

申請日期：92.1.2.

IPC分類 G05F1/665

申請案號：92100073

(以上各欄由本局填註)

發明專利說明書

一、發明名稱	中文	切换式電壓調節器及方法
	英文	

二、發明人 (共5人)	姓名 (中文)	1. 黃建榮 2. 戴良彬 3. 王弘毅
	姓名 (英文)	1. Jian-Rong Huang 2. Liang-Pin Tai 3. Hung-I Wang
	國籍 (中英文)	1. 中華民國 TW 2. 中華民國 TW 3. 中華民國 TW
	住居所 (中文)	1. 新竹市科學園路162巷1弄31號 2. 台南縣歸仁鄉沙崙村411號 3. 彰化縣員林鎮三和里明德街46號
	住居所 (英文)	1. 2. 3.

三、申請人 (共1人)	名稱或姓名 (中文)	1. 立錡科技股份有限公司
	名稱或姓名 (英文)	1.
	國籍 (中英文)	1. 中華民國 TW
	住居所 (營業所) (中文)	1. 新竹縣竹北市台元街20號5樓 (本地址與前向貴局申請者不同)
	住居所 (營業所) (英文)	1.
	代表人 (中文)	1. 邵中和
	代表人 (英文)	1.



I234058

申請日期：	IPC分類
申請案號：	

(以上各欄由本局填註)

發明專利說明書

一、 發明名稱	中文	
	英文	
二、 發明人 (共5人)	姓名 (中文)	4. 白忠龍 5. 劉景萌
	姓名 (英文)	4. Chung-Lung Pai 5. Jing-Meng Liu
	國籍 (中英文)	4. 中華民國 TW 5. 中華民國 TW
	住居所 (中文)	4. 台北市龍江路179巷17弄5號 5. 新竹市寶山路145巷15號6樓之1
	住居所 (英文)	4. 5.
三、 申請人 (共1人)	名稱或 姓名 (中文)	
	名稱或 姓名 (英文)	
	國籍 (中英文)	
	住居所 (營業所) (中文)	
	住居所 (營業所) (英文)	
	代表人 (中文)	
	代表人 (英文)	



一、本案已向

國家(地區)申請專利

申請日期

案號

主張專利法第二十四條第一項優先權

二、主張專利法第二十五條之一第一項優先權：

申請案號：

日期：

三、主張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

日期：

四、有關微生物已寄存於國外：

寄存國家：

寄存機構：

寄存日期：

寄存號碼：

有關微生物已寄存於國內(本局所指定之寄存機構)：

寄存機構：

寄存日期：

寄存號碼：

熟習該項技術者易於獲得, 不須寄存。



五、發明說明(1)

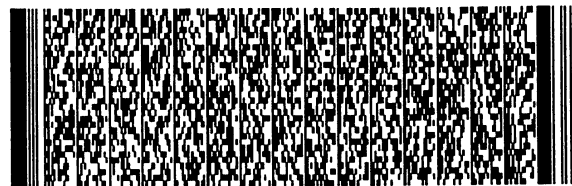
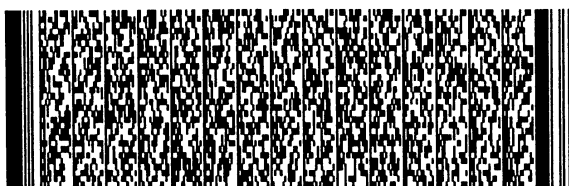
發明所屬之技術領域

本發明係有關一種切換式電壓調節器，特別是關於一種改善效能(efficiency)之切換式電壓調節器及方法。

先前技術

圖一係傳統的同步切換式電壓調節器10的示意圖，其包括輸出級12連接在輸入電壓 V_{in} 及參考電位GND之間以產生一輸出電壓 V_{out} ，以及一脈衝寬度調變器14因應輸出電壓 V_{out} 而產生一PWM信號P1藉以驅動輸出級12。輸出級12包含一高位側開關122連接在輸入電壓 V_{in} 及節點124之間，以及一低位側開關126連接在節點124及參考電位GND之間。脈衝寬度調變器14具有一誤差放大器142比較輸出電壓 V_{out} 與一參考電壓 V_{REF} 而產生一誤差信號 S_{EA} ，以及一PWM比較器144連接誤差信號 S_{EA} 及一鋸齒波信號 S_{RAMP} 以產生PWM信號P1藉以控制高位側開關122及低位側開關126的開啟及閉合。當輸出電壓 V_{out} 降低時，PWM信號P1的工作週期(ON duty)被加寬以增加高位側開關122的導通時間(ON time)，進而提高輸出電壓 V_{out} 。在高、中負載下，此電路10具有高效能及快速反應等優點，然而，在輕負載下，例如，閒置模式(idle mode)，由於頻率降低及工作週期縮短使得電感電流 I_L 流向低位側開關126，造成功率率的消耗，因而降低電路10的效能。

效能在PWM調節器中非常重要，特別是在可攜式應用上。然而一個典型的切換式調節器，其效能在負載減少時



五、發明說明 (2)

便下降，此乃起因於一固定量的功率被浪費在開關驅動電路上，此因素與負載大小無關。為改善效能，Dwellely 在美國專利號 6,307,356 提出一種切換式電壓調節器，利用一固定最小非零工作週期產生器 (fixed minimum non-zero duty cycle generator) 於閒置模式時產生比 PWM 信號具有更寬工作週期之信號以控制高位側開關的開啟及閉合，避免電流從電感流向低位側開關，讓調節器電路的效能不致於降低。然而，根據電壓第二平衡定理

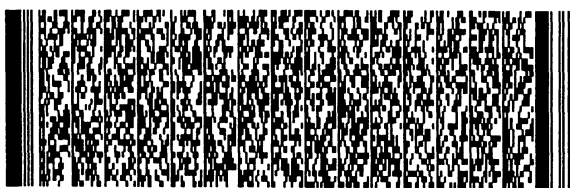
$$\Delta I_L = (V_{in} - V_{out}) \times T_{ON} / L = V_{out} \times T_{OFF} / L,$$

其中， ΔI_L 為電感電流 I_L 之變化量， T_{ON} 為高位側開關之工作時間， T_{OFF} 為高位側開關之非工作時間 (OFF time)， L 為電感之電感值。假如， $(V_{in} - V_{out})$ 的值減少而工作時間 T_{ON} 維持不變，電感電流的變化量 ΔI_L 將減少，由於輸出電壓 V_{out} 幾乎是不變的，所以非工作時間 T_{OFF} 將減少，因此造成切換電路中開關的開閉次數增加，導致切換損失 (switching loss) 增加，使得電路的效能降低。此一問題亦發生在非同步切換式電壓調節器上。

因此，一種提高效能之切換式電壓調節器及方法乃為所冀。

發明內容

本發明目的之一，在於提出一種於輕載時可增進效能



五、發明說明 (3)

之非同步切換式電壓調節器及方法。

本發明目的之一，亦在於提出一種於輕載時可增進效能之同步切換式電壓調節器及方法。

根據本發明，一非同步切換式電壓調節器包括一輸出級連接在一輸入電壓及一參考電位之間以產生一輸出電壓，該輸出級包含一開關元件連接在該輸入電壓及一節點之間，以及一電流單向導通元件連接在該節點及該參考電位之間、一脈衝寬度調變器因應該輸出電壓以產生一PWM信號、以及一可調式單擊電路於輕載時利用一可調整電壓及該PWM信號產生一可調整信號藉以控制該開關元件的導通，該可調整信號比該PWM信號具有更寬之工作週期，使得該開關元件的切換次數減少，因此降低切換損失，進而提高該調節器的效能。

根據本發明，一同步切換式電壓調節器包括一輸出級連接在一輸入電壓及一參考電位之間以產生一輸出電壓，該輸出級具有一高位側開關元件連接在該輸入電壓及一節點之間，以及一低位側開關元件連接在該節點及參考電位之間、一脈衝寬度調變器因應該輸出電壓以產生一PWM信號、一相電壓偵測器於輕載時偵測該節點上的電壓以產生一偵測信號阻斷該低位側開關元件、一可調式單擊電路受控於該偵測信號並利用該PWM信號及一可調整電壓產生一可調整信號藉以控制該高位側開關元件、以及一非工作週期偵測器偵測該可調整信號以重置(reset)該相電壓偵測器。同樣地，該可調整信號比該PWM信號具有更寬之工作



五、發明說明 (4)

週期，使得該開關元件的切換次數減少，因此降低切換損失，進而提高調節器的效能。

實施方式

第二圖係根據本發明之非同步切換式電壓調節器20，其包括一輸出級22連接在一輸入電壓 V_{in} 及參考電位GND之間以產生一輸出電壓 V_{out} ，輸出級22包含一開關222連接在輸入電壓 V_{in} 及一節點223之間，一二極體224連接在節點223及參考電位GND之間，一電感226連接在節點223及輸出端 V_{out} 之間，以及一電容228連接在輸出端 V_{out} 及參考電位GND之間。一脈衝寬度調變器24因應輸出電壓 V_{out} 而產生一PWM信號P1，脈衝寬度調變器24包含一誤差放大器242具有一負輸入連接輸出電壓 V_{out} 及一正輸入連接一參考電壓 V_{REF} 以產生一誤差信號 S_{EA} ，以及一PWM比較器244具有一正輸入連接誤差信號 S_{EA} 及一負輸入連接一鋸齒波信號 S_{RAMP} 以產生PWM信號P1。一可調式單擊電路26連接輸入電壓 V_{in} 、一可調整電壓 V_{adj} 及PWM信號P1而產生一可調整信號 S_{adj} 。一或閘28連接PWM信號P1及可調整信號 S_{adj} 以產生控制信號S1。以及一驅動器29根據控制信號S1產生一驅動信號以控制開關222的開啟及閉合。較佳者，可調整電壓 V_{adj} 為輸出電壓 V_{out} 。

第二圖中的可調式單擊電路26，如第三圖所示，包括一充放電電路262，其含有一電容2622並聯一開關2624、一D型正反器264具有一輸入端D連接電源電壓VDD、一輸入



五、發明說明 (5)

端C 連接PWM 信號P1、一重置端R、以及一輸出端Q 經一反相器266 連接至充放電電路262、一充電電流供應電路267 供應一充電電流I3 至充放電電路262、以及一比較器268 具有一正輸入連接參考電壓 V_{REF} 、一負輸入連接充放電電路262、以及一輸出經一反相器269 連接至正反器264 的重置端R。電流供應電路267 包含一電流源2672 連接輸入電壓 V_{in} 以產生一正比於輸入電壓 V_{in} 之電流I1、一電流鏡2674 具有一參考分支2676 連接該電流I1 及一鏡射分支2678 藉以鏡射該電流I1、以及一電流吸收器2679 連接可調整電壓 V_{adj} 及該鏡射分支2678，電流吸收器2679 從鏡射電流I1 中分離電流I2 以決定充電電流I3，被分離的電流I2 與可調整電壓 V_{adj} 具有正比例關係。電流吸收器2679 可以利用已經習知的技術或分流器(current divider) 來實現。

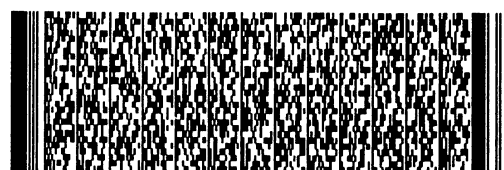
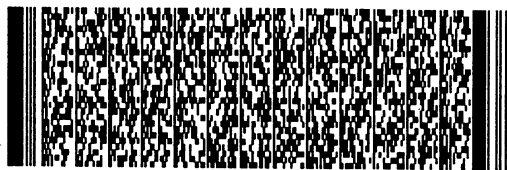
同時參考第二圖至第四圖，第四圖係第二圖的調節器電路在輕載時各信號之時序圖，波形30 係調節器10 所使用之時脈，波形32 係誤差信號 S_{EA} ，波形34 係鋸齒波信號 S_{RAMP} ，波形36 係PWM 信號P1，波形38 係可調整信號 V_{adj} ，波形40 係輸出電壓 V_{out} ，波形42 係流經電感電流 I_L 的波形。當調節器20 進入輕載時，如第四圖中波形32 及34 所示，誤差信號 S_{EA} 與鋸齒波信號 S_{RAMP} 僅有一小部分重疊，故所產生之PWM 信號P1 的寬度極窄，如第四圖中波形36 所示。第三圖中D 型正反器264 之狀態表如表一所示：

表一

五、發明說明 (6)

R	C	Q
1	X	0
0	0	0
0	1	0
0	1 → 0	0
0	0 → 1	D

根據表一，當可調式單擊電路26中D型正反器264接收PWM信號P1，D型正反器264僅在輸入端C由"0"轉變成"1"時才被觸發而產生輸出。換言之，僅在PWM信號P1脈衝的上升邊緣(rising edge)始觸發D型正反器264，使其輸出端Q產生高準位電壓，例如VDD。輸出端Q之電壓經反相器266打開充放電電路262的開關2624，使得充電電流I3開始對電容2622充電而產生充電電壓VCH，當充電電壓VCH大於參考電壓 V_{REF} 時，比較器268輸出一信號經過反相器269重置正反器264，進而在輸出端Q產生可調整信號 S_{adj} ，如第四圖中波形38所示，同時，因輸出端Q被重置後不再輸出高準



五、發明說明 (7)

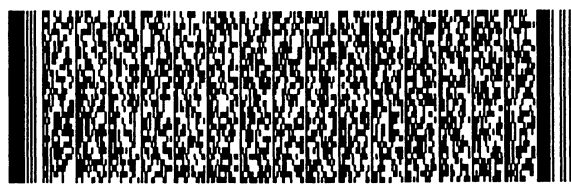
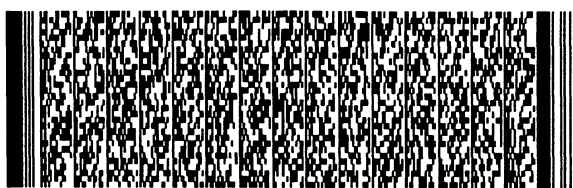
位電壓，故開關2624將被閉合而使電容2622放電。接著，如第二圖所示，PWM信號P1及可調整信號 S_{adj} 經或閘28產生控制信號S1至驅動器29，藉以產生驅動信號控制開關222的開啟及閉合而產生輸出電壓 V_{out} ，如第四圖中波形40。可調整信號 S_{adj} 的脈衝寬度與電容2622被充電的時間有關，若要增加充電時間，則降低充電電流 I_3 ，由於 $I_3 = I_1 - I_2$ ，而 I_2 與可調整電壓 V_{adj} 成正比，故要降低充電電流 I_3 僅須增加電壓 V_{adj} ，反之，若要減少充電時間，則降低電壓 V_{adj} 以增加充電電流 I_3 來達成。

根據電壓第二平衡定理

$$\Delta I_L = (V_{in} - V_{out}) \times T_{ON} / L = V_{out} \times T_{OFF} / L,$$

由於調節器20之工作時間 T_{ON} 並非固定，其受控於電壓 V_{adj} ，所以，當 $(V_{in} - V_{out})$ 降低時，可增加電壓 V_{adj} 以增加工作時間 T_{ON} ，使電感電流 I_L 之變化量 ΔI_L 維持不變，故非工作時間 T_{OFF} 亦維持不變，因此，開關222的切換次數減少，進而降低切換損失，本發明之調節器因而具有更佳之效能。

第五圖係根據本發明之同步切換式電壓調節器50，其包括一輸出級52連接在輸入電壓 V_{in} 及參考電位GND之間以產生一輸出電壓 V_{out} ，輸出級52包含一高位側開關522連接在輸入電壓 V_{in} 及節點523之間，以及一低位側開關524連接在節點523及參考電位GND之間、一脈衝寬度調變器54

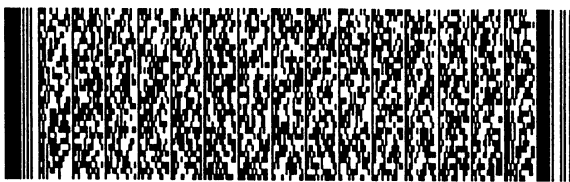


五、發明說明 (8)

因應輸出電壓 V_{out} 以產生一PWM信號 $P1$ 、一可調式單擊電路56利用PWM信號 $P1$ 、輸入電壓 V_{in} 及可調整電壓 V_{adj} 而產生一可調整信號 S_{adj} 、一或開58連接PWM信號 $P1$ 及可調整電壓 S_{adj} 以產生控制信號 $S1$ 、一高位側驅動器60根據控制信號 $S1$ 產生一驅動信號 S_U 控制高位側開關522的開啟及閉合、一相位偵測器62偵測節點523上的電壓且經一反相器64接收驅動信號 S_U 以產生一偵測信號 S_D 、一及開66分別經反相器68及70接收偵測信號 S_D 及PWM信號 $P1$ 以產生控制信號 $S2$ 、一低位側驅動器72根據控制信號 $S2$ 以產生驅動信號 S_L 以控制低位側開關524的開啟及閉合、以及一非工作週期偵測器74偵測控制信號 $S1$ 以產生一重置信號 S_R 到相位偵測電路62藉以重置偵測信號 S_D 。可調式單擊電路56與調節器20的可調式單擊電路26相同，如第三圖所示。

如同典型的調節器，在第五圖中，脈衝寬度調變器54包含一誤差放大器542及一PWM比較器544，誤差放大器542之負輸入連接輸出電壓 V_{out} ，正輸入連接一參考電壓 V_{REF} ，產生一誤差信號 S_{EA} 至比較器544之正輸入，比較器544之負輸入連接一鋸齒波 S_{RAMP} 以比較誤差信號 S_{EA} ，因而產生PWM信號 $P1$ 。

如第五圖所示，相偵測器62包含一比較器622、一及開624、以及一D型正反器626，比較器622的正輸入及負輸入分別連接節點523及參考電位 GND 以比較二者的電壓而產生比較信號 S_C ，及開624的一輸入端連接比較信號 S_C ，另一輸入端經一反相器64接收驅動信號 S_U ，以產生一信號 $S3$ 至

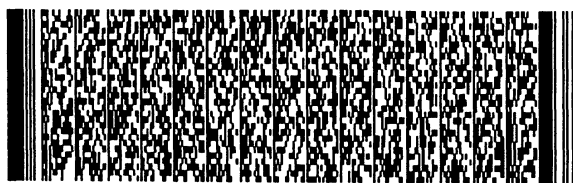


五、發明說明 (9)

D型正反器626的輸入端C，D型正反器626的輸入端D及R分別連接電源電壓VDD及重置信號 S_R ，並在輸出端Q產生偵測信號 S_D 。另外，非工作週期偵測器74包含一次時脈產生器742藉以延遲控制信號S1而產生一次時脈信號 S_N 、以及一及閘744連接控制信號S1及延遲 S_N 以產生重置信號 S_R 。

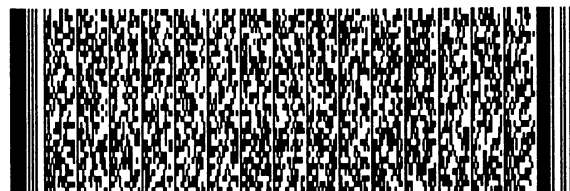
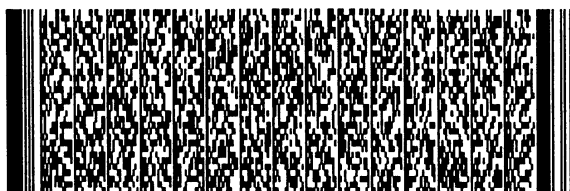
第五圖的次時脈產生器742，如第六圖所示，包含二串接的D型正反器7422及7424、一及閘7426、以及一反相器7428。D型正反器7422的輸入端D連接電源電壓VDD，輸入端C連接控制信號S1，輸出端Q連接至D型正反器7424的輸入端D，後者的另一輸入端C連接一時脈信號CLK，輸出端Q產生次時脈信號 S_N ，同時，時脈信號CLK經反相器7428反相後連接至及閘7426的一輸入端，閘7426的另一輸入端連接次時脈信號 S_N ，輸出連接至D型正反器7422及7424的重置端R。此電路742延遲時脈信號CLK以產生次時脈信號 S_N 。

第七圖係調節器50中部分信號波形的時序圖，波形80係時脈信號CLK，波形82係鋸齒波信號 S_{RAMP} ，波形84係誤差信號 S_{EA} ，波形86係PWM信號P1，波形88係可調整信號 S_{adj} ，波形90係節點523上之電壓，波形92係偵測信號 S_D ，波形94係次時脈信號 S_N ，波形96係驅動信號 S_U ，波形98係重置信號 S_R ，波形100係輸出電壓Vout，波形102係電感電流IL。時間t1到t2為調節器50進入輕載之時間區段，一併參照第五圖，當調節器50在重載時，波形88、92及98均為"0"，故可調式單擊電路56、相偵測電路62及非工作週



五、發明說明 (10)

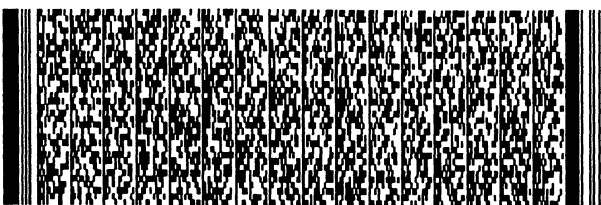
期偵測器74均不動作，此時調節器50之運作與習知的調節器相同，由脈衝寬度調變器54因應輸出電壓 V_{out} 以產生PWM信號P1來控制開關522及524的開啟及閉合。當調節器50進入輕載時，如第七圖之時間 t_1 ，脈衝寬度調變器54輸出之PWM信號P1變的極窄且頻率降低，如波形86所示，此時，調節器50處於非工作週期，而相偵測器62偵測到節點523上的電壓大於0，如波形90所示，驅動信號 S_U 為"0"，如波形96所示。相偵測器62中之及閘624接收比較信號 S_C 及經反相器64反相後之驅動信號 S_U ，產生信號S3到D型正反器626以輸出偵測信號 S_D 而觸發可調式單擊電路56，並且經反相器68、及閘66及驅動器72打開低位側開關524，以防止電流從節點523經低位側開關524流到參考電位GND而造成功率損失、降低效能。被觸發之可調式單擊電路56利用PWM信號P1、輸入電壓 V_{in} 及可調整電壓 V_{adj} 產生可調整信號 S_{adj} ，如波形88所示，經或閘58產生控制信號S1，驅動器60根據控制信號S1產生驅動信號 S_U 以閉合高位側開關522使輸出電壓 V_{out} 開始上升，如波形100所示。非工作週期偵測器74偵測控制信號S1，其次時脈產生器742延遲控制信號S1產生次時脈信號 S_N ，如波形94所示，非工作週期偵測器74中之及閘744根據次時脈信號 S_N 及控制信號S1以決定調節器50輕載操作的終點，如波形98所示，在時間 t_2 時，次時脈信號 S_N 及控制信號S1均為高準位，及閘744輸出重置信號 S_R 重置相偵測器62，結束調節器50的輕載操作。在調節器50的輕載期間，如波形96所示，在工作週期



五、發明說明 (11)

內，藉由電感電流102的充電，輸出電壓100被提昇，並且，此工作週期大於PWM信號86的工作週期，其寬度受控於可調整信號 S_{adj} 或可調整電壓 V_{adj} 的大小，因此減少高位側開關522的切換次數，進而降低切換損失，因而改善效能。

以上對於本發明之較佳實施例所作的敘述係為闡明之目的，而無意限定本發明精確地為所揭露的形式，基於以上的教導或從本發明的實施例學習而作修改或變化是可能的，實施例係為解說本發明的原理以及讓熟習該項技術者以各種實施例利用本發明在實際應用上而選擇及敘述，本發明的技術思想企圖由以下的申請專利範圍及其均等來決定。



圖式簡單說明

對於熟習本技藝之人士而言，從以下所作的詳細敘述配合伴隨的圖式，本發明將能夠更清楚地被瞭解，其上述及其他目的及優點將會變得更明顯，其中：

第一圖係傳統的同步切換式電壓調節器的示意圖；

第二圖係本發明之非同步切換式電壓調節器的示意圖；

第三圖係第二圖中可調式單擊電路的一個實施例；

第四圖係第二圖的調節器在輕載時各信號之時序圖；

第五圖係本發明之同步切換式電壓調節器的示意圖；

第六圖係第五圖中次時脈產生器的一個實施例；以及

第七圖係第五圖的調節器之信號波形的時序圖。

圖式標號說明

10 同步切換式電壓調節器(synchronous switching voltage regulator)

12 輸出級(output stage)

122 開關

124 節點(node)

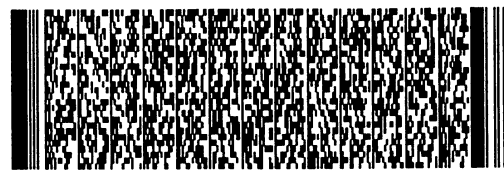
126 開關

14 脈衝寬度調變器(pulse width modulator)

142 誤差放大器(error amplifier)

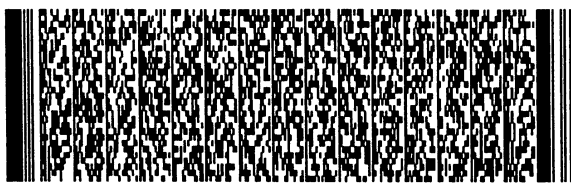
144 PWM 比較器

20 非同步切換式電壓調節器(non-synchronous switching voltage regulator)



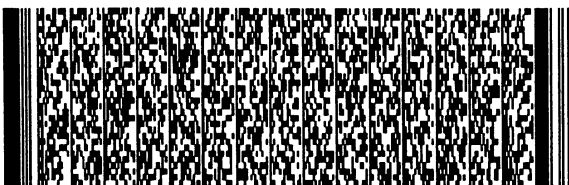
圖式簡單說明

- 22 輸出級
- 222 開關
- 223 節點
- 224 二極體
- 226 電感
- 228 電容
- 24 脈衝寬度調變器
- 242 誤差放大器
- 244 PWM 比較器
- 26 可調式單擊電路(adjustable one-shot
circuit)
- 262 充放電電路
- 2622 電容
- 2624 開關
- 264 D 型正反器(D flip-flop)
- 266 反相器(invertor)
- 267 充電電流供應電路
- 2672 電流源(current source)
- 2674 電流鏡(current mirror)
- 2676 參考分支(reference branch)
- 2678 鏡射分支(mirror branch)
- 2679 電流吸收器(current sink)
- 268 比較器
- 269 反相器



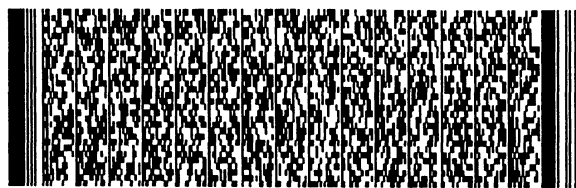
圖式簡單說明

- 28 或閘(OR gate)
- 29 驅動器(driver)
- 30 時脈(clock)信號CLK之波形
- 32 鋸齒波(ramp)信號 S_{RAMP} 之波形
- 34 誤差信號 S_{EA} 之波形
- 36 PWM信號PI之波形
- 38 可調整信號 S_{adj} 之波形
- 40 輸出電壓 V_{out} 之波形
- 42 電感電流 I_L 之波形
- 50 同步切換式電壓調節器
- 52 輸出級
- 522 開關
- 523 節點
- 524 開關
- 54 脈衝寬度調變器
- 542 誤差放大器
- 544 PWM比較器
- 56 可調式單擊電路
- 58 或閘
- 60 驅動器
- 62 相位偵測器(phase detector)
- 622 比較器
- 624 及閘
- 626 D型正反器



圖式簡單說明

- 64 反相器
- 66 及閘(AND gate)
- 68 反相器
- 70 反相器
- 72 驅動器
- 74 非工作週期偵測器(OFF duty detector)
- 742 次時脈產生器(next clock generator)
- 7422 D型正反器
- 7424 D型正反器
- 7426 及閘
- 7428 反相器
- 744 及閘
- 80 時脈信號CLK的波形
- 82 鋸齒波信號 S_{RAMP} 的波形
- 84 誤差信號 S_{EA} 的波形
- 86 PWM信號P1的波形
- 88 可調整信號 V_{adj} 的波形
- 90 節點523上電壓的波形
- 92 偵測信號 S_D 的波形
- 94 次時脈信號 S_N 的波形
- 96 控制信號 S_U 的波形
- 98 重置信號 S_R 的波形
- 100 輸出電壓 V_{out} 的波形
- 102 電感電流 I_L 的波形



四、中文發明摘要 (發明名稱：切換式電壓調節器及方法)

一種切換式電壓調節器及方法，該調節器包括一脈衝寬度調變器及一可調式單擊電路，該調節器在輕載時，該可調式單擊電路利用一輸入電壓、一可調整電壓及該脈衝寬度調變器所輸出之PWM信號產生一可調整信號控制該調節器之高位側開關元件的開啟及閉合，該可調整信號之工作週期受控於該可調整電壓，使其大於該PWM信號之工作週期，因此減少該開關的切換次數，進而降低切換損失、提高調節器的效能。

陸、英文發明摘要 (發明名稱：)



四、中文發明摘要 (發明名稱：切換式電壓調節器及方法)

伍、(一)、本案代表圖為：第_____2_____圖

(二)、本案代表圖之元件代表符號簡單說明：

20 非同步切換式電壓調節器(non-synchronous switching voltage regulator)

22 輸出級

222 開關

223 節點

224 二極體

226 電感

228 電容

24 脈衝寬度調變器

242 誤差放大器

244 PWM 比較器

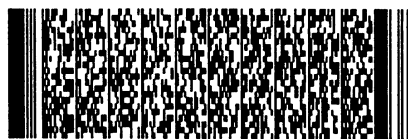
陸、英文發明摘要 (發明名稱：)



四、中文發明摘要 (發明名稱：切換式電壓調節器及方法)

- 26 可調式單擊電路(adjustable one-shot circuit)
- 28 或閘(OR gate)
- 29 驅動器(driver)

陸、英文發明摘要 (發明名稱：)



六、申請專利範圍

1. 一種非同步切換式電壓調節器，包括：
 - 一輸出級，連接在一輸入電壓及一參考電位之間以產生一輸出電壓，該輸出級包含一開關元件連接在該輸入電壓及一節點之間，一電流單向導通元件連接在該節點及該參考電位之間；
 - 一脈衝寬度調變器，因應該輸出電壓以產生一PWM信號；以及
 - 一可調式單擊電路，連接一可調整電壓，在該調節器於輕載時產生一可調整信號控制該開關元件的工作週期；

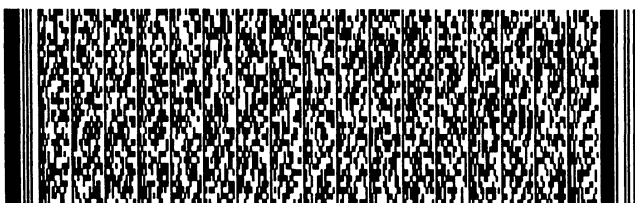
其中該工作週期受控於該可調整電壓。

2. 如申請專利範圍第1項之調節器，其中該電流單向導通元件包括二極體。

3. 如申請專利範圍第1項之調節器，其中該可調式單擊電路包括：

- 一充放電電路；
- 一正反器，連接該PWM信號，且產生該可調整信號以控制該充放電電路的充放電；
- 一充電電流供應電路，連接該輸入電壓及可調整電壓以供應一充電電流對該充放電電路充電而產生一充電電壓；以及
- 一比較器，比較該充電電壓及一參考電壓，以重置該正反器。

4. 如申請專利範圍第3項之調節器，其中該充電電流



六、申請專利範圍

供應電路包括：

- 一電流源，連接該輸入電壓，以產生一第一電流；
- 一電流鏡，具有一參考分支連接該第一電流，一鏡射分支以鏡射該第一電流而產生一鏡射電流；以及
- 一電流吸收器，連接該鏡射分支及可調整電壓，俾從該鏡射電流中分離一第二電流，以決定該充電電流。

5. 如申請專利範圍第4項之調節器，其中該第一電流與該輸入電壓成正比。

6. 如申請專利範圍第4項之調節器，其中該第二電流與該可調整電壓成正比。

7. 如申請專利範圍第1項之調節器，其中該可調整電壓正比於該輸出電壓。

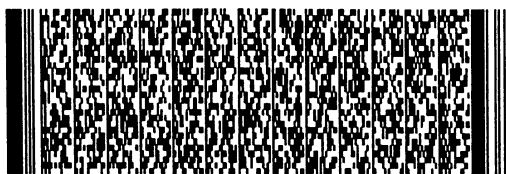
8. 一種為非同步切換式電壓調節器改善效能的方法，該調節器含有一輸出級連接在一輸入電壓及一參考電位之間以產生一輸出電壓，該輸出級具有一開關元件連接在該輸入電壓及一節點之間，以及一電流單向導通元件連接在該節點及參考電位之間、以及一脈衝寬度調變器因應該輸出電壓以產生一PWM信號，該方法包括下列步驟：

在該調節器輕載時根據一可調整電壓產生一可調整信號；以及

藉由該可調整信號控制該開關元件的工作週期；

其中該工作週期受控於該可調整電壓。

9. 如申請專利範圍第8項之方法，其中該產生可調整



六、申請專利範圍

信號的步驟包括下列步驟：

利用該PWM信號觸發一正反器輸出；

根據該正反器輸出產生該可調整信號；

產生一充電電流；

利用該正反器輸出控制一充放電開關元件使該充電電流對一充放電電路充放電以產生一充電電壓；以及

比較該充電電壓與一參考電壓以重置該正反器。

10. 如申請專利範圍第9項之方法，其中該產生充電電流的步驟包括下列步驟：

產生一第一電流正比於該輸入電壓；

鏡射該第一電流以產生一鏡射電流；以及

從該鏡射電流中分離一第二電流正比於該可調整電壓，以決定該充電電流。

11. 如申請專利範圍第8項之方法，更包括使該可調整電壓正比於該輸出電壓。

12. 一種同步切換式電壓調節器，包括：

一輸出級，連接在一輸入電壓及一參考電位之間以產生一輸出電壓，該輸出級具有一高位側開關元件連接在該輸入電壓及一節點之間，以及一低位側開關元件連接在該節點及參考電位之間；

一脈衝寬度調變器，因應該輸出電壓以產生一PWM信號；

一相電壓偵測器，在該調節器輕載時偵測該節點上的



六、申請專利範圍

電壓，以產生一偵測信號俾阻斷該低位側開關元件；

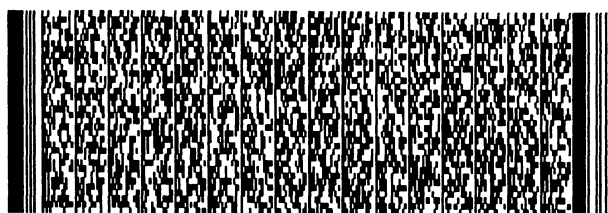
- 一可調式單擊電路，連接一可調整電壓，且受該偵測信號觸發而產生一可調整信號；
 - 一因應該可調整信號產生之控制信號，以控制該高位側開關元件在該輕載期間之工作週期；以及
 - 一非工作週期偵測器，在該調節器脫離該輕載時重置該相電壓偵測器；
- 其中該工作週期受控於該可調整電壓。

13. 如申請專利範圍第12項之調節器，其中該相電壓偵測器包括：

- 一比較器，比較該節點上的電壓及參考電位，以輸出一比較信號；以及
- 一正反器，因應該控制信號及比較信號以產生該偵測信號。

14. 如申請專利範圍第12項之調節器，其中該可調式單擊電路包括：

- 一充放電電路；
- 一正反器，連接該PWM信號，且產生該可調整信號以控制該充放電電路的充放電；
- 一充電電流供應電路，連接該輸入電壓及可調整電壓以供應一充電電流對該充放電電路充電而產生一充電電壓；以及
- 一比較器，比較該充電電壓及一參考電壓，以重置該



六、申請專利範圍

正反器。

15. 如申請專利範圍第14項之調節器，其中該充電電流供應電路包括：

- 一電流源，連接該輸入電壓，產生一第一電流；
- 一電流鏡，具有一參考分支連接該第一電流，一鏡射分支以鏡射該第一電流而產生一鏡射電流；以及
- 一電流吸收器，連接該鏡射分支及可調整電壓，俾從該鏡射電流中分離一第二電流，以決定該充電電流。

16. 如申請專利範圍第15項之調節器，其中該第一電流與該輸入電壓成正比。

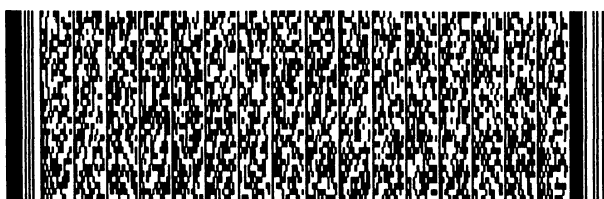
17. 如申請專利範圍第15項之調節器，其中該第二電流與該可調整電壓成正比。

18. 如申請專利範圍第12項之調節器，其中該非工作週期偵測器包括：

- 一次時脈產生器，以延遲該控制信號而產生一次時脈信號；以及
- 一根據該控制信號及次時脈信號產生之重置信號，以重置該相電壓偵測器。

19. 如申請專利範圍第18項之調節器，其中該次時脈產生器包括：

- 一第一正反器，連接該控制信號及產生一第一信號；
- 一第二正反器，連接一時脈信號及該第一信號，以及產生該次時脈信號；以及



六、申請專利範圍

一及開，連接該次時脈信號及該時脈信號之反相信號，以產生一重置信號俾重置該第一及第二正反器。

20. 一種為同步切換式電壓調節器改善效能的方法，該調節器含有一輸出級連接在一輸入電壓及一參考電位之間以產生一輸出電壓，該輸出級具有一高位側開關元件連接在該輸入電壓及一節點之間，以及一低位側開關元件連接在該節點及參考電位之間、以及一脈衝寬度調變器因應該輸出電壓以產生一PWM信號，該方法包括下列步驟：

在該調節器輕載時偵測該節點上的電壓產生一偵測信號以阻斷該低位側開關元件；

根據該偵測信號及一可調整電壓產生一可調整信號；因應該可調整信號產生一控制信號，以控制該高位側開關元件的工作週期；以及

在該調節器脫離該輕載時產生一重置信號以重置該偵測信號；

其中該工作週期受控該可調整電壓。

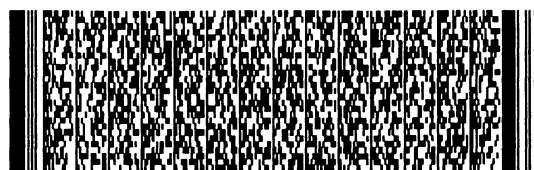
21. 如申請專利範圍第20項之方法，其中該產生可調整信號的步驟包括下列步驟：

利用該PWM信號觸發一正反器輸出；

根據該正反器輸出產生該可調整信號；

產生一充電電流；

利用該正反器輸出控制一充放電開關元件使該充電電流對一充放電電路充放電以產生一充電電壓；以



六、申請專利範圍

及

比較該充電電壓與一參考電壓以重置該正反器。

22. 如申請專利範圍第21項之方法，其中該產生充電電流的步驟包括下列步驟：

產生一第一電流正比於該輸入電壓；

鏡射該第一電流以產生一鏡射電流；以及

從該鏡射電流中分離一第二電流正比於該可調整電壓，以決定該充電電流。

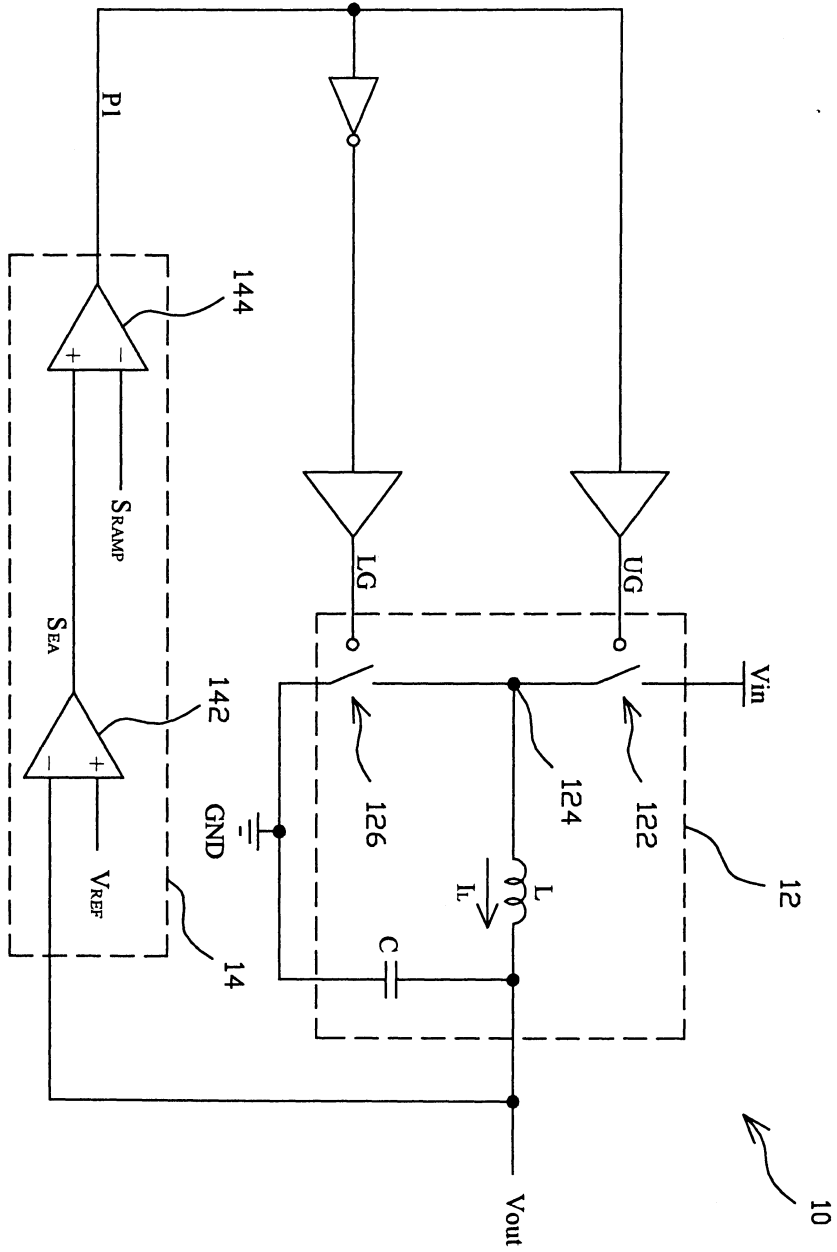
23. 如申請專利範圍第20項之方法，更包括使該可調整電壓正比於該輸出電壓。

24. 如申請專利範圍第20項之方法，其中該產生重置信號的步驟包括下列步驟：

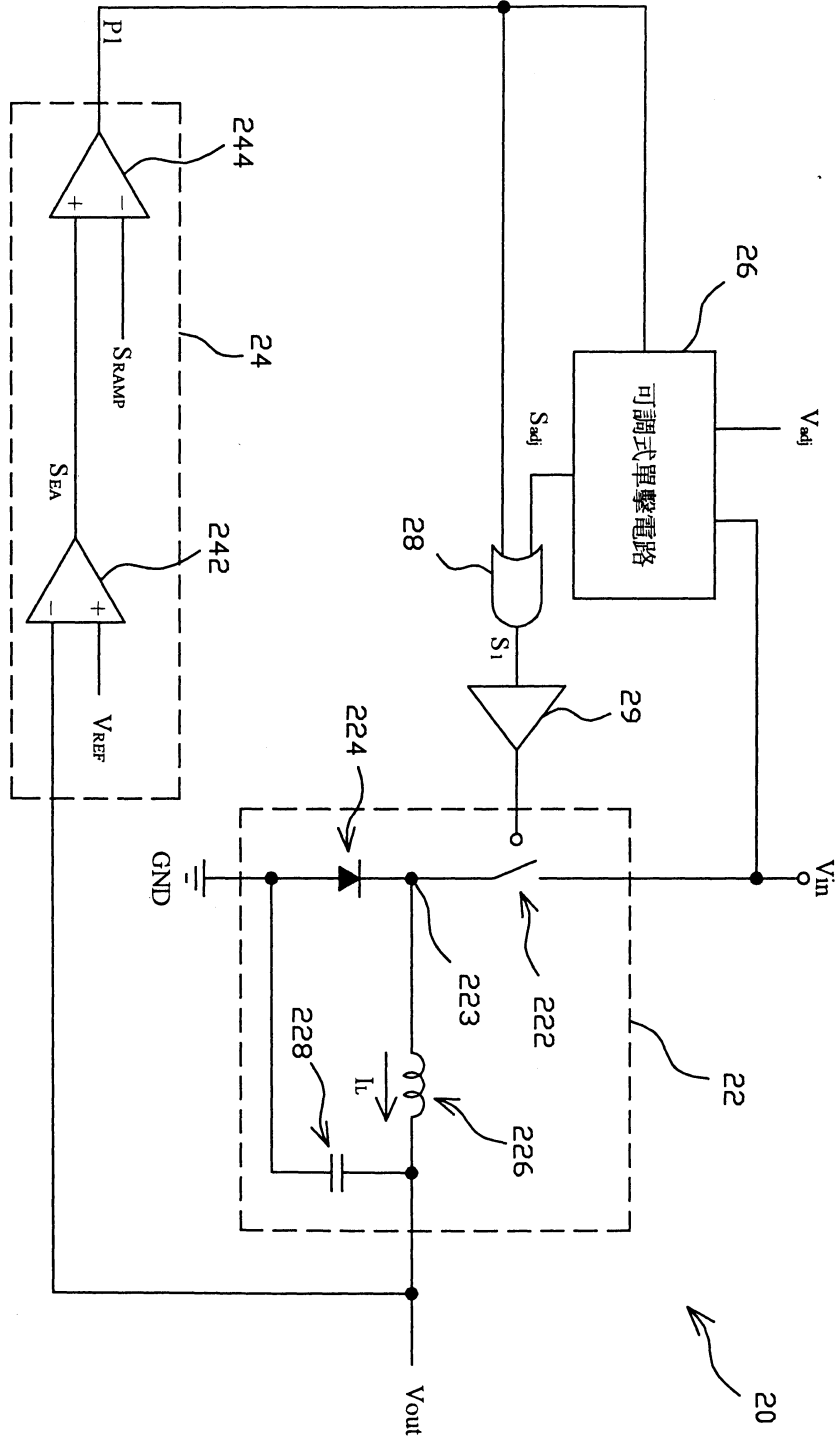
因應該控制信號以產生一次時脈信號；以及

根據該次時脈信號及控制信號產生該重置信號。



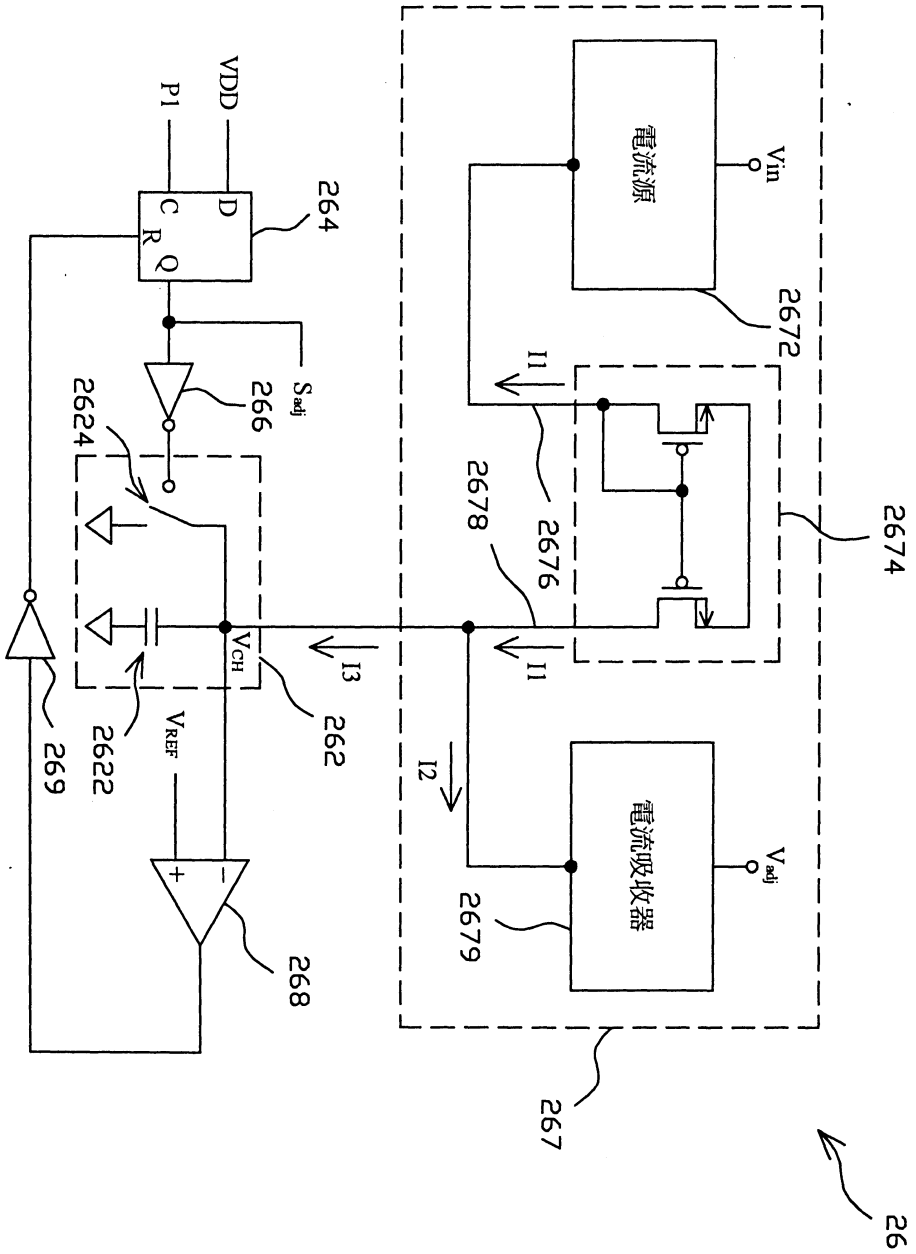


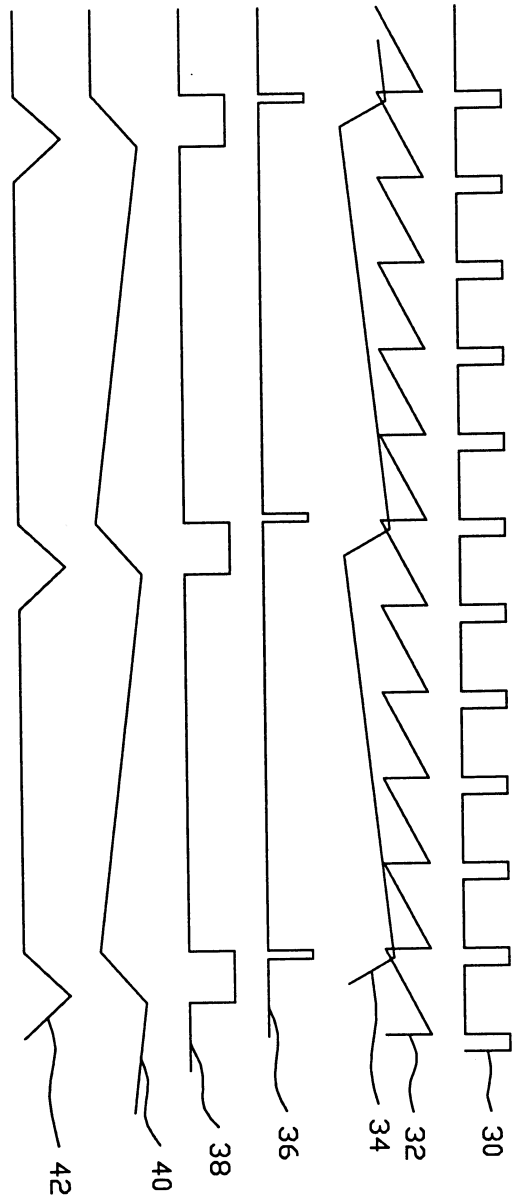
第一圖



第二圖

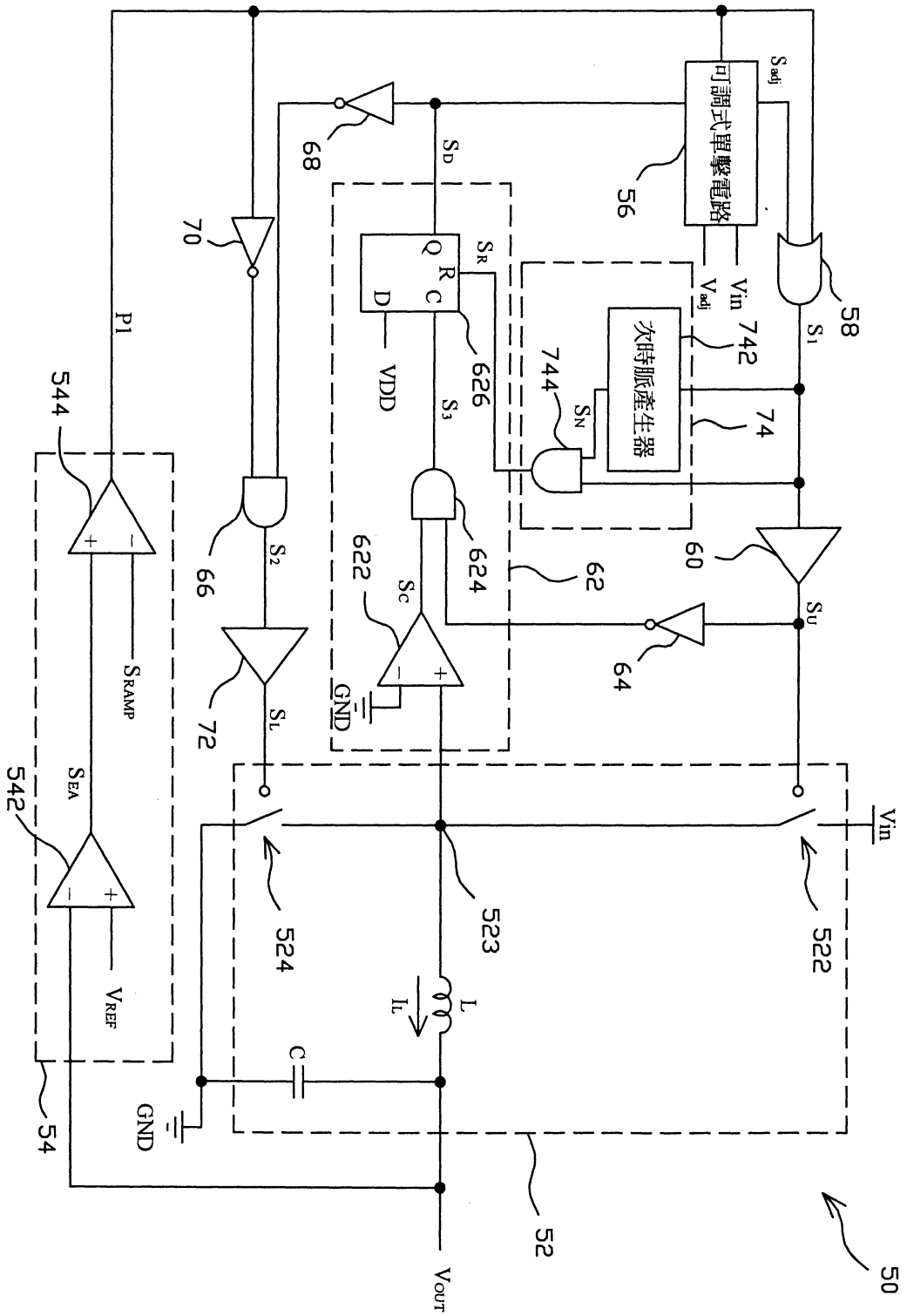
第三圖

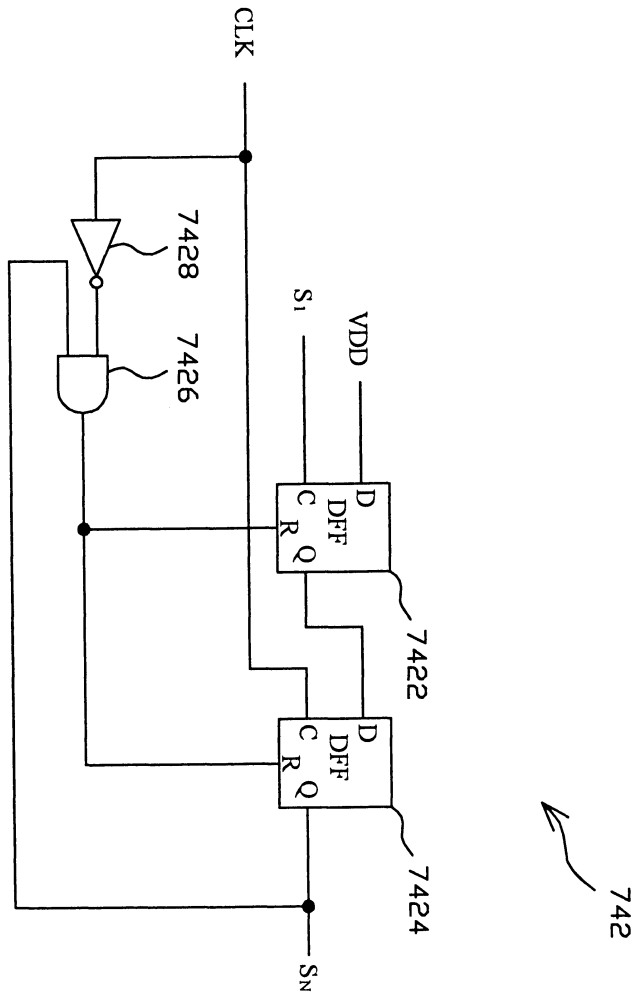




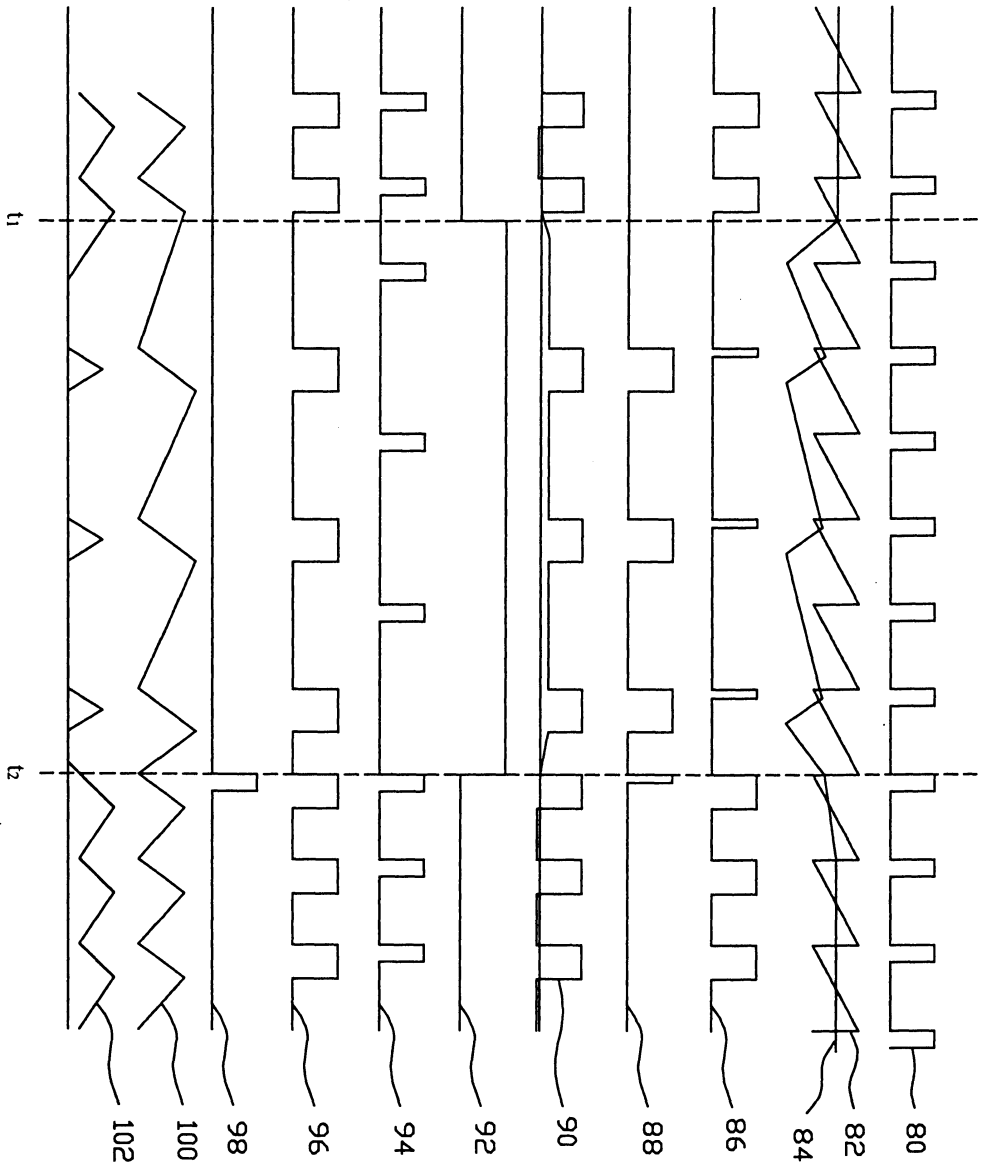
第四圖

第五圖





第六圖



第七圖