

# Control of a Bidirectional Buck-Boost DC-DC Converter for Marine Applications

Grisel A. Diaz Olano\* Víctor Ramírez Rivera\*\*  
Diego Langarica Córdoba\*\*\*

\* Centro de Investigación Científica de Yucatán, Yucatán, México  
(e-mail: grisel.diaz@estudiantes.cicy.mx).

\*\* Centro de Investigación Científica de Yucatán, Yucatán, México  
(corresponding autor, e-mail: victor.ramirez@cicy.mx)

\*\*\* Universidad Autónoma San Luis Potosí, San Luis Potosí, México,  
(e-mail: diego.langarica@uaslp.mx)

---

**Abstract:** This paper presents the design and control of a bidirectional buck-boost DC-DC power converter that works as an interface between the marine station DC bus and a lithium-ion battery pack. This converter is capable of reaching different voltage levels to charge the batteries and discharge them to provide energy as a backup system. Additionally, sliding mode and a PI control are selected to implement a close loop scheme to improve the dynamic behavior of the converter in the event of external disturbances and changes in its operation.

*Keywords:* Bidirectional Buck-Boost DC-DC converter, sliding mode control, marine station.

---

## 1. INTRODUCCIÓN

Los sistemas híbridos de energía renovable se están volviendo muy comunes como sistemas independientes de generación eléctrica. Dado que combinan dos o más fuentes, almacenamiento, o tecnologías de uso final; pueden ofrecer una gran cantidad de beneficios en comparación con los de fuente única. Un desafío importante de estos sistemas es igualar la cantidad de energía suministrada con la que se demanda. En general, la potencia generada por las diferentes fuentes como mareomotriz, solar y eólica, es intermitente, y la demanda de carga está fluctuando rápidamente.

Últimamente se están empleando estaciones marinas propulsadas para investigaciones científicas. La mayoría funcionan como sistemas híbridos, debido a que operan por lo general en lugares aislados donde no es posible conectarse a la red eléctrica. Un punto clave en estos sistemas, es el almacenamiento de la energía. En períodos donde la carga no demanda energía y las fuentes la generan, se debe acumular el exceso, para después satisfacer la demanda de la carga cuando la generación de energía de las fuentes es baja o indisponible. A su vez es importante registrar variables eléctricas clave como el voltaje, la corriente y la temperatura interna del sistema de almacenamiento, de forma tal que el riesgo de daño sea mínimo, asegurando una extensión de su vida útil y a su vez optimizando la alimentación de la carga.

Los convertidores bidireccionales CC-CC constituyen piezas claves para conectar los dispositivos de almacenamiento entre la fuente y la carga en sistemas de energías

renovables; con el fin de garantizar un flujo continuo de energía, Rao and Gairola (2017). Este tipo de convertidores, mediante el uso de un esquema de conmutación específico y una estrategia de control de cambio de fase, pueden gestionar el flujo de energía entre dos fuentes de CC, por lo tanto, el exceso de energía generada puede almacenarse.

Una de las principales características de los convertidores bidireccionales, sobre todo los de naturaleza Boost o Buck-Boost, es que presentan una estructura de fase no mínima ya que la entrada de control se encuentra tanto en la ecuación de voltaje como de corriente; lo que dificulta la aplicación de las técnicas clásicas de control, S. Mariethoz (2010). Por esta razón se propone controlar ambas variables de estado en un doble lazo, a fin de asegurar la respuesta dinámica de las salidas de tensión y corriente simultáneamente. En el lazo interno se regula la corriente en el inductor utilizando un controlador por modo deslizante (SMC) debido a su buen rendimiento y baja sensibilidad a perturbaciones y variaciones de parámetros de las plantas, Alsmadi et al. (2018). El lazo de tensión está constituido por un controlador PI debido a su fácil implementación y diseño. Este lazo tiene el objetivo de generar la referencia de corriente del lazo interno. La acción integral ayuda a eliminar errores en estado estacionario mientras que la acción proporcional agrega amortiguamiento al sistema. El artículo se organiza de la siguiente manera. En la sección 2 se presenta el sistema del que forma parte el convertidor, mientras que en la sección 3 se presenta la estructura de su circuito. La sección 4 describe el modelo dinámico de los diferentes modos de trabajo. Por otro

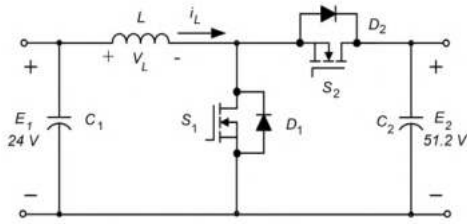


Fig. 1. Configuración circuito Buck-Boost Bidireccional, Chao et al. (2013)

lado, la sección 5 presenta todo lo relacionado con el diseño de control en dos subsecciones; una para cada lazo de control. Así también, en la sección 6 se muestran los resultados de las simulaciones considerando el doble lazo que se propone. Finalmente se exponen las conclusiones en la sección 7.

## 2. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

El convertidor objeto en este trabajo, es un convertidor Buck-Boost bidireccional que forma parte del proyecto de un vehículo autónomo submarino que a su vez cuenta con una estación de carga que se alimenta de diferentes fuentes de energía renovable, tal es el caso de un generador tidal, un arreglo fotovoltaico y un generador eólico. La estación tiene su propio sistema de almacenamiento de energía a 51.2 V, conformado de baterías de LiFeMnPO4. El arreglo de baterías se carga a partir de la energía entregada por las fuentes, cuyo voltaje es de 24 V, siendo inferior al del arreglo de baterías, por lo que es necesario regular la tensión a un mayor valor. De ser preciso, con el arreglo se debe suministrar energía a las cargas propias de la estación (motores de CC y sensores), pero en ese caso se tendría que reducir el voltaje. A través de un convertidor bidireccional Buck- Boost, será posible elevar y reducir los valores de tensión para brindar un proceso de carga y descarga adecuado a las baterías.

## 3. ESTRUCTURA DEL CIRCUITO CONVERTIDOR

Un convertidor Buck-Boost Bidireccional es un convertidor conmutado que recibe un voltaje de entrada y entrega otro diferente de salida, ya sea bajándolo o aumentándolo, según sea necesario para la aplicación. Su característica bidireccional yace en que funciona como regulador del flujo de potencia del voltaje del bus de CC en ambas direcciones. En la figura 1 se muestra la configuración del convertidor bajo estudio. Los interruptores  $S_1$  y  $S_2$  son complementarios, lo que garantiza que la corriente del inductor sea continua en todo el proceso. Cuando  $S_1$  es considerado para conmutar y  $S_2$  no se utiliza, el circuito funciona en modo Boost. Por otro lado, cuando no se utiliza el interruptor  $S_1$  y se considera la conmutación de  $S_2$ , el circuito funciona en el modo Buck.

## 4. MODELO DINÁMICO DEL CONVERTIDOR

A partir de la estructura del circuito del convertidor (Fig. 1) se realiza el análisis dinámico del convertidor. Los interruptores  $S_1$  y  $S_2$  se activan en un tiempo  $DT$ , según sea el modo de trabajo; siendo  $T$  el período de conmutación y  $D$  el ciclo de trabajo específico para cada interruptor.

### 4.1 Modo Boost

1)  $S_1$  encendido y  $D_2$  abierto ( $0 < t \leq DT$ )

En el estado 1 el Mosfet  $S_1$  está encendido,  $S_2$  está apagado y el diodo  $D_2$  está polarizado en inversa por lo que no conduce, como se muestra en la figura 2. El inductor se carga linealmente por la tensión  $E_1$ .

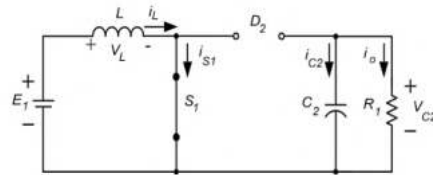


Fig. 2. Circuito equivalente del estado 1 del convertidor en modo Boost

Aplicando las leyes de voltaje y corriente de Kirchhoff se obtienen las siguientes ecuaciones

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}E_1 \quad (1)$$

$$\frac{dV_{C_2}}{dt} = -\frac{1}{R_1C_2}V_{C_2} \quad (2)$$

2)  $S_1$  apagado y  $D_2$  cerrado ( $DT < t \leq T$ )

Cuando el interruptor  $S_1$  está apagado,  $S_2$  sigue apagado y  $D_2$  conduce porque está polarizado en directa. El voltaje del inductor es igual a la diferencia entre el voltaje de entrada y el del capacitor  $C_2$ . El circuito equivalente para el convertidor se muestra en la figura 3.

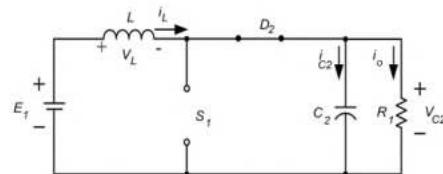


Fig. 3. Circuito equivalente del estado 2 del convertidor en modo Boost

Las ecuaciones se pueden expresar como

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L}V_{C_2} + \frac{1}{L}E_1 \quad (3)$$

$$\frac{dV_{C_2}}{dt} = \frac{1}{C_2}i_L - \frac{1}{R_1C_2}V_{C_2}. \quad (4)$$

Se establece el parámetro  $u$ , que es la función de conmutación que describe el comportamiento del interruptor, el cual tomará valor igual a 1 cuando el interruptor conduce y 0 cuando no conduce. También se considera la expresión de  $\bar{u} = 1 - u$ . De esta forma es posible obtener las expresiones parametrizadas del modelo dinámico de la siguiente manera

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L}V_{C_2}\bar{u} + \frac{1}{L}E_1 \quad (5)$$

$$\frac{dV_{C_2}}{dt} = \frac{1}{C_2}i_L\bar{u} - \frac{1}{R_1C_2}V_{C_2} \quad (6)$$

#### 4.2 Modo Buck

1)  $S_2$  encendido y  $D_1$  abierto ( $0 < t \leq DT$ )

En el estado 1 el MOSFET  $S_1$  está apagado,  $S_2$  está encendido y el diodo  $D_1$  está polarizado en inversa por lo que no conduce, como se muestra en la figura 4. El inductor se carga linealmente por la tensión  $E_2$ .

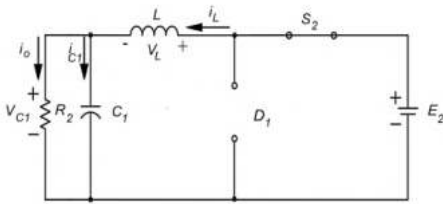


Fig. 4. Circuito equivalente del estado 1 del convertidor en modo Buck.

Aplicando las leyes de voltaje y corriente de Kirchhoff se obtienen las siguientes ecuaciones

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L}V_{C_1} + \frac{1}{L}E_2 \quad (7)$$

$$\frac{dV_{C_1}}{dt} = \frac{1}{C_1}i_L - \frac{1}{R_2C_1}V_{C_1} \quad (8)$$

2)  $S_2$  apagado y  $D_1$  cerrado ( $DT < t \leq T$ )

El MOSFET  $S_2$  está apagado y  $D_1$  conduce porque está polarizado en directa. El voltaje del inductor es igual al voltaje del capacitor  $C_1$ , pero con signo contrario. El circuito equivalente para el convertidor es el de la figura 5.

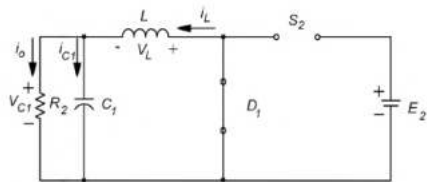


Fig. 5. Circuito equivalente del estado 2 del convertidor en modo Buck.

Las ecuaciones que representan el modelo dinámico en este estado son

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L}V_{C_1} \quad (9)$$

$$\frac{dV_{C_1}}{dt} = \frac{1}{C_1}i_L - \frac{1}{R_2C_1}V_{C_1} \quad (10)$$

Las ecuaciones parametrizadas del modelo dinámico quedan de la forma

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L}V_{C_1} + \frac{1}{L}E_2u \quad (11)$$

$$\frac{dV_{C_1}}{dt} = \frac{1}{C_1}i_L - \frac{1}{R_2C_1}V_{C_1} \quad (12)$$

## 5. DISEÑO DEL CONTROL

El control propuesto para este sistema incluye dos lazos de control: un lazo interno de control por corriente y otro externo de control por voltaje (Fig. 6). Para el lazo de corriente, se emplea un control por modo deslizante con banda de histéresis fija, con el que se ajusta el ciclo de trabajo en respuesta a los cambios en la corriente del inductor.

El lazo externo de voltaje produce una corriente de referencia para el lazo de corriente en respuesta a los cambios en la tensión de salida del convertidor. En este caso se considera un controlador PI para este lazo.

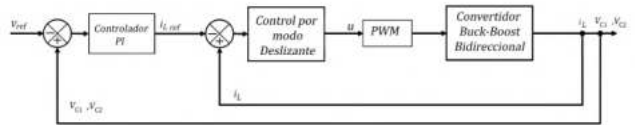


Fig. 6. Diagrama de bloques del controlador doble lazo.

### 5.1 Lazo interno de control. Control por modo deslizante (SMC)

#### 5.1.1 Modo Boost. Condiciones para SMC.

Para el diseño del SMC se comienza definiendo la función  $s(x)$  que es la función de conmutación que determina la superficie de deslizamiento  $S$  que cumple con la ley de control, donde  $i_{Lref}$  es la corriente de salida deseada.

$$s(x) = i_L - i_{Lref} \quad (13)$$

$$S = \{x \in R^n : s(x) = 0\}. \quad (14)$$

El sistema se encuentra en régimen o dinámica deslizante cuando las trayectorias del sistema impuestas se dirigen hacia  $s(x) = 0$  por la función de conmutación  $u$  definida por la ecuación

$$u = \frac{1}{2}(1 - \text{sign}(s)) \quad (15)$$

Este tipo de control debe cumplir con las condiciones de transversalidad, existencia y control equivalente. La

condición de transversalidad evalúa la capacidad del controlador para modificar las dinámicas del sistema con la superficie de conmutación propuesta, Utkin (1992). En las ecuaciones (15-16) se demuestra como se cumple esta condición cuando se aplica a la superficie de conmutación definida en la ecuación (13), Mejía-Ruiz et al. (2019).

$$\frac{d}{du}\left(\frac{dS}{dt}\right) = \frac{d}{du}\left(\frac{di_L}{dt} - \frac{di_{Lref}}{dt}\right) \quad (16)$$

$$\frac{d}{du}\left(\frac{E_1}{L} - \frac{VC_2}{L}(1-u)\right) = \frac{VC_2}{L} \neq 0 \quad (17)$$

En las proximidades de los puntos de una región donde existe el modo deslizante, la función  $S$  y su derivada temporal deben tener signos contrarios para que las trayectorias tiendan hacia la superficie de deslizamiento, Calvente Calvo (2002).

$$\lim_{s=0^-} \frac{dS}{dt}|_{u=1} > 0 \quad \lim_{s=0^-} \frac{dS}{dt}|_{u=1} = \frac{E_1}{L} > 0 \quad (18)$$

$$\lim_{s=0^+} \frac{dS}{dt}|_{u=0} < 0 \quad \lim_{s=0^+} \frac{dS}{dt}|_{u=0} = \left(\frac{E_1}{L} - \frac{VC_2}{L}\right) < 0 \quad (19)$$

El control equivalente se obtiene igualando a cero la primera derivada temporal de  $S(x)$  a lo largo de las trayectorias del sistema y despejando  $u$ . Para que exista control equivalente se debe cumplir la condición de transversalidad, en la cual la ecuación debe tener solución dentro del rango  $0 \leq u_{eq}(x) \leq 1$ , cumpliéndose en este caso como se muestra en

$$\frac{dS}{dt}|_{u=u_{eq}} = \frac{E_1}{L} - \frac{VC_2}{L}(1-u_{eq}) = 0 \quad (20)$$

$$u_{eq} = 1 - \frac{E_1}{VC_2} \quad (21)$$

El objetivo del control por modo deslizante es forzar los estados del sistema a permanecer en la superficie deslizante desde cualquier condición inicial, Guldemir (2011). La estabilidad del sistema se comprueba por medio de la función candidata de Lyapunov

$$V = \frac{1}{2}S(x)^2 \quad (22)$$

Si la derivada de  $V$  en el tiempo es menor que cero se dice que el sistema es estable, entonces  $V$  decrece de forma monótona, y se desvanece en el origen del espacio de estado. Por tanto

$$\dot{V} = S\dot{S} < 0 \quad (23)$$

Para satisfacer la condición se define

$$u = \begin{cases} 1 & s < 0 \\ 0 & s > 0 \end{cases} \quad (24)$$

Con  $u=1$   $s < 0$

$$\dot{V} = -S \left[ \frac{E_1}{L} - \frac{VC_2}{L}(1-1) \right] < 0 \quad (25)$$

Con  $u=0$   $s > 0$

$$\dot{V} = S \left[ \frac{E_1}{L} - \frac{VC_2}{L}(1-0) \right] < 0 \quad (26)$$

### 5.1.2 Modo Boost. Lazo de corriente

La ley de control se implementa a través de un comparador con histéresis como se muestra en la figura 7.

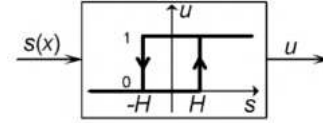


Fig. 7. Bloque de un comparador por histéresis

La banda de histéresis  $H$  está asociada a la amplitud de rizado de la corriente en el inductor, permitiendo a su vez, la operación con frecuencia constante. Por esta razón es posible calcularla con la expresión

$$H = \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{E_1(VC_2 - E_1)}{2LfVC_2} \quad (27)$$

### 5.1.3 Modo Buck. Condiciones para SMC.

Para el caso del convertidor en modo Buck, se toma la misma superficie de deslizamiento que en modo Boost, definida con la ecuación (13). La condición de transversalidad se cumple mediante las ecuaciones (15) y (27).

$$\frac{d}{du}\left(-\frac{VC_1}{L} + \frac{E_2}{L}u\right) = \frac{E_2}{L} \neq 0 \quad (28)$$

La condición de alcanzabilidad se logra mediante

$$\lim_{s=0^-} \frac{dS}{dt}|_{u=1} > 0 \quad \lim_{s=0^-} \frac{dS}{dt}|_{u=1} = \left(-\frac{VC_1}{L} + \frac{E_2}{L}\right) > 0 \quad (29)$$

$$\lim_{s=0^+} \frac{dS}{dt}|_{u=0} < 0 \quad \lim_{s=0^+} \frac{dS}{dt}|_{u=0} = -\frac{VC_1}{L} < 0 \quad (30)$$

La expresión del control equivalente para este modo de trabajo se expresa

$$\frac{dS}{dt}|_{u=u_{eq}} = -\frac{VC_1}{L} + \frac{E_2}{L}u_{eq} = 0 \quad (31)$$

$$u_{eq} = \frac{VC_1}{E_2} \quad (32)$$

Se aplica el criterio de Lyapunov para comprobar la estabilidad del sistema para este modo de trabajo, tomando como referencia las ecuaciones (21-23).

Para  $u=1$   $s < 0$

$$\dot{V} = -S \left[ -\frac{VC_1}{L} + \frac{E_2}{L} \right] < 0 \quad (33)$$

Para  $u=0$   $s > 0$

$$\dot{V} = S \left( -\frac{VC_1}{L} \right) < 0 \quad (34)$$

### 5.1.4 Modo Buck. Lazo de corriente

La banda de histéresis se determinó a través de la ecuación

$$H = \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{VC_1(E_2 - VC_1)}{2Lf(2VC_1 - E_2)} \quad (35)$$

## 5.2 Lazo externo de control.

La corriente de referencia del lazo de corriente es generada por un controlador PI diseñado para cada modo de trabajo del convertidor. De esta forma se elimina el error entre el voltaje de referencia y el voltaje de salida. La salida de este controlador es una corriente de referencia que se compara con la superficie de deslizamiento definida previamente. La función de transferencia del controlador se calcula según lo planteado por Calvente Calvo (2002)

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (36)$$

De la cual:

$$K_p = C2\pi f_c \quad (37)$$

$$T_i \geq \frac{10}{2\pi f_c} \quad (38)$$

## 6. SIMULACIÓN Y RESULTADOS

En la Tabla 1 se muestran los parámetros del convertidor. Se calculan la resistencias equivalentes de la carga a partir de los valores de voltaje y potencia a entregar. La frecuencia de trabajo es de 20 kHz, con la cual se obtuvo el inductor mínimo para que el convertidor bidireccional trabaje en modo de conducción continua. Se calculan los capacitores aplicando un criterio de un 25% para definir el valor del capacitor. El rizo de voltaje es de 1% del valor nominal del punto de operación.

Table 1. Parámetros del convertidor Bidireccional en CCM

Parámetros	Valores
$L$	15.3 mH
$C_1$	584 $\mu$ F
$C_2$	1.2 mF
$R_1$	2.76 $\Omega$
$R_2$	0.32 $\Omega$

### 6.1 Simulación a lazo abierto

A fin de poder demostrar la factibilidad de la ley de control propuesta primero se evalúa el comportamiento del convertidor a lazo abierto en un primer momento para luego realizar la simulación a doble lazo.

En ambos casos se trabaja con un período de simulación de 1.5 segundos, que se dividieron en diferentes modos de operación:

- 1)  $t < 0.5$  s Modo Boost. Baterías cargando. Carga desconectada.
- 2)  $0.5 \text{ s} < t < 1$  s Modo Buck. Baterías descargando. Carga conectada.
- 3)  $1 \text{ s} < t < 1.5$  s Modo Boost. Baterías cargando. Carga desconectada.

La señal de  $V_{C2}$  (Fig 8) corresponde al voltaje del arreglo de baterías, mientras  $V_{C1}$  (Fig 9) constituye la tensión de la carga.

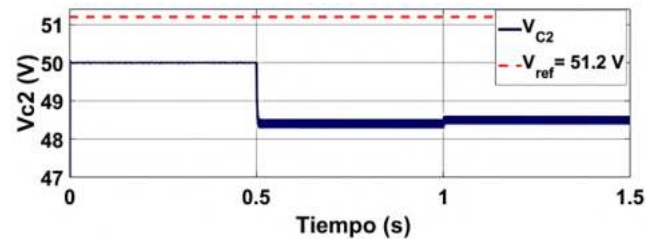


Fig. 8. Voltaje de salida  $V_{C2}$  a lazo de abierto

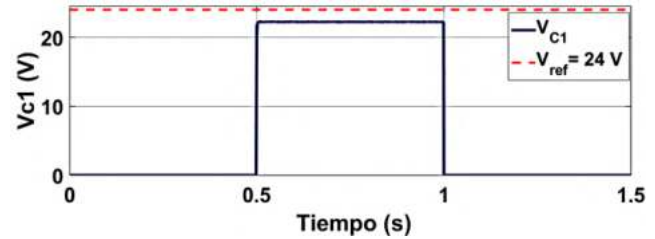


Fig. 9. Voltaje de salida  $V_{C1}$  a lazo abierto

### 6.2 Simulación a doble lazo

Las correspondientes respuestas del voltaje de salida en los modos anteriormente mencionados se representan las figuras 10 y 11. Como se puede apreciar, el transitorio más significativo ocurre en el voltaje de salida del arreglo de baterías cuando se conmuta de modo Buck a Boost.

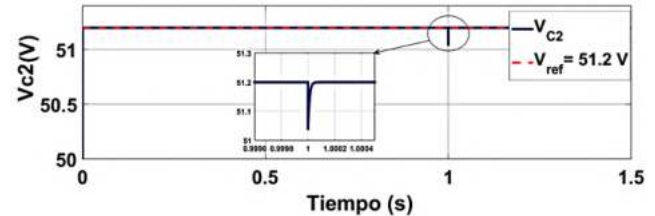


Fig. 10. Voltaje de salida  $V_{C2}$  con doble lazo de control

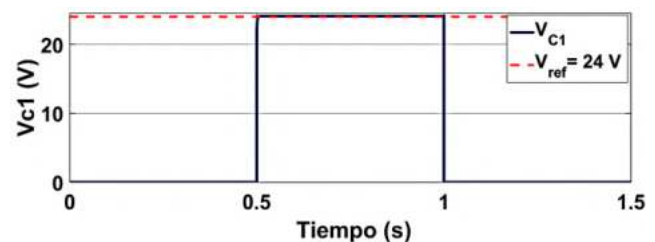


Fig. 11. Voltaje de salida  $V_{C1}$  con doble lazo de control

La corriente en el inductor se representa en la figura 12. Cuando el convertidor trabaja en modo Boost la corriente tiene un valor positivo mientras que en modo Buck es negativo; esto se debe al sentido en el que fluye la energía en cada modo de trabajo.

### 6.3 Simulación ante perturbaciones

El convertidor deberá responder ante posibles perturbaciones, por lo que se simularon 2 escenarios para evaluar

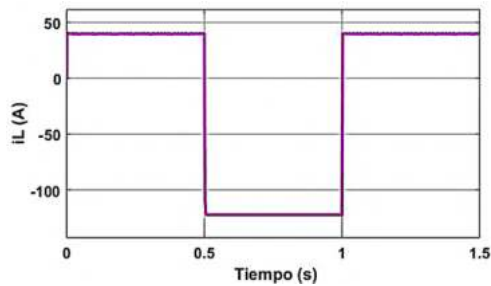


Fig. 12. Corriente en el inductor del convertidor con doble lazo de control

su respuesta. En el primer escenario se varía el valor de voltaje de la fuente de entrada del convertidor trabajando en modo Boost de 20 V a 28 V, a fin de comprobar si se afecta el nivel de tensión del arreglo de baterías. Como se ve en la figura 13 a pesar de observarse la transición el valor se mantiene dentro del deseado.

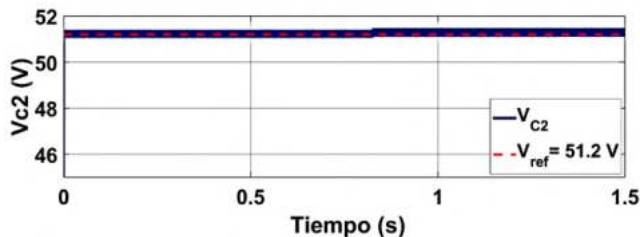


Fig. 13. Voltaje de salida  $V_{C2}$  con perturbación en la fuente de entrada

El segundo escenario estudiado es la respuesta ante un cambio en la carga cuando el convertidor está en modo Buck. Se conecta la mitad de carga y posteriormente plena carga en una sola simulación. La figura 14 muestra como ocurre un transitorio, sin embargo el sistema se restablece en milésimas de segundo.

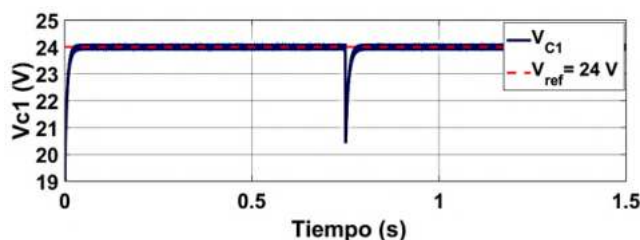


Fig. 14. Voltaje de salida  $V_{C1}$  con perturbación en la carga

## 7. CONCLUSIÓN

Con un convertidor bidireccional Buck-Boost es posible lograr la carga y descarga de un arreglo de baterías, lo que resulta de gran importancia dentro del diseño e implementación de sistemas híbridos de energía que cuenten con almacenamiento. Su aplicación en vehículos

autónomos es primordial ya que se garantiza una independencia respecto a la generación eléctrica. Dados los resultados alcanzados se puede apreciar como ocurre una mejora significativa en el desempeño del convertidor utilizando un doble lazo de control si se compara con un lazo abierto. La combinación de un control por modo deslizante para controlar la corriente, y un PI como controlador externo de voltaje, resulta factible para controlar sistemas de naturaleza no lineal como con el que se trabajó; permitiendo un voltaje de salida constante y una respuesta rápida ante posibles perturbaciones.

## 8. AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen al CONACYT-México, bajo el proyecto de problemas nacionales con número de registro 2015-01-786.

## REFERENCES

- Alsmadi, Y.M., Utkin, V., Haj-ahmed, M.A., and Xu, L. (2018). Sliding mode control of power converters: DC/DC converters. *International Journal of Control*, 91(11), 2472–2493. doi: 10.1080/00207179.2017.1306112.
- Calvente Calvo, F.J. (2002). Control en modo deslizante aplicado a sistemas de acondicionamiento de potencia de satélites. *TDX (Tesis Doctorals en Xarxa)*.
- Chao, K.H., Tseng, M.C., Huang, C.H., Liu, Y.G., and Huang, L.C. (2013). Design and Implementation of a Bidirectional DC-DC Converter for Stand-Alone Photovoltaic Systems. *International Journal of Computer, Consumer and Control (IJ3C)*, 2(3), 44–55.
- Guldemir, H. (2011). Modeling and Sliding Mode Control of DC-DC Buck-Boost Converter. *6th International Advanced Technologies Symposium (IATS'11)*, (May), 475–480.
- Mejía-Ruiz, G.E., Muñoz-Galeano, N., and Ortiz-Castrillón, J.R. (2019). Banda de Histéresis Adaptativa para un Convertidor AC-DC Elevador sin Puente, con Corrección del Factor de Potencia y Control por Modos Deslizantes. *Información tecnológica*, 30(4), 283–292. doi:10.4067/s0718-07642019000400283.
- Rao, L.N. and Gairola, S. (2017). A comparative study of Bidirectional DC-DC converter & its interfacing with two battery storage system. *1st IEEE International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems, ICPEICES 2016*. doi: 10.1109/ICPEICES.2016.7853175.
- S. Mariethoz, S. Alm'er, M.B.A.G.B.D.P.A.W.J.B.H.C.T.G.H.F.e.a. (2010). "comparison of hybrid control techniques for buck and boost dc-dc converters. *EEE Transactions on Control Systems Technology*, 18, 1126–1145.
- Utkin, V. (1992). *Sliding Modes in Control and Optimization*. Springer-Verlag, Berlin.