

發明專利說明書

(本說明書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※ 申請案號：93108751

※ 申請日期：93.3.30

※IPC 分類：

H02M7/00, 3/10

壹、發明名稱：(中文/英文)

軟式切換電力變換器/SOFT-SWITCHED POWER CONVERTERS

貳、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

台達電子工業股份有限公司/DELTA ELECTRONICS, INC.

代表人：(中文/英文)

柯子興/KO, MARK

住居所或營業所地址：(中文/英文)

台灣台北市內湖區瑞光路 186 號/186 Ruey Kuang Road, Neihu, Taipei 114, Taiwan

國籍：(中文/英文)

中華民國/ROC

參、發明人：(共 4 人)

姓名：(中文/英文)

1. 約佛諾維克 米蘭/JOVANOVIC, MILAN

2. 張永泰/JANG, YUNGTAEK

3. 鄭宇明/CHANG, YU-MING

4. 方光輝/FANG, KUNG-HUI

住居所地址：(中文/英文)

1. 美國北卡羅來納州凱瑞·哈根谷路 293 號

293 Hogan's Valley Way, Cary, NC 27513, USA

2. 美國北卡羅來納州艾帕克斯·唐寧森林廣場 209 號

209 Downing Forest Place, Apex, NC 27502, USA

3. 台灣桃園縣中壢工業區東園路 3 號

3 Tung Yuan Road, Chungli Industrial Park, Taoyuan, Taiwan, R.O.C.

4. 台灣桃園縣中壢工業區東園路 3 號

3 Tung Yuan Road, Chungli Industrial Park, Taoyuan, Taiwan, R.O.C.

國籍：(中文/英文)

1.2. 美國/USA 3.4. 中華民國/ROC

肆、聲明事項：

本案係符合專利法第二十條第一項第一款但書或第二款但書規定之期間，其日期為： 年 月 日。

◎本案申請前已向下列國家（地區）申請專利 主張國際優先權：

【格式請依：受理國家（地區）；申請日；申請案號數 順序註記】

1. 美國；2003,05,23；10/445,111

2.

3.

4.

5.

主張國內優先權(專利法第二十五條之一)：

【格式請依：申請日；申請案號數 順序註記】

1.

2.

主張專利法第二十六條微生物：

國內微生物 【格式請依：寄存機構；日期；號碼 順序註記】

國外微生物 【格式請依：寄存國名；機構；日期；號碼 順序註記】

熟習該項技術者易於獲得，不須寄存。

玖、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

發明領域

本發明係論及一些DC/DC和AC/DC電力變換器。更明
5 確地說，本發明係論及一些在其所有半導體組件中具有軟
式切換之DC/DC和AC/DC電力切換器。

【先前技術】

發明背景

此種昇壓型變換器拓樸布線，係已廣泛地被使用在各
10 種不同之AC/DC和DC/DC變換器應用中。事實上，此種昇
壓技術，如今已被使用在一些具有功率因素校正力(PFC)
之DC/DC電源供應器的大多數前置電路內。此種昇壓拓樸
布線，亦已被使用在許多其中使用一電池供電式低輸入電
壓來產生一高輸出電壓之應用中。在一較高之電力位準
15 下，此連續傳導模態(CCM)昇壓型變換器，係一具PFC之前
置電路有關的較佳拓樸布線。因此，近年來，為提昇彼等
高功率昇壓型變換器之性能，已做過了一些重大之努力。
此等研發努力係集中在降低一些會影響其昇壓整流器之變
換效率和電磁兼容性(EMC)的不利反向恢復特性。

20 通常，反向恢復相關性之損失和EMC問題，係藉由在
一受控之啟斷電流率下，“柔和地”啟斷其昇壓型變換器而
使極小化。有許多軟切換式昇壓轉換器，已被提議使用額
外之組件，來形成一緩衝器電路(被動型或主動型)，藉以控
制其昇壓整流器內之啟斷電流的變化率。在一被動型緩衝

器電路中，所使用唯有電阻器、電容器、電感器、和整流器等被動型組件。在一主動型緩衝器電路中，除被動型元件外，有一或多之主動型開關被使用。雖然一被動型無損失式緩衝器可使效率提昇，其性能係不足以使其有用於一些高性能PFC電路應用中。通常，一被動型無損失式緩衝器電路，將會蒙受到一加增之組件應力，以及係很難以上述在一些需要加增之切換頻率的高密度應用中屬有害之昇壓開關的軟式切換來運作。

某些主動型緩衝器，可同時提供反向恢復損失降低和昇壓開關軟切換。然而，大多數之此等主動型緩衝器，可提供其昇壓整流器中之軟啟斷、其昇壓開關中之零電壓切換(ZVS)、和其主動型緩衝器開關中之“硬”切換。一些可具現所有半導體組件(例如，其昇壓整流器中之軟啟斷、其昇壓開關中之(ZVS)、和其主動型緩衝器開關中之零電流切換(ZCS))之軟切換係有利的。

【發明內容】

發明概要

依據本發明，一新型軟切換式昇壓型變換器，係包括一可提供所有半導體組件之軟切換的主動型緩衝器。明確言之，其整流器中之電流(“啟斷電流”)，係在一受控之速率下被啟斷，其主開關係在零電壓切換(ZVS)條件下使閉合，以及其主動型緩衝器之輔助開關，係在零電流切換(ZCS)條件下使斷開。結果，彼等切換損失可使降低，而具有變換效率和EMC性能方面之有益效應。

在一實施例中，依據本發明之一電路，可能包括一具有一雙繞組變壓器、一輔助開關、一阻隔二極體、和一可被用來重置其變壓器之磁能的箝壓電路的主動型緩衝器。

5 依據本發明之另一實施例，此種主動型緩衝器電路，係包括一個三繞組變壓器，其除可提供所有半導體裝置之軟切換外，並可產生一相隔離之輔助電源供應器。

在一實施例中，其電力變換器係包括：一耦合至其電力變換器之一輸入端子的儲存電感器；一在運作上可使此儲存電感器充電及放電之第一開關；一包括一第二開關之
10 主動型緩衝器；一在運作上耦合至其儲存電感器、其主動型緩衝器、和其輸出端子而可使能量自其儲存電感器轉移至其輸出端子之整流器；和一控制電路。此控制電路可在一交換周期內使其第一和第二開關運作，而使其第二開關閉合，以使其整流器內之電流，自其整流器轉向至其主動
15 型緩衝器，藉以容許其第一開關在一大體上為零之電壓條件下閉合，以及復可容許其第二開關在一大體上為零之電流條件下斷開。其主動型緩衝器，可使參照其電力變換器內之任一穩定DC電壓，諸如其輸出端子處之電壓、其輸入
20 端子處之電壓、其儲存電感器之一端子處的電壓、或其電源之負軌條。

在一具現體中，其主動型緩衝器，係包括一箝壓電路，其係包括一變壓器、一電容器、和一電阻器。其變壓器在一初級繞組與一次級繞組之間，可具有一小於0.5之匝數比。在其變壓器之漏電感係數，未能大至足以提供其整流

器之一想要的啟斷電流之情況下，一預定之電感係數的外部緩衝電感器，可使耦合在其儲存電感器與箝壓電路之間。其主動型緩衝器，亦可提供一或多相隔離之電源供應器，彼等可獨立於其輸出端子處之電壓而加以調節。

- 5 本發明係可應用至許多諸如昇壓型變換器、順向型變換器、降壓型變換器、或降壓/昇壓型變換器結構等之變換器結構。此外，本發明可應用至DC和AC兩者電源。在一實施例中，其中，本發明係應用至一AC電源之電力變換，其第一開關和整流器，係被設置為一全波整流器之零件。本
- 10 發明亦可應用至單相和三相電源。

本發明可於考慮下文之詳細說明和所附諸圖而有較佳之瞭解。

圖式簡單說明

- 第1圖係顯示一依據本發明之一實施例的軟切式昇壓
- 15 電路100；

第2圖係顯示第1圖之軟切式昇壓電路100有關的簡化電路模型200；

第3(a)-(k)圖係第2圖之電路模型200在一切換周期中之拓樸網絡級段；

- 20 第4(a)-4(k)圖係顯示上述電路模型200在第3(a)-(k)圖之切換周期中的主要波形；

第5圖係顯示一依據本發明之一實施例具有一獨立或外在緩衝電感器501的軟切式昇壓型變換器500；

第6圖係顯示一依據本發明之一實施例具有一連接至

一負軌條的箝壓電路602之軟切式昇壓型變換器600；

第7圖係顯示一依據本發明之一實施例具有一連接至其輸入源的箝壓電路702之軟切式昇壓型變換器700；

第8圖係顯示一依據本發明之一實施例具有一連接在
5 一變壓器的初級繞組兩端之箝壓電路802的軟切式昇壓型變換器800；

第9圖係顯示一依據本發明之另一實施例具有一箝壓電路902之軟切式昇壓型變換器900；

第10圖係顯示一可提供整合之輔助隔離式電源供應器
10 的軟切式昇壓型變換器1000；

第11圖係概念顯示一具有第10圖之昇壓型變換器1000的雙迴圈控制之電路1100，其可同時調節上述電路1000之輸出電壓和上述輔助電源供應器中之電壓 V_{AUX} ；

第12圖係顯示一依據本發明之一實施例與上述全波整
15 流器相整合之單相AC/DC昇壓型變換器1200；

第13圖係顯示一依據本發明之一實施例與上述全波整流器相整合之單相AC/DC昇壓型變換器1300；

第14圖係顯示一依據本發明之一實施例與上述全波整流器相整合之單相AC/DC昇壓型變換器1400；

第15圖係顯示一依據本發明之一實施例具有DC軌條
20 (DC-rail)二極體110的三相AC/DC昇壓型變換器1500；

第16圖係顯示一依據本發明就每一相位具有獨立之昇壓整流器的三相AC/DC昇壓型變換器1600；

第17圖係顯示一依據本發明具有一輔助電源供應器輸

出之三相AC/DC昇壓型變換器1700；

第18圖係顯示一依據本發明包括一主動型緩衝器電路1807之降壓型變換器1800；

第19圖係顯示一依據本發明包括一主動型緩衝器電路1907之降壓/昇壓型變換器1900；

第20圖係顯示一依據本發明之一實施例包括一主動型緩衝器電路2007之順向型變換器2000；

第21圖係顯示一依據本發明之一實施例包括一主動型緩衝器電路2107之反馳型變換器2100；

第22圖係顯示一依據本發明之一實施例包括一主動型緩衝器電路2207之雙電感器昇壓型變換器2200；而

第23圖則係顯示一可提供一與一輔助開關 S_{aux} 相整合之輔助隔離式電源供應器的軟切式昇壓型變換器1000，其亦概念顯示一電路2300之雙迴圈控制，其可同時調節上述昇壓型變換器1000之輸出電壓和上述輔助電源供應器中之電壓 V_{AUX} 。

為便於在諸圖間相互參照，諸圖中之相同數字，係指定相同之參考數字。

【實施方式】

20 詳細說明

第1圖係顯示一依據本發明之一實施例的軟切式昇壓電路100。此種軟切式電路100係包括：一代表其輸入電壓 V_{IN} 之電壓源101、一昇壓電感器102(電感值 L_B)、一昇壓開關103、一昇壓整流器104、一儲能電容器105(電容值 C_B)、

一負載106(電阻值 R_L)、和一由一輔助開關108、一變壓器109、一阻隔二極體110、和一以電阻器111(電阻值 R_C)、一箝壓電容器112(電容值 C_C)、和一個二極體113所形成之箝壓電路115所形成的主動型緩衝器電路107。為便於解釋此軟切式昇壓電路100之電路運作，第2圖係提供此種具有所指示之電壓和電流參考方向的軟切式昇壓電路100有關之簡化電路模型200。

在第2圖中，其電壓源201和202，係分別模擬上述之儲能電容器105和箝壓電容器112，而假定此儲能電容器105之電容值 C_B 和箝壓電容器112之電容值 C_C ，係大至足以使橫跨每一電容器之電壓漣波，相較於其DC電壓係很小。此外，有一固定電流源 I_{IN} ，係模擬上述之昇壓電感器102，而假定其電感值 L_B 係大至足以使其在一切換周期中經過昇壓電感器102之電流，無顯著之變化。而且，第1圖之變壓器109，係由漏電感器203(電感值 L_{LK})、磁化電感器204(電感值 L_M)、和理想變壓器205(匝數比 $n=N_1/N_2$)之組合，來加以模擬。在其“ON”(啟通)狀態中，彼等半導體開關組件，係假定呈現零電阻值(亦即，彼等為短路)。然而，此等開關之輸出和接面電容，和其相聯結之整流器的反向恢復電荷值，係以一些非零之值來加以模擬。

第3(a)-(k)圖係第2圖之電路模型200在一切換周期中之拓撲網絡級段。此電路模型200之主要波形，係顯示在第4(a)-4(k)圖中。第4(a)-4(k)圖中所繪出之電流和電壓的參考方向，係註解在第2圖中。第4(a)和4(b)圖係顯示分別提供

給其昇壓型開關103和輔助開關108之驅動信號 S_1 和 S 的波形401和402。依據本發明，上述之軟切式電路100，係在重疊之驅動信號 S 和 S_1 下運作。舉例而言，誠如第4(a)和4(b)圖中所示，上述輔助開關108之驅動信號 S_1 ，係在一領前於使其開關103在時刻 T_3 與 T_4 之間啟通的信號 S 之時刻 T_0 下被啟通(亦即，使驅動信號 S_1 達一可使其輔助開關108閉合之電壓)。然而，上述開關108之信號 S_1 ，係在上述開關103之信號 S 啟斷前被啟斷(亦即，使驅動信號 S_1 達一可使其輔助開關108斷開之電壓)。

10 在上述開關108之信號 S_1 於時刻 T_0 被啟通前，該等昇壓開關103和輔助開關108兩者均屬斷開，以及其輸入電流 i_{IN} ，將可完全經過其昇壓整流器104流進其負載106內。誠如第3(a)圖中所示，在其開關108於時刻 T_0 閉合之後，將會有一電流 i_1 (第4(e)圖中之波形405)，流進其變壓器109之初級繞組 N_1 內，藉以在其次級繞組 N_2 內，感應出電流 i_2 。在第3(a)圖中，表示時刻 T_0 與 T_1 間之電路情況，有一輸出電壓 V_0 (亦即，其電壓源201兩端之電壓)，會加至上述理想變壓器205之繞組 N_2 的兩端。結果，此理想變壓器205之初級和次級繞組兩端的變壓器繞組電壓 v_1 和 v_2 ，係分別得自於方程

20 式：

$$v_2 = V_0 \quad (1)$$

$$v_1 = \frac{N_1}{N_2} V_0 = nV_0 \quad (2)$$

其中， $n = \frac{N_1}{N_2} < 1$ 。由於上述理想變壓器205之初級繞組兩端的電壓 v_1 ，係假定大體上為固定，其施加至變壓器109之漏電感 L_{LK} 兩端之電壓，因而亦大體上為固定，以致上述之電流 i_1 (第4(e)圖中之波形405)，係呈線性增加，其斜率為：

$$5 \quad \frac{di_1}{dt} = \frac{V_o - v_1}{L_{LK}} = \frac{V_o - nV_o}{L_{LK}} = (1 - n) \frac{V_o}{L_{LK}} \quad (3)$$

同時，上述變壓器109之磁化電感器電流 i_M (第4(h)圖中之波形408)亦會增加，其斜率為：

$$\frac{di_M}{dt} = \frac{V_o}{L_M} \quad (4)$$

以致上述輔助開關108內之電流 i_{S1} (第4(f)圖中之波形406)係
10 得自：

$$i_{S1} = i_1 - i_2 + i_M = i_1 - \frac{N_1}{N_2} i_1 + i_M = (1 - n) \cdot i_1 + i_M \quad (5)$$

而應用上述理想變壓器205之初級與次級電流間的關係(亦即， $N_1 i_1 = N_2 i_2$)，以及認識到上述之阻隔二極體113係呈反向偏壓。(亦即，開路)。

15 隨著上述理想變壓器205之初級繞組中的電流 i_1 之線性增加，其昇壓整流器104內之電流 i_D (第4(j)圖中之波形410)，將會以相同之速率下降，因為當其昇壓開關103斷開時，該等電流 i_1 和 i_D 之總值，係等於上述之固定輸入電流 I_{IN} (亦即， $i_1 + i_D = I_{IN}$)。所以，上述電路100之昇壓整流器104
20 的電流 i_D ，係具有一如下之啟斷率：

$$\frac{di_D}{dt} = -(1-n) \frac{V_o}{L_{LK}} \quad (6)$$

依據方程式(6)，上述昇壓整流器104之啟斷電流率，可在上述變壓器109之適當設計中加以控制。特言之，其啟斷電流之變化率，係由其漏電感係數 L_{LK} 和匝數比 n 來加以決定。

5 就今日之快速恢復整流器而言，其啟斷昇壓整流器之電流變化率 dt ，係可使保持大約為 $100 \text{ A}/\mu\text{s}$ 。

在時刻 T_1 處，上述之昇壓整流器電流 i_D 將會下降至零。由於上述昇壓整流器104內之儲存電荷所致，上述之昇壓整流器電流 i_D ，在時刻 T_1 與 T_2 之間，將會如第3(b)和4(j)圖所示，繼續在其負方向(“反向恢復電流”)中流動。通常，就上述變壓器109有關適當選定之漏電感值 L_{LK} 和匝數比 n 而言，此一反向恢復電流，相較於一無昇壓整流器啟斷電流率控制之電路中的反向恢復電流，係已大幅降低。在上述昇壓整流器104內之儲存電荷在時刻 T_2 處下降為零後，其昇壓整流器104，將會回復其電壓阻隔能力，以及上述電路100之情況，可以第3(c)圖之拓樸網絡級段來加以表示。在此拓樸網絡級段期間(亦即，在時刻 T_2 與 T_3 之間)，上述昇壓整流器104之接面電容器302(電容值 C_D)將會被充電，以及上述昇壓開關103之輸出電容器301(電容值 C_{OSS})，係透過此等電容器301和302與漏電感器203(電感係數 L_{LK})之並聯連接間的共振加以放電。在時刻 T_2 與 T_3 之間，其漏電感器203中之電流 i_1 ，和其昇壓開關103兩端之電壓 v_S (第4(d)圖中之波形404)，係分別得自：

$$i_1 = I_{IN} + I_{RR(PK)} + \frac{(1-n)V_O}{Z_C} \sin(\omega_R t) \quad (7)$$

和

$$v_S = V_O - (1-n)V_O(1 - \cos(\omega_R t)) \quad (8)$$

其中之特性阻抗 Z_C 和共振角頻率 ω_R ，係被界定為：

$$Z_C = \sqrt{\frac{L_{LK}}{C_{OSS} + C_D}} \quad (9)$$

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_{LK}(C_{OSS} + C_D)}} \quad (10)$$

以及 $I_{RR(PK)}$ 係上述昇壓整流器104之剩餘反向恢復電流。

方程式(8)係顯示，在時刻 T_3 處使上述昇壓開關103之輸出電容器301完全地放電的條件(所以，容許該昇壓開關103在時刻 T_3 處之零電壓閉合)係得自：

$$v_S(t = T_3) = V_O - (1-n)V_O(1 - \cos \pi) = 0 \quad (11)$$

因此，上述變壓器109之最大匝數比 n_{MAX} 係得自：

$$n_{MAX} = 0.5 \quad (12)$$

若其匝數比小於0.5，上述昇壓開關103之輸出電容器301，將總能放電至零，而無關乎其負載和線路之條件。一旦上述之電容器301在時刻 T_3 處完全放電，上述之電流 i_1 將會如第3(d)圖中所示，繼續流經上述昇壓開關103之反並聯二極體303(第3(d)圖係表示時刻 T_3 與 T_4 間之電路情況)。在此段時間期間，電壓 v_1 係在其負方向中加至上述漏電感器203之兩端，以致該漏電感器203中之電流 i_1 ，係在如下之速率下呈線性下降：

$$\frac{di_1}{dt} = -\frac{nV_o}{L_{LK}} \quad (13)$$

而如第4(e)圖中所例示。結果，上述輔助開關108之電流 i_{S1} (第4(f)圖中之波形406)，亦會呈線性下降，同時上述昇壓開關103之電流 i_S (第4(g)圖中之波形407)，將會自一負峰值呈線性增加。為達成上述昇壓開關103之ZVS，該昇壓開關103，將會在其電流(亦即，電流 i_S)於時刻 T_4 (亦即，當電流 i_S 開始流經該昇壓開關103之反並聯二極體303時)處變為正之前閉合。

上述之昇壓開關電流 i_S ，將會如第3(e)和4(g)圖中所示，在電流 i_S 於時刻 T_4 處變為正之後，繼續流經此已閉合之昇壓開關103。在時刻 T_4 與 T_5 之間，其漏電感器內之電流 i_1 ，將會繼續朝零呈線性下降，同時上述昇壓開關103內之電流 i_S ，將會繼續以相同之速率呈線性增加。當電流 i_1 在時刻 T_5 處變為零時，該昇壓開關電流 i_S ，將會達至 I_{IN} ，以致其整個輸入電流 I_{IN} 將會如第3(f)圖之拓樸網絡級段中所示，在時刻 T_5 與 T_6 之間，流經其昇壓開關103。此時，上述受到信號 S_1 之控制的輔助開關108，將僅會承載其磁化電感器204內之磁化電流。若其磁化變壓器109之電感係數很高，其磁化電感器204內之磁化電流 i_M (第4(h)圖中之波形408)，將可使極小化(亦即，電流 i_M 可使甚小於上述之輸入電流 I_{IN})，以致上述之輔助開關108，可在時刻 T_6 處以事實上為零之電流使斷開。

當上述之輔助開關108，在時刻 T_{15} 處於ZCS(零電流切

換)附近斷開時，上述之磁化電流 i_M ，將會如第3(g)圖中所示，開始使上述輔助開關108之輸出電容器305(電容值 C_{OSS1})充電。在時刻 T_7 處，當上述輔助開關108兩端之電壓 v_{S1} (第4(c)圖中之波形403)，將會達至一箝壓電壓 V_O+V_C ，其中，
 5 V_C 為上述箝壓電容器112(電容值 C_C ，以電壓源202表示)兩端之電壓，上述磁化電流 i_M ，將會轉向進該電壓源202內)。誠如第3(h)圖中所示，在時刻 T_7 與 T_8 之間，上述電壓源202兩端之負電壓 V_C ，可在如下之速率下，使上述磁化電感器204內之磁化電流 i_M 重置：

$$10 \quad \frac{di_M}{dt} = -\frac{V_C}{L_M} \quad (14)$$

直至其磁化電流 i_M 在時刻 T_8 處變為零為止。

第3(i)圖係顯示上述電路100在其變壓器109於時刻 T_8 處被重置直至其昇壓開關103於時刻 T_9 處呈斷開及其輸入電流 i_{IN} 自昇壓開關103轉向至使其昇壓開關103之輸出電容
 15 器301充電後的電路情況。誠如第3(j)圖中所示，在時刻 T_9 與 T_{10} 之間，上述之電容器301，將會以上述之固定輸入電流 i_{IN} 來充電，上述之電壓 v_S (第4(d)圖中之波形404)將會呈線性增加，而在時刻 T_{10} 處達至電壓 V_O 。在時刻 T_{10} 處，上述之輸入電流 I_{IN} ，將會如第3(k)圖中所示，瞬間轉向至其昇
 20 壓整流器104。誠如第3(k)圖中所示，當上述之輔助開關108再次如在時刻 T_0 處閉合時，上述之電流 i_{IN} 將會作為電流 i_D (第4(j)圖中之波形410)，流經其昇壓整流器104，直至時刻 T_{11} 為止。

在上述之說明中，上述阻隔二極體110之接面電容，係假定對上述變換器電路100之運作，不具顯著之效應。事實上，此一電容值僅有在上述電流 i_1 於時刻 T_5 處達至零後之簡短時段會起作用。特言之，在時刻 T_5 之後，上述阻隔二極體110之接面電容和漏電感器203將會共振，因而將會在其漏電感器203內建立一小負電流 i_1 。若此電流 i_1 大於其磁化電感器204內之磁化電流 i_M ，上述輔助開關108之電流 i_{S1} ，將會透過上述輔助開關108之反並聯二極體，而在其負方向中流動。由於上述反並聯二極體中之此一傳導所致，上述輔助開關108之電壓 v_{S1} (亦即，第4(c)圖之電壓波形403)，並不會在上述之輔助開關108於時刻 T_6 處被斷開之後立即增加(亦即，在上述開關108內之電流 i_{S1} 達至零之後不久)。結果，上述輔助開關108兩端之電壓 v_{S1} 的上昇，將會在一簡短之延遲後 - 亦即在上述透過輔助開關108之反並聯二極體的電流 i_{S1} 共振返至零之後 - 發生。此一延遲對上述電路100之運作或性能，並不具顯著之效應。然而，若上述漏電感器203中之電流 i_1 ，係小於上述之磁化電流 i_M ，上述輔助開關108兩端之電壓 v_{S1} 的上昇(第4(c)圖之電壓波形403)，將會在時刻 T_6 之後立刻發生。

20 總結上文，本發明之電路100，將可容許所有半導體裝置做軟切換。特言之，上述之昇壓開關103，係在ZVS之條件下閉合，上述之輔助開關108，係在ZCS之條件下斷開，以及上述昇壓二極體104之電流 I_D ，係在一受控之速率下被啟斷。結果，上述昇壓開關103之啟通切換損失、上述輔助

開關108之啟斷切換損失、和上述昇壓整流器104之反向恢復關聯性損失，將可使消除，藉以極小化彼等之總切換損失，以及極大化其轉換效率。此外，此種軟切換可提供電磁干擾(EMI)方面之有益效應，其將可造成一輸入濾波器所需縮小尺寸之需求。

由於上述昇壓開關103之ZVS所致，一MOSFET(金屬氧化物半導體場效電晶體)裝置、或一MOSFET裝置之並聯組合，將可具現上述電路100之昇壓開關103。同理，由於上述輔助開關108之ZCS所致，一IGBT(絕緣閘極雙極性電晶體)或MOSFET，將可具現上述之輔助開關108，而無性能上之負面因素。事實上，一IGBT昇壓開關，亦可具現上述之昇壓開關103，只要有一啟斷緩衝電容器，使連接至其IGBT兩端，藉以降低IGBT之電流拖尾效應所致的啟斷損失。在此種具現體中，上述之昇壓開關103，應以ZVS來閉合，以使其緩衝電容器，無助於其啟通切換損失。而且，在此種具現體中，其IGBT最好係設有一同包裝之反並聯二極體或一外在二極體。

在上述之電路100中，該等昇壓開關103和昇壓整流器104上面之電壓和電流應力，大體上係與一無緩衝器之傳統式昇壓型變換器內的對應壓力相同。上述輔助開關108上面之電壓應力係得自：

$$V_{S1(\text{MAX})} = V_O + V_C \quad (15)$$

同時，上述輔助開關108上面之電流應力，忽略剩餘之反向恢復電流 $I_{RR(\text{PK})}$ (第4(j)圖之波形410)，為：

$$i_{S1(MAX)} \cong (1-n) \left[I_{IN} + \frac{(1-n)V_O}{Z_L} \right] \quad (16)$$

上述之電壓 $V_{S1(MAX)}$ 和電流 $i_{S1(MAX)}$ ，係顯示在第4(c)和(f)圖之波形403和406中。

依據方程式(15)，上述輔助開關108之電壓應力，係藉
 5 由選擇上述通常決定於其磁化電感器204內在輔助開關108
 導通時所儲存之能量和其箝壓電阻111之電阻值 R_C 的箝壓
 電壓 V_C ，來加以控制。若其電容器112之電容值 C_C 經選擇使
 夠大，以使此輸出電容器112兩端之電壓漣波，係甚小於此
 電容器112之平均電壓值，其電壓 V_C 可計自：

$$\frac{1}{2} L_M \left[\frac{V_O}{L_M} D_{S1} T_S \right]^2 f_S = \frac{V_C^2}{R_C} \quad (17)$$

其中， D_{S1} 為上述輔助開關108之工作周期， T_S 為其切換時
 期，以及 $f_S = 1/T_S$ 為其切換頻率。

由方程式(17)，

$$V_C = \sqrt{\frac{R_C}{2f_S L_M} \cdot (D_{S1} V_O)} \quad (18)$$

15 上述之電壓值 V_C ，可藉由極大化其磁化電感器204內之電感
 值 L_M 而使極小化，以使其箝壓電路內之電力損失(亦即，箝
 壓電阻器111內之電力消耗)，亦被極小化。典型地，就一
 適當設計之變壓器而言，其箝壓電路之損失，相較於其輸
 出電力係可加以忽略，故其轉換效率實際上係不受影響。

20 上述變壓器109之漏電感器203的電感係數，係決定於
 方程式(6)中所界定之昇壓整流器電流的希望啟斷率，亦即，

$$L_{LK} = \frac{(1-n)V_o}{di_D/dt} \quad (19)$$

依據方程式(19)，為極小化其漏電感器203之電感值 L_{LK} ，可增加其變壓器109之匝數比 n 。由於 n_{MAX} 為0.5，其變壓器109之匝數比，不應使甚小於0.5。-0.3-0.5範圍之 n 值係有利的。若 V_o 為400V， n 為0.5，以及 di_D/dt 為100 A/ μ s，其漏電感值 L_{LK} 將為2 μ H。若其電感值 L_{LK} 過大，而無法由一變壓器之漏電感係數來達成，可使用一類似第5圖之電路500中所示的外在緩衝電感器501，來調整其所希望之電路係數。第5圖之電路500的運作，大體上係與第1圖之電路100者相同。

依據本發明，一用來重置其變壓器之磁化電感器(例如，磁化電感器204)的主動型緩衝器之箝壓電路(例如，箝壓電路107)，可以多種方式來加以具現。舉例而言，其箝壓電路可使連接至上述電路之任一DC電位。在第1和5圖中，其箝壓電路107和502，各係連接至其變換器之輸出端子。第6和7圖係顯示一些具有分別連接至其負軌條和輸入源之箝壓電路602和702的電路600和700。此外，其箝壓電路在裝配上，亦可如第8圖中所例示，使橫跨上述變壓器109之初級繞組。第9圖係顯示一依據本發明之另一實施例具有箝壓電路902的電路900。上述箝壓電路之許多其他變更形式係亦屬可能。

本發明之軟切式昇壓變換器，亦可使用一類似第10圖之電路1000中所示整合之隔離式輔助電源供應器，來加以

具現。在電路1000中，一隔離式輔助輸出電壓 V_{AUX} ，係藉由三繞組變壓器1009、主動型緩衝器開關108、繞組N2和N3、整流器1013 (D_{AUX})、和濾波電容器1012(具有電容值 C_{AUX})，形成一返馳變換器1002，使彼等之輸入端子，連接
5 橫跨其昇壓型變換器1000之輸出端子，而加以提供。假定在變壓器1009之一不連續傳導模態(DCM)的運作下，此輔助輸出電壓 V_{AUX} 係得自：

$$V_{AUX} = \sqrt{\frac{R_{AUX}}{2f_s L_M} \cdot (D_{S1} V_O)} \quad (20)$$

其中， R_{AUX} 為其輔助輸出上面之負載。

10 由於一調節式昇壓型變換器之輸出電壓 V_O 係為常數，在其輔助開關108之工作周期 D_{S1} 為常數下，其緩衝器1002中之輔助電壓 V_{AUX} ，唯有在其負載屬可變(亦即，若其負載電阻 R_{AUX} 有改變)時方會改變。就一可變之輔助負載 R_{AUX} 而言，其輔助電壓 V_{AUX} ，可藉由適當調制其工作周期 D_{S1} ，使
15 維持為一常數。舉例而言，第11圖係概念顯示一就第10圖之電路1100提供有輔助輸出電壓 V_{AUX} 之閉迴路控制的電路1100。當然，有許多其他閉迴路調節工作周期 D_{S1} 之方法係屬可能。在第11圖中，係提供有兩獨立之回授控制迴路。特言之，其輸出電壓 V_O ，係藉由調節其昇壓開關103之工作
20 周期 D 來加以調節，而其輔助輸出電壓 V_{AUX} ，係藉由調節其輔助開關108之工作周期 D_{S1} 來加以調節。為就該等昇壓開關103和輔助開關108，維持驅動信號 S 和 S_1 之適當時序(亦即，確保其驅動信號 S_1 在其驅動信號 S 前之一段預定時

間間隔內被確立)，上述驅動信號 S_1 之上昇緣，係由一來自其用以調節輸出電壓 V_O 之迴路控制的控制器1117，來加以產生。上述驅動信號 S_1 之啟斷，係由其可控制上述用以產生下降緣信號之輔助輸出電壓 V_{AUX} 之迴路，來加以控制。

5 上述具有整合之隔離式電源供應器之軟切換昇壓變換器，亦可能提供多重之輸出。此外，依據本發明之主動型緩衝器，可應用至一些以單相和三相功率因素校正電路為例之單相和三相AC/DC應用中所使用的昇壓變換器。第12圖係顯示一依據本發明之一實施例與上述全波整流器相整

10 合之單相AC/DC昇壓型變換器1200。在第12圖之電路中，在其正半周期中，其昇壓開關103a和昇壓整流器104a，係分別在上文就第1圖之電路100的昇壓開關103和昇壓整流器104配合第3(a)-3(k)圖和第4(a)-4.(k)圖所述之方式中運作。同理，在若負半周期中，其昇壓開關103b和昇壓整流

15 器104b，係分別在上文就第1圖之電路100的昇壓開關103和昇壓整流器104之方式中運作。基於其較一緊接昇壓電力級段之全波橋接整流器的傳統結構少一整流器的整流器結構，其AC/DC昇壓型變換器1200，係具有相對於此種傳統式結構較低之傳導損失。在第12圖中，其主動型緩衝器

20 1207，係包括一在其變壓器109之初級側上面之整流器111a和111b，因為此AC/DC昇壓型變換器1200，係具有一昇壓開關103a和103b和一昇壓整流器104a和104b，彼等在配置上係運作為兩不會同時運作之昇壓開關-昇壓整流器配對。在此AC/DC昇壓型變換器1200中，彼等整流器111a和

111b，係如第12圖中所例示，使連接至其變壓器109之同一初級繞組。此種AC/DC昇壓型變換器1200之許多變更形式係屬可能，諸如第13和14圖之AC/DC昇壓型變換器1300和1400。在第13和14圖之AC/DC昇壓型變換器1300和1400
5 中，彼等整流器104a和104b，係分別以開關103c和103d來取代，藉以進一步降低其傳導損失。此外，第14圖之AC/DC昇壓型變換器1400，可使一輔助電源供應器與一主變換器整合在一起。

一些依據本發明之三相AC/DC昇壓型變換器1500、
10 1600、和1700，係如第15-17圖中所顯示。第15圖係顯示一具有DC軌條整流器104之三相AC/DC昇壓型變換器1500。第16和17圖係顯示一分別無一DC軌條二極體及具有一整合式輔助電力輸出(電壓 V_{AUX})之三相AC/DC昇壓型變換器1600和1700。在彼等三相AC/DC昇壓型變換器1600和1700
15 中，彼等二極體111a、111b、和110c，係分別連接至一主動型緩衝變壓器(亦即，變壓器109或1009)之初級側，藉以達成ZVS及極小化三對昇壓開關和昇壓整流器之反向恢復充電。

本發明之主動型緩衝器，可使應用至任何隔離式或非
20 隔離式DC/DC變換器，或任何單相或三相AC/DC變換器。舉例而言，第18和19圖係分別顯示一降壓型變換器1800和降壓-昇壓型變換器1900，彼等各係具有一主動型緩衝器。第20、21、和22圖係分別顯示一依據本發明之順向型變換器2000、反馳型變換器2100、和雙電感器昇壓型變換器

2200，彼等各係具有一主動型緩衝器。

第23圖係顯示一軟切式昇壓變換器2300，其與第10圖之軟切式昇壓變換器1000的不同之處，在於提供一整合有一輔助開關2308之輔助隔離式電源供應器，其係受到一由
5 雙迴路控制電路2301所提供之控制信號 S_{aux} 的控制。此控制電路2301，可提供兩個獨立之回授控制迴路，來調節其輔助電源供應器之輸出電壓 V_O 和電壓 V_{AUX} 兩者。在第23圖中，其輸出電壓 V_O ，係藉由調制其昇壓開關103之工作周期 D ，來加以調節，以及其輔助輸出電壓 V_{AUX} ，係藉由調制
10 其輔助開關2308之工作周期，來加以調節。

上述之詳細說明，係提供來例示本發明之特定實施例，以及並非意在限制本發明之界定範圍。本發明之許多變更形式和修飾體係屬可能。本發明係列舉在下文之申請專利範圍內。

15 【圖式簡單說明】

第1圖係顯示一依據本發明之一實施例的軟切式昇壓電路100；

第2圖係顯示第1圖之軟切式昇壓電路100有關的簡化電路模型200；

20 第3(a)-(k)圖係第2圖之電路模型200在一切換周期中之拓樸網絡級段；

第4(a)-4(k)圖係顯示上述電路模型200在第3(a)-(k)圖之切換周期中的主要波形；

第5圖係顯示一依據本發明之一實施例具有一獨立或

外在緩衝電感器501的軟切式昇壓型變換器500；

第6圖係顯示一依據本發明之一實施例具有一連接至一負軌條的箝壓電路602之軟切式昇壓型變換器600；

第7圖係顯示一依據本發明之一實施例具有一連接至其輸入源的箝壓電路702之軟切式昇壓型變換器700；

第8圖係顯示一依據本發明之一實施例具有一連接在一變壓器的初級繞組兩端之箝壓電路802的軟切式昇壓型變換器800；

第9圖係顯示一依據本發明之另一實施例具有一箝壓電路902之軟切式昇壓型變換器900；

第10圖係顯示一可提供整合之輔助隔離式電源供應器的軟切式昇壓型變換器1000；

第11圖係概念顯示一具有第10圖之昇壓型變換器1000的雙迴圈控制之電路1100，其可同時調節上述電路1000之輸出電壓和上述輔助電源供應器中之電壓 V_{AUX} ；

第12圖係顯示一依據本發明之一實施例與上述全波整流器相整合之單相AC/DC昇壓型變換器1200；

第13圖係顯示一依據本發明之一實施例與上述全波整流器相整合之單相AC/DC昇壓型變換器1300；

第14圖係顯示一依據本發明之一實施例與上述全波整流器相整合之單相AC/DC昇壓型變換器1400；

第15圖係顯示一依據本發明之一實施例具有DC軌條(DC-rail)二極體110的三相AC/DC昇壓型變換器1500；

第16圖係顯示一依據本發明就每一相位具有獨立之昇

壓整流器的三相AC/DC昇壓型變換器1600；

第17圖係顯示一依據本發明具有一輔助電源供應器輸出之三相AC/DC昇壓型變換器1700；

第18圖係顯示一依據本發明包括一主動型緩衝器電路
5 1807之降壓型變換器1800；

第19圖係顯示一依據本發明包括一主動型緩衝器電路
1907之降壓/昇壓型變換器1900；

第20圖係顯示一依據本發明之一實施例包括一主動型
緩衝器電路2007之順向型變換器2000；

第21圖係顯示一依據本發明之一實施例包括一主動型
10 緩衝器電路2107之反馳型變換器2100；

第22圖係顯示一依據本發明之一實施例包括一主動型
緩衝器電路2207之雙電感器昇壓型變換器2200；而

第23圖則係顯示一可提供一與一輔助開關 S_{aux} 相整合
15 之輔助隔離式電源供應器的軟切式昇壓型變換器1000，其
亦概念顯示一電路2300之雙迴圈控制，其可同時調節上述
昇壓型變換器1000之輸出電壓和上述輔助電源供應器中之
電壓 V_{AUX} 。

為便於在諸圖間相互參照，諸圖中之相同數字，係指
20 定相同之參考數字。

【圖式之主要元件代表符號表】

100…軟切式昇壓電路	103,103a,103b…昇壓開關
101…電壓源	103c,103d…開關
102…昇壓電感器	104,104a,104b…昇壓整流器

- 105...儲能電容器
- 106...負載
- 107...主動型緩衝器電路
- 108,2308...輔助開關
- 109...變壓器
- 110...阻隔二極體
- 111...電阻器
- 111a,111b,1013...整流器
- 111a,111b,110c,113...二極體
- 112...箝壓電容器
- 115,602,702,802,902...箝壓電路
- 200...簡化電路模型
- 201,202...電壓源
- 203...漏電感器
- 204...磁化電感器
- 205...理想變壓器
- 301...輸出電容器
- 302...接面電容器
- 500,600,700,800,900,1000...軟切式昇壓型變換器
- 501...緩衝電感器
- 1002...返馳變換器
- 1009...三繞組變壓器
- 1012...濾波電容器
- 1100...雙迴圈控制電路
- 1117...控制器
- 1200...AC/DC昇壓型變換器
- 1207...主動型緩衝器
- 1300,1400... 單相 AC/DC 昇壓型變換器
- 1500,1600,1700... 三相 AC/DC 昇壓型變換器
- 1800...降壓型變換器
- 1807,1907,2007,2107,2207 ... 主動型緩衝器電路
- 1900...降壓/昇壓型變換器
- 2000...順向型變換器
- 2100...反馳型變換器
- 2200...雙電感器昇壓型變換器
- 2300...軟切式昇壓變換器
- 2301...雙迴路控制電路

伍、中文發明摘要：

一種軟式切換昇壓型變換器，其係包括一可提供所有半導體組件之軟切換的主動型緩衝器。明確言之，其整流器中之電流(“啟斷電流”)，係在一受控之速率下被啟斷，其主開關係在零電壓切換(ZVS)條件下使閉合，以及其主動型緩衝器之輔助開關，係在零電流切換(ZCS)條件下使斷開。結果，彼等切換損失可使降低，而具有變換效率和EMC性能方面之有益效應。

陸、英文發明摘要：

A soft-switched boost converter includes an active snubber to provide soft switching of all semiconductor components. Specifically, the current (“turn-off current”) in the rectifier is switched off at a controlled rate, the main switch is closed under zero-voltage switching (ZVS) condition, and the auxiliary switch in the active snubber is opened under zero-current switching (ZCS) condition. As a result, switching losses are reduced with beneficial effects on conversion efficiency and EMC performance.

柒、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第(1)圖。

(二)本代表圖之元件代表符號簡單說明：

100…軟切式昇壓電路	108…輔助開關
101…電壓源	109…變壓器
102…昇壓電感器	110…阻隔二極體
103…昇壓開關	111…電阻器
104…昇壓整流器	112…箝壓電容器
105…儲能電容器	113…二極體
106…負載	115…箝壓電路
107…主動型緩衝器電路	

捌、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

拾、申請專利範圍：

1. 一種具有一輸入端子和一輸出端子之電力變換器，其輸入端子係使耦合至一電源，此種電力變換器係包括：
 - 一耦合至其輸入端子之儲存電感器；
 - 5 一在運作上可使其儲存電感器充電及放電之第一開關；
 - 一包括一第二開關之主動型緩衝器，其係耦合至一在其第一和第二開關之切換周期中大體上不變的參考電壓；
 - 一可在運作上耦合至其儲存電感器、主動型緩衝器、和輸出端子而使能量自其儲存電感器轉移至其輸出
 - 10 端子之整流器；和
 - 一控制電路，其可提供一些控制信號，來控制其第一和第二開關在其切換周期中之運作，以使其第二開關閉合，藉以使其整流器內之電流，自此整流器轉向至其主動型緩衝器，以便容許其第一開關在一大體為零之電
 - 15 壓條件下閉合，以及接著容許其第二開關在一大體為零之電流條件下斷開。
2. 如申請專利範圍第1項之電力變換器，其中之參考電壓，係由其輸出端子處之電壓來提供。
- 20 3. 如申請專利範圍第1項之電力變換器，其中之參考電壓，係由其輸入端子處之電壓來提供。
4. 如申請專利範圍第1項之電力變換器，其中之參考電壓，係由其儲存電感器之一端子來提供。
5. 如申請專利範圍第1項之電力變換器，其中之參考電

壓，係由其電源之一負軌條來提供。

6. 如申請專利範圍第1項之電力變換器，其中之電力變換器，係配置為一昇壓型變換器。
7. 如申請專利範圍第1項之電力變換器，其中之電力變換器，係配置為一順向型變換器。
8. 如申請專利範圍第1項之電力變換器，其中之電力變換器，係配置為一降壓型變換器。
9. 如申請專利範圍第1項之電力變換器，其中之電力變換器，係配置為一降壓/昇壓型變換器。
10. 如申請專利範圍第1項之電力變換器，其中之電力變換器，係配置為一雙電感器昇壓型變換器。
11. 如申請專利範圍第1項之電力變換器，其中之主動型緩衝器，係由一箝壓電路所組成。
12. 如申請專利範圍第11項之電力變換器，其中進一步係包括一耦合在其儲存電感器與箝壓電路間之緩衝電感器。
13. 如申請專利範圍第11項之電力變換器，其中之箝壓電路係包括：
 - 一變壓器；
 - 一電容器；和
 - 一電阻器。
14. 如申請專利範圍第13項之電力變換器，其中之變壓器，係由一在其初級繞組與次級繞組間具有小於0.5之匝數比的變壓器所組成。
15. 如申請專利範圍第13項之電力變換器，其中之變壓器，係

具有一可決定其整流器內之電流的變化率之漏電容值。

16. 如申請專利範圍第15項之電力變換器，其中之整流器內的電流之變化率，大體上係不變。
17. 如申請專利範圍第11項之電力變換器，其中之主動型緩衝器，係由一隔離式電源供應器所組成。
18. 如申請專利範圍第17項之電力變換器，其中之控制電路，可接收其隔離式電源供應器之輸出電壓作為一輸入，藉以獨立於其輸出端子處之電壓，來調節其隔離式電源供應器之輸出電壓。
19. 如申請專利範圍第18項之電力變換器，其中進一步係包括一耦合在其變壓器繞組與其電源之負軌條間的輔助開關。
20. 如申請專利範圍第1項之電力變換器，其中之第一開關，係由一絕緣式閘極雙極性電晶體所組成，以及其主動型緩衝器，係使連接在其絕緣式閘極雙極性電晶體之兩端。
21. 如申請專利範圍第20項之電力變換器，其中有一反並聯二極體，係設置在其絕緣式閘極雙極性電晶體之兩端。
22. 如申請專利範圍第1項之電力變換器，其中之第二開關，係由一絕緣式閘極雙極性電晶體所組成。
23. 如申請專利範圍第1項之電力變換器，其中之電源係由一AC電源所組成。
24. 如申請專利範圍第23項之電力變換器，其中之第一開關和整流器，係一全波整流器之零件。
25. 如申請專利範圍第1項之電力變換器，其中之電源可提

供一單相電壓。

26. 如申請專利範圍第1項之電力變換器，其中之電源可提供三相電壓。

27. 一種可用以在一具有一輸入端子和一輸出端子之電力變換器中做電力調節的方法，其輸入端子係使耦合至一
5 電源，此種方法係包括：

設置一耦合至其輸入端子之儲存電感器；

耦合一可使其儲存電感器充電及放電之第一開關；

設置一包括一第二開關之主動型緩衝器，此主動型
10 緩衝器，係耦合至一在其第一和第二開關之切換周期中大體上不變的參考電壓；

使一整流器耦合至其儲存電感器、主動型緩衝器、
和輸出端子，藉以使能量自其儲存電感器，轉移至其輸出
端子；以及

15 控制其第一和第二開關在其切換周期中之運作，以使其第二開關閉合，藉以使其整流器內之電流，自此整流器轉向至其主動型緩衝器，以便容許其第一開關，在一大體為零之電壓條件下閉合，以及接著容許其第二開關，在一大體為零之電流條件下斷開。

20 28. 如申請專利範圍第27項之方法，其中係進一步將其輸出端子處之電壓，設置為其參考電壓。

29. 如申請專利範圍第27項之方法，其中係進一步將其輸入端子處之電壓，設置為其參考電壓。

30. 如申請專利範圍第27項之方法，其中係進一步將其儲存

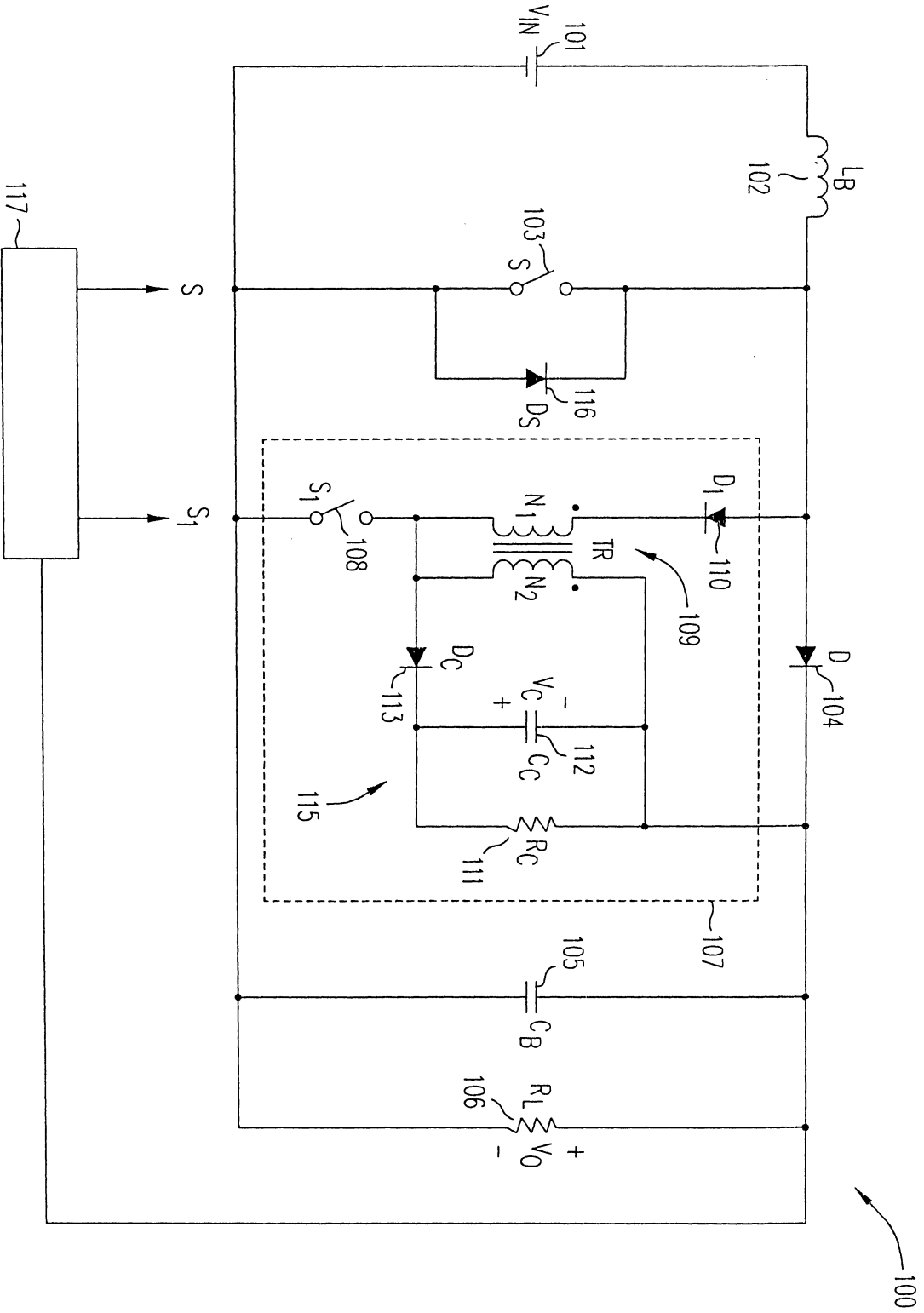
電感器之一端子的電壓，設置為其參考電壓。

31. 如申請專利範圍第27項之方法，其中係進一步將電源之一負軌條處的電壓，設置為其參考電壓。
32. 如申請專利範圍第27項之方法，其中係進一步包括將其
5 電力變換器，配置成一昇壓型變換器。
33. 如申請專利範圍第27項之方法，其中係進一步包括將其
電力變換器，配置成一順向型變換器。
34. 如申請專利範圍第27項之方法，其中係進一步包括將其
電力變換器，配置成一降壓型變換器。
- 10 35. 如申請專利範圍第27項之方法，其中係進一步包括將其
電力變換器，配置成一降壓/昇壓型變換器。
36. 如申請專利範圍第27項之方法，其中係進一步包括將其
電力變換器，配置成一雙電感器昇壓型變換器。
37. 如申請專利範圍第27項之方法，其中係進一步包括在其
15 主動型緩衝器內，設置一箝壓電路。
38. 如申請專利範圍第36項之方法，其中係進一步包括一耦
合在其儲存電感器與箝壓電路間之緩衝器。
39. 如申請專利範圍第36項之方法，其中係進一步包括在其
箝壓電路內，設置一變壓器、一電容器、和一電阻器。
- 20 40. 如申請專利範圍第39項之方法，其中之變壓器，係在其
初級繞組與次級繞組間，設置小於0.5之匝數比。
41. 如申請專利範圍第39項之方法，其中之變壓器，係具有
一可決定其整流器內之電流的變化率之漏電容值。
42. 如申請專利範圍第41項之方法，其中之整流器內的電流

之變化率，大體上係不變。

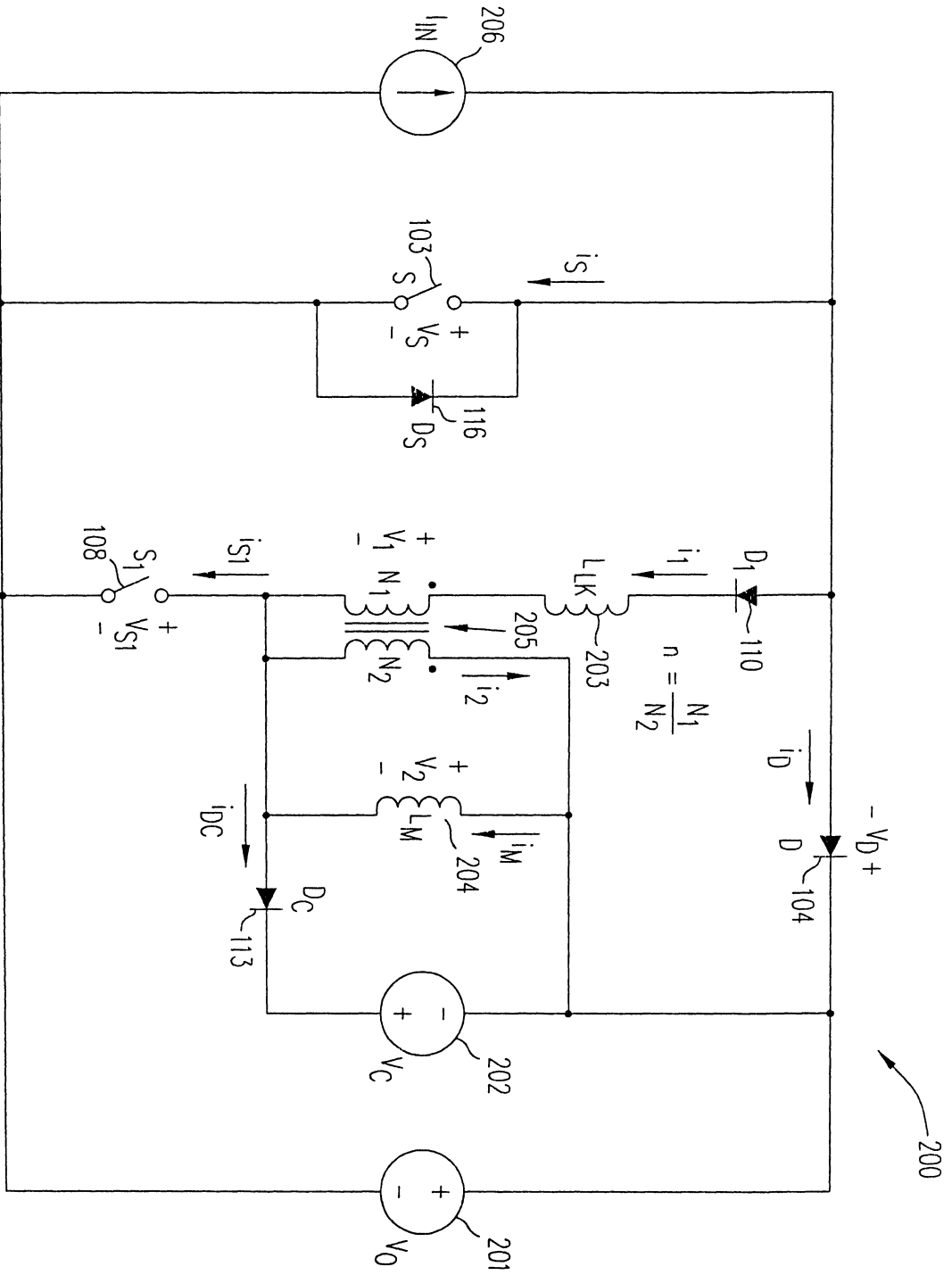
43. 如申請專利範圍第36項之方法，其中係進一步包括在其主動型緩衝器內，設置一隔離式電源供應器。
44. 如申請專利範圍第43項之方法，其中之控制，係包括接收其隔離式電源供應器之輸出電壓作為一輸入，藉以獨立於其輸出端子處之電壓，來調節其隔離式電源供應器之輸出電壓。
45. 如申請專利範圍第44項之方法，其中係進一步包括一耦合在其變壓器繞組與其電源之負軌條間的輔助開關。
- 10 46. 如申請專利範圍第27項之方法，其中之第一開關，係由一絕緣式閘極雙極性電晶體來提供，以及其主動型緩衝器，係使連接在其絕緣式閘極雙極性電晶體之兩端。
47. 如申請專利範圍第46項之方法，其中之反並聯二極體，係設置在其絕緣式閘極雙極性電晶體之兩端。
- 15 48. 如申請專利範圍第27項之方法，其中之第二開關，係由一絕緣式閘極雙極性電晶體所組成。
49. 如申請專利範圍第27項之方法，其中之電源係由一AC電源所組成。
50. 如申請專利範圍第49項之方法，其中之第一開關和整流器，係設置在一全波整流器內。
- 20 51. 如申請專利範圍第49項之方法，其中之電源可提供一單相電壓。
52. 如申請專利範圍第49項之方法，其中之電源可提供一三相電壓。

93108751

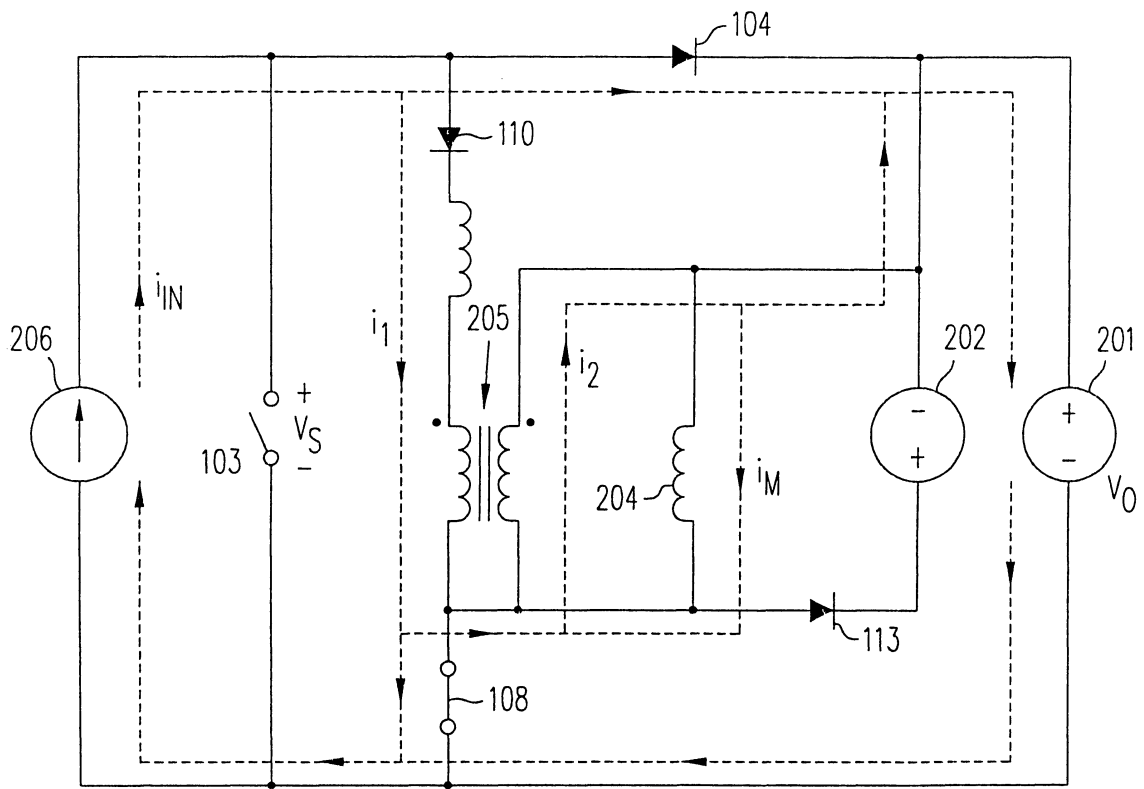


第 1 圖

93108751

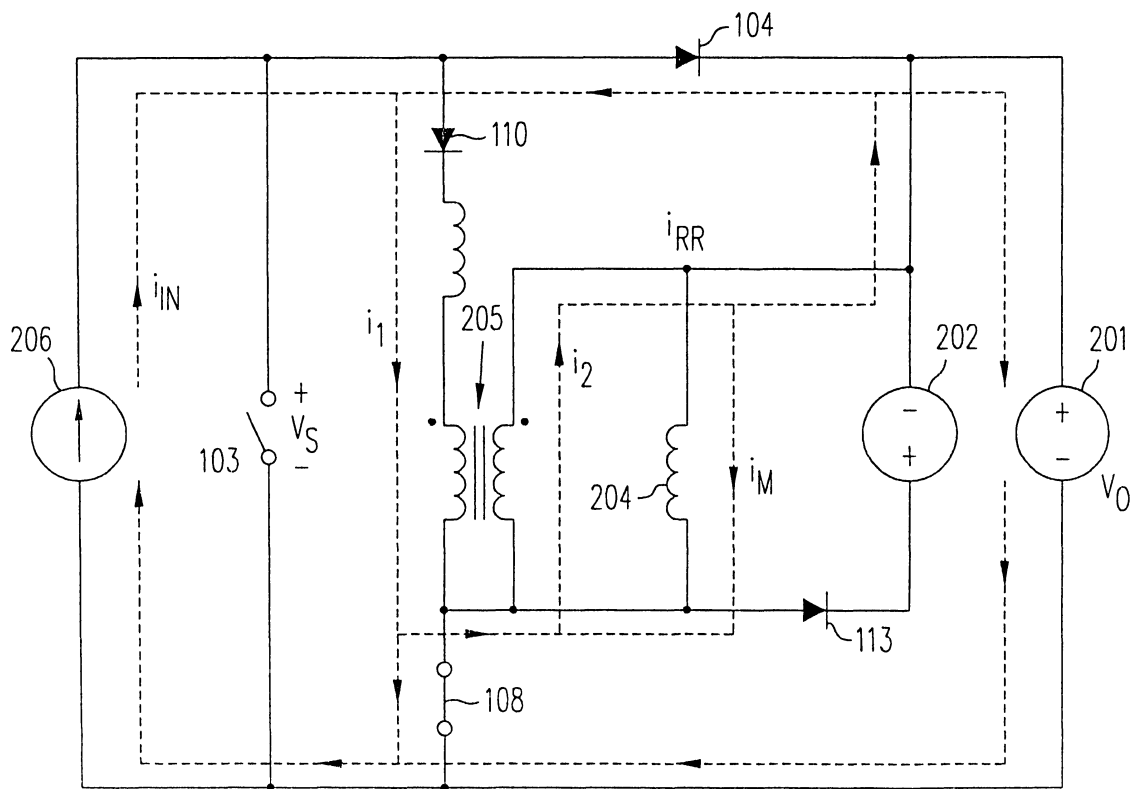


第 2 圖



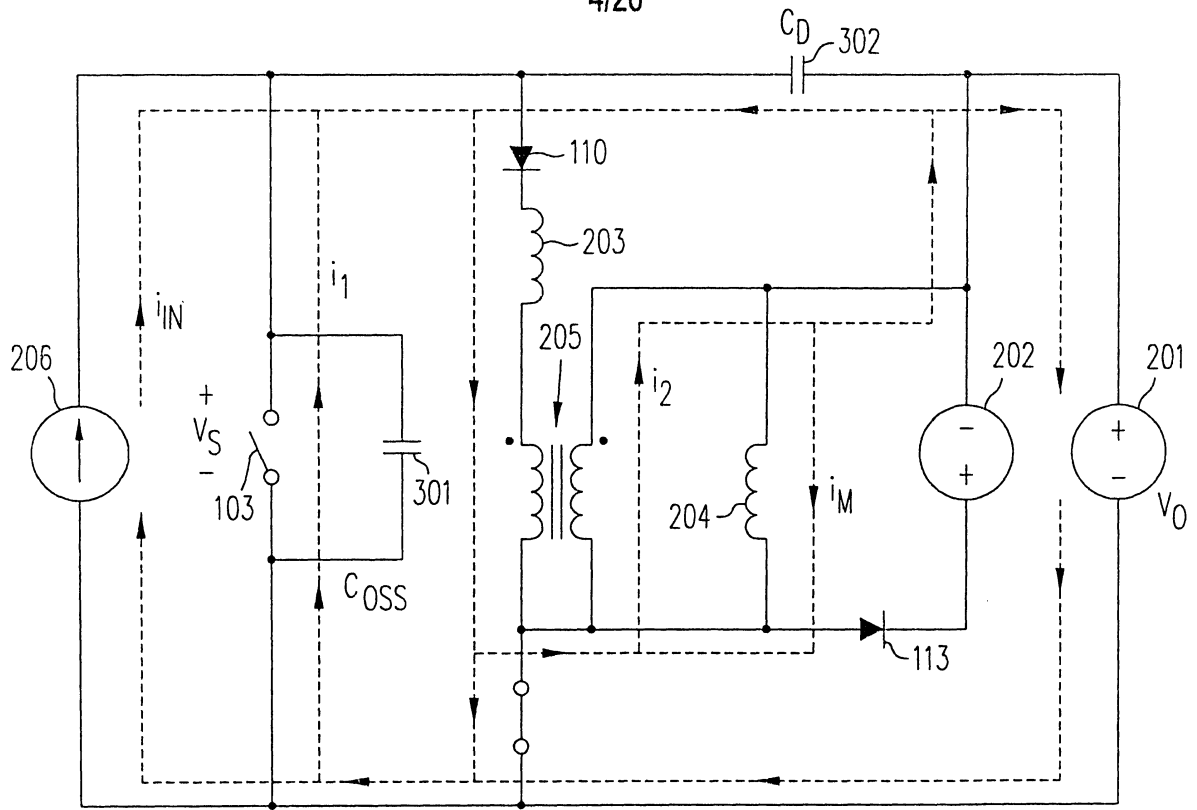
$[T_0 - T_1]$

第 3a 圖



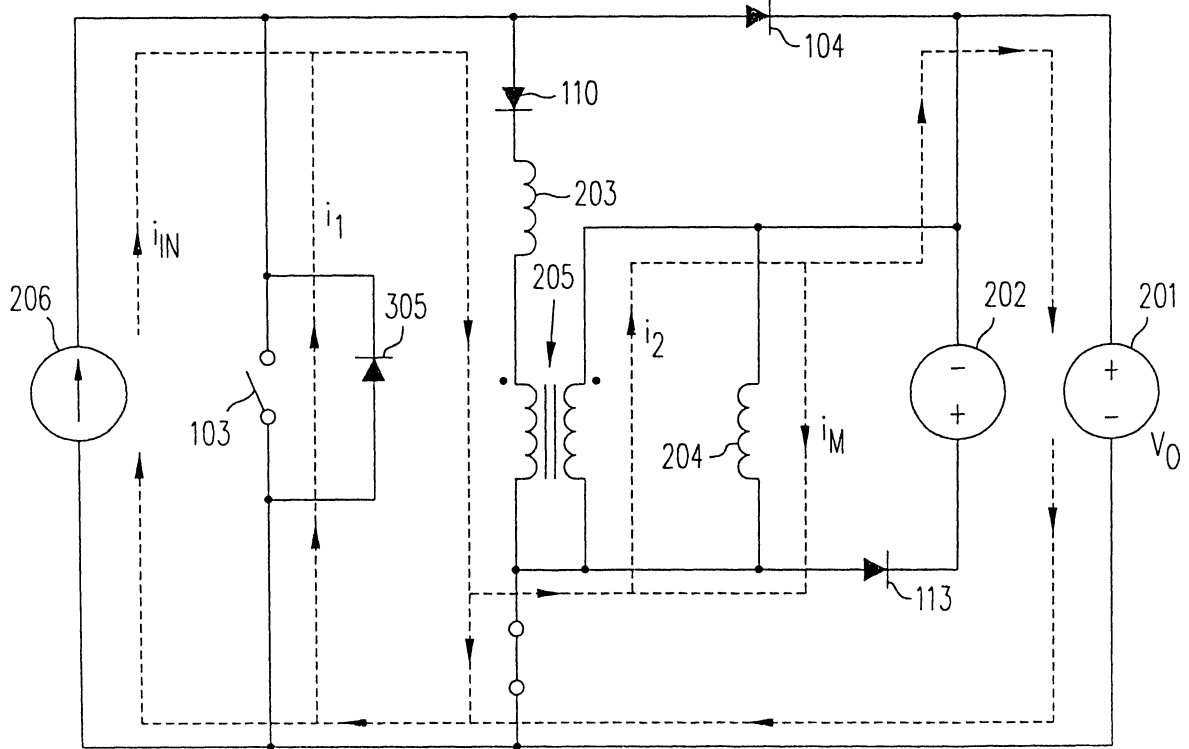
$[T_1 - T_2]$

第 3b 圖



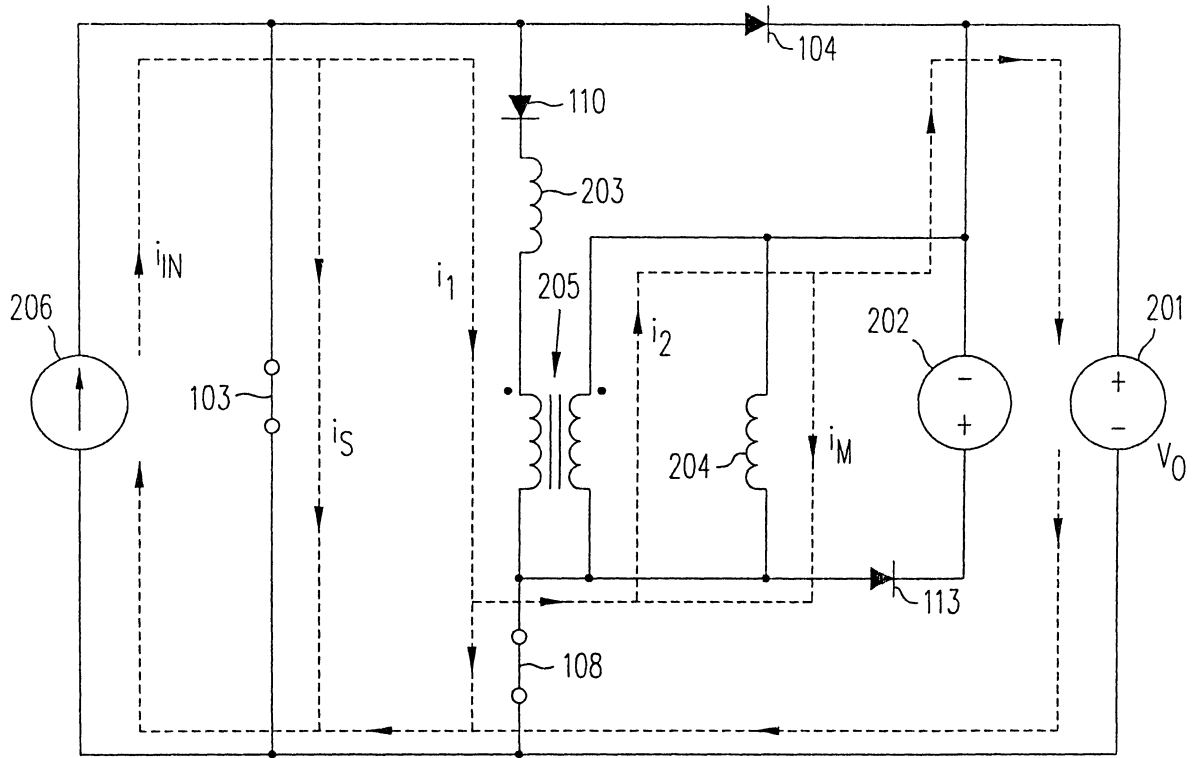
$[T_2 - T_3]$

第 3c 圖



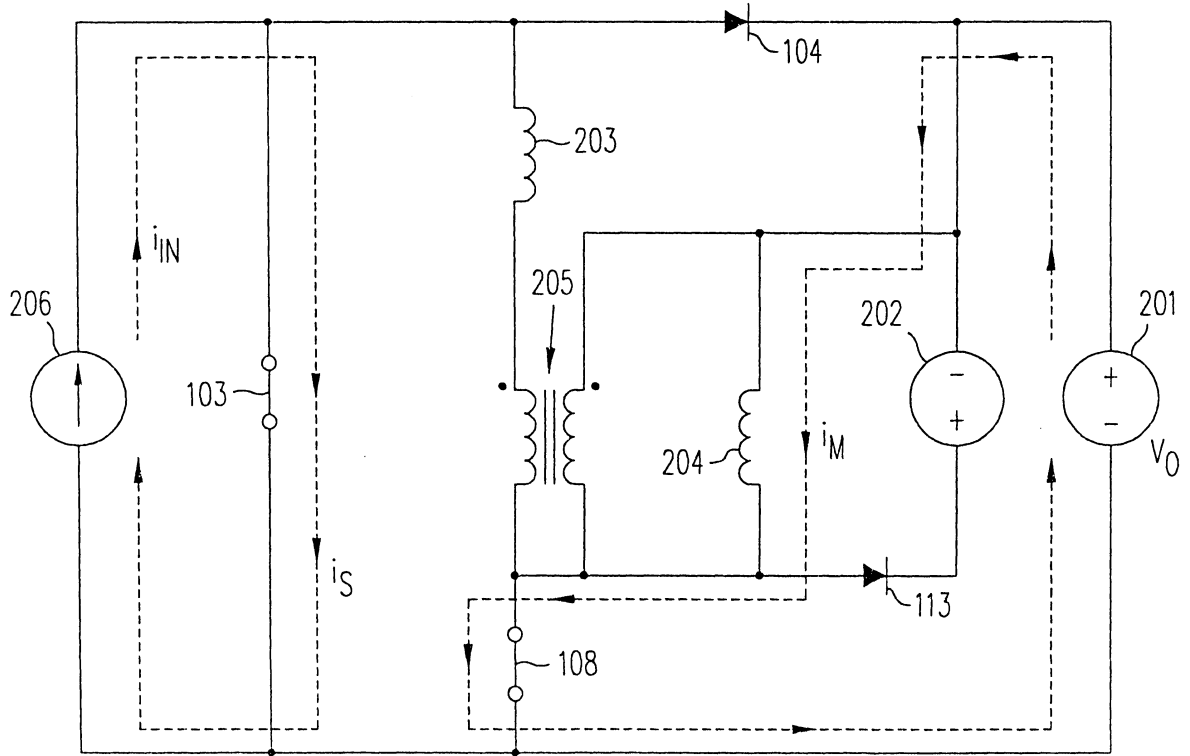
$[T_3 - T_4]$

第 3d 圖



$[T_4 - T_5]$

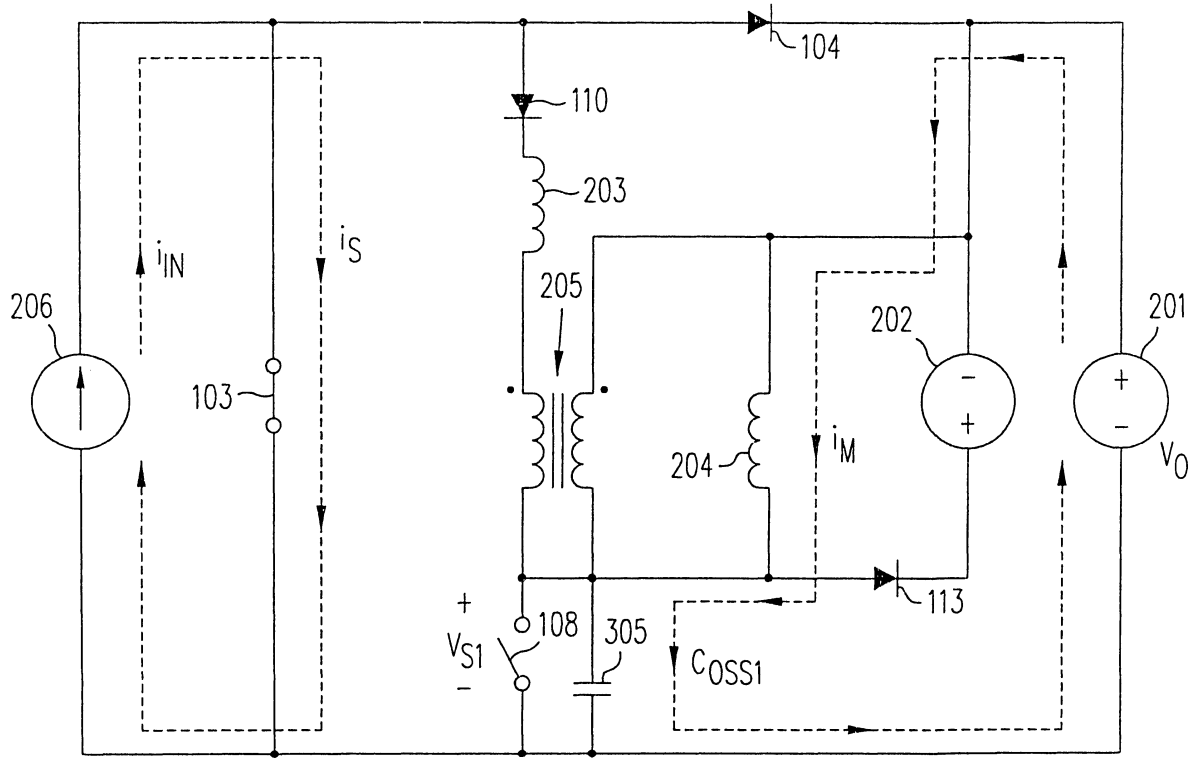
第 3e 圖



$[T_5 - T_6]$

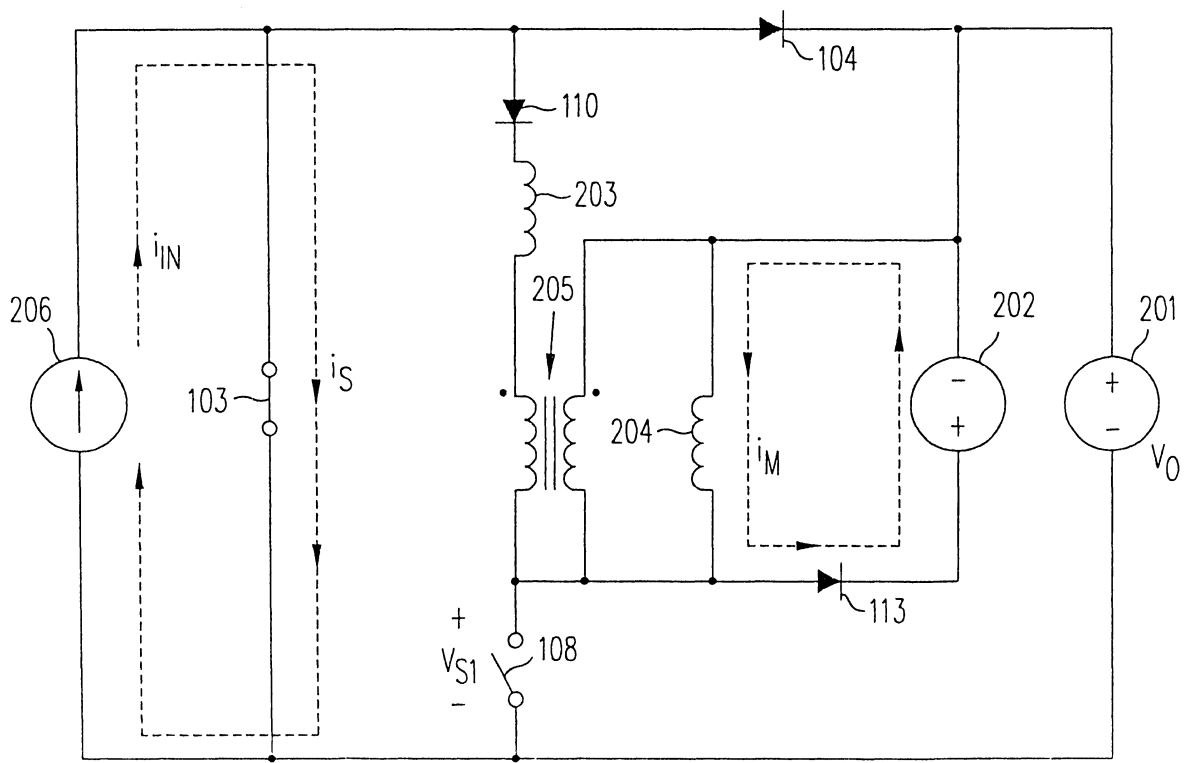
第 3f 圖

6/26



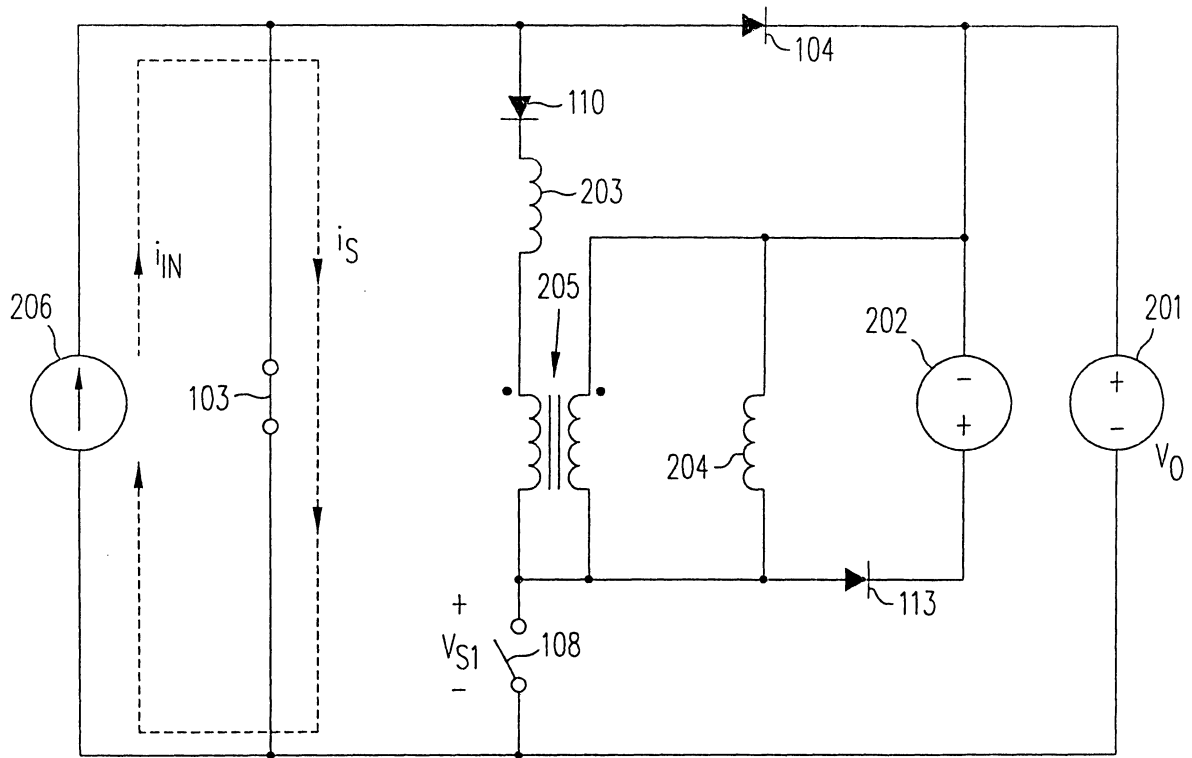
$[T_6-T_7]$

第 3g 圖



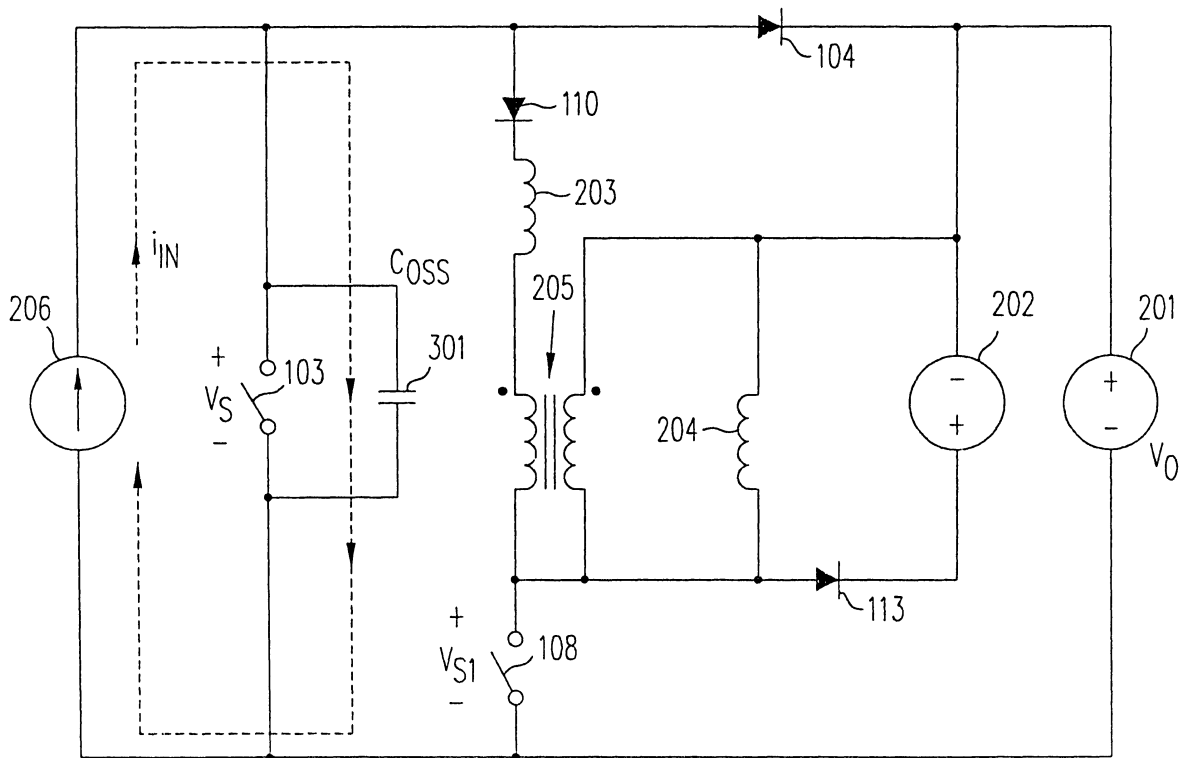
$[T_7-T_8]$

第 3h 圖



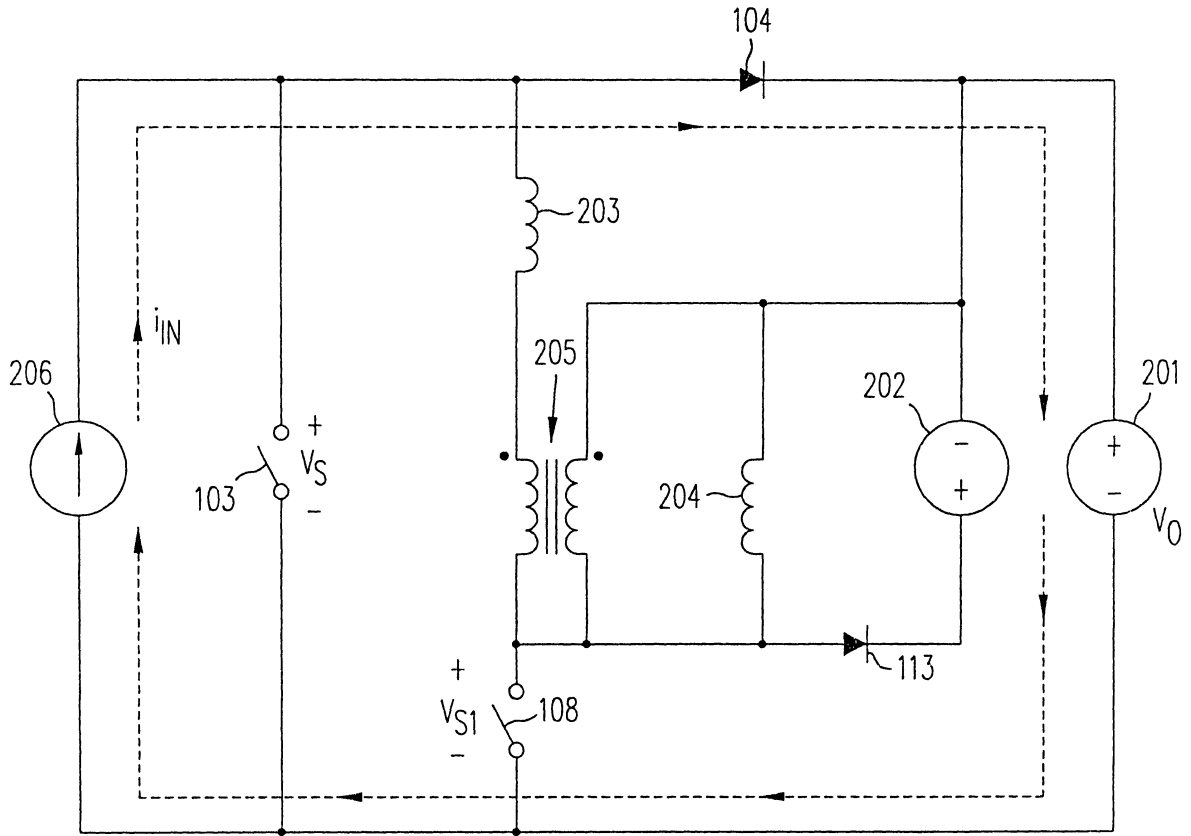
$[T_8 - T_9]$

第 3i 圖



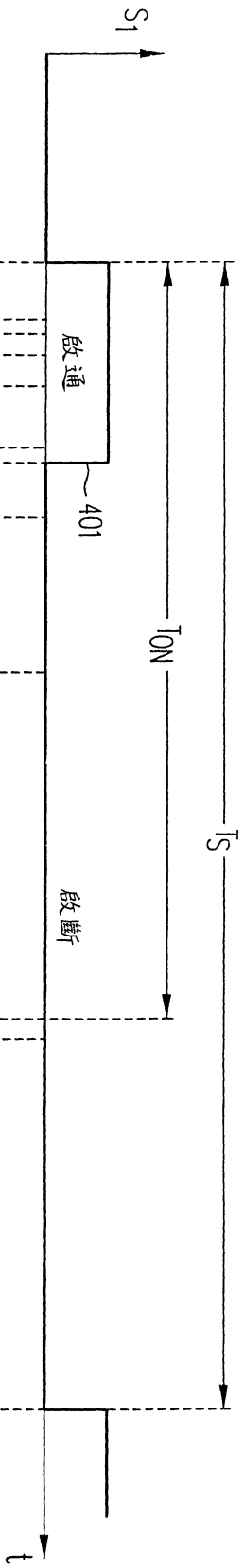
$[T_9 - T_{10}]$

第 3j 圖

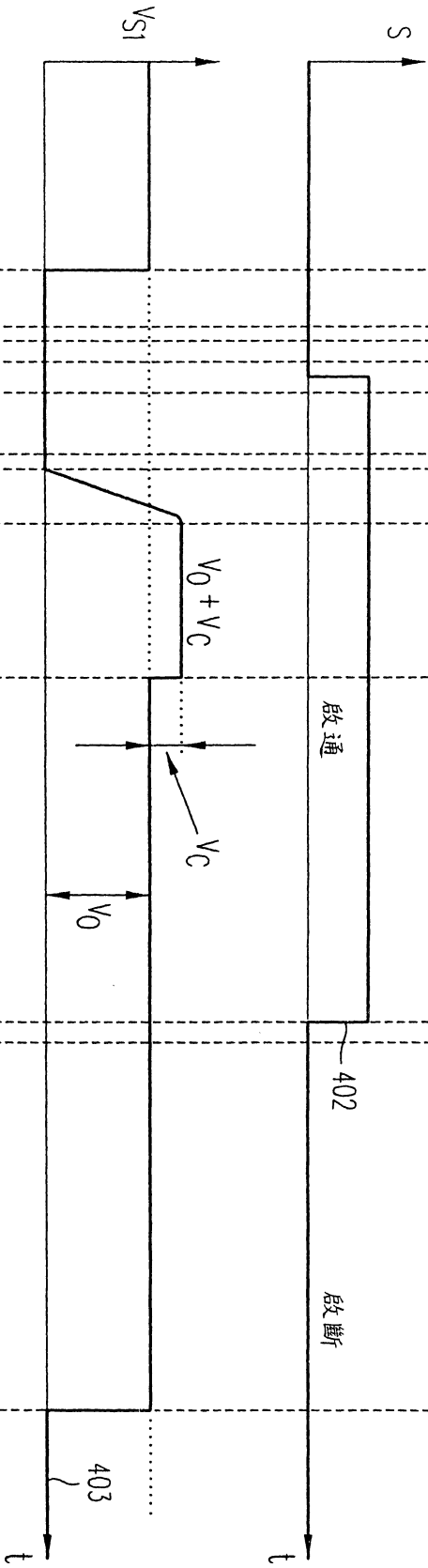


$[T_{10}-T_{11}]$

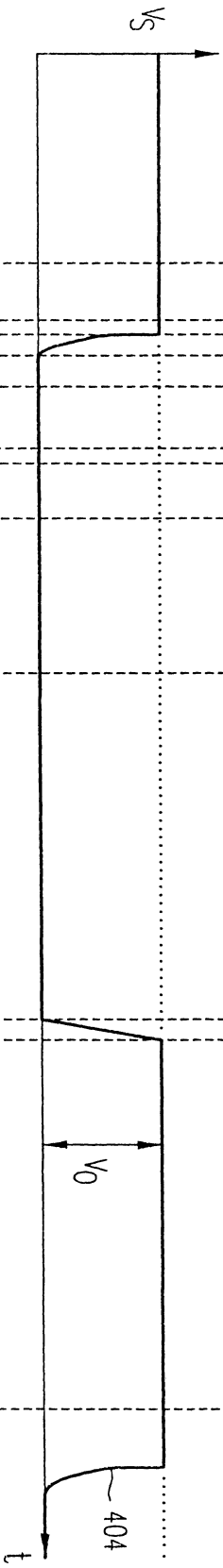
第 3k 圖



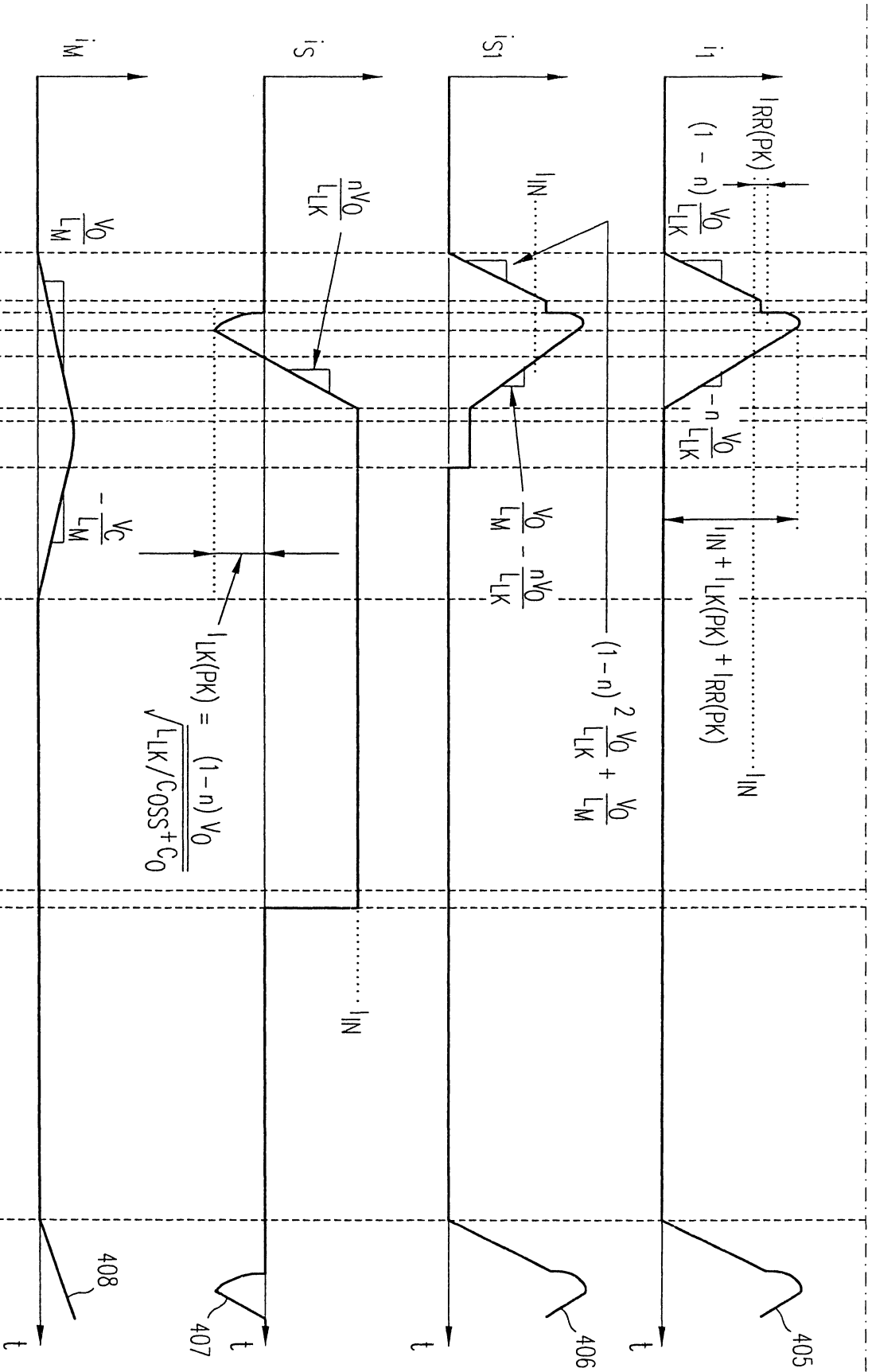
第 4a 圖



第 4c 圖



第 4d 圖



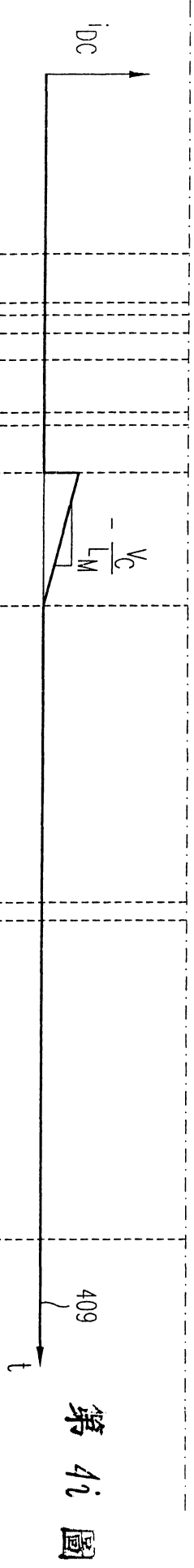
第 4e 圖

第 4f 圖

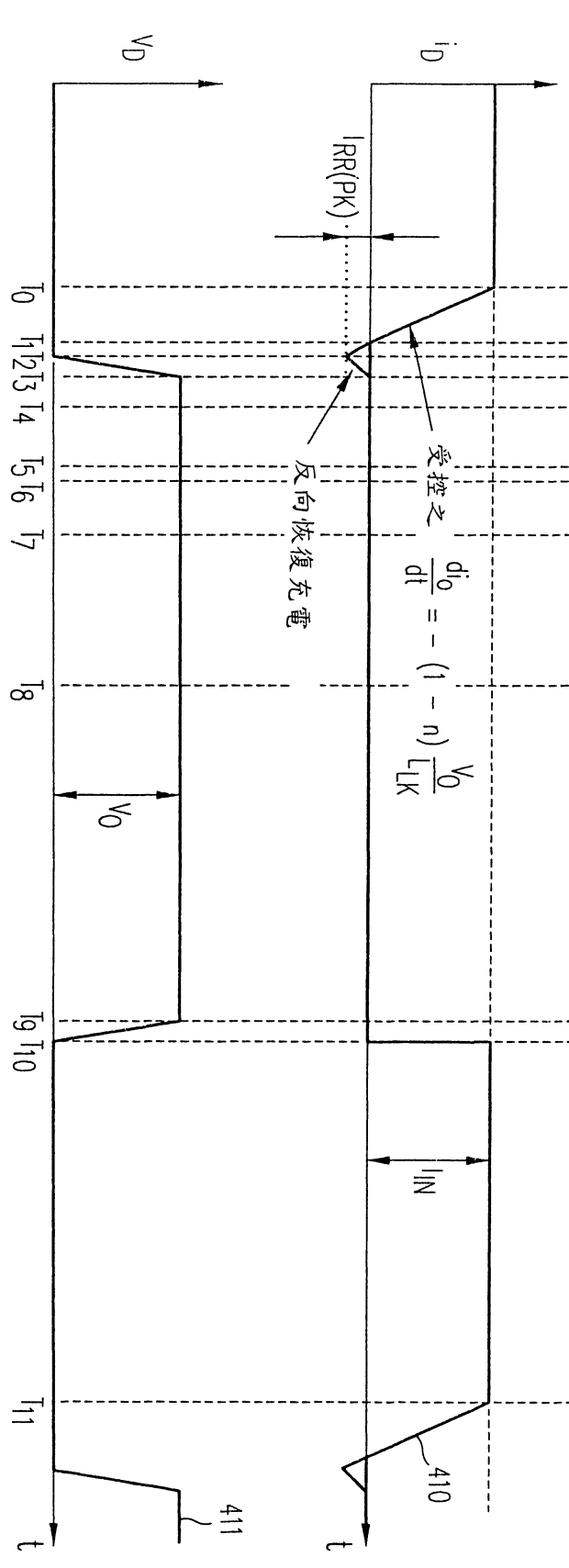
第 4g 圖

第 4h 圖

10/26



第 4i 圖



第 4j 圖

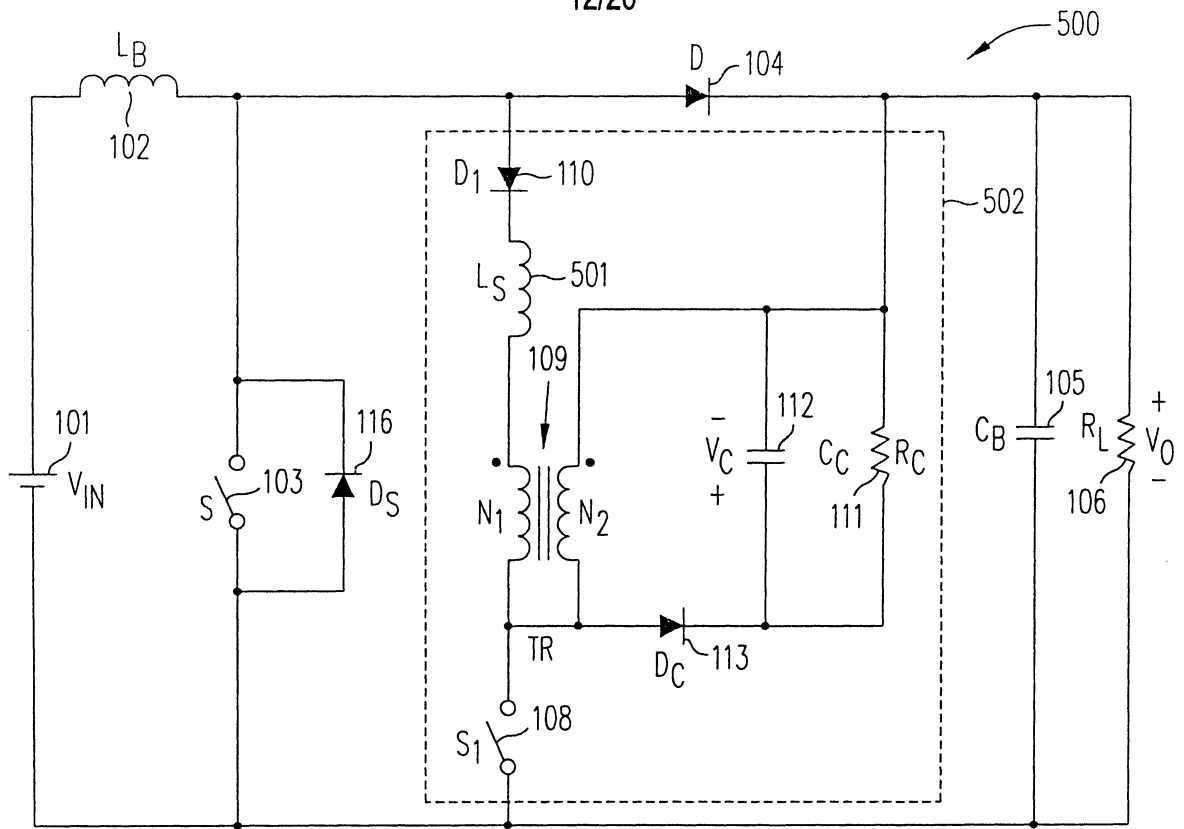
第 4k 圖

11/26

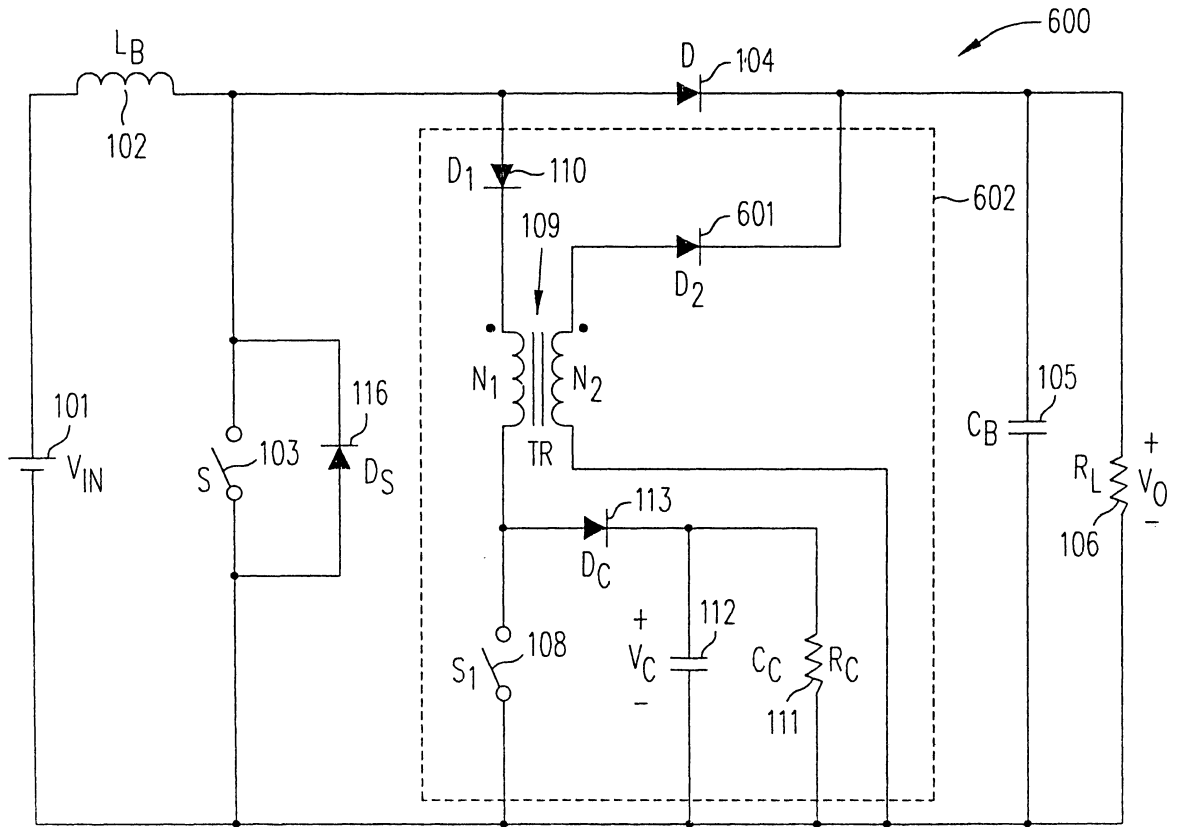
第 4a 圖至第 4d 圖
第 4e 圖至第 4h 圖
第 4i 圖至第 4k 圖

第 4 圖

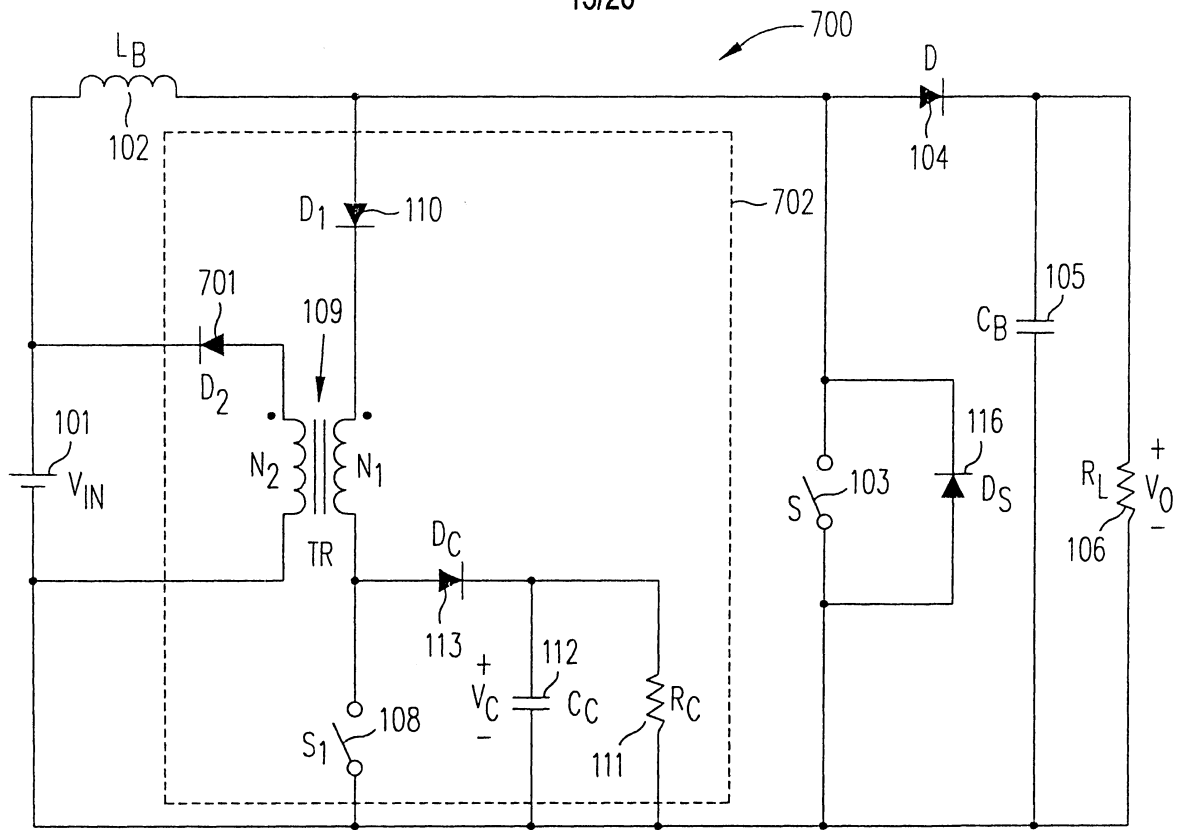
12/26



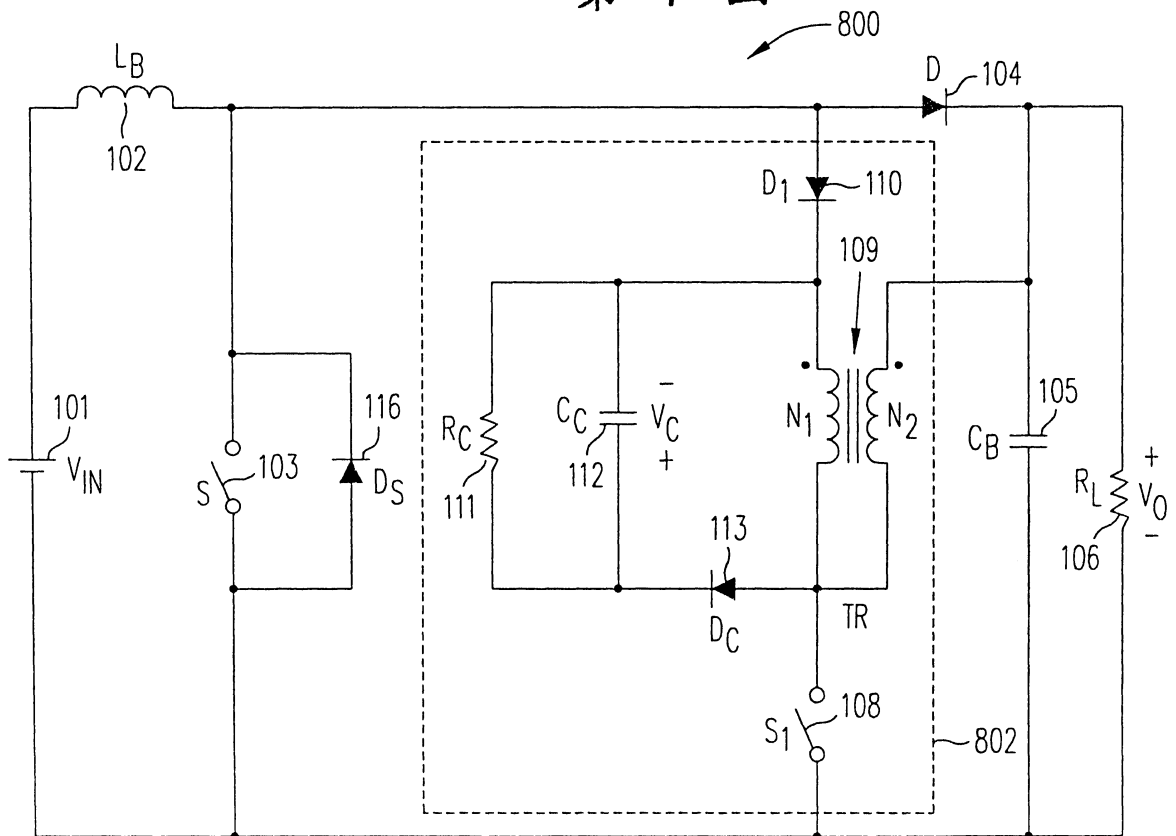
第 5 圖



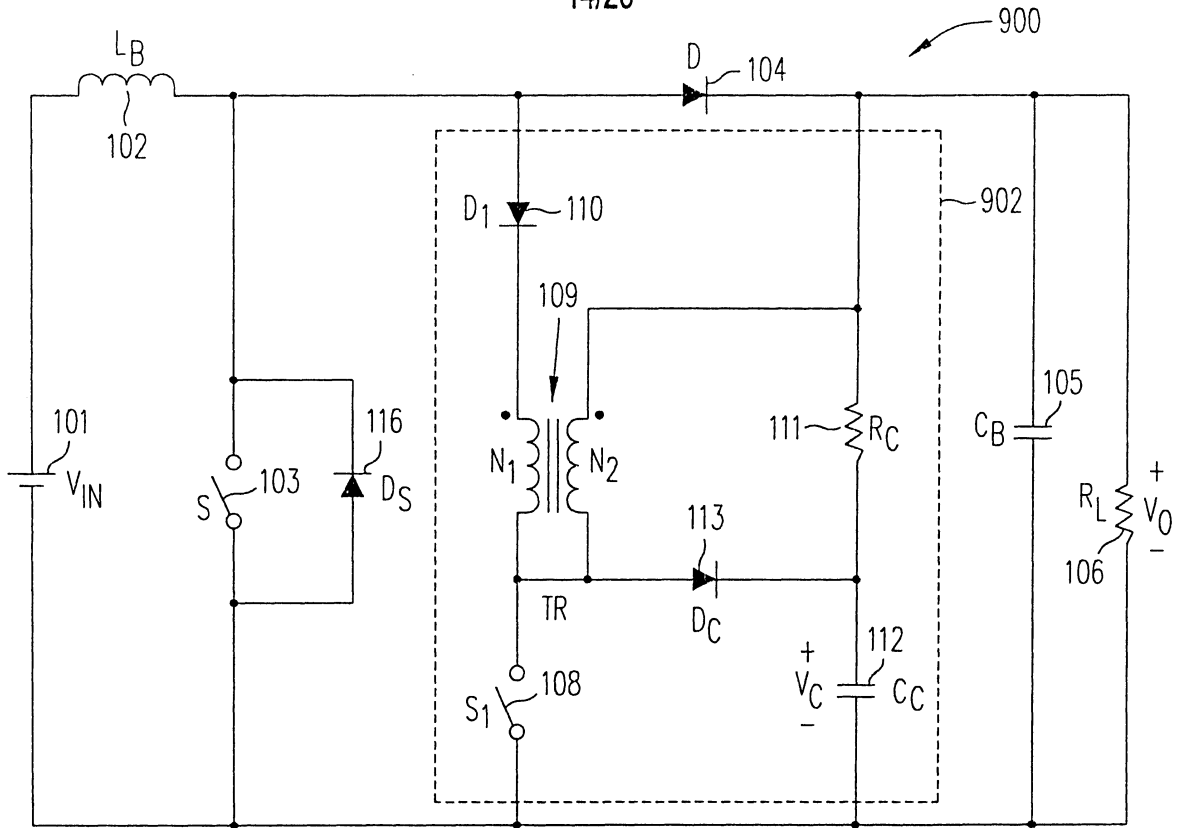
第 6 圖



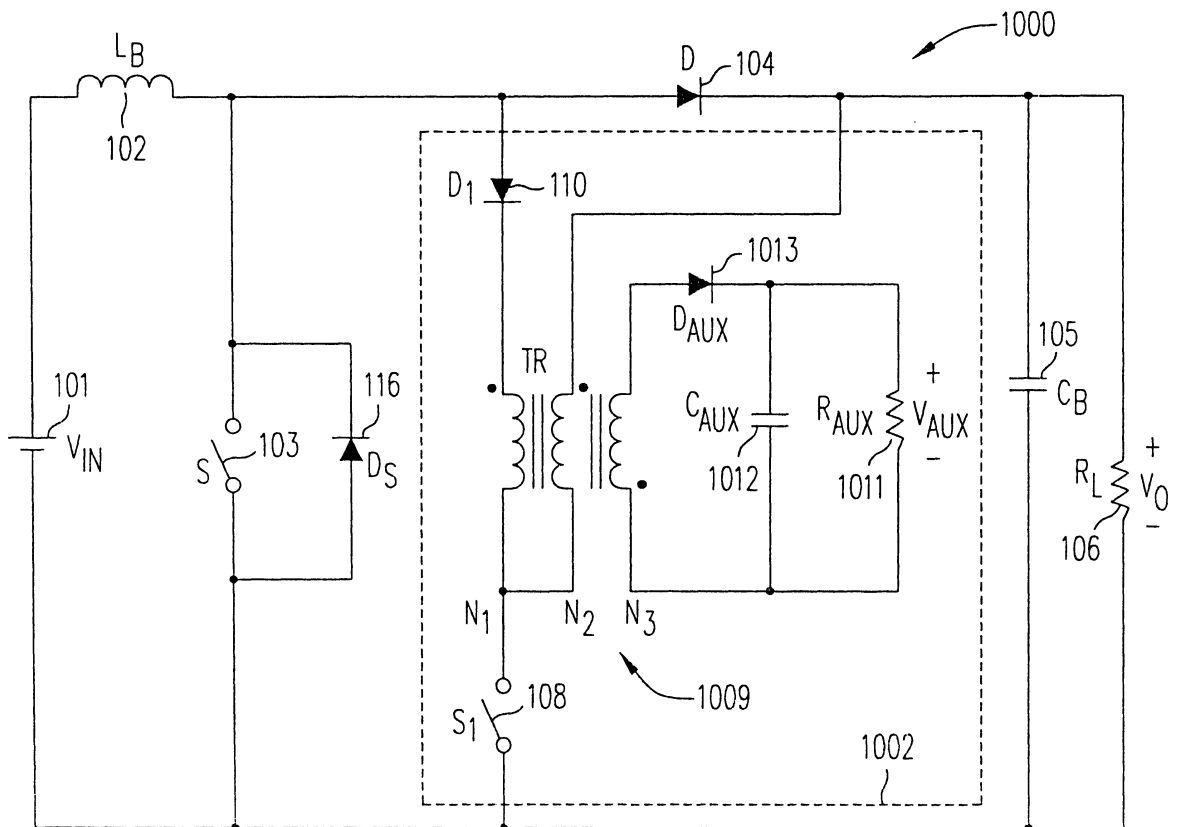
第 7 圖



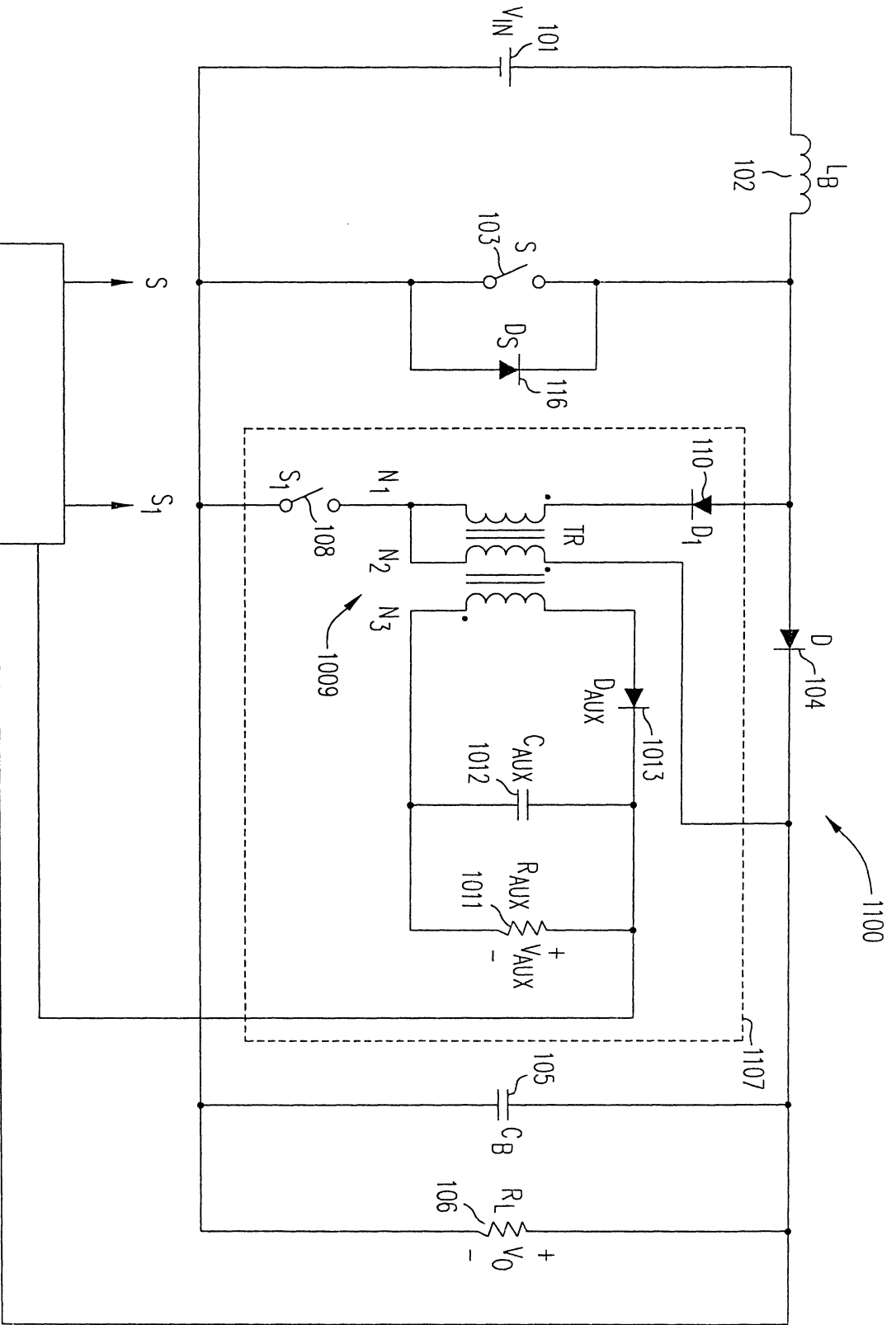
第 8 圖



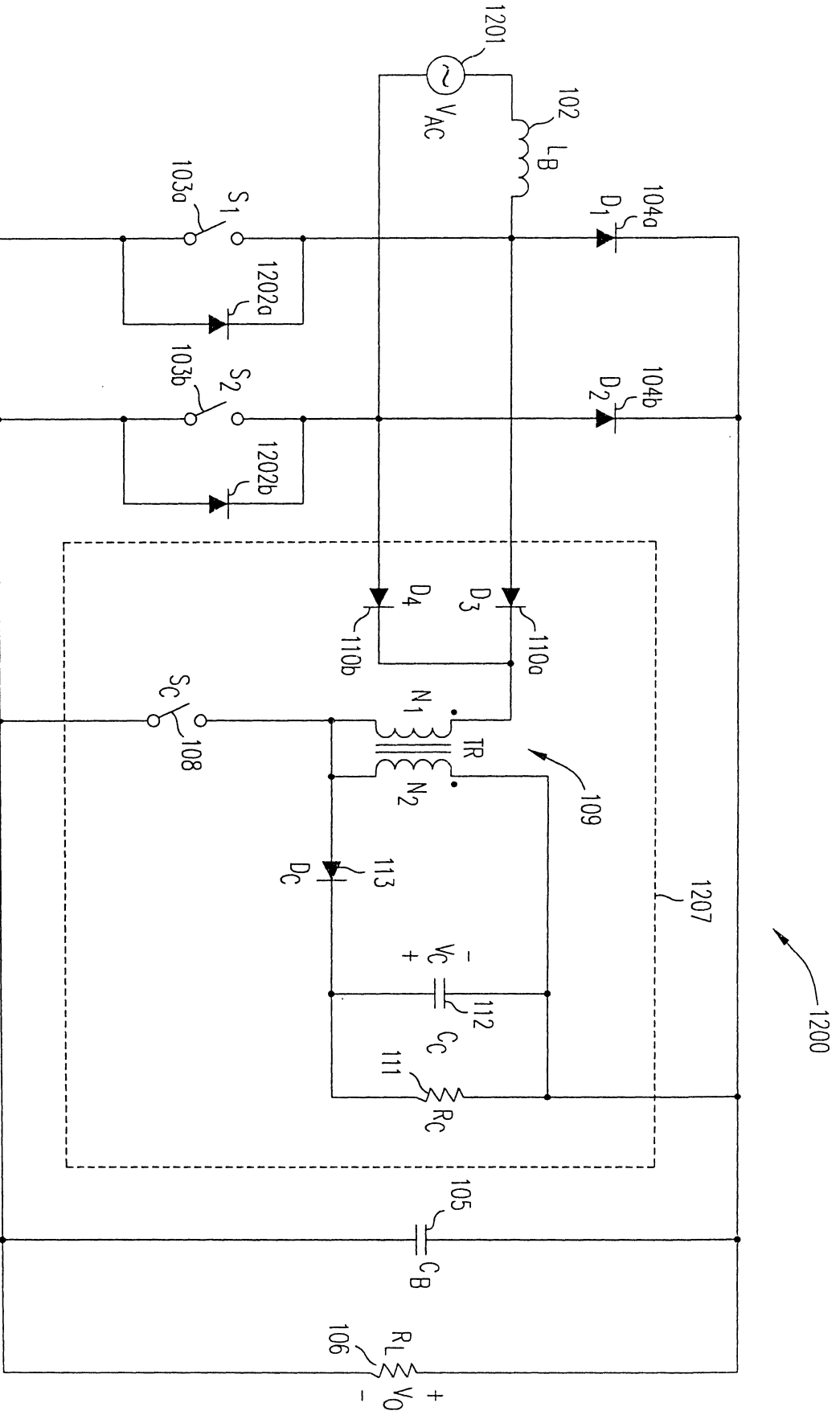
第 9 圖



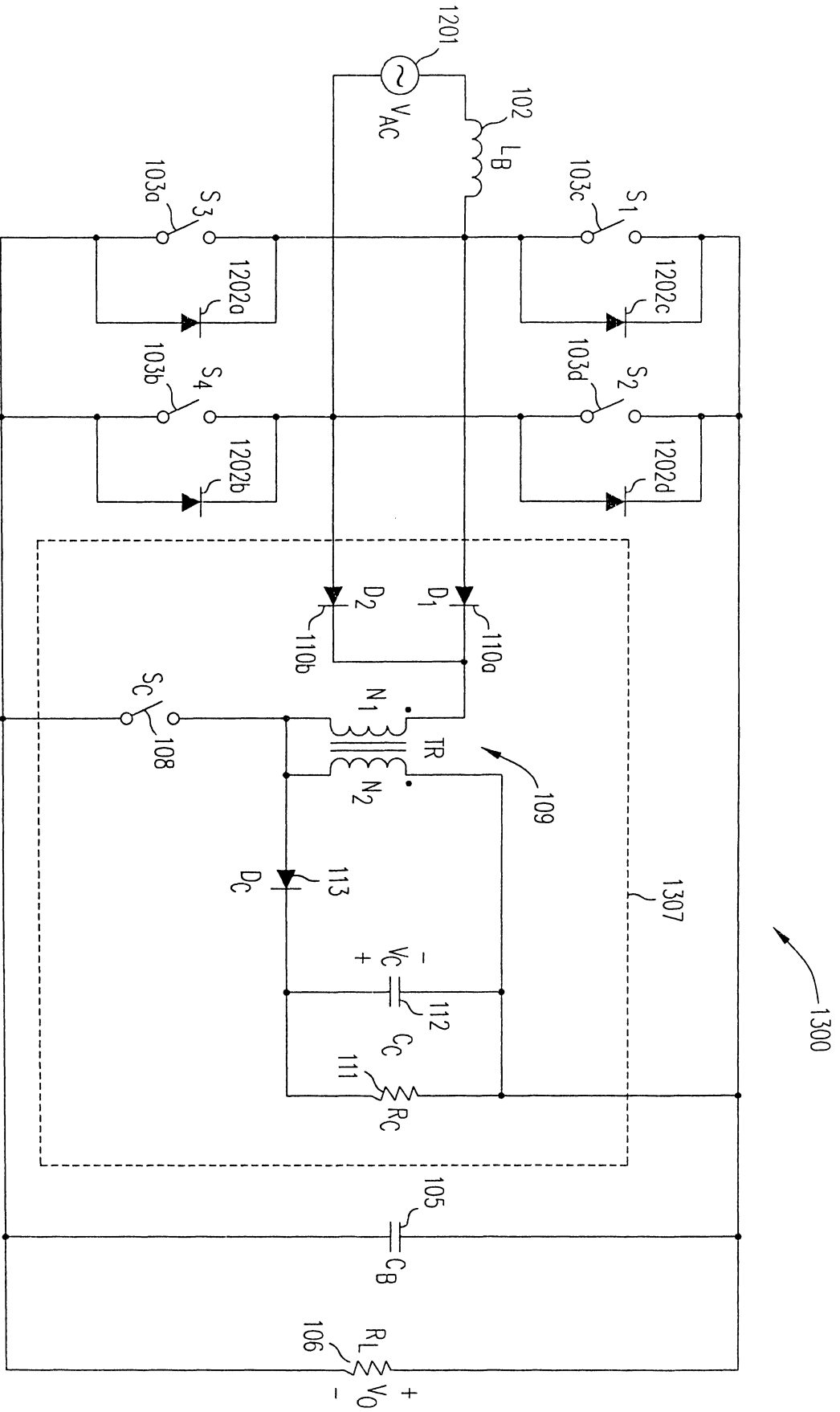
第 10 圖



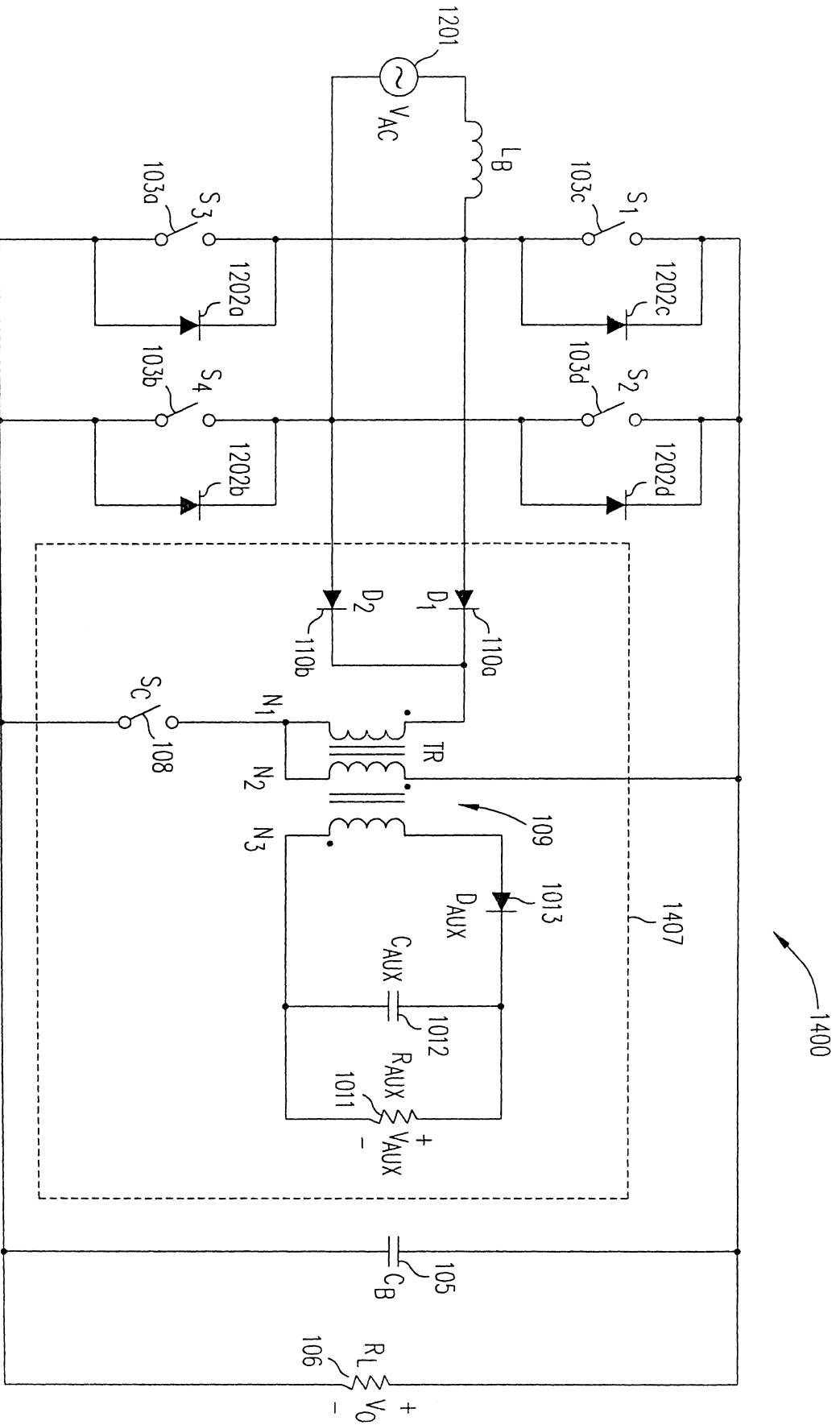
第 11 圖



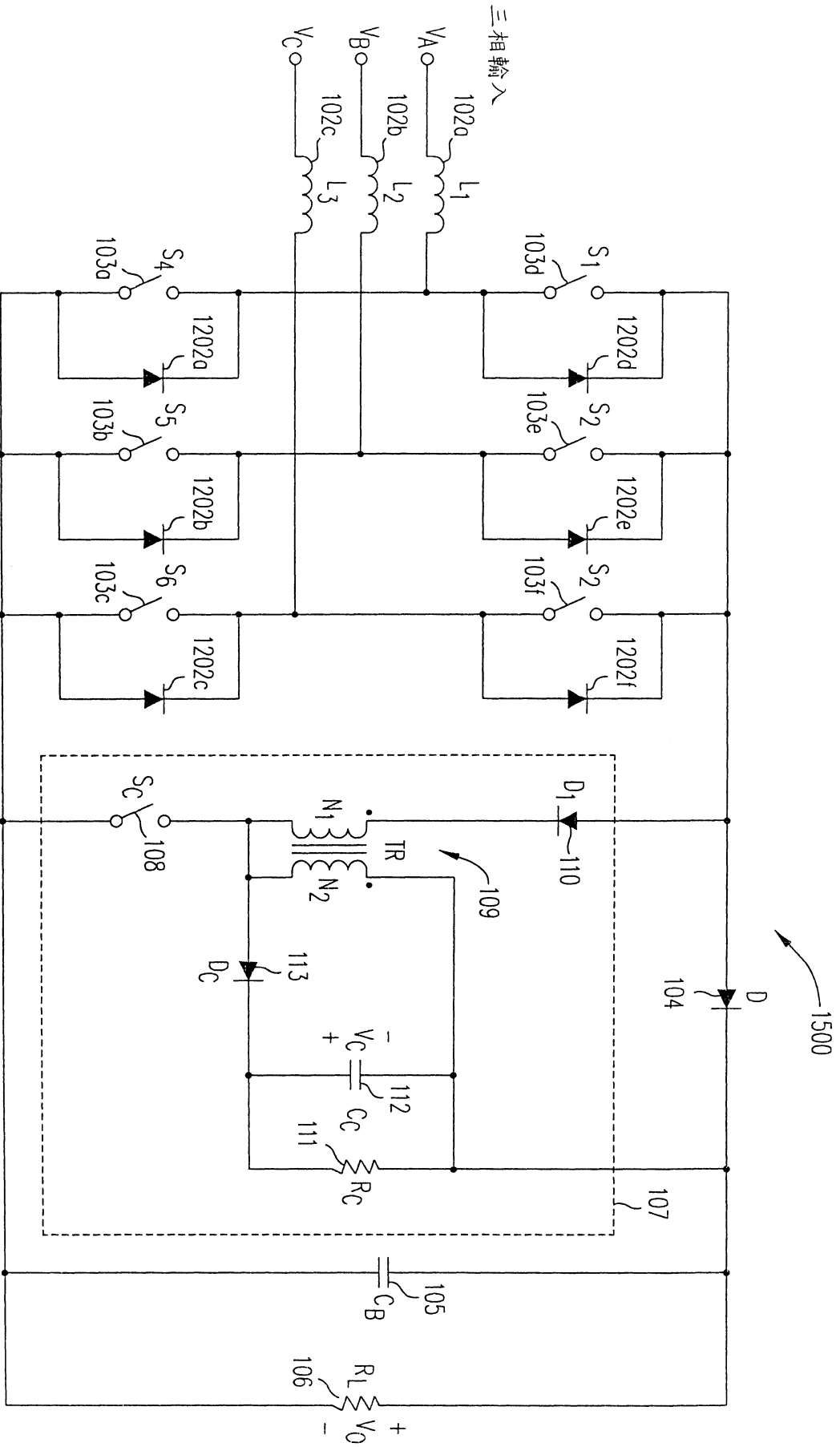
第 12 圖



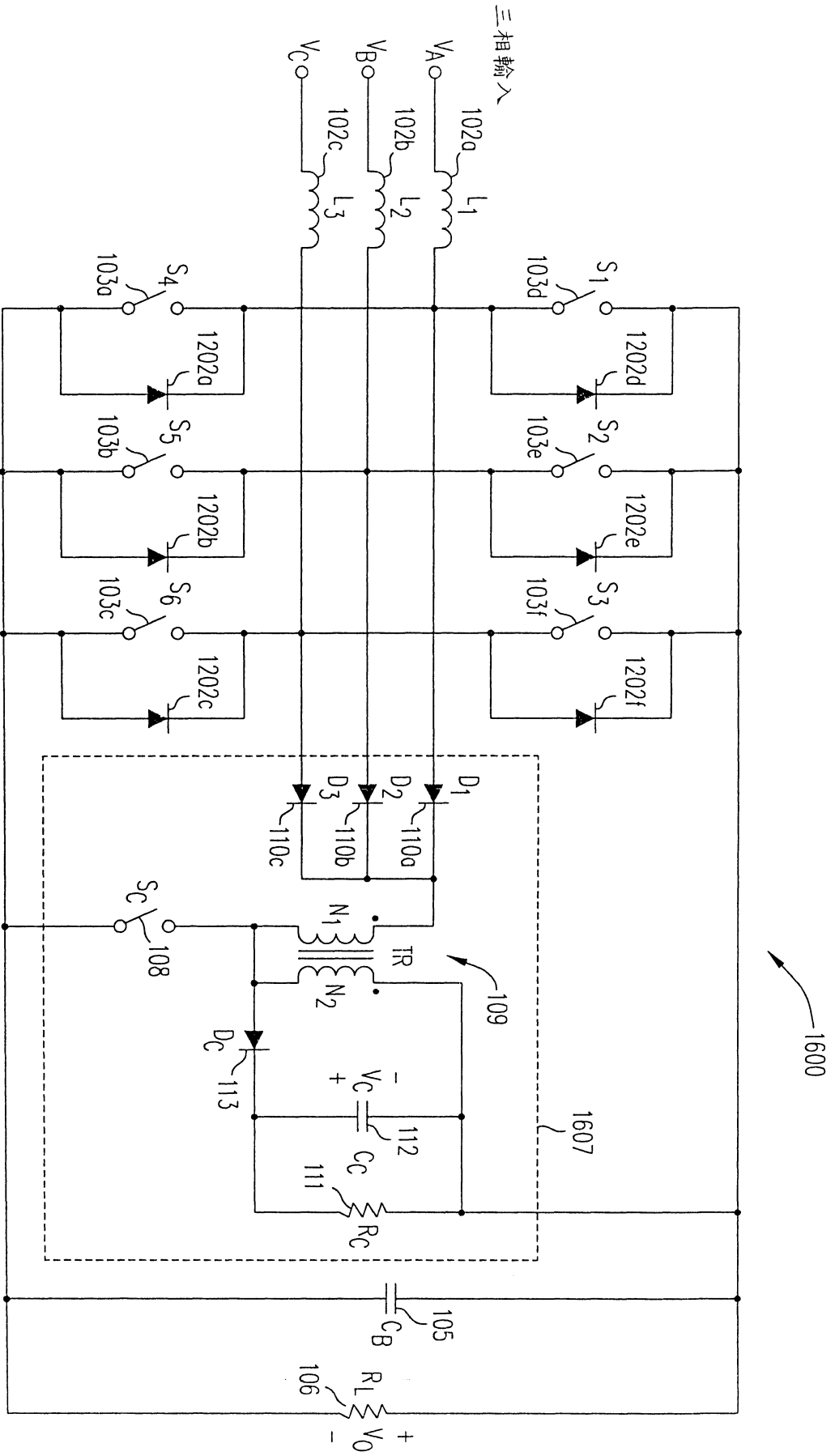
第 13 圖



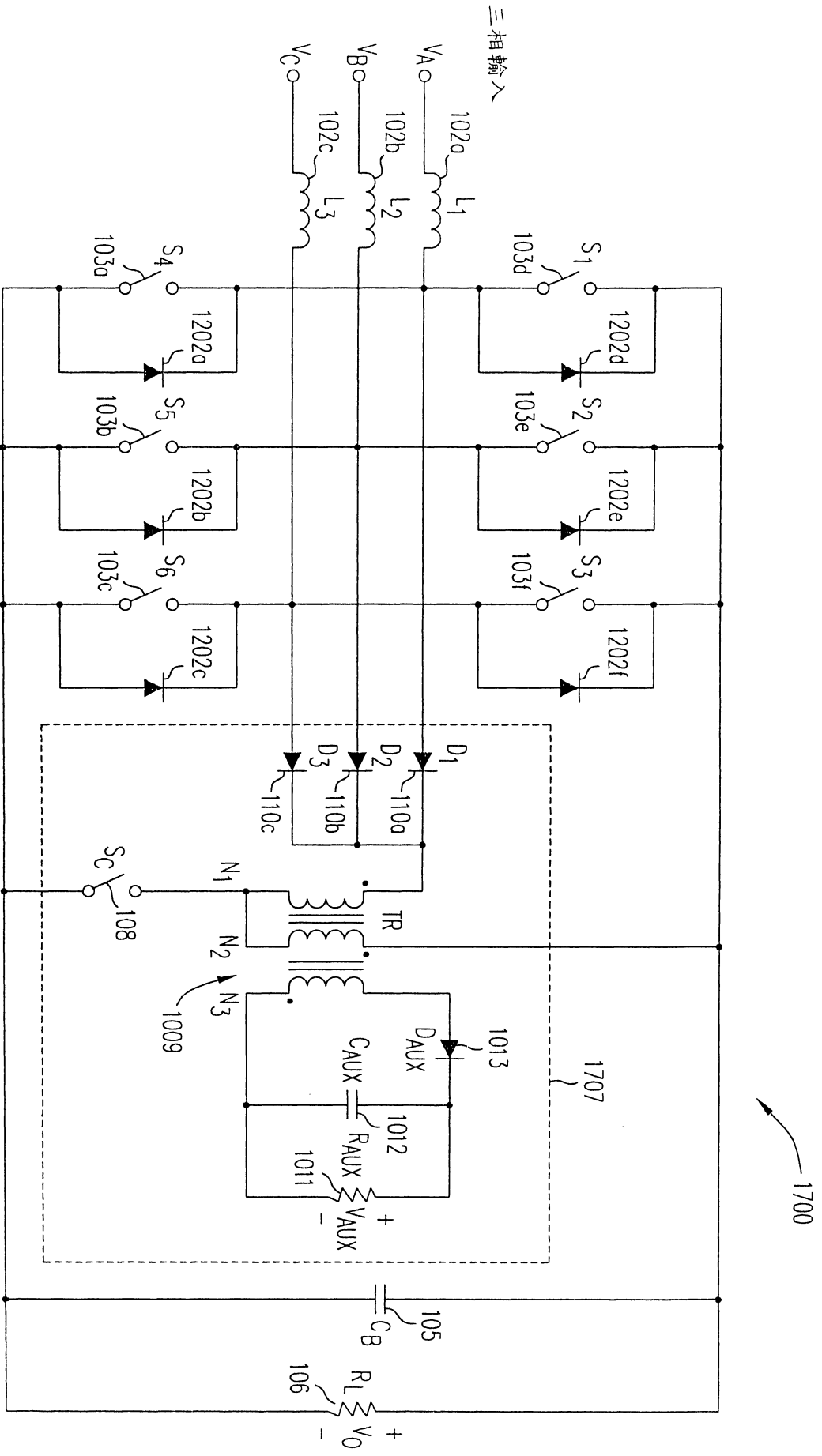
第 14 圖



第 15 圖

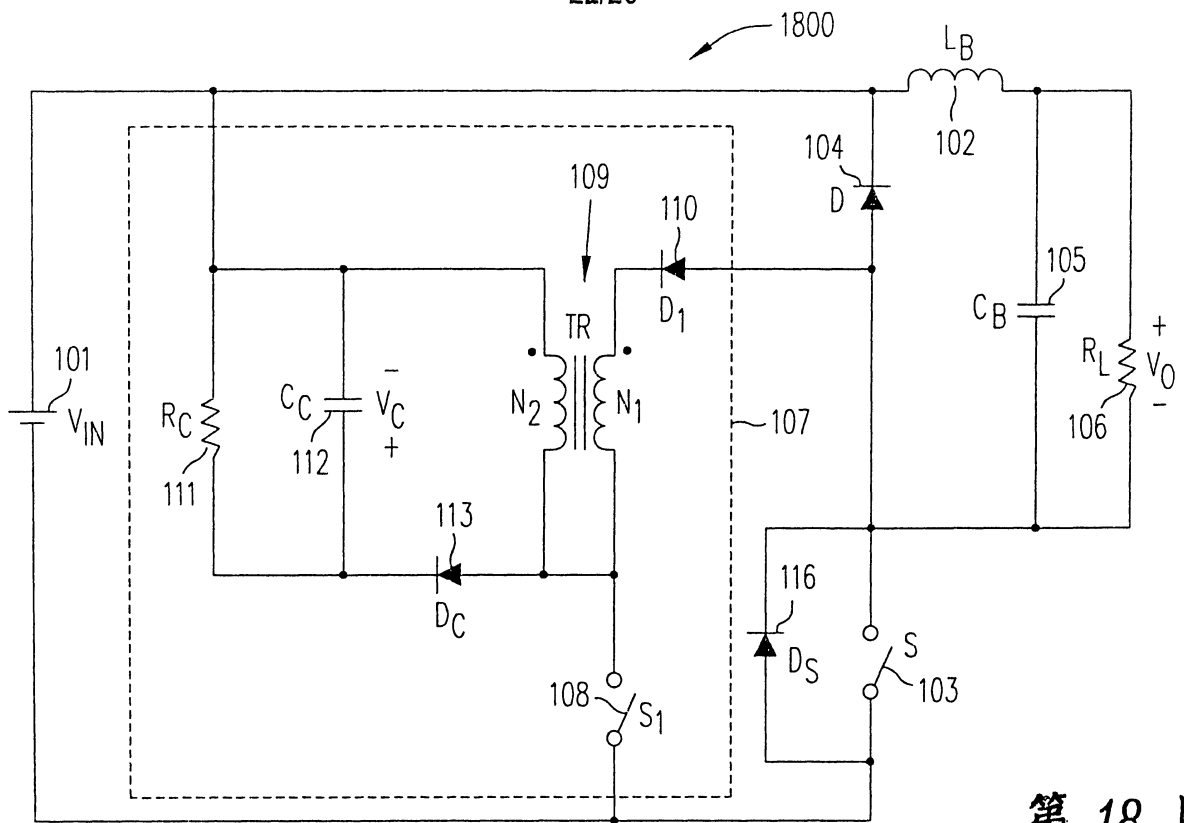


第 16 圖

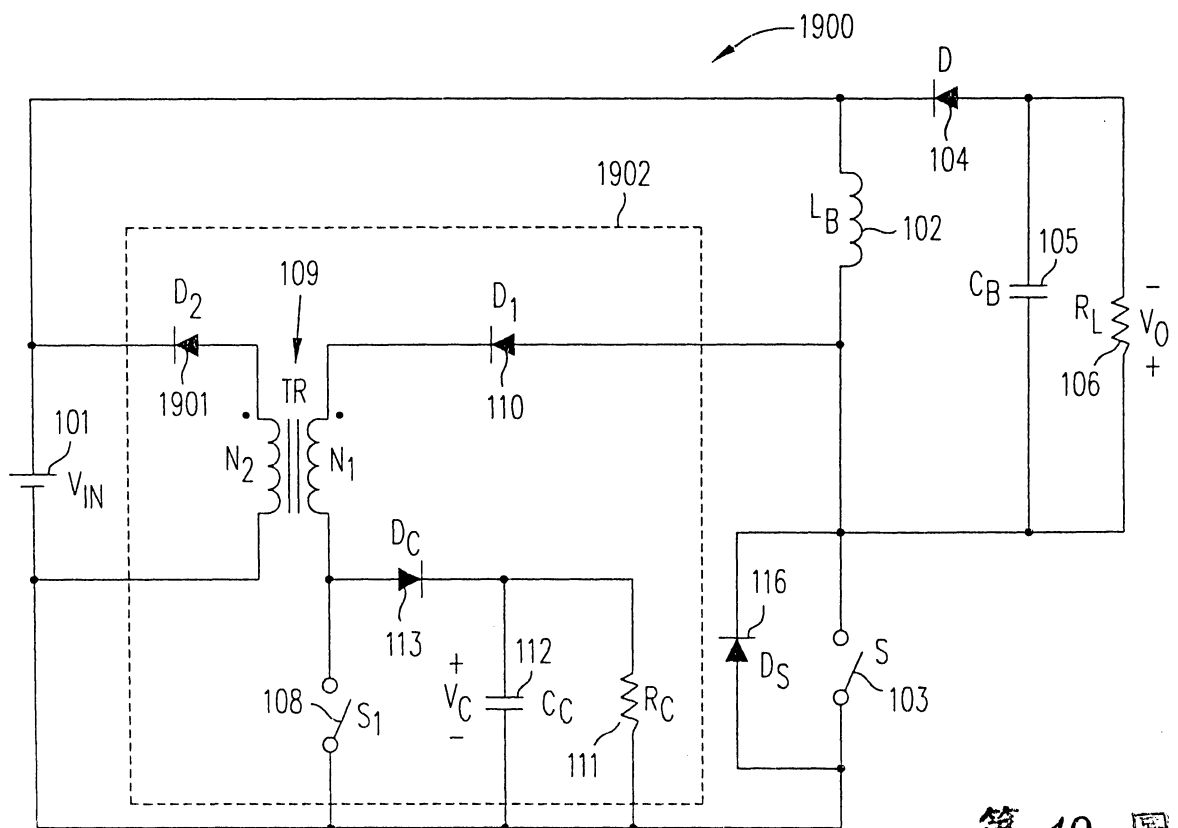


第 17 圖

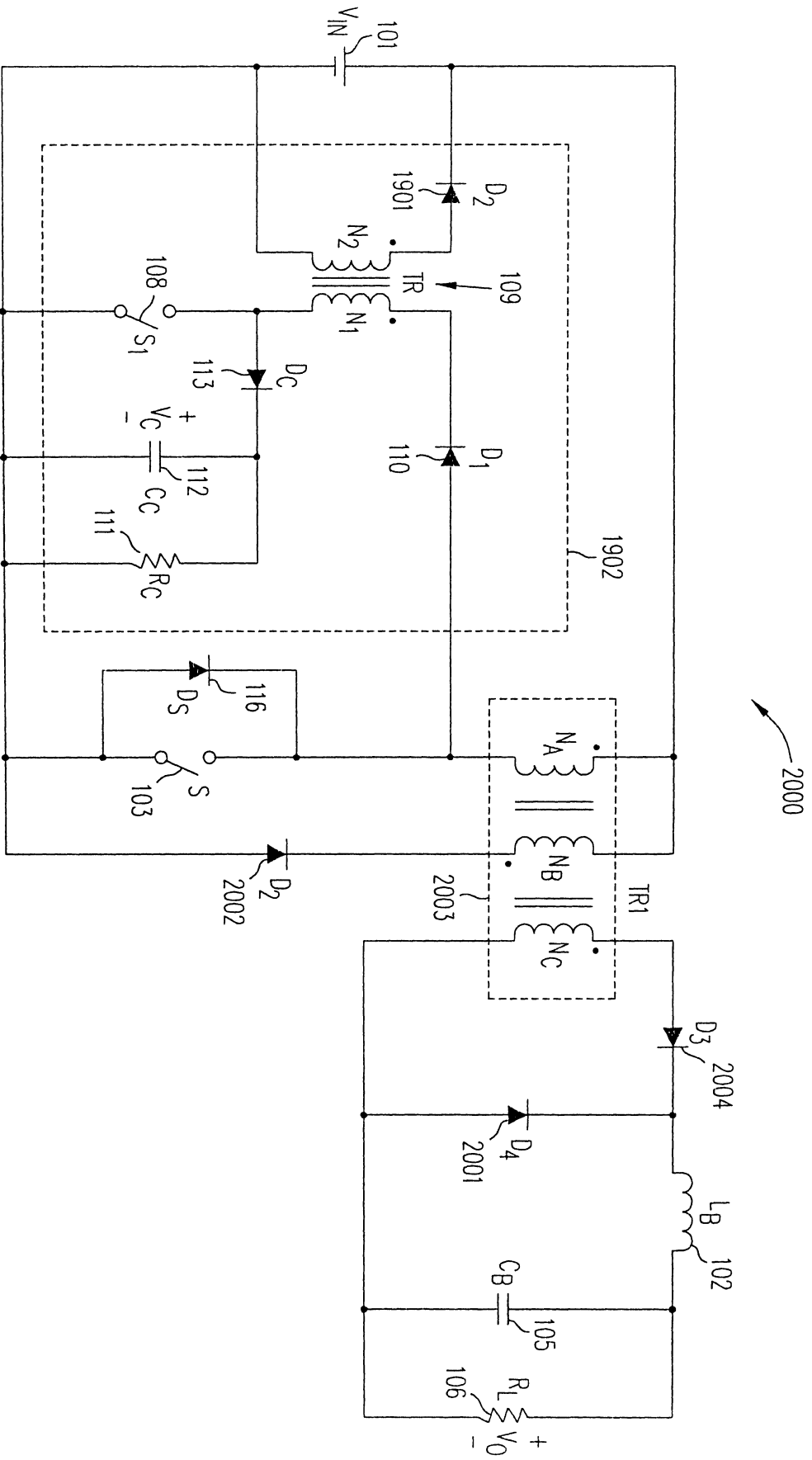
22/26



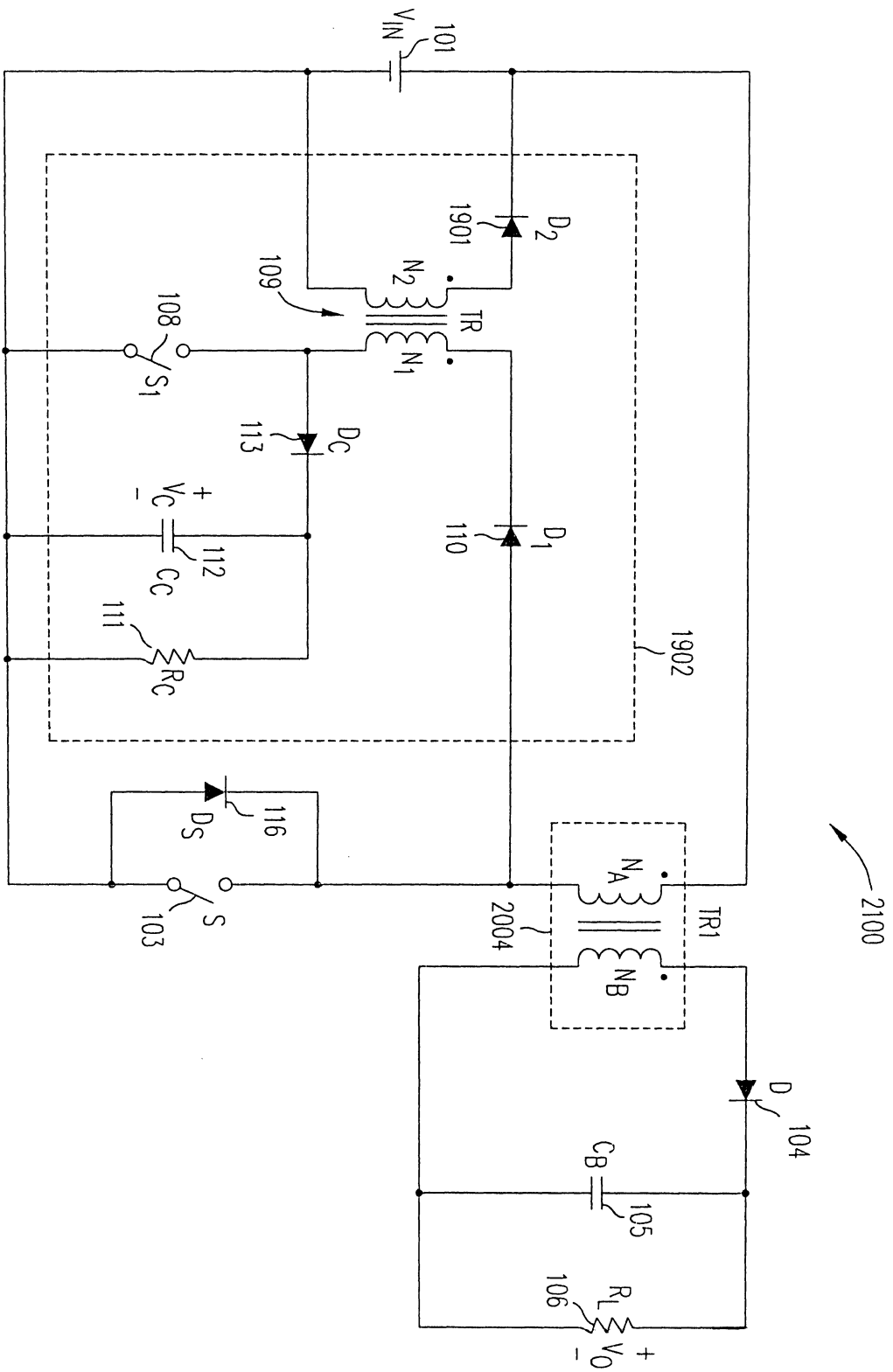
第 18 圖



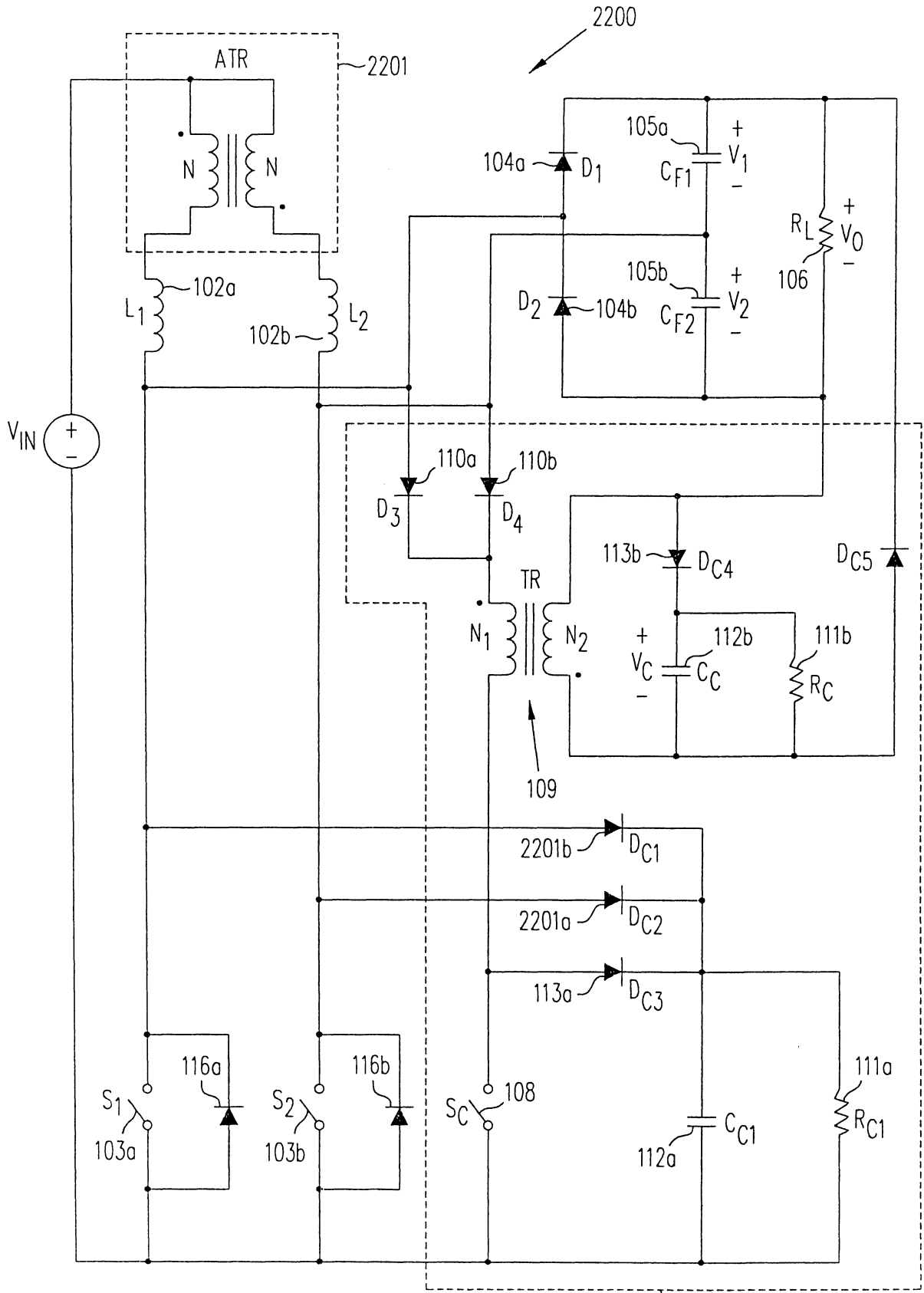
第 19 圖



第 20 圖



第 21 圖



第 22 圖

2202

