

Linealización robusta por retroalimentación de salida del convertidor Buck

Robust output feedback linearization for buck converter

Jairo Sánchez E.¹, David Rodríguez C.¹, Gualberto Solís P.¹, David López F.², Aldo N. Higuera J.³

¹Universidad de Guadalajara, División de Tecnologías para la Integración Ciber-Humana, Depto. de Computación.

Autor de correspondencia: jairo.sanchez3418@academicos.udg.mx

²Tecnológico Nacional de México/ Instituto Tecnológico de Chihuahua, División de Posgrado e Investigación

³Universidad Politécnica de Sinaloa, Maestría en Ciencias Aplicadas. Tecnologías Sostenibles.

Resumen

Se propone un controlador robusto no lineal para la regulación de la tensión de salida de un convertidor Buck alimentado por un arreglo fotovoltaico. La estrategia se basa en linealización por retroalimentación de salida e incorpora un observador extendido de alta ganancia para estimar en línea las incertidumbres paramétricas, errores de modelado, no linealidades y variaciones de parámetros. Estos efectos se agrupan en un estado extendido, cuya estimación permite compensarlos en la ley de control. El esquema resultante es sencillo de implementar, ya que requiere únicamente los valores nominales del inductor y del capacitor del Buck, así como el voltaje nominal en circuito abierto del arreglo fotovoltaico. Se presentan simulaciones del sistema en lazo cerrado bajo incertidumbre y variaciones paramétricas, mostrando un desempeño robusto y una adecuada regulación del voltaje.

Palabras clave: Control de voltaje del Buck, Control robusto, linealización por retroalimentación de salida.

Abstract

A robust nonlinear controller is proposed for regulating the output voltage of a Buck converter supplied by a photovoltaic array. The strategy is based on output feedback linearization and incorporates an extended high-gain observer to estimate online parametric uncertainties, modeling errors, nonlinearities, and parameter variations. These effects are grouped into an extended state, whose estimation enables their compensation within the control law. The resulting scheme is simple to implement, since it only requires the nominal values of the Buck inductor and capacitor, as well as the nominal open-circuit voltage of the photovoltaic array. Closed-loop simulations under uncertainty and parametric variations are presented, showing robust performance and satisfactory voltage regulation.

Keywords: Buck voltage control, Robust control, Output feedback linearization.

Recibido: 13/02/2026; Aceptado: 06/04/2026; Publicado 30/04/2026

Introducción

En la actualidad, la creciente demanda de energía eléctrica, impulsada por el incremento poblacional, la industrialización y la necesidad de mitigar los efectos del cambio climático, ha llevado a un enfoque renovado hacia el desarrollo y optimización de fuentes de energía renovables [1]. Dentro de este contexto, la energía fotovoltaica ha emergido como una de las soluciones más prometedoras, debido a la disminución de sus costos de producción y su capacidad para competir con las fuentes de energía convencionales basadas en combustibles fósiles [2].

Sin embargo, uno de los desafíos más significativos en la producción de energía eléctrica a partir de fuentes renovables es la eficiencia en la conversión de energía y su gestión mediante electrónica de potencia, particularmente a través del control de la tensión de salida en convertidores CD-CD [3]. Los convertidores Buck, como componentes clave en sistemas fotovoltaicos, requieren un control preciso para garantizar una salida de tensión estable. Los métodos de control tradicionalmente utilizados, como los controladores lineales, presentan limitaciones debido a su dependencia de la linealización en torno a un punto operativo específico, lo que los hace menos efectivos en situaciones donde el sistema opera fuera de la vecindad

del punto de equilibrio. Incluso, tales controladores pueden llegar a ser frágiles [4].

En este contexto, el control no lineal, y en particular la técnica de linealización por retroalimentación de salida, ha demostrado ser una alternativa efectiva para superar las desventajas de los controladores lineales tradicionales. Esta técnica permite la síntesis de controles robustos, adecuados para enfrentar las variaciones inherentes en la operación de sistemas de energía renovable [5-9].

En este trabajo se desarrolla una estrategia de control que proporciona robustez ante errores de modelado, variaciones paramétricas y perturbaciones externas a los convertidores Buck. Este artículo se centrará en el control de tensión de salida de un convertidor Buck mediante la técnica de linealización por retroalimentación de salida con estimación de incertidumbres conectado a un módulo fotovoltaico. Se diseñará el control y se simulará el sistema bajo el efecto de perturbaciones externas, errores de modelado y variaciones paramétricas.

Fundamentación Teórica

Supóngase el sistema no lineal de una entrada y una salida:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x),\end{aligned}\quad (1)$$

tal que, los estados $x = (x_1, \dots, x_n)$ pertenecen al conjunto abierto $\Omega \subset R^n$, el campo vectorial $f(x): \Omega \rightarrow R^n$ es diferenciable y $g(x): \Omega \rightarrow R^n$ es el campo vectorial de entrada, $y \in R$ es la salida que es igual a la función real valuada $h: R^n \rightarrow R$, y u es la entrada de control.

Se dice que el sistema (1) tiene grado relativo r [10], en la vecindad Ω del punto $x_o \in \Omega$ si

$$\begin{aligned}L_g L_f^k h(x) &= 0, \quad \forall x \in \Omega \text{ y } \forall k < r - 1 \\ L_g L_f^{r-1} h(x) &\neq 0,\end{aligned}\quad (2)$$

donde $L_f^k h(x) = L_f \left(L_f^{k-1} h(x) \right)$, $L_f h(x) = \frac{\partial h(x)}{\partial x} f(x)$ y $L_g L_f^k h(x) = L_g \left(L_f^{k-1} h(x) \right)$.

Si el sistema (1) tiene grado relativo r en un conjunto abierto Ω , entonces $r \leq n$. Supóngase:

$$\begin{aligned}\phi_1(x) &= h(x) \\ \phi_2(x) &= L_f h(x) \\ &\vdots \\ \phi_r(x) &= L_f^{r-1} h(x).\end{aligned}\quad (3)$$

Si r es menor que n , es posible encontrar $n - r$ más funciones $\phi_{r+1}(x), \dots, \phi_n(x)$, tal que el mapeo

$$\Phi(x) = \begin{bmatrix} \phi_1(x) \\ \vdots \\ \phi_n(x) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

Tiene una matriz jacobiana que no es singular en el conjunto abierto $\Omega \subset R^n$, y, por lo tanto, define una transformación de coordenadas. Es posible elegir $\phi_{r+1}(x), \dots, \phi_n(x)$ de tal forma que

$$L_g \phi_i(x) = 0, \quad \forall r + 1 \leq i \leq n \text{ y } \forall x \in \Omega. \quad (5)$$

Con la descripción del sistema (1) en las nuevas coordenadas $z_i = \phi_i(x)$, $1 \leq i \leq r$, $\eta_j = \phi_{r+j}(x)$, $1 \leq j \leq n - r$, se puede obtener para z_1, \dots, z_r

$$\begin{aligned}\frac{dz_1}{dt} &= \frac{\partial \phi_1}{\partial x} \frac{dx}{dt} = \frac{\partial h(x)}{\partial x} \frac{dx}{dt} = L_f h(x(t)) = \phi_2(x(t)) = z_2(t) \\ &\vdots \\ \frac{dz_{r-1}}{dt} &= \frac{\partial \phi_{r-1}}{\partial x} \frac{dx}{dt} = \frac{\partial (L_f^{r-2} h)}{\partial x} \frac{dx}{dt} = L_f^{r-1} h(x(t)) = \phi_r(x(t)) = z_r(t) \\ \frac{dz_r}{dt} &= L_f^r h(x(t)) + L_g L_f^{r-1} h(x(t))u(t),\end{aligned}\quad (6)$$

y para $\eta_1, \dots, \eta_{n-r}$

$$\begin{aligned}\frac{d\eta_j}{dt} &= \frac{\partial \phi_{r+j}}{\partial x} \left(f(x(t)) + g(x(t))u(t) \right) \\ &= L_f \phi_{r+j}(x(t)) + L_g \phi_{r+j}(x(t))u(t) \\ &= L_f \phi_{r+j}(x(t)),\end{aligned}\quad (7)$$

dato (5). Por lo tanto, con la transformación de coordenadas (4), el sistema (1) queda representado por la forma normal:

$$\begin{aligned}\dot{z}_1 &= z_2 \\ &\vdots \\ \dot{z}_r &= L_f^r h \left(\Phi^{-1}(z(t)) \right) + L_g L_f^{r-1} h \left(\Phi^{-1}(z(t)) \right) u(t) \\ \dot{\eta}_1 &= L_f \phi_{r+1} \left(\Phi^{-1}(z(t)) \right) \\ &\vdots \\ \dot{\eta}_{n-r} &= L_f \phi_n \left(\Phi^{-1}(z(t)) \right) \\ y &= z_1,\end{aligned}\quad (8)$$

donde $x(t) = \Phi^{-1}(z(t), \eta(t))$, $z = (z_1, \dots, z_r)$ y $\eta = (\eta_1, \dots, \eta_{n-r})$ es el vector de estados del subsistema que forma la dinámica interna del sistema.

Si el subsistema que forma la dinámica interna en (8) es de fase mínima, entonces, el control

$$u(z, \eta) = \frac{1}{L_g L_f^{r-1} h \left(\Phi^{-1}(z(t), \eta(t)) \right)} \left(-L_f^r h \left(\Phi^{-1}(z(t), \eta(t)) \right) + v(t) \right), \quad (9)$$

descompone al sistema (8), en dos subsistemas

$$\begin{aligned}\dot{z}_1 &= z_2 \\ &\vdots \\ \dot{z}_r &= v(t) \\ \dot{\eta}_1 &= L_f \phi_{r+1} \left(\Phi^{-1}(z(t), \eta(t)) \right) \\ &\vdots \\ \dot{\eta}_{n-r} &= L_f \phi_n \left(\Phi^{-1}(z(t), \eta(t)) \right) \\ y &= z_1,\end{aligned}\quad (10)$$

uno de tamaño r , que es lineal, controlable, observable y que es el responsable del comportamiento de la entrada-salida, mientras que el segundo, es de tamaño $n - r$ y su dinámica puede ser no lineal y su comportamiento no afecta a la salida.

El controlador (9) requiere el conocimiento exacto de $L_f^r h \left(\Phi^{-1}(z(t), \eta(t)) \right)$ y $L_g L_f^{r-1} h \left(\Phi^{-1}(z(t), \eta(t)) \right)$, para cancelar las no linealidades y convertir la dinámica de los estados $z = (z_1, \dots, z_r)$ en una dinámica lineal. En consecuencia, (9) resulta impráctico para implementación cuando dichas funciones son desconocidas o inciertas.

Para una implementación práctica, se considera que solo se mide la salida y que las funciones no lineales del modelo pueden ser desconocidas o inciertas. Esto engloba incertidumbres paramétricas, errores de modelado y, en presencia de perturbaciones externas o fallos, sus efectos también se reflejan en los términos no lineales del sistema.

Metodología

A. Linealización por retroalimentación de salida con estimación de incertidumbres

Con base en lo anterior, y para formalizar el diseño del esquema propuesto bajo medición parcial de estados e incertidumbre, se adoptan las siguientes suposiciones. Estas permiten pasar del control ideal —que requiere el conocimiento exacto de las funciones del sistema— a una formulación implementable, donde los efectos desconocidos pueden estimarse y compensarse.

Suposición 1. Se tiene la medición de la salida $y = z_1$.

Suposición 2. Existe una transformación de coordenadas tal que el sistema (1) pueda representarse como en (8), y la dinámica interna asociada es de fase mínima.

Suposición 3. Se dispone de un estimado $\hat{a}(z)$ de $a(z, \eta) = L_g L_f^{r-1} h(\Phi^{-1}(z(t), \eta(t)))$ tal que $\hat{a}(z) > a(z, \eta)$ para todo $x(t) = \Phi^{-1}(z(t), \eta(t)) \in \Omega \subset R^n$ y de un estimado $\hat{b}(z)$ de $b(z, \eta) = L_f^r h(\Phi^{-1}(z(t), \eta(t)))$, que puede ser fijado a cero $\hat{b}(z) = 0$.

Si existen estimados $\hat{a}(z) > 0$ y $\hat{b}(z)$, entonces las diferencias entre los valores reales y los estimados están dadas por $\delta_1(z, \eta) = a(z, \eta) - \hat{a}(z)$ y $\delta_2(z, \eta) = b(z, \eta) - \hat{b}(z)$. Definiendo un nuevo estado $\sigma = \Theta(z, \eta, u)$ y agrupando las incertidumbres en una función $\Theta(z, \eta, u) = \delta_1(z, \eta) + \delta_2(z, \eta)u(t)$, el sistema (8) puede expresarse como en

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ &\vdots \\ \dot{z}_r &= \sigma + \hat{b}(z) + \hat{a}(z)u(t) \\ \dot{\sigma} &= \Xi(z, \sigma, \eta, u) \\ \dot{\eta}_1 &= L_f \phi_{r+1}(\Phi^{-1}(z(t))) \\ &\vdots \\ \dot{\eta}_{n-r} &= L_f \phi_n(\Phi^{-1}(z(t))) \\ y &= z_1, \end{aligned} \quad (11)$$

Donde

$$\begin{aligned} \Xi(z, \sigma, \eta, u) &= \frac{\partial}{\partial t} \Theta(z, \eta, u) \\ &= \delta_2(z, \eta) \dot{u}(t) + \sum_{i=1}^{r-1} \left(z_{i+1} \frac{\partial \Theta(z, \eta, u)}{\partial z_i} \right) \\ &+ [\sigma + \hat{b}(z) + \hat{a}(z)u(t)] \frac{\partial}{\partial z_r} \Theta(z, \eta, u). \end{aligned} \quad (12)$$

El sistema (11) agrupa las incertidumbres en una función $\Theta(z, \eta, u)$, la cual puede estimarse mediante el estado σ , que no es medible, pero si observable. La nueva ley de control

$$u(z, \sigma) = \frac{1}{\hat{a}(z)} \left(-\sigma - \hat{b}(z) + v(t) \right), \quad (13)$$

puede modificar la dinámica del sistema (11) en una dinámica lineal, de modo que el control lineal $v(t)$ permita asignar su comportamiento dinámico.

En (11) los estados z y σ son observables en la salida $y = z_1$ y el control $v(t)$ puede ser diseñado con la teoría de control lineal. Por lo tanto, el sistema (11) puede ser reconstruido mediante la lectura de la salida $y = z_1$ y el uso de un observador extendido de alta ganancia:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{z}}_1 &= \hat{z}_2 + \frac{\alpha_1}{\epsilon} (y - \hat{z}_1) \\ &\vdots \\ \dot{\hat{z}}_{r-1} &= \hat{z}_r + \frac{\alpha_{r-1}}{\epsilon^{r-1}} (y - \hat{z}_1) \\ \dot{\hat{z}}_r &= \hat{\sigma} + \hat{b}(\hat{z}) + \hat{a}(\hat{z})u(t) + \frac{\alpha_r}{\epsilon^r} (y - \hat{z}_1) \\ \dot{\hat{\sigma}} &= \frac{\alpha_{r+1}}{\epsilon^{r+1}} (y - \hat{z}_1) \\ y &= z_1, \end{aligned} \quad (14)$$

de tal forma que el control

$$u(\hat{z}, \hat{\sigma}) = \text{sat} \left\{ \frac{1}{\hat{a}(\hat{z})} \left(-\hat{\sigma} - \hat{b}(\hat{z}) + v(t) \right) \right\}, \quad (15)$$

transforma al sistema (8) en una dinámica lineal (11). La función saturación se incluye en el control de manera que se evite el sobre impulso generado por las altas ganancias del observador [11]. Los coeficientes α del observador deben elegirse de manera que el polinomio $s^{r+1} + \alpha_1 s^r + \dots + \alpha_{r+1}$ sea Hurwitz.

Es importante notar que el control (15) necesita un conocimiento mínimo del sistema. Lo único que se requiere conocer es el grado relativo del sistema y una cota superior de la no linealidad $a(z, \eta)$ [12][13]. Los estados, errores de modelado, variaciones paramétricas y las perturbaciones externas son estimados mediante el observador extendido de alta ganancia. Por tal motivo, el control (15) es un control robusto no lineal. Aunque las ventajas son significativas, el control posee la desventaja de ser de alta ganancia, lo que implica que para su cálculo se deben de manejar tanto magnitudes muy grandes como muy pequeñas. La coexistencia de magnitudes muy grandes y muy pequeñas favorece una implementación digital en punto flotante; en hardware analógico requeriría un escalamiento cuidadoso para evitar saturación y pérdida de resolución.

B. Modelo del sistema

El sistema está conformado por un arreglo de módulos fotovoltaicos que alimentan a un capacitor C_{pv} (filtro), como se muestra en la Figura 1. Dicho capacitor está conectado en paralelo con el convertidor Buck. Para caracterizar la dinámica del sistema se emplean dos modelos: (i) un modelo lo más

cercano posible a la planta real, utilizado para evaluar el desempeño del controlador; y (ii) un modelo simplificado, utilizado para el diseño del control. Esto permite emular errores de modelado y el desconocimiento parcial de las dinámicas no lineales presentes en la práctica.

El circuito del convertidor Buck incluye el voltaje de entrada v_{pv} , un MOSFET como interruptor S , un diodo D , un inductor L , un condensador C , una resistencia de carga R , y el voltaje de salida v_o .

En la práctica, tanto los componentes de conmutación como los componentes pasivos del convertidor no se comportan de manera ideal, porque tienen resistencias parásitas. El diagrama del circuito del convertidor Buck con todas las resistencias parásitas se muestra en la Figura 1. En el primer modelo se consideran distintos tipos de resistencias parásitas, como la resistencia de encendido R_s , la resistencia directa del diodo R_d , la tensión directa del diodo v_f , la resistencia del inductor R_L y la resistencia del condensador R_C . Se omiten la inercia de los dispositivos semiconductores y los fenómenos térmicos. Las ecuaciones de estado que caracterizan el comportamiento del convertidor Buck, operando en modo de conducción continua y tomando en cuenta las resistencias parásitas [8], son

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -(R_d + R_L + R \parallel R_C) \frac{x_1}{L} - \frac{R}{L(R+R_C)} x_2 + \frac{x_3}{L} u \\ \dot{x}_2 &= \frac{R}{C(R+R_C)} x_1 - \frac{1}{C(R+R_C)} x_2 \\ \dot{x}_3 &= -\frac{1}{C_{pv}} x_2 u + \frac{1}{C_{pv}} i_{pv} \end{aligned} \quad (16)$$

donde se consideran como variables de estado: la corriente del inductor i_L , la tensión del capacitor v_c y el voltaje del capacitor que funciona como filtro v_{pv} . La entrada del sistema u corresponde al ciclo de trabajo del pwm. El vector de estados se representa como $[x_1 \ x_2 \ x_3] = [i_L \ v_o \ v_{pv}]$.

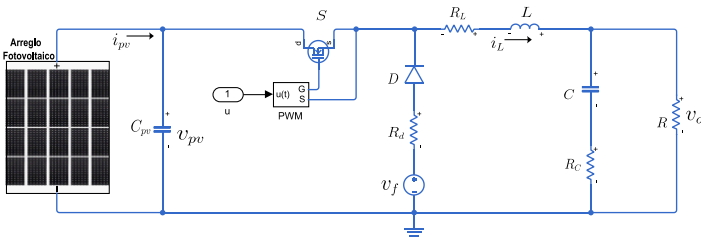


Figura 1. Sistema conformado por un arreglo de módulos fotovoltaicos conectado en paralelo a un capacitor C_{pv} y un convertidor Buck con resistencias parásitas.

Por otro lado, el modelo que caracteriza la dinámica de un arreglo de módulos fotovoltaicos [14], Figura 2, está dado por las ecuaciones

$$\begin{aligned} i_{pv} &= N_p I_{ph} - N_p I_0 \left(\exp \left(\frac{V_{pv} + I_{rs} q}{N_s \frac{q}{nkT} N_p} \right) - 1 \right) - \frac{V_{pv} / N_s + I_{rs}}{R_{sh}} \\ I_{ph} &= (I_{sc} + K_i (T - 298)) \left(\frac{G}{1000} \right) \\ I_0 &= I_{rs} \left[\frac{T}{T_r} \right] \exp \left(\frac{q E_{g0}}{nk} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_r} \right) \right) \\ I_{rs} &= I_{sc} / \left(\exp \left(\frac{q V_{OC}}{N_s T k n} \right) - 1 \right), \end{aligned} \quad (17)$$

donde i_{pv} es la corriente de salida de arreglo de módulos fotovoltaicos. I_{ph} es la corriente fotoeléctrica, I_0 es la corriente de saturación, I_{rs} es la corriente de saturación inversa, I_{sc} es la corriente en corto circuito, V_{OC} es el voltaje en circuito abierto, q es la carga del electrón, N_s es el número de celdas fotovoltaicas conectadas en serie que componen el módulo, n es el factor ideal del diodo, T es la temperatura de operación, k es la constante de Boltzmann, T_r es la temperatura nominal, E_{g0} es la banda de energía del semiconductor, K_i es la corriente de la celda de corto circuito a $25^\circ C$ y $1000 W/m^2$, G es la irradiación solar, N_p es el número de módulos fotovoltaicos conectados en paralelo, R_s es la resistencia en serie, R_{sh} es la resistencia shunt de una celda y v_{pv} es el voltaje del arreglo fotovoltaico.

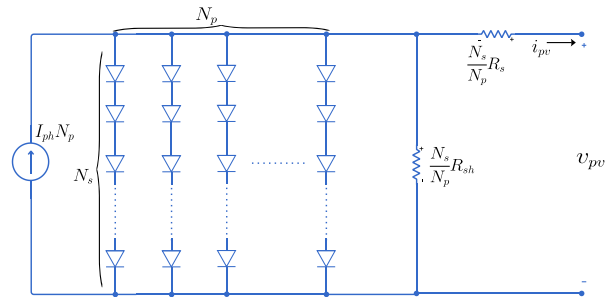


Figura 2. Circuito equivalente de un arreglo de módulos fotovoltaicos.

Resultados

A. Diseño del control

Se considera el modelo dado por

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{1}{L} x_2 + \frac{v_{pv}}{L} u \\ \dot{x}_2 &= \frac{1}{C} x_1 - \frac{1}{C} i_o \\ y &= x_2 \end{aligned} \quad (18)$$

como la única información disponible para el diseño, mientras que la dinámica real del sistema está dada por (16) y (17). En (18), i_o es la corriente a través de la carga de salida, v_{pv} es el voltaje del arreglo fotovoltaico, L y C son la inductancia y capacitancia del Buck, respectivamente, y $x = [x_1 \ x_2] = [i_L \ v_o]$ el vector de estados.

Utilizando (2) en (18) se tiene

$$\begin{aligned}
 L_g h(x) &= [0 \quad 1] \begin{bmatrix} \frac{v_{pv}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} = 0 \\
 L_f h(x) &= [0 \quad 1] \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} x_2 \\ \frac{1}{C} x_1 - \frac{1}{C} i_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{C} x_1 - \frac{1}{C} i_0 \\
 L_g L_f h(x) &= \begin{bmatrix} \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{v_{pv}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{v_{pv}}{LC} \\
 L_f^2 h(x) &= \begin{bmatrix} \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} x_2 \\ \frac{1}{C} x_1 - \frac{1}{C} i_0 \end{bmatrix} = -\frac{1}{LC} x_2,
 \end{aligned} \tag{19}$$

En consecuencia, el sistema es de grado relativo es 2 en R^2 , ya que $\frac{v_{pv}}{LC} \neq 0$ para toda $x \in R^2$. De esta manera, utilizando (3) en (18), se puede encontrar una transformación de coordenadas

$$\begin{aligned}
 z_1 &= \phi_1(x) = h(x) = x_2 \\
 z_2 &= \phi_2(x) = L_f h(x) = \frac{1}{C} x_1 - \frac{1}{C} i_0,
 \end{aligned} \tag{20}$$

que pone al sistema (18) en la forma normal (8)

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_1 &= z_2 \\
 \dot{z}_2 &= -\frac{z_1}{LC} + \frac{v_{pv}}{LC} u(t) \\
 y &= z_1.
 \end{aligned} \tag{21}$$

Si se disponen de valores nominales del inductor L_{nom} , del capacitor C_{nom} y del voltaje del arreglo fotovoltaico V_{pv} , entonces puede establecerse una cota $\hat{a}(z)$ para $a(z) = \frac{v_{pv}}{LC}$ y tomarse $\hat{b}(z) = 0$, con lo cual se satisfacen las tres suposiciones establecidas. Por lo tanto, con el observador

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{z}}_1 &= \hat{z}_2 + \frac{\alpha_1}{\epsilon} (y - \hat{z}_1) \\
 \dot{\hat{z}}_2 &= \hat{\sigma} + \frac{v_{pv}}{L_{nom} C_{nom}} u(t) + \frac{\alpha_2}{\epsilon^2} (y - \hat{z}_1) \\
 \dot{\hat{\sigma}} &= \frac{\alpha_3}{\epsilon^3} (y - \hat{z}_1) \\
 y &= z_1,
 \end{aligned} \tag{22}$$

donde, $\alpha_1 = 3$, $\alpha_2 = 3$ y $\alpha_3 = 1$, de manera que el polinomio $s^3 + \alpha_1 s^2 + \alpha_2 s + \alpha_3$ cumple con ser Hurwitz, y el control

$$u(\hat{z}, \hat{\sigma}) = \text{sat} \left\{ \frac{L_{nom} C_{nom}}{V_{pv}} (-\hat{\sigma} + v(t)) \right\}, \tag{23}$$

convierten al sistema (18) en un sistema lineal con la forma de (10). Para el sistema lineal resultante

$$\begin{aligned}
 \dot{z} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} v(t) \\
 y &= z_1,
 \end{aligned} \tag{24}$$

se define una función de costo

$$J = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{\infty} (z^T Q z + v^T R v) dt \tag{25}$$

donde Q y R son matrices simétricas definidas positivas. Basándose en el control óptimo cuadrático, se tiene que la ley de control optima es $v(t) = -Kz = -[k_1 \quad k_2] \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}$, tal que $K = B^T P$ y P , una matriz simétrica positiva, es la solución de la ecuación de Riccati $PA + A^T P - PBR^{-1}B^T + Q = 0$. Apoyándose de la teoría de pasividad [15], se proponen

$$\begin{aligned}
 Q &= \begin{bmatrix} \left(\frac{L}{2R^2} + \frac{C}{2}\right) & \frac{LC}{2R} \\ \frac{LC}{2R} & \frac{LC^2}{2} \end{bmatrix} \\
 R &= (LC)^3,
 \end{aligned} \tag{26}$$

quedando el control no lineal final de la siguiente forma

$$u(\hat{z}, \hat{\sigma}) = \text{sat} \left\{ \frac{L_{nom} C_{nom}}{V_{pv}} (-\hat{\sigma} - k_1 z_1 - k_2 z_2) \right\} \tag{27}$$

B. Simulación del sistema en lazo cerrado

La simulación de la dinámica del sistema (16) y (17) en lazo cerrado con el controlador no lineal (23) se realizó utilizando la herramienta *Simscape* de Simulink en MATLAB 2026b.

En primer lugar, se presentan los parámetros técnicos empleados para la simulación de la celda fotovoltaica, la cual constituye la unidad base para la configuración de los paneles y el posterior arreglo fotovoltaico. Los valores correspondientes se detallan en la Tabla 1. El panel fotovoltaico se simuló mediante el bloque *Solar Cell* de *Simscape Electrical*, configurado con la opción *By equivalent circuit parameters; 8 parameters*. Los datos nominales del módulo Canadian Solar CS6K-280P tomados del fabricante fueron $P_{max} = 280W$, $V_{mp} = 31.3V$, $I_{mp} = 8.95A$, $V_{oc} = 38.2V$, $I_{sc} = 9.52A$, con 60 celdas en serie y condiciones estándar de prueba (STC) de $G = 1000W/m^2$ y $T = 25^\circ C$. A partir de estos datos se calcularon y ajustaron los parámetros del modelo equivalente utilizados tanto en la ecuación (17) como en el bloque de *Simscape*. En particular, para la ecuación (17) se emplearon $I_{ph} = 9.5278A$, $I_{rs} = I_0 = 1.628 \times 10^{-10}A$, $n = 1.000$, $R_s = 0.2551$, $R_{sh} = 313.28$ y $E_{g0} = 1.11eV$. Para el bloque *Solar Cell* de *Simscape* se usaron los parámetros equivalentes $I_{ph0} = 9.5278A$, $I_s = 1.628 \times 10^{-10}A$, $I_{s2} = 0A$, $N = 1.000$, $N_2 = 2.000$, $R_s = 0.2551$, $R_p = 313.28$, $I_{r0} = 1000W/m^2$, $TIPH1 = 4.99 \times 10^{-4}K^{-1}$, $TXIS1 = 3$, $TXIS2 = 3$, $TRS1 = 0$ y $TRP1 = 0$.

Tabla 1. Valores de los parámetros del panel fotovoltaico.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
P_{max}	280 W	V_{mp}	31.3 V	I_{mp}	8.95 A
V_{oc}	38.2 V	I_{sc}	9.52 A	N_s	60
N_p	1	T_r	298.15 K	T	298.15 K
G	1000 W/m ²	q	1.6021766 × 10 ⁻¹⁹ C	I_{ph}	9.5278 A
K_i	0.00476 A/°C	E_{g0}	1.11 eV	k	1.380649 × 10 ⁻²³ J/K
I_{rs}	1.628 × 10 ⁻¹⁰ A	I_0	1.628 × 10 ⁻¹⁰ A	n	1.000
R_s	0.2551 Ω	R_{sh}	313.28 Ω	I_{ph0}	9.5278 A
I_s	1.628 × 10 ⁻¹⁰ A	I_{s2}	0 A	N	1.000
N_2	2.000	R_p	313.28 Ω	I_{r0}	1000 W/m ²
T_{IPH1}	4.99 × 10 ⁻⁴ K ⁻¹	T_{XIS1}	3	T_{XIS2}	3
T_{RS1}	0	T_{RP1}	0	I_{s2}	5.2273 mA

Debe señalarse que la ecuación (17) se conserva como un modelo general de referencia del arreglo fotovoltaico; sin embargo, la simulación numérica del panel se realizó con el bloque *Solar Cell* de *Simscape*, cuyo circuito equivalente interno en el modo de 8 parámetros incluye dos diodos, una resistencia serie y una resistencia paralela. Por esta razón, la estructura interna exacta del bloque no es estrictamente idéntica a la expresión analítica de un solo diodo empleada como referencia teórica, aunque ambos modelos quedan coherentemente vinculados mediante el ajuste efectuado a partir de los datos eléctricos del fabricante. Los parámetros ajustados del modelo equivalente no son valores reportados explícitamente por la hoja de datos; son valores identificados para reproducir los puntos eléctricos nominales del módulo en STC. Si se desea máxima fidelidad experimental, estos parámetros deben validarse contra curvas $I - V$ medidas del módulo real.

Tabla 2. Valores de los parámetros del sistema Buck-Arreglo fotovoltaico

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
L_{nom}	2mH	C_{nom}	10μF	R_{nom}	10Ω
R_L	200mΩ	R_C	100mΩ	R_d	2mΩ
v_f	0.8V	C_{pv}	300μF	PWM	110Khz
N_p	1	N_s	4		

Los valores paramétricos para la simulación del sistema Buck-arreglo fotovoltaico se muestran en la Tabla 2. En esta tabla, $N_s = 4$ indica que el arreglo fotovoltaico se compone de cuatro

paneles en serie, lo que conduce a un voltaje máximo nominal del arreglo del orden de 115V.

Los parámetros de sintonización de los controladores se muestran en la Tabla 3. Para evitar que la comparación favorezca al esquema propuesto, se consideraron dos sintonizaciones distintas del controlador PI, denotadas como PI1 y PI2. De este modo, el contraste no depende de una única elección de ganancias lineales. De forma análoga, se implementaron dos versiones del controlador OFL, denominadas OFL1 y OFL2, ambas diseñadas con base únicamente en los valores nominales del sistema. La diferencia entre ellas se encuentra en el parámetro del observador de alta ganancia, tomando $\epsilon = 0.0001$ para OFL1 y $\epsilon = 0.0002$ para OFL2.

Tabla 3. Valores de los parámetros del control lineal y no lineal

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
K_i	0.0032	k_1	-1.369 × 10 ⁹	k_2	1.23 × 10 ⁵
ϵ	0.0001				

En esta sección se analiza primero el comportamiento de todos los controladores en el caso nominal, a fin de establecer una referencia base antes de estudiar escenarios con incertidumbre. La Figura 3 muestra la respuesta en lazo cerrado del sistema Buck-arreglo fotovoltaico para el caso nominal, es decir, sin introducir variaciones paramétricas en los elementos del convertidor ni perturbaciones adicionales. En esta condición se comparan los controladores PI1, PI2, OFL1 y OFL2 ante tres cambios de referencia de voltaje. De manera general, todos los controladores logran regular la salida hacia la referencia impuesta; sin embargo, se observan diferencias claras tanto en la rapidez como en la amortiguación de la respuesta transitoria y el error en estado estable.

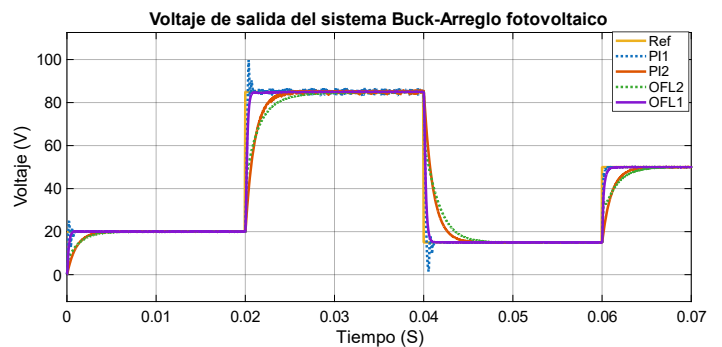


Figura 3. Respuesta en lazo cerrado del sistema (16) y (17) y los controladores PI1, PI2, OFL1 y OFL2.

Para cuantificar el comportamiento transitorio y en régimen permanente de los controladores, se emplearon las siguientes métricas. El tiempo de subida, denotado por t_{10-90} [s], que se define como el intervalo requerido para que la salida evolucione desde el 10% hasta el 90% del cambio total de referencia asociado a cada escalón, y se utiliza para caracterizar la rapidez inicial de la respuesta. El tiempo de establecimiento, t_s [s], que corresponde al tiempo mínimo a partir del cual la salida permanece dentro de una banda de tolerancia alrededor del valor final de referencia; en este trabajo se consideró una banda del 5% con respecto al cambio total del escalón. El error estacionario porcentual, e_{ss} [%], que representa el error relativo entre el valor final de referencia y el valor medio de la salida en régimen permanente, expresado en porcentaje, y permite evaluar la precisión de regulación alcanzada por cada controlador. El pico transitorio, expresado en porcentaje, que cuantifica la máxima desviación de la salida con respecto al valor final de referencia durante el transitorio; en escalones ascendentes corresponde al sobre impulso porcentual, mientras que en escalones descendentes representa el máximo sobre impulso transitorio por debajo del valor final. Finalmente, el rizado pico a pico en estado estable, $\Delta y_{pp,ss}$ [V], que se define como la diferencia entre el valor máximo y el valor mínimo de la salida dentro de una ventana de régimen permanente, y se emplea para medir la amplitud de las oscilaciones residuales de la señal en estado estable.

La Tabla 4 resume cuantitativamente el comportamiento mostrado en la Figura 3 mediante las métricas t_{10-90} , t_s , e_{ss} y $\Delta y_{pp,ss}$. En el primer escalón ascendente, de 20V a 85V, el controlador OFL1 presenta el menor tiempo de establecimiento, con $t_s = 0.00054s$, mientras que PI1 exhibe el mayor pico transitorio, de 22.57%, así como el mayor rizado en régimen permanente, con $\Delta y_{pp,ss} = 3.389V$. En contraste, OFL1 y OFL2 muestran picos transitorios muy reducidos de 0.121% y 0.081%, respectivamente, además de un rizado considerablemente menor. El controlador PI2 mejora de manera importante respecto a PI1, aunque todavía tiene un rizo más elevado que los esquemas OFL.

En el segundo escalón descendente, de 85V a 15V, los controladores OFL1 y OFL2 mantienen los menores tiempos de establecimiento, de 0.00060s y 0.00407s, respectivamente, mientras que PI1 vuelve a registrar el mayor sobre impulso, con un pico de 19.91%. Por otra parte, el error estacionario porcentual y el rizado pico a pico en estado estable resultan muy similares entre OFL1, OFL2, PI1 y PI2, lo que indica que en este escalón las diferencias principales se concentran en la fase transitoria.

Tabla 4. Métricas transitorias y de régimen permanente sin variaciones paramétricas de los controladores PI1, PI2, OFL1 y OFL2.

	Tipo de escalón	t_{10-90} [s]	t_s [s]	e_{ss} [%]	Pico transitorio [%]	$\Delta y_{pp,ss}$ [V]
OFL1	ASC ↑ (20-85)	0.00037	0.00054	0.0521	0.121	0.12975
OFL2	ASC ↑ (20-85)	0.00304	0.00457	0.0119	0.081	0.14677
PI1	ASC ↑ (20-85)	0.00019	0.00075	0.1183	22.57	3.38899
PI2	ASC ↑ (20-85)	0.00218	0.00322	0.0872	1.444	2.02041
OFL1	DSC ↓ (85-15)	0.00041	0.00060	0.3353	0.119	0.13804
OFL2	DSC ↓ (85-15)	0.00301	0.00407	0.3343	0.115	0.13787
PI1	DSC ↓ (85-15)	0.00022	0.00100	0.3355	19.91	0.13777
PI2	DSC ↓ (85-15)	0.00222	0.00303	0.3354	0.115	0.13773
OFL1	ASC ↑ (15-50)	0.00042	0.00065	0.0159	0.409	0.28257
OFL2	ASC ↑ (15-50)	0.00278	0.00405	0.0160	0.400	0.28296
PI1	ASC ↑ (15-50)	0.00012	0.00038	0.0160	0.415	0.28295
PI2	ASC ↑ (15-50)	0.00218	0.00309	0.0160	0.399	0.28217

En el tercer escalón ascendente, de 15V a 50V, las diferencias entre controladores disminuyen. El controlador PI1 presenta el menor tiempo de establecimiento, con $t_s = 0.00038s$, mientras que OFL1 mantiene un desempeño cercano, con $t_s = 0.00065s$. Asimismo, los valores de error estacionario y rizado en régimen permanente son muy próximos entre todos los controladores, lo que sugiere que, para este cambio de referencia, el desempeño nominal es comparable.

En conjunto, los resultados del caso nominal indican que OFL1 ofrece la respuesta más equilibrada, al combinar tiempos de establecimiento reducidos con picos transitorios pequeños y bajo rizado en régimen permanente. El controlador PI1 presenta las mayores oscilaciones transitorias en los dos primeros escalones, mientras que PI2 mejora respecto a PI1 teniendo una respuesta sobre amortiguada, sin embargo, sacrifica velocidad por un menor sobre impulso, y todavía conserva un rizado mayor que OFL1 y OFL2, en el primer escalón. Por su parte, OFL2 logra una respuesta transitoria sobre amortiguada, aunque en general resulta más lento que OFL1 y PI2. Estos resultados permiten establecer una referencia base del comportamiento de los controladores antes de analizar el caso con variaciones paramétricas.

En el caso con variaciones paramétricas, la interpretación cuantitativa de métricas transitorias convencionales, tales como el tiempo de establecimiento o el sobre impulso calculado sobre escalones, deja de ser directa. La razón es que, dentro de un mismo intervalo temporal, la respuesta del

sistema no sólo está influida por el cambio de referencia, sino también por las variaciones introducidas en los parámetros del convertidor. En consecuencia, una misma señal puede volver a apartarse de la banda de establecimiento o presentar sobre impulsos después del transitorio inicial, no como resultado del escalón de referencia en sí, sino debido a la acción de las incertidumbres paramétricas. Bajo estas condiciones, la medición escalar de un único tiempo de establecimiento o de un único pico transitorio por tramo puede quedar contaminada por eventos posteriores y, por tanto, no representar fielmente la rapidez de llegada o la amortiguación inicial observada en la respuesta.

Por esta razón, en el escenario con variaciones paramétricas se privilegia el análisis apoyado en la inspección directa de las señales mostradas en la Figura 4, la Figura 5 y la Figura 6. A partir de estas figuras se aprecia que, en el primer escalón ascendente de 20V a 85V, el controlador OFL1 exhibe la respuesta más rápida y mejor amortiguada, alcanzando la referencia con un sobre impulso muy reducido. En contraste, PI1 presenta un sobre impulso notable y una mayor oscilación, mientras que PI2 y OFL2 muestran respuestas más lentas.

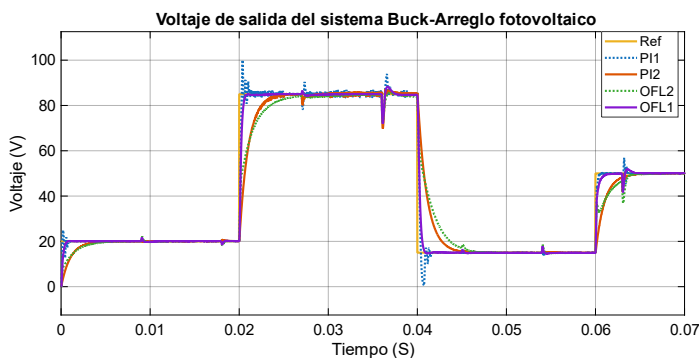


Figura 4. Respuesta en lazo cerrado del sistema (16) y (17) y los controladores PI1, PI2, OFL1 y OFL2 bajo variaciones paramétricas.

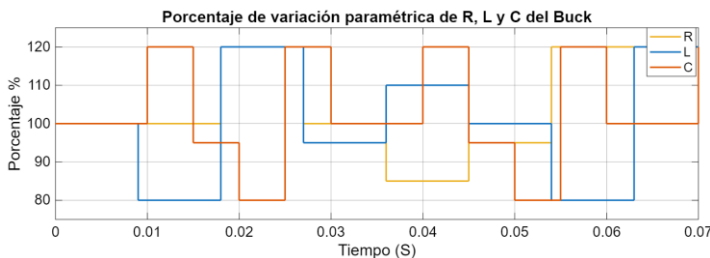


Figura 5. Variaciones paramétricas de R, L y C, inducidas al sistema en lazo cerrado formado por (16), (17) y los controladores PI1, PI2, OFL1 y OFL2.

En el segundo escalón descendente, de 85V a 15V, un análisis cualitativo hace evidente el mejor desempeño de OFL1 con respecto a los demás controladores, ya que su salida converge hacia la referencia con mayor rapidez que el resto. PI1 vuelve a mostrar un sobre impulso considerable, mientras que PI2 y

OFL2 presentan respuestas más suaves, pero claramente más lentas. Un comportamiento análogo se observa en el tercer escalón ascendente, de 15V a 50V, donde OFL1 mantiene una respuesta rápida y sin sobre impulso. PI1 sigue siendo un control agresivo y PI2 junto con OFL2 muestran tiempos mayores de convergencia y por lo tanto son más lentos. Adicionalmente, el acercamiento para el tiempo 0.022s a 0.038s de la Figura 4 mostrado en la Figura 6 permite observar que OFL1 presenta una oscilación en estado estable que es menor que los controles PI. Los controladores lineales presentan una mayor sensibilidad visible frente a las variaciones paramétricas.

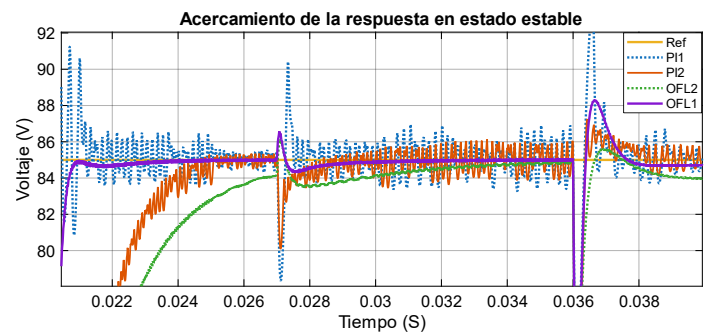


Figura 6. Acercamiento para el tiempo 0.022s a 0.038s de la respuesta en régimen permanente de los controladores PI1, PI2, OFL1 y OFL2 bajo variaciones paramétricas.

La evidencia gráfica muestra de manera consistente que OFL1 ofrece el comportamiento más equilibrado bajo incertidumbre paramétrica, al combinar rapidez de respuesta, sobre impulsos pequeños y una regulación con menos amplitud de rizo en régimen permanente.

Conclusiones

El control linealizante por retroalimentación de salida con estimación de incertidumbres es un control robusto no lineal capaz de regular la tensión de salida de un Buck alimentado por un arreglo fotovoltaico. El nuevo estado que se le agrega al sistema transformado permite estimar las incertidumbres paramétricas y de errores de modelado, variaciones paramétricas y las no linealidades, lo que permite al control rechazarlas. Además, el controlador linealizante es sencillo de diseñar, ya que solo se requiere del conocimiento de los valores nominales del inductor y del capacitor que componen al Buck y del voltaje de circuito abierto del arreglo fotovoltaico. La simulación mostró que el control linealizante tiene un mejor desempeño con respecto al control lineal PI en espacio de estados, el cual es un esquema común en convertidores de potencia.

Finalmente, los resultados de simulación bajo variaciones paramétricas y perturbaciones muestran que el esquema propuesto preserva una regulación adecuada del voltaje y un desempeño superior al PI sintonizado alrededor de un punto de equilibrio. No obstante, la implementación práctica requiere considerar efectos propios de sistemas digitales, como ruido de medición, cuantización y selección de ganancias del observador para evitar amplificación de ruido, así como la discretización del controlador. Como trabajo futuro se plantea validar el controlador en un prototipo experimental o en un esquema HIL, y analizar formalmente el compromiso entre desempeño, saturación y robustez frente a incertidumbre y ruido.

Referencias

- [1] Jaiswal, K. K., Chowdhury, C. R., Yadav, D., Verma, R., Dutta, S., Jaiswal, K. S., & Karuppusamy, K. S. K. (2022). Renewable and sustainable clean energy development and impact on social, economic, and environmental health. *Energy Nexus*, 7, 100118.
- [2] Victoria, M., Haegel, N., Peters, I. M., Sinton, R., Jäger-Waldau, A., del Canizo, C., ... & Smets, A. (2021). Solar photovoltaics is ready to power a sustainable future. *Joule*, 5(5), 1041-1056.
- [3] Hannan, M. A., Lipu, M. H., Ker, P. J., Begum, R. A., Agelidis, V. G., & Blaabjerg, F. (2019). Power electronics contribution to renewable energy conversion addressing emission reduction: Applications, issues, and recommendations. *Applied energy*, 251, 113404.
- [4] Keel, L. H., & Bhattacharyya, S. P. (1997). Robust, fragile, or optimal? *IEEE transactions on automatic control*, 42(8), 1098-1105.
- [5] Espinoza-Trejo, D. R., Bárcenas-Bárcenas, E., Campos-Delgado, D. U., & De Angelo, C. H. (2014). Voltage-oriented input-output linearization controller as maximum power point tracking technique for photovoltaic systems. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 62(6), 3499-3507.
- [6] Cszimadia, M., Kuczmann, M., & Orosz, T. (2022). A novel control scheme based on exact feedback linearization achieving robust constant voltage for boost converter. *Electronics*, 12(1), 57.
- [7] Velez-Ramirez, J. S., Rios-Norena, L. A., & Giraldo, E. (2021). Buck converter current and voltage control by exact feedback linearization with integral action. *Engineering Letters*, 29(1), 168-176.
- [8] Bhattacharyya, D., Padhee, S., & Pati, K. C. (2019). Modeling of DC-DC converter using exact feedback linearization method: A discussion. *IETE Journal of Research*, 65(6), 843-854.
- [9] Sanchez-Estrada, J., Lopez-Flores, D., Guzman-Pando, A., Ramirez-Alonso, G., Solís-Perales, G., & Rodriguez-Castellanos, D. (2026). Digital MPPT Algorithm Based on a Robust Asymptotic Feedback Linearization Controller with Uncertainty Estimation for a Grid-Tied PV System: PIL and Experimental Evaluation. *Journal of the Franklin Institute*, 108615.
- [10] Isidori, A. (Ed.). (1985). *Nonlinear control systems: an introduction*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg.
- [11] Esfandiari, F., & Khalil, H. K. (1992). Output feedback stabilization of fully linearizable systems. *International Journal of control*, 56(5), 1007-1037.

[12] Solís-Perales, G., Sánchez-Estrada, J., & Femat, R. (2023). A Gain Adaptive Strategy to Improve Closed-loop Performance of Robust Asymptotic Feedback Linearization. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 21(9), 2957-2968.

[13] Freidovich, L. B., & Khalil, H. K. (2008). Performance recovery of feedback-linearization-based designs. *IEEE Transactions on automatic control*, 53(10), 2324-2334.

[14] Nguyen, X. H., & Nguyen, M. P. (2015). Mathematical modeling of photovoltaic cell/module/arrays with tags in Matlab/Simulink. *Environmental Systems Research*, 4, 1-13.

[15] Shuai, D., Xie, Y., & Wang, X. (2008, June). Optimal control of Buck converter by state feedback linearization. In *2008 7th World Congress on Intelligent Control and Automation* (pp. 2265-2270). IEEE.

Semblanza Autores



Jairo Caín Sánchez Estrada es Doctor en Ciencias de la Electrónica y la Computación por la Universidad de Guadalajara. Su trabajo se centra en redes complejas y control no lineal, en particular en estrategias de linealización por retroalimentación de salida con estimación y compensación de incertidumbres, con aplicaciones en electrónica de potencia y sistemas dinámicos complejos.



Dr. David Rodríguez-Castellanos obtuvo el grado de Doctor en Ingeniería Eléctrica en el CINVESTAV Guadalajara. Sus intereses de investigación incluyen sistemas de control automático e inteligente; control de sistemas complejos (caos, redes complejas y sistemas biológicos); sistemas cooperativos; sistemas multiagente; y sistemas bioinspirados. Ha trabajado en las industrias de electrónica y software en diversos proyectos de desarrollo.



Dr. Gualberto Solís Perales es profesor-investigador de tiempo completo en la Universidad de Guadalajara. Obtuvo el doctorado en Ingeniería Eléctrica por la UASLP (2002). Su trabajo se centra en redes signadas, estabilidad de sistemas multiagente, teoría espectral de grafos y control no lineal de sistemas dinámicos complejos y caos. Es autor/coautor de

más de 70 artículos y ha sido revisor y editor invitado.



Dr. David Ricardo López Flores se desarrolla en las áreas de control clásico (p. ej., control PI y PID, realimentación de estados, control por histéresis y control en cascada) y control avanzado (p. ej., lógica difusa, redes neuronales y feedback linearization), donde diseña y construye soluciones para sistemas de energía solar, energía eólica y sistemas mecatrónicos, combinando teoría, simulación y prototipado.



Aldo Noe Higuera Juárez. Doctor en Ciencias e Ingeniería Electrónica del Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico. Sus áreas de investigación son: Control y gestión de la energía, Electrónica de potencia. Actualmente se desempeña en el programa de mecatrónica como profesor investigador de la Universidad Politécnica de Sinaloa y en Maestría en Ciencias Aplicadas de la misma institución.