



(21)申請案號：099135704

(22)申請日：中華民國 99 (2010) 年 10 月 20 日

(51)Int. Cl. : G05F1/10 (2006.01) H02M3/07 (2006.01)

(30)優先權：2009/10/20 美國 61/253,287

2010/08/16 美國 12/857,092

(71)申請人：台灣積體電路製造股份有限公司 (中華民國) TAIWAN SEMICONDUCTOR MANUFACTURING CO., LTD. (TW)

新竹市新竹科學工業園區力行六路 8 號

(72)發明人：索南 艾瑞克 SOENEN, ERIC (BE)；羅許 艾倫 ROTH, ALAN (US)；石碩 SHI, JUSTIN (US)；徐英智 HSU, YING CHIH (TW)；王光丞 WANG, GUANG CHENG (TW)；周文昇 CHOU, WEN SHEN (TW)

(74)代理人：洪澄文；顏錦順

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：12 項 圖式數：9 共 35 頁

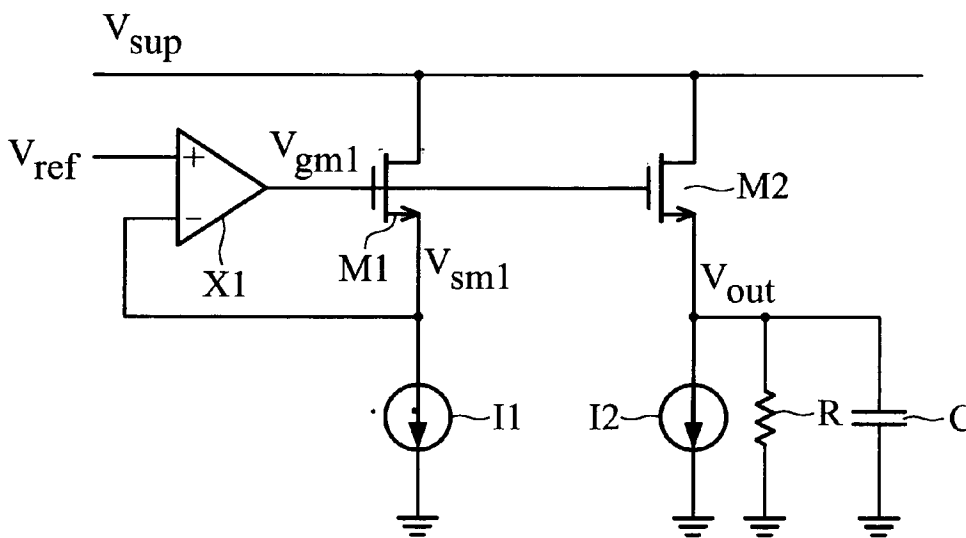
(54)名稱

低壓降穩壓器、直流對直流轉換器以及低壓降穩壓方法

LOW DROPOUT REGULATORS, DC TO DC INVERTERS AND METHOD FOR LOW DROPOUT REGULATION

(57)摘要

一種低壓降穩壓器，包括：一放大器，具有一正端，用以接收一參考電壓；一主要源極隨耦器，具有一源極，耦接至放大器之一負端，其中放大器之一輸出端用以驅動主要源極隨耦器之一閘極；以及至少一從屬源極隨耦器，具有一閘極，與主要源極隨耦器之閘極為共閘極，以及一源極，用以作為低壓降穩壓器之一輸出端。



- C：電容
- I1：電流源
- I2：電流源
- M1：主要源極隨耦器
- M2：從屬源極隨耦器
- R：電阻
- Vgm1：電壓
- Vout：輸出電壓
- Vref：參考電壓
- Vsm1：電壓
- Vsup：供應電壓
- X1：放大器



(21)申請案號：099135704

(22)申請日：中華民國 99 (2010) 年 10 月 20 日

(51)Int. Cl. : G05F1/10 (2006.01) H02M3/07 (2006.01)

(30)優先權：2009/10/20 美國 61/253,287

2010/08/16 美國 12/857,092

(71)申請人：台灣積體電路製造股份有限公司 (中華民國) TAIWAN SEMICONDUCTOR MANUFACTURING CO., LTD. (TW)

新竹市新竹科學工業園區力行六路 8 號

(72)發明人：索南 艾瑞克 SOENEN, ERIC (BE)；羅許 艾倫 ROTH, ALAN (US)；石碩 SHI, JUSTIN (US)；徐英智 HSU, YING CHIH (TW)；王光丞 WANG, GUANG CHENG (TW)；周文昇 CHOU, WEN SHEN (TW)

(74)代理人：洪澄文；顏錦順

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：12 項 圖式數：9 共 35 頁

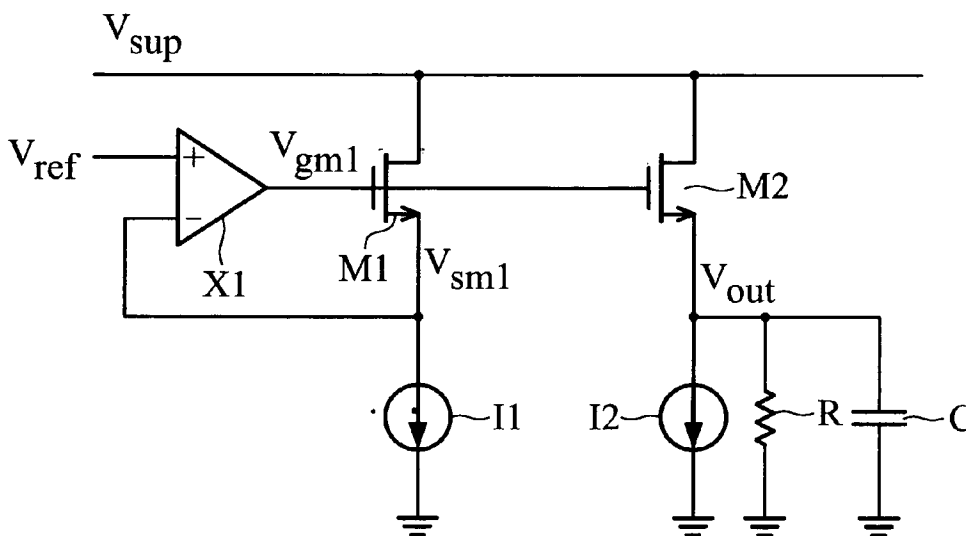
(54)名稱

低壓降穩壓器、直流對直流轉換器以及低壓降穩壓方法

LOW DROPOUT REGULATORS, DC TO DC INVERTERS AND METHOD FOR LOW DROPOUT REGULATION

(57)摘要

一種低壓降穩壓器，包括：一放大器，具有一正端，用以接收一參考電壓；一主要源極隨耦器，具有一源極，耦接至放大器之一負端，其中放大器之一輸出端用以驅動主要源極隨耦器之一閘極；以及至少一從屬源極隨耦器，具有一閘極，與主要源極隨耦器之閘極為共閘極，以及一源極，用以作為低壓降穩壓器之一輸出端。



- C：電容
- I1：電流源
- I2：電流源
- M1：主要源極隨耦器
- M2：從屬源極隨耦器
- R：電阻
- Vgm1：電壓
- Vout：輸出電壓
- Vref：參考電壓
- Vsm1：電壓
- Vsup：供應電壓
- X1：放大器

六、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明係有關於低壓降穩壓器 (low dropout regulator, LDO regulator)，特別是有關於一種以充電泵 (charge pump) 與源極隨耦器 (source follower) 所構成之低壓降穩壓器。

【先前技術】

傳統上，低壓降穩壓器 (low drop out regulator, LDO regulator) 包括一放大器 (amplifier) 和一閉迴路回授電路 (closed-loop feedback circuit)，用以提供適當的輸出準位 (output level)。然而，限制性的 (limited) 頻率響應意味著在高速應用下不是很有效率，並且當輸出端連接至高電容值 (large-capacitance) 或低電流負載 (low current loading) 時，閉迴路電路會導致系統不穩定。進一步來說，在先進製程站點 (process node) (例如 0.13 微米製程或者低於 0.13 微米的製程) 中，特定的輸出位準是需要放大供應電壓 (supply voltage) 或箝制電壓範圍 (voltage range)，以便進行特定的目的。

【發明內容】

有鑑於此，本發明提供一種低壓降穩壓器，包括：一放大器，具有一正端，用以接收一參考電壓；一主要源極隨耦器，具有一源極，耦接至放大器之一負端，其中放大器之一輸出端用以驅動主要源極隨耦器之一開

極；以及至少一從屬源極隨耦器，具有一閘極，與主要源極隨耦器之閘極為共閘極，以及一源極，用以作為低壓降穩壓器之一輸出端。

本發明亦提供一種低壓降穩壓器，包括：一充電泵，用以提供一第一電壓；以及一主要源極隨耦器，具有一閘極，用以接收第一電壓，以及一源極，用以提供低壓降穩壓器之一輸出電壓，其中主要源極隨耦器操作在一第一模式時，主要源極隨耦器之閘極的第一電壓為一定值，並且主要源極隨耦器操作在一第二模式時，輸出電壓追隨供應至主要源極隨耦器之一第二電壓。

本發明提供一種直流對直流轉換器，包括：一第一充電泵，用以提供一第一電壓至一第一源極隨耦器之一閘極，其中第一源極隨耦器之一源極用以提供一第一供應電壓，以便驅動一第一電路；以及一第二充電泵，用以提供一第二電壓至一第二源極隨耦器之一閘極，其中第二源極隨耦器之一源極用以提供一第二供應電壓，以便驅動一第二電路。

本發明提供一種低壓降穩壓方法，包括：提供一源極隨耦器，其中源極隨耦器具有一閘極，用以接收一閘極電壓、一源極，用以提供一輸出電壓，以及一汲極；使用一充電泵，用以提供一第一定值電壓準位至源極隨耦器之閘極；允許源極隨耦器操作在一第一模式，使得輸出電壓為一第二定值電壓準位；以及允許源極隨耦器操作在一第二模式，藉此輸出電壓追隨一供應電壓。

為了讓本發明之上述和其他目的、特徵、和優點能

更明顯易懂，下文特舉一較佳實施例，並配合所附圖示，作詳細說明如下：

【實施方式】

為了讓本發明之目的、特徵、及優點能更明顯易懂，下文特舉較佳實施例，並配合所附圖示做詳細之說明。本發明說明書提供不同的實施例來說明本發明不同實施方式的技術特徵。其中，實施例中的各元件之配置係為說明之用，並非用以限制本發明。且實施例中圖式標號之部分重複，係為了簡化說明，並非意指不同實施例之間的關聯性。

低壓降穩壓器-以放大器與源極隨耦器來實現

第 1 圖係本發明之低壓降穩壓器之一實施例，其中一低壓降穩壓器 100 係以一放大器 (amplifier) 與一源極隨耦器 (source follower) 來實現。一供應電壓 V_{sup} 提供電壓至低壓降穩壓器 100，在某些實施例中，供應電壓 V_{sup} 可以是電池電壓 (例如電壓 V_{bat} ，未繪出)。一電阻 R 和一電容 C 作為低壓降穩壓器 100 的一負載，在某些實施例中，負載可以是一處理器。電流源 $I1$ 與 $I2$ 用以提供電流路徑至低壓降穩壓器 100。

一放大器 $X1$ 是非反相型 (non-inverting) 放大器，如其它許多方法一樣，以正端 (positive terminal) 取代以負端 (negative terminal) 來接收一參考電壓 V_{ref} 。放大器 $X1$ 從一主要源極隨耦器 $M1$ 的源極耦接至反相端 (即負端)，形成回授迴路，用以穩定低壓降穩壓器 100。換言之，確

保放大器 X1 的頻率響應是否恰當。放大器 X1 比較參考電壓 V_{ref} 和一電壓 V_{sm1} 後，放大參考電壓 V_{ref} 和電壓 V_{sm1} 的電壓差。放大器 X1 控制電壓 V_{sm1} ，使得電壓 V_{sm1} 朝著等於參考電壓 V_{ref} 的電壓值改變。舉例來說，當電壓 V_{sm1} 太小時，放大器 X1 施以一電壓 V_{gm1} 使得電壓 V_{sm1} 變大，當電壓 V_{sm1} 太大時，放大器 X1 施以電壓 V_{gm1} 使得電壓 V_{sm1} 變小。

主要源極隨耦器 M1 是 NMOS 型源極隨耦器，用以預調節 (pre-regulate) 一從屬源極隨耦器 M2 所輸出的電壓，其中從屬源極隨耦器 M2 亦為 NMOS 型源極隨耦器。跨在從屬源極隨耦器 M2 上的電壓降基本上與跨在主要源極隨耦器 M1 上的電壓降是相等的，而從屬源極隨耦器 M2 之輸出跟隨主要源極隨耦器 M1 之輸出。根據於現有技術，主要源極隨耦器 M1 之輸出和從屬源極隨耦器 M2 之輸出相差大約 100mV。

第 1 圖僅顯示一個從屬源極隨耦器 M2 以供說明之用，但亦可使用其他額外的源極隨耦器，其中額外的源極隨耦器係並聯從屬源極隨耦器 M2 (即每個汲極、閘極互為連接)，並具有對應的負載 (即電容、電阻和輸出電壓 V_{out})。再者，從屬源極隨耦器 M2 的尺寸可大於主要源極隨耦器 M1。取決於應用條件和從屬源極隨耦器 M2 的使用個數，從屬源極隨耦器 M2 大於主要源極隨耦器 M1 約十倍或一百倍的級數。主要源極隨耦器 M1 的閘極和從屬源極隨耦器 M2 的閘極係為共閘極，即使在輸出電壓 V_{out} 的節點發生快速切換，電流也不會改變太多，此是

由於較大的從屬源極隨耦器 M2 響應於切換時能提供較大的電流。因此，以動態的觀點來看，從屬源極隨耦器 M2 和主要源極隨耦器 M1 不需要太多的電流即可在輸出輸出電壓 V_{out} 的節點阻擋短時脈衝波干擾(glitch)。換言之，從屬源極隨耦器 M2 和主要源極隨耦器 M1 提供較佳的動態響應和能源效率。

相較於其他習知方法，本發明實施例是具有優勢的，在於非常小的放大器 X1 在使用較小的或不重要的電流(例如 1 毫安培的電流)伴隨著較大的從屬源極隨耦器 M2 能調節負載上較大的電流，其中負載包括電阻 R 和電容 C。實際上，供應至負載上的電流係來自供應電壓 V_{sup} ，但幾乎沒有電流通過從屬源極隨耦器 M2 和主要源極隨耦器 M1 的閘極。從屬源極隨耦器 M2 和主要源極隨耦器 M1 提供電流至負載，而不須較耗能的快速型放大器。進一步來說，因為從屬源極隨耦器 M2 不是放大器 X1 的回授迴路的一部分，從屬源極隨耦器 M2 的輸出電壓 V_{out} 不隨電容 C 的容值大小改變而非常穩定。

本發明實施例係使用 NMOS 電晶體作為源極隨耦器，例如從屬源極隨耦器 M2 和主要源極隨耦器 M1，而非其他習知技術使用 PMOS 電晶體作為源極隨耦器，是因為通常 PMOS 電晶體的驅動能力較差。在習知技術中使用 PMOS 電晶體作為源極隨耦器時，用以驅動 PMOS 電晶體之放大器須為快速型的放大器，因此較浪費電源。

低壓降穩壓器-以充電泵來實現

第 2 圖係本發明之低壓降穩壓器之另一實施例，其

中一低壓降穩壓器 200 係以一充電泵 (charge pump) 與 NMOS 型源極隨耦器來實現。相較於低壓降穩壓器 100，低壓降穩壓器 200 包括一充電泵 CP，用以取代放大器 X1。為簡單起見，第 2 圖並未顯示如第 1 圖所示之從屬源極隨耦器 M2，但提供一者或多者的從屬源極隨耦器 M2 結合充電泵 CP 也是本發明實施例之範疇。在低壓降穩壓器 100 中所使用的從屬源極隨耦器 M2 係可應用在低壓降穩壓器 200。

充電泵 CP 接收參考電壓 V_{ref} ，用以提供適當的電壓 V_{gm1} ，即位在主要源極隨耦器 M1 的閘極上的電壓。熟此技藝者認為充電泵 (例如充電泵 CP) 是一種直流對直流轉換器 (DC-DC converter)，可加倍、三倍、減半、縮放參考電壓 (例如參考電壓 V_{ref}) 或根據控制器 (controller) 和電路拓撲 (circuit topology) 等來產生任意的電壓。時脈 CLK 提供時脈源至充電泵 CP。輸出電壓 V_{out} 係為電壓 V_{sm1} ，即主要源極隨耦器 M1 源極之電壓。取決於應用條件，電壓 V_{gm1} 可高於供應電壓 V_{sup} ，這樣可讓低壓降穩壓器 200 操作成真正的低壓降穩壓器。即使供應電壓 V_{sup} 降低至一個非常低的電壓值，由於充電泵 CP 仍產生高於供應電壓 V_{sup} 之電壓 V_{gm1} ，使得低壓降穩壓器 200 可繼續發揮其功能。附帶說明，供應電壓 V_{sup} 的電壓範圍大約 2~5V。進一步來說，如果期望輸出電壓 V_{out} 為 2.5V，電壓 V_{gs1} 為 0.5V，則電壓 V_{gm1} 為 3V (例如電壓 V_{sm1} 的電壓值或 $V_{out}(2.5V) + V_{gs1}(0.5V)$)。在某些實施例中，充電泵 CP 雙倍放大電壓值為 1.5V 的參

考電壓 V_{ref} ，以提供 3.0V 至電壓 V_{gm1} 。進一步來說供應電壓 V_{sup} 的電壓值為 4.0V，並因為供應電壓 V_{sup} 係大於電壓 V_{gm1} ，使得低壓降穩壓器 200 可正常地發揮其功能。在某些實施例中，如果供應電壓 V_{sup} 的電壓值降至 3.0V 或 2.7V，低壓降穩壓器 200 繼續發揮其功能，不像其他習知方法係使用運算放大器 (Operational Amplifier; OP-AMP)，而運算放大器很難操作在 3.0V(例如與電壓 V_{gm1} 相同之電壓準位)，也無法操作在 2.7V(例如低於電壓 V_{gm1} 之電壓準位)。

第 3 圖係本發明之低壓降穩壓器之另一實施例，其中一低壓降穩壓器 300 係以一充電泵 (charge pump) 與 PMOS 型源極隨耦器 (source follower) 來實現。較於低壓降穩壓器 200，低壓降穩壓器 300 使用 PMOS 電晶體型的源極隨耦器，用以取代 NMOS 電晶體型源極隨耦器。因此，電壓準位和各種元件(例如負載、電流源 I_s 等等)係重新配置，用以搭配 PMOS 型源極隨耦器來進行操作，熟此技藝者在閱讀本發明後可輕易辨認出 PMOS 型與 NMOS 型源極隨耦器之差異。本發明各種實施例不須限制供應電壓的範圍而提供低壓降輸出準位。舉例來說，PMOS 型源極隨耦器的電壓 V_{gsml} 之電壓值為 -0.5V，充電泵 CP 產生電壓 V_{gm1} ，其中電壓 V_{gm1} 的電壓值為 $(V_{sup}-2* V_{ref})$ 或 $(V_{sup}-3V)$ 或 2.5V。進一步來說，供應電壓 V_{sup} 的電壓值為 5.5V 時，輸出電壓 V_{out} 的電壓值為 $(V_{sup}-2.5V)$ 或 3.0V 等等。

充電泵-操作模式

在本發明實施例中，充電泵 CP 係使用在開迴路模式或閉迴路模式中。在開迴路的實施例中，時脈 CLK 持續運行並且充電泵 CP 正常操作。輸出電壓 V_{out} 和電壓 V_{gm1} 不進行監控，但所產生之電壓 V_{gm1} 係保持一定值，係由於電壓 V_{gm1} 不隨供應電壓 V_{sup} 而改變，此定值為一估略值。上述例子係有關於低壓降穩壓器 200 中的輸出電壓 V_{out} 的電壓值係期望在 2.5V、電壓 V_{gsm1} 的電壓值大約為 0.5V、電壓 V_{gm1} 為估略值且保持為一定值，此定值大約為 3.0V。在某些實施例中，充電泵 CP 雙倍放大參考電壓 V_{ref} 以提供電壓 V_{gm1} ，而電壓 V_{gm1} 的電壓準位約略為 3V。

當充電泵 CP 在閉迴路模式下使用回授電路時，回授電路能監控每個來源(例如具有輸出電壓 V_{out} 的節點)或主要源極隨耦器 M1 的閘極(例如具有電壓 V_{gm1} 的節點)，用以適當地開啟/關閉充電泵 CP。第 4 圖係本發明之低壓降穩壓器之另一實施例，其中電路 400 用以說明低壓降穩壓器 200 使用在閉迴路模式下，並且監控電壓 V_{gm1} 。如果電壓 V_{gm1} 達到特定電壓(例如 3V)，則關閉充電泵 CP。在第 4 圖中，電壓 V_{gm1} 係透過回授電阻 R1 反饋至比較器 (comparator) CMP 的負端，以便將電壓 V_{gm1} (例如回授電壓)對參考電壓 V_{ref} 進行比較。在第 4 圖中，使用兩個回授電阻 R1 用以形成分壓器 (voltage divider)，以便將電壓 V_{gm1} 分壓成電壓 V_{gm1} 的一半或 1.5V。進一步來說，參考電壓 V_{ref} 係連接至比較器 CMP 之非反向輸入端和充電泵 CP。比較器 CMP 比較電壓

V_{gmf} 和參考電壓 V_{ref}，並且提供適當的電壓 V_{cmp}。如果電壓 V_{gmf} 低於參考電壓 V_{ref}，比較器 CMP 提供高電壓準位的電壓 V_{cmp}。當電壓 V_{gmf} 達到參考電壓 V_{ref} 或高於參考電壓 V_{ref} 時，比較器 CMP 提供低電壓準位的電壓 V_{cmp}。及閘(AMD gate)N1 控制時脈 CLK，舉例來說，當電壓 V_{cmp} 為高電壓準位，允許時脈 CLK 通過，當電壓 V_{cmp} 為低電壓準位時，除能(disable)時脈 CLK。事實上，當電壓 V_{gmf} 低於參考電壓 V_{ref} 時，時脈 CLK 係啟動(activate)充電泵 CP，並且當電壓 V_{gmf} 到達參考電壓 V_{ref} 或比參考電壓 v_{ref} 還高時，關閉(de-activated)(例如停止運轉) 充電泵 CP。

在某些實施例中，回授迴路電路係由主要源極隨耦器 M1 的源極(source)開始(例如具有電壓 V_{sm1} 的節點)，而非從主要源極隨耦器 M1 的閘極(例如具有電壓 V_{gm1} 的節點)。在這樣的條件下，當電壓 V_{sm1} 的電壓值為 (V_{gm1}-V_{gsml})時，根據電壓 V_{gsml} 調整參考電壓 V_{ref}。

在某些實施例中，回授率係調整至 V_{ref}/V_{out}，其中輸出電壓 V_{out} 係預定值，如 2.5V。因此，當輸出電壓 V_{out} 的電壓值低於 2.5V 時，充電泵 CP 正常地操作，但輸出電壓 V_{out} 達到期望電壓準位 2.5V 時，除能(disable) 充電泵 CP。

充電泵-第一實施例

第 5 圖係本發明之充電泵之一實施例，其中一充電泵 500 係用以搭配第 2 圖之 NMOS 型主要源極隨耦器 M1 之一實施例。充電泵 500 的輸出電壓即為電壓 V_{sm1}，並

且相依於參考電壓 V_{ref} ，為了方便說明，設定參考電壓 V_{ref} 為 1.5V。參考圖 ①和 ②指出在特定的時間相位 P1 或 P2 中，開關是關閉或開啟。第 5 圖顯示在時間相位 P1 時，關閉開關 S1 和 S2，且開啟開關 S3 和 S4，在時間相位 P2 時，開啟開關 S1 和 S2，關閉開關 S3 和 S4。

在時間相位 P1 時，開關 S1 和 S2 皆關閉(並且開關 S3 和 S4 皆開啟)，電容 C1 透過節點 C1b 連接至參考電壓 V_{ref} ，並且透過節點 C1b 接地，因此將電容 C1 充電至參考電壓 V_{ref} 的電壓準位。在時間相位 P2 時，節點 C1b 係連接至參考電壓 V_{ref} 、節點 C1t 係連接至節點 C2t。事實上，電容 C1 的兩個末端經歷參考電壓 v_{ref} 的電壓準位，因此節點 C1t 為參考電壓 v_{ref} 的兩倍電壓準位。進一步來說，因為節點 C1t 係耦接至節點 C2t，節點 C1t 上的兩倍參考電壓 V_{ref} 的電壓準位傳遞至電容 C2 或主要源極隨耦器 M1 的閘極，導致電壓 V_{gm1} 為兩倍參考電壓 V_{ref} 或 3V。在某些實施例中，第 2 圖所示之時脈 CLK 係用以控制開關 S1、S2、S3 和 S4 等等。舉例來說，時脈 CLK 的第一邏輯狀態(例如低電壓準位)開啟第一組開關(例如開關 S1 和 S2)和關閉第二組開關(例如開關 S3 和 S4)。相似地，時脈 CLK 的第二邏輯狀態(例如高電壓準位)關閉第一組開關(例如開關 S1 和 S2)和開啟第二組開關(例如開關 S3 和 S4)。

充電泵-第二實施例

第 6 圖係本發明之充電泵之另一實施例，其中一充電泵 600 係用以搭配 PMOS 型主要源極隨耦器 M1 之一

實施例。充電泵 600 所產生之電壓 V_{gm1} 的電壓值係等同於 $(V_{sup}-2*V_{ref})$ 或 $(V_{sup}-3V)$ ，並且可使用在低壓降穩壓器 300 中。相較於充電泵 500，充電泵 600 更包括電容 C3 和開關 S5、S6 和 S7。

在時間相位 P1 時，開關 S1 和 S2 皆關閉。在時間相位 P2 時，開關 S3、S4 和 S5 皆關閉，在時間相位 P3 時，開關 S6 和 S7 皆關閉。類似於充電泵 500，電容 C2 的節點 C2t 在時間相位 P2 時的電壓準位為 $(2*V_{ref})$ 。此外，在時間相位 P3 時，將 $(2*V_{ref})$ 的電壓準位轉移至節點 C3t，其中節點 C3t 是連接至供應電壓 V_{sup} ，節點 C3b 的電壓準位為 $(V_{sup}-2*V_{ref})$ 或 $(V_{sub}-3V)$ ，導致電壓 V_{sm1} 的電壓值為 $(V_{sub}-3V)$ 。相似於第 5 圖之實施例，時脈 CLK 的第一邏輯狀態(例如低電壓準位)開啟第一組開關(例如開關 S1 和 S2)，並且關閉第二組開關(例如開關 S3、S4 和 S5)，時脈 CLK 的第二邏輯狀態(例如高電壓準位)關閉第一組開關(例如開關 S1 和 S2)，並且打開第二組開關(例如開關 S3、S4 和 S5)。根據應用條件，時間相位 P3 可以與時間相位 P1 相同，用以降低電路的複雜度。

相較於習知技術，本發明實施例是具有優勢的，在於沒有複雜的類比電路來產生電壓 V_{am1} 。本發明實施例使用簡單開關和電容，因此本發明實施例提供完整的供應電壓 V_{sup} 至主要源極隨耦器 M1 的閘極。

以波形圖進行說明

第 7 圖係本發明之一時序圖，用以說明第 2 圖的供應電壓 V_{sup} 、電壓 V_{gm1} 和輸出電壓 V_{out} 之間的波形關

係。

在第 7 圖中，供應電壓 V_{sup} 的電壓值從開始至時間 t_1 保持在 3V，在時間 t_2 的時間內從 3V 提升至 5.5V，在時間 t_3 和時間 t_4 的時間內從 5.5V 下降至 2.2V，最後在時間 t_5 停留在 2.2V。電壓 V_{gm1} 的電壓值從時間 t_1 至時間 t_5 均保持在 3V。

在時間 t_1 、 t_2 和 t_3 內，電壓 V_{gm} 的電壓值減供應電壓 V_{sup} 的電壓值小於主要源極隨耦器 M1 的臨界電壓 (threshold voltage)，使得主要源極隨耦器 M1 操作在飽和模式 (saturation mode)，因此輸出電壓 V_{out} 的電壓準位等於電壓 V_{sm1} 的電壓準位 (例如主要源極隨耦器 M1 源極上的電壓)，並且輸出電壓 V_{out} 的電壓值保持在 2.5V。由於在時間 t_1 、 t_2 和 t_3 內電壓 V_{gm1} 並未改變，並且輸出電壓 V_{out} 的電壓值等於 $(V_{gm1} - V_{gsml})$ ，因此當電壓 V_{gm1} 不改變時，輸出電壓 V_{out} 也不改變。在時間 t_4 和時間 t_5 時，當供應電壓 V_{sup} 的電壓值降得很低時，例如供應電壓 V_{sup} 的電壓值低於預定電壓或 $(V_{gm1} - V_{sup})$ 的電壓值大於主要源極隨耦器 M1 的臨界電壓，因此主要源極隨耦器 M1 離開飽和模式 (例如飽和區) 至電阻模式 (resistive mode) 或三極區模式 (triode region mode)，其中主要源極隨耦器 M1 的表現就像一個電阻作為連接供應電壓 V_{sup} 和輸出電壓 V_{out} 的開關。因此，主要源極隨耦器 M1 的源極電壓 (例如輸出電壓 V_{out}) 實質上是等於主要源極隨耦器 M1 的汲極電壓 (例如電壓 V_{dm1} 或電壓 V_{sup})。換句話說，輸出電壓 V_{out} 等於供應電壓 V_{sup} (例

如 $V_{out}=V_{sup}$)。在時序圖 700 中，電壓 V_{gm1} 和供應電壓 V_{sup} 係在時間 $t1$ 重疊，並且供應電壓 V_{sup} 和輸出電壓 V_{out} 重疊在時間 $t4$ 和 $t5$ 。再次說明，只要主要源極隨耦器 $M1$ 在飽和區，無論供應電壓 V_{sup} 怎樣變化，本發明實施例提供穩定的輸出電壓 V_{out} ，並且當主要源極隨耦器 $M1$ 操作在三級區時，輸出電壓 V_{out} 追隨(follow)供應電壓 V_{sup} 。

典型直流對直流轉換器

第 8 圖係本發明之直流對直流轉換器之一實施例。根據應用條件，供應電壓 V_{sup} 可從電池輸出，其電壓值大約為 $3V\sim 5.5V$ 。電感 L 、電容 C 和電流源 I_s 作為直流對直流轉換器 800 的輸出負載。本發明實施例提供兩內部的供應電壓 LS 與 HS 來驅動前級驅動器 (pre-driver) $NDRV$ 和 $PDRV$ ，以產生數位切換輸出的輸出電壓 V_{out} 。

在本發明實施例中，充電泵控制器 $CPctrl$ 提供電壓 V_{gnm1} 和 V_{gpm1} 至兩源極隨耦器 $NM1$ 和 $PM1$ 的閘極。舉例來說，充電泵控制器 $CPctrl$ 包括兩個充電泵，其中一充電泵(例如充電泵 500)用以驅動源極隨耦器 $NM1$ ，另一個充電泵(例如充電泵 600)則驅動源極隨耦器 $PM1$ 。源極隨耦器 $NM1$ 使電流流至移位器(level shifter) $NLVSFT$ 和前級驅動器 $NDRV$ ，同時源極隨耦器 $PM1$ 降低電流流至移位器 $PLVSFT$ 和前級驅動器 $PDRV$ 。源極隨耦器 $NM1$ 的輸出端提供供應電壓 LS ，同時源極隨耦器 $PM1$ 的輸出端提供供應電壓 HS 。在某些實施例中，供應電壓 LS 的

電壓值為 $(2 \cdot V_{ref} - V_{thn})$ 的最大值，或者小於 $(2 \cdot V_{ref} - V_{thn})$ 且大於電壓 V_{SS} (V_{SS} 的電壓值為 $0V$)。供應電壓 HS 的電壓值不大於 $(V_{sup} - 2 \cdot V_{ref} - V_{thp})$ ，其中 V_{thn} 為 NMOS 型源極隨耦器的臨界電壓而 V_{thp} 為 PMOS 型源極隨耦器的臨界電壓。在此配置中，供應電壓 LS 和 HS 固定電晶體 $M5$ 和 $M4$ 的閘極電壓至預定準位(例如電晶體 $M5$ 和 $M4$ 的閘極電壓各別為 $(2 \cdot V_{ref} - V_{thn})$ 和 $(V_{sup} - 2 \cdot V_{ref} - V_{thp})$)，用以符合先進製程中(例如 0.13 微米製程或者低於 0.13 微米的製程)可靠度及汲極擴展性元件的規範。熟此技藝者可輕易了解供應電壓 HS 和 LS 各別為低壓降穩壓器 200 和 300 的輸出電壓 V_{out} 。電壓 V_{gnm1} 和 V_{gpm1} 各別為低壓降穩壓器 200 和 300 的電壓 V_{gm1} 。

前極驅動器 $PDRV$ 和 $NDRV$ 分別驅動 PMOS 型電晶體 $M4$ 和 NMOS 型電晶體 $M5$ 。電晶體 $M4$ 和 $M5$ 形成輸出驅動器(output driver)並可稱為功率級(power stage)。在某些實施例中，電晶體 $M4$ 和 $M5$ 係為擴展性汲極電晶體，即允許來自供應電壓的高準位電壓。舉例來說，電晶體 $M5$ 的汲極電壓(例如電壓 V_{dm5} ，但並未繪出)範圍從 $0V$ 至 $5.5V$ ，但閘極電壓(例如電壓 V_{gm5} ，但並未繪出)範圍從 $0V$ 至 $2.5V$ 。相似地，電晶體 $M4$ 的汲極電壓(例如電壓 V_{dm4} ，但並未繪出)範圍從 $0V$ 至供應電壓 V_{sup} 的電壓值，但閘極電壓(例如電壓 V_{gm5} ，但並未繪出)範圍從 $(V_{sup} - 2.5V)$ 至供應電壓 V_{sup} 的電壓值或 $(3V \sim 5.5V)$ 。根據應用條件，電晶體 $M4$ 和 $M5$ 非常大足

以控制輸出切換至電流為 1 安培。

在某些實施例中，直流對直流轉換器 800 可以使用的供應邏輯準位大約為 1.0V，位移器 Plvsft 和 Nlvsft 位移可用的供應邏輯位準 1.0V，用以提供準位在 0V~LS 間適當的電壓至電晶體 M5，或者提供準位在 HS~Vsup 間適當的電壓至電晶體 M4。

電壓 Vp 和 Vn 各別控制位移器 Plvsft 和 Nlvsft。在某些實施例中，電壓 Vp 和 Vn 係高態有效(active high)和彼此互斥(mutually exclusive)。電壓 Vp 和 Vn 一起控制電感 L 來決定電感 L 是透過電晶體 M4 來連接供應電壓 Vsup 或者是透過電晶體 M5 來連接電壓 VSS。當電壓 Vp 為啟動(activate)狀態(例如高電壓準位)，電壓 Vp 啟動(turn on) 位移器 Plvsft，並且將電感 L 和電容 C 充電至供應電壓 Vsup 的準位。當電壓 Vn 為啟動(activate)狀態(例如高電壓準位)，電壓 Vn 啟動(turn on) 位移器 Nlvsft，並且將電感 L 和電容 C 放電至接地準位。在某些實施例中，電壓 Vp 和 Vn 的工作週期(duty cycle)決定是否將電感 L 和電容 C 充電至高電壓準位或放電至低電壓準位，以便影響輸出的輸出電壓 Vout。

本發明實施例之直流對直流轉換器 800 使用充電泵和源極隨耦是具有高效率的，在於當輸出端進行繁重的切換時，直流對直流轉換器 800 無浪費很多能量。進一步來說，本發明實施例提供固態的供應電壓 LS 和 HS，用以驅動巨大的電容性負載。源極隨耦器 NM1 與 PM1 的直流能量損耗是非常小的。

第 9 圖係本發明之另一時序圖，用以說明供應電壓 HS(如第 8 圖所示之供應電壓 HS)或低壓降穩壓器 300 的輸出電壓 V_{out} 對應供應電壓 V_{sup} 和電壓 V_{gm1} 關係圖。從時間 t_1 至 t_4 ，當 $(V_{gm1} > V_{thp})$ 時(主要源極隨耦器 M1 的臨界電壓)或 $(V_{sup} > 2 * V_{ref} + V_{thp})$ 時，PMOS 型主要源極隨耦器 M1 操作在飽和區，並且 $(V_{out} = V_{gm1} + V_{gsml})$ (V_{gsml} 為跨在主要源極隨耦器 M1 的閘極和源極上的電壓)。在時間 t_5 和 t_6 時，則 $(V_{gm1} < V_{thp})$ 或 $(V_{sup} < 2 * V_{ref} + V_{thp})$ ，則主要源極隨耦器 M1 操作在三極區並且 $(V_{out} = 0V)$ 。換言之，在每一個時間點 $t_1 \sim t_6$ ，電壓間的關係可以用以下表示：

時間 t_1 : $V_{gm1} > V_{thp}$, $V_{out} = V_{am1} + V_{gsml}$

時間 t_2 、 t_3 : $V_{gm1} > V_{thp}$, $V_{out} = V_{gm1} + V_{gsml}$

時間 t_4 : $V_{gm1} > V_{thp}$, $V_{out} = V_{gm1} + V_{gsml}$

時間 t_5 : $V_{gm1} < V_{thp}$, $V_{out} = 0V$

時間 t_6 : $V_{gm1} < V_{thp}$, $V_{out} = 0V$

如上所述，主要源極隨耦器 M1 在時間 t_1 至 t_4 時操作在飽和模式，在時間 t_5 至 t_6 時操作在三級模式。

雖然本發明已以較佳實施例揭露如上，然其並非用以限定本發明，任何熟悉此項技藝者，在不脫離本發明之精神和範圍內，當可做些許更動與潤飾。舉例來說，充電泵 500 雙倍放大參考電壓 V_{ref} 以供說明之用，其他充電泵提供不同的電壓準位(數倍放大參考電壓，供應電壓 V_{sup} 加/減參考電壓 V_{ref} 等等)亦為本發明實施例之範疇。雖然圖中所示之各種 NMOS 電晶體或 PMOS 電晶

體，但本發明並不限定於此，裝置所選定之電晶體種類(例如 NMOS 電晶體或 PMOS 電晶體)為方便或設計選擇上所需，本發明實施例係適用於各種電晶體之改變和組合，各種信號以特別的邏輯準位來操作電晶體，其中所選定的邏輯準位和電晶體係為設計選擇之用，本發明實施例亦可適用於其他不同的設計選擇。

本發明已經由數種實施例揭露如上。習知技藝者應能以本發明所揭露的技術內容作為基礎來設計或修改其他的製程或架構來達到相同於本發明之目的和/或優點。習知技藝者應能知悉在不脫離本發明的精神和架構的前提下，當可作些許更動、替換和置換。本發明之範疇當視所附申請專利範圍而定。

【圖式簡單說明】

第 1 圖係本發明之低壓降穩壓器之一實施例，其中一低壓降穩壓器 100 係以一放大器與一源極隨耦器來實現。

第 2 圖係本發明之低壓降穩壓器之另一實施例，其中一低壓降穩壓器 200 係以一充電泵與 NMOS 型源極隨耦器來實現。

第 3 圖係本發明之低壓降穩壓器之另一實施例，其中一低壓降穩壓器 300 係以一充電泵與 PMOS 型之一源極隨耦器來實現。

第 4 圖係本發明之低壓降穩壓器之另一實施例，用以說明在閉迴路模式下使用低壓降穩壓器 200，並且監控電壓 V_{gm1} 。

第 5 圖係本發明之充電泵之一實施例，其中一充電泵 500 係用以搭配第 2 圖之 NMOS 型主要源極隨耦器 M1 之一實施例。

第 6 圖係本發明之充電泵之另一實施例，其中一充電泵 600 係用以搭配 PMOS 型主要源極隨耦器 M1 之一實施例。

第 7 圖係本發明之一時序圖，用以說明第 2 圖的供應電壓 V_{sup} 、電壓 V_{gm1} 和輸出電壓 V_{out} 之間的波形關係。

第 8 圖係本發明之直流對直流轉換器之一實施例。

第 9 圖係本發明之另一時序圖，用以說明供應電壓 HS 或低壓降穩壓器 300 的輸出電壓 V_{out} 對應供應電壓

Vsup 和電壓 Vgm1 之間的關係。

【主要元件符號說明】

Vsup、LS、HS：供應電壓；

Vref：參考電壓；

Vout：輸出電壓；

X1：放大器；

M1：主要源極隨耦器；

M2：從屬源極隨耦器；

NM1、PM1：源極隨耦器；

I1、I2、Is：電流源；

R、R1：電阻；

C、C1、C2、C3：電容；

L：電感；

CP、500、600：充電泵；

100、200、300：低壓降穩壓器；

CLK：時脈；

N1：及閘；

S1~S4：開關；

400：電路；

CMP：比較器

700、900：時序圖；

800：直流對直流轉換器；

PLVSFT、NLVSFT：位移器；

M4、M5：電晶體；

PDRV、NDRV：前級驅動器；

Vgm1、Vsm1、Vgsm1、Vcmp、Vdm1、Vgnm1、Vgpm1、

Vp、Vn：電壓；

C1t、C2t、C3t、C1b、C2b、C3b：節點；

①、②、③：參考圖。

發明專利說明書

(本說明書格式、順序，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號： 09135704

※申請日： 99.10.20

※IPC分類： G05F 1/10 (2006.01)

H02M 3/07 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

低壓降穩壓器、直流對直流轉換器以及低壓降穩壓方法

Low dropout regulators, DC to DC inverters and method for low dropout regulation

二、中文發明摘要：

一種低壓降穩壓器，包括：一放大器，具有一正端，用以接收一參考電壓；一主要源極隨耦器，具有一源極，耦接至放大器之一負端，其中放大器之一輸出端用以驅動主要源極隨耦器之一閘極；以及至少一從屬源極隨耦器，具有一閘極，與主要源極隨耦器之閘極為共閘極，以及一源極，用以作為低壓降穩壓器之一輸出端。

三、英文發明摘要：

An amplifier drives the gate of a master source follower and of at least one slave follower to form a low-dropout (LDO) regulator. Alternatively, a charge pump drives the master source follower to form the regulator. Additional slave source followers may be used in conjunction with the charge pump and the master source

follower to improve the regulator performance.

四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第(1)圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

M1：主要源極隨耦器；

M2：從屬源極隨耦器；

X1：放大器；

I1、I2：電流源；

R：電阻；

C：電容；

Vsup：供應電壓；

Vref：參考電壓；

Vout：輸出電壓；

Vgm1、Vsm1：電壓。

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

七、申請專利範圍：

1. 一種低壓降穩壓器，包括：

一放大器，具有一正端，用以接收一參考電壓；

一主要源極隨耦器，具有一源極，耦接至上述放大器之一負端，其中上述放大器之一輸出端用以驅動上述主要源極隨耦器之一閘極；以及

至少一從屬源極隨耦器，具有一閘極，與上述主要源極隨耦器之上述閘極為共閘極，以及一源極，用以作為上述低壓降穩壓器之一輸出端。

2. 如申請專利範圍第 1 項所述之低壓降穩壓器，其中上述從屬源極隨耦器之至少一者的尺寸大於上述主要源極隨耦器的尺寸，並且當上述從屬源極隨耦器個數為兩者以上時，係互相並聯耦接。

3. 一種低壓降穩壓器，包括：

一充電泵，用以提供一第一電壓；以及

一主要源極隨耦器，具有一閘極，用以接收上述第一電壓，以及一源極，用以提供上述低壓降穩壓器之一輸出電壓，其中上述主要源極隨耦器操作在一第一模式時，上述主要源極隨耦器之上述閘極的上述第一電壓為一定值，並且上述主要源極隨耦器操作在一第二模式時，上述輸出電壓追隨供應至上述主要源極隨耦器之一第二電壓。

4. 如申請專利範圍第 3 項所述之低壓降穩壓器，更包括：

至少一從屬源極隨耦器，具有一閘極，與上述主要

源極隨耦器之上述閘極為共閘極，其中上述充電泵用以根據一參考電壓，提供上述電壓。

5. 如申請專利範圍第 3 項所述之低壓降穩壓器，更包括：

一電路，用以根據一回授電壓和一時脈，控制上述充電泵；

其中上述回授電壓係來自上述主要源極隨耦器之上述閘極或上述主要源極隨耦器之上述源極。

6. 一種直流對直流轉換器，包括：

一第一充電泵，用以提供一第一電壓至一第一源極隨耦器之一閘極，其中上述第一源極隨耦器之一源極用以提供一第一供應電壓，以便驅動一第一電路；以及

一第二充電泵，用以提供一第二電壓至一第二源極隨耦器之一閘極，其中上述第二源極隨耦器之一源極用以提供一第二供應電壓，以便驅動一第二電路。

7. 如申請專利範圍第 6 項所述之直流對直流轉換器，其中上述第一源極隨耦器為 NMOS 型源極隨耦器，並且上述上述第二源極隨耦器為 PMOS 型源極隨耦器。

8. 如申請專利範圍第 6 項所述之直流對直流轉換器，更包括：

一第一擴展性汲極電晶體，係由上述第一電路所驅動；以及

一第二擴展性汲極電晶體，係由上述第二電路所驅動。

9. 如申請專利範圍第 6 項所述之直流對直流轉換

器，其中上述第一供應電壓包括超過接地準位之一第三電壓，上述第二供應電壓包括低於供應至上述直流對直流轉換器之一第四電壓。

10. 一種低壓降穩壓方法，包括：

提供一源極隨耦器，其中上述源極隨耦器具有一閘極，用以接收一閘極電壓、一源極，用以提供一輸出電壓，以及一汲極；

使用一充電泵，用以提供一第一定值電壓準位至上述源極隨耦器之上述閘極；

允許上述源極隨耦器操作在一第一模式，使得上述輸出電壓為一第二定值電壓準位；以及

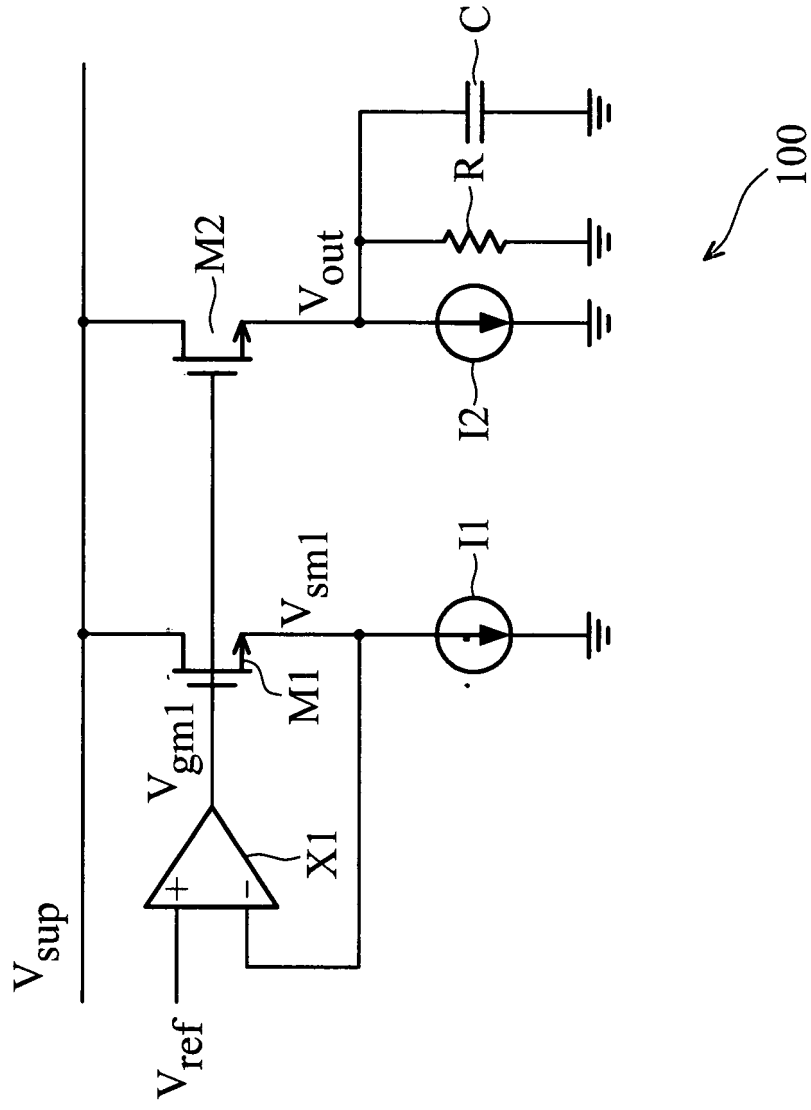
允許上述源極隨耦器操作在一第二模式，藉此上述輸出電壓追隨一供應電壓。

11. 如申請專利範圍第 10 項所述之低壓降穩壓的方法，其中當上述閘極電壓減上述供應電壓小於上述源極隨耦器之一臨界電壓時，上述源極隨耦器操作在上述第一模式，並且當上述閘極電壓減上述供應電壓大於上述源極隨耦器之上述臨界電壓時，上述源極隨耦器操作在上述第二模式。

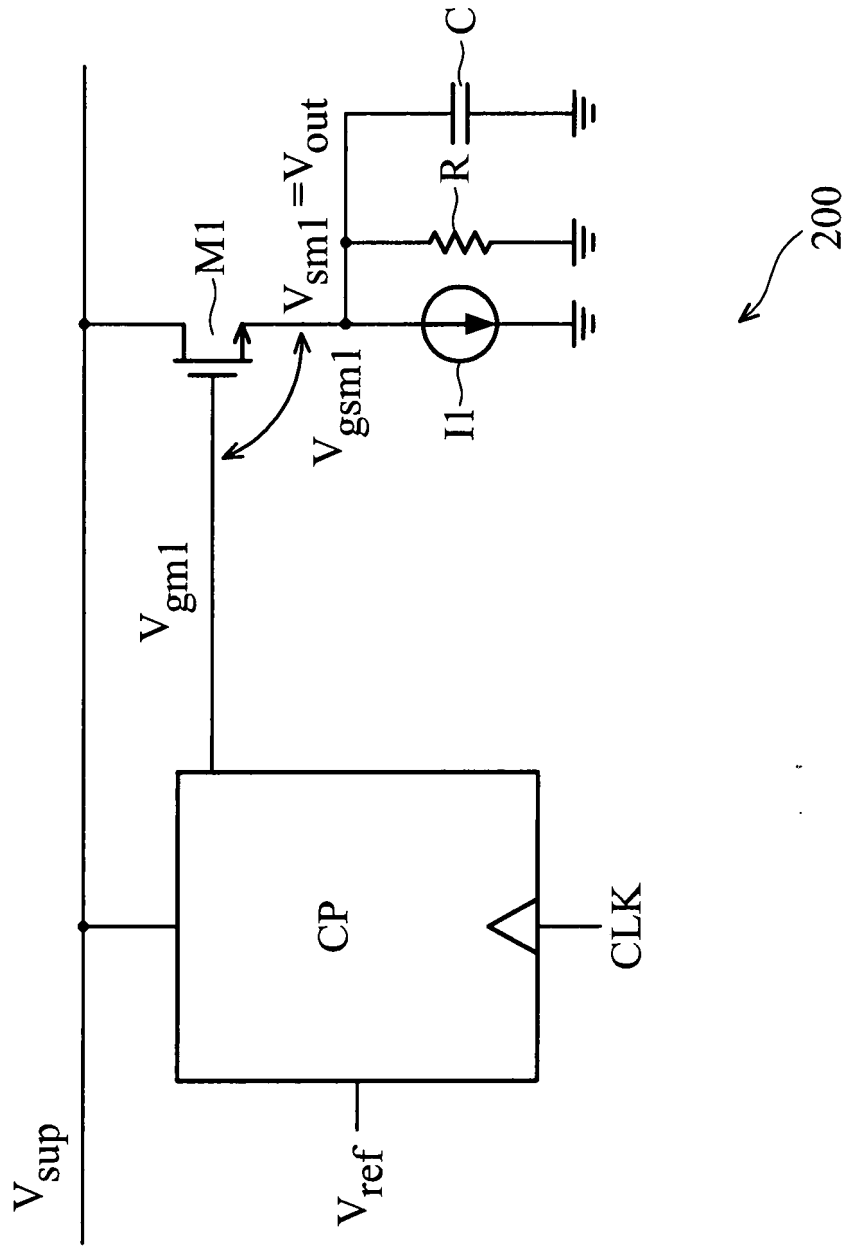
12. 如申請專利範圍第 10 項所述之低壓降穩壓的方法，更包括：

根據一回授電壓，控制上述充電泵；

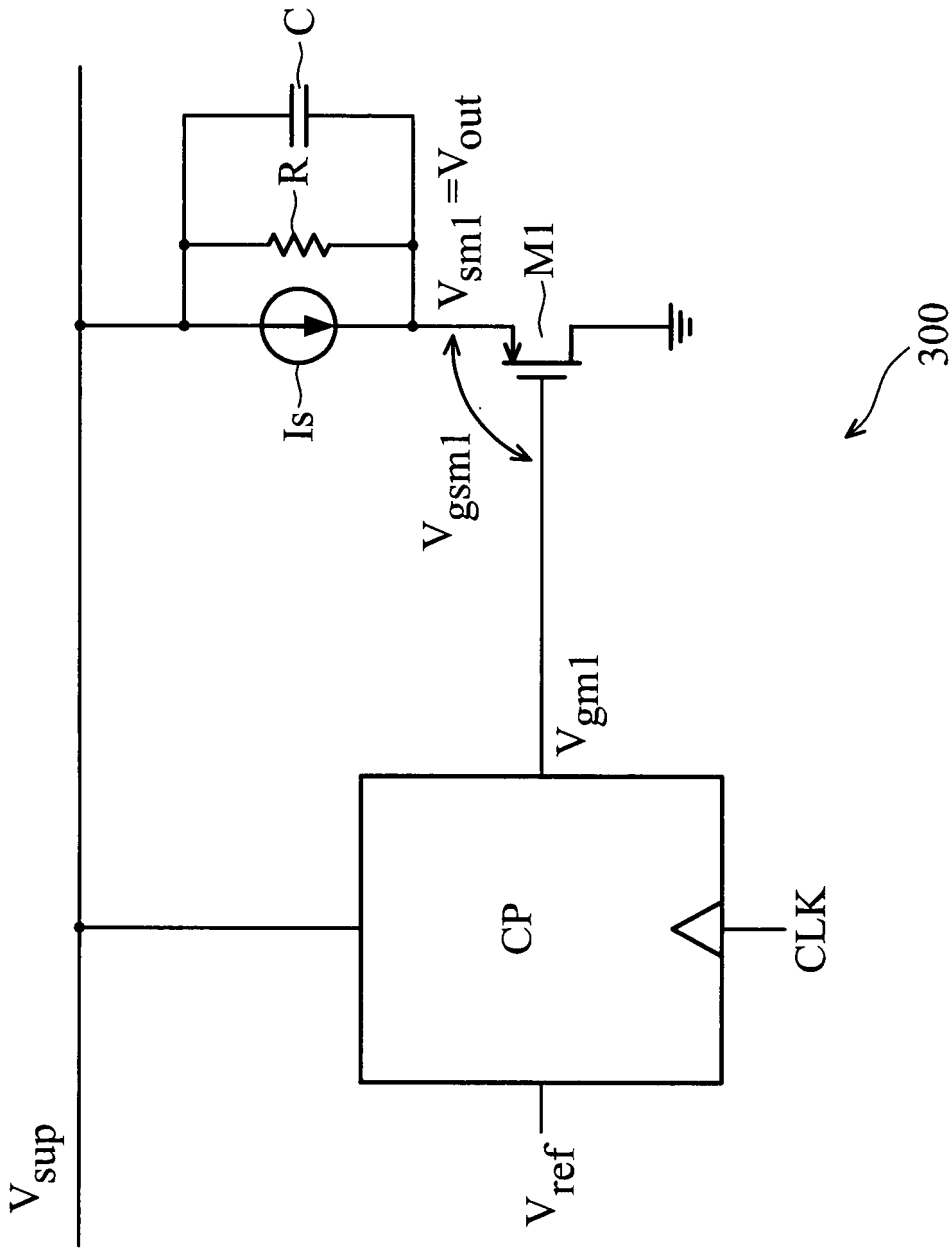
其中上述回授電壓係由上述源極隨耦器之上述閘極或上述源極隨耦器之上述源極所得到。



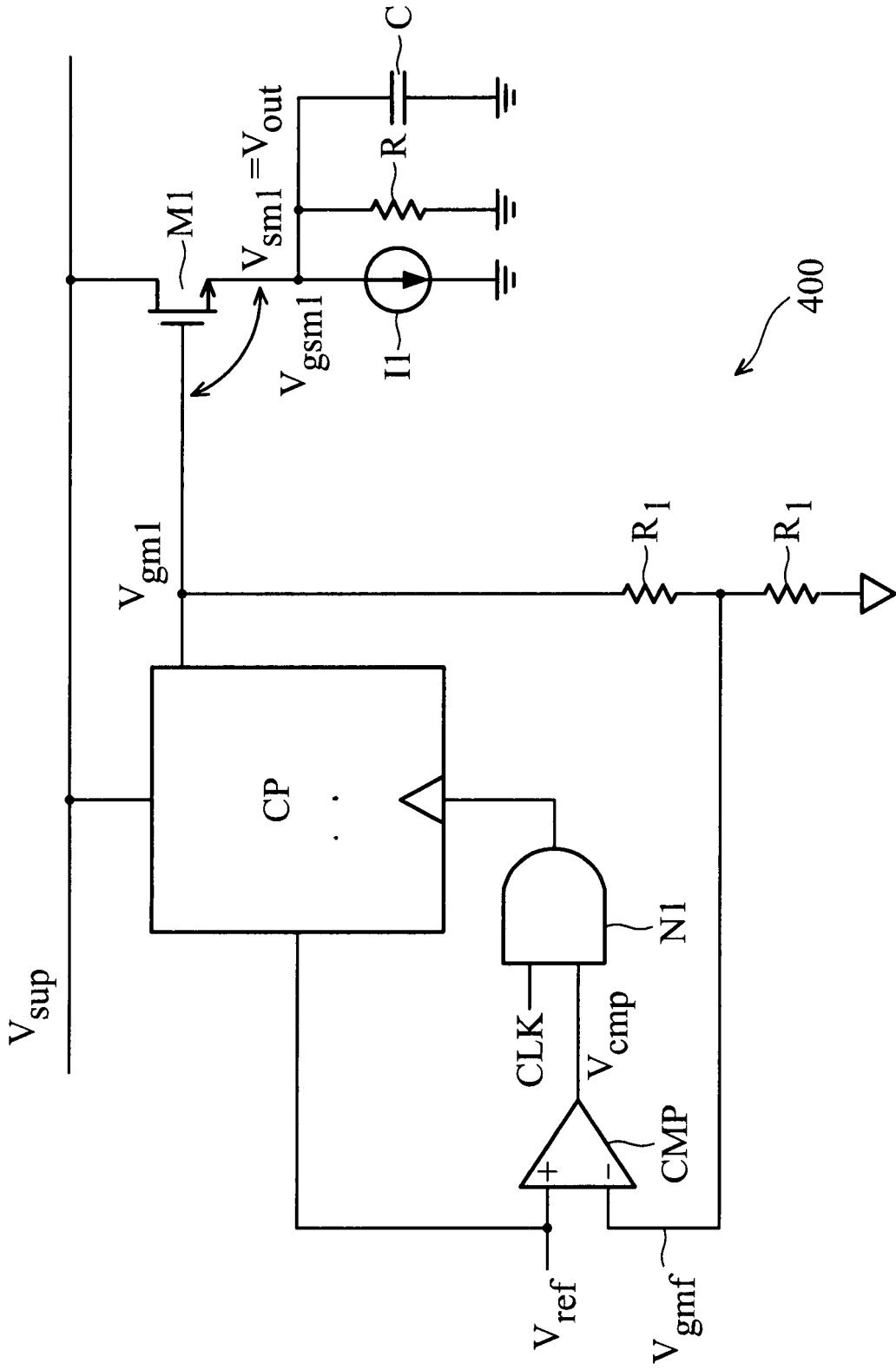
第 1 圖



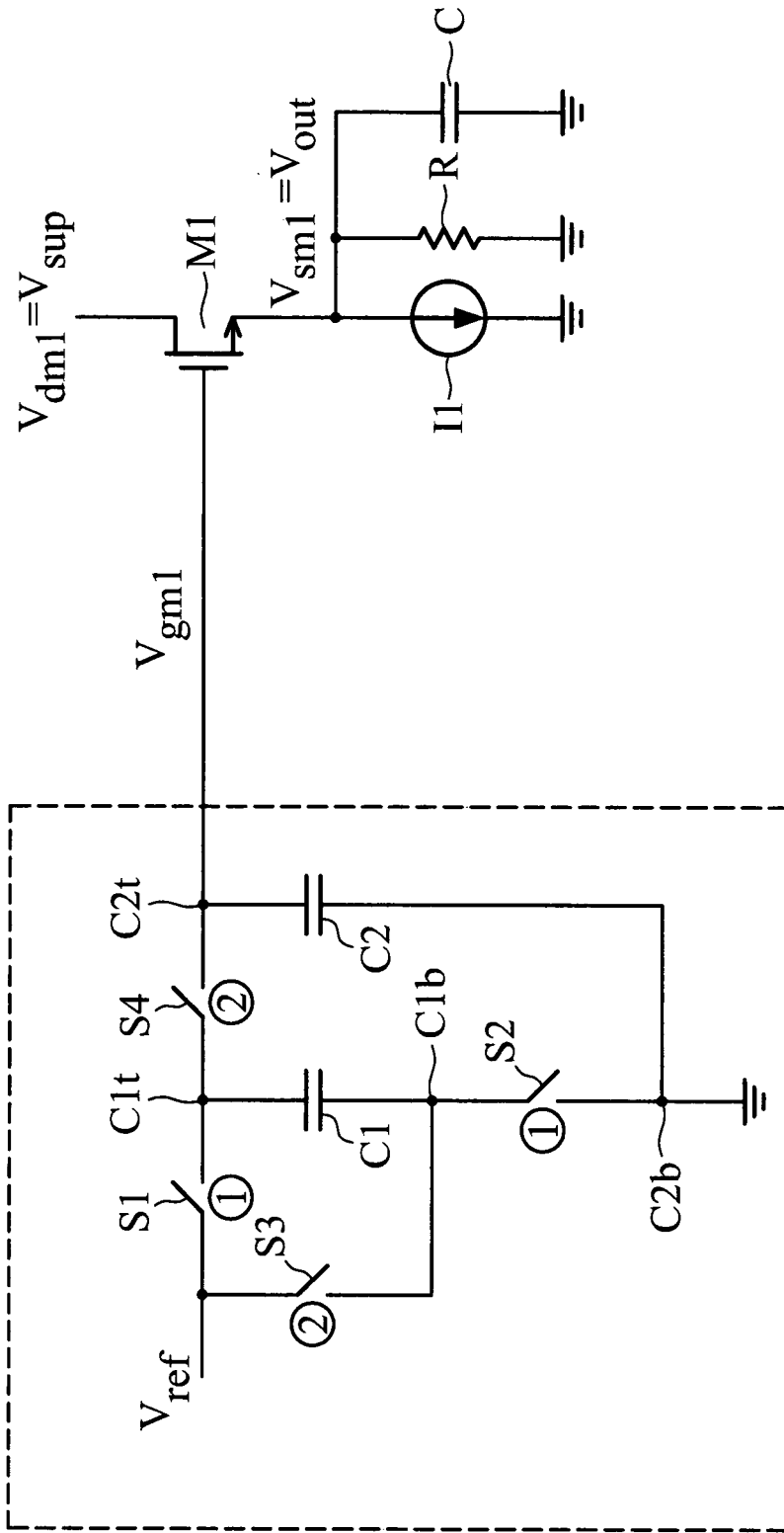
第 2 圖



第 3 圖

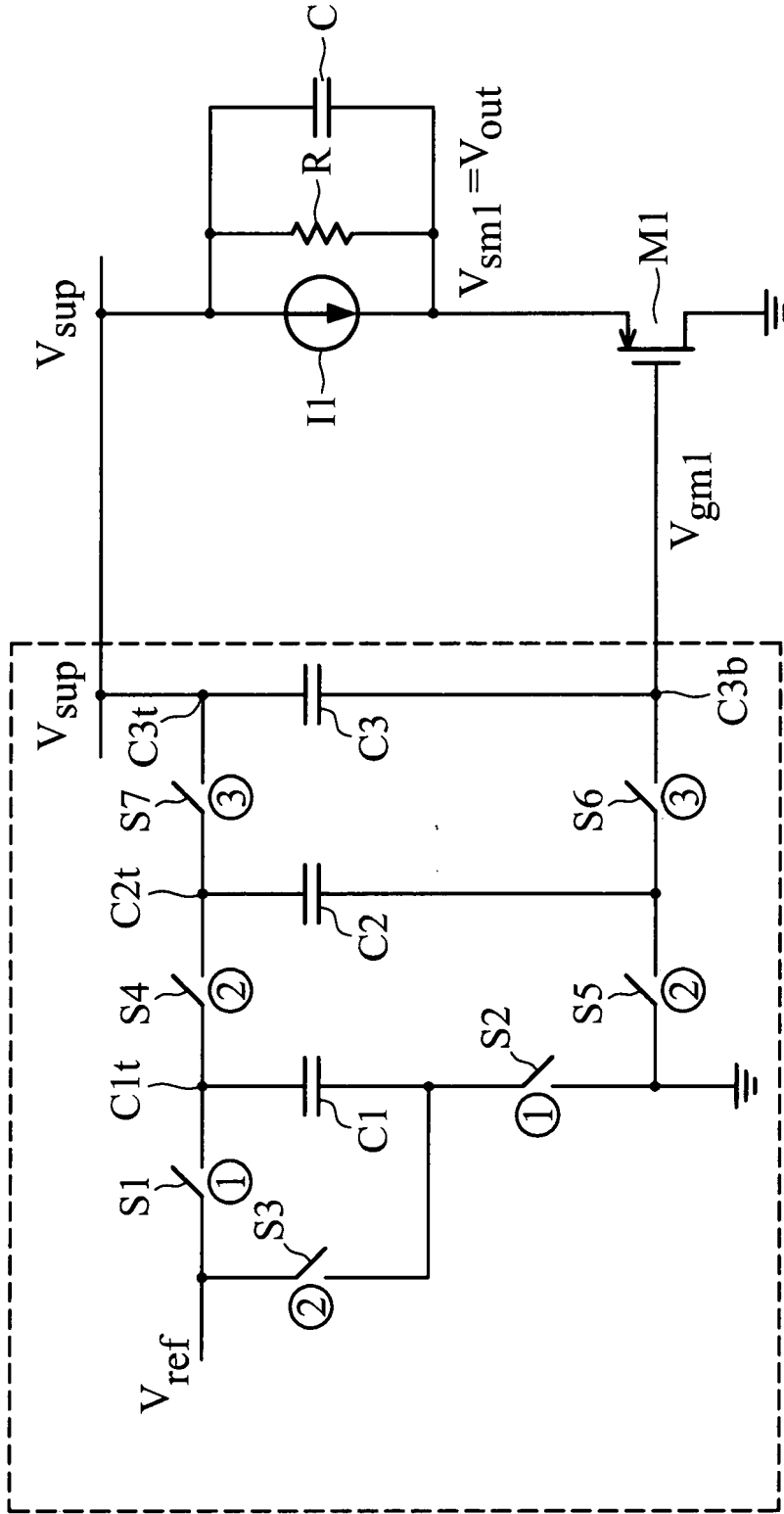


第 4 圖



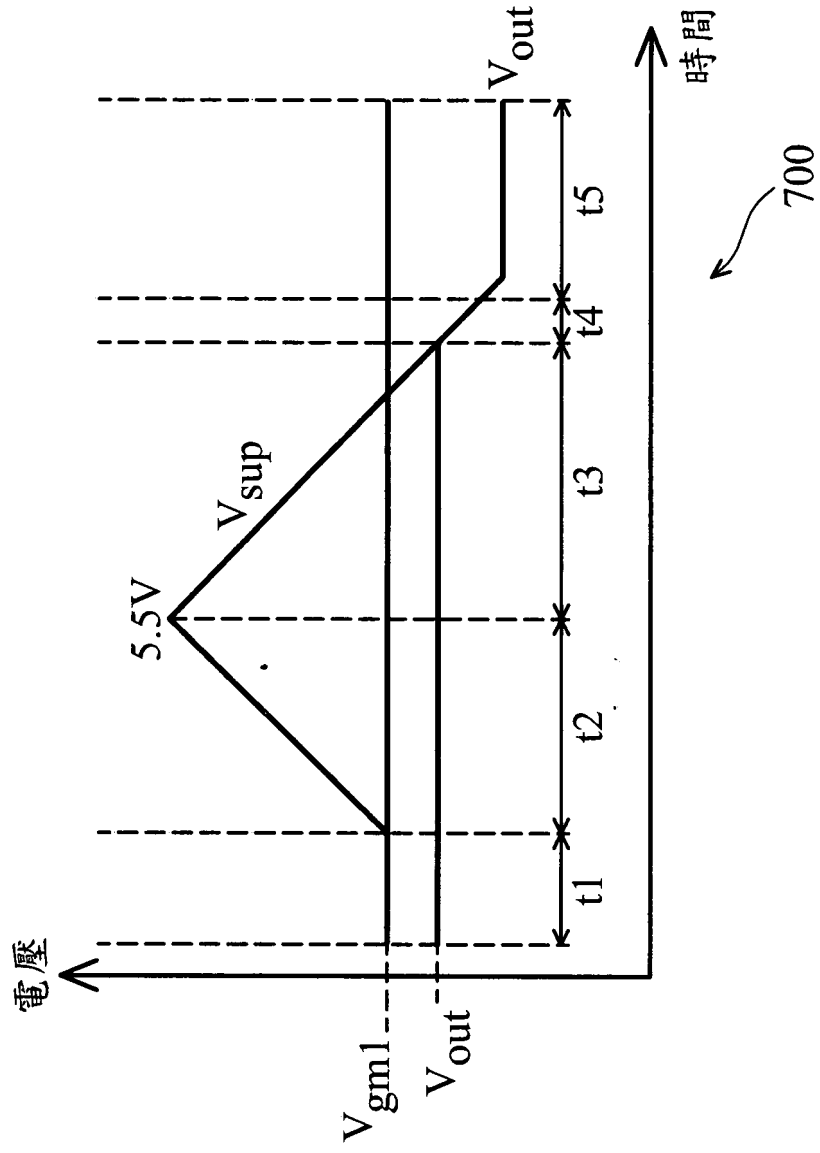
500

... 第 5 圖

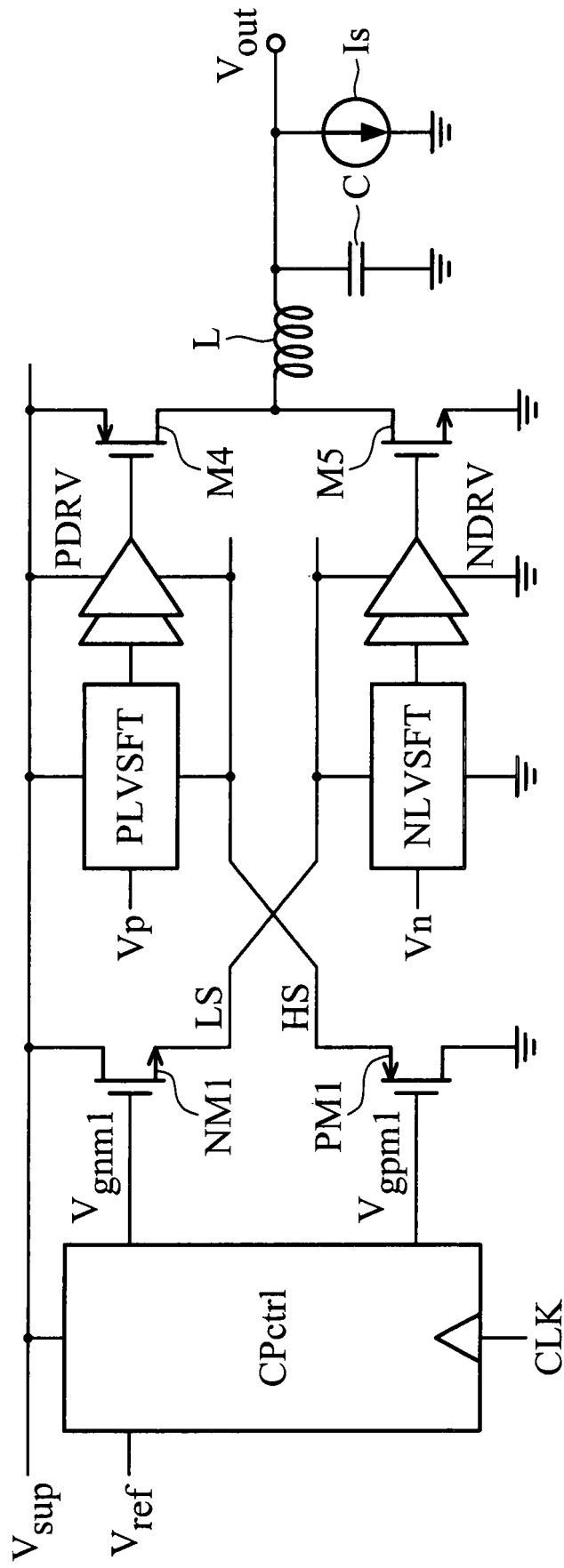


600

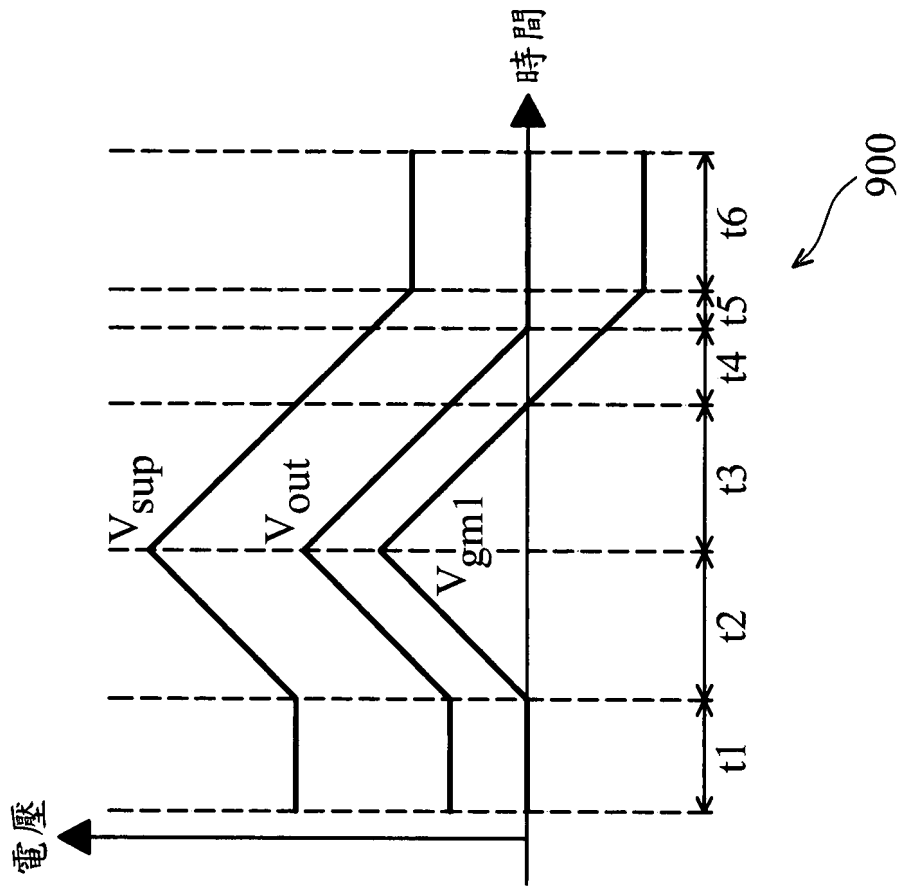
第 6 圖



第7圖



第 8 圖



第 9 圖

follower to improve the regulator performance.

四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第(1)圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

M1：主要源極隨耦器；

M2：從屬源極隨耦器；

X1：放大器；

I1、I2：電流源；

R：電阻；

C：電容；

Vsup：供應電壓；

Vref：參考電壓；

Vout：輸出電壓；

Vgm1、Vsm1：電壓。

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：