

# 公告本

申請日期	86.3.-8
案號	86102843
類別	G06F 32

A4  
C4

432276

(以上各欄由本局填註)

## 發明專利說明書

發明 名稱	中文	可快速回復啓動之省電型電源供應器
	英文	
發明 創作人	姓名	呂芳杰
	國籍	中華民國
	住、居所	台北縣蘆洲鄉長安街220巷18號3樓
三、申請人	姓名 (名稱)	明基電腦股份有限公司
	國籍	中華民國
	住、居所 (事務所)	桃園縣龜山鄉山營路157號
	代表 姓名	施振榮

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

## 五、發明說明(1)

本發明係有關於一種電源供應器；特別是有關於一種利用電源控制線路的參考電源輸出信號作為電源供應器之快速回復啟動信號的一種可快速回復啟動之省電型電源供應器，同時亦利用上述參考電源輸出信號作為一開關線路和一開關控制線路之控制信號以避免啟動電阻消耗不必要功率。

目前，絕大部份之電腦產品及其周邊裝置均採用切換式電源(switching power)，而切換式電源中之核心都是使用脈波調變(pulse width modulation)控制積體電路(IC)來做為電源控制線路。一般此類脈波調變控制 IC 都必須有足夠之電壓及電流才能啟動，例如 3842、及 3844 系列之 IC 控制器，因此都需要有所謂的啟動電路使 IC 能夠正常動作；但因啟動電路之電壓源較啟動後產生之輔助電壓源之電壓為高，為省電起見，在 IC 啟動以後，即改由輔助電源來供應後續操作的能量，此時該啟動電路反而成為無用且消耗功率之累贅。

第 1 圖表示一傳統交換式電源供應器之線路方塊圖。為簡化起見在此圖中輸出電壓之回授穩壓控制線路則省略不予圖示。如第 1 圖所示：一整流器 1，例如是橋式整流器，將交流輸入電壓予以轉換成為直流電壓；一整流電容器 2 用以降低直流電壓之漣波(ripple)電壓。上述直流電壓經一啟動電阻 3 充電至啟動電容器 4 來啟動電源控制線路 5(在此以 3842 控制器為例)；電源控制線路 5 啟動後將輸出一高頻脈波信號給一控制電晶體 6(在此以 N 型金氧半

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

## 五、發明說明(2)

電晶體 NMOS 為例)之閘極，藉以使得控制電晶體 6 進行快速之切換動作。變壓器 7 包含第一繞組 7a(或稱主要繞組)、第二繞組 7b、及第三繞組 7c，其中第一繞組 7a 耦接至 NMOS 電晶體 6 的汲極，藉由上述控制電晶體 6 之動作，第二繞組 7b、及第三繞組 7c 將分別感應得到一高頻脈波電壓。第二繞組 7b 所感應之脈波電壓經一輸出二極體 9 整流、及一輸出電容器 10 降低漣波後藉以作為電源供應器之輸出，而第三繞組 7c 所感應之脈波電壓經一輔助二極體 8 整流、及一上述啓動電容器 4 降低漣波後提供上述電源控制線路 5 工作之所需。

上述電源供應器之工作原理如下所述，當上述電源供應器輸入交流電壓時，交流電壓經整流器 1、及整流電容器 2 轉換成為直流電壓，上述直流電壓經由啓動電阻 3 而對啓動電容器 4 充電，隨著 A 端點直流電壓之增加，B 端點之電壓位準亦隨之升高。當 B 端點之電壓到達一特定電壓時(以 3842 控制器為例是 16V)電源控制線路 5 將會啓動，而輸出一高頻脈波信號(其中 B 端電壓於啓動後將降低至介於 10-16V 之間)。控制電晶體 6 接受上述高頻信號而進行切換動作，以便將能量轉換至第二繞組 7b、及第三繞組 7c。第二繞組 7b 所感應之脈波電壓經一輸出二極體 9 整流、及一輸出電容器 10 降低漣波後藉以作為電源供應器之輸出，以供給其他線路(未圖示)動作之所需。第三繞組 7c 所感應之脈波電壓經一輔助二極體 8 整流、及啓動電容器 4 降低漣波後，將提供上述電源控制線路 5 工作之

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝

訂

## 五、發明說明(3)

所需。

由上述可知，電源供應器在輸入交流電壓之初，電源控制線路5啓動所需之電壓係直流電壓經啓動電阻對啓動電容器4充電而提供；而控制電晶體6開始進行其切換動作後，電源控制線路5工作所需之電壓則係由變壓器7的第三繞組7c所提供。然而，在啓動電阻之上一直流通一電流將造成額外功率之損耗。啓動電阻3之功率消耗可計算如下(以電源控制線路是3842控制器為例)。

一般電腦及其周邊裝置之輸入電源規格為交流電壓90V-264V之間，當交流輸入電壓為最低90V時，經由整流器1、及整流電容器2得到之直流電壓約為 $90V \times 1.414 = 127.6V$ ，3842控制器所需之啓動電流最少為1mA，因此啓動電阻3之最大阻值為： $(DC \text{ 電壓} - \text{啓動電壓}) / 1mA = (127.6V - 16V) / 1mA = 111260\Omega$ ；當交流輸入電壓為最高264V時，經由整流器1、及整流電容器2得到之直流電壓約為 $264V \times 1.414 = 373.296V$ ，因為3842控制器啓動後只需10V以上之工作電壓，所以啓動電阻3之功率消耗為 $(DC \text{ 電壓} - \text{工作電壓})^2 / (\text{啓動電阻值}) = (373.296V - 10V) / 111260\Omega = 1.18W$ 。一般電腦及其周邊設備所必備之省電功能(power saving function)均要求在省電模式(off-mode)下之功率消耗需介於5.8W之間或更低，因此上述約1.18W之消耗亦不可以忽視。

爲了降低啓動電阻所消耗之功率，已有如第2圖所示之先前技術被提出(請參閱美國專利案號第5,581,453號專

## 五、發明說明(4)

利)。如第 2 圖所示，其主要係利用一開關線路 11 串接於啓動電阻 3 與電源控制線路 5 之間，再利用一開關控制線路 12 來控制開關線路 11 之導通與否。當電源控制線路 5 啓動之前，開關線路 11 保持導通故直流電源得以透過啓動電阻 3 而對啓動電容 4 充電，以提供電源控制線路 5 所需之啓動電壓位準。啓動後第三繞組 7c 之電壓經整流後，提高 B 點之電壓使得開關控制線路 12 動作而將開關線路 11 關閉，以避免啓動電阻於啓動後仍然消耗功率。

然而，上述之習知技術雖然可以降低啓動電阻之功率消耗，但是無法配合省電 IC 動作，而進行快速回復啓動 (restart)。現今之電源供應器常需要配合省電 IC (power saving IC) 在其省電模式 (off-mode) 下操作，一般是由省電 IC 控制切斷一些暫不使用線路之電源，例如螢幕之水平、及垂直掃瞄信號，但是電源供應器又必須能夠繼續供應省電 IC 所需之約 -5V 電壓、及約數 10mA 電流之輸出。爲了滿足此項要求，若讓電源供應器持續動作，僅將其他輸出切斷而留下 -5V 輸出給省電 IC (如此水平、垂直信號恢復時才能自動回復) 則成本太高且無法達到功率消耗需介於 5-8W 之間或更低之規格要求。若採用其他方式，例如由輔助電源取出控制信號，會因爲放電時間過長 (因爲一般輔助電源輸出電容器之電容值均相當大)，致使重新啓動速度太慢而造成傳輸能量不足，且易會被省電 IC 誤判造成邏輯操作上之錯誤。

因此，上述習知之電源供應器 (如第 2 圖所示) 無法在：

## 五、發明說明(5)

一、成本與功率消耗很低，以及，二、重新啓動速度夠快不會造成傳輸能量不足與省電 IC 邏輯誤判等二項要求下配合省電 IC 動作。

有鑑於此，本發明主要目的係提爲供一種可快速回復之省電型電源供應器，其利用電源控制線路之參考電壓源輸出信號作爲啓動控制信號，可以配合省電 IC 做快速之回復啓動操作，並可以簡化電路之複雜度以及降低製造成本。

另外，本發明之另一目的爲，同時利用上述參考電壓源輸出信號以控制一開關控制線路進而控制開關線路之導通與否，藉以在電源控制線路啓動之後使啓動電阻不再流通電流，以降低功率損耗。又其利用低於習知技術所需之電壓來控制上述開關線路，更可以降低功率損耗，以及使得元件耐壓等特性之要求無須太過嚴格而降低成本。

爲達到上述目的，本發明提出一種可快速回復啓動之省電型電源供應器，其包括：一整流裝置，用以提供一直流電源；一控制電晶體，其接收一切換信號，而執行導通及關閉動作；一電源變壓器至少包括一第一繞組、一第二繞組、及一第三繞組，其中上述直流電源施加於上述第一繞組及上述控制電晶體上，並藉由上述控制電晶體之動作使得上述第二繞組及第三繞組之上分別產生一輸出電源；一電源控制線路，當其啓動端之電壓位準上升至一啓動電壓位準時，上述電源控制線路將會啓動，啓動後輸出上述切換信號用以控制上述電源變壓器之輸出電源大小，同時

## 五、發明說明(6)

其參考電源輸出端之電壓位準亦由一第一電壓位準快速地變化至一第二電壓位準，又啓動後當上述電源控制線路之一回授端接收一省電模式信號時，將會進入重新啓動之狀態且同時其參考電源輸出端之電壓位準亦由上述第二電壓位準快速地變化回到上述第一電壓位準；一啓動電阻，提供一路徑以便使上述直流電源對一啓動電容器充電，而供給上述電源控制線路啓動時所需之啓動電壓位準；一開關線路分別與上述啓動電阻、及上述電源控制線路串接；一開關控制線路用以開啓及關閉上述開關線路，其中當上述電源控制線路之參考電源輸出端由上述第一電壓位準變化至第二電壓位準時，上述開關控制線路將導通而使得上述開關線路不導通，當上述電源控制線路之參考電源輸出端由上述第二電壓位準變化至第一電壓位準時，上述開關控制線路將不導通而使得上述開關線路及啓動電阻導通電流。

爲讓本發明之上述目的、特徵、和優點能更明顯易懂，下文特舉若干較佳實施例，並配合所附圖式，做詳細說明如下：

圖式之簡單說明：

第1圖表示一傳統交換式電源供應器之線路方塊圖；

第2圖表示一可降低啓動電阻消耗功率之交換式電源供應器之先前技術之線路方塊圖；

第3圖表示依據本發明之第一實施例線路方塊圖；

第4圖表示依據本發明之第二實施例線路方塊圖；以

## 五、發明說明(7)

及

第5圖表示本發明配合省電IC動作之時序圖。

符號說明：

1-整流器，2-整流電容，3-啓動電阻，4-啓動電容，5-電源控制線路，6-控制電晶體，7-變壓器，7a-第一繞組，7b-第二繞組，7c-第三繞組，8-輔助二極體，9-輸出二極體，10-輸出電容，11-開關線路，12-開關控制線路，Q1-第一電晶體，Q2-第二電晶體，R1-第一偏壓電阻，R2-第二偏壓電阻，A-直流電壓端點，B-電源控制線路之啓動端，Vout-電源控制線路之輸出信號，以及Vref-電源控制線路之參考電源輸出信號。

實施例一：

第3圖表示本發明之第一實施例線路方塊圖，為簡化起見在此圖中輸出電壓之回授穩壓控制線路則省略不予圖示，其中與習知傳統技術相同之零件均以相同之符號標示。如第3圖所示，一開關線路11串接在啓動電阻3、及電源控制線路5之間，藉由一開關控制線路12來控制開關線路之導通與關閉。開關控制線路12則接受電源控制線路5之參考電壓輸出信號Vref之控制而導通或關閉。

上述電源供應器之工作原理如下所述，當上述電源供應器輸入交流電壓時，交流電壓經整流器1、及整流電容器2轉換成為直流電壓，一開始開關線路11為導通狀態，上述直流電壓得以經由啓動電阻3而對啓動電容器4充電，隨著A端點直流電壓之增加，B端點之電壓位準亦隨

## 五、發明說明(8)

之升高。當 B 端點之電壓到達一特定電壓時電源控制線路 5 將會啓動，而輸出一高頻脈波信號  $V_{out}$ 。控制電晶體 6 接受上述高頻信號  $V_{out}$  而進行切換動作，以便將能量轉換至第二繞組 7b、及第三繞組 7c。第二繞組 7b 所感應之脈波電壓經一輸出二極體 9 整流、及一輸出電容器 10 降低漣波後藉以作為電源供應器之輸出，以供給其他線路(未圖示)動作之所需。電源控制線路 5 一經啓動後則其參考電壓輸出將由一第一電壓位準變化至一第二電壓位準，使開關控制線路 12 動作而使上述開關線路 11 不導通。如此啓動電阻 3 將不會再流通電流而造成功率之損耗。

而當在省電 IC 動作時(省電模式下)，除了切斷大多數電源輸出之外，其也持續送出一信號給電源控制線路 5 之一回授輸入端(未圖示)，電源控制線路接收上述信號而做週期性之重複啓動，故而電源控制線路 5 之參考電壓輸出也將隨之在第一電壓位準與一第二電壓位準兩者間做快速週期性變化，所以開關線路 11 僅能週期性地導通。因為電源控制線路 5 僅做週期性之短暫時間之重複啓動，所以電源控制線路 5 僅能週期性短時間輸出上述高頻信號  $V_{out}$  使控制電晶體 6 工作，藉以送出少量足夠省電 IC 工作所需之能量，又能滿足低耗功率之要求。

實施例二：

第 4 圖表示本發明之第二實施例線路方塊圖，為簡化起見在此圖中輸出電壓之回授穩壓控制線路同樣予以省略不圖示，其中與習知傳統技術相同之零件均以相同之符

## 五、發明說明(9)

號標示。本實施例係使用 IC 編號 3842 之脈波調變控制器作為電源控制線路 5。如第 4 圖所示，一第一電晶體(例如是 NPN 電晶體)Q1 作為開關線路 11 其更連接一保護二極體 D1 再串接於啓動電阻 3、及 3842 控制器 5 之間，又其基極經一第一偏壓電阻 R1 而連接至直流電壓端點 A。一第二電晶體(例如是 NPN 電晶體)Q2 與第一偏壓電阻器 R1、第二偏壓電阻 R2 構成開關控制線路 12，用以開關第一電晶體 Q1。第二電晶體 Q2 之集極連接第一電晶體 Q1 之基極，其射極耦接至 3842 控制器 5 之參考接地端，基極經第二偏壓電阻 R2 而接受 3842 控制器 5 之參考電壓輸出信號 Vref。

上述電源供應器之工作原理如下所述，開始時啓動電容器 4 之電壓為 0V，3842 控制器 5 未啓動而無參考電壓輸出 Vref，所以第二電晶體 Q2 是不導通的。當上述電源供應器輸入交流電壓時，交流電壓經整流器 1、及整流電容器 2 轉換成爲直流電壓，第一偏壓電阻 R1 使得第一電晶體 Q1 導通，而直流電壓將經由啓動電阻 3、第一電晶體 Q1、及保護二極體 D1 而對啓動電容器 4 充電，隨著 A 端點直流電壓之增加，B 端點之電壓位準亦隨之升高。當 B 端點之電壓到達一特定電壓(約 16V)時 3842 控制器 5 將會啓動，而輸出一高頻脈波信號 Vout。一控制電晶體 6 接受上述高頻信號 Vout 而進行高頻切換動作，以便將能量轉換至變壓器 7 之第二繞組 7b、及第三繞組 7c。第二繞組 7b 所感應之脈波電壓經一輸出二極體 9 整流、及一輸

## 五、發明說明(10)

出電容器 10 降低漣波後藉以作為電源供應器之輸出，以供給其他線路(未圖示)動作之所需。3842 控制器 5 啓動後，其參考電壓輸出  $V_{ref}$  將由約 0V 變化至 5V，而令第二電晶體 Q2 導通、及第一電晶體 Q1 關閉，所以啓動電阻 3 將不會有電流通過，而 3842 控制器 5 所需之工作電壓則改由變壓器 7 之第三繞組 7c 供應。保護二極體 D1 之作用是當 Q2 導通時保護 Q1 之基極、射極不會被過高之逆向偏壓(此實施例中約為 16V)所破壞。

因為電阻 R1 之阻值約為啓動電阻 3 阻值乘上電晶體 Q1 之電流增益  $h_{fe}$ ，而實際應用上電晶體 Q1 之  $h_{fe}$  約為 60 左右，亦即可省下原來啓動電阻 3 約等於  $59/60 \approx 98\%$  的功率損耗。所將可節省  $1.18W \times 0.98 = 1.16W$  之功率。而在實際應用中，因為啓動速度一般要求較快，所以啓動電阻之阻值可能更低，則應用本發明所可節省之功率瓦數將更大，約可省到 2W 的程度。ZD、R2、及 Q2 之功率消耗皆微乎其微可忽略不計。另外，本發明優於習知技術之處為本發明用以控制開關控制線路 12 之信號係由 3842 控制器之參考電源輸出端取出其電壓值最大僅為 5V，相較於第 2 圖所示之習知技術於採用相同之電源控制線路 IC 3842 之情形下，習知技術中開關控制線路之控制信號係由 3842 控制器之啓動端取得，為了使開關控制線路於 3842 控制器啓動前不動作，則其開始動作之電壓至少需為 16V，遠大於本發明所需之電壓值。因此習知技術將造成開關控制線路構成元件之耐壓等特性要求增加而使製造

## 五、發明說明(11)

成本大增，同時也較本發明更消耗功率。

至於本發明與省電 IC 之動作配合，請參照第 5 圖之動作時序圖，於  $T_0$  時間開啓電源供應器，如上所述經整流後之直流電源經啓動電阻對啓動電容 4 充電，而使得 3842 控制器 5 啓動端之電壓慢慢上升至 16V，3842 控制器 5 在  $T_1$  時間啓動後，輸出一高頻脈波信號  $V_{out}$ ，參考電壓源輸出信號  $V_{ref}$  也從 0V 變化至約 5V，而 3842 控制器 5 之啓動端電壓將會於下降至 10~16V 之間，又 3842 控制器之回授輸入端之輸入電壓  $V_{fb}$  將介於 0~5V 之間。

當省電 IC 於  $T_2$  時間開始進入省電模式，其將輸出一省電模式信號，例如經由光耦合器(photo-coupler)傳送至 3842 控制器 5 之回授輸入端，回授輸入端之電壓一上升至約 +5V 將會使 3842 控制器 5 重新啓動，啓動端之電壓將開始下降俾使 3842 控制器 5 關閉。到時間  $T_3$  時 3842 控制器 5 關閉(3842 控制器之關閉電壓為低於 10V)此時 3842 控制器之輸出  $V_{out}$  為 0V。緊接著，省電模式信號亦降至 0V，所以 3842 控制器 5 重新啓動，因為參考電壓源之輸出已由 5V 下降至 0V 而使第二電晶體關閉，第一電晶體導通，促使直流電源得以藉啓動電阻而提供 3842 控制器 5 重新啓動所需之電壓。3842 控制器 5 啓動後回授輸入端之電壓同時由 0V 變化至 5V，3842 控制器 5 再次進行重覆啓動之操作，如此週而復始。當 3842 控制器 5 之回授輸入端接收到省電模式信號直到 3842 控制器 5 關閉之短暫時段中 ( $T_3$ - $T_4$ )，3842 控制器 5 仍然繼續輸出其高頻脈波信號，以

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

## 五、發明說明(12)

使電源供應器能夠傳送少量但是足夠之能量以提供省電 IC 工作之所需。

因為重新啓動速度的快慢將決定傳輸能量的多寡，而 3842 控制器之參考電壓輸出信號  $V_{ref}$  不需並聯電解電容，故其儲存時間極短，所以非常適合使用在需快速重覆啓動 3842 控制器之場合中控制啓動電阻之導通與否，以便傳輸微小之能量。又 3842 控制器之參考電壓輸出信號  $V_{ref}$  之導通及關閉(on/off)的速度與 3842 控制器 IC 的 on/off 速度幾乎同步，故本發明完全不影響其重新啓動之速度。

綜上所述，本發明有以下幾點優於第 2 圖所示之習知技術：

一、本發明巧妙地應用一般電源控制線路所具有之參考電壓源輸出信號作為控制啓動電阻導通與否之控制信號而達到降低啓動電阻所消耗之功率。更重要的是，本發明可配合省電 IC 做快速之重覆啓動操作，且成本低廉、電路簡單、及正確性高。

二、本發明控制開關控制線路之電壓值低於習知技術，故更可以降低功率損耗以及開關控制線路構成元件之耐壓等特性要求而降低成本。

雖然本發明已以兩個較佳之實施例揭露如上，然其並非用以限定本發明，任何熟悉本項技藝者，在不脫離本發明之精神和範圍內，當可做更動和潤飾，因此本發明之保護範圍當視後附之申請專利範圍所界定者為準。



## 四、中文發明摘要(發明之名稱: )

出端之電壓位準亦由一第一電壓位準快速地變化至一第二電壓位準，又啓動後當上述電源控制線路接收一省電模式信號時，將會進入重新啓動之狀態且同時其參考電源輸出端之電壓位準亦由上述第二電壓位準快速地變化回到上述第一電壓位準；一啓動電阻，提供一路徑以便使上述直流電源對一啓動電容器充電，而供給上述電源控制線路啓動時所需之啓動電壓位準；一開關線路分別與上述啓動電阻、及上述電源控制線路串接；一開關控制線路用以開啓及關閉上述開關線路，其中當上述電源控制線路之參考電源輸出端由上述第一電壓位準變化至第二電壓位準時，上述開關控制線路將導通而使得上述開關線路不導通，當上述電源控制線路之參考電源輸出端由上述第二電

## 英文發明摘要(發明之名稱: )

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

裝

訂

線

四、中文發明摘要(發明之名稱: )

壓位準變化至第一電壓位準時,上述開關控制線路將不導通而使得上述開關線路及啓動電阻導通。

請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄

裝

訂

線

英文發明摘要(發明之名稱: )

中華民國專利局印製

## 六、申請專利範圍

1. 一種可快速回復啓動之省電型電源供應器，其中包括：

一 整流裝置，用以提供一直流電源；

一 控制電晶體，用以接收一切換信號，執行導通及關閉動作；

一 電源變壓器至少包括一第一繞組、一第二繞組、及一第三繞組，其中上述直流電源施加於上述第一繞組及上述控制電晶體上，並藉由上述控制電晶體之動作使得上述第二繞組及第三繞組之上分別產生一輸出電源；

一 電源控制線路，當其啓動端之電壓位準上升至一啓動電壓位準時，上述電源控制線路將會啓動，啓動後輸出上述切換信號用以控制上述電源變壓器之輸出電源大小，同時其參考電源輸出端之電壓位準亦由一第一電壓位準快速地變化至一第二電壓位準，又啓動後當上述電源控制線路接收一省電模式信號時，將會進入重新啓動之狀態且同時其參考電源輸出端之電壓位準亦由上述第二電壓位準快速地變化回到上述第一電壓位準；

一 啓動電阻，提供一路徑以便使上述直流電源對一啓動電容器充電，而供給上述電源控制線路啓動時所需之啓動電壓位準；

一 開關線路分別與上述啓動電阻、及上述電源控制線路串接；

一 開關控制線路用以開啓及關閉上述開關線路，其中當上述電源控制線路之參考電源輸出端由上述第一電壓

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 六、申請專利範圍

位準變化至第二電壓位準時，上述開關控制線路將導通而使得上述開關線路不導通，當上述電源控制線路之參考電源輸出端由上述第二電壓位準變化至第一電壓位準時，上述開關控制線路將不導通而使得上述開關線路及啓動電阻導通。

2.如申請專利範圍第1項所述之電源供應器，其中上述開關線路包括一第一電晶體其集極耦接上述啓動電阻之一端，其射極耦接上述電源控制線路之啓動端，以及其基極耦接上述開關控制線路；上述開關控制線路包括一第二電晶體其集極耦接上述第一電晶體之基極，並經一偏壓電阻耦接上述直流電源，其射極耦接上述電源控制線路之參考接地端，以及其基極耦接上述電源控制線路之參考電源輸出端。

3.如申請專利範圍第1項所述之電源供應器，其中上述電源控制線路可為積體電路型號3842、及3844系列中之一積體電路。

4.如申請專利範圍第2項所述之電源供應器，其中上述電源控制線路可為積體電路型號3842、及3844系列中之一積體電路。

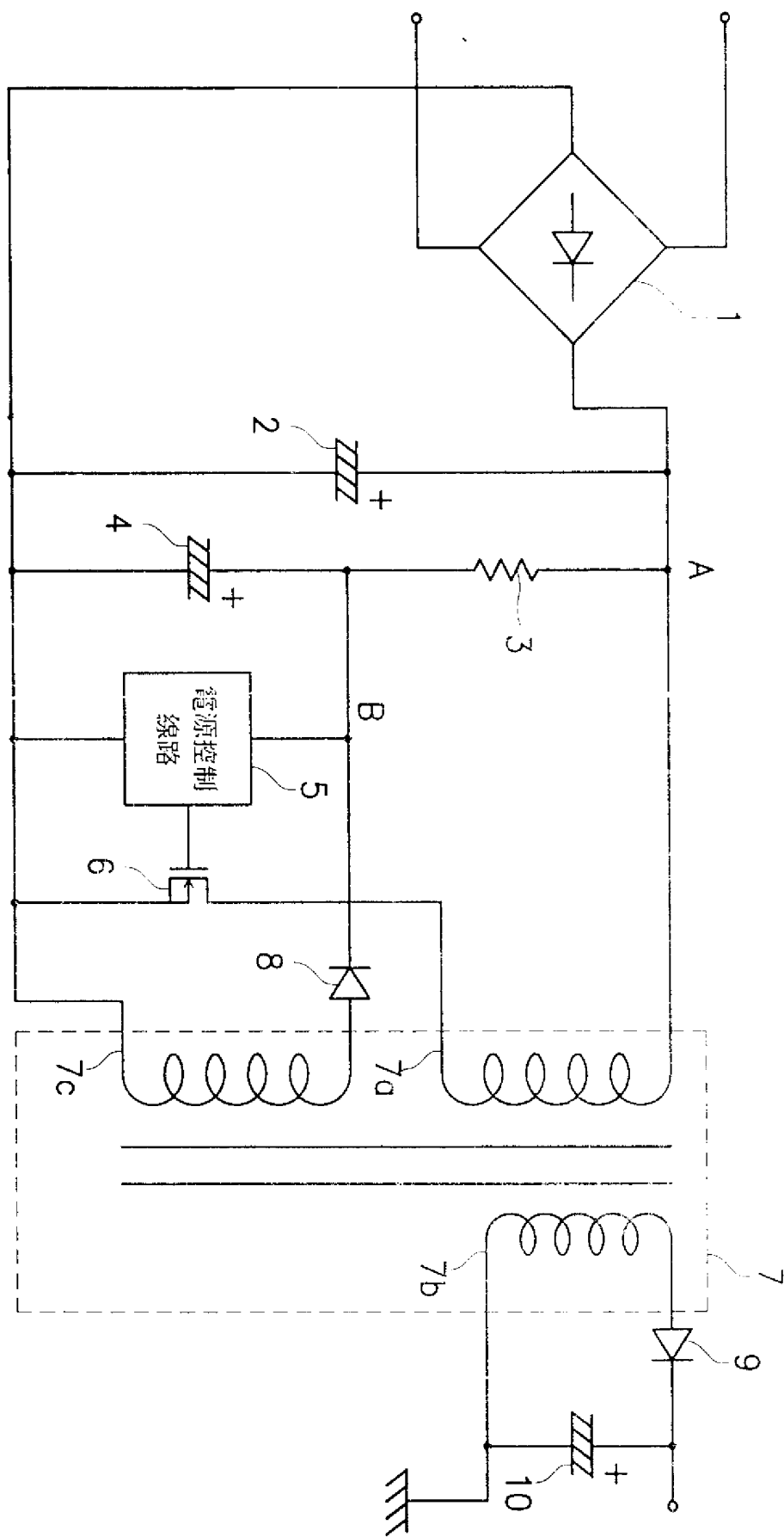
5.如申請專利範圍第4項所述之電源供應器，其更包括一保護二極體順向配置於上述第一電晶體射極與上述啓動電容器之間。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

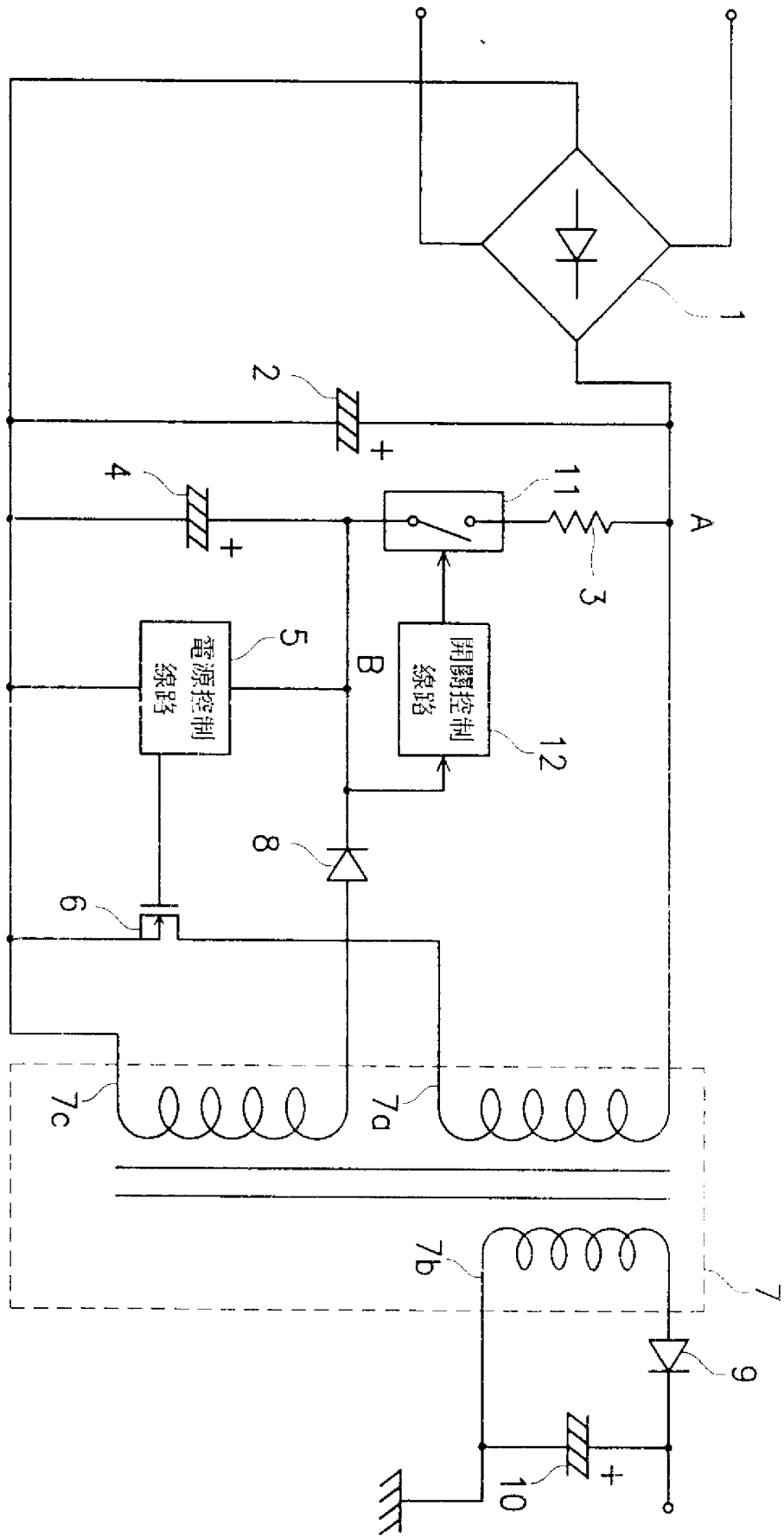
裝

訂

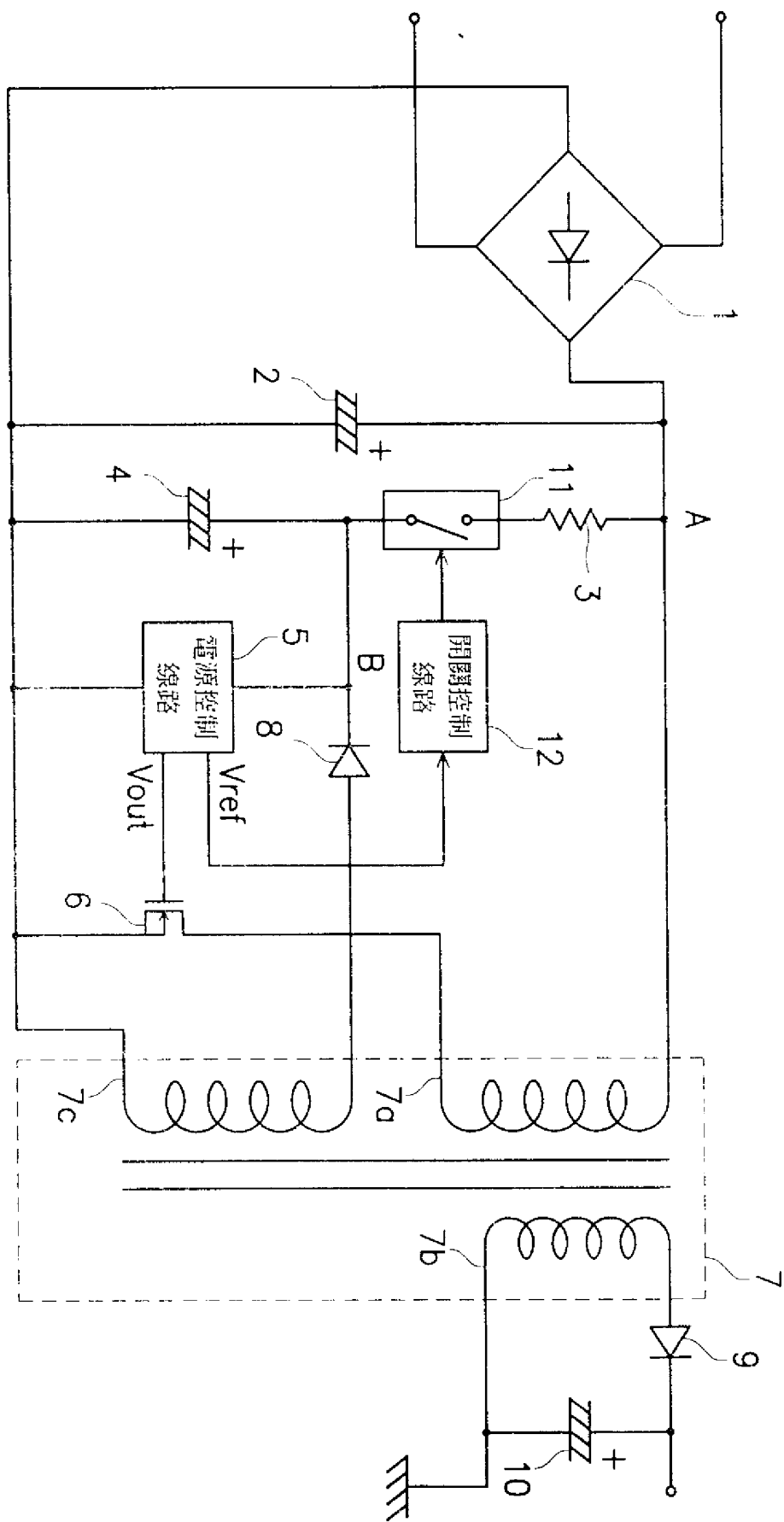
線



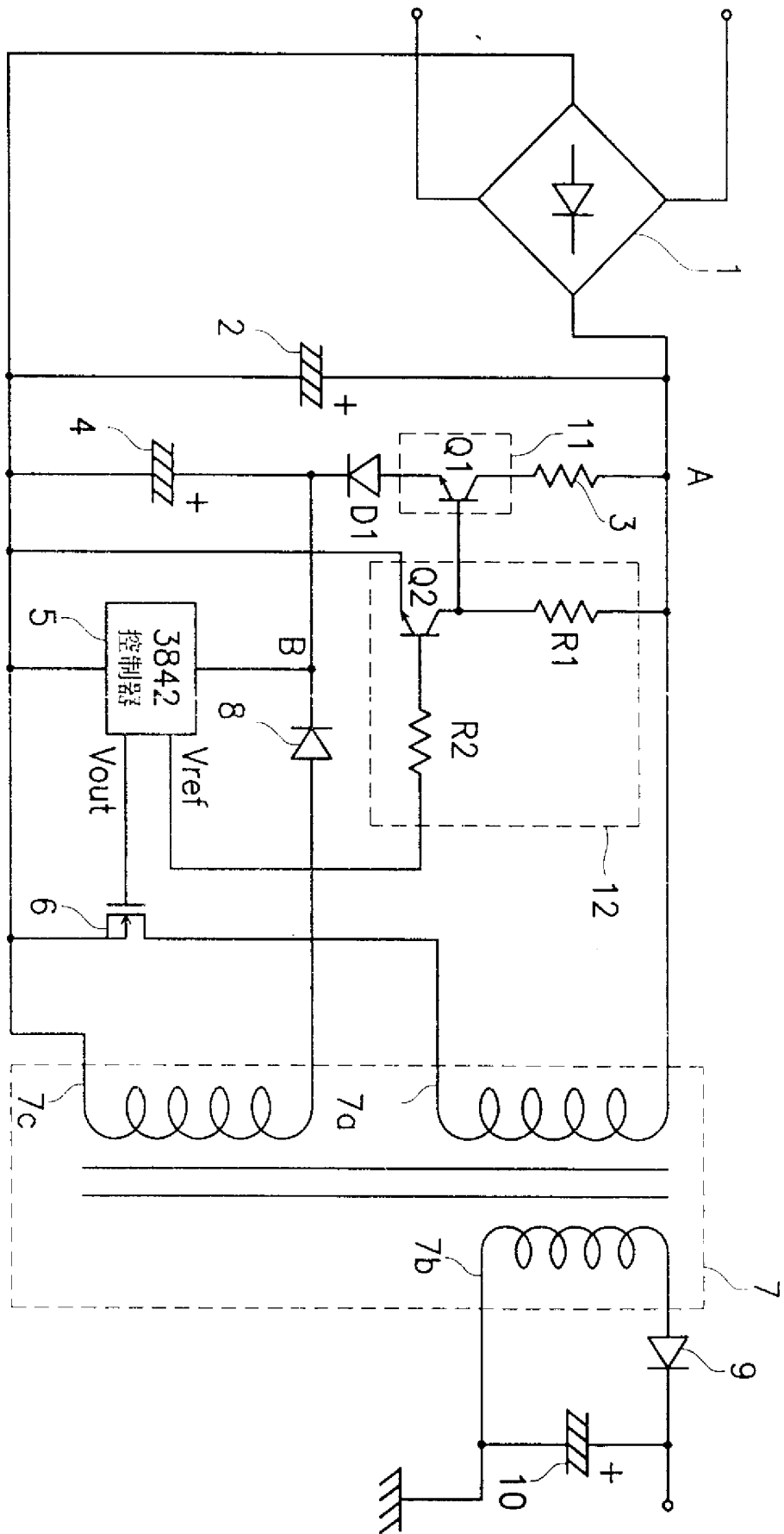
第 1 圖



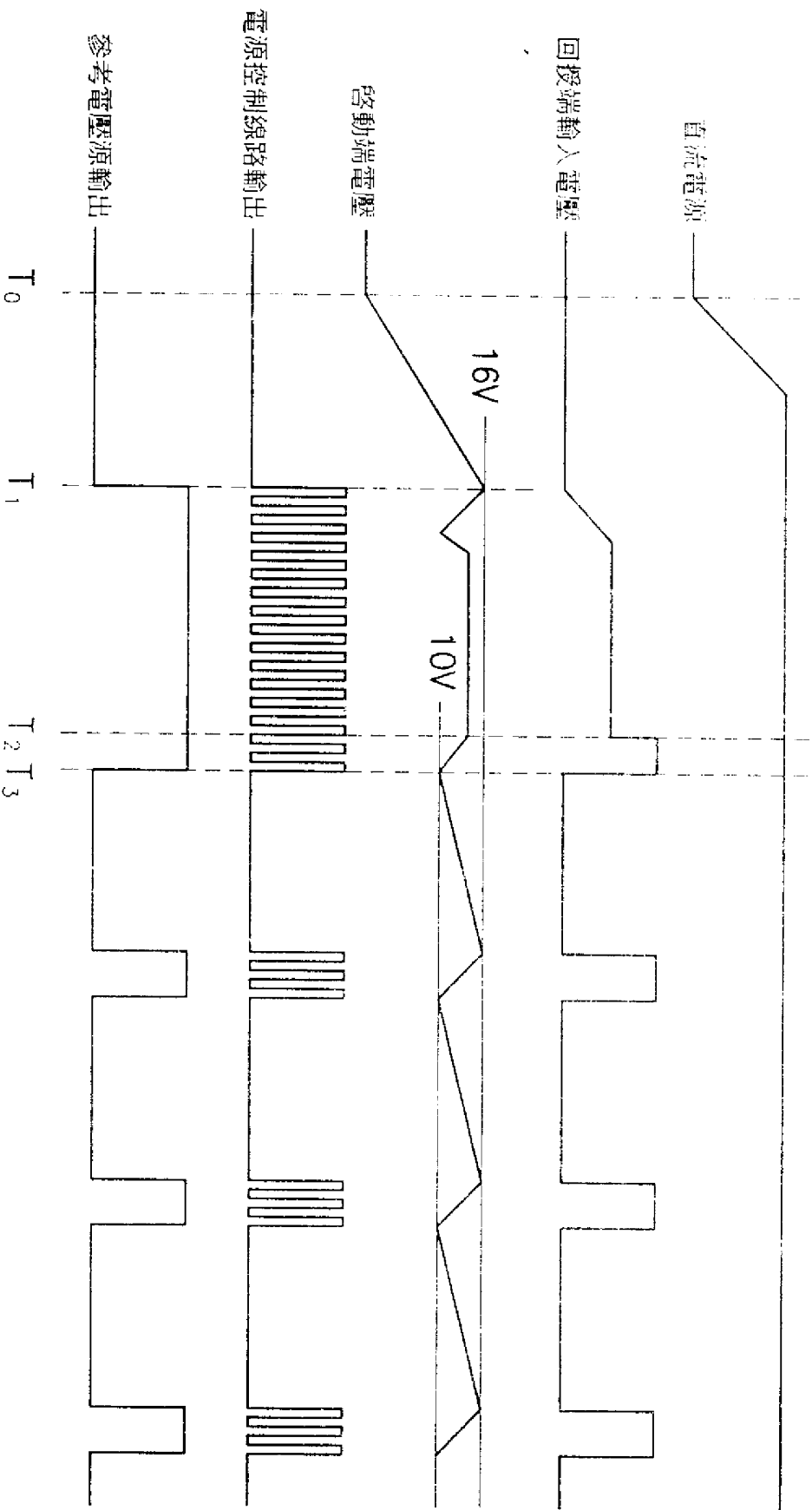
第 2 圖



第 3 圖



第 4 圖



第 5 圖