

【發明說明書】

【中文發明名稱】

交錯式高效率高升壓直流轉換器

【英文發明名稱】

INTERLEAVED HIGH EFFICIENCY HIGH-STEP-UP DIRECT
CURRENT TRANSFORMER

【技術領域】

【0001】 本發明係有關於一種交錯式高效率高升壓直流轉換器，尤其是指一種利用交錯式操作，具有漣波電流相消的效用，可降低漣波電流大小，進而可降低濾波元件大小，且可擴增電壓增益，在較高電壓增益時，不必操作在極大的導通比，並能達到零電壓切換，降低切換損失及導通損失，而在其整體施行使用上更增實用功效特性之交錯式高效率高升壓直流轉換器創新設計者。

【先前技術】

【0002】 按，近年來由於全球性能源危機以及環保意識提升，因此找尋替代能源即成為一個重要的課題，許多替代能源如太陽能、風能、水力、生質能與燃料電池等皆是相當有潛力的綠色能源。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，一般而言，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 40V，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，以利全橋換流器 (inverter) 的 DC-AC 轉換。理論上，操作在極高導通比的傳統升壓型 (boost) 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，研發嶄新的高效率之電源轉換器拓樸 (Topology) 是必要的，這也是近幾年電力電子工程領域中常見的研究課題。

【0003】 其中，就一般常見之交錯式升壓型轉換器而言，請參閱第三十三圖現有之交錯式升壓型轉換器電路圖所示，該交錯式升壓型轉換器(2)具有處理較大功率、降低輸入電流漣波之特性，且能改善動態響應、減少磁性元件尺寸和有利於熱分散等優點；但，該交錯式升壓型轉換器(2)於達到高升壓比時，其需操作在極大的導通比。

【0004】 因此，即有研發改良出一種修正式升壓-返馳式轉換器(3)，請再參閱第三十四圖現有之修正式升壓-返馳式轉換器電路圖所示，該修正式升壓-返馳式轉換器(3)利用耦合電感 N_p 、 N_s ，而形成具有電壓倍增模組的高升壓轉換器。

【0005】 然而，上述該交錯式升壓型轉換器(2)、該修正式升壓-返馳式轉換器(3)於使用上卻發現，由於其功率開關皆係屬於硬性切換 (hard switching)，並無柔性切換性能，使得其在高頻切換過程

中，切換損失會導致功率開關元件溫度上升，減少功率開關元件之使用壽命，導致無法達到更高的效率。

【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，提供一種交錯式高效率高升壓直流轉換器，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效率高升壓直流轉換器，其主要係利用交錯式操作，具有漣波電流相消的效用，可降低漣波電流大小，進而可降低濾波元件大小，且可擴增電壓增益，在較高電壓增益時，不必操作在極大的導通比，並能達到零電壓切換，降低切換損失及導通損失，而在其整體施行使用上更增實用功效特性者。

【0008】 本發明交錯式高效率高升壓直流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】 其主要係令轉換器於輸入電源 V_m 之正極並聯有第一耦合電感一次側 N_{p1} 之第一端與第二耦合電感一次側 N_{p2} 之第一端，於輸入電源 V_m 之負極則並聯有第一功率開關 S_1 之第二端、第二功率開關 S_2 之第二端、第三輸出電容 C_o 之第二端及負載阻抗 R_o 之第二端，令該第一耦合電感一次側 N_{p1} 之第二端與該第一功率開關 S_1 之第一端一併連接至第一輔助開關 S_{a1} 之第二端，令該第二耦合電感一次側 N_{p2} 之

第二端與該第二功率開關 S_2 之第一端一併連接至第二輔助開關 S_{a2} 之第二端，令該第一輔助開關 S_{a1} 之第一端與該第二輔助開關 S_{a2} 之第一端一併連接至該第三輸出電容 C_o 之第一端、第一輸出電容 C_1 之第二端、第一倍壓二極體 D_1 之正極，令該第一輸出電容 C_1 之第一端分別與第二輸出電容 C_2 之第二端、第一耦合電感二次側 N_{s1} 之第二端相連接，令該第一倍壓二極體 D_1 之負極分別與第二倍壓二極體 D_2 之正極、第二耦合電感二次側 N_{s2} 之第二端相連接，該第一耦合電感二次側 N_{s1} 之第一端與該第二耦合電感二次側 N_{s2} 之第一端相連接，令該第二輸出電容 C_2 之第一端、該第二倍壓二極體 D_2 之負極一併連接至該負載阻抗 R_o 之第一端。

【0010】 本發明交錯式高效率高升壓直流轉換器，其中，該第一功率開關 S_1 及該第二功率開關 S_2 係為 N 通道之金氧場效應電晶體〔MOSFET〕，且該第一功率開關 S_1 及該第二功率開關 S_2 之第一端為汲極〔Drian〕、第二端為源極〔Source〕。

【0011】 本發明交錯式高效率高升壓直流轉換器，其中，該第一輔助開關 S_{a1} 及該第二輔助開關 S_{a2} 係為 N 通道之金氧場效應電晶體〔MOSFET〕，且該第一輔助開關 S_{a1} 及該第二輔助開關 S_{a2} 之第一端為汲極〔Drian〕、第二端為源極〔Source〕。

【0012】 本發明交錯式高效率高升壓直流轉換器，其中，該第一耦合電感包含有第一磁化電感 L_{m1} 及第一漏電感 L_{k1} ，該第二耦合電感包含有第二磁化電感 L_{m2} 及第二漏電感 L_{k2} 。

【0013】 本發明交錯式高效率高升壓直流轉換器，其中，該第一耦合電感一次側 N_{p1} 與該第一耦合電感二次側 N_{s1} 構成第一理想變壓器，該第二耦合電感一次側 N_{p2} 與該第二耦合電感二次側 N_{s2} 構成第二理想變壓器。

【0014】 本發明交錯式高效率高升壓直流轉換器，其中，該第一理想變壓器與該第二理想變壓器之匝數比為相同。

【圖式簡單說明】

【0015】 第一圖：本發明之轉換器電路圖

【0016】 第二圖：本發明之轉換器的等效電路示意圖

【0017】 第三圖：本發明之主要元件時序波形圖

【0018】 第四圖：本發明之第一操作階段等效電路圖

【0019】 第五圖：本發明之第二操作階段等效電路圖

【0020】 第六圖：本發明之第三操作階段等效電路圖

【0021】 第七圖：本發明之第四操作階段等效電路圖

【0022】 第八圖：本發明之第五操作階段等效電路圖

【0023】 第九圖：本發明之第六操作階段等效電路圖

【0024】 第十圖：本發明之第七操作階段等效電路圖

【0025】 第十一圖：本發明之第八操作階段等效電路圖

- 【0026】 第十二圖：本發明之第九操作階段等效電路圖
- 【0027】 第十三圖：本發明之第十操作階段等效電路圖
- 【0028】 第十四圖：本發明之第十一操作階段等效電路圖
- 【0029】 第十五圖：本發明之第十二操作階段等效電路圖
- 【0030】 第十六圖：本發明之第十三操作階段等效電路圖
- 【0031】 第十七圖：本發明之第十四操作階段等效電路圖
- 【0032】 第十八圖：本發明之第十五操作階段等效電路圖
- 【0033】 第十九圖：本發明之第十六操作階段等效電路圖
- 【0034】 第二十圖：本發明之耦合電感匝數比及導通比的電壓增益曲線示意圖
- 【0035】 第二十一圖：本發明之模擬電路示意圖
- 【0036】 第二十二圖：本發明之開關驅動信號、輸入電源及輸出電壓的模擬波形圖
- 【0037】 第二十三圖：本發明之開關驅動信號及開關跨壓的模擬波形圖
- 【0038】 第二十四圖：本發明之功率開關的驅動信號與跨壓模擬波形圖
- 【0039】 第二十五圖：本發明之第一功率開關切換瞬間的模擬波形放大圖

- 【0040】 第二十六圖：本發明之第二功率開關切換瞬間的模擬波形放大圖
- 【0041】 第二十七圖：本發明之輔助開關的驅動信號與跨壓模擬波形圖
- 【0042】 第二十八圖：本發明之第一輔助開關切換瞬間的模擬波形放大圖
- 【0043】 第二十九圖：本發明之第二輔助開關切換瞬間的模擬波形放大圖
- 【0044】 第三十圖：本發明之漏電感電流及總輸入電流模擬波形圖
- 【0045】 第三十一圖：本發明之磁化電感電流模擬波形圖
- 【0046】 第三十二圖：本發明之輸出電容的電壓波形模擬圖
- 【0047】 第三十三圖：現有之交錯式升壓型轉換器電路圖
- 【0048】 第三十四圖：現有之修正式升壓-返馳式轉換器電路圖

【實施方式】

【0049】 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：

【0050】 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)主要係於輸入電源 V_{in} 之正極並聯有第一耦合電感一次側 N_{p1} 之第一端與第二耦合電感一次側 N_{p2} 之第一端，於輸入電源 V_{in} 之負極則並聯有第一功率開關 S_1 之第二端、第二功率開關 S_2 之第二端、第

三輸出電容 C_o 之第二端及負載阻抗 R_o 之第二端，該第一功率開關 S_1 及該第二功率開關 S_2 可為 N 通道之金氧場效應電晶體〔MOSFET〕，且該第一功率開關 S_1 及該第二功率開關 S_2 之第一端為汲極〔Drian〕、第二端為源極〔Source〕，令該第一耦合電感一次側 N_{P1} 之第二端與該第一功率開關 S_1 之第一端一併連接至第一輔助開關 S_{a1} 之第二端，令該第二耦合電感一次側 N_{P2} 之第二端與該第二功率開關 S_2 之第一端一併連接至第二輔助開關 S_{a2} 之第二端，該第一輔助開關 S_{a1} 及該第二輔助開關 S_{a2} 可為 N 通道之金氧場效應電晶體〔MOSFET〕，且該第一輔助開關 S_{a1} 及該第二輔助開關 S_{a2} 之第一端為汲極〔Drian〕、第二端為源極〔Source〕，令該第一輔助開關 S_{a1} 之第一端與該第二輔助開關 S_{a2} 之第一端一併連接至該第三輸出電容 C_o 之第一端、第一輸出電容 C_1 之第二端、第一倍壓二極體 D_1 之正極，令該第一輸出電容 C_1 之第一端分別與第二輸出電容 C_2 之第二端、第一耦合電感二次側 N_{S1} 之第二端相連接，令該第一倍壓二極體 D_1 之負極分別與第二倍壓二極體 D_2 之正極、第二耦合電感二次側 N_{S2} 之第二端相連接，該第一耦合電感二次側 N_{S1} 之第一端與該第二耦合電感二次側 N_{S2} 之第一端相連接，令該第二輸出電容 C_2 之第一端、該第二倍壓二極體 D_2 之負極一併連接至該負載阻抗 R_o 之第一端。

【0051】請再參照第二圖所示，其為第一圖之轉換器(1)的等效電路示意圖，該第一耦合電感可包含有第一磁化電感 L_{m1} 及第一漏電感 L_{k1} ，令該第一耦合電感一次側 N_{P1} 與該第一耦合電感二次側 N_{S1} 構成第一理想變壓器，而該第二耦合電感可包含有第二磁化電感 L_{m2} 及

第二漏電感 L_{k2} ，令該第二耦合電感一次側 N_{p2} 與該第二耦合電感二次側 N_{s2} 構成第二理想變壓器，該第一理想變壓器與該第二理想變壓器之匝數比為相同；而由於該第一耦合電感一次側 N_{p1} 與該第二耦合電感一次側 N_{p2} 係為並聯，使得能分擔總輸入電流，配合交錯式操作，可減少輸入電流漣波；該第一耦合電感二次側 N_{s1} 與該第二耦合電感二次側 N_{s2} 係為串聯，使得能增加電壓增益。

【0052】 而該轉換器(1)在使用過程中，係操作於連續導通模式〔CCM〕，導通比大於 0.5，而且該第一功率開關 s_1 和該第二功率開關 s_2 以工作相位相差 180° 的交錯式操作該第一輔助開關 s_{a1} 及該第二輔助開關 s_{a2} 與該第一功率開關 s_1 及該第二功率開關 s_2 採互補式操作。穩態時，該轉換器(1)根據該第一功率開關 s_1 和該第二功率開關 s_2 及該第一倍壓二極體 D_1 和該第二倍壓二極體 D_2 的 ON/OFF 狀態，在一個切換週期內該轉換器(1)可分成 16 個操作階段，而由於該轉換器(1)電路的對稱性，以下僅對前 8 個階段作簡要的電路動作分析，假設：

【0053】 1. 該第一功率開關 s_1 和該第二功率開關 s_2 及該第一倍壓二極體 D_1 和該第二倍壓二極體 D_2 的導通壓降皆為零；

【0054】 2. 該第三輸出電容 C_o 、該第一輸出電容 C_1 和該第二輸出電容 C_2 夠大，第三輸出電容電壓 V_{C_o} 、第一輸出電容電壓 V_{C_1} 和第二輸出電容電壓 V_{C_2} 可視為定電壓，因此輸出電壓 V_o 可視為常數；

【0055】 3. 該第一耦合電感與該第二耦合電感的匝數比相等

($N_{s1}/N_{p1} = N_{s2}/N_{p2} = n$)，且該第一磁化電感 L_{m1} 與該第二磁化電感 L_{m2} 相等 ($L_{m1} = L_{m2}$)，該第一漏電感 L_{k1} 與該第二漏電感 L_{k2} 相等 ($L_{k1} = L_{k2}$)，該第一磁化電感 L_{m1} 與該第二磁化電感 L_{m2} 遠大於該第一漏電感 L_{k1} 與該第二漏電感 L_{k2} ；

【0056】 4.該第一耦合電感之該第一磁化電感 L_{m1} 與該第二耦合電感之該第二磁化電感 L_{m2} 的電流操作在連續導通模式 (Continuous Conduction Mode, CCM)。

【0057】 其各線性階段線性等效電路以及主要元件波形如下所示，請再一併參閱第三圖本發明之主要元件時序波形圖所示：

【0058】 第一階段 [$t_0 \sim t_1$]：〔第一功率開關 S_1 ：ON、第二功率開關 S_2 ：ON、第一輔助開關 S_{a1} ：OFF、第二輔助開關 S_{a2} ：OFF、第一倍壓二極體 D_1 ：OFF、第二倍壓二極體 D_2 ：OFF〕：請再一併參閱第四圖本發明之第一操作階段等效電路圖所示，本階段開始於 $t = t_0$ ，該第一功率開關 S_1 與該第二功率開關 S_2 皆為 ON〔導通〕，該第一輔助開關 S_{a1} 與該第二輔助開關 S_{a2} 皆為 OFF〔截止〕。該第一倍壓二極體 D_1 與該第二倍壓二極體 D_2 均為逆向偏壓而截止。輸入電源 V_{in} 跨於該第一、二耦合電感的一次側，即跨於該第一磁化電感 L_{m1} 、該第一漏電感 L_{k1} 、該第二磁化電感 L_{m2} 、該第二漏電感 L_{k2} 上，該第一、二耦合電感的一次側電流呈線性上升。當 $t = t_1$ 時，第二功率開關 S_2 切換為 OFF，進入下一階段。

【0059】 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 : OFF、第一輔助開關 S_{a1} : OFF、第二輔助開關 S_{a2} : OFF、第一倍壓二極體 D_1 : OFF、第二倍壓二極體 D_2 : OFF) : 請再一併參閱第五圖本發明之第二操作階段等效電路圖所示，本階段開始於 $t=t_1$ ，該第一功率開關 S_1 保持為 ON，該第二功率開關 S_2 切換為 OFF，該第二漏電感 L_{k2} 之電流 i_{Lk2} 對該第二功率開關 S_2 的寄生電容 C_{s2} 充電，該第二功率開關 S_2 的跨壓 v_{ds2} 由零電壓開始快速上升，因為該寄生電容 C_{s2} 很小，所以本階段時間很短。當 $t=t_2$ 時，該第二功率開關 S_2 的跨壓 v_{ds2} 電壓上升至輸出第三輸出電容電壓 V_{Co} ，該第二輔助開關 S_{a2} 之本體二極體導通，該第二功率開關 S_2 的跨壓 v_{ds2} 箝位在第三輸出電容電壓 V_{Co} ，本階段結束。

【0060】 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 : OFF、第一輔助開關 S_{a1} : OFF、第二輔助開關 S_{a2} : OFF、第一倍壓二極體 D_1 : OFF、第二倍壓二極體 D_2 : OFF) : 請再一併參閱第六圖本發明之第三操作階段等效電路圖所示，本階段開始於 $t=t_2$ ，該第二輔助開關 S_{a2} 之本體二極體導通，該第二漏電感 L_{k2} 之電流 i_{Lk2} 經由該第二輔助開關 S_{a2} 之本體二極體對第三輸出電容 C_o 充電，該第二漏電感 L_{k2} 之電流 i_{Lk2} 下降，該第一功率開關 S_1 保持為 ON。當 $t=t_3$ 時，該第二倍壓二極體 D_2 轉變為 ON，本階段結束。

【0061】 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、第一輔助開關 S_{a1} : OFF、第二輔助開關 S_{a2} : OFF、第一倍壓二極體 D_1 : OFF、第二倍壓二極體 D_2 : ON) : 請再一併參閱

第七圖本發明之第四操作階段等效電路圖所示，本階段開始於 $t=t_3$ ，該第二倍壓二極體 D_2 轉變為 ON。儲存在該第二磁化電感 L_{m2} 的能量藉由第二耦合電感傳送至二次側 N_{s2} ，經由第二倍壓二極體 D_2 對第二輸出電容 C_2 充電。另一方面，因為第二耦合電感二次側 N_{s2} 電流反射至第一耦合電感的理想變壓器一次側 N_{p1} ，使得第一耦合電感的第一漏電感 L_{k1} 電流 $i_{Lk1} = i_{Lm1} + ni_{D2}$ ， i_{Lk1} 快速上升。當 $t=t_4$ 時，第二輔助開關 S_{a2} 切換成 ON 時，本階段結束。

【0062】 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、第一輔助開關 S_{a1} ：OFF、第二輔助開關 S_{a2} ：ON、第一倍壓二極體 D_1 ：OFF、第二倍壓二極體 D_2 ：ON〕：請再一併參閱第八圖本發明之第五操作階段等效電路圖所示，本階段開始於 $t=t_4$ ，該第二輔助開關 S_{a2} 切換為 ON。由於此時該第二輔助開關 S_{a2} 之本體二極體導通，所以該第二輔助開關 S_{a2} 之跨壓為零，因此該第二輔助開關 S_{a2} 達成零電壓切換〔ZVS〕性能，此時原本流經本體二極體的電流轉移到該第二輔助開關 S_{a2} 對第三輸出電容 C_3 充電，該第二漏電感 L_{k2} 之電流 i_{Lk2} 持續下降，進而改變電流方向。當 $t=t_5$ 時，該第二輔助開關 S_{a2} 切換為 OFF，本階段結束。

【0063】 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 ：OFF、第一輔助開關 S_{a1} ：OFF、第二輔助開關 S_{a2} ：OFF、第一倍壓二極體 D_1 ：OFF、第二倍壓二極體 D_2 ：ON〕：請再一併參閱第九圖本發明之第六操作階段等效電路圖所示，本階段開始於 $t=t_5$ ，

該第二輔助開關 S_{a2} 切換為 OFF。此時該第二磁化電感 L_{m2} 、該第二漏電感 L_{k2} 和該第二功率開關 S_2 之本體電容 C_{s2} 產生共振，第二該功率開關 S_2 之跨壓 v_{ds2} 以共振形式開始下降。當 $t=t_6$ 時，第二該功率開關 S_2 之跨壓 v_{ds2} 降到零，第二該功率開關 S_2 的本體二極體開始導通，本階段結束。

【0064】 第七階段 [$t_6 \sim t_7$] : [第一功率開關 S_1 : ON、第二功率開關 S_2 : OFF、第一輔助開關 S_{a1} : OFF、第二輔助開關 S_{a2} : OFF、第一倍壓二極體 D_1 : OFF、第二倍壓二極體 D_2 : ON] : 請再一併參閱第十圖本發明之第七操作階段等效電路圖所示，本階段開始於 $t=t_6$ ，該第二功率開關 S_2 的本體二極體導通，第二功率開關 S_2 之跨壓 v_{ds2} 為零，第二功率開關 S_2 零電壓切換 [ZVS] 的條件成立。當 $t=t_7$ 時，該第二功率開關 S_2 切換為 ON，該第二功率開關 S_2 達成 ZVS 性能，本階段結束。

【0065】 第八階段 [$t_7 \sim t_8$] : [第一功率開關 S_1 : ON、第二功率開關 S_2 : ON、第一輔助開關 S_{a1} : OFF、第二輔助開關 S_{a2} : OFF、第一倍壓二極體 D_1 : OFF、第二倍壓二極體 D_2 : ON] : 請再一併參閱第十一圖本發明之第八操作階段等效電路圖所示，本階段開始於 $t=t_7$ ，該第二功率開關 S_2 切換成 ON，且該第一功率開關 S_1 保持 ON，此時該第二漏電感 L_{k2} 之電流 i_{Lk2} 快速上升，該第二倍壓二極體 D_2 仍然保持導通，該第二磁化電感 L_{m2} 的能量藉由第二耦合電感傳送至二次側 N_{s2} 持續對第二輸出電容 C_2 充電。當 $t=t_8$ 時，該第二漏電感 L_{k2} 之電流 i_{Lk2}

上升至等於該第二磁化電感 L_{m2} 之電流 i_{Lm2} ，該第二倍壓二極體 D_2 轉態成 OFF，本階段結束，進入下半個切換週期。

【0066】 而該轉換器(1)之後半切換週期的 8 個階段，由於電路的對稱性，後 8 個階段電路動作分析相似〔請再一併參閱第十二圖~第十九圖所示〕，詳細分析在此省略。

【0067】 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 都達到 ZVS 性能，且該第一輔助開關 s_{a1} 和該第二輔助開關 s_{a2} 具有 ZVS 性能，所以該轉換器(1)能改善切換損失。

【0068】 將該轉換器(1)進行穩態特性分析：為了簡化分析，忽略該第一功率開關 s_1 和該第二功率開關 s_2 及該第一倍壓二極體 D_1 和該第二倍壓二極體 D_2 的導通壓降及時間極短的暫態特性，同時忽略該第一漏電感 L_{k1} 與該第二漏電感 L_{k2} ，該第三輸出電容 C_o 、該第一輸出電容 C_1 和該第二輸出電容 C_2 夠大，忽略電壓漣波使得電容電壓為常數。

【0069】 電壓增益：

【0070】 由於該第三輸出電容 C_o 的電壓可視為傳統升壓型轉換器的輸出電壓，因此該第三輸出電容 C_o 的輸出電壓 V_{C_o} 可推導得

$$\text{【0071】 } V_{C_o} = \frac{1}{1-D} V_m \quad (1)$$

【0072】 第一、二耦合電感二次側的第一、二輸出電容電壓 V_{C1} 和 V_{C2} ，可藉由第一、二耦合電感一次側電壓反射電壓推導而得到。當第一功率開關 s_1 ：OFF、第二功率開關 s_2 ：ON，而且第一倍壓二極體 D_1

導通時〔第十二階段〕，電壓 V_{C1} 為

$$\text{【0073】 } V_{C1} = -v_{Ns1} + v_{Ns2} = -n(V_{in} - V_{C1}) + nV_{in} = \frac{n}{1-D}V_{in} \quad (2)$$

【0074】 當第一功率開關 s_1 ：ON、第二功率開關 s_2 ：OFF，而且第二倍壓二極體 D_2 導通時〔第四階段〕，電壓 V_{C2} 為

$$\text{【0075】 } V_{C2} = v_{Ns1} - v_{Ns2} = nV_{in} - n(V_{in} - V_{C1}) = \frac{n}{1-D}V_{in} \quad (3)$$

【0076】 總輸出電壓 V_o 為

$$\text{【0077】 } V_o = V_{Co} + V_{C1} + V_{C2} = \frac{2n+1}{1-D}V_{in} \quad (4)$$

【0078】 因此該轉換器(1)的電壓增益為

$$\text{【0079】 } \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2n+1}{1-D} \quad (5)$$

【0080】 從上式可知電壓增益，具有第一、二耦合電感匝數比 n 和導通比 D 兩個設計自由度。該轉換器(1)可藉由適當設計第一、二耦合電感的匝數比，達到高升壓比，且不必操作在極大的導通比。請參閱第二十圖本發明之耦合電感匝數比及導通比的電壓增益曲線示意圖所示，可得知當導通比 $D=0.7$ 、 $n=0.1$ 時，電壓增益為10倍；當 $D=0.7$ 、 $n=4$ 時，電壓增益為30倍。

【0081】 開關元件的電壓應力：

【0082】 該第一功率開關 s_1 及該第二功率開關 s_2 的電壓應力為

$$\text{【0083】 } V_{ds1} = V_{ds2} = \frac{1}{1-D}V_{in} = \frac{1}{2n+1}V_o \quad (6)$$

【0084】 由於傳統交錯式升壓型轉換器的功率開關應力為 V_o ，而該轉換器(1)之該第一功率開關 s_1 及該第二功率開關 s_2 的電壓應力比較小，僅為 $1/(2n+1)$ 倍，因此可使用低額定耐壓具有較低 $R_{ds(ON)}$ 的 MOSFET，可降低開關導通損失。

【0085】 依據上述電路動作分析結果，使用 IsSpice 模擬軟體及實作結果驗證。設定該轉換器(1)之相關參數為：輸入電源 48V、輸出電壓 400V、最大輸出功率 500W、切換頻率 50kHz， $n=1$ ；以下以模擬波形與實作結果檢驗該轉換器(1)的特點〔請再一併參閱第二十一圖本發明之模擬電路示意圖所示〕：

【0086】 A. 驗證穩態特性：請再一併參閱第二十二圖本發明之開關驅動信號、輸入電源及輸出電壓的模擬波形圖所示，驗證該轉換器(1)之穩態特性，滿載 500W 時，可得知 $V_m = 48 V$ 、 $V_o = 400 V$ ，導通比大約 $D = 0.65$ ，符合(5)式電壓增益的公式。

【0087】 B. 驗證開關電壓應力：請再一併參閱第二十三圖本發明之開關驅動信號及開關跨壓的模擬波形圖所示，當該第一功率開關 s_1 及該第二功率開關 s_2 皆為 OFF 時，開關的跨壓最大約為 133.3V，僅為輸出電壓 400V 的三分之一，符合(6)式的分析，該轉換器(1)的開關具有低電壓應力的優點。

【0088】 C. 驗證功率開關與輔助開關皆能達到 ZVS 操作：

【0089】 C1. 請再一併參閱第二十四圖本發明之功率開關的驅動信號與跨壓模擬波形圖、第二十五圖本發明之第一功率開關切換瞬間的

模擬波形放大圖、第二十六圖本發明之第二功率開關切換瞬間的模擬波形放大圖所示，於滿載 500W 時，可得知該第一功率開關 S_1 及該第二功率開關 S_2 切換為 ON 之前，該第一功率開關 S_1 的跨壓 v_{ds1} 和該第二功率開關 S_2 的跨壓 v_{ds2} 均已降至零，因此達到 ZVS 操作。

【0090】 C2.請再一併參閱第二十七圖本發明之輔助開關的驅動信號與跨壓模擬波形圖、第二十八圖本發明之第一輔助開關切換瞬間的模擬波形放大圖、第二十九圖本發明之第二輔助開關切換瞬間的模擬波形放大圖所示，於滿載 500W 時，可得知該第一輔助開關 S_{a1} 及該第二輔助開關 S_{a2} 切換為 ON 之前，該第一輔助開關 S_{a1} 的跨壓 v_{dsa1} 和該第二輔助開關 S_{a2} 的跨壓 v_{dsa2} 均已降至零，因此達到 ZVS 操作。

【0091】 D.驗證具有低輸入漣波電流性能與 CCM 操作：請再一併參閱第三十圖本發明之漏電感電流及總輸入電流模擬波形圖所示，可得知該第一耦合電感之該第一漏電感 L_{k1} 的電流 i_{Lk1} 及該第二耦合電感之該第二漏電感 L_{k2} 的電流 i_{Lk2} 的漣波電流大約 19A，而輸入電流 i_{in} 的漣波電流僅為約 1A，因此交錯式操作具有降低輸入漣波電流作用；請再一併參閱第三十一圖本發明之磁化電感電流模擬波形圖所示，該第一耦合電感之該第一磁化電感 L_{m1} 與該第二耦合電感之該第二磁化電感 L_{m2} 驗證操作在連續導通模式 [CCM] 。

【0092】 E.驗證輸出電容電壓：請再一併參閱第三十二圖本發明之輸出電容的電壓波形模擬圖所示，該第三輸出電容 C_o 之電壓 V_{Co} 、該第一輸出電容 C_1 之電壓 V_{C1} 和該第二輸出電容 C_2 之電壓 V_{C2} 大約都等於

133.3V，符合(1)(2)(3)式的推導結果。

【0093】 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：

【0094】 1.交錯式操作：在高功率應用時，將導致高輸入電流，每一組耦合電感僅分擔二分之一的輸入平均電流，而且工作相位相差 180° 的交錯式操作，具有漣波電流相消的效用，可降低漣波電流大小，進而可降低濾波元件大小。

【0095】 2.高電壓增益：該轉換器利用耦合電感及切換式電容形成電壓倍增模組疊加在原交錯式升壓型轉換器的輸出側，擴增電壓增益，在設計時可調整耦合電感的匝數比，使得轉換器在較高電壓增益時，不必操作在極大的導通比。

【0096】 3.高效率：將輸出二極體換成輔助開關，使兩個功率開關與輔助開關都能達到零電壓切換，降低切換損失；由於功率開關的電壓應力遠小於輸出電壓，因此可使用具有低導通電阻 $R_{ds}(ON)$ 的低額定耐壓 MOSFET，可降低導通損失；另一方面。因此該轉換器具有高效率之優點。

【0097】 雖然本發明已利用上述較佳實施例揭示，然其並非用以限定本發明，任何熟習此技藝者在不脫離本發明之精神和範圍之內，相對上述實施例進行各種更動與修改仍屬本發明所保護之技術範疇。

【符號說明】

【0098】 (1) 轉換器

【0099】 (2) 交錯式升壓型轉換器

【0100】 (3) 修正式升壓-返馳式轉換器

【發明申請專利範圍】

【第1項】 一種交錯式高效率高升壓直流轉換器，其主要係令轉換器於輸入電源 V_m 之正極並聯有第一耦合電感一次側 N_{p1} 之第一端與第二耦合電感一次側 N_{p2} 之第一端，於輸入電源 V_m 之負極則並聯有第一功率開關 S_1 之第二端、第二功率開關 S_2 之第二端、第三輸出電容 C_o 之第二端及負載阻抗 R_o 之第二端，令該第一耦合電感一次側 N_{p1} 之第二端與該第一功率開關 S_1 之第一端一併連接至第一輔助開關 S_{a1} 之第二端，令該第二耦合電感一次側 N_{p2} 之第二端與該第二功率開關 S_2 之第一端一併連接至第二輔助開關 S_{a2} 之第二端，令該第一輔助開關 S_{a1} 之第一端與該第二輔助開關 S_{a2} 之第一端一併連接至該第三輸出電容 C_o 之第一端、第一輸出電容 C_1 之第二端、第一倍壓二極體 D_1 之正極，令該第一輸出電容 C_1 之第一端分別與第二輸出電容 C_2 之第二端、第一耦合電感二次側 N_{s1} 之第二端相連接，令該第一倍壓二極體 D_1 之負極分別與第二倍壓二極體 D_2 之正極、第二耦合電感二次側 N_{s2} 之第二端相連接，該第一耦合電感二次側 N_{s1} 之第一端與該第二耦合電感二次側 N_{s2} 之第一端相連接，令該第二輸出電容 C_2 之第一端、該第二倍壓二極體 D_2 之負極一併連接至該負載阻抗 R_o 之第一端。

【第2項】 如申請專利範圍第1項所述交錯式高效率高升壓直流轉換器，其中，該第一功率開關 S_1 及該第二功率開關 S_2 係為 N 通道之金氧場效應電晶體〔MOSFET〕，且該第一功率開關 S_1 及該第二功率

開關 S_2 之第一端為汲極〔Drian〕、第二端為源極〔Source〕。

【第3項】如申請專利範圍第1項所述交錯式高效率高升壓直流轉換器，其中，該第一輔助開關 S_{a1} 及該第二輔助開關 S_{a2} 係為 N 通道之金氧場效應電晶體〔MOSFET〕，且該第一輔助開關 S_{a1} 及該第二輔助開關 S_{a2} 之第一端為汲極〔Drian〕、第二端為源極〔Source〕。

【第4項】如申請專利範圍第1項所述交錯式高效率高升壓直流轉換器，其中，該第一耦合電感包含有第一磁化電感 L_{m1} 及第一漏電感 L_{k1} ，該第二耦合電感包含有第二磁化電感 L_{m2} 及第二漏電感 L_{k2} 。

【第5項】如申請專利範圍第1項所述交錯式高效率高升壓直流轉換器，其中，該第一耦合電感一次側 N_{p1} 與該第一耦合電感二次側 N_{s1} 構成第一理想變壓器，該第二耦合電感一次側 N_{p2} 與該第二耦合電感二次側 N_{s2} 構成第二理想變壓器。

【第6項】如申請專利範圍第5項所述交錯式高效率高升壓直流轉換器，其中，該第一理想變壓器與該第二理想變壓器之匝數比為相同。