

## Sensorless control for a class of power converters

Christian Granados-Salazar \* Gerardo Espinosa-Pérez \*

\* Facultad de Ingeniería, UNAM (e-mail: christianf\_gs@outlook.com; gerardoe@unam.mx).

**Abstract:** This article addresses the design of an observer-based controller for a generalized model of power converters, whose structure is a PCH system. The system structure is leveraged to design a controller, an observer, and their interconnection, as the proposed schemes preserve the structure. Additionally, the convergence proof of the proposed scheme is presented. Finally, to validate the results, a numerical evaluation is shown through a simulation of Boost converter.

**Keywords:** Observer, Structure preserving, Sensorless control, PCH Systems, Power Converters.

### 1. INTRODUCCIÓN

Una gran cantidad de sistemas físicos de distinta naturaleza pueden ser representados por un Sistema Hamiltoniano Controlado por Puerto (PCH, por sus siglas en inglés). Esta estructura es de interés ya que brinda ciertas bondades para el diseño de esquemas de control y observación los cuales aprovechan las propiedades estructurales en el análisis de convergencia de dichas propuestas. Algunos esquemas de observación propuestos para sistemas PCH y que además preservan la estructura se pueden encontrar en la literatura, por ejemplo en (Granados-Salazar et al., 2024) y (Pfeifer et al., 2021), los cuales siguen diferentes metodologías de diseño y tipos de no linealidades diferentes. También está el caso de (Rojas et al., 2025) en el cual se presenta un observador para sistemas PCH cuyo hamiltoniano es cuadrático. En (Zenfari et al., 2022) se presenta un esquema de observación que preserva la estructura de un sistema PHC. En el caso de controladores, también hay esquemas propuestos los cuales preservan la estructura de un sistema PCH. Por ejemplo, (Yaghmaei and Yazdanpanah, 2017) basa su diseño en la teoría de contracción. Adicionalmente, existen metodologías generales de diseño para clases específicas de sistemas PCH como la mostrada en (Ramos-Garcia et al., 2021), donde se aprovechan propiedades estructurales.

En ocasiones en los sistemas dinámicos la medición completa del estado no está disponible o la variable de interés no es posible de medir debido a diversas causas. En ese sentido se han propuesto esquemas de control basado en observador tales como el control sensorless para motores en (Shah et al., 2014), (Ibarra-Rojas et al., 2004) y para convertidores (He et al., 2022).

El desarrollo de este trabajo se centra en los convertidores de potencia ya que admiten una representación de un sistema PCH y han sido reportados modelos generalizados de esta clase de circuitos cuya estructura es un sistema PCH. De manera general, para estos dispositivos existen problemas abiertos tal como el caso del control basado en observador, esto debido a la dificultad que se presenta en algunas ocasiones de disponer de mediciones debido a limitaciones tecnológicas (Crescentini et al., 2022). Así, dadas las diferentes aplicaciones de importancia que estos tienen, es también de suma importancia proponer esquemas de control basados en observadores de estados.

El propósito principal de este artículo es desarrollar un esquema de control basado en observador para convertidores de potencia. Esta propuesta surge ante la imposibilidad práctica de medir directamente ciertas variables en estos sistemas ya sea voltaje o corriente. Adicionalmente, el artículo presenta pruebas formales de convergencia estableciendo qué propiedades se deben satisfacer para alcanzar un objetivo de control. Algo importante a destacar es el hecho que el usar esquemas que preservan la estructura PCH hace que sea más eficiente el analizar las propiedades que los sistemas de control exhiben.

Este artículo se organiza de la siguiente manera: en la Sección 2 se muestra el modelo matemático generalizado de los convertidores de potencia, así como cada elemento que compone dicha estructura. La Sección 3 muestra de manera detallada el diseño del esquema de control propuesto indicando las condiciones a satisfacer cada uno de sus elementos. La Sección 4 contiene la evaluación numérica de los resultados obtenidos en la Sección 3, considerando como ejemplo ilustrativo el convertidor Boost. Finalmente en la Sección 5 se presentan las conclusiones del trabajo desarrollado.

## 2. MODELO GENERAL

En esta sección se presenta el modelo PCH generalizado de los convertidores de potencia estudiados en este trabajo, el cual fue reportado en (He et al., 2022). Se presentan las principales propiedades del modelo para después realizar el diseño del esquema de control basado en observador sobre esta estructura.

Considere el modelo generalizado de convertidores de potencia CD-CD, el cual está dado por

$$\dot{x} = \left( J_0 + \sum_{i=1}^m J_i u_i - R \right) Qx + \left( G_0 + \sum_{i=1}^m G_i u_i \right) E \quad (1)$$

donde los estados del sistema  $x \in \mathbb{R}^n$  son flujos en los inductores  $\phi$  y cargas en los capacitores  $q$ , mientras  $J_i = -J_i^\top \in \mathbb{R}^{n \times n}$  y  $R(x) = R(x)^\top \geq 0 \in \mathbb{R}^{n \times n}$  son las matrices de interconexión y disipación, respectivamente. Además  $G_i \in \mathbb{R}^{n \times m}$  es la matriz de entradas y  $u_i \in \mathbb{R}^m$  representa el encendido y apagado de los interruptores.

Para esta representación, el Hamiltoniano asociado es una función cuadrática de la forma

$$H(x) = \frac{1}{2} x^\top Q x \quad (2)$$

con  $Q = Q^\top \in \mathbb{R}^{n \times n}$  una matriz definida positiva cuyas entradas son las inductancias y capacitancias del sistema. Es decir

$$Q = \begin{bmatrix} \text{diag} \left\{ \frac{1}{L_1} \right\} & 0 \\ 0 & \text{diag} \left\{ \frac{1}{C_i} \right\} \end{bmatrix}$$

Para este modelo se considera como salida a

$$y = \left( G_0 + \sum_{i=1}^m G_i u_i \right)^\top Qx \quad (3)$$

con la cual se define un mapeo pasivo desde la entrada  $E$ .

## 3. DISEÑO DEL CONTROL BASADO EN OBSERVADOR

En esta sección se aborda el diseño del esquema de observación, haciendo énfasis en cada uno de los elementos que lo componen, las propiedades que deben satisfacer cada uno en su diseño y también las propiedades que deben satisfacer en conjunto para garantizar la convergencia a cero tanto del error de control como el error de observación al realizar la interconexión que da como resultado un control basado en observador.

### 3.1 Controlador

En esta sección se detalla el diseño del controlador para el modelo general de los convertidores. A partir de la obtención de la dinámica del error se diseña una retroalimentación de estados con el cual se garantiza la convergencia a los estados deseados.

Considere (1) entonces la dinámica admisible para el modelo está dada por

$$\dot{x}_* = \left( J_0 + \sum_{i=1}^m J_i u_{i*} - R \right) Qx_* + \left( G_0 + \sum_{i=1}^m G_i u_{i*} \right) E \quad (4)$$

donde  $x_*$  son los estados deseados.

*Dinámica del error* Definiendo el error de control como  $e = x - x_*$ , y con las trayectorias admisibles dadas por (4) la dinámica del error es

$$\dot{e} = \left( J_0 + \sum_{i=1}^m J_i u_{i*} - R \right) Qe + \sum_{i=1}^m (J_i Qx_* + G_i E) \tilde{u}_i$$

Realizando la manipulación algebraica de los elementos y a modo de simplificar la notación se expresa al siguiente término como

$$\sum_{i=1}^m (J_i Qx_* + G_i E) \tilde{u}_i = B(x_*) \tilde{u}$$

De manera simplificada, la dinámica del error toma la forma

$$\dot{e} = \left( J_0 + \sum_{i=1}^m J_i u_{i*} - R \right) Qe + B(x_*) \tilde{u} \quad (5)$$

*Diseño del controlador* Sea (5) la dinámica del error. Se propone como función candidata de Lyapunov a

$$V(e) = \frac{1}{2} e^\top Q e \quad (6)$$

Al obtener la derivada de esta función a lo largo de las trayectorias de (5) se tiene que

$$\begin{aligned} \dot{V}(e) &= e^\top Q \dot{e} \\ &= e^\top Q \left( \left[ J_0 + \sum_{i=1}^m J_i u_{i*} - R \right] Qe + B(x_*) \tilde{u} \right) \\ &\leq -e^\top Q R Q e + e^\top Q B(x_*) \tilde{u} \end{aligned} \quad (7)$$

Teniendo como grado de libertad a  $\tilde{u}$ , se define como

$$\tilde{u} = -k B^\top(x_*) Q e \quad (8)$$

donde  $k \in \mathbb{R}^+$  es la ganancia de control. Para garantizar convergencia del esquema se realiza el análisis como se muestra a continuación.

Sustituyendo (8) en (7), se tiene

$$\begin{aligned} \dot{V}(e) &= -e^\top Q R Q e - e^\top Q B(x_*) k B^\top(x_*) Q e \\ &= -e^\top Q (R + B(x_*) k B^\top(x_*)) Q e \end{aligned} \quad (9)$$

Para garantizar la estabilidad asintótica del origen  $e = 0$ , basta con que se satisfaga

$$R + B(x_*) k B^\top(x_*) > 0 \quad (10)$$

para todo  $x_*$  acotado. Así, se selecciona  $k$  de tal modo que se satisfaga la condición presentada.

### 3.2 Observador

En esta sección se aborda el diseño del esquema de observación para el modelo general de convertidores presentado en la Sección 2. Este diseño se basa en la metodología presentada en Rojas et al. (2025) y en un caso particular en Rojas et al. (2021), el cual es un observador de orden completo que además preserva la estructura de un sistema PCH. El observador es una copia de la dinámica del sistema, adicionando un término de corrección que permite garantizar la convergencia del error de observación.

Considere el modelo (1). El observador propuesto tiene la forma

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}} &= \left( J_0 + \sum_{i=1}^m J_i u_i - R \right) Q \hat{x} + \left( G_0 + \sum_{i=1}^m G_i u_i \right) E + \\ &\quad + L(y - \hat{y})\end{aligned}\quad (11)$$

$$\hat{y} = \left( G_0 + \sum_{i=1}^m G_i u_i \right)^T Q \hat{x} \quad (12)$$

donde  $\hat{x}$  son los estados estimados y  $L \in \mathbb{R}^{1 \times n}$  es la ganancia del término de corrección, el cual se puede escribir como

$$L(y - \hat{y}) = L \left( G_0 + \sum_{i=1}^m G_i u_i \right)^T Q \tilde{x} \quad (13)$$

*Dinámica del error* Para obtener la ecuación que describe el comportamiento dinámico del error de observación, considere la dinámica del sistema (1) y el observador de estados (11). Si se define al error de observación como  $\tilde{x} = x - \hat{x}$ , la dinámica del error toma la forma

$$\dot{\tilde{x}} = \left( J_0 + \sum_{i=1}^m J_i u_i - R - L \left[ G_0 + \sum_{i=1}^m G_i u_i \right]^T \right) Q \tilde{x} \quad (14)$$

A partir de la cual es posible establecer propiedades de convergencia del esquema propuesto.

*Prueba de convergencia* Para analizar las propiedades de convergencia del esquema de observación se considera la dinámica del error de observación (14) y se hace el análisis usual de proponer una función candidata de Lyapunov (el Hamiltoniano en este caso) y se determinan las condiciones bajo las cuales se garantiza que el punto de equilibrio  $\tilde{x} = 0$  de la dinámica del error es asintóticamente estable.

Para analizar la estabilidad de  $\tilde{x} = 0$  se propone

$$V(\tilde{x}) = \frac{1}{2} \tilde{x}^T Q \tilde{x} \quad (15)$$

cuya derivada a lo largo de las trayectorias del sistema es

$$\dot{V}(\tilde{x}) \leq \tilde{x}^T Q \left( R + L \left[ G_0 + \sum_{i=1}^m G_i u_i \right] \right) Q \tilde{x} \quad (16)$$

Bajo estas condiciones, para garantizar que el punto de equilibrio  $\tilde{x} = 0$  es asintóticamente estable, lo cual implica

que el esquema de observación converge a los estados reales, se debe satisfacer que la parte simétrica de la matriz

$$R + L \left[ G_0 + \sum_{i=1}^m G_i u_i \right] \quad (17)$$

sea positiva definida. Con la selección correcta del término  $L$  es posible garantizar que se cumple esta condición.

### 3.3 Control basado en Observador

En esta sección se muestra la última parte del diseño al considerar un esquema de control basado en observador y establecer las condiciones que se deban satisfacer para que en conjunto, tanto  $e$  como  $\tilde{x}$ , tiendan a cero. Para esto, se parte de la hipótesis que los dos esquemas mostrados anteriormente se pueden interconectar de tal manera que se logre el objetivo de control planteado.

Considerando la dinámica del error de control (5) con  $\tilde{u}$  diseñada como se muestra en 3.1, para realizar el control basado en observador se realiza un cambio de variable en el esquema de control presentado de la forma

$$\begin{aligned}\hat{e} &= \hat{x} - x_* \\ \hat{e} &= e - \tilde{x}\end{aligned}\quad (18)$$

Al realizar la manipulación algebraica se obtiene

$$\begin{aligned}\hat{u} &= -k B^T(x_*) Q \hat{e} \\ &= -k B^T(x_*) P e + k B^T(x_*) P \tilde{x}\end{aligned}\quad (19)$$

Al sustituir (19) en (5) se tiene que

$$\dot{e} = [J(u) - (R + B(x_*) k B^T(x_*))] P e + B(x_*) k B^T(x_*) P \tilde{x} \quad (20)$$

con  $J(u) = J_0 + \sum_{i=1}^m J_i u_i$

A partir de (20) se realiza el análisis de convergencia del esquema propuesto. Para ello se define al estado extendido  $z = [e \ \tilde{x}]^T$  obteniéndose el sistema

$$\begin{aligned}\dot{z} &= \left( \begin{bmatrix} J(u) & 0 \\ 0 & J(u) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R + B(x_*) k B^T(x_*) & -B(x_*) k B^T(x_*) \\ 0 & R - L G^T \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} Q & 0 \\ 0 & Q \end{bmatrix} z\end{aligned}\quad (21)$$

con  $G = [G_0 + \sum_{i=1}^m G_i u_i]$ .

Una vez definido el sistema correspondiente al estado extendido, se determinan las condiciones que garanticen que  $z = 0$  es asintóticamente estable. Para esto, es conveniente re-escribir el sistema (21) como

$$\begin{aligned}\dot{e} &= [J(u) - (R + B(x_*) k B^T(x_*))] P e + \\ &\quad + B(x_*) k B^T(x_*) P \tilde{x}\end{aligned}\quad (22)$$

$$\dot{\tilde{x}} = [J(u) - (R + L G^T)] P \tilde{x} \quad (23)$$

Bajo estas condiciones, se sabe que si el sistema (22), con  $\tilde{x}$  como entrada, es entrada a estados estable y el

origen del sistema (23) es globalmente y uniformemente asintóticamente estable, entonces el origen del sistema interconectado (22)-(23) es globalmente y uniformemente asintóticamente estable (Khalil, 2002).

Para verificar que la situación descrita en el párrafo anterior se cumple, considere primero la función candidata de Lyapunov dada por

$$V(e) = \frac{1}{2}e^\top Pe \quad (24)$$

Obteniendo su derivada a lo largo de las trayectorias de (22), se tiene

$$\dot{V}(e) = e^\top P\dot{e} \quad (25)$$

$$= -e^\top PR_0Pe + e^\top PB(x_\star)kB^\top(x_\star)P\tilde{x} \quad (26)$$

con  $R_0 = R + B(x_\star)kB^\top(x_\star)$ .

Acotando esta derivada, se obtiene

$$\begin{aligned} \dot{V}(e) &\leq -\|P\|^2\|R_0\|\|e\|^2 + k\|P\|^2\|B(x_\star)\|^2\|\tilde{x}\| \\ &\leq -(1-\theta)\|P\|^2\|R_0\|\|e\|^2, \quad \forall \|e\| \geq \frac{k\|B(x_\star)\|^2\|\tilde{x}\|}{\theta\|R_0\|} \end{aligned}$$

con  $0 < \theta < 1$ , lo cual muestra que si  $x_\star$  es acotado, entonces el sistema (22) es entrada a estados estable. Lo cual implica que si los estados observados  $\tilde{x}$  están acotadas, el error de control  $e$  también estará acotado.

Por otro lado, considere para el sistema (23) la función candidata de Lyapunov

$$V(\tilde{x}) = \frac{1}{2}\tilde{x}^\top P\tilde{x} \quad (27)$$

Obteniendo su derivada a lo largo de las trayectorias de (23), se tiene

$$\dot{V}(\tilde{x}) = \tilde{x}^\top P\dot{\tilde{x}} \quad (28)$$

$$\leq -\tilde{x}^\top P(R + LG^\top)P\tilde{x} \quad (29)$$

donde, por diseño, el término  $L$  garantiza que el punto de equilibrio  $\tilde{x} = 0$  es globalmente y uniformemente asintóticamente estable. así, al realizar el diseño como se plantea e interconectar al controlador con el observador, es posible garantizar que el esquema propuesto cumple con el objetivo de control.

#### 4. EVALUACIÓN NUMÉRICA

Para realizar la evaluación numérica se considera el modelo PCH del convertidor Boost dado por

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{q} \end{bmatrix} = \left( \begin{bmatrix} 0 & -u \\ u & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_l & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_c} \end{bmatrix} \right) \nabla H(x) + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (30)$$

donde  $\phi = Li \in \mathbb{R}$  es el flujo magnético en el inductor,  $q = Cv \in \mathbb{R}$  es la carga en el capacitor, mientras  $J(u) = -J(u)^\top \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$  y  $R = R^\top \geq 0 \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ . Además

$V_{in} \in \mathbb{R}$  es el voltaje de entrada al circuito y  $u \in \mathbb{R}$  es el ciclo de trabajo de la señal de encendido y apagado de los interruptores.

Bajo las condiciones descritas, el Hamiltoniano asociado a (30) es

$$H(x) = \frac{1}{2}x^\top Qx2Lx$$

con  $x_1 = \phi$ ,  $x_2 = q$  y

$$Q = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix}; \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

donde  $L$  es la inductancia y  $C$  la capacitancia. Adicionalmente, note que en este caso se tiene que

$$G = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Los valores deseados denotados como  $x_\star$  se obtiene al resolver el sistema de ecuaciones dado por la dinámica admisible

$$\dot{x}_\star = [J(u_\star) - R]Px_\star + GV_{in} \quad (31)$$

obteniendo  $x_\star = \{x_{1\star}, x_{2\star}\}$

#### 4.1 Diseño del Control basado en observador

Para el diseño del controlador, se establece una diferencia entre los estados del sistema y los estados deseados, es decir, un error  $e = x - x_\star$ .

Obteniendo la dinámica del error  $\dot{e} = \dot{x} - \dot{x}_\star$  y al realizar las manipulaciones algebraicas pertinentes se tiene

$$\dot{e} = [J(u) - R]Pe + B(x_\star)\tilde{u} \quad (32)$$

donde

$$B(x_\star) = \begin{bmatrix} -x_{2\star} \\ \frac{C}{x_{1\star}} \\ \frac{L}{x_{1\star}} \end{bmatrix}$$

Para verificar la estabilidad del punto de equilibrio de la dinámica del error se propone la función candidata de Lyapunov

$$V(e) = \frac{1}{2}e^\top Pe \quad (33)$$

Al obtener la derivada a lo largo de las trayectorias del sistema se tiene

$$\dot{V}(e) = -e^\top PRPe + e^\top PB(x_\star)\tilde{u} \quad (34)$$

Ahora se propone  $\tilde{u}$  como

$$\tilde{u} = -kB^\top(x_\star)Pe \quad (35)$$

Entonces, la derivada de la función candidata de Lyapunov toma la forma

$$\dot{V}(e) = -e^\top P(R + B(x_\star)kB^\top(x_\star))Pe \quad (36)$$

Para determinar la convergencia del error de control se necesita garantizar que la parte simétrica de la matriz  $R + B(x_\star)kB^\top(x_\star)$  sea positiva definida, donde en este caso se tiene

$$R + B(x_\star)kB^\top(x_\star) = \begin{pmatrix} R_l + \frac{kx_{2\star}^2}{C^2} & -\frac{kx_{1\star}x_{2\star}}{LC} \\ -\frac{kx_{1\star}x_{2\star}}{LC} & \frac{1}{R_c} + \frac{kx_{1\star}^2}{L^2} \end{pmatrix} \quad (37)$$

Así, se debe satisfacer las siguientes condiciones

$$R_l + \frac{kx_{2\star}^2}{C^2} > 0 \quad (38)$$

$$\frac{R_l}{R_c} + \frac{kR_lx_{1\star}^2}{L^2} + \frac{kx_{2\star}^2}{R_c C^2} > 0 \quad (39)$$

Dado que aparecen términos cuadráticos y todos los parámetros del sistema son positivos, una condición suficiente para garantizar convergencia del esquema de control es necesario que se satisfaga  $k > 0$

Para complementar el diseño del esquema de control, se considera el diseño de un esquema de observación a partir de las mediciones disponibles en el sistema para eventualmente realizar control basado en observador.

El esquema propuesto es el siguiente

$$\dot{\hat{x}} = [J(u) - R]\hat{P}\hat{x} + gV_{in} + L(y - \hat{y}) \quad (40)$$

$$\hat{y} = g^\top \hat{P}\hat{x} \quad (41)$$

Se propone al error de observación como  $\tilde{x} = x - \hat{x}$ , entonces la dinámica del error se expresa como

$$\dot{\tilde{x}} = [J(u) - (R + Lg^\top)]\hat{P}\tilde{x} \quad (42)$$

Para garantizar convergencia del esquema de observación se analiza la estabilidad del punto de equilibrio de la dinámica del error. Se propone

$$V(\tilde{x}) = \tilde{x}^\top \hat{P}\tilde{x} \quad (43)$$

Al obtener la derivada a lo largo de las trayectorias del sistema, se tiene

$$\dot{V}(\tilde{x}) = -\tilde{x}^\top P(R + Lg^\top)\hat{P}\tilde{x} \quad (44)$$

de donde se obtiene que la parte simétrica de  $R + LC$  es

$$(R + Lg^\top)_{sym} = \begin{bmatrix} R_l + L_1 & \frac{1}{2}L_2 \\ \frac{1}{2}L_2 & \frac{1}{R_c} \end{bmatrix}$$

por lo que, para que esta matriz sea definida positiva, se deben cumplir las siguientes condiciones

$$R_l + L_1 > 0 \quad (45)$$

$$\frac{R_l}{R_c} - \frac{L_2^2}{4} + \frac{L_1}{R_c} > 0 \quad (46)$$

Para la evaluación numérica se definieron los valores mostrados en la Tabla 1, mientras que los valores deseados considerados fueron

$$\{i^*, v^*, u^*\} = \{2, 50, 0.5\}$$

Parámetro	Valor
Voltaje de entrada $V_{in}$	25[v]
Voltaje de salida $v_{out}$	50[v]
Inductancia $l$	312.5[ $\mu H$ ]
Resistencia de carga $R_c$	50[ $\Omega$ ]
Capacitancia	200[ $\mu F$ ]
Ganancia $K$	0.001
Ganancia $L_1$	80
Ganancia $L_2$	-2

Table 1. Parámetros para la evaluación

En las gráficas de la Figura 1 se muestran las respuestas del controlador, como evoluciona la corriente, el voltaje y el ciclo de trabajo para el convertidor Boost.

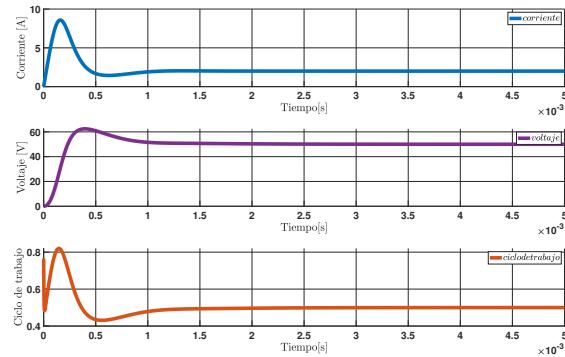


Fig. 1. Respuesta convertidor Boost

En las Figuras 2 y 3, se muestra la comparación de los estados reales del sistema y los estados observados dada una condición inicial. Se muestran la corriente y voltaje, respectivamente.

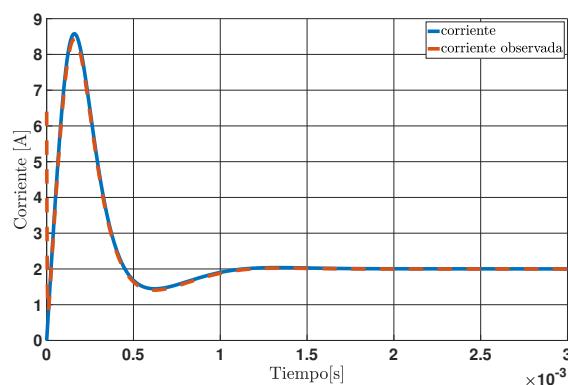


Fig. 2. Corriente en el inductor

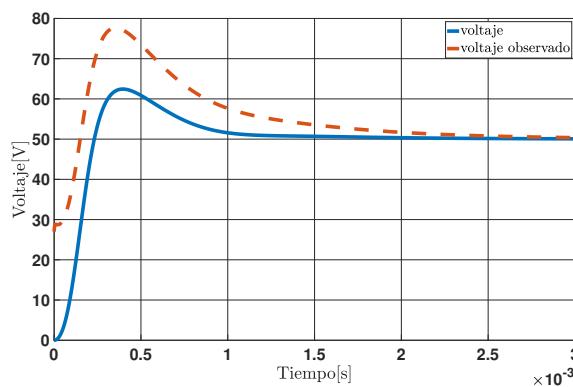


Fig. 3. Voltaje de salida

## 5. CONCLUSIONES

En este artículo, se considera un modelo generalizado de convertidores CD-CD, el cual exhibe una estructura de sistemas PCH. Se propone una metodología clara y detallada del diseño de un controlador basado en observador, mostrando cada elemento que lo componen así como las condiciones que deben cumplirse en la selección de ganancias para cumplir los objetivos de control planteados. La ventaja de trabajar con esquemas que preservan la estructura es que se pueden buscar interconexión adecuadas para facilitar el análisis así como una implementación. Además, con el fin de validar los resultados teóricos, se realizó una evaluación numérica en donde se presentaron los comportamiento dinámicos del controlador y del observador.

## ACKNOWLEDGEMENTS

Este trabajo fue desarrollado con el apoyo de DGAPA-UNAM bajo el proyecto PAPIIT IN118125.

## REFERENCES

- Crescentini, M., Syeda, S.F., and Gibiino, G.P. (2022). Hall-effect current sensors: Principles of operation and implementation techniques. *IEEE Sensors Journal*, 22(11), 10137–10151. doi:10.1109/JSEN.2021.3119766.
- Granados-Salazar, C., Rojas, M., and Espinosa-Pérez, G. (2024). Observer design for a class of nonlinear hamiltonian systems based on energy function structure. *IFAC-PapersOnLine*, 58(6), 178–183.
- He, W., Namazi, M.M., Li, T., and Ortega, R. (2022). A state observer for sensorless control of power converters with unknown load conductance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 37(8), 9187–9199. doi: 10.1109/TPEL.2022.3157853.
- Ibarra-Rojas, S., Moreno, J., and Espinosa-Pérez, G. (2004). Global observability analysis of sensorless induction motors. *Automatica*, 40(6), 1079–1085.
- Khalil, H.K. (2002). Nonlinear systems. *Upper Saddle River*.
- Pfeifer, M., Caspart, S., Strehle, F., and Hohmann, S. (2021). Full-order observer design for a class of nonlinear port-hamiltonian systems. *IFAC-PapersOnLine*, 54(19), 149–154.
- Ramos-García, F., Espinosa-Pérez, G., and Avila-Becerril, S. (2021). On the trajectory tracking control of hamiltonian systems.
- Rojas, M., Granados-Salazar, C., and Espinosa-Pérez, G. (2021). Observer design for a class of nonlinear hamiltonian systems. *IFAC PapersOnLine*, 54(19), 125–130.
- Rojas, M., Granados-Salazar, C., and Espinosa-Pérez, G. (2025). Full-order observer design for quadratic port-controlled hamiltonian systems. *Asian Journal of Control*. doi:10.1002/asjc.3647.
- Shah, D., Espinosa-Pérez, G., Ortega, R., and Hilariet, M. (2014). An asymptotically stable sensorless speed controller for non-salient permanent magnet synchronous motors. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 24(4), 644–668.
- Yaghmaei, A. and Yazdanpanah, M.J. (2017). Trajectory tracking for a class of contractive port hamiltonian systems. *Automatica*, 83, 331–336.
- Zenfari, S., Laabissi, M., and Achhab, M.E. (2022). Proportional observer design for port hamiltonian systems using the contraction analysis approach. *International Journal of Dynamics and Control*, 10(2), 403–408.