

發明專利說明書

(本說明書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※ 申請案號：097106540

※ 申請日期：97年2月26日 ※IPC 分類：H02M3/00 (2006.01)

5 **一、發明名稱：**(中文/英文)

電流模式直流一直流轉換器、轉換方法與其電子系統

CURRENT-MODE DC-TO-DC CONVERTER, METHOD FOR
CONVERTING AND ELECTRONIC SYSTEM THEREOF

10 **二、申請人：**(共1人)

姓名或名稱：(中文/英文)

美商凹凸科技股份有限公司

O2MICRO, INC.

代表人：(中文/英文)

黃奕紹/HUANG, YISHAO MAX

15 **住居所或營業所地址：**(中文/英文)

美國加州聖塔克拉市派翠克亨利路3118號

3118 PATRICK HENRY DRIVE, SANTA CLARA, CA 95054 U.S.A.

國籍：(中文/英文)

美國/U.S.A.

20 **三、發明人：**(共1人)

姓名：(中文/英文)

許瑞清/Ruiqing Xu

國籍：(中文/英文)

中國/P.R. China

25

四、聲明事項：

主張專利法第二十二條第二項 第一款或 第二款規定之事實，其事實發生日期為： 年 月 日。

申請前已向下列國家（地區）申請專利：

5 【格式請依：受理國家（地區）、申請日、申請案號 順序註記】

有主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

1. 美國 2007/03/09 11/716,404

無主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

10

主張專利法第二十九條第一項國內優先權：

【格式請依：申請日、申請案號 順序註記】

主張專利法第三十條生物材料：

15

須寄存生物材料者：

國內生物材料 【格式請依：寄存機構、日期、號碼 順序註記】

國外生物材料 【格式請依：寄存國家、機構、日期、號碼 順序註記】

20

不須寄存生物材料者：

所屬技術領域中具有通常知識者易於獲得時，不須寄存。

九、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明係關於一種轉換器，更特別言之是關於一種具有增強性能的直流(DC)－直流轉換器。

5

【先前技術】

目前，直流－直流轉換器隨著其能力及使用的持續擴展而在現今社會日益普及。直流－直流轉換器被典型地用於將一個直流電壓位準轉換為另一期望的直流電壓位準。直流－直流轉換器可被廣泛地用於多種環境。其中一種轉換器被稱為導通時間恆定(constant on time)轉換器，即通常所說的脈衝頻率調變(PFM)轉換器。另一種轉換器被稱為定頻轉換器，即通常所說的脈衝寬度調變(PWM)轉換器。PWM轉換器通常分為兩類，即電壓模式轉換器和電流模式轉換器。

10

15

電壓模式轉換器包括一個控制迴路，其包含一誤差放大器、一PWM比較器及一個或多個驅動器。通常電壓模式轉換器中包含同步整流器以提升性能。該電壓模式轉換器的輸出電壓透過該誤差放大器與參考電壓相比較。該PWM比較器接收該誤差放大器的輸出作為其第一輸入，並且從外部裝置接收鋸齒或三角形信號作為其第二輸入。該PWM比較器的輸出為PWM信號，其被該驅動器放大，且該驅動器將驅動功率開關。這種轉換器的優點在於架構簡單。其主要缺點是由於該誤差放大器需要補償，導致精確度低及對暫態負載的響應慢。

20

25

電流模式轉換器包括兩個控制迴路，一內部電流迴路和一控制該內部電流迴路的外部電壓迴路。參見圖 1，其顯示先前技術的電流模式升壓轉換器 (boost converter) 100。該升壓轉換器 100 包括電感 110、功率開關 120、分壓器 130、誤差放大器 140、補償單元 150、放大器 160、具有內回授迴路的加法器 170、比較器 180 和驅動器 190。該電感 110 經二極體 102 和電容 103 耦合至外部負載 (未示出)。該電感 110 接收來自外部來源 (未示出) 的輸入電壓 V_{IN} 。該升壓轉換器 100 能夠提供比 V_{IN} 大的輸出電壓 V_{OUT} ，而為外部負載供電。當功率開關 120 導通時，電流流經電阻 101 並轉換為電壓信號。帶有電流成分的該電壓信號隨後被提供至放大器 160，並按一定係數 (例如 6) 被放大。該放大的電壓信號被加到來自振盪器 (未示出) 的斜坡信號，並且該加法器 170 產生總和 (sum) 信號。

該分壓器 130 能夠按比例縮小輸出電壓 V_{OUT} 並提供回授電壓至該誤差放大器 140。該誤差放大器 140 比較該回授電壓與參考電壓並產生誤差信號至比較器 180。該比較器 180 比較該誤差信號與來自該加法器 170 的總和信號，並產生 PWM 信號至該驅動器 190。該驅動器 190 將該 PWM 信號轉換為控制信號以驅動功率開關 120。該補償單元 150 提供頻率補償以調節該輸出電壓 V_{OUT} 。

圖 2 顯示先前技術的電流模式降壓轉換器 (buck converter) 200 的方塊圖。該降壓轉換器 200 與該升壓轉換器 100 的配置相似，因此類似元件之符號標示一致。因此，為清楚起見，此處省略降壓轉換器 200 中類似元件之

功能描述。該降壓轉換器 200 包括功率開關 220。該降壓轉換器 200 能夠提供比輸入電壓 V_{IN} 小的輸出電壓 V_{OUT} 。

加入放大器 160 或 260 有一定的頻寬要求，且會導致信號失真、慢的暫態響應以及對功率開關 120 或 220 切換頻率的較大限制。並且，包含於該加法器 170 或 270 中以提升該轉換器穩定性的回授迴路亦具有導致功率開關 120 或 220 切換頻率之巨大限制的頻寬要求。此外， D （工作週期） > 0.5 而導致的不穩定性是 IC 設計中眾所周知的問題。因此，該轉換器 100 或 200 需要將斜坡信號加入流經該功率開關 120 或 220 的電流，以維持其對所有工作週期輸出信號的穩定性。然而，添入斜坡信號會有減小由放大器 160 和加法器 170 形成的內部開關電流感應不連續回授迴路增益的效果。因此，習知電流模式轉換器 100 或 200 的主要缺點在於電路配置的複雜以及受限的切換頻率，例如，小於 1MHz。

因此，希望獲得一種裝置和方法，其可提供配置簡單、精確度高以及當功率開關操作在高切換頻率時仍有良好穩定性的電流模式直流一直流轉換器，並同時改善電流模式直流一直流轉換器的暫態響應。本發明主要關於此裝置和方法。

【發明內容】

在一實施例中，揭露了一種電流模式轉換器。該電流模式轉換器包括一電感、一功率開關、一振盪器、一加法器、一誤差放大器、一比較器及一驅動器。該功率開關耦

合至該電感，且能夠根據流經該功率開關的一電流提供一電壓信號。該振盪器產生一斜坡 (ramp) 信號。該加法器耦合至該電感且能夠將來自該振盪器的該斜坡信號加至該電壓信號並產生一總和 (sum) 信號。該誤差放大器比較一回授電壓與一參考電壓並產生一誤差信號。該比較器比較該誤差信號與該總和信號並產生一脈寬調變 (PWM) 信號。該驅動器接收該 PWM 信號並產生一開關控制信號，以控制該功率開關和該加法器。

在另一實施例中，揭露一種將一直流輸入電壓轉換為一直流輸出電壓的方法。該方法包括步驟 (a) 接收該直流輸入電壓；(b) 根據該直流輸入電壓檢測 (sense) 流經一功率開關的一電流；(c) 根據該檢測電流產生一電壓信號；(d) 在一不具一內部回授迴路的加法器中將一斜坡信號加至該電壓信號；(e) 比較一加法結果與一預定的誤差信號；(f) 根據該誤差信號和該加法結果間的一比較結果產生一 PWM 信號；(g) 將該 PWM 信號轉換為一開關控制信號；(h) 以該開關控制信號驅動該功率開關；(i) 以該開關控制信號控制該斜坡信號與該電壓信號的加法；以及 (j) 在該功率開關的控制下產生該直流輸出電壓。

另一實施例中，揭露一種電子系統。該電子系統包括一輸入裝置、一控制器以及一電源供應。該輸入裝置接收來自一使用者的輸入。該控制器基於該來自該使用者的輸入執行操作。該電源供應為該電子系統供應電源。該電源供應包括一電流模式轉換器。該電流模式轉換器包括一電感、一功率開關、一振盪器、一加法器、一誤差放大器、

一比較器及一驅動器。該功率開關耦合至該電感且能夠根據流經該功率開關的一電流提供一電壓信號。該振盪器產生一斜坡 (ramp) 信號。該加法器耦合至該電感且能夠將來自該振盪器的一斜坡信號加至該電壓信號並產生一總和 (sum) 信號。該誤差放大器比較一回授電壓與一參考電壓並產生一誤差信號。該比較器比較該誤差信號與該總和信號並產生一脈寬調變 (PWM) 信號。該驅動器接收該 PWM 信號並產生一開關控制信號以控制該功率開關和該加法器。

10

【實施方式】

以下將詳細介紹本發明實施模式。儘管本發明將結合實施例加以描述，但可以理解，這並不意味著本發明限於這些實施例。相反的，本發明意欲覆蓋包含於由所附申請專利範圍所定義、且在本發明的精神和範圍內的替換、修改以及等效物。

15

圖 3 顯示例示性電流模式升壓轉換器 300 的方塊圖。與圖 1 所示升壓轉換器 100 類似，該升壓轉換器 300 包括電感 110、功率開關 120、分壓器 130、誤差放大器 140、補償單元 150、比較器 180 以及驅動器 190。該功率開關 120 較佳地由 N 通道金屬氧化物半導體場效應電晶體 (MOSFET) 實現。當然，具有類似特性的其它適合裝置亦可用作該功率開關 120。該升壓轉換器 300 轉換較低的直流電壓 V_{IN} 為較高的直流電壓 V_{OUT} 以驅動外部負載 (未示出)。該升壓轉換器 300 經二極體 102 和電容 103 耦合

20

25

至外部負載。該二極體 102 能夠防止電流回流至該升壓轉換器 300。該升壓轉換器 300 進一步包括不具內回授迴路的加法器 370。該加法器 370 耦合至電感 110、該二極體 102 的陽極以及功率 MOSFET 120（例如，功率開關 120）的汲極端。

通常，該升壓轉換器 300 根據在誤差放大器 140 輸入端的參考信號而穩定輸出電壓 V_{OUT} 。暫態期間，該輸出電壓處於從一個直流狀態到另一直流狀態的轉換過程。在暫態期間，該升壓轉換器 300 透過修改內部 PWM 信號的工作週期（duty cycle）有效地減少輸出電壓 V_{OUT} 的恢復（recovery）時間，而驅使輸出電壓 V_{OUT} 至一期望的穩定狀態。

暫態期間，等於流經該功率開關 120 的電流乘以該功率開關 120 導通阻抗的電壓信號 I_{SEN} 於該二極體 102 陽極端產生。該電壓信號 I_{SEN} 隨後被發送至加法器 370 作為其第一輸入。該加法器 370 接收來自外部振盪器（未示出）的斜坡信號作為其第二輸入。該斜坡信號較佳為固定的鋸齒信號。該加法器 370 將該電壓信號 I_{SEN} 加至斜坡信號並產生總和信號至該比較器 180。以後將詳細描述該加法功能。儘管該電壓信號 I_{SEN} 不大，但沒有必要放大該電壓信號 I_{SEN} ，本實施例中，在被發送至該加法器 370 之前，該電壓信號等於流經該功率開關 120 的電流乘以功率開關 120 的導通阻抗。無放大器的架構將大幅降低積體電路的複雜性，並避免關於例如放大器頻寬要求、該功率開關 120 切換頻率的限制以及由放大器帶來的信號失真相

關等問題。

該分壓器 130 包括兩個電阻，以成比例減小該輸出電壓 V_{OUT} ，並產生回授電壓至誤差放大器 140 和補償單元 150。該誤差放大器 140 比較該回授電壓與由升壓轉換器 300 或外部來源（未示出）提供的參考電壓 V_{REF1} ，並產生誤差信號至比較器 180。該比較器 180 比較來自該誤差放大器 140 的誤差信號與來自該加法器 370 的總和信號，並產生具有一工作週期的 PWM 信號，其變化決定增加或減小該輸出電壓 V_{OUT} 。進一步，如果該輸出電壓 V_{OUT} 低於或高於該參考電壓 V_{REF1} ，該比較器 180 透過增加或減小其輸出 PWM 信號的脈衝寬度（亦即，其輸出 PWM 信號的工作週期）迫使該輸出電壓 V_{OUT} 跟隨該參考電壓 V_{REF1} 。特別地，該驅動器 190 接收該 PWM 信號作為其輸入並交替產生高及低的開關控制信號 SWON 以驅動該功率開關 120，因而控制該輸出電壓 V_{OUT} 。因此，該輸出信號 V_{OUT} 近似於該參考電壓 V_{REF1} 。另外，由該電感 110 和該電容 103 形成的 LC 低通濾波器耦合至該外部負載。低通濾波器中電感 110 的感抗應儘可能保持小以減少該外部負載暫態過程的恢復時間。

圖 4 描述圖 3 所示電流模式升壓轉換器 300 的例示性實施例升壓轉換器 400 的示意圖。該升壓轉換器 400 包括振盪器 410，以在節點 409 產生斜坡信號。電壓信號 ISEN 基於流經該功率開關 120 的電流而產生。該加法器 370 能夠將來自該振盪器 410 的斜坡信號加至該電壓信號 ISEN 並隨後在節點 419 產生總和信號。

該振盪器 410 包括電流源 401、電容 402、電阻 403、放電開關 404、比較器 405、406 以及邏輯單元 407。該放電開關 404 較佳為 NMOS 電晶體。該邏輯單元 407 產生脈衝信號以控制 NMOS 電晶體 404 的狀態。該脈衝信號透過控制該 NMOS 電晶體 404 的狀態能夠控制該電容 402 的充放電。當該 NMOS 電晶體 404 關斷時，該電流源 401 能夠提供電流對該電容 402 充電。當該 NMOS 電晶體 404 導通時，該電容 402 將經由該電阻 403 放電。該電容 402 的充電和放電將在節點 409 產生電壓信號 RAMP。當該電壓信號 RAMP 大於臨限值電壓 V_{REF2} 時，例如在充電模式為 1 伏特，該比較器 405 將產生 0 至該邏輯單元 407。該邏輯單元 407 將設定該脈衝信號為 1，且因此導通該 NMOS 電晶體 404。放電模式將開始，且由此該電壓信號 RAMP 開始減小。當該電壓信號 RAMP 減小到低於臨限值電壓 V_{REF3} 的值時，例如在放電模式為 0.1 伏特，該比較器 406 將產生 0 至該邏輯單元 407。在這種情況下，該邏輯單元 407 將設定該脈衝信號為 0 以關斷該 NMOS 電晶體 404。因此，該電容 402 的放電停止，且新的充電週期開始。基於如前所述的充、放電，該電壓信號 RAMP 將維持於谷值，例如 0.1 伏特，和一能夠基於使用者特定需求設定的預定峰值之間。在這個實施例中，該電壓信號 RAMP 可為週期性鋸齒信號。

該加法器 370 包括電流源 411、電容 412、電阻 413、開關 414、415、416 以及反相器 417。該開關 414、415 和 416 較佳為 NMOS 電晶體。該加法器 370 這種無內部回授

迴路之簡單架構能大幅避免於頻寬的巨大限制，因此該升壓轉換器 400 的切換頻率被增大。由於該電流源 401 和 411 形成一電流鏡，由該電流源 411 提供的充電電流是由該電流源 401 提供的充電電流的 N 倍，其中 N 為任何正整數。

5 該電容 412 與電容 402 匹配，且該電阻 413 與電阻 403 匹配。換句話說，該電容 412 可與電容 402 的種類相同，且該電阻 413 亦可與電阻 403 的種類相同。在這個實施例中，假定該鏡向電流等於由該電流源 401 提供的電流，則該電容 412 兩端的電壓差將等於電容 402 兩端的電壓差。

10 當該信號 SWON 被設為 1，該功率 MOSFET 120 被導通且該 NMOS 電晶體 416 同時也被導通。這種情況下，該電壓信號 ISEN 約等於該功率 MOSFET 的汲極端與源極端之間的電壓差，亦即該電源 MOSFET 的 V_{DS} 。由於該電壓 V_{DS} 等於流經該功率 MOSFET 120 的電流乘以該功率 MOSFET 120 的導通阻抗，該電壓信號 ISEN 指示所檢測

15 (sense) 到之該功率開關的電流。

此外，在這種條件下，該反相器 417 能夠將該信號 SWON 從 1 到 0 轉換，以驅動該 NMOS 電晶體 415。該 NMOS 電晶體 415 將被關斷，且因此該電容 412 將被來自

20 該電流源 411 的鏡向電流充電至一值，該值等於該電壓信號 ISEN 與該電壓信號 RAMP 的總和信號。換句話說，在此情況下，位於該電容 412 的上頂板（亦即，節點 419）的電壓等於該電壓信號 ISEN 與該電壓信號 RAMP 在節點 409 的總和信號。

25 當該信號 SWON 被設定為 0，該功率 MOSFET 120 被

關斷，且該 NMOS 電晶體 416 亦被關斷。這種情況下，該反相器 417 將該信號 SWON 從 0 至 1 反相，且該 NMOS 415 電晶體將被導通。結果，位於該電容 412 的下底板的電壓將被拉至接地電壓，且因此該電壓信號 ISEN 被拉至接地。

5 由於該電容 412 的內在特性，位於該電容 412 上頂板的電壓將據此被拉低，且該電容 412 兩端電壓差將保持恆定。因此，該電容 412 兩端的電壓差依舊等於該電容 402 兩端的電壓差。因此，位於該電容 412 上頂板（亦即，節點 419）的電壓將等於位於該電容 402 上頂板（亦即，節點 409）

10 的電壓信號 RAMP。

結果，該加法器 370 將在該電容 412 的上頂板輸出電壓信號，該輸出電壓信號等於電壓信號 RAMP 與電壓信號 ISEN 的總信號。來自該加法器 370 的該輸出電壓信號被發送至該比較器 180 的反相端作為其第一輸入。該分壓器 130

15 能夠按比例降低該輸出電壓 V_{OUT} ，並發送回授電壓 V_{FB} 至該誤差放大器 140。該誤差放大器 140 比較該回授電壓 V_{FB} 與參考電壓 V_{REF1} ，並產生一誤差信號。該誤差信號被傳送至該比較器 180 的非反相端作為其第二輸入。該比較器 180 比較該第一和第二輸入，並產生一 PWM 信號。該驅動器 190 可以是接收來自該比較器 180 的該 PWM 信號的邏輯單元，並產生開關控制信號 SWON 以驅動該功率 MOSFET 120。該補償單元 150 提供頻率補償，俾使該輸出電壓 V_{OUT} 保持穩定。

20

圖 5 闡釋圖 4 所示電流模式升壓轉換器 400 中的信號示意圖 500。線段 510、520、530、以及 540 分別表示位

25

於節點 409 (亦即, 該電容 402 的上頂板) 的該電壓信號 RAMP、該驅動器 190 的輸出信號、位於該電容 412 下底板的電壓信號以及該加法器 370 的輸出電壓信號 (亦即, 位於節點 419 或該電容 412 上頂板的電壓信號)。當該電容 402 由該電流源 401 充電, 該電壓信號 RAMP 將會增加。當該電壓信號 RAMP 大於該臨限值電壓 V_{REF2} , 該邏輯單元 407 的輸出信號將控制該 NMOS 電晶體 404 導通。因此, 該電壓信號 RAMP 將在非常短的時間內放電。於本技術領域中具有通常知識者應理解, 該電壓信號 RAMP 的峰值並非固定, 能夠根據電路設計的特定需求而被設定為任意值。

如前所述, 當該信號 SWON 被設為 1, 該功率 MOSFET 120 及該 NMOS 電晶體 416 均被導通, 且因此該電壓信號 ISEN 等於該電源 MOSFET 120 的 V_{DS} 。隨著流經該功率 MOSFET 120 的電流變大, 該電壓信號 ISEN 將增大。該 NMOS 電晶體 415 被關斷, 且該電容 412 類似該電容 402 般被充電。這種情況下, 該加法器 370 的輸出信號等於該電壓信號 RAMP 與 ISEN 的總和信號。如線段 540 所示, 該加法器 370 的輸出信號的斜率將大於該電壓信號 RAMP 的斜率。當該信號 SWON 被設為 0, 該功率 MOSFET 120 和該 NMOS 電晶體 416 均被關斷, 但是該 NMOS 電晶體 415 被導通。由此, 該電壓信號 ISEN 將被拉至接地電壓。位於該電容 412 上頂板的電壓同樣被拉低以維持該電容 412 兩端的電壓差恆定。在這種情況下, 該加法器 370 的輸出信號等於該電壓信號 RAMP, 且因此如線段 540 所

示，該加法器 370 的輸出信號的斜率與該電壓信號 RAMP 的斜率相同。以上描述的不具回授的直接加法功能能夠大幅減小由於回授電路導致的延遲，且當該功率 MOSFET 120 的切換頻率很大（例如，大於 2MHZ）時，該升壓轉換器 400 能夠保持良好的穩定性和可靠性。

參見圖 6，其顯示根據本發明一實施例的例示性電流模式降壓轉換器 600。由於該降壓轉換器 600 的內部線路與升壓轉換器 300 的內部接線相似，圖 6 類似的元件符號與圖 3 亦類似。此處為清楚起見，類似元件的類似描述將被省略，且以下僅就上述轉換器間的不同處詳細描述。該降壓轉換器 600 主要包括電感 110、功率開關 220、分壓器 130、誤差放大器 240、補償單元 250、不具內部回授迴路的加法器 670、比較器 280 以及驅動器 290。該功率開關 220 較佳為 P 通道金屬氧化物半導體場效應電晶體 (MOSFET)。

該降壓轉換器 600 將較高的直流輸入電壓 V_{IN} 轉換為較低的直流輸出電壓 V_{OUT} 。當該功率開關 220 導通時，該降壓轉換器 600 將經由該功率開關 220、電感 110 以及電容 103 為外部負載（未示出）提供電源。該加法器 670 連接於功率 MOSFET 220 的汲極端、電感 110 以及二極體 102 的陰極。當該功率開關 220 導通時，等於流經該功率開關 220 的電流乘以該功率開關 220 的導通阻抗的電壓信號 ISEN 被發送至該加法器 670 作為其第一輸入。不具放大該電壓信號 ISEN 的配置將大幅減小積體電路設計的複雜性，避免放大器的頻寬需求以及由放大器導致的信號失

真，並提升切換頻率。該加法器 670 能夠將該電壓信號 ISEN 直接加至來自振盪器（未示出）的斜坡信號 RAMP，並產生總和信號發送至該比較器 280。不具內部回授的加法將消除由於回授迴路而導致的頻寬需求，並因此減小對
5 切換頻率的限制。

圖 7 顯示圖 6 所示電流模式降壓轉換器的例示性實施例降壓轉換器 700 的簡化圖。降壓轉換器 700 中的元件標示與圖 3 所示類似元件的標記一致。因此，以下為清楚起見，僅就不同之處加以詳述。

10 該降壓轉換器 700 包括在節點 709 處產生斜坡信號 RAMP 的振盪器 710。該振盪器 710 主要包括電流汲取器 701、電容 702、電阻 703、放電開關 704、比較器 705、706 以及邏輯單元 707。該放電開關 704 可由 PMOS 電晶體實現，並以一脈衝信號控制。當該放電開關 704 關斷時，
15 該電流汲取器 701 提供電流以拉低在電容 702 下底板處（亦即，節點 709）的電壓。當該放電開關 704 導通時，位於節點 709 處的電壓將經該電阻 703 被推至峰值電壓。上述過程將產生位於節點 709 處的電壓信號 RAMP。當該電壓信號 RAMP 大於臨限值電壓 V_{REF3} 時，例如 $V_{DD}-0.1$
20 伏特，該比較器 705 將產生邏輯 1 至該邏輯單元 707。該邏輯單元 707 將設定該脈衝信號為 1，且因此該 PMOS 電晶體 704 被關斷。位於節點 709 的電壓增加將被停止，且由於該電流汲取器 701 開始工作而導致該電壓信號 RAMP 開始減小。當該電壓信號 RAMP 減小至低於一較低臨限值
25 電壓 V_{REF2} 值時，例如， $V_{DD}-1$ 伏特，該比較器 706 將在其

輸出端產生 0。這種情況下，該邏輯單元 707 將設定該脈衝信號為 0，以導通該放電開關 704。據此，該電壓信號 RAMP 的減小將被停止，且隨後開始新的循環。根據前面所述的過程，該電壓信號 RAMP 將被維持在預定的谷值與預定的峰值之間。在此實施例中，該電壓信號 RAMP 為週期性的鋸齒信號。

該加法器 670 包括電流汲取器 711、電容 712、電阻 713、開關 714、715、716 以及反相器 717。該開關 714、715、716 均較佳為 PMOS 電晶體。該加法器 670 不具內部回授迴路的簡單構造能夠消除由回授迴路而導致的頻寬限制，且因此增大該降壓轉換器 700 的切換頻率。由於電流汲取器 701 和 711 構成電流鏡，由電流汲取器 711 提供的鏡像電流是由電流汲取器 701 提供的鏡像電流的 N 倍，其中 N 為正整數。該電容 712 與該電容 702 相匹配，且該電阻 713 與該電阻 703 相匹配。在此實施例中，假定該鏡像電流等於由該電流汲取器 701 提供的電流，則該電容 712 兩端的電壓差將等於該電容 702 兩端的電壓差。

當由驅動器 290 提供的開關控制信號 SWON 被設定為 0 時，與檢測開關電流相關的電壓信號 ISEN 將被加至電壓信號 RAMP。該信號 ISEN 與 RAMP 的總和信號將在節點 719（亦即，該電容 712 的下底板）處產生。相反地，當信號 SWON 被設定為 1 時，由於該電壓信號 ISEN 等於 V_{DD} ，節點 719 處的電壓等於該電壓信號 RAMP。

參見圖 8，其闡釋圖 7 所示電流模式降壓轉換器 700 中信號示意圖 800。線段 810、820、830 和 840 分別表示

位於節點 709（亦即，該電容 702 下底板）處的電壓信號 RAMP、該驅動器 290 的輸出信號、位於電容 712 上頂板處的電壓信號以及該加法器 670（亦即，位於節點 719 或該電容 712 下底板處的電壓信號）的輸出電壓信號。當該放電開關 704 導通時，該電壓信號 RAMP 將在非常短的時
5 間內增加。當該電壓信號 RAMP 大於臨限值電壓 V_{REF3} 時，該邏輯單元 407 的輸出信號將控制該 PMOS 電晶體 704 為關斷狀態。該電壓信號 RAMP 將被拉至較低臨限值電壓 V_{REF2} 。於本技術領域中具有通常知識者應了解，該電壓信號 RAMP 的峰值和谷值並非固定，可根據電路設計的特定
10 需求設定為任意值。

如前所述，當該信號 SWON 被設為 0 時，該加法器 670 的輸出電壓（亦即，節點 719 處的電壓）等於電壓信號 ISEN 與 RAMP 的總和信號。因此，節點 719 處的電壓
15 的斜率大於電壓信號 RAMP 的斜率。當該信號 SWON 被設為 1 時，該信號 ISEN 將等於 V_{DD} ，並且該加法器 670 的輸出電壓等於該電壓信號 RAMP。於此情況下，節點 719 處電壓的斜率等於該電壓信號 RAMP 的斜率。以上所描述的不具回授的簡單加法功能能夠大幅降低由回授電路造成延遲，並使得當該功率 MOSFET 220 的切換頻率很高
20 時，例如大於 2MHz，該降壓轉換器 700 能夠保持良好的穩定性和可靠性。

於本技術領域中具有通常知識者應了解，儘管電流模式升壓－降壓轉換器中加法器的細部配置可能與電流模式降壓轉換器中加法器的細部配置略有不同，不具內部迴
25

路的加法器 370 或 670 同樣能夠被用於電流模式降壓－升壓轉換器。由於本技術領域中具有通常知識者熟知降壓－升壓轉換器中加法器的內部配置的變換，為清楚起見，此處忽略降壓－升壓轉換器中加法器配置的詳細描述。

5 如前述的電流模式直流－直流轉換器能夠應用於不同的電子系統，例如，可攜式電腦（portable computer）、手機（cell phone）、數位相機等等。圖 9 顯示主要由電子電路 910 及電源供應 920 構成的例示性電子系統 900。該電子電路 910 包括輸入裝置 911 和控制器 912。該輸入裝置 910 可接收來自使用者的輸入。該控制器 912 能夠根據來自使用者的輸入執行各種操作。包含直流－直流轉換器 921 的電源供應 920 能夠對電子電路 910 供應電源。在此實施例中，該直流－直流轉換器 921 為電流模式轉換器。該直流－直流轉換器 921 可使用如前述實施例所示的裝置和方法，例如，圖 4 所示電流模式升壓轉換器或圖 7 所示電流模式降壓轉換器。該電流模式直流－直流轉換器 921 能夠提供期望的直流電壓對該電子電路 910 供應電源，為清楚起見，此處忽略對電流模式直流－直流轉換器 921 的功能的詳細描述。

10 在操作時，該電流模式直流－直流升壓轉換器 400 具有兩種頻率補償迴路。一種為主要由分壓器 130、誤差放大器 140 以及補償單元 150 構成的外部電壓迴路。另一種為主要包括加法器 370 的內部電流迴路。不具放大器的該內部電流迴路將大幅降低電路設計的複雜性以及對頻寬
15 和切換頻率的限制。

振盪器 410 能夠產生電壓信號 RAMP，其峰值和谷值由電容 402 的充放電決定。根據振盪器 410 與加法器 370 中相關元件的匹配，無論在充電或放電模式，電容 412 與電容 402 處於相似狀況。由開關控制信號 SWON 控制的加法器 370 能夠將振盪器 410 中的電壓信號 RAMP 加至與流經功率開關 120 的電流相關的電壓信號 ISEN 上，並產生總和信號至比較器 180。該比較器 180 產生 PWM 信號以控制產生信號 SWON 的驅動器 190。

當輸入電壓 V_{IN} 改變時，電壓信號 ISEN 能夠即時檢測此變化。加法器 370 發送電壓信號 RAMP 與 ISEN 的總和信號至比較器 180。比較器 180 比較該總和信號與來自誤差放大器 140 的誤差信號，並由此調節位於比較器 180 輸出端的 PWM 信號的脈衝寬度。結果，功率開關 120 的導通時間將被改變，因而在暫態期間輸出電壓 V_{OUT} 將被調節。根據上述調節，輸出電壓 V_{OUT} 將維持穩定。

此處使用的術語和表述係為描述性而非限制性，且使用此等術語和表述並不意欲排除任何所示的和所述的（或其部分）特徵的等效物，且應理解在申請專利範圍內的各種修改均為可能。其他的修改、變化以及替換亦為可能。據此，本申請專利範圍意欲涵蓋所有等效物。

【圖式簡單說明】

本發明的優點將在例示性實施例的描述中更為彰顯，該等實施例將結合所附圖式進行描述。其中：

圖 1 為先前技術的電流模式升壓轉換器的方塊圖；

圖 2 為先前技術的電流模式降壓轉換器的方塊圖；

圖 3 為根據本發明一實施例的例示性電流模式升壓轉換器的方塊圖；

圖 4 為圖 3 所示電流模式升壓轉換器的簡化示意圖；

5 圖 5 顯示圖 4 所示電流模式升壓轉換器中信號的示意圖；

圖 6 為根據本發明一實施例的例示性電流模式降壓轉換器的方塊圖；

圖 7 為圖 6 所示電流模式降壓轉換器的簡化示意圖；

10 圖 8 顯示圖 7 所示電流模式降壓轉換器中信號的示意圖；

圖 9 顯示包括如圖 4 所示電流模式升壓轉換器或圖 7 所示電流模式降壓轉換器的電子系統。

15 **【主要元件符號說明】**

100、200、300、400、600、700：轉換器

101、201：電阻

102：二極體

103：電容

20 110：電感

120、220：功率開關

130：分壓器

140、240：誤差放大器

150、250：補償單元

25 160、260：放大器

- 170、270、370、670：加法器
- 180、280：比較器
- 190、290：驅動器
- 401、411：電流源
- 5 402、412、702、712：電容
- 403、413、703、713：電阻
- 404、704：放電開關/電晶體
- 405、406、705、706：比較器
- 407、707：邏輯單元
- 10 409、419、709：節點
- 410、710：振盪器
- 414、415、416、714、715、716：開關
- 417、717：反相器
- 510、520、530、540、810、820、830、840：線段
- 15 701、711：電流汲取器
- 500、800：信號示意圖
- 900：電子系統
- 910：電子電路
- 920：電源供應
- 20 911：輸入裝置
- 912：控制器
- 921：直流—直流轉換器

五、中文發明摘要：

本發明揭露一種操作於高頻的電流模式直流—直流轉換器。該電流模式直流—直流轉換器包括電感、功率開關、振盪器、不具內回授迴路的加法器、誤差放大器、比較器、補償單元以及驅動器。該加法器將來自該振盪器的斜坡信號與與流經該功率開關的電流相關的電壓信號相加，並基於該振盪器與該加法器中內部元件間的匹配產生總和信號。

10

六、英文發明摘要：

A current-mode DC-to-DC converter operating in a high frequency is disclosed. The current-mode DC-to-DC converter includes an inductor, a power switch, an oscillator, an adder without internal feedback loop, an error amplifier, a comparator, a compensation unit and a driver. The adder adds a ramp signal from the oscillator directly to a voltage signal relative to a current flowing through the power switch and generates a sum signal based upon match between internal components in the oscillator and the adder.

15

十、申請專利範圍：

1. 一種電流模式轉換器，包括：

一電感；

一功率開關，耦合至該電感，該功率開關能夠根據流
5 經該功率開關的一電流提供一電壓信號；

一振盪器，用於產生一斜坡（ramp）信號；

一加法器，耦合至該電感，該加法器能夠將來自該振
盪器的該斜坡信號加至該電壓信號並產生一總和
（sum）信號；

10 一誤差放大器，用於比較一回授電壓與一參考電壓並
產生一誤差信號；

一比較器，用於比較該誤差信號與該總和信號並產生
一脈寬調變（PWM）信號；以及

一驅動器，用於接收該 PWM 信號並產生一開關控制
15 信號以控制該功率開關和該加法器。

2. 如申請專利範圍第 1 項之電流模式轉換器，進一步包
括：

一回授電路，用於按比例降低一直流輸出電壓並產生
該回授電壓；及

20 一補償電路，耦合於該回授電路與該比較器之間以提
供頻率補償。

3. 如申請專利範圍第 1 項之電流模式轉換器，其中該電
流模式轉換器為一升壓（boost）轉換器。

4. 如申請專利範圍第 3 項之電流模式轉換器，其中該振
盪器進一步包括：
25

一電流源；
一電容，具有一上頂板，該電容由該電流源充電；
一電阻，耦合至該電容；
一開關，耦合至該電阻以控制該電容的充電和放電，
5 以在該電容的該上頂板處提供該斜坡信號；
複數個比較器，比較該斜坡信號與複數個臨限值
(threshold) 電壓；及
一邏輯單元，由該複數個比較器控制，並可產生一脈
衝信號以控制該開關。

10 5. 如申請專利範圍第 4 項之電流模式轉換器，其中該加法器進一步包括：

一電流源，該電流源和位於該振盪器中的該電流源形成一電流鏡；

一電容，具有一上頂板，該電容由該電流源充電；

15 一電阻，耦合至該電流源和該電容；

複數個開關，耦合至該電容、該電阻及該驅動器，用於控制該電容的充電和放電，該電容的充電和放電在該電容的該上頂板處產生該總和信號；及

20 一反相器，耦合至該驅動器，該反相器控制該複數個開關中的一個開關。

6. 如申請專利範圍第 5 項之電流模式轉換器，其中位於該加法器中的該電容和該電阻分別匹配位於該振盪器中的該電容和該電阻。

25 7. 如申請專利範圍第 5 項之電流模式轉換器，其中在一暫態 (transient) 期間，該加法器中的該電容兩端的

一電壓差等於該振盪器中的該電容兩端的一電壓差。

8. 如申請專利範圍第 1 項之電流模式轉換器，其中該電流模式轉換器為一降壓 (buck) 轉換器。

9. 如申請專利範圍第 8 項之電流模式轉換器，其中該振盪器包括：

一電流汲取 (sink) 器；

一電容，具有一下底板，該電容由該電流汲取器放電；

一電阻，耦合至該電容；

一開關，與該電阻串聯耦合，以控制該電容的充電和放電以在該電容的該下底板處提供該斜坡信號；

複數個比較器，比較該斜坡信號與複數個臨限值電壓；及

一邏輯單元，由該複數個比較器控制，並產生一脈衝信號以控制該開關。

10. 如申請專利範圍第 9 項之電流模式轉換器，其中該加法器包括：

一電流汲取器，該電流汲取器與位於該振盪器中的該電流汲取器形成一電流鏡；

一電容，具有一下底板，該電容由該電流汲取器放電；

一電阻，耦合至該電流汲取器和該電容；

複數個開關，耦合至該電容、該電阻和該驅動器以控制該電容的充電和放電，以在該電容的該下底板處產生該總和信號；及

一反相器，耦合至該驅動器，該反相器控制該複數個開關中的一個開關。

11. 如申請專利範圍第 10 項之電流模式轉換器，其中位於該加法器中的該電容和該電阻分別匹配位於該振盪器中的該電容和該電阻。
12. 如申請專利範圍第 10 項之電流模式轉換器，其中在一暫態 (transient) 期間，該加法器中的該電容兩端的一電壓差等於該振盪器中的該電容兩端的一電壓差。
13. 如申請專利範圍第 1 項之電流模式轉換器，其中該電流模式轉換器為一降壓－升壓 (buck-boost) 轉換器。
14. 一種將一直流輸入電壓轉換為一直流輸出電壓的方法，包括步驟如下：
- (a) 接收該直流輸入電壓；
 - (b) 根據該直流輸入電壓檢測 (sense) 流經一功率開關的一電流；
 - (c) 根據該檢測電流產生一電壓信號；
 - (d) 在一不具一內部回授迴路的加法器中將一斜坡信號加至該電壓信號；
 - (e) 比較一加法結果與一預定的誤差信號；
 - (f) 根據該誤差信號和該加法結果間的一比較結果產生一 PWM 信號；
 - (g) 將該 PWM 信號轉換為一開關控制信號；
 - (h) 以該開關控制信號驅動該功率開關；
 - (i) 以該開關控制信號控制該斜坡信號與該電壓信號的加法；以及
 - (j) 在該功率開關的控制下產生該直流輸出電壓。

15. 如申請專利範圍第 14 項之方法，進一步包括步驟：
產生與該直流輸出電壓成比例的一回授電壓；
比較該回授電壓與一參考電壓；及
根據該比較產生該預定的誤差信號。
- 5 16. 如申請專利範圍第 14 項之方法，其中步驟 (d) 進一步包括步驟：
根據一預定電流產生一鏡像電流 (mirrored current)；
在複數個開關的控制下由該鏡像電流對一電容充電；
在該複數個開關的控制下對該電容放電；
10 在該電容的一個板 (plate) 上產生該電壓信號；
將該斜坡信號的一值匹配該電容的一電壓差；及
根據該電容的充電和放電將該電壓差加至該電壓信號。
17. 如申請專利範圍第 14 項之方法，進一步包括步驟：
15 產生該斜坡信號。
18. 如申請專利範圍第 17 項之方法，其中產生該斜坡信號的步驟進一步包括步驟：
當一第一開關關斷時，一電容以一預定電流充電；
當該第一開關導通時，該電容放電；
20 基於該電容的充電和放電，根據該電容兩端的一電壓差產生該斜坡信號；
比較該斜坡信號與複數個臨限值電壓；及
基於一比較結果產生一控制信號以驅動該第一開關。
19. 一種電子系統，包括：
25 一輸入裝置，用於接收來自一使用者的輸入；

一控制器，用於基於該來自該使用者的輸入執行操作；以及

一電源供應，用於為該電子系統供應電源，該電源供應包括一電流模式轉換器，該電流模式轉換器包括：

- 5 一電感；
- 一功率開關，耦合至該電感，該功率開關能夠根據流經該功率開關的一電流提供一電壓信號；
- 一振盪器，用於產生一斜坡（ramp）信號；
- 一加法器，耦合至該電感，該加法器能夠將來自
- 10 該振盪器的一斜坡信號加至該電壓信號並產生一總和（sum）信號；
- 一誤差放大器，用於比較一回授電壓與一參考電壓並產生一誤差信號；
- 一比較器，用於比較該誤差信號與該總和信號並
- 15 產生一脈寬調變（PWM）信號；及
- 一驅動器，用於接收該 PWM 信號並產生一開關控制信號以控制該功率開關和該加法器。

20. 如申請專利範圍第 19 項之電子系統，當該電流模式轉換器為一升壓（boost）轉換器時，其中該加法器

- 20 包括：
- 一電流源；
- 一電容，具有一上頂板，該電容由該電流源充電；
- 一電阻，耦合至該電流源和該電容；
- 複數個開關，耦合至該電容、該電阻以及該驅動器，
- 25 用於控制該電容的充電和放電，以在該電容的該上頂

板處產生該總和信號；以及

一反相器，耦合至該驅動器，該反相器控制該複數個開關中的一個開關。

5 21. 如申請專利範圍第 19 項之電子系統，當該電流模式轉換器為一降壓 (buck) 轉換器時，其中該加法器包括：

一電流汲取器 (sink)；

一電容，具有一下底板，該電容由該電流汲取器放電；

一電阻，耦合至該電流汲取器和該電容；

10 複數個開關，耦合至該電容、該電阻和該驅動器，用於控制該電容的充電和放電，以在該電容的該下底板處產生該總和信號；以及

一反相器，耦合至該驅動器，該反相器控制該複數個開關中的一個開關。

十一、圖式：

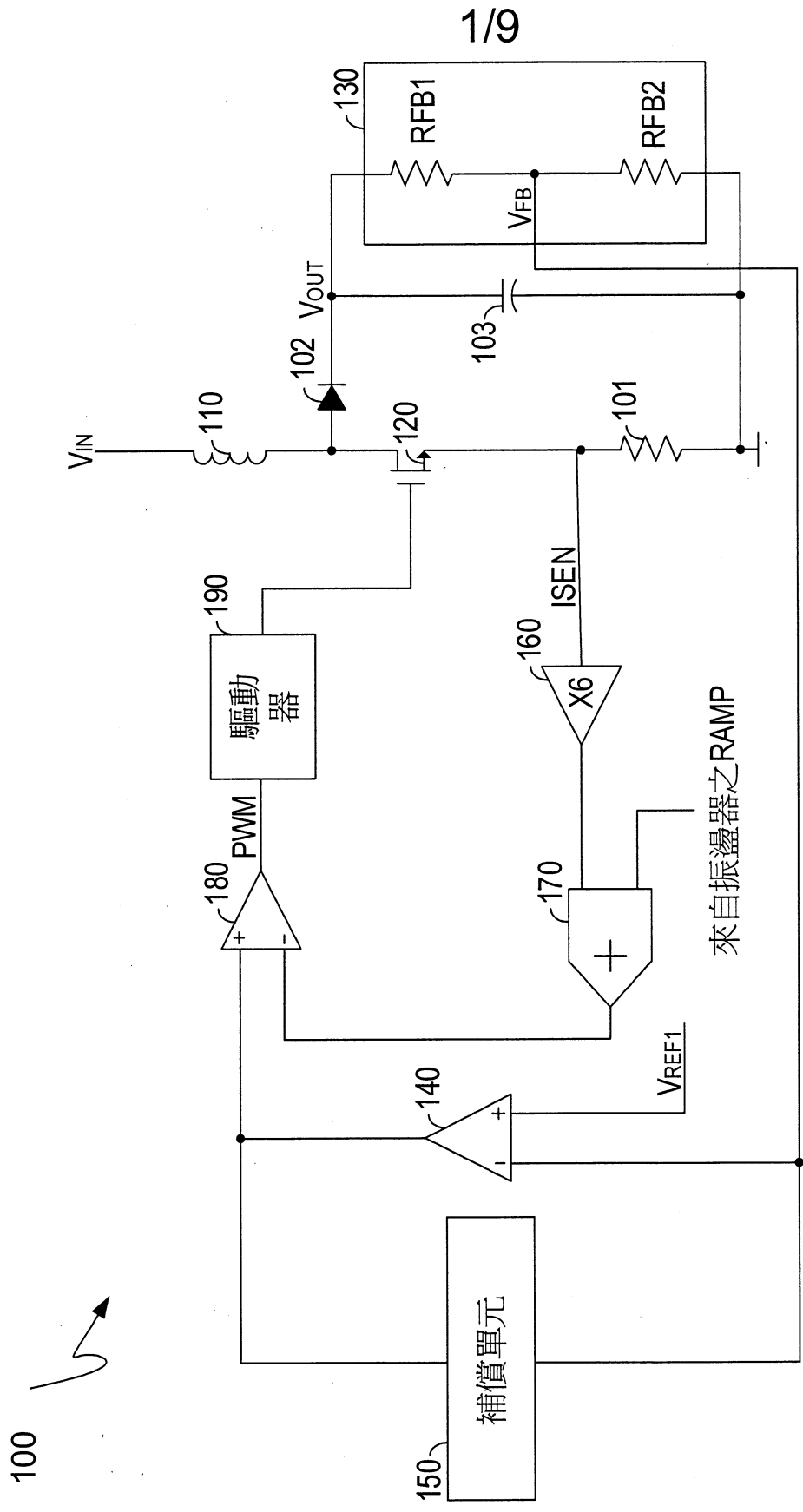


圖1 先前技術

200

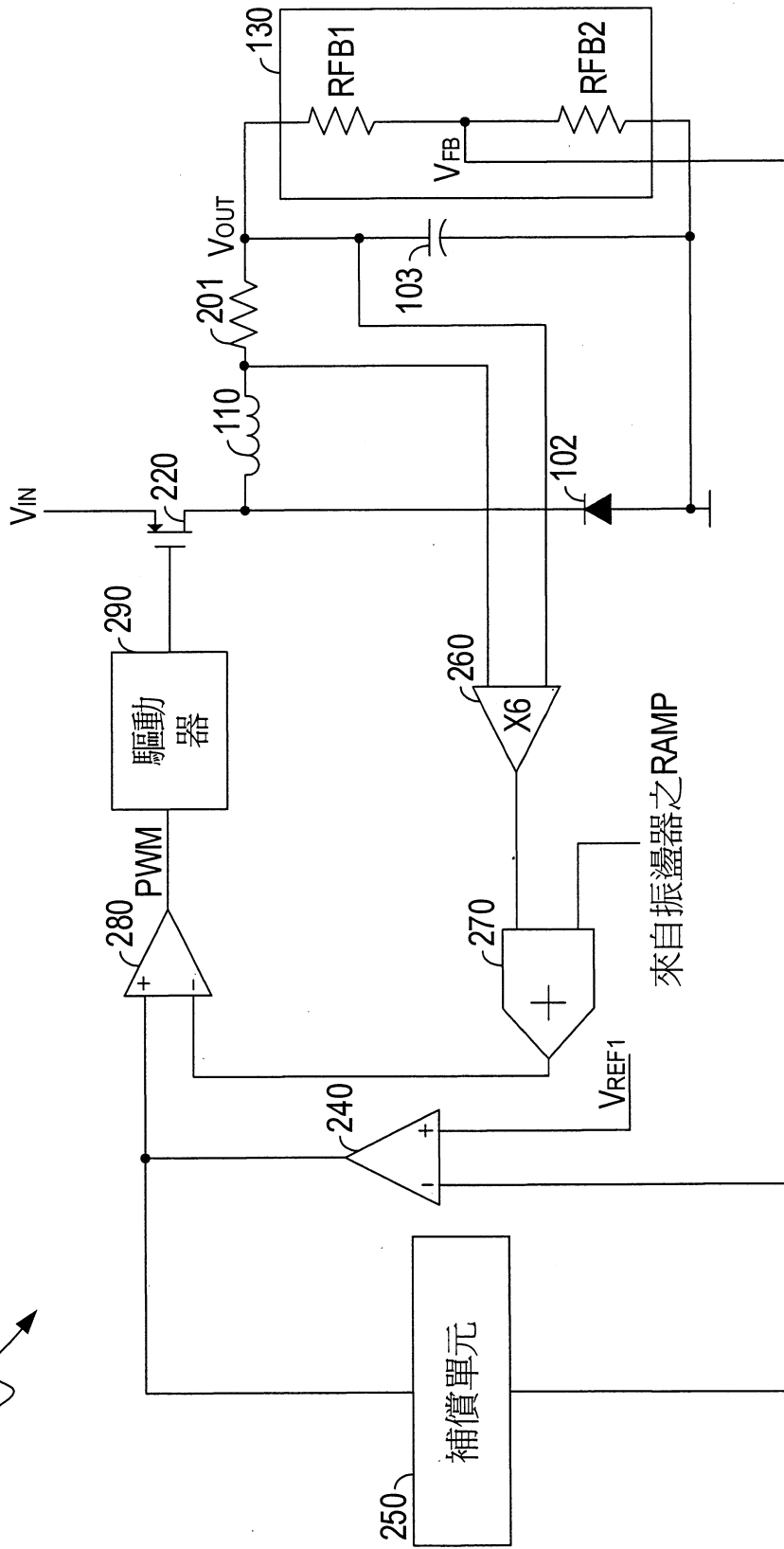
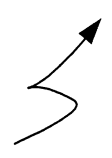


圖2 先前技術

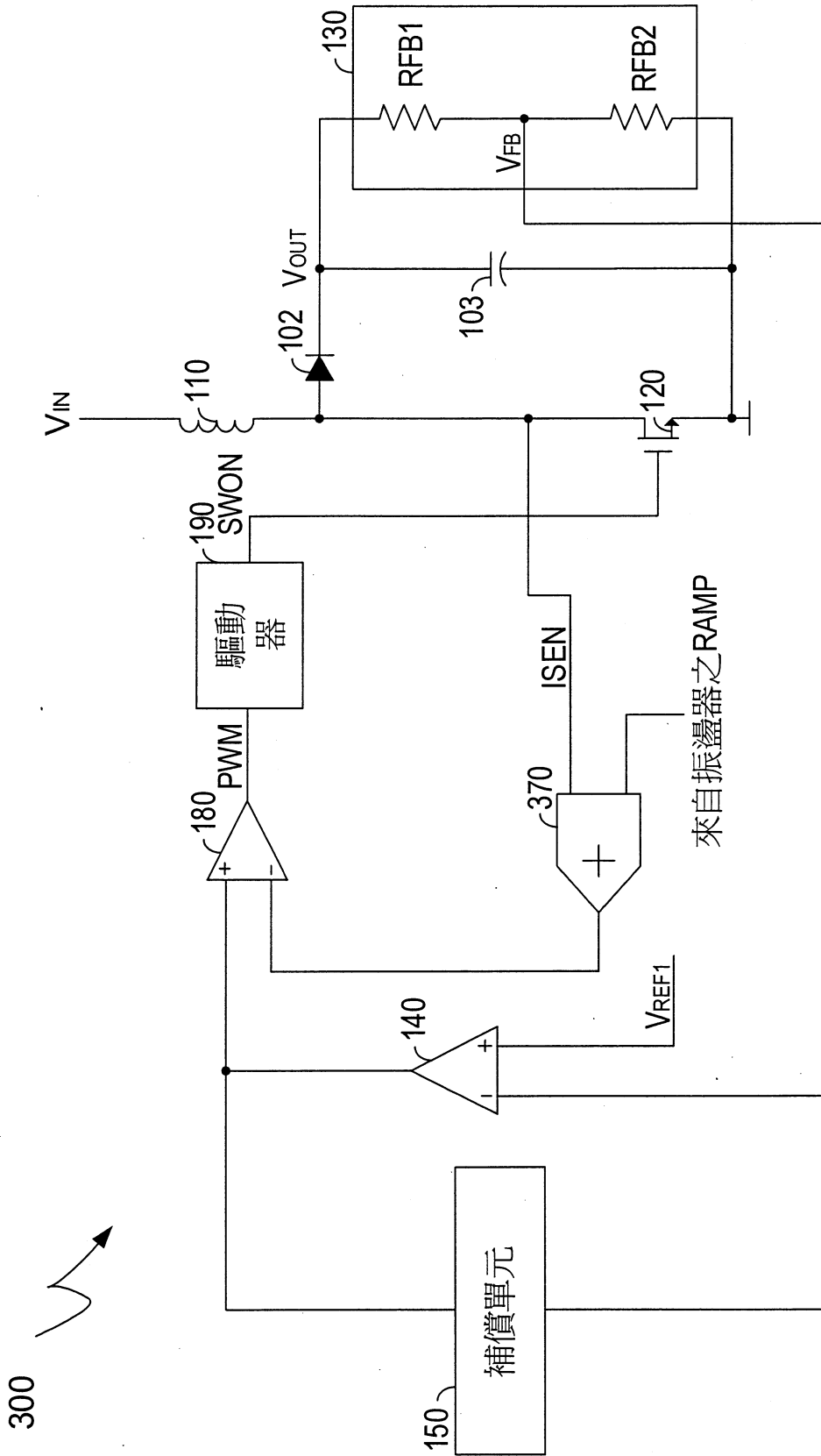


圖3

400

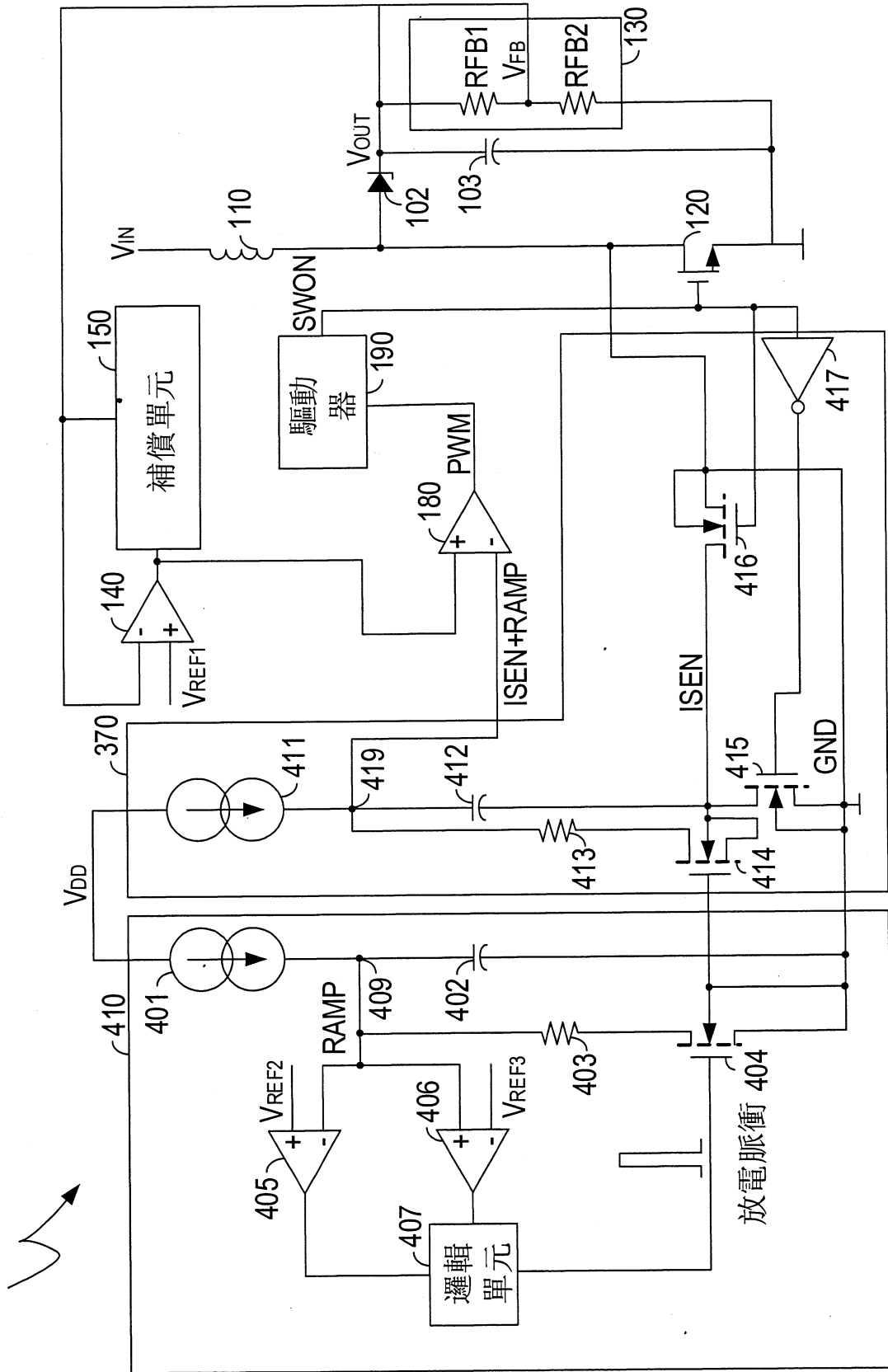


圖4

500

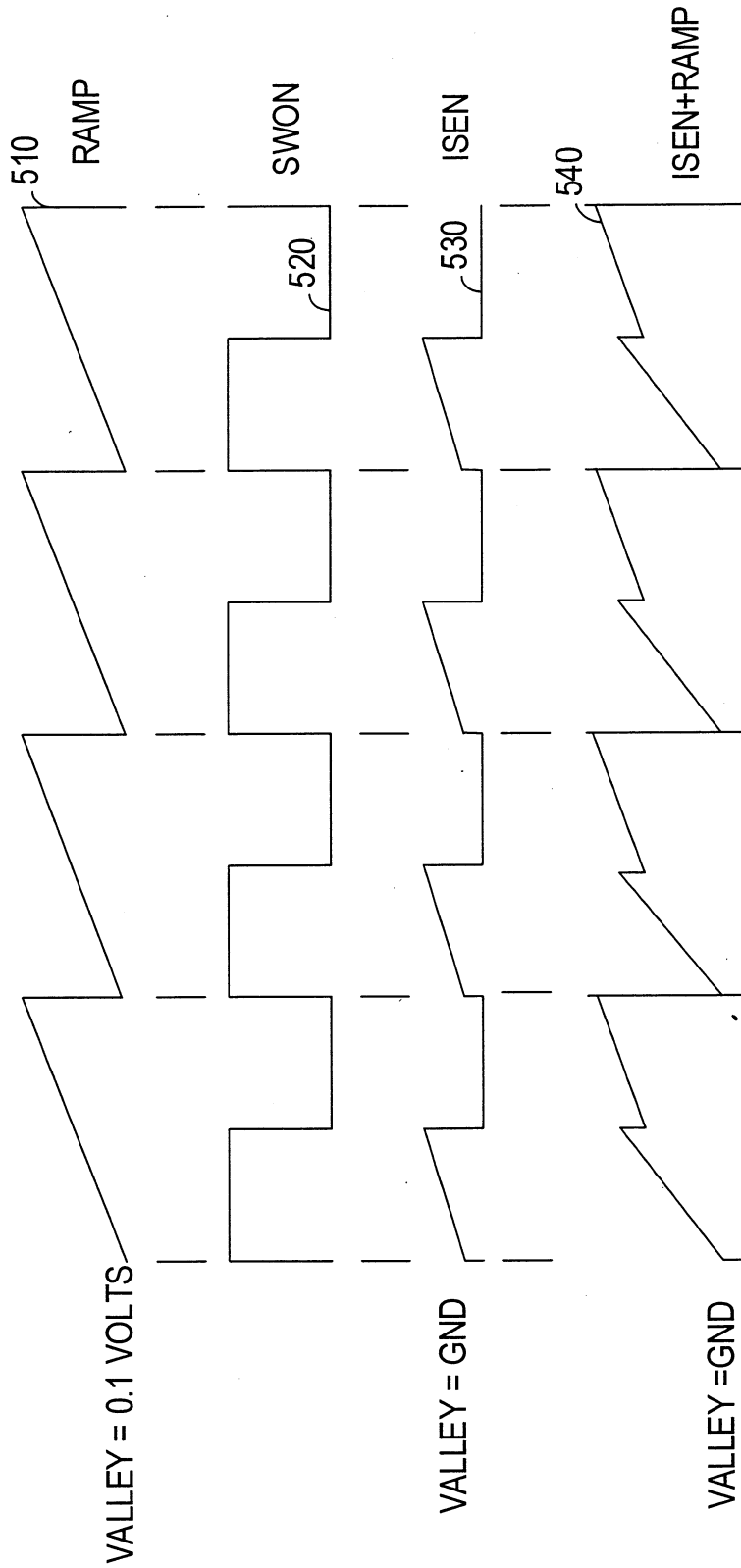


圖5

600

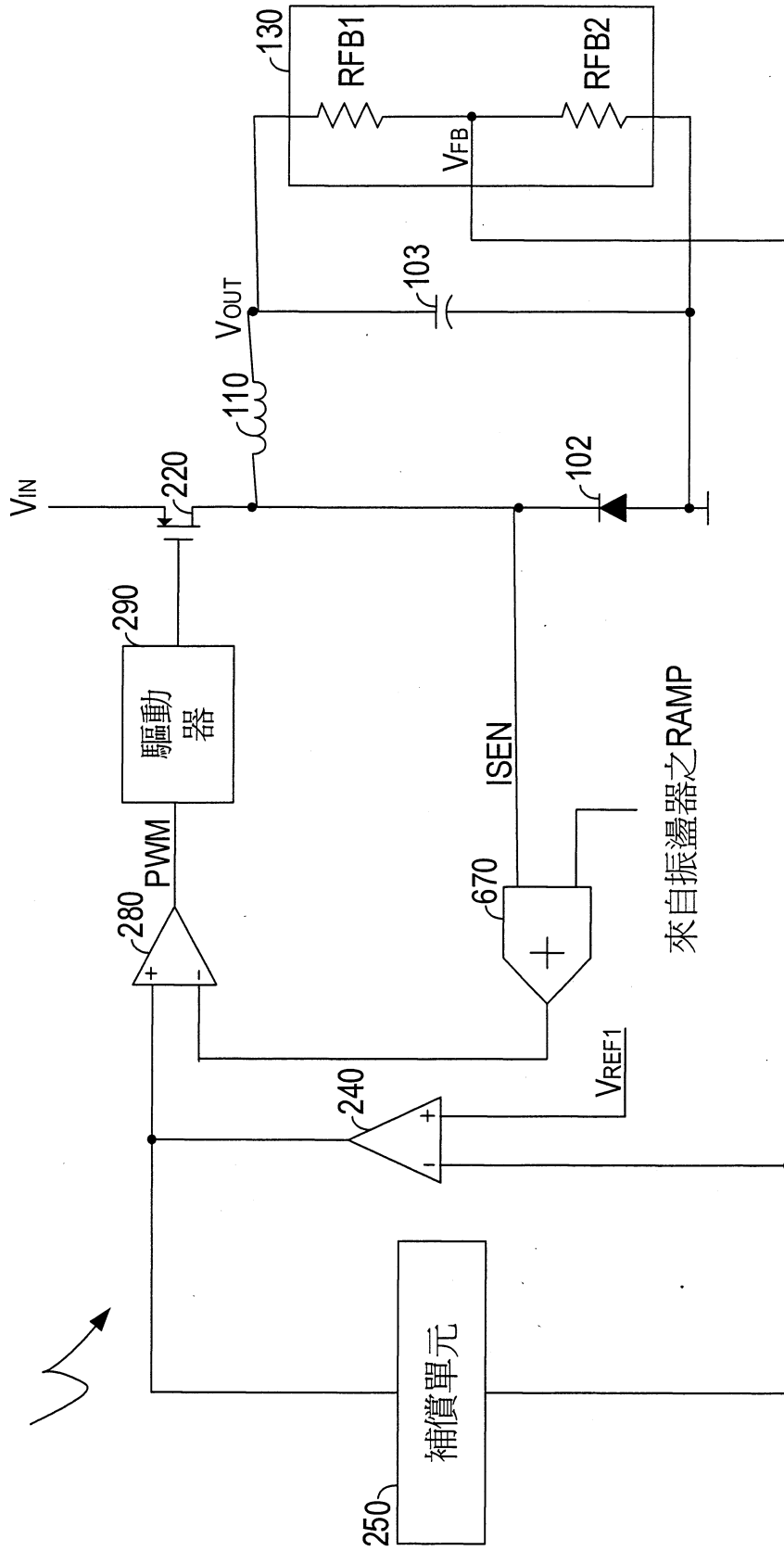


圖6

700

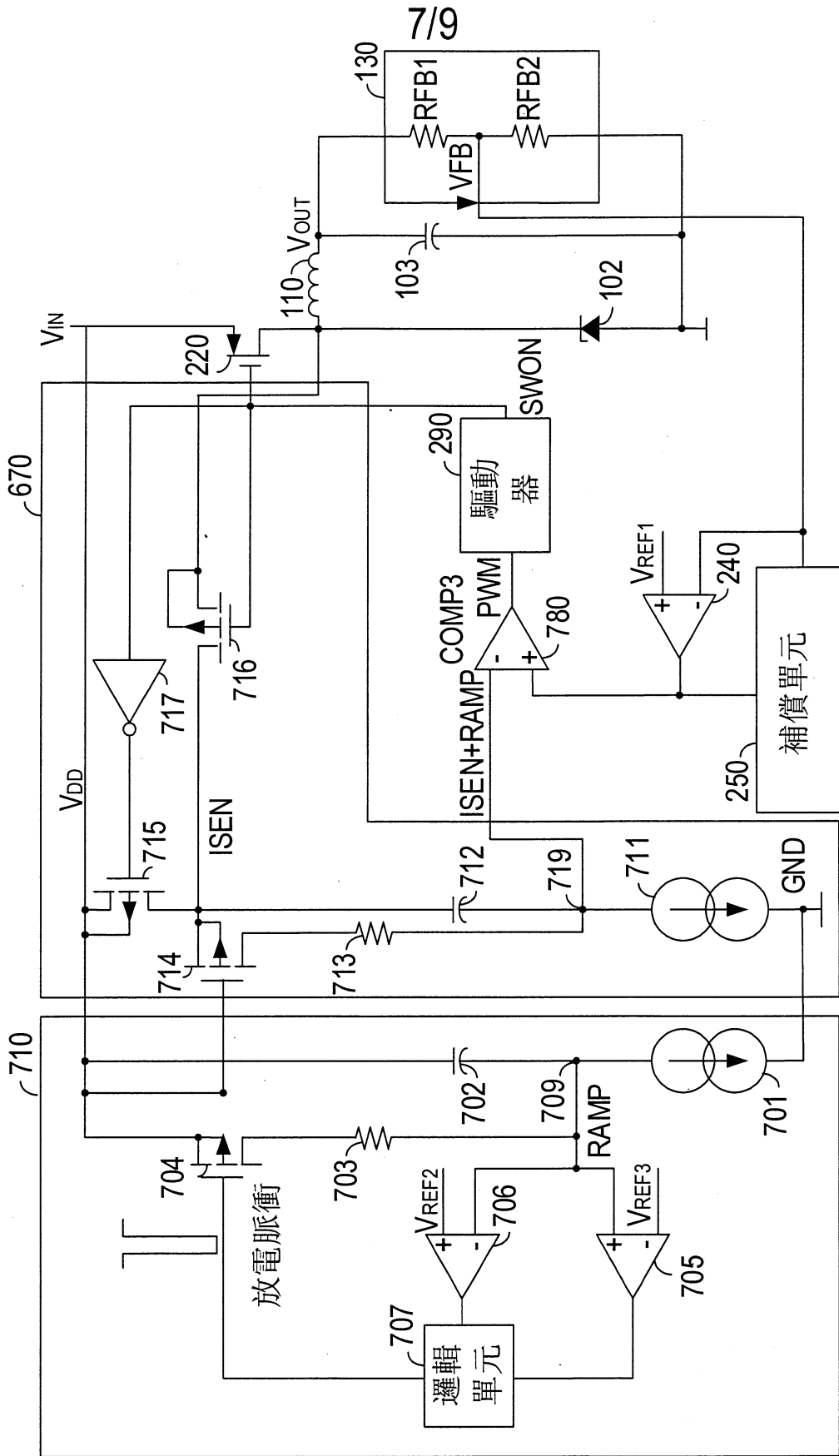


圖7

800

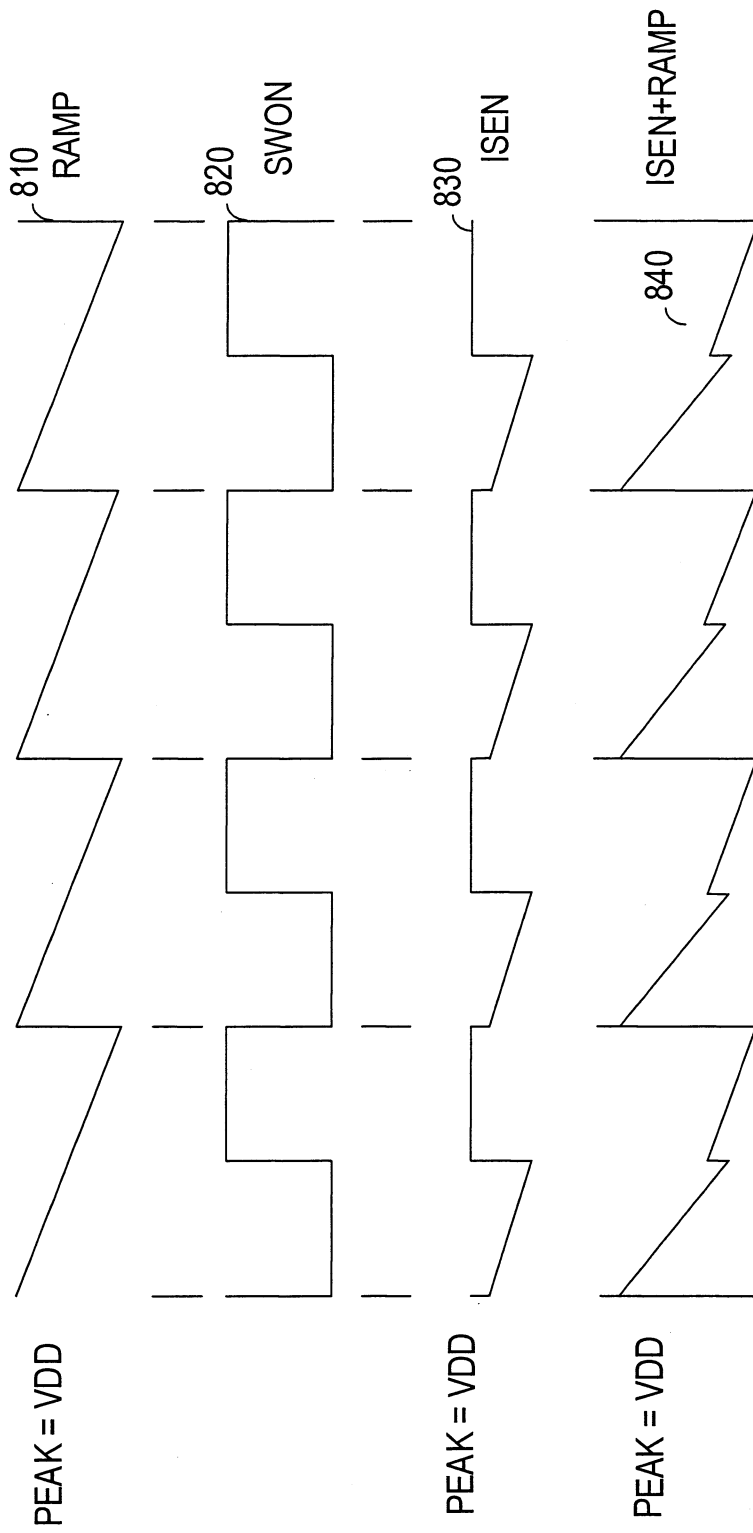


圖8

900

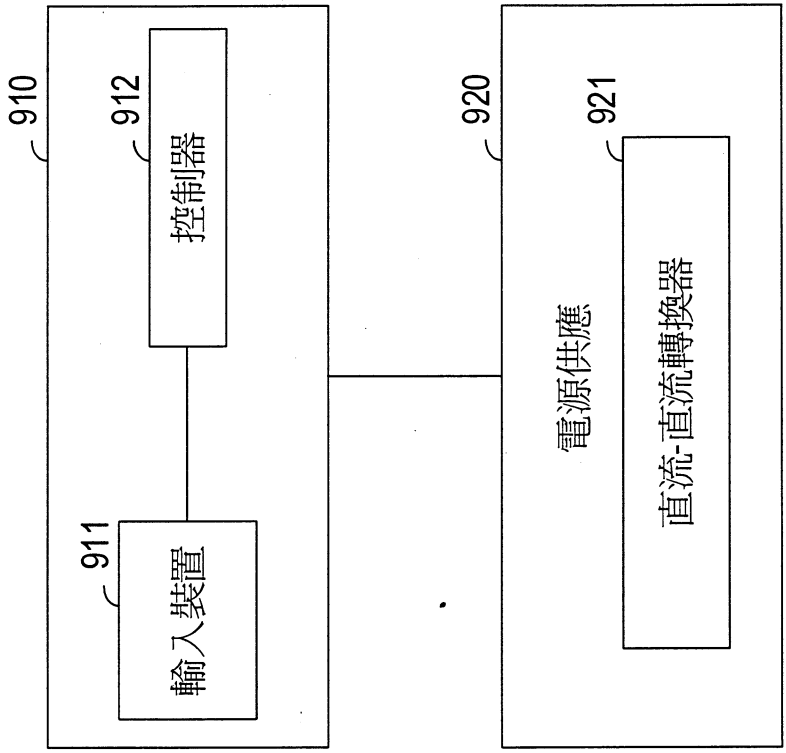


圖9

七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第(3)圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

300：轉換器

5 102：二極體

103：電容

110：電感

120：功率開關

130：分壓器

10 140：誤差放大器

150：補償單元

370：加法器

180：比較器

190：驅動器

15

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：