

# 發明專利說明書 200417149

(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 92118863

※申請日期：92.7.10

※IPC 分類：H03K 7/00

壹、發明名稱：(中文/英文)

輸出調節器

OUTPUT REGULATOR

貳、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

巴貝多商馬維爾世界貿易股份有限公司

MARVELL WORLD TRADE LTD.

代表人：(中文/英文)

約翰 哈波

JOHN HARPER

住居所或營業所地址：(中文/英文)

百慕達翰米爾頓市皇后街22號威瑟大廈4樓

4TH FLOOR, WINDSOR PLACE, 22 QUEEN STREET,

HAMILTON HM 11, BERMUDA

國籍：(中文/英文)

巴貝多 BARBADOS

參、發明人：(共 3 人)

姓 名：(中文/英文)

1. 希哈特 蘇塔佳  
SEHAT SUTARDJA
2. 黑朗辛  
RUNSHENG HE
3. 張嘉誠  
JIANCHENG ZHANG

住居所地址：(中文/英文)

1. 美國加州洛杉磯圖丘市艾林那路27330號  
27330 ELENA ROAD, LOS ALTOS HILLS, CALIFORNIA  
94022, U.S.A.
2. 美國加州陽光谷市皮肯大道874號  
874 PECAN COURT, SUNNYVALE, CALIFORNIA 94087,  
U.S.A.
3. 美國加州洛杉磯圖丘市瑪紐拉路14696號  
14696 MANUELLA ROAD, LOS ALTOS HILLS, CALIFORNIA  
94022, U.S.A.

國 籍：(中文/英文)

1. 美國 U.S.A.
2. 中國 PEOPLE'S REPUBLIC OF CHINA
3. 美國 U.S.A.

**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：

1. 美國；2002年07月10日；60/395,115
2. 美國；2002年07月12日；60/395,697
3. 美國；2003年06月12日；10/460,825
- 4.
- 5.

主張國際優先權(專利法第二十四條)：

【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；2002年07月10日；60/395,115
2. 美國；2002年07月12日；60/395,697
3. 美國；2003年06月12日；10/460,825
- 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：

### 【相關申請案之交叉參照】

本申請案主張2002年7月10日提出申請的第60/395,115號及2002年7月12日提出申請的第60/395,697號美國臨時申請案之申請日期權利，該等申請案之全部內容皆以引用方式併入本文中。

### 【發明所屬之技術領域】

本發明係關於輸出調節器。

### 【先前技術】

幾乎包括所有電子裝置在內的眾多機器及裝置中皆採用輸出調節器。一輸出調節器通常可將未調節的輸入功率轉換為一或多個調節輸出，以供電給機械或裝置內的電路。最常用的調節輸出為調節電壓，但亦可產生調節電流及調節功率。輸出調節器可整合於機械或裝置內，或者可能是一裝配在機器或裝置上的單獨總成。可使用輸出調節器的多種特性來判定一特定設計之品質，包括功率密度、效率、輸出調節及瞬態反應等運作特性。吾人希望改良輸出調節器之運作特性，從而改良使用輸出調節器的機器及裝置，例如可使此等機器及裝置體積更小、所需功率更低、具有改良的準確度及可靠性，或在瞬態條件下具有改良的運作。

### 【發明內容】

在本發明之一態樣中，揭示一種用於控制一具有一調節輸出的輸出調節器之控制系統及方法。一輸出感測器可產生一數位感測信號，以指示該調節輸出包含於至少三個參

考範圍中的哪一參考範圍內。該等至少三個參考範圍中的每一參考範圍皆包括複數個可能之調節輸出值。一數位控制器可響應該數位感測信號而產生一驅動信號，藉以控制該調節輸出。

在本發明另一態樣中，揭示一種用於將一輸入電壓轉換為一調節輸出的輸出調節器及方法。該輸出調節器包括一用於自該輸入電壓產生一功率輸出之功率級。一輸出濾波器可對該功率輸出實施濾波以產生該調節輸出。一輸出感測器可產生一數位感測信號以指示該調節輸出包含於至少三個參考範圍中的哪一參考範圍內。該等至少三個參考範圍中的每一參考範圍皆包括複數個可能之調節輸出值。一數位控制器可響應該數位感測信號以產生一驅動信號，藉以控制該功率級。

在本發明另一態樣中，揭示一種用於產生一對應於第一電壓之回饋信號的電路及方法。該電路包括一用於產生至少兩個參考電壓的參考值產生器。該等參考電壓可界定至少三個電壓範圍。一比較器可將第一電壓與該等至少三個電壓範圍相比較並產生一數位信號，以指示該調節輸出包含於該等至少三個參考範圍內的哪一參考範圍內。

在本發明另一態樣中，揭示一種用於控制一輸出調節器的控制系統及方法。該輸出調節器係用於將一輸入電壓轉換為一調節輸出。該輸出調節器包括一用於自該輸入電壓產生一功率輸出的功率級及一用於對該功率輸出實施濾波以產生調節輸出的輸出濾波器。該控制系統包括一數位控

制器，該數位控制器響應一對應於該調節輸出的感測信號而產生一驅動信號以控制該功率級。該數位控制器包括至少三種運作模式並在該等至少三種運作模式之間選擇一種運作模式來產生驅動信號。

在本發明另一態樣中，揭示一種將一輸入電壓轉換為一截波輸出的電源陣列及方法。一輸出調節器可將截波輸出轉換為一調節輸出。該電源陣列包括一開關陣列，該開關陣列響應獨立的驅動信號，以一切換頻率來將輸入電壓轉換為截波輸出。該開關陣列包括至少兩個電源開關。一開關控制器可依據負載循環(duty cycle)信號來產生獨立的驅動信號。該開關控制器以一大於切換頻率的抽樣頻率運作，並以一大於切換頻率的驅動頻率來控制獨立驅動信號。

在本發明另一態樣中，揭示一種感測一輸出調節器中電流之方法及系統，其包括：提供一具有一增益解析度之電流感測器，將該電流感測器增益解析度設定至一初始解析度，感測流過該電流感測器的一電流，評估該電流之一振幅，並以一抽樣頻率根據該評估來控制電流感測器之增益解析度。

在本發明另一態樣中，揭示一種用於控制一輸出調節器中電源開關之間無作用時間的方法及系統，其包括：提供具有一共用節點的至少兩個電源開關，其中該等兩個電源開關中至少一電源開關是一導通開關，該等兩個電源開關中另一電源開關則是一穩流開關；將該導通開關與該穩流開關之一自一接通狀態切換至一斷開狀態；在自該接通狀

態轉變至該斷開狀態期間，監測流經該導通開關與該穩流開關之一中的電流；將該電流與一參考位準相比較；延遲一預定的時間週期，爾後將該導通開關與該穩流開關中另一開關的運作狀態自斷開狀態切換至接通狀態。

在本發明另一態樣中，揭示一種可降低一輸出調節器之開關陣列中切換損耗的方法及系統。該開關陣列可將來自一輸入源之能量轉換為輸出調節器的一調節輸出，該開關陣列包括至少兩個電源開關。該方法包括：確定在下一開關循環中一流經該開關陣列的預期電流；以一抽樣速率根據該預期電流來確定該開關陣列的預期功率損耗；確定該等電源開關的一組合，以最大限度降低預期功率損耗；啟用該電源開關組合。

在本發明另一態樣中，揭示一種可抑制一輸出調節器之功率級中雜訊的方法及系統。該功率級係用於將來自一輸入源之能量轉換為輸出調節器的一調節輸出。該功率級包括具有一共用節點的至少兩個開關陣列。該方法包括：監測該共用節點之雜訊特性；將該雜訊特性與一參考位準相比較；根據該比較來產生一阻抗控制信號；並響應該阻抗控制信號以一抽樣速率來控制開關陣列。

在本發明另一態樣中，揭示一種控制一輸出調節器的功率級之一電路節點之電容的方法及系統。該功率級係用於將來自一輸入源的能量轉換為輸出調節器的一調節輸出。該功率級包括至少一開關陣列及連接至該電路節點的第一電源開關，該開關陣列包括至少兩個串聯之電源開關對。

該方法包括：監測一流經該開關陣列的電流；根據該電流來確定該電路節點處的一所需電容；以一抽樣速率來確定一開關總成之組合，以便能將該電路節點設置為所需電容；以及控制該等串聯電源開關對，以將該電路節點設置為所需電容。

在本發明另一態樣中，揭示一種用於將來自一輸入源的能量轉換為一輸出調節器的調節輸出的二極體模擬系統及方法。該輸出調節器具有切換頻率。該二極體模擬系統包括：第一電源開關，其響應第一驅動信號來控制從該輸入源至該輸出調節器之一輸出電感器的能量流向，以使流經該輸出電感器的電流遞增；一包括至少兩個電源開關的開關陣列，其響應陣列驅動信號，以在一穩流期間提供一流經該輸出電感器的電流路徑，以使流經該輸出電感器的電流遞減；一用於感測流經該開關陣列之電流的電流感測器；及一用於依據流經該開關陣列的電流來產生陣列驅動信號的控制器，該控制器用於獨立控制該等至少兩個電源開關。

在本發明另一態樣中，揭示一種用於限制一輸入源與一輸出調節器之一調節輸出之間能量移轉的負載循環限制器及方法。該輸出調節器具有調節器特性及一用於控制該輸入源與該調節輸出之間能量移轉的計算負載循環。負載循環限制器包括一數位控制器，該數位控制器係用於產生一參考位準並將該輸出調節器之調節器特性與該參考位準相比較，以確定一最大負載循環。該數位控制器以一至少



等於該輸出調節器之一切換頻率的頻率來控制該參考位準，並將該計算負載循環限制為最大負載循環。

在本發明另一態樣中，揭示一種用於確定一輸出調節器之標稱負載循環的負載循環估計器及方法。該負載循環估計器包括至少兩種模式(包括一模式1估計器及一模式2估計器)。模式1估計器用於依據先前的負載循環來確定標稱負載循環，而模式2估計器則用於依據累積誤差來確定標稱負載循環。一模式選擇器可根據一模式選擇準則來選擇該等至少兩種模式之一，以產生標稱負載循環。

在本發明另一態樣中，揭示一種用於控制一輸出調節器之調節輸出的數位控制器及方法。該輸出調節器響應一脈寬信號來控制一輸入源與該調節輸出之間的能量移轉。該數位控制器包括：一用於確定一標稱負載循環的負載循環估計器；一用於確定一調整值的調整確定器，該確定值與標稱負載循環相結合可產生一經調整的負載循環，脈寬信號為該經調整的負載循環之一函數。

在本發明另一態樣中，揭示一種用於確定一用於控制一輸出調節器之調節輸出的負載循環的負載循環估計器及方法。該輸出調節器響應該負載循環來控制一輸入源與該調節輸出之間的能量移轉。負載循環估計器包括：一累積器，其用於確定在一大於輸出調節器一切換週期的時間週期內的累積誤差；一參考值產生器，其用於產生參考位準；一比較器，其以一大於切換週期的最高頻率來將該累積誤差與參考位準相比較，以產生一單個零並根據該比較來產生

負載循環。

在本發明另一態樣中，揭示一種用於控制一輸出調節器之數位控制器及方法。該數位控制器具有用於提供輸出調節器各種控制功能的多個子功能塊。該數位控制器包括一用於監測該輸出調節器之一感測點的節能斷續模式(ESDM)控制器。該感測點係用於指示輸出調節器的一輸出功率狀態。該ESDM控制器係用於在該輸出調節器之所選擇功率狀態期間控制流向各子功能塊的功率流，以降低數位控制器之功率消耗。

在附圖及下文說明中將詳細說明本發明之一項或多項具體實施例。根據本說明書、附圖及申請專利範圍很容易明白本發明之其它特點、目的及優點。

#### 【實施方式】

圖1展示一種用於將調節功率供應至一負載12的功率調節器10。功率調節器10可包括一用於接收一回饋信號16並產生一或多個控制信號18以驅動一功率級20的數位控制器14。功率級20將一未調節電壓(例如Vin 22)轉換為一截波波形，並經一輸出濾波器24將該截波波形加以濾波後產生一調節輸出26。該調節輸出26較佳為一直流(DC)輸出並可能是包括電壓、電流及功率在內的任一輸出特性。未調節電壓可能是任一形式的輸入功率，例如交流(AC)電壓及DC電壓。倘使為一AC輸入電壓，可包括一整流級(未圖示)，以將AC電壓轉換為DC輸入電壓Vin 22。一輸出感測器28感測該調節輸出26並將回饋信號發送至數位控制器14。功率調

節器 10 可採用任一拓撲結構，例如，降壓 (buck)、升壓 (boost)、逆程掃描 (flyback；升降壓 (buck-boost))、Cuk、Sepic 及 Zeta。

圖 2 展示一種用於將一未調節輸入電壓  $V_{in}$  轉換為一供電給一負載 (未圖示) 之調節輸出的電壓轉換器 100 之一部分。一數位控制器 102 可產生一對驅動信號以控制將  $V_{in}$  轉換成一截波波形的轉換。可用任一方式來實施數位控制器 102，例如一執行軟體或韌體的可程式規劃裝置、數位電路、邏輯電路、數位信號處理器、及上述裝置之組合。數位控制器 102 響應一對應於該調節輸出的數位誤差信號 104 來產生驅動信號。

一輸出感測器 106 可感測該調節輸出並產生數位誤差信號 104。輸出感測器 106 可將該調節輸出與一參考信號 108 相比較，以產生該數位誤差信號。參考信號 108 可能是任一類型的信號 (例如類比信號及數位信號) 並可用任一方式產生。

舉例而言，一輸出選擇器 110 可響應一個或多個輸入  $R_x$  與  $R_y$  而產生參考信號 108。該等輸入可能是連接至一參考電壓 (例如接地電位) 的電阻器。電阻器之值可對應於一輸出電壓位準及容差之選擇。輸出選擇器 110 可能是一單獨的模組，或者可包含於數位控制器 102 內。

驅動器電路 112a 與 112b 可緩衝來自數位控制器 102 的驅動信號並產生用於驅動上部電源陣列 114a 與下部電源陣列 114b 的信號。驅動器電路 112a 與 112b 可具有一較低的輸出阻抗，以縮短電源陣列 114a 及 114b 在各運作狀態間的切換轉

變時間。驅動器電路112a與112b可採用任一類型的驅動器。

電源陣列114a與114b皆包括以一切換模式在接通狀態與斷開狀態之間循環運作的一個或多個電源開關。可使用任一類型的電源開關，例如MOSFET、BJT、IGBT及MCT。電源陣列114a與114b可組態為任一拓撲結構，例如，降壓(buck)、升壓(boost)、逆程掃描(flyback)、sepic、Cuk及zeta。

此處以一降壓組態來闡述電源陣列114a與114b。上部電源陣列114a連接在 $V_{in}$ 與一共用節點VL之間，下部電源陣列114b則連接在該共用節點VL與一較低電壓(例如接地電位)之間。當電源陣列114a與114b在接通狀態與斷開狀態之間切換時，將向該共用節點VL施加 $V_{in}$ 和接地電位。當向該共用節點VL施加 $V_{in}$ 時，能量將通過該共用節點VL從 $V_{in}$ 流動至一輸出濾波器(參見圖1)。

電流感測器116a與116b可量測流經電源陣列114a與114b的電流。電流感測器可採用任一種電流感測方法，例如電流互感器、串聯電阻器、霍爾效應裝置，及根據在接通狀態中形成於一MOSFET兩端的電壓來確定電流。每一電流感測器116a與116b皆可產生一數位輸出來指示一電流特性，例如峰值電流、平均電流及實際電流。電流之數位輸出可能是一位或多位位元。

一電壓感測器118可感測該共用節點VL處的電壓。電壓感測器118可根據所感測電壓產生一數位輸出。該共用節點VL之數位輸出可能是兩位或兩位以上位元。該共用節點VL資訊可用於控制及保護，例如間接感測流經下部電源陣列

114b的電流。

一延遲線路120可微調由數位控制器102計算得出的估計負載循環。延遲線路120可產生一延遲信號來延長該估計負載循環。舉例而言，該估計負載循環可計算為一時脈脈衝寬度的整倍數，且延遲線路120可按小於該時脈脈衝寬度的增量來改變該估計負載循環。延遲線路120可接收具有一位或多位位元的數位信號(例如一多位元數位信號)，並產生一具有一受控脈衝寬度的脈衝。可採用任一類型的脈衝展寬技術。此外，延遲線路120可包括高頻振動調諧(dithering)以產生分數增量。在一實例性系統中，延遲線路120可產生一等於" $t_1$ "的最小增量解析度，且藉由施以高頻振動調諧，所產生脈衝之平均值可能是按" $t_1$ "的任一分數部分展寬的脈衝。在一高頻振動調諧方法中，可將連續系列脈衝中一選定數量的脈衝展寬整數" $N$ "個增量，而將該系列脈衝中的其餘脈衝展寬" $N-1$ "或" $N+1$ "個增量，以產生一分數展寬脈衝。

一振盪器122可產生一用於電壓轉換器100的時脈信號。振盪器122可接收一外部同步信號以使該時脈信號同步。可使用任一類型的振盪器，例如鎖相迴路振盪器及晶體振盪器。

一軟啟動電路124可產生一軟啟動信號，以在電源接通過程中限制能量移轉至輸出端。該軟啟動信號可能是一控制驅動信號之脈衝寬度以限制能量移轉至輸出端的5位元信號。舉例而言，在接通過程中，軟啟動信號之值可傾斜上

升，以限制最大脈衝寬度。可採用任一類型的軟啟動技術，例如限制負載循環、控制驅動信號之運作頻率、及以可控制方式遞增該輸出回饋信號所相比較的參考電壓，以將輸出電壓逐漸遞增至一穩態位準。軟啟動電路124可依據逐循環基礎來限制能量移轉。

一自適應負載限制器126可依據輸入功率之一電特性(例如  $V_{in}$ 、輸入電流  $I_{in}$ 、輸入脈動電壓  $V_{INripple}$ 、輸入功率  $P_{in}$ 、輸入源阻抗  $R_s$ 及輸入能量  $Q_{in}$ )來產生一數位信號，以限制能量移轉至輸出端。舉例而言，自適應負載限制器126可監測  $I_{in}$ 並產生一限制負載循環的數位信號，以使  $I_{in}$ 之振幅不超過一臨限值。自適應負載限制器126可依據逐循環基礎來運作以控制該臨限值。對於每一循環，自適應負載限制器126皆可改變該臨限值並限制下一循環之負載循環。可藉由將前一循環中的輸入功率電特性與該臨限值相比較來確定下一循環之負載循環。

圖3展示電壓轉換器100之一運作模式之一態樣。在步驟150中，感測調節輸出並將該調節輸出與一參考值相比較。所感測之調節輸出可能是任一電特性，例如電壓或電流。在步驟152中，依據所感測之調節輸出來產生一數位回饋信號。該數位回饋信號可能是一多位元信號。該數位回饋信號之每一值皆可對應於該所感測之調節輸出之一類比值範圍。在步驟154中，根據該數位回饋信號來確定一估計負載循環。該估計負載循環可表示為一欲施加於一計數器之計數器限值。該計數器可依據一時脈信號及該計數器限值來

產生一脈衝。在步驟156中，產生一軟啟動信號以限制在接通過程中能量移轉至調節輸出。該軟啟動信號可限制會使電源陣列出現過載的負載循環。在步驟158處，依據輸入功率來產生一輸入限值信號，以限制能量移轉至調節輸出。舉例而言，當輸入電壓低於一預定電壓或輸入電流高於一預定電流時，可限制功率移轉。在步驟160中，可產生一計時負載循環。在步驟162中，以小於時脈信號之一時脈脈衝的持續時間調整計時負載循環。舉例而言，計時負載循環之解析度可受限於時脈頻率，從而使該計時負載循環不等於估計負載循環(或大於或小於估計負載循環)。此時，可遞增或遞減該計時負載循環以使其更接近等於估計負載循環。在步驟164中，可依據所計算之負載循環來控制一個或多個電源陣列，以將能量移轉至調節輸出。

圖4展示一種用於電壓轉換器100的封裝組態之態樣。該封裝組態可有利地降低對電壓轉換器100運作所產生雜訊之敏感性。一封裝200包括一用於控制電壓轉換器100中能量流動的數位控制器多個電源開關。封裝200之管腳組態可改良與電壓轉換器100相關的軌跡之路線選擇。一返回管腳202可沿該封裝200之第一側佈置。該返回管腳202為流向Vout的電流提供一返回電流路徑。一Vin管腳204及一中心分接頭管腳CT 206可沿該封裝200之第二側佈置。用於控制輸入/輸出(I/O)的管腳208-212可沿該封裝200之第三側佈置。控制輸入/輸出可包括頻率補償Cf及輸出電壓選擇R1及R2等功能。

## 多模控制系統

圖 5 展示一種用於控制一輸出調節器的自適應多模控制系統 300 之態樣。該多模控制系統 300 可依據調節輸出自動在三種或三種以上運作模式之間切換。輸出調節器可能是任一類型的調節器(包括切換式及線性式)，並可調節任一輸出特性(例如電壓或電流)。該多模控制系統 300 可被組態成包括多種運作模式之任一組合，例如磁滯模式、自適應磁滯模式、脈寬調變模式、恒定接通時間模式、恒定斷開時間模式、共振模式、固定頻率軟切換模式、電壓模式、電流模式、固定頻率及可變頻率，包括該等運作模式之組合。該多模控制器 300 在一數位控制系統內實施並使用一時脈信號運作。可依據時脈信號的逐循環基礎，使該自適應多模控制系統 300 切換於各運作模式之間。在每一時脈循環中，皆可感測輸出調節器之一或多個特性，爾後根據所感測之特性來選擇運作模式。可使用任一輸出調節器特性，例如輸出電壓、輸出電流、偏流、開關電流及溫度，其中每一種特性皆可能是任一數學形式，例如峰值、平均值、加權平均值、變化率及瞬時值。

在一用於一切換式調節器的實例性組態中，當接通轉變切換式調節器時，該自適應多模控制系統 300 可在電壓模式磁滯控制 302 中啟動。圖 6 展示在多種運作狀態中切換式調節器的一調節輸出電壓 320。

在電壓模式磁滯控制(S1, 302)過程中，調節輸出電壓 320 迅速朝穩態值傾斜上升。在電壓模式磁滯控制(S1, 302)中，



當電壓低於一參考電壓(例如  $V_0$ )時，能量移轉至調節輸出電壓320。當調節輸出電壓320增至高於  $V_0$ 時，該多模控制系統300將中斷驅動信號，且將在一短暫延時後暫停能量移轉。

當調節輸出電壓320處於一電壓值(例如  $V_{H3}$ 與  $V_{L3}$ )範圍內時，該自適應多模控制系統300可切換至電壓模式自適應磁滯控制(S2, 304)。在電壓模式自適應磁滯控制(S2, 304)中，處於磁滯控制下的最長接通時間及最長斷開時間將受到限制，以降低能量移轉至調節輸出的速率，從而縮小圍繞穩態值為中心的減幅振盪之振幅。

當調節輸出電壓之減幅振盪遞減時，該自適應多模控制系統300可切換至電壓模式或電流模式脈寬調變(PWM)控制(S3, 306)。在電壓模式PWM控制(S3, 306)過程中，輸出調節器在一恒定頻率下運作，並藉由控制能量移轉至輸出時的負載循環來調節輸出電壓。該自適應多模控制系統300可根據輸出調節器之輸出電流、輸出電壓及輸出電壓之變化範圍而切換至電壓模式PWM控制(S3, 306)。

當輸出電流降低至一輕負載限值以下時，可切換至恒定接通時間電流模式控制(SY, 308)以節約能量。在恒定接通時間電流模式控制(SY, 308)過程中，可控制切換式調節器之斷開時間以維持一調節輸出。當輸出電流遞減，可降低或完全中斷切換式調節器之切換頻率，藉以降低切換式調節器之切換損耗。在無負載或極輕負載條件下，切換式調節器可進入時脈停止的休眠模式。

圖7展示一種自適應多模控制系統之態樣。在步驟330中，提供用於控制一輸出調節器的三種或三種以上運作模式。該等運作模式可組態於任一時脈驅動媒體(例如韌體、軟體及硬體)中。在步驟332中，產生一用於運作多模控制系統300的時脈信號。在步驟334中，可感測輸出調節器之一個或多個特性。可依據時脈循環(例如對應於輸出調節器之一最短接通時間或負載循環的多個時脈循環)來感測輸出調節器特性。在步驟336中，可評估所感測的輸出調節器特性以確定使用哪一種模式。在步驟338中，可根據該評估來選擇其中一種運作模式。可依據逐循環基礎以一抽樣頻率(例如每一時脈循環或每隔預定數量的時脈循環)來評估輸出調節器特性並選擇運作模式。在步驟340中，使用所選擇的運作模式來計算下一導通循環中設置的輸出調節器接通時間。在步驟342中，輸出調節器依據計算接通時間將一輸入電壓轉換為輸出調節器之一輸出。

#### 輸出限幅器

圖8展示一種用於產生一調節輸出的輸出調節器400之態樣。該輸出調節器400可包括一數位控制器402，以接收一回饋信號404並產生用於驅動一功率級408的一或多個驅動信號406。該功率級408將一未調節電壓(例如 $V_{in}$ )轉換為一截波波形，該截波波形經一輸出濾波器412濾波後產生一調節輸出414。該調節輸出 $V_{out}$ 較佳係一DC輸出且可根據任一輸出特性(包括電壓、電流及功率)來調節。

一輸出限幅器416可響應對輸出電壓的感測而產生回饋

信號404。該輸出限幅器416可確定一包含該輸出電壓的電壓範圍。該輸出限幅器416可確定兩個或兩個以上電壓範圍以規定一組合電壓範圍，爾後確定輸出電壓包含於哪一電壓範圍內。舉例而言，自0伏特至8伏特的第一電壓範圍、自8伏特至9伏特的第二電壓範圍、自9伏特至10伏特的第三電壓範圍、及10伏特及以上的第四電壓範圍可規定一自0伏特延伸至10伏特的組合電壓範圍。若輸出電壓為8.5伏特，則該輸出電壓位於第二範圍內。所選擇的該等電壓範圍既可交疊亦可連續。圖9展示該等電壓範圍之一交疊組態之一實例。其中第一電壓範圍自0伏特延伸至VL3伏特，第二電壓範圍自VL3伏特延伸至VH3伏特，第三電壓範圍自VL2伏特延伸至VH2伏特，第四電壓範圍則自VL1伏特延伸至VH1伏特。該第二、第三及第四電壓範圍可以一標稱電壓VA0為中心來規定電壓調節限值。在另一替代方案中，所選擇的各電壓範圍可連續延伸，例如自0至VL3，自VL3至VL2，自VL2至VL1，自VL1至VH1，自VH1至VH2，及自VH2至VH3。

輸出限幅器416可依據逐循環基礎以抽樣頻率來動態設定電壓範圍。舉例而言，可在每一循環中改變一個或多個參考位準(例如VL3)，以使每一電壓範圍所包含的電壓在每一循環中皆改變。在另一態樣中，可將依據調節輸出之脈動電壓來控制參考位準。舉例而言，可調整最接近於調節輸出之標稱位準的參考位準，以保證脈動電壓是該等參考位準所包含的電壓範圍的一預定百分比。在另一態樣中，

在電壓瞬間狀態過程中，電壓範圍可設定為較寬廣的範圍；而在穩態過程中，電壓範圍可設定為狹窄的範圍。同樣可依據逐循環基礎來改變電壓範圍之組態，例如自連續範圍變為交疊範圍。儘管將輸出限幅器416闡述為具有電壓參考值，但是亦可使用電流參考值來界定可實施電流比較的電流範圍。

輸出限幅器416可將輸出電壓與該等預定電壓範圍相比較，並選擇一數值來代表該輸出電壓所處的電壓範圍。回饋信號404係一具有兩位或兩位以上位元的數位信號，用於表示對應於輸出電壓之電壓範圍，例如一載有一已解碼信號的數位匯流排及代表每一電壓範圍的數位線。

圖10展示一種電壓限幅器450之態樣，其用於產生一代表一包含一感測電壓之電壓範圍的數值。一參考值產生器452可產生用於設定每一電壓範圍之電壓限值的多個電壓參考值454。電壓參考值可任意安排，例如賦予每一電壓限值單獨的電壓參考值454及從一單個電壓參考值產生多個電壓限值。

一控制信號455可動態控制電壓參考值，從而可依據逐循環基礎以抽樣頻率來控制電壓限值。該控制信號455可控制一個或多個電壓參考值並在兩個或兩個以上電壓位準之間切換電壓參考值。該控制信號455可能是類比信號、數位信號、混合信號、並列信號、串列信號、一個或多個線路及其組合。

一個或多個比較器456可將輸出電壓與電壓限值454相比

較。當使用多個比較器456時，各比較器可並行運作，將輸出電壓與用於界定電壓範圍的每一電壓限值相比較。在一替代方案中，可使用一單個比較器456來將輸出電壓與一受控電壓參考值相比較，該受控電壓參考值可藉由對應於電壓限值的各數值進行時脈轉換排序。

一編碼器458可將比較器450之輸出編碼為一具有兩位或兩位以上位元的數位信號。該數位信號可能是任何格式，例如並列信號或串列信號。

圖11展示一種電壓限幅器之運作。在步驟470中，可產生用於界定電壓範圍的三個或三個以上參考位準。此等參考位準既可能是靜態參考位準，亦可能是動態參考位準。可將靜態參考位準保持在一恒定位準。可依據逐循環基礎來控制動態參考位準，以動態改變電壓範圍。舉例而言，在調節器輸出正在遞增時接通一功率調節器期間，可將電壓範圍設定為該功率調節器輸出之穩態位準的10%。爾後，當功率調節器輸出開始朝穩態位準穩定時，可將電壓範圍遞減至穩態位準的5%。在步驟472中，可感測一裝置特性之位準。可感測任一裝置特性，例如輸出電壓、輸出電流、開關電壓、電感器電流及輸入電壓。在步驟474中，可將該裝置特性與至少一個參考位準相比較。在步驟476中，可根據步驟474確定該裝置特性之位準所處的電壓範圍。在步驟478中，產生一指示該裝置特性之位準所處範圍的數位信號。

電源陣列

圖 12A 展示一種用於自一輸入電壓產生一截波電壓的電源陣列 500 之態樣。該電源陣列 500 可包含於一功率調節器 (例如本說明書中所述的功率調節器 10) 中。該電源陣列 500 可包括由電源開關 Q1-Q8 組成的一個或多個開關陣列 502a 與 502b，以控制兩個節點之間的能量流動。電源開關 Q1-Q8 可分別以兩種狀態獨立運作：接通狀態及斷開狀態。在接通狀態中，電源開關具有一低阻抗並在兩個節點之間傳導能量。而在斷開狀態中，電源開關具有一高阻抗並阻斷兩個節點之間的能量流動。可使用任何數量及類型的開關裝置作為電源開關，例如 MOSFET、BJT、MCT、IGBT 及射頻 (RF) FET。電源開關 Q1-Q8 可包括尺寸的任意組合，例如：對於 MOSFET，一個裝置可具有一個 0.1 歐姆的  $R_{ds}$ (接通)，而其它裝置則分別具有一個 0.2 歐姆及 0.4 歐姆的  $R_{ds}$ (接通)。

開關陣列 502a 與 502b 可連接為任一拓撲結構，例如，降壓 (buck)、升壓 (boost)、逆程掃描 (flyback)、Cuk、sepic 及 zeta。本圖中，開關陣列 502a 與 502b 連接為降壓拓撲結構，在此種拓撲結構中，上部開關陣列 502a 在一導通週期中傳導能量，下部開關陣列 502b 則在一穩流週期中傳導能量。開關陣列 502a 與 502b 可包括 MOSFET、BJT、MCT、IGBT 及 RF FET 等電源開關的任意組合。

一驅動器陣列 505 可緩衝自一開關控制器 504 至電源開關 Q1-Q8 的驅動信號。該驅動器陣列 505 可包括多個驅動器 506。雖然每一驅動器 506 可驅動一個以上電源開關 Q1-Q8，但每一驅動器 506 較佳驅動一單個電源開關。驅動器 506 可

提高電源開關 Q1-Q8 之開關速度，以降低電源開關在接通狀態與斷開狀態之間切換時的切換損耗。任一類型的電路及裝置皆可用於驅動器 506 以提高電源開關 Q1-Q8 之開關速度。

一開關控制器 504 可產生用於控制電源開關 Q1-Q8 的驅動信號。該開關控制器 504 以數位方式運作並可設置為任何形式的數位實體(例如數位電路)及一可執行軟體或韌體的可程式規劃裝置。該開關控制器 504 可接受一負載循環信號 508 並根據該負載循環信號 508 來產生驅動信號。該開關控制器 504 可依據逐循環基礎以抽樣頻率運作來確定驅動信號。抽樣頻率可比輸出調節器切換頻率高 20 倍或更多。舉例而言，在固定頻率運作期間，輸出調節器可在 50 kHz 與 1 MHz 之間運作，而抽樣頻率則可處於 1 MHz 與 100 MHz 之間的範圍內。該開關控制器 504 可在每一時脈週期內確定對應於抽樣頻率的驅動信號。

可依據逐循環基礎來單獨啟用或禁用每一電源開關 Q1-Q8。可控制一開關陣列內所啟用的電源開關的數量。所啟用/禁用的電源開關 Q1-Q8 數量可依據任一運作特性(例如輸出電流、環境溫度、運作溫度、輸出電壓及電感器溫度)而定。舉例而言，當輸出電流約等於一半最大輸出電流時，可僅啟用每一開關陣列中四個電源開關中的兩個，以最大限度降低電源開關的切換損耗。在另一態樣中，當在一導通期間開關中的電流斜升時，可啟用其它電源開關以降低導通損耗。同樣，在瞬態負荷變化期間，亦可增加或

減少電源開關之數量，藉此(舉例而言)可降低切換損耗及導通損耗。

開關控制器 504 可藉由驅動信號獨立控制每一電源開關 Q1-Q8，從而可在接通狀態與斷開狀態轉變期間逐循環控制各電源開關間的時間關係。每一開關陣列 502a 和 502b 內的電源開關 Q1-Q4 及 Q5-Q8 之接通與斷開轉變時序皆可單獨控制。舉例而言，參見圖 13(該圖展示與電源陣列 500 之一態樣相關的波形)，可控制電源開關 Q1-Q4 自斷開狀態至接通狀態的轉變 520，而得先斷開 Q4，隨後一同斷開 Q2 與 Q3，最後斷開 Q1。

可採用任一方式來控制時序，例如依據流經電源開關的電流、使用各轉變之間的預定延時、在另一電源開關完成轉變之後即刻觸發一電源開關的轉變、及依據開關陣列共用節點上的電壓瞬變。

電流感測器 510 及 512 可感測流經電源開關 Q1-Q8 的電流。可在輸出調節器中的任一位置處感測流經電源開關 Q1-Q8 的電流，例如在與一輸出電感器串聯處、與上部開關陣列 502a 串聯處、與下部開關陣列 502b 串聯處。可使用任一類型的電流感測器，例如互感器-電阻器感測器、電感器-電阻器感測器、霍爾效應感測器、DC 電流感測器、AC 電流感測器、電感器-第三繞組感測器及串聯電阻器。

圖 14 展示一種用於控制一功率調節器中能量流動之電源陣列的電源開關陣列作業。在步驟 550 中，提供兩個或兩個以上並聯開關，以控制一功率調節器中的能量流動。較佳



地，每一電源開關皆接收一獨立的驅動信號。當然，此等開關亦可佈置為分別接收獨立驅動信號的兩個或兩個以上電源開關組。在步驟552中，確定欲啟用的電源開關數量。可調整電源開關數量以降低電源開關中的功率損耗(包括切換損耗及導通損耗)。舉例而言，可感測輸出電流或開關電流並根據所感測電流來控制所啟用的電源開關數量。當流經電源開關之運作電流較小時，可藉由減少所啟用電源開關之數量來降低切換損耗。在步驟554中，確定電源開關接通轉變之時序。可根據任一技術來確定接通轉變之時序，例如在開關轉變之間來選擇固定時延，及根據電壓調節器運作特性(例如電壓位準、電流位準及運作溫度)來選擇時延。在步驟556中，產生用於控制電源開關接通轉變的驅動信號。在步驟558中，確定斷開轉變時序。斷開轉變時序不受限於已確定的接通轉變時序。較佳地，斷開轉變時序獨立於接通時序確定。當然，亦可根據接通時序來確定斷開轉變時序，例如藉由借鑒接通轉變時序來確定斷開轉變時序。在步驟560中，產生用於斷開轉變的驅動信號。

#### 電流感測

圖13展示電源陣列500之電流感測作業之一態樣。一抽樣波形 SMPL 524展示一實例性抽樣頻率。波形526-540則展示電源開關Q1-Q8之導通循環之一部分。波形542展示電流流經一輸出電感器。在電源陣列500之導通循環之穩流部分期間，該電感器中的電流以一線性速率降低。波形544展示一感測電壓。該感測電壓可等於一感測阻抗乘以一對應於流

經該輸出電感器電流的感測電流。可依據逐循環基礎以抽樣頻率來調整該感測電壓之解析度。該感測電壓波形544中一圈繞部分546表明：感測電壓解析度隨電感器電流振幅遞減而遞增。在一態樣中，電源陣列500放大，以提高所感測電流之解析度。可依據逐循環基礎採用任一方式以抽樣頻率來控制解析度。在一態樣中，可藉由根據一解析度觸發(例如感測電流振幅、所啟用電源開關之數量及導通循環中的一預定時間)來放大感測電流信號，藉以控制解析度。在另一態樣中，可藉由採用下列方式控制電流感測裝置之阻抗來控制解析度：1)感測流經電源開關之ON(接通)阻抗之電流，及2)控制在導通循環期間並行運作的電源開關數量。對於互感器-電阻器感測器、電感器-電阻器及霍爾效應裝置等其它感測電路，可控制感測裝置(例如一電阻器)之阻抗。在任一情況中，皆可在整個導通循環中以抽樣頻率控制解析度，從而當所感測電流之振幅遞減時，電源陣列500可在導通循環期間放大以提高解析度。

圖15展示一種電流感測技術之作業態樣。在步驟580中，將一電流感測器設定為一初始解析度來感測一電流。在步驟582中，感測流經一個或多個電源開關Q1-Q8之電流。電流既可間接感測亦可直接感測。舉例而言，可感測並聯MOSFET之汲極-源極電壓 $V_{ds}$ ，並根據 $V_{ds}$ 及已知的MOSFET之ON電阻來計算電流。在步驟584中，依據逐循環基礎以抽樣頻率確定來電流感測器的下一解析度。可選擇下一解析度，藉由在感測電路之限制內最大限度增大感測

信號振幅而最大限度地降低雜訊誤差。在步驟586中，將電流感測器設定至該下一解析度，爾後在下一循環中再次感測流經開關之電流。

#### 穩流二極體模擬

圖16展示一種二極體模擬系統600之態樣，該二極體模擬系統600用於模擬一用作切換式調節器的輸出調節器的一穩流二極體。該輸出調節器包括一輸出濾波器605。儘管所展示的該二極體模擬系統600為降壓拓撲結構且具有一接地參考輸出，但是亦可採用任一拓撲結構(例如，升壓(boost)、升降壓(buck-boost)、cuk、sepic及zeta)，且其輸出可參考任一電路節點，例如高側參考及低側參考。該二極體模擬系統600較佳使用一穩流開關陣列602來模擬輸出調節器的一穩流二極體。該穩流開關陣列602可包括並聯且獨立控制的多個電源開關。可選擇多個電源開關以使組合之導通損耗低於一同等級穩流二極體，以降低輸出調節器穩流期間的導通損耗及切換損耗。穩流開關陣列602亦可提供一可減少雜訊產生的受控阻抗並在輕負載狀態(例如斷續模式運作)期間為負電流提供一電流路徑。穩流開關陣列602之電源開關與一第一電源開關604分別在接通狀態或斷開狀態方式下運作，以控制從一輸入電源 $V_{in}$ 至一調節輸出606的能量流動。每一電源開關皆可組態為電源開關之任何分組，例如單一電源開關及一電源開關陣列。電源開關可能是任何類型之開關裝置，例如MOSFET、BJT、MCT及IGBT。驅動器608與610可對發送至開關陣列602及電源開關

604的驅動信號實施緩衝。驅動器608與610可藉由提高電源開關之開關速度而降低電源開關之切換損耗及導通損耗。可使用任一類型驅動器來驅動電源開關。

一上部電流感測電路及一下部電流感測電路可感測流經開關陣列602及第一電源開關604之電流。可使用任一類型之電流感測電路，例如並聯電阻器、電阻器-互感器、一已知阻抗兩端的電壓感測、及霍爾效應。下部電流感測電路可包括一參考電壓 $V_{ILIM}$ 及一連接於開關陣列602兩端的比較器614。該比較器614可響應流經開關陣列604之電流與參考電壓 $V_{ILIM}$ 間之比較而產生一穩流開關電流信號。可根據導通電流時第一電源開關兩端所產生的預期電壓降來設定參考電壓 $V_{ILIM}$ 值。可依據逐循環基礎來程式規劃該參考電壓，以便(舉例而言)可調整下部電流感測電路臨限值，以補償穩流開關陣列602之阻抗變化，例如由並聯電源開關數量之變化及溫度效應所引起的阻抗變化。

上部電流感測電路可包括一用於感測流經第一電源開關604之電流的電流感測電路616、一參考值 $I_{TH}$ 及一比較器618。該比較器618可將流經第一電源開關602之電流之振幅與參考值 $I_{TH}$ 相比較。該比較器可產生一導通開關電流信號。可依據逐循環基礎來程式規劃參考值 $I_{TH}$ 。

一控制器620可產生用於控制電源開關602及604的驅動信號。該控制器620可依據一脈寬信號622來確定驅動信號。來自比較器614及618的輸出亦可用於確定驅動信號。舉例而言，控制器620可響應對流經穩流開關陣列602的電

流接近零安培的感測而禁用穩流開關陣列602內的一個或多個電源開關，以使產生於開關陣列602兩端的電壓升高，藉以提高比較器618之解析度。控制器620亦可保持或改變比較器618之臨限電壓 $V_{ILIM}$ 之位準，以備當穩流開關陣列602中的電流持續降低時禁用另一電源開關。藉由此種方式，可在流經穩流開關陣列602的電流降低時放大控制器620。藉由當電流降低時禁用開關陣列602內的各別電源開關，第一電源開關604與開關陣列602之間共用節點"A"上的阻抗將逐漸遞增，由此減弱並抑制該共用節點上的雜訊。

在另一實例中，在輕負載狀態期間，控制器620可將穩流電源開關602作為一雙向開關運作，以使電流既可在正方向亦可在負方向上流動。控制器620可在包括零輸出電流在內的極輕負載條件下以連續輸出電流模式運作。

圖17展示與二極體模擬系統600之一態樣相關的波形。第一波形640展示流經輸出濾波器605中一電感器的電流。第二波形642展示共用節點上的電壓 $V_x$ 。第三波形644展示一用於第一電源開關604的驅動信號。第四波形646展示一用於穩流開關陣列602電源開關的加權驅動信號。第四波形之每一位準皆表示啟用不同數量的電源開關。舉例而言，在較高電流位準情況下，可啟用四個電源開關。然後，隨著電流遞減，可禁用其中一個電源開關。隨著電流持續遞減，可再禁用兩個電源開關。最後，可禁用開關陣列602中剩餘的電源開關。

圖18展示二極體模擬系統600之運作之一態樣。在步驟

650中，第一電源開關604從接通狀態切換至斷開狀態。在步驟652中，可監測流經該第一電源開關之電流。在步驟654中，可將流經該第一電源開關604之電流與一參考位準相比較。在步驟658中，可將一穩流開關陣列602之運作狀態從斷開狀態變更至接通狀態。可依據一脈寬信號及流經第一電源開關或穩流開關陣列602的電流控制穩流開關陣列602。舉例而言，當第一電源開關604根據一脈寬信號而切換至斷開狀態時，可將穩流開關陣列602之電源開關切換至接通狀態。在另一態樣中，若流經第一電源開關604之電流超過一預定限值，則可禁止穩流開關陣列602之運作狀態變更至接通狀態。在步驟660中，穩流開關陣列602之運作狀態可自接通狀態變更至斷開狀態。在一態樣中，可依據脈寬信號將穩流開關陣列602之電源開關切換至斷開狀態。

在另一態樣中，可根據流經該穩流開關陣列602之電流將穩流開關陣列602之電源開關按序切換至斷開狀態。在步驟662中，可監測流經穩流開關陣列602之電流。在步驟664中，將所監測之電流與一參考位準相比較。在步驟666中，根據流經開關陣列602之電流之振幅來控制開關陣列602中各單獨電源開關。舉例而言，若流經該穩流開關陣列602之電流超過參考位準，可禁用開關陣列602中的一或多個電源開關。當電流朝零安培遞減降低或自接近零安培遞增時，按序控制電源開關可有利地遞增節點"A"之阻抗，藉以減弱節點"A"處雜訊的產生。在步驟668中，可改變參考位準且作業返回至步驟662繼續進行。

### 無作用時間控制

圖 19 展示二極體模擬系統 600 實施的一無作用時間控制技術之運作態樣。在步驟 700 中，提供具有一共用節點的至少兩個電源開關，其中一電源開關是一導通型電源開關，另一電源開關則是一穩流電源開關。導通型電源開關在導通期間將能量傳導至一輸出調節器的一輸出端。穩流電源開關則在穩流期間傳導能量。每一電源開關皆可能是一電源開關陣列及一單個開關。在步驟 702 中，將該等兩個電源開關之一自接通狀態切換至斷開狀態。在步驟 704 中，在斷開轉變期間，監測流經已斷開的電源開關之電流。在步驟 706 中，將流經第一電源開關之電流與一參考位準相比較。在步驟 708 中，可產生一具有一預定時間週期的延遲，該延遲開始於流經電源開關的電流遞減至小於參考位準時。在步驟 710 中，將另一電源開關之運作狀態自斷開狀態變更至接通狀態。

### 受控電源切換損耗

圖 20 展示一種功率調節器之電源陣列 500 中損耗控制作業之態樣。該電源陣列 500 可包括一個或多個開關陣列 502。在步驟 730 中，提供具有電源開關的至少一個開關陣列 502，以控制自一輸入源至一輸出端的電流流動。在步驟 732 中，可接收輸出及輸入資訊，例如輸入電壓、輸出電壓及輸出電流。在步驟 734 中，可確定流經開關陣列 502 之預期電流。可使用任一資訊來確定該預期電流，例如使用輸出及輸入資訊、負載循環資訊及運作模式資訊。在步驟 736

中，可確定開關陣列502之預期功率損耗。該預期功率損耗可包括所啟用電源開關之導通損耗及切換損耗。開關陣列502可包括尺寸相同或不同的兩個或兩個以上電源開關，例如各具有一相異 $R_{ds}$ (接通)的多個MOSFET。可在特定運作狀態下啟用電源開關的不同分組來降低開關陣列的功率損耗。舉例而言，在穩態或瞬態輕負載運作狀態中，可僅啟用一具有最大 $R_{ds}$ (接通)的電源開關，以便可最大限度降低與開關陣列502相關的切換損耗。同樣，在穩態或瞬態最大負載運作狀態中，可啟用所有電源開關以最大限度降低開關陣列502之導通損耗。

可藉由使用電源開關之運作狀態(例如 $V_{ds}$ 、 $I_{ds}$ 及 $R_{ds}$ (接通))來計算預期功率損耗，而得以確定電源開關之預期功率損耗。亦可藉由使用一查詢機制(例如一查詢表)來估計預期功率損耗，而得以確定預期功率損耗。查詢機制可交叉參照運作狀態之範圍來估計功率損耗。該查詢機制亦可指示一可在特定運作狀態下啟用的較佳電源開關組。可依據逐循環基礎來確定該預期功率損耗，以獲得預期損耗，例如估計損耗及計算損耗。

在步驟738中，可確定欲啟用電源開關之數量及類型。可選擇能夠最大限度降低預期電源切換損耗的電源開關組合。可藉由針對多種電源開關組合計算下部開關陣列之預期功率損耗來確定該電源開關組合。亦可藉由使用一查詢機制來確定該電源開關組合。在步驟740中，可啟用所選擇電源開關組合。可依據逐循環基礎來控制此等電源開關，



從而可在功率調節器運作期間(例如導通期間及穩流期間)改變電源開關之數量。舉例而言，可在功率調節器之一切換週期中電源開關內的電流降低時改變電源開關之數量。

#### 雜訊抑制

圖 21 展示一種使用功率調節器之一功率級抑制雜訊產生之作業態樣。在步驟 750 中，該功率級可包括具有一共用節點之至少兩個開關陣列。該開關陣列可佈置為任一拓撲結構，例如降壓(buck)、升壓(boost)、sepic及zeta。每一開關陣列皆可包括一個或多個並聯且單獨控制的電源開關，從而可依據逐循環基礎來控制每一開關陣列內導通開關之數量。雖然可使用具有可變輸出電容的任一類型的電源開關，例如 BJT、IGBT 及 MCT，但此等電源開關較佳為 MOSFET。控制每一開關陣列內導通電源開關之數量即可控制共用節點之阻抗。一實例性作業可包括連接成一降壓組態的一上部開關陣列及一下部開關陣列，其中該上部開關陣列在導通期間運作，而該下部開關陣列在穩流期間運作。在步驟 752 中，可監測共用節點之雜訊特性(例如電壓及電流)。在步驟 754 中，可將該雜訊特性與一個或多個參考位準相比較以產生一阻抗控制信號。在步驟 756 中，可響應該阻抗控制信號來控制開關陣列。舉例而言，可在一受控時間週期期間運作一具有四個並聯電源開關的上部開關陣列，使該等四個電源開關按序逐一斷開，促使共用節點之阻抗自低阻抗變為高阻抗，藉此使開關轉變期間所產生的雜訊峰值減幅。

## 受控電容

圖 22 展示一種輸出調節器之一電路節點之電容之控制作業態樣。該輸出調節器可包括一具有連接至第一開關之至少一個開關陣列的功率級，以將一輸入源轉換為一調節輸出。在步驟 770 中，該開關陣列可藉由一共用節點連接至第一開關。該開關陣列可包括並聯且單獨控制的兩個或兩個以上串疊連接型電源開關對，從而可依據逐循環基礎來控制開關陣列內導通電源開關之數量。第一開關對可能是一單個串疊連接型電源開關對，亦可能是一由串疊連接型電源開關對組成的開關陣列。電源開關對可能是具有可變輸出電容的任一類型的串疊連接型電源開關，例如 MOSFET 與 BJT、MOSFET 與 IGBT、及 MOSFET 與 MCT。在共振模式、軟切換模式及準共振模式切換式調節器中控制共用節點之電容可尤其有利。舉例而言，在一固定頻率軟切換式調節器中控制共用節點之電容即可在遞增的輸入電壓及輸出負載範圍內控制電源開關之共振。在步驟 772 中，監測流經一開關陣列之電流。可直接監測或間接監測開關陣列電流，例如藉由監測輸出調節器之輸出電流。在步驟 774 中，根據流經開關陣列之電流來確定共用節點處的所需電容。所需電容可選擇為能使開關陣列電流共振至開關陣列之  $V_{ds}$  兩端的一預定電壓的電容。舉例而言，在一接通的軟切換式轉換器中，流經一電源開關之電流可將該電源開關之電容共振至零伏特，以降低切換損耗。在該實例中，可控制該電容以使流經開關陣列之電流足以將開關陣列之  $V_{ds}$  共振

至一預定電壓位準，藉以降低切換損耗。在步驟776中，確定開關陣列中欲啟用的電源開關組合。每一電源開關皆具有一相關輸出電容，該相關輸出電容構成共用節點電容之一部分。藉由啟用開關陣列中的所選擇電源開關可控制共用節點上的總電容。相關於每一電源開關之電容。將一開關陣列用於第一開關可遞增共用節點電容之受控範圍。在步驟778中，控制開關陣列中的電源開關以在共用節點產生所需電容。在步驟780中，可在一完整導通循環中啟用/禁用所選擇電源開關，以使共用節點的電容在該整個導通循環中保持恆定。在步驟782中，亦可按序接通或斷開電源開關以控制共用節點之電容。

#### 延遲線路

圖23展示一種用於在一脈衝信號中產生一延遲的延遲線路800之態樣。該延遲線路800尤其適用於延遲一用於輸出調節器的數位控制系統中產生的一脈衝信號之一邊沿，藉以提高脈衝信號之解析度。可使用任一類型的延遲線路，例如內插器及延遲鎖迴路。圖24展示一種數位控制系統中的實例性脈衝信號820。該數位控制信號可包括一用於產生數位信號(例如脈衝信號820)之時脈信號822。脈衝信號820之脈寬可設定一輸出調節器之導通時間。藉由改變脈衝信號之脈寬，可將輸出調節器之一調節輸出維持於調節限值內。調節該調節輸出時出現的誤差可與受到時脈信號822之頻率限制的脈衝信號之脈寬解析度有關。可將最高脈寬解析度限制為等於或大於時脈信號822之脈寬的增量。該受限

制的脈寬解析度可導致對應於最高脈寬解析度與所需脈寬週期時間之比率的誤差增大。

延遲線路800可較佳藉由提高脈寬解析度來減小脈寬誤差。該延遲線路800可包括多個延遲電路802以產生脈衝信號820之多個延遲邊沿。延遲電路802可佈置為任一組態，例如串聯組態、並聯組態及串並聯組態。各延遲電路802可採用任一類型的時間週期關係，例如相等關係、二進制關係及指數關係。可使用任一數量的延遲電路802，儘管其數量較佳介於4至40範圍內。延遲電路之數量越大，脈寬解析度之提高亦越大。延遲電路802之輸出可輸入至一多工器804，以便選擇一延遲。一組合器806可組合所選擇之延遲與脈衝信號，以產生一高解析度輸出。圖中將DLL 800展示及闡述為延遲脈衝信號之前沿。然而，延遲線路800亦可延遲脈衝信號之後沿。

圖25展示一種提高一用於一輸出調節器的脈寬信號之解析度之作業態樣。在步驟850中，接收一用於一輸出調節器之脈寬信號。在步驟852中，根據該脈寬信號產生兩個或兩個以上延遲脈衝信號。在步驟854中，選擇其中一個延遲脈衝信號以獲得一所需延遲。可在選擇代表脈寬誤差的延遲脈衝信號基礎上實施選擇，從而可藉由組合延遲脈衝信號與脈寬信號來降低脈寬信號之誤差。在步驟856中，組合所選擇之脈衝信號與脈寬信號。在步驟868中，根據該組合產生一高解析度脈衝信號。

自適應負載循環限值

圖 26 展示一種數位控制器 900 之態樣，其用於產生一負載循環信號以操縱一輸出調節器。一負載循環確定器 902 可接收一數位誤差信號  $e_k$ ，該數位誤差信號  $e_k$  係一參考值與輸出調節器之一輸出間輸出誤差之一函數。在一態樣中，該誤差信號  $e_k$  可指示多個包含該輸出誤差的電壓範圍之一。舉例而言，該誤差信號可指示輸出誤差位於包含 0.5 伏特至 0.8 伏特電壓的電壓範圍內。在另一態樣中，該誤差信號  $e_k$  可能是任一類型的信號，例如數位信號及類比信號。

負載循環確定器 902 可依據誤差信號  $e_k$  產生一標稱負載循環信號。該負載循環確定器 902 可接收額外的數位輸入，例如來自輔助迴路的誤差信號、輸出調節器之電壓及電流狀態資訊。標稱負載循環信號可能是用於代表負載循環的任一類型的數位信號，例如一具有受控脈寬的脈衝信號及一具有一位或多位位元的數位信號(例如一多位元數位信號)。

一負載循環限制器 904 可依據一調節器的輸入或輸出功率特性(例如  $V_{in}$ 、輸入脈動電壓  $V_{in\_ripple}$ 、輸入電流  $I_{in}$ 、輸入功率  $P_{in}$ 、輸入能量  $Q_{in}$ 、輸入源阻抗  $R_s$ 、輸出功率  $P_o$ 、輸出電壓  $V_o$  及輸出電流  $I_o$ ) 限制能量移轉至輸出。負載循環限制器 904 可控制負載循環，以限制能量移轉至輸出。負載循環限制器 904 可在輸出調節器的所有作業階段(例如穩態運作、啟動、過電流及過電壓)運作。負載循環限制器 904 可將一個或多個輸入/輸出調節器特性與對應的臨限值相比較，爾後依據該比較限制負載循環。負載循環限制器 904

可依據逐循環基礎以抽樣頻率或更低之頻率運作，以便控制臨限值。在每一循環中，負載循環限制器904皆可改變臨限值並限制下一循環之負載循環。可根據前一循環之輸入功率調節器特性與臨限值的比較來確定下一循環之負載循環。舉例而言，負載循環限制器904可監測 $I_{in}$ 並產生一數位信號以限制負載循環，以使 $I_{in}$ 之振幅不超過一臨限值。在另一實例中，負載循環限制器904可確定輸入源阻抗或者可接收一表示輸入源阻抗之信號，並可據此產生一數位信號以限制負載循環。可使用任一種輸入源阻抗測量方法。

#### 負載循環估計

圖27展示一種用於控制一切換式調節器的數位控制器950之態樣。圖28展示在用於產生一負載循環信號以操縱切換式調節器的數位控制器950中實施的狀態圖940之態樣。該狀態圖940可包括三種或三種以上運作狀態。在實例性數位控制器950中，一狀態S0 942可針對穩態狀態實施PWM控制；一狀態S2 944可針對瞬間狀態實施降速誤差梯度控制；一狀態S3 946則可針對最大誤差狀態實施磁滯控制。

數位控制器950可包括一負載循環估計器952，用以產生對應於標稱穩態值的標稱負載循環信號 $Up^*$ (上<sup>\*</sup>)與 $Down^*$ (下<sup>\*</sup>)，並根據該等標稱負載循環信號產生切換式調節器之當前負載循環。可在所有運作狀態(例如PWM及降速誤差控制)下使用負載循環估計器952來產生標稱負載信號。然而，負載循環估計器952較佳不用於磁滯控制運作狀態。在磁滯控制期間，負載循環可與誤差信號直接相關聯，而

得以當誤差信號處於一種狀態時，負載循環被設定為ON狀態(上)，而當誤差信號處於另一種狀態時，負載循環被設定為OFF狀態(下)。負載循環估計器952可依據輸入信號(例如一誤差信號、一UD脈衝及一延遲控制)產生標稱負載循環信號。可在當前負載循環運作切換式調節器中的電源開關，以控制能量自一輸入源轉換為一輸出負載。舉例而言，在一具有一降壓拓撲結構且以固定頻率運作的切換式調節器中，標稱負載循環信號 $Up^*$ (上<sup>\*</sup>)可約等於一對應於輸出電壓與輸入電壓之比率的值。在固定頻率作業期間，標稱穩態值之組合可對應於切換式調節器之整個切換週期，例如1MHz切換頻率為1 $\mu$ s。

一調整確定器954可確定一調整值ADJ與標稱負載循環信號相組合，以產生經調整的負載循環信號 $Up$ (上)與 $Down$ (下)。該調整確定器954可依據誤差信號及來自切換式調節器的其它信號來產生調整值。該調整確定器954通常可用於除磁滯控制之外的所有運作狀態。由於在磁滯控制運作狀態中負載循環為100% ON或100% OFF，因此無需調整值。在一態樣中，用於PWM狀態942及降速誤差控制狀態944之調整值可按照下式計算得出：

$$\begin{aligned} ADJ_k &= g(e_k) + h(trend_k) \\ Up_k &= Up^* - ADJ_k * FAC^{on} \\ Down_k &= Down^* + ADJ_k * FAC^{off} \end{aligned}$$

其中FAC可根據標稱負載循環來確定，

$$g(e_k) = \begin{cases} 0 & \text{若 } |e_k| < A1 \\ sign(e_k) * \Delta_1 & \text{若 } A1 \leq |e_k| < A2 \\ sign(e_k) * \Delta_2 & \text{若 } A2 \leq |e_k| < A3 \end{cases}$$

$$h(\text{trend}_k) = \begin{cases} 0, & \text{若 } |\text{trend}_k| < 1 \\ \text{trend}_k, & \text{若 } |\text{trend}_k| \geq 1 \end{cases}$$

$$\text{trend}_k = F_{\text{slope}} * \overline{e_k - e_{k-n}}$$

其中  $F_{\text{slope}}$  係一常數， $\overline{e_k - e_{k-n}}$  係根據 "n" 個先前循環得出誤差平均值，其中 "n" 係在一切換週期中的抽樣次數，且

A1、A2及A3定義於圖29中，該圖展示一用於產生誤差信號的電壓限幅器之電壓位準。

$\Delta_1$  與  $\Delta_2$  為迴路增益，可以抽樣頻率來選擇該等迴路增益，並可具有基於誤差信號振幅之值。該等迴路增益之值  $\Delta_1$  與  $\Delta_2$  可選擇為相互關聯，例如  $\Delta_2$  約等於2倍之  $\Delta_1$ 。數位控制器之迴路增益可以最高至並包括抽樣頻率的任一頻率進行自適應變化。每一迴路增益皆可依據輸出調節器之任一參數(例如誤差信號之電壓範圍、調節輸出之電壓範圍、及負載循環)而動態變化。

數位控制器之迴路補償可包括  $g(e_k)$  與  $h(\text{trend}_k)$  之比率。迴路補償可以最高至並包括抽樣頻率的任一頻率進行自適應變化。在一態樣中，常數  $F_{\text{slope}}$  可自適應變化以改變迴路補償。迴路補償可依據輸出調節器之任一參數(例如誤差信號之電壓範圍、調節輸出之電壓範圍、及負載循環)而動態變化。

一組合器956可組合標稱負載循環信號與調整值，以產生經調整的負載循環信號。在一態樣中，經調整的負載循環信號可用作產生一UD脈衝的計數器限值。

在此種情況下，一計數器958可依據一時脈信號CLOCK及經調整的負載循環信號來產生UD脈衝。該UD脈衝較佳具



有一 "on(接通)" 位準及一 "off(斷開)" 位準，並可具有一代表驅動切換式調節器之電源開關的接通時間的變化脈寬。該計數器 958 可對計數器限值設定的時脈循環數量實施計數，以產生 UD 信號之 "接通時間" 及 "斷開時間"。舉例而言，經調整的負載循環信號之 Up(上) 部分可設定接通時間之計數器限值，經調整的負載循環信號之 Down(下) 部分可設定斷開時間之計數器限值。較佳地，一單個計數器響應包含 Up(上) 與 Down(下) 資訊的一單個計數器限值信號而產生 UD 信號。UD 脈衝可包括一與受時脈信號頻率限制的脈衝解析度相關的量化誤差。圖 30 即展示量化誤差之一實例，其中自一時脈信號 972 與一經調整的負載循環信號 974 產生的 UD 脈衝 970 可具有一與時脈信號頻率相關的量化誤差 976。

一延遲線路 960 可微調由計數器 958 產生的 UD 脈衝來減小量化誤差。該延遲線路 960 可響應接收 UD 脈衝及一延遲控制信號而產生一微調脈衝信號，該微調脈衝信號具有一約等於對應於經調整的負載循環信號之脈寬的負載循環。該延遲線路 960 可延遲 UD 脈衝兩個邊沿中的任一邊沿以產生微調脈衝信號。舉例而言，在一態樣中，可產生其脈寬短於相應經調整負載循環的 UD 脈衝，且隨後，延遲線路 960 可延遲後沿以產生微調脈衝信號。在另一態樣中，可產生其脈寬長於相應經調整負載循環的 UD 脈衝，且隨後，延遲線路 960 可延遲前沿以產生微調脈衝信號。

一控制組塊 962 可依據 UD 脈衝及經調整負載循環信號來產生延遲控制信號。該延遲控制信號可較佳係一多位元信

號。

一負載循環限制器964可依據切換式調節器之一電特性(例如 $V_{in}$ 、輸入電流 $I_{in}$ 、輸入功率 $P_{in}$ 、輸入能量 $Q_{in}$ 、及電感器電流 $I_L$ )來限制能量移轉至輸出端。該負載循環限制器964可控制負載循環以限制能量向輸出端移轉。該負載循環限制器964可位於數位控制器950中的任一位置。在一態樣中，該負載循環限制器964可依據一多位元信號(例如經調整的負載循環信號)運作。在另一態樣中，該負載循環限制器964可依據一脈衝信號(例如微調脈衝信號)運作。

圖31A展示一種用於產生標稱負載循環信號 $Up^*$ (上<sup>\*</sup>)與 $Down^*$ (下<sup>\*</sup>)的負載循環估計器970之態樣，根據該等標稱負載循環信號 $Up^*$ (上<sup>\*</sup>)與 $Down^*$ (下<sup>\*</sup>)可產生一用於運作切換式調節器的當前負載循環。負載循環估計器970可包括一種或多種用於確定標稱負載循環的模式。

一模式1估計器972可依據當前負載循環之接通時間(工作時間)及先前負載循環值來確定標稱負載循環信號。該模式1估計器972可將任一估計技術(例如最小均方技術或三次樣條函數技術)應用於當前負載循環及先前負載循環值以確定標稱負載循環。在一態樣中，模式1估計器可評估延遲控制及UD脈衝以確定接通時間。可使用預定數量的當前及先前負載循環值來估計標稱負載循環。

一模式2估計器974可依據誤差信號來確定標稱負載循環信號。該模式2估計器974可確定一涵蓋多個循環(例如任一大於切換式調節器之切換週期的數量)的誤差數學函數。可

使用任一類型的數學函數，例如連續平均 (running average)、平均 (mean) 及加權平均 (weighted average)。可將誤差之數學函數與一個或多個參考值相比較，爾後，可根據該比較來遞增、遞減或維持  $Up^*$  不變。

圖 31B 展示一種實例性模式 2 估計器 1000。一累積器 1002 計算一約 1000 倍於切換式調節器之切換週期的時間週期期間的誤差之連續平均。一個或多個比較器 1004 可將累積器 1002 之輸出與兩個參考值  $X1$  及  $X2$  相比較，該等兩個參考值  $X1$  及  $X2$  可由一參考值產生器 1006 產生。一計數控制器 1008 可根據比較器 1004 之輸出來控制標稱負載循環之計數。舉例而言，若連續平均大於  $X1$ ，則計數控制器 1008 可將  $Up^*$  計數遞減一個梯級；若連續平均小於  $X2$ ，則計數控制器 1008 可將  $Up^*$  計數遞增一個梯級；若連續平均小於  $X1$  且大於  $X2$ ，則計數控制器 1008 可維持  $Up^*$  計數不變。

在一較長時間週期期間計算一誤差數學函數可緩慢但精確地估計標稱負載循環。此外，用於控制切換式調節器之調節輸出的控制迴路之轉換函數可降為一單個零，藉以降低與數位控制器相關的相移。降低的相移可用來增大控制迴路之相位裕度、提高迴路交叉頻率、並同時增大相位裕度及提高迴路交叉頻率。在模式 2 估計器 974 產生一恒定  $Up^*$  值的時間週期內，控制迴路降至一單個零。

一模式選擇器 976 可根據一模式選擇準則在負載循環估計器 970 之各模式之間選擇。在一態樣中，該模式選擇器 976 可根據  $Up^*_{1}$  與  $Up^*_{prior}$  之差按照下式在  $Up^*_{1}$  與  $Up^*_{2}$  之間選擇：

$$Up^* = \begin{cases} Up^*_1 & \text{若 } |Up^*_1 - Up^*_{prior}| > T1 \\ Up^*_2 & \text{若 } |Up^*_1 - Up^*_{prior}| < T1 \end{cases}$$

其中  $Up^*_1$  係由模式 1 估計器 972 產生的 up 值， $Up^*_2$  係由模式 2 估計器 974 產生的 up 值， $Up^*_{prior}$  係先前循環的  $Up^*$  值，且對於 1 MHz 的切換頻率，T1 可約為 5 ns。

可使用任一模式選擇準則，例如將  $Up^*_1$  與  $Up^*_{prior}$  的一連續平均相比較，及將  $Up^*_1$  的一連續平均與  $Up^*_{prior}$  相比較。同樣，T1 可選取任一值。

圖 32 展示一種用於確定一切換式調節器之負載循環的作業態樣。在步驟 980 中，在第一種模式下依據先前負載循環來確定標稱負載循環。在步驟 982 中，在第二種模式下依據累積誤差來確定標稱負載循環。在步驟 984 中，在兩種模式之間選擇以計算標稱負載循環。在步驟 986 中，根據一模式選擇準則(例如所計算負載循環之變化率)作出選擇。

#### 節能斷續模式控制

圖 33 展示一種數位控制器 1050 之態樣，該數位控制器 1050 包括一控制數位控制器 1050 之功率損耗的節能斷續模式。該數位控制器 1050 可包括本說明書中所述的某些或所有功能。

一節能斷續模式(ESDM)控制器 1152 可監測一感測點(例如輸出電壓、電感器電流或輸出電壓)以決定何時切換至節能斷續模式。在感測點處監測的參數可反映輸出調節器之功率狀態，例如輸出功率較低或一電感器中電流斷續。當輸出電流低於一預定振幅或當流經輸出電感器之電流斷續

時，ESDM控制器可(舉例而言)切換至節能斷續模式。ESDM控制器1152可較佳地控制功率流動，使其流向數位控制器1150之各控制功能部分。可在節能斷續模式期間關閉數位控制器1050內的控制功能(例如一PWM控制器1154、一延遲線路1156、及電壓感測比較器1158)以降低功率損耗。

圖34A展示一種用於控制輸出調節器之切換模式間轉變的數位控制器1100之態樣。具體而言，該數位控制器1100可控制連續電流模式(CCM)作業與斷續電流模式(DCM)作業之間的切換。圖34B展示與DCM作業相關的波形。第一波形Vout 1110展示輸出調節器之一調節輸出電壓；第二波形展示輸出調節器之一電感器電流IL 1112。在DCM期間，調節輸出電壓1110與電感器電流1112分三個階段運作：導通階段、穩流階段及斷續階段。在導通階段中，將來自一輸入源的能量傳導至輸出濾波器，使電感器電流1112斜升，而得以將能量移轉至調節輸出(負載)，從而引起調節輸出電壓1110升高。在穩流階段中，儲存於電感器中的能量被移轉至調節輸出，使電感器電流1112及調節輸出電壓1110斜降。在斷續階段中，電感器中的所有能量皆已移轉至調節輸出，因此電感器電流可保持約為零，且一輸出電容器向外移轉能量以供給能量至所要調節的負載。

數位控制器1100可包括一個或多個比較器1102，以決定何時在CCM與DCM之間切換。在一態樣中，比較器1102可將調節輸出電壓1110及電感器電流1112與參考位準相比較，以產生用於控制CCM與DCM間切換的控制信號。

一個或多個參考值產生器 1104 可產生參考位準。可使用任一類型的參考值產生器 1104。參考值產生器 1104 可產生一用於改變所感測調節輸出電壓的參考位準  $V1$ 。可使用一參考位準  $V2$  與改變的調節輸出電壓 1110 進行比較以控制 DCM 至 CCM 的轉換。可產生一參考位準  $I1$  以反映一預定電流，例如最小負載電流。可將電感器電流 1112 與  $I1$  相比較，以確定該電感器電流小於  $I1$  的時間百分比。

一模式控制器 1106 可依據比較器輸出來控制切換模式。在一態樣中，該模式控制器 1106 可根據電感器電流小於  $I1$  的時間百分比來控制 CCM 至 DCM 的轉換。在另一態樣中，該模式控制器 1106 可根據所感測輸出電壓升高至一高於  $V1$  之位準來控制 CCM 至 DCM 的轉換。在 DCM 中，模式控制器可將接通時間設定為一常數並藉由改變輸出調節器之切換頻率來調節該調節輸出。

為控制 CCM 至 DCM 的轉換，數位控制器 1100 可在切換至 DCM 時將所感測調節輸出電壓改變至高於參考位準  $V1$ 。爾後，隨著輸出負載電流的遞增，所感測調節輸出電壓之波形改變形狀且該波形之一部分往參考位準  $V2$  移動。比較器 1102 可將改變的調節輸出電壓與參考位準  $V2$  相比較，並指示何時該改變的調節輸出電壓約小於或等於參考位準  $V2$ 。模式控制器 1106 可響應比較器 1102 之輸出而將切換模式自 DCM 切換至 CCM。

圖 35 展示切換模式控制作業之一態樣。在步驟 1120 中，監測一以連續電流模式運作的切換式調節器之電感器電

流。在步驟1122中，將該電感器電流與一參考電流位準(例如 $I_{min}$ ，其中 $I_{min}$ 係斷續電流運作開始前的最小輸出電流)相比較。接著在步驟1124中，確定該電感器電流約小於或等於最小輸出電流時的切換週期百分比。在步驟1126中，將該切換週期百分比與一參考百分比(例如約40%)相比較。在步驟1128中，若該負載循環百分比超過參考百分比，則切換至DCM。在步驟1130中，感測調節輸出電壓。在步驟1132中，將所感測的調節輸出電壓改變至高於第一電壓參考值 $V1$ 。在步驟1134中，將改變的調節輸出電壓與第二電壓參考值 $V2$ 相比較。接著在步驟1136中，若該改變的調節輸出電壓小於或等於 $V2$ ，則模式控制器將模式切換至CCM。

#### 狀態資訊的捕獲

圖36展示一種用於捕獲一用於輸出調節器1200的數位控制器1201之狀態資訊的儲存系統1200。該輸出調節器1200可能是任一類型之調節器，包括切換式調節器、線性調節器、電流調節器、電壓調節器及功率調節器。該輸出調節器1200可包括一功率級1204及輸出濾波器1206以將能量自一輸入源轉換為一調節輸出，從而將能量提供至一負載1208。一輸出感測器1210可感測該調節輸出並將一輸入提供至數位控制器1201。

儲存系統1200可包括一用於擷取狀態資訊的資訊控制器1203。該資訊控制器1203可較佳地捕獲任一狀態資訊，例如輸出電壓、輸出電流、標稱負載循環、已調整的負載循

環、電源開關接通時間、電源開關斷開時間、輸入電流、誤差電壓、延遲控制值、調整值、及由數位控制器1201或輸出調節器1200接收或處理的所有其它數位值。

一記憶體1212可儲存狀態資訊。可使用任一類型之記憶體，例如靜態RAM、動態RAM、快閃RAM、及內容可定址型RAM。可用任一方式臨時組織狀態資訊，包括使用一時間戳記、按序儲存資訊、及根據觸發事件來儲存狀態資訊子集。該等觸發事件可能是任一類型之事件，例如一狀態值超出一預定臨限值、一預定時間間隔已結束、及多個觸發事件之組合。可儲存任一時間間隔期的狀態資訊，例如僅為切換週期之一分數的短暫間隔及持續數月及數年的長間隔。

一狀態資訊分析器1214可分析所儲存狀態資訊。狀態資訊分析器1214可評估所儲存狀態資訊，以確定系統及元件之運作狀態，例如偏離正常運作範圍之變化、元件可靠性估計、及實施元件維護之必要性。可以一預定時間週期、隨機並依據行進基礎來評估所儲存狀態資訊。狀態資訊分析器1214可用通信方式與儲存系統1202永久連接，或間歇性地連接至(例如)一用於評估一個或多個輸出調節器狀態的單獨系統。

至此本文已闡述本發明之多項具體實施例。然而，應瞭解，可對本發明做各種修改，其並未背離本發明之主旨及範疇。因此，其它具體實施例亦處於後附申請專利範圍之範疇內。



**【圖式簡單說明】**

圖1係一種輸出調節器之態樣之方塊圖；

圖2係一種用於輸出調節器之數位控制器之態樣之方塊圖；

圖3係一種用於輸出調節器之數位控制器之運作態樣之流程圖；

圖4係一種用於輸出調節器之封裝之兩維視圖；

圖5係一種自適應多模控制系統之態樣之狀態圖；

圖6係一接通期間的輸出電壓圖；

圖7係一種自適應多模控制系統之運作態樣之流程圖；

圖8係一種具有一輸出限幅器的輸出調節器之態樣之方塊圖；

圖9係各電壓範圍間關係之態樣圖；

圖10係一種輸出限幅器之態樣之方塊圖；

圖11係一種輸出限幅器之運作態樣之流程圖；

圖12A係一種電源陣列之態樣之方塊圖；

圖13係一種與一電源陣列中感測電流之態樣相關的波形時序圖；

圖14係一種用於控制一功率調節器中能量流動的電源陣列之電源開關陣列的運作態樣之流程圖；

圖15係一種電流感測技術之運作態樣之流程圖；

圖16係一種二極體模擬系統之態樣之方塊圖，該二極體模擬系統用於模擬一用作切換式調節器的輸出調節器之穩流二極體；

圖 17 係一種與一二極體模擬系統之態樣相關的波形之時序圖；

圖 18 係一種二極體模擬系統之運作態樣之流程圖；

圖 19 係一種在一二極體模擬系統中實施的無作用時間控制技術之運作態樣之流程圖；

圖 20 係一種用於控制一電源陣列中損耗的作業態樣之流程圖；

圖 21 係一種藉由一功率調節器之一功率級來抑制雜訊產生之作業態樣之流程圖；

圖 22 係一種用於控制一輸出調節器之一電路節點之電容的作業態樣之流程圖；

圖 23 係一種用於在一脈衝信號中產生一延遲的延遲線路之態樣之方塊圖；

圖 24 係一種與一延遲線路之態樣相關的波形時序圖；

圖 25 係一種用於提高一用於輸出調節器的脈寬信號之解析度的作業態樣之流程圖；

圖 26 係一種用於確定一切換式調節器之負載循環的數位控制器之態樣之方塊圖；

圖 27 係一種用於一切換式調節器的數位控制器之態樣之方塊圖；

圖 28 係一負載循環估計器之一態樣之狀態圖；

圖 29 係一與電壓限幅器之一態樣相關的電壓位準之圖解圖；

圖 30 係一種與數位控制器之態樣相關的波形之時序圖，

該數位控制器用於產生一切換式調節器之負載循環；

圖 31A 係一種用於確定一切換式調節器之負載循環的負載循環估計器之態樣之方塊圖；

圖 31B 係一種用於確定一切換式調節器之負載循環的另一負載循環估計器之態樣之方塊圖；

圖 32 係一種用於確定一切換式調節器之負載循環的作業態樣之流程圖；

圖 33 係一種包括一節能斷續模式 (ESDM) 的數位控制器之態樣之方塊圖；

圖 34A 係一種用於控制恒定電流模式與斷續電流模式之間切換的數位控制器之態樣之方塊圖；

圖 34B 係與一數位控制器之態樣相關的波形時序圖；

圖 35 係一種用於控制恒定電流模式與斷續電流模式之間切換的作業態樣之流程圖；

圖 36 係一種用於數位控制器的狀態資訊儲存系統之態樣之方塊圖。

各圖中相同參考符號皆表示相同元件。

#### 【圖式代表符號說明】

10	功率調節器
12	負載
14	數位控制器
16	回饋信號
18	控制信號
20	功率級

22	未調節電壓 $V_{in}$
24	輸出濾波器
26	調節輸出
28	輸出感測器
100	電壓轉換器
102	數位控制器
104	數位誤差信號
106	輸出感測器
108	參考信號
110	輸出選擇器
112a	驅動器電路
112b	驅動器電路
114a	上部電源陣列
114b	下部電源陣列
116a	電流感測器
116b	電流感測器
118	電壓感測器
120	延遲線路
122	振盪器
124	軟啟動電路
126	$V_{in}$ 自適應負載限制器
150	感測調節輸出
152	依據該調節輸出產生一數位回饋信號
154	根據該數位回饋信號確定一估計負載循環

- 156 依據軟啟動電路來限制負載循環
- 158 依據輸入功率來限制負載循環
- 160 產生一計時負載循環
- 162 以小於一時脈脈衝的持續時間調整計時負載循環
- 164 依據已計算負載循環來控制一個或多個電源陣列
- 200 封裝
- 202 返回管腳
- 204 Vin管腳
- 208 管腳
- 210 管腳
- 212 管腳
- 300 多模控制系統
- 302 磁滯控制
- 304 自適應磁滯控制
- 306 PWM控制
- 308 恒定接通時間控制
- 320 調節輸出電壓
- 330 提供用於控制一輸出調節器的三種或三種以上運作模式
- 332 產生一時脈信號
- 334 感測輸出調節器之一個或多個特性
- 336 評估所感測的輸出調節器特性

- 338 在每一時脈循環中根據對調節器特性之評估來選擇其中一種運作模式
- 340 計算輸出調節器之一接通時間
- 342 依據該接通時間將一輸入電壓轉換為輸出調節器之一輸出
- 400 輸出調節器
- 402 數位控制器
- 404 回饋信號
- 406 驅動信號
- 408 功率級
- 412 輸出濾波器
- 416 輸出限幅器
- 450 電壓限幅器
- 452 參考值產生器
- 454 電壓參考值
- 455 控制信號
- 456 比較器
- 458 編碼器
- 470 產生三個或多個用於界定範圍的參考位準
- 472 感測一裝置特性之位準
- 474 將該裝置特性與其中至少一個參考位準相比較
- 476 根據該比較來確定包含該裝置特性位準之範圍
- 478 產生一指示該範圍的數位信號
- 500 電源陣列

502a	開關陣列
502b	開關陣列
504	開關控制器
505	驅動器陣列
506	驅動器
508	負載循環信號
510	電流感測器
512	電流感測器
520	自斷開狀態至接通狀態的轉換
524	抽樣波形 SMPL
526	波形
528	波形
530	波形
532	波形
534	波形
536	波形
538	波形
540	波形
542	波形
544	波形
546	圈劃部分
550	提供並聯的兩個或兩個以上電源開關
552	依據逐循環基礎來確定欲啟用之開關數量
554	依據逐循環基礎來確定開關之接通轉變時序

- 556 產生電源開關驅動信號
- 558 依據逐循環基礎來確定開關之接通轉變時序
- 560 產生電源開關驅動信號
- 580 將一電流感測器設定至一初始解析度
- 582 感測流經一開關之電流
- 584 以一抽樣頻率來確定電流感測器之下一解析度
- 586 將電流感測器設定至該下一解析度
- 600 二極體模擬系統
- 602 穩流開關陣列
- 604 第一電源開關
- 605 輸出濾波器
- 606 調節輸出
- 608 驅動器
- 610 驅動器
- 614 比較器
- 616 電流感測電路
- 618 比較器
- 620 控制器
- 622 脈寬信號
- 640 第一波形
- 642 第二波形
- 644 第三波形
- 646 第四波形
- 650 將第一電源開關自接通狀態切換至斷開狀態



- 652 監測流經該第一電源開關之電
- 654 將流經該第一電源開關之電流與一參考值  
相比較
- 658 將一穩流開關陣列之運作狀態自斷開狀態  
變換至接通狀態
- 660 響應一脈寬信號將一穩流開關陣列之運作  
狀態自接通狀態變換至斷開狀態
- 662 監測流經該穩流開關陣列之電流
- 664 將流經該穩流開關陣列之電流與一參考值  
相比較
- 666 根據流經該開關陣列之電流來控制該開關  
陣列中的電源開關
- 668 調整該參考位準
- 700 提供具有一共用節點的至少兩個電源開關
- 702 將其中一電源開關自接通狀態切換至斷開  
狀態
- 704 監測流經該電源開關之電流
- 706 將流經該電源開關之電流與一參考位準相  
比較
- 708 產生一具有一預定時間週期的延遲
- 710 將另一電源開關之運作狀態自斷開狀態變  
換至接通狀態
- 730 提供至少一個具有電源開關的開關陣列
- 732 接收輸出及輸入資訊

- 734 確定流經該開關陣列之預期電流
- 736 確定該開關陣列之預期功率損耗
- 738 確定欲啟用的電源開關以最大限度降低預期電源切換損耗
- 740 依據估計損耗來控制所啟用電源開關之數量
- 750 提供具有一共用節點之至少兩個開關陣列
- 752 監測該共用節點之雜訊特性
- 754 將該雜訊特性與一參考位準相比較
- 756 控制該等開關陣列之阻抗以降低該共用節點處的雜訊
- 770 提供至少一開關陣列及一具有一共用節點的電源開關
- 772 監測流經一開關陣列之電流
- 774 根據流經該開關陣列之電流確定共用節點處的所需電容
- 776 確定開關陣列中欲啟用的電源開關以將共用節點電容設定至所需電容
- 778 控制開關陣列中的電源開關以設定所需電容
- 780 在一完整導通循環中控制電源開關
- 782 在一接通或斷開轉變中控制電源開關
- 800 延遲線路
- 802 延遲電路
- 804 多工器
- 806 組合器

- 820 脈衝信號
- 822 時脈信號
- 850 接收一用於一輸出調節器之脈寬信號
- 852 產生經延遲的兩個或兩個以上脈衝信號
- 854 選擇其中一個經延遲的脈衝信號
- 856 組合所選擇之脈衝信號與脈寬信號
- 858 根據該組合產生一高解析度脈衝信號
- 900 數位控制器
- 902 負載循環確定器
- 904 負載循環限制器
- 940 狀態圖
- 942 狀態 S0
- 944 狀態 S2
- 946 狀態 S3
- 950 數位控制器
- 952 負載循環估計器
- 954 調整確定器
- 956 組合器
- 958 計數器限值計數器
- 960 延遲線路
- 962 控制組塊
- 964 負載循環限制器
- 970 負載循環估計器
- 972 模式 1 估計器

- 974 模式2估計器
- 976 模式選擇器
- 980 在第一模式中依據先前負載循環來確定負載循環
- 982 在第二模式中依據累積誤差來確定負載循環
- 984 在兩種模式之間選擇以確定該負載循環
- 986 根據一模式選擇準則做出選擇
- 1000 實例性模式2估計器
- 1002 累積器
- 1004 比較器
- 1006 參考值產生器
- 1100 數位控制器
- 1102 比較器
- 1104 參考值產生器
- 1106 模式控制器
- 1110 調節輸出電壓
- 1112 電感器電流
- 1120 監測一切換式調節器之電感器電流
- 1122 將該電感器電流與一參考電流位準相比較
- 1124 確定其中  $I_L < \text{或} = I_{MIN}$  的切換週期百分比
- 1126 將該切換週期百分比與一參考百分比相比較
- 1128 若該切換週期百分比  $>$  參考百分比，則切換至DCM
- 1130 監測該調節輸出電壓

- 1132 將所感測調節輸出電壓改變至高於一第一電壓參考值
- 1134 將改變的調節電壓與一第二電壓參考值相比較
- 1136 根據該改變的調節輸出電壓與該第二電壓參考值之比較切換至CCM
- 1200 輸出調節器
- 1201 數位控制器
- 1202 儲存系統
- 1203 資訊控制器
- 1204 功率級
- 1206 輸出濾波器
- 1208 負載
- 1210 輸出感測器
- 1212 記憶體
- 1214 狀態資訊分析器
- 1150 數位控制器
- 1152 節能斷續模式控制器
- 1154 PWM控制器
- 1156 延遲線路
- 1158 電壓感測比較器

### 伍、中文發明摘要：

本發明揭示一種用於控制一具有一調節輸出的輸出調節器之控制系統。該控制系統包括：一輸出感測器，用於產生一數位感測信號以指示該調節輸出包含於至少三個參考範圍中哪一參考範圍內。該等至少三個參考範圍中的每一參考範圍皆包括複數個可能之調節輸出值；以及一數位控制器，用於響應該數位感測信號，以產生一控制該調節輸出的驅動信號。

### 陸、英文發明摘要：

A control system for controlling an output regulator having a regulated output. The control system including an output sensor to generate a digital sense signal to indicate within which of at least three reference ranges the regulated output is included. Each of the at least three reference ranges including a plurality of possible values of the regulated output. A digital controller, responsive to the digital sense signal, to generate a drive signal to control the regulated output.

## 拾、申請專利範圍：

1. 一種用於控制一具有一調節輸出的輸出調節器之控制系統，其包括：
  - 一輸出感測器，其產生一數位感測信號以指示該調節輸出包含於至少三個參考範圍中哪一參考範圍內，該等至少三個參考範圍中的每一參考範圍皆包括複數個可能之調節輸出值；及
  - 一數位控制器，其響應該數位感測信號，以產生一控制該調節輸出的驅動信號。
2. 根據申請專利範圍第1項之控制系統，其中該參考範圍係選自由交疊範圍及連續範圍組成之群組。
3. 根據申請專利範圍第1項之控制系統，其中該數位控制器進一步產生一用於控制該功率級之負載循環估計值，該驅動信號係基於該負載循環估計值。
4. 根據申請專利範圍第3項之控制系統，其中該數位控制器進一步包括一調整該負載循環估計值的延遲線路，該延遲線路用於接收一對應於該負載循環估計值的輸入脈衝信號及一選擇信號。
5. 根據申請專利範圍第1項之控制系統，其進一步包括一用於捕獲該輸出調節器之狀態資訊的儲存系統，該儲存系統包括：
  - 一資訊控制器，其與該輸出調節器通信以捕獲該狀態資訊，該狀態資訊係一數位格式；及
  - 一記憶體，其與該資訊控制器通信以儲存該狀態資訊。

6. 一種用於控制一具有一調節輸出的輸出調節器之控制系統，其包括：

一輸出感測器，其產生一數位感測信號以指示該調節輸出包含於至少三個參考範圍中哪一參考範圍內，該等至少三個參考範圍中的每一參考範圍皆包括複數個可能之調節輸出值；及

一數位控制器，其響應該數位感測信號而產生一用於估計一驅動信號之負載循環的負載循環估計值，該驅動信號係用於控制該功率級並藉此調節該調節輸出；

一負載循環產生器，其依據該負載循環估計值而產生該驅動信號，該負載循環產生器包括：

一計數器，其響應一具有一時脈週期的時脈信號而產生該具有一脈寬的驅動信號，該脈寬約為該時脈週期之一整倍數，該計數器包括一計數器限值輸入端以接收一對應於該負載循環估計值的數位負載循環信號，該數位負載循環信號係用於設定欲計數的時脈週期數，從而使該脈寬約等於該時脈週期乘以該數位負載循環信號；

一延遲線路，其根據該負載循環估計值及一代表一對應於該時脈週期的量化誤差的選擇信號來微調該驅動信號之脈寬的；及

一控制組塊，其響應該驅動信號及該數位負載循環信號產生該延遲控制信號。

7. 一種用於將一輸入電壓轉換為一調節輸出的輸出調節



器，其包括：

一功率級，其根據該輸入電壓產生一功率輸出；

一輸出濾波器，其對該功率輸出實施濾波以產生該調節輸出；

一輸出感測器，其產生一數位感測信號以指示該調節輸出包含於至少三個參考範圍中哪一參考範圍內，該等至少三個參考範圍中的每一參考範圍皆包括複數個可能之調節輸出值；及

一數位控制器，其響應該數位感測信號而產生一驅動信號，以控制該功率級。

8. 根據申請專利範圍第7項之輸出調節器，其中該功率級具有一選自由線性調節器及切換式調節器組成之群組的狀態。
9. 根據申請專利範圍第8項之輸出調節器，其中該等切換式調節器之該功率級係一選自由降壓(buck)、升壓(boost)、Cuk、zeta、升降壓(buck-boost)及sepic組成之群組的拓撲結構。
10. 根據申請專利範圍第7項之輸出調節器，其中該數位控制器進一步產生一負載循環估計值，該驅動信號係基於該負載循環估計值。
11. 一種用於產生一對應於一第一電壓的回饋信號之電路，其包括：

一參考值產生器，其用於產生至少兩個參考電壓，該等參考電壓界定至少三個電壓範圍；及

一比較器，其用於將該第一電壓與該等至少三個電壓範圍相比較，該比較器可產生一數位信號以指示該調節輸出包含於該等至少三個參考範圍中的哪一參考範圍內。

12. 根據申請專利範圍第11項之電路，其中該等參考範圍選自由交疊範圍與連續範圍組成之群組。

13. 根據申請專利範圍第11項之電路，其進一步包括一用於解碼該數位信號並產生一誤差信號的解碼器。

14. 一種用於控制一輸出調節器之控制系統，該輸出調節器將一輸入電壓轉換為一調節輸出，該輸出調節器包括一用於自該輸入電壓產生一功率輸出的功率級及一用於對該功率輸出實施濾波以產生該調節輸出的輸出濾波器，該控制系統包括：

一數位控制器，其響應一對應於該調節輸出的感測信號而產生一驅動信號，以控制該功率級；該數位控制器包括至少三種運作模式並在該等至少三種運作模式中選擇，該等運作模式之一所選運作模式係用於產生該驅動信號。

15. 根據申請專利範圍第14項之控制系統，其進一步包括一用於產生一具有時脈循環之時脈信號的時鐘；及

其中該數位控制器以同步於該時脈信號方式來選擇該等至少三種運作模式之一。

16. 根據申請專利範圍第15項之控制系統，其中依據逐時脈循環基礎使該數位控制器切換於該等至少三種運作模式

之間。

17. 根據申請專利範圍第14項之控制系統，其中該等至少三種運作模式包括磁滯模式、自適應磁滯模式、脈寬調變模式、恒定接通時間模式、恒定斷開時間模式、共振模式、固定頻率軟切換模式、電壓模式、電流模式、固定頻率模式、可變頻率模式及其組合。
18. 根據申請專利範圍第14項之控制系統，其中該數位控制器具有一選自由同步轉換、非同步轉換及多頻率轉換組成之群組的切換模式。
19. 一種用於將一輸入電壓轉換為一調節輸出的輸出調節器，其包括：
  - 一功率級，其根據該輸入電壓產生一功率輸出；
  - 一輸出濾波器，其對該功率輸出實施濾波以產生該調節輸出的；
  - 一輸出感測器，其產生一對應於該調節輸出的感測信號；及
  - 一數位控制器，其響應該感測信號產生一驅動信號以控制該功率級；該數位控制器包括至少三種運作模式並在該等至少三種運作模式中選擇，該等運作模式之一所選運作模式係用於產生該驅動信號。
20. 根據申請專利範圍第19項之輸出調節器，其中依據逐時脈循環基礎使該數位控制器切換於該等至少三種運作模式之間。
21. 根據申請專利範圍第19項之輸出調節器，其中該等至少

三種運作模式包括磁滯模式、自適應磁滯模式、脈寬調變模式、恒定接通時間模式、恒定斷開時間模式、共振模式、固定頻率軟切換模式、電壓模式、電流模式、固定頻率模式、可變頻率模式及其組合。

22. 根據申請專利範圍第19項之輸出調節器，其中該數位控制器具有一選自由同步轉換、非同步轉換及多頻率轉換組成之群組的切換模式。

23. 一種用於將一輸入電壓轉換為一截波輸出的電源陣列，一輸出調節器將該截波輸出轉換為一調節輸出，該電源陣列包括：

一開關陣列，其響應獨立的驅動信號以一切換頻率來將該輸入電壓轉換為該截波輸出；該開關陣列包括至少兩個電源開關；及

一開關控制器，其依據一負載循環信號而產生該等單獨驅動信號；該開關控制器以一抽樣頻率運作，該抽樣頻率大於該切換頻率；該開關控制器係用於以一大於該切換頻率的驅動頻率來控制該等獨立驅動信號。

24. 根據申請專利範圍第23項之電源陣列，其中該控制器進一步依據該輸出調節器之一運作特性來控制該等單獨驅動信號。

25. 根據申請專利範圍第24項之電源陣列，其中該運作特性係選自一由輸出電流、環境溫度、運作溫度、輸出電壓及電感器電流組成之群組。

26. 根據申請專利範圍第23項之電源陣列，其中該控制器確

定一用於控制該等電源開關轉變的時序。

27. 根據申請專利範圍第23項之電源陣列，其進一步包括一用於感測一流經該電源陣列之電流的電流感測器，該電流感測器具有一增益解析度；及

其中該開關控制器進一步包括將該電流感測器增益解析度設定至一初始解析度，評估一流經該電流感測器之電流之振幅，並根據該流經該電流感測器之電流振幅以該抽樣頻率來控制該電流感測器之增益解析度。

28. 一種感測一輸出調節器中電流之方法，其包括：

提供一具有一增益解析度之電流感測器；

將該電流感測器增益解析度設定至一初始解析度；

感測一流經該電流感測器之電流；

評估該電流之振幅；及

以一取樣頻率根據該評估來控制該電流感測器之增益解析度。

29. 根據申請專利範圍第28項之方法，其中感測該電流包括，測量一預定阻抗兩端之電壓並根據該電壓及該預定阻抗來計算該電流。

30. 一種用於控制一輸出調節器中各電源開關間無作用時間之方法，其包括：

提供具有一共用節點的至少兩個電源開關，其中該等兩個電源開關中至少一電源開關係一導通開關，該等兩個電源開關中的另外一電源開關則係一穩流開關；

將該導通開關與該穩流開關之一自一接通狀態切換至

一 斷開狀態；

在自該接通狀態轉變至該斷開狀態期間，監測流經該導通開關與該穩流開關之一中的電流；

將該電流與一參考位準相比較；

延遲一預定時間週期，爾後將該導通開關與該穩流開關中另一開關之運作狀態自一斷開狀態切換至為一接通狀態。

31. 一種可降低一用於一輸出調節器之開關陣列中切換損耗的方法，該開關陣列可將能量自一輸入源轉換為該輸出調節器之一調節輸出，該開關陣列包括至少兩個電源開關，該方法包括：

a) 確定在下一開關循環中一流經該開關陣列之預期電流；

b) 以一抽樣速率根據該預期電流來確定該開關陣列之預期功率損耗；

c) 確定欲啟用的該等電源開關之一組合，其可最大限度降低該預期功率損耗；及

d) 啟用該電源開關組合。

32. 根據申請專利範圍第31項之方法，其中該步驟"c"包括：  
確定至少兩個電源開關組合之預期功率損耗；及

選擇該等電源開關組合中可最大限度降低該預期功率損耗的一電源開關組合。

33. 根據申請專利範圍第31項之方法，其中該輸出調節器具有一切換頻率及一切換週期；及

其中步驟"d"包括：以一大於該切換頻率之頻率來啟用該電源開關組合，以在該切換週期中控制該電源開關組合。

34. 一種可抑制一用於一輸出調節器的功率級中雜訊之方法，該功率級用於將能量自一輸入源轉換為該輸出調節器之一調節輸出，該功率級包括具有一共用節點之至少兩個開關陣列，該方法包括：

- a) 監測該共用節點之一雜訊特性；
- b) 將該雜訊特性與一參考位準相比較；
- c) 根據該比較來產生一阻抗控制信號；及
- d) 響應該阻抗控制信號，以一抽樣速率來控制該等開關陣列。

35. 根據申請專利範圍第34項之方法，其中該輸出調節器具有一切換頻率；及

其中該抽樣率大於該輸出調節器之切換頻率。

36. 一種控制一用於一輸出調節器之功率級之一電路節點之電容的方法，該功率級用於將能量自一輸入源轉換為該輸出調節器之一調節輸出，該功率級包括至少一開關陣列及一連接至該電路節點的第一電源開關，該開關陣列包括至少兩個串聯之電源開關對，該方法包括：

- a) 監測一流經該開關陣列之電流；
- b) 根據該電流確定該電路節點處的一所需電容；
- c) 以一抽樣速率來確定一開關總成之組合，以便能將該電路節點設置至該所需電容；及

d) 控制該等串聯的電源開關對，以將該電路節點設置至該所需電容。

37. 根據申請專利範圍第36項之方法，其中該輸出調節器具有一切換頻率；及

該抽樣率大於該輸出調節器之切換頻率。

38. 一種用於將能量自一輸入源轉換為一輸出調節器之一調節輸出的二極體模擬系統，該輸出調節器具有一切換頻率，該二極體模擬系統包括：

一第一電源開關，其響應一第一驅動信號來控制從該輸入源至該輸出調節器之一輸出電感器的能量流向，以使一流經該輸出電感器之電流遞增；

一開關陣列，其包括至少兩個電源開關，用於響應陣列驅動信號，以在一穩流期間提供一流經該輸出電感器的電流路徑，以使該流經該輸出電感器之電流遞減；

一電流感測器，其感測一流經該開關陣列之電流；及

一控制器，其依據流經該開關陣列之該電流產生該等陣列驅動信號，該控制器用於獨立控制該等至少兩個電源開關。

39. 根據申請專利範圍第38項之二極體模擬系統，其中隨該電感器電流向零遞減時，該控制器按序禁用該電源陣列中的各電源開關。

40. 根據申請專利範圍第38項之二極體模擬系統，其中該控制器以一大於該切換頻率之抽樣頻率來控制該等陣列驅動信號。



41. 一種用於限制一輸入源與一輸出調節器之一調節輸出之間能量移轉的負載循環限制器，該輸出調節器具有一調節器特性及一用於控制該輸入源與該調節輸出之間能量移轉的計算負載循環，該負載循環限制器包括：

一數位控制器，其產生一參考位準並將該輸出調節器之調節器特性與該參考位準相比較，以確定一最大負載循環，該數位控制器以一至少等於該輸出調節器之一切換頻率之頻率來控制該參考位準；及

該數位控制器係用於將該計算負載循環限制為該最大負載循環。

42. 根據申請專利範圍第41項之負載循環限制器，其中該數位控制器以一大致介於該切換頻率與一抽樣頻率之間的頻率來控制該參考位準。

43. 根據申請專利範圍第41項之負載循環限制器，其進一步包括一用於確定一標稱負載循環之負載循環估計器，該計算負載循環係根據該標稱負載循環來確定，該負載循環估計器包括：

一模式估計器，其依據先前負載循環與累積誤差中至少一項來確定該標稱負載循環。

44. 一種用於確定一輸出調節器之一標稱負載循環的負載循環估計器，該負載循環估計器包括：

至少兩種模式，包括一模式1估計器及一模式2估計器；

該模式1估計器依據先前的負載循環來確定該標稱負載循環；

該模式2估計器依據累積誤差來確定該標稱負載循環；及

一模式選擇器可根據一模式選擇準則來選擇該等至少兩種模式之一，以產生該標稱負載循環。

45. 根據申請專利範圍第44項之負載循環估計器，其中該模式1估計器以至少為一切換頻率的一循環頻率來確定該標稱負載循環。
46. 根據申請專利範圍第44項之負載循環估計器，其中該模式2估計器包括：在一至少100倍於該輸出調節器一切換週期的時間週期範圍內計算一連續平均。
47. 一種用於控制一輸出調節器之一調節輸出的數位控制器，該輸出調節器響應一脈寬信號來控制一輸入源與該調節輸出之間的該能量移轉，該數位控制器包括：
  - 一用於確定一標稱負載循環的負載循環估計器；及
  - 一調整確定器，其確定將一調整值與該標稱負載循環相結合以產生一經調整的負載循環，該脈寬信號為該經調整的負載循環之一函數。
48. 根據申請專利範圍第47項之數位控制器，其中該調整確定器包括一用於確定該調整值的可選擇迴路增益。
49. 根據申請專利範圍第48項之數位控制器，其中可以一大於該輸出調節器之一切換頻率的頻率來選擇該可選擇迴路增益。
50. 根據申請專利範圍第47項之數位控制器，其進一步包括一響應該經調整的負載循環而產生一初始脈寬的計數

器。

51. 根據申請專利範圍第50項之數位控制器，其進一步包括一用於依據該標稱負載循環及該初始脈寬來產生一延遲控制的控制組塊；及

一延遲線路，其響應該初始脈寬及該延遲控制而產生該具有一已微調脈寬之脈寬信號。

52. 根據申請專利範圍第47項之數位控制器，其進一步包括一用於依據一調節器特性限制該經調整負載循環的負載循環限制器。

53. 根據申請專利範圍第47項之數位控制器，其中該調整確定器包括用於穩定該輸出調節器之一迴路響應的迴路補償，可以一介於約等於該輸出調節器之切換頻率至該數位控制器之一抽樣頻率之範圍內的頻率來控制該迴路補償。

54. 根據申請專利範圍第47項之數位控制器，其中該調整值係一誤差估計趨勢之函數，該誤差以一參考值與該調節輸出之差為依據。

55. 根據申請專利範圍第47項之數位控制器，其中該調整值係一可以一大於該輸出調節器之一切換頻率的速率選擇的斜率常數之函數。

56. 根據申請專利範圍第47項之數位控制器，其中該調整值係一誤差歷史之函數，該誤差以一參考值與該調節輸出之差為依據；

該誤差歷史以該誤差之先前值之一數學函數為依據，

包括一連續平均(running average)、一平均(mean)、一峰值(peak value)及一加權平均(weighted average)。

57. 一種負載循環估計器，其用於確定一用於控制一輸出調節器之一調節輸出的負載循環，該輸出調節器響應該負載循環來控制一輸入源與該調節輸出之間的能量移轉，該負載循環估計器包括：

一累積器，其在一大於該輸出調節器之一切換週期的時間週期期間確定一累積誤差；

一用於產生參考位準的參考值產生器；及

一比較器，其以一約100倍於該切換週期的最大速率來將該累積誤差與該等參考位準相比較，以產生一單個零並根據該比較產生該負載循環。

58. 根據申請專利範圍第57項之負載循環估計器，其中該等參考位準包括至少一第一參考位準及一第二參考位準；及

該比較器將該累積誤差與每一該等參考位準相比較並據此按梯級來控制該負載循環。

59. 一種用於控制一輸出調節器之數位控制器，該數位控制器具有用於提供該輸出調節器各種功能的多個子功能塊，該數位控制器包括：

一用於監測該輸出調節之一感測點的節能斷續模式(ESDM)控制器，該感測點係用於指示該輸出調節器之一輸出功率狀態，該ESDM控制器係用於在該輸出調節器之所選擇功率狀態期間控制流向該等子功能塊的功率流，以降低該數位控制器之功率消耗。

60. 根據申請專利範圍第59項之數位控制器，其中該等子功能塊包括一PWM控制器、一延遲線路、及電壓感測比較器。
61. 根據申請專利範圍第59項之數位控制器，其進一步包括：  
一參考值產生器，用於產生一參考位準；  
一比較器，其將一調節器信號與該參考位準相比較並產生一比較器輸出；及  
一模式控制器，其響應該比較器輸出而切換於該輸出調節器各切換模式之間，該等切換模式包括一連續電流模式(CCM)及一節能斷續模式(ESDM)。
62. 根據申請專利範圍第61項之數位控制器，其中在ESDM期間，該模式控制器進一步包括，將該輸出調節器之一接通時間設定為一恆定值並改變該輸出調節器之一切換頻率以調節該輸出電壓。

9>11886 }  
拾壹、圖式：

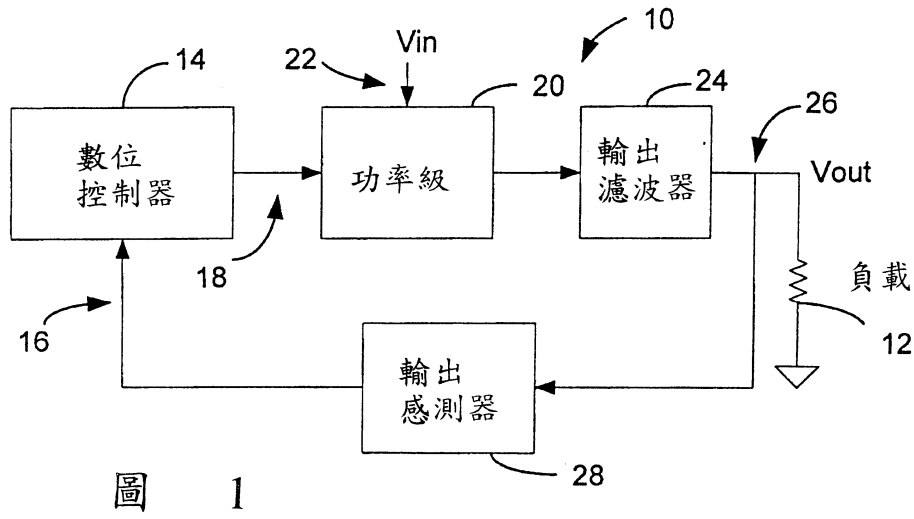


圖 1

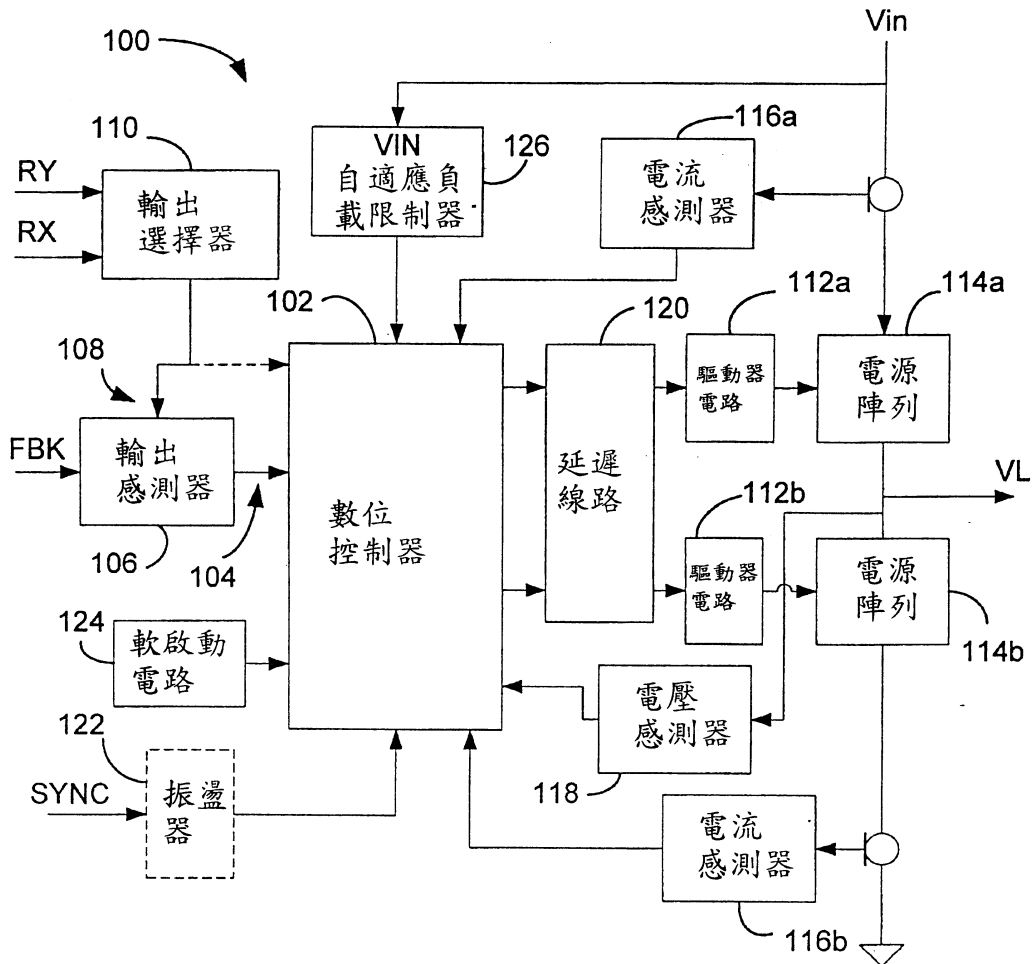


圖 2

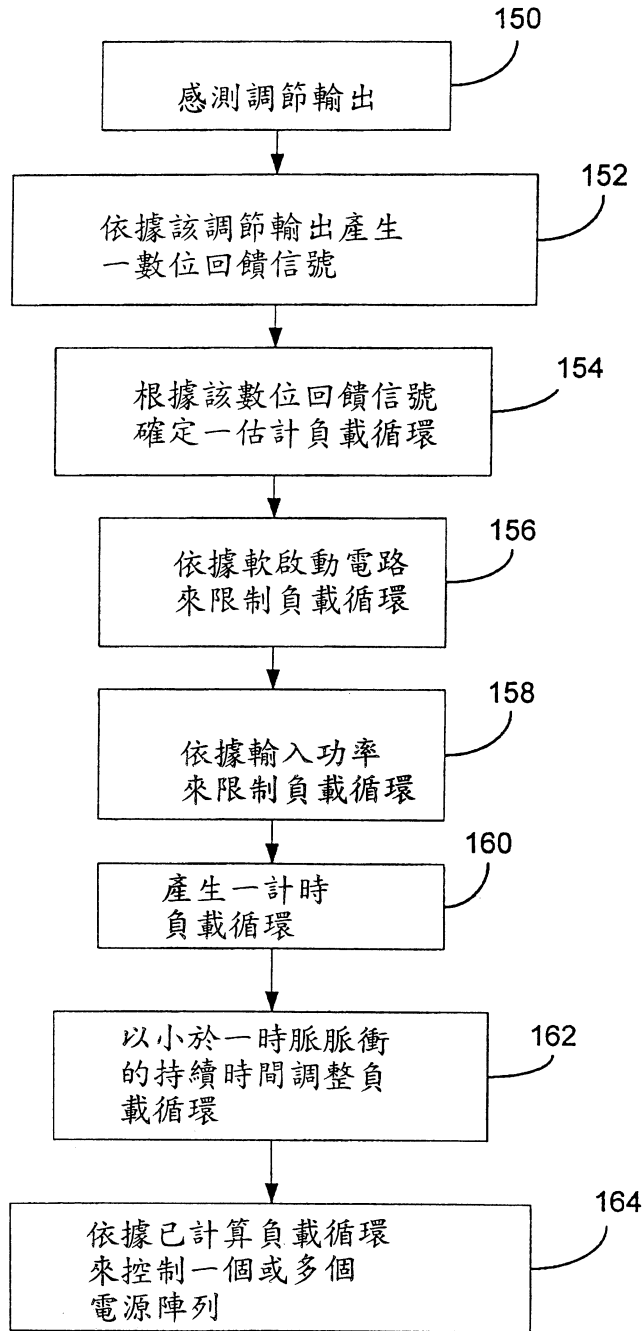


圖 3

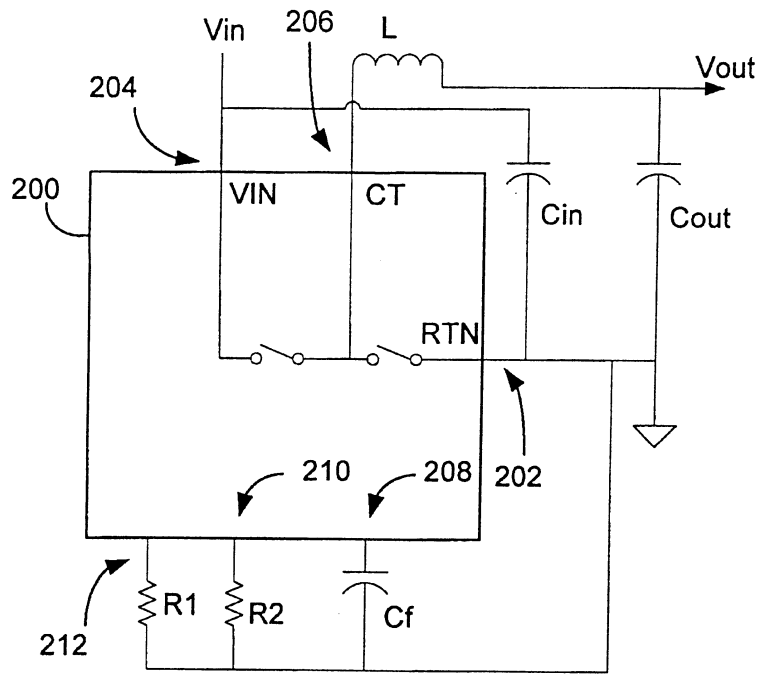


圖 4



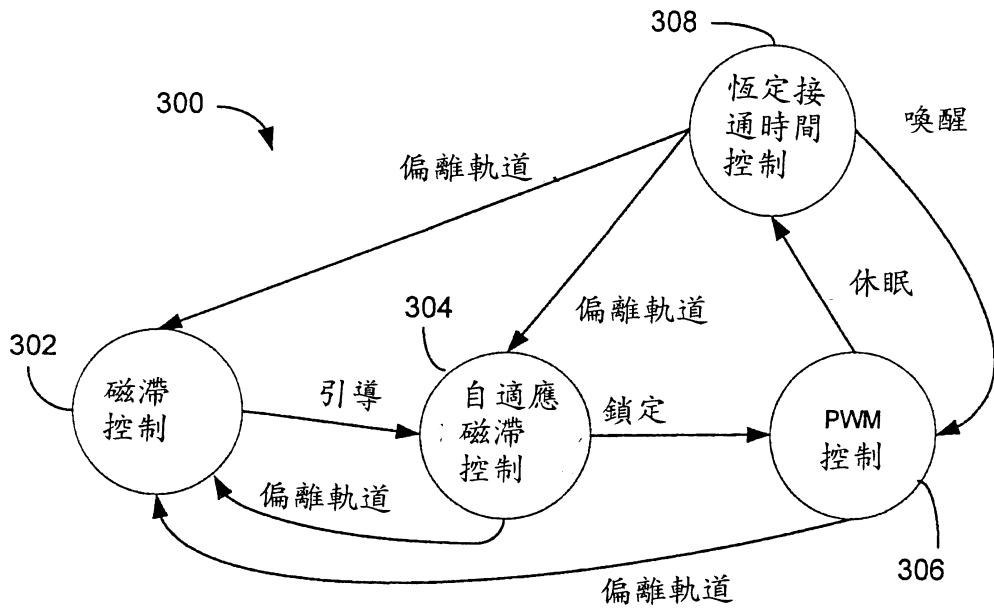


圖 5

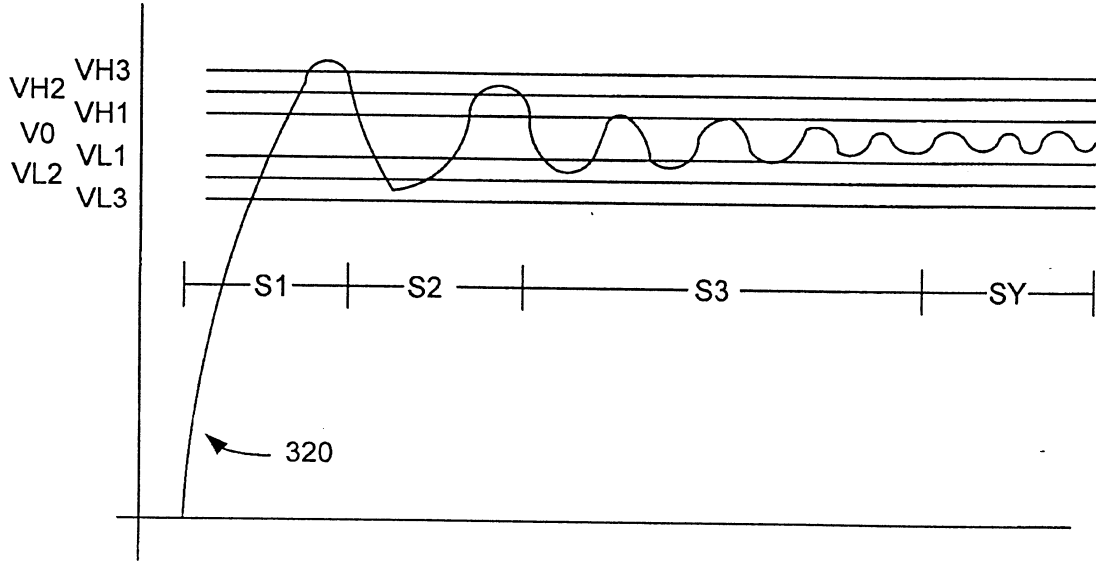


圖 6

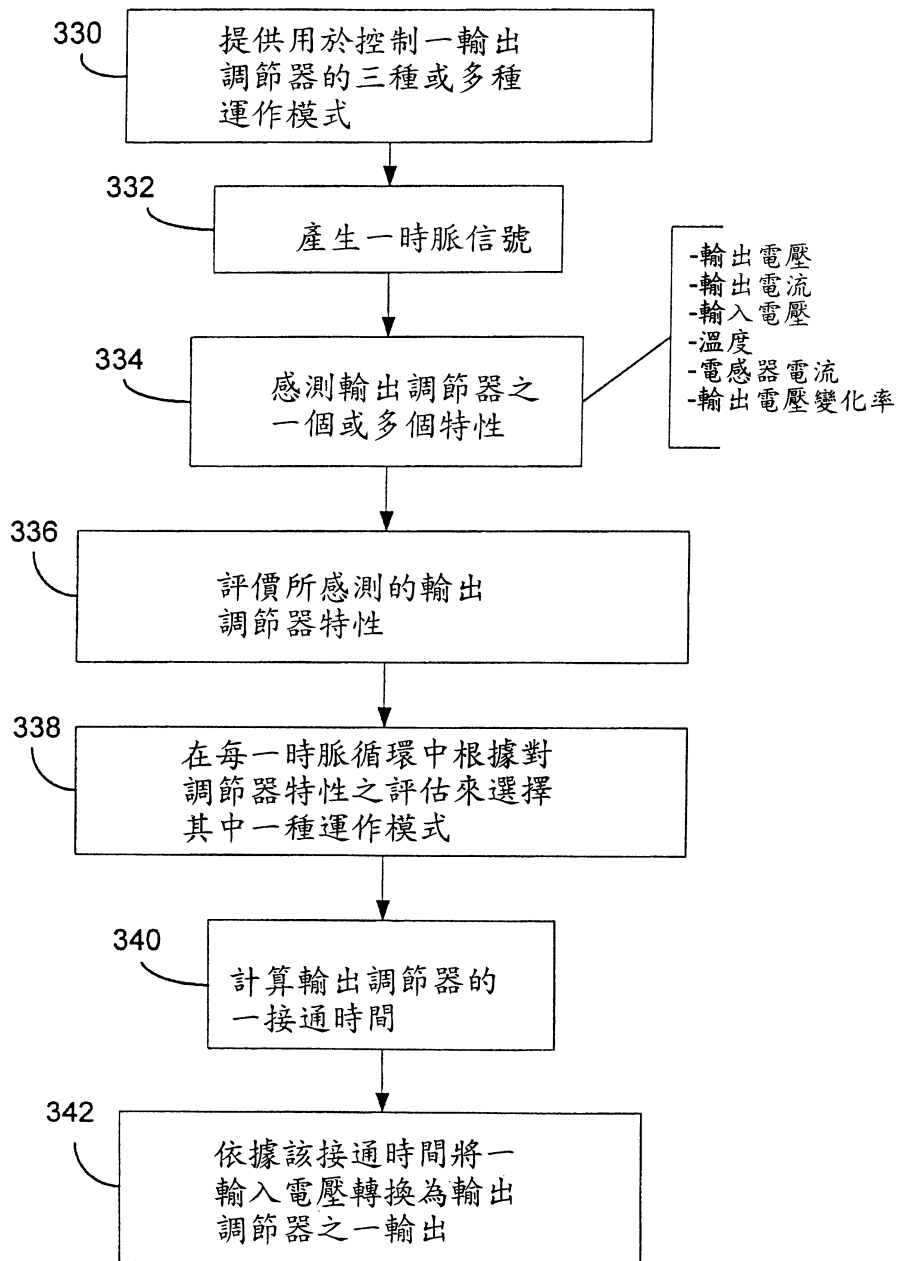


圖 7

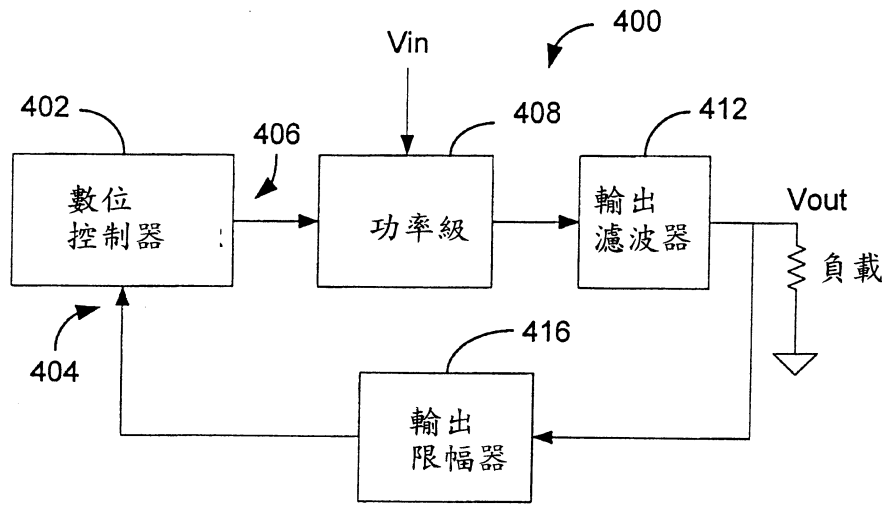


圖 8

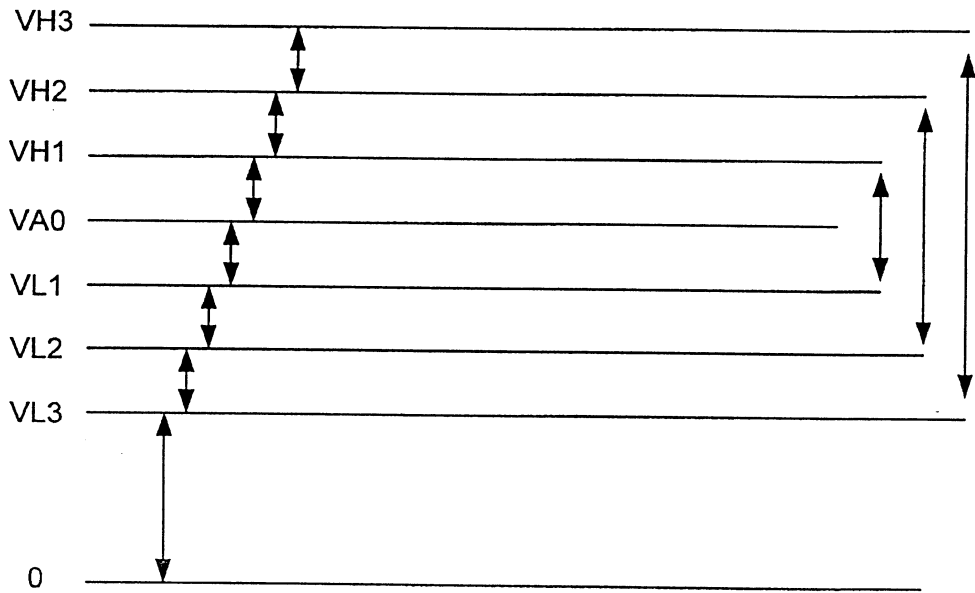


圖 9

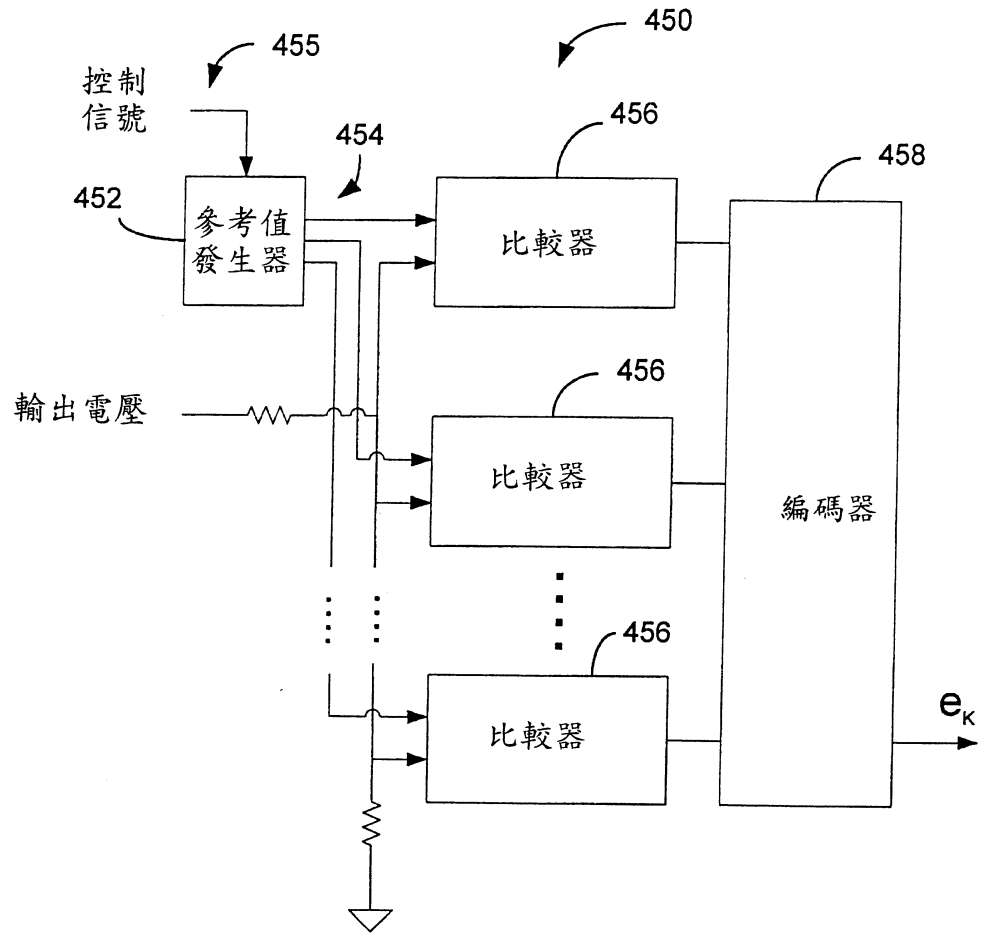


圖 10

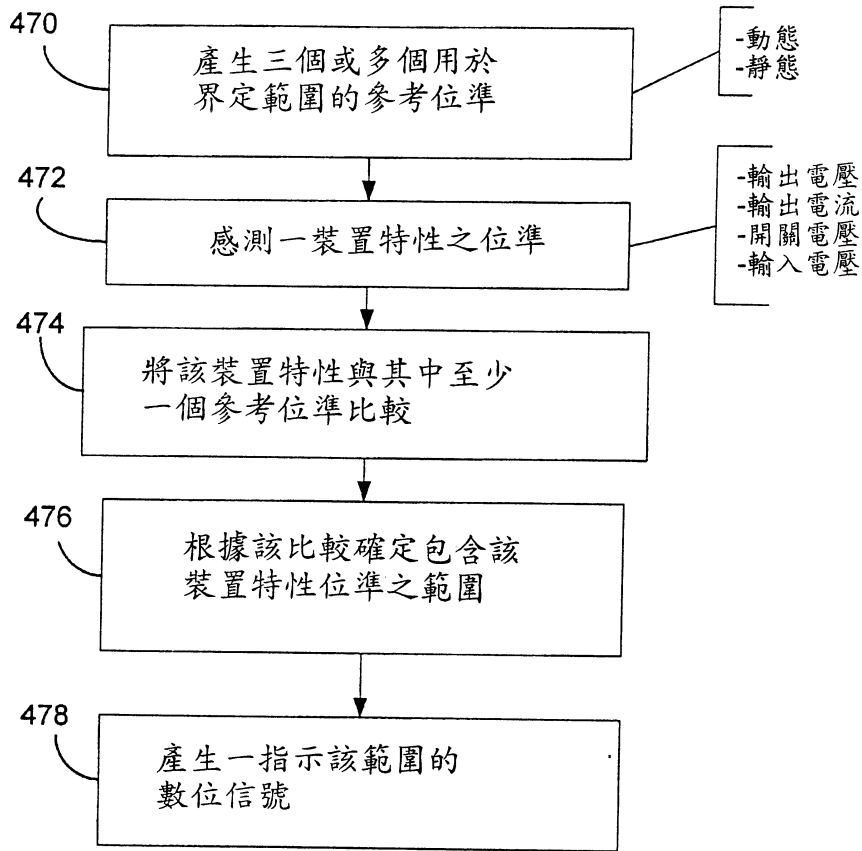


圖 11

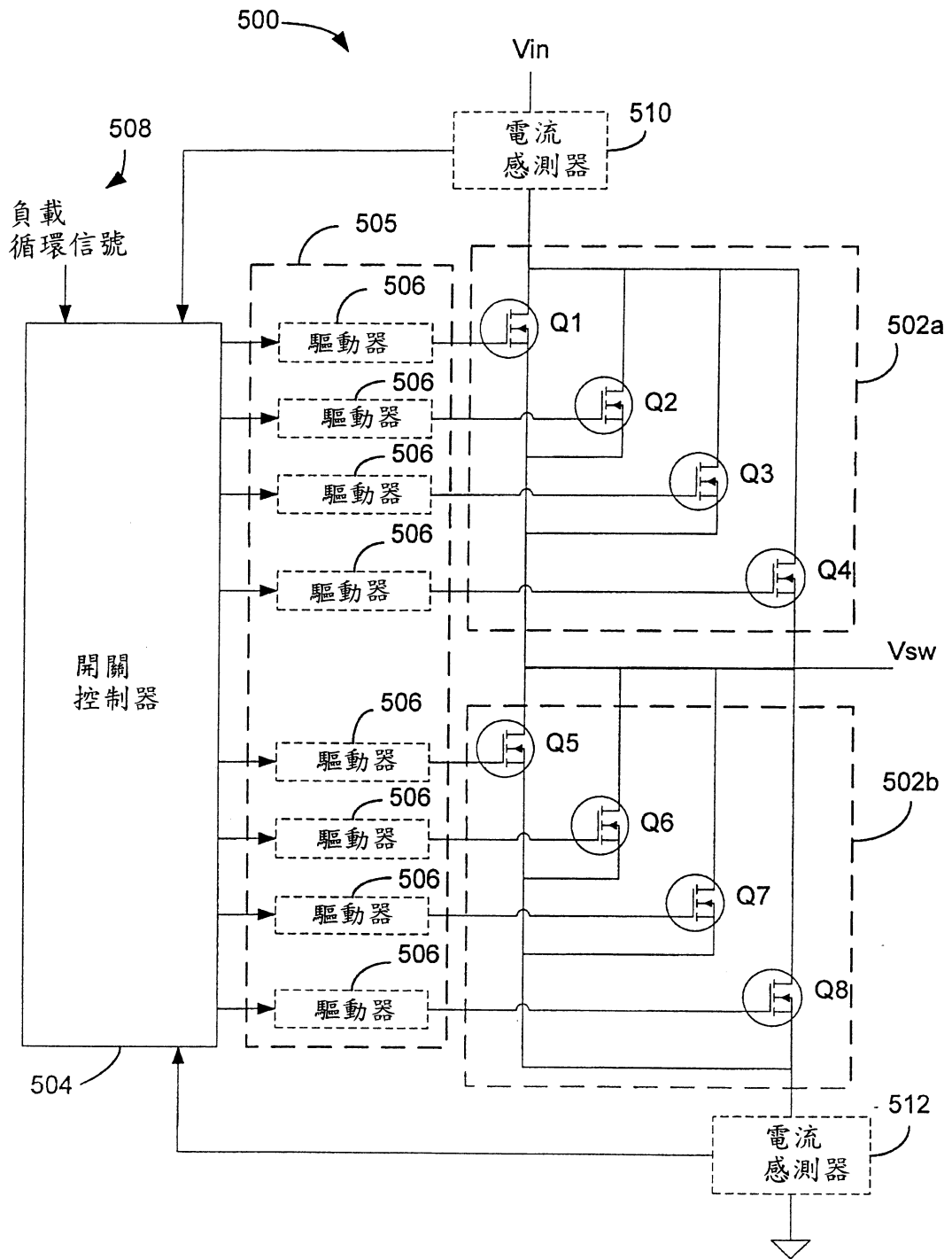


圖 12A

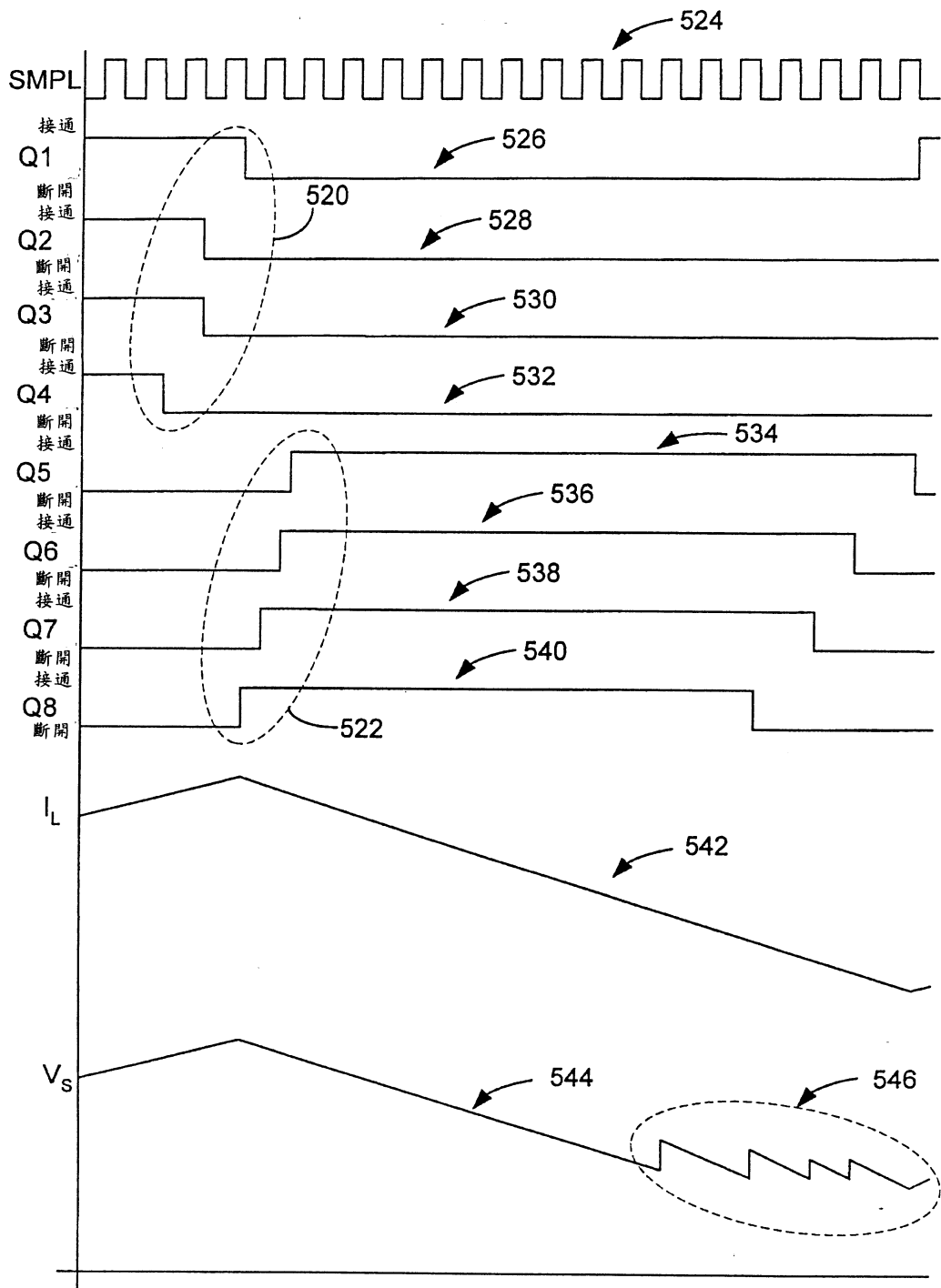


圖 13

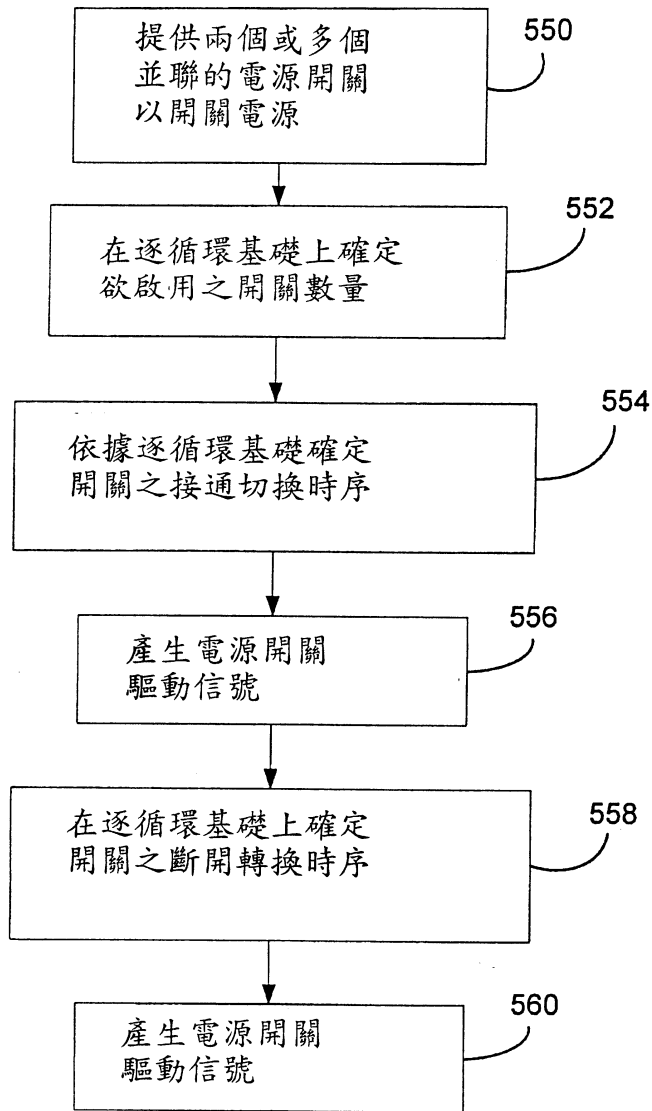


圖 14



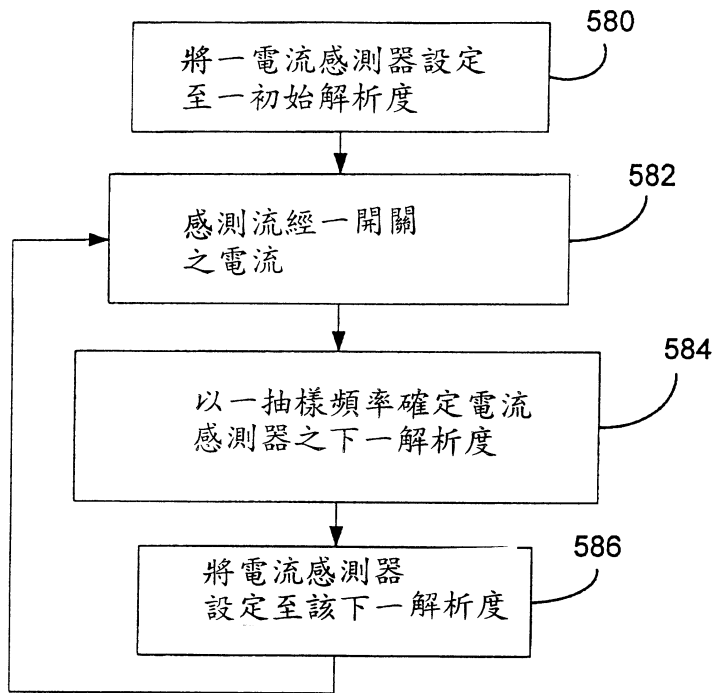


圖 15

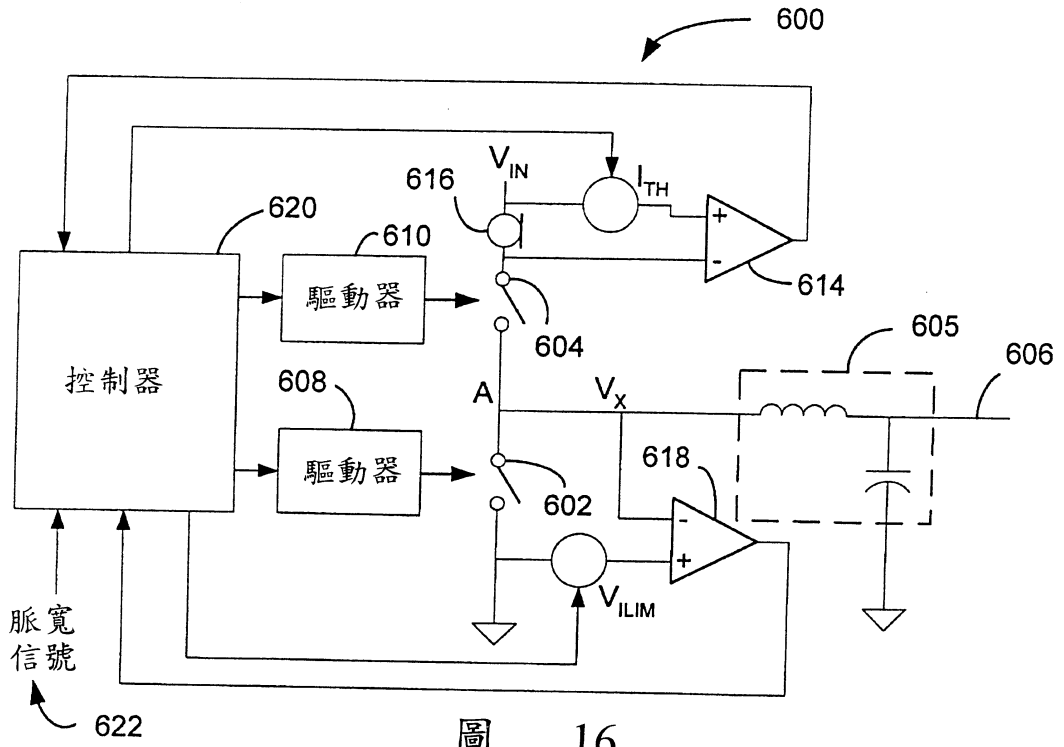


圖 16

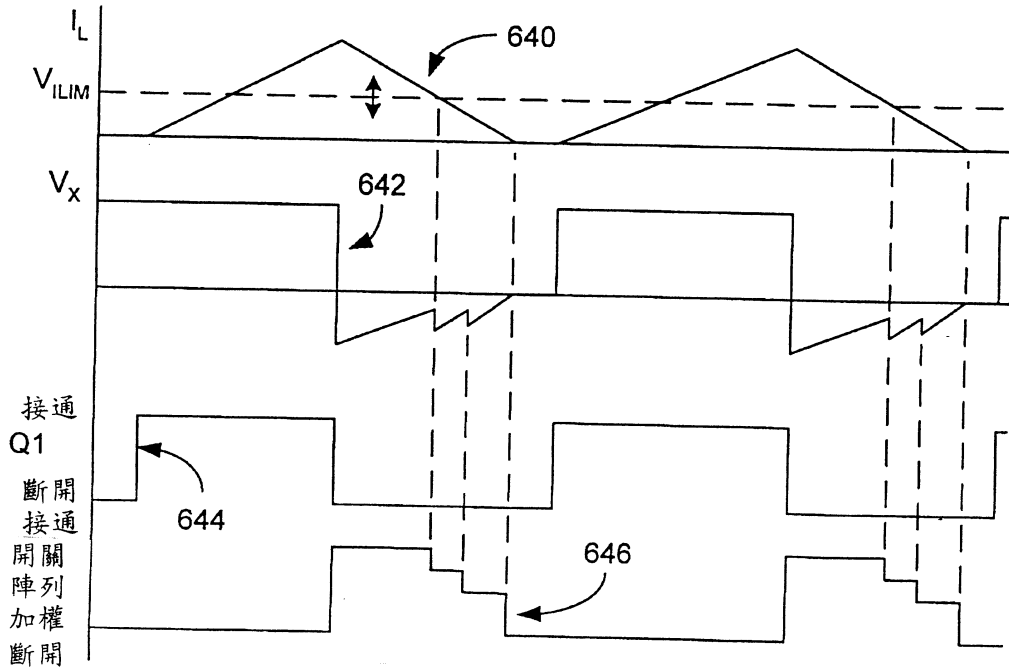


圖 17

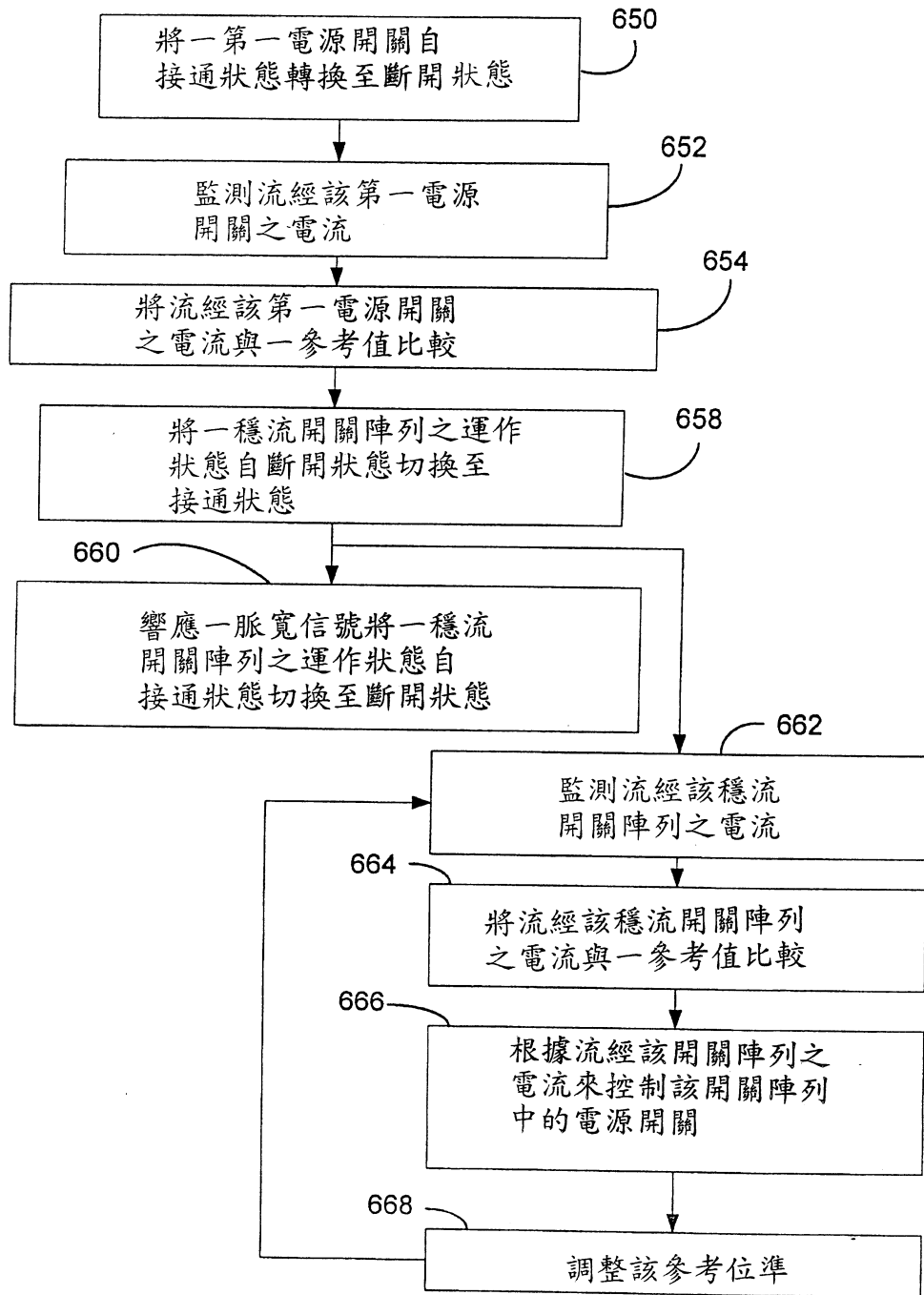


圖 18

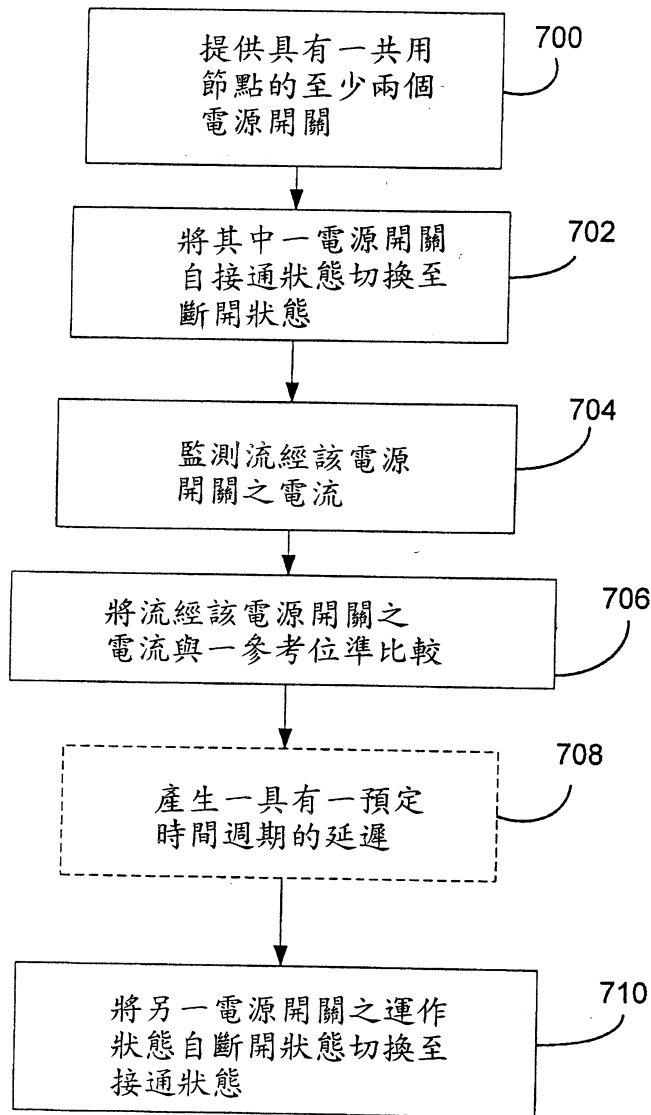


圖 19

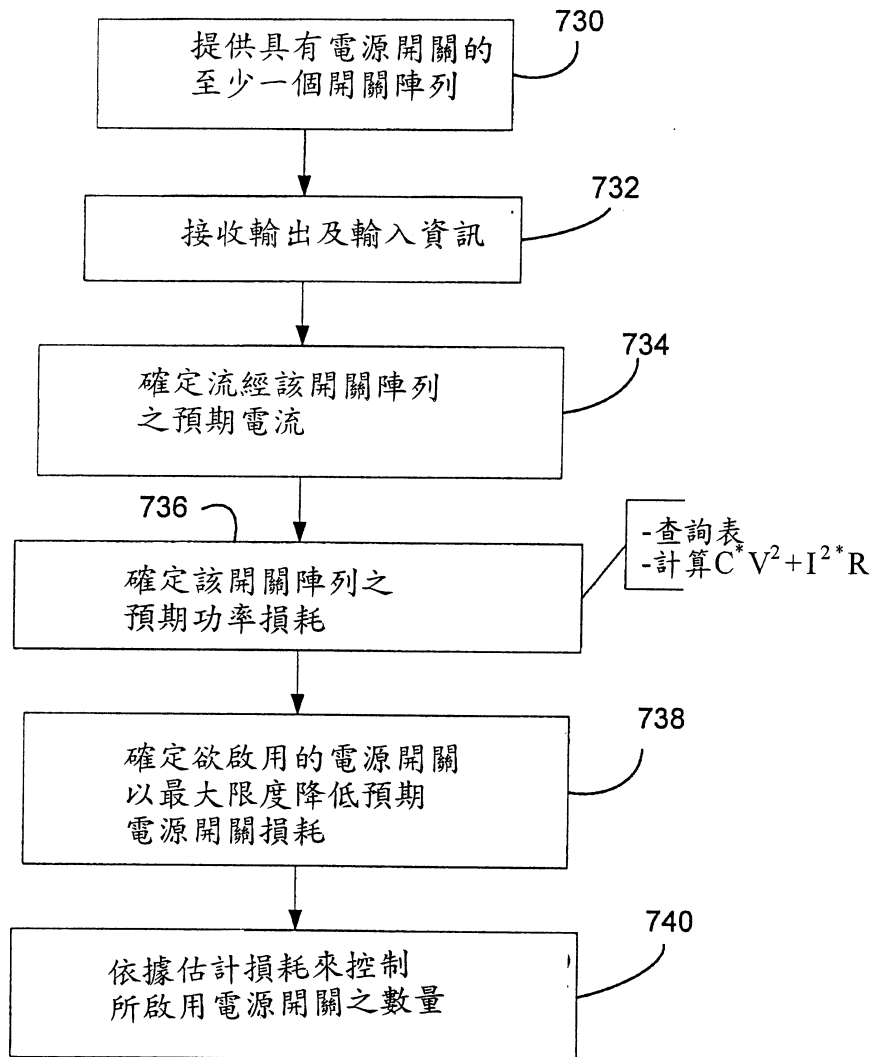


圖 20

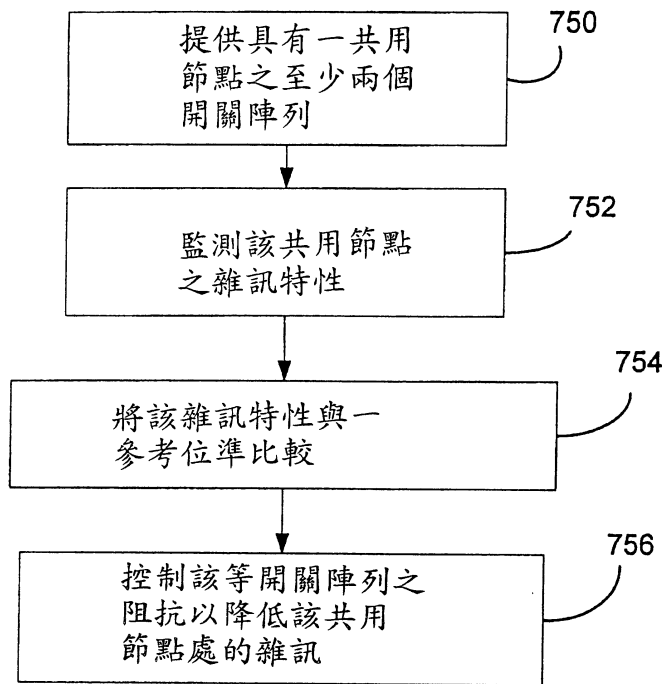


圖 21

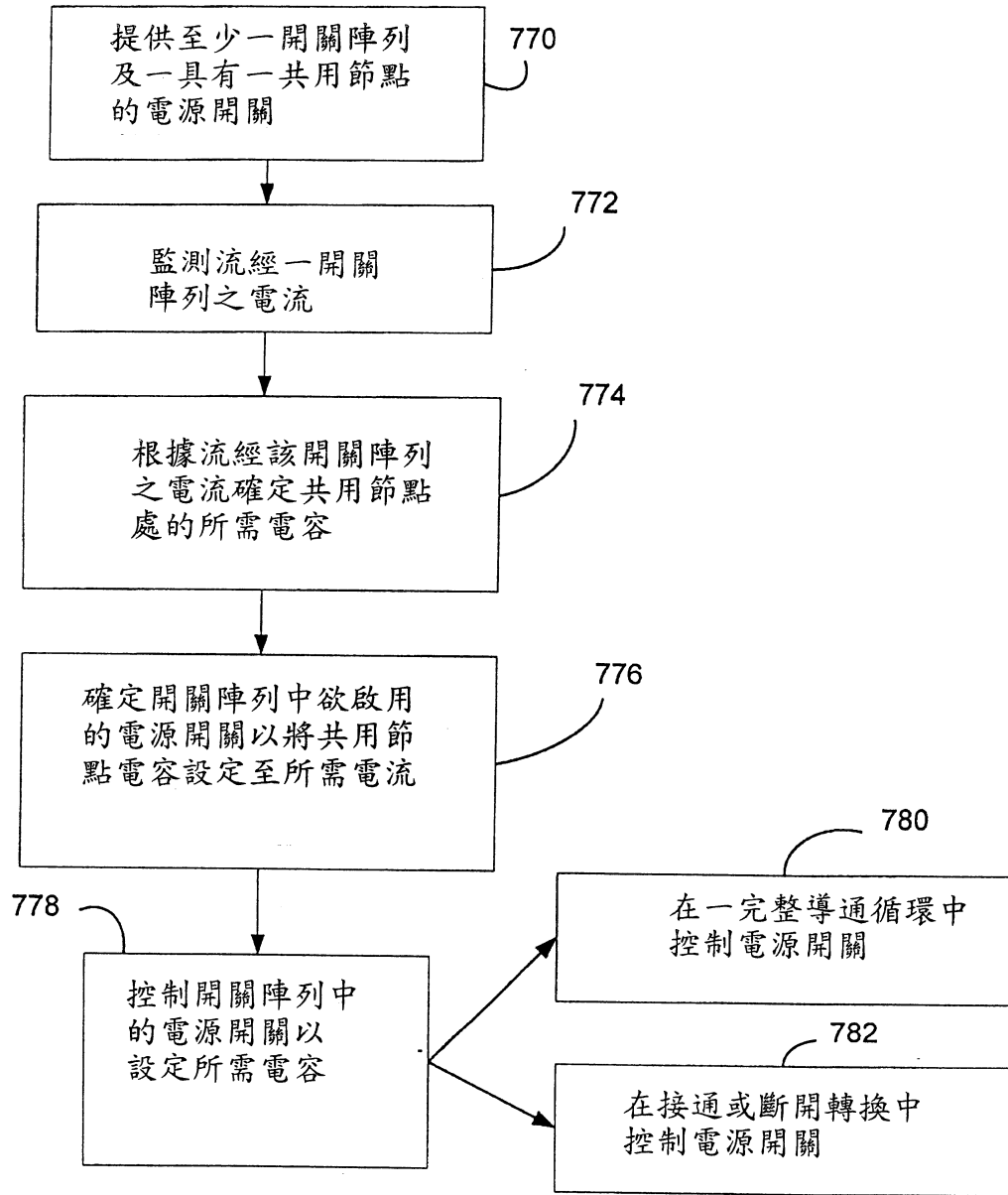


圖 22

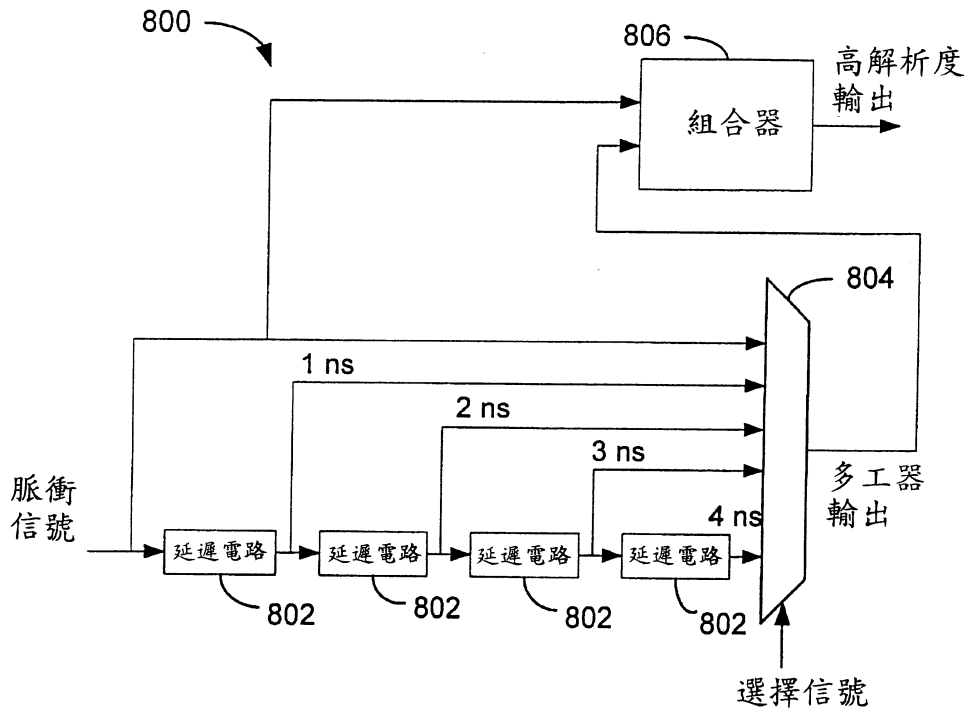


圖 23

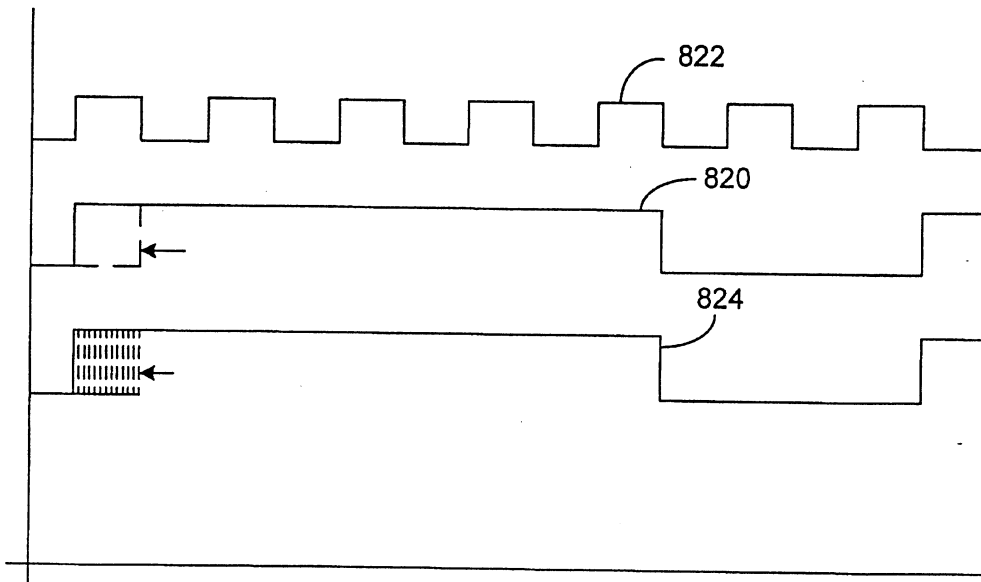


圖 24



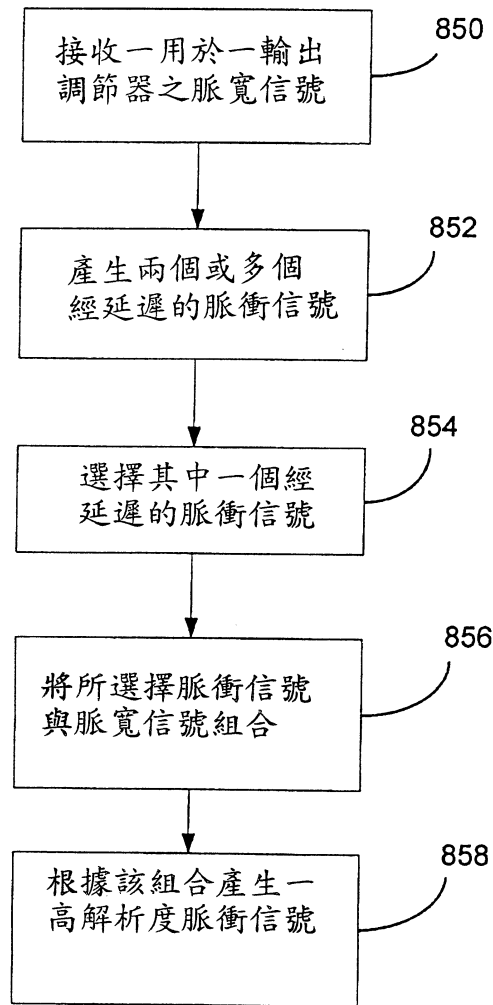


圖 25

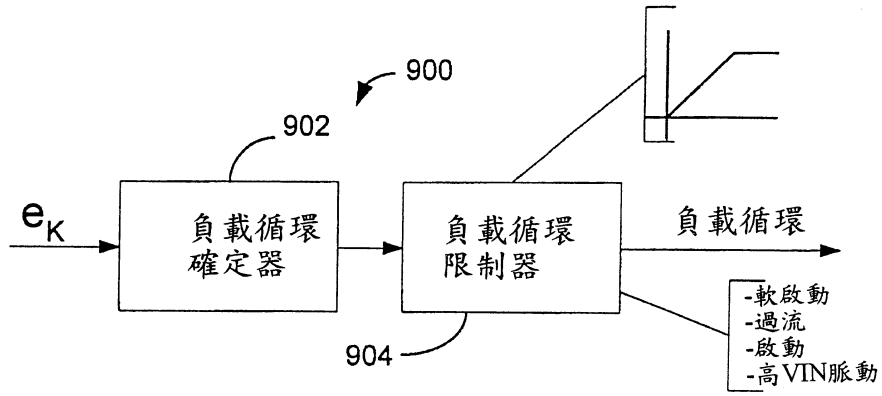


圖 26

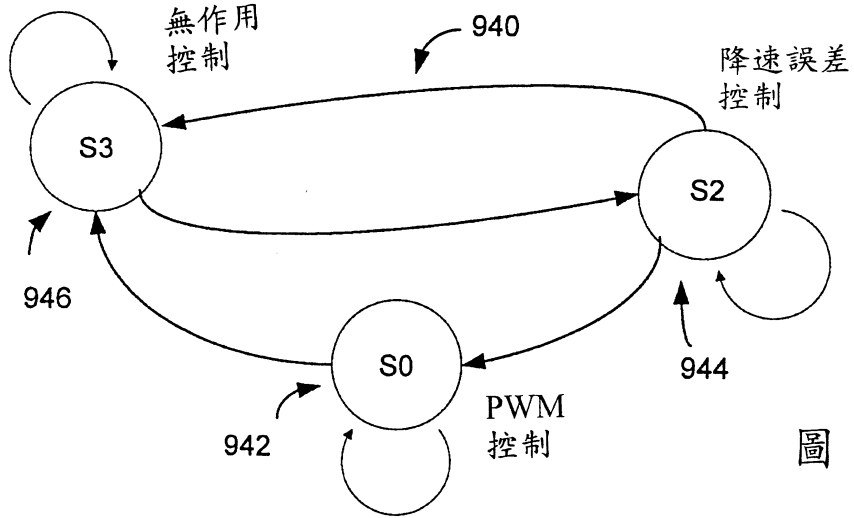


圖 28

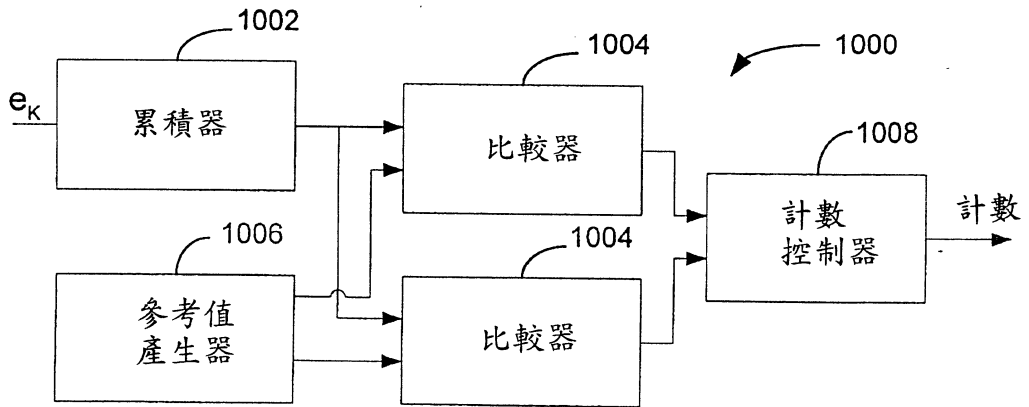


圖 31B

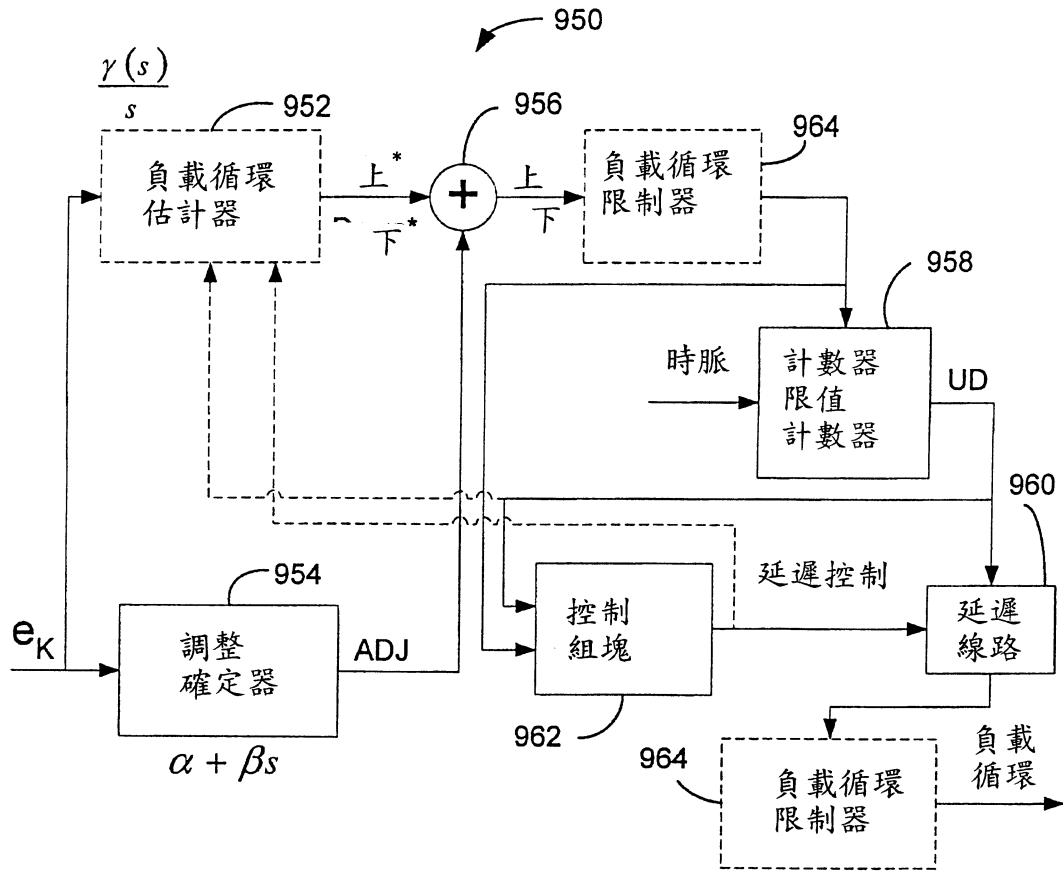


圖 27

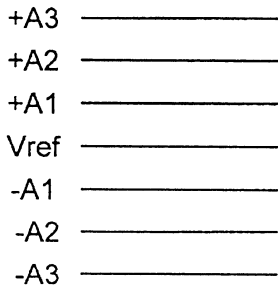


圖 29

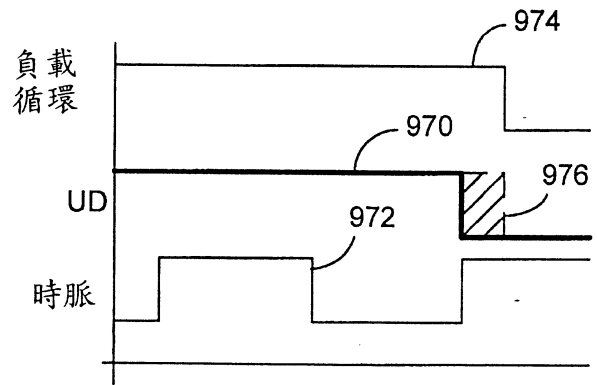


圖 30

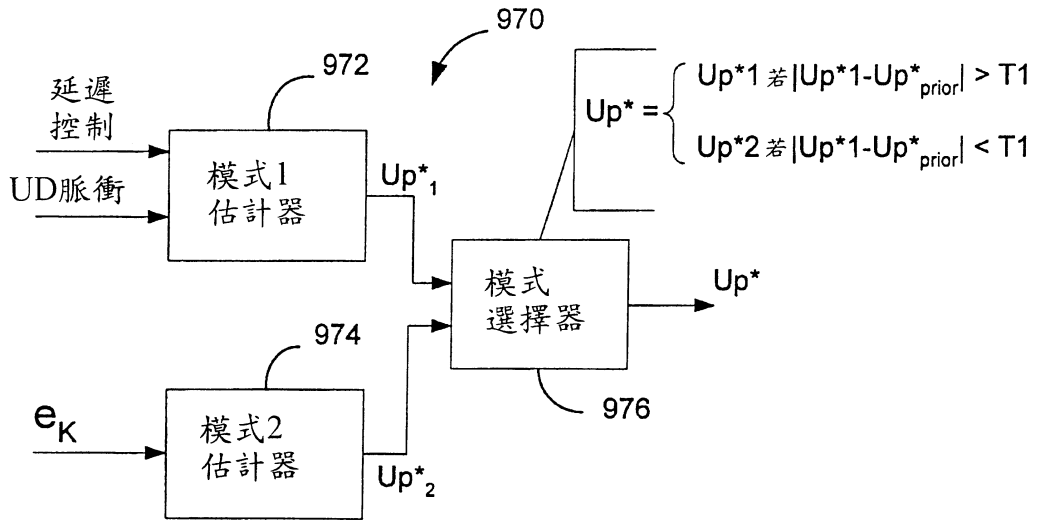


圖 31A

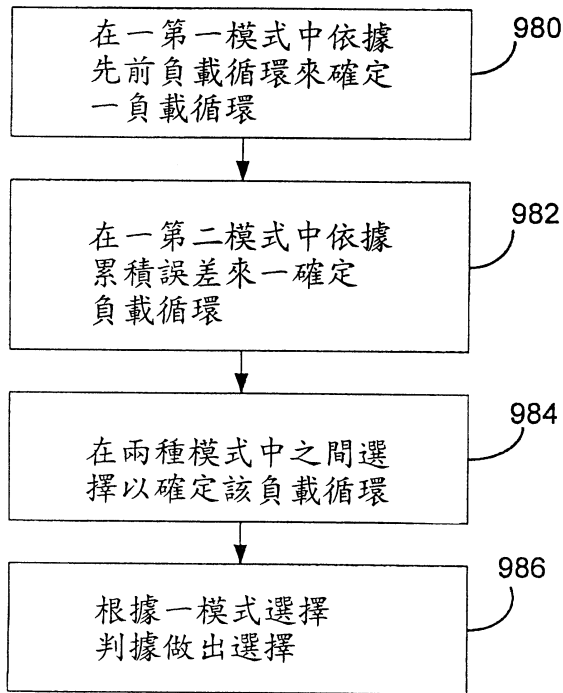


圖 32

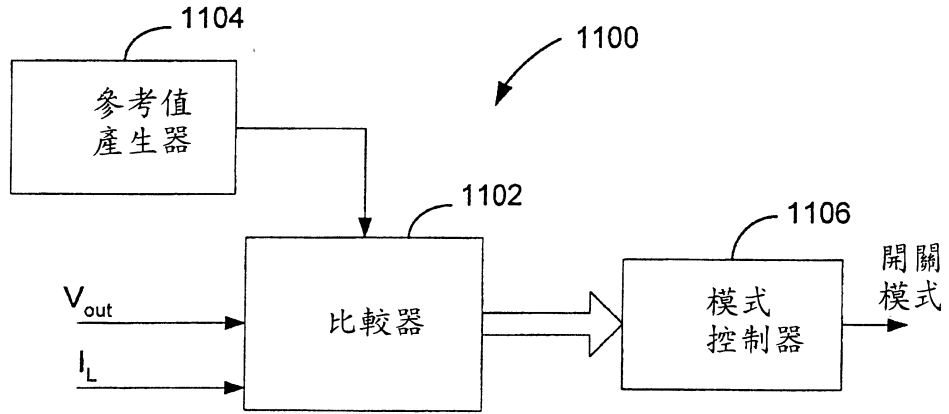


圖 34A

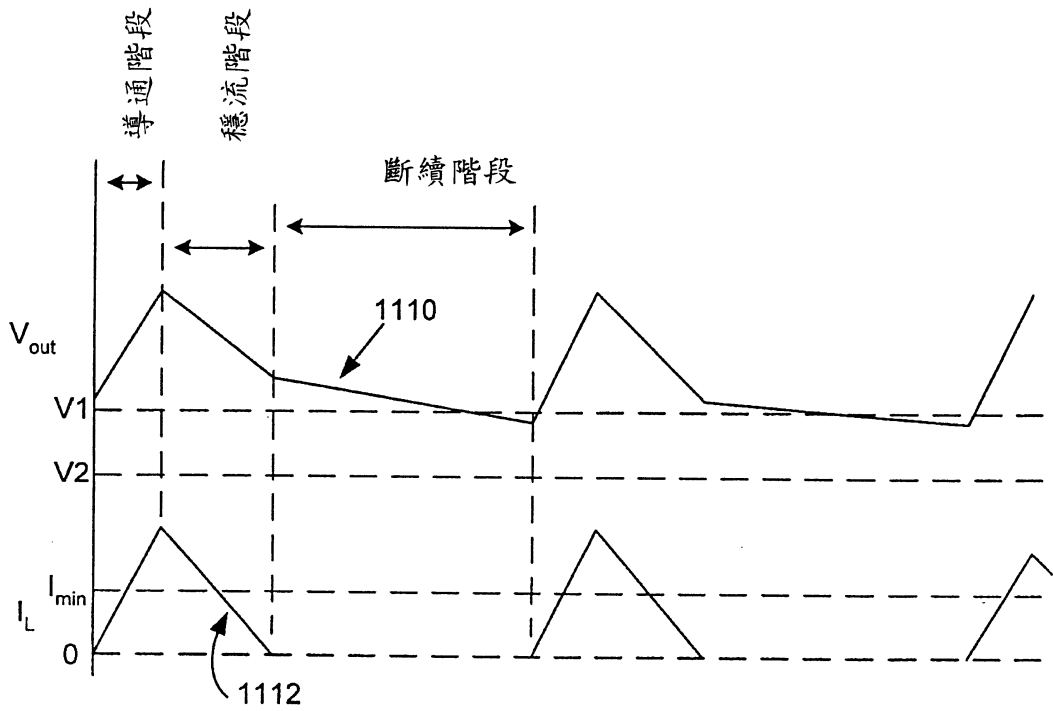


圖 34B

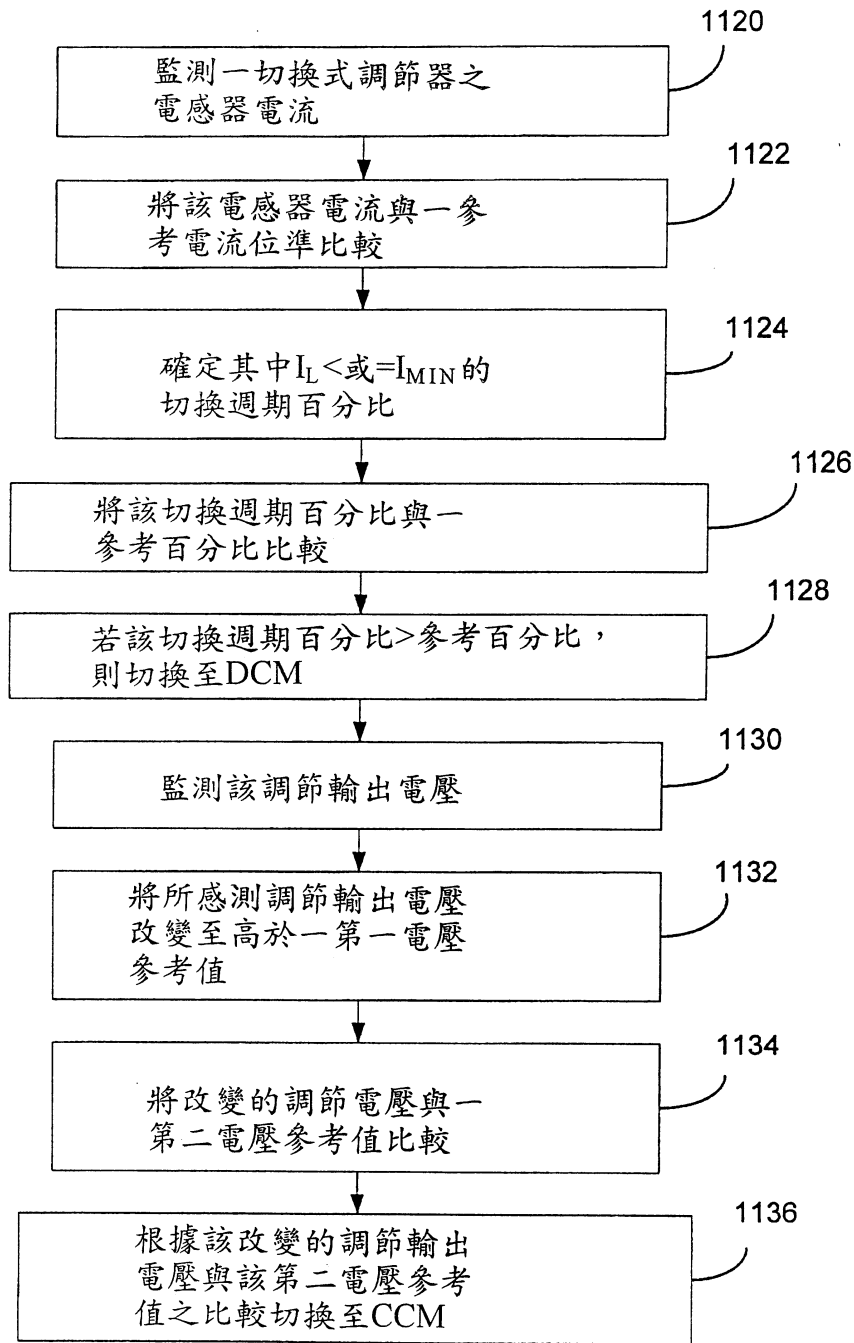


圖 35

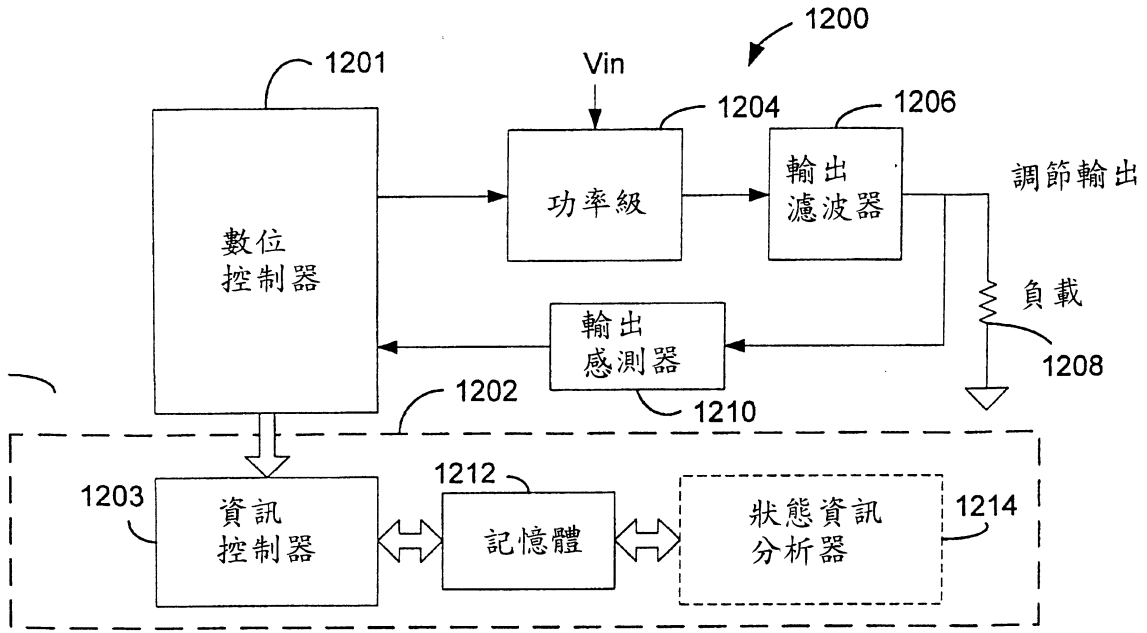


圖 36

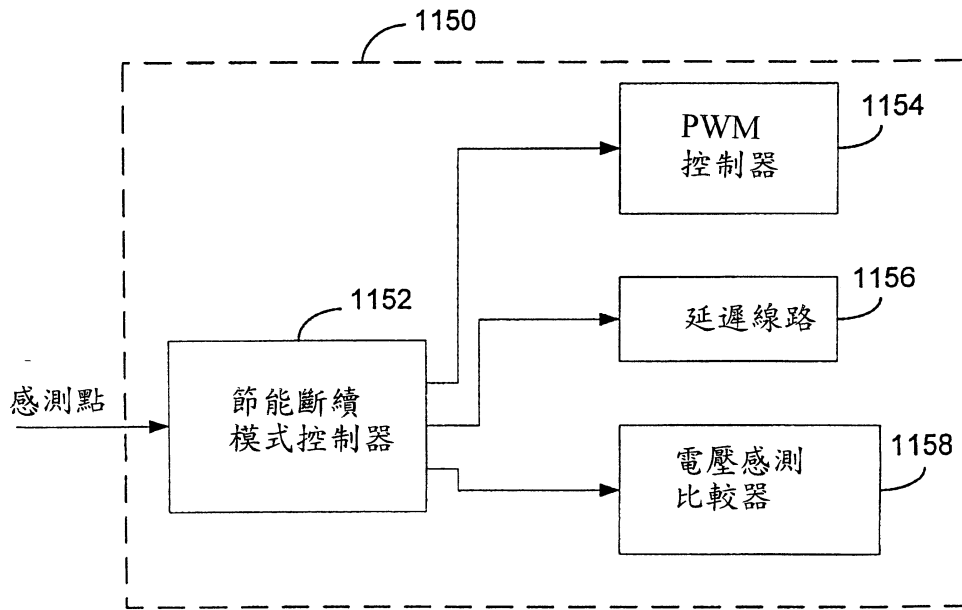


圖 33

柒、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第（ 6 ）圖。

(二)本代表圖之元件代表符號簡單說明：

320 調節輸出電壓

捌、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：