

Boost Converter Controlled by a PID Tuned with Metaheuristics Optimization

Jose Manuel Vido-Ramirez *,
Daniel Fernando Zambrano-Gutierrez *,
Juan Gabriel Avina-Cervantes *

* Universidad de Guanajuato, División de Ingenierías del Campus
Irapuato-Salamanca, Salamanca 36885, Guanajuato, México.
(e-mail: {jm.vidoramirez, df.zambranogutierrez, avina}@ugto.mx).

Abstract: This research aims to design a Proportional-Integral-Derivative (PID) Controller applied on a Boost Converter. The controller is tuned using the robust Particle Swarm Optimization (PSO) algorithm. Like most metaheuristic methods, this optimization algorithm is a population-based scheme that obtains optimal solutions following a fitness function under appropriate operating conditions. The PSO operative parameters are properly tuned jointly with the fitness function and transfer function of the system to obtain the optimal value of the controller gains (K_p , K_i and K_d). The algorithmic constraints involve the desired output voltage, rising time, and over-shot with the lowest possible ripple. Metaheuristics helped to develop efficient controllers for highly complex non-linear or linear restrictive models, becoming an alternative to classical control tuning methods.

Keywords: PID Controller, Boost Converter, Particle Swarm Optimization, Control Tuning, Metaheuristics

1. INTRODUCCIÓN

Las técnicas modernas de la electrónica de potencia proporcionan una manera eficiente de realizar la conversión de energía eléctrica. Entre los modelos utilizados para convertir un nivel de voltaje de entrada a un voltaje de salida de la misma naturaleza se encuentra el convertidor de tensión de Corriente Directa a Corriente Directa (CD-CD) [Masri and Chan, 2010]. Cuyo objetivo es suministrar una salida de tensión regulada y con un mínimo rizo. Los convertidores CD-CD son circuitos conmutados utilizados para transformar el voltaje de entrada a un valor deseado, teniendo elementos que intrínsecamente los convierte en sistemas no lineales. Estos convertidores se utilizan ampliamente en hardware informático, como fuentes de alimentación, equipos médicos, entre otros. El problema del control adecuado de la tensión de salida de estos convertidores ha sido objeto de estudio durante los últimos años, siendo la propiedad de conmutación la principal responsable de su comportamiento no lineal y del incremento de su complejidad de diseño [Mumtaz et al., 2021; Rojas-Dueñas et al., 2021].

Por lo general, para el control de los convertidores CD-CD se parte del diseño de controladores Proporcional Integral Derivativo (PID). La idea de sintonizar controladores PID mediante procesos optimización al minimizar una función objetivo mediante algoritmos determinísticos como Gradiente Descendente (GD), Levenberg-Marquardt (LV) o

el Método de Gauss-Newton no es nuevo [Parvathy and Devi, 2014]. Sin embargo, los métodos mencionados no garantizan un óptimo global, por defectos en su proceso de exploración. Por ello, se ha recurrido a la sintonización de los controladores PID con algoritmos metaheurísticos como los Algoritmos Genético (GA), Optimización por Colonia de Hormigas (ACO) y Optimización por enjambre de partículas [Fang and Chen, 2009; Nasr Azadani and Torzadeh, 2013], ya que tienen un mejor factor de exploración/explotación. El objetivo de este trabajo consiste en auto-ajustar un controlador PID, mediante el método de optimización por enjambre de partículas (Particle Swarm Optimization, PSO), garantizando el correcto funcionamiento del convertidor CD-CD.

2. MODELO DEL CONVERTIDOR DE TENSIÓN

La Fig. 1 muestra el circuito convertidor de tensión CD-CD utilizado en este estudio. El convertidor consta de una fuente de alimentación E , un inductor L , que a su vez está conectado a un esquema de conmutación por medio de transistor MOSFET M de potencia, la frecuencia de conmutación es controlada por una señal de modulación por ancho de pulso (PWM) G . La salida es recuperada por un circuito de salida, constituido por un condensador C y una resistencia de carga R . La Fig. 2 muestra el principio de funcionamiento del convertidor. Inicialmente, se coloca en serie el inductor L a la fuente de alimentación E , cerrando el circuito mediante el interruptor S_1 y manteniendo el

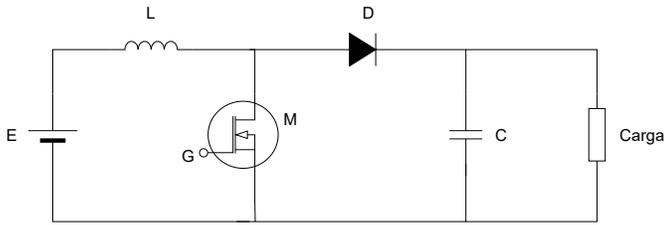


Fig. 1. Circuito electrónico de un convertidor elevador/reductor de tensión de CD-CD

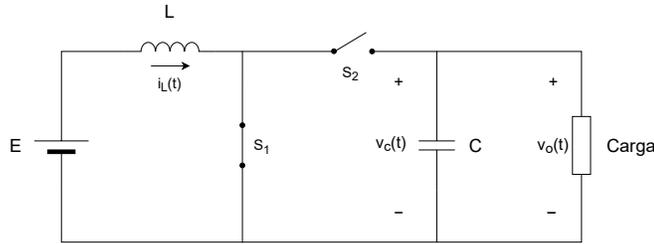


Fig. 2. Funcionamiento del circuito con S_1 cerrado y S_2 abierto

interruptor S_2 abierto. Cuando la corriente aumenta, el inductor comienza a almacenar energía en un rango de tiempo corto, sin pasar al estado de saturación que produciría una demanda excesiva de corriente a la fuente de entrada con efectos destructivos en el circuito. A su vez, el condensador comienza su proceso de descarga de energía a través de la resistencia de carga R . Posteriormente, en la Fig. 3 los interruptores cambian de estado, se abre el interruptor S_1 y se cierra simultáneamente el interruptor S_2 . La energía almacenada por el inductor es transferida,

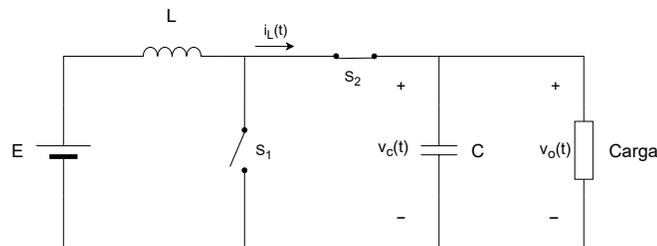


Fig. 3. Funcionamiento del circuito con S_1 abierto y S_2 cerrado

junto a una fracción de la energía de la fuente de entrada, al circuito de salida en forma paulatina. El voltaje de rizo en la carga dependerá del valor inicial del condensador, ya que la energía entregada por el inductor estará ahora almacenada en el condensador. Cuando se repite el proceso de conmutación por varios ciclos, el voltaje de salida se incrementará de manera gradual hasta alcanzar un balance entre la corriente promedio del inductor y la corriente en la carga. La Fig. 4 muestra las curvas de carga y descarga de los dispositivos susceptibles de almacenar energía, tanto de la corriente de la bobina como del voltaje del condensador a la salida. Matemáticamente, el voltaje a la salida del convertidor V_o está dado por (1),

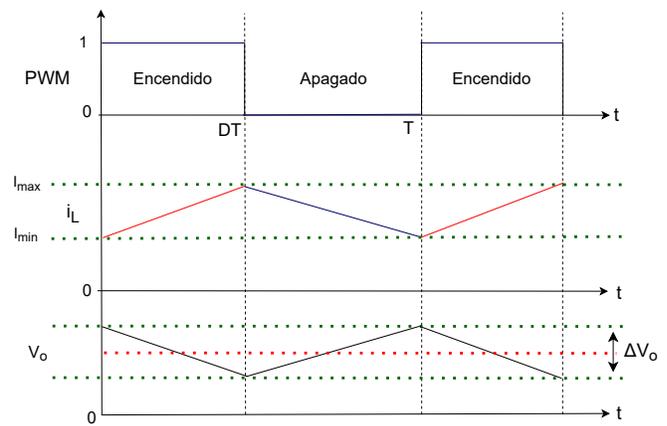


Fig. 4. Gráficas de carga y descarga de energía para la bobina i_L , y la tensión de salida del condensador V_o

$$V_o = \frac{1}{1-D} V_i \quad (1)$$

donde V_o es la tensión de salida, V_i es la tensión de entrada y $D \in [0, 1]$ es el ciclo de trabajo del PWM que acciona el MOSFET. Los valores apropiados para el condensador e inductor del convertidor se calculan respectivamente mediante las siguientes ecuaciones,

$$C_{\min} = \frac{V_o}{\delta V_o} \frac{1}{Rf} D; \quad L_{\min} = \frac{1}{2} \frac{R}{f} D(1-D)^2, \quad (2)$$

donde C_{\min} y L_{\min} son los valores mínimos del condensador e inductor, D es el ciclo de trabajo a una frecuencia de operación dada por f , R es la resistencia de carga, δV_o es el rizado de salida y V_o es el voltaje promedio deseado a la salida.

2.1 Modelo matemático del convertidor de tensión CD-CD

El modelo matemático que describe el convertidor de tensión CD-CD, se obtiene al analizar simultáneamente el circuito con el interruptor S_1 cerrado y interruptor S_2 abierto (ver Fig. 2). Así, las ecuaciones diferenciales para los bloques de entrada y salida son dadas a continuación,

$$E = L \frac{di_L}{dt} + i_L R_L, \quad (3)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (E - i_L R_L). \quad (4)$$

Posteriormente, el interruptor S_1 es abierto y el interruptor S_2 es cerrado (ver Fig. 3), obteniéndose las ecuaciones de entrada y salida correspondientes,

$$i_L = C \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R}, \quad (5)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_L - \frac{V_o}{R} \right). \quad (6)$$

Unificando (4) y (6) en un mismo modelo tenemos,

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L}(E - i_L R_L - UV_o), \\ \frac{dV_o}{dt} &= \frac{1}{C} \left(U i_L - \frac{V_o}{R} \right) \end{aligned} \quad (7)$$

La Ec. (7), muestra un sistema unificado del proceso de conmutación del modelo original en un sistema no lineal derivado de los productos UV_o y $U i_L$, para algunos autores este modelo lo denominan bilineal por obvias razones.

$$\begin{pmatrix} \frac{d}{dt} i_L \\ \frac{d}{dt} V_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{L}(E - i_L R_L - UV_o) \\ \frac{1}{C} (U i_L - \frac{V_o}{R}) \end{pmatrix} \quad (8)$$

Donde R_L es la resistencia del inductor y U es el valor del ciclo de trabajo cuando este ciclo está activo.

2.2 Linealización del sistema

Como punto de partida, se propone un análisis simplificado por medio del modelo matemático lineal que describa de forma cercana el comportamiento no lineal del modelo original (8). Para ello, se aplica la técnica de linealización por medio del cálculo de la matriz Jacobiana (9) en el punto de operación seleccionado,

$$J_F(i, V) = \begin{pmatrix} \frac{\partial F_1}{\partial i} & \frac{\partial F_1}{\partial V} \\ \frac{\partial F_2}{\partial i} & \frac{\partial F_2}{\partial V} \end{pmatrix} \quad (9)$$

Por este medio, se obtiene el modelo lineal siguiente,

$$\begin{pmatrix} \frac{d}{dt} i_L \\ \frac{d}{dt} V_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{U}{L} \\ \frac{U}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ V_o \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{1}{L} V_o \\ \frac{1}{C} i_L \end{pmatrix} U, \quad (10)$$

$$y = (0 \ 1) \begin{pmatrix} i_L \\ V_o \end{pmatrix}$$

Se observa que V_o es el voltaje deseado y U se transforma en la entrada al sistema linealizado.

3. CONTROLADOR PID

Un controlador PID es un mecanismo de control por realimentación ampliamente usado en sistemas de control industrial. El algoritmo del control PID contiene tres parámetros o ganancias de ajuste: la proporcional, la integral, y la derivativa. En forma simplificada, el valor Proporcional depende del error actual. El factor integral toma en cuenta los errores del pasado y el derivativo realiza una predicción cercana de los errores futuros. La acción derivativa es muy sensible al ruido, y por el contrario, la ausencia del proceso integral puede evitar que se alcance al valor deseado en estado estacionario. En la Fig. 5, se observa el diagrama de bloques de un controlador PID, La señal $u(t)$ es la salida del controlador PID y está dada por la suma de esas tres acciones, que ajustadas adecuadamente cumplirán con los requerimientos del diseño,

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (11)$$

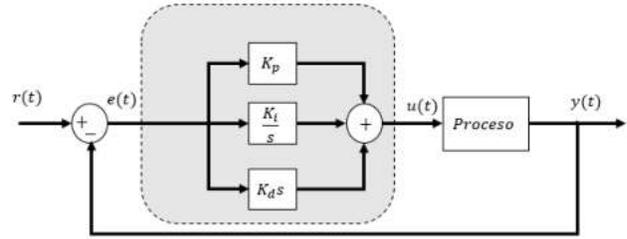


Fig. 5. Diagrama de bloques del controlador PID

Dado que el diseño de controladores PID es un clásico, en este trabajo se pretende de aplicar un sistema de optimización metaheurístico para estimar los parámetros del controlador PID, utilizando las mismas variables de diseño que los métodos convencionales.

4. OPTIMIZACIÓN POR ENJAMBRE DE PARTÍCULAS

La optimización por enjambre de partículas [Mirjalili et al., 2020] está inspirada en el comportamiento del vuelo comunitario de las aves en la naturaleza. A pesar de poseer un modelo matemático simple, su naturaleza estocástica le ha otorgado ventajas competitivas sobre otros algoritmos y ha sido ampliamente utilizado en diversos campos de estudio para resolver problemas de ingeniería.

Formalmente, este algoritmo está compuesto por dos vectores: posición y velocidad. El vector de posición incluye todos los valores de cada una de las variables en el problema. Cada partícula es capaz de moverse en un espacio de búsqueda de n dimensiones, siendo n el número de variables del problema o la dimensionalidad. Para actualizar la posición de cada partícula, se utiliza el vector de velocidad que incluye un fuerte factor aleatorio. Este vector define la magnitud y dirección del paso para cada dimensión y cada partícula de manera independiente. Así, la localización de las partículas se actualiza en cada iteración usando la siguiente relación,

$$\mathbf{X}_i(t+1) = \mathbf{X}_i(t) + \mathbf{V}_i(t+1), \quad (12)$$

donde $\mathbf{X}_i(t)$ representa la posición de la partícula i en la iteración t y $\mathbf{V}_i(t)$ representa la velocidad de la partícula i en la iteración t . Esta ecuación muestra que la actualización de la posición es simple y que el componente principal es el vector de velocidad, definido como

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_i(t+1) &= w \mathbf{V}_i(t) + c_1 r_1 (\mathbf{P}_i(t) - \mathbf{x}_i(t)) \\ &\quad + c_2 r_2 (\mathbf{G}(t) - \mathbf{x}_i(t)), \end{aligned} \quad (13)$$

donde $\mathbf{X}_i(t)$ representa la posición de la partícula i en la iteración t . $\mathbf{V}_i(t)$ representa la velocidad de la partícula i en la iteración t , w es el peso inercial, c_1 es el coeficiente individual, c_2 es el coeficiente social o de grupo. r_1, r_2 son números aleatorios derivados de una distribución uniforme entre $[0, 1]$. Además, $\mathbf{P}_i(t)$ es la mejor solución obtenida por la partícula i hasta la iteración t , y $\mathbf{G}(t)$

es la mejor solución obtenida por todas las partículas, es decir, por el enjambre completo, hasta la iteración t .

La Ec. (13) muestra que el vector de velocidad está compuesto de tres componentes fundamentales con significados físicos propios. El primer componente, $w\mathbf{V}_i(t)$ mantiene la tendencia hacia la velocidad actual. Esta componente es multiplicada por un parámetro de inercia w . Mientras más grande sea este parámetro, mayor será la tendencia a mantener la velocidad previa. El segundo componente, $c_1r_1(\mathbf{P}_i(t) - \mathbf{x}_i(t))$, simula la inteligencia individual de un ave memorizando y utilizando la mejor solución obtenida al momento por cada una de las partículas. El vector $\mathbf{P}_i(t)$ se actualiza en cada iteración en caso de que la partícula i encuentre una mejor solución. El impacto de este componente sobre el valor final de la velocidad puede incrementar o disminuir cambiando el valor de c_1 . Este parámetro es afectado aleatoriamente por un valor uniformemente distribuido entre 0 y 1. En general, el segundo componente mantiene la tendencia hacia la mejor solución encontrada hasta ese instante, llamada "personal best". El tercer componente, $c_2r_2(\mathbf{G}(t) - \mathbf{x}_i(t))$ imita la inteligencia social de una parvada de aves, en el cual la mejor solución obtenida por todas las partículas es almacenada en $\mathbf{G}(t)$. Esto quiere decir que considerar la mejor solución encontrada hasta el momento por el enjambre, gravita todas las partículas hacia un punto. El impacto de este componente puede afinarse cambiando el valor de c_2 .

Con estos tres componentes, la posición próxima de cada partícula podrá ser estimada. Como se puede observar, el PSO es una técnica de optimización con un alto componente estocástico. La Fig. 6 representa el comportamiento de las partículas, donde cada una de ellas considera la velocidad previa, el personal best y el global best para definir la velocidad actual y recalcula su posición.

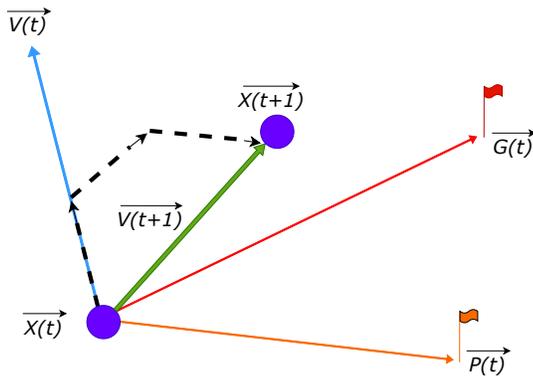


Fig. 6. Ejemplo del comportamiento de una partícula del PSO [Mirjalili et al., 2020]

Cada solución obtenida es evaluada en la función objetivo (fitness). Esta función compara los valores de referencia para un comportamiento deseado del sistema con los valores actuales buscando el mejor desempeño. En este

punto, se utiliza alguna métrica donde normalmente se escoge la función de error cuadrático medio.

La implementación del algoritmo PSO comienza con (1) la inicialización de las partículas con posición y velocidad aleatorias dentro del espacio de búsqueda. Posteriormente, (2) se evalúan estas posibles soluciones en la función fitness para determinar su rendimiento. (3) Si dicho rendimiento supera el de la mejor solución global o personal encontrada hasta ese momento, serán sustituidas por la solución actual. Después, (4) se actualizan las posiciones y velocidades de acuerdo con las ecuaciones (12) y (13). Finalmente, (5) Si el criterio de rendimiento es lo suficientemente bueno o se llega al número máximo de iteraciones, el algoritmo termina su proceso. En caso contrario, regresa al paso 2.

5. SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR PID CON PSO

El algoritmo PSO es el encargado de la sintonización de las ganancias del controlador PID y con esto garantizar un control óptimo en condiciones nominales de funcionamiento al acoplarse al convertidor de CD-CD. La selección apropiada de los parámetros del controlador PID producirá una respuesta aceptable del sistema y dará lugar a la minimización de los índices formulados en el algoritmo del PSO. En la Fig. 7 se observa la estructura del controlador PID-PSO.

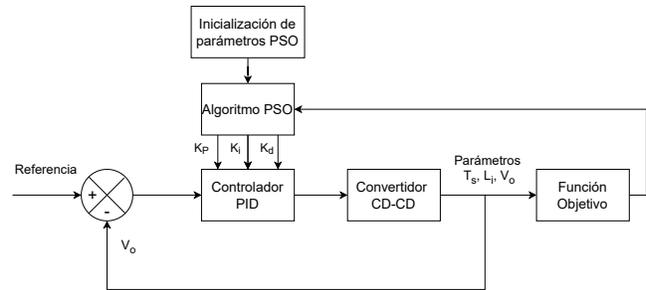


Fig. 7. Controlador PID-PSO

Para calcular las constantes K_P, K_i y K_d se debe probar todas de las soluciones propuestas en cada una de las iteraciones del algoritmo. Cada solución dará como resultado un controlador PID que será verificado simultáneamente en el convertidor CD-CD para obtener los valores característicos del voltaje de salida que serán evaluados a su vez en la función objetivo. La función objetivo será representada por la siguiente relación,

$$f(L_1, E_{r1}, E_{r2}) = \alpha \frac{|L_1 - L_o|}{L_o} + \beta \frac{|E_{r1} - E|}{E} + \gamma |E_{r2}|, \quad (14)$$

donde L_1 es el sobre pico calculado en el controlador actual, L_o es el sobre pico de referencia, E_{r1} es el error entre la entrada y la salida del controlador actual, E es la entrada de referencia del controlador, y E_{r2} es la diferencia entre el tiempo de asentamiento de referencia

y el tiempo de asentamiento del controlador actual. Después de varias pruebas experimentales, se determinaron estadísticamente los parámetros de regularización de la función fitness de α, β y γ que nos permitían cumplir conjuntamente con los parámetros de diseño, quedando como valores fijos $\alpha = 1.25, \beta = 0.5, \gamma = 0.5$.

6. SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

El algoritmo PSO fue implementado y simulado en Matlab[®], mientras que el convertidor CD-CD fue diseñado en Simulink[®]. Ambas tareas numéricas se trabajaron y acoplaron simultáneamente con el objetivo de obtener los parámetros óptimos del controlador. Dicha configuración permite evaluar en el sistema o planta del convertidor CD-CD los valores sintonizados del control PID, generando una salida de tensión con los valores nominales de sobrepico, voltaje medio, tiempo de asentamiento y errores de salida que permiten recalculiar mediante el optimizador basado en PSO las nuevas ganancias óptimas para el controlador. En el caso particular donde se desea obtener un voltaje de salida de 400 [V] se utilizaron los valores de los componentes eléctricos del convertidor de tensión CD-CD mostrados en la Tabla 1 [Valderrama et al., 2011], Además, con relación al proceso de optimización,

Tabla 1. Parámetros del sistema

Parámetro	Descripción	Valor
R	Resistencia de carga	50 [Ω]
C	Capacitancia	50 [μF]
L	Inductancia	400 [μH]
E	Fuente de alimentación	200 [V]
R_L	Resistencia en la inductancia	0.1 [Ω]

se inicializaron los parámetros del algoritmo PSO con los valores contenidos en la Tabla 2.

Tabla 2. Parámetros del algoritmo PSO

Parámetro	Descripción	Valor
w	Peso inercial	0.5
c_1	Coefficiente individual	0.5
c_2	Coefficiente grupal	0.5
N	Número de individuos	25

Como punto de partida, en la Fig. 8 se muestra la respuesta del modelo no lineal y el modelo linealizado, en lazo abierto y sin acción de control. Comparando las respuestas, se determinó que el comportamiento de ambos sistemas es similar y controlable cerca de las condiciones de operación. Esta respuesta del modelo lineal implementado sin acción de control presenta un sobrepico de 689 V, es decir, 74 % más del valor de referencia, indicando que una acción de control es requerida.

En la Fig. 9 se observa la trayectoria que siguen los estados, cuando el proceso es sometido a condiciones iniciales nulas, el punto de equilibrio se llega con cualquier

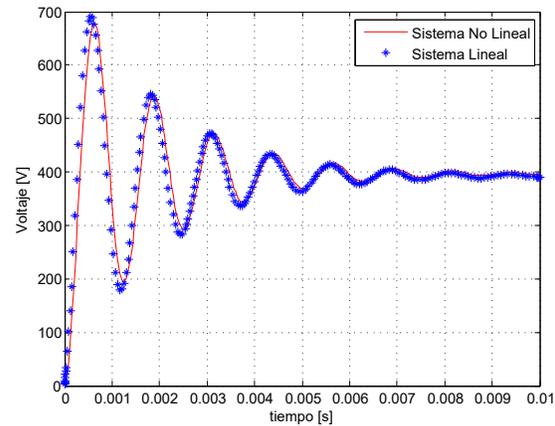


Fig. 8. Respuesta en lazo abierto del sistema no lineal y lineal.

condición inicial cercana a este punto. Este punto de equilibrio corresponde a un punto de espiral asintóticamente estable el cual lo podemos verificar calculando los eigenvalores de la matriz de estados del modelo planteado.

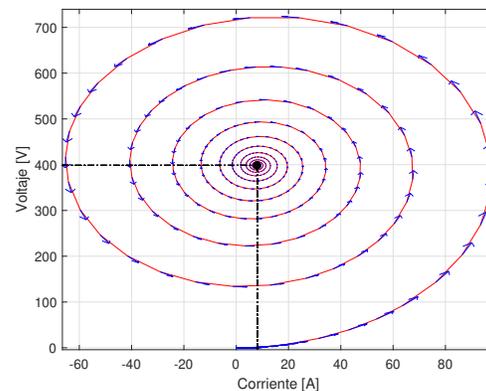


Fig. 9. Retrato de fase V_c-i_L

En la Fig. 10 se muestra el diagrama de bloques del sistema integrando el controlador PID. Posteriormente,

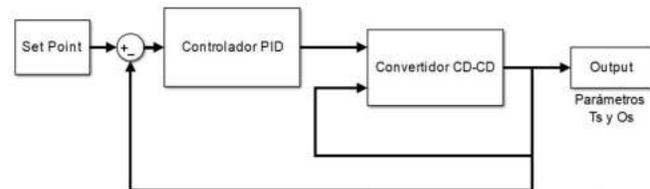


Fig. 10. Diagrama de bloques del sistema controlado

después de una exhaustiva evaluación los algoritmos en el sistema cooperativo del convertidor de tensión CD-CD y controlador sintonizado por un método de optimización, se obtuvieron los resultados satisfactorios luego de 50 repeticiones. Para un factor de amortiguamiento $\alpha = 0.5$, y las ganancias PID sintonizadas a través del algoritmo de optimización PSO, se muestran en la Tabla 3. Estos

Tabla 3. Parámetros del Controlador PID para 30 repeticiones.

Ganancia	Media (μ)	Desv. Stand. (σ)
K_P	2.97417×10^{-4}	$\pm 2.2018 \times 10^{-4}$
K_I	9.92×10^{-5}	$\pm 1.19 \times 10^{-4}$
K_D	7.73×10^{-5}	$\pm 1.15 \times 10^{-4}$

resultados se realizaron con 30 repeticiones para revisar su estabilidad y consistencia numérica, observándose una muy baja desviación estándar. Al aplicar el controlador PID sobre el sistema en estudio se observa una respuesta que cae dentro de los parámetros de diseño, mostrada en la Fig. 11. Claramente, se observa que el controlador actúa

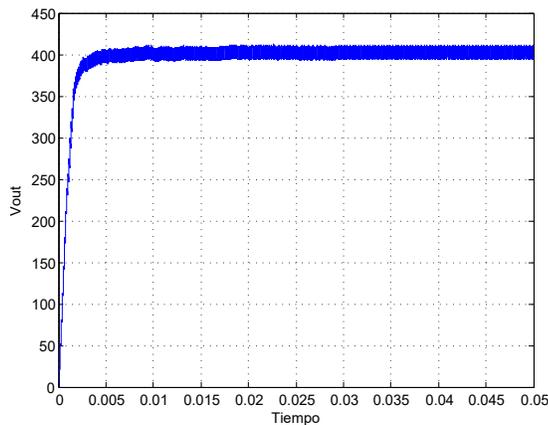


Fig. 11. Voltaje de salida del convertidor DC-DC

en el sistema suprimiendo el sobrepico y las oscilaciones presentes en la Fig. 8 y manteniendo una salida constante, con un porcentaje de rizo dentro de un rango aceptable de acuerdo a lo previsto en el cálculo de los parámetros del convertidor, siguiendo la entrada de referencia y cumpliendo con un tiempo de asentamiento $T_s < 0.1s$ y un sobrepico $L_1 < 16\%$.

7. CONCLUSIONES

En este trabajo se implementó el algoritmo PSO para el ajuste de los parámetros de un controlador PID, encargado de controlar el convertidor de tensión de corriente directa DC-DC. Los resultados de las simulaciones confirman que el controlador sintonizado con el algoritmo PSO cumple con los requerimientos de rendimiento establecidos, disminuyendo el sobre pico presente en la respuesta sin acción de control y el ajustado al tiempo de asentamiento preestablecido. Además, el controlador PID-PSO proporciona una respuesta adecuada, manteniendo el voltaje de salida en el valor de referencia deseado y con el rizo dentro de las especificaciones.

AGRADECIMIENTOS

Este estudio fue apoyado por el Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad de Guanajuato, NUA

387748, y el Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología CONACyT (Mexico), beca no. 752021/1007617.

REFERENCIAS

- Fang, H. and Chen, L. (2009). Application of an enhanced pso algorithm to optimal tuning of pid gains. In *2009 Chinese Control and Decision Conference*, 35–39. doi: 10.1109/CCDC.2009.5195144.
- Masri, S. and Chan, P.W. (2010). Design and development of a DC-DC boost converter with constant output voltage. In *2010 International Conference on Intelligent and Advanced Systems*, 1–4. IEEE, Kuala Lumpur, Malaysia. doi:10.1109/ICIAS.2010.5716257.
- Mirjalili, S., Dong, J.S., Lewis, A., and Sadiq, A.S. (2020). Particle swarm optimization: theory, literature review, and application in airfoil design. *Nature-inspired optimizers*, 167–184.
- Mumtaz, F., Zaihar Yahaya, N., Tanzim Meraj, S., Singh, B., Kannan, R., and Ibrahim, O. (2021). Review on non-isolated DC-DC converters and their control techniques for renewable energy applications. *Ain Shams Engineering Journal*. doi:10.1016/j.asej.2021.03.022.
- Nasr Azadani, H. and Torkzadeh, R. (2013). Design of ga optimized fuzzy logic-based pid controller for the two area non-reheat thermal power system. In *2013 13th Iranian Conference on Fuzzy Systems (IFSC)*, 1–6. doi:10.1109/IFSC.2013.6675657.
- Parvathy, R. and Devi, R.R. (2014). Gradient descent based linear regression approach for modeling pid parameters. In *2014 International Conference on Power Signals Control and Computations (EPSCICON)*, 1–4. doi:10.1109/EPSCICON.2014.6887482.
- Rojas-Dueñas, G., Roger Riba, J., and Moreno-Eguilaz, M. (2021). Modeling of a DC-DC Bidirectional Converter used in Mild Hybrid Electric Vehicles From Measurements. *Measurement*, 109838. doi: 10.1016/j.measurement.2021.109838.
- Valderrama, F.F., Moreno, H., and Vega, H.M. (2011). Análisis, simulación y control de un convertidor de potencia dc-dc tipo boost. *Ingenium Revista de la facultad de ingeniería*, 12(24), 44–55.