

Análisis del comportamiento en modo continuo y discontinuo de un convertidor CD-CD elevador utilizando un banco de prueba PMLK-Boost de Texas instrument

Artículo de
Investigación

Analysis of the continuous and discontinuous mode behavior of a DC-DC Boost converter using a Texas instrument

Ramiro Gutiérrez Aguilar¹, Oscar Napoleón del Valle Ruiz¹, Salvador Osuna García¹, José Manuel Pastrano Balderas¹

¹Depto. de Electrónica, TecNM, Instituto Tecnológico de Mazatlán, Corsario I 203, Uruías, Mazatlán, Sinaloa, 82070, México

* Autor correspondiente: ramiro.ga@mazatlan.tecnm.mx

Resumen: Este artículo presenta el análisis del comportamiento en modo continuo y discontinuo de un convertidor de cd-cd elevador usando un banco de prueba *PMLK-Boost* de *Texas Instruments*. Se plantea una serie de pruebas y resultados para modo de operación continua y discontinua. Se presentan tres de seis experimentos del *TI Power Management Lab Kit Boost Experiment Book*. Para lo anterior se ha diseñado y construido una carga electrónica que ha permitido realizar dichas pruebas para resultados experimentales. Por último, se plantean sugerencias para el diseño de esta topología.

Palabras clave: *Convertidor CD-CD Elevador, Modo de corriente de inductor continuo y discontinuo*

Abstract: This article is about the analysis of the continuous and discontinuous mode behavior of a dc-dc boost converter using *Texas Instruments PMLK-Boost* test bench. Series of tests and results are proposed for continuous and discontinuous operation modes. Three of six experiments from the *TI Power Management Lab Kit Boost Experiment Book* are presented. For that, an electronic load has been designed and built that allowed these tests to be carried out for experimental results. Finally, suggestions are made for the design of this topology.

Keywords: *DC-DC Boost Converter, Continuous and discontinuous inductor current mode*

Recibido: 21/06/2023 Aceptado: 06/01/2023 Publicado: 29/07/2023

Introducción

Para energizar un sistema electrónico en cualquier aplicación es imprescindible el uso de fuentes de energía que operan con diferentes niveles de tensión y corriente, en su gran mayoría dichos sistemas operan con tensiones de corriente directa (CD) [1]. Existen las fuentes de energía de modo conmutado, las cuales se basan en el principio de promediado de energía con el uso de interruptores. Esto permite aplicar una señal modulada en ancho de pulso como fuente de activación de dichos interruptores, de tal forma que al variar el ancho de pulso se obtiene un valor de tensión promedio distinto [2-11]. Existen diversas topologías de convertidores conmutados, las hay reductoras (Buck), elevadoras (Boost). Existen configuraciones aisladas como lo son: elevador aislado (flyback), reductor aislado (forward) de uno y dos interruptores [12].

La tarjeta TI-PMLK BOOST es una fuente de alimentación experimental basada en dos convertidores cd-cd elevador de amplio rango de entrada, en la figura 1 se presenta el diagrama eléctrico del convertidor cd-cd elevador.

De acuerdo con [6], el convertidor cd-cd elevador pertenece a la familia de convertidores de transferencia indirecta de energía. El proceso de conversión implica una fase de almacenamiento y una de liberación de energía, cuando el interruptor está cerrado el inductor almacena energía y el capacitor de salida alimenta

la carga, durante la apertura del interruptor, la energía almacenada en el inductor aparece en serie con la fuente de entrada y contribuye a suministrar la tensión de salida.

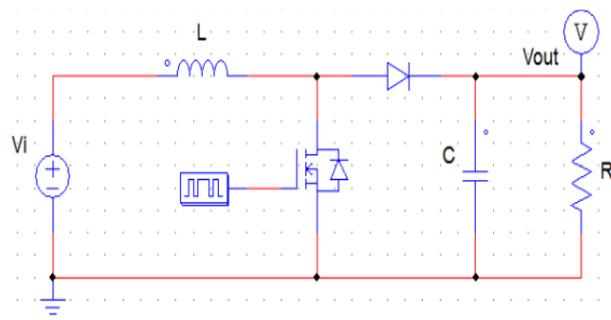


Figura 1. Circuito de un convertidor boost

Materiales y Métodos

La tarjeta TI-PMLK BOOST es básicamente una fuente de alimentación experimental basada en dos convertidores de cd-cd elevador de amplio rango de entrada. Se trata de los circuitos integrados TPS55340 y LM5122 de la compañía Texas Instruments. El principal objetivo es permitir a través de la experimentación, la formación de estudiantes y profesionales en el campo de las fuentes o convertidores conmutados. El documento "TI Power Management Lab Kit Boost Experiment Book" se ha usado como guía para realizar las prácticas y experimentos. En este trabajo se presenta la

información más relevante para entender a fondo el funcionamiento del convertidor.



Figura 2. Vista superior de la tarjeta TI-PMLK-BOOST

A continuación, se presentará el desarrollo de tres de seis experimentos que contiene el documento antes mencionado.

Experimento 1

Se analizó la influencia del voltaje de entrada, la corriente de carga y la frecuencia de conmutación en el modo de operación continuo y discontinuo del convertidor. El convertidor LM5122 se ha usado en este experimento.

La sección TI-PMLK LM5122 de la tarjeta opera en un intervalo $V_{in}=[9,20]V$, regulando el voltaje de salida a un valor nominal $V_{out}=24V$ y $I_{out}=[0,2]A$. La figura 3 muestra el esquema del circuito simplificado del regulador. El convertidor LM5122 puede operar en dos modos diferentes, según la configuración del puente J16. Cuando J16 está abierto, la terminal gate de Q1 se desactiva de tal forma que queda permanentemente abierto y el LM5122 opera en modo de emulación de diodo (DEM), ya que la conducción del inductor se realiza por medio del diodo intrínseco del MOSFET Q1. En estas condiciones, el convertidor elevador puede funcionar en modo de conducción discontinua (DCM) a carga baja. Cuando J16 se cortocircuita entre la terminal MODE del LM5122 y la terminal VCC, el driver de Q1 se habilita para que funcione como un interruptor síncrono y el LM5122 opere en modo de operación síncrona (SOM). En estas condiciones el convertidor elevador operará siempre en modo de conducción continua (CCM) para todos los valores de corriente en la carga. Para el voltaje de entrada V_{in} y la corriente de carga I_{out} dados, la relación entre el voltaje de entrada V_{in} , el voltaje de salida V_{out} y el ciclo de trabajo D es diferente entre la configuración de DEM y SOM.

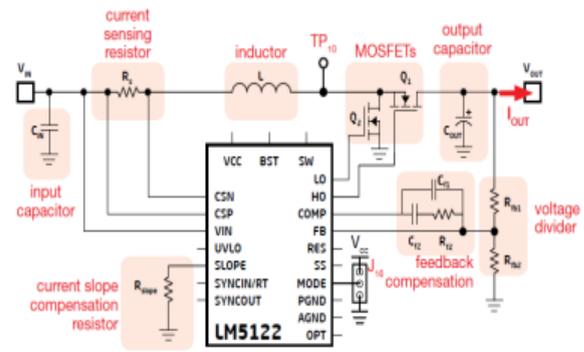


Figura 3. Circuito esquemático simplificado del convertidor regulador boost LM5122X

Prueba 1:

Se investiga el funcionamiento del convertidor elevador en modo continuo CCM y discontinuo DCM. El modo DCM se detecta analizando la forma de onda de la corriente del inductor que fluye a través de la resistencia shunt de detección de corriente R_s (R11 en la tarjeta) y el ciclo de trabajo se mide analizando el voltaje del nodo de conmutación en la terminal de prueba TP10. La prueba se realiza para distintas condiciones de voltaje de entrada y corriente de carga.

La corriente de carga I_{out} influye en el funcionamiento CCM/DCM del convertidor elevador. El valor límite o umbral que puede determinar un posible cambio en el modo de operación está dado por la ecuación (1):

$$I_{dcm} = \frac{V_{out}(M-1)}{2M^3 f_s L} \quad 1)$$

Donde:

$$M = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

El convertidor elevador opera en modo continuo CCM para una corriente de salida $I_{out} > I_{dcm}$. Para un convertidor elevador sin pérdidas ideal en CCM, el ciclo de trabajo D_{cm} está asociado con la relación de conversión de voltaje M a través de la ecuación (2):

$$D_{cm} = 1 - \frac{1}{M} \quad 2)$$

Si la corriente $I_{out} < I_{dcm}$, en modo de emulación de diodo DEM, entonces el regulador opera en modo discontinuo DCM. El ciclo de trabajo viene dado por la ecuación (3):

$$D_{dm} = \sqrt{(M(M-1)k)} \quad 3)$$

Donde:

$$K = \frac{2f I_{s\ out} L}{V_{out}}$$

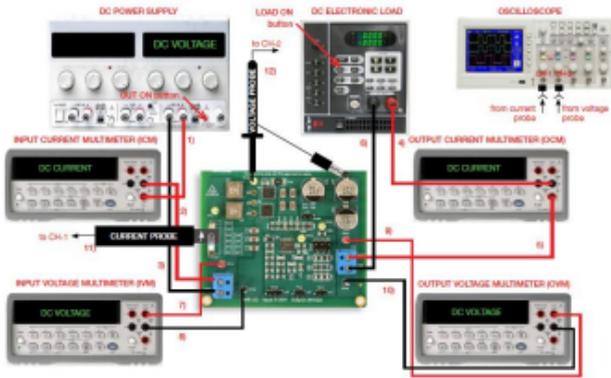


Figura 4. Configuración de los instrumentos de medición para el experimento 1 prueba 1.

En la figura 5- 7 se muestra tanto la forma de onda de corriente del inductor (color amarillo) como la señal de control del MOSFET Q2 en su terminal drain o punto de prueba TP10, a una tensión de entrada de 10V y una corriente de carga de 0.2A, 0.4A y 1.2A respectivamente



Figura 5. Señal de corriente del inductor (color amarillo) y señal de conmutación del transistor Q2 terminal drain. Voltaje de entrada 10V y corriente de salida 0.2 A.



Figura 6. Señal de corriente del inductor (color amarillo) y señal de conmutación del transistor Q2 terminal drain. Voltaje de entrada 10V y corriente de salida 0.4 A.



Figura 7. Señal de corriente del inductor (color amarillo) y señal de conmutación del transistor Q2 terminal drain. Voltaje de entrada 10V y corriente de salida 1.2 A.



Figura 8. Señal de corriente del inductor (color amarillo) y señal de conmutación del transistor Q2 terminal drain. Voltaje de entrada 15V y corriente de salida 0.2 A.



Figura 9. Señal de corriente del inductor (color amarillo) y señal de conmutación del transistor Q2 terminal drain. Voltaje de entrada 20V y corriente de salida 0.2 A.

En la tabla 1 se concentra la información asociada a la prueba 1, se obtuvo de manera analítica y experimental.

Tabla 1. Resumen de resultados de la prueba uno del experimento 1.

Modo CCM/DCM Teórico	Modo CCM/DCM Teórico	Operación SOM (modo de operación síncrono Q1 ON). En cualquier condición se fuerza a la conducción continua.					
		$I_{out} = 0.2 A$		$I_{out} = 0.4 A$		$I_{out} = 1.2 A$	
D% Teórico	D% Experimental						
$V_{in} = 10V$	DCC $I_{dem} = 293 mA$	Crítico	CCM $I_{dem} = 293 mA$	CCM	CCM $I_{dem} = 243 mA$	CCM	
	52.92%	57.5%	58.33%	57.5%	58.33%	57.5%	
$V_{in} = 15V$	DCC $I_{dem} = 352 mA$	Crítico	CCM $I_{dem} = 352 mA$	CCM	CCM $I_{dem} = 352 mA$	CCM	
	28.3%	36.5%	37.5%	37.5%	37.5%	38.5%	
$V_{in} = 20V$	DCC $I_{dem} = 278 mA$	Crítico	CCM $I_{dem} = 278 mA$	CCM	CCM $I_{dem} = 278 mA$	CCM	
	14.14%	15%	16.7%	15.5%	16.7%	16.75%	

Modo CCM/DDC Teórico	Modo CCM/DCM Exper	Operación DEM (Modo de emulación de diodo)					
		$I_{out} = 0.2 A$		$I_{out} = 0.4 A$		$I_{out} = 1.2 A$	
D% Teórico	D% Exper.						
$V_{in} = 10V$	DCC $I_{dem} = 293 mA$	Crítico	CCM $I_{dem} = 243 mA$	CCM	CCM $I_{dem} = 243 mA$	CCM	
	52.92%	57.5%	58.33%	58%	58.33%	59%	
$V_{in} = 15V$	DCC $I_{dem} = 352 mA$	Crítico	CCM $I_{dem} = 352 mA$	CCM	CCM $I_{dem} = 352 mA$	CCM	
	28.3%	36.75%	37.5%	38.25%	37.5%	39%	
$V_{in} = 20V$	DCC $I_{dem} = 278 mA$	Crítico	CCM $I_{dem} = 278 mA$	CCM	CCM $I_{dem} = 278 mA$	CCM	
	14.14%	17.5%	16.7%	18.75%	16.7%	19%	

Prueba 2:

El impacto de la frecuencia de conmutación en el funcionamiento del convertidor en configuración DEM (emulación de diodo), será analizado mientras se varía el voltaje de entrada. La prueba será realizada para tres valores de corriente de carga y para dos valores de frecuencia de conmutación, la cual será fija mediante la configuración del puente J15. El objetivo es ver el efecto de la frecuencia de conmutación en el rango de operación del voltaje de entrada durante el modo discontinuo DCM.

La figura 10 a 16 muestran el comportamiento de operación del regulador LM5122 de acuerdo con las condiciones de tensión de entrada y corriente de salida a una frecuencia de 250 kHz y la tabla 3 se resumen las mediciones y cálculos para esta prueba.



Figura 10. Señal de corriente del inductor (color amarillo) y señal de conmutación del transistor Q2 terminal *drain*. Medición hecha a $V_{in} = 9.8V$ a una corriente de salida 0.3 A.



Figura 11. Señal de corriente del inductor (color amarillo) y señal de conmutación del transistor Q2 terminal *drain*. Medición hecha a $V_{in} = 10.1V$ a una corriente de salida 0.3 A. Modo de operación crítico o CCM.

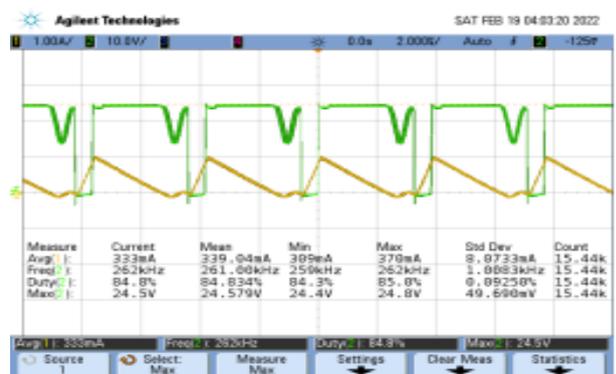


Figura 12. Señal de corriente del inductor (color amarillo) y señal de conmutación del transistor Q2 terminal *drain*. Medición hecha a $V_{in} = 20V$ a una corriente de salida 0.3 A. Modo de operación discontinuo.



Figura 13. Señal de corriente del inductor (color amarillo) y señal de conmutación del transistor Q2 terminal *drain*. Medición hecha a $V_{in} = 20V$ a una corriente de salida 0.6A. Modo de operación continuo.



Figura 14. Señal de corriente del inductor (color amarillo) y señal de conmutación del transistor Q2 terminal *drain*. Medición hecha a $V_{in} = 8.1V$ a una corriente de salida 0.6A. Modo de operación continuo.

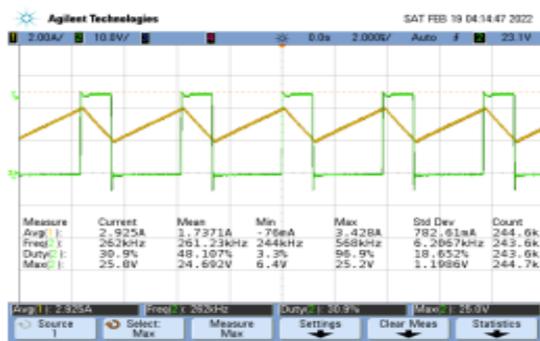


Figura 15. Señal de corriente del inductor (color amarillo) y señal de conmutación del transistor Q2 terminal *drain*. Medición hecha a $V_{in} = 8.1V$ a una corriente de salida 0.9A. Modo de operación continuo.



Figura 16. Señal de corriente del inductor (color amarillo) y señal de conmutación del transistor Q2 terminal *drain*. Medición hecha a $V_{in} = 20V$ a una corriente de salida 0.9A. Modo de operación continuo.

Tabla 3. Tensión y corriente de salida operando en modo continua y discontinuo.

Modo DEM @250kHz				
$V_{in, modo}$	$V_{out, modo}$	$I_{in@ V_{in, min}}$	$I_{in@ V_{in, max}}$	I_{out}
8/DCM	9.8/CCM	1.02	0.83	0.3
10.1/CCM	20/DCM	0.79	0.4	0.3
8.1/CCM	20/CCM	2.02	0.78	0.6
8.1	20	3.01	1.14	0.9

Las figuras 17 a 22 muestran el comportamiento de operación del regulador LM5122 de acuerdo con las condiciones de tensión de entrada y corriente de salida a una frecuencia de 500 kHz y la tabla 4 muestra de manera resumida dichas observaciones

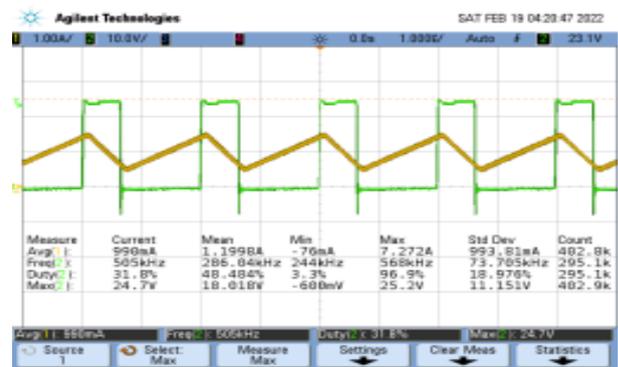


Figura 17. Medición realizada a $V_{in} = 8V$ a una corriente de salida 0.3A. Modo de operación continuo.

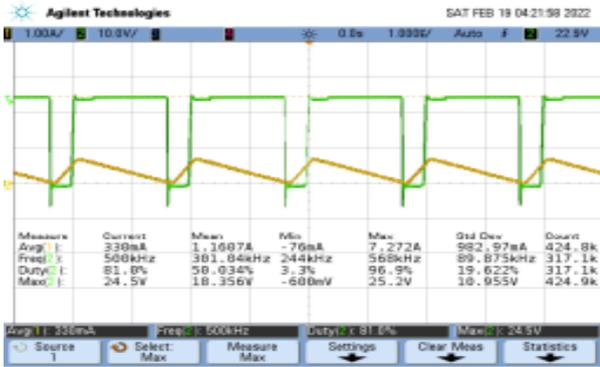


Figura 18. Medición hecha a $V_{in} = 20V$ a una corriente de salida 0.3A. Modo de operación continuo.



Figura 21. Medición hecha a $V_{in} = 8.1V$ a una corriente de salida 0.9A. Modo de operación continuo.

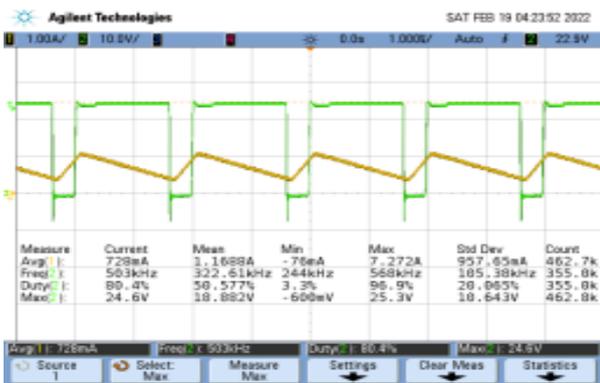


Figura 19. Medición hecha a $V_{in} = 8.1V$ a una corriente de salida 0.6A. Modo de operación continuo.



Figura 22. Medición hecha a $V_{in} = 20V$ a una corriente de salida 0.9A. Modo de operación continuo.

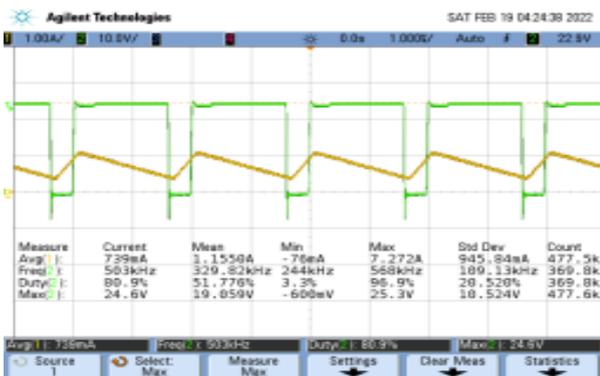


Figura 20. Medición hecha a $V_{in} = 20V$ a una corriente de salida 0.6A. Modo de operación continuo.

Tabla 4. Resumen de tensión y corriente de salida para la prueba 2

Modo DEM @500kHz				
$V_{in, Modo}$	$V_{in, Modo}$	$I_{in}@ V_{in, min}$	$I_{in}@ V_{in, max}$	I_{out}
8/CCM	20/CCM	1.05	0.41	0.3
8.1/CCM	20/CCM	2.06	0.79	0.6
8.1/CCM	20.1/CCM	3.06	1.15	0.9

Discusión del experimento 1:

En la Prueba #1 interesa la detección del modo de operación CCM/DCM y la medición del ciclo de trabajo del convertidor de cd-cd elevador conforme se varía el voltaje de entrada y la corriente de carga. En la sección “Antecedentes teóricos”, el análisis muestra que el regulador LM5122 ingresa al modo discontinuo DCM cuando $I_{out} < I_{dcm}$ con la configuración DEM. El umbral o límite de corriente I_{dcm} dado por la ecuación 1 depende de la tensión de entrada V_{in} , la frecuencia de conmutación f_s y la inductancia L . La ecuación 1 proporciona un valor aproximado del valor umbral I_{dcm} , ya que desprecia los efectos de pérdidas de potencia, de

temperatura y variaciones de parámetros físicos (por ejemplo, inductancia L , frecuencia de conmutación f_s). La operación DCM se puede detectar experimentalmente observando las formas de onda de la corriente del inductor, de la tensión del inductor o de la tensión del nodo de conmutación. En teoría, cuando un convertidor elevador opera en DCM, la corriente del inductor cae a cero antes del final del período de conmutación, y permanece en ese estado hasta que comienza el siguiente ciclo de conmutación. Durante este tiempo muerto el voltaje del inductor es cero, luego el voltaje del nodo de conmutación debe caer por debajo de la tensión de salida y mantener un valor constante en función de las impedancias del MOSFET y del diodo en estado apagado. En un convertidor elevador real, durante el tiempo muerto las capacitancias parásitas del MOSFET y del diodo forman un circuito resonante con el inductor, lo que provoca oscilaciones en la corriente del inductor y en el voltaje del nodo de conmutación (TP10). La operación en DCM se puede evaluar detectando si hay un cruce por cero en la forma de onda de la corriente del inductor, mientras que el ciclo de trabajo se puede determinar mediante la medición ya sea con cursores o la sección de mediciones automáticas del osciloscopio.

En la prueba #2 nos interesa analizar el impacto de la frecuencia de conmutación en la operación del convertidor elevador conforme varía la tensión de entrada. Dada una corriente de carga I_{out} , el regulador LM5122 que opera con la configuración DEM ingresa a DCM o CCM dependiendo si la corriente de carga I_{out} es menor o mayor que el valor del umbral de corriente I_{dcm} . La ecuación 1 de la sección de “antecedentes teóricos”, muestra que un aumento de la frecuencia de conmutación f_s provocará una disminución de la corriente de umbral I_{dcm} , entonces el regulador LM5122 que opera con la configuración DEM operará en CCM en un rango más amplio de valores de corriente de carga. A partir de las pruebas experimentales se observa que cuando la corriente de carga cae por debajo de un cierto umbral, el funcionamiento del regulador LM5122 con la configuración DEM se vuelve irregular dificultando el disparo o *trigger* del osciloscopio. Este comportamiento está determinado por una propiedad típica del circuito integrado controlador, que no puede operar con un ciclo de trabajo demasiado pequeño o demasiado grande. En particular, la ecuación 3 muestra que el ciclo de trabajo en DCM disminuye a medida que la corriente de carga disminuye. Cuando la corriente de carga I_{out} es mucho más baja que el umbral de corriente I_{dcm} , se requiere un ciclo de trabajo muy pequeño para lograr la regulación del voltaje de salida. En estas condiciones puede ocurrir que el tiempo de encendido adecuado del MOSFET Q2 sea inferior al tiempo de encendido mínimo que puede proporcionar el controlador. Para el controlador LM5122 $t_{ON_{min}}$ varía entre 150 ns y 300 ns , mientras que la resistencia de compensación de pendiente

R_{slope} va de $5k\Omega$ a $200k\Omega$. Si $t_{ON_{min}} = 300\text{ ns}$, el ciclo de trabajo mínimo que el LM5122 puede implementar a $f_s = 500\text{ kHz}$ es $D_{min} = t_{ON_{min}} * f_s = 0.15$. Si $V_{in} = 20\text{ V}$ y $L = 10\mu\text{H}$, basado en la ecuación 3, el ciclo de trabajo mínimo $D_{min} = 0.15$ corresponde a una corriente de carga $I_{out} = 225\text{ mA}$. Si la carga demanda una corriente inferior a 225 mA , entonces el controlador LM5122 operando en DEM entra en un modo de operación denominado omisión de ciclo, que periódicamente mantiene el *driver* del MOSFET Q2 apagado durante una cierta cantidad de ciclos de conmutación y posteriormente reinicia el modo de conmutación regular durante un cierto intervalo de tiempo. La duración del modo de omisión de ciclo aumenta mientras la corriente de carga disminuye. Esta operación se muestra claramente en las figuras 23 y 24. La omisión de ciclo implica efectos favorables sobre la eficiencia a carga baja, ya que las pérdidas de conmutación del MOSFET Q2 no tienen efecto mientras se suspende la operación de conmutación.

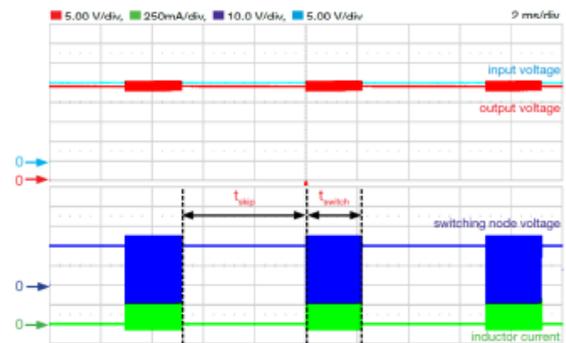


Figura 23. Operación en estado estacionario en modo DEM. $V_{in} = 20\text{ V}$, $I_{out} = 25\text{ mA}$, $f_s = 500\text{ KHz}$, $L = 10\mu\text{H}$

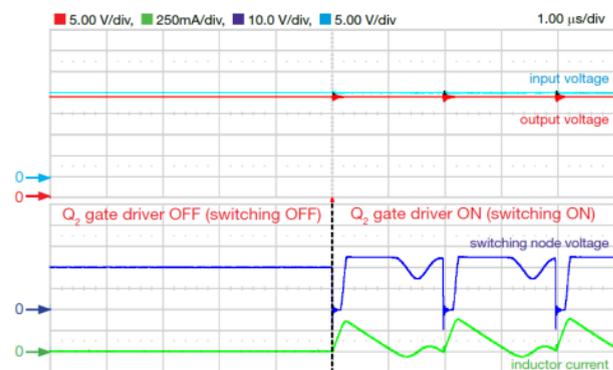


Figura 24. Operación en estado estacionario en modo DEM. $V_{in} = 20\text{ V}$, $I_{out} = 25\text{ mA}$, $f_s = 500\text{ kHz}$, $L = 10\mu\text{H}$

Experimento 2:

El objetivo de este experimento es analizar el impacto de las condiciones de operación, así como el modo de conducción sobre las pérdidas de potencia y la eficiencia del convertidor de

cd-cd elevador. El regulador LM5122 es utilizado para este experimento (sección inferior de la tarjeta TI-PMLKBOOST).

Prueba 1:

Se realiza la medición de las pérdidas de potencia del convertidor elevador para diferentes valores de voltaje de entrada y corriente de carga con diferente configuración del puente J16, el cual determina la configuración DEM o SOM. El modo discontinuo o DCM se detecta analizando la forma de onda de corriente del inductor que fluye a través de la resistencia de monitoreo R11, mientras que el ciclo de trabajo se mide analizando el voltaje de conmutación del transistor Q2 en el pin de prueba TP10. Para este experimento se utiliza la misma configuración de los instrumentos de medición mostrada en la figura 4. El inductor utilizado es de 10 μ H.

Las tablas 5 y 6 muestran la concentración de mediciones hechas tanto en la entrada como en la salida de la tarjeta para el modo DEM (emulación de diodo) y SOM (modo síncrono) respectivamente.

Tabla 5. Mediciones realizadas en la entrada y salida de la tarjeta para el modo DEM (emulación de diodo).

Experimento 2, prueba 1, Modo DEM, Modo DEM @500kHz				
V_{in}	I_{in}	V_{out}	I_{out}	Figura
10.06	0.596	24.26	0.214	25
10.17	1.083	24.32	0.416	26
10.14	2.105	24.3	0.81	27
16.03	0.35	24.15	0.21	28
16.13	0.673	24.25	0.412	29
16.14	1.292	24.29	0.81	30

Tabla 6. Mediciones realizadas en la entrada y salida de la tarjeta para el modo SOM (modo síncrono) respectiva

Experimento 2, test 1, modo SOM @500kHz				
V_{in}	I_{in}	V_{out}	I_{out}	Figura
10.21	0.586	24.24	0.22	25
10.02	1.088	24.29	0.417	26
10	2.1	24.32	0.816	27
16.07	0.354	24.17	0.214	28
16.09	0.663	24.26	0.412	29
16	1.28	24.29	0.812	30

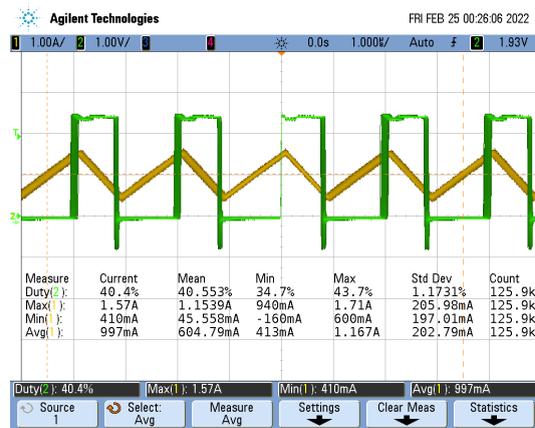


Figura 25.

$$V_{in} = 10.06 V, I_{in} = 0.596, V_{out} = 24.26 V, I_{out} = 0.214 A$$



Figura 26.

$$V_{in} = 10.17 V, I_{in} = 1.083 A, V_{out} = 24.32 V, I_{out} = 0.416 A$$

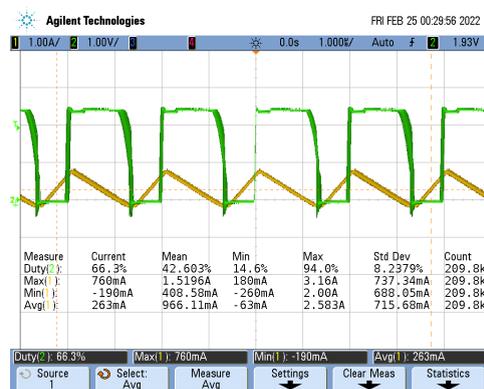


Figura 27.

$$V_{in} = 10.14 V, I_{in} = 2.105 A, V_{out} = 24.3 V, I_{out} = 0.81 A$$

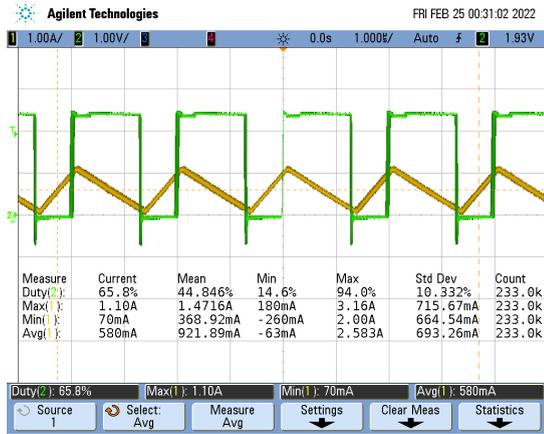


Figura 28.

$$V_{in} = 16.03 V, I_{in} = 0.35 A, V_{out} = 24.15 V, I_{out} = 0.2$$

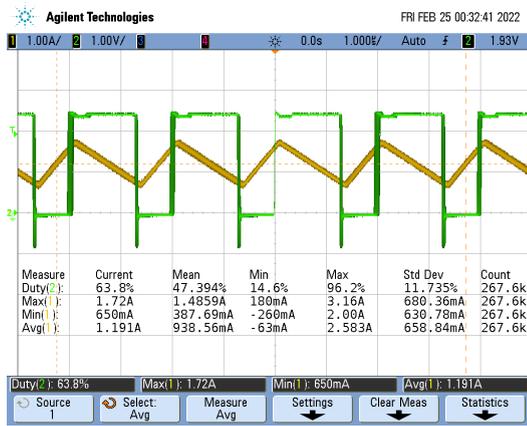


Figura 29.

$$V_{in} = 16.13 V, I_{in} = 0.673 A, V_{out} = 24.25 V, I_{out} = 0.4$$

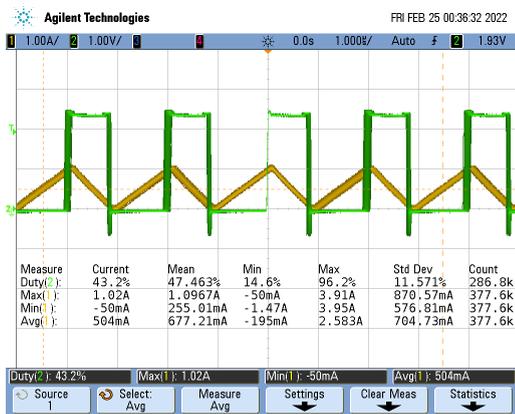


Figura 30.

$$V_{in} = 16.14 V, I_{in} = 1.293 A, V_{out} = 24.29 V, I_{out} = 0.4$$

En la tabla 7 y 8 se presentan las pérdidas en el convertidor cd-cd elevador operando en modo discontinuo y continua, para ambos casos las pérdidas son medicadas de manera experimental y calculadas. A continuación se plantea el procedimiento para su cálculo:

$$P_{exp} = V_{in} I_{in} - V_{out} I_{out} \quad (4)$$

Para el modo de emulación de diodo DEM se tienen las siguientes ecuaciones:

$$P^{DE} = P_{C,L}^{DE} + P_{M,L}^{DE} + P_{C,Q2}^{DE} + P_{C,Q1}^{DE} + P_{SW,Q2}^{DE} \quad (5)$$

Donde $P_{C,L}$ representan las pérdidas del bobinado del inductor, $P_{M,L}$ representan las pérdidas del núcleo del inductor, $P_{C,Q2}$ y $P_{C,Q1}$ las pérdidas por conducción de los MOSFETs 1 y 2 respectivamente y $P_{SW,Q2}$ las pérdidas por conmutación del MOSFET 2.

$$P_{C,L}^{DE} = \frac{R_L S_1^2 D_{dm}^3 (S_1 + S_2)}{3f_s^2 S_2} \quad (6)$$

$$S_1 = \frac{V_{in}}{L} \quad (7)$$

$$S_2 = \frac{(V_{out} - V_{in})}{L} \quad (8)$$

$$I_L = \frac{I_{out}}{(1 - D_{cm})} \quad (9)$$

$$D_{cm} = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (10)$$

$$I_{pk,cm} = I_L + \frac{S_1 D_{cm}}{2f_s} \quad (11)$$

$$I_{pk,dm} = \frac{S_1 D_{dm}}{f_s} \quad (12)$$

$$I_{vl,cm} = I_L - S_2 / (1 - D_{cm}) / (2f_s) \quad (13)$$

$$P_{m,L}^{DE} = P_{m,L}^{SY} = \frac{f_s}{\frac{c_1}{y^3} + \frac{c_2}{y^{23}} + \frac{c_3}{y^{165}} + C_4 (f_s Y)^2} \quad (14)$$

$$Y = C_5 \Delta I_{pp} \quad (15)$$

Donde C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 son los coeficientes de pérdida del núcleo del inductor.

$$\Delta I_{pp} = I_{pk,cm} - I_{vl,cm} \quad (16)$$

$$P_{C,Q2}^{DE} = \frac{R_{ds}^{Q2} S_1^2 D_{cm}^3}{3f_s^2} \quad (17)$$

$$P_{C,Q1}^{DE} = \frac{R_{ds}^{Q1} S_1^2 D_{cm}^3}{3f_s^2} + V_{SD,Q1} t_{dt} f_s I_{pk} \quad (18)$$

Donde V_{SD} es el voltaje forward del diodo intrínseco del MOFET y t_{dt} es el tiempo muerto del controlador de la compuerta (*gate*) determinado por el controlador LM5122.

$$P_{sw,Q2}^{DE} = \frac{1}{2} V_{out} f_s (I_{vl} t_{on}^{Q2} + I_{pk} t_{off}^{Q2}) + P_Q^{DE} \quad (19)$$

Donde: I_{vl} es el valor de la corriente del inductor en el valle de la señal e I_{pk} es el valor pico de la corriente del inductor

$$t_{off}^{Q2} = \frac{Q_{gsw}^{Q2} (R_{gint}^{Q2} + R_{down}^{Q2})}{V_{th}^{Q2} + \frac{I_{pk}}{g_{fs}^{Q2}}} \quad (20)$$

Donde I_{pk} puede ser la corriente pico tanto en modo discontinuo como como continuo $I_{pk_{cm}}$ o $I_{pk_{dm}}$

$$t_{on}^{Q2} = \frac{Q_{gsw}^{Q2} (R_{gint}^{Q2} + R_{up}^{Q2})}{V_{dr}^{Q2} - V_{th}^{Q2} - \frac{I_{pk}}{g_{fs}^{Q2}}} \quad (21)$$

$$P_Q^{DE} = (2V_{dr} Q_g + \frac{C_{oss} V_{out}^2}{2}) f_s \quad (22)$$

Donde V_{dr} es el voltaje de activación del MOSFET (voltaje de la terminal *gate*), Q_g es la carga de compuerta total (*total gate charge*) y C_{oss} es la capacitancia de salida del MOSFET.

Tabla 7. Pérdidas totales calculadas y medidas en modo discontinuo.

Pérdidas totales [mW] Experimental	Pérdidas totales [mW] Calculadas	Configuración DEM (J16 abierto)					
		$I_{out} = 0.2A$		$I_{out} = 0.4A$		$I_{out} = 0.8A$	
$V_{in} = 10V$		804.12 mW	226.6 mW	896.99 mW	302 mW	1.7 W	478.3 mW
$V_{in} = 16V$		539 mW	205 mW	864.49 mW	237 mW	1.2 W	327 mW

Para el modo de operación en modo síncrono del regulador LM5122 se tienen las siguientes ecuaciones:

$$P^{SY} = P_{C,L}^{SY} + P_{m,L}^{SY} + P_{C,Q2}^{SY} + P_{C,Q1}^{SY} + P_{sw,Q2}^{SY} \quad (23)$$

$$P_{C,L}^{SY} = \frac{R_L (D_{cm}^3 S_1^2 + (1-D_{cm})^3 S_2^2)}{12f_s^2} \quad (24)$$

$$P_{C,L}^{SY} = ESR_L I_L^2 \alpha_{pp} \quad (25)$$

$$\alpha_{pp} = 1 + \left(\frac{\Delta I_{pp}}{I_L} \right)^2 / 12 \quad (26)$$

$$P_{C,Q1}^{SY} = \frac{R_{ds}^{Q1} S_2^2 (1-D_{cm})^3}{12f_s^2} + V_{SD,Q1} t_{dt} f_s I_{pk} \quad (27)$$

$$P_{C,Q2}^{SY} = \frac{R_{ds}^{Q2} S_1^2 D_{cm}^3}{12f_s^2} - V_{SD,Q2} t_{dt} f_s I_{vl} \quad (28)$$

$$P_{sw,Q2}^{SY} = \frac{1}{2} V_{out} f_s (I_{pk,cm} t_{off}^{Q2} - I_{vl,cm} t_{on}^{Q1}) + P_Q^{SY} \quad (29)$$

$$P_Q^{SY} = (2V_{dr} Q_g + 2Q_{rr} V_{out} + \frac{C_{oss} V_{out}^2}{2}) f_s \quad (30)$$

Tabla 8. Pérdidas totales calculadas y medidas en modo continuo.

Pérdidas totales [mW] Experimental	Pérdidas totales [mW] Calculadas	Configuración SOM (J16 corto a la izquierda)					
		$I_{out} = 0.2A$		$I_{out} = 0.4A$		$I_{out} = 0.8A$	
$V_{in} = 10V$		650.26 mW	1.78 W	772.83 mW	1.79 W	1.15 mW	1.8 W
$V_{in} = 16V$		516.4 mW	1.59 W	672.6 mW	1.595 W	756.5 mW	1.61 W

Prueba 2:

Se analiza el impacto de la frecuencia de conmutación en la eficiencia del convertidor al variar la corriente de carga. La prueba se realiza para dos valores de voltaje de entrada diferentes y con diferente configuración del puente J15, el cual determina la frecuencia de conmutación. Los resultados de usar las ecuaciones que predicen las pérdidas de potencia del MOSFET y del inductor se comparan con los resultados de la medición para verificar si existe consistencia.

En las siguientes tablas se presentan los datos obtenidos de las mediciones realizadas en el laboratorio.

Tabla 9. Pérdidas del inductor, Q_2 y eficiencia del circuito

ind. con [mW]	ind. core. [mW]	Q2 cond [mW]	Q2 Swt [mW]	eficiencia	Corriente de carga					
					$I_{out} = 0.2A$					
$f_s = 250 \text{ kHz}$		$V_{in} = 10V$			25.9 mW	0.87 mW	129.6 mW	900 mW	91.2 %	
$f_s = 500 \text{ kHz}$		$V_{in} = 20V$			2.1 mW	40.8 mW	9.7 mW	1.46 mW	95.8 %	

Tabla 10. Pérdidas del inductor, Q_2 y eficiencia del circuito.

ind. cond. [mW]	ind. core [mW]	Q2 cond [mW]	Q2 Swt. [mW]	eficiencia	Corriente de carga					
					$I_{out} = 0.4A$					
$f_s = 250 \text{ kHz}$		$V_{in} = 10V$			25.9 mW	0.87 mW	120 mW	905 mW	93.7 %	
$f_s = 500 \text{ kHz}$		$V_{in} = 20V$			2.1 mW	40.8 mW	0.11 mW	1.46 w	97.5 %	

Tabla 11. Pérdidas del inductor, Q_2 y eficiencia del circuito

Ind. Cond. [mW]	ind. Core. [mW]	Q2 Cond [mW]	FET Swt. [mW]	Eficiencia	Corriente de carga			
					$I_{out} = 0.6$			
$f_s = 250$ kHz	$V_{in} = 10V$		413.6 mW	0.87 mW	110.4 mW	909 mW	94.75%	
$f_s = 500$ kHz	$V_{in} = 20V$		32.7 mW	40.8 mW	1.7 mW	1.46 W	96.41%	

Tabla 12. Pérdidas del inductor, Q_2 y eficiencia del circuito

ind. Cond. [mW]	ind. core. [mW]	Q2 cond [mW]	FET Swt. [mW]	Eficiencia	Corriente de carga			
					$I_{out} = 0.8A$			
$f_s = 250$ kHz	$V_{in} = 10V$		505.6 mW	0.87 mW	93.1 mW	913.5 mW	95.2 %	
$f_s = 500$ kHz	$V_{in} = 20V$		55.7 mW	40.8 mW	2.9 mW	1.47 W	97.48%	

Tabla 13. Pérdidas del inductor y Q_2 y eficiencia del circuito

ind. Cond. [mW]	ind. core. [mW]	Q2 cond [mW]	FET Swt. [mW]	Eficiencia	Corriente de carga			
					$I_{out} = 0.8A$			
$f_s = 250$ kHz	$V_{in} = 10V$		623.8 mW	0.87 mW	114.9 mW	917.6 W	94.8 %	
$f_s = 500$ kHz	$V_{in} = 20V$		85.2 mW	40.8 mW	4.5 mW	1.47 W	97.6%	

Experimento 4

En este experimento se ha analizado la influencia de los voltajes máximos de entrada y del inductor sobre la corriente de carga promedio máxima que el convertidor elevador puede entregar en condiciones de corriente límite. Únicamente se utilizó el regulador TPS55340 para este experimento.

El convertidor elevador TI-PMLK TPS55340 proporciona un voltaje de salida $V_{out} = 24V$, con un intervalo de tensión de entrada V_{in} de 5V a 12V y una corriente de carga de salida de hasta 0.6 A. La figura 37 muestra el esquemático reducido del circuito, donde los dispositivos destacados son: el capacitor de entrada (C_i), el inductor (L), el capacitor de salida (C_o), el diodo Schottky (D_1), la red de compensación de retroalimentación (R_c, C_c, C_s) y la red de detección de voltaje de salida (R_{SH}, R_{SL}). El regulador TPS55340 incluye un circuito limitador de corriente denominado "ciclo a ciclo", el cual apaga al MOSFET interno si la corriente instantánea excede los 6.6 A (a 25°C) cuando se encuentra en estado de encendido ON. El circuito limitador de corriente determina la corriente media máxima $I_{L,max}$ del inductor de entrada, cuyo valor depende del voltaje de entrada V_{in} , la frecuencia de conmutación f_s y la inductancia L . La eficiencia del convertidor también influye en el límite de corriente, ya que impacta en la corriente media del inductor. Por lo tanto, la corriente de salida máxima $I_{out,max}$ que puede entregar el regulador está determinada por las condiciones de

operación. La acción limitadora de corriente impide la regulación del voltaje de salida, estableciendo su caída por debajo del valor nominal deseado.

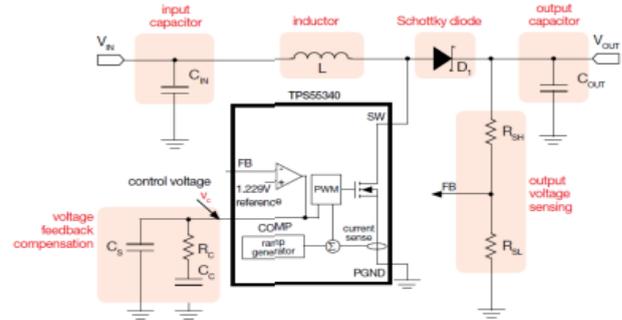


Figura 37. Circuito esquemático simplificado del regulador TPS55340

Prueba 1:

Se debe detectar la corriente de salida máxima que el regulador TPS55340 puede entregar a la carga (la cual está determinada por el circuito limitador de corriente interno) aumentando lentamente la corriente de carga mientras se observa el voltaje de salida. Cuando la corriente de carga supera el valor límite o umbral de corriente, se pierde la regulación del voltaje de salida. Se deben registrar las tensiones y corrientes de entrada y salida para calcular la eficiencia. Posteriormente se repite la prueba para diferentes valores de voltaje de entrada, inductor, frecuencia de conmutación y eficiencia. Se realiza una emulación en el cambio de eficiencia para un voltaje de entrada determinado, distinto inductor y frecuencia de conmutación, por medio de una resistencia (R_1) en el regulador TPS55340, la cual se encuentra conectada en serie al inductor y que puede ser cortocircuitada por medio de un jumper. En la figura 38 se muestra la configuración de los instrumentos de medición a utilizar en esta prueba.

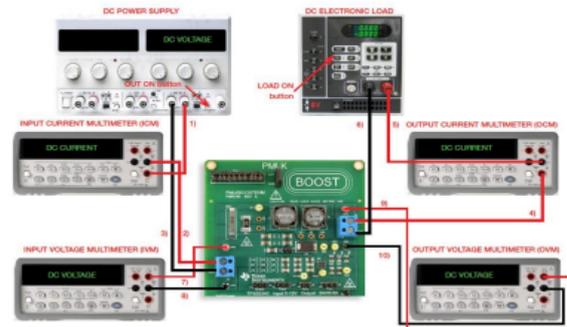


Figura 38. Configuración de los instrumentos de medición para el experimento 4

Tabla 14. Corriente máxima entregada por el regulador TPS55340 para diferentes valores de voltaje de entrada, inductancia, frecuencia de conmutación y eficiencia.

I_{outlim} [A]	μ [%]	$L = L_1 = 10\mu H$			
		R_1 conectada		R_1 no conectada	
$F_s = 400kHz$	$V_{in} = 6$	0.993	81.67	0.82	92.74
	$V_{in} = 12V$	2.094	92.4	2.188	95.85
$F_s = 500kHz$	$V_{in} = 6V$	0.963	81.38	1.055	90.37
	$V_{in} = 12V$	2.157	93.03	2.177	97.24

Tabla 15. Corriente máxima entregada por el regulador TPS55340 para diferentes valores de voltaje de entrada, inductancia, frecuencia de conmutación y eficiencia.

I_{outlim} [A]	μ [%]	$L = L_2 = 3.3\mu H$			
		R_1 conectada		R_1 no conectada	
$F_s = 400kHz$	$V_{in} = 6$	0.825	82.88	0.9	90.09
	$V_{in} = 12V$	1.463	91.8	1.487	94.81
$F_s = 500kHz$	$V_{in} = 6V$	0.433	77.21	0.439	83.6
	$V_{in} = 12V$	1.643	94.28	1.643	97.65

Conclusiones

Se ha presentado el análisis de algunos aspectos del convertidor cd-cd elevador. Se presentaron los resultados obtenidos de tres experimentos del documento TI Power Management Lab Kit Boost Experiment Book de Texas Instruments utilizando el kit de evaluación TI-PMLK-Boost. Por último se presentó el análisis para la obtención de las pérdidas del convertidor.

Conflicto de Intereses

Los autores expresan que no existen conflictos de interés al redactar el manuscrito.

Referencias

- [1] c. P. Basso, switch-mode power supplies, 1th edition., vol. 1. 2008.
- [2] m. Forouzes, y. P. Siwakoti, s. A. Gorji, f. Blaabjerg, and b. Lehman, "step-up dc-dc converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications," *iee trans power electron*, vol. 32, no. 12, pp. 9143–9178, dec. 2017, doi: 10.1109/tpel.2017.2652318.
- [3] x. Li, h. Ma, j. Yi, s. Lu, and j. Xu, "a comparative study of gan hemt and si mosfet-based active clamp forward converters," *energies (basel)*, vol. 13, no. 6, aug. 2020, doi: 10.3390/en13164160.
- [4] m. H. Taghvae, m. A. M. Radzi, s. M. Moosavain, h. Hizam, and m. Hamiruce marhaban, "a current and future study on non-isolated dc-dc converters for photovoltaic applications," *renewable and sustainable energy reviews*, vol. 17. Pp. 216–227, jan. 2013. Doi: 10.1016/j.rser.2012.09.023.
- [5] b.-r. Lin et al., "analysis of an active clamp forward converter," 2005.
- [6] a. M. W, c. Bhuvaneswari, s. M. Shyni, g. M. Sheeba, m. S. Mahendra, and v. Jaishree, "dc-dc converter based power management for go green applications," *international journal of power electronics and drive systems (ijpeds)*, vol. 10, no. 4, p. 2046, dec. 2019, doi: 10.11591/ijpeds.v10.i4.pp2046-2054.
- [7] v. S. Rajguru and b. N. Chaudhari, "modelling and control of active clamp forward converter with centre tap transformer," *iete j res*, vol. 61, no. 5, pp. 447–456, sep. 2015, doi: 10.1080/03772063.2015.1018346.
- [8] s. Pichandi, p. Sathya, and r. Natarajan, "design and implementation of 12v/24v closed loop boost converter for solar powered led lighting system." [online]. Available: <https://www.researchgate.net/publication/290576733>
- [9] v. G. R. Kummara et al., "a comprehensive review of dc-dc converter topologies and modulation strategies with recent advances in solar photovoltaic systems," *electronics (switzerland)*, vol. 9, no. 1. Mdpi ag, jan. 01, 2020. Doi: 10.3390/electronics9010031.
- [10] s. Kumaravel, r. A. Narayanankutty, v. S. Rao, and a. Sankar, "dual input-dual output dc-dc converter for solar pv/battery/ultra-capacitor powered electric vehicle application," *iet power electronics*, vol. 12, no. 13, pp. 3351–3358, nov. 2019, doi: 10.1049/iet-pel.2019.0123.
- [11] v. K. S. Veeramallu, s. Porpandiselvi, and b. L. Narasimharaju, "a buck-boost integrated high gain non-isolated half-bridge series resonant converter for solar pv/battery fed multiple load led lighting applications," *international journal of circuit theory and applications*, vol. 48, no. 2, pp. 266–285, feb. 2020, doi: 10.1002/cta.2720.
- [12] n. Femia, *ti power management lab kit ldo experiment book*.
- [13] z. Ivanovic, b. Blanusa, and m. Knezic, "power loss model for efficiency improvement of boost converter," in *xxiii international symposium on information, communication and automation technologies, sarajevo, bosnia and herzegovina: iee*, oct. 2011.
- [14] w. Allan and t. Eberle, "mosfet current source gate drivers, switching loss modeling and frequency dithering control for mhz switching frequency dc-dc converters," 2008.