

# 發明專利說明書

(本說明書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※ 申請案號： 96149758

※ 申請日期： 96.12.24      ※IPC 分類：H02M

一、發明名稱：(中文/英文)

H02M 3/155 (2006.01)

H02M 3/04 (2006.01)

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

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

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.

#### 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；11/890,941

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日申請之名為"高效率調降-調升及相關直流/直流轉換器(High-Efficiency Down-Up And Related DC/DC Converters)"之臨時專利申請案第60/877,952號及第60/877,720號之優先權，該等申請案之每一者皆以全文引用之方式併入本文中。

### 【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輸入電壓必須逐步增壓至較高DC電壓或逐步降壓至較低DC電壓，所以此等轉換器稱為直流轉直流(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轉換器、電容式電荷幫浦及線性轉換器。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轉換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。每當轉換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

在前文提及之電壓轉換器之中，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"(該案與本申請案同時申請並且以引用方式併入本文中)描述電感式切換轉換器之操作原則。圖1A及1B繪示非隔離式電感式切換轉換器之兩項實例：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。

一闡釋之同步式降壓轉換器1(繪示於圖1A中)包含一電源MOSFET切換器3、一電感器5、一同步式整流器電源

MOSFET 4(含有一整流器二極體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)控制電路2。閘極驅動之極性與電壓取決於MOSFET 3是否係N通道或P通道而異。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" (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。

來自電源、電池或電源輸入傳遞進入DC/DC轉換器1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，可動態調整電感器線圈的磁化場，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控制電路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<sub>x</sub>)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，其使流動通過二極體8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MOSFET 3與4兩者為關斷時的時間間隔才傳導實質電感器電流。

MOSFET 3與4兩者皆為關斷的一項通用條件發生於每切換轉變期間，以防止輸入電源短路接至電路接地。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)而接地。

在此短暫的先切斷後連接(BBM)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)必須載運電感器的電流I<sub>L</sub>。非所要雜訊可發生於相關聯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電源流動進入DC/DC轉換器期間的時間(即，MOSFET切換器3為導通的時間)，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<sub>sw</sub>係MOSFET 3被導通期間的時間，T係總時脈循環之

持續期間。

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切換器及其控制與閻極驅動電路中的切換延遲。

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 3與4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或非同步式降壓轉換器。但是，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17，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，並且轉換器必須從 $D_{max}$ 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並且在整個時脈週期T期間使MOSFET 3繼續處於導通。突然的轉變21造成降壓轉換

器 1 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， $V_{out}=V_{in}$  (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、一輸出電容器 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 響應於來自轉換器 10 之輸出的電壓反饋  $V_{FB}$  (其係來跨輸出電容器 15 存在) 予以控制。為了防止輸出電容器 15 之端子短路，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，連接至接地或  $V_{batt}$ ) 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 (係 N 通道型低端 MOSFET 12 本質的 P-N 接面二極體) 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。

如果再次將增壓轉換器 10 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 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：

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

其中  $t_{sw}$  係 MOSFET 12被導通期間的時間，T係總時脈循環之持續期間。

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 12及其控制與閘極驅動電路中的切換延遲而發生。

只要電源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 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18，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10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 並且在整個時脈週期 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 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， $V_{out}=V_{in}$  (如線 16 所示) 只要切換暫停，所有調節失效。

所以對於同步式降壓轉換器 1 及同步式增壓轉換器 10 兩者，接近壹轉遞特性 (即， $V_{out} \approx V_{in}$ ，圖 2A 中之曲線 16 所示) 之運作會有問題。

● DC/DC 轉換器之效率  $\eta$  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] 中描述電感式切換轉換器效率之分析。

● 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。在圖表 25 中線 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，增壓轉換器展現的效率低於降壓轉換器展現的效率，如曲線 27 與 28 所示。此不同點主要係歸因於增壓轉換器展現的峰值電流高於降壓

轉換器展現的峰值電流。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之十倍，如曲線 28 隨著增大之轉換比率而效率下降所示。

另外，在圖表 25 中，未繪示對於低於 0.1 及高於 0.9 之轉換比率的降壓效率 27，並且同樣地，未繪示對於低於 1.1 及高於 10 之轉換比率的增壓效率 29，此係因為彼等範圍需要切換式轉換器運作於低於 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須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經調節電壓時。

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 ( $3.3\text{ V}/4.2\text{ V}$  或 0.79)，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  $3.3\text{ V}/3\text{ V}$  或 1.1，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轉換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轉換器解決方案。

如果無法避免調升調降轉換，一項可行解決方案涉及降壓增壓轉換及調節。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之降壓增壓轉換器35中，一同步式降壓轉換器(其包括一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、一本質整流器二極體39及一電容器44)供電給一同步式增壓轉換器(其包括一低端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，接著逐步調升此電壓以產生 $V_{out}$ 。

反之，在圖3B之增壓降壓轉換器45中，一增壓轉換器(其包括一低端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、一本質二極體49及一電容器54)供電給一同步式降壓轉換器(其包括一MOSFET 48B、一電感器52、一N通道同步式整流器

MOSFET 50、一本質整流器二極體 51 及一濾波電容器 53)。級聯式增壓降壓轉換器 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  $V_{out}$ 。

降壓增壓轉換器 35 或增壓降壓轉換器 45 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(數學上， $\eta_{cascade} = \eta_{Buck} \cdot \eta_{boost}$ )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%，顯著低於個別降壓轉換器或增壓轉換器之效率。級聯式降壓增壓或級聯式增壓降壓中之整體損耗比單獨的同步式降壓或同步式增壓中的損耗更糟，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。

如所示，圖 3B 之增壓降壓轉換器 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，圖 3A 之降壓增壓轉換器 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 38A 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 而且不顯著改變轉換器的運作。

圖 3C 繪示所得簡化之先前技術降壓增壓轉換器 55，其包括：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 控制電路及先切斷後連接閘極緩衝器電路。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，概要圖 65 表示降壓增壓轉換器 55 作為降壓轉換器之運作，其中藉由 PWM 控制單元 (圖中未繪示) 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)。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，此係因為其現在包括 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，概要圖 70 表示降壓增壓轉換器 55 作為增壓轉換器之運作，其中藉由 PWM 控制單元 (圖中未繪示) 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)。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，此係因為其現在包括 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  $\eta$  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，曲線81與82分別繪示圖2B之習知降壓效率曲線27與增壓效率曲線28所示。

曲線83繪示降壓增壓轉換器55運作於同等電路65中所示之僅降壓模式中的效率。因為相關聯於導通狀態MOSFET 61的串聯電阻67，運作於僅降壓模式中之降壓增壓轉換器65的效率低於簡單降壓轉換器的效率(以曲線81表示)。效率損失範圍可從百分之幾至超過百分之十，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，並且結果展現出比降壓模式曲線83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運作於同等電路70中所示之僅增壓模式中的效率。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65的效率低於簡單增壓轉換器的效率(以曲線82表示)。效率損失範圍可從百分之幾至超過百分之十，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，並且結果展現出甚至更大之損耗並且效率比增壓模式曲線84更不佳。

接近壹轉換比率運作(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(以曲線87表示)可比習知降壓轉換器及增壓轉換器

的效率(以曲線 81 及 82 表示)低百分之十至百分之二十。

因此，對於先前技術降壓增壓轉換器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所選倍數(由其電路中使用之飛馳電容器(flying capacitor)數目予以判定)的電壓。在非所選輸入電壓倍數的輸出電壓處，電荷幫浦展現低效率。

圖 5A 中繪示通用電荷幫浦 90 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，惟其一端子(MOSFET 95 的源極)被連接至電荷幫浦輸出  $V_{CP}$  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 被導通，使電容器 93 充電至電壓  $V_{batt}$ ，同時 MOSFET 92 與 95 維持關斷。替代做法為，於電荷轉遞階段中，MOSFET 94 與 91 被

關斷，MOSFET 92與95被導通，並且使能量自飛馳電容器93轉遞至輸出蓄電電容器96，使 $V_{CP}$ 電壓激升至電池電壓兩倍之值或 $2 \cdot V_{batt}$ 。

切換器網路之目的實質上係使將飛馳電容器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)，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。藉由堆疊電壓於另一電壓上，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。此網路對串聯的飛馳電容器114與115充電，將每一飛馳電容器充電至二分之一電池電壓，即， $V_{batt}/2$ 。於充電階段期間，MOSFET 111、112與113被導通，並且MOSFET 116、117、118與119被關斷。在充電完成之後，兩個經充電之電容器被並聯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中之同等電路121所示，接著，對於 $1.5 V_{batt}$ 輸出電壓，所得輸出係 $V_{batt} + V_{batt}/2$ ，如彼此堆疊之電池電壓來源124及電容器122與123所示。因為輸出係輸入的1.5倍，所以此電荷幫浦有時稱為"分率式"電荷幫浦。

實際上，許多電荷幫浦拓樸可行，但是大多數集中於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

夠有效率傳遞等於其輸入電壓之兩倍的輸出電壓，或替代做法為，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， $-V_{batt}$ 。在此拓樸中，該裝置稱為反轉器。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 之負端子的電壓。亦可使用雙電晶體分率式電荷幫浦來產生等於正或負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 之後於是被參考至接地，以產生正電位  $+0.5 V_{batt}$  或負電位  $-0.5 V_{batt}$ 。

電荷幫浦轉換器問題係其僅在以飛馳電容器數目的特定倍數運作下才具效率。換言之，彼等電荷幫浦轉換器不是真正的電壓轉換器。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  $V_{out}$  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。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 表示直接電池連接，完全相同於線性轉換器的最大理論效率，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。高於該電壓，電荷幫浦無法傳遞較高電壓，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6A之圖表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至圖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，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之圖表160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(具有曲線163所示之效率)切換至1.5X分率模式(具有效率曲線162)，並且再次切換至2X二倍倍增器模式(具有效率曲線161)。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曲線163所示之戲劇性效率變動，並且在1.5X轉換比率再次展現出曲線162所示之戲劇性效率變動。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3V、3.5V及4V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，顯然效率更低於前文提及之電感降壓增壓轉換器。

### 先前技術轉換器中之壓降

每當電壓轉換器的輸入與輸出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(glitch)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。

如圖2A示，圖1A之降壓轉換器在其切換作用時間因數從 $D_{max}$ 跳至100%或從 $D_{min}$ 跳至0%時暫時失去調節，並且圖1B之增壓轉換器其切換作用時間因數從從 $D_{min}$ 跳至0%時暫時失去調節。該兩者轉換器在 $D=0\%$ 時完全失去調節及圖1B之增壓轉換器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，此係由於在壓降條件期間輸入實

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，但是在每當轉換器從其降壓模式切換進入其降壓增壓模式或從降壓增壓模式切換至增壓模式時，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，如圖4所示，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轉換器來提供調節功能的情況下無法調節電壓。遺憾地，已熟知所有線性轉換器在每當跨線性轉換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，在線性轉換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似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。在許多雙極性線性轉換器中，此壓降條件發生於超過400 mV處。

在所謂"低壓降"線性轉換器或" LDO"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，但是該線性轉換器隨著電力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、降壓增壓切換式轉換器及其它電感式切換轉換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】

一種根據本發明之 DC/DC 電壓轉換器包括：一前置轉換器及一後置調節器。該前置轉換器包括一切換式電容電路；及該後置調節器包括一切換式電感電路。該前置轉換器之一輸出端子被耦合至該後置調節器之一輸入端子。該前置轉換器之一輸入端子包括該 DC/DC 電壓轉換器之一輸

入端子，並且該後置調節器之一輸出端子包括該DC/DC電壓轉換器之一輸出端子。在許多具體實施例中，該前置轉換器包括一電荷幫浦；及該後置調節器包括一增壓轉換器。

在此概括的結構內，在本發明範疇內有許多變化方案係可行。在一群組具體實施例中，該前置轉換器包括一電壓減小分率式電荷幫浦；及該後置調節器包括一非反轉式增壓轉換器。在另一群組具體實施例中，該前置轉換器包括一電壓增大式電荷幫浦；及該後置調節器包括一非反轉式增壓轉換器。在另一群組具體實施例中，該前置轉換器包括一電壓反轉式電荷幫浦；及該後置調節器包括一非反轉式增壓轉換器。在另一群組具體實施例中，該前置轉換器包括一電壓反轉式電荷幫浦；及該後置調節器包括一反轉式增壓轉換器。

根據本發明之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，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轉換器變糟的最小脈衝寬度問題，包括轉換器壓降、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。

### 【實施方式】

圖7用圖表繪示DC/DC轉換器對於自1.8 V至6.6 V範圍之輸入電壓以各種電壓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181繪示對於4.5 V至5.5 V輸入電壓範圍，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之輸出電壓。由於彼等輸出落在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必須被截斷，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)，此係由於彼等輸出電壓範圍從2.4 V降至1.8 V。在2 V條件下停止電池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電池配置實例係兩個NiMH乾電池單元、兩個鹼性電池單元或單電池單元式LiIon電池。由於雙串聯電池單元式NiMH電池組供應的電壓範圍係自1.8 V至2.4 V，雙串聯電池單元式鹼性電池於充電期間供應的電壓範圍係自1.8 V至3.4 V，以及單電池單元式LiIon電池供應的電壓範圍係自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之間的輸出需要調升調降轉換器以最大化效率及電池壽命，如圖7中的曲線188至182所示。

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，自曲線181至曲線188範圍內的所有輸出曲線(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。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與調節的需求係極端的問題。簡言之，當前調升調降轉換器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

使習知切換式轉換器變糟的最小脈衝寬度問題，包括轉換器壓降、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轉換器包括四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

- CLDU-切換式電容器電感器調降調升(down-up)轉換器
- CLUU-切換式電容器電感器調升調升(up-up)轉換器
- CLIU-切換式電容器電感器反轉調升(inverting-up)轉換器(反轉器)

CLII-切換式電容器電感器反轉反轉(inverting-inverting)轉換器

具體而言，本發明集中於切換式電容器電感器調節轉換器，其包括一切換式電容器逐步調升、逐步調降或反轉式前置轉換器，該切換式電容器饋電給一電感實施之逐步調降後置調節器。關於命名法，首字母縮略字中的第一個C

表示在前置轉換器中的電容式能量儲存元件，並且L表示在轉換器之第二階或後置調節器中的能量儲存元件，即，線圈或電感器。

在轉換器命名中的第三字元係D、U或I，其分別指示出前置轉換器使輸入電壓或電池電壓逐步調降、逐步調升或反轉，之後才供應至後置調節器。最後一個字元U將後置調節器描述為逐步調升轉換器，意謂著電壓量值被增大而不需要變更其相對極性。舉例而言，對於正電壓進行"調升"意謂著調成較大的正電壓，而對於負電壓(反轉式前置轉換器的輸出)進行"調升"意謂著調成較大的負電壓。因此，"調升"意謂著使電壓的絕對值增大，無論電壓係正或負。

藉由首字母縮略字CLDU、CLUU及CLIU所描述的拓樸視不同應用之效用而異，並且就其本身而論，此新切換式電容器電感器家族DC/DC轉換器拓樸可統稱為CLXU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。

另一相關於CLIU反轉器的轉換器，CLII轉換器使用反轉式後置調節器來產生正電壓，其可高於與低於壹轉換比率而改變。

相關美國申請案[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"(該案與本申請案同時

申請並且以引用方式併入本文中)描述其它切換式電容器電感器轉換器，其包括一切換式電容器逐步調降、逐步調升或反轉式前置轉換器，其後接著一切換式電感逐步調降型後置調節器。全體地，彼等CLXD型調節轉換器包括下列項目：

- • CLUD-切換式電容器電感器調升調降(up-down)轉換器
- • CLDD-切換式電容器電感器調降調降(down-down)轉換器
- • CLID-切換式電容器電感器反轉調降(inverting-down)轉換器(反轉器)
- • CLII-切換式電容器電感器反轉反轉(inverting-inverting)轉換器

相關美國申請案[法定代理人檔案號碼第AATI-19-DS-US號]及[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)描述其它切換式電感器電容器調節轉換器，其中前置調節係藉由切換式電感器階予以達成並且後置轉換係藉由切換式電容器予以達成。

#### 切換式電容器電感器(CLXU)轉換器

圖8繪示切換式CLXU轉換器200，其包括一切換式電容器前置轉換器200A，其用轉換比率n供應一中間電壓 $V_y$ 至一切換式電感器後置調節器200B(其包括一逐步調升切換

式電感器轉換器)，其中進一步使用輸出電壓作為反饋以控制後置調節器的操作條件及輸出。藉此前置轉換器200A之輸出電壓 $V_y$ 係輸入的 $nX$ 倍以最佳化效率，同時後置調節器200B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，一電荷幫浦201依因數“n”來按比例調整輸入電壓 $V_{batt}$ ，以產生中間電壓 $V_y$ 。電荷幫浦201(其包括一電容器207以及選用之電容器208或更多)包括一產生任何各種倍數的切換式電容器網路，包括二倍倍增器、反轉器或分率式或分率式反轉電路。在中間電壓 $V_y$ 出現的節點處亦可包括一濾波電容器209及一個二極體210，取決於各種設計考量。

在轉換器200中，切換式電感器後置調節器200B包括一PWM控制器213、一先切斷後連接閘極緩衝器212、一低端N通道電源MOSFET 202、一浮動同步式整流器電源MOSFET 204(其具有一本質PN二極體211)及一電感器203。一濾波電容器205係跨轉換器200之輸出予以連接，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後置調節器200B經拓樸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，並且用Schottky整流器來取代二極體211，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。

PWM控制器213藉由響應於其反饋輸入而改變作用時間因數D來控制低端N通道電源MOSFET 202之導通時間，其以按斜坡產生器時脈215所判定的一固定頻率Φ運作。替代做法為，PWM控制器213可配合N通道MOSFET 202之固定或可變導通時間而以可變頻率運作。

每當N通道MOSFET 202係導通時，來自電荷幫浦201之輸出端子的電流流動通過電感器203。藉此電感器203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203中的電流無法對MOSFET 202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213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。

每當低端MOSFET 202未正在傳導時，電感器203驅動電壓 $V_x$ 至高於輸出電壓 $V_{out}$ 的位準，加正向偏壓於二極體211並且允許電流在電感器203中無中斷的流動，即，再循環。在MOSFET 202與204兩者為關閉情況下，在二極體211中消散的電力係 $I_L \cdot V_f$ ，其中 $V_f$ 係二極體211中P-N接面的正向電壓。浮動同步式整流器MOSFET 204於N通道MOSFET 202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211中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211正在傳導時才進行傳導，所以其運作為一"同步式"整流器，即使MOSFET 204之通道中的傳導發生於僅二極體211中發生傳導的一部分時間期間。於傳導

期間，跨同步式整流器 MOSFET 204 的電壓降係藉由  $I_L \cdot R_{DS(on)}$  給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) 緩衝器 212 確保低端電源 MOSFET 202 及浮動電源 MOSFET 204 永不同時傳導，以防止擊穿傳導，使負載 206 短路。擊穿傳導 (來自重疊傳導的輸入湧進) 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傳導，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 211 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 202 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 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 204 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 204 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。在 MOSFET 204 中電阻式切換器狀態與低電流恆定電流模式之間的交替減小轉換器 200 中的電雜訊。

使用具有飛馳電容器 207 及 (選用) 208 的切換式電容器網路，電荷幫浦 201 轉換輸入電壓  $V_{batt}$  至一中間電壓  $nV_y$ 。電荷幫浦 201 的轉換比率  $nX$  可係逐步調升、逐步調降或反轉。

假使電荷幫浦 201 使用逐步調降轉換 (例如，雙電容器分率式版本，其中  $n=0.5$ )，則轉換器 200 運作為 CLDU 調降調升轉換器，其可逐步調升或逐步調降輸入電壓，或其可提供壹電壓轉換比率，即，其中  $V_{out} \approx V_{in}$ 。

可運用單電容器二倍倍增器 ( $n=2$ ) 或雙電容器分率式實施方案 ( $n=1.5$ ) 來實行一切換式 CLUU 轉換器之前置轉換器中的逐步調升轉換。雙電容器亦可被組態為三倍倍增器 (trippler)，熟悉此項技術者所熟知之方法。藉此，CLUU 轉換器可達成高逐步調升轉換比率，同時維持與簡單電感降壓轉換器相比，作用時間因數更非常接近 50%。

在前置轉換器中使用反轉器可運用單電容器電路 (其中， $n=-1$ ) 或運用雙電容器電路 (其中， $n=-0.5$ ) 來達成。將反轉式前置轉換器之輸出連接至包含非反轉式電感增壓轉換器之後置調節器之輸入導致輸出電壓係比中間電壓  $V_y$  甚至更加負性。此類反轉器稱為 CLIU 轉換器，其中 "U" 意指 "調升"，其意謂著數值量值更大。假設輸出電壓係高於接 地，則 CLIU 轉換器僅可傳遞低於接 地 (即，負) 輸出電壓。

在另一項替代方案中，舉例而言，反轉式前置轉換器係用於產生  $-0.5 V_y$  之電壓  $V_y$  的負供應軌，並且接著使正極性(即，第二次極性反轉)電壓增壓至具有絕對值大於  $V_y$  之絕對值的正電壓。據此，此 CLII 轉換器能夠產生高於及低於零之電壓，並且甚至在零伏處主動進行精確調節。

轉換器 200 的輸出(藉由蓄電電容器 205 予以濾波)供應一經調節電壓  $V_{out}$  至負載 206。在一較佳具體實施例中，此輸出係用於以一反饋訊號  $V_{FB}$ (其係藉由一位準偏移器 214 轉換至一用於控制至 PWM 控制器 213 之訊號輸入的電壓)提供反饋至 PWM 控制器 213。如下文所示，前置轉換器輸出之  $V_y$  值本身正被偏壓中並且允許電荷幫浦 201 以最大效率點運作。負反饋迴路促進後置調節器中的緊密電壓調節，而且不顯著影響 CLXU 轉換器之整體效率。

在一較佳具體實施例中，位準偏移器 214 的輸出電壓係  $V_{out}$ ，即，反饋應強制使  $V_{out}$  之值成為相同電壓  $V_{out}$ 。對於 CLUU 轉換器及 CLDU 轉換器而言，此位準偏移器可包括一含兩個電阻器與的網路，其充當一分壓器，以使反饋匹配於轉換器的內部電壓參考，但是不需要考量前置轉換器的因數  $n$ 。在反轉式轉換器中，反饋必須參考至轉換器的接地接針。

CLXU 轉換器 200 之另一項特徵係使用振盪器 215 來控制 MOSFET 202 及 204 兩者之切換以及電荷幫浦 201。藉由使切換式電感器後置調節器與切換式電容器前置轉換器電路同步，可大幅減小中間濾波電容器 209 之大小，或在一些

情況中，可全然排除電容器 209。

### CLXU 轉換器之作用模型

為了更佳瞭解 CLXU 轉換器 200 的一般運作，可使用圖 9 之作用模型 250 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轉換器 200A，產生一中間電壓  $V_y$ ，其繼而供電給切換式電感器後置調節器 200B。

前置轉換器 200A 的轉換比率係藉由如下給定

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

或表達為前置轉換器 200A 的電壓轉換比率  $V_y/V_{in}$ ，該比率等於

$$\frac{V_y}{V_{in}} = n$$

理論上，由於電荷幫浦不是電壓轉換器，所以前置轉換器 200A 的輸出電壓  $V_y$  每當其正被驅動時可被加負載。負載意謂著其輸出被強制成為另一電壓  $V_z$ ，其與  $V_y$  之相差量為  $\Delta V$ ，以損耗元件 253 表示。因此電壓  $V_y$  未正常供應電流至惟後置調節器 200B 除外的任何負載，所以後置調節器 200B 無法強制其輸入  $V_z$  成為實質上不同於  $V_y$ ，致使  $\Delta V \approx 0$  並且  $V_y \approx V_z$ 。

在 CLXU 拓樸中，後置調節器 200B 運作為一逐步調升轉換器或增壓轉換器，藉由如下關係式給定

$$V_{out} = \frac{V_z}{1-D} \approx \frac{V_y}{1-D}$$

其中 D 級低端 MOSFET 202 的作用時間因數，其範圍介於 0% 與 100% 之間，並且輸出類似於圖 2A 之曲線 18。

組合該兩個方程式，得出重要關係

$$V_{out} \approx \frac{V_y}{1-D} = \frac{n \cdot V_{batt}}{1-D}$$

因此，CLXU 轉換器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，可對於 CLXU 轉換器得出重要觀察：轉換器之輸出對輸入比率係其前置轉換器之比率 "n" 與後置調節器之作用時間因數相依電壓增壓因數  $1/(1-D)$  的倍數乘積。本質上，為了適當調節輸出，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。

雖然 CLXU 轉換器的後置調節器僅可使其輸入逐步調升至較高電壓，但是配合電荷幫浦前置轉換器的彙總操作，經組合之轉換器可以逐步調升、逐步調降或甚至壹電壓轉換比率運作。

具體而言，如果  $n < 1$ ，則前置轉換器 200A 逐步調降，後置調節器 200B 逐步調升，並且組合形成調升調降 CLDU 轉換器。運用雙電容器分率式電荷幫浦，此關係式係藉由如下給定

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

圖 10 表示 CLDU 調降調升轉換器 300 之功能圖，該轉換器包括一  $0.5X$  逐步調降電荷幫浦前置轉換器 300A，其後接著

一切換式電感器降壓轉換器以作為後置調節器300B。

如果  $n > 1$ ，則轉換器300僅運作為逐步調升CLUU轉換器，並且可在適度作用時間因數下達成高逐步調升轉換比率。圖14A及14B繪示單飛馳電容器CLUU轉換器與雙飛馳電容器CLUU轉換器之功能描述。如圖14A所示，在前置轉換器501之單電容器實施方案中，可藉由如下關係式來描述CLUU轉換器

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{2}{1-D}$$

如圖14B所示，在前置轉換器521之雙電容器分率式實施方案中，可藉由如下關係式來描述CLUU轉換器

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1.5}{1-D}$$

如果  $n$  為負並且後置調節器為非反轉式，則所得CLIU轉換器為反轉式並且供應廣範圍之負電壓。如圖18A與圖18B中繪示反轉式CLIU轉換器。對於單電容器電荷幫浦實施方案，此等CLIU反轉器係藉由如下描述

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

對於雙電容器分率式電荷幫浦，此等CLIU反轉器係藉由如下描述

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

在此等情況中，增壓轉換器增大電壓之量值而不需要變更其極性，即，用詞"調升"意指增大負電壓之絕對值而不

需要變更其極性。

在一替代具體實施例中，可使用反轉式增壓轉換器以驅動前置轉換器的輸出為更加正性並且甚至高於零伏。嚴格而言，此一實施方案使用一參考至負供應電壓(反轉式電荷幫浦的輸出)的正增壓轉換器。但是由於極性與前置轉換器之輸出的極性相反，所以藉由轉換，此最後階段使訊號第二次"反轉"。

因此，具有兩次反轉的CLXX轉換器能夠產生並且調節正(即，高於接地)輸出電壓，並且在本文中稱為CLII轉換器。此一CLII轉換器(如圖18C與圖18D所示之轉換器)可調節高於及低於接地之電壓，對於單電容器電荷幫浦實施方案，藉由如下所給定

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left[ \frac{1}{1-D} - 1 \right] = \frac{D}{1-D}$$

並且對於雙電容器電荷幫浦實施方案，藉由如下所給定

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 0.5 \left[ \frac{1}{1-D} - 1 \right] = \frac{0.5 \cdot D}{1-D}$$

### CLDU調降調升轉換器運作

圖10繪示CLDU調降調升轉換器300之功能圖，其中該轉換器300包括一0.5X逐步調降電荷幫浦前置轉換器300A、一電感器306、一N通道低端切換器307、一同步式整流器308(其具有本質P-N二極體309)及一輸出濾波電容器310。電容器304之大小範圍可取決於電荷幫浦301的"n"倍數及電路實施方案，並且在一些情況中可予以排除。二極體

305亦取決於電荷幫浦301之設計及運作。

圖11A至圖11C繪示CLDU轉換器300的各種電特性。具體而言，圖11A中之圖表320繪示CLDU轉換器在調節單電池單元式鋰離子電池之放電的應用。標記法"1s LiIon"意指包括鋰離子電化學的單串聯連接之電池單元。

如圖表320所示，經完全充電之單串聯連接電池單元式LiIon電池於線段321所示之放電開始時顯現出約4.2 V之電壓 $V_{batt}$ ，其在某延長持續期間期間維持相對恆定之前穩定至約3.5 V電壓，如線段322所示。之後，曲線322繪示電池電壓衰竭至低於3.5 V進入介於線325與線326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。

隨著電池單元接近完全放電(線段323)，其電壓迅速降至2.7 V，低於2.7 V則必須截斷，以避免過度放電引發的電池單元損壞。僅專門的LiIon電池可降至2.7 V地運作，而且無生長的微晶並且由此使電池單元短路。

0.5X切換式電容器前置轉換器300A的輸出電壓 $V_y$ 係藉由曲線324予以繪示。此中間電壓之變化與電池輸入電壓放電等性成比例，其電壓等於二分之一 $V_{batt}$ 。電感增壓型後置調節器300B依因數 $1/(1-D)$ 逐步調升此隨時間變化之中間電壓，以產生恆定CLDU輸出電壓 $V_{out}$ ，如線325所示。CLDU轉換器300的輸出電壓可係大於曲線324之最高值(即，2.1 V)的任何電壓。此輸出電壓可大於、小於或在電池輸入之電壓範圍內。舉例而言，如所示， $V_{out}$ 係3 V，在

LiIon電池的電壓範圍4.2 V至2.7 V內。

不顧LiIon電池單元電壓，CLDU轉換器300運用其0.5X電荷幫浦前置轉換器使電池電壓逐步調降二分之一，由曲線324繪示之變化電壓 $V_y$ 。接者，藉由 $1/(1-D)$ 作用時間因數相依型增壓轉換器使此電壓增壓，以產生線325所示之恆定經調節輸出電壓。轉換器300的條件可描述為如表格1所示：

階段	調升/調降	$V_{batt}$	$nX$	$V_y$	D	$V_{out}$	$V_{out}/V_{in}$
321. 完全充電	調降	4.2 V	0.5X	2.1 V	30%	3 V	0.71
衰竭	調降	3.6 V	0.5X	1.8 V	40%	3 V	0.83
322. 平展	調降	3.5 V	0.5X	1.75 V	42%	3 V	0.86
放電 $V_{batt} \approx V_{out}$	壹	3.0 V	0.5X	1.5 V	50%	3 V	1.00
323. 延伸範圍	調升	2.7 V	0.5X	1.35 V	55%	3 V	1.11

表格1

使用反饋，作用時間因數自行調整以維持適當的輸出電壓及調節，藉此

$$D = 1 - \frac{V_y}{V_{out}} = 1 - \left[ \frac{0.5 \cdot V_{batt}}{V_{out}} \right]$$

不同於習知降壓增壓轉換器，隨著電池電壓曲線323通過輸出電壓325(即，當 $V_{in}=V_{out} \approx 3$  V時)，未發生模式變更。因此，CLDU轉換器300維持穩定，並且無任何壓降及品質或調節惡化。

排除作為變數的時間，圖11B的圖表330繪示轉換器300

的轉遞特性，其對於3.3 V CLDU轉換器比較  $V_{out}$  與  $V_{in}$ 。如所示，藉由0.5X電容器前置轉換器300A使範圍為自2 V至5 V的未經調節之電池輸入電壓331減小至較低電壓  $V_y$ ，其具有較窄範圍1 V至2.5 V，如線333所示。線333之斜率係輸入電壓331之斜率的二分之一，減小轉換器300對訊訊及其它輸入波動的靈敏度。接著，藉由電感增壓型後置調節器300B使用變化之作用時間因數依因數  $1/(1-D)$ 逐步調升中間電壓節點  $V_y$ (線333)，以產生恆定輸出電壓  $V_{out}$ ，如線334所示。採用輸出之反饋來調整作用時間因數D，以使  $V_{out}$  維持在3.3 V。

在點332處，輸入電壓與輸出電壓相等，並且轉換器300正在以壹轉換比率進行調節。當線331高於線334時(即，點332的右側)，轉換器300正在提供逐步調降調節。當線331低於334時，輸出電壓大於其輸入並且轉換器300正充當逐步調升轉換器。轉換器300的操作模式在整個所示之所有條件(甚至在點332處)皆維持相同。

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在行動電話中。不同於3 V輸出(其中轉換器大多數運作於逐步調降模式中)，3.3 V輸出需要更接近壹轉換地運作並且在其逐步調升模式中展現出延長之持續期間，如表格2所示。

階段	調升/調降	$V_{batt}$	$nX$	$V_y$	D	$V_{out}$	$V_{out}/V_{in}$
完全充電	調降	4.2 V	0.5X	2.1 V	36%	3.3 V	0.79
衰竭	調降	3.6 V	0.5X	1.8 V	45%	3.3 V	0.92
平展	調降	3.5 V	0.5X	1.75 V	47%	3.3 V	0.94
$V_{batt} \approx V_{out}$	壹	3.3 V	0.5X	1.65 V	50%	3.3 V	1.00
放電	壹	3.0 V	0.5X	1.5 V	55%	3.3 V	1.10
延伸範圍	調升	2.7 V	0.5X	1.35 V	59%	3.3 V	1.22

表格 2

儘管在其壹轉換比率之約±20%內運作，CLDU轉換器300典型地仍然展現出窄範圍36%至59%內的作用時間因數，利用PWM控制電路比控制極值作用時間因數的電路更易於實施，尤其在高切換頻率下。

不同於本發明之轉換器，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轉換器(其在約3.5 V處切斷)，由此在放電階段(曲線323)以及電壓平展階段(曲線322)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而完全無效。

如上文推導，0.5X CLDU轉換器300的轉換比率係藉由如下給定

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

$V_{out}$ 係藉由圖11C中之線343以作用時間因數為函數予以繪示並且與增壓轉換器的特性(如線325所示)相比較。雖然

增壓轉換器在所有作用時間因數D之值下超過壹電壓轉換比率(如虛線342所示)，但是CLDU轉換器300能夠運作於高於與低於壹轉換條件兩者。但是，前置轉換器300A之輸出電壓 $V_y$  (如線344所示)繪示出前置轉換器300A之運作非取決於後置調節器300B中增壓轉換器的作用時間因數。

如所示，當作用時間因數 $D=50\%$ 時，在 $0.5 \times$  CLDU轉換器300中發生壹轉換比率。在相同條件下，增壓轉換器展現出2之轉換比率。以低作用時間因數(其中增壓轉換器的轉換比率接近壹)， $0.5 \times$  CLDU轉換器300能夠供應粗略等於二分之一輸入電壓 $V_{in}$ 的經調節輸出電壓 $V_{out}$ 。

以較高作用時間因數(例如，當 $D=75\%$ )，增壓轉換器在4之轉換比率下明顯極相依於作用時間因數，同時CLDU轉換器300展現出僅2之轉換比率。與單獨的增壓轉換器相比，CLDU轉換器300中的較低斜率之 $V_{out}$ 減小其對作用時間因數波動的雜訊靈敏度。

### CLDU轉換器實施方案

圖12A繪示 $0.5 \times$  CLDU轉換器400之實施方案。如所示，切換式電容器前置轉換器400A包括MOSFET 401、402、403、404與405以及飛馳電容器406與407。MOSFET 401、402、403、404與405之閘極受控於先切斷後連接(BBM)單元415，以交替地對飛馳電容器406與407進行充電及放電。中間電壓 $V_y$ 對電容器408進行充電並且將輸入供電給電感後置調節器400B，電流流動進入電感器410。

運用PWM控制器416響應於轉換器400之輸出電壓中的變

化，依低端N通道MOSFET 414之作用時間因數，來動態調整流動通過電感器410的電流。藉由位準偏移電路417來調整反饋訊號 $V_{FB}$ 的電壓及極性，以控制PWM控制器416。

當低端MOSFET 414正在傳導時，在電感器410正被磁化(即，儲存能量)期間，電壓 $V_x$ 被偏壓至接近接地，壓降為 $I_L \cdot R_{DSN}$ 。當MOSFET 414被關斷時，電壓 $V_x$ 突然上升至高於跨電容器413的輸出電壓 $V_{out}$ ，加正向偏壓於二極體412並且轉遞能量至輸出電容器413。

當加正向偏壓於二極體412時之某部分時間期間，同步式整流器MOSFET 411被導通，使來自二極體412之電流轉向。先切斷後連接(BBM)單元415非同相地驅動MOSFET 414及411之閘極，確保輸出電容器413不因MOSFET 414及411之同時傳導而短路。在一較佳具體實施例中，一時脈產生器418使後置調節器400B中之MOSFET 411及414之切換同步於前置轉換器400A中之MOSFET 401、402、403、404及405之切換。

在一替代具體實施例中，同步式整流器MOSFET 411被排除，並且完全藉由二極體412(其中被併入於轉換器400中以作為分開之裝置，而不是MOSFET 411內的本質二極體)來執行將電流轉遞至輸出電容器413，並且較佳地包括Schottky金屬半導體二極體，以取代P-N接地。Schottky二極體較佳的原因在於其展現的正向壓降低於接面二極體展現的正向壓降。在另一項具體實施例中，Schottky二極體可被置放並聯於MOSFET 411及本質P-N二極體412。

圖 12B 及 圖 12C 繪示 CLDU 轉換器 400 之運作。在 圖 12B 中，透過傳導中的 MOSFET 401 與 403，並且 MOSFET 402、404 與 405 維持關斷，來對飛馳電容器 406 與 407 進行充電。由於電容器 406 與 407 被串聯連接，所以如果彼等電容器具有相等電容，則每一電容器各充電至二分之一電池輸入電壓的電壓，即， $V_{batt}/2$ 。

於此循環期間，同步式整流器 MOSFET 411 正在傳導通過電感器 410 的再循環電流，由此將能量自電感器 410 移至輸出電容器 413 與負載 425。該階段可稱為"充電及再循環階段"，即飛馳電容器 406 與 407 之充電及透過電感器再循環使能量自電感器 410 移至輸出電容器。

具體而言，於充電及再循環階段期間，使用電感器 410 中的能量來對輸出電容器 413 進行充電，此係因為電感器 410 強制電壓  $V_x$  至比輸出電壓  $V_{out}$  更加正性的電位，因此輸出電壓  $V_{out}$  被增壓。受控於電感器 410，中間電壓  $V_y$  即刻改變，以防止電感器電流  $I_L$  中的任何瞬間中斷。因為於此階段期間電荷幫浦輸出 MOSFET 404 與 405 係關斷，所以電流轉遞路徑包括濾波電容器 408。如果濾波電容器 408 的電容係大電容量，則電壓  $V_y$  將實質上維持在  $0.5 \cdot V_{batt}$ ，即，分率式逐步調降電荷幫浦的輸出。

如果電容器 408 未充分大，則在  $V_y$  處的電壓將於轉遞階段期間衰竭並且必須於後續轉遞階段期間補充電容量。在一些案例中，例如，如果電容器 408 係更小，則  $V_y$  的極性可實際上降至低於接地在此等情況中，可增加二極體

409，以使電感器 410 的再循環路徑完整並且限制節點  $V_y$  上的負電壓範圍。在另一具體實施例中，可用接地之 N 通道 MOSFET (其具有本質並聯的 P-N 接面二極體) 來取代二極體 409 並且每當  $V_y$  變成負時予以導通。

圖 12C 表示將能量自前置轉換器 400A 中的飛馳電容器 406 與 407 轉遞至後置調節器 400B 中的電感器 410 之轉遞條件。達成此轉遞之方式為，關斷 MOSFET 401 與 403 並且導通 MOSFET 402、404 與 405，藉此形成飛馳電容器 406 與 407 之並聯組合，其串聯連接至電感器 410 並且將電容器 408 充電至電壓  $V_y$ ，該電壓  $V_y$  等於飛馳電容器 406 與 407 上的電壓，即， $V_{batt}/2$ 。電壓  $V_y$  係正並且高於接地，此係因為彼等電容器的負端子被連接至接地；尤其，電容器 407 的負端子被硬接線接至接地，並且電容器 406 的負端子係透過 MOSFET 402 而接至接地。

與電容器 408 之充電同時，N 通道 MOSFET 414 被導通並且傳導電流  $I_L$  通過電感器 410，完成電路及磁化，即，於電感器 410 中儲存等於  $I_L^2 L$  之能量。由於節點  $V_x$  處的電壓係接近接地，所以其比輸出電壓  $V_{out}$  更負性並且二極體 412 未正在傳導中，即，被逆向偏壓並且關斷。於此循環期間，MOSFET 411 被關斷，並且輸出電容器 413 必須供應必要的負載電流  $I_{out}$  至電負載 425。跨電容器 413 的電壓於此循環期間開始下降並且於圖 12B 所示之再後續循環循環期間予以補充。

該兩段循環交替以持續使電感器 410 磁化並且使飛馳電

容器 406 與 407 及輸出電容器 408 與 413 被充電。整個系統具效率，此係因為一旦於啟動期間電壓在電容器 408 與 413 上增大，則穩態操作必須僅補充足夠電荷，以補償起因於電容器 408 與 413 放電期間跨彼等電容器之電壓下降所致的小幅電壓偏移。

如所示，在一較佳具體實施例中，轉換器 400 運作以對於所有 MOSFET 使用相同的切換頻率，其中 MOSFET 402、403 及 404 之切換與 MOSFET 414 之切換同相並且與 MOSFET 401 及 403 之切換非同相。每當 MOSFET 414 為關斷之所有時間或某部分時間，同步式整流器 MOSFET 414 可進行傳導。先切斷後連接 (BBM) 單元 415 必須保證轉遞 MOSFET 402、404 與 405 中之傳導永不會重疊於充電 MOSFET 401 與 403 中之傳導。同樣地，先切斷後連接 (BBM) 單元 415 亦必須保證 MOSFET 414 與 411 永不同時進行傳導。

此具體實施例的優點在於能量自經預充電之飛馳電容器 406 與 407 即時地直接轉遞至電感器 410。即時轉換電場中儲存之能量成為被儲存為磁場的能量，最小化濾波電容器 408 的大小，允許其實體上實現作為晶片上電容器，或在一些情況中甚至作為寄生接面電容。

在 CLDU 轉換器之替代具體實施例中，包括逐步調升後置調節器的 MOSFET 階段可相反於電荷幫浦前置轉換器中的 MOSFET 階段，如圖 12D 與圖 12E 所示。具體而言，在圖 12D 中，飛馳電容器 406 與 407 被充電，同時電感器 410 中的

電流再循環通過傳導中的MOSFET 414。於此相同時間間隔期間，輸出電容器413必須供應電流至負載425。所有其它MOSFET（包括MOSFET 402、404、405與411）皆被關斷。

圖12D所示之轉換器400的此再循環階段類似於圖12B所示之轉換器400的此再循環階段之處在於飛馳電容器406與407皆正在充電中，但是未自電感器410切斷負載425之連接，而不是自電感器取用能量。由於藉由導通之MOSFET 414使 $V_x$ 保持在接近接地，所以二極體412維持逆向偏壓。電容器408之大小必須足以供電至電感器410，否則電路將振盪並且將斷電。

在本具體實施例的第二階段中（繪示於圖12E中），飛馳電容器406與407維持電感器410中的電流，以對電容器408進行充電，同時電感器410正在透過傳導中的同步式整流器MOSFET 414供應能量至負載425及輸出電容器413。MOSFET 401、403及414皆被關斷。在MOSFET 414關斷下，電壓 $V_x$ 突然上升至高於輸出電壓 $V_{out}$ 的電壓，致使在此階段中無使電感器410磁化的電壓差存在，僅使電流維持持續。

在此具體實施例中，由於電感器410僅當低端MOSFET 414正在傳導時才被磁化，所以在此時間期間，唯一的經儲存能量來源係存在於電容器408中的能量，電容器408之大小典型大於圖12B與12C所示之具體實施例中的電容器408之大小。每當需要大中間電容器時，前置轉換器400A

及後置調節器400B更加獨立地運作，並且協同作用低於使流動於兩個轉換階段之間能量更加平衡的設計，而且較不需要儲存能量於中間電容器408中。該平衡於電荷幫浦前置轉換器400A及切換式電感器後置調節器400B同步於共同時脈與相位時更佳，致使每當前置轉換器400A內的電荷幫浦對飛馳電容器406與407放電時，使電感器410磁化，如圖12B與12C所示。

雖然電荷幫浦前置轉換器400A及切換式電感器後置調節器400B較佳運作於相同頻率並且同步於共同時脈，但是在替代具體實施例中，電荷幫浦前置轉換器400A及切換式電感器後置調節器400B可以不同頻率運作。請再次參考圖8中所示之轉換器200，前置轉換器200A中的PWM控制器215以時脈電路或斜坡產生器215所產生的時脈頻率 $\Phi$ 進行切換，而電荷幫浦201以頻率 $m \cdot \Phi$ 進行切換，即，以"m"倍時脈電路之不同頻率進行切換。由於m可大於或小於壹，所以電荷幫浦201可以高於或低於PWM控制器213的頻率運作。以 $m=1$ ，前置轉換器200A與後置調節器200B係以相同頻率進行切換。

每當電荷幫浦前置轉換器200A非以相同於切換式電感器後置調節器200B之頻率運作時，中間濾波電容器209在儲存能量以供電給後置調節器200B並且按需要磁化電感器202方面變得愈來愈重要。雖然該兩個時脈可"自由運行"並且由此改變頻率，但是非同步運作可導致系統中過量的切換雜訊。

在 CLXU 轉換器之多頻率實施方案的較佳具體實施例中，前置轉換器電路與後置調節器電路以不同頻率進行切換但是被同步，其藉由相鎖迴路(亦稱為 PLL)或藉由使用共同時脈乘法倍增或除法調降來產生兩個相異的時脈訊號。理想上，對於電感後置調節器的時脈波形，包括斜坡產生器(而非振盪)以產生方波。但是，對於電荷幫浦 MOSFET 的閘極驅動可包括藉由饋送斜坡產生器之輸出至比較器所產生的方波訊號。替代做法為，於電荷幫浦前置轉換器之飛馳電容器的充電或放電期間，可使用電荷幫浦前置轉換器中的一或多個MOSFET，來限制電荷幫浦的流入電流。

### CLXU 轉換器效率

CLXU 轉換器(並且實際上任何 CLXX 轉換器)的一項非預期態樣係其整體效率  $\eta$  對輸入與負載條件的相對非相依性。此可藉由參閱圖 9 而更佳瞭解，其中電荷幫浦前置轉換器 200A 產生中間電壓  $V_y$ ，其提供輸入至切換式電感器後置調節器 200B。

作用模型中包括損耗元件 253，用以闡釋因為電荷幫浦前置轉換器 200A 實際上無法調節電壓，所以介於輸出電壓  $V_y$  與供電給後置調節器 200B 所需的所要輸入電壓  $V_z$  之間的任何電壓不匹配  $\Delta V$  將導致進一步效率損失。在 "LC 級" 轉換器(像是在相關美國申請案[法定代理人檔案號碼第 AATI-19-DS-US 號]中描述之 LC 級轉換器)中，來自整個 DC/DC 轉換器之輸出端子的封閉迴路反饋有益於抵銷電荷

幫浦上的任何"負載"效應。但是在"LC級"轉換器(像是圖9所示之轉換器250)中，前置轉換器200A內之電荷幫浦的輸出電壓 $V_y$ 係在轉換器250內部，並且除非使用至後置調節器200B的輸入來供電至外部負載，否則 $V_z$ 將自然地以 $V_y$ 運作，最佳效率條件。

具體而言，在CLXX型轉換器中，切換式電容器前置轉換器可用開放迴路方式運作，以產生係其輸入之某固定倍數" $n$ "的輸出電壓 $V_y$ 。舉例而言，使用一或兩個飛馳電容器，倍數將係0.5 V之整數倍。只要 $V_z$ 可被維持在接近電壓 $n \cdot V_{in}$ (即，其中 $V_y \approx V_z$ )，則電荷幫浦前置轉換器200A的效率將維持高效率。對此最佳條件的任何偏差 $\Delta V$ 將導致電荷幫浦效率損失，其中不匹配係藉由 $\Delta V = V_z - V_y$ 給定，其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253本身實際上不調節電壓。具體而言，損耗可被定義為

$$P_{loss2} = I_y \cdot \Delta V = I_y (V_y - V_z)$$

接著，元件253的效率 $\eta_2$ 係藉由如下給定

$$\eta_2 = \frac{P_z}{P_y} = \frac{P_y - P_{loss2}}{P_y} = \frac{I_y \cdot V_y - I_y (V_y - V_z)}{I_y \cdot V_y} = \frac{V_z}{V_y}$$

並且其中 $V_z \leq V_y$ ，即，第二元件的最大理論效率被限制在100%。從轉換器轉遞函數 $V_y = n \cdot V_{in}$ ，則

$$\eta_2 = \frac{V_z}{V_y} = \frac{V_z}{nV_{in}}$$

圖13A之效率圖表440中的線441效率 $\eta_2$ 以輸入對輸出電

荷幫浦電壓轉換比率為函數。但是，實際上，電荷幫浦前置轉換器 200A 的最大效率不是 100%。典型地，電荷幫浦前置轉換器 200A 在傳遞電力至一以電壓  $V_z$  運作的負載時具有在 96% 範圍中的最大效率。為了簡化目的假設此效率維持相對恆定，則前兩階段的轉換效率係藉由此下給定

$$\eta_{CP} = \eta_1 \cdot \eta_2 = \eta_2 \frac{V_z}{V_y} = \frac{\eta_2 \cdot V_z}{n \cdot V_{in}}$$

圖 13A 中之線 442 繪示此方程式。請注意，最大電壓轉換比率受限於比率 "n"。上方的虛線(其實際上無法實際但是闡釋損耗元件 253 的影響)呈數學上對稱，即，完然係損耗元件。當  $n=1$  時，電荷幫浦實際上未正在逐步調升電壓並且效率方程式預設為線性轉換器之效率方程式。

請再次參閱作用模型 250，所示之 CLXU 轉換器的整體效率可評估為前文提及之電荷幫浦效率  $\eta_1 \cdot \eta_2$  與切換式電感器後置調節器效率  $\eta_3$  之乘積。

至後置調節器 200B 的電力輸入係藉由  $P_z = I_z \cdot V_z$  且同時  $P_{out} = I_{out} \cdot V_{out}$  來給定。因此，後置調節器 200B 的效率  $\eta_3$  可被表達為

$$\eta_3 = \frac{P_{out}}{P_z} = \frac{I_{out} \cdot V_{out}}{I_z \cdot V_z}$$

藉由圖 13B 之圖表 450 中所示之實例曲線 451 繪示：對於給定負載電流，前文方程式所給定之後置調節器效率的電壓相依性。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 94% 至 89%。由於後置調節器效率

$\eta_3$ 取決於電壓轉換比率，並且由於轉換比率取決於作用時間因數D，於是邏輯上切換式轉換器的效率取決於作用時間因數，即， $\eta_3=f(D)$ 。

因此，整體CLXX轉換器效率係藉由電荷幫浦前置轉換器與切換式後置調節器轉換器的效率乘積所給定。

$$\eta = \eta_{CP} \cdot \eta_3 = \eta_1 \cdot \eta_3 \frac{V_z}{V_y} = \eta_1 \cdot \eta_3 \frac{V_z}{n \cdot V_{in}}$$

圖13C中之圖表455繪示CLXX轉換器對於各種 $V_z$ 值(表達為 $V_y$ 之百分比)的整體效率。由於後置調節器200B內的反饋藉由對於廣範圍中間電壓 $V_z$ 來調整其作用時間因數而維持目標輸出電壓 $V_{out}$ ，於是，無負載， $V_z=V_y=n \cdot V_{in}$ 並且前文方程式被簡化為

$$\eta = \eta_{CP} \cdot \eta_3 = \eta_1 \cdot \eta_3$$

其中 $\eta_3$ 係作用時間因數D之函數。對於後置調節器階段使用逐步調升增壓轉換器拓樸，CLXU轉換器轉遞函數係藉由 $V_{out}=V_y/1-D=[n/(1-D)]V_{in}$ 來給定。就其本身而論，可對作用時間因數D而論(而非藉由轉換比率 $V_{out}/V_{in}$ )來重新標繪效率，如圖13D之效率圖表465中的線466所示。

本發明之切換式CLXX與CLXU轉換器可產生經妥善調節之輸出，而且效率對 $V_{out}/V_{in}$ 電壓轉換比率相對不敏感。假設電荷幫浦前置轉換器係逐步調降分率式電荷幫浦(例如，其中 $n=1/2$ )，則所得CLDU轉換器能夠運作於逐步調升模式或逐步調降模式中，而且不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。CLDU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3比較CLDU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。

轉換器拓樸	$V_{out}/V_{in}$ 範圍	效率範圍	壹比率效率
2X電荷幫浦	0.1至2.0	高於1.8	不佳， $\eta < 50\%$
增壓轉換器	1.1至15	良好，最多~8至10	低於1.1時壓降
降壓轉換器	0.1至0.9	範圍內良好	高於0.9時壓降
0.5X CLDU	0.1至~10	良好，最多~4至5	良好， $\eta > 88\%$

表格3

儘管高效率特性，以10%至90%之間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 $V_{out} = \{0.1 V_{in} \text{至 } 0.9 V_{in}\}$ ，如曲線471所示。同樣地，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 $V_{out} = \{1.1 V_{in} \text{至 } 8 V_{in}\}$ ，如曲線472所示。另外，2X電荷幫浦效率(以曲線473繪示)僅對於超過1.8之轉換比率才具有高效率。

相比之下，CLDU轉換器效率(曲線474)在廣電壓轉換比率範圍(即，其中 $V_{out} = \{0.1 V_{in} \text{至 } 4 V_{in}\}$ )內具有高效率。此結果出乎意料，請考量CLDU轉換器組合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。

## 切換式電容器電感器調升調升(CLUU)調節轉換器

CLXU轉換器拓樸對逐步調升電壓調節有用。藉由利用逐步調升電荷幫浦作為前置轉換器，在兩個階段中實行逐步調升電壓轉換，或作為CLUU轉換器。更詳細檢查CLUU轉換器之實施方案，圖14A及圖14B繪示兩種LCUU調節轉換器之功能方塊表示，圖14A繪示2X型，以及圖14B繪示分率式1.5X型。

在圖14A中，2X型LCUU轉換器500包括一前置轉換器500A與一後置調節器500B。前置轉換器500A包括一個二倍倍增器電荷幫浦501以及一飛馳電容器502與一濾波電容器503。電荷幫浦501之輸出供應中間電壓 $V_y$ ，其繼而供電給逐步調升切換式電感器後置調節器500B(其包括一電感器505、一N通道MOSFET 506、一同步式整流器MOSFET 507(其具有本質二極體508)及一輸出電容器509。在一些情況中並且取決於電容量值 $C_1$ ，可包括一個二極體504以鉗制 $V_y$ 的電壓範圍。由於 $V_y=2 \cdot V_{batt}$ 並且 $V_{out}=V_y/(1-D)$ ，於是2X型CLUU轉換器之電壓轉換比率藉由如下給定

$$\frac{V_{out}}{V_{batt}} = \frac{2}{1-D}$$

圖15A之圖表550中繪示CLUU轉換器調節廣輸入電壓範圍的能力之實例，其中使用自0.9 V至2.4 V變化的電池或輸入電壓551來產生經調節之5 V輸出553。自0.9 V至1.2 V之輸入範圍表示典型由單電池單元式NiMH電池供應的電壓，自0.9 V至1.7 V之範圍表示由鹼性電池供應的電壓，

而自 1.8 V 至 2.4 V 之範圍表示由雙串聯連接電池單元組態型 NiMH 電池供應的電壓。

如所示，電池輸入 551 之電壓係藉由前置轉換器 500A 予以二倍倍增至中間電壓  $V_y$  (以線 551 繪示)，並且接著藉由切換式電感器後置調節器 500B 依一變化量  $1/(1-D)$  予以進一步逐步調升，以產生經調節之輸出電壓 553。儘管傳遞 5.6 之電壓轉換比率，以低至 0.9 V 的電池輸入電壓，可用僅 64% 之作用時間因數來產生 5 V 輸入。2.4 V 輸入條件更加困難，此係由於藉由使用 2X 前置轉換器， $V_y=4.8$  V，需要後置調節器中的作用時間因數低至 4%。

圖 15B 之圖表 560 中繪示另一 CLUU 調節之實例，其中單串聯連接電池單元式 LiIon 電池的輸出電壓  $V_{batt}$  被逐步調升且調節至 12 V。經完全充電之 LiIon 電池以 4.2 V 條件開始，其隨時間衰竭 (曲線 561) 至約 3.5 V 之平展電壓 (曲線 562)，並且接著最終抵達其 2.7 V 之放電條件 (曲線 563)。二倍倍增型前置轉換器 500A 產生隨時間變化之電壓  $V_y$  (以線 564 繪示，其範圍自 8.4 V 至 5.4 V)，接著藉由逐步調升後置調節器 500B 依一變化量  $1/(1-D)$  予以進一步逐步調升，以產生恆定 12 V 輸出 (曲線 565)。

圖 15C 之圖表 580 中繪示對形成與調節 12 V 輸出很有用的廣輸入電壓範圍，其中輸出電壓之範圍始於 1.8 V (雙串聯連接電池單元式 NiMH 電池的低條件，其跨越單串聯連接電池單元式 LiIon 電池的 2.7 V 至 4.2 V 範圍)，並且直至 5.5 V (5 V 調節供應的 +10% 容限條件)。

如圖表 580 中所示，電池或輸入電壓(曲線 581)被二倍倍增以產生  $V_y$ (曲線 582)，並且接著依一變化量  $1/(1-D)$  予以增壓，以產生繪示為 12 V 之經調節輸出(曲線 583)。使用 2X 型 CLUU 轉換器，對於 1.8 V 至 12 V 之轉換，後置調節器 500B 的作用時間因數係 70%，而 5 V+10% 條件需要 8.3% 作用時間因數。

在一些情況中，在高輸入電壓條件下，2X 前置轉換器 500A 產生非合意的高中間電壓  $V_y$ ，並且其強制增壓型後置調節器 500B 以低作用時間因數運作。一項避免此問題之方式係採用 1.5X 型電荷幫浦前置轉換器來取代二倍倍增器。

舉例而言，如圖 14B 示，一 1.5X 型 LCUU 轉換器 520 包括一前置轉換器 520A 與一後置調節器 520B。前置轉換器 520A 包括一分率式電荷幫浦 521 以及飛馳電容器 522 與 523 及一濾波電容器 524。電荷幫浦 521 之輸出供應中間電壓  $V_y$ ，其繼而供電給逐步調升切換式電感器後置調節器 520B(其包括一電感器 526、一 N 通道 MOSFET 527、一同步式整流器 MOSFET 528(其具有本質 P-N 整流器二極體 529) 及一輸出電容器 530。在一些情況中並且取決於濾波電容器 524 之電容量值  $C_1$ ，可包括一個二極體 525 以鉗制  $V_y$  的電壓範圍。由於  $V_y = 1.5 \cdot V_{batt}$  並且  $V_{out} = V_y / (1-D)$ ，於是 1.5X 型 CLUU 轉換器之電壓轉換比率係藉由如下給定

$$\frac{V_{out}}{V_{batt}} = \frac{1.5}{1-D}$$

類似於圖 15A 所示之二倍倍增器 LCUU 調節，圖 15D 之圖

表 600 中繪示 1.5X CLUU 轉換器調節廣輸入電壓範圍的能力之實例，其中使用自 0.9 V 至 2.4 V 變化的電池或輸入電壓(曲線 601)來產生經調節之 5 V 輸出(曲線 603)。

如所示，電池電壓(曲線 601)係藉由 1.5X 分率式前置轉換器 520A 予以增大至中間電壓  $V_y$ (以線 602 繪示)，並且接著藉由切換式電感器後置調節器 520B 依一變化量  $1/(1-D)$  予以進一步逐步調升，以產生經調節之輸出電壓(曲線 603)。儘管傳遞 5.6 之電壓轉換比率，以低至 0.9 V 的電池輸入電壓，可用僅 73% 之作用時間因數來產生 5 V 輸入。與 2X CLUU 轉換器 500 相比，運用 1.5X 型前置轉換器 520A 處置 2.4 V 輸入條件不困難，此係由於中間電壓  $V_y=3.6$  V 需要後置調節器中不低於 28% 的作用時間因數，以產生 5 V 輸出。

圖 15E 之圖表 610 中繪示使用 1.5X CLUU 轉換器 520 來提供 12 V 輸出的可用廣輸入電壓範圍，其中輸出電壓之範圍始於 1.8 V(雙串聯連接電池單元式 NiMH 電池的低條件，其跨越單串聯連接電池單元式 LiIon 電池的 2.7 V 至 4.2 V 範圍)，並且直至 5.5 V(5 V 調節供應的 +10% 容限條件)。電池或輸入電壓(曲線 611)被倍增 1.5X 以產生  $V_y$ (曲線 612)，並且接著依一變化量  $1/(1-D)$  予以增壓，以產生繪示為 12 V 之經調節輸出(曲線 613)。使用 1.5X 型 CLUU 轉換器 520，對 1.8 V 至 12 V 之轉換的作用時間因數僅 78%，而 5 V +10% 條件需要 31% 作用時間因數，此為比二倍倍增器型 LCUU 轉換器 500 所規定之 8.3% 作用時間因數更相當易於實現的條件。

圖 15F 之圖表 620 中繪示使用 1.5X 型前置轉換器 520A 的 CLUU 調節之實例，其中單串聯連接電池單元式 LiIon 電池之放電被逐步調升且調節至 12 V。經完全充電之 LiIon 電池以 4.2 V 條件開始，其隨時間衰竭(曲線 621)至約 3.5 V 之平展電壓(曲線 622)，並且接著最終抵達其 2.7 V 之放電條件(曲線 623)。1.5X 分率式前置轉換器 520A 產生隨時間變化之電壓  $V_y$ (以曲線 624 繪示，其範圍自 6.3 V 至 4.0 V)，接著藉由逐步調升後置調節器 520B 依一變化量  $1/(1-D)$  予以進一步逐步調升，以產生恆定 12 V 輸出(曲線 625)。

CLUU 轉換器的作用時間因數  $D$  低於增壓轉換器或 CLDU 轉換器的作用時間因數，使其理想上適合提供高電壓轉換比率。圖 15G 之圖表 630 中繪示此項特徵，圖表中繪示出各種作用時間因數下的電壓轉換比率。該圖表比較 2X 型 CLUU 轉換器 500 之特性(曲線 635)與 1.5X 型 CLUU 轉換器 520 之特性(曲線 634)。將該兩者之特性對照習知增壓轉換器之特性(曲線 633)、1.5X 電荷幫浦之特性(曲線 631)及 2X 電荷幫浦之特性(曲線 632)。

所示之轉換器皆非以低於壹轉換比率運作，意謂著彼等轉換器皆被限制於逐步調升操作。以低作用時間因數，增壓轉換器之轉換比率(曲線 633)漸近地接近壹，1.5X CLUU 轉換器 520 之轉換比率(曲線 634)接近 1.5，及 2X CLUU 轉換器 500 之轉換比率(曲線 635)接近 2。以 50% 作用時間因數，增壓轉換器提供 2 之轉換比率，1.5X 型 CLUU 轉換器 520 提供 3 之轉換比率，及 2X 型 CLUU 轉換器 500 提供 4 之轉換比

率。自關係

$$D = 1 - \frac{V_y}{V_{out}} = 1 - \left[ n \frac{V_{in}}{V_{out}} \right]$$

描述D為電壓轉換比率與前置轉換器因數nX之倒數的函數，顯然地，對於任何給定轉換比率，較大的"n"值增大最小所需作用時間因數。舉例而言，以75%作用時間因數，2X CLUU轉換器500可依因數8逐步調升其輸入，使增壓轉換器的輸入倍增兩倍，但是其被限定提供大於其輸入電壓兩倍的輸出電壓。0.5X CLDU轉換器僅可用於提供至多兩倍於其輸入電壓的輸出電壓，但是可提供調降至其輸入電壓的二分之一的輸出電壓，意謂著其能夠調節壹轉換比率。

表格4概述一些條件。

條件	2X CLUU	1.5X CLUU	增壓	0.5X CLDU
D=75%	$V_{out}/V_{in}=8$	$V_{out}/V_{in}=6$	$V_{out}/V_{in}=4$	$V_{out}/V_{in}=2$
D=50%	$V_{out}/V_{in}=4$	$V_{out}/V_{in}=3$	$V_{out}/V_{in}=2$	$V_{out}/V_{in}=1$
限制D→0%	$V_{out}/V_{in}=2$	$V_{out}/V_{in}=1.5$	$V_{out}/V_{in}=1$	$V_{out}/V_{in}=0.5$
單電池單元型 NiMH→12 V	$80\% < D < 85\%$	$85\% < D < 88\%$	$90\% < D < 93\%*$	$95\%* < D < 96\%*$
雙電池單元型 NiMH→12 V	$60\% < D < 70\%$	$70\% < D < 78\%$	$80\% < D < 85\%$	$90\% < D < 93\%*$
單電池單元型 NiMH→5 V	$52\% < D < 64\%$	$64\% < D < 73\%$	$76\% < D < 82\%$	$88\% < D < 91\%*$
LiIon→12 V	$30\% < D < 55\%$	$48\% < D < 66\%$	$65\% < D < 78\%$	$83\% < D < 89\%$
$5\pm10\% \rightarrow 12 V$	$8\%* < D < 25\%$	$31\% < D < 44\%$	$54\% < D < 63\%$	$77\% < D < 81\%$
雙電池單元型 NiMH→5 V	$4\%* < D < 28\%$	$28\% < D < 46\%$	$52\% < D < 64\%$	$76\% < D < 82\%$

表格4

對於係所要輸出之大百分比的輸入電壓，諸如5 V至12

V，或LiIon電池至12 V轉換器，可強制2X型CLUU轉換器500以極低作用時間因數運作，其可限制其最大操作頻率。相比之下，CLDU調升調降轉換器以此等條件下運作無任何問題，但是更被限制在非常高的轉換比率，例如，自單串聯連接電池單元式或雙串聯連接電池單元式NiMH乾電池單元電池組產生12 V。

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。

二倍倍增器CLUU轉換器：圖16A繪示CLUU轉換器640，其使用2X型前置轉換器640A。如所示，電荷幫浦二倍倍增器前置轉換器640A包括MOSFET 641、642、643與644及一飛馳電容器645，以提供中間輸出電壓 $V_y$ ，並且包括一選用之濾波電容器647。取決於電容器647之值 $C_1$ ，可包括一個二極體648以限制 $V_y$ 負電壓擺幅並且可予以省略。中間電壓 $V_y$ 被連接至一增壓型後置調節器640B的電感器646，該增壓型後置調節器640B具有一低端N通道MOSFET 652、一浮動同步式整流器MOSFET 649(其含有一本質P-N二極體650)及一輸出電容器651(其驅動一負載653)。

轉換器640的輸出係藉由如下方程式給定

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

後置調節器640B受控於一PWM控制器655，其響應於來自轉換器640之輸出端子的反饋訊號 $V_{FB}$ (其藉由一位準偏

移電路 666 偏移至適當值  $V_{FBin}$ ) 來驅動 MOSFET 652。需要位準偏移電路 666 來轉換輸出電壓  $V_{out}$ (其高於電池電壓  $V_{batt}$ ) 至在 PWM 控制器 655 範圍內的電壓。一項實施位準偏移電路 666 的便利方法涉及一電阻器分壓器。前文引用之申請案[法定代理人檔案號碼第 AATI-19-DS-US 號]中描述反饋電路之實施方案。

如所示，一時脈與斜坡產生器 667 係用於以頻率  $\Phi$  切換 PWM 控制器 655 並且係用於以頻率  $m \cdot \Phi$  驅動前置轉換器 640A 中的 MOSFET 641、642、643 與 644，該頻率  $m \cdot \Phi$  可高於或低於後置調節器 640B 中的 MOSFET 649 與 652 之切換頻率。在一較佳具體實施例中， $m=1$ ，並且電荷幫浦前置轉換器 640A 與切換式電感器後置調節器 640B 係以相同頻率予以計時並且同步於相同時脈。一先切斷後連接(BBM)電路 668 提供閘極驅動與必要之位準偏移  $V_{G1}$  至  $V_{G4}$  紿電荷幫浦 MOSFET 641、642、643 與 644。一先切斷後連接(BBM)電路 654 按照 PWM 控制器 655 來驅動低端 MOSFET 642 及同步式整流器 MOSFET 649，防止重大的擊穿條件(即，MOSFET 649 與 MOSFET 659 兩者同時導通)，以防止損壞並且改良轉換器 640 之效率。

如圖 16B 及圖 16C 所示，轉換器 640 之操作以兩個交替階段發生。在充電與再循環階段中(繪示於圖 16B 中)，透過導通之 MOSFET 643 與 642 將飛馳電容器 645 充電至實質上全電池電壓  $V_{batt}$ ，同時電感器 646 中的電流  $I_L$  再循環通過二極體 650、導通狀態之同步式整流器 MOSFET 649 及輸出電

容器 651 至負載。再循環路徑係藉由電容器 647 完成，並且如果在  $V_y$  處的電壓下降至低於接地，則再循環路徑係藉由二極體 648 完成。在此操作階段中，MOSFET 641、644 及 652 維持關斷。同步式整流器 MOSFET 649 的導通時間可能短於當二極體 650 正在傳導中時的整個時期，並且除了單純地低端 MOSFET 652 之閘極驅動，其開始與結束可係藉由控制訊號予以判定。

在第二階段中(繪示於圖 16C 中)，MOSFET 642、643 與(若適用)649 被關斷並且 MOSFET 641、644 與 652 被導通，以連接飛馳電容器 645 至電感器 646，藉此磁化電感器 646。於此階段期間，輸出電容器 651 必須供電至負載 653。在規定時間(由 PWM 控制器 655 予以判定)之後，轉換器 640 回復至第一階段，按照由 PWM 控制器 655 設定的作用時間因數進行交替。

在圖 16E 所示之替代轉換器 710 中，二極體 648 被一 MOSFET 701 與一個二極體 702(彼等者被計時以每當電壓  $V_y$  降至低於接地時進行傳導)所取代。圖 16D 繪示 MOSFET 701 於再循環階段 700 期間之運作。

替代做法為，同步式整流器 MOSFET 649 與低端 MOSFET 652 之相位切換相反於電荷幫浦 MOSFET 641、642、643 與 644 之相位切換，但是此替代做法典型需要較大的電容器 647 之值  $C_1$ 。在另一具體實施例中，同步式整流器 MOSFET 649 永不被完全關斷，而僅降低至低電流操作(在幾微安培範圍內)以減小雜訊，如前文引用之申請案

[法定代理人檔案號碼第 AATI-18-DS-US 號] 中描述。

分率式 *CLUU* 轉換器：圖 17A 繪示 *CLUU* 轉換器 730，其含有 1.5X 型前置轉換器 730A。如所示，分率式電荷幫浦前置轉換器 730A 包括 MOSFET 731 至 737 及 飛馳電容器 738 與 739，以提供中間輸出電壓  $V_y$ ，並且包括一選用之濾波電容器 740。取決於電容器 740 之電容值  $C_1$ ，可包括一個二極體 741 以限制  $V_y$  負電壓擺幅並且可予以省略。中間電壓  $V_y$  被連接至一增壓型後置調節器 730B 的電感器 742，該增壓型後置調節器 730B 具有一低端 N 通道 MOSFET 743、一浮動同步式整流器 MOSFET 744(其含有一本質 P-N 二極體 745) 及一輸出電容器 746(其驅動一負載 747)。1.5X 型 *LCUU* 轉換器 730 的輸出係藉由如下方程式給定：

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

後置調節器 730B 受控於一 PWM 控制器 749，其響應於來自轉換器 730 之輸出端子的反饋訊號  $V_{FB}$ (其藉由一位準偏移電路 750 使位準偏移至適當值  $V_{FBin}$ ) 來驅動低端 MOSFET 743。需要位準偏移電路 750 來轉換輸出電壓  $V_{out}$ (其高於電池電壓  $V_{batt}$ ) 至在 PWM 控制器 749 範圍內的電壓。一項實施位準偏移電路 750 的便利方法涉及一電阻器分壓器。前文引用之申請案 [法定代理人檔案號碼第 AATI-19-DS-US 號] 中描述反饋電路之實施方案。

如所示，一時脈與斜坡產生器 751 係用於以頻率  $\Phi$  切換 PWM 控制器 749 並且係用於以頻率  $m \cdot \Phi$  驅動電荷幫浦前置

轉換器 730A 中的 MOSFET 731 至 737，該頻率  $m \cdot \Phi$  可高於或低於用於驅動後置調節器 730B 之切換頻率。在一較佳具體實施例中， $m=1$ ，並且電荷幫浦前置轉換器 730A 與切換式電感器後置調節器 730A 係以相同頻率予以計時並且同步於相同時脈。一先切斷後連接(BBM)電路 752 對於用於電荷幫浦 MOSFET 731 至 737 的閘極電壓  $V_{G1}$  至  $V_{G7}$  提供必要位準偏移。先切斷後連接(BBM)電路 748 按照 PWM 控制器 749 來驅動低端 MOSFET 743 及同步式整流器 MOSFET 744，防止重大的擊穿條件(即，MOSFET 743 與 MOSFET 744 兩者同時導通)，以防止損壞並且改良轉換器效率。

如圖 17B 及圖 17C 所示，轉換器 730 之操作以兩個交替階段發生。在充電與再循環階段中(繪示於圖 17B 中)，透過導通之 MOSFET 731、732 與 733 將飛馳電容器 738 與 739 之每一者充電至二分之一電池電壓(即， $V_{batt}/2$ )，同時電感器 742 中的電流  $I_L$  再循環通過二極體 745、導通狀態之同步式整流器 MOSFET 744 及輸出電容器 746 至負載 747。再循環路徑係藉由電容器 740 完成，並且如果在  $V_y$  處的電壓下降至低於接地，則再循環路徑係藉由二極體 741 完成。在此操作階段中，MOSFET 734、735、736、737 與 743 維持關斷。同步式整流器 MOSFET 744 的導通時間可能短於當二極體 745 正在導通中時的整個時期，並且除了單純地低端 MOSFET 743 之閘極驅動，其開始與結束可係藉由控制訊號予以判定。

在第二階段中(繪示於圖 17C 中)，MOSFET 731、732、

733與(若適用)744被關斷並且MOSFET 734、735、736、737與783被導通，以連接飛馳電容器738與739至電感器742，藉此磁化電感器742。於此階段期間，輸出電容器746必須供電至負載747。在規定時間(由PWM控制器749予以判定)之後，轉換器730回復至第一階段，按照由PWM控制器749設定的作用時間因數進行交替。

在圖17E所示之轉換器730之替代具體實施例中，二極體741被一MOSFET 777與一個二極體776(彼等者被計時以每當電壓 $V_y$ 降至低於接地時進行傳導)所取代。圖17D繪示MOSFET 777於再循環階段775期間之運作。

替代做法為，同步式整流器MOSFET 744與低端MOSFET 743之相位切換相反於電荷幫浦MOSFET 731至737之相位切換，但是需要較大的電容器740之值 $C_1$ 。在另一具體實施例中，同步式整流器MOSFET 744永不被完全關斷，而僅降低至低電流操作(在幾微安培範圍內)以減小雜訊，如前文引用之申請案[法定代理人檔案號碼第AATI-18-DS-US號]中描述。

#### 切換式電容器電感器(CLIX)調節反轉器

圖8之泛用CLXU轉換器拓樸亦對產生低於接地之經調節電壓有用。藉由利用反轉式電荷幫浦作為前置轉換器，在兩個階段中實行反轉電壓轉換，或作為CLIX轉換器。雖然如描述之切換式電感器後置調節器包括調升轉換器(意謂著增大電壓之量值)，但是有之後定義為CLIU與CLII的兩個可能極性，本文中廣泛稱為CLIX反轉式轉換器。

更詳細檢查CL反轉器之實施方案，圖18A至圖18D繪示四種不同切換式CLIX調節反轉器之功能方塊表示，圖18A與圖18B中包括-1X型前置轉換器，以及圖18C與圖18D中包括-0.5X型前置轉換器。在圖18A與18C中，後置調節器包括一非反轉式增壓轉換器，其係增大負輸出電壓之量值之絕對值(即，更負性的電壓)而且不反轉其極性的電路。此類電路拓樸本文中稱為CLIU轉換器。

在圖18B與18D中，後置調節器包括一反轉式增壓轉換器，其係增大輸出電壓之量值(其極性比其中間電壓 $V_y$ 更加正性)的電路。輸出電壓可低於或高於接地(即，正極性或負極性)，只要 $V_{out}$ 比中間電壓 $V_y$ 更加正性。此類電路拓樸本文中稱為CLII轉換器。

**非反轉增壓式後置調節器：**在圖18A，-1X型CLIU轉換器800包括一電荷幫浦801以及一飛馳電容器802與一濾波電容器803。電荷幫浦801之輸出供應負(即，低於接地)中間電壓 $V_y$ ，其繼而供電給非反轉逐步調升切換式電感器後置調節器(其包括一電感器805、一N通道MOSFET 806、一同步式整流器MOSFET 808(其具有本質整流器二極體809)及一輸出電容器810。MOSFET 806包括P-N二極體807，其維持逆向偏壓，此係因為 $V_x \leq 0$ 。在一些情況中，取決於濾波電容器803之電容量值 $C_1$ ，包括一個二極體804以鉗制 $V_y$ 的正電壓範圍。由於 $V_y = -1 \cdot V_{batt}$ 並且 $V_{out} = V_y / (1 - D)$ ，於是轉換器之電壓轉換比率係藉由如下給定

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

圖 23A 之圖表 1150 中繪示使用 -1X 型 CLIU 轉換器的 CLIU 調節之實例，其中單串聯連接電池單元式 LiIon 電池之放電被反轉且調節至 -5 V。經完全充電之 LiIon 電池以 4.2 V 條件開始，其隨時間衰竭至約 3.5 V 之平展電壓(曲線 1151)，並且接著最終抵達其 2.7 V 之放電條件。單電容器型前置轉換器產生隨時間變化之負電壓 -V<sub>y</sub>(以曲線 1152 繪示，其範圍自 -4.2 V 至 -2.7 V)，接著藉由非反轉式逐步調升後置調節器依一變化量 1/(1-D) 予以逐步調升(絕對值)量值至 -5 V，以產生恆定 -5 V 輸出(曲線 1153)。

圖 23C 之圖表 1170 中繪示藉由 -1X 型 LCIU 反轉器調節雙串聯連接電池單元式鎳氫電池(或 2s NiMH)之放電至 -5 V。輸入電壓(曲線 1171)(於放電期間值範圍自 2.4 V 至 1.8 V)被反轉，以產生範圍自 -2.4 V 至 -1.8 V 之 -V<sub>y</sub>(曲線 1172)。接者，藉由非反轉式增壓轉換器依因數 1/(1-D) 來調節 V<sub>y</sub>，以產生 -5 V 之經調節輸出電壓(曲線 1173)。運作以產生 -12 V 將需要類似運作但係以不同作用時間因數。

圖 23E 之圖表 1190 中繪示 -1X LCIU 反轉器自廣輸入電壓範圍來產生 -5 V 或 -12 V 輸出的能力，而且如所示，輸入之範圍係自 2 V 直至 6 V，其為包括單串聯連接電池單元式 LiIon 放電條件之範圍。如所示，電池或輸入電壓(曲線 1191)被反轉以產生中間電壓 V<sub>y</sub>(以曲線 1192 繪示)。使用非反轉式增壓型後置調節器，以作用時間因數 D<sub>1</sub> 運作，產生經調節之 -5 V 輸出(曲線 1193)，或以不同作用時間因數 D<sub>2</sub>

運作，可產生 -12 V 輸出 (曲線 1194)。

圖 23G 之圖表 1210 中繪示 CLIU 轉換器反轉及調節廣輸入電壓範圍的彈性之另一實例，其中使用自 0.9 V 至 2.4 V 變化的電池或輸入電壓 (曲線 1211) 來產生經調節之 -3.3 V 輸出 (曲線 1213)。自 0.9 V 至 1.2 V 之輸入範圍表示單電池單元式 NiMH 電池，自 0.9 V 至 1.7 V 之範圍表示鹼性電池，而自 1.8 V 至 2.4 V 之範圍表示雙串聯連接電池單元組態型 NiMH 電池。

如圖表 1210 所示，電池或輸入電壓 (曲線 1211) 被電荷幫浦前置轉換器予以反轉以產生  $V_y$  (曲線 1212)，並且接著依一變化因數  $1/(1-D)$  予以增壓，以產生繪示為 -3.3 V 之輸出電壓 (曲線 1213)。替代做法為，可採用不同的作用時間因數範圍以產生 -12 V 輸出 (圖中未繪示)。

在一些情況中，在高輸入電壓條件下，-1X 前置轉換器產生非合意的大負中間電壓  $V_y$ ，並且其強制增壓型後置調節器以低作用時間因數運作。一項避免此問題之方式係採用 -0.5X 型分率式電荷幫浦反轉前置轉換器來取代 -1X 型前置轉換器。

在圖 18C 中，-0.5X 型 CLIU 轉換器 860 包括一分率式電荷幫浦 870 以及飛馳電容器 861 與 862 及一濾波電容器 863。電荷幫浦 870 之輸出供應負 (即，低於接地) 中間電壓  $V_y$ ，其繼而供電給非反轉式逐步調升後置調節器 (其包括一電感器 864、一 N 通道 MOSFET 865、一同步式整流器 MOSFET 868 (其具有本質整流器二極體 867) 及一輸出電容

器 869。MOSFET 865 包括 P-N 二極體 866，其維持逆向偏壓，此係因為  $V_x=0$ 。在一些情況中，取決於電容器 863 之電容  $C_1$ ，包括一個二極體 871 以鉗制  $V_y$  的正電壓範圍。由於  $V_y=-0.5 \cdot V_{batt}$  並且  $V_{out}=V_y/(1-D)$ ，於是 -0.5X 型 CLIU 轉換器之電壓轉換比率係藉由如下給定

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

圖 23B 之圖表 1150 中繪示使用 -0.5X 型 CLIU 轉換器的 CLIU 調節之實例，其中單串聯連接電池單元式 LiIon 電池之放電被反轉且調節至 -3 V。經完全充電之 LiIon 電池以 4.2 V 條件開始，其隨時間衰竭至約 3.5 V 之平展電壓(曲線 1161)，並且接著最終抵達其 2.7 V 之放電條件。雙電容器型前置轉換器產生隨時間變化之負電壓 - $V_y$ ，以曲線 1152 繪示，其範圍自 -2.1 V 至 -1.35 V。接著使用非反轉式逐步調升後置調節器依一變化量  $1/(1-D)$  逐步調升  $V_y$  量值至 -3 V，以產生恆定 -3 V 輸出(曲線 1163)。

圖 23F 之圖表 1200 中繪示 -0.5X CLIU 反轉器自廣輸入電壓範圍來產生及調節 -5 V 輸出的能力，而且如所示，輸入之範圍係自 2 V 直至 6 V，其為包括單串聯連接電池單元式 LiIon 放電條件之範圍。如所示，電池或輸入電壓(曲線 1201)被反轉且被減半以產生中間電壓  $V_y$ ，以曲線 1202 繪示，其範圍為 1 V 至 3 V。使用非反轉式增壓型後置調節器，以作用時間因數  $D_1$  運作，產生經調節之 -5 V 輸出(曲線 1203)，或以不同作用時間因數運作，可產生 -3.3 V 輸出

(圖中未繪示)。

圖 23G 之圖表 1210 中繪示 CLIU 轉換器反轉及調節廣輸入電壓範圍的彈性之另一實例，其中使用自 0.9 V 至 2.4 V 變化的電池或輸入電壓(曲線 1211)來產生經調節之 -3.3 V 輸出(曲線 1213)。自 0.9 V 至 1.2 V 之輸入範圍表示單電池單元式 NiMH 電池，自 0.9 V 至 1.7 V 之輸入範圍表示鹼性電池，而自 1.8 V 至 2.4 V 之範圍表示雙串聯連接電池單元組態型 NiMH 電池。

可藉由重新排列用於 CLXU 轉換器的公式來推導用於 CLIX 反轉器的作用時間因數，得出

$$D = 1 - \left[ n \frac{V_{in}}{V_{out}} \right]$$

由於  $n < 0$  並且  $V_{in}/V_{out} < 0$ ，所以該兩個數字皆為負並且作用時間因數方程式數學上之作用相同於非反轉式轉換器。

圖 23H 之圖表 1220 繪示此原理，其中曲線 1221 表示增壓轉換器的轉換比率以作用時間因數為函數。-1X 型 CLIU 反轉器的轉換比率(曲線 1223)係曲線 1221 的負鏡像，並且 -0.5X 型 CLIU 反轉器的轉換比率係該值的二分之一，或前文描述之 +0.5X CLDU 轉換器的轉換比率之鏡像。就某種意義來說，-0.5X CLIU 轉換器類似於調降調升轉換器之反轉形式，此係因為其可產生高於及低於  $-V_{batt}$  之電壓。

表格 5 對照 -1X CLIU 轉換器與 -0.5X CLIU 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 LCDU	-1X LCDU	增壓(正)
D=50%	$V_{out}/V_{in} = -0.55$	$V_{out}/V_{in} = -1.0$	$V_{out}/V_{in} = 1.0$
LiIon→3.0 V	不適用	$71\% < D < 100\% *$	$71\% < D < 100\% *$
LiIon→2.7 V	不適用	$64\% < D < 90\%$	$64\% < D < 90\%$
LiIon→1.8 V	不適用	$43\% < D < 60\%$	$43\% < D < 60\%$
LiIon→0.9 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。

**CLIU轉換器實施方案：**圖 19A 繪示 CLIU 轉換器 920，其使用 -1X 型前置轉換器 920A。如所示，電荷幫浦反轉式前置轉換器 920A 包括 MOSFET 921、923、924 與 925 及一飛馳電容器 922，並且提供中間負輸出電壓  $-V_y$ 。濾波電容器 926 為選用的。再者，取決於電容器 926 之電容值  $C_1$ ，可包括一個二極體 927 以限制  $V_y$  正電壓擺幅並且可予以省略。中間電壓  $V_y$  被連接至一非反轉增壓型後置調節器 920B 的電感器 928，該非反轉增壓型後置調節器 920B 具有一接地連接之 MOSFET 929、一浮動同步式整流器 MOSFET 932 (其含有一本質 P-N 二極體 931) 及一輸出電容器 933 (其驅動負載)。由於  $V_x = 0$ ，所以轉換器 920 的輸出係藉由如下方程式給定

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

後置調節器 920B 受控於一 PWM 控制器 935，其響應於來自轉換器 920 之輸出端子的反饋訊號  $V_{FB}$  (其藉由一位準偏移電路 937 使位準偏移至適當值  $V_{FBin}$ ) 來驅動 MOSFET 929。需要位準偏移電路 937 來轉換輸出電壓  $V_{out}$  (其為負，即，低於電路接地) 至在 PWM 控制器 935 範圍內的電壓。一項實施位準偏移電路 937 的便利方法涉及一電流鏡。前文引用之申請案 [法定代理人檔案號碼第 AATI-19-DS-US 號] 中描述各種反饋電路之實施方案。

如圖 19A 示，一時脈與斜坡產生器 936 係用於以頻率  $\Phi$  切換 PWM 控制器 935 並且係用於以頻率  $m \cdot \Phi$  驅動電荷幫浦 MOSFET 921、923、924 與 925，該頻率  $m \cdot \Phi$  可高於或低於用於驅動後置調節器 920B 之切換頻率。在一較佳具體實施例中， $m=1$ ，並且電荷幫浦前置轉換器 920A 與切換式電感器後置調節器 920B 係以相同頻率予以計時並且同步於相同時脈。一先切斷後連接 (BBM) 電路 938 提供閘極驅動與必要之位準偏移以分別產生電荷幫浦 MOSFET 921、923、924 與 925 的閘極電壓  $V_{G1}$  至  $V_{G4}$ 。一先切斷後連接 (BBM) 電路 934 按照 PWM 控制器 935 來驅動 MOSFET 929 及同步式整流器 MOSFET 932，防止重大的擊穿條件 (即，MOSFET 929 與 MOSFET 932 兩者同時導通)，以防止損壞並且改良轉換器 920 之效率。

圖 19B 與圖 19C 繪示轉換器 920 之操作以兩個交替階段發生。在充電與再循環階段中 (繪示於圖 19B 中)，透過導通之 MOSFET 921 與 923 將飛馳電容器 922 充電至實質上全電

池電壓  $V_{batt}$ ，同時電感器 928 中的電流  $I_L$  再循環通過二極體 931、導通狀態之同步式整流器 MOSFET 932、輸出電容器 933 及負載 951。再循環路徑係藉由電容器 926 完成，並且如果電壓  $V_y$  上升至高於接地，則二極體 927 將亦傳導。在此操作階段中，MOSFET 924、923 及 929 維持關斷。同步式整流器 MOSFET 932 的導通時間可能短於當二極體 931 正在傳導中時的整個時期，並且除了單純地接地連接之 MOSFET 929 之間極驅動，控制訊號可判定其何時開始與結束。

在第二階段中(繪示於圖 19C 中)，MOSFET 921、923 與 932 被關斷並且 MOSFET 924、925 與 929 被導通，以連接飛馳電容器 922 至電感器 928，藉此磁化電感器 928。於此階段期間，輸出電容器 933 必須供電至負載 931。在規定時間(由 PWM 控制器 935 予以判定)之後，轉換器 920 回復至第一階段。

在圖 19D 之電路圖 970 所示之替代具體實施例中，二極體 927 被一 MOSFET 971 與一個二極體 972(彼等者被計時以每當電壓  $V_y$  降至低於接地時進行傳導)所取代。

替代做法為，同步式整流器 MOSFET 932 與接地連接之 MOSFET 929 之相位切換相反於電荷幫浦 MOSFET 921、923、924 與 925 之相位切換，但是此替代做法可能需要較大的電容器 926 之電容值  $C_1$ 。在另一具體實施例中，同步式整流器 MOSFET 932 永不被完全關斷，而僅降低至低電流操作(在幾微安培範圍內)以減小雜訊，如前文引用之申

請案[法定代理人檔案號碼第 AATI-18-DS-US 號]中描述。

分率式 **CLIU** 轉換器：圖 21A 繪示 CLIU 轉換器 1060，其使用 -0.5X 型前置轉換器 1060A。如所示，分率式電荷幫浦前置轉換器 1060A 包括 MOSFET 1061 至 1067 及飛馳電容器 1068 與 1069，其提供中間輸出電壓  $V_y$ 。濾波電容器 1070 為選用的。再者，取決於電容器 1070 之電容  $C_1$ ，可包括一個二極體 1071 以限制  $V_y$  正電壓擺幅並且可予以省略。中間電壓  $V_y$  被提供至一非反轉增壓型後置調節器 1060B 的電感器 1072，該非反轉增壓型後置調節器 1060B 亦包括一接地連接之 MOSFET 1073、一浮動同步式整流器 MOSFET 1074(其含有一本質 P-N 二極體 1075)及一輸出電容器 1076(其驅動負載)。轉換器 1060 的輸出係藉由如下方程式給定

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

後置調節器 1060B 受控於一 PWM 控制器 1079，其響應於來自轉換器 1060 之輸出端子的反饋訊號  $V_{FB}$ (其藉由一位準偏移電路 1080 使位準偏移至適當值  $V_{FBin}$ )來驅動 MOSFET 1073。需要位準偏移電路 1080 來轉換輸出電壓  $V_{out}$ (其為負，即，低於接地)成為在 PWM 控制器 1079 範圍內的正訊號。一項實施位準偏移電路 1080 的便利方法涉及一電流鏡。前文引用之申請案[法定代理人檔案號碼第 AATI-19-DS-US 號]中描述各種反饋電路之實施方案。

如圖 21A 示，一時脈與斜坡產生器 1078 係用於以頻率  $\Phi$

切換 PWM 控制器 1079 並且係用於以頻率  $m \cdot \Phi$  驅動電荷幫浦 MOSFET 1061 至 1067，該頻率  $m \cdot \Phi$  可高於或低於後置調節器 1060B 之切換頻率。在一較佳具體實施例中， $m=1$ ，並且電荷幫浦前置轉換器 1060A 與切換式電感器後置調節器 1060B 係以相同頻率予以計時並且同步於相同時脈。一先切斷後連接 (BBM) 電路 1081 提供閘極驅動與必要之位準偏移以分別產生電荷幫浦 MOSFET 1061 至 1067 的閘極電壓  $V_{G1}$  至  $V_{G7}$ 。一先切斷後連接 (BBM) 電路 1077 按照 PWM 控制器 1079 來驅動低端 MOSFET 1073 及同步式整流器 MOSFET 1074，防止重大的擊穿條件 (即，MOSFET 1073 與 MOSFET 1074 兩者同時導通)，以防止損壞並且改良轉換器 1060 之效率。

圖 21B 與圖 21C 繪示轉換器 1060 之操作以兩個交替階段發生。在充電與再循環階段中 (繪示於圖 21B 中)，透過導通之 MOSFET 1061、1062 與 1063 將飛馳電容器 1068 與 1069 之每一者充電至二分之一電池電壓 (即， $V_{batt}/2$ )，同時電感器 1072 中的電流  $I_L$  再循環通過二極體 1075、導通狀態之同步式整流器 MOSFET 1074、輸出電容器 1076 及負載 1082。再循環路徑係藉由電容器 1070 完成，並且如果電壓  $V_y$  上升至高於接地，則二極體 1071 亦導通。在此操作階段中，MOSFET 1064、1065、1066、1067 與 1073 維持關斷。同步式整流器 MOSFET 1074 的導通時間可能短於當二極體 1075 正在導通中時的整個時期，並且除了單純地接地連接之 MOSFET 1073 之閘極驅動，可使用控制訊號來判定其何

時開始與結束。

在第二階段中(繪示於圖21C中)，MOSFET 1061、1062、1063與1074被關斷並且MOSFET 1064、1065、1066、1067與1063被導通，以連接飛馳電容器1068與1069至電感器1072，藉此磁化電感器1072。於此階段期間，輸出電容器1076必須供電至負載1082。在規定時間(由PWM控制器1079予以判定)之後，轉換器1060回復至第一階段。

在圖21D之電路圖1099所示之替代具體實施例中，二極體1071被MOSFET 1083與二極體1084(彼等者被計時以每當電壓 $V_y$ 上升至高於接地時進行傳導)所取代。

替代做法為，同步式整流器MOSFET 1074與接地連接之MOSFET 1073之相位切換相反於電荷幫浦MOSFET 1061至1067之相位切換，但是此替代做法可能需要較大的電容器1070之電容值 $C_1$ 。在另一具體實施例中，同步式整流器MOSFET 1074永不被完全關斷，而僅降低至低電流操作(在幾微安培範圍內)以減小雜訊，如前文引用之申請案[法定代理人檔案號碼第AATI-18-DS-US號](該案與本申請案同時申請並且以引用方式併入本文中)中描述。

**反轉增壓式後置調節器：**CLXX型轉換器之替代實施方案利用一參考至負供應軌的增壓型後置調節器來產生比該供應軌更加正性之電壓。所得之輸出電壓可低於或高於接地，但是其將比增壓型後置調節器所參考的負供應軌更加正性。由於增壓型後置調節器使電壓往相反於電荷幫浦之

方向增壓並且可甚至產生正輸出電壓，所以該後置調節器亦係反轉式。所得轉換器在本文中稱為CLII轉換器。

圖18B繪示CLII轉換器830的功能圖。轉換器830包括前置轉換器830A，其含有一-1X型電荷幫浦831以及一飛馳電容器832與一濾波電容器833。電荷幫浦831之輸出供應負(即，低於接地)中間電壓 $V_y$ ，其繼而形成一負供應軌並且供電給一逐步調升切換式電感器後置調節器830B(其包括一電感器837、一 $-V_y$ 軌連接之MOSFET 835、一同步式整流器MOSFET 838(其具有本質整流器二極體839)及一輸出電容器840。MOSFET 835包括P-N二極體836，其維持逆向偏壓，此係因為 $V_y < 0$ 且 $V_x > 0$ 。在一些情況中，取決於電容器833之電容量值 $C_1$ ，包括一個二極體834以鉗制 $V_y$ 的正電壓範圍。

在轉換器830中，後置調節器830B內增壓轉換器所參考的負供應軌係藉由 $V_y = -1 \cdot V_{batt}$ 予以給定。如果供電給增壓轉換器的輸入被定義為 $V_{inb}$ ，則 $V_{out} = [V_y + |V_{inb}| / (1 - D)]$ 或為 $V_{out} = [-V_{batt} + |V_{inb}| / (1 - D)]$ 。理論上，任何電壓 $V_{inb}$ 可供電給增壓轉換器至(例如) $V_y$ 、 $V_y/2$ 或 $V_{batt} + V_y/2$ ，但是在電路中的大多數負電位非為接地；而是 $V_y$ ，在此應用中其等於 $-V_{batt}$ 。

大多數便利的輸入之一者係供電給介於接地與負供應軌 $V_y$ 之間的增壓階段，如圖18B所示，所以就-1X型LCII轉換器而言， $V_{inb} = V_{batt}$ 。給定該條件，所以 $V_{out} = [V_y + |V_y| / (1 - D)]$ ，於是-1X型CLII轉換器之電壓轉換比率係藉由如下給定

$$V_{out} = V_y + \frac{|V_y|}{1-D} = -V_{batt} + \frac{|V_{batt}|}{1-D} = V_{batt} \left( \frac{1}{1-D} - 1 \right) = V_{batt} \left( \frac{D}{1-D} \right)$$

得出轉遞函數

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

其係在自 0% 至 100% 範圍予以評估，以約 0% 之作用時間因數具有約 0 伏(即，接地)之正值，並且以約 100% 之作用時間因數以指數方式增大。

舉例而言，圖 24A 繪示 LiIon 電池自 4.2 V 降至 2.7 V(沿曲線 1301) 之放電。在 -1X 型 LCII 反轉器中，接著使用電池輸入  $V_{batt}$  的鏡像電壓  $V_y$ (以曲線 1302 繪示) 來產生正輸出電壓。以作用時間因數  $D_1$ ，藉由反饋使輸出  $V_{out1}$  維持在 5 V(以曲線 1303 繪示)，此為大於電池之電壓範圍的電壓。藉由改變作用時間因數至  $D_2$ ，反饋使輸出  $V_{out2}$  維持在 +0.9 V(以曲線 1304 繪示)，其低於  $V_{batt}$  之範圍(曲線 1301)。藉由改變作用時間因數至  $D_3$ ，獲得電壓在  $V_{batt}$  之範圍內的  $V_{out3}$ (曲線 1305)。

圖 24C 繪示使用具有單串聯連接電池單元式 NiMH 乾電池單元的 -1X CLII 轉換器。如所示，電池放電(曲線 1321)供電給 -1X 電荷幫浦反轉器，以形成變化之負  $V_y$  軌(曲線 1322)，其係電池電壓的負鏡像。接著，使用此供應軌來供電給數個可能之調升轉換器中之一者。以作用時間因數  $D_1$ ，使用反饋來維持 0.7 V 之  $V_{out1}$ (曲線 1323)。以作用時間因數  $D_2$ ，使用反饋來維持 1.5 V 之  $V_{out2}$ (曲線 1324)。以作用

時間因數  $D_3$ ，使用反饋來維持 5 V 之  $V_{out3}$  (曲線 1325)。因此，一個 CLII 轉換器能夠運作於廣條件範圍。

圖 24D 及 圖 24E 亦繪示 -1X 型 CLII 轉換器 830 之操作範圍。在 圖 24D 之 圖表 1330 中，自 0.9 至 2.4 V 之輸入電壓範圍 (以曲線 1331 繪示) 係藉由電荷幫浦前置轉換器 830A 反轉成為曲線 1332 所示之電壓範圍。使用如曲線 1332 所示之範圍來供電給增壓型後置調節器 830B，以產生各種輸出電壓。以作用時間因數  $D_1$ ，產生 3.6 V 之  $V_{out1}$  (曲線 1333)，其係高於電池輸入之電壓。以作用時間因數  $D_2$ ，產生 0.7 V 之  $V_{out2}$  (曲線 1334)，其係低於電池輸入之電壓。以作用時間因數  $D_3$ ，產生 1.0 V 之  $V_{out3}$  (曲線 1335)，其係在電池輸入範圍內之電壓。

同樣地，圖 24E 之 圖表 1340 中繪示對於自 2 V 至 5.5 V 之輸入的 -1X LCII 調節，其中電池輸入 (曲線 1341) 係藉由電荷幫浦前置轉換器 830A 反轉成為變化之負電壓軌  $V_y$  (以曲線 1342 繪示)。以作用時間因數  $D_1$ ，產生 10 V 之輸出電壓  $V_{out1}$  (曲線 1343)，其係高於輸入範圍之電壓。以作用時間因數  $D_2$ ，產生 0.9 V 之輸出電壓  $V_{out2}$  (曲線 1344)，其係恰巧低於電池輸入之電壓。以作用時間因數  $D_3$ ，產生 3.3 V 之輸出電壓  $V_{out3}$  (曲線 1344)，其係在規定電池輸入範圍內之電壓。

由於電荷幫浦所產生之負電壓係供電給增壓型後置調節器的電壓，並且由於增壓轉換器僅可輸出大於其輸入電壓的電壓，所以 LCII 轉換器之最小輸出電壓係零伏。但是其

最大輸出電壓僅受限於其作用時間因數。具備小於及大於壹的輸出對輸入電壓轉換比率的能力，LCII轉換器可被視為調降調升式轉換器的特殊實施方案。圖24F之圖表1350中以曲線1353繪示CLII轉換器的此項特徵，呈現出其以壹轉換比率進行調節的能力，這是在增壓轉換器(曲線1351)及降壓轉換器(曲線1352)中無法取得的特徵。

圖20A繪示CLII轉換器1000的電路圖，其使用-1X型前置轉換器1000A。如所示，電荷幫浦反轉式前置轉換器1000A包括MOSFET 1001、1003與1004及一飛馳電容器1002，並且提供中間負輸出電壓 $V_y = -V_{batt}$ 。中間電壓 $V_y$ 被連接至一反轉增壓型後置調節器1000B中的MOSFET 1014，該反轉增壓型後置調節器1000B具有一接地連接之電感器1005、一浮動同步式整流器MOSFET 1007(其含有一本質P-N二極體1006)及一輸出電容器1008(其驅動負載)。

後置調節器1000B受控於一PWM控制器1010，其響應於來自轉換器1000之輸出端子的反饋訊號 $V_{FB}$ (其藉由一位準偏移電路1011使位準偏移至適當值 $V_{FBin}$ )來驅動MOSFET 1014。需要位準偏移電路1011來轉換輸出電壓 $V_{out}$ 至在PWM控制器1010範圍內的電壓。一項實施位準偏移電路1010的便利方法涉及一電流鏡。前文引用之申請案[法定代理人檔案號碼第AATTI-19-DS-US號]中描述各種反饋電路之實施方案。

如圖20A示，一時脈與斜坡產生器1012係用於以頻率 $\Phi$

馳電容器 1002 至電感器 1005，藉此磁化電感器 1005。於此階段期間，輸出電容器 1008 必須供電至負載 1015。在規定時間(由 PWM 控制器 1010 予以判定)之後，轉換器 1000 回復至第一階段。

替代做法為，同步式整流器 MOSFET 1007 與  $V_y$  連接之 MOSFET 1014 之相位切換相反於電荷幫浦 MOSFET 1001、1003 與 1003 之相位切換，但是此替代做法可需要於節點  $V_y$  與接地之間連接一電容器。在另一具體實施例中，同步式整流器 MOSFET 1007 永不被完全關斷，而僅降低至低電流操作(在幾微安培範圍內)以減小雜訊，如前文引用之申請案[法定代理人檔案號碼第 AATI-18-DS-US 號]中描述。

圖 18D 中之功能圖中繪示另一 LCII 轉換器 890。轉換器 890 包括一前置轉換器 890A，該前置轉換器 890A 包含一  $-0.5X$  分率型電荷幫浦 891 以及飛馳電容器 892 與 893 及一濾波電容器 894。電荷幫浦 891 之輸出供應負(即，低於接地)中間電壓  $V_y$ ，其繼而形成一負供應軌並且供電給一逐步調升切換式電感器後置調節器 890B，其包括連接於一電感器 898 與  $-V_y$  之間的一 MOSFET 896、一同步式整流器 MOSFET 900(其具有本質二極體 899)及一輸出電容器 901。MOSFET 896 包括 P-N 二極體 897，其維持逆向偏壓，此係因為  $V_y < 0$  且  $V_x > 0$ 。在一些情況中，取決於電容器 894 之電容量值  $C_1$ ，包括一個二極體 895 以鉗制  $V_y$  的正電壓範圍。圖 18D 繪示輸入電壓等於  $V_y$  供應軌之正極性的案例，然而可使用任何輸入電壓來供電給增壓轉換器。此類轉換器的轉遞特性係

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

此為前文描述之 -1X CLII 轉換器的比率。

圖 24B 之圖表 1310 中繪示 -0.5X 型 CLII 轉換器 890 之操作，其中自 4.2 V 至 2.7 V 之 LiIon 電池電壓範圍 (曲線 1311) 係藉由 -0.5X 型分率式電荷幫浦予以反轉，以產生變化之負電壓軌  $V_y$  (曲線 1312)。以作用時間因數  $D_1$ ，產生 +0.9 V 之  $V_{out1}$  (曲線 1313)，其係低於電池之電壓。以作用時間因數  $D_2$ ，產生 5 V 之  $V_{out2}$  (曲線 1314)，其係恰巧高於電池輸入之電壓。以作用時間因數  $D_3$ ，產生 3.3 V 之  $V_{out3}$  (曲線 1315)，其係在 LiIon 電池輸入範圍內之電壓。

-0.5X LCII 轉換器 890 亦具備輸出小於及大於壹的輸出對輸入電壓轉換比率的能力，並且因此可被視為調降調升式轉換器的特殊實施方案。圖 24G 之圖表 1360 中以曲線 1364 繪示 CLII 轉換器的此項特徵，呈現出其以壹轉換比率進行調節的能力，這是在增壓轉換器 (曲線 1361) 及降壓轉換器 (曲線 1362) 中無法取得的特徵。包括對於 -1X 型 CLII 轉換器之轉換比率 (曲線 1363) 以作為參考。

圖 22A 繪示 CLIU 轉換器 1100 的電路圖，其使用 -0.5X 型前置轉換器 1100A。如所示，電荷幫浦反轉式前置轉換器 1100A 包括 MOSFET 1101、1102、1103、1104、1105、1106 與 1107 及飛馳電容器 1108 與 1109，並且提供中間負輸出電壓  $V_y = -0.5 V_{batt}$ 。中間電壓  $V_y$  被連接至一反轉增壓型後置調節器 1100B 中的 MOSFET 1119，該反轉增壓型後置

調節器 1100B 具有一  $V_{batt}$  連接之電感器 1118、一浮動同步式整流器 MOSFET 1110(其含有一本質 P-N 二極體 1111)及一輸出電容器 1112(其驅動負載)。

後置調節器 1100B 受控於一 PWM 控制器 1114，其響應於來自轉換器 1100 之輸出端子的反饋訊號  $V_{FB}$ (其藉由一位準偏移電路 1115 使位準偏移至適當值  $V_{FBin}$ )來驅動 MOSFET 1119。需要位準偏移電路 1115 來轉換輸出電壓  $V_{out}$  至在 PWM 控制器 1114 範圍內的電壓。一項實施位準偏移電路 1114 的便利方法涉及一電流鏡。前文引用之申請案[法定代理人檔案號碼第 AATI-19-DS-US 號]中描述各種反饋電路之實施方案。

如圖 22A 示，一時脈與斜坡產生器 1116 係用於以頻率  $\Phi$  切換 PWM 控制器 1114 並且係用於以頻率  $m \cdot \Phi$  驅動電荷幫浦 MOSFET 1101、1102、1103、1104、1105、1106 與 1107，該頻率  $m \cdot \Phi$  可高於或低於用於驅動後置調節器 1100B 之切換頻率。在一較佳具體實施例中， $m=1$ ，並且電荷幫浦前置轉換器 1100A 與切換式電感器後置調節器 1100B 係以相同頻率予以計時並且同步於相同時脈。一先切斷後連接(BBM)電路 1117 提供閘極驅動與必要之位準偏移以分別產生電荷幫浦 MOSFET 1101、1102、1103、1104、1105、1106 與 1107 的閘極電壓  $V_{G1}$  至  $V_{G7}$ 。一先切斷後連接(BBM)電路 1113 按照 PWM 控制器 1114 來驅動 MOSFET 1119 及同步式整流器 MOSFET 1110，防止重大的擊穿條件(即，MOSFET 1119 與 MOSFET 1110 兩者同時導通)，以防止損

引用之申請案[法定代理人檔案號碼第 AATI-18-DS-US 號]  
中描述。

### 結論

CLXX 轉換器家族能夠對於廣輸出對輸入電壓轉換比率產生經妥善調節之輸出。圖 25A 至圖 25G 繪示各種 CLXX 拓樸於放電階段期間。

在圖 25A 之 0.5X 型分率式 CLDU 轉換器 1400 中，使用來自電池 1401 的輸入電壓將兩個飛馳電容器 1402 與 1403 重複充電至電壓  $+V_{batt}/2$ ，以產生等於  $V_{batt}/2$  的中間電壓  $V_y$ 。接者，使用中間電壓  $V_y$  來磁化增壓轉換器 1404 中的切換式電感器，以依因數  $1/(1-D)$  來逐步調升  $V_y$ 。所得輸出電壓係藉由  $+0.5 \cdot V_{batt}/(1-D)$  予以給定，並且轉換器 1400 能夠以壹電壓轉換比率進行調降調升操作及電壓調節。

在圖 25B 之 2X 型分率式 CLUU 轉換器 1410 中，使用來自電池 1411 的輸入電壓將一個飛馳電容器 1412 重複充電至電壓  $+V_{batt}$ ，以產生等於  $2 \cdot V_{batt}$  的中間電壓  $V_y$ 。接者，使用中間電壓  $V_y$  來磁化增壓轉換器 1413 中的切換式電感器，以依因數  $1/(1-D)$  來逐步調升  $V_y$ 。所得輸出電壓係藉由  $+2 \cdot V_{batt}/(1-D)$  予以給定，並且轉換器 1410 能夠以適切的作用時間因數用極值電壓轉換比率進行調升調升電壓調節。

在圖 25C 之 1.5X 型分率式 CLUU 轉換器 1420 中，使用來自電池 1421 的輸入電壓將兩個飛馳電容器 1422 與 1423 重複充電至電壓  $+V_{batt}/2$ ，以產生等於  $1.5 \cdot V_{batt}$  的中間電壓  $V_y$ 。接者，使用中間電壓  $V_y$  來磁化增壓轉換器 1424 中的切換式電

感器，以依因數  $1/(1-D)$  來逐步調升  $V_y$ 。所得輸出電壓係藉由  $+1.5 \cdot V_{batt}/(1-D)$  予以給定，並且轉換器 1420 能夠以適切的作用時間因數用極值電壓轉換比率進行調升調升電壓調節。

在圖 25D 之 -1X 型分率式 CLID 轉換器 1430 中，使用來自電池 1431 的輸入電壓將一個飛馳電容器 1432 重複充電至電壓  $+V_{batt}$ ，以產生等於  $-V_{batt}$  的經反轉中間電壓  $V_y$ 。接者，使用中間電壓  $V_y$  來磁化非反轉式增壓轉換器 1433 中的切換式電感器，以依因數  $1/(1-D)$  來增大  $V_y$  之量值而且不變更其極性，即，形成較大的負電壓。所得輸出電壓係藉由  $-V_{batt}/(1-D)$  予以給定，並且轉換器 1430 能夠以適切的作用時間因數用極值負電壓轉換比率進行反轉逐步調升電壓調節。

在圖 25E 之 -0.5X 型反轉分率式 CLDU 轉換器 1440 中，使用來自電池 1441 的輸入電壓將兩個飛馳電容器 1442 與 1443 重複充電至電壓  $+V_{batt}/2$ ，以產生等於  $-V_{batt}/2$  的中間電壓  $V_y$ 。接者，使用中間電壓  $V_y$  來磁化增壓轉換器 1444 中的切換式電感器，以依因數  $1/(1-D)$  來增大  $V_y$  之量值而且不變更其極性，即，形成較大的負電壓。所得輸出電壓係藉由  $-0.5 \cdot V_{batt}/(1-D)$  予以給定，並且轉換器 1440 能夠以適切的作用時間因數用極值負電壓轉換比率進行反轉逐步調升電壓調節。

在圖 25F 之 -1X 型二倍倍增反轉式 CLII 轉換器 1450 中，使用來自電池 1451 的輸入電壓將一個飛馳電容器 1452 重複充

電至電壓 $+V_{batt}$ ，以產生等於 $-V_{batt}$ 的經反轉中間電壓 $V_y$ 。接者，使用中間電壓 $V_y$ 作為一負供應軌並且磁化非反轉式增壓轉換器1453中的切換式電感器，以依因數 $1/(1-D)$ 來增大 $V_y$ 之量值而且不變更其極性，即，形成較大的正電壓。所得輸出電壓係藉由 $V_{batt}[D/(1-D)]$ 予以給定，並且轉換器1450能夠以壹電壓轉換比率進行高於接地之調升調降電壓轉換及電壓調節。

在圖25G之-0.5X型分率式二倍倍增反轉CLII轉換器1460中，使用來自電池1461的輸入電壓將兩個飛馳電容器1462與1463重複充電至電壓 $+V_{batt}/2$ ，以產生等於 $-V_{batt}/2$ 的經反轉中間電壓 $V_y$ 。接者，使用中間電壓 $V_y$ 作為一負供應軌並且磁化非反轉式增壓轉換器1464中的切換式電感器，以依因數 $1/(1-D)$ 來增大 $V_y$ 之量值而且不變更其極性，即，形成較大的正電壓。所得輸出電壓係藉由 $0.5 \cdot V_{batt}[D/(1-D)]$ 予以給定，並且轉換器1460能夠以壹電壓轉換比率進行高於接地之調升調降電壓轉換及電壓調節。

雖然前文已描述根據本發明的若干具體實施例，但是彼等具體實施例旨在闡釋並且非限制。熟悉此項技術者將能夠自本份說明書策劃在本發明之廣泛原理範圍內的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 繪示簡化型降壓增壓轉換器的電路圖。

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 繪示二倍倍增器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  $1.5X$  電路於放電期間的同等電路圖。

圖 5E 繪示  $-X$  反轉器於放電期間的同等電路圖。

圖 5F 繪示  $0.5X$  電路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 DC/DC 轉換器之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 CLXU 轉換器之一般概要電路圖。

圖 9 繪示圖 8 之切換式 CLXU 轉換器之作用模型圖。

圖 10 繪示切換式 0.5X CLDU 轉換器的電路圖。

圖 11A 繪示根據本發明之轉換器配合單電池單元式 LiIon 電池之運作的圖表。

圖 11B 繪示 2 V 至 5 V 輸入轉遞特性的圖表。

圖 11C 繪示  $V_{out}/V_{in}$  比率以作用時間因數為函數的圖表。

圖 12A 繪示 0.5X CLDU 轉換器的更詳細電路圖。

圖 12B 繪示轉換器之充電階段與再循環階段的電路圖。

圖 12C 繪示轉換器之轉遞階段與磁化階段的電路圖。

圖 12D 繪示轉換器之轉遞階段與磁化階段的替代電路圖。

圖 12E 繪示轉換器之轉遞階段與輸出階段的替代電路圖。

圖 13A 繪示前置轉換器階段之效率以電壓轉換比率  $V_y/V_{in}$  為函數的圖表。

圖 13B 繪示後置調節器階段之效率以電壓轉換比率  $V_{out}/V_y$  為函數的圖表。

圖 13C 繪示轉換器之效率對於不同作用時間因數以轉換比率  $V_{out}/V_{in}$  為函數的圖表。

圖 13D 繪示轉換器之效率以作用時間因數為函數的圖表。

圖 14A 繪示含有 2X 前置轉換器之 CLUU 轉換器的功能

圖 。

圖 14B 繪示含有 1.5X 前置轉換器之 CLUU 轉換器的功能圖。

圖 15A 繪示 2X CLUU 轉換器之低電壓轉遞特性的圖表。

圖 15B 繪示在 2X CLUU 轉換器中單串聯連接電池單元式 LiIon 電池之放電的圖表。

圖 15C 繪示 2X CLUU 轉換器之較高電壓轉遞特性的圖表。

● 圖 15D 繪示 1.5X CLUU 轉換器之低電壓轉遞特性的圖表。

圖 15E 繪示 1.5X CLUU 轉換器之較高電壓轉遞特性的圖表。

圖 15F 繪示在 1.5X CLUU 轉換器中單串聯連接電池單元式 LiIon 電池之放電的圖表。

● 圖 15G 繪示對於 2X CXUU 轉換器、1.5X CXUU 轉換器及增壓轉換器之電壓轉換比率  $V_{out}/V_{in}$  以作用時間因數為函數的圖表。

圖 16A 繪示 2X CLUU 轉換器的更詳細電路圖。

圖 16B 繪示 2X CLUU 轉換器之充電階段與再循環階段的電路圖。

圖 16C 繪示 2X CLUU 轉換器之轉遞階段與磁化階段的電路圖。

圖 16D 繪示在圖 16E 所示之 2X CLUU 轉換器之替代具體實施例中再循環通過  $V_y$  MOSFET 的電路圖。

圖 16E 繪示 2X CLUU 轉換器之替代具體實施例的電路圖。

圖 17A 繪示 1.5X CLUU 轉換器的更詳細電路圖。

圖 17B 繪示 1.5X CLUU 轉換器之充電階段與再循環階段的電路圖。

圖 17C 繪示 1.5X CLUU 轉換器之轉遞階段與磁化階段的電路圖。

圖 17D 繪示在圖 17E 所示之替代具體實施例中再循環通過  $V_y$  MOSFET 的電路圖。

圖 17E 繪示 1.5X CLUU 轉換器之替代具體實施例的電路圖。

圖 18A 繪示 -1X 前置轉換器與非反轉式增壓轉換器的功能圖。

圖 18B 繪示 -1X 前置轉換器與反轉式增壓轉換器的功能圖。

圖 18C 繪示 -0.5X 前置轉換器與非反轉式增壓轉換器的功能圖。

圖 18D 繪示 -0.5X 前置轉換器與反轉式增壓轉換器的功能圖。

圖 19A 繪示 -1X CLIU 轉換器的更詳細電路圖。

圖 19B 繪示 -1X CLIU 轉換器於充電階段與再循環階段期間的同等電路圖。

圖 19C 繪示 -1X CLIU 轉換器於磁化與放電階段期間的同等電路圖。

圖 19D 繪示具有 MOSFET 循環之 -1X CLIU 轉換器之替代具體實施例的電路圖。

圖 20A 繪示 -1X CLII 轉換器的電路圖。

圖 20B 繪示 -1X CLII 轉換器於充電階段期間的同等電路圖。

圖 20C 繪示 -1X CLII 轉換器於磁化與放電階段期間的同等電路圖。

圖 21A 繪示 -0.5X CLIU 轉換器的更詳細電路圖。

圖 21B 繪示 -0.5X CLIU 轉換器於磁化與放電階段期間的同等電路圖。

圖 21C 繪示 -0.5X CLIU 轉換器於充電階段期間的同等電路圖。

圖 21D 繪示具有 MOSFET 循環之 -0.5X CLIU 轉換器之替代具體實施例的電路圖。

圖 22A 繪示 -0.5X CLII 轉換器的電路圖。

圖 22B 繪示 -0.5X CLII 轉換器於充電階段期間的同等電路圖。

圖 22C 繪示 -0.5X CLII 轉換器於磁化與放電階段期間的同等電路圖。

圖 23A 繪示調節單串聯連接電池單元式 LiIon 電池之 -1X 型 CLIU 轉換器之轉遞特性的圖表。

圖 23B 繪示調節單串聯連接電池單元式 LiIon 電池之 -0.5X 型 CLIU 轉換器之轉遞特性的圖表。

圖 23C 繪示調節雙電池單元式 NiMH 電池之 -1X 型 CLIU 轉

換器之轉遞特性的圖表。

圖 23D 繪示調節單串聯連接電池單元式 NiMH 電池之 -1X 型 CLIU 轉換器之轉遞特性的圖表。

圖 23E 繪示 -1X 型 CLIU 轉換器之較高電壓轉遞特性的圖表。

圖 23F 繪示 -0.5X 型 CLIU 轉換器之較高電壓轉遞特性的圖表。

圖 23G 繪示 -1X 型 CLIU 轉換器之低電壓轉遞特性的圖表。

圖 23H 繪示對於各種 CLIU 轉換器的電壓轉換比率  $V_{out}/V_{in}$  以作用時間因數為函數的圖表。

圖 24A 繪示調節單串聯連接電池單元式 LiIon 電池之 -1X 型 CLII 轉換器之轉遞特性的圖表。

圖 24B 繪示調節單串聯連接電池單元式 LiIon 電池之 -0.5X 型 CLII 轉換器之轉遞特性的圖表。

圖 24C 繪示調節單串聯連接電池單元式 NiMH 電池之 -1X 型 CLII 轉換器之轉遞特性的圖表。

圖 24D 繪示 -1X 型 CLII 轉換器之低電壓轉遞特性的圖表。

圖 24E 繪示 -1X 型 CLII 轉換器之較高電壓轉遞特性的圖表。

圖 24F 繪示對於 -1X CLII 轉換器的電壓轉換比率  $V_{out}/V_{in}$  以作用時間因數為函數的圖表。

圖 24G 繪示對於 -0.5X CLII 轉換器的電壓轉換比率  $V_{out}/V_{in}$  以作用時間因數為函數的圖表。

圖 25A 繪示 0.5X CLDU 轉換器於放電期間的同等電路圖。

圖 25B 繪示 2X CLUU 轉換器於放電期間的同等電路圖。

圖 25C 繪示 1.5X CLUU 轉換器於放電期間的同等電路圖。

圖 25D 繪示 -1X CLIU 轉換器於放電期間的同等電路圖。

圖 25E 繪示 -0.5X CLIU 轉換器於放電期間的同等電路圖。

圖 25F 繪示 -1X CLII 轉換器於放電期間的同等電路圖。

圖 25G 繪示 -0.5X CLII 轉換器於放電期間的同等電路圖。

### 【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)控制電路  |
| 3  | 電源MOSFET切換器      |
| 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 | 脈衝寬度調變(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	輸出電容器
16	整流器二極體
35	降壓增壓轉換器
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
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,	MOSFET
116, 117, 118,	
119	
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CLXU轉換器
200A	切換式電容器前置轉換器
200B	切換式電感器後置調節器
201	電荷幫浦
202	低端N通道電源MOSFET
203	電感器
204	浮動同步式整流器電源MOSFET(浮動 同步式整流器MOSFET)
205	濾波電容器(蓄電電容器)
206	負載
207	電容器(飛馳電容器)
208	選用之電容器
209	濾波電容器
210	二極體
211	本質PN二極體
212	先切斷後連接閘極緩衝器(先切斷後連 接(BBM)緩衝器)
213	脈衝寬度調變(PWM)控制器
214	位準偏移器
215	斜坡產生器時脈(振盪器)
253	損耗元件

300	CLDU調降調升轉換器
300A	0.5X逐步調降電荷幫浦前置轉換器 (0.5X切換式電容器前置轉換器)
300B	後置調節器
306	電感器
307	N通道低端切換器
308	同步式整流器
309	本質P-N二極體
310	輸出濾波電容器
400	0.5X CLDU轉換器
400A	切換式電容器前置轉換器
400B	電感後置調節器
401, 402, 403,	MOSFET
404, 405	
406, 407	飛馳電容器
408	電容器(濾波電容器)
409	二極體
410	電感器
411	同步式整流器MOSFET
412	二極體
413	輸出電容器
414	低端N通道MOSFET
415	先切斷後連接(BBM)單元
416	脈衝寬度調變(PWM)控制器

417	位準偏移電路
418	時脈產生器
425	負載(電負載)
500	2X型LCUU轉換器
500A	前置轉換器(二倍倍增型前置轉換器)
500B	後置調節器(逐步調升切換式電感器後置調節器)
501	二倍倍增器電荷幫浦(前置轉換器)
502	飛馳電容器
503	濾波電容器
504	二極體
505	電感器
506	N通道MOSFET
507	同步式整流器MOSFET
508	本質二極體
509	輸出電容器
520	1.5X型LCUU轉換器
520A	前置轉換器
520B	後置調節器
521	分率式電荷幫浦(前置轉換器)
522, 523	飛馳電容器
524	濾波電容器
525	二極體
526	電感器

527	N通道MOSFET
528	同步式整流器MOSFET
529	本質P-N整流器二極體
530	輸出電容器
640	CLUU轉換器
640A	2X型前置轉換器(電荷幫浦二倍倍增器前置轉換器)
640B	增壓型後置調節器(切換式電感器後置調節器)
641, 642, 643,	MOSFET
644	
645	飛馳電容器
646	電感器
647	濾波電容器
648	二極體
649	浮動同步式整流器MOSFET
650	本質P-N二極體
651	輸出電容器
652	低端N通道MOSFET
653	負載
654	先切斷後連接(BBM)電路
655	脈衝寬度調變(PWM)控制器
666	位準偏移電路
667	時脈與斜坡產生器

668	先切斷後連接(BBM)電路
700	再循環階段
701	MOSFET
702	二極體
710	轉換器
730	CLUU轉換器(1.5X型LCUU轉換器)
730A	1.5X型前置轉換器(分率式電荷幫浦前置轉換器)
● 731至737	MOSFET
738, 739	飛馳電容器
740	濾波電容器
741	二極體
742	電感器
743	低端N通道MOSFET
744	浮動同步式整流器MOSFET
745	本質P-N二極體
● 746	輸出電容器
747	負載
748	先切斷後連接(BBM)電路
749	脈衝寬度調變(PWM)控制器
750	位準偏移電路
751	時脈與斜坡產生器
752	先切斷後連接(BBM)電路
775	再循環階段

776	二極體
777	MOSFET
800	-1X型 CLIU轉換器
801	電荷幫浦
802	飛馳電容器
803	濾波電容器
804	二極體
805	電感器
806	N通道MOSFET
807	P-N二極體
808	同步式整流器MOSFET
809	本質整流器二極體
810	輸出電容器
830	CLII轉換器
830A	前置轉換器
830B	逐步調升切換式電感器後置調節器
831	-1X型電荷幫浦
832	飛馳電容器
833	濾波電容器
834	二極體
835	-V <sub>y</sub> 軌連接之MOSFET
836	P-N二極體
837	電感器
838	同步式整流器MOSFET

839	本質整流器二極體
840	輸出電容器
860	-0.5X型 CLIU轉換器
861, 862	飛馳電容器
863	濾波電容器
864	電感器
865	N通道MOSFET
866	二極體
867	本質整流器二極體
868	同步式整流器MOSFET
869	輸出電容器
870	分率式電荷幫浦
871	二極體
890	LCII轉換器(-0.5X型 CLII轉換器)
890A	前置轉換器
890B	逐步調升切換式電感器後置調節器
891	-0.5X分率型電荷幫浦
892, 893	飛馳電容器
894	濾波電容器
895	二極體
896	MOSFET
897	二極體
898	電感器
899	本質二極體

900	同步式整流器 MOSFET
901	輸出電容器
920	CLIU轉換器
920A	-1X型前置轉換器
920B	非反轉增壓型後置調節器
921, 923, 924,	MOSFET
925	
922	飛馳電容器
926	濾波電容器
927	二極體
928	電感器
929	接地連接之 MOSFET
931	本質 P-N 二極體
932	浮動同步式整流器 MOSFET
933	輸出電容器
934	先切斷後連接(BBM)電路
935	脈衝寬度調變(PWM)控制器
936	時脈與斜坡產生器
937	位準偏移電路
938	先切斷後連接(BBM)電路
951	負載
970	轉換器
971	MOSFET
972	二極體

1000	CLII轉換器
1000A	-1X型前置轉換器(電荷幫浦反轉式前置轉換器)
1000B	反轉增壓型後置調節器
1001, 1003, 1004	MOSFET
1002	飛馳電容器
1005	接地連接之電感器
1006	本質P-N二極體
1007	浮動同步式整流器MOSFET
1008	輸出電容器
1009	先切斷後連接(BBM)電路
1010	脈衝寬度調變(PWM)控制器
1011	位準偏移電路
1012	時脈與斜坡產生器
1013	先切斷後連接(BBM)電路
1014	MOSFET
1060	CLIU轉換器
1060A	-0.5X型前置轉換器(分率式電荷幫浦前置轉換器)
1060B	非反轉增壓型後置調節器(切換式電感器後置調節器)
1061至1067	MOSFET
1068, 1069	飛馳電容器
1070	波電容器

1071	二極體
1072	電感器
1073	接地連接之MOSFET
1074	浮動同步式整流器MOSFET
1075	本質P-N二極體
1076	輸出電容器
1077	先切斷後連接(BBM)電路
1078	時脈與斜坡產生器
1079	脈衝寬度調變(PWM)控制器
1080	位準偏移電路
1081	先切斷後連接(BBM)電路
1083	MOSFET
1084	二極體
1100	CLIU轉換器
1100A	-0.5X型前置轉換器(電荷幫浦反轉式 前置轉換器)
1100B	反轉增壓型後置調節器
1101, 1102,	MOSFET
1103, 1104,	
1105, 1106, 1107	
1108, 1109	飛馳電容器
1110	浮動同步式整流器MOSFET
1111	本質P-N二極體
1112	輸出電容器

1113	先切斷後連接(BBM)電路
1114	脈衝寬度調變(PWM)控制器
1115	位準偏移電路
1116	時脈與斜坡產生器
1117	先切斷後連接(BBM)電路
1118	$V_{batt}$ 連接之電感器
1119	MOSFET
1120	負載
1400	0.5X型分率式CLDU轉換器
1401	電池
1402, 1403	飛馳電容器
1404	增壓轉換器
1410	2X型分率式CLUU轉換器
1411	電池
1412	飛馳電容器
1413	增壓轉換器
1420	1.5X型分率式CLUU轉換器
1421	電池
1422, 1423	飛馳電容器
1424	增壓轉換器
1430	-1X型分率式CLID轉換器
1431	電池
1432	飛馳電容器
1433	非反轉式增壓轉換器

1440	-0.5X型反轉分率式CLDU轉換器
1441	電池
1442, 1443	飛馳電容器
1444	增壓轉換器
1450	-1X型二倍倍增反轉式CLII轉換器
1451	電池
1452	飛馳電容器
1453	非反轉式增壓轉換器
1460	-0.5X型分率式二倍倍增反轉CLII轉換器
1461	電池
1462, 1463	飛馳電容器
1464	非反轉式增壓轉換器
$I_L$	電流(負載電流)
$V_{batt}$	電壓(電池輸入電壓，電池電壓)
$V_{CP}$	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
$V_{GS3}, V_{GS4},$	閘極訊號
$V_{GS5}, V_{GS6}$	
$V_{GSP}$	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：一前置轉換器階，其可包括一電荷幫浦；及一後置調節器階，其可包括一增壓轉換器。該後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DC/DC轉換器的輸出端子延伸至該後置調節器階中之輸入端子。該前置轉換器依一正或負整數或分率值逐步調升或逐步調降輸入DC電壓，並且該後置調節器依取決於用以驅動該後置調節器之作用時間因數的一可變量而逐步調升該電壓。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-converter stage, which may include a charge pump, and a post-regulator stage, which may include a boost converter. The duty factor of the post-regulator stage is controlled by a feedback path that extends from the output terminal of the DC/DC converter to an input terminal in the post-regulator stage. The pre-converter steps the input DC voltage up or down by a positive or negative integral or fractional value, and the post-regulator steps the voltage up by a variable amount depending on the duty factor at which the post-regulator is driven. 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：

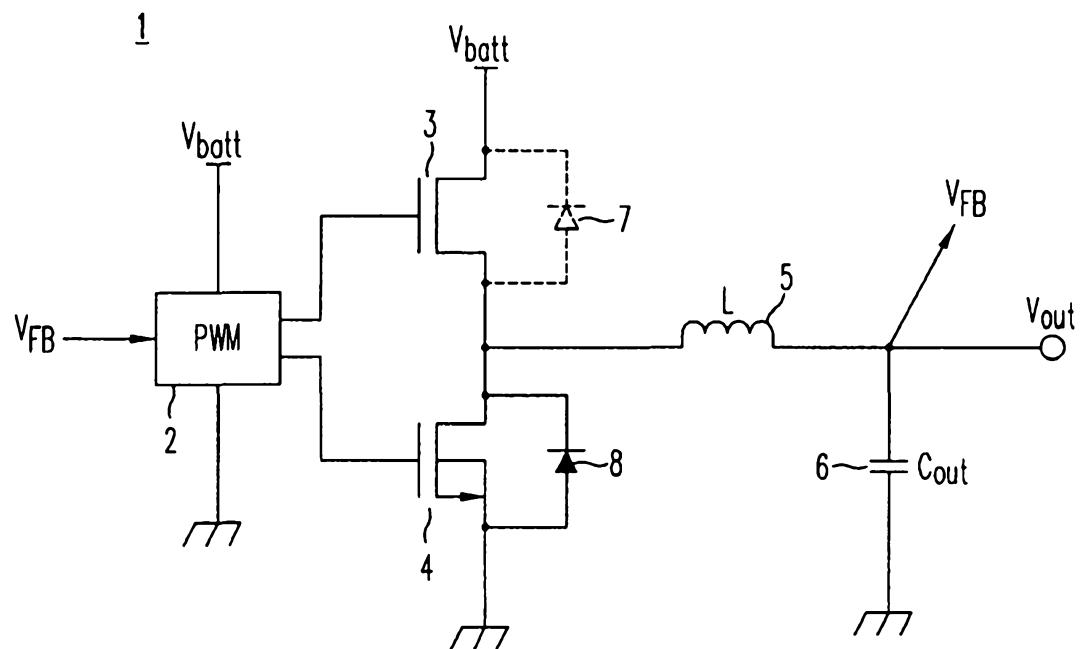


圖 1A

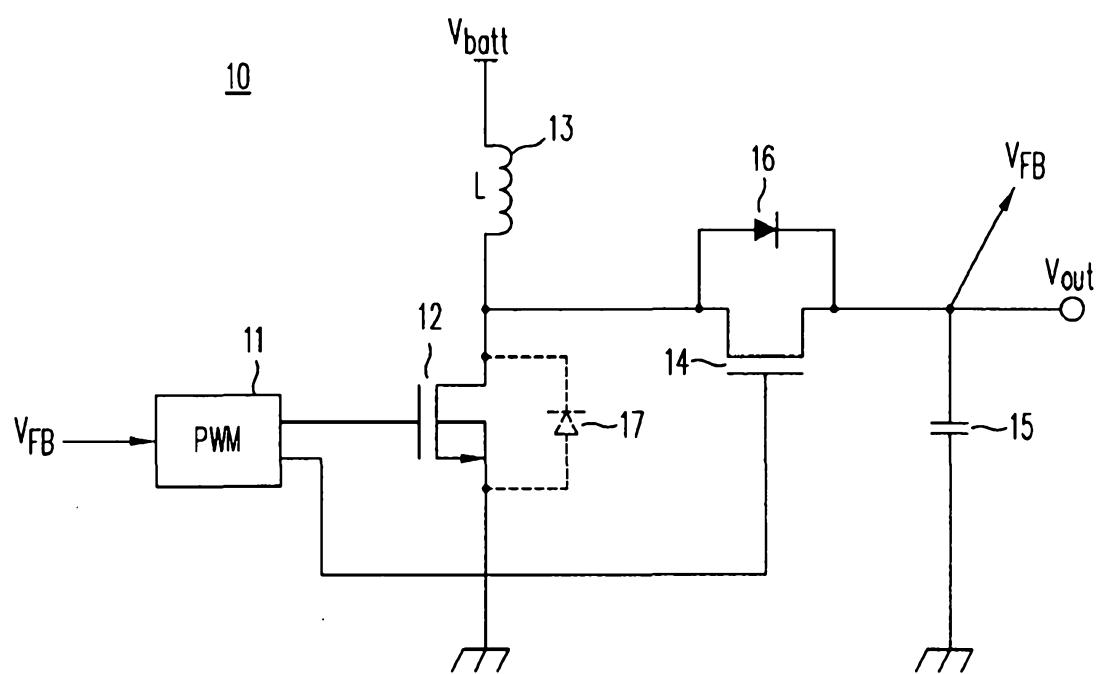


圖 1B

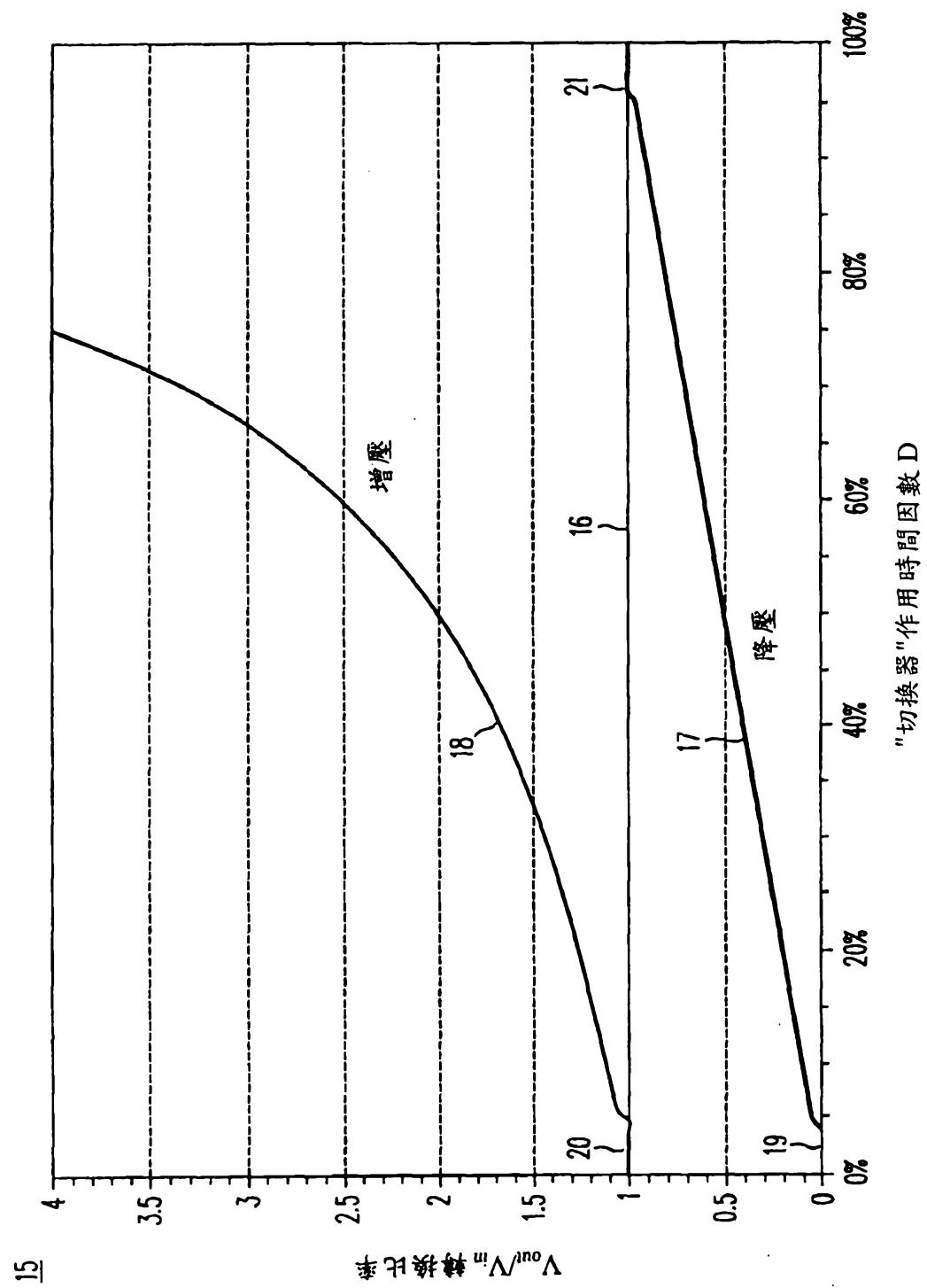


圖 2A

"切換器"作用時間因數 D

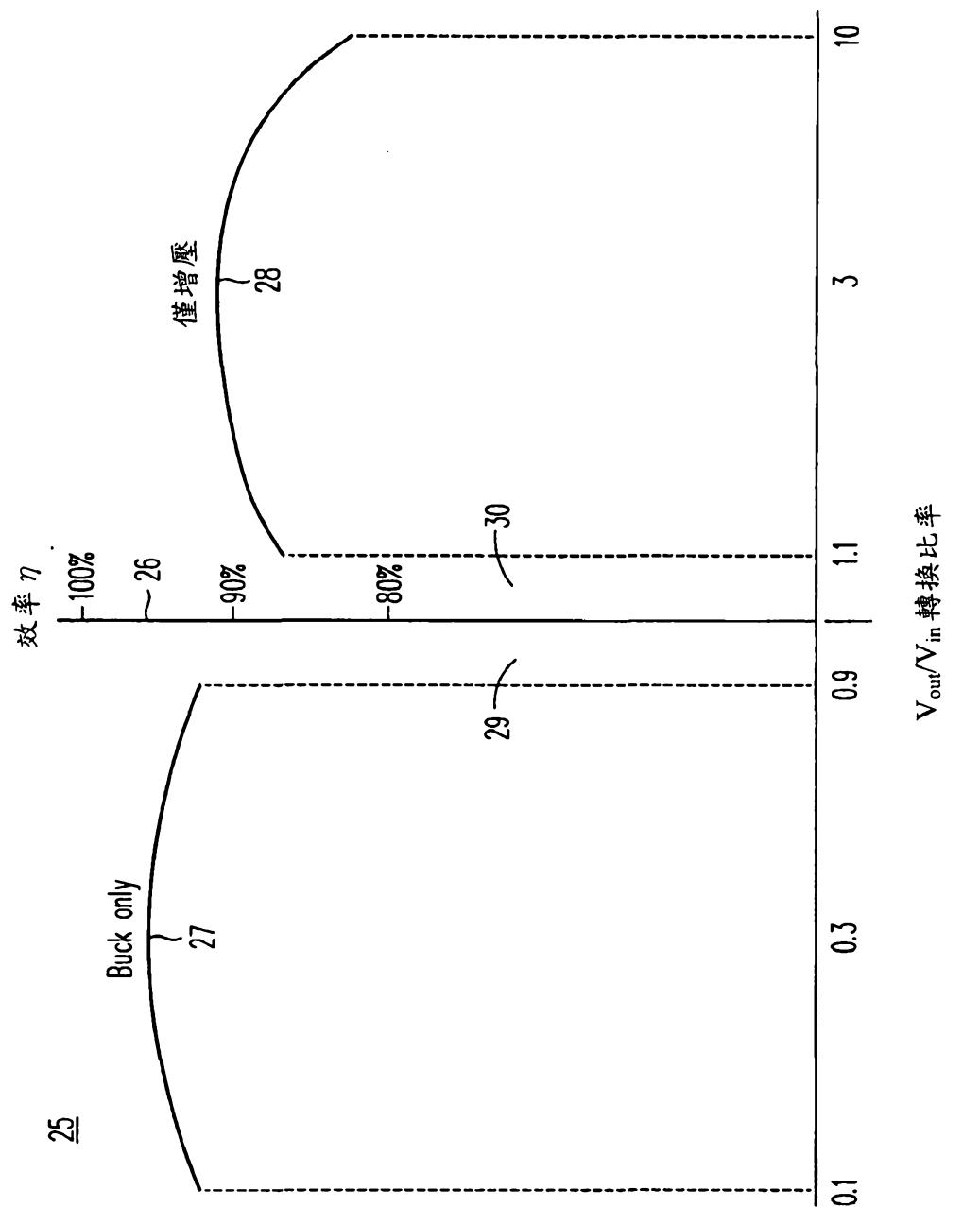


圖 2B

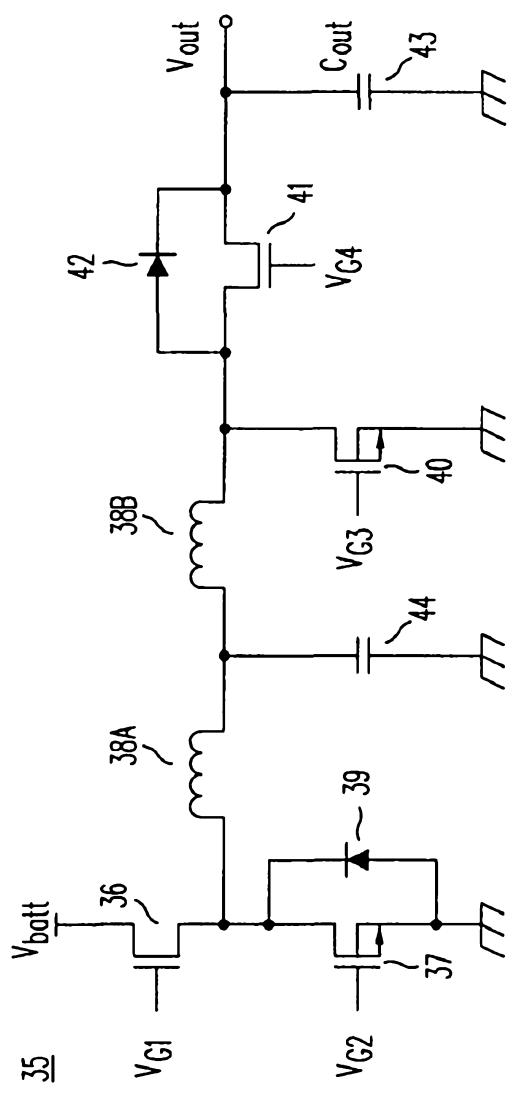


圖 3A

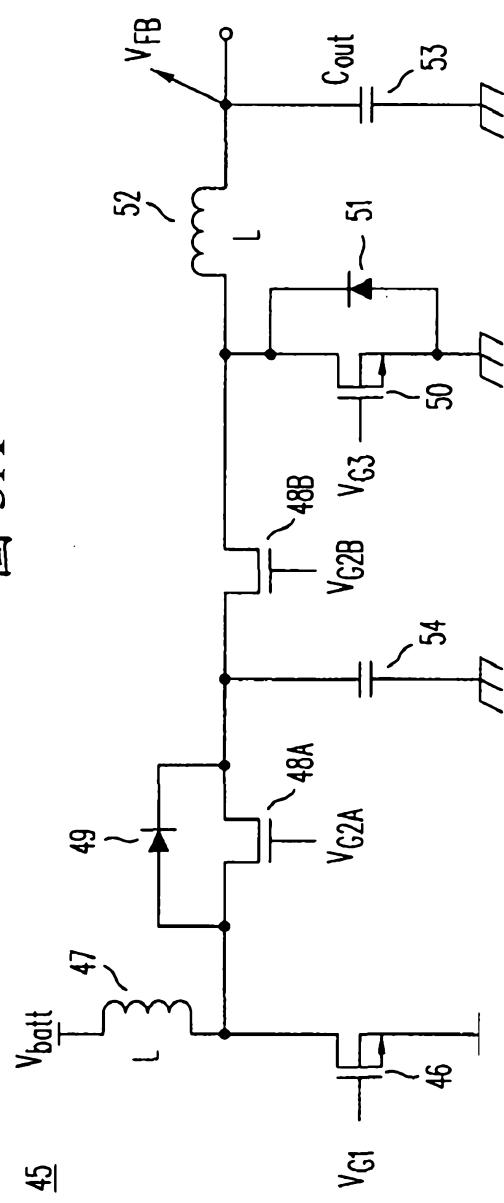


圖 3B

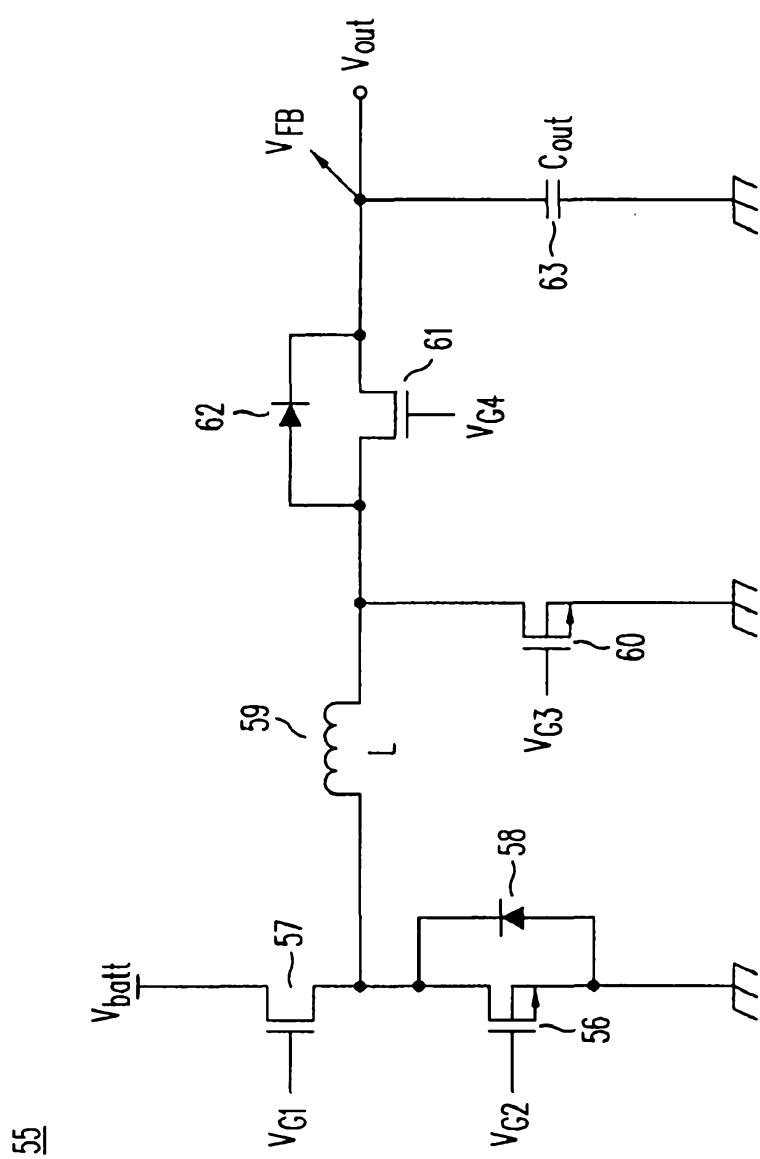


圖 3C

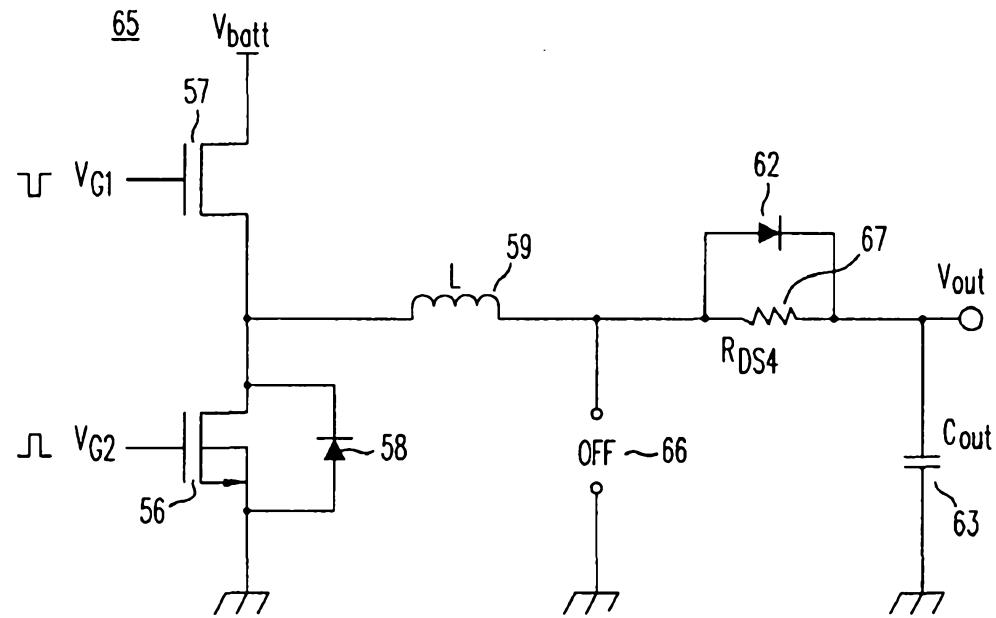


圖 3D

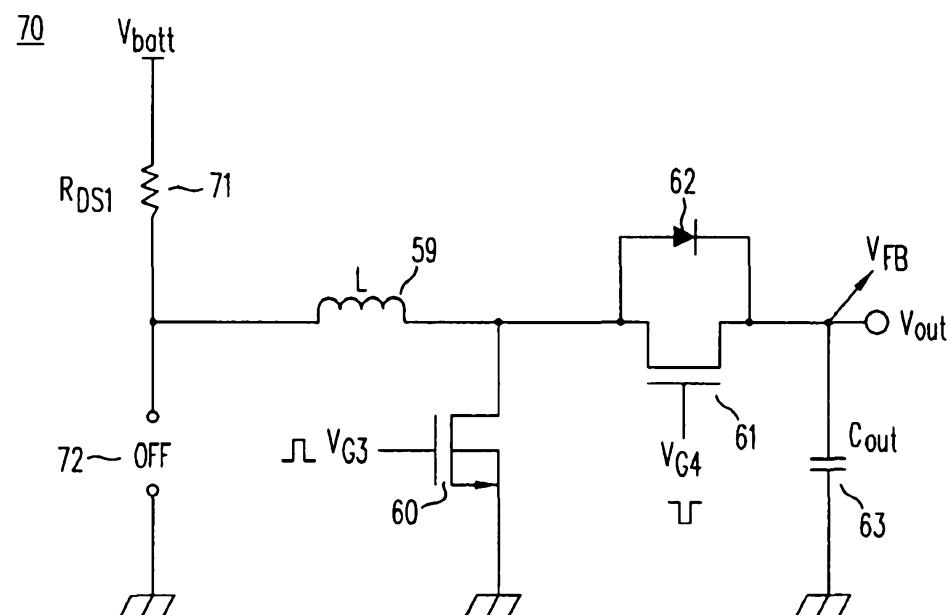


圖 3E

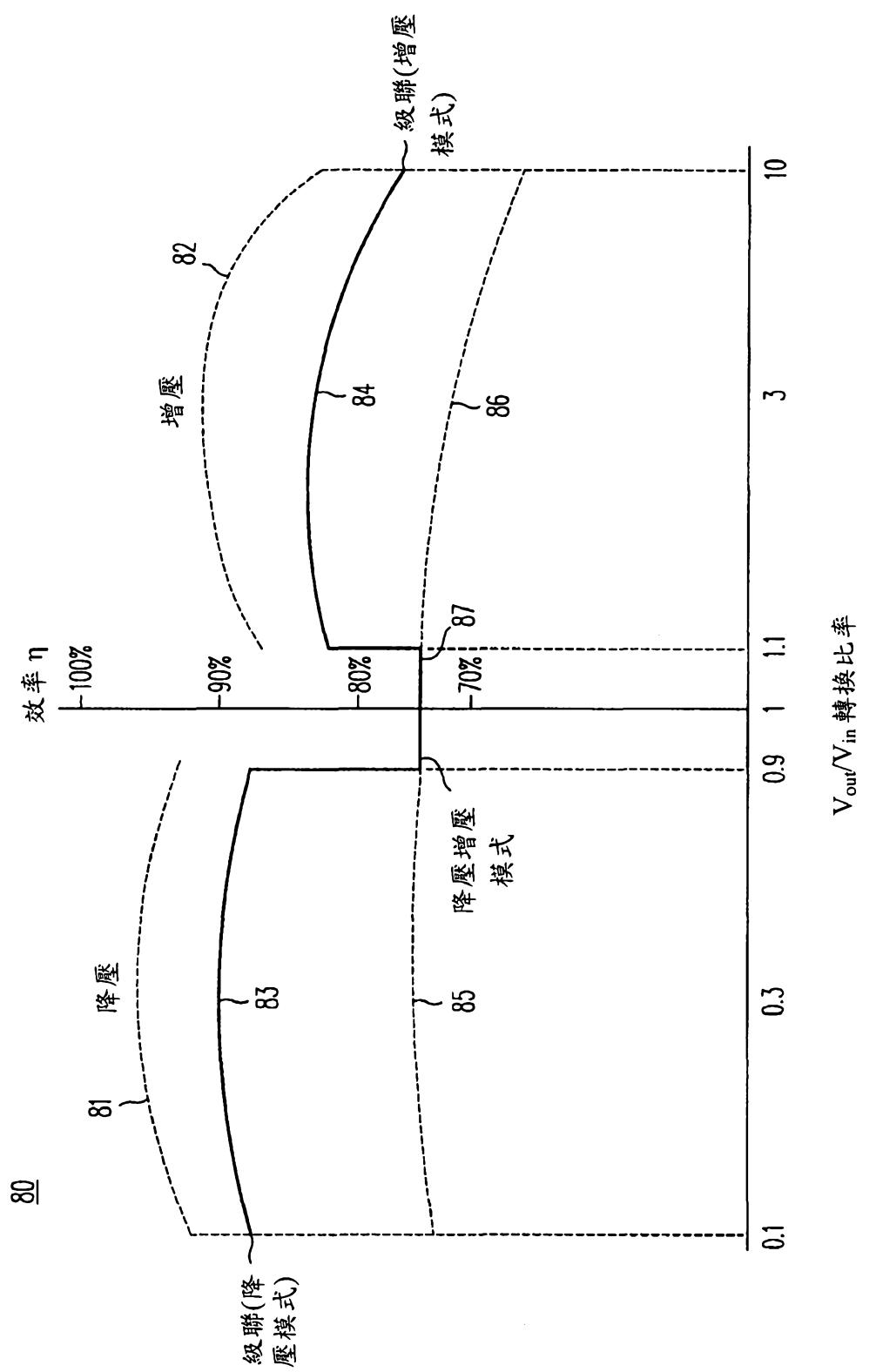


圖 4

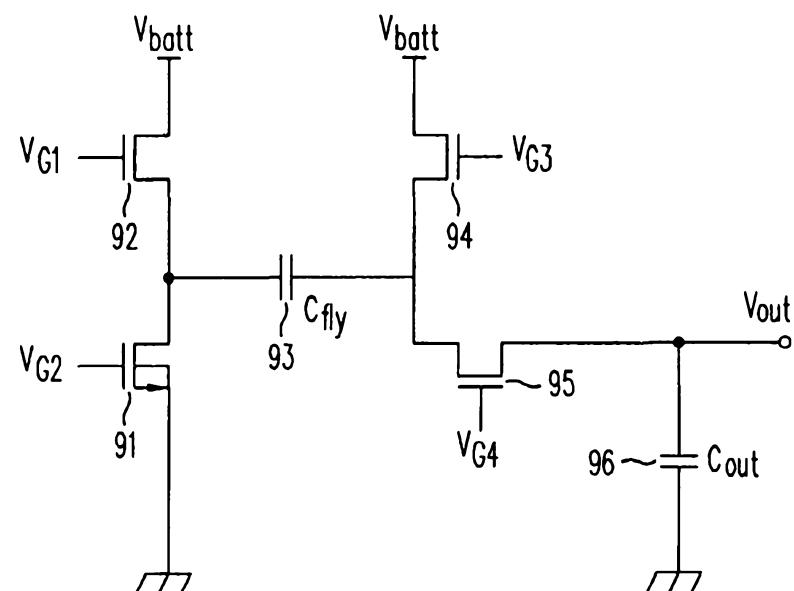
90

圖 5A

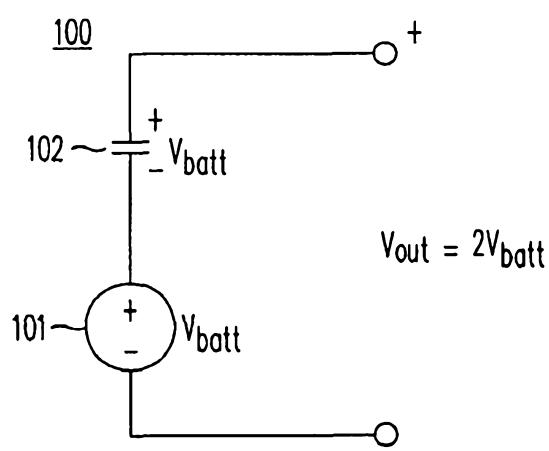


圖 5B

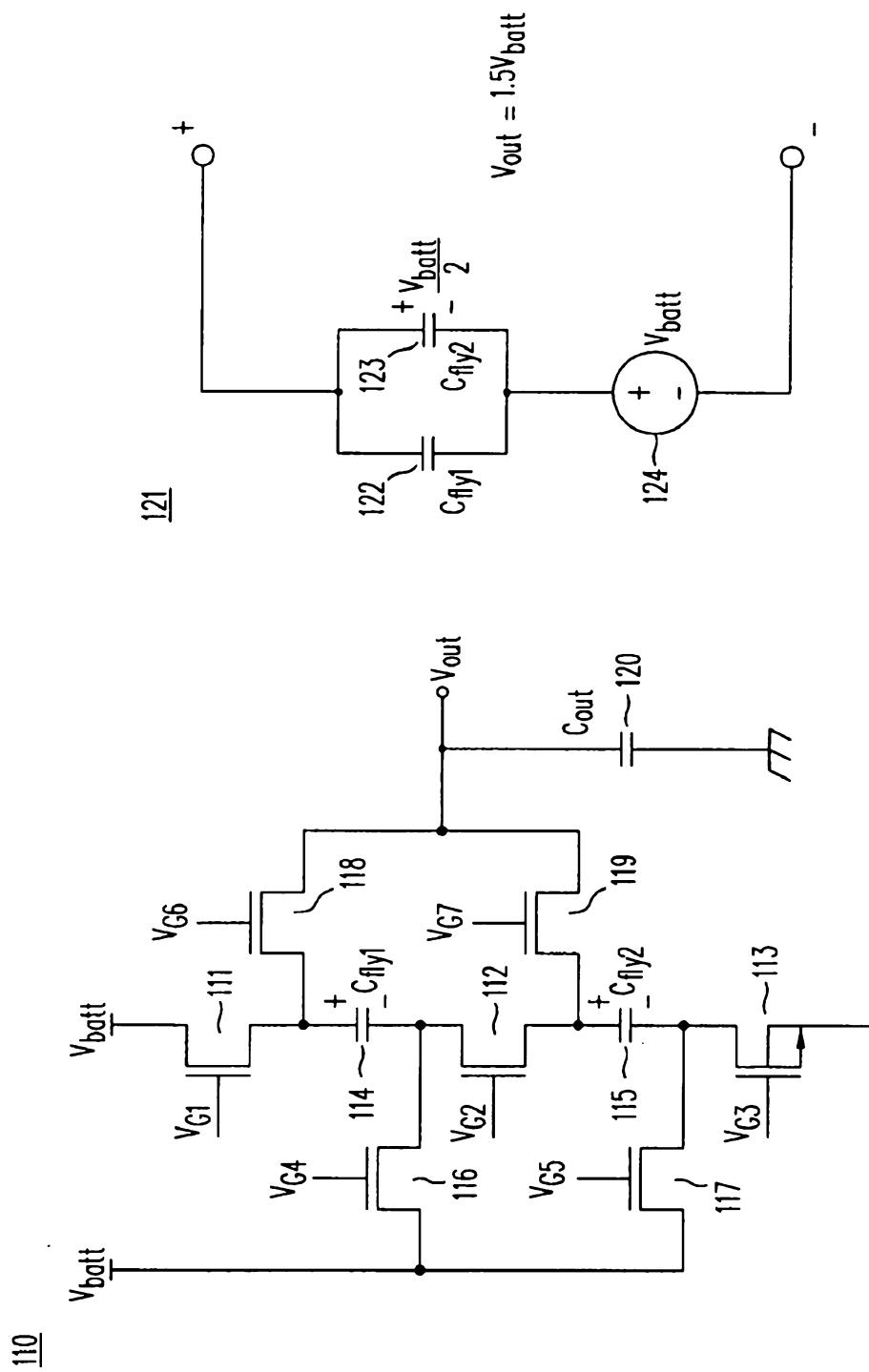


圖 5D

圖 5C

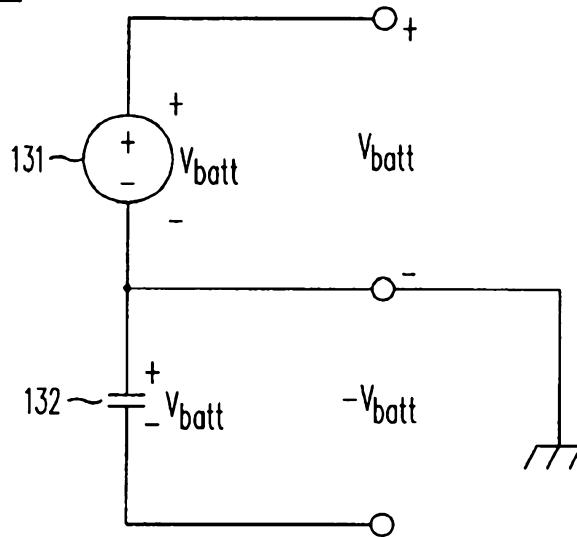
130

圖 5E

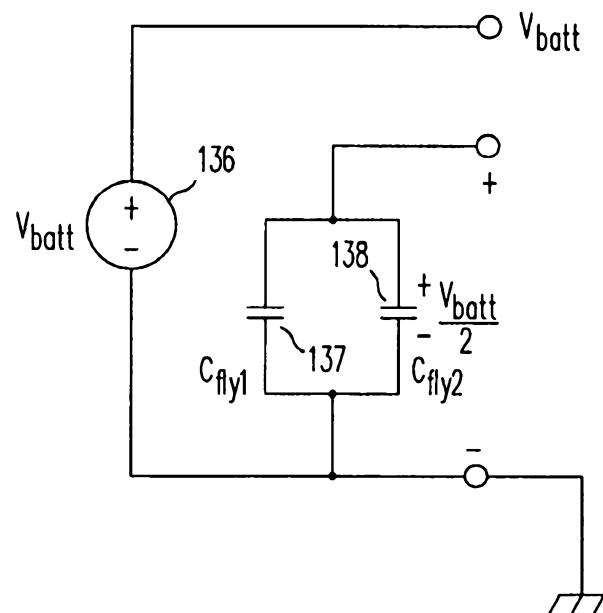
135

圖 5F

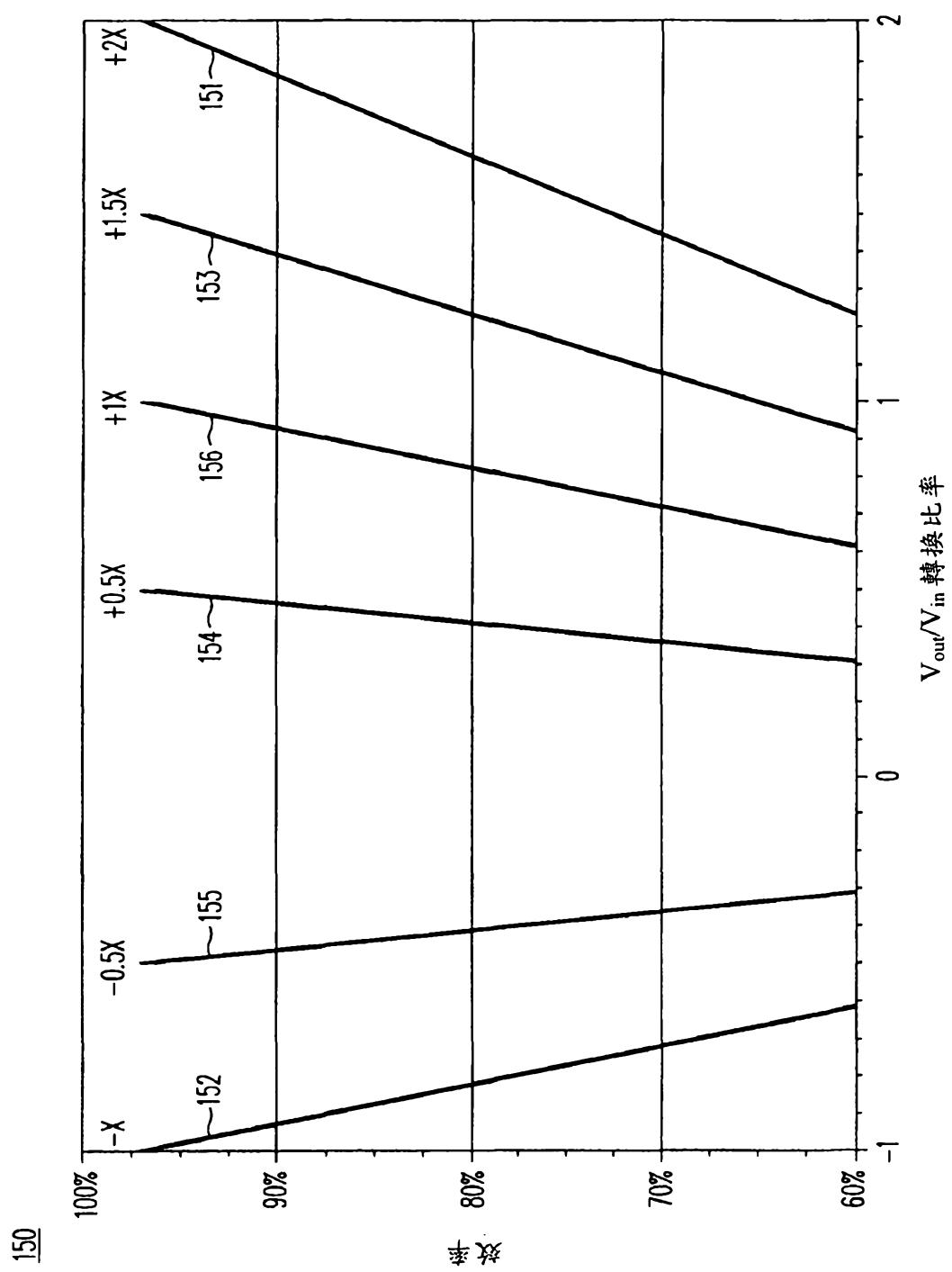


圖 6A

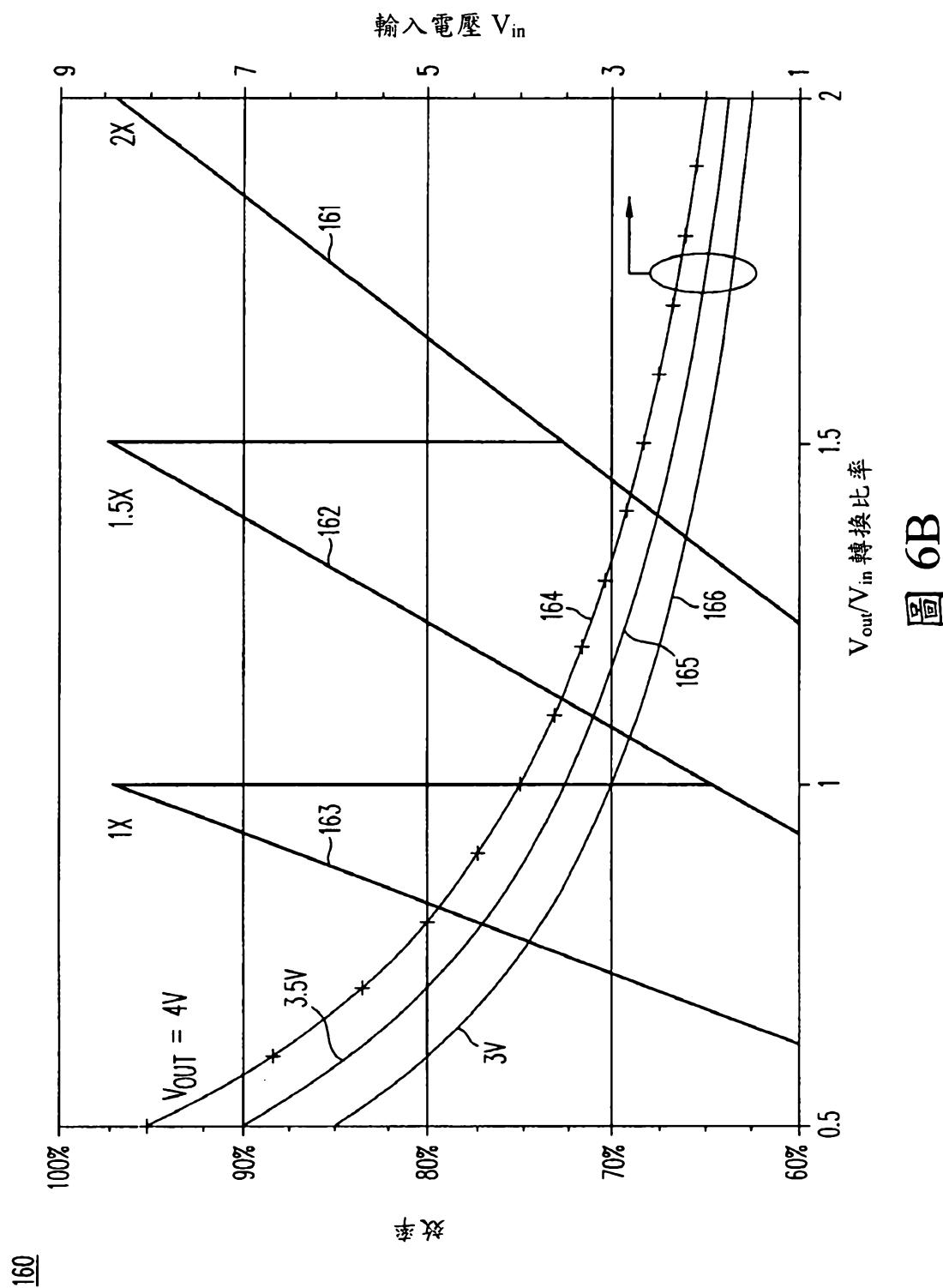


圖 6B

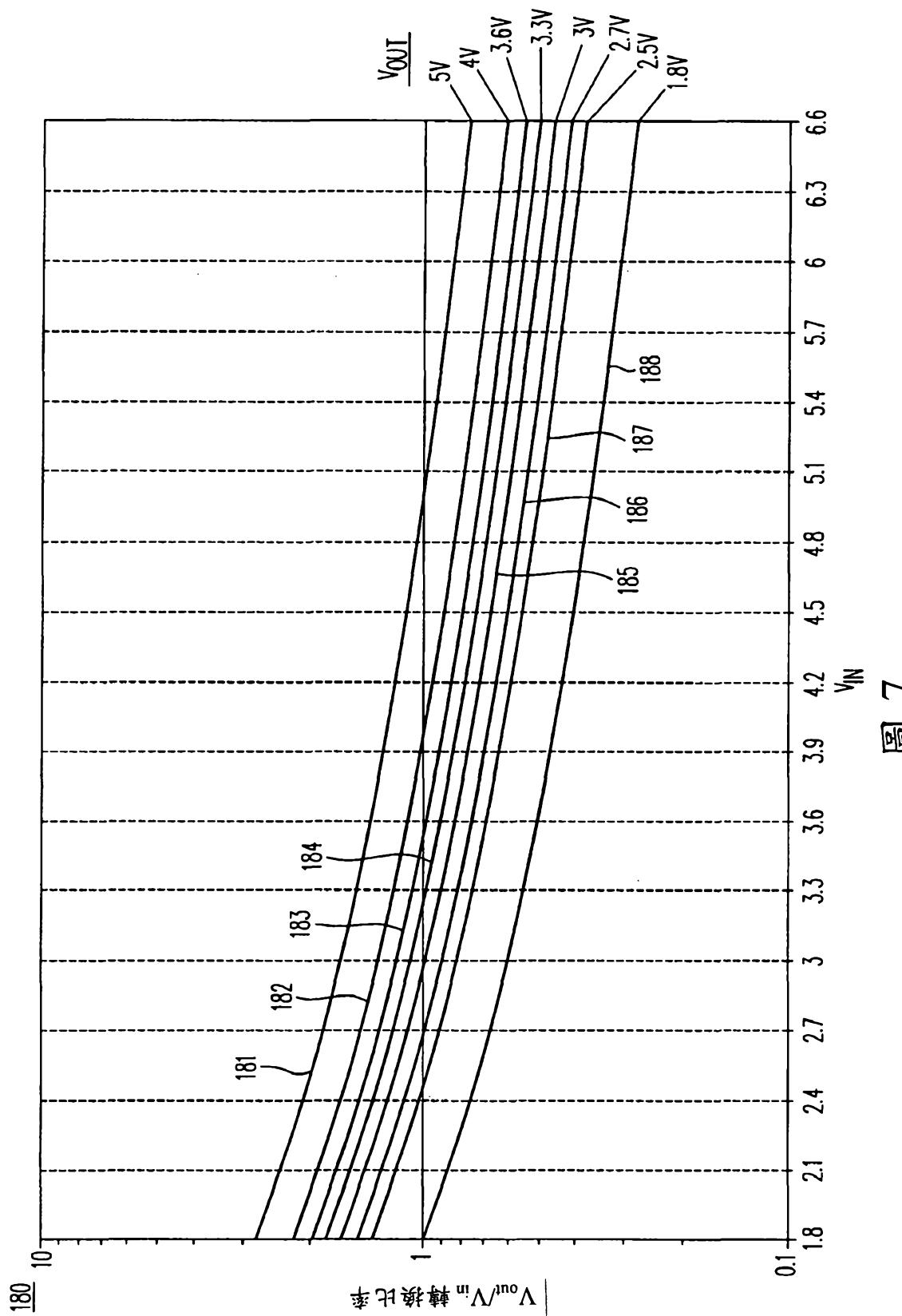


圖 7

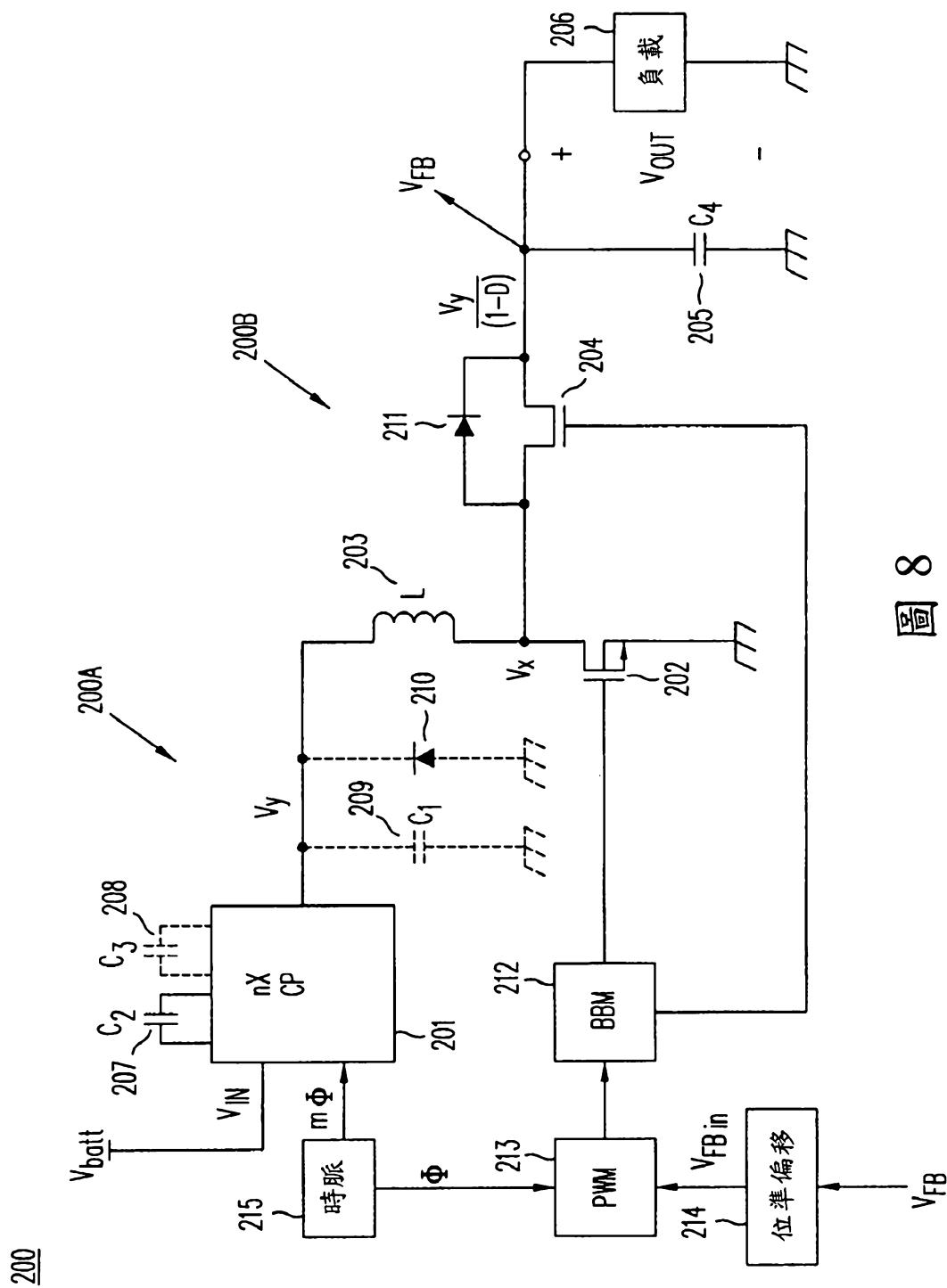


圖 8

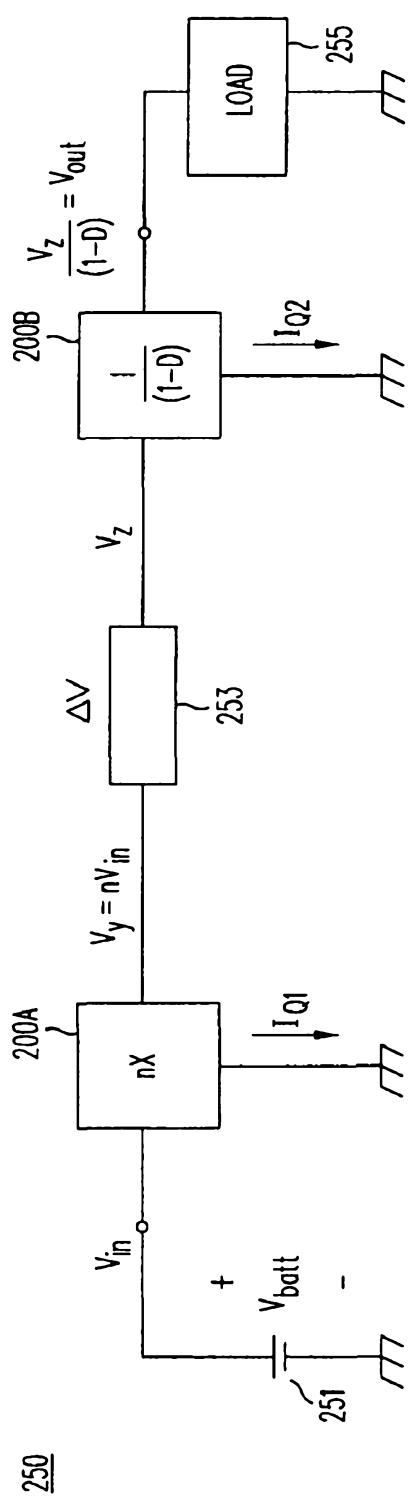


圖 9

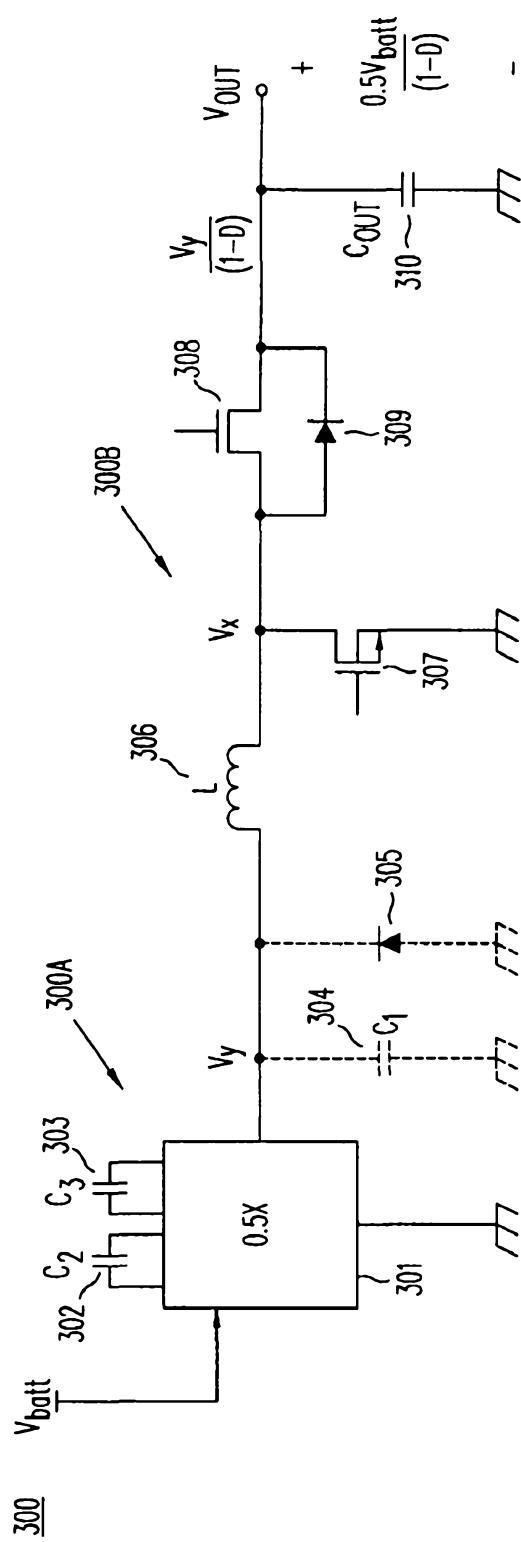
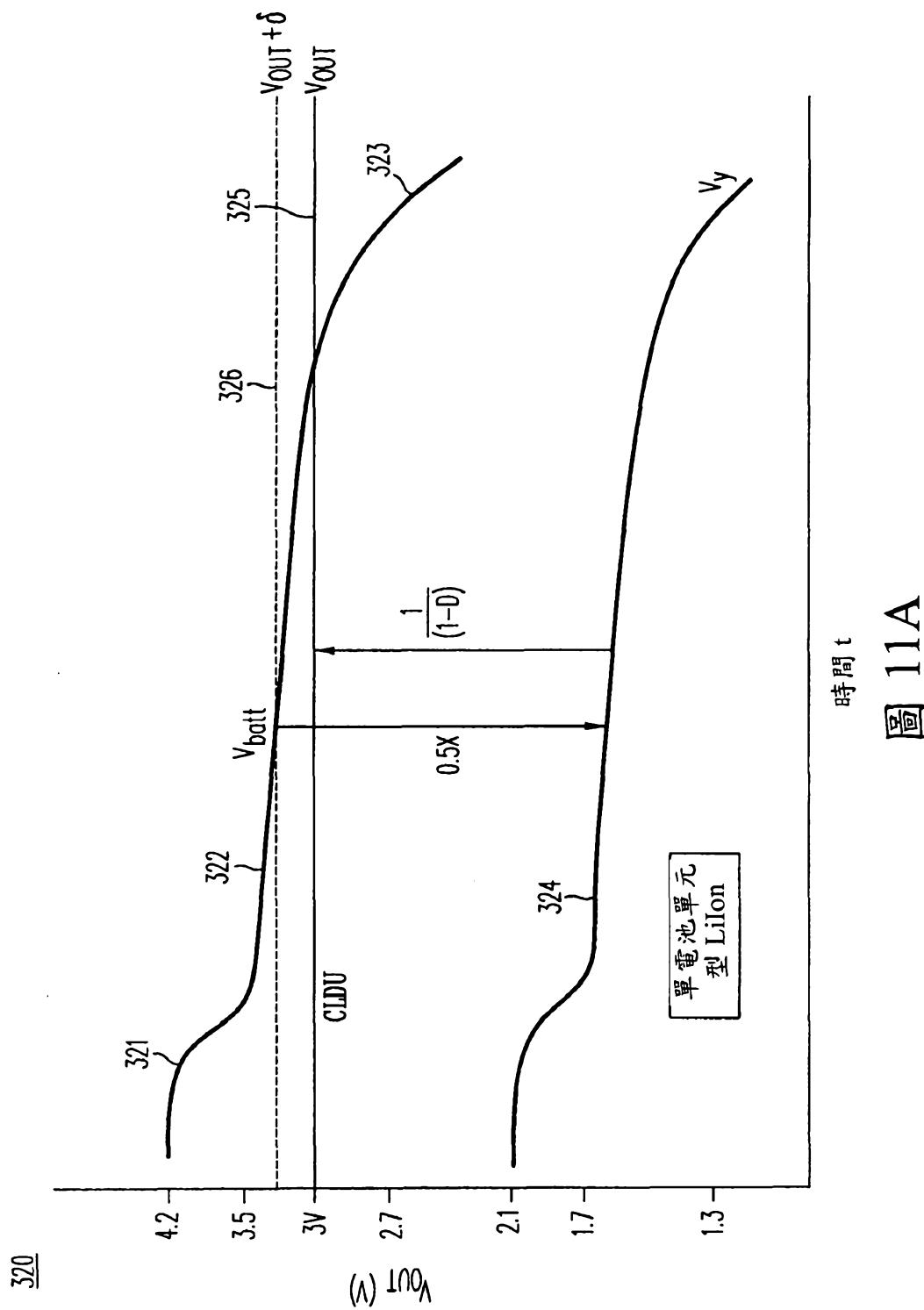


圖 10



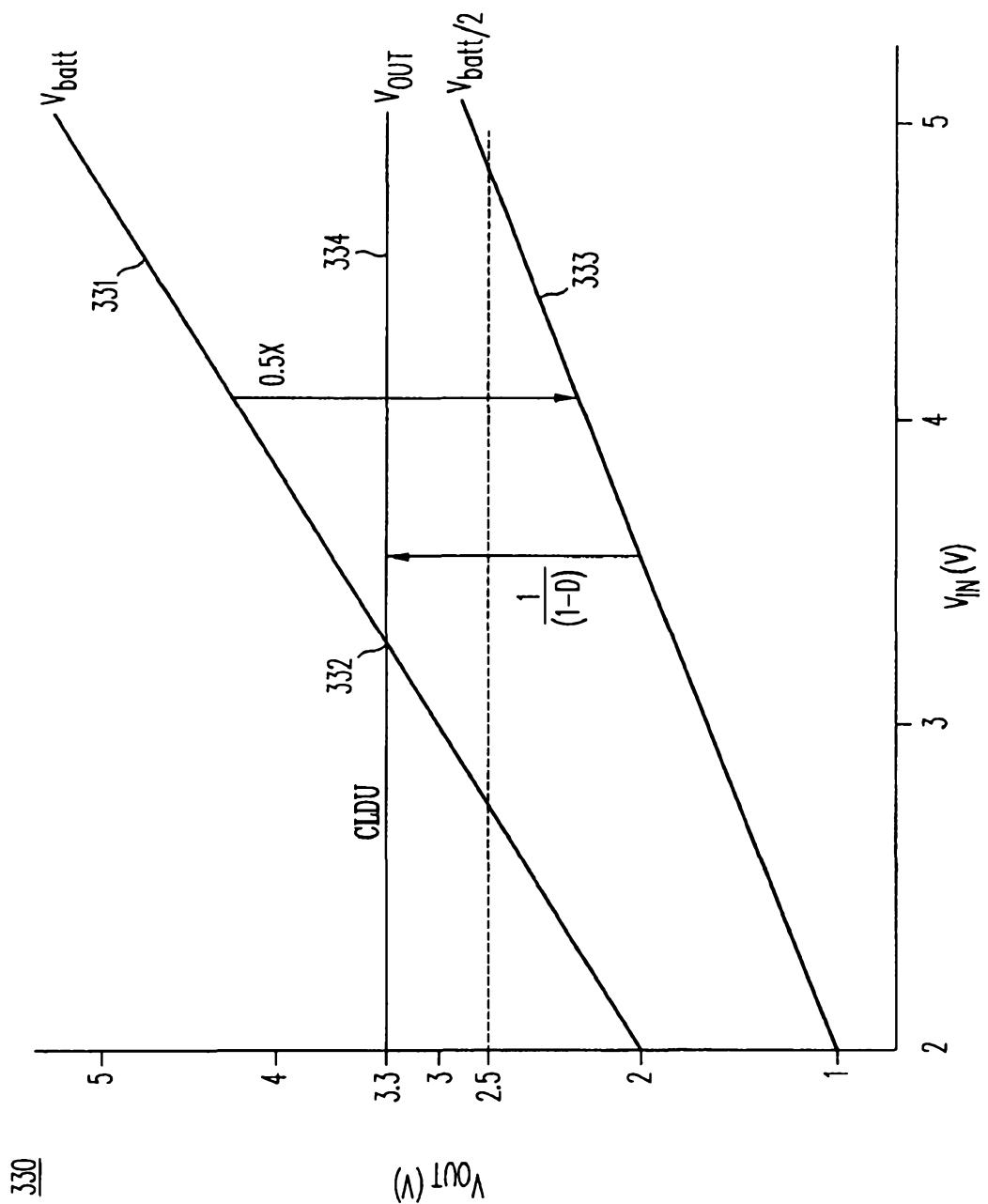


圖 11B

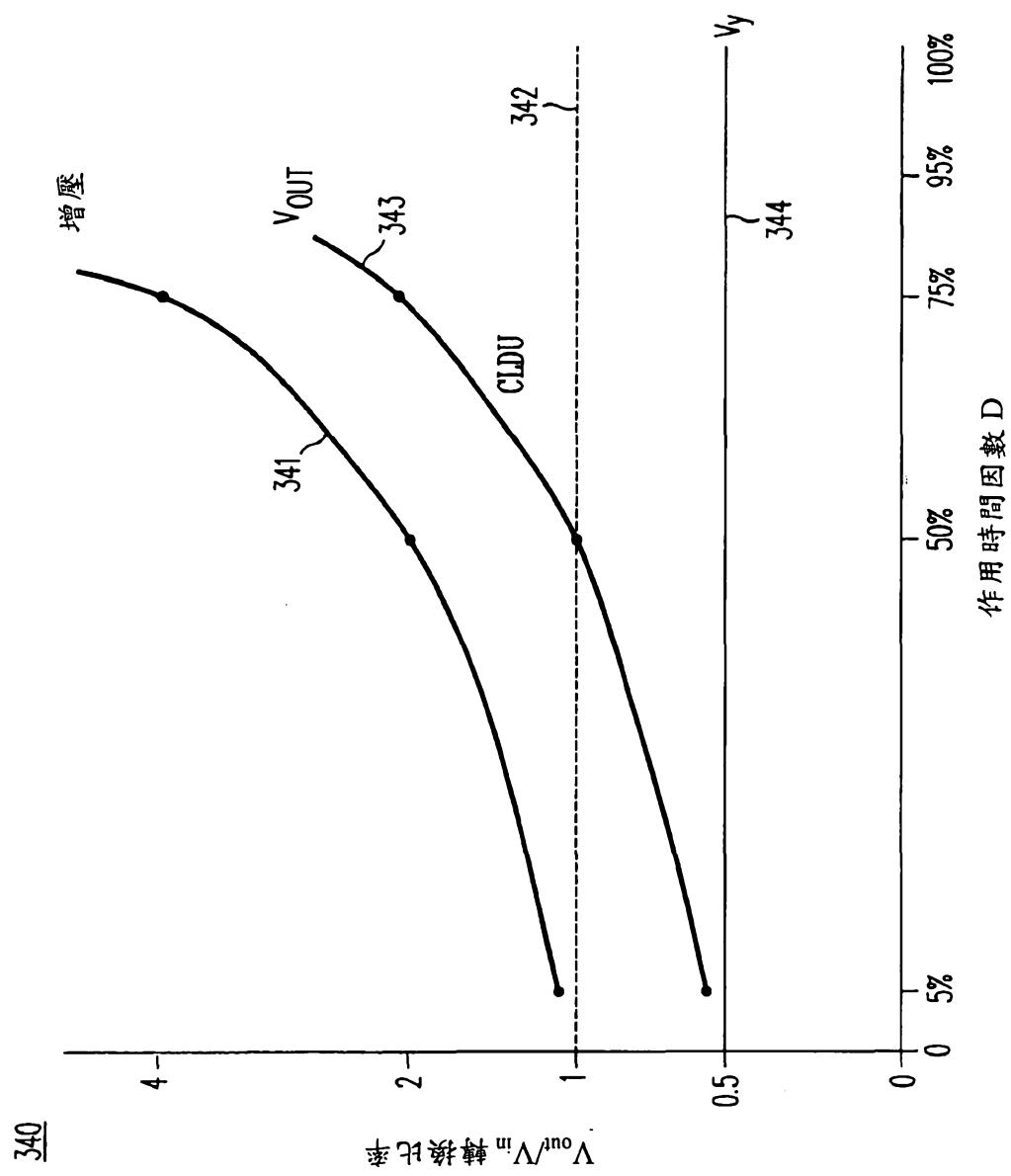


圖 11C

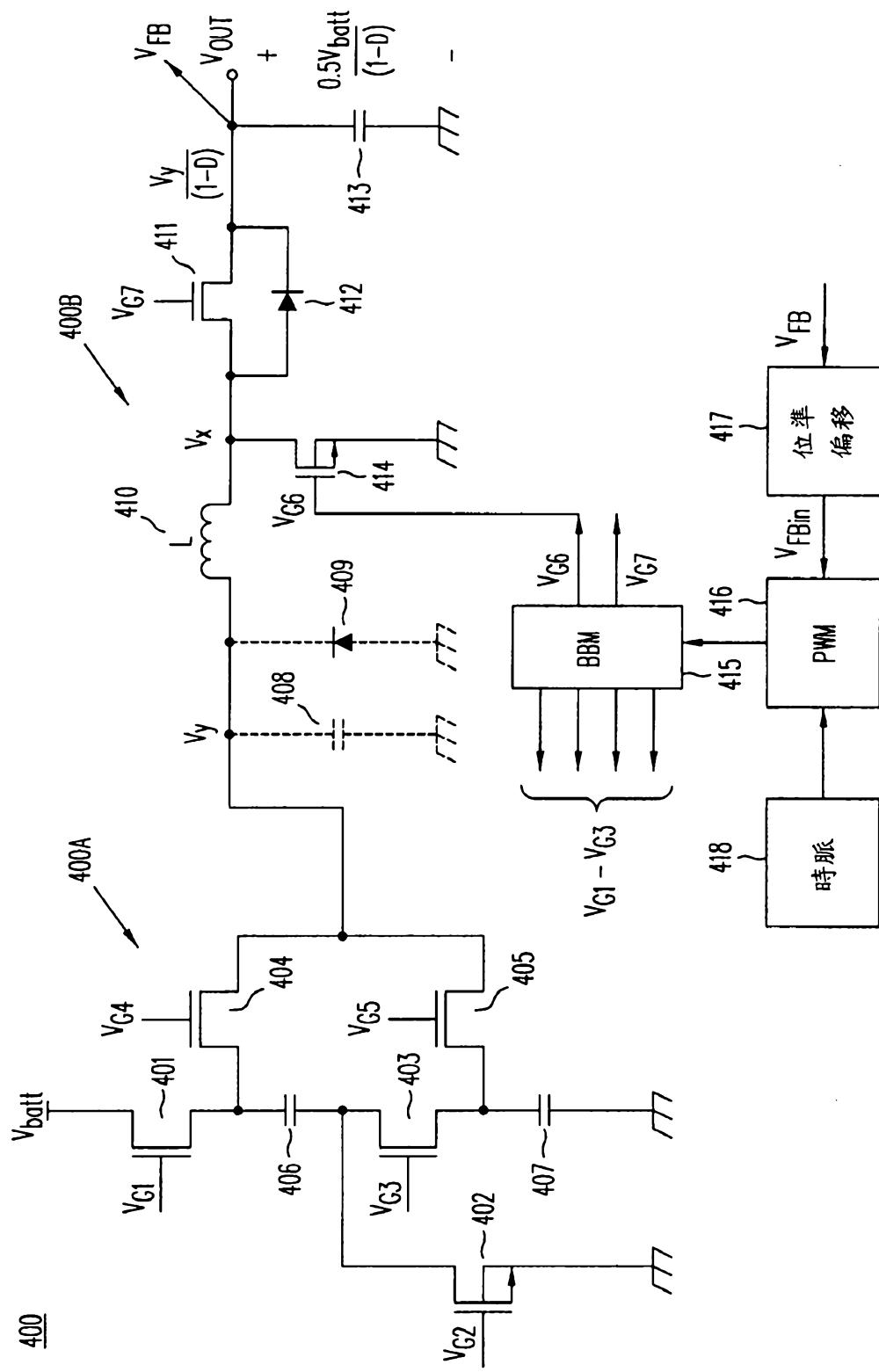


圖 12A

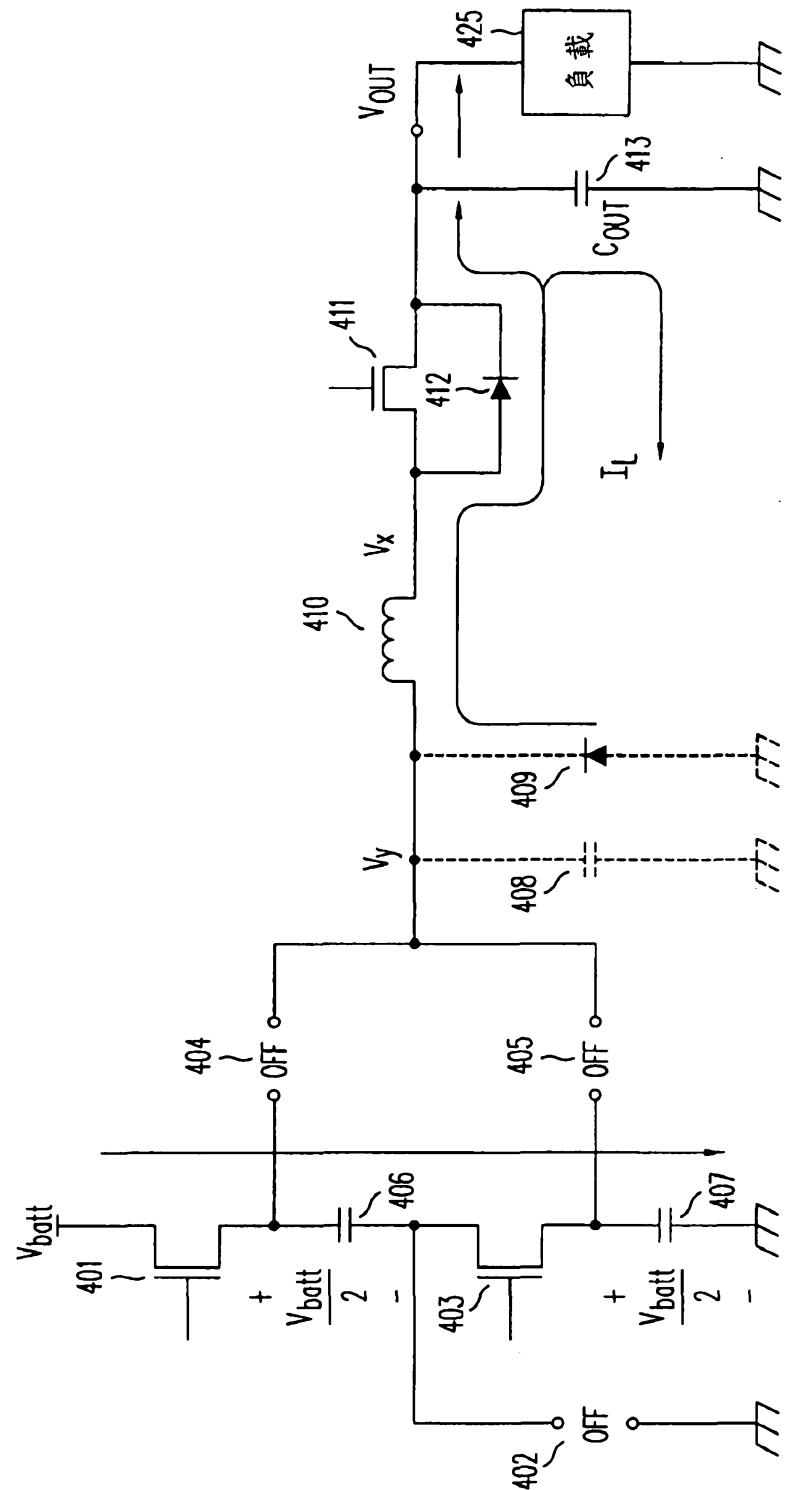


圖 12B

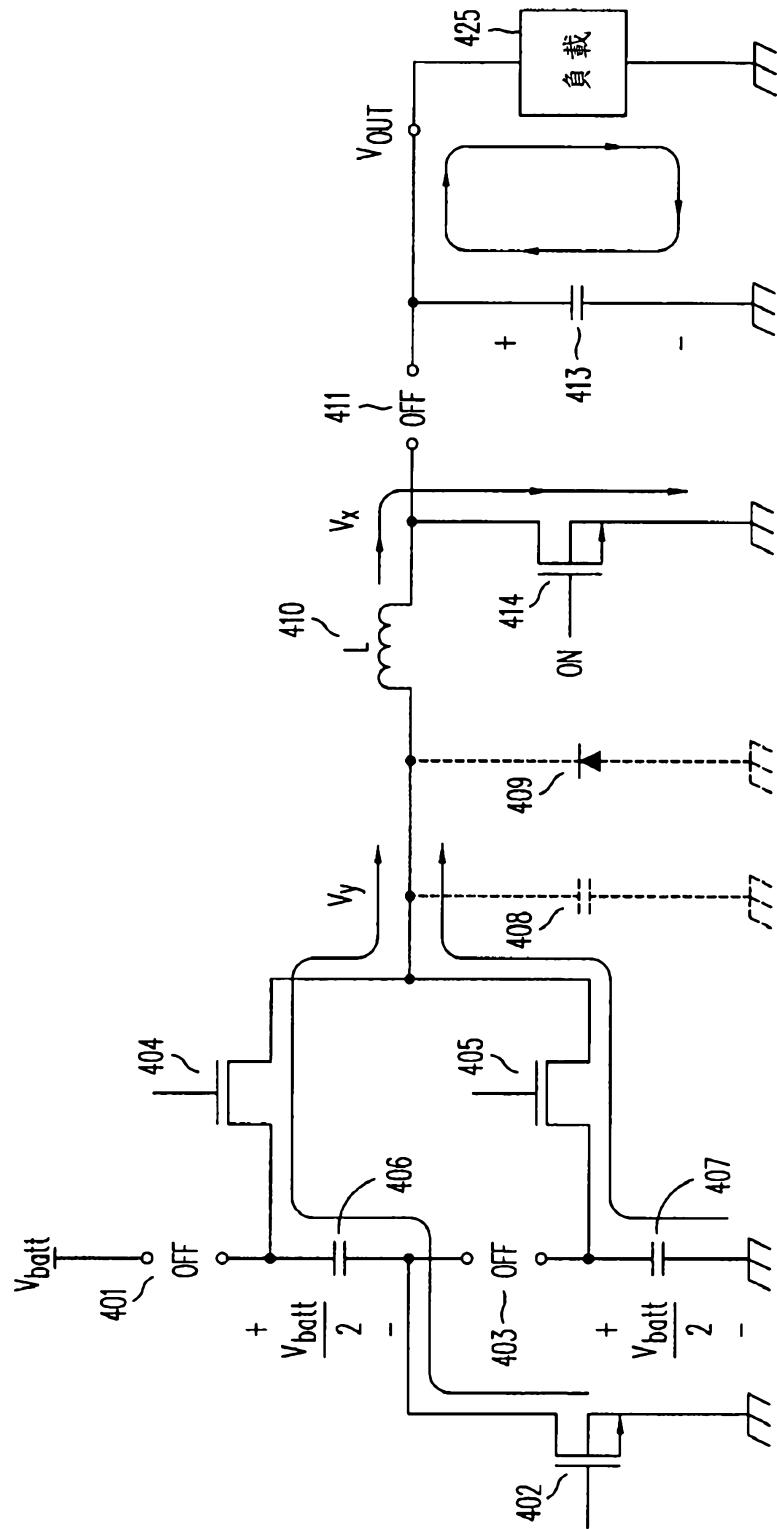


圖 12C

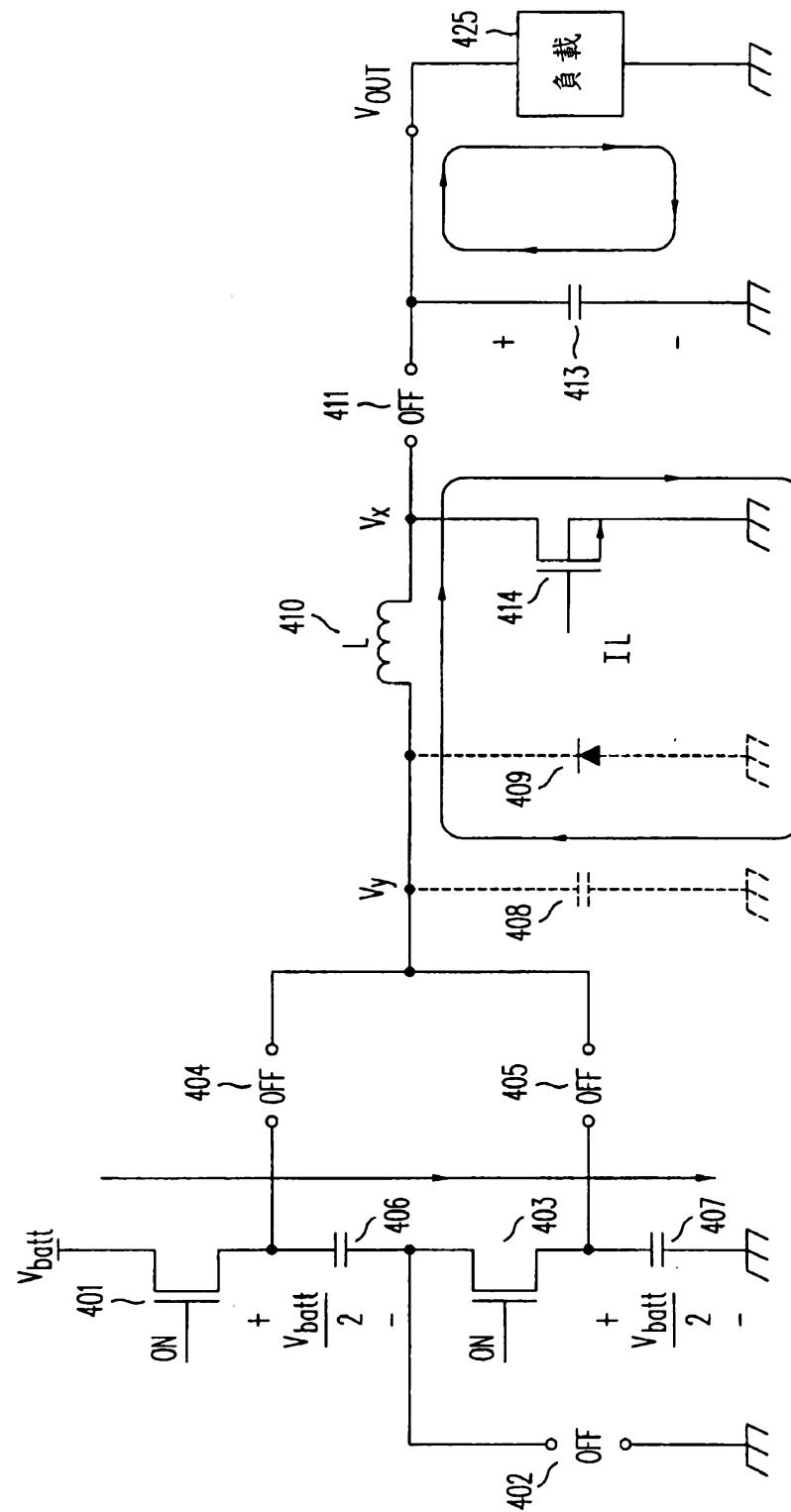


圖 12D

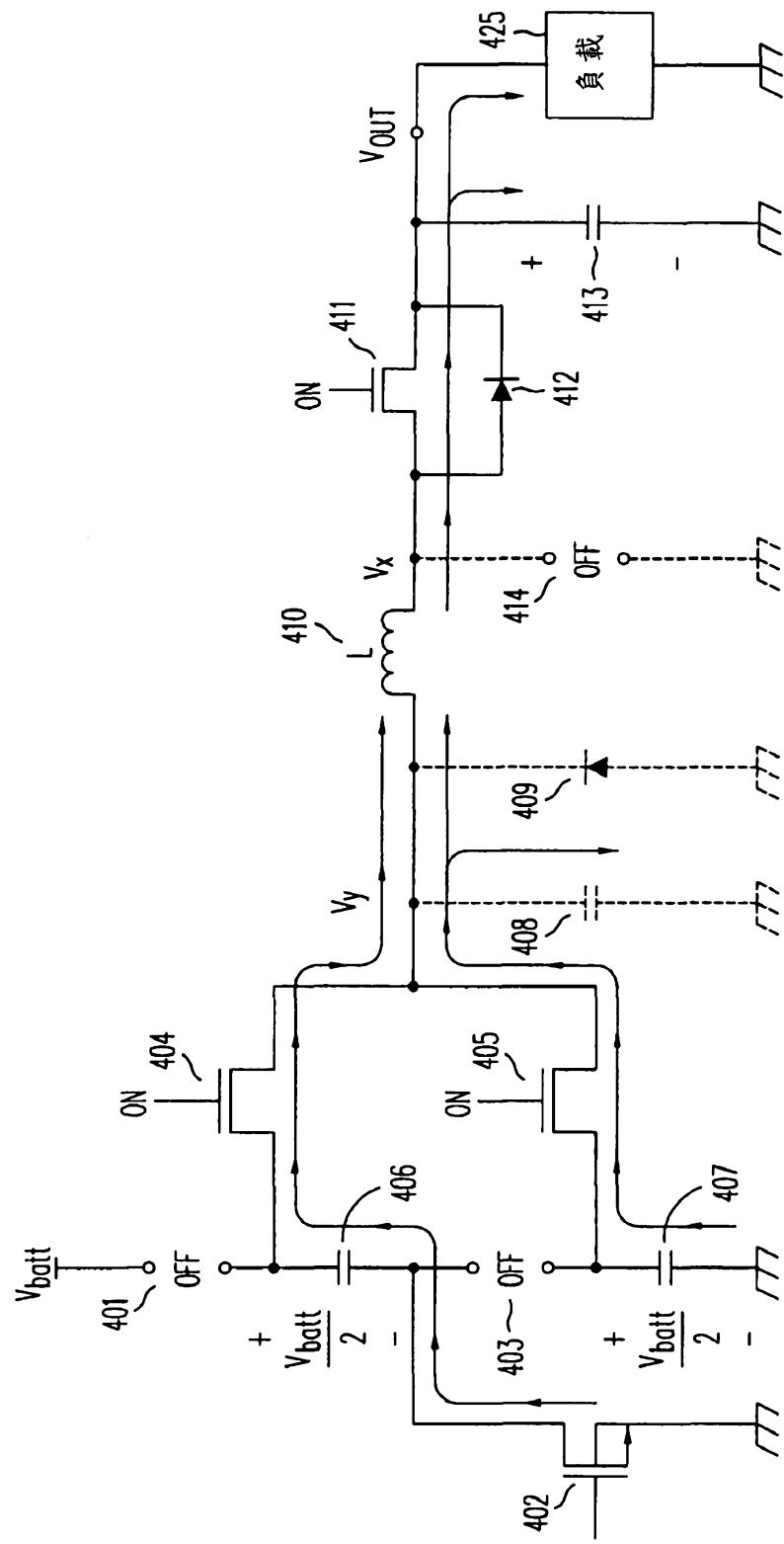


圖 12E

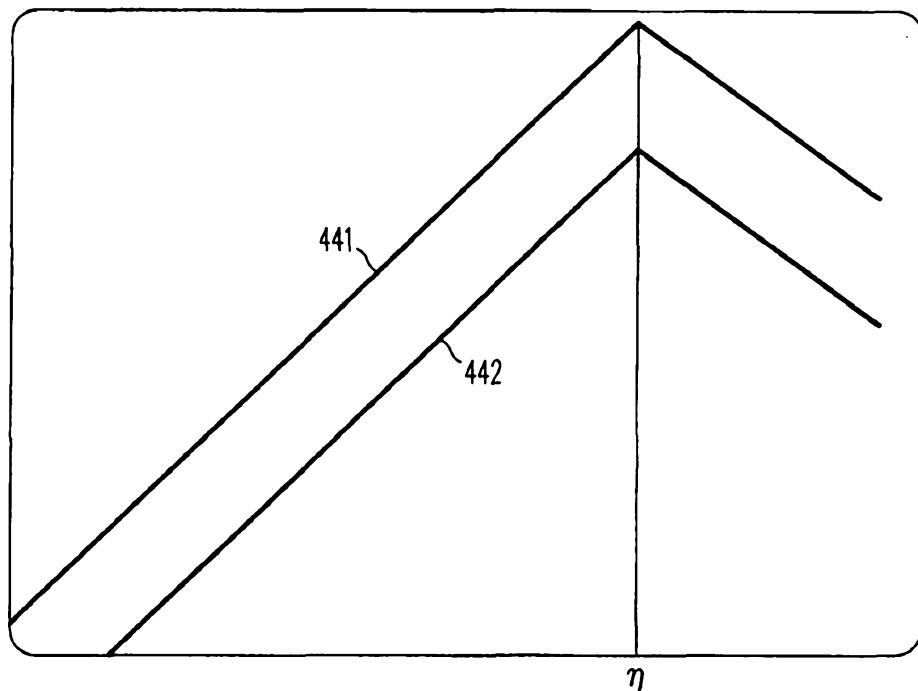
440450

圖 13A

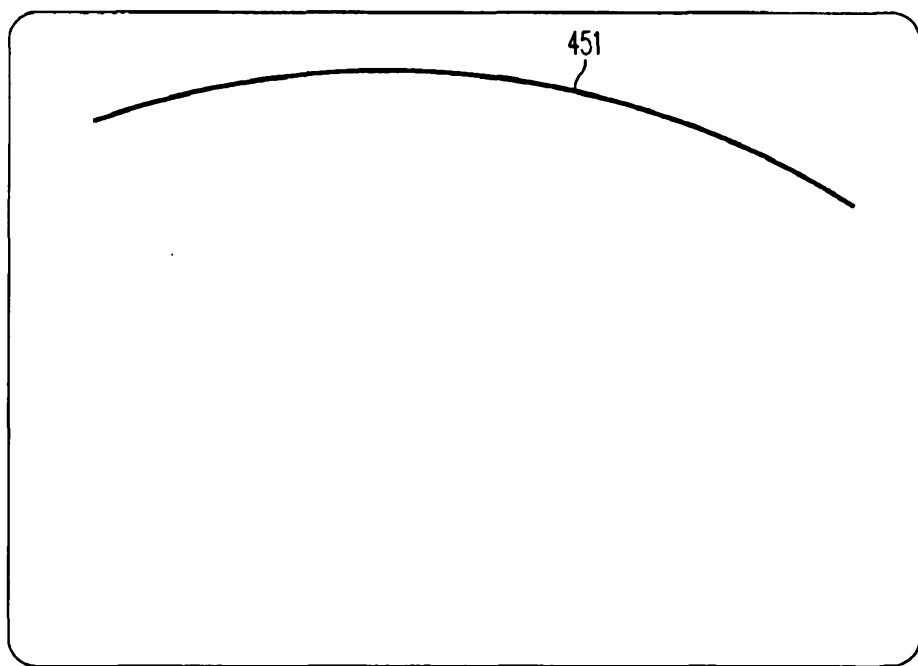
η $v_{out}/v_y$ 

圖 13B

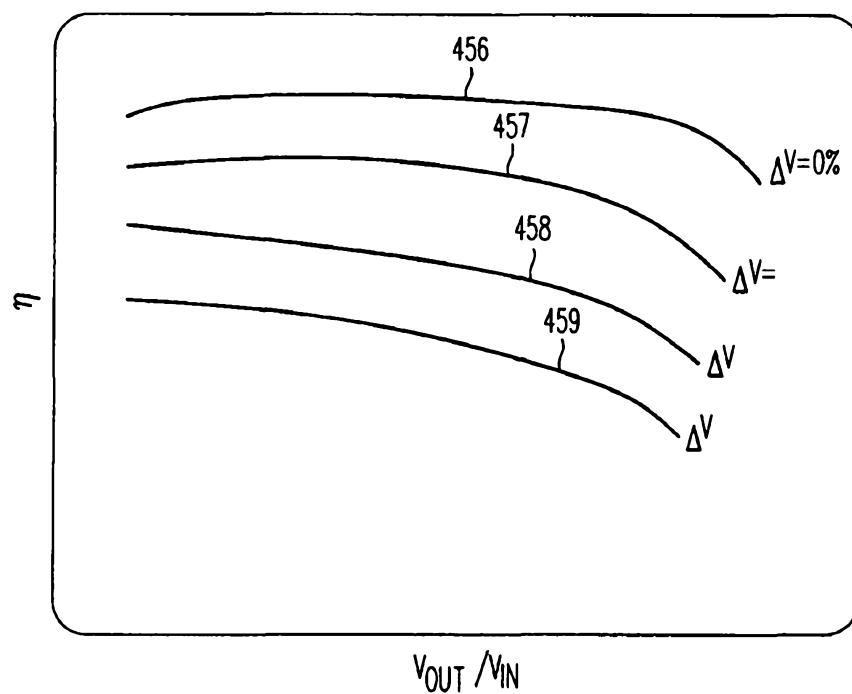
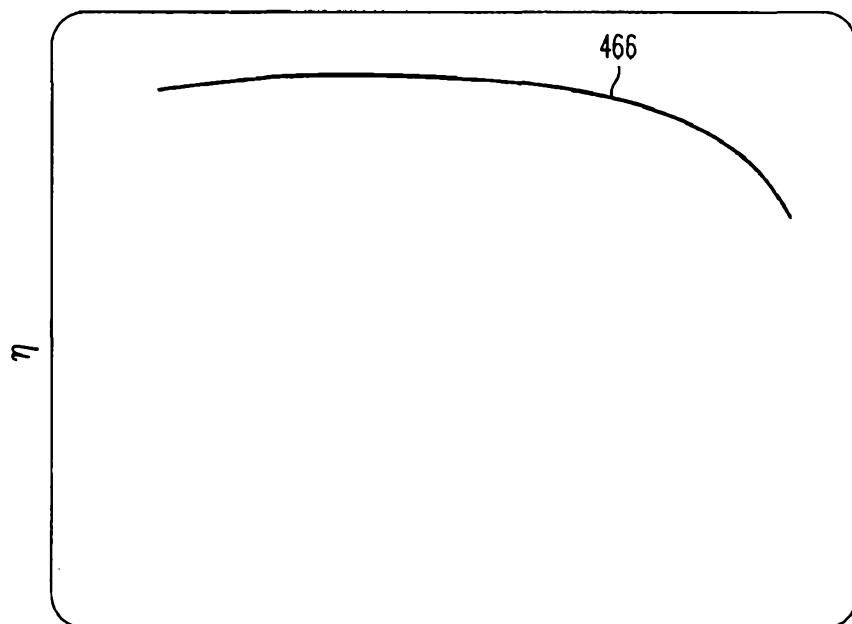
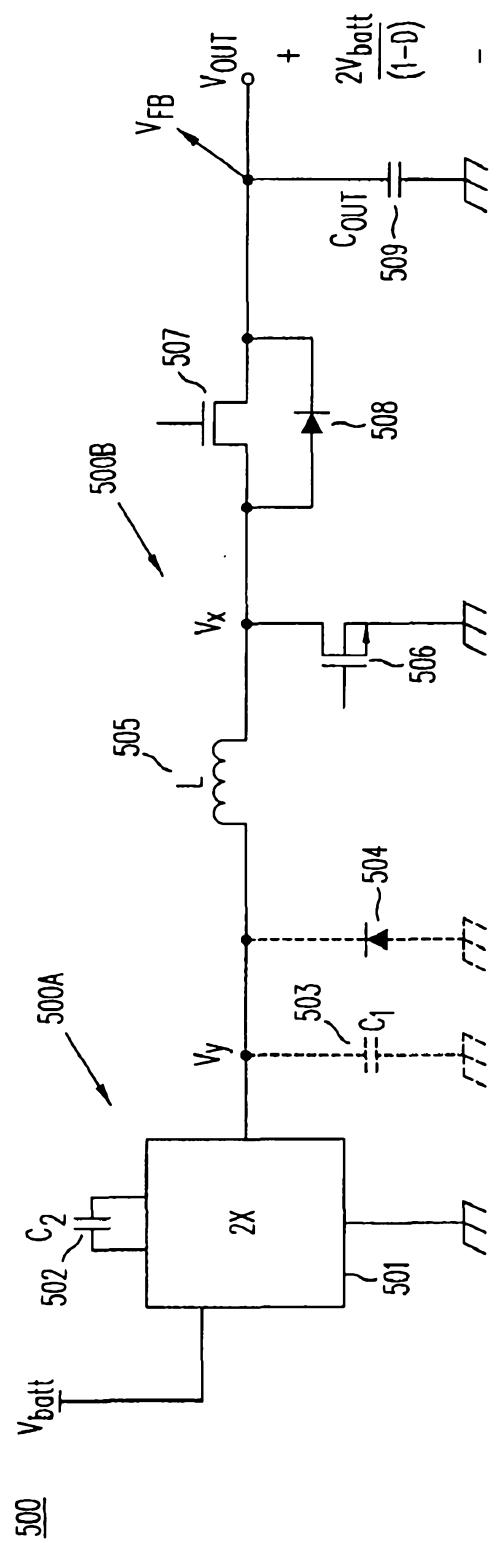
455 $V_{OUT}/V_{IN}$ 

圖 13C

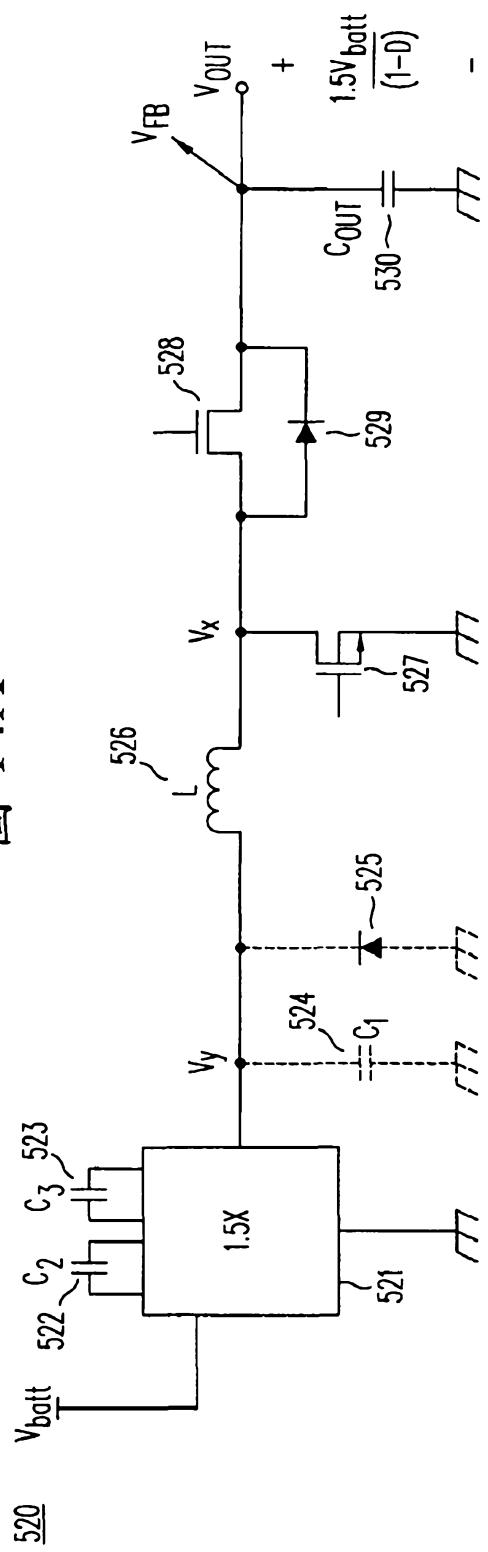
465

作用時間因數 D

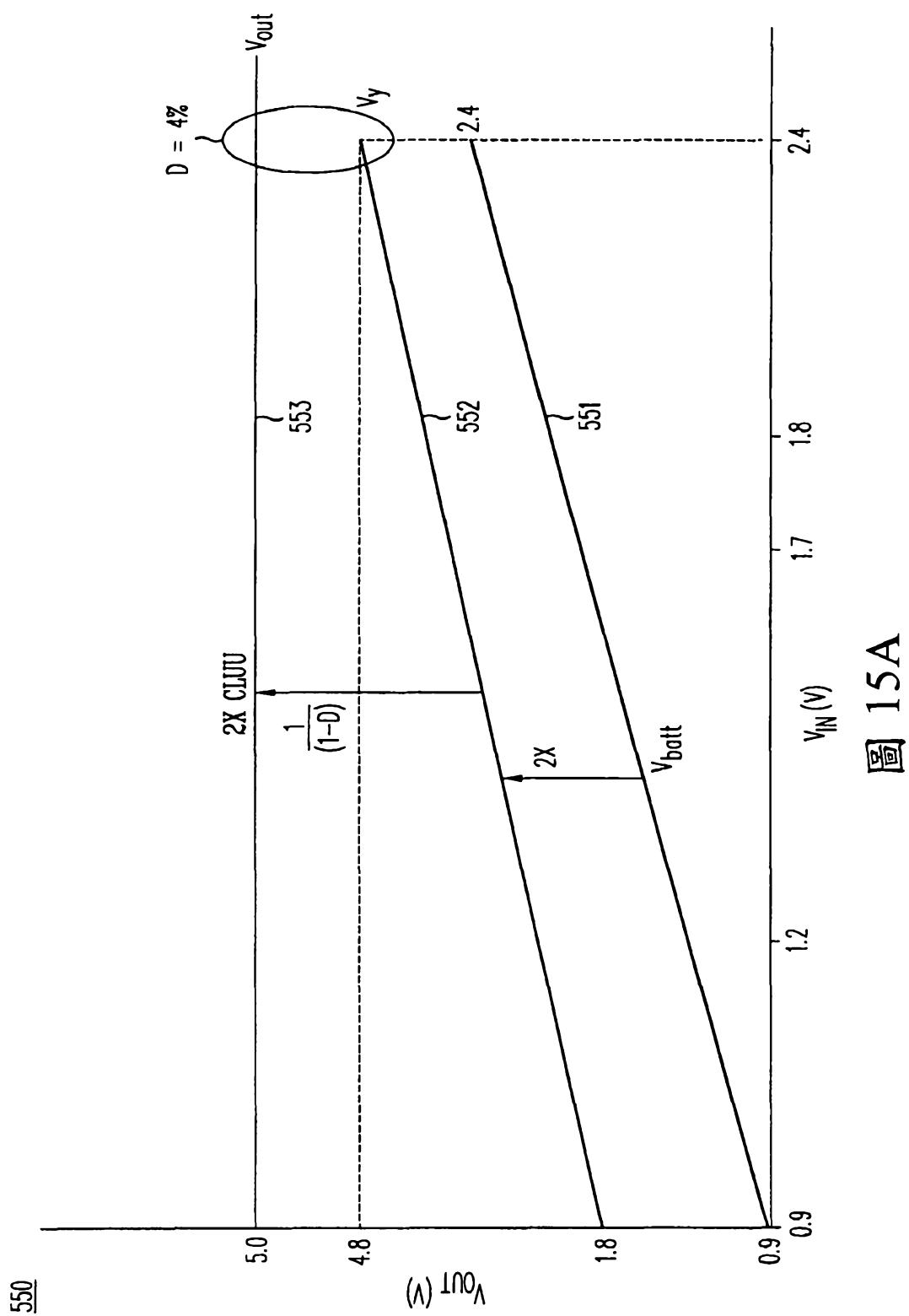
圖 13D



14A  
圖



14B



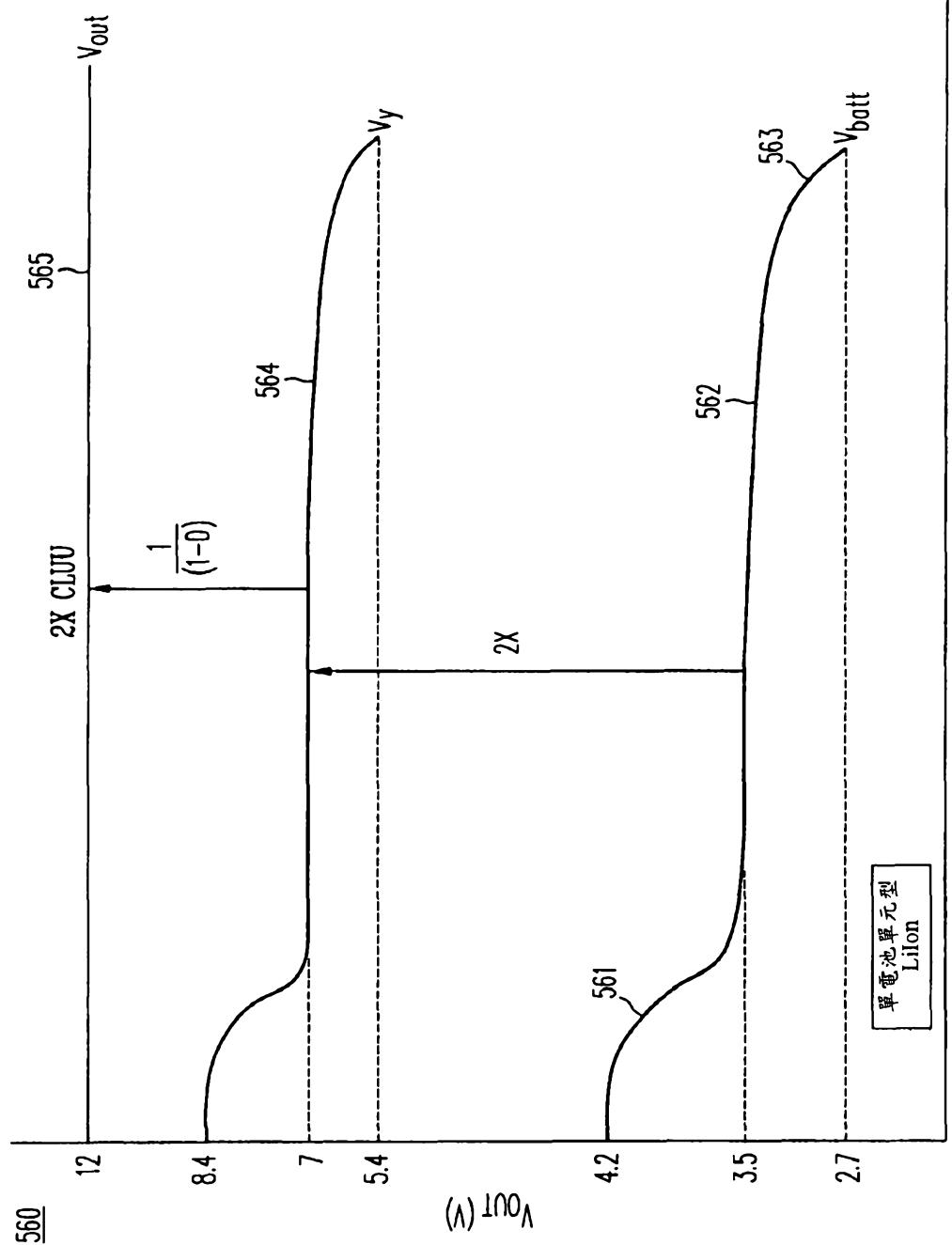


圖 15B  
時間  $t$

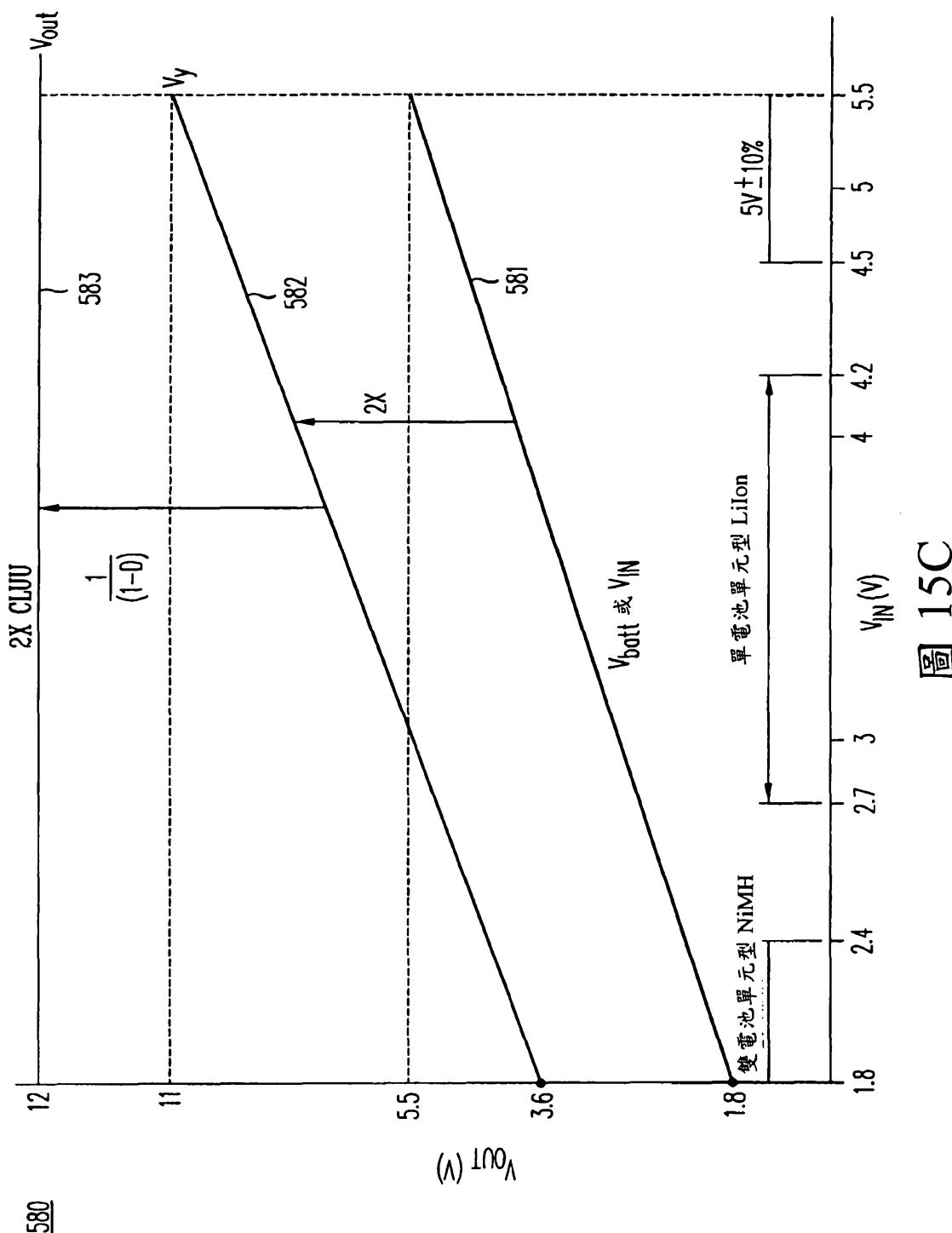


圖 15C

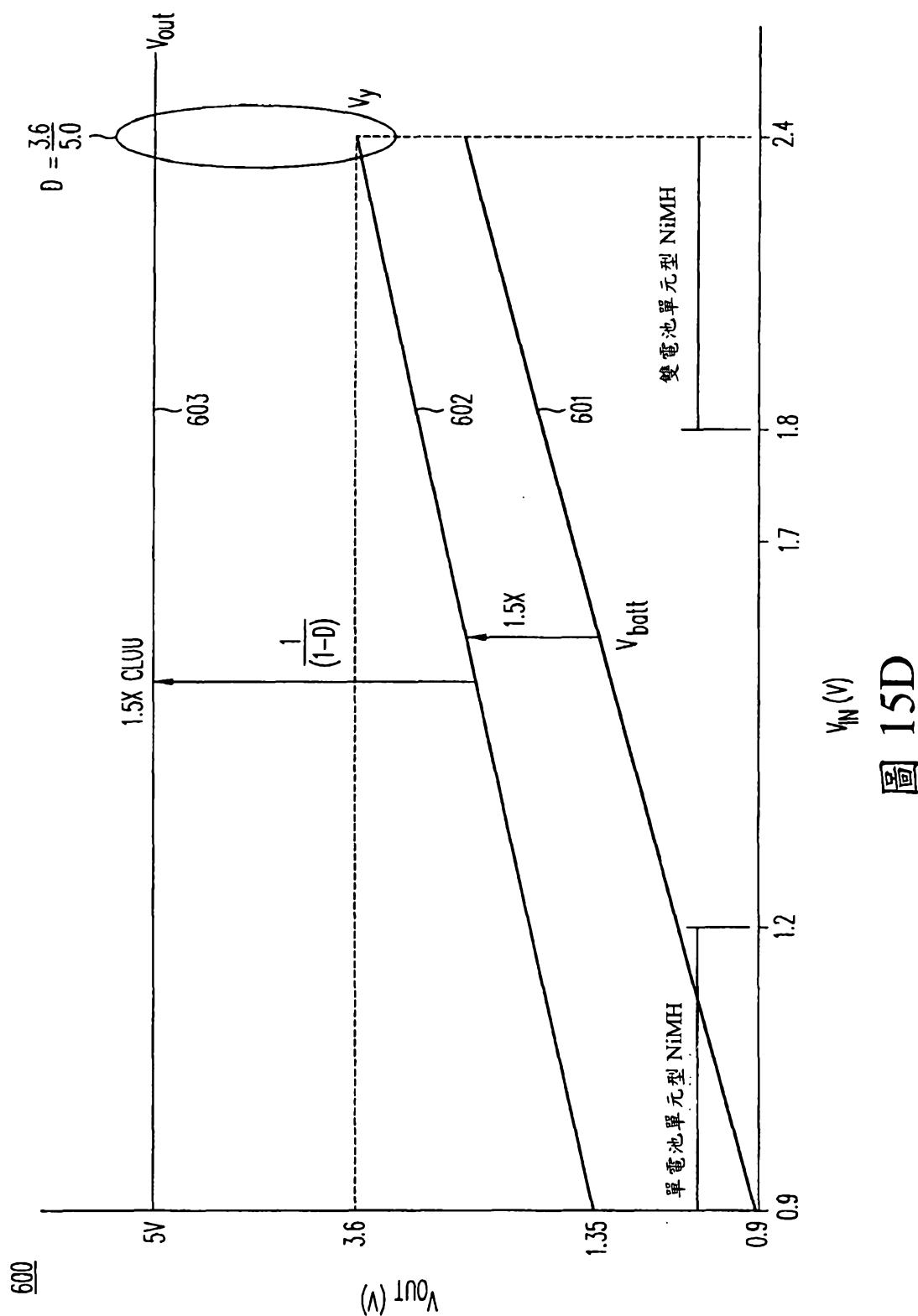
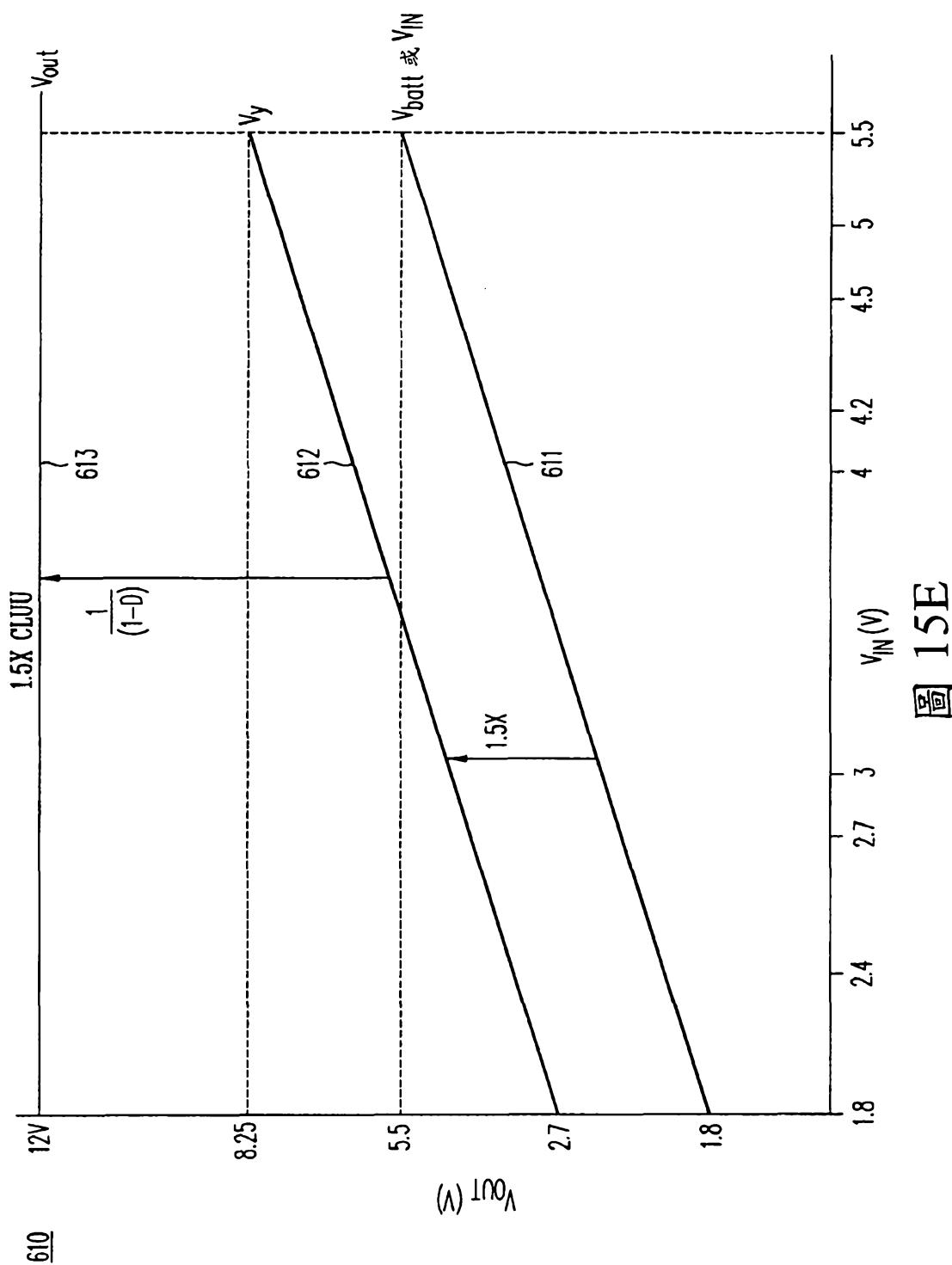
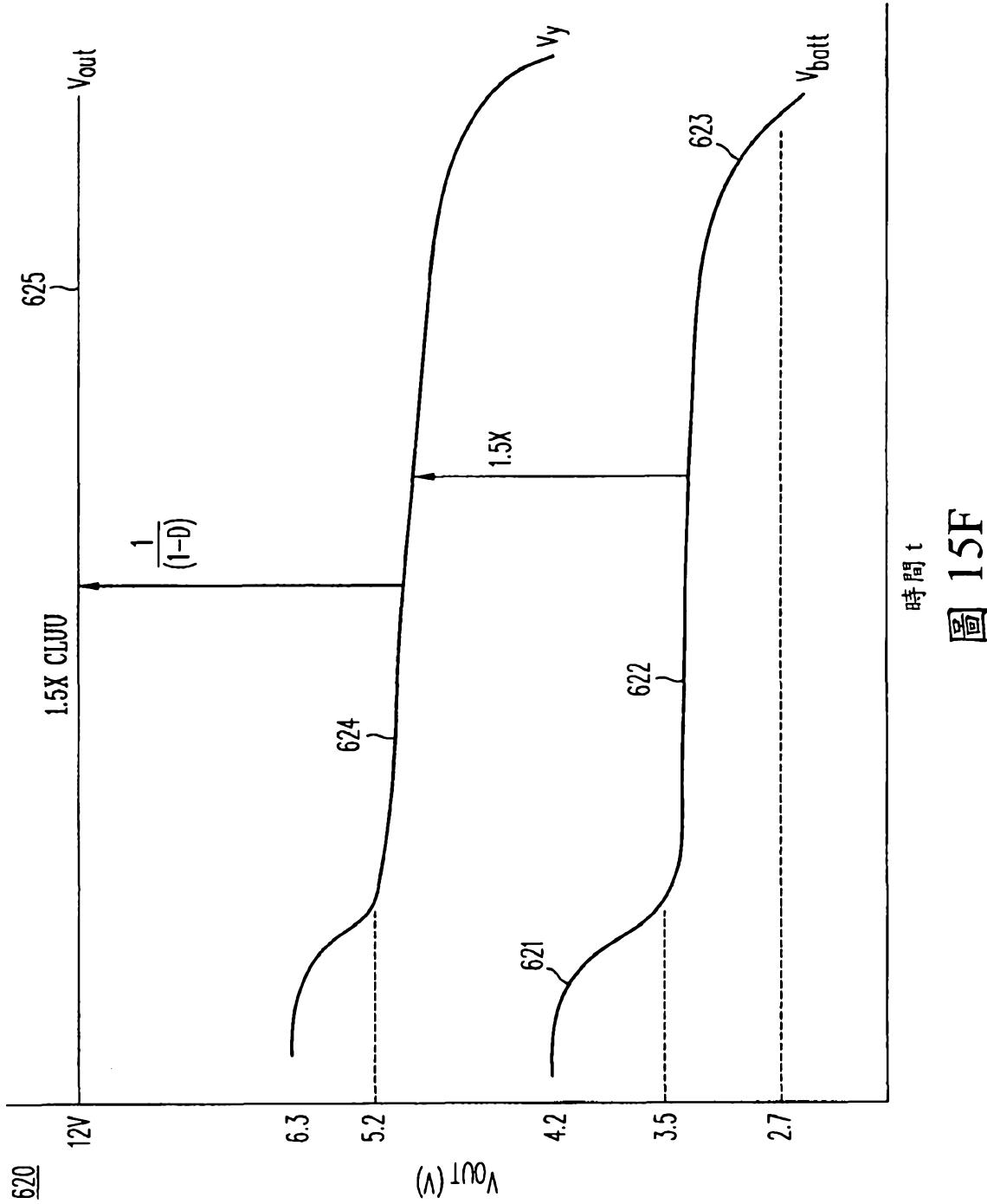
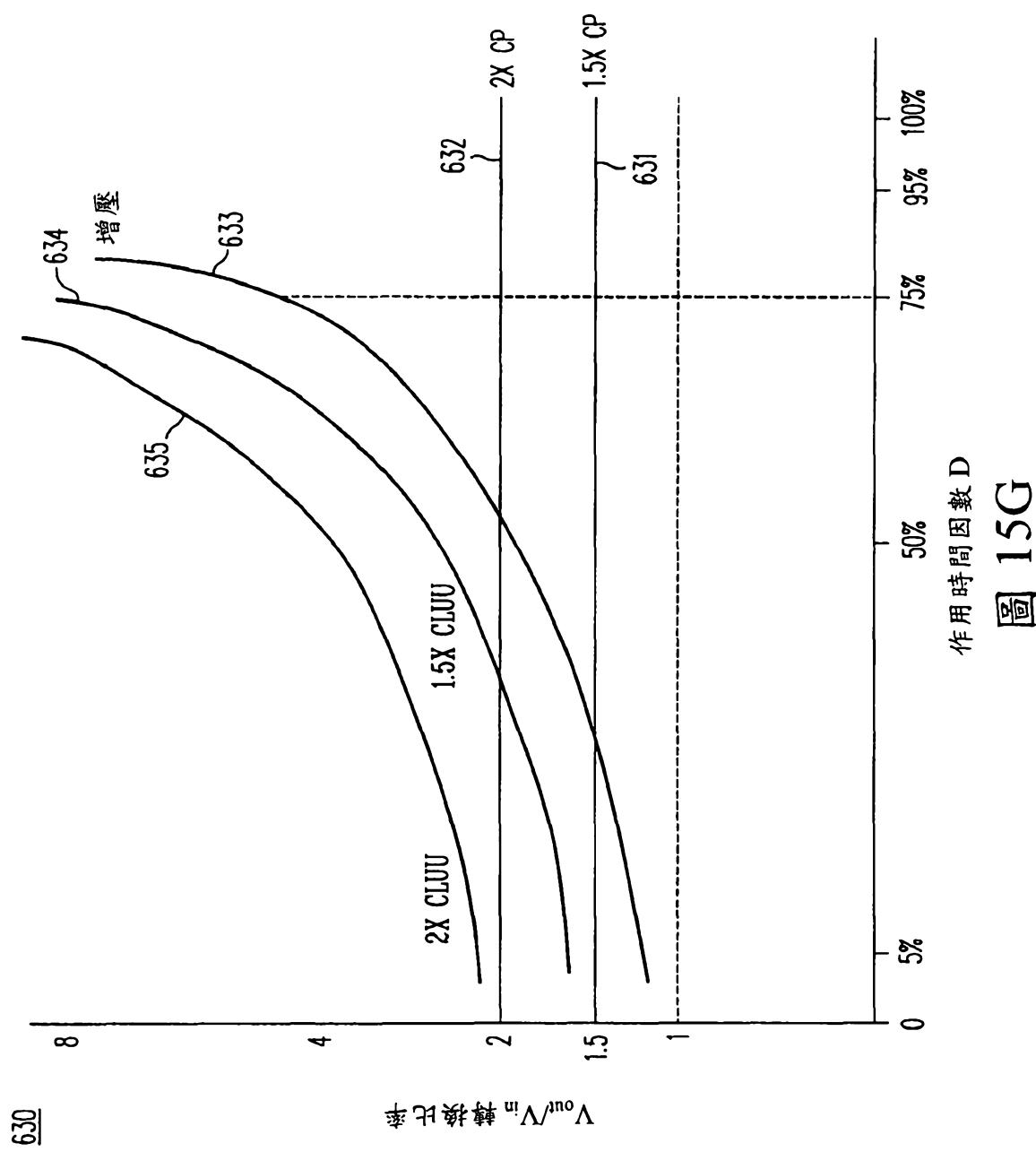
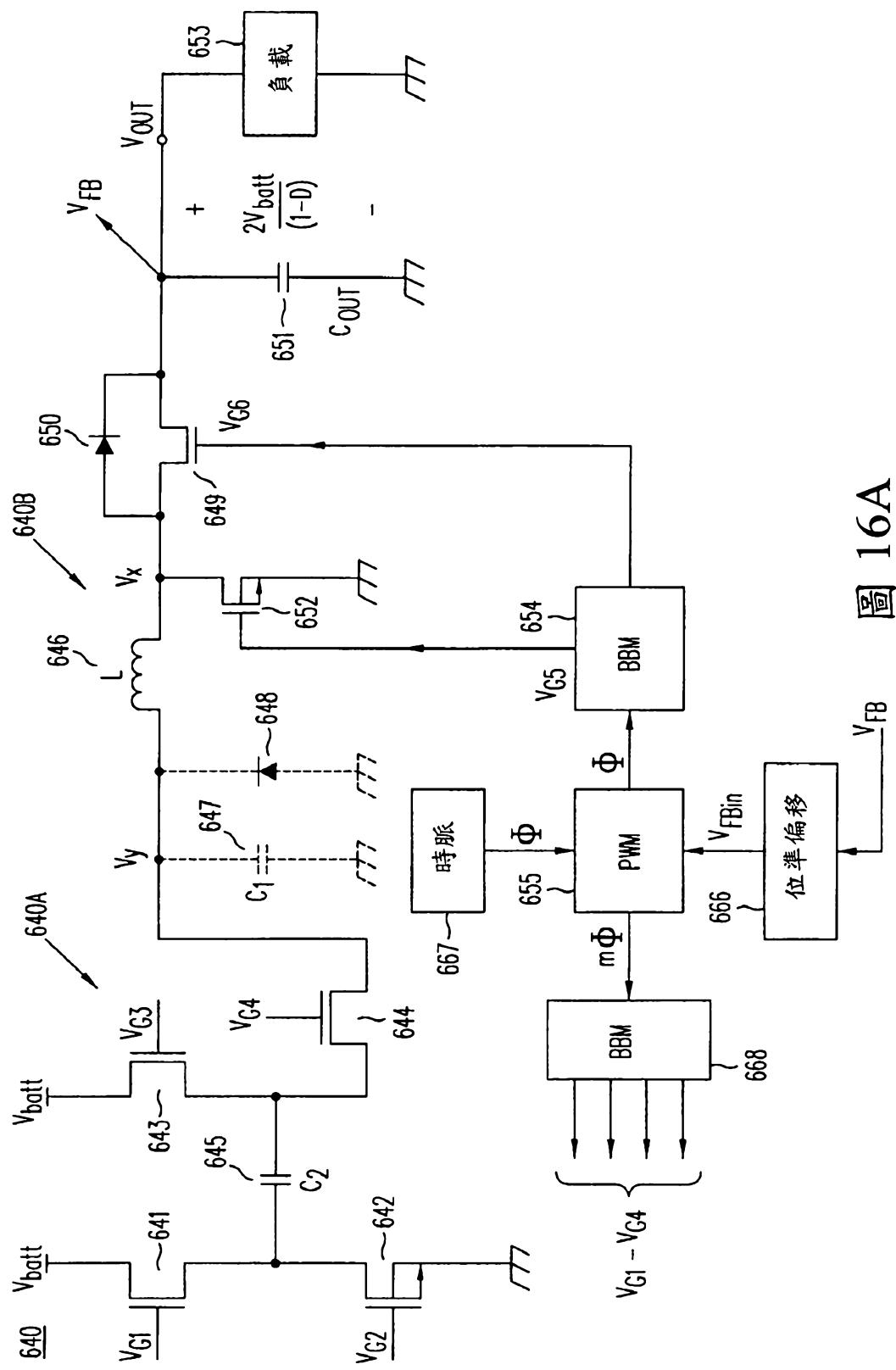


圖 15D









16A

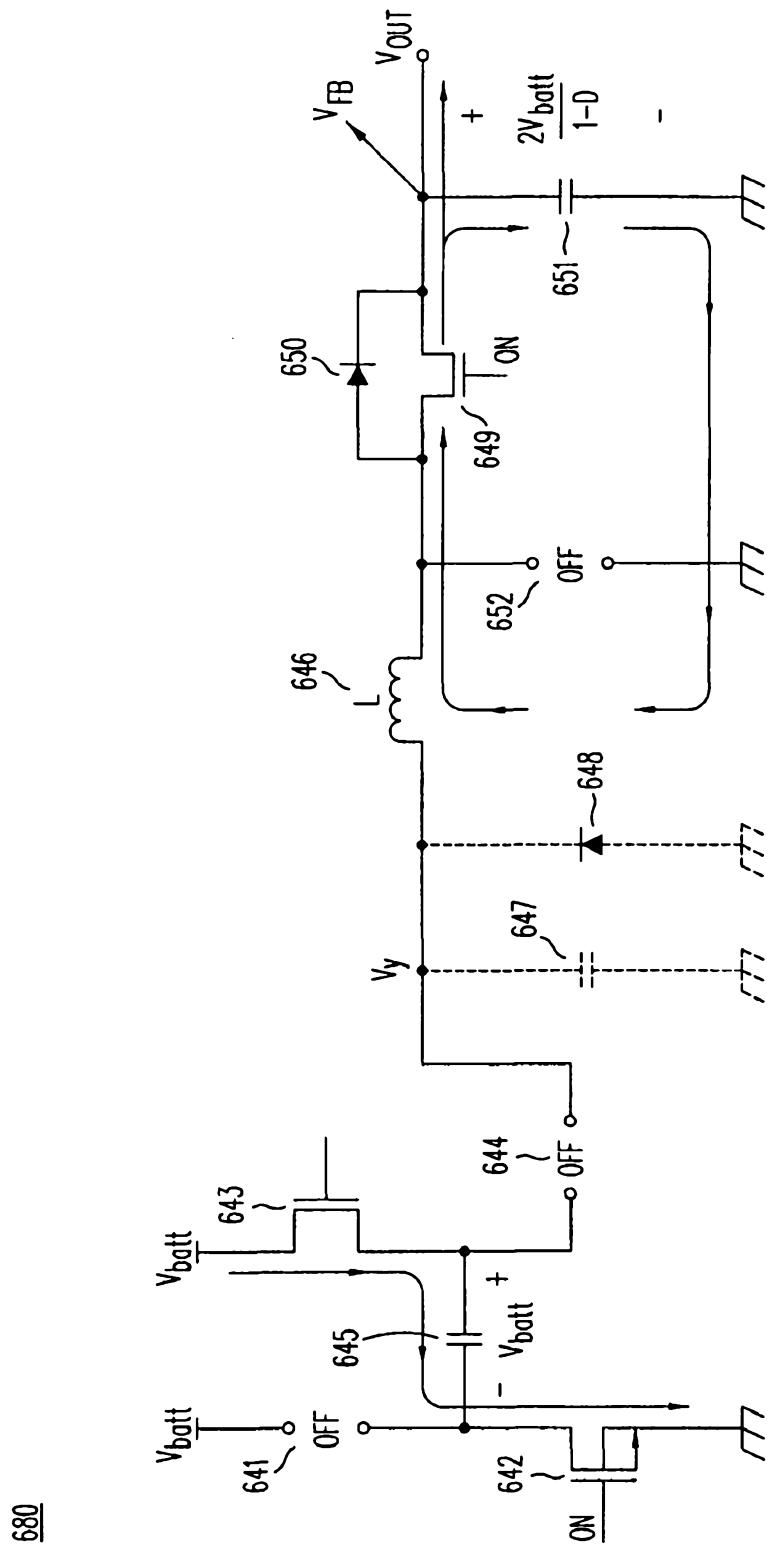


圖 16B

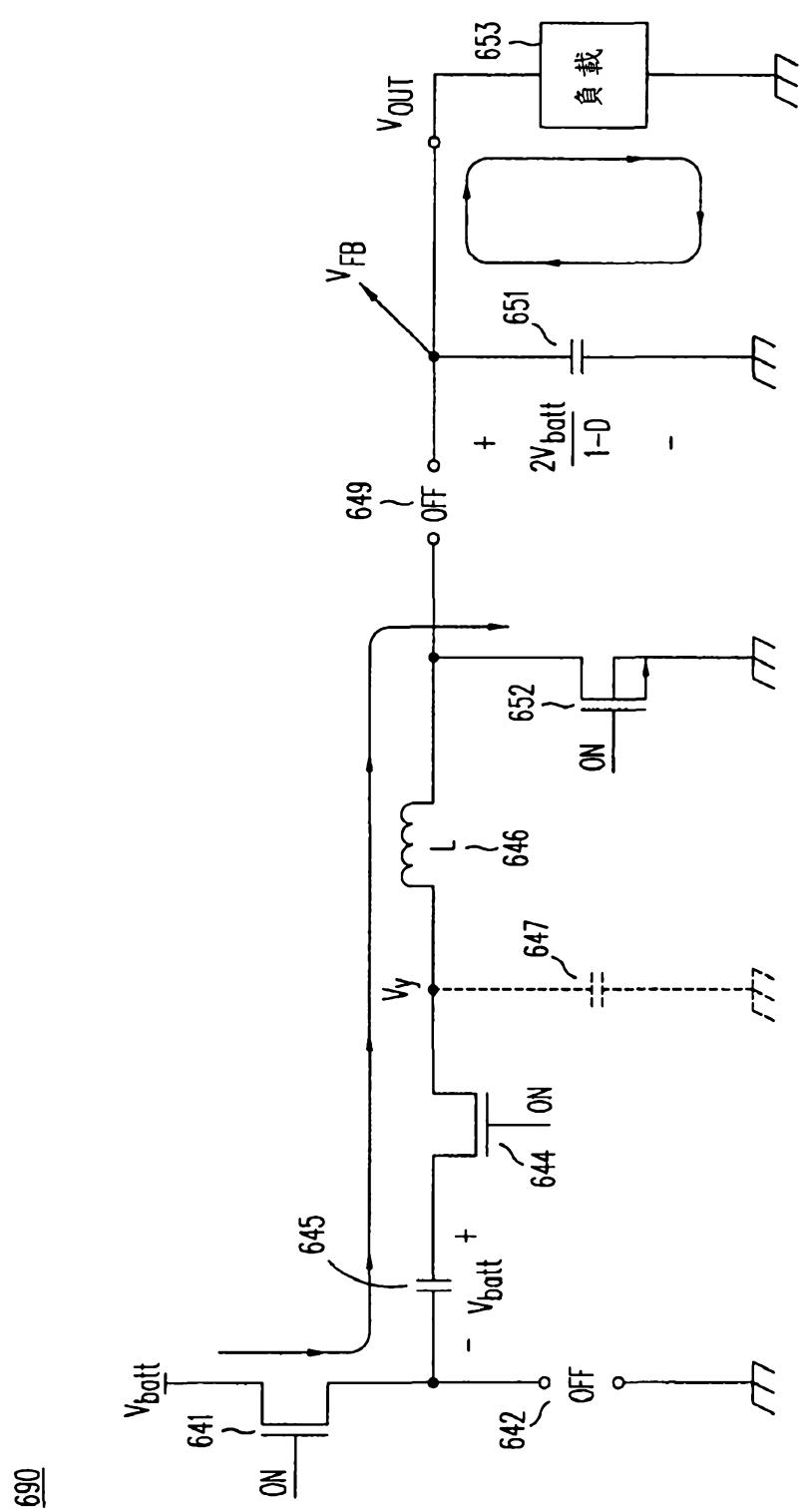


圖 16C

690

700

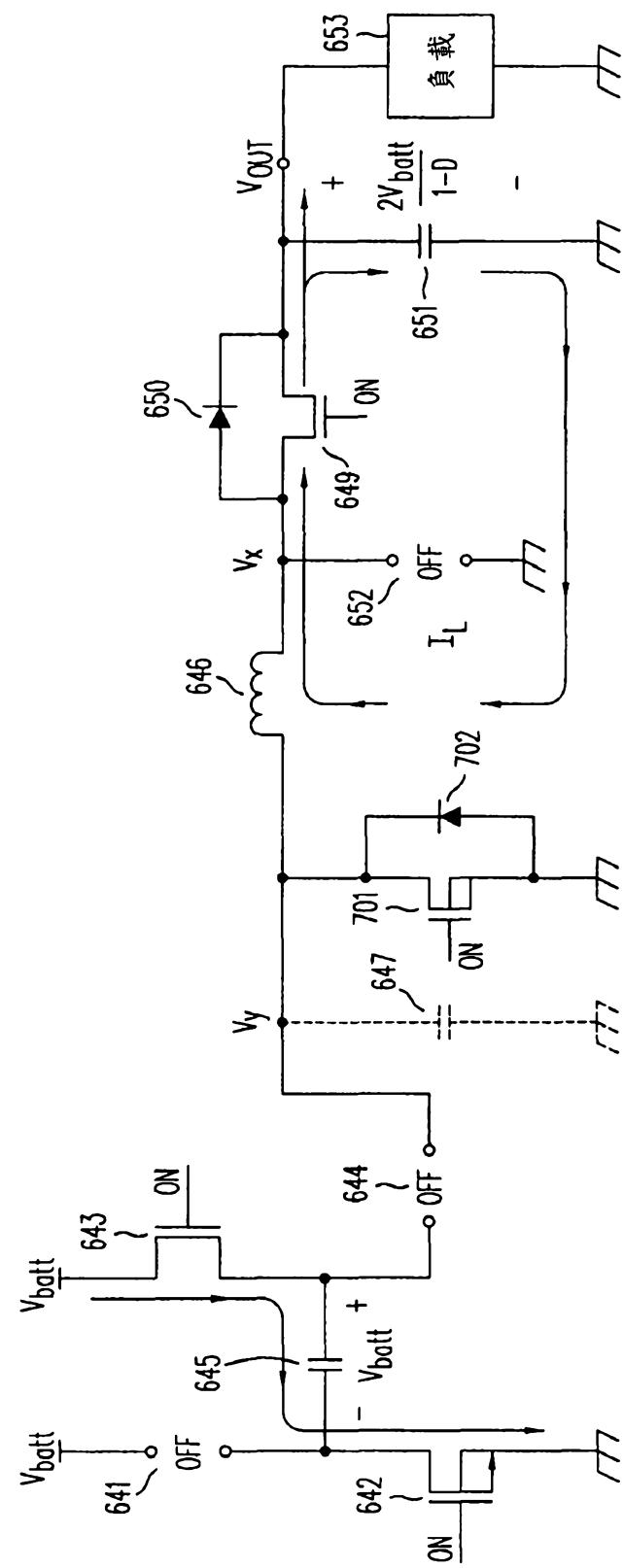
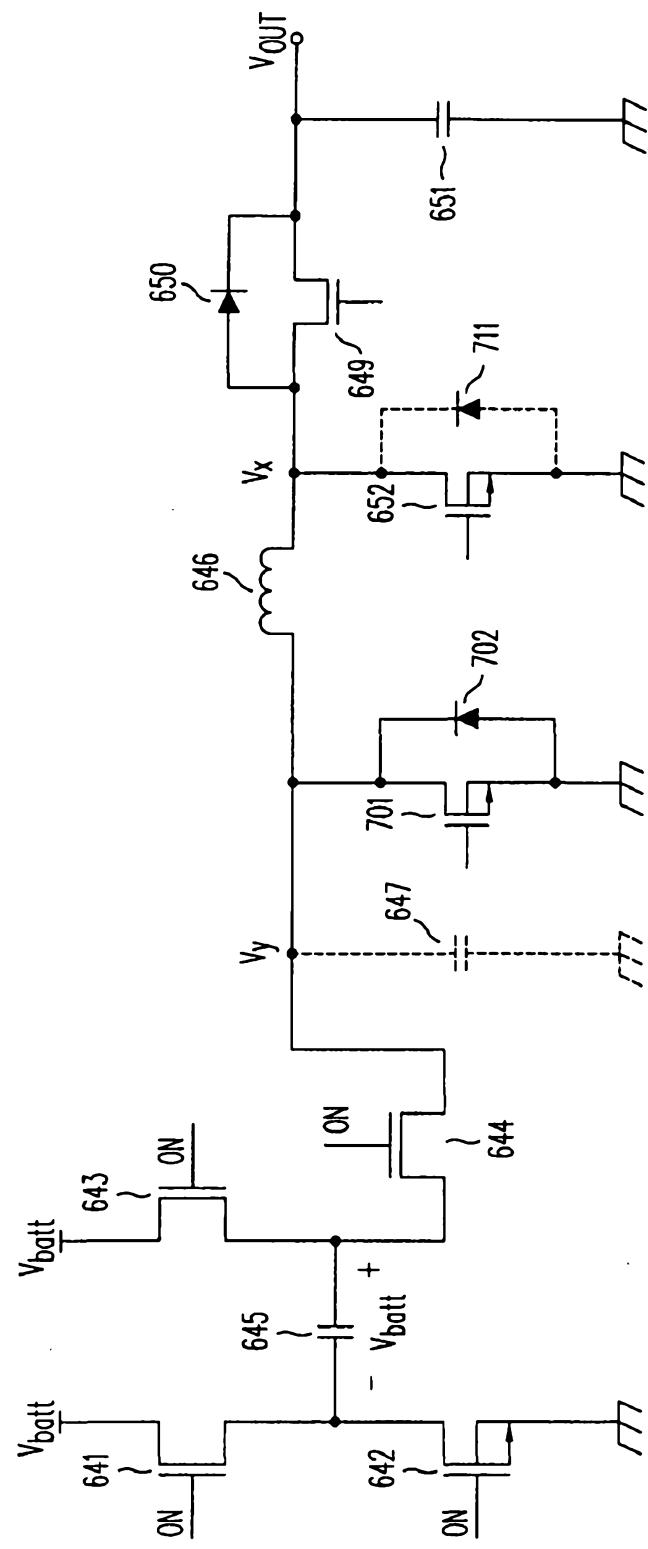


圖 16D



16E  
回

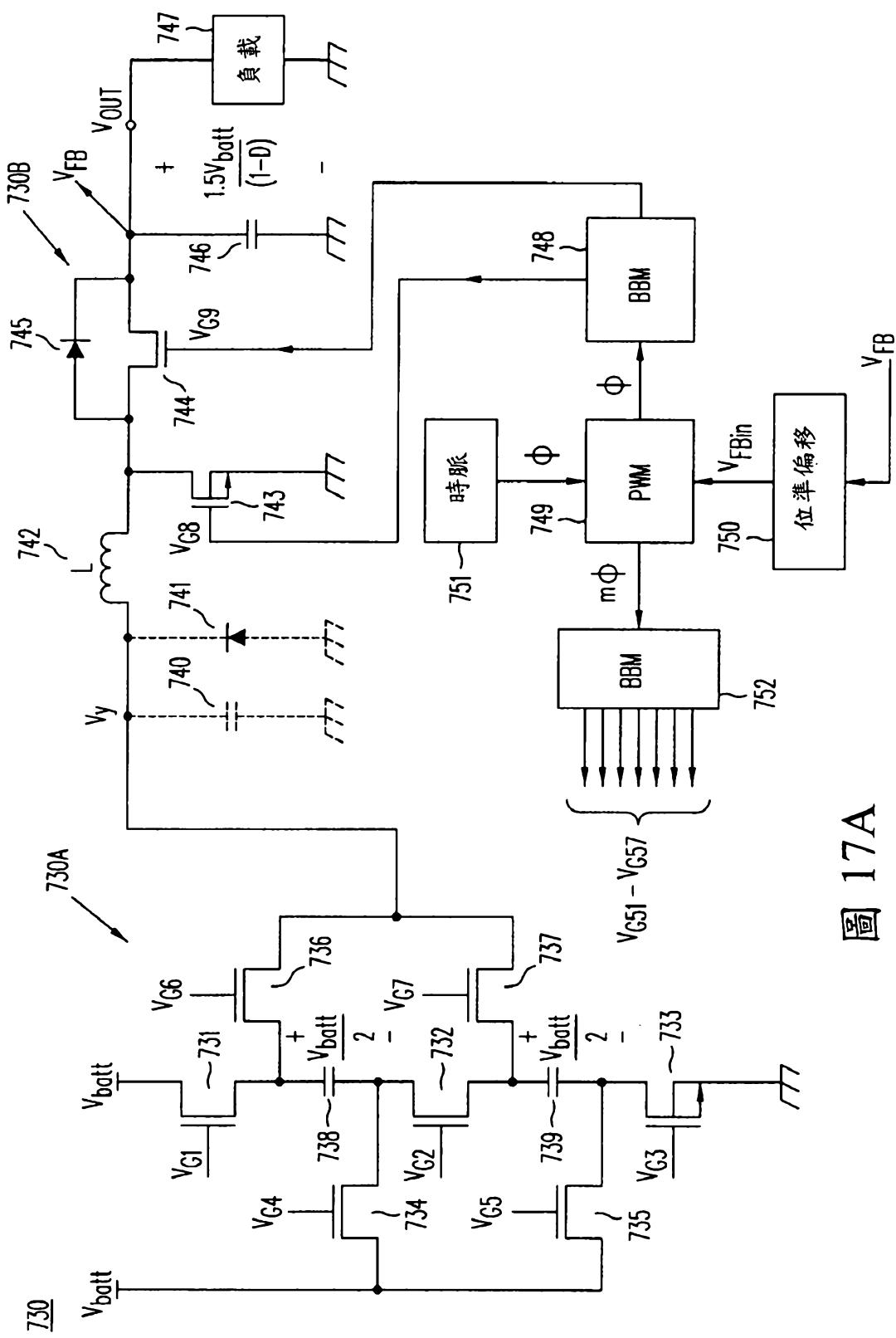


圖 17A

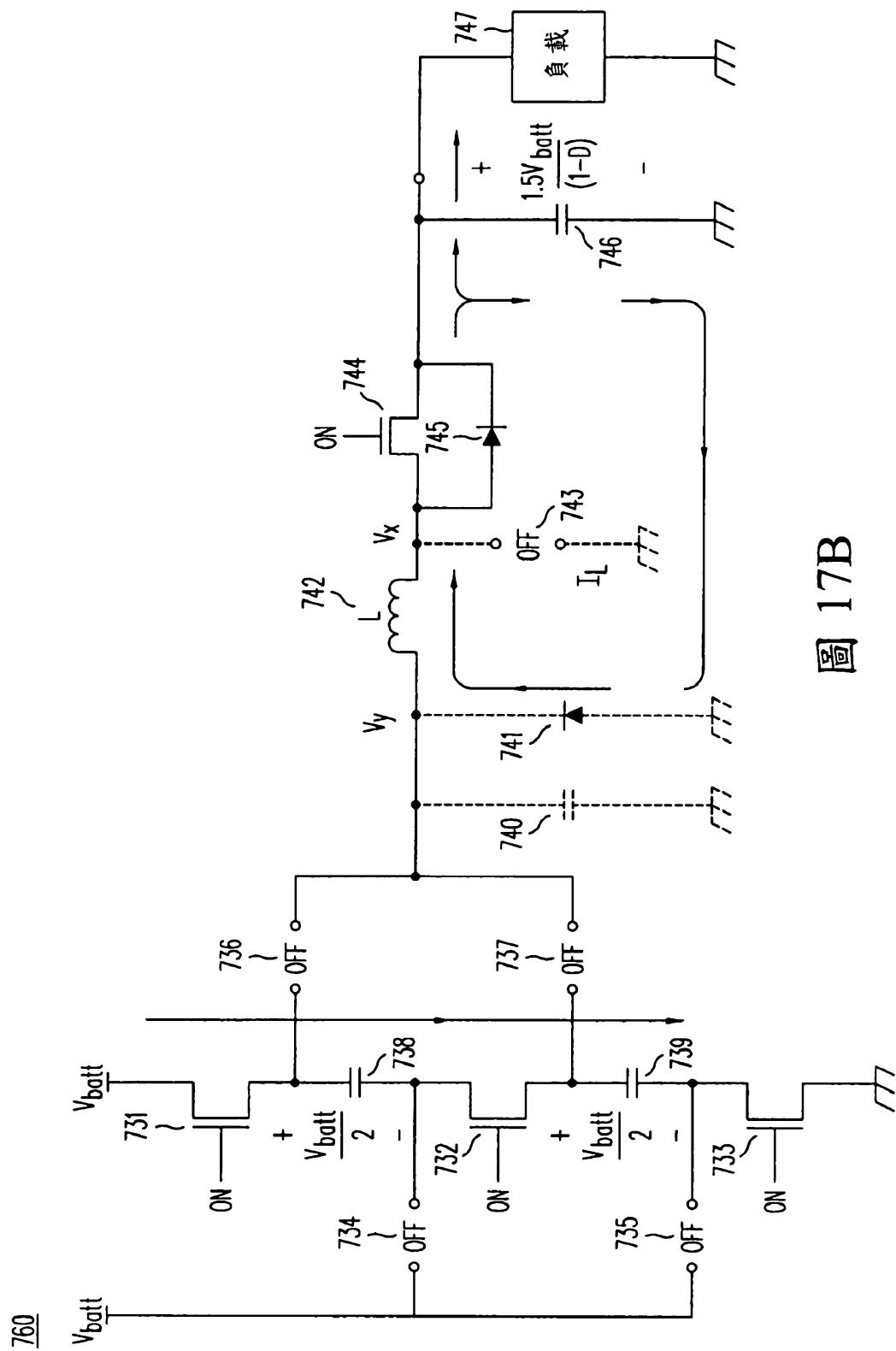


圖 17B

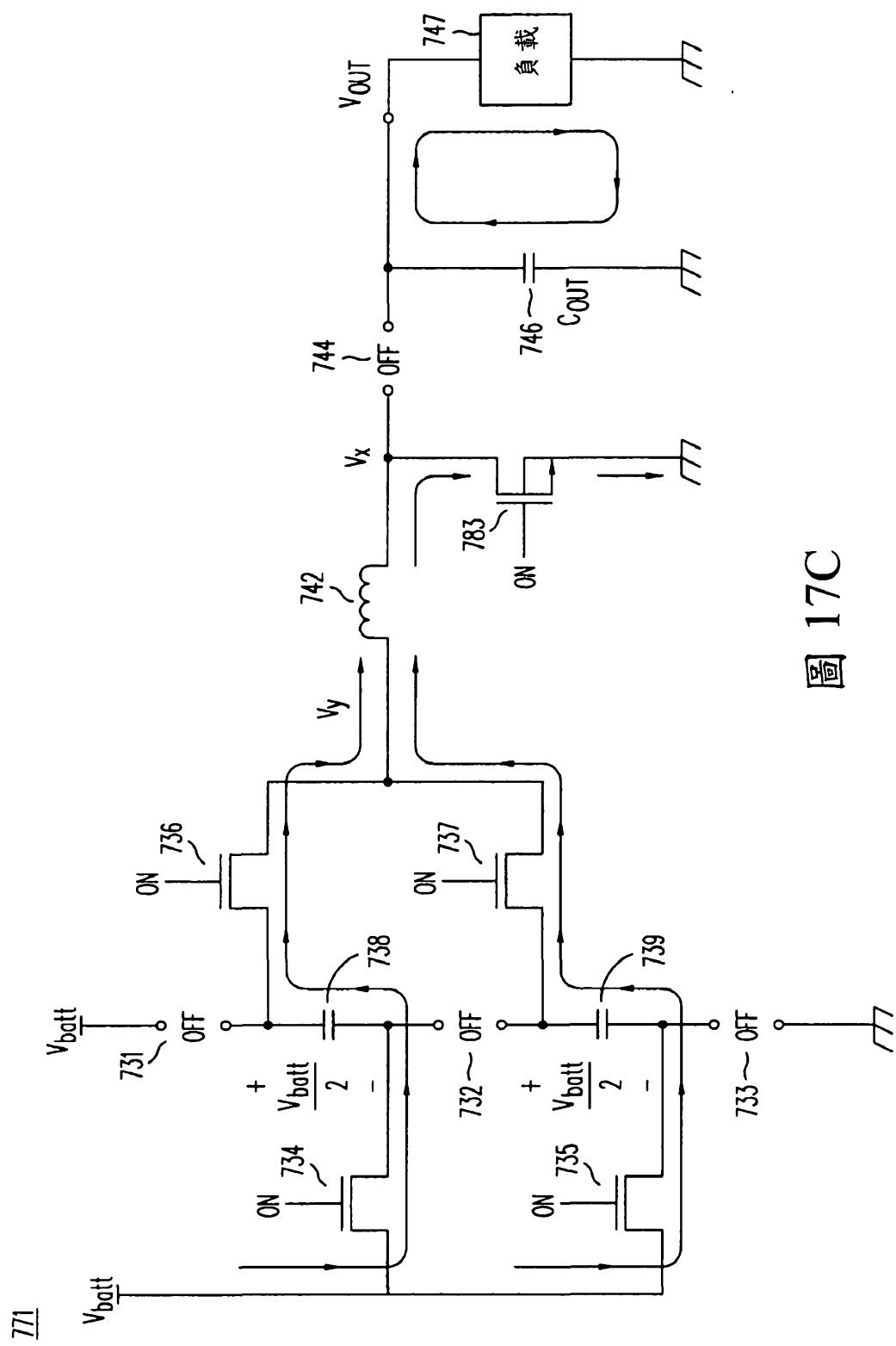
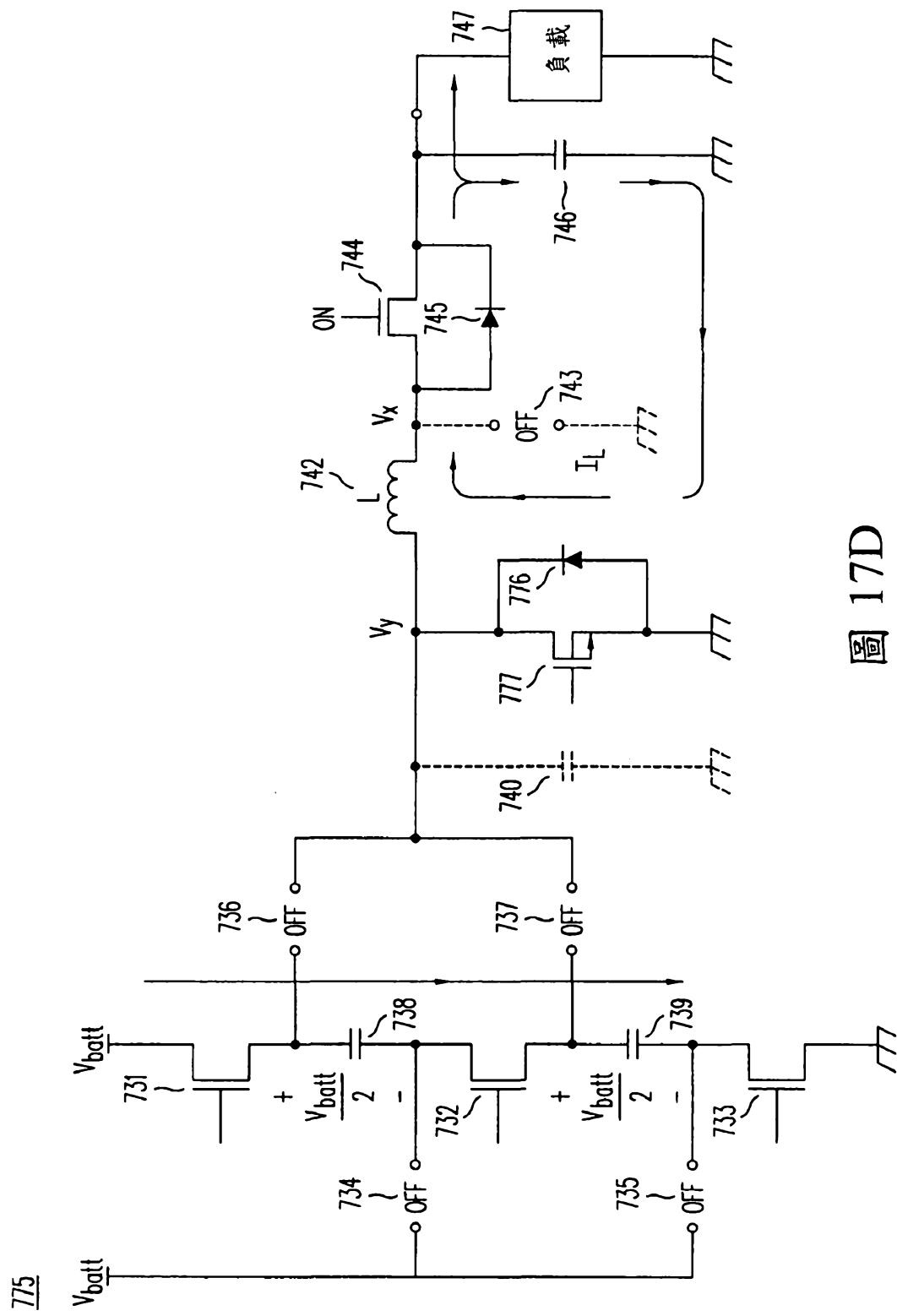


圖 17C



171D

780

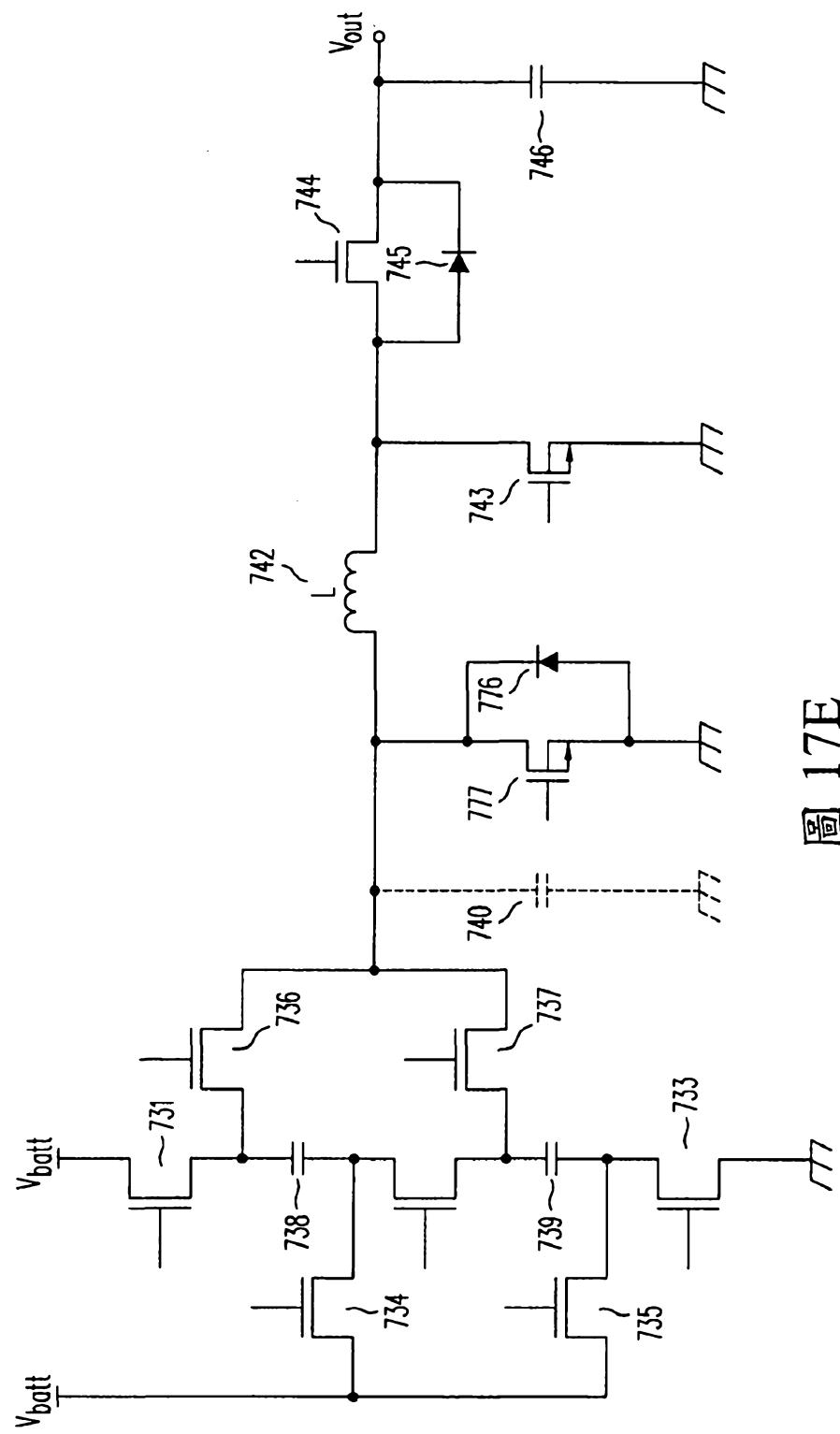


圖 17E

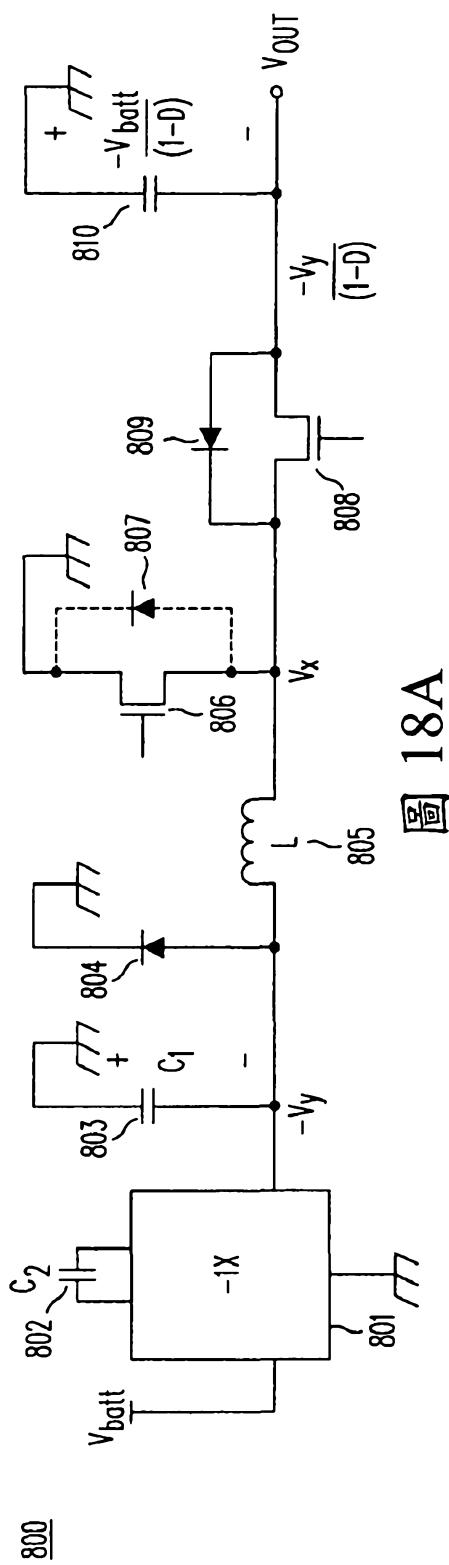


圖 18A

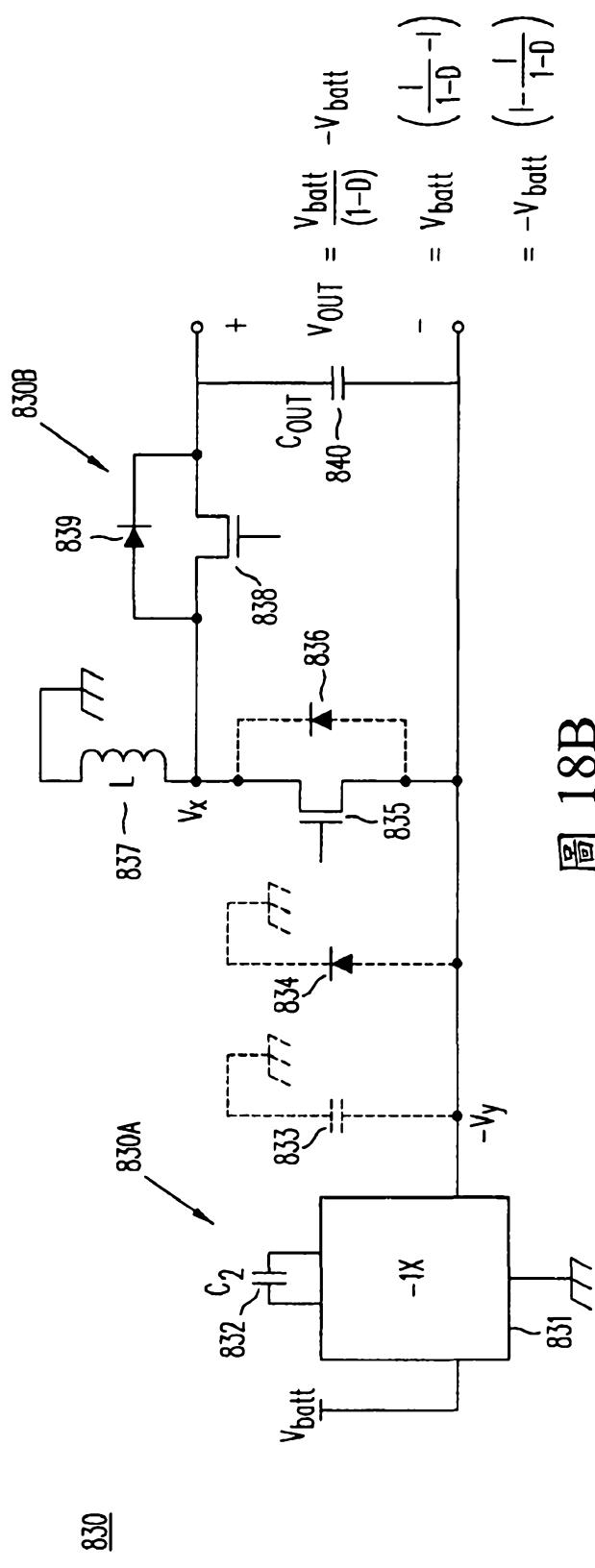


圖 18B

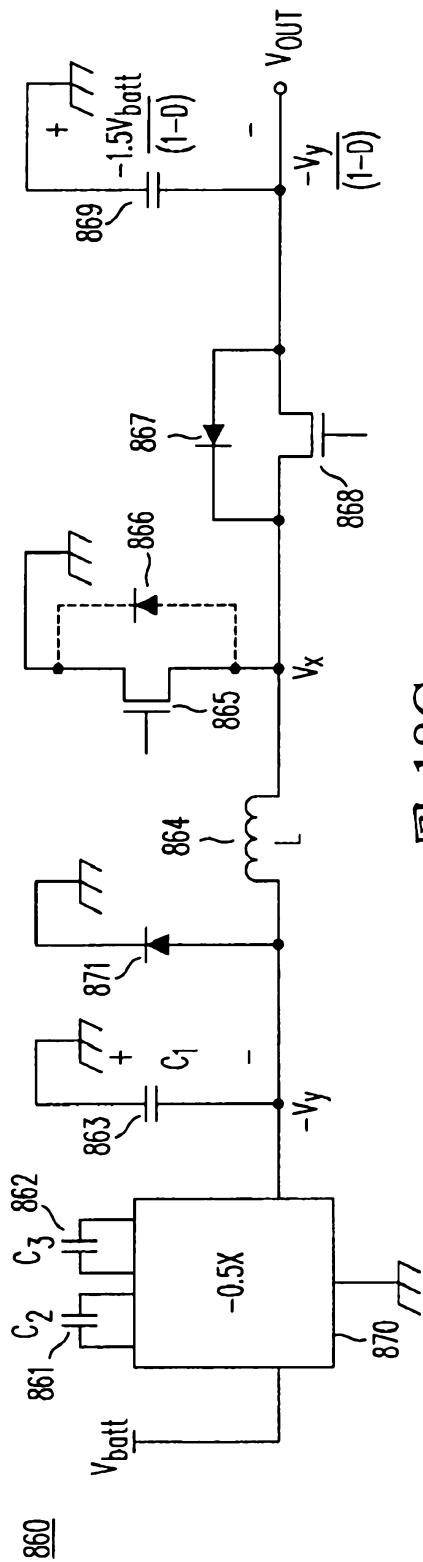


圖 18C

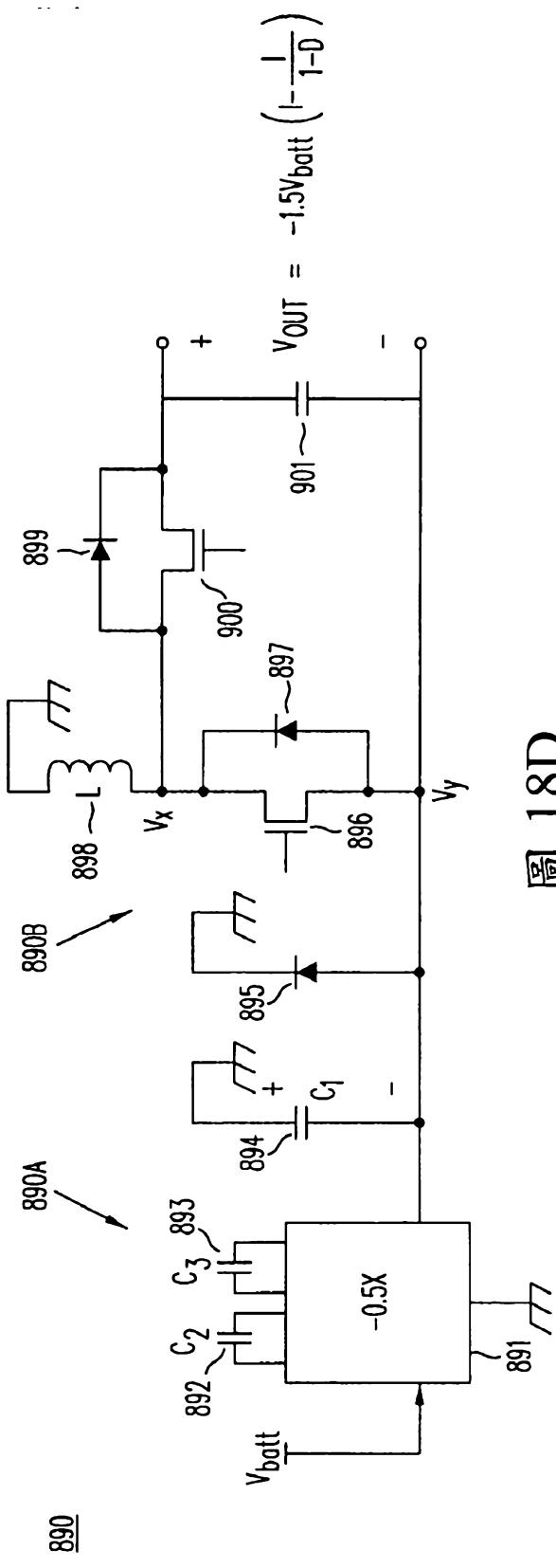
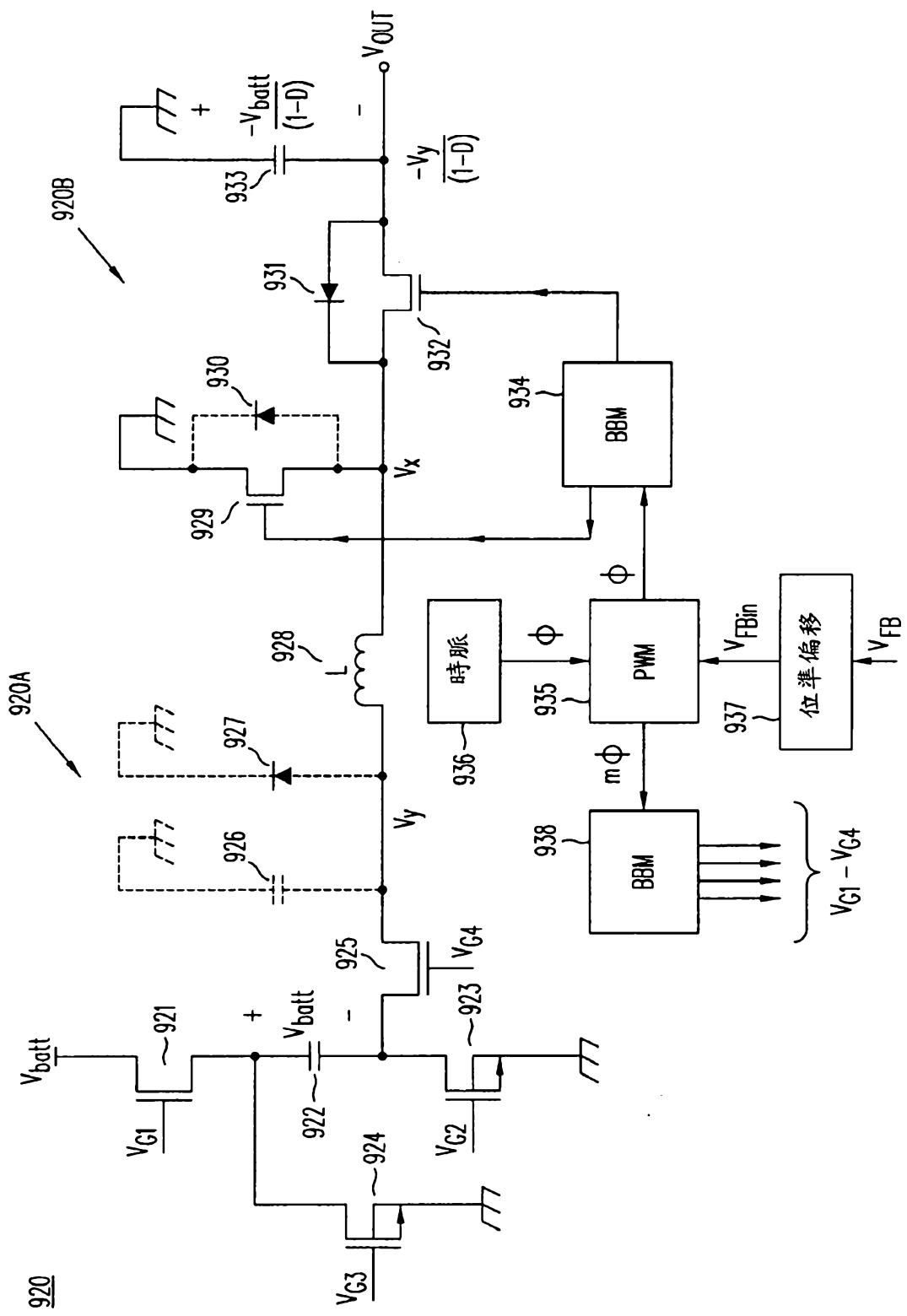


圖 18D



19A  
圖

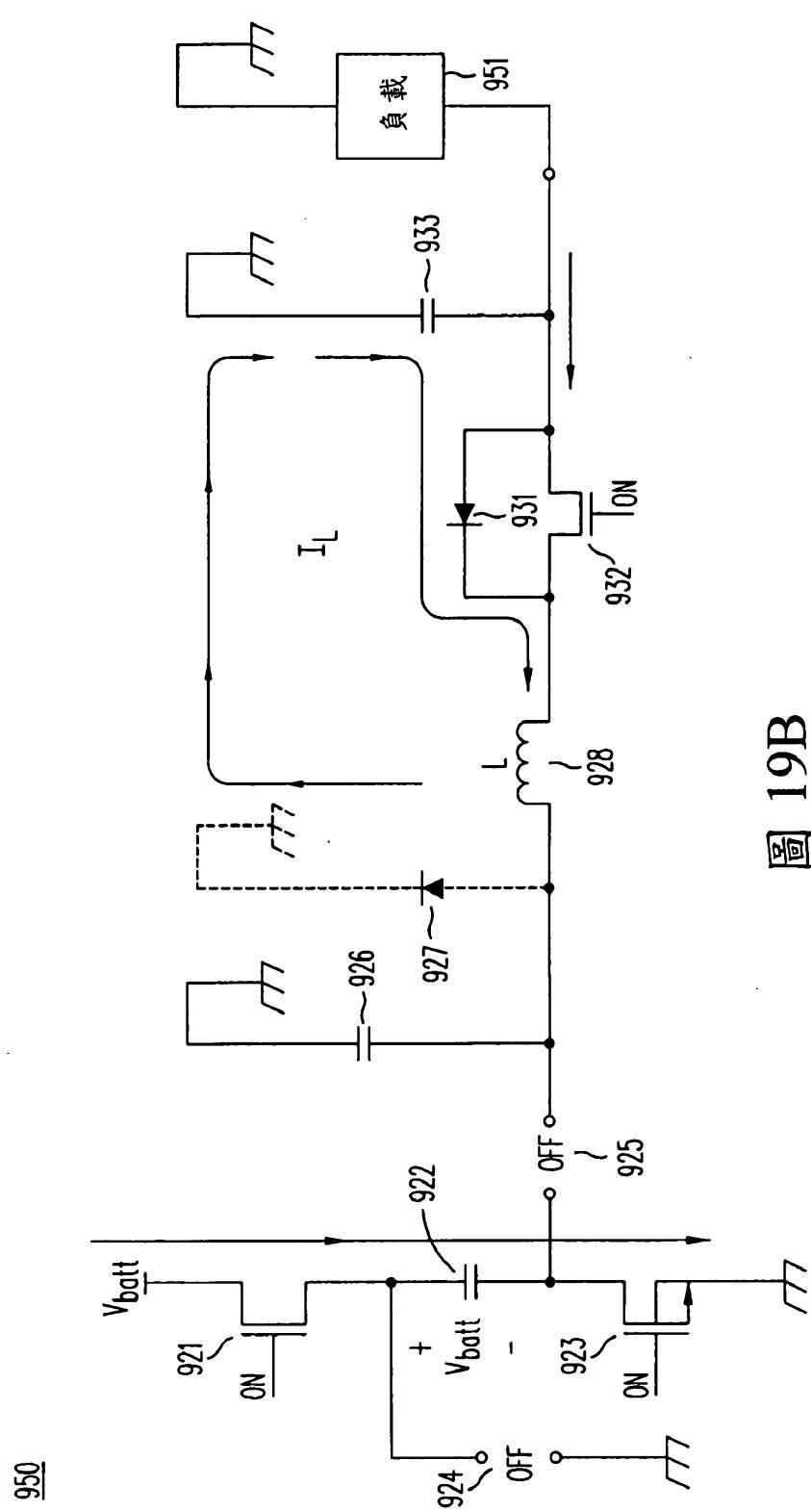


圖 19B

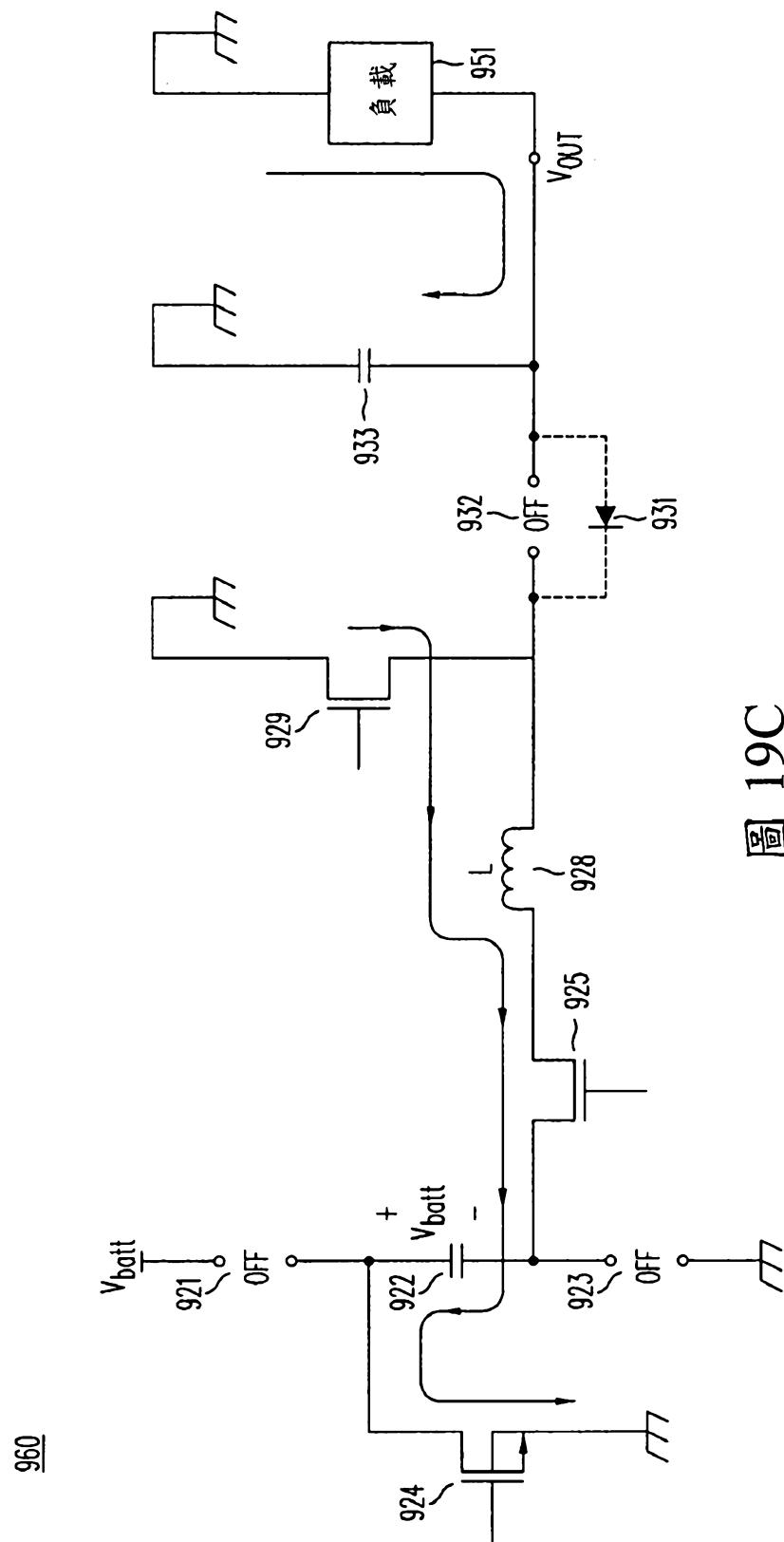


圖 19C

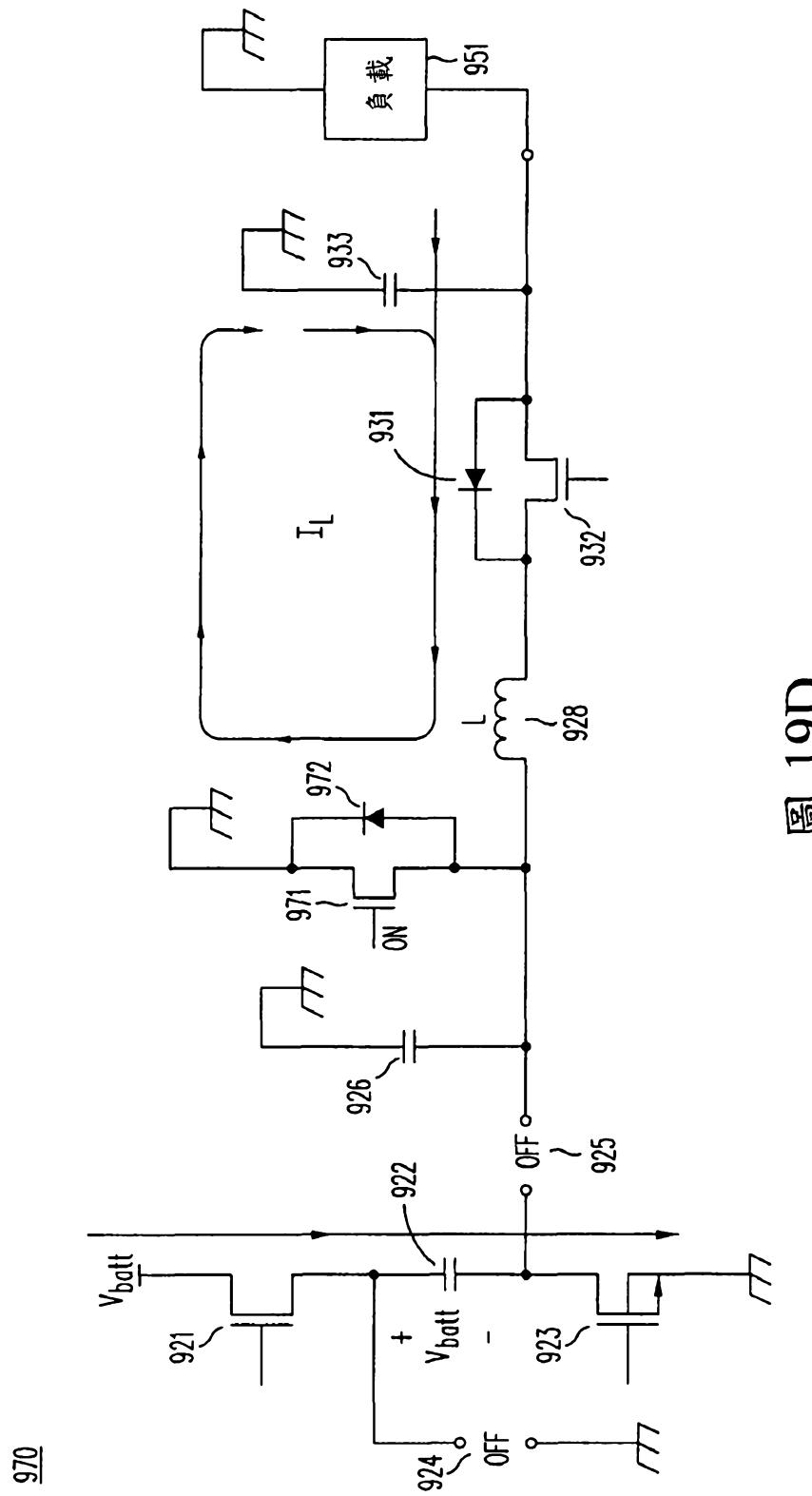


圖 19D

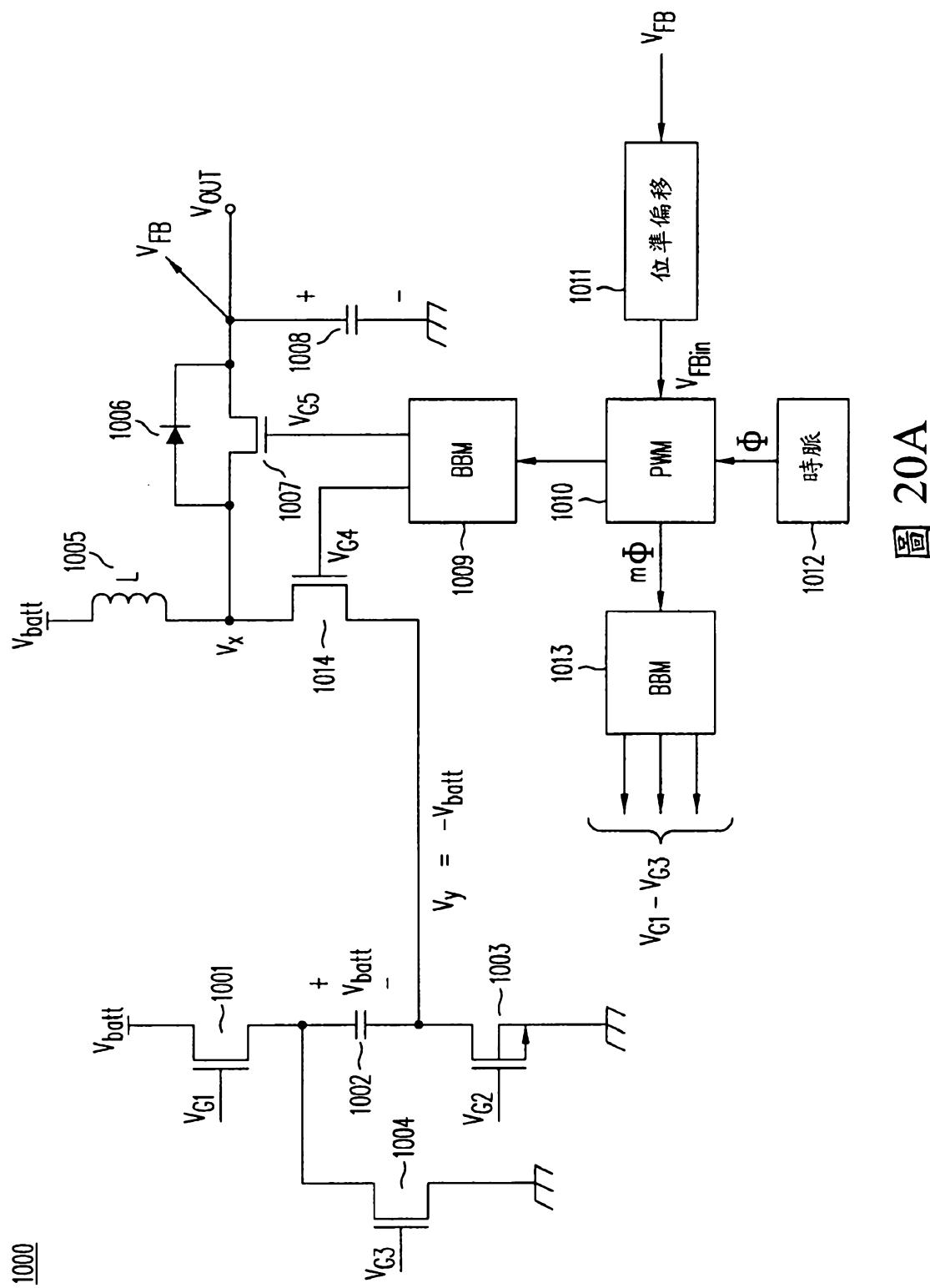


圖 20A

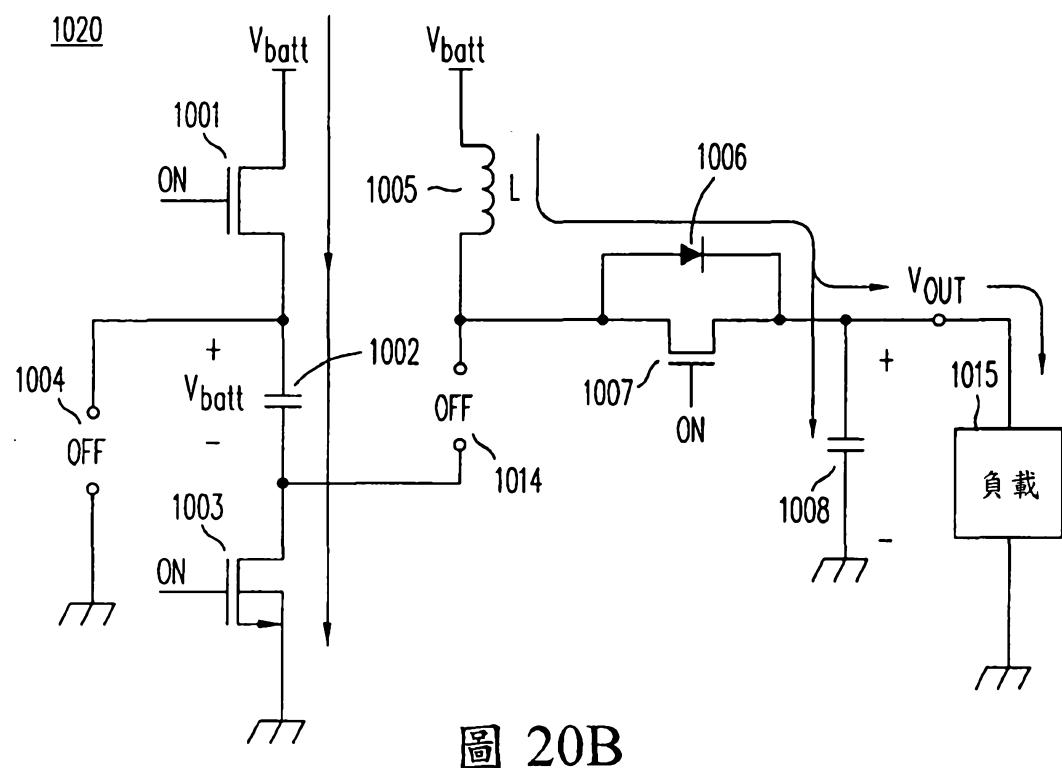


圖 20B

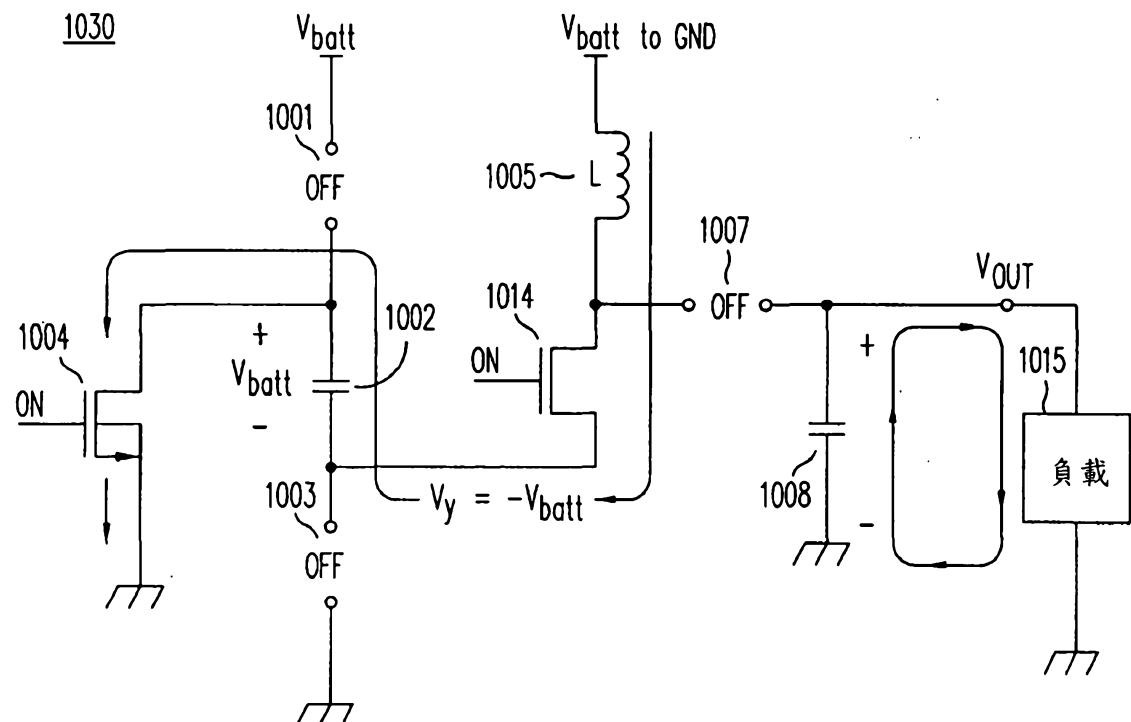


圖 20C

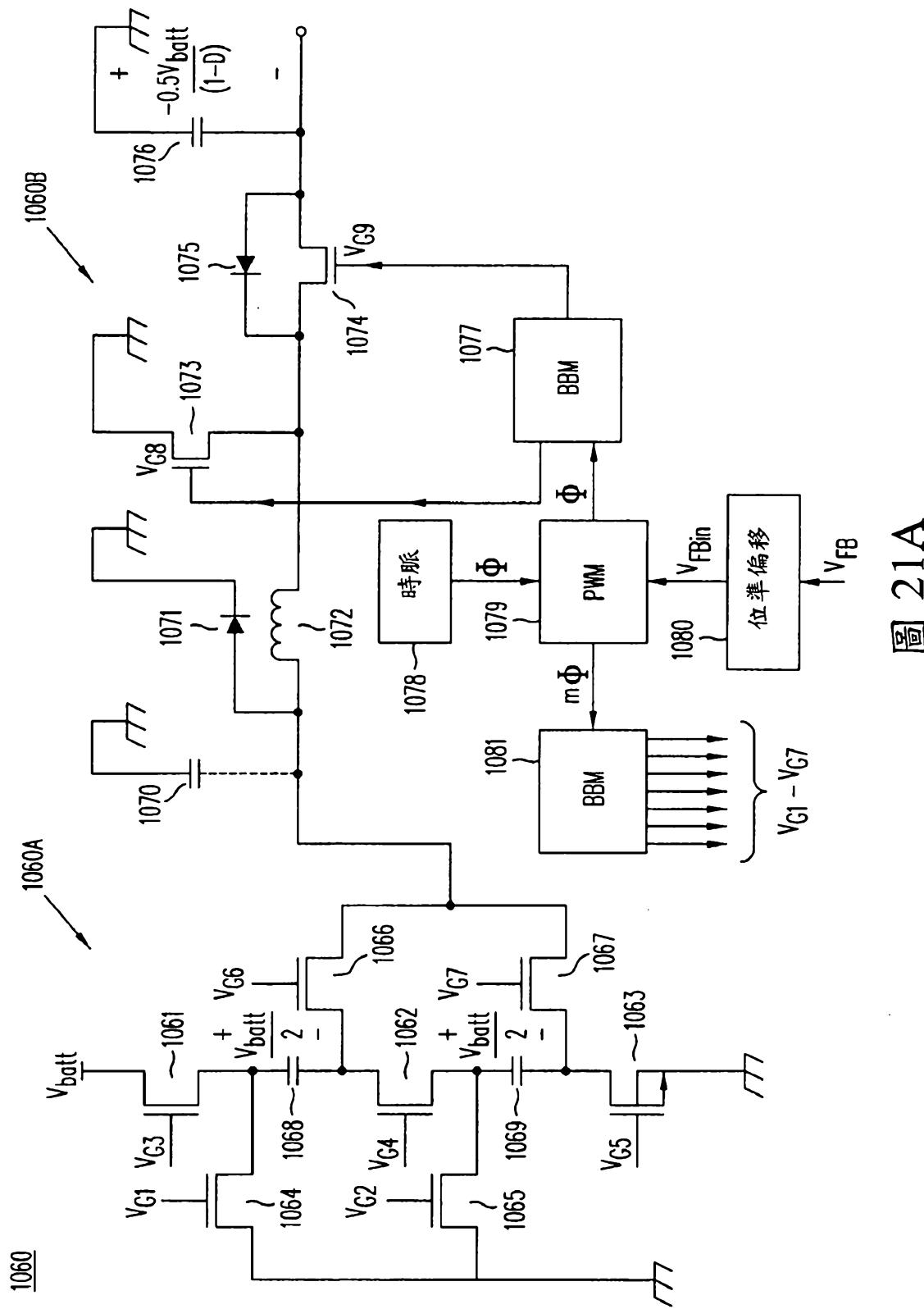


圖 21A

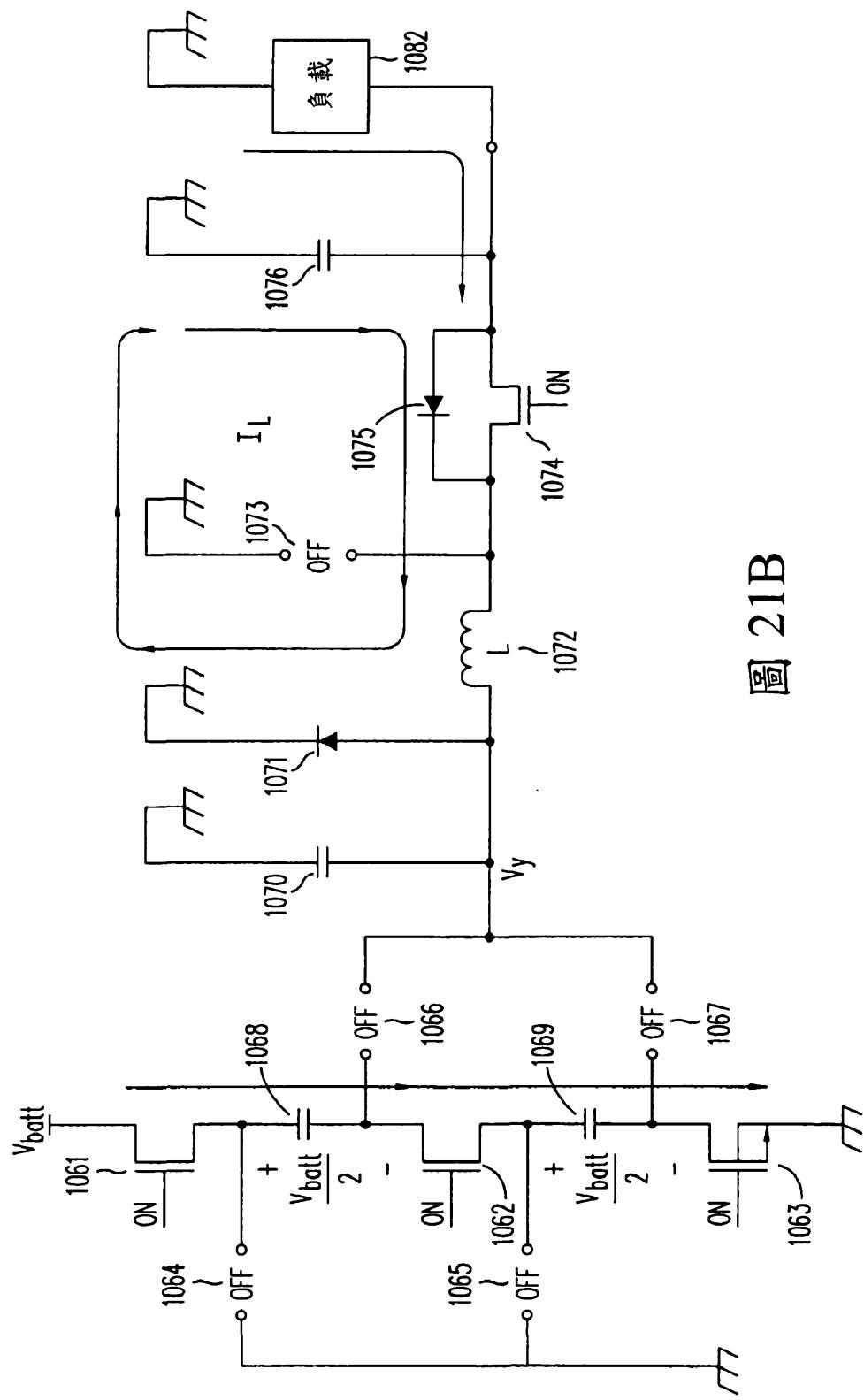
1090

圖 21B

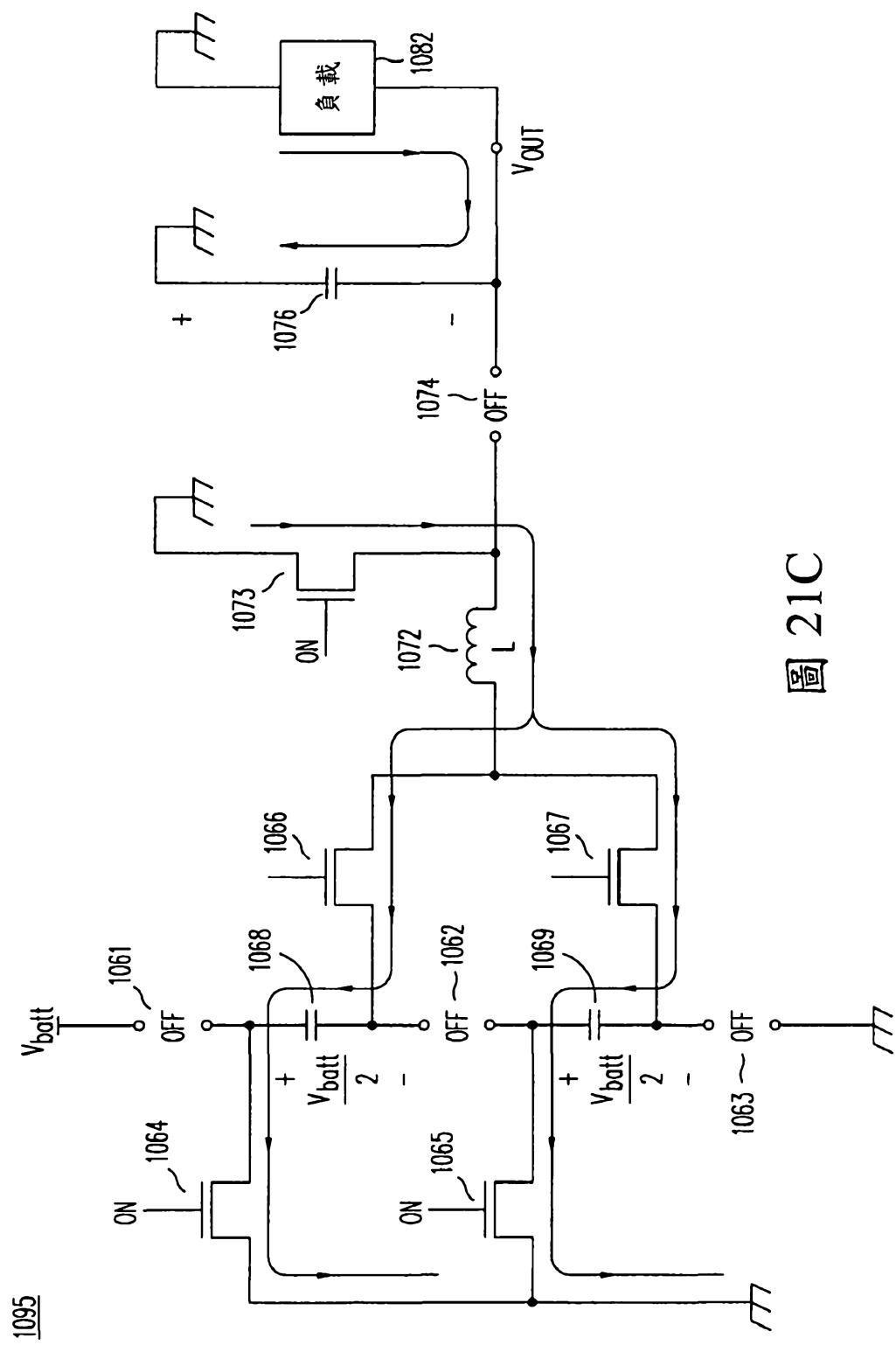


圖 21C

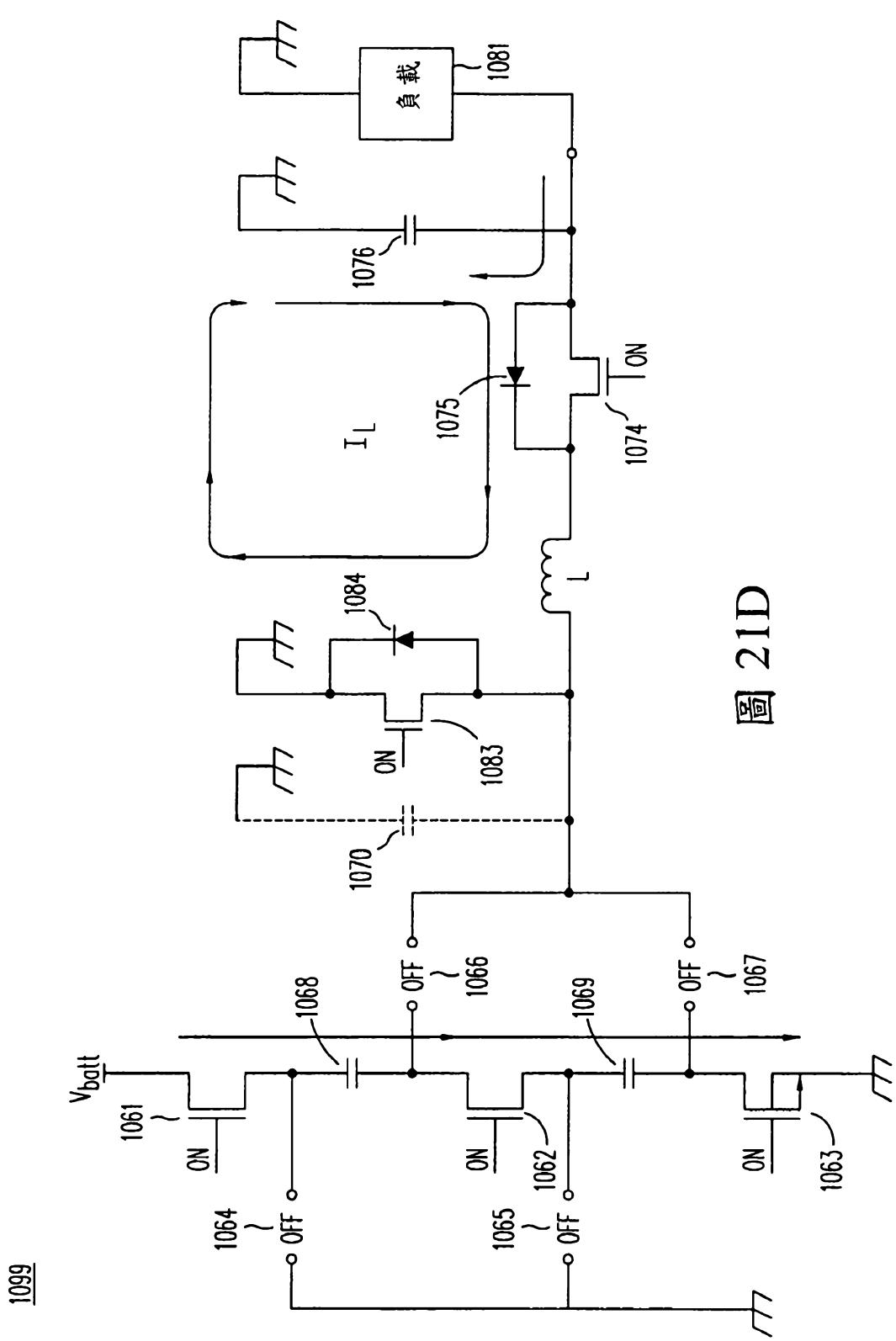


圖 21D

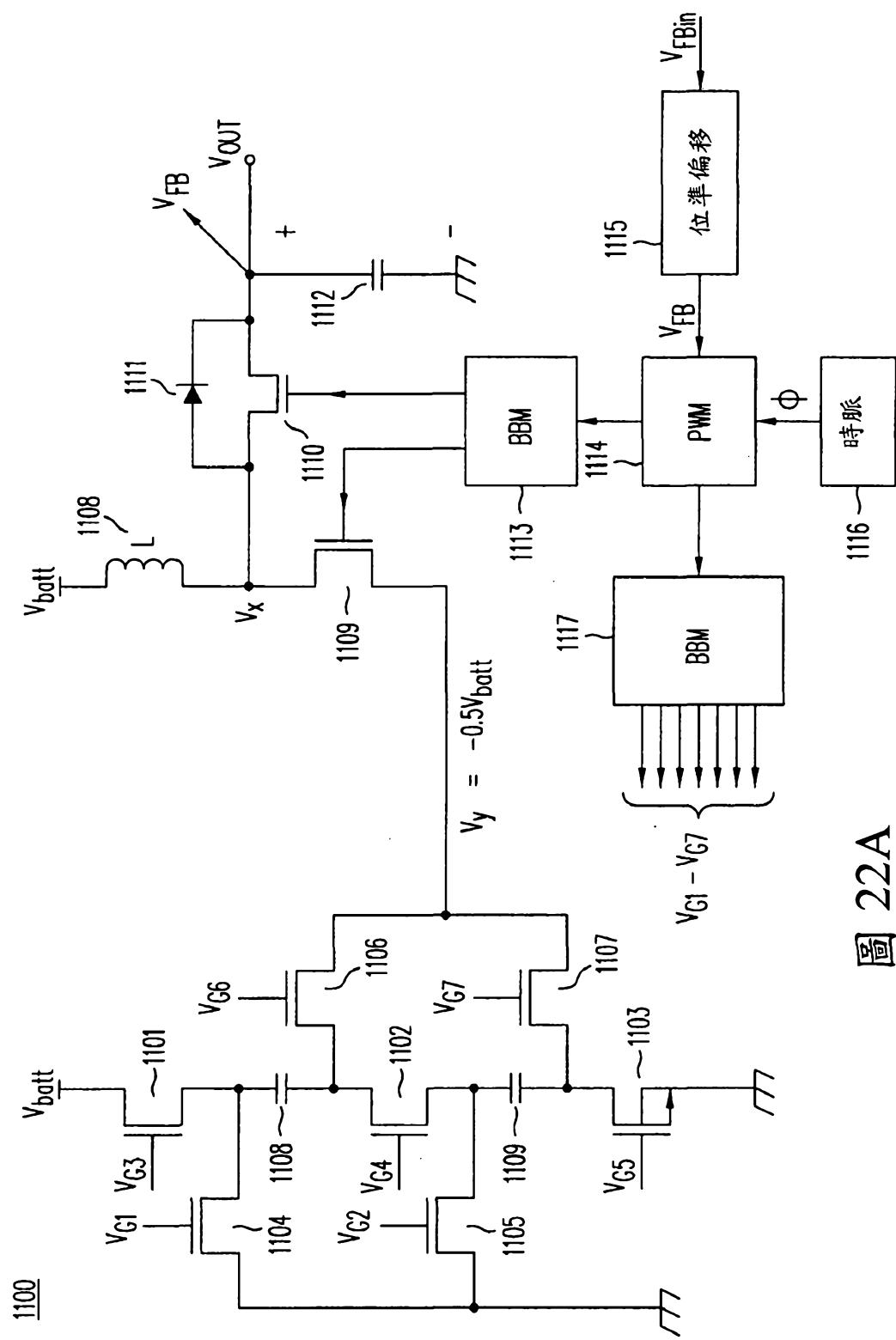


圖 22A

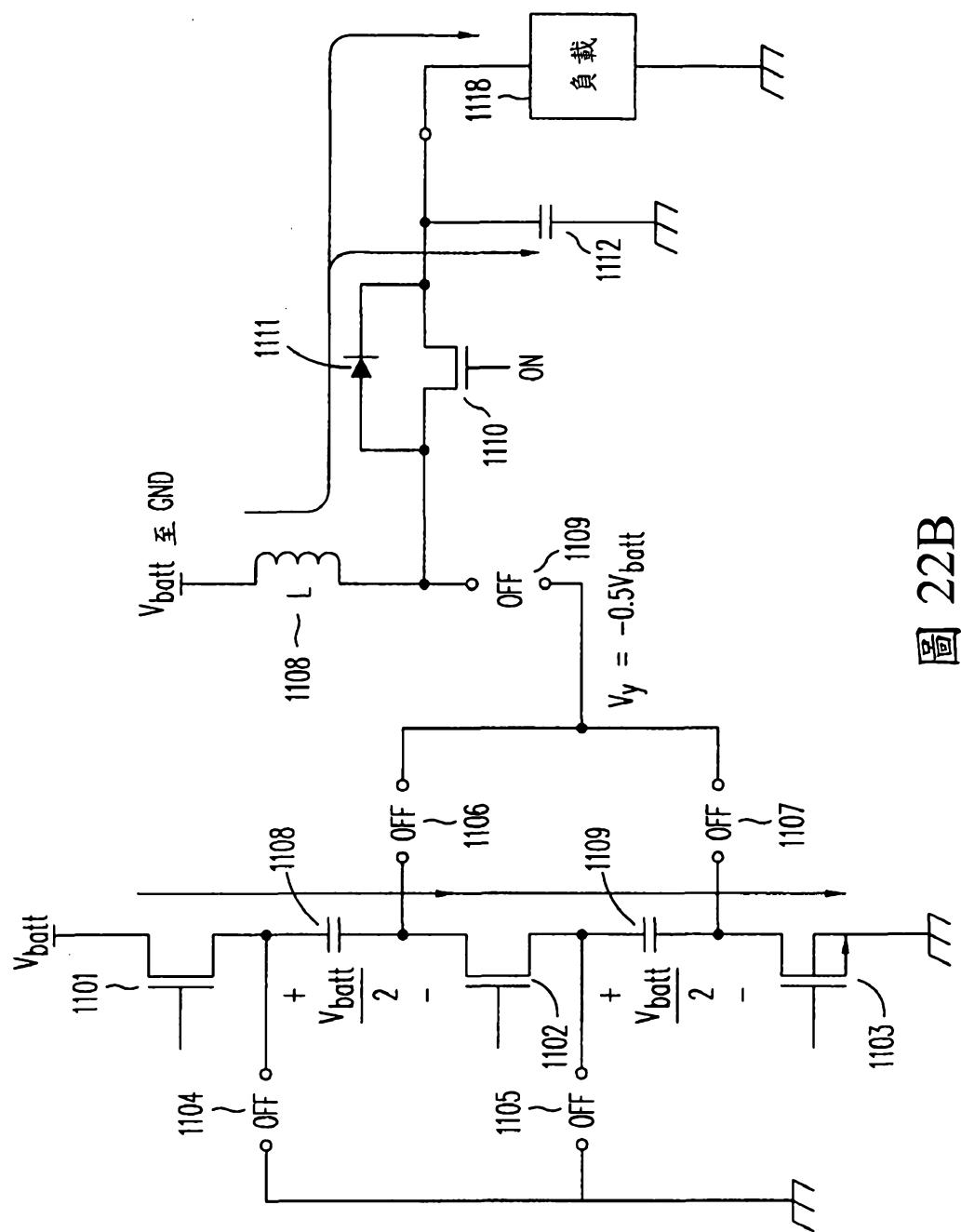
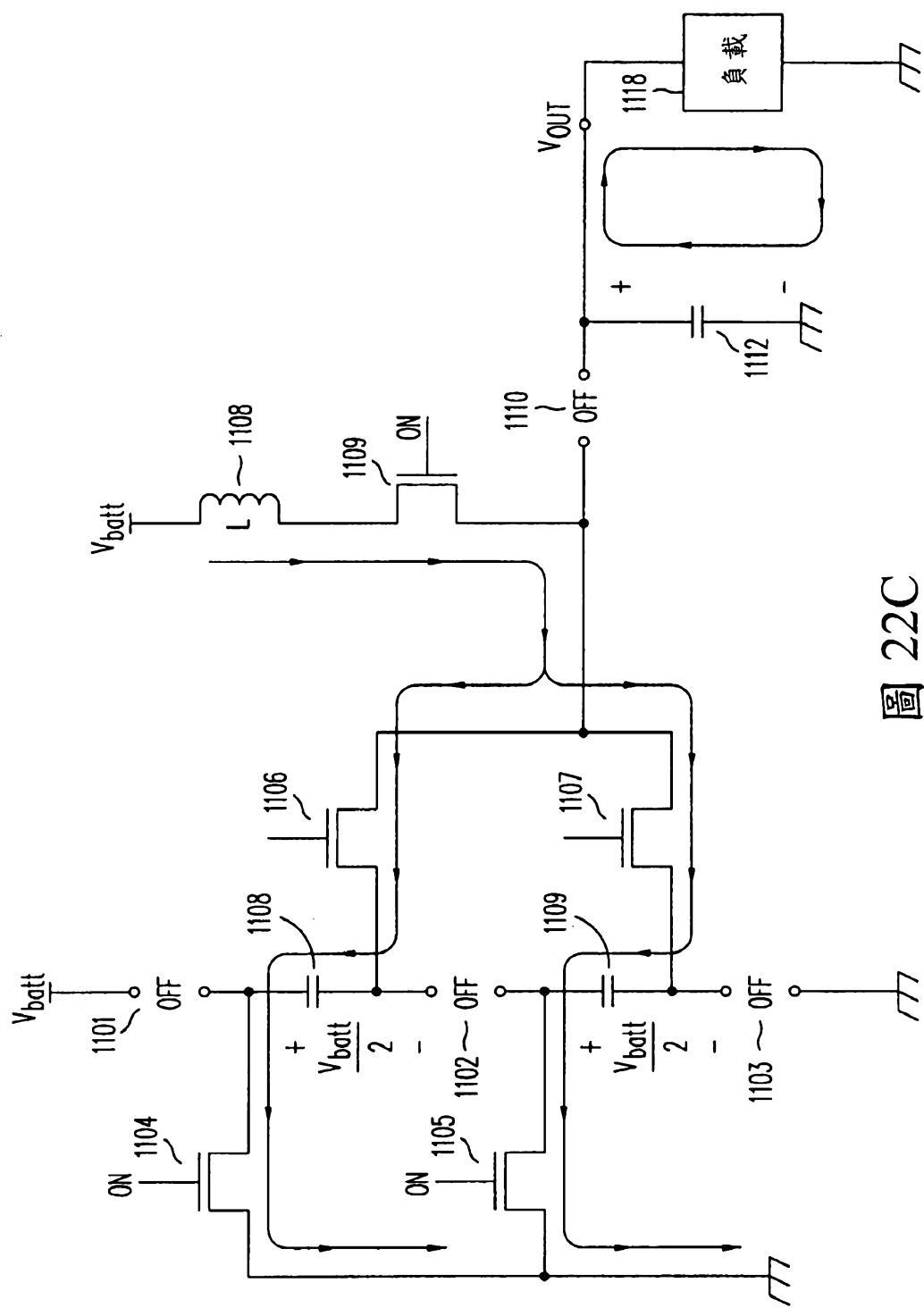
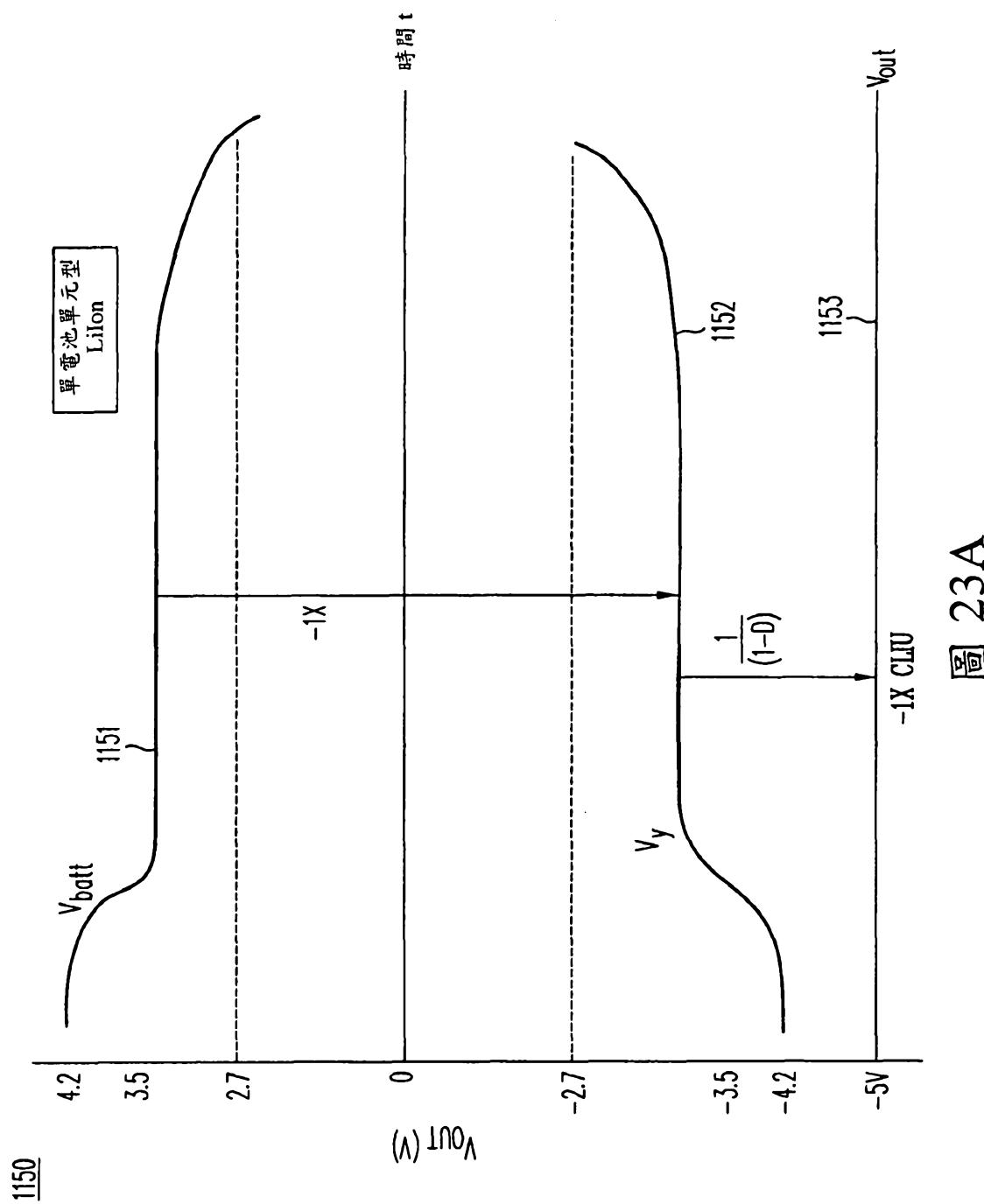


圖 22B





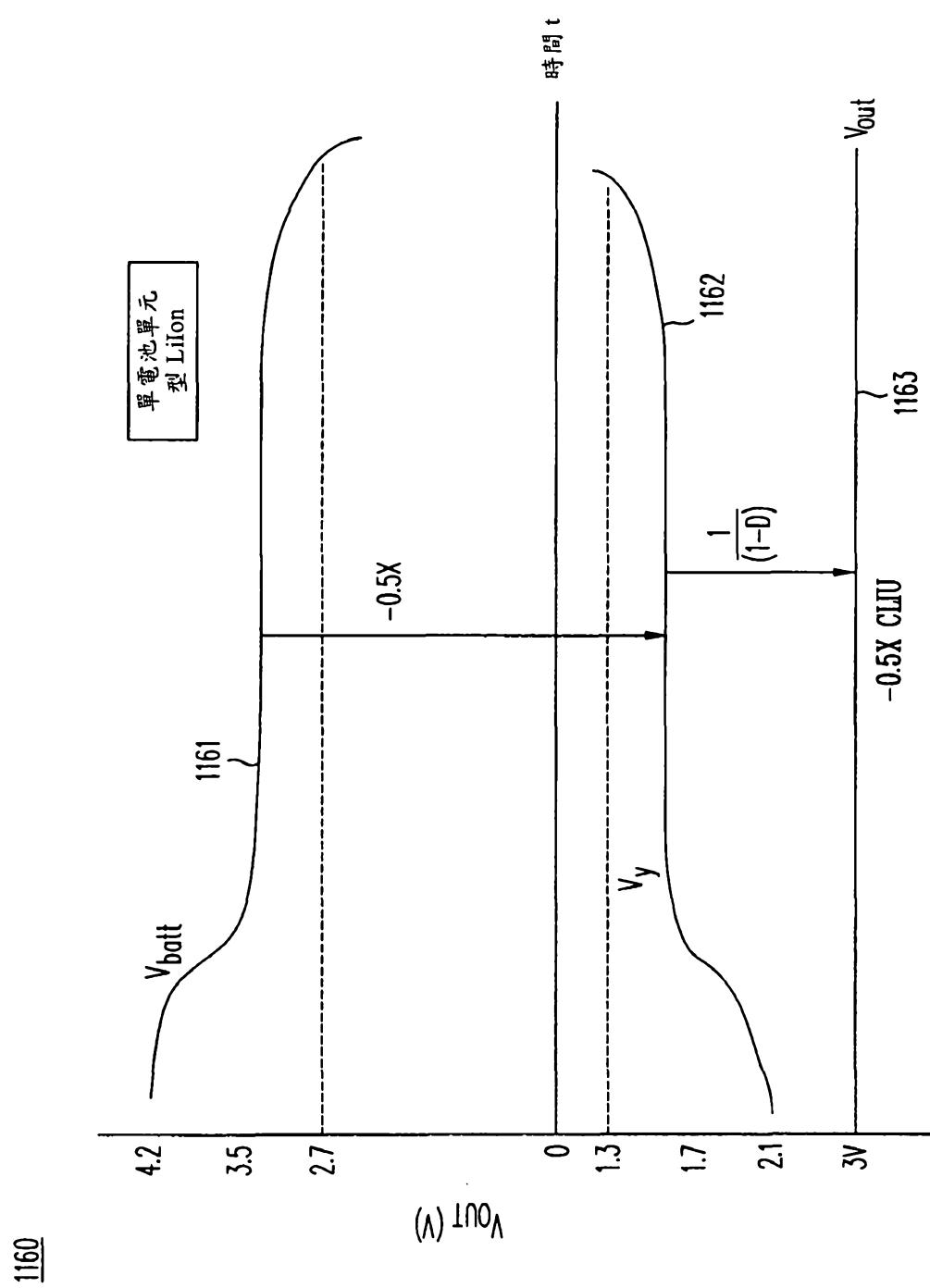


圖 23B

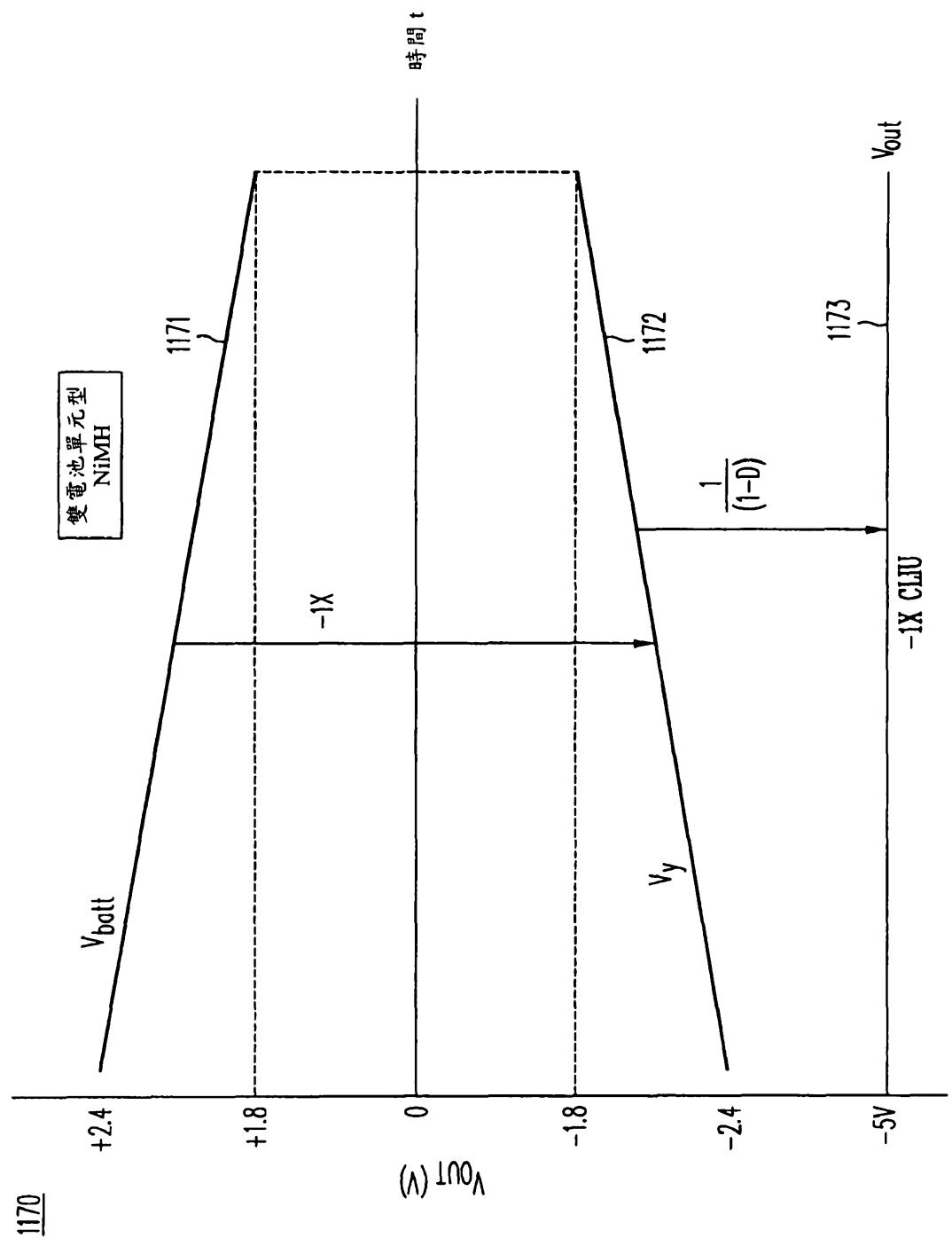


圖 23C

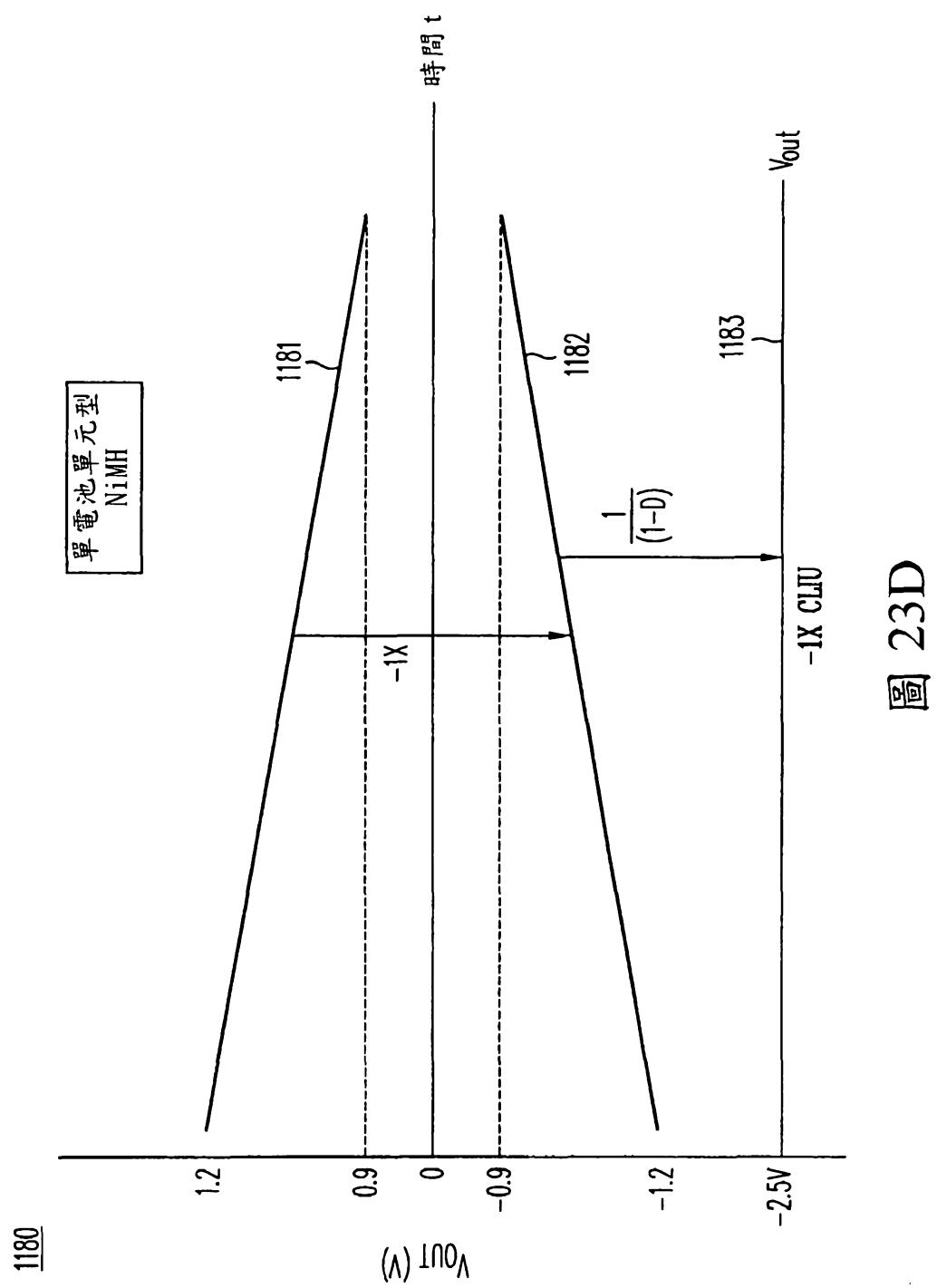
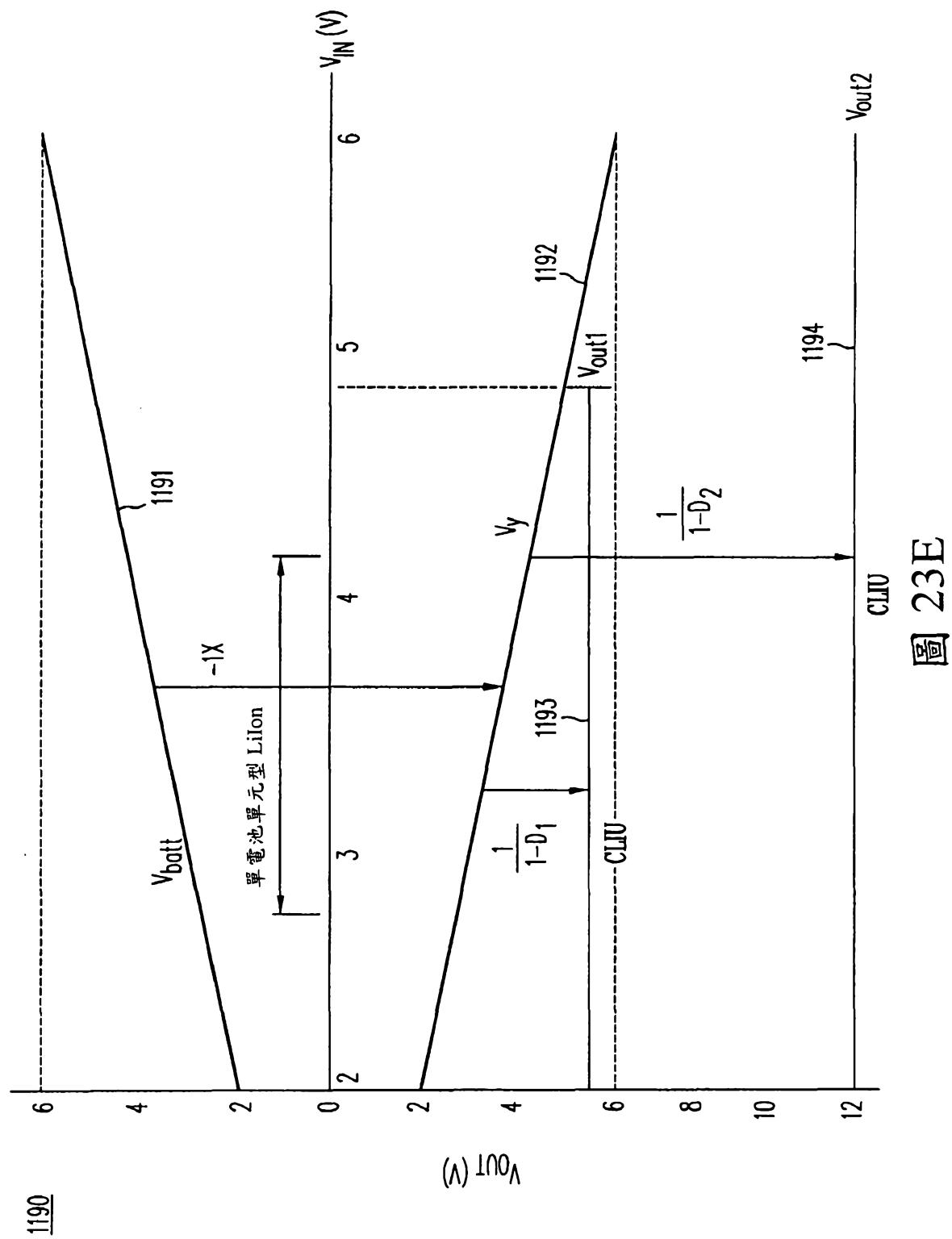


圖 23D



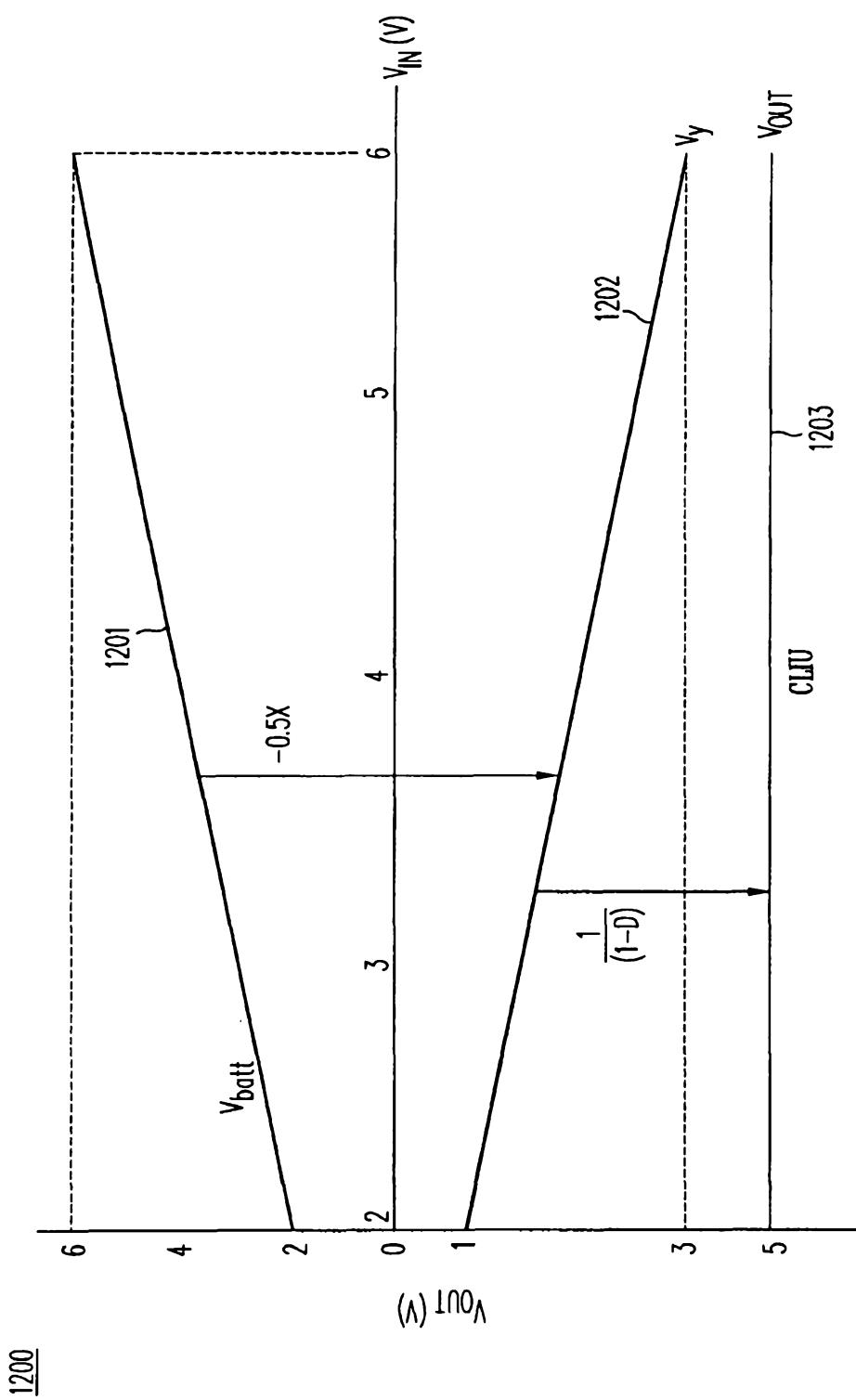
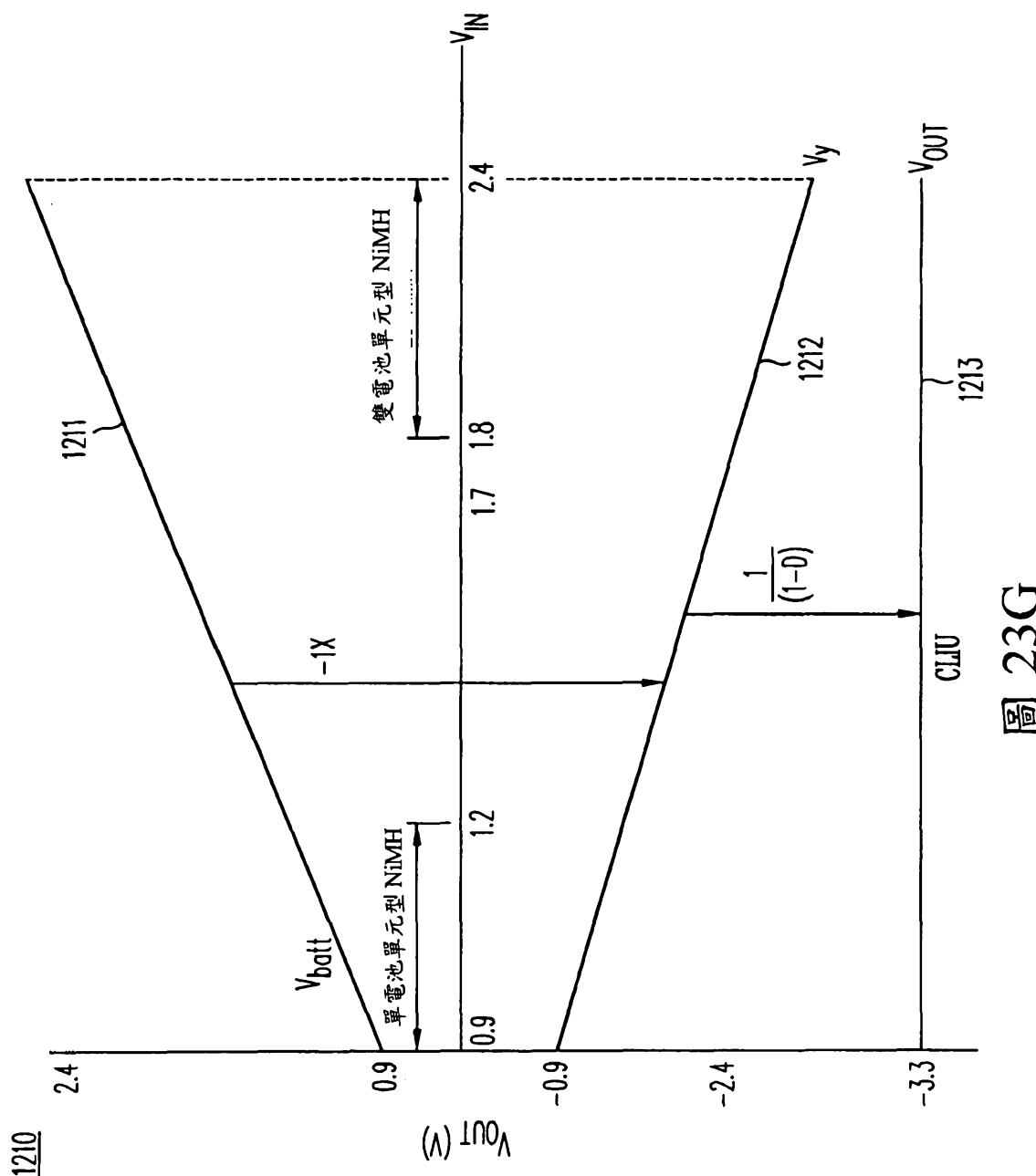
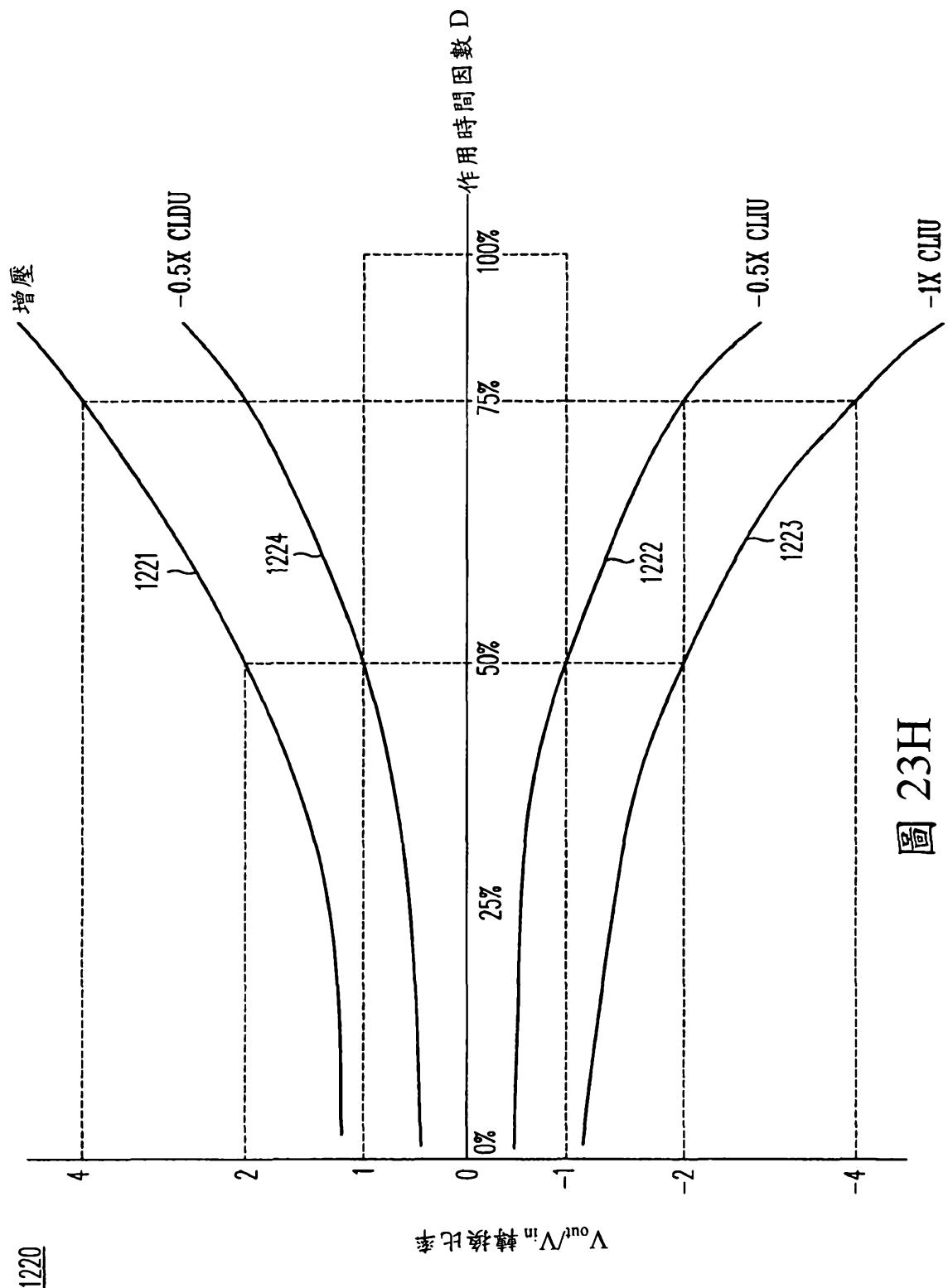
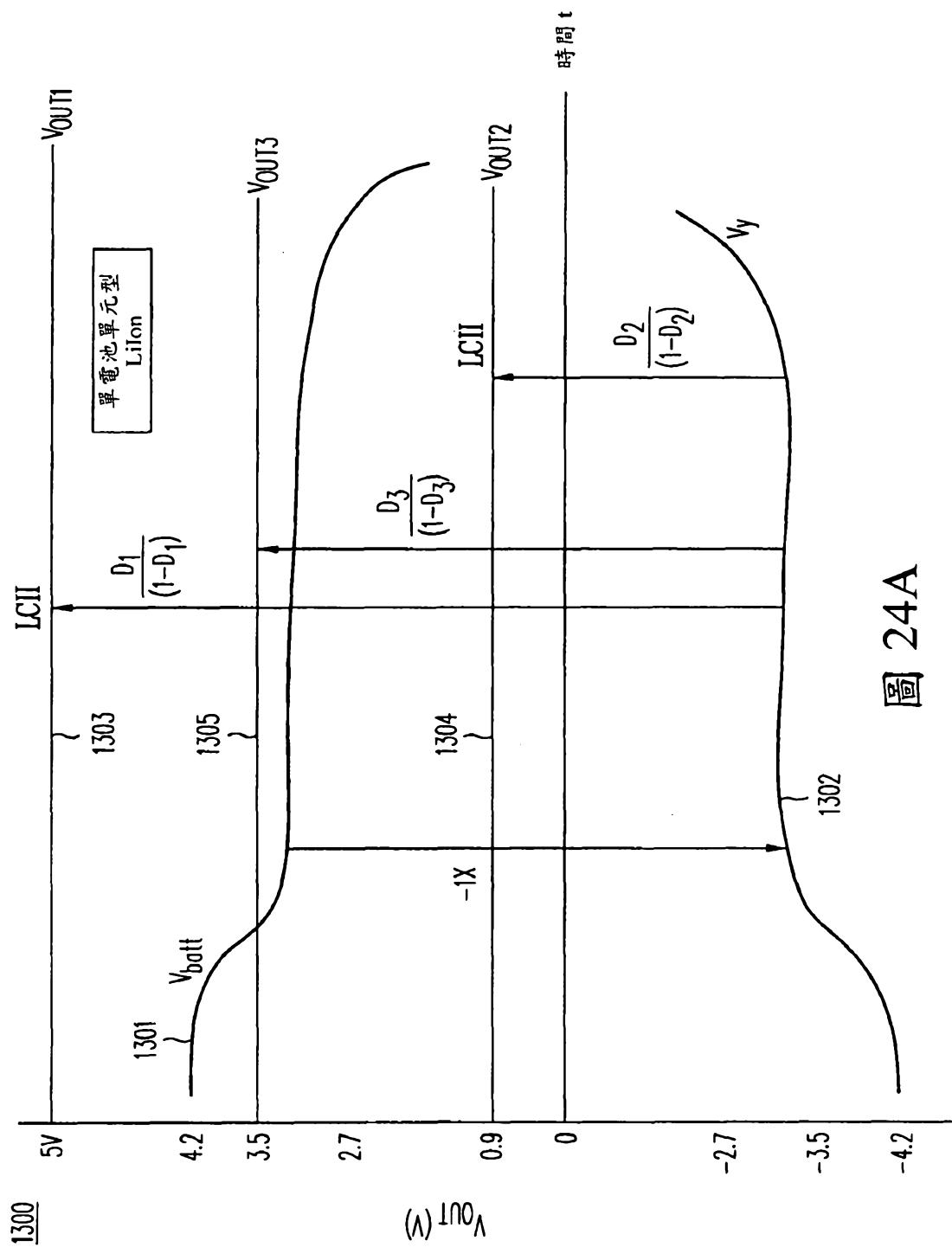


圖 23F







24A

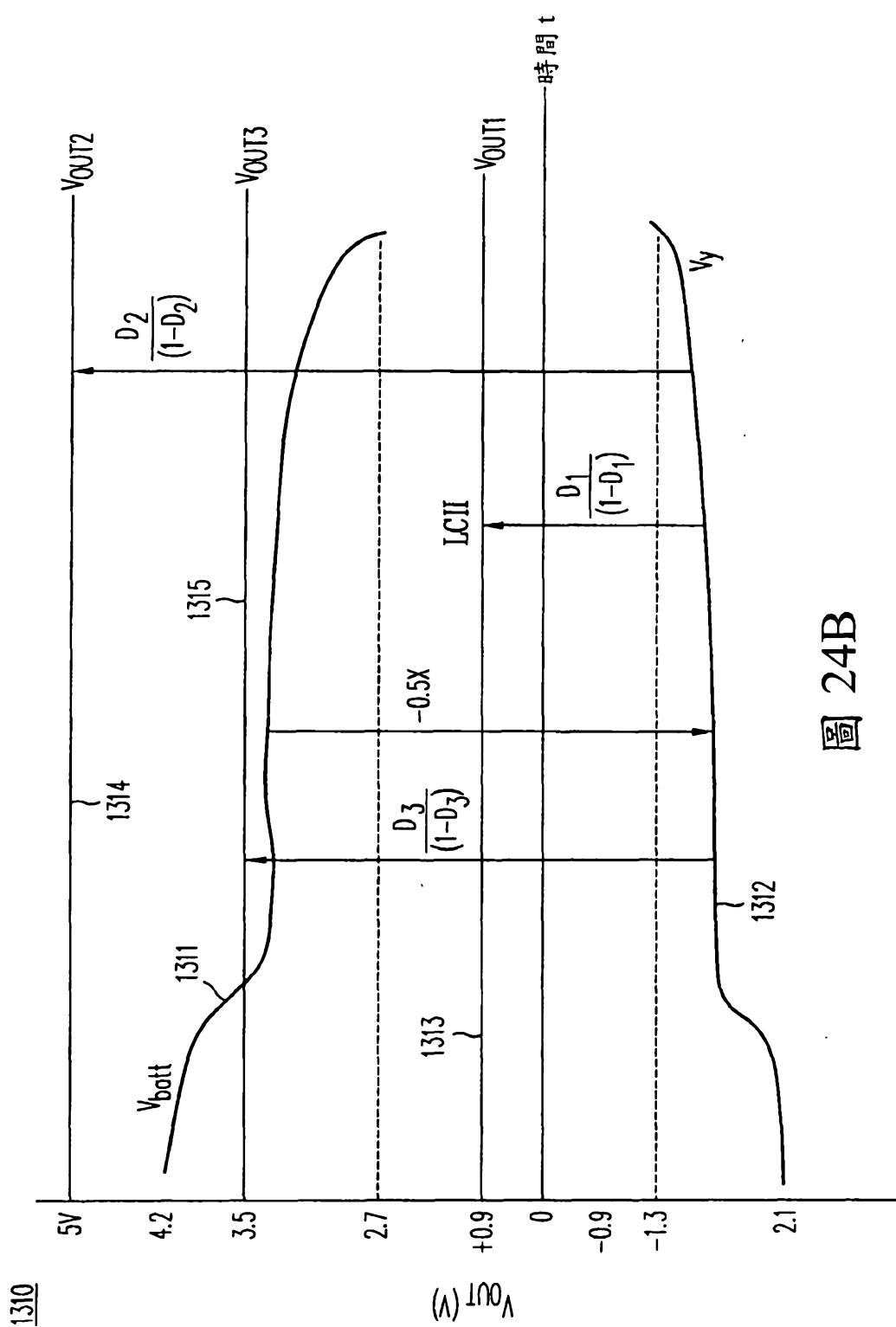


圖 24B

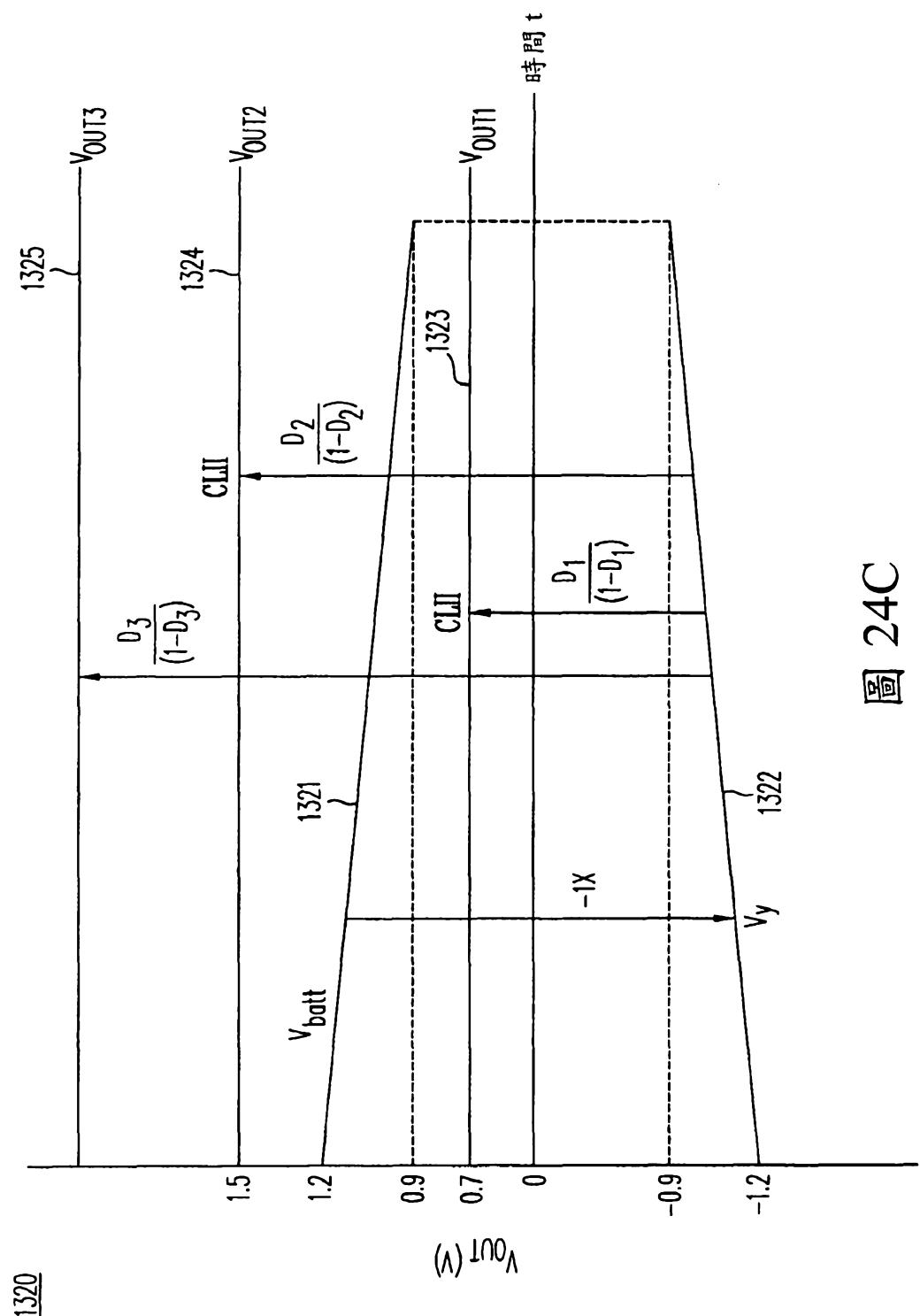
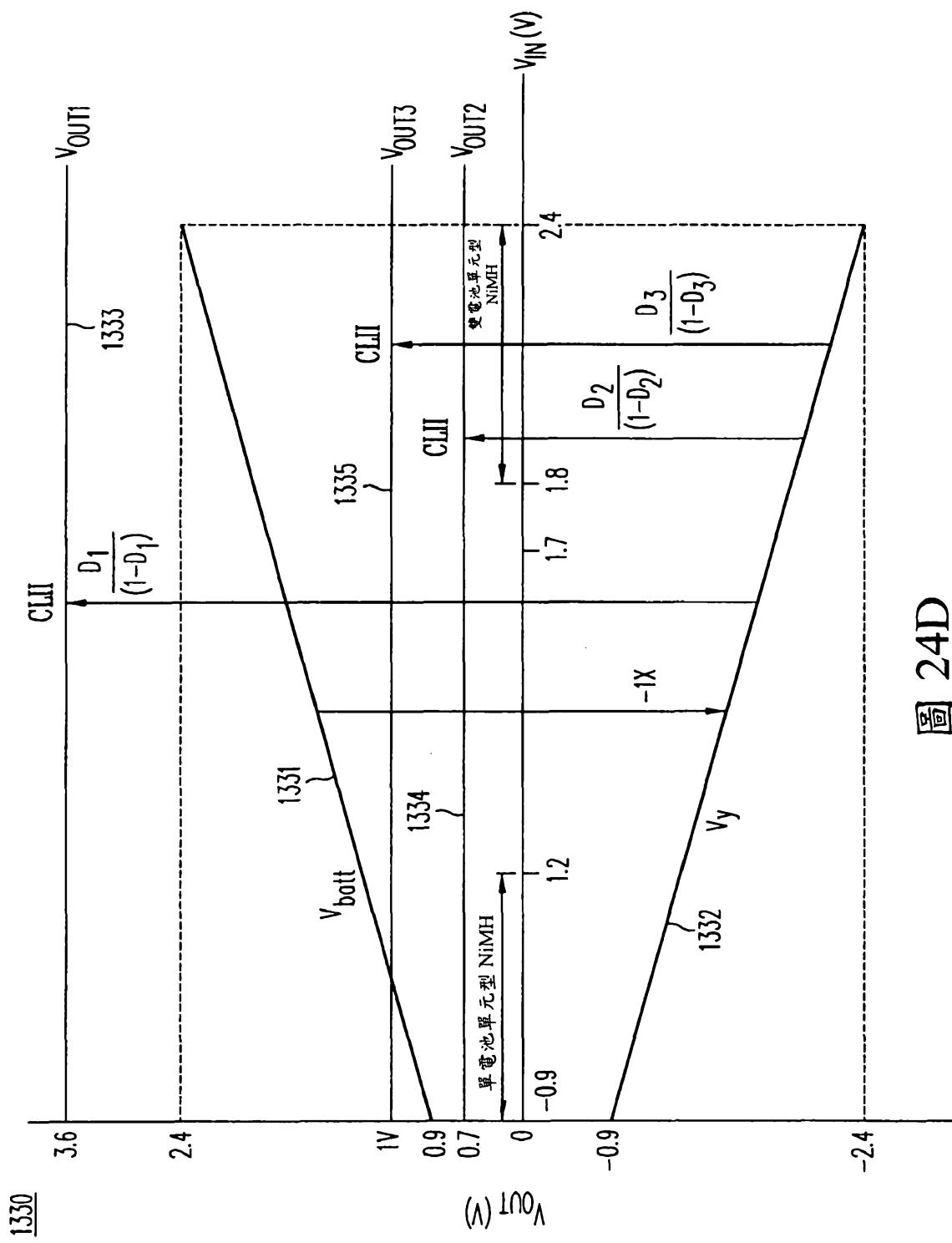


圖 24C



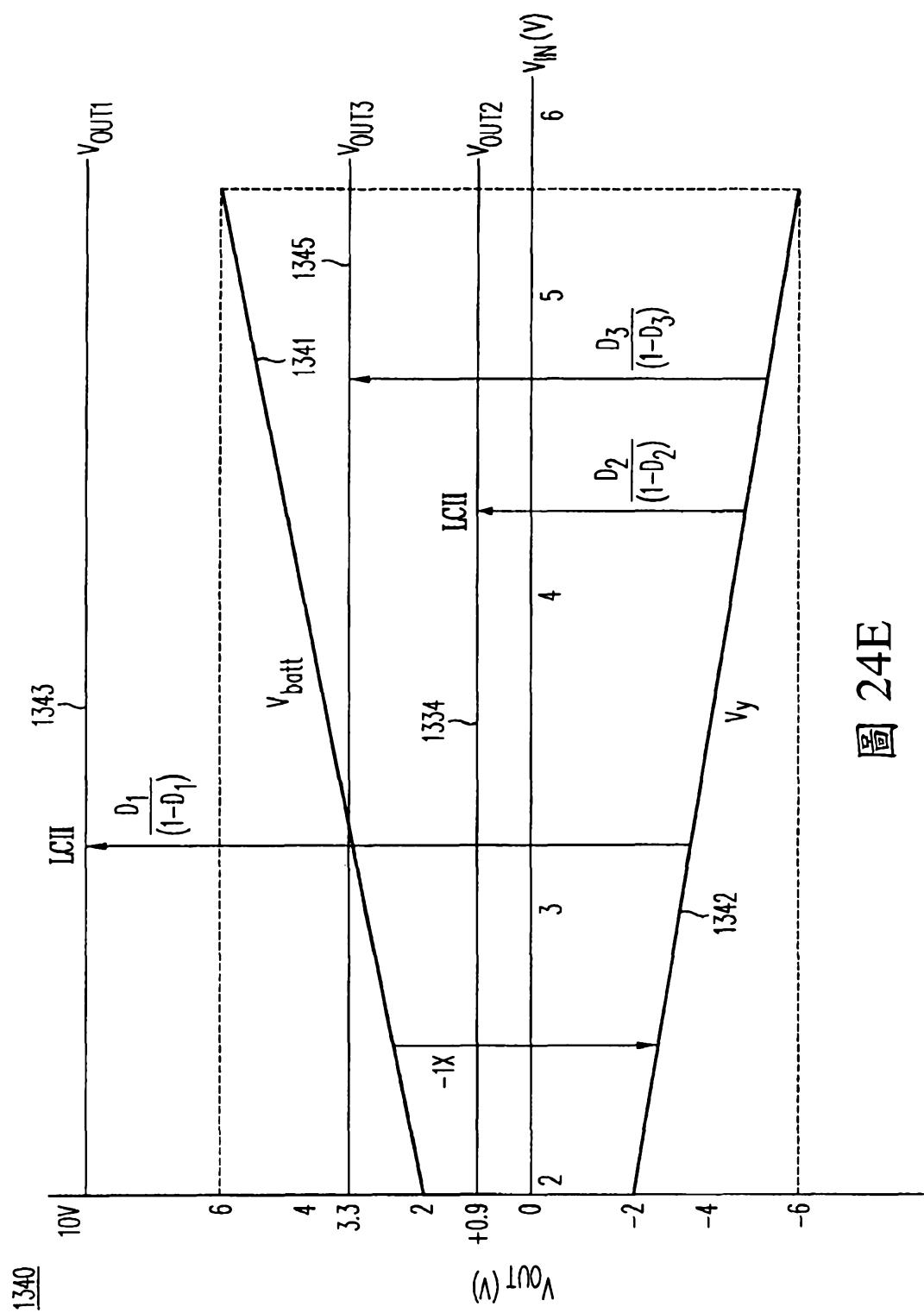


圖 24E

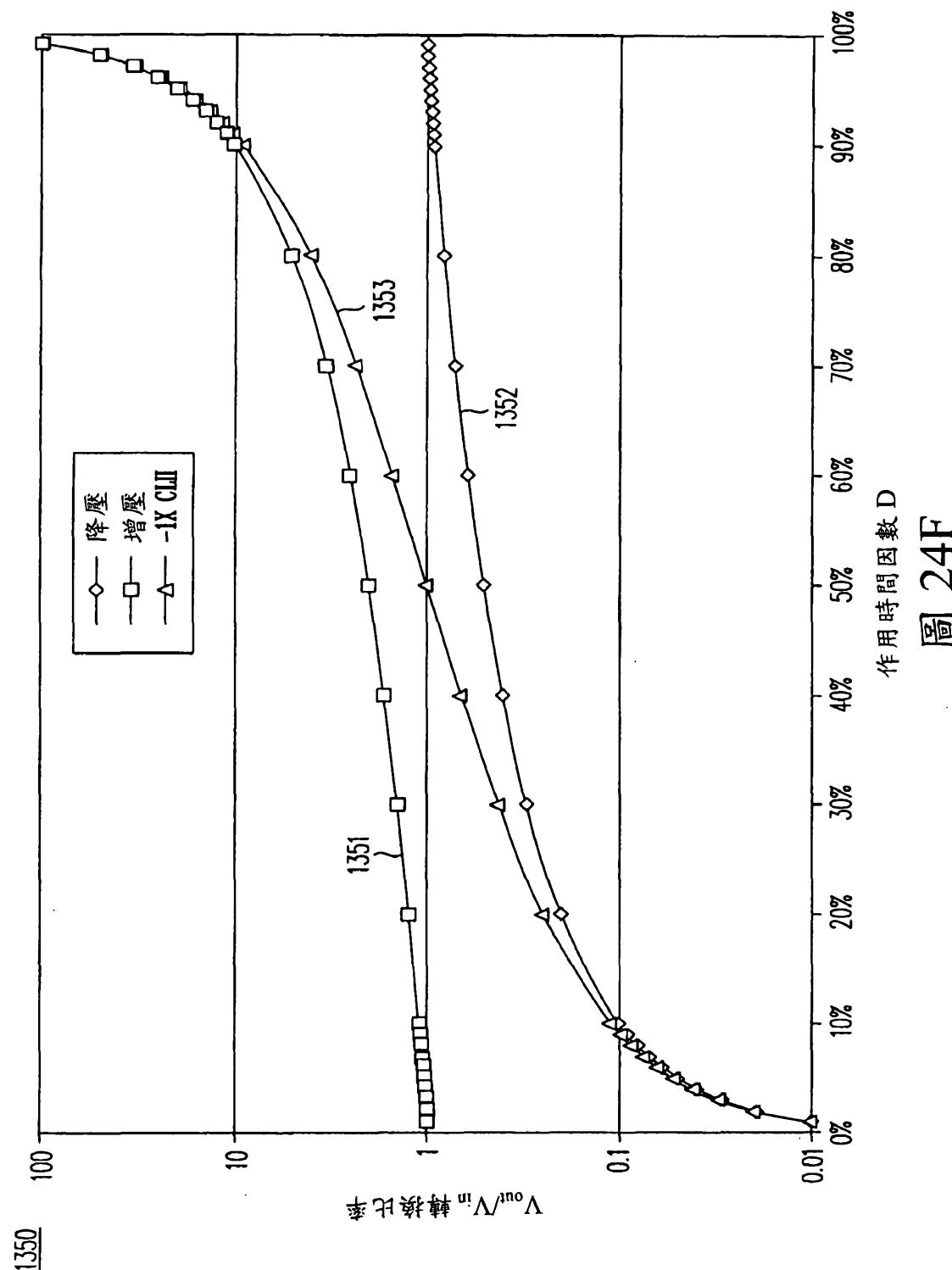
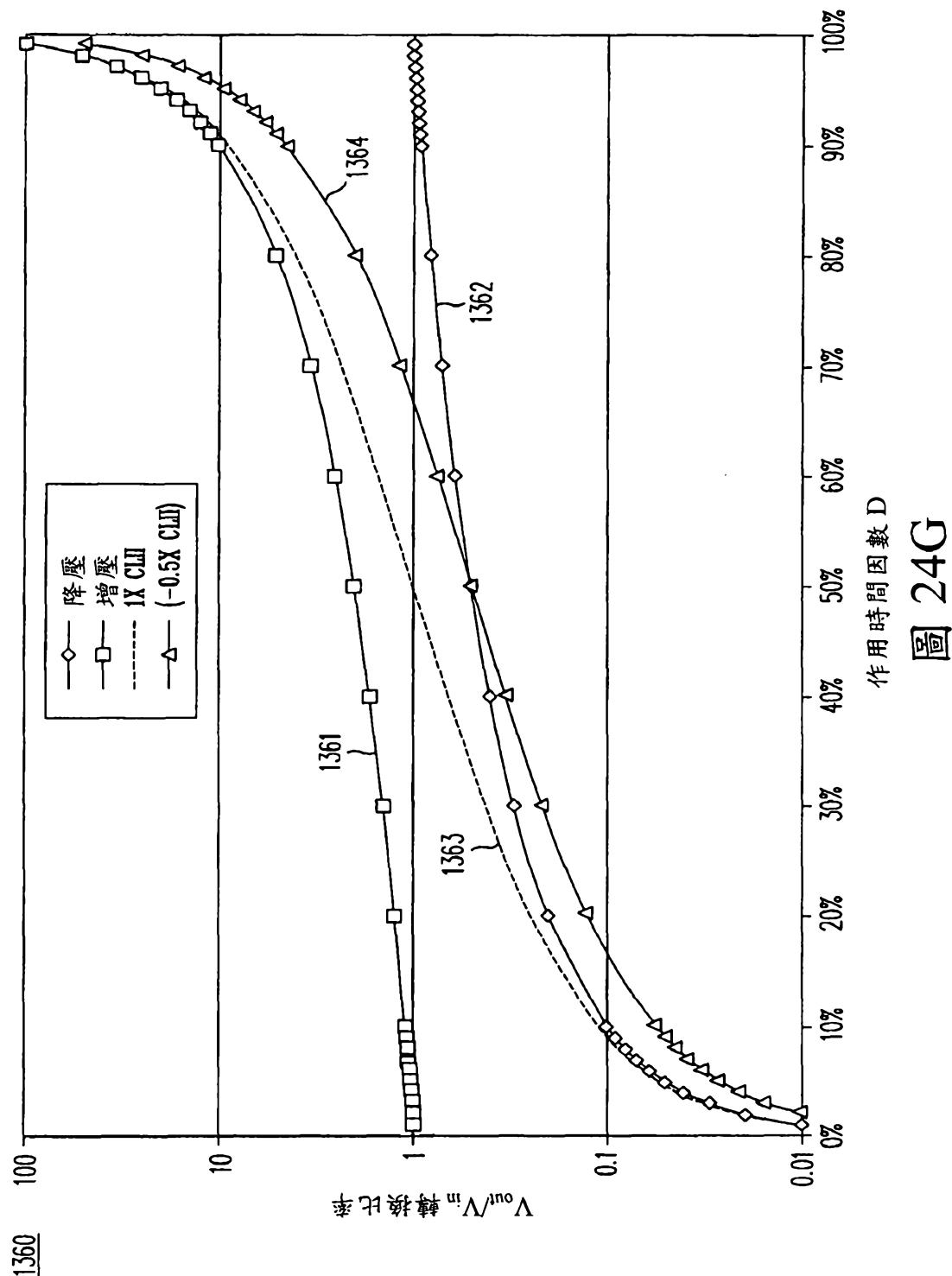


圖 24F



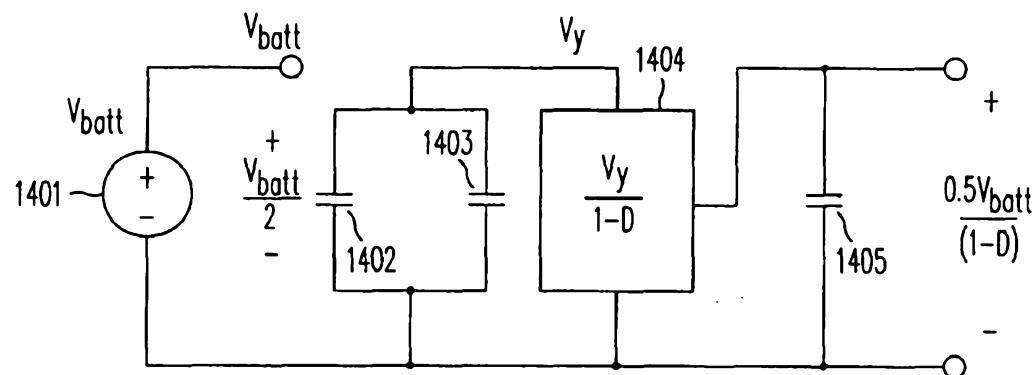
1400

圖 25A

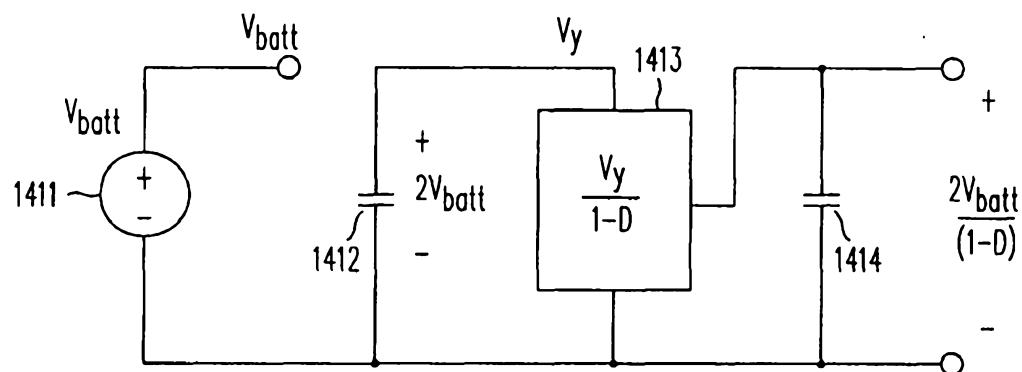
1410

圖 25B

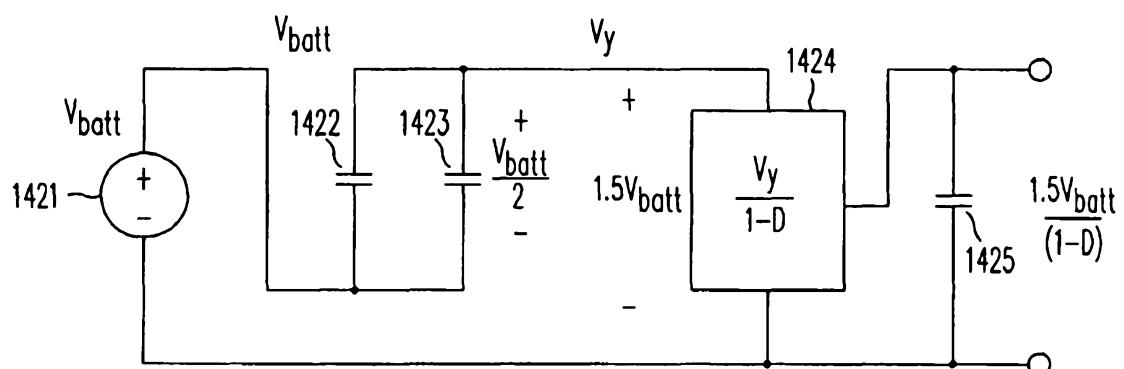
1420

圖 25C

1430

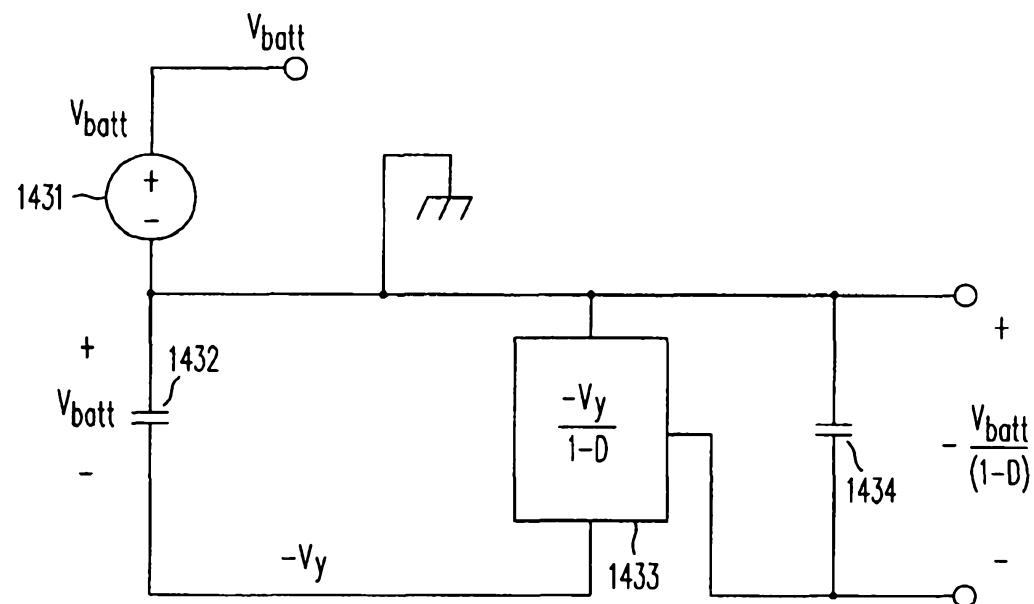


圖 25D

1440

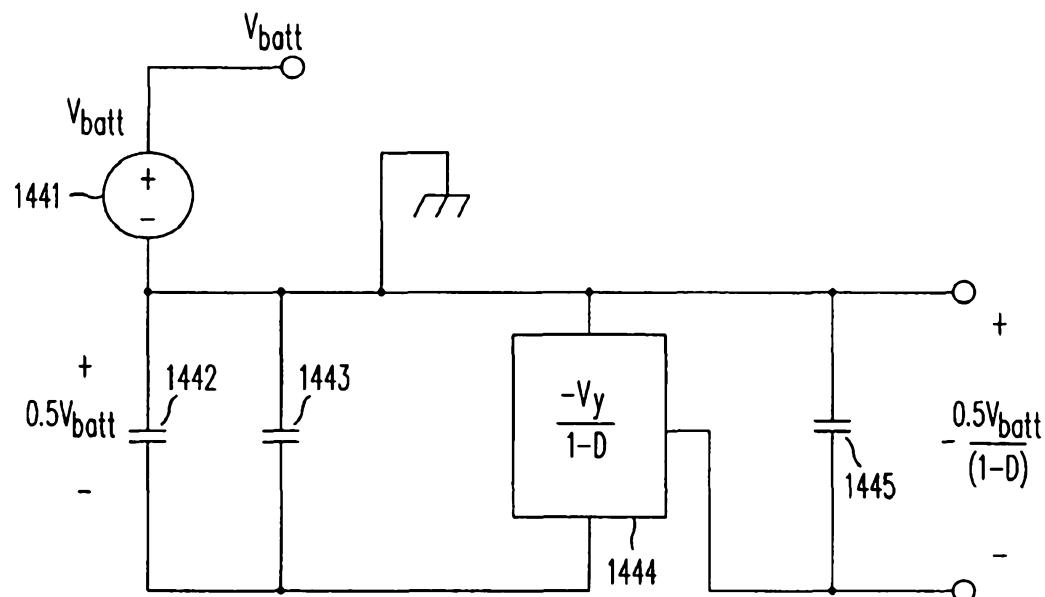


圖 25E

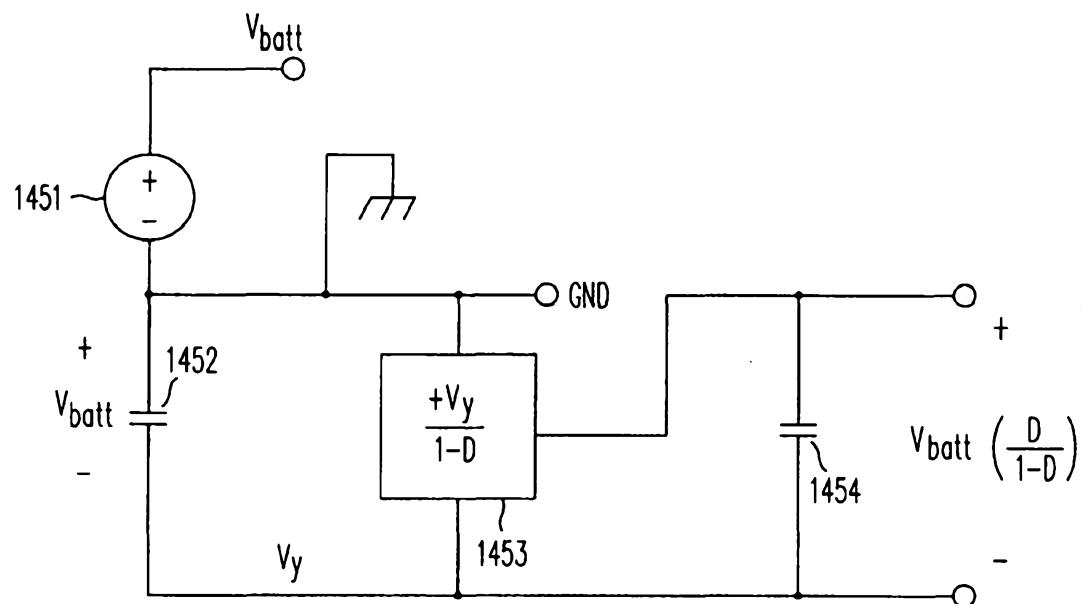
1450

圖 25F

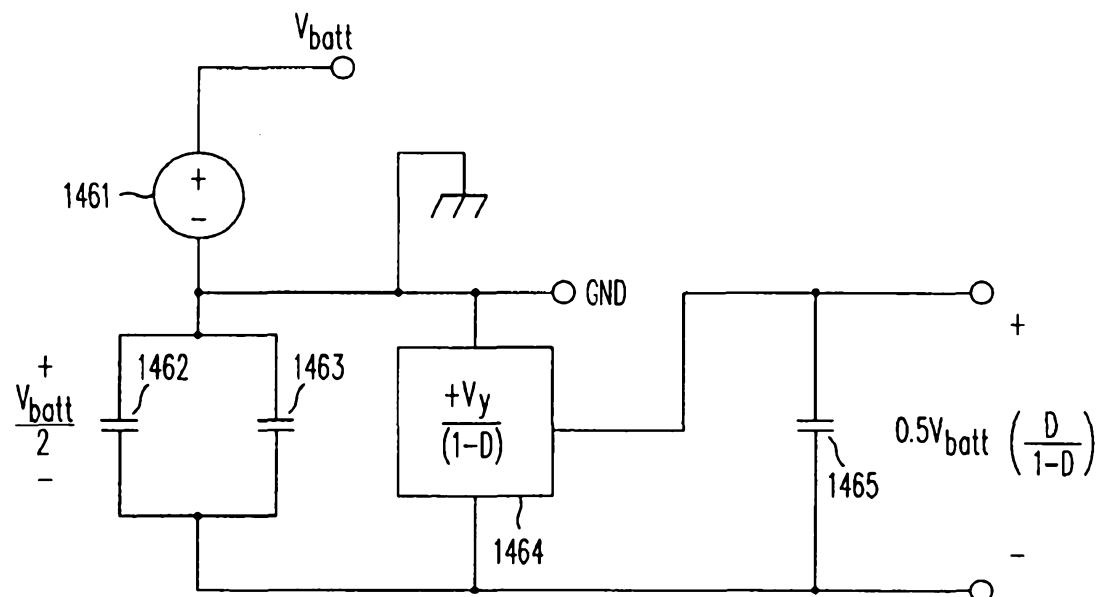
1460

圖 25G

## 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CLXU轉換器
200A	切換式電容器前置轉換器
200B	切換式電感器後置調節器
201	電荷幫浦
202	低端N通道電源MOSFET
203	電感器
204	浮動同步式整流器電源MOSFET (浮動同步式整流器MOSFET)
205	濾波電容器(蓄電電容器)
206	負載
207	電容器(飛馳電容器)
208	選用之電容器
209	濾波電容器
210	二極體
211	本質PN二極體
212	先切斷後連接閘極緩衝器(先切斷 後連接(BBM)緩衝器)
213	脈衝寬度調變(PWM)控制器
214	位準偏移器
215	斜坡產生器時脈(振盪器)
$V_{batt}$	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
$V_{GS3}, V_{GS4},$	閘極訊號
$V_{GS5}, V_{GS6}$	
$V_{GSP}$	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)

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)

切換 PWM 控制器 1010 並且係用於以頻率  $m \cdot \Phi$  驅動電荷幫浦 MOSFET 1001、1003 與 1004，該頻率  $m \cdot \Phi$  可高於或低於用於驅動後置調節器 1000B 之切換頻率。在一較佳具體實施例中， $m=1$ ，並且電荷幫浦前置轉換器 1,000A 與切換式電感器後置調節器 1,000B 係以相同頻率予以計時並且同步於相同時脈。一先切斷後連接(BBM)電路 1013 提供閘極驅動與必要之位準偏移以分別產生電荷幫浦 MOSFET 1001、1003 與 1004 的閘極電壓  $V_{G1}$  至  $V_{G3}$ 。一先切斷後連接(BBM)電路 1009 按照 PWM 控制器 1010 來驅動 MOSFET 1014 及同步式整流器 MOSFET 1007，防止重大的擊穿條件(即，MOSFET 1007 與 MOSFET 1014 兩者同時導通)，以防止損壞並且改良轉換器 1000 之效率。

圖 20B 與圖 20C 繪示轉換器 1000 之操作以兩個交替階段發生。在充電與再循環階段中(繪示於圖 20B 中)，透過 MOSFET 1001 與 1003 將飛馳電容器 1002 充電至實質上全電池電壓  $V_{batt}$ ，同時電感器 1005 中的電流  $I_L$  再循環通過二極體 1006、導通狀態之同步式整流器 MOSFET 1007、輸出電容器 1008 及負載 1015。再循環路徑係藉由電容器 1008 完成。在此操作階段中，MOSFET 1014 維持關斷。同步式整流器 MOSFET 1007 的導通時間可能短於當二極體 1006 正在導通中時的整個時期。

在第二階段中(繪示於圖 20C 中)，MOSFET 1001、1003 與 1007 被關斷並且 MOSFET 1004 與 1014 被導通，以連接飛

壞並且改良轉換器 1100 之效率。

圖 22B 與圖 22C 繪示轉換器 1100 之操作以兩個交替階段發生。在充電與再循環階段中(繪示於圖 22B 中)，透過之 MOSFET 1101、1102 與 1103 將飛馳電容器 1108 與 1109 之每一者充電至二分之一電池電壓  $V_{batt}$ ，同時電感器 1118 中的電流  $I_L$  再循環通過二極體 1111、導通狀態之同步式整流器 MOSFET 1110、輸出電容器 1112 及負載 1120。在此操作階段中，MOSFET 1104、1105、1106、1107 與 1119 維持關斷。同步式整流器 MOSFET 1110 的導通時間可能短於當二極體 1111 正在傳導中時的整個時期，並且除了單純地 MOSFET 1110 之間極驅動，控制訊號可判定其何時開始與結束。

在第二階段中(繪示於圖 22C 中)，MOSFET 1101、1102 與 1103 被關斷並且 MOSFET 1104、1105、1106、1107 與 1119 被導通，以連接飛馳電容器 1108 與 1109 至電感器 1118，藉此磁化電感器 1118。於此階段期間，輸出電容器 1112 必須供電至負載 1120。在規定時間(由 PWM 控制器 1114 予以判定)之後，轉換器 1100 回復至第一階段。

替代做法為，同步式整流器 MOSFET 1110 與 MOSFET 1119 之相位切換相反於電荷幫浦 MOSFET 1101、1102、1103、1104、1105、1106 與 1107 之相位切換，但是此替代做法可需要連接至節點  $V_y$  的一電容器。在另一具體實施例中，同步式整流器 MOSFET 1110 永不被完全關斷，而僅降低至低電流操作(在幾微安培範圍內)以減小雜訊，如前文

年 月 日修(更)正替換頁  
100. 6. 15

## 十、申請專利範圍：

1. 一種 DC/DC 電壓轉換器，其包括：

一前置轉換器，其包括一切換式電容電路；及

一後置調節器，其包括一切換式電感電路，

其中該前置轉換器之一輸出端子被耦合至該後置調節器之一輸入端子，該 DC/DC 電壓轉換器之一輸入端子包括該前置轉換器之一輸入端子，該 DC/DC 電壓轉換器之一輸出端子包括該後置調節器之一輸出端子，及其中該後置調節器係經架構以產生在該後置調節器之該輸出端子之一電壓，其絕對值高於在該後置調節器之輸入端子之一電壓。

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轉換器之控制電路，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。

3. 如請求項 1 之 DC/DC 電壓轉換器，其中該後置調節器包括在一串聯路徑中與一低端切換器連接之一同步式整流切換器；以及連接至介於該同步式整流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。

4. 如請求項 3 之 DC/DC 電壓轉換器，其中該同步式整流切換器包括一同步式整流器 MOSFET，並且該低端切換器包括一低端 MOSFET。

5. 如請求項 4 之 DC/DC 電壓轉換器，其中該後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

年 月 日修(更)正替換頁  
100. 6. 15

同步式整流器 MOSFET 之一閘極及該低端 MOSFET 之一閘極。

6. 如請求項 5 之 DC/DC 電壓轉換器，包括一時脈產生器，該時脈產生器耦合至該脈衝寬度調變單元。
7. 如請求項 5 之 DC/DC 電壓轉換器，其中該後置調節器包括一位準偏移單元，該位準偏移單元耦合至該脈衝寬度調變單元。
8. 如請求項 7 之 DC/DC 電壓轉換器，包括一反饋路徑，該反饋路徑之一第一端子被耦合至該位準偏移單元。
9. 如請求項 8 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調節器之該輸出端子。
10. 如請求項 1 之 DC/DC 電壓轉換器，其中該前置轉換器包括一電荷幫浦，該電荷幫浦經架構以產生一輸出電壓，該輸出電壓等於一輸入電壓的一預先決定倍數。
11. 如請求項 10 之 DC/DC 電壓轉換器，其中該電荷幫浦經架構以產生在該前置轉換器之該輸出端子之一電壓，其絕對值小於在該前置轉換器之該輸入端子之一電壓。
12. 如請求項 11 之 DC/DC 電壓轉換器，其中該電荷幫浦經架構以產生等於 0.5 倍該輸入電壓的一輸出電壓。
13. 如請求項 12 之 DC/DC 電壓轉換器，其中該後置調節器包括一增壓轉換器。
14. 如請求項 13 之 DC/DC 電壓轉換器，其中該後置調節器包括：

於一串聯傳導路徑中連接的一電感器及一低端

100.6.15 年月日修(更)正替換頁

MOSFET，該串聯傳導路徑係在該前置轉換器的該輸出端子及接地之間；及

一同步式整流器MOSFET，其連接於一共同節點與該DC/DC轉換器的該輸出端子之間，該共同節點係在介於該電感器與該低端MOSFET之間的該該串聯傳導路徑中。

15. 如請求項10之DC/DC電壓轉換器，其中該電荷幫浦經架構以產生等於2倍該輸入電壓的一輸出電壓。
16. 如請求項15之DC/DC電壓轉換器，其中該後置調節器包括一增壓轉換器。
17. 如請求項16之DC/DC電壓轉換器，其中該後置調節器包括：

於一串聯傳導路徑中連接的一電感器及一低端MOSFET，該串聯傳導路徑係在該前置轉換器的該輸出端子及接地之間；及

一同步式整流器MOSFET，其連接於一共同節點與該DC/DC轉換器的該輸出端子之間，該共同節點係在介於該電感器與該低端MOSFET之間的該該串聯傳導路徑中。

18. 如請求項10之DC/DC電壓轉換器，其中該電荷幫浦經架構以產生等於1.5倍該輸入電壓的一輸出電壓。
19. 如請求項18之DC/DC電壓轉換器，其中該後置調節器包括一增壓轉換器。
20. 如請求項19之DC/DC電壓轉換器，其中該後置調節器包

年 月 日修(更)正替換頁  
100. 6. 15

括：

於一串聯傳導路徑中連接的一電感器及一低端 MOSFET，該串聯傳導路徑係在該前置轉換器的該輸出端子及接地之間；及

一同步式整流器MOSFET，其連接於一共同節點與該 DC/DC轉換器的該輸出端子之間，該共同節點係在介於該電感器與該低端MOSFET之間的該該串聯傳導路徑中。

21. 一種DC/DC電壓轉換器，其包括：

一前置轉換器，其包括一切換式電容電路；及

一後置調節器，其包括一切換式電感電路，

其中該前置轉換器之一輸出端子被耦合至該後置調節器之一輸入端子，該DC/DC電壓轉換器之一輸入端子包括該前置轉換器之一輸入端子，該DC/DC電壓轉換器之一輸出端子包括該後置調節器之一輸出端子，及

其中該前置調節器包括一電荷幫浦反轉器。

22. 如請求項21之DC/DC電壓轉換器，其中該電荷幫浦反轉器經架構以產生等於-1倍該輸入電壓的一經反轉輸出電壓。

23. 如請求項22之DC/DC電壓轉換器，其中該後置調節器包括一非反轉式增壓轉換器。

24. 如請求項22之DC/DC電壓轉換器，其中該後置調節器包括一反轉式增壓轉換器。

25. 如請求項21之DC/DC電壓轉換器，其中該電荷幫浦反轉

年 月 日修(更)正替換頁  
100-6-15

器經架構以產生等於-0.5倍該輸入電壓的一經反轉輸出電壓。

26. 如請求項21之DC/DC電壓轉換器，其中該後置調節器包括一非反轉式增壓轉換器。
27. 如請求項21之DC/DC電壓轉換器，其中該後置調節器包括一反轉式增壓轉換器。