

【發明說明書】

【中文發明名稱】

交錯式高升壓DC-DC轉換器

【英文發明名稱】

INTERLEAVED HIGH STEP-UP DC-DC CONVERTER

【技術領域】

【0001】 本發明係有關於一種交錯式高升壓DC-DC轉換器，尤其是指一種能增加了電壓增益的設計自由度，令高電壓增益的達成不必操作在極大的導通比，且可降低導通損失，並能令反向恢復問題與功率損失得以改善，同時能避免造成電壓突波問題，及降低系統整體成本，而在其整體施行使用上更增實用功效特性之交錯式高升壓DC-DC轉換器創新設計者。

【先前技術】

【0002】 按，再生能源的利用是各國產業發展的重點方向，包含太陽能、風力能、水力能、地熱能、潮汐能、生質能及燃料電池等。例如在歐洲、日本與美國裝設於屋頂的住宅型太陽能併網電力系統，最近成為成長快速的市場。在再生能源電力系統應用中，太陽能發電系統及燃料電池發電系統的技術發展越來越成熟，常常在分散式發電系統〔distributed generation system〕扮演重要的角色。而由於住宅型應用〔reside

n t i a l a p p l i c a t i o n s) 的安全性與可靠性的問題，太陽能電池模組與燃料電池所產生的輸出電壓是屬於低電壓，一般不超過 40 V，為了達到併網發電系統或直流微電網的需求，必須先將此低電壓利用高升壓 DC - DC 轉換器，升壓至一個高直流排電壓。例如：對於一個單相 220 V_{ac} 的電網系統而言，此高直流排電壓常為 380 ~ 400 V_{ac}，以利全橋換流器 [i n v e r t e r] 的 DC - AC 轉換。理論上，操作在極高導通比的傳統升壓型 [b o o s t] 轉換器能夠得到高電壓增益，但是實務上受到寄生元件的影響，電壓轉換比受限在約 5 倍以下，因此當電壓增益超過 5 倍的需求時，研發嶄新的高升壓轉換器拓樸是必要的。因此最近幾年高升壓 DC - DC 轉換器是電力電子工程領域中常見的研究主題之一。

【0003】 其中，就一般常見之轉換器而言，請參閱公告於 103 年 1 月 1 日之第 I 459705 號「單級式高升壓比直流一直流轉換器」，其係包括有一次側電路、二次側電路及一輸出負載端，其中該二次側電路係電性連接前述一次側電路，而該輸出負載端係電性連接前述一次側電路及二次側電路，且一次側電路包含有一次側電感，而二次側電路包含有二次側電感，該一次側電感與該二次側電感互為耦合電感，其主要目的在於可適當調整該一次側電感與該二次側電感之匝數比，藉以得到較高之電壓增益比。然而，上述結構並非為交錯式設計，且僅為單級式設計，造成其轉換效率不佳，容易產生很大的輸入電流漣波。

【0004】 另，請再參閱公告於 104 年 9 月 21 日之第 I 5 0 1 5 2 7 號「單輔助開關之交錯式高升壓比柔切式轉換器」，包含一第一升壓電路、一第二升壓電路、一第一阻絕二極體、一第二阻絕二極體、一共振電感、一輔助開關、一共振電容、一輔助開關二極體及一輔助二極體，其中第一升壓電路包含一第一主開關，第二升壓電路包含一第二主開關且與第一升壓電路電性連接，第一阻絕二極體與第一主開關電性連接，第二阻絕二極體與第二主開關電性連接，輔助開關透過共振電感而與第一阻絕二極體及第二阻絕二極體電性連接，輔助開關二極體、共振電容及輔助二極體分別與輔助開關電性連接以達成柔切。然而，上述轉換器於整體結構設計上較為繁雜，開關設計較多，造成不僅製作成本無法有效降低，且連帶亦會導致其故障損壞機率增加，致令其在整體結構設計上仍存在有改進之空間。

【0005】 又，請再參閱第二十二圖現有之轉換器電路圖所示，其係為登錄於電機電子工程師學會第 1 4 0 5 7 3 4 3 號之學術文獻 W. Li, W. Li, X. Xiang, Y. Hu, and X. He, “High step-up interleaved converter with built-in transformer voltage multiplier cells for sustainable energy applications,” *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 29, No. 6, pp. 2829 - 2836, 2014. 中所揭露的轉換器電路，該轉換器 (2) 之功率二極體的電壓應力為 $\frac{(n+0.5)V_0}{n+1}$ ，電壓應力值較高，且元件總數較高，並於耦合電感的設計上較為繁雜困難，造成

其同樣在整體結構設計上存在有改進之空間。

【0006】緣是，發明人有鑑於此，秉持多年該相關行業之豐富設計開發及實際製作經驗，針對現有之結構及缺失再予以研究改良，提供一種交錯式高升壓DC-DC轉換器，以期達到更佳實用價值性之目的者。

【發明內容】

【0007】本發明之主要目的在於提供一種交錯式高升壓DC-DC轉換器，其主要係能增加了電壓增益的設計自由度，令高電壓增益的達成不必操作在極大的導通比，且可降低導通損失，並能令反向恢復問題與功率損失得以改善，同時能避免造成電壓突波問題，及降低系統整體成本，而在其整體施行使用上更增實用功效特性者。

【0008】本發明交錯式高升壓DC-DC轉換器之主要目的與功效，係由以下具體技術手段所達成：

【0009】其主要係令轉換器由並聯輸入串聯輸出升壓型轉換器、電壓倍增模組及輸出負載 R_o 所相連接組成；其中：

【0010】該並聯輸入串聯輸出升壓型轉換器，其係於電源端 V_{in} 之正極並聯有第一耦合電感之初級側 N_{P1} 的第一端及第二耦合電感之初級側 N_{P2} 的第一端，而該電源端 V_{in} 之負極則並聯有第一功率開關 S_1 的第二端、第二功率開關 S_2 的第二端及第一輸出二極體 D_1 的第一端，該第二耦合電感之初級側 N_{P2} 的第二端與該第二功率

開關 S_2 的第一端相連接、同時連接有第二輸出二極體 D_2 的第二端，該第一耦合電感之初級側 N_{P1} 的第二端與該第一功率開關 S_1 的第一端相連接、同時連接有第一輸出電容 C_1 的第一端及第二輸出電容 C_2 第二端，該第一輸出電容 C_1 的第二端與該第一輸出二極體 D_1 的第二端連接後同時連接至該輸出負載 R_o 的第二端，該第二輸出二極體 D_2 的第一端則與該第二輸出電容 C_2 第一端相連接後同時連接至該電壓倍增模組；

【0011】 該電壓倍增模組，其係令第一倍壓二極體 D_3 之第二端與第三輸出電容 C_3 之第二端相連接、同時亦與該並聯輸入串聯輸出升壓型轉換器之該第二輸出二極體 D_2 的第一端及該第二輸出電容 C_2 第一端相連接，該第一倍壓二極體 D_3 之第一端與該第二耦合電感之次級側 N_{S2} 的第一端及第二倍壓二極體 D_4 之第二端相連接，該第三輸出電容 C_3 之第一端與該第一耦合電感之次級側 N_{S1} 的第一端及第四輸出電容 C_4 之第二端相連接，該第一耦合電感之次級側 N_{S1} 的第二端則與該第二耦合電感之次級側 N_{S2} 的第二端相連接，而該第二倍壓二極體 D_4 之第一端與該第四輸出電容 C_4 之第一端相連接後同時連接至該輸出負載 R_o 的第一端。

【圖式簡單說明】

【0012】 第一圖：本發明之電路圖

【0013】 第二圖：本發明之主要元件時序波形圖

【0014】 第三圖：本發明之第一操作階段等效電路示意圖

- 【0015】 第四圖：本發明之第二操作階段等效電路示意圖
- 【0016】 第五圖：本發明之第三操作階段等效電路示意圖
- 【0017】 第六圖：本發明之第四操作階段等效電路示意圖
- 【0018】 第七圖：本發明之第五操作階段等效電路示意圖
- 【0019】 第八圖：本發明之第六操作階段等效電路示意圖
- 【0020】 第九圖：本發明之第七操作階段等效電路示意圖
- 【0021】 第十圖：本發明之第八操作階段等效電路示意圖
- 【0022】 第十一圖：本發明之不同耦合係數和電壓增益的關係曲線圖
- 【0023】 第十二圖：本發明之電壓增益與導通比及耦合電感匝數比的
曲線圖
- 【0024】 第十三圖：本發明之模擬電路示意圖
- 【0025】 第十四圖：本發明之開關驅動信號、輸入電壓與輸出電壓波
形圖
- 【0026】 第十五圖：本發明之開關應力驗證波形圖
- 【0027】 第十六圖：本發明降低漣波電流之驗證波形圖
- 【0028】 第十七圖：本發明之連續電流模式〔CCM〕驗證波形圖
- 【0029】 第十八圖：本發明之各輸出二極體的電流及電壓波形圖
- 【0030】 第十九圖：本發明之各倍壓二極體的電流及電壓波形圖

【0031】 第二十圖：本發明之各輸出電容電壓波形圖

【0032】 第二十一圖：本發明之各功率開關零電流切換性能波形圖

【0033】 第二十二圖：現有之轉換器電路圖

【實施方式】

【0034】 為令本發明所運用之技術內容、發明目的及其達成之功效有更完整且清楚的揭露，茲於下詳細說明之，並請一併參閱所揭之圖式及圖號：

【0035】 首先，請參閱第一圖本發明之電路圖所示，本發明之轉換器（1）主要係由並聯輸入串聯輸出升壓型轉換器（11）、電壓倍增模組（12）及輸出負載 R_o 所相連接組成；其中：

【0036】 該並聯輸入串聯輸出升壓型轉換器（11），其係於電源端 V_{in} 之正極並聯有第一耦合電感之初級側 N_{P1} 的第一端及第二耦合電感之初級側 N_{P2} 的第一端，而該電源端 V_{in} 之負極則並聯有第一功率開關 S_1 的第二端、第二功率開關 S_2 的第二端及第一輸出二極體 D_1 的第一端，該第二耦合電感之初級側 N_{P2} 的第二端與該第二功率開關 S_2 的第一端相連接、同時連接有第二輸出二極體 D_2 的第二端，該第一耦合電感之初級側 N_{P1} 的第二端與該第一功率開關 S_1 的第一端相連接、同時連接有第一輸出電容 C_1 的第一端及第二輸出電容 C_2 第二端，該第一輸出電容 C_1 的第二端與該第一輸出二極體 D_1 的第二端連接後同時連接至該輸出負載 R_o 的第二端，該

第二輸出二極體 D_2 的第一端則與該第二輸出電容 C_2 第一端相連接後同時連接至該電壓倍增模組 (1 2) 。

【0037】 該電壓倍增模組 (1 2) ，其係令第一倍壓二極體 D_3 之第二端與第三輸出電容 C_3 之第二端相連接、同時亦與該並聯輸入串聯輸出升壓型轉換器 (1 1) 之該第二輸出二極體 D_2 的第一端及該第二輸出電容 C_2 第一端相連接，該第一倍壓二極體 D_3 之第一端與該第二耦合電感之次級側 N_{s2} 的第一端及第二倍壓二極體 D_4 之第二端相連接，該第三輸出電容 C_3 之第一端與該第一耦合電感之次級側 N_{s1} 的第一端及第四輸出電容 C_4 之第二端相連接，該第一耦合電感之次級側 N_{s1} 的第二端則與該第二耦合電感之次級側 N_{s2} 的第二端相連接，而該第二倍壓二極體 D_4 之第一端與該第四輸出電容 C_4 之第一端相連接後同時連接至該輸出負載 R_o 的第一端。

【0038】 如此一來，使得本發明於操作使用上，該轉換器 (1) 由於設有該並聯輸入串聯輸出升壓型轉換器 (1 1) ，且利用該電壓倍增模組 (1 2) 疊接在輸出端，以提升電壓增益；而該電壓倍增模組 (1 2) 係令第一耦合電感之次級側 N_{s1} 與該第二耦合電感之次級側 N_{s2} 串聯連接及該第三輸出電容 C_3 與該第四輸出電容 C_4 組成，該第一功率開關 S_1 及該第二功率開關 S_2 係採用相差半切換週期的交錯式操作，使得第一耦合電感之初級側 N_{p1} 與該第二耦合電感之初級側 N_{p2} 的電流漣波能部份相消，降低輸入電流 i_{in} 漣波大小。

【0039】 而該轉換器(1)操作在連續導通模式〔CCM〕，為了達到高升壓性能，導通比大於0.5，而且該第一功率開關 S_1 及該第二功率開關 S_2 以工作相位相差半切換週期的交錯式操作。穩態分析時，根據該第一功率開關 S_1 、該第二功率開關 S_2 及該第一輸出二極體 D_1 、該第二輸出二極體 D_2 、該第一倍壓二極體 D_3 、該第二倍壓二極體 D_4 的ON/OFF狀態，該轉換器(1)在一個切換週期內可分成8個線性操作階段，假設：

【0040】 1.所有功率半導體元件均為理想，即導通壓降為零。

【0041】 2.該第一輸出電容 C_1 、該第二輸出電容 C_2 、該第三輸出電容 C_3 、該第四輸出電容 C_4 夠大，電容電壓 V_{c1} 、 V_{c2} 、 V_{c3} 、 V_{c4} 可視為定電壓，輸出電壓 V_o 可視為常數。

【0042】 3.該第一耦合電感與該第二耦合電感之匝數比相等〔 $n = N_{s1} / N_{p1} = N_{s2} / N_{p2}$ 〕，且磁化電感值相等〔 $L_{m1} = L_{m2} = L_m$ 〕，漏電感值相等〔 $L_{k1} = L_{k2} = L_k$ 〕，磁化電感遠大於漏電感，耦合電感的耦合係數 $k = L_m / (L_m + L_k)$ 。

【0043】 4.該第一耦合電感與該第二耦合電感的磁化電感電流操作在連續導通模式〔Continuous Conduction Mode, CCM〕。

【0044】 分析該轉換器(1)在一個切換週期內之8個線性操作階段如下，請再一併參閱第二圖本發明之主要元件時序波形圖所示：

【0045】 第一階段〔 $t_0 \sim t_1$ 〕〔第一功率開關 S_1 ：OFF → ON、第二功率開關 S_2 ：ON、第一輸出二極體 D_1 ：OFF、第二輸出二極體 D_2 ：OFF、第一倍壓二極體 D_3 ：OFF、第二倍壓二極體 D_4 ：ON〕：請再一併參閱第三圖本發明之第一操作階段等效電路示意圖所示，第一階段開始於 $t = t_0$ ，第一功率開關 S_1 切換成 ON，且第二功率開關 S_2 仍保持 ON，由於漏電感 L_{k1} 的存在，第一功率開關 S_1 具有零電流切換〔ZCS〕的柔切性能，降低切換損失。漏電感電流 i_{Lk1} 上升，當 $i_{Lk1} < i_{Lm1}$ 時，磁化電感 L_{m1} 所儲存的能量仍藉由耦合電感傳送至次級側 N_{s1} ，因此第二倍壓二極體 D_4 仍保持如前一階段的導通狀態。第一輸出二極體 D_1 、第二輸出二極體 D_2 、第一倍壓二極體 D_3 均為逆向偏壓而 OFF，僅有第二倍壓二極體 D_4 導通，電流 i_{D4} 下降，而且漏電感 L_{k1} 和 L_{k2} 控制了第二倍壓二極體 D_4 電流的下降速率，緩和了第二倍壓二極體 D_4 反向恢復問題。當 $t = t_1$ ，電流 i_{D4} 下降至 0，第二倍壓二極體 D_4 轉態成 OFF 時，本階段結束。

【0046】 第二階段〔 $t_1 \sim t_2$ 〕〔第一功率開關 S_1 ：ON、第二功率開關 S_2 ：ON、第一輸出二極體 D_1 ：OFF、第二輸出二極體 D_2 ：OFF、第一倍壓二極體 D_3 ：OFF、第二倍壓二極體 D_4 ：ON → OFF〕：請再一併參閱第四圖本發明之第二操作階段等效電路示意圖所示，第二階段開始於 $t = t_1$ ，第二倍壓二極體 D_4 轉態成 OFF，且第一輸出二極體 D_1 、第二輸出二極體 D_2 、第一倍壓二極體 D_3 均為逆向偏壓而 OFF，第一功率開關 S_1 和第二功

率開關 S_2 皆為 ON，輸入電壓 V_{in} 跨於第一耦合電感之初級側 N_{P1} 及第二耦合電感之初級側 N_{P2} ，即跨於磁化電感 L_{m1} 和 L_{m2} 以及漏電感 L_{k1} 和 L_{k2} ，電流 i_{Lk1} 和 i_{Lk2} 呈線性上升，斜率均為 $V_{in} / (L_m + L_k)$ ，從能量觀點而言，第一耦合電感之初級側 N_{P1} 及第二耦合電感之初級側 N_{P2} 在本階段作儲存能量的動作。當 $t = t_2$ ，第二功率開關 S_2 切換為 OFF 時，本階段結束。

【0047】 第三階段 [$t_2 \sim t_3$] [第一功率開關 S_1 : ON、第二功率開關 S_2 : ON \rightarrow OFF、第一輸出二極體 D_1 : OFF、第二輸出二極體 D_2 : ON、第一倍壓二極體 D_3 : ON、第二倍壓二極體 D_4 : OFF] : 請再一併參閱第五圖本發明之第三操作階段等效電路示意圖所示，第三階段開始於 $t = t_2$ ，第二功率開關 S_2 切換為 OFF，漏電感電流 i_{Lk2} 的連續性使得第二輸出二極體 D_2 轉態為 ON，漏電感電流 i_{Lk2} 流經第二輸出二極體 D_2 、第二輸出電容 C_2 和第一功率開關 S_1 ，對第二輸出電容 C_2 充電。第二耦合電感之磁化電感 L_{m2} 以返馳式模式傳送能量至第二耦合電感之次級側 N_{S2} 使得第一倍壓二極體 D_3 轉態為 ON，第一倍壓二極體電流 i_{D3} 對第三輸出電容 C_3 充電，第一功率開關 S_1 保持為 ON，此時漏電感電流 i_{Lk2} 呈線性下降。當 $t = t_3$ ，漏電感 L_{k2} 儲存的能量完全釋放完畢，即 $i_{Lk2} = 0$ ，第二輸出二極體 D_2 轉態成 OFF 時，本階段結束。由於流經第二輸出二極體 D_2 的電流先降至 0，第二輸出二極體 D_2 才轉態成 OFF，因此第二輸出二極體 D_2 沒有反向恢復損失的問題。

【0048】 第四階段〔 $t_3 \sim t_4$ 〕〔第一功率開關 S_1 ：ON、第二功率開關 S_2 ：OFF、第一輸出二極體 D_1 ：OFF、第二輸出二極體 D_2 ：ON→OFF、第一倍壓二極體 D_3 ：ON、第二倍壓二極體 D_4 ：OFF〕：請再一併參閱第六圖本發明之第四操作階段等效電路示意圖所示，第四階段開始於 $t = t_3$ ，此時漏電感 L_{k2} 的能量完全釋放到第二輸出電容 C_2 ，第二輸出二極體 D_2 轉態成 OFF。磁化電感電流 i_{Lm2} 完全由第二耦合電感之初級側 N_{P2} 反射到次級側 N_{S2} ，因此 $i_{D3} = (1/n) i_{Lm2} = (N_{P2}/N_{S2}) i_{Lm2}$ ， i_{D3} 對第三輸出電容 C_3 充電，此時第一功率開關 S_1 的電流等於磁化電感 L_{m1} 和 L_{m2} 的電流總和，即 $i_{S1} = i_{Lk1} = i_{Lm1} + i_{NP1} = i_{Lm1} + i_{Lm2}$ 。當 $t = t_4$ ，第二功率開關 S_2 切換為 ON 時，本階段結束。

【0049】 第五階段〔 $t_4 \sim t_5$ 〕〔第一功率開關 S_1 ：ON、第二功率開關 S_2 ：OFF→ON、第一輸出二極體 D_1 ：OFF、第二輸出二極體 D_2 ：OFF、第一倍壓二極體 D_3 ：ON、第二倍壓二極體 D_4 ：OFF〕：請再一併參閱第七圖本發明之第五操作階段等效電路示意圖所示，第五階段開始於 $t = t_4$ ，第二功率開關 S_2 切換成 ON，且第一功率開關 S_1 保持 ON，由於漏電感 L_{k2} 的存在，第二功率開關 S_2 具有零電流切換（ZCS）的柔切性能，降低切換損失。漏電感電流 i_{Lk2} 上升，當 $i_{Lk2} < i_{Lm2}$ 時，磁化電感 L_{m2} 的儲能仍然藉由耦合電感傳送至次級側 N_{S2} ，因此第一倍壓二極體 D_3 仍保持如前一階段的導通狀態。電流 i_{D3} 下降，第一輸

出二極體 D_1 、第二輸出二極體 D_2 、第二倍壓二極體 D_4 逆向偏壓而 OFF。漏電感 L_{k1} 和 L_{k2} 控制了第一倍壓二極體 D_3 電流下降速率，因此可緩和第一倍壓二極體 D_3 反向恢復問題。當 $t = t_5$ ，電流 i_{D3} 下降至 0，第一倍壓二極體 D_3 轉態成 OFF 時，本階段結束。

【0050】 第六階段 [$t_5 \sim t_6$] [第一功率開關 S_1 : ON、第二功率開關 S_2 : ON、第一輸出二極體 D_1 : OFF、第二輸出二極體 D_2 : OFF、第一倍壓二極體 D_3 : ON \rightarrow OFF、第二倍壓二極體 D_4 : OFF] : 請再一併參閱第八圖本發明之第六操作階段等效電路示意圖所示，第六階段開始於 $t = t_5$ ，第一倍壓二極體 D_3 轉態成 OFF，第一輸出二極體 D_1 、第二輸出二極體 D_2 、第二倍壓二極體 D_4 均為逆向偏壓而 OFF，第一功率開關 S_1 和第二功率開關 S_2 皆為 ON。輸入電壓 V_{in} 跨於第一耦合電感之初級側 N_{P1} 及第二耦合電感之初級側 N_{P2} ，即跨於磁化電感 L_{m1} 和 L_{m2} 以及漏電感 L_{k1} 和 L_{k2} ，電流 i_{Lk1} 和 i_{Lk2} 呈線性上升，斜率均為 $V_{in} / (L_m + L_k)$ ，從能量觀點而言，第一耦合電感之初級側 N_{P1} 及第二耦合電感之初級側 N_{P2} 在本階段作儲存能量。當 $t = t_6$ ，第一功率開關 S_1 切換為 OFF 時，本階段結束。

【0051】 第七階段 [$t_6 \sim t_7$] [第一功率開關 S_1 : ON \rightarrow OFF、第二功率開關 S_2 : ON、第一輸出二極體 D_1 : ON、第二輸出二極體 D_2 : OFF、第一倍壓二極體 D_3 : OFF、第二倍壓二極體

$D_4 : ON$] : 請再一併參閱第九圖本發明之第七操作階段等效電路示意圖所示，第七階段開始於 $t = t_6$ ，第一功率開關 S_1 切換為 OFF，漏電感電流 $i_{L_{k1}}$ 的連續性使得第一輸出二極體 D_1 轉態為 ON，漏電感電流 $i_{L_{k1}}$ 流經第一輸出電容 C_1 和第一輸出二極體 D_1 ，對第一輸出電容 C_1 充電。第一耦合電感之磁化電感 L_{m1} 以返馳式模式傳送至第一耦合電感之次級側 N_{s1} 使得第二倍壓二極體 D_4 轉態為 ON，第二倍壓二極體 i_{D4} 對第四輸出電容 C_4 充電，第二功率開關 S_2 保持為 ON，此時漏電感電流 $i_{L_{k1}}$ 呈線性下降。當 $t = t_7$ ，漏電感 L_{k1} 儲存的能量完全釋放完畢，即 $i_{L_{k1}} = 0$ ，第一輸出二極體 D_1 轉態成 OFF 時，本階段結束。由於流經第一輸出二極體 D_1 的電流先降至 0，第一輸出二極體 D_1 才轉態成 OFF，因此第一輸出二極體 D_1 沒有反向恢復損失的問題。

【0052】 第八階段 [$t_7 \sim t_8$] [第一功率開關 $S_1 : OFF$ 、第二功率開關 $S_2 : ON$ 、第一輸出二極體 $D_1 : ON \rightarrow OFF$ 、第二輸出二極體 $D_2 : OFF$ 、第一倍壓二極體 $D_3 : OFF$ 、第二倍壓二極體 $D_4 : ON$] : 請再一併參閱第十圖本發明之第八操作階段等效電路示意圖所示，第八階段開始於 $t = t_7$ ，此時漏電感 L_{k1} 的能量完全釋放到第一輸出電容 C_1 ，第一輸出二極體 D_1 轉態成 OFF。磁化電感電流 $i_{L_{m1}}$ 完全由第一耦合電感之初級側 N_{P1} 反射到次級側 N_{s1} ， $i_{D4} = (1/n) i_{L_{m1}} = (N_{P1}/N_{s1}) i_{L_{m1}}$ ，因此 i_{D4} 對第四輸出電容 C_4 充電，此時第二功率開關 S_2 的電流等於磁化電感 L_{m1} 和 L_{m2} 的電流總和，即 $i_{S2} = i_{L_{k2}} = i_{L_{m2}} + i_N$

$p_2 = i_{Lm1} + i_{Lm2}$ 。當 $t = t_8 = T_s + t_0$ 第一功率開關 S_1 切換為 ON 時，本階段結束，進入下一個切換週期。

【0053】 由以上該轉換器（1）電路動作分析可知，該轉換器（1）之該第一功率開關 S_1 和該第二功率開關 S_2 具有零電流切換性能，可減少切換損失及 EMI 雜訊；該第一輸出二極體 D_1 和該第二輸出二極體 D_2 沒有反向恢復的問題；因漏電感的存在，能夠緩和該第一倍壓二極體 D_3 及該第二倍壓二極體 D_4 的反向恢復問題。該第一功率開關 S_1 和該第二功率開關 S_2 由 ON 切換成 OFF 時，漏電感電流 i_{Lk1} 和 i_{Lk2} 可分別對該第一輸出電容 C_1 和該第二輸出電容 C_2 充電，不但可改善效率，也可避免造成突波電壓。

【0054】 以下分析該轉換器（1）的穩態特性，為了簡化分析，假設第一功率開關 S_1 、第二功率開關 S_2 、第一輸出二極體 D_1 、第二輸出二極體 D_2 、第一倍壓二極體 D_3 、第二倍壓二極體 D_4 導通壓降為零，以及忽略時間極短的暫態階段，包括第一、四、五及八階段，只考慮第二、三、六及七階段。該第一輸出電容 C_1 、該第二輸出電容 C_2 、該第三輸出電容 C_3 、該第四輸出電容 C_4 夠大，忽略電壓漣波，使得電容電壓在一個切換週期內視為常數。

【0055】 電壓增益分析：由於第一輸出電容 C_1 和第二輸出電容 C_2 的電壓可視為傳統升壓型轉換器的輸出電壓，因此根據磁化電感 L_{m1} 和 L_{m2} 滿足伏秒平衡定理，可推導得到電壓 V_{c1} 和 V_{c2} 為

$$\text{【0056】 } V_{c1} = V_{c2} = \frac{1}{1-D} V_m \quad (1)$$

【0057】 第一耦合電感之次級側 N_{s1} 與第二耦合電感之次級側 N_{s2} 連接的第三輸出電容 C_3 和第四輸出電容 C_4 的電壓 V_{c3} 和 V_{c4} ，可藉由第一耦合電感之初級側 N_{p1} 及第二耦合電感之初級側 N_{p2} 電壓反射至次級側電壓推導而得到。在第三階段，第一功率開關 S_1 ：O N、第二功率開關 S_2 ：O F F，而且第一倍壓二極體 D_3 導通，電壓 V_{c3} 為

$$\text{【0058】 } V_{c3} = v_{Ns1} - v_{Ns2} = nkV_{in} - nk(V_{in} - V_{c2}) = \frac{nk}{1-D} V_{in} \quad [2]$$

【0059】 在第七階段，第一功率開關 S_1 ：O F F、第二功率開關 S_2 ：O N，而且第二倍壓二極體 D_4 導通，電壓 V_{c4} 為

$$\text{【0060】 } V_{c4} = -v_{Ns1} + v_{Ns2} = -nk(V_{in} - V_{c1}) + nkV_{in} = \frac{nk}{1-D} V_{in} \quad [3]$$

【0061】 總輸出電壓 V_o 為

$$\text{【0062】 } V_o = V_{c1} + V_{c2} + V_{c3} + V_{c4} = \frac{2nk+2}{1-D} V_{in} \quad [4]$$

【0063】 因此該轉換器（1）的電壓增益 G 為

$$\text{【0064】 } G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2nk+2}{1-D} \quad [5]$$

【0065】 當 $n = 1$ 時，電壓增益 G 與不同耦合電感的耦合係數 k （ $k = 1、0.95、0.9$ ）的關係曲線，請再一併參閱第十一圖本發明之不同耦合係數和電壓增益的關係曲線圖所示，由該第十一圖可知耦合係數 k 對電壓增益的影響非常小。若耦合係數 $k = 1$ ，則理想的電壓增益為

$$\text{【0066】 } G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2n+2}{1-D} \quad \text{〔 6 〕}$$

【0067】 從上式可知該轉換器(1)的電壓增益具有耦合電感匝數比 n 和導通比 D 兩個設計自由度。該轉換器(1)可藉由適當設計耦合電感的匝數比，達到高升壓比，且不必操作在極大的導通比。對應於耦合電感匝數比 n 及導通比 D 的電壓增益曲線，請再一併參閱第十二圖本發明之電壓增益與導通比及耦合電感匝數比的曲線圖所示，由該第十二圖可知，當導通比 $D = 0.6$ 、 $n = 1$ 時，電壓增益為 10 倍；當導通比 $D = 0.6$ 、 $n = 3$ 時，電壓增益為 20 倍。

【0068】 由該轉換器(1)之操作階段的第七階段可知第一功率開關 S_1 的電壓應力

$$\text{【0069】 } V_{DS1} = V_{C1} = \frac{1}{1-D} V_{in} = \frac{1}{2n+2} V_o \quad \text{〔 7 〕}$$

【0070】 由第三階段可知第二功率開關 S_2 的電壓應力

$$\text{【0071】 } V_{DS2} = V_{C2} = \frac{1}{1-D} V_{in} = \frac{1}{2n+2} V_o \quad \text{〔 8 〕}$$

【0072】 另一方面，由第三和七階段也可知二極體的電壓應力

$$\text{【0073】 } V_{D1} = V_{C1} = \frac{1}{1-D} V_{in} = \frac{1}{2n+2} V_o \quad \text{〔 9 〕}$$

$$\text{【0074】 } V_{D2} = V_{C1} + V_{C2} = \frac{2}{1-D} V_{in} = \frac{1}{n+1} V_o \quad \text{〔 10 〕}$$

$$\text{【0075】 } V_{D3} = V_{D4} = V_{C3} + V_{C4} = \frac{2n}{1-D} V_{in} = \frac{n}{n+1} V_o \quad \text{〔 11 〕}$$

【0076】 由於傳統交錯式升壓型轉換器的功率開關電壓應力為輸出

電壓 V_o ，而本發明之該轉換器 (1) 之第一功率開關 S_1 的電壓應力與第二功率開關 S_2 的電壓應力僅為輸出電壓 V_o 的 $1 / (2n + 2)$ 倍，因此可使用低額定耐壓具有較低導通電阻的 MOSFET，可降低開關導通損失。另一方面，較低電壓應力的二極體可採用蕭特基二極體，因為蕭特基二極體典型的順向壓降為 $0.3V$ ，比一般的功率二極體導通壓降低，可降低導通損失。

【0077】 而根據電路動作分析結果，利用 I s - S p i c e 軟體作先期的模擬，該轉換器 (1) 之規格輸入電壓 $40V$ 、輸出電壓 $400V$ 、最大輸出功率 $1000W$ 、切換頻率 $40kHz$ ，耦合電感匝數比 $n = 1$ ，驗證本發明該轉換器 (1) 的特點，請再一併參閱第十三圖本發明之模擬電路示意圖所示；以下以模擬波形驗證與說明轉換器的特點：

【0078】 A. 驗證穩態特性：驗證該轉換器 (1) 之穩態特性，滿載 $1000W$ 時，請再一併參閱第十四圖本發明之開關驅動信號、輸入電壓與輸出電壓波形圖所示，當 $V_{in} = 40V$ 、 $V_o = 400V$ ， $n = 1$ ，則理論值導通比大約 $D = 0.6$ ，模擬結果符合〔6〕式電壓增益的公式。

【0079】 B. 驗證開關電壓應力：請再一併參閱第十五圖本發明之開關應力驗證波形圖所示，由該第十五圖可知，當第一功率開關 S_1 或第二功率開關 S_2 OFF 時，其跨壓 V_{ds1} 或 V_{ds2} 都約為 $100V$ ，僅為輸出電壓 $400V$ 的四分之一，符合〔7〕和〔8〕式的

分析結果，比較傳統的升壓型轉換器，開關電壓應力為輸出電壓值，該轉換器（1）的開關具有低電壓應力的優點。

【0080】 C. 驗證具有低輸入漣波電流性能與 CCM 操作：請再一併參閱第十六圖本發明降低漣波電流之驗證波形圖所示，於滿載 1000 W 時，耦合電感的漏電感電流 i_{LK1} 、 i_{LK2} 的漣波電流大小約為 25 A，而輸入電流 i_{in} 的漣波電流大小僅約為 2 A，使得本發明之交錯式操作具有降低輸入漣波電流之效用；而請再一併參閱第十七圖本發明之連續電流模式 [CCM] 驗證波形圖所示，由該耦合電感之磁化電感電流波形可知，該轉換器（1）操作在連續導通模式 [CCM]。

【0081】 D. 驗證二極體反向恢復電流問題：請再一併參閱第十八圖本發明之各輸出二極體的電流及電壓波形圖所示，由該第十八圖可知，該第一輸出二極體電流 i_{D1} 和該第二輸出二極體電流 i_{D2} 都沒有反向恢復問題，因此沒有反向恢復損失，另一方面可得知，該第一輸出二極體 D_1 電壓應力為 100 V，只有輸出電壓的四分之一，該第二輸出二極體 D_2 電壓應力大約為 200 V，只有輸出電壓的二分之一，符合 [9] 和 [10] 式的分析結果。請再一併參閱第十九圖本發明之各倍壓二極體的電流及電壓波形圖所示，由該第十九圖可知，該第一倍壓二極體 D_3 及該第二倍壓二極體 D_4 的電壓應力均為 200 V，符合 [11] 式的分析結果，該第一倍壓二極體 D_3 及該第二倍壓二極體 D_4 的電流之反向恢復電流極小，因為

第一耦合電感和第二耦合電感中的漏電感 L_{K1} 和 L_{K2} 的存在緩和了反向恢復問題。

【0082】 E. 驗證輸出電容電壓：請再一併參閱第二十圖本發明之各輸出電容電壓波形圖所示，由第二十圖可知，該第一輸出電容電壓 V_{c1} 、該第二輸出電容電壓 V_{c2} 、該第三輸出電容電壓 V_{c3} 、該第四輸出電容電壓 V_{c4} 大約都等於 $100V$ ，符合〔1〕、〔2〕、〔3〕式的推導結果。

【0083】 F. 驗證功率開關零電流切換〔ZCS〕性能：請再一併參閱第二十一圖本發明之各功率開關零電流切換性能波形圖所示，由該第一功率開關 S_1 及該第二功率開關 S_2 的電流波形 i_{ds1} 和 i_{ds2} 與跨壓波形 V_{ds1} 和 V_{ds2} 可知，該第一功率開關 S_1 及該第二功率開關 S_2 的跨壓 V_{ds1} 和 V_{ds2} 先降至 0 才有開關電流，因此達到零電流切換〔ZCS〕的柔切性能，可降低切換損失。

【0084】 藉由以上所述，本發明之使用實施說明可知，本發明與現有技術手段相較之下，本發明主要係具有下列優點：

【0085】 1. 本發明之轉換器係為輸入並聯輸出串聯的交錯式升壓型，於其輸出端疊接電壓倍增模組，增加了電壓增益的設計自由度，所以高電壓增益的達成，不必操作在極大的導通比。

【0086】 2. 本發明之第一功率開關和第二功率開關的電壓應力遠低於輸出電壓，使得能使用 $R_{DS(ON)}$ 較小的低額定耐壓 MOSFET，所以可降低導通損失。

【0087】 3.本發明之第一輸出二極體和第二輸出二極體在轉態成 O F F 之前，其流經的電流先降為零，所以第一輸出二極體和第二輸出二極體的反向恢復問題與功率損失得以改善。

【0088】 4.本發明之第一耦合電感和第二耦合電感初級側的漏電感能量能夠傳送至輸出側，不但能改善效率，也能避免造成電壓突波問題。

【0089】 5.本發明由於係以交錯式操作，第一耦合電感和第二耦合電感初級側繞組的電流漣波能部份相消，降低輸入電流漣波大小，可減少太陽能電池模組輸出端的電解電容數量與延長燃料電池的使用壽命，可降低系統整體成本。

【0090】 然而前述之實施例或圖式並非限定本發明之產品結構或使用方式，任何所屬技術領域中具有通常知識者之適當變化或修飾，皆應視為不脫離本發明之專利範疇。

【0091】 綜上所述，本發明實施例確能達到所預期之使用功效，又其所揭露之具體構造，不僅未曾見諸於同類產品中，亦未曾公開於申請前，誠已完全符合專利法之規定與要求，爰依法提出發明專利之申請，懇請惠予審查，並賜准專利，則實感德便。

【符號說明】

【0092】 (1) 轉換器

【0093】 (1 1) 並聯輸入串聯輸出升壓型轉換器

【0094】 (1 2) 電壓倍增模組