

【發明說明書】

【中文發明名稱】

隔離型零電壓切換高升壓DC-DC轉換器

【英文發明名稱】

INTERLEAVED HIGH-STEP-UP ZERO-VOLTAGE SWITCHING
DC-DC CONVERTER

【技術領域】

【0001】 本發明係有關於一種隔離型零電壓切換高升壓DC-DC轉換器，尤其是指一種不僅能讓所有開關達成零電壓切換性能，減少切換損失，提升效率，且能降低導通損失，同時可降低電路成本，而在其整體施行使用上更增實用功效特性者。

【先前技術】

【0002】 按，《聯合國氣候變化綱要公約》〔UNFCCC〕第21次締約方會議〔COP21〕簡稱「巴黎氣候峰會」，在2015年12月達成一份接替《京都議定書》〔Kyoto Protocol〕的歷史性《巴黎協定》〔Paris Agreement〕，以因應全球暖化問題。各國將致力於大幅減少溫室氣體〔greenhouse gas〕排放，希望在本世紀結束之前，力保全球均溫上升不超過攝氏2度，進而追求不超過1.5度的更高目標。希望各國透過再生能源，用更有效的方式達成減排目標，追

求經濟的「綠色成長」。爰此，再生能源必定是各國產業發展的重點方向，包含太陽能、風力能、燃料電池、水力能、地熱能、潮汐能及生質能等。

【0003】 我國「再生能源發展條例」公佈後，大力推廣太陽光電再生能源利用，2012年推動「陽光屋頂百萬座計畫」；今年行政院已核定「太陽光電二年推動計畫」，目標於2018年完成太陽能裝置1520MW，年發電量達19億度，相當於2085座大安森林公園減碳量，其中屋頂型設置目標量910MW，平面型設置目標量610MW。在日本、歐洲與美國裝設於屋頂的住宅型太陽能併網電力系統，最近也成為成長快速的市場。另外，由於燃料電池是經由利用氫及氧的化學反應，產生電流及水，不但完全無污染，也避免了傳統電池充電耗時的問題，是目前極具發展前景的新能源方式，應用在車輛及發電系統上，將能顯著改善空氣污染及溫室效應。因此，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，常在分散式發電系統〔distributed generation system〕，扮演重要的角色。

【0004】 一般而言，以太陽能電池或以燃料電池模組為主的再生能源應用之電力系統，由於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 D C – D C 轉換器，升壓至一個高電壓直流排。例如：對於一個單相 2 2 0 V_{a.c.} 的電網系統而言，此高電壓直流排常為 3 8 0 – 4 0 0 V_{a.c.}，以利全橋式換流器 [f u l l – b r i d g e i n v e r t e r] 的 D C – A C 電源轉換。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，因此當電壓增益高達 1 0 倍左右的實務需求時，研發嶄新的高升壓轉換器拓樸是必要的，使得最近幾年高升壓 D C – D C 轉換器是電力電子工程領域中常見的研究主題之一。

【0005】 其中，一般常見之高升壓 D C – D C 轉換器具有下列缺點：

【0006】 1.現有非隔離型升壓式轉換器若要得到高升壓比的結果，該轉換器必須操作在極高的開關導通比；然而，極高的導通比將產生大的電流漣波與嚴重的二極體反向恢復電流問題，產生嚴重功率損失。

【0007】 2.為了能夠達到高升壓比，現有的作法也可以採用串接兩級的升壓型轉換器，以得到較佳的升壓效果，但是電能經過二次轉換會造成效率不佳，不符合高效率的實務需求。

【0008】 3.現有亦利用電壓倍增模組及舉升電容提出交錯式高升壓轉換器；然而，該類轉換器之主開關都屬於硬式切換，導致切換損失。

【0009】 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，提供一種隔離型零電壓切換高升壓DC－DC轉換器，以期達到更佳實用價值性之目的者。

【發明內容】

【0010】 本發明之主要目的在於提供一種隔離型零電壓切換高升壓DC－DC轉換器，主要係不僅能讓所有開關達成零電壓切換性能，減少切換損失，提升效率，且能降低導通損失，同時可降低電路成本，而在其整體施行使用上更增實用功效特性者。

【0011】 本發明隔離型零電壓切換高升壓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：

【0012】 其主要係令轉換器於輸入電壓 V_{in} 之正極分別連接有第一箝位電容 C_{c1} 之第一端、第一耦合電感初級側 N_{p1} 之第一端、第二箝位電容 C_{c2} 之第一端及第二耦合電感初級側 N_{p2} 之第一端，於該輸入電壓 V_{in} 之負極分別連接有第一主開關 S_1 之第二端及第二主開關 S_2 之第二端，該第一箝位電容 C_{c1} 之第二端連接有第一輔助開關 S_{a1} 之第一端，該第一輔助開關 S_{a1} 之第二端與該第一耦合電感初級側 N_{p1} 之第二端同時連接至該第一主開關 S_1 之第一端，該第二箝位電容 C_{c2} 之第二端連接有第二輔助開關 S_{a2} 之第一端，該第二輔助開關 S_{a2} 之第二端與該第二耦合電感初級側 N_{p2} 之第二端同時連接至該第二主開關 S_2 之第一端；而第一耦合電感次級側 N_{s1} 之第一端分別與第一倍壓二極體 D_{d1} 之正極、第二倍壓二極體 D_{d2} 之負極、第一輸出電容 C_{o1}

之第二端及第二輸出電容 C_{o2} 之第一端相連接，該第一耦合電感次級側 N_{s1} 之第二端與第二耦合電感次級側 N_{s2} 之第二端相連接，該第二耦合電感次級側 N_{s2} 之第一端分別與第一倍壓電容 C_{d1} 之第二端及第二倍壓電容 C_{d2} 之第一端相連接，該第一倍壓電容 C_{d1} 之第一端分別與該第一倍壓二極體 D_{d1} 之負極及第一輸出二極體 D_{o1} 之正極相連接，該第二倍壓電容 C_{d2} 之第二端分別與該第二倍壓二極體 D_{d2} 之正極及第二輸出二極體 D_{o2} 之負極相連接，該第一輸出二極體 D_{o1} 之負極分別與該第一輸出電容 C_{o1} 之第一端及負載 R_o 之正極相連接，該第二輸出二極體 D_{o2} 之正極分別與該第二輸出電容 C_{o2} 之第二端及該負載 R_o 之負極相連接。

【0013】 本發明隔離型零電壓切換高升壓 DC – DC 轉換器的較佳實施例，其中，該第一主開關 S_1 形成有第一主開關寄生電容 C_{s1} 。

【0014】 本發明隔離型零電壓切換高升壓 DC – DC 轉換器的較佳實施例，其中，該第二主開關 S_2 形成有第二主開關寄生電容 C_{s2} 。

【0015】 本發明隔離型零電壓切換高升壓 DC – DC 轉換器的較佳實施例，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} 。

【0016】 本發明隔離型零電壓切換高升壓 DC – DC 轉換器的較佳實施例，其中，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} 。

【0017】 本發明隔離型零電壓切換高升壓 DC – DC 轉換器的較佳

實施例，其中，該第一耦合電感初級側 N_{p1} 與該第一耦合電感次級側 N_{s1} 構成第一理想變壓器，該第二耦合電感初級側 N_{p2} 與該第二耦合電感次級側 N_{s2} 構成第二理想變壓器。

【0018】 本發明隔離型零電壓切換高升壓 DC - DC 轉換器的較佳實施例，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】

【0019】 第一圖：本發明之電路圖

【0020】 第二圖：本發明之等效電路圖

【0021】 第三圖：本發明之主要元件穩態波形圖

【0022】 第四圖：本發明之第一操作階段等效電路圖

【0023】 第五圖：本發明之第二操作階段等效電路圖

【0024】 第六圖：本發明之第三操作階段等效電路圖

【0025】 第七圖：本發明之第四操作階段等效電路圖

【0026】 第八圖：本發明之第五操作階段等效電路圖

【0027】 第九圖：本發明之第六操作階段等效電路圖

【0028】 第十圖：本發明之第七操作階段等效電路圖

【0029】 第十一圖：本發明之第八操作階段等效電路圖

- 【0030】 第十二圖：本發明之第九操作階段等效電路圖
- 【0031】 第十三圖：本發明之第十操作階段等效電路圖
- 【0032】 第十四圖：本發明之第十一操作階段等效電路圖
- 【0033】 第十五圖：本發明之第十二操作階段等效電路圖
- 【0034】 第十六圖：本發明之第十三操作階段等效電路圖
- 【0035】 第十七圖：本發明之第十四操作階段等效電路圖
- 【0036】 第十八圖：本發明之第十五操作階段等效電路圖
- 【0037】 第十九圖：本發明之第十六操作階段等效電路圖
- 【0038】 第二十圖：本發明之電壓增益與導通比及耦合係數的曲線圖
- 【0039】 第二十一圖：本發明之電壓增益與導通比及耦合電感匝數比的曲線圖
- 【0040】 第二十二圖：本發明之模擬電路示意圖
- 【0041】 第二十三圖：本發明之開關驅動信號、輸入電壓及輸出電壓的模擬波形圖
- 【0042】 第二十四圖：本發明之主開關跨壓的模擬波形圖
- 【0043】 第二十五圖：本發明之輔助開關跨壓的模糊波形圖
- 【0044】 第二十六圖：本發明之主開關的驅動信號與跨壓模擬波形圖
- 【0045】 第二十七圖：本發明之第一主開關切換瞬間的模擬波形放大

圖

【0046】 第二十八圖：本發明之第二主開關切換瞬間的模擬波形放大

圖

【0047】 第二十九圖：本發明之輔助開關的驅動信號與跨壓模擬波形

圖

【0048】 第三十圖：本發明之第一輔助開關切換瞬間的模擬波形放大

圖

【0049】 第三十一圖：本發明之第二輔助開關切換瞬間的模擬波形放

大圖

【0050】 第三十二圖：本發明之漏電感電流及總輸入電流模擬波形圖

【0051】 第三十三圖：本發明之倍壓電容、輸出電容的電壓波形模擬

圖

【0052】 第三十四圖：本發明之箝位電容的電壓波形模擬圖

【實施方式】

【0053】 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：

【0054】 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)主要係於輸入電壓 V_{in} 之正極分別連接有第一箝位電容 C_{c1} 之第

一端、第一耦合電感初級側 N_{p1} 之第一端、第二箝位電容 C_{c2} 之第一端及第二耦合電感初級側 N_{p2} 之第一端，於該輸入電壓 V_{in} 之負極分別連接有第一主開關 S_1 之第二端及第二主開關 S_2 之第二端，該第一主開關 S_1 形成有第一主開關寄生電容 C_{s1} ，該第二主開關 S_2 形成有第二主開關寄生電容 C_{s2} ，該第一箝位電容 C_{c1} 之第二端連接有第一輔助開關 S_{a1} 之第一端，該第一輔助開關 S_{a1} 之第二端與該第一耦合電感初級側 N_{p1} 之第二端同時連接至該第一主開關 S_1 之第一端，該第二箝位電容 C_{c2} 之第二端連接有第二輔助開關 S_{a2} 之第一端，該第二輔助開關 S_{a2} 之第二端與該第二耦合電感初級側 N_{p2} 之第二端同時連接至該第二主開關 S_2 之第一端；而第一耦合電感次級側 N_{s1} 之第一端分別與第一倍壓二極體 D_{d1} 之正極、第二倍壓二極體 D_{d2} 之負極、第一輸出電容 C_{o1} 之第二端及第二輸出電容 C_{o2} 之第一端相連接，該第一耦合電感次級側 N_{s1} 之第二端與第二耦合電感次級側 N_{s2} 之第二端相連接，該第二耦合電感次級側 N_{s2} 之第一端分別與第一倍壓電容 C_{d1} 之第二端及第二倍壓電容 C_{d2} 之第一端相連接，該第一倍壓電容 C_{d1} 之第一端分別與該第一倍壓二極體 D_{d1} 之負極及第一輸出二極體 D_{o1} 之正極相連接，該第二倍壓電容 C_{d2} 之第二端分別與該第二倍壓二極體 D_{d2} 之正極及第二輸出二極體 D_{o2} 之負極相連接，該第一輸出二極體 D_{o1} 之負極分別與該第一輸出電容 C_{o1} 之第一端及負載 R_o 之正極相連接，該第二輸出二極體 D_{o2} 之正極分別與該第二輸出電容 C_{o2} 之第二端及該負載 R_o 之負極相連接。

【0055】 請再一併參閱第二圖本發明之等效電路圖所示，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} ，令該第一耦合電感初級側 N_{p1} 與該第一耦合電感次級側 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} ，令該第二耦合電感初級側 N_{p2} 與該第二耦合電感次級側 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，並且匝數比 n 定義為 N_s/N_p ；而由於該第一耦合電感初級側 N_{p1} 與該第二耦合電感初級側 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；該第一耦合電感次級側 N_{s1} 與該第二耦合電感次級側 N_{s2} 係為串聯，使得能增加電壓增益。

【0056】 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，而且該第一主開關 S_1 和該第二主開關 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} 與該第一主開關 S_1 及該第二主開關 S_2 採互補式操作。穩態時，該轉換器（1）根據各開關及各二極體的 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：

【0057】 1.各該開關及各該二極體之導通壓降皆為零；

【0058】 2.各該電容能忽略電壓漣波，使得其電容電壓可視為常數；

【0059】 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} 之

電感值相等($L_{m1} = L_{m2}$)，該第一漏電感 L_{k1} 與該第二漏電感 L_{k2} 之電感值相等($L_{k1} = L_{k2}$)，該第一磁化電感 L_{m1} 與該第二磁化電感 L_{m2} 皆遠大於該第一漏電感 L_{k1} 與該第二漏電感 L_{k2} ；

【0060】 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〕。

【0061】 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穩態波形圖所示：

【0062】 第一階段〔 $t_0 \sim t_1$ 〕：〔第一主開關 S_1 ：ON、第二主開關 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_{d1} ：OFF、第二倍壓二極體 D_{d2} ：OFF、第一輸出二極體 D_{o1} ：OFF、第二輸出二極體 D_{o2} ：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，第一階段開始於 $t = t_0$ ，該第一主開關 S_1 與該第二主開關 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_{d1} 、該第二倍壓二極體 D_{d2} 與該第一輸出二極體 D_{o1} 、該第二輸出二極體 D_{o2} 均為逆向偏壓而OFF。該輸入電壓 V_{in} 跨於該第一耦合電感初級側 N_{p1} 、該第二耦合電感初級側 N_{p2} ，即跨於該第一磁化電感 L_{m1} 和該第一漏電感 L_{k1} 以及該第二磁化電感 L_{m2} 和該第二漏電感 L_{k2} 上，電流呈線性上升。在輸出側，該第一輸出電容 C_{o1} 和該第二輸出電容 C_{o2} 對該負載 R_o 放電。當 $t = t_1$ ，該第一主開關 S_1 切換

為 O F F 時，本階段結束。

【0063】 第二階段〔 $t_1 \sim t_2$ 〕：〔第一主開關 S_1 ：O F F、第二主開關 S_2 ：O F F、第一輔助開關 S_{a1} ：O F F、第二輔助開關 S_{a2} ：O F F、第一倍壓二極體 D_{d1} ：O F F、第二倍壓二極體 D_{d2} ：O F F、第一輸出二極體 D_{o1} ：O F F、第二輸出二極體 D_{o2} ：O F F〕：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，第二階段開始於 $t = t_1$ ，該第一主開關 S_1 切換為 O F F。該第一漏電感 L_{k1} 之電流 i_{Lk1} 對該第一主開關 S_1 的該第一主開關寄生電容 C_{s1} 充電，該第一主開關 S_1 之跨壓 v_{ds1} 由零電壓開始上升，因為該第一主開關寄生電容 C_{s1} 很小，所以本階段時間很短。當 $t = t_2$ ，該第一主開關 S_1 之跨壓 v_{ds1} 上升至輸入電壓 V_{in} 加上該第一箝位電容 C_{cl} 之電壓 V_{Ccl} 時，該第一輔助開關 S_{a1} 之本體二極體導通，該第一主開關 S_1 之跨壓 v_{ds1} 箝位在 $V_{in} + V_{Ccl}$ ，本階段結束。

【0064】 第三階段〔 $t_2 \sim t_3$ 〕：〔第一主開關 S_1 ：O N、第二主開關 S_2 ：O F F、第一輔助開關 S_{a1} ：O F F、第二輔助開關 S_{a2} ：O F F、第一倍壓二極體 D_{d1} ：O F F、第二倍壓二極體 D_{d2} ：O F F、第一輸出二極體 D_{o1} ：O F F、第二輸出二極體 D_{o2} ：O F F〕：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，第三階段開始於 $t = t_2$ ，第一輔助開關 S_{a1} 之本體二極體導通，該第一漏電感 L_{k1} 之電流 i_{Lk1} 下降，該第一漏電感 L_{k1} 之電流 i_{Lk1} 經由該第一輔助開關 S_{a1} 之本體二極體對該第一箝位電容 C_{cl} 充電。當 $t = t_3$ ，該第一箝位電容 C_{cl}

之電壓 $V_{c_{d1}}$ 上升使得該第二倍壓二極體 D_{d2} 和該第一輸出二極體 D_{o1} 的逆向偏壓降成 0 時，該第二倍壓二極體 D_{d2} 與該第一輸出二極體 D_{o1} 轉態為 ON，本階段結束。

【0065】 第四階段 [$t_3 \sim t_4$] : [第一主開關 S_1 : OFF、第二主開關 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_{d1} : OFF、第二倍壓二極體 D_{d2} : ON、第一輸出二極體 D_{o1} : ON、第二輸出二極體 D_{o2} : OFF] : 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，第四階段開始於 $t=t_3$ ，該第二倍壓二極體 D_{d2} 與該第一輸出二極體 D_{o1} 轉態為 ON。儲存在該第一磁化電感 L_{m1} 的能量傳送至該第一耦合電感次級側 N_{s1} ，電流分流至兩條路徑，一條是流經該第二倍壓二極體 D_{d2} 和該第二倍壓電容 C_{d2} ，另一路徑是經由該第一倍壓電容 C_{d1} 、該第一輸出二極體 D_{o1} 和該第一輸出電容 C_{o1} 。此時，電流對該第二倍壓電容 C_{d2} 充電，對該第一倍壓電容 C_{d1} 放電且對該第一輸出電容 C_{o1} 充電。另一方面，因為次級側電流反射至第二耦合電感的理想變壓器初級側，使得該第二漏電感 L_{k2} 之電流 i_{lk2} 快速上升。當 $t=t_4$ ，該第一輔助開關 S_{a1} 切換成 ON 時，本階段結束。

【0066】 第五階段 [$t_4 \sim t_5$] : [第一主開關 S_1 : OFF、第二主開關 S_2 : ON、第一輔助開關 S_{a1} : ON、第二輔助開關 S_{a2} : OFF、第一倍壓二極體 D_{d1} : OFF、第二倍壓二極體 D_{d2} : ON、第一輸出二極體 D_{o1} : ON、第二輸出二極體 D_{o2} : OFF] : 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，第五階段開始於 $t = t_4$ ，該第一輔助開關 S_{a1} 切換為 O N。由於此時該第一輔助開關 S_{a1} 之本體二極體導通，所以該第一輔助開關 S_{a1} 之跨壓為零，因此該第一輔助開關 S_{a1} 達成零電壓切換 [Z V S] 性能，此時原本流經該第一輔助開關 S_{a1} 之本體二極體的電流轉移到第一輔助開關 S_{a1} 對第一箝位電容 C_{c1} 充電，該第一漏電感 L_{k1} 之電流 i_{Lk1} 持續下降，當該第一漏電感 L_{k1} 之電流 i_{Lk1} 降至 0 之後，該第一漏電感 L_{k1} 之電流 i_{Lk1} 改變電流方向。當 $t = t_5$ ，該第一輔助開關 S_{a1} 切換為 O F F 時，本階段結束。

【0067】 第六階段 [$t_5 \sim t_6$] : [第一主開關 S_1 : O F F、第二主開關 S_2 : O N、第一輔助開關 S_{a1} : O F F、第二輔助開關 S_{a2} : O F F、第一倍壓二極體 D_{d1} : O F F、第二倍壓二極體 D_{d2} : O N、第一輸出二極體 D_{o1} : O N、第二輸出二極體 D_{o2} : O F F] : 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，第六階段開始於 $t = t_5$ ，該第一輔助開關 S_{a1} 切換為 O F F。此時該第一漏電感 L_{k1} 和第一主開關寄生電容 C_{s1} 開始產生共振，儲存在該第一主開關寄生電容 C_{s1} 之能量藉由共振方式轉移到該第一漏電感 L_{k1} ，該第一主開關 S_1 跨壓 v_{ds1} 開始共振下降，儲存在第一主開關寄生電容 C_{s1} 之能量轉移到該第一漏電感 L_{k1} 上。當 $t = t_6$ ，該第二主開關 S_2 跨壓 v_{ds2} 降到零，該第一主開關 S_1 之本體二極體開始導通，本階段結束。

【0068】 第七階段 [$t_6 \sim t_7$] : [第一主開關 S_1 : O F F、第二主開關 S_2 : O N、第一輔助開關 S_{a1} : O F F、第二輔助開關 S_{a2} : O F F、

第一倍壓二極體 D_{d1} : O F F 、第二倍壓二極體 D_{d2} : O N 、第一輸出二極體 D_{o1} : O N 、第二輸出二極體 D_{o2} : O F F] : 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, 第七階段開始於 $t=t_6$, 該第一主開關 S_1 的本體二極體導通, 該第一主開關 S_1 跨壓 v_{ds1} 為零, 該第一主開關 S_1 零電壓切換 [Z V S] 的條件成立。當 $t=t_7$, 該第一主開關 S_1 切換為 O N 時, 該第一主開關 S_1 達成 Z V S 性能, 本階段結束。

【0069】 第八階段 [$t_7 \sim t_8$] : [第一主開關 S_1 : O N 、第二主開關 S_2 : O N 、第一輔助開關 s_{a1} : O F F 、第二輔助開關 s_{a2} : O F F 、第一倍壓二極體 D_{d1} : O F F 、第二倍壓二極體 D_{d2} : O N 、第一輸出二極體 D_{o1} : O N 、第二輸出二極體 D_{o2} : O F F] : 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, 第八階段開始於 $t=t_7$, 該第一主開關 S_1 切換為 O N, 且該第二主開關 S_2 保持 O N, 該第一漏電感 L_{k1} 之電流 i_{Lk1} 上升, 當該第一漏電感 L_{k1} 之電流 i_{Lk1} 小於該第一磁化電感 L_{m1} 之電流 i_{Lm1} , 即 $i_{Lk1} < i_{Lm1}$ 時, 該第一磁化電感 L_{m1} 所儲存的能量藉由耦合電感傳送至次級側。因此該第二倍壓二極體 D_{d2} 與該第一輸出二極體 D_{o1} 仍然保持導通, 該第二倍壓二極體 D_{d2} 電流 i_{Dd2} 下降, 對該第二倍壓電容 C_{d2} 充電, 該第一輸出二極體 D_{o1} 電流 i_{Do1} 下降, 對該第一輸出電容 C_{o1} 充電。當 $t=t_8$, 漏電感電流上升至 $i_{Lk1} = i_{Lm1}$, 此時該第二倍壓二極體 D_{d2} 電流 i_{Dd2} 與該第一輸出二極體 D_{o1} 電流 i_{Do1} 下降至零, 該第二倍壓二極體 D_{d2} 與該第一輸出二極體 D_{o1} 以零電流切換 [Z C S] 轉態成 O F F, 該第一磁化電感 L_{m1} 與該第一漏電

感 L_{k1} 再次受輸入電壓充電，本階段結束，進入下半個切換週期。

【0070】 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。

【0071】 以下進行該轉換器（1）穩態特性分析：而為為了簡化分析，忽略各開關及各二極體導通壓降及時間極短的暫態特性。同時忽略時間極短的暫態階段，包含第二、三、四、六、七、十、十一、十二、十四、十五和十六階段，僅考慮第一、五、八、九、十三階段。所有電容夠大，忽略電容電壓漣波，使得電容電壓可視為常數。

【0072】 電壓增益：

【0073】 在第一、八、九、十三階段時，該第一磁化電感 L_{m1} 跨壓為

$$\text{【0074】 } V_{L_{m1}} = \frac{L_{m1}}{L_{m1} + L_{k1}} V_{in} = \frac{L_m}{L_m + L_k} V_{in} = k V_{in} \quad (1)$$

【0075】 在第五階段時，該第一磁化電感 L_{m1} 跨壓為

$$\text{【0076】 } V_{L_{m1}} = \frac{L_{m1}}{L_{m1} + L_{k1}} V_{Ccl} = k V_{Ccl} \quad (2)$$

【0077】 根據伏秒平衡原理〔principle of volt-second balance〕，即電感電壓在一切換週期內之平均電壓為零，忽略佔週期比例很小的盲時，因此可得

$$\text{【0078】 } k V_{in} D T_s + k (-V_{Ccl}) (1 - D) T_s = 0 \quad (3)$$

【0079】 整理(3)式可得

$$\text{【0080】 } V_{C_{c1}} = \frac{D}{1-D} V_{in} \quad (4)$$

【0081】 在交錯式操作模式時，轉換器下半週期的電路動作分析與上述相似，針對該第二磁化電感 L_{m2} ，應用伏秒平衡定理同理可得

$$\text{【0082】 } V_{C_{c2}} = \frac{D}{1-D} V_{in} \quad (5)$$

【0083】 耦合電感次級側的該第二倍壓電容 C_{d2} 電壓 $V_{C_{d2}}$ ，可藉由耦合電感初級側電壓反射至次級側電壓推導而得到。在第五階段，第一主開關 S_1 ：OFF、第二主開關 S_2 ：ON，該第二倍壓二極體 D_{d2} 及該第一輸出二極體 D_{o1} 導通，該第二倍壓電容 C_{d2} 電壓 $V_{C_{d2}}$ 為

$$\text{【0084】 } V_{C_{d2}} = -v_{Ns1} + v_{Ns2} = -nk(-V_{C_{c1}}) + nk(V_{in}) = \frac{nk}{1-D} V_{in} \quad (6)$$

【0085】 在第十三階段，第一主開關 S_1 ：ON、第二主開關 S_2 ：OFF，而且該第一倍壓二極體 D_{d1} 與該第二輸出二極體 D_{o2} 導通，該第一倍壓電容 C_{d1} 電壓 $V_{C_{d1}}$ 為

$$\text{【0086】 } V_{C_{d1}} = v_{Ns1} - v_{Ns2} = nkV_{in} - nk(-V_{C_{c2}}) = \frac{nk}{1-D} V_{in} \quad (7)$$

【0087】 該第一輸出電容 C_{o1} 之電壓 $V_{C_{o1}}$ 為

$$\text{【0088】 } V_{C_{o1}} = 2V_{C_{d1}} = \frac{2nk}{1-D} V_{in} \quad (8)$$

【0089】 該第二輸出電容 C_{o2} 之電壓 $V_{C_{o2}}$ 為

$$\text{【0090】 } V_{C_{o2}} = 2V_{C_{d2}} = \frac{2nk}{1-D} V_{in} \quad (9)$$

【0091】 該負載 R_o 上之總輸出電壓 V_o 為

$$\text{【0092】 } V_o = V_{Co1} + V_{Co2} = \frac{4nk}{1-D} V_{in} \quad (10)$$

【0093】 因此該轉換器（1）的電壓增益G為

$$\text{【0094】 } G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{4nk}{1-D} \quad (11)$$

【0095】 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 〕相互間之影響非常小〔請再一併參閱第二十圖本發明之電壓增益與導通比及耦合係數的曲線圖所示〕。若忽略漏電感，則耦合係數 $k=1$ ，可得理想的電壓增益為

$$\text{【0096】 } G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{4n}{1-D} \quad (12)$$

【0097】 從上式可知電壓增益，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，而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，即如第二十一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。當導通比 $D=0.6$ 、 $n=1$ 時，電壓增益為 10 倍；當 $D=0.6$ ， $n=3$ 時，電壓增益為 30 倍。

【0098】 開關元件的電壓應力：

【0099】 該第一主開關 S_1 、該第二主開關 S_2 的電壓應力為

$$\text{【0100】 } V_{ds1} = V_{ds2} = \frac{1}{1-D} V_{in} = \frac{1}{4n} V_o \quad (13)$$

【0101】 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）的開關電壓應力比較小，僅為輸出電壓之 $1/4n$ 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。

【0102】 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 36V、輸出電壓 380V、最大輸出功率 1000W、切換頻率 50kHz， $n=1.2$ ；以下以模擬波形與實作結果檢驗該轉換器（1）的特點〔請再一併參閱第二十二圖本發明之模擬電路示意圖所示〕：

【0103】 A. 驗證穩態特性：請再一併參閱第二十三圖本發明之開關驅動信號、輸入電壓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 $V_{in} = 36\text{ V}$ 、 $V_o = 380\text{ V}$ ，導通比大約 $D = 0.63$ ，符合(12)式電壓增益的公式。

【0104】 B. 驗證開關電壓應力：請再一併參閱第二十四圖本發明之主開關跨壓的模擬波形圖及第二十五圖本發明之輔助開關跨壓的模糊波形圖所示，當該轉換器（1）輸出電壓 $V_o = 380\text{ V}$ 時，該第一主開關 S_1 、該第二主開關 S_2 之電壓應力為 100V，該第一輔助開關 S_{a1} 、該第二輔助開關 S_{a2} 之電壓應力為 98V。驗證該轉換器（1）開關具有低電壓應力之優點。

【0105】 C. 驗證主開關與輔助開關皆能達到 ZVS 操作：請再一併參閱第二十六圖本發明之主開關的驅動信號與跨壓模擬波形圖、第二十七圖本發明之第一主開關切換瞬間的模擬波形放大圖、第二十八圖本發明之第二主開關切換瞬間的模擬波形放大圖所示，於滿載

1000W 時，可得知該第一主開關 S_1 及該第二主開關 S_2 切換為 ON 之前，該第一主開關 S_1 的跨壓 v_{ds1} 和該第二主開關 S_2 的跨壓 v_{ds2} 均已降至零，因此達到 Z V S 操作；請再一併參閱第二十九圖本發明之輔助開關的驅動信號與跨壓模擬波形圖、第三十圖本發明之第一輔助開關切換瞬間的模擬波形放大圖、第三十一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 1000W 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 Z V S 操作。

【0106】 D. 驗證具有低輸入漣波電流性能與 C C M 操作：請再一併參閱第三十二圖本發明之漏電感電流及總輸入電流模擬波形圖所示，可得知該第一漏電感 L_{k1} 之電流 i_{Lk1} 及該第二漏電感 L_{k2} 之電流 i_{Lk2} 的漣波電流大約 48A，而輸入電流 i_m 的漣波電流僅為約 20.8A，因此交錯式操作具有降低輸入漣波電流作用。

【0107】 E. 驗證輸出電容電壓：請再一併參閱第三十三圖本發明之倍壓電容、輸出電容的電壓波形模擬圖所示，該第一倍壓電容 C_{d1} 之電壓 V_{Cd1} 和該第二倍壓電容 C_{d2} 之電壓 V_{Cd2} 大約等於 95V，該第一輸出電容 C_{o1} 之電壓 V_{Co1} 和該第二輸出電容 C_{o2} 之電壓 V_{Co2} 大約等於 190V，模擬與實作結果與分析結果相符。驗證理論分析的正確性。請再一併參閱第三十四圖本發明之箝位電容的電壓波形模擬圖所示，該第一箝位電容 C_{cl} 之電壓 V_{Ccl} 和該第二箝位電容 C_{c2} 之電壓 V_{Cc2} 大約等於

55V，符合公式(4)的推導結果。

【0108】 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：

【0109】 1.本案係利用主動箝位電路，使得所有開關達成零電壓切換性能，減少切換損失，提升效率。

【0110】 2.本案利用耦合電感構成的電壓倍增模組提升電壓增益，開關電壓應力遠低於輸出電壓，可使用導通電阻較小的功率開關，降低導通損失，提升效率。

【0111】 3.本案利用交錯式操作，使得輸入電流漣波相消，降低輸入電流漣波，可減少電源端的電容器數量，降低電路成本。

【0112】 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。

【0113】 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】

【0114】 (1) 轉換器