I750780

(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 I750780 B**

(45)公告日： 中華民國 110 (2021) 年 12 月 21 日

(21)申請案號：109129009 (22)申請日： 中華民國 109 (2020) 年 08 月 25 日

(51)Int. Cl.： ***H02M3/135 (2006.01)*** ***H02M1/08 (2006.01)***

(30)優先權：2019/08/26 美國 16/551,543

2020/05/25 美國 16/882,679

(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：張弛 ZHANG, CHI (CN) ；包 彼得 BARBOSA, PETER (BR) ；焦陽 JIAO, YANG (CN)

(74)代理人：李秋成；曾國軒

(56)參考文獻：

TW 201027892A US 9263960B2

US 2006/0133119A1 US 2015/0229225A1

Y.Gu,et al.,"Three-level LLC series resonant DC/DC converter," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.20, No.4,2005/07

審查人員：張嘉德

申請專利範圍項數：16 項 圖式數：17 共 80 頁

(54)名稱

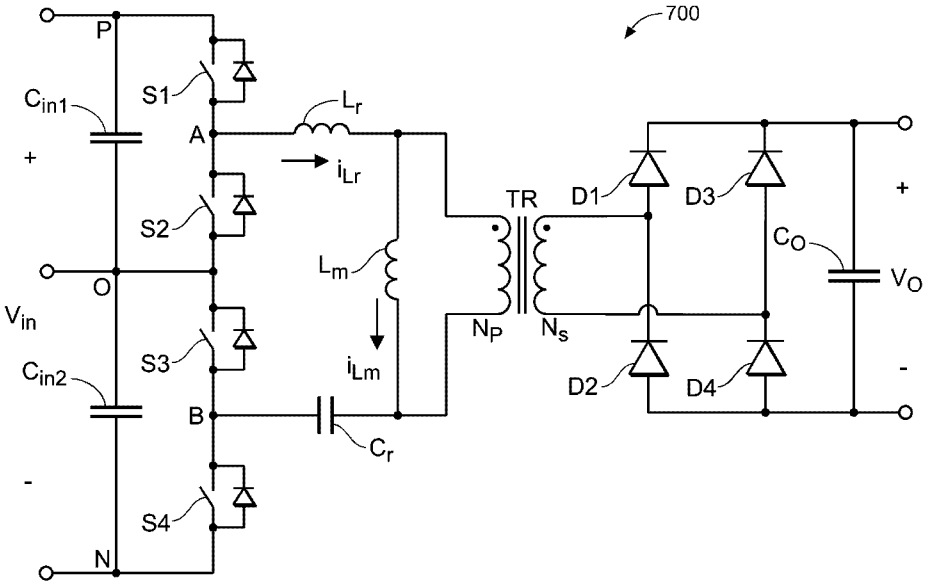
適用於寬輸出電壓範圍的隔離式 DC/DC 轉換器及其控制方法

(57)摘要

本案揭露一種隔離式多級 DC / DC 諧振轉換器，相較現有技術的輸出電壓範圍和裝置開關頻率範圍，本案在窄裝置開關頻率範圍的條件下具有寬範圍的輸出電壓。控制電路根據輸出電壓、輸出電流、輸入訊號及一個或多個外部控制訊號的至少其中之一，在任何給定時間，選擇兩個調變方式中的一個以操作諧振轉換器的初級側開關裝置。 兩種調變方式與其選定的裝置開關頻率產生不同的電壓波形至與次級側變壓器相耦合之初級側變壓器，藉此提供不同的輸出電壓。

An efficient control method for an isolated multilevel DC/DC resonant converter achieves a wide output voltage range with a narrow device switching frequency range, relative to the output voltage range and the device switching frequency range of the prior art. At any given time, a control circuit selects one of two different modulation schemes to operate the primary-side switching devices switches of the resonant converter based on at least one of an output voltage, output current, input signal, and or to one or more external control signals. Together with a selected device switching frequency, the two modulation schemes generate different voltage waveforms to a primary-side transformer, which are coupled to the secondary-side to provide different output voltages.

指定代表圖：



第7A圖

符號簡單說明：

V_{in}:輸入電壓

C_{in1}、C_{in2}:輸入電容

V_o:輸出電壓

i_{Lm}、i_{Lr}:電流

S_1、S_2、S_3、S_4:開關裝置

D_1、D_2、D_3、D_4:二極管整流器

C_o:輸出電容

N_p:初級側繞組

N_s:次級側繞組

TR:變壓器

C_r:諧振電容

L_r:諧振電感

L_m:勵磁電感

A:第一相腳輸出端

B:第二相腳輸出端

700:功率轉換器

P、N、O:輸入端

公告本

I750780

【發明摘要】

【中文發明名稱】 適用於寬輸出電壓範圍的隔離式 DC / DC 轉換器及其控制方法

【英文發明名稱】 ISOLATED DC/DC CONVERTERS FOR WIDE OUTPUT VOLTAGE RANGE AND CONTROL METHODS THEREOF

【中文】本案揭露一種隔離式多級 DC / DC 諧振轉換器，相較現有技術的輸出電壓範圍和裝置開關頻率範圍，本案在窄裝置開關頻率範圍的條件下具有寬範圍的輸出電壓。控制電路根據輸出電壓、輸出電流、輸入訊號及一個或多個外部控制訊號的至少其中之一，在任何給定時間，選擇兩個調變方式中的一個以操作諧振轉換器的初級側開關裝置。 兩種調變方式與其選定的裝置開關頻率產生不同的電壓波形至與次級側變壓器相耦合之初級側變壓器，藉此提供不同的輸出電壓。

【英文】An efficient control method for an isolated multilevel DC/DC resonant converter achieves a wide output voltage range with a narrow device switching frequency range, relative to the output voltage range and the device switching frequency range of the prior art. At any given time, a control circuit selects one of two different modulation schemes to operate the primary-side switching devices switches of the resonant converter based on at least one of an output voltage, output current, input signal, and or to one or more external control signals. Together with a selected device switching frequency, the two modulation schemes generate different voltage waveforms to a primary-side transformer, which are coupled to the secondary-side to provide different output voltages.

【指定代表圖】　　第 7A 圖

【代表圖之符號簡單說明】

V_{in}:輸入電壓

C_{in1}、C_{in2}:輸入電容

V_o:輸出電壓

i_{Lm}、i_{Lr}:電流

S_1、S_2、S_3、S_4:開關裝置

D_1、D_2、D_3、D_4:二極管整流器

C_o:輸出電容

N_p: 初級側繞組

N_s: 次級側繞組

TR:變壓器

C_r:諧振電容

L_r:諧振電感

L_m:勵磁電感

A:第一相腳輸出端

B:第二相腳輸出端

700:功率轉換器

P、N、O:輸入端

【發明說明書】

【中文發明名稱】 適用於寬輸出電壓範圍的隔離式 DC / DC 轉換器及其控制方法

【英文發明名稱】 ISOLATED DC/DC CONVERTERS FOR WIDE OUTPUT VOLTAGE RANGE AND CONTROL METHODS THEREOF

【技術領域】

【0001】 本案係關於一種功率轉換器。更具體地，本案係關於利用不同的調變方式控制諧振 DC/DC 轉換器，以在極寬的電壓範圍內對輸出電壓進行調節。

【先前技術】

【0002】 許多電源轉換應用(例如電動汽車(EV)的電池充電)需要在寬電壓範圍內調節輸出電壓。舉例而言，典型的 EV 電池充電電路具有兩個轉換級，分別為前端 AC / DC 轉換器及直接連接於電池的隔離式 DC / DC 轉換器，其中前端 AC / DC 轉換器可提供固定的 DC 母線電壓或可變的 DC 母線電壓。 DC / DC 轉換器需要在各種負載電流條件和電池狀態下並於寬電壓範圍內提供可調節的電壓。例如，用於傳統 EV 的典型電池具有 240 伏特至 460 伏特的電壓範圍。然而，一些高階電動車、多用途電動車以及電動客車或聯結車的輸出電池電壓範圍在 500 伏特與 950 伏特之間。因此，需要一種可提供具有極寬的輸出電壓範圍的可調節輸出電壓的 DC / DC 轉換器，以便適應不同電池電壓準位下的充電要求。

【0003】 由於 LLC 諧振轉換器拓撲具有高效率和透過磁件整合所實現的簡化結構，並可在初級側開關和次級側開關上均可實現軟開關，且適用於寬電壓範圍，故 LLC 諧振轉換器拓撲被廣泛運用在隔離式 DC / DC 轉換器。

【0004】 第 1A 圖為處於閉環電壓控制下的傳統全橋 LLC 諧振轉換器的電路結構圖，第 1B 圖為第 1A 圖所示之諧振轉換器的開關控制訊號和初級側全橋輸出電壓 V_{AB} 的時序圖。透過控制初級側開關的開關頻率，可調節輸出電壓 V_o。當 LLC 諧振轉換器以諧振頻率(f_r)運作時，或當 DC 電壓增益 M 等於變壓器的匝數比 N_P/N_S 時，LLC 諧振轉換器具有最高的效率，其中諧振頻率(f_r)係由諧振電感 L_r 和諧振電容 C_r 所決定，DC 電壓增益 M 等於 V_o / V_{in}。當開關頻率(f_{sw})大於諧振頻率 f_r 時，DC 電壓增益 M 減小。反之，當開關頻率 f_{sw} 小於諧振頻率 f_r 時，DC 電壓增益 M 增大。然而，轉換效率會隨著開關頻率 f_{sw} 偏離諧振頻率 f_r 而下降。為了達到較寬的輸出電壓範圍，LLC 諧振轉換器在極寬的頻率範圍內工作，因此將無可避免地降低其轉換效率。此外，LLC 諧振轉換器的最大 DC 電壓增益和最小 DC 電壓增益係由電路參數 (例如勵磁電感 L_m 與諧振電感 L_r 之比) 及負載條件所決定，故 LLC 諧振轉換器無法在所有負載條件下皆達到極寬的輸出電壓範圍。對於寬輸出電壓範圍之應用，例如電池充電應用，LLC 電路參數必須在轉換效率和輸出電壓範圍之間謹慎權衡。在現有技術中，已經開發了許多用於實現寬輸出電壓範圍的技術，例如：

(a) 標題為「Design Methodology of LLC Resonant Converters for Electric Vehicle Battery Chargers」之文獻 ，其作者為 J. Deng et al. ，發行於 the IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 63, no. 4, pp. 1581-1592，發行日期為西元 2014 年 5 月；

(b) 標題為「An LLC Resonant DC–DC Converter for Wide Output Voltage Range Battery Charging Applications」之文獻，其作者為 F. Musavi et al. ，發行於 IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 12, pp. 5437-5445，發行日期為西元 2013 年 12 月；

(c) 標題為「A Design Procedure for Optimizing the LLC Resonant Converter as a Wide Output Range Voltage Source」之文獻，其作者為 R. Beiranvand et al.，發行於 the IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 8, pp. 3749-3763，發行日期為西元 2012 年 8 月；以及

(d) 標題為「Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter in Battery Charging Applications Based on Time-Weighted Average Efficiency」之文獻，其作者為 Z. Fang et al.，發行於 the IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 10, pp. 5469-5483，發行日期為西元 2015 年 10 月。

【0005】 然而，上述各文獻所載之技術僅能在傳統 EV 充電應用中優化轉換電路以實現有限的輸出電壓範圍(例如在 200 伏特和 500 伏特之間)。

【0006】 為了達到以良好的轉換效率實現更寬的輸出電壓範圍，現有技術已提出對於傳統 LLC 諧振轉換器的電路結構和控制方法的修改方式。以標題為「Multimode Optimization of the Phase-Shifted LLC

Series Resonant Converter」之文獻為例，其作者為 U. Mumtahina 及 P. J. Wolfs，發行於 IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 12, pp. 10478-10489，發行時間為西元 2018 年 12 月，其揭露了一種結合傳統的頻率控制和相移控制方法以實現較寬的輸出電壓範圍的 LLC 諧振轉換器。第 2A 圖為該文獻中處於閉環電壓控制下的全橋 LLC 諧振轉換器的電路結構圖，第 2B 圖為第 2A 圖之諧振轉換器的開關控制訊號和初級側全橋輸出電壓 V_{AB} 在相移控制下的時序圖。該文獻描述了可在兩個初級側開關橋臂的兩對閘極信號之間提供相移。通過同時使用相移控制和開關頻率控制，LLC 諧振轉換器可在降壓操作中以較低的開關頻率工作。

【0007】 美國專利 US9,263,960 B2，其作者為 M. Jovanovic 及 B. Irving，發明名稱為「Power Converters for Wide Input or Output Voltage Range and Control Methods Thereof」公告於西元 2016 年 2 月 16 日。該專利揭露一種用於在全橋或半橋拓撲下工作的全橋 LLC 電路的拓撲變換控制方法。第 3A 圖為該發明中處於拓撲變換控制下的全橋 LLC 諧振轉換器的電路結構圖，第 3B 圖為第 3A 圖所示之諧振轉換器的開關控制訊號在全橋到半橋的拓撲變換過渡區間的時序圖。在該專利中，電路拓撲適應於控制訊號，而控制訊號則反向響應輸入或輸出操作條件。

【0008】 美國專利 US 2015/0229225A1，其作者為 Y. Jang and M. Jovanovic，發明名稱為「Resonant Converter and Control Methods Thereof」，申請日期為西元 2015 年 8 月 13 日。該專利揭露了一種用於串聯諧振變換器(series resonant converter，SRC)的控制方法，該控制方法結合了變頻控制方法與延遲時間控制方法。第 4

圖為該發明中的串聯諧振變換器的電路結構圖。在該發明中，變頻控制方法被應用於初級側開關，而延遲時間控制方法被應用於次級側開關。據此，該專利可提升輸出電壓，從而在更窄的開關頻率範圍的控制下實現更寬的輸出電壓範圍。

【0009】 為使傳統 LLC 諧振轉換器達到較寬的輸出電壓範圍，現有技術還提出了許多拓撲結構和控制方法的變化例。然而，該些變化例都具有其缺點，例如難以具體實現、元件數量增加或不欲之動態變化。另外，該些變化例仍無法實現足夠寬的輸出電壓範圍，例如需要 200 伏特至 1000 伏特之輸出電壓範圍的 EV 快速充電器。

【0010】 實現寬輸出電壓範圍的過程中，其中一難點為 LLC 諧振轉換器的輸入電壓必須足夠高，以避免產生非所欲的高 DC 增益。由於初級側上的每個開關裝置皆需可阻斷全部的輸入電壓（例如第 1A 圖中所示的 LLC 諧振轉換器），故需因應較高的輸入電壓而採用高壓元件，進而使成本增加。

【0011】 為了實現較寬的輸出電壓範圍，LLC 諧振轉換器的輸入電壓必須足夠高，以避免產生非所欲的高 DC 增益。因此，一種三級拓撲結構已被公開揭露，該三級拓撲結構中的每個開關裝置僅阻斷一半的輸入電壓，因此比第 1A 圖中的全橋拓撲結構更具有吸引力。例如標題為「The three-level ZVS PWM converter-a new concept in high voltage DC-to-DC conversion」之文獻所揭露的三級拓撲結構，其作者為 J. R. Pinheiro 及 I. Barbi，發行於 the Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation, San Diego, CA, USA, 1992, pp. 173-178 vol.1.。LLC 轉換器的三級拓撲結構則揭露於標題為

「Three-level LLC series resonant DC/DC converter」之文獻，其作者為 Y. Gu, et al.，發行於 IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, no. 4, pp. 781-789，發行時間為西元 2005 年 7 月。該文獻中之 LLC 轉換器無需額外的輔助電路即可實現開關的零電壓開關(ZVS)。

【0012】 三級串聯半橋式的拓撲(three-level serial half bridge (SHB) topology) (亦稱作堆疊式降壓拓撲) 已被公開揭露於標題為「DC-DC converter: four switches Vpk =Vin/2, capacitive turn-off snubbing, ZV turn-on」之文獻，其作者為 I. Barbi, et al.，發行於 IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 4, pp. 918-927 ，發行時間為西元 2004 年 7 月。在該文獻中，係在前段所述文獻中的傳統三級拓撲中刪除了兩個鉗位二極管。

【0013】 一種用於 DC / DC 轉換器的半輸入電壓的兩級調變方式已被揭露於標題為「Asymmetrical Duty Cycle-Controlled LLC Resonant Converter With Equivalent Switching Frequency Doubler」之文獻，其作者為 S. Zong, et al.，發表於 IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 7, pp. 4963-4973，發行時間為西元 2016 年 7 月。該文獻將初級側開關的開關頻率減半，以減少驅動損耗。

【0014】 對於寬輸入電壓範圍的應用，可將全輸入電壓的兩級調變方式和半輸入電壓的兩級調變方式運用於如下文獻中的串聯半橋(SHB) LLC 轉換器：(a) 標題為「Wide input voltage range compensation in DC/DC resonant architectures for on-board traction power supplies」之文獻，其作者為 A. Coccia, et al.，發行於 2007 European Conference on Power Electronics and Applications，發行時間為西

元 2007 年；(b) 標題為「Variable Frequency Multiplier Technique for High-Efficiency Conversion Over a Wide Operating Range」之文獻，其作者為 W. Inam, et al., 發行於 IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 4, no. 2, pp. 335-343，發行時間為西元 2016 年 6 月；以及 (c) 標題為「Research on Dual-Operation Mode of 3-level LLC resonant converter」之文獻，其作者為 A.Z. Li, et al.，發行於 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)，發行時間為西元 2015 年。第 5A 和 5B 圖分別為串聯半橋(SHB) LLC 轉換器的電路結構圖及串聯半橋(SHB) LLC 轉換器之閘極訊號的時序圖，其係示出了兩級調變方式亦為調節輸出電壓的有效方法。

【0015】 為了達到較寬的輸出電壓範圍，在達到最大工作頻率時，三級調變方式即降低電壓增益。然而，在三級調變方式下，流經初級側電源開關的電流並不均衡，可能導致裝置上的熱失衡，並縮短裝置的壽命，甚至導致裝置損壞。為了平衡電源開關中的電流，標題為「Periodically Swapping Modulation (PSM) Strategy for Three-Level (TL) DC/DC Converters With Balanced Switch Currents」之文獻揭露了一種週期性交換調變方式，其作者為 D. Liu, et al.，發行於 IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, no. 1, pp. 412-423，發行時間為西元 2018 年 1 月。第 6A 和 6B 圖分別為該文獻中之 DC / DC 轉換器的電路結構圖及其閘極信號的時序圖。然而，於該文獻中，每個半橋的閘極信號非為互補，故將增加閘極驅動電路的複雜性。此外，MOSFET 的本體二極體

會受未最佳化之閘極訊號影響而傳導電流，進而導致傳導損耗增加並降低系統效率。

【0016】 因此，如何發展一種可改善上述習知技術之功率轉換器，實為目前迫切之需求。

【發明內容】

【0017】 本案之目的為提供一種適用於寬輸出電壓範圍的隔離式 DC / DC 轉換器及其控制方法，以解決上述習知技術所遇到之問題。

【0018】 根據本案之較佳實施例，諧振 DC/DC 轉換器 (例如串聯半橋 LLC 諧振轉換器(SHB LLC resonant converter))可接收來自於固定或可變電壓源的輸入訊號，諧振 DC/DC 轉換器包括：(a)初級側電路，其包含：(1)串聯連接之第一對串聯開關裝置及第二對串聯開關裝置，每一開關裝置係被開關控制訊號所控制，其中在串聯連接的第一對開關裝置和第二對開關裝置上提供輸入訊號；(2)LC 諧振電路，電連接於第一對開關裝置的第一電性節點以及第二對開關裝置的第二電性節點；以及(3)隔離式變壓器，具有第一繞組及第二繞組，其中第一繞組係連接於 LC 諧振電路的第三電性節點及第四電性節點；(b)次級側電路，並聯連接於隔離式變壓器的第二繞組，其中次級側電路包含濾波電容，濾波電容向負載提供輸出電壓或輸出電流；以及(c)控制電路，其中基於輸出電壓、輸出電流、輸入訊號及一或多個外部控制訊號中的一或多個因素，控制電路於任意時間選擇複數個調變方式中的其中一個，並提供開關控制訊號以控制初級側電路的開關裝置在所選定的調變方式下運作。

【0019】 因此，本案之高效率方法可使串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器能夠在窄開關頻率範圍的條件下具有寬範圍的可調節輸出電壓。本案可以同時使用調變方式控制和裝置開關頻率控制。 在操作期間，可以根據控制器或在外部命令所提供的一個或多個控制訊號來選擇調變方式。裝置開關頻率可以例如在調變的輸出電壓的閉環控制下被決定。根據選定的調變方式和裝置開關頻率，控制器產生控制訊號，該控制訊號驅動串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器的初級側開關裝置。

【0020】 在本案另一較佳實施例中，為了獲得在高輸出電壓範圍內的可調節電壓，串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器在對稱調變方式下運作，其裝置開關頻率在閉環控制下進行調節。為了獲得在低輸出電壓範圍內的可調節電壓，串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器在非對稱調變方式下運行，並採用裝置開關頻率控制。因此，串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器在較窄的裝置開關頻率範圍內以更高的效率工作，同時在不同負載條件下仍具有極寬的輸出電壓範圍。另外，本案之方法在實現所需的最小和最大 DC 電壓增益的同時，對特定電路參數（例如 L_m 與 L_r 之比例）的限制較小。本案之方法適用於具有不同次級側拓撲和次級側控制方法的諧振轉換器。本案之方法可在固定或可變輸入電壓的條件下運作。

【0021】 通過以下的詳細描述並搭配圖式，可更好地理解本案發明。

【圖式簡單說明】

【0022】 第1A圖為處於閉環電壓控制下的傳統全橋LLC諧振轉換器的電路結構圖，第1B圖為第1A圖之諧振轉換器的開關控制訊號和初級側全橋輸出電壓 V_{AB} 的時序圖。

【0023】 第2A圖為處於閉環電壓控制下的全橋LLC諧振轉換器的電路結構圖，第2B圖為第2A圖之諧振轉換器的開關控制訊號和初級側全橋輸出電壓 V_{AB} 在相移控制下的時序圖。

【0024】 第3A圖為處於拓撲變換控制下的全橋LLC諧振轉換器的電路結構圖，第3B圖為第3A圖之諧振轉換器的開關控制訊號在全橋到半橋的拓撲變換過渡區間的時序圖。

【0025】 第4圖為在頻率及延遲時間控制下的傳統全橋串聯諧振轉換器的電路結構圖。

【0026】 第5A圖為傳統串聯的半橋LLC諧振轉換器的電路結構圖，第5B圖為第5A圖之諧振轉換器在非對稱三級控制下之開關控制訊號 S_1 至 S_4 和初級側輸出電壓 V_{AB} 的時序圖。

【0027】 第6A圖為傳統串聯半橋LLC諧振轉換器的電路結構圖，第6B圖為第6A圖之諧振轉換器之開關裝置 S_1 至 S_4 的開關控制訊號和初級側輸出電壓 V_{AB} 在定期交換三級控制下的時序圖。

【0028】 第7A圖為具有全波次級側二極管整流器的示例性串聯半橋(SHB) LLC諧振轉換器700的電路結構圖。第7B圖為第7A圖之諧振轉換器在對稱調變下，開關控制訊號 S_1 至 S_4 和相腳輸出電壓 V_{AB} 的時序圖。第7C圖為第7A圖之諧振轉換器在非對稱調變下，開關裝置 S_1 至 S_4 的開關控制訊號和相腳輸出電壓 V_{AB} 的時序圖。

【0029】 第 8 圖係根據本案較佳實施例的串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 800 的電路結構圖，串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 800 包括控制電路 801，控制電路 801 根據輸出電壓 V_o（以及可選的輸出電流 I_o）輸出開關裝置 S_1 至 S_4 的開關控制訊號。

【0030】 第 9A 圖為當控制方法從對稱調變方式切換到非對稱調變方式，開關裝置 S_1 至 S_4 的開關控制訊號和相腳輸出電壓 V_{AB} 的時序圖。第 9B 圖為當控制方法從非對稱調變方式切換到對稱調變方式時，開關裝置 S_1 至 S_4 的開關控制訊號和相腳輸出電壓 V_{AB} 的時序圖。

【0031】 第 10A 圖為串聯半橋 LLC 諧振轉換器 1000 的電路結構圖。第 10B 圖為第 10A 圖之諧振轉換器在三級調變方式下初級側開關裝置 S_1 至 S_4 的開關控制訊號以及初級側輸出電壓 V_{AB} 的時序圖。

【0032】 第 11 圖為第 10A 圖之串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 1000 在開關週期 T_{SW} 期間的關鍵波形示意圖。第 11 圖示出了在時間 t1、t2、t3、t4、t5、t6、t7、t8、t9、t10、t11、t12、t13、t14、t15 和 t16 時的訊號轉換。

【0033】 第 12A 圖至第 12P 圖係示出本案之實施例的三級調變方式下的串聯半橋(SHB)LLC 諧振轉換器 1000 的十六個操作階段的電路結構圖，分別為時間段(t0，t1)、(t1，t2)、(t2，t3)、(t3， t4)、(t4，t5)、(t5，t6)、(t6，t7)、(t7，t8)、(t8，t9)、(t9，t10)、(t10，t11)、(t11，t12)、(t12，t13)、(t13，t14)、(t14，t15)和(t15，t16)。

【0034】 第 13 圖為本案之實施例的三級調變方式在不考慮任何停滯時間下，初級側開關裝置 S_1 至 S_4，以及在開關週期 T_{SW} 期間流經初級側開關裝置 S_1 至 S_4 的電流 I_1 至 I_4 的訊號示意圖。

【0035】 第 14 圖為根據本案另一較佳實施例的串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 1400 的電路結構圖，其包括控制電路 1401，控制電路 1401 根據輸出電壓 V_o（以及可選的輸出電流 I_o）輸出到初級側開關裝置 S_1 至 S_4 的開關控制訊號。

【0036】 第 15A 圖係示出當控制方法從對稱調變方式切換到三級調變方式時，初級側開關裝置 S_1 至 S_4 的開關控制訊號和相腳輸出電壓 V_{AB}。

【0037】 第 15B 圖係示出當控制方法從三級調變方式切換到對稱調變方式時，初級側開關裝置 S_1 至 S_4 的開關控制訊號和相腳輸出電壓 V_{AB}。

【0038】 第 16A 圖為在次級側上具有全橋同步整流器的串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 1600 的電路結構圖。第 16B 圖為在中心側具有中心抽頭變壓器 TR 以及同步整流器 S_5 和 S_6 的串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 1650 的電路結構圖。

【0039】 第 17A 圖為具有可變 DC 輸入電壓源 1702 的串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 1700 的電路結構圖。第 17B 圖為具有 DC 輸入電壓 V_{in1} 和 V_{in2} 的串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 1750 的電路結構圖。

【實施方式】

【0040】 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。

【0041】為了避免因較高之輸入電壓進而造成較高的成本，可使用多級拓撲以使初級側橋臂維持相同的裝置額定電壓。第 7A 圖係示出一種包含了 LLC 諧振轉換器 700 的三級串聯半橋(SHB)拓撲(也稱為"堆疊降壓拓撲")，LLC 諧振轉換器 700 在其初級側具有串聯半橋。如第 7A 圖所示，串聯半橋包括四個串聯連接的開關裝置 S_1 至 S_4，開關裝置 S_1 至 S_4 架構於阻隔輸入端 P 和 N 兩端的輸入電壓的一半。輸入端 P 和 N 設置在串聯連接的輸入電容 C_{in1} 和 C_{in2} 的兩端及開關裝置 S_1 及 S_4 的兩端。輸入電容 C_{in1} 和 C_{in2} 的公共端同時為開關裝置 S_2 和 S_3 之間的公共端。因此，輸入電容 C_{in1} 與開關裝置 S_1 和 S_2 並聯連接，並且輸入電容 C_{in2} 與開關裝置 S_3 和 S_4 並聯連接。在次級側上設有全波二極管整流器 D_1 至 D_4。濾波電容 C_o 設置在次級側，並架構於向負載提供輸出電壓 V_o 或輸出電流 I_o。

【0042】第一相腳輸出端 A 位於開關裝置 S_1 和 S_2 之間的公共端，第二相腳輸出端 B 位於開關裝置 S_3 和 S_4 之間的公共端。在第一相腳輸出端 A 和第二相腳輸出端 B 之間連接有由隔離式變壓器 TR 和串聯連接的諧振電感 L_r、諧振電容 C_r 和變壓器勵磁電感 L_m 所形成的諧振電路。隔離式變壓器 TR 的初級側繞組與勵磁電感 L_m 並聯連接。隔離式變壓器 TR 的次級側繞組可以是具有兩個整流元件的中心抽頭繞組或是具有全橋整流器的單個繞組。開關裝置 S_1 至 S_4 均在一個方向上阻隔所分配到的輸入電壓，但每個開關裝置均可雙向傳導電流。開關裝置 S_1 至 S_4 可為例如但不限於半導體開關，例如 MOSFET、IGBT、BJT 或其他半導體開關。替代地，

次級側中可由同步整流器代替二極管整流器電路，以減小傳導損耗。

【0043】第 7B 和 7C 圖分別示出第 7A 圖之串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 700 的“對稱”和“非對稱”調變方式。每一種調變方式均可控制開關控制訊號以操作開關裝置 S_1 至 S_4。在任一調變方式中，開關裝置 S_1 和 S_2 的開關控制訊號係為互補，開關裝置 S_3 和 S_4 的開關控制訊號亦為互補。實際上，可在每對互補的開關控制訊號之間插入一小段停滯時間，以避免相腳直通。第 7B 圖為開關裝置 S_1 至 S_4 的開關控制訊號和相腳輸出電壓 V_{AB} 在對稱調變下的時序圖。開關裝置 S_1 和 S_4 的開關控制訊號具有 50%的占空比且互為同相訊號。同樣地，除了開關裝置 S_1 和 S_4 的開關控制訊號與開關裝置 S_2 及 S_3 的開關控制訊號互補之外，操作開關裝置 S_2 和 S_3 的開關控制訊號亦具有 50%占空比且互為同相訊號。因此，相腳輸出電壓 V_{AB}(即橋臂輸出電壓)在裝置開關頻率下以 50%的占空比在 V_{in} 和 0 之間切換。

【0044】第 7C 圖為開關裝置 S_1 至 S_4 的開關控制訊號以及相腳輸出電壓 V_{AB} 在非對稱調變下的時序圖。如第 7C 圖所示，開關裝置 S_1 和 S_4 的開關控制訊號係彼此相移 180°且占空比為 25%，而開關裝置 S_2 和 S_3 的開關控制訊號係彼此相移 180°且占空比為 75%。透過非對稱調變，當開關裝置 S_1 和 S_3 關閉時，輸入電容 C_{in1} 兩端的電壓係作為相腳輸出電壓 V_{AB}。當開關裝置 S_2 和 S_4 關閉時，輸入電容 C_{in1} 兩端的電壓係作為相腳輸出電壓 V_{AB}。當開關裝置 S_2 和 S_3 關閉時，相腳輸出電壓 V_{AB} 為零伏特。因此，相腳輸出電壓 V_{AB} 在 50%的占空比下以兩倍的裝置開關頻率 f_{SW} 在 $0.5V_{in}$ 和

0 伏特之間切換。在任何一種調變方式中，裝置開關頻率 f_{SW} 可為實現不同控制目標的控制變量。

【0045】 第7B和7C圖所示之對稱及非對稱的調變方式係分別在串聯連接的 L_r-C_r-L_m 諧振電路兩端產生不同的相腳輸出電壓 V_{AB}，其中相腳輸出電壓 V_{AB} 包括不同的 DC 和 AC 分量。在 LLC 諧振轉換器 700 運作期間，諧振電容 C_r 阻隔 DC 分量，使得僅有 AC 分量出現在隔離式變壓器 TR 的初級側繞組兩端。當裝置開關頻率 f_{SW} 等於諧振頻率 $f_r = \frac{\sqrt{L_r C_r}}{2\pi}$ 時，輸出電壓 V_o 等於相腳輸出電壓 V_{AB} 的整流後 AC 分量與變壓器電壓增益之乘積的平均值。由於變壓器電壓增益匝數比為 $\frac{N_S}{N_P}$，因此輸出電壓 V_O 可由 $V_O = \frac{N_P \overline{V_{AB_ac}}}{N_S}$ 求得，其中，N_S 和 N_P 分別是次級側繞組和初級側繞組的匝數，$\overline{V_{AB_ac}}$ 為相腳輸出電壓 V_{AB} 的交流分量於整流後的平均值。

【0046】 在採用對稱調變方式的情況下，相腳輸出電壓 V_{AB} 的 AC 分量為具有占空比 50%之占空比的雙極性方波，此雙極性方波在裝置開關頻率 f_{SW} 下具有 $\frac{V_{in}}{2}$ 之振幅，故 DC 電壓增益在諧振頻率 f_r 下係為 $\frac{N_S}{2N_P}$。而在採用非對稱調變方式的情況下，相腳輸出電壓 V_{AB} 的 AC 分量為具有占空比 50%之占空比的雙極性方波，此雙極性方波在兩倍的裝置開關頻率 f_{SW} 下具有 $\frac{V_{in}}{4}$ 之振幅，故 DC 電壓增益在諧振頻率 f_r 下係為 $\frac{N_S}{4N_P}$。因此，對稱調變方式在諧振頻率 f_r 下的 DC 電壓增益為非對稱調變方式在諧振頻率 f_r 下的 DC 電壓增益的兩倍，且可通過開關頻率控制來調節 LLC 諧振轉換器 700 的電壓增益。

【0047】 如上所述，當 LLC 諧振變換器 700 在運作在等於或接近諧振頻率 f_r 的工作點時，得以實現最大效率。且為了獲得較寬的輸出電壓範圍，傳統控制會更改裝置開關頻率 f_{sw} 來調整 DC 電壓增益。然而，開關頻率控制會使工作點偏離最大效率。此外，對於極寬的輸出電壓範圍，即使採用上述的控制方法亦可能因固定的電路參數而無法獲得所需的 DC 電壓增益。

【0048】 本案的發明人意識到串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器可以結合不同的調變方式，在等於或接近諧振頻率處(即較窄的輸入開關頻率範圍)有效率地獲得所需的不同 DC 電壓增益，以提供較寬的輸出電壓範圍。此外，本案之實施例的控制方法即便在電路參數值為固定的情況下亦能實現較寬的輸出電壓範圍和電路增益。第 8 圖為本案較佳實施例的串聯半橋(SHB) LLC 諧振變換器 800 的電路結構圖，串聯半橋(SHB) LLC 諧振變換器 800 包括控制電路 801，控制電路 801 根據輸出電壓 V_o（以及可選的輸出電流 I_o）產生開關控制訊號予開關裝置 S_1 至 S_4。

【0049】 在串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 800 中，控制電路 801 可以將輸出電壓 V_o 作為其主要的控制目標。輸出電流 I_o 也可作為單獨的控制目標或代表負載條件的反饋訊號。代表每個控制目標的參考值可在內部由控制電路 801 產生或從外部來源產生。根據所感測的電壓 V_o（或所感測的電流 I_o）與對應的參考值之間的差，控制電路 801 在複數種調變方式之間切換，以控制串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 800 中的初級側相腳之開關裝置 S_1 至 S_4。一個或多個控制目標可用於決定其他控制參數值，例如所選調變方式中的裝置開關頻率 f_{sw} 和相移。用以操作初級側上的開關裝置 S_1

至 S_4 的開關控制訊號係根據所選的調變方式和其他控制參數值而產生。

【0050】 在第 9A 和 9B 圖中，將隔離式變壓器 TR 的變壓器匝數比(在此情況下僅為比例因數)設置為 1，以簡化該詳細描述。如第 7B 圖和 7C 所示，在等於或接近裝置開關頻率 f_{sw} 時，對稱調變方式在所提供之輸出電壓 V_o 為非對稱調變方式所提供之輸出電壓 V_o 的兩倍。具體地，在對稱調變下，在諧振頻率 f_r 處的相腳輸出電壓 V_{AB} 為 $0.5V_{in}$，故輸出電壓 V_o 亦為 $0.5V_{in}$。在一些實施例中，隔離式變壓器 TR 的諧振參數使得當裝置開關頻率 f_{sw} 從 $0.5f_r$ 變化到 1.4fr 時，輸出電壓 V_o 從 $0.3V_{in}$ 變化到 $0.8V_{in}$。同樣地，在非對稱調變下，諧振頻率 fr 處的相腳輸出電壓 V_{AB} 為 $0.25V_{in}$，故輸出電壓 V_o 亦為 $0.25V_{in}$。在同一實施例中，隔離式變壓器 TR 的諧振參數使得當裝置開關頻率 f_{sw} 從 $0.25f_r$ 變化到 $0.8f_r$ 時，輸出電壓 V_o 從 $0.125V_{in}$ 變化到 $0.4V_{in}$。須注意的是，裝置開關頻率 f_{sw} 僅為相腳輸出電壓 V_{AB} 的頻率的一半。據此，本案之實施例提供一種控制方法，其結合可選擇的調變方式和頻率控制以實現預定的輸出電壓範圍。(不同調變方式的輸出電壓調節範圍可能相互重疊)。本案所揭露之實施例下的調變方式選擇可以例如根據諸如電壓控制目標、負載條件和允許的工作頻率範圍之類的控制參數。當一個或多個條件改變使得較佳調變方式與當前調變方式不同時，控制電路 801 可從當前調變方式轉換到較佳調變方式。

【0051】 在上述實施例中，串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 800 具有 $0.125V_{in}$ 至 $0.8V_{in}$ 的輸出電壓範圍 V_o，並且裝置開關頻率 f_{SW} 在 $0.25f_r$ 至 $1.6f_r$ 的範圍內。最大 DC 增益及最小 DC 增益之比為 6.4，

最大裝置開關頻率 f_{SW} 僅為 $1.6f_r$。對於低輸出電壓，無需如傳統頻率控制顯著增加裝置開關頻率 f_{SW} 而增加開關的損耗。(實際上，當將倍頻非對稱調變方式用於低輸出電壓時，裝置開關頻率 f_{SW} 甚至因此降低)。在本案所揭露之實施例的方法中，特別是在極低的輸出電壓及/或極輕的負載條件下，最大裝置開關頻率 f_{SW} 被大幅降低。通過調整電路參數值，可以在相同的窄裝置開關頻率範圍內獲得更高的最大 DC 增益以及最小 DC 增益之比，這在傳統控制的串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器中係無法實現的。

【0052】 於一些實施例中，第 9A 圖為當控制方法從對稱調變方式切換到非對稱調變方式，開關裝置 S_1 至 S_4 的開關控制訊號和相腳輸出電壓 V_{AB} 的時序圖。第 9B 圖為當控制方法從非對稱調變方式切換到對稱調變方式時，開關裝置 S_1 至 S_4 的開關控制訊號和相腳輸出電壓 V_{AB} 的時序圖。第 9A 圖示出了當輸出電壓控制目標在輸出電壓範圍內從高電壓變為低電壓時，從對稱調變方式（區間 901）到非對稱調變方式（區間 903）的轉換。調變方式之間的過渡區間 902 可以不同的方式實現，例如頻移、相移、占空比移位或其任意組合。同樣地，第 9B 圖示出了當輸出電壓控制目標在輸出電壓範圍內從低電壓變為高電壓時，從非對稱調變方式（間隔 904）到對稱調變方式（間隔 906）的轉換。調變方式之間的過渡區間 905 可以以與第 9A 圖的過渡中相同的方式實現但順序相反。例如頻移、相移、占空比移位等控制參數或其任意組合。當然，也可以使用任何其他合適的過渡控制方法。

【0053】 三級調變

根據本案另一較佳實施例，第 10B 圖示出用於操作第 10A 圖之串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 1000 的初級側開關裝置 S_1，S_2，S_3和 S_4的開關訊號的三級調變方式。其中，開關裝置 S_1和 S_2的開關訊號係為互補，且開關裝置 S_3和 S_4的開關訊號亦為互補。實際上，在每對互補之開關訊號之間係插入一段短的停滯時間，以避免相腳直通。在該實施例中，基於輸出電壓或輸出電流，控制電路係根據第一調變方式產生第一、第二、第三及第四開關控制訊號 S_1至 S_4，在第一調變方式中，(1) 第一開關控制訊號 S_1和第二開關控制訊號 S_2實質上為互補，且第三開關控制訊號 S_3和第四開關控制訊號 S_4實質上為互補；(2)第一、第二、第三及第四開關控制訊號 S_1、S_2、S_3及 S_4具有相同的開關週期 T_{SW}；(3)在開關週期 T_{SW}中，每個開關控制訊號具有兩個上升緣和兩個下降緣，且第一開關控制訊號 S_1的第一上升緣係落後第四開關控制訊號 S_4的第一上升緣第一預定時間，且第一開關控制訊號 S_1的第二上升緣係領先第四開關控制訊號 S_4的第二上升緣第二預定時間；以及(4)控制電路可改變開關週期、第一預定時間以及第二預定時間。於一些實施例中，每經過該 LC 諧振電路的一諧振頻率的一個週期，該控制電路變更該開關週期。

【0054】 第 10B 圖為初級側開關裝置 S_1至 S_4和 SHB 相腳輸出電壓 V_{AB}的訊號時序圖。在開關週期 T_{SW}中，初級側開關裝置 S_1、S_2、S_3及 S_4均被導通兩次並且被關閉兩次。每次導通時，初級側開關裝置 S_1或 S_4具有固定的導通期間，且導通期間持續開關週期 T_{SW}的 25%，因此累積的導通期間共為開關週期 T_{SW}的 50%。如第 10B 圖中所示，在開關週期 T_{SW}期間，初級側開關裝置 S_1的第一上升

緣係落後於初級側開關裝置 S_4 的第二上升緣，而初級側開關 S_1 的第二上升緣係領先於初級側開關 S_4 的第二上升緣。如第 10B 圖所示，領先時間和落後時間均係為 φ。此外，初級側開關裝置 S_1 的第一上升邊係領先初級側開關裝置 S_4 的第二上升緣½T_{SW}。以這種方式操作初級側開關裝置 S_1、S_2、S_3 和 S_4，相腳輸出電壓 V_{AB} 具有三個不同階段的電壓。在本實施例中，(1)當第一開關裝置 S_1 和第四開關裝置 S_4 均不導通時，第一和第二電性節點上的電壓變為第一電壓準位；(2)當第一開關裝置 S_1 和第四開關裝置 S_4 中的其中一個導通時，第一和第二電性節點之間的電壓達到第二電壓準位；以及(3)當第一開關裝置 S_1 及第四開關裝置 S_4 均導通時，第一電性節點上的電壓達到第三電壓準位。第一電壓準位準位可為接地電壓，第二電壓準位實質上是輸入訊號的一半，並且第二電壓準位實質上為輸入訊號。當初級側開關裝置 S_1 和 S_4 都處於導通狀態時，相腳輸出電壓 V_{AB} 等於 V_{in}。當初級側開關裝置 S_2 和 S_4 均處於導通狀態時，或當初級側開關裝置 S_1 和 S_3 均處於導通狀態時，相腳輸出電壓 V_{AB} 等於 $0.5V_{in}$。當初級側開關裝置 S_2 和 S_3 均處於導通狀態時，相腳輸出電壓 V_{AB} 等於零伏特。

【0055】 因此，相腳輸出電壓 V_{AB} 的波形係具有周期性，其周期是開關週期 T_{SW} 的一半。由於時間段 φ 對應於初級側開關裝置 S_2 和 S_4 或初級側開關裝置 S_1 和 S_3 均處於導通狀態初級側開關裝置時的持續時間，因此時間段 φ 決定了相腳輸出電壓 V_{AB} 等於 $1/2V_{in}$ 的持續時間。開關頻率 f_{SW}（開關週期 T_{SW}）和時間段 φ 是用於設定不同控制目標的控制變量。

【0056】 關鍵波形和階級分析

在此詳細描述中，為簡化操作的分析，如第 10A 圖所示，假設輸入電容 C_{in} 和輸出電容 C_o 的紋波電壓可以忽略不計，因此可分別以恆壓源 V_{in} 和 V_o 表示。且本文中的半導體電路元件均被假定在其處於導通狀態下具有零電阻(即為短路)。然初級側開關裝置的輸出電容並不可被忽略。

【0057】 第 11 圖為第 10 圖中之串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 1000 的關鍵波形圖。圖 11 示出了開關控制電壓 S_1、S_2、S_3 及 S_4(即分別指示初級側開關裝置 S_1 至 S_4 處於導通狀態的正電壓)，初級側輸出電壓 V_{AB}，諧振電感 Lr 的諧振電流 i_{Lr}，勵磁電感 Lm 中的電流 i_{Lm} 以及初級側開關裝置 S_1 和 S_2 兩端的電壓 V_{S1} 和 V_{S2}。第 11 圖示出了在時間 t1、t2、t3、t4、t5、t6、t7、t8、t9、t10、t11、t12、t13、t14、t15 和 t16 時的訊號轉換。

【0058】 結合第 11 圖，第 12A-12P 圖示出本案之實施例的三級調變方式下的串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 1000 的十六個操作階段，分別為時間段（t0，t1）、（t1， t2）、（t2， t3）、（t3，t4）、（t4，t5）、（t5，t6）、（t6，t7）、（t7，t8）、（t8，t9）、（t9，t10）、（t10，t11 ）、（t11，t12）、（t12，t13）、（t13，t14）、（t14，t15）和（t15，t16）。在第 12A 圖至第 12P 圖中，處於關斷狀態的開關裝置係以虛線表示(例如第 12A 圖中處於關斷狀態的初級側開關裝置 S_2 和 S_3)。 且初級側開關裝置 S_1、S_2、S_3 和 S_4 的寄生電容係分別以電容 C_{S1}，C_{S2}，C_{S3} 和 C_{S4} 表示。

【0059】 如第 12A 圖所示，在時間段（t0，t1）期間，諧振電流 i_{Lr} 增加並流入諧振電感 Lr、變壓器 TR、勵磁電感 Lm、諧振電容 Cr 以及初級側開關裝置 S_1 和 S_4。 相腳輸出電壓 V_{AB} 等於輸入電壓 V_{in}。

【0060】 如第 12B 圖所示，在時間段（t1，t2）期間，在初級側開關裝置 S_1 關斷後，電容 C_{S1} 充電至 1 / $2V_{in}$，並且電容 C_{CS2} 完全放電(即變為零伏特)。電流 i_{Lr} 開始減小。且由於電容 C_{S1} 和 C_{S2} 中的充電和放電，相腳輸出電壓 V_{AB} 下降到 1 / $2V_{in}$。

【0061】 如第 12C 圖所示，在時間段（t2，t3）期間，初級側開關裝置 S_2 以零伏特導通(即以 ZVS 條件導通而不產生開關損耗)。相腳輸出電壓 V_{AB} 保持在 1 / $2V_{in}$，電流 i_{Lr} 繼續降低。

【0062】 如第 12D 圖所示，在時間段（t3，t4）期間，在初級側開關裝置 S_4 斷開後，電容 C_{S4} 充電至 1 / $2V_{in}$，並且電容 C_{S3} 完全放電。由於電容 C_{S4} 和 C_{S3} 中的充電和放電，相腳輸出電壓 V_{AB} 變為零伏特。電流 i_{Lr} 繼續降低。

【0063】 如第 12E 圖所示，在時間段（t4，t5）期間，初級側開關裝置 S_3 在 ZVS 條件下導通。相腳輸出電壓 V_{AB} 保持在零伏特，電流 i_{Lr} 繼續減小。

【0064】 如第 12F 圖所示，在時間段（t5，t6）期間，在初級側開關裝置 S_3 斷開後，電容 C_{S3} 充電至 1/2 V_{in}，並且電容 C_{S4} 完全放電。由於電容 C_{S3} 和 C_{S4} 中的充電和放電，相腳輸出電壓 V_{AB} 上升到 1 / $2V_{in}$，並且電流 i_{Lr} 開始增加。

【0065】 如第 12G 圖所示，在時間段（t6，t7）期間，初級側開關裝置 S_4 在 ZVS 條件下接通。相腳輸出電壓 V_{AB} 保持在 1 / $2V_{in}$，電流 i_{Lr} 繼續增加。

【0066】 如第 12H 圖所示，在時間段（t7，t8）期間，在初級側開關裝置 S2 斷開之後，電容 C_{S2} 充電至 1 / $2V_{in}$，並且電容 C_{S1} 完全放電。

由於電容 C_{S2} 和 C_{S1} 中的充電和放電，相腳輸出電壓 V_{AB} 變為 V_{in}。電流 i_{Lr} 繼續增加。

【0067】 如第 12I 圖所示，在時間段（t8，t9）期間，初級側開關裝置 S_1 在 ZVS 條件下導通。相腳輸出電壓 V_{AB} 保持在 $1/2V_{in}$，電流 i_{Lr} 繼續增加。

【0068】 如第 12J 圖所示，在時間段（t9，t10）期間，在初級側開關裝置 S_4 關斷後，電容 C_{S4} 充電至 1/2 V_{in}，電容 C_{S3} 完全放電。當前 i_{Lr} 開始減小。由於電容 C_{S4} 和 C_{S3} 中的充電和放電，相腳輸出電壓 V_{AB} 下降到 $1/2V_{in}$。

【0069】 如第 12K 圖所示，在時間段（t10，t11）期間，初級側開關裝置 S_3 在 ZVS 條件下導通。相腳輸出電壓 V_{AB} 保持為 1/2 V_{in}，電流 i_{Lr} 繼續降低。

【0070】 如第 12L 圖所示，在時間段（t11，t12）期間，在初級側開關裝置 S_1 斷開後，電容 C_{S1} 充電至 $1/2V_{in}$，電容 C_{S2} 完全放電。由於電容 C_{S1} 和 C_{S2} 中的充電和放電，相腳輸出電壓 V_{AB} 變為零伏特。電流 i_{Lr} 繼續降低。

【0071】 如第 12M 圖所示，在時間段（t12，t13）期間，初級側開關裝置 S_2 在 ZVS 條件下導通。相腳輸出電壓 V_{AB} 保持在零伏特，電流 i_{Lr} 繼續減小。

【0072】 如第 12N 圖所示，在時間段（t13，t14）期間，在初級側開關裝置 S_2 斷開後，電容 C_{S2} 充電至 1/2 V_{in}，並且電容 C_{S1} 完全放電。由於電容 C_{S2} 和 C_{S1} 中的充電和放電，相腳輸出電壓 V_{AB} 上升到 1/2 V_{in}，電流 i_{Lr} 開始增加。

【0073】 如第 12O 圖所示，在時間段（t14，t15）期間，初級側開關裝置 S_1 在 ZVS 條件下導通。相腳輸出電壓 V_{AB} 保持在 1 / 2V_{in}，電流 i_{Lr} 繼續增加。

【0074】 如第 12P 圖所示，在時間段（t15，t16）期間，在初級側開關裝置 S3 斷開之後，電容 C_{S3} 充電至 1 / 2V_{in}，並且電容 C_{S4} 完全放電。由於電容 C_{S3} 和 C_{S4} 中的充電和放電，相腳輸出電壓 V_{AB} 變為 V_{in}。當前的 i_{Lr} 繼續增加。

【0075】 由於所有初級側開關裝置均在零電壓切換(ZVS)條件下導通，因此本案之實施例的三級調變方式顯著地降低了總開關損耗。

【0076】 本案之實施例的三級調變方式的優點：

A.降低輸出電壓

本案之實施例的三級調變方式在串聯的 L_r-C_r-L_m 諧振電路兩端產生可控的相腳輸出電壓 V_{AB}，相腳輸出電壓 V_{AB} 包括 DC 和 AC 分量。在本實施例中，於 LLC 諧振轉換器操作期間，諧振電容 C_r 阻隔 DC 分量，使得僅有 AC 分量出現在變壓器 TR 的初級側繞組兩端。當裝置開關頻率 f_{SW} 等於諧振頻率 $f_r = \frac{\sqrt{L_r C_r}}{2\pi}$，且持續時間 φ= 0 時，輸出電壓 V_o 等於相腳輸出電壓 V_{AB} 的整流 AC 分量與變壓器 TR 的電壓增益之積的平均值。由於變壓器 TR 的電壓增益即匝數比 $\frac{N_S}{N_P}$，因此輸出電壓 V_o 可由 $V_O = \frac{N_P \overline{V_{AB_ac}}}{N_S}$ 求得，其中，N_S 和 N_P 分別是次級側繞組和初級側繞組的匝數，$\overline{V_{AB_ac}}$ 為相腳輸出電壓 V_{AB} 的交流分量於整流後的平均值。對於時間段 φ 的期望值，如果開關頻率固定，則整流 AC 分量的平均電壓降低。

因此，輸出電壓 V_o 也降低。因此，本案之實施例的三級調變方式可用於調節輸出電壓 V_o 而不影響開關頻率 f_r。

【0077】 B.平衡每個初級側開關裝置中的電流壓力

功率器件的“導通”電阻會引起傳導損耗。在第 10A 圖中串聯半橋(SHB) LLC 諧振變換器 1000，初級側開關裝置 S_1 至 S_4 在導通時導致傳導損耗。第 13 圖為在本案之實施例的三級調變方式，且不計算停滯時間影響的情況下，初級側開關裝置 S_1 至 S_4 中的控制開關電壓 S_1 至 S_4，以及在開關週期 T_{SW} 期間流經初級側開關裝置 S_1 至 S_4 的電流 I_1 至 I_4 的訊號示意圖。電流 I_1 至 I_4 具有相同的均方根(RMS)值，從而在初級側開關裝置之間平衡熱應力。 因此，這些裝置具有更長的使用壽命，從而增加串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 1000 的可靠性。

【0078】 直流匯流排電容的電壓平衡

理想地，在本案實施例的三級調變方式下，頂部電容和底部電容(例如，電容 C_{in1} 和 C_{in2})向諧振迴路傳遞相同的功率時，它們的直流匯流排電容的電壓會自動平衡而無需任何控制。然而，在任何實際的串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器中，等效串聯電阻(ESR)和直流匯流排電容的電容的參數不匹配，以及開關控制或閘極訊號的時序不匹配均無法避免。這些不匹配會導致直流匯流排電容的電壓不平衡。

【0079】 本案之實施例提供了一種可平衡 DC 匯流排電容的電壓，並使串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器保持在安全範圍內的方法。當電容 C_{in1} 的電壓遠大於電容 C_{in2} 的電壓時，初級側開關裝置 S_1 和 S_2 的開關控制訊號均延遲了一小短時間，並且初級側開關裝置 S_3 和

S_4的開關控制訊號亦都提前了相同的時間。類似地，當電容 C_{in2} 的電壓大於電容 C_{in1} 的電壓時，初級側開關裝置 S_1 和 S_2 的開關控制訊號都提前一個很短的時間，且初級側開關裝置 S_3 和 S_4 的開關控制訊號亦都延遲了相同的時間。該很短的時間優選地不應超過開關週期 T_{SW} 的 5%，以避免對串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器的正常操作產生任何不利影響。

【0080】 通過將脈波頻率調變(PFM)與三級調變方式相互結合，實現寬輸出電壓範圍的工作。

如上所述，當串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器在諧振頻率 f_r 或極接近諧振頻率 f_r 的工作點工作時，得以實現最大轉換效率。且為了獲得較寬的輸出電壓範圍，傳統控制會更改裝置開關頻率 f_{SW} 來調整 DC 電壓增益。然而，開關頻率控制會使工作點偏離最大效率。此外，對於極寬的輸出電壓範圍，由於固定的電路參數，即使調整開關頻率控制亦無法獲得所需的 DC 電壓增益。

【0081】 本案的發明人意識到串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器可以結合不同的調變方式，在等於或接近諧振頻率處(即較窄的輸入開關頻率範圍)有效率地獲得所需的不同 DC 電壓增益，以提供較寬的輸出電壓範圍。此外，本案的實施例所揭露的三級調變方式即便在電路參數值為固定的情況下亦能實現較寬的輸出電壓範圍和電路增益。第 14 圖為根據本案一個較佳實施例的串聯半橋(SHB) LLC 諧振變換器 1400 的示意圖，串聯半橋(SHB) LLC 諧振變換器 1400 包括控制電路 1401，控制電路 1401 根據輸出電壓 V_o（以及可選的輸出電流 I_o）產生開關控制訊號予開關裝置 S_1 至 S_4。

【0082】 在串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 1400 中，控制電路 1401 可以將輸出電壓 V_o 作為其主要的控制目標。輸出電流 I_o 也可作為單獨的控制目標或代表負載條件的反饋訊號。代表每個控制目標的參考值可在內部由控制電路 1401 產生或從外部來源產生。根據所感測的電壓 V_o（或所感測的電流 I_o）與對應的參考值之間的差，控制電路 1401 在複數種調變方式之間切換，以控制串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 1400 中初級側相腳之開關裝置 S_1 至 S_4。一個或多個控制目標可用於決定其他控制參數值，例如所選調變方式中的裝置開關頻率 f_{SW} 和相移。用以操作初級側上的開關裝置 S_1 至 S_4 的開關控制訊號係根據所選的調變方式和其他控制參數值而產生。

【0083】 傳統的對稱型頻率調變方式透過在諧振頻率 f_r 附近改變開關頻率 f_{SW} 以提供期望的輸出電壓增益。本案之實施例的三級調變方式係透過控制初級側開關的停滯時間以提供最大允許開關頻率下的額外輸出電壓增益。因此，本案之實施例提供一種控制方法，其結合可選擇的調變方式和頻率控制以實現預設的輸出電壓範圍。(不同調變方式的輸出電壓調節範圍可能相互重疊。)本案之實施例的調變方式之選擇可以例如根據諸如電壓控制目標、負載條件和允許的工作頻率範圍之類的控制參數。

【0084】 第 15A 圖係示出當串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 1000 在控制方法從對稱調變方式切換到三級調變方式時，用於初級側開關裝置 S_1 至 S_4 的控制訊號和相腳輸出電壓 V_{AB}。於一些實施例中，如第 15B 圖，第 15B 圖係示出串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 1000 在控制方法從三級調變方式切換到對稱調變方式時，初級側

開關裝置 S_1 至 S_4 的控制訊號和相腳輸出電壓 V_{AB}。如第 15A 圖所示，當相腳輸出電壓 V_{AB} 的控制目標由高電壓改為低電壓 V_O 時，對稱調變方式（間隔 1501）切換到三級調變方式（間隔 1502）且不需要過渡區間。同樣的，如第 15B 圖所示，當相腳輸出電壓 V_{AB} 的控制目標由低電壓改為高電壓 V_O 時，三級調變方式（間隔 1503）切換到對稱調變方案（間隔 1504）亦不需要過渡區間。在一些實施例中，對稱調變方式包括變頻調變。在另一些實施例中，對稱調變方式包括固定頻率調變。

【0085】 拓撲的延伸

本案之實施例同樣適用於具有其他次級側拓撲的串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器，以提供具有相同的窄裝置開關頻率的寬輸出電壓範圍。根據本案另一較佳實施例，第 16A 圖示出在次級側上具有全橋同步整流器的串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 1600。第 16B 圖示出在中心側具有中心抽頭變壓器 TR 以及在次級側具有同步整流器 S_5 和 S_6 的串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 1650。在串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 1600 中，控制電路 1601 可以結合在第 10B 圖中所討論的方法，即在傳統的次級側控制方法中，產生訊號以使初級側的開關裝置 S_1 至 S_4 以及次級側的開關裝置 S_5 至 S_8 運作。在串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 1650 中，控制電路 1651 可以結合關於第 10B 圖中所討論的方法，即在傳統的次級側控制方法中，產生訊號以使初級側的開關裝置 S_1 至 S_4 以及次級側的開關裝置 S_5 至 S_6 運作。本案之實施例同樣適用於串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 1600 於次級側的開關裝置 S_5 至

S_8，或是串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 1650 於次級側的開關裝置 S_5 及 S_6 由二極管所取代。

【0086】本案之實施例還適用於具有可變 DC 輸入電壓或具有兩個不同輸入電壓的串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器，如第 17A 和 17B 圖所示，第 17A 圖示出具有可變 DC 輸入電壓源 1702 的串聯半橋(SHB) LLC 諧振變換器 1700。第 17B 圖示出分別具有根據 DC 變換器的一個實施例進行控制的 DC 輸入電壓 V_{in1} 和 V_{in2} 的串聯半橋(SHB) LLC 諧振變換器 1750。本案之一實施例如圖 17A 所示，可變 DC 輸入電壓源 1702 可以由訊號 V_{ctrl} 所控制，該訊號可以在內部產生或在外部提供。將訊號 V_{ctrl} 的控制方法與以上討論的本發明的任何方法相結合，可以進一步擴展輸出電壓範圍或進一步減小串聯半橋(SHB) LLC 諧振轉換器 1700 的裝置開關頻率範圍。

【0087】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】

【0088】

V_{in} 、V_{in1} 、V_{in2}:輸入電壓

C_{in} 、C_{in1} 、C_{in2}:輸入電容

V_o:輸出電壓

I_o 、i_{Lm} 、i_{Lr} 、I_1 、I_2 、I_3 、I_4:電流

S_1 、S_2 、S_3 、S_4 、S_5 、S_6 、S_7 、S_8:開關裝置

D_1、D_2、D_3、D_4:二極管整流器

C_o:輸出電容

N_p: 初級側繞組

N_s: 次級側繞組

TR:變壓器

C_r:諧振電容

L_r:諧振電感

L_m:勵磁電感

A:第一相腳輸出端

B:第二相腳輸出端

V_{AB}:相腳輸出電壓

T_{SW}:開關週期

f_{SW}:裝置開關頻率

700、800、1000、1400、1600、1650、1700、1750:功率轉換器

801、1401、1601、1651、1701、1751:控制電路

1702:輸入電壓源

V_{ctrl}:訊號

P、N、O:輸入端

φ: 時間段

【發明申請專利範圍】

【請求項1】 一種功率轉換器，具有一第一輸入端及一第二輸入端以自一電壓源接收一輸入訊號並提供一輸出電壓或一輸出電流至至少一負載，該功率轉換器包含：

一變壓器，具有一第一繞組及一第二繞組；

一初級側電路，包含：

串聯連接之一第一開關裝置、一第二開關裝置、一第三開關裝置及一第四開關裝置，其中該第一開關裝置、該第二開關裝置、該第三開關裝置及該第四開關裝置係跨接於該第一輸入端及該第二輸入端，該第一開關裝置及該第二開關裝置分別由一第一開關控制訊號及一第二開關控制訊號控制，該第三開關裝置與該第四開關裝置分別由一第三開關控制訊號及一第四開關控制訊號控制；以及

一諧振電路，電連接於一第一電性節點與一第二電性節點之間，其中該第一電性節點位於相互串聯之該第一開關裝置及該第二開關裝置之間的一公共端，該第二電性節點位於相互串聯之該第三開關裝置及該第四開關裝置之間的一公共端，且該諧振電路係耦合於該變壓器之該第一繞組；

一次級側電路，連接於該變壓器之該第二繞組，其中該次級側電路包含一濾波電容，該濾波電容適於提供該輸出電壓或該輸出電流至該負載；以及

一控制電路，其中基於該輸出電壓或該輸出電流，該控制電路依據一第一調變方法產生該第一開關控制訊號、該第二開關控制訊號、該第三開關控制訊號與該第四開關控制訊號，其中，於該第

一調變方式中：(i)該第一開關控制訊號和該第二開關控制訊號彼此互補，且該第三開關控制訊號和該第四開關控制訊號彼此互補；(ii)該第一開關控制訊號、該第二開關控制訊號、該第三開關控制訊號和該第四開關控制訊號係具有相同的一開關週期；(iii)在該開關週期內，(1) 每一該開關控制訊號具有兩個上升緣和兩個下降緣；(2) 該第一開關控制訊號的該第一上升緣係落後於該第四開關控制訊號的該第一上升緣一第一預定時間，該第一開關控制訊號的該第二上升緣係領先該第四開關控制訊號的該第二上升緣一第二預定時間，或者(3)該第一開關控制訊號的該第一上升緣係領先於該第四開關控制訊號的該第一上升緣一第一預定時間，而該第一開關控制訊號的該第二上升緣係落後該第四開關控制訊號的該第二上升緣一第二預定時間；以及(iv)該控制電路改變該開關週期、該第一預定時間和該第二預定時間。

【請求項2】 如請求項 1 所述之功率轉換器，其中該電壓源包含一可變電壓源，該可變電壓源係被一控制單元或一外部訊號所控制。

【請求項3】 如請求項 1 所述之功率轉換器，其中該電壓源包含一第一固定電壓源及一第二固定電壓源。

【請求項4】 如請求項 1 所述之功率轉換器，還包括一第一輸入電容及一第二輸入電容，其中，該第一輸入電容係跨接於該第一開關裝置及該第二開關裝置的兩端，該第二輸入電容係跨接於該第三開關裝置及該第四開關裝置的兩端，當該第一輸入電容的電壓大於該第二輸入電容的電壓時，該第一開關裝置及該第二開關裝置的開關控制訊號皆延遲一第一時間，且該第三開關裝置及該第四開關裝置的開關控制訊號皆提前該第一時間，當該第二輸入電容的電壓大

於該第一輸入電容的電壓時，該第一開關裝置及該第二開關裝置的開關控制訊號皆提前一第二時間，且該第三開關裝置和該第四開關裝置的開關控制訊號亦皆延遲該第二時間。

【請求項5】 如請求項 1 所述之功率轉換器，其中該控制電路係根據一可變頻率調變控制及/或固定頻率調變控制操作該功率轉換器。

【請求項6】 如請求項 1 所述之功率轉換器，其中該功率轉換器包含一 LLC 諧振轉換器。

【請求項7】 如請求項 1 所述之功率轉換器，其中，該諧振電路包括一諧振電感、一勵磁電感及一諧振電容，該諧振電感、該勵磁電感及該諧振電容係串聯連接，其中該隔離式變壓器的該第一繞組與該勵磁電感並聯連接，該勵磁電感連接於該第三電性節點和第四電性節點的兩端。

【請求項8】 如請求項 1 所述之功率轉換器，其中，該次級側電路還包括一全橋整流電路。

【請求項9】 如請求項 8 所述之功率轉換器，其中，該全橋整流電路包括複數個同步整流器或二極管。

【請求項10】如請求項 1 所述之功率轉換器，其中：(1)當該第一開關裝置和該第四開關裝置均不導通時，該第一電性節點和該第二電性節點上的電壓為一第一電壓準位；(2)當該第一開關裝置和該第四開關裝置中的一個處於導通狀態時，該第一電性節點和該第二電性節點兩端的電壓變為一第二電壓準位；以及(3)當該第一開關裝置及該第四開關裝置都導通時，該第一電性節點和該第二電性節點兩端的電壓達到一第三電壓準位，其中該第一電壓準位為接地，該第

二電壓準位實質上為該輸入訊號的一半，該第三電壓準位實質上為該輸入訊號。

【請求項11】如請求項 1 所述之功率轉換器，其中，該控制電路依據不同於該第一調變方式的一第二調變方式產生該第一開關裝置的該第一開關控制訊號、該第二開關裝置的該第二開關控制訊號、該第三開關裝置的該第三開關控制訊號和該第四開關裝置的該第四開關控制訊號，該第二調變方式作為對稱調變方式進行操作，該第一調變方式和該第二調變方式中的其中一個包括變頻調變，該第一調變方式和該第二調變方式中的其中一個包括固定頻率調變控制，該控制電路透過在一第一時間區間內在該第一調變方式操作該功率轉換器並在一第二時間區間內在該第二調變方式下操作該功率轉換器來改變該功率轉換器的增益。

【請求項12】如請求項 1 所述之功率轉換器，其中，該第一預定時間和該第二預定時間係相等。

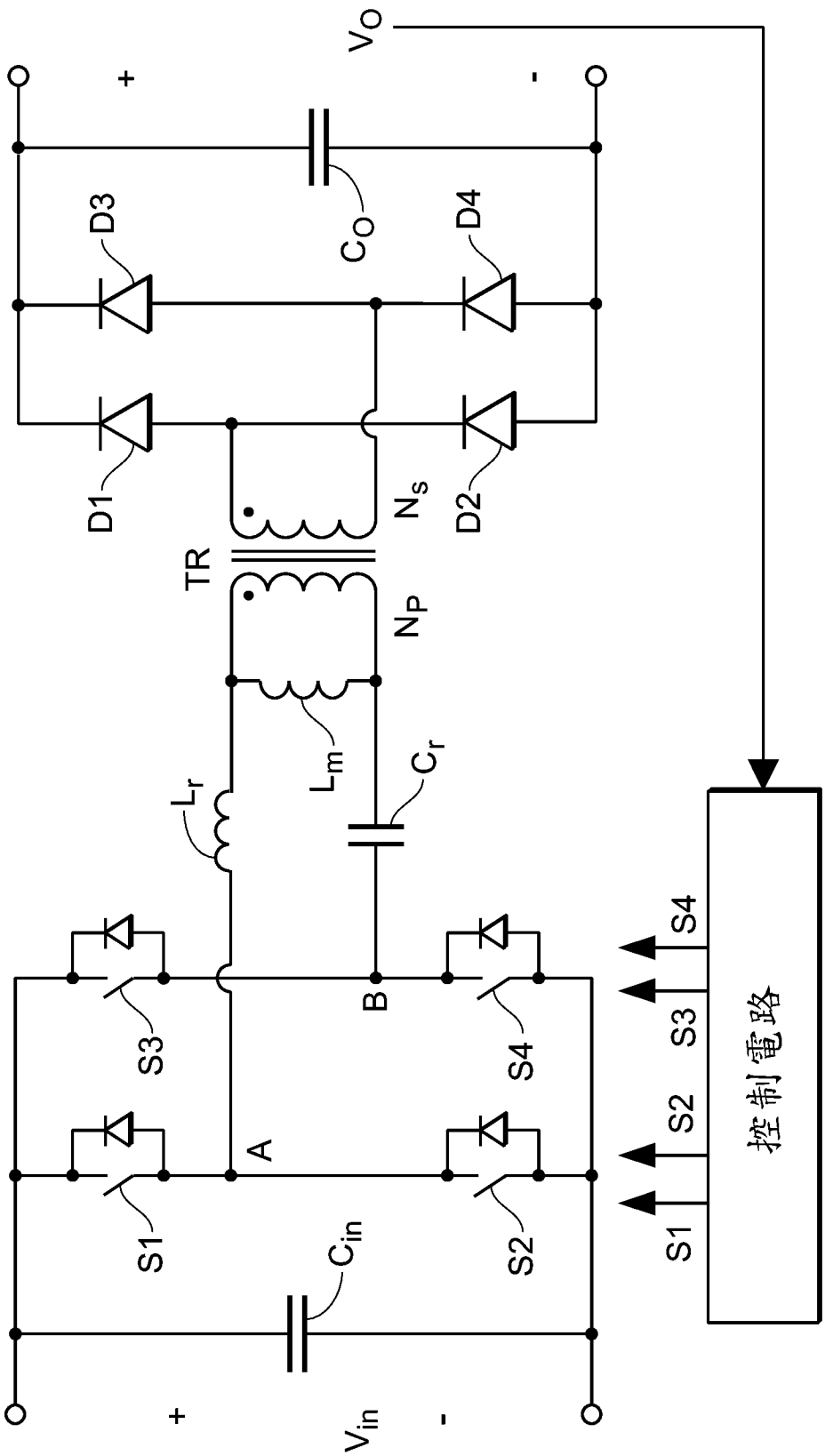
【請求項13】如請求項 1 所述之功率轉換器，其中，每一該開關裝置實質上在每一該開關週期中導通 50%之時間，該控制電路透過增加該第一預定時間以降低該輸出電壓及該輸出功率中的至少一個。

【請求項14】如請求項 1 所述之功率轉換器，其中，每一該開關裝置實質上在每一該開關週期中導通 50%之時間，該控制電路透過降低該第一預定時間以增加該輸出電壓及該輸出功率中的至少一個。

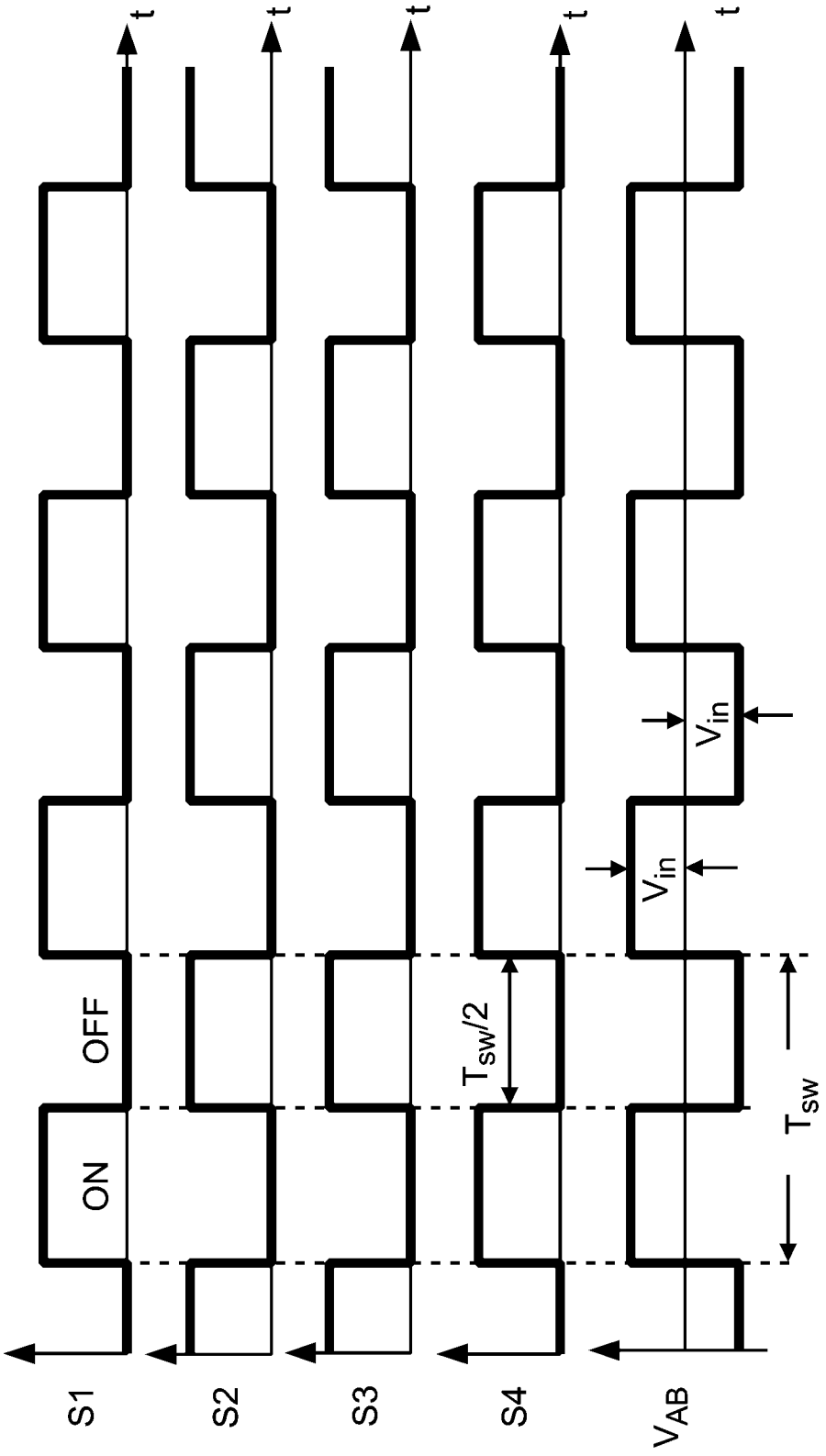
【請求項15】如請求項 1 所述之功率轉換器，其中，該第一、第二、第三和第四開關裝置在零電壓開關（ZVS）條件下進行導通。

【請求項16】如請求項 1 所述之功率轉換器，其中，實質上每經過該諧振電路的一諧振頻率的一個週期，該控制電路變更該開關週期。

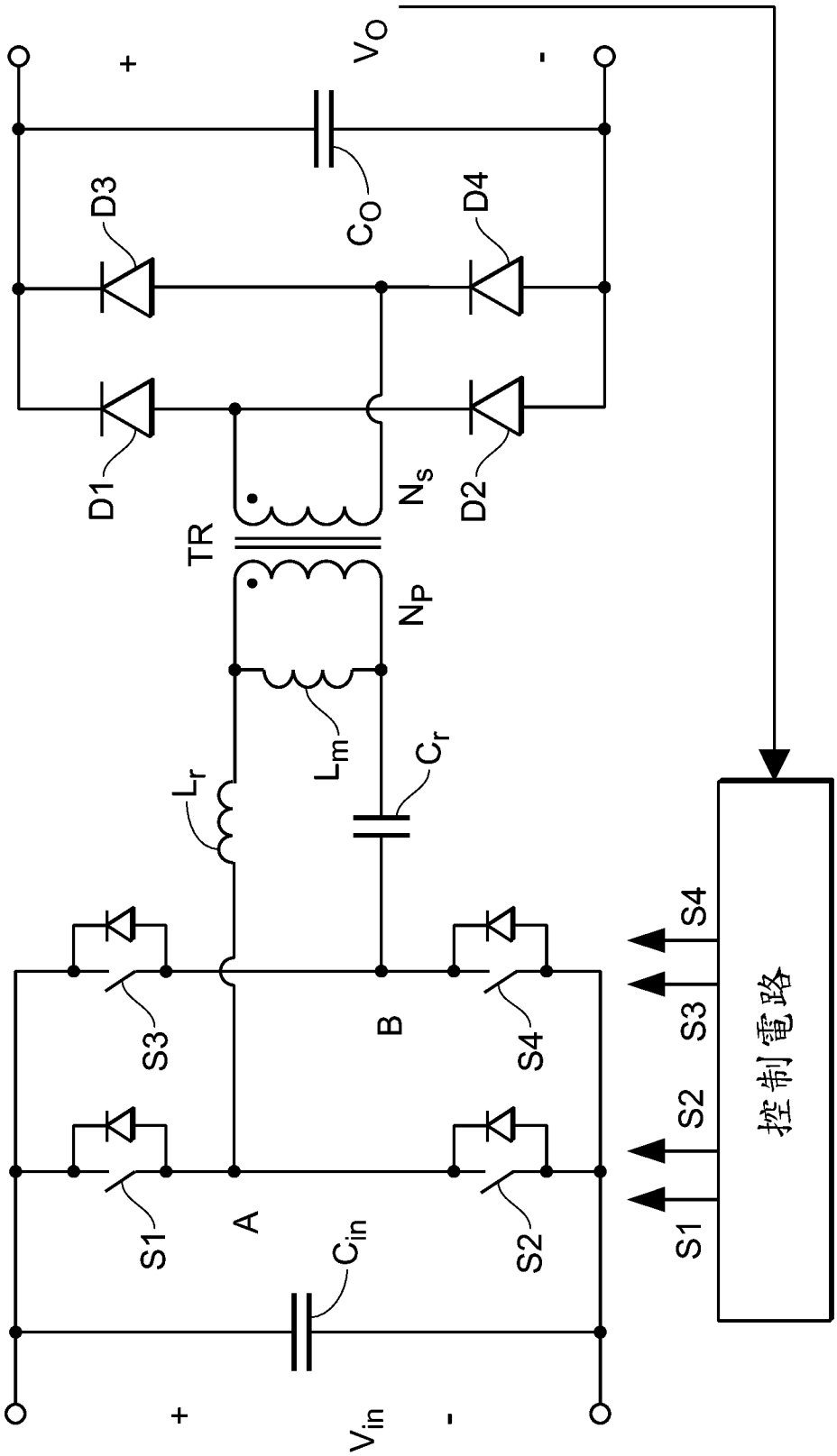
【發明圖式】



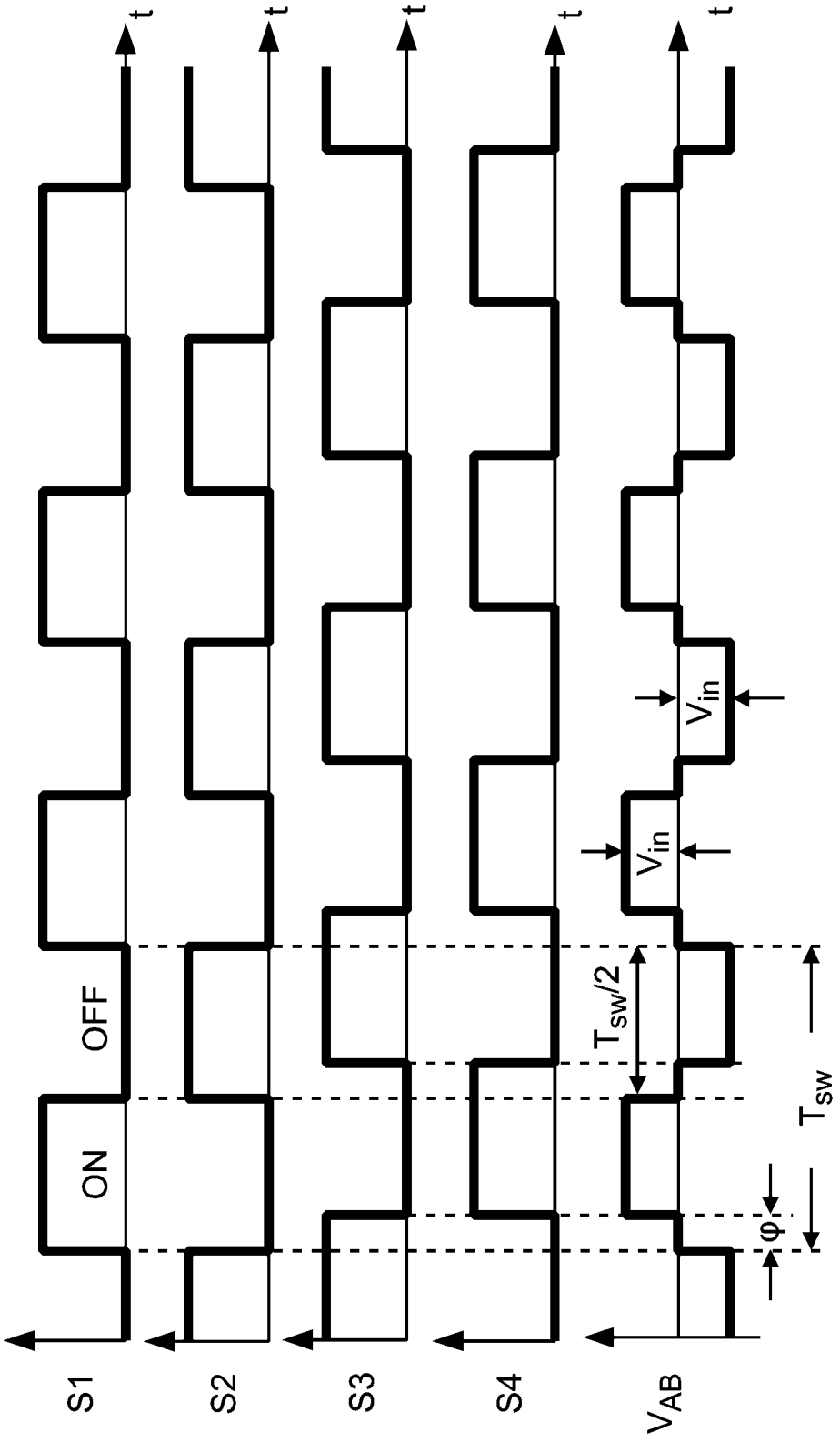
第1A圖



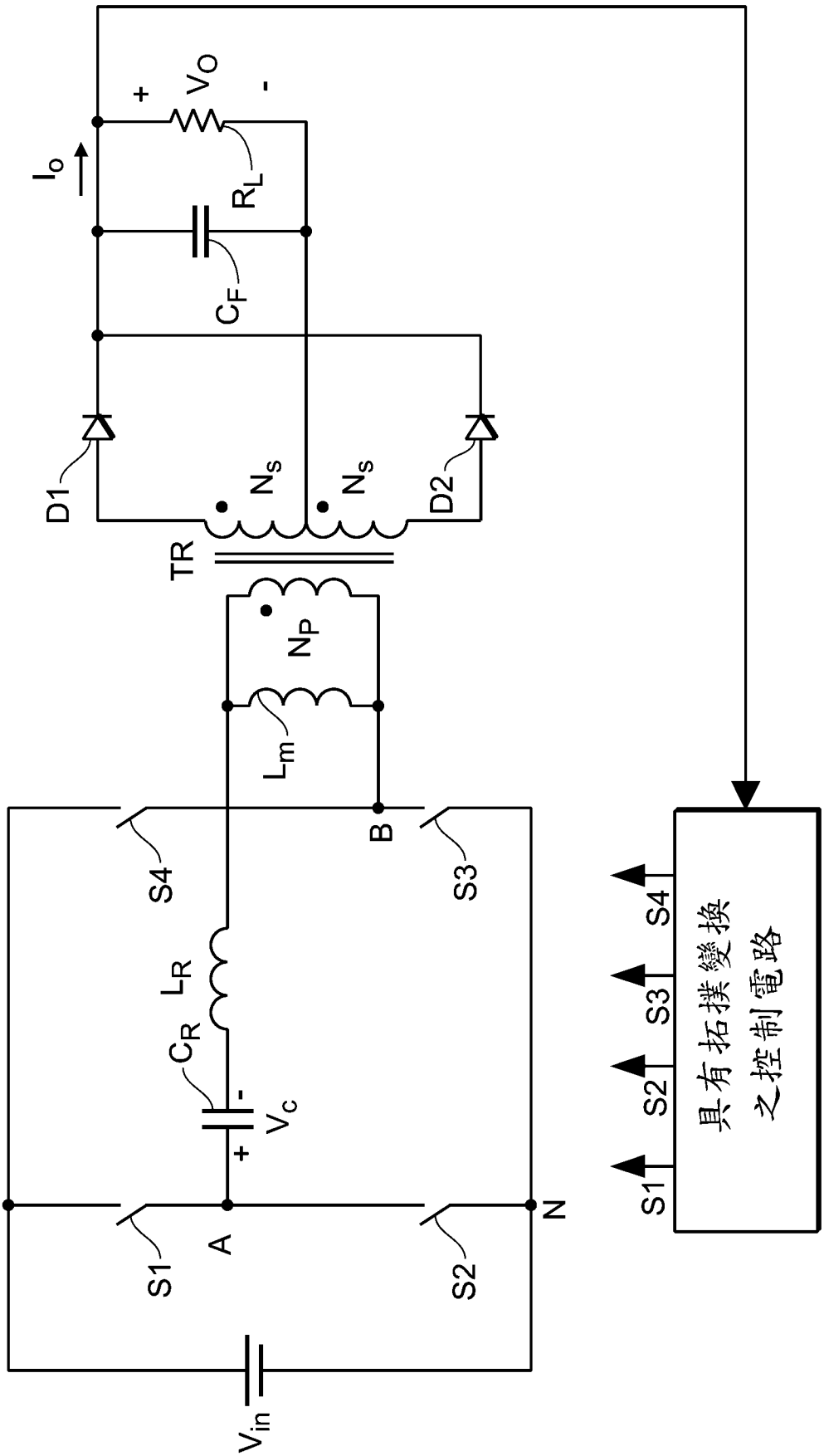
第1B圖


+
V_O
-
C_O
D3
D4
D1
D2
N_S
TR
N_P
L_m
C_r
L_r
S3
S4
B
S1
A
S2
C_{in}
+
V_{in}
-
S4
S3
S2
S1
控制電路

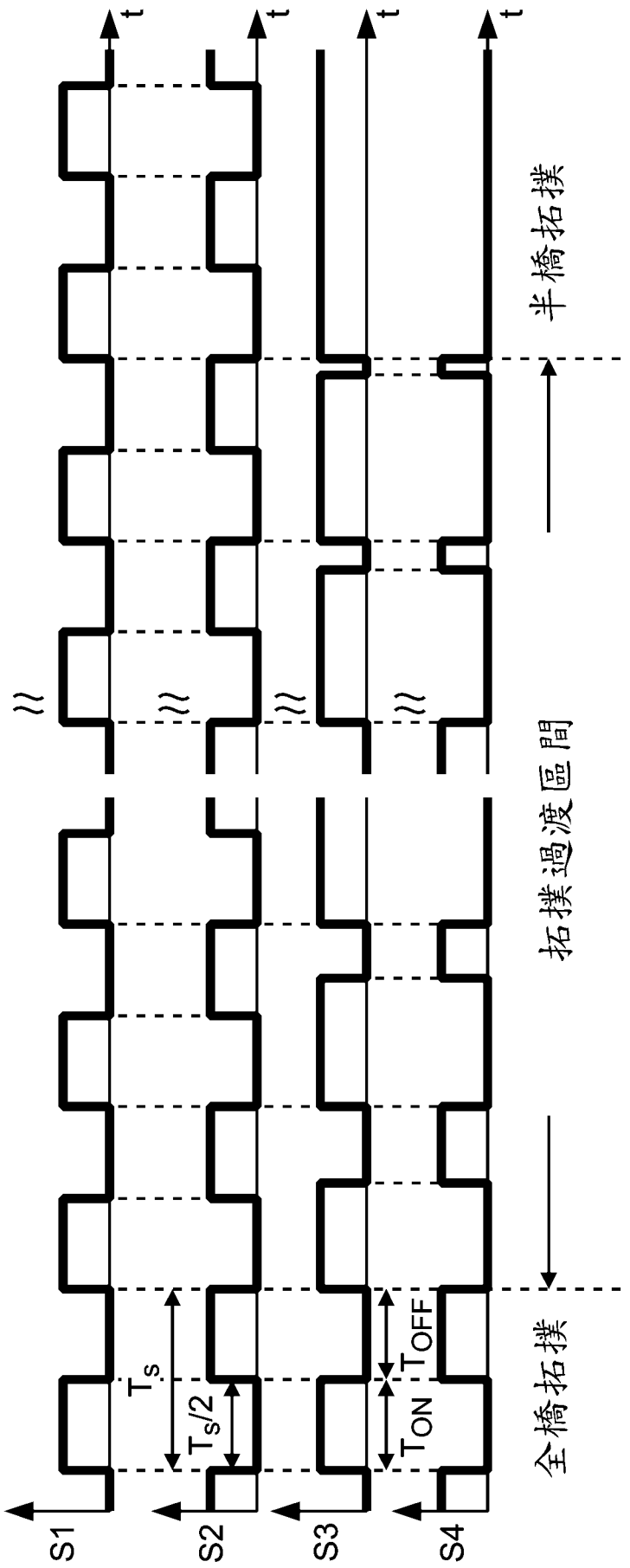
第2A圖



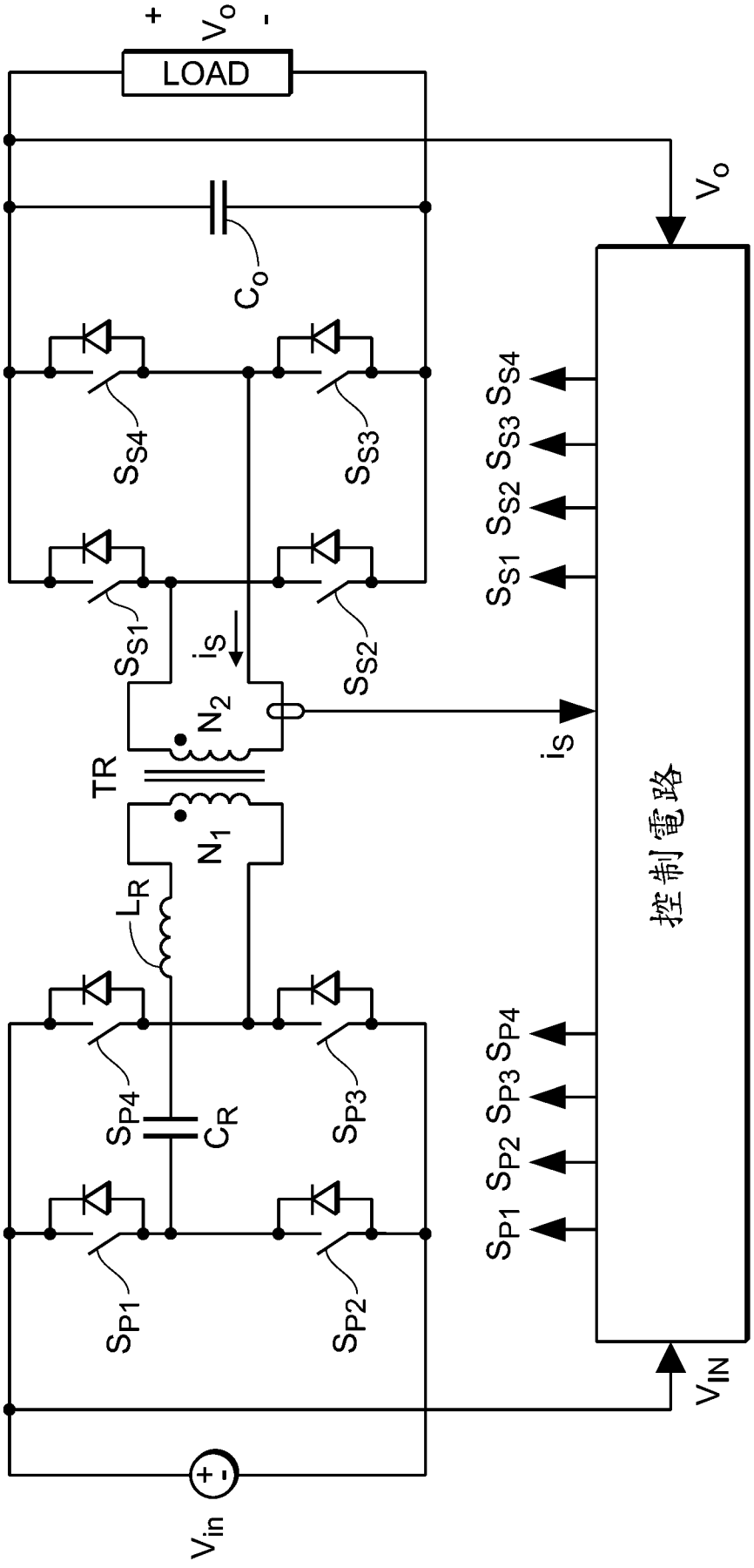
第2B圖


具有拓撲變換之控制電路
S1
S2
S3
S4
V_{in}
V_C
L_R
C_R
L_m
N_P
N_S
N_S
TR
D1
D2
C_F
R_L
V_O
I_O
A
B
N

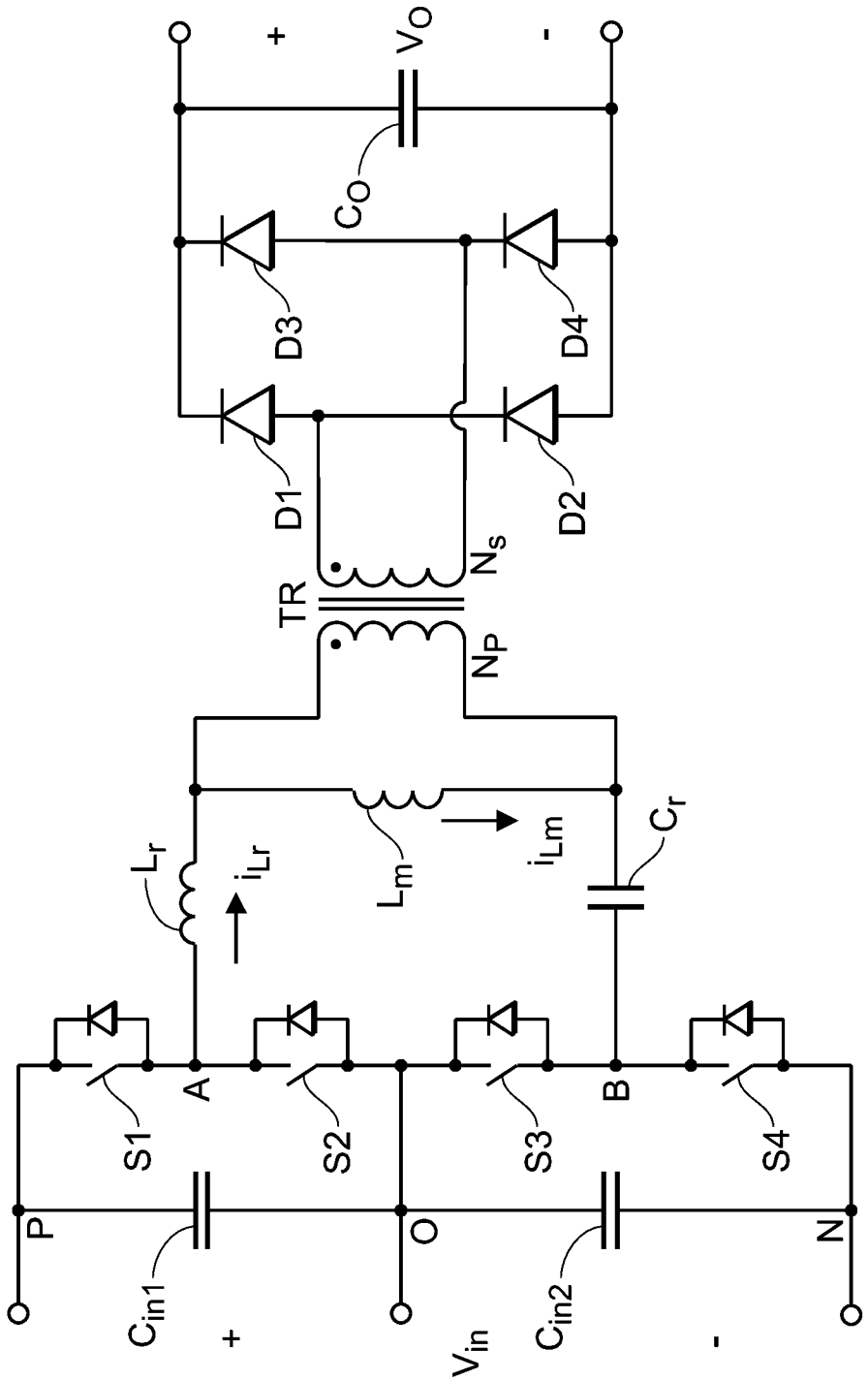
第3A圖



第3B圖

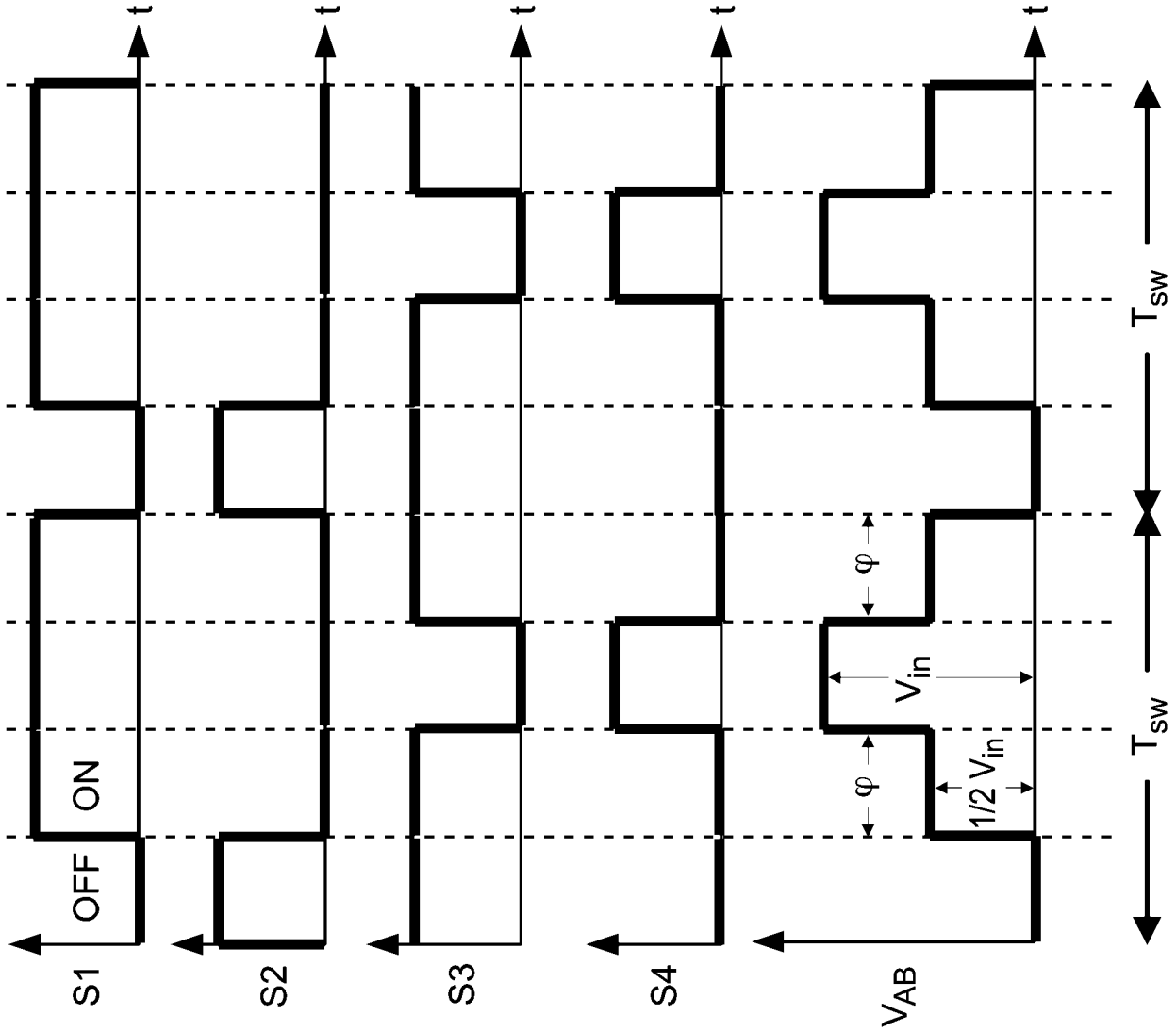

+ V_o -
LOAD
C_o
V_o
S_{S4}
S_{S3}
S_{S1}
S_{S2}
i_S
N_2
TR
N_1
L_R
S_{P4}
C_R
S_{P3}
S_{P1}
S_{P2}
S_{P1} S_{P2} S_{P3} S_{P4}
S_{S1} S_{S2} S_{S3} S_{S4}
i_S
控制電路
V_{IN}
V_{in}

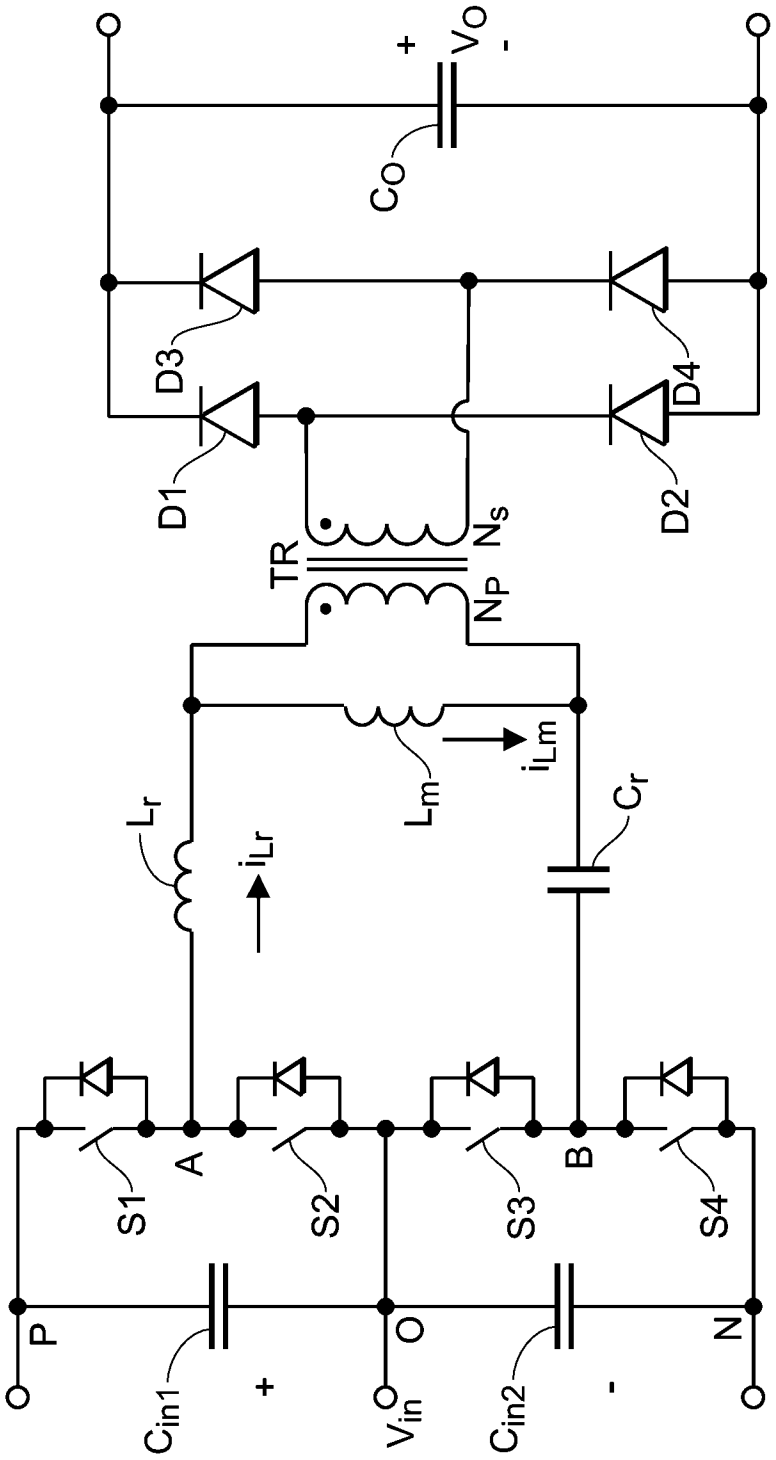
第4圖


+
V_O
-
C_O
D3
D4
D1
D2
N_S
TR
N_P
L_r
i_{Lr}
L_m
i_{Lm}
C_r
S1
S2
S3
S4
A
B
P
O
N
C_{in1}
C_{in2}
+
V_{in}
-

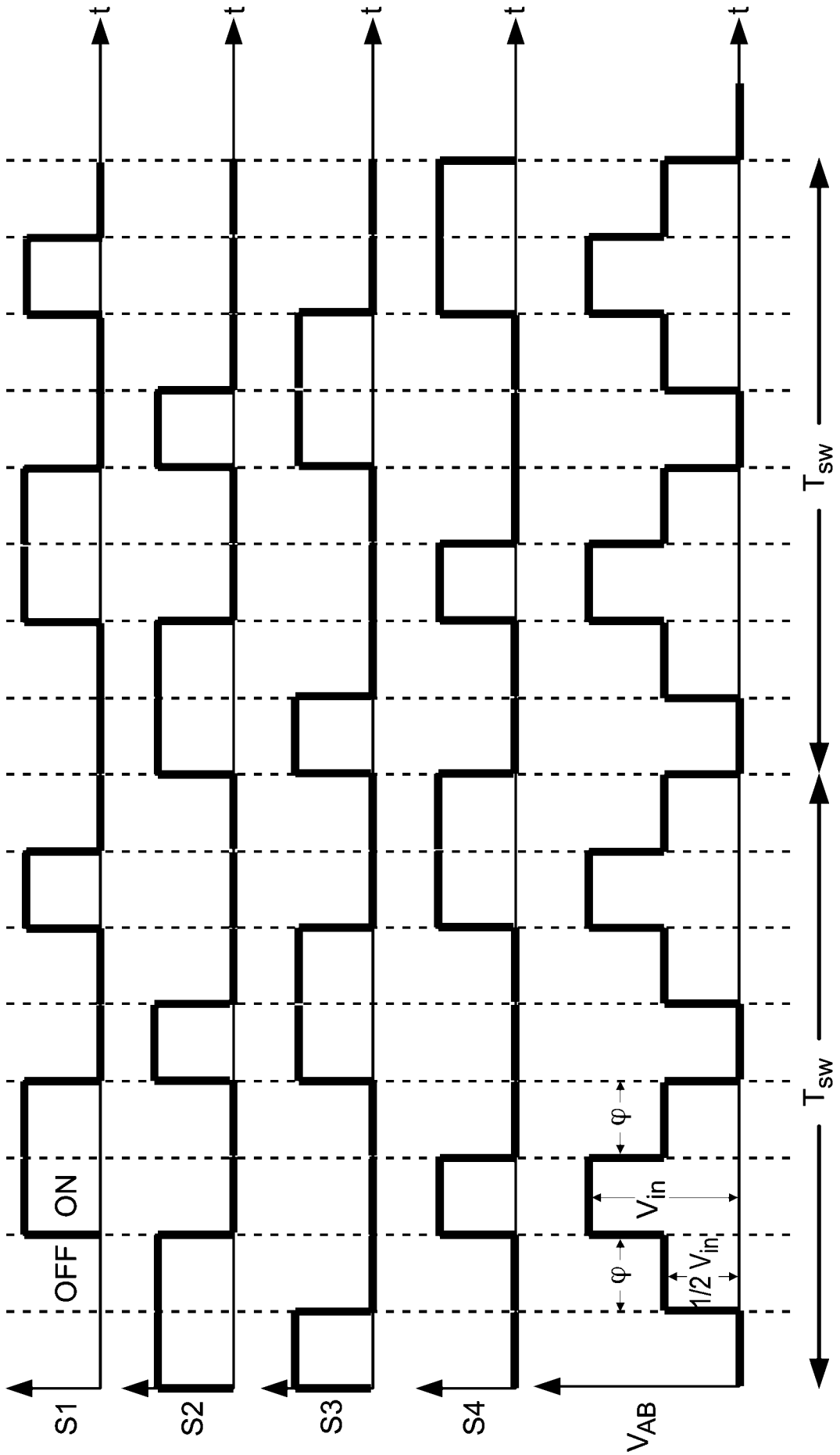
第5A圖

第5B圖

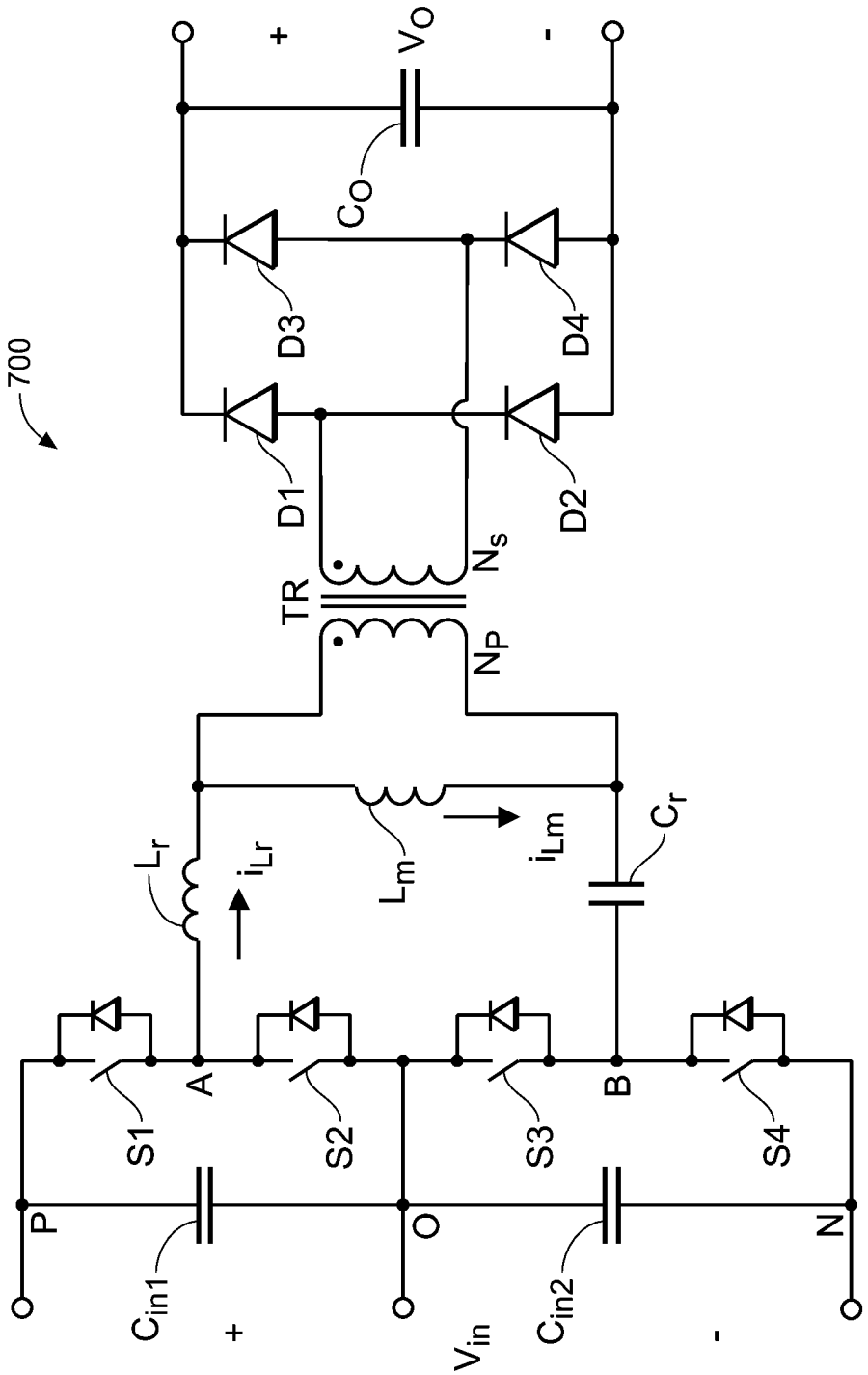



Vo
+
-
Co
D3
D4
D1
D2
TR
Ns
Np
Lm
iLm
Lr
iLr
Cr
S1
S2
S3
S4
A
B
P
O
N
Cin1
Cin2
Vin
+
-

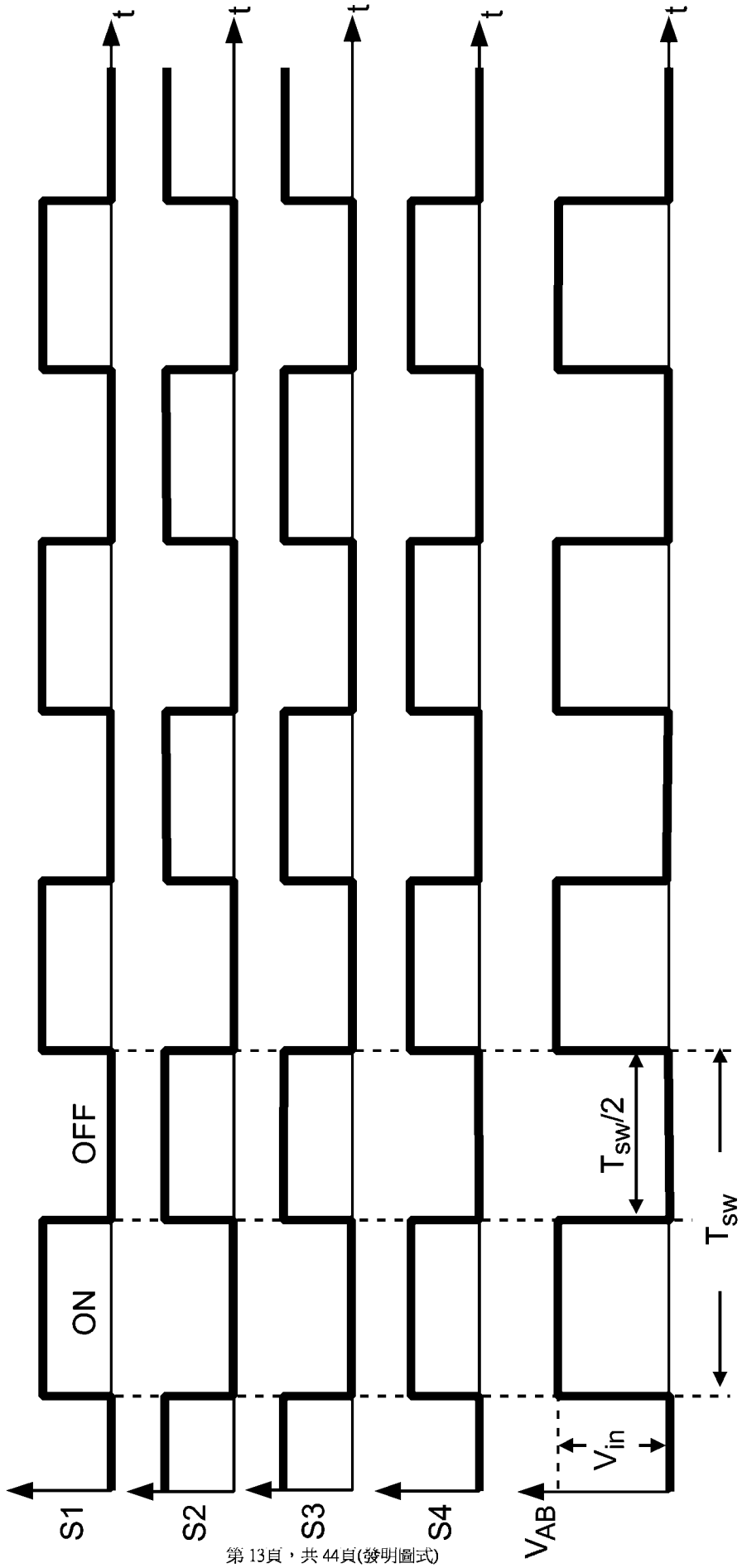
第6A圖



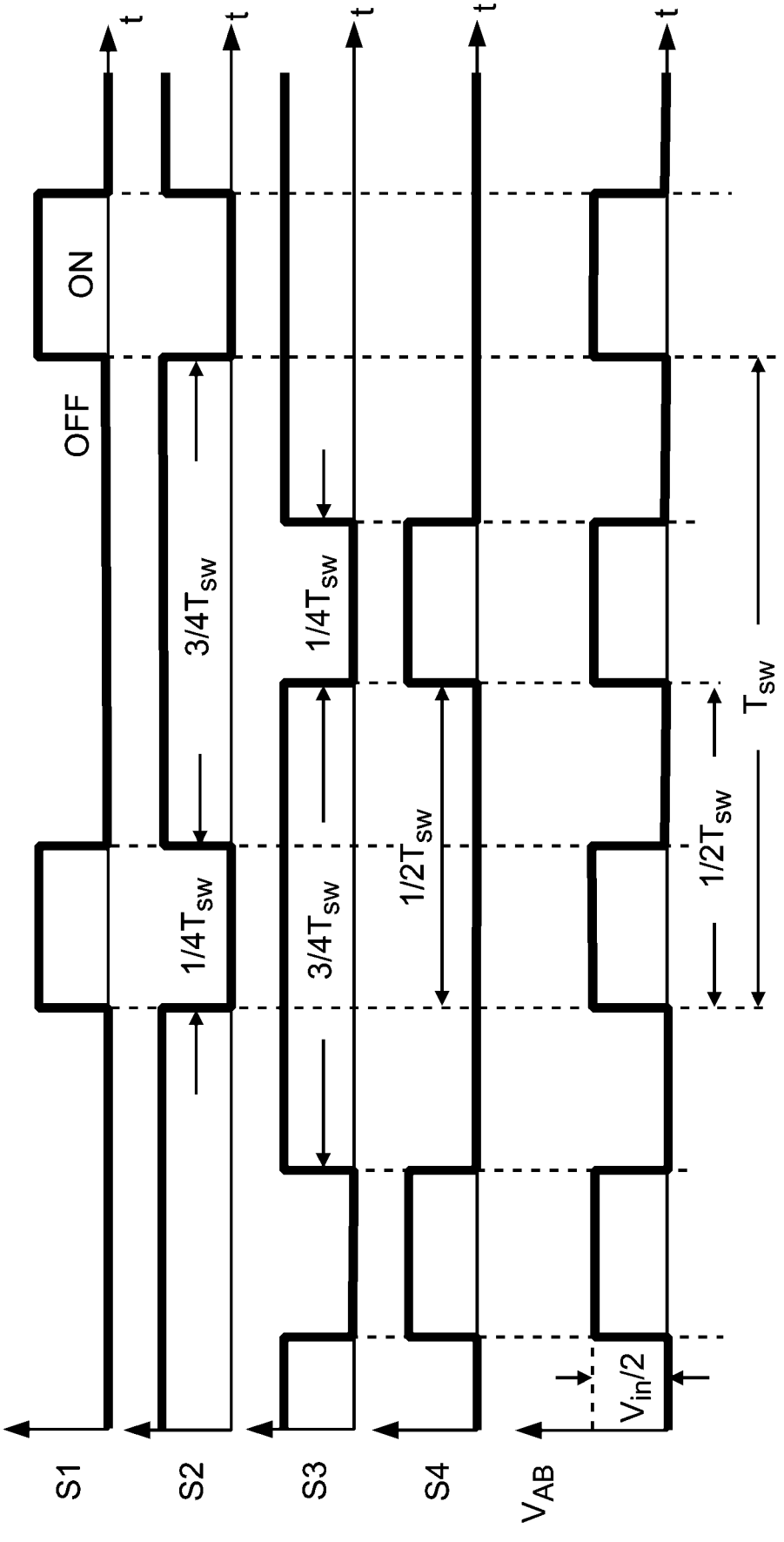
第6B圖


700
+
V_O
-
C_O
D3
D4
D1
D2
N_S
TR
N_P
L_r
i_{Lr}
L_m
i_{Lm}
C_r
S1
S2
S3
S4
A
B
P
O
N
C_{in1}
C_{in2}
+
V_{in}
-

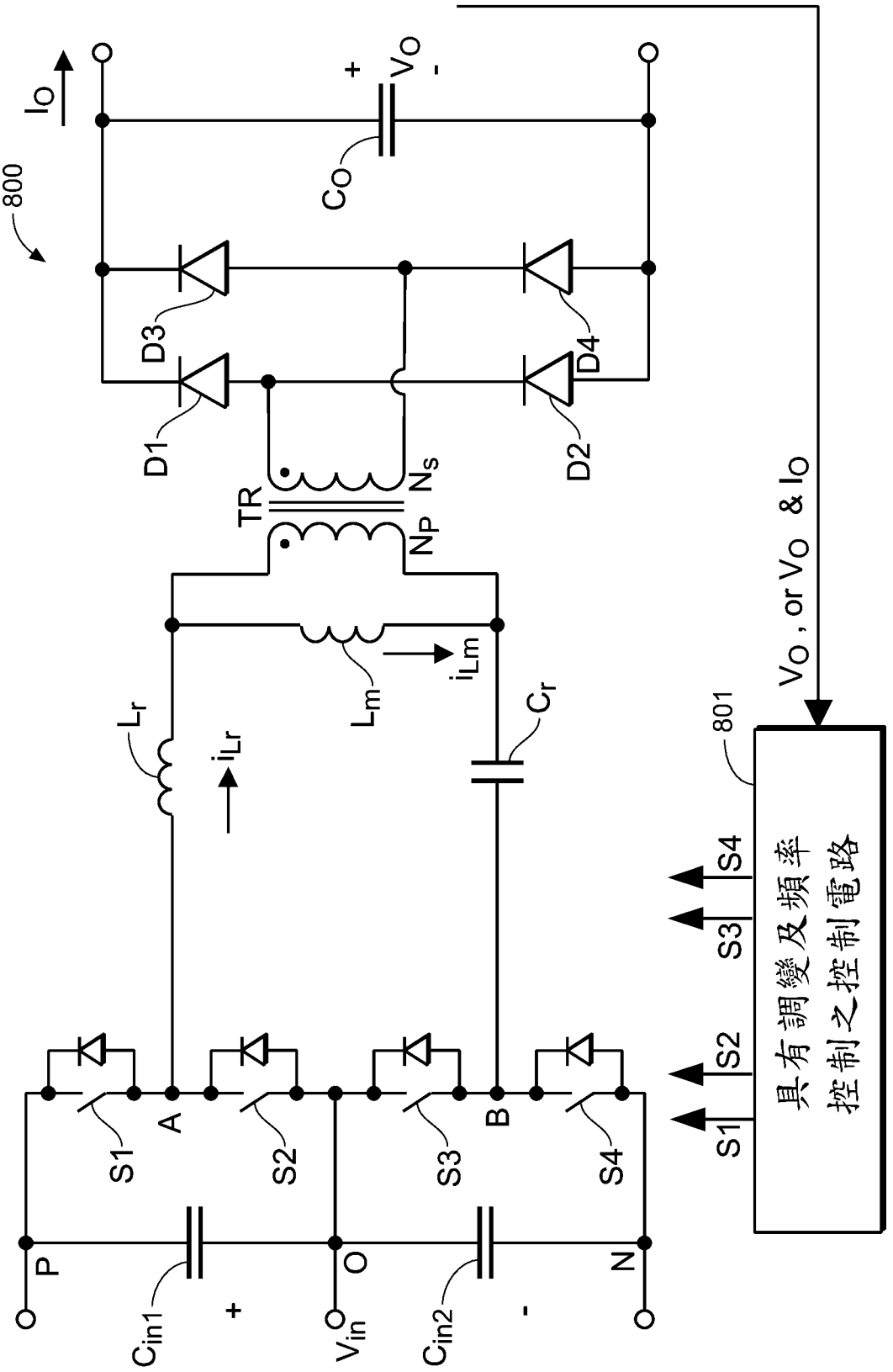
第7A圖



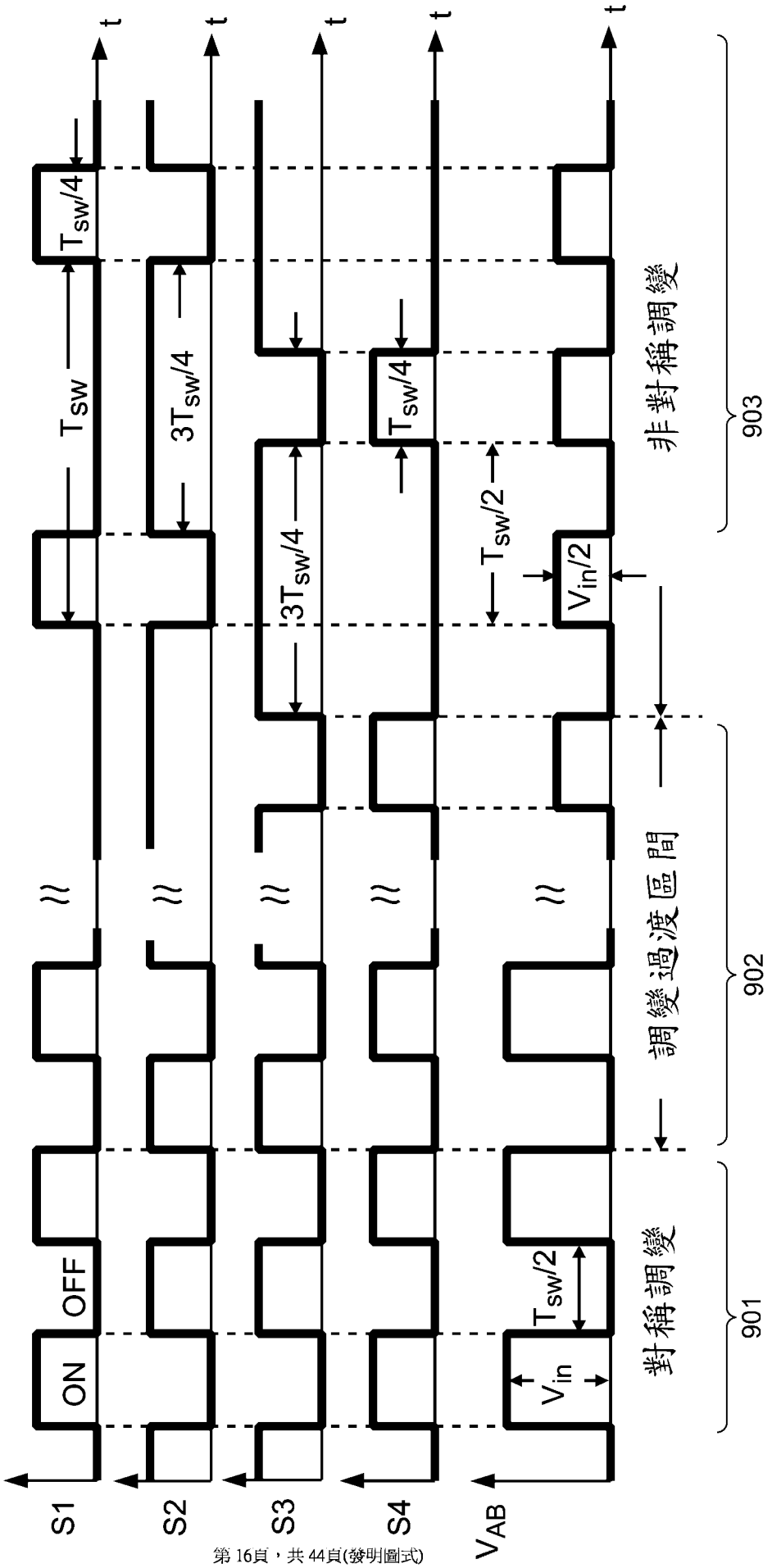
第7B圖


t
ON
OFF
3/4T_SW
1/4T_SW
1/4T_SW
3/4T_SW
1/2T_SW
1/2T_SW
T_SW
V_in/2
S1
S2
S3
S4
V_AB

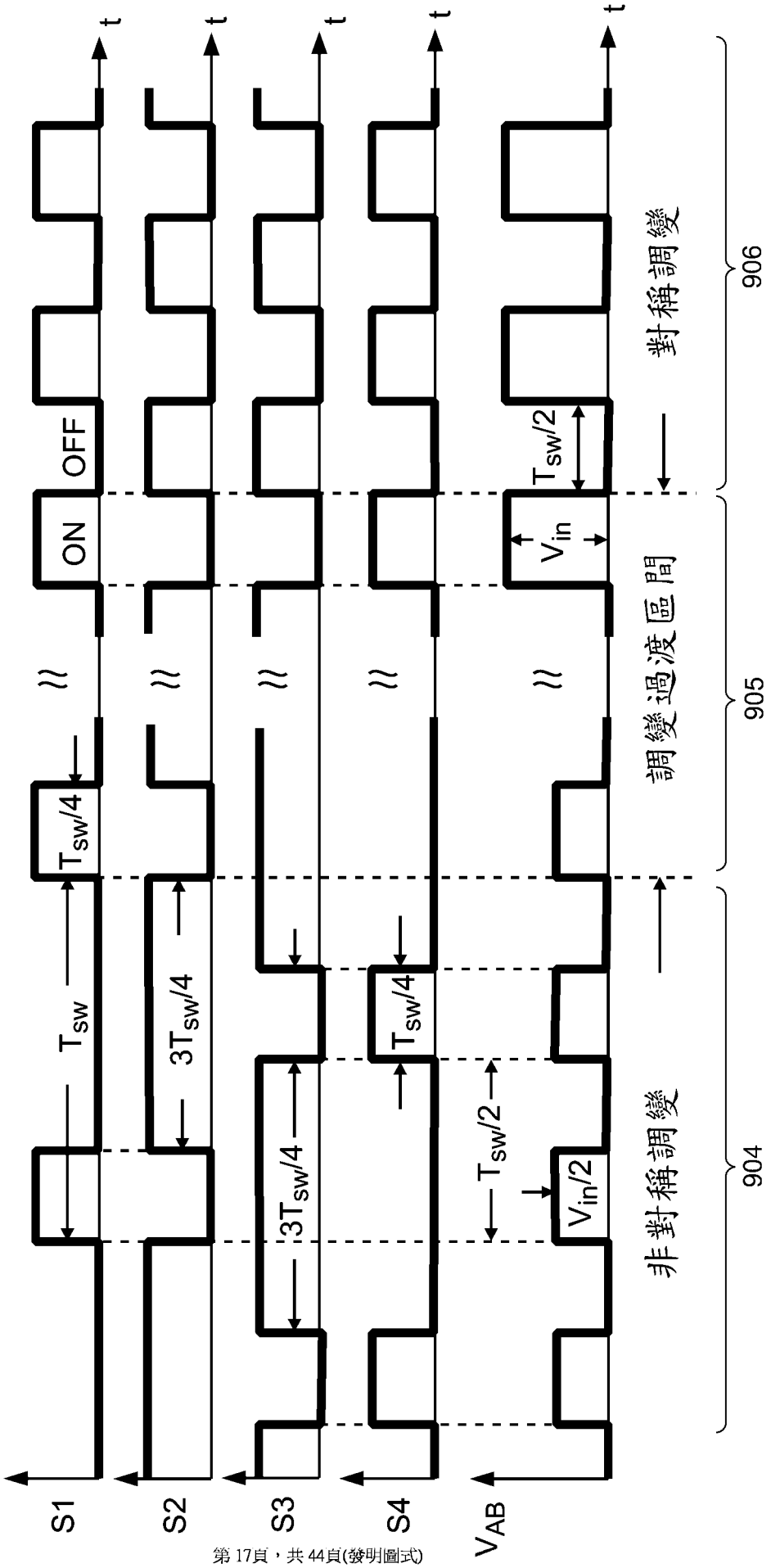
第7C圖


800
Io
Vo
+
-
Co
D1
D2
D3
D4
TR
Ns
Np
Lm
iLm
Lr
iLr
Cr
A
B
P
O
N
S1
S2
S3
S4
Cin1
Cin2
Vin
801
具有調變及頻率控制之控制電路
Vo , or Vo & Io

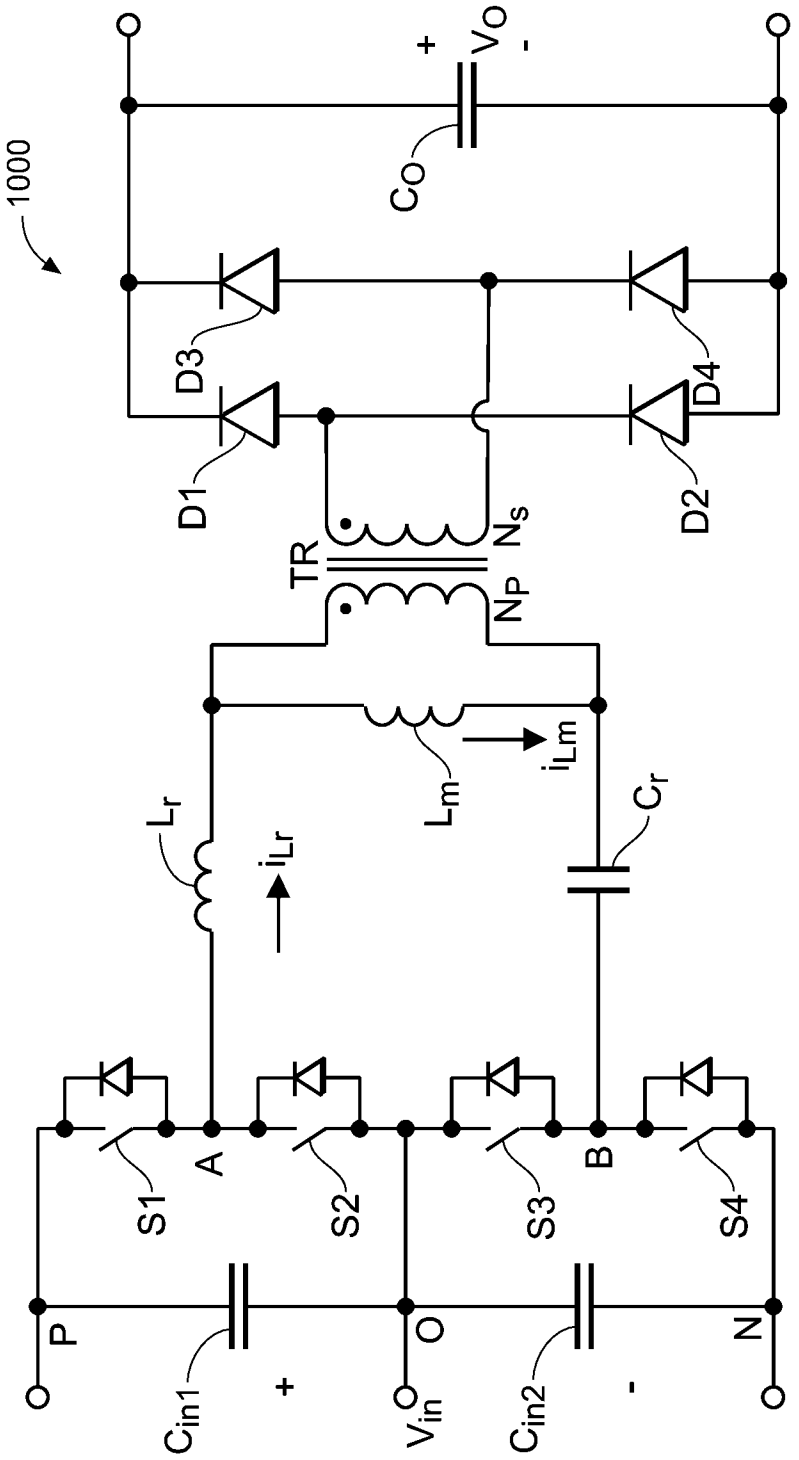
第8圖


S1
S2
S3
S4
V_{AB}
t
ON
OFF
T_{sw}
$T_{sw}/4$
$3T_{sw}/4$
$T_{sw}/2$
V_{in}
$V_{in}/2$
對稱調變
調變過渡區間
非對稱調變
901
902
903

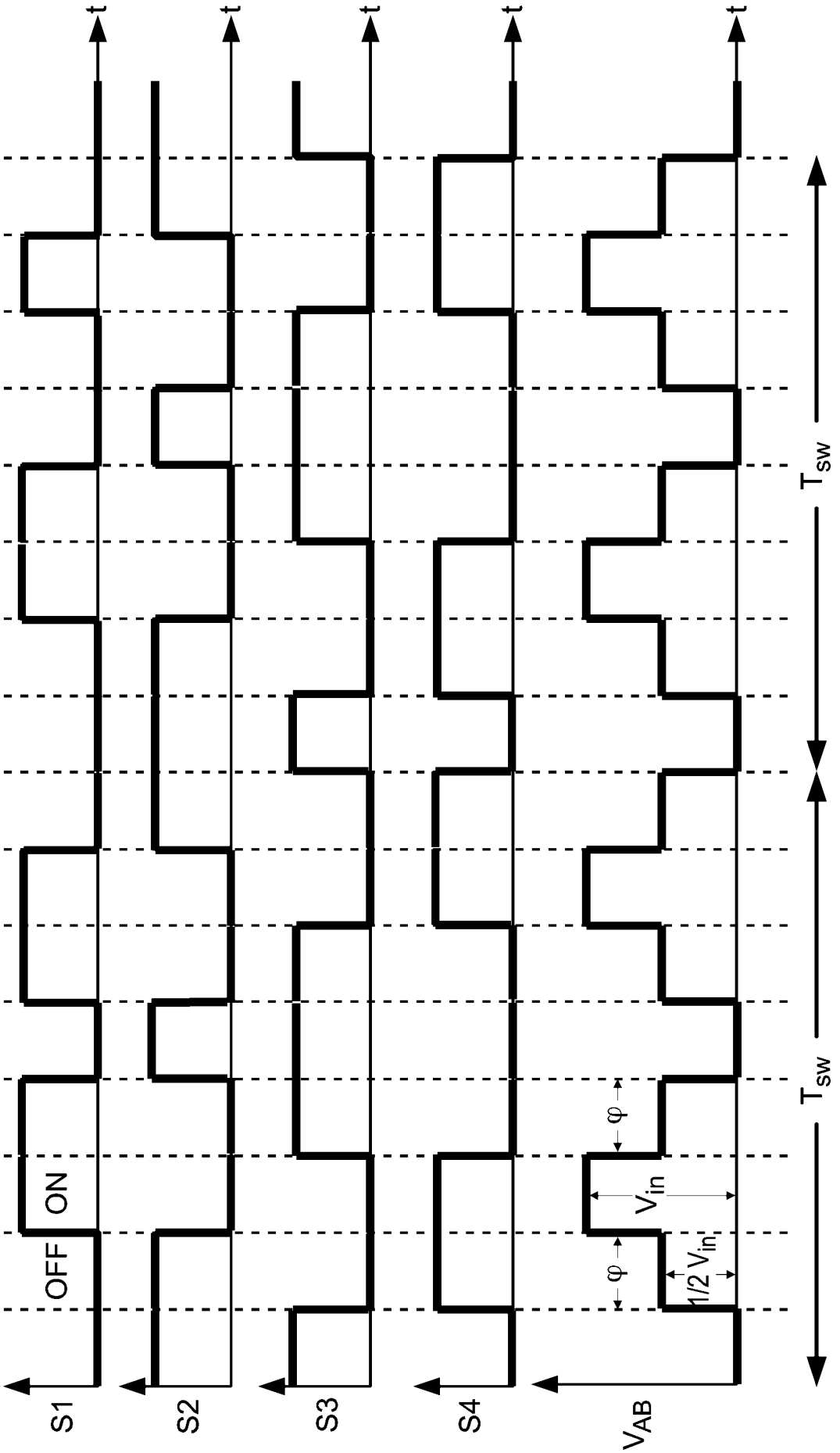
第9A圖


S1
S2
S3
S4
V_{AB}
t
ON
OFF
T_{sw}
$T_{sw}/4$
$3T_{sw}/4$
$T_{sw}/2$
V_{in}
$V_{in}/2$
非對稱調變
調變過渡區間
對稱調變
904
905
906

第9B圖

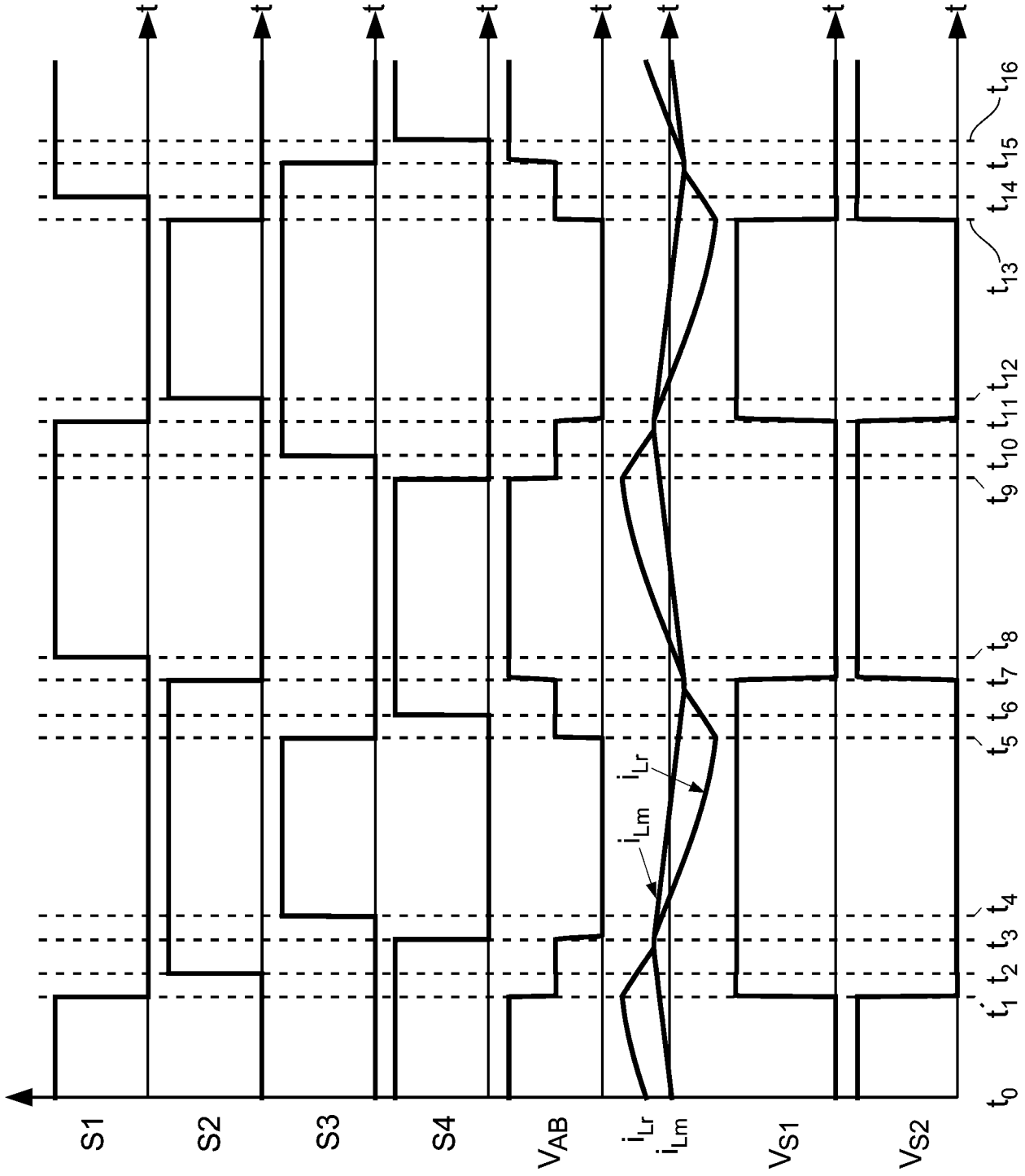

1000
+
V_O
-
C_O
D3
D4
D1
D2
TR
N_s
N_P
L_m
i_{Lm}
L_r
i_{Lr}
C_r
S1
S2
S3
S4
A
B
P
O
N
C_{in1}
+
V_{in}
C_{in2}
-

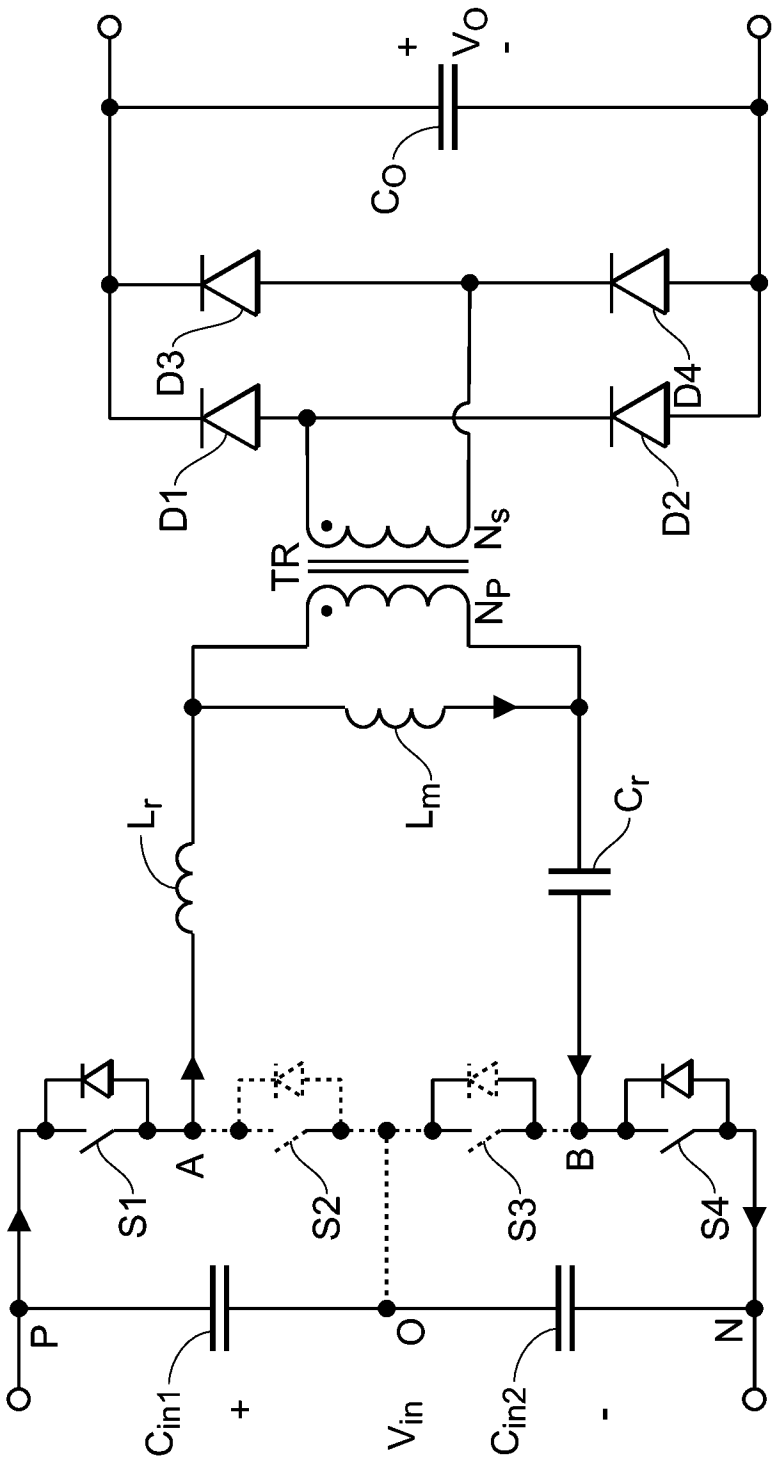
第10A圖



第10B圖

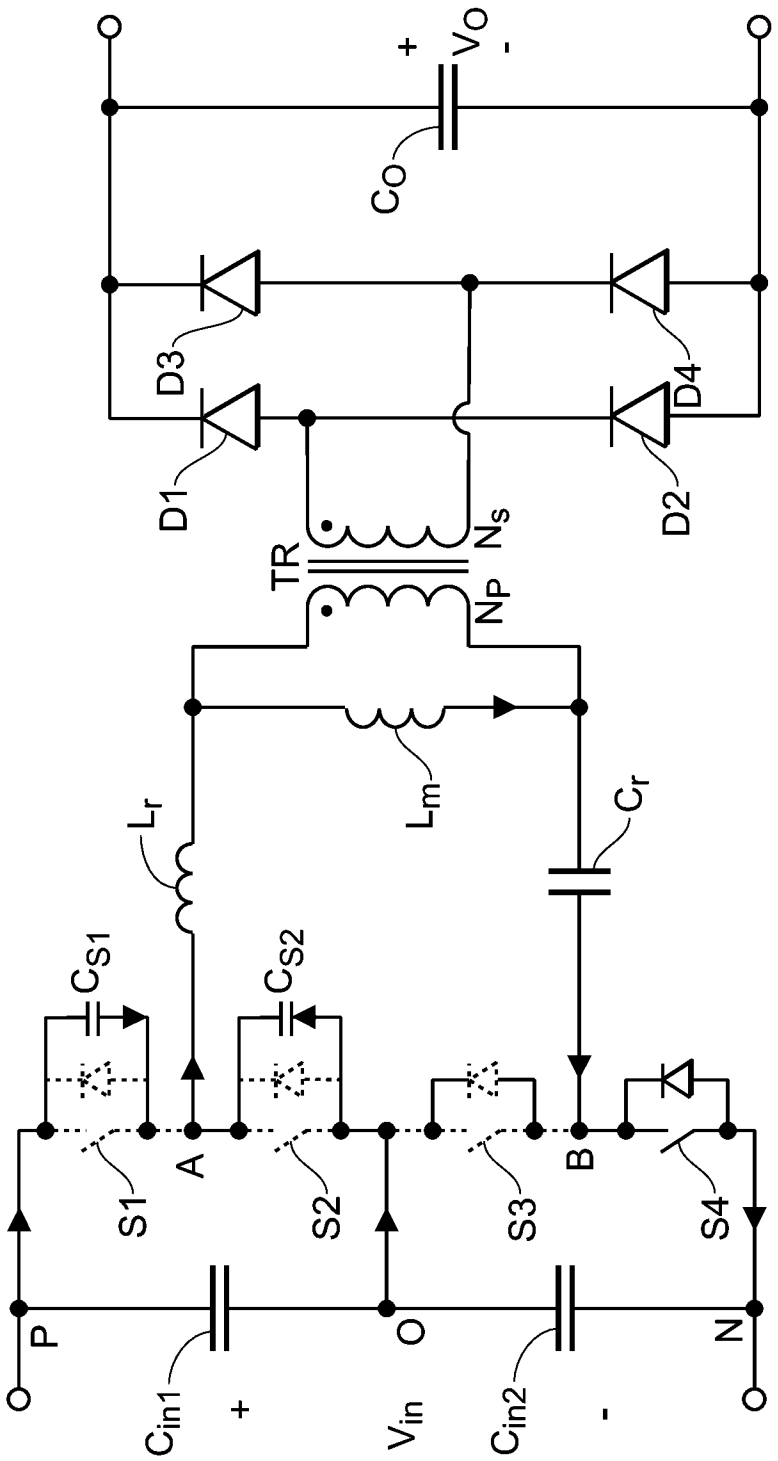
第11圖


S1
S2
S3
S4
V_{AB}
i_{Lr}
i_{Lm}
V_{S1}
V_{S2}
t
t_0
t_1
t_2
t_3
t_4
t_5
t_6
t_7
t_8
t_9
t_{10}
t_{11}
t_{12}
t_{13}
t_{14}
t_{15}
t_{16}



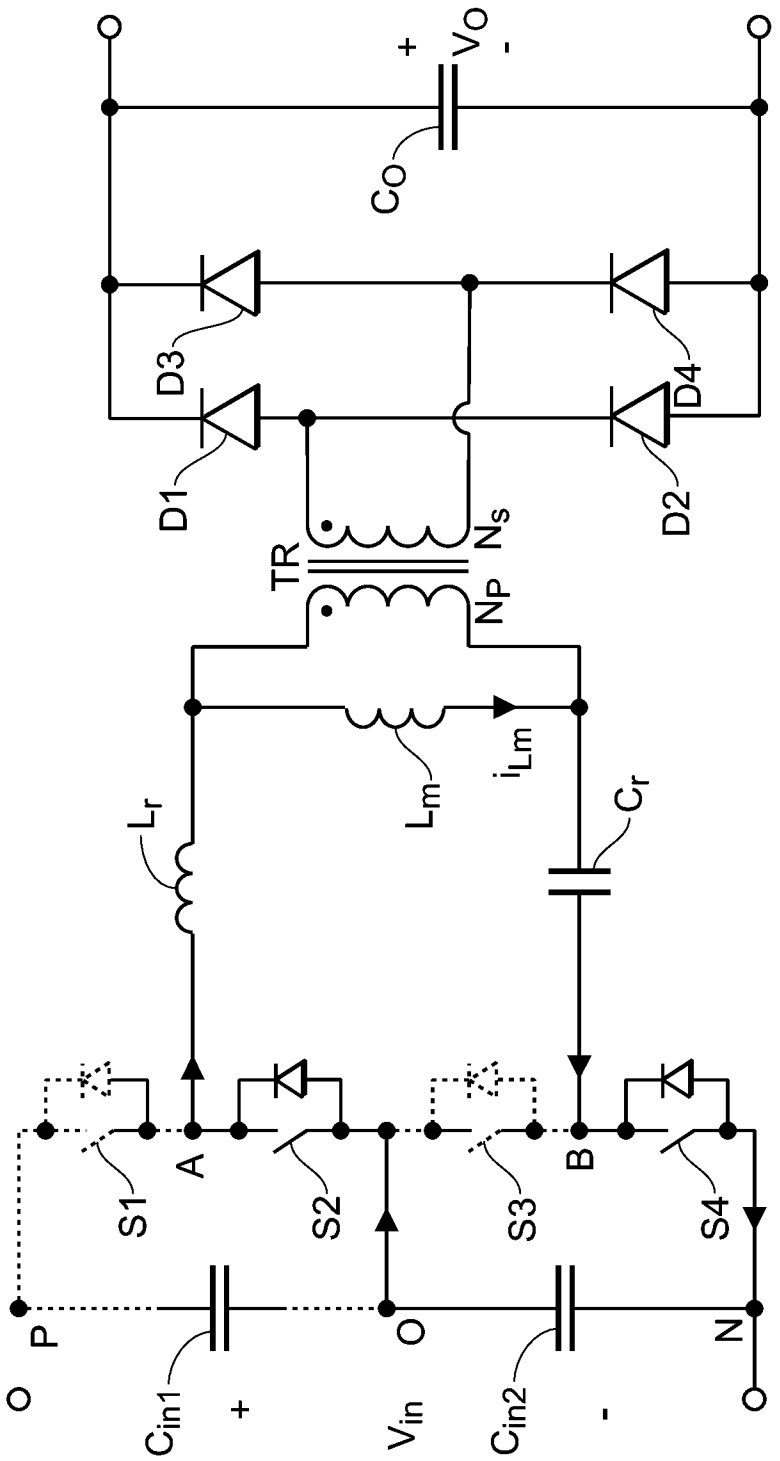
[T_0 - T_1]

第12A圖


P
O
N
A
B
S1
S2
S3
S4
C_{in1}
C_{in2}
V_{in}
C_{S1}
C_{S2}
L_r
L_m
C_r
TR
N_P
N_S
D1
D2
D3
D4
C_O
V_O
+
-

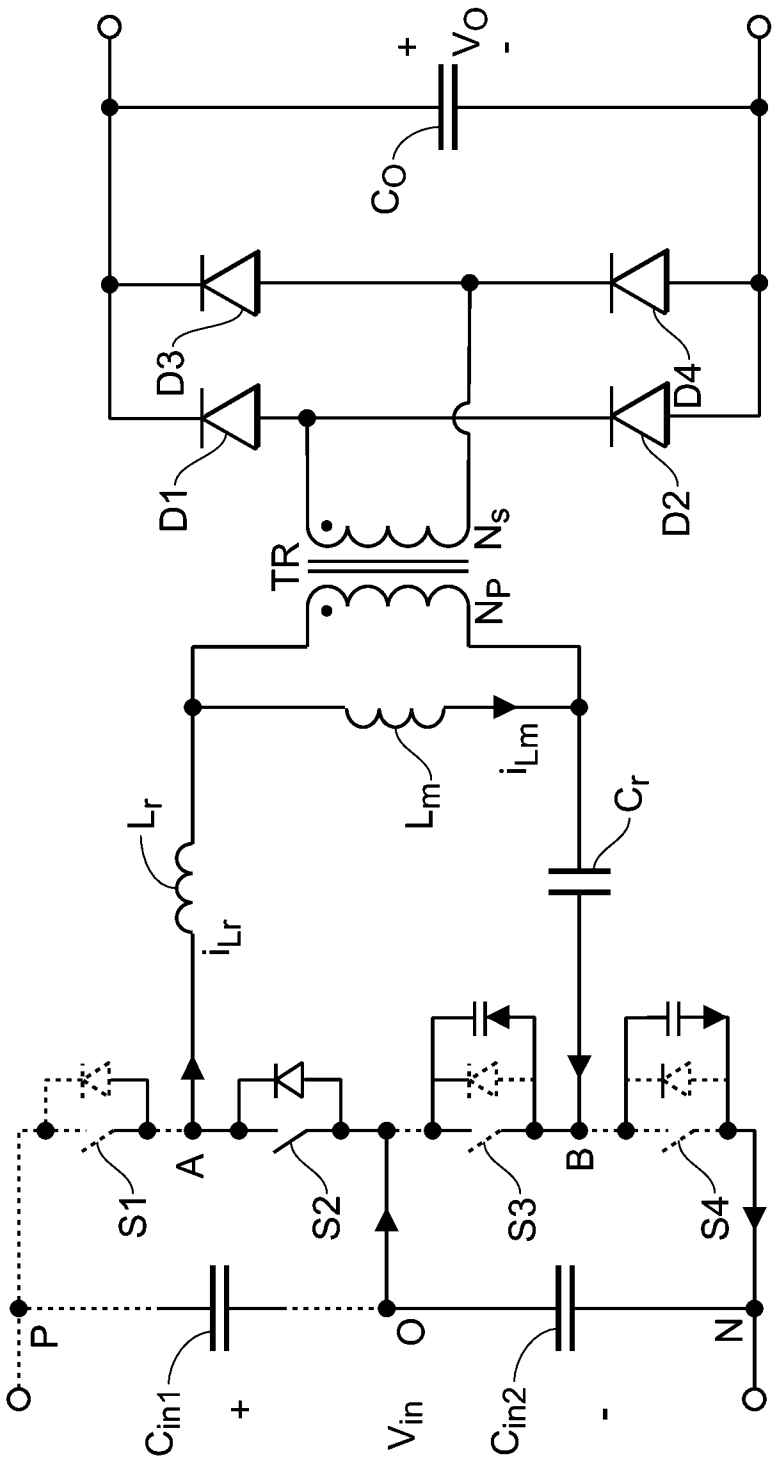
[T_1 - T_2]

第12B圖


O
+
Vo
-
Co
D3
D4
D1
D2
TR
Ns
Np
Lm
iLm
Lr
Cr
S1
S2
S3
S4
A
B
O
P
O
N
Cin1
+
Vin
Cin2
-

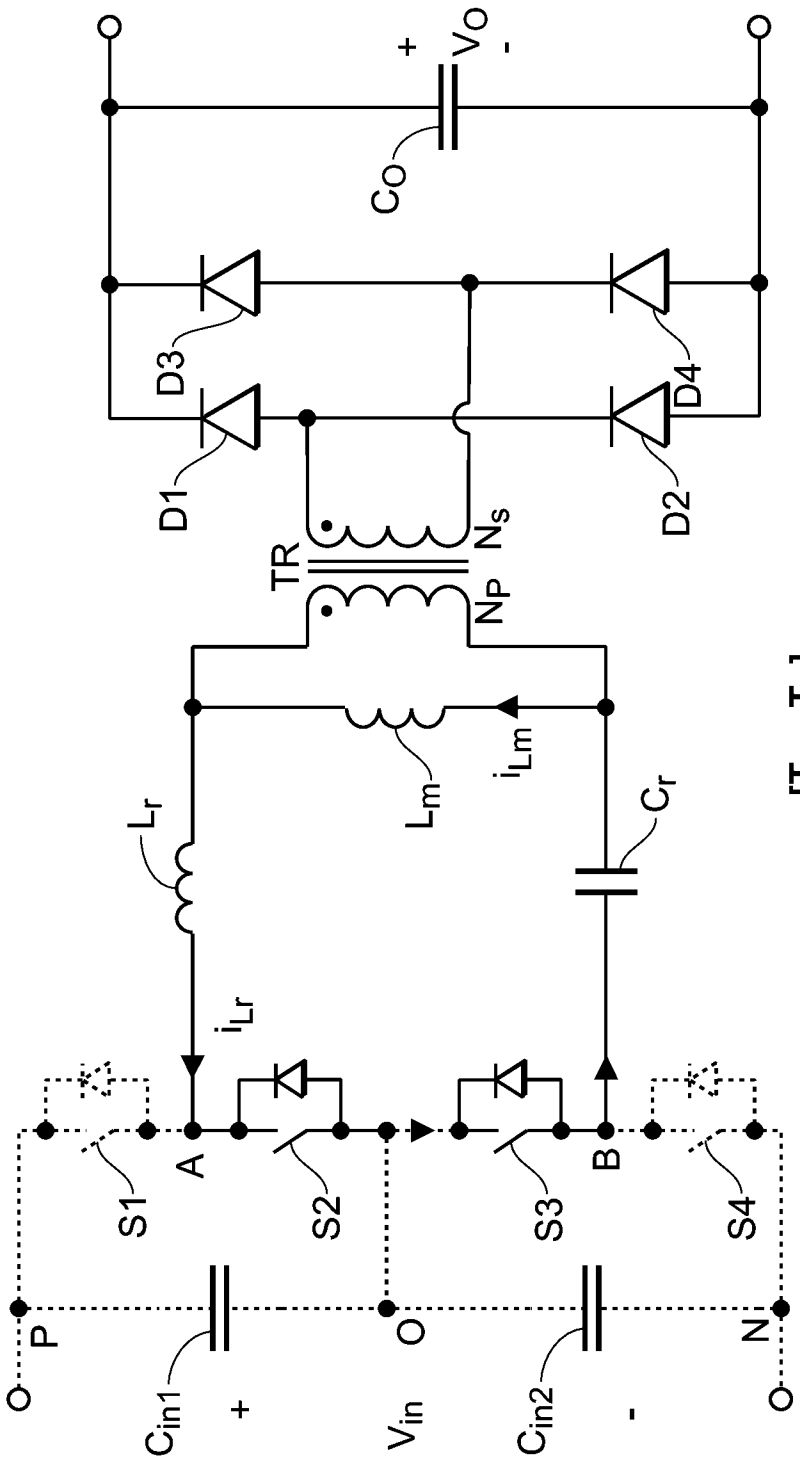
[T2 - T3]

第12C圖


Co
+
Vo
-
D3
D4
D1
D2
TR
Ns
Np
Lm
iLm
Lr
iLr
Cr
S1
S2
S3
S4
A
B
P
O
N
Cin1
+
Vin
Cin2
-

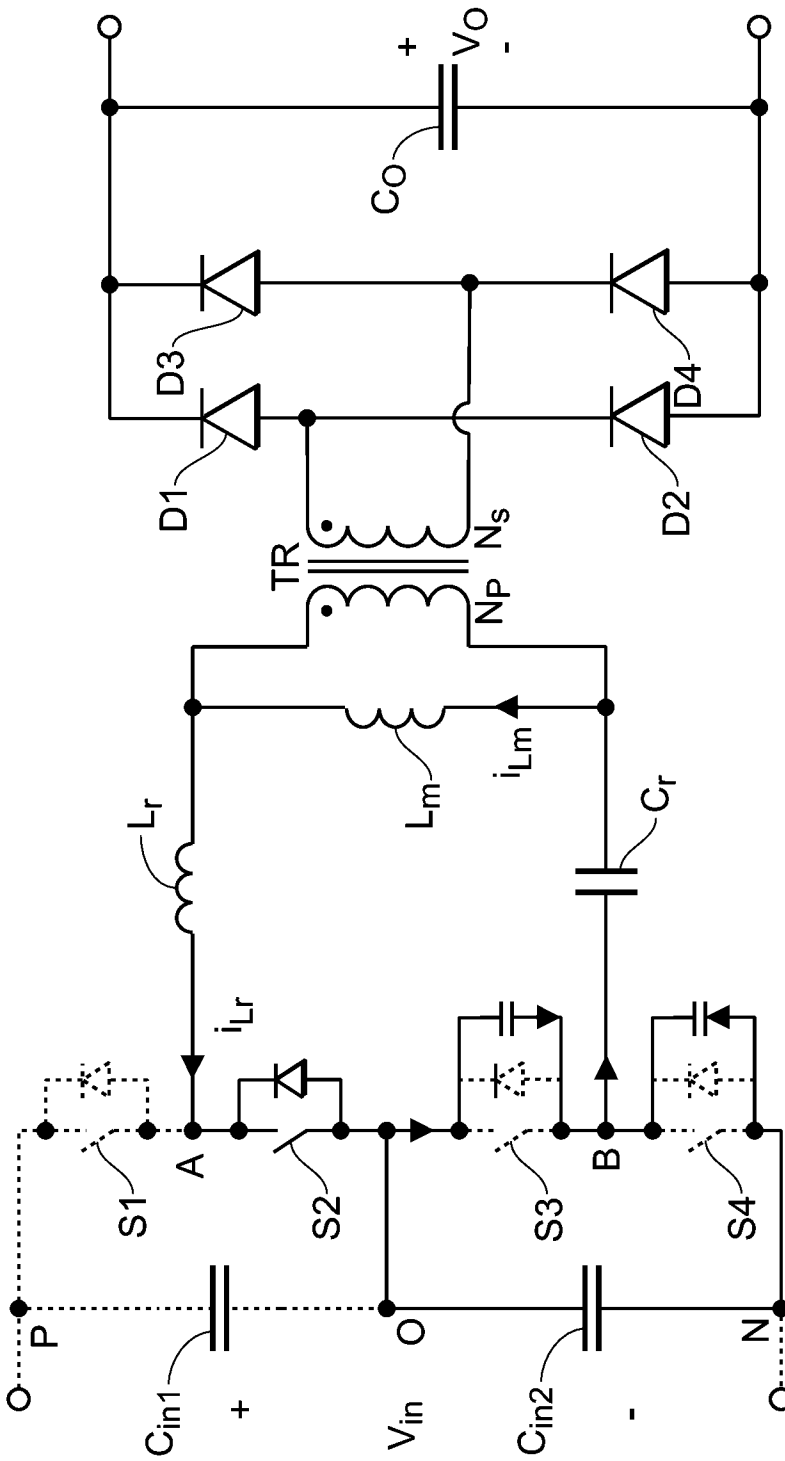
[T3 - T4]

第12D圖


O
+
Vo
-
Co
D3
D4
D1
D2
TR
Ns
Np
Lm
iLm
Lr
Cr
iLr
S1
S2
S3
S4
A
B
P
O
N
Cin1
Cin2
Vin
+
-

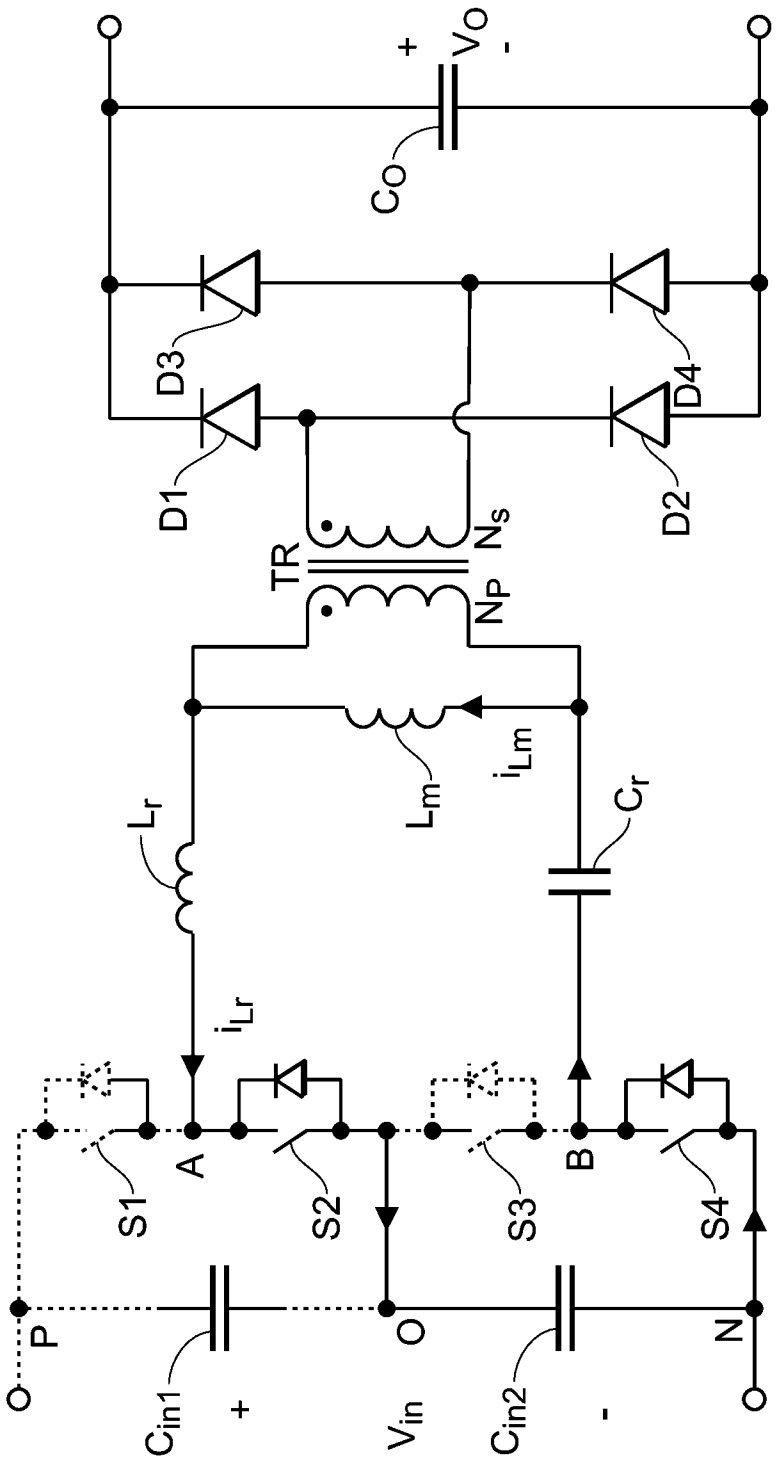
[T4 - T5]

第12E圖


O
+
Vo
-
Co
D3
D4
D1
D2
TR
Ns
Np
Lm
iLm
Lr
Cr
iLr
S1
S2
S3
S4
A
B
P
O
N
Cin1
+
Vin
Cin2
-

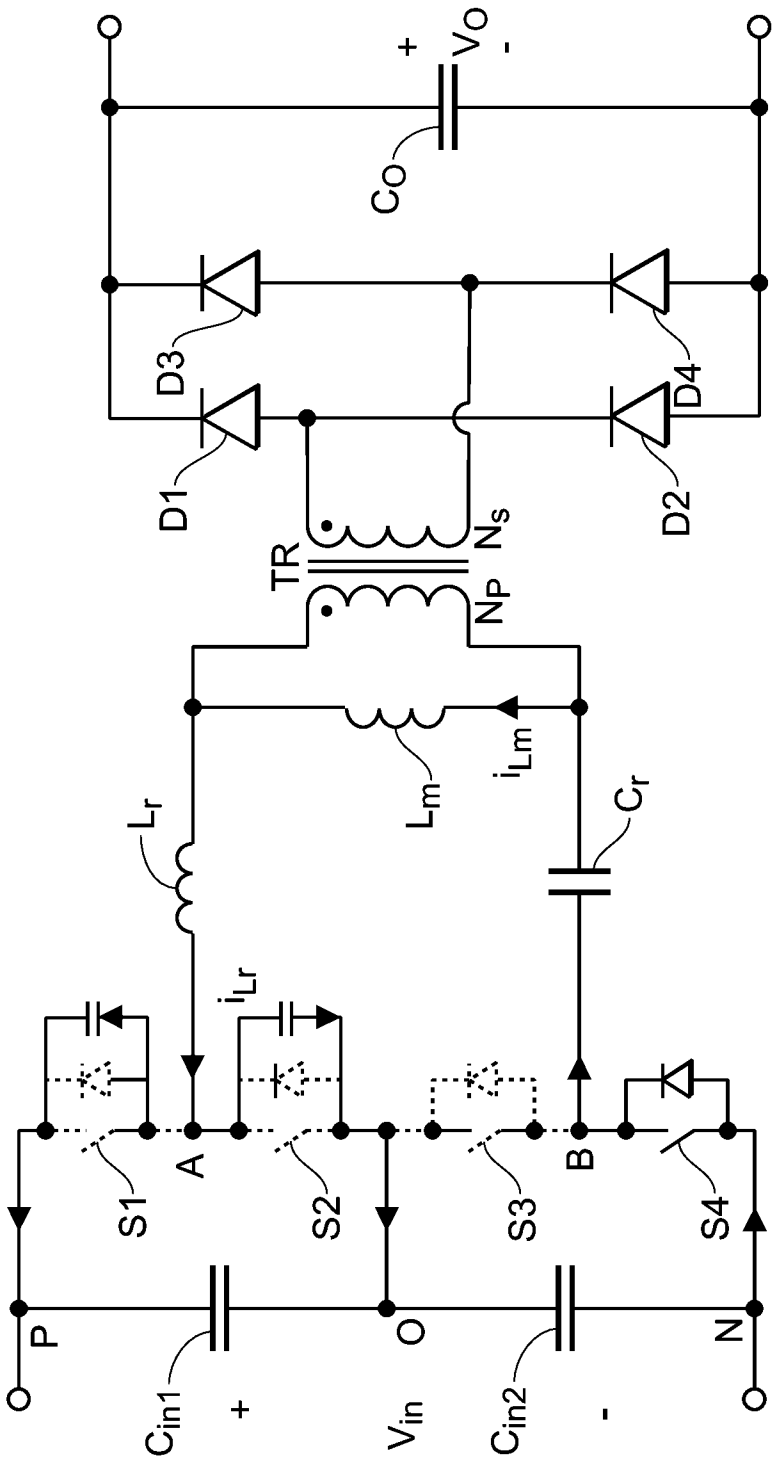
[T5 - T6]

第12F圖


P
O
N
A
B
S1
S2
S3
S4
C_{in1}
C_{in2}
V_{in}
+
-
L_r
i_{Lr}
L_m
i_{Lm}
TR
N_P
N_S
D1
D2
D3
D4
C_r
C_O
V_O

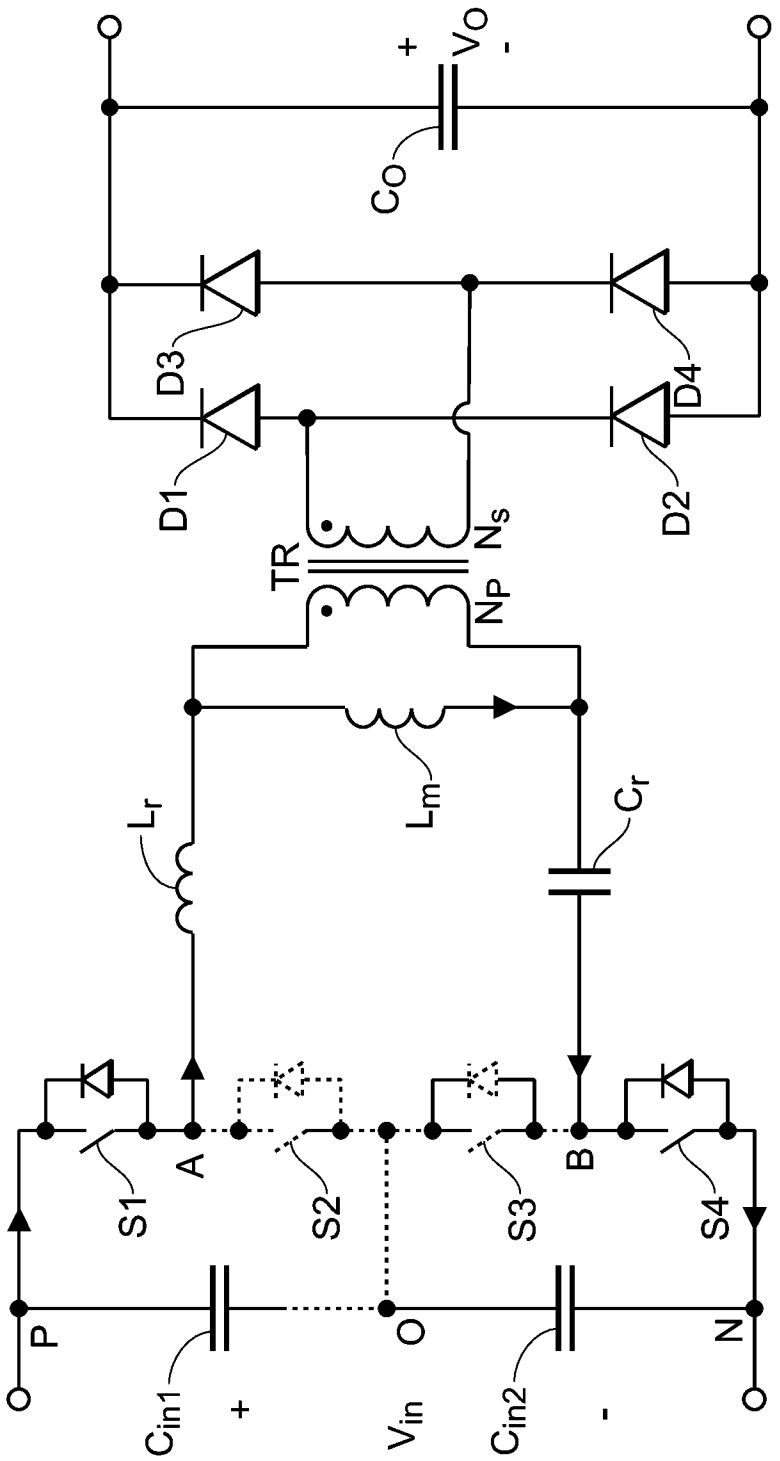
[T_6 - T_7]

第12G圖


P
O
N
A
B
S1
S2
S3
S4
C_{in1}
C_{in2}
V_{in}
i_{Lr}
L_r
L_m
i_{Lm}
C_r
TR
N_P
N_S
D1
D2
D3
D4
C_O
V_O

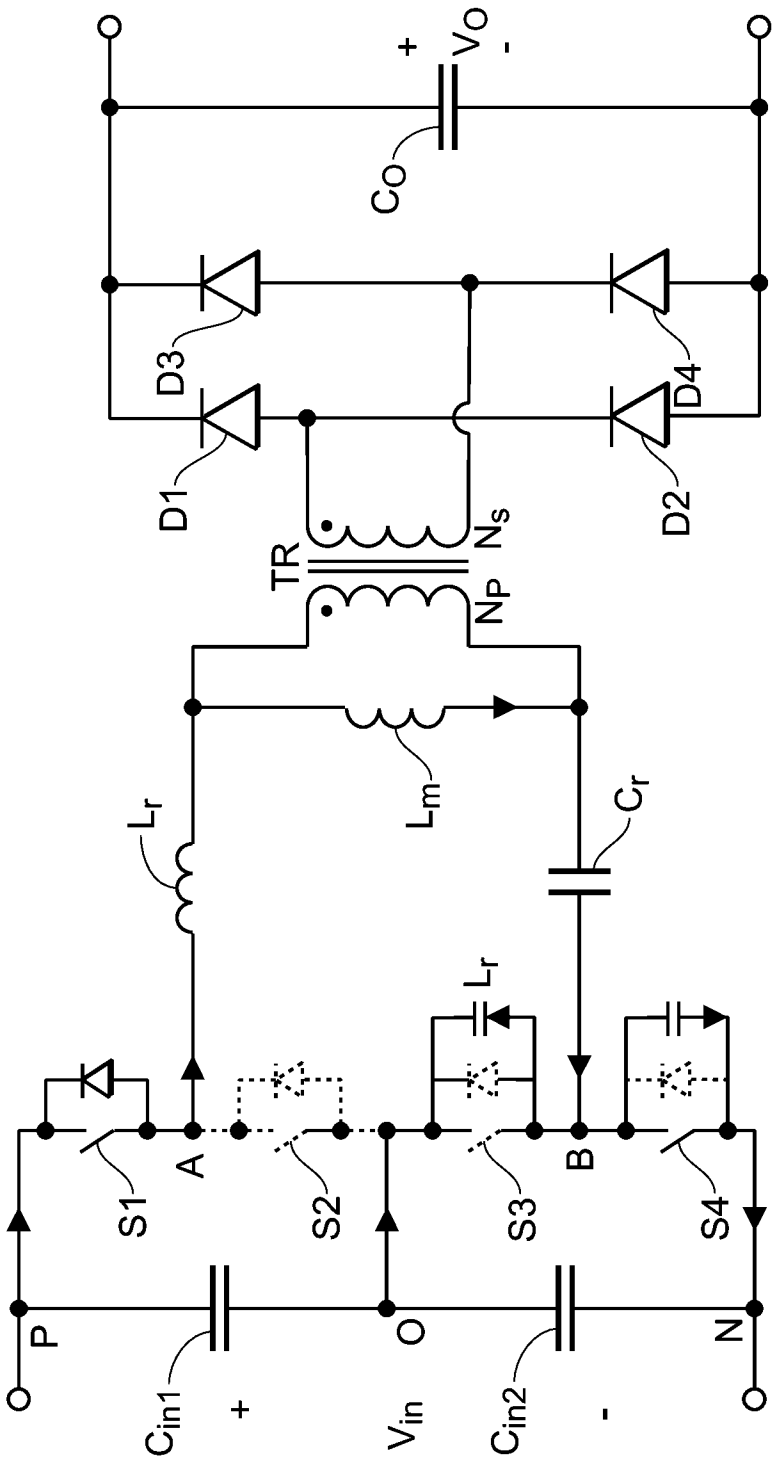
[T_7 - T_8]

第12H圖



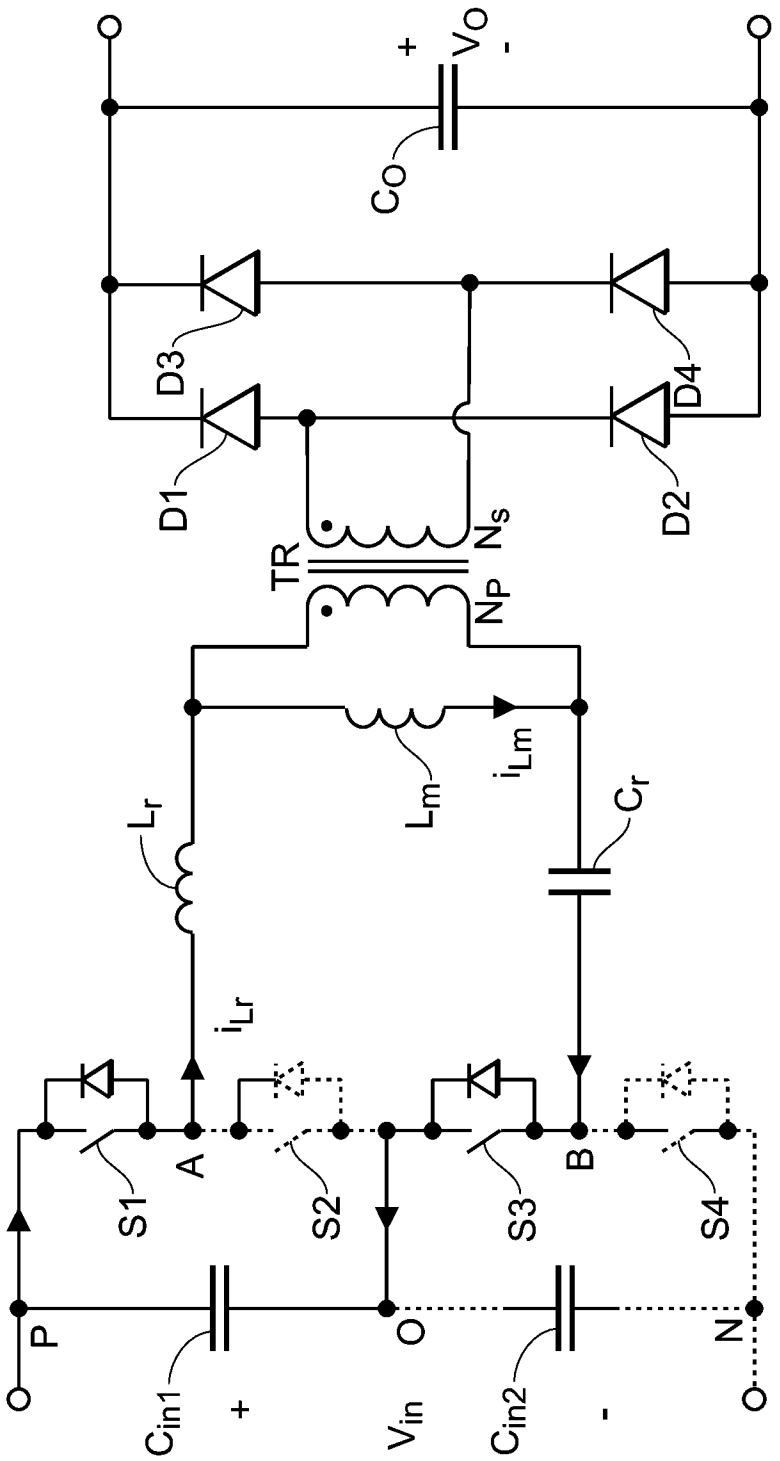
[T_8 - T_9]

第12I圖



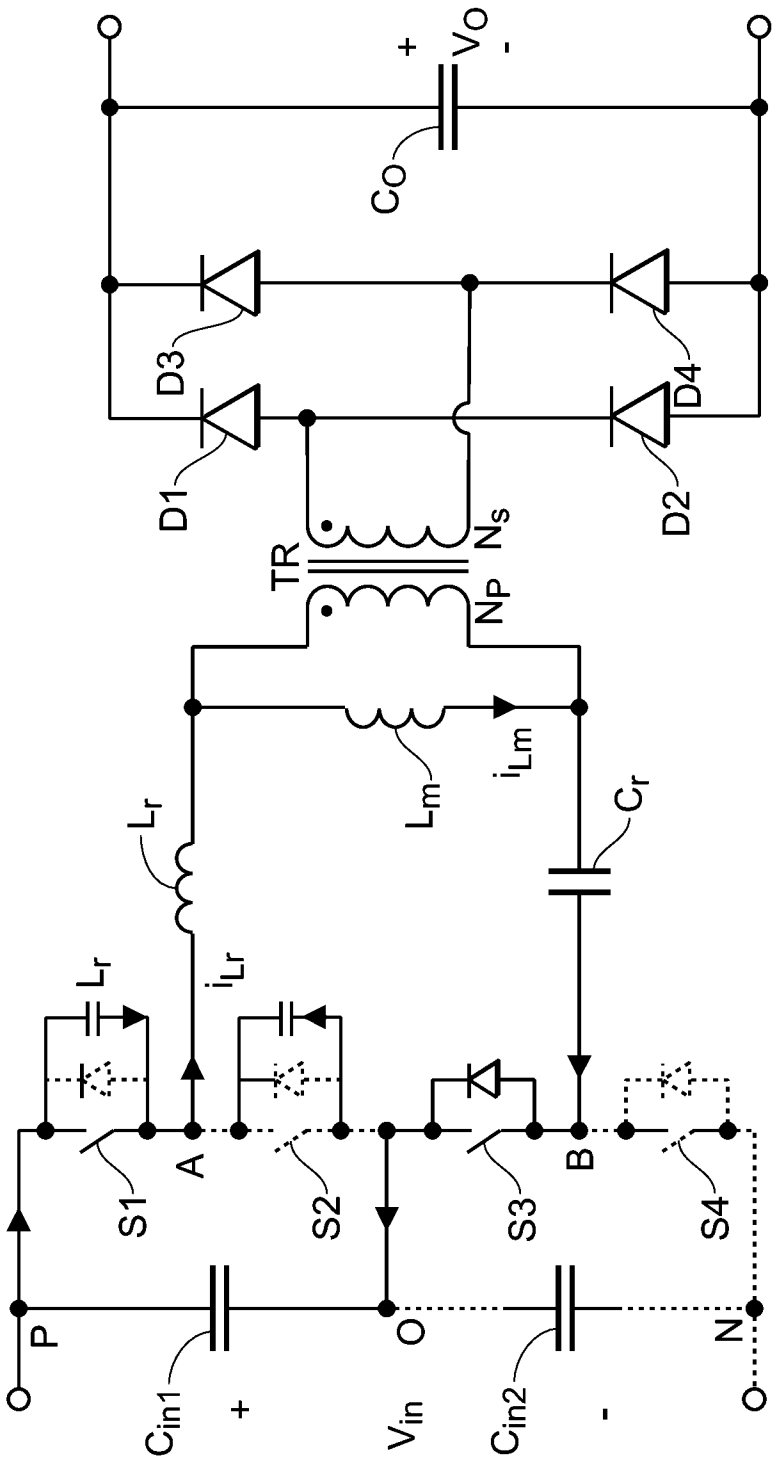
[T9 - T10]

第12J圖



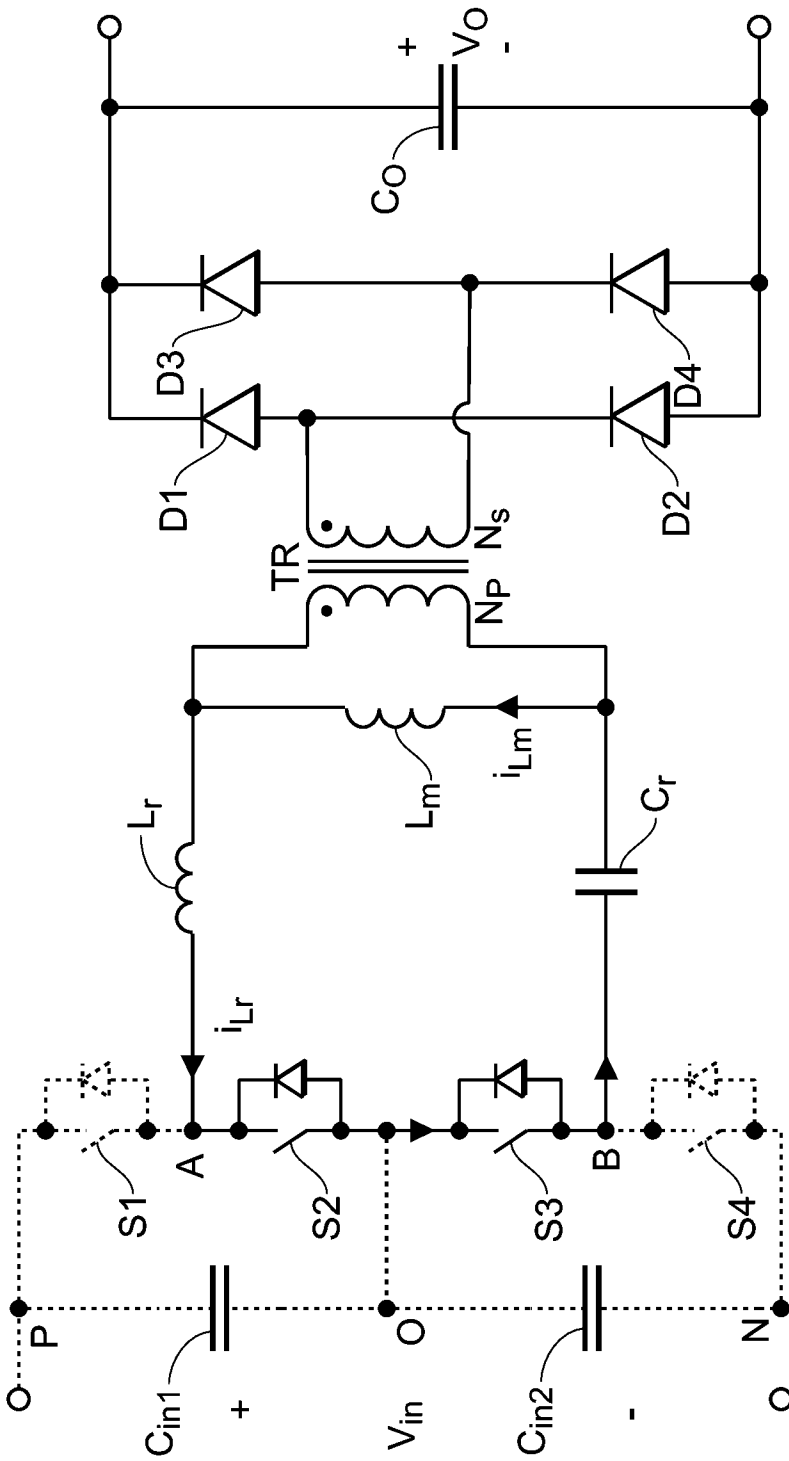
[T10 - T11]

第12K圖



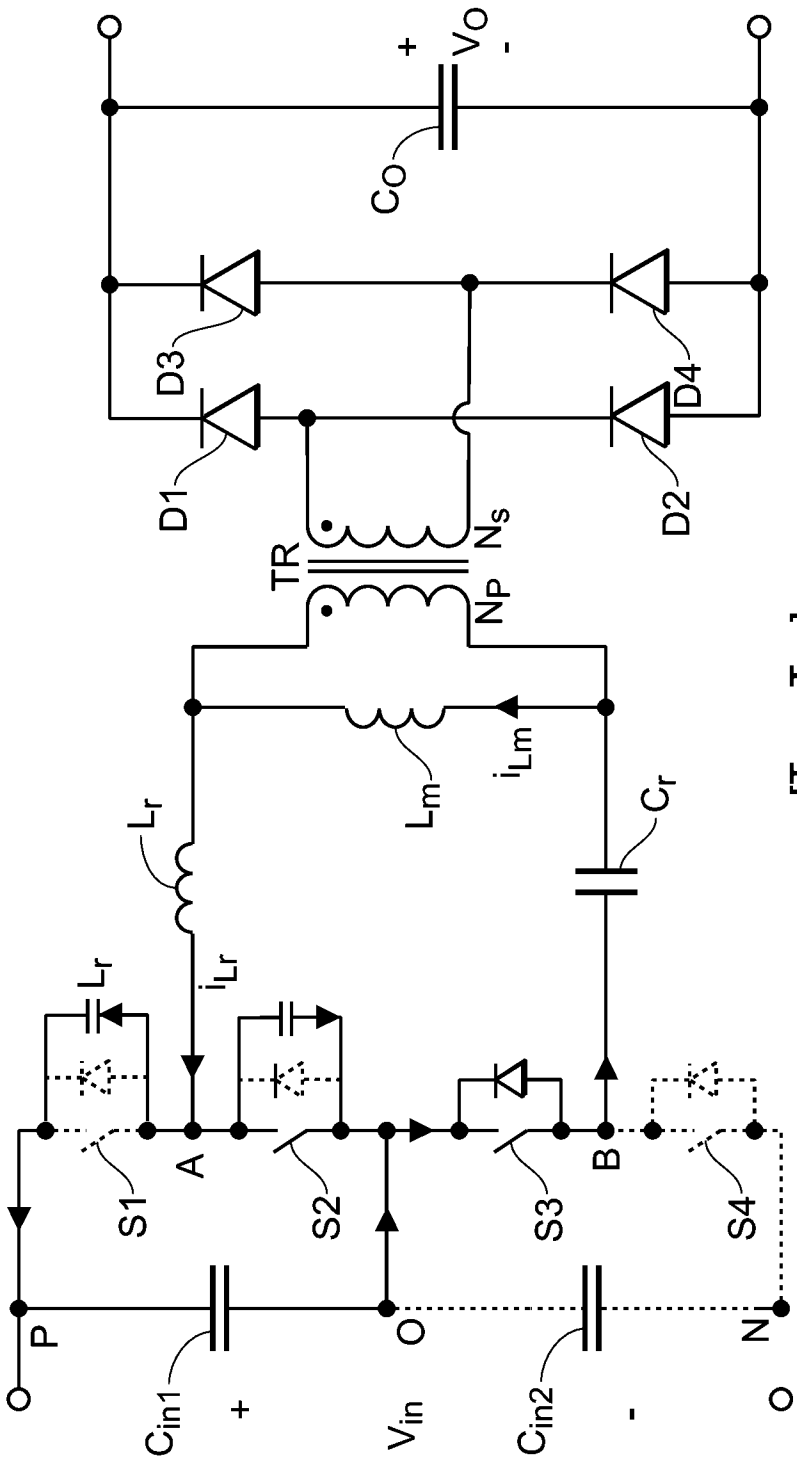
[T_{11} - T_{12}]

第12L圖



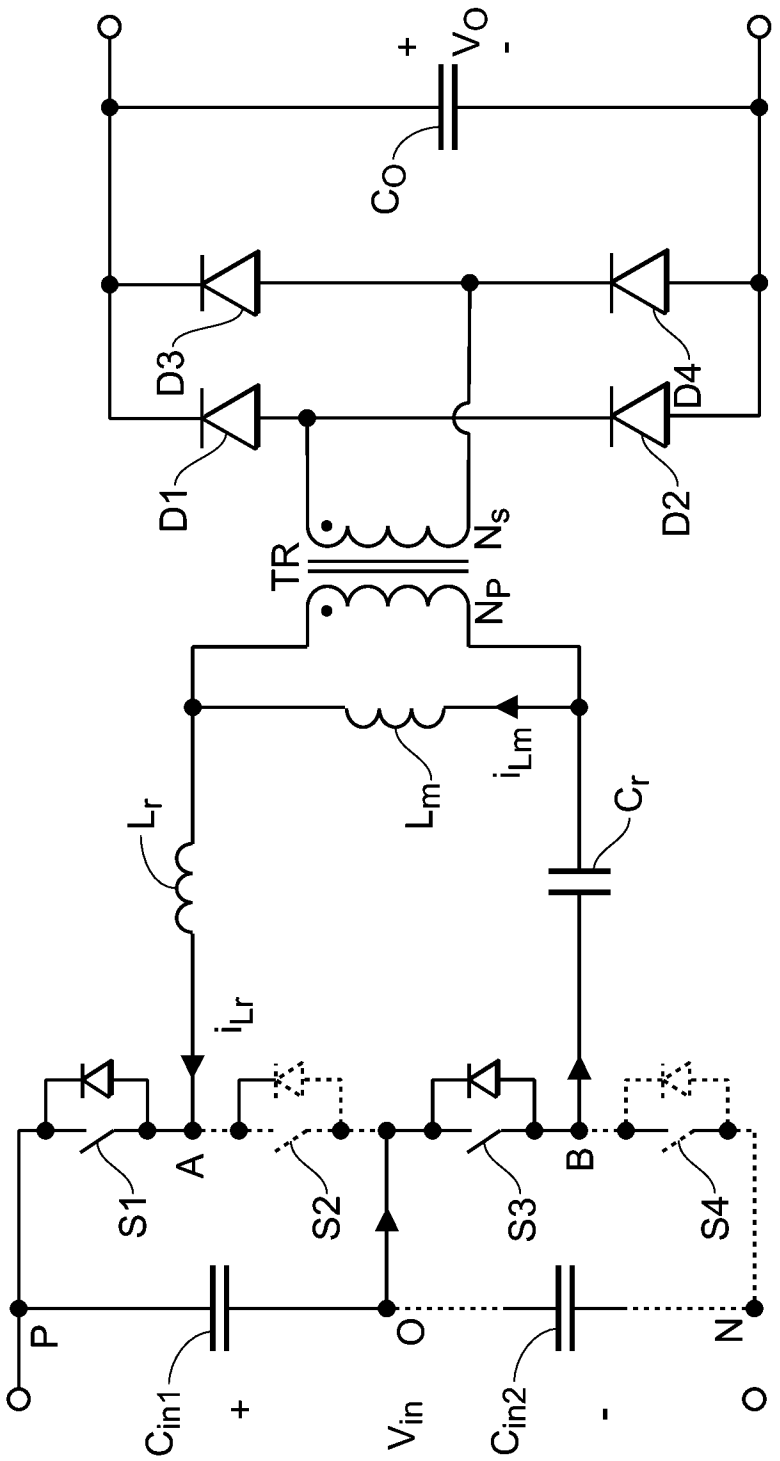
[T12 - T13]

第12M圖



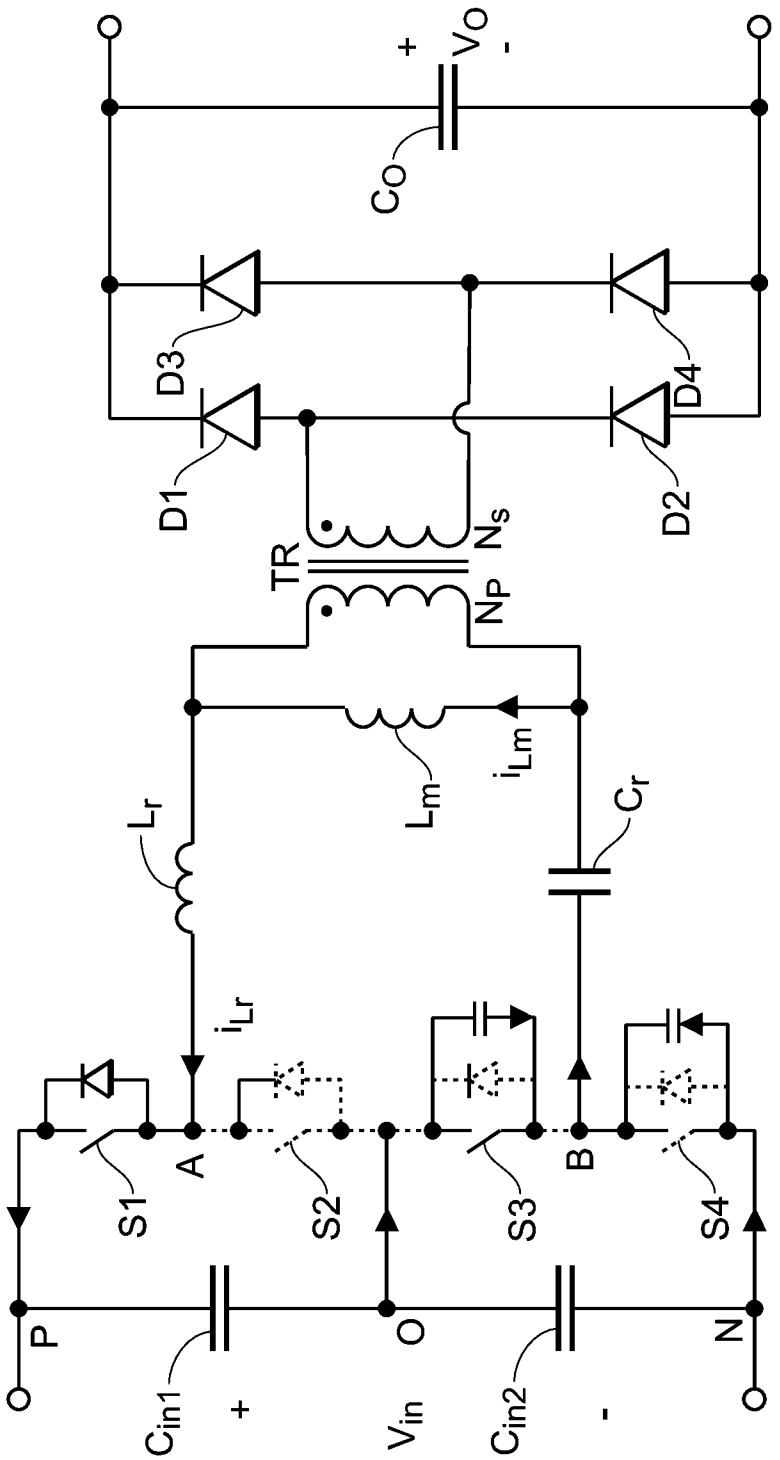
[T13 - T14]

第12N圖



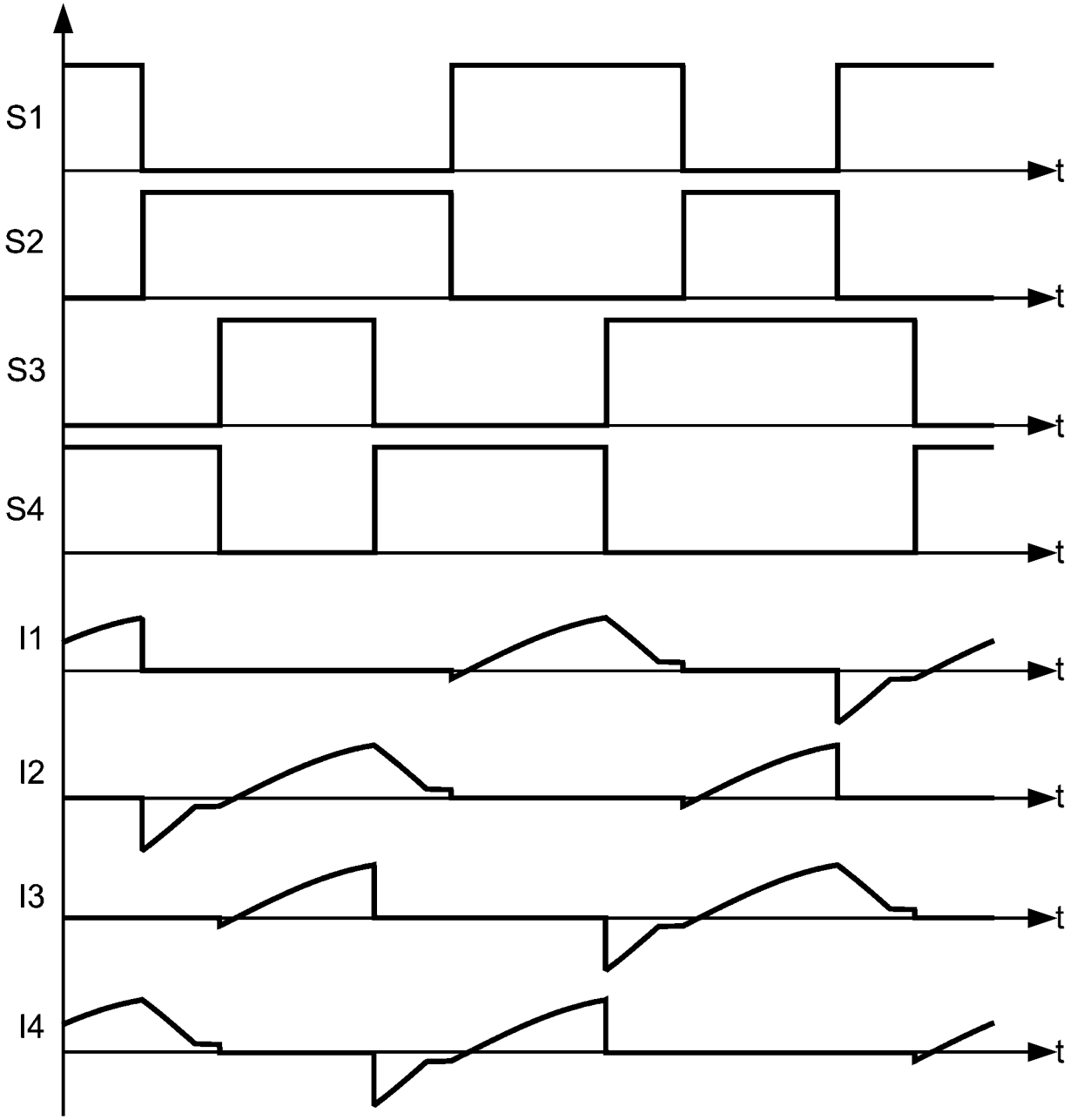
[T_{14} - T_{15}]

第120圖

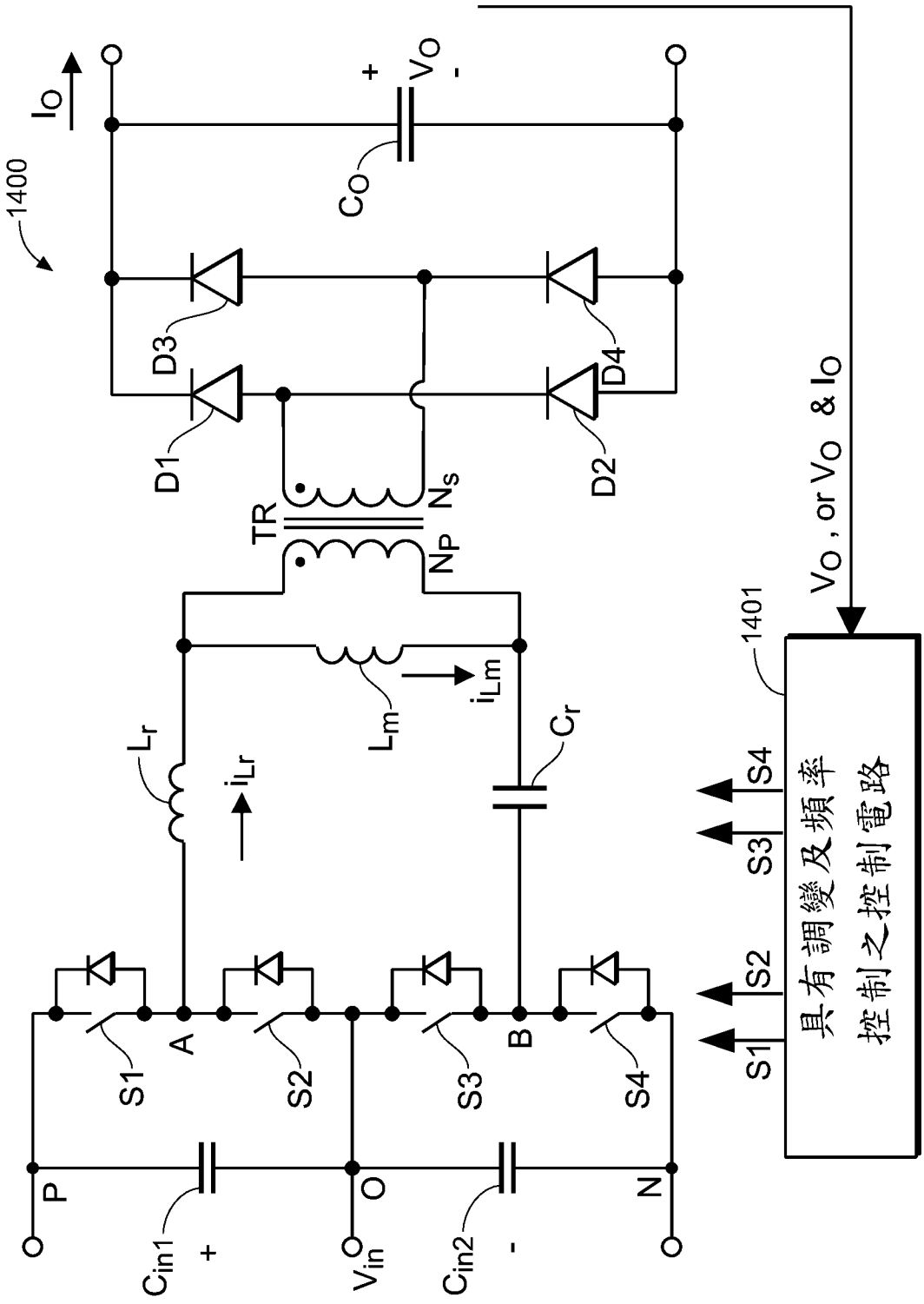


$[T_{15}-T_{16}]$

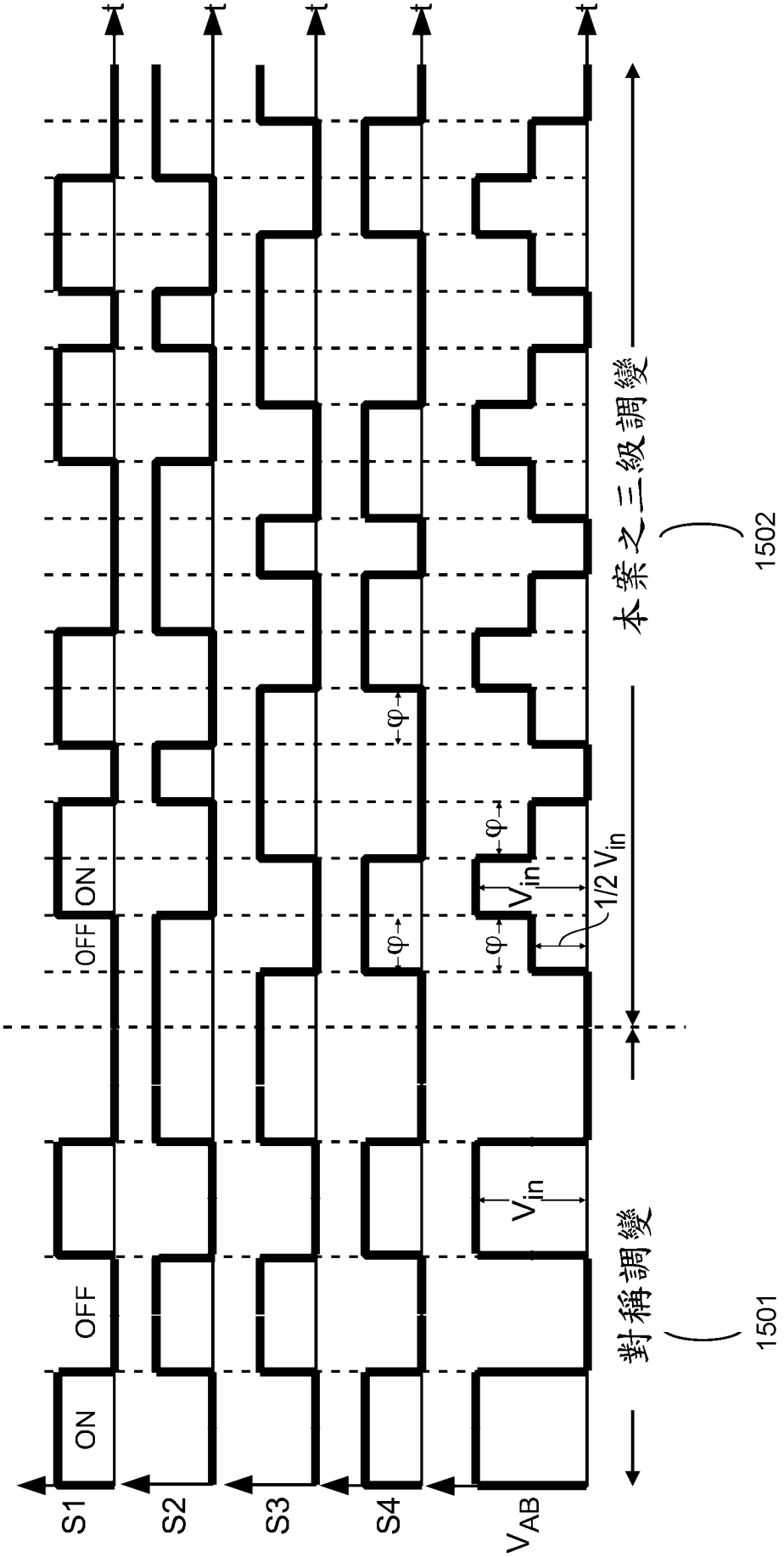
第12P圖



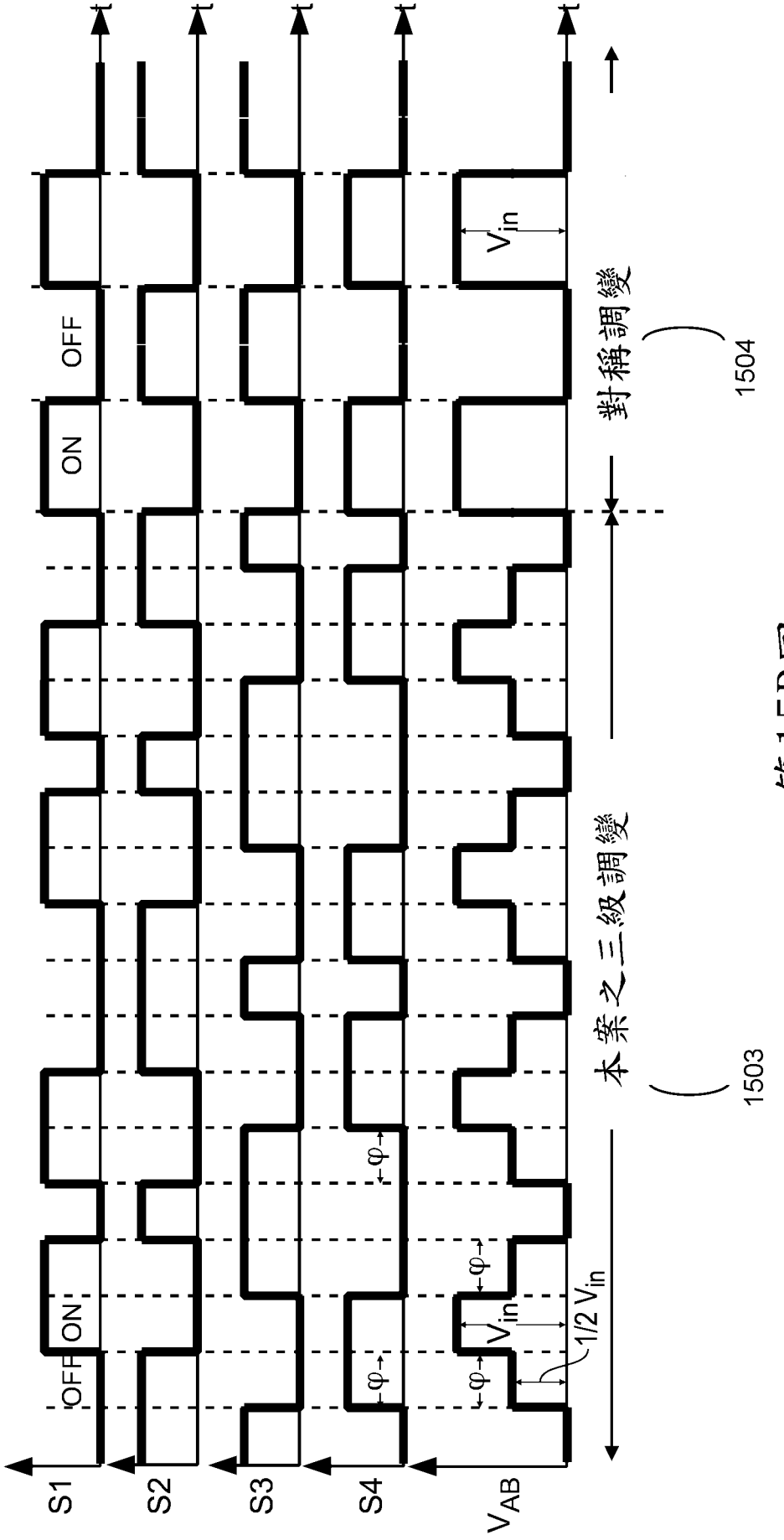
第13圖


1400
Io
Vo
Co
D1
D2
D3
D4
TR
Ns
Np
Lm
iLm
Lr
iLr
Cr
S1
S2
S3
S4
A
B
P
O
N
Cin1
Cin2
Vin
1401
具有調變及頻率
控制之控制電路
Vo , or Vo & Io

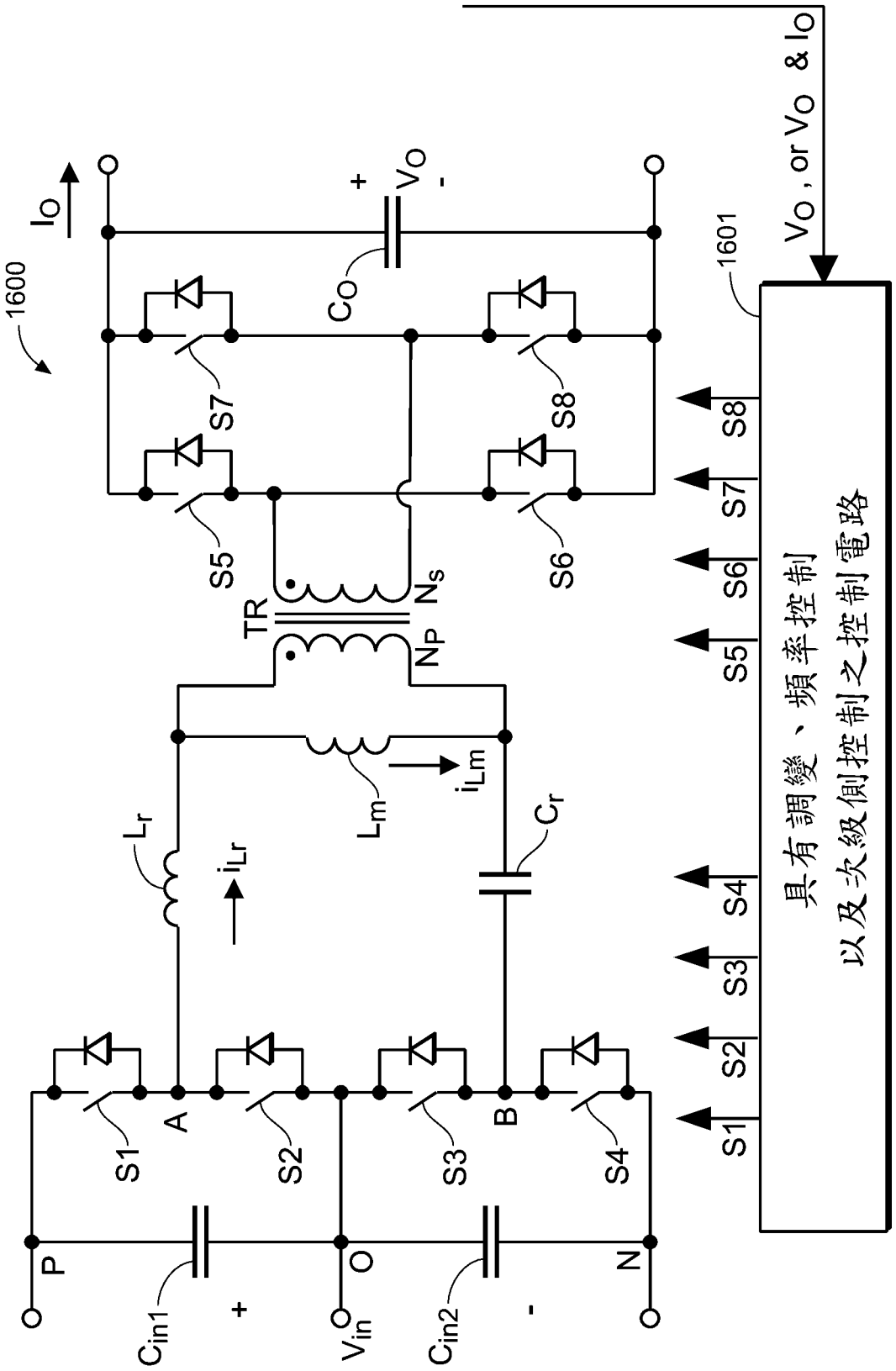
第14圖


S1
S2
S3
S4
V_{AB}
ON
OFF
ON
OFF
φ
φ
φ
V_{in}
1/2 V_{in}
V_{in}
對稱調變
1501
本案之三級調變
1502

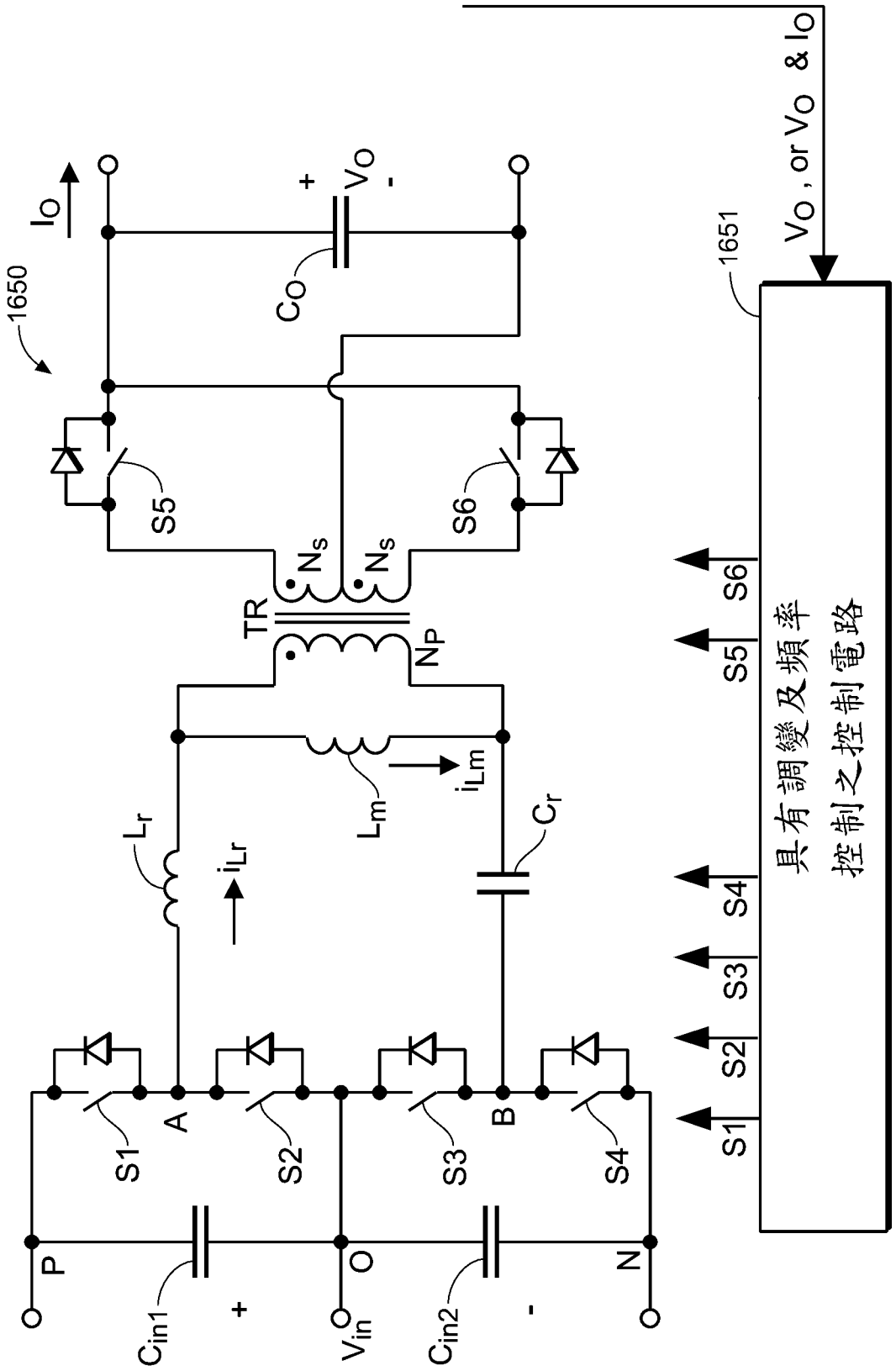
第15A圖


S1
S2
S3
S4
V_{AB}
OFF
ON
OFF
ON
V_{in}
φ
1/2 V_{in}
本案之三級調變
1503
對稱調變
1504

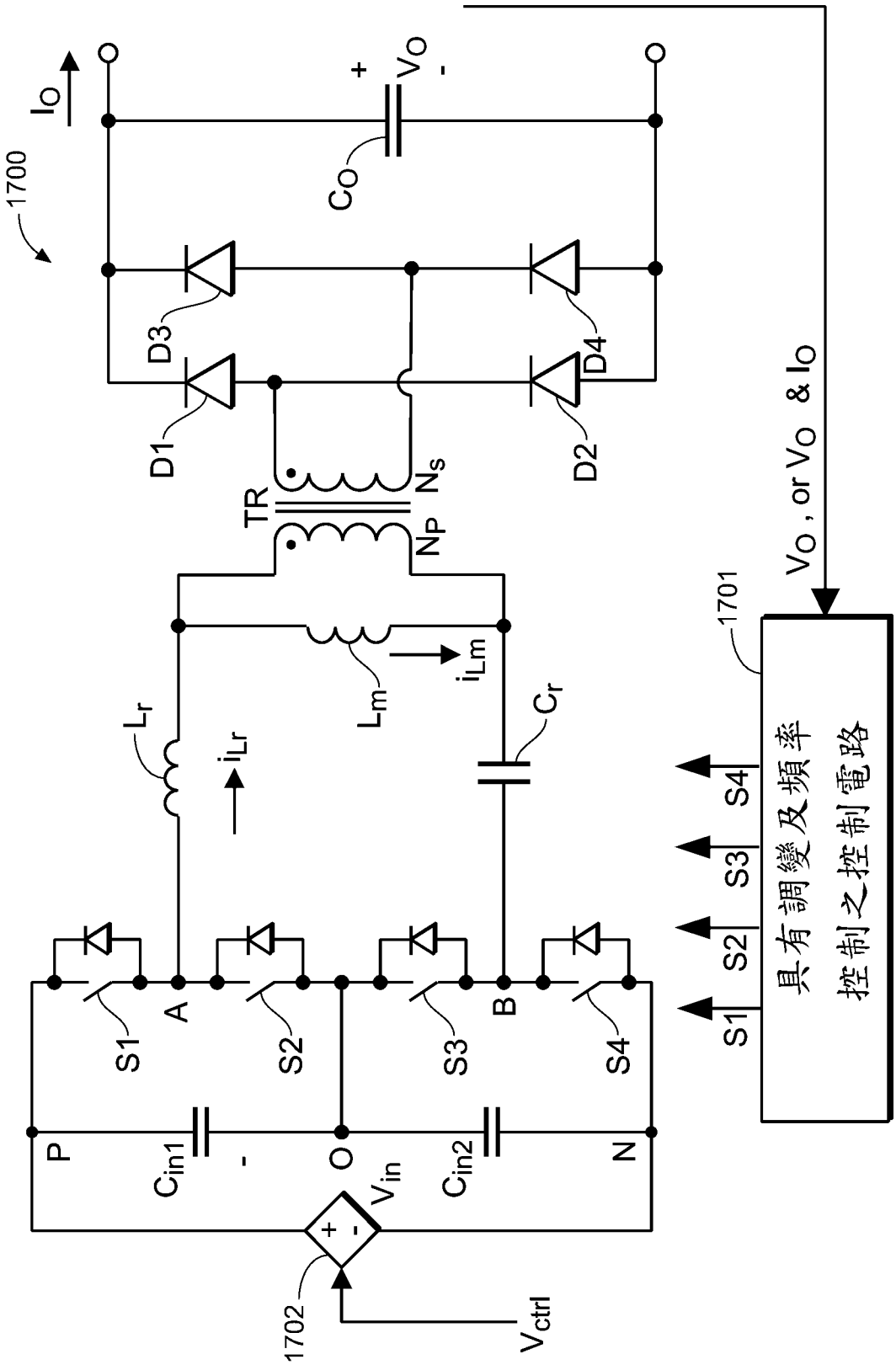
第15B圖


1600
Io
Vo
+
-
Co
S7
S8
S5
S6
TR
Ns
Np
Lm
iLm
Lr
iLr
Cr
S1
S2
S3
S4
A
B
P
O
N
Cin1
Vin
Cin2
1601
Vo , or Vo & Io
具有調變、頻率控制
以及次級側控制之控制電路

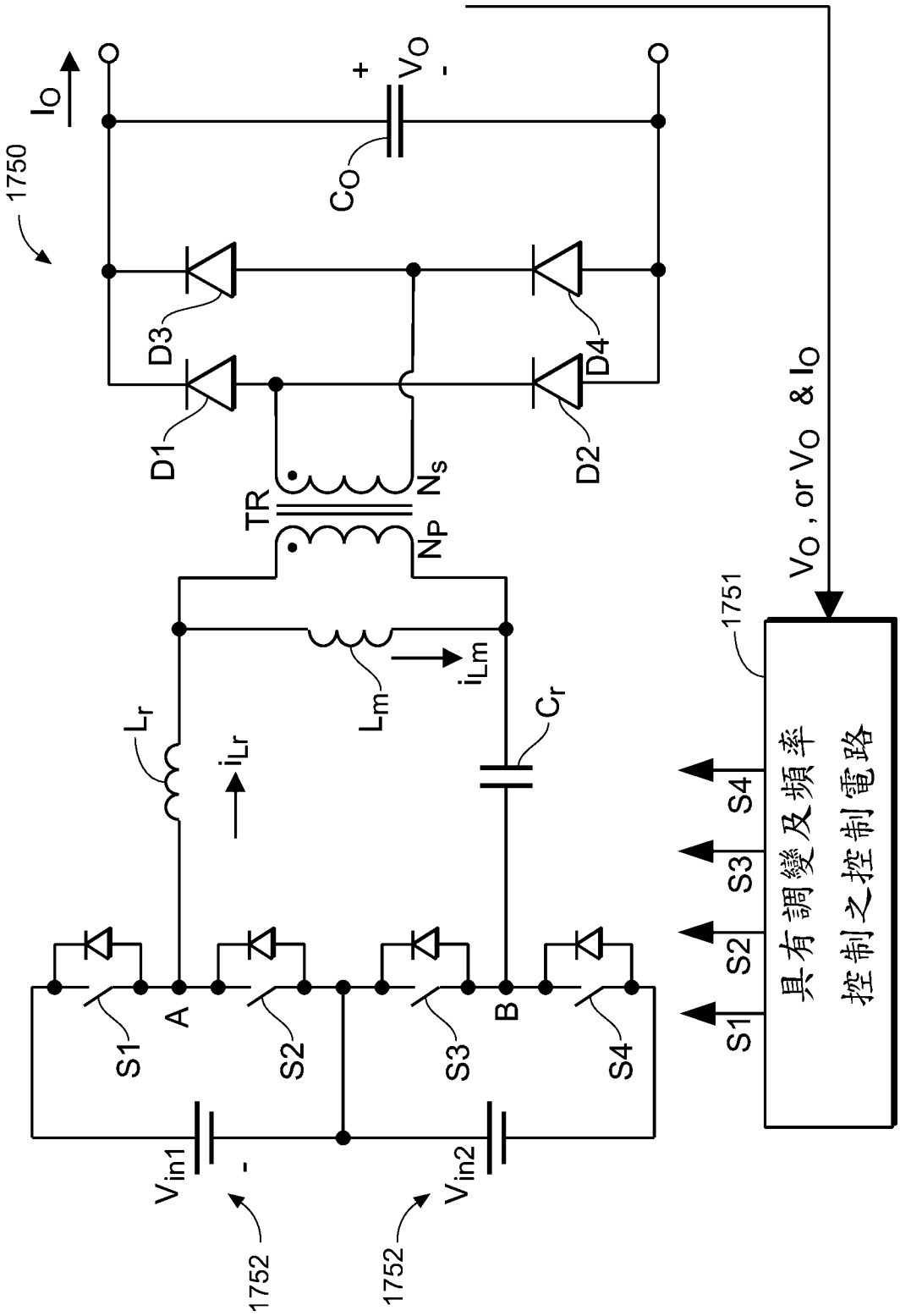
第16A圖


1650
1651
Io
Vo
+
-
Co
S5
S6
Ns
Ns
TR
Np
Lm
iLm
Lr
iLr
Cr
S1
S2
S3
S4
A
B
P
O
N
Cin1
Cin2
Vin
+
-
Vo , or Vo & Io
具有調變及頻率
控制之控制電路

第16B圖


1700
Io
Vo
Co
D1
D2
D3
D4
TR
Ns
Np
Lm
iLm
Lr
iLr
Cr
A
B
S1
S2
S3
S4
P
Cin1
O
Vin
Cin2
N
1702
Vctrl
1701
Vo , or Vo & Io
具有調變及頻率
控制之控制電路

第17A圖


1750
Io
Vo
+
-
Co
D1
D2
D3
D4
TR
Ns
Np
Lm
iLm
Lr
iLr
Cr
A
B
S1
S2
S3
S4
Vin1
Vin2
1752
1752
Vo , or Vo & Io
1751
具有調變及頻率
控制之控制電路

第17B圖