

【發明說明書】

【中文發明名稱】 交錯式升壓轉換器

【技術領域】

【0001】 本發明是有關於一種轉換器，特別是指一種交錯式升壓轉換器。

【先前技術】

【0002】 習知的升壓轉換器操作在極高導通比才能達到較高電壓增益，但是實務上受到寄生元件的影響，其電壓轉換比受限在約5倍以下，因此為符合電壓增益超過5倍的需求時，須研發具有高升壓的電壓轉換器。

【發明內容】

【0003】 因此，本發明之目的，即在提供一種具有高升壓的交錯式升壓轉換器。

【0004】 於是，本發明交錯式升壓轉換器，包含第一至第二變壓器、第一至第二輸入電容、第一至第六二極體、第一至第二開關，及第一至第三輸出電容。

【0005】 每一個變壓器具有一個一次側繞組、一個二次側繞組及一個三次側繞組，每一個側繞組具有一第一端及一第二端，該第一及第二變壓器的一次側繞組的第一端電連接一起以接收一呈直

流的輸入電壓。該第一變壓器的三次側繞組的第二端電連接該該第二變壓器的三次側繞組的第二端

【0006】 第一輸入電容電連接於該第一變壓器的一次側繞組的第二端與該第一變壓器的二次側繞組的第一端之間。第二輸入電容電連接於該第二變壓器的一次側繞組的第一端與該第二變壓器的二次側繞組的第一端之間。

【0007】 第一二極體具有一電連接該第二變壓器的一次側繞組的第二端的陽極及一電連接該第一變壓器的二次側繞組的第一端的陰極。第二二極體具有一電連接該第一變壓器的一次側繞組的第二端的陽極及一電連接該第二變壓器的二次側繞組的第一端的陰極。

【0008】 第一開關具有一電連接於該第一變壓器的一次側繞組的第二端的第一端，及一接地的第二端，且該第一開關受控制以切換於導通狀態和不導通狀態間。第二開關具有一電連接於該第二變壓器的一次側繞組的第二端的第一端，及一接地的第二端，且該第二開關受控制以切換於導通狀態和不導通狀態間。

【0009】 第三二極體具有一電連接該第一變壓器的二次側繞組的第二端的陽極及一陰極。第四二極體具有一電連接該第二變壓器的二次側繞組的第二端的陽極及一電連接該第三二極體的陰極的陰極。

【0010】 第一輸出電容具有一電連接該第三二極體的陰極的第一端及一接地的第二端。第二輸出電容具有一電連接該第二變壓器的三次側繞組的第一端及一電連接該第三二極體的陰極的第二端。第三輸出電容具有一第一端及一電連接該第二輸出電容的第一端的第二端。

【0011】 第五二極體具有一個電連接該第三輸出電容的第一端的陰極，及一電連接該第一變壓器的三次側繞組的第一端的陽極。第六二極體具有一個電連接該第一變壓器的三次側繞組的第一端的陰極，及一電連接該第二輸出電容的第二端的陽極。

【0012】 本發明之功效在於：不必操作在極大的責任導通比，即可達成高電壓增益，以符合現今高電壓增益的應用。

【圖式簡單說明】

【0013】 本發明之其他的特徵及功效，將於參照圖式的實施方式中清楚地呈現，其中：

圖 1 是本發明交錯式升壓轉換器的一實施例的一電路圖；

圖 2 是該實施例的一操作時序圖；

圖 3 是該實施例操作於預備階段的一電路圖；

圖 4 是該實施例操作於第一階段的一電路圖；

圖 5 是該實施例操作於第二階段的一電路圖；

圖 6 是該實施例操作於第三階段的一電路圖；

圖 7 是該實施例操作於第四階段的一電路圖；

圖 8 是該實施例操作於第五階段的一電路圖；

圖 9 是該實施例操作於第六階段的一電路圖；

圖 10 是該實施例操作於第七階段的一電路圖；

圖 11 是該實施例操作於第八階段的一電路圖；

圖 12 是該實施例操作於第九階段的一電路圖；

圖 13 是該實施例操作於第十階段的一電路圖；

圖 14 是該實施例的第一開關的脈波調變信號、輸入電壓及輸出電壓的一波形圖；

圖 15 是該實施例的第一及第二變壓器的漏電感電流、及輸入電流的一波形圖；

圖 16 是該實施例的第一脈波調變信號、第一開關的跨壓及第二輸入電容的電壓的一量測波形圖；

圖 17 是該實施例的第二脈波調變信號、第二開關的跨壓及第一輸入電容的電壓的一量測波形圖；

圖 18 是該實施例的第一及第二二極體的電壓及電流的一量測波形圖；

圖 19 是該實施例的第三及第四二極體的電壓及電流的一量測波形圖；及

圖 20 是該實施例的第五及第六二極體的電壓及電流的一量測波形圖。

【實施方式】

【0014】 在本發明被詳細描述之前，應當注意在以下的說明內容中，類似的元件是以相同的編號來表示。

【0015】 參閱圖 1，本發明交錯式升壓轉換器之一實施例，包含一個第一變壓器 T1、一個第二變壓器 T2、一個第一輸入電容 CI1、一個第二輸入電容 CI2、一個第一二極體 D1、一個第二二極體 D2、一個第三二極體 D3、一個第四二極體 D4、一個第五二極體 D5、一個第六二極體 D6、一個第一開關 S1、一個第二開關 S2、一個第一輸出電容 C1、一個第二輸出電容 C2、一個第三輸出電容 C3，及一控制單元 2。

【0016】 第一變壓器 T1 具有一個一次側繞組 NP1 及一個二次側繞組 NP2 及一個三次側繞組 NP3，第二變壓器 T2 具有一個一次側繞組 NS1 及一個二次側繞組 NS2 及一個三次側繞組 NS3，每一個側繞組 NP1~NP3、NS1~NS3 具有一第一端及一第二端，該第一及第二變壓器 T1、T2 的一次側繞組 NP1、NS1 的第一端電連接一起以接收一呈直流的輸入電壓 V_{in} 及一輸入電流 I_{in} ，該第一變壓器 T3 的三次側繞組 NP3 的第二端電連接該該第二變壓器 T2 的三次側繞組

NS3的第二端。每一個一次側繞組NP1、NS1的第一端是極性點端，每一個一次側繞組NP1、NS1的第二端是非極性點端。每一個二次側繞組NP2、NS2的第一端是極性點端，每一個二次側繞組NP2、NS2的第二端是非極性點端。每一個三次側繞組NP3、NS3的第一端是極性點端，每一個三次側繞組NP3、NS3的第二端是非極性點端。該第一及第二變壓器T1、T2的匝數比相等。

【0017】 第一輸入電容CI1電連接於該第一變壓器T1的一次側繞組NP1的第二端與該第一變壓器T1的二次側繞組NP2的第一端之間。第二輸入電容CI2電連接於該第二變壓器T2的一次側繞組NS1的第一端與該第二變壓器T2的二次側繞組NS2的第一端之間。

【0018】 第一二極體D1具有一電連接該第二變壓器T2的一次側繞組NS1的第二端的陽極及一電連接該第一變壓器T1的二次側繞組NP2的第一端的陰極。第二二極體D2具有一電連接該第一變壓器T1的一次側繞組NP1的第二端的陽極及一電連接該第二變壓器T2的二次側繞組NS2的第一端的陰極。

【0019】 第一開關S1具有一電連接於該第一變壓器T1的一次側繞組NP1的第二端的第一端，及一接地的第二端，且該第一開關S1受控制以切換於導通狀態和不導通狀態間。該第一開關S1是一N型功率半導體電晶體，且該第一開關S1的第一端是汲極，該第一開關S1的第二端是源極。第二開關S2具有一電連接於該第二變壓器

T2的一次側繞組NS1的第二端的第一端，及一接地的第二端，且該第二開關S2受控制以切換於導通狀態和不導通狀態間。該第二開關S2是一N型功率半導體電晶體，且該第二開關S2的第一端是汲極，該第二開關S2的第二端是源極。

【0020】 第三二極體D3具有一電連接該第一變壓器T1的二次側繞組NP2的第二端的陽極及一陰極。第四二極體D4具有一電連接該第二變壓器T2的二次側繞組NS2的第二端的陽極及一電連接該第三二極體D3的陰極的陰極。

【0021】 第一輸出電容C1具有一電連接該第三二極體D3的陰極的第一端及一接地的第二端。第二輸出電容C2具有一電連接該第二變壓器T2的三次側繞組NS3的第一端的第一端及一電連接該第三二極體D3的陰極的第二端。第三輸出電容C3具有一第一端及一電連接該第二輸出電容C2的第一端的第二端。

【0022】 第五二極體D5具有一個電連接該第三輸出電容C3的第一端的陰極，及一電連接該第一變壓器T1的三次側繞組NP3的第一端的陽極。第六二極體D6具有一個電連接該第一變壓器T1的三次側繞組NP3的第一端的陰極，及一電連接該第二輸出電容C2的第二端的陽極。

【0023】 該控制單元2產生一切換該第一開關S1的第一脈波調變信號及一切換該第二開關S2的第二脈波調變信號，該第一脈波調

變信號與該第二脈波調變信號具有相同的周期時間。該第一及第二脈波調變信號的相位差為周期時間的二分之一。

【0024】 參閱圖2，為本實施例的操作時序圖，其中，參數 V_{gs1} 、 V_{gs2} 分別代表控制該第一及第二開關S1、S2是否導通的第一及第二脈波調變信號的電壓，參數 T_s 為第一脈波調變信號的週期時間，參數 D 為第一及第二開關S1、S2的責任導通週期，參數 I_1 表示流經該第一變壓器T1的一次側繞組NP1的電流，參數 I_2 分別表示流經該第二變壓器T2的一次側繞組NS1的電流，參數 $i_{D1} \sim i_{D6}$ 分別代表流過第一至第六二極體D1~D6的電流，參數 i_{Ls} 代表第一及第二變壓器T1、T2的三次側繞組的漏電感電流，參數 I_{Ls}^m 表示流過漏電感電流 i_{Ls} 的最大值，參數 I_{Ls}^m 表示漏電感電流 i_{Ls} 的最小值，參數 I_o 代表輸出電流，參數 i_{c2} 代表第二電容C2提供的電流，參數 i_{c3} 代表第三電容C3提供的電流，參數 T_2 的定義將在以下再作說明。

【0025】 以下為本實施例操作於十階段的各電路圖，其中，導通的元件以實線表示，不導通的元件以虛線表示，且更說明該第一至第二變壓器T1~T2的一次側繞組NP1、NS1的非理想等效電路中的磁化電感 L_{m1} 、 L_{m2} ，及該第一至第二變壓器T2的三次側繞組NP3、NS3的非理想等效電路中的漏電感 L_s ，以下將在下列假設下：成圖2中本專利提出之嶄新能量回饋型交錯式高升壓轉換器的電路拓樸，接下來先對嶄新能量回饋型交錯式高升壓轉換器之電路

動作原理作詳細的分析，以確定轉換器之高升壓性能，及確認電路動作的正確性。在分析前，會先做下列說明與假設：(1)第一開關S1與第二開關S2以 180° 的相位差交錯驅動。(2)操作在連續導通模式(CCM)。(3)已達到穩態。(4)電路中所有開關S1~S2及二極體D1~D6皆為理想元件。(5)電路中所有電感以及電容皆為理想元件，不具有寄生阻抗。(6)第一至第三輸出電容C1~C3與第一至第二輸入電容CI1~CI2相當大，可忽略電壓漣波，使得電容電壓為常數，而使電容電壓可視為電壓源，輸出電壓 V_o 視為常數。(7)第一及第二變壓器的磁化電感值皆相等。且第一至第二變壓器T1、T2的匝數比皆相同。以下分別針對每一階段進行說明。

【0026】 預備階段（時間： $t \sim t_0$ ）：

【0027】 參閱圖2及圖3，第一開關S1導通，第二開關S2導通，第一二極體D1不導通，第二二極體S2不導通，第三二極體D3不導通，第四二極體D4不導通，第五二極體D5不導通，第六二極體D6不導通。

【0028】 預備階段時，由於輸入電壓 V_{in} 跨於磁化電感 L_{m1} 、 L_{m2} 上，使其電流 $i_{L_{m1}}$ 、 $i_{L_{m2}}$ 皆以斜率 V_{in}/L_{m1} 線性上升。當第一開關S1由導通切換至不導通時，則進入在第一階段。以下，參數 L_{m1} 、 L_{m2} 、 L_s 分別表示磁化電感 L_{m1} 、 L_{m2} 、漏電感 L_s 的電感值。參數 V_{c1} 、 V_{c2} 分別表示第一及第二輸入電容CI1、CI2的電壓

值。參數 n 表示第一變壓器T1的一次側繞組NP1與二次側繞組NP2的匝數比。在本實施例中，參數 L_{m1} 相同於參數 L_{m2} 。

【0029】 第一階段（時間： $t_0 \sim t_1$ ）：

【0030】 參閱圖2及圖4，第一開關S1不導通，第二開關S2導通，第一二極體D1不導通，第二二極體D2導通，第三二極體D3導通，第四二極體D4不導通，第五二極體D5不導通，第六二極體D6導通。

【0031】 此時第二二極體D2因電感電流需保持連續而導通且第一開關S1的跨壓被第二輸入電容C12的電壓箝位。第三二極體D3因電流連續而導通，且電流 i_{D3} 流經第一變壓器T1的二次側繞組NS1而使電流能量反饋至第一變壓器T1的一次側繞組NP1的第一端，得以降低所接收的輸入電流 i_{in} 。此時磁化電感 L_{m1} 因跨固定電壓則電流 $i_{L_{m1}}$ 皆以斜率 $(V_{in} - V_{C12})/L_{m1}$ 線性下降，其中，參數 V_{C12} 為第二輸入電容C12的電壓，而漏電感電流 i_{L_s} 則以斜率 $(nV_{C12} - V_{C2})/L_s$ 線性上升。當漏電感電流 i_{L_s} 上升至等同輸出電流 I_o 時，會使第二輸出電容C2的電流 i_{C2} 換向，而進入第二階段。

【0032】 第二階段（時間： $t_1 \sim t_2$ ）：

【0033】 參閱圖2及圖5，第一開關S1不導通，第二開關S2導通，第一二極體D1不導通，第二二極體D2導通，第三二極體D3導通，第四二極體D4不導通，第五二極體D5不導通，第六二極體D6導通。

【0034】 當第二輸出電容C2的電流 i_{c2} 換向後，開始對第二輸出電容C2做充電。當第一開關S1由不導通切換至導通時，則進入第三階段。

【0035】 第三階段（時間： $t_2 \sim t_3$ ）：

【0036】 參閱圖2及圖6，第一開關S1導通，第二開關S2導通，第一二極體D1不導通，第二二極體D2不導通，第三二極體D3不導通，第四二極體D4不導通，第五二極體D5不導通，第六二極體D6導通。

【0037】 本階段第一開關S1由不導通轉變為導通，第二開關S2保持為導通，此階段第二二極體D2與第三二極體D3因為逆偏而由導通轉變為不導通。因漏電感 L_s 的電流 i_{Ls} 需保持連續，故第六二極體D6保持導通，此時磁化電感 L_{m1} 因跨固定電壓則電流 i_{Lm1} 皆以斜率 $(V_{in} + nV_{C2})/L_{m1}$ 線性上升，磁化電感 L_{m2} 跨固定電壓則電流 i_{Lm2} 皆以斜率 $(V_{in} - nV_{C2})/L_{m2}$ 線性下降，其中參數 V_{C2} 為第二輸出電容C2的電壓，而呈負電壓的第二輸出電容C2的電壓而跨於漏電感 L_s 上，使其電流 i_{c2} 以斜率 $-V_{C2}/L_s$ 線性下降。當漏電感 L_s 的電流 i_{Ls} 下降至等同輸出電流 I_o ，第二輸出電容C2的電流 i_{c2} 換向，則進入第四階段。

【0038】 第四階段（時間： $t_3 \sim t_4$ ）：

【0039】 參閱圖2及圖7，第一開關S1導通，第二開關S2導通，第一二極體D1不導通，第二二極體D2不導通，第三二極體D3不導

通，第四二極體D4不導通，第五二極體D5不導通，第六二極體D6導通。

【0040】 本階段第一及第二開關S1、S2保持為導通，此階段第一至第四二極體D1~D4因逆偏保持為不導通。在第二輸出電容C2的電流 i_{c2} 換向後，則開始對負載釋放能量。

【0041】 當漏電感LS的電流 i_{Ls} 下降至0，會使第六二極體D6由導通轉變為不導通，而進入第五階段。

【0042】 第五階段（時間： $t_4 \sim t_5$ ）：

【0043】 參閱圖2及圖8，第一開關S1導通、第二開關S2導通、第一二極體D1：不導通、第二二極體D2不導通、第三二極體D3不導通、第四二極體D4不導通、第五二極體D5不導通、第六二極體D6不導通。

【0044】 本階段當第六二極體D6由導通轉變為不導通，則第一及第二開關S1、S2保持為導通，此時磁化電感 L_{m1} 、 L_{m2} 皆因跨輸入電壓 V_{in} 則電流 $i_{L_{m1}}$ 、 $i_{L_{m2}}$ 皆以斜率 V_{in}/L_{m1} 線性上升。當第二開關S2由導通切換至不導通時，則進入第六階段。

【0045】 第六階段（時間： $t_5 \sim t_6$ ）：

【0046】 參閱圖2及圖9，第一開關S1導通、第二開關S2不導通、第一二極體D1導通、第二二極體D2不導通、第三二極體D3不

導通、第四二極體D4導通、第五二極體D5導通、第六二極體D6不導通。

【0047】 本階段，第一開關S1保持為導通，第二開關S2由導通轉變為不導通，此時第一二極體D1因電感電流需保持連續而導通且第二開關S2跨壓被第一輸入電容C11的電壓 V_{C11} 箝位， $V_{C11} = V_{in} / (1-D)$ 。第四二極體D4因電流 i_{D4} 連續而導通，且電流 i_{D4} 流經第二變壓器T2的二次側繞組NS2而使電流能量反饋至第二變壓器T2的一次側繞組NP2的第一端，得以降低所接收的輸入電流 I_{in} 。而 $nV_{C11} - V_{C3}$ 必須大於0，才能使第五二極體D5導通，此時磁化電感 L_{m2} 因跨固定電壓則電流 $i_{L_{m2}}$ 以斜率 $(V_{in} - V_{C11}) / L_{m2}$ 線性下降，漏電感電流 i_{LS} 則因為跨固定負電壓而以斜率 $(-nV_{C11} + V_{C3}) / L_s$ 線性下降。當漏電感電流 i_{LS} 下降至負的輸出電流 $-I_o$ 時，會使第三輸出電容C3的電流 i_{C3} 換向，而進入第七階段。

【0048】 第七階段（時間： $t_6 \sim t_7$ ）：

【0049】 參閱圖2及圖10，第一開關S1：導通、第二開關S2：不導通、第一二極體D1：導通、第二二極體D2：不導通、第三二極體D3：不導通、第四二極體D4：導通、第五二極體D5：導通、第六二極體D6：不導通。

【0050】 本階段第一開關S1保持為導通，第二開關S2保持為不導通，在第三輸出電容C3的電流 i_{C3} 電流換向後，開始對第三輸出

電容C3做充電。當第二開關S2由不導通轉變為導通，則進入第八階段。

【0051】 第八階段（時間： $t_7 \sim t_8$ ）：

【0052】 參閱圖2及圖11，第一開關S1：導通、第二開關S2：導通、第一二極體D1：不導通、第二二極體D2：不導通、第三二極體D3：不導通、第四二極體D4：不導通、第五二極體D5：導通、第六二極體D6：不導通。

【0053】 本階段第一開關S1保持為導通，第二開關S2由不導通轉變為導通，此階段因漏電感電流 i_{L_s} 需保持連續，故第五二極體D5保持導通，此時磁化電感 L_{m1} 因跨固定電壓則電流 $i_{L_{m1}}$ 以斜率 $(V_{in} - nV_{C3})/L_{m1}$ 線性下降，磁化電感 L_{m2} 跨固定電壓則電流 $i_{L_{m2}}$ 以斜率 $(V_{in} + nV_{C3})/L_{m2}$ 線性上升，而漏電感 L_s 跨呈正電壓的第三輸出電容C3的電壓 V_{C3} 而以斜率 V_{C3}/L_s 線性上升。當漏電感電流 i_{L_s} 上升至負的輸出電流 $-I_o$ 時，會使第三輸出電容C3的電流 i_{C3} 電流換向，則進入第九階段。

【0054】 第九階段（時間： $t_8 \sim t_9$ ）：

【0055】 參閱圖2及圖12，第一開關S1：導通、第二開關S2：導通、第一二極體D1：不導通、第二二極體D2：不導通、第三二極體D3：不導通、第四二極體D4：不導通、第五二極體D5：導通、第六二極體D6：不導通。

【0056】 本階段第一開關S1保持為導通，第二開關S2保持為導通，在第三輸出電容CI3的電流 i_{c3} 電流換向後，第三輸出電容C3對負載釋放能量。當漏電感電流 i_{Ls} 上升至0，會使第五二極體D5由導通轉變為不導通，則進入第十階段。

【0057】 第十階段（時間： $t_9 \sim t_{10}$ ）：

【0058】 參閱圖2及圖13，第一開關S1：導通、第二開關S2：導通、第一二極體D1：不導通、第二二極體D2：不導通、第三二極體D3：不導通、第四二極體D4：不導通、第五二極體D5：不導通、第六二極體D6：不導通。

【0059】 本階段當第五二極體D5由導通轉變為不導通之後，第一開關S1與第二開關S2保持為導通，此時磁化電感 L_{m1} 、 L_{m2} 皆因跨輸入電壓 V_{in} 則電流 $i_{L_{m1}}$ 、 $i_{L_{m2}}$ 皆以斜率 V_{in}/L_{m1} 線性上升。第一至第六二極體D1~D6皆因逆向偏壓而不導通。

【0060】 穩態分析：

【0061】 由於磁化電感 L_{m1} 、 L_{m2} 需滿足磁通重置，可推導出電容 C_{I1} 、 C_{I2} 、 C_1 的電壓公式： $V_{C_{I1}} = \frac{V_{in}}{1-D}$ 、 $V_{C_{I2}} = \frac{V_{in}}{1-D}$ 、 $V_{C_1} = \frac{1+nD}{1-D} V_{in} + V_{C_{I1}} + V_{C_{I2}} = \frac{2+nD}{1-D} V_{in}$ 。

【0062】 從漏感 L_s 需滿足磁通重置，推導出第一及第二輸出電容 C_2 、 C_2 的電壓公式： $V_{C_2} \times T_2 = [V_{C_2} - V_{NS3} + V_{NP3}] \times (1-D)$ 。其中參數 V_{NP3} 分別表示第一變壓器T1的三次側繞組電壓，參數 V_{NS3} 分別表示第二變壓器T2的三次側繞組電

壓，參數 T_2 的定義為第三階段與第四階段的時間和，若 T_2 非常的小則

$$V_{C2} \cong \frac{n}{1-D} V_{in}。因此輸出電壓 $V_o = V_{C1} + V_{C2} + V_{C3} = \frac{2+2n+nD}{1-D} V_{in}。$$$

【0063】 實驗模擬：

【0064】 參閱圖 14，為本實施例的第一脈波調變信號的電壓 V_{gs1} 、輸入電壓 V_{in} 及輸出電壓 V_o 的一波形圖。可知當輸入電壓 $V_{in}=40\text{ V}$ 、輸出電壓 $V_o=400\text{ V}$ 時，責任導通比 D 的實際量測值為 0.58，其數值比理想值大（當輸入電壓 $V_{in}=40\text{ V}$ 、輸出電壓 $V_o=400\text{ V}$ 之責任導通比的理論值為 $D=0.55$ ），因理想值忽略第一及第二開關 $S1$ 、 $S2$ 、第一至第六二極體 $D1\sim D6$ 的導通壓降及寄生元件效應。

【0065】 參閱圖 15，為本實施例的第一及第二變壓器 $T1$ 、 $T2$ 的一次側繞組電流 $I1$ 、 $I2$ 、及輸入電流 I_{in} 的波形圖，因為第一及第二開關 $S1$ 、 $S2$ 以差二分之一周期時間依序交錯導通，而使第一及第二變壓器 $T1\sim T2$ 的一次側繞組電流 $I1$ 、 $I2$ 的漣波相差 180 度，又 $i_{in} = i_{Lk1} + i_{Lk2}$ ，因此一次側繞組電流 $I1$ 、 $I2$ 的漣波可以相消以降低輸入電流 I_{in} 之漣波，從圖 15 量測結果中可知，一次側繞組電流的漣波 Δi_{Lk1} 和 Δi_{Lk2} 約為 15A，輸入電流 I_{in} 確實因交錯式操作，有漣波相消的性能。

【0066】 參閱圖 16、17，分別為本實施例的第一脈波調變信號、第一開關 $S1$ 的跨壓及第二輸入電容 $CI2$ 的電壓的量測波形圖、本實施例的第二脈波調變信號、第二開關 $S2$ 的跨壓及第一輸入電容 $CI1$ 的電壓的量測波形圖，因為第一開關 $S1$ 及第二開關 $S2$ 跨壓 V_{ds1} 、 V_{ds2}

分別將會被第二輸入電容CI2的電壓及第一輸入電容CI1的電壓箝制： $V_{ds1} = V_{CI2}$ 、 $V_{ds2} = V_{CI1}$ ，因此由圖15、16之量測結果，第一及第二輸入電容CI1、CI2的電壓約為100 V，而第一及第二開關S1、S2的跨壓也約為100 V，可知第一及第二開關S1、S2的電壓應力遠低於輸出電壓。

【0067】 參閱圖18~20，分別為本實施例的第一及第二二極體D1~D2、第三及第四二極體D3~D4、第五及第六二極體D5~D6的電壓及電流的量測波形圖，由圖中可以看到第一及第二二極體D1、D2的電流和第五及第六二極體D5、D6的電流先降至零，第一及第二二極體D1、D2和第五及第六二極體D5、D6才轉態為不導通，所以無反向恢復問題，而第三及第四二極體D3、D4則是只有輕微的反向恢復問題，也因二極體沒有反向恢復問題，如此在轉態時就不會有切換時的雜訊影響，因此能夠減緩二極體反向恢復問題及EMI雜訊干擾。

【0068】 綜上所述，上述實施例具有以下優點：

【0069】 1.高功率應用，由於第一及第二變壓器T1~T2的的一次側繞組NP1、NP2的第一端電連接一起以接收輸入電流 I_{in} 及輸入電壓 V_{in} ，故可分擔輸入電流 I_{in} ，能有效降低電路中第一及第二輸入電容CI1、CI2、第一及第二開關S1、S2之電流應力，適合應用於高功率的場合。

【0070】 2. 高電力密度，第一及第二開關S1、S2係以 180° 的相位差交錯工作，可降低輸入電流 I_{in} 的漣波，因此，可在輸入電壓 V_{in} 與第一變壓器T1的一次側繞組NP1的第一端之間，使用電感值較小之濾波電感（圖未示）以濾除輸入電流 I_{in} 的漣波，由於電感值越小濾波電感的體積也越小，而提高電力密度。

【0071】 3. 低電壓應力及低導通損失，第一及第二開關S1、S2具有低於輸出電壓的電壓應力，故可使用導通電阻較小的低額定耐壓功率電晶體，而更可降低導通損失，提升整體效率。

【0072】 4. 高升壓增益，由於第一及第二變壓器T1、T2的三次側繞組NP3、NS3與串接的第一至第三輸出電容C1~C3，增加了電壓增益的設計自由度，而使本實施例不必操作在極大的責任導通比，即可達成高電壓增益。

【0073】 5. 高轉換效率，從上述可知，本實施例能將輸入電流 I_{in} 分流、可選用低導通電阻的功率電晶體作為第一及第二開關S1~S2、與減緩第一至第六二極體D1~D6的反向恢復問題，可有效降低元件導通時所產生的功率損失。故確實能達成本發明之目的。

【0074】 惟以上所述者，僅為本發明之實施例而已，當不能以此限定本發明實施之範圍，凡是依本發明申請專利範圍及專利說明書內容所作之簡單的等效變化與修飾，皆仍屬本發明專利涵蓋之範圍內。

【符號說明】

【0075】

- T1·····第一變壓器
T2·····第二變壓器
NP1·····一次側繞組
NS1·····一次側繞組
NP2·····二次側繞組
NS2·····二次側繞組
NP3·····三次側繞組
NS3·····三次側繞組
CI1·····第一輸入電容
CI2·····第二輸入電容
D1·····第一二極體
D2·····第二二極體
D3·····第三二極體
D4·····第四二極體
D5·····第五二極體
D6·····第六二極體
S1·····第一開關
S2·····第二開關
C1·····第一輸出電容
C2·····第二輸出電容
C3·····第三輸出電容

- 2·····控制單元
- V_{in} ·····輸入電壓
- I_{in} ·····輸入電流
- I_o ·····輸出電流
- V_o ·····輸出電壓
- L_{m1} ·····第一變壓器的磁化電感
- L_{m2} ·····第二變壓器的磁化電感
- i_{Ls} ·····第一及第二變壓器的三次側繞阻的漏電感電流
- i_{Lm1} ·····第一變壓器的磁化電感電流
- i_{Lm2} ·····第二變壓器的磁化電感電流
- I_1 ·····第一變壓器的一次側電流
- I_2 ·····第二變壓器的一次側電流
- i_{D1} ·····流過第一二極體的電流
- i_{D2} ·····流過第二二極體的電流
- i_{D3} ·····流過第三二極體的電流
- i_{D4} ·····流過第四二極體的電流
- i_{D5} ·····流過第五二極體的電流
- i_{D6} ·····流過第六二極體的電流
- i_{s1} ·····流過第一開關的電流
- i_{s2} ·····流過第二開關的電流