-mail: hugo@ mixteco.utm.mx, yescas@mixteco.utm.mx, alvaromj@mixteco.utm.mx, iturbide@mixteco.utm.mx) \*\*Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla, Puebla, Pue. México (e-mail: edgar.peralta@upaep.mx).

**Resumen:** En este artículo se presenta el diseño y validación de la estrategia de control llamada control libre de modelo (FMC) o PI inteligente, aplicada para la regulación de un convertidor CD-CD tipo Buck. Para emular el comportamiento del convertidor, en condiciones más reales, se utilizó la plataforma Typhoon que permite alcanzar periodos de muestreo de 1µs. Se muestra la comparación entre la respuesta del controlador PI y el FMC: el algoritmo de control se programa en el controlador digital de señales (DSC) TMS320F28335 de la firma Texas Instruments, el cual se interconecta al Typhoon que emula al convertidor Buck. La respuesta capturada por el Sistema HIL permite realzar la comparación entre ambos controladores.

*Keywords:* Control libre de modelo, Hardware In the Loop, Procesador digital de señales, Convertidor Buck PID.

### 1. INTRODUCTION

A medida que la complejidad de los convertidores y los sistemas de control se incrementa, se ha acrecentado la demanda de herramientas de prototipado y validación, que reduzcan los tiempos de desarrollo de esos sistemas e incrementen la confiabilidad y la tolerancia a fallas. el Hardware-In-the-Loop Recientemente (HIL) ha demostrado ser una realidad como herramienta integral para la validación de prototipos en electrónica de potencia. El conectar el sistema de control con un emulador real de HIL, permite a los ingenieros rápidamente diseñar y probar el control sin tener la necesidad de interconectar la planta real con la etapa de potencia y el controlador (Poon J. et al. (2013)).

Los convertidores eléctricos son ampliamente usados en aplicaciones donde se requiere bajar o aumentar el nivel de voltaje de la fuente de alimentación. Un convertidor que disminuye el voltaje se le llama convertidor Buck, el cual no tiene aislamiento galvánico. Éste ha sido ampliamente usado como regulador de voltaje, en sistemas de conversión de energía, energías renovables, sistemas de transmisión de alto voltaje y vehículos eléctricos, entre otros (Zuo Wang, Shihua Li et al. (2017)).

Existen muchas técnicas para el control de voltaje o corriente de los convertidores Buck y Boost como son, PID, modos deslizantes, geometría diferencial (Michel Fliess, et al. (2013)), rechazo activo de perturbaciones (Junxiao Wang et al. (2014)), redes neuronales (Saeed Khorashadizadeh et al (2016)), lógica difusa (P. Mattavelli et al (1997)), y control robusto (Zuo Wang, Shihua Li et all (2017)), entre otros. Cada una de estas tiene sus ventajas y desventajas. Sin embargo, una técnica que permite simplificar el control de sistemas es el control libre de modelo (FMC por sus siglas en inglés), o también conocido como PI inteligente (i-PI).

A pesar de que el FMC fue introducido por Fliess y Join en el 2009, desde su aparición se han desarrollado una gran cantidad de aplicaciones concretas en diferentes campos, desde sistemas de transporte inteligente, hasta manejo de energía (Michel Fliess, et al. (2013)). El planteamiento inicial de este tipo de controlador fue reportado para sistemas de una entrada y una salida (SISO), sin embargo, últimamente se ha mostrado su implementación tanto teórica como experimental en un sistema de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO), como es el caso del control de un motor de imanes permanentes (Yanan Zhou et al).

El uso del FMC en convertidores tipo Buck fue reportado por Michel, L. et al. (2010), pero únicamente muestra simulaciones y no ahonda en cómo estimó la mayor parte de los parámetros del controlador. El convertidor Boost es reportado por Loïc Michel et al. (2013), pero únicamente muestra resultados de simulación utilizando un modelo promedio del convertidor. El FMC considera que cualquier sistema lineal o no lineal, entre cada periodo de muestreo, se comporta como un sistema de primero o segundo grado. Para estimar su o sus parámetros se requiere conocer la derivada de la salida del mismo. En aplicaciones reales la salida esta corrompida con ruido, lo que complica el cálculo de su derivada. Existen trabajos publicados con diferentes técnicas para obtener la derivada de una señal, como son estimadores algebraicos u observadores de alta ganancia (Rafael Morales et al. (2014)), sin embargo, estas técnicas requieren de sistemas de procesamiento con altas velocidades y capacidades de procesamiento. Una técnica más simple de implementar es documentada por Jean-Jacques E Slotine et al. (1991), en la que se estima la derivada por medio de un filtro digital pasa bajas.

En este trabajo se presenta el diseño del controlador FMC para un convertidor Buck y su repuesta ante cambios súbitos de la resistencia de carga, además se hace una comparación con el controlador PI. Se muestran resultados de simulación en Matlab/Simulink. El convertidor Buck es emulado con un sistema HIL, de alta velocidad, de la firma Typhoon. El algoritmo de control se implementa en un Controlador de Señal Digital (DSC) Delfino TMS320F28335 de la firma Texas Instruments (TI), el cual se interconecta directamente al sistema HIL, de la firma Thyphoon.

# 2. CONTROL LIBRE DE MODELO

#### A. Principios generales

1) El modelo ultra-local: Partimos de considerar que el comportamiento de la planta se aproxima en su rango operacional por un sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias, las cuales pueden ser no lineales y variantes en el tiempo. El sistema, que es de entrada y salida únicos (SISO), puede ser descrito por la ecuación de entrada salida (Michel Fliess, et al. (2013)).

$$E(t, y, \dot{y}, \dots, y^{(i)}, u, \dot{u}, \dots, u^{(k)}) = 0$$
<sup>(1)</sup>

Donde

- *u* e *y* son las variables de entrada y salida,
- E es una función que puede ser desconocida, y se considera que es suficientemente suave en sus argumentos.

Se considera que para algún entero n, 0 < n < i,  $i \frac{\partial E}{\partial v^{(n)}} \neq 0$  Del teorema de la función implícita se puede

escribir localmente como

$$y^{(n)} = \Im(t, y, \dot{y}, \dots, y^{(n-1)}, y^{(n+1)}, \dots, y^{(i)}, u, \dot{u}, \dots, u^{(k)})$$
(2)

Poniendo a  $\Im = F + \alpha u$ 

$$v^{(n)} = F + \alpha u \tag{3}$$

Donde

- αεR es un parámetro constante no físico, tal que F y αu son de la misma magnitud;
- El valor numérico de F, el cual contiene toda la "información estructural", está determinado por el conocimiento de u,  $\alpha$  y de la estimación de la derivada  $y^{(n)}$ .

En todos los ejemplos numéricos conocidos, es posible ajustar a n = 1 o 2, en este caso se utilizó 1.

2) El valor numérico de  $\alpha$ : Únicamente se requiere una aproximación del valor real de  $\alpha$ .

#### B. Control PI inteligente

1) Generalidades: Si n = 1, el controlador PI inteligente (i-PI) está dado por

$$u = \frac{-F + \dot{y}^*}{\alpha} + k_p e + k_i \int e \tag{4}$$

Donde

- $y^*$  es la trayectoria de referencia deseada;
- $e = y^* y$  es el error de seguimiento;

•  $k_p$  y  $k_i$  son las ganancias del controlador PI, sintonizadas de la misma forma en que se hace tradicionalmente.

El controlador i-PI (4) está compensado por F. Para su cálculo se despeja de (3), con n=1, resultando

$$F = \dot{y} - \alpha u \tag{5}$$

Como se ve, F depende de la entrada u y la derivada de la salida  $\dot{y}$ , que se estima por algún método o se mide. Para no generar lazos algebraicos se trabaja con las muestras anteriores. Para la ecuación (4), F se reemplaza por una estimación de esta variable  $F = [F]_e$ , la cual se calcula con una estimación de la derivada de la salida del sistema  $[\dot{y}]_e$ .

$$\left[F\right]_{e} = \left[\dot{y}\right]_{e} - \alpha u \tag{6}$$

El método numérico de Euler es el más simple para el cálculo de derivada, sin embargo, éste falla en condiciones de ruido. En la literatura hay publicadas diferentes formas de estimarla, como son reconstructores algebraicos, modos deslizantes y diferenciadores de seguimiento entre otros (Bao-Zhu Guo et al. (2016)). Como el objetivo es implementar el controlador en un DSC, se utiliza un método numérico que requiere menos operaciones aritméticas, como es el caso de un filtro pasa bajas digital.

Por medio de un filtro pasa bajas es posible estimar la derivada de una función. Sea la ecuación diferencial de un sistema de primer orden, donde  $b_{\omega}$  es el ancho de banda del sistema,  $f_{in}$  la función de entrada a estimar la derivada, r la salida del filtro y r la derivada del mismo. El valor de  $b_{\omega}$  se obtiene en función de la velocidad de respuesta del sistema (Jean-Jacques E Slotine et al. (1991)).

$$\dot{r} + b_{\omega}r = b_{\omega}f_{in} \tag{7}$$

Al aplicarle a (7) la transformada de Laplace y utilizando el teorema del valor final se puede demostrar que si la entrada es constante, a la salida se va a tener el mismo valor. La estimación de la derivada se obtiene despejando r de (7), lo que resulta en:

$$\dot{f}_{in} \cong b_{\omega} (f_{in} - r) \tag{8}$$

Para la implementación del i-PI se tiene  $f_{in} = y$  y  $\begin{bmatrix} y \end{bmatrix}_{i} = \hat{f}_{in}$ .

### 3. ESTRATEGIAS DE CONTROL

El modelo del convertidor Buck, de la Fig. 1, se presenta por 2 ecuaciones diferenciales dadas por (9), donde E es el voltaje de alimentación,  $i_L$  la corriente del inductor,  $v_c$  el voltaje del capacitor, u el voltaje de control, L la inductancia, C la capacitancia y R la resistencia de carga. El valor de u se acota al rango de [0,1].

$$L\frac{di_{L}}{dt} = Eu - v_{c}$$

$$C\frac{dv_{c}}{dt} = i_{L} - \frac{v_{c}}{R}$$
(9)

Para la  $k^{th}$  iteración, el modelo local del convertidor Buck es definido como:

$$\frac{dy}{dt}\Big|_{k} = F_{k-1} + \alpha u_{k-1}$$
<sup>(10)</sup>

Donde y es el voltaje del capacitor,  $\alpha$  una constante no física,  $F_{k-1}$  es la estimación en línea del sistema y  $u_{k-1}$  la

entrada, donde el subíndice k-1 significa la muestra anterior.

El controlador PI digital inteligente es de la forma:

$$u_{k-1} = -\frac{1}{\alpha} \left( F_{k-1} - \frac{dy^*}{dt} \bigg|_k \right) + \aleph \left( y^* - y \right)_k$$
<sup>(11)</sup>

Donde  $\aleph$  es el corrector, típicamente un controlador PI,  $y^*$  es la trayectoria deseada. La ecuación (12) es la que toma este valor.

$$\aleph(y^* - y) = k_p e + k_i \int e \tag{12}$$



Fig. 1. Diagrama esquemático del convertidor Buck.

Se diseñó el convertidor Buck para que operara en modo continuo con una potencia de 2kW, voltaje de entrada nominal de 50V, rizo de corriente y voltaje del 20% y 1%, con el fin de ser utilizado en la carga de supercapacitores. Lo que dio los valores de inductancia y capacitancia de L=0.150mH, C=168 $\mu$ F. Para la simulación se va a probar, el controlador, con cambios grandes de la resistencia de carga, los cuales son:

$$R = \begin{cases} 25\Omega si & 0 \le t \le 150ms \\ 1k\Omega si & t > 150ms \end{cases}$$
(13)

Las ganancias del controlador PI se sintonizaron por el método de respuesta en frecuencia y se tuvieron los valores de  $k_p = 0.0016$  y  $k_i = 2.6$ . Para la estimación de la derivada de la salida del sistema, se utilizó un valor de ancho de banda

grande ya que la dinámica del convertidor es muy rápida, así como para el valor de alfa. Siendo estos  $b_{\omega}$ =40,000 y  $\alpha$ =30.000.

#### 4. SIMULACIONES

Para la simulación del convertidor Buck, en Matlab se editaron las ecuaciones diferenciales (9) como un subsistema. En el mismo archivo se configuró el control PI y el i-PI. Ambos controladores utilizan un PI con las mismas ganancias. En la Fig. 2 se ve la respuesta de ambos controladores en el rango de 0s a 0.15s, el voltaje deseado es y = 20V. El tiempo de muestreo usado fue de 1µs, ya que si se utiliza un tiempo mayor, la simulación no converge, por tener una dinámica muy rápida. Como se puede ver, la correlación entre las respuestas es muy buena, sin embargo, el i-PI se estabiliza más rápido. El tiempo de establecimiento es de 39ms para el i-PI y 40ms para el PI. Ninguno de los controladores tiene sobre impulso. El tiempo de subida es prácticamente el mismo que el tiempo de establecimiento.



Fig. 2. Respuesta del control PI y el i-PI con cambios de carga de 25  $\Omega$  a 1k $\Omega$ .

Las ventajas del i-PI se observan cuando hay cambios de carga súbitos, ya que si ésta se incrementa de 25  $\Omega$  a 1k $\Omega$  en t=0.15s, los resultados de simulación se muestran en la Fig. 2. Como se puede ver al momento que ocurre el cambio de carga el PI empieza a oscilar, mientras que el i-PI se mantiene estable.

En la Fig. 3 se muestra la respuesta de F del modelo ultra local. Cuando inicia la simulación alcanza un valor máximo de  $2.34 \times 10^4$  en un tiempo de 99µs. Una vez que se alcanza el voltaje deseado, el valor de F es de 0.66, el cual cambia en 0.15s cuando se realiza el cambio de carga, alcanzando un pico de 1320. Una vez que se estabiliza el valor de F se mantiene constante, con un valor de -0.666. Como se puede ver ante condiciones de carga diferentes el modelo del sistema se actualiza.

# 5. CONFIGURACIÓN

El Typhoon es una plataforma de HIL que está diseñada para simular circuitos eléctricos de potencia. Existen varios

modelos, pero el que se utilizó para este trabajo es el HIL402, el cual consta de 2 procesadores y un FPGA en el que se cargan los modelos que requieren altas velocidades de operación. Consta de un ambiente de edición en donde se captura, en forma de esquemáticos, el circuito a emular. Una vez que se termina la edición se compila y si no hay errores se puede descargar el mismo al FPGA, lo cual se hace en la ventana de panel de control. El HIL 402 tiene 16 entradas y 16 salidas analógicas en el rango de  $\pm 5V$ , con tiempo de muestreo de 1µs; 32 entradas y 32 salidas digitales con tiempo de muestreo de 20ns, por lo que puede trabajar directamente con señales de PWM.



Fig. 3. Valor de F del modelo ultra local del convertidor Buck.

En la Fig. 1 se muestra los bloques que integran una emulación con el HIL. La cual consta del HIL 402 en el que se edita el esquemático y emula el comportamiento dinámico del convertidor. La uGrid DSP Interface que permite leer los voltajes analógicos y digitales o tiene el peine donde se montan el DSP F28335 y la computadora en la que se edita el convertidor se descarga y se pueden capturar las señales generadas y recibidas en los peines del Typhoon.

La Fig. 4 muestra el diagrama esquemático del convertidor Buck en el ambiente de edición del mismo, el cual consta de una fuente de voltaje ( $V_{in}$ ), el capacitor e inductor con sus resistencias ( $R_L$  y ESR), el módulo Buck1 (que emula a un transistor y diodo de alta velocidad), un relevador ( $S_1$ ) que conmuta la resistencia de carga y los puntos de medición para ser enviados a la interfaz analógica ( $V_L$ ,  $I_{out\_buck}$ ,  $V_{conv}$  e  $I_{in}$ ), entre estos, el voltaje deseado para que se pueda cambiar desde la computadora que monitorea al Typhoon ( $V_{deseado}$ ).



Fig. 4. Esquemático editado en Typhoon.

Una vez que se edita el circuito se compila, y si no hay errores se descarga en el FPGA del Typhoon. Por lo cual abre la ventana del panel de control del mismo (HIL control panel). En esta ventana se editan el valor de las fuentes de voltaje, el contactor que conecta o desconecta la carga, el voltaje deseado. La tarjeta de interconexión genera 2 voltajes uno en el rango de  $\pm 5V$  y la otra de 0 a 3V, ambas se generan al mismo tiempo y la última va directamente al DSC.

En el panel de control se configuró la salida de voltaje y corriente del convertidor ( $V_{out}$  y  $I_{out}$ ), las cuales se convierten en voltaje en las salidas analógicas 3 y 4 (AO3 y AO4) de las terminales de salida del Typhon, las cuales se escalan con las ecuaciones (14) y (15). De tal manera que cuando el voltaje del convertidor es de 50V en AO3 se tiene un voltaje de 5V. Como la corriente en el convertidor puede tener valores positivos y negativos se supone una corriente máxima de 50A, por lo que el voltaje de 3V. La entrada que controla la conmutación del transistor, a través de una entrada digital, se muestrea suficientemente rápido para detectar el valor del PWM (20ns).

$$V_{OUT1} = \frac{1}{10} V_{out}$$
(14)

$$V_{I_{OUT}} = \frac{1.5}{50} I_{OUT} + 1.5V \tag{15}$$

La programación del DSC F28335 se hizo con el simulador de circuitos eléctricos de potencia PSIM, el cual permite simular redes eléctricas con el DSC incluido. Una vez que la simulación esta funcionando genera el proyecto que programa la parte de control en el DSC. Este proyecto se abre en el Code Composer Studio que es el ambiente de programación de Texas Instruments, con el cual se programan todos sus productos. El proyecto se compila, se descargan en F28335 y queda listo para operar.

Uno de los componentes que tiene el PSIM para leer la entrada analógica es el "A/D converter" con el cual se configuran las entradas de este tipo. En la entrada analógica A0 se conecta el voltaje deseado, en la 2 el voltaje de acondicionamiento del sensor de voltaje de salida, en la 3 el sensor de voltaje del bus (lado de la fuente) y en la 4 el sensor de corriente. Los voltajes de entrada están en el rango de 0 a 3V e internamente las tiene que escalar a su valor correspondiente.

Se utiliza el canal 2 del PWM (EPWM2) para el control del transistor el cual, en PSIM, se configura con el bloque "*1-phase PWM*". La frecuencia de éste fue de 10kHz y un tiempo muerto de 4µs. La simulación se hizo con un paso de tiempo de 1µs y el código se guardó en la RAM del DSC. La frecuencia de muestreo de los integradores y las entradas de voltaje se configuraron a 90 kS/s y 10 kS/s respectivamente.

Antes de probar el sistema en el Typhon se corrió una simulación en PSIM del controlador Buck, cuya respuesta se muestra en la Fig. 5. El valor de  $\alpha = 2$  y  $b_{\omega} = 20,000$ . El periodo de muestreo es de 1µs. Las ganancias de la parte del PI fueron las mismas que en Matlab. Como se puede ver en la imagen, el i-PI tiene un tiempo de establecimiento y menos sobretiro que el controlador PI.



Fig. 5. Simulación en PSIM del convertidor Buck con cambios de resistencia

#### 6. RESULTADOS

En la Fig. 1 se muestra el esquema de la implementación del sistema con el controlador. El modelo del convertidor se ejecuta en el Typhoon y este es controlado por la uGrid DSP interface en el cual se monta el DSP Delfino TMS320F28335. Éste último envía la señal de PWM, y recibe por sus entradas analógicas el voltaje del bus, el del capacitor, la corriente de salida y el voltaje deseado. La plataforma HIL tiene un osciloscopio interno el cual almacena todas las variables y éstas pueden ser visualizadas desde una computadora.

Se emuló el convertidor con el controlador y se capturaron las respuestas durante 20s, con tiempos de muestreo de 1µs. La resistencia de carga es de  $25\Omega$  en el intervalo de 0 a 2.5s y de 1k $\Omega$  de 2.5s a 5s y así sucesivamente. Cuando ocurre el sobretiro hay un cambio de baja resistencia a alta hasta que se estabiliza nuevamente, como el tiempo de simulación es muy grande, no permite apreciar el transitorio, por eso en la Fig. 6 y Fig. 7 se muestran éstos.

En la Fig. 6 se muestra el transitorio de 0s a 0.1s Como se observa el control PI tiene un sobre impulso mayor que el i-PI, y en este último su respuesta es subamortiguada. El voltaje deseado es de 20V y en ambos casos se establecen en 20ms. A los 2.5s se cambia la resistencia de carga a  $1k\Omega$  y en la Fig. 7 se muestra la respuesta de los controladores en el rango de 2.4s a 3.1s. Como se puede observar el i-PI se establece más rápido y tiene menor sobre impulso que el PI. Esto se debe a que cundo ocurren cambios la derivada de la salida con i-PI contribuye a que el voltaje de control haga que el sistema se estabilice más rápido que en el caso de solo el PI.



Fig. 6. Respuesta inicial del voltaje de salida con resistencia de carga de  $25\Omega$ .



Fig. 7. Respuesta del voltaje de salida con cambio de carga de  $25\Omega$  a  $1k\Omega$ .

## 7. CONCLUSIONES

En este trabajo se mostraron los resultados obtenidos mediante la implementación del control libre de modelo o i-PI para el control del voltaje de un convertidor Buck. Se hicieron simulaciones en Matlab/Simulink y en PSIM. Se aprovechó este último para programar al DSC F28335, el cual funcionó como controlador y el modelo de convertidor Buck se hizo en el simulador de HIL de última generación. Se pudo ver con las simulaciones y la emulación que la respuesta del i-PI es mejor con respecto al control PI.

El control libre de modelo tanto teóricamente como experimentalmente tiene una mejor respuesta que el control PI clásico. Sin embargo, para la estimación del modelo de primer o segundo grado requiere de estimar la derivada de la salida, la cual en condiciones normales tiene ruido y hace necesario la implementación de algoritmos que permiten su cálculo. Se experimentó con varios de ellos, sin embargo, eran muy complicados y no permitían su síntesis en el DSC F28335. Por lo cual se probó con la estimación de la derivada con un filtro pasa altas y se obtuvieron los resultados esperados en simulación y en la emulación.

El uso del Hardware In the Loop tiene muchas ventajas en comparación con el uso de simuladores basados en software, ya que dependiendo de la complejidad de la planta y el control que realizan, el tiempo de simulación puede ser grande. En este caso la emulación dura exactamente el mismo tiempo requerido. Otra ventaja es que la prueba del buen funcionamiento del controlador está implícita ya que se le carga el código que se va a ejecutar con la planta real, y una vez que se ajusta con el HIL se puede pasar tal cual a la planta real.

#### REFERENCIAS

- Bao-Zhu Guo and Zhi-Liang Zhao. (2016). Active disturbance rejection control for nonlinear systems: an introduction. John Wiley & Sons.
- Jean-Jacques E Slotine, Weiping Li. (1991). Applied Nonlinear Control. Prentice Hall. ISBN 0-13-040890-5.
- Junxiao Wang, Shihua Li, JunYang, Bin Wu, Qi Li. (2014). Extended state observer-based sliding mode control for PWM-based DC-DC buck power converter systems with mismatched disturbances. IET Control Theory Appl., 2015, Vol. 9, Iss. 4, pp. 579–586, doi: 10.1049/ietcta.2014.0220
- Loïc Michel, Wim Michiels and Xavier Boucher. (2013). *Model –free control of nonlinear power converters*. The Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 2013
- Michel Fliess, Cédric Join. (2013). Model-free control. International Journal of Control, Taylor & Francis, 86 (12), pp.2228-2252.
- Michel, L., Join, C., Fliess, M., Sicard, P., and Chériti, A. (2010). *Model-free control of dc/dc converters*. IEEE Compel, Boulder.
- Poon, J., Chai, E., Čelanović, I., Genić, A., & Adzic, E. (2013). *High-fidelity real-time hardware-in-the-loop emulation of PMSM inverter drives*. In Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE (pp. 1754-1758). IEEE.
- P. Mattavelli, L. Rossetto, G. Spiazzi and P. Tenti. (1997). General-purpose fuzzy controller for DC-DC converters. IEEE Trans. Power Electron., vol. 12, pp. 79-86, 1997.
- Rafael Morales, Fernando Rincón, Julio Dondo Gazzano, and Juan Carlos López. (2014). Real-Time Algebraic Derivative Estimations Using a Novel Low-Cost Architecture Based on Reconfigurable Logic. Sensors 2014, 14, 9349-9368; doi:10.3390/s140509349; ISSN 1424-8220
- Saeed Khorashadizadeh, Mohsen Mahdian. (2016). Voltage tracking control of DC-DC boost converter using brain emotional learning. 2016 4th International Conference on Control, Instrumentation, and Automation (ICCIA) 27-28, Qazvin Islamic Azad University, Qazvin, Iran
- Yanan Zhou ; Hongmei Li ; Hongyang Yao. (2016). Modelfree control of surface mounted PMSM drive system. 2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT).
- Zuo Wang, Shihua Li, Junxiao Wang, Qi Li. (2017). *Robust* control for disturbed buck converters based on two GPI observers. Control Engineering Practice 13–22.