

# Diseño e implementación de un convertidor *Boost* regulado empleando una estrategia de control PI

Design and implementation of a regulated boost converter, employing a PI control strategy

C. A. Díaz - Rodríguez  ; W. N Romano-Torres  ; G. E. Gallego-Rodríguez 

DOI: <https://doi.org/10.22517/23447214.25452>

Scientific and technological research paper

**Abstract**— The present work presents the design and implementation of a non-isolated DC/DC Boost converter, operating with a nominal load of 20 W, a constant output voltage of 24 V, and a variable input voltage of  $12 \pm 25\%$ . The development was carried out in the Power Electronics laboratories of the Electromechanical Engineering program at Universidad Francisco de Paula Santander, following the proposed solution methodology. The results demonstrate that the implemented PI control system improves the dynamic response of the converter in closed loop compared to the open loop, with steady-state errors ranging from 1.66% (for a  $V_{in}$  of 9V) to 3.33% (for a  $V_{in}$  of 12V and 15V) relative to the desired 24 V output. The system successfully stabilizes the output voltage against different input voltage variations, highlighting the importance of control systems and simulation tools in the design and analysis of power electronics circuits.

**Index Terms**— DC/DC Boost converter, duty cycle, PI control, gain, C.I. SG3525.

**Resumen**—El presente trabajo expone el diseño e implementación de un convertidor DC/DC Boost no aislado que opera con una carga nominal de 20 W, voltaje de salida constante de 24V y voltaje de entrada variable de  $12 \pm 25\%$ V. El desarrollo se llevó a cabo en los laboratorios de Electrónica de Potencia, del programa de Ingeniería Electromecánica de la Universidad Francisco de Paula Santander siguiendo la metodología de solución propuesta, y cuyos resultados permitieron concluir que, el sistema de control PI implementado mejora la respuesta dinámica del convertidor en lazo cerrado en comparación con la obtenida en lazo abierto, presentando errores de estado estacionario que oscilaron entre el 1.66% (para un  $V_{in}$  de 9V) y 3.33% (para un  $V_{in}$  de 12V y 15V) en relación a los 24V deseados, logrando estabilizar el voltaje de salida para los diferentes cambios de tensión generados en la entrada, demostrando así, la importancia que tienen los sistemas de control y las herramientas de simulación en el diseño y análisis de los circuitos en la electrónica de potencia.

**Palabras claves**— Ciclo de trabajo, control PI, convertidor DC/DC Boost, ganancia, C.I. SG3525.

This manuscript was submitted on September 04, 2023, accepted on July 02, 2024 and published on 22 July 2024. This work was supported by the Environmental Studies in Water and Soil Research Group of the University of Caldas.

C. A. Díaz Rodríguez Universidad Francisco de Paula Santander. ([email carlosandresdr@ufps.edu.co](mailto:carlosandresdr@ufps.edu.co)).

W. N. Romano Torres is a Ingeniero Electromecánico in Universidad Francisco de Paula Santander (UFPS), grupo de Investigación en Desarrollo de Procesos Industriales (GIDPI) (email: [wilsondiezcerouno@gmail.com](mailto:wilsondiezcerouno@gmail.com)).

## I. INTRODUCTION

Debido al crecimiento de la demanda energética y a las consecuencias medioambientales negativas derivadas de la operación de centrales tradicionales (térmicas, nucleares, hidroeléctricas, entre otras), se hace necesario acudir a convertidores estáticos de potencia cada vez menos voluminosos y más eficientes (Boost, Buck, Buck-Boost, entre otros) que permitan adecuar, controlar y distribuir la energía proveniente de sistemas de generación convencional y/o alternativa, con el objetivo de abastecer la demanda energética generada por las diferentes cargas del sector industrial y doméstico. [1], [2], [3]

Análogamente, en diversas aplicaciones eléctricas se requiere modificar una tensión fija de una fuente de DC (implementadas en ocasiones a través de bancos de baterías) en un voltaje DC de niveles diferentes empleando convertidores DC/DC [4]. Durante este proceso, es común que se presenten fluctuaciones en el voltaje de entrada del convertidor, ocasionando que el voltaje a la salida cambie.

Para evitar estos cambios en el voltaje de salida del convertidor, se suelen emplear técnicas de control como pueden ser los controladores tradicionales PID, el control de realimentación de estado, el control de ganancias programadas, etc. En los estudios realizados por Valderrama et al [5], se sintonizan y comparan un controlador PID y un controlador de realimentación de estado para un convertidor *Boost*, utilizando un modelo lineal obtenido de ecuaciones diferenciales no lineales simuladas con Simulink/MatLab y el algoritmo de Runge Kutta; los resultados mostraron que el controlador PID fue más rápido que el control de realimentación de estado, pero este último presentó mayor robustez ante las variaciones en la resistencia de carga. Por otra parte, en los trabajos realizados por Olivar-Castellanos et al [6], cuyo objetivo fue regular la

G. E. Gallego Rodríguez, is Ingeniero Electricista en la Universidad Industrial de Santander en 1968. obtuvo una Maestría en Ingeniería Eléctrica en el Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey en México en 1976. ([email germanenriquegr@ufps.edu.co](mailto:germanenriquegr@ufps.edu.co)).



intensidad lumínica de una lámpara de protección ocular, se comparó el control PI clásico, PI difuso y un control de ganancias programadas para un convertidor DC-DC, en donde el control por ganancias programadas tuvo un mejor desempeño con un error en estado estable de 0% al igual que el control PI, pero presentó un menor margen de sobrepaso, frente a los otros controladores.

Así mismo, en las aplicaciones que necesitan relaciones de voltaje elevadas que puedan provocar un funcionamiento cercano al punto crítico de operación del convertidor, la solución más conveniente resulta ser el uso de convertidores cuadráticos de elevación con un solo interruptor como el desarrollado por Sahu et al [7], el cual se implementó para una ganancia de voltaje de 12.5 (300V/24V); para el cual los investigadores establecieron diseñar un controlador PI lineal de corriente y voltaje en lazo cerrado empleando un análisis de pequeña señal. Esta topología de controlador incorpora un bucle interno de corriente y un bucle externo de voltaje, atribuyendo mayor precisión y estabilidad a la acción de control, lo cual brinda un mejor desempeño en condiciones dinámicas de operación para aplicaciones en sistemas de energía renovable y aplicaciones industriales de alto rendimiento [8].

De acuerdo a la revisión realizada, el objetivo de este trabajo consiste en diseñar un convertidor DC-DC controlado con la capacidad de entregar una potencia de 20W y 24V DC, a partir de una fuente de 12V con perturbaciones entre  $\pm 25\%$ . Para estas necesidades se definió un controlador PI que debe tener la capacidad de mantener constantes las variables de salida, actuando sobre la relación de trabajo del convertidor sin importar los cambios que puedan ocurrir en el voltaje de entrada.

## II. CONVERTIDOR DC/DC BOOST (ELEVADOR)

El convertidor DC/DC tipo *Boost* es una topología (ver Fig. 1) de convertidor DC/DC que tiene la particularidad de suministrar a la salida un voltaje mayor o igual, pero nunca inferior, a la tensión de entrada [4]. El funcionamiento de este circuito se basa en la conmutación periódica de un interruptor electrónico, como se describe en [9], [10], [11]:

- Cuando el interruptor electrónico se cierra, el diodo se polariza en inversa, aislando la etapa de salida, ocasionando que la fuente de entrada suministre energía al inductor únicamente.
- Cuando el interruptor se abre, la salida recibe la energía almacenada previamente por el inductor y la energía que está suministrando la fuente de tensión a la entrada.

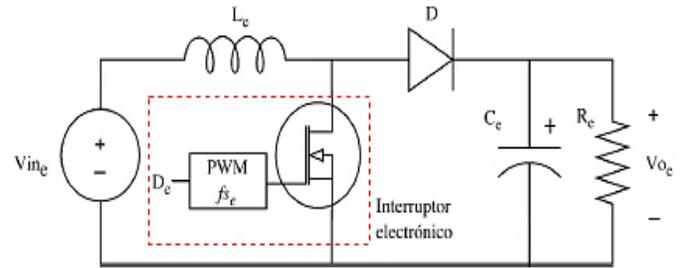


Fig. 1. Diagrama de conexiones del convertidor DC/DC Boost. Fuente: [9].

En la ecuación (1) se evidencia la relación entre el voltaje de salida y el voltaje de entrada en función del ciclo de trabajo [3].

$$V_{in} = \frac{1}{1-D} V_{out} \quad (1)$$

La expresión (1) es válida, siempre que el convertidor trabaje en modo de conducción continuo (MCC), es decir, que la corriente que atraviesa el inductor  $L_e$  siempre sea mayor a cero y que en términos de energía nunca llegue a descargarse totalmente. Por ende, siempre se debe asegurar que el convertidor trabaje en MCC, es decir, que en el inductor siempre exista corriente permanente [3], [12]. El valor de inductancia, que ocasiona la continuidad o discontinuidad en el modo de operación del convertidor, se llama inductancia crítica ( $L_c$ ) [13] y su cálculo se realiza empleando (2).

$$L_c = \frac{DV_{pv}T}{2\langle i_{omin} \rangle} (1-D) \quad (2)$$

Las expresiones (1) y (2) establecen un voltaje de salida constante con un valor de capacitancia  $C_e$  infinita. Sin embargo, físicamente en una implementación el valor de  $C_e$  es finito, permitiendo un rizado  $\Delta V$  a la salida. El valor de este capacitor se obtiene empleando (3).

$$C_e \geq \frac{I_{out}DT}{\Delta V} \quad (3)$$

## III. METODOLOGÍA

Para el diseño del convertidor Boost, inicialmente se estableció la topología a diseñar y sus características operativas, así como las ecuaciones más representativas que describen su operación. Conjuntamente, de acuerdo a los valores nominales de tensión y corriente requeridos, se seleccionaron los dispositivos semiconductores empleados en la topología (transistor y diodo). Por su parte, con las características operativas de los dispositivos semiconductores seleccionados, y asumiendo valores típicos para los otros elementos, se determinó el diagrama de modelo circuital del convertidor, a partir del cual, se derivaron las ecuaciones necesarias para determinar los

rangos de trabajo, que garantizan estabilidad y eficiencia en su operación. Finalmente, se calcularon los valores de los filtros de entrada (inductor) y salida (capacitor) necesarios para disminuir el rizado del convertidor.

Por otra parte, para satisfacer las condiciones de voltaje en la carga ante variaciones de la fuente, se diseñó un controlador tradicional encargado de regular el nivel de tensión de salida del convertidor, a través del ciclo de trabajo del transistor.

#### IV. DESARROLLO

##### A. Topología, características operativas y ecuaciones de diseño

###### 1) Topología

En la Fig. 2, se ilustra la topología empleada para la realización del diseño.

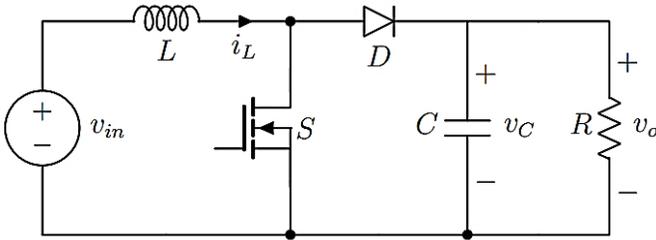


Fig. 2. Topología del convertidor *Boost* seleccionada para el diseño. Fuente: [14].

###### 2) Características operativas

Para determinar las características de operación del convertidor, se tuvieron en cuenta, entre otros, los siguientes aspectos:

- Se asumió una eficiencia de operación del 85%.
- El ciclo de trabajo del convertidor en lazo abierto, se calculó para un valor de voltaje de entrada de 12V.
- Debido a la baja potencia del convertidor, se seleccionó una frecuencia de conmutación de 100kHz, con el objetivo de reducir el tamaño de los filtros.
- La carga del convertidor es del tipo resistiva de 28.8Ω.

Las variaciones del voltaje de entrada, emulan la carga y descarga de una batería de 12V presente en una micro-red DC aislada.

En la Tabla I se presentan las características operativas definidas para el diseño:

TABLA I  
CARACTERÍSTICAS OPERATIVAS DEL CONVERTIDOR

Parámetro	Valor
$D_{oi}$	0.53
$V_{out}$	24 V
$\Delta V_{outmax}$	100mV
$V_{in}$	$12 \pm 25\%$
$\Delta I_{inmax}$	10%
$n$	85%
$f_{sw}$	100kHz

$R$	28.8Ω
$P_{out}$	20W

##### 3) Ecuaciones de diseño de los filtros

A continuación, se presentan las ecuaciones de diseño empleadas para el cálculo de los filtros del convertidor.

Cálculo de inductancia por criterio de rizado de corriente.

$$L \geq \frac{V_{in}DT}{\Delta i_L} \quad (4)$$

Cálculo de inductancia por criterio de continuidad.

$$L_C = \frac{(1-D)DV_{in}T}{2 < i_{loadmin} >} \quad (5)$$

Cálculo de capacitancia por criterio de rizado de voltaje.

$$C \geq \frac{I_{out}DT}{\Delta V} \quad (6)$$

Cálculo *ESR* del capacitor.

$$ESR = \frac{\delta}{2\pi fC} \quad (7)$$

##### B. Selección de los dispositivos semiconductores

Para la selección de los dispositivos semiconductores, se tuvo en cuenta el peor de los escenarios, el cual, en el caso de la corriente, sucede cuando el voltaje de entrada es mínimo, como se evidencia en (8).

$$I_{inmax} = \frac{P_{in}}{V_{inmin}} = \frac{25 W}{9 V} = 2,8 A \quad (8)$$

Por su parte, los valores medios máximos de tensión y corriente que deben soportar el transistor y el diodo, se muestran a continuación:

$$\langle I_t \rangle = I_{in}D = (2.8)(0.625) = 1.75A \quad (9)$$

$$\langle V_t \rangle = V_{out}(1-D) = (24)(1-0.375) = 15V \quad (10)$$

$$\langle I_d \rangle = I_{in}(1-D) = (2.8)(1-0.625) = 1.05A \quad (11)$$

$$\langle V_d \rangle = (V_{in} - V_{out})D = (9 - 24)(0.625) = -9.375V \quad (12)$$

De acuerdo a los valores máximos de voltaje y corriente calculados matemáticamente, se estableció un factor de seguridad del 100% para el voltaje y de 50% para la corriente, por ende, los valores de selección que deben soportar los dispositivos que modelan los interruptores serían:  $\langle I_t \rangle = 2.625A$ ,  $\langle V_t \rangle = 30V$ ,  $\langle I_d \rangle = 1.575A$ ,  $\langle V_d \rangle = -18.75V$ .

Con base en los valores anteriores, se seleccionó el transistor Mosfet IRF530, puesto que, presenta una resistencia de encendido baja, lo que contribuye a reducir las pérdidas, así mismo, para el caso del diodo, se seleccionó un diodo de recuperación rápida 1N5822, debido a que, a la frecuencia de operación, un diodo de propósito general podría presentar problemas debido al fenómeno de recuperación inversa. Por su parte, la información más representativa de los datos suministrados por los fabricantes (datasheet), se muestra en las Tablas II y III.

TABLA II  
CARACTERÍSTICAS NOMINALES DEL MOSFET IRF530

Parámetro	Valor
$V_{DSS}$	100 V
$I_D$	14 A
$R_{DS(ON)}$	0.15 $\Omega$
$V_{GS(TH)}$	4V
$P_D$	88 W
$t_{ON}$	44 ns

TABLA III  
CARACTERÍSTICAS NOMINALES DEL DIODO SCHOTTKY 1N5822

PARÁMETRO	VALOR
$V_{RRM}$	40 V
$I_O$	4 A
$I_{FSM}$	80 A
$t_{rr}$	500 ns
$R_d$	0.04 $\Omega$
$V_d$	0.23 V

### C. Diagrama circuital

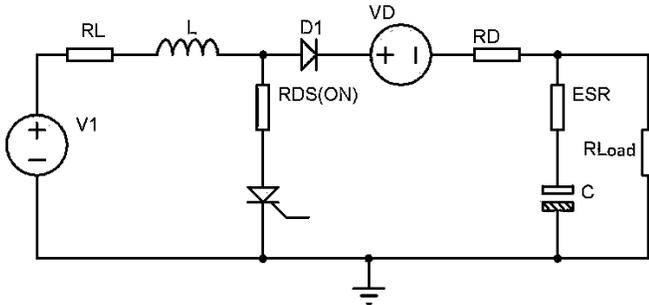


Fig. 3. Diagrama de modelo circuital no ideal del convertidor.

Como se evidencia en la Fig. 3, se agregaron los parámetros típicos del circuito equivalente de cada uno de los dispositivos, entre los cuales se incluyeron: para el inductor, la resistencia de la bobina ( $RL = 200 \text{ m}\Omega$ ); en el diodo, la resistencia dinámica del diodo ( $R_d = 0.04$ ) y la caída de voltaje en conducción ( $V_d = 0.23\text{V}$ ); en el Mosfet, la resistencia de encendido entre drenaje y fuente ( $R_{DS(ON)} = 0.15\Omega$ ); en el capacitor, la resistencia equivalente serie o ESR a partir de un factor de pérdidas de 0,2 asumido para el diseño.

#### 1) Análisis de la relación entre el voltaje de entrada y el ciclo de trabajo del convertidor

Al incorporar los parámetros de circuito equivalente que modelan cada uno de los dispositivos, se generan pérdidas que

deben ser consideradas para conocer las variaciones de potencia y voltaje del convertidor [15]; lo que hace indispensable deducir una expresión que relacione la tensión de salida y la tensión de entrada, el ciclo de trabajo y los elementos agregados. Para ello, se emplean las leyes de corriente y voltaje de Kirchoff, en conjunto con el balance de flujo y de carga aplicado al inductor y el capacitor, respectivamente [13], [16], permitiendo obtener finalmente la ecuación (13) que relaciona el voltaje de entrada en función del ciclo de trabajo, los parámetros operativos de salida y los modelos reales de los elementos que conforman el diagrama circuital no ideal del convertidor.

$$V_{in} = DR_{DS(on)} \frac{I_{out}}{(1-D)} + (1-D)(V_d + V_{out}) + R_d I_{out} + R_L \frac{I_{out}}{(1-D)} \quad (13)$$

#### 2) Punto crítico del convertidor Boost

Durante el diseño del convertidor se debe tener en cuenta que existe un punto máximo (*punto crítico*), a partir del cual, el sistema no tiene la capacidad de continuar elevando el voltaje de entrada, provocando que la ganancia decrezca hasta llegar a cero [5]. Este fenómeno se presenta, debido a que aumenta la exigencia operativa en los elementos no ideales del convertidor a medida que la relación de trabajo tiende a 1, lo que conlleva a un incremento en las pérdidas de potencia.

Con base en lo anterior, es importante calcular el valor máximo que puede llegar a tomar la relación de trabajo ( $D$  crítico), con el objetivo de garantizar una operación eficiente y estable en el convertidor.

#### Análisis del $D$ crítico

Para conocer el valor del  $D$  crítico, se requiere derivar la expresión de ganancia del convertidor, con el fin de obtener el valor de  $D$  correspondiente al máximo global de la curva de ganancia vs ciclo de trabajo, como se establece en (14).

$$\frac{d\left(\frac{V_{out}}{V_{in}}\right)}{dD} = 0 \quad (14)$$

Por otra parte, con el fin de facilitar la deducción para la expresión de ganancia del convertidor, se asume que el voltaje de salida es mucho mayor que el voltaje de caída del diodo ( $V_{out} \gg V_d$ ), lo que conlleva a que  $V_{out} + V_d \cong V_{out}$ , obteniendo la expresión (15), deducida en [15], [17].

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_{Load}(1-D)}{R_{Load}(1-D)^2 + R_d(1-D) + R_{DS(ON)}D + R_L} \quad (15)$$

Aplicando el concepto de máximos y mínimos a la expresión de ganancia, se obtiene la expresión (16) para la relación de trabajo correspondiente al punto crítico del convertidor.

$$D_{critico} = 1 \pm \sqrt{\frac{R_L + R_{DS(ON)}}{R_{Load}}} \quad (16)$$

A partir de la ecuación (16) se puede deducir que el signo de la raíz debe ser negativo. Puesto que  $0 \leq D \leq 1$ , es decir,  $D$  no puede ser mayor que 1. Con lo cual se obtiene la expresión final para el  $D_{critico}$ , que se muestra en (17).

$$D_{critico} = 1 - \sqrt{\frac{R_L + R_{DS(ON)}}{R_{Load}}} \quad (17)$$

Finalmente se obtiene un  $D_{critico} = 0.8897$  en el convertidor para carga nominal ( $R_{Load} = 28.8 \Omega$ ).

### 3) Deducción de la expresión para la eficiencia del convertidor.

Con el objetivo de determinar cómo los parámetros del circuito del diagrama de la Fig. 3, afectan la eficiencia del convertidor y analizar el comportamiento respecto a variaciones del ciclo de trabajo, se obtuvo la expresión (18), la cual, relaciona la eficiencia del convertidor en función de la carga, los parámetros circuitales de los dispositivos semiconductores y el ciclo de trabajo.

$$\eta = \frac{R_{Load}(1-D)^2}{R_{Load}(1-D)^2 + R_d(1-D) + R_{DS(ON)}D + R_L} \quad (18)$$

### 4) Curvas del convertidor a carga nominal

Con el objetivo de conocer las gráficas de operación para la ganancia, la eficiencia, trayectoria de voltaje de entrada y los diferentes valores que toma el ciclo de trabajo ( $D$ ), se realizó la tabulación mostrada en la Tabla IV, teniendo en cuenta la evolución del convertidor descrita por las expresiones (13), (15) y (18).

TABLA IV  
CARACTERÍSTICAS DEL CONVERTIDOR DE ACUERDO A LA VARIACIÓN DE LA RELACIÓN DE TRABAJO A CARGA NOMINAL.

	$D$	$V_{in}$	$I_{in}$	$\frac{V_{out}}{V_{in}}$	$\eta$ (%)
$D_{min}$	0,397	15,003	1,381	1,6146	97,3
-	0,437	14,068	1,480	1,7219	96,9
$D_{ol}$	0,5251	12,029	1,754	2,0207	95,5
-	0,5301	11,914	1,773	2,0402	95,4
-	0,6151	9,992	2,164	2,4336	93,2
$D_{max}$	0,6601	9,002	2,451	2,6887	91,4

$D_{criti}$	0.8897	5,224	7,573	4,616	50,7
-------------	--------	-------	-------	-------	------

De acuerdo a la información de la Tabla IV, se obtiene el valor de la relación de trabajo máxima y mínima del transistor, y el análisis concerniente al punto crítico del convertidor.

Como se evidencia en la Fig. 4, para mantener el voltaje de salida en 24V y compensar las variaciones del voltaje de entrada, se requiere variar el ciclo de trabajo en un rango teórico entre 0.397 y 0.66 correspondientes a valores de voltaje de entrada de 15V y 9V, respectivamente.

En la Fig. 5, se evidencia que el convertidor no opera con valores cercanos al  $D_{critico}$  lo que garantiza un funcionamiento estable al ocurrir perturbaciones en la operación que puedan causar reducciones en la ganancia obtenida. De igual forma, se evidencia que la ganancia requerida para mantener el voltaje en 24V, incrementa a medida que se reduce el voltaje de entrada.

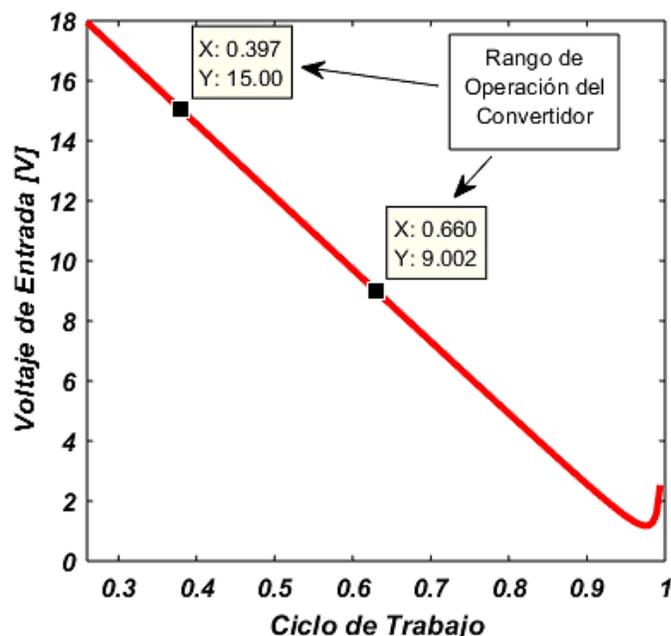


Fig. 4. Curva del voltaje de entrada respecto a la relación de trabajo.

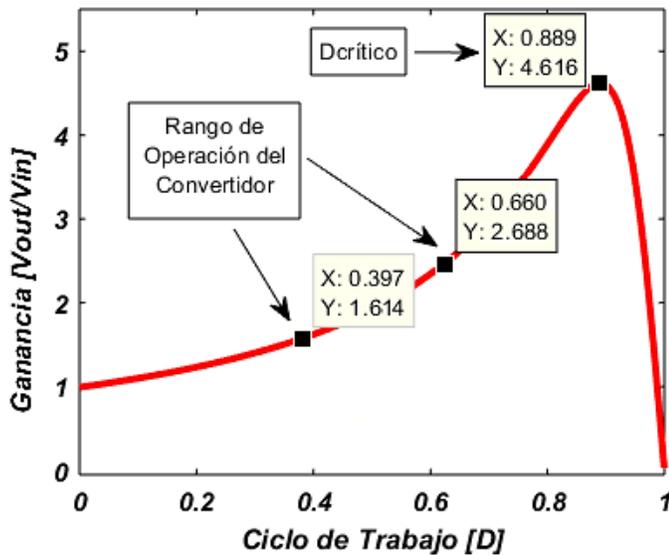


Fig. 5. Curva de la ganancia del convertidor respecto a la relación de trabajo, permitiendo evidenciar el *D*crítico del convertidor.

Conjuntamente, en la Fig. 6, se evidencia que la eficiencia del convertidor se reduce a medida que se incrementa el ciclo de trabajo, es decir, sucede cuando la ganancia requerida del convertidor se incrementa, debido a la reducción del voltaje de la fuente. Del mismo modo, se aprecia que cuando el convertidor opera en el punto crítico, la eficiencia del convertidor se reduce a la mitad, demandando el doble de potencia de la fuente (40W), para obtener una potencia de salida de 20W.

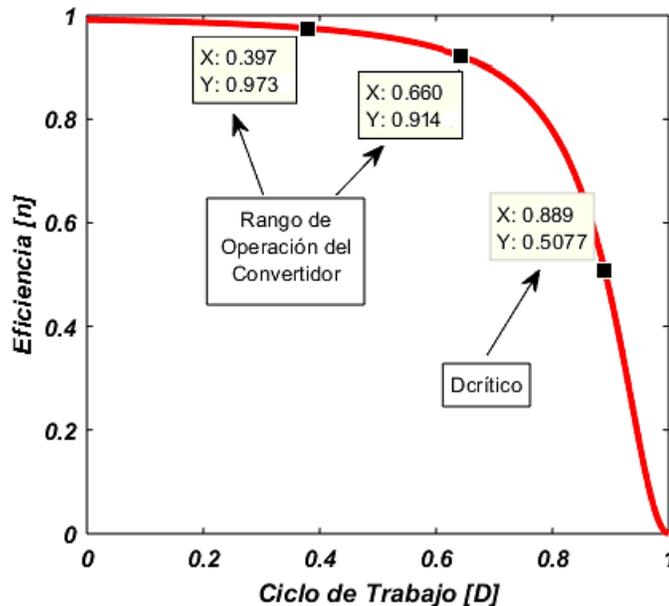


Fig. 6. Eficiencia del convertidor a carga nominal.

#### D. Cálculo de los filtros

##### 1) Cálculo del inductor

La selección del valor de inductancia, se determinó del criterio dominante entre continuidad (inductancia crítica) y rizado de corriente, como se muestra a continuación:

##### Cálculo de la inductancia para el criterio de rizado de corriente.

Para el cálculo de la inductancia por criterio de rizado, se empleó (4), y se tuvo en cuenta el rizado máximo permisible definido previamente, además, el producto máximo  $V_{in}D$  se obtuvo a partir de la Tabla IV, el cual, corresponde a un ciclo de trabajo de 0,5251 y un voltaje de entrada de 12.029V. A continuación, se muestra el cálculo del inductor:

$$\Delta I_{inmax} \leq 0.10(i_L) \quad ; \quad \langle i_L \rangle \geq I_{in} \quad (19)$$

$$\Delta i_L = 0.10(1.754A) = 175.4mA \quad (20)$$

$$L \geq \frac{(12.029)(0,5251) \left( \frac{1}{100 \times 10^3} \right)}{175,4 \times 10^{-3}} \quad (21)$$

$$L \geq 360.116 \mu H$$

##### Cálculo de la inductancia para el criterio de continuidad.

Para el cálculo por criterio de continuidad, se definió una carga de lastre de 5% de la potencia nominal (20W), que demanda una corriente media de 41.66mA. El cálculo se evidencia en (22).

$$L_c \geq \frac{(1 - 0,5)(0,5)(12.14) \left( \frac{1}{100 \times 10^3} \right)}{2(41.66 \times 10^{-3})} \quad (22)$$

$$L_c \geq 364.258 \mu H$$

Como se evidencia en (21) y (22), el criterio predominante para la selección del valor de la inductancia, es el de inductancia crítica, por lo tanto, se definió un factor de seguridad del 1.15, para compensar posibles perturbaciones en la operación del circuito que modifiquen el valor de corriente, resultando en un valor de inductancia  $L_c \geq 418.89 \mu H$ . Se seleccionó para la implementación, un inductor de  $420 \mu H$  con arrollamiento en cable calibre 18 AWG.

##### 2) Cálculo del Capacitor

Para el cálculo del capacitor, se empleó (23) a partir de la ecuación (6) y se tuvo en cuenta el rizado de voltaje definido en la Tabla I [15].

$$C \geq \frac{0,833(0,66) \left( \frac{1}{100 \times 10^3} \right)}{100 \times 10^{-3}} \quad (23)$$

$$C \geq 54,978 \mu F$$

Se seleccionó para la implementación un capacitor de  $100 \mu F$  a 50V. Por su parte, para determinar la resistencia serie

equivalente (*ESR*), se asumió un factor de pérdidas de 0,2 y se empleó la fórmula (6). Resultando en un  $ESR = 3.18m\Omega$ .

*E. Sintonización de las constantes e implementación de la etapa de control y generación de señal PWM*

1) *Sintonización Constantes*

Para controlar el voltaje de salida del convertidor *Boost* se seleccionó un controlador *PI* y se empleó la herramienta de sintonización *PID Tuner* de Matlab-Simulink (ver Fig. 7), con el objetivo de sintonizar las constantes correspondientes que se evidencian en la Tabla V [18].

Para la sintonización del controlador para el convertidor DC-DC se empleó la herramienta de *PID Tuner* de Matlab, lo que permitió obtener las constantes del controlador con una mayor simplicidad en comparación con los métodos de sintonización empleados en otras investigaciones, que al ser de carácter manual como el método de ziegler-Nichols, requieren obtener una expresión linealizada para la planta, ya sea en el espacio de estados haciendo uso del Jacobiano o una función de transferencia linealizada.

Para controlar el voltaje de salida del convertidor *Boost*, se seleccionó un controlador *PI* y se empleó la herramienta de sintonización *PID Tuner* de Matlab-Simulink (ver Fig. 7), lo que permitió obtener las constantes del controlador (ver Tabla V) con una mayor simplicidad en comparación con los métodos de sintonización de Ziegler-Nichols, .... empleados en otras investigaciones [1]. Estos métodos, como el de Ziegler-Nichols, son manuales y requieren obtener una expresión linealizada para la planta, ya sea en el espacio de estados haciendo uso del jacobiano o mediante una función de transferencia linealizada.

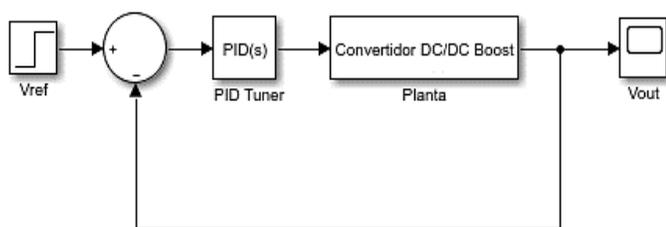


Fig. 7. Estructura de control empleada para la sintonización de las constantes del controlador.

TABLA V  
CONSTANTES SINTONIZADAS.

Constante	Símbolo	Valor
Proporcional	<i>P</i>	1.2
Integral	<i>I</i>	1

Una vez obtenidas las constantes y para mejorar la respuesta del sistema de control, se definió una etapa para la adecuación de la señal de voltaje de salida realimentada y un bloque de

saturación que limita el rango del ciclo de trabajo entre 0.3 y 0.8 para evitar comportamientos indeseados en el convertidor como se evidencia en la Fig. 8.

La etapa de adecuación de señal consta de dos subetapas, la primera subetapa consta de un atenuador con ganancia de 1/6 que permite reducir el voltaje de salida de convertidor a 4V y compararlo con el *setpoint* de referencia de 4V, el cual corresponde a un voltaje real de salida en el convertidor de 24V. Por su parte, la segunda subetapa hace referencia a un filtro pasabajo con frecuencia de corte de 1.6kHz que atenúa el rizado de voltaje y asegura una mayor efectividad del sistema de control.

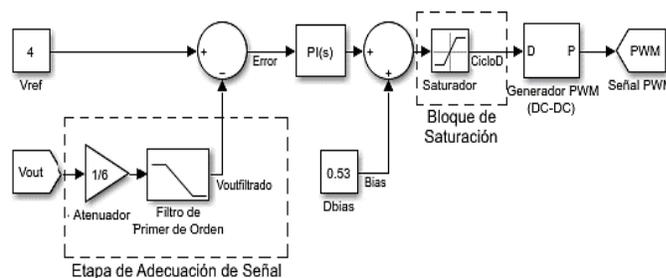


Fig. 8. Sistema de control diseñado para controlar el voltaje de salida del convertidor.

2) *Implementación de la etapa de control y generación de la señal PWM*

En la Fig. 9 se evidencian las etapas del circuito que se implementó físicamente (ver Fig. 10) para cumplir con el diseño propuesto.

El sistema de control de la Fig. 8 está constituido por las siguientes etapas:

**Etapa de adecuación de señal.**

Como se mencionó previamente, la etapa de adecuación de señal está constituida por un atenuador y un filtro pasabajo. Para el caso del circuito de atenuación, se empleó un divisor de tensión con dos resistencias de  $R_1 = 1.2k\Omega$  y un potenciómetro de  $10k\Omega$  al 62%. Por su parte, para el filtro pasabajo se seleccionó un capacitor de  $C = 0.1\mu F$  y una resistencia de  $R = 1k\Omega$  que producen una frecuencia de corte de 1.6kHz.

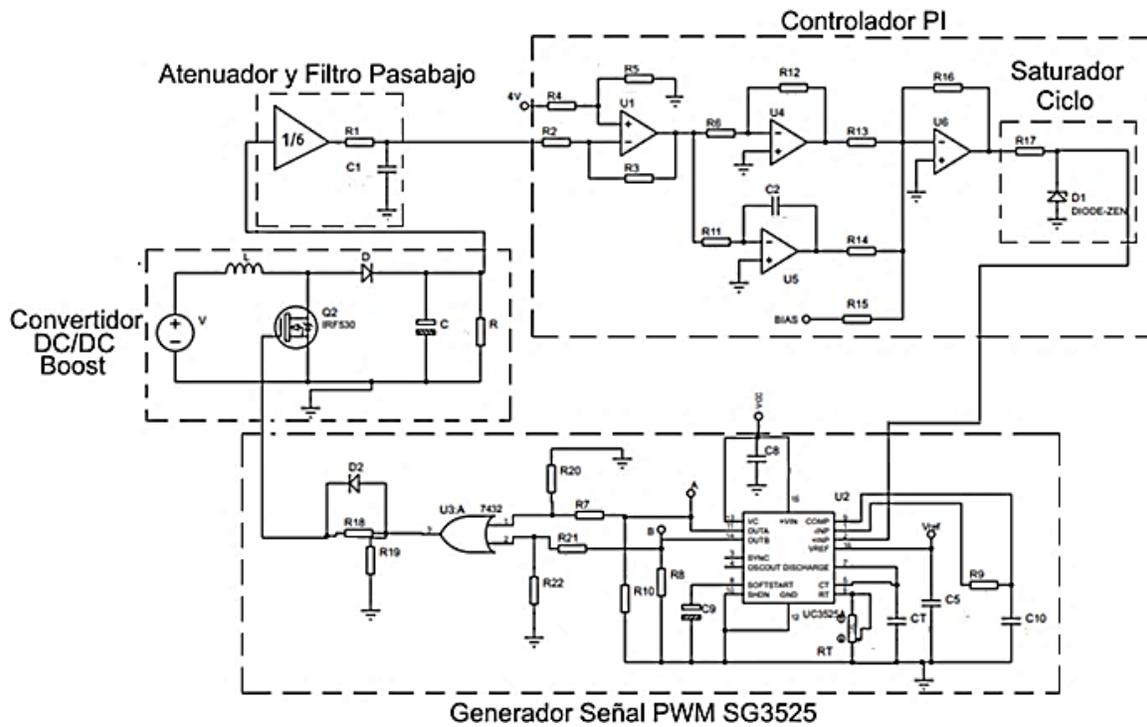


Fig. 9. Sistema de control diseñado para controlar el voltaje de salida del convertidor.

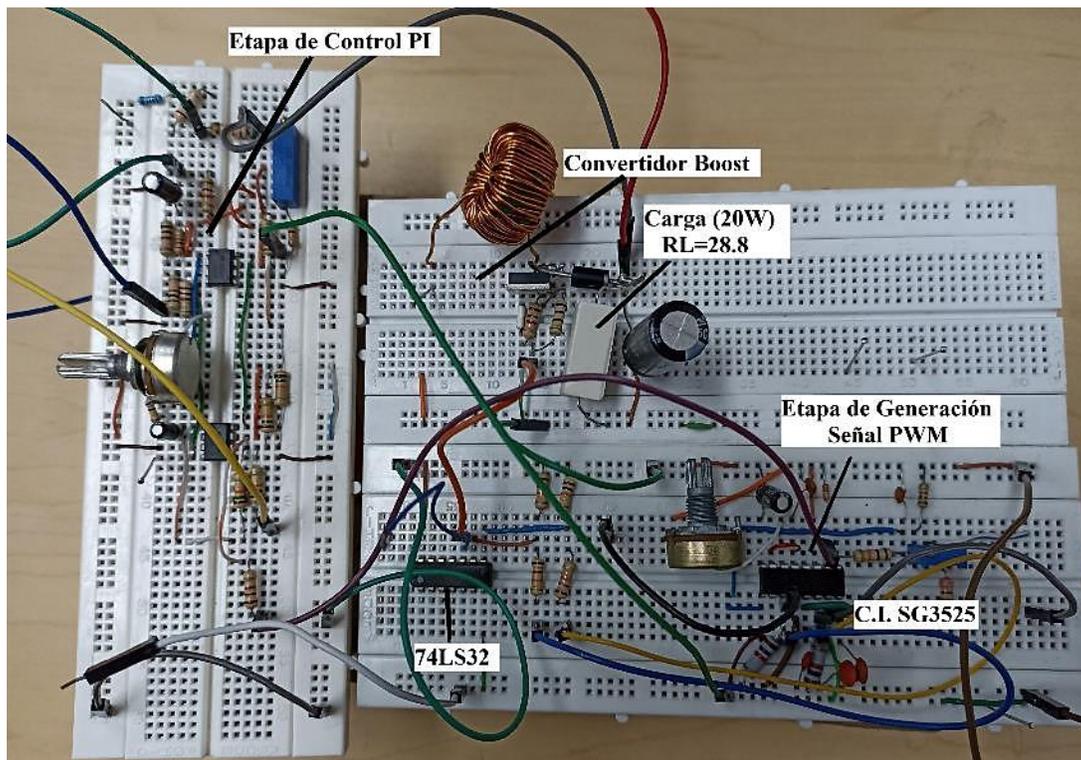


Fig. 10. Montaje físico del convertidor DC-DC Boost.

### Controlador PI

El controlador *PI* se implementó a través de una etapa restadora, proporcional, integrativa y sumadora. Inicialmente, para la etapa restadora encargada de comparar el *setpoint* con la señal

filtrada y atenuada del voltaje de salida del convertidor, se asumieron todas sus resistencias del mismo valor  $R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = 1k\Omega$ , obteniendo a la salida la señal de error presentada en (24).

$$E_r = \text{setpoint} - V_{af} \quad (24)$$

Donde  $E_r$  es la señal de error,  $\text{setpoint}$  es el voltaje de referencia deseado (4V equivalentes a 24V) y  $V_{af}$  es el voltaje atenuado y filtrado del convertidor.

Posteriormente, para la etapa proporcional, se emplearon dos resistencias de valor  $R_{12} = 12k\Omega$  y  $R_6 = 10k\Omega$  para obtener la ganancia proporcional de la Tabla V. Seguidamente, para la etapa integrativa, se seleccionó un capacitor de  $C_2 = 10\mu F$  y una resistencia de  $R_{11} = 100k\Omega$  con el objetivo de obtener una ganancia integrativa de  $I = 1$ . Finalmente, para el amplificador sumador encargado de unir las acciones de control proporcional e integrativa y el bias, además de compensar la ganancia negativa introducida por las etapas anteriores, se seleccionaron resistencias de igual valor comercial  $R_{16} = R_{13} = R_{14} = R_{15} = 15k\Omega$ .

### Generador Señal PWM

Para la generación de la señal de control PWM del Mosfet que permite mantener regulado el voltaje de salida en 24V cuando la entrada varía de 9V a 15V, se empleó el integrado SG3525, el cual si bien, no es el dispositivo más robusto y versátil para la generación de señales PWM, como por ejemplo, el microcontrolador (PIC16f877A) empleado en [3], [19], el cual posee una mayor rapidez de respuesta ante cambios requeridos en el ciclo de trabajo, así como, la capacidad de obtener valores de ciclo de trabajo más exactos dentro de un rango de frecuencia más amplio, requiere de un conocimiento de programación avanzado y su costo puede ser hasta nueve (9) veces mayor que el dispositivo empleado en el desarrollo de este artículo.

Por su parte, el SG3525, permite generar una señal de frecuencia y ciclo de trabajo configurable en las salidas 11 y 14, en el rango teórico entre 0%-50% (las señales de las salidas son complementarias, es decir, si se tiene un ciclo de trabajo del 30%, la salida 11 estará un 30% en alto y la 14 estará en bajo, pero cuando esta finalice su periodo en alto y cambie a un estado bajo, la salida 14 cambiará a un estado alto durante el 30% del periodo y volverá nuevamente a estado apagado) variando exclusivamente la tensión aplicada a la entrada no inversora (2) del mismo (para el caso del ciclo de trabajo).

No obstante, como se evidenció en la Tabla IV, cuando el voltaje de entrada decae a 9V, el ciclo de trabajo teórico requerido para mantener el voltaje de salida en 24V es de 0.6601, el cual es superior al máximo valor generado por el integrado en cualesquiera de sus dos salidas (11 o 14), razón por lo cual, fue necesario emplear una compuerta OR 74LS32 para sumar las dos señales de salida y obtener un ciclo de trabajo variable (teóricamente) en el rango de 0% a 100%. Por su parte, el ciclo de trabajo fue controlado a través del voltaje generado y aplicado por el sistema de control a la entrada 2 del integrado.

Por otra parte, para el cálculo de la frecuencia de la señal PWM generada a la salida del integrado, se empleó (25).

Donde  $f_{PWM}$ , es la frecuencia de la señal PWM,  $C_T$  es el capacitor conectado a la entrada 5,  $R_T$  es la resistencia conectada a la entrada 6 y  $R_{discharge}$  es la resistencia de descarga.

$$f_{PWM}(kHz) = \frac{1}{C_T(0.7R_T + 3R_{discharge})} \quad (25)$$

Para generar una frecuencia de conmutación de 100kHz, se seleccionó un capacitor de  $C_T = 10\mu F$ , un potenciómetro de 100k $\Omega$  al 14% y una resistencia de  $R_{discharge} = 0\Omega$  (debido a que no fue necesaria para obtener el valor de frecuencia deseado).

### Bias

Para la selección del bias de operación del ciclo de trabajo del convertidor, con el fin de garantizar que, en ningún caso, el transistor se encuentre apagado, se tuvo en cuenta, un voltaje de entrada  $V_{in} = 12V$  y un  $V_{out} = 24V$ . Con el valor de voltaje de entrada, y empleando el integrado SG3525 se obtuvo un ciclo de trabajo de 0.53, correspondiente a una tensión de 2V en la entrada no inversora (2) del amplificador comparador del integrado. El valor de tensión correspondiente al ciclo de trabajo obtenido, se usó como tensión de bias en el sistema de control de la Fig. 8.  $D_{bias} = 0.53 \rightarrow V_{bias} = 2V$ .

### Saturador Ciclo de Trabajo

El limitador de ciclo de trabajo de la Fig. 9 está compuesto, inicialmente, por una resistencia encargada de reflejar el voltaje excedente del sistema de control (en caso de que el voltaje de control supere al voltaje del Zener) y, finalmente, por un diodo Zener encargado de limitar la tensión aplicada a la entrada no inversora del integrado SG3525.

Para el diseño del circuito se tuvo en cuenta el límite superior (0.8) de ciclo de trabajo del bloque de saturación del sistema de control de la Fig. 8. Con este criterio, se obtuvo físicamente el valor de tensión en la entrada no inversora del SG3525 que producía a la salida del mismo, un ciclo de trabajo de 0.8.  $D_{máxpermitido} = 0.8 \rightarrow V_{eni} = 2.75V$ . Donde  $V_{eni}$ , es el voltaje de la entrada no inversora del integrado.

Con el valor de tensión obtenido, se seleccionó el diodo Zener 1N4726, este presenta un voltaje de  $V_Z = 2.7V$  que genera un ciclo de trabajo máximo en el SG3525 de aproximadamente 0.78 (en caso de que el voltaje del sistema de control supere el voltaje del Zener). Por su parte, el valor de la resistencia escogido fue de  $R_{17} = 10k\Omega$  con el objetivo de reducir el consumo innecesario de corriente.

## V. RESULTADOS Y DISCUSION

### A. Simulación del convertidor

#### 1) Formas de onda de voltaje de salida, voltaje drenaje-

fuerza del Mosfet para un  $V_{in} = 9V$

En la Fig. 11, es posible apreciar que el sistema de control sintonizado previamente, reduce el margen de sobrepaso del voltaje de salida en un 19.393% en comparación con el obtenido (30.921%) para la respuesta en lazo abierto, la cual se obtuvo empleando el ciclo de trabajo estático presente en la Tabla IV (0.6601) para un voltaje de entrada de 9V. Así mismo, también es posible evidenciar que, el sistema de control fuerza a que la tensión de salida del convertidor a carga nominal alcance un valor medio en estado estacionario de 24.01V, el cual presenta un error de posición del 0.0416% en relación con los 24V deseados.

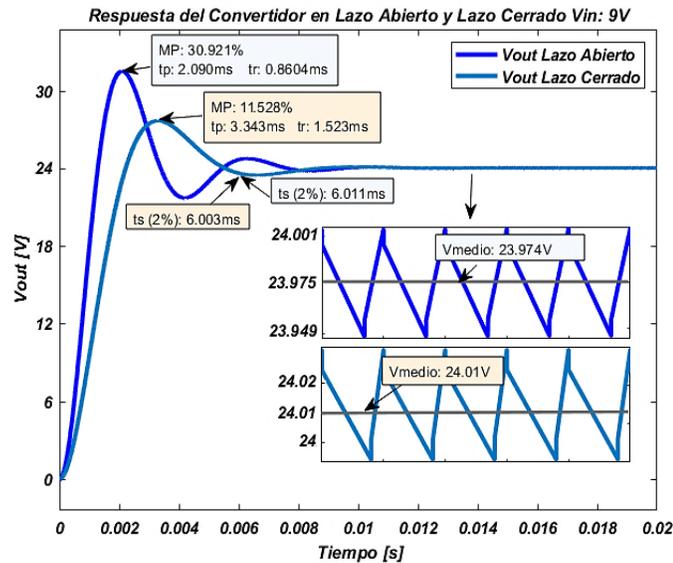


Fig. 11. Curva dinámica del voltaje de salida (en lazo abierto y lazo cerrado) y parámetros importantes de la respuesta del convertidor en lazo abierto y lazo cerrado ante una entrada de 9V.

De igual forma, también es posible apreciar que, el voltaje de salida en lazo cerrado, presenta un rizado de 38mV, el cual es 36.84% inferior al obtenido en lazo abierto (52mV), verificando efectivamente que, el sistema de control diseñado contribuye a mejorar la respuesta dinámica del convertidor.

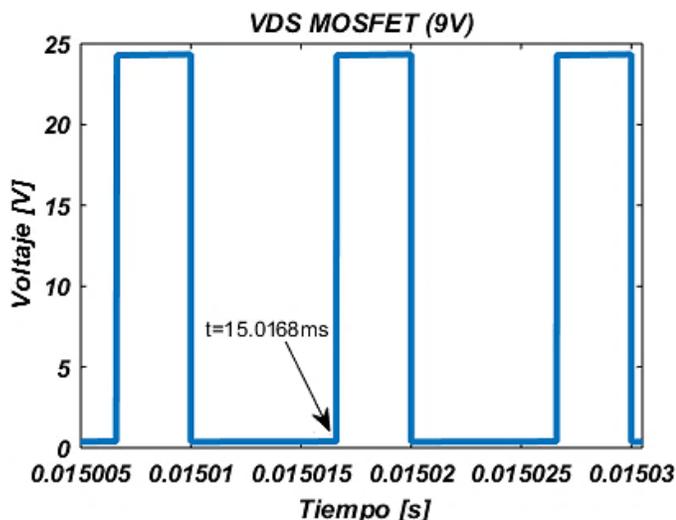


Fig. 12. Forma de onda del voltaje drenaje-fuente en estado estacionario  $V_{DS}$  para un voltaje de entrada de 9V.

Por otra parte, el voltaje drenaje-fuente del Mosfet en estado estacionario para lazo cerrado se ilustra en la Fig. 12. En esta, se puede evidenciar que, el transistor soporta una tensión de 24V durante 3.4 $\mu s$  (equivalente a un voltaje medio de 8.16V), correspondiente al 36% del periodo de conmutación. Adicionalmente, se puede deducir el valor del ciclo de trabajo generado por el sistema de control como se evidencia en la expresión (26), el cual presenta un incremento del 2% en relación con el obtenido teóricamente para 9V (66.01%) en la Tabla IV.

$$D_s = \frac{\Delta t_{on}}{T} 100 = \frac{15.0168ms - 15.01ms}{10\mu s} 100 \quad (26)$$

$$D_s = 68\%$$

2) Formas de onda de voltaje de salida, corriente de entrada, voltaje drenaje-fuente del Mosfet para un  $V_{in} = 12V$

En la Fig. 13 se presentan las formas de onda en régimen transitorio y régimen permanente del voltaje de salida trabajando en lazo abierto (la cual fue obtenida empleando el ciclo de trabajo estático de 0.5251 de la Tabla IV) y lazo cerrado, ante un voltaje de entrada de 12V.

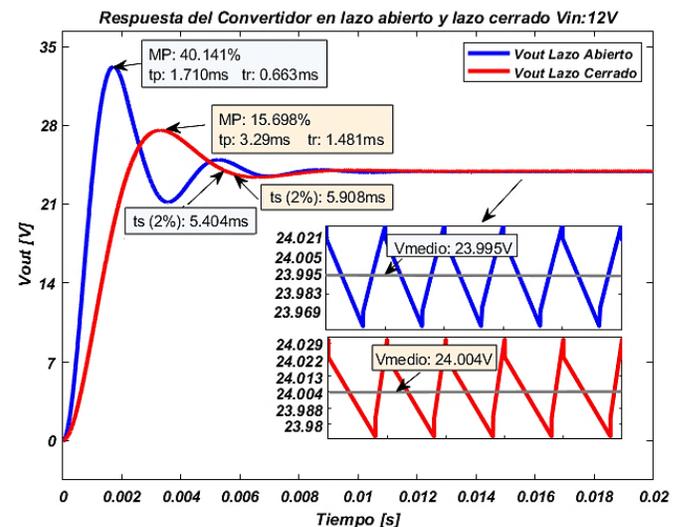


Fig. 13. Curva dinámica del voltaje de salida (en lazo abierto y lazo cerrado) y parámetros importantes de la respuesta del convertidor en lazo abierto y lazo cerrado ante una entrada de 12V.

Entre los aspectos más relevantes se encuentra que, el voltaje de salida en estado estacionario en lazo cerrado, presenta un valor medio 24.004 y un rizado de 50mV, el cual es inferior al definido previamente en la Tabla I. Conjuntamente, también es importante resaltar que, si bien, el voltaje de salida en lazo abierto presenta un tiempo de establecimiento de 5.404ms, el cual es 9.33% menor que el obtenido en lazo cerrado (5.908ms), el sistema de control reduce el margen de sobrepaso de la respuesta natural del sistema en un 24.443%, conllevando a que los dispositivos que integran el circuito sufran una menor exigencia operativa durante la etapa transitoria.

En relación con la corriente del inductor, en la Fig. 14 se ilustra el comportamiento dinámico obtenido a través de la simulación. En esta, se evidencia un pico de corriente de 9.978A (el cual se encuentra por debajo de los límites de corriente pico soportadas por el Mosfet y el diodo escogido previamente). Así mismo, también es posible observar que, la corriente presenta un valor medio de 1.816A (el cual es 3.535% superior al obtenido en la Tabla IV para el mismo voltaje de entrada) y un rizado de corriente del 4.625% correspondiente a 84mA (el cual es 5.375% inferior al rizado permisible definido en las características operativas).

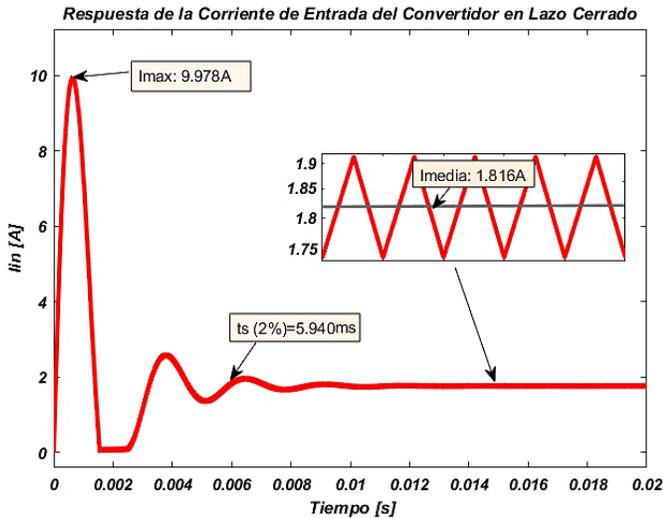


Fig. 14. Curva dinámica de la corriente del inductor o corriente de entrada (en lazo cerrado) para un voltaje de entrada de 12V.

Por otra parte, en la Fig. 15 se ilustra el comportamiento en régimen permanente (para lazo cerrado) del voltaje drenaje-fuente del transistor. A partir de esta, se puede derivar el ciclo de trabajo medio generado por el sistema de control como se manifiesta en la expresión (27), el cual, a su vez, presenta nuevamente un incremento del 0.6% respecto a los 52.5% obtenidos teóricamente en la Tabla IV. De la misma forma, también se puede observar que, el transistor soporta un valor medio de tensión en estado estacionario de 11.304V durante el período de conmutación (10µs).

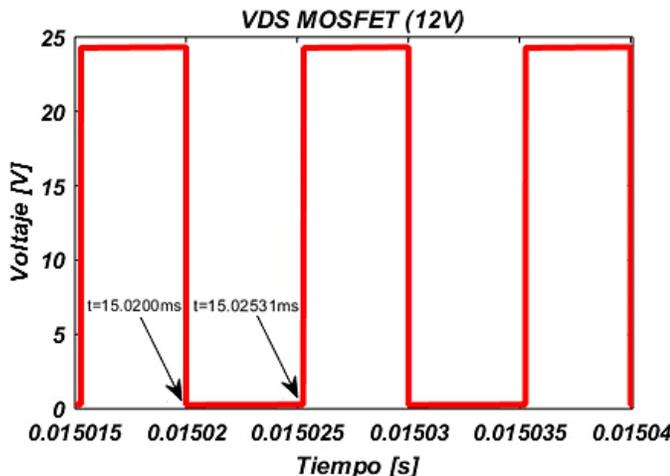


Fig. 15. Forma de onda del voltaje drenaje-fuente  $V_{DS}$  para 12V.

$$D_s = \frac{15.02531ms - 15.02ms}{10\mu s} 100 = 53.1\% \quad (27)$$

3) Formas de onda de voltaje de salida, corriente de entrada, voltaje drenaje-fuente del Mosfet y ciclo de trabajo para un  $V_{in} = 15V$ .

En la Fig. 16, se ilustra el comportamiento del voltaje de salida para lazo cerrado (verde) y lazo abierto (azul) (simulada para el ciclo de trabajo estático de 0.397 de la Tabla IV). En esta, se puede evidenciar nuevamente que, el sistema de control fuerza a la tensión de salida del convertidor a alcanzar un voltaje de 24.036V. Este valor de tensión en estado estacionario, presenta un error de posición del 0.15% en relación con el voltaje deseado de 24V.

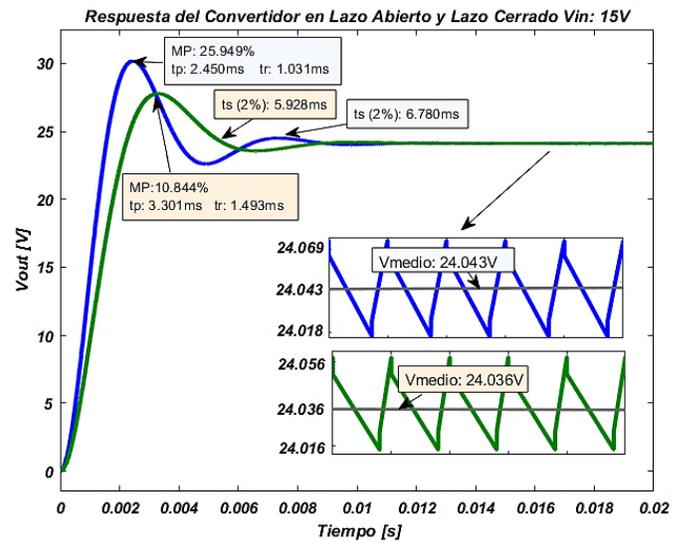


Fig. 16. Curva dinámica del voltaje de salida (en lazo abierto y lazo cerrado) y parámetros importantes de la respuesta del convertidor en lazo abierto y lazo cerrado ante una entrada de 15V.

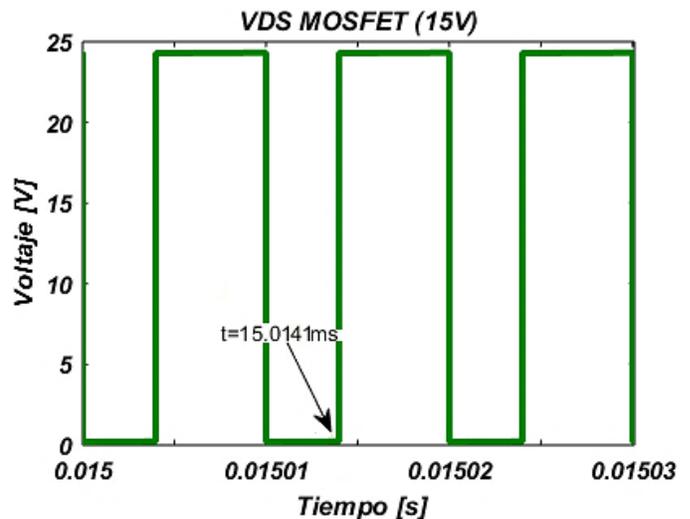


Fig. 17. Forma de onda del voltaje drenaje-fuente  $V_{DS}$  para 15V.

Por otra parte, en la Fig. 17 se ilustra el comportamiento en régimen permanente del voltaje drenaje-fuente del transistor, el cual soporta un valor medio de 14.112V, el cual es 6.29%

inferior al valor máximo (15V) que debía soportar el transistor calculado mediante (10). Conjuntamente, a partir de esta misma gráfica, se puede derivar el ciclo de trabajo de operación del transistor como se evidencia en (28).

$$D_s = \frac{15.0141ms - 15.01ms}{10\mu s} 100 = 41.0\% \quad (28)$$

A través de la expresión (28), se puede afirmar que, el ciclo de trabajo en estado estacionario generado por el sistema de control para un  $V_{in} = 15V$  presenta un incremento del 1.3% en relación a los 39.7% obtenidos teóricamente en lazo abierto en la Tabla IV.

Una vez obtenido el comportamiento dinámico del convertidor (bajo la influencia del controlador PI sintonizado) para los diferentes escenarios de operación, y, con objeto de entender/dimensionar/caracterizar/analizar la relevancia de los resultados, se realizó una comparación con diferentes trabajos de investigación, que centraron sus esfuerzos en diseñar controladores para la topología *Boost*. El resultado de esta comparación se muestra a continuación:

En [6], para controlar el voltaje de salida deseado de un convertidor *Boost*, se emplearon tres metodologías de control: control PI (a través de asignación de polos), control PI (con lógica difusa) y un control por ganancias programadas. Para el caso del controlador PI, si bien, el controlador, tiene la capacidad de forzar el voltaje de salida al valor deseado y muestra un menor valor de sobrepaso que el controlador sintonizado en este trabajo, en dos de los tres puntos de operación previstos en el artículo; para el punto de operación más crítico (12V de salida en [6] y 9V de entrada en este trabajo), el controlador PI sintonizado a través de la metodología propuesta en el desarrollo de este trabajo, presenta un valor de sobrepaso (11.53%) menor que el obtenido en [6] (38,42%), que sumado a, la tendencia estable de los valores de tiempo de establecimiento (no superior a 0.1ms para los tres puntos de operación), brinda un mejor comportamiento transitorio en los tres (3) escenarios propuestos.

Por su parte, al revisar los resultados obtenidos en [6] para el convertidor, empleando un controlador PI difuso, el cual es un sistema de control de mayor complejidad, este presentó un mal comportamiento en estado estable, ya que, cuando el escenario de trabajo se alejaba del punto de operación en torno al cual se sintonizo el controlador PI, no se lograba alcanzar la señal de referencia, a diferencia de, el controlador sintonizado en el presente trabajo, que, sin importar el punto de operación (dentro de los escenarios previstos) en el que se encuentre, logró alcanzar la señal de referencia.

Por último al analizar los resultados obtenidos a través del control de ganancias programadas, si bien, este no presenta margen de sobrepaso y error en estado estacionario en los diferentes rangos operativos, los tiempos de asentamiento del sistema, presentan un incremento elevado entre los diferentes escenarios de operación (hasta 21ms), que al compararse con el

controlador PI del presente documento, el cual presenta una diferencia máxima de 0,1ms, resalta la capacidad adaptativa y estable del controlador.

En conclusión, si bien, las diferentes técnicas de control empleadas en [6], presentan algunas mejoras en la respuesta dinámica del sistema (margen de sobrepaso, error en estado estacionario) en relación al presente trabajo, la sintonización de los mismos, requiere de un análisis dinámico del sistema con mayor grado de complejidad y de un conocimiento más avanzado en técnicas de control, que, la estrategia de sintonización por *PID Tuner*, propuesta en el presente trabajo, y que por su parte, presentó una respuesta aceptable dentro de todos los escenarios de trabajo previstos, demostrando así una excelente relación entre complejidad de sintonización y resultados obtenidos.

Conjuntamente en [20], se presenta un estudio sobre el diseño y la simulación de un controlador tipo PI aplicado a un convertidor Buck-Boost; en donde se utilizó el método de sintonización de Ziegler-Nichols, que es un método manual en el que se incrementa gradualmente  $K_p$  mientras  $K_i$  se mantiene constante hasta que la forma de onda de voltaje de salida se aproxime a la referencia de voltaje; luego,  $K_p$  se fija y se incrementa  $K_i$ . Esta metodología de sintonización, si bien, puede obtener buenos resultados, requiere realizar manualmente una linealización de la planta, que puede resultar en un proceso extenso y tedioso; a diferencia de la metodología planteada en este trabajo, la cual requiere únicamente el uso del bloque *PID Tuner*, quien es el encargado de linealizar la planta automáticamente en torno al punto de operación deseado, permitiendo fácilmente la sintonización de constantes adecuadas que garanticen el comportamiento deseado del convertidor DC-DC.

### B. Implementación física del convertidor

1) *Formas de onda de voltaje de salida y voltaje drenaje-fuente del Mosfet obtenidos en la implementación para un  $V_{in} = 9V$ .*

Como resultado de la implementación práctica del esquema de la Fig. 9, en la Fig. 18 se ilustra el voltaje de salida obtenido en estado estacionario para un  $V_{in} = 9V$ .

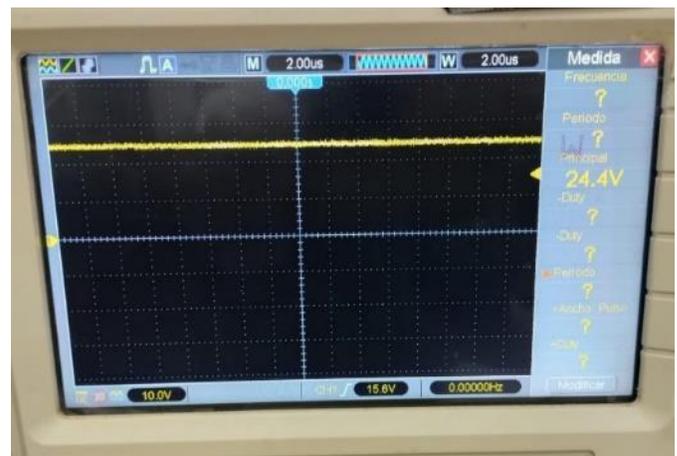


Fig. 18. Voltaje en régimen permanente obtenido a la salida del convertidor para un  $V_{in} = 9V$ .

En esta, se puede observar que se obtuvo un valor medio de tensión en la carga de 24.4V, el cual presenta un error de posición del 1.667% en relación al voltaje deseado de 24V.

De la misma forma, en la Fig. 19 se ilustra el comportamiento de la tensión drenaje-fuente del transistor, el cual presenta un valor medio de 8.80V y un incremento del 7.84% (correspondiente a 640mV) en relación con el obtenido por simulación (8.16V) para el mismo valor de voltaje de entrada.

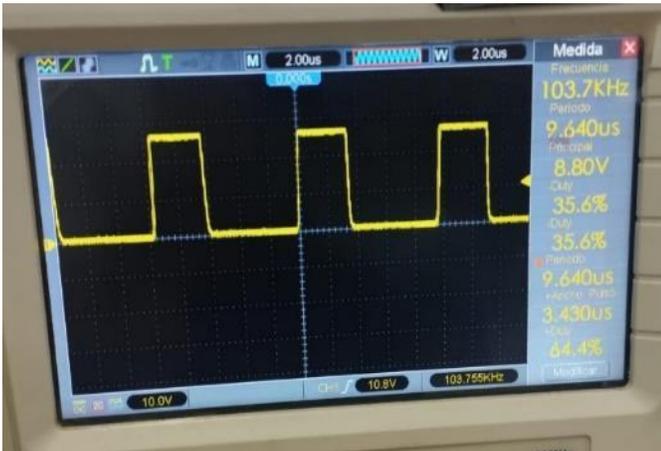


Fig. 19. Voltaje Drenaje-Fuente en el transistor para un voltaje de entrada de 9V.

Por otra parte, también es posible observar que, el ciclo de trabajo generado por el sistema de control implementado, presenta un valor de 64.4%, el cual es 3.6% inferior al obtenido a través de simulación (68%) y 1.6% en relación al calculado teóricamente (66%).

2) *Formas de onda de voltaje de salida y voltaje drenaje-fuente del Mosfet obtenidos en la implementación para un  $V_{in} = 12V$*

Inicialmente, en la Fig. 20 se ilustra el voltaje de salida obtenido en estado estacionario para un  $V_{in} = 12V$ . En esta, se observa que, el voltaje de salida entregado a la carga es de 24.8V, presentando un incremento de 0.4V (correspondiente al 1.639%) en comparación con el obtenido para un  $V_{in} = 9V$  y un error de posición del 3.33% en relación a los 24V deseados inicialmente.

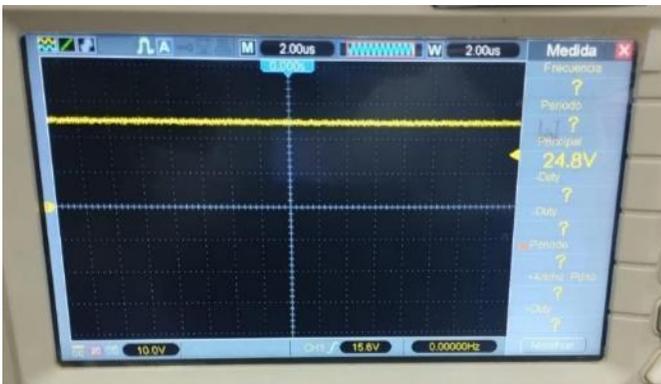


Fig. 20. Voltaje en régimen permanente obtenido a la salida del convertidor para un  $V_{in} = 12V$ .

A continuación, en la Fig. 21, se ilustra el comportamiento de la tensión drenaje-fuente del Mosfet, el cual presenta un valor medio de 12.4V, lo que representa un incremento del 9.7% respecto a los 11.304V obtenidos a través de la simulación.

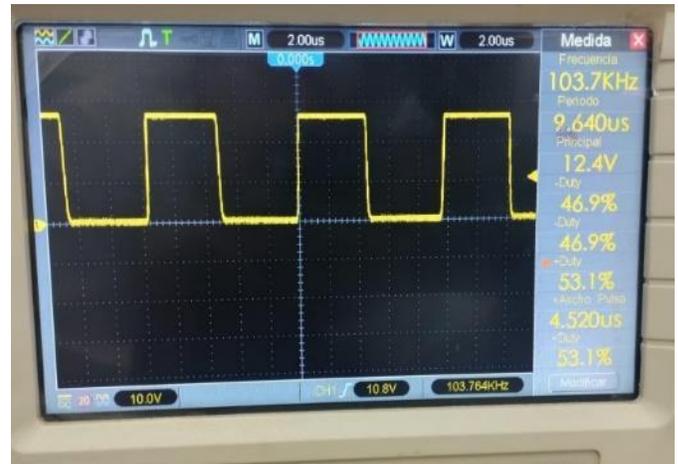


Fig. 21. Voltaje Drenaje-Fuente en el transistor para un voltaje de entrada de 12V.

En lo que refiere al ciclo de trabajo del transistor, es posible evidenciar que, a diferencia del obtenido para un  $V_{in} = 12V$  (el cual presentó una reducción en comparación con el obtenido teóricamente), se obtuvo un incremento del 0.6% (correspondiente a un valor 53.1%) en relación con el obtenido teóricamente.

3) *Formas de onda de voltaje de salida y voltaje drenaje-fuente del Mosfet para un  $V_{in} = 15V$*

Finalmente, en la Fig. 22 se ilustra el voltaje de salida obtenido en estado estacionario para un  $V_{in} = 15V$ . En esta, nuevamente se puede observar que, se obtuvo un valor medio de tensión en la carga de 24.8V correspondiente a un error de posición de 3.33%.

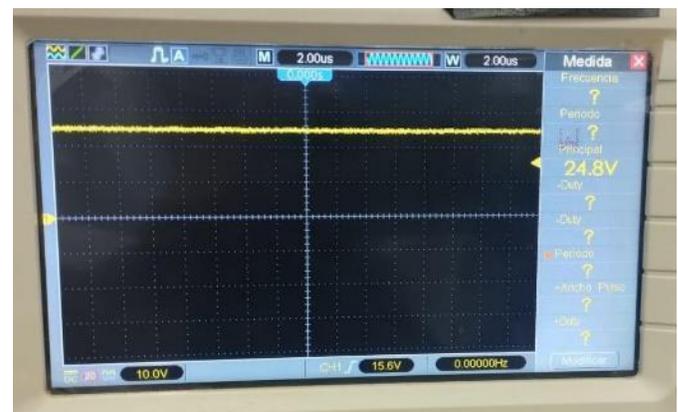


Fig. 22. Voltaje en régimen permanente obtenido a la salida del convertidor para un  $V_{in} = 15V$ .

Por su parte, en la Fig. 23 se expone el comportamiento en estado estacionario de la tensión drenaje fuente del Mosfet, en la cual se observa que, el Mosfet soporta un valor medio de

tensión de 16V (el cual es 1.888V superior al obtenido en la simulación para el mismo voltaje de entrada) durante el periodo de conmutación del convertidor. De igual forma, también es posible observar que, el ciclo de trabajo en estado estacionario del transistor, presenta un valor de 40.2%, lo que representa un incremento del 0.5% respecto al obtenido en la Tabla IV (0.397) y una reducción del 0.8% en comparación con el obtenido en la simulación.

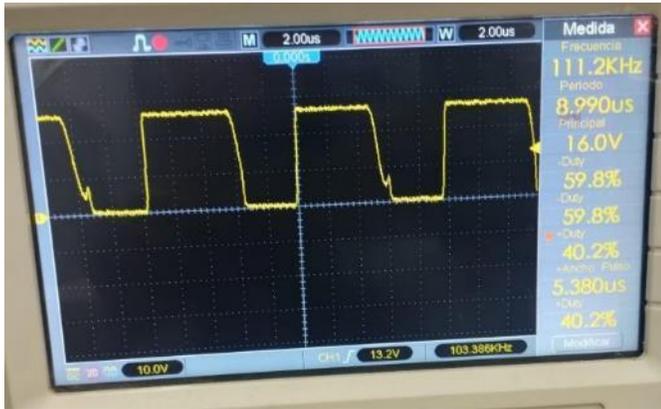


Fig. 23. Voltaje Drenaje-Fuente en el transistor para un voltaje de entrada de 15V.

## VI. CONCLUSIONES

El diseño implementado generó resultados aceptables en relación a los obtenidos a nivel teórico y de simulación. El voltaje de salida se mantuvo en 24V sin importar las variaciones de tensión que se pudieran presentar en la entrada, producto de la emulación de la carga o descarga de una batería de 12V. Esto se logró esencialmente gracias al sistema de control implementado para regular el voltaje de salida, el cual, a pesar de presentar un error de estado estacionario para los diferentes valores de tensión (producto de las tolerancias de los elementos circuitales y las variaciones e imprecisiones de frecuencia, ciclo de trabajo y amplitud en la señal PWM producidas por el SG3525), presentó una buena robustez y rápida respuesta ante los diferentes cambios de tensión generados en la entrada y ante las variaciones del valor de la inductancia generadas por el cambio del valor de corriente producto del desplazamiento del punto operativo inicial para el cual se diseñó el convertidor ( $V_{in} = 12V, D = 0.53$  y  $V_{out} = 24V$ ).

La simulación jugó un papel importante durante el diseño e implementación del convertidor *DC/DC Boost* realizado, ya que permitió solventar las problemáticas y limitaciones físicas que se presentaron en el proceso de medición y obtención de gráficas (problemas en la visualización de la respuesta transitoria causada por las características de medida del osciloscopio y la rápida respuesta del sistema) que dificultaban el análisis del comportamiento dinámico del circuito de potencia, y cuya finalidad era observar si la metodología de diseño cumplía o no con los criterios de operación definidos inicialmente.

A nivel práctico se evidenció que, el funcionamiento del convertidor en lazo abierto, presentó un  $D_{max} = 0.659$  correspondiente a un  $V_{in} = 9V$ . De forma análoga, al acoplar la

etapa de control al convertidor (lazo cerrado), este presentó un  $D_{max} = 0.644$  para un  $V_{in} = 9V$ . Con base en lo anterior, es posible afirmar que la implementación de la etapa de control reduce en un 2.276% la relación de trabajo máxima y contribuye a disminuir las exigencias en los elementos que componen al convertidor *DC/DC* diseñado.

De la tabla de características del convertidor para carga nominal, se pudo deducir que, cuando la relación de trabajo alcanza el valor crítico, la eficiencia del convertidor se reduce a la mitad (50%).

Con base en las simulaciones realizadas, es posible afirmar que, el modelo descrito por (13), predice acertadamente el comportamiento del convertidor en estado estacionario para los diferentes voltajes de entrada, puesto que aún con la acción del controlador, los valores arrojados por el modelo para ciclo de trabajo (ver Tabla IV), presentan una desviación máxima del 2% (correspondiente a un  $V_{in} = 9V, D = 66%$ ) en relación a los obtenidos a través de la simulación ( $V_{in} = 9V, D = 68%$ ).

A partir de los resultados obtenidos de la simulación e implementación del convertidor *DC/DC Boost*, y a las diferentes etapas que lo componen, es posible apreciar la importancia del análisis y diseño del sistema de control a través de entornos de simulación como Matlab-Simulink, debido a que estas herramientas facilitan el diseño de controladores que permitan moderar el comportamiento caótico natural de los sistemas de potencia.

## REFERENCIAS.

- [1] C. A. Díaz Rodríguez, “Diseño de un regulador de carga de 150W con tecnología MPPT para un panel fotovoltaico acoplado a una micro-red DC aislada”, Tesis de Grado, Universidad Francisco de Paula Santander, Cúcuta, 2023.
- [2] W. J. Peña La Torre y J. E. Nevado Talledo, “Desarrollo de un sistema de control que hace el seguimiento del máximo punto de potencia en paneles solares aplicado a sistemas de generación fotovoltaica para entornos rurales”, Tesis de Grado, Universidad Peruana de Ciencias Aplicadas (UPC), Lima, 2019. [En línea]. Disponible en: <https://repositorioacademico.upc.edu.pe/handle/10757/626089>
- [3] H. Acevedo Meza, J. L. Mendoza García, y S. B. Sepúlveda Mora, “Estrategias de control MPPT aplicadas en un convertidor DC/DC tipo Boost para sistemas fotovoltaicos”, *Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada*, vol. 2, núm. 30, pp. 1–7, 2017, doi: 10.24054/16927257.v30.n30.2017.2751.
- [4] D. W. Hart, *Electrónica de Potencia*. Madrid: Pearson Educación S.A., 2001.
- [5] F. F. Valderrama, H. M. C, y H. M. Vega, “Análisis, simulación y control de un convertidor de potencia DC-DC tipo boost”, *Ingenium Revista de la facultad de ingeniería*, vol. 12, núm. 24, pp. 44–55, 2011, doi: 10.21500/01247492.1295.
- [6] G. S. Olivar-Castellanos, L. G. Vela-Valdés, y J. Aguayo-Alquicira, “Control por ganancias programadas aplicado a un convertidor DC-DC para la regulación de la intensidad luminosa de una lámpara LED”, *Ingenius*, núm. 29, pp. 66–78, 2023, doi: 10.17163/ings.n29.2023.06.
- [7] M. K. Sahu, S. B. Santra, y S. Mohapatra, “Closed loop control of a new non-isolated quadratic boost converter”, *Proceedings of the 2017 IEEE International Conference on Communication and Signal Processing, ICCSP 2017*, vol. 2018-Janua, pp. 24–29, 2017, doi: 10.1109/ICCSP.2017.8286472.
- [8] O. Rabiaa, B. H. Mouna, S. Lassaad, F. Aymen, y A. Aicha, “Cascade Control Loop of DC-DC Boost Converter Using PI Controller”, en *2018 International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT)*, IEEE, nov. 2018, pp. 1–5. doi: 10.1109/ISAECT.2018.8618859.
- [9] C. A. Martínez Barbosa, “Diseño e implementación de un sistema MPPT y regulación de voltaje mediante CRAP del panel solar SUNMODULE SW50”, Tesis de Grado, Universidad Tecnológica de la Mixteca, Huajuapán de León, 2016. Consultado: el 14 de marzo de 2023. [En línea]. Disponible en: [http://jupiter.utm.mx/~tesis\\_dig/13081.pdf](http://jupiter.utm.mx/~tesis_dig/13081.pdf)
- [10] M. H. Rashid, *Electrónica de Potencia. Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*, 3ra ed. México: Pearson Educación, 2004.
- [11] P. T. Krein, *Elements of power electronics*. New York: Oxford University Press, Inc., 1998.
- [12] N. Mohan, T. M. Undeland, y W. P. Robbins, *Electrónica de potencia: Convertidores, Aplicaciones y Diseño.*, 3ra ed. México: McGraw Hill, 2009.
- [13] G. E. Gallego Rodríguez, *Elementos de electrónica de potencia*. Bucaramanga: División de publicaciones de la UIS, 2017. doi: 10.1/JQUERY.MIN.JS.
- [14] J. Vargas Castillo, “La teoría de Floquet en el modelado y análisis de convertidores de potencia”, Tesis de Maestría, Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo, Morelia, 2022. Consultado: el 4 de abril de 2023. [En línea]. Disponible en: [http://bibliotecavirtual.dgb.umich.mx:8083/xmlui/handle/DGB\\_UMICH/8478](http://bibliotecavirtual.dgb.umich.mx:8083/xmlui/handle/DGB_UMICH/8478)
- [15] C. A. Silva Oviedo, “Diseño e implementación de un convertidor DC/DC elevador de voltaje a partir de una batería de 12 voltios”, Tesis de Grado, Universidad Santo Tomás, Bogotá D.C., 2019. Consultado: el 4 de abril de 2023. [En línea]. Disponible en: <https://repository.usta.edu.co/bitstream/handle/11634/34728/2020carlossilva.pdf?sequence=1&isAllowed=y>
- [16] G. F. Guarderas Burbano, “Modelizado en caja negra de convertidores electrónicos de potencia para aplicaciones en microrredes de corriente alterna”, Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Madrid, 2019. doi: <https://doi.org/10.20868/UPM.thesis.57769>.
- [17] W. J. Beltrán Duarte, C. A. Peñalosa Luna, G. E. Gallego Rodríguez, y J. J. Ramírez Mateus, “Diseño y simulación de un módulo inversor fotovoltaico didáctico para el laboratorio de Electrónica de Potencia de la Universidad Francisco de Paula Santander”, Tesis de Grado, Universidad Francisco de Paula Santander, Cúcuta, 2020.
- [18] C. I. Rueda Panchano, K. Y. Simisterra Quiñonez, G. I. Rueda Salazar, L. F. Palacios García, y N. F. Mina González, “Modelación de un convertidor DC-DC reductor en modo de conducción continua”, *Sapienza: International Journal of Interdisciplinary Studies*, vol. 3, núm. 4, pp. 250–260, ago. 2022, doi: 10.51798/SIJIS.V3I4.466.
- [19] J. J. Marulanda Durango, J. J. Ordoñez, y L. F. Mosquera Machado, “Diseño y construcción de un convertidor dc/dc tipo Boost con PWM ajustable”, *Scientia et technica*, vol. 22, núm. 1, pp. 9–14, mar. 2017, doi: 10.22517/23447214.12811.
- [20] M. Q. Duong, V. T. Nguyen, G. N. Sava, M. Scripcariu, y M. Mussetta, “Design and simulation of PI-type control for the Buck Boost converter”, en *2017 International Conference on ENERGY and ENVIRONMENT (CIEM)*, IEEE, oct. 2017, pp. 79–82. doi: 10.1109/CIEM.2017.8120769.



**Carlos Andrés Díaz Rodríguez**, nació en Cúcuta, Norte de Santander, Colombia, el 21 de noviembre de 2001, en el seno de una familia de clase trabajadora; desde muy pequeño destacó en el ámbito académico, especialmente en el manejo de la tecnología y los cálculos matemáticos. A los 16 años decidió estudiar Ingeniería Electromecánica, debido a su gran interés

por los circuitos electrónicos y eléctricos, así como, la programación de sistemas autónomos. En 2023 culminó sus estudios universitarios, recibiendo el título de Ingeniero Electromecánico en la Universidad Francisco de Paula Santander. Durante el período de jun-2023 a dic-2023, desempeñó el cargo de coordinador de automatización en la empresa de diseño, mantenimiento, modernización y automatización de elevadores “VIA ELEVADORES”. Actualmente, se desempeña como ingeniero de mantenimiento y confiabilidad (IMC) para la empresa MAGNEX (anteriormente MASA Stork), desarrollando sus labores en el oleoducto Caño Limón - Coveñas, en donde espera continuar su crecimiento personal y laboral.

Código ORCID: 0009-0002-2606-8639.



**Wilson Norbey Romano Torres**, nació en Cúcuta, Norte de Santander, Colombia, el 04 de septiembre del 2000. En el año 2018 ingresó a la Universidad Francisco de Paula Santander (UFPS), en donde en 2019, descubrió su pasión por la investigación, cuando se unió al grupo de Investigación en Desarrollo de Procesos Industriales (GIDPI), desde donde ha

podido crecer personal y académicamente, despertando su curiosidad por la investigación y la innovación en áreas de interés como los biocombustibles, el desarrollo de modelos matemáticos, el control y la instrumentación de procesos industriales. En 2023 obtuvo el título de Ingeniero Electromecánico.

Código ORCID: 0009-0009-6538-9399.



**Germán Enrique Gallego Rodríguez**, nació en Cúcuta, Norte de Santander, Colombia, el 16 de marzo de 1945, se graduó de Ingeniero Electricista en la Universidad Industrial de Santander en 1968, y obtuvo una Maestría en Ingeniería Eléctrica en el Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey en México en 1976. En el campo profesional

se desempeñó como Ingeniero Residente de la Termoeléctrica de Tibú, durante 5 años, para Centrales Eléctricas del Norte de Santander. La experiencia como docente, incluye 7 años como profesor asistente en la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Oriente, en Puerto La Cruz (Venezuela), 18 años como profesor asociado y Titular en la Universidad Nacional Experimental del Táchira (Venezuela); y desde 1997

trabaja adscrito al Departamento de Electricidad y Electrónica de la Universidad Francisco de Paula Santander (UFPS) en Cúcuta. Las áreas de trabajo han sido Electrotecnia, Máquinas Eléctricas, Mediciones Eléctricas, Electrónica de Potencia y Pensamiento Crítico. Con la UFPS ha publicado los siguientes libros: Elementos de Electrónica de Potencia (ISBN:978-958—8489-46-9) y Lógica y Resolución de Problemas (ISBN:978-958-8489-86-5).

Código ORCID: 0000-0003-4582-003X.