

(21)申請案號：101114365

(22)申請日：中華民國 101 (2012) 年 04 月 23 日

(51)Int. Cl.：

H02M3/20 (2006.01)

H03K17/13 (2006.01)

(71)申請人：崑山科技大學(中華民國) KUN SHAN UNIVERSITY (TW)

臺南市永康區大灣路 949 號

(72)發明人：陳信助(TW)；楊松霈(TW)；楊孟佳(TW)；劉冠宏(TW)

(74)代理人：高玉駿；楊祺雄

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：8 項 圖式數：6 共 36 頁

(54)名稱

零電壓切換電源轉換器

(57)摘要

一種零電壓切換電源轉換器包含：第一及第二分壓電容、第一及第二開關、旁路二極體、共振電感、第一及第二變壓器、第一至第四二極體、第一及第二輸出電感，及一輸出電容。每一開關有較低的電壓應力，其開關應力等同於輸入電壓，適用於高輸入電壓的應用，且第一及第二開關都能達到零電壓切換操作，減少切換損失，能提高功率轉換效率，且並聯輸出結構具有電流分擔作用，可降低磁性元件之功率損失及熱應力的問題，所以適合高輸出電流應用。

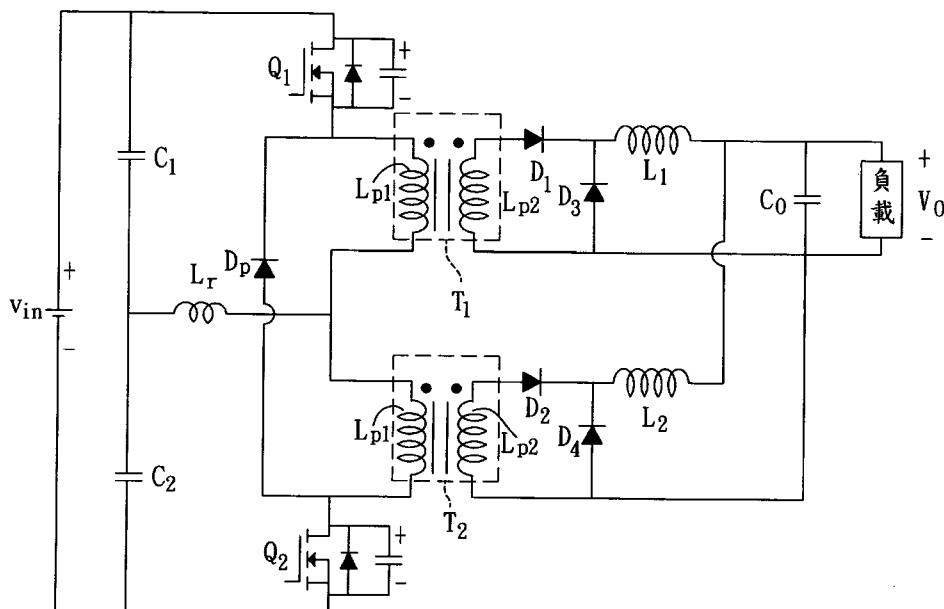


圖1

C₁：第一分壓電容

C₂：第二分壓電容

C_O：輸出電容

D₁~D₄：第一至第四
二極體

D_p：旁路二極體

L₁：第一輸出電感

L₂：第二輸出電感

L_{p1}：初級側繞組

L_{p2}：次級側繞組

L_r：共振電感

Q₁：第一開關

Q₂：第二開關

T₁：第一變壓器

T₂：第二變壓器

V_{in}：輸入電壓

V_o：輸出電壓

發明專利說明書

(本說明書格式、順序，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：101114365

※申請日：101. 4. 23

※IPC 分類：

H02M 3/00 (2006.01)

H03K 17/13 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

零電壓切換電源轉換器

二、中文發明摘要：

一種零電壓切換電源轉換器包含：第一及第二分壓電容、第一及第二開關、旁路二極體、共振電感、第一及第二變壓器、第一至第四二極體、第一及第二輸出電感，及一輸出電容。每一開關有較低的電壓應力，其開關應力等同於輸入電壓，適用於高輸入電壓的應用，且第一及第二開關都能達到零電壓切換操作，減少切換損失，能提高功率轉換效率，且並聯輸出結構具有電流分擔作用，可降低磁性元件之功率損失及熱應力的問題，所以適合高輸出電流應用。

三、英文發明摘要：

四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：圖 (1)。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

C_1 …… 第一分壓電容	L_{P2} …… 次級側繞組
C_2 …… 第二分壓電容	$D_1 \sim D_4$ … 第一至第四二極體
Q_1 …… 第一開關	L_1 …… 第一輸出電感
Q_2 …… 第二開關	L_2 …… 第二輸出電感
D_p …… 旁路二極體	C_o …… 輸出電容
L_r …… 共振電感	v_{in} …… 輸入電壓
T_1 …… 第一變壓器	v_o …… 輸出電壓
T_2 …… 第二變壓器	
L_{P1} …… 初級側繞組	

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

六、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明是有關於一種轉換器，特別是指一種零電壓切換電源轉換器。

【先前技術】

在論文「B. R. Lin and H. K. Chiang, "Analysis and Implementation of a Soft Switching Interleaved Forward Converter with Current Double Rectifier," IET Electr. Power Appl., Vol. 1, No. 5, pp. 697-704, 2007.」提出一種習知的電源轉換器。

但是習知的電源轉換器的缺點為：

1.所使用的開關應力是 $v_{in}/1-D$ ，其中 v_{in} 為輸入電壓， D 為功率開關導通比(duty ratio)，當 $D=0.5$ ，開關應力為 $2v_{in}$ ，不適合高輸入電壓應用。

2.使用四個開關，增加硬體成本。

【發明內容】

因此，本發明之目的，即在提供一種減少開關應力的零電壓切換電源轉換器。

該零電壓切換電源轉換器，包含：

一第一分壓電容，具有一接收一輸入電壓的正極的第一端，及一第二端；

一第二分壓電容，具有一電連接於該第一分壓電容之第二端的第一端，及一接收該輸入電壓的負極的第二端；

一第一開關，具有一電連接於該第一分壓電容之第一

端的第一端，及一第二端，且該第一開關受控制以切換於導通狀態和不導通狀態間；

一第二開關，具有一第一端，及一電連接於該第二分壓電容之第二端的第二端，且該第二開關受控制以切換於導通狀態和不導通狀態間；

一旁路二極體，具有一電連接於該第二開關之第一端的陽極及一電連接於該第一開關之第二端的陰極；

第一及第二變壓器，每一變壓器具有一個初級側繞組和一個次級側繞組，且每一側電感皆具有一第一端及一第二端，其中，該第一變壓器的初級側繞組的第一端電連接於該第一開關之第一端，該第二變壓器的初級側繞組的第一端電連接於該第一變壓器的初級側繞組的第二端，該第二變壓器的初級側繞組的第二端電連接於該第二開關之第一端，該第二變壓器的次級側繞組的第二端電連接於該第一變壓器的次級側繞組的第二端；

一共振電感，電連接於該第一分壓電容的第二端與該第一變壓器的初級側繞組的第二端之間；

一第一二極體，具有一電連接於該第一變壓器的次級側繞組的第一端的陽極，及一陰極；

一第二二極體，具有一電連接於該第二變壓器的次級側繞組的第一端的陽極，及一陰極；

一第三二極體，具有一電連接於該第一變壓器的次級側繞組的第二端的陽極，及一電連接於該第一二極體之陰極的陰極；

一第四二極體，具有一電連接於該第一變壓器的次級側繞組的第二端的陽極，及一電連接於該第二二極體之陰極的陰極；

一第一輸出電感，具有一電連接於該第一二極體之陰極的第一端，及一第二端；

一第二輸出電感，具有一電連接於該第二二極體之陰極的第一端，及一第二端；及

一輸出電容，電連接於該第一輸出電感的第二端與該第一變壓器的次級側繞組的第二端之間，用於提供一輸出電壓。

【實施方式】

有關本發明之前述及其他技術內容、特點與功效，在以下配合參考圖式之一個較佳實施例的詳細說明中，將可清楚的呈現。

如圖 1 所示，本發明零電壓切換電源轉換器之較佳實施例，包含：第一及第二分壓電容 C_1 、 C_2 、第一及第二開關 Q_1 、 Q_2 、旁路二極體 D_p 、共振電感 L_r 、第一及第二變壓器 T_1 、 T_2 、第一至第四二極體 $D_1 \sim D_4$ 、第一及第二輸出電感 L_1 、 L_2 ，及一輸出電容 C_o 。

第一分壓電容 C_1 具有一接收一輸入電壓 v_{in} 的正極的第一端，及一第二端。

第二分壓電容 C_2 具有一電連接於該第一分壓電容 C_1 之第二端的第一端，及一接收該輸入電壓 v_{in} 的負極的第二端。

第一開關 Q_1 具有一電連接於該第一分壓電容 C_1 之第一端的第一端，及一第二端，且該第一開關 Q_1 受控制以切換於導通狀態和不導通狀態間。

第二開關 Q_2 具有一第一端，及一電連接於該第二分壓電容 C_2 之第二端的第二端，且該第二開關 Q_2 受控制以切換於導通狀態和不導通狀態間。

其中，該二開關 Q_1 、 Q_2 皆是 N 型功率半導體電晶體且實質上是呈交互導通，且該二開關 Q_1 、 Q_2 的導通期間沒有重疊，且該二開關 Q_1 、 Q_2 之第一端是汲極，該二開關 Q_1 、 Q_2 之第二端是源極。

旁路二極體 D_P 具有一電連接於該第二開關 Q_2 之第一端的陽極及一電連接於該第一開關 Q_1 之第二端的陰極。

第一及第二變壓器 T_1 、 T_2 具有一個初級側繞組 L_{P1} 和一個次級側繞組 L_{P2} ，且每一側繞組 L_{P1} 、 L_{P2} 皆具有一第一端及一第二端，其中，該二繞組 L_{P1} 、 L_{P2} 的匝數比為 N_1 ： N_2 ，且在本實施例中，該第一端是極性點端、該第二端是非極性點端。其中，在圖 1 中並無標示出該二變壓器 T_1 、 T_2 的磁化電感及漏電感，將於後文中說明。

第一變壓器 T_1 的初級側繞組 L_{P1} 的第一端電連接於該第一開關 Q_1 之第一端。

第二變壓器 T_2 的初級側繞組 L_{P1} 的第一端電連接於該第一變壓器 T_1 的初級側繞組 L_{P1} 的第二端。第二變壓器 T_2 的初級側繞組 L_{P1} 的第二端電連接於該第二開關 Q_2 之第二端。第二變壓器 T_2 的次級側繞組 L_{P2} 的第二端電連接於該

第一變壓器 T_1 的次級側繞組 L_{P2} 的第二端。

共振電感 L_r 電連接於該第一分壓電容 C_1 的第二端與該第一變壓器 T_1 的初級側繞組 L_{P1} 的第二端之間。

第一二極體 D_1 具有一電連接於該第一變壓器 T_1 的次級側繞組 L_{P2} 的第一端的陽極，及一陰極。

第二二極體 D_2 具有一電連接於該第二變壓器 T_2 的次級側繞組 L_{P2} 的第一端的陽極，及一陰極。

第三二極體 D_3 具有一電連接於該第一變壓器 T_1 的次級側繞組 L_{P2} 的第二端的陽極，及一電連接於該第一二極體 D_1 之陰極的陰極。

第四二極體 D_4 具有一電連接於該第一變壓器 T_1 的次級側繞組 L_{P2} 的第二端的陽極，及一電連接於該第二二極體 D_2 之陰極的陰極。

第一輸出電感 L_1 具有一電連接於該第一二極體 D_1 之陰極的第一端，及一第二段。

第二輸出電感 L_2 具有一電連接於該第二二極體 D_2 之陰極的第一端，及一第二段。

輸出電容 C_o 電連接於該第一輸出電感 L_1 的第二端與該第一變壓器 T_1 的次級側繞組 L_{P2} 的第二端之間，用於提供一輸出電壓 v_o 到一負載。

參閱圖 2，為本實施例的操作時序圖，其中，參數 v_{g1} 、 v_{g2} 分別代表控制該第一及第二開關 Q_1 、 Q_2 是否導通的電壓，參數 v_{Cr1} 、 v_{Cr2} 分別代表該第一及第二開關 Q_1 、 Q_2 的寄生電容 C_{r1} 、 C_{r2} 的跨壓，參數 i_{Lm1} 、 i_{Lm2} 分別代表流經該二變

壓器 T_1 、 T_2 的磁化電感 L_{m1} 、 L_{m2} 之電流，參數 i_{L_r} 代表流經該共振電感 L_r 之電流，參數 $i_{D1} \sim i_{D4}$ 分別代表流過第一至第四二極體 $D_1 \sim D_4$ 的電流，參數 i_{L1} 、 i_{L2} 分別代表流過該第一輸出電感 L_1 的電流、流過該第二輸出電感 L_2 的電流，參數 i_{L_o} 代表總輸出電流。依據該二開關 Q_1 、 Q_2 的切換，本實施例會在十種模式下操作，且在以下模式中會於圖示中畫出該二變壓器 T_1 、 T_2 的磁化電感 L_{m1} 、 L_{m2} 及其漏電感 L_{l1} 、 L_{l2} ，且導通的元件以實線表示，不導通的元件以虛線表示，以下分別針對每一模式進行說明且令該二開關 Q_1 、 Q_2 的責任導通週期 $D < 0.5$ 。

且以下分析，假設條件為：

1. 第一及第二變壓器 T_1 、 T_2 的匝數比相等且磁化電感值相等 ($L_{m1} = L_{m2} = L_m$)，且漏電感相等 $L_{l1} = L_{l2} = L_l$ 。

2. 磁化電感 L_m 遠大於共振電感 L_r 及漏電感 L_l ，即 $L_m \gg L_r$ ， $L_m \gg L_l$ 。

3. 第一及第二分壓電容 C_1 、 C_2 的電容值遠大於第一及第二開關 Q_1 、 Q_2 的寄生電容 C_{r1} 、 C_{r2} 。

4. 第一及第二輸出電感 L_1 、 L_2 的電感值相等，即 $L_1 = L_2$ 。

5. 輸出電容 C_o 很大，輸出電壓 v_o 可視為常數。

6. 操作在連續導通模式 (CCM)。

7. 儲存於共振電感 L_r 及漏電感 L_{l1} 、 L_{l2} 的能量大於寄生電容 C_{r1} 、 C_{r2} 的能量，以達成零電壓切換 (Zero voltage switching, ZVS) 操作。

模式一(時間： $t_0 \sim t_1$)：

參閱圖 2 及圖 3a，第一開關 Q_1 導通，而第二開關 Q_2 不導通。

第一開關 Q_1 處於導通狀態，使儲存於分壓電容 C_1 的能量藉由變壓器 T_1 傳遞至負載，其詳細操作為：流經第一輸入電感 L_{m1} 的電流 i_{Lm1} 線性上升，且第一開關 Q_1 二端跨壓 $v_{Cr1}=0$ ，因此第一變壓器 T_1 之初級側繞組 L_{P1} 跨壓近似於第一分壓電容 C_1 之電壓 $v_{p1} \cong v_{C1} > 0$ ，且於第一變壓器 T_1 之次級側繞組 L_{P2} 產生一感應電壓 $v_{S1} = nv_{C1} > 0$ 而使第一二極體 D_1 導通、第三二極體 D_3 不導通，且磁化電感 L_{m1} 的電壓 $v_{L1} = v_{S1} - v_o > 0$ ，其電流 i_{L1} 線性上升，斜率為 v_{C1}/L_m 。

第二開關 Q_2 處於不導通狀態，因此其跨壓等同於輸入電壓 $v_{Cr2} = v_{in}$ ，第二變壓器 T_2 經由旁路二極體 D_p 作磁通重置，第二變壓器 T_2 的初級側繞組 L_{P1} 跨壓 $v_{P2} \cong -v_{P1} < 0$ ，而使第二二極體 D_2 不導通、第四二極體 D_4 導通，第二輸出電感 L_2 的電壓 $v_{L2} = -v_o$ ，且第二輸出電感 L_2 的電流 i_{L2} 線性下降，因此總輸出電流 $i_{L0} = i_{L1} + i_{L2}$ 會有漣波相消的效果。

模式二(時間： $t_1 \sim t_2$)：

參閱圖 2 及圖 3b，第一及第二開關 Q_1 、 Q_2 皆不導通。

第一分壓電容 C_1 提供一電流 i_{Q1} 對第一開關 Q_1 之寄生電容 C_{r1} 充電，使其電壓 v_{Cr1} 上升，由於旁路二極體 D_p 導通，電壓 v_{Cr1} 和 v_{Cr2} 滿足 $v_{Cr1} + v_{Cr2} = v_{in}$ ，所以第二開關 Q_2 之寄生電容 C_{r2} 放電，使其電壓 v_{Cr2} 下降。由於第一及第二開關 Q_1 、 Q_2 的寄生電容 C_{r1} 和 C_{r2} 非常小， v_{Cr1} 上升和 v_{Cr2} 下降非常快，因此

本階段歷時很短，第一輸入電感 L_{m1} 之電流 i_{Lm1} 可視為常數 $i_{Lm1}^{\max}$ ，同時 $i_1 = n i_{L1}$ ，因此第一開關 Q_1 之寄生電容 C_{r1} 受電流 i_{Q1} 快速充電。

當 v_{Cr1} 上升至 v_{C1} ， v_{Cr2} 下降至 v_{C2} ，第一變壓器 T_1 之初級側繞組 L_{p1} 的電壓 $v_{p1} = 0$ ，第二變壓器 T_2 之次級側繞組 L_{p2} 的電壓 $v_{p2} = 0$ ，因此 $v_{S1} = 0$ 而且 $v_{S2} = 0$ ，進入模式三。

模式三(時間： $t_2 \sim t_3$)：

參閱圖 2 及圖 3c，第一及第二開關 Q_1 、 Q_2 皆不導通。

共振電感 L_r ，第一及第二漏電感 L_{l1} 和 L_{l2} 、第一及第二開關 Q_1 、 Q_2 之寄生電容 C_{r1} 和 C_{r2} 形成共振電路，第一開關 Q_1 跨壓 v_{Cr1} 持續上升，第二開關 Q_2 跨壓 v_{Cr2} 持續下降，共振電感 L_r 跨負電壓，其電流 i_{Lr} 下降，而使流經第一二極體 D_1 的電流 i_{D1} 遞減，流經第三二極體 D_3 的電流 i_{D3} 遞增，流經第二二極體 D_2 的電流 i_{D2} 遞增，流經第四二極體 D_4 的電流 i_{D4} 遞減。

在模式三的共振電感 L_r 及漏電感 L_{l1} 、 L_{l2} 的初始儲能必須大於第二開關 Q_2 之寄生電容 C_{r2} 的初始儲能，方能使第二開關 Q_2 跨壓 v_{Cr2} 下降至零，達到 ZVS 的條件。

當第二開關 Q_2 跨壓 v_{Cr2} 下降至 0，第二開關 Q_2 的本體二極體(body diode) D_{Q2} 導通，模式三結束。

模式四(時間： $t_3 \sim t_4$)：

參閱圖 2 及圖 3d，第一及第二開關 Q_1 、 Q_2 皆不導通。

模式四開始時，第二開關 Q_2 跨壓 v_{Cr2} 箝位在零，而且 $v_{Cr1} = v_{in}$ ，且第二開關 Q_2 之本體二極體 D_{Q2} 導通，由於第二開

關 Q_2 之跨壓為零，在電流 i_{Q2} 變成正值之前，必須將 Q_2 切換為導通，達成 ZVS 操作，並進到模式五。

模式五(時間： $t_4 \sim t_5$)：

參閱圖 2 及圖 3e，第一開關 Q_1 不導通，而第二開關 Q_2 導通。

模式五電路操作與模式四相同，故不重述。

當第三二極體 D_3 的電流 i_{D3} 上升至 i_{L1} ，第二二極體 D_2 的電流 i_{D2} 上升至 i_{L2} ，換向完成，同時第一及第四二極體 D_1 和 D_4 轉變成截止，模式五結束。

模式六(時間： $t_5 \sim t_6$)：

參閱圖 2 及圖 3f，第一開關 Q_1 不導通，而第二開關 Q_2 導通。

第三二極體電流 $i_{D3} = i_{L1}$ ，第二二極體電流 $i_{D2} = i_{L2}$ ，第二輸入電感的電壓 $v_{P2} \cong v_{C2}$ ，其電流 i_{Lm2} 線性上升且斜率為 v_{C2}/L_m ，第二變壓器 T_2 的次級側繞組 L_{P2} 的電壓 $v_{S2} = nv_{P2} > 0$ ，此時儲存在第二分壓電容 C_2 之能量藉由第二變壓器 T_2 傳遞至輸出負載。且第一變壓器 T_1 經由旁路二極體 D_p 作磁通重置 (flux resetting)，且 $v_{P1} = -v_{P2}$ ，因此電流 i_{Lm1} 線性下降。在輸出電感電流方面，因為 $v_{L2} = v_{S2} - v_o > 0$ ， i_{L2} 線性上升； $v_{L1} = -v_o$ ， i_{L1} 線性下降，所以總輸出電流 $i_{Lo} = i_{L1} + i_{L2}$ 會有漣波相消的效果。

模式七(時間： $t_6 \sim t_7$)：

參閱圖 2 及圖 3g，第一及第二開關 Q_1 、 Q_2 皆不導通。

電流 i_{Q2} 為正值對第二開關 Q_2 之寄生電容 C_{r2} 充電，使其

電壓 v_{Cr2} 上升，由於旁路二極體 D_p 導通，電壓 v_{Cr1} 和 v_{Cr2} 滿足 $v_{in} = v_{Cr1} + v_{Cr2}$ ，所以第一開關 Q_1 之寄生電容 C_{r1} 放電，其電壓 v_{Cr1} 下降。由於第一及第二開關 Q_1 、 Q_2 的寄生電容 C_{r1} 和 C_{r2} 非常小， v_{Cr2} 上升和 v_{Cr1} 下降非常快，因此模式七歷經的時間很短。

當第二開關 Q_2 跨壓 v_{Cr2} 上升至 v_{C2} ，此時 v_{Cr1} 下降至 v_{C1} ，第二變壓器 T_2 的初級側繞組 L_{p1} 的電壓 $v_{p2} = 0$ ，且第一變壓器 T_1 的初級側繞組 L_{p1} 的電壓 $v_{p1} = 0$ ，使第一及第四二極體 D_1 及 D_2 開始導通，本階段結束。

模式八(時間： $t_7 \sim t_8$)：

參閱圖 2 及圖 3h，第一及第二開關 Q_1 、 Q_2 皆不導通。

第一及第二變壓器 T_1 、 T_2 的初級側繞組的電壓 v_{p1} 和 v_{p2} 箱位於零， i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 保持常數。共振電感 L_r 、漏電感 L_{l1} 和 L_{l2} 及第一及第二開關的寄生電容 C_{r1} 和 C_{r2} 形成共振電路， v_{Cr2} 持續上升， v_{Cr1} 持續下降。共振電感跨正電壓，其電流 i_{Lr} 上升。電流 i_{D1} 遞增， i_{D3} 遞減，同時 i_{D2} 遞減， i_{D4} 遞增。且共振電感及漏電感的初始儲能必須大於第一開關 Q_1 的寄生電容 C_{r1} 的初始儲能，方能使第一開關跨壓 v_{Cr1} 下降至零，達到 ZVS 的條件。

當第一開關電壓 v_{Cr1} 下降至零，其本體二極體 D_{Q1} 導通，進到模式九。

模式九(時間： $t_8 \sim t_9$)：

參閱圖 2 及圖 3i，第一及第二開關 Q_1 、 Q_2 皆不導通。

電流流經第一開關 Q_1 之本體二極體 D_{Q1} ，第一開關 Q_1 之

跨壓為零，且第二開關 Q_2 之跨壓 $v_{Cr2} = v_{in}$ 。因為 $v_{Cr1} = 0$ ，在第一開關電流 i_{Q1} 變成正值之前，必須將第一開關 Q_1 切換為導通，達成 ZVS 操作。又共振電感電壓 $v_{Lr} = v_{C1}L_r/(L_r + 0.5L_1)$ ，共振電感電流 i_{Lr} 線性上升。

當第一開關 Q_1 切換為導通時，達成 ZVS 操作，模式九結束。

模式十(時間： $t_9 \sim t_{10}$)：

參閱圖 2 及圖 3i，第一開關 Q_1 導通，且第二開關 Q_2 不導通。

模式十電路操作與模式九相同。

當第一二極體電流 i_{D1} 上升至 i_{L1} ，第四二極體電流 i_{D4} 上升至 i_{L2} ，換向完成，第二及第三二極體 D_2 和 D_3 轉變為截止，模式十結束。

理論分析

由上述可知 $L_m \gg L_r$ ， $L_m \gg L_1$ ，且第一開關 Q_1 導通、第二開關 Q_2 不導通時， $v_{P1} \cong v_{C1}$ ；當第一開關 Q_1 為不導通、第二開關 Q_2 為導通時， $v_{P1} = -v_{C2}$ 。根據伏秒平衡定理，則

$$Dv_{C1} + (1-D)(-v_{C2}) = 0 \quad (1)$$

其中第一開關 Q_1 的導通比(duty ratio)為 D ，又因為

$$v_{C1} + v_{C2} = v_{in} \quad (2)$$

由式(1)(2)式可推出

$$v_{C1} = (1-D)v_{in}，v_{C2} = Dv_{in} \quad (3)$$

令 $n = N_2/N_1$ ，電壓轉換比分析如下，當第一開關 Q_1 為導通、第二開關 Q_2 為不導通時，第一輸出電感 L_1 電壓如式(4)

所示：

$$v_{L1} = nv_{C1} - v_o = n(1-D)v_{in} - v_o \quad (4)$$

當第一開關 Q_1 為不導通、第二開關 Q_2 為導通時，第一輸出電感 L_1 電壓如式(5)所示：

$$v_{L1} = -v_o \quad (5)$$

穩態時，第一輸出電感 L_1 滿足伏秒平衡定理。因此

$$D[n(1-D)v_{in} - v_o] + (1-D)(-v_o) = 0 \quad (6)$$

可得電壓轉換比

$$\frac{v_o}{v_{in}} = nD(1-D) \quad (7)$$

由式(7)可知最大的電壓轉換比在開關導通比 $D=0.5$ 時。

實驗模擬

由圖 4 可知，在 $v_{in}=400\text{ V}$ 時，第一開關 Q_1 之跨壓 $v_{Q1,ds}$ 都下降至零後，驅動信號 v_{g1} 才切換為導通，達到 ZVS 性能，而第二開關 Q_2 之跨壓 $v_{Q2,ds}$ 都下降至零後，驅動信號 v_{g2} 才切換為導通，達到 ZVS 性能。從圖中可知其電壓應力皆為 v_{in} ，模擬結果符合第一及第二開關 Q_1 、 Q_2 具有低電壓應力。

如圖 5 為輸出電感電流 i_{L1} 、 i_{L2} 、 i_{Lo} 的波形量測圖，由模擬波形可知：在穩態操作下， i_{L1} 和 i_{L2} 漣波反相，確實使漣波 Δi_{Lo} 降低許多 ($\Delta i_{L1} \approx \Delta i_{L2} \approx 2.7\text{ A} \rightarrow \Delta i_{Lo} \approx 0.4\text{ A}$)，可選用較小的輸出濾波電容元件，可使得轉換器體積減小，提高功率密度。另外， $I_{L1}=I_{L2}=10\text{ A}$ 確實分擔總輸出電流 (20 A)，可分散磁性元件的功率損失及熱應力，且具有高輸出電流且低輸出電流漣波的性能。

如圖 6 為該等二極體 $D_1 \sim D_4$ 的電流模擬圖，從圖中可知當第一開關 Q_1 為導通時，第一二極體 D_1 截止，第三二極體 D_3 導通，等第一開關 Q_1 為不導通時，第二開關 Q_2 為導通時，二極體 D_1 導通，二極體 D_3 截止，此階段為 i_{D_1} 和 i_{D_3} 電流換向；當第二開關 Q_2 為導通時，第二二極體 D_2 導通，第四二極體 D_4 截止，等第二開關 Q_2 為不導通時，第一開關 Q_1 為導通時，第二二極體 D_2 截止，第四二極體 D_4 導通，此階段為二極體電流 i_{D_2} 、 i_{D_4} 換向， $i_{D_1,\max} = i_{D_3,\max} = i_{D_2,\max} = i_{D_4,\max} = i_o / 2 = 10 \text{ A}$

綜上所述，上述實施例具有以下優點：

1. 每一開關 Q_1 、 Q_2 有較低的電壓應力，其開關應力等同於輸入電壓 v_{in} ，適用於高輸入電壓的應用。
2. 只包含二個開關 Q_1 、 Q_2 ，能降低硬體成本。
3. 第一及第二開關 Q_1 、 Q_2 都能達到零電壓切換(ZVS)操作，減少切換損失，能提高功率轉換效率。
4. 因為並聯輸出結構具有電流分擔作用，可降低磁性元件之功率損失及熱應力的問題，所以適合高輸出電流應用。
5. 具有輸出電流漣波相消作用，所以具有低輸出電流漣波。

惟以上所述者，僅為本發明之較佳實施例而已，當不能以此限定本發明實施之範圍，即大凡依本發明申請專利範圍及發明說明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。

【圖式簡單說明】

圖 1 是本發明零電壓切換電源轉換器之較佳實施例的一電路圖；

圖 2 是該較佳實施例的一時序圖；

圖 3a 是該較佳實施例於模式一的一電路圖；

圖 3b 是該較佳實施例於模式二的一電路圖；

圖 3c 是該較佳實施例於模式三的一電路圖；

圖 3d 是該較佳實施例於模式四的一電路圖；

圖 3e 是該較佳實施例於模式五的一電路圖；

圖 3f 是該較佳實施例於模式六的一電路圖；

圖 3g 是該較佳實施例於模式七的一電路圖；

圖 3h 是該較佳實施例於模式八的一電路圖；

圖 3i 是該較佳實施例於模式九的一電路圖；

圖 3j 是該較佳實施例於模式十的一電路圖；

圖 4 是該較佳實施例的第一種模擬圖；

圖 5 是該較佳實施例的第二種模擬圖；及

圖 6 是該較佳實施例的第三種模擬圖。

【主要元件符號說明】

C_1 ······	第一分壓電容	體	
C_2 ······	第二分壓電容	L_1 ······	第一輸出電感
Q_1 ······	第一開關	L_2 ······	第二輸出電感
Q_2 ······	第二開關	C_O ······	輸出電容
D_P ······	旁路二極體	v_{in} ······	輸入電壓
L_r ······	共振電感	v_o ······	輸出電壓
T_1 ······	第一變壓器	$L_{m1} \sim L_{m2}$ ·	磁化電感
T_2 ······	第二變壓器	$L_{l1} \sim L_{l2}$ ·	漏電感
L_{P1} ······	初級側繞組	$C_{r1} \sim C_{r2}$ ·	寄生電容
L_{P2} ······	次級側繞組	$D_{Q1} \sim D_{Q2}$	本體二極體
$D_1 \sim D_4$ ·	第一至第四二極		

七、申請專利範圍：

1. 一種零電壓切換電源轉換器，包含：

一第一分壓電容，具有一接收一輸入電壓的正極的第一端，及一第二端；

一第二分壓電容，具有一電連接於該第一分壓電容之第二端的第一端，及一接收該輸入電壓的負極的第二端；

一第一開關，具有一電連接於該第一分壓電容之第一端的第一端，及一第二端，且該第一開關受控制以切換於導通狀態和不導通狀態間；

一第二開關，具有一第一端，及一電連接於該第二分壓電容之第二端的第一端，且該第二開關受控制以切換於導通狀態和不導通狀態間；

一旁路二極體，具有一電連接於該第二開關之第一端的陽極及一電連接於該第一開關之第二端的陰極；

第一及第二變壓器，每一變壓器具有一個初級側繞組和一個次級側繞組，且每一側電感皆具有一第一端及一第二端，其中，該第一變壓器的初級側繞組的第一端電連接於該第一開關之第一端，該第二變壓器的初級側繞組的第一端電連接於該第一變壓器的初級側繞組的第二端，該第二變壓器的初級側繞組的第二端電連接於該第二開關之第一端，該第二變壓器的次級側繞組的第二端電連接於該第一變壓器的次級側繞組的第二端；

一共振電感，電連接於該第一分壓電容的第二端與

該第一變壓器的初級側繞組的第二端之間；

一第一二極體，具有一電連接於該第一變壓器的次級側繞組的第一端的陽極，及一陰極；

一第二二極體，具有一電連接於該第二變壓器的次級側繞組的第一端的陽極，及一陰極；

一第三二極體，具有一電連接於該第一變壓器的次級側繞組的第二端的陽極，及一電連接於該第一二極體之陰極的陰極；

一第四二極體，具有一電連接於該第一變壓器的次級側繞組的第二端的陽極，及一電連接於該第二二極體之陰極的陰極；

一第一輸出電感，具有一電連接於該第一二極體之陰極的第一端，及一第二端；

一第二輸出電感，具有一電連接於該第二二極體之陰極的第一端，及一第二端；及

一輸出電容，電連接於該第一輸出電感的第二端與該第一變壓器的次級側繞組的第二端之間，用於提供一輸出電壓。

2. 依據申請專利範圍第 1 項所述之零電壓切換電源轉換器，其中，該第一及第二變壓器的匝數比相等。
3. 依據申請專利範圍第 1 項所述之零電壓切換電源轉換器，其中，每一次級側繞組的第一端是極性點端，每一次級側繞組的第二端是非極性點端。
4. 依據申請專利範圍第 1 項所述之零電壓切換電源轉換器

，其中，每一初級側繞組的第一端是極性點端，每一初級側繞組的第二端是非極性點端。

5. 依據申請專利範圍第 1 項所述之零電壓切換電源轉換器，其中，該第一開關是一 N 型功率半導體電晶體，且該第一開關的第一端是汲極，該第一開關的第二端是源極。
6. 依據申請專利範圍第 1 項所述之零電壓切換電源轉換器，其中，該第二開關是一 N 型功率半導體電晶體，且該第二開關的第一端是汲極，該第二開關的第二端是源極。
7. 依據申請專利範圍第 1 項所述之零電壓切換電源轉換器，其中，該第一及第二開關的導通期間沒有重疊。
8. 依據申請專利範圍第 1 項所述之零電壓切換電源轉換器，其中，該第一及第二輸出電感的電感值相等。

八、圖式：

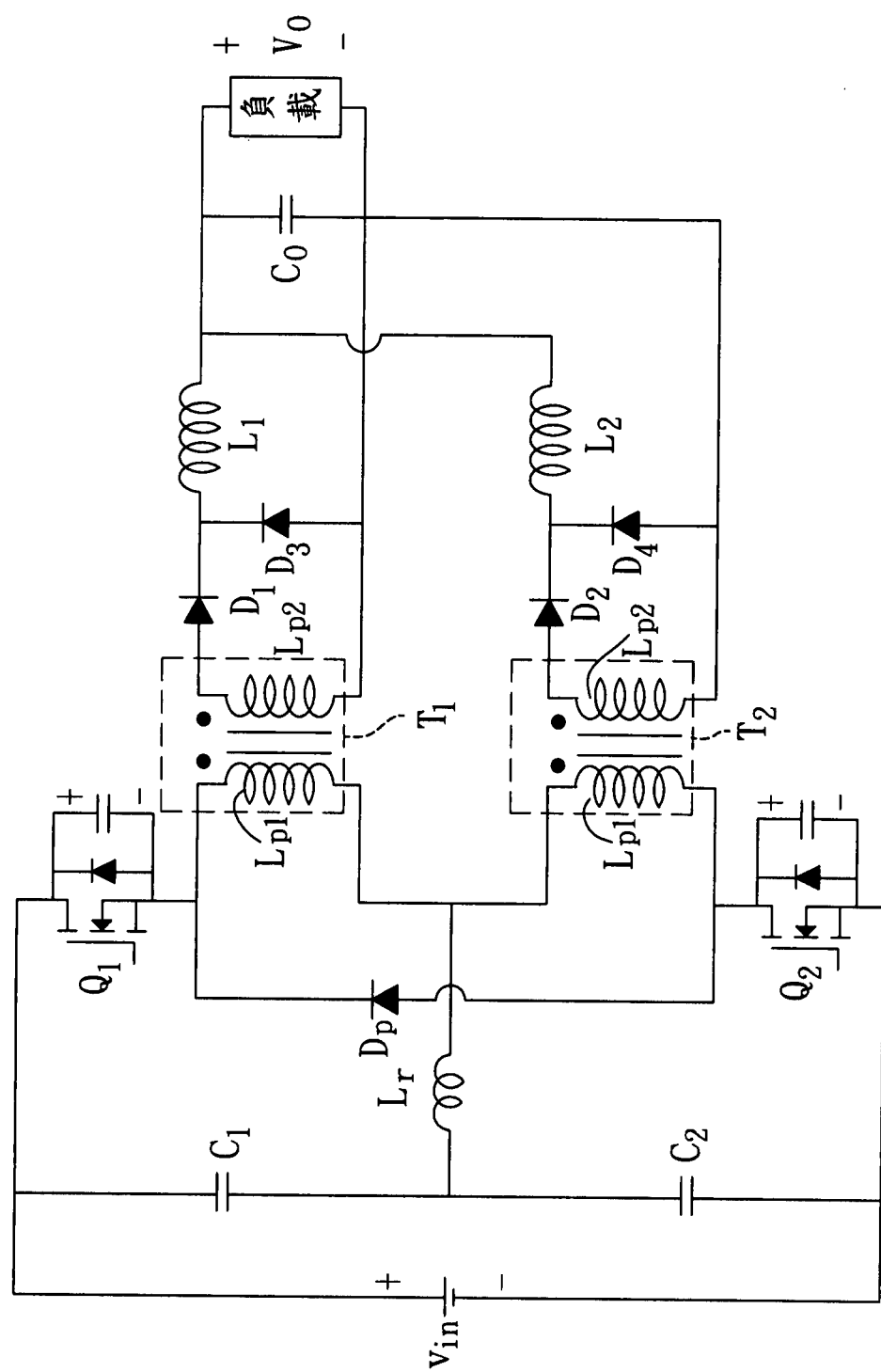


圖1

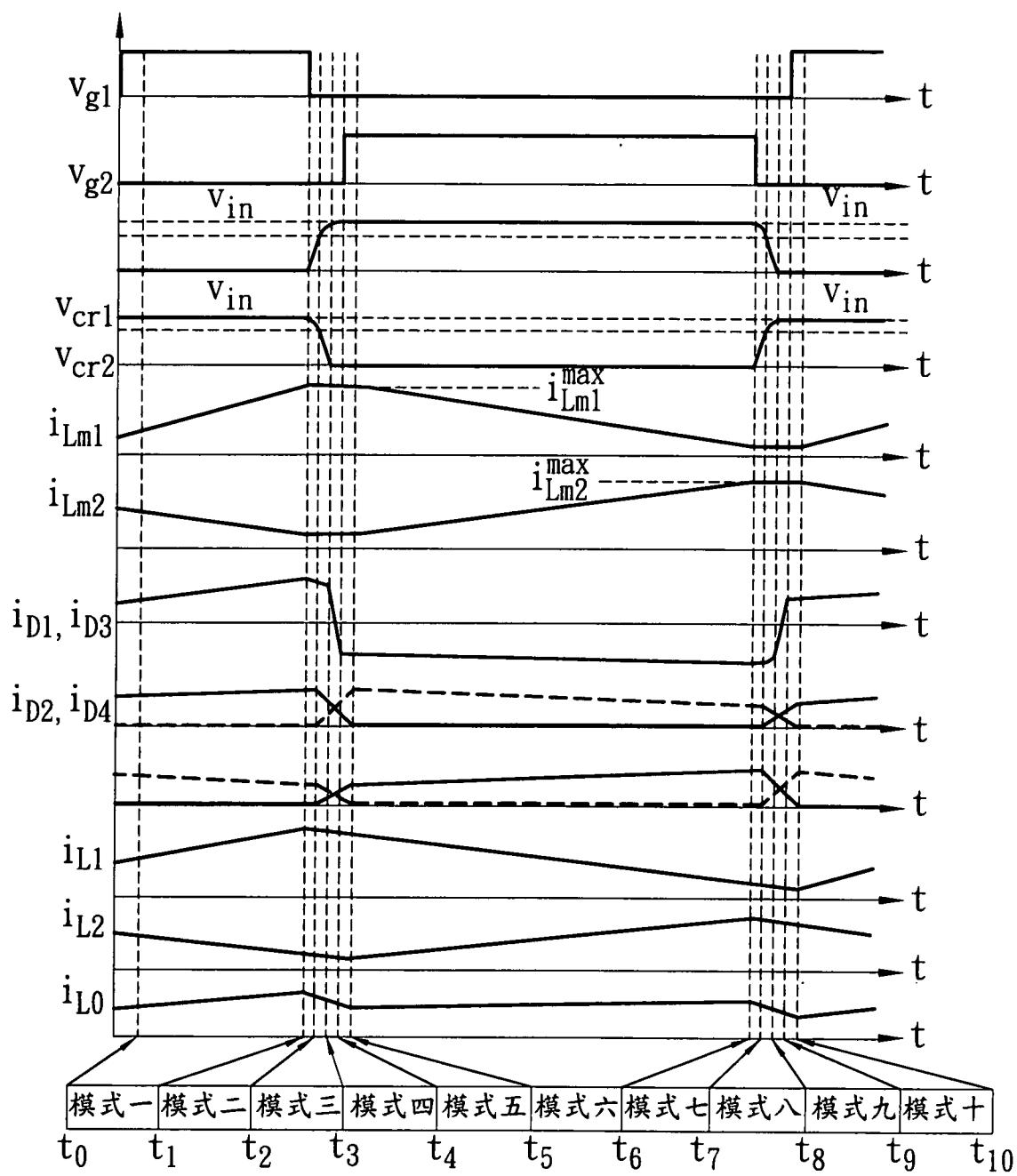


圖2

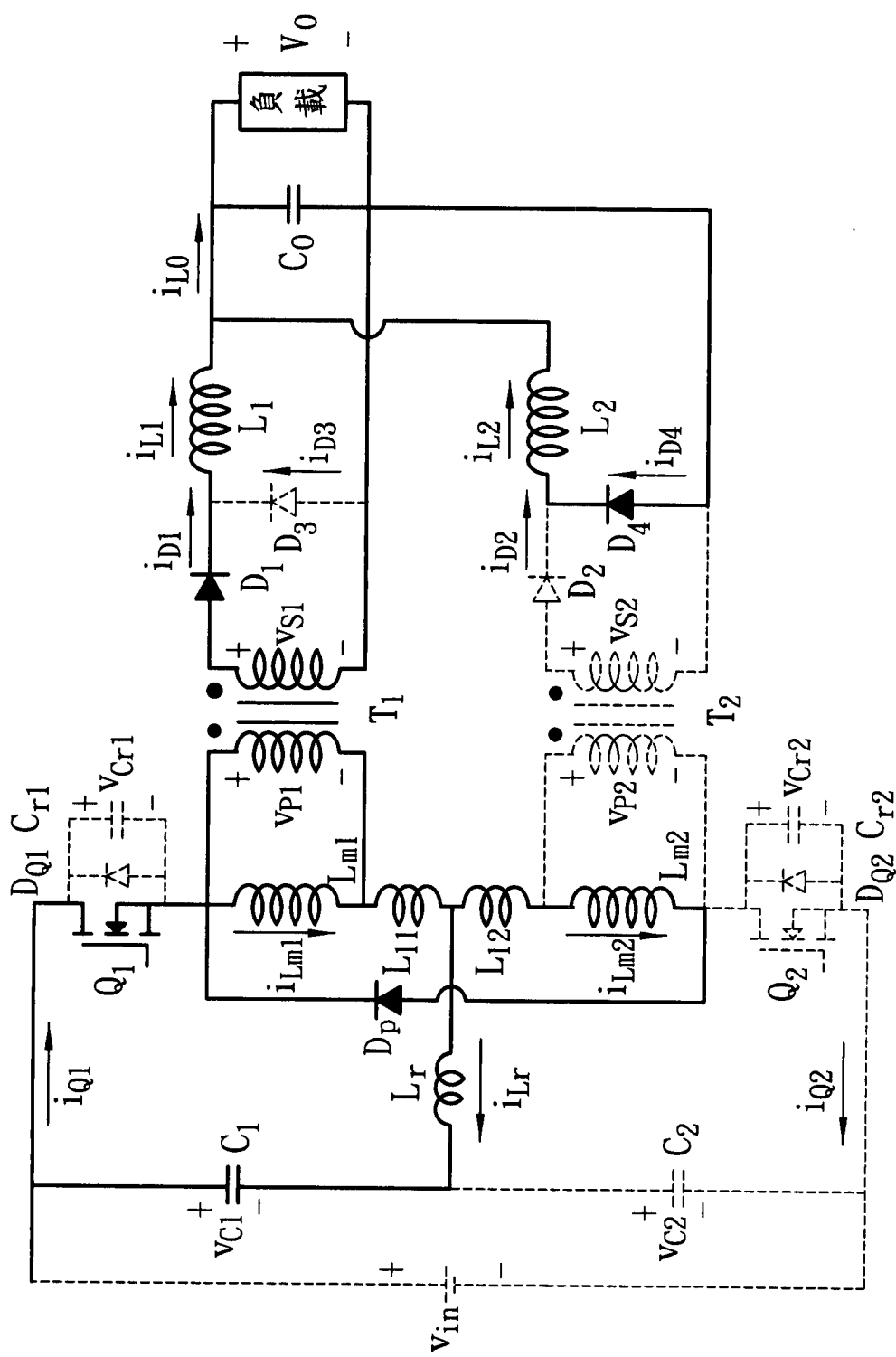
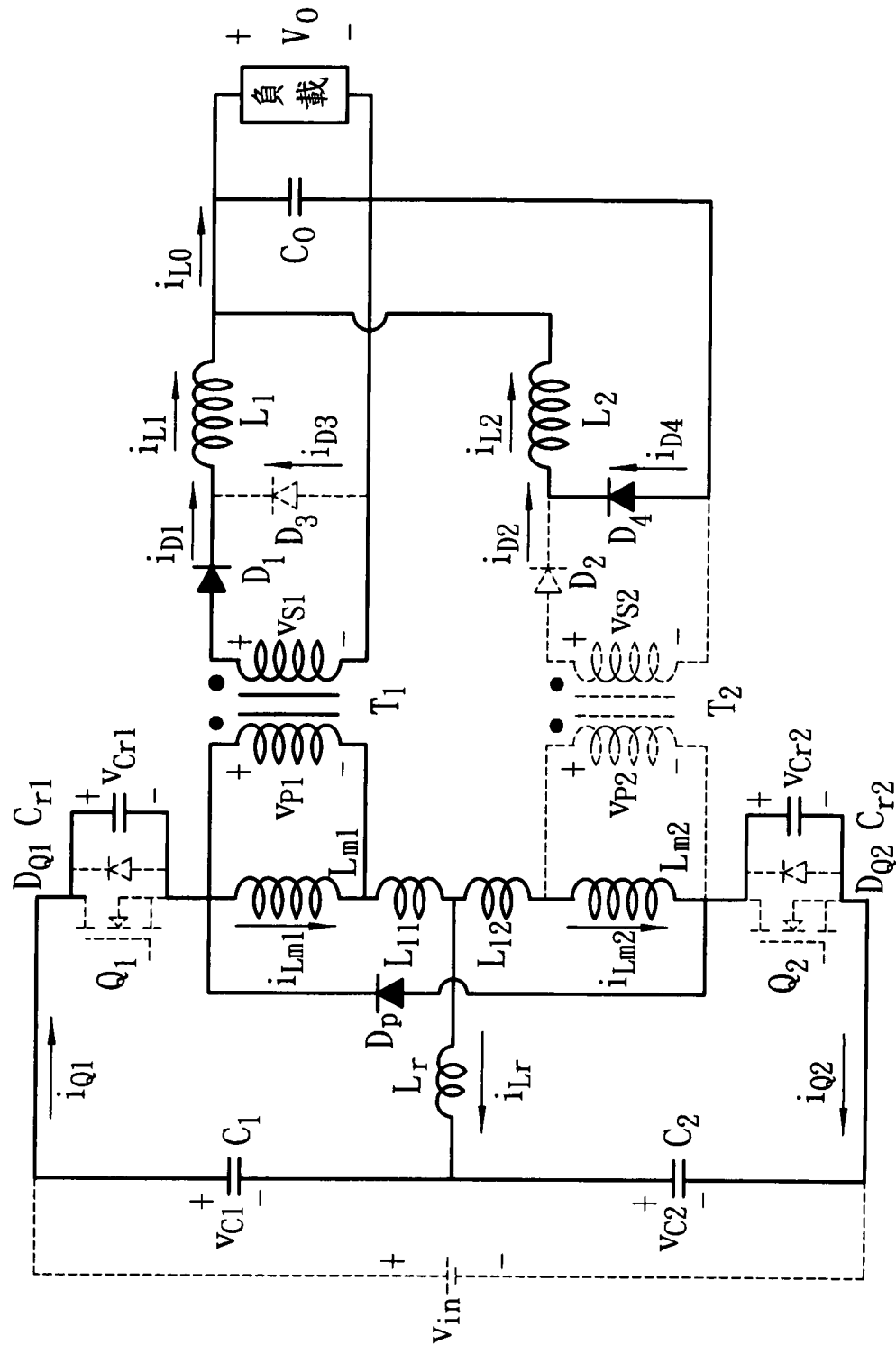


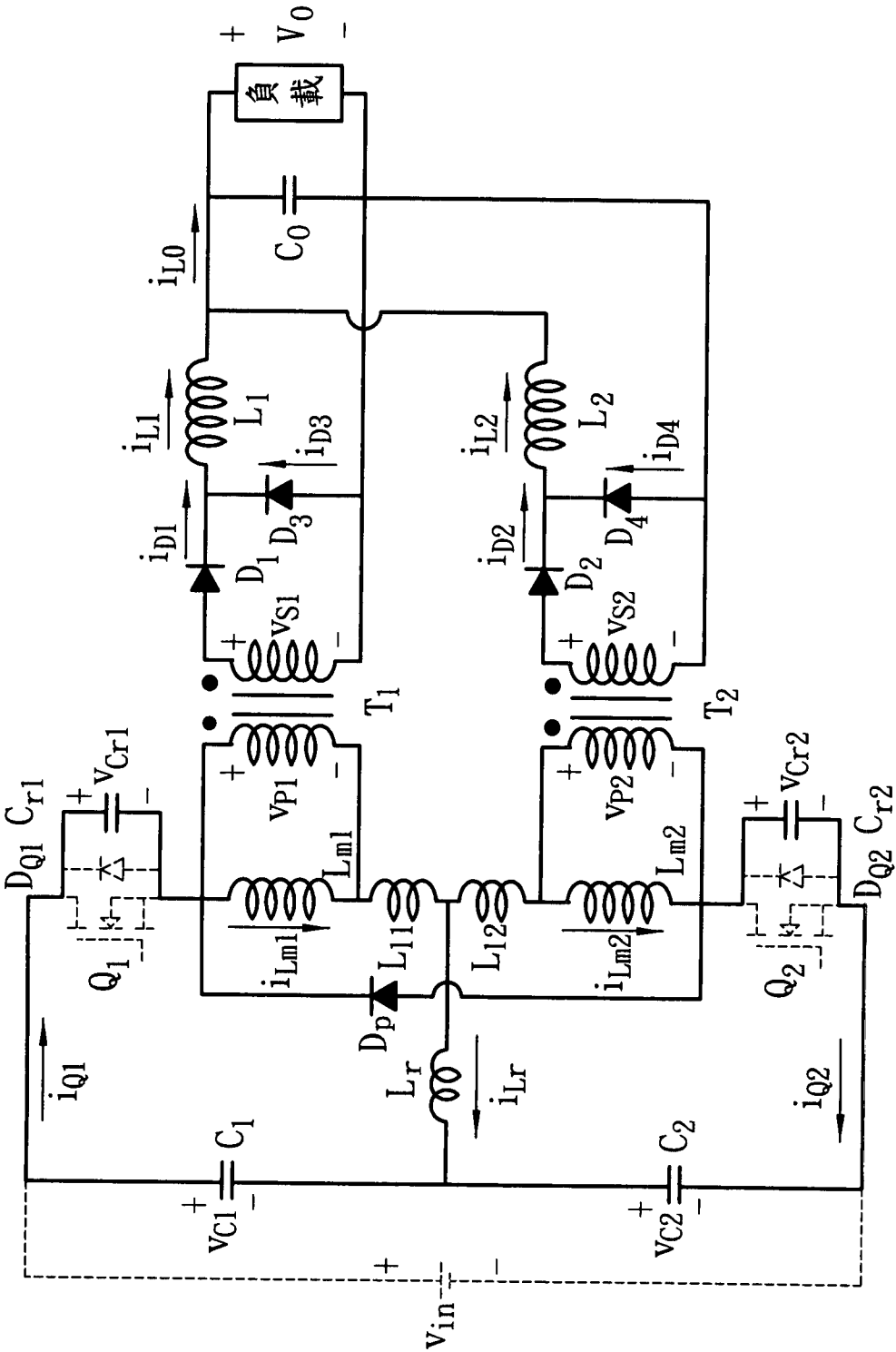
圖3a

模式一($t_0 \sim t_1$)



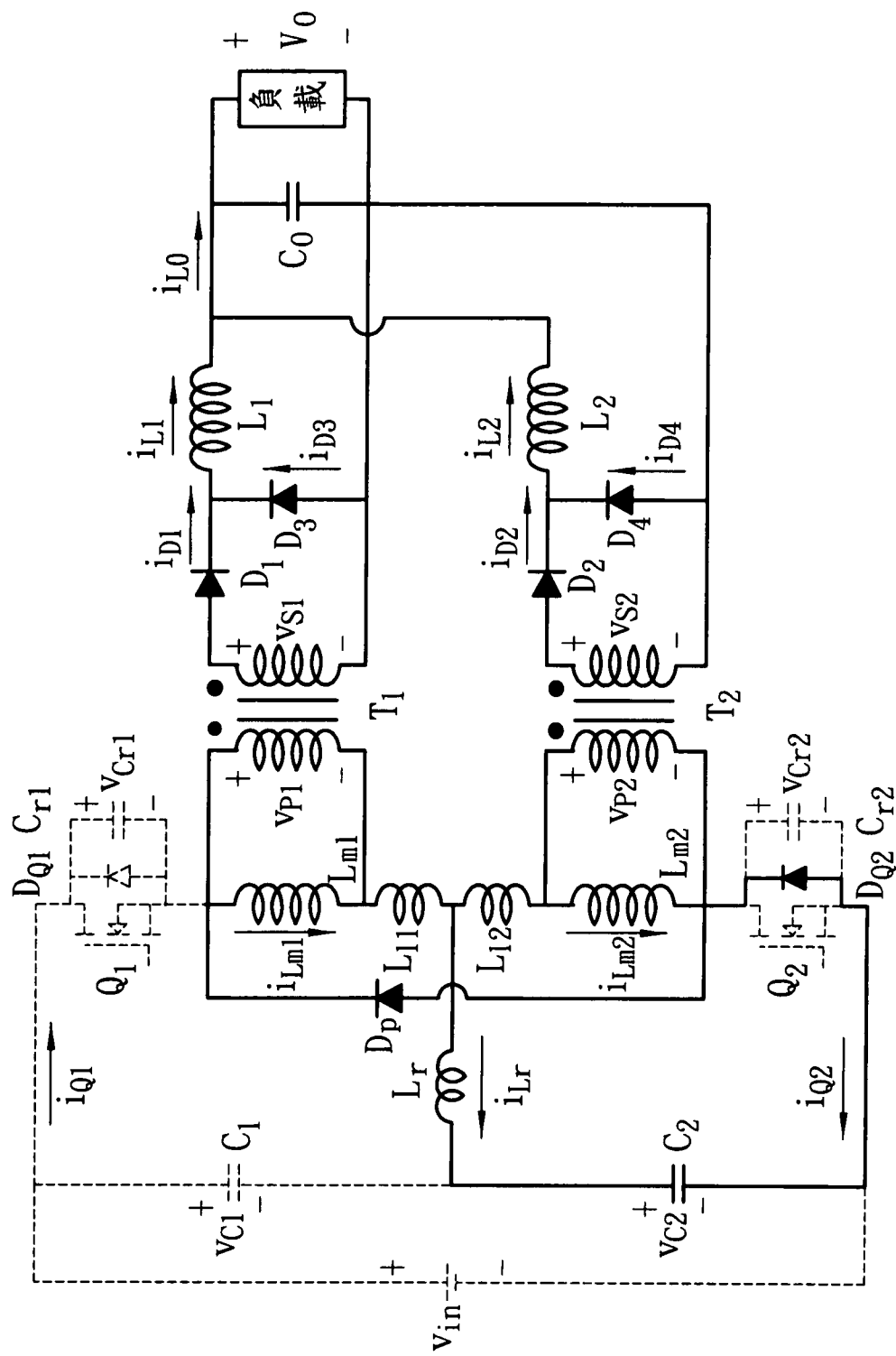
模式二($t_1 \sim t_2$)

圖3b



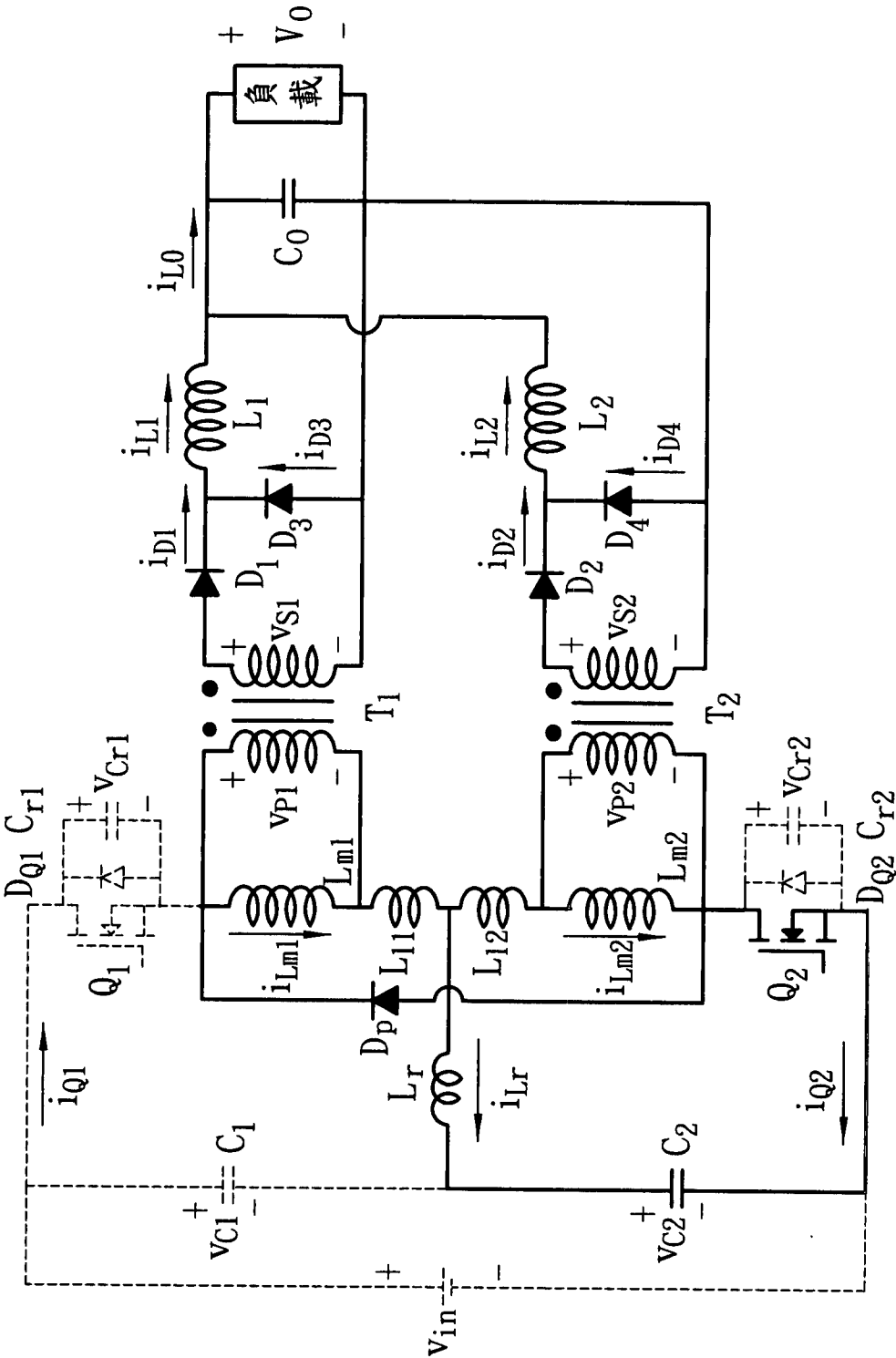
模式三($t_2 \sim t_3$)

圖3C



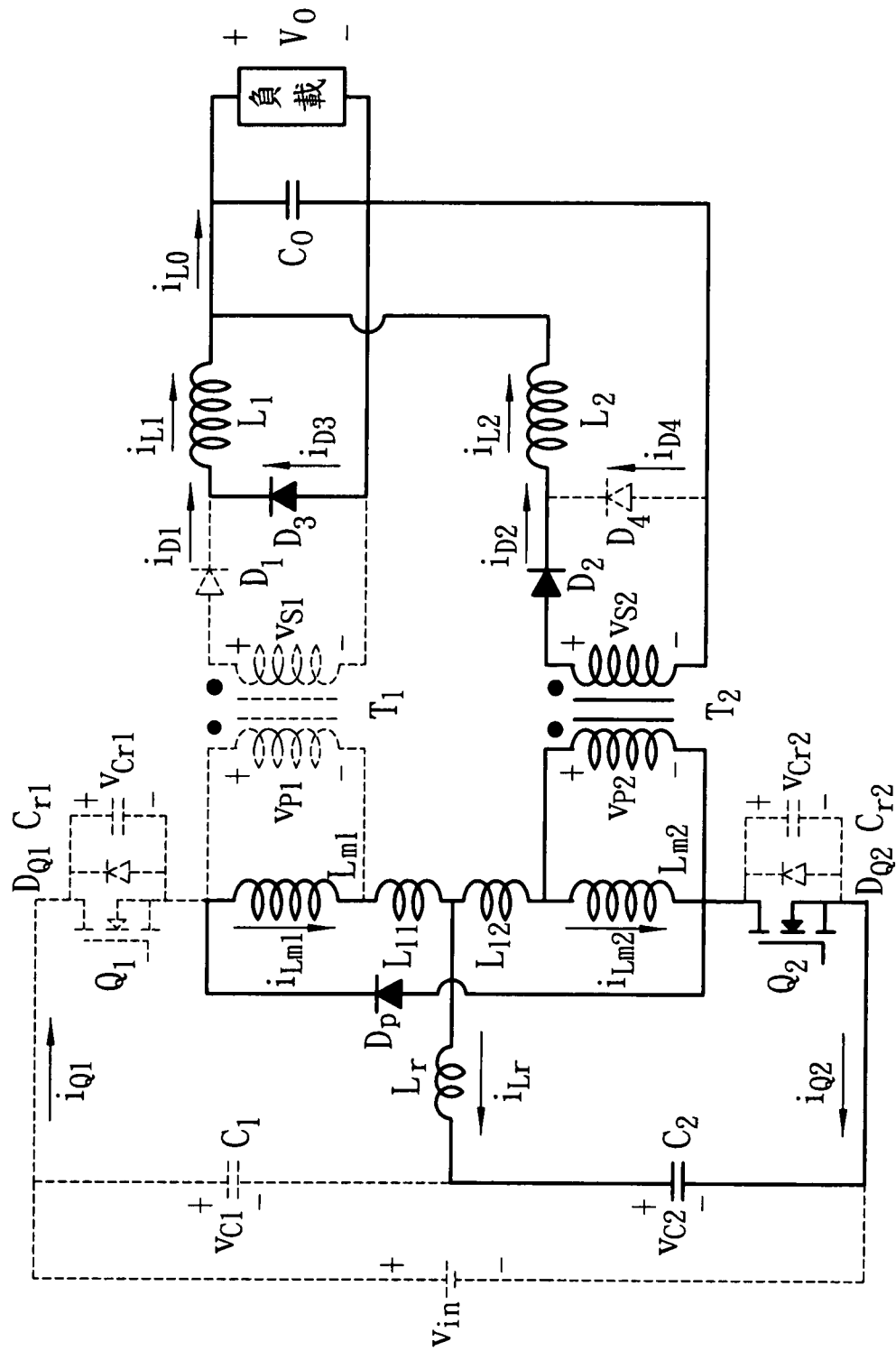
模式四 ($t_3 \sim t_4$)

圖 3d



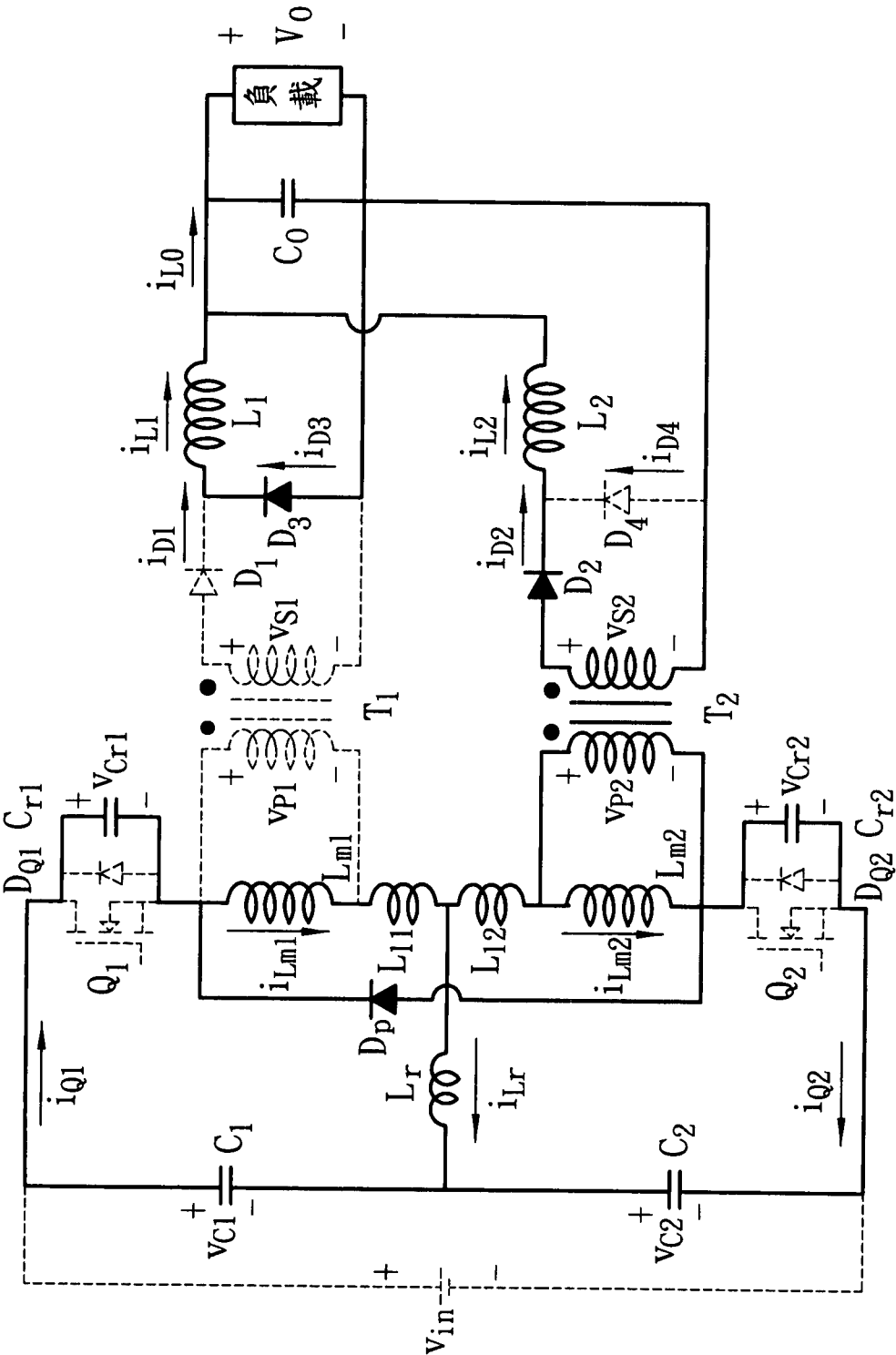
模式五($t_4 \sim t_5$)

圖3e



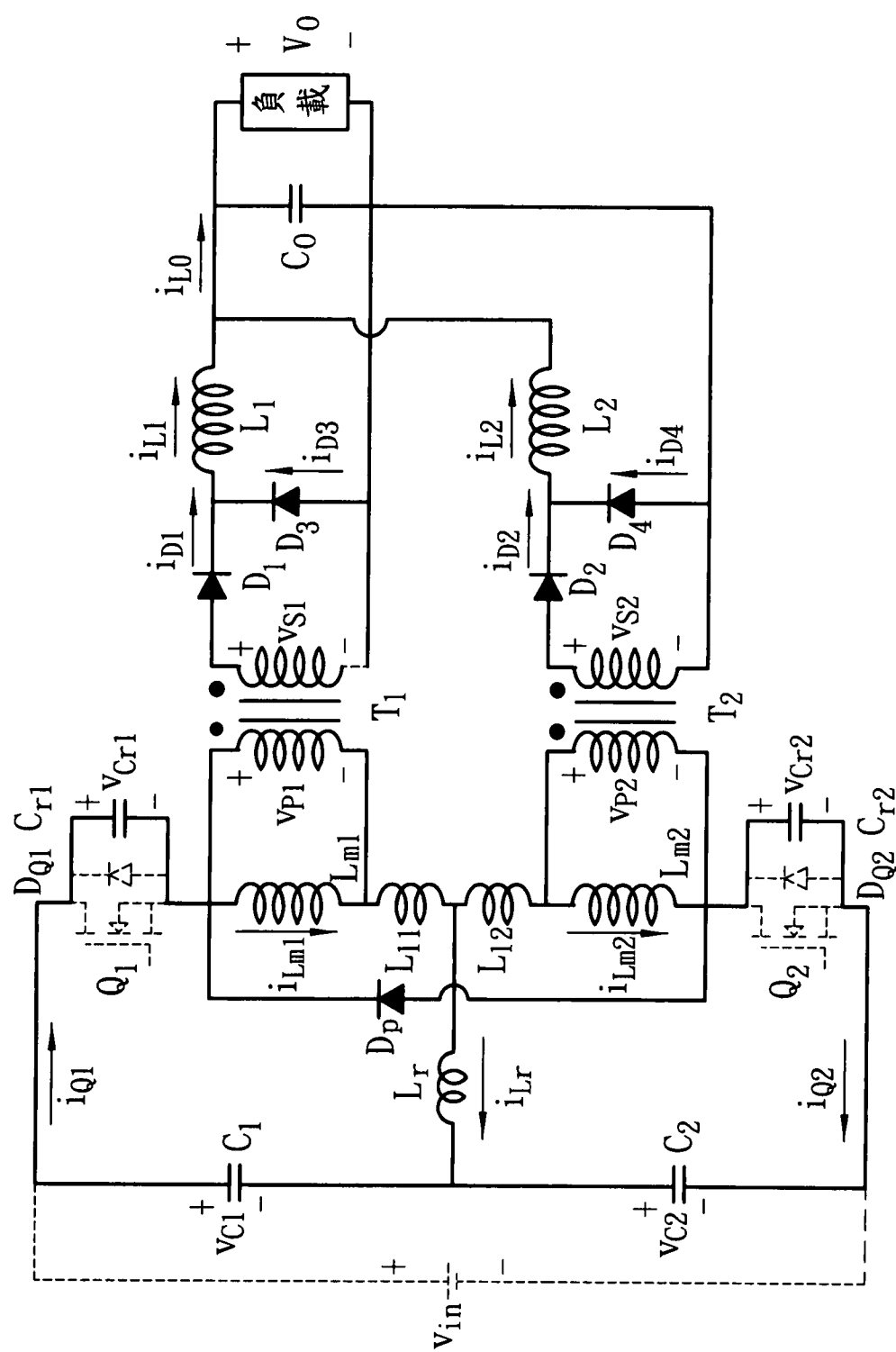
模式六($t_5 \sim t_6$)

圖3f



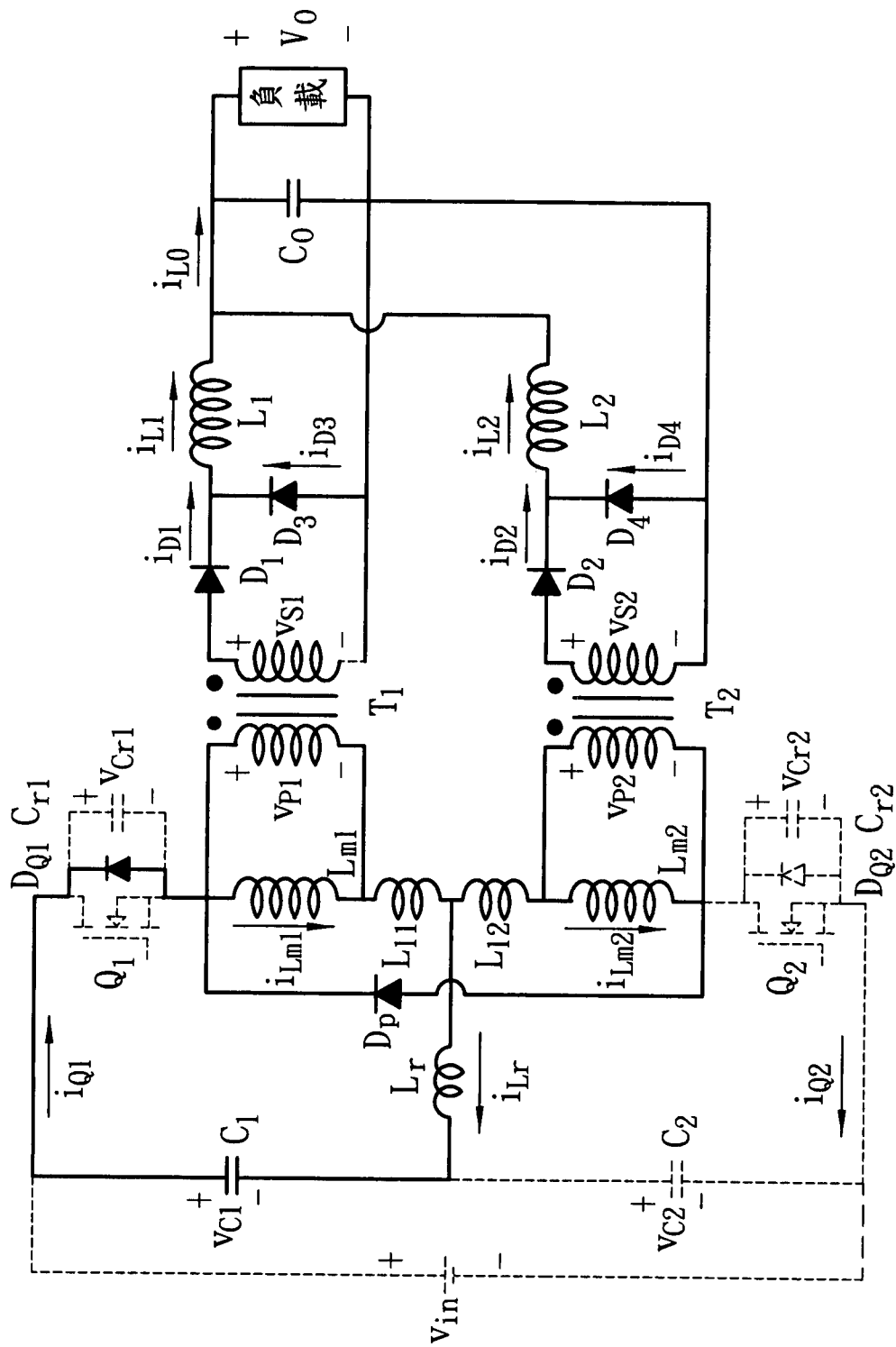
模式七($t_6 \sim t_7$)

圖 3g



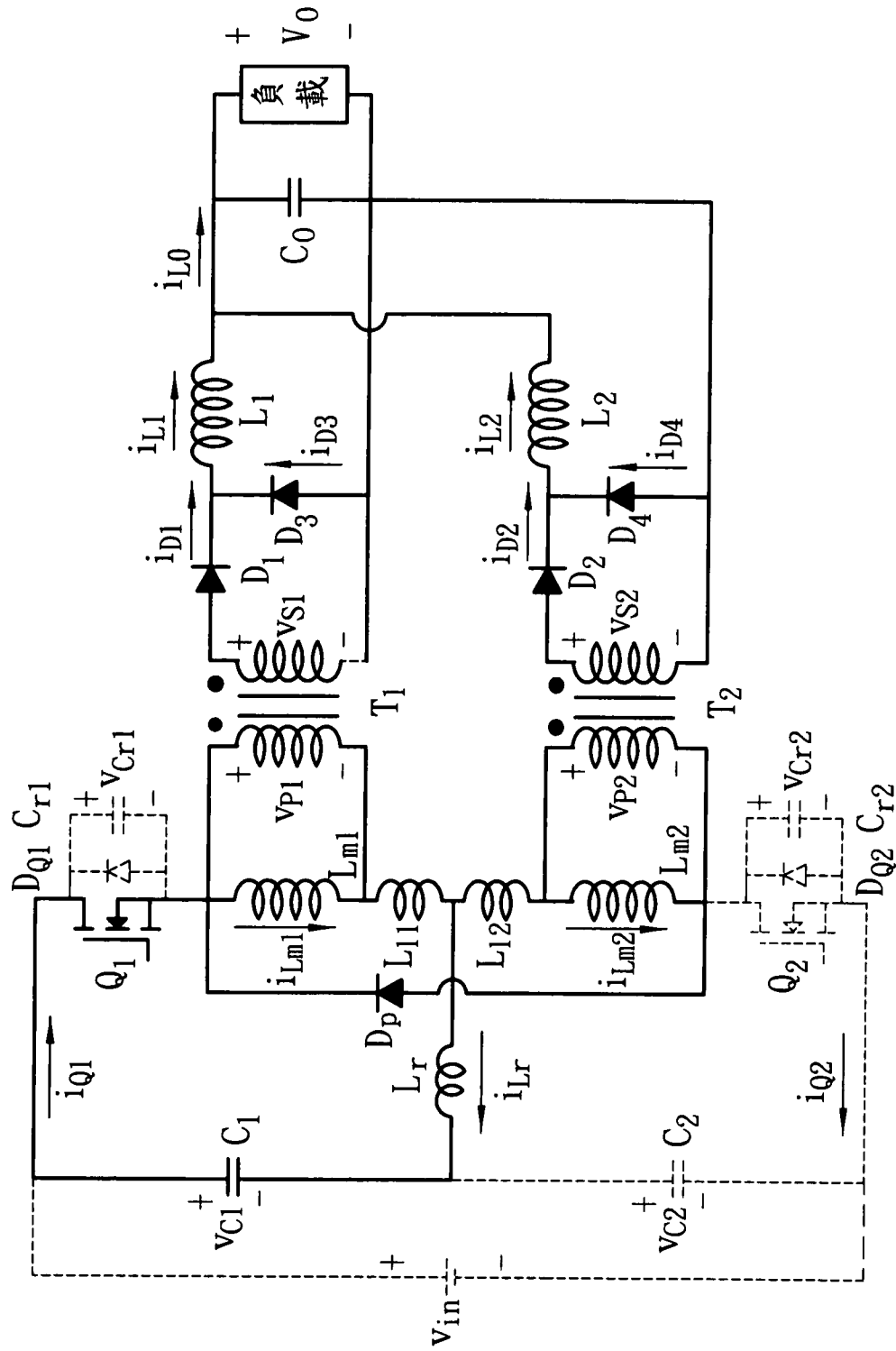
模式八($t_7 \sim t_8$)

圖3h



模式九($t_8 \sim t_9$)

31



模式+($t_9 \sim t_{10}$)

圖3j

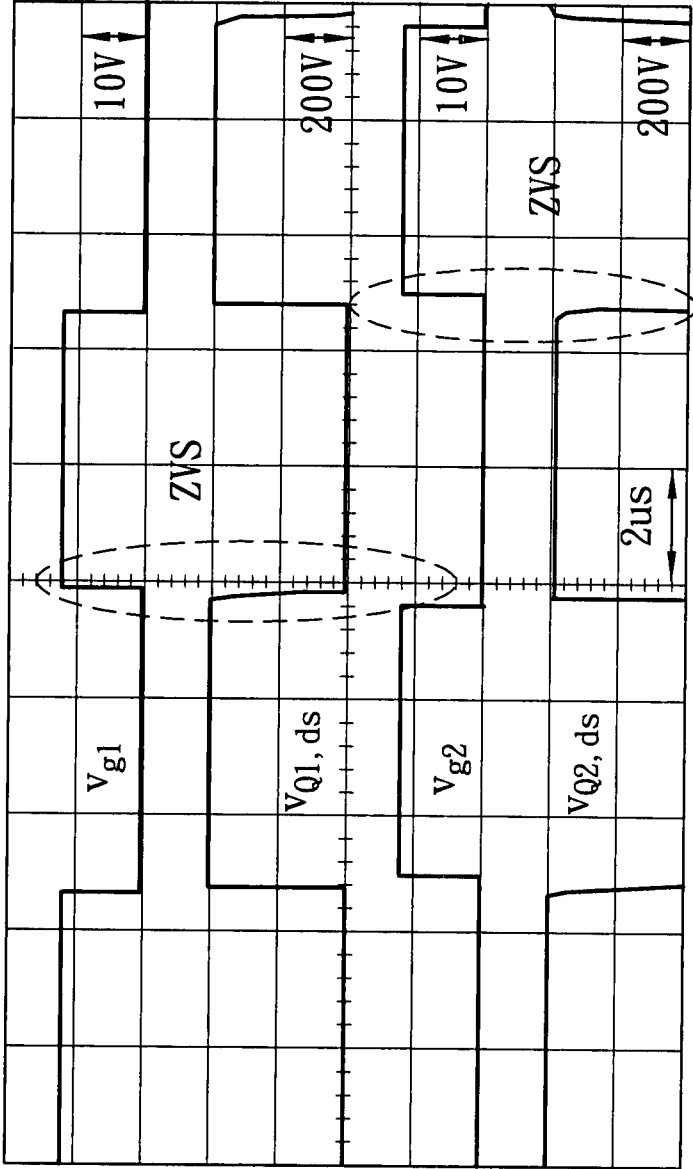


圖 4

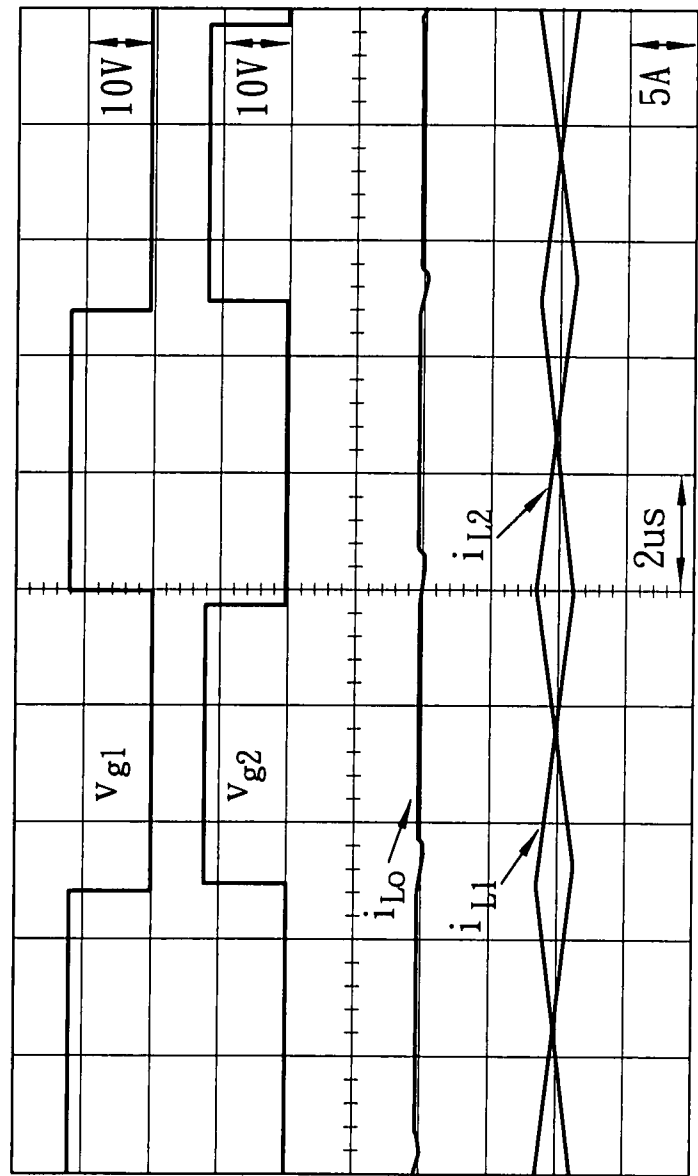


圖5

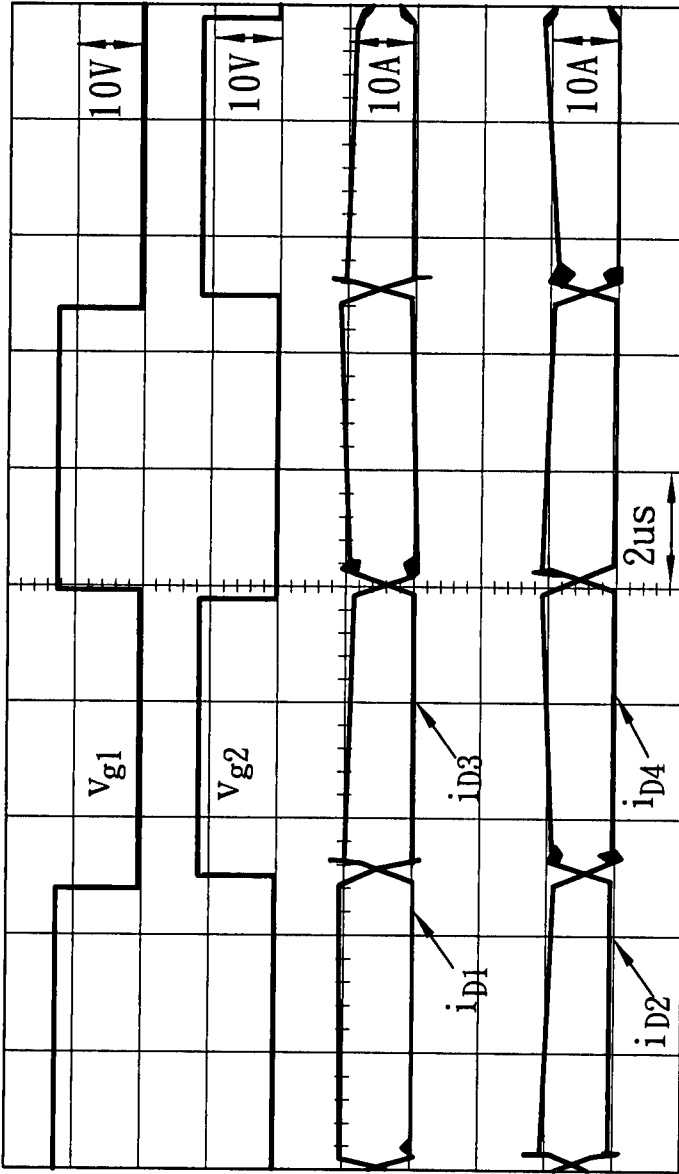


圖6