

# 發明專利說明書

【發明名稱】 直流電源轉換器

DIRECT CURRENT POWER CONVERTER

【技術領域】

【0001】 本發明係關於一種直流電源轉換器，特別關於一種交錯式高升壓零電壓轉移（Interleaved High-Step-Up Zero Voltage Transition）之直流電源轉換器。

【先前技術】

【0002】 由於全球能源供需及環境暖化問題面臨著嚴峻的挑戰，因此世界各國皆以節能省碳、開發新能源、高效率的能源應用及調整能源使用的結構作為能源政策的指導方針。爰此，再生能源或綠色能源的發展是各國的重點方向，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。在這些再生能源中，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。

【0003】 為了住宅型應用的安全性與可靠性的問題，太陽能模組與燃料電池所產生的輸出電壓是屬於低電壓，為了達到併網發電系統的需求，必須先將此低電壓利用高升壓比的 DC/DC 電源轉換器，升壓至一個高直流電壓。例如：對於一個單相 110/220Vac 的電網系統而言，此高直流電壓常為 200/380Vdc，以利全橋換流器（inverter）的 DC-AC 轉換。因此，高升壓比的 DC-DC 電源轉換器是電力電子領域中常見的研究主題之一。

【0004】 於高升壓比的 DC-DC 電源轉換器中，為了降低輸入電流漣波及符合高功率的應用，習知技術中已發展出交錯式升壓型電源轉換器 1，如圖 1 所示。其中，當操作在連續導通模式（Continuous Conduction Mode, CCM）時，其輸出電壓增益 M 為：

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D}$$

【0005】 因此，電壓增益 M 完全取決於導通比（duty ratio，俗稱占

空比、負載比或工作比，以下稱為導通比)  $D$  的值。若是要得到較高的升壓比，則必須操作在極大的導通比 ( $D$  越大，則  $M$  越大)。在實務上，由於寄生元件的存在，例如電感的等效串聯電阻，使得電壓增益  $M$  被限制；另外，操作在極大導通比的升壓型電源轉換器也衍生了以下的問題：1、極大的導通比，容易產生大電流漣波的問題；2、輸出二極體的反向恢復損失相當大；3、在典型的脈衝寬度調變 (Pulse Width Modulation, PWM) 控制 IC 的應用中，導通比  $D$  若大於 0.9 則較難以實現。因此，研發 DC-DC 電源轉換器拓樸 (Topology) 具有高升壓特性，但是不必操作在極大導通比，並可改善二極體的反向恢復等問題，是值得研究的主題。此外，交錯式升壓型電源轉換器之功率開關屬於硬性切換 (hard switching)，硬性切換會產生切換損失，導致無法達到更高的效率。由於環保意識高漲，節能減碳是各國的重要政策，因此設計高效率的 DC-DC 電源轉換器拓樸，以滿足日趨嚴苛的電源轉換效率的規範已是時勢所趨。再者，交錯式升壓型電源轉換器之開關電壓應力為高壓的輸出電壓，由於高耐壓的電晶體 (例如 MOSFET) 一般都具有高導通電阻的特性，導致較高的導通損失。因此，在開關成本、導通電阻、耐壓限制與轉換效率的考量之下，高升壓的 DC-DC 電源轉換器應用中，研發功率開關具有低電壓應力的直流電源轉換器也是另一個值得探究的主題。

### 【發明內容】

【0006】 本發明之目的為提供一種直流電源轉換器，此直流電源轉換器具有以下特點：1、適用於高升壓比，但是不必操作在極大導通比；2、功率開關具有遠低於輸出電壓的低電壓應力；3、高功率應用時，具有低輸入電流漣波；4、功率開關具有零電壓切換 (zero voltage switching, ZVS) 的柔性切換 (soft switching) 性能，以配合日趨重要的再生能源併網電力系統中，高升壓直流電源轉換的實務需求。

【0007】 為達上述目的，本發明提出一種直流電源轉換器，係接收一輸入電壓，並輸出一輸出電壓，直流電源轉換器包括：一電壓倍增模組、一第一功率開關與一第二功率開關、一第一輸出二極體與一第二輸出二極

體、一第三輸出電容以及一零電壓轉移輔助電路。電壓倍增模組包含一第一耦合電感、一第二耦合電感、一第一輸出電容、一第二輸出電容、一第一整流二極體及一第二整流二極體，第一耦合電感包含一第一初級側電感與一第一次級側電感，第二耦合電感包含一第二初級側電感與一第二次級側電感，第一初級側電感的第一端連接第二初級側電感的第一端，並接收輸入電壓，第一輸出電容的第一端連接第一整流二極體的第一端，並提供輸出電壓，第一輸出電容的第二端連接第二輸出電容的第一端與第一次級側電感的第一端，第一次級側電感的第二端連接第二次級側電感的第一端，第二整流二極體的第一端連接第二次級側電感的第二端與第一整流二極體的第二端，其第二端連接第二輸出電容的第二端。第一功率開關的第一端連接第一初級側電感的第二端，其第二端連接一接地端，第二功率開關的第一端連接第二初級側電感的第二端，其第二端連接接地端。第一輸出二極體的第一端連接第一初級側電感的第二端與第一功率開關的第一端，其第二端連接第二輸出電容的第二端，第二輸出二極體的第一端連接第二初級側電感的第二端與第二功率開關的第一端，其第二端連接第一輸出二極體的第二端。第三輸出電容的第一端連接第一輸出二極體與第二輸出二極體的第二端，其第二端連接接地端。零電壓轉移輔助電路包含一第一輔助二極體、一第二輔助二極體、一第三輔助二極體、一第一輔助電感、一第二輔助電感及一輔助開關，第一輔助二極體的第一端連接第一初級側電感的第二端與第一功率開關的第一端，其第二端連接第一輔助電感的第一端，第二輔助二極體的第一端連接第二初級側電感的第二端與第二功率開關的第一端，其第二端連接第二輔助電感的第一端，第一輔助電感的第二端連接第二輔助電感的第二端、第三輔助二極體的第一端與輔助開關的第一端，第三輔助二極體的第二端分別連接第一輸出二極體與第二輸出二極體的第二端，輔助開關的第二端連接接地端。

**【0008】** 承上所述，本發明之直流電源轉換器為一交錯式高升壓零電壓轉移轉換器，其特性與優點綜合如下：第一、由於具有電壓倍增模組而增加了電壓增益的設計自由度，所以在高電壓增益的達成時不必操作在極大的導通比。第二、由於加入了零電壓轉移（Zero Voltage Transition, ZVT）

之零電壓轉移輔助電路，使得兩個主開關皆能達到 ZVS 的柔切性能，所以能夠降低主開關的切換損失。第三、由於輸出二極體在由導通（ON）轉態成截止（OFF）之前，其流經的電流已先降為零，所以二極體的反向恢復問題與損失得以改善。另外，耦合電感的漏電感能量能夠傳送至輸出側再利用，不會造成電壓突波問題。第四、由於直流電源轉換器的兩個主開關的電壓應力遠低於輸出電壓，可以使用導通電阻較小的低額定耐壓電晶體，所以可降低導通損失。第五、由於是交錯式操作，使得輸入電流漣波可相互抵消而降低輸入電流漣波大小，有利於減少電力源端的電解電容器的數量，可降低電路成本。

### 【圖式簡單說明】

#### 【0009】

圖 1 為習知一種交錯式升壓型電源轉換器的電路示意圖。

圖 2 為本發明較佳實施例之一種直流電源轉換器的電路示意圖。

圖 3 為圖 2 之直流電源轉換器的等效電路示意圖。

圖 4 為本發明較佳實施例之直流電源轉換器的訊號波形示意圖。

圖 5A 至圖 6H 分別為直流電源轉換器之不同作動階段的示意圖。

圖 7 為本發明較佳實施例之直流電源轉換器的電壓增益與導通比及匝數比的曲線示意圖。

圖 8A 為本發明較佳實施例之直流電源轉換器的模擬示意圖。

圖 8B 為本發明較佳實施例之直流電源轉換器中，功率開關與輔助開關的驅動信號、輸入電壓與輸出電壓波形模擬示意圖。

圖 8C 為本發明較佳實施例之直流電源轉換器中，功率開關與輔助開關的驅動信號與開關跨壓模擬示意圖。

圖 8D 為本發明較佳實施例之直流電源轉換器於滿載時，功率開關的驅動信號與其跨壓的波形模擬示意圖。

圖 8E 為本發明較佳實施例之直流電源轉換器於半載時，耦合電感電流及總輸入電流的波形模擬示意圖。

圖 8F 為本發明較佳實施例之直流電源轉換器於滿載時，耦合電感電流

及總輸入電流的波形模擬示意圖。

圖 8G 的本發明較佳實施例之直流電源轉換器中，磁化電感電流波形模擬示意圖。

圖 8H 為本發明較佳實施例之直流電源轉換器中，輸出二極體的電流與電壓波形模擬示意圖。

圖 8I 為本發明較佳實施例之直流電源轉換器中，輸出電容的電壓波形模擬示意圖。

### 【實施方式】

【0010】 以下將參照相關圖式，說明依本發明較佳實施例之一種直流電源轉換器，其中相同的元件將以相同的參照符號加以說明。

【0011】 請參照圖 2 所示，其為本發明較佳實施例之一種直流電源轉換器 2 的電路示意圖。本實施例之直流電源轉換器 2 可應用於再生能源發電併網系統，並可達到高升壓比，但是不必操作在極大導通比，而且功率開關具有零電壓切換（ZVS）的柔切性能，可降低切換損失，適合高升壓、高效率和高功率的應用。直流電源轉換器 2 可接收一輸入電壓  $V_{in}$ ，並輸出一輸出電壓  $V_o$  給一負載（以電阻  $R_o$  來代表）。於此，輸入電壓  $V_{in}$  與輸出電壓  $V_o$  分別為直流電。以下說明直流電源轉換器 2 的元件組成及其連接方式。

【0012】 直流電源轉換器 2 包括一電壓倍增模組 21、一第一功率開關  $S_1$  與一第二功率開關  $S_2$ 、一第一輸出二極體  $D_1$  與一第二輸出二極體  $D_2$ 、一第三輸出電容（以  $C_1$  表示）以及一零電壓轉移輔助電路 22。

【0013】 電壓倍增模組 21 包含一第一耦合電感、一第二耦合電感、一第一輸出電容（以  $C_3$  表示）、一第二輸出電容  $C_2$ 、一第一整流二極體（以  $D_3$  表示）及一第二整流二極體（以  $D_4$  表示）。其中，第一耦合電感包含一第一初級側電感  $N_{p1}$  與一第一次級側電感  $N_{s1}$ ，而第二耦合電感包含一第二初級側電感  $N_{p2}$  與一第二次級側電感  $N_{s2}$ 。另外，零電壓轉移輔助電路 22 具有一第一輔助二極體  $D_{a1}$ 、一第二輔助二極體  $D_{a2}$ 、一第三輔助二極體  $D_{a3}$ 、一第一輔助電感  $L_{a1}$ 、一第二輔助電感  $L_{a2}$  及一輔助開關  $S_a$ 。

【0014】 第一初級側電感  $N_{p1}$  的第一端連接第二初級側電感  $N_{p2}$  的第

一端，並接收輸入電壓  $V_{in}$ 。第一輸出電容  $C_3$  的第一端連接第一整流二極體  $D_3$  的第一端，並提供輸出電壓  $V_o$  給電阻  $R_o$ ，而第一輸出電容  $C_3$  的第二端連接第二輸出電容  $C_2$  的第一端與第一次級側電感  $N_{s1}$  的第一端，第一次級側電感  $N_{s1}$  的第二端連接第二次級側電感  $N_{s2}$  的第一端，且第二整流二極體  $D_4$  的第一端連接第二次級側電感  $N_{s2}$  的第二端與第一整流二極體  $D_3$  的第二端，其第二端連接第二輸出電容  $C_2$  的第二端。其中，第一初級側電感  $N_{p1}$  的第一端、第一次級側電感  $N_{s1}$  的第二端、第二初級側電感  $N_{p2}$  的第一端與第二次級側電感  $N_{s2}$  的第一端分別為極性點端，而第一初級側電感  $N_{p1}$  的第二端、第一次級側電感  $N_{s1}$  的第一端、第二初級側電感  $N_{p2}$  的第二端與第二次級側電感  $N_{s2}$  的第二端分別為非極性點端。

**【0015】** 第一功率開關  $S_1$  的第一端連接第一初級側電感  $N_{p1}$  的第二端，其第二端連接一接地端，而第二功率開關  $S_2$  的第一端連接第二初級側電感  $N_{p2}$  的第二端，其第二端連接接地端。其中，第一功率開關  $S_1$  與第二功率開關  $S_2$  分別為一 N 型功率電晶體，且第一功率開關  $S_1$  與第二功率開關  $S_2$  的第一端分別為汲極，第一功率開關  $S_1$  與第二功率開關  $S_2$  的第二端分別為源極，而第一功率開關  $S_1$  與第二功率開關  $S_2$  的第三端分別為閘極（控制端）。

**【0016】** 另外，第一輸出二極體  $D_1$  的第一端連接第一初級側電感  $N_{p1}$  的第二端與第一功率開關  $S_1$  的第一端，其第二端連接第二輸出電容  $C_2$  的第二端。第二輸出二極體  $D_2$  的第一端連接第二初級側電感  $N_{p2}$  的第二端與第二功率開關  $S_2$  的第一端，其第二端連接第一輸出二極體  $D_1$  的第二端。其中，第一整流二極體  $D_3$  的第二端、第二整流二極體  $D_4$  的第二端、第一輸出二極體  $D_1$  與第二輸出二極體  $D_2$  的第一端分別為陽極，而第一整流二極體  $D_3$  的第一端、第二整流二極體  $D_4$  的第一端、第一輸出二極體  $D_1$  與第二輸出二極體  $D_2$  的第二端則分別為陰極。

**【0017】** 第三輸出電容  $C_1$  的第一端連接第一輸出二極體  $D_1$  的第二端與第二輸出電容  $C_2$  的第二端，其第二端連接接地端。另外，第一輔助二極體  $D_{a1}$  的第一端連接第一初級側電感  $N_{p1}$  的第二端與第一功率開關  $S_1$  的第一端，其第二端連接第一輔助電感  $L_{a1}$  的第一端。第二輔助二極體  $D_{a2}$  的第一

端連接第二初級側電感  $N_{p2}$  的第二端與第二功率開關  $S_2$  的第一端，其第二端連接第二輔助電感  $L_{a2}$  的第一端。另外，第一輔助電感  $L_{a1}$  的第二端連接第二輔助電感  $L_{a2}$  的第二端、第三輔助二極體  $D_{a3}$  的第一端與輔助開關  $S_a$  的第一端，而第三輔助二極體  $D_{a3}$  的第二端分別連接第一輸出二極體  $D_1$ 、第二輸出二極體  $D_2$  的第二端與第三輸出電容  $C_1$  的第一端，而輔助開關  $S_a$  的第二端連接端接地端。其中，第一輔助電感  $L_{a1}$  與第二輔助電感  $L_{a2}$  的電感值相等。另外，輔助開關  $S_a$  也是一 N 型功率電晶體，其第一端為汲極，其第二端為源極，其第三端為閘極（控制端）。此外，第一輔助二極體  $D_{a1}$ 、第二輔助二極體  $D_{a2}$  與第三輔助二極體  $D_{a3}$  的第一端分別為陽極，而第一輔助二極體  $D_{a1}$ 、第二輔助二極體  $D_{a2}$  與第三輔助二極體  $D_{a3}$  的第二端分別為陰極。

**【0018】** 請參照圖 3 所示，其為圖 2 之直流電源轉換器 2 的等效電路示意圖。於等效電路中，第一耦合電感更包含一第一磁化電感  $L_{m1}$  及一第一漏電感  $L_{k1}$ ，且第二耦合電感更包含一第二磁化電感  $L_{m2}$  及一第二漏電感  $L_{k2}$ 。

**【0019】** 第一磁化電感  $L_{m1}$  的第一端連接第一初級側電感  $N_{p1}$  的第一端，其第二端連接第一初級側電感  $N_{p1}$  的第二端與第一漏電感  $L_{k1}$  的第一端，而第二磁化電感  $L_{m2}$  的第一端連接第二初級側電感  $N_{p2}$  的第一端，其第二端連接第二初級側電感  $N_{p2}$  的第二端與第二漏電感  $L_{k2}$  的第一端。另外，第一輸出二極體  $D_1$  的第一端、第一輔助二極體  $D_{a1}$  的第一端與第一功率開關  $S_1$  的第一端是藉由第一漏電感  $L_{k1}$  連接第一初級側電感  $N_{p1}$  的第二端，且第二輸出二極體  $D_2$  的第一端、第二輔助二極體  $D_{a2}$  的第一端與第二功率開關  $S_2$  的第一端是藉由第二漏電感  $L_{k2}$  連接第二初級側電感  $N_{p2}$  的第二端。

**【0020】** 於本實施例中，第一初級側電感  $N_{p1}$  與第一次級側電感  $N_{s1}$  可構成一第一理想變壓器，而第二初級側電感  $N_{p2}$  與第二次級側電感  $N_{s2}$  可構成一第二理想變壓器，且第一理想變壓器與第二理想變壓器的匝數比相等（匝數比分別為  $n$ ）。換言之，本實施例之第一初級側電感  $N_{p1}$  與第一次級側電感  $N_{s1}$  的匝數比，等於第二初級側電感  $N_{p2}$  與第二次級側電感  $N_{s2}$  的匝數比。

**【0021】** 以下，請參照圖 4 並配合圖 5A 至圖 6H 所示，以說明圖 3

的直流電源轉換器 2 之作動過程。其中，圖 4 為本發明較佳實施例之直流電源轉換器 2 的訊號波形示意圖，而圖 5A 至圖 6H 分別為直流電源轉換器 2 之不同作動階段的示意圖。

**【0022】** 直流電源轉換器 2 係操作在連續導通模式 (CCM)，其導通比大於 0.5，而且第一功率開關  $S_1$  與第一功率開關  $S_2$  以工作相位相差  $180^\circ$  的交錯式操作。於穩態時，直流電源轉換器 2 根據功率開關及二極體的導通/截止 (ON/OFF) 狀態，在一個切換週期內可分成 16 個操作階段，主要元件的穩態波形如圖 4 所示。由於電路的對稱性，以下僅對前 8 個階段作電路動作分析，前 8 個階段的等效電路可參照圖 5A 至圖 5H 所示。

**【0023】** 不過，在開始分析之前先作以下假設：1、所有功率開關與二極體導通壓降皆為零。2、電容  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  的電容量足夠大，電容電壓  $V_{C1}$ 、 $V_{C2}$  與  $V_{C3}$  可視為定電壓，因此，輸出電壓  $V_o$  可視為常數。3、兩個理想變壓器的匝數比相等 (即  $N_{s1}/N_{p1} = N_{s2}/N_{p2} = n$ )，且磁化電感值相等 ( $L_{m1} = L_{m2}$ )，漏電感值亦相等 ( $L_{k1} = L_{k2}$ )，而且磁化電感遠大於漏電感。4、兩個耦合電感的磁化電感電流操作在連續導通模式 (CCM)。

**【0024】** 第一階段 [ $t_0 \sim t_1$ ] ( $S_1$  : ON、 $S_2$  : ON、 $S_a$  : OFF、 $D_1$  : OFF、 $D_2$  : OFF、 $D_3$  : OFF、 $D_4$  : OFF、 $D_{a1}$  : OFF、 $D_{a2}$  : OFF、 $D_{a3}$  : OFF) : 如圖 5A 所示，第一階段開始於  $t = t_0$ ，第一功率開關  $S_1$  (或稱主開關、功率開關) 和第二功率開關  $S_2$  (或稱主開關、功率開關) 為 ON。所有二極體 ( $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$ 、 $D_4$ 、 $D_{a1}$ 、 $D_{a2}$ 、 $D_{a3}$ ) 均為逆向偏壓而在 OFF 狀態，兩個耦合電感的初級側繞組跨壓均為輸入電壓  $V_{in}$ ，即第一磁化電感  $L_{m1}$  與第一漏電感  $L_{k1}$ 、第二磁化電感  $L_{m2}$  與第二漏電感  $L_{k2}$  的跨壓分別為  $V_{in}$ ，流過這些電感的電流呈線性上升，其斜率分別為：

$$\frac{V_{in}}{L_{m1} + L_{k1}} \text{ 和 } \frac{V_{in}}{L_{m2} + L_{k2}}$$

**【0025】** 當  $t = t_1$  時，第二功率開關  $S_2$  切換為 OFF 時，本階段結束。

**【0026】** 第二階段 [ $t_1 \sim t_2$ ] : ( $S_1$  : ON、 $S_2$  : OFF、 $S_a$  : OFF、 $D_1$  : OFF、 $D_2$  : OFF、 $D_3$  : OFF、 $D_4$  : OFF、 $D_{a1}$  : OFF、 $D_{a2}$  : OFF、 $D_{a3}$  : OFF) : 如圖 5B 所示，第二階段開始於  $t = t_1$ ，第二功率開關  $S_2$  切換為 OFF。漏電感電



流  $i_{Lk2}$  對第二功率開關  $S_2$  的寄生電容  $C_{S2}$  充電，第二功率開關  $S_2$  的跨壓  $v_{ds2}$  上升。此時，耦合電感次級側總電壓為： $v_{Ns1} - v_{Ns2} \cong nV_{in} - n(V_{in} - v_{ds2}) = nv_{ds2}$ 。

**【0027】** 當  $t = t_2$  時，第二功率開關  $S_2$  的跨壓等於第三輸出電容  $C_1$  的電壓  $V_{C1}$ ，即  $v_{ds2} = V_{C1}$  時，第二輸出二極體  $D_2$  和第一整流二極體  $D_3$  由 OFF 轉態成為 ON，本階段結束。因為  $C_{S2}$  的電容量很小，所以第二階段的時間很短，由本階段可知，第二功率開關  $S_2$  的電壓應力為  $V_{C1}$ 。

**【0028】** 第三階段 $[t_2 \sim t_3]$  ( $S_1$  : ON、 $S_2$  : OFF、 $S_a$  : OFF、 $D_1$  : OFF、 $D_2$  : ON、 $D_3$  : ON、 $D_4$  : OFF、 $D_{a1}$  : OFF、 $D_{a2}$  : OFF、 $D_{a3}$  : OFF)：如圖 5C 所示，第三階段開始於  $t = t_2$ ，第二輸出二極體  $D_2$  和第一整流二極體  $D_3$  轉態為 ON。第二耦合電感跨負電壓 ( $V_{in} - V_{C1}$ )，第二漏電感  $L_{k2}$  的電流  $i_{Lk2}$  下降，電流  $i_{Lk2}$  經由第二輸出二極體  $D_2$  對第三輸出電容  $C_1$  充電。而儲存在第二磁化電感  $L_{m2}$  的能量藉由耦合電感傳送至次級側對第一輸出電容  $C_3$  充電。另一方面，因為次級側電流反射至第一耦合電感的第一理想變壓器的初級側，使得第一耦合電感的第一漏電感  $L_{k1}$  的電流  $i_{Lk1} = i_{Lm1} + ni_{D3}$ ，且電流  $i_{Lk1}$  加速上升。

**【0029】** 當  $t = t_3$  時，第二漏電感  $L_{k2}$  的電流  $i_{Lk2}$  降為零時，第二輸出二極體  $D_2$  轉態成 OFF，本階段結束。此時，第二磁化電感  $L_{m2}$  的電流  $i_{Lm2}$  等於流過理想變壓器初級側之電流。由本階段可知，第二輸出二極體  $D_2$  以零電流切換的方式由 ON 轉態成 OFF，因此二極體的反向恢復損失的問題可獲得大幅改善。

**【0030】** 第四階段 $[t_3 \sim t_4]$  ( $S_1$  : ON、 $S_2$  : OFF、 $S_a$  : OFF、 $D_1$  : OFF、 $D_2$  : OFF、 $D_3$  : ON、 $D_4$  : OFF、 $D_{a1}$  : OFF、 $D_{a2}$  : OFF、 $D_{a3}$  : OFF)：如圖 5D 所示，第四階段開始於  $t = t_3$ ，第二輸出二極體  $D_2$  轉態成 OFF。第二磁化電感  $L_{m2}$  電流  $i_{Lm2}$  完全由初級側反射到次級側，第一整流二極體  $D_3$  的電流  $i_{D3} = i_{Lm2} / n$ ，並對輸出電容  $C_3$  充電。由於第二輸出二極體  $D_2$  為 OFF，第二功率開關  $S_2$  的跨壓  $v_{ds2}$  不再受電壓  $V_{C1}$  的箝位。當  $t = t_4$  時，輔助開關  $S_a$  (或稱功率開關  $S_a$ ) 切換為 ON 時，本階段結束。

**【0031】** 第五階段 $[t_4 \sim t_5]$  ( $S_1$  : ON、 $S_2$  : OFF、 $S_a$  : ON、 $D_1$  : OFF、 $D_2$  : OFF、 $D_3$  : ON、 $D_4$  : OFF、 $D_{a1}$  : OFF、 $D_{a2}$  : ON、 $D_{a3}$  : OFF)：如圖

5E 所示，第五階段開始於  $t = t_4$ ，輔助開關  $S_a$  切換為 ON，第二輔助二極體  $D_{a2}$  轉態為 ON，第二輔助電感  $L_{a2}$ 、寄生電容  $C_{s2}$ 、第二漏電感  $L_{k2}$  產生共振。此時，第二輔助電感  $L_{a2}$  跨壓為  $v_{ds2}$ ，其電流  $i_{La2}$  上升，當  $i_{La2} > i_{Lk2}$  時，第二功率開關  $S_2$  的跨壓  $v_{ds2}$  開始下降。當  $t = t_5$  時，電壓  $v_{ds2}$  降到零，第二功率開關  $S_2$  的本體二極體導通，本階段結束。

**【0032】** 第六階段 $[t_5 \sim t_6]$  ( $S_1$  : ON、 $S_2$  : OFF、 $S_a$  : ON、 $D_1$  : OFF、 $D_2$  : OFF、 $D_3$  : ON、 $D_4$  : OFF、 $D_{a1}$  : OFF、 $D_{a2}$  : ON、 $D_{a3}$  : OFF)：如圖 5F 所示，第六階段開始於  $t = t_5$ ，第二功率開關  $S_2$  的本體二極體導通，第二功率開關  $S_2$  的零電壓切換 (ZVS) 條件成立。於此，第二輔助電感  $L_{a2}$  的電壓  $v_{La2} = 0$ ，電流  $i_{La2}$  保持為常數值。當  $t = t_6$  時，第二功率開關  $S_2$  切換為 ON 時，本階段結束。

**【0033】** 第七階段 $[t_6 \sim t_7]$  ( $S_1$  : ON、 $S_2$  : ON、 $S_a$  : ON、 $D_1$  : OFF、 $D_2$  : OFF、 $D_3$  : OFF、 $D_4$  : OFF、 $D_{a1}$  : OFF、 $D_{a2}$  : ON、 $D_{a3}$  : OFF)：如圖 5G 所示，第七階段開始於  $t = t_6$ ，第二功率開關  $S_2$  切換為 ON，達成零電壓切換 (ZVS)。由於第二功率開關  $S_2$  由 OFF 切換為 ON 時為零電壓，因此，其 OFF 切換為 ON 時的切換損失為零。另外，因第二輔助電感  $L_{a2}$  的電壓  $v_{La2} = 0$ ，所以電流  $i_{La2}$  保持常數值。當  $t = t_7$  時，輔助開關  $S_a$  切換為 OFF 時，本階段結束。

**【0034】** 第八階段 $[t_7 \sim t_8]$  ( $S_1$  : ON、 $S_2$  : ON、 $S_a$  : OFF、 $D_1$  : OFF、 $D_2$  : OFF、 $D_3$  : OFF、 $D_4$  : OFF、 $D_{a1}$  : OFF、 $D_{a2}$  : ON、 $D_{a3}$  : ON)：如圖 5G 所示，第八階段開始於  $t = t_7$ ，輔助開關  $S_a$  切換為 OFF，第三輔助二極體  $D_{a3}$  轉態為 ON，第二輔助電感  $L_{a2}$  的電壓  $v_{La2} = -V_{C1}$ ，其電流  $i_{La2}$  則線性下降，此時，第二輔助電感  $L_{a2}$  將儲存的能量傳送至第三輸出電容  $C_1$ 。當  $t = t_8$  時，第二輔助電感  $L_{a2}$  的電流  $i_{La2}$  下降至零，此時第二輔助電感  $L_{a2}$  儲存的能量完全釋放完畢，第二輔助二極體  $D_{a2}$  和第三輔助二極體  $D_{a3}$  轉態成 OFF 時，本階段結束。

**【0035】** 接著，進入後半切換週期的 8 個階段，可以使儲存在第一磁化電感  $L_{m1}$  的能量藉由耦合電感傳送至次級側而對第二輸出電容  $C_2$  充電，而且可藉由控制輔助開關  $S_a$  使第一功率開關  $S_1$  達成零電壓切換 (ZVS)。由

於電路的對稱性，後 8 個階段電路可參照圖 6A 至圖 6H 所示，且其動作分析與前 8 個階段相似，本領域技術人員可參照前 8 個階段分析並配合對應的圖示了解其作動過程，於此不再贅述。

【0036】 特別指出的是，於圖 4 的訊號波形圖中，實際上時序波形中的第五、六、七、八階段的時間區段是非常小的，為了清楚顯示波形的變化，於圖 4 中係放大呈現。

【0037】 於本實施例之直流電源轉換器 2 中，主開關  $S_1$  和  $S_2$  都達到 ZVS 性能，雖然輔助開關  $S_a$  不具有 ZVS 性能，但是輔助開關  $S_a$  在切換為 ON 之前，由於第一輔助電感  $L_{a1}$  或第二輔助電感  $L_{a2}$  初始電流為零，因此輔助開關  $S_a$  能達到零電流切換為 ON，故切換損失較小。此外，在習知技術中具有零電壓切換的交錯式高升壓轉換器中，本實施例之直流電源轉換器 2 總共有 3 個功率開關 ( $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_a$ )，優於習知技術之 4 個功率開關，故直流電源轉換器 2 亦具有較少功率開關的優點。

【0038】 以下為直流電源轉換器 2 的穩態特性分析：為了簡化分析，忽略開關與二極體導通壓降及時間極短的暫態特性。同時忽略漏電感  $L_{k1}$  和  $L_{k2}$ 。另外，電容  $C_1$ 、 $C_2$  和  $C_3$  的電容值亦夠大，亦忽略電壓漣波使得電容電壓為常數。

【0039】 由於第三輸出電容  $C_1$  的電壓可視為習知技術的升壓型轉換器的輸出電壓，因此電壓  $V_{C1}$  可推導得

$$V_{C1} = \frac{1}{1-D} V_{in}$$

【0040】 第一耦合電感與第二耦合電感次級側的輸出電容電壓  $V_{C2}$  與  $V_{C3}$ ，可藉由耦合電感初級側電壓之反射電壓推導而得到。當第一功率開關  $S_1$  為 OFF、第二功率開關  $S_2$  為 ON，且第二整流二極體  $D_4$  為 ON 時（第十二階段），電壓  $V_{C2}$  為 ( $D$  為第一功率開關  $S_1$  或第二功率開關  $S_2$  的導通比)：

$$V_{C2} = -v_{Ns1} + v_{Ns2} = -n(V_{in} - V_{C1}) + nV_{in} = \frac{n}{1-D} V_{in}$$

【0041】 另外，當第一功率開關  $S_1$  為 ON、第二功率開關  $S_2$  為 OFF，且第一整流二極體  $D_3$  為 ON 時（第四階段），電壓  $V_{C3}$  為

$$V_{C3} = v_{Ns1} - v_{Ns2} = nV_{in} - n(V_{in} - V_{C1}) = \frac{n}{1-D} V_{in}$$

【0042】 故總輸出電壓  $V_o$  為：

$$V_o = V_{C1} + V_{C2} + V_{C3} = \frac{2n+1}{1-D} V_{in}$$

【0043】 因此，本實施例之直流電源轉換器 2 的電壓增益為：

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2n+1}{1-D}$$

【0044】 從上式可知，電壓增益具有匝數比  $n$  與導通比（或稱占空比、負載比、工作比） $D$  兩個設計自由度。因此，直流電源轉換器 2 可藉由適當設計匝數比  $n$ ，來達到高升壓比且不必操作在極大的導通比  $D$ 。其中，對應於匝數比  $n$  及導通比  $D$  的電壓增益曲線可參照圖 7。由圖 7 中可發現，當導通比  $D = 0.7$ 、 $n = 1$  時，電壓增益為 10 倍；另外，當  $D = 0.7$ 、 $n = 4$  時，電壓增益則為 30 倍。

【0045】 以下為直流電源轉換器 2 之開關元件的電壓應力分析。功率開關  $S_1$ 、 $S_2$  的電壓應力為：

$$V_{ds1} = V_{ds2} = \frac{1}{1-D} V_{in} = \frac{1}{2n+1} V_o$$

【0046】 由於習知技術之交錯式升壓型轉換器的功率開關應力等於輸出電壓  $V_o$ ，而本實施例之直流電源轉換器 2 之功率開關  $S_1$ 、 $S_2$  的電壓應力比習知技術小，僅為  $1/(2n+1)$  倍，因此可使用低額定耐壓且具有較低導通電阻的電晶體（例如 MOSFET），故可降低開關導通的損失。

【0047】 以下，介紹直流電源轉換器 2 的一實施例。其中，係根據上述電路動作分析結果，並利用 IsSpice 軟體進行模擬，以驗證直流電源轉換器 2 的特性。本實施例之直流電源轉換器 2 的規格為：輸入電壓  $V_{in} = 24V$ 、輸出電壓  $V_o = 200V$ 、最大輸出功率為 400 W、切換頻率為 50 kHz、 $n = 1$ ，藉此來驗證本轉換器的特點，其模擬電路（及元件規格）可參照圖 8A 所示（圖 8A 中所顯示的數字 1~21 是代表端點或接點，與上述交錯式升壓型電源轉換器 1、直流電源轉換器 2 及電壓倍增模組 21 無關）。

【0048】 首先，驗證穩態特性：如圖 8B 所示，其為本實施例之功率開關  $S_1$ 、 $S_2$  與輔助開關  $S_a$  的驅動信號、輸入電壓與輸出電壓波形模擬示意圖。由圖 8B 可看出，於滿載 400 W， $V_{in} = 24V$ 、 $V_o = 200V$ ，其導通比  $D$

約為 0.65，符合上述有關電壓增益的算式。

【0049】 接著，驗證開關電壓應力：如圖 8C 所示，其為功率開關  $S_1$ 、 $S_2$  與輔助開關  $S_a$  的驅動信號與開關跨壓模擬示意圖。由圖 8C 可知，當開關  $S_1$ 、 $S_2$  為 OFF 時，開關  $S_1$ 、 $S_2$  的跨壓最大約為 67 V，僅為輸出電壓  $V_o$  的三分之一，符合上述有關功率開關  $S_1$ 、 $S_2$  電壓應力的分析算式，故本轉換器的功率開關  $S_1$ 、 $S_2$  具有低電壓應力的優點。

【0050】 另外，再驗證兩個功率開關  $S_1$ 、 $S_2$  是否皆能達到 ZVS 操作：如圖 8D 所示，其為直流電源轉換器 2 於滿載 400 W 時，功率開關  $S_1$ 、 $S_2$  的驅動信號與其跨壓  $v_{ds1}$ 、 $v_{ds2}$  的波形模擬示意圖。其中，由切換瞬間的波形（矩形虛線區域）可看出，當開關  $S_1$ 、 $S_2$  由 OFF 轉態為 ON 之前，跨壓  $v_{ds1}$ 、 $v_{ds2}$  均已降至零，因此可達到 ZVS 操作。另外，當負載為半載：200 W 時，開關  $S_1$ 、 $S_2$  的驅動信號及其跨壓  $v_{ds1}$ 、 $v_{ds2}$  波形可如圖 8E 所示。由圖 8E 亦可知，當負載為 200 W 時，功率開關  $S_1$ 、 $S_2$  仍能達到 ZVS 操作。

【0051】 接著，再驗證具有低輸入漣波電流性能與 CCM 操作：如圖 8F 所示，其為直流電源轉換器 2 於滿載 400 W 時，耦合電感電流  $i_{Lk1}$ 、 $i_{Lk2}$  及總輸入電流  $i_{in}$  的波形模擬示意圖。由圖 8F 中可知，電流  $i_{Lk1}$ 、 $i_{Lk2}$  的漣波電流大約為 19A，而總輸入電流  $i_{in}$  的漣波電流僅為約 1A，因此，本轉換式採用交錯式操作具有降低輸入漣波電流的作用。另外，由圖 8G 的磁化電感電流  $i_{Lm1}$ 、 $i_{Lm2}$  波形可驗證，本轉換器是操作在連續導通模式（CCM）。

【0052】 另外，再驗證二極體反向恢復電流問題：如圖 8H 所示，其為輸出二極體  $D_1$ 、 $D_2$  的電流與電壓波形模擬示意圖。由圖 8H 可知，輸出二極體  $D_1$ 、 $D_2$  幾乎沒有反向恢復電流的產生，因此本轉換器亦可降低反向恢復損失，且可防止雜訊的干擾（例如 EMI）。另外，由圖 8H 亦可看出，輸出二極體  $D_1$ 、 $D_2$  的電壓應力大約為 67 V，亦僅為輸出電壓  $V_o$  的三分之一。

【0053】 最後，再驗證輸出電容的電壓：如圖 8I 所示，其為輸出電容  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  的電壓波形模擬示意圖。由圖 8G 可看出，輸出電容  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  的電壓  $V_{C1}$ 、 $V_{C2}$ 、 $V_{C3}$  大約都等於 67 V，符合上述有關  $V_{C1}$ 、 $V_{C2}$ 、 $V_{C3}$  的算式推導結果。

**【0054】** 綜上所述，本發明之直流電源轉換器為一交錯式高升壓零電壓轉移轉換器，其特性與優點綜合如下：第一、由於具有電壓倍增模組而增加了電壓增益的設計自由度，所以在高電壓增益的達成時不必操作在極大的導通比。第二、由於加入了零電壓轉移（ZVT）之零電壓轉移輔助電路，使得兩個主開關皆能達到 ZVS 的柔切性能，所以能夠降低主開關的切換損失。第三、由於輸出二極體在由導通轉態成截止之前，其流經的電流已先降為零，所以二極體的反向恢復問題與損失得以改善。另外，耦合電感的漏電感能量能夠傳送至輸出側再利用，不會造成電壓突波問題。第四、由於直流電源轉換器的兩個主開關的電壓應力遠低於輸出電壓，可以使用導通電阻較小的低額定耐壓電晶體，所以可降低導通損失。第五、由於是交錯式操作，使得輸入電流漣波可相互抵消而降低輸入電流漣波大小，有利於減少電力源端的電解電容器的數量，可降低電路成本。

**【0055】** 以上所述僅為舉例性，而非為限制性者。任何未脫離本發明之精神與範疇，而對其進行之等效修改或變更，均應包含於後附之申請專利範圍中。

### **【符號說明】**

#### **【0056】**

1：交錯式升壓型電源轉換器

2：直流電源轉換器

21：電壓倍增模組

22：零電壓轉移輔助電路

$C_1 \sim C_3$ 、 $C_{S1}$ 、 $C_{S2}$ ：電容

$D_1 \sim D_4$ 、 $D_{a1} \sim D_{a3}$ ：二極體

$i_{D1} \sim i_{D4}$ 、 $i_{Da3}$ 、 $i_{in}$ 、 $i_{La1}$ 、 $i_{La2}$ 、 $i_{Lk1}$ 、 $i_{Lk2}$ 、 $i_{Lm1}$ 、 $i_{Lm2}$ 、 $i_o$ ：電流

$L_1$ 、 $L_2$ ：電感

$L_{a1}$ 、 $L_{a2}$ ：輔助電感

$L_{k1}$ 、 $L_{k2}$ ：漏電感

$L_{m1}$ 、 $L_{m2}$ ：磁化電感

$N_{p1}$ 、 $N_{p2}$ ：初級側電感

$N_{s1}$ 、 $N_{s2}$ ：次級側電感

$n$ ：匝數比

$R_o$ ：電阻

$S_1$ 、 $S_2$ ：功率開關

$S_a$ ：輔助開關

$t$ 、 $t_0 \sim t_{16}$ ：時間

$T1$ 、 $T2$ ：變壓器

$V_{C1} \sim V_{C3}$ 、 $v_{D1}$ 、 $v_{D2}$ 、 $v_{ds1}$ 、 $v_{ds2}$ 、 $v_{gs1}$ 、 $v_{gs2}$ 、 $v_{gsa}$ 、 $v_{L1} \sim v_{L2}$ 、 $v_{La1} \sim v_{La2}$ 、

$v_{Lm1} \sim v_{Lm2}$ 、 $v_{NP1} \sim v_{NP2}$ 、 $v_{Ns1} \sim v_{Ns2}$ ：電壓

$V_{in}$ ：輸入電壓

$V_o$ ：輸出電壓