

# El inversor dual buck de inductor simple: control de voltaje y procedimiento para obtener su modelo matemático



Revista EIA  
ISSN 1794-1237  
e-ISSN 2463-0950  
Año XIX/ Volumen 21/ Edición N.41  
Enero - junio 2024  
Reia4117 pp. 1-21

Publicación científica semestral  
Universidad EIA, Envigado, Colombia

## PARA CITAR ESTE ARTÍCULO / TO REFERENCE THIS ARTICLE /

Patarroyo Gutierrez, L. D.; Hernández Gómez, O. M. F y Jiménez López, F. R.  
El inversor dual buck de inductor simple: control de voltaje y procedimiento para obtener su modelo matemático  
Revista EIA, 21(41), Reia4017 pp. 1-21.  
<https://doi.org/10.24050/reia.v21i41.1692>

## ✉ Autor de correspondencia:

Patarroyo Gutierrez, L. D.  
Magíster en Ingeniería  
Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia  
Correo electrónico:  
[luis.patarroyo@uptc.edu.co](mailto:luis.patarroyo@uptc.edu.co)

**Recibido:** 29-03-2023  
**Aceptado:** 09-11-2023  
**Disponible online:** 01-02-2024

✉ LUIS DAVID PATARROYO GUTIERREZ  
OSCAR MAURICIO HERNÁNDEZ GÓMEZ  
FABIÁN ROLANDO JIMÉNEZ LÓPEZ

1. Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia

## Resumen

El presente artículo describe el procedimiento para obtener el modelo matemático para un convertidor DBI (Dual Buck Inverter) de 2 KW que puede ser usado en aplicaciones de energías renovables. Así mismo, se describen los modos de operación del inversor con las ecuaciones que modelan su comportamiento para cada uno de estos y, junto con las señales de activación de los MOSFET presentes en el inversor, se construye el modelo conmutado. Se muestra el procedimiento de linealización del modelo en un punto de operación, registrando los resultados de simulación en Matlab®/Simulink™ usando un controlador PID, realizando cambios en la carga y en el nivel de tensión DC de entrada para el modelo propuesto y para el circuito inversor haciendo uso de elementos discretos. La distorsión armónica total en la señal de tensión de salida es inferior al 0,73%, cumpliendo con el estándar IEEE 519.

**Palabras clave:** Control de Sistemas Electrónicos de Potencia, Convertidores de Potencia DC-AC, Inversor Dual Buck, Inversor, Control Automático de Voltaje.

# The single inductor dual buck inverter: voltage control and procedure to obtain mathematical model

## Abstract

In this article, the procedure to obtain the mathematical model for a 2 KW DBI (Dual Buck Inverter) converter, which can be used in renewable energy applications, is described. In the same way, the operation modes of this inverter are described with the respective equations that model its behavior for each one of them and, with the activation signals of the MOSFETs present in the inverter, the switched model is created. The linearization procedure of the model at one operating point is shown, simulation results are recorded in Matlab®/Simulink™ using PID controller, making changes in both load and input DC voltage levels for the proposed model and for the inverter circuit, thus making use of discrete elements. The total harmonic distortion in the output voltage signal is less than 0.73%, complying with the IEEE 519 standard.}

**Key Words:** Control of Power Electronic Systems, DC-AC Power Converters, Dual Buck Inverter, Voltage Automatic Control.

## 1. Introducción

Los inversores de potencia que son usados en procesos donde se requiere un suministro de corriente alterna a partir de la alimentación de una tensión DC, proveniente de baterías o de sistemas de generación de energía no convencional como la eólica y la fotovoltaica. Los inversores monofásicos se clasifican de acuerdo a configuraciones o topologías, algunas presentan baja densidad por el número de elementos de filtrado lo que hace incrementar el volumen de los inversores. Los inversores monofásicos tradicionales se arreglan en topología medio puente y puente completo tienen deficiencias en el disparo debido a la probabilidad de habilitación simultánea de interruptores, luego es necesario usar tiempos

muertos para corregir esta deficiencia, sin embargo, hace que se presenten no linealidades a la salida del inversor y afecta el rendimiento del mismo (Wang, Xiao & Yan, 2006) en consecuencia se genera distorsión en el voltaje de salida (Zhang & Song, 2011; Hong *et al.*, 2015; Zhou & Gao, 2016)

Una topología que no requiere tiempo muertos es la Dual Buck Inverter – DBI, que tiene dos presentaciones Dual Buck medio puente (Liu & Yan, 2003; Wang, Xiao & Yan, 2006; Yao, 2009; Wang & Yi, 2011; Zhang & Song, 2011) y Dual Buck puente completo (Yao, Hu & Chen, 2012; Chen *et al.*, 2013; Hong *et al.*, 2015; Su *et al.*, 2015; Zhou & Gao, 2016; Wang *et al.*, 2017). Sin embargo, los inversores DBI tienen una gran desventaja: todos requieren de dos o más inductores para poder operar, ya que usa un inductor para el filtrado de cada semiciclo de la señal de corriente alterna, lo que indica que se aprovecha un 50% cada inductor en el filtrado afectando el volumen, tamaño y el peso del sistema electrónico de potencia (Zhilei, Yao & Hu, 2011; Hong *et al.*, 2015; Su *et al.*, 2015), por esta razón se caracterizan por presentar baja densidad en el momento de implementarse.

Para la conversión de corriente continua a corriente alterna se requieren inversores que satisfagan confiabilidad y eficiencia, con volumen reducido en los filtros (Hong *et al.*, 2015; Zhou & Gao, 2016), que controlen el voltaje a la salida (Wang, Xiao & Yan, 2006; Muhammad, 2010; Zhou & Gao, 2016; Yao, 2009; Yao, Xiao & Yan, 2009; Wang & Yi, 2011; Zhang & Song, 2011; Yao, Hu & Chen, 2012; Yao *et al.*, 2010; Yao & Hu, 2011; Chen *et al.*, 2013), y que compensen los cambios en la señal de voltaje de entrada ante los efectos de las no linealidades debidas a cambios de cargas y variaciones en la tensión de alimentación.

Los inversores de voltaje deben garantizar la calidad en el suministro de energía, asegurando la forma de onda, amplitud y frecuencia de la señal que alimenta la carga (Moreno-Munoz *et al.*, 2011). Con base en lo anterior y para mejorar la densidad, tamaño y peso del inversor, Hong *et al.* (2015), presenta un DBI puente completo de un solo inductor agregando interruptores bilaterales, y Zhou & Gao (2016), expone el funcionamiento del DBI con un inductor agregando dos diodos. En los casos revisados, los cambios

en la estructura del DBI son descritas, sin embargo, los procesos para obtener espacios de estados y funciones de transferencia no son presentados.

Como aporte a la revisión documental realizada, este artículo presenta:

La obtención del modelo en espacio de estados del inversor DBI de inductor simple a partir de las ecuaciones no lineales obtenidas de su análisis de funcionamiento, permitiendo realizar estudios de la respuesta del inversor ante estímulos, proporcionando una guía para el modelamiento de convertidores de potencia de forma sencilla y funcional.

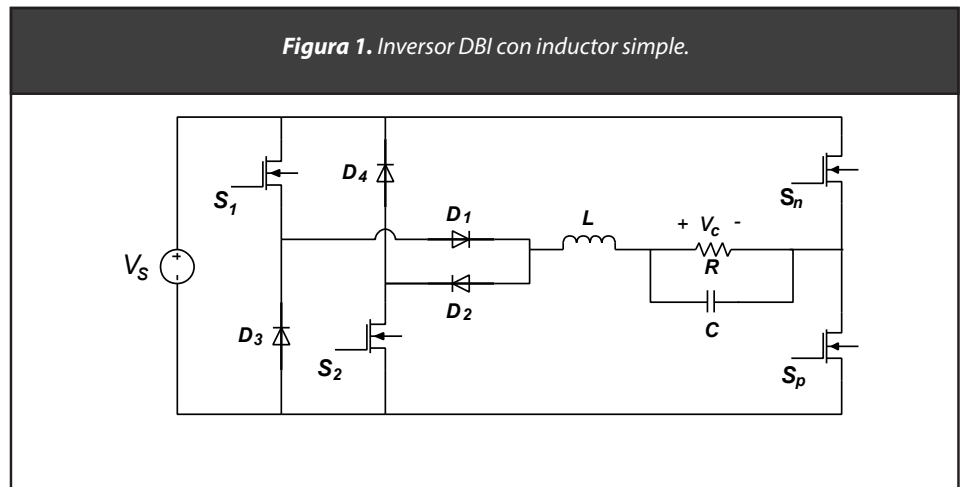
Este artículo está estructurado de la siguiente manera: en la segunda sección se presentan las características principales del sistema DBI junto con la descripción de su principio de operación. En la sección tres se obtiene el modelo matemático del inversor mediante su representación en el espacio de estados. El controlador propuesto se describe en la sección cuatro. Los resultados de la simulación del convertidor controlado efectuando cambios en la carga y variaciones en el voltaje de alimentación se presenta en la sección cinco. Finalmente se presentan las conclusiones derivadas del análisis de resultados y el cumplimiento de las especificaciones definidas para el desempeño del convertidor DBI.

## 2. Inversor dual-buck

La eficiencia tiene un rol importante en términos de conversión de energía. En las topologías tradicionales para inversores monofásicos de voltaje en topologías puente completo y medio puente, las pérdidas de conmutación se presentan por el flujo de corriente a través del cuerpo de los MOSFET en los instantes que estos no están activos, que provocan desperdicio energético debido a los retornos de energía a hacia la fuente de voltaje de entrada DC y no hacia la carga. Como se hace referencia en Wang, Xiao & Yan (2006); Feng et al. (2009); Yao, Hu & Chen (2010); Xie et al. (2014); Cho (2017); Wang et al. (2017), las topologías Dual Buck se caracteriza porque permiten

el flujo de corriente unidireccional para cada semiciclo, no requiere el uso de tiempos muertos y posee diodos de marcha libre que evitan el flujo de corriente a través del cuerpo de los MOSFET (Wang et al., 2017). Una desventaja es la dependencia de dos inductores para su funcionamiento, situación que incrementa el peso y volumen del sistema en el momento de la implementación.

Para evitar el uso de un inductor, en Zhou & Gao (2016) se propone una topología Dual Buck como se muestra en la Figura 1, este inversor consta de cuatro diodos, cuatro MOSFET, dos elementos de almacenamiento de energía, una carga y una fuente de tensión DC. Este tipo de topología reduce el tamaño del inversor, dado que utiliza solo un inductor para el filtrado, donde los diodos direccionan el flujo de corriente para los semiciclos positivo y negativo, manteniendo las ventajas del inversor Dual Buck tradicional.

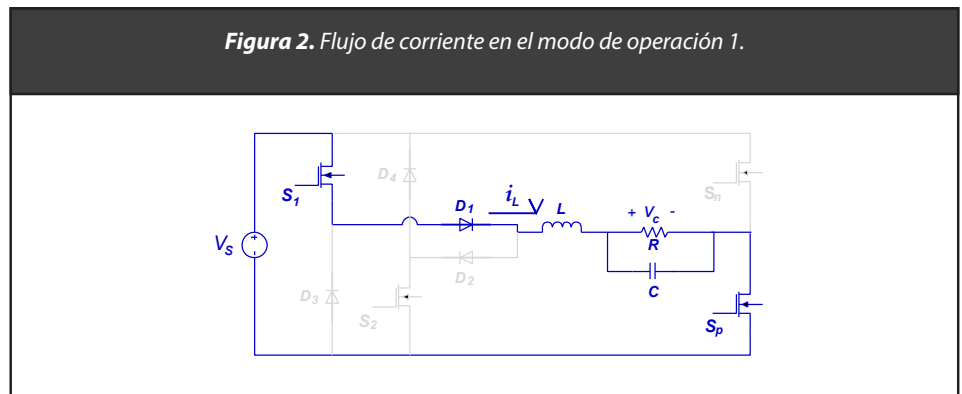


***Principio de conmutación del inversor Dual Buck de inductor simple.***

Para comprender el funcionamiento de esta topología de inversor se definen 4 modos de operación de acuerdo a los estados de conmutación de los MOSFET „, y el flujo de corriente a través de los diodos de marcha libre y del circuito de la Figura 1. Se hace un análisis ideal sin tener en cuenta las pérdidas en los semiconductores de potencia, teniendo en cuenta su estado de conducción y no conducción, de la siguiente manera:

### Modo de Operación 1: $S_1$ y $S_p$ en estado de conducción

Al permanecer activos los MOSFET  $S_1$  y  $S_p$ , la corriente fluirá a través de la fuente de voltaje, los MOSFET  $S_1$  y  $S_p$ , el diodo  $D_1$ , los elementos que almacenan energía  $L$ ,  $C$  y la carga  $R$ . El MOSFET  $S_1$  conmuta en alta frecuencia mientras que el MOSFET  $S_p$  conmuta en baja frecuencia. Es necesario que los MOSFET  $S_2$  y  $S_n$  permanezcan en estado de no conducción (apagados) para evitar cortocircuito. Para este modo de operación, el flujo de corriente se presenta en los elementos resaltados en la Figura 2. Las ecuaciones 1 y 2 modelan el comportamiento de la corriente en el inductor y el voltaje en el condensador respectivamente. Estas ecuaciones surgen al aplicar las leyes de Kirchhoff para voltaje y corriente en los modos de operación.



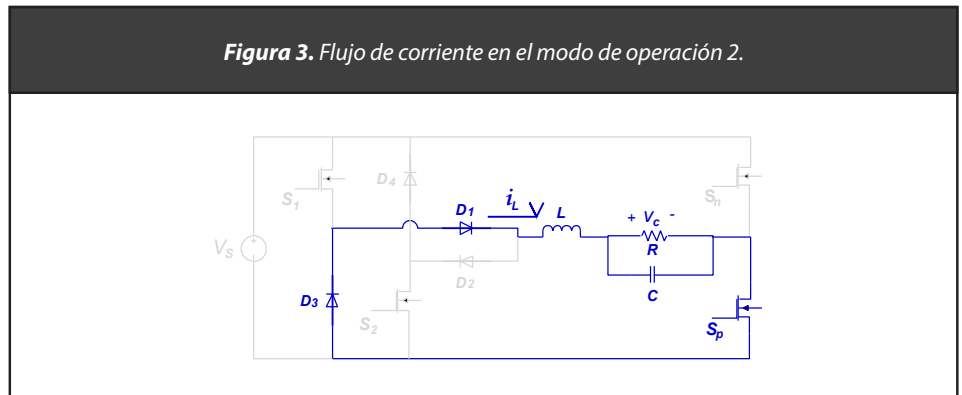
$$\dot{v}_c(t) = \frac{1}{C} i_L(t) - \frac{1}{C \cdot R} v_c(t) \quad (1)$$

$$\dot{i}_L(t) = -\frac{1}{L} \cdot v_c(t) + \frac{1}{L} \cdot V_s \quad (2)$$

Como el voltaje en el condensador  $V_c$  se obtiene al aplicar la ley de corrientes de Kirchhoff en el nodo que une al inductor  $L$ , el capacitor  $C$  y la resistencia  $R$ , y la topología del filtro en el circuito para los siguientes modos de operación no cambia, se tiene el mismo resultado en los modos de operación 2 a 4, así, el voltaje en el condensador se modela de la misma forma en dichos modos.

**Modo de Operación 2:  $S_1$  en estado de no conducción y  $S_p$  en estado de conducción.**

Al desactivarse el MOSFET  $S_1$  y permanecer activado el interruptor  $S_p$ , el flujo de corriente a través de la fuente de voltaje se anula y fluye corriente por el diodo  $D_3$ , lo que causa una desconexión de la fuente de alimentación. De esta manera el diodo  $D_3$  actúa como un diodo de marcha libre y el flujo de corriente circula en el interruptor  $S_p$ , en los diodos  $D_3$  y  $D_1$ , en los elementos que almacenan energía  $L$ ,  $C$  y la carga  $R$  tal como se muestra en la Figura 3. Es necesario que el MOSFET  $S_n$  permanezca en estado de no conducción para evitar cortocircuito.



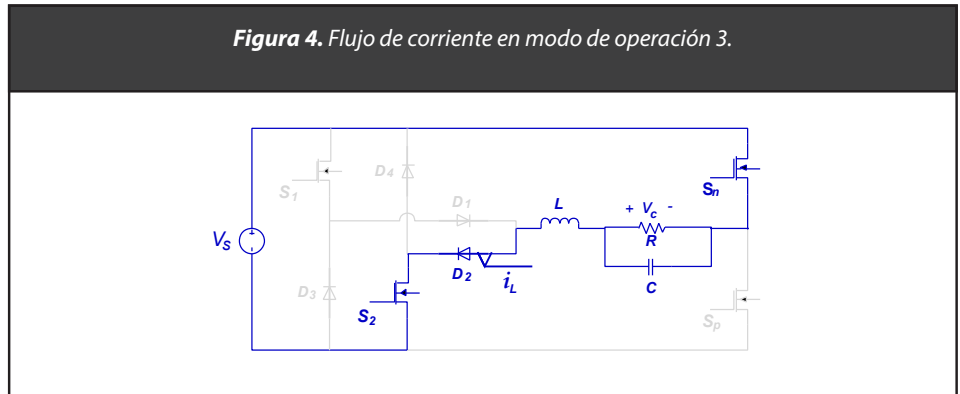
La ecuación 3 describe el estado de la corriente en el inductor en el modo de operación 2.

$$\dot{i}_L(t) = -\frac{1}{L} \cdot v_C(t) \tag{3}$$

**Modo de Operación 3:  $S_2$  y  $S_n$  en estado de conducción.**

Al permanecer en estado de conducción los MOSFET  $S_2$  y  $S_n$ , la corriente fluye a través de la fuente de voltaje,  $S_2$ ,  $S_n$ , el diodo  $D_2$ , los elementos que almacenan energía  $L$ ,  $C$  y la carga  $R$ . De esta forma la fuente  $V_s$  vuelve a suministrar energía a la carga.  $S_2$  conmuta en alta frecuencia mientras que  $S_n$  conmuta en baja frecuencia. Para

evitar cortocircuito  $S_1$  y  $S_p$  deben permanecer desactivados. Los elementos en los que se presenta un flujo de corriente para el modo de operación 3 se muestran en la Figura 4.



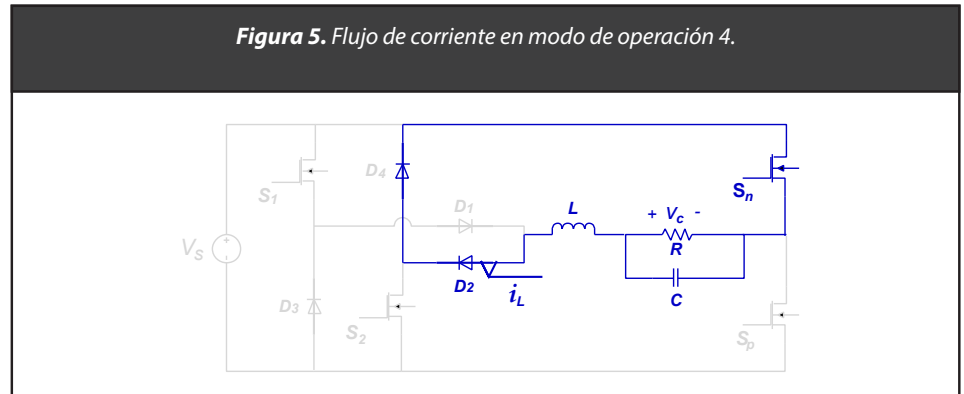
En el modo de operación 3, la ecuación de estado para la corriente en el inductor se muestra en 4.

$$\dot{i}_L(t) = -\frac{1}{L} \cdot v_C(t) - \frac{1}{L} \cdot V_s \quad (4)$$

**Modo de Operación 4:**  $S_2$  en estado de no conducción y  $S_n$  en estado de conducción.

Durante el modo de operación 4, se aísla la fuente de voltaje  $V_s$  mediante la desactivación de  $S_2$ , con esto el diodo  $D_4$  actúa como un diodo de marcha libre. La corriente fluye a través de  $D_2$ ,  $D_4$ ,  $S_n$ , los elementos de filtrado y la carga. Este flujo de corriente se resalta en la Figura 5.



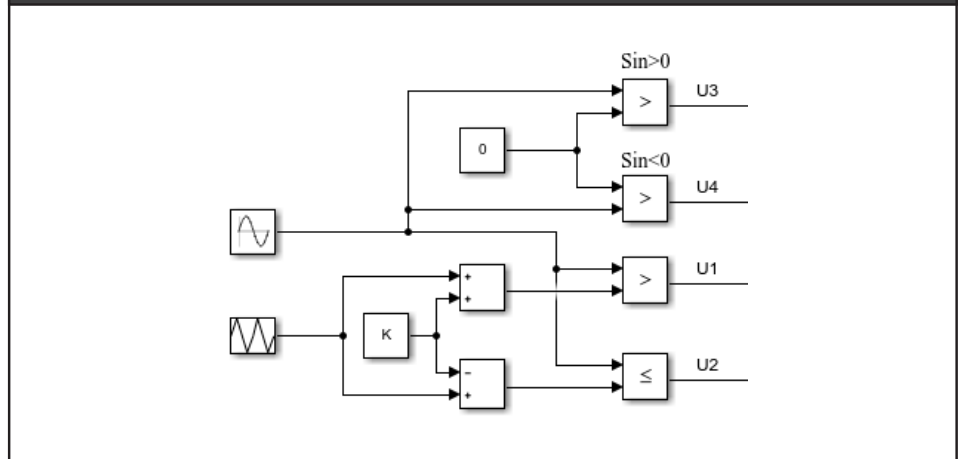


En la ecuación 5 se presenta la expresión de estado de la corriente del inductor para el modo de operación 4.

$$\dot{i}_L(t) = -\frac{1}{L} \cdot v_C(t) \quad (5)$$

Para generar la señal de voltaje sinusoidal a la salida del inversor, se deben proporcionar las señales de control de conmutación para los MOSFET  $S_p$ ,  $S_1$ ,  $S_n$  y  $S_2$ . Las señales que controlan la conmutación de los interruptores  $S_1$  y  $S_2$  son señales SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation) mientras que las señales de control para  $S_p$  y  $S_n$  deben conmutar a una frecuencia de 60Hz en el caso del estándar americano. La señal SPWM se obtiene al comparar una señal triangular (Portadora) y una sinusoidal de menor frecuencia (Moduladora), según el esquema propuesto en la Figura 6, el resultado comparación entre las señales portadora y moduladora, corresponden a las señales de activación de los MOSFET del inversor.

Figura 6. Generación de señal SPWM.



Para generar la señal de conmutación  $U_3$  que activa el MOSFET  $S_p$  se compara la señal sinusoidal con la constante 0, la señal  $U_3$  se mantiene en estado lógico 1 para todo el semiciclo positivo, de lo contrario es cero. En forma opuesta, la señal  $U_4$  que activa el MOSFET  $S_n$  se mantiene en estado lógico 1 durante el semiciclo negativo de la señal sinusoidal. Para generar las señales  $U_1$  y  $U_2$  que activan a los MOSFET  $S_1$ ,  $S_2$  respectivamente, se agrega un offset  $K$ , donde  $K=1V$  que es igual a la amplitud de la señal triangular. La señal  $U_1$  es igual a 1 lógico cuando la señal sinusoidal es mayor que el resultado de la suma de la señal triangular y su offset, en caso contrario es igual a 0. La señal  $U_2$  es 1 lógico cuando la señal sinusoidal es menor que el resultado de la diferencia entre la señal triangular y su offset, de otra manera la señal es igual a 0.

### 3. Modelo matemático del DBI

Las variables de estado que definen el comportamiento del inversor se establecen a partir de los elementos de almacenamiento de energía del convertidor que son: la corriente en el inductor  $i_L(t)$  y el voltaje en el condensador  $v_c(t)$ . Las señales de conmutación de los MOSFET  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$ ,  $u_3(t)$  y  $u_4(t)$ , surgen del resultado de generación de la señal SPWM y estas controlan a los MOSFET  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_p$  y  $S_n$  respectivamente, estas hacen posible la obtención del modelo conmutado del inversor DBI.

Para agrupar las ecuaciones de estado de la corriente obtenidas en cada modo de operación, se procede de la siguiente manera:

Las ecuaciones 2 y 3 se pueden unificar al llevar a cabo el producto entre la segunda expresión de la ecuación 2 con la señal de conmutación  $u_1(t)$  tal como se muestra en 6. Cuando la señal  $u_1(t)$  es igual a 1, la ecuación 6 corresponde a 2, mientras que si la señal  $u_1(t)$  es igual a cero 6 corresponde a 3. Por lo tanto, la ecuación de estado de la corriente en el inductor en el semiciclo positivo se representa como la obtenida en la ecuación 6.

$$\dot{i}_L(t) = -\frac{1}{L} \cdot v_C(t) + \frac{1}{L} \cdot V_s \cdot u_1(t) \quad (6)$$

Para las ecuaciones 4 y 5 se realiza el mismo proceso con la señal de conmutación  $u_2(t)$  y la segunda expresión de 4, como resultado se obtiene la ecuación 7 que representa la corriente en el inductor durante el semiciclo negativo.

$$\dot{i}_L(t) = -\frac{1}{L} \cdot v_C(t) - \frac{1}{L} \cdot V_s \cdot u_2(t) \quad (7)$$

Las ecuaciones 6 y 7 junto con las señales de conmutación  $u_3(t)$  y  $u_4(t)$  se unifican para obtener la ecuación 8 que modela la corriente en el inductor del inversor en estudio para los semiciclos positivo y negativo de la señal sinusoidal. Al efectuar el producto entre la señal de conmutación  $u_3(t)$  y el segundo término de 6, se representa el semiciclo positivo, siempre y cuando la señal  $u_3(t)$  sea 1, de lo contrario se anula la segunda expresión de 8. Efectuando el producto entre la señal de conmutación  $u_4(t)$  y el segundo término de 7, se permite anular o establecer el tercer término de 8 que corresponde al semiciclo negativo de la señal sinusoidal. El modelo conmutado del inversor DBI se representa en espacio de estados mediante las ecuaciones 1 y 8, describiendo el comportamiento eléctrico del convertidor para cada configuración del circuito.

$$\dot{i}_L(t) = -\frac{1}{L} \cdot v_C(t) + \frac{1}{L} \cdot V_s \cdot u_1(t) \cdot u_3(t) - \frac{1}{L} \cdot V_s \cdot u_2(t) \cdot u_4(t) \quad (8)$$

Para aplicar acciones de control lineal al convertidor como el control PID, se obtiene el modelo en pequeña señal acondicionando las expresiones de las ecuaciones de estado 1 y 8. Para empezar, en estas ecuaciones se reemplazan las variables de estado  $i_L(t)$ ,  $v_C(t)$  por sus promedios y las señales de conmutación  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$ ,  $u_3(t)$  y  $u_4(t)$ , se reemplazan por sus promedios deslizantes (Bacha, Munteanu & Bratcu, 2014), ya que el análisis se lleva a cabo en una ventana de tiempo con variables promediadas, estos reemplazos se describen en la ecuación 9. Al sustituir las variables promediadas en 1 y 8 se obtiene el modelo promediado expresado en la ecuación 10, que representa el promedio de las variables de estado y de las señales conmutadas.

$$\begin{aligned} x_1 &= \langle v_C \rangle_o \\ x_2 &= \langle i_L \rangle_o \\ u_1(t) &= \alpha_1(t) \\ u_2(t) &= \alpha_2(t) \\ u_3(t) &= \alpha_3(t) \\ u_4(t) &= \alpha_4(t) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\dot{x}_1 = -\frac{1}{L} \cdot x_2 + \frac{1}{L} \cdot V_s \cdot \alpha_1 \cdot \alpha_3 - \frac{1}{L} \cdot V_s \cdot \alpha_2 \cdot \alpha_4 \quad (10)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{C} \cdot x_1 - \frac{1}{C \cdot R} \cdot x_2$$

A continuación, se obtienen los puntos de equilibrio de las dos variables de estado  $x_{1e}$  y  $x_{2e}$ , igualando a cero la ecuación del sistema descrito en 10 y resolviendo para cada variable de estado en el punto de operación. Para el inversor en estudio se definen los puntos de operación en 11, en la que se muestran las señales de conmutación promediadas  $\alpha_{1e}$ ,  $\alpha_{2e}$ ,  $\alpha_{3e}$  y  $\alpha_{4e}$  y el voltaje de entrada en punto de equilibrio  $V_{se}$ :

$$\begin{aligned}
 x_{1e} &= \frac{V_{se}}{R} \cdot \alpha_{1e} \cdot \alpha_{3e} - \frac{V_{se}}{R} \cdot \alpha_{2e} \cdot \alpha_{4e} \\
 x_{2e} &= V_{se} \cdot \alpha_{1e} \cdot \alpha_{3e} - V_{se} \cdot \alpha_{2e} \cdot \alpha_{4e}
 \end{aligned}
 \tag{11}$$

Para construir el modelo en pequeña señal que permite aplicar acciones de control lineal, se linealiza el modelo alrededor de un punto de operación, definiendo variaciones alrededor de sus vecindades. El sub índice e indica el punto de operación y las variaciones alrededor de éste se representan con la virgulilla  $\tilde{\phantom{x}}$  como se ilustra en la ecuación 12:

$$\begin{aligned}
 \alpha_1 &= \alpha_{1e} + \tilde{\alpha}_1 \\
 \alpha_2 &= \alpha_{2e} + \tilde{\alpha}_2 \\
 x_1 &= x_{1e} + \tilde{x}_1 \\
 x_2 &= x_{2e} + \tilde{x}_2
 \end{aligned}
 \tag{12}$$

Al sustituir los puntos de equilibrio en 1 y 8 junto con las pequeñas variaciones alrededor del punto de operación dadas en 12, se obtiene el modelo linealizado del convertidor en el punto de operación que se presenta en 13. Los productos de orden superior tienen aportes mínimos en el modelo, por lo tanto se pueden omitir (Rashid, 2004).

$$\begin{aligned}
 \dot{\tilde{L}}x_1 &= -\tilde{x}_2 + V_{se}\tilde{\alpha}_1\alpha_3 + \tilde{V}_s\alpha_{1e}\alpha_3 - V_{se}\tilde{\alpha}_2\alpha_4 - \tilde{V}_s\alpha_{2e}\alpha_4 \\
 \dot{\tilde{C}}x_2 &= x_{1e} + \tilde{x}_1 - \frac{1}{R}(x_{2e} + \tilde{x}_2)
 \end{aligned}
 \tag{13}$$

Para evaluar la respuesta del sistema durante el semiciclo positivo se establece  $\alpha_3=1$ , las señales  $\alpha_2$  y  $\alpha_4$  junto con las pequeñas variaciones alrededor del punto de operación se hacen iguales a cero y se consideran las activaciones dadas por  $\tilde{\alpha}_i$ . En la ecuación 14 se muestra la representación en el espacio de estados definido por las condiciones de operación establecidas.

$$\begin{aligned}
 L\dot{\tilde{x}}_1 &= -\tilde{x}_2 + V_{se}\tilde{\alpha}_1 \\
 C\dot{\tilde{x}}_2 &= \tilde{x}_1 - \frac{1}{R}\tilde{x}_2
 \end{aligned}
 \tag{14}$$

Con la representación en el espacio de estados de la ecuación 14 se obtiene la función de transferencia del convertidor que relaciona la variable de salida de voltaje en la carga dado por  $v_c(s)$  con respecto a la variable de entrada dada por la modulación SPWM en la señal de conmutación  $\tilde{\alpha}_1(s)$ , como se muestra en 15.

$$H_{\tilde{v}\tilde{\alpha}_1}(s) = \frac{R \cdot V_{se}}{RLCs^2 + Ls + R}
 \tag{15}$$

La función de transferencia para el semiciclo negativo se obtiene de forma similar, pero considerando las señales de control que gobiernan este semiciclo establecidas de la siguiente manera:  $\alpha_4=1$ ,  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  y sus pequeñas variaciones se establecen en cero. Con estas condiciones se consigue la representación en el espacio de estados del convertidor en 16.

$$\begin{aligned}
 L\dot{\tilde{x}}_1 &= -\tilde{x}_2 - V_{se}\tilde{\alpha}_2 \\
 C\dot{\tilde{x}}_2 &= \tilde{x}_1 - \frac{1}{R}\tilde{x}_2
 \end{aligned}
 \tag{16}$$

La función de transferencia del convertidor que relaciona la salida de voltaje en la carga  $v_c(s)$  con respecto a la señal de entrada  $\tilde{\alpha}_2(s)$  obtenida a partir del espacio de estados 16 se muestra en 17.

$$H_{\tilde{v}\tilde{\alpha}_2}(s) = \frac{-R \cdot V_{se}}{RLCs^2 + Ls + R}
 \tag{17}$$

Las ecuaciones 16 y 17 determinan la respuesta del convertidor DBI para los semiciclos positivo y negativo, y con estas funciones de transferencia se procede a diseñar el controlador para el inversor.

#### 4. Control PID

Para satisfacer las especificaciones de diseño del inversor, se propone un controlador PID con tiempo de establecimiento de 100  $\mu$ s y un sobre pico de 0.1 % para evitar rizado en la señal de voltaje de salida. Los parámetros del inversor DBI se presentan en la Tabla 1, estos se se sustituyen en las ecuaciones 15 y 17.

El cálculo del inductor y el capacitor se realizó de acuerdo a las ecuaciones 18 y 19, definiendo un rizado del 10 % en la corriente y 0.5 V de rizado en el voltaje de salida del DBI, el valor de D se propone a partir del valor rms de la señal de voltaje de salida.

$$L = \frac{(V_{se} - v_c) \cdot D}{\Delta I_o \cdot f_s} \quad (18)$$

$$C = \frac{\Delta I_o}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_o} \quad (19)$$

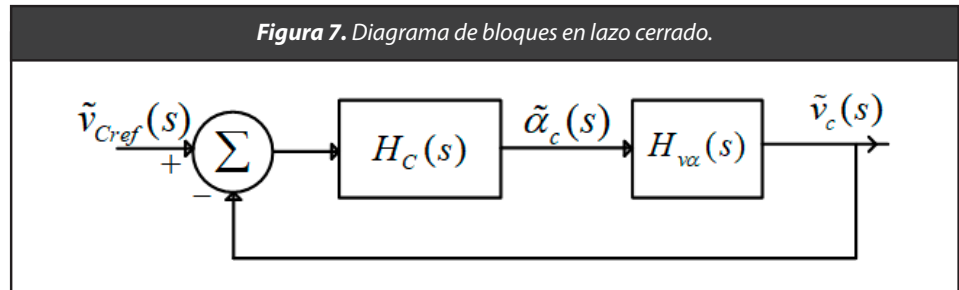
**Tabla 1.** Parámetros del sistema.

Parámetro	Símbolo	Valor
Potencia en la carga	$P$	2 KW
Voltaje DC de entrada	$V_{se}$	220 V
Frecuencia de conmutación	$f_s$	50 KHz
Frecuencia nominal de salida	$f_o$	60 Hz
Voltaje rms de salida	$v_c$	120 V
Ciclo útil diseño inductor	$D$	0.545
Inductor	$L$	658 $\mu$ H
Capacitor	$C$	4.17 $\mu$ F
Carga (Resistor)	$R$	7.2 $\Omega$

En la ecuación 20 se presentan las constantes de las acciones de control del controlador PID, obtenidas al sustituir los valores de los parámetros del inversor en estudio definidos de la Tabla 1. El diseño del controlador se realizó usando SISOTOOL de MATLAB.

$$\begin{aligned} K &= 0.0502 \\ I &= 378.8177 \\ D &= 1.5444 \times 10^{-6} \end{aligned} \quad (20)$$

Llevando a cabo la realimentación como se muestra en la Figura 7, donde  $H_c(s)$  es la función de transferencia del controlador y  $H_{v\alpha}(s)$  es la función de transferencia del inversor DBI, se obtiene la respuesta en lazo cerrado del convertidor DBI. La señal  $\tilde{\alpha}_c(t)$  es el conjunto de señales  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$  y  $\alpha_4$  que efectúan las acciones de control para hacer seguimiento a la señal sinusoidal deseada  $\tilde{v}_{c\text{ref}}(t)$ .



## 5. Resultados de simulación

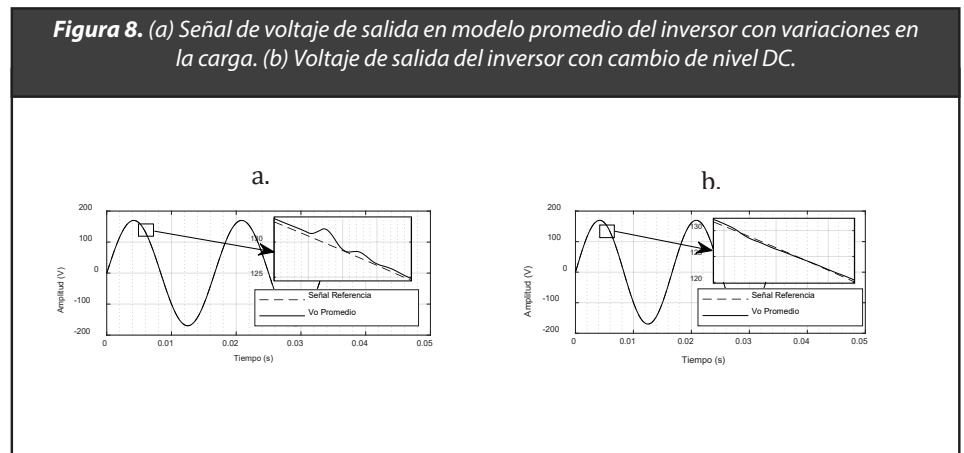
En esta sección se presentan los resultados de simulación del inversor Dual Buck con una carga de 2 KW usando la herramienta de simulación MATLAB®/SIMULINK®, empleando los valores de los parámetros del inversor que se muestran en la Tabla 1.

### *Respuesta del controlador ante variaciones de carga.*

Inicialmente se consideran los parámetros dados en la Tabla 1, que son los valores definidos en el punto de operación: una carga de 2000 W (resistencia de 7.2  $\Omega$ ) y voltaje DC de entrada 220 V. Posteriormente a los 6 ms se cambia el valor de la carga a 7.92  $\Omega$



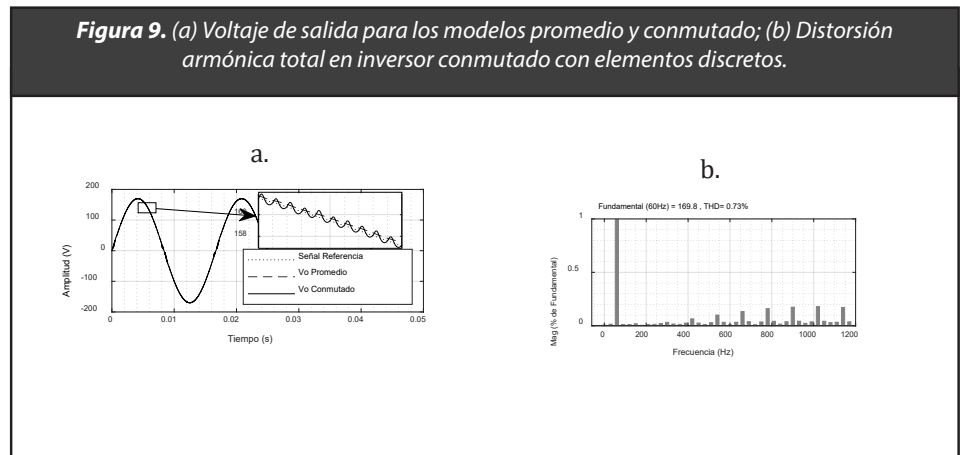
para reducir la potencia en la carga a 1800 W, esta modificación se propone para visualizar la respuesta del controlador alrededor de un punto de operación, debido a que el controlador es lineal y permite compensar variaciones alrededor de dicho punto. En la Figura 8a se muestra la respuesta de voltaje a la salida del modelo promedio del inversor en lazo cerrado con los cambios en la carga conectada a la salida del inversor. Amplificando la señal en el instante en que se realiza la variación del valor de la carga, se muestra el seguimiento a la señal sinusoidal de referencia, se presenta un sobrepico de 1.4 V equivalente a 0.636 % del voltaje de entrada DC. En la En la Figura 8b se presenta la respuesta al cambiar el voltaje de entrada a 200 V con la carga de  $7.2 \Omega$ , el sobrepico dado por esta modificación en la carga es de 0.8 V corresponde a 0.62 % del voltaje de entrada DC.



### *Comparación de la Respuesta del controlador entre modelo propuesto y el circuito conmutado.*

Para comparar la respuesta del controlador entre el inversor de la ecuación (13) y el inversor conmutado formado por elementos discretos: Resistencia, Diodos, MOSFETs, Capacitor e inductor que se muestra en la Figura 1, se simuló el convertidor controlado en Matlab®/Simulink™, donde se definieron resistencias internas de los MOSFET de  $0.1 \Omega$  y en los diodos los siguientes parámetros: resistencia interna de  $1 \text{ m}\Omega$ , caídas de tensión de  $0.7 \text{ V}$ , resistencia de amortiguamiento de  $500 \Omega$  y capacitancia de amortiguamiento

de 250 nF. Se presenta la señal de voltaje de salida para cada modelo con la señal de referencia y distorsión armónica total en el inversor conmutado en las Figura 9a y Figura 9b respectivamente. La distorsión armónica total en la señal es igual a 0.73 % cumpliendo con el estándar IEEE 519 (IEEE, 2014).



## 6. Conclusiones

El modelo propuesto para el Dual Buck Inverter DBI se obtuvo utilizando las leyes físicas que gobiernan su comportamiento circuital, a partir de las leyes de Kirchhoff sobre la disposición de sus elementos discretos, y posteriormente, aplicando el procedimiento de Linealización de su función de transferencia alrededor del punto de operación deseado. El controlador PID diseñado para controlar el convertidor DBI se evaluó sobre el modelo del DBI y su arreglo circuital conmutado mediante simulación como se evidenció en las respuestas de las Figuras 8 y 9, donde los resultados registraron que el modelo obtenido presenta comportamientos estáticos y dinámicos de seguimiento de referencias que cumplieron las especificaciones establecidas. La distorsión armónica total del voltaje de salida del convertidor controlado obtuvo un valor menor al 1%, satisfaciendo las prácticas recomendadas por el estándar IEEE 519 en cuanto a contenido armónico recomendado.

La respuesta del controlador propuesto tiene la capacidad de compensar perturbaciones en la tensión de entrada DC de hasta 400

V, asegurando que la tensión de salida del inversor no supere el 3% de distorsión armónica, lo que indica que este convertidor puede ser utilizado en aplicaciones de alimentación de sistemas fotovoltaicos donde las condiciones de operación varían debido a la disposición de conexiones de paneles solares en serie o en paralelo.

El procedimiento de modelamiento, diseño de controlador y verificación de desempeño propuesto se puede aplicar a convertidores electrónicos de potencia, como insumo preliminar a su implementación en aplicaciones como energías renovables, sistemas interconectados a red y sistemas de almacenamiento de energía, donde se requiera eficiencia de desempeño y rechazo a perturbaciones causadas por variaciones en la carga o en la fuente de energía DC.

## 7. Referencias

- Bacha, S.; Munteanu, I.; & Bratcu, A. I. (2014). Power Electronic Converters modeling and control. En *Advanced textbooks in control and signal processing*. <https://doi.org/10.1007/978-1-4471-5478-5>
- B. Chen, B.; Gu, J. -S.; Lai, W.; Yu, C.; Lin, C.; & Zheng, C. (2013). Current distortion correction in dual buck photovoltaic inverter with a novel PWM modulation and control method. 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, USA, 2013, pp. 727-731, doi: 10.1109/APEC.2013.6520290.
- Cho, Y. (2017). Dual-Buck residential photovoltaic inverter with a high-accuracy repetitive current controller. *Renewable Energy*, 101, 168-181. <https://doi.org/10.1016/j.renene.2016.08.050>
- Feng, H.; Cheng-Hua, W.; Ding-yi J.; & Yang-guan, Y. (2009). Three level dual Buck half bridge inverter. 2009 International Conference on Sustainable Power Generation and Supply, Nanjing, China, 2009, pp. 1-5, doi: 10.1109/SUPERGEN.2009.5347984.
- Hong, F.; Liu, J. ; Ji, B.; Zhou, Y.; Wang, J.; & Wang, C. (2015). Single Inductor Dual Buck Full-Bridge Inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 8, pp. 4869-4877, Aug. 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2399280.
- IEEE. (2014). IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992) , vol., no., pp.1-29, 11 June 2014, doi: 10.1109/IEEESTD.2014.6826459.

- Liu, J.; & Yan, Y. (2003). A novel hysteresis current controlled dual buck half bridge inverter. IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03., 4, pp. 1615–1620. doi: 10.1109/PESC.2003.1217699.
- Moreno-Munoz, A.; De La Rosa, J. J. G.; Flores-Arias, J.; Bellido-Outerino, F.; & Gil-De-Castro, A. (2011). Energy efficiency criteria in uninterruptible power supply selection. *Applied Energy*, 88(4), 1312-1321. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2010.08.017>
- Muhammad, E. (2010). Sliding Mode Control of Dual-Buck Full-Bridge Inverter. *Engineering*, (1), pp. 1–2.
- Rashid, M. H. (2004). *Electrónica de Potencia, Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*. Segunda Ed. México: Pearson Educación.
- Su, T.; Zhang, F.; Xie, J.; Meng, W.; & Wang, J. (2015). A high power density dual-buck full-bridge inverter based on carrier phase-shifted SPWM control. 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Charlotte, NC, USA, 2015, pp. 1715-1721, doi: 10.1109/APEC.2015.7104578.
- Wang, B.; & Yi, L.-Z. (2011). Control study of Dual-BUCK grid-connected inverter based on least squares algorithm. 2011 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, APPEEC 2011 - Proceedings, pp. 0–3. doi: 10.1109/APPEEC.2011.5749072.
- Wang, L.; Li, Y.; Yan, Q.; & Dou, W. "Dual buck grid-connected inverter based on GaN devices," 2016 Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification (ACEPT), Singapore, 2016, pp. 1-6, doi: 10.1109/ACEPT.2016.7811515.
- Wang, Z.; Xiao, L.; & Yan, G. (2006). Simulation study of charge controlled half-cycle modulated dual buck half bridge inverter. *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, (1). doi: 10.1109/PESC.2006.1711821.
- Xie, J.; Zhang, F.; Ren, R.; Wang, X.; & Wang, J. (2014). A novel high power density dual-buck inverter with coupled filter inductors. IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Dallas, TX, USA, 2014, pp. 1111-1117, doi: 10.1109/IECON.2014.7048641.
- Yao, Z. (2009). Two-switch dual-buck grid-connected inverter. 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC '09, 3, pp. 2182–2187. doi: 10.1109/IPEMC.2009.5157764.
- Yao, Z.; Xiao, L.; Wei, X.; & Wang, H. (2010). Dual-buck full-bridge inverter with SPWM control and single current sensor. 2010 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Taichung, Taiwan, 2010, pp. 2154-2158, doi: 10.1109/ICIEA.2010.5515165.
- Yao, Z.; & Hu, G. (2011). Comparison of dual-buck full-bridge inverter with different inductor structures. Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, APPEEC, pp. 1–3. doi: 10.1109/APPEEC.2011.5747724.

- Yao, Z.; Hu, G.; & Chen, R. (2010). Improved Control Strategy for Dual-Buck Full-Bridge Inverter with Single Current Sensor. *2010 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, pp. 1–4. doi: 10.1109/APPEEC.2010.5448357.
- Yao, Z.; Hu, G.; & Chen, R. (2012). Two-switch dual-buck grid-connected inverter with hysteresis current control. *2010 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, 27(7), pp. 3310–3318. doi: 10.1109/TPEL.2011.2179318.
- Yao, Z.; Xiao, L.; & Yan, Y. (2009). Dual-buck full-bridge inverter with hysteresis current control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(8), pp. 3153–3160. doi: 10.1109/TIE.2009.2022072.
- Zhang, X.; & Song, Y. (2011). A control method of dual buck half bridge inverter based on the phase of voltage loop output. *Proceedings - 3rd International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation, ICMTMA 2011*, 1(2), pp. 25–27. doi: 10.1109/ICMTMA.2011.13.
- Zhou, L.; & Gao, F. (2016). Dual buck inverter with series connected diodes and single inductor. *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC, 2016-May(c)*, pp. 2259–2263. doi: 10.1109/APEC.2016.7468180.