

# 結合交錯式昇壓型與推挽式高功因轉換器之研製

A Study of High Power Factor AC/DC Converter with Interleaved Boost and Push-Pull Conversion Topologies

## 摘要

本文提出一高功因交流／直流轉換器。電路之架構以整合交錯式昇壓型與推挽式轉換器成為一高功因轉換器。交錯式昇壓型轉換器操作於不連續電流模式，推挽式直流／直流轉換器則操作於連續與不連續電流模式。控制方式採用單一迴路之輸出電壓回授，以簡化控制電路，並達成此高功因轉換器。文中分析此高功因轉換器之工作原理，並經由一 150W 之實作雛形來證實此高功因轉換器之操作與性能。

關鍵詞：功因修正器，交錯式。

## 前言

在主動式功因交流／直流轉換器架構中，目前以昇壓式轉換器最廣泛被使用於功率因數修正電路[1-5]。昇壓式轉換器的特色為輸出直流電壓高於輸入直流電壓，而電感電流即是輸入電流，控制功率開關切換狀態，即可控制其輸入電流，並因為開關為共源極模式，因此控制驅動電路較為容易，在整個輸入電壓範圍內能保持很高的功率因數。若將昇壓型轉換器操作於不連續電流模式，雖功率開關導通時可達零電流切換及不需考慮二極體逆向回復電流問題。但其功率開關須承受高的電流應力，為了符合實際的諧波規範，需要相當大輸入濾波器之缺點。使用交錯式昇壓型（Interleaved Boost）轉換器技術[6-10]，即使用數組完全相同的升壓轉換器單元（Boost Cells）並聯，可以有效的緩和上述之缺點。當使用兩相(兩組)交錯式升壓型轉換器與傳統昇壓型轉換器操作於不連續電流模式比較起來，功率開關的電流將會減半，即電流應力與功率開關之切換損失將同時分散至兩開關。本文介紹一高功因交流／直流轉換器，係將具有功率因數修正的交錯式昇壓型轉換器與推挽式（Push-pull）直流／直流轉換器結合，以同一驅動信號控制，以簡化控制電路。

## 電路架構

本文所提出之高功因交流／直流轉換器如圖 1 所示，此電路由交錯式昇壓型功因修正轉換器與推挽式直流／直流轉換器整合而成。兩相交錯式昇壓電路由兩完全相同之昇壓型轉換器組成，並由兩組相位差 180 度之驅動信號驅動功率晶體  $S_1$ 、 $S_3$  和  $S_2$ 、 $S_4$ ，如採用相同容量與功率之元件，其輸出功率將為單一昇壓型之兩倍。

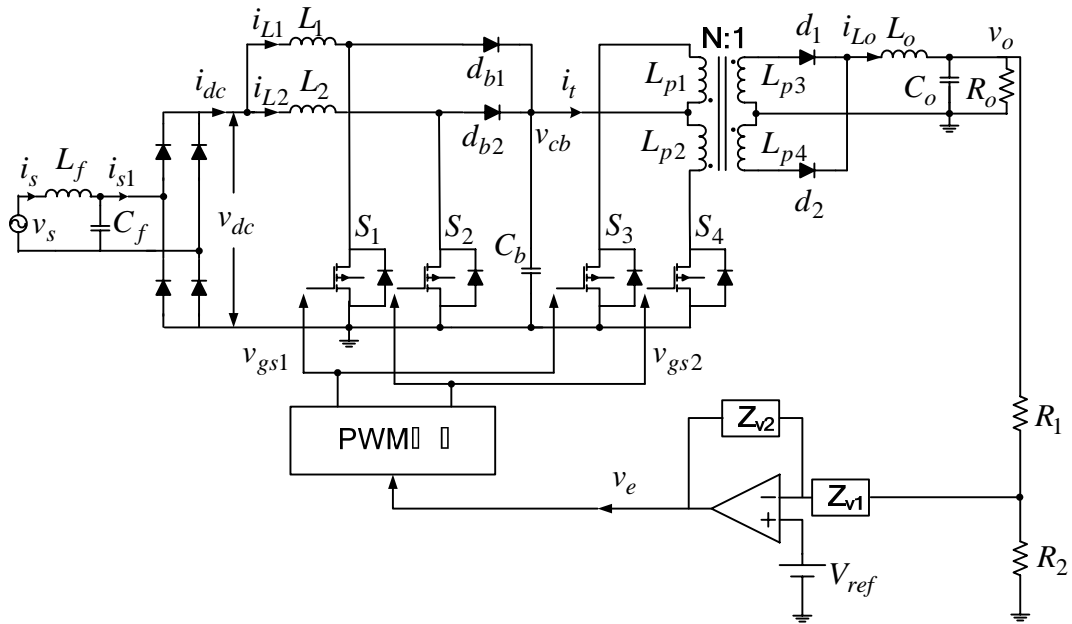


圖 1 高功因交流／直流轉換器

## 轉換器規格與設計考量

本文是以輸入有效值電壓為 AC110V，其中  $v_s = V_m \sin \omega t$ ，輸出電壓為 DC 24V、輸出功率  $P_o$  為 150W 之高功因轉換器為例，來做為設計電路的參數。前級交錯式昇壓型轉換器操作於不連續電流模式，後級推挽式直流／直流轉換器則操作於連續電流模式，並採用 UC3525 為控制器。開關切換頻率為 18.18kHz，推挽式輸出電感電流之漣波  $\Delta i_{L_o} = 1.5A$ ，輸出電壓之漣波  $\Delta V_o = 10mV$ 。

### 1. 推挽式變壓器

因交錯式昇壓型轉換器與推挽式直流／直流轉換器為同一工作責任週期之驅動控制信號。推挽式變壓器之匝數計算，以交錯式昇壓型轉換器最高輸出功率時，操作於連

續與不連續電流邊界模式之工作責任週期計算。昇壓型轉換器輸入電感電流操作於連續與不連續電流邊界模式之伏特-秒平衡式為

$$V_m D = (V_{cb} - V_m)(1 - D) \quad (25)$$

推挽式直流／直流轉換器輸出電感電流操作於連續模式之輸出輸入比為

$$V_o / V_{cb} = 2D / N \quad (26)$$

估測  $D = 0.25$ ，由(25)與(26)式，可得  $V_{cb} = 208$ ， $N = 4.333$ 。故推挽式變壓器之匝數比可取整數  $N = 4$ 。

## 2. 交錯式昇壓轉換器輸入電感

以最高輸出功率為依據，故交錯式昇壓轉換器以電感電流狀態三做為參數設計參考：假設在輸入電壓峰值時  $V_{dc} = V_m$ ，交錯式昇壓轉換器輸入電感電流操作於連續與不連續電流邊界模式，由(24)得知轉換器工作責任週期為

$$\begin{cases} \frac{V_o}{V_{dc}} = \frac{2D(0.5 + D + D_0)}{N(0.5 + D_0)} \\ 0.5 + D + D_0 = 1 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} D = 0.235 \\ D_0 = 0.265 \end{cases} \quad (27)$$

並由(26)式得知  $V_{cb} = 204$ 。

因電源側之電感與昇壓型轉換器輸入電感為一串聯電路，因此設計輸入電感時，應考慮電源側之電感。但一般而言，昇壓型高功因轉換器輸入側為減少高頻諧波進入電源側，在輸入側會設計一低通濾波器[14-16]，當輸入側加入低通濾波器後，電源側之電感可被包含在濾波電感之內。此時輸入濾波電容兩端之電壓，在每一切換週期  $T_s$  時間內之瞬時平均正弦波電壓與理想電源約相同，故昇壓型轉換器之輸入電壓可視為理想正弦波輸入電壓。因此對昇壓型轉換器輸入電感之設計較不影響，此時可不考慮電源側之電感。由文獻[1]中，昇壓轉換器操作於不連續電流模式時，每一切換週期之峰值電感電流  $i_{L,peak}$  為

$$i_{L,peak} = \frac{V_m D T_s}{L} \sin \omega t \quad (28)$$

則此兩相交錯式昇壓式轉換器於不連續電流邊界模式之輸入功率  $P_{in}$  為

$$\begin{aligned}
 P_{in} &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{\sin^2 \theta}{1 - \alpha \sin \theta} d\theta \\
 &= 2V_m \frac{D^2 T_s V_{cb}}{2L} \alpha \frac{1}{\pi} \left[ -\frac{2}{\alpha} - \frac{\pi}{\alpha^2} + \frac{2}{\alpha^2 \sqrt{1-\alpha^2}} \left( \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left( \frac{-\alpha}{\sqrt{1-\alpha^2}} \right) \right) \right]
 \end{aligned} \tag{29}$$

此處  $\alpha = \frac{V_m}{V_{cb}}$ 。

兩相交錯式昇壓轉換器之臨界電感值  $L_b$  可由(26)、(27)與(29)式得知。令

$P_o = 150W$ ，效率  $\eta = 0.85$ ，則  $P_{in} = \frac{P_o}{\eta} = 176.5$ ，得  $L_b = 675.7 \mu H$ 。為使兩相交錯式昇壓轉

換器操作於不連續電流模式，電感取  $L = L_1 = L_2 = 600 \mu H$ 。因電感值小於臨界電感值，由(26)與(29)式得知，工作責任週期  $D$  亦會減少，同時為保持推挽式轉換器輸出電壓之

穩定， $V_{cb}$  電壓將會增加。當滿載時， $P_{in} = \frac{P_o}{\eta} = 176.5$ ，可得  $D = 0.212$ ， $V_{cb} = 208$ 。半載時，

$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} = 88.25$ ， $D = 0.2$ ， $V_{cb} = 240$ 。

### 3. 推挽式直流／直流轉換器輸出濾波器

依據兩相交錯式昇壓轉換器滿載時之工作責任週期  $D$  與推挽式輸出電感電流之漣波值，推挽式輸出電感值，可由(30)式求得：

$$L_o = \frac{V_o \times T_s}{\Delta i_{L_o}} (0.5 - D) = \frac{24 \times 55 \mu}{1.5} (0.5 - 0.212) = 253 \mu H \tag{30}$$

推挽式輸出濾波電容值，可由(31)式求得：

$$C_o = \frac{T_s^2 \times V_o \times (0.5 - D)}{16 \times \Delta v_o \times L_o} = \frac{55 \mu^2 \times 24 \times (0.5 - 0.212)}{16 \times 10m \times 253 \mu} = 516 \mu F \tag{31}$$

### 4. 輸入濾波器

由於輸入電流是不連續的脈衝電流，會產生高頻諧波，因此在電源側如果不加濾波器，這些高頻諧波會進入電源，造成電源的汙染。由[14]可知濾波器之設計公式為

$32 = (2\pi f_{si})^2 L_f C_f$ ，為了避免電源側電流超前電壓相位太多，濾波器之電容值不應該選擇

太大，選取濾波電容  $C_f = 0.68 \mu F$ 。且因使用兩相交錯式昇壓轉換器，因此  $f_{si}$  可為切換頻

率之兩倍  $f_{si} = 2f_s = 2 \times 18.18 \text{KHz}$ ，

所以濾波電感  $L_f$  為

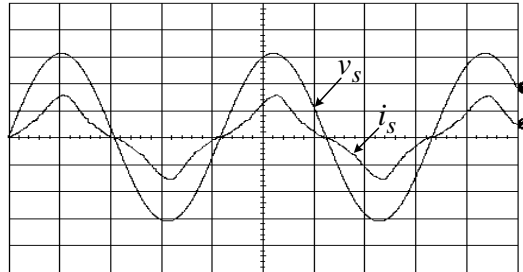
$$L_f = \frac{32}{(2\pi f_{si})^2 C_f} = \frac{32}{(2\pi \times 2 \times 18.18 \times 10^3)^2 \times 0.68 \mu} = 0.9 \text{ mH} \quad (32)$$

### 模擬與實作

由前節所得之參數，以 IsSpice 軟體模擬，並實作一整合交錯式昇壓型與推挽式高功因轉換器雛型，以證明分析結果之可行性。圖 6 至圖 9 為轉換器操作於滿載時之輸入電壓  $v_s$  與輸入電流  $i_s$  的模擬與實作波形，此時輸入電流  $i_s$  波形與電源電壓  $v_s$  同相，顯示滿載時能達功因修正的效果。圖 10 為滿載時電感電流  $i_{L1}$  實作波形，由圖可看出電感電流  $i_{L1}$  追隨輸入電壓峰值而形成正弦波形，驗證理論分析的正確性。圖 11 至圖 13 為電感  $L_1$  之電流分別出現狀態一至狀態三之電流波形。圖 13 為狀態三時之電感電流  $i_{L1}$  波形，此實作波形之瞬時峰值輸入電壓值約為  $156 \text{ V}$ ，導通時間約為  $12.5 \mu\text{s}$ ， $i_{L1}$  峰值電流約為  $3.2 \text{ A}$ 。此實際  $i_{L1}$  峰值電感電流與(28)式所計算  $i_{L,peak} = 156 \cdot 12.5 \mu / 600 \mu = 3.25 \text{ A}$  相近。以此滿載為例，狀態一約在瞬時輸入電壓  $0$  至  $110 \text{ V}$  之間；狀態二約在瞬時輸入電壓  $110$  至  $140 \text{ V}$  之間；狀態三約在瞬時輸入電壓  $140$  至  $156 \text{ V}$  之間。而在其它負載時，因工作責任週期  $D$  隨功率變化，故亦可能操作於狀態一至狀態二，或僅操作於狀態一。圖 14 至圖 16 為電感電流  $i_{L2}$  之實作波形，此時電感  $L_2$  之電流同樣地出現狀態一至狀態三之電流波形。圖 17 為推挽式直流／直流轉換器之輸出電感電流  $i_{Lo}$  操作於連續模式之實作波形。

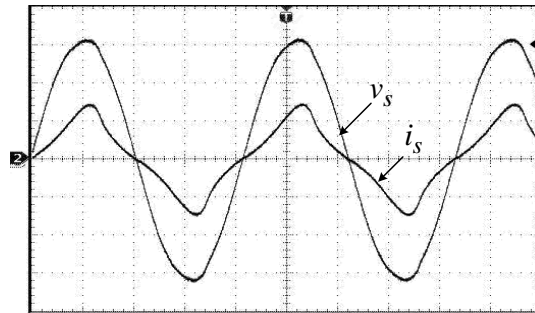
因前級交錯式昇壓型轉換器操作於不連續電流模式，後級推挽式直流／直流轉換器則操作於連續與不連續電流模式，控制方式採用兩級單一回饋電壓，工作責任週期  $D$  相同。因此，電容  $C_b$  電壓並非是一固定值，圖 18 為轉換器電容電壓  $v_{cb}$  與輸出功率  $P_o$  之關係圖，滿載時電容電壓  $v_{cb}$  約為  $204 \text{ V}$ ，半載時電容電壓  $v_{cb}$  約為  $243 \text{ V}$ 。圖 19 為轉換器於不同負載條件下之功率因數，由圖可知滿載時之功率因數為  $0.9932$ ，半載時之功率因數為  $0.9829$ 。圖 20 為轉換器於不同負載條件下之輸入電流總諧波失真(THD)，其最高之總

諧波失真為 22.928%。圖 21 為轉換器於不同負載條件下之效率，可得滿載時效率為 87.5%，半載時效率為 80.2%。



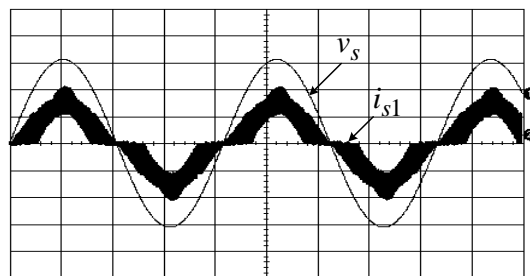
$v_s$  (50V/div),  $i_s$  (2A/div), Time ; 4ms/div

圖 6 滿載時轉換器輸入電壓  $v_s$  與輸入電流  $i_s$  模擬波形



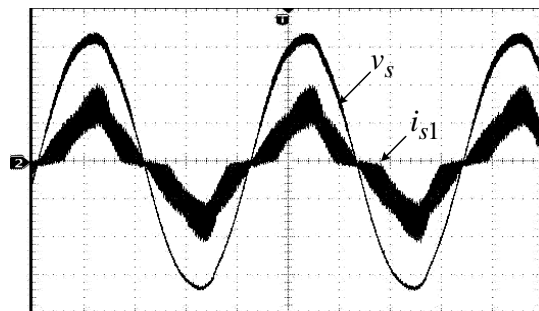
$v_s$  (50V/div),  $i_s$  (2A/div), Time ; 4ms/div

圖 7 滿載時轉換器輸入電壓  $v_s$  與輸入電流  $i_s$  實作波形



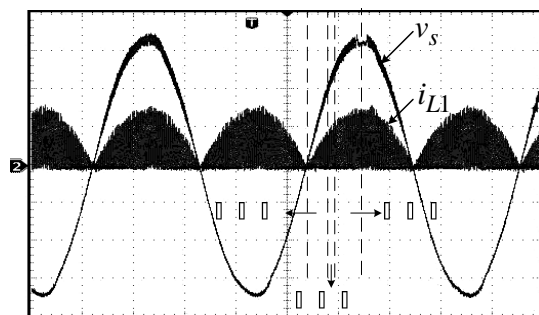
$v_s$  (50V/div),  $i_{s1}$  (2A/div), Time ; 4ms/div

圖 8 滿載時轉換器輸入電壓  $v_s$  與輸入電流  $i_s$  模擬波形



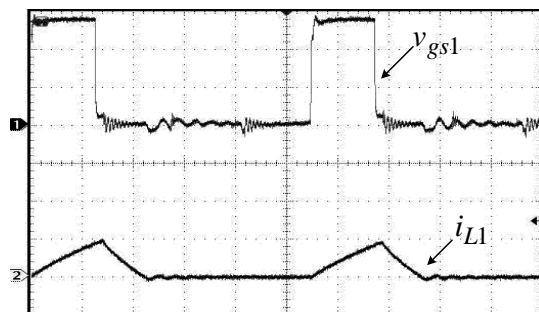
$v_s$  (50V/div),  $i_{s1}$  (2A/div), Time ; 4ms/div

圖 9 滿載時轉換器輸入電壓  $v_s$  與輸入電流  $i_s$  實作波形



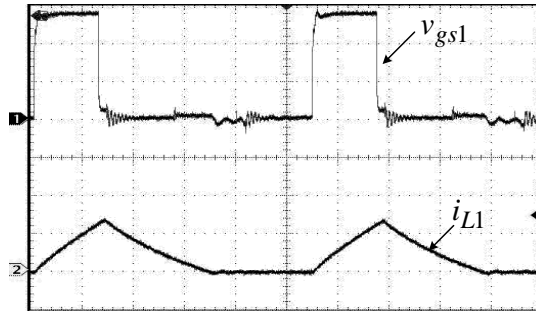
$v_s$  (50V/div),  $i_{L1}$  (2A/div), Time ; 4ms/div

圖 10 滿載時轉換器輸入電壓  $v_s$  與電感電流  $i_{L1}$  實作波形



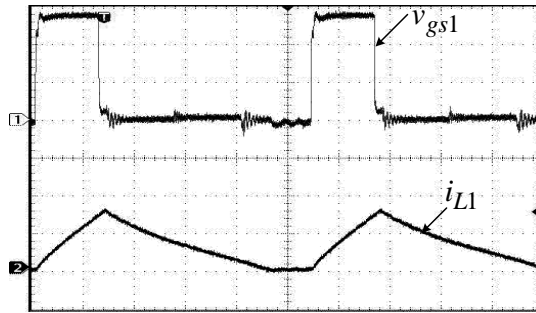
$v_s$  (50V/div),  $i_{L1}$  (2A/div), Time ; 10  $\mu$ s/div

圖 11 滿載時交錯式昇壓轉換器  $v_{gs1}$  與狀態一之電感電流  $i_{L1}$  實作波形



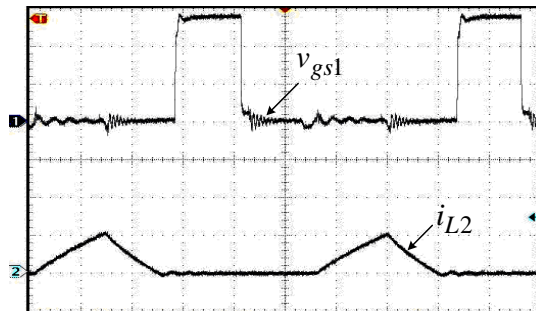
$v_{gs1}$  (5V/div),  $i_{L1}$  (2A/div), Time ; 10  $\mu$ s/div

圖 12 滿載時交錯式昇壓轉換器  $v_{gs1}$  與狀態二之電感電流  $i_{L1}$  實作波形



$v_{gs1}$  (5V/div),  $i_{L1}$  (2A/div), Time ; 10  $\mu$ s/div

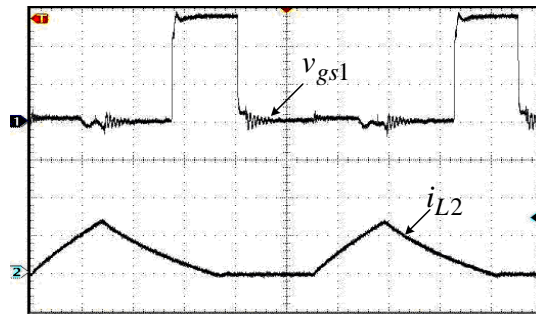
圖 13 滿載時交錯式昇壓轉換器  $v_{gs1}$  與狀態三之電感電流  $i_{L1}$  實作波形



$v_{gs1}$  (5V/div),  $i_{L2}$  (2A/div), Time ; 10  $\mu$ s/div

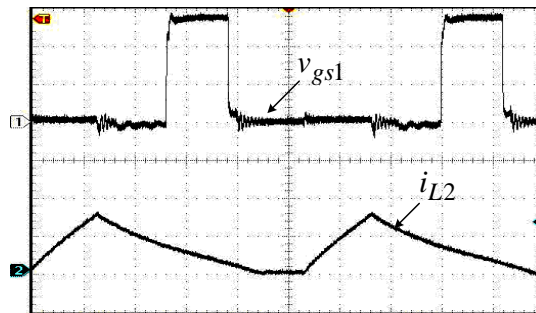
圖 14 滿載時交錯式昇壓轉換器  $v_{gs1}$  與狀態一之電感電流  $i_{L2}$  實作波形





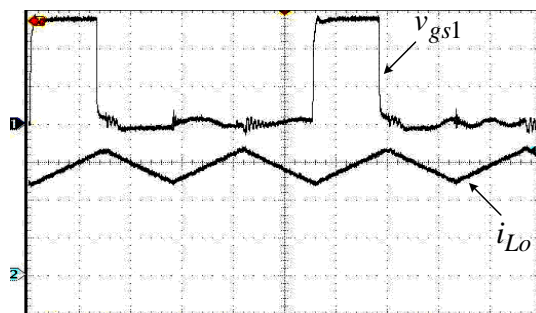
$v_{gs1}$  (5V/div),  $i_{L2}$  (2A/div), Time ; 10  $\mu$ s/div

圖 15 滿載時交錯式昇壓轉換器  $v_{gs1}$  與狀態二之電感電流  $i_{L2}$  實作波形



$v_{gs1}$  (5V/div),  $i_{L2}$  (2A/div), Time ; 10  $\mu$ s/div

圖 16 滿載時交錯式昇壓轉換器  $v_{gs1}$  與狀態三之電感電流  $i_{L2}$  實作波形



$v_{gs1}$  (5V/div),  $i_{Lo}$  (2A/div), Time ; 10  $\mu$ s/div

圖 17 滿載時推挽式直流/直流轉換器  $v_{gs1}$  與  $i_{Lo}$  實作波形

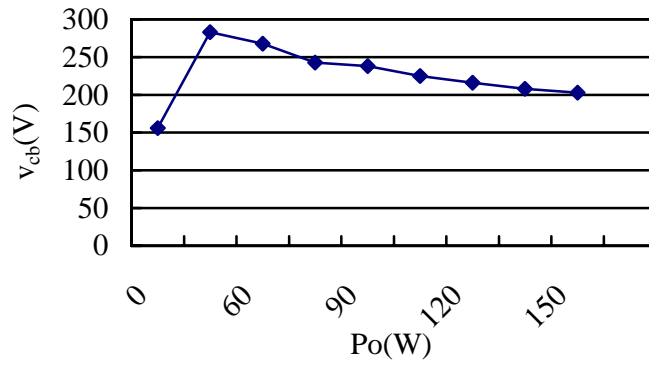


圖 18 轉換器電容電壓  $V_{cb}$  與輸出功率  $P_o$  之關係

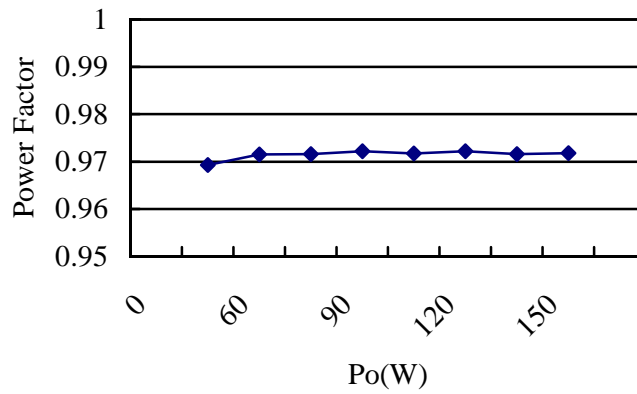


圖 19 轉換器於不同負載條件下之功率因數

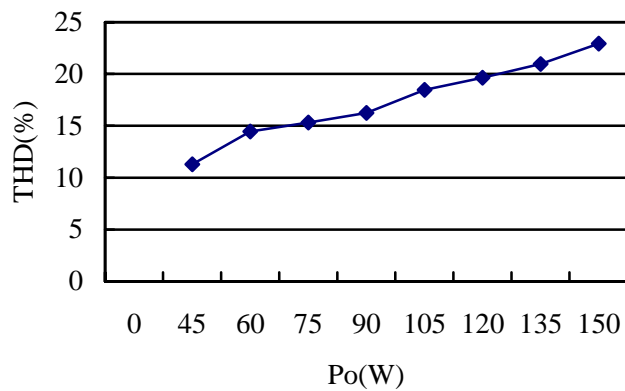


圖 20 轉換器於不同負載條件下之輸入電流 THD

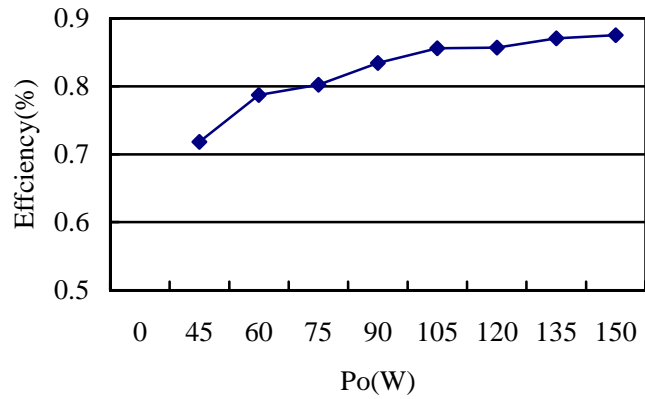


圖 21 轉換器於不同負載條件下之效率

### 結論

本文所提出的高功因交流／直流轉換器利用交錯式昇壓轉換器操作於不連續電流模式，推挽式轉換器則操作於連續與不連續電流模式，以達到輸入具高功因之目的，並可得到穩定之直流輸出。將交錯式昇壓電感操作於不連續電流模式，開關在每次導通前均是在零電流模式的狀況下，可降低功率開關損失，同時避開二極體逆向回復電流問題，且僅需簡單的單一輸出電壓回授，即可使輸入電流峰值自動追隨正弦輸入電壓，達到功因校正的目的。利用電腦模擬軟體 IsSpice 來驗證理論的可行性，並實作一交流輸入有效值電壓為 110 伏特，輸出直流電壓為 24 伏特，輸出功率為 150 瓦之轉換器雛型。經實驗結果得知，此高功因交流／直流轉換器，滿載效率約為 87.5%，半載效率約為 80.2%。