

Análisis Dinámico y Control de un Convertidor SEPIC con una Celda de Inductores Conmutados

Juan Antonio Villanueva Loredo*, Ma. Guadalupe Ortiz López.** Jesús Leyva Ramos*, Carlos Arturo Antuna Fiscal*

*Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, San Luis Potosí, S.L.P., 78216, México
(e-mail: [juan.villanueva, jleyva, carlos.antuna]@ipicyt.edu.mx.)

** Universidad Politécnica de San Luis Potosí, San Luis Potosí, S.L.P. 78363, México
(e-mail: guadalupe.ortiz@upslp.edu.mx)

Resumen: Existen aplicaciones donde el voltaje que se obtiene a partir de una fuente de CD varía por arriba o por abajo de un valor nominal, por lo cual debe de ser regulado antes de ser usado. Para esta aplicación, una opción adecuada es el uso de un convertidor SEPIC, el cual proporciona un voltaje de salida positivo. Además, con el objetivo de mejorar algunas de sus características, este convertidor puede ser combinado con una celda de inductores conmutados. En este trabajo se lleva a cabo el análisis y control de un convertidor SEPIC que incorpora una celda de inductores conmutados en su estructura. Se obtienen el modelo conmutado y linealizado, así como los valores en estado estable de sus variables para propósitos de un completo análisis del sistema dinámico y de la estrategia de control. Se presentan los resultados experimentales para un regulador de voltaje que entrega 120 W para validar el comportamiento del controlador ante cambios en la carga y variaciones en la entrada de voltaje.

Palabras Clave: Convertidores CD-CD, Convertidor SEPIC, Controlador, Celda de Inductores Conmutados, Modelo Linealizado

1. INTRODUCCIÓN

Convencionalmente los convertidores CD-CD son utilizados para elevar un voltaje (Forouzesht et al, 2017) o para reducirlo (Morales-Saldana et al, 2008). Sin embargo, existen aplicaciones donde el voltaje que proporciona una fuente varía por arriba o por abajo de un valor nominal, por lo que el voltaje requiere ser regulado antes de ser usado. Tal es el caso de las baterías utilizadas en aplicaciones tan diversas como dispositivos móviles, laptops y automóviles convencionales o eléctricos; así como en celdas solares y otras fuentes de energía renovables (Liang et al, 2012; Desai et al, 2017).

El uso de un convertidor SEPIC (Single-ended primary-inductance converter) es una opción a considerar para las aplicaciones mencionadas. Entre las ventajas que presenta es que puede obtenerse en su salida un voltaje positivo mayor, menor o igual al de la entrada. Además, muestra gran robustez al ruido debido a que se comporta como un filtro de cuarto orden. En contraparte, presenta como desventajas una corriente de salida pulsante y además requiere un capacitor de valor alto en su etapa intermedia o de transferencia (Krein et al, 2014).

El convertidor SEPIC ha sido propuesto para varias aplicaciones basadas en su comportamiento dinámico. En combinación con un convertidor reductor-elevador o con uno en contrafase, se propone para aplicaciones de corrección de factor de potencia (Poorali et al, 2016; Durgadevi et al, 2018). En otros usos, un arreglo de celdas fotovoltaicas se integra a un convertidor SEPIC (Geethalakshmi et al, 2014),

mientras que un cargador fotovoltaico se implementa mediante un control corriente-pico de un convertidor SEPIC (Chiang et al, 2008).

Por otro lado, en la literatura se han propuesto esquemas que utilizan celdas de capacitores conmutados o inductores conmutados que se usan para obtener una mayor conversión de voltaje tanto en elevación como en reducción. (Axelrod et al, 2012), (Berkovich et al, 2008), así como para lograr una salida de corriente no-pulsante (Mota-Varona et al, 2018).

El objetivo de este trabajo es analizar el comportamiento dinámico de un regulador de voltaje basado en un convertidor SEPIC que incluye en su estructura una celda de inductores conmutados, así como desarrollar un esquema de control para el mismo. El convertidor se elige debido a su capacidad de funcionamiento como reductor-elevador del voltaje de entrada, mientras que la inclusión la celda de inductores conmutados proporciona suavidad en la corriente de salida del mismo. Para poder llevar a cabo el objetivo propuesto, es necesario obtener modelos matemáticos que permitan realizar el análisis y posterior diseño del sistema de control.

El resto del documento está organizado de la siguiente manera: en la sección II se describe el funcionamiento del convertidor, se obtiene tanto el modelo bilineal conmutado como el promedio linealizado, así como las expresiones de sus variables en estado estable. En la sección III, se derivan las funciones de transferencia de las variables de interés desde el punto de vista de control. A partir de ellas se determina el esquema de control más adecuado y se desarrolla en detalle el diseño del controlador propuesto, describiendo el propósito de cada uno de sus los elementos.

Los resultados experimentales, cuyo propósito es verificar el desempeño del controlador propuesto, se muestran en la sección IV. Por último, en la sección V se presentan algunos comentarios finales.

2. ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR PROPUESTO

El diagrama eléctrico del convertidor SEPIC con celda de inductores conmutados se muestra en la Fig. 1, donde E es el voltaje de entrada, V_o es el voltaje de salida, L es el inductor de entrada, L_s son los inductores de la celda, C_T es el capacitor de transferencia de energía entre la entrada y la salida y C_o es el capacitor de salida. La carga nominal se denota por R y el ciclo de trabajo nominal por U . El interruptor activo (MOSFET) se denota por SW y los interruptores pasivos (diodos) por D_1 y D_2 , respectivamente. La corriente del inductor de entrada es representada por i_L , la corriente de cada inductor de la celda por i_{L_s} , mientras que i_s es la corriente de salida de la celda de inductores conmutados.

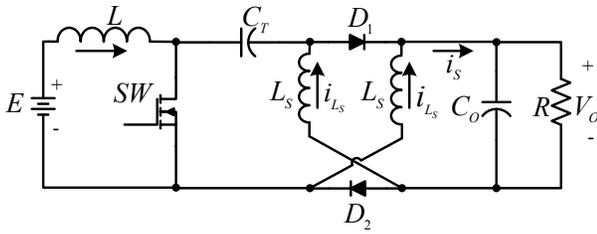


Fig. 1. Convertidor SEPIC con celda de inductores conmutados.

Los circuitos eléctricos resultantes al cerrar o abrir el interruptor activo, se muestran en la Fig. 2. Se asume que el convertidor opera en modo de conducción continuo (MCC), esto es, la corriente de los inductores nunca decae a cero.

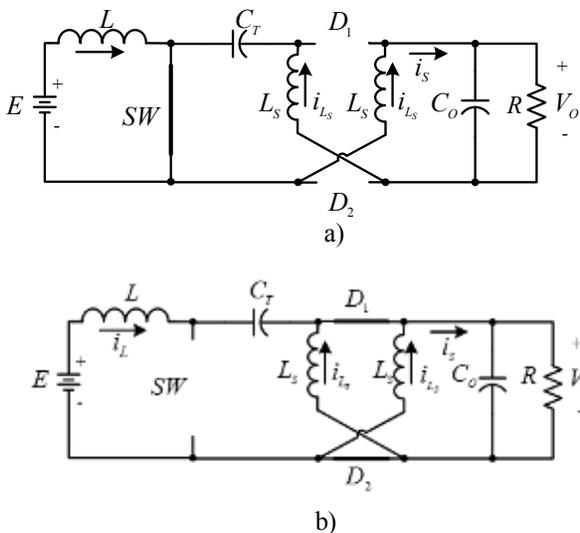


Fig. 2. Diagramas eléctricos del convertidor SEPIC con celda de inductores conmutados para: a) interruptor activo cerrado, y b) interruptor activo abierto.

El comportamiento del convertidor se describe a través de un modelo lineal por partes o modelo conmutado. Este se obtiene como resultado de la representación en el espacio de estados de los circuitos eléctricos resultantes al conmutar el interruptor activo. Así es posible obtener el modelo conmutado bilineal mostrado en (1), donde e es el voltaje de entrada, i_L y i_{L_s} son las corrientes de los inductores de entrada y el de la celda, v_{C_T} y v_o son los voltaje de los capacitores de transferencia y el de salida respectivamente. La variable conmutada binaria q vale 0 cuando el interruptor activo está cerrado y 1 cuando está abierto.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{i}_{L_s} \\ \dot{v}_{C_T} \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1-q}{L} & -\frac{1-q}{L} \\ 0 & 0 & \frac{q}{2L_s} & -\frac{2-q}{L_s} \\ \frac{1-q}{C_T} & -\frac{q}{C_T} & 0 & 0 \\ \frac{1-q}{C_o} & \frac{2-q}{L_s} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ i_{L_s} \\ v_{C_T} \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} e \quad (1)$$

Este modelo posteriormente es promediado, y a partir de esta representación se obtiene el modelo linealizado, que describe el comportamiento del convertidor a pequeña señal alrededor de un punto de operación. El voltaje de salida, el voltaje de entrada, la corriente en los inductores, el voltaje en los capacitores, y la señal de control se representan a través de un valor nominal y un valor con pequeñas variaciones. Los valores nominales se denotan por letras mayúsculas y las variaciones por el sobre índice \sim . Así, la linealización de (1) resulta en:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{i}_{L_s} \\ \dot{v}_{C_T} \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-U}{L} & -\frac{1-U}{L} \\ 0 & 0 & \frac{U}{2L_s} & -\frac{2-U}{L_s} \\ \frac{1-U}{C_T} & -\frac{U}{C_T} & 0 & 0 \\ \frac{1-U}{C_o} & \frac{2-U}{L_s} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ i_{L_s} \\ v_{C_T} \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{(1-U)L} \\ \frac{E}{2(1-U)L_s} \\ -\frac{UE}{4RC_T(1-U)^2} \\ -\frac{UE}{4RC_o(1-U)^2} \end{bmatrix} d \quad (2)$$

Así mismo, a partir del modelo promediado se obtienen las expresiones de las variables del convertidor en estado estable:

$$I_L = \frac{U^2 E}{4(1-U)^2 R} \quad I_{L_s} = \frac{UE}{4(1-U)R} \quad (3)$$

$$V_{C_T} = \frac{2-U}{2(1-U)} E \quad V_o = \frac{U}{2(1-U)} E \quad (4)$$

3. PROCEDIMIENTO DE DISEÑO DEL CONTROLADOR

Para propósitos de control, es esencial analizar el comportamiento dinámico del convertidor desde el punto de vista de implementación y desempeño. Por lo tanto, es importante seleccionar las variables apropiadas y obtener sus funciones de transferencia, las cuales se obtienen a partir de

la representación lineal (2) por medio de transformadas de Laplace.

La función de transferencia del inductor de entrada respecto a la señal de control está dada por:

$$\frac{i_L(s)}{u(s)} = \frac{b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0}{s^4 + a_3s^3 + a_0s^2 + a_1s + a_0} \quad (5)$$

donde:

$$a_3 = \frac{1}{RC_O}; \quad a_2 = \frac{(U-1)^2(C_T + C_O)}{C_T C_O L} + \frac{(U-2)^2}{2C_O L_S} + \frac{U^2}{2C_T L_S};$$

$$a_1 = \frac{1}{C_T C_O R} \left[\frac{(1-U)^2}{L} + \frac{U^2}{2L_S} \right];$$

$$a_0 = \frac{2(U-1)^2}{2C_T C_O L L_S};$$

$$b_3 = \frac{E}{L(1-U)};$$

$$b_2 = \frac{E(1+U)}{RL(1-U)} \left[\frac{1}{C_T} + \frac{1}{C_O(1+U)} \right];$$

$$b_1 = \frac{E(UL + 4C_T R^2 - 2C_T UR^2 + 2C_O UR^2)}{4R^2 C_T C_O L L_S (U-1)}; \quad b_0 = \frac{EU}{C_T C_O L L_S R(1-U)}$$

La función de transferencia del voltaje de salida respecto a la señal de control está dada por:

$$\frac{v_O(s)}{u(s)} = \frac{c_3s^3 + c_2s^2 + c_1s + c_0}{s^4 + a_3s^3 + a_0s^2 + a_1s + a_0} \quad (6)$$

donde:

$$c_3 = -\frac{EU}{4C_O R(1-U)^2}; \quad c_2 = \frac{E}{C_O} \left[\frac{1}{L} + \frac{U-2}{2L_S(U-1)} \right];$$

$$c_1 = -\frac{EU^2}{4C_T C_O R L_S (U-1)^2}; \quad c_0 = \frac{E}{C_T C_O L L_S}.$$

Como puede observarse la localización de polos y ceros está determinada tanto por el valor de los elementos pasivos del convertidor, así como por el valor de la carga alimentada modelada por medio de la variable R. Al analizar la función de transferencia $v_O(s)/u(s)$ se encuentra que es estable y de fase no-mínima, esto es, tiene ceros localizados en el semiplano derecho, mientras que la función de transferencia $i_L(s)/u(s)$ es estable y de fase mínima.

Por lo anterior, se concluye que el uso del control en modo voltaje no es apto para este convertidor ya que una alta ganancia proporcional puede producir inestabilidad (Leyva-Ramos et al, 2011). Dado que la función de transferencia $i_L(s)/u(s)$ del convertidor propuesto es de fase mínima para valores típicos del convertidor, es más apropiado usar un esquema de control en modo corriente. En este esquema, la corriente del inductor de entrada y el voltaje de salida son detectados para ser retroalimentados. Al utilizarse la corriente del inductor en la regulación del voltaje de salida, se obtiene una respuesta transitoria más rápida, y se previenen corrientes de sobrecarga a través del convertidor.

El esquema de control en modo corriente promedio se muestra en la Fig. 3

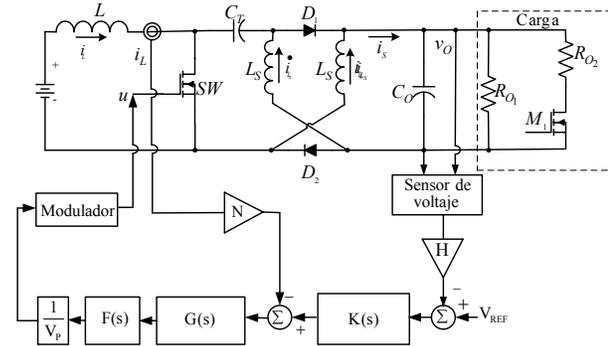


Fig. 3. Esquema de control en modo corriente promedio.

Como puede observarse, el control en modo corriente promedio emplea un lazo de corriente y un lazo de voltaje. En el lazo de corriente, N es la ganancia de este lazo, $G(s) = K_C(1 + \omega_Z/s)$ es la función de transferencia del compensador de alta ganancia, $F(s) = \omega_p/(s + \omega_p)$ es un filtro pasa bajas con un polo de alta ganancia y V_P es la medida de la rampa del oscilador. En el lazo de voltaje, H es la ganancia del sensor de voltaje, v_{REF} es el voltaje de referencia que representa el valor del voltaje de salida deseado $v_{REF} = H v_O$ y $K(s) = K_P/(1 + 1/T_i s)$ es un controlador PI.

El procedimiento para el diseño del controlador está basado en técnicas de moldeado de la ganancia de lazo. Para estabilidad robusta, la ganancia de lazo debe de satisfacer las siguientes condiciones: a) Para mejorar la sensibilidad, la pendiente de la ganancia de lazo cerca del cruce por cero decibeles debe ser aproximadamente -20 dB/dec; b) el error en estado estable se reduce cuando la ganancia a bajas frecuencias es alta; y c) se obtiene estabilidad robusta cuando la ganancia de lazo exhibe un margen de fase alrededor de 60 grados y un margen de ganancia mayor a 6 dB. Estas características se usan para establecer los valores de las ganancias del controlador, mientras que los polos y ceros son establecidos con respecto a la frecuencia de conmutación a la que opera el convertidor.

A continuación, se describe el proceso para el diseño del controlador basado en el método de moldeado de la ganancia de lazo (Mota Varona et al, 2018), el cual permite obtener expresiones para calcular los valores apropiados de los elementos utilizados.

3.1 Lazo de Corriente

En el lazo de corriente, la ley de control se define por:

$$\tilde{u} = \frac{1}{V_P} \underbrace{\left(K_C \frac{s/\omega_Z + 1}{s/\omega_Z} \right)}_{G(s)} \underbrace{\left(\frac{1}{1 + (s/\omega_p)} \right)}_{F(s)} (\tilde{i}_{ref} - N\tilde{i}_L), \quad (7)$$

donde K_C es la ganancia del lazo de corriente, ω_Z es la

localización del cero del compensador de alta ganancia, ω_p representa la localización del polo en el filtro y \dot{i}_{ref} es la salida del lazo de corriente.

La selección de parámetros del controlador será la siguiente: El cero ω_z debe de ubicarse al menos una década por debajo de la mitad de la frecuencia de conmutación PWM $f_S / 2$. La relación que establece este valor está dado por $\omega_z = 1 / R_F C_{FZ}$ donde R_F y C_{FZ} son la resistencia y la capacitancia del compensador de alta ganancia como se muestra en la Fig. 4.

El polo ω_p debe de localizarse a la mitad de la frecuencia de conmutación $f_S / 2$ o por arriba. Los valores del compensador de alta ganancia son determinados por la relación $\omega_p = (C_{FZ} + C_{PZ}) / (R_F C_{FZ} C_{FP})$ donde C_{FP} es el capacitor asociado al filtro pasa bajas del lazo de corriente. La ganancia del compensador debe satisfacer la relación $K_C = R_F / R_I$ donde las resistencias deben de ser seleccionadas tal que:

$$K_C < \frac{20V_p R(1-U)^3}{EUN} \quad (8)$$

para garantizar las condiciones de estabilidad y buen desempeño del lazo de corriente.

3.2 Lazo de Voltaje

El lazo externo provee la regulación del voltaje de salida por medio de un controlador PI. La salida de este lazo es la referencia de corriente la cual está dada por:

$$\dot{i}_{ref} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) (v_{REF} - H v_O) \quad (9)$$

donde K_p es la ganancia proporcional, T_i es el tiempo integrativo y v_{REF} es la referencia para la salida de voltaje.

La ganancia proporcional está dada por $K_p = R_C / R_I$ donde las resistencias deben de ser seleccionadas tal que

$$K_p < \frac{NU}{HR(1-U)} \quad (10)$$

para lograr estabilidad y buen desempeño.

El valor de H está determinado por la ganancia del sensor del voltaje de salida. El tiempo integrativo se obtiene por medio de $T_i = R_C C_C$ donde la resistencia R_C y la capacitancia C_C forman parte del controlador PI. Estos valores deben ser seleccionados tal que $1/T_i$ se localice al menos una década por debajo de la frecuencia de conmutación f_S .

4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

El controlador diseñado para el convertidor SEPIC con celda de inductores conmutados, cuyo diagrama se muestra en la Fig. 4, fue implementado en el laboratorio. Los valores nominales de este convertidor son: voltaje de entrada $E=21$ V y voltaje de salida $V_o = 21$ V. El ciclo de trabajo nominal se ajustó a $U = 0.666$, la carga resistiva es de 3.675Ω para una salida de potencia de 120 W con una frecuencia de conmutación de 100 kHz. Los valores de los elementos del convertidor se muestran en la Tabla 1.

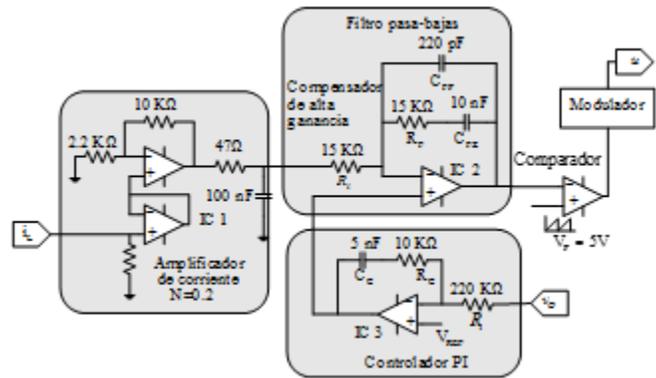


Fig. 4 Controlador modo corriente promedio propuesto

Tabla 1 Parámetros del regulador

Inductor L	122 μ H
Inductor L_s	81.6 μ H
Capacitor de salida C_o	45 μ F
Capacitor de transferencia C_T	22 μ F
Resistencia nominal R	3.675 Ω
Diodos D_1 y D_2	STPS60150CT
MOSFET SW	IRFP4468
MOSFET M	IRFP4004
IC 1 - IC 4	TL81
IC 5	LM 311
IC 6	1NA129

Usando estos valores, se calculan las correspondientes funciones de transferencia. La función de transferencia $v_o(s)/\dot{u}(s)$ es de cuarto orden con polos localizados en $\{(-1.97 \pm j18.61) \times 10^3, (-1.02 \pm j7.78) \times 10^3\}$ y ceros en $\{77.14 \times 10^3, (1.42 \pm j11.74) \times 10^3\}$. La función de transferencia $\tilde{i}_{L_1}(s)/\tilde{u}(s)$ tiene los mismos polos y los ceros se localizan en $\{(-1.45 \pm j18.76) \times 10^3, -6.09 \times 10^3\}$; por lo tanto, las funciones de transferencia son estables. Es fácil notar que $v_o(s)/\dot{u}(s)$ tiene tres ceros localizados en el semiplano derecho.

El controlador diseñado tiene el cero del compensador de alta ganancia en $f_z = 1061$ Hz y el polo del filtro pasa bajas localizado en $f_p = 50$ kHz. El tiempo integrativo del

controlador PI tiene el valor de $T_i = 50 \mu s$. Usando la desigualdad dada en (8), se encuentra que la ganancia del compensador debe de satisfacer $K_C < 4.86$; por lo tanto, esta ganancia fue selecta a un valor de 1. Mientras que la ganancia del controlador PI debe de satisfacer la desigualdad (10) para un valor $K_P < 0.059$ donde R_1 se ajusto para obtener un valor de $K_P = 0.045$.

Se llevaron a cabo pruebas experimentales tanto en lazo abierto como en lazo cerrado. Para aplicar cambios de carga se utiliza un interruptor (MOSFET) identificado como M_I , que produce cambios de 3.7Ω (plena carga) a 21Ω (17% de plena carga). Dichos cambios se producen a una frecuencia de 5 Hz.

4.1 Pruebas en lazo abierto

El convertidor SEPIC con inductores conmutados se probó en lazo abierto con un ciclo nominal de $U = 0.666$ para producir un voltaje de salida de 21 V. Se muestra la medición experimental de las corrientes de los inductores en la Fig. 5, donde se observa claramente que el convertidor está trabajando en modo de conducción continuo (MCC).

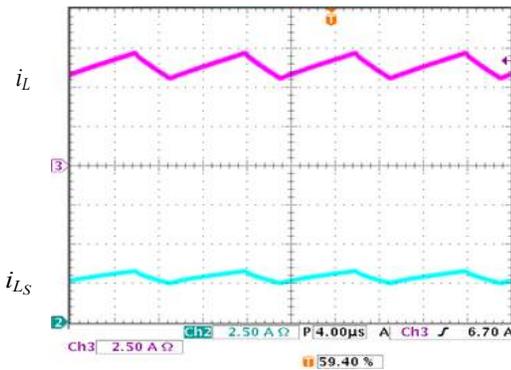


Fig. 5. Corriente experimental de los inductores (**de arriba a abajo**): Corriente del inductor L (eje-y: 2.5 A/div) y corriente del inductor L_S (eje-y: 2.5 A/div) (eje-x: tiempo 4 μs /div).

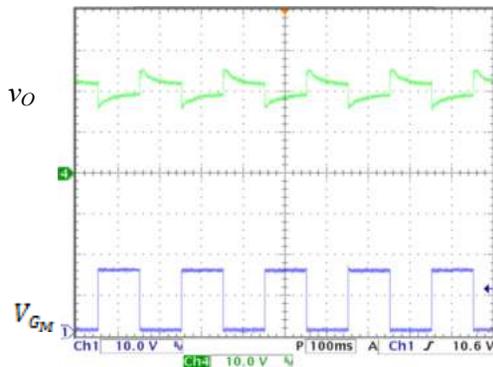


Fig. 6. Respuesta en lazo abierto a cambios de carga: (**De arriba a abajo**) Voltaje de salida del convertidor (eje-y: 10 V/div), voltaje de la compuerta V_{GM} del interruptor M_I (eje-y: 10 V/div) (eje-x: tiempo 100 ms/div).

Para mostrar el comportamiento del convertidor propuesto, se aplican cambios en la carga. Ante estos cambios, el voltaje de salida muestra variaciones de 16 V a 26 V al momento que el enciende y apaga el interruptor M_I como se muestra en la Fig. 6. Como puede notarse, la salida de voltaje no se encuentra regulada ante estos cambios. En las funciones de transferencia dadas por (5) y (6), como ya se mencionó, el efecto de los cambios de carga que sufre el convertidor se modelan a través de la resistencia R.

4.2 Pruebas en lazo cerrado

La respuesta en frecuencia experimental de la ganancia de lazo del voltaje de salida se muestra en la Fig. 7. El diagrama de Bode se obtuvo a carga nominal usando el Analizador de Respuesta en Frecuencia 300 de AP Instruments.

La ganancia del lazo de voltaje tiene una caída de -20 dB/dec en la frecuencia de cruce por cero decibels, un margen de ganancia de 13.5 dB y un margen de fase de 86.6 grados. El controlador PI domina al lazo de ganancia a bajas frecuencias. Esto confirma la estabilidad robusta del convertidor con el controlador.

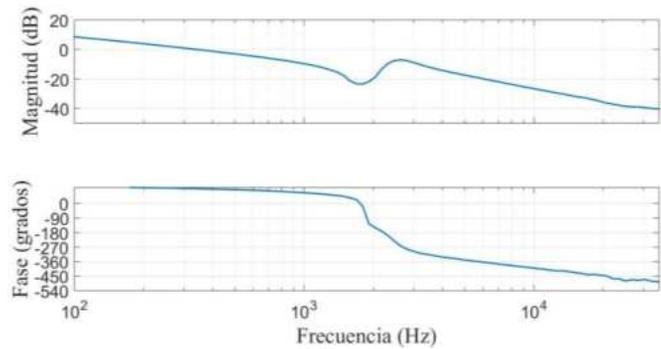


Fig. 7. Respuesta en frecuencia experimental de la ganancia de lazo de voltaje a carga nominal: (**De arriba a abajo**) magnitud (eje-y: 20 dB/div), y margen de fase (eje-y: 90 grados/div).

El ciclo de trabajo del convertidor propuesto se ajusta para producir un voltaje de salida de 21 V. Nuevamente, se aplican cambios en la carga a una frecuencia de 5 Hz. Se puede notar en la Fig. 8, que el voltaje de salida permanece en 21 V a pesar de los cambios de carga que van desde plena carga hasta el 17% de la potencia nominal.

Dado que una posible aplicación del esquema propuesto es regular el voltaje que varía por arriba y por abajo de un valor nominal, se realizaron pruebas donde el voltaje de entrada varía de 17.5 V a 24.5 V. Como se puede ver en la Fig. 9, a pesar de estos cambios, el voltaje de salida permanece constante a 21 V.

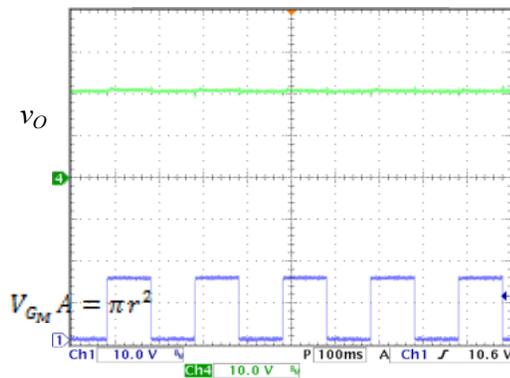


Fig. 8 Respuesta del voltaje de salida a cambios de carga en lazo cerrado: **(De arriba a abajo)** Voltaje de salida v_O (eje-y: 10 V/div), y voltaje de compuerta V_{GM} del interruptor M_1 (eje-y: 10 V/div), (eje-x: tiempo 100 ms/div).

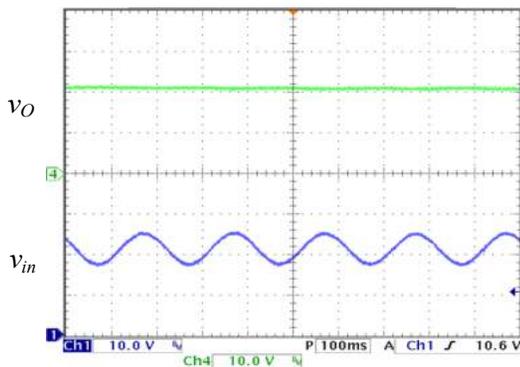


Fig. 9. Respuesta del voltaje de salida a las variaciones del voltaje de entrada en lazo cerrado: **(De arriba a abajo)** Voltaje de salida del convertidor v_O (eje-y: 10 V/div), y voltaje de entrada v_{in} (eje-y: 10 V/div), (eje-x: tiempo 100 ms/div).

5. CONCLUSIONES

El convertidor SEPIC es adecuado para aplicaciones donde el voltaje de entrada varía por arriba y por abajo de un valor nominal. El esquema modificado del convertidor SEPIC propuesto en este trabajo, permite que siempre se suministre corriente al filtro de salida por medio del uso de la celda de inductores conmutados. Se obtiene el modelo del convertidor tanto de tipo bilineal conmutado como linealizado. Mediante el uso de teoría lineal, se obtienen las funciones de transferencia $i_L(s)/u(s)$ y $v_O(s)/\dot{u}(s)$, las cuales se usan para implementar un controlador en modo corriente promedio. El controlador se diseña a través de técnicas de moldeado de la ganancia de lazo para satisfacer estabilidad robusta. Los resultados experimentales de un prototipo de 120 W muestran un buen desempeño incluso a cambios de carga y variaciones en el voltaje de entrada.

REFERENCIAS

- Axelrod B., Berkovich Y., Shenkman A., Golan G., (2012). Diode-capacitor voltage multipliers combined with boost-converters: topologies and characteristics. *IET Power Electron.*, 5 (6), pp. 873-884.
- Berkovich Y., Axelrod B., (2008). Switched-coupled inductor cell for DC-DC converters with very large conversion ratio. *IET Power Electron.*, 4 (3), pp. 309-315.
- Chiang S.J., Shieh H.J. and Cheng M.C., (2008). Modeling and Control of PV Charger System with SEPIC Converter. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 56 (11), pp. 4344-4353.
- Desai K.K., Gavali R.V., Kanase S.D., Karande S.S., Jamadar S.N., (2017). Applications of Buck-Boost Converter for wind Energy Control. *IJRST*, 3 (10), pp. 156-162
- Durgadevi S., Umamaheswari M.G., (2018). Analysis and Design of Single Phase Power Factor with DC-DC SEPIC Converter for Fast Dynamic Response Using Genetic Algorithm Optimized PI Controller. *IET Circ., Dev., & Syst.*, 12 (2), pp. 164-174.
- Forouzesh M., Siwakoti Y.P., Gorji S. A., Blaabjerg F., and Lehman B., (2017). Step-up DC-DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage Boosting Techniques, Topologies, and Applications. *IEEE Trans. Power Electron.*, 32 (12), pp. 9143-9178.
- Geethalakshmi B., Sreeram P., (2014). Modeling and Analysis of an Integrated PV Array and SEPIC Converter. *In Proc. IEEE ICCICCT*, pp. 76-80.
- Krein P., (2014). *Elements of Power Electronics*. Oxford University Press.
- Leyva-Ramos J., Ortiz-Lopez M.G., Diaz-Saldierna L.H., and Martinez-Cruz M., (2011). Average current controlled switching regulators with cascade boost converters. *IET Power Electron.*, 4 (1), pp. 1-10.
- Liang Z., Huang A.Q., and Guo R., (2012). High Efficiency Switched Capacitor Buck-Boost Converter for PV Application. *In Proc. IEEE APEC*, pp. 1951-1958.
- Morales-Saldana J.A., Leyva-Ramos J., Carbajal-Gutierrez E.E. and Ortiz-Lopez M.G., (2008). Average Current-Mode Control Scheme for a Quadratic Buck Converter with a Single Switch. *IEEE Trans. Power Electron.*, 23 (1), pp. 485-490.
- Mota-Varona R., Leyva-Ramos J., Ortiz-Lopez M.G., and Langarica-Cordoba D., (2018). Switching Regulator Based on a high Voltage Gain DC-DC Converter with Non-Pulsating Input/output Currents. *IET Power Electronics*, 11 (7), pp. 1248-1256.
- Poorali B., Adib E., (2016). Analysis of the Integrated SEPIC-Fly-Back Converter as a Single-Stage Single-Switch Power-Factor-Correction LED Driver. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 63 (6), pp. 3562-3570.