



(21)申請案號：098120079

(22)申請日：中華民國 98 (2009) 年 06 月 16 日

(51)Int. Cl. : H02M7/48 (2007.01)

H02J7/34 (2006.01)

(71)申請人：弘光科技大學(中華民國) HUNGKUANG UNIVERSITY (TW)

臺中市沙鹿區中棲路 34 號

(72)發明人：段柔勇(TW)；張朝宗(TW)

(74)代理人：高玉駿；楊祺雄

(56)參考文獻：

TW 536063

TW 200723653A

TW 200740093A

US 4626983

US 6518944B1

US 6593521B2

審查人員：陳丙寅

申請專利範圍項數：5 項 圖式數：18 共 0 頁

(54)名稱

太陽能電池之直交流電源轉換裝置

(57)摘要

一種太陽能電池之直交流電源轉換裝置，適用於與一太陽能電池的一直流輸入端電連接，並用於產生一交流輸出電壓，該裝置包含：一箝制單元、一雙繞組升壓變壓器及一反流單元。該箝制單元包括一第一低壓功率開關、一第二低壓功率開關及一低壓電容。該變壓器包括一輸入繞組、一輸出繞組，及一與該輸入繞組並聯的激磁電感。在該交流輸出電壓位於正半週期間時觸發該第一低壓功率開關，使電流自該直流輸入端流出，經過該輸入繞組與該第一低壓功率開關對該激磁電感儲能，使流過該激磁電感之電流上升，並利用該變壓器感應電壓至該輸出繞組。

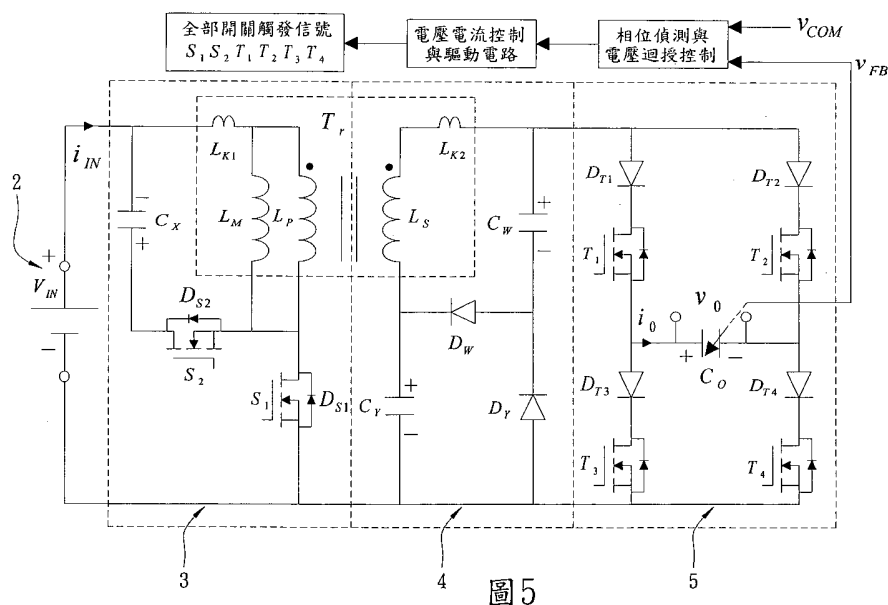


圖5

2 . . . 直流輸入端

3 . . . 箝制單元

4 . . . 升降壓單元

5 . . . 反流單元

 T_r . . . 升壓變壓器 L_P . . . 輸入繞組 L_S . . . 輸出繞組 L_M . . . 激磁電感 L_{k1} . . . 輸入漏電感 L_{k2} . . . 輸出漏電感 S_1 . . . 第一低壓開關 S_2 . . . 第二低壓開關

- C_X . . . 低壓電容
- D_{S1} . . . 基體二極體
- D_{S2} . . . 基體二極體
- C_Y . . . 第一高壓電容
- C_W . . . 第二高壓電容
- D_Y . . . 第一高壓二極體
- D_W . . . 第二高壓二極體
- T₁ . . . 第一全橋開關
- T₂ . . . 第二全橋開關
- T₃ . . . 第三全橋開關
- T₄ . . . 第四全橋開關
- D_{T1} . . . 第一全橋二極體
- D_{T2} . . . 第二全橋二極體
- D_{T3} . . . 第三全橋二極體
- D_{T4} . . . 第四全橋二極體
- C_O . . . 輸出電容

六、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明是有關於一種直交流電源轉換裝置，特別是指一種太陽能電池之直交流電源轉換裝置。

【先前技術】

如圖 1 所示，習知一混合供電型太陽能能源轉換系統 1 包含一太陽能電池陣列 11、一電力調節器 12(Power Conditioner)、一蓄電池 13 及一負載 14。該電力調節器 12 主要是由一充/放電控制器 121、一直流/直流換流器 122(Converter)及一直流/交流反流器 123(Inverter)所組成。

太陽能電池是由許多 P-N 接面的半導體所組成，可將光能轉換為電能輸出，因此可以假設太陽能電池經陽光照射後如同電流源一般而供應負載使用。

如圖 2 所示為一太陽能電池之等效電路圖，圖中 I_{ph} 表示太陽能電池經光照射後產生之光電流， D_j 表示一個 P-N 接面二極體， R_s 與 R_{sh} 分別代表太陽能電池內部的等效串聯電阻及等效並聯電阻， V 與 I 則為太陽能電池的輸出電壓及輸出電流。透過等效電路並結合 P-N 接面半導體的特性，可將太陽能電池等效數學模型表示如方程式(1)所示

$$I = I_{ph} - I_{sat} [e^{q(V+IR_s)/AkT} - 1] - (V + IR_s)/R_{sh} \quad (1)$$

其中 I_{sat} 為太陽能電池逆向飽和電流； q 為一個電子所含電荷量 (1.6×10^{-19} 庫侖)； A 為太陽能電池理想因數 ($A=1 \sim 5$)； k 為波茲曼常數 ($1.38 \times 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$)； T 為太陽能電池溫度(絕對溫度 $^\circ\text{K}$)。由方程式(1)可以得知太陽能電池的一些基本特性，如

太陽能電池在沒有照光的情況下，光電流為 0 安培，此時太陽能電池如同普通的二極體，而在太陽能電池短路時電壓為 0 伏特，短路電流將等於光電流。

如圖 3 所示，習知一用於上述能源轉換系統之傳統昇壓式轉換器電路是藉由調整一功率半導體開關 Q 之責任週期 (Duty Cycle)，以提高輸入電壓 V_i 之位準。該昇壓式轉換器之功率半導體開關 Q 於截止時，兩端跨壓 v_{DS} 同為輸出側電壓值 V_L ，因此必須選擇耐壓大於或等於輸出側電壓 V_L 之功率半導體開關 Q ，倘若採用 MOSFET 元件，其特性含有較大導通阻抗 $R_{DS,ON}$ ，自然衍生較高之導通損失。此外，該昇壓式轉換器中輸出端的二極體 D_o 存在逆向恢復 (Reverse-Recovery) 之問題，當該功率半導體開關 Q 導通瞬間，輸出端的二極體 D_o 必須幾乎以突波電流建立逆偏電壓，此電流流經該功率半導體開關 Q 時會引起嚴重之切換損失，以致於其轉換效率不彰。

另外，如圖 4 所示，另外一種高昇壓比例之耦合電感型昇壓電路，已經利用漏感成分 L_p 、 L_s 抑制二極體 D_o 逆向恢復電流之問題，而且昇壓比例超過匝數比。然而漏感所形成之突波電壓將橫跨在該功率半導體開關 Q 兩端，必須增加高耗能之緩震電路 (Snubber Circuit)，以避免該功率半導體開關 Q 燒毀。然而，後續所開發之新型耦合電感架構 (圖未示)，已經抑制開關突波電壓問題，充分利用高低壓側元件容量達成高效率轉換目的，然而沒有高低壓隔離是其中一項缺點，使用之場合將有所受限。

【發明內容】

因此，本發明之目的，即在提供一種可以達成高轉換效率，且可省略用於隔離高低壓側之緩震電路的太陽能電池之直交流電源轉換裝置。

於是，本發明太陽能電池之直交流電源轉換裝置，適用於與一太陽能電池的一直流輸入端電連接，並用於產生一交流輸出電壓，該電源轉換裝置包含：一箝制單元、一雙繞組升壓變壓器及一反流單元。

該箝制單元包括一第一低壓功率開關、一第二低壓功率開關及一低壓電容。該等低壓功率開關與該低壓電容相互串聯後再與該直流輸入端並聯。

該雙繞組升壓變壓器包括一與相互串聯之低壓電容及該第二低壓功率開關並聯的輸入繞組、一輸出繞組，及一與該輸入繞組並聯的激磁電感。在該交流輸出電壓位於正半週期間時觸發該第一低壓功率開關，使電流自該直流輸入端流出，經過該輸入繞組與該第一低壓功率開關對該激磁電感儲能，使流過該激磁電感之電流上升，並利用該變壓器感應電壓至該輸出繞組。

該反流單元是用於將自該輸出繞組輸出之電壓轉換為該交流輸出電壓。

本發明之功效在於：本發明之低壓側大電流部分採用低壓低導通損失之元件，高壓側則抑制在低電流且無電壓應力，所有開關均具有柔性切換特性，從理論分析、模擬結果及實作佐證，均可達成高轉換效率兼具低成本之優點

，而且本發明之最高轉換效率可大於 92%。

【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 5 所示，本發明太陽能電池之直交流電源轉換裝置之較佳實施例是適用於與一太陽能電池的一直流輸入端 2 電連接，並用於產生一交流輸出電壓 v_o ，該電源轉換裝置包含一箝制單元 3、一雙繞組升壓變壓器 T 、一升降壓單元 4 及一反流單元 5。該直流輸入端 2 兩端之跨壓為 V_{IN} 。

該箝制單元 3 包括一第一低壓功率開關 S_1 、一第二低壓功率開關 S_2 及一低壓電容 C_X 。該等低壓功率開關 S_1 、 S_2 與該低壓電容 C_X 相互串聯後再與該直流輸入端 2 並聯。

該雙繞組升壓變壓器 T 包括一與相互串聯之低壓電容 C_X 及該第二低壓功率開關 S_2 並聯的輸入繞組 L_p 、一輸出繞組 L_s 、一與該輸入繞組 L_p 並聯的激磁電感 L_M 、一輸入漏電感 L_{k1} 及一輸出漏電感 L_{k2} 。在該交流輸出電壓 v_o 位於正半週期間時觸發該第一低壓功率開關 S_1 ，使電流自該直流輸入端 2 流出，經過該輸入繞組 L_p 與該第一低壓功率開關 S_1 對該激磁電感 L_M 儲能，使流過該激磁電感 L_M 之電流上升，並利用該變壓器 T 感應電壓至該輸出繞組 L_s 。

該升降壓單元 4 包括一第一高壓電容 C_Y 、一第二高壓電容 C_W 、一第一高壓二極體 D_Y 及一第二高壓二極體 D_W 。該第一高壓電容 C_Y 與該輸出繞組 L_s 串聯，該第二高壓電容 C_W 先

與該第一高壓二極體 D_Y 串聯後，再與相互串聯之該輸出繞組 L_S 及該第一高壓電容 C_Y 並聯。該第二高壓二極體 D_W 之正極電連接於該第二高壓電容 C_W 與該第一高壓二極體 D_Y 之間，該第二高壓二極體 D_W 之負極電連接於該輸出繞組 L_S 與該第一高壓電容 C_Y 之間。該輸出繞組 L_S 之跨壓會透過該第二高壓二極體 D_W 之路徑對該第一高壓電容 C_Y 充電，藉此箝制該第一高壓二極體 D_Y 之電壓。

當該第一低壓功率開關 S_1 截止時，流過該輸入繞組 L_P 之電流會通過該第二低壓功率開關 S_2 的一基體二極體 D_{S2} 並對該低壓電容 C_X 充電，並利用該變壓器 T_r 將能量釋放至該輸出繞組 L_S ，並與相互串聯的第二高壓電容 C_W 透過該第二高壓二極體 D_W 之路徑對該第一高壓電容 C_Y 儲能，藉此累積下一週期所需之能量。在該第二低壓功率開關 S_2 的基體二極體 D_{S2} 導通時觸發該第二低壓功率開關 S_2 ，形成同步整流技術，並可箝制該第一低壓功率開關 S_1 之跨壓。當該低壓電容 C_X 開始轉向放電時會形成零電壓切換 (Zero Voltage Switching, ZVS) 特性，此時該低壓電容 C_X 與該激磁電感 L_M 同時透過該輸入繞組 L_P 將能量傳至該輸出繞組 L_S 。當第二低壓功率開關 S_2 截止時，流過該低壓電容 C_X 之電流降為零，但因受到該輸入漏電感 L_{k1} 影響，該輸入繞組 L_P 透過該第一低壓功率開關 S_1 的一基體二極體 D_{S1} 之路徑續流，此時立即觸發該第一低壓功率開關 S_1 ，再次形成零電壓切換特性。

該反流單元 5 是用於將自該輸出繞組 L_S 輸出之電壓轉換為該交流輸出電壓，並包括相互串聯的一第一全橋功率開

關 T_1 與一第三全橋功率開關 T_3 、相互串聯的一第二全橋功率開關 T_2 與一第四全橋功率開關 T_4 、分別與該等全橋功率開關 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 串聯的第一、第二、第三、第四全橋二極體 D_{T1} 、 D_{T2} 、 D_{T3} 、 D_{T4} ，及一用於產生該交流輸出電壓 v_o 的輸出電容 C_o 。該輸出電容 C_o 之正極電連接於該第一全橋功率開關 T_1 與該第三全橋功率開關 T_3 之間，該輸出電容 C_o 之負極電連接於該第二全橋功率開關 T_2 與該第四全橋功率開關 T_4 之間。在該交流輸出電壓 v_o 位於正半週期間裡該第一全橋功率開關 T_1 與該第四全橋功率開關 T_4 持續導通，該輸出繞組 L_s 之跨壓與該第一高壓電容 C_v 之跨壓串聯，經該第一全橋功率開關 T_1 與該第四全橋功率開關 T_4 之導通路徑對該輸出電容 C_o 充電，以累積該交流輸出電壓 v_o 。該等全橋二極體 D_{T1} 、 D_{T2} 、 D_{T3} 、 D_{T4} 是用於防止該交流輸出電壓 v_o 於該等全橋功率開關 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 之間形成的短路電流。在該交流輸出電壓 v_o 位於負半週期間時，則改由該第二全橋功率開關 T_2 與該第三全橋功率開關 T_3 持續導通。

如圖 6 所示為本發明之電路工作時序圖，共有七種工作模式，其中從模式一至模式七所經歷的時間剛好為觸發該第一低壓功率開關 S_1 的一觸發電壓 v_{gs1} 的一個週期，該觸發電壓 v_{gs1} 是用於對該第一低壓功率開關 S_1 做 100kHz 之高頻切換。

如圖 7 所示為本發明之等效電路圖，所有元件之代號以及所對應的電壓極性與電流方向之定義均揭示於此。各開關及二極體之導通壓降皆不予考慮。為簡化該等全橋功

率開關 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 之模式推導，令該輸出交流電壓 v_o 波形為 $V_m \sin \omega t$ ，該輸出交流電壓 v_o 在上述模式推導期間為可變輸出之直流電壓，全橋端由該第一全橋功率開關 T_1 與該第四全橋功率開關 T_4 導通(該等全橋功率開關 T_2 及 T_3 為截止)負責導引正半週之路徑。反之，欲使該輸出交流電壓 v_o 為負半週時，僅需將該第二全橋功率開關 T_2 與該第三全橋功率開關 T_3 觸發導通(該等全橋功率開關 T_1 與 T_4 為截止)即可。將該變壓器 T_r 之匝數比定義為 $N=N_2/N_1$ ，而漏電感為 L_{k1} 與 L_{k2} ，其中 L_1 為輸入繞組電感值，則耦合係數 k 定義為

$$k = L_m / (L_{k1} + L_m) = L_m / L_1 \quad (2)$$

在本實施例中，該變壓器 T_r 可以接受高漏感成分，不侷限於使用高耦合係數之三明治疊繞方式，只須運用習用兩繞組分開繞法即可完成。此方式除易於繞製外，且體積小於習用返馳式架構，因為該輸入繞組 L_p 包含激磁電流與感應電流，鐵心體積與繞組匝數皆可降低，同時漏感也能昇壓，因此可以設計較高之漏感，以限制該等低壓功率開關 S_1 、 S_2 導通期間之感應電流爬升率。在大功率應用時，使該等低壓功率開關 S_1 、 S_2 在導通時不會產生極大的湧泉電流(Inrush Current)，繞製時加大氣隙亦可增加能量儲存密度，不侷限於高耦合係數之製造標準。

為詳細分析各個工作模式之原理，以及昇降壓操作模式之功能，模式一至模式七之分析是在該輸出交流電壓 v_o 為交流弦波正半週波形，且該第一全橋功率開關 T_1 與該第四全橋功率開關 T_4 恆導通之狀態。該等二極體 D_w 、 D_r 、 D_{T1} 、 D_{T2}

、 D_{T3} 、 D_{T4} 與該等開關 S_1 、 S_2 、 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 之導通電壓均忽略。

如圖 6、8 所示，電路之模式一開始於該第一低壓功率開關 S_1 導通一段時間後且該第二低壓功率開關 S_2 截止，此時該變壓器 T_1 極性點電壓為正，該輸入繞組 L_p 之電流從該直流輸入端 2 之跨壓 V_{IN} 流出，經由該輸入繞組 L_p 、該激磁電感 L_M 與該第一低壓功率開關 S_1 之路徑，對該激磁電感 L_M 激磁，流過該激磁電感 L_M 之電流開始線性增加，同時依照匝數比感應電壓至該輸出繞組 L_s ，該輸出繞組 L_s 之跨壓 v_{LS} 可表示為

$$v_{LS} = N(V_{IN} - v_{k1}) \quad (3)$$

其中 v_{k1} 為該輸入漏電感 L_{k1} 兩端之跨壓，此時該輸出繞組 L_s 提供兩分路電流路徑，其一為該輸出繞組 L_s 串聯電容 C_y ，流入全橋電路之該第一、第四全橋二極體 D_{T1} 、 D_{T4} 與該第一、第四全橋功率開關 T_1 、 T_4 之路徑，對輸出電容 C_o 充電。其次，該輸出繞組 L_s 之電壓可透過該第二高壓二極體 D_w 之導通路徑，對該第二高壓電容 C_w 充電，同時亦可箝制該第一高壓二極體 D_y 之電壓，該第二高壓電容 C_w 之電壓 v_{CW} 可表示為

$$v_{CW} = v_{LS} - v_{k2} = NV_{IN} - 2Nv_{k1} \quad (4)$$

上式 v_{k2} 為該輸出漏電感 L_{k2} 之跨壓，該交流輸出電壓 v_o 則可分表示為

$$v_o = v_{cy} + v_{LS} \quad (5)$$

此時流經該輸入繞組 L_p 之電流貫穿該第一低壓功率開關 S_1 ，其電流成分包含激磁電流及感應電流，前者斜率為正

，後者斜率為負，設定該變壓器 T_r 之激磁電感 L_M 與耦合係數 k 兩參數，可使流經該第一低壓功率開關 S_1 之電流接近方波，有助於大幅減少該第一低壓功率開關 S_1 之導通損失及切換損失。

如圖 6、9 所示，模式二開始於該第一低壓功率開關 S_1 截止瞬間，該輸入繞組 L_p 之電流受限於該輸入漏電感 L_{k1} 之能量續流影響，此續流能量與該輸入電壓 V_{IN} 串聯，持續對該變壓器 T_r 之激磁電感 L_M 儲能，及透過該輸入繞組 L_p 感應至該輸出繞組 L_s 。因此該變壓器 T_r 之極性點處仍為正電壓，故該輸出繞組 L_s 則維持前一模式運作，該輸入繞組 L_p 之電流則維持同樣路徑對該第一低壓功率開關 S_1 兩端之寄生電容充電，使該第一低壓功率開關 S_1 之跨壓 v_{S1} 開始上升，並迫使該第二低壓功率開關 S_2 之寄生電容放電。由於磁能並未立即全部轉移至該輸出繞組 L_s ，因此該輸入漏電感 L_{k1} 於本模式中並未造成突波電壓，該等低壓功率開關 S_1 、 S_2 之跨壓 v_{S1} 、 v_{S2} 低於習用耦合電感架構，因此該第二低壓功率開關 S_2 之跨壓 v_{S2} 亦同步下降。由此得知該等低壓功率開關 S_1 、 S_2 之跨壓 v_{S1} 、 v_{S2} 具相互箝制之效果，該等低壓功率開關 S_1 、 S_2 跨壓之關係式可表示為

$$v_{S1} + v_{S2} = V_{IN} + v_{CX} \quad (6)$$

本模式止於該第二低壓功率開關 S_2 之寄生電容放電至零伏特時。

如圖 6、10 所示為本發明電路之模式三，當該第二低壓功率開關 S_2 之寄生電容放電至零伏特時，該第二低

壓功率開關 S_2 之基體二極體 D_{S2} 導通，流經該第二低壓功率開關 S_2 之電流全部導入該低壓電容 C_x ，該第一低壓功率開關 S_1 之跨壓 v_{S1} 停止上升並箝制於此。定義該第一低壓功率開關 S_1 之導通責任週期為 d ，並依據伏-秒 (voltage-second) 定理計算，該低壓電容 C_x 之電壓 v_{cx} 為

$$v_{cx} = V_{IN}d / (1-d) \quad (7)$$

並依據式 (6) 及 (7) 得知該第一低壓功率開關 S_1 之最高跨壓 v_{S1} 為

$$v_{S1} = V_{IN} + v_{cx} = V_{IN} / (1-d) \quad (8)$$

由於該輸入電壓 V_{IN} 屬於低電位，具有高電流特性，當該第二低壓功率開關 S_2 之基體二極體 D_{S2} 導通時，會有高額的二極體壓降造成損失。此時對該第二低壓功率開關 S_2 施以觸發導通訊號形成同步整流，可大幅改善導通壓降與導通損失之問題。

受到流經該激磁電感 L_M 之激磁電流續流的影響，該輸入繞組 L_p 之電壓極性開始反向，在非極性點處轉為正電壓，感應至該輸出繞組 L_s 亦為相同情形。此時該輸出繞組 L_s 之跨壓 v_{LS} 可表示為

$$v_{LS} = NV_{IN}d / (1-d) \quad (9)$$

同時流經該輸出繞組 L_s 之電流開始反向，對該第二高壓二極體 D_w 之寄生電容充電，並且迫使該第一高壓二極體 D_y 之寄生電容放電，因此可以得到該等高壓二極體 D_y 、 D_w 之電壓關係式

$$v_{Dw} + v_{Dy} = v_{cy} \quad (10)$$

依據上式可得知，該等高壓二極體 D_Y 、 D_W 之電壓相互箝制，該等高壓二極體 D_Y 、 D_W 之最高跨壓等於該第一高壓電容之跨壓 v_{CY} 。同時受到該變壓器 T_r 電壓極性反向之影響，流經該輸出繞組 L_S 之電流的其中一部分穿越該輸出電容 C_O ，經由該第四、第一全橋功率開關開關 T_4 、 T_1 之基體二極體 D_{T4} 、 D_{T1} 此串聯路徑，開始對該第一、第四全橋二極體 D_{T1} 、 D_{T4} 之寄生電容以小量電流充電，該第一、第四全橋二極體 D_{T1} 、 D_{T4} 開始由導通轉為截止。由於流經該輸出繞組 L_S 之電流值在此模式期間，受限於該輸出漏電感 L_{k2} 之影響，使得高壓側所有二極體 D_Y 、 D_W 、 D_{T1} 、 D_{T2} 、 D_{T3} 、 D_{T4} 之逆向恢復電流非常低。當高壓側所有二極體 D_Y 、 D_W 、 D_{T1} 、 D_{T2} 、 D_{T3} 、 D_{T4} 均為截止時，本模式結束。

如圖 6、11 所示，模式四開始前該低壓電容 C_X 已經充電一段時間，流經該激磁電感 L_M 之激磁電流能量亦下降一個階段，此時該低壓電容 C_X 釋能並與激磁電流之能量以感應電流方式反向一同流入該輸入繞組 L_p ，然後傳遞到高壓側，因此該變壓器 T_r 具有雙向磁路特性，此模式之電流可彌補耦合電感架構於責任週期太小時形成激磁不連續的問題。由於該低壓電容 C_X 電流反向流經該第二低壓功率開關 S_2 時，該第二低壓功率開關 S_2 早已觸發且為零電壓，自然形成零電壓切換之效能。此模式期間，該輸出繞組 L_S 之跨壓 v_{LS} 與該第二高壓電容 C_W 之跨壓 v_{CW} 串聯並對該第一高壓電容 C_Y 充電，結合方程式(3)與式(6)，得知該第一高壓電容 C_Y 之跨壓 v_{CY}

可表示為

$$v_{cy} = v_{LS} + v_{cw} = NV_{IN} / (1-d) - 2Nv_{k1} \quad (11)$$

依據式(4)之 v_{cw} 關係式可求得該第一、第四全橋二極體 D_{T1} 、 D_{T4} 之跨壓 v_{D1} 、 v_{D4} ，分別表示如下

$$v_{D1} + v_{D4} = v_O - v_{cw} - NV_{IN} \quad (12)$$

本模式止於該第二低壓功率開關 S_2 之觸發信號 v_{gs2} 截止時。

如圖 6、12 所示，模式五始於該第二低壓功率開關 S_2 觸發信號 v_{gs2} 截止時，由於該輸入漏電感 L_{k1} 受到該低壓電容 C_x 電流續流影響，流經該輸入繞組 L_p 之電流開始儲存與釋放該等低壓功率開關 S_1 、 S_2 之寄生電容電壓，該等低壓功率開關 S_1 、 S_2 之跨壓關係如方程式(6)所示。當該第一低壓功率開關 S_1 之寄生電容放電至零伏特時，該第一低壓功率開關 S_1 之基體二極體 D_{S1} 導通以承接全部電流，於是該第二低壓功率開關 S_2 之跨壓 v_{S2} 停止上升並箝制於此，因此可以得知該第二低壓功率開關 S_2 的耐壓規格與該第一低壓功率開關 S_1 相同。

如圖 6、13 所示，模式六始於該第一低壓功率開關 S_1 再次觸發導通，此時該輸入漏電感 L_{k1} 承受全部電壓，可有效抑制感應電流之爬升率，故不會造成湧泉電流之現象發生。兩側繞組電壓極性仍保持前一模式狀態，在非極性點處仍為正電壓。因受限於該輸入漏電感 L_{k1} 之影響，流經該輸入繞組 L_p 之電流無法立即由負向轉正向，因此該輸出繞組 L_s 仍維持前一模式運作，激磁

能量仍然持續下降並透過該變壓器 T_r 釋放至該輸出繞組 L_s 。因該第一低壓功率開關 S_1 之基體二極體 D_{S1} 仍有電流通過，形成該第一低壓功率開關 S_1 導通時零電壓切換之柔性切換特性。

如圖 6、14 所示，當該輸入漏電感 L_k 影響因素較小，且流經該輸入繞組 L_p 之電流振幅等於流經該激磁電感 L_M 之激磁電流時，該輸入繞組 L_p 重新接受該輸入電壓 V_{in} 的能量。此時該變壓器在極性點處由負轉為正電壓，流經該激磁電感 L_M 之激磁電流開始線性上升，同時該激磁電感 L_M 之跨壓亦透過該輸入繞組 L_p 感應電壓至該輸出繞組 L_s ，流經該輸出繞組 L_s 之電流再次反向爬升，其電流路徑分別恰可釋放該第二高壓二極體 D_w ，及該第一、第四全橋二極體 D_{T1} 、 D_{T4} ，同時對該第一高壓二極體 D_y 之寄生電容充電並使其截止。而當該第二高壓二極體 D_w ，及該第一、第四全橋二極體 D_{T1} 、 D_{T4} 導通時，流經該輸出繞組 L_s 之電流再次分別對該第二高壓電容 C_w 及該輸出電容 C_o 充電，其充電路徑與模式一相同。當流經該激磁電感 L_M 之激磁電流逐漸升高、流經該輸出繞組 L_s 之感應電流由高點逐漸下降時，會再次回到模式一之狀態，進入下一個週期，以逐漸累積該交流輸出電壓 v_o 之弦波電壓。

綜合上述並利用式 (4) 及 (11) 計算，可以獲得該輸出電容 C_o 之充電關係式，該交流輸出電壓 v_o 關係式可表示為

$$v_o = v_{cw} + v_{cr} = NV_{in} \frac{(2-d)}{(1-d)} - 4Nv_{k1} \quad (13)$$

在此定義本電路架構之電壓增益為 G_v ，其關係式可表示為

$$G_v = \frac{|v_o|}{V_{in}} = N \frac{(2-d)}{(1-d)} - \frac{4Nv_{k1}}{V_{in}} \quad (14)$$

上式第一項無論導通責任週期 d 為何值 ($0 \leq d < 1$)，電壓增益 G_v 仍有 $2N$ 倍以上之電壓。至於第二項 $4Nv_{k1}/V_{in}$ 之符號為負，代表漏感成分會影響電壓增益。在低導通責任週期時，該輸入漏電感 L_{k1} 須承受大部分跨壓，僅剩少許電壓分配至該激磁電感 L_m 與該輸入繞組 L_p 部份，因此該輸出繞組 L_s 無法汲取較高能量，同時該輸入繞組 L_p 之電流皆為不連續狀態。由於該交流輸出電壓 v_o 為正弦電壓，故本架構之電壓轉換包含昇壓及降壓此兩種功能，在此必須進一步分析漏感影響，以完成線性調壓功能。

如圖 15 所示為降壓條件下電感電流不連續之分析，其中 i_{Lp} 為流經該輸入繞組 L_p 之電流，其峰值為 i_p ， d 為該第一低壓功率開關 S_1 之導通責任週期。因太陽能電池所提供之電流僅在該第一低壓功率開關 S_1 導通階段，故將其週期平均電流令為 i_{avg} ， V_o 及 I_o 分別表示交流輸出波形於分析波形區域之有效電壓及電流值， R 則表示負載電阻值。依據功率平衡得知，輸入功率 P_{in} 乘以轉換效率 η 等於輸出功率 P_o ，為簡化分析在此將轉換效率 η 定為 1，其關係式可表示為

$$P_{in} = P_o \quad (15)$$

$$V_{IN} \cdot i_{AVG} = V_o \cdot I_o = V_o^2 / R \quad (16)$$

因該第二低壓功率開關 S_2 為截止狀態，所以電流 i_{AVG} 會等於電流 i_{LP} ，將上述各電壓電流代入式(16)可改寫為

$$V_{IN} \cdot \frac{d \cdot i_p}{2} = \frac{V_o^2}{R} \quad (17)$$

電流 i_p 其關係式可表示為

$$i_p = \frac{2 \cdot V_o^2}{R \cdot V_{IN} \cdot d} \quad (18)$$

式(4)中該輸入漏電感之跨壓 v_{k1} 可表示為

$$v_{k1} = L_{k1} \frac{\Delta i_p}{dt} = \frac{2 \cdot L_1(1-k) \cdot V_o^2}{R \cdot V_{IN} \cdot d^2 \cdot T} \quad (19)$$

其中 T 為一個責任周期的時間，並且為切換頻率 f_s 的倒數， k 為該變壓器 T_r 之耦合係數，將式(19)代入式(14)，電壓增益 G_v 之關係式可改寫為

$$G_v = \frac{v_o}{V_{IN}} = N \frac{(2-d)}{(1-d)} - 8N \frac{L_1(1-k) \cdot V_o^2 \cdot f_s}{R \cdot V_{IN}^2 \cdot d^2} \quad (20)$$

整理後之方程式

$$\frac{8N \cdot L_1(1-k) \cdot f_s}{R \cdot d^2} \cdot G_v^2 + G_v - \frac{N(2-d)}{(1-d)} = 0 \quad (21)$$

令式(21)中

$$a = \frac{8N \cdot L_1(1-k) \cdot f_s}{R \cdot d^2} \quad (22)$$

$$b = 1 \quad (23)$$

$$c = -\frac{N(2-d)}{(1-d)} \quad (24)$$

因 b 為 1 且電壓增益 $G_v > 0$ ，故二次方程式僅有一解

$$G_v = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4 \cdot a \cdot c}}{2 \cdot a} \quad (25)$$

或

$$G_v = \left[\frac{R \cdot d^2}{16N(1-k)L_p \cdot f_s} \right] \cdot \left[-1 + \sqrt{1 + \frac{32N^2(2-d)(1-k)L_p \cdot f_s}{(1-d)(R \cdot d^2)}} \right] \quad (26)$$

以上所述模式一至模式七之理論分析，乃是高頻 100kHz 切換中一個完整的週期。

如圖 16 所示為全橋電路時序圖，如圖 17、18 所示則分別為全橋模式一與全橋模式二之電路工作模式圖。以下敘述則為全橋電路 60Hz 之操作模式，其中 v_{g1} 、 v_{g2} 、 v_{g3} 及 v_{g4} 分別為該等全橋功率開關 T_1 、 T_2 、 T_3 及 T_4 之觸發信號，該交流輸出電壓 v_o 之正半週期間為 A 臂之全橋功率開關 T_1 及 T_4 觸發導通，負半週期間為 B 臂之全橋功率開關 T_2 及 T_3 觸發導通， v_{COM} 為弦波命令電壓， v_{FB} 則為輸出端之回授電壓。當該交流輸出電壓 v_o 位於正半週期間由 A 臂持續觸發導通，對該輸出電容 C_o 充電以累積該交流輸出電壓 v_o ，其充電模式同上述高頻 100kHz 之分析，其電流流向如圖 17 之全橋模式一所示。

當該交流輸出電壓 v_o 接近零交越之區域時，在此期間因該輸出電容 C_o 之跨壓極小，其能量無法完全透過負載消耗至零伏特。若直接以低頻 60Hz 觸發 B 臂進入弦波負半週，勢必增加開關切換之應力造成較高

之切換損失，亦會造成該交流輸出電壓 v_o 波形失真，尤其無載時失真會更為嚴重。

因此 AB 兩臂之全橋開關除了大部份時間持續採 60Hz 之操作模式外，在弦波電壓即將進入下一半週之交越期間，需採用 AB 兩臂互補之模式以高頻切換，此高頻切換方式與電流流向如圖 18 之全橋模式二所示，主要透過該弦波命令電壓 v_{com} 準位與該回授電壓 v_{fb} 準位兩者間之比較，並搭配正反器控制時脈，以確保 AB 兩臂切換之頻率為固定。釋放該輸出電容 C_o 內之殘餘能量之控制方式為導通 B 臂之全橋功率開關 T_2 及 T_3 、串聯該第一高壓電容 C_v 之路徑，使該輸出繞組 L_s 兩端之反向感應電壓釋放電流至該低壓電容 C_x ，可確保該交流輸出電壓 v_o 於下一半週導通時，其電壓可由零電位開始建立。由於此區域電壓很低，且該等全橋功率開關 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 切換損失不高，僅有高壓小電流所造成之導通損失。

同理，欲產生之交流輸出電壓 v_o 為正弦波負半週輸出時，由 B 臂之全橋功率開關 T_2 及 T_3 持續觸發導通，對該輸出電容 C_o 反向充電以累積負半週輸出。當負半週接近零交越區域時，亦須透過全橋 A 臂之路徑將能量釋放至該低壓電容 C_x ，操作方式及原理如同正半週所述。

綜上所述，本發明之低壓側大電流部分採用低壓低導通損失之元件，高壓側則抑制在低電流且無電壓應力，所

有開關均具有柔性切換特性，從理論分析、模擬結果及實作佐證，均可達成高轉換效率兼具低成本之優點，而且本發明之最高轉換效率可大於 92%，故確實能達成本發明之目的。

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 是習知一混合供電型太陽能能源轉換系統的一系統方塊圖；

圖 2 是一太陽能電池的一等效電路圖；

圖 3 是習知一昇壓式轉換器電路的一電路圖；

圖 4 是習知一高昇壓比例之耦合電感型昇壓電路的一電路圖；

圖 5 是本發明太陽能電池之直交流電源轉換裝置之較佳實施例的一電路圖，說明該較佳實施例與一相位偵測與電壓迴授控制電路及一電壓電流控制與驅動電路的連結關係；

圖 6 是該較佳實施例的一電路工作時序圖，說明該電路共有七種工作模式；

圖 7 是該較佳實施例的一等效電路圖；

圖 8 是該較佳實施例的一等效電路圖，說明電路位於模式一期間內之工作狀態；

圖 9 是該較佳實施例的一等效電路圖，說明電路位於模式二期間內之工作狀態；

圖 10 是該較佳實施例的一等效電路圖，說明電路位於模式三期間內之工作狀態；

圖 11 是該較佳實施例的一等效電路圖，說明電路位於模式四期間內之工作狀態；

圖 12 是該較佳實施例的一等效電路圖，說明電路位於模式五期間內之工作狀態；

圖 13 是該較佳實施例的一等效電路圖，說明電路位於模式六期間內之工作狀態；

圖 14 是該較佳實施例的一等效電路圖，說明電路位於模式七期間內之工作狀態；

圖 15 是該較佳實施例位於降壓條件下一輸入繞組電流不連續之狀態圖；

圖 16 是該較佳實施例的一全橋電路時序圖；

圖 17 是該較佳實施例的一等效電路圖，說明電路位於全橋模式一期間內之工作狀態；及

圖 18 是該較佳實施例的一等效電路圖，說明電路位於全橋模式二期間內之工作狀態。

【主要元件符號說明】

2..... 直流輸入端
 3..... 箝制單元
 4..... 升降壓單元
 5..... 反流單元
 T_r 升壓變壓器
 L_p 輸入繞組
 L_s 輸出繞組
 L_M 激磁電感
 L_{k1} 輸入漏電感
 L_{k2} 輸出漏電感
 S_1 第一低壓開關
 S_2 第二低壓開關
 C_x 低壓電容
 D_{s1} 基體二極體

D_{s2} 基體二極體
 C_y 第一高壓電容
 C_w 第二高壓電容
 D_y 第一高壓二極體
 D_w 第二高壓二極體
 T_1 第一全橋開關
 T_2 第二全橋開關
 T_3 第三全橋開關
 T_4 第四全橋開關
 D_{T1} 第一全橋二極體
 D_{T2} 第二全橋二極體
 D_{T3} 第三全橋二極體
 D_{T4} 第四全橋二極體
 C_o 輸出電容

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：098120079

※申請日：98 6 16 ※IPC 分類：H02M 1/48
H02J 7/34

一、發明名稱：(中文/英文)

太陽能電池之直交流電源轉換裝置

二、中文發明摘要：

一種太陽能電池之直交流電源轉換裝置，適用於與一太陽能電池的一直流輸入端電連接，並用於產生一交流輸出電壓，該裝置包含：一箝制單元、一雙繞組升壓變壓器及一反流單元。該箝制單元包括一第一低壓功率開關、一第二低壓功率開關及一低壓電容。該變壓器包括一輸入繞組、一輸出繞組，及一與該輸入繞組並聯的激磁電感。在該交流輸出電壓位於正半週期間時觸發該第一低壓功率開關，使電流自該直流輸入端流出，經過該輸入繞組與該第一低壓功率開關對該激磁電感儲能，使流過該激磁電感之電流上升，並利用該變壓器感應電壓至該輸出繞組。

三、英文發明摘要：

七、申請專利範圍：

1. 一種太陽能電池之直交流電源轉換裝置，適用於與一太陽能電池的一直流輸入端電連接，並用於產生一交流輸出電壓，該電源轉換裝置包含：

一箝制單元，包括一第一低壓功率開關、一第二低壓功率開關及一低壓電容，該等低壓功率開關與該低壓電容相互串聯後再與該直流輸入端並聯；

一雙繞組升壓變壓器，包括一與相互串聯之低壓電容及該第二低壓功率開關並聯的輸入繞組、一輸出繞組，及一與該輸入繞組並聯的激磁電感，在該交流輸出電壓位於正半週期間時觸發該第一低壓功率開關，使電流自該直流輸入端流出，經過該輸入繞組與該第一低壓功率開關對該激磁電感儲能，使流過該激磁電感之電流上升，並利用該變壓器感應電壓至該輸出繞組；及

一反流單元，用於將自該輸出繞組輸出之電壓轉換為該交流輸出電壓。

2. 依據申請專利範圍第 1 項所述之太陽能電池之直交流電源轉換裝置，更包含一升降壓單元，該升降壓單元包括一第一高壓電容、一第二高壓電容、一第一高壓二極體及一第二高壓二極體，該第一高壓電容與該輸出繞組串聯，該第二高壓電容先與該第一高壓二極體串聯後，再與相互串聯之該輸出繞組及該第一高壓電容並聯，該第二高壓二極體之正極電連接於該第二高壓電容與該第一高壓二極體之間，該第二高壓二極體之負極電連接於該

輸出繞組與該第一高壓電容之間，該輸出繞組之跨壓會透過該第二高壓二極體之路徑對該第一高壓電容充電，藉此箝制該第一高壓二極體之電壓。

3. 依據申請專利範圍第 2 項所述之太陽能電池之直交流電源轉換裝置，其中，當該第一低壓功率開關截止時，流過該輸入繞組之電流會通過該第二低壓功率開關的一基體二極體並對該低壓電容充電，並利用該變壓器將能量釋放至該輸出繞組，並與相互串聯的第二高壓電容透過該第二高壓二極體之路徑對該第一高壓電容儲能，藉此累積下一週期所需之能量，在該第二低壓功率開關的基體二極體導通時觸發該第二低壓功率開關，形成同步整流技術，並可箝制該第一低壓功率開關之跨壓，當該低壓電容開始轉向放電時會形成零電壓切換特性，此時該低壓電容與該激磁電感同時透過該輸入繞組將能量傳至該輸出繞組，當第二低壓功率開關截止時，流過該低壓電容之電流降為零，但因受到該變壓器的一輸入漏電感影響，該輸入繞組透過該第一低壓功率開關的一基體二極體之路徑續流，此時立即觸發該第一低壓功率開關，再次形成零電壓切換特性。

4. 依據申請專利範圍第 2 項或第 3 項所述之太陽能電池之直交流電源轉換裝置，其中，該反流單元包括相互串聯的一第一全橋功率開關與一第三全橋功率開關、相互串聯的一第二全橋功率開關與一第四全橋功率開關、分別與該等全橋功率開關串聯的第一、第二、第三、第四全

橋二極體，及一用於產生該交流輸出電壓的輸出電容，該輸出電容之正極電連接於該第一全橋功率開關與該第三全橋功率開關之間，該輸出電容之負極電連接於該第二全橋功率開關與該第四全橋功率開關之間，在該交流輸出電壓位於正半週期間裡該第一全橋功率開關與該第四全橋功率開關持續導通，該輸出繞組之跨壓與該第一高壓電容之跨壓串聯，經該第一全橋功率開關與該第四全橋功率開關之導通路徑對該輸出電容充電，以累積該交流輸出電壓，該等全橋二極體是用於防止該交流輸出電壓於該等全橋功率開關之間形成的短路電流。

5. 依據申請專利範圍第 4 項所述之太陽能電池之直交流電源轉換裝置，其中，在該交流輸出電壓位於負半週期間時，則改由該第二全橋功率開關與該第三全橋功率開關持續導通。

八、圖式

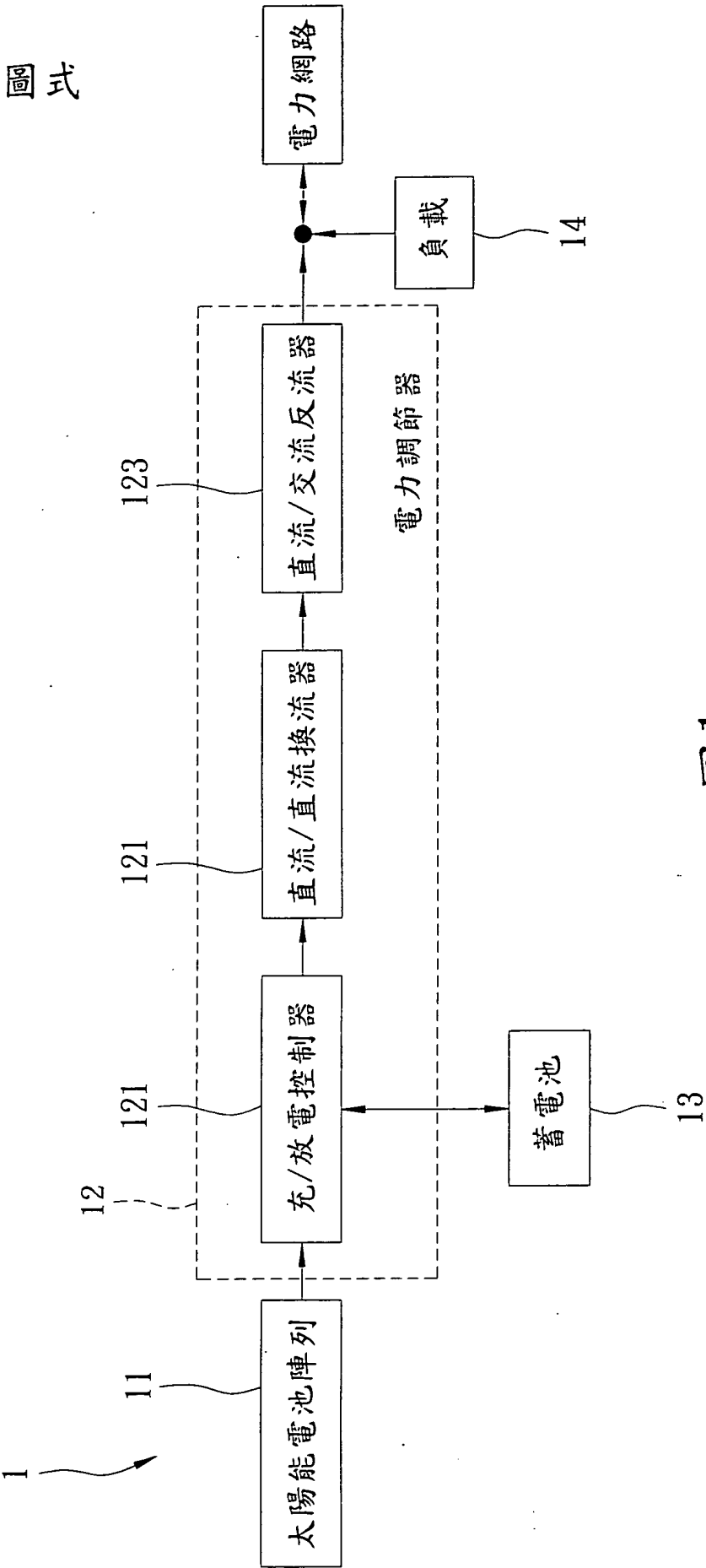


圖1

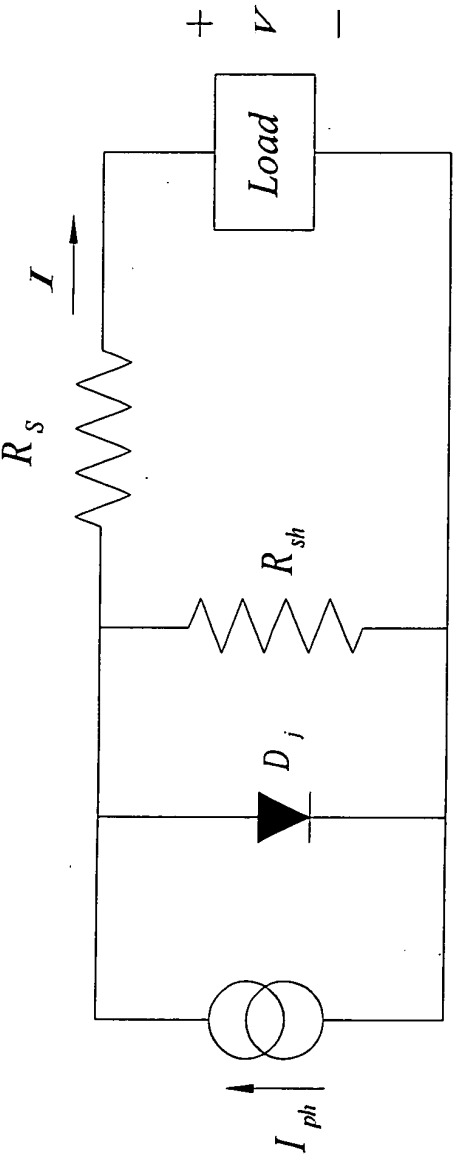


圖2

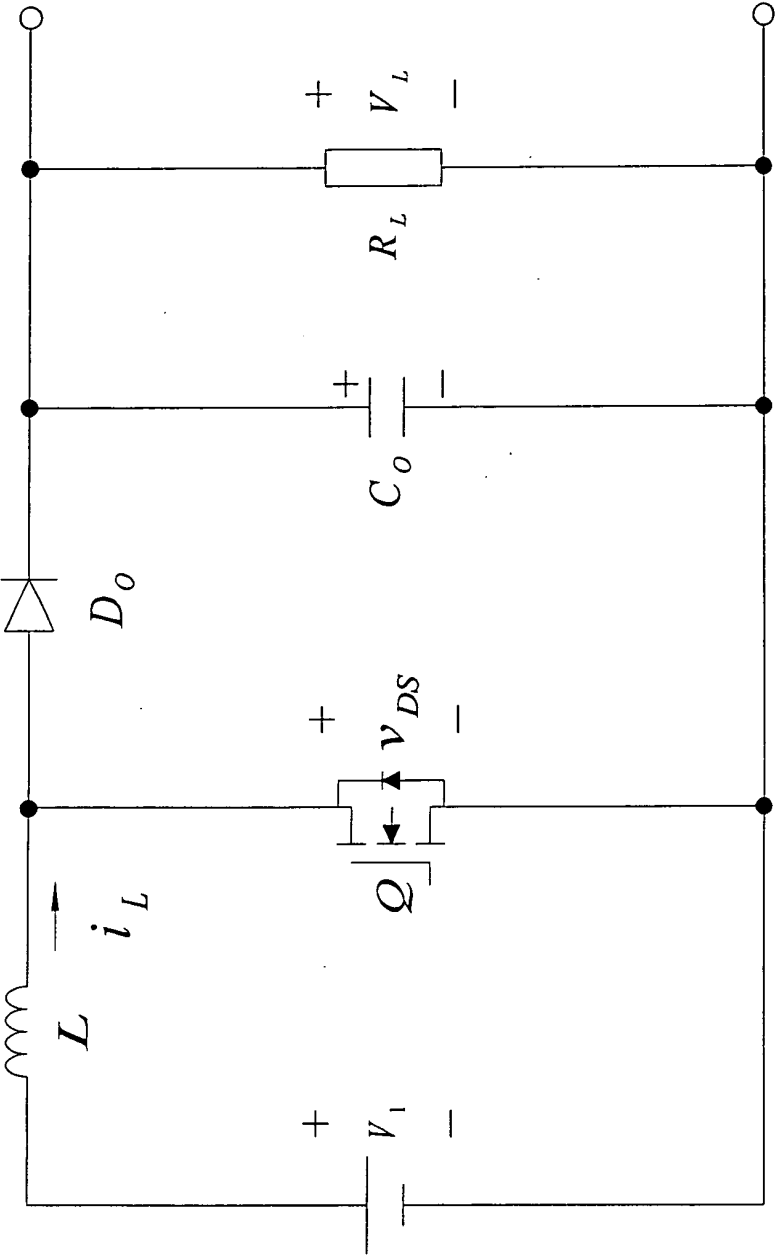


圖3

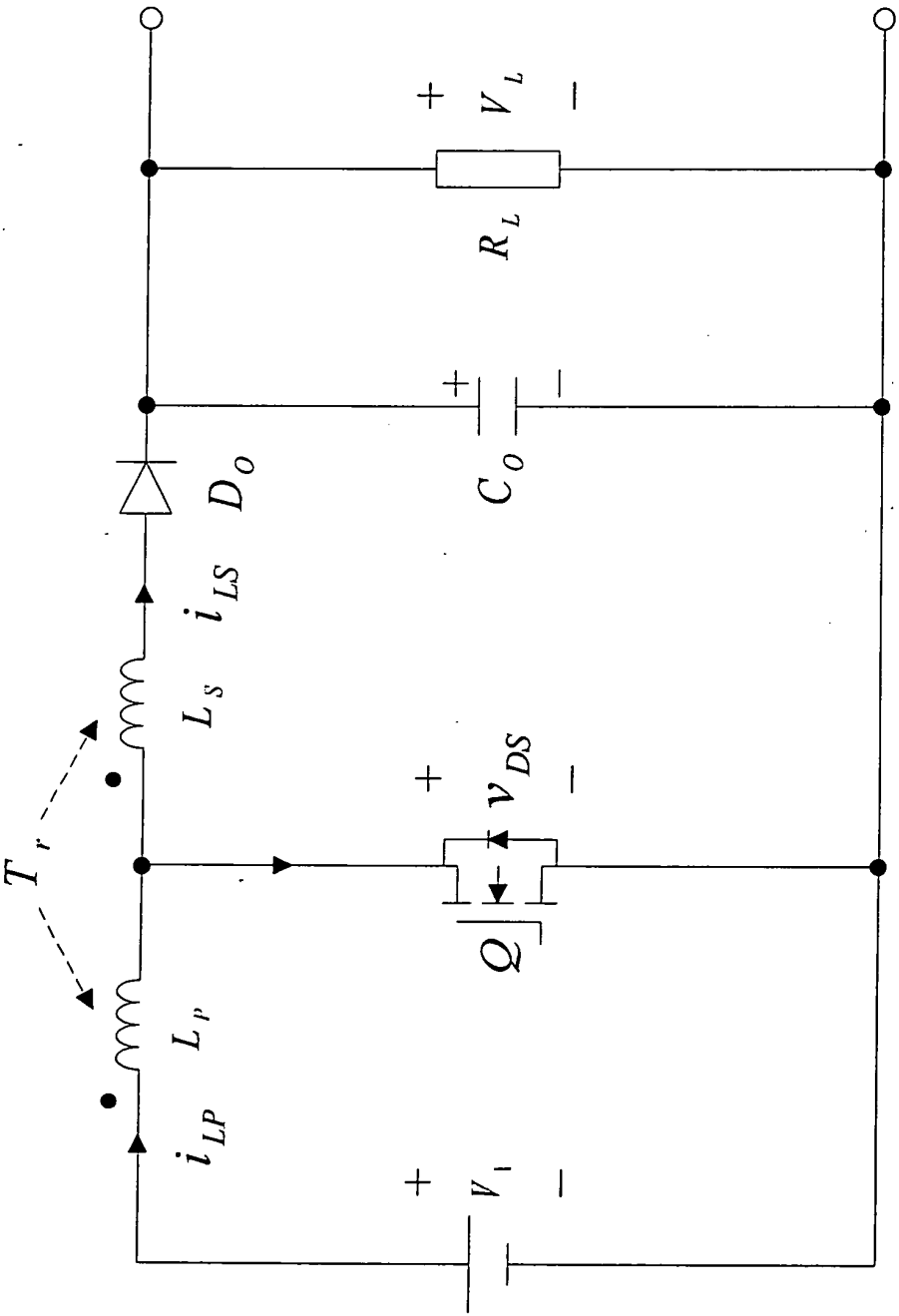


圖4

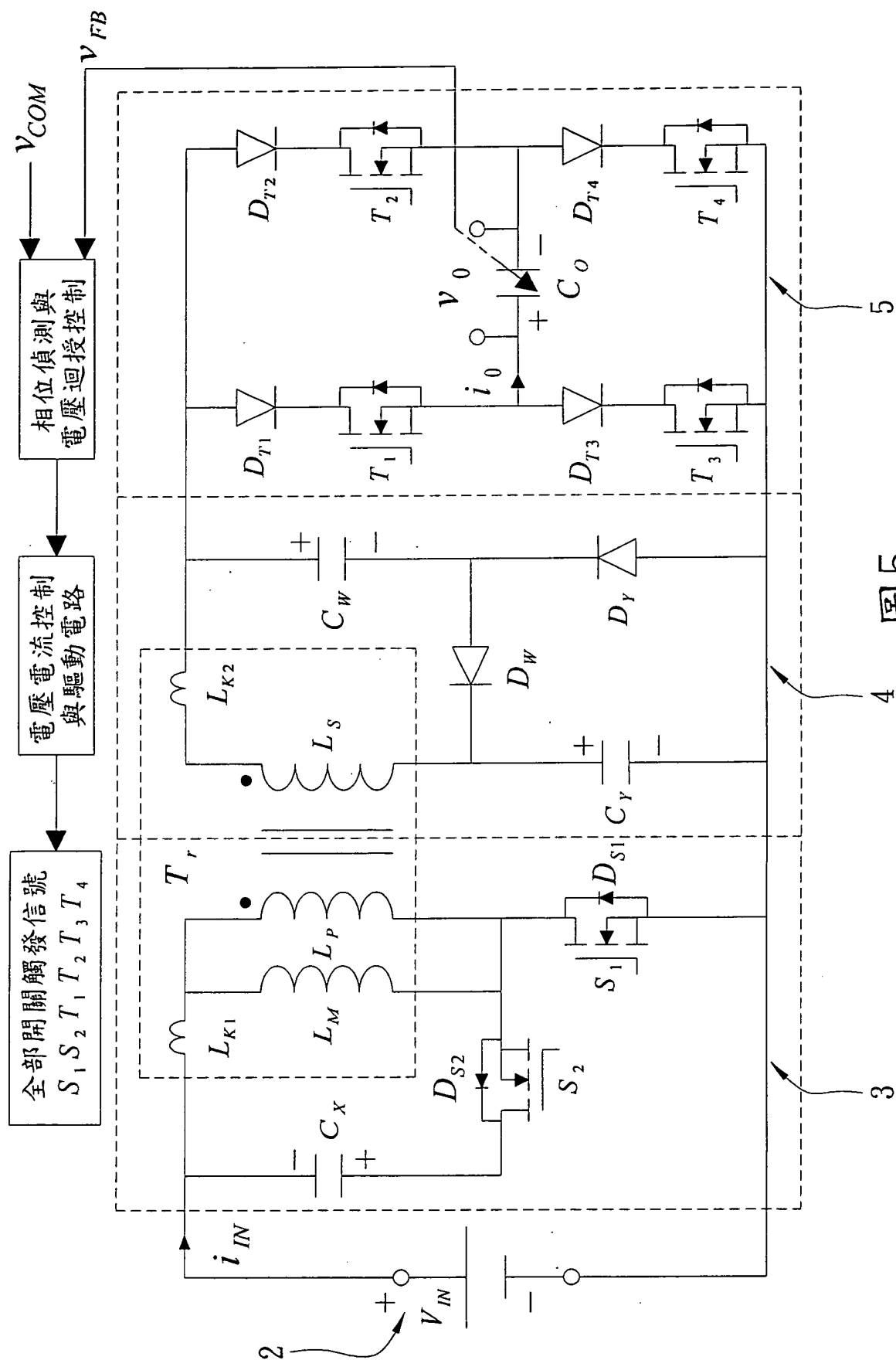


圖5

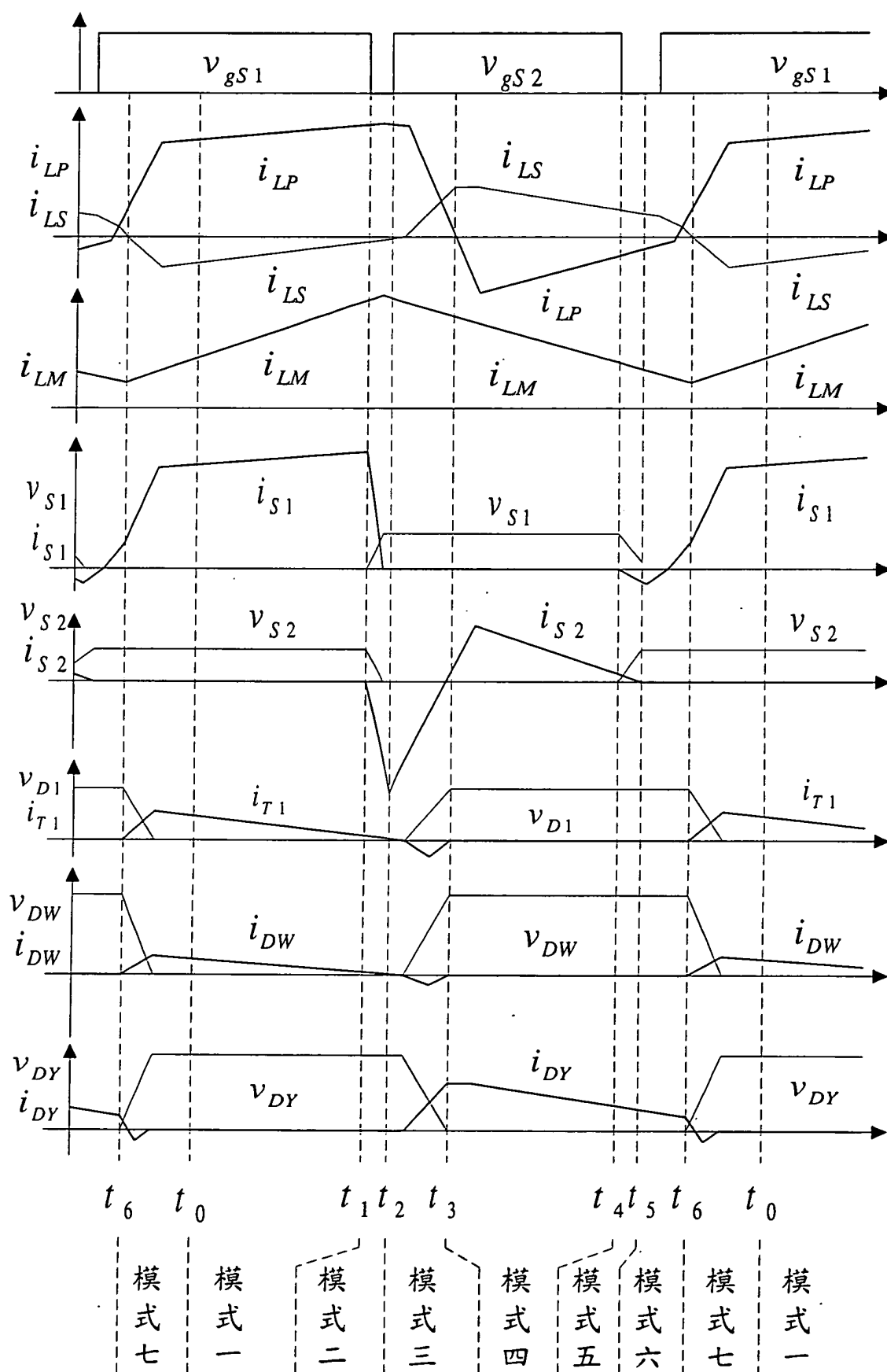


圖6

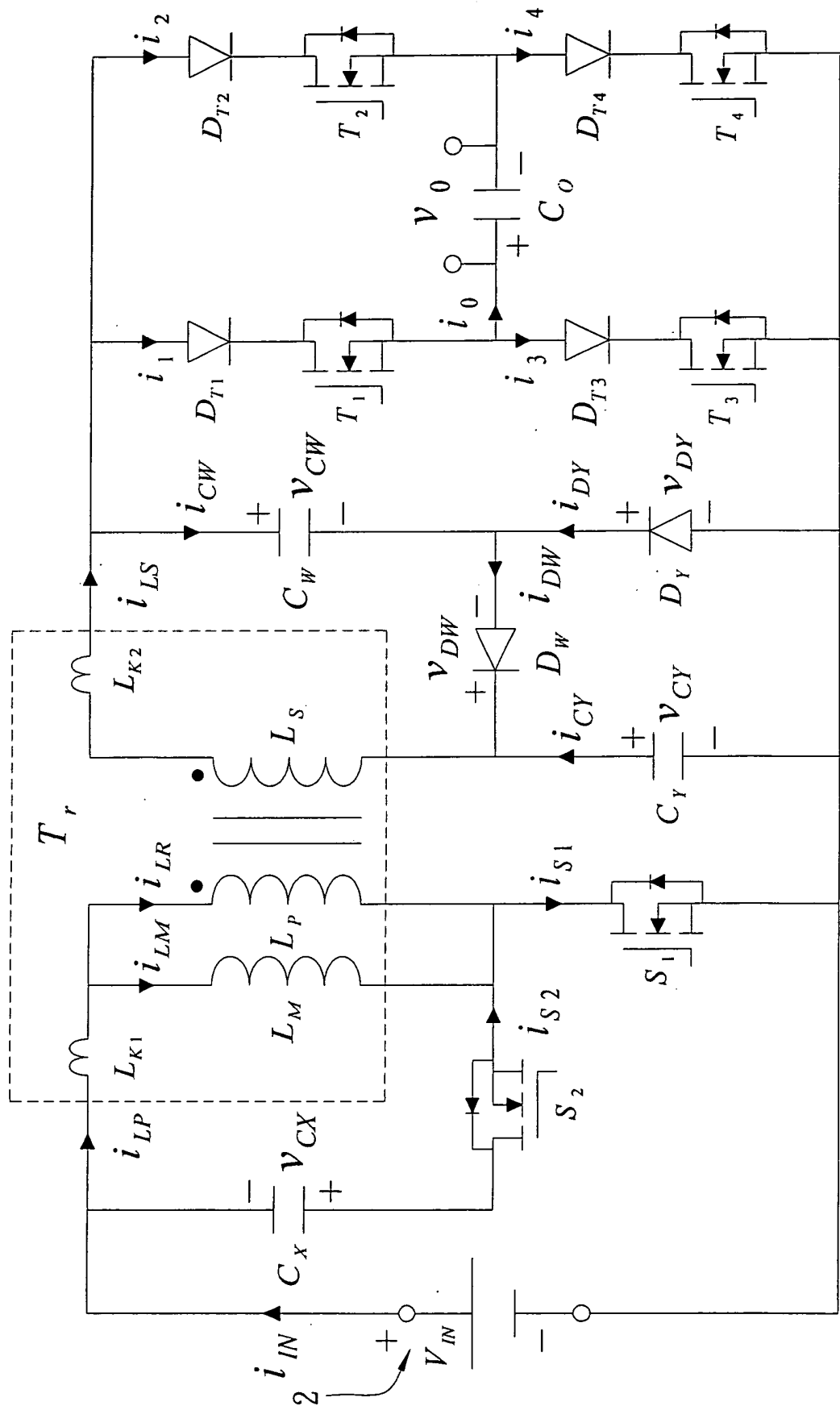


圖7

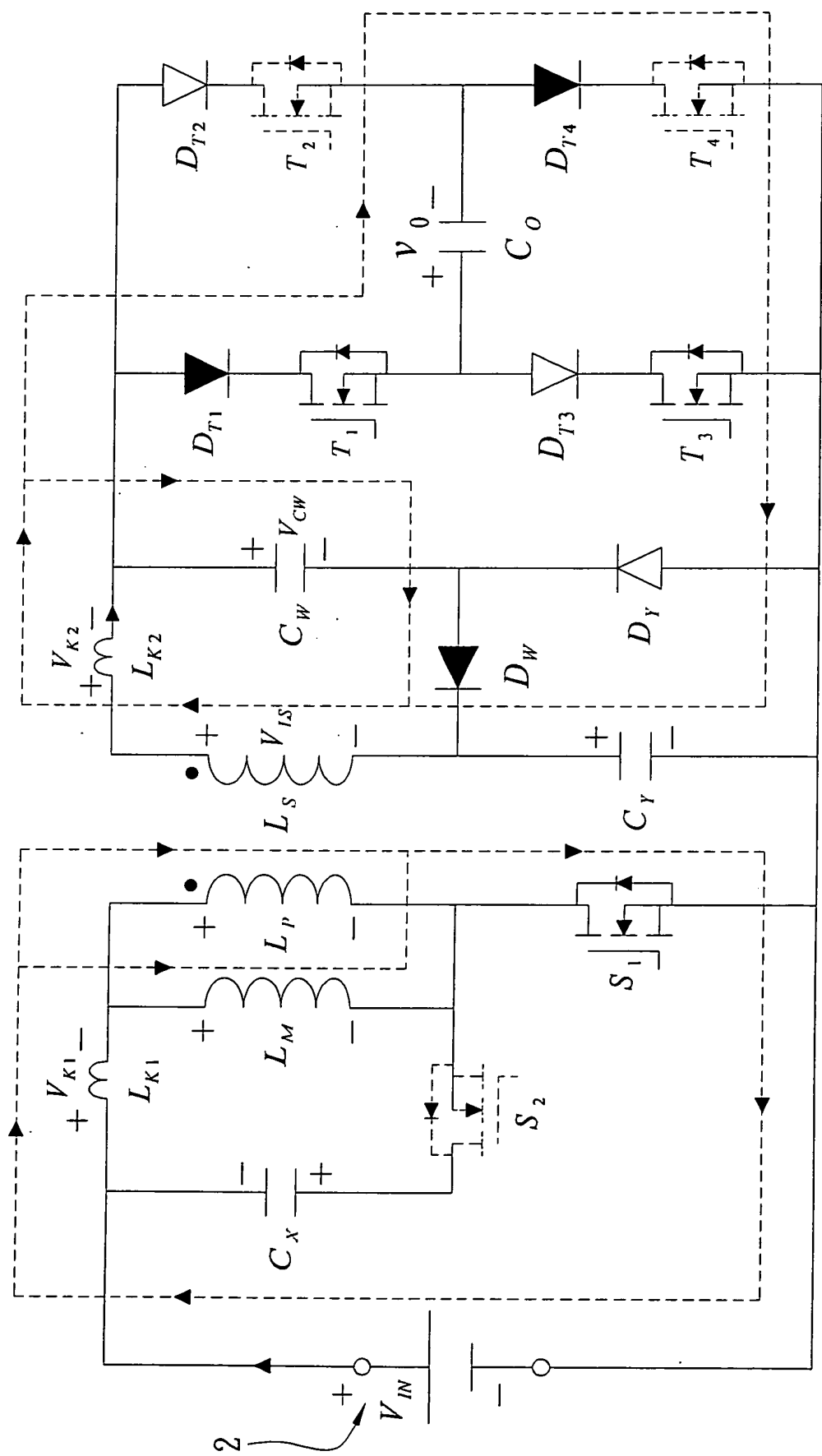


圖8

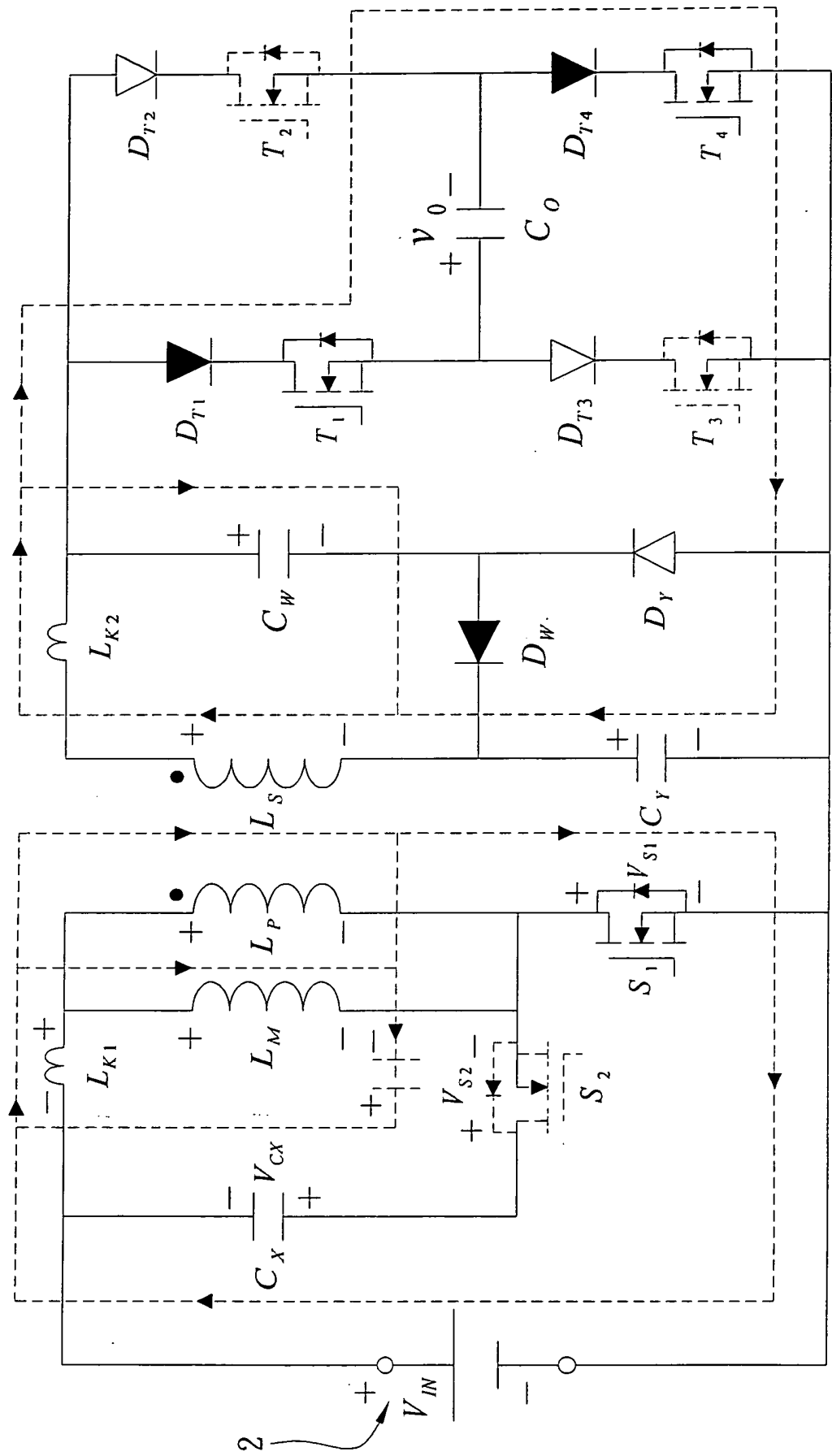


圖9

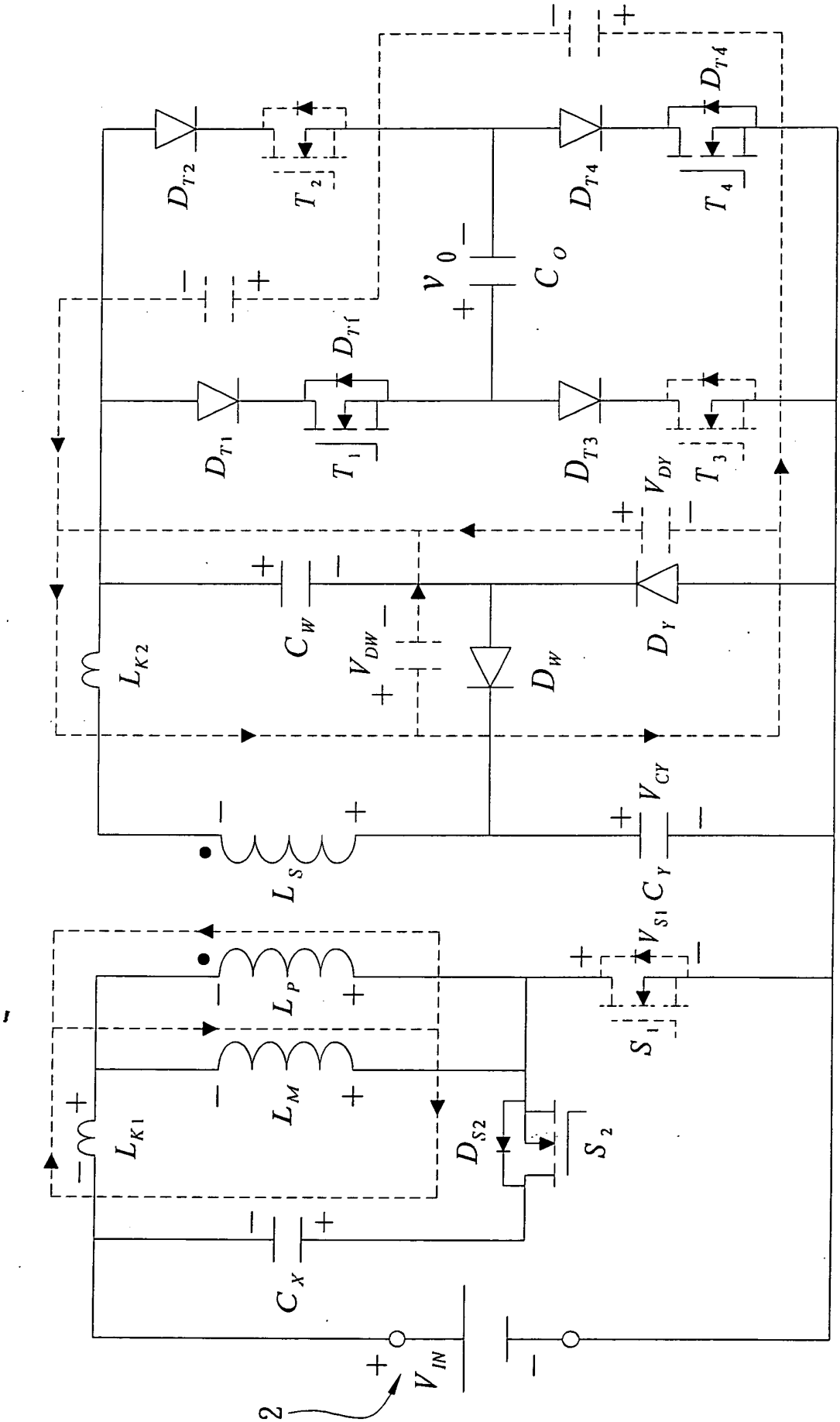


圖10

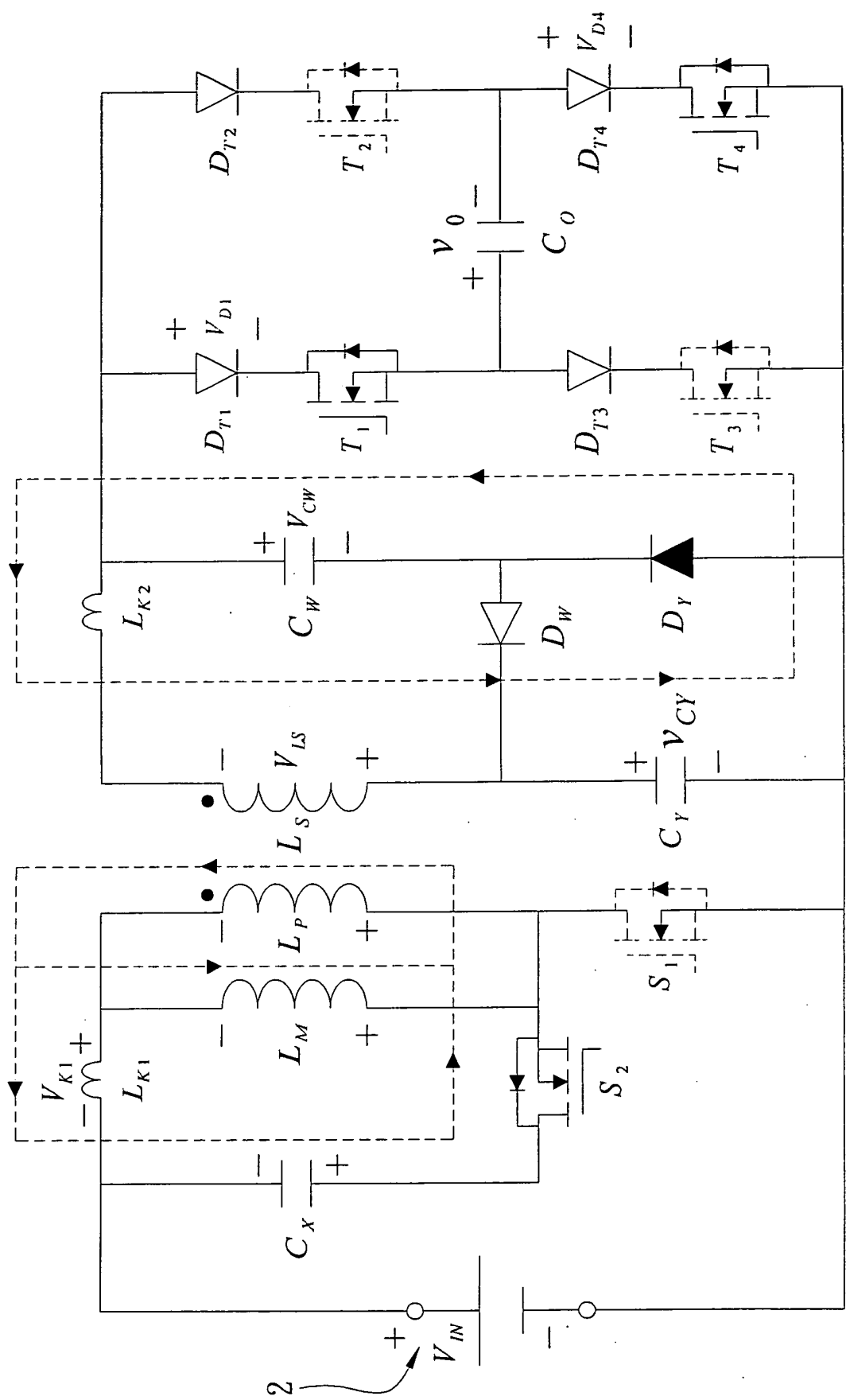


圖 11

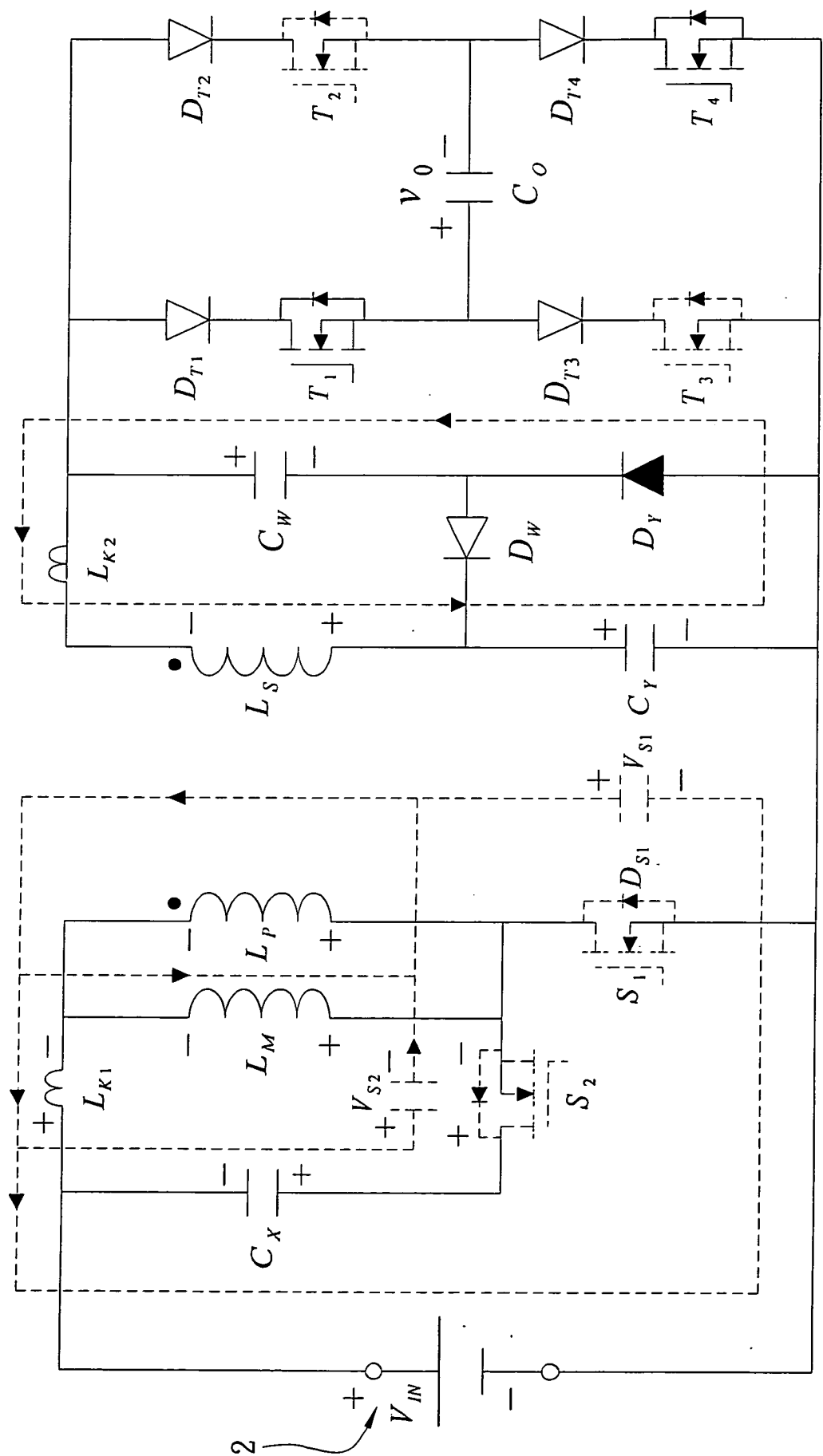


圖12

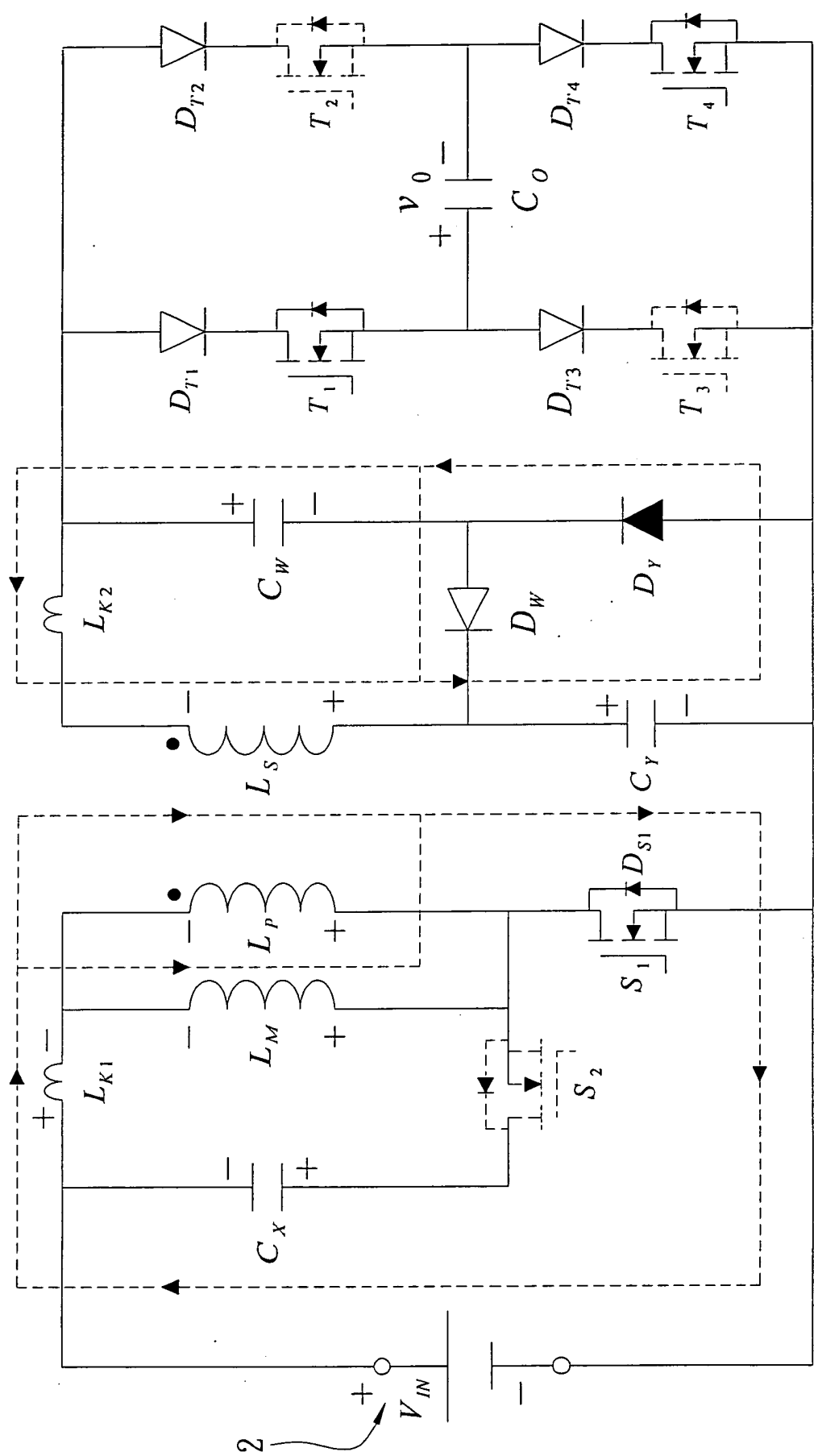


圖13

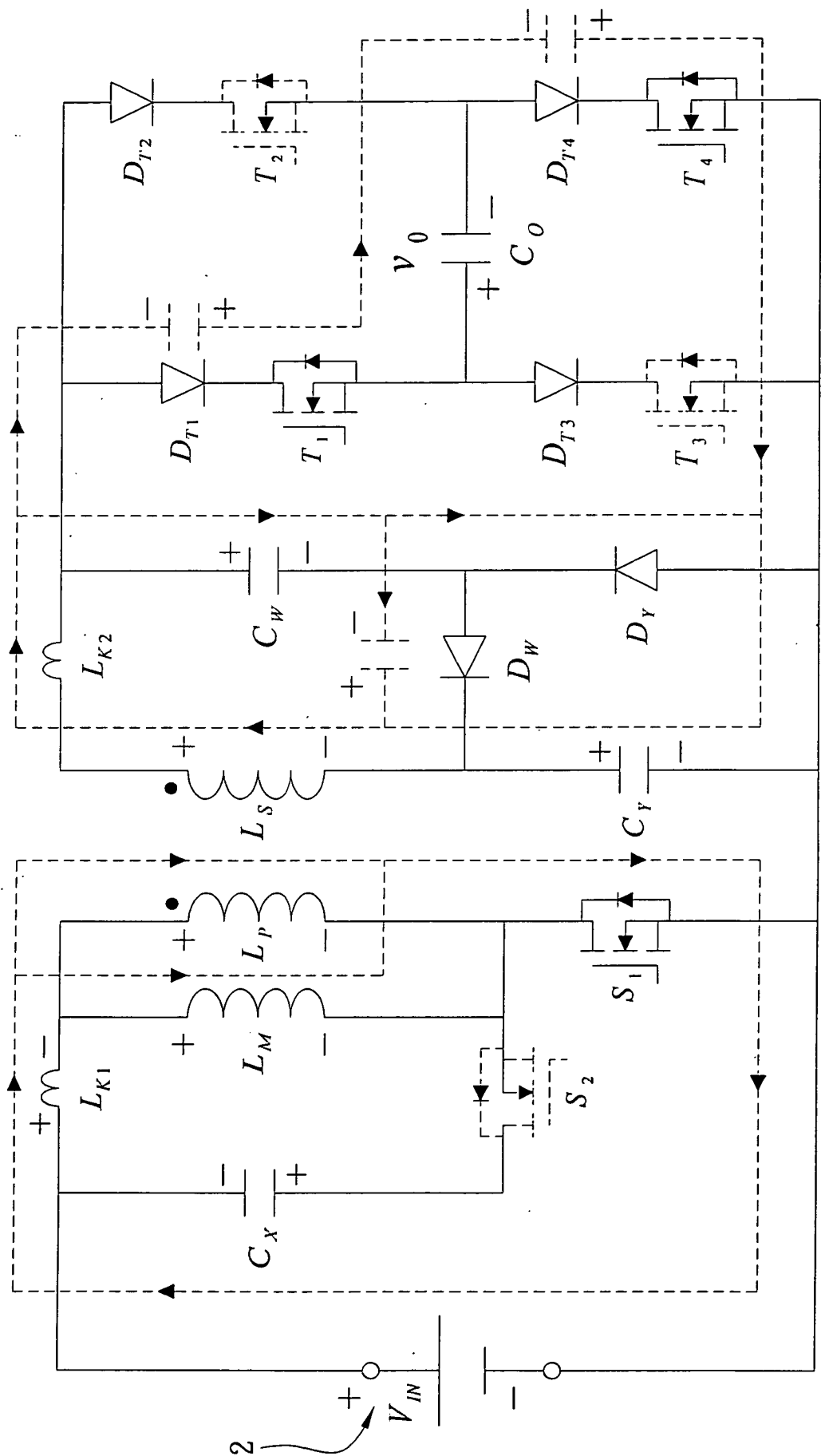


圖14

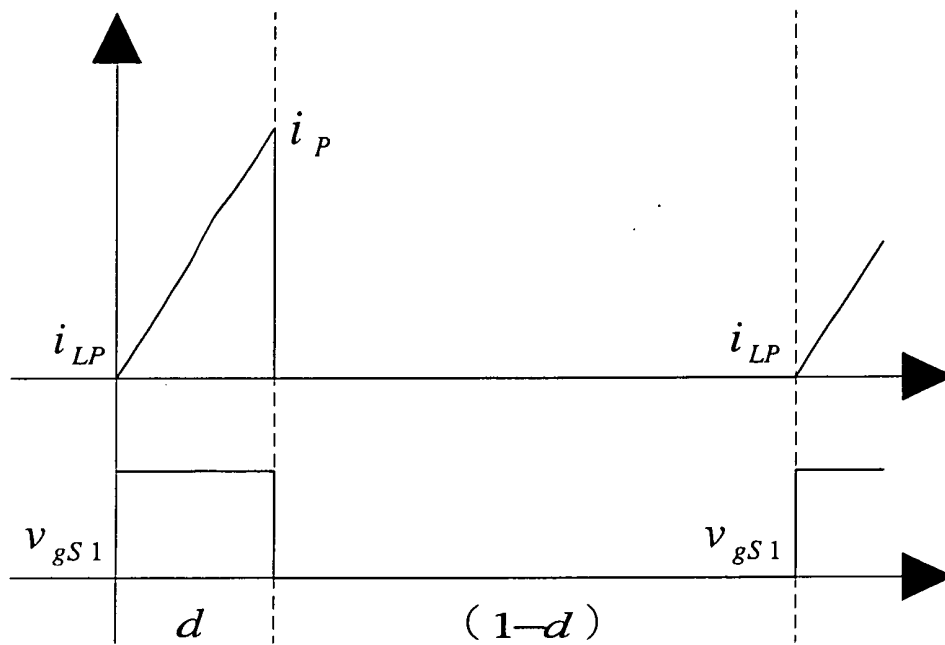


圖 15

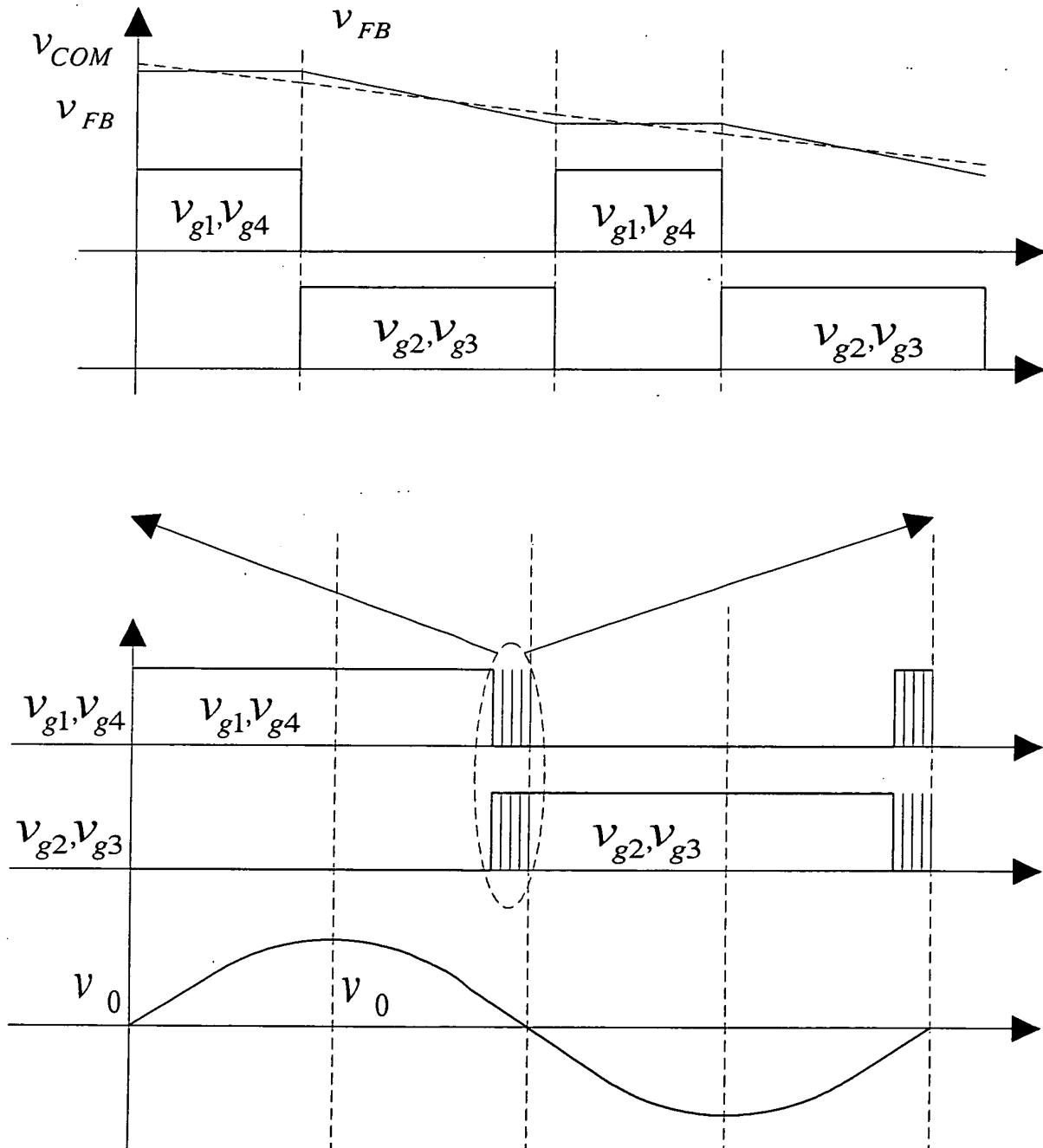


圖 16

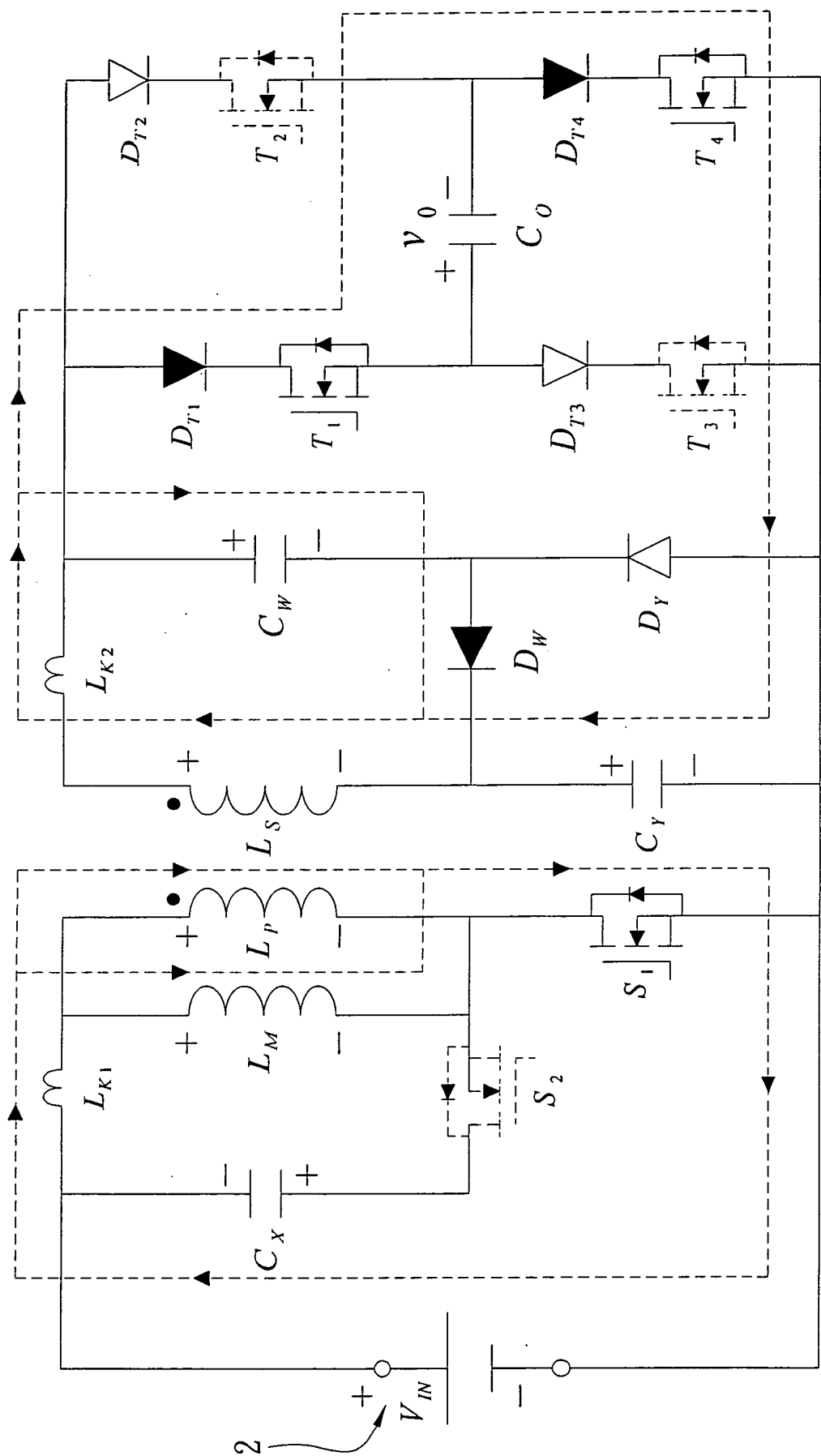


圖17

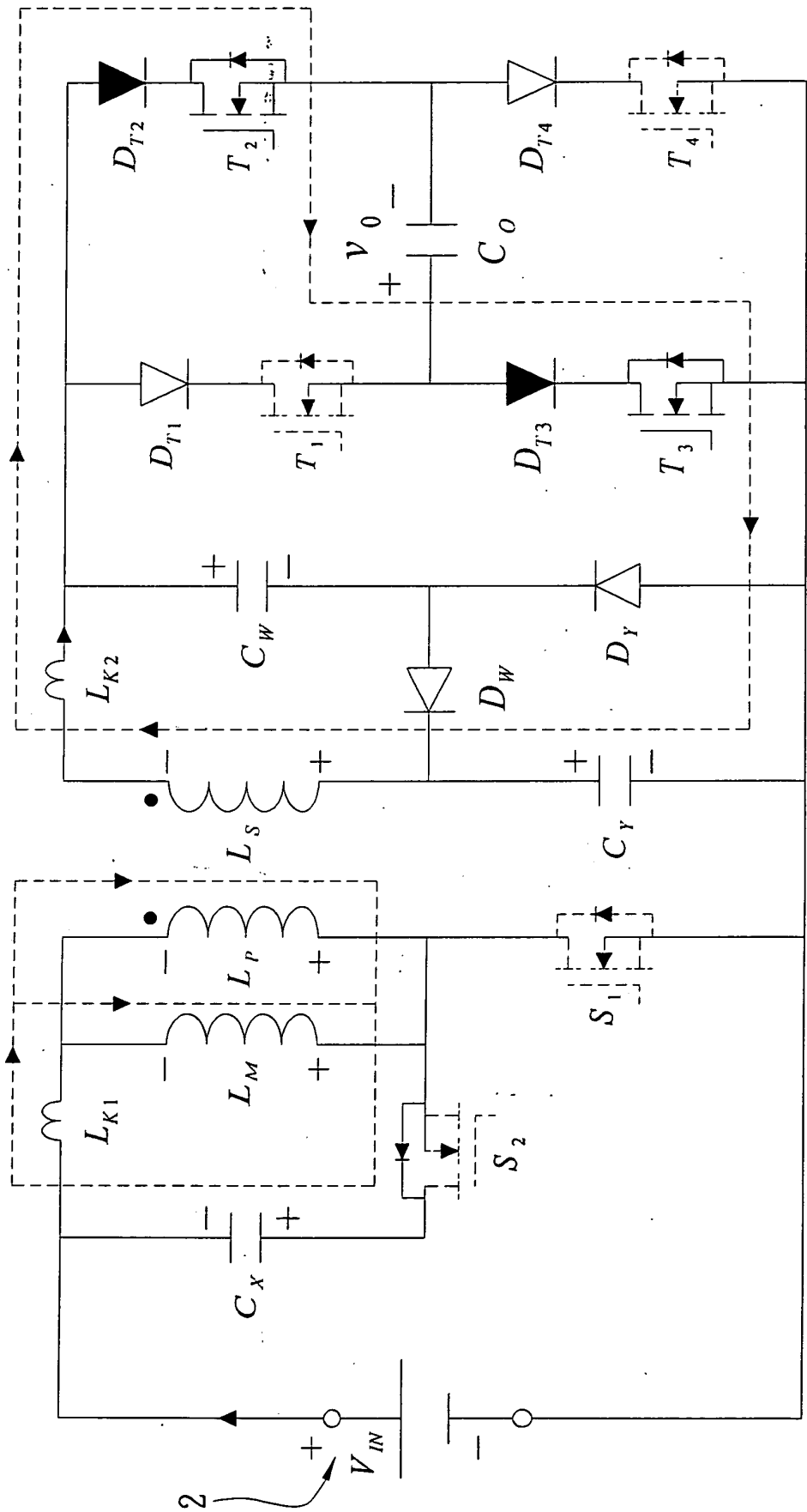


圖18

四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：圖 (5)。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

2····· 直流輸入端	D_{s2} ····· 基體二極體
3····· 箝制單元	C_y ····· 第一高壓電容
4····· 升降壓單元	C_w ····· 第二高壓電容
5····· 反流單元	D_y ····· 第一高壓二極體
T_r ····· 升壓變壓器	D_w ····· 第二高壓二極體
L_p ····· 輸入繞組	T_1 ····· 第一全橋開關
L_s ····· 輸出繞組	T_2 ····· 第二全橋開關
L_M ····· 激磁電感	T_3 ····· 第三全橋開關
L_{k1} ····· 輸入漏電感	T_4 ····· 第四全橋開關
L_{k2} ····· 輸出漏電感	D_{T1} ····· 第一全橋二極體
S_1 ····· 第一低壓開關	D_{T2} ····· 第二全橋二極體
S_2 ····· 第二低壓開關	D_{T3} ····· 第三全橋二極體
C_x ····· 低壓電容	D_{T4} ····· 第四全橋二極體
D_{s1} ····· 基體二極體	C_o ····· 輸出電容

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：