

#### 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：

【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；2006年12月30日；60/877,952

2. 美國；2006年12月30日；60/877,720

3. 美國；2007年08月08日；11/890,818

無主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

1.

2.

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：

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】

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】

本發明係關於供在直流/直流(DC/DC)轉換與電壓調節中使用之切換式電源供應之設計、操作及效能，以及係關於在此等轉換器中使用之半導體組件。

本申請案主張2006年12月30日申請之名皆為「高效率調降-調升及相關轉換器(High-Efficiency Down-Up And Related DC/DC Converters)」的美國臨時申請案第60/877,952號及第60/877,720號之優先權，該等案之每一者的全文以引用的方式併入本文中。

### 【先前技術】

為了防止供電給各種微電子組件(諸如數位IC、半導體記憶體、顯示器模組、硬碟機、射頻(RF)電路、微處理器、數位訊號處理器及類比IC)之供電電壓中之變化，通常需要電壓調節，尤其在諸如行動電話、筆記型電腦及消費性產品等電池供電應用中。

由於產品的電池或DC輸入電壓必須逐步調升至較高DC電壓或逐步調降至較低DC電壓，所以此等調節器稱為直流轉直流(DC-to-DC)轉換器。每當電池電壓大於所要負載電壓時使用逐步調降轉換器，通常稱為降壓轉換器(Buck converter)。逐步調降轉換器可包括電感式切換調節器、電容式電荷幫浦及線性調節器。反之，每當電池電壓小於供電給其負載所需之電壓時使用逐步調升轉換器，通常稱為"增壓轉換器"(boost converter)。逐步調升轉換器可包括電感式切換調節器或電容式電荷幫浦。

另一類型轉換器可依據至該轉換器的電源輸入是否具有高於或低於其輸出電壓的電壓而運作為逐步調升轉換器或逐步調降轉換器。每當調節器的輸入與輸出之電壓相似時(其中輸入電壓中的變化使得不能使用簡單之增壓轉換器或降壓轉換器)，需要通常稱為降壓增壓轉換器(Buck-boost converter)。

需要逐步調升與逐步調降轉換兩者之應用的實例係自鋰離子(LiIon)電池供應之經調節3.3 V輸出。LiIon電池顯現出自當完全充電時之4.2 V衰竭至當放電時低於3 V的終端電壓。由於初始電池電壓係高於3.3 V並且最終電池電壓係低於3.3 V，則轉換器必須能夠最初時逐步調降並且稍後逐步調升。

### 電感式切換轉換器

在前文提及之電壓調節器之中，電感式切換轉換器可達成最廣電流、輸入電壓及輸出電壓範圍的優異效能。DC/DC電感式切換轉換器的基礎要旨在於，電感器(線圈或變壓器)無法立刻改變，以及電感器將產生抵抗其電流改變的反向電壓。

藉由使用以高頻率切換之一或多個電晶體來重複使電感器磁化及消磁，可使用該電感器使轉換器輸入逐步調升或逐步調降，而產生不同於其輸入的輸出電壓。典型地，使用具有低導通狀態電阻之MOSFET(通常稱為"電源MOSFET"(power MOSFET))來實施電晶體。使用來自轉換器輸出電壓的反饋來控制切換條件，可維持恆定完善調節之輸出電壓，而不顧慮轉換器之輸入電壓或其輸出電壓之迅速變化。

為了移除因電晶體之切換動作所產生的任何交流雜訊(AC noise)或漣波(ripple)，橫跨切換式調節器電路之輸出置放一輸出電容器。電感器及輸出電容器一起形成"低通"濾波器，其能夠移除抵達負載的大多數電晶體切換雜訊。相對於濾波器之"LC"諧振埠(LC tank)的諧振頻率，切換頻率(典型為1 MHz或以上)必須為高。跨多個切換循環之平均上而言，切換式電感器之作用像是具有低變化平均電流的可程式化電流源。

由於平均電感器電流係受控於經偏壓以作為"開"或"關"切換器的電晶體，所以理論上電晶體中之耗電量小，並且可實現80%至90%範圍中之高轉換器效率。具體而言，當使用"高"閘極偏壓加偏壓於增強模式電源MOSFET以作為導通狀態切換器時，其顯現出線性I-V汲極特性曲線，其具有典型200百萬歐姆或以下之低 $R_{DS(on)}$ 電阻。舉例而言，在0.5 A電流，此類裝置將顯現出僅100 mV之最大壓降 $I_D \cdot R_{DS(on)}$ ，而不顧慮其高汲極電流。此類裝置在其導通狀態傳導時間的耗電量係 $I_D^2 \cdot R_{DS(on)}$ 。在該實例中，假定電晶體傳導期間的耗電量係 $(0.5 \text{ A})^2 \cdot (0.2\Omega) = 50 \text{ mW}$ 。

在關斷狀態中，增強模式電源MOSFET之閘極已被偏壓至其源極，即，以至於 $V_{GS}=0$ 。即使經施加之汲極電壓 $V_{DS}$ 等於轉換器之電池輸入電壓 $V_{batt}$ ，電源MOSFET之汲極電壓仍然非常小，典型良好地低於一微安培，並且更一般地係奈安培。電流 $I_{DSS}$ 主要地係歸因於接面洩漏。

所以，在DC/DC轉換器中使用一電源MOSFET作為一切換器係具有效率，原因係電源MOSFET在其關斷條件中在

高電壓下顯現出低電流，並且在其導通狀態條件中在低壓降下顯現出高電流。電源 MOSFET 中的  $I_D \cdot V_{DS}$  乘積維持小，並且切換器中的耗電量維持低，惟切換瞬變除外。

假定電晶體切換事件(即，使 MOSFET 自關斷切換至導通所花費之時間)相對短於切換事件之間的時期，則切換期間的電力損耗可在電路分析中被認為可忽略或替代地視作固定電力損耗。但是，在多兆赫切換頻率下，切換波形分析變成更顯重要性並且必須藉由分析裝置汲極電壓、汲極電流及閘極偏壓電壓相對於時間而列入考量。

### 最小化切換式轉換器中的電力損耗

在逐步調升、逐步調降、或調升調降 DC 轉 DC 切換式轉換器中，需要一或多個電源切換器元件以控制轉換器電路中流動的電流與能量。於操作期間，彼等電源裝置充當電源切換器，以高頻率及變化及頻率或持續期間進行雙態切換導通與關斷。

於此操作期間，彼等電源裝置在導通狀態傳導時期期間及切換動作時期期間損耗能量以自行加熱。彼等切換損耗及傳導損耗不利地限制電力轉換器之效率。因此，轉換器之效率取決於最小化每傳導中切換器或整流器二極體中的  $I_{on} \cdot V_{on}$  傳導損耗，以及最小化以所要頻率對切換器的輸入電容充電所需的閘極驅動電流，亦名為  $C_G \cdot V_G^2$  損耗。

其它損耗包括於切換轉變(即，當電壓與電流兩者同時存在時之交越傳導)期間的電力消耗，以及在較高電壓下，充電與放電 MOSFET 之汲極電容之輸出電力損耗，如每一裝置之損耗所給予，即：

$$P_{loss} = P_{conduction} + P_{drive} + P_{crossover} + P_{drain}$$

但是，對於以低電壓運作之快速切換式電晶體，彼等額外損耗相較於轉換器中的閘極驅動損耗與傳導損耗為小。就其本身而論，一個切換器中的電力損耗可藉由最小化其傳導損耗加上閘極驅動損耗之總和予以減小。

$$P_{loss} \approx P_{conduction} + P_{drive}$$

對於電源MOSFET，此關係可藉由下方程式予以大致估計

$$P_{loss} \approx I^2 R_{DS} \left( \frac{t_{sw}}{T} \right) + I \cdot V_f \left( \frac{t_{rect}}{T} \right) + Q_G V_G f$$

在此方程式中， $I^2 R_{DS}$ 表示電源MOSFET中的傳導損耗，以及比率( $t_{sw}/T$ )表示MOSFET被完全導通且正在傳導電流的時間部分。傳導損耗項 $I \cdot V_f$ 表示具有正向電壓 $V_f$ 之二極體中消耗的電力，以及( $t_{rect}/T$ )表示二極體正在傳導電流之時期T中的時間分率。項 $Q_G \cdot V_G \cdot f$ 就閘極電荷而論來描述前文提及的 $C_G \cdot V_G^2$ 。閘極電荷 $Q_G$ 優於電容 $C_G$ ，原因為電容係高度非線性並且難以精確模型化。另外，由於本質上電荷始終守恆，但是電容則非如此，所以使用閘極電荷 $Q_G$ 給予較高精確度係預期具高效率。

自前文之方程式，最小化MOSFET中的電力損耗需要藉由製作較大之MOSFET來最小化 $R_{DS}$ ，而最小化閘極驅動損耗需要最小化 $Q_G$ 。遺憾地，閘極電荷及電容係與電晶體的作用面積A成比例並且與其導通電阻成反比例，即，

$$Q_G \propto A \propto \frac{1}{R_{DS}}$$

此關係式闡明在用作為切換式轉換器之電源MOSFET中

介於閘極驅動損耗與電阻通道傳導損耗之間存在無法避免的利弊得失。愈大的MOSFET顯現出愈小的導通電阻及愈少的傳導損耗，但是愈難以驅動，尤其在較高切換頻率 $f$ 下損失效率。

為了最大化轉換器的整體效率，不僅必須使用具有最低可能電阻及最小閘極輸入電容的MOSFET，而且亦必須採用最小數目個切換元件，而且針對每個MOSFET之標稱操作電流及切換頻率來最佳化其大小。

● 非隔離式轉換器拓樸(像是同步式降壓轉換器及同步式增壓轉換器)顯現出高效率，原因係其採用僅兩個MOSFET切換器。遺憾地，調升調降轉換器典型地需要四個切換器並且結果效率受損。雖然可使用變壓器或耦合式電感器來達成調升調降調節器操作並且避免需要更多切換器，但是在非隔離式轉換器應用中，相較於單繞組線圈，多繞組電感器係不合意地大。

### ● 非隔離切換式轉換器拓樸

圖1A及1B繪示兩個通用的切換式調節器：一同步式降壓逐步調降轉換器；及一同步式增壓逐步調升轉換器。

圖1A繪示同步式降壓轉換器1之實例。轉換器1包含一電源MOSFET 3、一電感器4、一同步式整流器電源MOSFET 2(含有一本質整流器二極體7)及一電容器5。MOSFET 3之操作受控於一驅動MOSFET 3之閘極的脈衝寬度調變(PWM)控制電路(圖中未繪示)。同步式整流器MOSFET 2被驅動成非同相於MOSFET 3，但是MOSFET 2非必然在

MOSFET 3為關斷的整個時間為導通。

雖然將控制轉換器之操作的控制電路稱為 PWM 控制(意謂著固定頻率可變脈衝寬度操作)，但是其可替代地在可變頻率模式中操作，其中允許時脈週期變化，或替代地取決於負載與輸入條件而交替於變化頻率模式與固定頻率模式之間。

自電源、電池或電源輸入所輸入至 DC/DC 轉換器中的能量係透過 MOSFET 3 予以切換或閘控。在 MOSFET 3 之正端子連接至電池或輸入情況下，其作用如同控制電感器 4 中之電流的"高端"切換器。二極體 8 係 MOSFET 3 的 P-N 接面寄生，其並聯於電晶體的汲極與源極，其在正常降壓轉換器操作下維持逆向偏壓。

藉由控制 MOSFET 3 之切換及導通時間來控制電感器 4 中之電流，可動態調整電感器 4 的磁化場，以控制輸出濾波電容器 5 上的電壓。因此，輸出電壓  $V_{out}$  被反饋至 PWM 控制器電路的輸入，其透過重複切換 MOSFET 3 來控制電感器 4 中的電流  $I_L$ 。負載 6 表示經連接至轉換器 1 之輸出的電負載。

同步式整流器 MOSFET 2 被驅動成非同相於 MOSFET 3，當 MOSFET 3 為關斷時之某部分時間 MOSFET 2 進行傳導。在 MOSFET 2 之正端子連接至電感器 4 (即，連接至節點  $V_x$ ) 並且其負端子連接至電路接地情況下，其作用如同"低端"切換器，其使二極體 7 中流動之電流分流。二極體 7 係同步式整流器 MOSFET 2 的 P-N 接面寄生，其並聯於電晶體的汲

極與源極。二極體 7 僅在當 MOSFET 2 與 3 兩者為關斷時的時間間隔才傳導實質電感器電流。

MOSFET 2 與 3 兩者於每切換轉變期間同時為關斷，以防止輸入電源短路接至接地。此所謂 "先切斷後連接" (break-before-make；BBM) 時間間隔防止擊穿 (shoot through) 傳導，其方式為保證 MOSFET 2 與 3 兩者不同時傳導及不使轉換器 1 的輸入與電源短路或 "急劇斷路" (crow-bar)。在此短暫的先切斷後連接時間間隔期間，並聯於同步式整流器 MOSFET 2 的二極體 7 (連同相關聯於二極體 7 的任何寄生電容) 必須載運通過電感器 4 的負載電流  $I_L$ 。非所要雜訊可發生於相關聯於先切斷後連接操作之轉變期間。

如果將轉換器的作用時間因數 (duty factor)  $D$  定義為能量自電池或其它電源流動進入 DC/DC 轉換器的時間 (即，MOSFET 切換器 3 為導通期間的時間)，則在降壓轉換器 1 中的輸出對輸入電壓之比率與其作用時間因數成比例，即：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = D \equiv \frac{t_{sw}}{T}$$

其中  $t_{sw}$  係在每時脈週期  $T$  期間導通 MOSFET 3 的時間週期。

對於降壓轉換器或同步式降壓轉換器的此關係繪示於圖 1C 之圖表 20 中的曲線 21。請注意，降壓轉換器無法平滑地抵達零或壹 (unity) 轉遞特性 (transfer characteristic) 且未在作用時間因數  $D$  之極值處顯現出某不連續性。此現象係歸因於電源 MOSFET 切換器及其控制與閘極驅動電路中的切換延遲而發生。

只要降壓轉換器的電源MOSFET 3仍然在切換中， $t_{sw}$ 被限制於時脈週期T之某部分(例如， $5\% < D < 95\%$ )，實質上歸因於MOSFET切換器及其控制迴路內的導通與關斷延遲。舉例而言，以95%作用時間因數及3 MHz時脈頻率，高端MOSFET 3的關斷時間係333奈秒週期之僅5%或只是16奈秒。這意謂著高端MOSFET 3必須在僅16奈秒中關斷且返回；這太迅速以致不能調節超過95%輸出對輸入轉換比率。此最小關斷時間問題影響同步式降壓轉換器及非同步式降壓轉換器兩者。此問題在同步式DC/DC轉換器中進一步惡化，原因係無任何剩餘時間可供同步式整流器MOSFET 2進行導通及接著再次關斷並且仍然顯現出先切斷後連接操作。

請重新參考圖1C中之圖表20，高於某最大作用時間因數 $D_{max}$ ，不存在足夠的時間來維持切換操作，並且轉換器從 $D_{max}$ 跳至100%作用時間因數，如不連續性23所示。高於 $D_{max}$ ，轉換器導通MOSFET 2並且在時脈週期T期間使MOSFET 2繼續處於導通。突然的轉變23造成輸出電壓中的短時脈衝波干擾(glitch)。因此，在100%作用時間因數下， $V_{out}=V_{in}$ ，並且只要切換暫停，所有調節失效。

類似的效果限制同步式增壓轉換器在其範圍極值附近的操作。圖1B所示之同步式增壓轉換器10包含一低端電源MOSFET 11、一連接電池之電感器13、一輸出電容器14及一"浮動"同步式整流器MOSFET 12(含有一本質整流器二極體16)。MOSFET 11及12之間極係藉由先切斷後連接電

路(圖中未繪示)予以驅動，並且係由 PWM 控制電路(圖中未繪示)響應於電壓  $V_{FB}$ (其係反饋自跨濾波電容器 14 之輸出電壓  $V_{OUT}$ )予以控制。為了防止輸出電容器 14 短路，需要先切斷後連接操作。

就同步式整流器 MOSFET 12 的源極端子及汲極端子皆非永久連接至任何供電軌(即，連接至接地或  $V_{batt}$ )的意義上，同步式整流器 MOSFET 12 被視為浮動。二極體 16 係同步式整流器 MOSFET 12 的本質 P-N 二極體，而不管 MOSFET 12 是否係 P 通道裝置或 N 通道裝置。可包括並聯於 MOSFET 12 的一 Schottky 二極體，但是串聯電感之運作可能未充分迅速地使來自正向偏壓本質二極體 16 的電流轉向。二極體 17 表示 N 通道型低端 MOSFET 11 本質的 P-N 接面二極體，並且在正常增壓轉換器操作下維持逆向偏壓。

如果再次將轉換器的作用時間因數  $D$  定義為能量自電池或電源流動進入 DC/DC 轉換器 10 的時間(即，低端 MOSFET 切換器 11 為導通並且電感器 13 正被磁化的時間期間)，則增壓轉換器的輸出對輸入電壓之比率與 1 減其作用時間因數之倒數成比例，即：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \equiv \frac{1}{1-t_{sw}/T}$$

對於增壓轉換器或同步式增壓轉換器的此關係繪示於圖 1C 之圖表 20 中的曲線 22。請注意，增壓轉換器無法平滑地抵達壹轉遞特性且未在作用時間因數  $D$  之極值低端顯現出某不連續性。此現象係歸因於電源 MOSFET 切換器及其控

制與閘極驅動電路中的切換延遲而發生。

只要增壓轉換器的電源MOSFET 11仍然在切換中， $t_{sw}$ 被限制於時脈週期T之某部分(例如， $5\% < D < 95\%$ )，實質上歸因於MOSFET 11及其控制迴路內的導通與關斷延遲。舉例而言，以5%作用時間因數及3 MHz時脈，低端MOSFET 11的關斷時間係333奈秒週期之僅5%或只是16奈秒。這意謂著低端MOSFET 11必須在僅16奈秒中導通且返回關斷；這太迅速以致不能調節低於5%輸出對輸入轉換比率。此最小導通時間問題影響同步式增壓轉換器或非同步式增壓轉換器。

請再次參考圖表20，低於某最小作用時間因數 $D_{min}$ ，不存在足夠的時間來維持切換操作，並且轉換器必須從 $D_{min}$ 跳至0%作用時間因數，如不連續性24所示。低於 $D_{min}$ ，轉換器導通同步式整流器MOSFET 12並且在整個週期T期間使MOSFET 12繼續處於導通。突然的轉變24造成增壓轉換器10之輸出電壓中的短時脈衝波干擾。另外，在100%作用時間因數下， $V_{out}=V_{in}$ ，並且只要切換暫停，所有調節失效。

所以在同步式降壓轉換器1及同步式增壓轉換器10兩者中，接近壹轉遞特性(即， $V_{out} \approx V_{in}$ )之運作會有問題。

#### 降壓增壓切換式轉換器

在輸入電壓可能變化成高於或低於所要輸出電壓之應用中，接近壹轉遞操作的非隔離DC/DC切換式轉換器之問題尤其困難。此狀況之實例包括有雜訊之AC轉接器的輸

出，或在主電源已失效之緊急條件期間必需藉由電池供應備用電力操作的電路。

圖2繪示需要轉換器比率高於及低於壹的另一案例。圖表25繪示LiIon電池在恆定負載電流下的放電特性，在完全充電下以4.2 V開始，於放電時間間隔26期間迅速衰竭，接著於時間間隔27期間自3.7 V緩慢衰竭至3.5 V，並且最終於時間間隔28期間迅速壓降至其低於3 V之截止電壓。

假使需要DC/DC轉換器以在整個持續期間產生經良好調節之3.3 V輸出，開始時需要低於壹(sub-unity)轉換比率(3.3 V/4.2 V)，即，0.79之比率，其指示出需要降壓轉換器。在電池的壽命結束時，轉換比率超過壹，變成3.3 V/3 V，即，1.1之轉換比率，並且需要增壓轉換器以達成調節。此類需要逐步調升與逐步調降轉換的應用需要一降壓增壓(Buck-boost)或調升調降(up-down)轉換器。

假使使用者想要避免調升調降轉換之複雜性，一項可行做法係使用僅一個降壓轉換器並且藉由提早切斷電池(例如，在3.3 V)來放棄某電池壽命。此做法在第一次檢驗時似乎合理，原因係大多數LiIon電池壽命係高於3.5 V。圖表25之拉近分析展現出運用此一做法的某錯綜複雜。

因為 $D_{max}$ 之限制，所以轉換器無法調節接近壹轉換比率。如果轉換器無法適當調節低於一定壓降電壓(dropout voltage)  $\delta$  (其中  $\delta = V_{batt}(\min) - V_{out}$ )，則電池無法運作直到降至3.3 V。舉例而言，如果降壓轉換器的壓差係300

mV，則轉換器必須在3.6 V下截斷操作以保證調節。在3.6 V輸入並且3.3 V輸出下，切換式調節器必須以92%作用時間因數操作。甚至以92%作用時間因數操作(這在高頻率下不是容易的任務)，藉由使用僅降壓轉換器解決方案仍然浪費大多數LiIon電池能量。

藉由組合同步式降壓轉換器與增壓轉換器成為一合併式或級聯式電路，可輕易地獲得降壓增壓轉換器。舉例而言，在圖3A之原理圖中，使用一同步式增壓轉換器30(其包括一低端MOSFET 31、一電感器33、一同步式整流器MOSFET 32、一本質二極體35及一濾波電容器34)供電給一同步式降壓轉換器(其包括一MOSFET 37、一電感器39、一同步式整流器MOSFET 38、一本質二極體42及一濾波電容器40)，經組合之級聯轉換器30全體驅動一負載41。在此做法中，輸入電壓首先逐步調升至高於所要輸出的電壓 $V_y$ ，接著返回調降以產生 $V_{out}$ 。

此增壓降壓拓樸之整體效率係藉由增壓轉換器效率 $\eta_{boost}$ 乘以降壓轉換器效率 $\eta_{Buck}$ 之乘積予以給定。即使該兩個轉換器效率係85%，經組合之級聯轉換器的整體效率僅粗略到達70%。另外，如所示之轉換器需要兩個電感器，特性就使用者觀點而言係高度非所要之特性。

反之，在圖3B中，使用一同步式降壓轉換器(其包括一MOSFET 52、一電感器53、一同步式整流器MOSFET 51、一本質二極體55及一濾波電容器54)供電給一同步式增壓轉換器(其包括一低端MOSFET 58、一電感器57、一同步

式整流器MOSFET 59、一本質二極體62、一濾波電容器60及一負載61)。級聯式降壓增壓轉換器50首先逐步調降且調節低於所要輸出的電壓 $V_y$ ，接著逐步調升此電壓以產生 $V_{out}$ 。

再次，此級聯式降壓增壓轉換器50之整體效率係藉由個別效率之乘積予以給定，如 $\eta_{cascade} = \eta_{Buck} \cdot \eta_{boost}$ 予以給定。級聯式降壓增壓轉換器中之整體損耗比單獨的同步式降壓轉換器或同步式增壓轉換器中的損耗更糟，此係因為在介於輸入端子與輸出端子之間串聯更多的電晶體，以及因為所有的MOSFET始終在切換中。但是，不同於需要兩個電感器的轉換器30，轉換器50具有串聯連接的兩個電感器53與57。由於串聯連接的電感器共用相同的電流，所以可用單個電感器予以取代，並且此做法亦排除對電容器54之需要。

圖4中繪示所得之降壓增壓轉換器70，其包括：一單個電感器73；四個MOSFET 71、72、76與77；一濾波電容器80；一負載81；一PWM控制電路83；及一先切斷後連接開極緩衝器電路82。在一定操作條件期間(諸如先切斷後連接時間間隔)，並聯於MOSFET 71的一本質二極體74，及並聯於MOSFET 77的一本質二極體78充當整流器，而二極體75與79正常維持逆向偏壓。取決於轉換器70之端子條件，其可運作於三種相異模式中：降壓、增壓及降壓增壓。

運用編號為 $i=1$ 至4的MOSFET (分別表示MOSFET 71、

107)。

在圖 6A 中，概要圖 95 表示降壓增壓轉換器 70 作為增壓轉換器之運作，其中在 PWM 控制下非同相地切換 MOSFET 76 與 77，同時 MOSFET 72 維持導通並且 MOSFET 71 經加偏壓而關斷。轉換器的整體損耗大於同步式降壓轉換器中的損耗，此係因為其現在包括 MOSFET 72 中的傳導損耗，即

$$P_{total} = \sum_{i=3}^4 (P_{conduction} + P_{drive})_i + (P_{conduction})_1$$

圖 6B 之同等電路 100 繪示切換器 MOSFET 76、同步式整流器 MOSFET 77、並聯整流器二極體 78、電感器 73 及全增強型 MOSFET 72 之串聯電阻 101。二極體 74、75 與 79 維持經逆向偏壓及關斷狀態。只要維持準則  $V_{in} < (V_{out} - \delta)$ ，降壓增壓轉換器 70 之增壓轉換器模式起作用。

因為相關聯於導通狀態 MOSFET 72 的串聯電阻 101，運作於增壓轉換器模式 95 中之圖 4 之降壓增壓轉換器 70 的效率低於圖 1B 所示之簡單增壓轉換器 10 的效率。可於圖 7A 之效率圖表中得知此特性，其中僅增壓效率(曲線 111)高於(典型高為 5% 至 15%)降壓增壓轉換器之增壓模式的效率(曲線 108)。

亦請注意，增壓模式操作效率(曲線 108)低於降壓模式操作，主要原因係增壓轉換器所需的平均切換電流高於降壓轉換器所需的平均切換電流，而增大傳導損耗。增壓轉換器 MOSFET 中的較高傳導損耗可藉由採用較大的較低電阻電源 MOSFET 予以補償，但是僅藉由增大輸入電容、闡

電荷及閘極驅動相關的切換損耗，抵消了較低傳導損耗裝置的大多數益處。該問題在運作於增壓模式中的降壓增壓轉換器中進一步惡化，原因係歸因於相關於MOSFET 72的電阻101致使在任何時間皆有串聯電阻存在。

介於僅降壓模式與僅增壓模式之間，當轉換器接近壹轉換比率(unity conversation ratio)時，則電路必須運作於真實降壓增壓模式中，其中所有四個電晶體皆正在切換中。範圍發生於轉換器超過對於降壓增壓轉換器之最大作用時間因數 $D_{max}$ 或降至低於增壓轉換器之最小作用時間因數 $D_{min}$ 。

表格1概述降壓增壓轉換器70在降壓、增壓及降壓增壓模式中的運作：

模式	準則	切換	全導通	關斷
降壓	$V_{in} > (V_{out} + \delta)$	M1, M2	M4	M3
降壓增壓	$(V_{out} + \delta) > V_{in} > (V_{out} - \delta)$	M1, M2, M3, M4	無	無
增壓	$V_{in} < (V_{out} - \delta)$	M3, M4	M2	M1

表格1

因此，切換式降壓增壓模式發生於每當符合下列條件時

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} < (1 \pm \delta)$$

由於所有四個電晶體皆切換於降壓增壓模式中，所以損耗大於僅降壓模式或僅增壓模式中之損耗。此特性繪示於圖7A中，其中轉換器70在降壓增壓模式(曲線106)中的效率低於降壓增壓轉換器70在僅降壓模式(曲線107)及僅增壓

模式(曲線108)中運作的效率，導致每當四切換器式降壓增壓操作開始時效率迅速下降。如所示，轉換器70在必要時(即， $V_{out}/V_{in}$ 轉換比率接近壹，舉例而言，介於0.9與1.1之間)僅運作於調降調升模式中。

假使轉換器70必須恆定地運作於四切換器式降壓增壓模式中，則當逐步調降時的效率沿循曲線112A，其頗低於在僅降壓模式(曲線107)中的效率並且極低於簡單同步式降壓轉換器(曲線110)的效率。同樣地，在逐步調升模式中的四切換器式降壓增壓運作沿循曲線112B，其效率頗低於在僅增壓模式(曲線108)中的效率並且極低於簡單同步式增壓轉換器(曲線111)的效率。所以，雖然降壓增壓轉換器的模式切換使損耗的四切換器降壓增壓運作限制在接近壹電壓轉換比率，但是降壓增壓轉換器的效率明確低於單獨的降壓轉換器或增壓轉換器的效率。

由於自LiIon電池產生經調節3.3 V輸出落在接近壹電壓轉換比率附近的 $\pm\delta$ 範圍，所以LiIon電池儲存能量的最大部分發生於降壓增壓轉換器效率最差的電壓處，範圍為3.5 V至3.6 V。另外，在若干應用中，每當轉換比率係接近壹時轉換器必須歷經模式轉變的事實可能係真正的問題，其影響瞬變調節、穩定性及雜訊。

顯然地，降壓增壓轉換式調節器有許多缺點，並且尤其當運作於或接近壹轉換比率時。

### 電荷幫浦轉換器

切換式電感器轉換器的替代方案係電荷幫浦，電壓轉換

切換器網路之目的實質上係使將飛馳電容器151在充電期間並聯於電池並且在放電期間串聯於電池(即，堆疊在電池的正端子頂部)。接著，循環隨著另一充電階段而重複。

單飛馳電容器型電荷幫浦僅能夠有效率傳遞其輸入之兩倍的電力，替代做法為，如果該電容器被連接至電池的負端子，則產生電池的鏡像負電壓(即， $-V_{batt}$ )亦稱為反轉器。

在圖9A繪示一電荷幫浦170，其利用兩個飛馳電容器173與177以及一含七個MOSFET 171、172、174、175、176、178與179的網路。該網路的目的係對串聯的電容器充電，將每一電容器充電至二分之一電池電壓，即， $V_{batt}/2$ 。在充電之後，兩個經充電之電容器被並聯連接並且連接至電池的正端子。接著，對於 $1.5 V_{batt}$ 輸出電壓，所得輸出係 $V_{batt}+V_{batt}/2$ 。因為輸出係輸出的1.5倍，所以此電荷幫浦有時稱為"分率式"電荷幫浦。

圖9B及9C中的概要圖183及185表示用於操作分率式電荷幫浦的簡單切換器同等模型，其中切換器181、182、184、185、186、188與189分別表示MOSFET 171、172、174、175、176、178與179。於充電循環期間，在圖9B中繪示，切換器181被閉合而接地 $V_x$ ，切換器189被閉合而驅動電壓 $V_z$ 至臨限電壓 $V_{batt}$ ，並且切換器185被閉合，即， $V_y=V_w$ ，藉此使電容器173與177串聯。如果該等電容器的值相同，則該等電容器將各充電至電壓 $V_{batt}/2$ 。在充電階

段中，所有其它切換器維持斷開。

於放電階段期間，在圖9C中繪示，所有切換器被斷開，並且高端切換器182與186被閉合而使 $V_x$ 與 $V_w$ (飛馳電容器的負端子)連接至 $V_{batt}$ 。同時，切換器184與188被閉合而使 $V_y$ 與 $V_w$ (電容器的正端子)連接至輸出 $V_{CP}$ 及蓄電電容器180。接著，循環以固定或變化頻率重複。

圖10A至10D繪示數個電荷幫浦電壓轉換器，其可能具有於其放電循環期間表示的切換式電容器網路。在圖10A中，一電荷幫浦二倍倍增器200組合一電池輸入電壓來源201與一堆疊於其上的單個飛馳電容器202，以產生為電池輸入兩倍的電壓，即， $2 \cdot V_{batt}$ 。在圖10B中，一反轉器205堆疊一單個飛馳電容器206於電壓輸入207之下方，以產生一低於接地的輸出電壓 $-V_{batt}$ ，其實質上係輸入電壓的負鏡像。

在圖10C中，一分率式電荷幫浦210將電容器212與213充電至 $V_{batt}/2$ ，接著將彼等電容器堆疊於 $V_{batt}$ 電壓來源211上方，以產生為其輸入1.5倍的輸出。替代做法為，在圖10D中，經充電至 $V_{batt}/2$ 的電容器217與218被連接至接地(同等於電壓來源216的負端子)，以產生二分之一電池電壓的輸出電壓，即， $+0.5 V_{batt}$ 。藉由使飛馳電容器低於接地(即，使其正端子連接到接地)，電壓 $-0.5 V_{batt}$ 亦係可行。

如所示，具有兩個飛馳電容器的電荷幫浦可產生其二分之一輸入電壓的各種整數倍" $n$ "之電壓，或如下

$$V_{CP} = n \cdot \left( \frac{V_{batt}}{2} \right) \text{ 其中 } n = \{-2, -1, 0, +1, +2, +3, +4\}$$

具體而言，當  $n=+2$  時，輸出  $V_{CP}$  等於電池電壓  $V_{batt}$ ，作用同等於直接電池連接。使雙電容器分率式電荷幫浦運作於單電容器式轉換器模式中時， $n=+4$  作用為二倍倍增器，其中  $V_{CP}=2 \cdot V_{batt}$ ，並且  $n=-2$  作用為一反轉器，其中  $V_{CP}=-V_{batt}$ 。運作於雙電容器式分率模式中時， $n=-1$  產生  $V_{CP}=-\frac{1}{2}V_{batt}$ ， $n=+1$  產生  $V_{CP}=\frac{1}{2}V_{batt}$ ，及  $n=+3$  產生  $V_{CP}=+1.5 \cdot V_{batt}$ 。當  $n=0$  時，轉換器係關斷狀態並且  $V_{CP}=0$ ，即，接地或替代地為浮動。分率式電荷幫浦可按需要自動實際上切換於彼等各種反轉、分率與二倍倍增器模式之間。

電荷幫浦轉換器問題係其僅在以飛馳電容器數目的整數倍數運作下才具效率；換言之，彼等電荷幫浦轉換器不是電壓調節器。具體而言，由於所要負載電壓  $V_{out}$  降至低於電容器網路產生的電壓  $V_{CP}$ ，所以轉換器無法調適。介於電荷幫浦之輸出電壓  $V_{CP}$  與轉換器之經調節輸出電壓之間的電壓差需要一電阻器或電流源來支援電壓不匹配，並且跨越損耗元件的電壓導致電力損耗及效率降低。可藉由調適線性調節器效率的數學式來表達供應輸出電壓  $V_{out}$  之電荷幫浦的效率方程式，本文中為如下

$$\eta_{CP} = \frac{V_{out}}{V_{CP}} = \frac{V_{out}}{n \cdot \left( \frac{V_{batt}}{2} \right)}$$

其中  $n = \{-2, -1, 0, +1, +2, +3, +4\}$ ，並且其中  $V_{out} = V_{CP}$ 。

圖 11A 以圖表繪示單模式電荷幫浦對於各種整數倍增器

(integral multiplier)的效率方程式(其中， $V_{batt}=V_{in}$ )，包括二倍倍增器(曲線221)、反轉器(曲線222)及分率式電荷幫浦(曲線223、224與225)。曲線226表示直接電池連接，完全相同於線性調節器的最大理論效率，即，假設無任何靜止操作電流。在每一情況中，當輸入對輸出比率接近 $\pm \frac{1}{2}V_{batt}$ 之整數倍時，效率增加。電荷幫浦無法傳遞高於該電壓的電壓，並且必須採用不同的電容器倍增器(capacitor multiplier)，即，不同的操作模式。

圖11A中所示之每一曲線表示一特定電荷幫浦電路，例如，包括先前圖8、9及10中所示之電荷幫浦電路。但是，除非一負載以輸入電壓的精確二分之一伏整數倍運作，否則電荷幫浦轉換器的效率將變糟。此作用對於用電池供電產品尤其係問題，其中電池電壓顯著隨著電池單元放電而變化。就LiIon電池而言，於放電期間，電壓可衰竭超過1V，表示25%變化。即使峰值效率可能在一特定操作條件下為高，計算電池放電曲線之平均所得的轉換器整體效率仍然不佳。使用單模式電荷幫浦，權值平均效率可能低於60%。

一種改良轉換器平均效率之方式係在一個電路內自動切換模式於1X、1.5X與2X之間。此特徵對供應廣輸入範圍的固定電壓尤其有用。圖11B中繪示模式變更式電荷幫浦的效率之實例，圖中繪示三模式轉換器電路隨著電池衰竭的效率，其中三模式轉換器電路自1X電池直接模式(曲線247)切換至1.5X分率模式(曲線244)，並且再次切換至2X

二倍倍增器模式(曲線241)。藉由以此Z字形型樣切換模式，改良電荷幫浦轉換器的效率，此係原因輸出未被激升至過度值(與負載相比)，並且整體效率改良。

可惜，效率實質上變糟的條件仍然存在。模式轉變在壹轉換比率展現出戲劇性效率變動(曲線246)，並且在1.5X轉換比率再次展現出戲劇性效率變動(曲線243)。模式轉變亦可導致突發電流及電壓停止，或產生不穩定性或雜訊。為了判定所要的轉換比率，圖表240亦包括曲線248、249及250，彼等曲線分別關於用以產生輸出電壓3 V、3.5 V及4 V的所要輸入電壓範圍與轉換比率。

具體而言，對於稍微高於壹轉換比率的條件，1.5X模式中的電荷幫浦轉換器未良好實行，遺憾地，顯然效率更低於電感降壓增壓轉換器。

### 調節式電荷幫浦之效率

電荷幫浦作為電源供應器的實際問題在於，由於電荷幫浦轉換器僅產生一定固定電壓倍數，所以其本身不是電壓調節器。為了調節其輸出電壓或輸出電流，電荷幫浦必須產生大於所要輸出的電壓，並且在負載與電荷幫浦轉換器輸出之間串聯地插入某傳遞元件。接著，必須跨此串聯元件支援介於電荷幫浦之較高輸出電壓與一特定所要輸出電壓之間的電壓差。先前技術之串聯傳遞元件的實例包括線性調節器、電流源或電阻器，所有彼等元件皆損耗(即，隨著變熱而消散電力)並且降低電荷幫浦調節器的整體效率。損耗係藉由跨串聯傳遞元件存在的電壓差及流動通過

該元件的電流予以給定。

舉例而言，在圖 12A 之概要圖 260 中，一具有電容器 263 與 264 的電荷幫浦 262 係藉由電池或其它電壓來源 261 予以供電，以產生跨一蓄電電容器 265 的一電壓  $V_{CP}$ 。由於此電壓高於必須供電給負載 262 的所要輸出電壓  $V_{out}$ ，所以低壓降 (LDO) 線性調節器 266 必須在傳導電流時支援電壓差  $\Delta V_{LDO}$ ，由此消散熱並且降低效率。即使流動於電荷幫浦 262 及 LDO 調節器 266 中的靜止電流  $I_{QCP}$  及  $I_{QLDO}$  係零，效率仍然受限於  $V_{out}/V_{CP}$  (LDO 傳遞元件的輸出對輸入比率) 的最大值。介於電荷幫浦之輸出  $V_{CP}$  與所要經調節負載電壓  $V_{out}$  之間的電壓差愈大 (即，跨 LDO 調節器的  $\Delta V$  愈大)，轉換器效率變得愈糟。

藉由在電荷幫浦 284 的前端置放 LDO 調節器 282 (如圖 12B 所示) 未避免效率問題，此係由於 LDO 調節器 282 的輸出電壓  $V_{LDO}$  必然係電荷幫浦之輸出電壓  $V_{CP}$  的某整數倍，並且此電壓與  $V_{in}$  相差量  $\Delta V_{LDO}$  (LDO 調節器 282 在傳導電流時跨其支援的電壓)。此效率相同於運用 LDO 後置調節；串聯傳遞元件 LDO 調節器 282 必須在其傳導電流時支援跨其端子的電壓差。即使流動於電荷幫浦 284 及 LDO 調節器 282 中的靜止電流  $I_{QCP}$  及  $I_{QLDO}$  係零，效率仍然受限於  $V_{LDO}/V_{in}$  (LDO 傳遞元件的輸出對輸入比率) 的最大值。

使用電流源來取代 LDO 調節器未改良電路效率。如圖 12C 之電路 300 所示，在負載 308 與電荷幫浦 302 之輸出端子之間插入一電流源 306 仍然強制傳遞元件在其傳導電流時

支援一電壓差  $\Delta V$ 。介於電荷幫浦 302 ( $V_{CP}$ ) 之輸出與跨濾波電容器 307 之電壓 ( $V_{out}$ ) 之間的電壓差必須由傳導中的電流源予以支援，並且因此促成效率損耗及浪費電力。甚至運用 100% 效率之電荷幫浦，轉換器的效率仍然受限於  $V_{out}/V_{CP}$  (跨串聯傳遞元件 (在此情況中係電流源 306) 的輸出對輸入比率) 的最大值。

將電流源或調節功能併入於電荷幫浦切換器之一者中對整體調節器效率之影響有相同於使用個別調節元件。如圖 12D 之概要圖 320 所示，一電流源 326 表示一電荷幫浦二倍增器 (其包括 MOSFET 322、323 與 324 及一電容器 325) 的一個切換器。一選擇器切換器 327 加偏壓於電流源 326 而使其作為一"導通"電流源或一"關斷"切換器 (取決於模式)，所以其作用為一傳導固定電流或不傳導電流的切換式電流源。當通過電流源 326 的電流係零時，在切換式電流源 326 中未消散任何電力。但是，當電流源 326 係導通狀態並且充電一電流源時，電流源 326 仍然必須消散電力。具體而言，於傳導期間，此受控之電流源 326 必須支援跨其端子的差動電壓  $V_y - V_{out}$ 。結果，其仍然消散電力並且使效率惡化。

在電荷幫浦調節器中排除串聯傳導元件未改良效率。如圖 12E 所示，即使未刻意包括含元件來支援介於臨限電壓  $V_{out}$  與電荷幫浦輸出  $V_{CP}$  之間的不匹配，存在於電路中的分散寄生電阻 346 將必須支援介於負載 347 與電荷幫浦 342 之間的  $\Delta V$ ，並且電力在此電阻中以熱形式損耗，猶如刻意

插入一串聯傳遞元件。

甚至假使以某種方式使電路的串聯電阻成為零，電壓差將MOSFET切換器之一者顯露，強制元件成為飽和，並且當傳導電流時使跨其端子的全電壓差下降。在此情況中，電力仍然損耗，其損耗量等於差動電壓乘以負載電流，而不管差動電壓如何分散於電路各處。

所以，介於電荷幫浦之輸出電壓  $V_{CP}$  與一經調節負載電壓  $V_{out}$  之間任何電壓差  $\Delta V$  皆會導致效率損失。僅藉由減少跨一串聯傳遞元件之電壓差  $\Delta V$  (即，供應非常接近電荷幫浦之輸出電壓的經調節電壓)可改良效率。動態變化於單模式、分率模式與二倍倍增器模式之間有助於減少此電壓差至藉由  $\{V_{out} - V_{CP}\} = \{V_{out} - n \cdot V_{in}\}$  所給定的某些乘數，其中  $n$  可變化於 1X、1.5X 或 2X 模式之間。

使電荷幫浦操作接近壹電壓轉換比率(其中  $V_{out} \approx V_{in}$ )並且跨一串聯傳遞元件的  $\Delta V$  係小，大幅改良經調節式電荷幫浦之效率。遺憾地，對於小  $\Delta V$ ，另一稱為壓降的現象可使電壓調節精確度與品質惡化。壓降問題亦使先前技術切換式調節器變糟。

### 先前技術調節器中之壓降

每當電壓調節器的輸入電壓與輸出電壓彼此接近數百毫伏範圍(即， $V_{out} \approx V_{in} \pm 200 \text{ mV}$ )內時，轉換器調節能力的品質變糟。可用數種方式使調節品質損失顯著：藉由單次或重複之輸出電壓短時脈衝波干擾或停止；藉由增大的漣波；或藉由某窄電壓段內的完全調節損失。每當  $V_{out}$  接近

遺憾地，已熟知所有線性調節器在每當跨線性調節器之輸入端子與輸出端子的 $\Delta V$ 太小時皆展現損失調節，即，壓降(dropout)。本質上，在線性調節器中因為放大器的迴路增益隨著其電晶體傳遞元件從充當電流源變更為充當可變電阻器而突然實行調節下降而發生壓降。如果傳遞元件係雙極性電晶體，則隨著元件從其作用中操作區域轉變至飽和而在 $V_{CE}$ 之小值處發生增益損失。在許多雙極性線性調節器中，此壓降條件發生於超過400 mV處。

在低壓降線性調節器中，用能夠以較低 $\Delta V$ 作為電流源操作的MOSFET取代雙極性傳遞元件，但是該線性調節器隨著電源MOSFET傳遞元件從其飽和(即，恆定電流)操作區域轉變至其線性(即，電阻)操作區域而仍然在200 mV至300 mV處壓降。

總之，先前技術非隔離式高效率轉換器在電壓轉換比率接近壹處展現壓降。但是僅藉由犧牲效率，可避免模式切換、調節損失及壓降。隔離式轉換器(諸如返馳式與順向式轉換器)能夠以接近壹之高效率運作而不需要切換模式，但是彼等轉換器使用實體上大型分接電感器、耦合式電感器及變壓器而妨礙其應用在大多數攜帶型產品中。

### 先前技術調降調升轉換器之摘要

總之，現有的電荷幫浦轉換器、降壓增壓切換式調節器及其它電感式切換調節器無法有效率地逐步調升或逐步調降DC電壓，尤其對於接近壹之轉換比率，其中 $V_{in} \approx V_{out}$ 。需要一種在廣輸入電壓與輸出電壓範圍具效率的調升調降

轉換器，並且不需要隨著該轉換器接近壹電壓轉換比率（即，當  $V_{out} \approx V_{in}$ ）或在壹電壓轉換比率附近運作時而變更其操作模式。另外，該轉換器應無壓降問題，甚至當輸出電壓之偏壓係在其輸入之 200 mV 內（即， $V_{out} \approx V_{in} \pm 200 \text{ mV}$  內）時，仍然維持高品質調節。

### 【發明內容】

根據本發明，一種 DC/DC 轉換器包括：一逐步調降切換式電感器前置調節器；及一切換式電容器後置轉換器。該逐步調降切換式電感器前置調節器之輸出端子被連接至該切換式電容器後置轉換器之輸入端子。該切換式電容器後置轉換器可包括一電荷幫浦，使其輸入端子處的電壓倍增一整數或分率值，或其可係一反轉器，以使其輸入端子處的電壓倍增一負整數或分率值。該逐步調降切換式電感器前置調節器包括一降壓轉換器，其具有在一串聯路徑中與一低端切換器連接之一高端切換器以及連接至介於該高端切換器與該低端切換器之間的該串聯路徑中之一點的一電感器。在一些具體實施例中，該高端切換器與該低端切換器之每一者包括一 MOSFET。

該前置調節器逐步調降輸入電壓，並且該後置轉換器依一整數或分率值逐步調升或逐步調降該前置調節器之產生的電壓，或依一負整數或分率值倍增該前置調節器之產生的電壓。較佳方式為，該 DC/DC 轉換器之輸出電壓受控於一反饋路徑，該反饋路徑可自該前置調節器階或該後置轉換器階之輸出端子延伸至一脈衝寬度調變單元，該脈衝寬

度調變單元控制該前置調節器之作用時間因數。在一些具體實施例中，該反饋路徑包括一位準偏移單元或修改反饋訊號的其它電路。

本發明之DC/DC轉換器能夠在不需要模式切換情況下運作於廣電壓轉換比率範圍，其範圍係從逐步調升至逐步調降轉換。當 $V_{out} \approx V_{in}$ 時無模式切換及壓降問題，甚至接近壹輸入對輸出電壓轉換比率，該轉換器仍然未遭受到雜訊短時脈衝波干擾、不佳的調節及不穩定性。雖然該轉換器包括切換式電感器操作，但是其避免在非常高作用時間因數與非常低作用時間因數下使習知切換式調節器變糟的最小脈衝寬度問題，包括調節器壓降、窄脈衝與相關聯之高電流尖波、可變頻率操作、不足以實行先切斷後連接轉變之時間。

本發明的另一態樣包括一種轉換一第一DC電壓至一第二DC電壓之方法。該方法包括：提供至少一電感器及至少一電容器；於一第一時間間隔期間，耦合該至少一電感器之一第一端子至該第一DC電壓；於一第二時間間隔期間，耦合該至少一電感器之該第一端子至一第二電壓，藉此在該至少一電感器之一第二端子處產生一中間電壓；於一第三時間間隔期間，耦合該至少一電容器之一第一端子至該中間電壓，並且耦合該至少一電容器之一第二端子至一第三電壓；及於一第四時間間隔期間，耦合該至少一電容器之該第二端子至該中間電壓，並且耦合該至少一電容器之該第一端子至一輸出電壓，藉此在該輸出端子處提供

該第二DC電壓。該方法之變化方案包括：於一第四時間隔期間，耦合該至少一電容器之該第二端子至一第四電壓，並且耦合該至少一電容器之該第一端子至一輸出電壓，或耦合該至少一電容器之該第一端子至接地，並且耦合該至少一電容器之該第二端子至一輸出電壓。

### 【實施方式】

圖13用圖表繪示DC/DC轉換器對於自1.8 V至6.6 V範圍之各種輸入電壓以各種輸出電壓運作的必要電壓轉換比率  $V_{out}/V_{in}$ 。舉例而言，曲線361繪示對於4.5 V至5.5 V輸入範圍，調節5 V輸出至±1%精確度需要高於及低於壹轉換比率之運作，意謂著需要調升調降調節轉換器以保持比低成本AC/DC牆式轉接器(wall adapter)通常保證的±5%或±10%精確度更緊密的容限。

另一對調升調降轉換之需求發生於使用鋰離子電池以產生居中於其廣電壓範圍的電壓。作為實例，圖13中的曲線362、363與364分別繪示4 V、3.6 V與3.3 V之輸出。由於彼等負載電壓落在LiIon電池之正常放電電壓範圍4.2 V至3 V內，所以轉換器必須在電池電元放電循環開始時以低於壹之電壓轉換比率在逐步調降模式中進行調節，並且之後隨著電池電元電壓衰竭以高於壹之轉換比率在逐步調升模式中進行調節。

曲線365繪示3 V輸出，理論上，其應僅需要逐步調降轉換，但是因為上文所述之壓降問題，所以供應3 V輸出的LiIon電池於高於3.2 V必須截斷，由此浪費有用的電池壽

命。開發中的新生代LiIon電池單元必須允許以降至2.7 V進行運作，需要用於2.7 V輸出的調升調降轉換，如曲線366所示。以2.5 V電池條件，壓降議題亦甚至可需要使用調升調降轉換器，以供應經調節之2.5 V輸出，如曲線367所示。但是，如果調升調降轉換導致效率損失超過藉由延伸電池範圍所增益的額外操作時間，則完全損失使用具備較低電壓操作能力之電池的使用壽命時間益處。

同樣地，關切的壓降使得難以保證來自雙電池單元連接式鎳氫(NiMH)電池或鎳鎘(NiCd)電池的1.8 V經調節輸出，此係由於彼等輸出範圍從2.4 V降至1.8 V。在2 V電池條件下停止使用致使不可接受地浪費二分之一以上電池充電壽命。

另一需要具效率低壓降調升調降轉換器之情況係使用經設計成用兩個NiMH乾電池單元、兩個鹼性電池單元或單電池單元式LiIon電池運作的電源供應器。由於雙串聯電池單元式NiMH電池組的輸出電壓範圍係自1.8 V至2.4 V，雙串聯電池單元式鹼性電池於充電期間的輸出電壓範圍係自1.8 V至3.4 V，以及單電池單元式LiIon電池的輸出電壓範圍係自4.2 V降至3 V或甚至降至2.7 V，所以介於4.2 V與1.8 V之間的任何負載電壓需要調升調降轉換器以最大化效率及電池壽命。

如果亦考量一些系統允許來自連接之AC/DC牆式轉接器的DC輸出而不需要電池存在，則供應至系統之DC/DC轉換器輸入的輸入電壓可頗高於有電池存在情況下的輸入電

壓，並且可達到高達 6.5 V。當有電池存在並且充電器被切斷連接時，電壓可低至 1.8 V。在此等情況中，由圖 13 中之曲線 361 至 368 所表示的所有輸出電壓(即，範圍自 5 V 降至 1.8 V 輸出)皆需要調升調降轉換器。

現今大多數電負載係藉由僅調升轉換器或僅調降轉換器予以供應，其中甚至以浪費電池中有用的經儲存電荷為代價，過早切斷電池以避免需要調升調降轉換。因此，以任何成本避免調升調降轉換，惟極端狀況除外。由於現有調升調降解決方案(DC/DC 轉換器、電荷幫浦或線性調節器)給予不佳的效率、模式切換、雜訊短時脈衝波干擾及不佳的調節，所以對於調升調降轉換與調節的需求係極端的問題並且無法符合現今以效率為焦點之消費者市場的需求。

### 新 DC/DC 轉換器拓樸

本文中描述之新非隔離 DC/DC 轉換器及電壓調節拓樸能夠在不需要模式切換情況下運作於廣電壓轉換比率範圍，其範圍係從逐步調升至逐步調降轉換。當  $V_{out} \approx V_{in}$  時無模式切換及壓降問題，甚至接近壹輸入對輸出電壓轉換比率，轉換器仍然未遭受到雜訊短時脈衝波干擾、不佳的調節及不穩定性。雖然調節器包括切換式電感器操作，但是其避免在非常高作用時間因數與非常低作用時間因數下使習知切換式調節器變糟的最小脈衝寬度問題，包括調節器壓降、窄脈衝與相關聯之高電流尖波、可變頻率操作、不足以實行先切斷後連接轉變之時間。相比之下，先前技術非隔離式 DC/DC 轉換器在極值作用時間因數下遭受到上文

所述之問題中之一或多者，並且其使用接近壹電壓轉換比率仍然有問題。

本發明之方法及設備可運用在需要調升調降轉換的應用中，並且避免現有降壓增壓轉換器及返馳式轉換器的問題。雖然本發明之較佳具體實施例具體提出調升調降轉換器之實施方案，但是變化方案包括改良式僅調降調節轉換器及能夠產生負(即，低於接地)供電電壓的DC/DC反轉器。

全體地，本文揭示之新DC/DC轉換器包括三種新轉換器拓樸及其變化方案，在文本中以首字母縮略字稱為

- LCDU - 切換式電感器電容器調降調升(down-up)轉換器
- LCDD - 切換式電感器電容器調降調降(down-down)轉換器
- LCDI - 切換式電感器電容器調降反轉(down-inverting)轉換器(反轉器)

具體而言，本發明集中於切換式電感器電容器調節轉換器，其包括一電感逐步調降前置調節器，該電感逐步調降前置調節器饋電給一切換式電容器實施之逐步調升、逐步調降或反轉式後置轉換器。關於命名法，首字母縮略字中的第一個L表示在調節器之第一階或前置調節器中的能量儲存元件，即，線圈或電感器。C表示在後置轉換器或轉換器之第二階中的能量儲存元件。在轉換器命名中的第三字元"D"指示前置調節器，該前置調節器使輸入電壓或電

池電壓逐步調降並且饋送經逐步調降之電壓至後置轉換器。

最後一個字元意指後置轉換器的方向：調升、調降或反轉。因此，首字母縮略字分別係LCDU、LCDD或LCDI。由於後置轉換器視應用而變化，所以此新切換式電感器電容器家族DC/DC轉換器拓樸可統稱為LCDX調節轉換器，其中X意指分別視應用而可變：對於調升，X為U；對於調降，X為D；及對於反轉，X為I。

● 相關美國申請案[法定代理人檔案號碼第AATI-21-DS-US號]題為"High-Efficiency DC/DC Voltage Converter Including Up Inductive Switching Pre-Regulator and Capacitive Switching Post-Converter"(該案與本申請案同時申請並且以引用方式併入本文中)描述切換式電感器電容器(LC)轉換器，其包括一切換式電感逐步調升型前置調節器，其後接著一切換式電容器逐步調降、逐步調升或反轉式後置轉換器。全體地，彼等LCUX型調節轉換器包括下列項目：

- LCUD- 切換式電感器電容器調升調降(up-down)轉換器
- LCUU- 切換式電感器電容器調升調升(up-up)轉換器
- LCUI - 切換式電感器電容器調升反轉(up-inverting)轉換器(反轉器)

● 相關美國申請案[法定代理人檔案號碼第AATI-20-DS-US號]題為"High-Efficiency DC/DC Voltage Converter Including Capacitive Pre-Converter and Up Inductive

經拓樸上組態作一同步式降壓轉換器，然而可使用任何逐步調降切換式電感器DC/DC轉換器。舉例而言，可排除N通道MOSFET 403，並且用Schottky整流器來取代二極體404，以實施一降壓轉換器來取代所示之同步式降壓轉換器。

PWM控制器406藉由響應於其反饋輸入而改變作用時間因數D來控制高端P通道MOSFET 417之導通時間，其以按斜坡時脈/振盪器413所判定的一固定頻率Φ運作。替代做法為，PWM控制器406可配合P通道MOSFET 417之固定或可變導通時間而以可變頻率運作。

每當P通道MOSFET 417係導通時，來自輸入電源V<sub>batt</sub>的電流流動通過電感器418。藉此線圈被磁化，儲存等於 $\frac{1}{2}LI^2$ 的能量並且抵抗電流中的任何迅速變化。與切換頻率Φ相比，電感器418中的電流無法對MOSFET 417之迅速切換作出反應，所以電感器418作用為幾乎無損耗之電流源，其響應於受PWM電路406控制的脈衝寬度調變，在許多時脈循環期間的平均電流緩慢變化。

每當高端MOSFET 417未正在傳導時，電感器418驅動節點V<sub>x</sub>處的電壓至低於接地，加正向偏壓於二極體404並且允許電流在電感器418中無中斷的流動，即，可再循環。在MOSFET 403與417兩者為關閉情況下，在二極體404中消散的電力係I<sub>L</sub>•V<sub>f</sub>，其中V<sub>f</sub>係P-N接面二極體404的正向電壓。N通道同步式整流器MOSFET 403於P通道MOSFET 417為關斷狀態期間的所有時間或某部分時間進行傳導，

分流二極體 404 中的電流並且重新定向通過低端 MOSFET 403 之通道的再循環電流。由於 MOSFET 403 僅在整流器二極體 404 正在傳導時才進行傳導，所以其運作為一"同步式"整流器。於傳導期間，跨同步式整流器的電壓降係藉由  $I_L \cdot R_{DS(on)}$  約定並且其瞬間電力消散係  $I_L^2 \cdot R_{DS(on)}$ 。

先切斷後連接 (BBM) 紓衝器 405 確保高端電源 MOSFET 417 及低端電源 MOSFET 403 決不同時傳導，以防止擊穿傳導。擊穿傳導係導致浪費電力並且損失效率的非所要條件，而且潛在地導致 MOSFET 裝置損壞。雖然先切斷後連接時間間隔必須足夠長以防止擊穿，但是過度長的先切斷後連接時間間隔亦非所要，此係由於先切斷後連接時間間隔強制二極體 404 在較長時間期間載送電流並且消散更多電力。

惟先切斷後連接週期除外，理想上，每當 MOSFET 417 為關斷狀態時，同步式整流器 MOSFET 403 應被導通並且進行傳導。但是，在一些情況中，提早關閉或完全不導通同步式整流器 MOSFET 403 可係有利的。舉例而言，以非常低輸出電流，如果 MOSFET 403 在一段延長持續期間保持導通狀態，則可發生非所需的振盪及逆向電流流動。關閉 MOSFET 403 使其無法進行通道傳導，並且在逆向偏壓條件下的二極體 404 防止逆向電流傳導，改良轉換器的輕型負載 (light load) 效率。

替代做法為，如申請案 [法定代理人檔案號碼第 AATI-18-DS-US 號] 題為 "Low-Noise DC/DC Converter With

Controlled Diode Conduction"(該案與本申請案同時申請並且以引用方式併入本文中)中所描述，同步式整流器MOSFET可維持導通狀態，但是當其非正在運作為全導通裝置時，以受控方式來限制其汲極電流的量值。藉由交替於電阻式切換器狀態與低電流恆定電流模式之間，該方法減小切換式電感器轉換器中的電雜訊。

接著，中間電壓  $V_y$  (切換式電感器前置調節器 401 的輸出)供應電力輸入至切換式電容器後置轉換器 402(其亦包括蓄電電容器 411)內的電荷幫浦 408。使用具有飛馳電容器 409 及(選用) 410 的切換式電容器網路，電荷幫浦 408 轉換該輸入電壓  $V_y$  至一輸出電壓  $nV_y$ 。電荷幫浦 408 的轉換比率  $n$  可係逐步調升、逐步調降及反轉。一切換式 LCDU 轉換器之後置轉換器中的逐步調升轉換可包括(例如)單電容器二倍倍增器( $n=2$ )或雙電容器分率式實施方案( $n=1.5$ )。

電荷幫浦 408 的輸出(藉由蓄電電容器 411 予以濾波)供應一經調節電壓  $V_{out}$  至一負載 412。在一較佳具體實施例中，該輸出係用於以一反饋訊號  $V_{FB}$ (其係藉由一位準偏移器 414 轉換至一用於控制 PWM 電路 406 的電壓)提供反饋至前置調節器 401。替代做法為，可使用中間電壓  $V_y$  作為一反饋訊號以控制 PWM 電路 406。如下文所示，前置調節器電路 401 產生的  $V_y$  之值係設定 DC/DC 轉換器 400 之整體效率的重要項。

在一較佳具體實施例中，位準偏移器 414 的輸出電壓應強制使  $V_y$  之值為一等於  $V_{out}/n$  的電壓。對於 LCDU 轉換器

400而言，位準偏移器414包括一含兩個電阻器415與416的網路，其充當一分壓器。在LCDD反轉器及LCDI反轉器中，對於位準偏移可採用一替代電路，如下文所述。PWM電路406包括一誤差電路，藉此比較位準偏移器414之輸出電壓與一參考電壓，並且使用比較結果以控制切換式MOSFET 403與417。舉例而言，如圖14B示，在可在一誤差放大器406A中比較來自位準偏移器414之輸出電壓 $V_{Fbin}$ 與由一帶隙產生器406B產生之參考電壓 $V_{ref}$ ，並且繼而可在一比較器406C中比較由誤差放大器406A產生之誤差訊號與一振盪斜坡訊號。比較器406C產生一數位輸出，該數位輸出係透過一正反器電路406D及一先切斷後連接(BBM)緩衝器405予以饋送，以控制MOSFET 403及417之切換，並且具體而言，控制MOSFET 417之作用時間因數。在此實例中，位準偏移器414經建構，使得當 $V_{out}$ 係在目標位準時，誤差放大器406A產生一維持作用時間因數恆定的輸出。反之，當 $V_{out}$ 高於或低於其目標值時，誤差放大器406A產生的輸出促使比較器406C減小或增大高端MOSFET 417的運作中作用時間因數，致使 $V_y = V_{out}/n$ 。對於DC/DC轉換器中替代反饋電路的進一步描述，請參閱2003年6月17日頒予給Wilcox等人之美國專利案第6,580,258號，該案整份內容以引用方式併入本文中。

LCDX轉換器400之另一項特徵係使用時脈/振盪器413來控制前置調節器401中之MOSFET 417及403之切換以及電荷幫浦408中之切換元件。藉由使切換式電感器前置調節

器 401 與切換式電容器後置轉換器 402 同步，可大幅減小中間濾波電容器 407 之大小，或在一些情況中，可全然排除電容器 407。

### 透過 $V_y$ 前置調節來調節 $V_{out}$

LCDX 轉換器 400 之一項新穎態樣係其整體效率  $\eta$  對中間電壓  $V_y$  (前置調節器 401 之輸出) 之值的相依性。另一項重要考量係用封閉迴路反饋來控制電壓  $V_y$  的方式，以改良轉換器之瞬變調節。

為了更佳瞭解彼等考量，可使用圖 15A 之作用模型 420 以用於控制分析以及評估效率。如所示，從輸入電壓  $V_{in}$  供電給逐步調降前置調節器 401，產生一中間電壓  $V_y$ 。在 LCDX 拓樸中，前置調節器 401 運作為一逐步調降轉換器，藉由如下給定

$$V_y = D \cdot V_{in}$$

其中  $D$  係高端 MOSFET 的作用時間因數，範圍介於 0% 與 100% 之間。圖 15B 中以圖表繪示此調降轉換，其中切換式 LCDU 3.3 V 調節器的  $V_{out}$  相對於  $V_{in}$  曲線圖 426 繪示出電池輸入電壓  $V_{batt}$  427 導致 1.65 V 之恆定  $V_y$  電壓 (如線 428 所示)。

請再次參考圖 15A，繼而，前置調節器 401 的  $V_y$  輸出供電給切換式電容器後置轉換器 402，其輸出一電壓  $V_z$ 。後置轉換器 402 的轉換比率係藉由如下給定

$$V_z = n \cdot V_y$$

或表達為後置轉換器 402 的電壓轉換比率  $V_z/V_y$ ，該比率等於

逐步調降因數0.2倍至對輸入的最大逐步調升因數1.8倍；電壓轉換範圍係降壓轉換器電壓轉換範圍的兩倍。

在轉換器400的壹轉換比率處，前置調節器401的作用時間因數係僅50%。以僅50%作用時間因數，可易於實施切換式轉換器以用於以高頻率運作，而且未受限於習知降壓、增壓及降壓增壓轉換器拓樸所遭受到作用時間因數的極值問題。

下文考量LCDX轉換器400對於其它因數n之運作。此處包括一含有二倍倍增型或2X型後置轉換器的LCDU調節器以作為一實例。

#### 控制 $V_y$ 以用於最大化轉換器效率

亦可使用圖15B的作用模型420來評估LCDX轉換器400的整體效率。對於前置調節器401，藉由 $P_{in1}=I_{in} \cdot V_{in}$ 來給定輸入電力，同時 $P_{out1}=I_y \cdot V_y$ 。接著，前置調節器401的效率可被表達為

$$\eta_1 = \frac{P_{out1}}{P_{in1}} = \frac{I_y \cdot V_y}{I_{in} \cdot V_{in}}$$

圖15D繪示前置調節器401的效率 $\eta_1$ 係相對恆定並且獨立於其電壓轉換比率 $V_y/V_{in}$ 。取決於操作條件、電源MOSFET電阻及操作電流，典型值之範圍係自96%至90%。

典型地，後置轉換器402(其包括電荷幫浦408)在傳遞電力至一以其輸出電壓 $V_z$ 運作的負載時具有在96%範圍中的最大效率。由於電荷幫浦單純地係轉換器並且不是調節器，所以其效率之分析必須考量當介於其輸出與供電給電負載所需的所要電壓之間不匹配時的情況。具體而言，對

於任何原因，如果後置轉換器402之輸出 $V_z$ 不同於所要輸出電壓 $V_{out}$ （例如，輸出電壓被負載鉗位），則電壓誤差 $\Delta V = V_z - V_{out}$ 不再係可忽略，並且將導致額外的效率損失。此 $\Delta V$ 不匹配導致之損失具有相同於線性調節器中之損失的數學式 $\Delta V/V_{in}$ ，即使損耗元件424本身實際上不調節電壓。具體而言，損耗可被定義為

$$P_{loss3} = I_{out} \cdot \Delta V = I_{out} (V_z - V_{out})$$

其中 $V_z > V_{out}$ 。接著，第三階（與損耗組件相關）的效率係藉由如下給定

$$\eta_3 = \frac{P_{out}}{P_z} = \frac{P_z - P_{loss3}}{P_z} = \frac{I_{out} (V_z - V_{out})}{I_{out} \cdot V_z} = \frac{V_{out}}{V_z}$$

並且其中 $V_{out} \leq V_z$ ，即，最大理論效率被限制在100%。從轉換器轉遞函數 $V_z = n \cdot V_y$ ，則

$$\eta_3 = \frac{V_{out}}{V_z} = \frac{V_{out}}{nV_y}$$

連同電荷幫浦408的內部效率，後置轉換器402的效率係藉由如下給定

$$\eta_{CP} = \eta_2 \eta_3 = \eta_2 \frac{V_{out}}{V_z} = \frac{\eta_2}{n} \frac{V_{out}}{V_y}$$

圖15E中繪示後置轉換器402的效率方程式（包括 $\Delta V$ 負載不匹配），其中在圖表437中對於分別藉由曲線438與439所示的理想靜止電流與實際靜止電流，標繪出後置轉換器的電壓轉換比率 $V_{out}/V_y$ 相對於其效率 $\eta_{CP}$ 之圖表。在該兩種情況中，後置轉換器的效率在 $V_{out}/V_y$ 等於轉換比率“n”時（即，當 $V_{out} = n \cdot V_y$ 時）抵達其峰值。

舉例而言，在二倍倍增器（其中 $n=2$ ）中，LCDU轉換器的

最大輸出電壓發生於  $V_{out}=2 V_y$  時。  $V_y$  對該條件的任何偏差皆降低 LCDU 轉換器的整體效率。

在理想情況中(曲線 438)，在電荷幫浦 408 中的靜止操作電流  $I_{Q2}$  實質上係零並且其理論峰值效率接近 100%。在實際電荷幫浦中，損耗一些能量以操作電荷幫浦，其靜止電流  $I_{Q2}$  不是零並且峰值效率被限制在低於 100%，具體而言，被限制在某值  $\eta_2$ ，典型係 95 至 97%，如曲線 439 所示。

由於電荷幫浦 408 無法產生大於其輸入 "n" 倍的輸出電壓，所以對於高於 n 之  $V_{out}/V_y$  比率的效率無意義，但是未描述電荷幫浦輸出電壓  $V_z$  對符合所要輸出電壓  $V_{out}$  的差額。如虛線 440 所示之曲線與曲線 439 相對於條件  $V_{out}/V_y=n$  呈對稱。此為了完整而被納入。

從轉換器轉遞函數  $V_z=n \cdot V_y=n \cdot D \cdot V_{in}$ ，可就作用時間因數 D 而論(而非就中間電壓  $V_y$  而論)來重新表達效率。據此， $\Delta V$  不匹配的效率影響可描述為

$$\eta_3 = \frac{V_{out}}{V_z} = \frac{V_{out}}{nDV_{in}}$$

並且電荷幫浦 408 的效率可描述為

$$\eta_{CP} = \eta_2 \eta_3 = \eta_2 \frac{V_{out}}{V_z} = \frac{\eta_2}{nD} \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

接著，LCDX 轉換器 400 的總效率係個別效率的乘積，即

$$\eta = \eta_1 \cdot \eta_2 \cdot \eta_3 = \left( \eta_1 \cdot \eta_2 \frac{1}{nD} \right) \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

圖 15F 中標繪 2X 型 LCDU 調節器的整體效率，對於各種作用時間因數，顯露出峰值效率發生於  $D=50\%$  且  $n \cdot D=1$

時。

圖 15G 繪示相同於對於恆定  $\eta_3$  效率之線的作用時間因數 D 相對於  $V_{out}/V_{in}$  電壓轉換比率所標繪的表達。如所示，線 452A 至 452E 分別表示對於 100%、90%、80%、70% 與 60% 之  $\eta_3$  效率的作用時間因數相依性。具體而言，線 452 描繪 2X LCDU 轉換器對於任何給定  $V_{out}/V_{in}$  轉換比率展現最大效率的作用時間因數。舉例而言，點 453 指示出對於壹轉遞特性最大效率發生於  $D=50\%$  時，即，當  $V_{out}=V_{in}$  時。對於逐步調升轉換，最佳作用時間因數 D 係超過 50%；對於逐步調降轉換，最佳作用時間因數 D 係低於 50%。

轉換器的整體效率係  $\eta_1 \cdot \eta_2 \cdot \eta_3$  之乘積，其中  $\eta_1$  表示切換式電感器前置調節器 401 的效率， $\eta_2$  表示切換式電容器後置轉換器 402，並且  $\eta_3$  表示介於轉換器 400 之輸出  $V_z$  與所要輸出電壓  $V_{out}$  之間的不匹配。甚至當  $V_{out}=V_z$  並且  $\eta_3=100\%$  時，最大轉換器效率仍然被限制在  $\eta_1 \cdot \eta_2$  並且無法抵達 100% 效率。典型地， $\eta_1$  係在第 90 百分比範圍中，並且最佳化電荷幫浦可展現幾乎恆定  $\eta_2=97\%$ 。曲線 454 繪示對於  $\eta_3=100\%$  的轉換器總效率，即， $\eta_1 \cdot \eta_2 \cdot \eta_3$  乘積。如預期，對於每一  $V_{out}/V_{in}$  電壓轉換比率，存在最佳化 LCDU 轉換器效率的單個作用時間因數 D。

如果為了某原因而決定驅動轉換器 400 的輸出  $V_z$  至稍微高於所要輸出電  $V_{out}$  (即， $V_z > V_{out}$ )，則  $\eta_3$  效率及總轉換器效率  $\eta$  將變槽。對於  $\eta_3=90\%$  的此條件係藉由作用時間因數曲線 452B 及相對應效率曲線 455 予以繪示。

圖 15H 繪示含有 2X 型後置轉換器之 LCDU 轉換器之效率以作用時間因數 D 及電壓轉換比率  $V_{out}/V_{in}$  為函數的圖表，假設  $\eta_1 \cdot \eta_2 = 100\%$ 。曲線 456 繪示以壹轉換(即， $V_{out}=V_{in}$ )的效率。曲線 456 亦繪示 2X LCDU 轉換器以作用時間因數  $D=50\%$  抵達其峰值效率，並且對於高於 50% 的作用時間因數，效率呈雙曲線下降，指示出轉換器正在產生高於所需的電壓，導致介於轉換器與所要負載電壓之間的  $\Delta V$  不匹配，即， $\Delta V = \{V_z - V_{out}\} > 0$ 。

曲線 457A 至 457E 分別描繪在 0.9、0.7、0.5、0.3 與 0.1 之  $V_{out}/V_{in}$  轉換比率下整體效率對作用時間因數的相依性。如同壹轉換比率之狀況，增大的作用時間因數導致效率下降，意謂著轉換器的輸出高於所需。同樣地，曲線 458A 至 458E 分別描繪在 1.1、1.3、1.5、1.7 與 1.9 之  $V_{out}/V_{in}$  轉換比率下的整體效率。請注意，對於曲線 458E，僅單點維持前置調節器展現作用時間因數  $D=95\%$  及導致 1.9 轉換比率。

顯然地，重點在於轉換器藉由使用反饋控制技術來控制作用時間因數 D 而使其維持運作於高效率運作區域中，具體而言，維持足夠而非過高的作用時間因數。在無反饋情況下，開放迴路操作可易於遭受到效率損失及調節降級。不足的作用時間因數導致輸出電壓太低；當作用時間因數太高時效率惡化。

因為  $\eta_1 \cdot \eta_2 < 100\%$ ，所以實際效率低於圖 15H 中所示之曲線，即，實際上，在切換式電感器前置調節器 401 及切換式電容器後置轉換器 402 中損耗一些電力。圖 15I 之圖表中

包括彼等效應，圖中繪示最大效率  $463C$  ( $\eta_1 \cdot \eta_2$  之乘積) 連同半恆定  $\eta_2$  曲線  $463A$  及  $\eta_1$  曲線  $463B$ ，繪示出對作用時間因數  $D$  的稍微相依性。如同先前的圖表，對最大效率的最高偏差發生於過高的作用時間因數，過度幫浦使轉換器的輸出  $V_z$  超過所要電壓  $V_{out}$ 。

如所示，曲線  $460$  繪示以壹轉換特性，其中  $V_{out} = V_{in}$ 。在曲線  $460$  下方，曲線  $461A$  至  $461E$  分別描繪對於  $0.9$ 、 $0.7$ 、 $0.5$ 、 $0.3$  與  $0.1$  之電壓轉換比率的逐步調降轉換。在曲線  $460$  上方，曲線  $462A$  至  $462E$  分別描繪具有  $1.1$ 、 $1.3$ 、 $1.5$ 、 $1.7$  與  $1.9$  之輸出對輸入電壓比率的逐步調升轉換器。 $2X$  型 LCDU 轉換器無法超過  $2$  之逐步調升比率，並且實務上應不使用高於  $1.8$  至  $1.9$  的逐步調升比率，以避免窄脈衝。

在適當控制下，本發明之切換式 LCDU 調節器可在逐步調升模式或逐步調降模式中產生經良好調節之輸出，而且未展現出任何模式變更、窄脈衝或接近壹電壓轉換比率 (即，當  $V_{out} \approx V_{in}$  時) 的壓降效應。LCDU 調節器能夠在遠遠超過降壓轉換器、增壓轉換器或電荷幫浦之輸出對輸入電壓比率範圍的輸出對輸入電壓比率範圍內運作。假設實際限制作用時間因數範圍在  $10\%$  與  $90\%$  之間，表格 2 比較 LCDU 調節器之可用電壓轉換比率範圍與電荷幫浦二倍倍增器、降壓轉換器及增壓轉換器之可用電壓轉換比率範圍。

轉換器拓樸	$V_{out}/V_{in}$ 範圍	效率範圍	壹比率效率
2X電荷幫浦	0.1至0.9	高於1.8	不佳， $\eta < 50\%$
增壓轉換器	1.1至15	良好，最多~4	高於0.9時壓降
降壓轉換器	0.1至0.9	範圍內良好	低於1.1時壓降
2X LCDU	0.1至1.9	範圍內良好	良好， $\eta > 90\%$

表格 2

如圖 16 所示，儘管高效率特性 466，以 10% 至 90% 作用時間因數運作的降壓轉換器僅具備逐步調降轉換比率能力，即，其中  $V_{out} = \{0.1 V_{in} \text{ 至 } 0.9 V_{in}\}$ 。反之，2X 電荷幫浦效率 (曲線 467) 僅對於超過 1.8 之轉換比率才具有高效率。相比之下，LCDU 轉換器效率 (曲線 468) 在廣電壓轉換比率範圍 (即，其中  $V_{out} = \{0.1 V_{in} \text{ 至 } 1.9 V_{in}\}$ ) 內具有高效率。此結果出乎意料，請考量 LCDU 調節器組合電荷幫浦與降壓轉換器之元件，然而在比電荷幫浦與降壓轉換器更廣的操作條件範圍內進行調節。

圖 17 繪示操作中的切換式 LCDU 調節轉換器之一實例，其中使用單電池單元式 LiIon 電池以於整個電池放電循環期間產生一經調節之 3.3 V 輸出。在充電之後，電池單元電壓開始於 4.2 V，並且於時間間隔 471 期間衰竭至約 3.5 V 至 3.6 V，其中在大多數放電循環期間電壓繼續存在 (曲線 472)。之後，曲線 473 繪示電池電壓衰竭至低於 3.5 V 進入介於線 477 與 478 之間的範圍  $\{V_{out} < V_{batt} < (V_{out} + \delta)\}$ ，此為正常轉換器將遭受到壓降或模式切換問題的條件。最後，在曲線 474 所表示的區域中，電池電壓將妥善地低於轉換器

的 3.3 V 輸出。僅專門的 LiIon 電池 475 可降至 2.7 V 地運作，而且無生長的微晶使電池單元短路。

不顧 LiIon 電池單元電壓，LCDU 轉換器依作用時間因數 D 使電池電壓逐步調降至經恆定預先調節電壓  $V_y$  (由曲線 476 繪示)，接著依電荷幫浦後置轉換器中的 2X 使電壓逐步返回調升，以產生經調節 3.3 V 輸出  $V_{out}$  (曲線 477)。轉換器的條件可描述為如表格 3 所示：

階段	調升/調降	$V_{batt}$	D	$V_y$	nX	$V_{out}$	$V_{out}/V_{in}$
470. 完全充電	調降	4.2 V	39%	1.65 V	2X	3.3 V	0.52
471. 衰竭	調降	3.6 V	46%	1.65 V	2X	3.3 V	0.92
472. 平展	調降	3.5 V	47%	1.65 V	2X	3.3 V	0.94
473. $V_{batt} \approx V_{out}$	壹	3.3 V	50%	1.65 V	2X	3.3 V	1.00
474. 放電	調升	3.0 V	55%	1.65 V	2X	3.3 V	1.10
475. 延伸範圍	調升	2.7 V	61%	1.65 V	2X	3.3 V	1.22

表格 3

使用單電池單元式 LiIon 電池及需要 3.3 V 經調節供應的一項通用應用係行動電話。現今無任何調節器能夠在電池的整個電壓範圍內高效率地運作。現今，手機設計人員必須採用僅逐步調降型降壓調節器(其在約 3.5 V 處切斷)，由此在放電階段 475、474、473 以及電壓平展階段 472 之一部分期間耗用電池壽命，此係因為彼等後期放電階段的附加使用壽命藉由習知降壓增壓轉換器的效率損失予以完全補償。

### 切換式電感器電容器調降調升(2X LCDU)調節轉換器

圖 18 繪示二倍倍增器型切換式 LCDU 調節轉換器 480 之概要電路圖。

如所示，LCDU 切換式轉換器 480 包含一高端電源 MOSFET 481、一低端 N 通道同步式整流器 483 (含有一本質 P-N 二極體 484) 及一電感器 482。彼等元件被包含於一前置調節器 480A 中，其將輸入電壓  $V_{batt}$  轉換至中間電壓  $V_y$ 。跨選用之濾波電容器 485 的電壓  $V_y$  形成至 2X 型電荷幫浦後置轉換器 480B 之輸入，自前置調節器 480A 至輸出濾波電容器 491，2X 型電荷幫浦後置轉換器 480B 包括電源 MOSFET 486、487、488 與 489，彼等電源 MOSFET 一起循序地對飛馳電容器 490 進行充電及放電。

高端組態之電源 MOSFET 481、487 與 488 連同浮動電源 MOSFET 489 可係 N 通道裝置或 P 通道裝置，而且適當改變閘極驅動訊號及閘極緩衝器電路。低端電源 MOSFET 483 與 486 較佳被實施為 N 通道裝置。使用輸出電壓  $V_{out}$  作為反饋訊號  $V_{FB}$ ，藉由位準偏移電阻器 496 與 497 予以按比例調整，以產生一電壓來作為至 PWM 控制器 493 內之誤差放大器的控制輸入。此控制電壓經選擇以強制使前置調節器 480A 的輸出為中間電壓  $V_y$ ，其量值等於輸出電壓  $V_{out}$  之量值的二分之一。

PWM 控制器 493 (其同步於時脈與斜坡產生器電路 494) 以時脈頻率  $\Phi$  進行切換，並且以相同頻率來驅動先切斷後連接 (BBM) 緩衝器 492。先切斷後連接 (BBM) 緩衝器 492 用閘極偏壓  $V_{G1}$  與  $V_{G2}$  來非同相地驅動高端 MOSFET 481 及同步

式整流器MOSFET 483，以防止擊穿傳導。如果MOSFET 481係N通道裝置，則相對於MOSFET 481的源極， $V_{G1}$ 的極性為正；並且如果MOSFET 481係P通道裝置，則相對於MOSFET 481的源極， $V_{G1}$ 的極性為負。同步式整流器MOSFET 483受到控制，用以：當MOSFET 481為關斷時的所有時間的某部分時間，MOSFET 483進行傳導；但是當MOSFET 481為導通時，MOSFET 483決不傳導顯著電流。

● 控制PWM控制器493的時脈訊號亦控制先切斷後連接(BBM)緩衝器495，產生閘極訊號 $V_{GS3}$ 、 $V_{GS4}$ 、 $V_{GS5}$ 與 $V_{GS6}$ ，以分別控制電荷幫浦MOSFET 487、486、488與489的循序切換。彼等MOSFET係以對角方式進行傳導，當MOSFET 487與489為關斷時，MOSFET 488與486進行傳導，致使對電容器490進行充電；並且接著當MOSFET 486與488為關斷時，MOSFET 487與489進行傳導，致使藉由將電容器490的電荷轉遞至蓄電電容器491上而對其進行放電。先切斷後連接(BBM)緩衝器495防止介於MOSFET 487與486之間的擊穿傳導，並且亦防止介於MOSFET 488與489之間的擊穿傳導。

可依頻率 $\Phi$ 或依時脈頻率的某較高倍數(即， $m\Phi$ )，或替代地依獨立於用於切換前置調節器480A中之MOSFET 481與483之時脈頻率的頻率，以同步於前置調節器480A中之MOSFET的方式，來切換後置轉換器480B中之MOSFET。在一較佳具體實施例中，以同步方式來切換前置調節器480A及電荷幫浦後置轉換器480B中之所有電源MOSFET，

由此可製成小型濾波電容器485或可予以排除。相比之下，如果用於切換電荷幫浦後置轉換器480B的時脈頻率獨立於用於切換前置調節器480A的時脈頻率，則需要電容器485以暫時儲存支援瞬間負載與線路瞬變所需的能量。

圖19A及19B中繪示在2X型LCDU轉換器480中之前置調節器480A及後置轉換器480B的同步運作。在圖19A中，概要圖500表示轉換器480係正在磁化電感器482並且同時對飛馳電容器490進行充電的期間，而且電流自 $V_{batt}$ 流動通過導通狀態MOSFET 481、488與486，並且在此段時間期間， $V_x$ 被偏壓至 $V_{batt}$ ， $V_w$ 被接地， $V_z$ 被偏壓至 $V_y$ ，並且飛馳電容器490充電至電壓 $+V_y$ 。關斷狀態之MOSFET 483係藉由經逆向偏壓之二極體484來表示。關斷狀態MOSFET 487及489分別係藉由開路504及506來表示。

在圖19B中，概要圖520表示LCDU轉換器480係在電流通過電感器482之再循環及飛馳電容器490之放電期間。在此段時間期間，電感再循環電流流動通過經正向偏壓之二極體484，藉由導通狀態MOSFET 483而分流，並且流動通過MOSFET 487與489，對輸出電容器491進行充電。於再循環期間，電壓 $V_x$ 被偏壓至接近(但稍微低於)接地，具體而言，在接地的二極體正向偏壓 $V_f$ 範圍內。

藉由連接電容器490的負端子至電壓 $V_w=V_y$ 及連接其正端子至輸出，電壓 $V_z$ 即刻跳至 $2 V_y$ ，驅動跨輸出電容器491的輸出電壓 $V_{out}$ 。在此狀態中，高端MOSFET 481係藉由經逆向偏壓之P-N二極體481予以表示。關斷狀態

MOSFET 488及486係藉由開路528及526來表示。

為了總結切換式電感器前置調節器480A與切換式電容器後置轉換器480B之運作，電感器482的第一端子於第一時間間隔期間被耦合至第一電壓( $V_{batt}$ )並且於第二時間間隔期間被耦合至第二電壓(接地)。於第一時間間隔期間，電感器482正在磁化中，並且於第二時間間隔期間，電流再循環通過電感器482。重複此循環，並且由於電感器482之電特性，在電感器482之第二端子處產生中間電壓( $V_y$ )。

作為每一循環總時間之百分比的第一時間間隔定義前置調節器480A的作用時間因數。中間電壓 $V_y$ 係 $V_{batt}$ 之百分比，其百分比係藉由作用時間因數予以判定。通常，第一時間間隔與第二時間間隔係藉由先切斷後連接(BBM)時間間隔予以隔開。

至於後置轉換器480B內的電荷幫浦，於第三時間間隔期間，飛馳電容器490的第一端子被耦合至中間電壓( $V_y$ )並且電容器490的第二端子被耦合至第三電壓(接地)。於此第三時間間隔期間，電容器490充電至大約中間電壓( $V_y$ )。於第四時間間隔期間，電容器490的第二端子被耦合至中間電壓( $V_y$ )並且電容器490的第一端子被耦合至電荷幫浦的輸出端子。於第三時間間隔期間，電容器490正在充電中，並且於第四時間間隔期間，電容器490正在放電中。通常，第三時間間隔與第四時間間隔係藉由先切斷後連接(BBM)時間間隔予以隔開。

前置調節器480A與後置轉換器480B可同步運作，致使

第一時間間隔與第三時間間隔重疊，以及第二時間間隔與第四時間間隔重疊。若是，則於電容器490正在充電中的所有或至少部分時間期間，電感器482的第一端子被耦合至第一電壓( $V_{batt}$ )；並且於電容器490正在放電中的所有或至少部分時間期間，電感器482的第一端子被耦合至第二電壓(接地)。

應明白，在一些具體實施例中，在前置調節器及/或後置轉換器中可有額外組件(例如，電阻器)。本文中使用的字詞"耦合"旨在指示出前文引用的組件可透過額外組件(若有的話)連接至指定的電壓。

在圖20之概要圖540中所示的一替代具體實施例中，可排除2X後置轉換，其方式為停止電荷幫浦MOSFET之切換並且導通MOSFET 488與489兩者，致使 $V_y \approx V_z \approx V_{out}$ (跨輸出電容器491的電壓)。於此操作條件期間，MOSFET 487被偏壓而關斷，此處表示為開路545。隨著MOSFET 486及488被偏壓而導通， $V_w$ 被接地並且 $V_z$ 被連接至 $V_y$ ，將電容器490預充電至 $+V_y$ ，其實質上並聯於輸出電容器491。在PWM控制下，MOSFET 481與483連同並聯之二極體484繼續進行切換以調節節點 $V_y$ 處之電壓。此條件可被視為電荷幫浦旁通模式。

#### 其它LCDX切換式調節器

如上文所述，LCDX切換式調節器展現由下列方程式控管的輸出對輸入電壓轉換比率

率運作。自轉換器之輸出至  $V_{FBin}$  接針的反饋係藉由含電阻器 600 與 601 的網路予以按比例調整(即，位準偏移)，致使在封閉迴路控制下  $V_y \rightarrow (V_{out}/1.5)$ 。

圖 22 之圖表 630 繪示介於各種 LCDX 轉換器之作用時間因數  $D$  與電壓轉換比率  $V_{out}/V_{in}$  之間的關係，以及 2X 型 LCDU 轉換器(曲線 632)及 1.5X 型 LCDU 轉換器(曲線 633)之特性對照降壓轉換器(曲線 631)之特性。雖然降壓轉換器必須抵達 100% 作用時間因數以達成壹電壓轉換比率，但是 2X 型 LCDU 轉換器以 50% 作用時間因數(即，以  $D=1/n$  作用時間因數，其中  $n=2$ )達成此條件。

接著，藉由曲線 633(其中  $n=1.5$ )描繪的分率式 LCDU 轉換器以  $D=2/3$  或 67% 作用時間因數達成壹轉換。以 50% 作用時間因數，其轉換比率係藉由  $n \cdot D=1.5$ (50%) 紿定，所以  $V_{out}=0.75 V_{in}$ 。與 2X 型 LCDU 轉換器(其中以 50% 作用時間因數， $V_{out}=V_{in}$ )相比，1.5X 型 LCDU 調節器以相同的作用時間因數供應較低的輸出電壓。

以高頻率(其中以接近 50% 作用時間因數運作係較佳的，以避免窄脈衝)，1.5X 型 LCDU 調節器在傳遞較低輸出電壓時係比二倍倍增器型更佳。舉例而言，傳遞來自經充電至 4.2 V 的 LiIon 電池的 3.0 V 輸出，二倍倍增器型 LCDU 調節器必須以 35% 作用時間因數運作，而 1.5X 型 LCDU 調節器以 48% 作用時間因數運作。以接近 50% 作用時間因數運作允許比極值作用時間因數運作更高的頻率切換。

另一版本 LCDX 轉換器利用逐步調降分率式電荷幫浦，

其中電荷幫浦後置轉換器之輸出電壓等於(舉例而言)其輸入電壓之二分之一。在此情況中，前置調節器階及後置轉換器階兩者實行逐步調降功能。所得轉換器可被稱為調降調降或LCDD切換式轉換器。舉例而言，圖21C中的分率式LCDD轉換器610採用雙電容器0.5X型電荷幫浦616以產生藉由關係式 $V_{out}=0.5DV_{batt}$ 所給定的輸出，其中透過反饋來動態調整作用時間因數D，以強制轉換器以其最佳效率或接近最佳效率運作。

自轉換器之輸出至 $V_{FBin}$ 接針的反饋係藉由位準偏移電路予以按比例調整至所以電壓 $V_y$ ，致使在封閉迴路控制下 $V_y \rightarrow (V_{out}/0.5)$ 。由於位準偏移之反饋訊號 $V_{FBin}$ 可高於(非低於) $V_{FB}$ ，可需要含有作用中電晶體裝置的位準偏移電路以取代LCDU轉換器570與590之被動電阻器分壓器網路。下文描述作用中位準偏移反饋網路的實例。

雖然1.5X型分率式LCDU轉換器590提供的益處類似於2X型LCDU轉換器570提供的益處，其方式為實行逐步調升與逐步調降轉換兩者並且未遭受到壓降，但是對於0.5X型LCDD轉換器610的益處及動機不同。作為僅逐步調降轉換器，其操作特性應與降壓轉換器相比較並且不與LCDU調降調升轉換器相比較。

因為LCDD轉換器610的 $V_{out}=0.5DV_{batt}$ 轉遞特性，所以與同等降壓轉換器相比，LCDD轉換器610能夠以任何給定作用時間因數輸出較低的電壓。此特性係藉由圖22中的圖表630藉由比較對於LCDD轉換器610之曲線634及對於降壓轉

換器之曲線 631 予以表明。舉例而言，以 50% 作用時間因數，0.5X 型 LCDD 以其輸入電壓的 25% 來調節其輸出電壓，而降壓轉換器的輸出電壓等於其輸入電壓之 50%。

為了自具有 3.6 V 標稱電壓的 LiIon 電池產生的 0.9 V 輸出 (0.25 電壓轉換比率)，LCDD 調節器可以作用時間因數  $D=50\%$  運作，而降壓轉換器必須以  $D=25\%$  調變。在當  $V_{batt}=4.2$  V 時的高電池條件，降壓轉換器必須以 21% 作用時間因數進行調節，而 0.5X 型 LCDD 轉換器仍然以相對高 42% 作用時間因數運作。

表格 4 對照 2X LCDU 轉換器、1.5X LCDU 轉換器、降壓轉換器及 0.5X LCDD 轉換器之  $D=50\%$  較佳轉換比率，並且列出用以自 LiIon 電池輸出數個通用輸出電壓所需的作用時間因數範圍。

條件	2X LCDU	1.5X LCDU	降壓	0.5X LCDD
$D=50\%$	$V_{out}/V_{in}=1.00$	$V_{out}/V_{in}=0.67$	$V_{out}/V_{in}=0.50$	$V_{out}/V_{in}=0.25$
LiIon $\rightarrow 3.3$ V	$40\% < D < 55\%$	$53\% < D < 73\%$	不適用	不適用
LiIon $\rightarrow 3.0$ V	$36\% < D < 50\%$	$47\% < D < 67\%$	$71\% < D < 100\%*$	不適用
LiIon $\rightarrow 2.7$ V	$32\% < D < 45\%$	$43\% < D < 60\%$	$64\% < D < 90\%$	不適用
LiIon $\rightarrow 1.8$ V	$21\% < D < 30\%*$	$29\% < D < 38\%$	$43\% < D < 60\%$	不適用
LiIon $\rightarrow 0.9$ V	$10\% < D < 15\%*$	$14\% < D < 20\%*$	$21\% < D < 30\%*$	$42\% < D < 60\%$

表格 4

用星號 (\*) 標記的條件可能需要限制轉換器的操作頻率，以符合全範圍之所要作用時間因數。用 "不適用" 標記的條件需要逐步調升與逐步調降轉換，而不可能用降壓轉

換器或調降調降轉換器。

分率式調降調升轉換器(LCDU)及調降調降(LCDD)調節轉換器

圖 23A 繪示分率式 1.5X 型 LCDU 調節轉換器 650 的概要圖。

一逐步調降前置調節器 650A 包括一 PWM 控制器 668；一時脈 667；一先切斷後連接(BBM)緩衝器 670；一高端電源 MOSFET 651；一 N 通道同步式整流器 MOSFET 652(其具有一本質 P-N 二極體 653)；一電感器 654；及一選用之濾波電容器 655。自前置調節器之  $V_y$  輸出供電，一分率式電荷幫浦後置轉換器 650B 包括一高端 MOSFET 656、一中間 MOSFET 657 及一低端 MOSFET 658 連同飛馳電容器 663 與 664。放電路徑包括連接輸出之 MOSFET 661 與 662 (彼等 MOSFET 連接至輸出電容器 665) 以及連接  $V_y$  之 MOSFET 659 與 660。

接 地 之 MOSFET 652 與 658 為 N 型通道裝置。其餘裝置可包括 N 通道或 P 通道 MOSFET，而且適當修改閘極驅動極性與電路。電荷幫浦 MOSFET 受控於先切斷後連接(BBM)緩衝器 666，其電路理想上同步於控制前置調節器 MOSFET 651 與 652 的相同時脈 667。使用輸出  $V_{out}$  (其電壓係  $V_y$  之 1.5 倍) 以經由反饋  $V_{FB}$  來控制 PWM 電路 668。 $V_{FB}$  訊號係藉由電阻器 669A 與 669B 予以適當位準偏移，以產生一  $V_{FBin}$  訊號，其電壓等於  $V_{out}/1.5$  (用於最佳化轉換器效率的所要電壓  $V_y$ )。在替代具體實施例中，不需要藉由 PWM 668 來驅

動先切斷後連接(BBM)緩衝器666，但是較佳方式為，同時導通後置轉換器650B中的MOSFET與前置調節器650A中的MOSFET。

圖23B繪示轉換器650之同等電路680，圖中繪示轉換器係在電感器654被磁化並且電容器663與664被充電的期間，在此段期間MOSFET 651、656、657與658正在傳導中並且所有其它MOSFET係關斷狀態。於此循環期間，串聯連接之電容器656與664各充電至電壓 $V_y/2$ 。

圖23C繪示轉換器650之同等電路690，圖中繪示轉換器係在電感器電流再循環並且飛馳電容器663與664轉遞其電荷至輸出電容器665時的下一階段。在此階段中，MOSFET 651、656、657與658被關閉，並且MOSFET 652被導通，自經正向偏壓之二極體653分流電感器再循環電流之一顯著部分。飛馳電容器663與664的正端子被一起短路並且透過導通之MOSFET 661與662而連接至輸出電容器665。電容器663與664的負端子被一起短路並且藉由導通之MOSFET 659與660而連接至輸電壓 $V_y$ 。

於此放電階段中，因此電容器663與664被並聯連接，每一電容器先前被充電至電壓 $V_y/2$ 。藉由將彼等飛馳電容器的負端子附接至 $V_y$ 端子，連接至輸出之彼等飛馳電容器正端子處的電壓係 $V_y$ 加 $0.5 V_y$ 之總和，相對於接地，總輸出電壓係 $+1.5 V_y$ 。

圖24A繪示分率式0.5X LCDD調節轉換器700的概要電路圖，本文中亦稱為"調降調降"轉換器。一逐步調降前置調

節器 700A 包括一 PWM 控制器 717；一時脈 716；一先切斷後連接 (BBM) 緩衝器 706；一高端電源 MOSFET 701；一 N 通道同步式整流器 MOSFET 703 (其具有一本質 P-N 二極體 704)；一電感器 702；及一選用之濾波電容器 705。自前置調節器 700A 之  $V_y$  輸出供電，一分率式電荷幫浦後置轉換器 700B 包括 MOSFET 707 與 708，彼等 MOSFET 係用於對飛馳電容器 709 與 710 充電。放電路徑包括連接輸出之 MOSFET 712 與 713 (彼等 MOSFET 連接至輸出電容器 714) 以及連接接地之 MOSFET 711。電容器 710 之負端子被硬接線至接地。

接地之同步式整流器 MOSFET 703 係 N 型通道裝置。其餘裝置可包括 N 通道或 P 通道 MOSFET，而且適當修改閘極驅動極性與電路。電荷幫浦後置轉換器 700B 內的 MOSFET 707、708、712 與 713 受控於先切斷後連接 (BBM) 緩衝器 715，其理想上藉由控制前置調節器 700A 內的 MOSFET 701 與 703 之切換的相同時脈產生器 716 予以驅動。使用輸出電壓  $V_{out}$  (等於  $V_y$  之 +0.5 倍) 以經由反饋電壓  $V_{FB}$  來控制 PWM 控制器 717。 $V_{FB}$  訊號係藉由一位準偏移電路 719 予以適當位準偏移，以產生一  $V_{FBin}$  訊號，其將中間電壓  $V_y$  驅動至等於  $V_{out}/0.5$  之電壓 (用於最佳化轉換器效率的所要  $V_y$  位準)。

圖 24B 繪示轉換器 700 之同等電路 720，圖中繪示轉換器係在電感器 702 被磁化並且電容器 709 與 710 被充電的期間，在此段期間 MOSFET 701、707 與 708 正在傳導中並且所有其它 MOSFET 係關斷狀態。於此循環期間，串聯連接

之電容器 709 與 710 各充電至電壓  $V_y/2$ 。

圖 24C 繪示轉換器 700 之同等電路 725，圖中繪示轉換器係在電感器電流再循環並且飛馳電容器 709 與 710 轉遞其電荷至輸出電容器 714 時的下一階段。在此階段中，MOSFET 701、707 與 708 被關閉，並且 MOSFET 703 被導通，自經正向偏壓之二極體 704 分流電感器再循環電流之一顯著部分。飛馳電容器 709 與 710 的正端子被一起短路並且透過導通之 MOSFET 712 與 713 而連接至輸出電容器 714。藉由導通 MOSFET 711，使電容器 702 之負端子連接至接地。電容器 710 之負端子被硬接線短路至接地。

於此放電階段中，因此電容器 709 與 710 被並聯連接，每一電容器先前被充電至電壓  $V_y/2$ 。藉由將彼等飛馳電容器的負端子附接至  $V_y$  端子，連接至輸出之彼等飛馳電容器正端子處的電壓相對於接地係  $0.5 V_y$ 。

因此，在上文所述，分率式電荷幫浦的運作類似於電壓上升型電荷幫浦之運作，惟於第四時間間隔期間電容器的第二端子被耦合至第四電壓(而非連接至電感器之第二端子)除外。第四電壓可等於第三電壓。

反轉切換式電感器電容器 (LCDI) 調節轉換器 (反轉器) 亦可使用 LCDX 切換式調節器來產生低於接地的輸出電壓，即，反轉如上文所述，LCDX 切換式調節器展現由下列方程式控管的輸出對輸入電壓轉換比率

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = nD$$

型電荷幫浦 766 以產生藉由關係式  $V_{out} = -0.5DV_{batt}$  所給定的輸出，其中透過反饋來動態調整作用時間因數 D，以強制轉換器以其最佳效率或接近最佳效率運作。自轉換器之輸出至  $V_{FBin}$  接針的反饋係藉由位準偏移電路予以按比例調整(即，位準偏移)，強制中間電壓  $V_y$  成為  $-V_{out}/0.5$ ，即，在封閉迴路控制下  $V_y \rightarrow (-V_{out}/0.5)$ 。如果  $V_{out}$  為負電壓，則  $V_y$  為正電壓。

圖 26 之圖表 780 繪示介於各種 LCDI 轉換器之作用時間因數 D 與電壓轉換比率  $V_{out}/V_{in}$  之間的關係，其包括 -1X 型 LCDI (曲線 782) 與 -0.5X 型 LCDI (曲線 783) 特性對照在產生負供應中使用的正極性電壓  $V_y$  訊號 781。具體而言，-1X 型 LCDX 轉換器具有  $V_y$  之鏡像的特性。具體而言，當  $D=50\%$  時，-1X LCDI 切換式調節器產生經調節電壓之輸出，其中  $V_{out}=-0.5 V_{batt}$ 。以低作用時間因數，輸出接近零，而以高作用時間因數(例如，90%)，輸出接近  $-V_{batt}$ 。

接下來藉由線 783 來描繪分率式 LCDI 轉換器，其中  $n=-0.5$ 。以 50% 作用時間因數，-0.5X LCDI 轉換比率係藉由  $n \cdot D = -0.5(50\%)$  紿定，所以  $V_{out} = -0.25 V_{in}$ 。與 -1X 型 LCDI 轉換器(其中以 50% 作用時間因數， $V_{out}=-0.5 V_{in}$ )相比，-0.5X 型 LCDI 調節器以相同的作用時間因數供應較小的負輸出電壓。

以高頻率(其中以接近 50% 作用時間因數運作係較佳的，以避免窄脈衝)，-0.5X 型 LCDI 調節器在傳遞較小負輸出電壓時係比 -1X 反轉器型更佳。舉例而言，傳遞來自經充電

至 4.2 V 的 LiIon 電池的 -0.9 V 輸出， -1X LCDI 調節器必須以 21% 作用時間因數運作，而 -0.5X 型 LCDI 調節器以 42% 作用時間因數運作。以接近 50% 作用時間因數運作允許比極值作用時間因數運作更高的頻率切換。

表格 5 對照 -1X LCDI 轉換器與 -0.5X LCDI 轉換器之  $D=50\%$  較佳轉換比率，並且列出用以自 LiIon 電池輸出數個負輸出電壓所作用時間因數範圍。

條件	-0.5X LCDU	-1X LCDU	調降 (正)
$D=50\%$	$V_{out}/V_{in}=-0.25$	$V_{out}/V_{in}=-0.50$	$V_{out}/V_{in}=0.50$
LiIon $\rightarrow 3.0\text{ V}$	不適用	$71\% < D < 100\%*$	$71\% < D < 100\%*$
LiIon $\rightarrow 2.7\text{ V}$	不適用	$64\% < D < 90\%$	$64\% < D < 90\%$
LiIon $\rightarrow 1.8\text{ V}$	不適用	$43\% < D < 60\%$	$43\% < D < 60\%$
LiIon $\rightarrow 0.9\text{ V}$	$42\% < D < 60\%$	$21\% < D < 30\%*$	$21\% < D < 30\%*$

表格 5

用星號 (\*) 標記的條件可能需要限制轉換器的操作頻率，以符合全範圍之所要作用時間因數。用 "不適用" 標記的條件需要逐步調升與逐步調降反轉兩者。

更詳細檢查 LCDX 型反轉器之實施方案，圖 27 繪示 -1X 切換式 LCDI 調節轉換器 790 之電路圖。如所示，LCDI 切換式轉換器 790 包含一高端電源 MOSFET 791、一低端 N 通道同步式整流器 MOSFET 792 (其含有一本質 P-N 二極體 793) 及一電感器 794。彼等元件被包含於一前置調節器 790A 中，其將輸入電壓  $V_{batt}$  轉換至中間電壓  $V_y$ 。跨選用之濾波電容器 795 的中間電壓  $V_y$  形成至 -1X 型電荷幫浦反轉式後置轉換

器 790B 之輸入，自前置調節器 790A 至輸出濾波電容器 801，-1X 型電荷幫浦反轉式後置轉換器 790B 包括電源 MOSFET 796、797、798 與 799，彼等電源 MOSFET 一起循序地對飛馳電容器 800 進行充電及放電。

● 高端組態之電源 MOSFET 791、796 與 798 可係 N 通道裝置或 P 通道裝置，而且適當改變閘極驅動訊號及閘極緩衝器電路。低端電源 MOSFET 792、797 與 799 較佳被實施為 N 通道裝置。使用輸出電壓  $V_{out}$  作為反饋訊號  $V_{FB}$ ，藉由位準偏移電路 802 予以反轉，以產生一正電壓來作為至 PWM 控制器 804 內之誤差放大器的控制電壓輸入。此控制電壓經選擇以強制使前置調節器 790A 的輸出電壓(跨選用或寄生電容器 795)成為電壓  $V_y$ ，其量值等於輸出電壓  $V_{out}$  之量值但是係輸出電壓  $V_{out}$  之反轉。

● PWM 控制器 804 係藉由時脈與斜坡產生器電路 805 以時脈頻率  $\Phi$  予以驅動並且以相同頻率來驅動先切斷後連接(BBM)緩衝器 806。先切斷後連接(BBM)緩衝器 806 用閘極偏壓  $V_{G1}$  與  $V_{G2}$  來非同相地驅動高端 MOSFET 791 及同步式整流器 MOSFET 792，以防止擊穿傳導。如果 MOSFET 791 係 N 通道裝置，則相對於 MOSFET 791 的源極， $V_{G1}$  的極性為正；並且如果 MOSFET 791 係 P 通道裝置，則相對於 MOSFET 791 的源極， $V_{G1}$  的極性為負。同步式整流器 MOSFET 792 受到控制，用以：當 MOSFET 791 為關斷時的所有時間的某部分時間，MOSFET 792 進行傳導；但是當 MOSFET 791 為導通時，MOSFET 792 決不傳導顯著電流。

控制 PWM 控制器 804 的時脈訊號亦控制先切斷後連接 (BBM) 緩衝器 803，產生閘極訊號  $V_{GS3}$ 、 $V_{GS4}$ 、 $V_{GS5}$  與  $V_{GS6}$ ，以分別控制電荷幫浦 MOSFET 796、797、798 與 799 的循序切換。彼等 MOSFET 以對角方式進行傳導，當 MOSFET 797 與 798 為關斷時，MOSFET 796 與 799 進行傳導，致使對電容器 800 進行充電；並且接著當 MOSFET 796 與 799 為關斷時，MOSFET 798 與 797 進行傳導，致使藉由將電容器 800 的電荷轉遞至輸出濾波電容器 801 上而對其進行放電。先切斷後連接 (BBM) 緩衝器 803 防止介於 MOSFET 796 與 797 之間的擊穿傳導，並且亦防止介於 MOSFET 798 與 799 之間的擊穿傳導。

可依頻率  $\Phi$  或依時脈頻率的某較高倍數 (即， $m\Phi$ )，以同步於前置調節器時脈的方式來切換電荷幫浦後置轉換器 790B 內之 MOSFET 796 至 799，或替代做法為，依獨立於時脈頻率  $\Phi$  的頻率，來切換電荷幫浦後置轉換器 790B 內之 MOSFET 796 至 799。在一較佳具體實施例中，以同步方式來切換前置調節器 790A 及電荷幫浦後置轉換器 790B 中之所有電源 MOSFET，由此可製成小型濾波電容器 795 或可予以排除。相比之下，如果電荷幫浦後置轉換器 790B 內的 MOSFET 係以獨立於前置調節器 790A 內的 MOSFET 之方式予以切換，則需要電容器 795 以暫時儲存支援瞬間負載與線路瞬變所需的能量。

圖 27B 及 27C 中繪示在 -1X 型 LCDI 轉換器 790 中之前置調節器 790A 及後置轉換器 790B 的同步運作。在圖 27B 中，概

要圖 810 表示轉換器 790 係正在磁化電感器 794 並且同時對飛馳電容器 800 進行充電的期間，而且電流自  $V_{batt}$  流動通過導通狀態 MOSFET 791、796 與 797，並且在此段時間期間， $V_x$  被偏壓至  $V_{batt}$ ， $V_z$  被接地， $V_w$  被偏壓至  $V_y$ ，並且飛馳電容器 800 充電至電壓  $+V_y$ 。關斷狀態 MOSFET 792、797 及 798 作用為開路並且圖中未繪示。

在圖 27C 中，概要圖 820 表示轉換器 790 係在電流通過電感器 794 之再循環及飛馳電容器 800 之放電期間。在此段時間期間，電感再循環電流流動通過經正向偏壓之二極體 793，藉由導通狀態 MOSFET 792 而分流，並且流動通過 MOSFET 797 與 798，對輸出電容器 801 進行充電。於再循環階段期間，電壓  $V_x$  接近(但稍微低於)接地，具體而言，在接地的二極體正向偏壓  $V_f$  範圍內。

藉由連接電容器 800 的正端子至接地及連接其負端子至輸出， $V_z$  上的電壓即刻跳至  $-V_y$ (中間電壓  $V_y$  之反轉)，驅動跨輸出電容器 801 的輸出電壓  $V_{out}$ 。在此狀態中，高端 MOSFET 791 及電荷幫浦 MOSFET 796 與 799 係藉由開路以表示。

因此，在上文所述，反轉器的運作類似於電壓上升型電荷幫浦之運作，惟於第四時間間隔期間電容器的第一端子被耦合至接地(而非連接至輸出端子)並且電容器的第二端子被耦合至反轉器的輸出端子第四電壓(而非連接至中間電壓)除外。第二電壓及/或第三電壓亦可被接地。

圖 28A 繪示分率式 -0.5X LCDI 調節轉換器 840 的概要電路

圖，本文中亦稱為分率式反轉器。一逐步調降前置調節器 840A 包括一 PWM 控制器 857；一時脈產生器 859；一先切斷後連接(BBM)緩衝器 860；一高端電源 MOSFET 841；一 N 通道同步式整流器 MOSFET 842(其具有一本質 P-N 二極體 843)；一電感器 844；及一選用之濾波電容器 845。由前置調節器 790A 所提供之中間電壓  $V_y$  供電，反轉分率式電荷幫浦後置轉換器 790B 包括 MOSFET 846、847 與 848，彼等 MOSFET 係用於對飛馳電容器 849 與 850 充電。放電路徑包括連接輸出之 MOSFET 853 與 854 (彼等 MOSFET 連接至輸出電容器 855) 以及連接接地之 MOSFET 851 與 852。

接地之同步式整流器 MOSFET 842 係 N 型通道裝置。其餘裝置可包括 N 通道或 P 通道 MOSFET，而且適當修改閘極驅動極性與電路。電荷幫浦後置轉換器 840B 內的 MOSFET 受控於先切斷後連接(BBM)緩衝器 856，其理想上藉由控制前置調節器 840A 中的 MOSFET 841 與 842 的相同時脈產生器 859 予以驅動。使用輸出電壓  $V_{out}$  (等於中間電壓  $V_y$  之 -0.5 倍) 以經由反饋電壓  $V_{FB}$  來控制 PWM 電路 857。 $V_{FB}$  係藉由一位準偏移電路 858 予以適當位準偏移，以產生一  $V_{FBin}$  訊號，其將中間電壓  $V_y$  驅動至  $-V_{out}/0.5$  (用於最佳化轉換器效率的所要電壓  $V_y$ )。

圖 28B 繪示轉換器 840 之同等電路 870，圖中繪示轉換器係在電感器 844 被磁化並且電容器 849 與 850 被充電的期間，在此段期間 MOSFET 846、847 與 848 正在傳導中並且所有其它 MOSFET 係關斷狀態。於此循環期間，串聯連接

之電容器 849 與 850 各充電至電壓  $+V_y/2$ 。

圖 28C 繪示轉換器 840 之同等電路 875，圖中繪示轉換器係在電感器電流再循環並且飛馳電容器 849 與 850 轉遞其電荷至輸出電容器 855 時的下一階段。在此階段中，MOSFET 841、846、847 與 848 被關閉，並且 MOSFET 842 被導通，自經正向偏壓之二極體 843 分流電感器再循環電流之一顯著部分。飛馳電容器 849 與 850 的正端子被一起短路並且透過導通之 MOSFET 853 與 854 而連接至輸出電容器 855。藉由導通 MOSFET 851 與 852，使電容器 849 與 850 的正端子連接至接地。

於此放電階段中，因此電容器 849 與 850 被並聯連接，電容器 849 與 850 之每一者先前被充電至電壓  $+V_y/2$ 。藉由將彼等飛馳電容器的正端子附接至接地，連接至輸出端子之彼等飛馳電容器負端子處的電壓相對於接地等於  $-0.5 V_y$ ，即，負分率輸出。

### 反饋實施方案

在本文描述之 LCDX 切換式調節器電路中，以接近峰值效率操作的關鍵特徵需要將前置調節器的輸出偏壓至接近  $V_{out}/n$ ，其中 "n" 係電荷幫浦後置轉換器之  $nX$  倍數。雖然在開放迴路電路中可符合此條件，但是優異的線路與負載調節需要轉換器動態且迅速(即，即時)對操作條件中的變化作出反應。使用封閉迴路控制之轉換器輸出電壓的反饋通常被使用在電壓調節器中，以達成精確的調節效能。

具體而言，在所示之 LCDX 家族調節器中，切換式電感

器前置調節器提供調節特徵，而且脈衝寬度較佳接近50%作用時間因數，而電荷幫浦後置轉換器按比例調整此輸出以用於調升調降轉換器或反轉。因為輸出之電壓範圍被按比例調升、調降或反轉成為不同於前置調節器之 $V_y$ 輸出之電壓範圍，所以來自轉換器之 $V_{out}$ 的反饋訊號 $V_{FB}$ 必須先予以調整(即，位準偏移)才可被饋送至PWM控制器的 $V_{FBin}$ 輸入。替代做法為，可使用前置調節器之輸出 $V_y$ 作為反饋，以強制 $V_y$ 電壓成為用以產生最大轉換器效率所需之輸出電壓 $V_{out}$ 的特定值。

如先前在圖15A中的定義，不顧反饋方法，反饋應驅動 $V_y$ 至致使誤差電壓 $\Delta V = V_{out} - V_z$ 係小的電壓，使得滿足如下條件

$$V_{out} \approx V_z = nV_y = n \cdot D \cdot V_{in}$$

有數種動態調整前置調節器之PWM控制器之作用時間因數D的方法存在，包括自 $V_{out}$ 、 $V_y$ 或其某組合導出反饋。本文所示之實例旨在闡釋，而非意欲限制關於達成LCDX調節器之封閉迴路控制的各種方法。

如圖29A中之反饋電路890所示，一PWM控制器893包括一誤差放大器，該誤差放大器被實施為差動輸入操作式放大器，而且其反轉輸入構成反饋輸入 $V_{FBin}$ 並且其非反轉輸入連接至參考電壓產生器895(其產生參考電壓 $V_{ref}$ )。發生反饋控制之方式為，控制脈衝寬度及電感器電流，致使每當 $V_{FBin}$ 輸入小於 $V_{ref}$ 時，轉換器作出反應而增大脈衝寬度與切換導通時間，增大平均電感器電流以及驅動 $V_{out}$ 至較

高電壓。反之，每當  $V_{FBin}$  輸入大於  $V_{ref}$  時，轉換器作出反應而減小脈衝寬度並縮短切換導通時間，減小平均電感器電流以及驅動  $V_{out}$  至較低電壓。

雖然可藉由以 1.2 V 運作的帶隙電壓參考電路來判定  $V_{ref}$  之實際值，但是在一些實施方案中，參考電壓可被按比例調整至前置調節器的所要輸出電壓，即， $V_y$ ，如圖 29A 所示。實務上，輸入  $V_{FBin}$  可被分割調降至  $V_{ref}$  之值，或相反地  $V_{ref}$  可被倍增調升，以匹配  $V_y \approx V_{FBin}$  值。在下文論述中考量該兩種情況。

請再次參考圖 29A，在 2X 型 LCDU 切換式調節器中，來自輸出  $V_{out}$  的反饋  $V_{FB}$  之電壓係前置調節器輸出電壓  $V_y$  之電壓的兩倍。為了適當位準偏移此電壓至接近  $V_y$  之值，簡易的電阻器分壓器(其包括相等值  $R$  之兩個電阻器 891 與 892)易於實行位準偏移功能。就其本身而論

$$V_{FBin} = V_{FB} \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = +2V_y \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \equiv +V_y$$

自對於 2X 型 LCDU 調節器的此關係式，顯然地， $R_1/(R_1+R_2)$  必須等於  $1/2$ 。但是，如果電壓未被按比例調整至  $V_y$ ，但是替代地僅  $V_{bandgap}=1.2$  V，則電阻器比率必須被調整，致使

$$V_{FBin} = V_{FB} \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = +2V_y \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \equiv V_{bandgap}$$

在此情況中，電阻器比率將反饋訊號除以  $1.2\text{ V}/2\text{ V}_y$  或  $1.2\text{ V}/V_{out}$ ，而非除以二分之一。

在圖 29B 中，對於 1.5X 型分率式 LCDU 調節器，反饋電路

900 使用電阻器分壓器 (其包括兩個電阻器 901 與 902)，其中位準偏移使用關係式  $R_1=2R_2$  導致  $V_{FBin}$  訊號係反饋電壓  $V_{FB}$  的三分之二之電壓，即

$$V_{FBin} = V_{FB} \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = +1.5V_y \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \equiv +V_y$$

但是，如果電壓未被按比例調整至  $V_y$ ，但是替代地僅  $V_{bandgap}=1.2$  V，則電阻器比率必須被調整，致使

$$V_{FBin} = V_{FB} \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = +1.5V_y \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \equiv V_{bandgap}$$

在此情況中，電阻器比率將反饋訊號除以  $1.2$  V/ $1.5$   $V_y$  或  $1.2$  V/ $V_{out}$ ，而非除以三分之二。

對於  $0.5X$  型 LCDD 轉換器的反饋更加複雜。如果電壓參考係未經按比例調整之帶隙  $1.2$  V 參考，則只要  $V_{FB}=0.5$   $V_y > V_{bandgap}$ ，則可使用電阻式位準偏移電路並且反饋係藉由如下給定

$$V_{FBin} = V_{FB} \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = +0.5V_y \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \equiv V_{bandgap}$$

如果  $V_{ref}$  被按比例調整至等於前置調節器的輸出電壓  $V_y$ ，則反饋訊號  $V_{FB}$  小於參考電壓，即， $V_{FB} < V_{ref}$ ，並且電阻器分壓器網路將不運作。於是，反而需要主動式位準偏移電路。

圖 29C 中所示之逐步調升位準偏移電路 910 係一主動式位準偏移電路 (其使用一包括 NPN 雙極性電晶體 912 與 913 之雙極性電流鏡)，其中按照關係式  $I_{C1} = (V_{FB} - V_{be1})/R_1$ ，反饋電壓設定 NPN 電晶體 912 中的電流  $I_{C1}$ 。於是，NPN 鏡像電

晶體 913 中的電流  $I_{C2}$  等於 NPN 鏡像電晶體 912 與 913 之射極面積比率乘以  $I_{C1}$ ，或  $I_{C2}=m \cdot I_{C1}$ ，其中為了便利， $m$  可係壹。接著，藉由電阻器 915 與 914 的電阻器比率，至誤差放大器 917 的輸入電壓  $V_{FBin}$  可被調整成等於參考電壓產生器 918 的電壓  $V_{ref}$ 。在此方法中， $V_{FBin} > V_{FB}$  並且波動與輸出電壓成比例。

圖 29D 中所示之替代實施方案 930 使用 MOSFET (而非使用雙極性電晶體)，但是係在類似原理下運作，其中按照關係式  $I_{D1} = (V_{FB} - V_{GS1})/R_1$ ，反饋電壓設定 NMOS 938 中的電流  $I_{D1}$ 。於是，NMOS 鏡像電晶體 932 中的電流  $I_{D2}$  等於 NMOS 鏡像電晶體 932 與 938 的閘極寬度比率乘以  $I_{D1}$ ，或  $I_{D2}=m \cdot I_{D1}$ ，其中為了便利， $m$  可係壹。接著，藉由電阻器 933 與 934 的電阻器比率，至誤差放大器 936 的輸入電壓  $V_{FBin}$  可被調整成等於參考 937 的電壓  $V_{ref}$ 。在此方法中， $V_{FBin} > V_{FB}$  並且波動與輸出電壓成比例。

亦需要主動式反饋電路以用於反轉 LCDI 調節器，具體而言，由於誤差放大器運作於經偏壓高於接地的電路中，但是反饋訊號  $V_{FB}$  低於接地 (即，負值)，或反之亦然。一種實施負轉正面準偏移之做法採用多個電流鏡，如圖 29E 之反饋電路 950 中所示。在反饋電路 950 中，反饋訊號係負值，即， $V_{FB} < 0$ 。按照關係式  $I_{C1} = (|V_{FB}| - V_{be1})/R_1$ ，此電壓建立的集極電流與電流鏡 NPN 電晶體 952 中的反饋電壓成比例。於是，NPN 鏡像電晶體 953 中的電流  $I_{C2}$  等於電晶體 952 與 953 之射極面積比率乘以  $I_{C1}$ ，或  $I_{C2}=m \cdot I_{C1}$ ，其中為了

便利， $m$ 可係壹。接著，在PNP電晶體954中鏡像集極電流 $I_{C2}$ ，以在自正供電軌(在此實例中係 $+V_{batt}$ )供電的鏡像PNP電晶體955中建立電流 $I_{C3}$ 。於是，PNP鏡像電晶體955中的電流 $I_{C3}$ 等於彼等電晶體之射極面積比率乘以 $I_{C2}$ ，或 $I_{C3}=m_2 \cdot I_{C2}$ ；其中為了便利， $m$ 可係壹，並且組合之方程式得出 $I_{C3}=m_1 \cdot m_2 \cdot I_{C1}$ 。

接著，使用電阻器分壓器(其包括電阻器956與957及一選用之接地NPN電晶體958)，將此鏡電流轉換至正反饋電壓 $V_{FBin}$ (至誤差放大器960的輸入)，並且 $V_{FB}$ 被調整至等於由電壓參考產生器961所產生之參考電壓之值。假設射極面積比率 $m_1=1$ 且 $m_2=1$ ，則 $I_{C3}=I_{C1}$ ；假設NPN電晶體958完全相同於NPN電晶體952，並且假設電阻器957與951係相等(即， $R_1=R_2$ )，則相對於接地之 $V_{FBin}$ 同等於負輸入電壓 $V_{FB}$ 之量值的絕對值。

圖29F中的反饋電路970表示反饋電路950的CMOS同等物，其具有NMOS鏡像電晶體972與973、PMOS鏡像電晶體974與975，並且在標稱操作條件下，使用電阻器976與977將傳遞至誤差放大器980的反饋電壓 $V_{FBin}$ 調整成等於參考電壓產生器981所產生之電壓 $V_{ref}$ 。具體而言，如果 $I_{D1}=I_{D3}$ ，如果NMOS電晶體972與978係完全相同，並且如果 $R_2=R_1$ ，則 $V_{FBin}$ 將等於負反饋電壓 $V_{FB}$ 之量值的絕對值，惟其係參考至接地除外，即，表示正電壓。

亦可使用圖29G中所示的反饋電路1000以用於負轉正位準偏移，由此NMOS 1002中的 $I_{D1}$ 被NMOS 1003鏡像並且被

電阻器 1005 與 1004 予以調整，以產生至誤差放大器 1007 的正電壓  $V_{FBin}$ ，其電壓等於電壓參考 1008 之  $V_{ref}$ 。

如所示，1X LCDI 及分率式 -0.5X 型 LCDI 反轉電壓調節器兩者皆可取決於電阻器值來使用反饋電路 950、970 與 1000。

總之，圖 30A 繪示出：利用自  $V_{out}$  至 PWM 控制器 1050 的封閉迴路反饋的 LCDX DC/DC 轉換器 1040 需要位準偏移電路 1049。相比之下，圖 30B 中所示之 LCDX 轉換器 1060 利用來自前置調節器之輸出  $V_y$  的反饋，其不需要對至 PWM 控制器 1069 的反饋訊號進行任何特殊位準偏移，惟對於  $V_y$  對  $V_{ref}$  之比率進行調整除外。

#### LCDX 調節器中的電源 MOSFET 閘極驅動

圖 31A 至 31F 繪示各種閘極緩衝器，其驅動所揭示之切換式 LCDX 轉換器中使用之各種電源 MOSFET 之閘極。電源 MOSFET 裝置傳導率類型 (即，N 通道或 P 通道) 及其相關聯之閘極驅動電路可影響效能及效率，並且係在最佳化 LCDX 切換式調節器過程中的另外考量。

高端 MOSFET (即，具有一高電流端子連接至電池電壓  $V_{batt}$  或中間電壓  $V_y$  的 MOSFET) 可包括 NMOS 裝置或 PMOS 裝置。此等裝置包括在圖 18 之 LCDU 轉換器 480 中的 MOSFET 481、487 與 488。對於諸如 MOSFET 489 之浮動裝置，亦可使用此等裝置。

舉例而言，在電感前置調節器中，如圖 31A 之電路 1100 所示連接至電池輸入的高端 PMOS 1102 之閘極緩衝器 1101

係由  $V_{batt}$  予以供電，所以其閘極至源極電壓  $V_{GSP}$  範圍係自 -  $V_{batt}$  至 0。如所示之 PMOS 1102 包括一源極-本體短路，其形成反平行 P-N 二極體 1103，而且二極體陰極連接至電晶體的源極並且二極體陽極連接至電晶體的汲極。在正常操作條件下，二極體 1103 維持經逆向偏壓。

同樣地，在電荷幫浦後置轉換器中，如圖 31B 之電路 1110 所示連接至中間電壓  $V_y$  的高端 PMOS 1112 之閘極緩衝器 1111 係由  $V_y$  予以供電，所以其閘極至源極電壓  $V_{GSP}$  範圍係自 -  $V_y$  至 0。PMOS 電晶體得益於其易於閘極驅動，但是可惜地展現出導通狀態電阻比相同主動式裝置面積之 NMOS 電晶體大二又二分之一倍。如所示之 PMOS 1112 包括一源極-本體短路，其形成反平行 P-N 二極體 1113，而且二極體陰極連接至電晶體的源極並且二極體陽極連接至電晶體的汲極。在正常操作條件下，二極體 1113 維持經逆向偏壓。

至於如圖 31C 之電路 1120 所示之高端電源 NMOS 源極隨耦器 1122，閘極驅動必須供應高於 MOSFET 之汲極電壓的電壓並且理想上應關於 MOSFET 之源極呈浮動，致使可施加恆定  $V_{GSN}$ ，而不顧及源極隨耦器之輸出電壓。

一項實施浮動 NMOS 閘極驅動之構件係圖 31C 所示之自舉(bootstrap)電路 1120，其中高端 NMOS 1122 係藉由自舉電容器 1124 予以供電並且浮動閘極緩衝器 1121 參考至 NMOS 1122 的源極。每當 NMOS 1122 係關斷狀態時(即，當  $V_{GSN}=0$  並且其源極被拉至接近接地時)，自  $V_{batt}$  或  $V_y$  透

的任何高端或浮動NMOS，可使用自舉驅動電路1120與1140。

可使用一特殊閘極驅動電路，以用於驅動電荷幫浦後置轉換器中的浮動或高端NMOS。由於在任何LCDX轉換器中，第一階係調降轉換器，於是其遵循 $V_{batt} > V_y$ 。在圖31E之閘極驅動電路1160中，閘極緩衝器1161供電給NMOS 1162之閘極，NMOS 1162之汲極被偏壓至前置調節器輸出電壓 $V_y$ 。在不使用浮動閘極驅動情況下，緩衝器1161施加電壓 $V_{batt}$ 至NMOS 1162之閘極，而不顧其源極電壓。最初，在當NMOS 1162係關斷狀態時開始導通時， $V_{GSN} = V_{batt}$ 。在NMOS 1162導通並且拉升之後，閘極驅動縮減至等於 $V_{GSN} = (V_{batt} - V_y)$ 之量。由於 $V_y = D \cdot V_{batt}$ ，於是閘極驅動可表達為 $V_{GSN} = V_{batt} (1 - D)$ 。

低端NMOS電晶體(諸如圖18中之電晶體483與486)係永久連接至接地並且不需要浮動閘極驅動。圖31F中所示之NMOS 1182係藉由閘極緩衝器1181(其係藉由輸入 $V_{batt}$ 予以供電)予以驅動，以最小化導通電阻。亦請注意，使用低端NMOS 483以使電感器電流再循環，並且藉此加正向偏壓於PN二極體1183，由導通之NMOS 1182予以分流。

雖然本文已描述本發明的若干具體實施例，但是應明白彼等具體實施例旨在闡釋，並且非限制本發明之廣泛原理。熟悉此項技術者將自本份說明書明白在本發明之廣泛原理範圍內的許外替代及額外具體實施例。

### 【圖式簡單說明】

圖 1A 繪示先前技術非隔離 DC/DC 同步式降壓轉換器的概要電路圖。

圖 1B 繪示先前技術同步式增壓轉換器的概要電路圖。

圖 1C 對於圖 1A 與 1B 中所示之裝置的轉換比率之作用時間因數相依性以作用時間因數為函數的圖表。

圖 2 繪示單電池單元式 LiIon 電池的放電特性的圖表。

圖 3A 繪示先前技術級聯增壓降壓轉換器的電路圖。

圖 3B 繪示先前技術級聯降壓增壓轉換器的電路圖。

圖 4 繪示先前技術降壓增壓轉換器的電路圖。

圖 5A 繪示降壓增壓轉換器之降壓模式操作中之偏壓條件的電路圖。

圖 5B 繪示圖 5A 中所示之電路的同等電路。

圖 6A 繪示降壓增壓轉換器之增壓模式操作中之偏壓條件的電路圖。

圖 6B 繪示圖 6A 中所示之電路的同等電路。

圖 7 繪示降壓增壓轉換器之效率以轉換比率為函數的圖表。

圖 8A 繪示先前技術電荷幫浦二倍倍增器的電路圖。

圖 8B 繪示電荷幫浦二倍倍增器之充電操作的電路圖。

圖 8C 繪示電荷幫浦二倍倍增器之放電操作的電路圖。

圖 9A 繪示先前技術分率式電荷幫浦的電路圖。

圖 9B 繪示分率式電荷幫浦之充電操作的電路圖。

圖 9C 繪示分率式電荷幫浦之放電操作的電路圖。

圖 10A 繪示 +2X 模式單電容器型二倍倍增器於其放電循

環期間的同等電路。

圖 10B 繪示 -X 模式單電容器反轉器於其放電循環期間的同等電路。

圖 10C 繪示 +1.5X 模式雙電容器分率式電荷幫浦於其放電循環期間的同等電路。

圖 10D 繪示 +0.5X 模式雙電容器分率式電荷幫浦於其放電循環期間的同等電路。

圖 11A 繪示單模式電荷幫浦之效率以其轉換比率為函數的圖表。

圖 11B 繪示三模式電荷幫浦之效率以其轉換比率為函數的圖表。

圖 12A 繪示具有 LDO 後置轉換器之電荷幫浦的同等電路。

圖 12B 繪示具有 LDO 前置調節器之電荷幫浦的同等電路。

圖 12C 繪示具有電流源隨耦器 (current source follower) 之電荷幫浦的同等電路。

圖 12D 繪示具有整數切換式電流源之電荷幫浦的同等電路。

圖 12E 繪示具有串聯輸出電阻之電荷幫浦的同等電路。

圖 13 繪示 DC/DC 轉換器以各種電壓輸出運作並且對於自 1.8 V 至 6.6 V 範圍之輸入的必要電壓轉換比率  $V_{out}/V_{in}$  的圖表。

圖 14A 繪示根據本發明之切換式 LCDU 調降調升調節轉

換器之概要電路圖。

圖 14B 繪示可用於控制轉換器之輸出電壓的反饋電路的電路圖。

圖 15A 繪示本發明之切換式 LCDU 調節轉換器之作用模型。

圖 15B 繪示本發明之 3.3 V LCDU 調節器的輸出電壓  $V_{out}$ 、中間電壓  $V_y$  及電壓轉換比率的輸入電壓相依性。

圖 15C 繪示對於本發明之 2X LCDU 轉換器之電壓轉換比率以作用時間因數為函數的圖表。

圖 15D 繪示 LCDU 轉換器之效率以前置調節器電壓轉換比率  $V_y/V_{in}$  為函數的圖表。

圖 15E 繪示調升轉換器之效率以電壓轉換比率  $V_{out}/V_y$  為函數的圖表。

圖 15F 繪示轉換器之整體效率以轉換比率  $V_{out}/V_{in}$  為函數的圖表。

圖 15G 繪示轉換器之效率以作用時間因數與電壓轉換比率為函數的圖表。

圖 15H 繪示理想化 2X 型 LCDU 轉換器之效率對於各種電壓轉換比率以作用時間因數為函數的圖表。

圖 15I 繪示非理想化 2X 型 LCDU 轉換器之效率對於各種電壓轉換比率以作用時間因數為函數的圖表。

圖 16 繪示降壓轉換器、電荷幫浦 (CP) 轉換器及切換式 LCDU 轉換器之效率以電壓轉換比率為函數的圖表。

圖 17 繪示切換式 LCDU 調節轉換器於單電池單元式 LiIon

電池放電期間的輸入電壓、中間電壓  $V_y$  及輸出電壓的圖表。

圖 18 繪示本發明之二倍倍增器型切換式 LCDU 調節轉換器之概要電路圖。

圖 19A 繪示切換式 LCDU 調節轉換器於磁化充電階段期間之操作的電路圖。

圖 19B 繪示切換式 LCDU 調節轉換器於再循環轉遞階段期間之操作的電路圖。

圖 20 繪示切換式 LCDU 轉換器於 CP 旁通僅調降模式中之操作的電路圖。

圖 21A 繪示二倍倍增器型 LCDU 轉換器的電路圖。

圖 21B 繪示分率型 LCDU 轉換器的電路圖。

圖 21C 繪示分率型 LCDD 轉換器的電路圖。

圖 22 繪示對於各種 LCDX 型調節轉換器的電壓轉換比率以作用時間因數為函數的圖表。

圖 23A 繪示分率式 1.5X LCDU 調節轉換器的電路圖。

圖 23B 繪示分率式 1.5X LCDU 調節轉換器於磁化充電階段期間的電路圖。

圖 23C 繪示分率式 1.5X LCDU 調節轉換器於再循環轉遞階段期間的電路圖。

圖 24A 繪示分率式 0.5X LCDD 調節轉換器的電路圖。

圖 24B 繪示分率式 0.5X LCDD 調節轉換器於磁化充電階段期間的電路圖。

圖 24C 繪示分率式 0.5X LCDD 調節轉換器於再循環轉遞

階段期間的電路圖。

圖 25A 繪示 -1X LCDI 調節反轉器的電路圖。

圖 25B 繪示 -0.5X LCDI 分率式調節反轉器的電路圖。

圖 26 繪示對於數種 LCDI 型調節反轉器的電壓轉換比率以作用時間因數為函數的圖表。

圖 27A 繪示 -1X 型 LCDI 調節反轉器的電路圖。

圖 27B 繪示 -1X 型 LCDI 反轉器於磁化充電階段期間的電路圖。

圖 27C 繪示 -1X 型 LCDI 反轉器於再循環轉遞階段期間的電路圖。

圖 28A 繪示分率式 -0.5X LCDI 調節反轉器的電路圖。

圖 28B 繪示分率式 -0.5X LCDI 調節反轉器於磁化充電階段期間的電路圖。

圖 28C 繪示分率式 -0.5X LCDI 調節反轉器於再循環轉遞階段期間的電路圖。

圖 29A 繪示用於二倍倍增器型 LCDU 轉換器之位準偏移反饋網路的概要電路圖。

圖 29B 繪示用於分率式 1.5X 型 LCDU 轉換器之位準偏移反饋網路的概要電路圖。

圖 29C 繪示用於分率式 0.5X 型 LCDD 轉換器之雙極性電流鏡反饋網路的概要電路圖。

圖 29D 繪示用於分率式 0.5X 型 LCDD 轉換器之 MOSFET 電流鏡反饋網路的概要電路圖。

圖 29E 繪示用於 1X 型 LCDI 反轉器之雙極性電流鏡反饋網

路的概要電路圖。

圖 29F 繪示用於 1X 型 LCDI 反轉器之 MOSFET 電流鏡反饋網路的概要電路圖。

圖 29G 繪示用於分率式 -0.5X 型 LCDI 反轉器之 MOSFET 電流鏡反饋網路的概要電路圖。

圖 30A 繪示來自切換式 LCDX 調節轉換器之輸出端子的位準偏移反饋網路的電路圖。

圖 30B 繪示來自切換式 LCDX 調節轉換器之中間  $V_y$  端子的非位準偏移反饋的電路圖。

圖 31A 繪示對於切換式 LCDX 轉換器中之高端 P 通道電源 MOSFET 自  $V_{batt}$  驅動的閘極緩衝器的電路圖。

圖 31B 繪示對於切換式 LCDX 轉換器中之高端 P 通道電源 MOSFET 自中間電壓  $V_y$  驅動的閘極緩衝器的電路圖。

圖 31C 繪示對於切換式 LCDX 轉換器中之高端 N 通道電源 MOSFET 之具有電阻式位準偏移之自舉閘極緩衝器的電路圖。

圖 31D 繪示對於切換式 LCDX 轉換器中之高端 N 通道電源 MOSFET 之具有交叉耦合位準偏移之自舉閘極緩衝器的電路圖。

圖 31E 繪示對於切換式 LCDX 轉換器中之低端 N 通道電源 MOSFET 自  $V_{batt}$  驅動的閘極緩衝器的電路圖。

圖 31F 繪示對於切換式 LCDX 轉換器中之低端 N 通道電源 MOSFET 自中間電壓  $V_y$  驅動的閘極緩衝器的電路圖。

圖 32 繪示三模式電荷幫浦及降壓增壓轉換器之效率對根

據本發明之LCDU轉換器之效率的比較圖表。

【主要元件符號說明】

- |    |                  |
|----|------------------|
| 1  | 同步式降壓轉換器         |
| 2  | 同步式整流器電源MOSFET   |
| 3  | 電源MOSFET         |
| 4  | 電感器              |
| 5  | 電容器              |
| 6  | 負載               |
| 7  | 本質整流器二極體         |
| 10 | 同步式增壓轉換器         |
| 11 | 低端電源MOSFET       |
| 12 | "浮動"同步式整流器MOSFET |
| 13 | 連接電池之電感器         |
| 14 | 輸出電容器            |
| 16 | 本質整流器二極體         |
| 17 | 二極體              |
| 30 | 同步式增壓轉換器         |
| 31 | 低端MOSFET         |
| 32 | 同步式整流器MOSFET     |
| 33 | 電感器              |
| 34 | 濾波電容器            |
| 35 | 本質二極體            |
| 37 | MOSFET           |
| 38 | 同步式整流器MOSFET     |

39	電感器
40	濾波電容器
41	負載
50	級聯式降壓增壓轉換器
51	同步式整流器 MOSFET
52	MOSFET
53	電感器
54	濾波電容器
55	本質二極體
56	二極體
57	電感器
58	低端 MOSFET
59	同步式整流器 MOSFET
60	濾波電容器
61	負載
62	本質二極體
70	降壓增壓轉換器
71	同步式整流器 MOSFET
72	MOSFET(全增強型 MOSFET)
73	電感器
74	本質二極體(並聯整流器二極體)
75	二極體
76	MOSFET(切換器 MOSFET)
77	全增強型 MOSFET(同步式整流器 MOSFET)

78	本質二極體(分流二極體)
79	二極體(P-N接面二極體)
80	濾波電容器
81	負載
82	先切斷後連接開緩衝器電路
83	脈衝寬度調變(PWM)控制電路
85	降壓增壓轉換器(作為降壓轉換器之 運作)
90	降壓增壓轉換器(同等電路)
91	串聯電阻
95	降壓增壓轉換器(作為增壓轉換器之 運作)
100	降壓增壓轉換器(同等電路)
101	串聯電阻
150	電荷幫浦
151	將飛馳電容器
152, 153, 154, 155	MOSFET
162, 163, 164, 165	切換器
160	電荷幫浦
166	蓄電電容器(輸出蓄電電容器)
170	電荷幫浦
173, 177	飛馳電容器
171, 172, 174, 175,	MOSFET
176, 178, 179	

180	蓄電電容器
181, 182, 184, 185, 186, 188, 189	切換器
183, 185	分率式電荷幫浦
200	電荷幫浦倍增器
201	電池輸入電壓來源
202	飛馳電容器
205	反轉器
206	飛馳電容器
207	電壓輸入
210	分率式電荷幫浦
211	$V_{batt}$ 電壓來源
212, 213, 217, 218	電容器
216	電壓來源
261	電池或其它電壓來源
262	電荷幫浦
263, 264	電容器
265	蓄電電容器
266	低電壓差(LDO)線性調節器
282	LDO調節器
284	電荷幫浦
302	電荷幫浦
306	電流源
307	濾波電容器

308	負載
322, 323, 324	MOSFET
325	電容器
326	電流源
342	電荷幫浦
346	寄生電阻
347	負載
400	切換式 LCDX 調節轉換器 (DC/DC 轉換器)
401	逐步調降切換式電感器前置調節器 (切換式電感器前置調節器，前置調節器電路)
402	切換式電容器電荷幫浦後置轉換器 (nX 電荷幫浦轉換器，切換式電容器後置轉換器，逐步調升後置轉換器)
403	低端 N 通道同步式整流器 (電源)
404	MOSFET
405	本質 PN 二極體 (整流器二極體)
406	先切斷後連接閘緩衝器 (BBM 緩衝器)
406A	脈衝寬度調變 (PWM) 控制器 (PWM 電路)
406B	誤差放大器
	帶隙產生器

406C	比較器
406D	正反器電路
407	濾波電容器
408	電荷幫浦
409, 410	飛馳電容器
411	蓄電電容器
412	負載
413	斜坡時脈/振盪器
414	位準偏移器
415, 416	電阻器
417	高端P通道(電源)MOSFET
418	電感器
421	輸入電壓來源
424	寄生損耗元件(損耗寄生元件)
480	二倍倍增器型切換式LCDU調節轉換器(LCDU切換式轉換器)
480A	前置調節器
480B	2X型電荷幫浦後置轉換器
481	高端電源MOSFET
482	電感器
483	低端N通道同步式整流器(同步式整流器MOSFET)
484	本質P-N二極體
485	濾波電容器

486, 487, 488, 489	電源 MOSFET
490	飛馳電容器
491	輸出濾波電容器(蓄電電容器, 輸出電容器)
492	先切斷後連接(BBM)緩衝器
493	脈衝寬度調變(PWM)控制器
494	時脈與斜坡產生器電路
495	先切斷後連接(BBM)緩衝器
496, 497	位準偏移電阻器
504, 506, 526,	開路
528, 545	
570	2X LCDU轉換器
576	單電容器2X型電荷幫浦
581, 582	電阻器
590	分率式LCDU轉換器
596	雙電容器1.5X型電荷幫浦
600, 601	電阻器
610	分率式LCDD轉換器
616	雙電容器0.5X型電荷幫浦
650	分率式1.5X型LCDU調節轉換器
650A	逐步調降前置調節器
650B	分率式電荷幫浦後置轉換器
651	高端電源MOSFET
652	N通道同步式整流器MOSFET

653	本質 P-N 二極體
654	電感器
655	濾波電容器
656	高端 MOSFET
657	中間 MOSFET
658	低端 MOSFET
659, 660	連接輸出之 MOSFET
661, 662	連接 $V_y$ 之 MOSFET
● 663, 664	飛馳電容器
665	輸出電容器
666	先切斷後連接(BBM)緩衝器
667	時脈
668	脈衝寬度調變(PWM)控制器(PWM電路)
669A, 669B	電阻器
● 670	先切斷後連接(BBM)緩衝器
680	分率式 1.5X 型 LCDU 調節轉換器(同等電路)
690	分率式 1.5X 型 LCDU 調節轉換器(同等電路)
700	0.5X LCDD 調節轉換器
701	高端電源 MOSFET
702	電感器
703	N 通道同步式整流器 MOSFET

704	本質 P-N 二極體
705	選用之濾波電容器
706	先切斷後連接(BBM)緩衝器
707, 708	MOSFET
711	連接接地之MOSFET
712, 713	連接輸出之MOSFET
709, 710	飛馳電容器
714	輸出電容器
715	先切斷後連接(BBM)緩衝器
716	時脈(時脈產生器)
717	脈衝寬度調變(PWM)控制器
719	位準偏移電路
720	0.5X LCDD調節轉換器(同等電路)
725	0.5X LCDD調節轉換器(同等電路)
740	LCDI轉換器
746	單電容器1X型電荷幫浦
760	分率式LCDI轉換器
766	雙電容器-0.5X型電荷幫浦
790	-1X切換式LCDI調節轉換器(LCDI切換式轉換器)
790A	前置調節器
790B	-1X型電荷幫浦反轉式後置轉換器
791	高端電源MOSFET
792	低端N通道同步式整流器MOSFET

793	本質 P-N 二極體
794	電感器
795	濾波電容器
796, 797, 798, 799	電源 MOSFET
800	飛馳電容器
801	輸出濾波電容器
802	位準偏移電路
803	先切斷後連接(BBM)緩衝器
804	脈衝寬度調變(PWM)控制器
805	時脈與斜坡產生器電路
806	先切斷後連接(BBM)緩衝器
840	分率式-0.5X LCDI調節轉換器
840A	逐步調降前置調節器
840B	反轉分率式電荷幫浦後置轉換器
841	高端電源 MOSFET
842	N通道同步式整流器 MOSFET
843	本質 P-N 二極體
844	電感器
845	濾波電容器
846, 847, 848	MOSFET
849, 850	飛馳電容器
851, 852	連接接地之 MOSFET
853, 854	連接輸出之 MOSFET
855	輸出電容器

856	先切斷後連接(BBM)緩衝器
857	脈衝寬度調變(PWM)控制器(PWM電路)
858	位準偏移電路
859	時脈產生器
860	先切斷後連接(BBM)緩衝器
870	分率式-0.5X LCDI調節轉換器(同等電路)
875	分率式-0.5X LCDI調節轉換器(同等電路)
890	反饋電路
891, 892	電阻器
893	脈衝寬度調變(PWM)控制器
895	參考電壓產生器
900	反饋電路
901, 902	電阻器
910	逐步調升位準偏移電路
912, 913	NPN雙極性電晶體(NPN鏡像電晶體)
914, 915	電阻器
917	誤差放大器
918	參考電壓產生器
930	逐步調升位準偏移電路(替代實施方案)
932, 938	NMOS(NMOS鏡像電晶體)

933, 934	電阻器
936	誤差放大器
937	參考
950	反饋電路
952	電流鏡 NPN 電晶體
953	NPN 鏡像電晶體
954	PNP 電晶體
955	鏡像 PNP 電晶體
● 956, 957	電阻器
958	接地 NPN 電晶體
961	電壓參考產生器
970	反饋電路
972, 973	NMOS 鏡像電晶體
974, 975	PMOS 鏡像電晶體
976, 977	電阻器
980	誤差放大器
● 981	參考電壓產生器
1000	反饋電路
1002, 1003	NMOS
1004, 1005	電阻器
1007	誤差放大器
1008	電壓參考
1040	LCDX DC/DC 轉換器
1049	位準偏移電路

1050	脈衝寬度調變(PWM)控制器
1060	LCDX轉換器
1069	脈衝寬度調變(PWM)控制器
1100	電路
1101	閘極緩衝器
1102	高端PMOS
1103	反平行P-N二極體
1110	電路
1111	閘極緩衝器
1112	高端PMOS
1113	反平行P-N二極體
1120	自舉電路(自舉驅動電路)
1121	浮動閘極緩衝器
1122	高端NMOS
1124	自舉電容器
1125	自舉二極體
1126	電阻式位準偏移電路(位準偏移)
1127	電阻器
1128	NMOS(位準偏移NMOS)
1129	閘極緩衝器
1140	自舉位準偏移高端電源NMOS電路 (自舉驅動電路)
1141	浮動閘極緩衝器
1142	自舉二極體

1143	自舉電容器
1144	電源 NMOS
1145	交叉耦合位準偏移電路(交叉耦合位準偏移)
1146	PMOS
1147	電晶體
1148, 1149	NMOS 位準偏移電晶體
1150	反轉器
1160	閘極驅動電路
1161	閘極緩衝器
1162	NMOS
1181	閘極緩衝器
1182	NMOS
1183	PN二極體
$I_L$	電流(負載電流)
$V_{batt}$	電壓(電池輸入電壓，電池電壓)
$V_{CP}$	電荷幫浦輸出
$V_{FB}$	反饋電壓(反饋訊號)
$V_{FBin}$	位準偏移器之輸出電壓(反饋輸入電壓，反饋輸入，反饋訊號)
$V_f$	正向電壓
$V_{G1}, V_{G2}$	閘極偏壓
$V_{GS3}, V_{GS4}, V_{GS5},$	閘極訊號
$V_{GS6}$	

$V_{GSP}$	閘極至源極電壓
$V_{in}$	輸入電壓
$V_{out}$	輸出電壓
$V_{ref}$	參考電壓
$V_x, V_y$	節點(中間電壓)
$V_z$	電壓
$\Phi$	頻率(時脈頻率)

## 五、中文發明摘要：

一種DC/DC轉換器包括：一前置調節器階，其可包括一降壓轉換器；及一後置轉換器階，其可包括一電荷幫浦。該前置調節器階之作用時間因數受控於一反饋路徑，該反饋路徑自該前置調節器階或該後置轉換器階之輸出端子延伸。該前置調節器依取決於該作用時間因數之一可變量而逐步調降輸入DC電壓，並且該後置轉換器依一正或負整數或分率值逐步調升或逐步調降該前置調節器之輸出處的電壓。甚至接近壹輸入對輸出電壓轉換比率，該轉換器仍然克服雜訊短時脈衝波干擾、不佳的調節及不穩定性等問題。

## 六、英文發明摘要：

A DC/DC converter includes a pre-regulator stage, which may include a Buck converter, and a post-converter stage, which may include a charge pump. The duty factor of the pre-regulator stage is controlled by a feedback path that extends from the output terminal of the pre-regulator stage or the post-converter stage. The pre-regulator steps the input DC voltage down by a variable amount depending on the duty factor, and the post-converter steps the voltage at the output of the pre-regulator up or down by a positive or negative integral or fractional value. The converter overcomes the problems of noise glitches, poor regulation, and instability, even near unity input-to-output voltage conversion ratios.

## 十一、圖式：

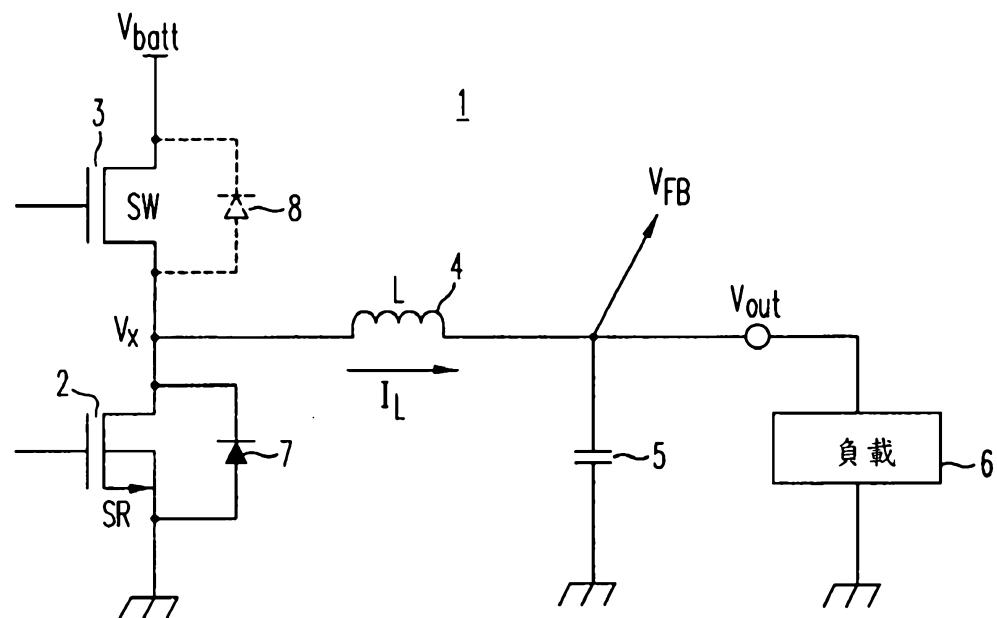


圖 1A

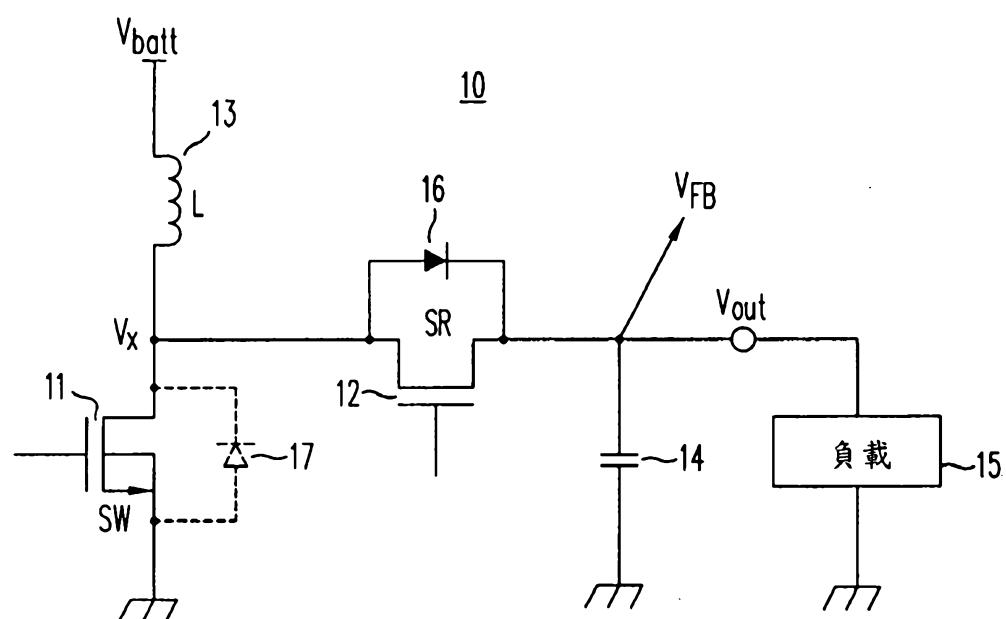
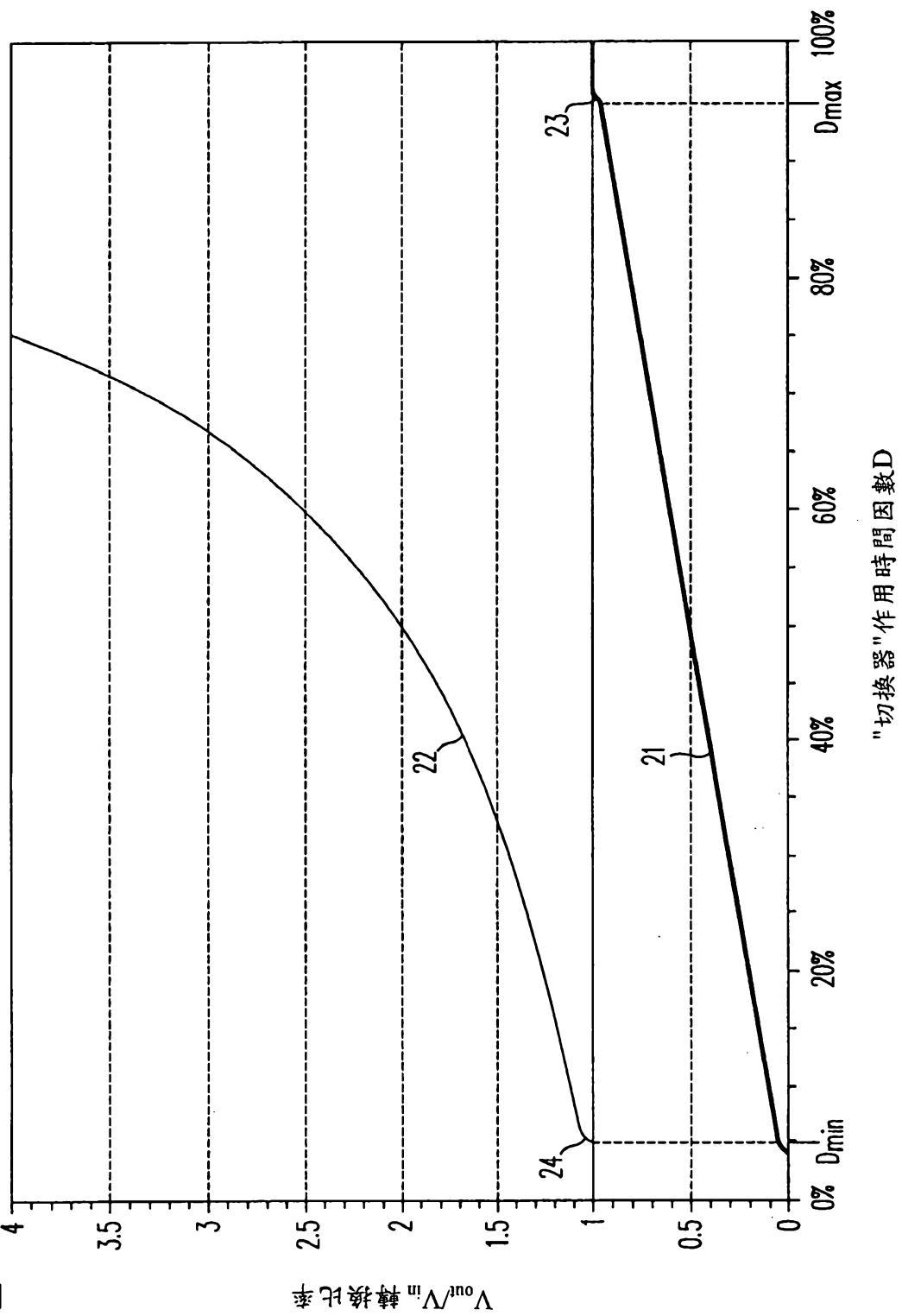
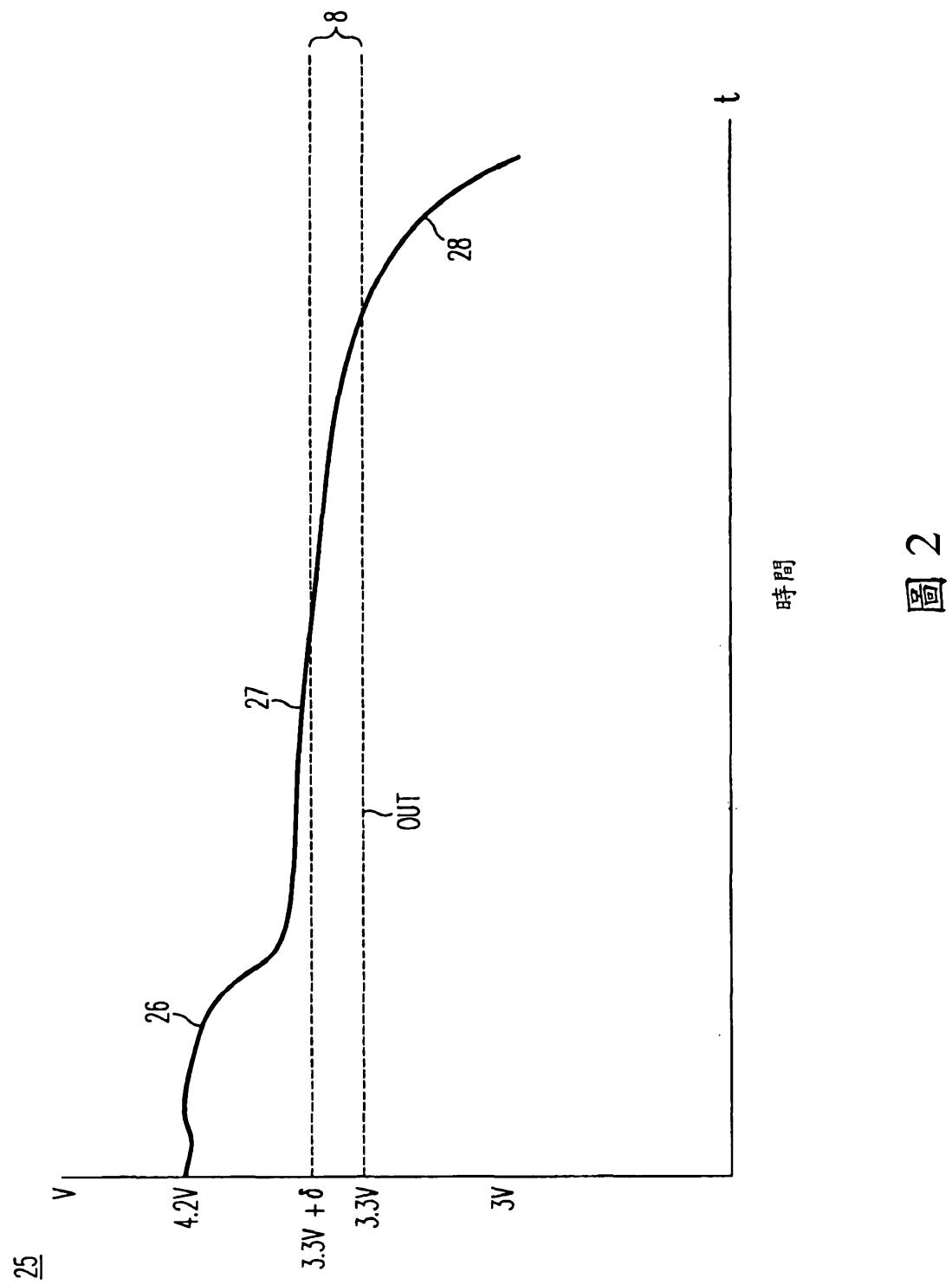


圖 1B

20





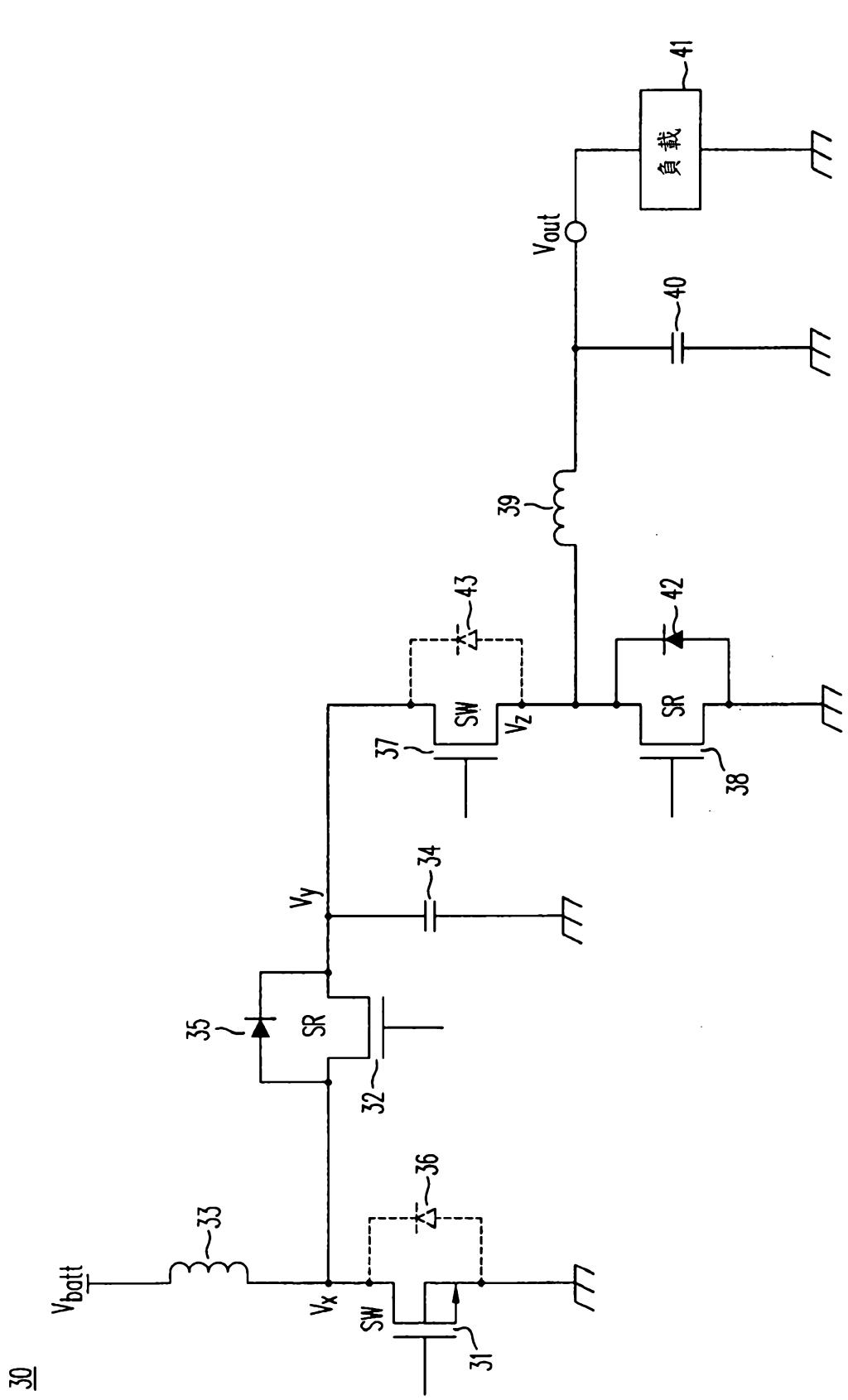


圖 3A

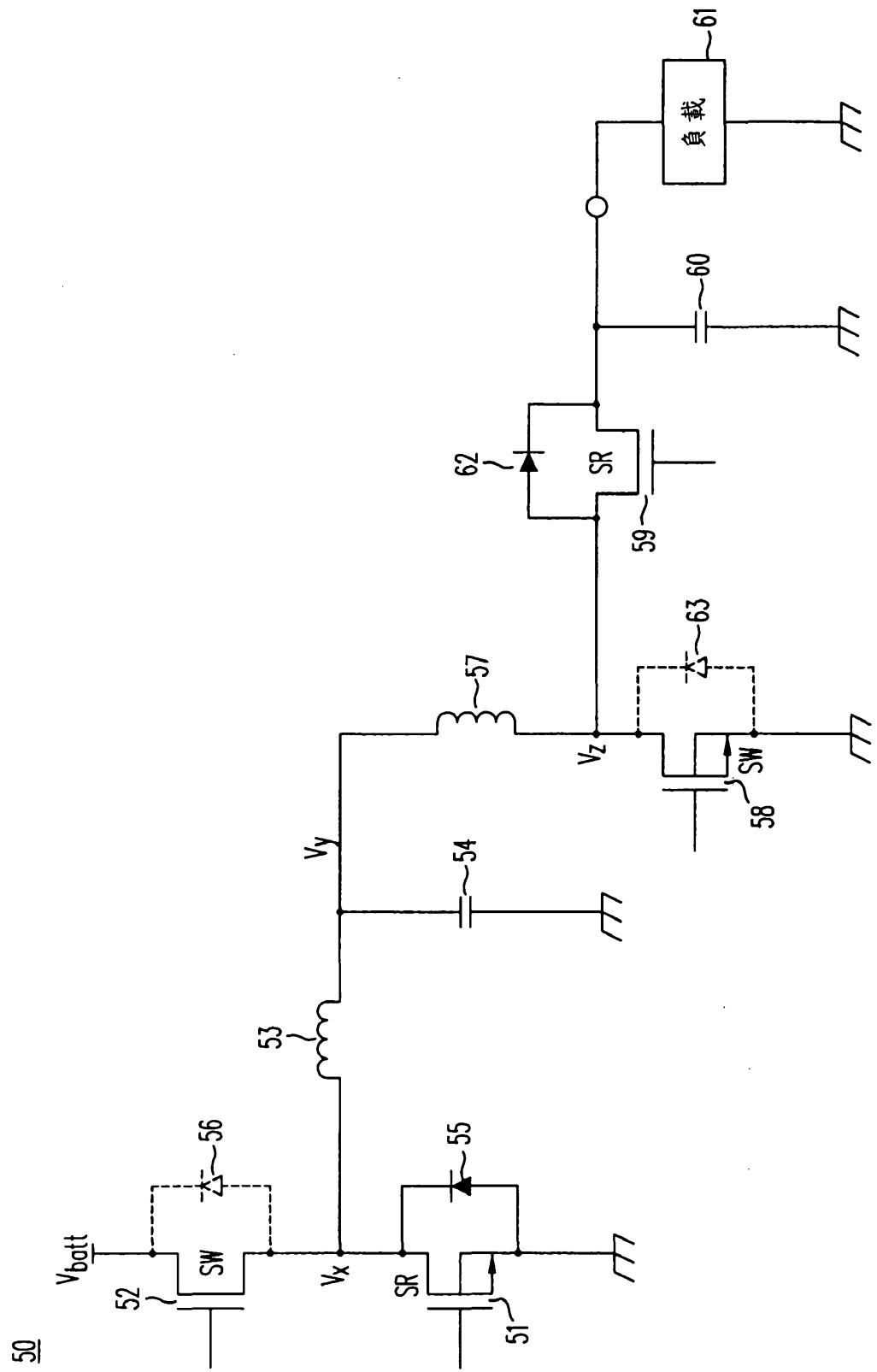


圖 3B

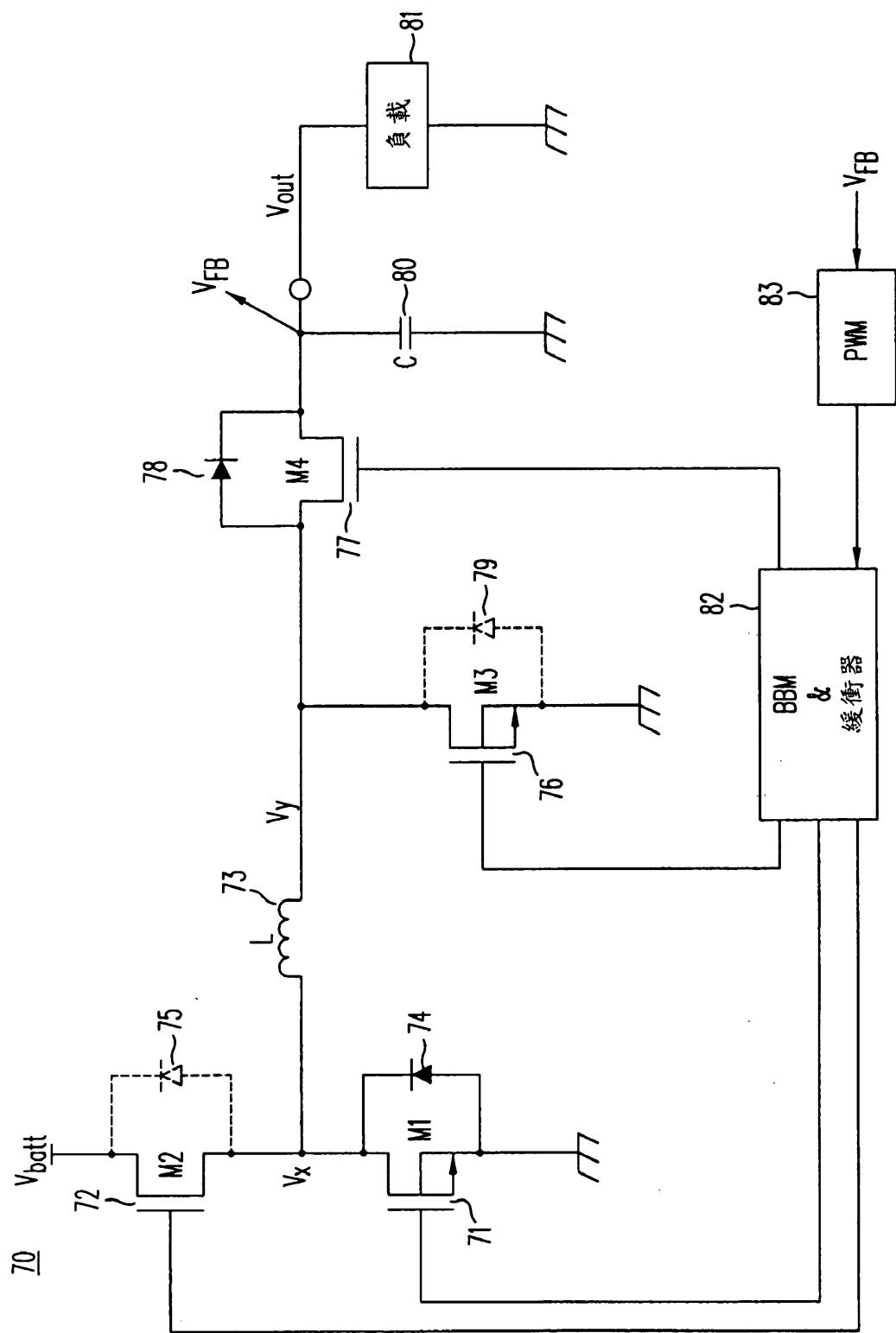


圖 4

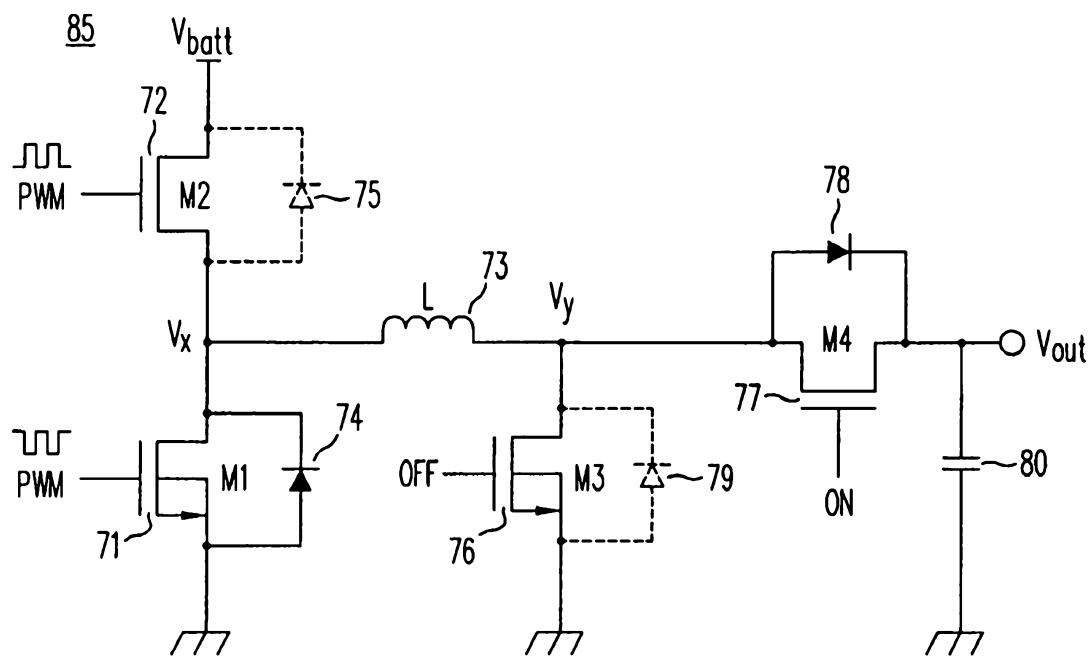


圖 5A

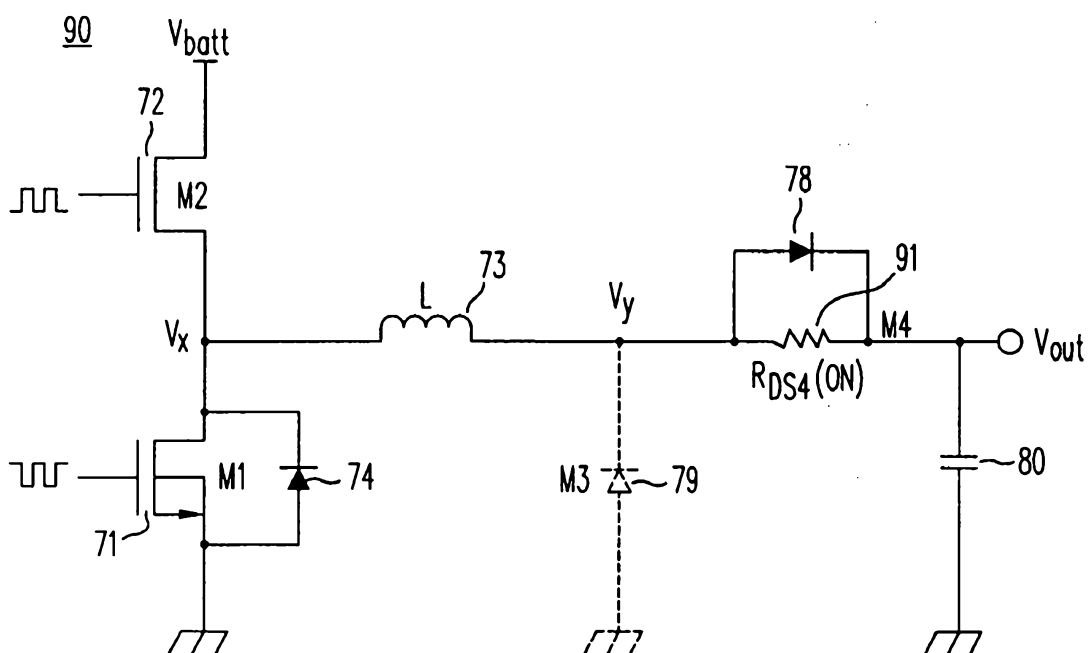


圖 5B

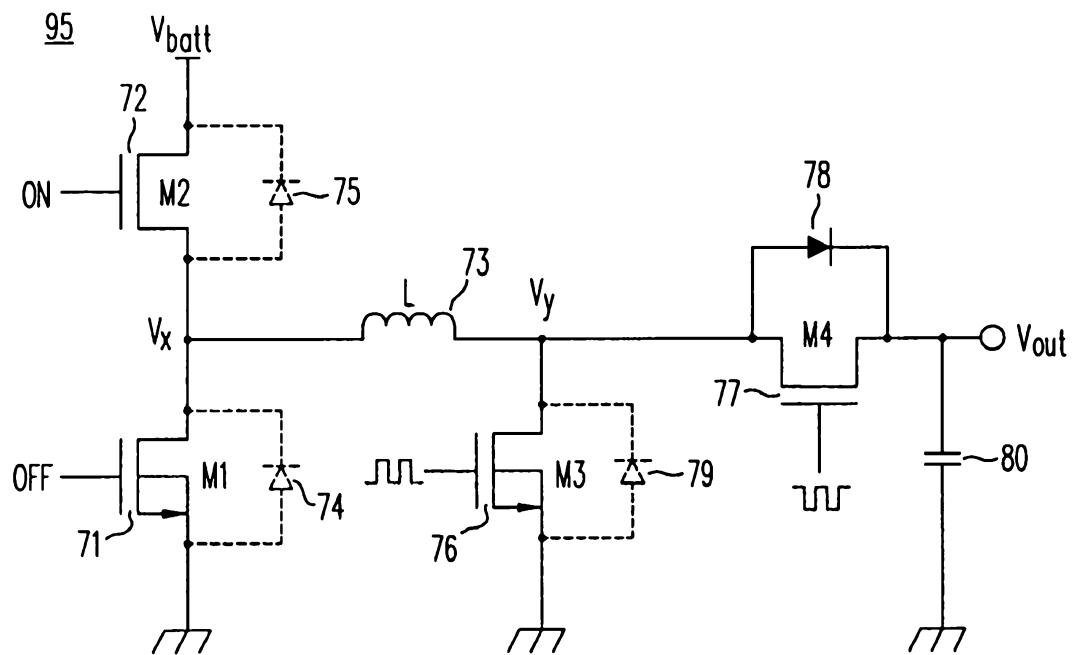


圖 6A

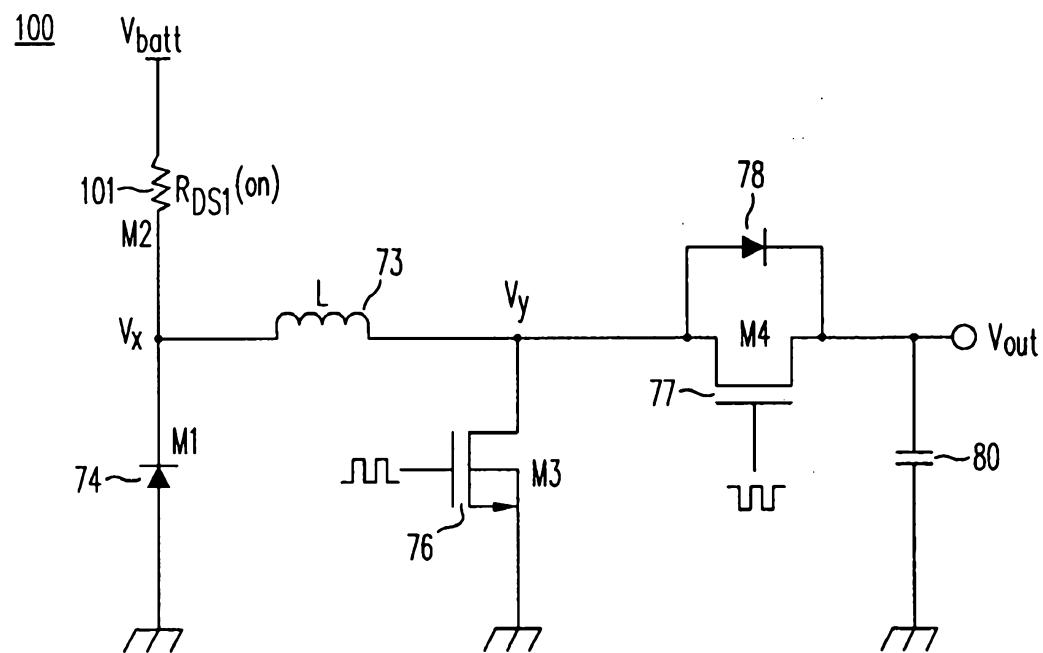


圖 6B

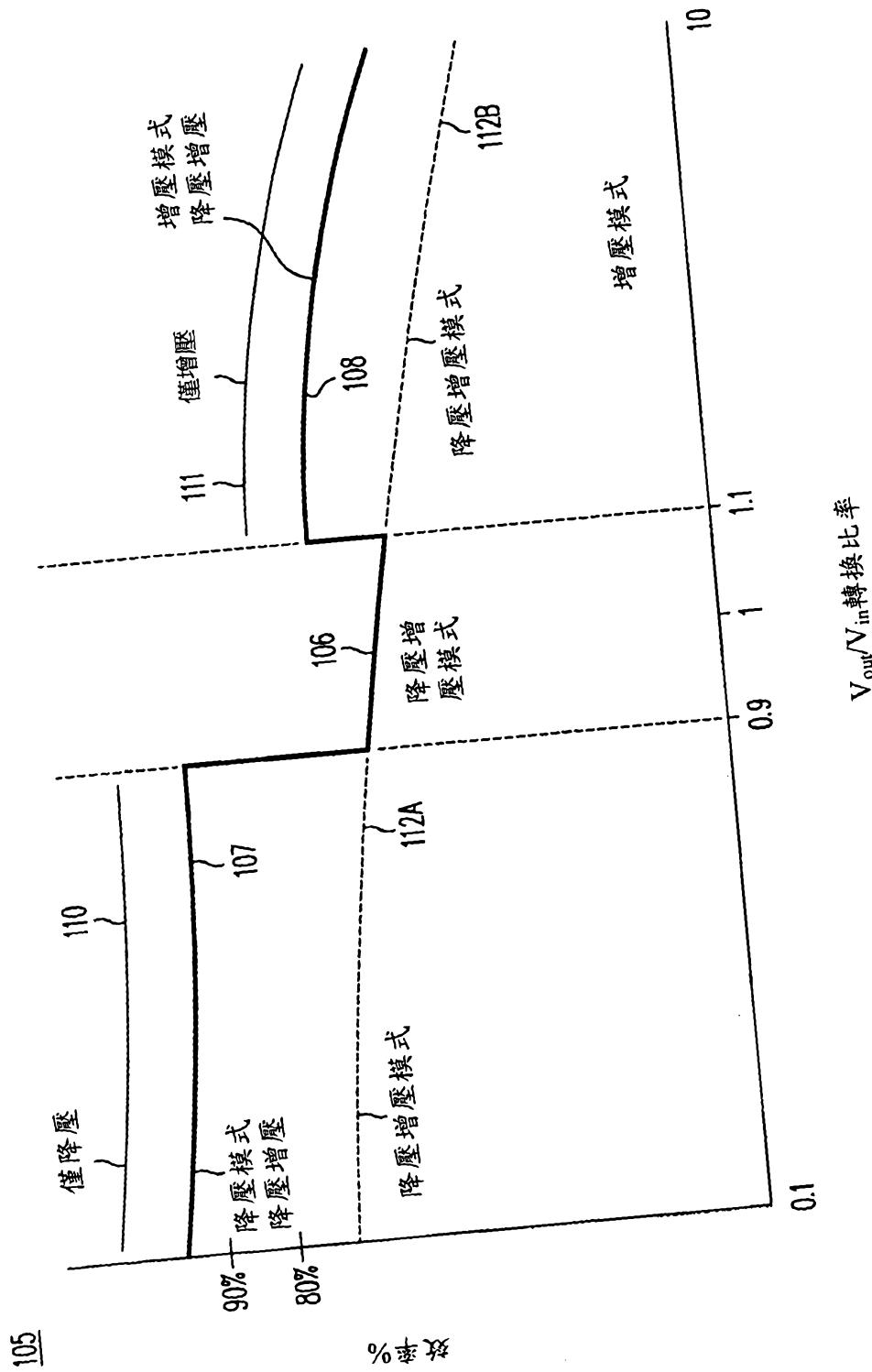


圖 7

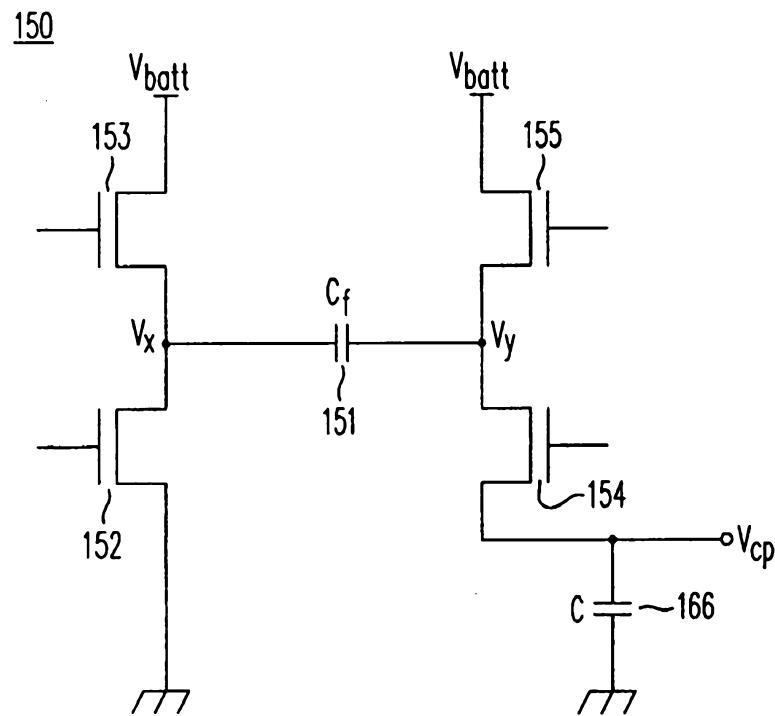


圖 8A

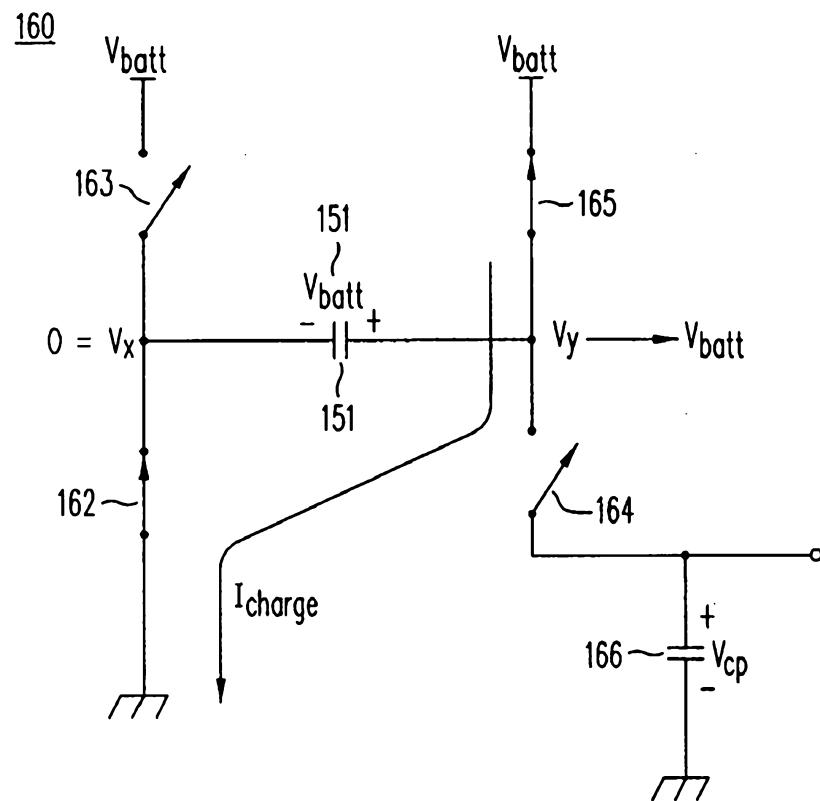


圖 8B

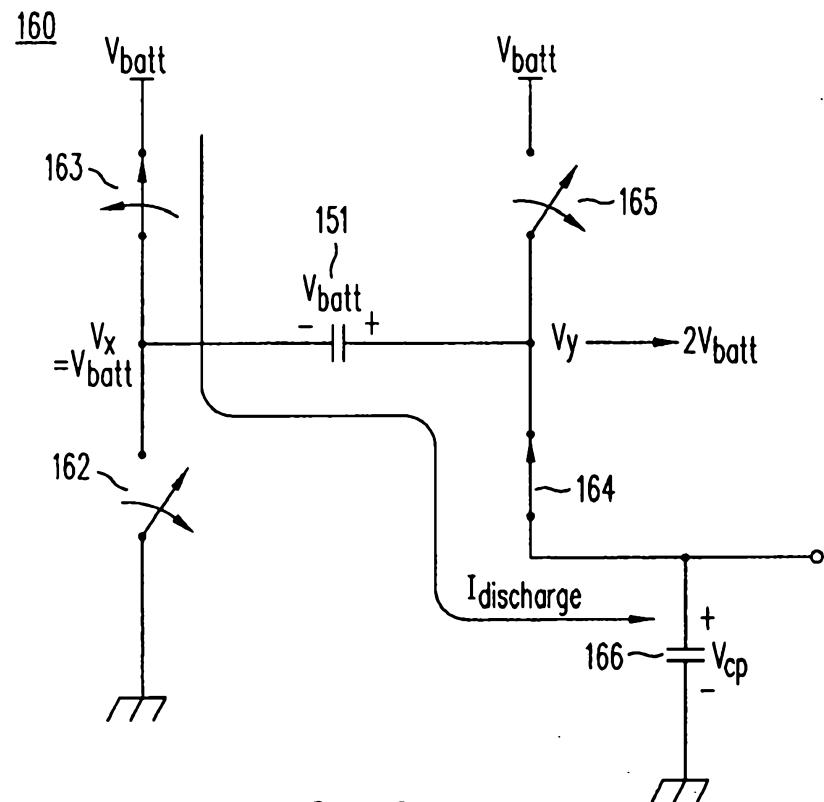


圖 8C

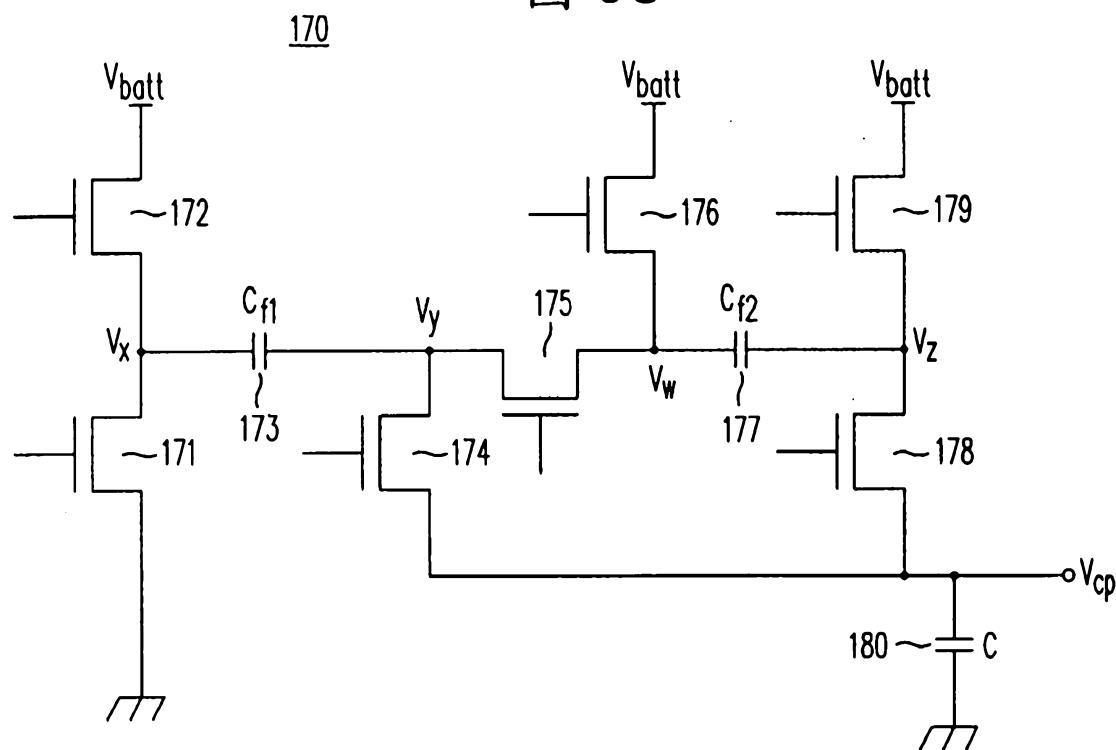


圖 9A

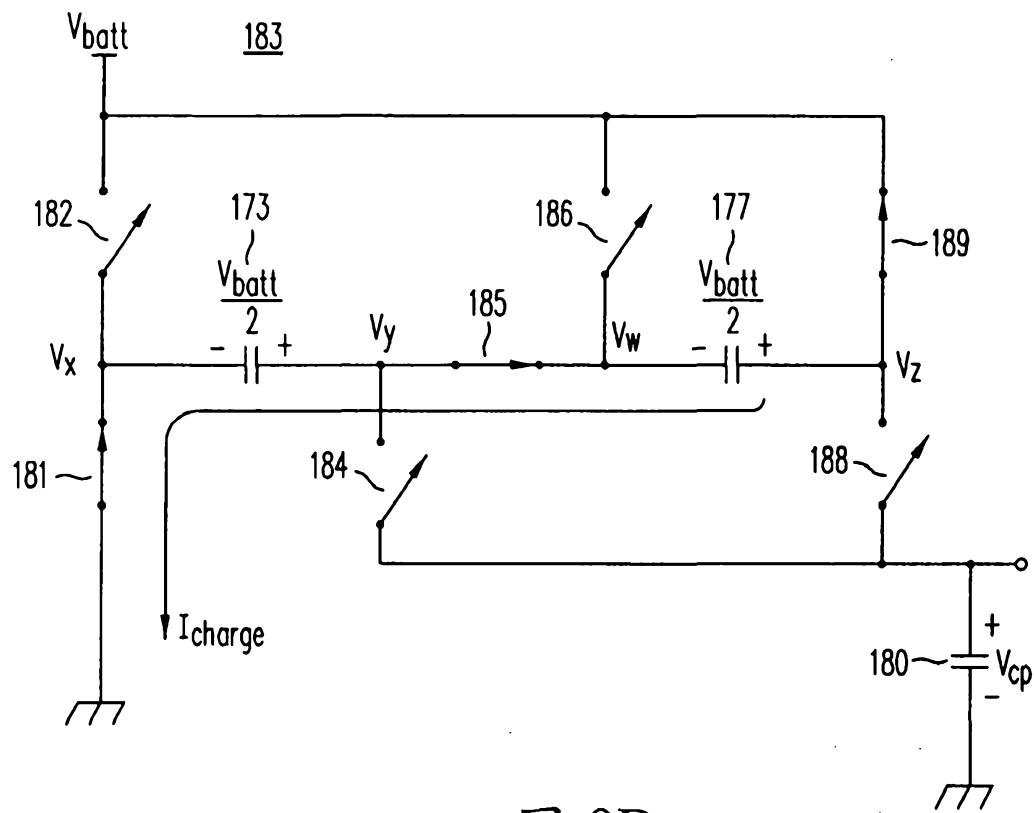


圖 9B

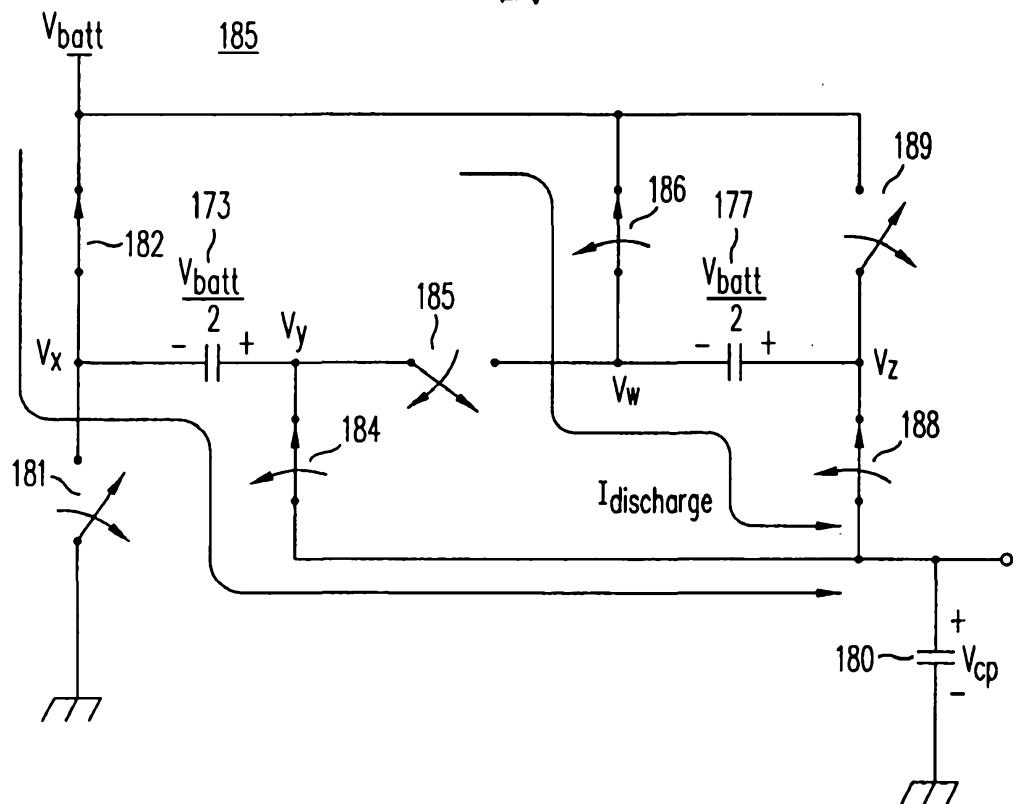


圖 9C

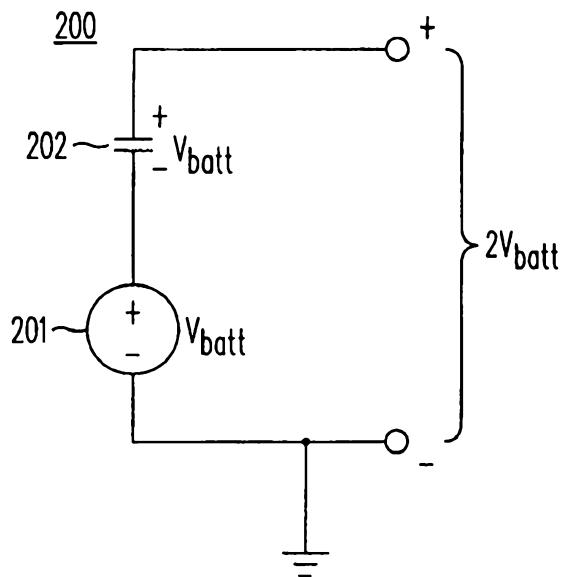


圖 10A

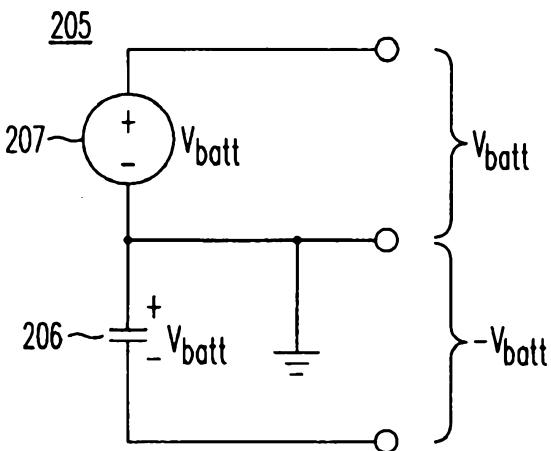


圖 10B

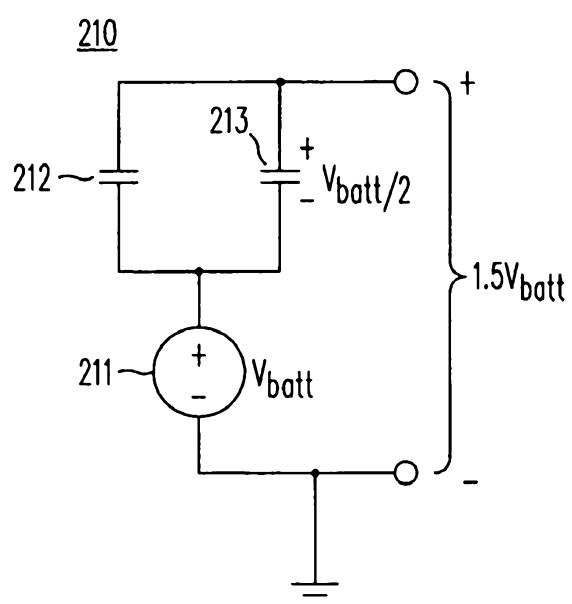


圖 10C

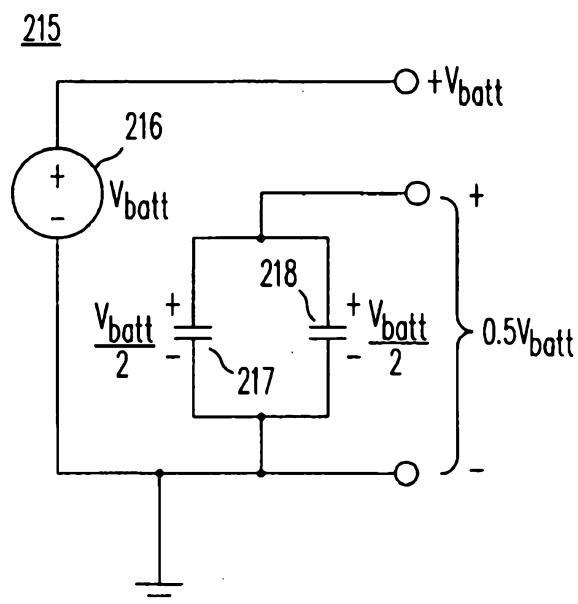


圖 10D

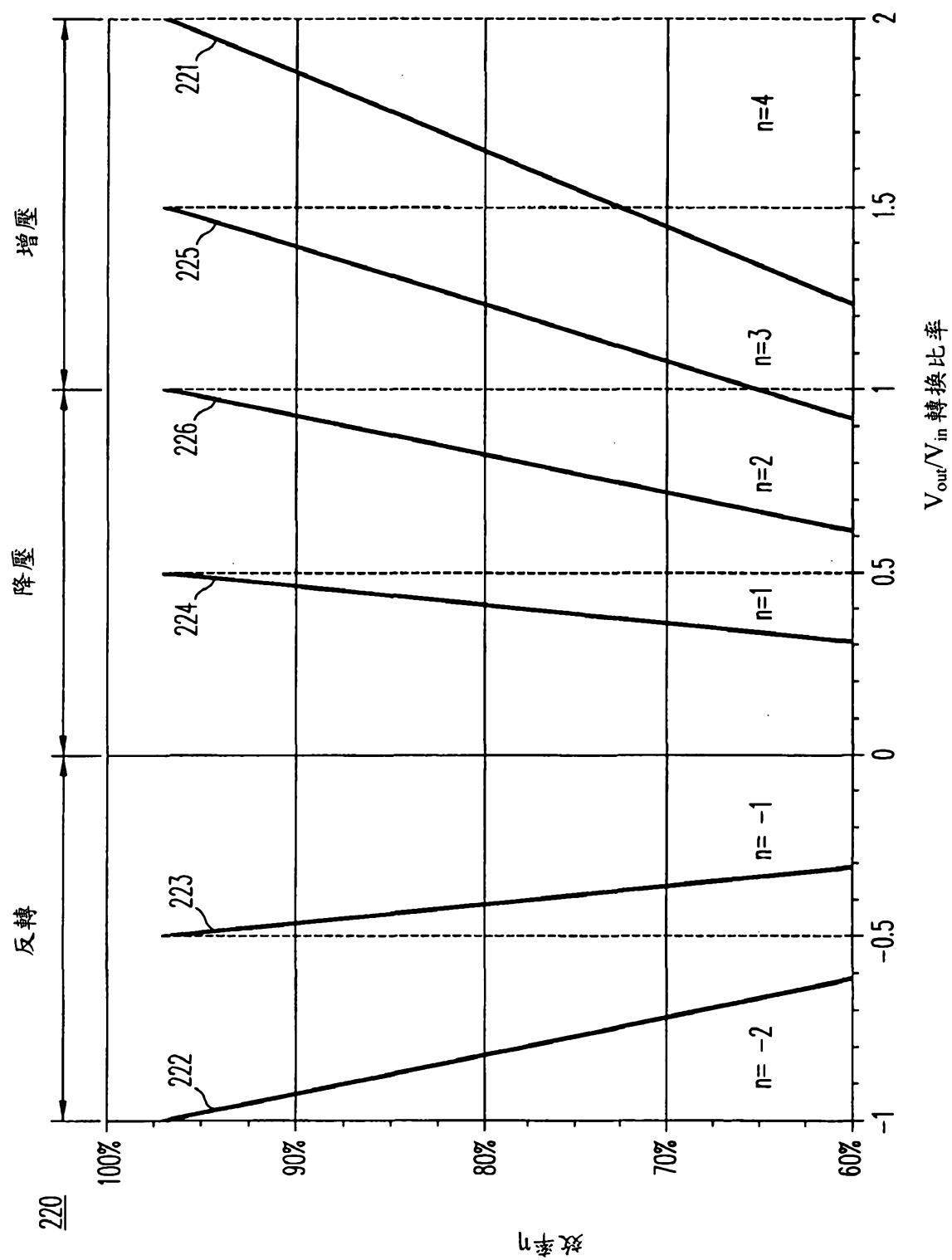


圖 11A

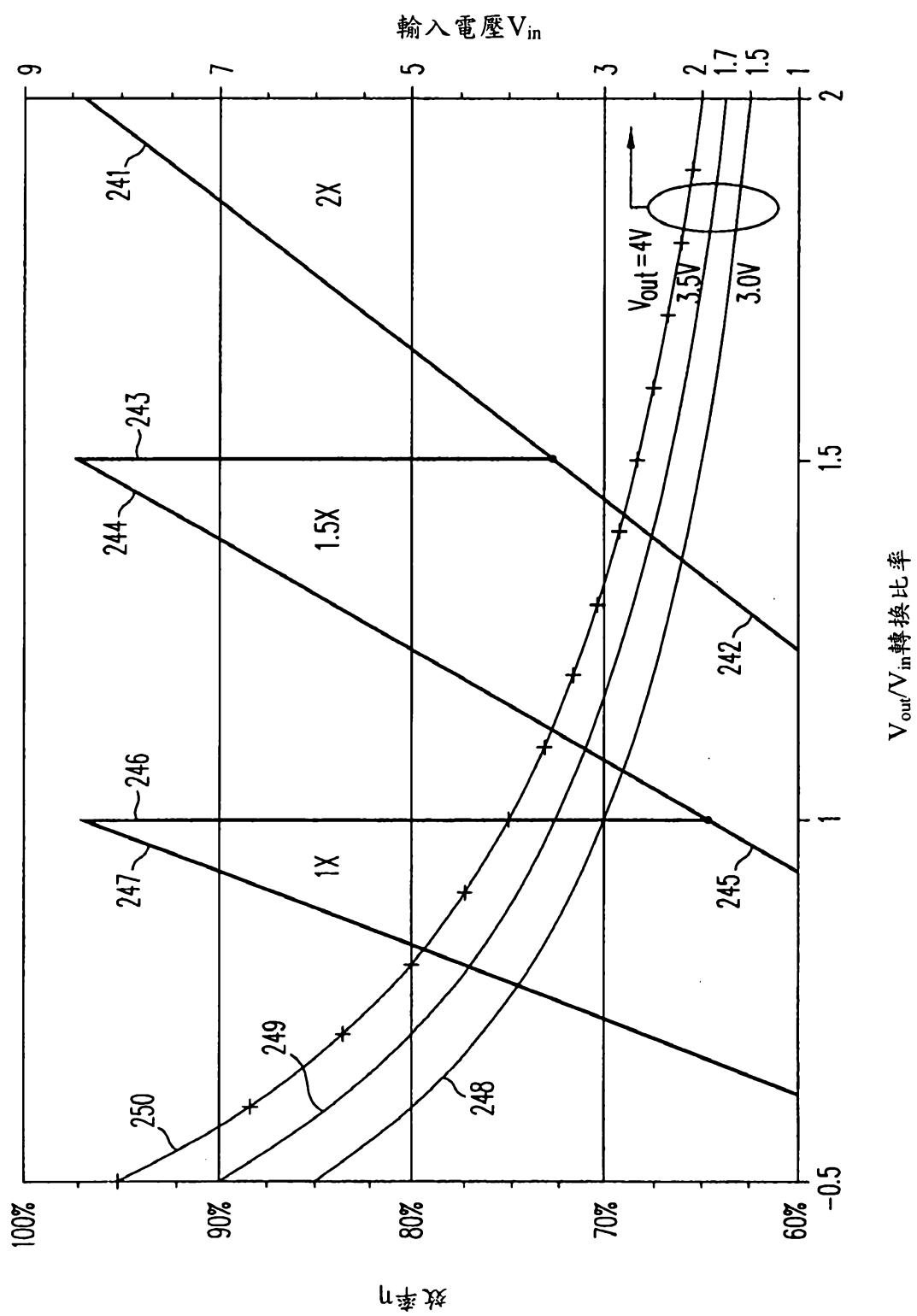


圖 11B

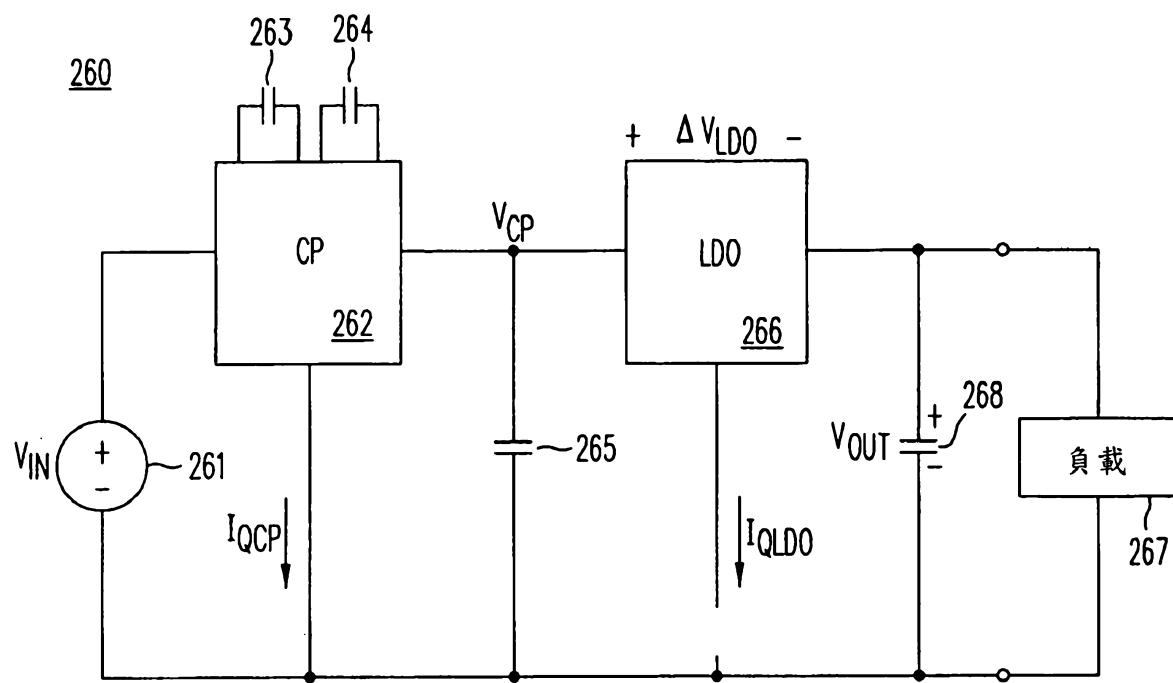


圖 12A

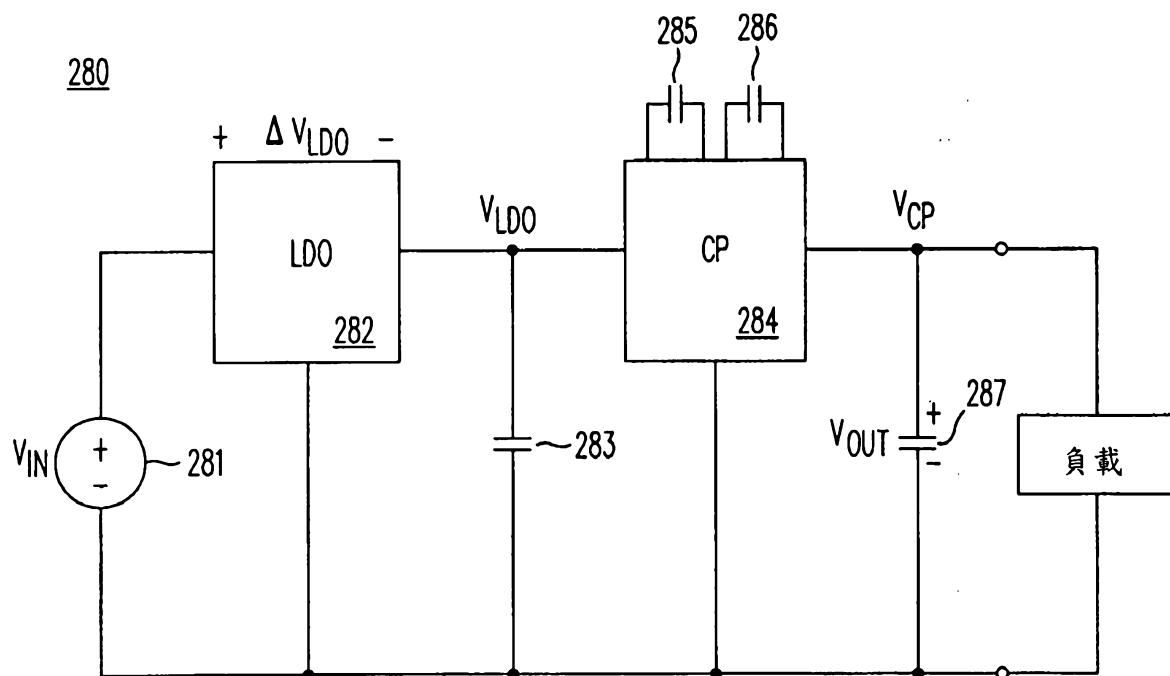


圖 12B

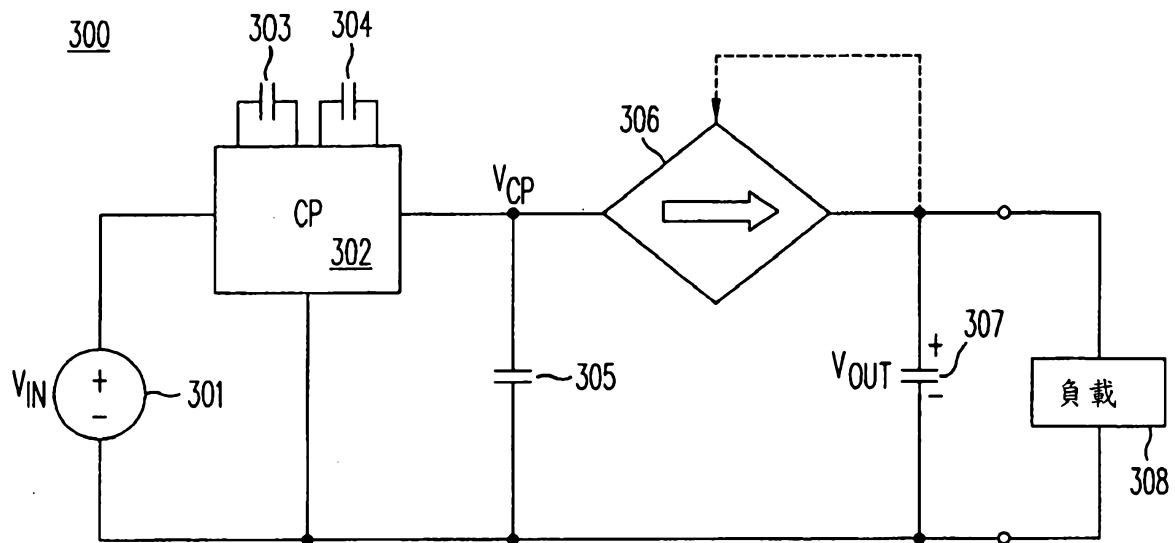


圖 12C

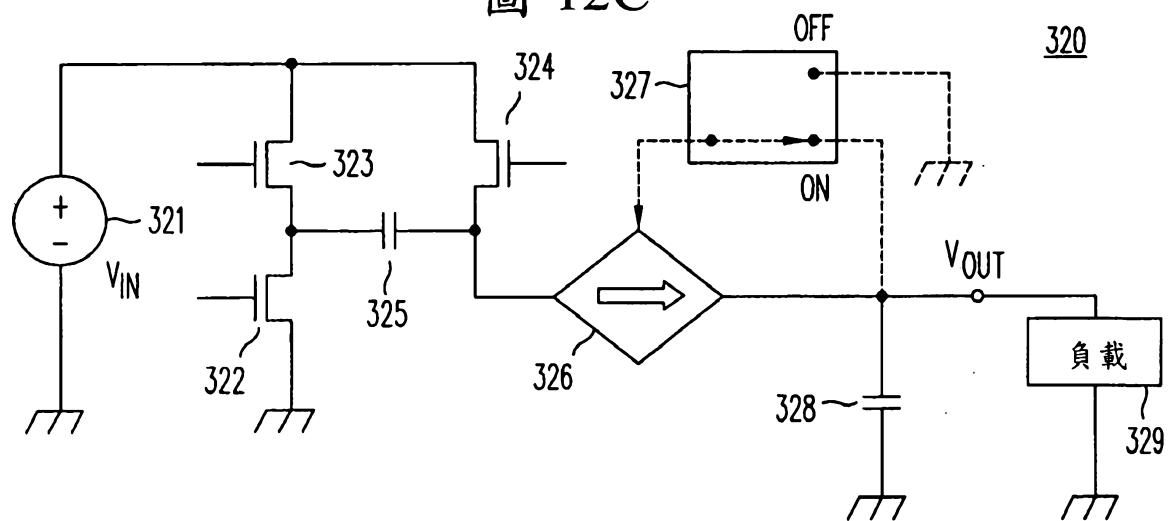


圖 12D

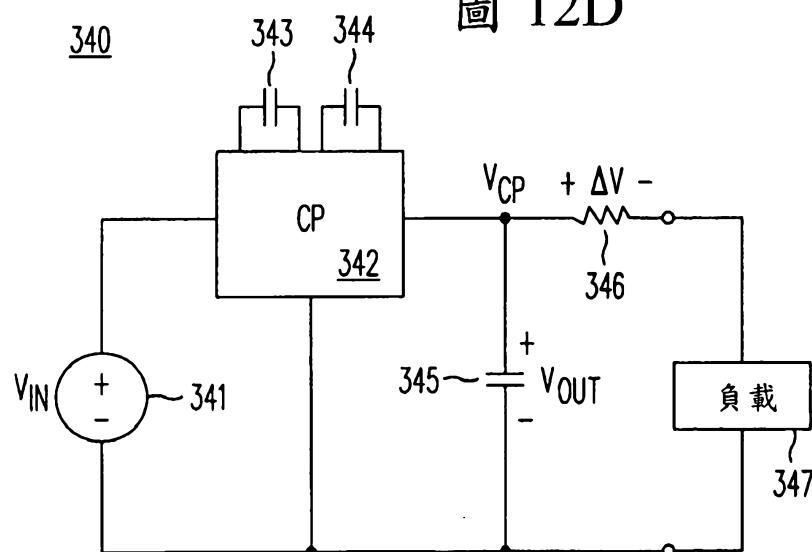
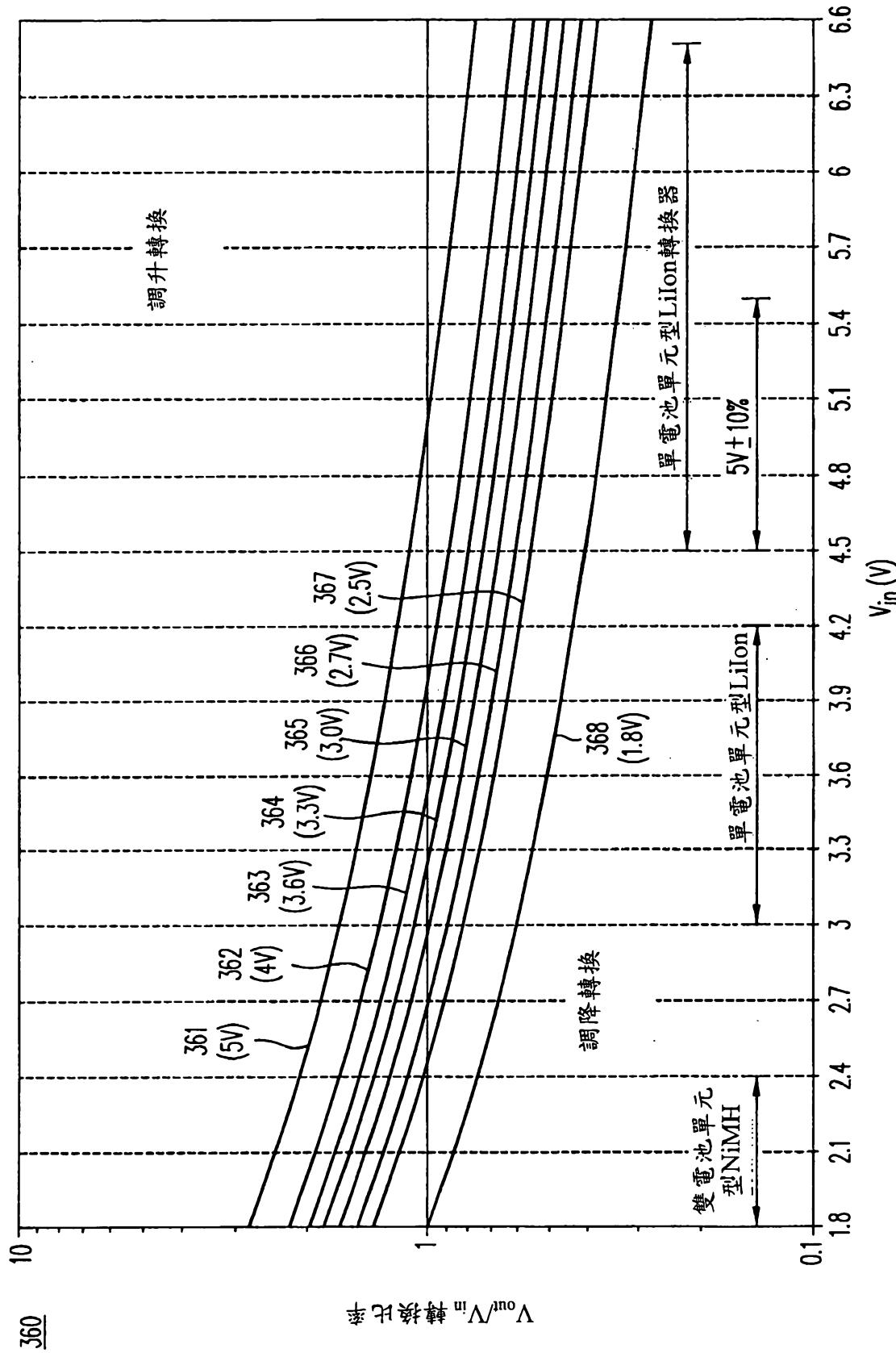


圖 12E



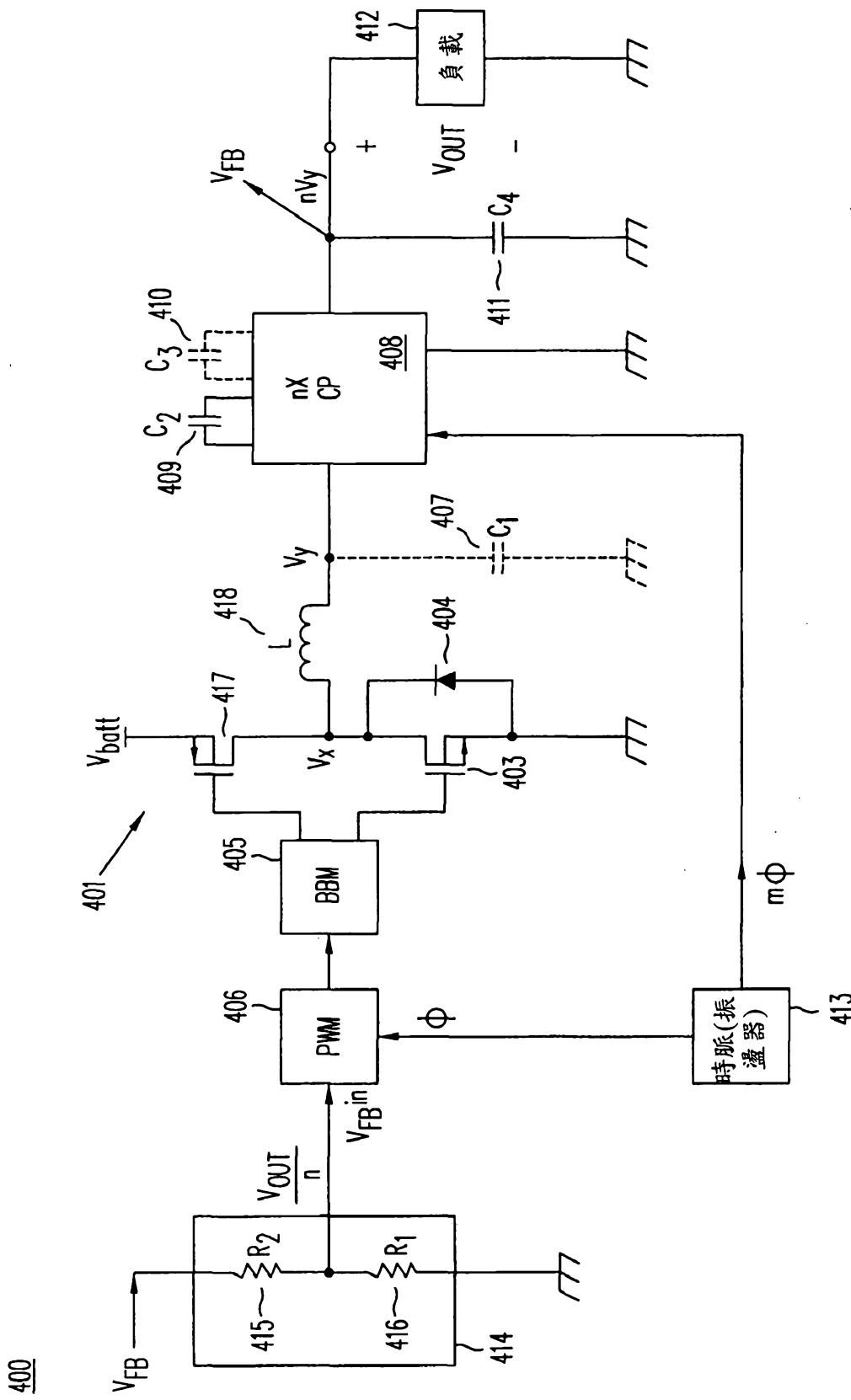


圖 14A

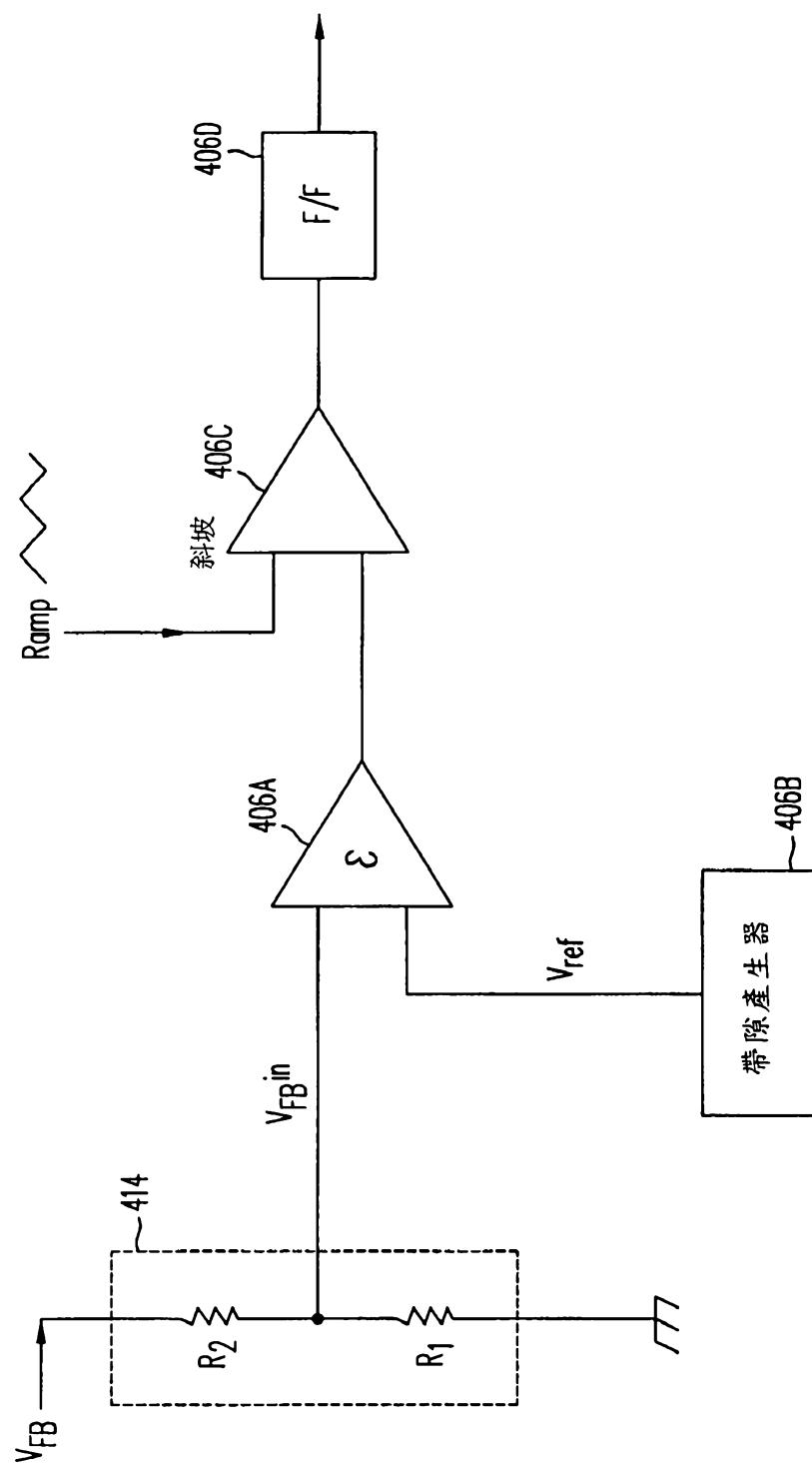


圖 14B

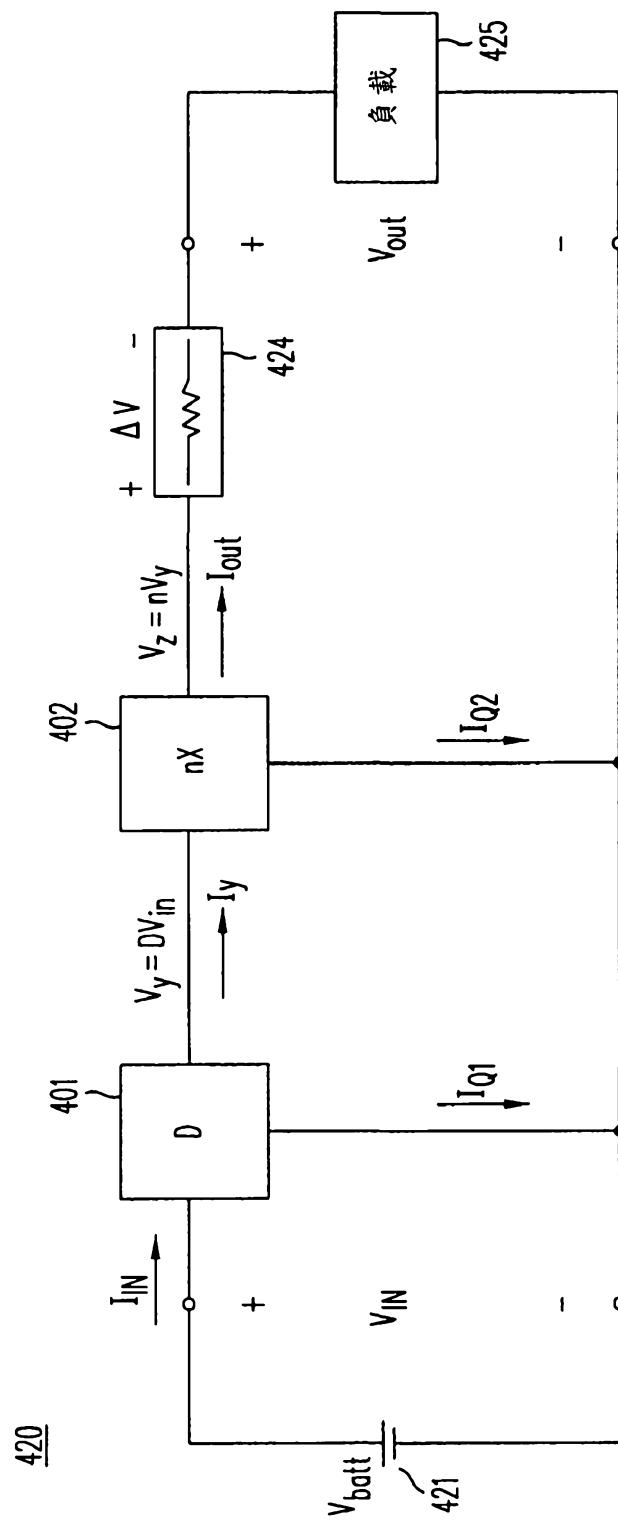
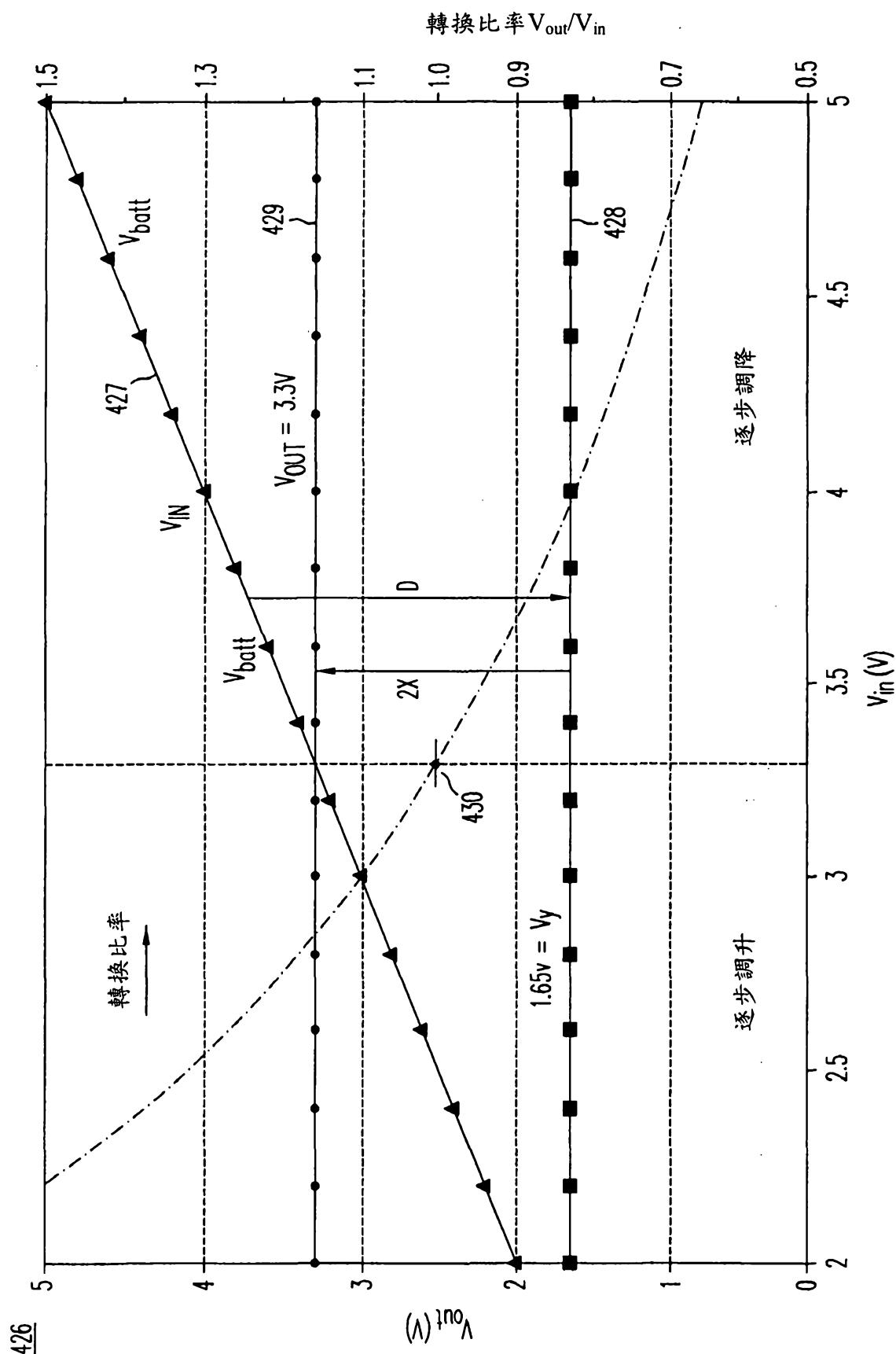


圖 15A



15B  
四

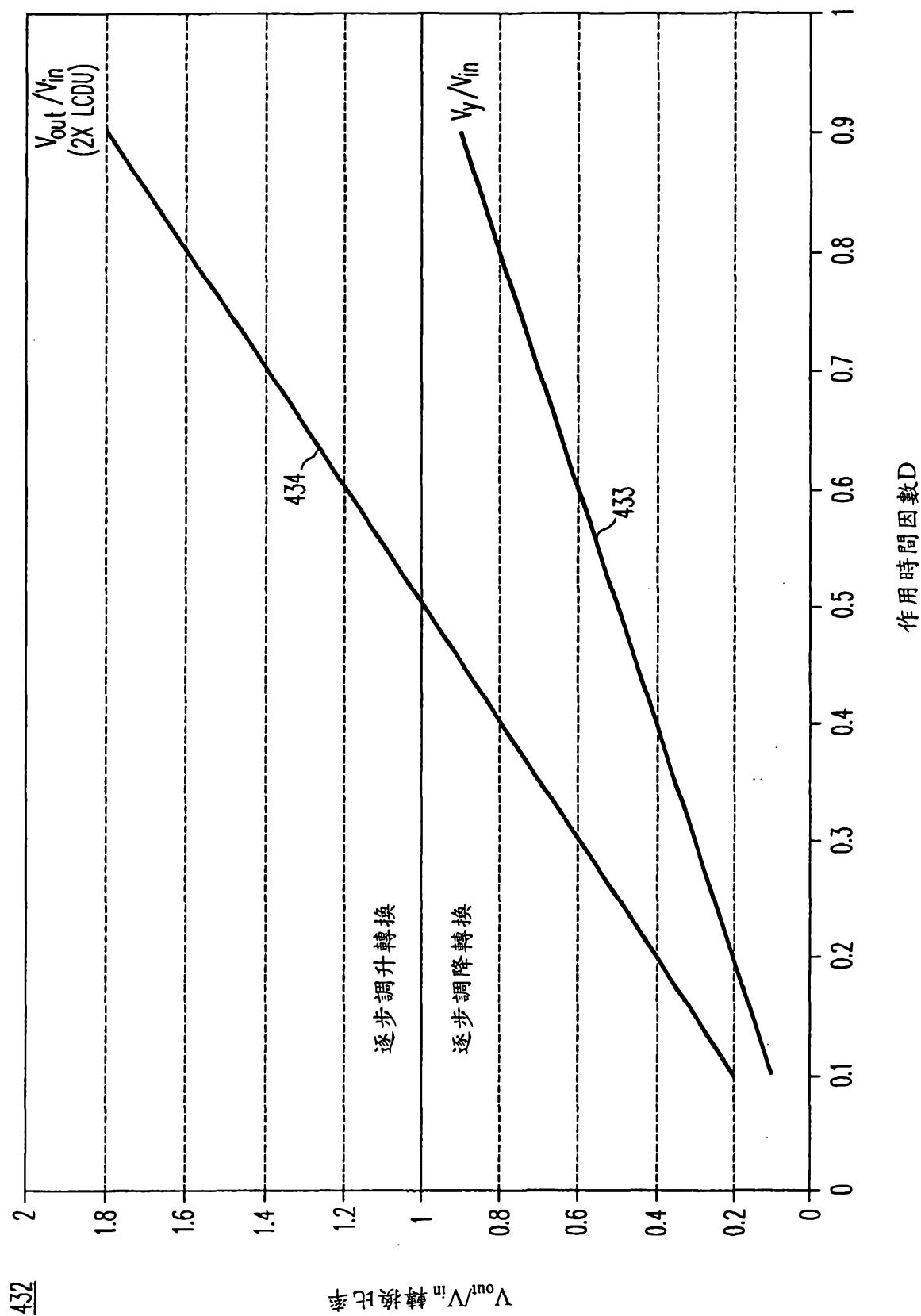


圖 15C

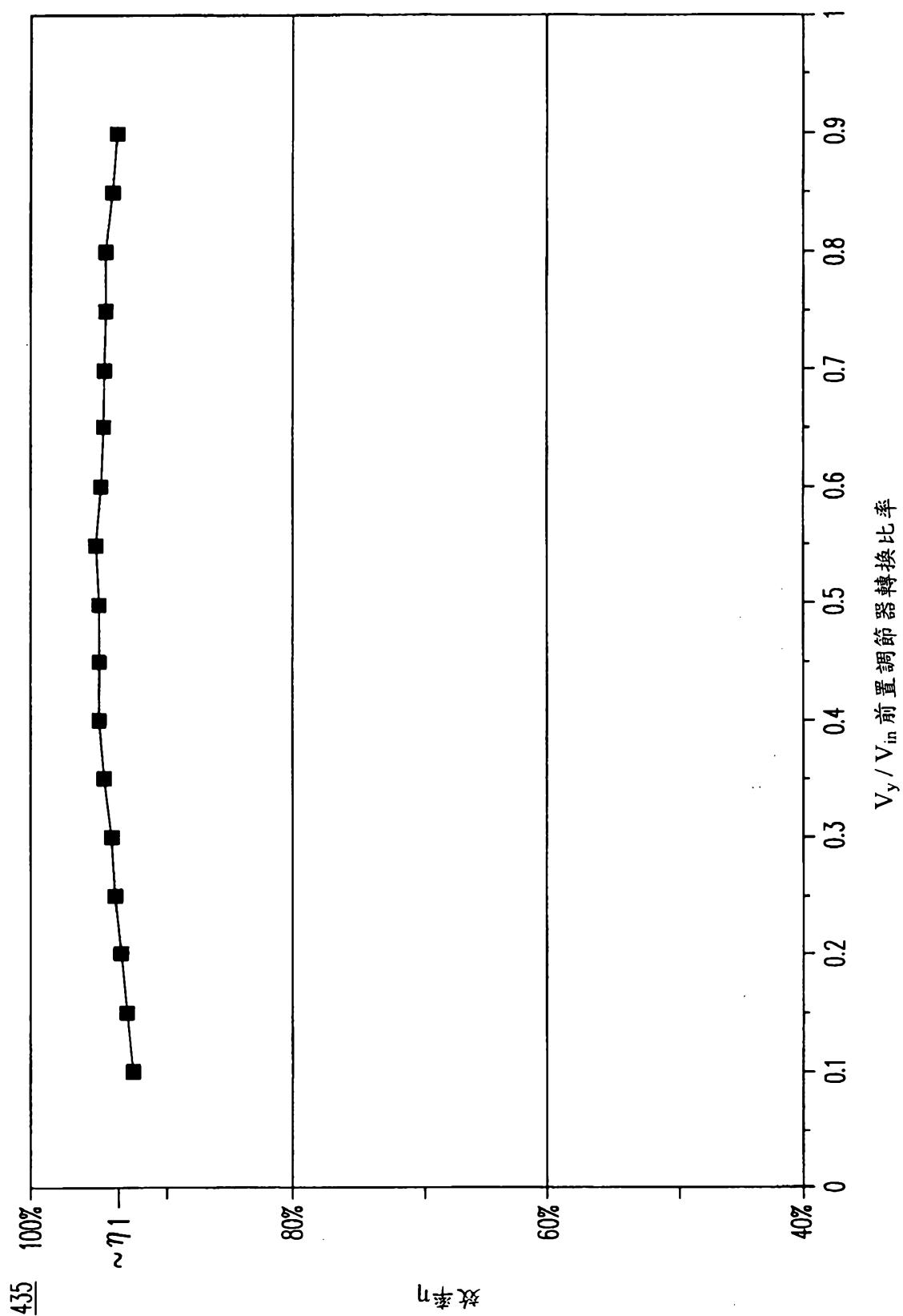


圖 15D

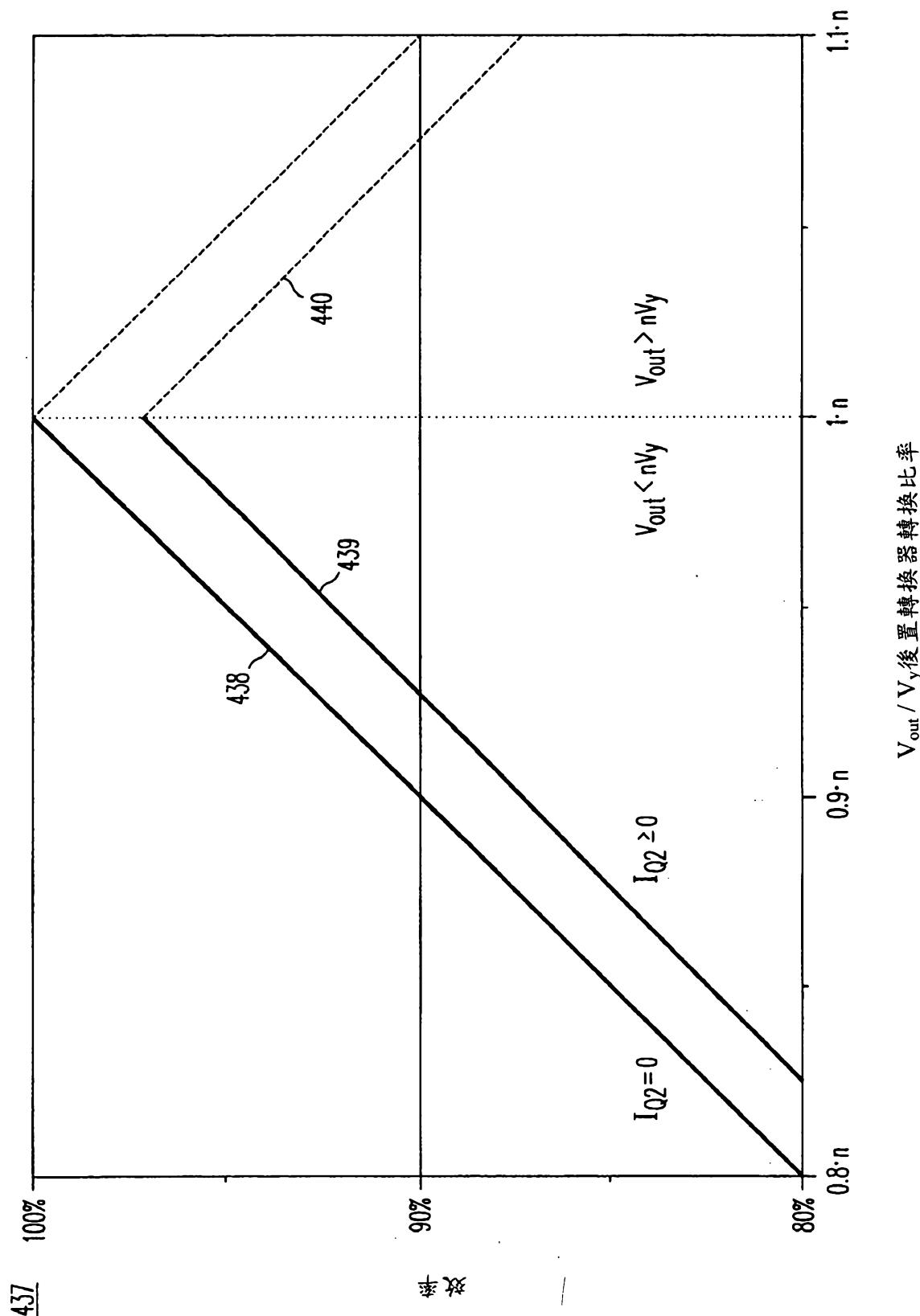


圖 15E

 $V_{out} / V_y$ 後置轉換器轉換比率

437

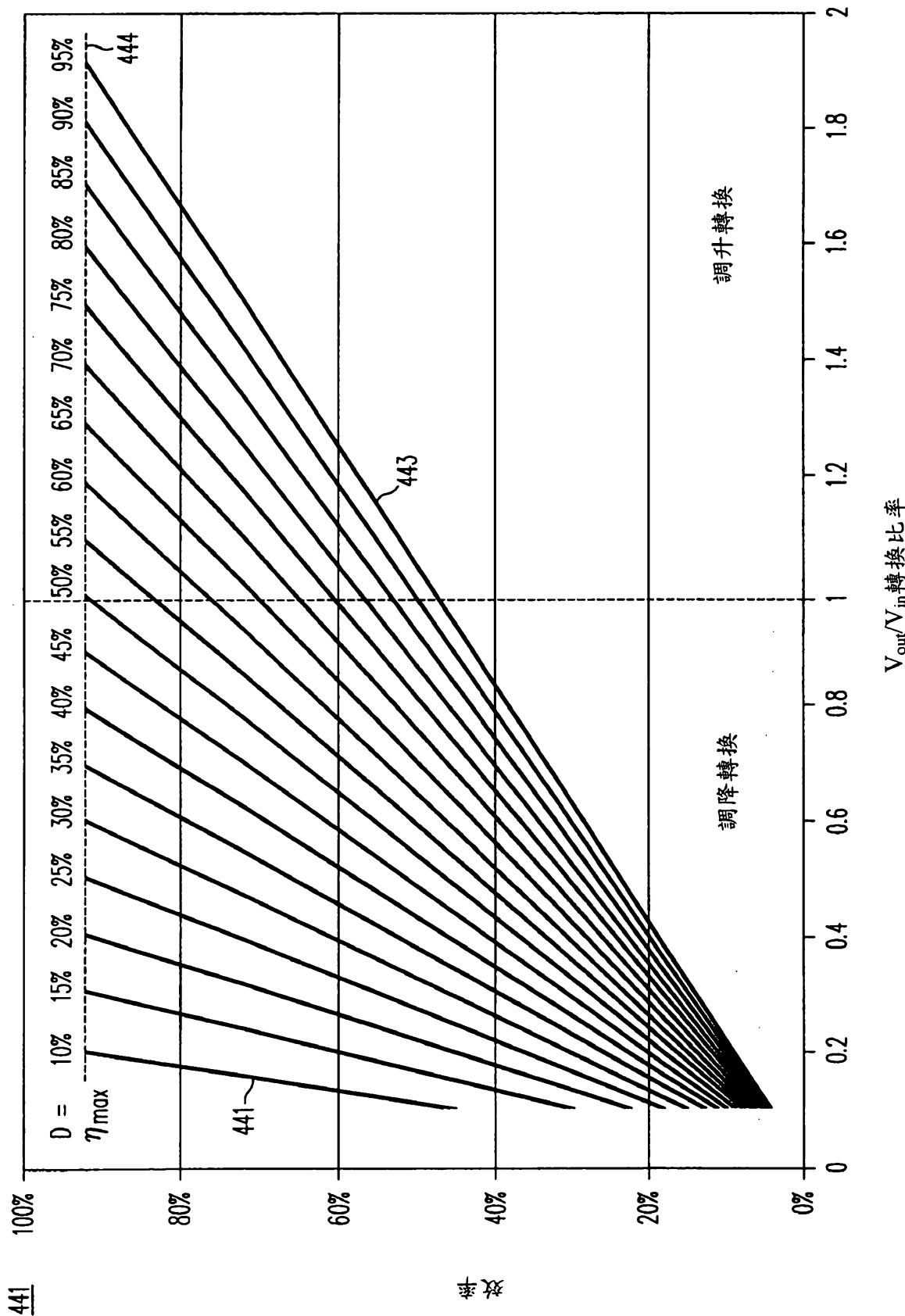


圖 15F

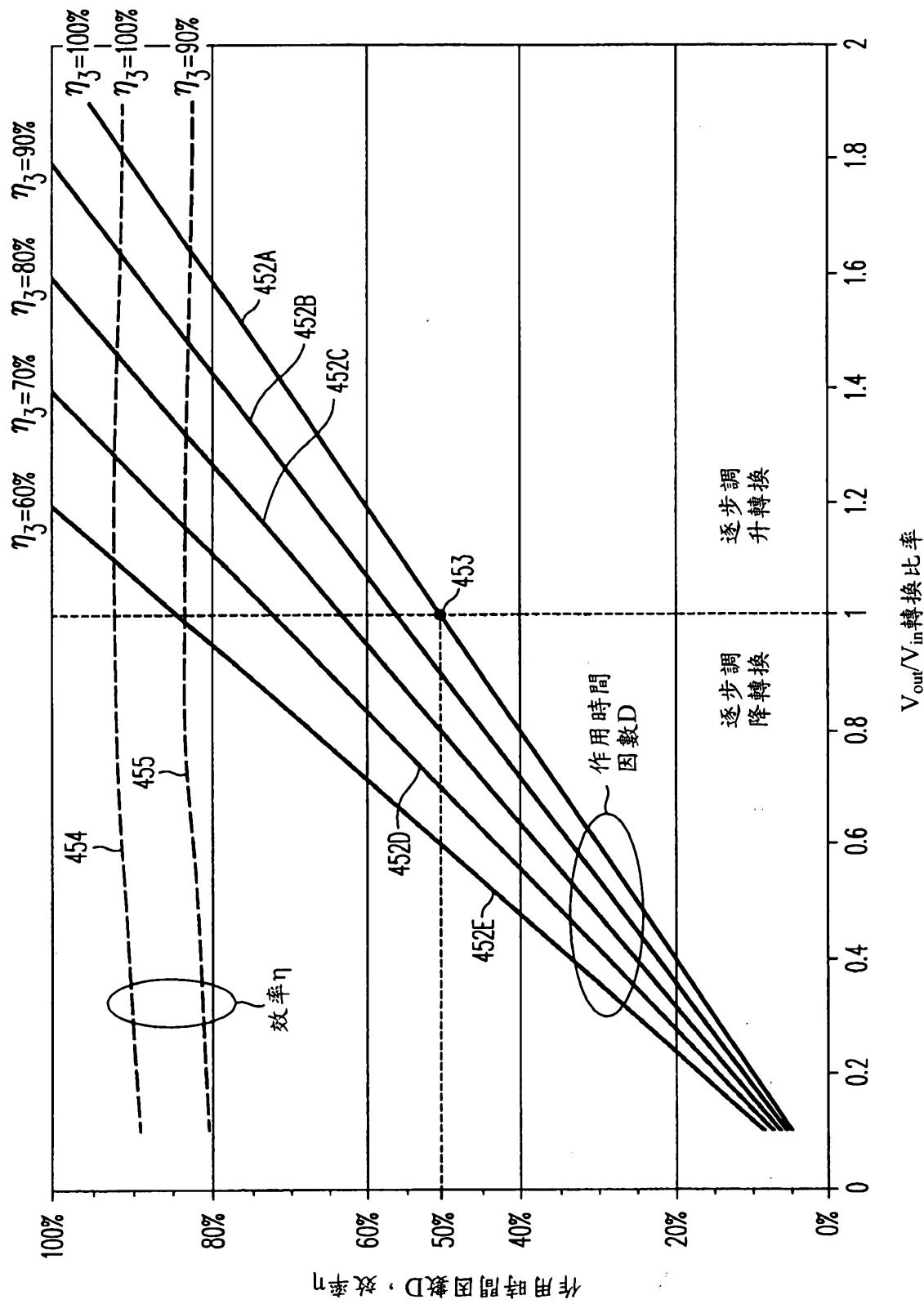


圖 15G

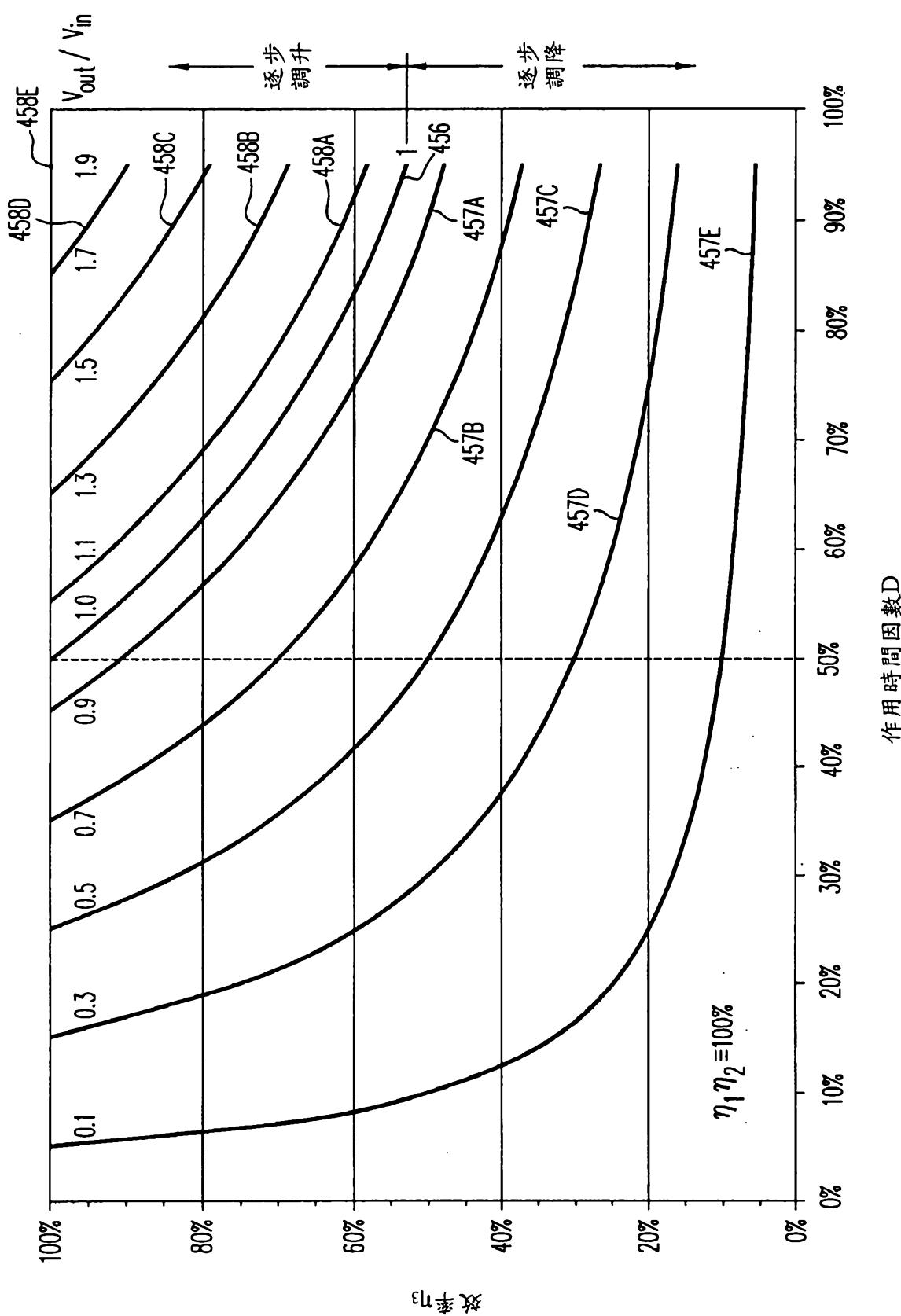
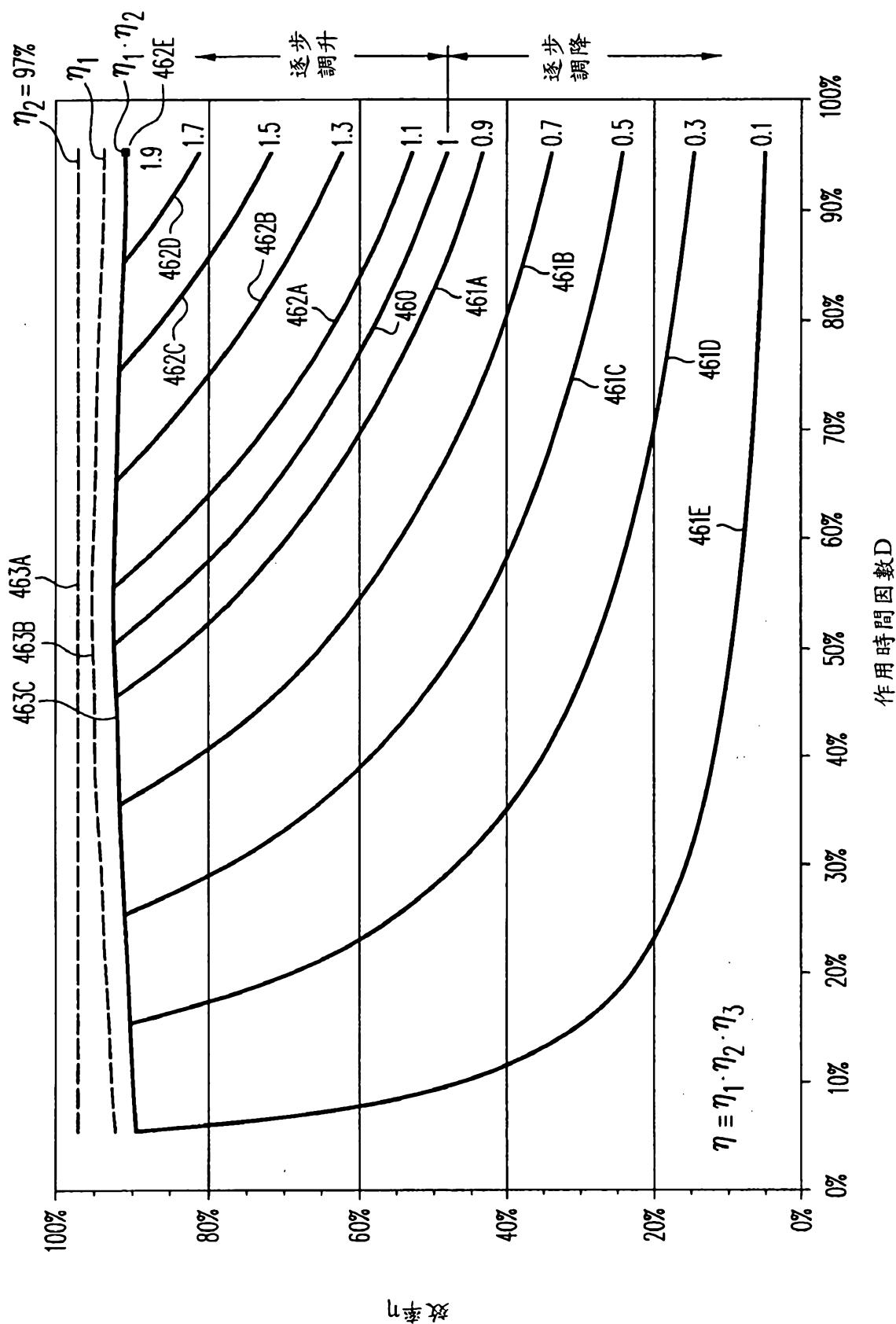
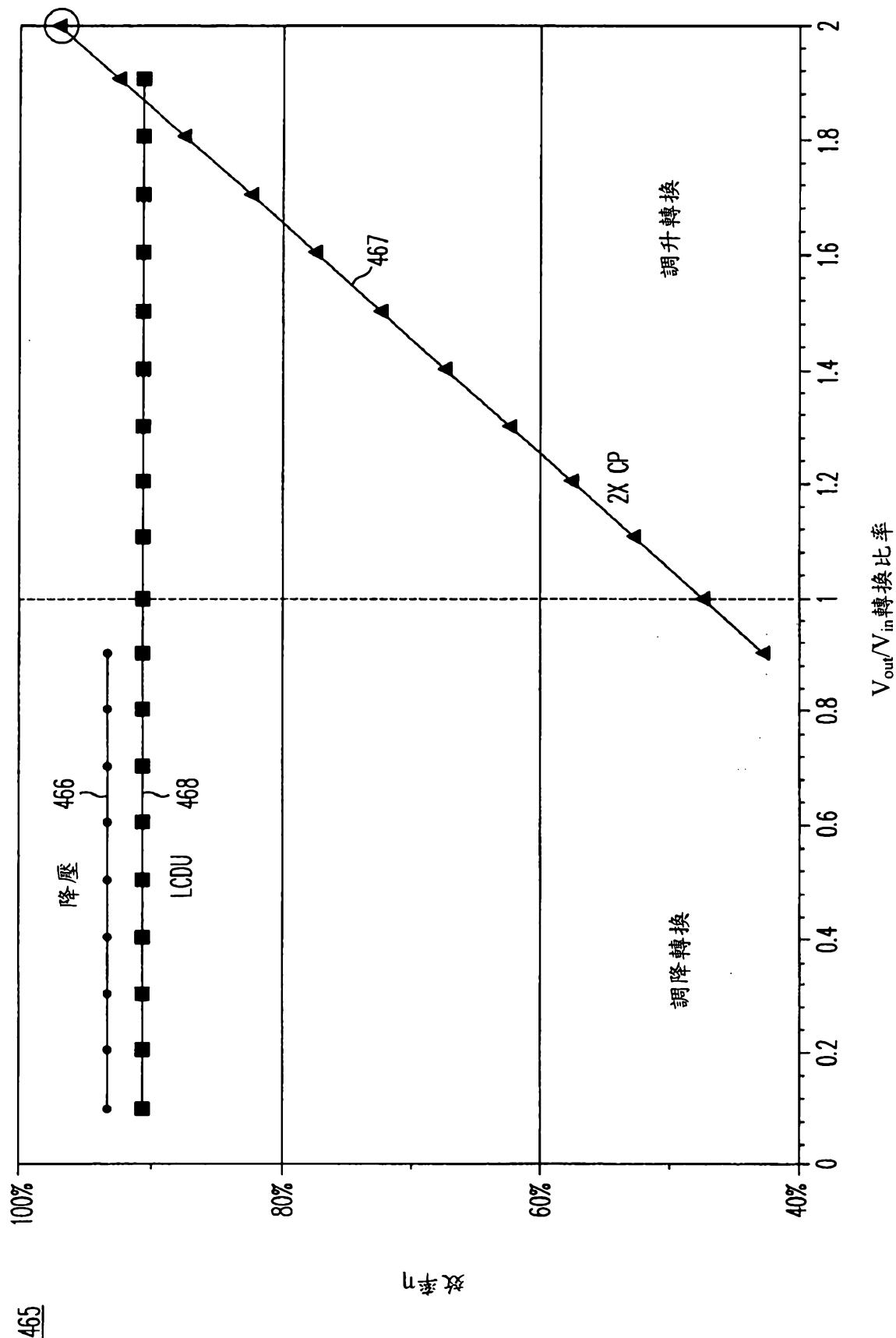
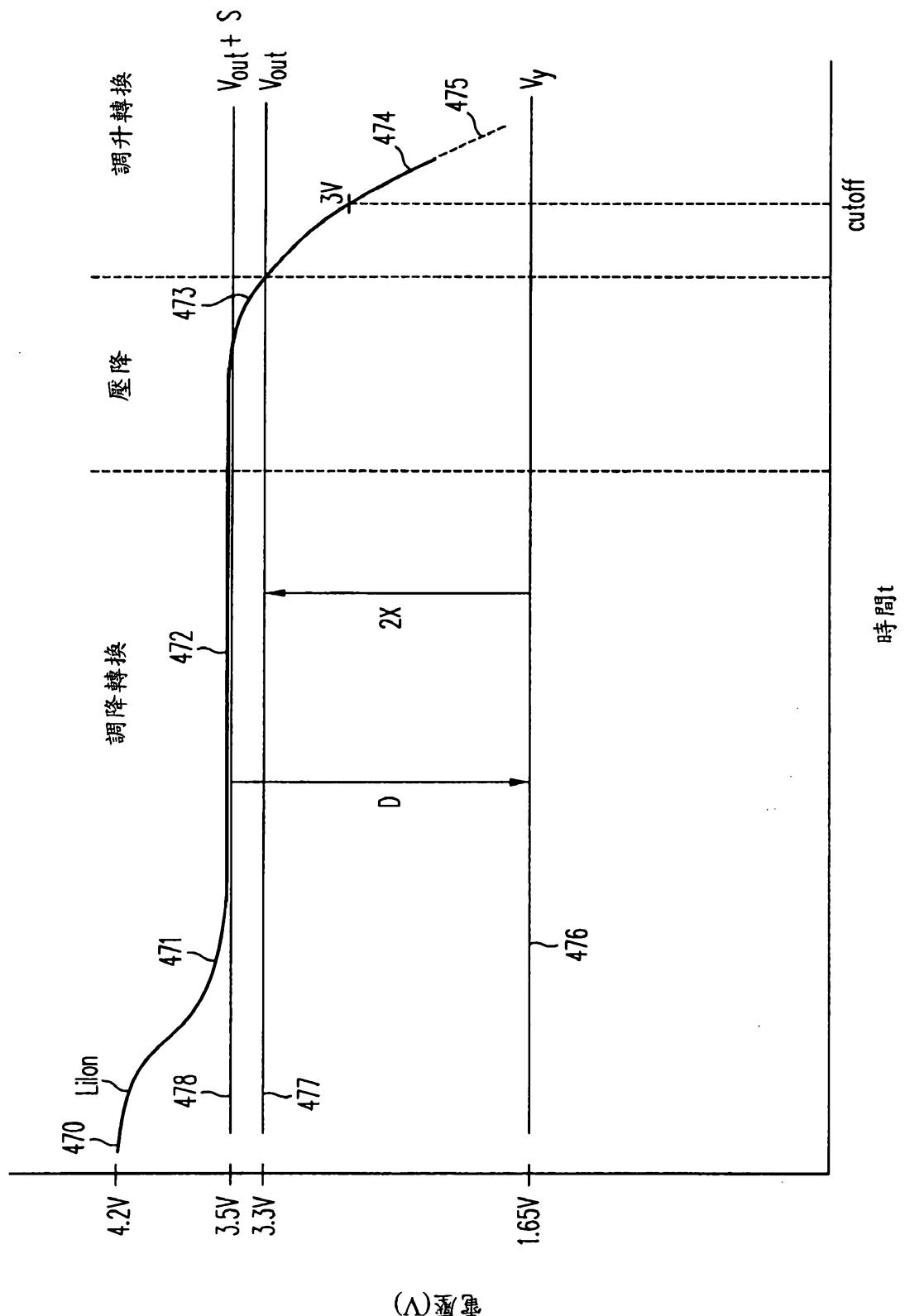


圖 15H



151  
四





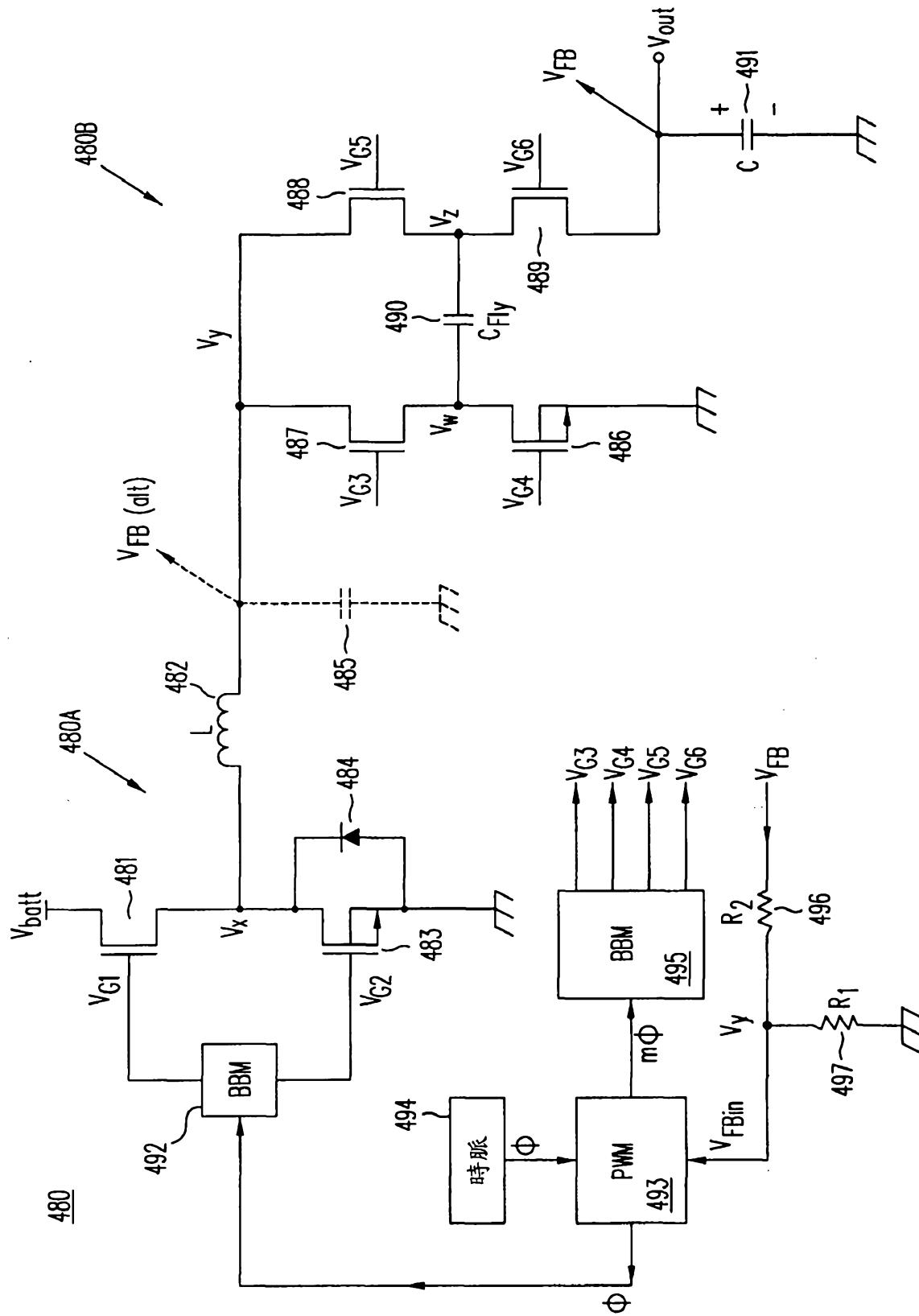


圖 18

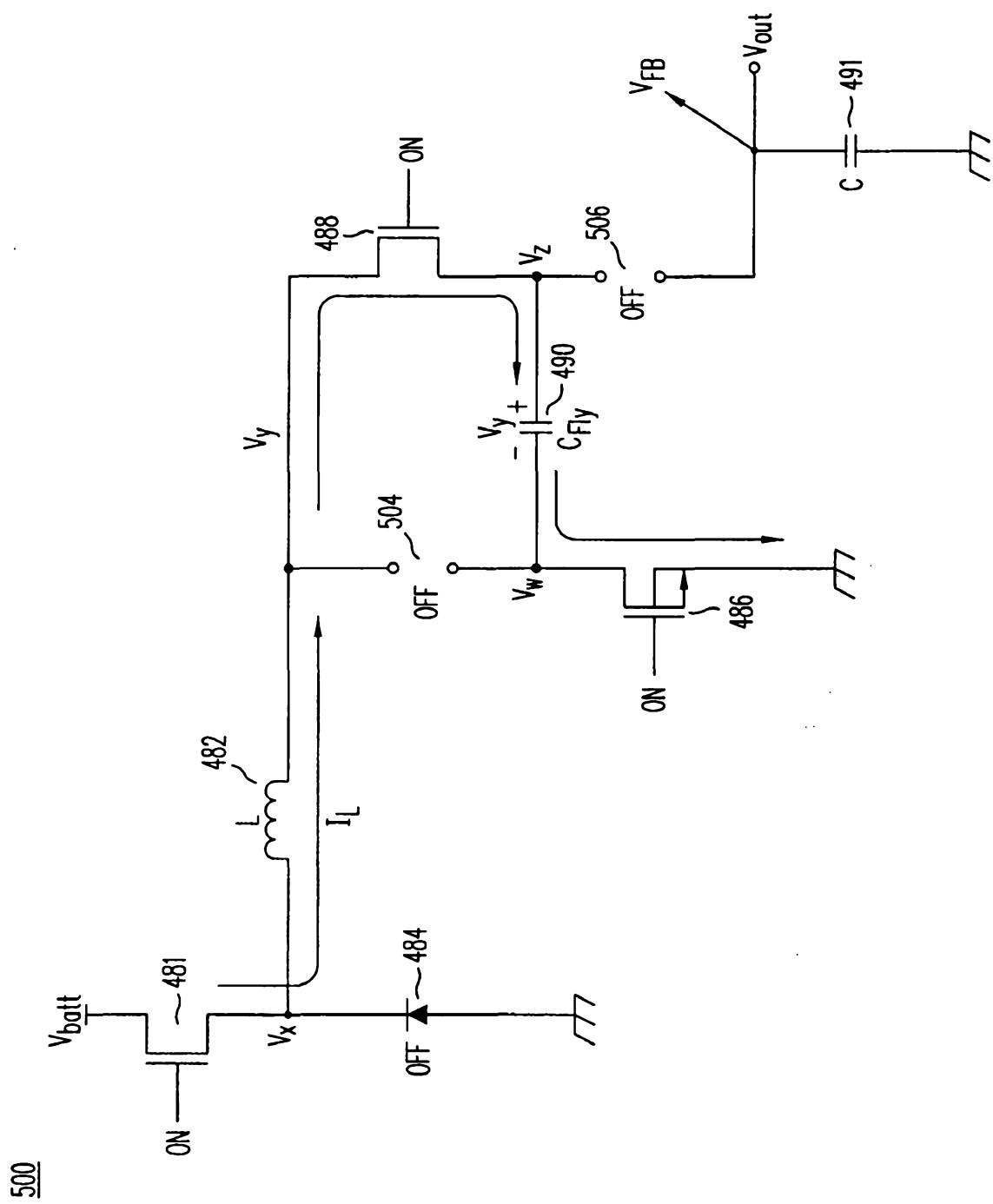


圖 19A

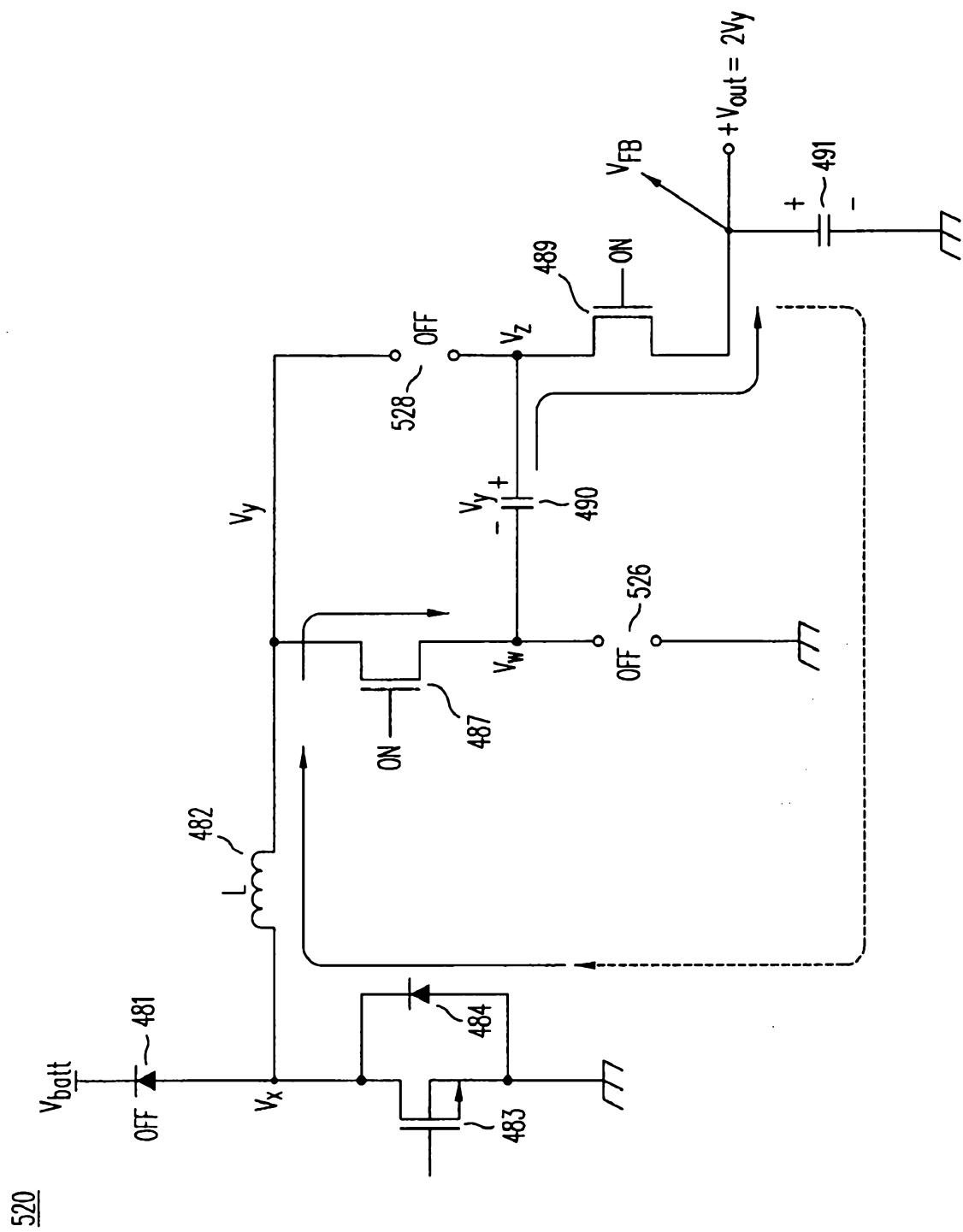


圖 19B

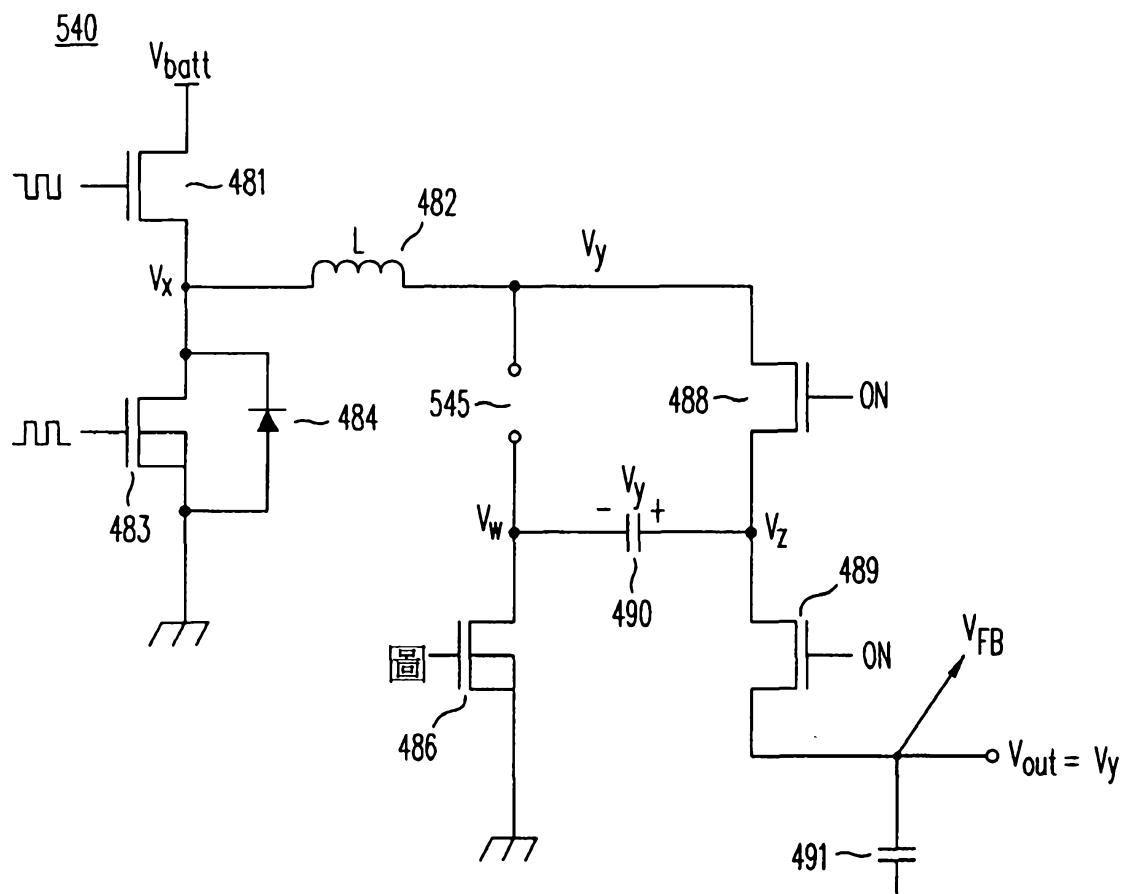


圖 20

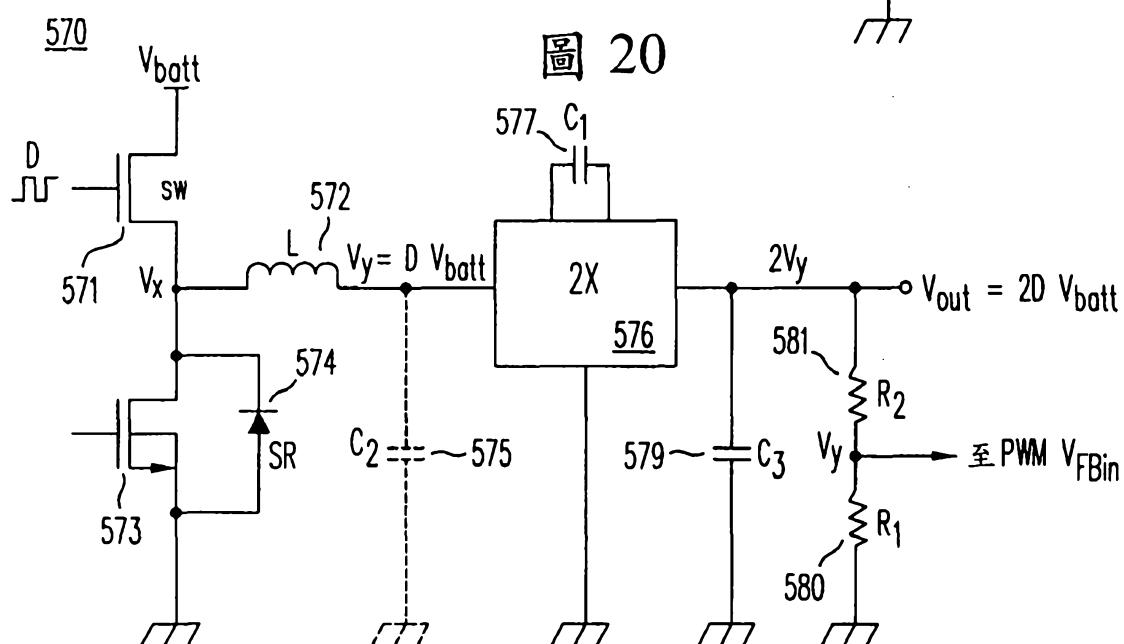


圖 21A

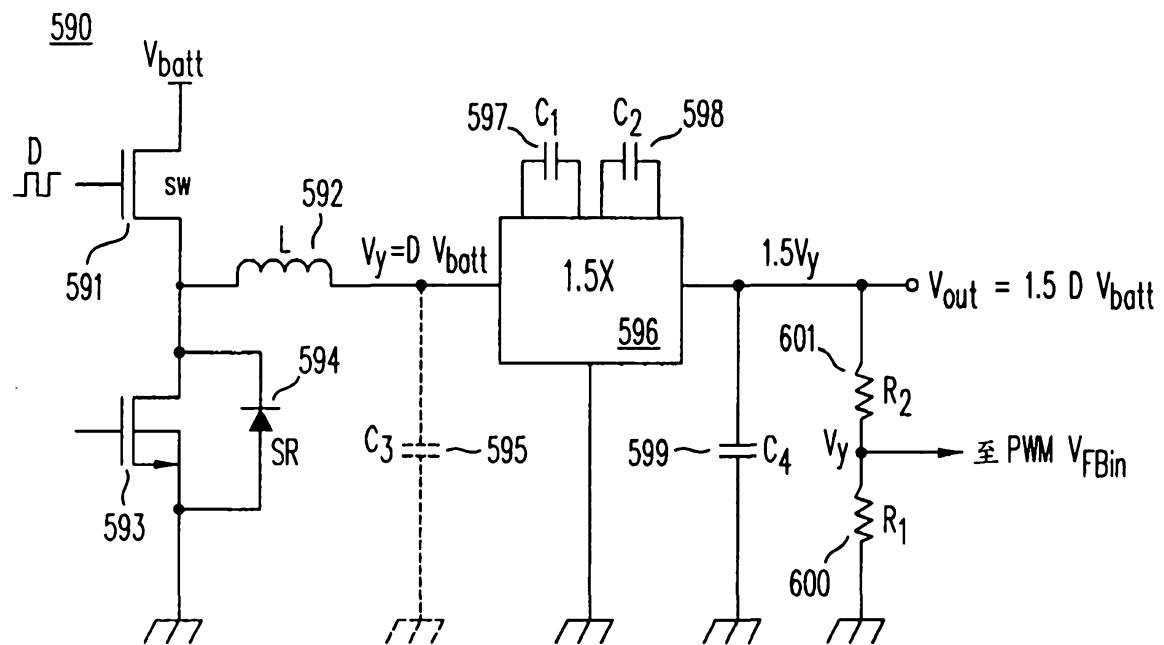


圖 21B

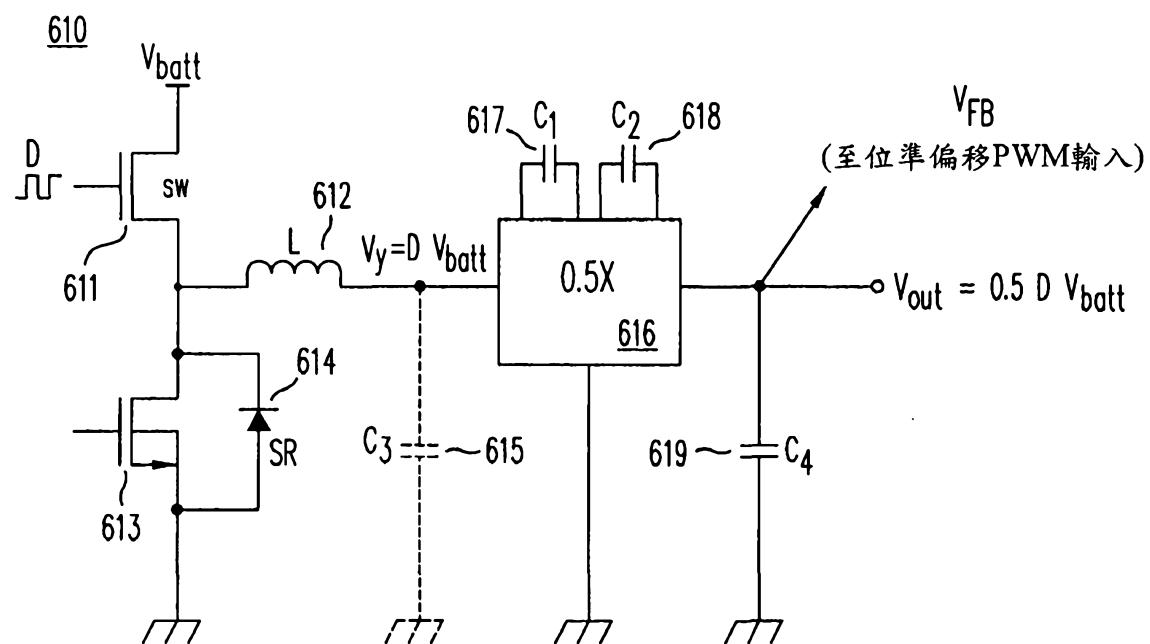
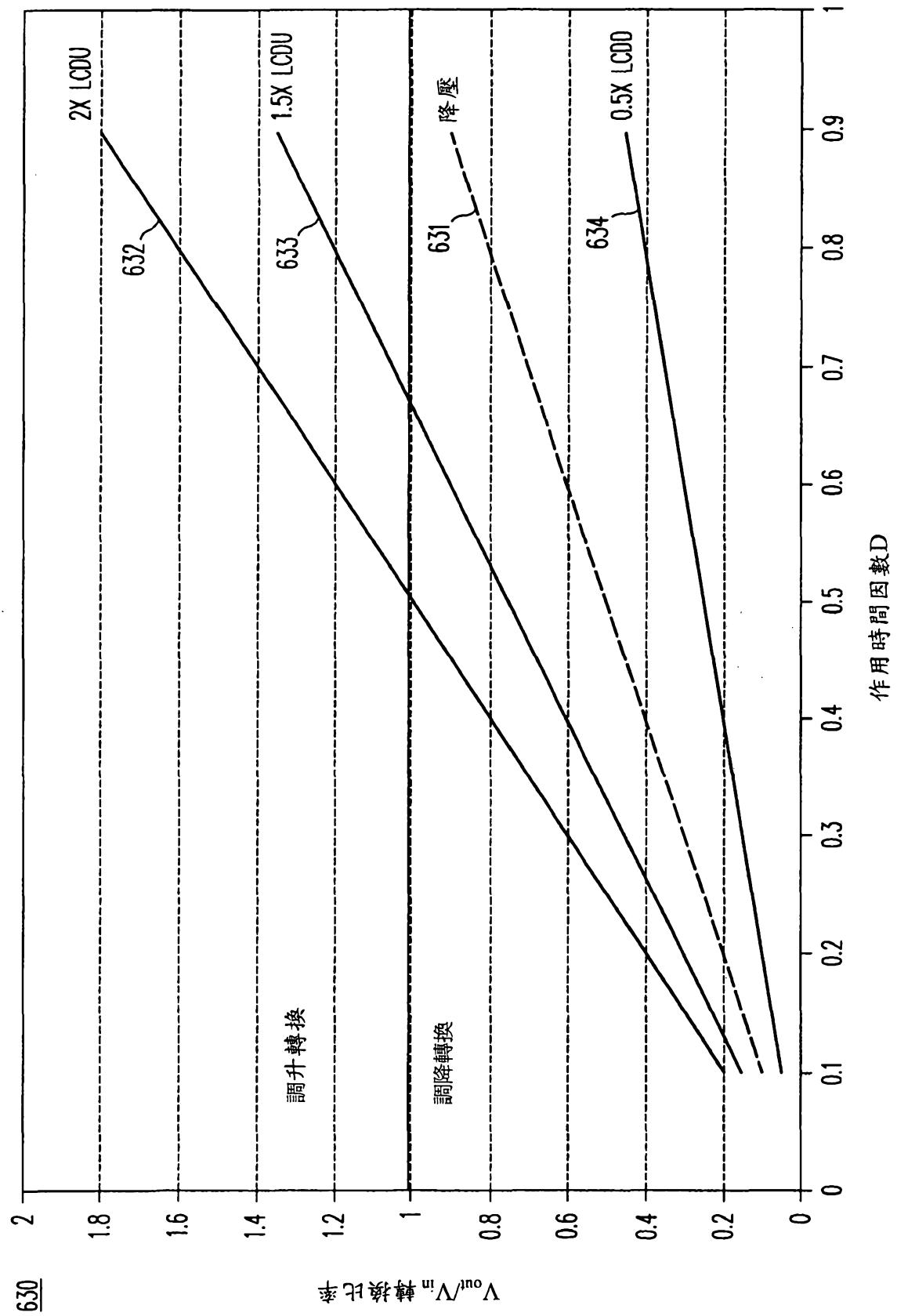


圖 21C



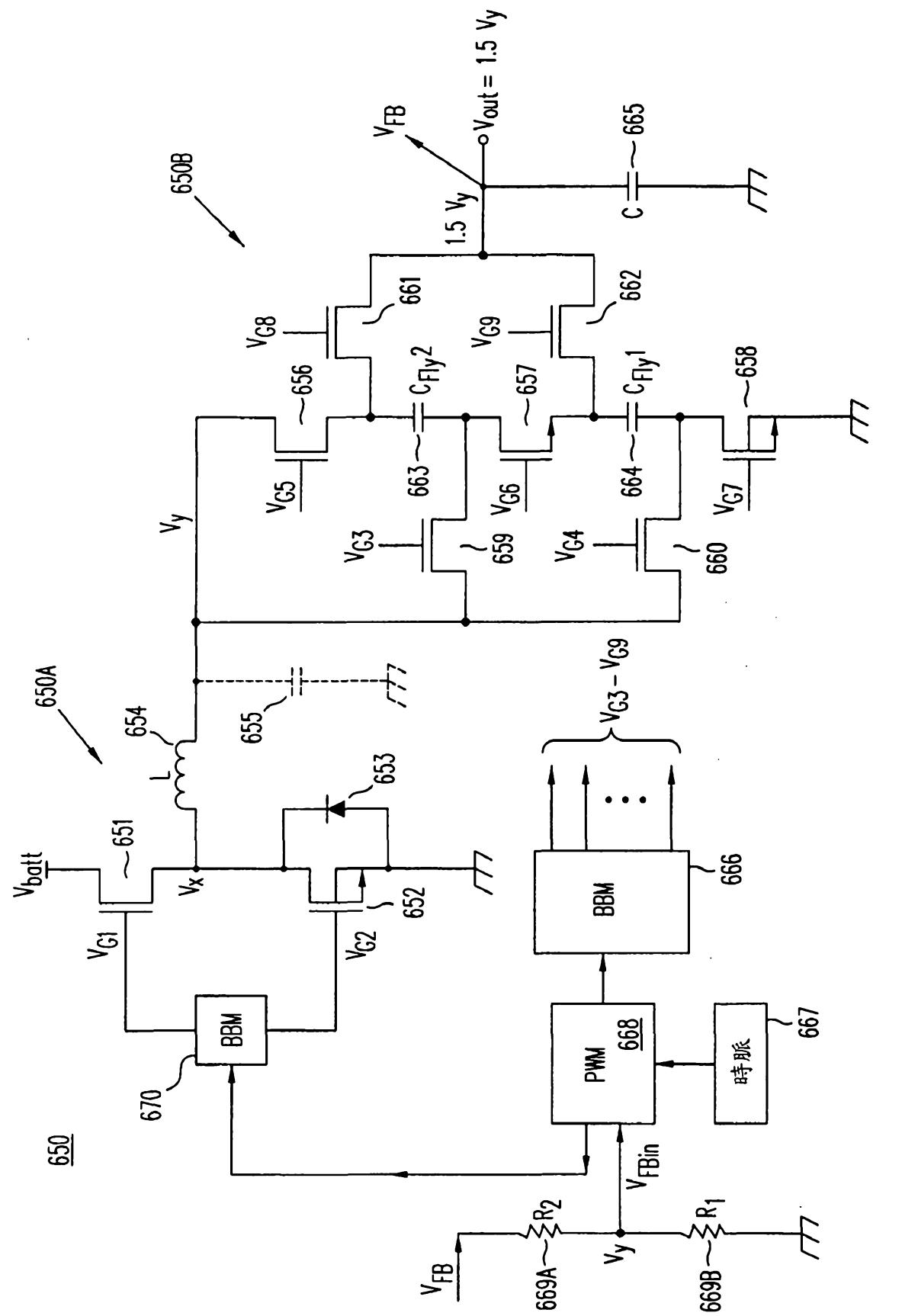
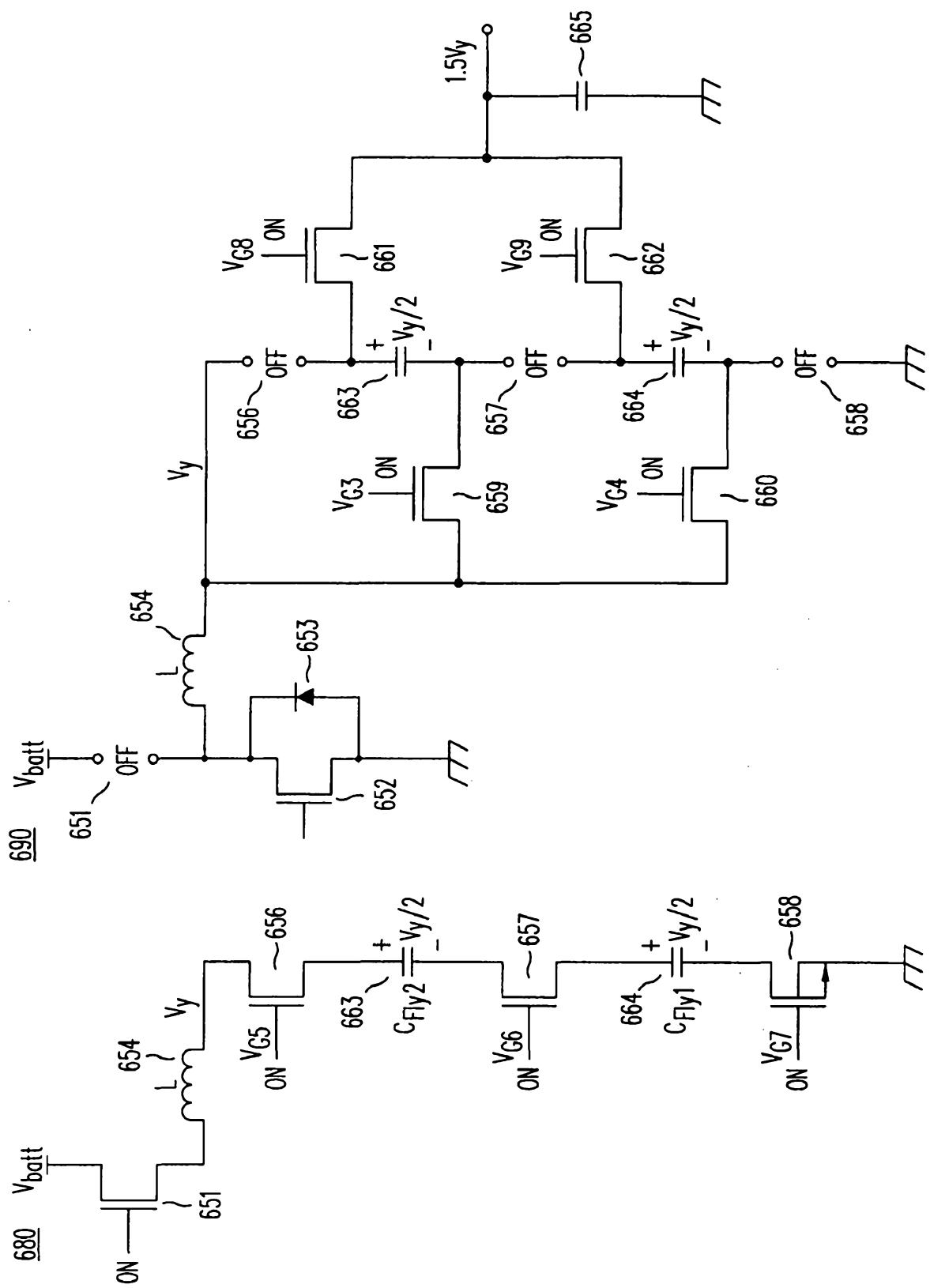


圖 23A



23B  
圖

23C  
圖

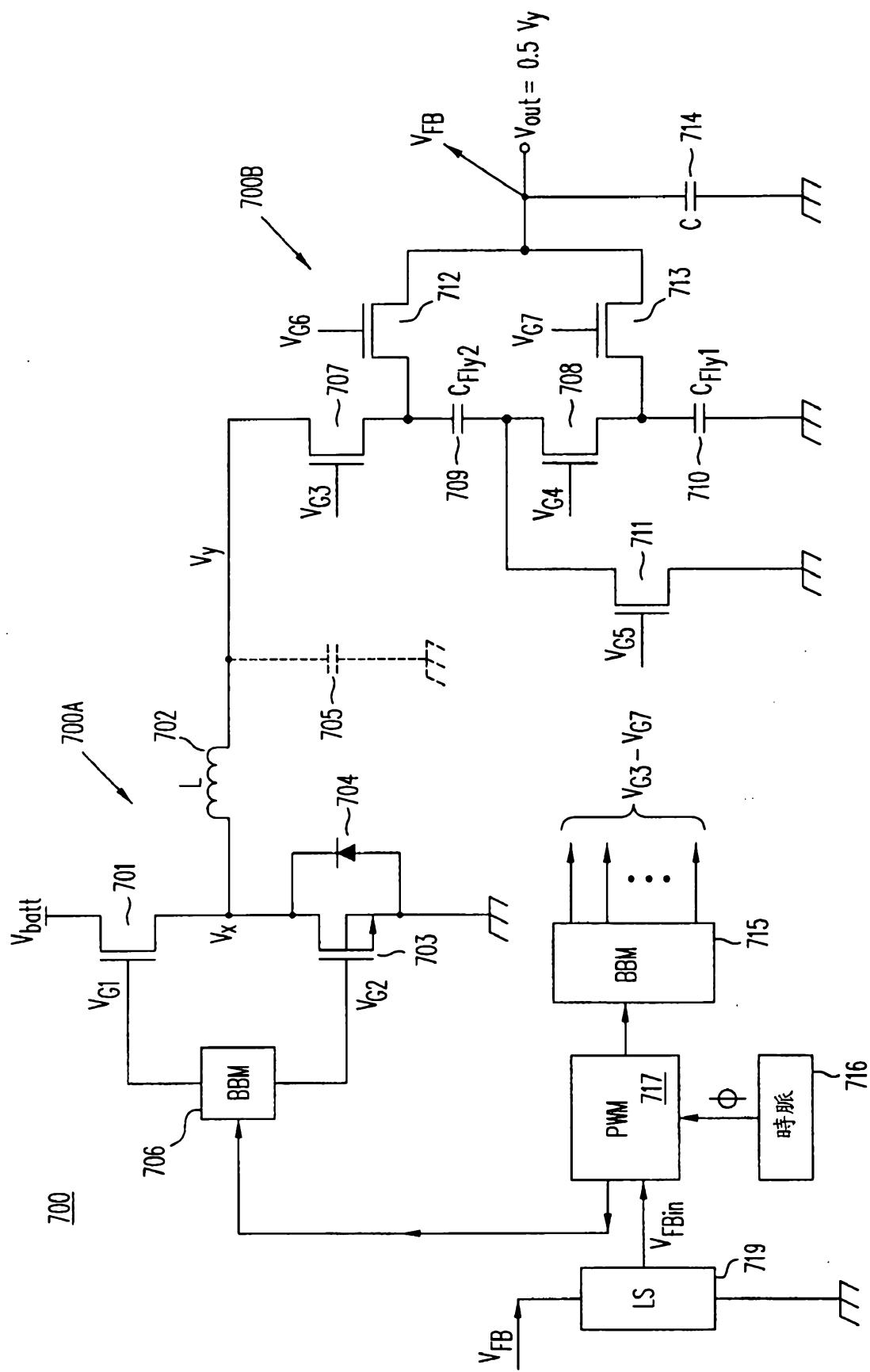


圖 24A

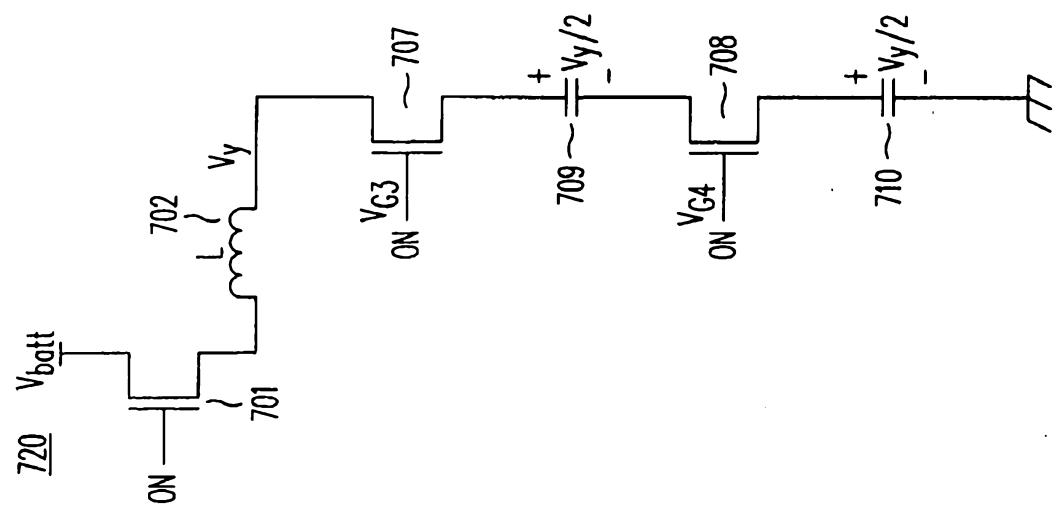


圖 24B

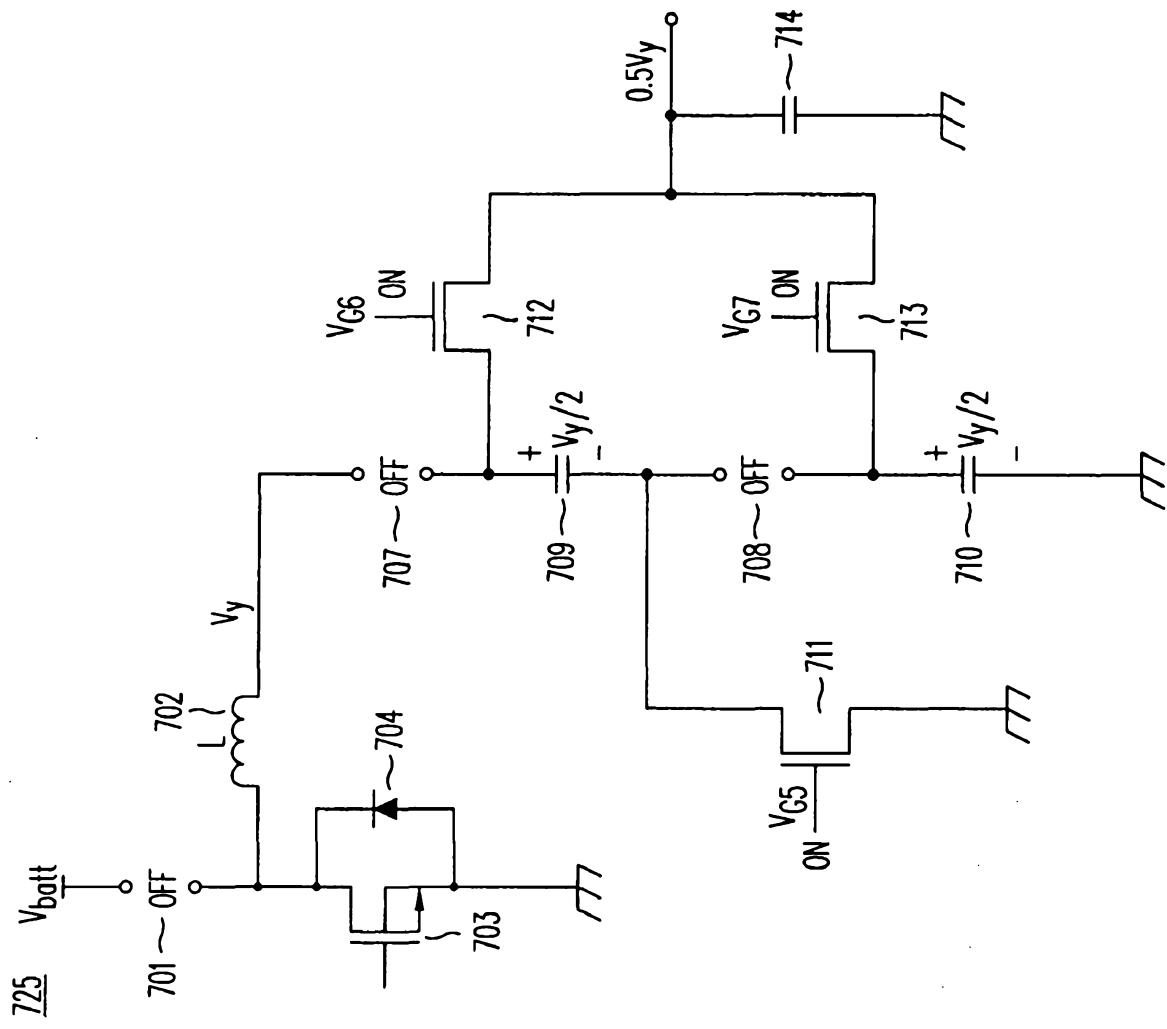


圖 24C

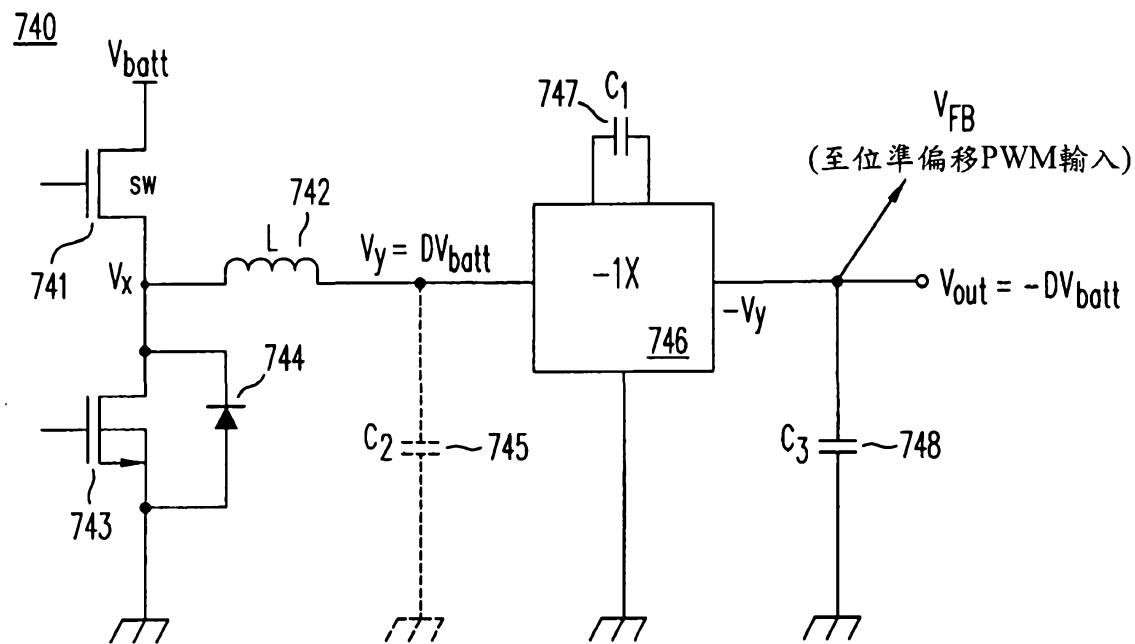


圖 25A

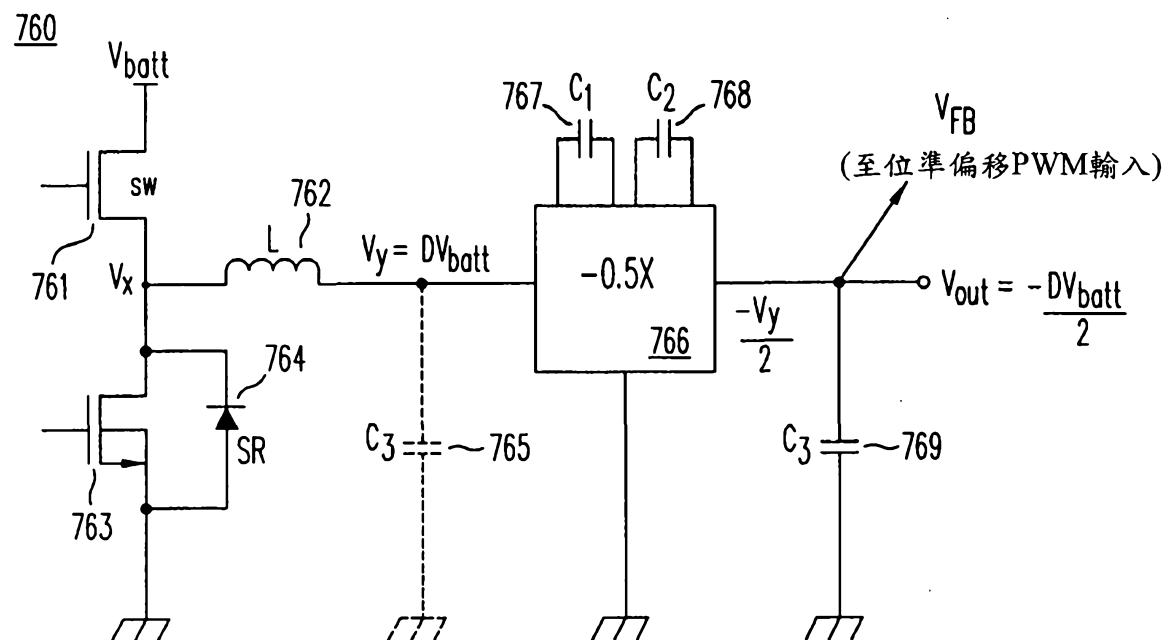
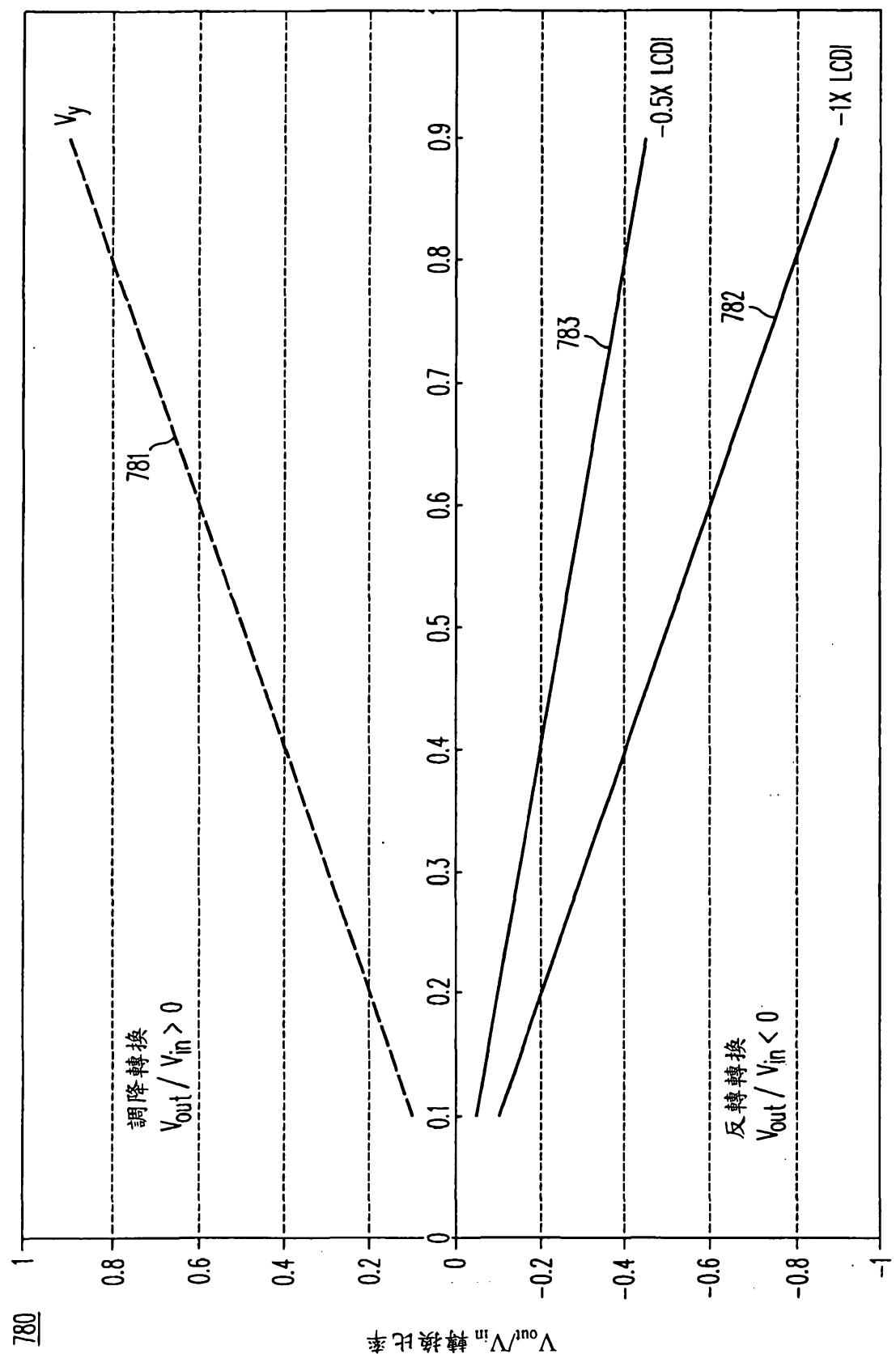


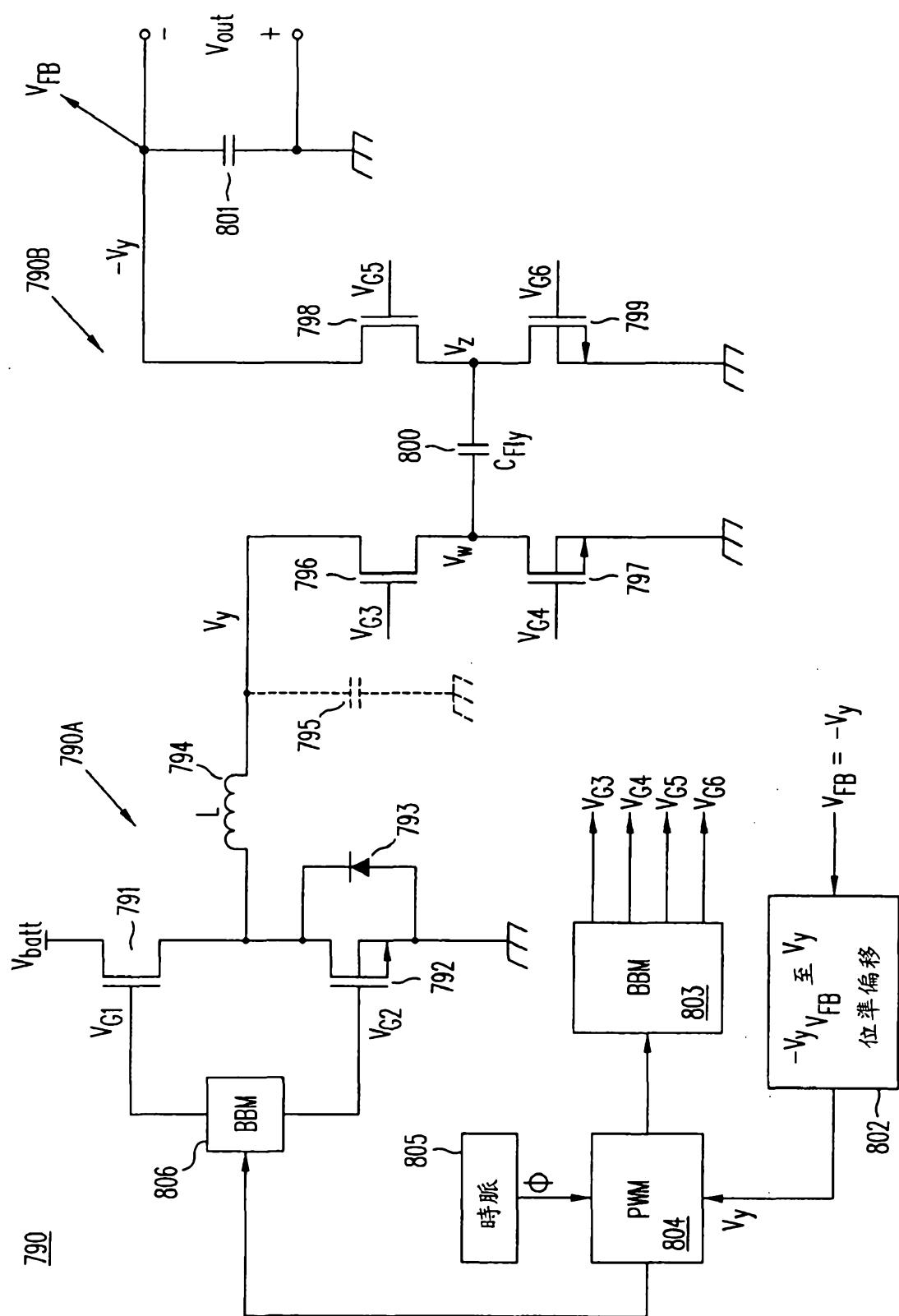
圖 25B



作用時間因數D

圖 26

圖 27A



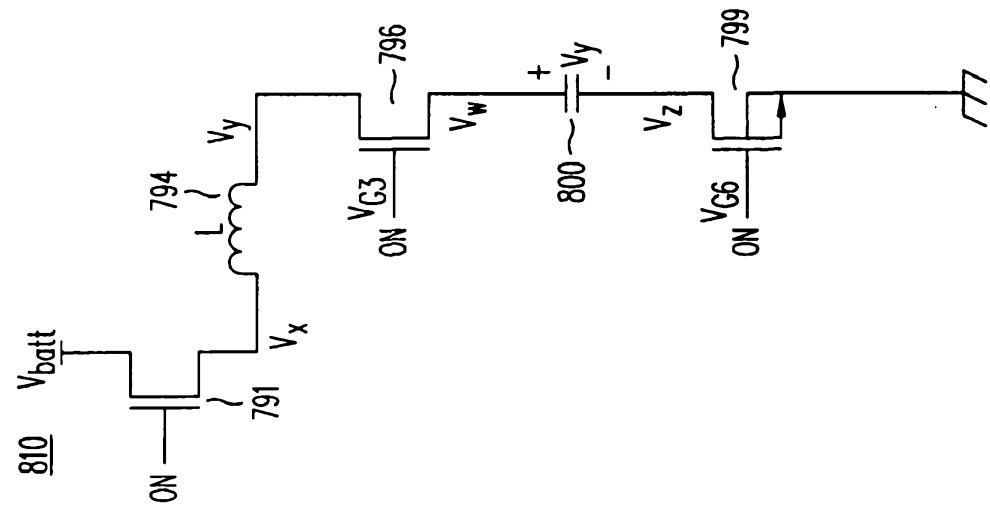


圖 27B

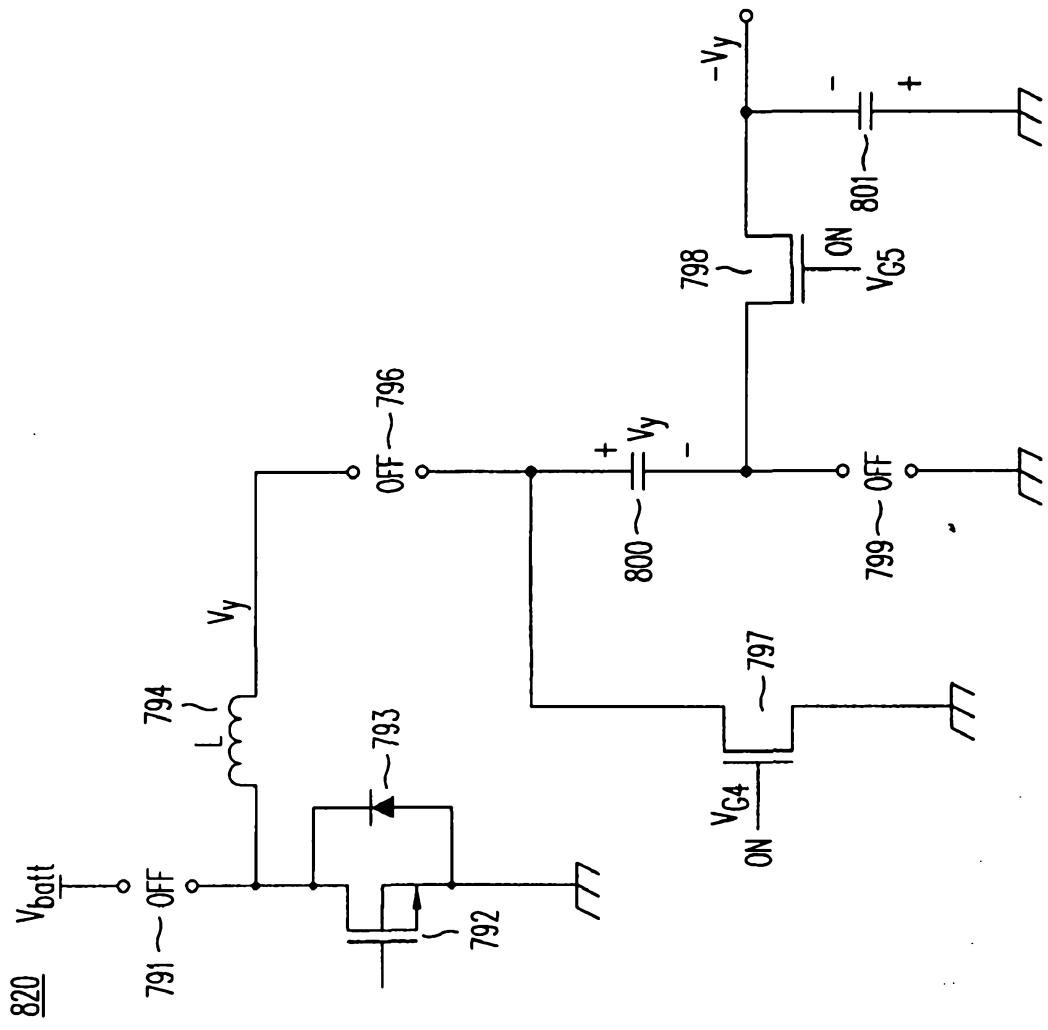


圖 27C

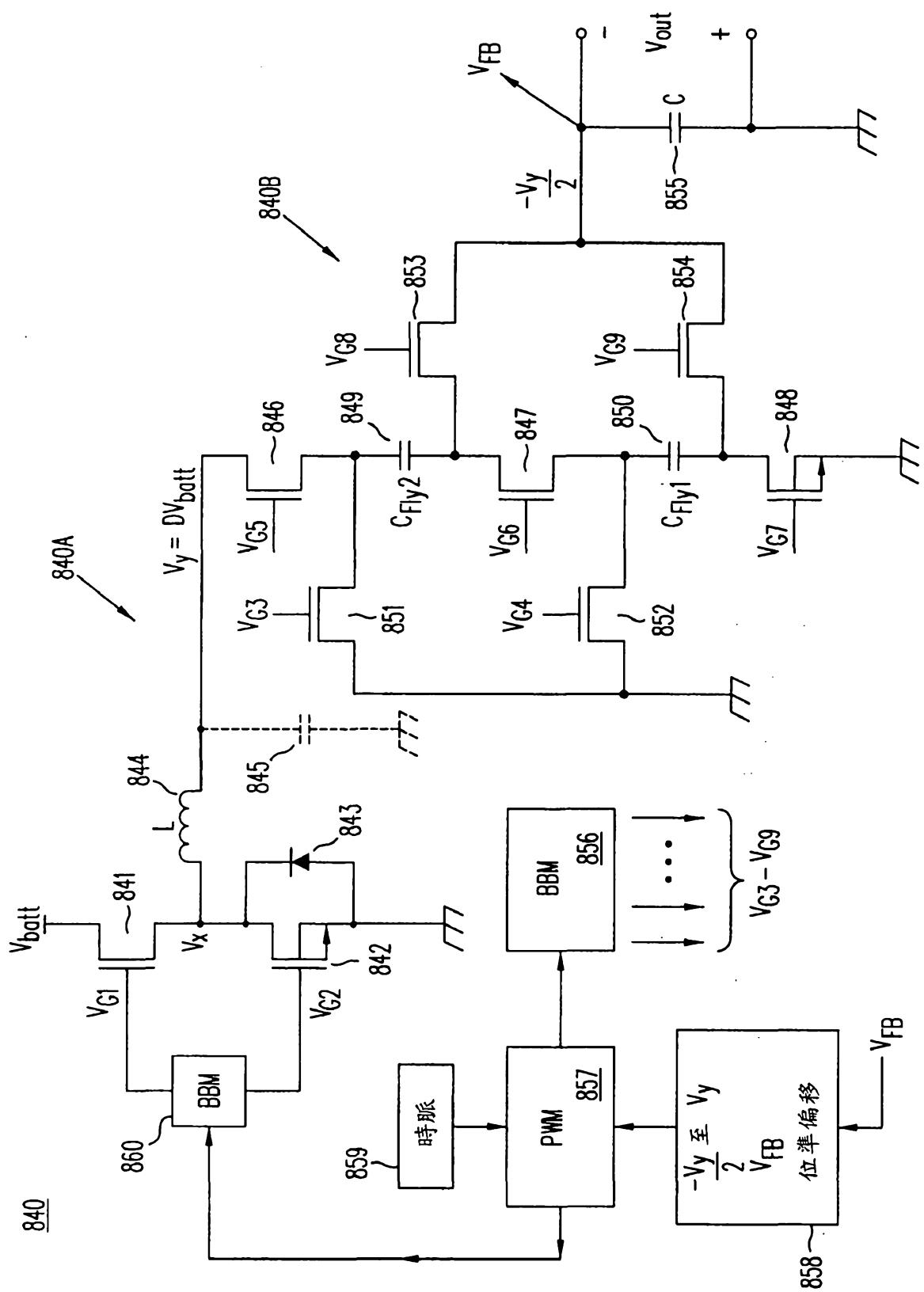


圖 28A

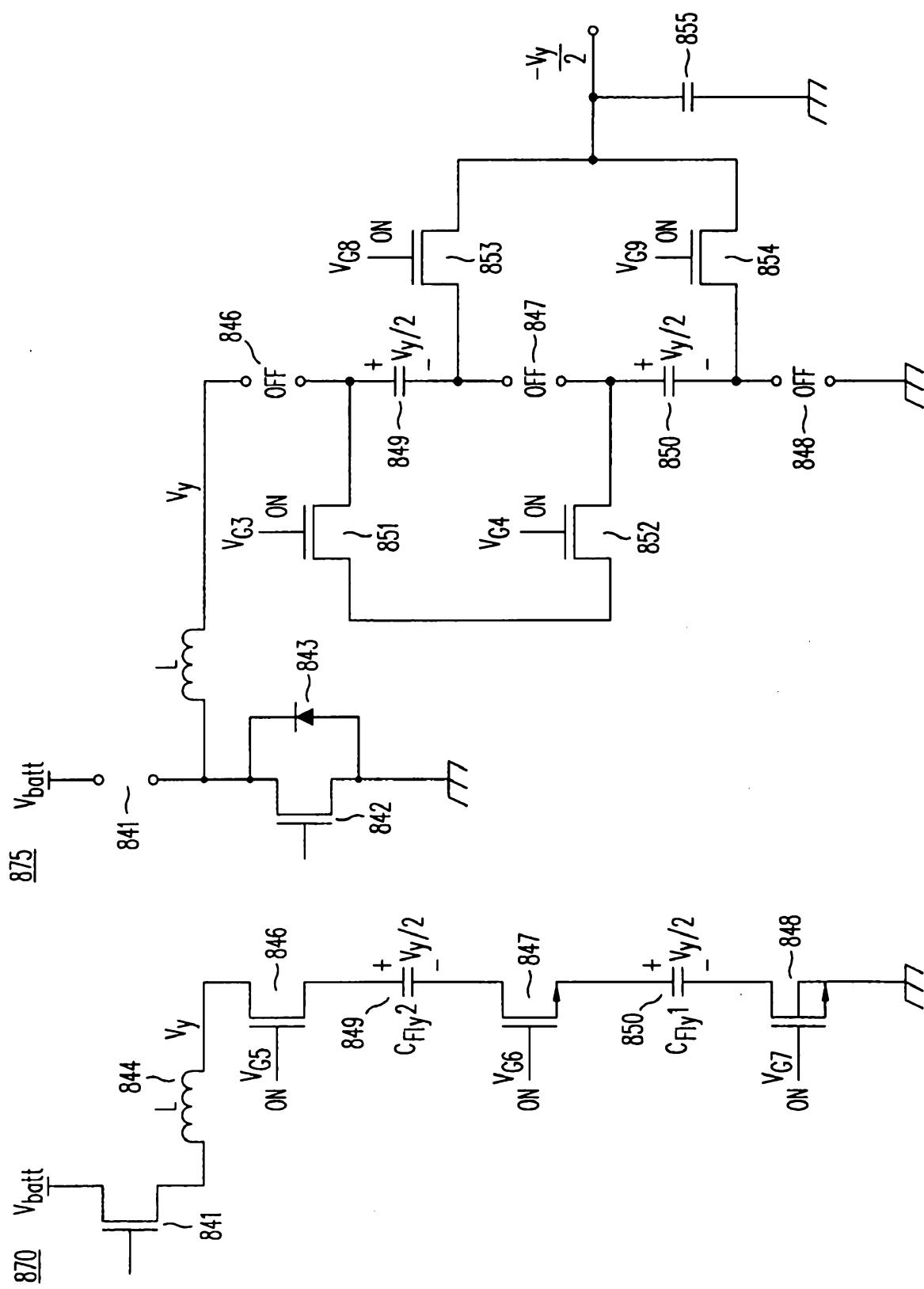


圖 28B

圖 28C

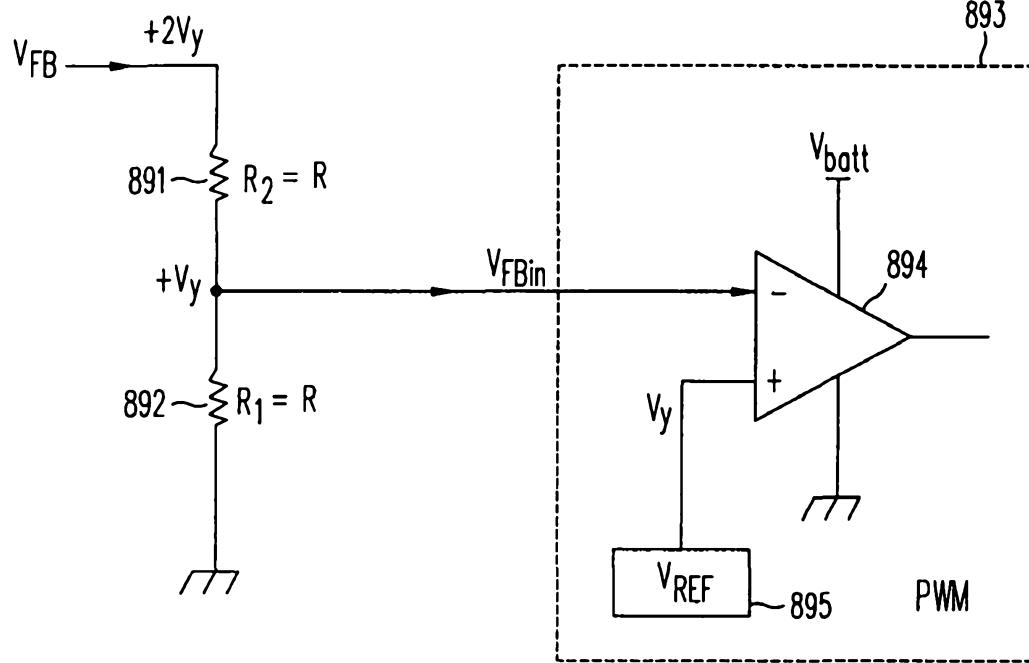
890

圖 29A

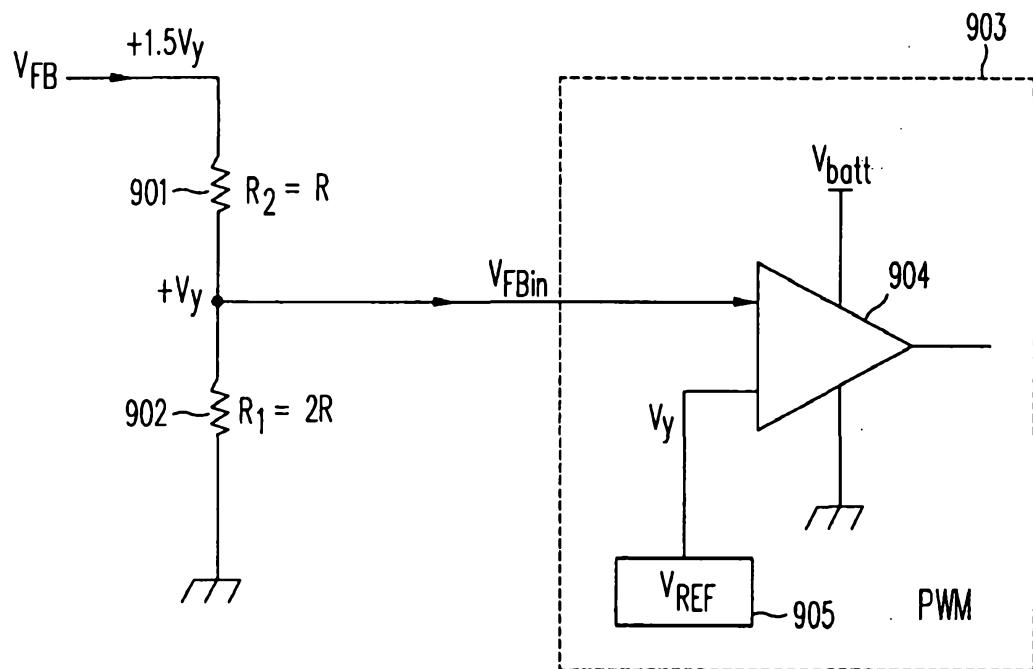
900

圖 29B

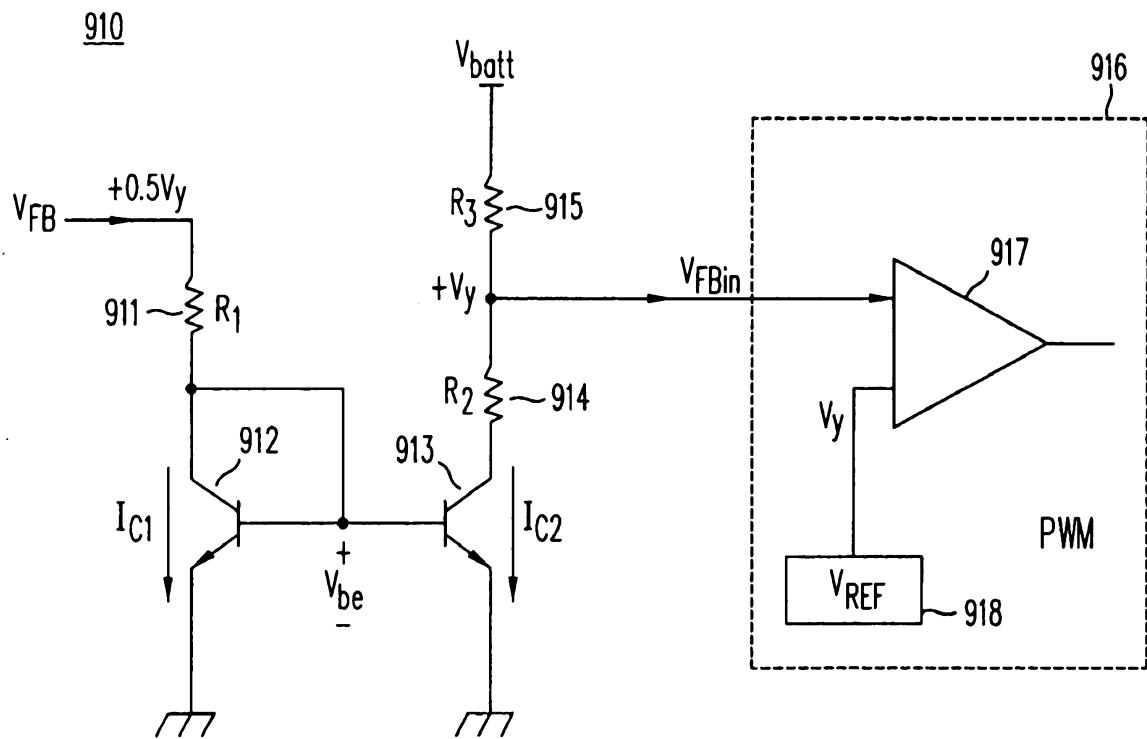


圖 29C

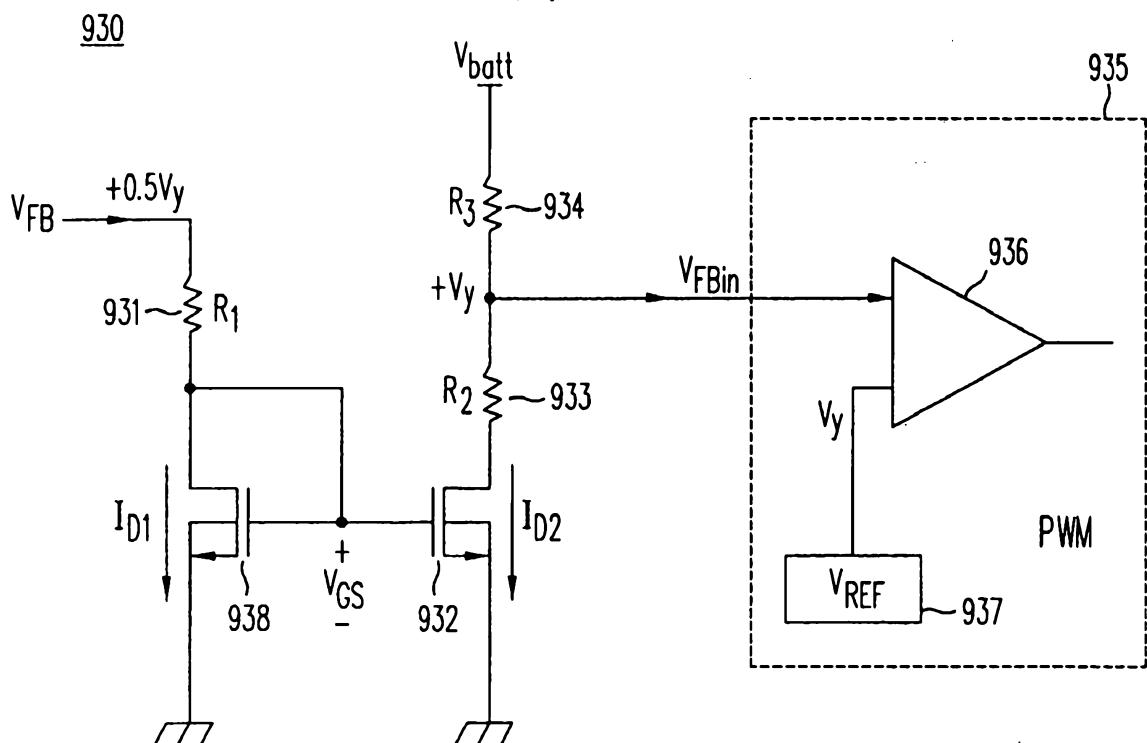


圖 29D

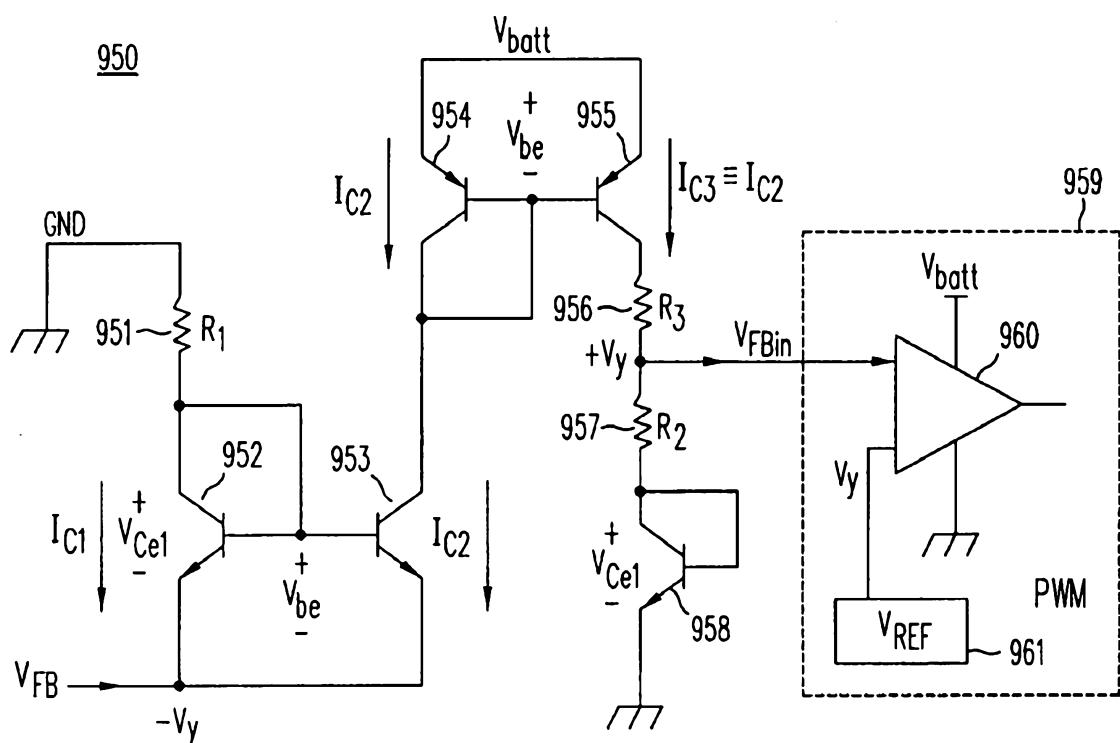


圖 29E

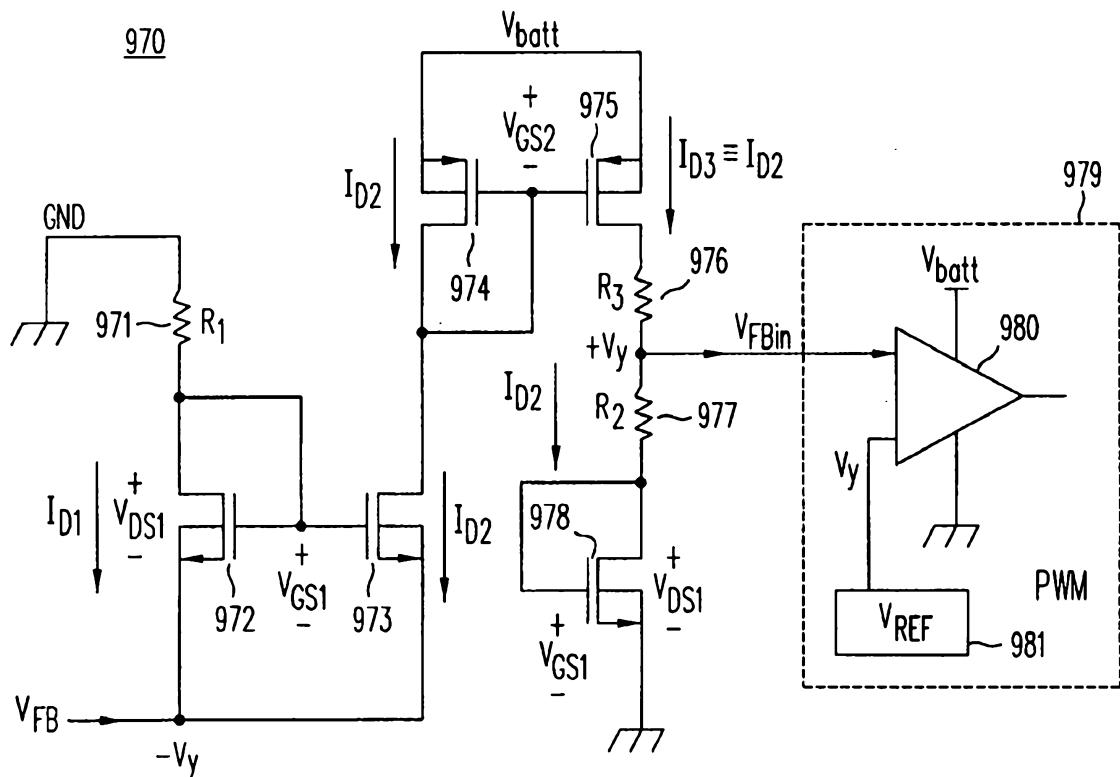


圖 29F

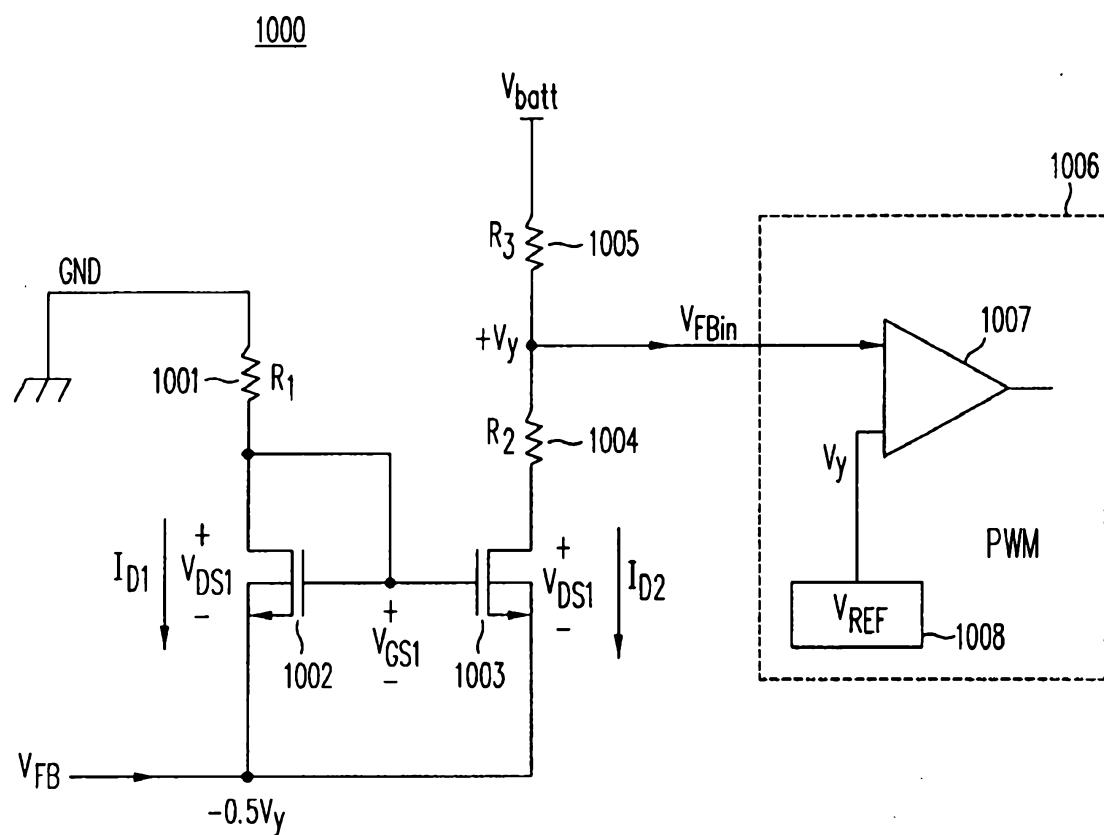


圖 29G

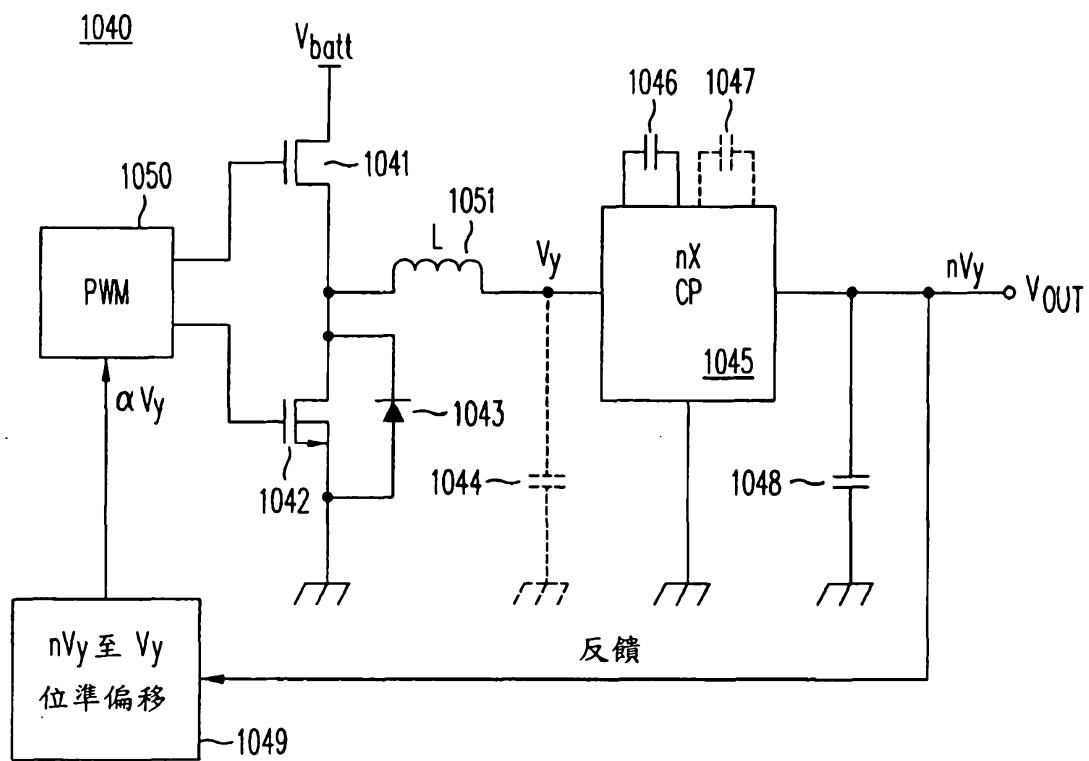


圖 30A

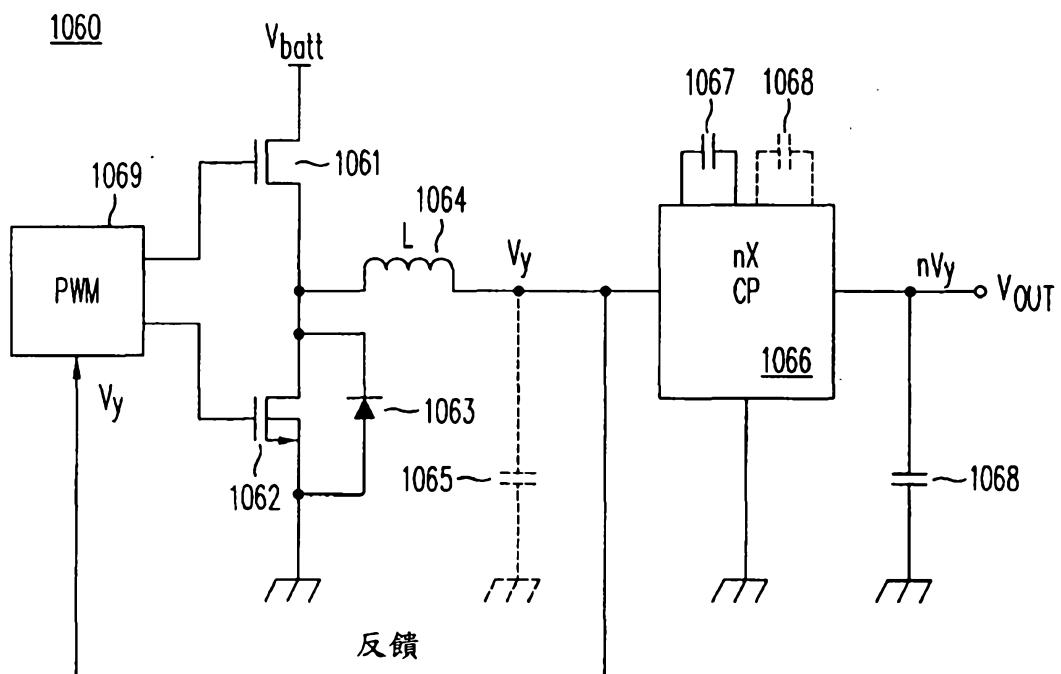
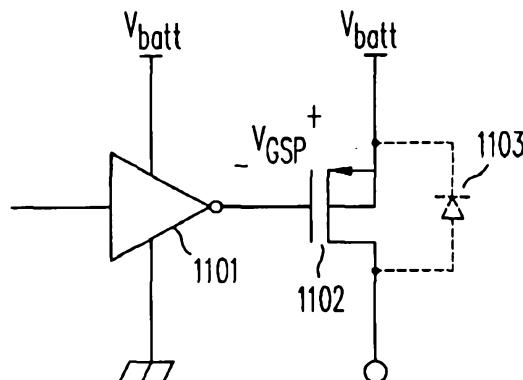


圖 30B

1100



1110

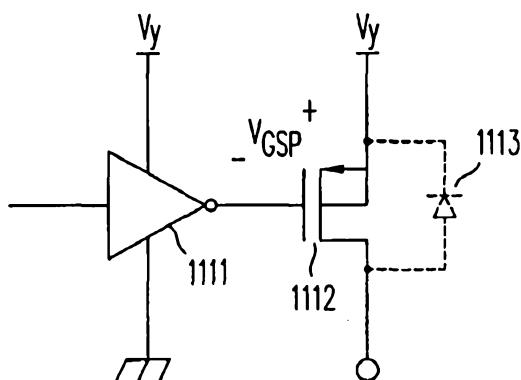


圖 31A

圖 31B

1120

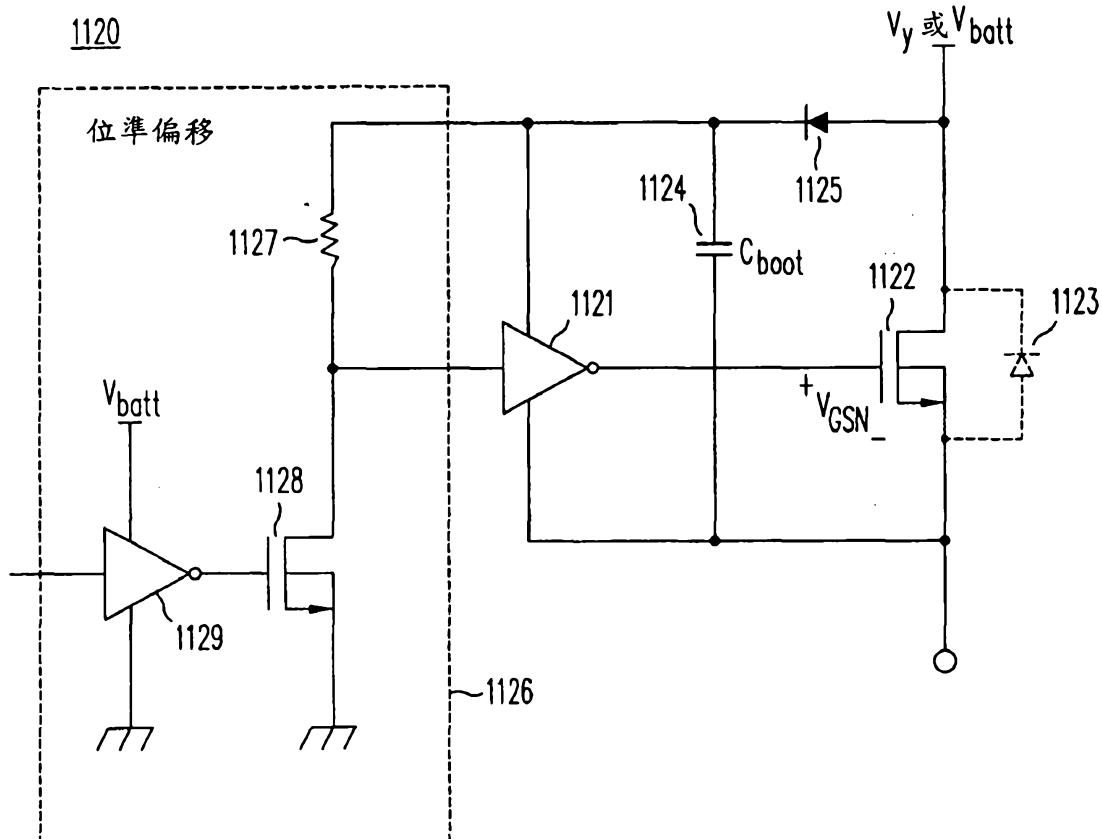
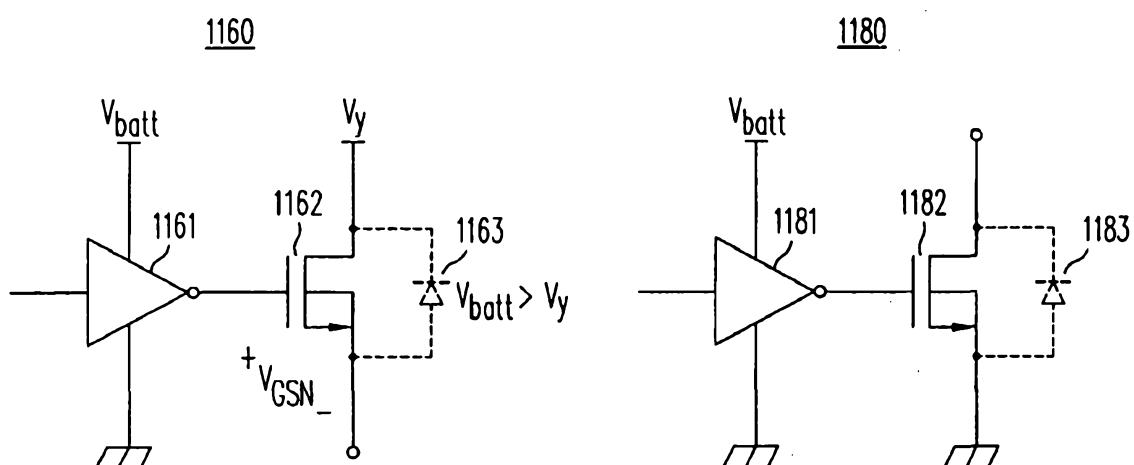
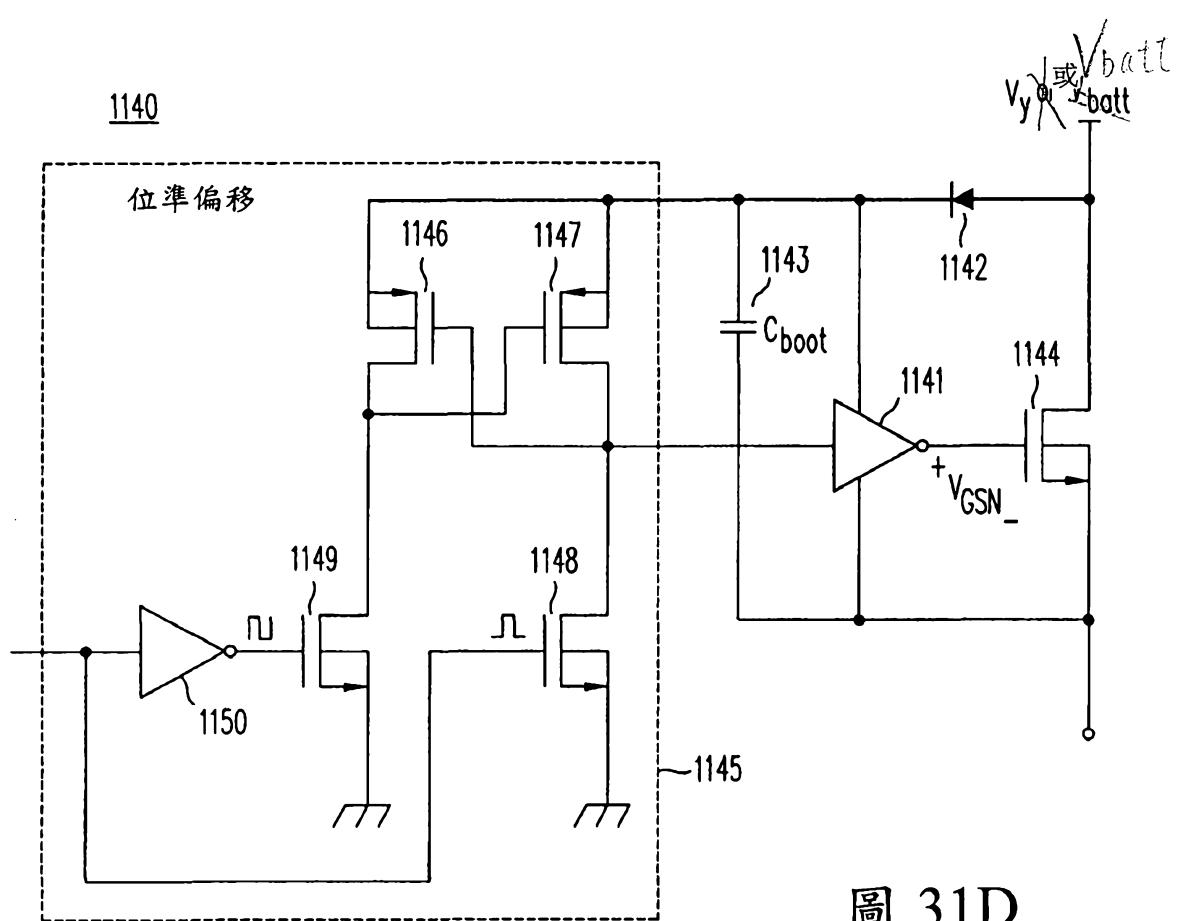


圖 31C



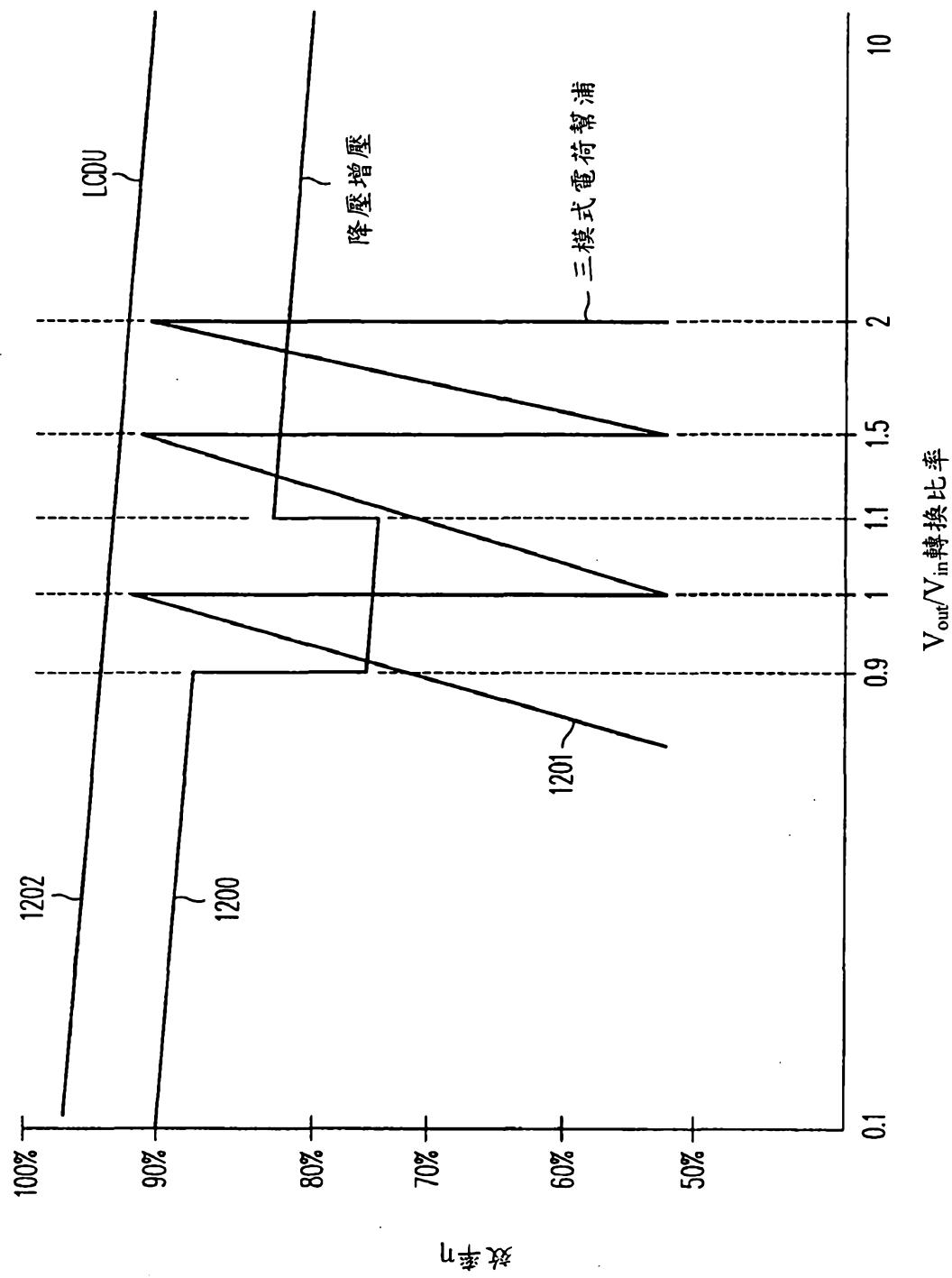


圖 32

## 七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第（14A）圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

400	切換式LCDX調節轉換器(DC/DC轉換器)
401	逐步調降切換式電感器前置調節器(切換式電感器前置調節器，前置調節器電路)
402	切換式電容器電荷幫浦後置轉換器(nX電荷幫浦轉換器，切換式電容器後置轉換器，逐步調升後置轉換器)
403	低端N通道同步式整流器(電源)MOSFET
404	本質PN二極體(整流器二極體)
405	先切斷後連接閘緩衝器(BBM緩衝器)
406	脈衝寬度調變(PWM)控制器(PWM電路)
406A	誤差放大器
406B	帶隙產生器
406C	比較器
406D	正反器電路
407	濾波電容器
408	電荷幫浦
409, 410	飛馳電容器
411	蓄電電容器
412	負載
413	斜坡時脈/振盪器
414	位準偏移器

415, 416	電阻器
417	高端P通道(電源)MOSFET
418	電感器
$I_L$	電流(負載電流)
$V_{batt}$	電壓(電池輸入電壓，電池電壓)
$V_{FB}$	反饋電壓(反饋訊號)
$V_{FBin}$	位準偏移器之輸出電壓(反饋輸入電壓，反饋輸入，反饋訊號)
$V_{in}$	輸入電壓
$V_{out}$	輸出電壓
$V_{ref}$	參考電壓
$V_x, V_y$	節點(中間電壓)
$V_z$	電壓
$\Phi$	頻率(時脈頻率)

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

(無)

100. 5. 19 (史)修訂止替換頁

公告本

## 發明專利說明書

中文說明書替換頁(100年5月)

(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：096149756

※ 申請日期：96.12.24

※IPC 分類：H02M 7/55 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

H02M 3/04 (2006.01)

直流/直流電壓轉換器及轉換直流/直流電壓之方法

DC/DC VOLTAGE CONVERTER AND METHOD OF CONVERTING  
DC/DC VOLTAGE

二、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

美商先進類比科技有限公司

ADVANCED ANALOGIC TECHNOLOGIES, INC.

代表人：(中文/英文)

理查 K 威廉斯

WILLIAMS, RICHARD K.

住居所或營業所地址：(中文/英文)

美國加州聖塔可萊拉市史考特大道3230號

3230 SCOTT BLVD, SANTA CLARA, CALIFORNIA, U.S.A.

國 籍：(中文/英文)

美國 U.S.A.

三、發明人：(共 1 人)

姓 名：(中文/英文)

理查 K 威廉斯

WILLIAMS, RICHARD K.

國 籍：(中文/英文)

美國 U.S.A.

72、76與77)，於是如下給定整體總電力損耗

$$P_{total} = \sum_{i=1}^4 (P_{conduction} + P_{drive})_i$$

該方程式闡釋所有四個MOSFET展現與其導通時間成比例的傳導損耗，並且所有四個MOSFET亦展現與其切換頻率成比例的切換損耗。

在圖5A中，概要圖85表示降壓增壓轉換器70作為降壓轉換器之運作，其中在PWM控制下非同相地切換MOSFET 71與72，同時MOSFET 77維持導通並且MOSFET 76經加偏壓而關斷。轉換器70中的整體損耗大於同步式降壓轉換器中的損耗，此係因為其現在包括MOSFET 77中的傳導損耗，即

$$P_{total} = \sum_{i=1}^2 (P_{conduction} + P_{drive})_i + (P_{conduction})_4$$

圖5B之同等電路90繪示MOSFET 72、同步式整流器MOSFET 71、並聯整流器二極體74、電感器73及全增強型MOSFET 77(其分流二極體78)之串聯電阻91。關斷狀態之MOSFET 76被繪示為經逆向偏壓之P-N接面二極體79。只要維持準則  $V_{in} > (V_{out} + \delta)$ ，降壓增壓轉換器70之降壓轉換器模式起作用。

因為相關聯於導通狀態MOSFET 77的串聯電阻91，運作於降壓轉換器模式中之圖4之降壓增壓轉換器70的效率低於圖1A所示之簡單降壓轉換器1的效率。可於圖7A之效率圖表中得知此特性，其中僅降壓效率(曲線110)高於(典型高於5%至15%)降壓增壓轉換器之降壓模式的效率(曲線

電路僅使用切換器及電容器，以透過重複電荷重新分配(即，藉由時脈或振盪器驅動之電容器網路的持續充電及放電)來實行電壓轉化。

電荷幫浦之優點在於，以特定電壓轉換比率，其可展現接近100%的極高轉換效率。缺點在於其僅可有效率產生為其轉換器電路中使用之飛馳電容器(flying capacitor)數目的精確整數倍的電壓。非所選倍數的電壓展現低效率。

圖8A中繪示通用的電荷幫浦150，其中採用單個電容器作為一"二倍倍增器"(doubler)，即，使電池的輸入電壓倍增兩倍。電荷幫浦150包括四個MOSFET 152、153、154與155，其組態類似於H-橋接器，惟其一端子(MOSFET 154的源極)被連接至電荷幫浦輸出 $V_{CP}$ 及蓄電電容器(reservoir capacitor)166(而非連接至接地)除外。

可藉由將MOSFET模型化為理想切換器來瞭解電荷幫浦運作，其在在圖8B及8C之同等電路中，MOSFET 152、153、154與155分別表示為切換器162、163、164與165。於充電階段期間，在圖8B中繪示，對角之切換器162與165被閉合，驅動節點 $V_x$ 至接地且驅動節點 $V_y$ 至 $V_{batt}$ ，並且將飛馳電容器151充電至電壓 $V_{batt}$ 。在充電循環期間，切換器163與164維持斷開。

於電荷轉遞及放電階段期間，在圖8C中繪示，切換器162與165被斷開，切換器163與164被閉合，並且使能量自飛馳電容器151轉遞至輸出蓄電電容器166，使 $V_{CP}$ 電壓激升至電池電壓兩倍之值或 $2 \cdot V_{batt}$ 。

$V_{in}$ 的調節惡化現象稱為"壓降"，意謂著轉換器壓降無法調節。

圖 1A 之降壓轉換器及圖 1B 之增壓轉換器兩者在其切換作用時間因數從  $D_{max}$  或  $D_{min}$  跳至 100% 時暫時失去調節，並且當  $D=100\%$  時完全失去調節，此係由於在壓降條件下輸入端子實質上有電阻地連接至輸出端子。

雖然降壓增壓轉換器未實際上展現永久壓降，但是在每當轉換器從降壓模式切換至降壓增壓模式或從降壓增壓模式至增壓模式的模式轉變期間，其可易於遭受到電壓短時脈衝波干擾。每當轉換器從其中兩個電力裝置正在切換中的電路變更為其中四個裝置正在切換中的電路時發生模式轉變，或反之亦然。

為了避免模式切換轉變問題，降壓增壓轉換器可持續執行於降壓增壓模式中，而且所有四個電力裝置持續切換中，但是接著效率在所有輸入輸出條件及轉換比率下惡化。

如上文所述，電荷幫浦在未使用串聯連接之線性調節器或電流源(諸如如圖 12A 至 12D 所示)來提供調節功能的情況下無法調節電壓。但是，為了維持高效率，調節式電荷幫浦無法跨其串聯調節器賦加太大量電壓，並且因此在變化之輸入輸出條件(如圖 11B 所示)期間變更模式。隨著電壓轉換比率接近壹，最具效率之操作模式係圖 11B 中之曲線 247 所示之 1X 模式。在 1X 模式下，電荷幫浦未在切換中，並且一串聯連接之線性調節器或電流源必須提供調節。

Switching Post-Regulator"及[法定代理人檔案號碼第 AATI-22-DS-US 號]題為"High-Efficiency DC/DC Voltage Converter Including Capacitive Pre-Converter and Down Inductive Switching Post-Regulator"(該等案與本申請案同時申請並且以引用方式併入本文中)描述切換式電容器電感器(CL)調節轉換器，其中前置轉換係藉由切換式電容器階予以達成並且後置調節係藉由切換式電感器方法予以達成。

#### 切換式電感器電容器(LCDX)調節轉換器

圖 14A 繪示切換式 LCDX 調節轉換器 400 之概要電路圖，該切換式 LCDX 調節轉換器包括一逐步調降切換式電感器前置調節器 401，其供應一電壓  $V_y$  作為至一切換式電容器電荷幫浦後置轉換器 402(其轉換比率為  $n$ )的一輸入，其中進一步使用輸出電壓  $V_{OUT}$  作為一反饋電壓  $V_{FB}$  以控制前置調節器 401 的操作條件及輸出。藉此動態調整前置調節器 401 之輸出電壓  $V_y$  至一最佳化切換式電容器電荷幫浦後置轉換器 402 之效率的電壓，同時產生所要電壓  $V_{OUT}$  的經妥善調節輸出。

在轉換器 400 中，切換式電感器前置調節器 401 包括一 PWM 控制器 406、一先切斷後連接閘極緩衝器 405、一高端 P 通道電源 MOSFET 417、一低端 N 通道同步式整流器電源 MOSFET 40 (其具有一本質 PN 二極體 404) 及一電感器 418。一選用之濾波電容器 407 係跨前置調節器 401 之輸出予以連接，以減小漣波並且改良瞬變響應。在本發明之此項具體實施例中，逐步調降切換式電感器前置調節器 401

$$\frac{V_z}{V_y} = n$$

其中  $n$  具有離散量化值，例如， $n = \{2, 1.5, 0.5, -0.5, -1.0\}$ ，其取決於電荷幫浦 408 中的電容器數目及切換器組態。舉例而言，如圖 15B 示，如果  $n=2$ ，逐步調升後置轉換器 402 使  $V_y$  中間電壓 428 雙倍增加至恆定 3.3 V  $V_{out}$ ，如線 429 所示。

請再次參考圖 15A，輸入電壓來源 421 供電給整個 LCDX 轉換器。輸入電壓來源 421 可包含任何電源供應，但是通常包括一 LiIon 電池。對於電池而言，電池單元電壓  $V_{batt}$  實際上等於  $V_{in}$ ，惟當在電池組內部可發生某電壓降時的高電流瞬變事件中除外，進一步舉例說明對於調節電壓轉換器之需要。

如所示，切換式 LCDX 調節器的輸出供電給一負載 425，其以電壓  $V_{out}$  (調節器的所要輸出電壓) 運作。概要上包括寄生損耗元件 424，以模型化介於後置轉換器 402 之輸出  $V_z$  與負載所要供應電壓  $V_{out}$  之間的電壓不匹配的影響。假設後置轉換器 402 之輸出電壓  $V_z$  實質上相同於所要輸出電壓  $V_{out}$ ，則跨損耗寄生元件 424 的電壓  $\Delta V$  級可忽略，並且  $V_{out} \approx V_z$ 。組合前文方程式，得出如下關係式

$$V_{out} \approx V_z = n \cdot V_y = n \cdot D \cdot V_{in}$$

接著，LCDX 轉換器的電壓轉換比率係藉由如下給定

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = nD$$

自此關係式，可對於 LCDX 轉換器 400 得出重要觀察：其

前置調節器 401 之作用時間因數 D 乘以其後置轉換器 402 之比率 "n" 的乘積等於轉換器 400 之輸出對輸入比率。本質上，為了適當調節一輸出，必須動態改變作用時間因數 D、轉換比率 n 或兩者，以補償輸入電壓之變化。

作為一項實例，使用 2X 後置轉換器(即，二倍倍增器)，LCDX 轉換器轉遞方程式具體變成

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 2D$$

圖 15B 中的虛線及圖 15C 中的線 434 繪示此 2X 型 LCDU 轉換器的轉換比率。在圖 15B 中，虛線曲線以高於及低於壹變化，其量值範圍約略介於 0.67 至超過 1.5 之間。在點 430 (即， $V_{in}=3.3$  V) 處，電壓轉換比率係壹，並且轉換器正在以介於逐步調升與逐步調降轉換之間的邊緣處運作。請注意，LCDU 轉換器 400 通過此壹轉換條件而且未總是變更操作模式。

進一步分析 2X 型 LCDU 轉換器，圖 15C 中的圖表 432 繪示轉換器 400 的電壓轉換比率線性地取決於其作用時間因數 D，此以線 434 繪示，線 434 之斜率係線 433 (描繪僅前置調節器 401 之輸出對輸入比率) 的兩倍。雖然理論上轉換器能夠以對輸入電壓之自零至兩倍的比率來調節輸出電壓，但是以低於 10% 及高於 90% 作用時間因數運作因需要難以控制的窄開或關脈衝而複雜化。反而，甚至藉由使轉換器之作用時間因數限制在自 10% 至 90% 範圍內，2X 型 LCDU 轉換器的輸出電壓仍然涵蓋廣範圍，範圍係自對輸入的最小

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = nD$$

其中 n 具有離散量化值，例如， $n = \{2, 1.5, 0.5, -0.5, -1.0\}$ ，其取決於電容器數目及切換器組態，並且其中使用反饋來動態調整作用時間因數 D，以最大化轉換器的整體效率。

圖 21A 至 21D 中以簡化形式繪示本發明之 LCDX 轉換器的各種拓樸。舉例而言，圖 21A 中的 2X LCDU 轉換器 570 採用單電容器 2X 型電荷幫浦 576 以產生藉由關係式  $V_{out} = 2DV_{batt}$  所給定的輸出，其中透過反饋來動態調整作用時間因數 D，以強制轉換器以其最佳效率或接近最佳效率運作。

使用二倍倍增器型電荷幫浦後置轉換器的反饋僅需要一電阻器分壓器(其包括電阻器 581 與 582)，以調整用於 PWM 控制器之控制輸入的訊號。輸出電壓  $V_{FB}$  之量值係所要電壓  $V_y$  之量值的兩倍。反饋分壓器可利用相等大小的電阻器，以將輸出訊號分割為一半，以作為至 PWM 控制器的輸入  $V_{FBin}$ 。

為此目的，至 PWM 控制器的反饋輸入電壓  $V_{FBin}$  被定義為將促使 PWM 控制器將嘗試強制  $V_y$  為等於  $V_{out}/2$  之電壓的電壓，即，在封閉迴路控制下  $V_y \rightarrow V_{out}/2$ 。

揭示的 LCDX 家族轉換器亦可利用逐步調升分率式電荷幫浦來取代二倍倍增器。圖 21B 中的分率式 LCDU 轉換器 590 採用雙電容器 1.5X 型電荷幫浦 596 以產生藉由關係式  $V_{out} = 1.5DV_{batt}$  所給定的輸出，其中透過反饋來動態調整作用時間因數 D，以強制轉換器以其最佳效率或接近最佳效

其中n具有離散量化值，例如， $n=\{2、1.5、0.5、-0.5、-1.0\}$ ，其取決於後置轉換器中的電容器數目及切換器組態，並且其中使用反饋來動態調整作用時間因數D，以最大化轉換器的整體效率。當n係負值時，轉換器的輸出電壓係負值時。自正電壓輸入產生負輸出電壓的轉換器稱為反轉器，並且在本文中使用前文提及的命名法來描述為LCDI切換式調節器。

如圖25A與圖25B所示，各種LCDI轉換器拓樸皆屬本發明許多具體實施例之範圍內。舉例而言，圖25A中的LCDI轉換器740採用單電容器1X型電荷幫浦746以產生藉由關係式 $V_{out}=-DV_{batt}$ 所給定的輸出，其中透過反饋來動態調整作用時間因數D，以強制轉換器以其最佳效率或接近最佳效率運作。

使用反轉型電荷幫浦後置轉換器的反饋需要一反轉式位準偏移器，以調整低於接地之訊號成為適用於PWM控制器之控制輸入的正值。輸出電壓 $V_{FB}$ 之量值等於所要電壓 $V_y$ 之量值，但是極性相反。位準偏移可反轉 $-V_{FB}$ 訊號成為 $+V_{FB}$ ，以用作為至PWM控制器的輸入 $V_{FBin}$ 。

為此目的，至PWM控制器的反饋輸入電壓 $V_{FBin}$ 被定義為將促使PWM控制器強制中間電壓 $V_y$ 成為 $-V_{out}$ 的電壓，即，在封閉迴路控制下 $V_y \rightarrow (-V_{out})$ 。如果 $V_{out}$ 係為負電壓，則 $V_y$ 係正電壓。

揭示的LCDI家族反轉器亦可利用反轉分率式電荷幫浦。圖25B中的分率式LCDI轉換器760採用雙電容器-0.5X

過自舉二極體 1125 對自舉電容器 1124 充電。於此狀態中，取決於供應輸入，自舉電容器 1124 充電至電壓 ( $V_{batt} - V_f$ ) 或 ( $V_y - V_f$ )。 $V_f$  係自舉二極體 1125 的正向電壓。自舉閘極驅動需要恆定切換以適當運作，或跨自舉電容器 1124 的電壓可下降並且允許 NMOS 1122 不慎關斷。

當緩衝器 1121 驅動 NMOS 1122 之閘極而導通時，電容器 1124 使 NMOS 1122 保持在導通狀態，同時其源極電壓上升至接近  $V_{batt}$ 。於是，自舉電容器 1124 的正端子上升至約 ( $2 V_{batt} - V_f$ ) 或 ( $2 V_y - V_f$ ) (高於接地)，使  $V_{GSN}$  在整個轉變期間維持在恆定閘極驅動 ( $V_{batt} - V_f$ ) 或 ( $V_y - V_f$ )。控制閘極緩衝器 1121 的輸入訊號係電阻式位準偏移電路 1126，其包括電阻器 1127、NMOS 1128 及藉由  $V_{batt}$  供電的閘極緩衝器 1129。

圖 31D 中之自舉位準偏移高端電源 NMOS 電路 1140 之替代實施方案包括電源 NMOS 1144、浮動閘極緩衝器 1141、自舉電容器 1143 及由  $V_y$  或  $V_{batt}$  供電之自舉二極體 1142，並且係受控於交叉耦合位準偏移電路 1145。不同圖 31C 之位準偏移 1126 (每當位準偏移 NMOS 1128 係導通狀態時，其展現出在電阻器 1127 中的靜態電力消散)，交叉耦合位準偏移 1145 未展現出靜態電力消散。其係由反轉器 1150 操作，非同相地驅動 NMOS 位準偏移電晶體 1148 與 1149，將 PMOS 1146 之閘極拉至接地，並且強制 PMOS 1147 之閘極至自舉電壓，由此將位準偏移電路鎖定至穩定狀態 (但是非傳導狀態)。

對於在前置調節器電路中或電荷幫浦後置轉換器中利用

## 十、申請專利範圍：

1. 一種DC/DC電壓轉換器，其包括：

一逐步調降前置調節器，其包括一切換式電感電路；及

一後置轉換器，其包括一切換式電容電路，

其中該前置調節器之一輸出端子被連接至該DC/DC電壓轉換器之一輸入端子，該DC/DC電壓轉換器之一輸入端子包括該前置調節器之一輸入端子，該DC/DC電壓轉換器之一輸出端子包括該後置轉換器之一輸出端子。

2. 如請求項1之DC/DC電壓轉換器，進一步包括：一反饋路徑，該反饋路徑之一第一端子被耦合至該前置調節器之控制電路。
3. 如請求項2之DC/DC電壓轉換器，其中該反饋路徑之一第二端子被耦合至該後置轉換器之該輸出端子。
4. 如請求項2之DC/DC電壓轉換器，其中該反饋路徑之一第二端子被耦合至該前置調節器之該輸出端子。
5. 如請求項1之DC/DC電壓轉換器，其中該前置調節器包括在一串聯路徑中與一低端切換器連接之一高端切換器；以及連接至介於該高端切換器與該低端切換器之間的該串聯路徑中之一點的一電感器。
6. 如請求項1之DC/DC電壓轉換器，其中該後置轉換器包括一電荷幫浦。
7. 如請求項1之DC/DC電壓轉換器，其中該前置調節器包括一降壓轉換器。

100. 6. 03

8. 如請求項1之DC/DC電壓轉換器，其中該後置轉換器包括一反轉器。

9. 一種轉換一第一DC電壓至一第二DC電壓之方法，其包括：

提供至少一電感器及至少一電容器；

於一第一時間間隔期間，耦合該至少一電感器之一第一端子至該第一DC電壓；

於一第二時間間隔期間，耦合該至少一電感器之該第一端子至一第二電壓，藉此在該至少一電感器之一第二端子處產生一中間電壓；

於一第三時間間隔期間，耦合該至少一電容器之一第一端子至該中間電壓，並且耦合該至少一電容器之一第二端子至一第三電壓；及

於一第四時間間隔期間，耦合該至少一電容器之該第二端子至該中間電壓，並且耦合該至少一電容器之該第一端子至一輸出電壓，藉此在該輸出端子處提供該第二DC電壓。

10. 如請求項9之方法，其中該第一時間間隔與該第三時間間隔重疊。

11. 如請求項10之方法，其中該第二時間間隔與該第四時間間隔重疊。

12. 如請求項9之方法，其中該第一時間間隔定義一作用時間因數，並且該方法進一步包括使用該第二DC電壓來判定該作用時間因數。

年 月 日修(更)正替  
100. 6. 03

13. 如請求項9之方法，其中該第一時間間隔定義一作用時間因數，並且該方法進一步包括使用該中間電壓來判定該作用時間因數。
14. 如請求項9之方法，其中該第一時間間隔及該第二時間間隔定義一第一循環，並且該第三時間間隔及該第四時間間隔定義一第二循環，該方法包括同步地計時該第一循環及該第二循環。
15. 一種轉換一第一DC電壓至一第二DC電壓之方法，其包括：
- 提供至少一電感器及至少一電容器；
- 於一第一時間間隔期間，耦合該至少一電感器之一第一端子至該第一DC電壓；
- 於一第二時間間隔期間，耦合該至少一電感器之該第一端子至一第二電壓，藉此在該至少一電感器之一第二端子處產生一中間電壓；
- 於一第三時間間隔期間，耦合該至少一電容器之一第一端子至該中間電壓，並且耦合該至少一電容器之一第二端子至一第三電壓；及
- 於一第四時間間隔期間，耦合該至少一電容器之該第二端子至一第四電壓，並且耦合該至少一電容器之該第一端子至一輸出電壓，藉此在該輸出端子處提供該第二DC電壓。
16. 如請求項15之方法，其中該第一時間間隔與該第三時間間隔重疊。

年 月 日修(更)正替換頁  
100. 6. 03

17. 如請求項16之方法，其中該第二時間間隔與該第四時間間隔重疊。
18. 如請求項15之方法，其中該第一時間間隔定義一作用時間因數，並且該方法進一步包括使用該第二DC電壓來判定該作用時間因數。
19. 如請求項15之方法，其中該第一時間間隔定義一作用時間因數，並且該方法進一步包括使用該中間電壓來判定該作用時間因數。
20. 如請求項15之方法，其中該第一時間間隔及該第二時間間隔定義一第一循環，並且該第三時間間隔及該第四時間間隔定義一第二循環，該方法包括同步地計時該第一循環及該第二循環。