

DISEÑO DE CONTROLADOR HÍBRIDO PARA CONVERTIDOR ELEVADOR CUADRÁTICO

HYBRID CONTROLLER DESIGN FOR QUADRATIC BOOST CONVERTER

Pedro Martín García Vite

Tecnológico Nacional de México / IT de Ciudad Madero, México
pedro.gv@cdmadero.tecnm.mx

Jesús Eduardo Pedraza Barrón

Tecnológico Nacional de México / IT de Ciudad Madero, México
d17073005@cdmadero.tecnm.mx

Josué Francisco Rebullosa Castillo

Tecnológico Nacional de México / IT de Ciudad Madero, México
d12071343@cdmadero.tecnm.mx

Francisca Hernández Angel

Universidad Politécnica de Altamira, México
frany.hernandez@upalt.edu.mx

Ana Lidia Martínez Salazar

Tecnológico Nacional de México / IT de Ciudad Madero, México
ana.ms@cdmadero.tecnm.mx

Recepción: 9/diciembre/2024

Aceptación: 6/febrero/2025

Resumen

Dentro de las fuentes de energía renovable de bajo voltaje, las celdas fotovoltaicas requieren de convertidores con alta ganancia y estabilidad, lo cual se obtiene mediante controladores de voltaje. Además, los avances en procesadores digitales permiten diseñar controladores precisos, aunque en situaciones de alta demanda de procesamiento, los circuitos analógicos ofrecen una alternativa viable. Este artículo propone el diseño de un controlador híbrido que combina controladores analógicos con un microcontrolador para la generación PWM, manipulando las etapas del convertidor seleccionado. Se describen la estrategia de conmutación y el modelo matemático del controlador. Los resultados en simulación muestran que es posible generar una señal PWM con un microcontrolador en función de la acción

correctiva del controlador. Además, el voltaje de referencia es mantenido ante perturbaciones en el voltaje de referencia y la corriente de carga.

Palabras Clave: Controlador analógico, Controlador digital, Convertidor de potencia, Microcontrolador.

Abstract

Among low-voltage renewable energy sources, photovoltaic cells require high gain and stability converters, achieved through voltage controllers. Furthermore, advancements in digital processors enable the design of precise controllers, although analog circuits offer a viable alternative in situations with high processing demand. This paper proposes the design of a hybrid controller that combines analog controllers with a microcontroller for PWM generation, handling the stages of the selected converter. The switching strategy and the mathematical model of the controller are described. Simulation results show that it is possible to generate a PWM signal with a microcontroller based on the corrective action of the controller. The reference voltage is also reached despite disturbances in the reference voltage and the load current.

Keywords: Analog controller, Digital controller, Microcontroller, Power converter.

1. Introducción

La preocupación por la conservación del medioambiente ha impulsado e incentivado el uso de energías renovables. Una de las fuentes de generación que más atención e interés ha provocado es la energía solar fotovoltaica. Sin embargo, la generación por unidad de panel solar es por lo regular de bajo nivel y, dada su naturaleza, es muy variable. En este escenario, los convertidores electrónicos de potencia o convertidores estáticos de potencia (CEP) son ampliamente utilizados, cumpliendo características específicas para cada aplicación [Forouzesh, 2017]. No obstante, se han identificados dos propiedades sobre las cuales se desea abordar una propuesta de solución. La primera concierne a la amplificación del voltaje de bajo nivel entregado por el panel solar y la segunda está relacionada con la regulación del voltaje variable que se produce.

La necesidad de elevar el voltaje proporcionado por un panel solar se debe a que, generalmente, las cargas alimentadas son del corriente alterna (C.A.) con una magnitud de 127 o 220 V, mientras que la generación de un panel solar oscila entre 12 y 24 V de corriente directa (C.D.) [Wu, 2020]. Por tanto, se requiere de ganancias de hasta 18 V. Tomando en cuenta una generación de 12 V en el punto de máxima potencia, seguido de un inversor de voltaje reductor que alimenta cargas de 127 V, se establece que la ganancia buscada es de por lo menos 15 veces. Esto posiciona al convertidor estudiado dentro de las categorías de alta ganancia. Un CEP en su forma más básica es una tecnología madura presente en tres modalidades distintas (i) reductor, (ii) elevador y (iii) elevador-reductor. Sin embargo, las exigencias de los estándares de calidad de energía, la motivación por alcanzar mayores eficiencias y el desarrollo en las tecnologías de semiconductores han propiciado que existan muchas variantes en la industria y la academia. Las configuraciones convencionales de convertidores de potencia no pueden proporcionar tales ganancias, debido a los elementos parásitos de los inductores y semiconductores [Erickson, 2001], para solventar esta limitante, se han propuesto múltiples soluciones de convertidores con ganancias elevadas [Forouzesh, 2017]. Del vasto conjunto de propuestas halladas en la literatura, se ha seleccionado el convertidor *boost* doble en cascada [García-Vite, 2024]. Las bondades destacables, además de la ganancia cuadrática, es la polaridad de voltaje de salida referido al común de la fuente, además de la facilidad de controlar los dos transistores, debido a su configuración. No obstante, la problemática a abordar es, por lo tanto, generar un patrón de conmutación adecuado que permita tener un control sobre el voltaje de salida. Además de regularlo ante cambios en la referencia de voltaje o perturbación en la corriente de mandada por la carga. Este convertidor consta de dos etapas, constituidas por una celda básica de conversión con entradas independientes.

En el trabajo reportado por [García-Vite, 2024] se modificó ligeramente la configuración original, produciendo una celda de energía alternativa. Gracias a la conexión en cascada de la topología propuesta, el convertidor posee una ganancia cuadrática lo que le permite acondicionar el voltaje del panel fotovoltaico a un nivel adecuado de voltaje a la salida. También, se analizaron los estados de conmutación

y se seccionó la estrategia de conmutación complementaria, no obstante, en la actual propuesta se utiliza el patrón de conmutación de contrafase aplicado a las señales PWM con el mismo ciclo de trabajo.

Las características que presenta el CEP bajo estudio son apropiadas para la técnica propuesta, dado que requiere múltiples salidas de control y de monitoreo. Lo anterior supera la limitante de una sola salida de control que representa un caso más simple, abordado convencionalmente con otras técnicas más directas. En este caso se puede aplicar directamente el control analógico sin comprometer la velocidad de respuesta al incluir un dispositivo digital. No obstante, poseer dos celdas independientes requiere que se generen sendas señales.

Por otro lado, con el avance tecnológico en la velocidad de procesamiento de los dispositivos digitales se han cubierto mucho de los procesos industriales, automotrices, aparatos electrónicos electrodomésticos y un sinnúmero de aplicaciones. El control de los convertidores de potencia no ha sido la excepción, en ellos se han propuesto controladores desde el clásico proporcional-Integral (PI) [Erickson, 2001], [Adeel, 2023], cubriendo la gama de controladores no lineales que incorporan lógica difusa y redes neuronales artificiales [Jessie, 2024], [Jinati, 2024], [Yadav, 2022], por mencionar algunos. El modelo presentado por [Jessie, 2024], aunque preciso, requiere alto procesamiento computacional. La propuesta de [Jinati, 2024] proporciona un buen desempeño dinámico, sin embargo, el convertido, si bien con ganancia alta no es del tipo cuadrático, además, no se presenta validación experimental. Similarmente, la estructura expuesta por [Yadav, 2022] usa una versión modular de convertidores en cascada, pero aplicada a una versión reductora de convertidor. Se puede observar que muchos sistemas han sido abordados con enfoques completamente digitales. Sin embargo, los sistemas analógicos pueden alcanzar los objetivos de su contraparte digital, como en los controladores automáticos.

En este estudio, se presenta una configuración híbrida de un controlador que regula el voltaje en la salida del convertidor *boost* doble en cascada. Combinando de forma adecuada un procesador digital capaz de generar, por su naturaleza, señales de conmutación y un controlador clásico PI del tipo analógico [Kunjittipong, 2020],

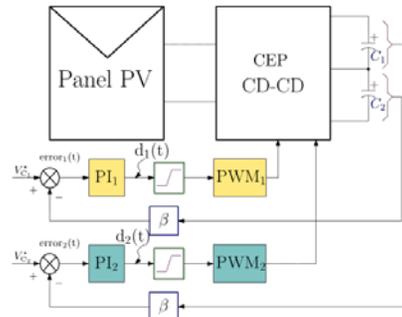
[Muthukrishnan, 2013] que proporciona un desempeño similar al obtenido mediante un controlador digital [Platon, 2018].

Por un lado, los controladores actualmente son de tipo electrónico y presentan alta flexibilidad, rapidez y con fiabilidad, además, pueden ser implementados en forma analógica o digital. Los primeros suelen llevarse a la práctica mediante amplificadores operacionales, que son ideales para realizar operaciones matemáticas necesarias para la implementación de algoritmos de control. Mientras que los últimos están desarrollados con circuitos digitales programables, esto provee una alta flexibilidad y reconfiguración sin necesidad de rearmar físicamente la estructura del algoritmo de control. Estas operaciones requieren un tiempo de procesamiento que depende de la tecnología empleada. En cuanto a las principales limitantes y áreas de oportunidad, los sistemas analógicos suelen ser más susceptibles al ruido e interferencia electromagnética que en algunos casos puede ser de alto riesgo [Jia, 2023], independientemente de las tolerancias de las componentes, que puede repercutir en la presión. Dichas desventajas son superadas por los sistemas digitales, que procesan a gran velocidad y siempre conservando una alta precisión en el procesamiento. Con el fin de mostrar la funcionalidad de la técnica propuesta, se toma como caso de estudio el convertidor elevador doble, recientemente propuesto y denominado convertidor doble en cascada.

2. Métodos

Los convertidores de potencia han recibido aceptación en innumerables aplicaciones, sin embargo y con el fin de no perder generalidades, se toma como caso de estudio su uso en energías renovables. En particular, con el manejo de fuentes de energía solar fotovoltaica, para simplificar se considera una fuente de entrada constante para enfocarse en el diseño del controlador, lo cual forma parte del objetivo principal de la investigación. Puesto que la conversión de energía solar fotovoltaica a energía eléctrica depende linealmente de la incidencia de irradiancia, al variar el voltaje de entrada al convertidor se emula un ambiente más realista. Mientras que la perturbación en la salida equivaldría a una variación en la carga,

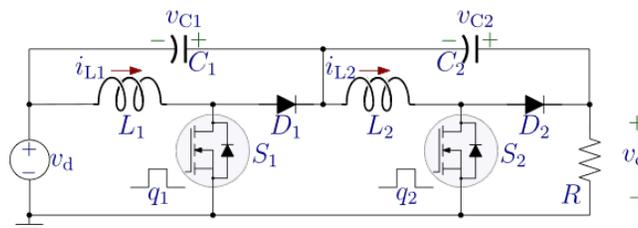
provocada por un aumento o una disminución en la corriente inyectada por el inversor que se conecta a la salida del convertidor. En la Figura 1 se muestra la estructura general considerada para la implementación de la técnica propuesta.



Fuente: elaboración propia

Figura 1 Diagrama de bloques de la estructura usada para la técnica propuesta.

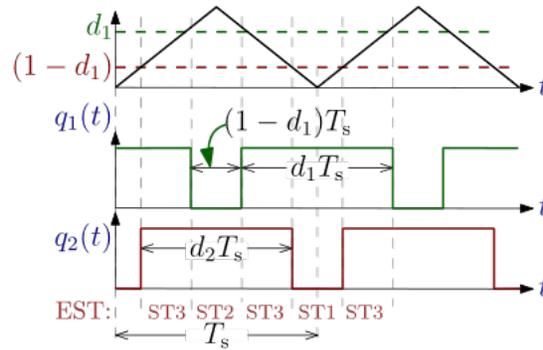
Particularmente, el convertidor seleccionado pertenece a la familia que tiene en la salida dos o más capacitores conectados en cascada. Esto se puede apreciar en la Figura 1, donde dos capacitores están conectados en cascada, cada uno entrega un voltaje medido y acondicionado por el factor β para alimentar a su correspondiente controlador (PI₁ y PI₂). Las partes principales que conforman la estructura son: la fuente de generación que puede ser un panel solar o una fuente de alimentación de voltaje constante, un CEP del tipo CD-CD que además sirve para realizar el acoplamiento entre las impedancias de la fuente y la carga. El controlador PI que procesa el error proveniente de la diferencia entre el voltaje de referencia y el valor medido en su correspondiente capacitor. El circuito de estudio se muestra en la Figura 2. El cual está compuesto por dos celdas sin restricciones operativas, lo que permite conmutarlas de manera síncrona, complementaria o independiente.



Fuente: elaboración propia

Figura 2 Topología del convertidor de potencia empleado para realizar el control híbrido.

En estudios previos se ha analizado principalmente su funcionamiento en modo complementario [García-Vite, 2024]. Sin embargo, en esta propuesta se considera el modo de operación presentado en la Figura 3. De esta manera se tienen tres modos de conmutación que derivan en sendos circuitos equivalentes. Dichos circuitos pueden ser obtenidos al reemplazar los transistores y diodos por un interruptor abierto o cerrado según las funciones de conmutación q_1 y q_2 .



Fuente: elaboración propia

Figura 3 Estrategia de conmutación síncrona, en contrafase para cada transistor.

Antes de pasar al diseño del controlador es conveniente identificar las variables manipuladas y las ecuaciones que describe el funcionamiento. Esto se consigue mediante el modelado matemático de la topología a emplear. Las variables de estado son las corrientes en los inductores y los voltajes en los capacitores. Aunque el voltaje de salida se toma de la conexión en cascada de ambos capacitores en serie con la fuente de alimentación, en esta propuesta se consideran los voltajes en los capacitores como objetivos para llevar a cabo la acción de control. El modelo matemático, presentado en las Ecuaciones 1 a 4, contiene los estados de conmutación combinados, según la correspondencia marcada en la Figura 3.

$$L_1 \frac{d}{dt} i_{L1} = d_1(v_d) + (1 - d_1)(-v_{C1}) \quad (1)$$

$$L_2 \frac{d}{dt} i_{L2} = d_2(v_d + v_{C1}) + (1 - d_2)(-v_{C2}) \quad (2)$$

$$C_1 \frac{d}{dt} v_{C1} = (1 - d_2)(-i_o) + (1 - d_1)(i_{L1} - i_{L2} - i_o) + (d_1 + d_2 - 1)(-i_{L2} - i_o) \quad (3)$$

$$C_2 \frac{d}{dt} v_{C2} = (1 - d_2)(i_{L2} - i_o) + (1 - d_1)(-i_o) + (d_1 + d_2 - 1)(-i_o) \quad (4)$$

Donde d_1 y d_2 , llamados ciclos de trabajo corresponden a los valores promedio de las funciones de conmutación q_1 y q_2 , respectivamente, mientras que la corriente de salida se obtiene mediante la ley Ohm como $i_o = \frac{v_o}{R}$.

El modelo no lineal presentado en las Ecuaciones de 1 a 4 muestra la dinámica del convertidor. Al resolver dicho modelo se encuentran los valores promedios en estado estable de las variables de estado, considerando la operación del CEP en modo de conducción continua. Los valores promedio de las corrientes en los inductores L_1 y L_2 se pueden apreciar en las Ecuaciones 5 y 6, respectivamente, mientras que los valores promedio de los voltajes en los capacitores C_1 y C_2 se pueden observar en las Ecuaciones 7 y 8, respectivamente.

$$I_{L1} = -v_d \frac{1}{R(1-d_1)^2(1-d_2)^2} \quad (5)$$

$$I_{L2} = v_d \frac{1}{R(1-d_1)(d_2-1)^2} \quad (6)$$

$$V_{C1} = v_d \frac{d_1}{1-d_1} \quad (7)$$

$$V_{C2} = v_d \frac{d_2}{(1-d_1)(1-d_2)} \quad (8)$$

Además, visualizando la conexión de la resistencia de carga, es fácil calcular el voltaje de salida mediante la Ecuación 9.

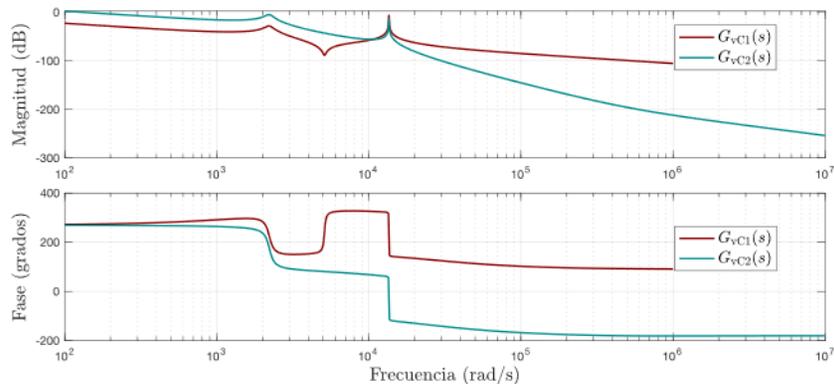
$$V_o = v_d \frac{1}{(1-d_1)(1-d_2)} \quad (9)$$

Haciendo $d_1 = d_2$ se encuentra la relación cuadrática la cual es característica del convertidor analizado. Para explorar la técnica propuesta, se requiere del modelo lineal obtenido con la técnica de linealización estándar [Erickson, 2001]. La cual consiste en asumir que el voltaje de entrada y el ciclo de trabajo son iguales a un valor establecido más una pequeña perturbación de C.A. Para el diseño de los controladores mostrados en la Figura 1, se obtiene las funciones de transferencia para los voltajes en los capacitores, tal como se muestra en las Ecuaciones 10 y 11.

$$G_{vC1}(s) = \frac{\widetilde{v}_{C1}}{\widetilde{d}_1} \quad (10)$$

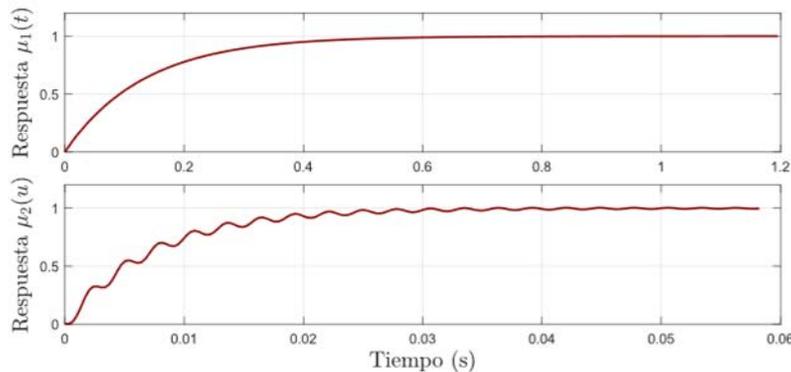
$$G_{vC2}(s) = \frac{\widetilde{v}_{C2}}{d_2} \quad (11)$$

Posteriormente, mediante los diagramas de Bode se pueden sintonizar los parámetros del controlador PI, obteniendo una ganancia proporcional e integral de $k_p = 152.2$ y $k_i = 0.11$, para PI₁. Similarmente, para el segundo controlador PI₂ se tiene las ganancias de $k_p = 198.2$ y $k_i = 0.12$. Las gráficas están en la Figura 4, junto con la respuesta ante la entrada escalón unitario presentada en la Figura 5.



Fuente: elaboración propia

Figura 4 Diagramas de Bode de las funciones de $G_{vC1}(s)$ y $G_{vC2}(s)$ en lazo cerrado.



Fuente: elaboración propia

Figura 5 Respuesta ante una entrada escalón unitario.

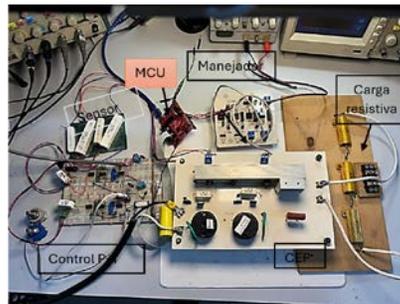
El comportamiento del CEP en el dominio de la frecuencia se obtuvo con los parámetros mostrados en la Tabla 1. Se muestran los valores de los inductores y capacitores ya que en el modelado se consideraron los diodos y transistores ideales. Los parámetros de los transistores y los diodos reales se describen más adelante.

Tabla 1 Parámetros usados en la validación del convertidor.

Notación	Parámetro	Valor
v_d	Voltaje de entrada	12 V
$d_1 = d_2$	Ciclos de trabajo	75%
v_o	Voltaje de salida	198 V
f_s	Frecuencia de conmutación	50 kHz
L_1	Inductor 1	200 H
L_2	Inductor 2	82 H
C_1	Capacitor 1	22 H
C_2	Capacitor 2	22 H

Fuente: Elaboración propia

La Tabla 1 muestra los valores utilizados en los experimentos de la técnica propuesta, los valores fueron utilizados en simulación y en un experimento de laboratorio bajo condiciones controladas. Para validar la propuesta expuesta, se construyó un prototipo a escala, que puede apreciarse en la Figura 6.



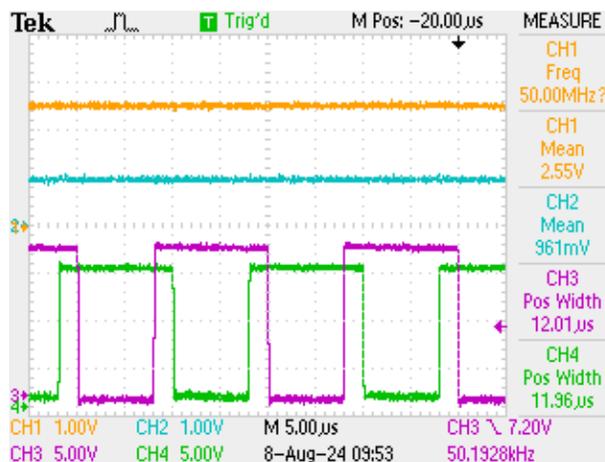
Fuente: elaboración propia

Figura 6 Prototipo de la topología del convertidor del tipo cuadrático.

El prototipo implementado utiliza transistores de efecto de campo de compuerta aislada, MOSFET SUA70060E-E3 y diodos de conmutación rápida STPS10L60D; el resto de los componentes son compatibles con los mostrados en la Tabla 1. Con referencia al esquema de control propuesto en la Figura 1, para el sensado del voltaje en los capacitores se utilizaron los convertidores de C.D.-C.D. miniatura PEM1-S12-S12, que cumplen la función de aislar eléctricamente los voltajes en las etapas de potencia y de control. Un conjunto de resistencias forma un divisor de voltaje que proporcionan una atenuación con un factor $\beta = \frac{1}{100}$. La implementación de los controladores PI se realiza con ayuda de los amplificadores operacionales MCP6002 que pueden ser alimentados de forma bipolar o unipolar en un rango de

1.8 a 6 V, además, tienen alta inmunidad al ruido y proporcionan una rápida respuesta dinámica. Estas características permiten implementar el controlador PI de forma eficiente sin comprometer la velocidad de respuesta.

Pese a que algunos procesadores digitales también poseen altas capacidades, con el fin de reducir la circuitería que requiere el modulador PWM para convertir las señales de control d_1 y d_2 en las señales de conmutación q_1 y q_2 , se emplea el MCU de 32 bits TMS28F28027F embebido en la tarjeta de desarrollo LAUNCHXL-F28027. Las ventajas que aprovecha la estructura de control es la generación de señales digitales y la conversión analógico digital (ADC) configurable hasta de 12 bits, capaz de operar hasta a una frecuencia de 60 MHz. De esta manera, al ingresar la señal analógica en los puertos de entrada del MCU que activan de forma sincrónica los *Timers* internos de 16 bits configurados como PWM de alta resolución, por consiguiente, las señales de conmutación mostradas en la Figura 7 son directamente obtenidas, tal como se ilustra a continuación.



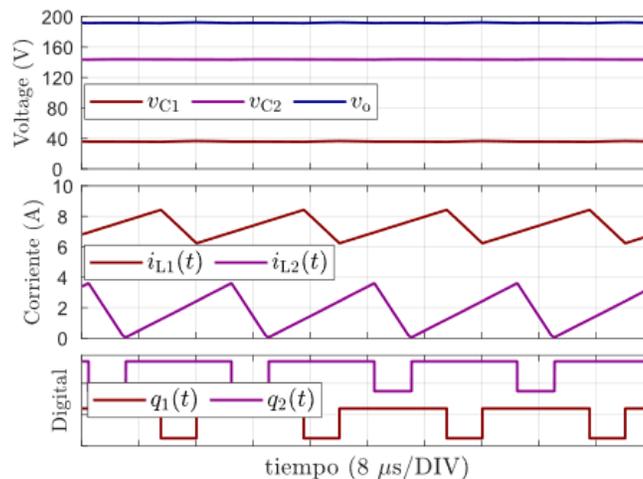
Fuente: elaboración propia

Figura 7 Señales de control d_1 y d_2 y de conmutación q_1 y q_2 , en el LAUNCHXL-F28027.

Se puede observar en la Figura 7 que la señal de control presente en los canales CH1 y CH2 se convierte a un pulso digital operada en contrafase. Ambas señales de los canales CH3 y CH4 tienen el mismo valor de ciclo de trabajo, lo que permite obtener directamente una versión cuadrática del voltaje de entrada con una sola variable.

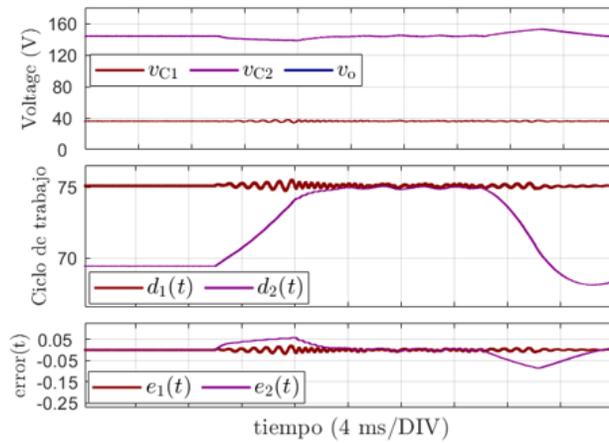
3. Resultados

Se realizó la validación numérica mediante el software Matlab/Simulink empleando la caja de herramientas *SimPowerSystems* que posee todos los elementos para la evaluación. Sin embargo, se asume que la modulación y acondicionamiento de las señales de control se realiza mediante los bloques operacionales convencionales. Primeramente, se corroboraron las Ecuaciones de 5 a 8 que permiten obtener el valor en estado estable. Los voltajes de los capacitores, las corrientes en los inductores y las señales de conmutación se pueden observar en la Figura 8, junto con las funciones de conmutación q_1 y q_2 . La operación se valida mediante la regulación del voltaje de salida ante un cambio en el voltaje de entrada, que equivaldría a un cambio en la irradiancia en un sistema fotovoltaico. El funcionamiento se muestra en la Figura 9. En la validación, la perturbación hace que los ciclos de trabajo cambien de manera dinámica en función del error medido. En la Figura 9 también muestra los voltajes regulados en los capacitores junto con la anulación dinámica de los errores $e_1(t)$ y $e_2(t)$. Finalmente, se introduce una variación en la corriente demandada, o equivalente, inyectada por el sistema inversor, que se provoca con un cambio en la resistencia de carga. La compensación se aprecia en la Figura 10, se ve cómo el error es regresado a cero en ambos casos. La dinámica muestra que después de cerca de 20 ms se recupera el estado estable ante una perturbación en la corriente demandada.



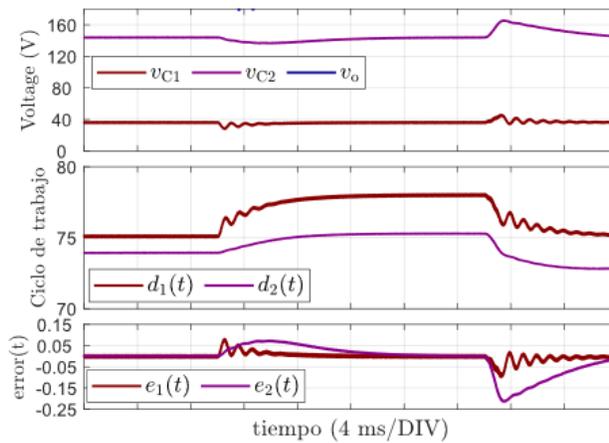
Fuente: elaboración propia

Figura 8 Formas de onda representativas del funcionamiento del CEP en estado estable.



Fuente: elaboración propia

Figura 9 Comportamiento dinámico del controlador, ante un cambio en la irradiancia.



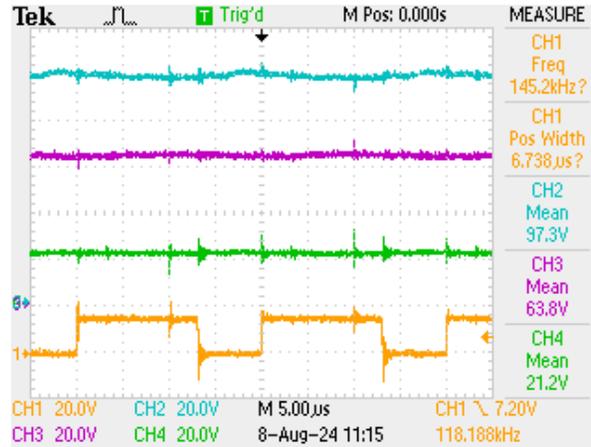
Fuente: elaboración propia

Figura 10 Comportamiento dinámico del controlador, bajo un cambio en la carga.

Validación experimental

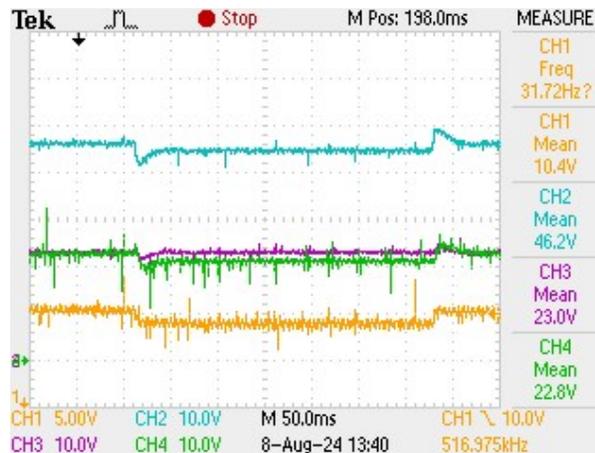
Haciendo uso del prototipo mostrado en la Figura 6, se realizaron las pruebas experimentales siguientes: se validó la operación en estado estable del convertidor, se introdujo una perturbación en el voltaje de entrada y se aplicó un cambio en la corriente demandada, manteniendo, en estos dos últimos casos, el voltaje de salida constante. La operación en estado estable se muestra en la Figura 11, mostrando un ciclo de trabajo de aproximadamente 60%, los voltajes medidos son: $v_{C1} = 21.2 V$, $v_{C2} = 63.8 V$ y $v_o = 63.8 V$. En la Figura 12 se muestra la acción del controlador PI cuando el voltaje en la fuente de alimentación es disminuido un 15% de su voltaje nominal. También, se puede observar cómo los voltajes en los

capacitores son regulados. Se muestran las señales $CH1: v_d$, $CH2: v_o$, $CH3: v_{c1}$ y $CH4: v_{c2}$.



Fuente: elaboración propia

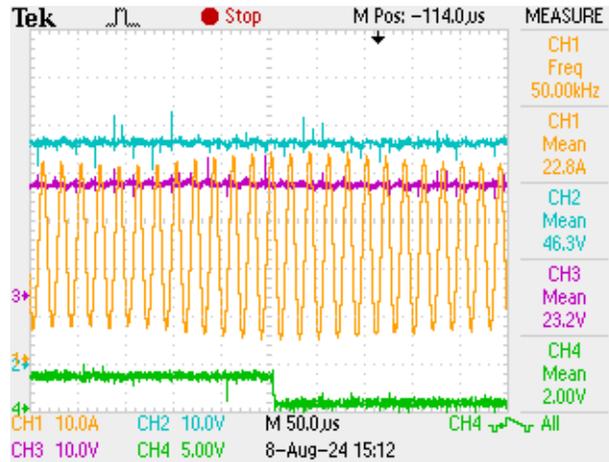
Figura 11 Formas de onda de la operación en estado estable del convertidor.



Fuente: elaboración propia

Figura 12 Respuesta de los controladores ante una disminución de voltaje de entrada.

Para validar la robustez del controlador se varió dinámicamente la resistencia de carga, resultando en un cambio de potencia de 200 a 150 W. Esto provocó un cambio en la corriente de entrada, sin embargo, dado que voltaje de salida se mantiene constante, no se observan cambios en la corriente de salida. Esto se muestra en la Figura 13, donde también se presentan los voltajes en los capacitores, además de la señal de conmutación que induce la variación de carga. Se muestran las señales $CH1: v_d$, $CH2: v_o$, $CH3: v_{c1}$ y $CH4$: conmutación en la carga.



Fuente: elaboración propia

Figura 13 Respuesta de los controladores ante un aumento en la demanda de corriente.

4. Discusión

El convertidor seleccionado es un buen candidato para aplicar la metodología propuesta, ya que tiene dos variables para ser controladas, asimismo, posee dos voltajes que se requieren sensar. Esto permite aplicar directamente controladores analógicos independientes que son diseñados mediante las técnicas de Diagramas de Bode o reubicación de polos y ceros. Para tal propósito se necesita el modelo matemático desarrollado mediante el análisis de los circuitos equivalentes, y presentado en las Ecuaciones de 1 a 4. Sin embargo, este representa un modelo no lineal que es linealizado mediante la técnica de pequeña señal, para posteriormente, encontrar los parámetros del controlador.

No obstante, la problemática surge cuando las señales PWM se necesitan recuperar. Una opción es emplear circuitería basada en amplificadores operacionales, pero se requeriría de un recortador para evitar la saturación de 100% del ciclo de trabajo, una señal triangular para la modulación y un rectificador, entre otras partes. Usando directamente el MCU se puede tanto generar la acción matemática del controlador como la generación PWM, la primera tarea se delega al circuito analógico mientras que la segunda aprovecha la versatilidad y flexibilidad del MCU. De esta manera se limita el valor de ciclo de trabajo del PWM en un rango aceptable de hasta 90% para evitar que el CEP aumente sus pérdidas y seguir el patrón de conmutación esperado, mostrado en la Figura 3. Con la operación en

conjunto, se lleva a cabo la acción correctiva para mantener el voltaje de salida del CEP en el valor deseado. Aunque de forma matemática no están desacoplados los controladores, debido a su acción inherente se pueden rechazar las dependencias que pudieran afectar el desempeño. La técnica propuesta no solo es aplicable a este convertidor en particular que posee una alta ganancia de voltaje sino a cualquiera de la familia que tenga dos o más capacitores en cascada.

5. Conclusiones

En esta propuesta se presentó la metodología y estructura para el diseño de un controlador híbrido que hace uso de amplificadores operacionales para llevar a cabo la acción de los controladores PI. Mientras que la generación del patrón de conmutación PWM estuvo a cargo de un MCU de 16 bits. La operación en conjunto de forma híbrida permite realizar acciones de corrección en el voltaje de salida del convertidor de alta ganancia propuesto, ya que se enfocó en aplicaciones de generación de bajo voltaje como los paneles solares. Se desglosó el modelo que describe el comportamiento basado en la propuesta de conmutación que usa el mismo ciclo de trabajo aplicado a ambos transistores y, después de la linealización se obtuvo la respuesta en frecuencia que permite la elección de las ganancias del controlador. Dicho controlador fue implementado con amplificadores operaciones cuya salida se aplicó a un microcontrolador que hace las veces de modulador y generador del patrón de conmutación. La validación de la propuesta fue llevada a cabo mediante un modelo conmutado implementado en Matlab/Simulink. Para posteriormente ser corroborado mediante un prototipo de baja escala. Presentando buen desempeño en términos de tiempo de establecimiento y precisión. No obstante, se deja la posibilidad de mejorar la estructura del controlador por uno más sofisticado o incluirlo en el propio microcontrolador para evaluar ante la presente propuesta los tiempos de respuesta y la precisión.

Agradecimientos

Los autores agradecen al Tecnológico Nacional de México por el apoyo otorgado para la realización del proyecto bajo el registro: 20561.24P.

6. Bibliografía y Referencias

- [1] Adeel M., Fayyaz U., Rafi U., y Umar M. Farooq., Design of a Buck Converter with an Analogue PI Controller for Wide Load Range Applications, 2023 4th International Conference on Computing, Mathematics and Engineering Technologies (iCoMET), Sukkur, Pakistan, 2023, pp. 1-5, doi: 10.1109/iCoMET57998.2023.10099295.
- [2] Erickson R. W. y Maksimovic D., Fundamentals of Power Electronics, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [3] Forouzesh M., Siwakoti Y. P., Gorji S. A., Blaabjerg F. y Lehman B., Step-Up DC–DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications, en IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 12, pp. 9143-9178, Dec. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2017.2652318.
- [4] García-Vite, Pedro; Rebullosa-Castillo, Josué; García-Perales, Manuel; Reyes-García, Brenda; y García-Guendulain, Crescencio, (2024). Commutation strategy for reduced output voltage ripple in alternative cascaded boost converter, International Journal of Circuit Theory and Applications. doi: 10.1002/cta.4040.
- [5] Jessie B., Fahimi B., y Balsara, P., Development of Adaptive Digital Twin for DC-DC converters using Artificial Neural Networks, 2024 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), Chicago, IL, USA, 2024, pp. 1-5, doi: 10.1109/ITEC60657.2024.10599091.
- [6] Jia Z., Chen G., Weng Y. y Su D., Manipulation of Analog Sensors through Electromagnetic Interference Attacks, 2023 IEEE 7th International Symposium on Electromagnetic Compatibility (ISEMC), Hangzhou, China, 2023, pp. 1-3, doi: 10.1109/ISEMC58300.2023.10370263.
- [7] Jinati T., Suebtaanaawong T., Chaicharoenaudomrung K., Supanyapong S. y Bilsalam A., Power Management Control Strategy Based On Fuzzy Logic Algorithm for Parallel Boost High Gain Converter, 2024 21st International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer,

- Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), Thailand, 2024, pp. 1-4, doi: 10.1109/ECTI-CON60892.2024.10594927.
- [8] Kunjittipong N., Kongkanjana K. y Khwan-on S., Comparison of Fuzzy Controller and PI Controller for a High Step-Up Single Switch Boost Converter, 2020 3rd International Conference on Power and Energy Applications (ICPEA), Busan, Korea (South), 2020, pp. 94-98, doi: 10.1109/ICPEA49807.2020.9280118.
- [9] Muthukrishnan H., Venkatesan L. R., Suresh H., Padhee V. y Gounden N. A., Low Cost Analog Controller for Electricity Powered Vehicles, 2013 Texas Instruments India Educators' Conference, Bangalore, India, 2013, pp. 230-236, doi: 10.1109/TIIEC.2013.47.
- [10] Platon A., Oprea S., Florescu A. y Rosu S. G., Simple and Digital Implementation of PI Controller Used in Voltage-Mode Control, 2018 10th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI), Romania, 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/ECAI.2018.8679078.
- [11] Wu H., Jia Y., Yang F., Zhu L. y Xing Y., Two-Stage Isolated Bidirectional DC-AC Converters With Three-Port Converters and Two DC Buses, in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 8, no. 4, pp. 4428-4439, Dec. 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2936145.
- [12] Yadav S., Namrata K., Kumar N. y Samadhiya A., Multiphase Buck Converters for Power Delivery Using Neural Network Control Scheme, 2022 4th International Conference on Energy, Power and Environment (ICEPE), Shillong, India, 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICEPE55035.2022.9798089.