

Desarrollo de una estrategia de control robusto para el lazo de corriente de un convertidor AC/DC Boost Bridgeless utilizando un observador GPI

Fernando Jesús Regino Ubarnes¹, July Andrea Gómez Camperos²,
Haidee Ulady Jaramillo³

fjreginou@ufpso.edu.co, jagomezc@ufpso.edu.co, hyjaramillo@ufpso.edu.co

¹Universidad Francisco de Paula Santander Ocaña, Vía Acolsure, Sede el Algodonal, Ocaña, Norte de Santander, Colombia.

²Universidad Francisco de Paula Santander Ocaña, Vía Acolsure, Sede el Algodonal, Ocaña, Norte de Santander, Colombia.

³Universidad Francisco de Paula Santander Ocaña, Vía Acolsure, Sede el Algodonal, Ocaña, Norte de Santander, Colombia.

Pages: 423–435

Resumen: El presente artículo describe el análisis de una técnica de control basado en el observador proporcional integral generalizado (GPI). El análisis se realizó en el contexto de la corrección del factor de potencia (FP) y la reducción de la distorsión armónica total (THD). Se realizaron experimentos y se comprobó que el control basado en el observador integral proporcional generalizado tiene un alto rendimiento, ya que es capaz de reducir el THD al 1,9% y logra un factor de potencia unitario.

Palabras-clave: Convertidor de potencia; Control basado en el observador proporcional integral generalizado; factor de potencia; distorsión armónica total.

Development of a robust control strategy for the current loop of a Boost Bridgeless AC/DC converter using a GPI observers

Abstract: This document describes the analysis of a control technique, Generalized Proportional Integral (GPI) observer-based Control. The analysis was made on the context of power factor correction and total harmonic distortion reduction. Experiments were carried out and it was found that the control based on the generalized proportional integral observer has a high performance since it is capable of reducing the THD to 1.9% and achieves a unit power factor.

Keywords: Power converter Generalized Proportional Integral observer-based Control, power factor, total harmonic distortion.

1. Introducción

Los convertidores de potencia o convertidores AC/DC se utilizan en las aplicaciones de electrónica de potencia, como en inversores, fuentes de alimentación entre otros. La mayoría de estas aplicaciones poseen un sistema de corrección de factor de potencia (PFC) para mejorar la eficiencia y cumplir con las normas y estándares de calidad de la energía (Villarejo & Sebastián, 2007).

Gran parte de los circuitos convertidores de potencia con corrección de factor de potencia (PFC) están formados por un puente diodos que se encarga de rectificar la señal de corriente alterna (AC), seguido por un convertidor DC/DC encargado de llevar la tensión de salida del convertidor al nivel deseado (Mahmood, Chiu, Member, & Lo, 2013). Entre los convertidores AC/DC más utilizados para aplicaciones con PFC se encuentra la topología Boost bridgeless (Figura 1), conformada por dos convertidores tipo Boost que trabajan de forma alterna dependiendo del encendido y apagado del switch (De Jesus Kremes & Font, 2017). La topología Boost Bridgeless se presenta como recurso para minimizar las pérdidas por conducción reduciendo el número de dispositivos semiconductores. Sin embargo, el control de los armónicos sigue siendo un tema de investigación debido a problemas relacionados con la presencia de estos en la red eléctrica por efectos de la conmutación.

Este documento propone una estrategia de control basado en un observador GPI para el lazo de corriente del convertidor Boost bridgeless, esta técnica utiliza un controlador GPI lineal robusto para sistemas perturbados no lineales (Regino, Gómez, & Espinel, 2018) (Regino-Ubarnes, Gómez-Camperos, & Ruedas-Rodriguez, 2019). Esta estrategia estima las perturbaciones a través de un observador lineal llamado observador proporcional integral generalizado (observador GPI). Las perturbaciones (componentes armónicas de la frecuencia fundamental de la red 60Hz) y la incertidumbre se modelan como componentes aditivos, ya sean externos o propios de la planta y el observador GPI las estima, de forma unificada (Munoz, Cortes-Romero, Esmeral, & Mendez, 2015) namely the Stewart-Gough configuration. The platform is intended for CNC machining processes where repeatability and accuracy requirements of the robot's motion are of utmost importance. The proposed approach makes use of linear high gain disturbance observation, where model uncertainties and external disturbances are lumped together into a general additive disturbance input that is estimated by Generalized Proportional Integral (GPI) (Ubarnes, Blanco, & Rodriguez, 2018). El objetivo es reducir el porcentaje de distorsión armónica total (THD) por debajo del 5% y llevar el factor de potencia (FP) a la unidad (Fernández, Sala, & Romeral, 2018). Las estrategias de control GPI son fáciles de implementar y han demostrado un mejor rendimiento que el proporcionado por las técnicas basadas en modelos clásicos.

Este documento está organizado de la siguiente manera: en la sección 2 presenta el modelo matemático del convertidor AC/DC tipo Boost Bridgeless. En la sección 3 se presenta una descripción y el diseño de la estrategia de control basado en observador GPI. La sección 4 muestra los resultados de la implementación del arreglo propuesto haciendo una comparación con la estrategia de control proporcional integral y la sección 5 se presentan las conclusiones.

2. Convertidor de potencia.

La estrategia de control que se diseñó se implementó en un convertidor AC/DC tipo Boost bridgeless el cual hace parte de una plataforma experimental para pruebas de laboratorio, este está compuesto por un par de inductores ($L1$ y $L2$) de 707 μH cada uno con sus respectivas resistencias parásitas ($RL1$ y $RL2$) de 0.5Ω , todas las medidas se tomaron a 20kHz; dos diodos de potencia Fast Recovery en la parte superior ($D1$ y $D2$) y dos Mosfets IRFP260n en la parte inferior ($Q1$ y $Q2$), un sensor de voltaje de línea y un sensor de corriente de línea. El bus DC está compuesto por el condensador C de 660 μF , una resistencia de carga R de 32Ω y un sensor de voltaje. El convertidor se alimenta con tensión de CA, la cual entra a la etapa de corrección de factor de potencia. En esta etapa se encuentran dos convertidores elevadores tipo Boost que operan alternadamente en cada semi-ciclo de la tensión de línea (Ken & Carl, 2016) the reviewed topologies are classified into four different groups: electrical isolation, semiconductor clamped, passive component clamped and hybrid clamped. The topologies review are provided based on comparing the topologies operation, device selection criteria and the noise of the electromagnetic interference (EMI)

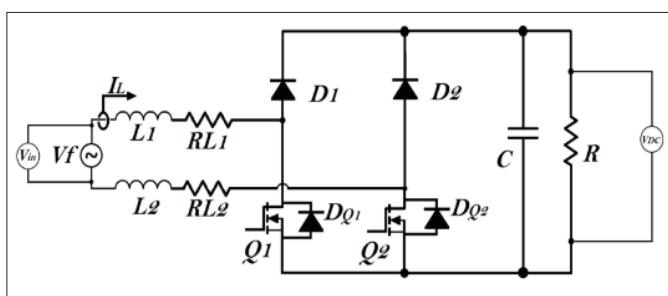


Figura 1 – Diagrama esquemático del PFC Boost Bridgeless. Fuente: Autores.

La dinámica del convertidor se rige por el tiempo de encendido y apagado los Mosfet $Q1$ y $Q2$, estos establecen el recorrido de la corriente. En el semi-ciclo positivo la señal de PWM actúa directamente sobre $Q1$ mientras $Q2$ permanece apagado, en el semi-ciclo negativo la señal de PWM actúa directamente sobre $Q2$ mientras $Q1$ permanece apagado.

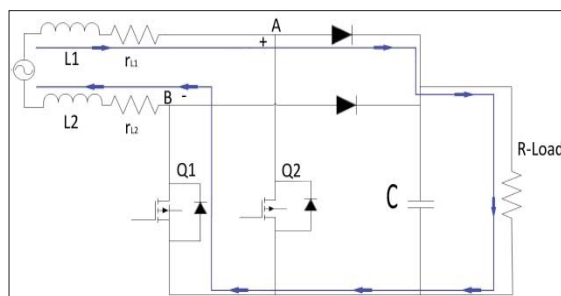


Figura 2 – Recorrido de la corriente en el semi-ciclo positivo con $Q1$ y $Q2$ apagados (Regino Ubarnes, Ochoa, & Vergel, 2017).

Teniendo en cuenta el recorrido de la corriente se hace el análisis del circuito empleando la ley de tensiones de Kirchhoff (ver Figura 2).

$$v_{f(t)} = L \frac{di_{L(t)}}{dt} + R_L i_{L(t)} + v_{ab(t)} \quad (1)$$

Donde $v_{f(t)}$ es la tensión de la red ($v_{f(t)} = V_f \sqrt{2} \sin(\omega_n t)$), $i_{L(t)}$ es la corriente que pasa por la bobina, L es la inductancia equivalente del circuito, R_L es la resistencia equivalente del circuito igual $r_{L1} + r_{L2}$ y $v_{ab(t)}$ es la tensión vista desde los nodos A y B del circuito.

Cuando $v_{f(t)}$ es positiva la tensión $v_{ab(t)}$ promedio es:

$$\overline{v_{ab(t)}} = (1-D) v_{c(t)} + v_{D1} + v_{Q1}D + v_{DQ2} \quad (2)$$

Cuando $v_{f(t)}$ es negativa la tensión $v_{ab(t)}$ promedio es:

$$\overline{v_{ab(t)}} = -(1-D) v_{c(t)} + v_{D2} - v_{Q2}D - v_{DQ} \quad (3)$$

En donde $v_{D1(t)}$ es el voltaje del diodo D1, $v_{c(t)}$ es el voltaje DC del capacitor de salida, $v_{DQ2(t)}$ es el voltaje del diodo interno del Mosfet 2, $v_{DQ1(t)}$ es el voltaje del diodo interno del Mosfet 1, $v_{Q1(t)}$ es la tensión drenador-surtidor del Mosfet 1, $v_{Q2(t)}$ es la tensión drenador-surtidor del Mosfet 2.

En las ecuaciones (2) y (3), D corresponde al ciclo útil de la señal de PWM que toma valores en un intervalo cerrado de $[0,1]$. Al sumar las ecuaciones (2) y (3) es posible afirmar que el modelo promediado-simplificado de la planta es:

$$\frac{di_{L(t)}}{dt} = -\frac{R_L}{L} i_{L(t)} + \frac{v_{f(t)}}{L} + \frac{\alpha}{L} \quad (4)$$

Donde α es:

$$\alpha = \begin{cases} (1-D)v_{c(t)} & \text{semi-ciclo positivo} \\ \square & \\ -(1-D)v_{c(t)} & \text{semi-ciclo negativo} \end{cases} \quad (5)$$

Al aplicar la transformada de Laplace a la ecuación (4), y tomando v_f como una perturbación se obtiene la ecuación (6).

$$sI_L = -\frac{R_L}{L} I_L + \frac{\alpha}{L} \quad (6)$$

De la ecuación (6) se despeja $\frac{I_L}{\alpha}$ y da como resultado el modelo promediado-simplificado a la frecuencia de conmutación de la planta:

$$\frac{I_L}{\alpha} = \frac{1}{(LS + R_L)} \quad (7)$$

3. Diseño del Control basado en un observador GPI

El control basado en un observador GPI, está sustentado en un observador de Luenberger extendido, que se utiliza para estimar las perturbaciones de carácter externo e interno de la planta. Si se tiene un sistema de primer orden cuyo modelo matemático puede escribirse como:

$$\dot{x}_1(t) = ku(t) + \xi(t) \quad (8)$$

Entonces es posible llevar a cabo una realización en variables de estado del sistema descrito en la ecuación 8, de tal forma que uno de los estados corresponda a la estimación de $\xi(t)$. Al completar dicho proceso se obtiene la representación del sistema que se muestra en la ecuación 9. En esta última representación, se puede apreciar que la variable de estado $x_1(t)$ corresponde a la salida de la planta, $x_2(t)$ corresponde a la perturbación de la planta y que $x_3(t)$ corresponde a la primera derivada de la perturbación de la planta.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= ku(t) + x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= x_3(t) \\ \dot{x}_3(t) &= \xi(t)^{(2)}. \end{aligned} \quad (9)$$

Ahora bien, es posible construir un observador de estados para el sistema descrito por la ecuación (9). Dicho observador es el que se muestra en la ecuación (10).

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1(t) &= ku(t) + \hat{x}_2(t) + l_2(x_1(t) - \hat{x}_1(t)) \\ \dot{\hat{x}}_2(t) &= \hat{x}_3(t) + l_1(x_1(t) - \hat{x}_1(t)) \\ \dot{\hat{x}}_3(t) &= l_0(x_1(t) - \hat{x}_1(t)) \end{aligned} \quad (10)$$

Donde $x_2(t)$ es el estimado de la perturbación y $(x_1(t) - \hat{x}_1(t))$ es el error de estimación. La dinámica del error de estimación E del observador de la ecuación (10) está dada por la ecuación (11).

$$s^2 \xi(t) = (s^3 + l_2 s^2 + l_1 s + l_0) E \tag{11}$$

S $\xi(t)^{(2)}$ es acotada y si los coeficientes l_i (con $i = 0,1,2$), 12

$$s^3 + l_2 s^2 + l_1 s + l_0 \tag{12}$$

$$. E \tag{13}$$

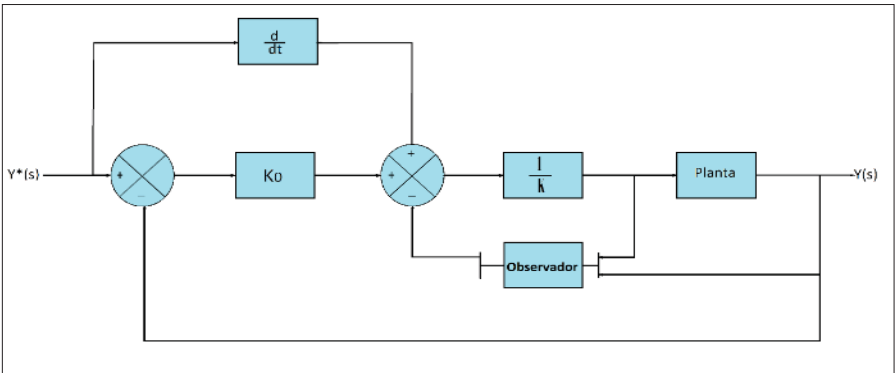
$$u(t) = \frac{1}{\kappa} \left[y_{(t)}^{*(1)} + k_o \left(y_{(t)}^* - x_1(t) \right) - x_2(t) \right] \tag{13}$$

E k_o I

de seguimiento asintótica y exponencialmente a una vecindad suficientemente pequeña de cero, dicha vecindad depende de la cota última del error de estimación definido R , R , T , 2013 .

E 3 I

13 I



3 I.

La estructura de la señal de control del control basado en observador GPI que se muestra en la ecuación 13 parte del supuesto que la m -ésima derivada de la perturbación con respecto al tiempo es cero (Wu, Hang, Ang, & Li, 2017). Si se toma $\dot{y}(t)$ como la derivada de la corriente, $k=1/L$, $u(t)$ es la acción de control y $\xi(t)$ es la perturbación la ecuación 8 se puede escribir como:

$$\dot{y}(t) = ku(t) + \xi(t) \quad (14)$$

Partiendo del observador planteado en la ecuación 10, se toman como variables de estado: $x_{1(t)} = y(t)$, $\dot{x}_{1(t)} = \dot{y}(t)$, $x_2(t) = \xi(t)$ y $x_3(t) = \xi(t)^{(1)}$. Los coeficientes l_i se seleccionaron para obtener las siguientes raíces del polinomio característico: $-2\pi \cdot 0$, $-2\pi 10000$, $-2\pi \cdot 0000$, entonces el controlador adquiere la forma simple de la ecuación 15 con valores de $\kappa = 707.213$, $\alpha = 1$ y $K_0 = 0$.

$$u(t) = \frac{1}{\kappa} \left[y^{(1)}(t) + K_0 (y(t) - y_1(t)) - \xi(t) \right] \quad (15)$$

4. Resultados

En esta sección se describen las experimentaciones realizadas para evaluar el rendimiento del control propuesto basado en el Observador GPI, en una aplicación para la corrección del factor de potencia y la compensación de armónicos, dicha estrategia se compara con un control proporcional integral (PI) el cual es usualmente utilizado en este tipo de convertidores. Los experimentos se realizaron a una potencia constante de 400W, los resultados fueron satisfactorios puesto que se cumplió con el objetivo de reducir el porcentaje de THD por debajo del 5% y llevar el PF por encima de 0.9 o lo más cercano a la unidad. Los resultados de la estrategia de control propuesta se evaluaron teniendo en cuenta dos aspectos, el seguimiento de la señal de referencia el cual se mide con Factor de Potencia (PF) y el porcentaje de error cuadrático medio (ECM), y el rechazo activo de perturbaciones, que se mide con el porcentaje de THD, la comparación de las dos estrategias de control se presenta claramente en la tabla 1.

En las Figura 4, se muestran las gráficas de corriente y referencia de corriente obtenidas en la implementación de esta estrategia de control basada en el observador GPI, en esta se aprecia la señal de referencia (Rojo) una señal sinusoidal pura y la señal de corriente medida (Azul) la cual trata de seguir la referencia, en la figura 5 se presentan los resultados de las mediciones de THD y PF realizadas a dicha señal.

En la figura 6, se presentan las gráficas de corriente y referencia de corriente obtenidas en la implementación de la estrategia de control PI, en esta se observa la señal de referencia (Rojo) y la señal de corriente medida (Azul) la cual trata de seguir la referencia. Se puede decir que al comparar las gráficas de la figura 4 y la figura 6, el seguimiento de la señal es mejor para el control basado en un observador GPI y se comprueba con las mediciones realizadas mediante el analizador de redes (Figura 7).

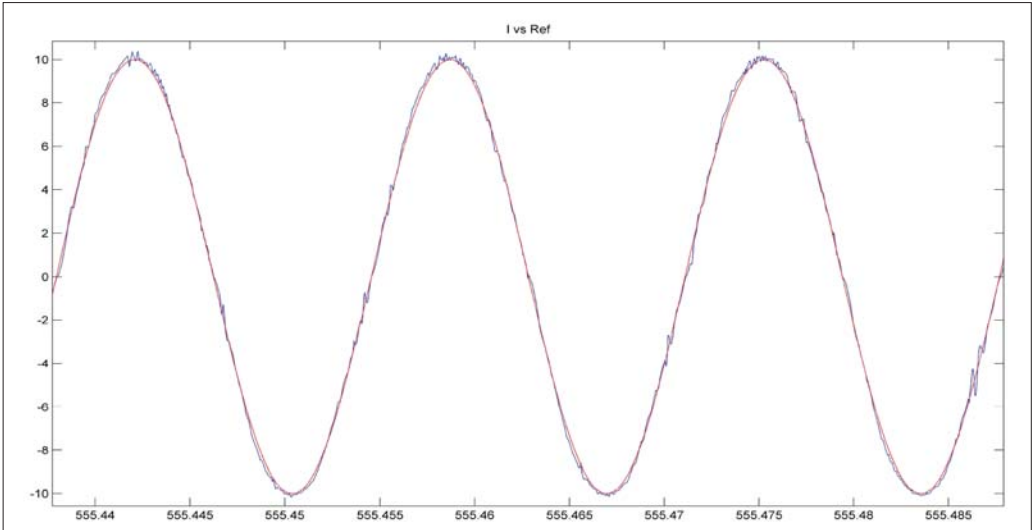


Figura 4 – Referencia de corriente vs corriente de entrada del sistema. Fuente: Autores.

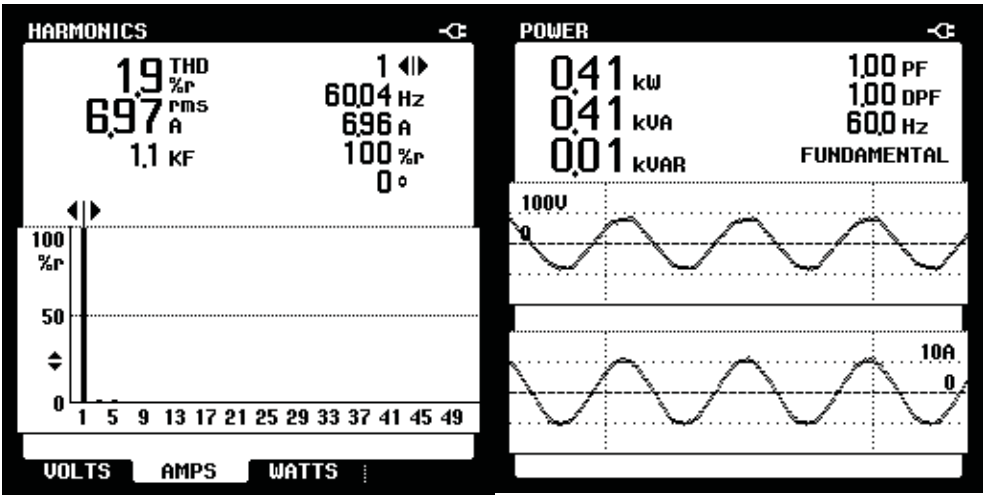


Figura 5 – Datos Analizador de redes. Fuente: Autores.

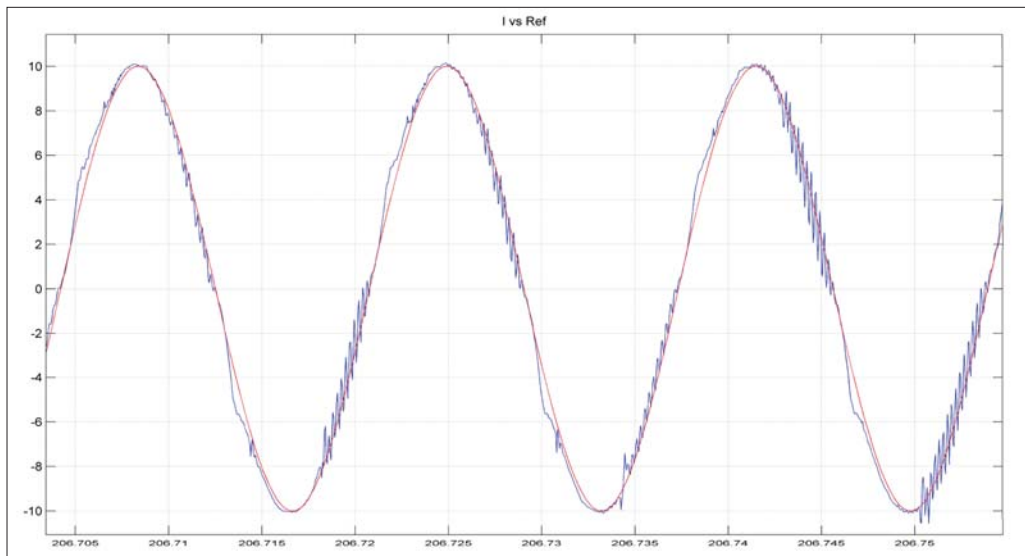
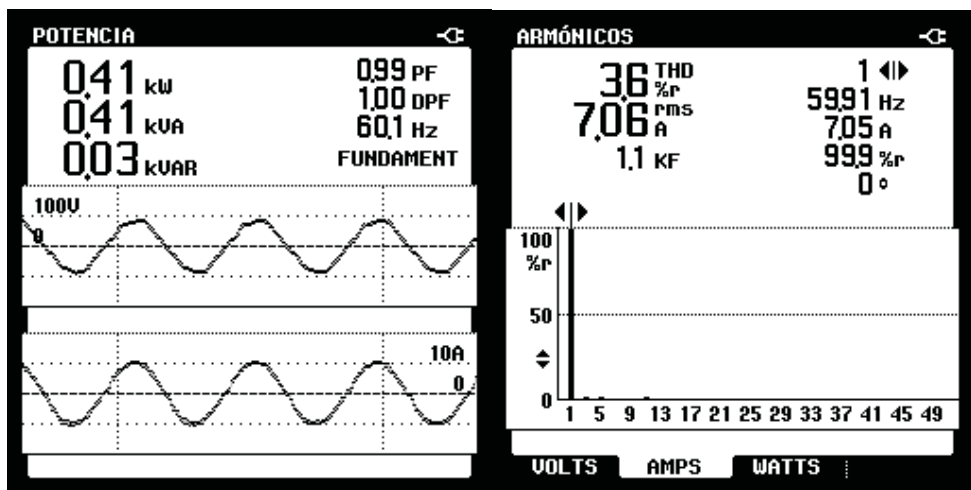


Figura 6 – Referencia de corriente vs corriente de entrada del sistema. Fuente: Autores.



a) THD

Figura 7 – Datos Analizador de redes. Fuente: Autores.

Adicionalmente en la figura 8 se comparan los diagramas de bode en donde se evidencia que para el seguimiento de la referencia a la frecuencia de trabajo (60 Hz) las dos estrategias propuestas presentan una ganancia de 0dB lo que es coherente con el factor de potencia medido que para el control PI es de 0.99 y para el control basado en un Observador GPI es de 1 y el ECM calculado de 3.209 y 7.348 respectivamente.

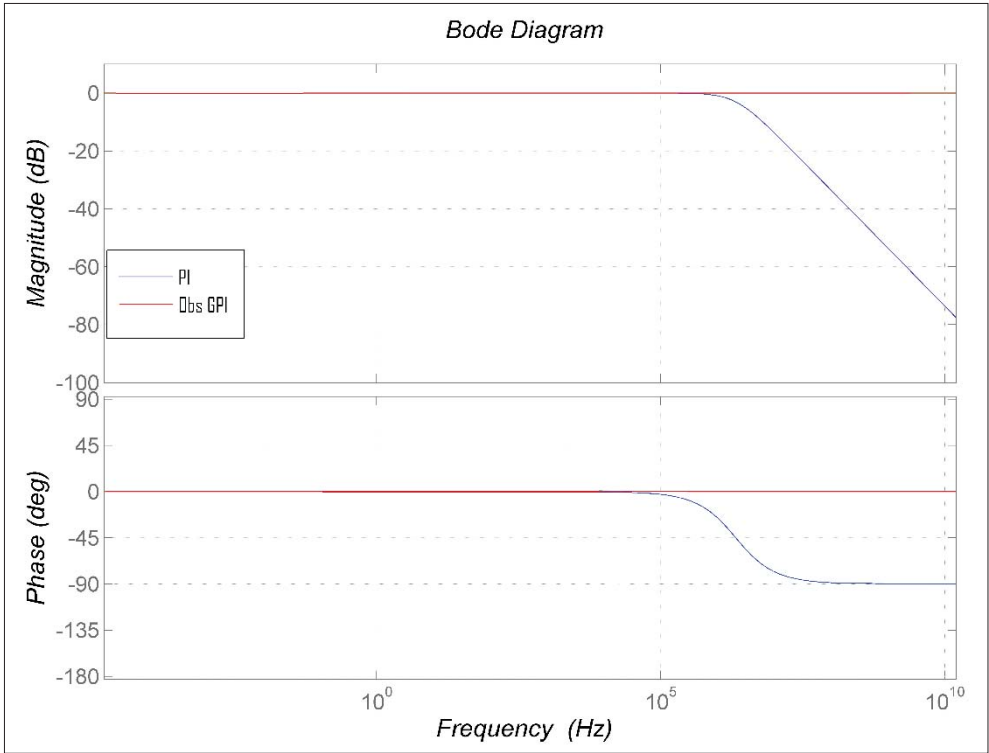


Figura 8 – Diagrama de Bode, seguimiento de la señal de referencia. Fuente: Autores.

En la figura 9 se comparan los diagramas de bode respecto al rechazo de perturbaciones, las dos estrategias propuestas presentan una atenuación significativa de las perturbaciones lo que está ligado directamente con el porcentaje de THD medido que para el control PI es de 3.6 y para el control basado en un Observador GPI es de 1.9. Los resultados medidos están acordes con los armónicos calculados para las gráficas de las figuras 4 y 6, como se muestra en la figura 10 en donde se demuestra que la mayor atenuación de armónicos se da por control basado en un observador GPI, aquí también se puede ver el buen desempeño del controlador a altas frecuencias dándole una muy buena respuesta al ruido.

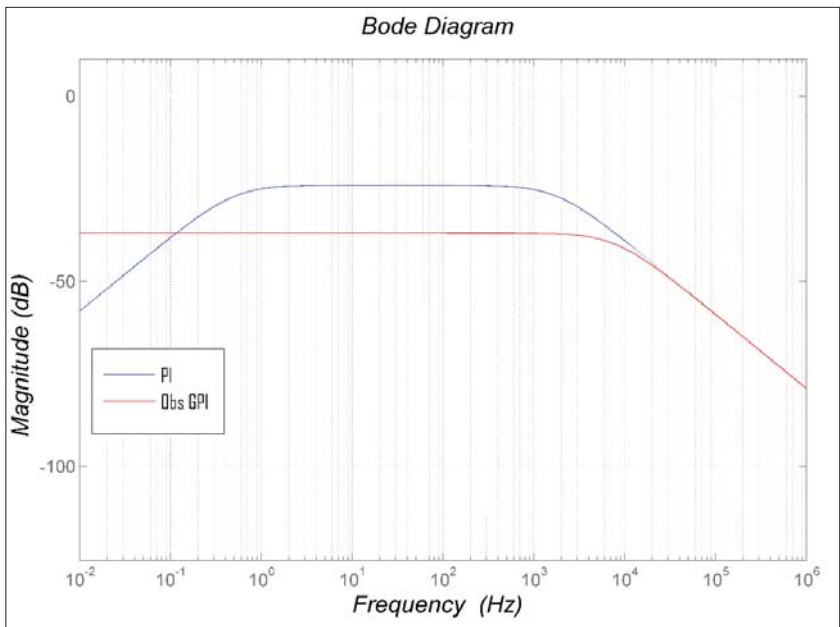


Figura 9 – Diagrama de Bode de la función de sensibilidad. Fuente: Autores.

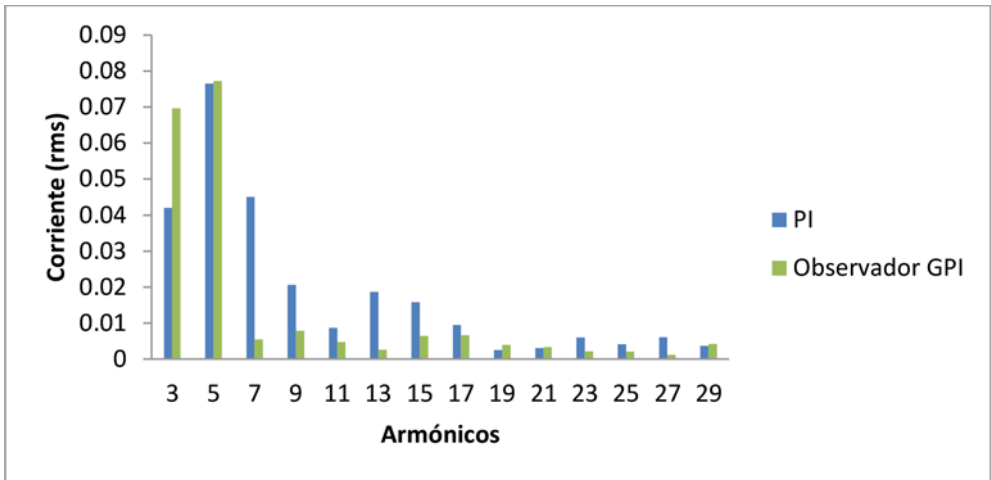


Figura 10– Armónicos de la corriente para las cuatro estrategias de control. Fuente: Autores.

Control	THD(%)	FP	ECM(%)
Observador GPI	1.9	1	3.209
Proporcional Integral	3.6	0.99	7.348

Tabla 1. Evaluación del rendimiento

4. Conclusiones

En este artículo, se provee una aplicación experimental de un control de seguimiento de trayectoria de salida con rechazo activo de perturbaciones. Bajo este enfoque, se diseñó un controlador basado en un observador GPI para la el lazo de corriente del PFC Boost Bridgeless.

El enfoque incluye el uso de un observador e tendido, lineal y de alta ganancia, conocido como el observador GPI. Este observador se usa para estimar los armónicos que actúan como perturbaciones aditivas que afectan la dinámica de la señal de salida. Esta información on-line es utilizada por el control para la anulación efectiva, de las incertidumbres del sistema, las no linealidades del circuito y la presencia de parámetros inciertos.

La estrategia de control propuesta cumple con los estándares para la regulación de armónicos en las línea de alimentación, como el IEC 1000-3-2(Compliance Testing to the IEC 1000-3-2 (EN 61000-3-2) and IEC 1000-3-3 (EN 61000-3-3) Standards," n.d.), el EN61000-3-2 (Lazaro, Barrado, Sanz, Salas, & Olías, 2007) y el estándar IEEE519 que reglamentan la cantidad de armónicos en la red eléctrica, y limita el porcentaje de THD de la señal de corriente de entrada a un máximo de 5% ("IEEE Std 519-1992," 1993). Teniendo en cuenta esto el control basado en observador GPI presenta un buen desempeño, puesto que su porcentaje de THD fue de 1.9 muy por debajo del máximo permitido.

Referencias

- Compliance Testing to the IEC 1000-3-2 (EN 61000-3-2) and IEC 1000-3-3 (EN 61000-3-3) Standards. (n.d.). Retrieved November 7, 2015, from <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5964-1917E.pdf>
- De Jesus Kremes, W., & Font, C. H. I. (2017). PWM techniques for a single-phase PFC bridgeless SEPIC rectifier. *2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications, INDUSCON 2016*. <https://doi.org/10.1109/INDUSCON.2016.7874568>
- Fernández, E., Sala, V., & Romeral, L. (2018). Method to Reduce THD and Improve Efficiency in SiC Power Converter . *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 753–758.
- IEEE Std 519-1992. (1993). *IEEE Std 519-1992*. <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.1993.114370>

- Ken, K. M. S., & Carl, N. M. H. (2016). A critical review of Bridgeless PFC boost rectifiers with common-mode voltage mitigation. *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, 2, 3654–3659. <https://doi.org/10.1109/IECON.2016.7793232>
- Lazaro, A., Barrado, A., Sanz, M., Salas, V., & Olias, E. (2007). New Power Factor Correction AC-DC Converter With Reduced Storage Capacitor Voltage. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(1), 384–397. <https://doi.org/10.1109/TIE.2006.888795>
- Mahmood, M., Chiu, H., Member, S., & Lo, . (2013). Isolated Dual Boost Bridgeless Power Factor Correction AC-DC Converter. *1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*, 465–470. <https://doi.org/10.1109/IFEEEC.2013.6687551>
- Munoz, J. D., Cortes-Romero, J., Esmeral, J. S., & Mendez, L. M. (2015). GPI observer based linear control of the Stewart-Gough platform. *2015 IEEE 2nd Colombian Conference on Automatic Control, CCAC 2015 - Conference Proceedings*, 6, 1–6. <https://doi.org/10.1109/CCAC.2015.7345204>
- Ramos, G. a., Cortes-Romero, J., & Triana, A. J. (2013). Control proporcional integral generalizado para señales periódicas. *Tecnura*, 17, 18–32. Retrieved from <http://tecnura.udistrital.edu.co/ojs/index.php/revista/article/view/751/706>
- Regino-Ubarnes, F. J., Gómez-Camperos, J. A., & Ruedas-Rodriguez, A. F. (2019). Development of a generalized proportional integral control strategy for level control in a coupled tank system. *Journal of Physics: Conference Series*, 1418, 012016. <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1418/1/012016>
- Regino, F. J., Gómez, J. A., & Espinel, y. E. E. (2018). Comparative study of three control techniques for the current loop of a Boost Bridgeless converter. In *2018 IEEE International Conference on Automation/XXIII Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)* (pp. 1–7). <https://doi.org/10.1109/ICA-ACCA.2018.8609810>
- Regino Ubarnes, F. J., Ochoa, E. M., & Vergel, A. L. (2017). CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL GENERALIZADO (GPI) PARA EL LA O DE CORRIENTE DE UN CONVERTIDOR AC – DC BOOST BRIDGELESS. *Revista Ingenio UFPSO*, 13(e-ISSN 2389-864X), 49–56.
- Ubarnes, F. R., Blanco, E. E., & Rodriguez, A. R. (2018). Generalized proportional integral control (GPI) design for a ball and beam system. *Contemporary Engineering Sciences*, 11(90), 4447–4454. <https://doi.org/10.12988/ces.2018.89485>
- Villarejo, J. A., & Sebastián, J. (2007). Optimizing the Design of Single-Stage PFC. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 54(3), 1472–1482. <https://doi.org/10.1109/tie.2007.894734>
- Wu, H., hang, L., ang, J., & Li, S. (2017). Model predictive control for DC-DC buck power converter-DC motor system with uncertainties using a GPI observer. *Chinese Control Conference, CCC*, 4906–4911. <https://doi.org/10.23919/ChiCC.2017.8028129>

© 2020. This work is published under
<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>(the
“License”). Notwithstanding the ProQuest Terms and
Conditions, you may use this content in accordance with the
terms of the License.