


# Simulación de un convertidor DC/DC cuadrático elevador con control modo corriente mediante Matlab/Simulink

## *Simulation of a boost quadratic converter DC/DC with current mode control using Matlab/Simulink*

a.\*Carlos Andrés Peñaloza-Luna, b.German Enrique Gallego-Rodríguez, c.Jhon Jairo Ramírez-Mateus,  
d.Karla Cecilia Puerto-López, e. Karla Yohana Sánchez-Mojica

 a. Ingeniero Electromecánico, Carlosandrespl@ufps.edu.co, Universidad Francisco de Paula Santander UFPS, Cúcuta, Colombia

 b. Magister en Ingeniería Eléctrica, germanenriquegr@ufps.edu.co, Universidad Francisco de Paula Santander UFPS, Cúcuta, Colombia

 c. Ingeniero Electrónico, jhonjairorm@ufps.edu.co, Universidad Francisco de Paula Santander, Cúcuta, Colombia

 d. Magister en Ingeniería de Telecomunicaciones, karlaceciliapl@ufps.edu.co, Universidad Francisco de Paula Santander, Cúcuta, Colombia

 e. Maestría en Ingeniería Industrial, Fundación de estudios Superiores Comfanorte, investigaciones@fesc.edu.co, Cúcuta, Colombia

Recibido: Julio 1 de 2022 Aceptado: Noviembre 8 de 2022

**Forma de citar:** C.A. Peñaloza-Luna, G.E. Gallego-Rodríguez, J.J. Ramírez-Mateus, K. C. Puerto-López y K. J. Sánchez-Mojica, “Prácticas académicas exitosas en áreas administrativas en modalidad virtual”, *Mundo Fesc*, vol. 12, no. s1, pp. 63-79, 2022

## Resumen

En este artículo se presenta el diseño y simulación de un convertidor cuadrático elevador en cascada, con un solo interruptor activo; y cuyo voltaje de salida es controlado por modo corriente promedio, para una potencia nominal de salida de 200W y un voltaje de 180Vdc. La principal aplicación de este convertidor es la regulación del voltaje de salida con cargas que requieran altos niveles de voltaje continuo, y que por sus características demanden un número N de etapas con la mayor ganancia de voltaje y potencia nominal. Los resultados de la simulación de las diferentes configuraciones del convertidor con cargas lineales y no lineales que presentan armónicos de voltaje, se obtuvieron con la herramienta Matlab/Simulink. Para el regulador de voltaje se ha propuesto un controlador clásico PI, el cual logra un buen desempeño como regulador. Finalmente se analiza el funcionamiento del convertidor cuadrático elevador utilizando múltiples niveles de potencia y voltajes de salida ajustables.

**Palabras clave:** Non-linear load, DC/DC converter, PI controller, Average current control, Elevator, Matlab, Linear model, Simulink

---

Autor para correspondencia:

\*Correo electrónico: karlaceciliapl@ufps.edu.co



## Abstract

This paper presents the design and simulation of a cascade boost quadratic converter, with a single active switch; and whose output voltage is controlled by average current mode, for a nominal output power of 200W and a voltage of 180Vdc. The main application of this converter is the regulation of the output voltage with loads that require high levels of continuous voltage, and that due to their characteristics require an N number of stages with the highest voltage gain and nominal power. The simulation results of the different configurations of the converter with linear and non-linear loads that present voltage harmonics were obtained with the Matlab/Simulink tool. For the voltage regulator, a classical PI controller has been proposed, which achieves a good performance as a regulator. Finally, the operation of the quadratic boost converter is analyzed using multiple power levels and adjustable output voltages.

**Keywords:** Non-linear load, DC/DC, converter, PI controller, Average current control, Elevator. Matlab, Linear model, Simulink

## Introducción

El uso de circuitos convertidores DC/DC ha venido aumentando rápidamente debido a las múltiples aplicaciones de las fuentes conmutadas, desde equipos de laboratorio, radios, computadoras, automóviles, hasta equipos aeroespaciales. El auge en el uso de sistemas de energías renovables como la fotovoltaica, ha impulsado el análisis y diseño de sistemas de control, de nuevas topologías de estos convertidores. En los sistemas fotovoltaicos se ha desechado en los convertidores CD/CD, el uso de transformadores, por razones de costo y eficiencia, para elevar el voltaje de 12 o 24 V, que lo suministran las baterías, a valores cercanos a 200 o 350V, que requieren los inversores, por lo anterior la ganancia de voltaje del convertidor debe ser elevado.

Una solución adecuada para la elevación de la ganancia de voltaje y un aumento en la potencia nominal suministrada es la implementación de convertidores elevadores en cascada. En este caso particular se plantea elevar a  $180V \pm 1.5V$  para alimentar una carga de 200W, 120V, 60 Hz con una alimentación de 24Vdc. Para cumplir este propósito se utilizará la topología del convertidor elevador cuadrático Figura (1) con un solo interruptor activo. Se muestra el análisis de las ganancias de CD con las correspondientes fórmulas para los rizados en los voltajes de los capacitores y corrientes de los inductores.

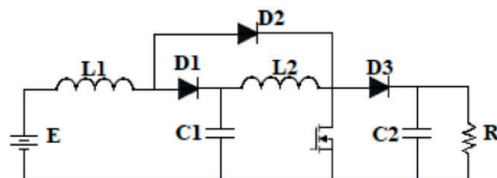


Figura. 1 Convertidor Elevador Cuadrático

Para el análisis en comportamiento dinámico se utilizan los modelos lineales promediados y se obtienen las representaciones matriciales en el espacio de estados expresados de la forma  $\dot{X}=F(u)X+Gue$ , las cuales son válidas para convertidores operados a alta frecuencia, bajo el modo de conducción continua [1].

Finalmente se diseña el control modo corriente promedio el cual es utilizado ampliamente debido a la reducción de la sensibilidad de los convertidores DC/DC, la cual aumenta linealmente con respecto al número de etapas del convertidor [2].

**Modelamiento del convertidor**

A continuación, se presenta el modelamiento del convertidor controlado con un solo interruptor activo y sus dos estados posibles: cuando el transistor se encuentra cerrado y cuando está abierto.

**Estado 1, Q on.** En el primer estado posible se tiene que el interruptor activo se encuentra cerrado durante  $(0 \leq t \leq DT)$ , el diodo D2 opera simultáneamente a Q, y los diodos D1 y D3 se encuentran abiertos, la figura 2 presenta el circuito equivalente del primer estado.

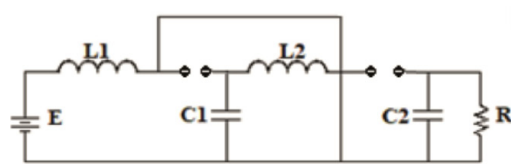


Figura. 2 circuito equivalente para Q on

Del circuito equivalente se puede tomar las siguientes polaridades de voltajes y direcciones de corriente para su respectivo análisis eléctrico el cual se presenta en la figura 3.

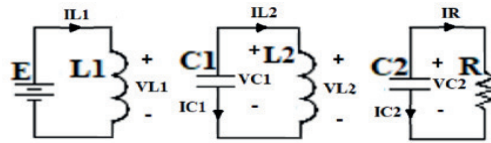


Figura. 3 variables del circuito equivalente para Q on

Aplicando las leyes de Kirchhoff se obtienen las siguientes expresiones que modelan el primer estado. Ecuaciones (1), (2), (3), (4) y (5).

$$v_{L1} = e; \quad v_{L1} = L_1 * \frac{di_{L1}}{dt}; \quad \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{e}{L1} \tag{1}$$

$$i_{L1} = \frac{e}{L_1}$$

$$i_{c1} = -i_{L2}; \quad -i_{L2} = C_1 \frac{dv_{c1}}{dt}; \quad \frac{dv_{c1}}{dt} = -\frac{i_{L2}}{C_1} \tag{2}$$

$$v_{c1} = -\frac{i_{L2}}{C_1}$$

$$v_{L2} = v_{c1} \quad v_{c1} = L_2 * \frac{di_{L2}}{dt} \tag{3}$$

$$i_{L2} = \frac{v_{c1}}{L_2}$$

$$i_{C2} = -i_R; \quad i_R = \frac{v_{C2}}{R}; \quad \frac{-v_{C2}}{R} = C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} \quad (4)$$

$$v_{C2} = -\frac{v_{C2}}{RC_2}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ \dot{v}_{C1} \\ \dot{v}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_2 R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} e \quad (5)$$

**Estado 2, Q Off.** En el segundo estado Q se encuentra abierto durante ( $DT \leq t \leq T$ ), al igual que el diodo D2, los diodos D1 y D3 se cierran, la Figura 4 presenta el circuito equivalente del segundo estado.

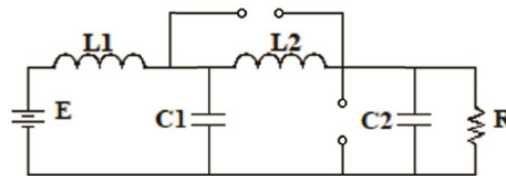


Figura. 4 Circuito equivalente para Q off

Se asume la misma polaridad de los voltajes y la misma dirección para las corrientes como se asumieron en el primer estado, así el circuito equivalente queda expresado en la figura 5.

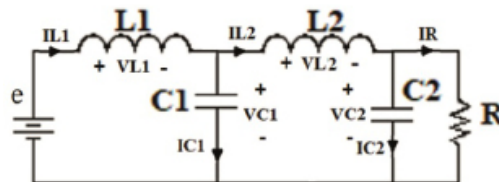


Figura. 5 variables del circuito equivalente para Q off

Con las leyes de Kirchoff se obtienen las siguientes expresiones que modelan el segundo estado. Ecuaciones (6), (7), (8), (9) y (10).

$$v_{L1} = e - v_{C1}; \quad v_{L1} = L_1 * \frac{di_{L1}}{dt} \quad (6)$$

$$\dot{i}_{L1} = \frac{e}{L_1} - \frac{v_{C1}}{L_1}$$

$$i_{C1} = i_{L1} - i_{L2}; \quad i_{C1} = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} \quad (7)$$

$$v_{C1} = \frac{i_{L1}}{C_1} - \frac{i_{L2}}{C_1}$$

$$v_{L2} = v_{c1} - v_{c2}; \quad v_{L1} = L_2 * \frac{di_{L2}}{dt} \quad (8)$$

$$i_{L2} = \frac{v_{c1}}{L_2} - \frac{v_{c2}}{L_2}$$

$$i_{c2} = i_{L2} - i_R; \quad i_R = \frac{v_{c2}}{R}; \quad i_{c2} = C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} \quad (9)$$

$$v_{c2} = \frac{i_{L2}}{C_2} - \frac{v_{c2}}{RC_2}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ \dot{v}_{c1} \\ \dot{v}_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{C_2 R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} e \quad (10)$$

Con las ecuaciones de estado (5) y (10) se define la función de conmutación representada por la variable q, esta toma un valor binario [0, 1]. La variable q valdrá uno cuando el interruptor que representa esta encendido y cero cuando está apagado, de esta manera la ecuación del estado 1 (5) será multiplicada por la variable q y la ecuación del estado 2 (10) será multiplicada por q', ya que este es el complementario de q, estas variables están relacionadas por la expresión q'=1-q. Utilizando las funciones de conmutación definidas se obtiene el modelo conmutado del convertidor elevador cuadrático, que este dado por (11)

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ \dot{v}_{c1} \\ \dot{v}_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-q'}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-q'}{L_2} \\ \frac{q'}{C_1} & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{q'}{C_2} & 0 & \frac{-1}{C_2 R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} e \quad (11)$$

### Modelo promediado del convertidor

El modelo promedio es una herramienta muy importante en el análisis de convertidores de potencia, se puede obtener a partir de las ecuaciones de estado conmutado utilizando la relación de trabajo en lugar de la función de conmutación [1].

La técnica de estados promediados tiene como objetivo encontrar un circuito aproximado para el análisis de comportamiento promediado de las variables del circuito, aun en regímenes transitorios que no contienen características periódicas [2].

La función de conmutación toma el valor de 1 para Q on, entre  $t_i$  y  $t_i+dT_s$ , y el valor de 0 entre  $t_i+dT_s$  y  $t_i+T_s$ , tal como se presenta en la Figura 6.

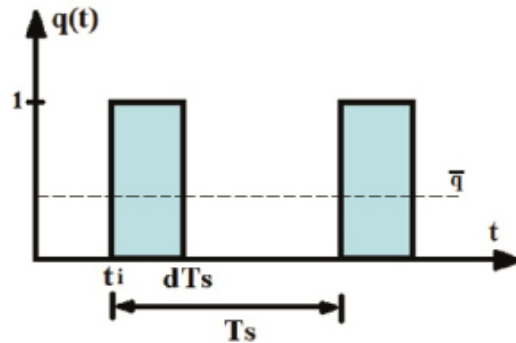


Figura. 6 Promedio de la función de conmutación q

El valor promedio de la función de conmutación está dado por

$$\bar{q} = \frac{1}{T_s} \int_{t_i}^{t_i+T_s} q(t) dt$$

$$\bar{q} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_{t_i}^{t_i+dT_s} (1) dt + \int_{t_i+dT_s}^{t_i+T_s} (0) dt \right] \quad (12)$$

$$\bar{q} = \frac{1}{T_s} (t) \left\{ \begin{matrix} t_i + dT_s \\ t_i \end{matrix} = \frac{dT_s}{T_s} \right.$$

$$\bar{q} = d \quad \therefore \quad \bar{q}' = d'; \quad d = 1 - d'$$

El sistema tiene una representación del tipo en (13)

$$\dot{X} = \bar{F}(u)X + \bar{G}(u)e$$

$$\begin{bmatrix} i_{L1}' \\ i_{L2}' \\ v_{C1}' \\ v_{C2}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-d'}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-d'}{L_2} \\ \frac{d'}{C_1} & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{d'}{C_2} & 0 & \frac{-1}{C_2 R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} e \quad (13)$$

De la representación matricial de las ecuaciones de estados promediados se puede concluir que no es de tipo lineal, ya que la matriz F depende de la señal de conmutación d(t).

### Modelo lineal del convertidor

Debido a la dificultad de resolver ecuaciones no lineales se hacen aproximaciones y suposiciones por razones prácticas, ya que al obtener una representación lineal del convertidor conmutado es posible utilizar herramientas de control lineal como la transformada de Laplace y el diagrama de bode [3].

En los convertidores conmutados el proceso de linealización es conocido como modelo de pequeña señal, y permite conocer las propiedades dinámicas de las variables de control, aunque está limitado a un rango de frecuencia menor a la mitad de la frecuencia de conmutación. Para linealizar el sistema primero se reemplazan los parámetros de control y variables de estado por cantidades perturbadas, se reescriben las ecuaciones en términos de las variables perturbadas sin considerar el producto de perturbaciones, se sustituyen los valores de los parámetros constantes por sus valores nominales. A continuación, se presenta la linealización para las 4 variables de estado promediados (11). Organizando las ecuaciones (14, 15, 16, 17) de forma matricial se tiene la representación en estados promediados linealizado como se presenta en (18).

$$\begin{aligned}
 i_{L1} &= \frac{e}{L_1} - \frac{v_{c1}}{L_1} + \frac{dv_{c1}}{L_1} \\
 \tilde{i}_{L1} &= \frac{\tilde{e}}{L_1} - \frac{\tilde{v}_{c1}}{L_1} + \frac{d\tilde{v}_{c1}}{L_1} + \frac{d\tilde{v}_{c1}}{L_1}; \quad V_{c1} = \frac{E}{D'} \\
 \tilde{i}_{L1} &= \frac{\tilde{e}}{L_1} - \frac{D'\tilde{v}_{c1}}{L_1} + \frac{E\tilde{d}}{D'L_1}
 \end{aligned} \tag{14}$$

$$\begin{aligned}
 v_{c1} &= \frac{d'i_{L1}}{C_1} - \frac{i_{L2}}{C_1} \\
 \tilde{v}_{c1} &= \frac{D'\tilde{i}_{L1}}{C_1} - \frac{\tilde{D}i_{L1}}{C_1} - \frac{\tilde{i}_{L2}}{C_1}; \quad I_{L1} = \frac{E}{D'^4R} \\
 \tilde{v}_{c1} &= \frac{D'\tilde{i}_{L1}}{C_1} + \frac{\tilde{i}_{L2}}{C_1} - \frac{E\tilde{d}}{D'^4RC_1}
 \end{aligned} \tag{15}$$

$$\begin{aligned}
 i_{L2} &= \frac{v_{c1}}{L_2} - \frac{d'v_{c2}}{L_2} \\
 \tilde{i}_{L2} &= \frac{\tilde{v}_{c1}}{L_2} - \frac{D'\tilde{v}_{c2}}{L_2} + \frac{d\tilde{v}_{c2}}{L_2}; \quad V_{c2} = \frac{E}{D'^2} \\
 \tilde{i}_{L2} &= \frac{\tilde{v}_{c1}}{L_2} - \frac{D'\tilde{v}_{c2}}{L_2} + \frac{d\tilde{v}_{c2}}{L_2}
 \end{aligned} \tag{16}$$

$$\begin{aligned}
 v_{c2} &= \frac{d'i_{L2}}{C_2} - \frac{v_{c2}}{RC_2} \\
 \tilde{v}_{c2} &= \frac{d'\tilde{i}_{L2}}{C_2} - \frac{\tilde{d}i_{L2}}{C_2} - \frac{\tilde{v}_{c2}}{RC_2}; \quad I_{L2} = \frac{E}{D'^3R} \\
 \tilde{v}_{c2} &= \frac{d'\tilde{i}_{L2}}{C_2} - \frac{\tilde{d}E}{D'^3RC_2} - \frac{\tilde{v}_{c2}}{RC_2}
 \end{aligned} \tag{17}$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-D'}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-D'}{L_2} \\ \frac{D'}{C_1} & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{D'}{C_2} & 0 & \frac{-1}{C_2 R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{D'L_1} & \frac{1}{L_1} \\ \frac{E}{L_2 D'^2} & 0 \\ \frac{-E}{RC_1 D'^4} & 0 \\ \frac{-E}{RC_2 D'^2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{d} \\ \tilde{e} \end{bmatrix} \quad (18)$$

Partiendo del modelo linealizado para el convertidor elevador cuadrático, se obtiene las siguientes funciones de transferencia con respecto al ciclo de trabajo de la corriente de L1 y el voltaje de C2 [4].

$$\begin{aligned} \frac{\tilde{v}_{C2}(s)}{\tilde{d}(s)} &= \frac{-E}{RC_2 D'^2} \left( \frac{S^3 + b_2 S^2 + b_1 S + b_0}{S^4 + a_3 S^3 + a_2 S^2 + a_1 S + a_0} \right) \\ \frac{\tilde{i}_{L1}(s)}{\tilde{d}(s)} &= \frac{E}{D'L_1} \left( \frac{S^3 + c_2 S^2 + c_1 S + c_0}{S^4 + a_3 S^3 + a_2 S^2 + a_1 S + a_0} \right) \\ a_3 &= \frac{1}{RC_2}; \quad a_2 = \frac{1}{L_2 C_1} + \frac{D'^2}{L_1 C_1} + \frac{D'^2}{L_2 C_2} \\ a_1 &= \frac{D'^2 + L_1}{L_1 C_1 L_2 C_2 R}; \quad a_0 = \frac{D'^2}{L_1 C_1 L_2 C_2} \\ b_2 &= \frac{-RD'^2}{L_2}; \quad c_1 = \frac{2}{L_2 C_1} + \frac{D'^2}{L_1 C_1} \\ b_0 &= \frac{-2RD'^4}{L_1 C_1 L_2} \\ c_2 &= \frac{1}{RC_2} + \frac{1}{D'^2 RC_1}; \quad c_1 = \frac{1}{D'^2 R^2 C_1 C_2} + \frac{2}{L_2 C_1} + \frac{D'^2}{L_2 C_2} \\ c_0 &= \frac{4}{C_1 L_2 C_2 R} \end{aligned} \quad (19)$$

Con el objetivo de simular un convertidor cuadrático elevador con la topología presentada en la figura 1, se plantean los siguientes parámetros para el diseño presentados en la tabla I.

Tabla I. Parametros del convertidor DC/DC

Potencia	Vin	Vo	ΔVo
200W	24 + 4V	180V	< 3.6V

Tomando una frecuencia de conmutación de 100 Khz y una carga de lastre de 10W asegurando la operación del convertidor en modo continuo, se obtienen los siguientes valores para los filtros (tabla II) y ecuación (20).

Tabla II. Parámetros del convertidor elevador cuadrático

L1	L2	C1	C2	R
0.1mH	0.75mH	69μF	3.3μF	162

$$V_o = \frac{V_{in}}{(1 - D)^2} \quad (20)$$



De la relación de elevación del convertidor ideal se tiene un ciclo de trabajo aproximado de  $D=0.635$ . Por tanto,  $D'=1-0.635=0.365$ . Se obtienen las expresiones (21) del modelo promediado lineal a partir de los parámetros de diseño.

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -3650 & 0 \\ 0 & 0 & 1333 & -486 \\ 5289 & -14492 & 0 & 0 \\ 0 & 1.1 \cdot 10^5 & 0 & -1870 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 6.57 \cdot 10^5 & 10^4 \\ 2.4 \cdot 10^5 & 0 \\ -1.21 \cdot 10^5 & 0 \\ -9.23 \cdot 10^5 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{d} \\ \tilde{e} \end{bmatrix} \quad (21)$$

Las funciones de transferencia para el voltaje de salida y corriente de entrada del convertidor en función del ciclo de trabajo quedan dadas por (22):

$$\frac{\tilde{v}_{C2}(s)}{\tilde{d}(s)} = 9.23 \cdot 10^5 \cdot \left( \frac{s^3 + 2.88 \cdot 10^4 s^2 + 5.8 \cdot 10^6 s - 1.11 \cdot 10^{12}}{s^4 + 1870 s^3 + 9.25 \cdot 10^6 s^2 + 7.23 \cdot 10^{10} s + 1.04 \cdot 10^{15}} \right)$$

$$\frac{\tilde{i}_{L1}(s)}{\tilde{d}(s)} = 6.58 \cdot 10^5 \cdot \left( \frac{s^3 + 2541 s^2 + 9.37 \cdot 10^7 s + 1.446 \cdot 10^{11}}{s^4 + 1870 s^3 + 9.25 \cdot 10^6 s^2 + 7.23 \cdot 10^{10} s + 1.04 \cdot 10^{15}} \right) \quad (22)$$

Con la función de transferencia presentada se observa que tienen el mismo denominador, por tanto, comparten los mismos polos ubicados en  $-364.5 \pm 3625j$  y en  $-570.5 \pm 8833j$ , Los ceros de la corriente de L1 se encuentran en  $-1571$  y  $-270 \pm 9577j$ , y los ceros del voltaje de C2 en  $28120$  y  $328.7 \pm 3625j$ , la existencia de ceros en el lado derecho del plano-s a sido estudiado ampliamente y se tiene que estos ceros están relacionados a la inversión de fase del sistema a altas frecuencias [5]. Se requiere agregar otros filtros al convertidor para que no se presenten ceros en el lado derecho del plano s, ya que no es posible cancelarlos bajo ninguna condición de funcionamiento, resultando inherentes al convertidor, lo cual significa que tendríamos una topología nueva que implica una mayor complejidad al aumentar el orden de la función de transferencia. [6]

### Control modo corriente promedio

En la teoría clásica sobre el control de convertidores conmutados se distinguen dos esquemas principales, modo corriente y modo voltaje. El modo voltaje se caracteriza por tener un solo lazo de retroalimentación para el voltaje de salida y es conocido como ciclo de trabajo programable [7]. En el segundo esquema conocido como corriente programada se tiene dos lazos de retroalimentación, para el voltaje de salida y la corriente de entrada, este ofrece ciertas ventajas sobre el control modo voltaje, como una respuesta transitoria más rápida, y protección instantánea a sobrecargas [8]. El control modo corriente dispone de dos formas de implementación, por corriente pico, la cual se compara con una referencia y al alcanzar este nivel se apaga el interruptor, pero debido al ruido de la señal de corriente que puede contener picos de corriente por la conmutación natural del convertidor, generando problemas por falsos disparos. El modo corriente promedio soluciona este problema al agregar un amplificador integrador de alta ganancia del error de la corriente, este arreglo presenta una alta ganancia en bajas frecuencias y una correcta atenuación de las señales de alta frecuencia [9].

La Figura 7 muestra el diagrama de bloques típico del lazo de corriente del control modo-corriente promedio según el modelo de pequeña señal [10].

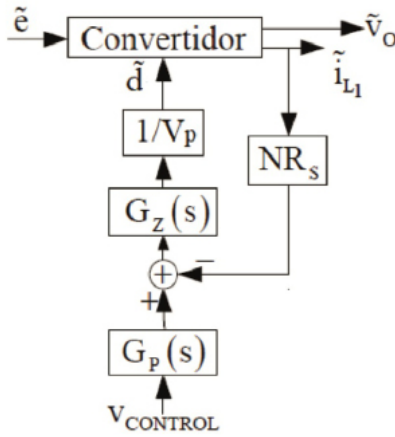


Figura. 7 Diagrama de bloques control modo-corriente promedio

$G_z$  es un compensador de alta ganancia y  $G_p$  Es un filtro pasa-bajas con un polo a alta frecuencia (23)

$$G_z(s) = K_p \left( 1 + \frac{s}{\omega_z} \right) \quad (23)$$

$$G_p(s) = \frac{1}{\left( 1 + \frac{s}{\omega_p} \right)}$$

El cero del compensador debe colocarse una década por debajo de la mitad de la frecuencia de conmutación y el polo de alta frecuencia de  $G_p$  mayor a la mitad de dicha frecuencia [3]. Se tomó  $f=100\text{Khz}$ ,  $\omega_z$  a  $20\text{k}$  y  $\omega_p$  a  $250\text{k}$ . El valor de  $K_p$  se relaciona con la con la ganancia de corriente “N”, la Figura 8 presenta la respuesta en frecuencia del lazo de corriente con múltiples  $K_p$ .

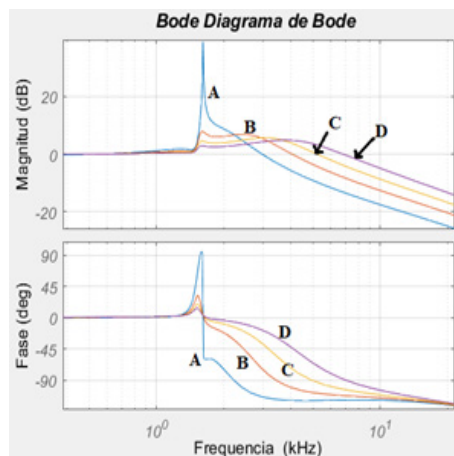


Figura 8 respuesta en frecuencia de  $I_{L1}(s)/V_{control}$

Los valores de  $K_p$  para  $NR=1$  en cada función son:  $A=230$ ,  $B=380$ ,  $C=560$ ,  $D=800$  en caso de no tener un valor unitario para  $NR$ , se obtendrá la misma función con el cociente de  $K_p/NR$  y su nivel en régimen permanente será igual a  $NR$ . Otro valor importante es el de

la ganancia N, ya que aumenta el margen de ganancia y por consecuencia determina la estabilidad del sistema, la Figura 9 presenta la respuesta de la función de transferencia del voltaje de salida con respecto al ciclo de trabajo.

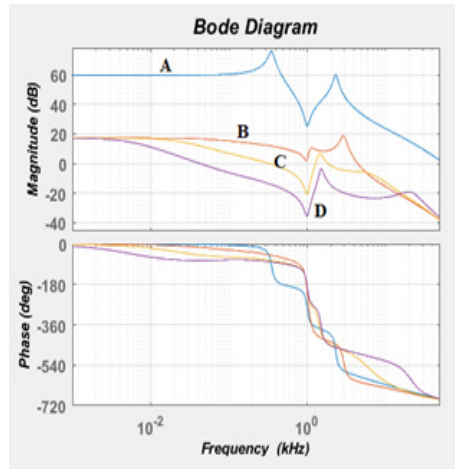


Figura. 9 Respuesta en frecuencia de  $\tilde{v}_{c1}(s)/v_{control}$

Los valores de N para cada función son: B=0.7, C=1, D=2, A=Lazo abierto. Se observa como el pico de resonancia del voltaje de salida en baja frecuencia se ha atenuado completamente y la magnitud del segundo disminuye considerablemente. Al cerrarse el lazo de corriente, la función de transferencia del voltaje de salida al voltaje de control se modifica con el compensador y la ganancia N, dando amortiguamiento a los picos de resonancia, por lo tanto, se tiene un sistema con un polo dominante [3]. En el diseño del control PI el valor de Kp se diseña de acuerdo a la red divisora de tensión, necesaria para disminuir el voltaje de salida, en este caso 180V a un valor adecuado, la ganancia de lazo es menor que 1 a la frecuencia de resonancia del par de ceros complejos. En este caso,  $K_p=1.5$  ya que el lazo de retroalimentación del voltaje tiene una ganancia de 1/18, la ganancia del integrador  $K_i=2400$ .

### Simulación

El funcionamiento del convertidor cuadrático elevador en diferentes puntos de operación: con acople y desacople de cargas lineales, se simula con la herramienta de Simulink/Matlab. La Figura (10) ilustra el diagrama esquemático de las conexiones de potencia, y la Figura (11) muestra el esquema del subsistema de control modo corriente promedio.

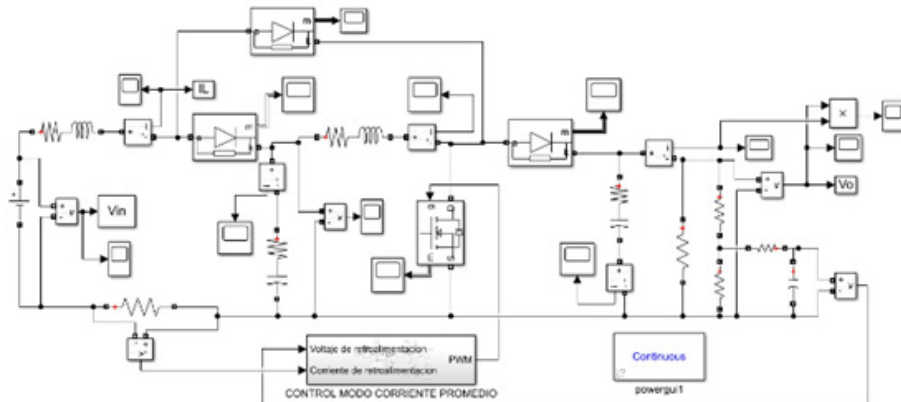


Figura. 10 Convertidor elevador cuadrático

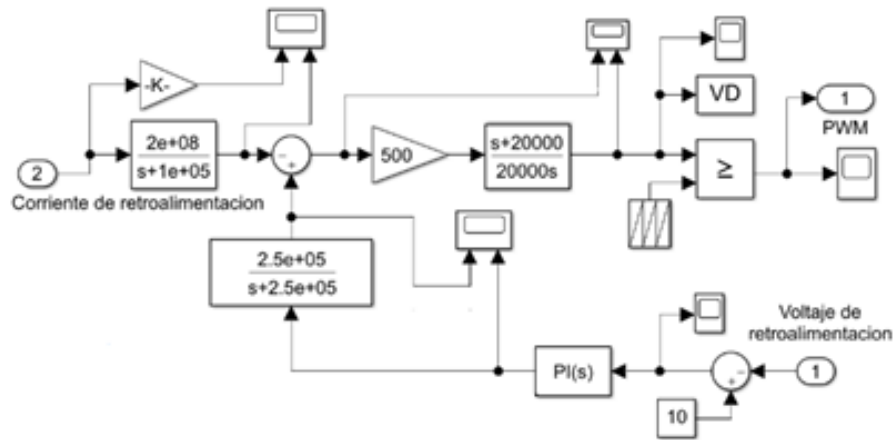


Figura. 11 Conexión control modo corriente

Las siguientes gráficas presentan el voltaje de salida, Figura 12 y la potencia de la carga ajustada a 200W, 150W, 50W y 100W, se observa un tiempo de estabilización de 5ms en cada transición, figura 13.

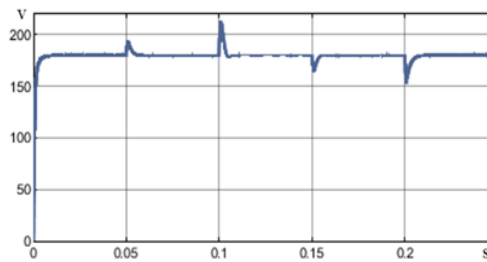


Figura. 12 Voltaje de salida

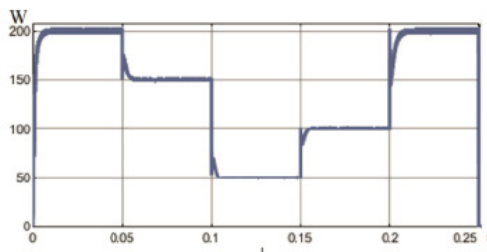


Figura. 13 Potencia de salida

El voltaje de la relación de voltaje es comparado con una señal diente de sierra de 100khz. Para un voltaje de entrada de 24V se tiene una relación de trabajo estable de 0.635, figura (14). Y la corriente de entrada figura (15).

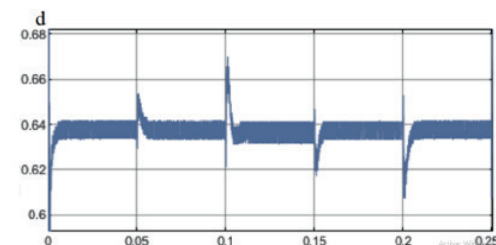


Figura. 14 Relación de trabajo

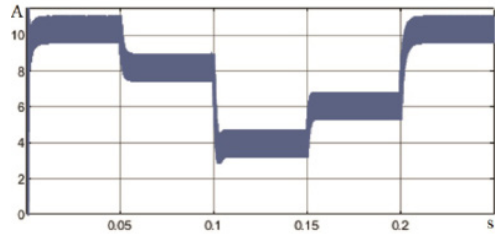


Figura. 15 Corriente de entrada del convertidor

El voltaje de entrada del convertidor puede variar entre 20 y 24V, esto permite que pueda ser alimentado por una batería o un regulador de un sistema fotovoltaico. Con este fin se simula el convertidor con una alimentación de 28V que va disminuyendo hasta 22, Figura 16.

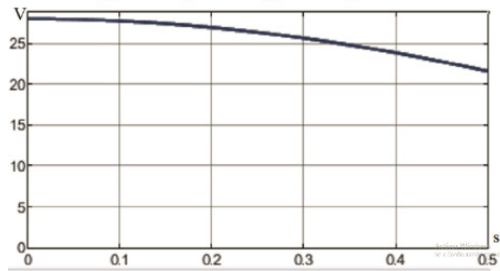


Figura. 16 Voltaje de entrada del convertidor con decrecimiento

Ante este planteamiento cabe resaltar que una batería adecuada para esta exigencia de la carga no se descargaría plenamente en 0.5 segundos, por esta razón el voltaje de salida disminuye 0.4V su voltaje medio, debido a la rápida variación que experimenta el voltaje de entrada (figura 17).

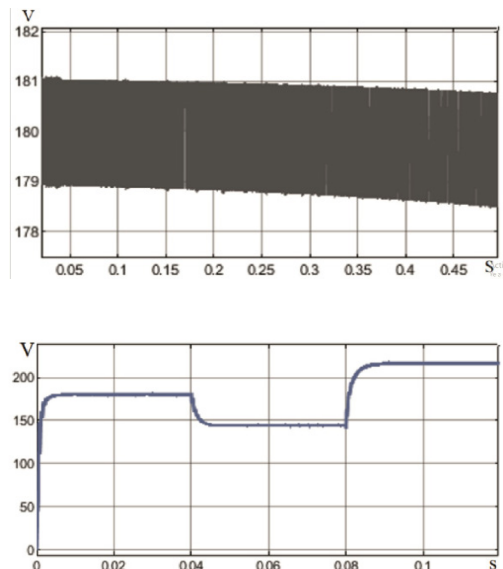


Figura. 17 Voltaje de salida con variación del voltaje de entrada

La relación de trabajo comienza a aumentar paulatinamente hasta llegar a un valor medio de 0.65 como se presenta en la figura 18

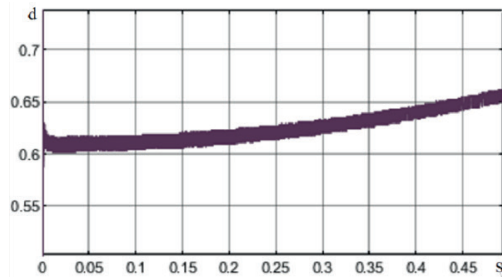


Figura. 18 Relación de trabajo del convertidor

Ahora se plantea variar la señal de referencia del control modo corriente, para obtener un voltaje a la salida de 180V, 144V y 216V. La respuesta del voltaje de salida del convertidor se presenta en la figura 19.

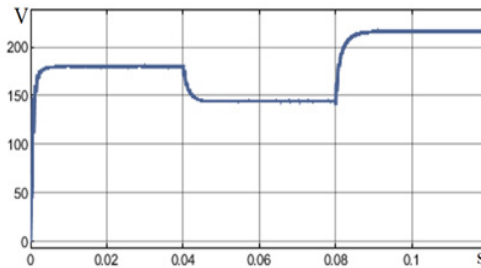


Figura. 19 Voltaje de salida ajustado con la señal de referencia

Se observa un tiempo transitorio de 5ms en cada transición. Una respuesta adecuada que permite regular el nivel de salida a diferentes valores deseados. La relación de trabajo se presenta en la Figura (20). Aunque no presenta variaciones considerables es necesario para la implementación una configuración que limite la relación de trabajo a un nivel considerable, en este caso 0.7 que permite tener una ganancia de voltaje de 11.

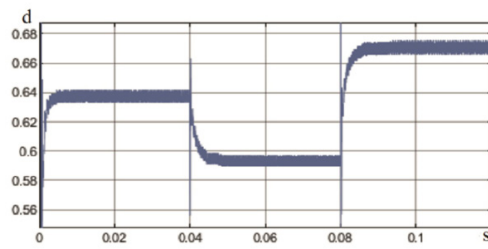


Figura. 20 Relación de trabajo para diferentes voltajes de salida ajustados

La corriente de entrada del convertidor con una carga constante de  $162\Omega$  varía según el voltaje de entrada como se presenta en la Figura (21).

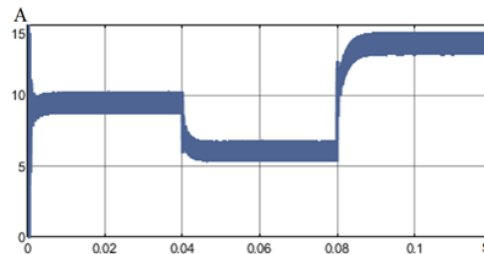


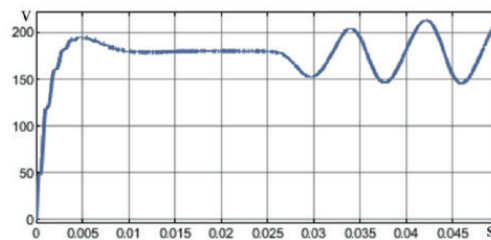
Figura. 21. Corriente de entrada con carga de  $162\Omega$

La tabla III presenta los resultados obtenidos en la anterior simulación para ser comparados con los valores calculados del modelo ideal del convertidor.

**Tabla III. Comparación de los valores estimados y simulados en  $v_o$ ,  $D$ ,  $i_{L1}$  del convertidor**

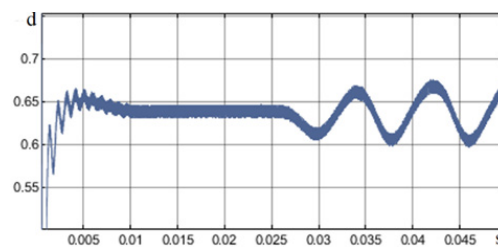
$V_{out}$		$D$		$I_{L1}$	
Diseño	Simulado	Diseño	Simulado	Diseño	Simulado
180 V	180 V	0.635	0.637	9.5A	8.35 A
144 V	144 V	0.592	0.593	6.4A	5.33A
216 V	216 V	0.667	0.670	13.8 A	12 A

Finalizando el análisis del convertidor se observa su comportamiento ante cargas no lineales, como el puente inversor con modulación unipolar. Este se acopla con un retardo de 25ms para que no interfiera con el transitorio del convertidor (figura 22).

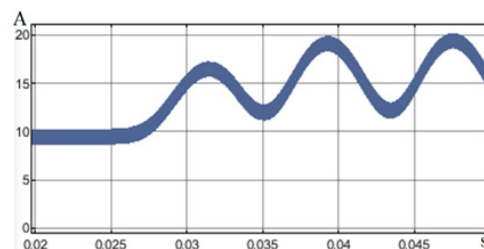


**Figura 22. Voltaje de salida con distorsión armónica**

Con una carga de 150W en el puente inversor se obtiene un armónico de voltaje en la salida del convertidor a 120Hz, debido a la modulación unipolar, con una amplitud de 30Vp, se requiere aumentar el valor de los filtros de salida del convertidor para atenuar los armónicos generados por la carga no lineal, figura 23, evitando que lleguen hasta la alimentación como se presenta en la corriente de L1 de la figura 24.



**Figura 23. Ciclo de trabajo con carga no lineal**



**Figura 24. Corriente de entrada con distorsión armónica**



## Conclusiones

Se presentó el diseño y simulación de un convertidor cuadrático elevador con control modo corriente promedio para el análisis de su respuesta ante diferentes puntos de operación: variación del voltaje de entrada, variación de la potencia de la carga y distintos voltajes de referencia. Para cumplir con el desempeño planteado, se utilizó un control clásico PI obteniendo buenas características de regulación y se observó su comportamiento ante cargas no lineales como un puente inversor con modulación unipolar.

## Referencias

- [1] L. Krein, *Elements of Power Electronics*, Oxford University Press, 1998.
- [2] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht y G. C. Verghese, *Principles of Power Electronics*, Addison-Wesley Publishing Company, 1991
- [3] M. G. Ortiz-Lopez, *Control de convertidores en cascada con un solo interruptor activo*, San Luis Potosino : Instituto potosino de investigación científica y tecnología , 2007
- [4] J. A. Morales-Saldaña, R. Galarza-Quirino, E. E. Carbajal-Gutierrez, J. Leyva-Ramos y M. G. Ortiz-Lopez, "Multiloop controller desing for a quadratic boost converter", *IET Proc. Electr. Power Appl*, vol. 1, n° 3, pp. 362-367, 2007
- [5] R. W. Erickson y D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publishers, 2001
- [6] J. Calvente, L. Martinez-Salamero, H. Valderrama y E. Vidal-Idiarte, "Using magnetic coupling to eliminate right half-plane zeros in boost converters", *Power Electronics Letters, IEEE*, vol. 2, n° 2, pp. 58-62, June 2004
- [7] C. W. Diesch, "Simple switching control method changes power converter into a current source", de *10 IEEE Power Electronics Specialist Conf.*, Syracuse N.Y., 1978
- [8] S. P. Hsu, A. Brown, L. Rensik y R. D. Middlebrook, "Modeling and analysis of switching dc-to-dc converters in constant frequency current-programmed mode", de *10 IEEE Power Electronics Specialist Conf.*, San Diego, Ca., 1979
- [9] L. H. Dixon, "Average current-mode control of switching power supplies", de *Unitrode Power Seminar Handbook*, Seminar U-140, 1990.
- [10] W. Tang, F. C. Lee y R. B. Ridley, "Small-Signal modeling of average current-mode control", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8, n° 2, pp. 112-119, 1993
- [11] J. A. Morales-Saldaña, E. E. Carbajal-Gutierrez y J. Leyva-Ramos, "Modeling of switch-mode DC-DC cascade converters", *IEEE Trans. Aerosp.*, vol. 38, n° 1, pp. 295-299, 2002
- [12] M. G. Ortiz-Lopez, J. A. Morales-Saldaña, R. Galarza-Quirino, E. E. Carbajal-Gutierrez y J. Leyva-Ramos, "Modeling and control of a cascade boost converter with a single switch", de *32nd IEEE Industrial Electronics Conf. IECON'06*, Paris, France, 2006
- [13] J. A. Morales-Saldaña, R. Loera-Palomo, E. Palacios-Hernández, and J. L. González-Martínez, "Modelling and control of a DC-DC quadratic boost converter with R2P2", *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 1, pp. 11–22, 2014
- [14] S. W. Lee and H. L. Do, "Quadratic Boost DC-DC Converter with High Voltage Gain and Reduced Voltage Stresses", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 3, pp. 2397–2404, 2019



- [15] P. Saadat and K. Abbaszadeh, "A Single-Switch High Step-Up DC-DC Converter Based on Quadratic Boost", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 12, pp. 7733–7742, 2016
- [16] F. Alonge, M. Pucci, R. Rabbeni, and G. Vitale, "Dynamic modelling of a quadratic DC/DC single-switch boost converter", *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 152, pp. 130–139, 2017
- [17] M. Zaid et al., "A family of transformerless quadratic boost high gain dc-dc converters", *Energies*, vol. 14, no. 14, 2021
- [18] F. L. De Sa, D. Ruiz-Caballero, and S. A. Mussa, "A new DC-DC double Boost Quadratic converter", *2013 15th Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE 2013*, 2013
- [19] J. Leyva-Ramos, M. G. Ortiz-Lopez, L. H. Diaz-Saldierna, and J. A. Morales-Saldaña, "Switching regulator using a quadratic boost converter for wide DC conversion ratios," *IET Power Electron.*, vol. 2, no. 5, pp. 605–613, 2009
- [20] F. H. Dupont, V. F. Montagner, J. R. Pinheiro, H. Pinheiro, S. V. G. Oliveira, and A. Péres, "Comparison of linear quadratic controllers with stability analysis for DC-DC boost converters under large load range", *Asian J. Control*, vol. 15, no. 3, pp. 861–871, 2013
- [21] S. Ozdemir, N. Altin, and I. Sefa, "Fuzzy logic based MPPT controller for high conversion ratio quadratic boost converter", *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 42, no. 28, pp. 17748–17759, 2017