

# **Consideraciones de diseño de un control doble lazo de un convertidor boost para la corrección del factor de potencia**

**Carlos Andrés Torres Pinzón**

Universidad Santo Tomás, Bogotá, Colombia, carlostorresp@usantotomas.edu.co

**Edwin Francisco Forero García**

Universidad Santo Tomás, Bogotá, Colombia, edwinforero@usantotomas.edu.co

**Diego Alexander Tibaduiza Burgos**

Universidad Santo Tomás, Bogotá, Colombia, diegotibaduiza@usantotomas.edu.co

## **ABSTRACT**

This work presents an analytical study with its verification by simulation of a double-loop control strategy on boost converter for power factor correction. This strategy is based on a scheme with an outer loop for regulating the output voltage and an inner loop for input current control. Both control loops have certain specifications transient and a good level of attenuation to disturbances. Some PSIM simulations illustrate and verify the dynamic behavior of the proposed methodology.

**Keywords:** Average model, boost Converter, PFC, stability.

## **RESUMEN**

Este trabajo presenta un estudio analítico junto a su verificación mediante simulación de una estrategia de control doble lazo en un convertidor conmutado boost de CC/CC para la corrección del factor de potencia (PFC-Power Factor Correction). Dicha estrategia consiste de un esquema conformado por un lazo externo para la regulación del voltaje de salida y un lazo interno para el control de corriente de entrada. Ambos lazos de control tienen en cuenta ciertas especificaciones transitorias y un buen nivel de atenuación ante pequeñas perturbaciones. Algunas simulaciones en PSIM ilustran y verifican el comportamiento dinámico de la metodología propuesta.

**Palabras claves:** Convertidor boost, estabilidad, modelo promediado, PFC.

## **1. INTRODUCCIÓN**

Los convertidores conmutados de CC/CC son circuitos electrónicos de potencia utilizados con el propósito de adaptar fuentes de energía continua no reguladas a determinados requerimientos de carga en diferentes aplicaciones. Estas fuentes de energía pueden ser baterías, pilas de combustible, paneles solares o simplemente energía de la red eléctrica rectificadas [1]. El uso de rectificadores no controlados (puentes de diodos), es el caso más tradicional para la conversión de energía alterna a continua (AC/CC), sin embargo éste esquema presenta distorsión en la corriente de entrada y bajo factor de potencia, ocasionando malas prestaciones en la calidad de la energía [2]. Con el objetivo de lograr un buen comportamiento en aplicaciones AC/CC, algunos autores han propuesto el uso del convertidor de CC/CC boost, como una topología sencilla y eficiente para la reducción de los problemas mencionados [2]-[5]. Éste convertidor se puede conformar por uno o varios interruptores, aunque la topología con un simple interruptor presenta menor costo.

La estrategia básica de un convertidor PFC, consiste en controlar la corriente entrada, tratando que su forma de onda se asemeje a la tensión de alimentación y de esta manera lograr un factor de potencia unitario. El uso del

convertidor boost como sistema PFC, se ajusta de manera adecuada a éste objetivo, ya que la entrada del boost obedece a la corriente del inductor, lo que facilita el control de corriente.

En la actualidad, algunos investigadores están proponiendo topologías derivadas del boost básico para la implementación de estrategias PFC [3], [6]. La metodología estándar de control PFC se basa en un esquema conformado por un lazo externo para la regulación del voltaje de salida y un lazo interno para el control de corriente de entrada. Este último presenta una dinámica rápida en función de la frecuencia de conmutación, por lo que existen diferentes estrategias de control que se centran en aplicaciones PFC, entre las que se encuentran: control por corriente pico, control de corriente pico con rampa de compensación, control por corriente promedio, control por corriente de histéresis entre otras [8].

El diseño de la estrategia PFC realizada en este trabajo solo tiene en cuenta el control por corriente promedio, el cual tanto éste como el control de tensión se basan en clásicas leyes de realimentación PI que tienen en cuenta ciertas especificaciones transitorias. Dichas leyes comúnmente se diseñan usando la linealización del modelo del convertidor en un cierto punto de operación.

Este trabajo pretende abordar consideraciones básicas para el diseño de un control PFC en convertidores de CC/CC, el cual son de gran aplicación en sistemas distribuidos, donde elementos almacenadores de energía, cargas no lineales y diferentes tipos de cargas conectadas a un bus de distribución provocan reducido factor de potencia [8].

El documento se organiza de la siguiente manera: En la sección II, se describe el modelo promediado incremental del convertidor, donde se deducen funciones de transferencia que relacionan el ciclo de trabajo con respecto a la corriente de entrada y ésta con respecto al voltaje de salida. Posteriormente, en la sección III mediante el análisis de respuesta en frecuencia tanto en magnitud y en fase a través diagramas de bode, se determinan las frecuencias de corte y los márgenes de fase para cada función de transferencia, necesarios para la metodología de diseño en cada lazo de control. Luego, en la sección IV, una vez determinados los controladores se realizan algunas simulaciones mediante PSIM que ilustran y verifican el comportamiento dinámico de la metodología propuesta. Finalmente, en la sección V se resumen las principales ideas del trabajo.

## 2. MODELO DEL CONVERTIDOR BOOST

En la Figura 1 se muestra el diagrama circuital de un convertidor conmutado boost, cuyo principio de funcionamiento consiste en elevar y regular una tensión de salida  $v_o(t)$  a partir de una tensión de entrada  $v_g(t)$ . El comportamiento dinámico del convertidor se constituye por dos etapas de potencia lineales a tramos [7], derivadas de las posiciones del conmutador durante un tiempo  $T_{on}$  y  $T_{off}$ . Estas posiciones son manejadas por una señal binaria  $u$  cuyos valores son  $u = 1$  durante  $T_{on}$  y  $u = 0$  durante  $T_{off}$ . De esta manera, a partir de los circuitos esquemáticos de cada etapa del convertidor en cada posición y con la ayuda de las leyes de Kirchhoff's se puede obtener las expresiones dinámicas en representación del espacio de estado de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A_{on}x(t) + B_{w_{on}}\bar{w}(t) \text{ durante } T_{on} \\ \dot{x}(t) &= A_{off}x(t) + B_{w_{off}}\bar{w}(t) \text{ durante } T_{off}\end{aligned}\quad (1)$$

donde  $x(t)$  es el vector de las variables de estado, y  $w(t)$  el vector de las entradas de perturbación.

$$\begin{aligned}A_{on} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} & A_{off} &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} & B_{w_{on}} &= B_{w_{off}} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \\ x(t) &= \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} & w(t) &= \begin{bmatrix} v_g(t) \\ i_o(t) \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (2)$$



$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{D'}{L} \\ \frac{D'}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad M = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \quad B_w = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix}$$

$$B_u = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{LD'} \\ -\frac{V_g}{RD'^2} \end{bmatrix} \quad X = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{RD'^2} \\ \frac{V_g}{D'} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Con el propósito de aproximar el modelo de pequeña señal, se considera que los valores incrementales son insignificantes en comparación con los valores en régimen estacionario, es decir:

$$\frac{\tilde{x}}{X} \ll 1 \quad \frac{\tilde{d}}{D} \ll 1 \quad (8)$$

Por lo tanto, utilizando la aproximación (8), se desprecia el término bilineal  $\tilde{x}(t)\tilde{d}(t)$  de la ecuación (6), obteniéndose el siguiente modelo lineal del convertidor boost:

$$\dot{\tilde{x}}(t) = A\tilde{x}(t) + B_w\tilde{w}(t) + B_u\tilde{d}(t) \quad (9)$$

En la siguiente sección, se analizará la estrategia de control PFC para el convertidor boost.

### 3. ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CONTROL PFC

En la Figura 2 se presenta el circuito esquemático para el control PFC del convertidor boost, donde el voltaje de entrada AC ( $v_s(t)$ ) se convierte en un voltaje DC ( $v_g(t)$ ) a través de la rectificación efectuada por el puente de diodos. El voltaje de  $v_g(t)$  y la corriente de entrada  $i_L(t)$ , son variables indispensables para el desarrollo de la metodología PFC del convertidor boost, ya que la puesta en fase de éstas dos señales, permite lograr que la impedancia de entrada del convertidor presente un comportamiento puramente resistivo. La estrategia de control PFC para el convertidor, requiere de la adición de dos lazos de control, uno externo y uno interno. El lazo externo, que es un lazo para la regulación del voltaje de salida, permite determinar la amplitud de la señal de referencia de la corriente  $i_{REF}$  a partir del voltaje de salida realimentado [2]. En general, la referencia de corriente es igual a la magnitud de salida del regulador de voltaje multiplicado por la forma de onda de referencia que es la entrada de tensión rectificada  $v_g(t)$ , tal como se puede observar en la Figura 2. Por otra parte, el lazo interno de la estrategia se basa en un control de corriente promedio que se encarga de mantener la corriente de entrada en un valor deseado.

A partir de la expresión (9) y considerando  $i_o(t) = 0$ , se pueden deducir las funciones de transferencia que relacionan el ciclo de trabajo con respecto a la corriente de entrada y ésta con respecto al voltaje de salida, tal como se muestra en las ecuaciones (10) y (11), respectivamente.

$$G_{id}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{\frac{V_g(RCs+2)}{D'}}{RLCs^2 + Ls + D'^2R} \quad (10)$$

$$G_{vi}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{-Ls + RD'^2}{RD'Cs + Ls + 2D'} \quad (11)$$

Para los parámetros del convertidor mostrados en la Tabla I, las funciones de transferencia  $G_{id}(s)$  y  $G_{vi}(s)$  para una entrada de voltaje de 90 V, son mostradas en las ecuaciones (12) y (13), respectivamente.

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} \right|_{\tilde{v}_g(t)=0} = \frac{11.2s+560}{4s-5s^2+1s-3s+20.66} \quad (12)$$

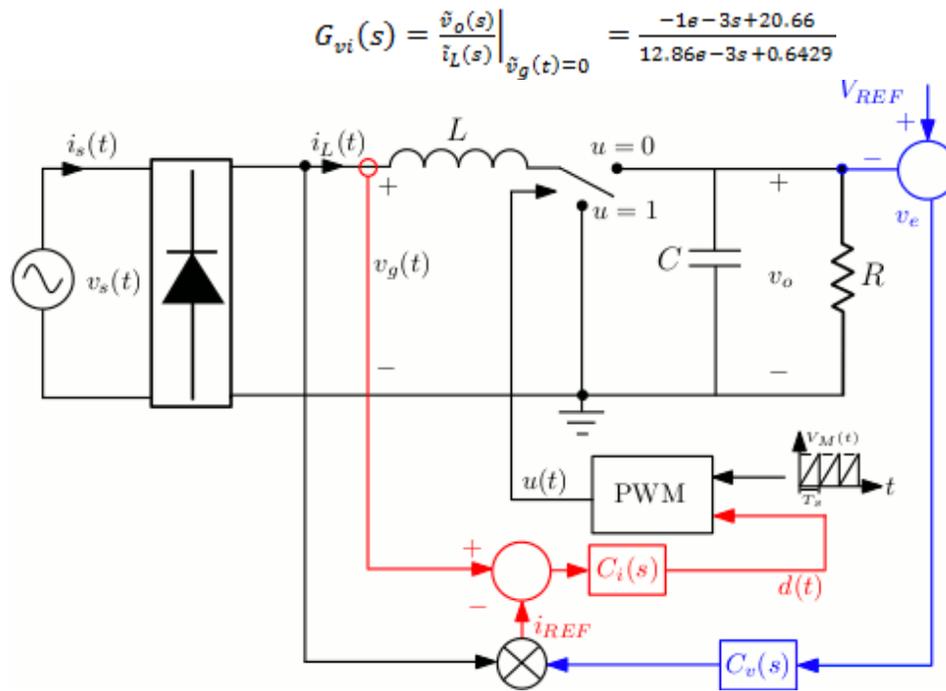


Figura 2. Diagrama circuital del control PFC para el convertidor boost

$v_g(t)$	$90 \sim 120 V_{AC}$
$V_o$	$280 V_{DC}$
$R$	$200 \Omega$
$C$	$200 \mu F$
$L$	$1 \mu H$
$f_s$	$100 kHz$

Tabla I. Parámetros del convertidor boost

### A. Lazo de Corriente

Como se menciona al inicio de la sección, el lazo de control de corriente se encarga de mantener la corriente de entrada en un valor deseado. Este lazo presenta una dinámica rápida, que depende de la frecuencia de conmutación, por lo que típicamente su frecuencia de corte suele estar ubicada entre  $\frac{f_s}{10}$  y  $\frac{f_s}{5}$ . Además, éste control presenta una excelente inmunidad al ruido y no se requiere de una rampa compensadora externa [11]. El tipo de controlador propuesto para éste lazo de corriente es el que se muestra en la ecuación (14).

$$C_i(s) = \frac{k_i \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{s \left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)} \quad (14)$$

Como criterio de diseño, se emplea un polo de alta frecuencia ubicado a la mitad de  $f_s$  con el fin de atenuar el ruido de conmutación, un polo de baja frecuencia ubicado en el origen para el error de estado estacionario, y un cero de fase mínima ubicado una década por debajo del polo de alta frecuencia. La frecuencia de corte propuesta para este lazo es  $f_{c_i} = 15 kHz$ , que garantiza un ancho de banda grande, y por ende una respuesta con tiempo de elevación pequeño y rápido. Una vez propuesta la frecuencia de corte, se puede deducir la frecuencia del polo de alta frecuencia, que puede ser ubicado a la mitad de la frecuencia de conmutación, es decir:

$$\omega_p = 2\pi \frac{f_s}{2} = 3.1416 \times 10^5 \frac{rad}{s} \quad (15)$$

Por otra parte, la frecuencia del cero de fase mínima, se puede ubicar una década por debajo del polo de alta frecuencia, es decir:

$$\omega_z = 2\pi \frac{\omega_p}{10} = 31.416 \times 10^3 \frac{rad}{s} \quad (16)$$

Una vez determinado las frecuencias del polo de alta frecuencia y el cero de fase mínima, se puede encontrar la ganancia  $k_i$ , a partir del sistema realimentado  $G_{id}(s)$  y  $C_i(s)$ , tal como se puede observar en la Figura 3. Este procedimiento, puede llevarse a cabo mediante la herramienta sisotool de Matlab, garantizando un margen de fase de  $60^\circ$  [10].

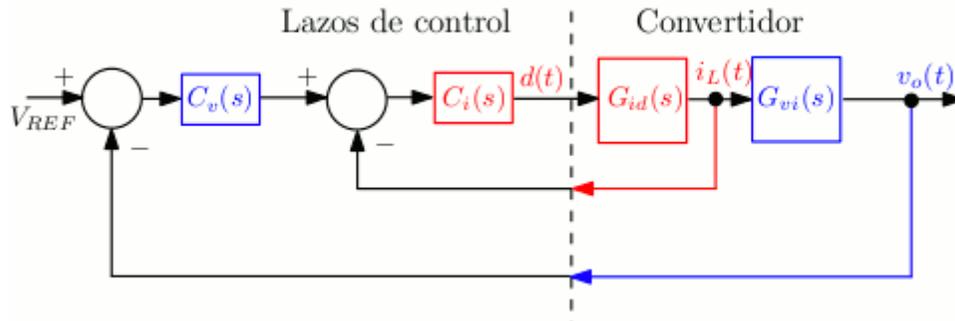


Figura 3. Diagrama de bloques de los lazos de control

De esta manera, la ganancia del lazo de control de corriente toma un valor de  $k_i = 11240$ .

### B. Lazo de Voltaje

El lazo de regulación del voltaje de salida, como se había mencionado previamente, permite generar la amplitud de la señal de referencia del lazo de corriente. Este lazo externo presenta una dinámica más lenta que el lazo de control de corriente, por lo que la frecuencia de corte típicamente es ubicada una década por debajo de  $f_{c_i}$ , es decir:

$$f_{c_v} = \frac{15kHz}{10} = 1.5kHz \quad (17)$$

Además, este control permite que la potencia de entrada al convertidor permanezca de forma constante. El tipo de controlador propuesto para éste lazo de voltaje es el que se muestra en la ecuación (18).

$$C_v(s) = \frac{k_v \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{s \left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)} \quad (18)$$

Como criterio de diseño, se utiliza un polo ubicado a una frecuencia por debajo de la frecuencia de corte  $f_{c_v}$ , un polo de baja frecuencia ubicado en el origen para el error de estado estacionario, y un cero de fase mínima ubicado cerca de los polos del convertidor. Por lo tanto, los valores de las frecuencias del polo y el cero del controlador se pueden observar en las ecuaciones (19) y (20), respectivamente.

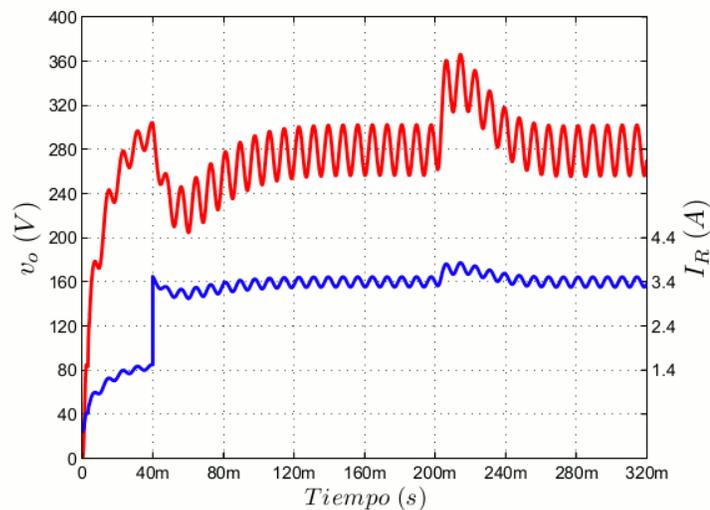
$$\omega_p = 2\pi(500Hz) = 3.1416 \times 10^3 \frac{rad}{s} \quad (19)$$

$$\omega_z = 126 \frac{rad}{s} \quad (20)$$

Al igual que en el caso del lazo de corriente, la ganancia  $k_v$ , se puede determinar a partir del sistema realimentado  $G_{vi}(s)$  y  $C_v(s)$ , utilizando la herramienta sisotool de Matlab, garantizando un margen de fase de  $60^\circ$ . Por lo tanto, la ganancia del lazo de voltaje toma un valor de  $k_v = 5.1504$ .

#### 4. SIMULACIONES

En esta sección, se presenta los resultados del esquema de control propuesto, mediante una verificación realizada en PSIM. El esquema de control implementado corresponde con el mostrado en la Figura 2, donde los controladores  $C_i(s)$  y  $C_v(s)$  diseñados en la sección anterior, obedecen a las expresiones (14) y (18), respectivamente. Con el objetivo de demostrar la validez de los controladores de la estrategia PFC, se ha simulado el comportamiento transitorio del convertidor ante una variación en la carga seguido de un cambio en la tensión de entrada. En la Figura 4 se muestra la respuesta de la tensión de salida del convertidor boost operando alrededor del punto de equilibrio, donde se puede observar el comportamiento frente a cambios en la corriente de salida de  $1.4 A$  a  $3.4 A$  a los  $40ms$  y en la tensión de entrada de  $90 V_{AC}$  a  $120 V_{AC}$  a los  $200ms$ . Para los dos casos de perturbación cabe destacar que el voltaje de salida se regula suavemente en el valor deseado.



5.

6. Figura 4. Respuesta simulada del voltaje de salida  $v_o$

Por otra parte, en la Figura 5 se ilustran las formas de onda de la corriente ( $i_s$ ) y el voltaje ( $v_s$ ) de entrada para los dos casos de perturbación; vale la pena resaltar que para ambos casos de perturbación la estrategia PFC es efectiva. En la Figura 6 se puede corroborar el accionar de la estrategia, donde se puede apreciar que a pesar de las perturbaciones el factor de potencia siempre retorna al valor unitario, al igual que la potencia absorbida por el convertidor.

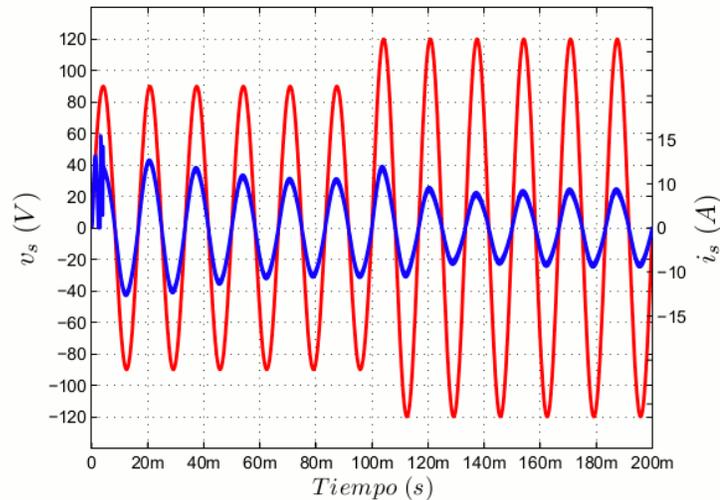


Figura 5. Voltaje  $v_s(t)$  y corriente  $i_s(t)$  de entrada al rectificador

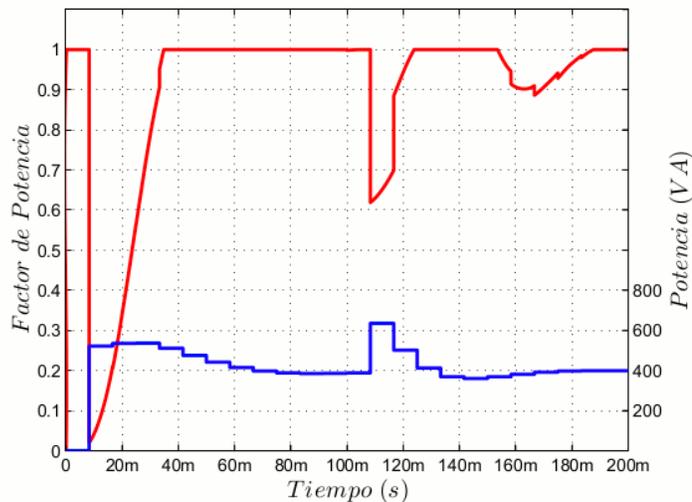


Figura 6. Factor de Potencia y Potencia de entrada al convertidor

Con respecto al análisis de distorsión armónica, la señal de corriente de entrada  $i_s(t)$  presenta un índice de distorsión de **4.22%**, reduciendo en un **68.29%** la inyección de armónicos al sistema eléctrico, demostrando una vez más el excelente desempeño de la estrategia PFC propuesta.

## 7. CONCLUSIONES

El procedimiento planteado en este trabajo permite realizar el diseño dinámico básico para un convertidor boost PFC operando en modo de conducción continua. Las respuestas de las simulaciones muestran un comportamiento dinámico acorde con las derivaciones analíticas descritas, donde se puede observar el correcto funcionamiento de los dos lazos de control en la corrección del factor de potencia, reducción del índice de distorsión armónica y en la regulación del voltaje de salida a pesar de las variaciones en la corriente de salida y en la tensión de entrada. Una verificación experimental del convertidor boost PFC se llevará a cabo próximamente.

## REFERENCIAS

- [1] C.A. Torres-Pinzón, “Control robusto de convertidores conmutados de CC/CC mediante Desigualdades Matriciales Lineales,” Tesis Doctoral, Universitat Rovira i Virgili, 2012.
- [2] L. Yen-Shin, H. Kung-Min and C. Bo-Yuan Chen, “Bandwidth-based analysis and controller design of power factor corrector for universal applications,” in Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology, ICIT’12, pp.626-632, 2012.
- [3] F. Musavi, M. Edington, W. Eberle and W.G. Dunford, “Control loop design for a PFC boost converter with ripple steering,” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 49, no. 1, pp. 118-126, 2013.
- [4] A. Karaarslan and I. Iskender, “The analysis of AC-DC boost PFC converter based on peak and hysteresis current control techniques control,” International Journal on Technical and Physical Problems of Engineering IJTPE, vol. 3, no. 7, pp. 100-105, 2011.
- [5] J. Sebastián, D.G. Lamar, M.M Hernando, A. Rodríguez-Alonso and A. Fernández, “Steady-state analysis and modeling of power factor correctors with appreciable voltage ripple in the output-voltage feedback loop to achieve fast transient response,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 11, pp. 2555-2566, 2009.
- [6] F. Zhang and J. Xu, “A novel PCCM boost PFC converter with fast dynamic response,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 9, pp. 4207-4216, 2011.
- [7] R.W. Erickson and D. Macksimovic, “Fundamental of Power Electronics,” Kluwer Academic, Norwell, Massachusetts, 2001.
- [8] F. Flores-Bahamonde, H. Valderrama-Blavi, J.M. Bosque and L. Martínez-Salamero, “Modular-based PFC for low power three-phase wind generator,” in Proceedings of the IEEE International Conference-Workshop on Compatibility and Power Electronics (CPE), pp.125-130, 2011.
- [9] R.D. Middlebrook and S. Cuk, “A general unified approach to modeling switching-converter power stages,” in Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC’76, vol. 1, pp.18-34, 1976.
- [10] K. Ogata, “Modern Control Engineering,” New Jersey: Prentice-Hall, 1998.
- [11] Y.S. Jung, U.Y. Lee and C. J. Youn, “A new small signal modeling of average current mode control,” in Proceedings 29th IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC’98, pp.1118-1124, 1998.

***Authorization and Disclaimer***

*Authors authorize LACCEI to publish the paper in the conference proceedings. Neither LACCEI nor the editors are responsible either for the content or for the implications of what is expressed in the paper.*