

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；11/890,956

☐ 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。

本申請案主張兩者皆為2006年12月30日申請之臨時專利申請案第60/877,952及60/877,720號之優先權，該等案之各案之全文皆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降壓轉換器，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。申請案[法定代理人檔案號碼第AATI-19-DS-US號]題為"High-Efficiency DC/DC Voltage Converter Including Down Inductive Switching Pre-Regulator And Capacitive Switching Post-Converter"(該案以引用方式整份併入本文中)詳細描述電感式切換轉換器操作之原則。

圖1A及1B分別繪示非隔離式電感式切換調節器之兩項實例：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5、一同步式整流器電源MOSFET 4(含有一本質整流器二極體8)及一電容器6。MOSFET 3之操作受控於一驅動MOSFET 3之閘極的脈衝寬度調變

(PWM)控制器2。開極驅動之極性與電壓取決於MOSFET 3是否係N通道MOSFET或P通道MOSFET而異。同步式整流器MOSFET 4(通常係N通道MOSFET)被驅動成非同相於MOSFET 3，但是MOSFET 4非必然在MOSFET 3為關斷的整個時間為導通。一般而言，MOSFET 4僅於二極體8正在傳導期間才進行傳導。

雖然將控制轉換器之操作的控制電路稱為PWM控制器(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予以切換或開控。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5中之電流的"高端"切換器。二極體7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。由於二極體7在正常運作下不載運電流，所以圖中以點線繪示。

藉由控制MOSFET 3之切換及導通時間來控制電感器5中之電流，可動態調整電感器5的磁化場，以控制輸出濾波電容器6上的電壓。因此，輸出電壓 V_{out} 被反饋至PWM控制器2的輸入，其透過重複切換MOSFET 3來控制電感器5中的電流 I_L 。圖中未繪示連接至轉換器之輸出的電負載。

同步式整流器MOSFET 4被驅動成非同相於MOSFET 3，當MOSFET 3為關斷時之某部分時間MOSFET 4進行傳導。

在 MOSFET 4 之正端子連接至電感器 5 (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 8 中之電流分流。二極體 8 係同步式整流器 MOSFET 4 的 P-N 接面寄生，其並聯於電晶體的汲極與源極。二極體 8 僅在當該兩個 MOSFET 為關斷時的時間間隔才傳導實質電感器電流。

該兩個 MOSFET 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，其方式為保證該兩個電晶體不同時傳導及不使轉換器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 4 的二極體 8 (連同相關聯於二極體 8 的任何寄生電容) 必須載運通過電感器 5 的負載電流。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 為導通的時間期間)，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 2A 之圖表 15 中的曲線 17。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)且未作用時間因數 D 之極值處顯現出某不連續性19與21。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，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 4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2A中之曲線15，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21所示。高於 D_{max} ，轉換器導通MOSFET 3並且在時脈週期 T 期間使MOSFET 3繼續處於導通。突然的轉變21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， $V_{out}=V_{in}$ (如線16所示)，並且只要切換暫停，所有調節失效。

圖 1B 所示之同步式增壓轉換器 10 包含一低端電源 MOSFET 12、一連接電池之電感器 13、一濾波電容器 15 及一"浮動"同步式整流器 MOSFET 14 (含有並聯之整流器二極體 16)。MOSFET 12 及 14 之閘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 控制器 11 響應於來自跨濾波電容器 15 之輸出電壓 V_{out} 的電壓反饋 V_{FB} 予以控制。為了防止濾波電容器 15 短路，需要先切斷後連接操作。

就同步式整流器 MOSFET 14 (其可係 N 通道或 P 通道 MOSFET) 的源極端子及汲極端子皆非永久連接至任何供電軌(即，接地或 V_{batt}) 的意義上，同步式整流器 MOSFET 14 被視為浮動。二極體 16 係同步式整流器 MOSFET 14 的本質 P-N 二極體，而不管同步式整流器 MOSFET 14 是否係 P 通道裝置或 N 通道裝置。可包括並聯於 MOSFET 16 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 12 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。由於二極體 17 在正常增壓運作下不進行傳導，所以圖中以點線繪示。

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 轉換器的時間(即，低端 MOSFET 切換器 12 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2A之圖表15中的曲線18。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 12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 12 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 12的導通時間係333奈秒週期之僅5%或只是16奈秒。這意謂著低端MOSFET 12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。

請重新參考圖2A中之曲線15，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20所示。低於 D_{min} ，轉換器導通同步式整流器MOSFET 14並且在整個週期T期間使MOSFET 12繼續處於導通。突然的轉變20造成增壓轉換器輸出電壓中的短時脈衝波干擾。另外，在100%作用時間因數下， $V_{out}=V_{in}$ (如線16所示)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， $V_{out} \approx V_{in}$ ，以線16繪示)之運作對於降壓轉換器或增壓轉換器會有問題。

電壓轉換器之效率 η 係藉由如下給定：

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{I_{out} \cdot V_{out}}{I_{in} \cdot V_{in}}$$

前文引用之申請案[法定代理人檔案號碼第AATI-19-DS-US號]中詳細描述電感式切換調節器效率之分析。

圖2B之圖表25繪示對於同步式降壓轉換器與同步式增壓轉換器之典型轉換效率以轉換器電壓轉換比率 V_{out}/V_{in} 為函數的實例。如所示，線26繪示壹轉換條件，其中 $V_{out}=V_{in}$ 。在圖表25中線26左側的低於壹之轉換比率表示逐步調降轉換。效率曲線27表示實行逐步調降電壓轉換之降壓轉換器的實例。在線26右側大於壹之轉換比率表示逐步調升轉換。效率曲線28表示實行逐步調升電壓轉換之增壓轉換器的實例。

一般而言，對於可相比的負載電流，增壓調節器展現的效率低於降壓調節器展現的效率，如曲線27與28所示。此不同點主要係歸因於增壓調節器展現的峰值電流高於降壓調節器展現的峰值電流。此問題對於高 V_{out}/V_{in} 電壓轉換比率更加突顯，尤其對於輸出電壓接近其輸入電壓之十倍，如曲線28在較高轉換比率下而下降所示。

在圖表25中，未繪示對於低於0.1及高於0.9之轉換比率的降壓轉換器效率(曲線27)，並且同樣地，未繪示對於低於1.1及高於10之轉換比率的增壓轉換器效率(曲線28)，此

係因為彼等轉換比率需要轉換器運作於低於10%或高於90%之作用時間因數，此為難以達成之操作條件，尤其在高切換頻率下。

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。此應用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。

另一需要壹轉換比率(unity conversation ratio)之狀況發生於電池的操作電壓範圍延伸至高於及低於所要輸出電壓時。舉例而言，LiIon電池的放電特性在完全充電下以4.2 V開始，最初迅速衰竭至約3.6 V，接著自3.6 V緩慢衰竭至3.4 V，並且最終迅速壓降至其3 V或低於3 V之截止電壓。假使需要DC/DC轉換器以在整個時期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($3.3\text{ V}/4.2\text{ V}$)，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，所需之轉換比率超過，壹變成 $3.3\text{ V}/3\text{ V}$ ，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。但是實務上，當考量電

池製造變化以及調節器之壓降與作用時間因數限制時，犧牲許多電池壽命以依賴僅降壓調節器解決方案。

如果無法避免調升調降轉換，則可自組合同步式降壓轉換器與增壓轉換器成為一合併式電路，可輕易地獲得降壓增壓轉換器。舉例而言，在圖3A中，一級聯式降壓增壓轉換器35中包含一同步式降壓轉換器，該同步式降壓轉換器包括一P通道或N通道MOSFET 36、一電感器38A、一N通道同步式整流器MOSFET 37(其含有一本質整流器二極體39)及一電容器44，該同步式降壓轉換器供電給一同步式增壓轉換器，該同步式增壓轉換器包括一低端N通道MOSFET 40、一電感器38B、一同步式整流器MOSFET 41、一本質整流器二極體42及一濾波電容器43。降壓增壓轉換器35首先逐步調降輸入電壓至低於所要輸出的中間電壓，接著逐步調升此中間電壓以產生 V_{out} 。

圖3B顛倒地繪示增壓降壓轉換器45中，其包含一同步式增壓轉換器，該同步式增壓轉換器包括一低端N通道MOSFET 46、一電感器47、一N通道或P通道同步式整流器MOSFET 48A(其含有一本質二極體49)及一電容器54，該同步式增壓轉換器供電給一同步式降壓轉換器，該同步式降壓轉換器其包括一MOSFET 48B、一電感器52、一N通道同步式整流器MOSFET 50(其含有一本質整流器二極體51)及一濾波電容器53。增壓降壓轉換器45驅動一負載(圖中未繪示)。在此做法中，輸入電壓 V_{batt} 首先逐步調升至高於所要輸出的中間電壓，接著返回調降以產生 V_{out} 。

降壓增壓調節器 35 或增壓降壓調節器 45 之整體效率係藉由增壓調節器效率 η_{boost} 乘以降壓調節器效率 η_{Buck} 之乘積予以給定。數學上，可表達為 $\eta_{\text{cascade}} = \eta_{\text{Buck}} \cdot \eta_{\text{boost}}$ 。即使該兩個轉換器效率係 85%，級聯式降壓增壓轉換器或級聯式增壓降壓轉換器的整體效率到達僅約 70%，顯著低於單獨降壓轉換器或增壓轉換器之典型效率。級聯式降壓增壓或級聯式增壓降壓中之整體電力損耗大於單獨的同步式降壓轉換器或同步式增壓轉換器中的電力損耗，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，以及因為所有的電晶體始終在切換中。

如圖 3B 示，增壓降壓轉換器 45 包括具有中間電容器 54 的串聯連接之 MOSFET 48A 與 48B。由於在穩定狀態中，所以串聯連接之 MOSFET 中的電流必須相等，MOSFET 48B 係冗餘元件並且可予以排除而且不影響電路運作。甚至確實如此，增壓降壓轉換器 45 需要兩個電感器 47 與 52，特性就使用者觀點而言係高度非所要之特性。

同樣地，如圖 3A 示，降壓增壓轉換器 35 包括具有中間電容器 44 的電感器 38A 與 38B。由於在穩定狀態中，所以電感器 38A 與 38B 中的電流必須相等，電感器 38B 係冗餘元件並且可予以排除而且不改變電路功能。實際上，亦可排除電容器 44 而且不顯著改變降壓增壓轉換器的運作。

圖 3C 繪示先前技術降壓增壓轉換器 55 的電路圖。降壓增壓轉換器 55 包括：一單電感器 59；四個 MOSFET 57、56、60 與 61；二極體 58 與 62；以及濾波電容器 63。圖中未繪示

PWM控制器及先切斷後連接開極緩衝器電路。取決於轉換器之端子條件，此一轉換器其可運作於三種相異模式中：降壓、增壓及降壓增壓。

在圖3D中，同等電路圖65表示降壓增壓轉換器55作為降壓轉換器之運作，其中在PWM控制下非同相地切換MOSFET 57與56，同時MOSFET 61維持導通(以電阻67表示)並且MOSFET 60被關斷(圖中繪示為開路66)。運作為降壓轉換器之降壓增壓轉換器55中的整體電力損耗大於同步式降壓轉換器中的電力損耗，此係因為MOSFET 61中的傳導損耗，即，於電阻67中持續的電力損耗。由於此增大之電力損耗，所以運作於降壓模式中之降壓增壓轉換器55的效率低於圖1A所示之習知降壓轉換器1的效率。

在圖3E中，同等電路圖70表示降壓增壓轉換器55作為增壓轉換器之運作，其中在PWM控制下非同相地切換MOSFET 60與61，同時MOSFET 57維持導通(以電阻71表示)並且MOSFET 56被關斷(圖中繪示為開路72)。運作為增壓轉換器之降壓增壓轉換器55中的整體電力損耗大於同步式增壓轉換器中的電力損耗，此係因為MOSFET 57中的傳導損耗，即，於電阻71中持續的電力損耗。由於此增大之電力損耗，所以運作於增壓模式中之降壓增壓轉換器55的效率低於圖1B所示之習知增壓轉換器10的效率。

圖4之對於各種輸出對輸入電壓轉換比率 V_{out}/V_{in} 的效率 η 標繪圖中繪示使用降壓增壓轉換器55之效率損失。為了便利，藉由曲線81與82分別繪示習知降壓轉換器與增壓轉

換器之效率(類似於圖2B中的曲線27與28)。

曲線83繪示降壓增壓轉換器55運作於僅降壓模式中(如圖3D之同等電路圖65中所示)的效率。因為相關聯於導通狀態MOSFET 61的串聯電阻67，運作於降壓模式中之降壓增壓轉換器的效率(曲線83)低於簡單降壓轉換器的效率(曲線81)。效率損失範圍可從百分之幾至超過10%，取決於操作條件。曲線85繪示降壓增壓轉換器55運作於全降壓增壓模式中，其中所有四個切換器經常在切換中，並且結果展現出比同一降壓增壓轉換器運作於降壓模式(曲線83)中甚至更大之損耗及更不佳之效率。

曲線84繪示降壓增壓轉換器55運作於僅增壓模式(如圖3E之同等電路圖70中所示)的效率。因為相關聯於導通狀態MOSFET 57的串聯電阻71，運作於僅增壓模式中之降壓增壓轉換器的效率(曲線84)低於簡單增壓轉換器的效率(曲線82)。效率損失範圍可從百分之幾至超過10%，取決於操作條件。曲線86繪示降壓增壓轉換器55運作於全降壓增壓模式中，其中所有四個切換器經常在切換中，並且結果展現出比同一降壓增壓轉換器運作於增壓模式(曲線84)中甚至更大之損耗及更不佳之效率。

接近壹轉換比率(其中輸出電壓稍微高於或低於其輸入，即，其中 $V_{out} \approx V_{in}$)，降壓增壓轉換器55必須運作於降壓增壓模式中，其中所有四個電晶體經常在切換中。所得效率(曲線87)可比習知降壓轉換器或增壓轉換器的效率(曲線81及82)低10%至20%。

因此，使用降壓增壓轉換器以運作於廣電壓轉換比率範圍的效率惡化顯著。另外，轉換器每當以接近壹電壓轉換比率運作時必須變更其操作模式。

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輸入電壓之預先決定倍數(依據其轉換器電路中使用之飛馳電容器(flying capacitor)數目)的電壓。當被用來產生非所選輸入電壓倍數的輸出電壓時，電荷幫浦展現低效率。

圖5A中之電荷幫浦90繪示通用電荷幫浦之實例，其中採用單"飛馳電容器"93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90包括四個MOSFET 92、91、94與95，其組態類似於H-橋接器配置，惟H-橋接器之一端子(MOSFET 95的源極)被連接至電荷幫浦90之輸出端子及蓄電電容器(reservoir capacitor) 96 (而非連接至接地)除外。

電荷幫浦90之運作涉及使飛馳電容器93重複充電及放電。於充電階段期間，對角之MOSFET 94與91被閉合，使電容器93充電至電壓 V_{batt} ，同時MOSFET 92與95維持斷

開。其後，於電荷轉遞階段中，MOSFET 94與91被斷開，MOSFET 92與95被閉合，並且使能量自飛馳電容器93轉遞至輸出蓄電電容器96，使輸出電壓 V_{CP} 激升至電池電壓 V_{batt} 兩倍之值。

切換器網路之目的實質上係使將飛馳電容器在充電階段期間並聯於電池並且在放電階段期間串聯於電池(即，堆疊在電池的正端子頂部)，如圖5B中之同等電路100所示，其中電壓來源101表示電池輸入，並且充電至 V_{batt} 之電容器102表示飛馳電容器93。藉由"堆疊"經充電飛馳電容器93於電池上，電荷幫浦的輸出電壓係彼等電壓之總和，因此使電壓輸入倍增兩倍。接著，循環隨著另一充電階段而重複。

在圖5C繪示一電荷幫浦110，其利用兩個飛馳電容器114與115以及一含七個MOSFET 111、112、113、116、117、118與119的網路。該網路的目的最初係對串聯的電容器114與115充電，將每一電容器充電至二分之一電池電壓，即， $V_{batt}/2$ 。於充電期間，MOSFET 111、112與113係導通，並且MOSFET 116、117、118與119係關斷。在充電之後，經充電之電容器114與115被並聯連接並且連接至電池的正端子。此連接係藉由導通MOSFET 116、117、118與119來達成。如圖5D之同等電路121中所示，對於 $1.5V_{batt}$ 輸出電壓，所得輸出電壓係 $V_{batt}+V_{batt}/2$ 。如所示，電池電壓來源124及並聯組合之電容器122與123係彼此堆疊。因為輸出電壓係輸入電壓的1.5倍，所以此類型電荷幫浦有

時稱為"分率式"電荷幫浦。

實際上，許多電荷幫浦拓撲可行，但是大多數使用僅一或兩個飛馳電容器。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。圖 5E 之同等電路 130 中繪示反轉案例，其中使用電池 131 將電容器 132 充電至低於接地的電壓，即，參考至電池 131 之負端子。可使用雙電晶體分率式電荷幫浦來產生等於二分之一輸入電壓的輸出電壓，如圖 5F 之同等電路 135 所示，其中電容器 137 與 138 在被充電至二分之一電池電壓 136 之後於是被參考至負電池電位(接地)，以產生等於 $+0.5 V_{batt}$ 之正電位。替代做法為，電容器的正端子可被連接至接地，以產生等於 $-0.5 V_{batt}$ 之經反轉電位。

電荷幫浦轉換器問題係其僅在以飛馳電容器數目所判定的特定轉換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} 偏離於電容器網路產生的電壓 V_{CP} ，所以電荷幫浦無法調適。為了橋接介於電荷幫浦之輸出電壓 V_{CP} 與所要輸出電壓 V_{out} 之間的電壓差，需要一電阻器或電流源，並且跨越損耗元件的電壓導致電力損耗及效率降低。前文引用之申請案[法定代理人檔案號碼第 AATI-19-DS-US 號]中提供電荷幫浦效率之分析。

圖 6A 以圖表繪示單模式電荷幫浦對於各種倍增器

(multiplier)的效率方程式，圖表中包括二倍倍增器(曲線151)、反轉器(曲線152)及分率式電荷幫浦(曲線153、154與155)。曲線156表示經設計以產生等於其輸入電壓之輸出電壓的電荷幫浦之效率，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，隨著輸出電壓對輸入電壓之比率接近 $\pm\frac{1}{2}V_{batt}$ 之整數倍時，電荷幫浦的效率增加。高於該電壓比率，電荷幫浦無法運作，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。

圖表150中所示之每一曲線表示一特定電荷幫浦電路，例如，包括圖5A至5F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，否則使用一或兩個電容器之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，此係由於電池電壓可顯著隨著電池單元放電而變化。舉例而言，就LiIon電池而言，於放電期間，電壓可衰竭超過1 V，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轉換比率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6B中繪示模式變更式電荷幫浦的效率之實例，其中隨著電池衰竭，三模式轉換器電路自1X電池直接模式(具有曲線163所示之效率)切換至

1.5X分率模式(具有曲線162所示之效率)，並且再次切換至2X二倍倍增器模式(具有曲線161所示之效率)。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)。

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163)，並且在1.5X轉換比率再次展現出戲劇性效率變動(曲線162)。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160亦包括曲線166、165及164，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，1.5X模式中的電荷幫浦轉換器對於稍微高於壹轉換比率的條件未良好實行，遺憾地，顯然效率更低於電感降壓增壓轉換器。

先前技術調節器中之壓降

每當電壓轉換器的輸入電壓與輸出電壓彼此接近數百毫伏範圍(例如， $V_{out} \approx V_{in} \pm 200 \text{ mV}$)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(ripple)；或藉由某窄電壓段內的完全調節損失。每當 V_{out} 接近 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實質上有電阻地連接至輸出。

雖然降壓增壓轉換器未實際上展現永久壓降，但是在每當轉換器模式從降壓轉換器切換進入降壓模式進入降壓增壓模式或從降壓增壓模式切換至增壓模式時的模式轉變期間，其可易於遭受到電壓短時脈衝波干擾。每當轉換器從具有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 MOSFET 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來提供調節功能的情況下無法調節電壓。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 ΔV 太少時皆展現失去調節，即，壓降。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。

在所謂 "低壓降" 線性調節器或 "LDO" 中，用能夠以較低 ΔV 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力 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，所有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電壓之 200 mV 內(即，其中 $V_{out} \approx V_{in} \pm 200 \text{ mV}$ 內)時，仍然維持高品質調節。

【發明內容】

根據本發明，一種非隔離式 DC/DC 轉換器包括：一逐步調升切換式電感器前置調節器；及一切換式電容器後置轉換器。該逐步調升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。該逐步調升切換式電感器前置調節器可包括一增壓轉換器，該增壓轉換器具有在一串聯路徑中與一低端切換器連接之一電感器以及連接至介於該電感器與該低端切換器之間的該串聯路徑中之一點的一浮動切換器。在一些具體實施例中，該浮動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升輸入電壓，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電壓，或依一負整數或分率值倍增該輸入電壓。較佳方式為，該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。

本發明之非隔離式DC/DC轉換器能夠在不需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槽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，允許該至少一電感器之該第一端子成為浮動，藉此在該至少一電感器之該第一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7用圖表繪示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} 。曲線181繪示對於4.5 V至5.5 V輸入範圍，調節5 V輸出至 $\pm 1\%$ 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AC/DC牆式

轉接器 (wall adapter) 通常保證的 $\pm 5\%$ 或 $\pm 10\%$ 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 7 中的曲線 182、183 與 184 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 185 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，需要利用用於 2.7 V 輸出的調升調降轉換，如曲線 186 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 187 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 (以曲線 188 繪示)，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。

其它需要具效率低壓降調升調降轉換器之實例係經設計以耗用兩個NiMH乾電池單元、兩個鹼性電池單元或單電池單元式LiIon電池的電源供應。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直至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，於是來自彼等來源之介於4.2 V與1.8 V之間的輸出電壓需要調升調降轉換器以最大化效率及電池壽命，包括曲線182至188所表示之輸出電壓。

如果亦考量一些系統允許來自連接至系統之DC/DC轉換器的AC/DC牆式轉接器的DC輸出而不需要電池存在，則供應至轉換器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，由曲線181至曲線188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，並且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。由於現有調升調降轉換器(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

本發明介紹一種新非隔離DC/DC轉換器及電壓調節拓樸，其能夠在不需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序列之時間。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及接近壹電壓轉換比率下遭受到上文所述之問題中之一或多者。

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。雖然本發明之一項具體實施例提供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，本發明之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

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)

具體而言，本發明係關於切換式電感器電容器調節轉換器，其包括(a)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(b)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"表示在轉換器之第一階或前置調節器階中的能量儲存元件，即，線圈或電感器，並且首字母縮略字中的"C"表示在第二階或後置轉換器階中的電容式能量儲存元件。

首字母縮略字中的第三字元"U"將前置調節器描述為逐步調升轉換器，意謂著正輸入電壓量值先被增大，其後才作為中間電壓供應至後置轉換器的輸入端子。首字母縮略字中的第四字元係D、U或I，其描述後置轉換器使前置調節器的輸出逐步調降、逐步調升或反轉。舉例而言，對於正電壓進行"調升"意謂著產生較大的正電壓，而"調降"意謂著產生較低的正電壓，並且"反轉"意謂著產生具有相反極性之電壓。

藉由首字母縮略字LCUD、LCUU及LCUI所描述的拓樸視不同應用之效用而異，並且可統稱為LCUX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。

前文引用之申請案[法定代理人檔案號碼第AATI-19-DS-

US號]中描述切換式電感器電容器轉換器，其包括一切換式電感逐步調降型前置調節器，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LCDX型調節轉換器包括下列項目：

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反轉調降(inverting-down)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 Switching Pre-Converter And Up Inductive 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 Switching 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整份併入本文中)描述切換式電容器電感器調節轉換器，其具有一前置轉換器(其包括切換式電容器階)及一後置調節器(其包括切換式電感器階)。

切換式電容器電感器(LCUX)調節轉換器

圖8繪示切換式LCUX轉換器200，其包括一逐步調升切換式電感器前置調節器232，該前置調節器232供應中間電壓 V_y 至一後置轉換器233(其包括一切換式電容器轉換器233)。後置轉換器233包括一電荷幫浦207，其具有電壓轉換比率 n 。使用輸出電壓 V_{out} 作為反饋以控制前置調節器

232的操作條件及輸出。前置調節器232經調節以達最佳效率，使電壓 V_y 維持在所要輸出電壓 V_{out} 的 $1/n$ 倍。在封閉迴路中，經組合之前置調節器232與後置轉換器233動態調整輸出電壓，以產生所要電壓 V_{out} 的經妥善調節輸出。

在轉換器200中，切換式電感器前置調節器232包括一PWM控制器211、一先切斷後連接(BBM)閘極緩衝器212、一低端N通道電源MOSFET 201、一浮動同步式整流器電源MOSFET 204(其具有一本質PN二極體205)及一電感器202。一濾波電容器206係跨前置調節器232之輸出端子予以連接，以確保穩定性、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，逐步調升切換式電感器前置調節器經拓撲上組態作一同步式增壓轉換器，然而可使用任何逐步調升切換式電感器DC/DC轉換器。舉例而言，可排除MOSFET 204，並且可用Schottky整流器來取代二極體205，以實施一習知增壓轉換器來取代所示之同步式增壓轉換器。替代做法為，逐步調升切換式電感器DC/DC轉換器可包括返馳式轉換器、順向式轉換器或橋接式轉換器。

PWM控制器211藉由響應於其反饋輸入而改變前置調節器232之作用時間因數 D 來控制低端N通道電源MOSFET 201之導通時間，其以按斜坡產生器時脈213所判定的一固定頻率 Φ 運作。作用時間因數 D 被定義為低端MOSFET 201被導通以磁化電感器202之時間的百分比，如下文所述。替代做法為，PWM控制器211可配合N通道MOSFET 201之固定或可變導通時間而以可變頻率運作。

每當N通道MOSFET 201被導通時，來自前置調節器232之輸入端子(V_{batt})的電流流動通過電感器202。藉此電感器202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。以切換頻率 Φ ，電感器202中的電流無法對MOSFET 201之迅速切換作出反應，所以電感器作用為幾乎無損耗之電流源，其響應於受PWM控制器211提供的脈衝寬度調變，在許多時脈循環期間的平均電流緩慢變化。於電感器202正被磁化的時間間隔期間，無來自電池或電感器202的能量流動進入後置轉換器233，並且輸出電容器210供應負載216所需的任何電流。

每當低端MOSFET 201未正在傳導時，電感器202驅動中間電壓 V_x 至高於轉換器200之輸出電壓 V_{out} ，加正向偏壓於二極體205並且允許電流在電感器202中無中斷的流動，即，再循環通過濾波電容器206及電荷幫浦207。如果MOSFET 201與204兩者被關斷，在二極體205中消散的電力等於 $I_L \cdot V_f$ ，其中 V_f 係跨P-N接面二極體205的正向電壓。浮動同步式整流器MOSFET 204於N通道MOSFET 201為關斷狀態期間的所有時間或某部分時間進行傳導，分流來自二極體205的電流並且重新定向通過低端MOSFET 204之通道的再循環電流。由於MOSFET 204僅在整流器二極體205正在傳導時才進行傳導，所以其運作為一"同步式"整流器，然而MOSFET 204中的傳導可發生於僅二極體205正在傳導的一部分時間期間。因此，就每當二極體205被逆向偏壓(非傳導中)時MOSFET 204始終被關斷(非傳導中)意義

上，MOSFET 204"同步於"二極體205。當同步式整流器MOSFET 204正在傳導電流時，跨MOSFET 204的電壓降等於 $I_L \cdot R_{DS(on)}$ 並且其瞬間電力消散係 $I_L^2 \cdot R_{DS(on)}$ 。

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。

先切斷後連接(BBM)緩衝器212確保低端電源MOSFET 201及浮動電源MOSFET 204永不同時傳導，以防止擊穿傳導，其使負載短路。擊穿傳導(來自重疊傳導的輸入湧進)係導致浪費電力、損失效率並且潛在地導致MOSFET裝置損壞的非所要條件。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205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，每當低端MOSFET 201為關斷狀態時，同步式整流器MOSFET 204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 204可係有利的。舉例而言，以非常低輸出電流，如果MOSFET 204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 204使其無法進行通道傳導，並且在逆向偏壓條件下的二極體205防止逆向電流傳導，改良轉換器200的輕型負載(light load)效率。

替代做法為，如前文引用之申請案[法定代理人檔案號碼第AATI-19-DS-US]中所描述，同步式整流器MOSFET 204可維持導通狀態，但是當其非正在運作為全導通裝置時，可用受控方式來限制其汲極電流的量值。以使同步式整流器MOSFET 204在電阻式切換器狀態與低電流恆定電流模式之間的交替方式操作MOSFET 204而減小電雜訊。

後置轉換器233中的電荷幫浦207依因數" n "來按比例調整電感前置調節器232所傳遞的電壓 V_y ，以產生輸出電壓 V_{out} 。電荷幫浦207(其包括電容器208以及選用之電容器209或更多電容器)包括一產生任何各種電壓倍數因數的切換式電容器網路，包括二倍倍增、反轉或分率式或分率式反轉。以中間電壓 V_y 加偏壓的節點形成至電荷幫浦207的輸入，並且可透過濾波電容器206而連接至接地，取決於各種設計考量。電荷幫浦207的輸出係藉由輸出電容器210予以濾波。

更詳之，轉換器200使用逐步調升切換式電感器增壓前置調節器232轉換輸入電壓 V_{batt} 至中間電壓 V_y 。接著，使用具有飛馳電容器208及(選用)209的電容器網路，依因數 nX 按比例調整電壓 V_y 。切換式電容器後置轉換器233的轉換比率 nX 可係逐步調升、逐步調降或反轉。切換式LCUD

轉換器之後置轉換器 233 中的逐步調降轉換可包括雙電容器分率式實施方案，其中 $n=0.5$ 。

就後置轉換器 233 實行逐步調升轉換(例如，實施單電容器二倍倍增器(其中 $n=2$)或雙電容器分率式版本(其中 $n=1.5$)而言，轉換器 200 運作為 LCUU (調升調升)轉換器。

反轉形式之後置轉換器 233 可利用單電容器電路(其中， $n=-1$)或分率型雙電容器電路(其中， $n=-0.5$)。遵循前文定義的命名法，此一反轉器稱為 CLUI 轉換器。

在一較佳具體實施例中，輸出電壓 V_{out} 係作為反饋訊號 V_{FB} 發送至位準偏移器 214 之輸入端子。藉由位準偏移器 214 將反饋訊號 V_{FB} 轉換至用於控制 PWM 電路 211 的電壓 V_{FBin} 。替代做法為，可使用中間電壓 V_y 來控制 PWM 電路 211。如下文所示， V_y 之值對設定 LCUX 轉換器 200 的整體效率非常重要。

在較佳具體實施例中，位準偏移器 214 產生的電壓 V_{FBin} 應強制使 V_y 之值為一電壓 V_{out}/n 。對於 LCUD 或 LCUU 轉換器而言，位準偏移器 214 包括一含兩個電阻器(圖中未繪示)的網路，其充當一分壓器。在 LCUI 反轉器中，在位準偏移器 214 中典型採用一替代電路(於下文描述)。

LCUX 轉換器 200 之另一項特徵係使用時脈 213 來控制後置轉換器 233 中之 MOSFET 201 及 204 兩者之切換以及後置轉換器 233 中之電荷幫浦 207 之切換。藉由使切換式電感器前置調節器與切換式電容器後置轉換器電路同步，可大幅減小中間濾波電容器 206 之大小，或在一些情況中，可予

以全然排除。

透過 V_y 調節 V_{out}

LCUX轉換器之一項非預期態樣係其整體效率 η 對中間電壓 V_y 之值的相依性。另一項重要態樣係可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9之作用模型230以用於控制分析以及評估效率。如所示，從輸入電壓 V_{in} 供電給逐步調升前置調節器232，產生中間電壓 V_y 。在LCUX拓撲中，前置調節器232運作為一逐步調升轉換器，提供藉由如下給定之輸出電壓

$$V_y = V_{in} / (1-D)$$

其中D係低端MOSFET 210的作用時間因數，範圍介於0%與100%之間。如圖12A中以圖表表示此經調節之調升轉換，其中電池輸入電壓 V_{batt} (曲線391)依一變化量 $1/(1-D)$ 予以倍增，以產生6.6 V之恆定電壓 V_y (曲線392)。

請再次參考圖9，繼而， V_y 供電給切換式電容器後置轉換器233，其產生一電壓 V_z 。後置轉換器233的轉換比率係藉由如下給定

$$V_z = n \cdot V_y$$

後置轉換器233的電壓轉換比率 V_z / V_y 等於

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

其中n具有離散量化值，其等於(例如)2、1.5、0.5、-0.5或-1.0，其取決於後置轉換器233中的電容器數目及切換器

組態。舉例而言，在圖12A中，其中 $n=0.5$ ，逐步調降後置轉換器233使 V_y 中間電壓(曲線392)減半至恆定3.3 V(曲線393)。

請再次參考圖9，輸入電壓來源231供電給整個LCUX轉換器。電源可表示任何電源供應器的輸出，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，LCUX轉換器200的輸出供電給一負載235，其以電壓 V_{out} (轉換器200的所要輸出電壓)運作。概要上包括寄生損耗元件234，以模型化介於後置轉換器233之輸出電壓 V_z 與供電給負載所要之輸出電壓 V_{out} 之間的電壓不匹配的影響。假設後置轉換器233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234的電壓 ΔV 係可忽略，並且 $V_{out} \approx V_z$ 。組合前文方程式，得出如下關係式

$$V_{out} \approx V_z = n \cdot V_y = n \cdot V_{in} / (1 - D)$$

因此，LCUX轉換器200的電壓轉換比率係藉由如下給定

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{n}{1 - D}$$

自此關係式，可得出重要觀察：前置調節器233之作用時間因數相依項 $1/(1-D)$ 乘以後置轉換器233之轉換比率" n "的乘積得出轉換器200之輸出對輸入比率。本質上，為了適當調節輸出電壓 V_{out} ，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 V_{in} 之變化。

使用 0.5X 後置轉換器 (舉例而言，除以 2 分率式電荷幫浦)，LCUX 轉換比率變成 LCUD 轉換器的轉換比率：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{0.5}{1-D}$$

圖 12A 中的虛曲線 394 繪示此 0.5X 型 LCUD 轉換器的轉換比率。曲線 394 以高於及低於壹變化，其量值範圍約略介於 0.67 至超過 1.6 之間。在點 395 (即， $V_{in}=3.3\text{ V}$) 處，電壓轉換比率係壹，並且轉換器 200 正在以介於逐步調升轉換與逐步調降轉換之間的邊緣處運作。請注意，LCUD 轉換器 200 通過此壹轉換條件而且未總是變更操作模式。

進一步分析 0.5X 型 LCUD 轉換器 200，圖 12C 中的圖表 420 繪示轉換器 400 的電壓轉換比率逆向地 (即，雙曲線地) 取決於其作用時間因數 D (以曲線 422 所示)，其形狀類似於 V_y 之值但為其二分之一。圖 12B 中的半對數 (semi-log) 圖表 410 進一步繪示對作用時間因數 D 的相依性，曲線 412 之斜率係 V_y 之斜率 (曲線 411，描繪前置調節器 232 之輸出對輸入比率) 的二分之一。請注意，運用具有 0.5 之電壓轉遞特性的後置轉換器 233，LCUD 調節器以適切的 50% 作用時間因數展現出壹轉換比率。

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% 作用時間因數及高於 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，0.5X LCUD 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逐步調降因數約 0.5 倍至對輸入的最大逐步調升因數 5 倍；超過量值級數的電壓轉換範圍。

在壹轉換比率處，前置調節器 232 的作用時間因數係僅 50%。以 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撲所遭受到作用時間因數的極值問題。

下文考量 LCUX 轉換器對於其它 n 值之運作。本文包括分率式或 0.5X 型 LCUD 調節器以作為實例。

控制 V_y 以用於最大化轉換器效率

亦可使用圖 9 的作用模型 230 來評估 LCUX 轉換器 200 的效率。對於前置調節器 232，藉由 $P_{in1} = I_{in} \cdot V_{in}$ 來給定輸入電力，同時藉由 $P_{out1} = I_y \cdot V_y$ 來給定輸出電力。接著，前置調節器 232 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 13A 之圖表 430 繪示前置調節器 232 的效率 η_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 93% 至 89%。

典型地，後置轉換器 233 中的電荷幫浦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，如果後置轉換器之輸出 V_z 不同於所要輸出電壓 V_{out} ，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 ΔV 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 234 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(與損耗元件 234 相關)的效率係藉由如下給定

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

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

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

包括電荷幫浦 207 的效率，後置轉換器 233 的效率係藉由如下給定

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

圖 13B 中繪示後置轉換器 233 的效率方程式(包括 ΔV 負載不匹配)，其中在圖表 440 中對於分別藉由曲線 441 與 442 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 η_{PC} 之圖表。在該兩種

情況中，後置轉換器 233 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，在分率式後置轉換器(其中 $n=0.5X$)中，LCUD 轉換器的最大輸出電壓發生於 $V_{out}=0.5 V_y$ 時。 V_y 對該條件的任何偏差皆降低 LCUD 轉換器的整體效率。

在理想情況中(曲線 441 所示)，在電荷幫浦中的靜止操作電流 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 η_2 ，典型係 95 至 97%，如曲線 442 所示。

由於電荷幫浦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 比率的效率無義意，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 441 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 200 的轉遞函數 $V_z=n \cdot V_y=n \cdot V_{in} / (1-D)$ ，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， ΔV 不匹配的效率影響可描述為

$$\eta_3 = \frac{V_{out}}{V_z} = \frac{(1-D) \cdot V_{out}}{n \cdot V_{in}}$$

並且後置轉換器 233 的效率可描述為

$$\eta_{PC} = \eta_2 \eta_3 = \eta_2 \frac{V_{out}}{V_z} = \frac{(1-D) \cdot \eta_2 V_{out}}{n V_{in}}$$

接著，LCUX 轉換器 200 的總效率係個別效率的乘積，即

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

對於任何給定 V_{out}/V_{in} 轉換比率，此整體效率係個別係數 η_1 與 η_2 以及介於負載之所要操作電壓與後置轉換器 233 的輸出之間不匹配的乘積。圖 13C 之圖表 450 繪示對於 0.5X LCUD 調節器的此關係，其中每一線 451 對於轉換比率範圍的固定作用時間因數 D 。如所示，低轉換比率(例如，低於 0.3)展現出較低效率，其係因為轉換器 200 正在產生對負載而言太高的輸出電壓，即， $V_z > V_{out}$ 。

假定負載"鉗制"輸出電壓，跨某損耗元件的電壓差 ΔV 下降(典型藉由使電荷幫浦電荷幫浦 207 內的 MOSFET 飽和)，並且效率變遭。如果負載無法鉗制輸出電壓，則轉換器 200 產生太高的電壓。換言之，為了達成峰值效率，LCUX 轉換器 200 必須被程式化至所要輸出電壓並且負載無法鉗制輸出至較低值，或整個效率將惡化。

最佳效率發生於 $V_z > V_{out}$ 並且所要負載電壓等於 $n/(1-D)$ 時，如圖 13C 之線 452 所示。在 0.5X 型 LCUD 調節器中，峰值效率發生於 $0.5/(1-D)$ 時。

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{0.5}{1-D}$$

因此，對於任何給定作用時間因數 D ，有一個並且僅有一個 V_{out}/V_{in} 比率展現出最大效率，即，介於電壓轉換比率與作用時間因數 D 之間具有一對一對應以達成最大效率。在 0.5X 型 LCUD 調節器中， $n=0.5$ ，所以峰值效率條件發生於 $D=50\%$ 時，其中 $V_y=2 \cdot V_{in}$ 且 $V_{out}=0.5(2 \cdot V_{in}) = V_{in}$ 。

顯然地，重點在於轉換器藉由控制作用時間因數 D 而使其維持運作於高效率運作區域中。此係透過使用反饋控制技術來達成，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不足，過高的作用時間因數造成效率惡化。

甚至假設動態調整作用時間因數 D 以最大化效率，實際LCUX效率仍然受到限制，這係因為 $\eta_1 \cdot \eta_2 < 100\%$ ，甚至當 $V_{out}/V_{in}=n/(1-D)$ 時，這係因為在切換式電感器前置調節器及切換式電容器後置轉換器中的傳導及切換損耗。圖13C中之圖表451之漸近線452中考量彼等效應，其中 $\eta_1 \cdot \eta_2$ 之乘積一起展現出對作用時間因數 D 的稍微相依性。但是，顯然地，對抵達峰值效率的最大偏差發生於過高的作用時間因數，過度激升轉換器的輸出 V_z 至高於所要電壓 V_{out} 的位準。

在適當控制下，本發明之切換式LCUD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。LCUD轉換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1比較LCUD轉換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。

轉換器拓撲	V_{out}/V_{in} 範圍	效率範圍	壹比率效率
2X電荷幫浦	0.1至1.9	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
0.5X LCUD	0.55至7	範圍內良好	良好， $\eta > 90\%$

表格 1

儘管高效率特性，以10%至90%之間作用時間因數運作的增壓轉換器僅具備逐步調升轉換比率能力，即，其中 $V_{out} = \{1.1 V_{in} \text{ 至 } 15 V_{in}\}$ 。反之，2X電荷幫浦效率僅對於超過1.8之轉換比率才具有高效率。相比之下，LCUD轉換器效率在廣電壓轉換比率範圍(即，其中 $V_{out} = \{0.55 V_{in} \text{ 至 } 7.5 V_{in}\}$)內維持高效率。此結果出乎意料，請考量LCDU轉換器包含電荷幫浦與增壓轉換器之元件，然而在比電荷幫浦與增壓轉換器更廣的操作條件範圍內進行調節。

圖11A繪示操作中的切換式LCUD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，接著於時間間隔351期間衰竭至約3.5 V至3.6 V(曲線351)，其中在大多數放電循環期間電池運作。之後，曲線352繪示電池電壓衰竭至低於3.5 V進入介於線355與356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，如曲線353所表示，電池電壓將降至恰巧低於轉換器的3.3 V輸出的位準。僅專門的LiIon電池可降至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，LCUD轉換器依作用時間因數 $1/(1-D)$ 使電池電壓逐步調升至經恆定預先調節電壓 V_y (以曲線354繪示)，接著依 $0.5X$ 電荷幫浦後置轉換器逐步返回調降電壓，以產生經調節 $3.3V$ 輸出 V_{out} (曲線355)。轉換器的條件可描述為如下表格2所示：

階段	調升/調降	V_{batt}	D	V_y	nX	V_{out}	V_{out} / V_{in}
完全充電	調降	4.2 V	36%	6.6 V	0.5X	3.3 V	0.52
351. 衰竭	調降	3.6 V	46%	6.6 V	0.5X	3.3 V	0.92
352. 平展	調降	3.5 V	47%	6.6 V	0.5X	3.3 V	0.94
$V_{batt} \approx V_{out}$	壹	3.3 V	50%	6.6 V	0.5X	3.3 V	1.00
放電	調升	3.0 V	55%	6.6 V	0.5X	3.3 V	1.10
353. 延伸範圍	調升	2.7 V	59%	6.6 V	0.5X	3.3 V	1.22

表格 2

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)，由此起始放電階段(曲線351)以及電壓平展階段(曲線352)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因習知降壓增壓轉換器的效率損失而無效。

本發明之轉換器的另一應用係兩個及三個電池單元式鎳氫(NiMH)電池之調節。由於單NiMH電池單元展現出自 $1.2 V$ 至 $0.9 V$ 之範圍，於是兩個串聯連接電池單元式(2s NiMH)電池展現出自 $2.4 V$ 至 $1.8 V$ (即， $600 mV$ 範圍)之放電曲線，如圖11B之圖表360中之曲線361所示。由於許多積體電路運作於 $1.8 V$ ，供應經妥善調節之 $1.8 V$ 電源至彼

等組件係達成可靠運作及一致效能的關鍵。但是，因為甚至在低壓降(LDO)實施方案中線性調節典型需要200 mV至300 mV的壓降 δ ，於是1.8 V LDO將因對於小於2.0 V至2.1 V之輸入的惡化調節而開始變糟，以虛線364 ($V_{out} + \delta$)表示。對於雙串聯連接電池單元式NiMH電池之600 mV範圍的200 mV至300 mV之調節損失表示可用電池壽命在每次充電減少33%。

LCUD轉換器完全排除壓降問題，其方式為先依一可變量 $1/(1-D)$ 使電池電壓逐步調升至3.6 V電壓 V_y (以線362繪示)，接著依固定0.5X因數逐步返回調降電壓，以產生經調節1.8 V輸出(以時間恆定電壓363繪示)。

類似的狀況發生於自三串聯連接電池單元式NiMH電池產生2.7 V、3 V或3.3 V輸出電壓時。三串聯連接電池單元式NiMH電池於放電期間的電壓變化係自2.7 V至3.6 V。由於彼等輸出電壓落在電池的電壓範圍內，所以具有200 mV至300 mV壓降 δ 的線性調節器實際上減小電池的900-mV可用電壓範圍。舉例而言，具有300 mV壓降 δ 的2.7 V LDO展現出僅600 mV之減小範圍，33%縮短電池壽命。在線性調節器調節失效之前，3.0 V輸出允許僅300-mV之電池放電，表示電池的全能力減少66%。甚至更糟，甚至當電池被完全充電時，3.3 V輸出始終以壓降運作，意謂著無法使用LDO以自三串聯連接電池單元式NiMH電池組供應經調節之3.3 V輸出。

LCUD轉換器能夠在整個三串聯連接電池單元式NiMH電

池之900-mV放電範圍內供應2.7 V至3.3 V之經調節輸出，而且始終未展現壓降、調節損失或模式切換。舉例而言，在圖11C之圖表380中，三串聯連接電池單元式NiMH電池隨時間放電的輸出電壓(曲線381)依一變化量 $1/(1-D)$ 予以逐步調升以產生6 V之恆定之 V_y 電壓(曲線382)，接著依0.5X因數予以減小，以產生3 V輸出(曲線383)。不同於運用LDO，當 V_{batt} (曲線381)衰竭至低於線384 (LDO的3.3 V壓降限制)時，未發生任何電路操作變更或調節損失。

切換式電感器電容器調升調降(0.5X LCUD)調節轉換器

更詳細檢查LC型調升調降轉換器之實施方案，圖10A繪示分率型切換式LCUD調節轉換器250之概要電路圖，其中 $n=0.5$ 。

如所示，LCUD切換式轉換器250包含一低端N通道電源MOSFET 251、一浮動同步式整流器MOSFET 254(其含有一本質P-N二極體255)及一電感器252。彼等元件被包含於一前置調節器250A中，其將輸入電壓 V_{batt} 轉換至中間電壓 V_y 。前置調節器250A之輸出連同一選用之濾波電容器256形成至一0.5X型分率式電荷幫浦後置轉換器250B之輸入，0.5X型分率式電荷幫浦後置轉換器250B包括電源MOSFET 257、258、259、260與261，彼等電源MOSFET一起循序地對飛馳電容器262與263進行充電及放電，並且傳遞輸出電壓至一輸出濾波電容器264中。

高端及浮動電源MOSFET 254、257、258、260與261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

開極緩衝器電路。低端電源MOSFET 251與259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269予以按比例調整，以產生與中間電壓 V_y 成比例之電壓來作為至PWM控制器265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250A的輸出為電壓 V_y ，其量值等於輸出電壓之量值的兩倍。

PWM控制器265(藉由時脈與斜坡產生器電路268予以驅動)以時脈頻率 Φ 進行切換並且以相同頻率來驅動先切斷後連接(BBM)緩衝器267。先切斷後連接(BBM)緩衝器267用開極偏壓 V_{G1} 與 V_{G2} 來非同相地驅動低端MOSFET 251及同步式整流器MOSFET 254，以防止擊穿傳導。假設MOSFET 251係N通道裝置，則相對於MOSFET 251的源極， V_{G1} 的極性為正。同步式整流器MOSFET 254受到控制，用以：當MOSFET 251為關斷時的所有時間的某部分時間，MOSFET 254進行傳導；但是當低端MOSFET 251為導通時，MOSFET 254決不傳導顯著電流。

如果同步式整流器MOSFET 254係P通道裝置，則其開極驅動訊號 V_{G2} 可具有相同於 V_{G1} 的相位與極性，此係由於正性進展訊號導通N通道裝置，但是關斷P通道裝置。如果同步式整流器MOSFET 254係N通道裝置，則需要一浮動開極驅動電路以加偏壓於其開極至比 V_x 更正性的電壓，正性進展訊號之發生非同相於低端控制 V_{G1} 。

控制PWM控制器265的時脈訊號亦控制先切斷後連接(BBM)緩衝器267，產生開極訊號 V_{GS3} 、 V_{GS4} 、 V_{GS5} 、 V_{GS6}

與 V_{GS7} ，以分別控制電荷幫浦 MOSFET 257、258、259、260與261的順序安排。彼等 MOSFET 係以交替方式傳導。當 MOSFET 259、260與261為關斷時，MOSFET 257與258進行傳導，致使對電容器262與263進行充電；並且接著當 MOSFET 257與258為關斷時，MOSFET 259、260與261進行傳導，致使藉由將電容器262與263的電荷轉移至蓄電電容器264上而對其進行放電。先切斷後連接(BBM)緩衝器266防止介於後置轉換器250B內非同相之 MOSFET 之間的擊穿傳導。

可依相同於 MOSFET 251與254的頻率 Φ 同步地切換 MOSFET 257、258、259、260與261；或依 Φ 的某倍數(即， $m\Phi$)切換 MOSFET 257、258、259、260與261；或替代做法為，依獨立於 Φ 的頻率切換 MOSFET 257、258、259、260與261。在一較佳具體實施例中，以同步方式來切換前置調節器250A及電荷幫浦後置轉換器250B中之所有電源 MOSFET。此允許製成小型濾波電容器256或予以排除。相比之下，如果電荷幫浦後置轉換器250B係以獨立於前置調節器250A之方式振盪，則需要電容器256以暫時儲存支援瞬間負載與線路瞬變所需的能量。

假設前置調節器250A及後置轉換器250B的同步運作，則同步式整流器 MOSFET 254與預充電 MOSFET 257將被同時導通並且同相地切換。在此情況中，MOSFET 257係多餘的並且可予以排除。圖10B繪示所得簡化之 LCUD 轉換器280結構。如同轉換器250，轉換器280包括一增壓型前置

調節器 280A(其包括一電感器 282、一低端 N 通道 MOSFET 281、一同步式整流器 MOSFET 284、一 PWM 控制器 295、一先切斷後連接(BBM)電路 297)，其後接著一後置轉換器 280B。後置轉換器 280B 包括一 0.5X 型分率式電荷幫浦，其包括電容器 292 與 293、MOSFET 288、289、290 與 291，彼等 MOSFET 受控於一先切斷後連接(BBM)電路 296，以依相同於 MOSFET 281 與 284 之頻率(即，以由時脈與斜坡產生器 298 所判定之頻率 Φ)進行切換。發生封閉迴路調節之方式為，透過一位準偏移電路 299，將跨濾波電容器 294 的輸出電壓 V_{out} 作為訊號 V_{FB} 反饋至 PWM 控制器 295。

圖 10C 及 10D 中繪示在 0.5X 型 LCUD 轉換器 280 中之前置調節器 280A 及後置轉換器 280B 的同步運作。在圖 10C 中，概要圖 320 表示轉換器 280 係在電感器 282 之磁化期間，在此段時間期間，經由傳導中的 MOSFET 289、290 與 291，將先前已被充電的飛馳電容器 292 與 293 上的電荷轉遞至輸出電容器 294 且轉遞至負載 321。於電感器 282 之磁化期間，同步式整流器 MOSFET 284 被關斷。因此電壓 V_y 超過 V_x 並且在此操作階段，二極體 285 維持逆向偏壓，並且增壓型前置調節器 280A 及電荷幫浦後置轉換器 280B 實在地切斷彼此之連接。關斷狀態 MOSFET 284 及 288 係藉由開路來表示。

在圖 10D 中，概要圖 330 表示 LCUD 轉換器 280 係在電感器 282 中電流之再循環及飛馳電容器 292 與 293 之同時放電期間，而且來自 V_{batt} 的電流流動通過電感器 282 及導通狀

態之MOSFET 284與288。於此段時間期間， V_x 約等於 V_y ，並且串聯連接之飛馳電容器292與293各充電至電壓 $+V_y/2$ 。關斷狀態MOSFET 281、289、290與291係藉由開路來表示。於此循環期間，當飛馳電容器正被充電時，輸出電容器294供電至負載321。

在圖14A之電路圖480中所示之替代具體實施例中，排除0.5X後置轉換與前置調節之方式為，中斷所有MOSFET之切換並且導通MOSFET 284與290兩者，致使 $V_{batt} \approx V_y \approx V_{out}$ ，由此跨輸出電容器294的電壓係轉換器的電池輸入電壓 V_{batt} ，並且實質上繞過轉換器。於此旁通操作條件期間，MOSFET 281、288、289與291維持關斷並且係藉由開路來表示。

在圖14B之電路圖500中所示之另一具體實施例中，排除0.5X後置轉換之方式為，中斷電荷幫浦MOSFET之切換，而且不中斷切換式電感器增壓前置調節器之運作。在此僅增壓模式中，MOSFET 290與291被偏壓成為"導通"而將 V_{out} 連接至中間電壓 V_y ，由此繞過電荷幫浦電路，同時前置調節器MOSFET 281與284持續非同相地進行切換以實行增壓轉換。MOSFET 291及289被選用地導通，以將電容器292連接至接地並且將電容器293連接至負載321，有益地增大並聯於並聯於輸出電容器294的濾波電容。MOSFET 288被偏壓而關斷，如開路所示。經由反饋網路299自輸出 V_{FB} 至PWM控制電路的反饋可維持未受影響或可被調整，以每當調用僅增壓模式中導致不同的輸出電壓。

在圖 14C 之電路圖 510 中所示之另一具體實施例中，調由僅電荷幫浦模式，由於中斷前置調節器之切換，同時電荷幫浦繼續運作。結果，MOSFET 281 被關斷。因為 MOSFET 284 係由電感前置調節器與電容式前置調節器兩者所共有，所以其持續以同相於 MOSFET 288 並且非同相於 MOSFET 289、290 與 291 方式進行切換導通。以此方式，於充電轉遞階段期間，飛馳電容器 292 與 293 被重複充電至二分之一輸入電壓，於此跨輸出電容器 294 予以連接。在 MOSFET 284 在正傳導中情況下的電壓 V_x 實質上等於 V_{batt} ，而且量值 L 的電感器 282 作用如何低通輸入濾波器。除非每當藉由關斷 MOSFET 284 而中斷電感器 282 中的電流時電感器 282 為飽和，否則該電感器將驅動電壓 V_x 至低於接地，加正向偏壓於低端二極體 283。如果電感器 282 因高電流而飽和，則其電感急遽下降並且電壓 V_x 可維持正性，其受到節點上的雜散及寄生電容所支配。

圖 15 之圖表 530 繪示彼等替代具體實施例的輸出電壓相對於輸入電壓之轉遞特性，並且與前文描述之 0.5X 型 LCUD 調節器的對應特性相比較。線 531 繪示未調節旁通操作模式的轉換器，如圖 14A 所示。線 533 表示電感增壓型前置調節器(如圖 14B 所示)的經調節輸出電壓，具有 $V_{batt}/(1-D)$ 作用時間因數相依性。反之，圖 14C 之僅電荷幫浦電路導致未調節之電壓，以線 532 繪示。線 534 繪示使用 LCUD 操作模式之調節。

其它非反轉式 LCUX 切換式調節器

如上文所述，LCUX轉換器展現由下列方程式控管的輸出對輸入電壓轉換

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{n}{1-D}$$

其中n具有離散量化值，例如，n等於2、1.5、0.5、-0.5或-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。

雖然前文論述集中於調升調降轉換，但是LCUX轉換可經調適以用於僅逐步調升操作以作為LCUU調節器，其方式為選擇大於壹之nX後置轉換，其中n=2或n=1.5。與習知增壓轉換器相比，LCUU逐步調升轉換具備較高輸出對輸入電壓轉換比率的能力，而且不需要以極性作用時間因數運作。

此繪示於圖16A及圖16B之簡化電路圖中。圖16A中所示之2X LCUU轉換器600採用一增壓型前置調節器600A(其包括一低端MOSFET 602、一電感器601、一個二極體604及一浮動同步式整流器MOSFET 603)以及一單電容器2X型電荷幫浦後置轉換器606(其含有一飛馳電容器607)，以產生由關係式 $V_{out}=2V_{batt}/(1-D)$ 所給定之輸出。透過反饋來動態調整作用時間因數D，以強制轉換器600以其最佳效率或接近最佳效率運作。前置調節器600A產生跨選用之電容器605的中間電壓 V_y 。後置轉換器606產生跨輸出濾波電容器608的輸出電壓 V_{out} ，並且提供反饋訊號 V_{FB} ，以促進對前置調節器600A與後置轉換器606中之MOSFET之切換的封閉控制。

670 中，MOSFET 652 傳導電流，磁化電感器 651，同時同步式整流器 653 維持關斷，切斷增壓型前置調節器 650A 與電荷幫浦後置轉換器 650B 之連接。由於 V_x 係接近接地並且 $V_y > V_{batt}$ ，所以 P-N 二極體 634 維持逆向偏壓。於此操作階段期間，MOSFET 656 與 659 傳導電流，將電荷自飛馳電容器 660 轉遞至輸出電容器 661 及至負載 671，同時 MOSFET 658 與 657 維持關斷。

在其它階段中，MOSFET 652 被關斷並且同步式整流器 MOSFET 653 被導通，藉此透過傳導中之 MOSFET 658 與 657，電感器 651 強制電壓 V_x 實質上升高至電壓 V_y (跨電容器 655 的電壓)，將能量自電感器 651 轉遞至電荷幫浦後置轉換器 650B，並且將飛馳電容器 660 充電至電壓 V_y 。在此階段期間，MOSFET 652、659 與 656 維持關斷，並且二極體 667 維持逆向偏壓。因為 MOSFET 659 係關斷，所以於此切換循環期間，輸出電容器 661 必須供應電流至負載 671。

電荷幫浦後置轉換器 650B 的輸出電壓係 $2V_y$ ，其中 V_y (增壓型前置調節器的輸出) 係 $V_{batt}/(1-D)$ 。LCUU 調節器的所得電壓轉換比率係藉由如下給定

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{2 \cdot V_{batt}}{(1-D)}$$

圖 18A 之圖表 700 中繪示具有單電池單元式鎳鎘電池 (或 1s NiCd) 之 LCUU 轉換器 650 的運作，其中 V_{batt} 的時間放電曲線 701 係自 1.2 V 至 0.9 V 變化。接著，依等於 $1/(1-D)$ 之變化量來逐步調升未調節之電池，以產生經調節 2.5 V 中間

電壓 V_y (以曲線 702 繪示)，接著進一步藉由電荷幫浦後置轉換器 650B 依因數 2X 予以增大，以產生恆定之 5 V 輸出 (以線 703 繪示)。

圖 18B 之圖表 720 進一步繪示具有 5 V 輸出之 2X 型 LCUU 轉換器 650 對於自 0.9 V 至 2.4 V 範圍之輸入電壓的 V_{out} 相對於 V_{in} 之轉遞特性。自 0.9 V 至 1.2 V 之輸入範圍係單電池單元式 NiCd 電池及單電池單元式 NiMH 電池之表示，對於鹼性電池，其輸入係至多 1.7 V，對於雙電池單元式 NiMH 電池，其輸入係 1.8 V 至 2.4 V。電池輸入電壓 V_{batt} 721 係依一變化量 $1/(1-D)$ 予以逐步調升，以產生 2.5 V 之中間電壓 V_y (以線 722 繪示)。使用二倍倍增器型電荷幫浦後置轉換器 650B 依 2X 逐步調升此電壓，以產生經妥善調節之 5 V 輸出 (線 723)。

2X 型 LCUU 調節器的一項特徵係其以適切的作用時間因數達成高逐步調升比率的能力。舉例而言，對於 1.2 V 輸入，60% 作用時間因數導致 4.2X 電壓轉換比率及 5 V 輸出。但是，在 2.4 V 輸入，5 V 輸出需要調節降至 4% 作用時間因數。為了在較高輸入電壓下增大作用時間因數，LCUU 轉換器 650 之一變化方案採用 1.5X 電荷幫浦後置轉換器來取代二倍倍增器。

圖 19A 繪示 1.5X 型 LCUU 轉換器 760。轉換器 760 包括一增壓型前置調節器 760A (其包括一低端 MOSFET 762、一電感器 761、一同步式整流器 MOSFET 764 (其含有一本質二極體 765) 及一選用之電容器 779) 以及一電荷幫浦後置轉換

器 760B(其包括 MOSFET 766、767、768、769、770、771 與 772；飛馳電容器 774與 775；及一輸出電容器 773)。控制轉換器 760之方式類似於 2X型 LCUU轉換器 650，惟電荷幫浦係 1.5X分率型而非二倍倍增器除外。

轉換器 760之操作涉及兩個交替階段。在圖 19B中之電路圖 780所示之一階段中，藉由使電流流動通過 MOSFET 762，同時同步式整流器 MOSFET 764維持關斷，而磁化電感器 761。於此階段期間，透過導通之 MOSFET 769、770、771與 772，飛馳電容器 774與 775轉遞電荷至輸出電容器 773及至負載 781。所有其它 MOSFET維持關斷。由於 V_x 被偏壓至接近接地並且 $V_y > V_{batt}$ ，所以二極體 765維持逆向偏壓。

圖 19C之電路圖 790所繪示之替代階段中，MOSFET 762被關閉，同時同步式整流器 MOSFET 765被導通，透過 MOSFET 766、767與 768，將能量自電感器 761轉遞至飛馳電容器 774與 775。所有其它 MOSFET維持關斷(包括 MOSFET 771與 772)，切斷電荷幫浦後置轉換器 760B與輸出電容器 773之連接。結果，於此操作階段期間，電容器 773必須供應電流至負載 781。

電荷幫浦後置轉換器 760B的輸出電壓係 $1.5 V_y$ ，其中 V_y (增壓型前置調節器的輸出)等於 $V_{batt}/(1-D)$ 。1.5X型 LCUU調節器的所得電壓轉換比率係藉由如下給定

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1.5 \cdot V_{batt}}{(1-D)}$$

圖 18C 之圖表 740 中所示的轉換器 760 之輸出對輸入轉遞特性顯露出 1.5X LCUU 電路能夠在跨越單電池單元式 NiMH 電池與雙電池單元式 NiMH 電池的輸入電壓範圍調節 5 V 輸出，並且仍然以超過 28% 之作用時間因數運作。如圖所示， V_{batt} (曲線 741) 係依一變化量 $1/(1-D)$ 予以逐步調升，以產生 3.3 V 之中間電壓 V_y (以線 742 繪示)，接著依 1.5X 予以倍增以產生經妥善調節之 5 V 輸出 (曲線 743)。

圖 20 之圖表 800 中的線 803 與 802 分別繪示 2X LCUU 轉換器 600 與 1.5X LCUU 轉換器 760 的轉換比率之作用時間因數相依性，以與習知增壓轉換器之特性 801 相比較。如所示，50% 之作用時間因數導致使增壓轉換器的輸入電壓倍增兩倍，而 2X LCUU 調節器導致 4X 逐步調升比率。以 75% 之作用時間比率，增壓轉換器使其輸入倍增四倍，而 1.5X 型 LCUU 轉換器導致 6X 逐步調升以及 2X 型 LCUU 轉換器產生 8X 比率。

表格 3 對照 2X LCUU 轉換器、1.5X LCUU 轉換器、增壓轉換器及 0.5X LCUD 轉換器之 $D=50\%$ 較佳轉換比率，並且列出用以自單電池單元式 NiMH 電池與雙電池單元式 NiMH 電池輸出數個共同輸出電壓所需的作用時間因數範圍。

NiMH 案例	2X LCUU	1.5X LCUU	增壓	0.5X LCUD
$D=50\%$	$V_{out}/V_{in}=4.0$	$V_{out}/V_{in}=3.0$	$V_{out}/V_{in}=2.0$	$V_{out}/V_{in}=1.0$
1s → 5.0 V	52%<D<64%	64%<D<73%	76%<D<82%	88%<D<91%
1s → 3.0 V	20%<D<40%	40%<D<55%	60%<D<70%	80%<D<85%
1s → 2.5 V	4%*<D<28%	28%<D<46%	52%<D<64%	76%<D<82%
2s → 5.0 V	4%*<D<28%	28%<D<46%	52%<D<64%	76%<D<82%
2s → 3.0 V	不適用	不適用	20%<D<40%	60%<D<70%

表格 3

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，而不可能用調升調升轉換器。由於LCUX轉換器係以比率度量(即，以預先決定轉換比率進行調節)，所以轉換單電池單元式NiMH輸入至2.5 V輸出的轉換器所需要的作用時間因數相同於轉換雙電池單元式NiMH輸入至5.0 V輸出。

反轉切換式電感器電容器(LCUI)轉換器

可使用LCUX切換式調節器來產生低於接地的電壓，即，反轉。如上文所述，LCUX轉換器展現由下列方程式控管的輸出對輸入電壓轉換

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{n}{1-D}$$

其中n具有離散(即，量化)值，例如，n等於2、1.5、0.5、-0.5或-1.0，其取決於電容器數目及電荷幫浦，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LCUI調節器。

圖21A及圖21B繪示本發明之LCUI轉換器之許多拓樸中之兩者。舉例而言，圖21A中所示之LCUI轉換器850採用一增壓型前置調節器850A(其包括一MOSFET 852、一電感器851及一浮動同步式整流器853(其含有一本質二極體854))以及一後置轉換器850B(其包括一單電容器-1X型電

荷幫浦 856(其含有一飛馳電容器 857))。轉換器 850 產生由關係式 $V_{out} = -V_{batt}/(1-D)$ 所給定之輸出，其中透過反饋來動態調整作用時間因數 D ，以強制轉換器 850 以其最佳效率或接近最佳效率運作。轉換器 850 亦包括一輸出濾波電容器 858 及一選用之電容器 855(其以中間電壓 V_y 加偏壓)。

LCUI 轉換器亦可在其後置轉換器階段中利用反轉分率式電荷幫浦。圖 21B 中所示之分率式 LCUI 轉換器 870 採用一增壓型前置調節器 870A(其包括一 MOSFET 872、一電感器 871 及一同步式整流器 MOSFET 873(其含有一本質二極體 874)) 以及一後置轉換器 870B(其包括一雙電容器 -0.5X 型電荷幫浦 876(其含有飛馳電容器 877 與 878))。轉換器 870 產生由關係式 $V_{out} = -0.5 \cdot D V_{batt}$ 所給定之輸出，其中透過反饋來動態調整作用時間因數 D ，以強制轉換器 870 以其最佳效率或接近最佳效率運作。轉換器 870 亦包括一輸出濾波電容器 879 及一選用之電容器 875(其以中間電壓 V_y 予以偏壓)。

更詳細檢查 LCU 型反轉器之實施方案，圖 22A 繪示 -1X 切換式 LCUI 轉換器 850 之電路圖 900。如所示，LCUI 切換式轉換器 850 包含一低端 N 通道電源 MOSFET 901、一浮動同步式整流器 MOSFET 903(其含有一本質 P-N 二極體 904) 及一電感器 902，彼等者一起組成增壓型前置調節器 850A，用於轉換器輸入電壓 V_{batt} 至中間電壓 V_y 。跨選用之濾波電容器 905 的中間電壓 V_y 形成至 -1X 型電荷幫浦反轉式後置轉換器 850B 之輸入，自前置調節器 850A 並且至輸出濾波電

容器 910，-1X 型電荷幫浦反轉式後置轉換器 850B 包括電源 MOSFET 906、907、908 與 909，彼等電源 MOSFET 一起循序地對飛馳電容器 916 進行充電及放電。

電荷幫浦後置轉換器 850B 的輸出電壓係 $-V_y$ ，其中 V_y (增壓型前置調節器的輸出) 係 $V_{batt}/(1-D)$ 。LCUI 轉換器 850 的所得電壓轉換比率係藉由如下給定

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{V_{batt}}{(1-D)} = \frac{V_{batt}}{(D-1)}$$

圖 22A 之電路圖表示 LCUI 轉換器 850 的嚴密實施方案，其中串聯連接之 MOSFET 903 與 906 連同以中間電壓 V_y 充電之電容器 905 允許前置調節器 850A 與後置轉換器 850B 以不同頻率獨立地運作，而仍在係在單反饋迴路控制下。

高端或浮動組態之電源 MOSFET 903、906 與 909 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 901、907 與 908 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 915 予以反轉，以產生與中間電壓 V_y 成比例之正電壓來作為至 PWM 控制器 911 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 850A 的輸出為電壓 V_y ，其量值等於輸出電壓之反轉。

PWM 控制器 911 (其同步於時脈與斜坡產生器電路 914) 以時脈頻率 Φ 進行切換並且以相同頻率來驅動先切斷後連接 (BBM) 緩衝器 913。先切斷後連接 (BBM) 緩衝器 913 用閘極偏壓 V_{G1} 與 V_{G2} 來非同相地驅動低端 MOSFET 901 及同步式

整流器 MOSFET 903，以防止擊穿傳導。如果同步式整流器 MOSFET 903 係 N 通道裝置，則相對於 MOSFET 903 的源極， V_{G2} 的極性為正；並且如果 MOSFET 903 係 P 通道裝置，則相對於 MOSFET 903 的源極， V_{G2} 的極性為負。假設 MOSFET 901 係 N 通道 MOSFET，則低端 MOSFET 901 的閘極驅動 V_{G1} 相對於其源極為正。同步式整流器 MOSFET 903 受到控制，用以：當 MOSFET 901 為關斷時的所有時間的某部分時間，MOSFET 903 進行傳導；但是當低端裝置為導通時，MOSFET 903 決不傳導顯著電流。

較佳方式為，控制 PWM 控制器 911 的時脈訊號亦控制先切斷後連接 (BBM) 緩衝器 912，產生閘極訊號 V_{G3} 、 V_{G4} 、 V_{G5} 與 V_{G6} ，以分別控制電荷幫浦 MOSFET 906、907、908 與 909 的順序安排。彼等 MOSFET 以交替序列進行傳導，當 MOSFET 908 與 909 為關斷時，MOSFET 906 與 907 進行傳導，致使對電容器 916 進行充電；並且接著當 MOSFET 906 與 907 為關斷時，MOSFET 908 與 909 進行傳導，致使藉由將電容器 916 的電荷轉遞至蓄電電容器 910 上而對其進行放電。先切斷後連接 (BBM) 緩衝器 912 防止介於 MOSFET 907 與 909 之間的擊穿傳導，並且亦防止介於 MOSFET 906 與 908 之間的擊穿傳導。

可依頻率 Φ 或依時脈頻率的某較高倍數 (即， $m \cdot \Phi$)，以同步於時脈與斜坡產生器電路 914 的方式來切換 MOSFET 906、907、908 與 909，或替代做法為，依獨立於 Φ 的頻率來切換 MOSFET 906、907、908 與 909。在一較佳具體實施

器 902 之磁化並行，透過導通之 MOSFET 908 與 909，飛馳電容器 931 轉遞其電荷並且供應電流至蓄電電容器 910 及負載 931，同時 MOSFET 906 與 907 維持關斷。輸出 V_{out} 被強制至負（即，低於接地）電位，此係因為飛馳電容器 916 的正端子被連接至接地並且飛馳電容器的負端子被連接至輸出電容器 910。

在圖 22C 中，電路圖 940 表示 LCUI 轉換器 850 係在電流通過電感器 902 之再循環期間及飛馳電容器 916 之放電期間。在此段時期期間，電感再循環（即，去磁化）電流流動通過經正向偏壓之二極體 904，藉由導通狀態同步式整流器 MOSFET 903 而分流，並且流動通過傳導中之 MOSFET 906 與 907，對飛馳電容器 916 進行充電。於此再循環階段期間， V_x 約等於 V_y ，此為跨電容器 916 存在的電壓。電容器 916 充電至實質上等於 V_y 的電壓。由於於此階段期間 MOSFET 909 維持關斷，所以用電壓 $-V_y$ 偏壓的蓄電電容器 910 必須於此時間間隔期間供應電流至負載 931。

在 LCUI 轉換器 850 的嚴密實施方案中，同步式整流器 MOSFET 903 串聯連接至 MOSFET 906，電荷幫浦的 V_y 連接之輸入。假使電感前置調節器 850A 及電荷幫浦後置轉換器 850B 係同步並且以相同頻率進行切換，所以 MOSFET 906 係多餘的並且可予以排除。圖 23A 之 LCUI 轉換器 980 繪示之 LCUI 反轉器 850 的簡化實施方案，其中 MOSFET 984 提供整流及控制飛馳電容器 989 之功能兩者。

在其它方面，LCUI 反轉器 980 之運作方式類似於轉換器

850之運作方式，LCUI反轉器980具有一電感前置調節器980A，該電感前置調節器980A包括一低端N通道MOSFET 981、一電感器983、一同步式整流器MOSFET 984(其含有本質二極體985)、一PWM控制器991、一先切斷後連接(BBM)電路993、一時脈與斜坡產生器994及一位準偏移電路995(用於自 V_{out} 至PWM控制器991之反饋 V_{FBin})。一後置轉換器980B包括-1X反轉式電荷幫浦，其包括MOSFET 986、987與988、一飛馳電容器989、一輸出電容器990及先切斷後連接(BBM)電路922。在同步式-1X LCUI反轉器中，先切斷後連接(BBM)電路922與993兩者以頻率 Φ 進行切換，或換言之， $m=1$ 。

如所示，先切斷後連接(BBM)電路992產生閘極訊號 V_{G3} 、 V_{G4} 與 V_{G5} 以分別控制電荷幫浦MOSFET 986、988與987的順序安排，同時先切斷後連接(BBM)電路993用閘極訊號 V_{G1} 與 V_{G2} 驅動981與984。彼等MOSFET係以交替循序方式傳導。在一階段中(如圖23B之電路1000所示)，MOSFET 981、986與988進行傳導，同時MOSFET 984與987維持關斷，藉此磁化電感器983並且將電荷自飛馳電容器989轉遞至蓄電電容器990。

由於MOSFET 981與986兩者正在傳導中，所以彼等MOSFET驅動P-N二極體985之陽極及陰極上的電位至接近接地，而且跨該二極體上的淨偏壓係稍微逆向偏壓或接近零。藉由強制預充電之電容器989的正端子至接地，電容器989的負端子呈現 $-V_y$ 之電位並且加偏壓於輸出 V_{out} 至負

電位 $-V_y$ ，其電壓係由前置調節器 980A 的作用時間因數 D 予以判定。

在相反階段中(如圖 23C 之電路圖 1010 所示)，MOSFET 984 與 987 正在傳導中，同時 MOSFET 981、986 與 988 進維持關斷。在此階段中，電感器 983 驅動 V_x 至高於 V_{batt} ，並且使用作用時間因數控制使正傳導中之 MOSFET 984 將電容器 989 充電至節點電位 $+V'_y$ 。電路節點電位 V'_y 係藉由數學標記法撇號 "'" 予以識別，此係因為此節點充當一供應節點或加偏壓節點，用以僅在此階段中供電給電荷幫浦後置轉換器 980B 並且將飛馳電容器 989 充電至電壓 V_y 。在相反階段中，同一電路節點被偏壓至接近接地。

不同於 LCUI 轉換器 850 中以電位 V_y 永久加偏壓的電容器 855 或 905，轉換器 980 無任何電容器係以存在於前置調節器 980A 與後置轉換器 980B 之間的任何固定電壓予以偏壓。而是，至電荷幫浦後置轉換器 980B 的輸入係"虛擬地"包括僅於飛馳電容器 989 充電期間存在的電壓 V_y (因此其標記為 V'_y)。此虛擬或操作階段相依之電壓係雙重使用 MOSFET 984 作為用於增壓型前置調節器 980A 的同步式整流器並且作為電荷幫浦後置轉換器 980B 之輸入兩者的結果。

亦可使用分率式電荷幫浦來實施反轉式 LCUX 轉換器。對於此版本，圖 21B 之方塊圖中功能上表示繪示 -0.5X LCUI 轉換器 870。圖 24A 中繪示分率式反轉轉換器 1050 之實施方案。如所示，-0.5X LCUI 切換式轉換器 1050 包含一低端

1066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1050A的輸出電壓(跨選用或寄生電容器1071)成為電壓 V_y ，其量值等於輸出電壓 V_{out} 之反轉量值的兩倍。

PWM控制器1066(其同步於時脈與斜坡產生器電路1069)以時脈頻率 Φ 進行切換並且以相同頻率來驅動先切斷後連接(BBM)緩衝器1068。先切斷後連接(BBM)緩衝器1068用閘極偏壓 V_{G1} 與 V_{G2} 來非同相地驅動低端MOSFET 1051及同步式整流器MOSFET 1055，以防止擊穿傳導。如果同步式整流器MOSFET 1055係N通道裝置，則相對於MOSFET 1055的源極， V_{G2} 的極性為正；並且如果MOSFET 1055係P通道裝置，則相對於MOSFET 1055的源極， V_{G2} 的極性為負。對於N通道，低端MOSFET 1051的閘極驅動 V_{G1} 相對於其源極為正。同步式整流器MOSFET 1054受到控制，用以：當MOSFET 1051為關斷時的所有時間的某部分時間，MOSFET 1054進行傳導；但是當MOSFET 1051為導通時，MOSFET 1054決不傳導顯著電流。

較佳方式為，控制PWM控制器1066的時脈訊號 Φ 亦控制先切斷後連接(BBM)緩衝器1067，產生閘極訊號 V_{G3} 至 V_{G9} ，以分別控制電荷幫浦MOSFET 1056至1062的順序安排。彼等MOSFET以交替方式進行傳導，隨著對電容器1064與1065進行充電，MOSFET 1056、1057與1058進行傳導，同時MOSFET 1059至1062為關斷；並且隨著電容器1064與1065轉遞其電荷至蓄電電容器1063，MOSFET 1059

圖 24B 及 24C 中繪示在 -0.5X 型 LCUI 轉換器 1050 中之前置調節器 1050A 及後置轉換器 1050B 的同步運作。在圖 24B 中，電路圖 1080 表示 LCUI 轉換器 1050 係在電感器 1053 之磁化期間，並且同時將電荷自飛馳電容器 1064 與 1065 轉遞至蓄電電容器 1063。於此階段期間， V_x 接近接地並且來自 V_{batt} 的電流流動過過導通狀態 MOSFET 1051，磁化電感器 1053，同時同步式整流器 MOSFET 1054 維持關斷，切斷電感前置調節器 1050A 與電荷幫浦後置轉換器 1050B 之連接。

由於 V_x 係接近接地並且 $V_y > V_{batt}$ ，所以二極體 1055 維持逆向偏壓並且未傳導中。在一較佳具體實施例中，與電感器 1053 之磁化並行，透過傳導中的 MOSFET 1059、1060、1061 與 1062，飛馳電容器 1064 與 1065 轉遞其電荷並且供應電流至蓄電電容器 1063 及負載，同時 MOSFET 1056、1057 與 1058 維持關斷。輸出 V_{out} 被強制至負（即，低於接地）電位，此係因為飛馳電容器 1064 與 1065 的正端子被連接至接地並且其負端子被連接至輸出電容器 1063。

在圖 24C 中，電路圖 1090 表示 LCUI 轉換器電路 1050 係在電流通過電感器 1053 之再循環期間及飛馳電容器 1064 與 1065 之放電期間。在此段時期期間，電感再循環（即，去磁化）電流流動通過經正向偏壓之二極體 1055，藉由導通狀態同步式整流器 MOSFET 1054 而分流，並且流動通過傳導中之 MOSFET 1056、1057 與 1058，對飛馳電容器 1064 與 1065 進行充電。由於二極體 1055 被正向偏壓，所以 V_x 約等

於 V_y ，此為跨電容器 1071 存在的電壓。電容器 1064 與 1065 各充電至實質上等於 $V_y/2$ 的電壓。由於於此階段期間 MOSFET 1061 與 1062 維持關斷，所以用電壓 $-V_y/2$ 偏壓的蓄電電容器 1062 必須於此時間間隔期間供應電流至負載。

圖 25A 之圖表 1120 繪示 -1X LCUI 3.3V 轉換器之輸入對輸出轉遞特性，其中範圍為單電池單元式 NiMH 電池電壓至雙電池單元式 NiMH 電池電壓的輸入電壓 V_{batt} (以曲線 1121 繪示) 依一因數 $1/(1-D)$ 予以逐步調升至恆定且中間電壓 V_y (曲線 1122)，接著依 -1X 予以反轉，以產生經妥善調節之 -3.3 V 輸出 (曲線 1123)。

對於 2 V 至 5 V 之較高電壓範圍的轉遞特性 (包括單電池單元式 LiIon 電池)，圖 25B 之圖表 1130 繪示電池或其它輸入 V_{batt} (曲線 1131) 依一因數 $1/(1-D)$ 予以逐步轉換至 6 V 經調節之電壓 (曲線 1132)，並且接著使用 -1X 電荷幫浦予以反轉，以產生 -6 V 經調節之輸出 (曲線 1134)，或使用 -0.5X 電荷幫浦以產生 -3 V 經調節之輸出 (曲線 1133)。

在圖 25C 之圖表 1140 中，單電池單元式 LiIon 電池在時間間隔 1141 自 4.2 V 放電至 3.5 V，接著在時間間隔 1142 飽和 3.5 V，直到在時間間隔 1143 期間其最終迅速放電降至 2.7 V。電荷電壓依變化量 $1/(1-D)$ 予以增壓，以產生經調節 6.6 V 中間電壓 V_y (以曲線 1144 繪示)，接著藉由 -0.5X 電荷幫浦予以反轉，以產生經調節時間不變量之 -3.3 V 輸出 (曲線 1145)。

圖 25D 之圖表 1160 繪示各種 LCUI 轉換器介於作用時間因

數 D 與電壓轉換比率 V_{out}/V_{in} 之間的關係。圖中包括 $-1X$ LCUI轉換器(曲線 1162)與 $-0.5X$ LCUI轉換器(曲線 1163)。彼等轉遞特性對照於 V_y/V_{in} 的正極性(曲線 1161)。具體而言， $-1X$ 型 LCUI轉換器的轉遞特性係 V_y/V_{in} 以作用時間因數 D 為函數的鏡像。具體而言，當 $D=50\%$ 時， $-1X$ LCUI轉換器產生輸出電壓 $V_{out}=-2 V_{in}$ 。以低作用時間因數，轉遞特性接近壹。

藉由曲線 1163 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 $-0.5/(1-D)=-0.5/(0.5)$ 給定，所以 $V_{out}=-V_{in}$ 。與 $-1X$ 型 LCUI轉換器(其中以 50% 作用時間因數， $V_{out}=-2V_{in}$)相比， $-0.5X$ 型 LCUI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 LCUI調節器在傳遞較小負輸出電壓時係比 $-1X$ 反轉器型更佳。

表格 4 對照 $-1X$ LCUI轉換器與 $-0.5X$ LCUI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需的作用時間因數範圍。

條件	-0.5X LCUI	-1X LCUI	降壓(正)
$D=50\%$	$V_{out}/V_{in}=-1.0$	$V_{out}/V_{in}=-2.0$	$V_{out}/V_{in}=2.0$
LiIon $\rightarrow$ -12.0 V	$83\%<D<88\%$	$65\%<D<75\%$	$65\%<D<75\%$
LiIon $\rightarrow$ -5.0 V	$58\%<D<70\%$	$16\%<D<40\%$	$16\%<D<40\%$
LiIon $\rightarrow$ -3.6 V	$41\%<D<58\%$	不適用	不適用
LiIon $\rightarrow$ -3.0 V	$30\%<D<50\%$	不適用	不適用

表格 4

用"不適用"標記的條件需要逐步調升與逐步調降反轉兩者。

LCUX切換式調節器拓樸之摘要

圖 26A 至 26J 概述各種 LCUX 轉換器拓樸於電容器充電階段期間及於後續轉遞階段(其中電荷幫浦的飛馳電容器轉遞至電荷至輸出電容器)期間兩者。

在圖 26A 中，電路圖 1200 繪示分率式 0.5X 型 LCUD 轉換器，其包括受控式電壓來源 1201，其表示具有電壓 $V_y = V_{in}/(1-D)$ 之電感前置調節器，其中該前置調節器對兩個串聯連接之飛馳電容器 1202 與 1203 充電至電壓 $V_y/2$ 或 $0.5 V_{in}/(1-D)$ 。圖 26B 之電路圖 1205 表示相同 LCUD 轉換器係在電荷轉遞期間的同等電路，其中飛馳電容器 1202 與 1203 充電蓄電電容器 1206 至電壓 $V_y/2$ 或 $0.5 V_{batt}/(1-D)$ 。因為彼等飛馳電容器於電荷轉遞期間係參考至接地，所以切斷前置調節器與電荷幫浦之連接。結果，於第二操作階段期間，受控式電壓來源 1201 不傳遞能量至負載或至電荷幫浦後置轉換器。圖 10A 之 LCUD 轉換器 250 之功能操作表示，介於該兩個階段之間的交替，實現高於及低於壹之 V_{out}/V_{in} 轉換比率的經妥善調節輸出。

在圖 26C 中，電路圖 1210 繪示 2X 型 LCUU 調節器，其包括受控式電壓來源 1211，其表示具有電壓 $V_y = V_{in}/(1-D)$ 之電感前置調節器，其中該前置調節器對單飛馳電容器 1212 充電至電壓 V_y 或 $V_{in}/(1-D)$ 。圖 26D 之電路圖 1215 表示相同 LCUU 轉換器係在電荷轉遞期間的同等電路，其中飛馳電

聯連接之飛馳電容器 1232 充電至電壓 V_y 或 $V_{in}/(1-D)$ 。圖 26H 之電路圖 1235 表示相同 LCUI 反轉式轉換器係在電荷傳遞期間的同等電路，其中飛馳電容器 1232 被連接至電壓來源 1231 的負端子(即，接地，因此對蓄電電容器 1236 充電至電壓 $-V_y$ 或 $-V_{batt}/(1-D)$ 。於第二操作階段期間，受控式電壓來源 1231 不傳遞能量至負載或電荷幫浦後置轉換器，此係因為飛馳電容器 1232 被參考至接地。圖 22A 之 LCUD 轉換器 850 之功能操作表示，介於該兩個階段之間的交替，實現 V_{out}/V_{in} 轉換的經妥善調節反轉輸出。

在圖 26I 中，電路圖 1240 繪示分率式 -0.5X 型 LCUI 反轉式調節器，其包括受控式電壓來源 1241，其表示具有電壓 $V_y = V_{in}/(1-D)$ 之電感前置調節器，其中該前置調節器對兩個串聯連接之飛馳電容器 1242 與 1243 充電至電壓 $V_y/2$ 或 $0.5 V_{in}/(1-D)$ 。圖 26J 之電路圖 1245 表示相同 -0.5X 型 LCUI 反轉式轉換器係在電荷傳遞期間的同等電路，其中飛馳電容器 1242 與 1243 被並聯連接並且彼等飛馳電容器之正端子被連接至接地，藉此對蓄電電容器 1246 充電至電壓 $-0.5 V_y$ 或 $-0.5 V_{batt}/(1-D)$ 。於第二操作階段期間，受控式電壓來源 1241 不參考傳遞能量至負載或電荷幫浦後置轉換器，此係因為彼等飛馳電容器被參考至接地。圖 24A 之 -0.5X 型 LCUI 1050 之操作功能表示，介於該兩個階段之間的交替，實現低於接地之 V_{out}/V_{in} 轉換比率的經妥善調節輸出。

反饋實施方案

在本文描述之 LCUX 切換式調節器電路中，以接近峰值

效率操作需要以電壓 V_y 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 LCUX 家族調節器中，切換式電感器前置調節器提供調節特徵，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(而且脈衝寬度較佳接近 50% 作用時間因數)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 控制器的輸入端子。替代做法為，可使用前置調節器之輸出電壓 V_y 作為反饋，以強制前置調節器之輸出端子的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。

如先前圖 9 所示，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，使得維持如下條件

$$V_{out} \approx V_z = nV_y = n \cdot V_{in} / (1-D)$$

有數種動態調整前置轉換器之 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。本文所示之實例係示範性，而非意欲限制關於達成 LCUX 調節器之封閉迴路控制的各種方法。

如圖 27A 中之反饋電路 1270 所示，一 PWM 控制器 1276 包括一誤差放大器 1277，該誤差放大器 1277 被實施為差動輸入操作式放大器，而且其反轉輸入連接至 V_{FBin} 並且其非反轉輸入連接至參考電壓 1278。每當 V_{FBin} 小於 V_{ref} 時，轉換器作出反應而增大脈衝寬度並切換導通時間，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。

雖然通常藉由以 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 。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。

圖 27A 繪示用於非反轉式 LCUX 轉換器的位準偏移電路 1270，其中首先藉由電阻器 1271 與串聯連接之 N 通道 MOSFET 1272 (其具有約 V_{tn} 之電壓降) 將反饋電壓 V_{FB} 轉換至電流，所以閘極寬度 W_1 係藉由如下予以約略給定

$$I_1 = \frac{V_{FB} - V_m}{R_1}$$

接著，電流係藉由 MOSFET 1273 (其具有相同於 MOSFET 1272 之閘極至源極偏壓 V_{GSn}) 予以鏡射，導致量值為如下之電流 I_2

$$I_2 = I_1 \frac{W_2}{W_1} = \frac{V_{FB} - V_m}{R_1} \cdot \frac{W_2}{W_1}$$

其中 I_2 係相依於 MOSFET 1272 與 1273 之個別閘極寬度 W_1 與 W_2 的電流，並且實質上獨立於電阻器 1274 與 1275 之值。

接著，藉由電阻器 1275 的電阻值 R_3 來判定位準移位電路 1270 V_{FBin} 的輸出。

$$V_{FBin} = V_y - I_2 \cdot R_3 = V_y - R_3 \left(\frac{V_{FB} - V_m}{R_1} \cdot \frac{W_2}{W_1} \right)$$

位準偏移輸出 V_{FBin} 被輸入至誤差放大器 1277 並且與 PWM 控制器 1276 內之參考電壓 V_{ref} 相比較，以驅動前置調節器之輸出 V_{out} 至 V_{out}/n 。舉例而言，在 0.5X LCDU 調節器中，最佳效率發生於 $V_{out} = 0.5 V_y$ 時。因此，反饋網路驅動前置調節器輸出電壓庄值 $V_y \rightarrow V_{out}/0.5$ 或 $2 V_{out}$ 。

圖 27B 中繪示用於非反轉式 LCUX 轉換器的另一位準偏移電路 1290。位準偏移電路 1290 包括一電壓分壓器，其含值分別為 R_2 與 R_1 的兩個電阻器 1291 與 1292。據此，

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

只畏 $V_{out} > V_y$ (即，轉換器係 LCUU 轉換器)，則反饋網路可輸入電壓 $V_{FBin} = V_y = V_{out}/n$ 至 PWM 控制器 1293。該條件發生於 $R_1/(R_1 + R_2)$ 等於 $1/n$ 時。舉例而言，由於 2X LCUU 調節器中，所以應藉由使該兩個電阻器相等 (即， $R_1 = R_2$) 來將比率 $R_1/(R_1 + R_2)$ 設定為 $1/2$ 。如果所要輸出電壓發生於反饋電壓等於帶隙參考電壓 V_{ref} 時，則必須調整電阻器比率，致使

$$\frac{V_{ref}}{V_{out}} = \left(\frac{n \cdot R_1}{R_1 + R_2} \right) \approx \frac{1.2V}{V_{out}}$$

相比之下，在LCUD轉換器中 $V_y > V_{out}$ ，所以無法使用電壓分壓器，惟產生等於帶隙參考 V_{ref} 之反饋值除外。

在本發明另一項具體實施例中，圖27C之位準偏移電路1310適合配合反轉式LCUI轉換器一起使用。位準偏移電路1310自負反饋訊號 $-V_{FB}$ 來產生至PWM控制器1325內之誤差放大器1326的正反饋訊號 $+V_{FBin}$ 。該電路之運作係藉由將其輸入參考至負供應軌 $-V_{out}$ ，接著使訊號位準偏移至正供應軌 V_y ，接著返回調降至產生 V_{FBin} 。

如所示，電阻器 R_1 依據負輸入電壓 $-V_{FB}$ 來設定P通道MOSFET 1312中之電流。MOSFET 1312連同接地參考之MOSFET 1313形成電流鏡，該電流鏡供應電流至 $-V_{out}$ 參考之電流鏡(其包括N通道MOSFET 1316與1317)。N通道MOSFET 1317中的電流被進一步鏡射至 $+V_y$ 參考之P通道MOSFET 1318與1319，並且再次至接地參考之電流鏡(其包括N通道MOSFET 1321與1322)。MOSFET 1322中的電流形成跨電阻器1324的電壓，以形成經連接至PWM控制器1325的位準偏移電路的 V_{FBin} 輸出。

在圖27D的位準偏移電路1340中，正反饋訊號 $+V_{FBin}$ 經由電阻器1341設定P通道MOSFET 1342中之電流，該電流係藉參考至電壓 V_y 的MOSFET 1343予以鏡射。此電流鏡供應電流至接地參考之N通道電流鏡MOSFET 1345與1346並且跨電阻器1348下降，以最級形成位準偏移輸出電壓

V_{FBin} ，此係至PWM控制器1349的輸入。電路1340係當 $V_{out} < V_y$ 時起作用。

供電增壓式前置調節器電路

請再次參考圖8，多工器215選擇供電至PWM控制電路211、先切斷後連接(BBM)開極緩衝器212及(或許)電荷幫浦207的最高可用電壓。為了最小化電源MOSFET 201與204及電荷幫浦207內部之MOSFET的導通電阻，較高電壓係合意的。

圖28A繪示最簡單電源多工器，其中P-N二極體1401與1402形成電源二極體"OR"功能，連接較高電壓之 V_{batt} 與 V_y 以提供輸入電壓 V_{cc} 至控制電路。僅連接至介於 V_{batt} 與 V_y 之間的較高電壓的二極體將變成正向偏壓。其它二極體將維持逆向偏壓並且將封鎖電流。

圖28B之電路1410係含二極體1412與1413之電源二極體"OR"功能，其中MOSFET 1411可被導通以分流二極體1412，尤其於增壓型前置調節器正在切換中之前的啟動期間。MOSFET 1411可係P通道或N通道MOSFET。

在圖28C中，電路1420使用兩個MOSFET 1421與1422以分別分流二極體1421與1426。一比較器1424被連接至輸入電壓 B_{batt} 與 V_y 並且指示正反器電路1423導通MOSFET 1421或1422，取決於那一者輸入電壓較高。圖28D繪示類似電路1450，其中比較器1451供電給正反器1452及類比切換器1453。

雖然本文已描述特定具體實施例，但是應明白彼等具體

實施例係闡釋性而非限制性。熟悉此項技術者將明白根據本發明之許外替代具體實施例。

【圖式簡單說明】

圖 1A 繪示先前技術同步式降壓轉換器的電路圖。

圖 1B 繪示先前技術同步式增壓轉換器的電路圖。

圖 2A 繪示習知降壓轉換器與增壓轉換器的電壓轉換比率相對於作用時間因數的圖表。

圖 2B 繪示習知降壓轉換器與增壓轉換器的效率相對於電壓轉換比率的圖表。

圖 3A 繪示級聯降壓增壓轉換器的電路圖。

圖 3B 繪示級聯增壓降壓轉換器的電路圖。

圖 3C 繪示替代級聯增壓降壓轉換器的電路圖。

圖 3D 繪示降壓增壓轉換器在僅降壓模式中的同等電路圖。

圖 3E 繪示降壓增壓轉換器在僅增壓模式中的同等電路圖。

圖 4 繪示降壓轉換器、增壓轉換器及降壓增壓轉換器的效率相對於電壓轉換比率的圖表。

圖 5A 繪示 2X(二倍倍增器)電荷幫浦的電路圖。

圖 5B 繪示 2X 電荷幫浦於放電期間的同等電路圖。

圖 5C 繪示 1.5X 分率式電荷幫浦的電路圖。

圖 5D 繪示 1.5X 電荷幫浦於放電期間的同等電路圖。

圖 5E 繪示 -1X(反轉器)電荷幫浦於放電期間的同等電路圖。

圖 5F 繪示 0.5X 電荷幫浦於放電期間的同等電路圖。

圖 6A 繪示單模式電荷幫浦的效率相對於轉換比率的圖表。

圖 6B 繪示三模式電荷幫浦的效率相對於轉換比率的圖表。

圖 7 繪示對於各種輸出電壓的電壓轉換比率相對於輸入電壓的圖表。

圖 8 繪示根據本發明之切換式 LCUX 轉換器之一般概要電路圖。

圖 9 繪示切換式 LCUX 轉換器之方塊作用模型圖。

圖 10A 繪示 0.5X LCUD 轉換器之具體實施例的電路圖。

圖 10B 繪示 0.5X LCUD 轉換器之替代具體實施例的電路圖。

圖 10C 繪示 0.5X LCUD 轉換器於磁化與放電階段期間的同等電路圖。

圖 10D 繪示 0.5X LCUD 轉換器於充電階段期間的同等電路圖。

圖 11A 繪示具有單電池單元式 LiIon 電池之 0.5X LCUD 轉換器之運作的圖表。

圖 11B 繪示具有雙電池單元式 NiMH 電池之 0.5X LCUD 轉換器之運作的圖表。

圖 11C 繪示具有三電池單元式 NiMH 電池之 0.5X LCUD 轉換器之運作的圖表。

圖 12A 繪示對於 0.5X LCUD 轉換器的 V_{out} 以 V_{in} 為函數的

圖表。

圖 12B 繪示對於 0.5X LCUD 轉換器的轉換比率 V_{out}/V_{in} 以前置調節器之作用時間因數為函數的半對數圖表。

圖 12C 繪示對於 0.5X LCUD 轉換器的轉換比率 V_{out}/V_{in} 以前置調節器之作用時間因數為函數的圖表。

圖 13A 繪示 0.5X LCUD 轉換器中之前置調節器之效率以前置調節器之電壓轉換比率為函數的圖表。

圖 13B 繪示 0.5X LCUD 轉換器中之後置轉換器之效率以後置轉換器之電壓轉換比率為函數的圖表。

圖 13C 繪示 0.5X LCUD 轉換器之效率以轉換器之電壓轉換比率為函數的圖表。

圖 14A 繪示 0.5X LCUD 轉換器之預充電或旁通操作模式的同等電路圖。

圖 14B 繪示 0.5X LCUD 轉換器之僅增壓操作模式的同等電路圖。

圖 14C 繪示 0.5X LCUD 轉換器之僅分率式電荷幫浦操作模式的同等電路圖。

圖 15 繪示在交替操作模式中之 0.5X LCUD 調節轉換器之前置調節器之中間輸出電壓的圖表。

圖 16A 繪示 2X LCUU 轉換器的功能方塊圖。

圖 16B 繪示 1.5X LCUU 轉換器的功能方塊圖。

圖 17A 繪示 2X LCUU 轉換器之具體實施例的電路圖。

圖 17B 繪示 2X LCUU 轉換器於磁化與放電階段期間的同等電路圖。

圖 17C 繪示 2X LCUU 轉換器於充電階段期間的同等電路圖。

圖 18A 繪示具有單電池單元式 NiCd 電池之 2X LCUU 轉換器之運作以時間為函數的圖表。

圖 18B 繪示對於由單電池單元式 NiMH、雙電池單元式 NiMH 及單電池單元式鹼性電池所提供之輸入電壓範圍，2X LCUU 轉換器的 V_{out} 以 V_{in} 為函數的圖表。

圖 18C 繪示對於由單電池單元式 NiMH、雙電池單元式 NiMH 及單電池單元式鹼性電池所提供之輸入電壓範圍，1.5X LCUU 轉換器的 V_{out} 以 V_{in} 為函數的圖表。

圖 19A 繪示 1.5X LCUU 轉換器之具體實施例的電路圖。

圖 19B 繪示 1.5X LCUU 轉換器於磁化與放電階段期間的同等電路圖。

圖 19C 繪示 1.5X LCUU 轉換器於充電階段期間的同等電路圖。

圖 20 繪示 2X 與 1.5X LCUU 轉換器中的電壓轉換比率以前置調節器之作用時間因數為函數的圖表。

圖 21A 繪示反轉式 -1X LCUI 轉換器的功能方塊圖。

圖 21B 繪示反轉式 -0.5X LCUI 轉換器的功能方塊圖。

圖 22A 繪示 -1X LCUI 轉換器之具體實施例的電路圖。

圖 22B 繪示 -1X LCUI 轉換器於磁化與放電階段期間的同等電路圖。

圖 22C 繪示 -1X LCUI 轉換器於充電階段期間的同等電路圖。

圖 23A 繪示 -1X LCUI 轉換器之替代具體實施例的電路圖。

圖 23B 繪示 -1X LCUI 轉換器於磁化與放電階段期間的同等電路圖。

圖 23C 繪示 -1X LCUI 轉換器於充電階段期間的同等電路圖。

圖 24A 繪示 -0.5X LCUI 轉換器的電路圖。

圖 24B 繪示 -0.5X LCUI 轉換器於磁化與放電階段期間的同等電路圖。

圖 24C 繪示 -0.5X LCUI 轉換器於充電階段期間的同等電路圖。

圖 25A 繪示對於由單電池單元式 NiMH、雙電池單元式 NiMH 及單電池單元式鹼性電池所提供之輸入電壓範圍，-1X LCUI 轉換器的 V_y 與 V_{out} 以 V_{in} 為函數的圖表。

圖 25B 繪示對於由單電池單元式 LiIon 電池所提供之輸入電壓範圍，-0.5X 及 -1X LCUI 轉換器的 V_y 與 V_{out} 以 V_{in} 為函數的圖表。

圖 25C 繪示具有單電池單元式 LiIon 電池之 -0.5X LCUI 轉換器之運作以時間為函數的圖表。

圖 25D 繪示 -1X 與 -0.5X LCUI 轉換器中的電壓轉換比率以前置調節器之作用時間因數為函數的圖表。

圖 26A 繪示 0.5X LCUD 轉換器於充電階段期間的功能表示。

圖 26B 繪示 0.5X LCUD 轉換器於放電階段期間的功能表

示。

圖 26C 繪示 2X LCUU 轉換器於充電階段期間的功能表示。

圖 26D 繪示 2X LCUU 轉換器於放電階段期間的功能表示。

圖 26E 繪示 1.5X LCUU 轉換器於充電階段期間的功能表示。

圖 26F 繪示 1.5X LCUU 轉換器於放電階段期間的功能表示。

圖 26G 繪示 -1X LCUI 轉換器於充電階段期間的功能表示。

圖 26H 繪示 -1X LCUI 轉換器於放電階段期間的功能表示。

圖 26I 繪示 -0.5X LCUI 轉換器於充電階段期間的功能表示。

圖 26J 繪示 -0.5X LCUI 轉換器於放電階段期間的功能表示。

圖 27A 繪示包括電流鏡之反饋位準偏移電路的電路圖。

圖 27B 繪示包括電阻分壓器之反饋位準偏移電路的電路圖。

圖 27C 繪示包括反轉式電流鏡之反饋位準偏移電路的電路圖。

圖 27D 繪示包括反轉式電流鏡之反饋位準偏移電路之替代具體實施例的電路圖。

圖 28A 繪示包括二極體 "OR" 之電壓選擇器電路的電路圖。

圖 28B 繪示包括二極體及 MOSFET 之電壓選擇器電路的電路圖。

圖 28C 繪示包括 MOSFET "OR" 之電壓選擇器電路的電路圖。

圖 28D 繪示包括 SPDT 選擇器之電壓選擇器電路的電路圖。

【主要元件符號說明】

1	同步式降壓轉換器
2	脈衝寬度調變(PWM)控制器
3	電源 MOSFET
4	同步式整流器電源 MOSFET
5	電感器
6	電容器(輸出濾波電容器)
8	整流器二極體
10	同步式增壓轉換器
11	PWM 控制器
12	低端電源 MOSFET
13	電感器
14	"浮動"同步式整流器 MOSFET
15	濾波電容器
16	整流器二極體
35	降壓增壓轉換器(增壓降壓調節器)

36	P通道或N通道MOSFET
37	N通道同步式整流器MOSFET
38A, 38B	電感器
39	本質整流器二極體
40	低端N通道MOSFET
41	同步式整流器MOSFET
42	本質整流器二極體
43	濾波電容器
44	電容器
45	級聯式增壓降壓轉換器(增壓降壓調節器)
46	低端N通道MOSFET
47	電感器
48A	N通道或P通道同步式整流器MOSFET
48B	MOSFET
50	N通道同步式整流器MOSFET
51	本質整流器二極體
52	電感器
53	濾波電容器
54	電容器
55	降壓增壓轉換器
56, 57, 60, 61	MOSFET
58, 62	二極體
59	單電感器
63	濾波電容器

65	降壓增壓轉換器
66	開路
67	電阻
70	降壓增壓轉換器
71	電阻
72	開路
90	電荷幫浦
91, 92, 94, 95	MOSFET
93	飛馳電容器
96	蓄電電容器(輸出蓄電電容器)
100	電荷幫浦(同等電路)
101	電壓來源
102	電容器(飛馳電容器)
110	電荷幫浦
114,115	飛馳電容器
111, 112, 113, 116, 117, 118, 119	MOSFET
121	電荷幫浦(同等電路)
122, 123	電容器
124	電池電壓來源
130	電荷幫浦(同等電路)
131	電池
132	電容器
200	切換式LCUX轉換器

201	低端N通道電源MOSFET
202	電感器
204	浮動同步式整流器電源MOSFET
205	本質PN二極體
206	濾波電容器
207	電荷幫浦
208	電容器
209	選用之電容器
210	輸出電容器
211	PWM控制器(PWM電路，PWM控制電路)
212	先切斷後連接(BBM)閘極緩衝器
213	斜坡產生器時脈
214	位準偏移器
215	多工器
216	負載
231	輸入電壓來源
232	逐步調升切換式電感器前置調節器
233	後置轉換器(切換式電容器轉換器)
234	寄生損耗元件
235	負載
250	LCDI切換式轉換器
250A	前置調節器
250B	0.5X型分率式電荷幫浦後置轉換器
251	低端N通道電源MOSFET

252	電感器
254	浮動同步式整流器MOSFET
255	本質P-N二極體
256	選用之濾波電容器
257, 258, 259,	電源MOSFET
260, 261	
262, 263	飛馳電容器
264	輸出濾波電容器(蓄電電容器)
265	PWM控制器
266, 267	先切斷後連接(BBM)緩衝器
268	時脈與斜坡產生器電路
269	位準偏移電路
280	LCUD轉換器
280A	增壓型前置調節器
280B	後置轉換器
281	低端N通道MOSFET
282	電感器
283	低端二極體
284	同步式整流器MOSFET
285	二極體
288, 289, 290, 291	MOSFET
292, 293	電容器
294	濾波電容器
295	PWM控制器

296, 297	先切斷後連接(BBM)電路
298	時脈與斜坡產生器
299	位準偏移電路(反饋網路)
320	轉換器
321	負載
480	轉換器
500	轉換器
510	轉換器
600	2X LCUU轉換器
600A	增壓型前置調節器
601	電感器
602	低端MOSFET
603	浮動同步式整流器MOSFET
604	二極體
605	選用之電容器
606	單電容器2X型電荷幫浦後置轉換器
607	飛馳電容器
608	輸出濾波電容器
620	1.5X LCUU轉換器
621	電感器
622	低端MOSFET
623	浮動同步式整流器MOSFET
624	二極體
625	選用之電容器

626	雙電容器 1.5X 型分率式電荷幫浦後置轉換器
627, 628	飛馳電容器
629	輸出濾波電容器
650	2X 型 LCUU 轉換器 (電路)
650A	切換式電感器增壓前置調節器
650B	2X 型電荷幫浦後置轉換器
651	電感器
652	低端端 N 通道 MOSFET
653	浮動同步式整流器 MOSFET
654	P-N 二極體
655	選用之輸出電容器
656, 657, 658, 659	MOSFET
660	飛馳電容器
661	輸出電容器
662	PWM 控制器
663, 664	先切斷後連接 (BBM) 緩衝器
665	時脈與斜坡產生器
670	轉換器 (電路圖)
671	負載
760	1.5X 型 LCUU 轉換器
760A	增壓型前置調節器
760B	電荷幫浦後置轉換器
761	電感器
762	低端 MOSFET

764	同步式整流器 MOSFET
765	本質二極體
766, 767, 768, 769,	MOSFET
770, 771, 772	
773	輸出電容器
774, 775	飛馳電容器
780	轉換器(電路圖)
781	負載
790	轉換器(電路圖)
850	LCUI轉換器(LCUI反轉器)
850A	增壓型前置調節器
850B	後置轉換器(-1X型電荷幫浦反轉式後置轉換器)
851	電感器
852	MOSFET
853	浮動同步式整流器
854	本質二極體
855	選用之電容器
856	單電容器-1X型電荷幫浦
857	飛馳電容器
858	輸出濾波電容器
870	分率式LCUI轉換器
870A	增壓型前置調節器
870B	後置轉換器
871	電感器

872	MOSFET
873	同步式整流器MOSFET
874	本質二極體
875	選用之電容器
876	雙電容器-0.5X型電荷幫浦
877, 878	飛馳電容器
879	輸出濾波電容器
900	轉換器(電路圖)
901	低端N通道電源MOSFET
902	電感器
903	浮動同步式整流器MOSFET
904	本質P-N二極體
905	選用之濾波電容器
906, 907, 908, 909	MOSFET
910	輸出濾波電容器(蓄電電容器)
911	PWM控制器
912, 913	先切斷後連接(BBM)緩衝器
914	時脈與斜坡產生器電路
915	位準偏移電路
916	飛馳電容器
930	轉換器(電路圖)
931	負載
940	轉換器(電路圖)
980	LCUI轉換器(LCUI反轉器)

981	低端N通道MOSFET
982	二極體
983	電感器
984	同步式整流器MOSFET
985	本質二極體
986, 987, 988	MOSFET
989	飛馳電容器
990	輸出電容器(蓄電電容器)
991	PWM控制器
922, 993	先切斷後連接(BBM)電路
994	時脈與斜坡產生器
995	位準偏移電路
1000	LCUI轉換器(LCUI反轉器，電路)
1010	LCUI轉換器(LCUI反轉器，電路圖)
1050	分率式反轉轉換器(-0.5X LCUI切換式轉換器)
1050A	增壓型前置調節器
1050B	-0.5X型電荷幫浦反轉式後置轉換器(反轉分 率式電荷幫浦後置轉換器)
1051	低端N通道電源MOSFET
1053	電感器
1054	浮動同步式整流器MOSFET
1055	本質P-N二極體
1056至1062	電源MOSFET
1063	輸出濾波電容器(蓄電電容器)

1064, 1065	飛馳電容器
1066	PWM控制器
1067, 1068	先切斷後連接(BBM)緩衝器
1069	時脈與斜坡產生器電路
1070	位準偏移電路
1071	電容器
1080	LCUI轉換器(電路圖)
1090	LCUI轉換器(電路圖)
1200	分率式0.5X型LCUD轉換器(電路圖)
1201	受控式電壓來源
1202, 1203	飛馳電容器
1205	LCUD轉換器(電路圖)
1206	蓄電電容器
1210	2X型LCUU調節器
1215	LCUU轉換器(電路圖)
1220	1.5X型LCUU調節器(電路圖)
1221	受控式電壓來源
1222, 1223	飛馳電容器
1225	1.5X型LCUD轉換器(電路圖)
1226	蓄電電容器
1230	-1X型LCUI反轉式調節器
1231	受控式電壓來源
1232	飛馳電容器
1240	-0.5X型LCUI反轉式調節器(電路圖)

1241	受控式電壓來源
1242, 1243	飛馳電容器
1245	-0.5X型LCUI反轉式轉換器
1246	蓄電電容器
1270	反饋電路
1271	電阻器
1272, 1273	MOSFET
1274, 1275	電阻器
1276	PWM控制器
1277	誤差放大器
1278	參考電壓
1290	位準偏移電路
1291, 1292	電阻器
1293	PWM控制器
1310	位準偏移電路
1312	P通道MOSFET
1313	接地參考之MOSFET
1316, 1317, 1321,	N通道MOSFET
1322	
1318, 1319	P通道MOSFET
1324	電阻器
1325	PWM控制器
1326	誤差放大器
1340	位準偏移電路

1341	電阻器
1342	P通道MOSFET
1343	MOSFET
1345, 1346	接地參考之N通道電流鏡MOSFET
1348	電阻器
1349	PWM控制器
1401, 1402	P-N二極體
1410	電源二極體"OR"功能(電路)
1420	電路
1421, 1422	MOSFET
1423	正反器電路
1424	比較器
1421, 1426	二極體
1450	電路
1451	比較器
1452	正反器
1453	類比切換器
I_L	電流(負載電流)
V_{batt}	電壓(電池輸入電壓，電池電壓)
V_{cc}	輸入電壓
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
$V_{GS3}, V_{GS4}, V_{GS5},$ V_{GS6}	閘極訊號
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
Φ	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，其可包括一增壓轉換器；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升輸入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 boost 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 up 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 an 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：

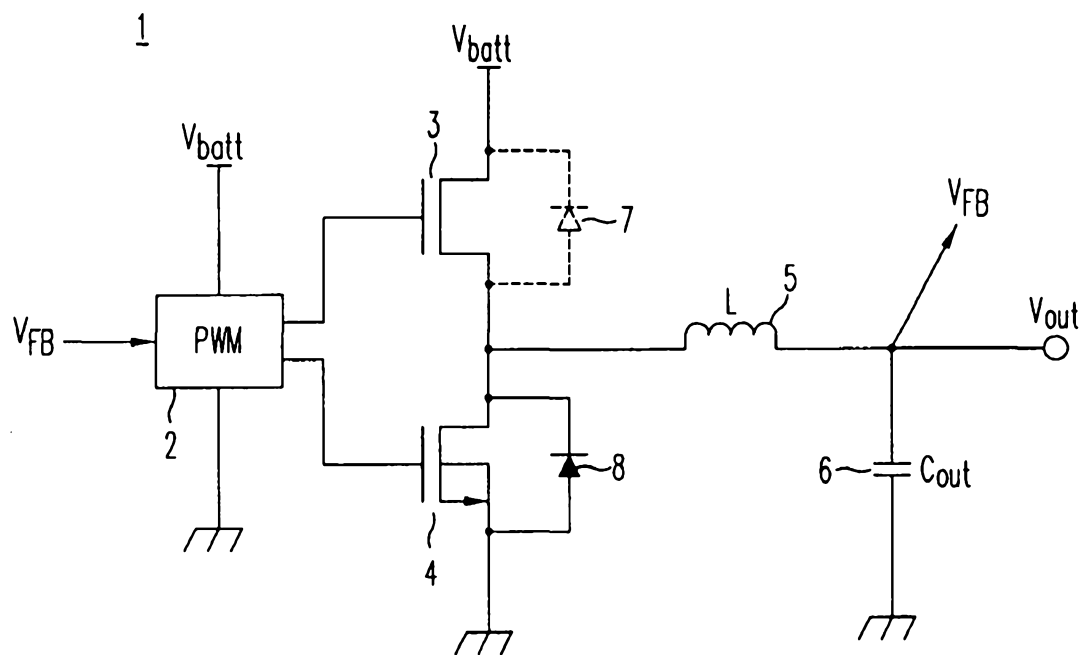


圖 1A

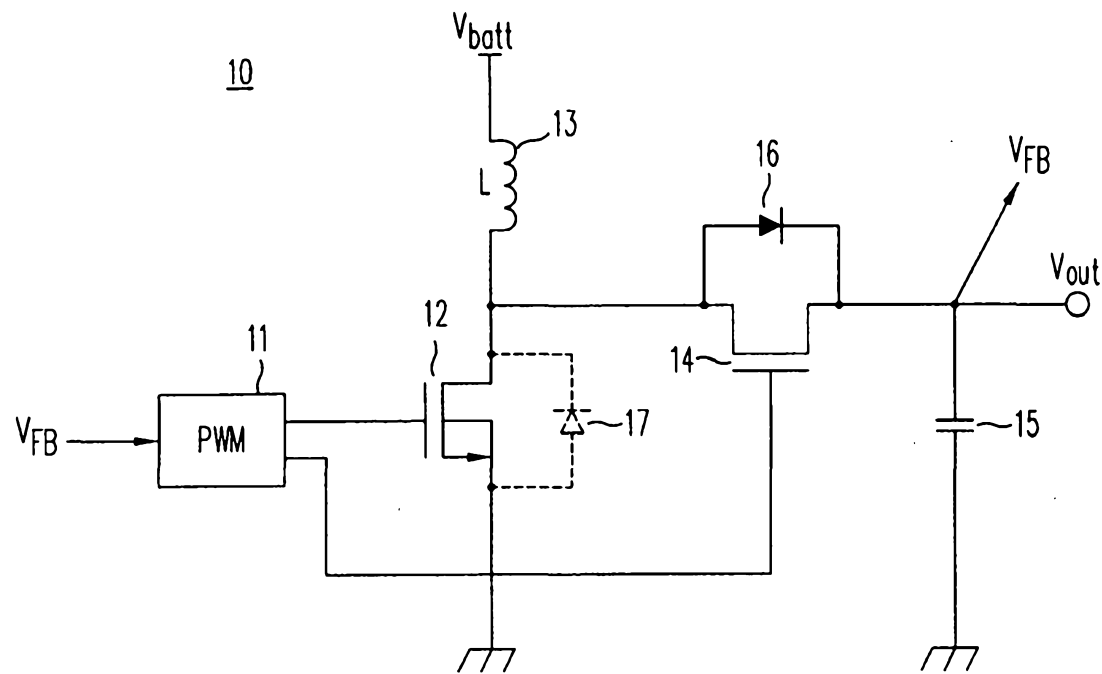


圖 1B

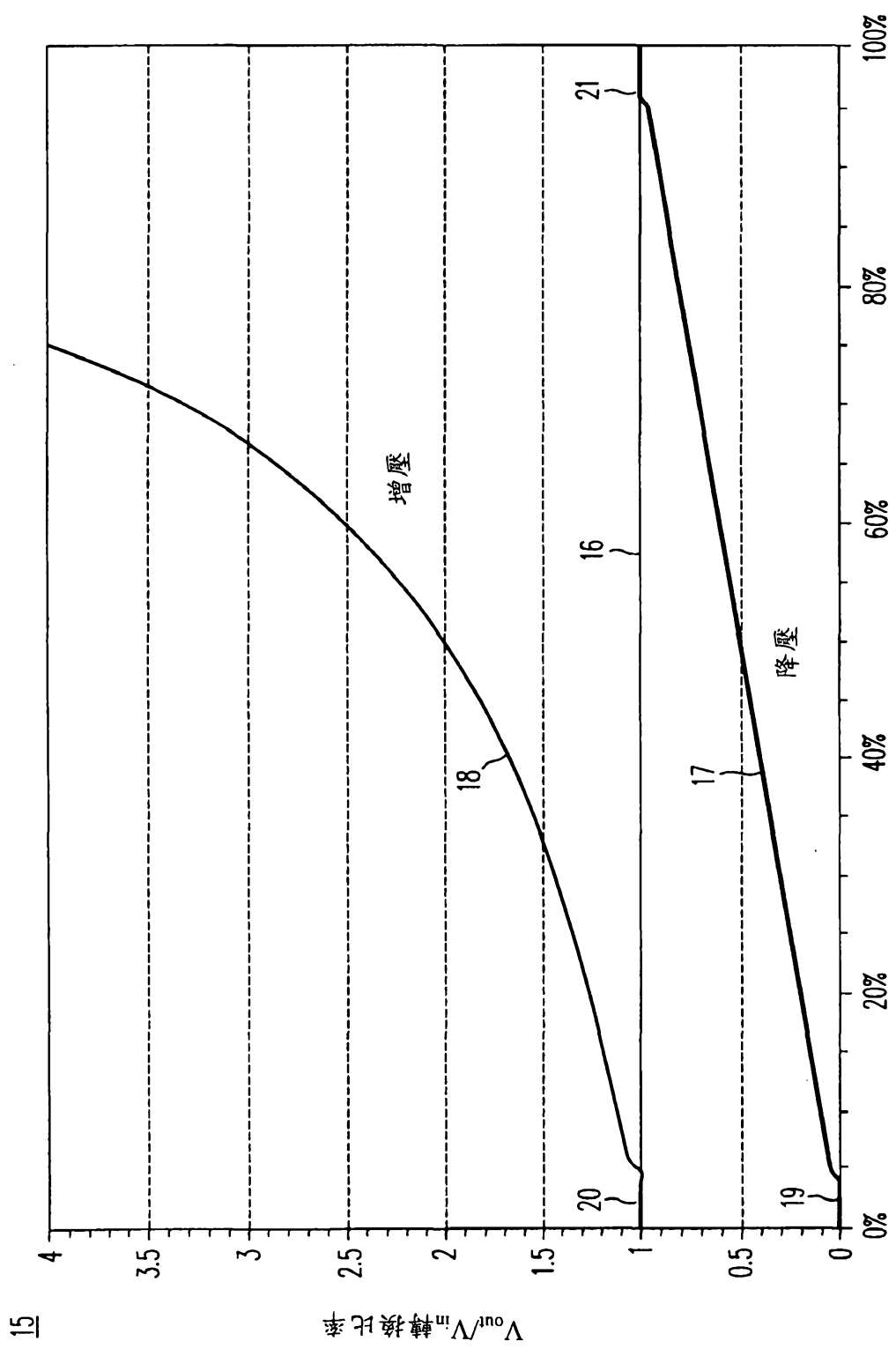


圖 2A

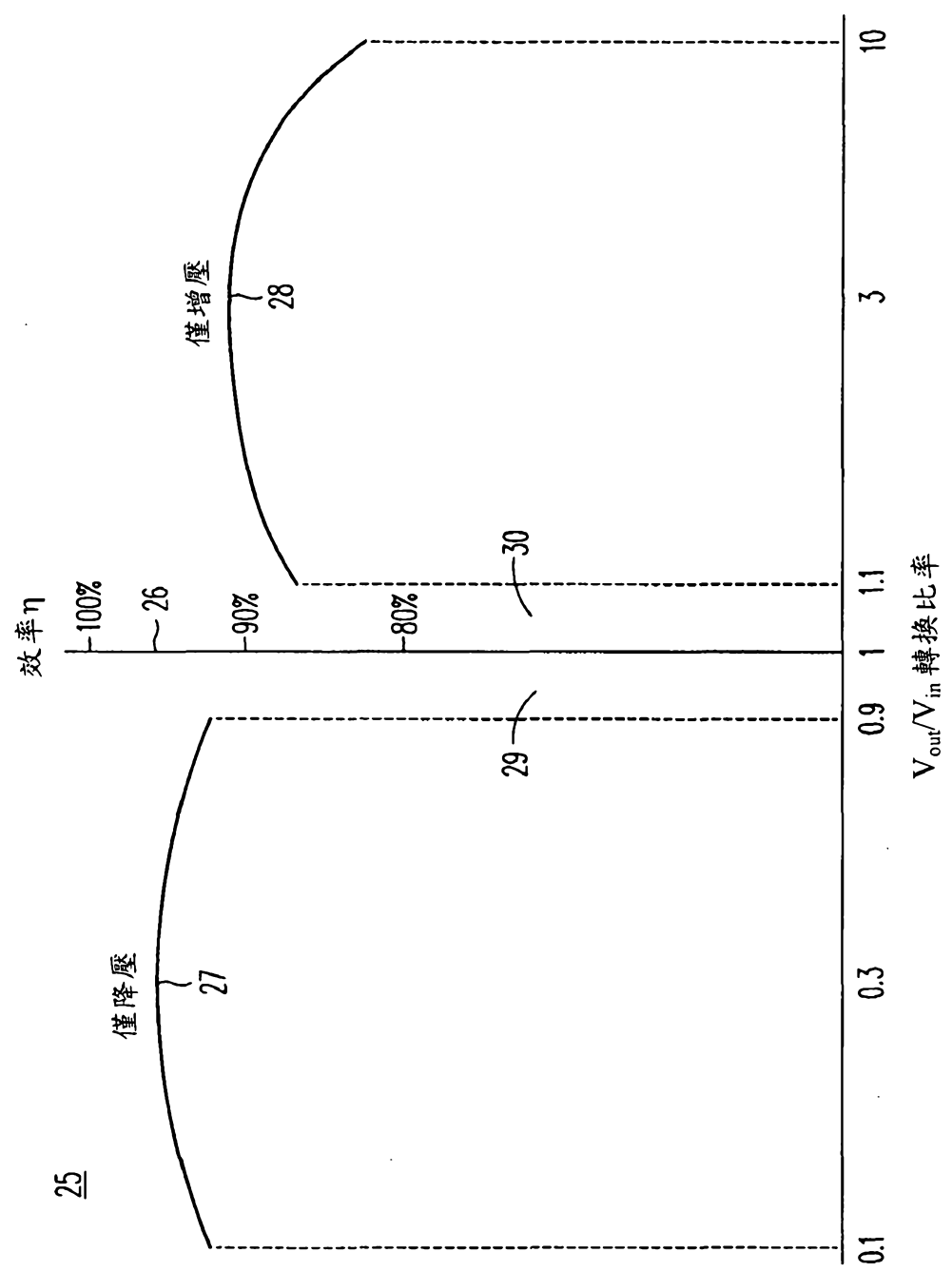


圖 2B

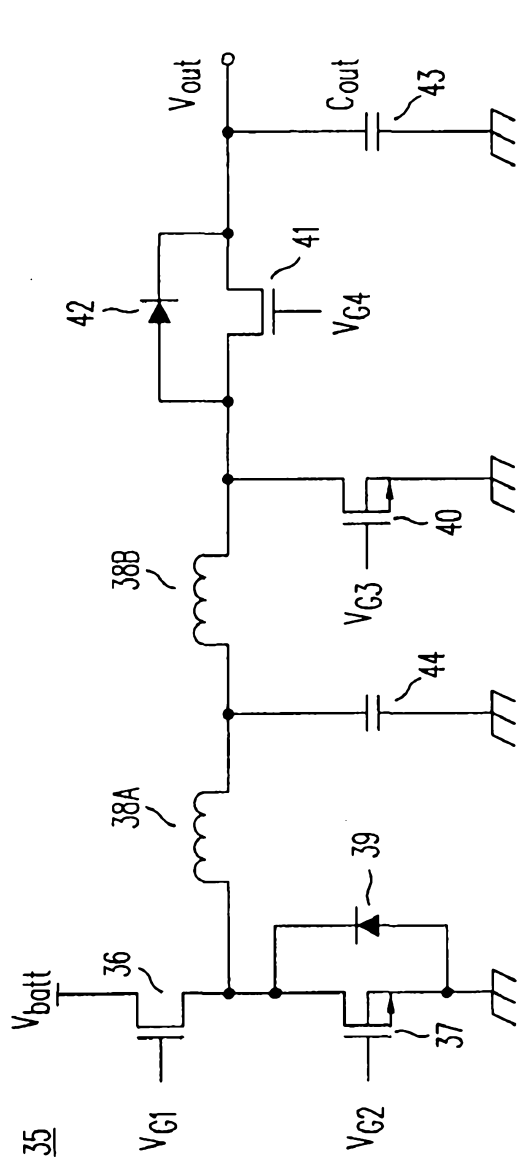


圖 3A

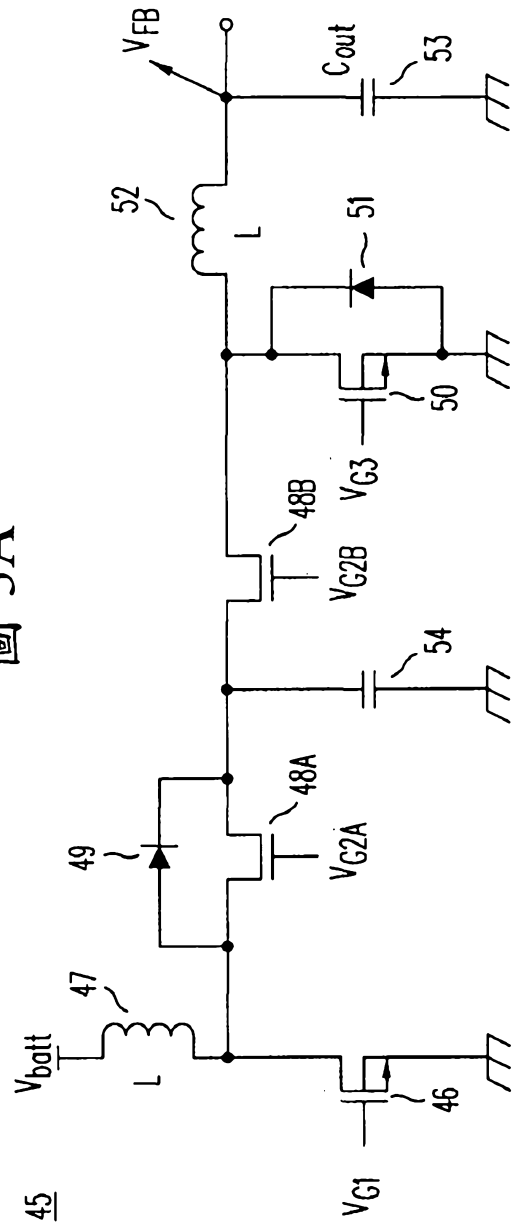


圖 3B

55

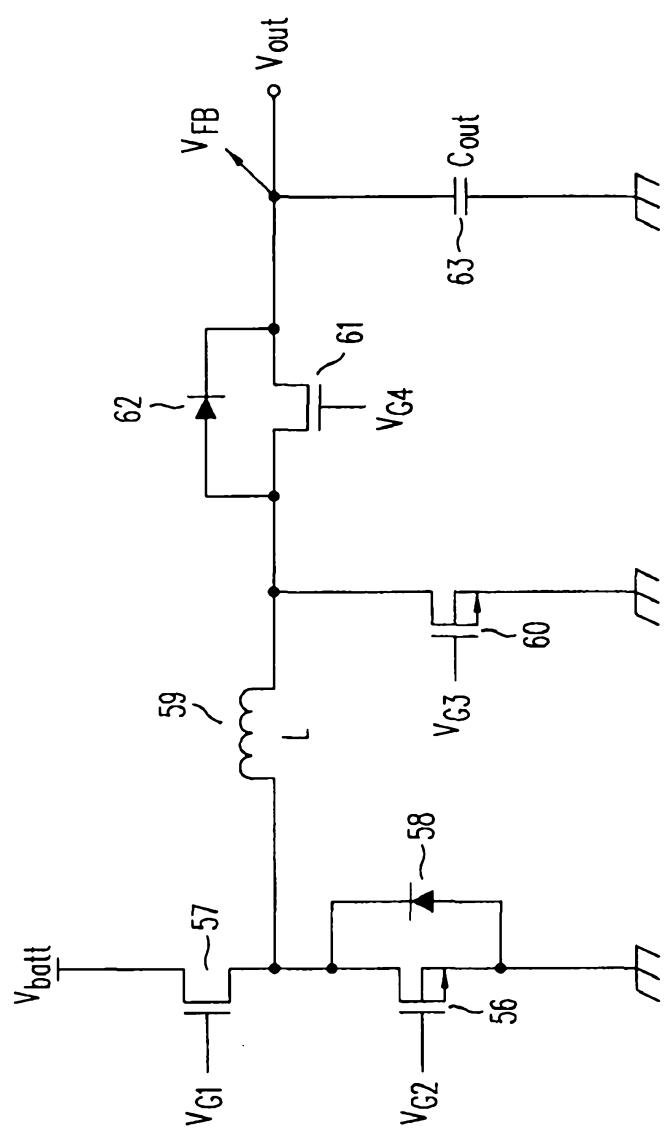


圖 3C

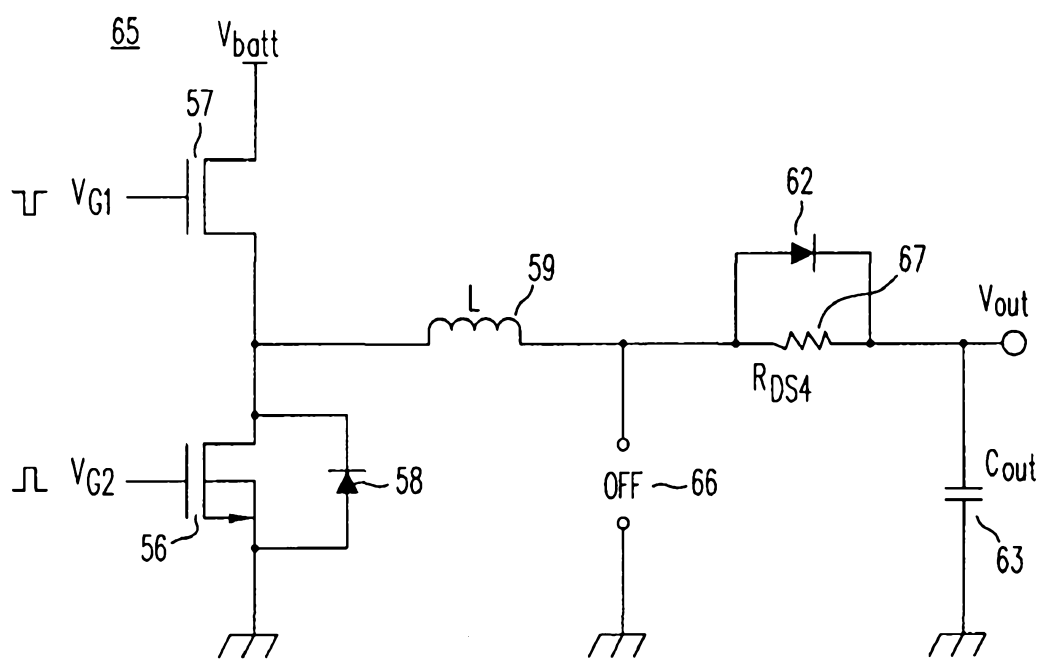


圖 3D

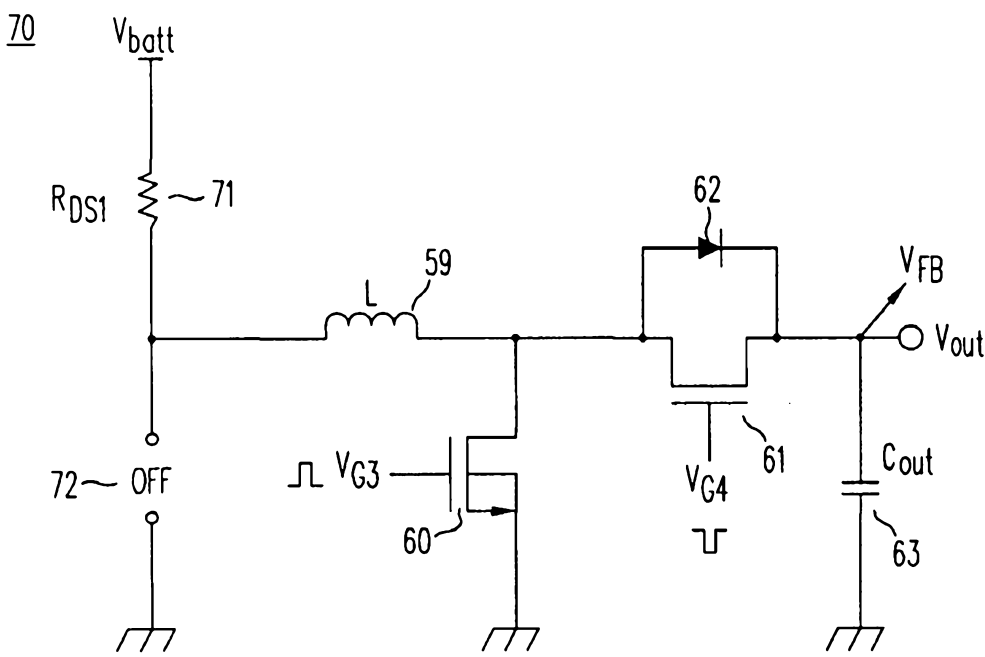


圖 3E

90

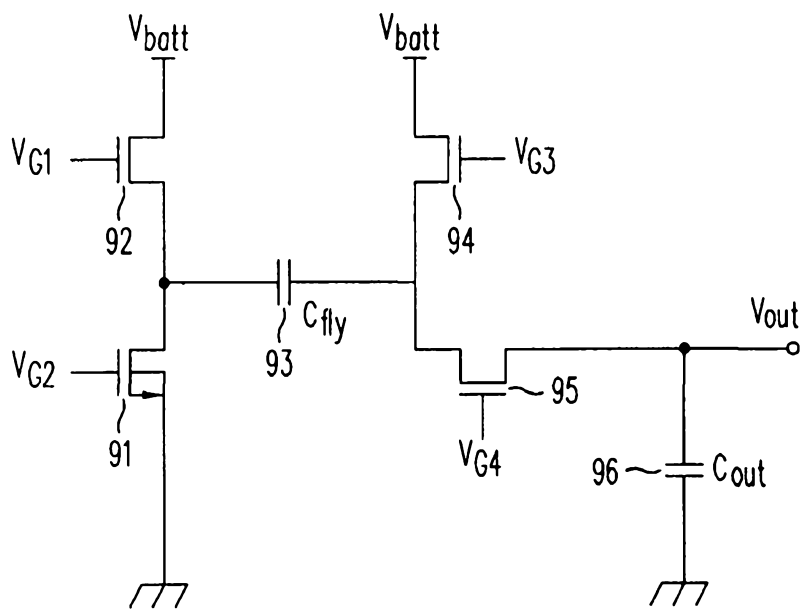


圖 5A

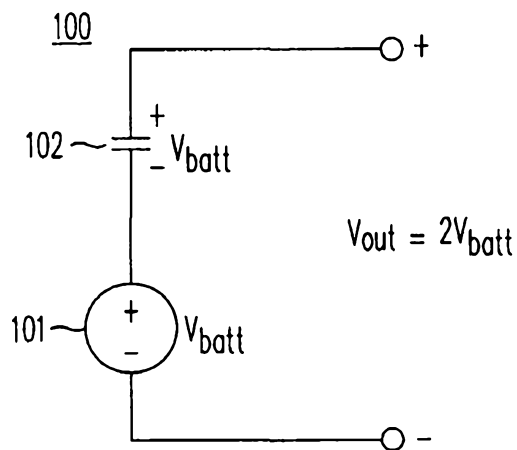


圖 5B

110

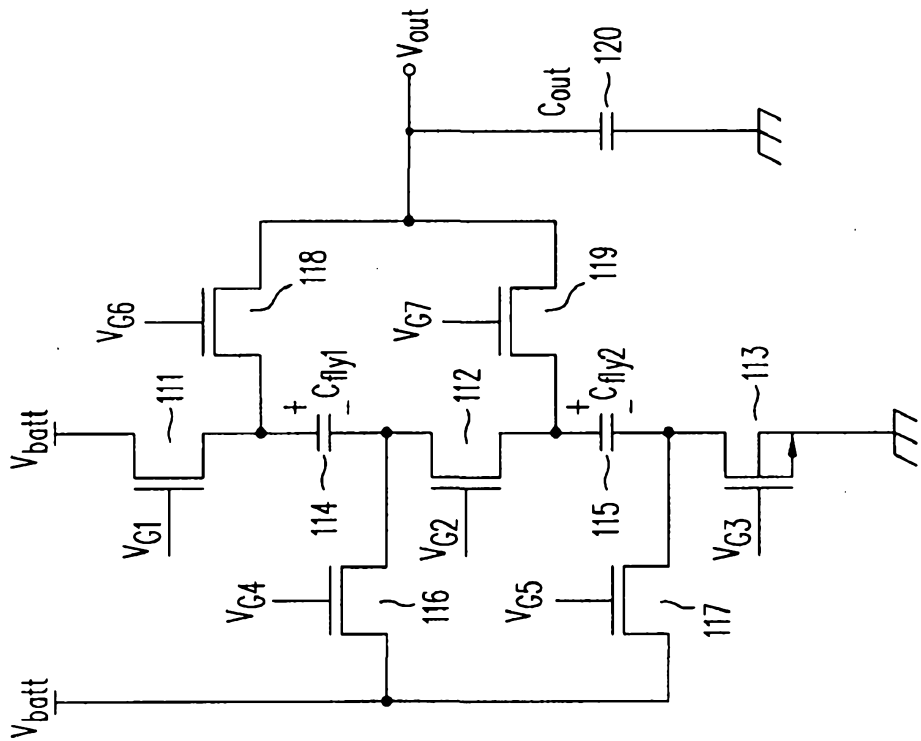


圖 5C

121

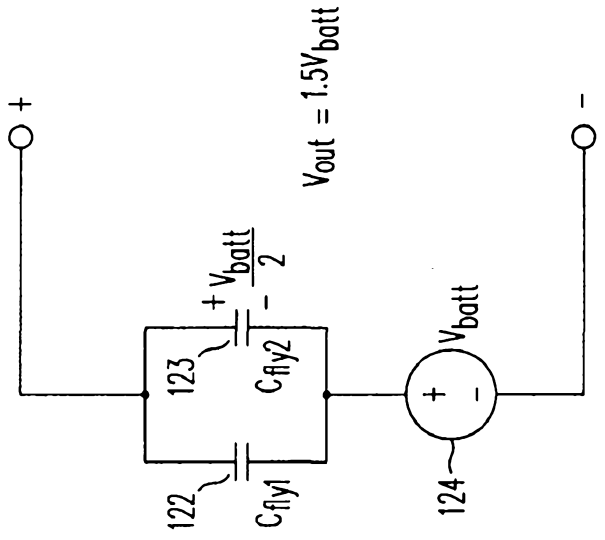


圖 5D

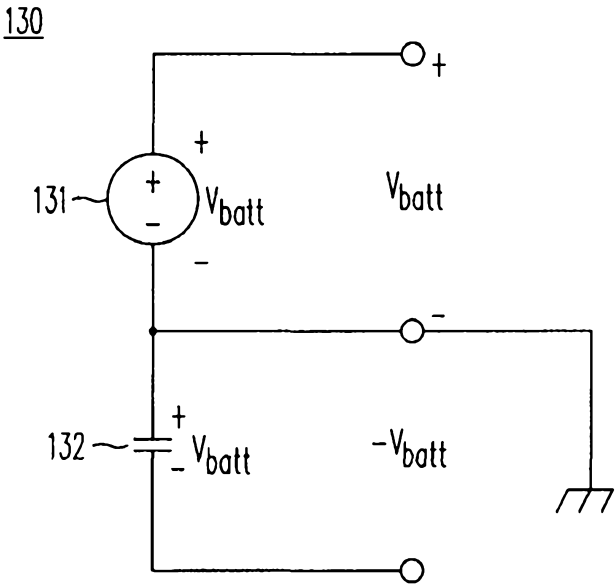


圖 5E

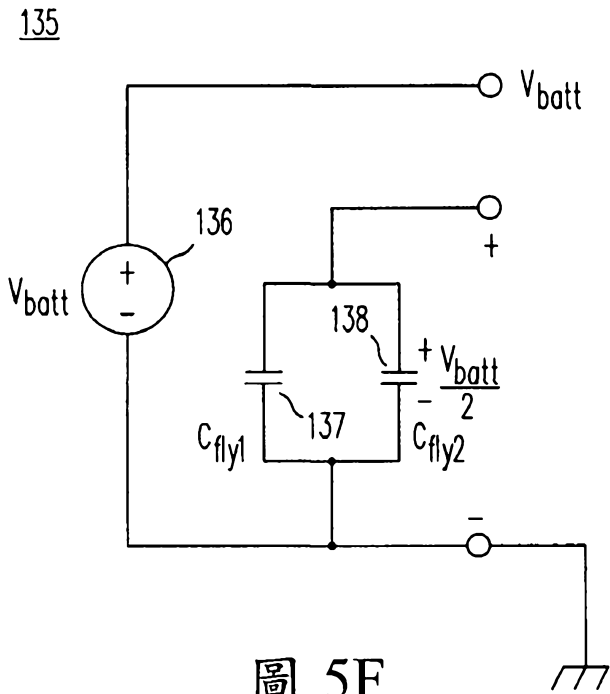


圖 5F

150

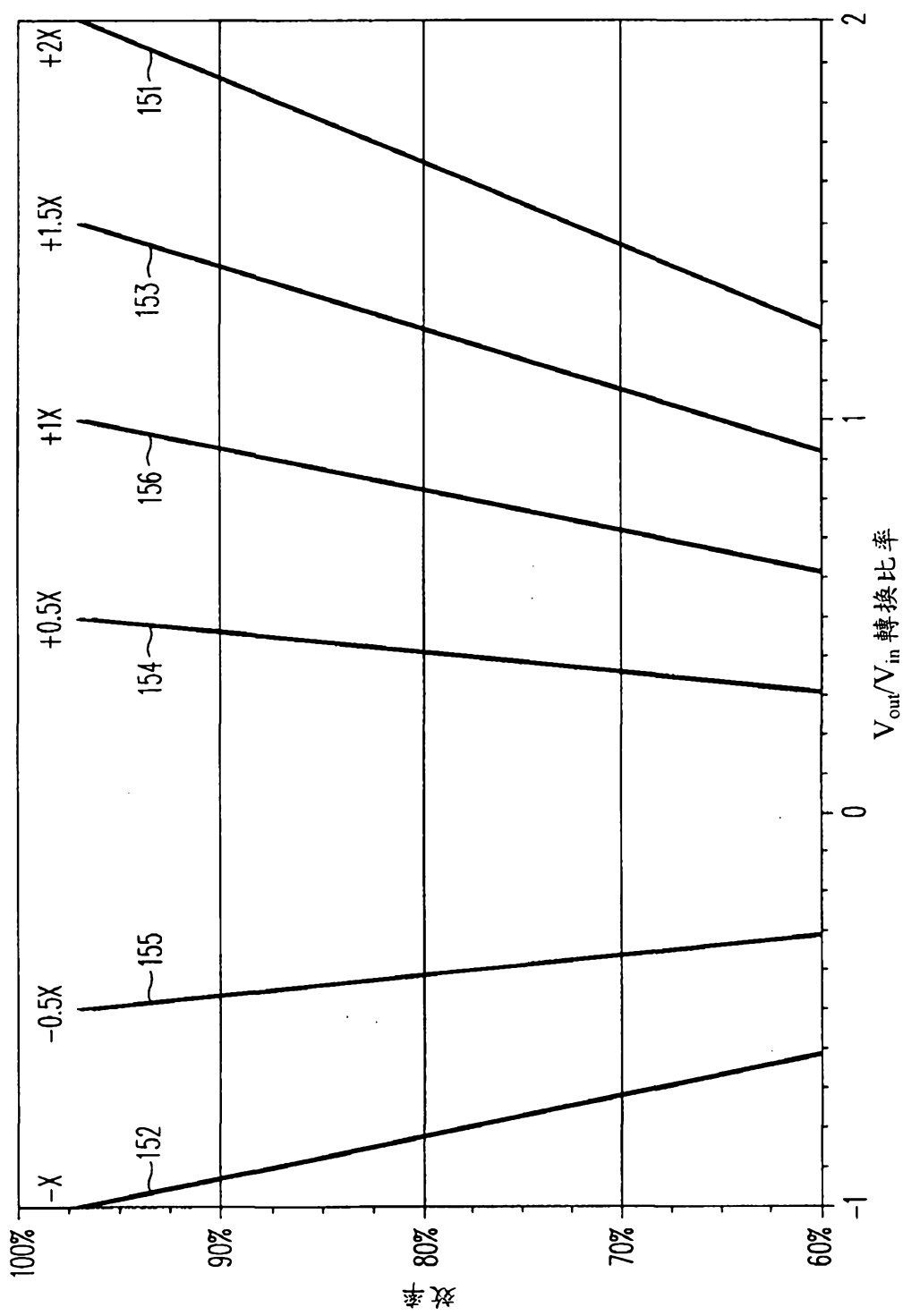


圖 6A

160

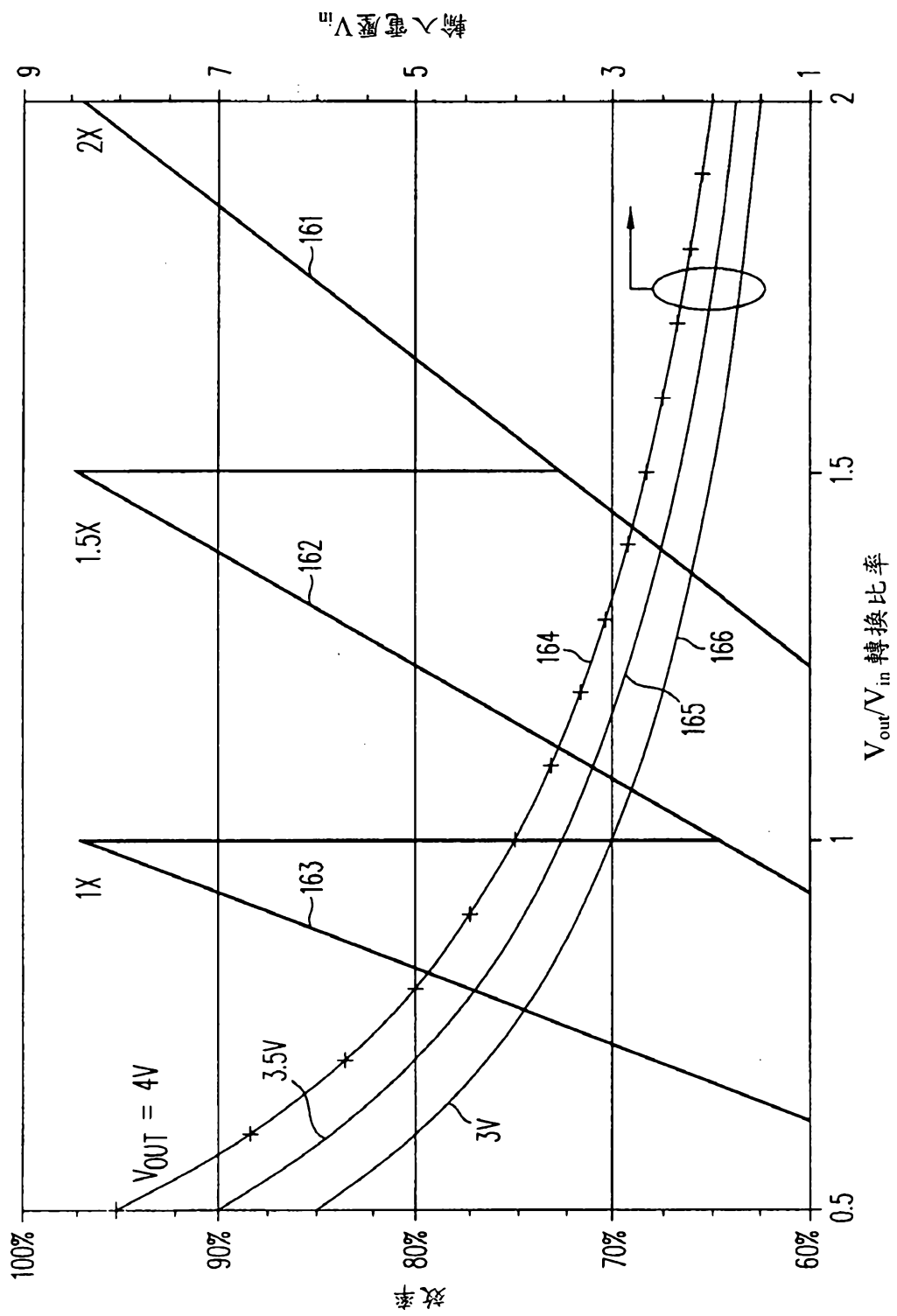


圖 6B

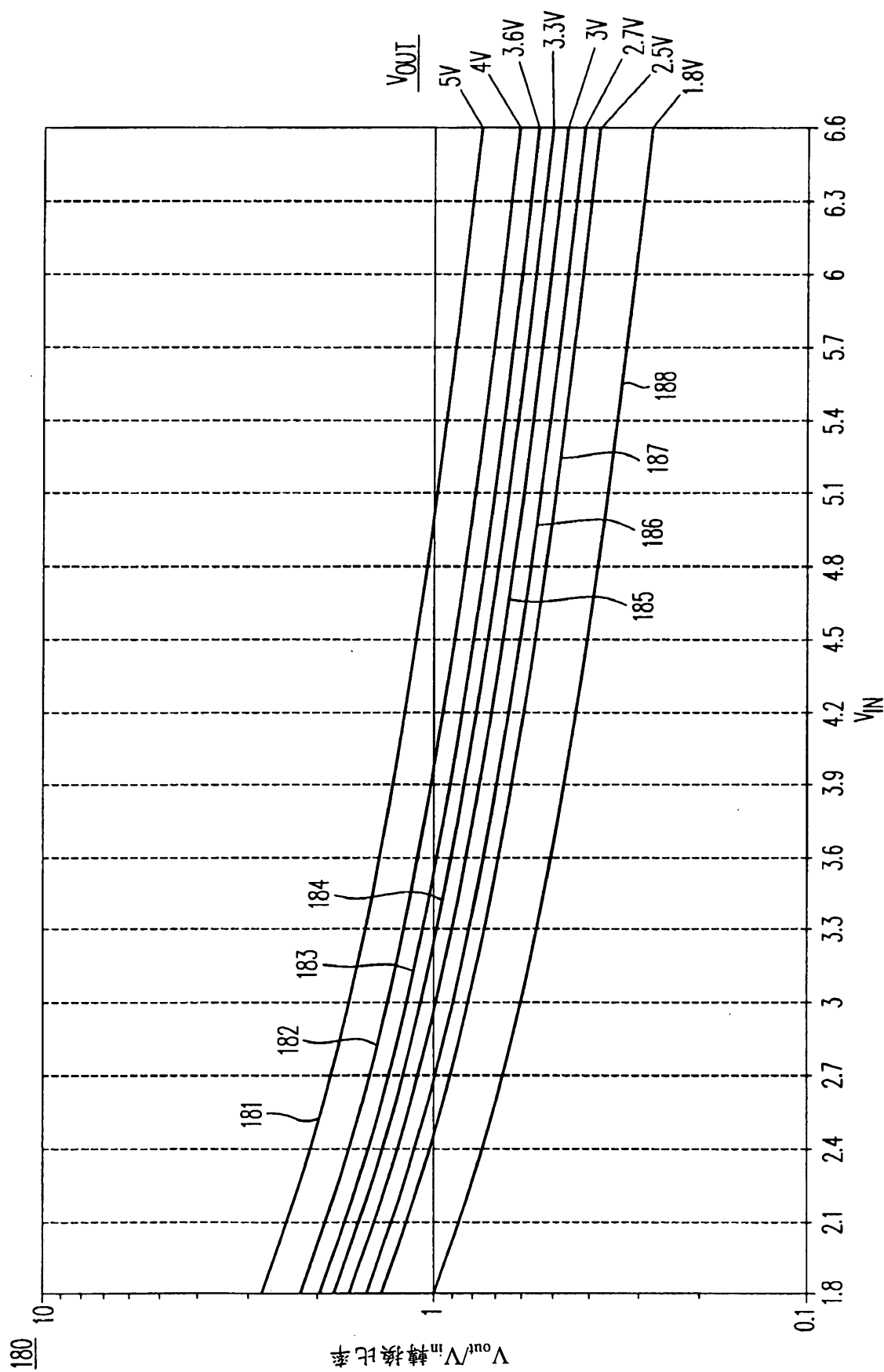


圖 7

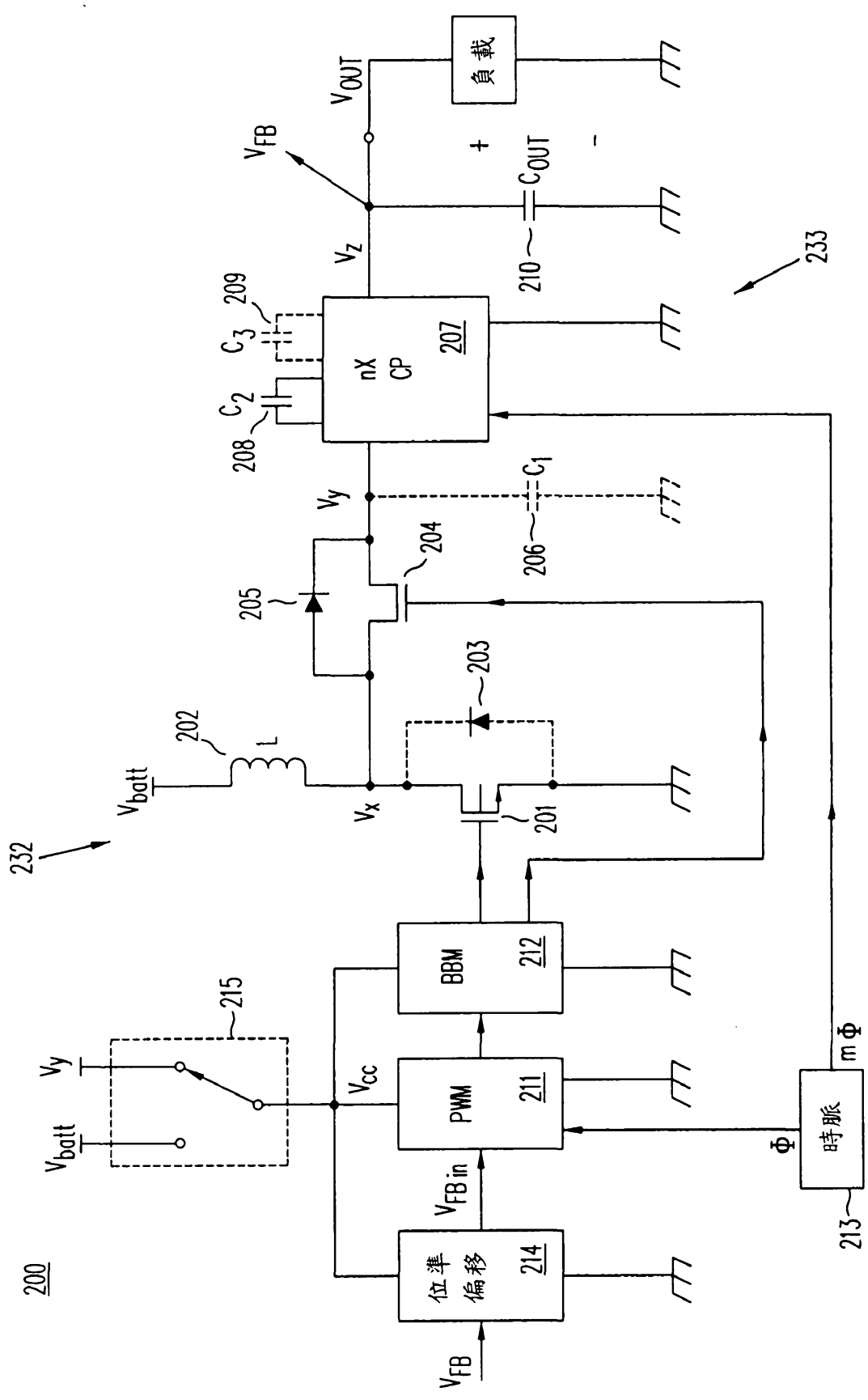


圖 8

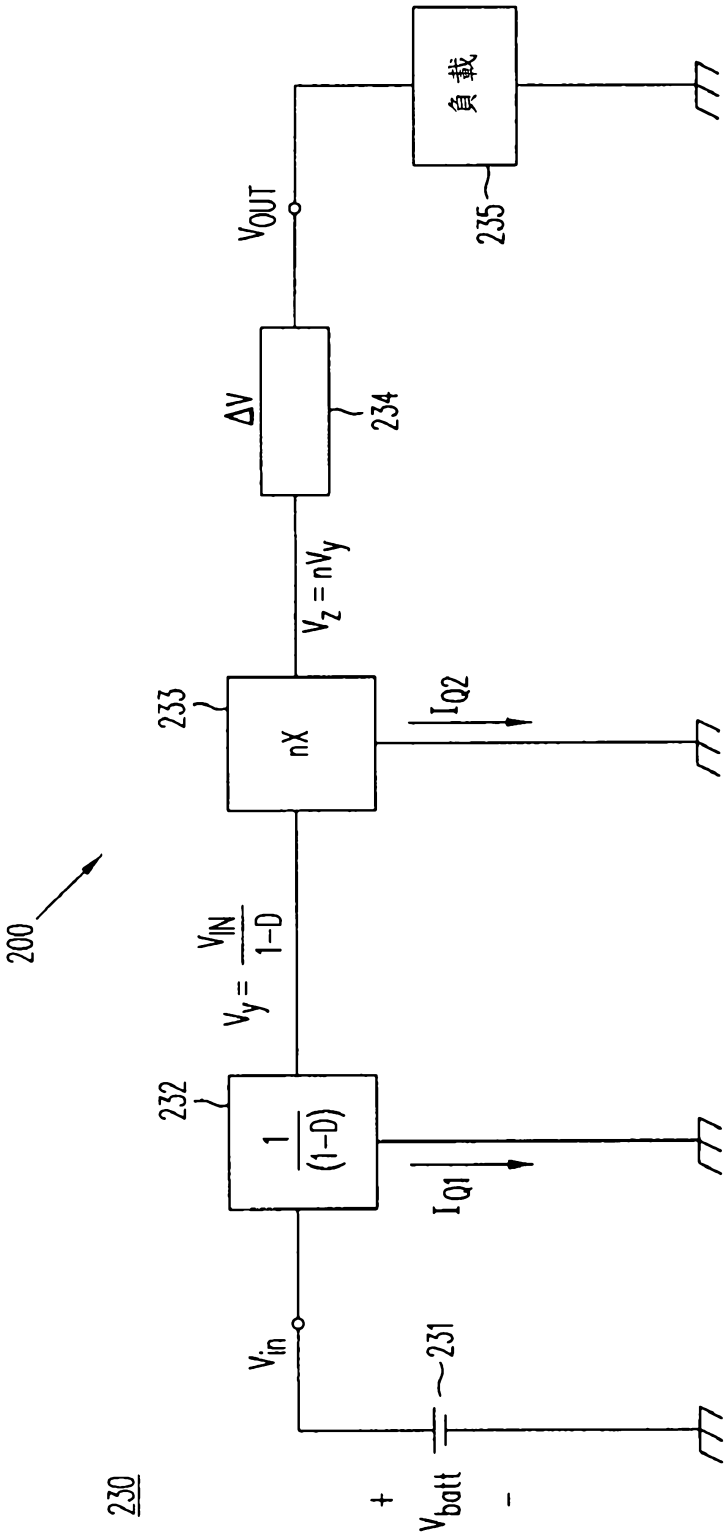


圖 9



圖 10A





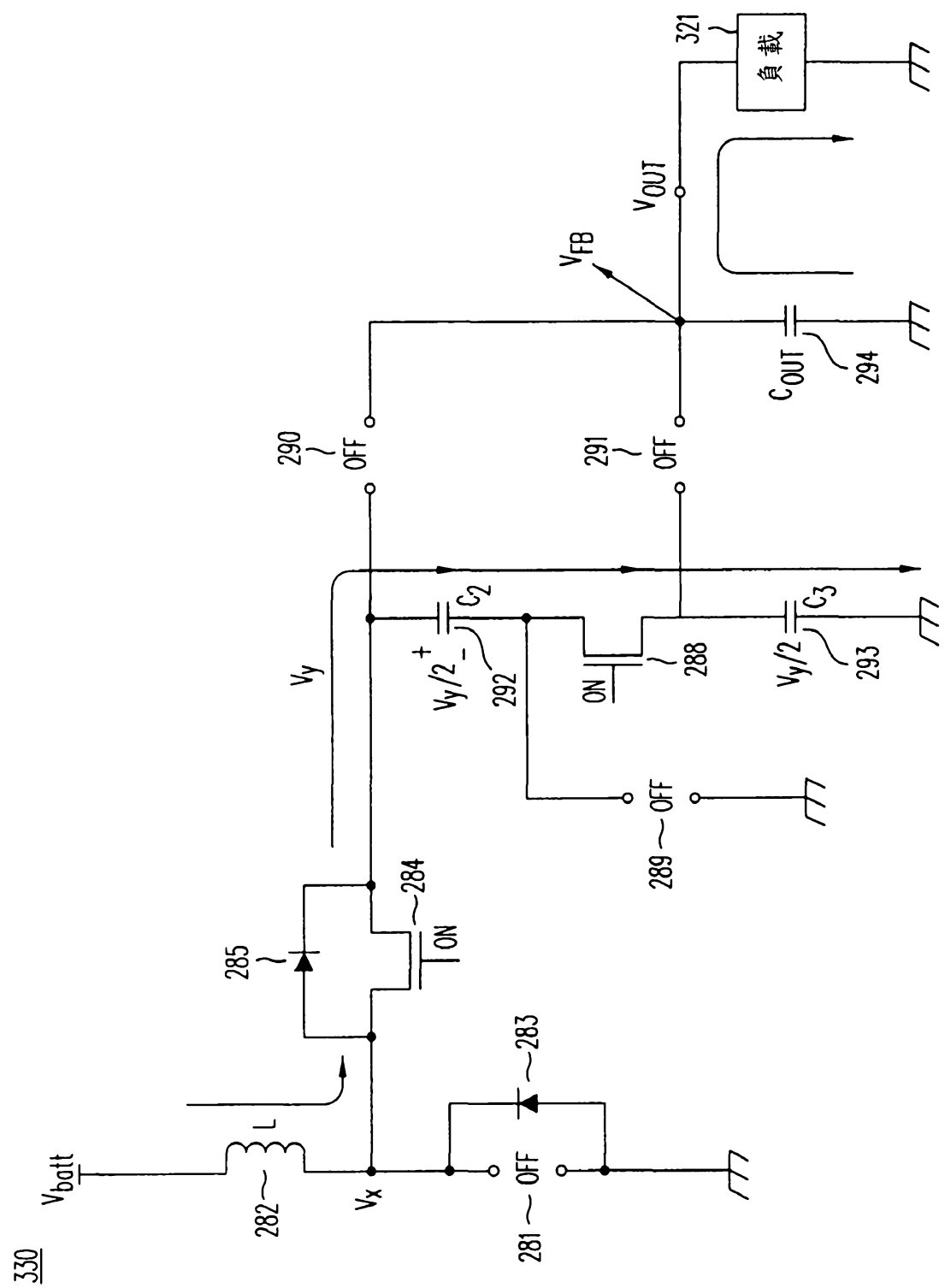


圖 10D

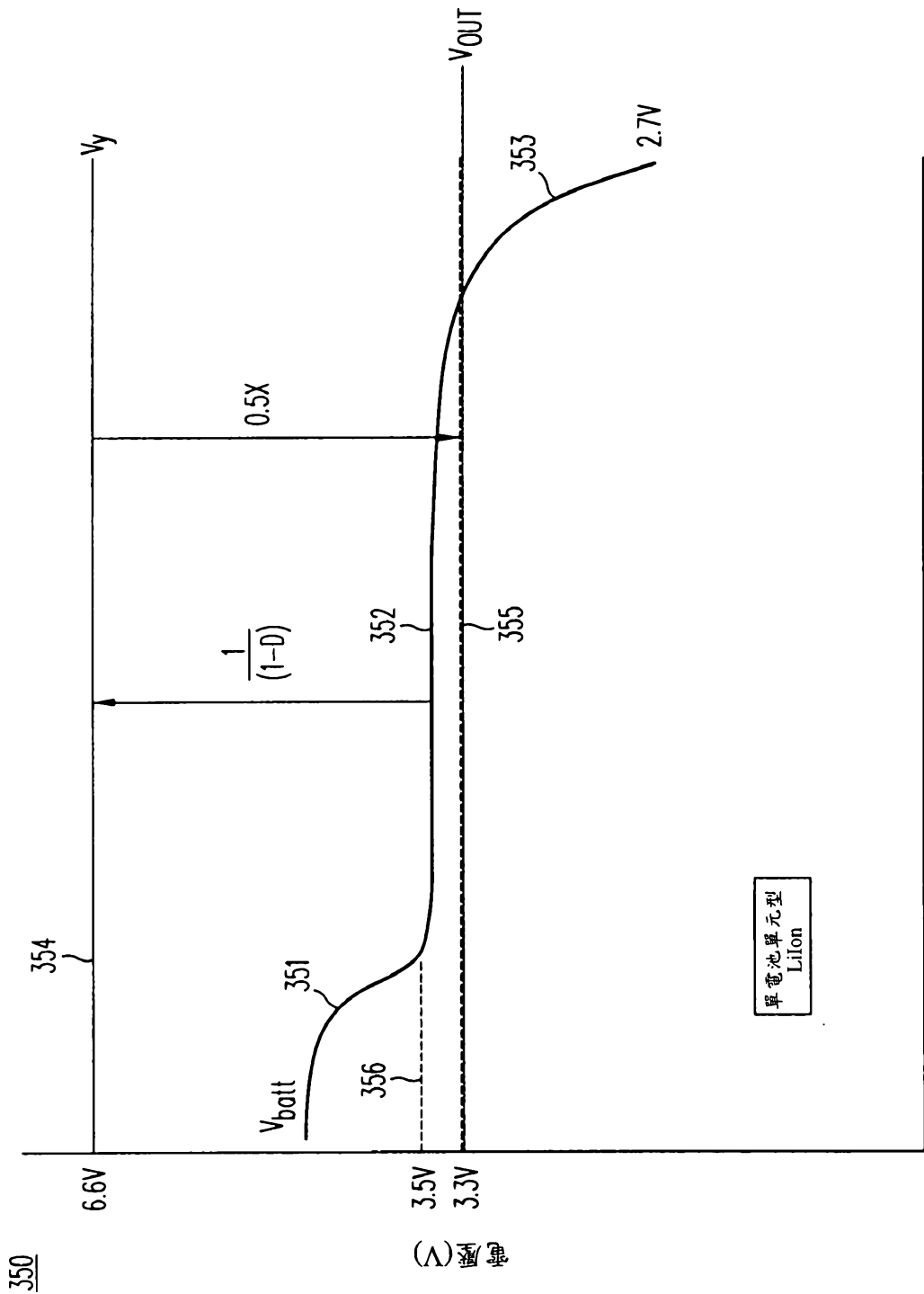


圖 11A

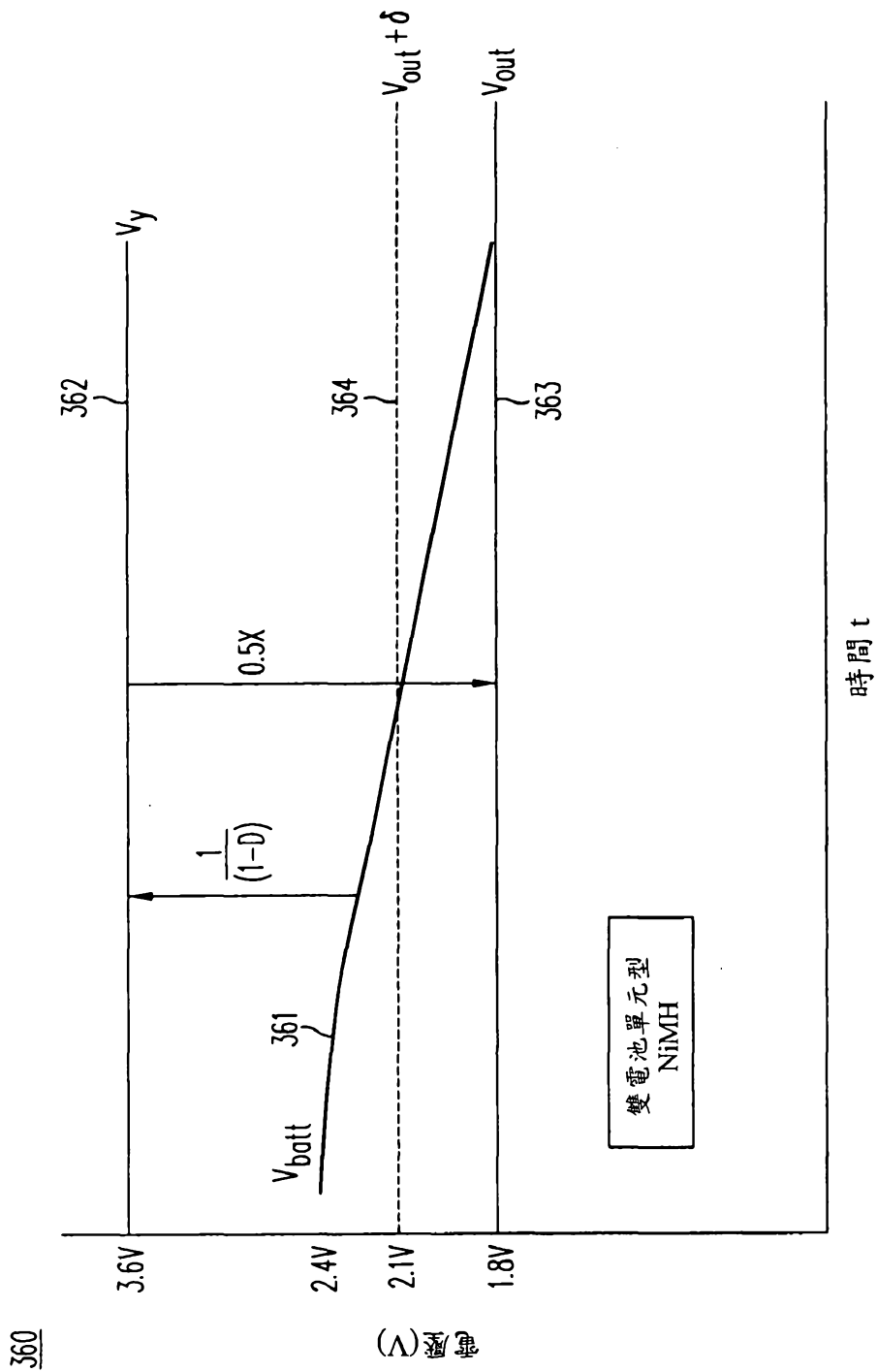


圖 11B

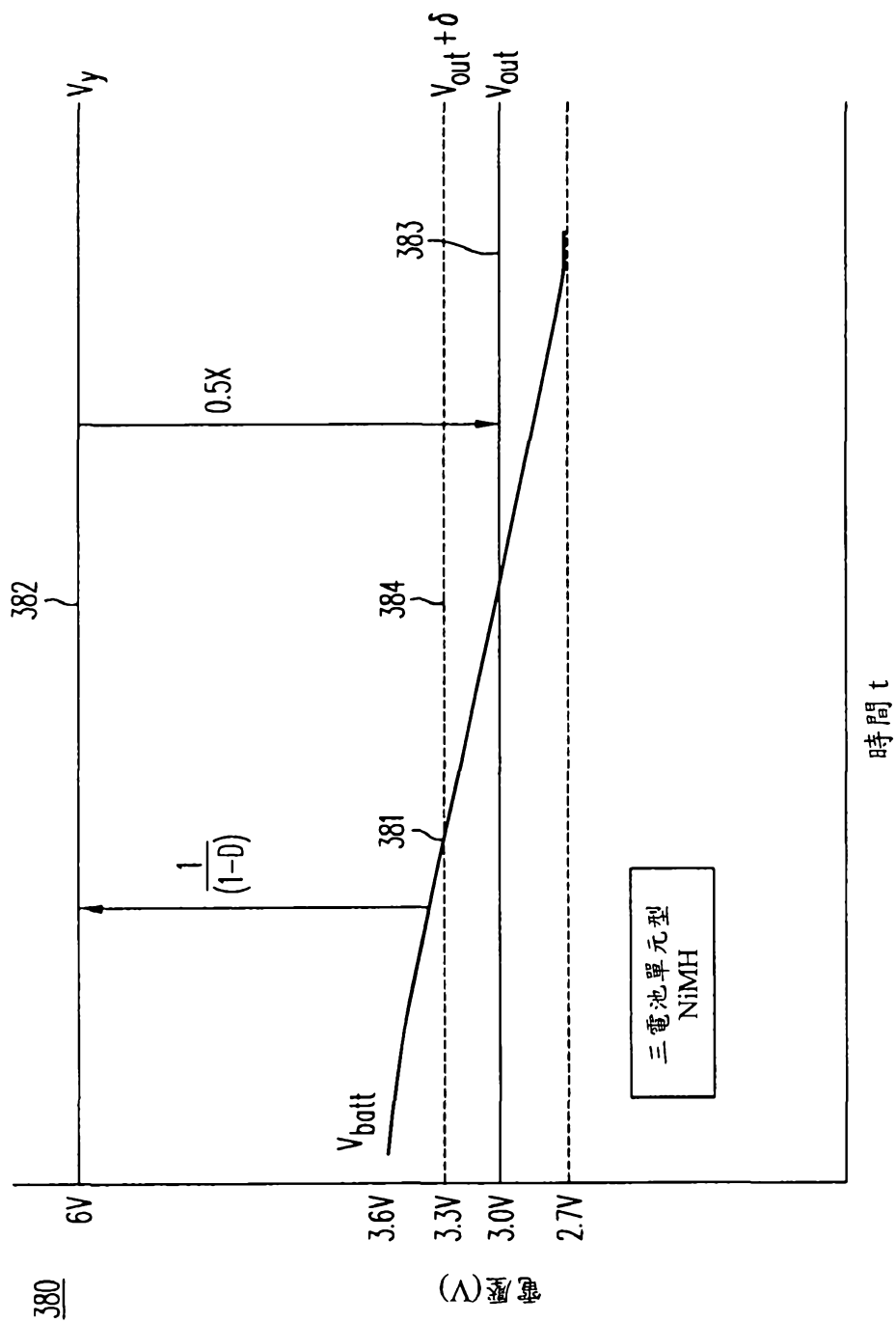


圖 11C

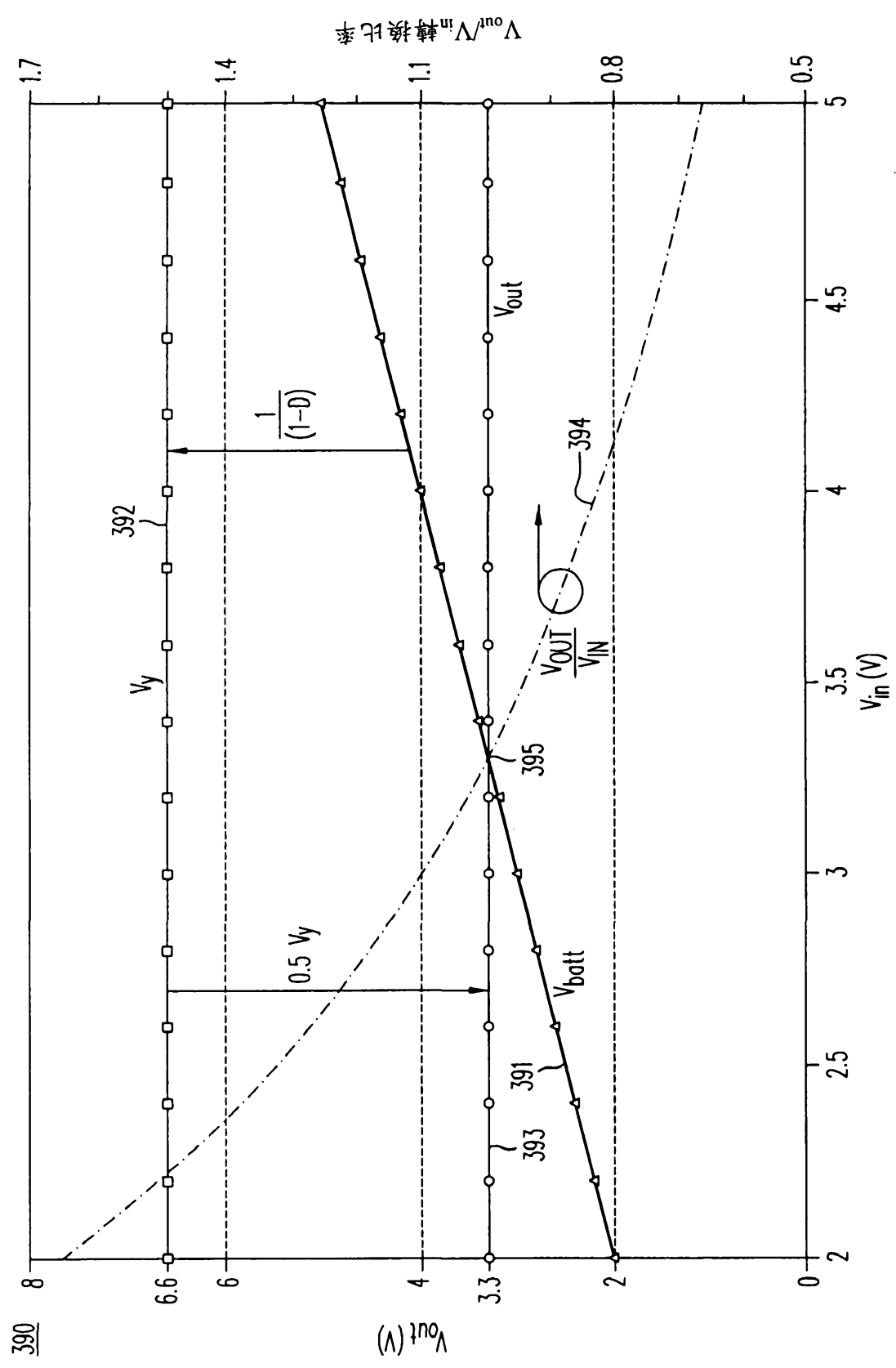


圖 12A

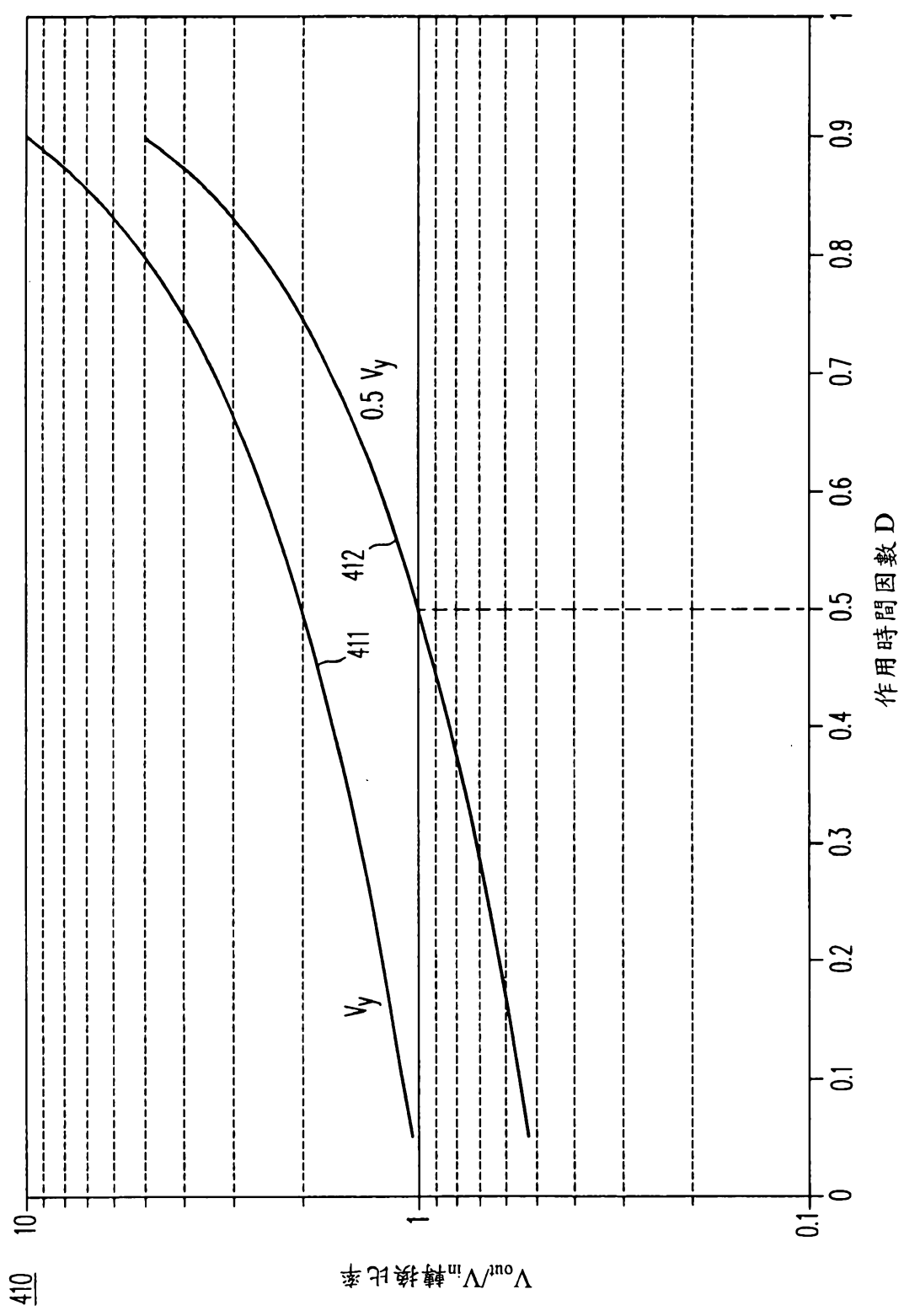


圖 12B

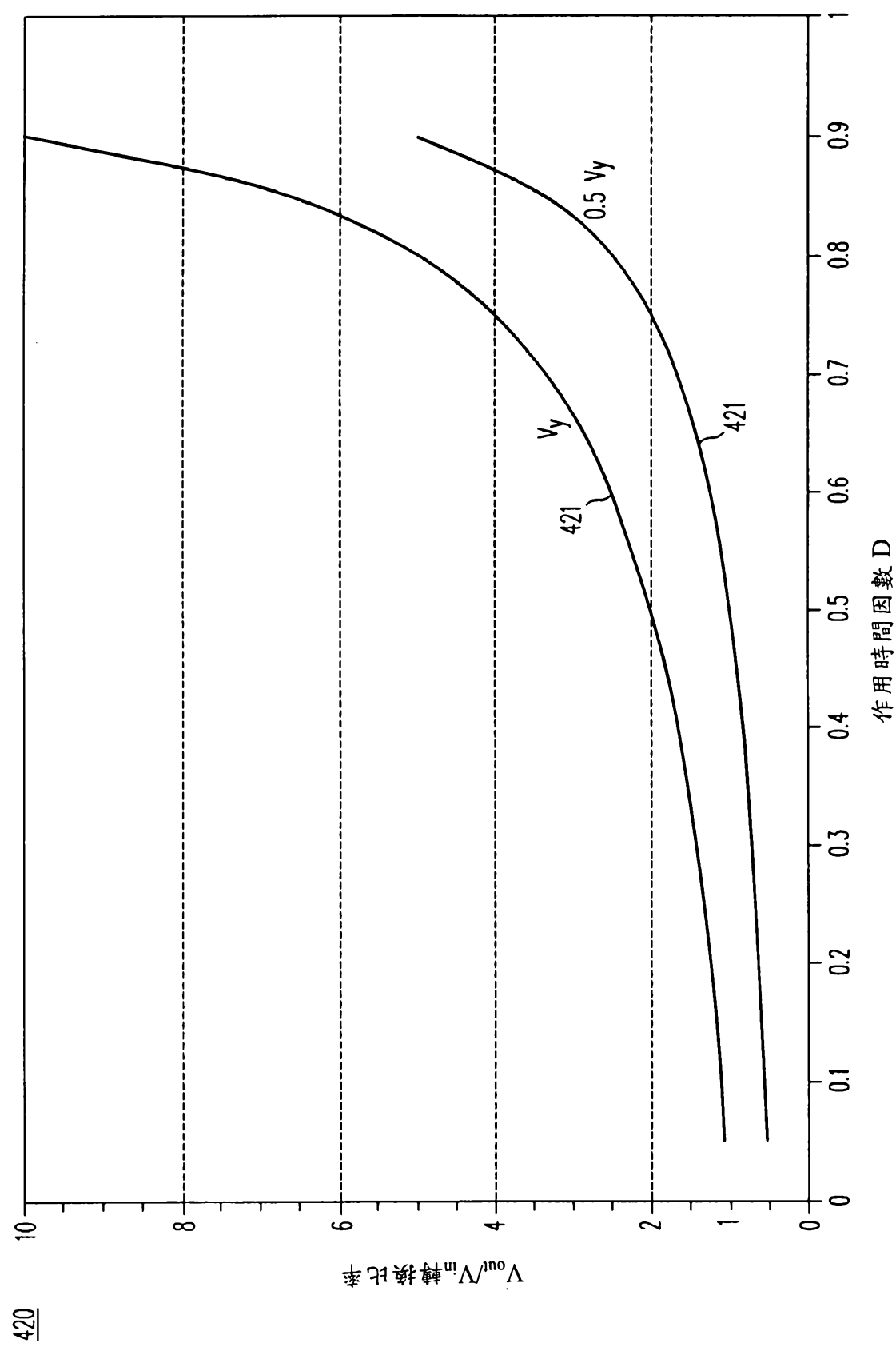


圖 12C

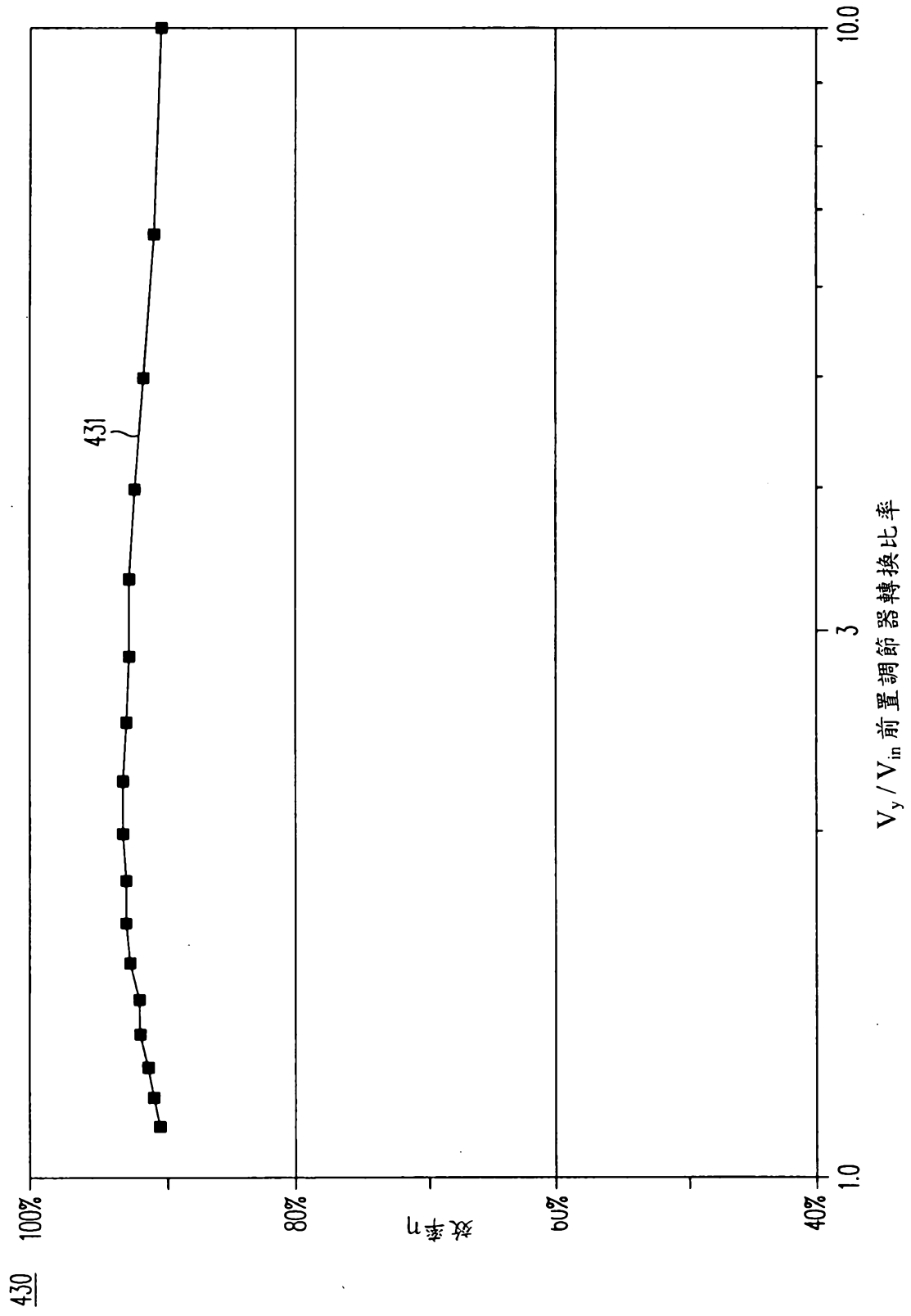


圖 13A

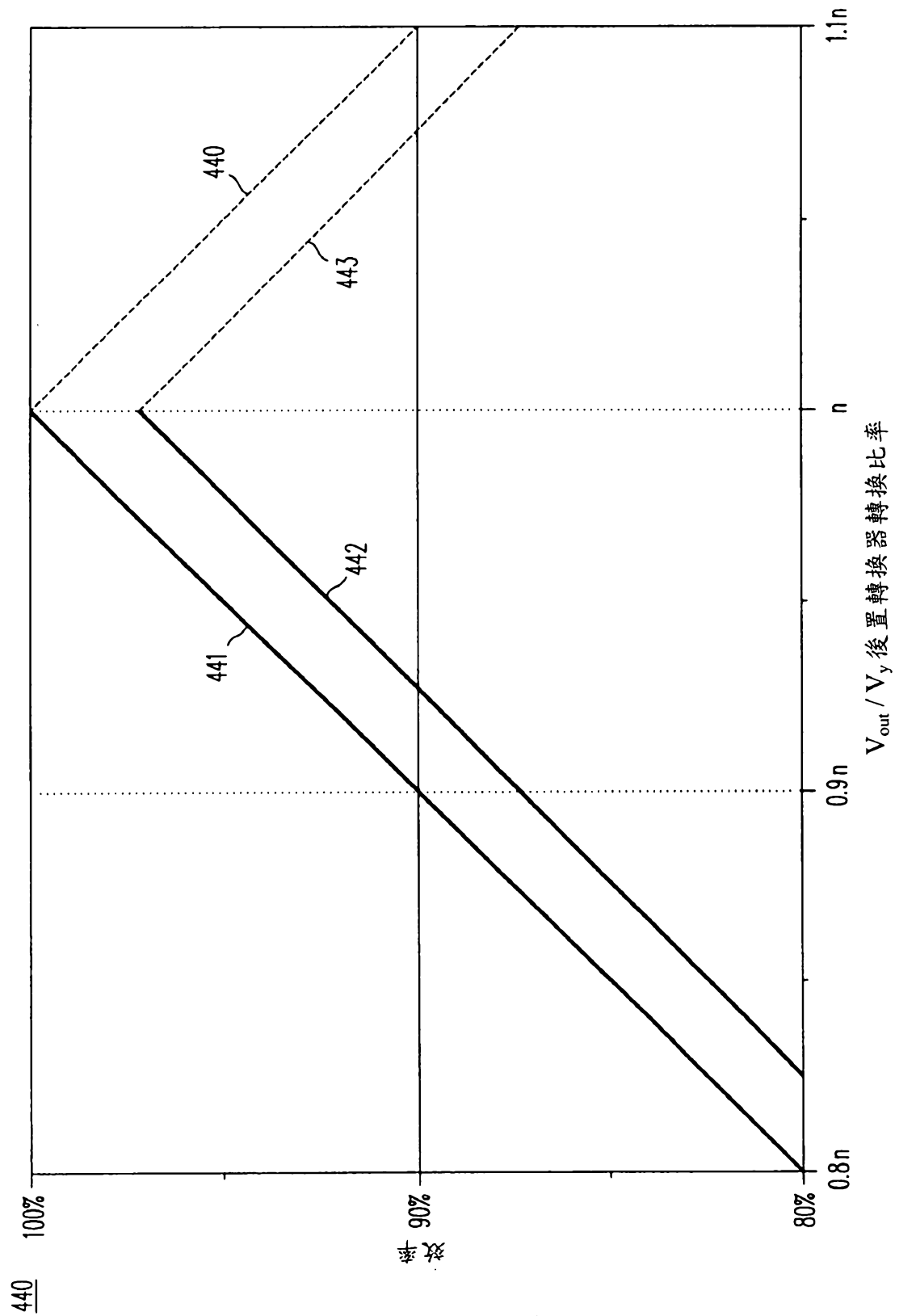


圖 13B

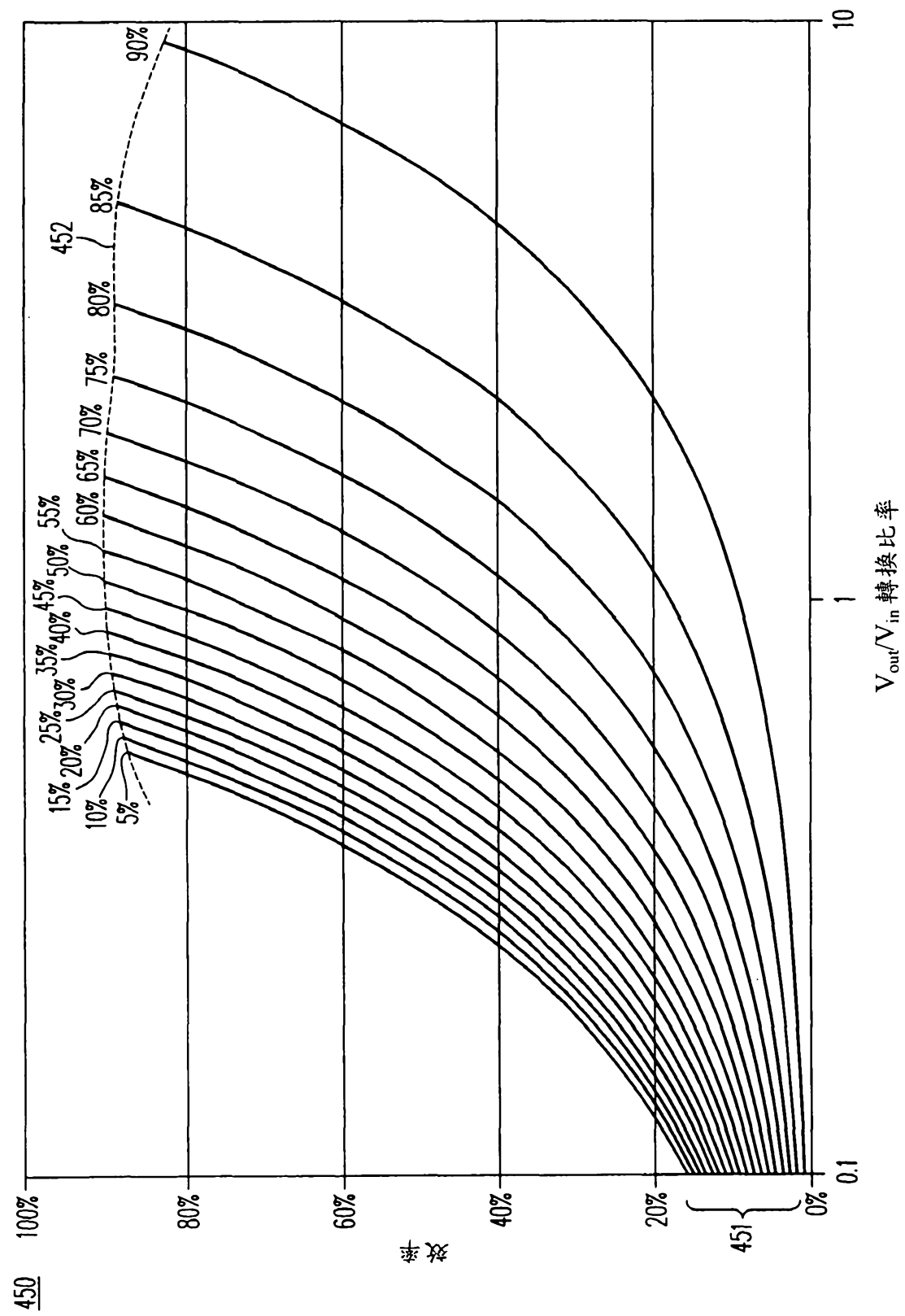


圖 13C

480

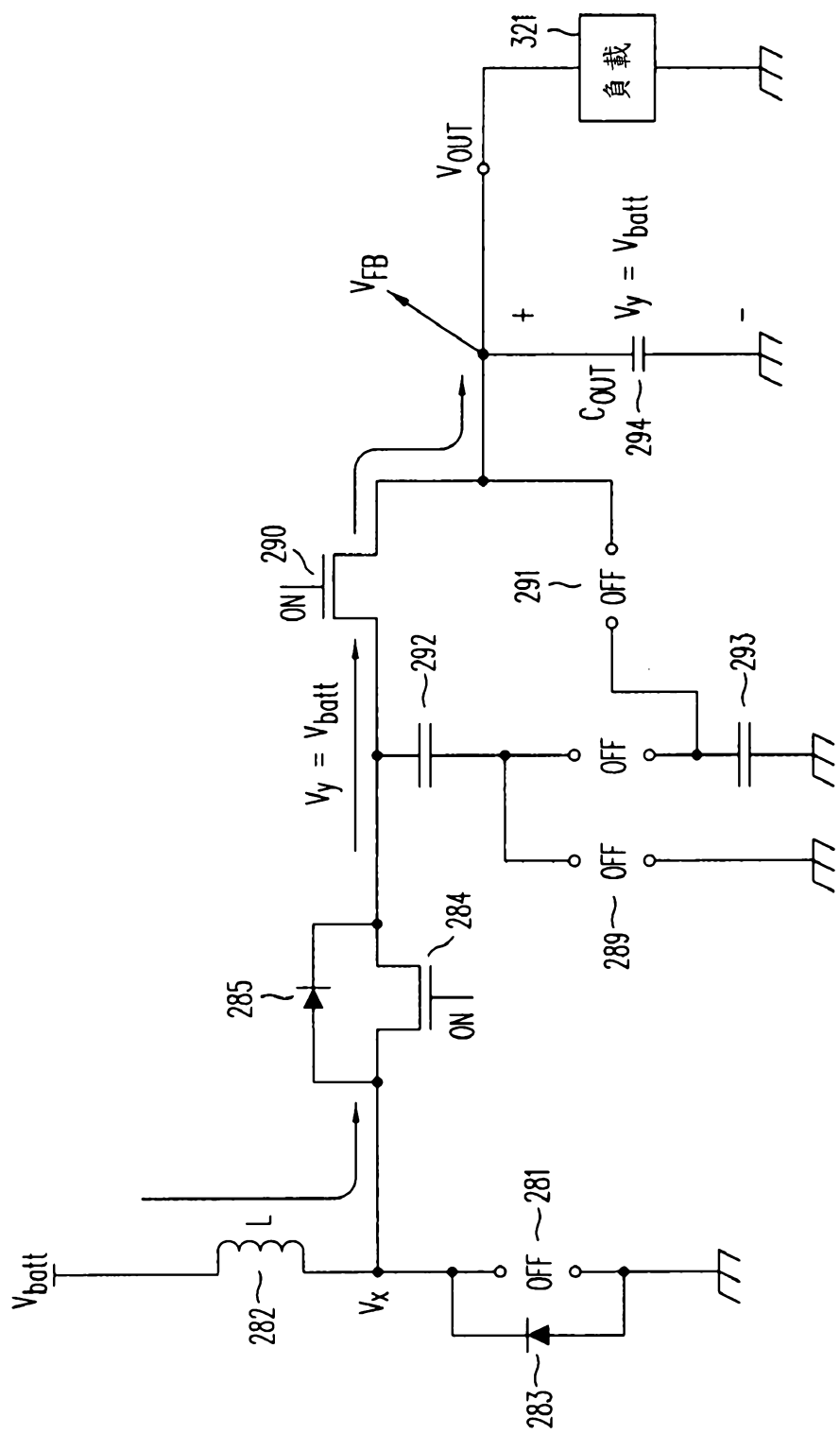


圖 14A

500

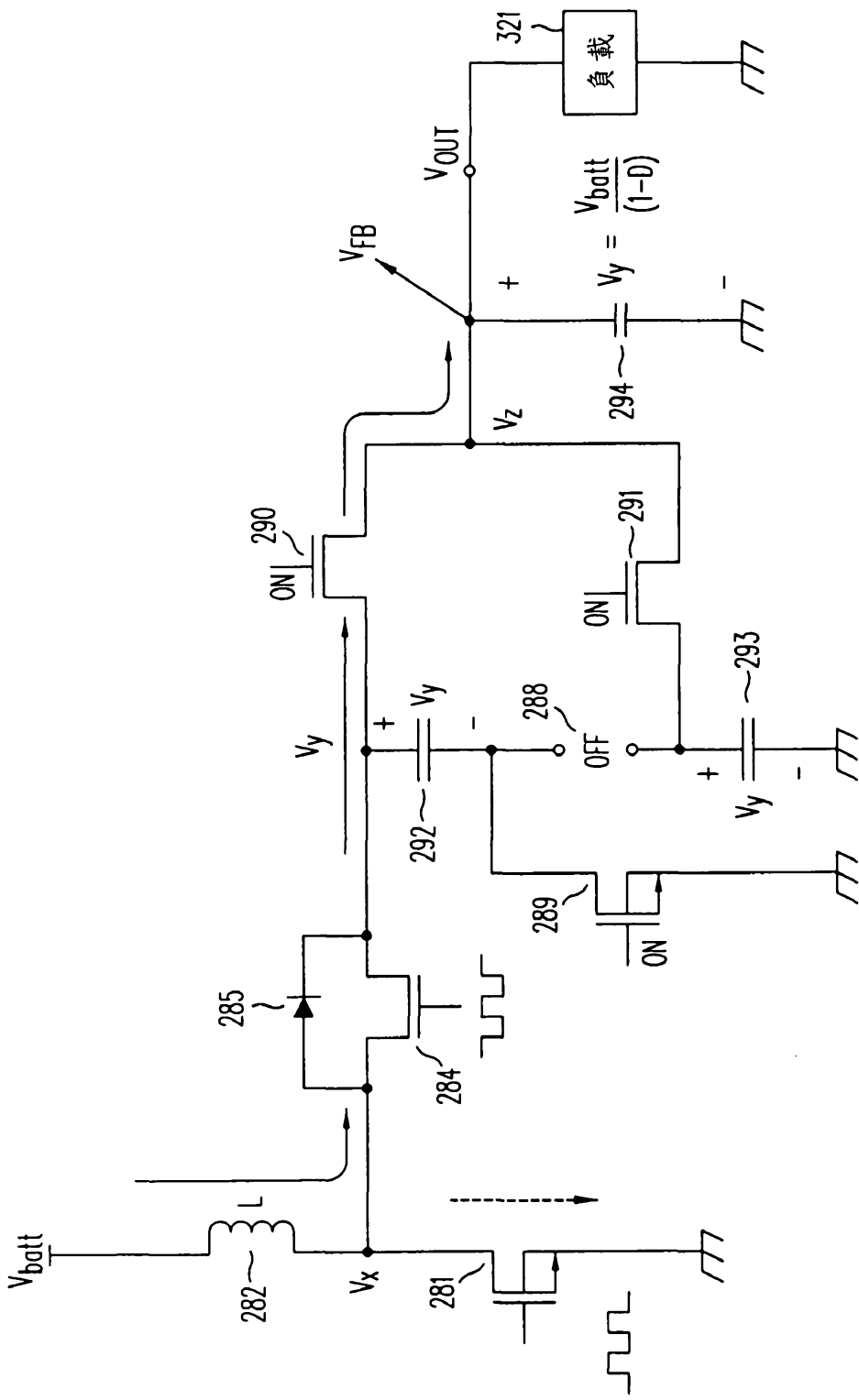


圖 14B

510

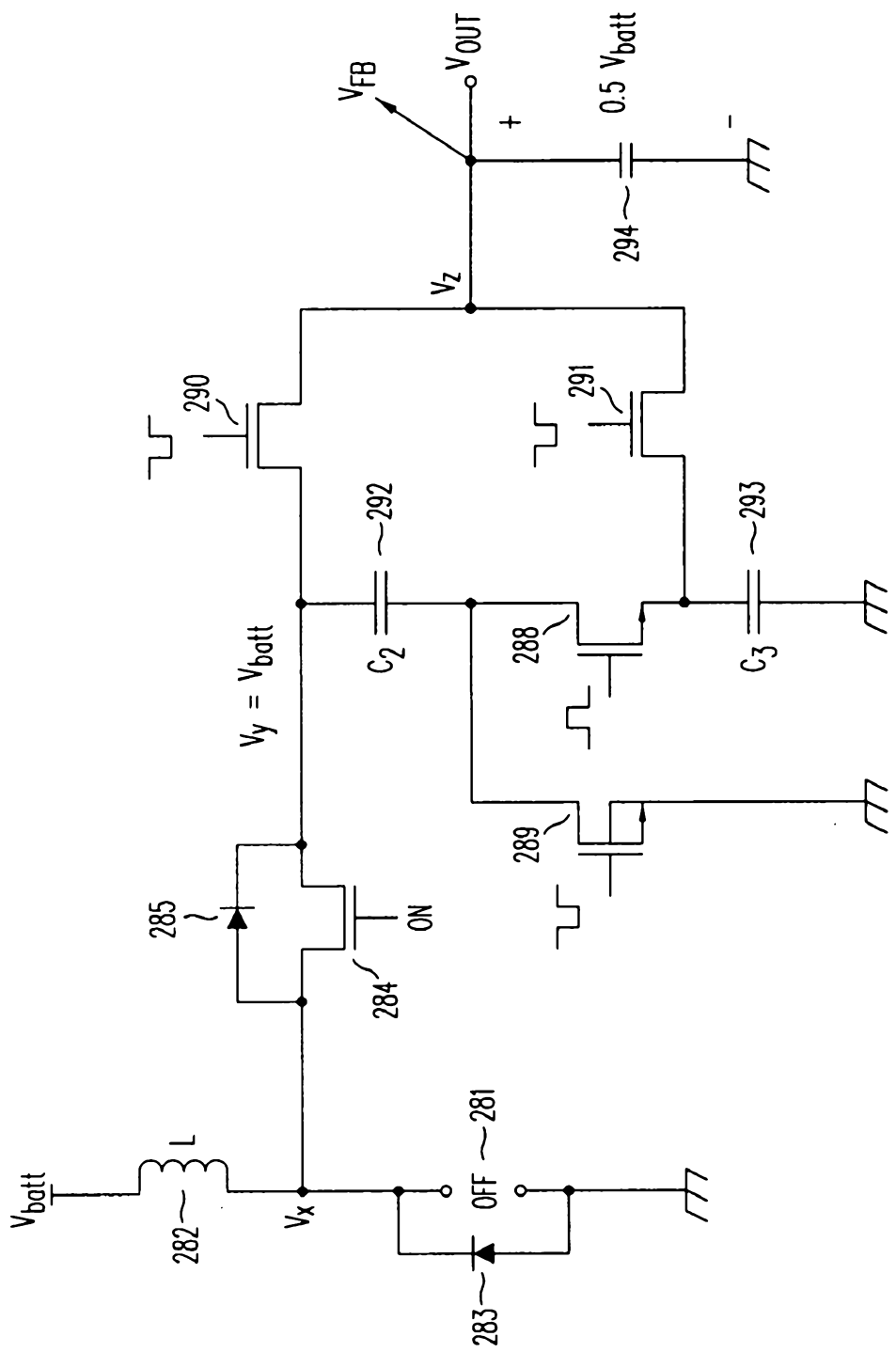


圖 14C

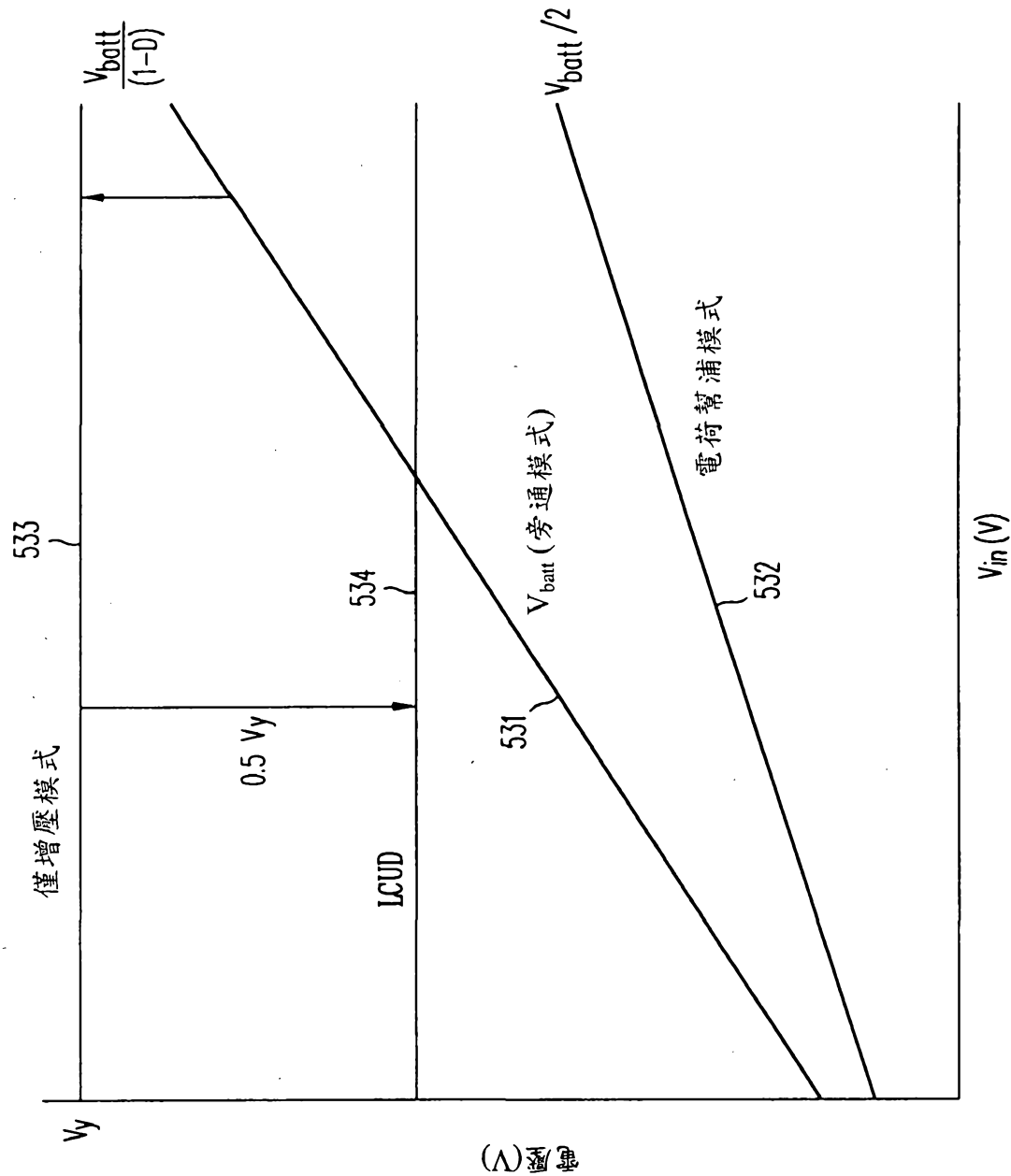


圖 15

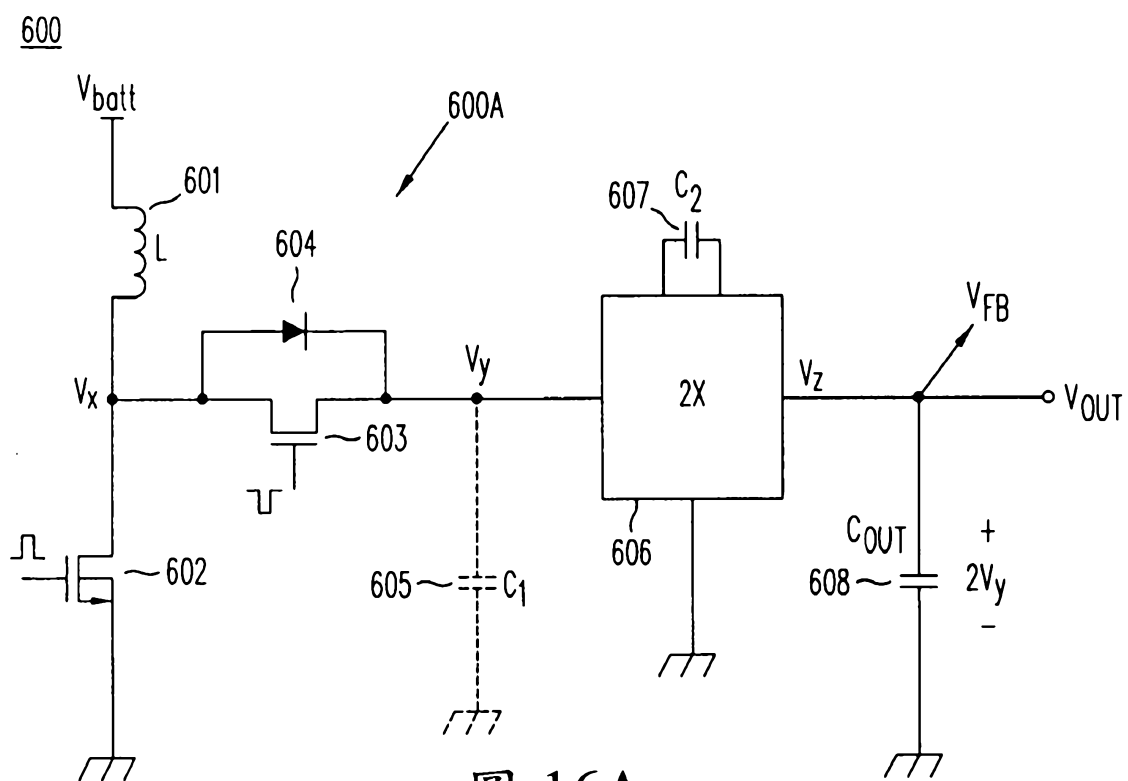


圖 16A

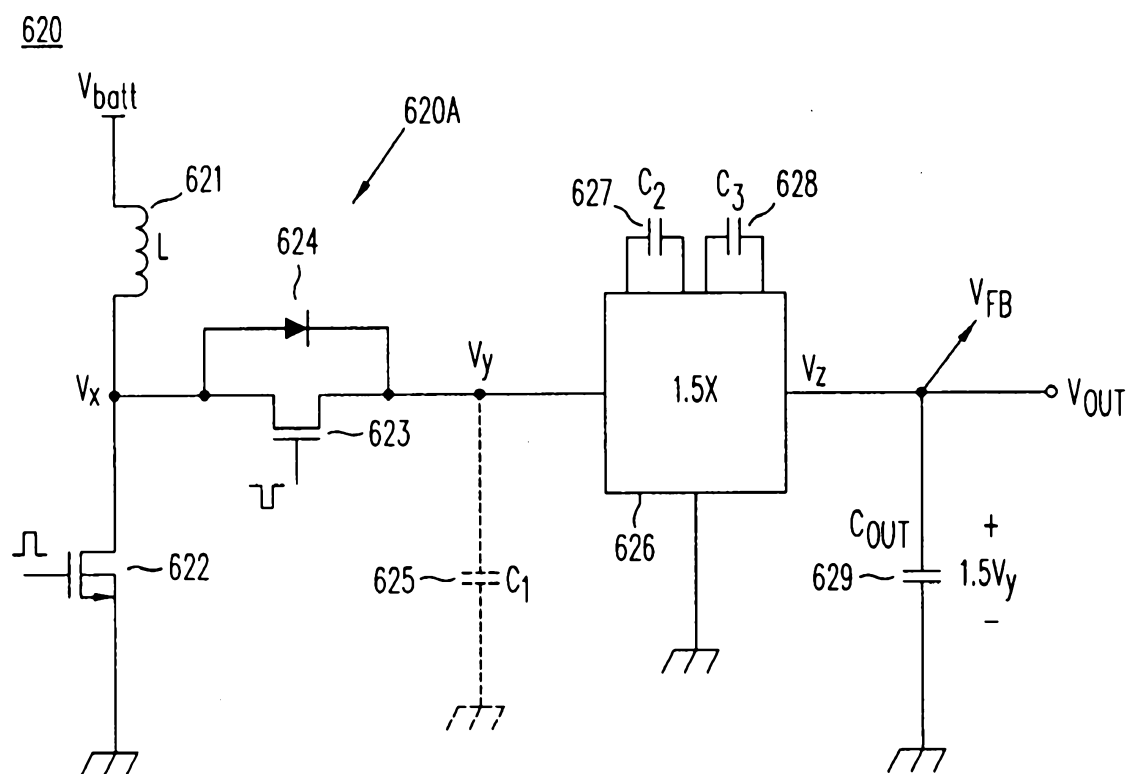


圖 16B

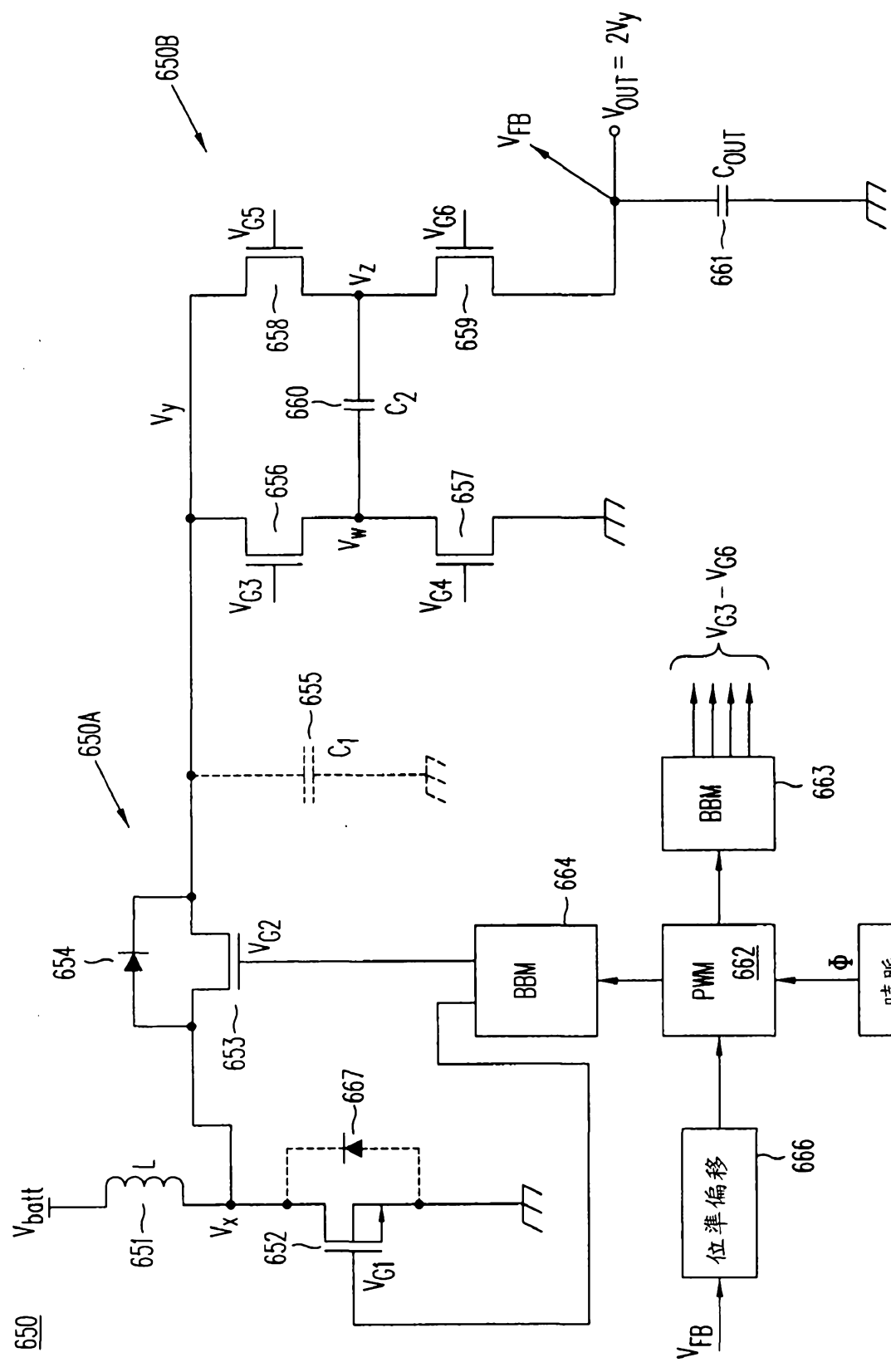


圖 17A



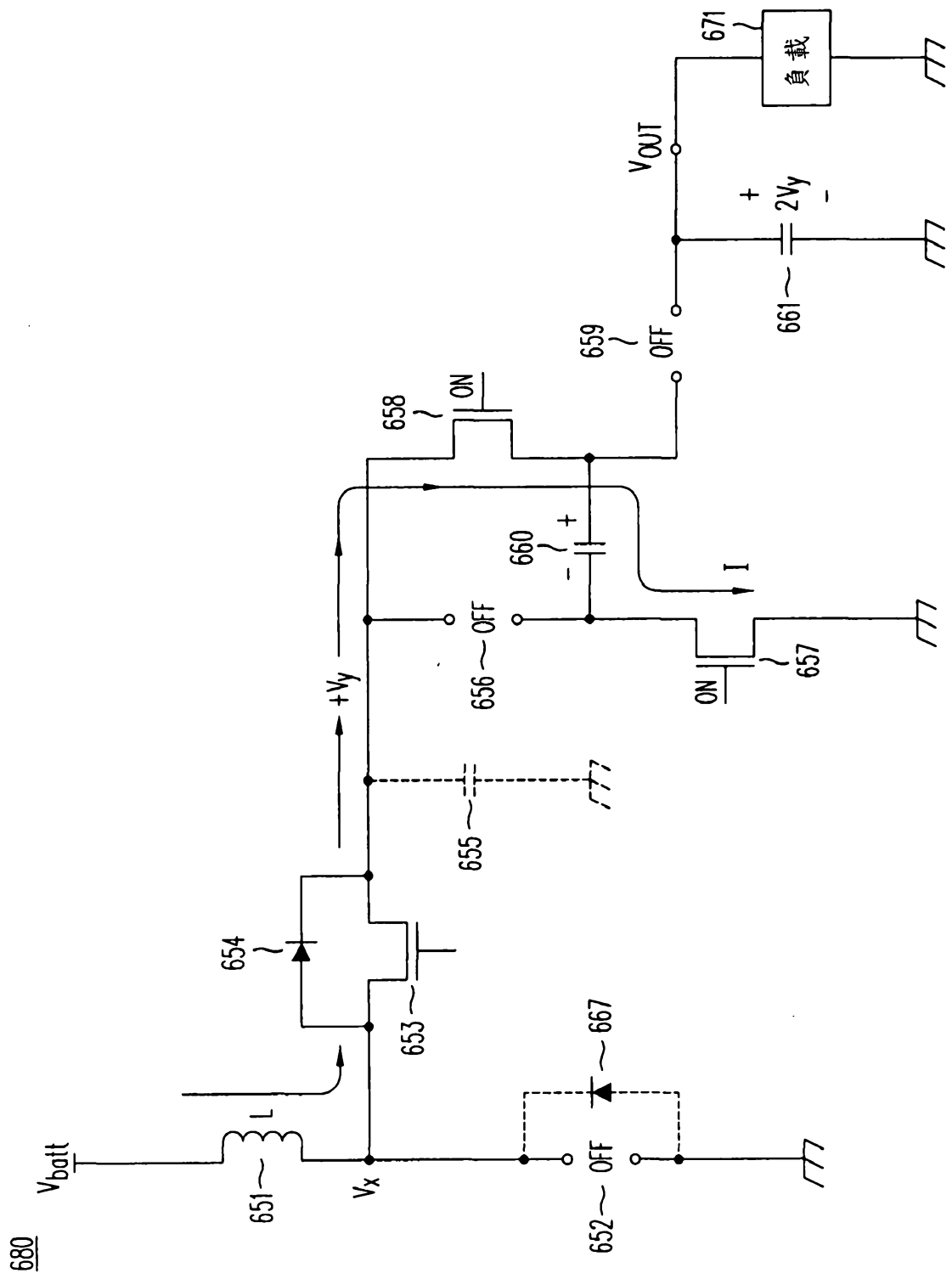


圖 17C

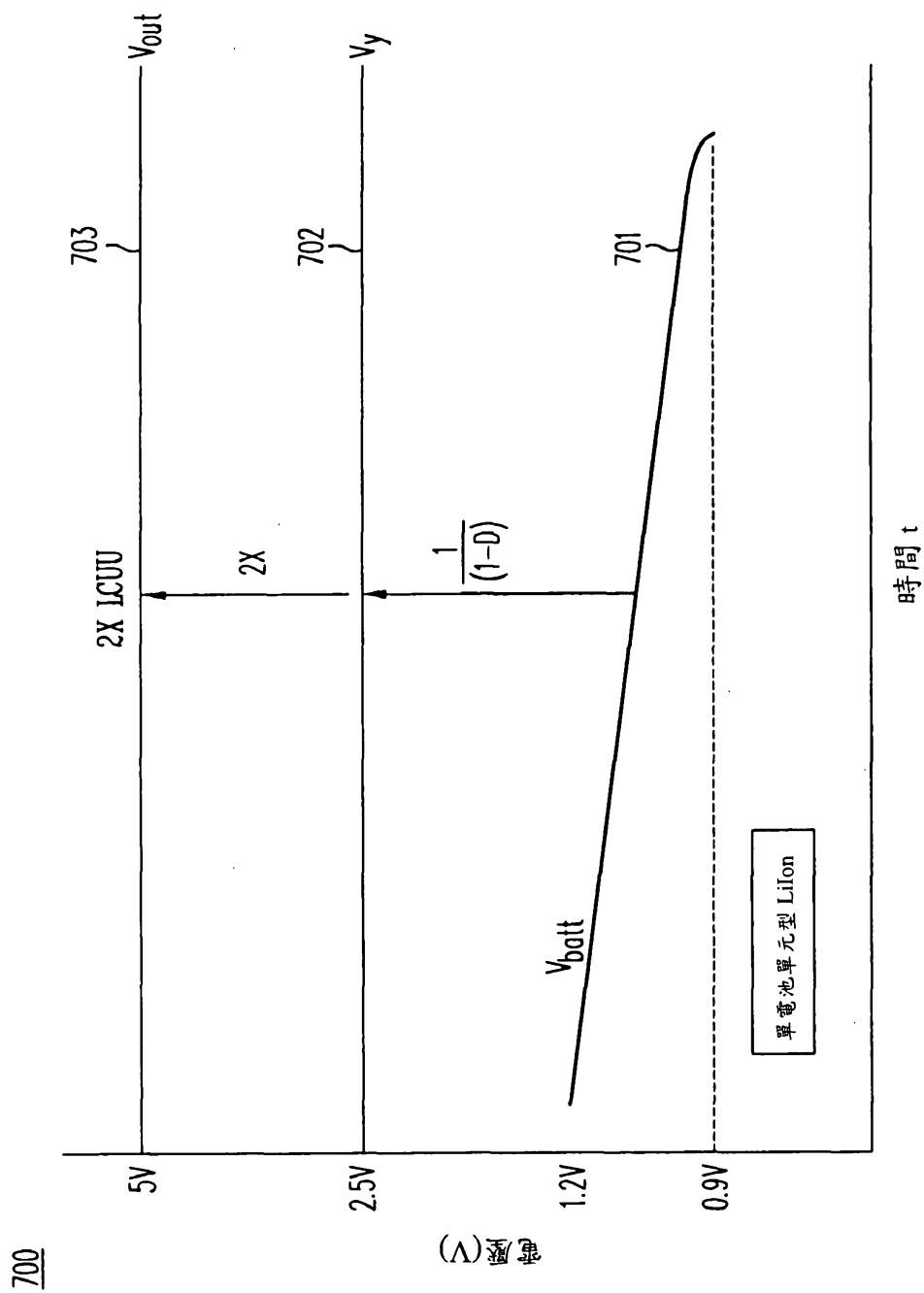


圖 18A

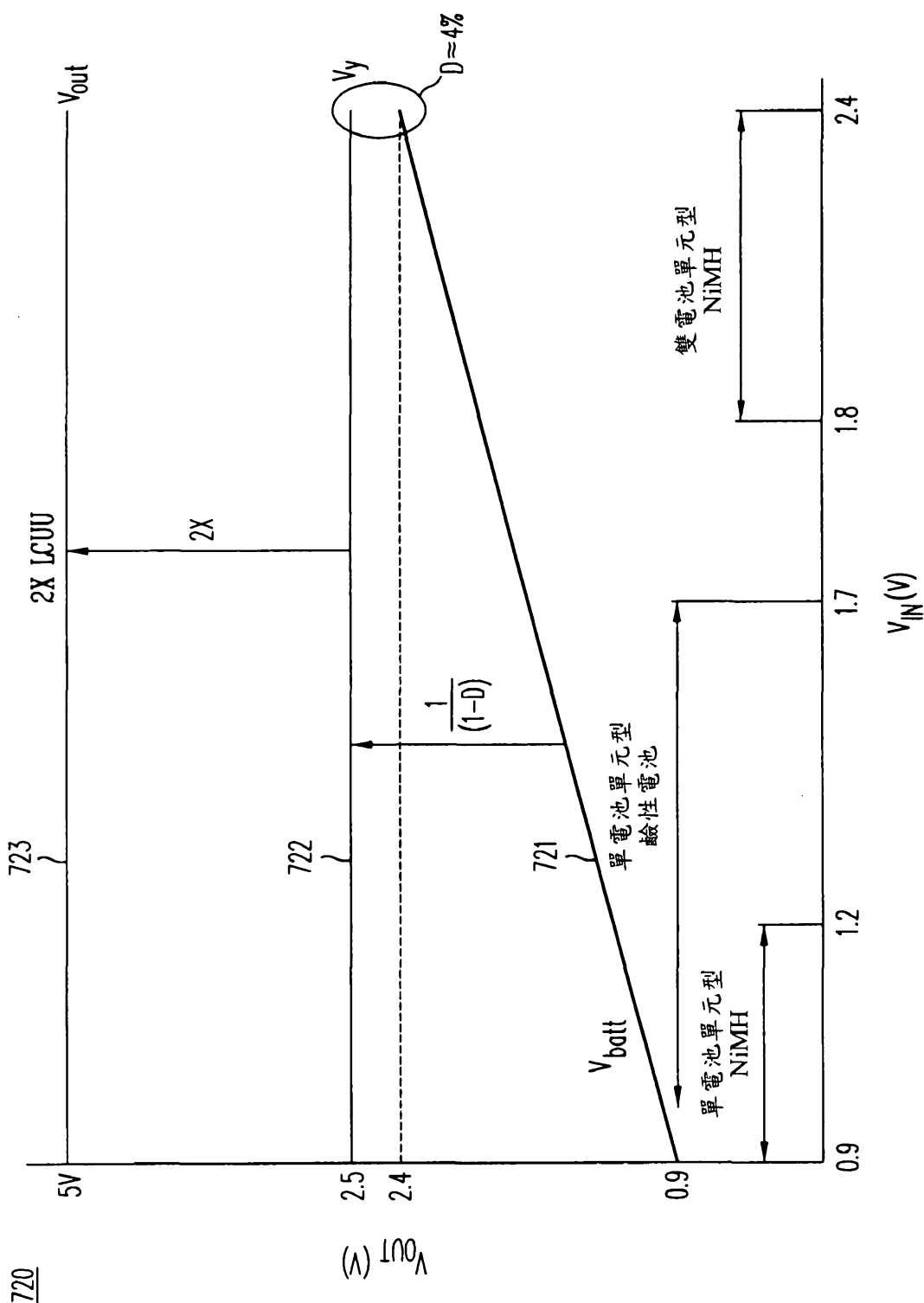


圖 18B

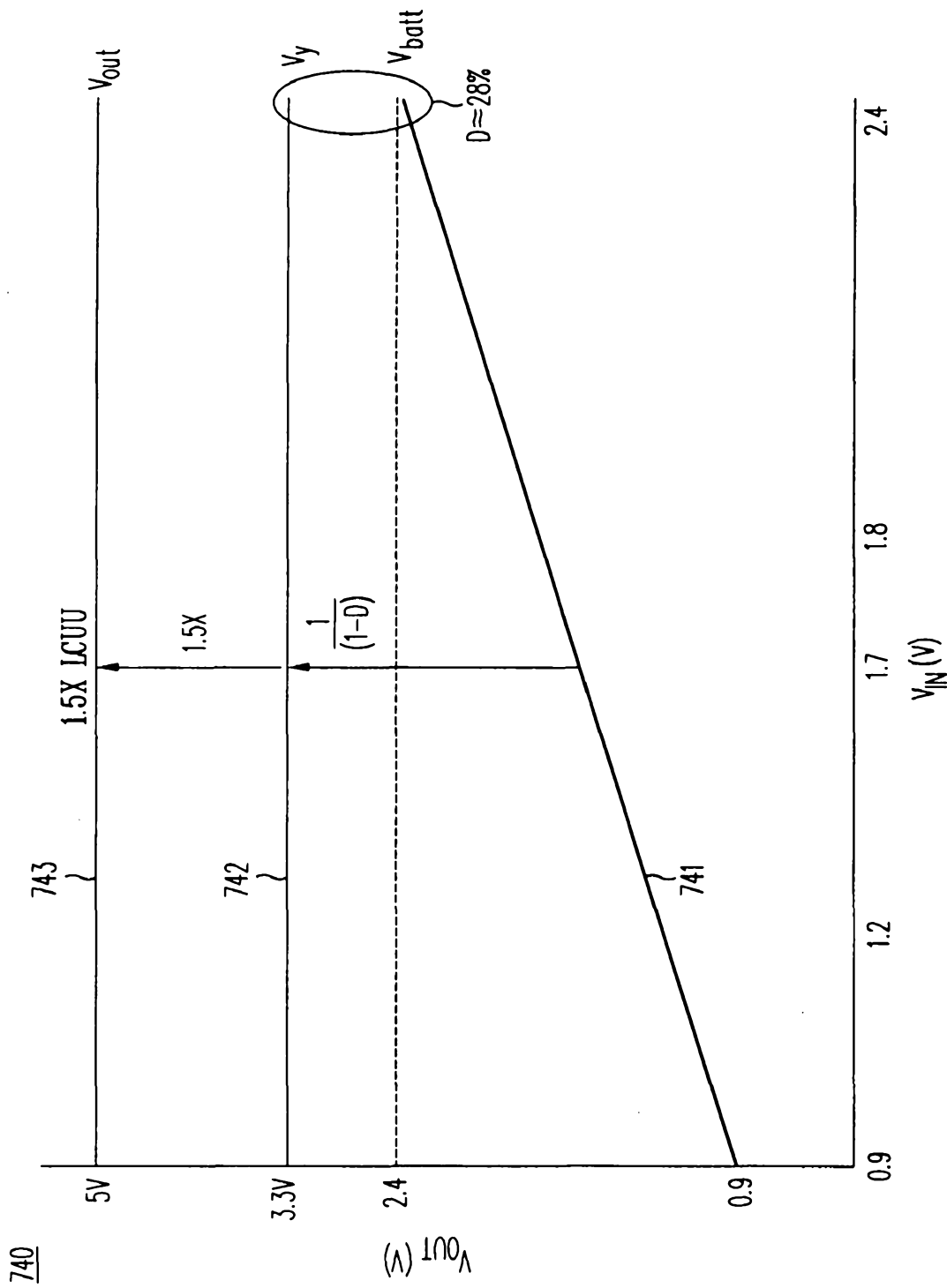


圖 18C

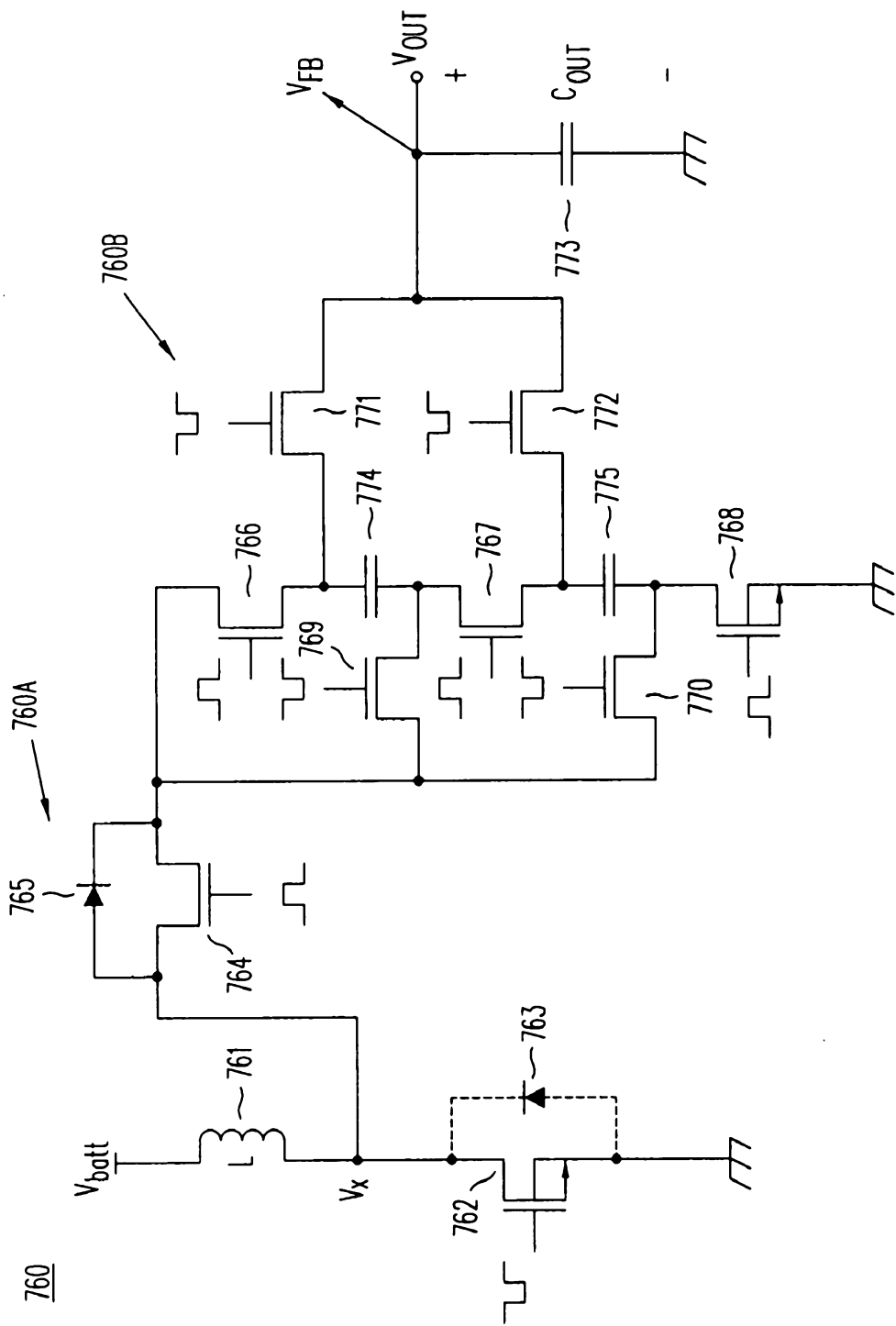


圖 19A

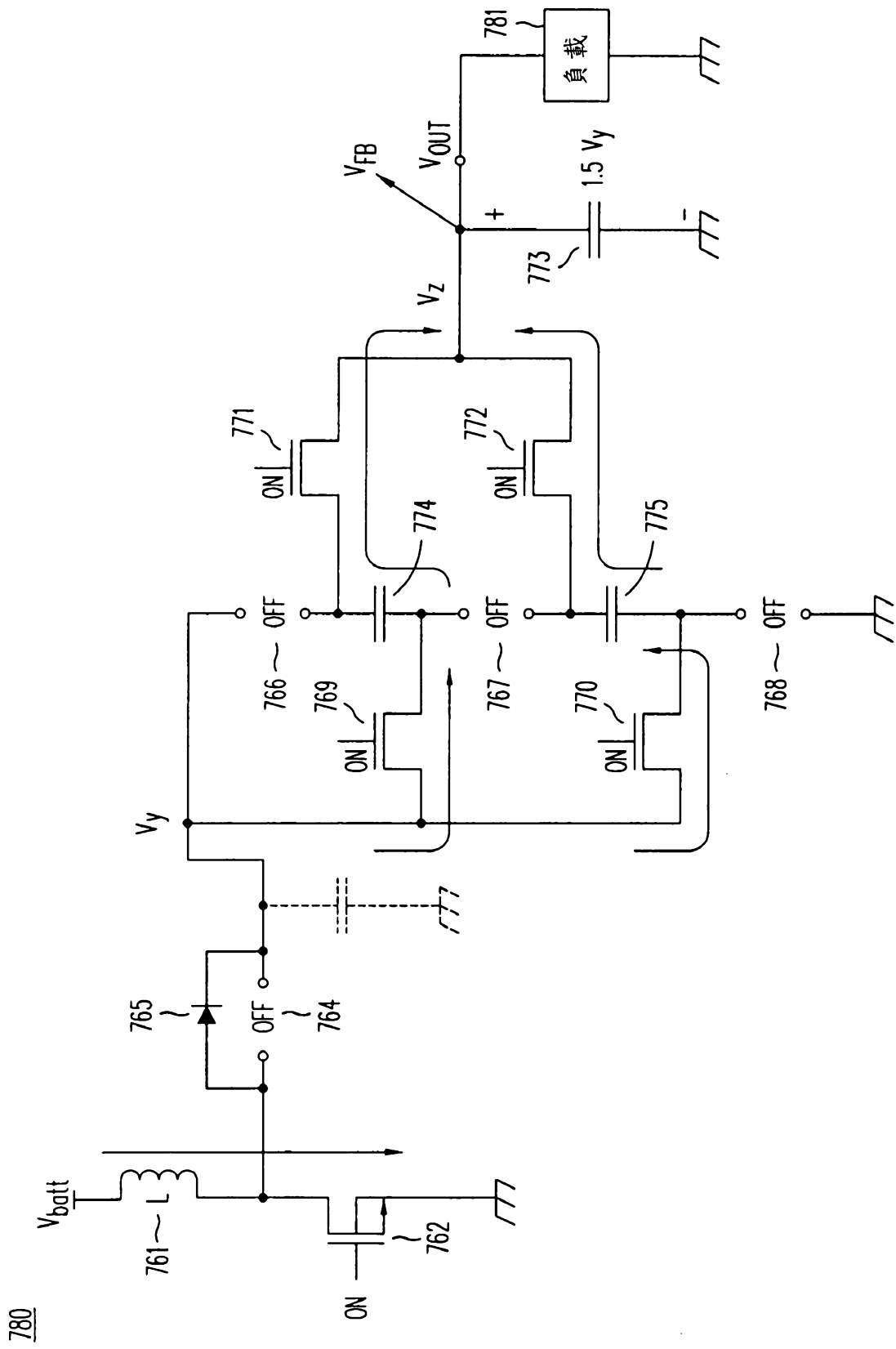


圖 19B

790

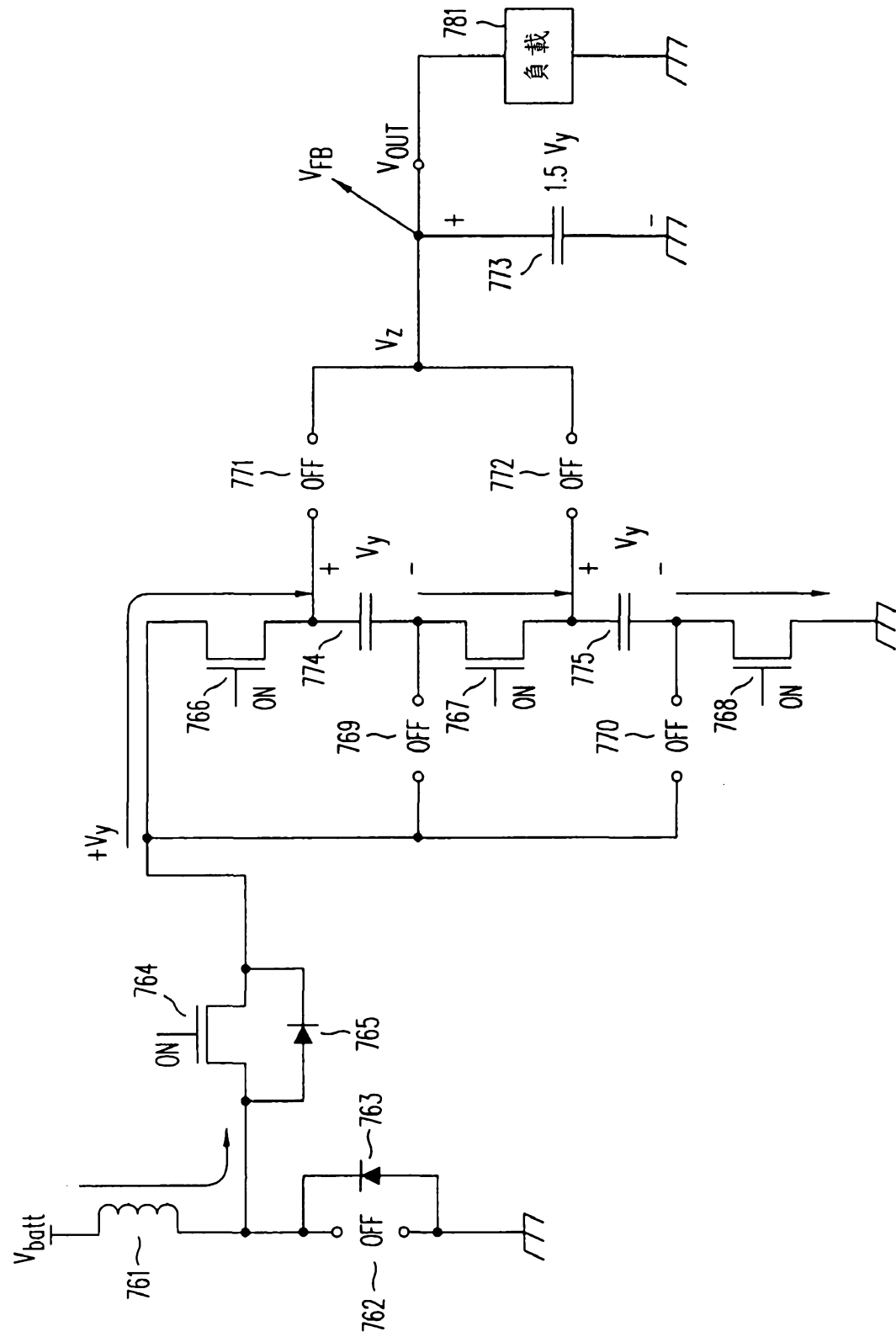


圖 19C

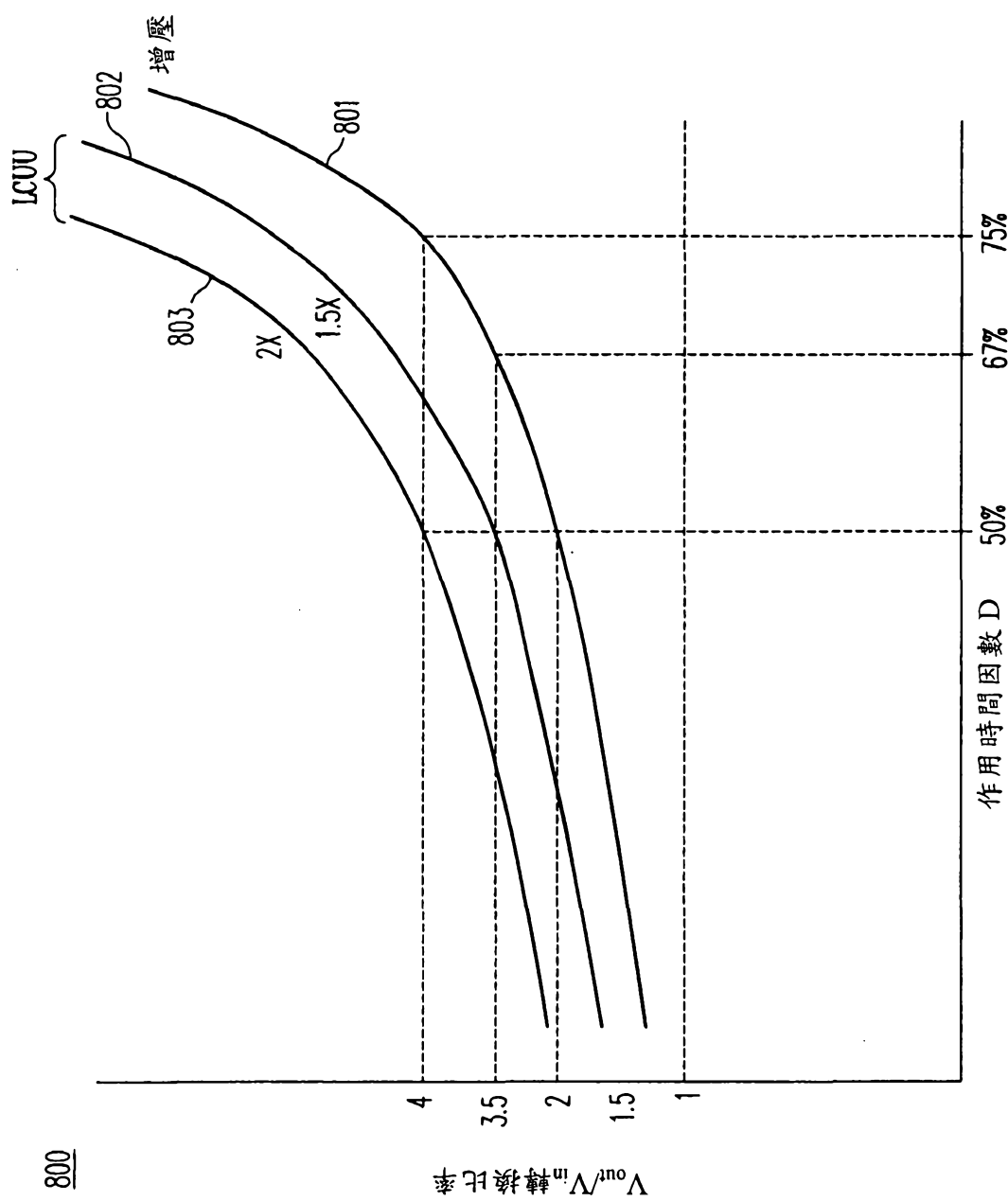
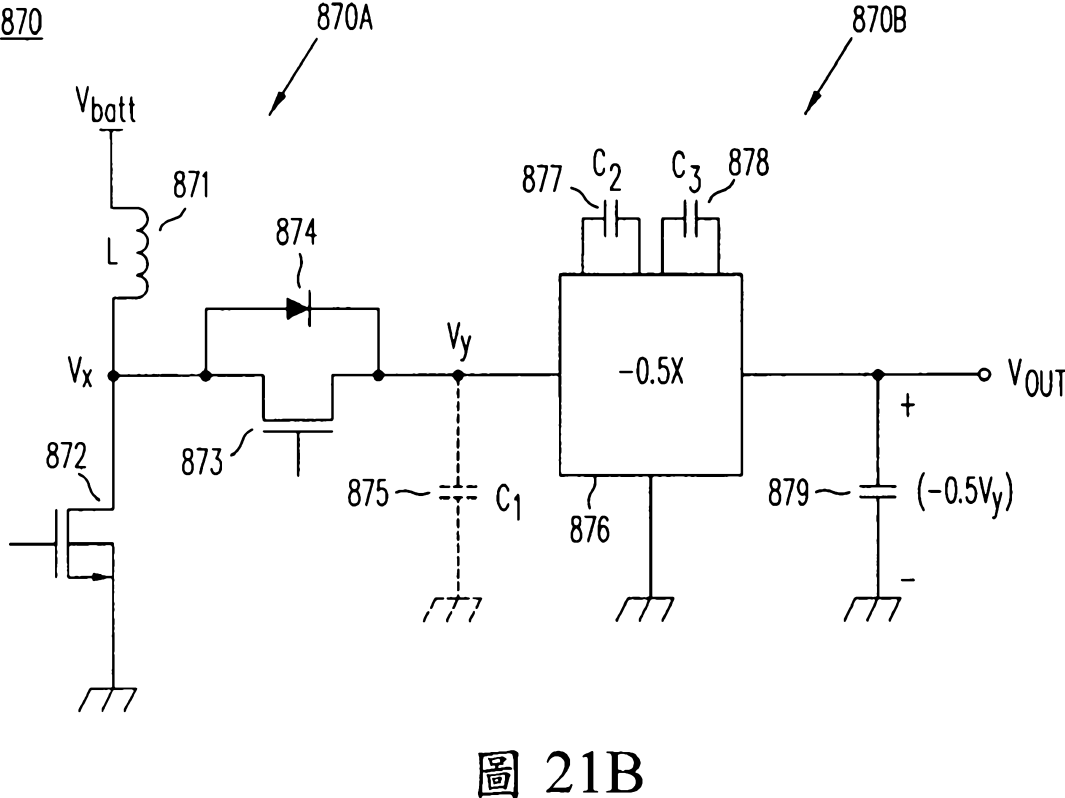
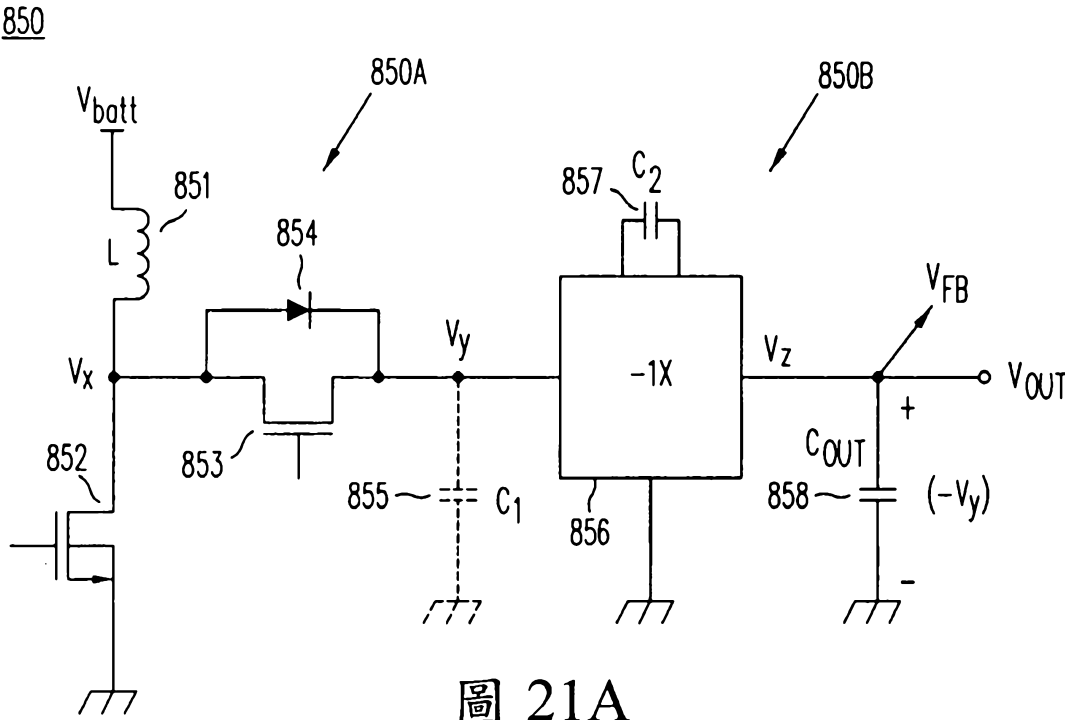


圖 20



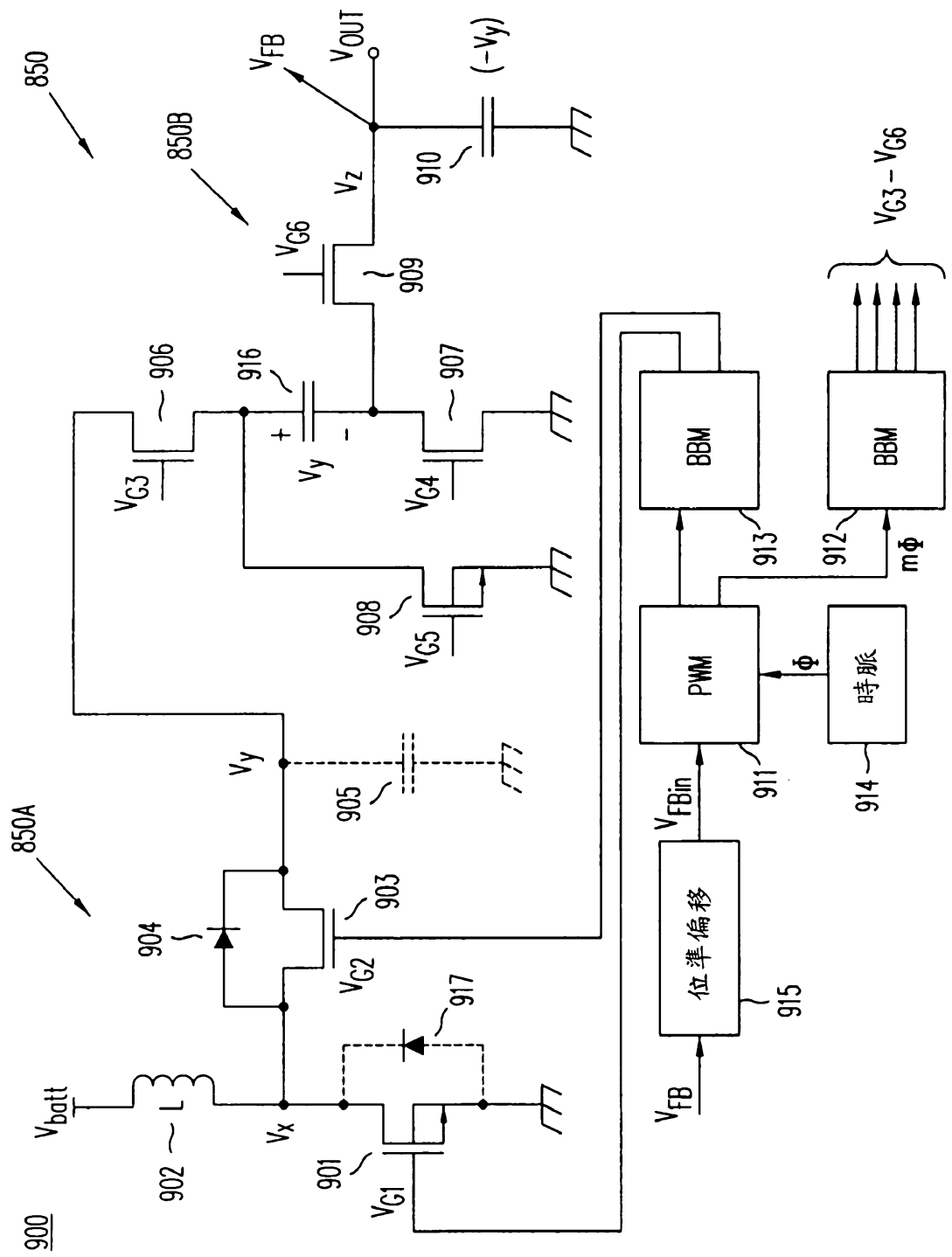


圖 22A

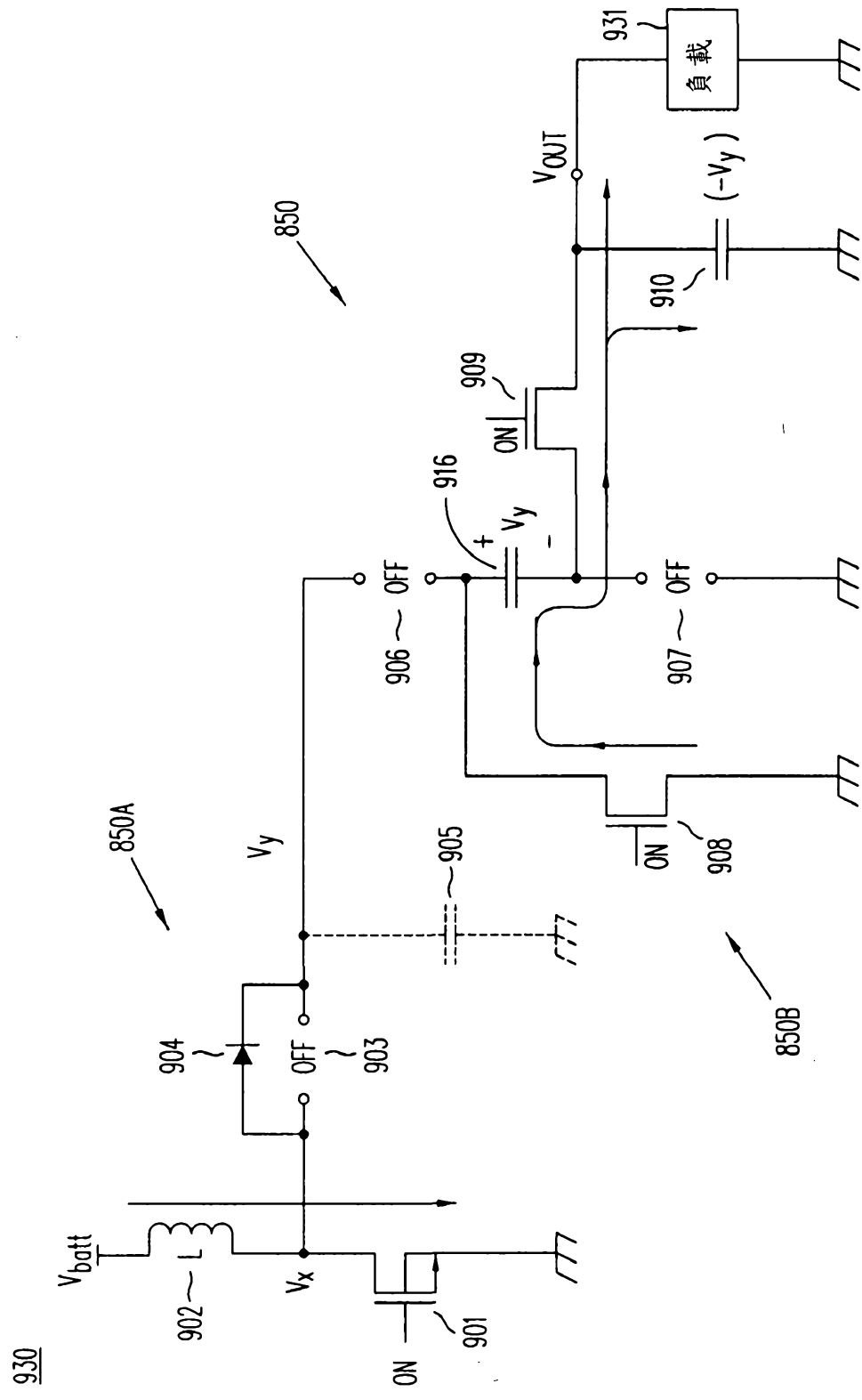


圖 22B

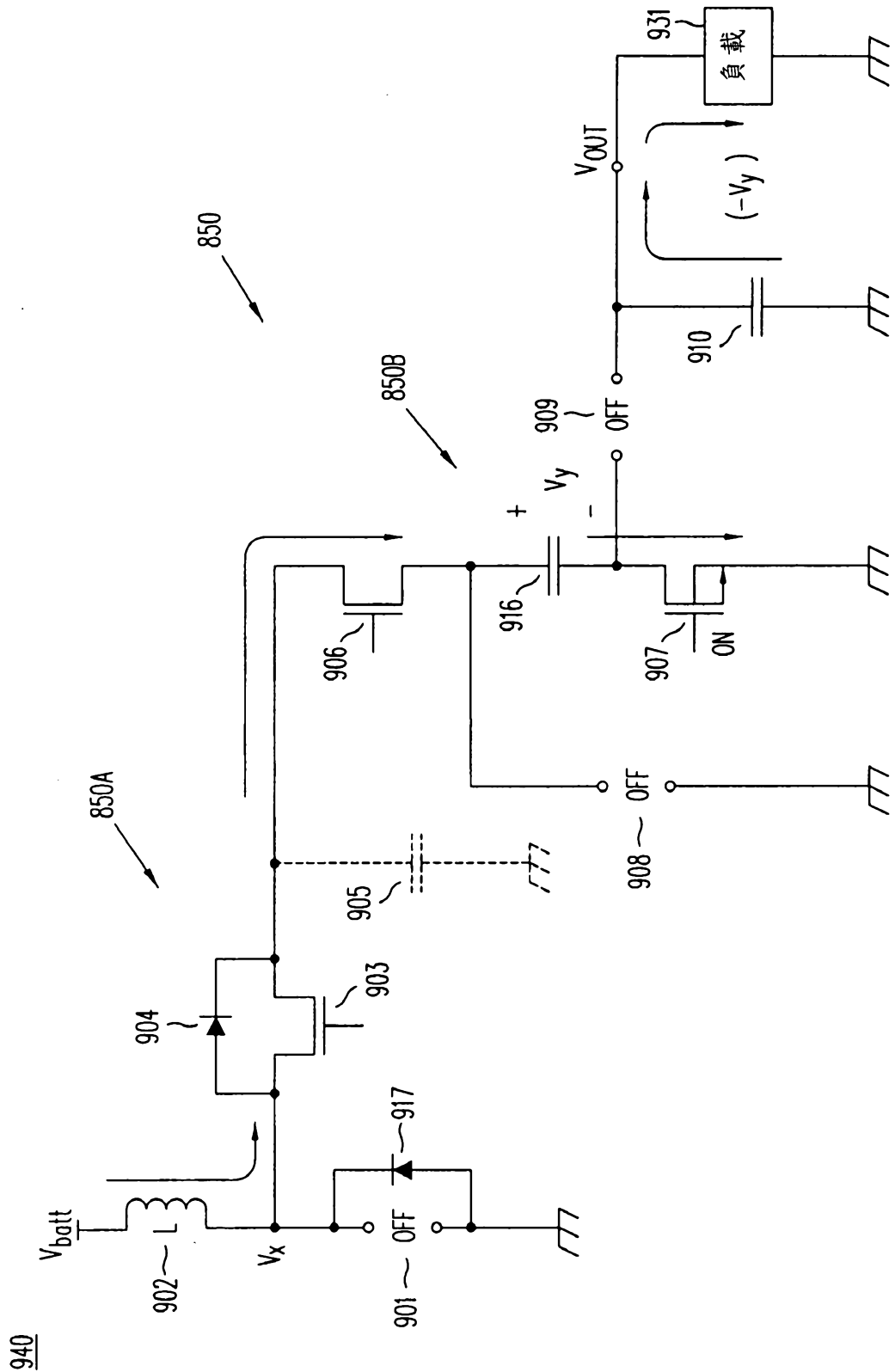


圖 22C

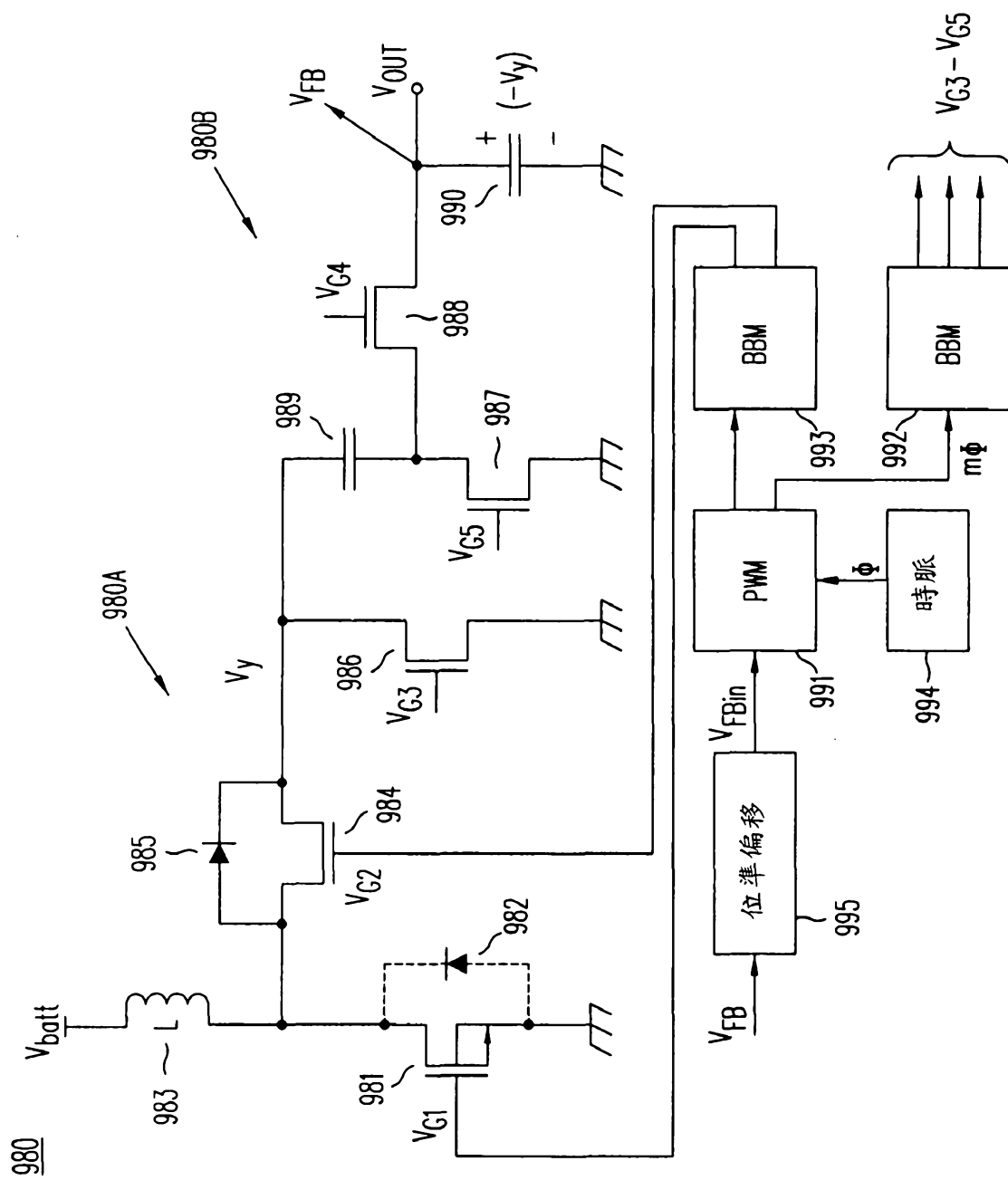


圖 23A

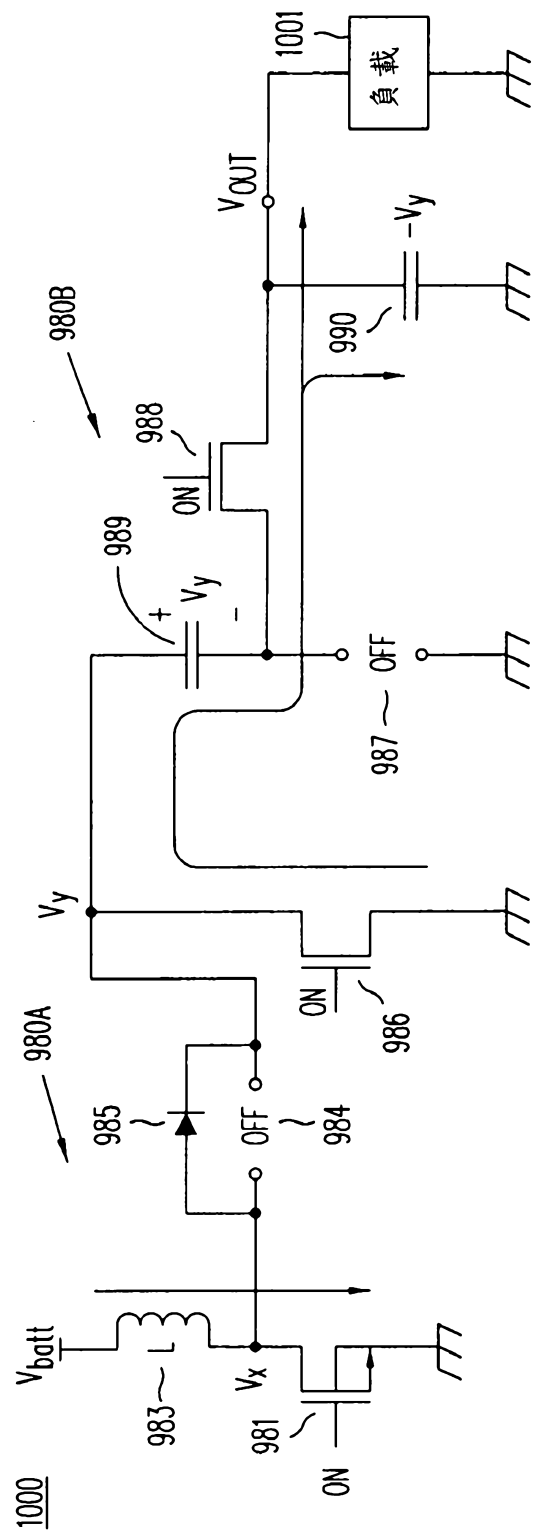


圖 23B

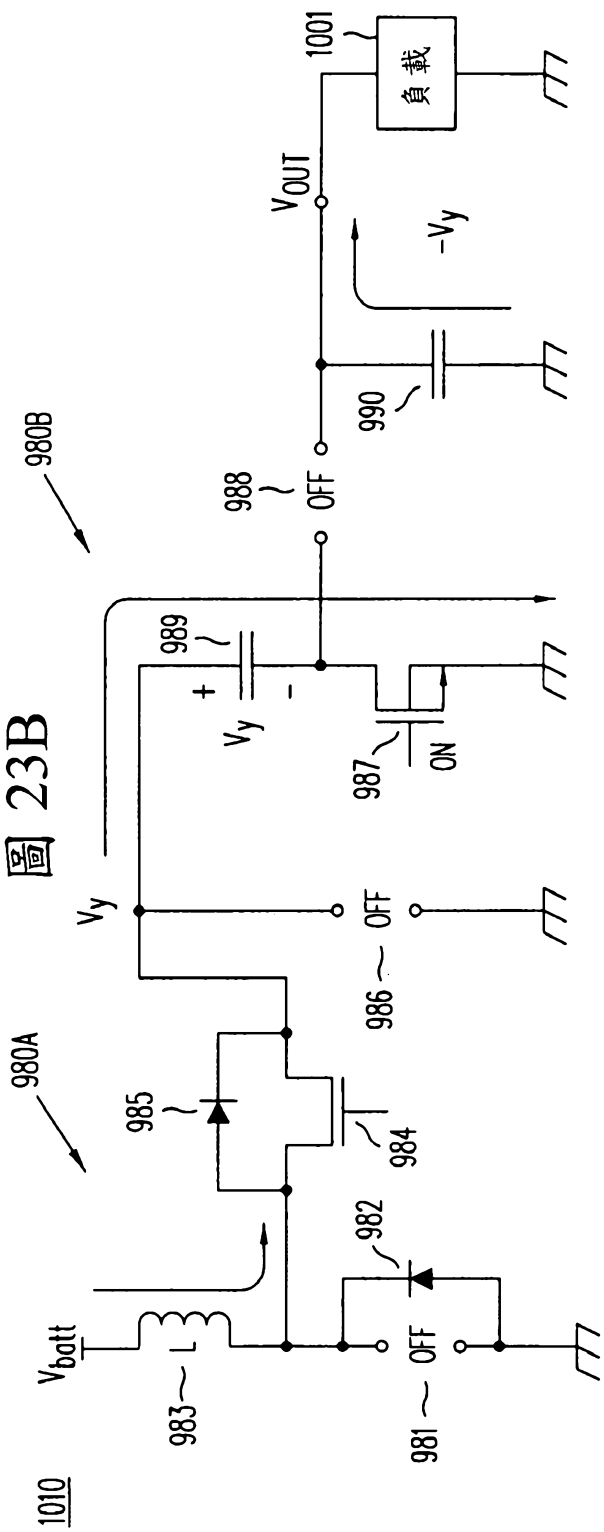


圖 23C

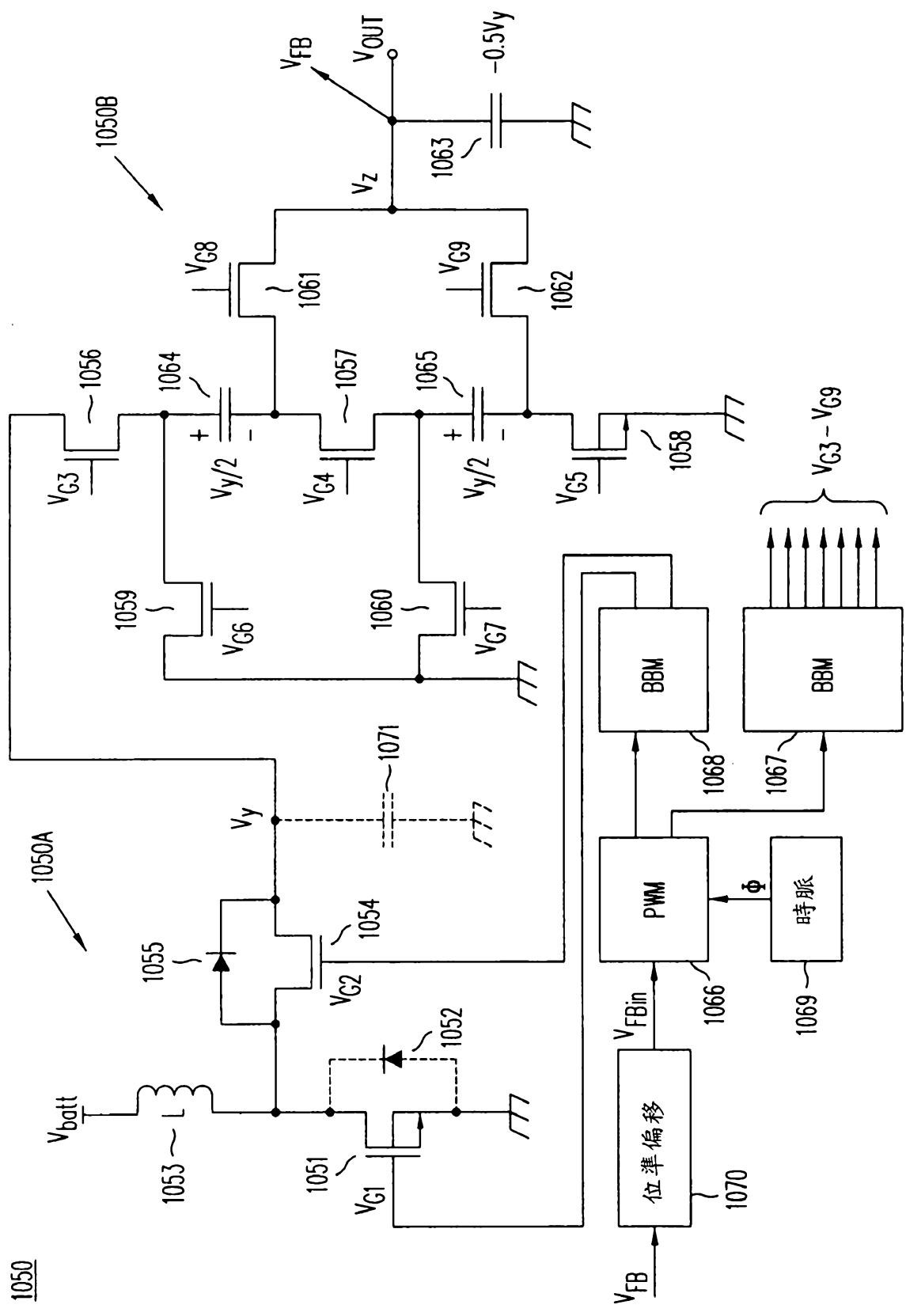


圖 24A



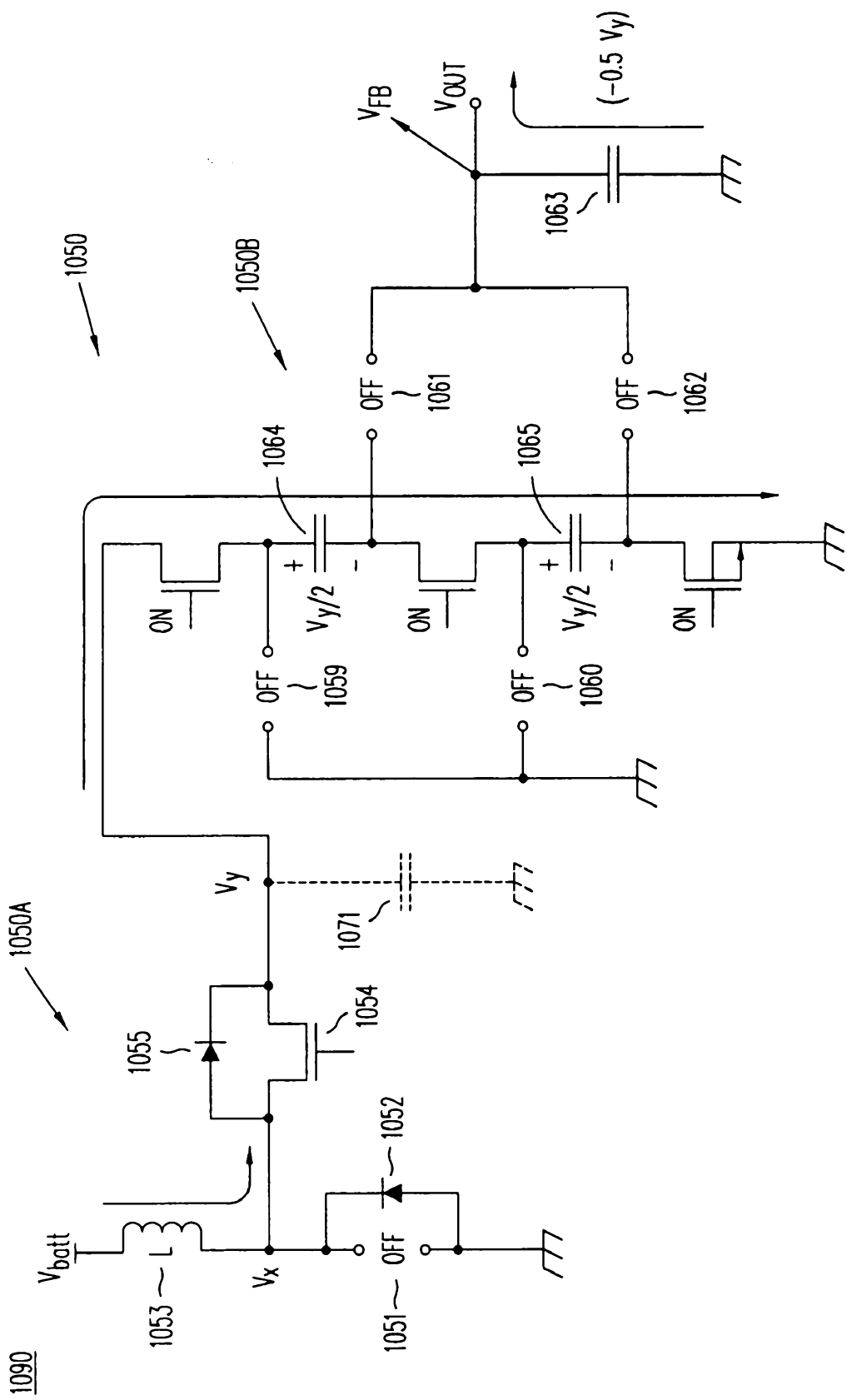


圖 24C

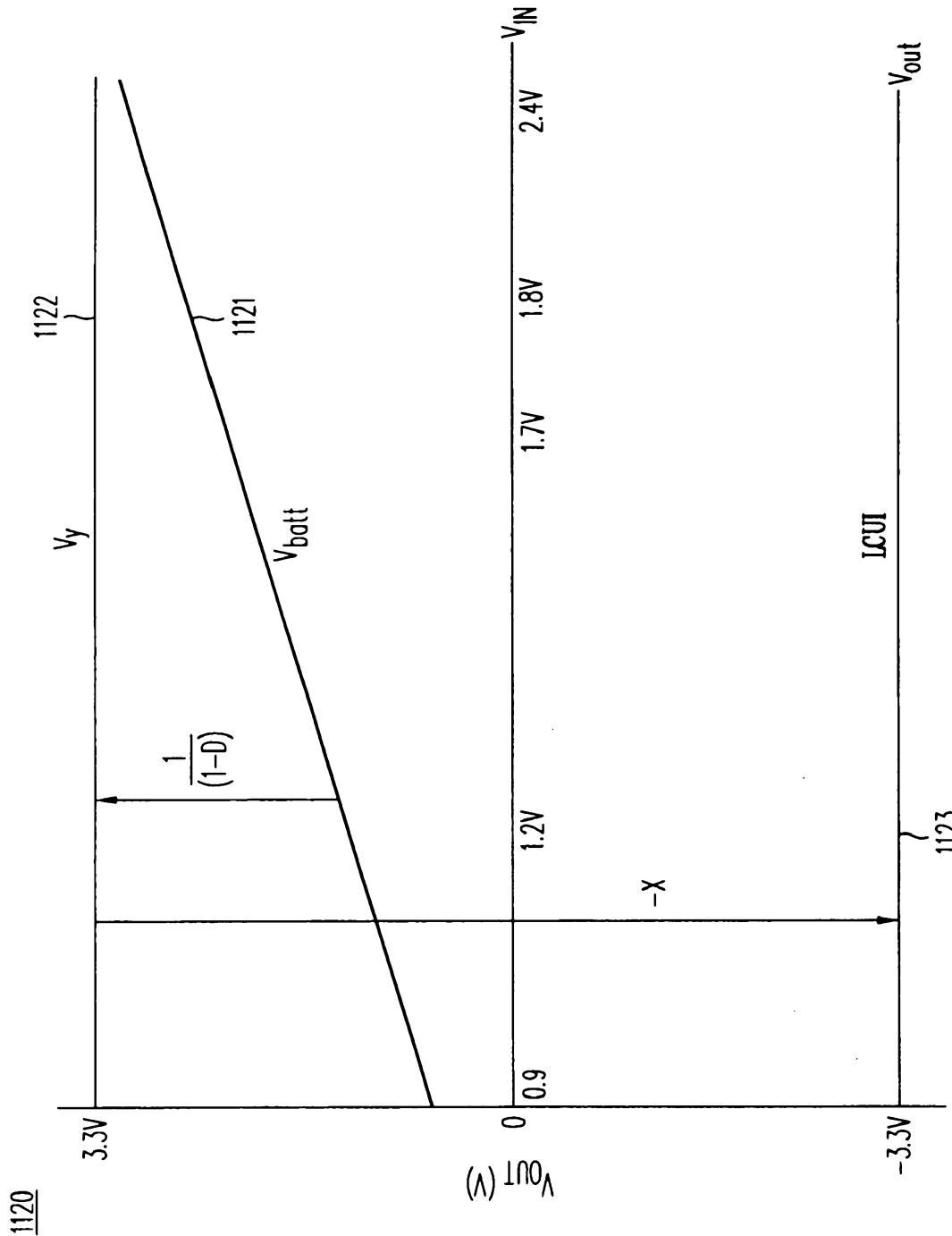
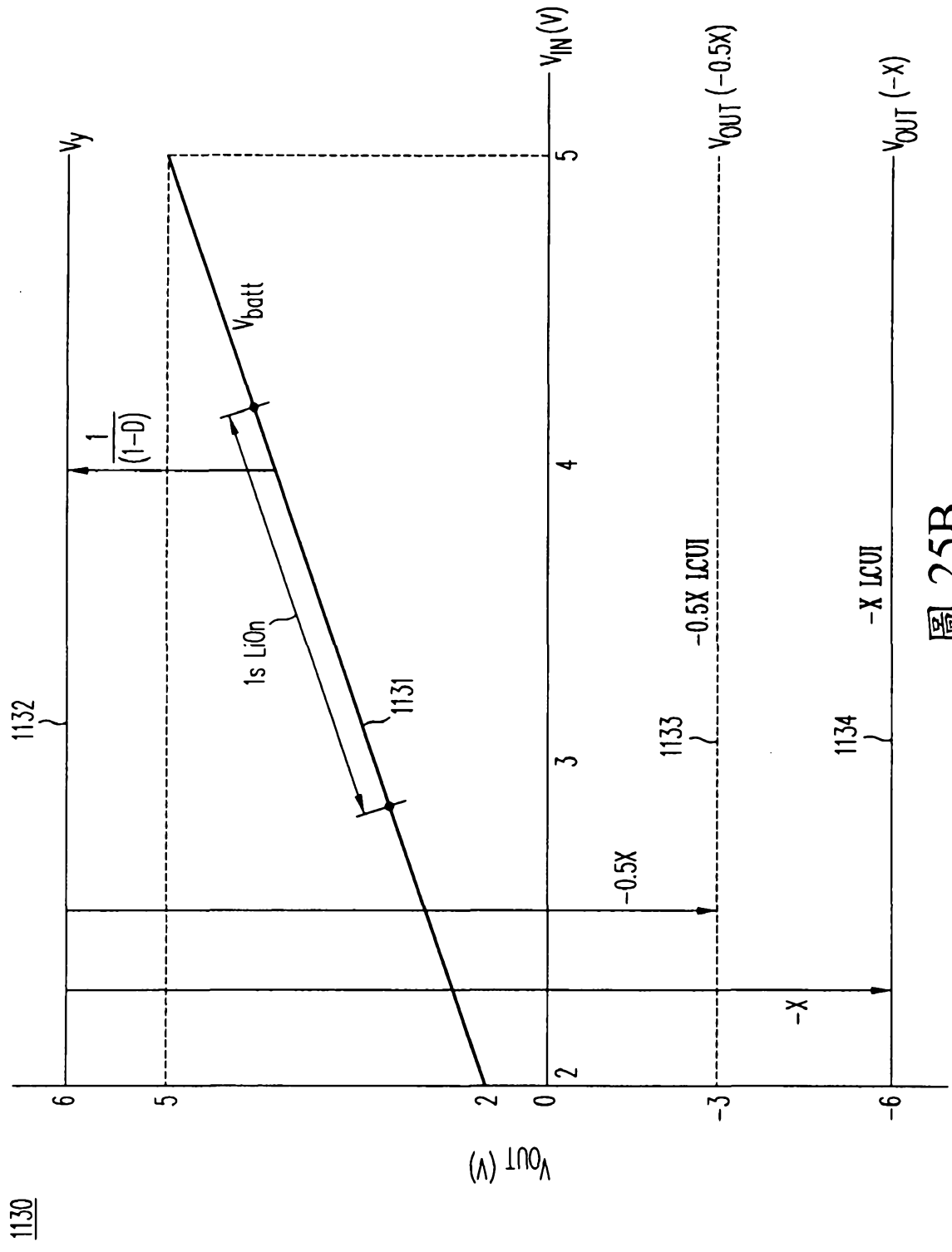


圖 25A



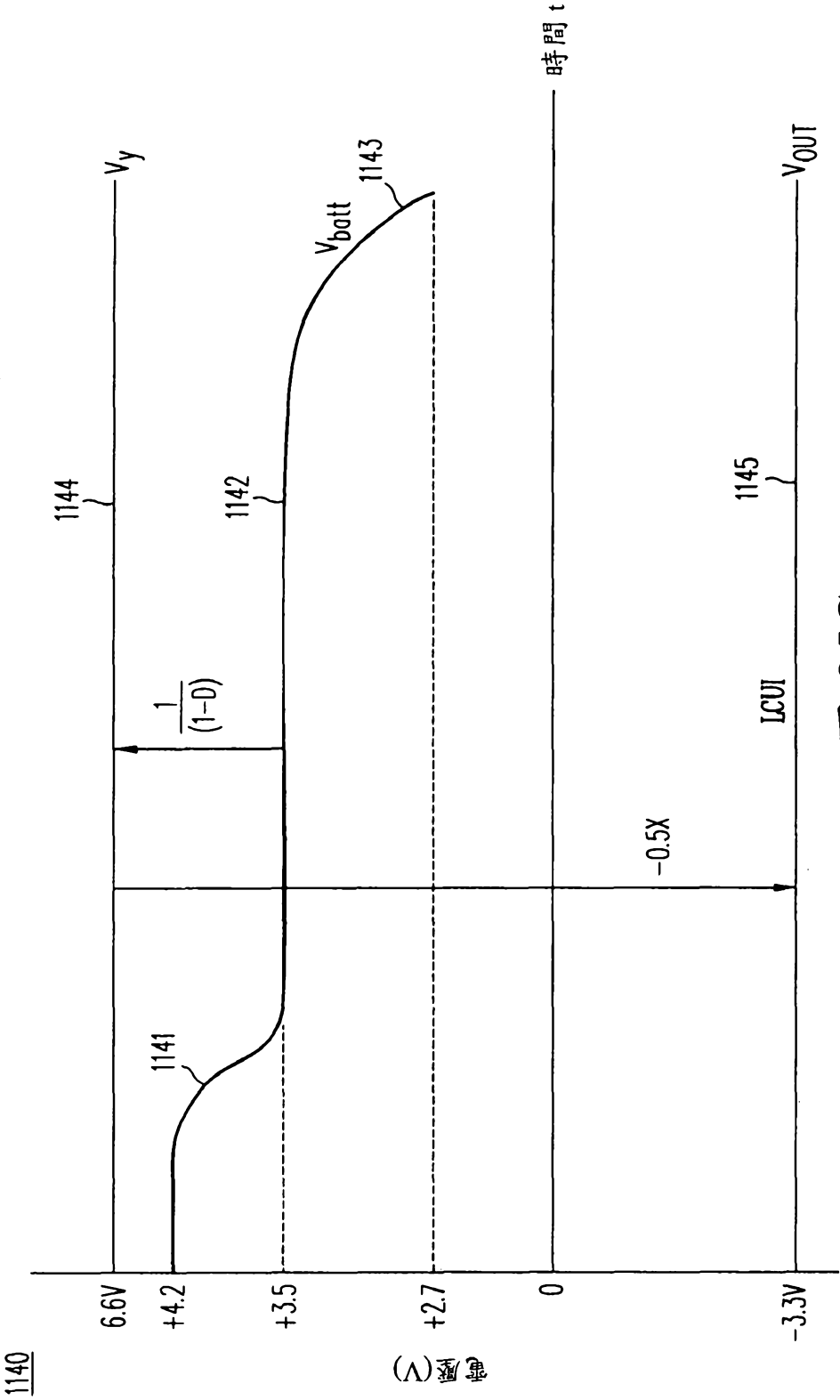


圖 25C

1160

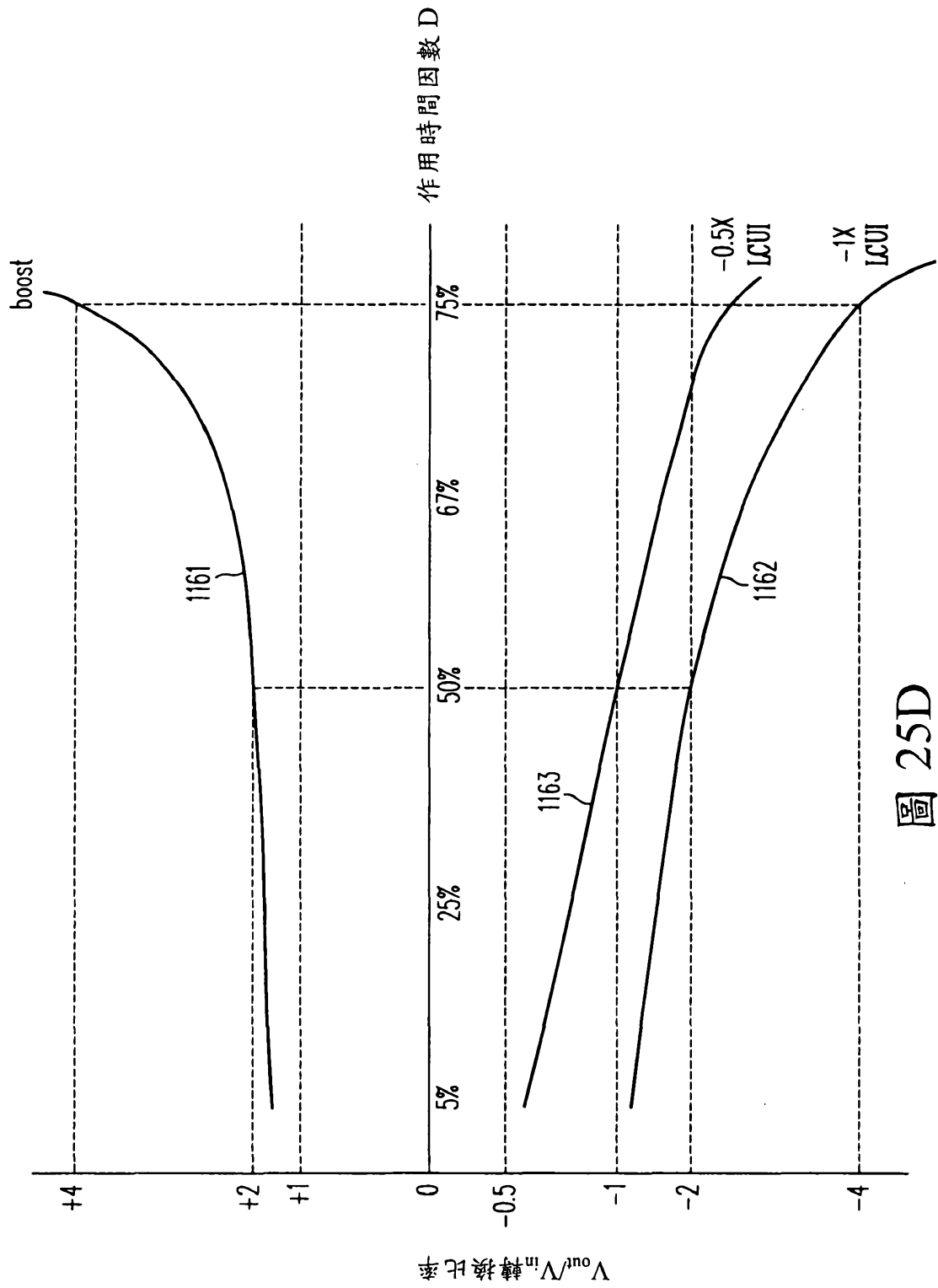


圖 25D

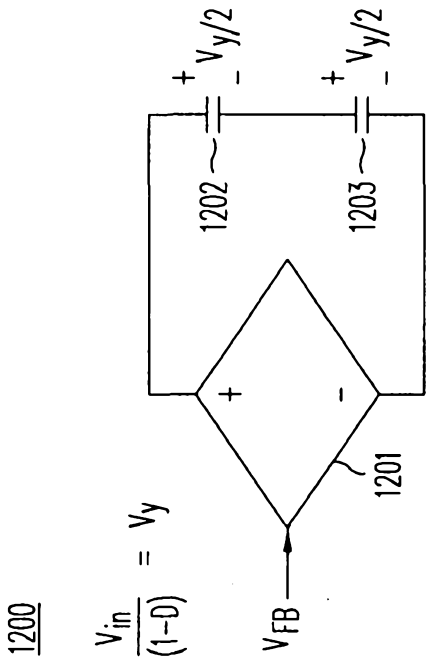


圖 26A

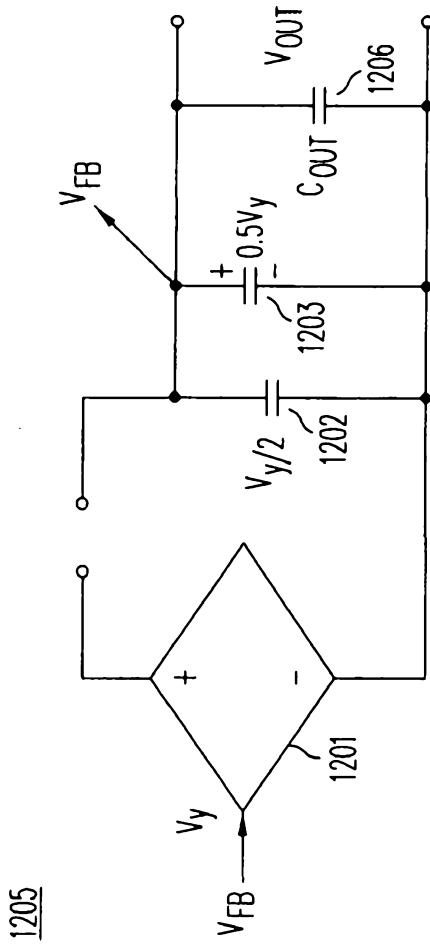


圖 26B

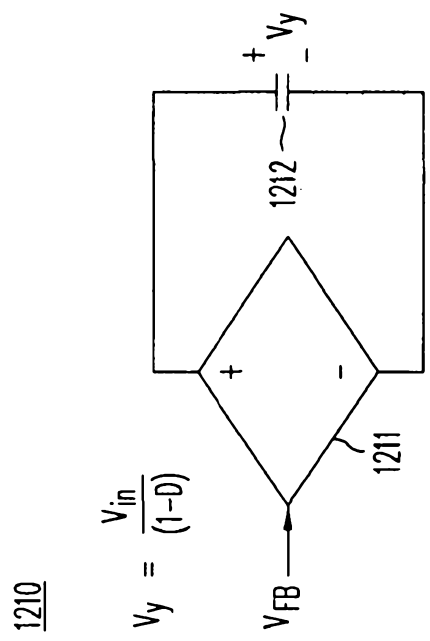


圖 26C

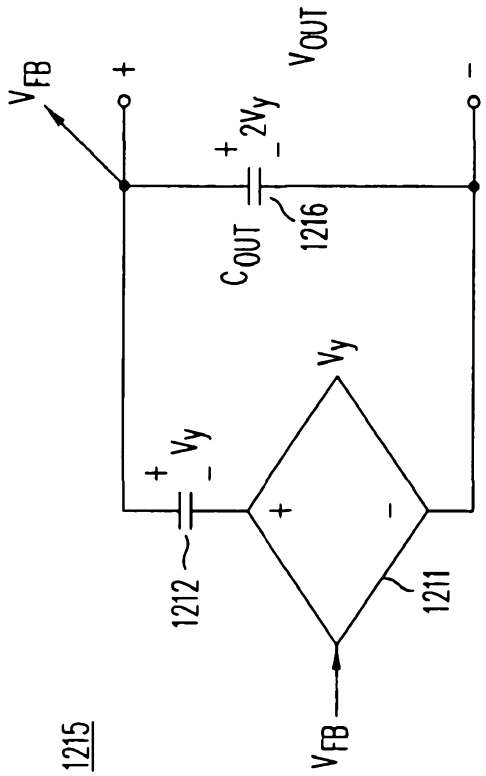


圖 26D

1220

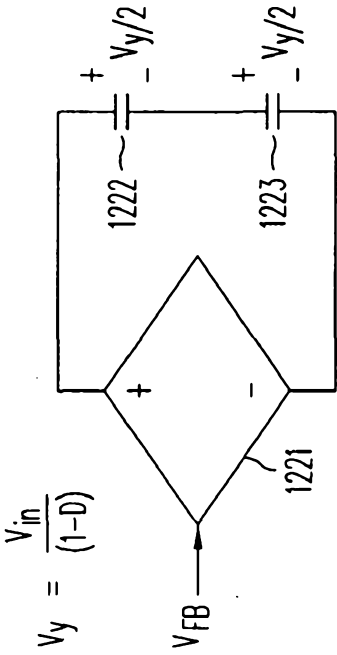


圖 26E

1230

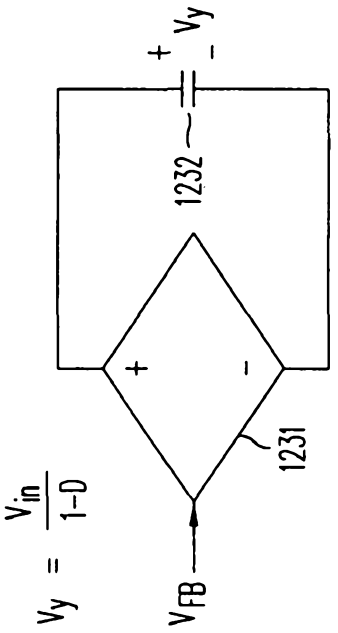


圖 26G

1225

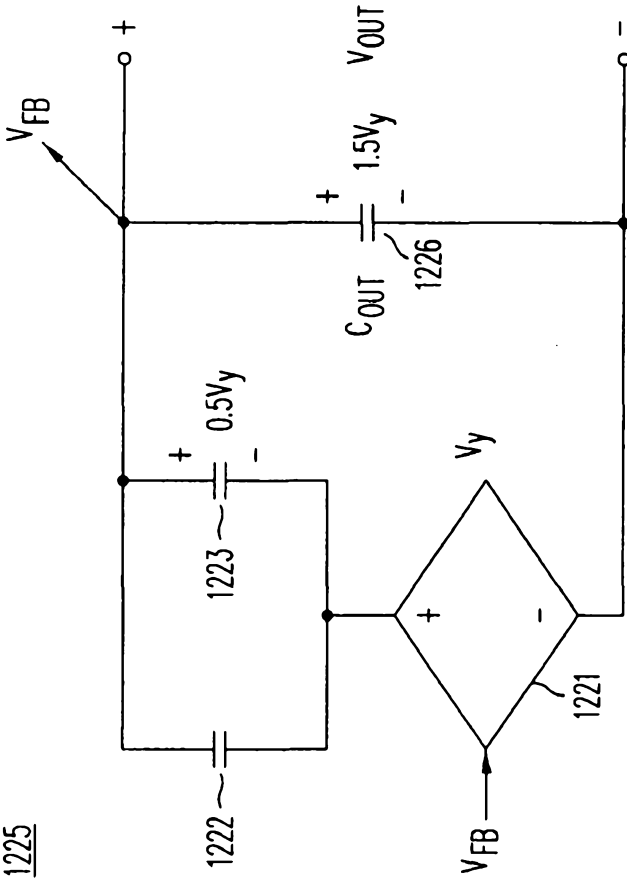


圖 26F

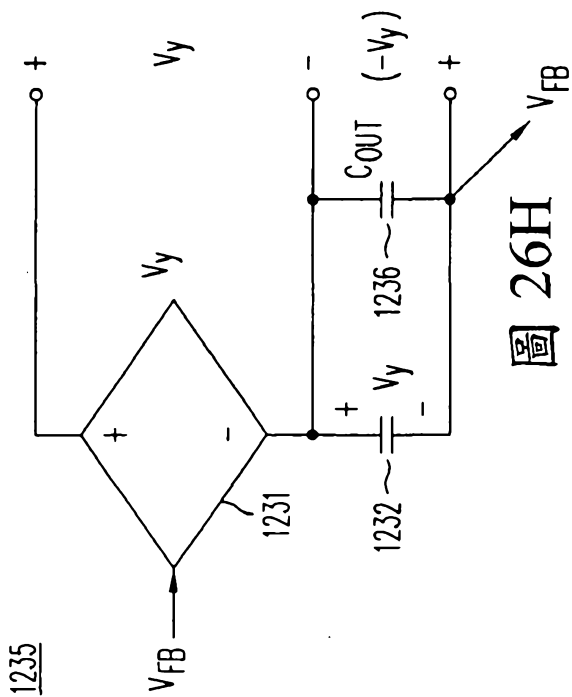


圖 26H

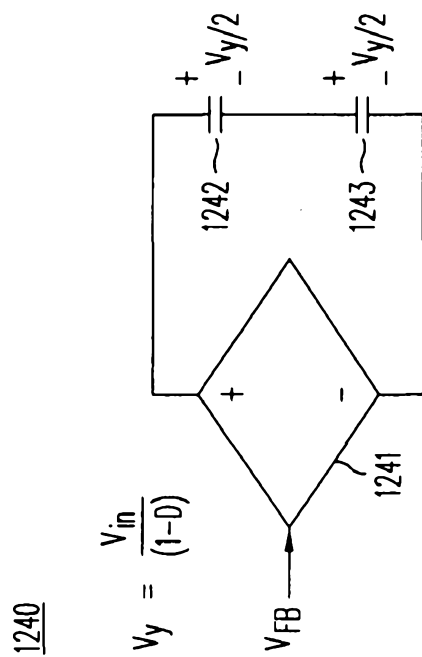


圖 26I

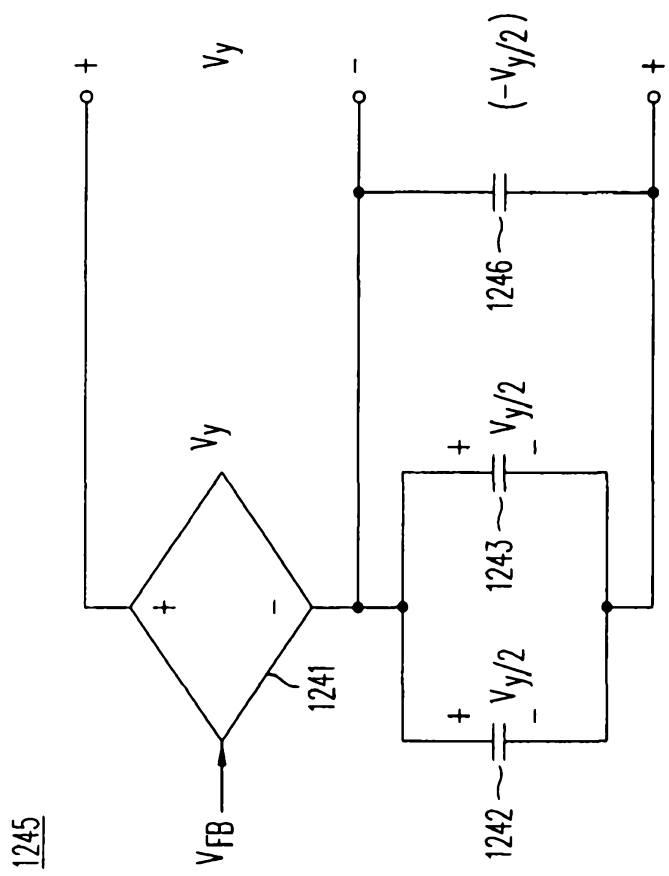


圖 26J

1270

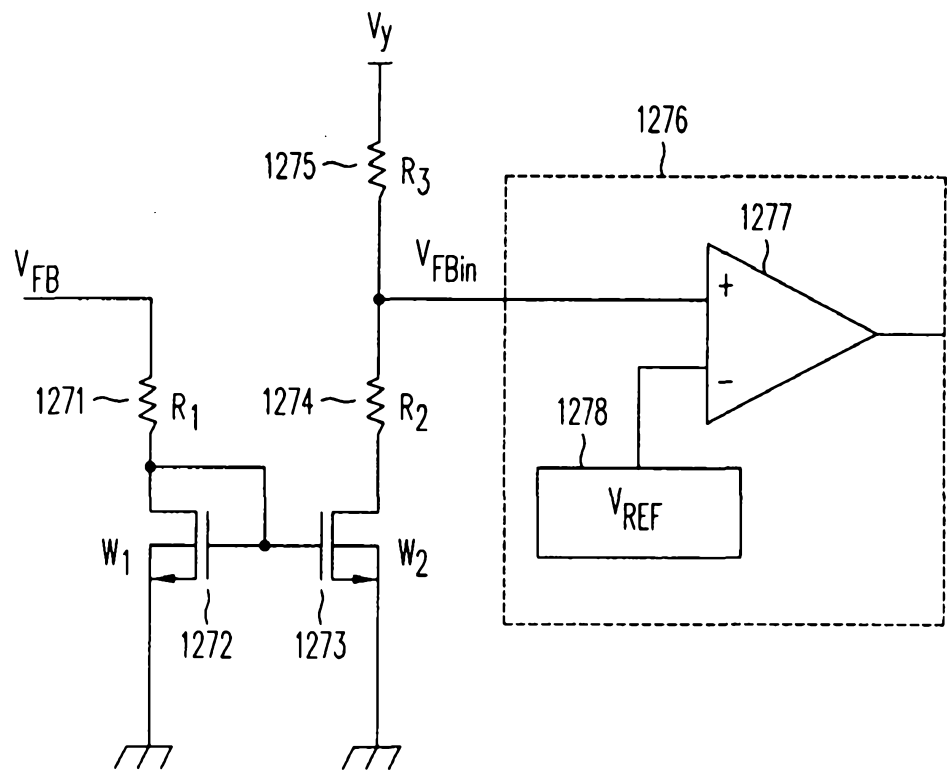


圖 27A

1290

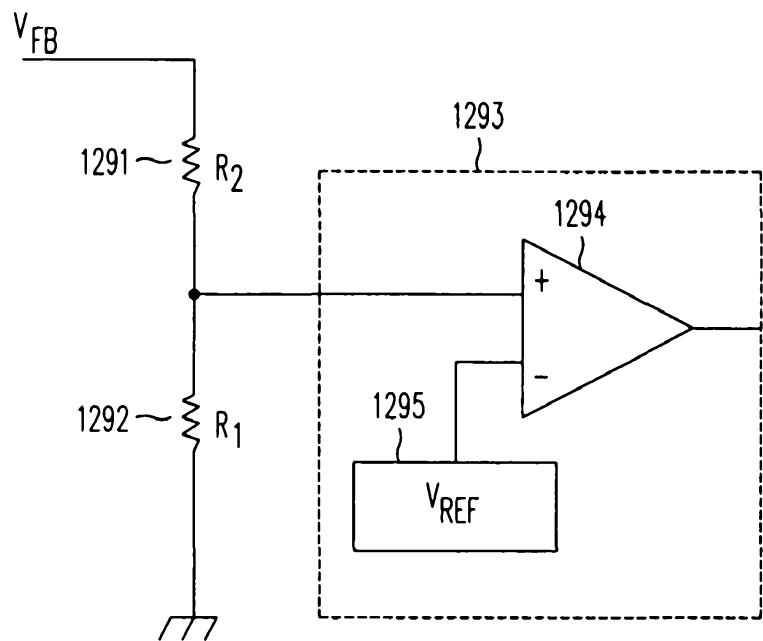


圖 27B



27C

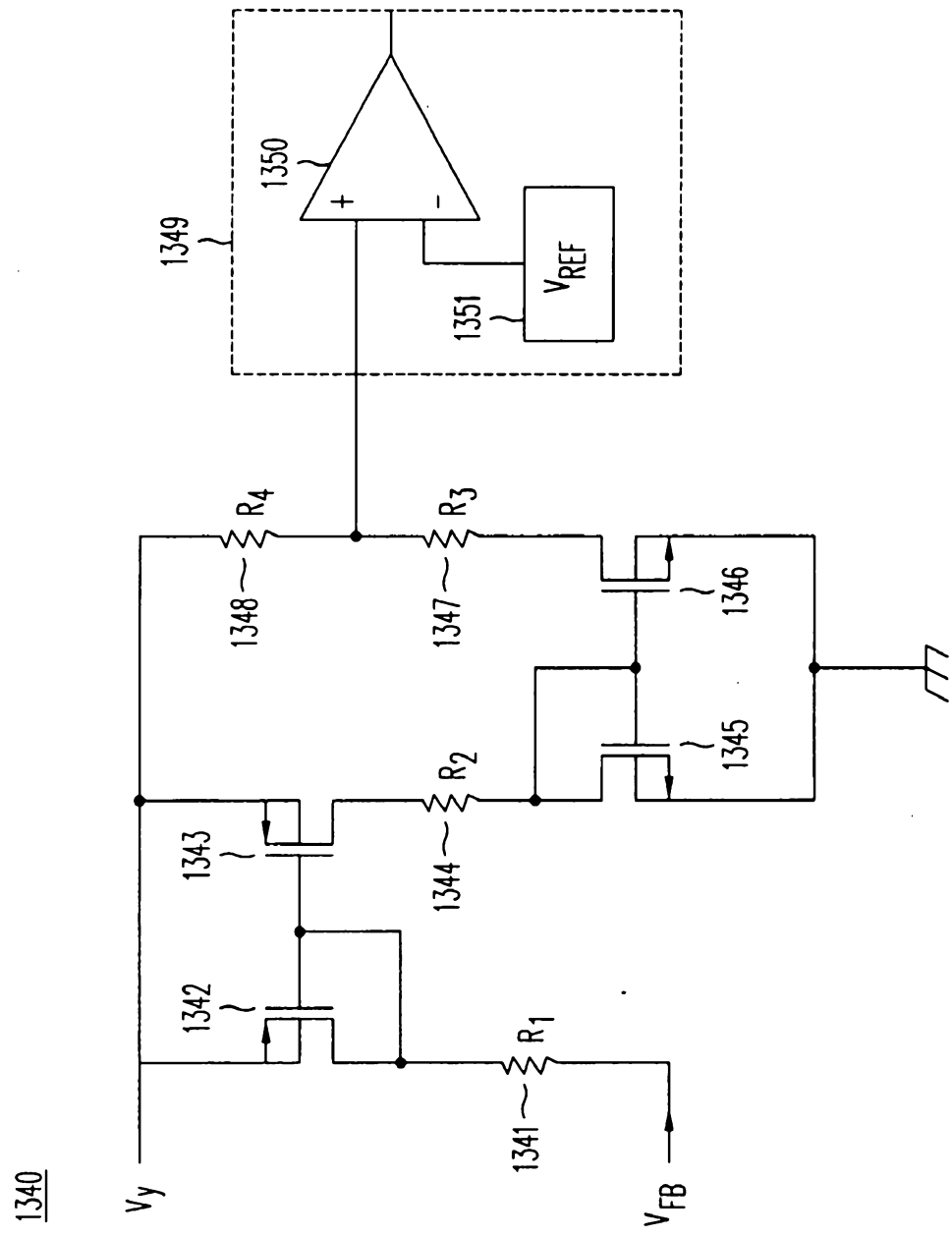


圖 27D

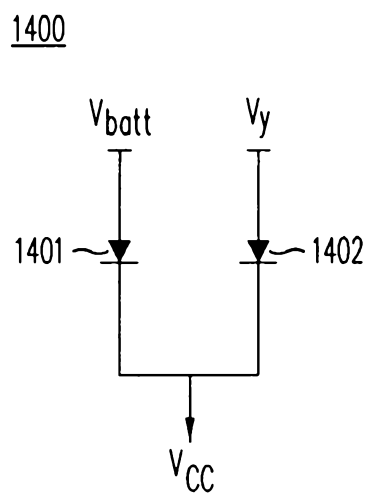


圖 28A

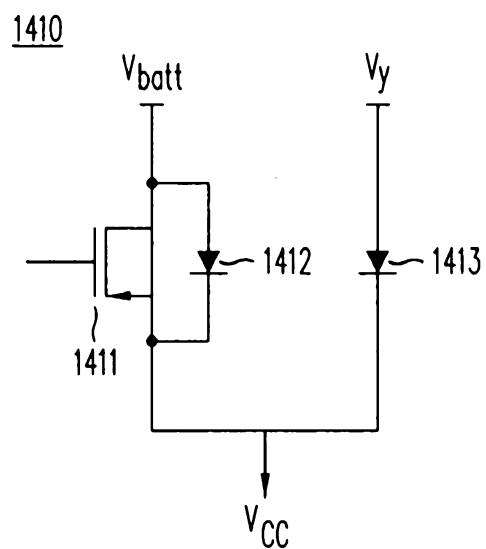


圖 28B

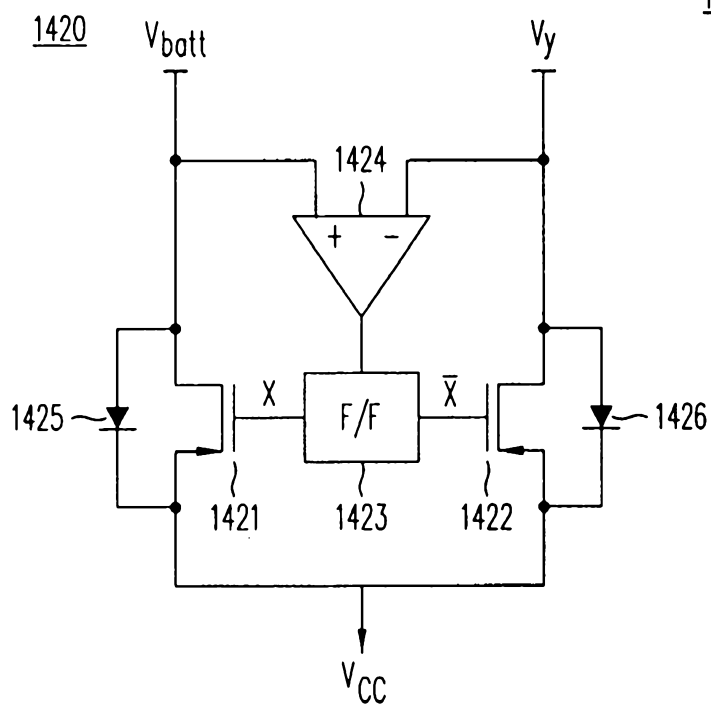


圖 28C

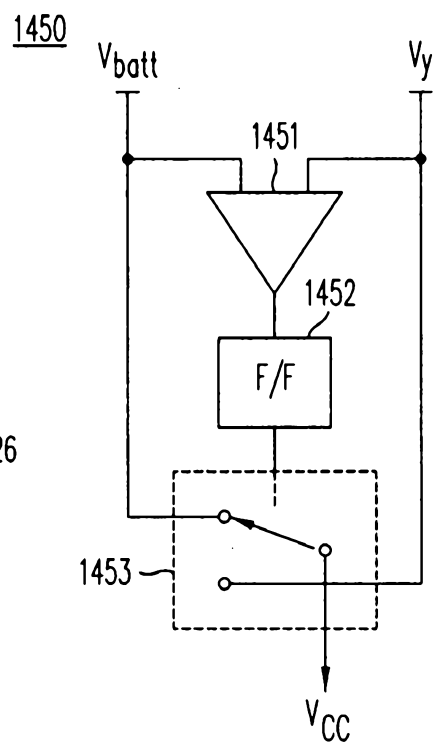


圖 28D

七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第 (8) 圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

200	切換式LCUX轉換器
201	低端N通道電源MOSFET
202	電感器
204	浮動同步式整流器電源MOSFET
205	本質PN二極體
206	濾波電容器
207	電荷幫浦
208	電容器
209	選用之電容器
210	輸出電容器
211	PWM控制器(PWM電路，PWM控制電路)
212	先切斷後連接(BBM)閘極緩衝器
213	斜坡產生器時脈
214	位準偏移器
215	多工器
232	逐步調升切換式電感器前置調節器
233	後置轉換器(切換式電容器轉換器)
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
Φ	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)

年 月 日修(更)正替換頁
100. 6. 17

公告本

發明專利說明書

中文說明書替換頁(100年6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：096149753

※ 申請日期：96.12.24

※IPC 分類：H02M $\frac{3}{5}$ (2006.01)

H02M $\frac{3}{4}$ (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

具有調升電感式切換前置調節器及電容式切換後置轉換器之高效率直流/直流電壓轉換器及其方法

HIGH-EFFICIENCY DC/DC VOLTAGE CONVERTER INCLUDING UP INDUCTIVE SWITCHING PRE-REGULATOR AND CAPACITIVE SWITCHING POST-CONVERTER AND METHODS THEREOF

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.

同樣地，圖 16B 中之 1.5X LCUU 轉換器 620 採用一增壓型前置調節器 620A (其包括一低端 MOSFET 622、一電感器 621、一個二極體 624 及一浮動同步式整流器 MOSFET 623) 以及一雙電容器 1.5X 型分率式電荷幫浦後置轉換器 626 (其含有飛馳電容器 627 與 628)，以產生由關係式 $V_{out} = 1.5 V_{batt} / (1-D)$ 所給定之輸出。透過反饋來動態調整作用時間因數 D ，以強制轉換器 620 以其最佳效率或接近最佳效率運作。前置調節器 620A 產生跨選用之電容器 625 的中間電壓 V_y 。後置轉換器 626 產生跨輸出濾波電容器 629 的輸出電壓 V_{out} ，並且提供反饋訊號 V_{FB} ，以促進對前置調節器 620A 與後置轉換器 626 中之 MOSFET 之切換的封閉控制。

圖 17A 之電路 650 繪示 2X 型 LCUU 轉換器 600 之具體實施例。轉換器 650 包括一切換式電感器增壓前置調節器 650A (其包括一低端端 N 通道 MOSFET 652 (其含有一本質 P-N 二極體 667)、一電感器 651、一浮動同步式整流器 MOSFET 653 (其含有一對應 P-N 二極體 654) 及一選用之輸出電容器 655)，其輸出電壓 V_{out} 形成至 2X 型電荷幫浦後置轉換器 650B 之輸入。後置轉換器 650B 包括：MOSFET 656、657、658 與 659；一飛馳電容器 660；及一輸出電容器 661。前置調節器 650A 中的 MOSFET 652 與 653 係分別用閘極電壓 V_{G1} 與 V_{G2} 予以驅動，並且受控於 PWM 控制器 662 及先切斷後連接 (BBM) 緩衝器 664，同時先切斷後連接 (BBM) 緩衝器 663 分別用閘極電壓 V_{G3} 至 V_{G6} 來驅動後置轉換器 650B 中的 MOSFET 656、657、658 與 659。

MOSFET 652以時脈與斜坡產生器665所判定的頻率 Φ 進行切換。每當MOSFET 652非正在傳導之所有時間或某部分時間，同步式整流器MOSFET 653可進行傳導。MOSFET 656至659以頻率 $m \cdot \Phi$ 進行切換，頻率 $m \cdot \Phi$ 可高於或低於時脈與斜坡產生器665所產生的頻率 Φ 。理想上，MOSFET 656至659以相同頻率 Φ 運作，致使電容器655之大小減小或甚至予以排除。假使MOSFET 656至659未以頻率 Φ 進行切換，則彼等MOSFET之切換應同步於單時脈來源，致使彼等MOSFET同相地運作以減小雜訊。

使用負反饋 V_{FB} 來調節輸出電壓 V_{out} ，以動態調整PWM控制器662來變更負載電流或輸入電壓。

藉此調節中間電壓 V_y 至等於二分之一所要輸出電壓之值，電荷幫浦後置轉換器650B能夠以最大效率點運作。反饋電壓被位準偏移至一值，致使控制PWM控制器662調節其輸出至等於 $V_{out}/2$ 的電壓 V_y ，其為所要輸出電壓。換言之，至PWM控制器的反饋輸入電壓 V_{FBin} 被定義為PWM控制器將嘗試及強制其 V_y 輸出的電壓，即，在封閉迴路控制下 $V_y \rightarrow V_{out}/2$ 。

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，以調整用於PWM控制器之控制輸入的訊號。由於輸出電壓 V_{FB} 係所要電壓 V_y 之量值的兩倍，所以反饋分壓器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} 。

轉換器650之操作涉及兩個交替階段。在圖17B之電路圖

例中，以同步方式來切換前置調節器850A及後置轉換器850B中之所有電源MOSFET，由此允許製成較小型濾波電容器905。相比之下，如果後置轉換器850B係以獨立於前置調節器850A之方式振盪，則需要電容器905以暫時儲存支援瞬間負載與線路瞬變所需的能量。

反轉型電荷幫浦後置轉換器850B需要一反轉式位準偏移電路915，以調整低於接地之訊號成為適用於控制PWM控制器911之輸入端子的正值。由於輸出電壓 V_{FB} 的絕對量值等於中間電壓 V_y 之量值但是彼等電壓之極性相反，所以位準偏移電路915應將 $-V_{FB}$ 訊號反轉成為 $+V_{FB}$ ，以作為至PWM控制器911的輸入 V_{FBin} 。就其本身而論，至PWM控制器911的反饋輸入電壓 V_{FBin} 被定義為PWM控制器將嘗試及強制其 V_y 輸出的電壓，即，在封閉迴路控制下 $V_y \rightarrow (-V_{out})$ ，此為正電壓，此係由於 V_{out} 為負。

圖22B及22C中繪示在-1X型LCUI轉換器850中之前置調節器850A及後置轉換器850B的同步運作。在圖22B中，電路圖930表示轉換器850係在電感器902之磁化期間，並且同時將電荷自飛馳電容器916轉遞至蓄電電容器910。於此階段期間， V_x 接近接地並且來自 V_{batt} 的電流流動過過導通狀態MOSFET 901，磁化電感器902，同時同步式整流器MOSFET 903維持關斷，切斷前置調節器850A與後置轉換器850B之連接。

由於 V_x 係接近接地並且 $V_y > V_{batt}$ ，所以二極體904維持逆向偏壓並且未傳導中。在一較佳具體實施例中，與電感

N通道電源MOSFET 1051、一浮動同步式整流器MOSFET 1054(其含有一本質P-N二極體1055)及一電感器1053，彼等者一起組成增壓型前置調節器1050A，用於轉換器輸入電壓 V_{batt} 至中間電壓 V_y 。跨選用之濾波電容器1071的電壓 V_y 形成至-0.5X型電荷幫浦反轉式後置轉換器1050B之輸入，自前置調節器1050A至輸出濾波電容器1063，-0.5X型電荷幫浦反轉式後置轉換器1050B包括電源MOSFET 1056至1062，彼等電源MOSFET一起循序地對飛馳電容器1064與1065進行充電及放電。

反轉分率式電荷幫浦後置轉換器1050B的輸出電壓係 $-0.5V_y$ ，其中 V_y (增壓型前置調節器的輸出)係 $V_{batt}/(1-D)$ 。LCUI轉換器1050的所得電壓轉換比率係藉由如下給定

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{0.5V_{batt}}{(1-D)} = \frac{0.5V_{batt}}{(D-1)}$$

轉換器1050表示分率式LCUI轉換器的一實施方案，其中串聯連接之MOSFET 1054與1056連同以中間電壓 V_y 充電之電容器1071允許前置調節器1050A與後置轉換器1050B以不同頻率獨立地運作，而仍在係在單反饋迴路控制下。

浮動電源MOSFET 1054、1056、1057、1058、1061與1062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 1051、1056、1057與1058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1070予以反轉，以產生與中間電壓 V_y 成比例之正電壓來作為至PWM控制器

至1062進行傳導，同時MOSFET 1056、1057與1058為關斷。先切斷後連接(BBM)緩衝器1067防止介於MOSFET 1056與1059及1060之間以及介於MOSFET 1058與1062之間的擊穿傳導。

可依由時脈與斜坡產生器電路1069提供的頻率 Φ 或依時脈頻率的某較高倍數(即， $m \cdot \Phi$)，以同步於前置調節器1050A中之MOSFET的方式來切換電荷幫浦後置轉換器1050B中之MOSFET，或替代做法為，依獨立於時脈頻率 Φ 的頻率，電荷幫浦後置轉換器1058B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1050A及電荷幫浦後置轉換器1050B中之所有電源MOSFET，由此允許製成較小型濾波電容器1071。相比之下，如果電荷幫浦後置轉換器1050B係以獨立於切換式電感器前置調節器1050A之方式振盪，則需要電容器1071以暫時儲存支援瞬間負載與線路瞬變所需的能量。

使用反轉型電荷幫浦後置轉換器1050B之反饋需要一反轉式位準偏移器1070，以調整低於接地之訊號成為適用於控制PWM控制器1066之輸入端子的正值。由於輸出電壓 V_{FB} 的絕對量值等於中間電壓 V_y 之量值的二分之一但是彼等電壓之極性相反，所以位準偏移電路1070應將 $-V_{FB}$ 訊號反轉成為 $+V_{FB}$ ，以作為至PWM控制器1066的輸入 V_{FBin} 。因此，至PWM控制器1066的反饋輸入電壓 V_{FBin} 被定義為將促使PWM控制器強制 $V_y \rightarrow -2V_{out}$ 的電壓，此為正電壓，此係由於 V_{out} 為負。

容器1212置於其上方，即，其負端子係連接至增壓型前置調節器的正端子，致使飛馳電容器的電壓加至增壓電壓，使增壓電壓倍增兩倍。因此，電壓來源1211與飛馳電容器之串聯組合對蓄電電容器1206充電至電壓 $2V_y$ 或 $2V_{batt}/(1-D)$ 。於第二操作階段期間，受控式電壓來源1211參與傳遞能量至負載或電荷幫浦後置轉換器。圖17A之2X型LCUU轉換器650之功能操作表示，介於該兩個充電與傳遞階段之間的交替，實現具備高轉換比率之 V_{out}/V_{in} 的經妥善調節輸出。

在圖26E中，電路圖1220繪示分率式1.5X型LCUU調節器，其包括受控式電壓來源1221，其表示具有電壓 $V_y=V_{in}/(1-D)$ 之電感前置調節器，其中該前置調節器對兩個串聯連接之飛馳電容器1222與1223充電至電壓 $V_y/2$ 或 $0.5 V_{in}/(1-D)$ 。圖26F之電路圖1225表示相同1.5X型LCUU調節器係在電荷傳遞期間的同等電路，其中飛馳電容器1222與1223被並聯連接並且暫時堆疊於電壓來源1221之上方，藉此對蓄電電容器1226充電至電壓 $1.5 V_y$ 或 $1.5 V_{batt}/(1-D)$ 。於第二操作階段期間，受控式電壓來源1201參與傳遞能量至負載或電荷幫浦後置轉換器。圖19A之1.5X LC UU轉換器760之功能操作表示，介於該兩個階段之間的交替，實現高轉換比率的經妥善調節輸出。

在圖26G中，電路圖1230繪示-1X型LCUI反轉式調節器，其包括受控式電壓來源1231，其表示具有電壓 $V_y=V_{in}/(1-D)$ 之電感前置調節器，其中該前置調節器對串

十、申請專利範圍：

1. 一種DC/DC電壓轉換器，其包括：

一逐步調升前置調節器，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，該切換式電容電路包含一電荷幫浦，該後置轉換器係經架構以提供一DC輸出電壓，

其中該前置調節器之一輸出端子被連接至該後置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。

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電感器；以及連接至介於該電感器與該低端切換器之間的該串聯路徑中之一點的一浮動切換器。

5. 如請求項4之DC/DC電壓轉換器，其中該浮動切換器包括一浮動MOSFET，並且該低端切換器包括一低端MOSFET。

6. 如請求項5之DC/DC電壓轉換器，其中該前置調節器包括一先切斷後連接單元，該先切斷後連接單元耦合至該

浮動MOSFET之一閘極及該低端MOSFET之一閘極。

7. 如請求項6之DC/DC電壓轉換器，其中該前置調節器包括一脈衝寬度調變單元，該脈衝寬度調變單元耦合至該先切斷後連接單元。
8. 如請求項1之DC/DC電壓轉換器，其中該電荷幫浦經架構以依一整數值使該電荷幫浦之一輸入端子處的一電壓倍增。
9. 如請求項8之DC/DC電壓轉換器，其中該電荷幫浦經調適以依一2之因數使該電荷幫浦之該輸入端子處的一電壓倍增。
10. 如請求項1之DC/DC電壓轉換器，其中該電荷幫浦經調適以依一1.5之因數使該電荷幫浦之一輸入端子處的一電壓倍增。
11. 如請求項1之DC/DC電壓轉換器，其中該電荷幫浦經調適以依一0.5之因數使該電荷幫浦之一輸入端子處的一電壓倍增。
12. 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。
13. 如請求項12之DC/DC電壓轉換器，其中該電荷幫浦經調適以依一負整數值使該電荷幫浦之一輸入處的一電壓倍增。
14. 如請求項13之DC/DC電壓轉換器，其中該電荷幫浦經調適以依一-1之因數使該電荷幫浦之該輸入端子處的一電壓倍增。

15. 如請求項12之DC/DC電壓轉換器，其中該電荷幫浦經調適以依一 -0.5 之因數使該電荷幫浦之該輸入端子處的一電壓。
16. 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，允許該至少一電感器之該第一端子成為浮動，藉此在該至少一電感器之該第一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。
17. 如請求項16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。
18. 如請求項16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。

19. 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，允許該至少一電感器之該第一端子成為浮動，藉此在該至少一電感器之該第一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。

20. 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，允許該至少一電感器之該第一端子成為浮動，藉此在該至少一電感器之該第一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，藉此在該輸出端子處提供該第二DC電壓。