

# 公告本

申請日期:

88. 3. 27

案號:

88102202

類別:

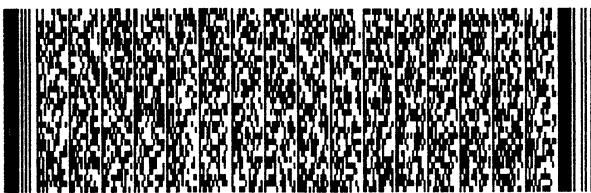
H02M 3/58, 3/35

(以上各欄由本局填註)

## 發明專利說明書

475317

一、 發明名稱	中文	用以減少脈寬調變轉換器切換損失之軟切換單元
	英文	Soft-Switching Cell For Reducing Switching Losses In Pluse-Width-Modulated Converters
二、 發明人	姓名 (中文)	1. 張榮澤 2. 米蘭 M. 喬瓦諾維克
	姓名 (英文)	1. Yungtaek Jang 2. Milan M. Jovanovic
	國籍	1. 南韓 2. 美國
	住、居所	1. 美國北卡羅來納州27502艾佩克斯道寧森林鎮209號 2. 美國北卡羅來納州27513喀利霍根谷路293號
三、 申請人	姓名 (名稱) (中文)	1. 台達電子工業股份有限公司
	姓名 (名稱) (英文)	1. Delta Electronics, Inc.
	國籍	1. 中華民國
	住、居所 (事務所)	1. 114台北市內湖區瑞光路186號
	代表人 姓名 (中文)	1. 鄭崇華
	代表人 姓名 (英文)	1. Bruce Cheng



本案已向

國(地區)申請專利

美國 US

申請日期

1999/02/11 09/250,789

案號

主張優先權

有

有關微生物已寄存於

寄存日期

寄存號碼

無

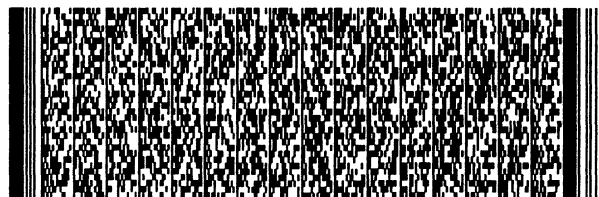


## 五、發明說明 (1)

本發明係有關於電源轉換器，且特別有關於脈寬調變 (PWM) 轉換器。

一般而言，一高功率級、連續導通模式之昇壓型轉換器係一具有主動式電流輸入整形之前端轉換器的較佳實施。由於昇壓型轉換器之直流輸出電壓必須高於峰值輸入電壓，因此整形器之輸出電壓相對較高。因為這種高電壓而需要一快覆式昇壓整流器。在一高切換頻率下，當一快覆式整流器以「硬切換」條件切換時將產生一嚴重的反相回復相關(reverse-recovery-related)之損失。(參考譬如Y. Kersonsky, M. Robinson, 及D. Gutierrez在Power Conversion & Intelligent Motion (PCIM) Magazine, pp. 16-25, May 1992中發表之「New fast recovery diode technology cuts circuit losses, improve reliability」)。結果使「硬切換」、昇壓型輸入電流整流器操作於較低之切換頻率以避免嚴重降低其轉換效率。使用一軟切換技藝可增加昇壓型、前端轉換器之切換效率且因此增加其功率密度。

目前為止已提出許多種軟切換昇壓型轉換器及其變型，一些軟切換昇壓型轉換器之範例揭露於以下之參考文獻中：(a)R. Streit及D. Tollik在International Telecommunication Energy Conf. (INTELEC) Proc., pp. 720-726, Oct. 1991中發表之「High efficiency telecom rectifier using a novel soft-switched boost-based input current shaper」(「Streit」)；



## 五、發明說明 (2)

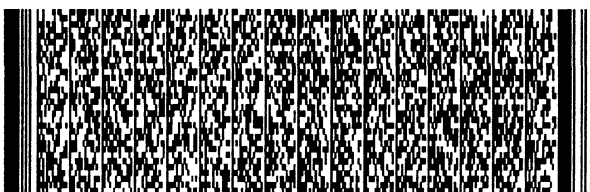
(b)G. Hua 及F. C. Lee 於1995年5月23日發表之題名為「Zero-Voltage-Transition Pulsed-Width-Modulated Converter」之美國專利第5,418,704號案(「Hua等」)；

(c)J. Bassett 及A. B. Odell 於1995年8月29日發表之題名為「Boost Converter Power Supply with Reduced Losses, Control Circuit and Method Therefor」(「Bassett等」)之美國專利第5,446,336號案；

(d)M. Jovanovic 於1998年4月7日發表之題名為「Technique for reducing rectifier reverse-recovery-related losses in high-voltage, high-power converters」之美國專利第5,736,842號案。

以上之參考文獻(a)至(d)中每一項均揭露一輔助主動式開關配合許多被動元件(譬如電感器及電容器)而形成一用於控制整流器電流變化率( $di/dt$ )及產生主要開關與整流器之零電壓切換(ZVS)條件的主動式箝制器。主動式箝制器在譬如K. Harada 及H. Sakamoto 於IEEE Power Electronics Specialists' Conf (PESC) Rec., pp.181-188, Jan. 1990. 中發表之「Switched snubber for high frequency switching」(「Harada等」)即有所描述。第一圖至第三圖係分別顯示Hua等、Bassett等及Jovanovic等所介紹之軟切換昇壓型電路。

Streit 及Hua等提出之昇壓型轉換器電路係使用一箝制電感器與昇壓開關及整流器連接至同一節點上以控制整



## 五、發明說明 (3)

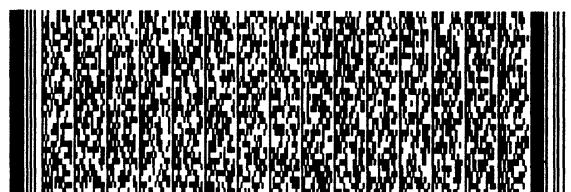
流器電流之變化率( $di/dt$ )。由於箝制電感器之位置使得在Streit及Hua等提出之電路中的主要開關及整流器具有最小之電壓與電流強度。此外，昇壓開關在零電壓(軟切換)之條件下閉合且整流器在此一條件關閉。然而，輔助開關操作於「軟」切換條件下，即其係在電壓相等於輸出電壓時閉合且接著在承載一大於輸入電流之電流時斷開。

在Bassett等及Jovanovic提出之電路中，整流器電流之變化率係由一串聯昇壓開關與整流器之箝制電感器控制。此電感器之位置將使主要開關之電壓強度高於Streit及Hua等所描述者。Jovanovic表示這種增加之電壓強度可藉由適當之選擇箝制電感值與切換頻率而最小化。

Bassett等及Jovanovic提出之電路中的昇壓開關與輔助開關以及昇壓整流器皆操作於零電壓切換之條件下。

Streit及Hua等描述之昇壓型轉換器之主要缺點係在輔助開關之輸出電容 $C_{oss}$ 與共振電感器之間之嚴重且非預期的共振。該非預期的共振係發生於輔助開關斷開且箝制電感器中之電流降至零時且必須消除此現象對電路操作產生之不利影響。譬如在Hua等介紹之電路中，可藉由第一圖所示之將電感器串聯一整流器及一可飽和之電感器以消除該共振，但這將降低轉換效率並且增加元件數目及電路成本。

Bassett等及Jovanovic描述之電路需要使用一隔離(高壓側)之開極驅動以致增加了電路之複雜性及成本。亦，由於Jovanovic介紹之電路中之主要及輔助開關開極



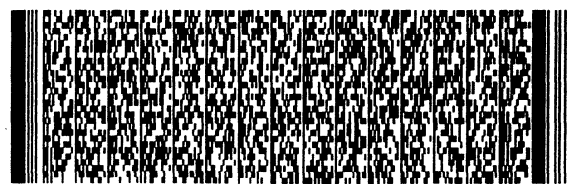
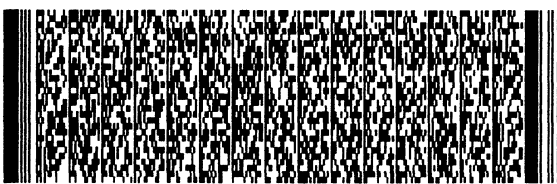
## 五、發明說明 (4)

驅動之偶發的暫態重疊將會因為產生同時通過導通之主要及輔助開關之較大的暫態電流而造成一嚴重的電路損壞，因此需要抗雜訊閘極驅動時序(Bassett等介紹之電路中因需要以重疊之閘極驅動來適當的操作因此不致遭遇重疊閘極驅動之問題)。

本發明中之一技藝係藉由消除切換損失來改善一脈寬調變轉換器之特性。為消除切換損失，本發明提供一種零電流、零電壓切換(ZC-ZVS)單元，其中包括一箝制電感器、一箝位電容器、一箝位二極體、一主要開關、及一輔助開關。該零電流-零電壓切換單元可減少昇壓整流器之反向回復相關損失並且提供主要及輔助開關無損失之切換。

本發明之零電流-零電壓切換單元可應用於譬如軟切換脈寬調變昇壓型轉換器。昇壓技藝中之反向回復相關損失係藉由串聯主要開關(昇壓開關)與昇壓整流器之箝制電感器而減少，且該箝制電感器係可在昇壓整流器於關閉期間控制其中之電流變化率( $di/dt$ )的箝制電感器。此外，主要開關係操作於零電流及零電壓切換且輔助開關係操作於零電壓切換。本發明之一電路之適當動作需要將主要及輔助開關之閘極驅動重疊以使主要開關在輔助開關導通或非導通之前先行變為導通或非導通。

特別地，當具有該零電流-零電壓切換單元之昇壓型轉換器之主要開關變為導通時，箝制電感器控制了昇壓整流器中之電流的變化率以減少昇壓電流器之反相回覆相關



## 五、發明說明 (5)

損失。此外，由於箝制電感器防止主要開關之電流立即增加而使主要開關藉零電流切換變為導通。又，在主要開關導通期間，箝制電感器與輔助開關之輸出電容器形成共振電路，使得跨接輔助開關之電壓共振振盪降至零，結果造成輔助開關於跨接電壓為零時變為導通。

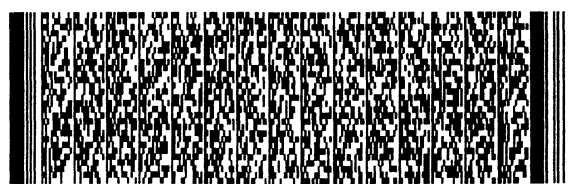
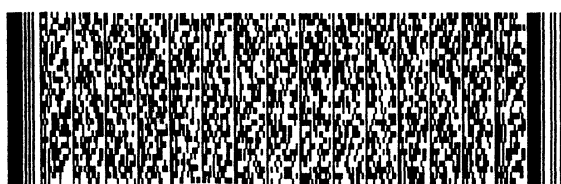
於主要開關及輔助開關皆導通期間，箝制電感器及箝位電容器經由閉合之開關形成一共振電路。由於這種共振使得主要開關之電流在主要開關變為導通之前降為零，而跨越主要開關之電壓則藉由導通之箝位二極體與輔助開關箝制在零。因此，主要開關係以零電流-零電壓切換關閉之。

由於本發明之一電路中之主要及輔助開關之源極接點係連接至電路接地點，因此可使用非隔離(直接)閘極驅動。此外，因為適當的電路動作需要主要及輔助開關之導通時段重疊，使本發明之一電路不易因主要及輔助開關閘極驅動偶發的暫態重疊而損壞。又，在本發明之一主動式箝制器昇壓型轉換器中之電壓及電流強度係相似於傳統「硬切換」轉換器者。相同之技藝可擴展應用至任一種脈寬調變轉換器中。

本發明藉由考慮以下之詳述及隨附圖式而得以較清楚了解。

第一圖係顯示具有Hua等揭露之主動式箝制電路的昇壓型電源級100(先前技藝)。

第二圖係顯示具有Bassett等介紹之主動式箝制電路



## 五、發明說明 (7)

408係連接至昇壓開關402與箝制電感器401間之共點。

第十三圖顯示結構1300(「B型」),其係三接點零電流-零電壓切換單元450之一種實施;結構1300之昇壓型電感器408係連接至昇壓整流器406與箝制電感器401間之共點。

第十四圖係顯示零電流-零電壓切換單元1300於降壓型轉換器1400中之實施。

第十五圖係顯示零電流-零電壓切換單元1300於昇壓型轉換器1500中之實施。

第十六圖係顯示零電流-零電壓切換單元1300於反轉型轉換器1600中之實施。

第十七圖係顯示零電流-零電壓切換單元1300於反馳式轉換器1700中之實施。

第十八圖係顯示零電流-零電壓切換單元1300於順向式轉換器1800中之實施。

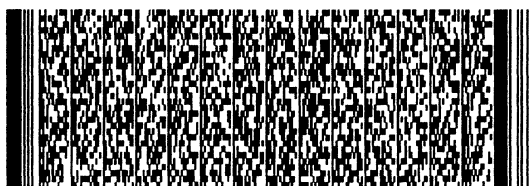
第十九圖係顯示零電流-零電壓切換單元1300於交錯式轉換器1900中之實施。

第二十圖係顯示零電流-零電壓切換單元1300於雙開關前向式轉換器2000中之實施。

第二十一圖係顯示零電流-零電壓切換單元1300於雙向式轉換器2100中之實施。

第二十二圖係顯示零電流-零電壓切換單元1300於電壓饋入全橋式轉換器2200中之實施。

第二十三圖係顯示零電流-零電壓切換單元1300於三



## 五、發明說明 (8)

相整流器2300中之實施。

100、200、300、400、1100：昇壓型電源級

401：箝制電感器

402：串聯主開關

403、1101：箝位二極體

404：輔助開關

405、1104：箝位電容器

406：昇壓整流器

407：輸出濾波電容器

408：昇壓電感器

450、1300：零電流-零電壓切換

501：電流源

502：電壓源

701-711、901-911：波形

1001：輸入電流波形

1002：輸入電壓波形

1003：輸出電壓

1102：電阻器

1200：結構

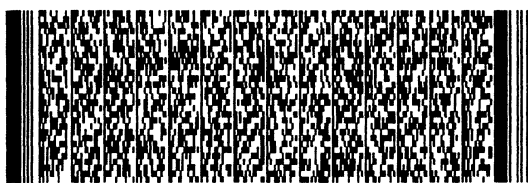
1400：降壓型轉換器

1500：昇壓型轉換器

1600：反轉型轉換器

1700：反馳式轉換器

1800：順向式轉換器



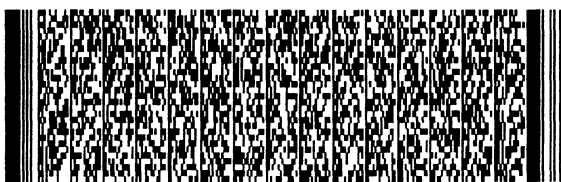
## 五、發明說明 (9)

- 1900 : 交錯式轉換器
- 2000 : 雙開關前向式轉換器
- 2100 : 雙向式轉換器
- 2200 : 電壓饋入全橋式轉換器
- 2300 : 三相整流器

本發明係提供一譬如第四圖之昇壓型電源級400之脈寬調變轉換器中減少的切換損失。昇壓型電源級400包括串聯主開關402(S)與昇壓整流器406之箝制電感器401(L<sub>s</sub>)。箝制電感器401係用於控制昇壓型整流器406之電流變化率(di/dt)。第四圖中之主要或昇壓開關402、箝制電感器401、輔助開關404(S<sub>1</sub>)、箝位電容器405(C<sub>c</sub>)、及箝位二極體403(D<sub>c</sub>)共同形成一零電流-零電壓切換(ZC-ZVS)單元450。為簡化以下之細部說明且便於交互的參考圖式，在各圖式中係以相同參考代碼表示相同之元件。

第五圖中係顯示一昇壓型電源級400之模型。由於昇壓電感值(L)大於昇壓型電源級400之其他元件的電感值，因此以一定電流源501(I<sub>IN</sub>)代表昇壓電感器408。又，由於輸出漣波係可忽略，因此以一定電壓源502代表跨接輸出濾波電容器407之電壓V<sub>0</sub>。當半導體元件(即開關402及404)導通時可視為具有零電阻值(即短路)。開關402與404之輸出電容及昇壓變壓器406之反向回充係不可忽略。

第六圖A至第六圖J顯示第四圖之昇壓型電源級400之拓樸結構在一切換週期中之輸入電流I<sub>IN</sub>大於箝制電感器



## 五、發明說明 (10)

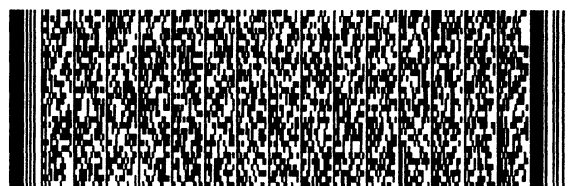
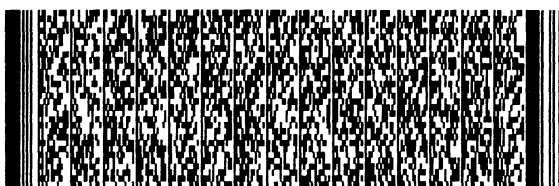
401 之峰值電流 ( $I_{LS(PK)}$ ) 時。第七圖顯示昇壓型電源級 400 於同一切換週期中之主要波形。如第七圖所示，用於昇壓開關 402 與輔助開關 404 之閘極驅動的波形 (即分別作為閘極驅動信號  $G_s$  及  $G_{s1}$  之波形 701 及 702) 係互相重疊 (即昇壓開關 402 與輔助開關 404 在某些時段內係同時導通)。一重疊時段之範例係介於時間  $t=T_4$  與  $t=T_6$  之間的時段內。

輸入電流  $I_{IN}$  在初始時 (即在昇壓開關 402 於時間  $t=T_0$  閉合之前) 流經箝制電感器 401 與昇壓整流器 406 同時輸出電壓  $V_0$  橫跨於昇壓開關 402 上，且一相等於輸出電壓  $V_0$  與跨接於電容器 405 之箝位電容電壓  $V_C$  之和 (即  $V_0 + V_C$ ) 係橫跨於輔助開關 404 上。

當昇壓開關 402 在時間  $t=T_0$  閉合時，電壓  $V_0$  將如第六圖 A 所示橫跨於箝制電感器 401 上，結果使箝制電感器 401 之電感器電流  $i_{LS}$  (波形 706) 及昇壓整流器 406 之電流  $i_D$  (波形 710) 線性地減少而昇壓開關 402 中之電流  $i_s$  (波形 705) 以相同比率增加，昇壓整流器 406 之整流器電流  $i_D$  之變化率可表示為：

$$\frac{di_D}{dt} = -\frac{V_0}{L_s} \quad (1)$$

由於整流器電流  $i_D$  之減少率係由箝制電感器 401 之電感值  $L_s$  控制，因此可藉由適當的選擇電感值  $L_s$  來減少整流器回充及其相關損失。Kersonsky 等指出，通常一較大之  $L_s$  可提供一較低之整流器電流  $i_D$  減少率以更有效率的減少與反相回充有關之損失。



## 五、發明說明 (11)

在時間  $t=T_1$  時，當箝制電感器401之電流  $i_{LS}$  及昇壓整流器406之電流  $i_D$  降為零時，輸入電流  $I_{IN}$  係如第六圖所示流經昇壓開關402並且顯示於波形706( $i_{LS}$ )、710( $i_D$ )及705中( $i_S$ )。理想上當整流器406之電流  $i_D$  在時間  $t=T_1$  降至零時，昇壓整流器406應變為不導電。然而，由於一殘餘之儲存電荷而使反向回充電流  $i_{RR}$  如第六圖B所示流入昇壓整流器406中。在時間  $t=T_1$  時，儲存之電荷將由昇壓整流器406之接合處回復且昇壓等流器406變為不導電，並且橫跨昇壓整流器406之電壓  $V_D$  (波形711) 開始朝  $V_0+V_C$  上升。結果，由第六圖C所示之箝制電感器401、箝位電容器405( $C_C$ )、輔助開關404之輸出電容601( $C_{OSS1}$ )、及昇壓整流器406之接合電容器602( $C_D$ ) 形成一共振電路。是以，第四圖中所示之輔助開關404在接點411上之電壓  $V_{S1}$  (波形704) 將於  $t=T_2$  至  $t=T_3$  之時段內以一共振模態而由  $V_0+V_C$  降至零。在時間  $t=T_3$  時，當接點411上之電壓  $V_{S1}$  降至零時，反向流經箝制電感器401之峰值共振電流 ( $I_{LS(PK)}$ )。可表示為：

$$I_{LS(PK)} = i_{LS}(t=T_3) = \frac{V_0+V_C}{\sqrt{\frac{L_S}{C_{EQ}}}} \quad (2)$$

其中  $C_{EQ}$  係共振電路之等效電容，可表示為

$$C_{EQ} = \frac{C_{OSS1}C_C}{C_{OSS1}+C_C} + C_D \approx C_{OSS1} + C_D$$

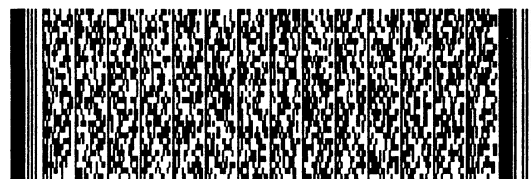
對於一適當選擇之箝位電容器408之  $C_C$  值 (即  $C_C \gg C_{OSS1}$ )。由第六圖C，箝位電容器405之電流  $i_C$  (波形708) 之峰值發生於  $t=T_3$ ，且表示為：



## 五、發明說明 (12)

$$I_{c(max)}^+ = i_c(t = T_3) = \frac{C_{OSS1}(V_o + V_c)}{(C_{OSS1} + C_D) \sqrt{\frac{L_S}{C_{EQ}}}} \quad (3)$$

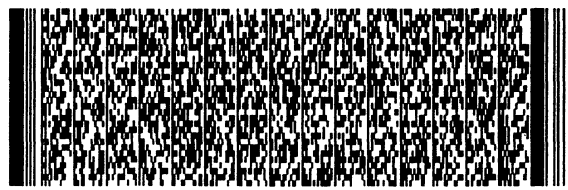
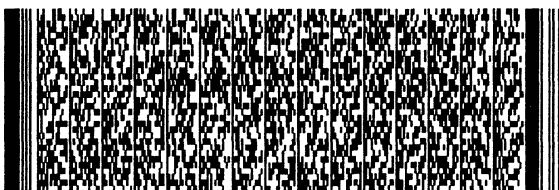
如第六圖D所示，橫跨輔助開關404之電壓 $V_{S1}$ （波形704）在時間 $t=T_3$ 降至零後導通箝位二極體。當箝位二極體403導通時，箝位電容器405之箝位電容器電壓 $V_c$ 係加諸箝制電感器上，而使得箝制電感器 $i_{LS}$ （波形706）如第七圖所示線性增加。倘若箝位電容器405之電容值 $C_c$ 大於輔助開關404之輔助電容 $C_{OSS1}$ ，則電容器電壓 $V_c$ 大致為定值且電感器電流 $i_s$ 將增加，並且電容器電流 $i_c$ 以相同比率線性增加（即 $di_{LS}/dt = -di_c/dt = V_c/L_S$ ），否則，即倘若箝位電容器405之電容值 $C_c$ 並非大於輔助開關404之輸出電容 $C_{OSS1}$ ，則箝制電感器401之電流 $i_{LS}$ 及箝位電容器405之電流 $i_c$ 將以一共振模態改變。於時間 $t=T_5$ 時，當電流 $i_c$ 到達零時，箝位二極體403變為不導通。如第七圖中，為了使輔助開關404完成零電壓切換（ZVS），輔助開關404將在時間 $t=T_5$ 之前，即在箝位二極體403導通時（譬如時間 $t=T_4$ ）閉合，在輔助開關404於時間 $t=T_4$ 閉合之後，至少部份箝制電感器401之電流 $i_{LS}$ （波形706）流入輔助開關404中。電流 $i_{S1}$ （波形707）之量係依據第六圖E中流經昇壓開關402與輔助開關404之電流路徑的相對導通阻抗及箝位二極體403之導通阻抗而定。由於輔助開關404在箝位二極體403於時間 $t=T_5$ 時變為不導通之後開始導通，使得輔助開關404之電流 $i_{S1}$ 如第六圖F所



## 五、發明說明 (13)

示繼續線性增加。同時，由於電流 $i_{S1}$ 與 $i_S$ 之和(分別為波形707與705)相等於輸入電流 $I_{IN}$ ，以致昇壓開關402之電流 $i_S$ 將以相同比率減少。

當昇壓開關402於時間 $t=T_6$ 斷開時，如第六圖G中所示，電流 $i_S$ 迅速地變為零且電流 $i_{S1}$ 在箝位二極體403導通之情形下迅速地增加一相等於電流 $i_S$ 在時間 $t=T_6$ 之前瞬間的電流 $i_S$ 量。橫跨於昇壓開關402之電壓 $V_S$ 係藉由導通箝位二極體403與輔助開關404而箝制於零，結果使昇壓開關402於一降低電流強度及零電壓時斷開。如第七圖所示，當昇壓開關402於時間 $t=T_6$ 斷開時，昇壓開關402之電流 $i_S$ 係小於輸入電流 $I_{IN}$ 。事實上，昇壓電源級400可如下所述而設計成為使昇壓開關402達成完全零電流切換。如第七圖所示之電流 $i_C$ 及 $i_{LS}$ (分別為波形708及706)，輸入電流 $I_{IN}$ 於時間 $t=T_6$ 至 $t=T_7$ 之時段內流入輔助開關404中且箝位電容器405同時經由箝制電感器401持續放電。如第六圖H所示，輔助開關404於時間 $t=T_7$ 時斷開以使電流 $I_{IN}$ 開始對輔助開關404之輸出電容601( $C_{OSS1}$ )及昇壓開關402之輸出電容603( $C_{OSS}$ )充電，結果造成橫跨昇壓開關402與輔助開關404之電壓 $v_S$ 與 $v_{S1}$ (分別為波形703與704)皆開始由零線性增加至 $V_0+V_C$ 。如第六圖I所示，當橫跨昇壓開關402與輔助開關404之電壓 $v_S$ 與 $v_{S1}$ 皆於時間 $t=T_8$ 時到達 $V_0+V_C$ ，昇壓整流器406即導通。於時間 $t=T_8$ 至 $t=T_9$ 中之時段，箝制電感器401之電流 $i_{LS}$ (波形706)繼續向 $I_{IN}$ 增加且相等於輸入電流 $I_{IN}$ 與箝制電感器401電流 $i_{LS}$ 之差的電流 $i_C$ (即 $i_C=I_{IN}-i_{LS}$ )(波形



## 五、發明說明 (14)

708) 將在同時對箝位電容器405充電。

於時間 $t=T_9$ 時，箝制電感器401之電流 $i_{LS}$ 達輸入電流 $I_{IN}$ 使箝位二極體403如第六圖J所示變為不導通且電流 $I_{IN}$ 流入昇壓整流器406中直到在第七圖中時間 $t=T_{10}$ 起始之下一次切換循環為止。

是以，如第七圖所示之波形701-711，倘若箝位電容器405之電流 $i_C$ 在昇壓開關402斷開瞬間相等於輸入電流 $I_{IN}$ ，則昇壓開關402可在完全電流切換之條件下斷開：

$$i_C(t=T_6) = -I_{IN} \quad (4)$$

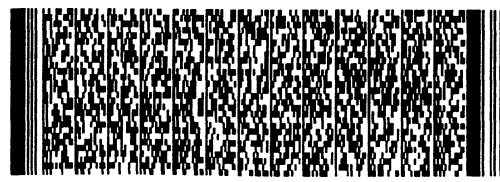
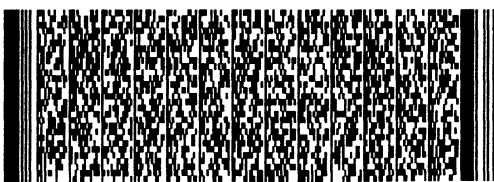
此外，倘若時間 $t=T_6$ 至時間 $t=T_7$ 中之間隔遠小於時間 $t=T_5$ 至 $t=T_6$ 中之間隔，則箝位電容器406之電流 $i_C$ 係大致相等於：

$$i_C(t=T_6) \approx i_C(t=T_7) = I_{C(max)}^- \quad (5)$$

其中 $I_{C(max)}^-$ 係第七圖所示之波形708之箝位電容器405的最大放電電流。是以，昇壓開關402之零電流條件可定義為

$$I_{C(max)}^- = I_{IN} \quad (6)$$

對於一可使方程式(6)成立之系統而言，箝位電容器405僅在時間 $t=T_2$ 至 $t=T_5$ 之間充電，即電流 $i_C$ 在時間 $t=T_8$ 至 $t=T_9$ 之間為零。倘若時間 $t=T_2$ 與時間 $t=T_3$ 之間隔遠小於時間 $t=T_2$ 與 $t=T_5$ 之間隔，則為達成電荷不減需要：



## 五、發明說明 (15)

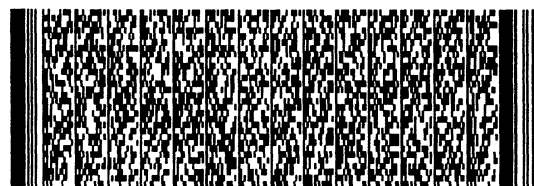
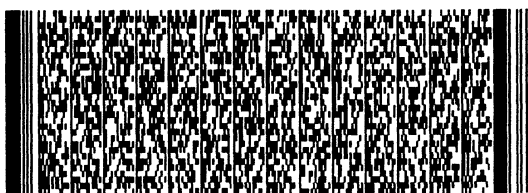
$$I_{C(\max)}^+ = i_C(t = T_3) \approx I_{C(\max)}^- \approx I_{IN} \quad (7)$$

是以，由方程式(3)、(4)及(7)，零電流切換之條件可寫為：

$$\frac{1}{C_{OSS1}} \sqrt{L_S(C_{OSS1} + C_D)} \leq \frac{V_O + V_C}{I_{IN}} \quad (8)$$

倘若方程式(8)於最大功率，即  $I_{IN} = I_{IN(\max)}$  時可滿足，則昇壓開關402可在全負載範圍中達成完全之零電流切換(ZCS)。由於輔助開關404及昇壓整流器406皆於零電流切換條件下切換，因此可外接電容器跨接於輔助開關404或昇壓整流器406上而不致產生額外之切換損失。是以，對於給定之電壓  $V_O$ 、電流  $I_{IN}$ 、電感值  $L_S$ 、箝制電壓  $V_C$ 、及選定之元件值  $C_{OSS1}$  與  $C_D$  而言，可藉並聯於  $C_{OSS1}$  或  $C_D$  的方式外接電容器而調整  $C_{OSS1}$  與  $C_D$  之有效值以使昇壓開關402達成完全之零電流切換(ZCS)。如第七圖所示，由於昇壓開關402、輔助開關404、及昇壓整流器406之電壓強度為  $V_O + V_C$ ，使昇壓電源級400中昇壓開關402之電壓強度高於傳統「硬切換」昇壓型轉換器之電壓  $V_C$ ，因此必須慎選箝制電壓  $V_C$  以將昇壓開關402與輔助開關404之電壓強度保持在合理範圍以下。

當以下條件成立時即可簡化電壓  $V_C$  之決定：(a) 昇壓型電源級400係設計為反向回復相關損失最小化及昇壓開關402達到完全之零電流切換，(b) 整流器電流之換向時段  $T_0 - T_2$  遠短於昇壓開關402之導通的「開通時間」  $T_{ON}$ ，(c) 電



## 五、發明說明 (16)

容充電電流在時間 $t=T_8$ 至 $t=T_9$ 之間的時段內係為零，及(d)換向時段 $T_2-T_3$ 與 $T_7-T_8$ 相較於 $T_{ON}$ 為可忽略。如第七圖所示，充電箝位電容器405之電流 $i_C$ 在時間 $t=T_3$ 至 $t=T_5$ 之時段內具有一 $di_C/dt=V_C/L_S$ 之固定斜率。為達成昇壓開關402之零電流切換條件，必須符合以上方程式(7)表示之 $I_{C(max)}=i_C(t=T_5)=I_{C(max)}=I_{IN}$ 。又，由於時間 $t=T_3$ 與 $t=T_5$ 間之時段大約為 $T_{ON}$ 之半，箝位電容電壓 $V_C$ 可表示為：

$$V_C \approx L_S \frac{I_{IN}}{\frac{DT_S}{2}} = \frac{2L_S f_S I_{IN}}{D} \quad (9)$$

其中 $D$ 係信號 $S$ (波形701)之工作週期、 $T_S$ 為切換週期(即 $T_{ON}+T_{OFF}$ )、且 $f_S$ 為切換頻率。由於一無損失昇壓電源級之時間 $t=T_0$ 至時間 $t=T_2$ 間的電流換向時段係遠短於 $T_{ON}$ ，因此電壓轉換率 $V_0/V_{IN}$ 表示為：

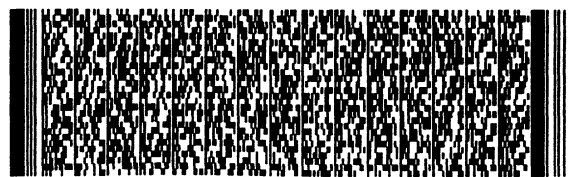
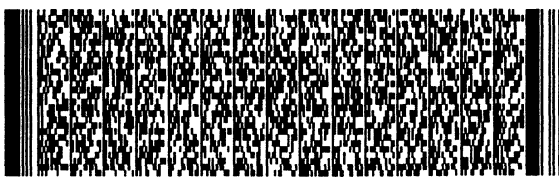
$$\frac{V_0}{V_{IN}} = \frac{I_{IN}}{I_0} = \frac{1}{1-D} \quad (10)$$

將 $D$ 及 $I_{IN}$ 代入方程式(9)中：

$$V_C \approx 2L_S f_S I_0 \left( \frac{V_0^2}{(V_0 - V_{IN})V_{IN}} \right) \quad (11)$$

是以，依據方程式(11)，電壓 $V_C$ 於全負載(即 $I_0=I_{0(max)}$ )及高線電壓(譬如 $V_{IN}=V_{IN(max)}$ )時出現最大值。可藉由最小化 $L_S f_S$ 乘積在給定輸入與輸出規格(即給定 $I_{0(max)}$ 及 $V_{IN(max)}$ )與電壓 $V_0$ 時將箝制電壓最小化。

在輕負載時，輸入電流 $I_{IN}$ 係小於方程式(2)中之峰值共振電流 $I_{LS(PK)}$ ，且箝位電容器405於時間 $t=T_1$ 與時間 $t=T_6$

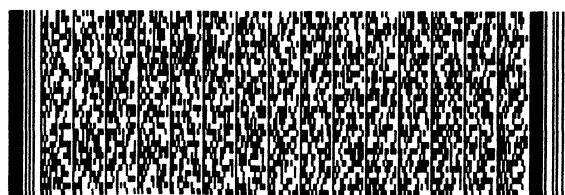


## 五、發明說明 (17)

間之時段 $T_{ON}$ 內充分地充電及放電。昇壓型電源級400之輕負載動作顯示於第八圖及第九圖中。第八圖A-第八圖J顯示昇壓型電源級400之拓樸結構，其中輸入電流係小於箝制電感器401中之峰值電流( $I_{LS(PK)}$ )。第九圖顯示輸入電流 $I_{IN}$ 小於箝制電感器401中之峰值電流( $I_{LS(PK)}$ )時之昇壓型電源級400的主要波形。

對應時間 $t=T_0$ 至時間 $t=T_5$ 間之輕負載動作的第八圖A-第八圖E與對應同一時段內之全負載動作的第六圖A-第六圖E大致相同。相似地，顯示對應於輕負載動作下之主要波形之第九圖中，波形901-911介於時間 $t=T_0$ 與 $t=T_5$ 之間的部分係與全負載動作下之波形701-711中相對應的部分大致相同。然而，在輕負載動作下，由於箝制電感器401之電流 $i_{LS}$ (波形906)在昇壓開關402於時間 $t=T_7$ 斷開之前(波形901)到達輸入電流 $I_{IN}$ ，使得輔助開關404於時間 $t=T_6$ 與時間 $t=T_9$ 之間承載輸入電流 $I_{IN}$ 。上述針對全負載動作所做之分析亦可應用於第八圖A-第八圖J及第九圖之輕負載動作，因此不再重複。

如上所述，一昇壓型轉換器通常係用於輸入電流整形之應用。在電源供應器中之整形輸入電流可減少諧波含量並且改善電流之功率因數。第十圖係顯示一輸入電流整形應用中所欲達成之輸入電流波形( $I^{REC}_{IN}$ )1001、輸入電壓波形( $V^{REC}_{IN}$ )1002、及輸出電壓( $V_0$ )1003。由於在一輸入電流整形應用中，輸入電壓 $V_{IN}$ 係於一線電壓週期內變化且輸出電壓 $V_0$ 係定值，因此昇壓整流器406之工作週期

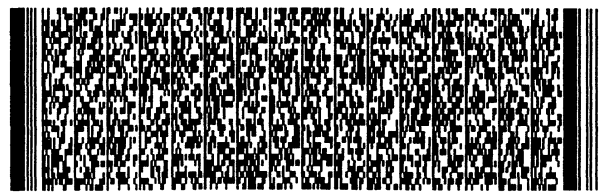
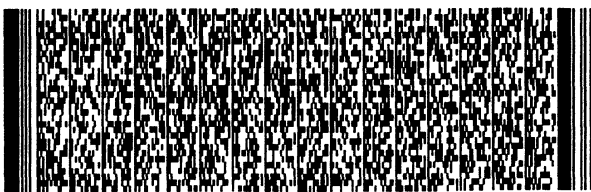


## 五、發明說明 (18)

可由0%變化至100%。此外，當瞬時輸入電壓接近零時，儲存於昇壓電感器408之能量可能不足以充電箝位電容器405，因此，為維持昇壓型電源級400適當的動作，需將箝制電壓 $V_C$ 保持在正值以提供重置箝制電感器401所需之伏特-秒。為確保一正值之電壓 $V_C$ 而將第四圖之昇壓型電源級400修改成第十一圖之昇壓型電源級1100。第十一圖顯示之昇壓型電源級1100包括跨接於箝位電容器405之二極體1101及電阻器1102。電阻器1102跨接於箝位電容器405以防止箝位電容器405在昇壓型電源級1100之工作週期於峰值線電壓附近為最小時過度充電。昇壓型電源級1100中之電容器1104係與輔助開關404並聯以將電流 $I_{c(max)}^+$ 之值最佳化而使昇壓開關402可在零電流切換條件下斷開。

只要提供一額外之閘極驅動電路即可使用大致相同於傳統「硬切換」型電源交換器之方法來實施昇壓型電源級400或昇壓型電源級1100之控制。特別是在一輸入電流整形之應用中，可使用譬如平均電流、峰值電流、或磁滯控制之任一已知的控制技藝來實施昇壓型電源級400或昇壓型電源級1100。

使用一主動式箝制器之昇壓型電源級400的特性係於1仟瓦特(275伏特/2,67安培)且通用之線電壓範圍(90-265 $V_{AC}$ )中之功率因數修正電路操作於80kHz時實驗出。實驗之電路具有元件IXGK50N60 IGBT提供之昇壓開關402；2SK2837 MOSFET提供之輔助開關404；相互並聯之兩個RHRP3060整流器提供之昇壓整流器406；一0.8mH電感器

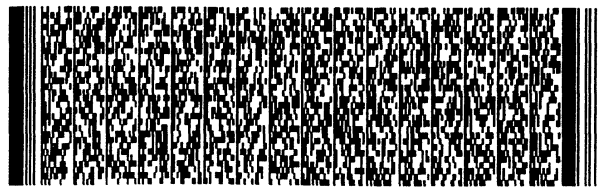
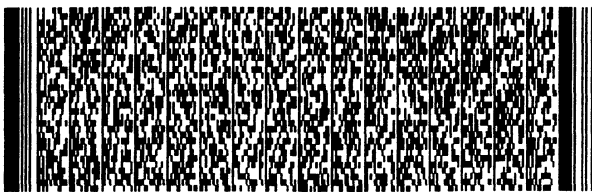


## 五、發明說明 (19)

提供之昇壓電感器408； $-4.7 \mu\text{H}$ 電感器提供之箝制電感器401；一RHRP3060整流器提供之昇壓整流器403；及相互並聯之兩個 $470 \mu\text{F}/450\text{V}$ 電容器提供之過濾電容器407。昇壓電感器408係使用Magnetics環形鐵心(兩鐵心並聯之Kool Mu 77439-A7型)及55圈之AWG#14線圈構成，且箝制電感器403係由Magnetics環形鐵心(兩鐵心並聯之MPP 55550A2型)及9圈之AWG#14線圈構成。提供 $-4.7 \mu\text{F}$ 之電感器作為箝制電感器401以將箝制電感器關閉之電流改變率( $di/dt$ )限制於 $di/dt=V_0/L_s=80\text{A}/\mu\text{s}$ 實驗電路中使用之控制電路係由平均電流式PFC控制器UC3854實施之。TC4420及TSC429驅動器係用於分別產生昇壓開關402及輔助開關404所需之閘極驅動信號。

第一表顯示具有及不具有主動式箝制器之實驗用轉換器在最小與最大線電壓時以輸出電壓為函數之效率測量值。如第一表所示，主動式箝制器於兩種線電壓下皆可在較高之輸出功率準位(譬如大於600瓦特)時改善轉換效率，然而最小線電壓及較高功率準位時將因反向回復相關損失較大而使此效率之改善更加明顯，特別地係於最大線電壓( $265\text{V}_{\text{AC}}$ )及功率1仟瓦特時之效率改善為0.3%。然而，在最小線電壓時若不使用主動式箝制器之昇壓型電源級則將因過量之反向回復損失造成的熱漂移而無法傳遞大於約900瓦特之功率。在900瓦特時，主動式箝制器改善效率約3%，即大約減少30%損失。

第一表

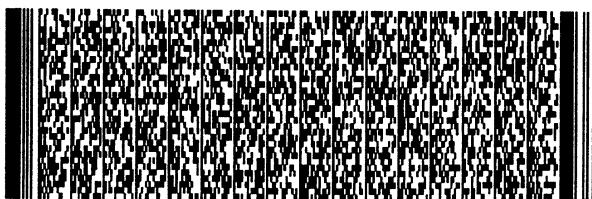


## 五、發明說明 (20)

本發明之實驗用昇壓型轉換器輸入電流整形器在200瓦特至1仟瓦特範圍內、最小線電壓( $90V_{AC}$ )及最大線電壓( $264V_{AC}$ )、具有及不具有主動式箝制器時之效率測量值：

功率 (瓦特)	不具有主動式箝制器		具有主動式箝制器	
	$V_{IN}=90V_{AC}$	$V_{IN}=264V_{AC}$	$V_{IN}=90V_{AC}$	$V_{IN}=264V_{AC}$
200	94.2%	97.5%	93.2%	96.6%
300	93.9%	97.8%	93.4%	97.1%
400	93.6%	98.1%	93.3%	97.5%
500	93.2%	97.8%	93.8%	97.5%
600	93.0%	98.0%	94.4%	97.8%
700	92.7%	97.9%	94.5%	98.5%
800	92.0%	97.8%	93.8%	98.6%
900	90.5%	98.1%	93.4%	98.5%
1000	N.A.	98.1%	92.5%	98.4%

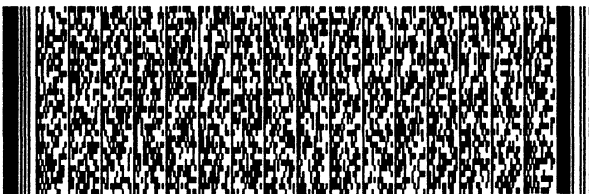
通常可使用第十二圖所示之結構1200(「型式A」)或第十三圖所示之結構1300(「型式B」)來實施零電流-零電壓切換單元450。不論在結構1200或1300中，接點A皆連接至一電源極之電流源點(譬如昇壓電感器408之輸出節點)、接點C係連接至電源級整流器(譬如昇壓整流器406)、且接點B連接至輸入電源或電源級之共地點。是以，結構1200中之昇壓電感器408係連接至昇壓開關402與箝制電感器401之間的共點。相似地，結構1300中之昇壓電感器408係連接至接點C與箝制電感器401之間的共點。



## 五、發明說明 (21)

零電流-零電壓切換單元450可配合其他電源轉換器使用，譬如第十四圖、第十五圖及第十六圖係分別顯示零電流-零電壓切換單元1300應用於降壓型轉換器1400、昇壓型轉換器1500、及反轉型轉換器1600中之實施。相似地，第十七圖、第十八圖、第十九圖、第二十圖、第二十一圖及第二十二圖係分別顯示零電流-零電壓切換單元1300應用於反馳式轉換器1700、順向式轉換器1800、交錯式轉換器1900、雙開關前向式轉換器2000、雙向式轉換器2100、及電壓饋入全橋式轉換器2200中之實施。第二十三圖係顯示零電流-零電壓切換單元1300於三相整流器2300中之應用。

以上之詳述係用於顯示本發明之特殊具體實施例且並非用以限制本發明。在本發明範圍中可能有各種改變與修飾。茲將以後附之申請專利範圍公開說明本發明。

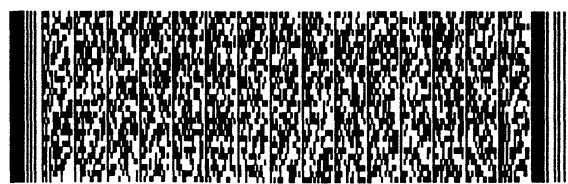
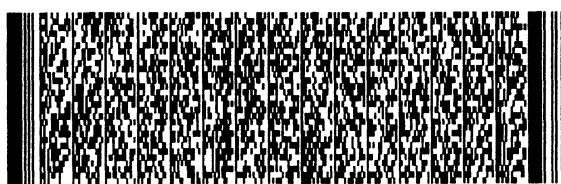


四、中文發明摘要 (發明之名稱：用以減少脈寬調變轉換器切換損失之軟切換單元)

一種電路技藝可大致減少脈寬調變(PWM)轉換器因開關之開通(閉合)與關閉(斷開)特徵以及整流器之反向回復特徵造成之切換損失。用於減少這些損失之一新式切換單元包括一箝制電感器、一箝位電容器、一箝位二極體、一主要開關、及一輔助開關。箝制電感器串聯主要開關(昇壓開關)與昇壓整流器可減少反向回復相關損失並且在昇壓整流器關閉期間控制其中之電流變化率。此外，主要開關係操作於零電流及零電壓切換且輔助開關係操作於零電壓切換。本案提出之電路之適當動作需要主要及輔助開關之重疊的開極驅動。該電路技藝可應用於任一種脈波調變轉換器中。

英文發明摘要 (發明之名稱：Soft-Switching Cell For Reducing Switching Losses In Pulse-Width-Modulated Converters)

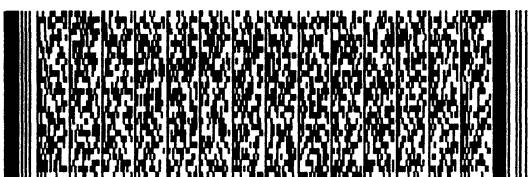
A circuit technique substantially reduces the switching losses of a pulse-width-modulated (PWM) converter caused by the turning-on (closing) and turning-off (opening) characteristic of the switch and the reverse-recovery characteristic of the rectifier. The losses are reduced by using a new switch cell which includes a snubber inductor, a clamp diode, a clamp capacitor, a main switch, and an auxiliary switch. The reverse-recovery-related losses are reduced by the snubber inductor



四、中文發明摘要 (發明之名稱：用以減少脈寬調變轉換器切換損失之軟切換單元)

英文發明摘要 (發明之名稱：Soft-Switching Cell For Reducing Switching Losses In Pulse-Width-Modulated Converters)

connected in series with the main switch and the rectifier to control the rate of change of rectifier current during its turn-off. In addition, the main switch operates with zero-current and zero-voltage switching, while the auxiliary switch operates with zero-voltage switching. A proper operation of the proposed circuit requires overlapping gate drives of the main and the auxiliary switches. The circuit technique can be applied to any member of the PWM



四、中文發明摘要 (發明之名稱：用以減少脈寬調變轉換器切換損失之軟切換單元)

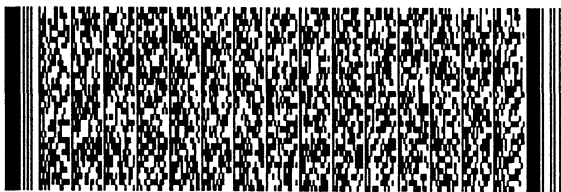
英文發明摘要 (發明之名稱：Soft-Switching Cell For Reducing Switching Losses In Pulse-Width-Modulated Converters)

converter family.



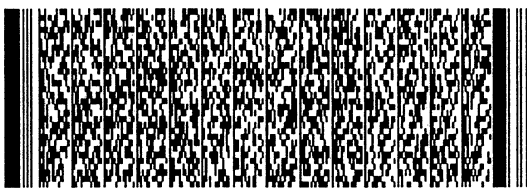
## 六、申請專利範圍

1. 一種電源轉換器，包括一零電流、零電壓切換(ZC-ZVS)單元，該零電流-零電壓切換單元具有一第一接點、一第二接點及一第三接點，該零電流-零電壓切換單元包括：
- 一二極體；
  - 一第一開關係耦合於該第二接點與該二極體之一陽極之間；
  - 一第二開關係耦合於該第二接點與該二極體之一陰極之間；
  - 一電容器係耦合於該第三接點與該二極體之該陰極之間；
  - 一電感器係耦合於該二極體之該陽極與該第三接點之間。
2. 如申請專利範圍第1項之電源轉換器，其中該二極體之該陽極係耦合至該第一接點。
3. 如申請專利範圍第1項之電源轉換器，其中第一與第三接點係短路。
4. 如申請專利範圍第1項之電源轉換器，又包括一跨接於該第一開關之二極體。
5. 如申請專利範圍第1項之電源轉換器，又包括一跨接於該第二開關之二極體。
6. 如申請專利範圍第1項之電源轉換器，又包括一跨接於該電容器之接點的二極體。
7. 如申請專利範圍第1項之電源轉換器，又包括一跨接於該電容器之接點的電阻器。



## 六、申請專利範圍

8. 如申請專利範圍第1項之電源轉換器，又包括一跨接於該第二開關之電容器。
9. 如申請專利範圍第1項之電源轉換器，其中該第一開關與第二開關係於重疊時段內閉合。
10. 如申請專利範圍第9項之電源轉換器，其中在該重疊時段內，該第一開關係於該第二開關閉合之前先行閉合，且其中該第一開關係於該第二開關斷開之前先行斷開。
11. 如申請專利範圍第1項之電源轉換器，其中該第一開關包括一絕緣閘雙極電晶體(IGBT)。
12. 如申請專利範圍第1項之電源轉換器，其中該第二開關包括一場效電晶體。
13. 如申請專利範圍第1項之電源轉換器，其中該第一開關包括一場效電晶體。
14. 如申請專利範圍第1項之電源轉換器，其中該第二開關包括一絕緣閘雙極電晶體(IGBT)。
15. 如申請專利範圍第1項之電源轉換器，其中該電源轉換器包括一昇壓型轉換器。
16. 如申請專利範圍第1項之電源轉換器，其中該電源轉換器包括一降壓型轉換器。
17. 如申請專利範圍第1項之電源轉換器，其中該電源轉換器包括一反轉型轉換器。
18. 如申請專利範圍第1項之電源轉換器，其中該電源轉換器包括一反馳式轉換器。
19. 如申請專利範圍第1項之電源轉換器，其中該電源轉



## 六、申請專利範圍

換器包括一順向式轉換器。

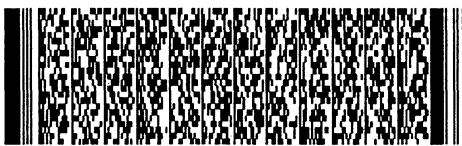
20．如申請專利範圍第1項之電源轉換器，其中該電源轉換器包括一交錯式轉換器。

21．如申請專利範圍第1項之電源轉換器，其中該電源轉換器包括一雙開關前向式轉換器。

22．如申請專利範圍第1項之電源轉換器，其中該電源轉換器包括一雙向式轉換器。

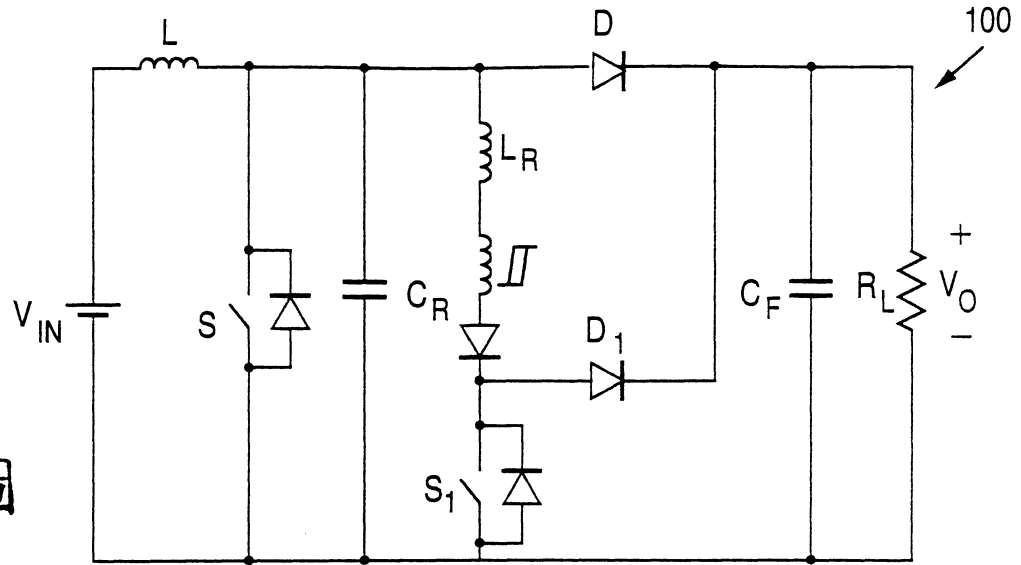
23．如申請專利範圍第1項之電源轉換器，其中該電源轉換器包括一電壓饋入全橋式轉換器。

24．如申請專利範圍第1項之電源轉換器，其中該電源轉換器包括一三相轉換器。

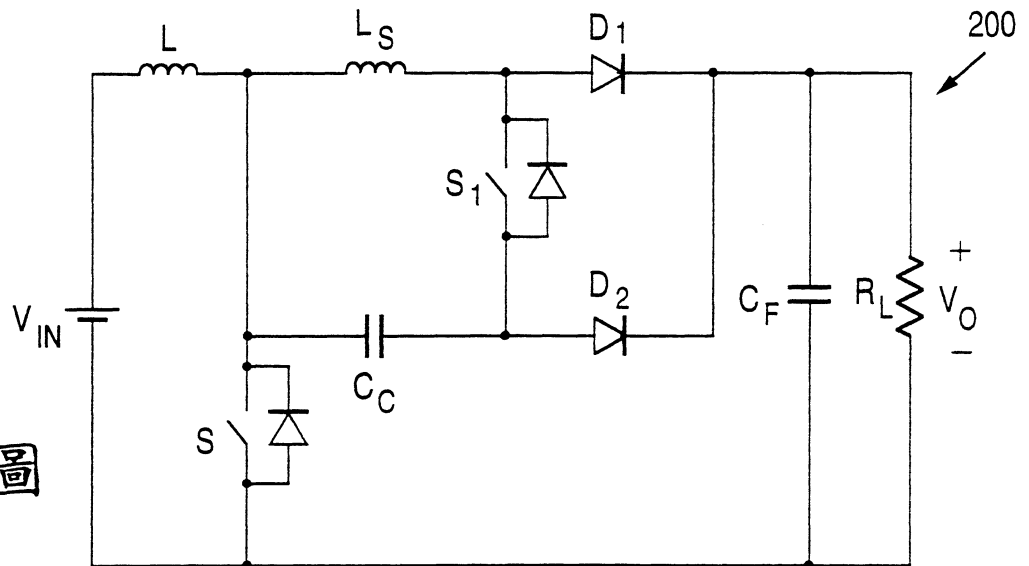


圖式

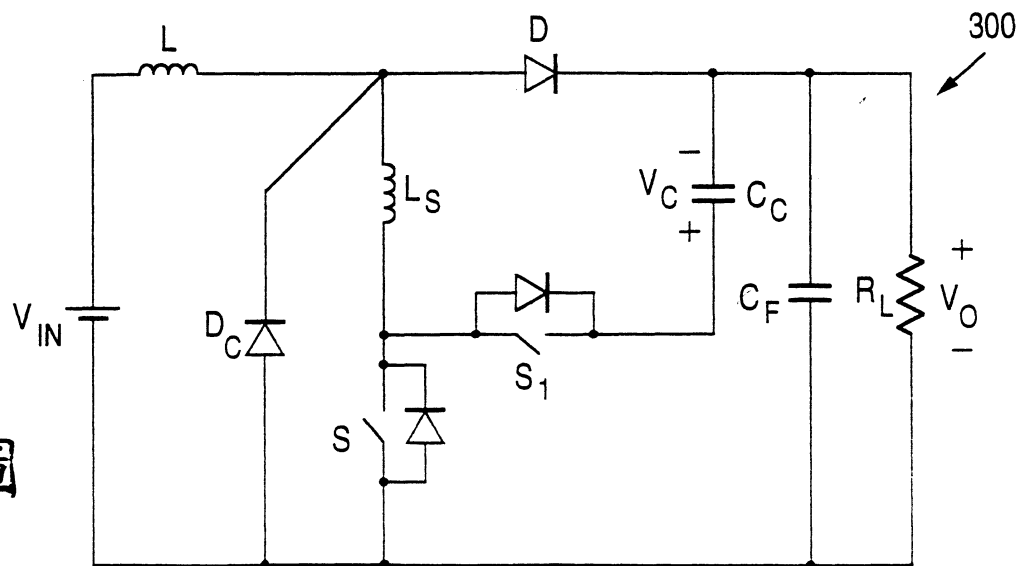
第一圖



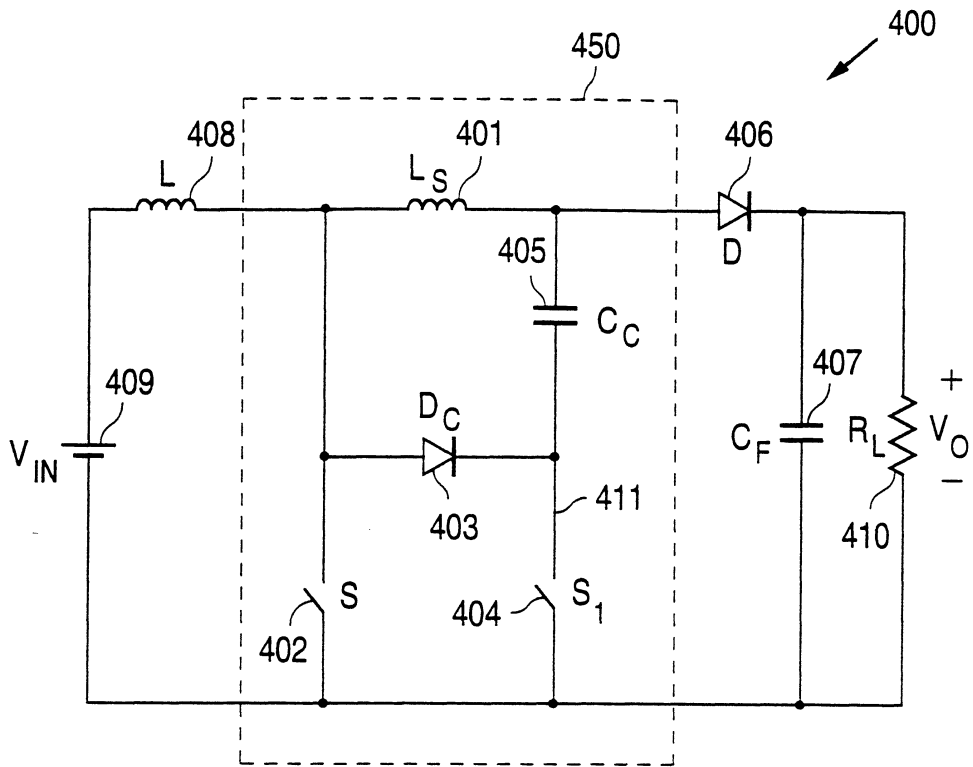
第二圖



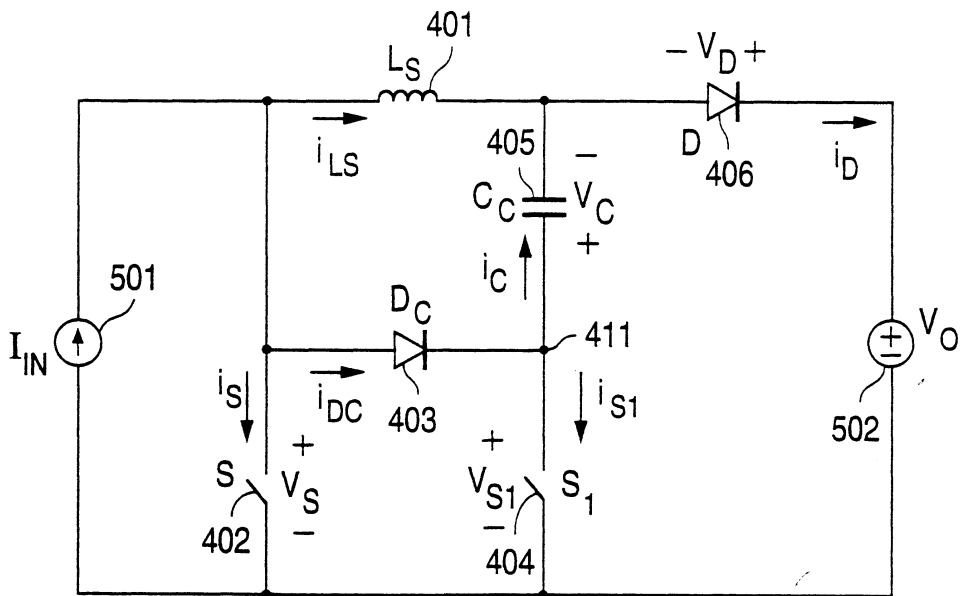
第三圖



圖式

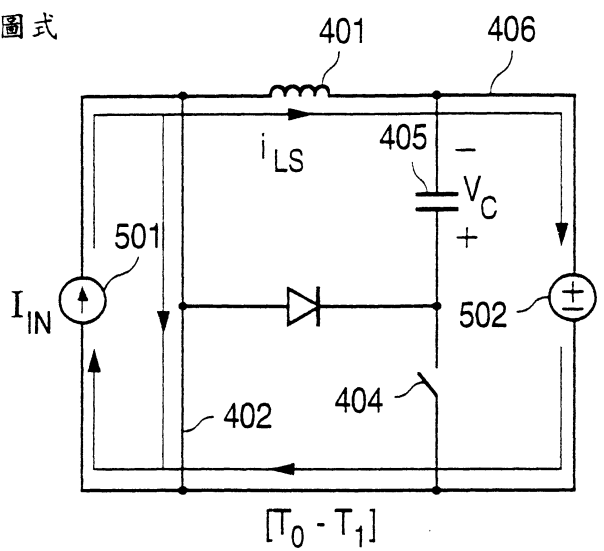


第四圖

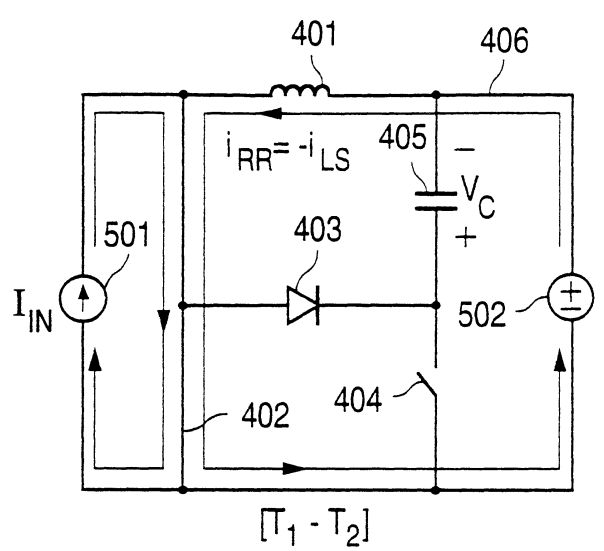


第五圖

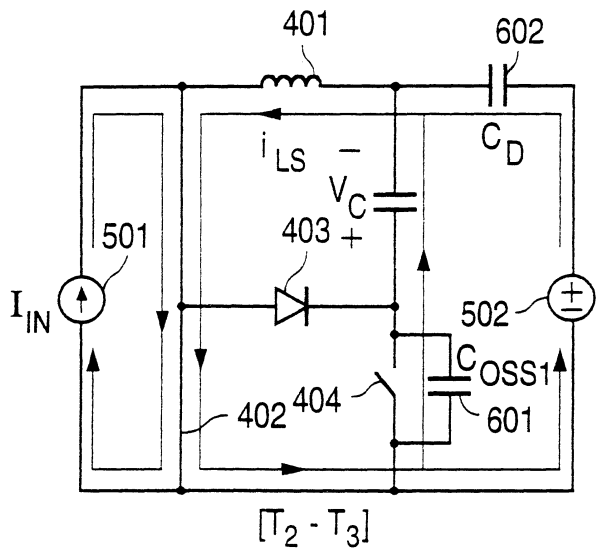
圖式



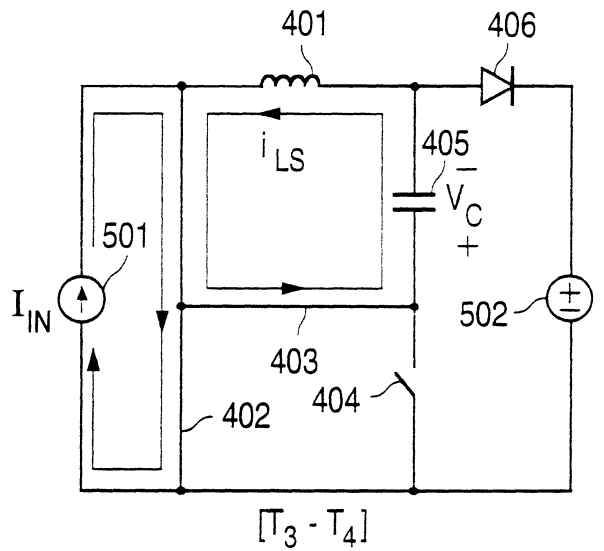
第六圖A



第六圖B

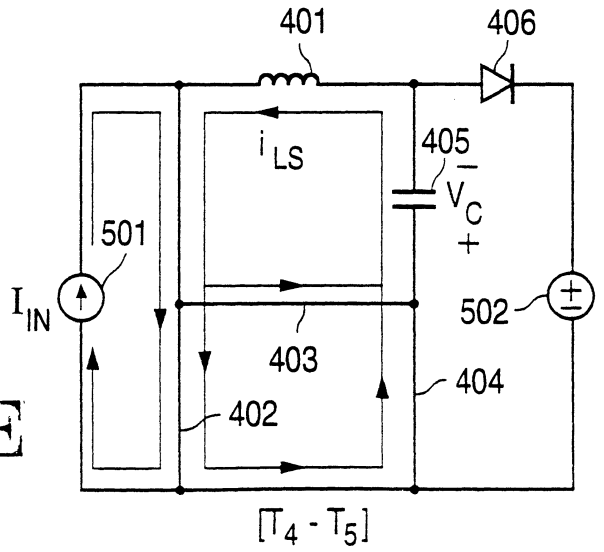


第六圖C

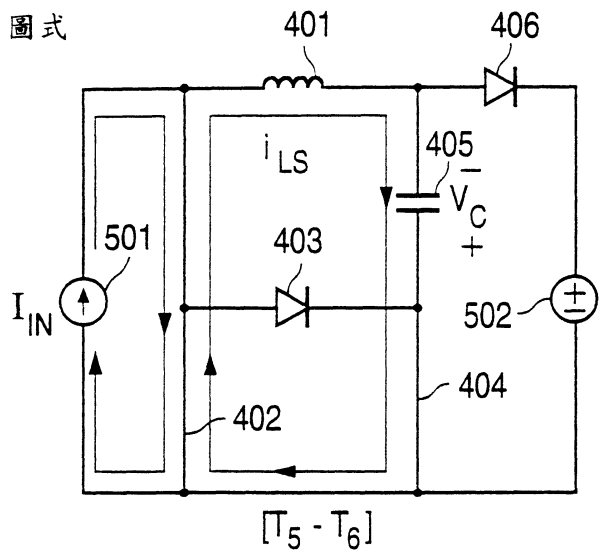


第六圖D

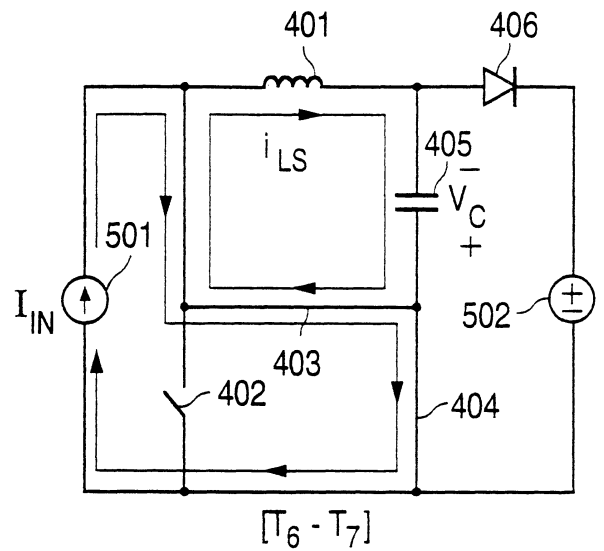
第六圖E



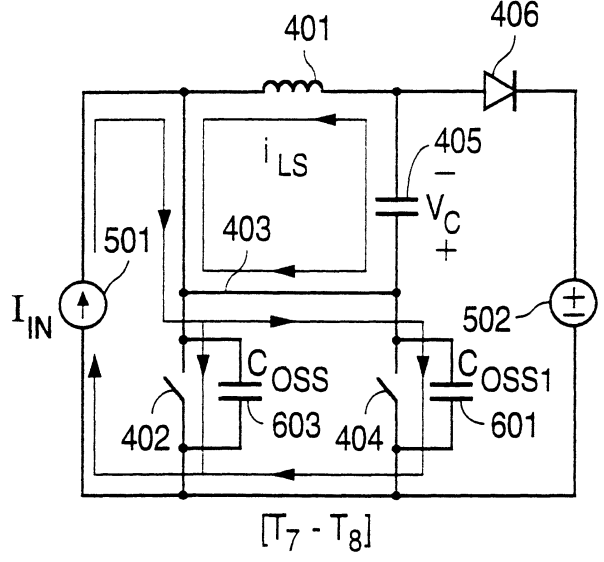
圖式



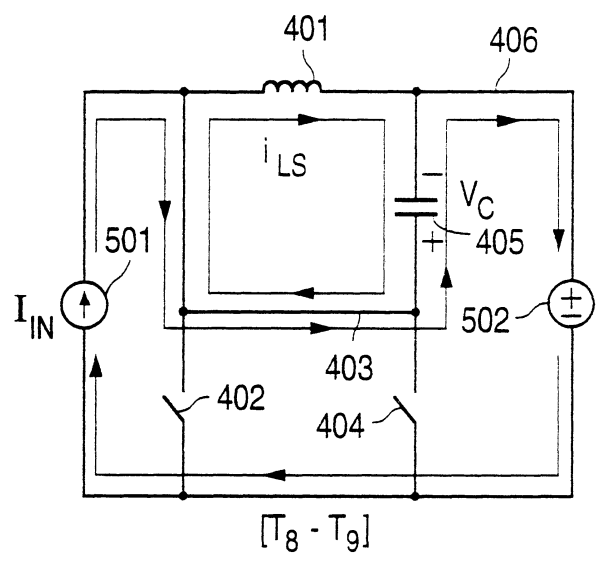
第六圖F



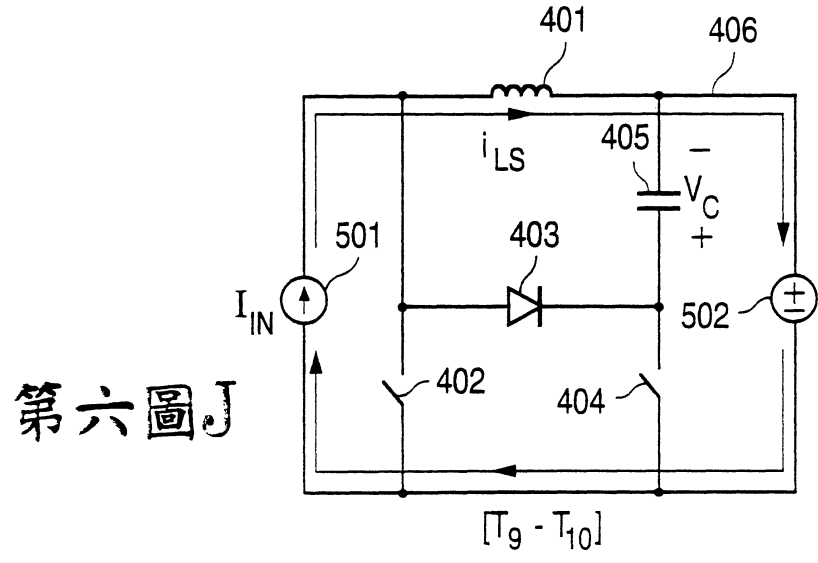
第六圖G



第六圖H

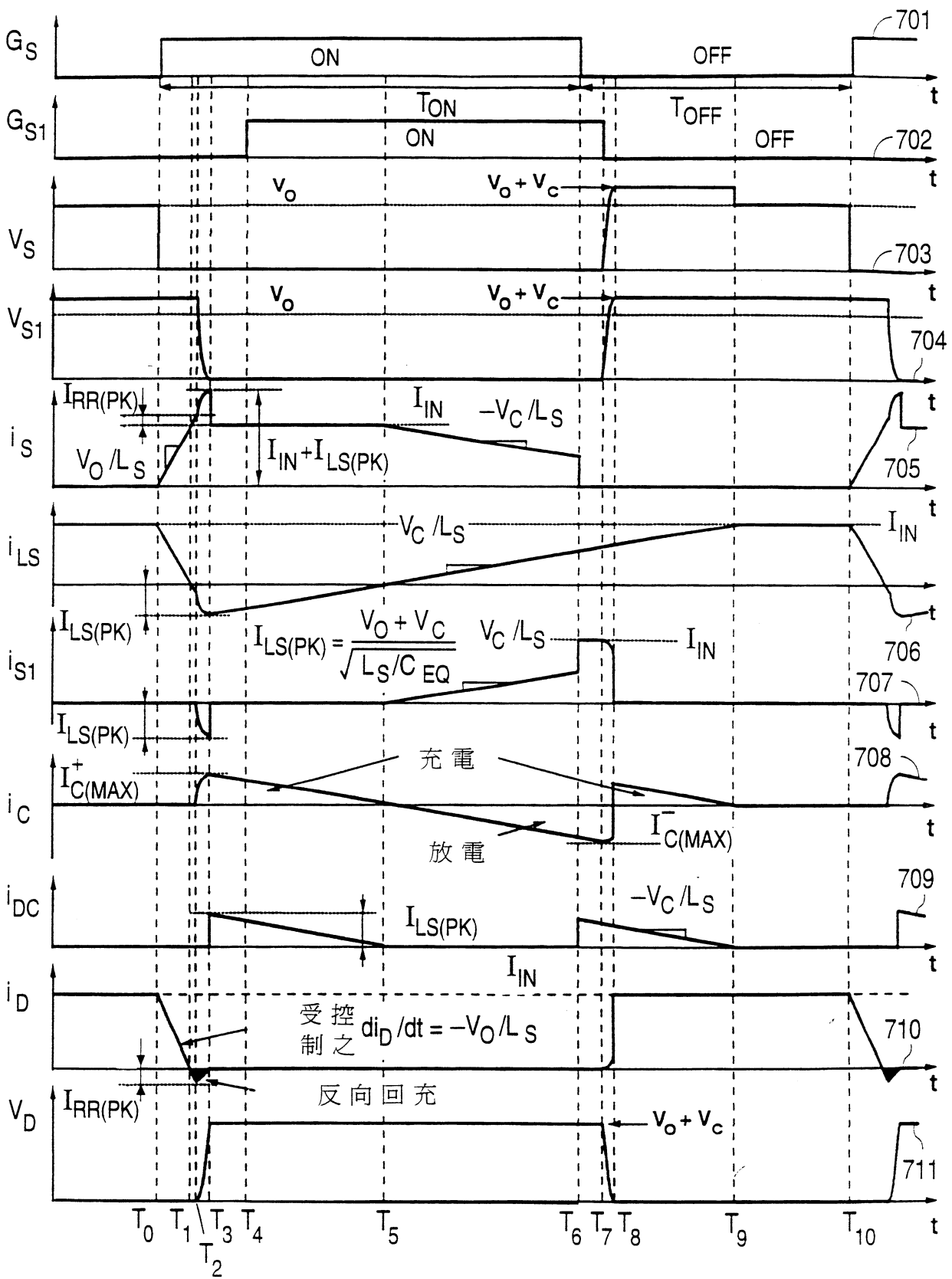


第六圖I



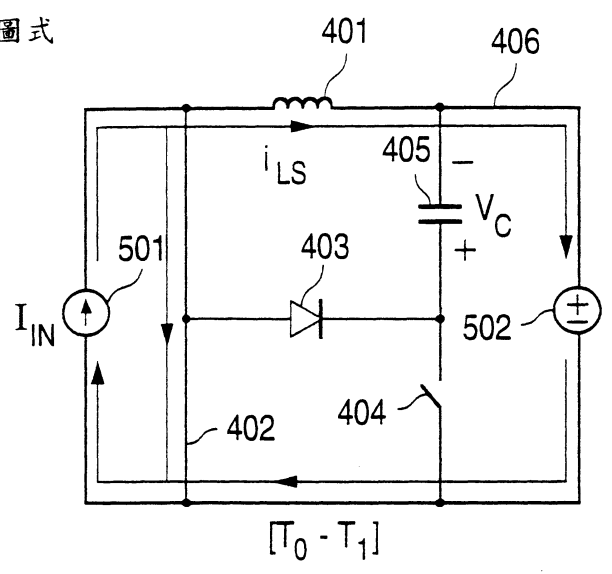
第六圖J

圖式

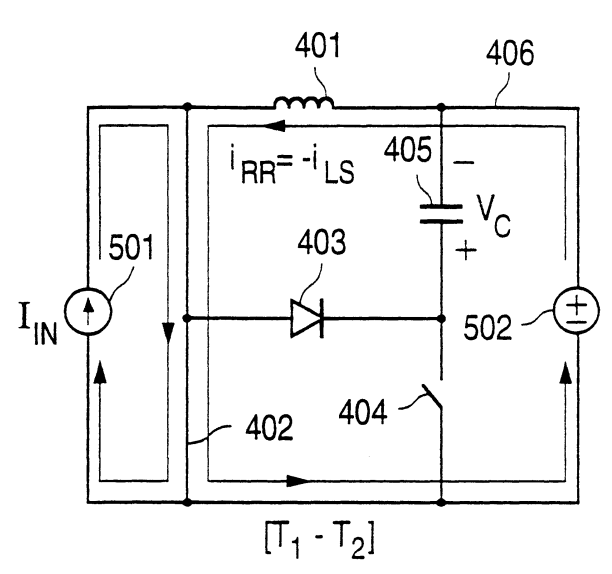


第七圖

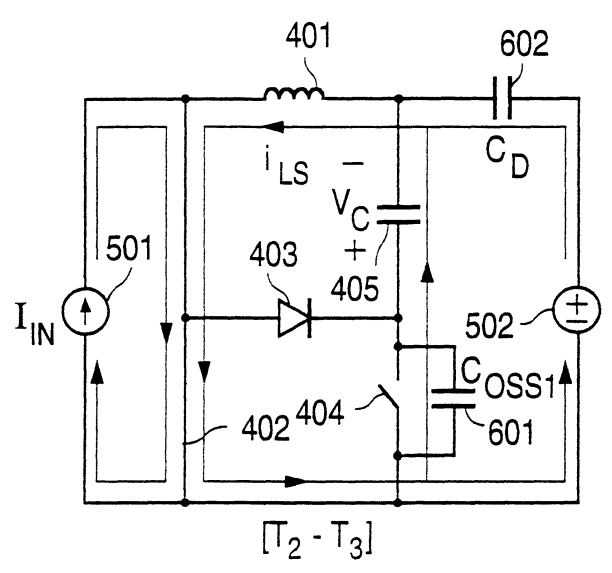
圖式



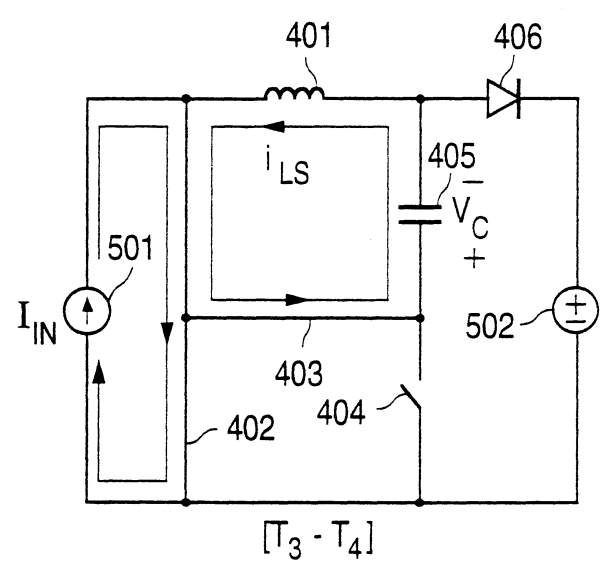
第八圖A



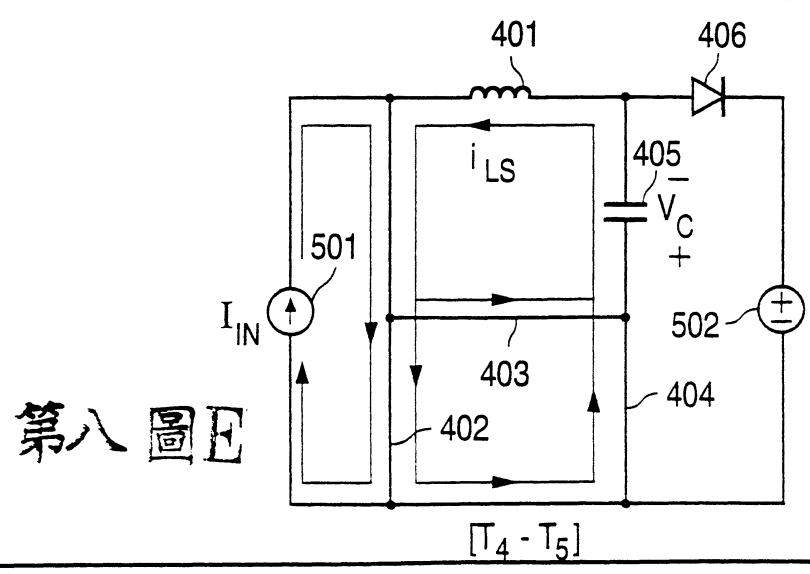
第八圖B



第八圖C

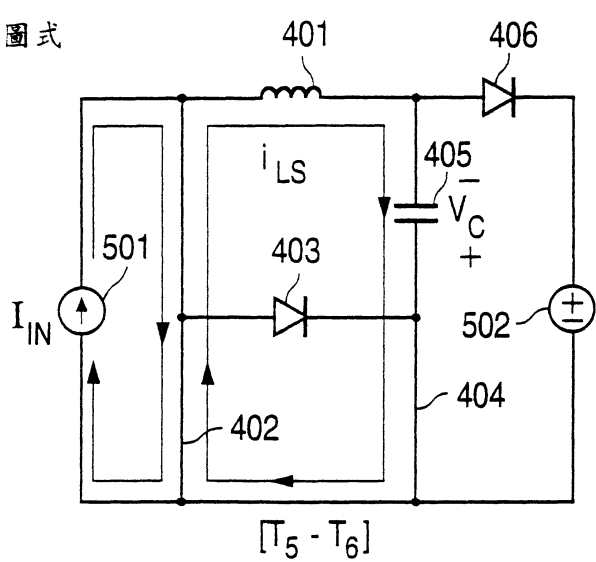


第八圖D

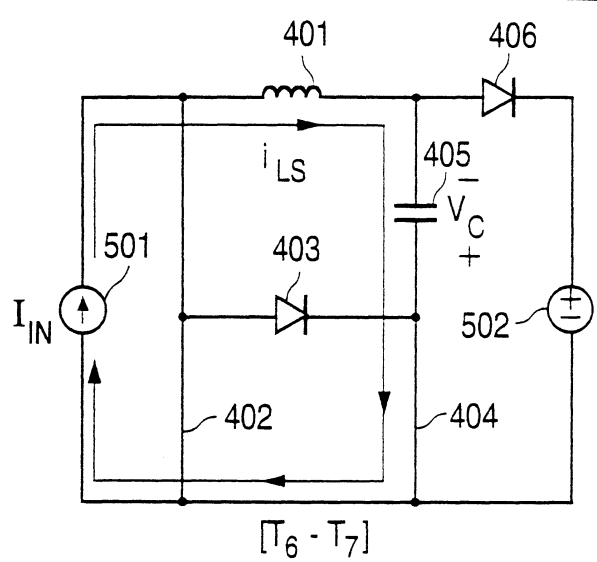


第八圖E

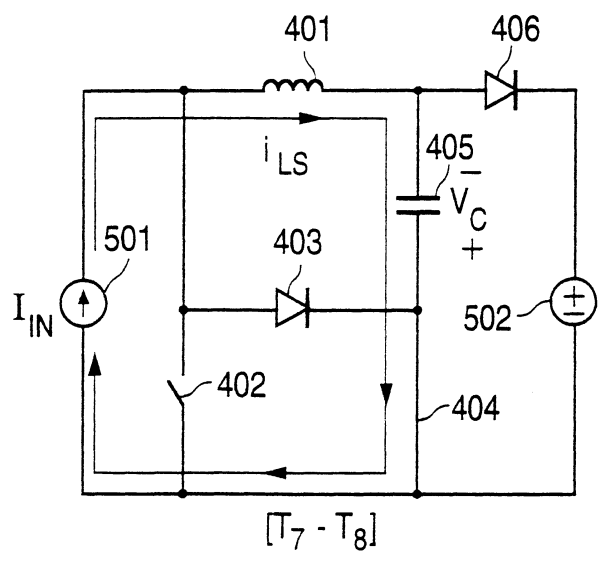
圖式



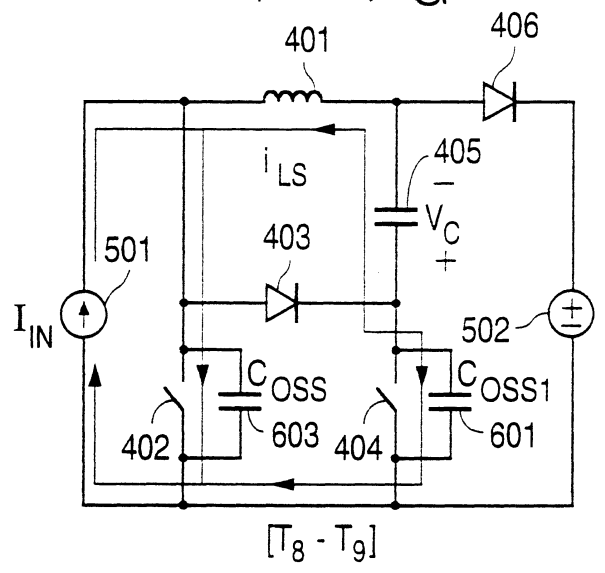
第八圖F



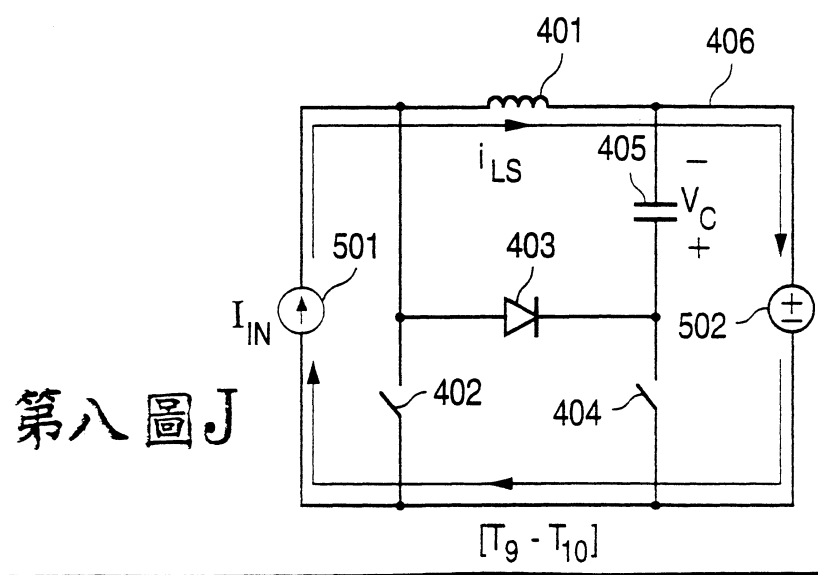
第八圖G



第八圖H

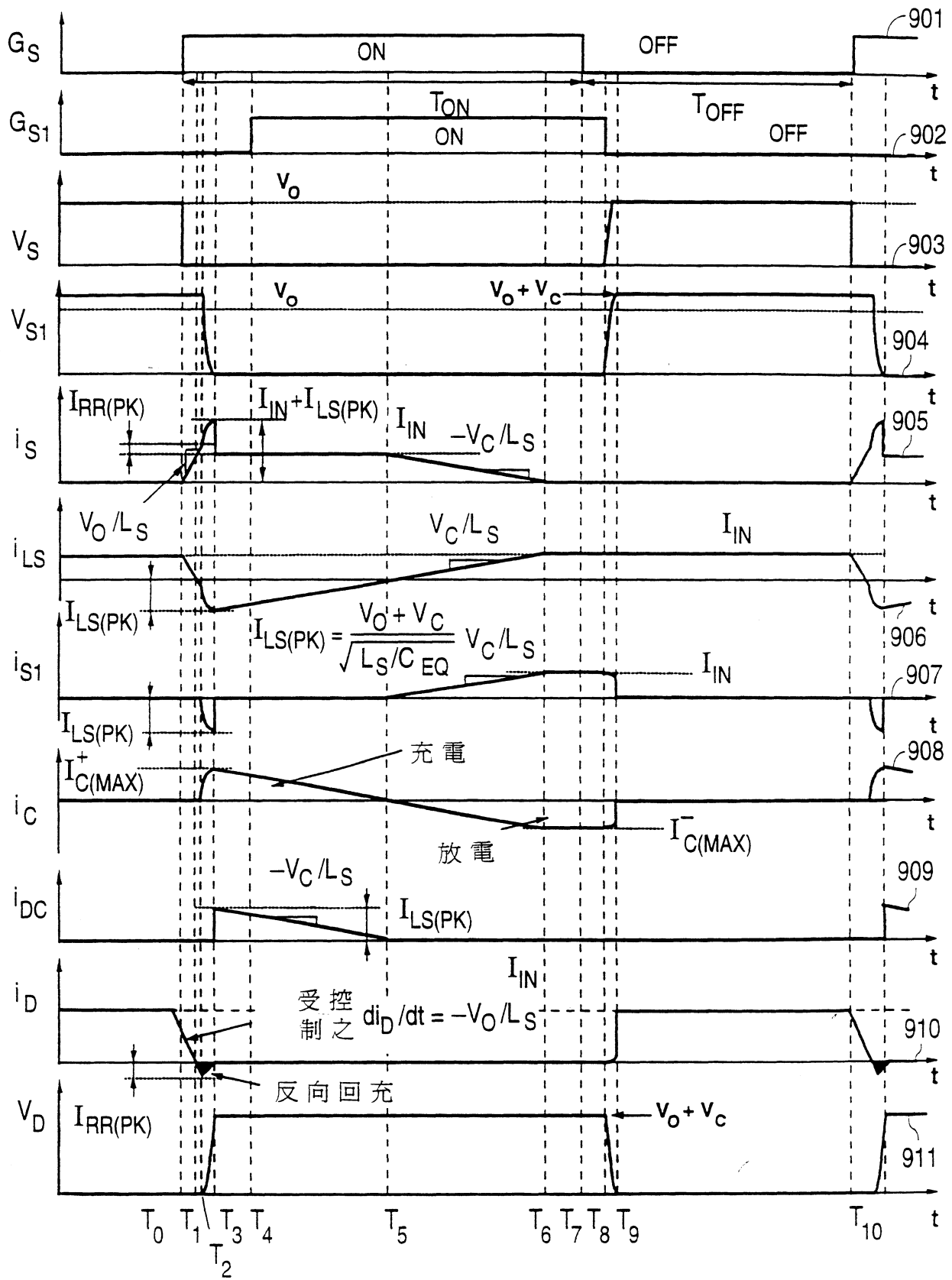


第八圖I



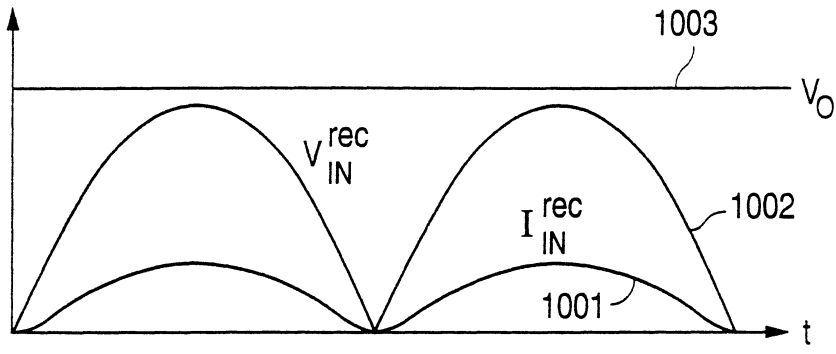
第八圖J

圖式

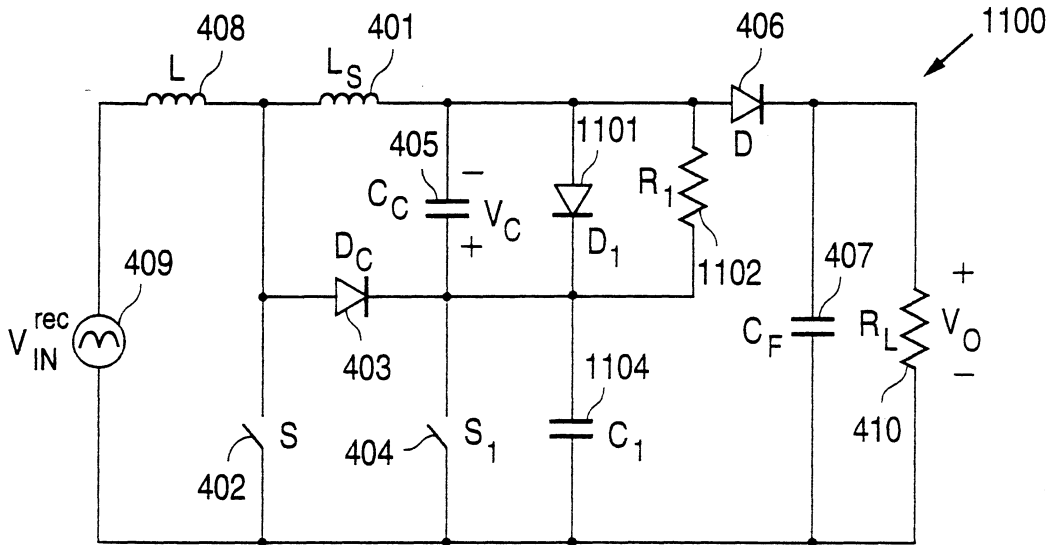


第九圖

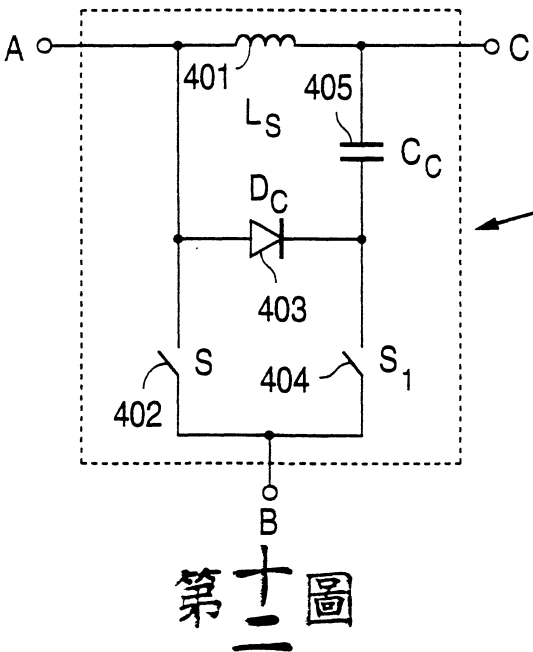
圖式



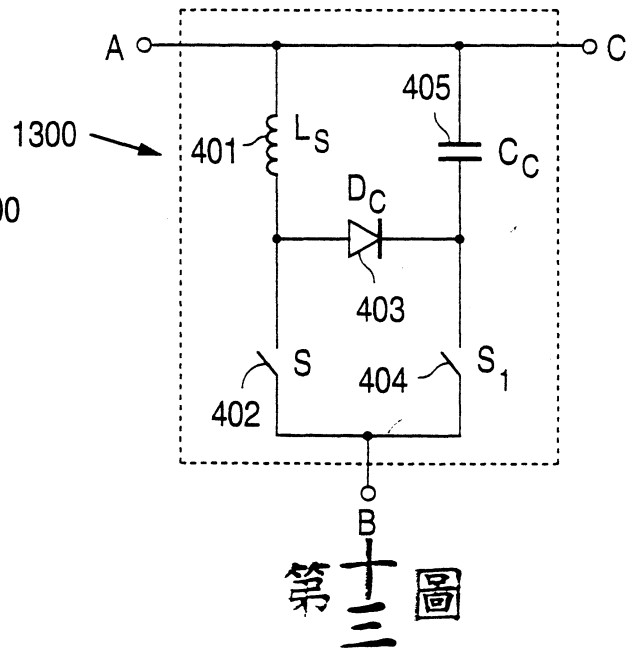
第十圖



第十一圖

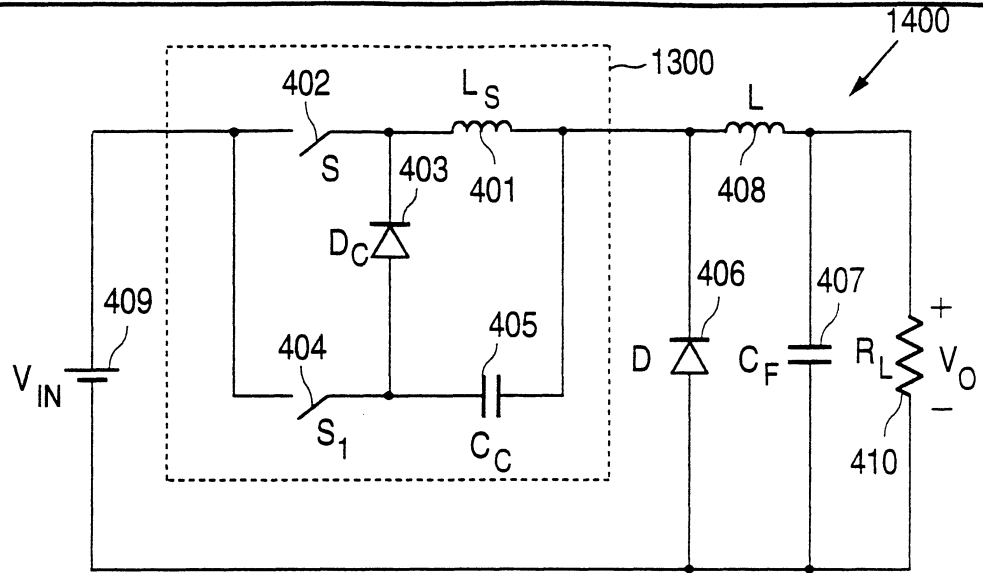


第十二圖

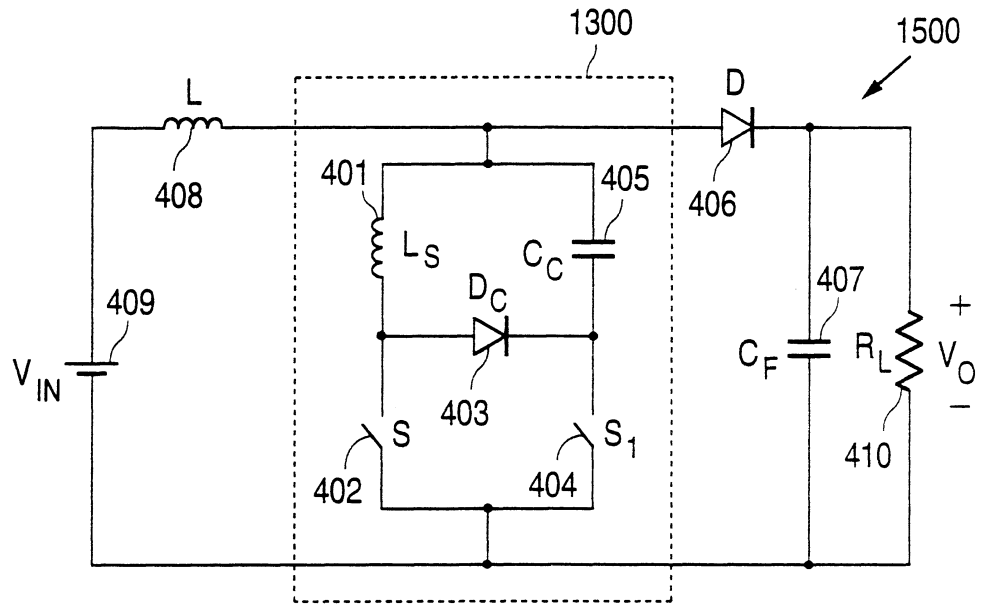


第十三圖

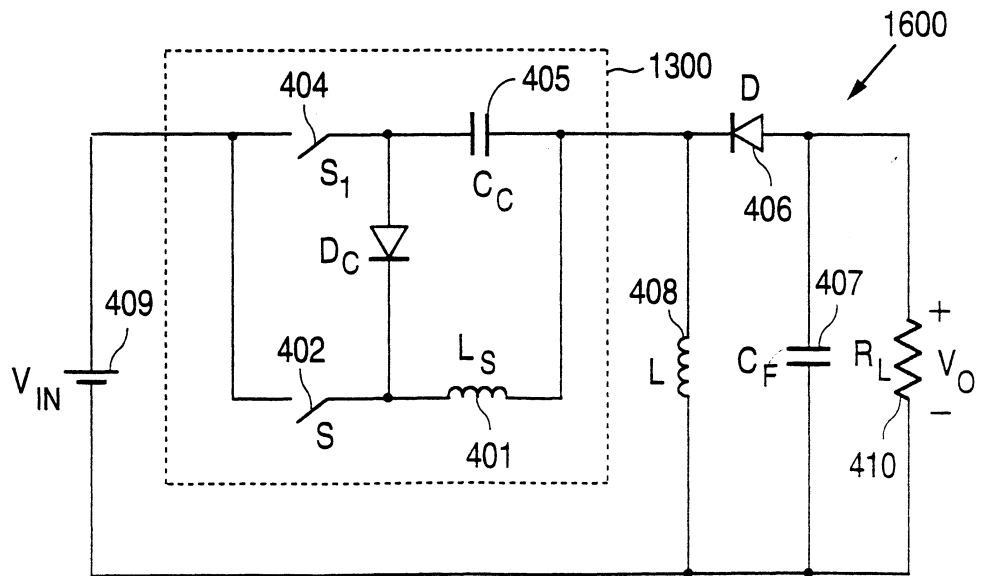
圖式



第十四圖

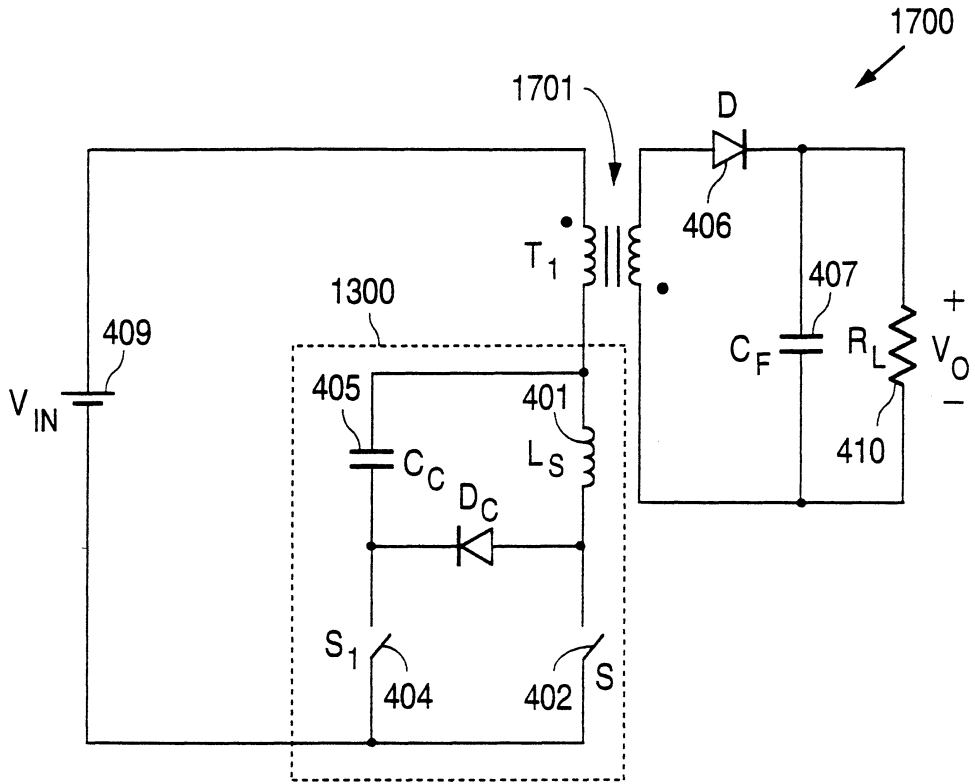


第十五圖

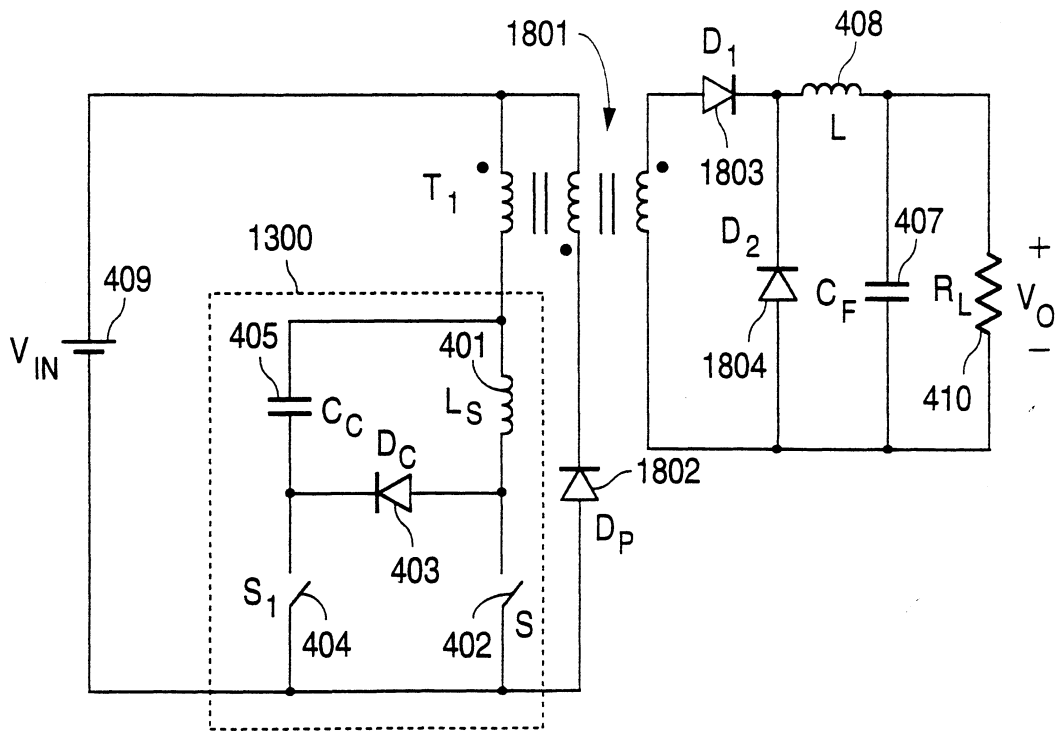


第十六圖

圖式

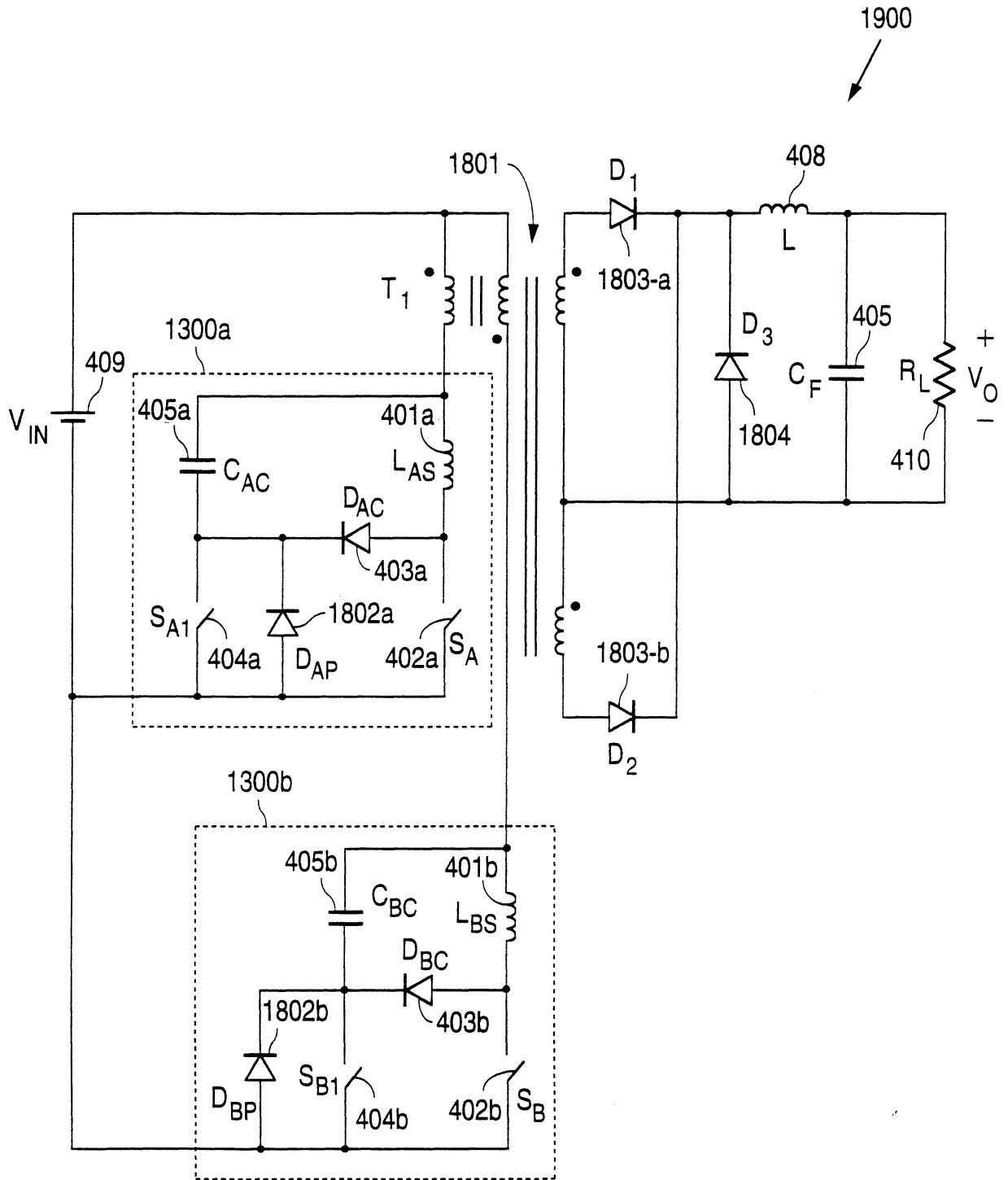


第七圖



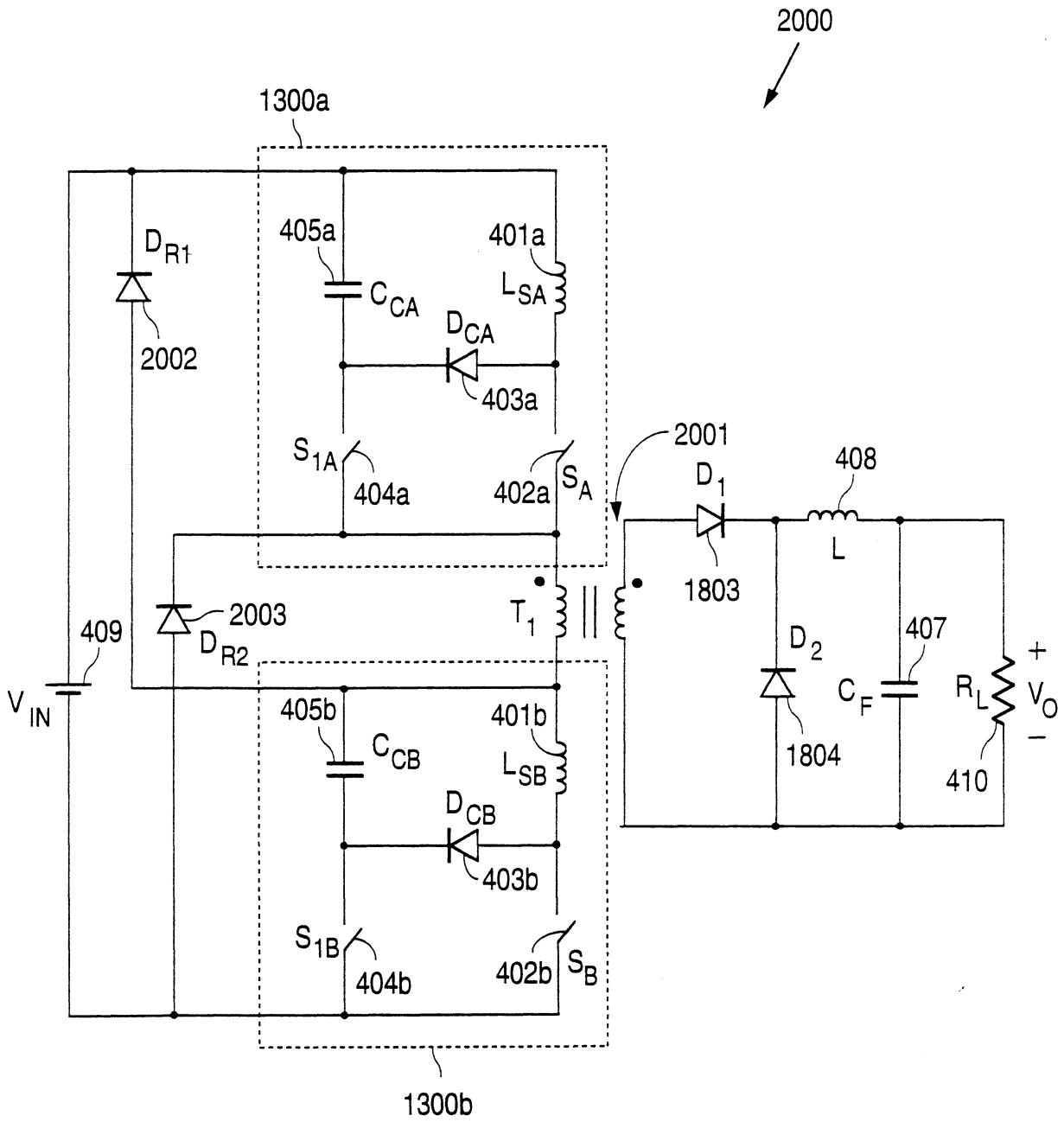
第八圖

圖式



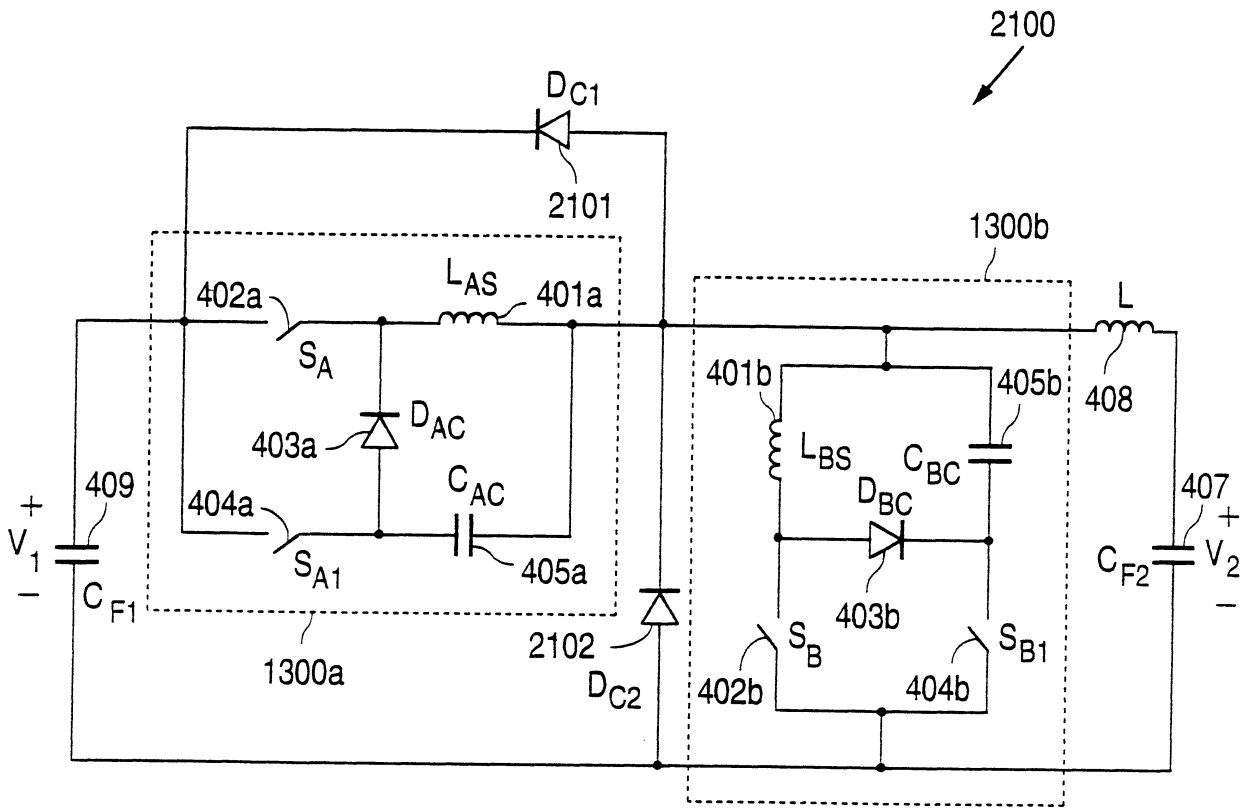
第九圖

圖式



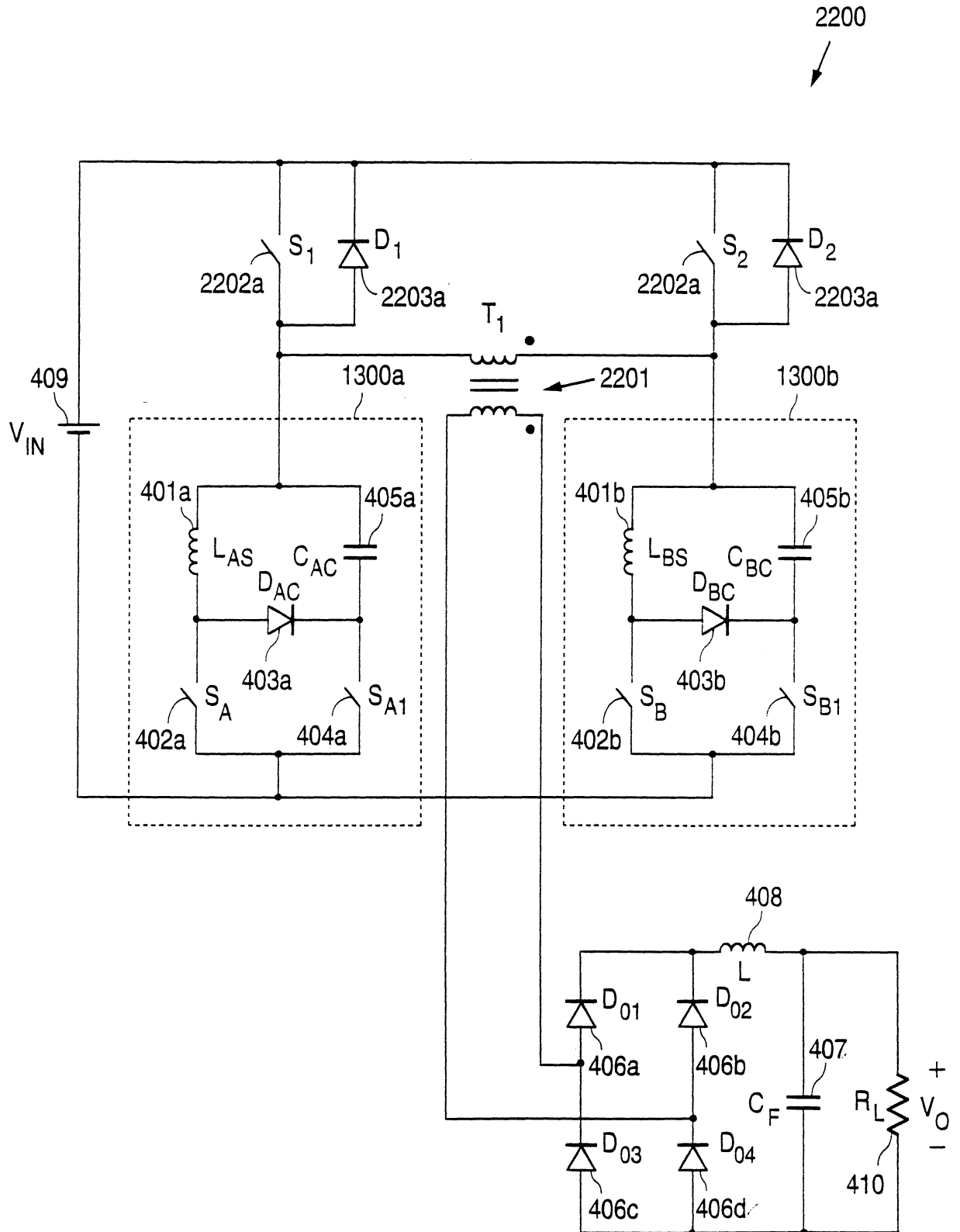
第二圖

圖式



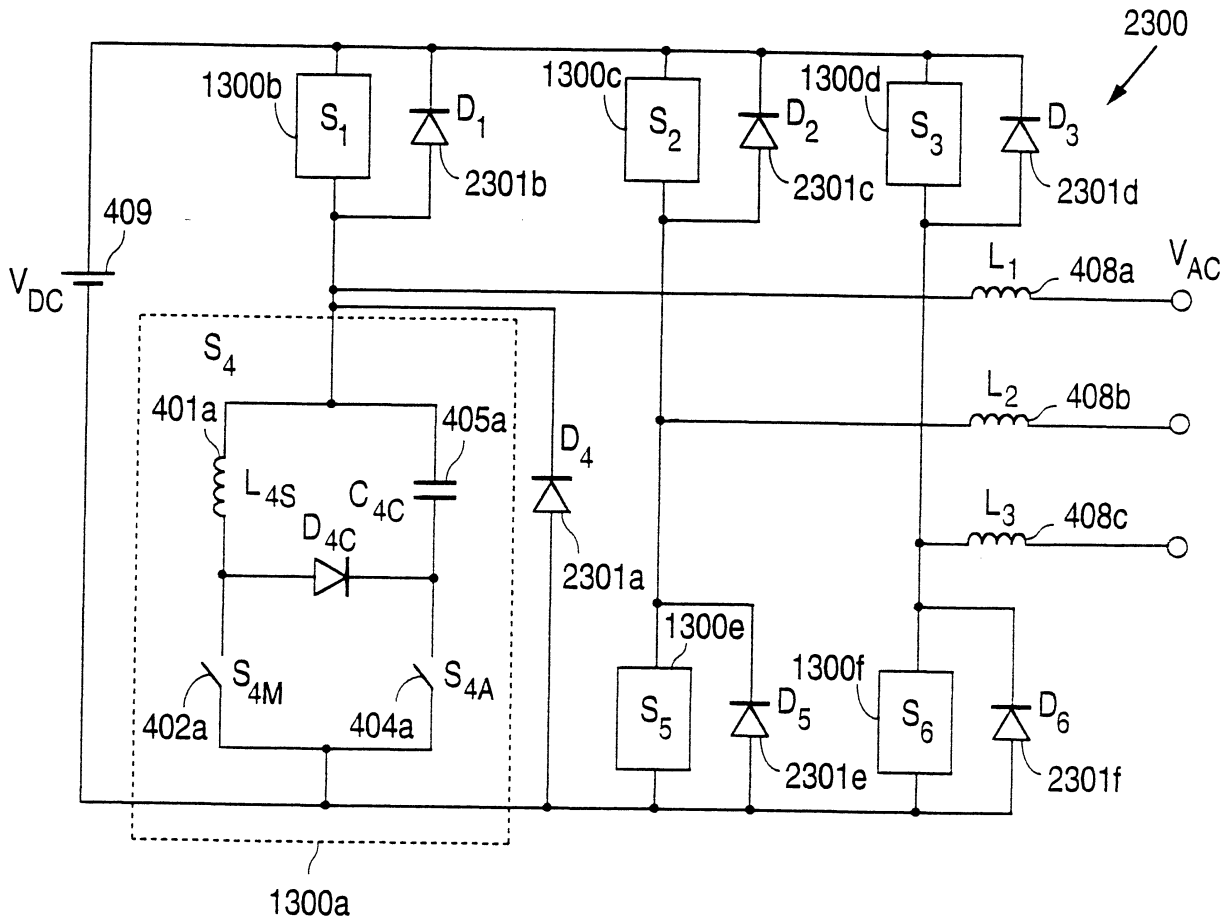
第二圖

圖式



第二十圖

圖式



第二十三圖