



(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公告本

(11)證書號數：TW I798055 B

(45)公告日：中華民國 112 (2023) 年 04 月 01 日

(21)申請案號：111114365

(22)申請日：中華民國 111 (2022) 年 04 月 15 日

(51)Int. Cl. : H02M7/217 (2006.01)

H02M1/32 (2007.01)

(30)優先權：2021/04/16 美國

17/233,272

(71)申請人：台達電子工業股份有限公司 (中華民國) DELTA ELECTRONICS, INC. (TW)
臺北市內湖區瑞光路 186 號(72)發明人：薩迪萊克 湯瑪斯 SADILEK, TOMAS (US)；姜 雍泰克 JANG, YUNGTAEK
(US)；包 彼得 BARBOSA, PETER MANTOVANELLI (BR)

(74)代理人：李秋成；曾國軒

(56)參考文獻：

TW 202107809A

CN 111865068A

US 2008/0316775A1

US 2017/0163163A1

審查人員：林宥榆

申請專利範圍項數：18 項 圖式數：17 共 53 頁

(54)名稱

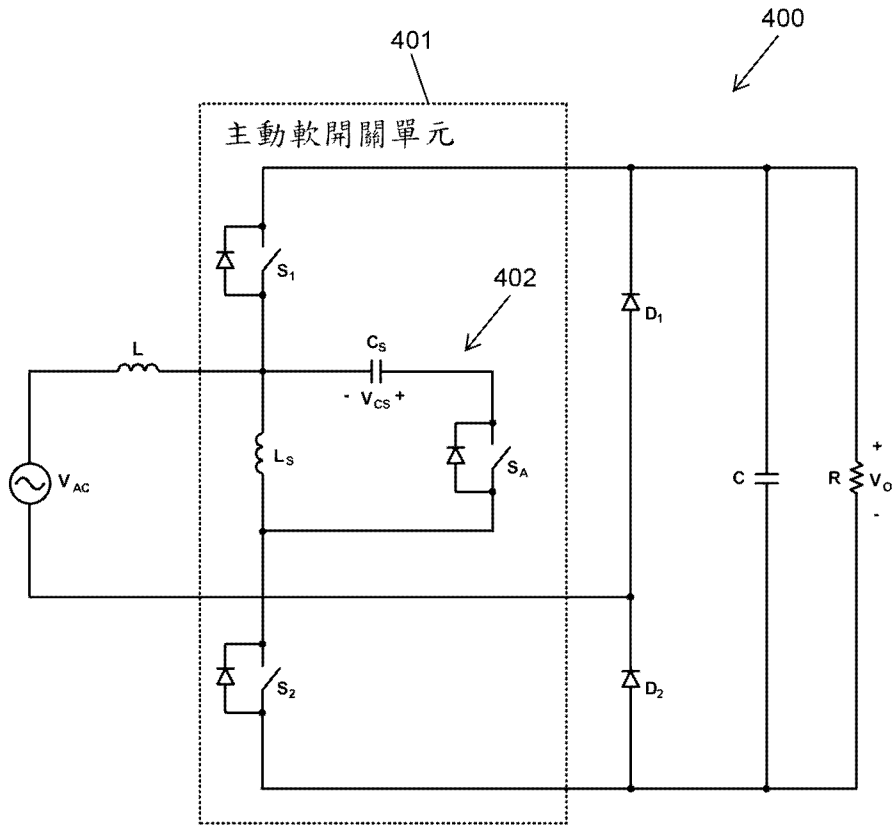
零電壓切換的 AC-DC 功率轉換系統

(57)摘要

本案之電路技術利用主動軟開關單元以實質上減少 AC-DC 功率轉換系統中由主開關的導通特性和整流器的反向恢復特性所引起的開關損耗。主動軟開關單元包含串接電感、串接電容、主開關、整流開關及輔助開關。通過連接於主開關與整流開關之間的串接電感可降低反向恢復的相關損耗，並進而控制整流器開關的體二極體在其關斷期間的電流變化速率。主開關、整流開關及輔助開關均以 ZVS 運作。

A circuit technique substantially reduces the switching losses in an AC-DC power conversion system caused by turn-on characteristics of a main switch and the reverse-recovery characteristic of a rectifier. The losses are reduced by using an active soft-switching cell having a series inductor, a series capacitor, a main switch, a rectifier switch, and an auxiliary switch. The reverse-recovery related losses are reduced by the series inductor connected between the main and rectifier switches to control the rate of current change in the body diode of the rectifier switch during its turn-off. The main switch, the rectifier switch, and the auxiliary switch operate under zero-voltage switching (ZVS) conditions.

指定代表圖：



符號簡單說明：

400:電力轉換器

V_{AC} 、 V_{CS} 、 V_O :輸入
電壓

L 、 L_S :電感

401:主動軟開關單元

S_1 、 S_2 、 S_A :開關

C 、 C_S :電容

D_1 、 D_2 :二極體

R :電阻

402:串接電路

第4圖



I798055

【發明摘要】

【中文發明名稱】 零電壓切換的 AC-DC 功率轉換系統

【英文發明名稱】 AC-DC POWER CONVERSION SYSTEM WITH ZERO
VOLTAGE SWITCHING

【中文】

本案之電路技術利用主動軟開關單元以實質上減少 AC-DC 功率轉換系統中由主開關的導通特性和整流器的反向恢復特性所引起的開關損耗。主動軟開關單元包含串接電感、串接電容、主開關、整流開關及輔助開關。通過連接於主開關與整流開關之間的串接電感可降低反向恢復的相關損耗，並進而控制整流器開關的體二極體在其關斷期間的電流變化速率。主開關、整流開關及輔助開關均以 ZVS 運作。

【英文】

A circuit technique substantially reduces the switching losses in an AC-DC power conversion system caused by turn-on characteristics of a main switch and the reverse-recovery characteristic of a rectifier. The losses are reduced by using an active soft-switching cell having a series inductor, a series capacitor, a main switch, a rectifier switch, and an auxiliary switch. The reverse-recovery related losses are reduced by the series inductor connected between the main and rectifier switches to control the rate of current change in the body diode of the rectifier switch during its turn-off. The main switch, the rectifier switch, and the auxiliary switch operate under zero-voltage switching (ZVS) conditions.

【指定代表圖】 第 4 圖

【代表圖之符號簡單說明】

400：電力轉換器

V_{AC} 、 V_{CS} 、 V_O ：輸入電壓

L 、 L_S ：電感

401：主動軟開關單元

S_1 、 S_2 、 S_A ：開關

C 、 C_S ：電容

D_1 、 D_2 ：二極體

R ：電阻

402：串接電路

【發明說明書】

【中文發明名稱】 零電壓切換的 AC-DC 功率轉換系統

【英文發明名稱】 AC-DC POWER CONVERSION SYSTEM WITH ZERO

VOLTAGE SWITCHING

【技術領域】

【0001】 本案係關於一種功率轉換系統，尤指一種具軟開關能力的雙向 AC-DC 功率轉換電路。

【先前技術】

【0002】 為了與公用交流系統 (即公共電網) 對接，電源供應器必須符合輸入電流諧波標準。由於對低頻諧波失真的限制較為嚴格，故通常藉由向電力轉換器施加正弦輸入電流來滿足該些限制。此外，高效率、高功率密度和低電磁干擾 (electromagnetic interference，EMI) 雜訊亦為重要的考慮因素。與公用交流系統對接且實現低諧波失真的電力轉換器類似於交流電源供應器的電阻性負載，亦即，電力轉換器的輸入電流依循輸入電壓的波形。如第 1 圖所示，此種電力轉換器可例如為傳統的 AC-DC 升壓轉換器。作為電阻性負載，電力轉換器具有正弦輸入電流。

【0003】 如第 1 圖所示，傳統的 AC-DC 升壓轉換器 100 包含輸入二極體橋臂、升壓電感 L、開關裝置 S、升壓二極體 D、濾波電容 C 及負載 R，其中輸入二極體橋臂由整流器 D₁、D₂、D₃ 及 D₄ 組成。在第 1 圖中，係以一電阻表示負載 R。然而，負載 R 亦可為另一下游轉換器，例如用以調節提供給實際終端用戶負載的直流電壓

的隔離式 DC-DC 轉換器。在適當控制下，AC-DC 升壓轉換器 100 可接收近似正弦的交流輸入電流，從而使功率因數近似於一。

【0004】除了追求高功率因數之外，設計者還試圖在效率與功率密度之間取得最佳解。通過增加電力轉換器的開關頻率，可實現體積上的高功率密度，從而可減小磁性元件 (例如升壓電感及 EMI 濾波器) 的需求尺寸。然而，工作於高開關頻率將會增加開關損耗而降低效率。在現有技術中，AC-DC 升壓轉換器 100 中的開關裝置 S 和升壓二極體 D 通常為矽 MOSFET (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor，金屬氧化物半導體場效應電晶體) 和矽 PN 型二極體。當工作於硬開關模式時，由於矽二極體具有嚴重的反向恢復損耗，故矽 MOSFET 將產生過多的導通及關斷損耗。因此，較高的開關頻率將顯著降低 AC-DC 升壓轉換器 100 的功率轉換效率。為了克服在高開關頻率下的嚴重損耗，發展出了軟開關技術，以在開關裝置 S 進行導通及關斷時實現平滑過渡。因而降低的整流器二極體電流的變化率可有利於減小反向恢復電流損耗及相關的升壓二極體損耗。

【0005】第 2 圖示出了架構於實現軟開關技術的 AC-DC 電力轉換器 200。如第 2 圖所示，輸入二極體 D_1 、 D_2 、 D_3 及 D_4 、升壓電感 L_1 、開關裝置 S_1 和升壓二極體 D_5 形成傳統的升壓轉換器。此外，AC-DC 電力轉換器 200 包含由輔助電感 L_2 、輔助電容 C_2 、輔助開關裝置 S_2 及輔助二極體 D_6 和 D_7 所形成的輔助電路 205。在升壓二極體 D_5 進行關斷時，輔助電路 205 可降低升壓二極體 D_5 中的電流變化率 ($\frac{di}{dt}$)，從而實質消除反向恢復損耗，以使開關裝置 S_1 可實現軟導通過渡，即零電壓切換 (zero-voltage switching，ZVS)。因

第 2 頁，共 23 頁(發明說明書)

此，即使在通過提升開關頻率獲取高功率密度的情況下，仍可藉由 ZVS 以顯著提高效率。直至近日，大多數升壓轉換器仍採用軟開關電路以減少升壓二極體中的反向恢復損耗。然而，近來已可利用寬帶隙材料 (例如碳化矽 (SiC)) 製造實質上無反向恢復損耗的肖特基勢壘二極體 (Schottky Barrier Diode)。因此，採用 SiC 二極體的 AC-DC 升壓轉換器 100 已因其較佳的功率因數校正特性而成為首選拓撲。矽 MOSFET 和碳化矽二極體的組合既可獲取較佳的成本效益，又可在效率和功率密度之間取得適當的平衡。此外，相較於矽 MOSFET，碳化矽 MOSFET 具有良好的開關速度及較低的開關損耗，故有望可提供更好的性能。

【0006】第 3 圖示出了一種傳統的圖騰柱 AC-DC 升壓轉換器 300，其係採用為碳化矽 MOSFET 的開關裝置 S_1 和 S_2 。圖騰柱 AC-DC 升壓轉換器 300 僅包含兩個輸入整流器 (即輸入整流器 D_1 和 D_2)，且具有實質上與 AC-DC 升壓轉換器 100 不同的運作方式，其係以開關裝置 S_1 和 S_2 的體二極體實現升壓二極體 D 的功能。除了拓撲差異之外，圖騰柱 AC-DC 升壓轉換器 300 還允許雙向功率流通，故相較於 AC-DC 升壓轉換器 100 可進一步擴大應用範圍。因此，碳化矽 MOSFET 可運作於更高的開關頻率，並同時實現高效率。

【0007】如今，由於具有明顯的導通損耗，且在運作於高工作頻率時，體二極體中具有微小的反向恢復損耗，故碳化矽 MOSFET 在使用上仍受到限制。

【發明內容】

【0008】根據本案一實施例，本案係應用軟開關技術使 AC-DC 電力轉換器 (例如圖騰柱升壓轉換器) 的碳化矽 MOSFET 開關裝置中的導通及關斷過渡較為平滑。從而在運作於高開關頻率時避免過度的導通及反向恢復損耗。因此，AC-DC 電力轉換器可實現高效率運作、高功率密度及雙向功率流，並降低 EMI 雜訊。

【0009】根據本案一實施例，本案提供一種電力轉換器，適於耦接至交流電路及直流電路，且包含第一電感、第一整流器、第二整流器及主動軟開關單元。交流電路具有第一端及第二端。第一電感具有第一端及第二端。第一電感的第一端耦接於交流電路的第一端。第一整流器及第二整流器相連接於一公共節點，且第一整流器及第二整流器所形成的串接電路並聯耦接於直流電路，公共節點耦接於交流電路的第二端。主動軟開關單元包含第二電感、第一開關、第二開關、第三開關及第一電容。第一開關、第二電感及第二開關所形成的串接電路並聯耦接於第一整流器及第二整流器所形成的串接電路。第三開關及第一電容所形成的串接電路並聯耦接於第二電感。第一電感的第二端耦接於第二電感。於一些實施例中，主動軟開關單元可降低 AC-DC 電力轉換器中有關反向恢復的損耗，且主動軟開關單元有利於使第一開關、第二開關及第三開關實現 ZVS，其中至少一個開關為碳化矽 MOSFET。

【0010】於一些實施例中，電力轉換器架構於進行雙向運作。舉例而言，直流電路可包含直流電源 (例如電池)，或者 AC-DC 電力轉換器可包含功率逆變器。第一整流器及第二整流器可為被動二極體或同步整流器。第一電感耦接於第一開關與第二電感之間的公共電節點，抑或是耦接於第二開關與第二電感之間的公共電節點。

【0011】 根據本案一實施例，AC-DC 電力轉換器為多相電力轉換器，適於耦接於交流電路及直流電路。交流電路包含複數個相位端，每一相位端耦接於多相交流電源中的一相。多相電力轉換器包含複數個相位橋臂。於一些實施例中，多相電力轉換器的每一相位橋臂包含第一電感及主動軟開關單元。第一電感耦接於交流電路的其中一個相位端。主動軟開關單元包含第二電感、第一開關、第二開關、第三開關及第一電容。第一開關、第二開關及第二電感所形成的串接電路並聯耦接於直流電路。第一電容及第三開關所形成的串接電路並聯耦接於第二電感。第一電感耦接於主動軟開關單元的第二電感。

【0012】 由於本案的主動軟開關單元不會增加傳統 AC-DC 電力轉換器中的電壓及電流應力，故本案的主動軟開關單元亦可應用於傳統的 AC-DC 電力轉換器中而取得本案之技術功效。

【圖式簡單說明】

【0013】 第 1 圖示出了傳統的 AC-DC 升壓轉換器 100。

【0014】 第 2 圖示出了架構於實現軟開關技術的傳統 AC-DC 電力轉換器 200。

【0015】 第 3 圖示出了傳統的 AC-DC 圖騰柱升壓轉換器 300，其因採用碳化矽 MOSFET 的開關裝置 S_1 和 S_2 而具實用性。

【0016】 第 4 圖示出了本案一實施例的圖騰柱 PWM (pulse-width-modulated，脈衝寬度調變) PFC (power-factor-correction，功率因數校正) 電力轉換器 400。

- 【0017】 第 5 圖示出了一電路模型 450，其係表示圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 在輸入電壓 V_{AC} 的正半週期間 (即 $V_{AC} > 0$) 的等效電路。
- 【0018】 第 6A、6B、6C、6D、6E、6F、6G、6H 及 6I 圖示出了圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 在輸入電壓 V_{AC} 的正半週期間的開關週期 T_s 的拓撲狀態。
- 【0019】 第 7 圖示出了在輸入電壓 V_{AC} 的正半週期間 (即 $V_{AC} > 0$) 的開關週期 T_s 的關鍵功率級波形。
- 【0020】 第 8 圖示出了一電路模型 480，其係表示圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 在輸入電壓 V_{AC} 的負半週期間 (即 $V_{AC} < 0$) 的等效電路。
- 【0021】 第 9A、9B、9C、9D、9E、9F、9G、9H 及 9I 圖示出了圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 在輸入電壓 V_{AC} 的負半週期間的開關週期 T_s 的拓撲狀態。
- 【0022】 第 10 圖示出了在輸入電壓 V_{AC} 的負半週期間 (即 $V_{AC} < 0$) 的開關週期 T_s 的關鍵功率級波形。
- 【0023】 第 11 圖示出了本案一實施例中包含主動軟開關單元 401 的單向 AC-DC 圖騰柱電力轉換器 1100，不同於圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 的是，AC-DC 圖騰柱電力轉換器 1100 具有耦接於串接電感 L_s 和輔助開關 S_A 之間的公共電節點的升壓電感 L 。
- 【0024】 第 12 圖示出了本案一實施例中包含主動軟開關單元 401 的雙向 AC-DC 圖騰柱電力轉換器 1200，不同於圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 的是，其係以同步整流器 S_3 和 S_4 取代二極體 D_1 和 D_2 。

【0025】第 13 圖示出了本案一實施例中包含主動軟開關單元 401 的 AC-DC 圖騰柱電力轉換器 1300，不同於圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 的是，其二極體 D_{PRE1} 和 D_{PRE2} 在啟動或主動軟開關單元 401 處於非致動狀態時對輸出直流側進行充電，藉此繞過主動軟開關單元 401。

【0026】第 14 圖示出了本案一實施例中包含主動軟開關單元 401 的雙向 AC-DC 圖騰柱電力轉換器 1400，不同於圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 的是，其係以同步整流器 S_3 和 S_4 取代二極體 D_1 和 D_2 。

【0027】第 15 圖示出了本案較佳實施例中包含主動軟開關單元 401 的雙向 AC-DC 圖騰柱電力轉換器 1500，不同於雙向 AC-DC 圖騰柱電力轉換器 1400 的是，AC-DC 圖騰柱電力轉換器 1500 的升壓電感 L 耦接於串接電感 L_S 與輔助開關 S_A 之間的公共電節點。

【0028】第 16 圖示出了本案一實施例中包含主動軟開關單元 401 的多相電力轉換器 1600。

【0029】第 17 圖示出了本案一實施例的多相電力轉換器 1700，不同於雙向三相 AC-DC 電力轉換器 1600 的是，多相電力轉換器 1700 中的每個升壓電感均耦接於對應主動軟開關單元中的串接電感與輔助開關之間的公共電節點。

【實施方式】

【0030】體現本案特徵與優點的一些典型實施例將在後段的說明中詳細敘述。應理解的是本案能夠在不同的態樣上具有各種的變化，其

皆不脫離本案之範圍，且其中的說明及圖示在本質上係當作說明之用，而非架構於限制本案。

【0031】第 4 圖示出了本案一實施例的電力轉換器 400。如第 4 圖所示，電力轉換器 400 為可進行整流的圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器。根據後續說明，圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 可實現較低的開關損耗。如第 4 圖所示，圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 耦接於交流電路和直流電路之間，且包含電感 L 、串聯連接的整流器 D_1 和 D_2 及主動軟開關單元 401。電感 L 耦接於交流電路的一端，交流電路的另一端耦接於由整流器 D_1 和 D_2 所形成的串接電路中的公共節點。主動軟開關單元 401 包含電感 L_s 、開關 S_1 、開關 S_2 、開關 S_A 及電容 C_s 。在主動軟開關單元 401 中，電感 L_s 和開關 S_1 形成串接電路，其中該串接電路並聯耦接於由整流器 D_1 和 D_2 所形成的串接電路。再者，開關 S_A 和電容 C_s 形成並聯耦接於電感 L_s 的串接電路 402，且電感 L 耦接於電感 L_s 的任一端。在第 4 圖中，電感 L 耦接於開關 S_1 與電感 L_s 之間的公共電節點。於一些實施例中，開關 S_1 、 S_2 及 S_A 中至少一個包含碳化矽 MOSFET。於一些實施例中，圖騰柱 PWM PFC 功率變換器 400 還包含並聯連接於整流器 D_1 及 D_2 的濾波電容 C 。在運作過程中，開關 S_1 或 S_2 可依據交流電路的極性而作為升壓開關或整流開關，開關 S_A 則作為輔助開關。

【0032】如第 4 圖所示，不同於第 3 圖的 AC-DC 圖騰柱升壓轉換器 300 的是，圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 在升壓或整流開關 S_1 和 S_2 之間連接了串接電感 L_s ，藉此在整流開關關斷時控制整流開關之體二極體中的電流變化速率 ($\frac{di}{dt}$)。在輸入交流電壓的每一

週期的正半週期中，開關 S_2 係作為主開關或升壓開關，開關 S_1 則作為整流開關；而在輸入交流電壓的負半週期中，開關 S_1 係作為主開關或升壓開關，開關 S_2 則作為整流開關。相互串聯連接的電容 C_S 及輔助開關 S_A 並聯連接於串接電感 L_S 。如第 4 圖中的虛線所標示，開關 S_1 和 S_2 、串接電感 L_S 、輔助開關 S_A 及電容 C_S 形成軟開關單元 401。

【0033】根據本案一實施例，開關 S_1 、 S_2 和 S_A 均以 ZVS 運作。另外，開關 S_1 和 S_2 的控制訊號互不重疊，故開關 S_1 和 S_2 無法同時處於導通狀態。於具體描述中，當開關的控制訊號自低準位升至高準位時，開關閉合或稱作“導通”，反之，當開關的控制訊號自高準位降至低準位時，開關斷開或稱作“關斷”。於一些實施例中，在任何時間點，開關 S_1 或 S_2 係作為整流開關而與開關 S_A 同時導通或關斷。當整流開關關斷時，電感 L_S 可使電流變化速率降低。輔助開關 S_A 的控制訊號與整流開關 (即線週期之正半週期間的開關 S_1 ，以及線週期之負半週期間的開關 S_2) 的控制訊號同步。主開關的關斷時刻與整流開關和輔助開關 S_A 的導通時刻之間具有一小段延遲 (即為死區時間)。於此實施例中，當主開關關斷時，輸入電流中流經串接電感 L_S 的部分 (即 i_{LS}) 自主開關轉移，且被重新導向而流經整流開關和輔助開關 S_A 的體二極體。藉此，可使整流開關和輔助開關 S_A 的寄生輸出電容放電，從而可在 ZVS 條件下導通整流開關和輔助開關 S_A 。而隨後當整流開關和輔助開關 S_A 關斷時，串接電感 L_S 中的電流 i_{LS} 仍可流經整流開關的體二極體，使主開關的寄生輸出電容放電，從而為主開關的導通創造 ZVS 條件。在現有技術中的拓撲中，由於主開關的寄生輸出電容

第 9 頁，共 23 頁(發明說明書)

未進行放電，故導通主開關會導致較大的導通損耗。此外，於本
案中，當主開關導通時，串接電感 L_s 降低了整流開關電流的變
化速率，從而顯著降低了整流開關的反向恢復損耗。

【0034】 以下分析以交流的圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 為例。分析
同樣適用於雙向運作的情況，其中在雙向運作時會以直流電壓源
(例如電池) 取代第 4 圖中的電阻性負載 R ，且於該雙向配置中，
濾波電容 C 是可選的。有關雙向配置可參考第 14 圖所示出的雙
向 AC-DC 電力轉換器 1400。

【0035】 在圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 中，開關 S_1 、 S_2 和 S_A 的開
關頻率遠高於輸入電壓 V_{AC} 的線頻率。因此，為進行以下分析，
在數個開關週期的時間範圍內，輸入電壓 V_{AC} 可視作實質上恆定
的電壓 V_{IN} 。另外，相較於圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 中
的其他電路元件的電感值及電容值，升壓電感 L 的電感值及濾波
電容 C 的電容值皆較大，故電感電流 i_L 的紋波及濾波電容 C 上的
電壓紋波可忽略不計。因此，輸出濾波電容 C 上的電壓可由恆定
電壓源 V_O 表示。類似地，開關 S_1 、 S_2 和 S_A 在其各自的導通狀態
下均具有可忽略不計的電阻值 (即導通電阻)。且在其導通期間，
每一開關均可被視作短路。然而，該些開關的寄生輸出電容 (即
電容 C_{OSS1} 、 C_{OSS2} 和 C_{OSSA}) 及每一開關的體二極體中的反向恢復
電荷不可被忽略。基於上述考慮，第 5 圖及第 8 圖分別示出了電
路模型 450 及 480，以分別代表圖騰柱 PWM PFC 功率變換器 400
在輸入電壓 V_{AC} 的正半週期 (即 $V_{AC} > 0$) 及負半週期 (即 $V_{AC} < 0$)
時的等效電路。

【0036】基於第 4 圖所示的電路模型 450，第 6A 至 6I 圖示出了圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 在輸入電壓 V_{AC} 的正半週期間 (即 $V_{AC} > 0$) 的開關週期 T_s 的拓撲狀態。第 7 圖示出了在輸入電壓 V_{AC} 的正半週期間 (即 $V_{AC} > 0$) 的開關週期 T_s 的關鍵功率級波形。

【0037】同樣地，基於第 8 圖所示的電路模型 480，第 9A 至 9I 圖示出了圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 在輸入電壓 V_{AC} 的負半週期間 (即 $V_{AC} < 0$) 的開關週期 T_s 的拓撲狀態。第 10 圖示出了在輸入電壓 V_{AC} 的負半週期間 (即 $V_{AC} < 0$) 的開關週期 T_s 的關鍵功率級波形。

【0038】如第 6A 圖所示，在 T_0 至 T_1 期間，主開關 S_2 處於導通狀態 (直至於時刻 T_1 被關斷)，升壓電感電流 i_L 和串接電感電流 i_{LS} 均流經主開關 S_2 ，而整流開關 S_1 和輔助開關 S_A 均處於關斷狀態。由於升壓電感 L 的電感值遠大於串接電感 L_s 的電感值，故實質上全部的輸入電壓 V_{IN} 均施加於升壓電感 L 上。因此，濾波電容器 C 上的電壓 V_O 被施加於主開關 S_2 上，串接電容 C_s 上的電壓 V_{CS} 被施加於輔助開關 S_A 上，且輸入電壓 V_{IN} 被施加於相互串聯連接的升壓電感 L 和串接電感 L_s 上。據此，升壓電感電流 i_L 和串接電感電流 i_{LS} 均依據以下等式線性增加：

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{di_{LS}}{dt} = \frac{V_{IN}}{L + L_s} \quad (1)$$

其中 L 及 L_s 於等式 (1) 及其他等式中分別表示升壓電感 L 的電感值及串接電感電感 L_s 的電感值。

【0039】第 6B 圖示出了圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 在 T_1 至 T_2 期間的拓撲狀態。如第 6B 圖所示，在主開關 S_2 於時刻 T_1 關斷後，

串接電感電流 i_{LS} 開始對主開關 S_2 的寄生輸出電容 C_{OSS2} 充電，其中串接電感電流 i_{LS} 在時刻 T_1 實質上等於升壓電感電流 i_L 。因此，主開關 S_2 上的電壓 V_{S2} 開始增加。根據整流開關 S_1 、輔助開關 S_A 、主開關 S_2 、串接電容 C_S 及輸出電壓 V_O 之間的克希荷夫電壓迴路 (Kirchhoff's Voltage Loop, KVL) 可得：

$$V_{S1} - V_{CS} + V_{SA} + V_{S2} = V_O \quad (2)$$

其中 V_{S1} 、 V_{CS} 、 V_{SA} 及 V_{S2} 分別為整流開關 S_1 、串接電容 C_S 、輔助開關 S_A 及主開關 S_2 上的電壓。

【0040】由於串接電容 C_S 的電容值遠大於開關的寄生輸出電容 (即 $C_S \gg C_{OSS1}$ 、 C_{OSS2} 及 C_{OSSA})，故串接電容 C_S 上的電壓 V_{CS} 可視作恆定。依據等式 (2) 可得：

$$\frac{dV_{S2}}{dt} = -\frac{d(V_{S1} + V_{SA})}{dt} \quad (3)$$

【0041】換言之，在 T_1 至 T_2 期間，整流開關 S_1 的寄生輸出電容 C_{OSS1} 和輔助開關 S_A 的寄生輸出電容 C_{OSSA} 被放電，而主開關 S_2 的寄生輸出電容 C_{OSS2} 被充電。再者，當開關 S_A 上的電壓 V_{SA} 達到 0V 時，輔助開關 S_A 的體二極體導通，整流開關 S_1 和主開關 S_2 上的電壓關係為：

$$\frac{dV_{S2}}{dt} = -\frac{d(V_{S1})}{dt} \quad (4)$$

【0042】如第 7 圖所示，由於整流開關 S_1 及主開關 S_2 的寄生輸出電容 C_{OSS1} 及 C_{OSS2} 通常小於 1 nF，故 T_1 至 T_2 的時長相對於開關週期 T_S 非常短。

【0043】第 6C 圖示出了圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 在 T_2 至 T_3 期間的拓撲狀態。於時刻 T_2 ，當整流開關 S_1 的寄生輸出電容 C_{OSS1} 已

完全放電，整流開關 S_1 的體二極體開始導通並承載升壓電感電流 i_L ，藉此將功率自輸入電壓源傳輸至輸出負載。在 T_2 至 T_3 期間，升壓電感 L 上的電壓等於輸出電壓 V_O 與輸入電壓 V_{IN} 之間的差，因此升壓電感電流 i_L 根據等式 $\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{IN} - V_O}{L}$ 線性下降。同時，輔助開關 S_A 的體二極體傳導電流 i_{LS} ，使得串接電容 C_S 上的電壓 V_{CS} 施加於串接電感 L_S 上。因此，串接電感電流 i_{LS} 根據等式 $\frac{di_{LS}}{dt} = \frac{-V_{CS}}{L_S}$ 線性下降。

【0044】第 6D 圖示出了圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 在 T_3 至 T_4 期間的拓撲狀態。於時刻 T_3 ，輔助開關 S_A 和整流開關 S_1 以 ZVS 導通。此時，換向週期完成，圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 進入 T_3 至 T_5 期間的拓撲狀態，於該拓撲狀態中，實質上全部的升壓電感電流 i_L 都被傳輸至輸出端。

【0045】第 6E 圖示出了圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 在 T_4 至 T_5 期間的拓撲狀態。在輔助開關 S_A 在時刻 T_3 導通後，於時刻 T_4 ，串接電感電流 i_{LS} 跨越零並轉為負值，而輔助開關 S_A 中的電流 i_{SA} 的極性反轉為正。

【0046】第 6F 圖示出了圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 在 T_5 至 T_6 期間的拓撲狀態。於時刻 T_5 ，整流開關 S_1 和輔助開關 S_A 均關斷。由於輸入電流仍流經開關 S_1 的體二極體，故整流開關 S_1 上的電壓 V_{S1} 維持在較小值。此外，因串接電感電流 i_{LS} 為負值，故輔助開關 S_A 的寄生輸出電容 C_{OSSA} 開始充電，進而使輔助開關 S_A 上的電壓升高。根據前述之等式 (2)，當輔助開關 S_A 上的電壓升高時，

將對應導致主開關 S_2 的寄生輸出電容 C_{oss2} 上的電壓降低，其中電壓降低係由寄生輸出電容 C_{oss2} 的放電所造成。

【0047】 第 6G 圖示出了圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 在 T_6 至 T_7 期間的拓撲狀態。於時刻 T_6 ，主開關 S_2 的寄生輸出電容 C_{oss2} 已完全放電，故全部的串接電感電流 i_{LS} 將流經主開關 S_2 的體二極體。升壓電感電流 i_L 和串接電感電流 i_{LS} 的具有實質相等的大小和相反的極性。因此，整流開關 S_1 的體二極體短暫地承載兩倍於輸入電流 (即升壓電感電流 i_L) 之大小的峰值電流。整流開關 S_1 和主開關 S_2 的體二極體在 T_6 至 T_7 期間均有承載電流。根據等式 (2)，輔助開關 S_A 上的電壓 V_{SA} 等於輸出電壓 V_O 和串接電容電壓 V_{CS} 的和 (即 $V_O + V_{CS}$)，從而使輸出電壓 V_O 完全施加於串接電感 L_S 上。因此，輔助開關 S_A 不承載任何電流，電感電流 i_{LS} 線性增加，而整流開關 S_1 中的電流 i_{S1} 以與其相同的速率下降：

$$\frac{di_{S1}}{dt} = -\frac{di_{LS}}{dt} = -\frac{V_O}{L_S} \quad (5)$$

【0048】 如等式 (5) 所示，整流開關 S_1 中的電流下降速率由串接電感 L_S 控制。因此，可通過為串接電感 L_S 挑選適當的電感值來減小整流器的恢復電荷及其相關的損耗。通常而言，較大的電感值將使電流下降速率減小，並將有關反向恢復的損耗大幅降低。

【0049】 第 6H 圖示出了圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 在 T_7 至 T_8 期間的拓撲狀態。於時刻 T_7 ，主開關 S_2 實質上承載了全部的串接電感電流 i_{LS} 。為使主開關 S_2 實現 ZVS，開關 S_2 應在串接電感電流 i_{LS} 的極性轉正前導通。因此，如第 7 圖所示，於時刻 T_7 ，主開關 S_2 在串接電感電流 i_{LS} 的極性轉正前導通。若主開關 S_2 的控制訊

號相對於串接電感電流 i_{LS} 的極性轉正時刻有所延遲，則主開關 S_2 的寄生輸出電容 C_{OSS2} 可能被完全或部分充電，導致無法實現 ZVS。

【0050】 於 T_6 至 T_8 期間，升壓電感電流 i_L 以 $\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{IN}}{L}$ 的速率線性增加，而串接電感電流 i_{LS} 以 $\frac{di_{LS}}{dt} = \frac{V_O}{L_S}$ 的速率線性增加。串接電感 L_S 的電感值以遠小於升壓電感 L 的電感值為佳，以使串接電感電流 i_{LS} 的變化速率實質上高於升壓電感電流 i_L 的變化速率。

【0051】 第 6I 圖示出了圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 在 T_8 至 T_9 期間的拓撲狀態。於時刻 T_8 ，升壓電感電流 i_L 和串接電感電流 i_{LS} 相等，故整流開關 S_1 中的電流變為零。當串接電感電流 i_{LS} 上升至高於升壓電感電流 i_L 時，整流開關 S_1 的寄生輸出電容 C_{OSS1} 開始充電。根據等式 (2)，當整流開關 S_1 上的電壓 V_{S1} 增加時，亦將伴隨著輔助開關 S_A 上的電壓 V_{SA} 增加。亦即對輔助開關 S_A 的寄生輸出電容 C_{OSSA} 放電，並減少施加於串接電感 L_S 上的電壓。如第 6I 圖所示，串接電感電流 i_{LS} 最終下降至與升壓電感電流 i_L 相等。此外，輔助開關 S_A 上的電壓 V_{SA} 變為與串接電容電壓 V_{CS} 相等，使得串接電感 L_S 上的電壓實際上變為零，且輸出電壓 V_O 實質上完全施加於整流開關 S_1 上。

【0052】 如第 7 圖所示，主開關 S_2 、整流開關 S_1 和輔助開關 S_A 上的電壓應力為輸出電壓 V_O 與串接電容 C_S 上的電壓 V_{CS} 的和 (即 $V_O + V_{CS}$)，故主開關 S_2 和整流開關 S_1 上的應力高於傳統硬開關升壓轉換器 (例如第 3 圖中的 AC-DC 圖騰柱升壓轉換器 300) 中的相應開關上的應力。因此，為串接電容 C_S 挑選適當的電容值可進

而確保電壓 V_{CS} 為合理值，從而將開關上的電壓應力維持在合理範圍內。

【0053】藉由了解 T_1 至 T_3 的時長及 T_5 至 T_8 的時長 (即換向週期) 相對於主開關 S_2 及整流開關 S_1 的導通時長較短，針對圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 中的電路參數與電壓 V_{CS} 間之關係的推導可被簡化。如第 7 圖所示，於 T_1 至 T_4 期間，串接電容 C_S 通過串接電感電流 i_{LS} 放電。串接電感電流 i_{LS} 在時刻 T_4 極性反轉，並於 T_4 至 T_6 期間為串接電容 C_S 充電。除了在換向週期 (即 T_1 至 T_3 期間及 T_5 至 T_8 期間) 和 T_8 至 T_9 期間，串接電容 C_S 中的電流具有實質上恆定的斜率 $\frac{di_{LS}}{dt} = \frac{-V_{CS}}{L_S}$ (而在 T_8 至 T_9 期間，串接電容 C_S 中的電流實質上為零)。 I_L 為升壓電感電流 i_L 的平均值。為使主開關 S_2 和輔助開關 S_A 實現 ZVS (即在時刻 T_3 ，串接電感電流 i_{LS} 等於 $-I_L$ 時) 以及使整流開關 S_1 實現 ZVS (即在時刻 T_5 ，串接電感電流 i_{LS} 等於 I_L 時)，通過在 T_3 至 T_5 期間的電流變化斜率 $\frac{di_{LS}}{dt} = \frac{-V_{CS}}{L_S}$ 可得：

$$V_{CS} \approx \frac{L_S * 2I_L}{D' * T_S} \quad (6)$$

其中 D' 為整流開關 S_1 的占空比， T_S 為開關週期的時長， T_3 至 T_5 期間實質上為週期 T_{ON} ，其中週期 T_{ON} 即為整流開關 S_1 導通之時段。對於無損耗圖騰柱功率級而言，電壓轉換比 V_O/V_{IN} 可由等式 (7) 表示，其中於無損耗圖騰柱功率級中，電流的換向時長 (即 T_1 至 T_3 的時長及 T_5 至 T_8 的時長) 遠短於 T_{ON} 。

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{I_L}{I_O} = \frac{1}{1-D} = \frac{1}{D'} \quad (7)$$

其中 I_O 為輸出負載電流的平均值。據此，可將等式 (6) 改寫為：

$$V_{CS} \approx \frac{L_S * 2I_L * f_S * V_O}{V_{IN}} \quad (8)$$

其中 f_S 為開關頻率。

【0054】根據等式 (8)，電壓 V_{CS} 在滿載 (即 I_L 為最大值) 且線電壓最小 (即 V_{IN} 為最小值) 時最大。在給定的輸入及輸出規格下 (即給定的最大 I_L 和輸出電壓 V_O)，可通過減小 $L_S * f_S$ 的乘積來減小串接電容電壓 V_{CS} 。

【0055】圖騰柱整流器多用於輸入電流塑形應用中，其目的在於減少諧波成分並改善線電流的功率因數。在任一電流塑形應用中，即使輸入電壓 V_{IN} 在線週期內發生變化，也需將輸出電壓 V_O 維持在實質恆定，同時圖騰柱整流器的占空比從 0 變為 $\frac{|V_{IN}|}{V_O}$ 。在 PFC 整流器中，輸入電流之形狀以依循輸入電壓之形狀為佳。因此，根據等式 (8) 可知，電壓 V_{CS} 在整個線週期內實質上為恆定。

【0056】第 8 圖示出了電路模型 480，其代表圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 在輸入電壓 V_{AC} 的負半週期間 (即 $V_{AC} < 0$) 的等效電路。第 9A 至 9I 圖示出了圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 在輸入電壓 V_{AC} 的負半週期間的開關週期 T_S 的拓撲狀態。第 10 圖示出了在輸入電壓 V_{AC} 的負半週期間 (即 $V_{AC} < 0$) 的開關週期 T_S 的關鍵功率級波形。在輸入電壓 V_{AC} 的負半週期間，圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 的主動軟開關單元 401 實質上以第 6A 至 6I 圖和第 7 圖及其說明所述之方式運作，僅有開關的作用相反 (即改為使開關 S_1 作為主開關，開關 S_2 作為整流開關)。故於此省略對於第 9A 至 9I 圖及第 10 圖的詳細說明。然須注意的是，對比第 6A 至 6I 圖與第 9A 至 9I 圖的 T_0 至 T_1 期間及 T_8 至 T_9 期間。於輸入

電壓 V_{AC} 的負半週期間，當主開關 S_1 導通時，輸入電壓 V_{AC} 完全施加於升壓電感 L 上，故無電流流經串接電感 L_s 。因此，流經串接電感 L_s 在負半週的峰值電流約為在正半週時的兩倍。

【0057】圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 的控制電路可與傳統的硬開關圖騰柱整流器中之對應部分以相同的方式構成，僅需為輔助開關 S_A 額外設置閘極驅動電路即可。具體而言，對於輸入電流塑形應用，可採用任意適當的控制技術（例如平均電流控制、峰值電流控制或磁滯控制）來控制圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400。

【0058】第 11 圖示出了本案一實施例中包含主動軟開關單元 401 的單向 AC-DC 圖騰柱電力轉換器 1100。不同於圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 的是，AC-DC 圖騰柱電力轉換器 1100 具有耦接於串接電感 L_s 和輔助開關 S_A 之間的公共電節點的升壓電感 L 。對於本案例中包含主動軟開關單元的任一電力轉換器，升壓電感 L 可連接於串接電感 L_s 與開關 S_2 之間的公共電節點，抑或是連接於串接電感 L_s 與開關 S_1 之間的公共電節點。由在輸入電壓 V_{AC} 的正負半週中之各種配置的等效電路亦可看出該現象。在正半週期間（即 $V_{AC} > 0$ ），AC-DC 圖騰柱電力轉換器 1100 的等效電路為第 8 圖所示的模型 480，其中以開關 S_2 作為整流開關。在負半週期間（即 $V_{AC} < 0$ ），AC-DC 圖騰柱電力轉換器 1100 的等效電路為第 5 圖所示的模型 450，其中以開關 S_1 作為整流開關。因此，圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 在正半週及負半週中的運作分別與 AC-DC 圖騰柱電力轉換器 1100 在負半週及正半週的運作一致。

【0059】第 12 圖示出了本案一實施例中包含主動軟開關單元 401 的雙向 AC-DC 圖騰柱電力轉換器 1200。不同於圖騰柱 PWM PFC 電力

第 18 頁，共 23 頁(發明說明書)

轉換器 400 的是，其係以同步整流器 S_3 和 S_4 取代二極體 D_1 和 D_2 。同步整流器 S_3 和 S_4 (例如開關 S_3 和 S_4) 的壓降遠低於被動二極體 D_1 和 D_2 的壓降，因而可提升轉換效率。須注意的是，本案任一架構的圖騰柱配置中的二極體 D_1 和 D_2 均可以由同步整流器替代，從而獲取轉換效率優勢。

【0060】第 13 圖示出了本案一實施例中包含主動軟開關單元 401 的 AC-DC 圖騰柱電力轉換器 1300。不同於圖騰柱 PWM PFC 電力轉換器 400 的是，AC-DC 圖騰柱電力轉換器 1300 的二極體 D_{PRE1} 和 D_{PRE2} 在啟動或主動軟開關單元 401 處於非致動狀態時對輸出直流側 (例如濾波電容 C 的兩端) 進行充電，藉此繞過主動軟開關單元 401。二極體 D_{PRE1} 和 D_{PRE2} 為典型矽元件。一旦對直流側充電，因源自交流源的電流將流經主動軟開關單元 401，故二極體 D_{PRE1} 和 D_{PRE2} 不再導通。

【0061】第 14 圖示出了本案一實施例中包含主動軟開關單元 401 的雙向 AC-DC 圖騰柱電力轉換器 1400，其係以同步整流器 S_3 和 S_4 取代二極體 D_1 和 D_2 ，如前所述可獲取更高的轉換效率。

【0062】第 15 圖示出了本案一實施例中包含主動軟開關單元 401 的雙向 AC-DC 圖騰柱電力轉換器 1500。不同於雙向 AC-DC 圖騰柱電力轉換器 1400 的是，AC-DC 圖騰柱電力轉換器 1500 的升壓電感 L 耦接於串接電感 L_S 與輔助開關 S_A 之間的公共電節點。如前所述，這些配置均可以實質上等效的方式運作。

【0063】第 16 圖示出了本案一實施例中包含主動軟開關單元 401 的多相電力轉換器 1600。如第 16 圖所示，多相電力轉換器 1600 為雙向三相 AC-DC 電力轉換器，其包含第 4 圖中的主動軟開關單元

第 19 頁，共 23 頁(發明說明書)

401。多相電力轉換器 1600 耦接於交流電路和直流電路之間。交流電路可為多相交流源，並包含多個相位端。直流電路可為電阻性負載或直流電源。多相電力轉換器 1600 包含多個組成電路 (即多個相位橋臂)，每個組成電路耦接於交流電路的一相位端。多相電力轉換器 1600 的每個相位橋臂包含電感 (即電感 L_1 、 L_2 或 L_3) 和主動軟開關單元，其中電感將相位橋臂耦接於相應的相位端。每個相位橋臂的主動軟開關單元包含串接電感 (即電感 L_{S1} 、 L_{S2} 或 L_{S3})、第一和第二開關 (即開關 S_1 和 S_2 、開關 S_3 和 S_4 或開關 S_5 和 S_6)、輔助開關 (即開關 S_{A1} 、 S_{A2} 或 S_{A3}) 及輔助電容 (即 C_{S1} 、 C_{S2} 或 C_{S3})。所有開關均在 ZVS 條件下關斷，其中至少一個開關為碳化物 MOSFET。於任一相位橋臂中，串接電感和第一及第二開關在直流電路上形成一串接電路。再者，於任一相位橋臂中，第一開關 (即第一開關 S_1 、 S_3 或 S_5) 或第二開關 (即 S_2 、 S_4 或 S_6) 係作為整流開關，其與輔助開關 (即開關 S_{A1} 、 S_{A2} 或 S_{A3}) 同時導通及關斷。於任一相位橋臂中，當整流開關關斷時，串接電感 (即串接電感 L_{S1} 、 L_{S2} 或 L_{S3}) 可減小電流變化速率。藉由電流變化速率的下降，可進而減少整流開關中的反向恢復損耗。

【0064】 於第 16 圖中，三相交流源提供三線的電壓 V_A 、 V_B 及 V_C ，此三線電壓可以通過 Y 型、WYE 型或 Δ 型架構相連接。如第 16 圖所示，三相中的每一橋臂均包含耦接於對應升壓電感 (即升壓電感 L_1 、 L_2 和 L_3) 的一主動軟開關單元 401。根據實際應用，相位橋臂的數量可為足以傳輸所需功率的任一適當值。須注意的是，在多相電力轉換器中，每個相位橋臂的返回路徑係由其他相位橋臂

所提供，因此可無需設置圖騰柱整流級（例如二極體或同步整流器）。

【0065】第 17 圖示出了本案一實施例的多相電力轉換器 1700。與多相電力轉換器 1600 相同的是，多相電力轉換器 1700 耦接於交流電路與直流電路。交流電路可為多相交流源，並包含多個相位端。直流電路可為電阻性負載或直流電源。與多相電力轉換器 1600 不同的是，多相電力轉換器 1700 中的每個升壓電感（即電感 L_1 、 L_2 或 L_3 ）耦接於串接電感（即串聯電感 L_{S1} 、 L_{S2} 或 L_{S3} ）與對應主動軟開關單元中的輔助開關（即開關 S_{A1} 、 S_{A2} 或 S_{A3} ）之間的公共電節點。於任一相位橋臂中，串接電感和第一及第二開關在直流電路上形成一串接電路。再者，於任一相位橋臂中，第一開關（即第一開關 S_1 、 S_3 或 S_5 ）或第二開關（即 S_2 、 S_4 或 S_6 ）係作為整流開關，其與輔助開關（即開關 S_{A1} 、 S_{A2} 或 S_{A3} ）同時導通及關斷。所有開關均在 ZVS 條件下關斷，其中至少一個開關為碳化物 MOSFET。於任一相位橋臂中，當整流開關關斷時，串接電感（即串接電感 L_{S1} 、 L_{S2} 或 L_{S3} ）可減小電流變化速率。藉由電流變化速率的下降，可進而減少整流開關中的反向恢復損耗。和多相電力轉換器 1600 相同，根據實際應用，相位端及相位橋臂的數量可為足以傳輸所需功率的任一適當值。

【0066】如前述實施例所示，通過主動軟開關單元，本案實質上減少了在 AC-DC 功率轉換系統中由主開關的導通特性和整流器的反向恢復特性所引起的開關損耗。具體而言，主動軟開關單元中的串接電感減少了與反向恢復相關的損耗，其中串接電感降低了整流

器開關的體二極體在其關斷期間的電流變化速率。主動軟開關單元中的開關可以 ZVS 運作。

【0067】 須注意，上述僅是為說明本案而提出之較佳實施例，本案不限於所述之實施例，本案之範圍由如附專利申請範圍決定。且本案得由熟習此技術之人士任施匠思而為諸般修飾，然皆不脫如附專利申請範圍所欲保護者。

【符號說明】

【0068】 AC-DC 升壓轉換器：100

V_{AC} ：輸入電壓

V_O ：輸出電壓

L 、 L_1 、 L_2 ：電感

S 、 S_1 、 S_2 ：開關

D 、 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 、 D_5 、 D_6 、 D_7 ：二極體

C 、 C_1 、 C_2 ：電容

R ：負載

200：AC-DC 電力轉換器

205：輔助電路

300：圖騰柱 AC-DC 升壓轉換器

400：電力轉換器

401：主動軟開關單元

402：串接電路

L_S ：電感

S_A ：開關

C_S ：電容

i_L 、 i_{LS} ：電流

V_{IN} ：電壓

C_{OSS1} 、 C_{OSS2} 、 C_{OSSA} ：電容

450、480：電路模型

T_S ：開關週期

i_{S1} 、 i_{S2} 、 i_{SC} 、 i_{SA} ：電流

V_{S1} 、 V_{CS} 、 V_{SA} 、 V_{S2} ：電壓

T_0 、 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 、 T_5 、 T_6 、 T_7 、 T_8 、 T_9 、 T_{10} ：時刻

T_{ON} 、 T_{OFF} ：週期

D' ：占空比

1100：單向 AC-DC 圖騰柱電力轉換器

1200：雙向 AC-DC 圖騰柱電力轉換器

S_3 、 S_4 ：開關

1300：AC-DC 圖騰柱電力轉換器

D_{PRE1} 、 D_{PRE2} ：二極體

1400：雙向 AC-DC 圖騰柱電力轉換器

1500：雙向 AC-DC 圖騰柱電力轉換器

1600：多相電力轉換器

S_5 、 S_6 、 S_{A1} 、 S_{A2} 、 S_{A3} ：開關

L_3 、 L_{S1} 、 L_{S2} 、 L_{S3} ：電感

C_{S1} 、 C_{S2} 、 C_{S3} ：電容

V_{CS1} 、 V_{CS2} 、 V_{CS3} ：電壓

1700：多相電力轉換器

第 23 頁，共 23 頁(發明說明書)

【發明申請專利範圍】

【請求項1】 一種電力轉換器，適於耦接至一交流電路及一直流電路，其中該交流電路具有第一端及第二端，該電力轉換器包含：

一第一電感，具有第一端及第二端，其中該第一電感的該第一端耦接於該交流電路的該第一端；

相連接於一公共節點的第一整流器及第二整流器，其中該第一整流器及該第二整流器所形成的一串接電路並聯耦接於該直流電路，且該公共節點耦接於該交流電路的該第二端；以及

一主動軟開關單元，包含：

一第二電感，具有第一端及第二端；

第一開關及第二開關，其中該第一開關、該第二電感及該第二開關所形成的一串接電路並聯耦接於該第一整流器及該第二整流器所形成的該串接電路；

一第三開關；以及

一第一電容，其中該第三開關及該第一電容所形成的一串接電路並聯耦接於該第二電感；

其中該第一電感的該第二端耦接於該第二電感的該第一端或該第二端，該第一開關或該第二開關係作為與該第三開關同時導通及關斷的一整流開關，該第二電感具有一電感值適於在該整流開關關斷時降低電流變化速率。

【請求項2】 如請求項 1 所述的電力轉換器，其中該些開關中的至少一個包含一碳化矽 MOSFET。

【請求項3】 如請求項 1 所述的電力轉換器，其中該電力轉換器架構於進行雙向運作。

- 【請求項4】 如請求項 1 所述的電力轉換器，其中該交流電路包含一交流電源，該直流電路包含一電阻性負載及一直流電源中的至少一個。
- 【請求項5】 如請求項 1 所述的電力轉換器，還包含並聯連接於該第一整流器及該第二整流器的一濾波電容。
- 【請求項6】 如請求項 1 所述的電力轉換器，其中該第一整流器及該第二整流器中的至少一個包含一同步整流器。
- 【請求項7】 如請求項 1 所述的電力轉換器，其中該電流變化速率的降低使得該整流開關中的反向恢復損耗減小。
- 【請求項8】 如請求項 1 所述的電力轉換器，其中該第一開關、該第二開關及該第三開關中的至少一個在 ZVS 條件下關斷。
- 【請求項9】 如請求項 1 所述的電力轉換器，其中該第一電感耦接於該第一開關與該第二電感之間的一公共電節點。
- 【請求項10】 如請求項 1 所述的電力轉換器，其中該第一電感耦接於該第二開關與該第二電感之間的一公共電節點。
- 【請求項11】 一種多相電力轉換器，適於耦接至一交流電路及一直流電路，其中該交流電路包含複數個相位端，每一該相位端耦接於一多相交流電源中的一相，該多相電力轉換器具有複數個相位橋臂，每一該相位橋臂包含：

一第一電感，具有第一端及第二端，其中該第一電感的該第一端耦接於該交流電路的其中一個該相位端；以及

一主動軟開關單元，包含：

一第二電感，具有第一端及第二端；

第一開關及第二開關，其中該第一開關、該第二電感及該第二開關所形成的一串接電路並聯耦接於該直流電路；

第2頁，共 3 頁(發明申請專利範圍)

一第三開關；以及

一第一電容，其中該第三開關及該第一電容所形成的一串接電路並聯耦接於該第二電感；

其中該第一電感的該第二端耦接於該第二電感的該第一端或該第二端，在任一該相位橋臂中，該第一開關或該第二開關係作為與該第三開關同時導通及關斷的一整流開關，該第二電感具有一電感值適於在該整流開關關斷時降低電流變化速率。

【請求項12】如請求項 11 所述的多相電力轉換器，其中該些開關中的至少一個包含一碳化矽 MOSFET。

【請求項13】如請求項 11 所述的多相電力轉換器，其中該多相電力轉換器架構於進行雙向運作。

【請求項14】如請求項 11 所述的多相電力轉換器，還包含並聯連接於該直流電路的一濾波電容。

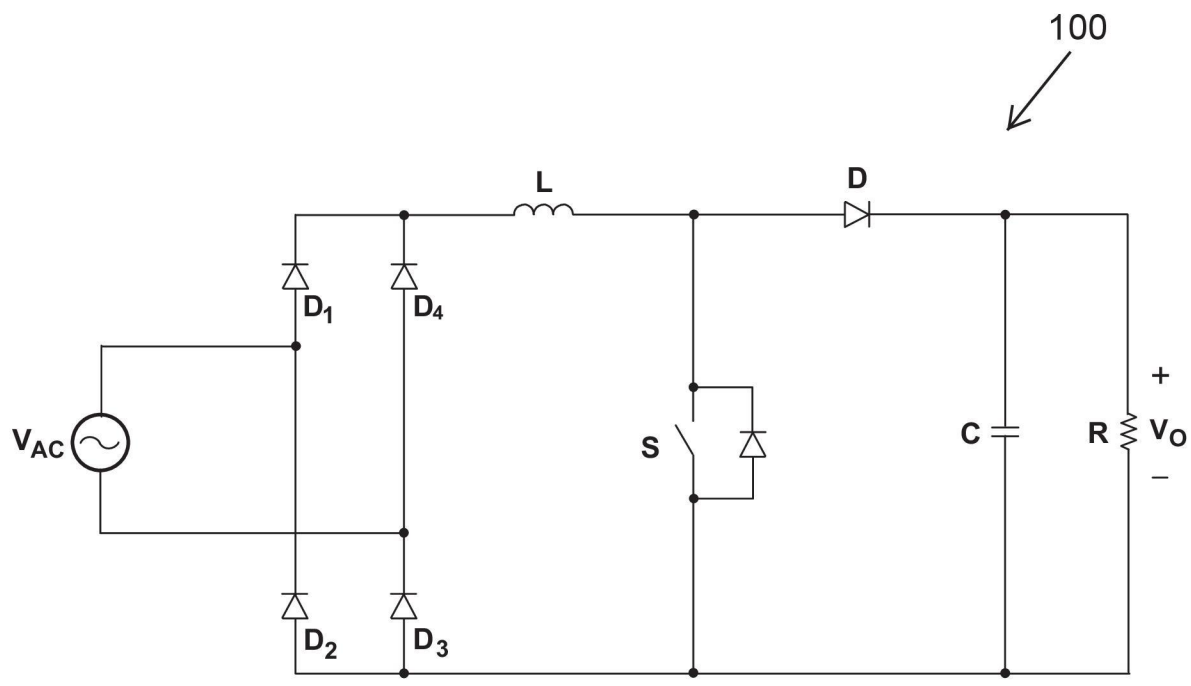
【請求項15】如請求項 11 所述的多相電力轉換器，其中該電流變化速率的降低使得該整流開關中的反向恢復損耗減小。

【請求項16】如請求項 11 所述的多相電力轉換器，其中在任一該相位橋臂中，該第一開關、該第二開關及該第三開關中的至少一個在 ZVS 條件下關斷。

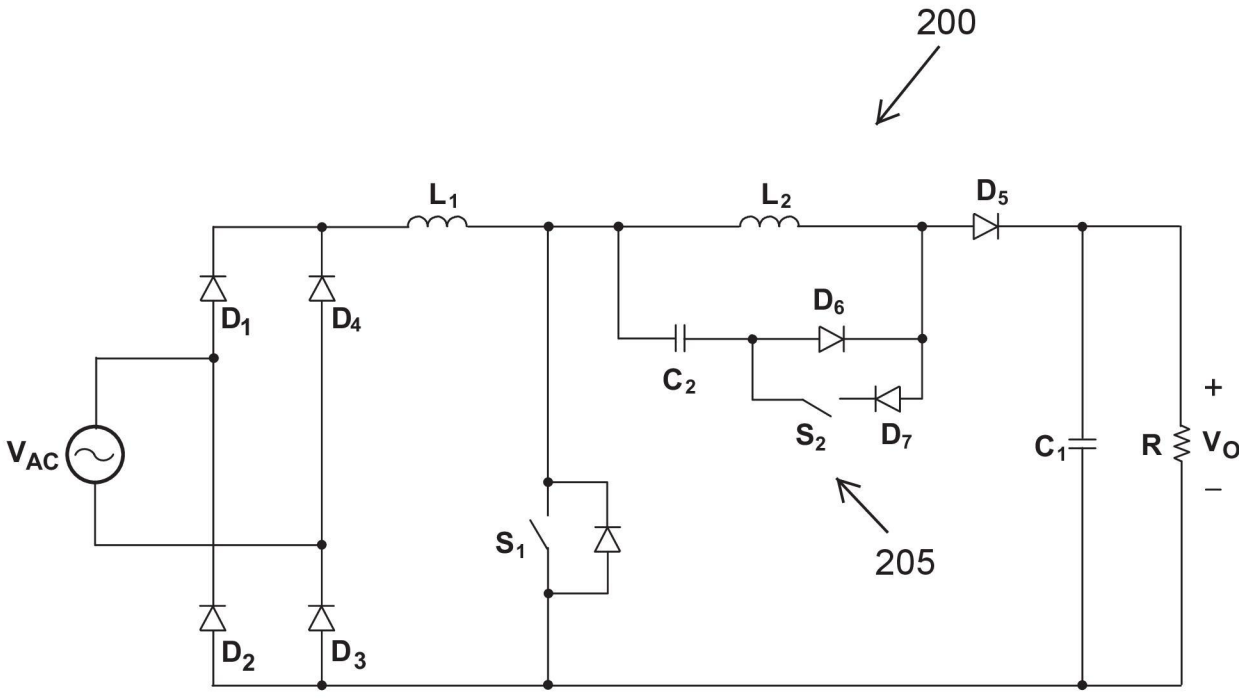
【請求項17】如請求項 11 所述的多相電力轉換器，其中任一該相位橋臂中的該第一電感耦接於對應之該主動軟開關單元的該第一開關與該第二電感之間的一公共電節點。

【請求項18】如請求項 11 所述的多相電力轉換器，其中任一該相位橋臂中的該第一電感耦接於對應之該主動軟開關單元的該第二開關與該第二電感之間的一公共電節點。

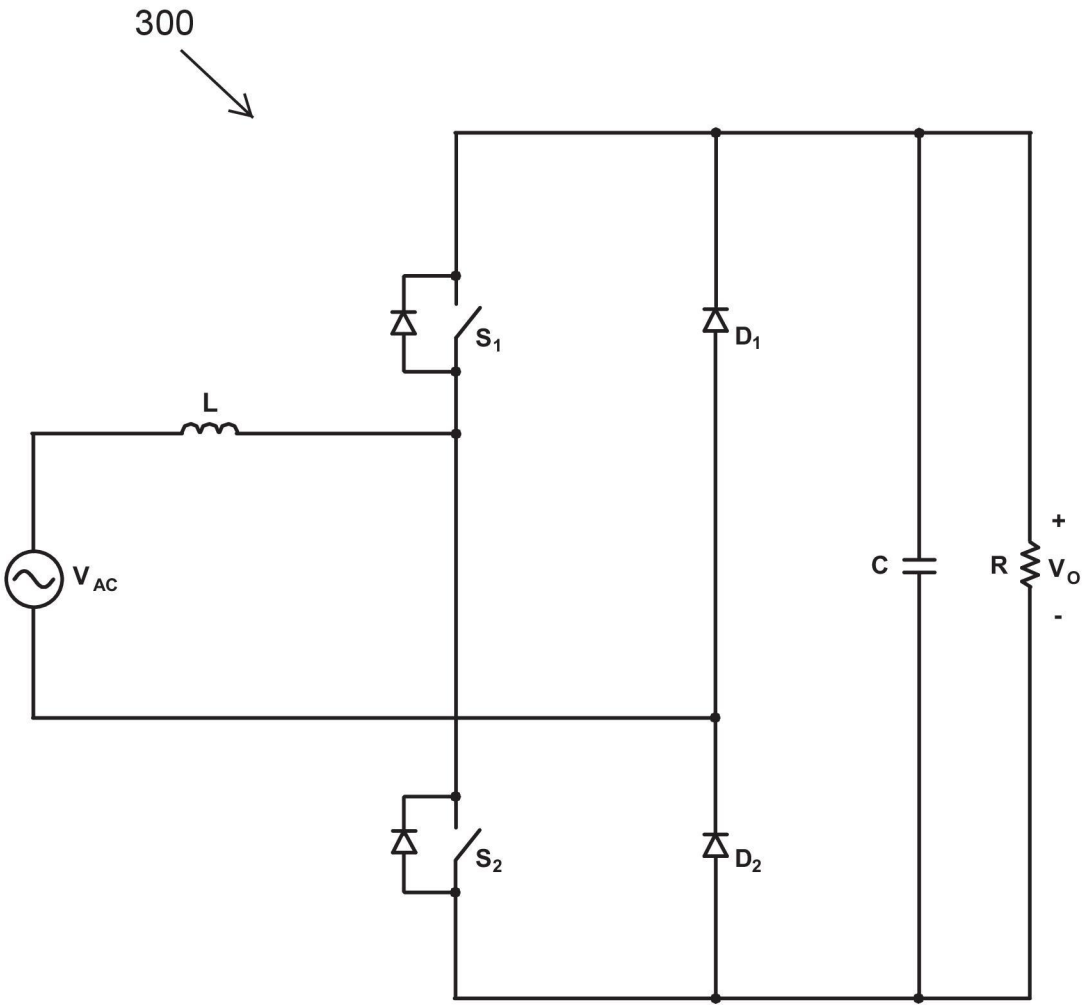
【發明圖式】



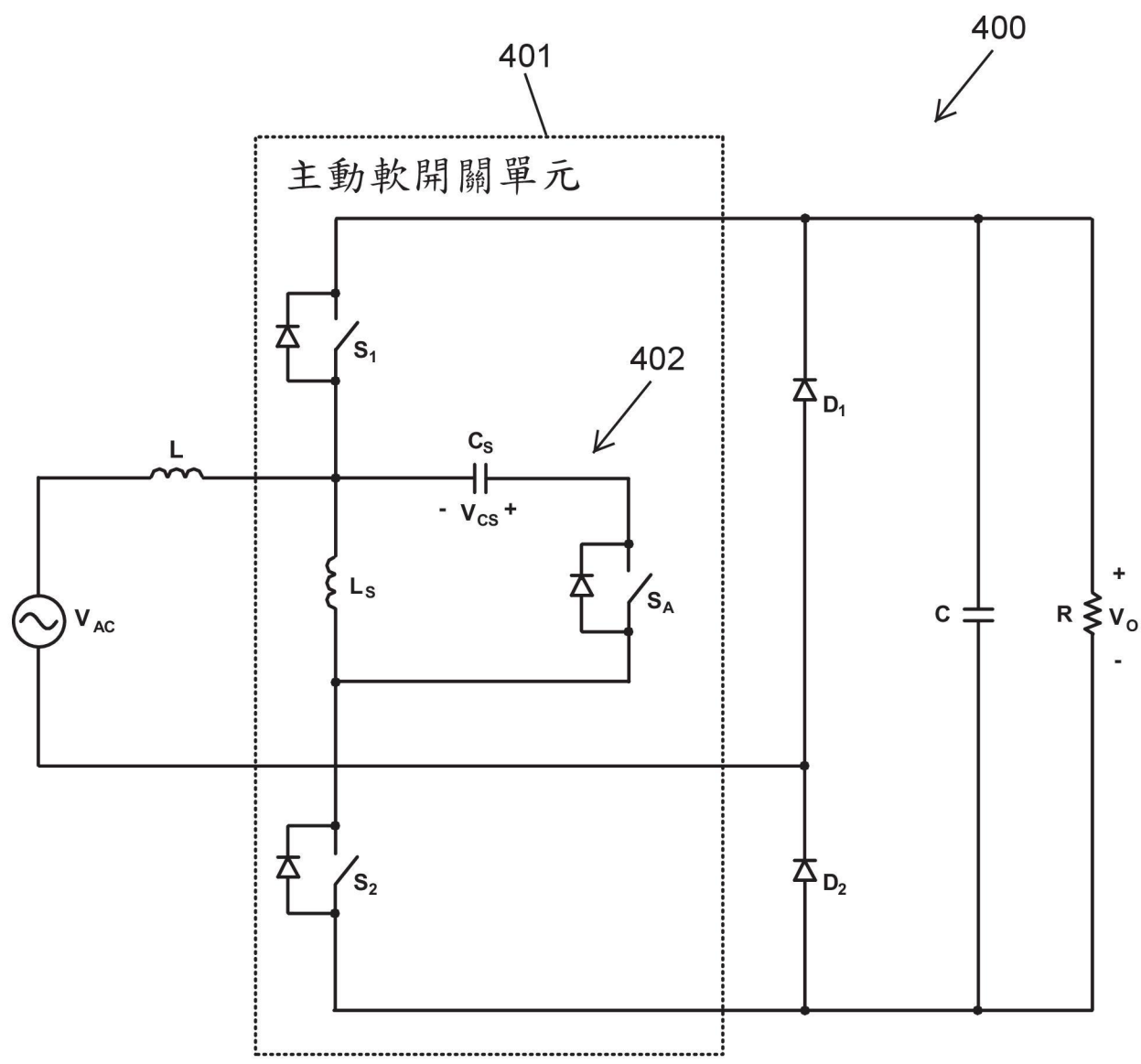
第1圖



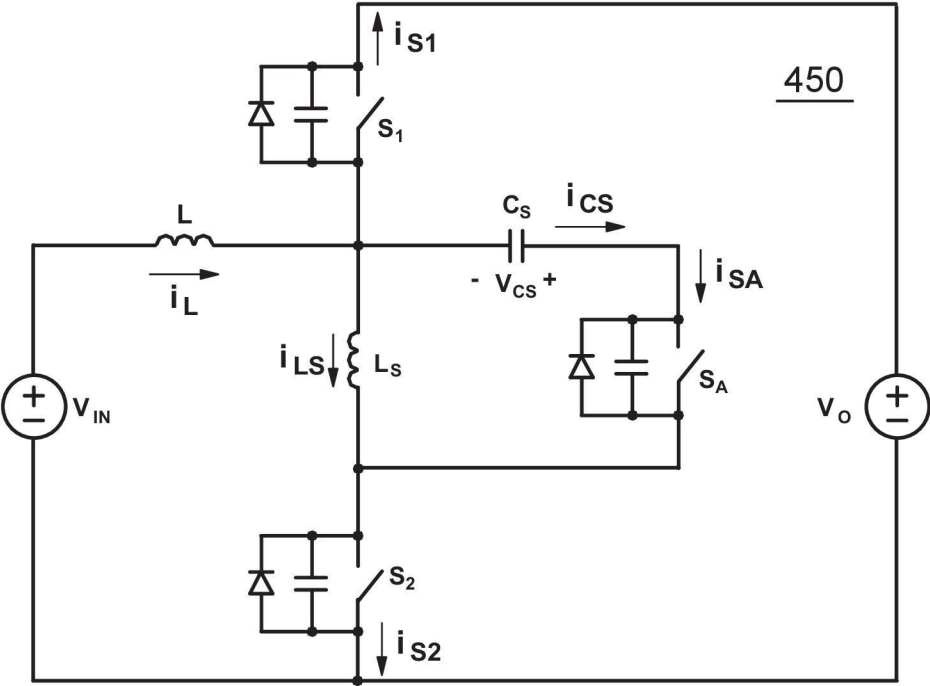
第2圖



第3圖



第4圖

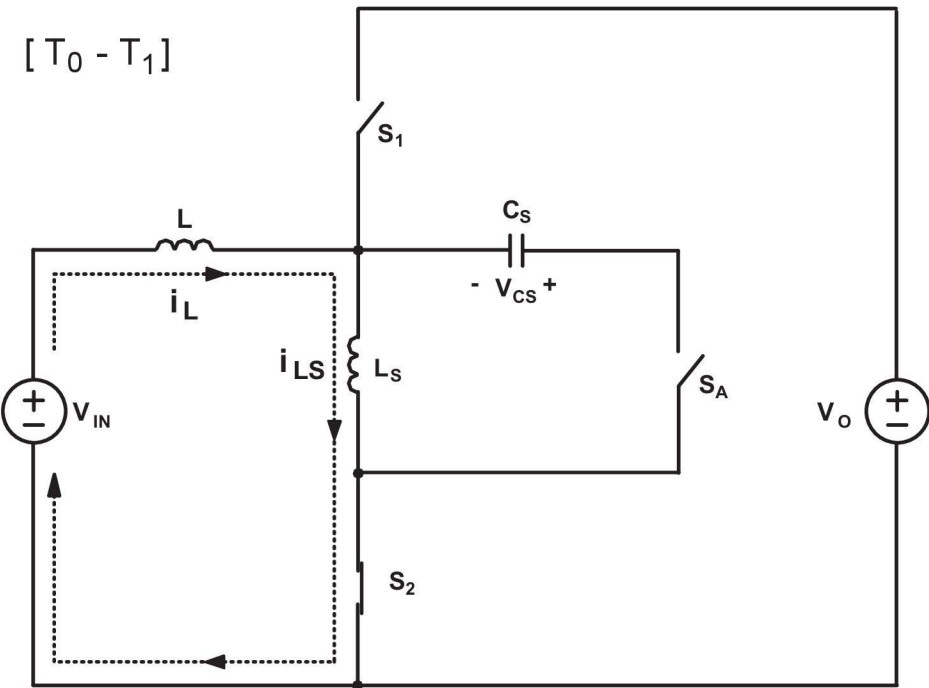


$V_{AC} > 0$

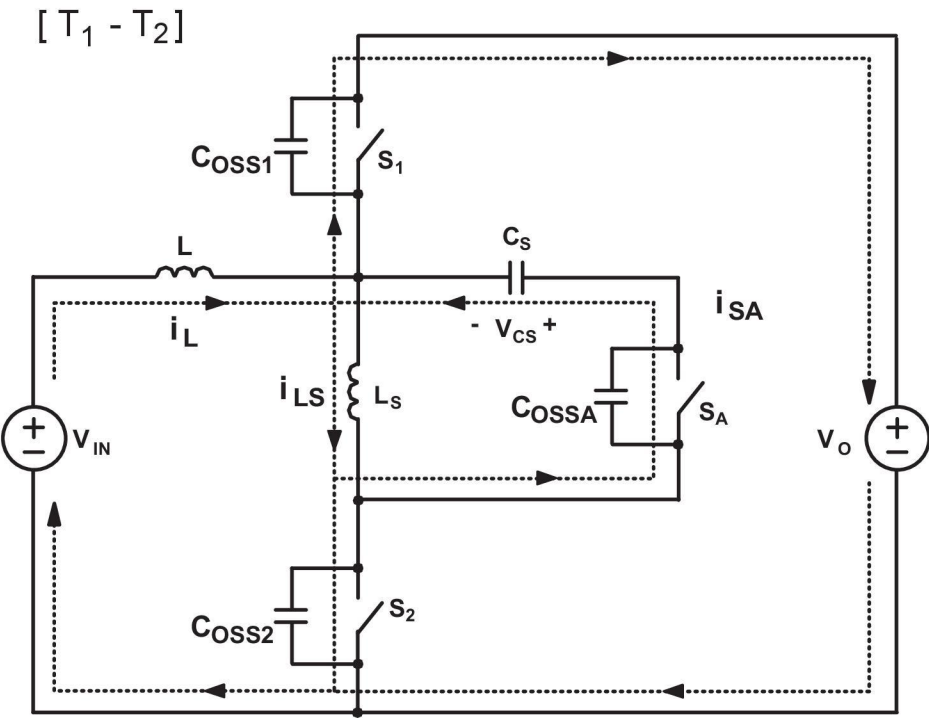
D_1 : 關斷

D_2 : 導通

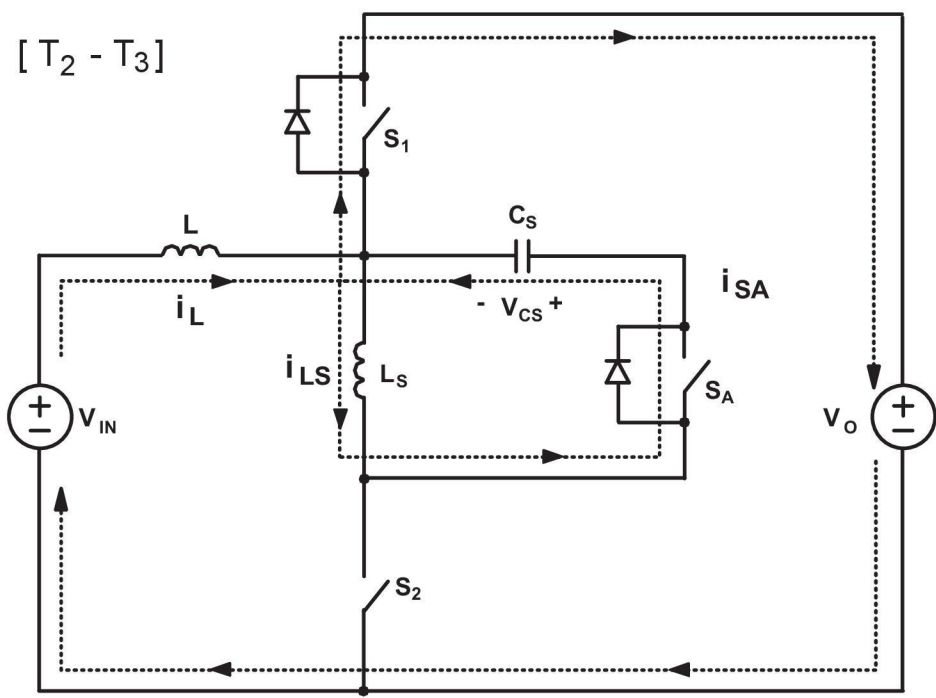
第5圖



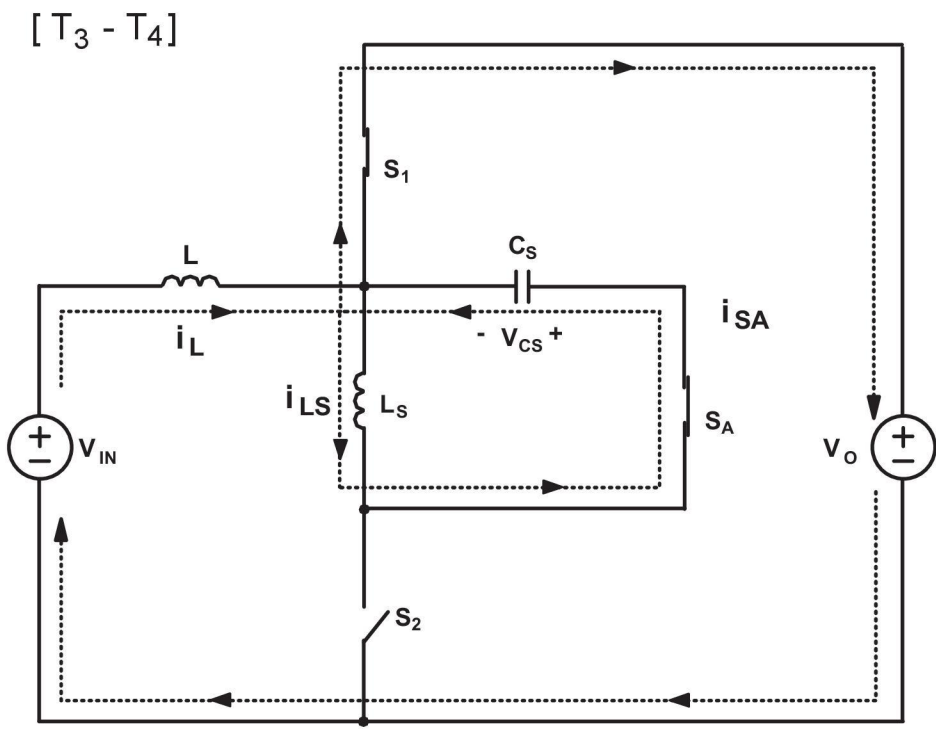
第6A圖



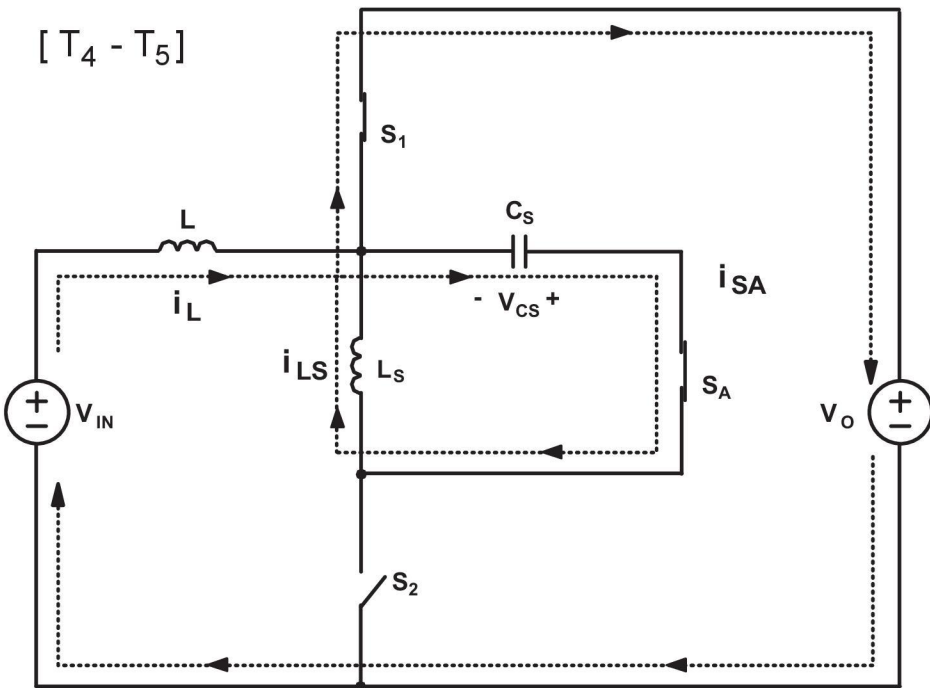
第6B圖



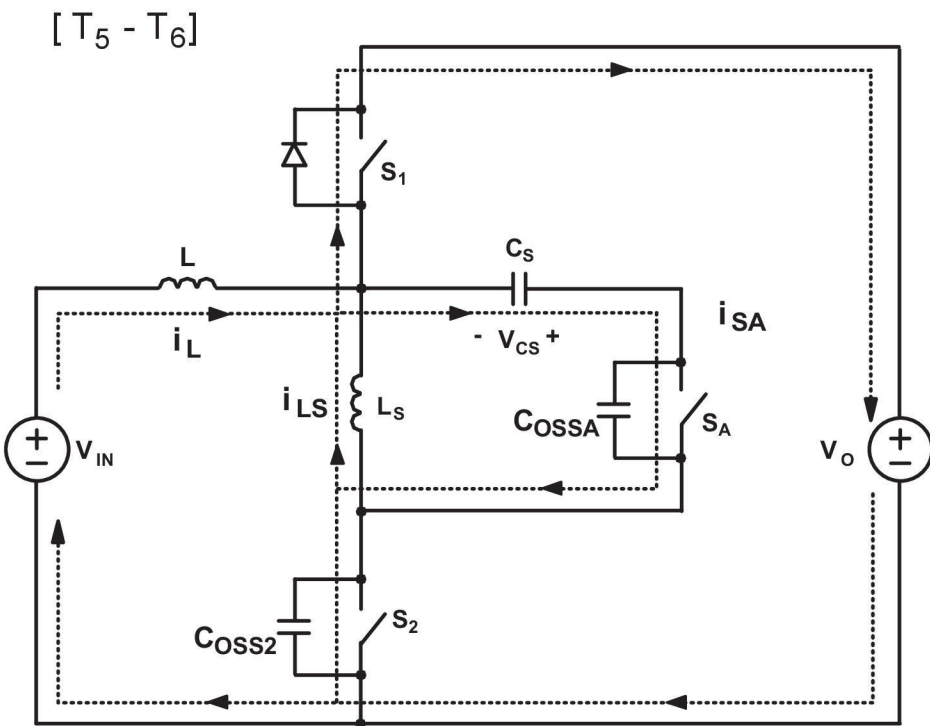
第6C圖



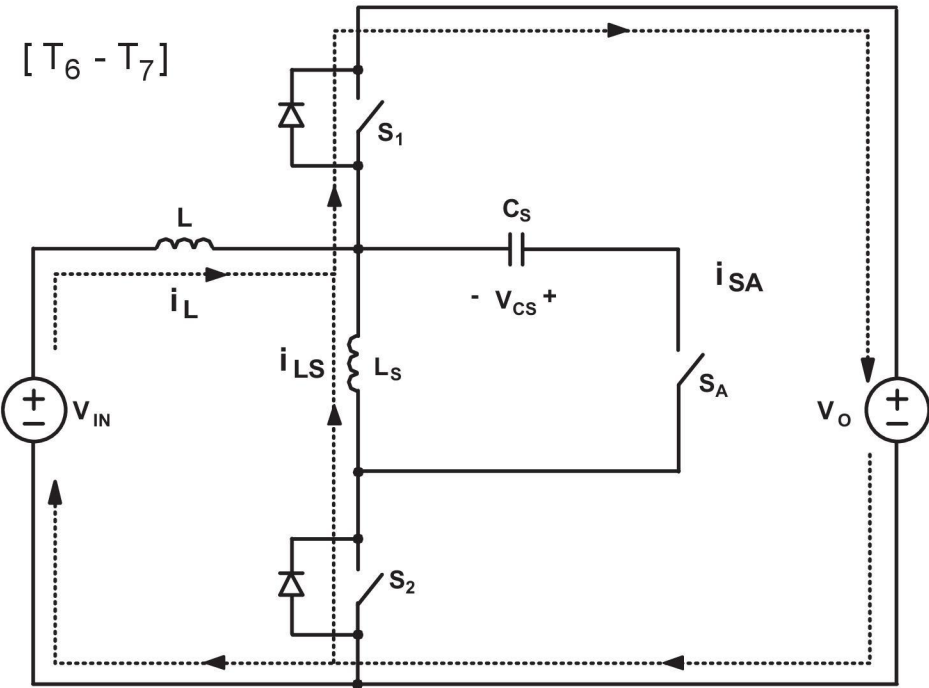
第6D圖



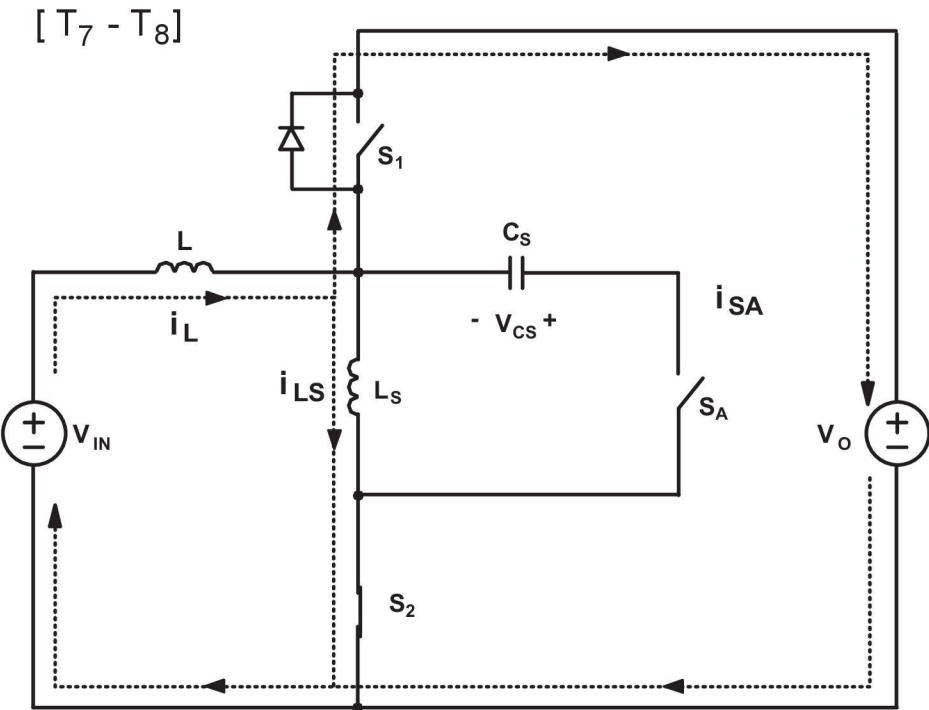
第6E圖



第6F圖

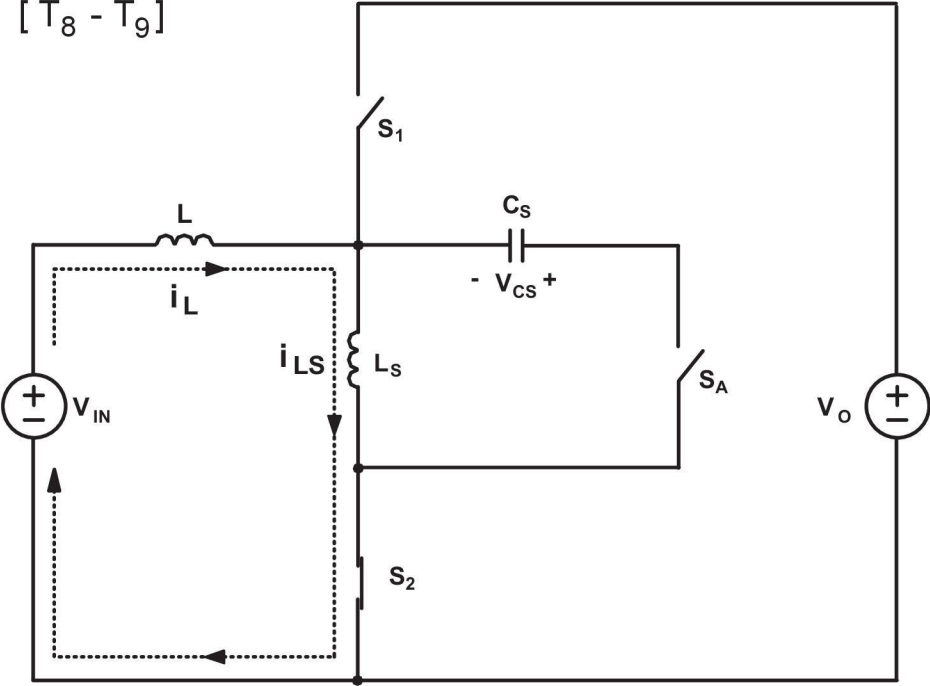


第6G圖

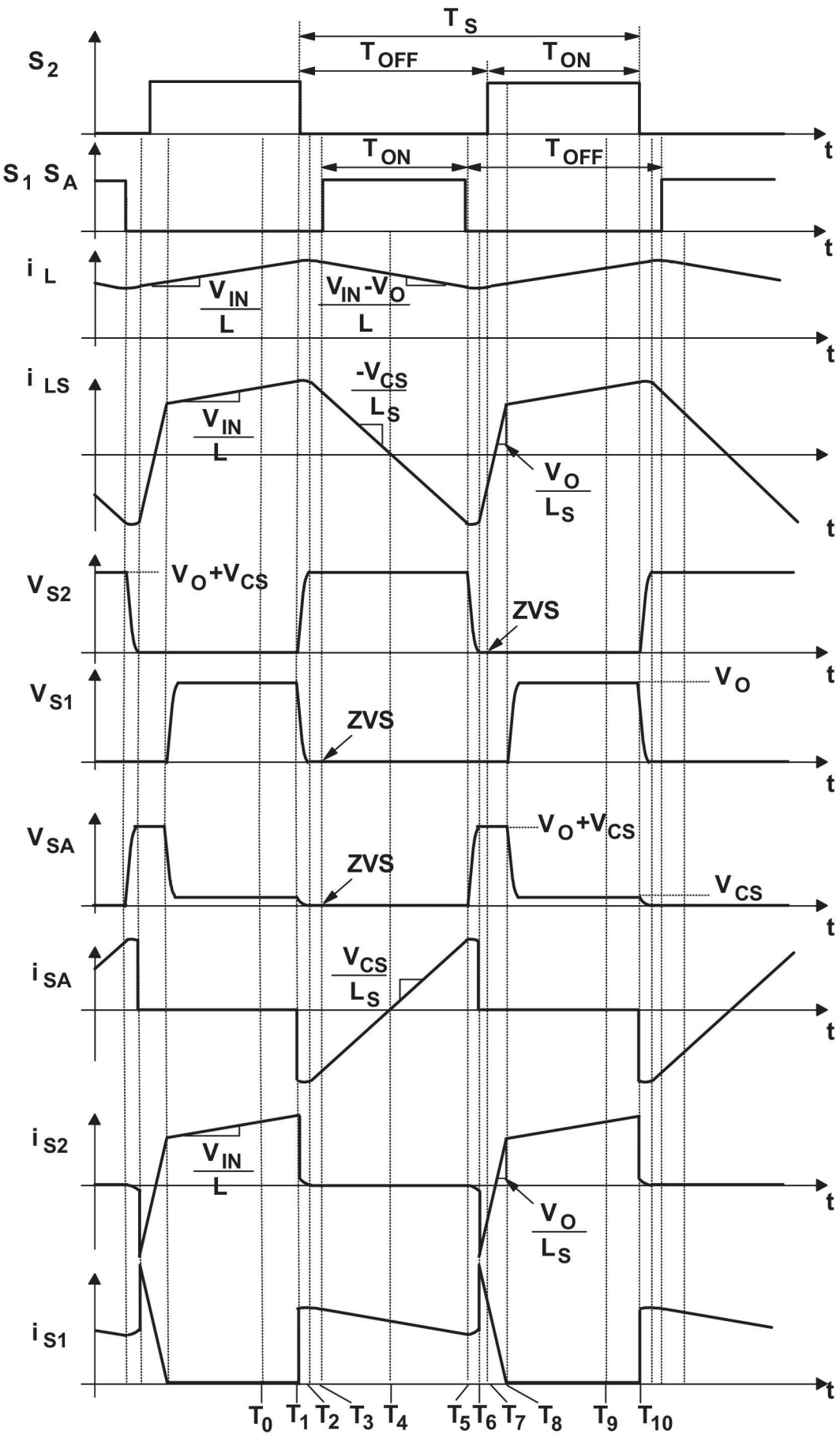


第6H圖

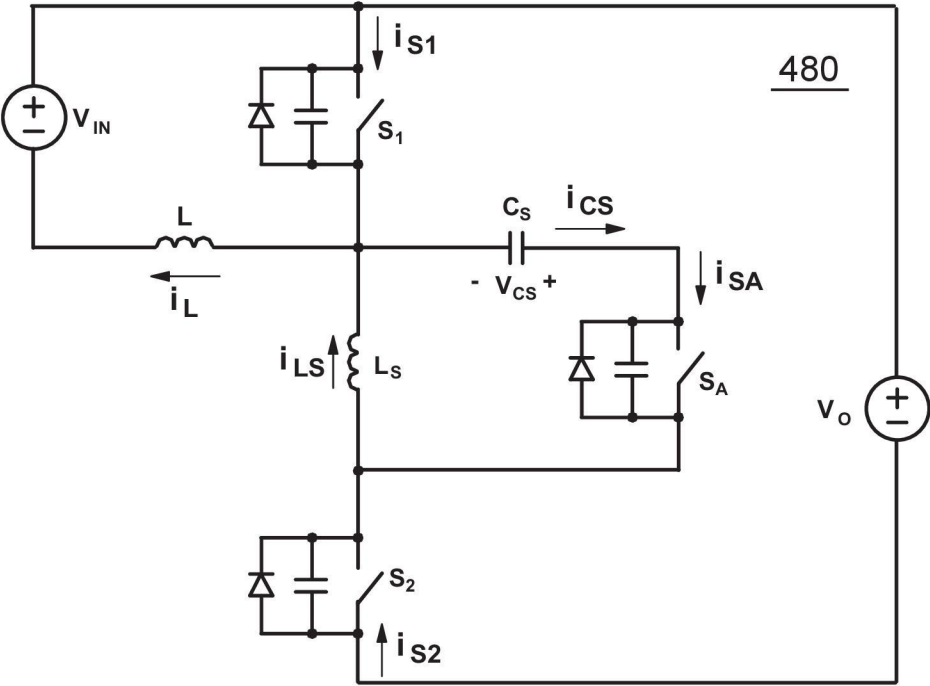
[$T_8 - T_9$]



第6I圖



第7圖

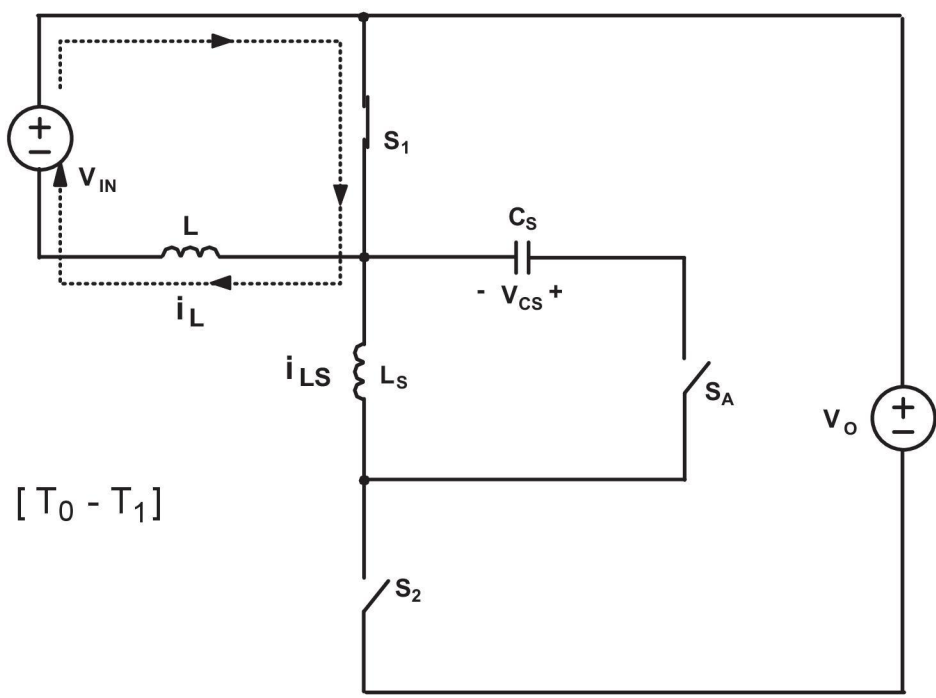


$V_{AC} < 0$

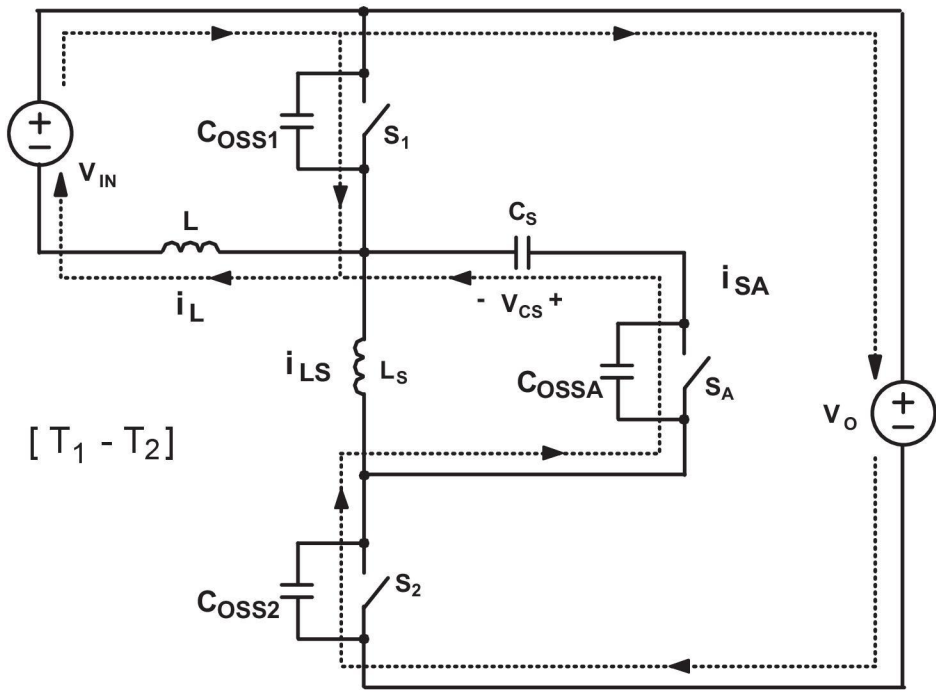
D_1 : 導通

D_2 : 關斷

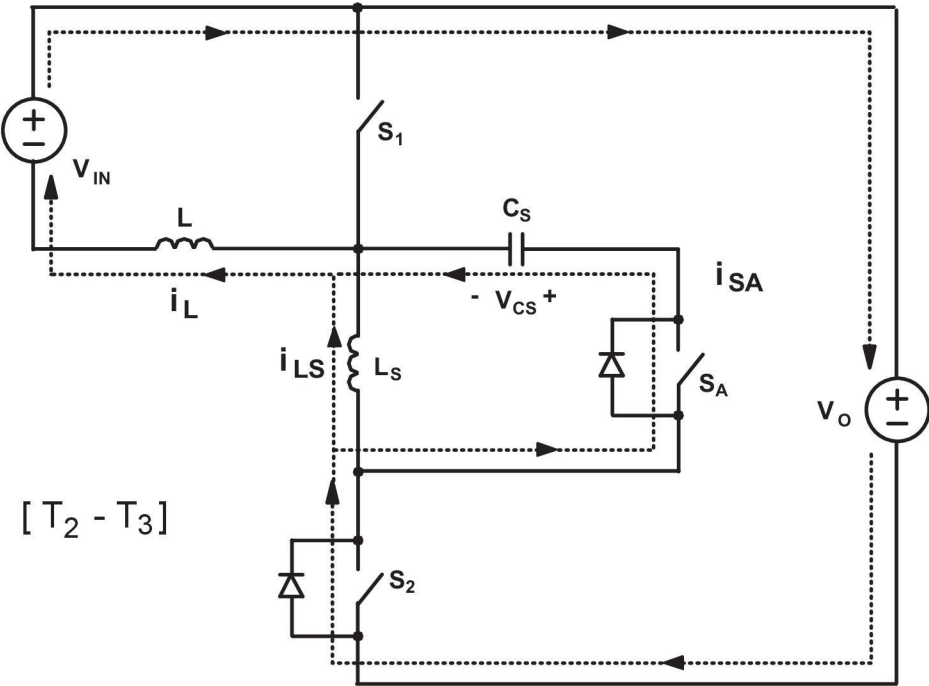
第8圖



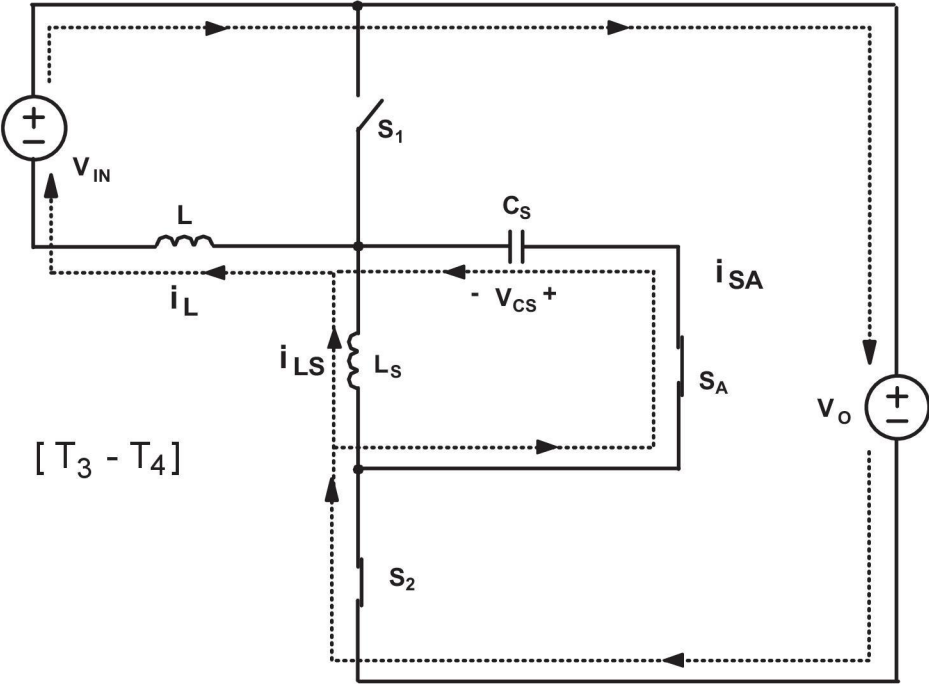
第9A圖



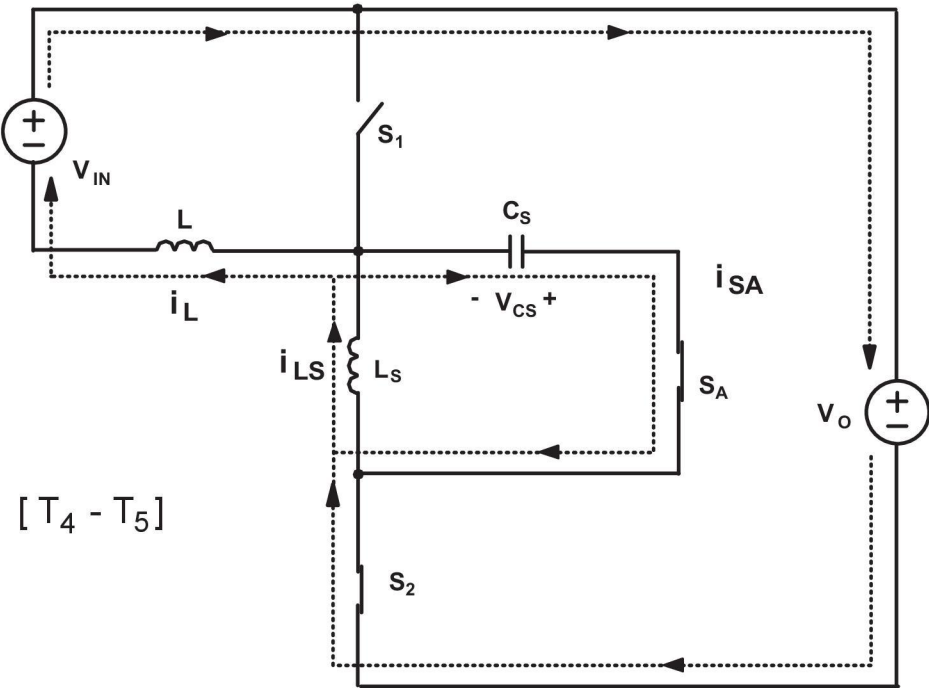
第9B圖



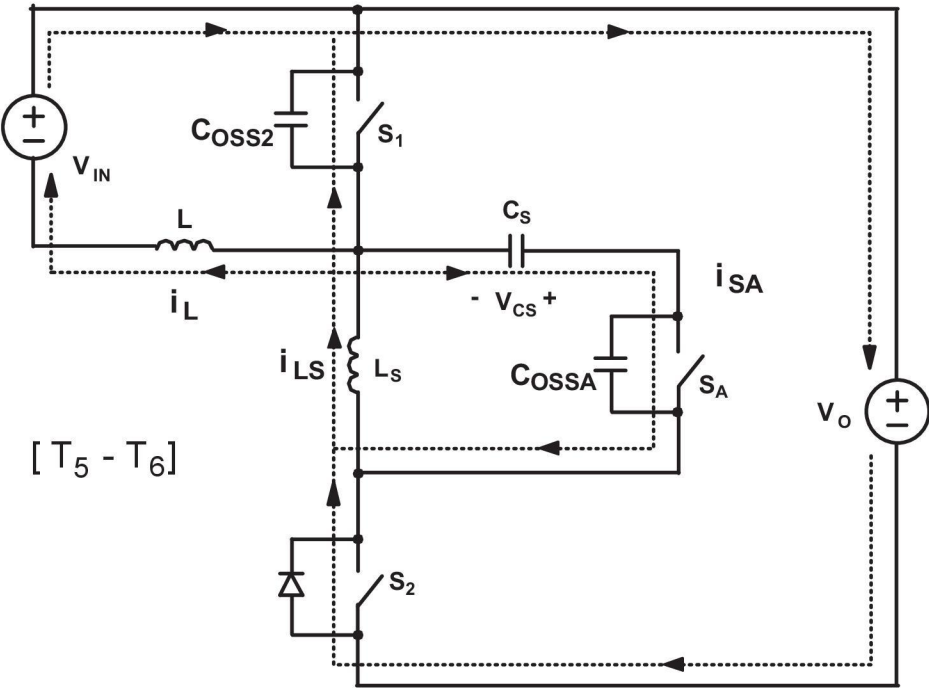
第9C圖



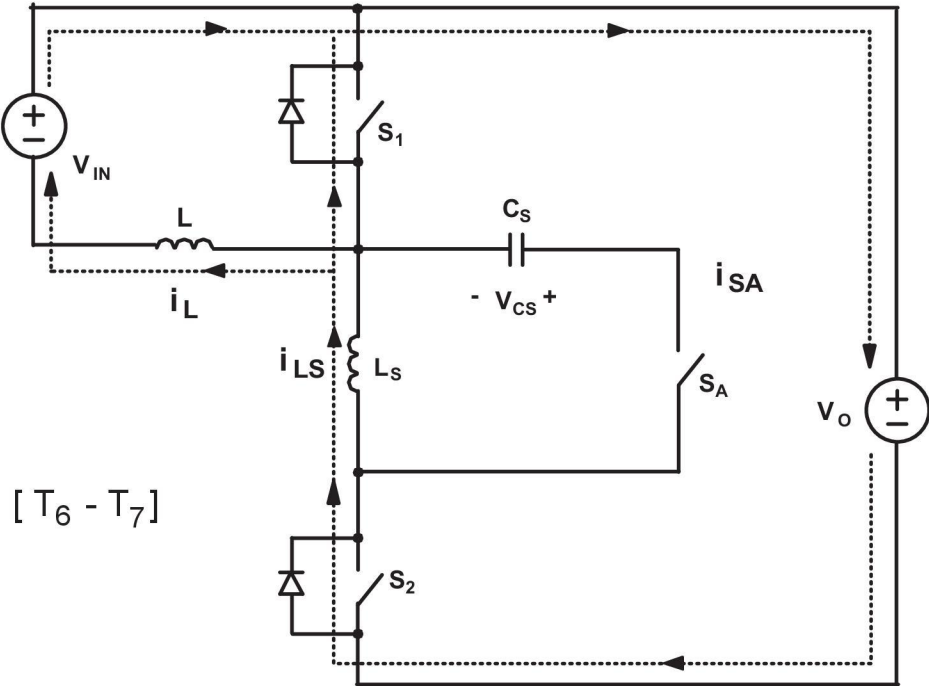
第9D圖



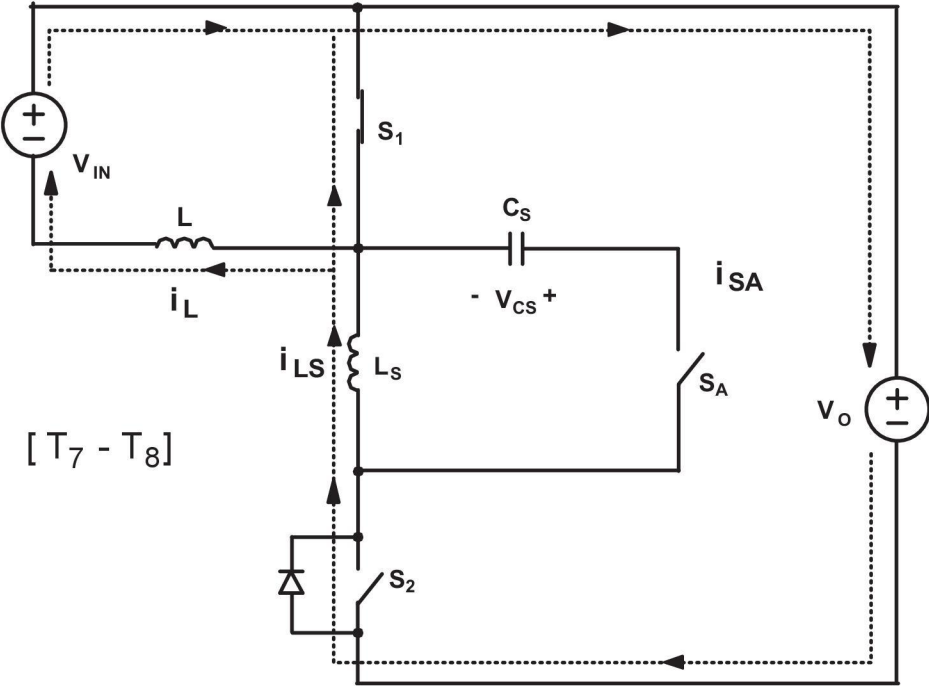
第9E圖



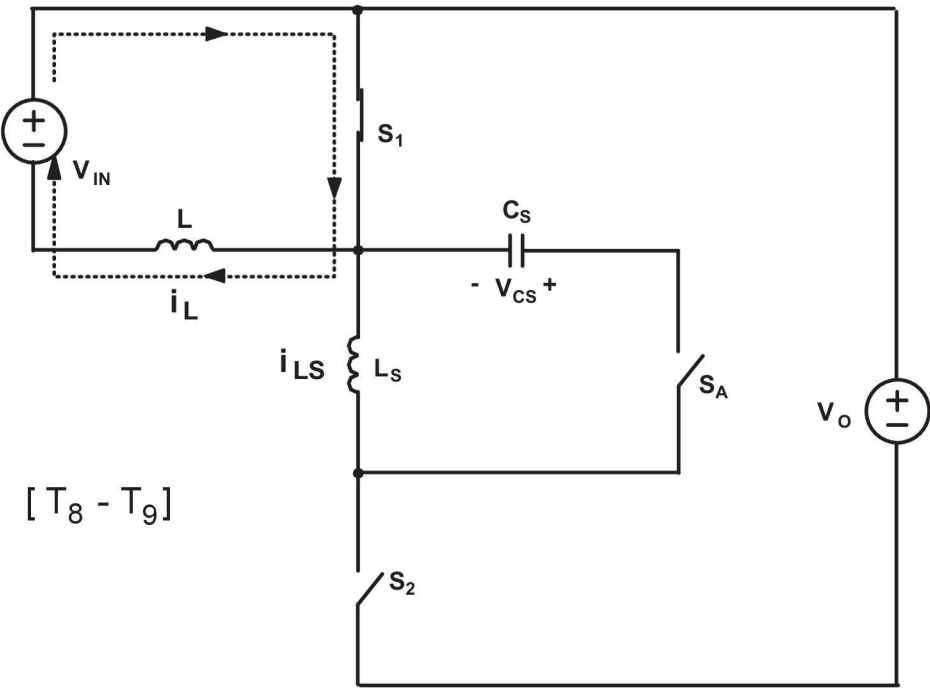
第9F圖



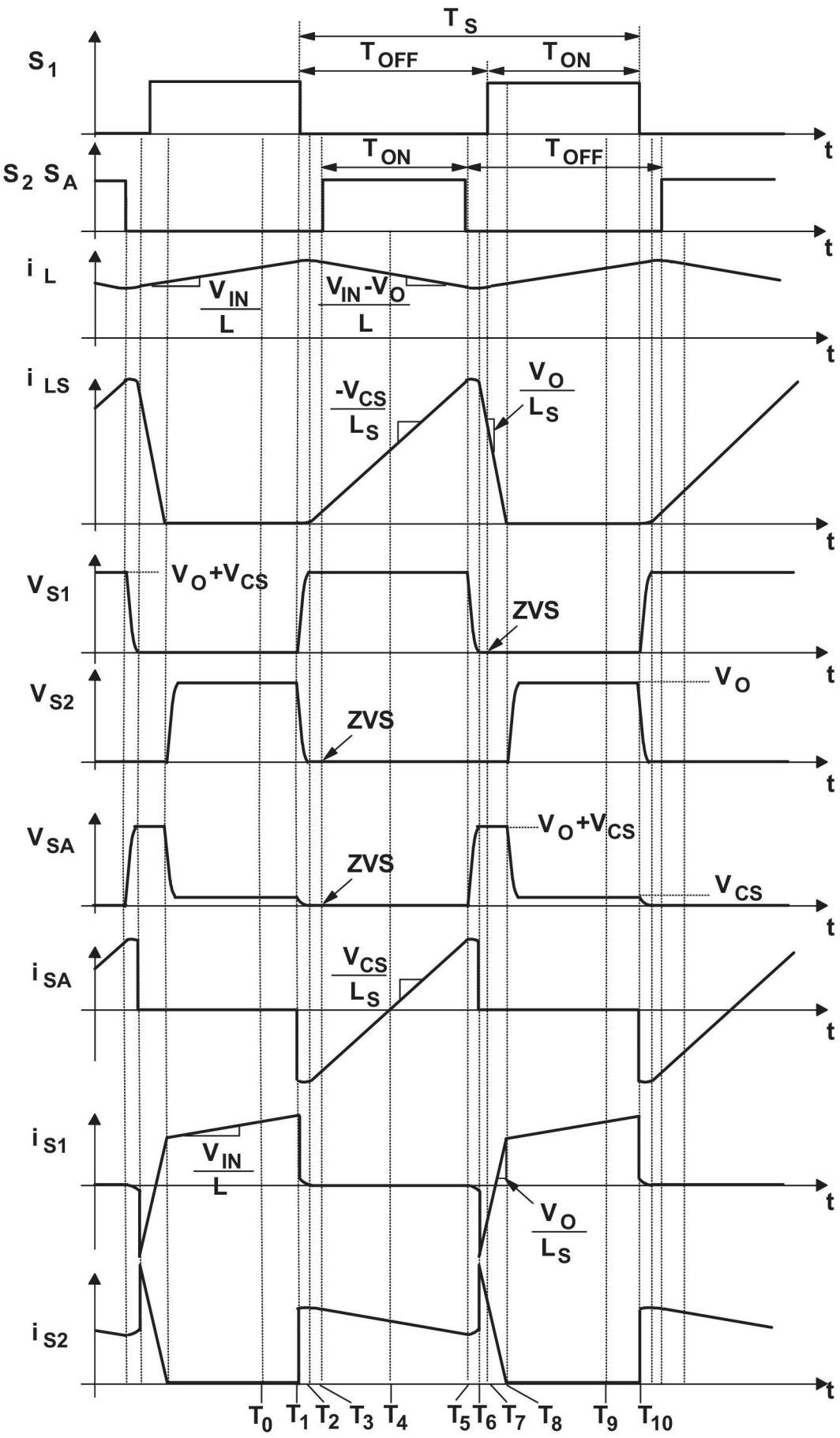
第9G圖



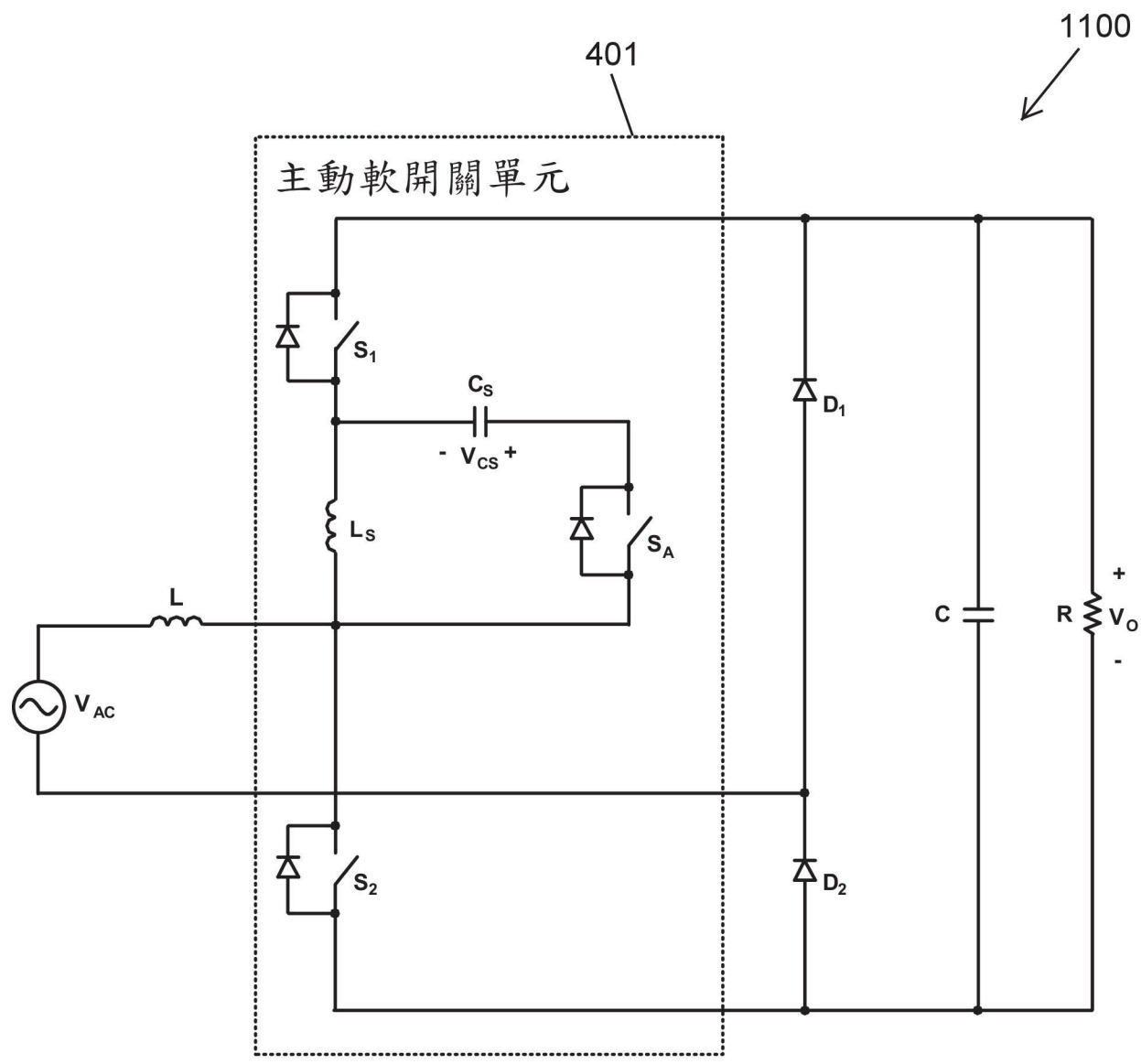
第9H圖



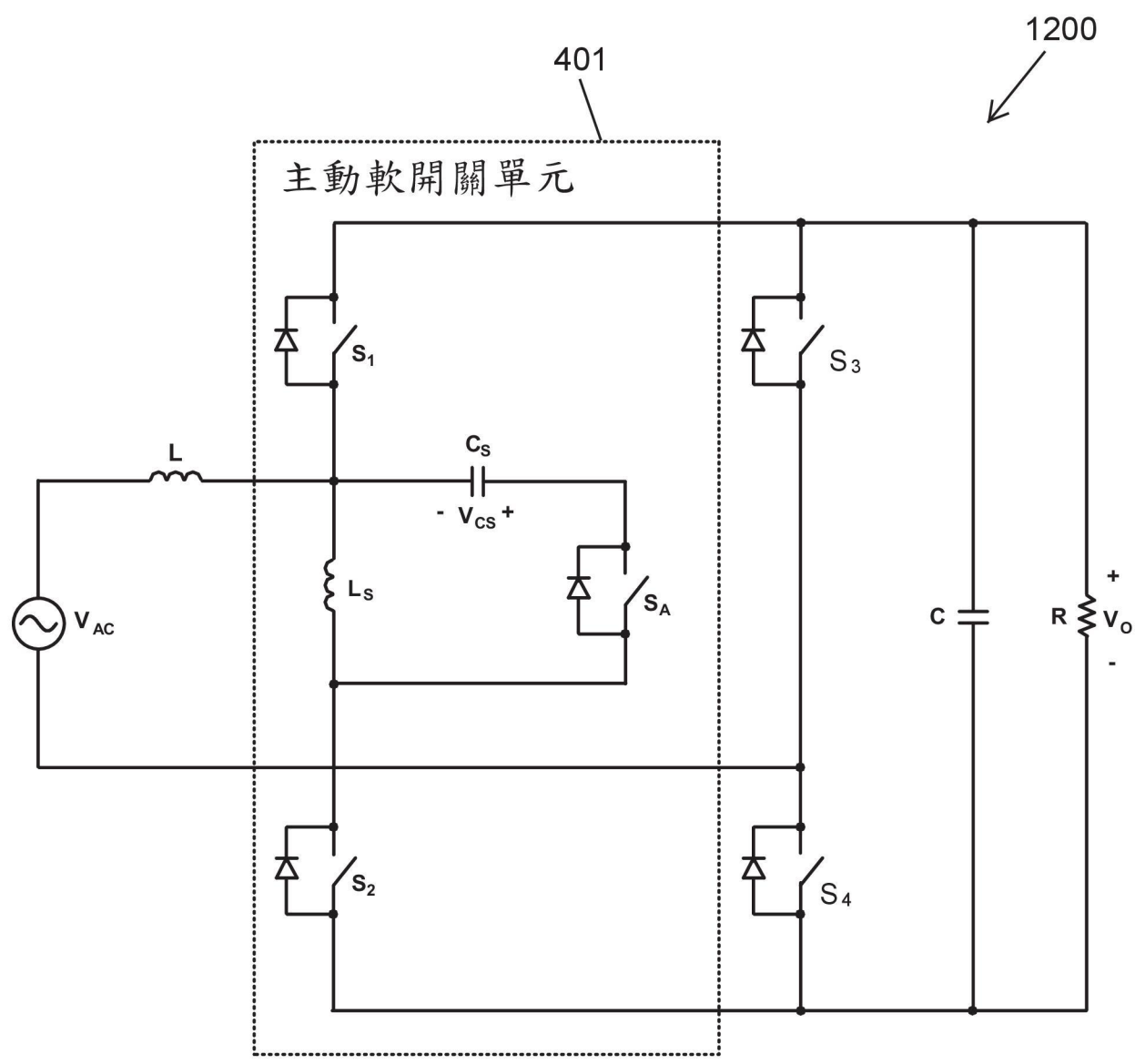
第9I圖



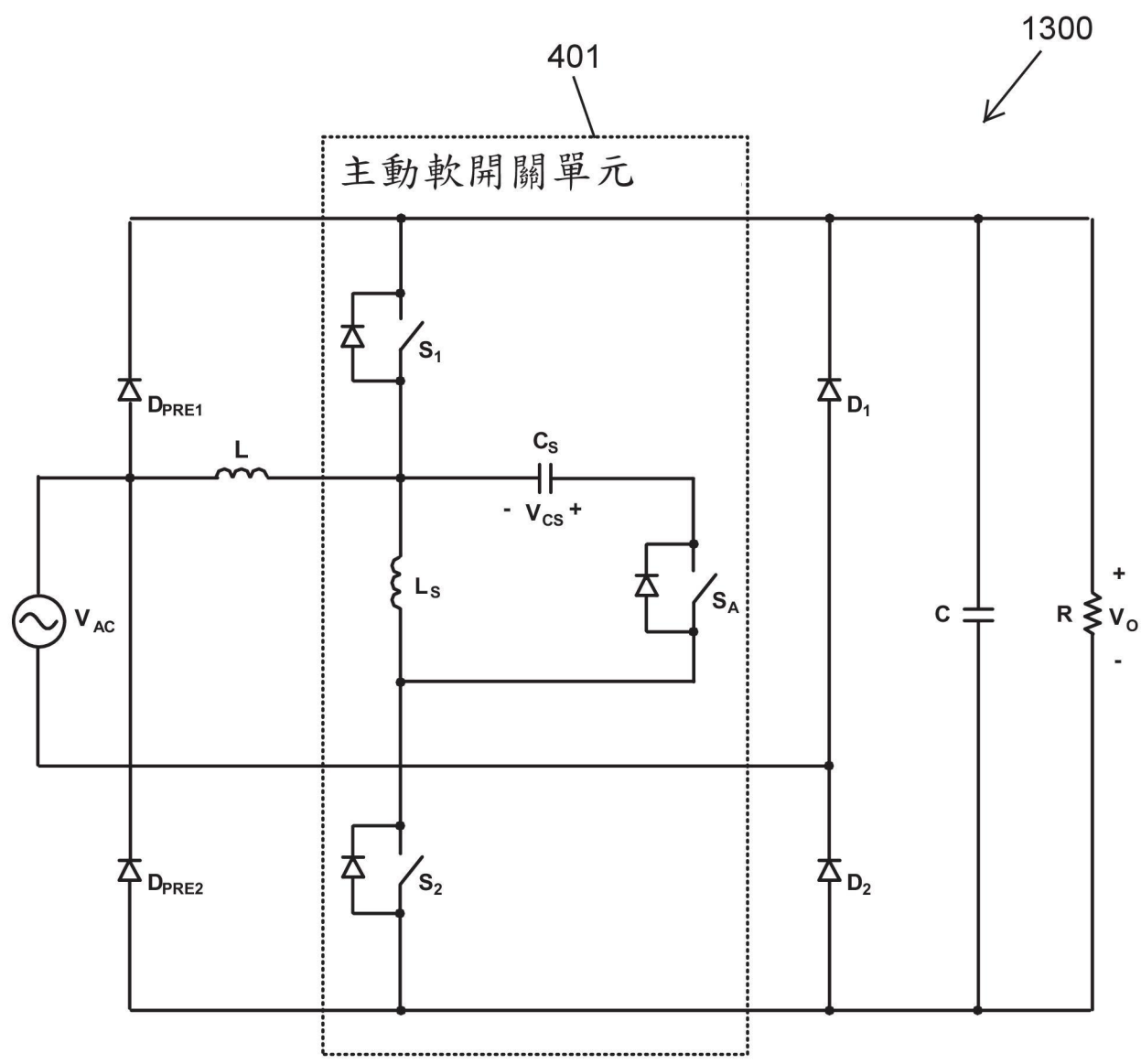
第10圖



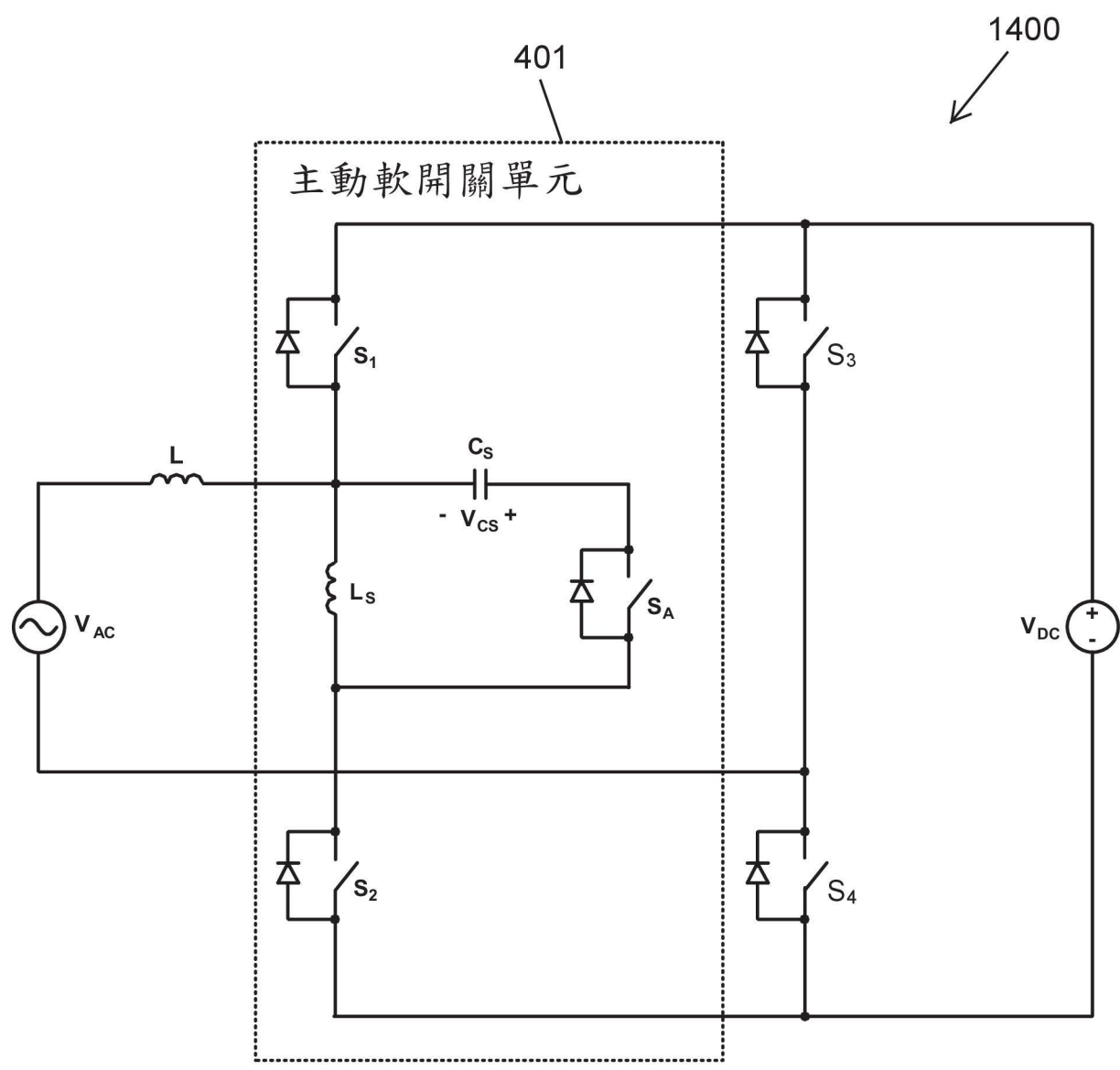
第11圖



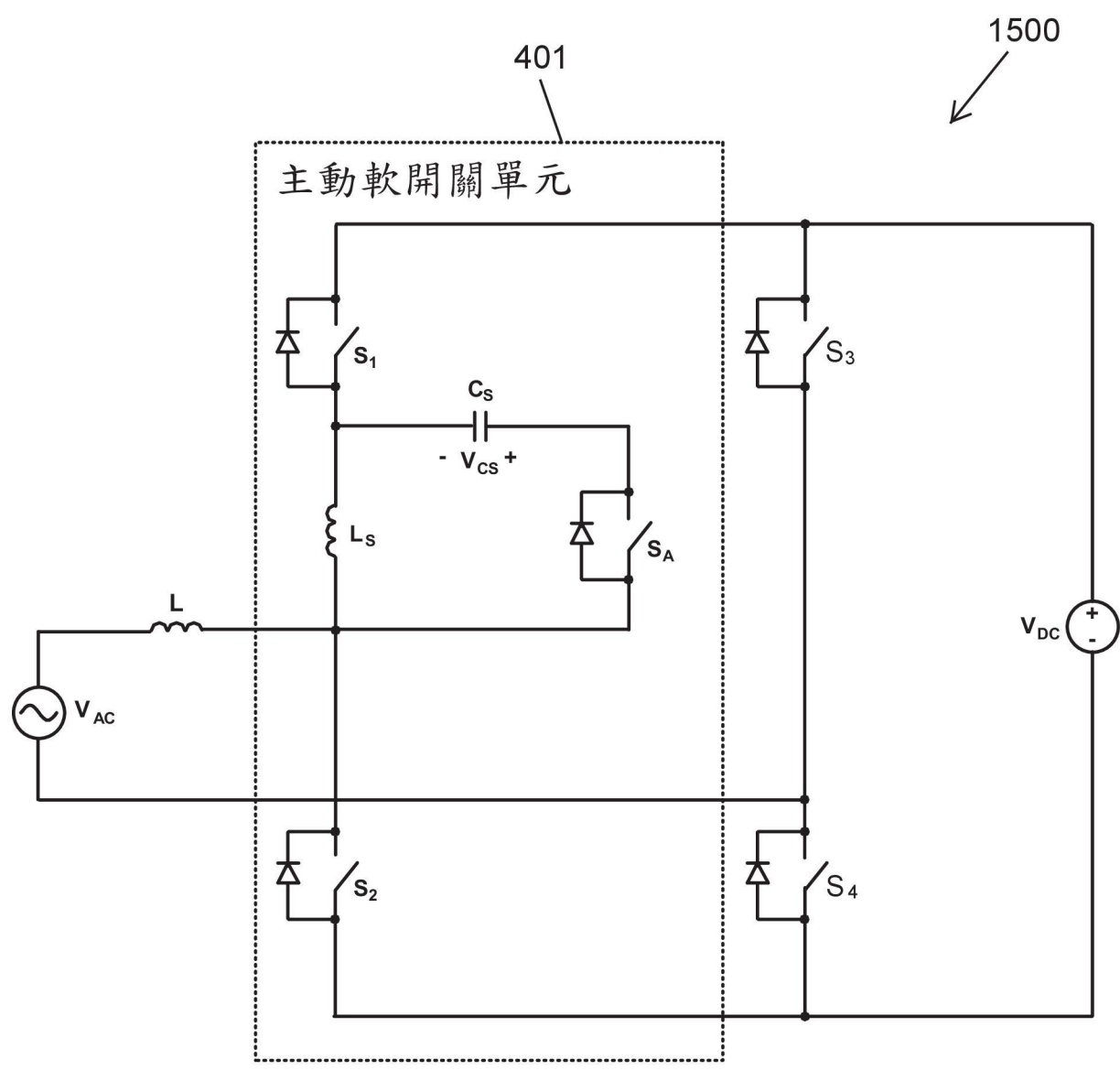
第12圖



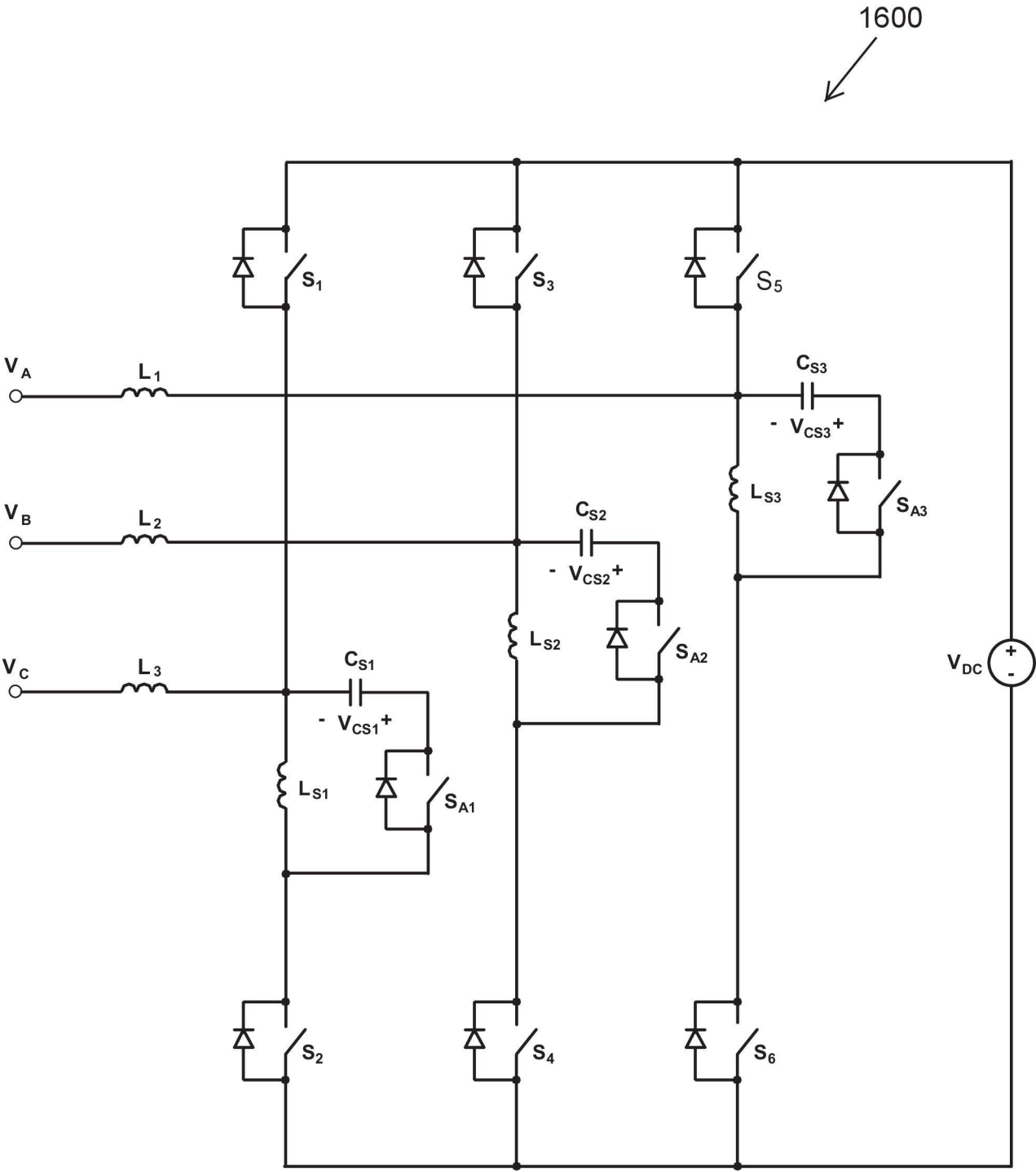
第13圖



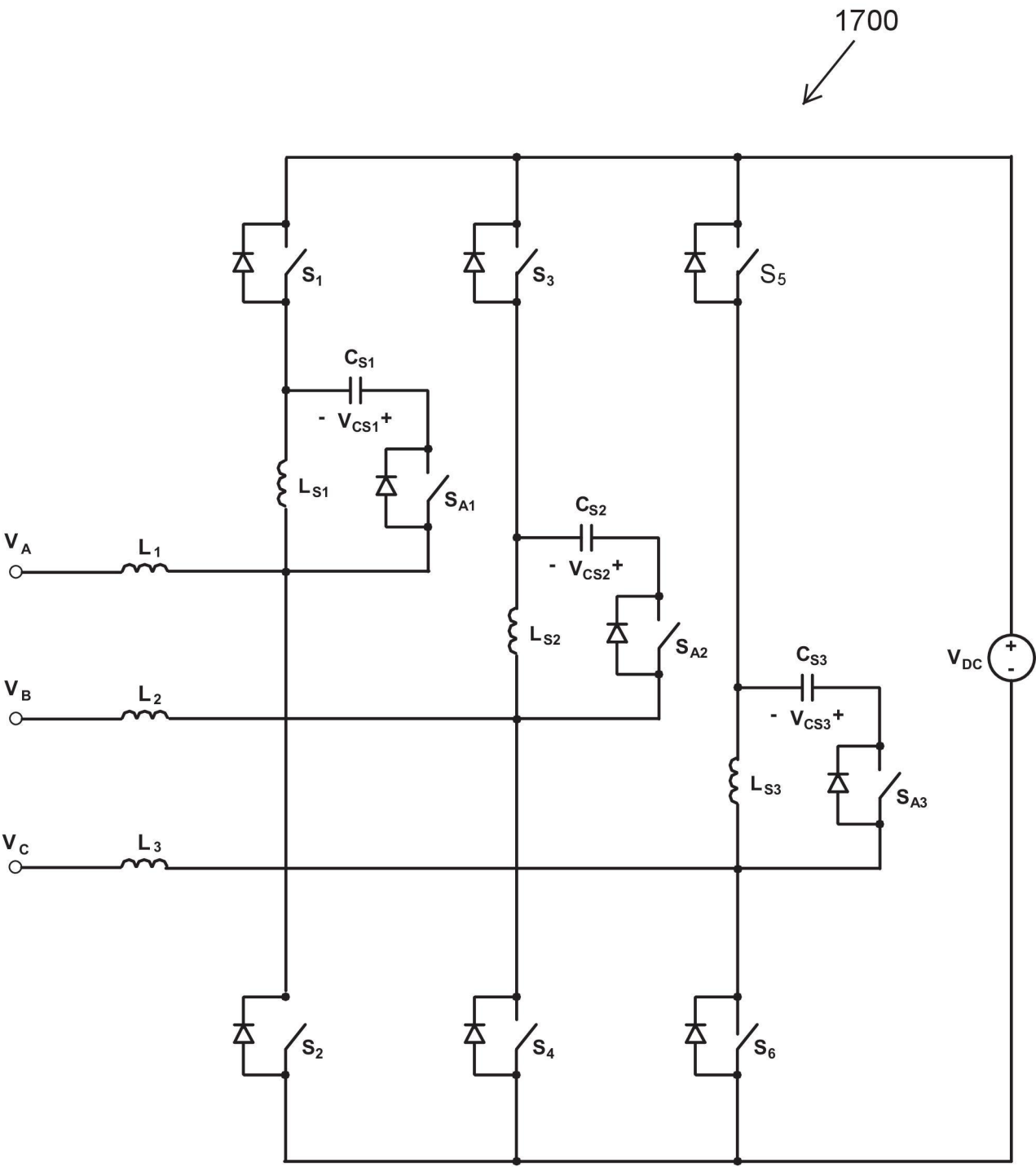
第14圖



第15圖



第16圖



第17圖