

新型雙向直流至直流轉換器之分析與研製

Study and Implementation of a Novel Bidirectional DC-DC Converter

蕭閔聰 梁從主 楊隆生 林弘毅
Min-Tsung Hsiao Tsorng-Juu Liang Lung-Sheng Yang Hong-Yi Lin
國立成功大學綠色能源電子研究中心
台灣 台南市
Green Energy Electronics Research Center
National Cheng Kung University
Tainan, TAIWAN
n2697432@mail.ncku.edu.tw

摘要

本文提出一「新型雙向直流至直流轉換器」，此轉換器具有高電壓轉換比，可作為電池側與直流匯流排之間雙向傳遞能量。當轉換器操作於放電模式時，輸入電源為電池，藉由對兩獨立電感並聯充電、串聯放電升壓至直流匯流排；當操作於充電模式時，輸入電源為直流匯流排，藉由對兩獨立電感串聯充電、並聯放電降壓至低壓電池側。本文中首先介紹數種雙向轉換器架構，接著分析本文所提轉換器之動作原理與穩態特性。最後，實作一低壓側 24 V、高壓側 200 V、放電模式功率 500 W、充電模式功率 264 W 之雛型電路，以驗證本轉換器之性能。經由實驗可知，放電模式滿載效率為 85.5%；充電模式滿載效率為 89.0%。

關鍵字：雙向轉換器、高電壓轉換比。

Abstract

In this paper, a novel bidirectional DC-DC converter is proposed. The proposed bidirectional converter with high voltage ratio is used to transfer energy between battery and DC bus. When the converter is operated in the discharging mode, two inductors are charged in parallel and are discharged in series. It can step up battery voltage to DC bus voltage. When it is operated in the charging mode, two inductors are charged in series and are discharged in parallel. It can step down DC bus voltage to battery voltage. This paper first briefly introduces several bidirectional converters. Following that operating principles and steady-state characteristics of this converter will be analyzed. Finally, a laboratory prototype with battery voltage 24 V, DC bus voltage 200 V, discharging mode power 500 W, and charging mode power 264 W is implemented to verify the performance. The full load efficiency of discharging mode is 85.5%, and the full load efficiency of charging mode is 89.0%.

Keywords: bidirectional converter, high voltage ratio.

I. 前言

近年來經濟之發展造成能源消費與損耗日益增加，伴隨而來的是環境破壞及溫室效應加劇，為求社會與經濟之永續發展，如何兼顧能源使用與環境保護便成為重要的課題之一。綠色能源擁有可循環利用與低污染之特點，太陽能電池、燃料電池、風力發電與潮汐發電等都是最近熱門的綠色能源。當以這些能源為主要電源時，會使用電池來儲存多餘能量並提供備用電源 [1]-[2]。此外，不斷電系統(Uninterruptible power supplies, UPS)雖以市電為主要電源，但也將電池作為其備用電源 [3]-[4]。當以電池作為備用電源時，傳統上會使用兩組 DC-DC 轉換器分別對電池作充放電，但其體積大、成

本高。為改善此缺點，具有將能量雙向傳遞的雙向直流至直流轉換器(Bidirectional DC-DC converter)開始被廣泛討論及研究[5]-[6]。

一般 DC-DC 轉換器能量傳送路徑為單方向傳遞，當電路系統本身需要逆向回送能量時，如充電器、不斷電系統等，則需要多加入一組 DC-DC 轉換器作能量回送。當加入另一組 DC-DC 轉換器之後，伴隨的是元件數量、電路體積隨之增加。因此雙向 DC-DC 轉換器之優勢在於電路本身具有兩種能量傳遞路徑，可依據升降壓所需而選擇路徑。

II. 雙向直流至直流轉換器介紹

【半橋型雙向 DC-DC 轉換器】

圖 1 所示為半橋型雙向 DC-DC 轉換器(Bidirectional half-bridge DC-DC converter) [7]-[8]，其電路架構結合升壓轉換器(Boost converter)與降壓轉換器(Buck converter)。升壓轉換器負責放電模式，其包含 L 、 S_1 及 D_{S2} ，此時 S_2 為截止狀態，藉由開關 S_1 來控制能量傳遞；降壓轉換器負責充電模式，其包含 S_2 、 D_{S1} 及 L ，此時 S_1 為截止狀態，藉由開關 S_2 來控制能量傳遞。

半橋型雙向 DC-DC 轉換器電路架構簡單，然而當電壓轉換比過大時，其開關責任週期將甚大；電壓轉換比過小時，其開關責任週期將甚小，使得電路實現不易，且電路本身能量傳遞時間降低，造成整體效率不佳。

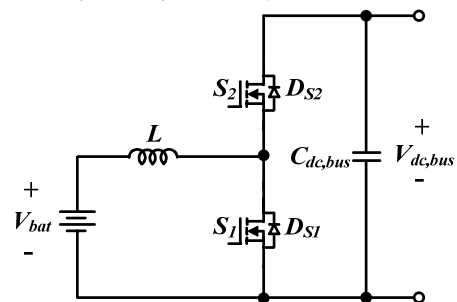


圖 1 半橋型雙向 DC-DC 轉換器

【零電流切換式電容型雙向 DC-DC 轉換器】

圖 2 所示為零電流切換式電容型雙向 DC-DC 轉換器(Zero-current-switching switched-capacitor bidirectional DC-DC converter) [9]，其電路使用切換式電容架構並利用準諧振方式來達到零電流切換，藉此提昇電路效率。放電模式包含 D_{S3} 、 D_{S4} 、 S_a 、 S_b 、 S_{ab} 、 S_1 及 S_2 ，此電路藉由對 C_1 、 C_2 作並聯充電、串聯放電來升壓， L_r 則是作

準諧振電感達成零電流切換；充電模式包含 S_3 、 S_4 、 D_{Sa} 、 D_{Sb} 、 D_{S1} 、及 D_{S2} ，此電路藉由對 C_1 、 C_2 作串聯充電、並聯放電來降壓， L_r 功用同上。

此轉換器電路架構複雜，電路開關數目過多，造成控制及驅動電路設計不易。電壓轉換比由電路架構決定， $V_{bat} = 1/3V_{dc,bus}$ ，如需增加電壓轉換比，則需要再加入電路開關及電容，不適合使用於高電壓比之應用。

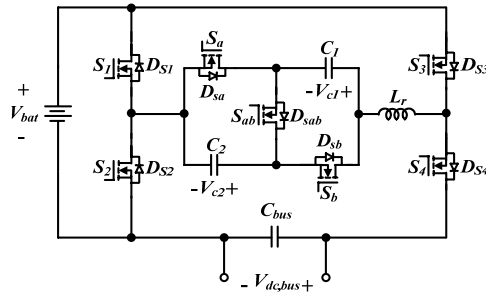


圖 2 零電流切換式電容型雙向 DC-DC 轉換器電路架構圖

驅動訊號相同，而 S_3 之驅動訊號則是與 S_1 和 S_2 之驅動訊號互補。當此電路於放電模式下， S_1 和 S_2 以脈波寬度調變(Pulse-width-modulation, PWM)方式操作，調節並穩定輸出電壓，電路本身為對電感 L_1 和 L_2 並聯充電、串聯放電達到升壓效果。當此電路於充電模式下， S_3 以脈波寬度調變方式操作，調節並穩定輸出電壓，電路本身為對電感 L_1 和 L_2 串聯充電、並聯放電達到降壓效果。

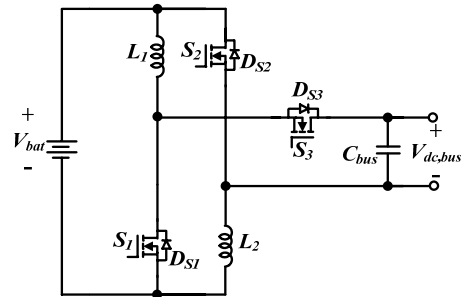


圖 4 新型雙向直流至直流轉換器

【全橋/推挽型雙向 DC-DC 轉換器】

圖 3 所示為全橋/推挽型雙向 DC-DC 轉換器 (Bidirectional full-bridge/push-pull DC-DC converter) [10]-[12]。放電模式時 $S_1 \sim S_4$ 為截止狀態，藉由開關 S_5 與 S_6 來控制能量傳遞，共有 4 個模式。其動作原理如下所述：模式 1 為 S_5 、 S_6 皆導通時， V_{bat} 對電感 L 儲能，接著進入模式 2： S_5 導通、 S_6 截止時， V_{bat} 及電感 L 經由 D_{S1} 、 D_{S4} 釋能至匯流排側。模式 3 為 S_5 、 S_6 皆導通時， V_{bat} 對電感 L 儲能，接著進入模式 4： S_6 導通、 S_5 截止時， V_{bat} 及電感 L 經由 D_{S2} 、 D_{S3} 釋能至匯流排側。充電模式時 S_5 與 S_6 為截止狀態，藉由開關 $S_1 \sim S_4$ 來控制能量傳遞，其動作原理如下所述： S_1 、 S_4 與 S_2 、 S_3 分為兩組同時驅動，共有四個模式。其動作原理如下所述：模式 1 為 S_1 、 S_4 導通時， $V_{dc,bus}$ 藉由變壓器映射至二次側，經 D_{S5} 對電感 L 、電池側儲能，接著進入模式 2： $S_1 \sim S_4$ 皆截止時，電感 L 經由 D_{S5} 、 D_{S6} 釋能至電池側。模式 3 為 S_2 、 S_3 導通時， $V_{dc,bus}$ 同樣藉由變壓器映射至二次側，經 D_{S6} 對電感 L 、電池側儲能，接著進入模式 4： $S_1 \sim S_4$ 皆截止時，電感 L 經由 D_{S5} 、 D_{S6} 釋能至電池側。此轉換器較適合應用於高功率場合，因其開關元件電壓應為直流匯流排側電壓，且變壓器為雙向激磁，但開關驅動電路較為複雜。

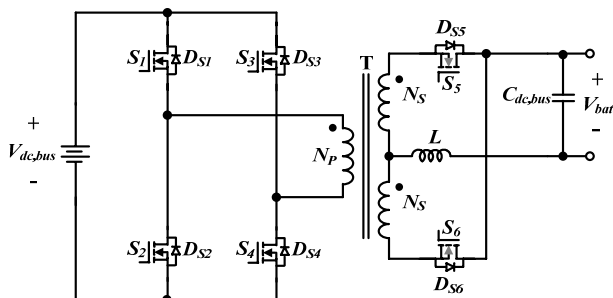


圖 3 全橋/推挽型雙向 DC-DC 轉換器

III. 新型雙向直流至直流轉換器

本文所提出「新型雙向直流至直流轉換器」是由非隔離型高壓 DC-DC 轉換器延伸而來[13]，其電路架構如圖 4 所示。此轉換器依照能量傳遞路徑可分成放電模式及充電模式，在兩種模式下，其主動開關 S_1 和 S_2 之

IV. 動作原理與穩態分析

本文提出之電路架構，其電路動作原理依據能量傳遞方向之不同，可分成放電模式及充電模式，以下將針對這兩種電路模式作分析。為簡化動作原理分析，將作以下幾點假設：

1. 所有功率開關均視為理想元件，驅動訊號之間省略滯留時間(Dead time)。
2. 所有電感、電容均視為理想元件。
3. 電容 C_{bus} 電容值甚大，使得 $V_{dc,bus}$ 可視為定電壓。
4. 電感 L_1 與 L_2 電感值相同，且均操作在連續導通模式 (Continuous condition mode, CCM)。

【放電模式】：

【模式 I： $t_0 \leq t \leq t_1$ 】

在 $t = t_0$ 時，開關 S_1 與 S_2 呈導通狀態，開關 S_3 呈截止狀態，圖 5 為放電模式主要波形圖，圖 6(a) 所示為工作模式 I 之電流路徑圖。當電路動作於此工作模式時，輸入電源 V_{bat} 對電感 L_1 與 L_2 儲能，負載 R_{load} 由電容 C_{bus} 提供能量，電感電流 i_{L1} 與 i_{L2} 呈線性上升，電感 L_1 與 L_2 電感值相同，以 L 表示。此外，電感 L_1 與 L_2 之電流變化量如式(1)和式(2)所示：

$$\Delta i_{L1} = \frac{|v_{L1}|}{L_1} (t_1 - t_0) = \frac{V_{bat} D_{dis} T_s}{L} \quad (1)$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{|v_{L2}|}{L_2} (t_1 - t_0) = \frac{V_{bat} D_{dis} T_s}{L} \quad (2)$$

上兩式中， T_s 代表開關 S_1 與 S_2 之切換週期時間， D_{dis} 代表開關 S_1 與 S_2 之責任週期。當 $t = t_1$ 時，開關 S_1 與 S_2 截止，開關 S_3 導通，電路進入工作模式 II。

【模式 II： $t_1 \leq t \leq t_2$ 】

在 $t = t_1$ 時，開關 S_3 呈導通狀態，開關 S_1 與 S_2 呈截止狀態，圖 6(b) 所示為工作模式 II 之電流路徑圖。當電路動作於此工作模式時，輸入電源 V_{bat} 、電感 L_1 與 L_2 串聯釋放能量至電容 C_{bus} 與負載 R_{load} ，電感電流 i_{L1} 與 i_{L2} 呈線性下降，電感 L_1 與 L_2 之電流變化量如式(3)和式(4)所示：

$$\Delta i_{L1}^{ii} = \frac{|v_{L1}|}{L_1} (t_2 - t_1) = \frac{V_{dc, bus} - V_{bat}}{2L} (1 - D_{dis}) T_s \quad (3)$$

$$\Delta i_{L2}^{ii} = \frac{|v_{L2}|}{L_2} (t_2 - t_1) = \frac{V_{dc, bus} - V_{bat}}{2L} (1 - D_{dis}) T_s \quad (4)$$

當 $t = t_2$ 時，開關 S_3 截止，開關 S_1 與 S_2 導通，電路進入工作模式 I。

【電壓轉換比】

當轉換器操作於穩態時，其電感必須符合伏秒平衡原理，由各模式所得到電感 L_1 和 L_2 之電流變化量，可得到此轉換器之升壓轉換比，如式(5)所示：

$$\frac{V_{dc, bus}}{V_{bat}} = \frac{1 + D_{dis}}{1 - D_{dis}} \quad (5)$$

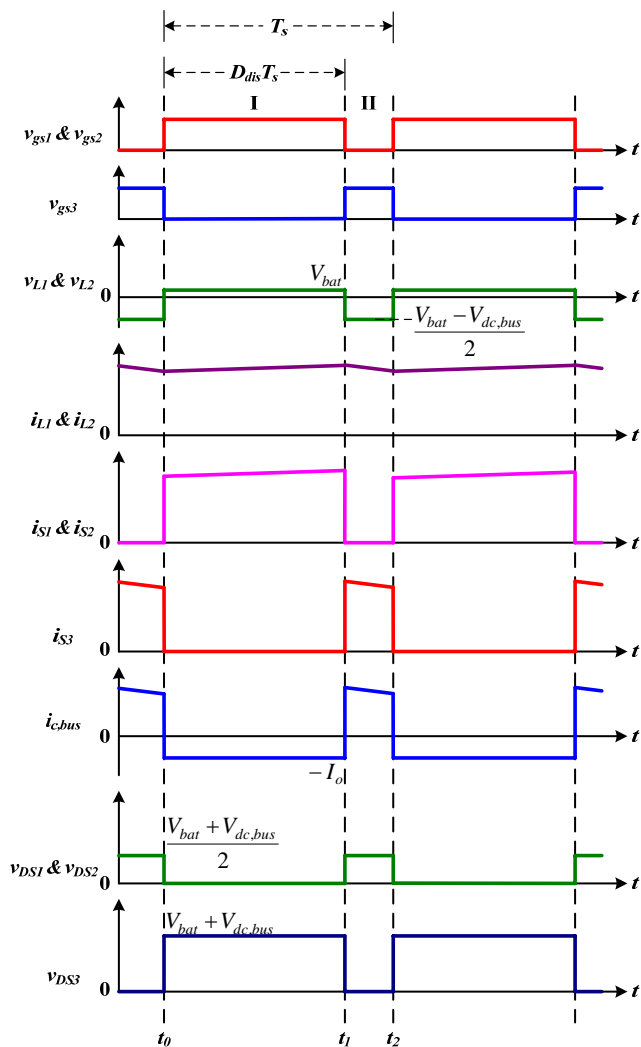
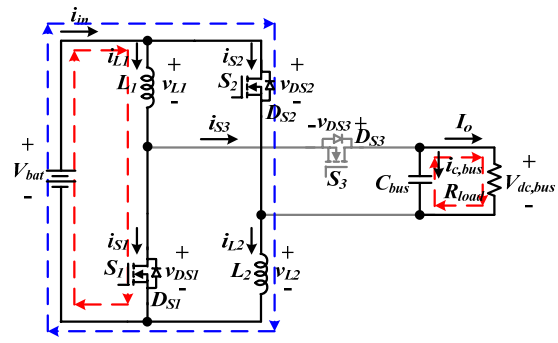
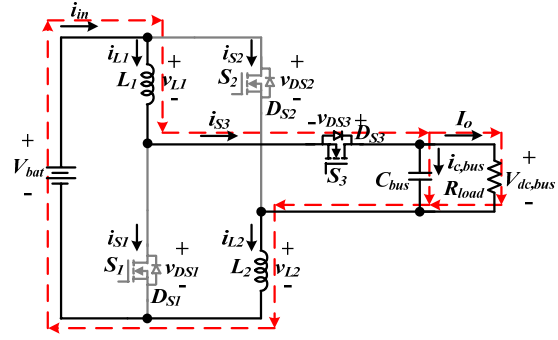


圖 5 放電模式主要波形圖



(a) 工作模式 I



(b) 工作模式 II

圖 6 放電模式之等效電路徑圖

【充電模式】：

【模式 i： $t_0 \leq t \leq t_1$ 】

在 $t = t_0$ 時，開關 S_3 呈導通狀態，開關 S_1 與 S_2 呈截止狀態，圖 7 為充電模式主要波形圖，圖 8(a) 所示為工作模式 i 之電路徑圖。當電路動作於此工作模式時，輸入電源 $V_{dc, bus}$ 對電感 L_1 與 L_2 、電容 C_{bat} 以及電池 V_{bat} 儲能，電感電流 i_{L1} 與 i_{L2} 呈逆向上升，電感 L_1 與 L_2 電感值相同，以 L 表示。此外，電感 L_1 與 L_2 之電流變化量如式(6)和式(7)所示：

$$\Delta i_{L1}^i = \frac{|v_{L1}|}{L_1} (t_1 - t_0) = \frac{V_{dc, bus} - V_{bat}}{2L} D_{ch} T_s \quad (6)$$

$$\Delta i_{L2}^i = \frac{|v_{L2}|}{L_2} (t_1 - t_0) = \frac{V_{dc, bus} - V_{bat}}{2L} D_{ch} T_s \quad (7)$$

上兩式中， T_s 代表開關 S_3 之切換週期時間， D_{ch} 代表開關 S_3 之責任週期。當 $t = t_1$ 時，開關 S_3 截止，開關 S_1 與 S_2 導通，電路進入工作模式 ii。

【模式 ii： $t_1 \leq t \leq t_2$ 】

在 $t = t_1$ 時，開關 S_3 呈截止狀態，開關 S_1 與 S_2 呈導通狀態，圖 8(b) 所示為工作模式 ii 之電路徑圖。當電路動作於此工作模式時，電感 L_1 、 L_2 以及電容 C_{bat} 釋放能量至電池 V_{bat} ，電感電流 i_{L1} 與 i_{L2} 呈逆向下降，電感 L_1 與 L_2 之電流變化量如式(8)和式(9)所示：

$$\Delta i_{L1}^{ii} = \frac{|v_{L1}|}{L_1} (t_2 - t_1) = \frac{V_{bat}}{L} (1 - D_{ch}) T_s \quad (8)$$

$$\Delta i_{L2}^{ii} = \frac{|v_{L2}|}{L_2} (t_2 - t_1) = \frac{V_{bat}}{L} (1 - D_{ch}) T_s \quad (9)$$

當 $t = t_2$ 時，開關 S_3 導通，開關 S_1 與 S_2 截止，電路進入工作模式 i。

【電壓轉換比】

當轉換器操作於穩態時，其電感必須符合伏秒平衡原理，由各模式所得到電感 L_1 和 L_2 之電流變化量，可得到此轉換器之降壓轉換比，如式(10)所示：

$$\frac{V_{bat}}{V_{dc,bus}} = \frac{D_{ch}}{2 - D_{ch}} \quad (10)$$

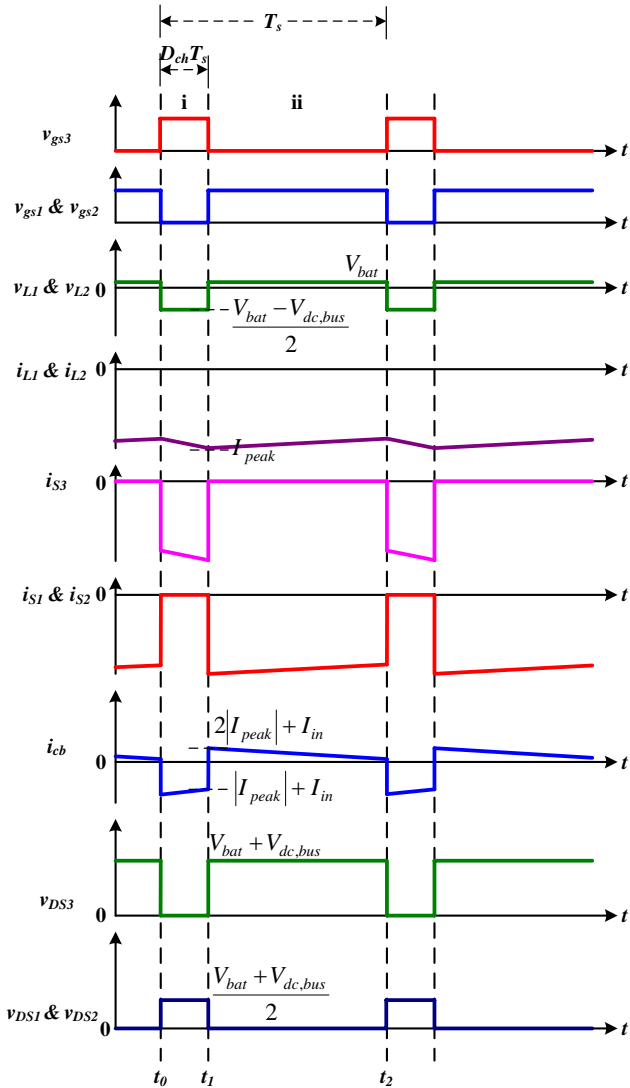
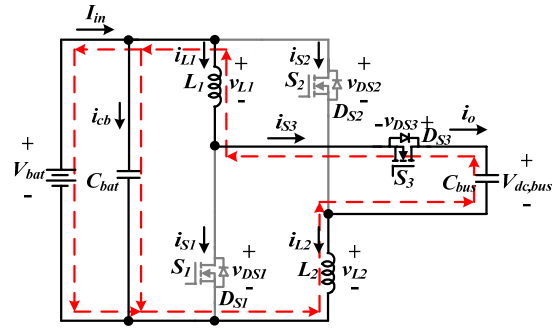
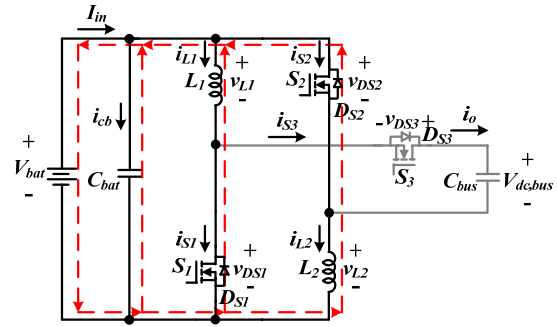


圖 7 充電模式主要波形圖



(a) 工作模式 i



(b) 工作模式 ii

圖 8 充電模式之等效電流路徑

V. 實驗結果

研製一電池電壓 24 V 與直流匯流排電壓 200 V 之雛形電路，藉以驗證相關理論推導之可行性與正確性。雛形電路之系統規格與電路元件之型號規格分別如表 1 和表 2 所示：

表 1 系統規格表

放電模式		充電模式	
電池電壓 V_{bat}	24 V	匯流排電壓 $V_{dc,bus}$	200 V
匯流排電壓 $V_{dc,bus}$	200 V	電池電壓 V_{bat}	24 V
輸出電流 I_o	2.5 A	充電電流 I_b	11 A
額定放電功率 P_{dis}	500 W	額定充電功率 P_b	264 W
轉換器切換頻率 f_{s1}	50 kHz	轉換器切換頻率 f_{s2}	50 kHz

表 2 電路元件之型號規格表

元件名稱	型號規格
儲能電感 L_1 和 L_2	185 μ H
電池側電容 C_{bat}	56 μ F/ 35 V \times 2
匯流排電容 $C_{dc,bus}$	22 μ F/ 250 V \times 2
主動開關 S_1 、 S_2 和 S_3	IXFK64N50P 500 V/ 64 A/ 85 m Ω

【實測波形圖及效率曲線圖】

圖 9.(a)-(d)為放電模式下輸出功率 500 W 之相關實測波形，圖 10 所示為放電模式效率曲線圖。其結果顯示所提之轉換器於適當的操作責任週期下，即可以達到升壓之效果。當輸出功率為滿載 500 W 時，系統效率為 85.5 %；而輸出功率為 100 W 時，系統可達到最佳效率點 91.8 %。

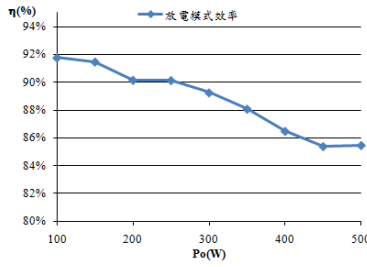
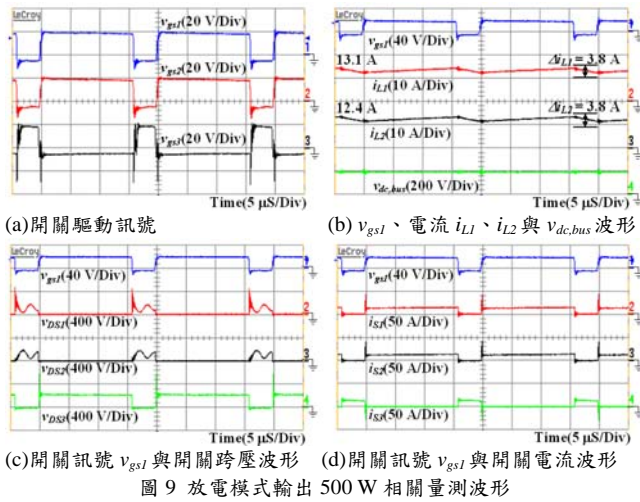
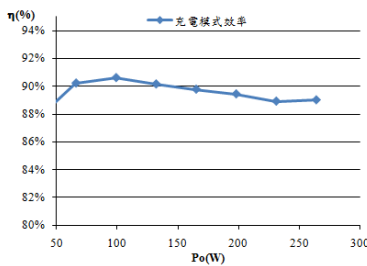
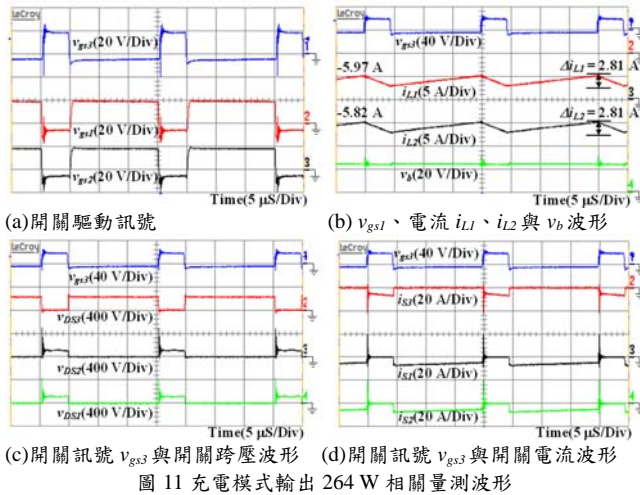


圖 11.(a)-(d) 為充電模式下輸出功率 264 W 之相關實測波形，圖 12 所示為充電模式效率曲線圖。其結果顯示所提之轉換器於適當的操作責任週期下，即可以達到降壓之效果。當輸出功率為滿載 264 W 時，系統效率為 89.0%；而輸出功率為 99 W 時，系統可達到最佳效率點 90.6%。



VI. 結論

本文提出一「新型雙向直流至直流電轉換器」，此電路於放電模式時，藉由對兩獨立電感作並聯充電、串聯放電達到升壓目的；於充電模式時，藉由對兩獨立電感作串聯充電、並聯放電達到降壓目的。最後，實作一雛形電路來驗證其理論分析，其電池側電壓為 24 V、直流匯流排側電壓為 200 V。由實驗結果可知，於放電模式下，當輸出功率為 100 W 時，其最高效率為 91.8%，滿載輸出功率 500 W 之效率為 85.5%。於充電模式下，當輸出功率為 99 W 時，其最高效率為 90.6%，滿載輸出功率 264 W 之效率為 89.0%。

誌謝

本文感謝國家科學委員會都會區智慧型電動載具之應用情境設計與電控模組發展計畫 NSC 98-2218-E-006 -256 -之研究經費補助。

參考文獻

- [1] D. K. Choi, B. K. Lee, S. W. Choi, C. Y. Won, and D. W. Yoo, "A novel power conversion circuit for cost-effective battery-fuel cell hybrid systems," *Journal of Power Sources*, vol. 152, pp. 245-255, Dec. 2005.
- [2] B. S. Borowy and Z. M. Salameh, "Methodology for optimally sizing the combination of a battery bank and PV array in a wind/PV hybrid system," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 11, no. 2, pp. 367-375, Jun. 1996.
- [3] J. Perkinson, "UPS system: a review," *IEEE APEC*, Feb. 1988, pp. 151-154.
- [4] J. Y. Lee, Y. M. Chang, and F. Y. Liu, "A new UPS topology employing a PFC boost rectifier cascaded high-frequency tri-port converter," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 4, pp. 803-813, Aug. 1999.
- [5] H. Matsuo and F. Kurokawa, "New solar cell power supply system using a boost type bidirectional DC-DC converter," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. IE-31, no. 1, pp. 51-55, Feb. 1984.
- [6] C. M. Hong, L. S. Yang, T. J. Liang, and J. F. Chen, "Novel bidirectional DC-DC converter with high step-up/down voltage gain," *IEEE ECCE*, Sep. 2009, pp. 60-66.
- [7] T. J. Liang, T. Wen, K. C. Tseng, and J. F. Chen, "Implementation of a regenerative pulse charger using hybrid buck-boost converter," *IEEE PEDS*, vol. 2, Oct. 2001, pp. 437-442.
- [8] P. Das, B. Laan, S. A. Mosavi, and G. Moschopoulos, "A novel bidirectional PWM DC-DC converter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 24, no. 2, pp. 553-558, 2009.
- [9] Y. S. Lee and Y. Y. Chiu, "Zero-current-switching switched-capacitor bidirectional DC-DC converter," *IEE Proc. Electric Power Applications*, vol. 152, no. 6, pp. 1525-1530, Nov. 2005.
- [10] K. Yamamoto, E. Hiraki, T. Tanaka, M. Nakaoka, and T. Mishima, "Bidirectional DC-DC converter with full-bridge / push-pull circuit for automobile electric power systems," *IEEE PESC*, Jun. 2006, pp. 1-5.
- [11] H. J. Chiu and L. W. Lin, "A bidirectional DC-DC converter for fuel cell electric vehicle driving system," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 21, no. 4, pp. 950-958, Jul. 2006.
- [12] O. Garcia, L. A. Flores, J. A. Oliver, J. A. Cobos, and J. de la Pena, "Bi-directional DC/DC converter for hybrid vehicles," *IEEE PESC*, Jun. 2005, pp. 1881-1886.
- [13] L. S. Yang, T. J. Liang, and J. F. Chen, "Transformerless DC-DC converters with high step-up voltage gain," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 8, pp. 3144-3152, Aug. 2009.