

(21)申請案號：098125972

(22)申請日：中華民國 98 (2009) 年 07 月 31 日

(51)Int. Cl. : **H02M3/145 (2006.01)**

(30)優先權：2008/07/31 美國 12/221,174

(71)申請人：先進類比科技有限公司 (美國) ADVANCED ANALOGIC TECHNOLOGIES, INC.
(US)

美國

(72)發明人：威廉斯 理查 K WILLIAMS, RICHARD K. (US)

(74)代理人：陳長文

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：26 項 圖式數：10 共 75 頁

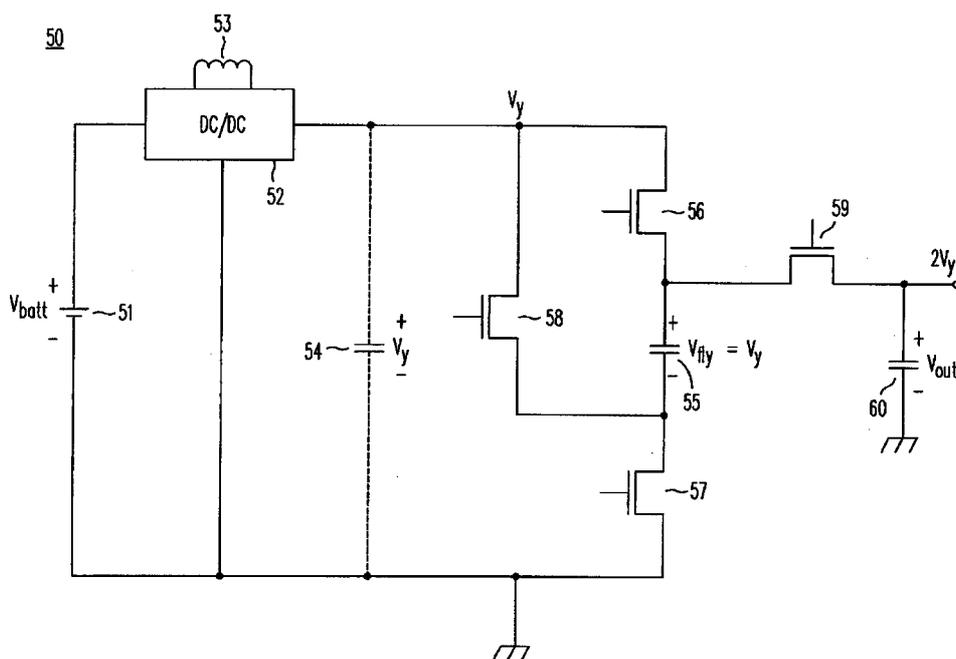
(54)名稱

具改進的暫態電流性能之升壓型直流 / 直流電壓轉換器

STEP-UP DC/DC VOLTAGE CONVERTER WITH IMPROVED TRANSIENT CURRENT CAPABILITY

(57)摘要

本發明揭示一種直流/直流電壓轉換器，其包含串聯連接於該轉換器之輸入與輸出端子之間的一電容性電荷幫浦及一電感性切換電壓調節器。該電荷幫浦具有連接至該轉換器之該輸入端子之一第二輸入端子。此減少了藉以將電荷自該電荷幫浦中之電容器傳送至輸出電容器之電流路徑中之串聯電阻，且因此改進了該轉換器對由負載所需之電流之快速變化作出回應之能力。



50：轉換器

51：電池或電源

52：脈衝寬度調變控制器

53：先斷後通電路

54：先斷後通電路

55：單個飛馳電容器

56：功率 MOSFET

57：功率 MOSFET

58：功率 MOSFET

59：功率 MOSFET

60：輸出電容器

(21)申請案號：098125972

(22)申請日：中華民國 98 (2009) 年 07 月 31 日

(51)Int. Cl. : **H02M3/145 (2006.01)**

(30)優先權：2008/07/31 美國 12/221,174

(71)申請人：先進類比科技有限公司 (美國) ADVANCED ANALOGIC TECHNOLOGIES, INC.
(US)

美國

(72)發明人：威廉斯 理查 K WILLIAMS, RICHARD K. (US)

(74)代理人：陳長文

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：26 項 圖式數：10 共 75 頁

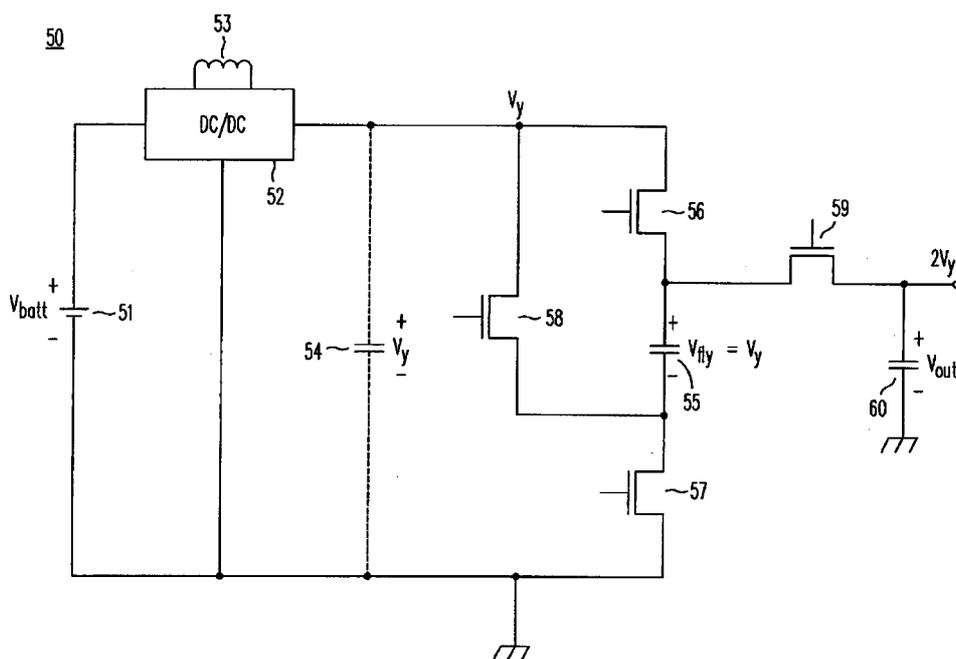
(54)名稱

具改進的暫態電流性能之升壓型直流 / 直流電壓轉換器

STEP-UP DC/DC VOLTAGE CONVERTER WITH IMPROVED TRANSIENT CURRENT CAPABILITY

(57)摘要

本發明揭示一種直流/直流電壓轉換器，其包含串聯連接於該轉換器之輸入與輸出端子之間的一電容性電荷幫浦及一電感性切換電壓調節器。該電荷幫浦具有連接至該轉換器之該輸入端子之一第二輸入端子。此減少了藉以將電荷自該電荷幫浦中之電容器傳送至輸出電容器之電流路徑中之串聯電阻，且因此改進了該轉換器對由負載所需之電流之快速變化作出回應之能力。



50：轉換器

51：電池或電源

52：脈衝寬度調變控制器

53：先斷後通電路

54：先斷後通電路

55：單個飛馳電容器

56：功率 MOSFET

57：功率 MOSFET

58：功率 MOSFET

59：功率 MOSFET

60：輸出電容器

六、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明係關於供用於直流/直流轉換及電壓調節中之切換電源之設計、運作及效能，且係關於用於此等轉換器之半導體組件。特定而言，本發明著重於升壓型直流/直流轉換，亦即，其中輸出電壓超過輸入電壓，且特別係著重於直流/直流轉換，其中輸出電壓明顯地大於最小輸入電壓。

本申請案係各自在2007年8月8日提出申請，且以全文引用之形式併入本文中之申請案第11/890,818號及申請案第11/890,956號之部分連續案。

【先前技術】

通常需要電壓調節來防止為各種微電子組件(例如數位IC、半導體記憶體、顯示模組、硬磁碟驅動器、射頻(RF)電路、微處理器、數位信號處理器及類比IC)供電之供應電壓之變化，特別係電池供電應用(例如蜂巢式電話、筆記型電腦及消費者產品)之變化。

由於通常必須將一產品之電池或其他直流輸入電壓升高至一較高直流電壓或降低至一較低直流電壓，因此將此等調節器稱為直流至直流轉換器。每當電池電壓大於所需負載電壓時即使用降壓型轉換器。降壓型轉換器可包括電感性切換調節器、電容性電荷幫浦及線性調節器。相反，每當電池電壓低於所需負載電壓時，即需要通常稱為增壓型轉換器之升壓型轉換器。升壓型轉換器可包括電感性切換

調節器或電容性電荷幫浦。

然而，先前技術電感性切換調節器、電容性電荷-幫浦轉換器及線性調節器皆遭受性能及效能方面之某些限制。

電感性增壓型切換轉換器

在前述電壓調節器中，電感性切換轉換器可在電流、輸入電壓及輸出電壓之廣泛範圍中達成優異的效能。主要存在兩種類型之電感性切換轉換器--利用單繞組電感器之轉換器通常稱為非隔離型轉換器，且使用變壓器及多繞組電感器之轉換器通常稱為隔離型轉換器。其中，單繞組非隔離型電感性切換轉換器通常用於其中大小、效率及電池壽命極其重要之可攜式產品中。

非隔離型電感性切換轉換器能夠在高效率下在輸入及輸出電壓及負載電流之一廣泛範圍中運作，特定而言，在專用於僅將一輸入分別升高或降低至一較高或較低電壓時運作。非隔離型降壓型轉換器通常稱為減壓型轉換器。非隔離型升壓型轉換器經常稱為增壓型轉換器。非隔離型電感性切換調節器闡述於由R.K. Williams所著名稱為「High-Efficiency DC/DC Voltage Converter Including Down Inductive Switching Pre-Regulator and Capacitive Switching Post-Converter」之申請案第11/890,818號中，該案以引用之方式併入本文中。

電感性切換調節器遭受各種或基本的限制。舉例而言，減壓型轉換器及增壓型轉換器兩者皆展示了極其狹窄之脈衝寬度之困難。在高轉換比率下，亦即當輸出電壓明顯地

不同於輸入電壓時自然地發生窄脈衝。當輸出電壓與輸入電壓近似時亦發生窄脈衝。

舉例而言，在一增壓型轉換器中，每當所需輸出電壓明顯地大於輸入電壓時即發生窄脈衝寬度。該窄脈衝限制使得難於且不能有效地將一輸入電壓升高一高比率--舉例而言，以一4或更大之因數升高。此發生係由於在固定頻率作業中一增壓型轉換器根據以下關係遞送一輸出電壓：

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

其中 V_{batt} 係輸入且 D 係在電感器之磁化期間(亦即，在磁能儲存期間)傳導之 MOSFET 之工作因數。由於 $V_{OUT} \gg V_{batt}$ ，則表達式 $(1-D)$ 肯定係小，因此 $D \rightarrow 100\%$ 。隨著 D 之增加，接通低側 MOSFET 達週期之一增長部分，且有較少時間可用來將其能量轉移至輸出電容器。在一較短持續時間中轉移較多能量需要日益增高之電流，且效率受損害。

由於低側 MOSFET 必須關斷且接著又很快接通，因此一增壓型轉換器中之極其高之工作循環形成一窄關斷脈衝問題，且為達成高升壓型轉換比率而使效率降級。理想情況係，該轉換器應更接近一50%工作循環而運作，因此使一較相等之時間量既可用於磁化電感器亦可接著將儲存於該電感器中之能量轉移至輸出電容器。

當調節器之輸入電壓與輸出電壓近似時(亦即，當輸出至輸入電壓轉移比率接近1時)，窄脈衝寬度亦可發生。此條件本身並不表現為電流尖波，而是表現為其中使調節降級的稱為「失靈」之一現象。

先前技術轉換器中之失靈

不管該轉換器係一升壓型轉換器還是降壓型轉換器，先前技術轉換器皆遭受稱為失靈之一問題。特定而言，每當輸入電壓及輸出電壓在數百毫伏(亦即， $V_{out} \approx V_{in} \pm 200 \text{ mV}$)之範圍內彼此接近時，該轉換器之調節能力即受損害。可以若干方式--由輸出電壓中之一次或重複的故障或不連續性，由輸出電壓中之一增加之波紋，或由在某一窄電壓頻帶內之調節完全損失表明調節能力之損失。在此等情形中，該轉換器調節「失靈」。

在接近失靈之一增壓型轉換器中，隨著 $D \rightarrow 0\%$ ，每當持續時間變得太短而不能達成閉環控制時，工作因數即必須自 D_{min} 跳至 0% 。在一零工作因數下，無能量自該轉換器之輸入端子轉移至電感器中，因此瞬間損失控制且因此損失調節。類似地，隨著其切換工作因數自 D_{max} 跳至 100% ，一減壓型轉換器瞬間損失調節，且當 $D=100\%$ 時其完全損失調節，此乃因輸入端子係基本上電阻性地連接至輸出端子。因此減壓型組態電感性切換調節器及增壓型組態電感性切換調節器兩者皆遭受接近1之轉換比率之失靈。

每當另一種類型之降壓型轉換器--線性調節器之輸入及輸出端子兩端之 ΔV 變得太小時，該線性調節器即經受失靈及調節損失。實質上，在一線性調節器中發生失靈，此乃因執行調節之放大器之環路增益隨著其電晶體傳送元件自用作一電流源改變為用作一可變電阻器時急劇下降。若該傳送元件係一雙極電晶體，則當該裝置自其主動作業區

域轉變為飽和狀態時在 V_{CE} 之小值下發生增益損失。在諸多雙極線性調節器中，在大於400 mV之下發生此失靈條件。

在所謂的「低失靈」線性調節器或「LDO」中，在一較低 ΔV 下能夠作為一電流源而運作之一MOSFET代替了雙極傳送元件，但由於功率MOSFET傳送元件自其飽和狀態(亦即，恆定電流)作業區域轉變至其線性(亦即，電阻性)作業區域時線性調節器仍在200 mV至300 mV之一 ΔV 下失靈。因此，雖然線性調節器未切換且不受窄脈衝問題之限制，但其仍遭受失靈效應及一對應調節損失。此外，線性調節器單獨地僅能夠進行降壓作業。

比較其非隔離型對應轉換器，例如返馳式及順向式轉換器之隔離型轉換器能夠在接近1之轉換之高效率下運作，而不需要切換模式或遭受失靈，但其使用實體上係大之抽頭式電感器、耦合電感器及變壓器排除其在大多數可攜式產品中之應用。

電荷幫浦轉換器

一切換式電感器轉換器之一替代係一電荷幫浦，即僅使用開關及電容器來經由重複電荷再分配(亦即，由一時鐘或振盪器驅動之一電容器網路之連續充電及放電)執行電荷轉換之一電壓轉換電路。雖然存在利用任一數目之飛馳電容器及MOSFET切換網路之各種各樣的先前技術電荷幫浦，但此種類型之轉換器可經預組態以升高或降低一電壓但不可經組態以進行升壓及降壓轉換兩者。

升壓型電荷幫浦之兩種最常見拓撲係電荷幫浦倍壓器及1.5X分數電荷幫浦。舉例而言，圖1A之電荷幫浦倍壓器1包括電壓為 V_{batt} 之一電池或電壓源2、一飛馳電容器3、MOSFET 4、5、6及7，及輸出電容器8。倍壓器1之作業涉及在電流路徑①中接連地且重複地為飛馳電容器3充電，且接著在電流路徑②中將電荷自該飛馳電容器轉移至輸出電容器8。飛馳電容器3之充電係藉由在MOSFET 6及7保持關斷之同時接通MOSFET 4及5而發生，以使得在某一時間之後 $V_{fly} \approx V_{batt}$ ，如在圖1B中所示之等效電路10中圖解說明。如所圖解說明，電壓源11表示電池2。

自電容器3向輸出電容器8轉移電荷係藉由在關斷MOSFET 4及5之同時接通MOSFET 6及7而發生。圖1C中所示之等效電路15圖解說明在輸出電容器8之充電期間，飛馳電容器3以電方式坐落於電池11頂部上以使得電池11頂部上電壓增加。由於 $V_{fly} \approx V_{batt}$ ，因此電容器8充電至大致為 V_{batt} 兩倍之一電壓，亦即，輸出電壓 V_{OUT} 接近 $2V_{batt}$ 。因此，電荷幫浦1通常稱為一倍壓器。倘若電池11具有最小內部串聯電阻(未示意性顯示)，則電荷轉移電流②可係充足的，從而允許倍壓器電荷幫浦1對改變負載條件快速作出反應且在將增加之電流遞送至一電負載之同時維持輸出電壓。

在一些產生一輸出之應用中，輸入電壓之兩倍對於正被供電之電負載而言可係過高。在此一情況下，電荷幫浦1之效率可係很低。改進整個電荷幫浦效率之一種方式係採

用如在圖2A中所示之一分數電荷幫浦20。

如所圖解說明，1.5X電荷幫浦20包括電壓為 V_{batt} 之一電池或電壓源21、兩個飛馳電容器22及23、用於為飛馳電容器22及23充電之MOSFET 24、25及26、用於將電荷轉移至輸出端子之MOSFET 27、28、29及30，及輸出電容器31。分數作業涉及接連且重複地經由電流路徑①連續地為飛馳電容器22及23充電且接著經由電流路徑②自與輸出電容器31並聯連接之飛馳電容器轉移電荷。特定而言，藉由在MOSFET 27、28、29及30保持關斷之同時接通MOSFET 24、25及26而發生飛馳電容器22及23之充電。由於電容器22及23係串聯連接，因此飛馳電容器22及23中之每一者充電至輸入電壓之一半，亦即， $V_{fly} \approx V_{batt}/2$ 。充電條件由在圖2B中所示之等效電路10圖解說明，其中電壓源36表示不具有任一顯著內部串聯電阻之電池21。

藉由在關斷MOSFET 24、25及26之同時接通MOSFET 27、28、29及30而發生自電容器22及23至輸出電容器31之轉移電荷。圖2C中所示之等效電路40圖解說明在輸出電容器31之充電期間，飛馳電容器22及23係並聯連接，該並聯組合以電方式坐落於電池36之頂部上以使得電池36頂部上電壓增加。由於 $V_{fly1} = V_{fly2} \approx V_{batt}/2$ ，電容器31充電至大致係 V_{batt} 之1.5倍之一電壓，亦即輸出電壓 V_{OUT} 接近1.5 V_{batt} 。因此，電荷幫浦40通常稱為一分數升壓型電荷幫浦。倘若電池36具有最小內部串聯電阻(未示意性顯示)，則電荷轉移電流②可係充足的，從而允許分數電荷幫浦40

對改變負載條件快速作出反應且在將增加之電流遞送至一電負載之同時維持輸出電壓。

圖 1A 及 2A 中所示之電荷幫浦之優點係在特定電壓轉換比率下，該電荷幫浦可展示接近 100% 之轉換效率。該高效率發生係由於在每一充電及放電循環中流動著極少電流。

一電荷幫浦之一個缺點係其僅可在特定轉換比率下有效地運作。若輸出電壓不係輸入電壓之一選擇倍數，則轉換器展示一低效率。若由於任一原因(例如，輸出之加載)， V_{out} 偏離一倍壓器中之目標電壓 $2 V_{batt}$ 或一分數電荷幫浦中之目標電壓 $1.5 V_{batt}$ ，則轉換器之效率下降。

由於每當輸出至輸入電壓轉換比率自該等特定電壓轉換比率偏離時電荷幫浦轉換器之效率即下降，因此不能夠在不顯著地犧牲效率之情形下產生一預定輸出電壓。

因此，電荷幫浦僅在其輸出電壓係其輸入電壓之某一固定分數倍數時才有效地運作。若一電荷幫浦之輸出電壓與其輸入電壓成比例地改變，則不可視其為一電壓調節器。使一電荷幫浦適於隨著輸入電壓變化產生一固定輸出電壓(例如，藉由部分地為飛馳電容器充電而強迫電荷幫浦之輸出成為一較低電壓)總是犧牲效率。因此，電荷幫浦並不成為有效的電壓調節器。

先前技術升降轉換器之限制

總之，先前技術直流至直流型轉換器及電壓調節器遭受如下表中概括之若干個限制。

特徵	減壓	線性調節器	增壓	電荷幫浦
升壓/降壓	僅下降	僅下降	僅上升	上升或下降， 預定
效率	較高	相依於電壓比率	良好	相依於電壓比率
調節，標稱作業	優良	優良	優良	無
當 $V_{in} \approx V_{out}$ 時之作業	損失調節	損失調節	損失調節	低效率
當 $V_{in} \ll V_{out}$ 時之作業	無作業	無作業	受 I_L & 脈衝寬度之限制	受效率限制

在可用先前技術轉換器中，減壓型轉換器及線性調節器可僅提供降壓型轉換。此外，每當輸入與輸出電壓近似時其即損失調節，亦即遭受失靈。對於輸入及輸出電壓中之極大差別，線性調節器亦遭受較差效率。

增壓型轉換器能夠升高一輸入電壓，但是受到若干限制。

除了當 $V_{in} \approx V_{out}$ 且由於窄脈衝問題工作係數接近100%時遭受失靈之外，每當工作因數接近零時電感性增壓型轉換器亦受到其他限制。在此一條件下，一增壓型轉換器之升高一輸入電壓達一較大倍數之能力受到高電流極窄脈衝、降低效率及限制其調節暫態之能力的限制。

亦能夠進行升壓轉換之電荷幫浦可在較高轉換比率下(例如，在2X或3X輸入下)但僅在精確的預定電壓倍數下提供良好的效率。其對於一般的電壓調節係不實際的。自一預定倍數之任一偏離皆導致明顯的效率損失。

簡言之，每當其輸出與輸入電壓極大地不同時，所有當今的非隔離型轉換器即受到效能之限制。除了不提供一有效調節方式之電荷幫浦之外，當 $V_{in} \approx V_{out}$ (亦即，接近1之

轉換比率)時，先前技術直流至直流轉換器亦可變得不穩定或損失調節。

由於僅有增壓型轉換器或電荷幫浦在一小空間中提供非隔離型升壓型轉換，因此升壓型轉換之選擇甚至更加受到限制。然而，增壓型轉換器在高轉換比率下遭受高MOSFET電流及低效率之限制。在未犧牲效率之情形下電荷幫浦不能提供調節。

需要在輸入及輸出電壓之一廣泛範圍中係有效的且能夠在不以工作循環之極限運作之情形下達成高轉換比率之一升壓型轉換器及電壓調節器，從而避免前述之窄脈衝問題。理想地，此一轉換器亦應能夠最小化與接近整電壓轉移轉換比率之失靈相關聯之問題。此外，該轉換器應能夠在維持嚴格調節之同時供應高暫態電流。

【發明內容】

在根據本發明之一直流/直流電壓轉換器中，包括一電感性切換電壓轉換器之一前置調節器之一輸出端子連接至包括一電荷幫浦之一後置轉換器之一輸入端子。該前置調節器可包括一降壓(減壓)型或升壓(增壓)型轉換器。該後置轉換器可包括一積分或分數電荷幫浦。前置調節器之輸入端子係直流/直流電壓轉換器之輸入端子；後置轉換器之輸出端子係直流/直流電壓轉換器之輸出端子。

根據本發明，後置轉換器具有耦合至直流/直流轉換器之輸入端子之一第二輸入端子。後置轉換器之該第二輸入端子係經由一開關耦合至該電荷幫浦內之一電容器之一端

子。在運作中，重複打開及閉合該開關以使得該電容器之該端子依次連接至直流/直流電壓轉換器之輸入端子且與直流/直流電壓轉換器之輸入端子斷開連接。此與在申請案第11/890,818及11/890,956號中所述之結構形成對比，在該等申請案中，電荷幫浦中之電容器之端子經由一開關耦合至前置調節器之輸出端子。

因此，由於電荷幫浦中之電容器之端子被重複連接至直流/直流電壓轉換器之輸入端子，因此將電容器兩端之電壓被增加至輸入直流電壓而非由前置調節器產生之中間電壓。前置調節器及後置轉換器可由一共同時鐘脈衝產生器驅動，且自電荷幫浦中之電容器至輸出電容器之電荷轉移可與在前置調節器中之電感器之磁化同相或異相地發生。

本發明之一直流/直流轉換器能夠回應於負載需要供應相對大的暫態電流，此乃因該轉換器之暫態電流性能未受到前置調節器之串聯電阻之影響。

【實施方式】

高效率直流至直流轉換器及切換調節器之一新系列揭示於申請案第11/890,818號、第11/890,941號、第11/890,956號及第11/890,994號中，全部該等申請案於2007年8月8日提出申請，且其全部以引用之方式併入本文中。該等轉換器展示動態升降轉換之性能及大的電壓轉換比率，而在各種各樣的運作條件下不具有模式切換、不穩定性之複雜情況。

揭示於其中之轉換器將一電感性能量儲存元件(由L指

示)與一個或多個經連續切換之電容性儲存元件(由C指示)組合在一起。在一個實施例中，本文中稱為一類別之LCXU轉換器之一兩階電壓轉換器包括後跟一電容性電壓後置轉換器之一電感性切換前置調節器。該電感性前置調節器可升高或降低輸入電壓。該電容性後置轉換器在其輸入端子處升高電壓，此係前置調節器之輸出電壓。

在一較佳實施例中，整個兩階轉換器使用電感器及電容器之同步切換，且採用來自後置轉換器之輸出端子之閉環回饋以調變電感性前置調節器之脈衝寬度。

一個實施方案，所謂的LCUU拓撲將一升壓型電感性前置調節器與一升壓型後置轉換器組合在一起。該LCUU拓撲在合理的工作因數(亦即，其中 $V_{in} \ll V_{out}$)下為升壓型電壓轉換提供高轉換比率，從而避免了先前技術切換調節器之前述窄脈衝問題。以類似方式，一LCDU拓撲將一降壓型電感性前置調節器與一升壓型後置轉換器組合在一起。

在前述專利揭示內容中亦闡述其他LCXX及一相關類別之CLXX轉換器。然而，特定而言，本揭示內容係關於LCXU類別之轉換器之一變型，其包括後跟一升壓型電容性後置轉換器之一升壓型或降壓型電感性前置調節器。

LCXU轉換器作業

在申請案第11/890,818及11/890,956號中所揭示之LCXU轉換器系列中，總體拓撲可由圖3A中所示之轉換器50表示，該轉換器包括一電池或電源51、具有電感器53之一切換電壓前置調節器50A，及充電至一中間電壓 V_y 之一中間

充電電容器 54。端視電感器 53 之連接，前置調節器 50A 可包括一升壓型轉換器或一降壓型轉換器。

轉換器 50A 之輸出電壓 V_y 使用一倍壓器拓撲為一電荷幫浦 50B 供電，該倍壓器拓撲包括一單個飛馳電容器 55、功率 MOSFET 56、57、58 及 59 之一網路，及一輸出電容器 60。輸出電容器 60 與一負載 61 係並聯連接。MOSFET 56、57、58 及 59 (未顯示) 之控制電路藉由在 MOSFET 57 及 58 保持關斷之同時接通 MOSFET 56 及 57 來為電容器 55 充電，且接著藉由在關斷 MOSFET 56 及 57 之同時接通 MOSFET 58 及 59 而將電荷自電容器 55 轉移至電容器 60。

轉換器 50 之運作原理可藉由將飛馳電容器 55 充電至一電壓 V_y 表示為圖 3B 中之等效電路 65 而圖解說明，在圖 3B 中相依電壓源 66 表示前置調節器 50A 在經充電電容器 54 處之輸出電壓 V_y 。在充電期間，一暫態電流 ① 流動直至電容器 55 達到其最終電壓 V_y 。

由圖 3C 中之等效電路 70 所示，在電荷轉移循環期間，充電至電壓 V_y 之經充電之飛馳電容器 55 係電「堆疊於亦係被充電至一電壓 V_y 之相依電壓源 66 (前置調節器 50A 之輸出電壓) 頂部上」。由於電容器 55 之負極端子係連接至電壓源 66 之正極端子，因此電壓增加。接著將電容器 60 充電至一電壓 $2V_y$ ，係前置調節器 50A 之輸出的兩倍。由於後置轉換器 50B 之輸出電壓係中間電壓 V_y 的兩倍，因此後置轉換器 50B 充當一倍壓器。

一暫態電流 ② 流動以將電荷轉移至電容器 60 且提供與電

容器60並聯連接之電負載61所需之任一電流。此環影響電流②之串聯阻抗包含包含於受控電壓源66內之任一寄生電阻。換言之，轉換器50之暫態電流性能受到前置調節器50A之設計及電容器54之電容及類型之影響。

另一選擇係，如在圖4A之轉換器80中所示，後置轉換器可包括一分數電荷幫浦電路，該轉換器80包括一電池或電源81、具有電感器83之一切換電壓前置調節器80A，及充電至一中間電壓 V_y 之一中間充電電容器84。端視電感器83之連接，前置調節器80A可包括一升壓型轉換器或一降壓型轉換器。

前置調節器80A之輸出電壓 V_y 使用一分數或1.5X拓撲為此處所示之一電荷幫浦80B供電，該分數或1.5X拓撲包括兩個飛馳電容器85及86、功率MOSFET 87、88、89、90、91、92及93之一網路，及一輸出電容器94。一負載97與輸出電容器94係並聯連接。MOSFET 87、88、89、90、91、92及93(未顯示)之控制電路藉由MOSFET 90、91、92及93保持關斷之同時接通MOSFET 87、88及89而為電容器85及86充電，且切換MOSFET 87、88、89、90、91、92及93來將電荷轉移至電容器94。電荷轉移藉由在偏置關斷MOSFET 87、88及89之同時接通MOSFET 90、91、92及93而發生。

分數轉換器80之運作原理可藉由將飛馳電容器85及86中之每一者充電至一電壓 $V_y/2$ 表示為圖4B之等效電路95中所示而圖解說明，其中相依電壓源96表示前置調節器80A及

經充電電容器84之輸出。在充電期間，一暫態電流①流動直至電容器85及86中之每一者達到等於 $V_y/2$ 之一電壓，假設電容85及86在量值上相等。

由圖4C中之等效電路98所示，在電荷轉移循環期間，經充電之飛馳電容器85及86係並聯連接，且其並聯組合電堆疊於相依電壓源96(前置調節器80A之輸出電壓)頂部上。由於電容器85及86之負極端子係連接至電壓源96之正極電子，因此電壓增加。接著將電容器94充電至為 $(V_y+0.5 V_y)$ 或 $1.5 V_y$ 之一電壓，其係前置調節器50A之輸出電壓之1.5倍。由於輸出電壓比中間電壓 V_y 多50%，因此後置轉換器80B充當一分數升壓階段。

一暫態電流②流動以將電荷轉移至電容器94且提供與電容器94並聯連接之一電負載97所需之任一電流。此環影響電流②之串聯阻抗包含包含於受控電壓源96內之任一寄生電阻。換言之，電路80之暫態電流性能受到前置調節器80A之設計及電容器85及86之性能及類型之影響。

LCXU轉換器50及80中之電感性前置調節器50A及80A可包括任一類型之直流至直流切換轉換器，但較佳地包括一減壓型轉換器或一增壓型轉換器。在一減壓型轉換器之情形中，中間電壓 V_y 之量值小於輸入電壓 V_{batt} 之量值，且前置調節器50A或80A降低供應電壓。轉換器50及80則係先前所揭示之LCDU轉換器之實例，其中第一階段降低輸入電壓 V_{batt} ，且第二階段升高中間電壓 V_y 。

端視其運作條件，此一電路可使用回饋控制動態地適於

變化條件以維持小於、等於或大於輸入電壓之一輸出電壓。回應於該回饋，可使用固定頻率脈衝寬度調變(亦即，PWM或可變頻率技術)來控制前置調節器之 V_y 輸出電壓。

在固定頻率作業中，減壓型轉換器之輸出電壓由以下表達式給出：

$$V_y = DV_{batt}$$

其中D係減壓型轉換器中之主切換MOSFET之工作因數。後置轉換器具有電路50及80之一轉移函式，電路50及80具有由以下表達式給出之一電壓轉移函式：

$$V_{OUT} = nV_y$$

其中 $n > 1$ ，亦即，在倍壓器後置轉換器50B之情形中 $n = 2$ ，或在分數後置轉換器80B之情形中 $n = 1.5$ 。組合該等項，整個LCDU轉移函式由以下表達式給出：

$$V_{OUT} = nV_y = nDV_{batt}$$

給定 n 之值為1.5或2，且D介於5%至95%之範圍內，則該轉換器系列之電壓轉換比率 V_{OUT}/V_{batt} 對於降壓作業可小於1，對於升壓作業可大於1，或當 $V_{OUT} \approx V_{batt}$ 時以1或接近1運作。LCDU轉換器可覆蓋此廣泛範圍而不改變運作方式，甚至是在整電壓轉換條件下，從而在模式轉變期間遭受不穩定性及不良效能之習用先前技術減壓-增壓型轉換器中提供大的益處。

另一選擇係，LCXU轉換器50及80中之電感性前置調節器50A及80A包括一增壓型轉換器。在此一情形中，中間

電壓 V_y 之量值大於輸入電壓 V_{batt} 之量值，且前置調節器 50A 或 80A 升高供應電壓。轉換器 50 及 80 則係先前所揭示之 LCUU 轉換器之實例，其中第一階段升高輸入電壓 V_{batt} ，且第二階段更多地升高中間電壓 V_y 。

端視其運作條件，LCUU 電路可使用回饋控制動態地適於變化條件以維持來自輸入電壓之小於、等於或大於其輸入之一輸出電壓。回應於該回饋，可使用固定頻率脈衝寬度調變（亦即，PWM 或可變頻率技術）來控制前置調節器之 V_y 輸出電壓。

在固定頻率作業中，增壓型轉換器之輸出電壓由以下表達式給出：

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

其中 D 係增壓型轉換器中之主切換 MOSFET 而非同步整流器 MOSFET 之工作因數。如先前所述，後置轉換器 50B 或 80B 具有由以下表達式給出之一轉移函式：

$$V_{OUT} = n V_y$$

其中 $n > 1$ ，亦即，在倍壓器後置轉換器 50B 之情形中 $n=2$ ，或在分數後置轉換器 80B 之情形中 $n=1.5$ 。組合該等項，則整個 LCUU 轉移函式由以下表達式給出：

$$V_{OUT} = n V_y = \frac{n}{1-D} V_{batt}$$

給定 n 之值為 1.5 或 2，且 D 介於 5% 至 95% 之範圍內，則該 LCUU 轉換器系列之電壓轉換比率 V_{OUT}/V_{batt} 總是大於 1，意指其僅能升高輸入電壓。

LCUU轉換器之優點係其甚至可在-50%工作因數下達成大的升壓型轉換比率。舉例而言，若 $n=2$ ，亦即，使用一倍壓器後置轉換器，則在-50%工作因數下，電壓轉換比率 $V_{OUT}/V_{batt}=4$ ，展示其輸入四倍之一輸出電壓。在一習用先前技術增壓型轉換器中，-4X轉換比率需要在-75%工作因數下來運作。在-75%工作因數下，倍增器類型LCUU轉換器可遞送先前技術增壓器之輸出八倍之一輸出。

接近50%工作因數下之運作之一個主要優點係可在不限制工作因數範圍之情形下增加轉換器之頻率且減小前置調節器中之電感器之大小以避免先前所述之窄脈衝問題。接近-50%工作因數之另一優點係，MOSFET電流不需要高峰值電流，此乃因有更多時間可用來將能量自電池轉移至電感器中且自電感器轉移至輸出電容器中。因此，與先前技術增壓型轉換器相比，該LCUU轉換器提供若干優點。

改進之LCXU切換轉換器

在LCXU轉換器系列中，自後置轉換器至輸出電容器之能量轉移涉及前置調節器與一個或多個飛馳電容器之串聯組合。舉例而言，參照圖3A中所示之倍壓器類型LCXU轉換器50，在輸出電容器60之充電期間，轉換器50如在電路70(圖3C)中所示運轉，其中飛馳電容器55與電壓源66串聯，一理想化元件表示前置調節器50A。電流②在輸出電容器60之充電期間流動且亦將電流供應至並聯附接至電容器60之任一負載。在交替循環期間，當正為飛馳電容器55

充電時，輸出電容器60必須供應該負載所需之任一電流。

理想地，由與一電容器串聯之一電壓源供應電流②，且如此應能夠在無警告之情形下依據需要供應高暫態電流。然而，實際上，電壓源66係一減壓型轉換器或增壓型轉換器或具有固有的電流限制之某一其他直流/直流轉換器電路，特別係在電容器54係小之情況下。該等組件將串聯電阻添加至理想化等效電路70，且限制轉換器50對負載之電流需要之變化作出反應之能力。作為該等效串聯寄生電阻之一結果，暫態電壓調節可受損害。此不良回應對轉換器50之階躍負載回應性能產生不利影響且僅可藉由增加電容器54或60之量值來避免。

在本發明之一LCXU轉換器中，使電荷轉移期間之轉換器之串聯電阻獨立於前置調節器電路內之串聯電阻，且暫態負載電流性能相應地得到改進。該新拓撲具有一獨特的特徵，亦即在放電期間電流不再流過前置調節器。因此使用該技術使暫態電壓調節得到改進。

在圖5A中顯示本發明之一個實施例，其中一轉換器100包括一電池或電源101、具有電感器103之一切換電壓轉換器102，及充電至一電壓 V_y 之一中間充電電容器104。端視電感器103之連接，前置調節器100A可包括一升壓型轉化器或一降壓型轉換器。

在前置調節器100A之輸出處之電壓 V_y 為一後置電荷幫浦100B供電，此在該實施例中使用包括一單個飛馳電容器105、功率MOSFET 106、107、108及109之一網路，及一

輸出電容器110之一倍壓器拓撲。MOSFET 106、107、108及109(未顯示)之控制電路藉由在MOSFET 108及109保持關斷之同時接通MOSFET 106及107來為電容器105充電，且接著藉由在偏壓關斷MOSFET 106及107之同時接通MOSFET 108及109將電荷自電容器105轉移至電容器110。

與圖3A中所示之轉換器50相反，轉換器100包含一MOSFET 108，其一個端子連接至飛馳電容器105之負極端子，且一第二端子連接至電池101之正極端子。該拓撲變化在轉換器100之運作中具有一明顯變化，該變化在於，在電荷轉移期間，飛馳電容器105之負極端子係經由MOSFET 108連接至電池電壓 V_{batt} 而非連接至直流/直流前置調節器100A之輸出電壓 V_y 。

因此轉換器100在拓撲上與轉換器50截然不同，其中MOSFET 58係連接至中間電壓 V_y 。在轉換器100中，替代地，對應MOSFET 108係直接連接至電壓輸入 V_{batt} ，而非連接至中間電壓 V_y 。轉換器100之運作原理可藉由將飛馳電容器105充電至一電壓 V_y 表示為在圖5B之等效電路115中而圖解說明，其中相依電壓源116表示前置調節器100A及經充電電容器104之輸出。在充電期間，一暫態電流①以與轉換器50中之電容器54之充電相同之一方式流動直至電容器105達到其最終電壓 V_y 。

如在圖5C之等效電路118中所示，在電荷轉移循環期間，經充電之飛馳電容器105係電堆疊於輸入電壓源 V_{batt} 而非相依電壓源116(其表示前置調節器100A及經充電電容

器 104 之輸出)頂部上。由於飛馳電容器 105 之負極端子係連接至電壓源 101 之正極端子，因此電壓增加。接著將電容器 110 充電至一電壓 ($V_{batt} + V_y$)。該電壓不等於在前置調節器 100A 之輸出處之中間電壓 V_y 的兩倍，但其明顯大於 V_{batt} 。

如在圖 5C 中所示，暫態電流 ② 在電荷轉移階段期間流動至電容器 110 且提供與電容器 110 並聯連接之一電負載所需之任一電流。該環影響電流 ② 之串聯阻抗包含包含於電池或其他電壓源 101 內之任一寄生電阻。因此，在自飛馳電容器 105 至輸出電容器 110 之電荷轉移期間不涉及相依電壓源 116。轉換器 100 之暫態電流性能得到改進，此乃因其不相依於前置調節器 100A 之設計或相依於電容器 104。

因此，根據本發明，在充電階段期間，前置調節器 100A 用來將飛馳電容器 105 充電至一中間電壓 V_y ，且接著在電荷轉移階段期間，將該中間電壓 V_y 添加至電池或其他電壓源 101 之電壓 V_{batt} 以確定直流/直流轉換器 100 之輸出電壓。中間電壓 V_y 之值相依於前置調節器 100A 之構造及運作。然而，在電荷轉移期間電流不相依於經由前置調節器 100A 之傳導。

可將可高暫態 LCXU 轉換器 100 實施為一 LCDU 轉換器，其中前置調節器 100A 係一減壓型前置調節器或降壓型前置調節器，或另一選擇係，實施為一 LCUU 轉換器，其中前置調節器 100A 係一增壓型前置調節器或升壓型前置調節器。

可高暫態LCDU轉換器之實施例

若所揭示之LCXU轉換器適於固定頻率降-升作業，則前置調節器階段展示一轉移特性 $V_y = DV_{batt}$ 。因此，如在圖6A之等效電路120中所示，在充電階段期間，LCDU轉換器使用一相依電壓源121以一暫態電流①將飛馳電容器122充電至一電壓 V_y 。如在圖6B之等效電路125中所示，在電荷轉移階段期間，經充電之飛馳電容器122電堆疊於輸入電壓源127之電壓 V_{batt} 頂部上。因此，一電流②流動以將輸出電容器126充電至其最終值 V_{OUT} 。由於電壓源127與飛馳電容器122係串聯連接，因此電壓 V_{OUT} 係 V_{batt} 與 V_y 之和：

$$V_{OUT} = V_{batt} + V_y = V_{batt} + DV_{batt} = V_{batt}(1 + D)$$

因而本文中所揭示之LCDU轉換器之實施例之等效輸出至輸入電壓轉移比率由以下表達式給出：

$$\frac{V_{OUT}}{V_{batt}} = (1 + D)$$

先前所揭示之2X類型LCDU轉換器50具有一為 $V_{OUT}/V_{batt} = 2D$ 之電壓轉移比率，此意味著轉換器50可低於或高於一整轉移比率而運作。相反，轉換器100之LCDU版本總是高於一整轉移比率而運作。特定而言，由於D在自0至100%之間變化，因此轉換器100之LCDU版本之轉移比率在自1X至2X之間變化。因此，儘管該轉換器涉及降壓及升壓兩個階段，但倍壓器類型後置轉換器之量值大於前置調節器之降壓範圍且最終結果係僅升壓作業。

若採用可變頻率控制，則工作因數 D 係由量 $t_{on}/(t_{on}+t_{off})$ 替代，其中 t_{on} 係在其期間接通允許一磁化電流流動至電感器103中之一開關之時間週期，且 t_{off} 係在其期間關斷該開關之時間週期。此允許在一逐循環基礎上動態地調整電感器103之磁化時間及允許用於電流再循環之持續時間(亦即，當電流電感器電流下降時)。

在圖6C中顯示一可高暫態LCDU轉換器140之一實施例。轉換器140包含包括一低側N溝道MOSFET 142及串聯連接於輸入電壓 V_{batt} 與接地之間的一高側MOSFET 141之一前置調節器140A、一電感器144及一可選電容器145。(注意：如本文中所用，「接地」指代可係不同於 V_{batt} 之任一電壓之電路接地。)一後置轉換器140B包括飛馳電容器146、MOSFET 147、148、149及150，及輸出電容器151。高側MOSFET 141可係在閘極驅動電路及閘極驅動信號 V_{G1} 之極性上具有適當變化之P溝道或N溝道。

使用具有時鐘或斜坡產生器155之脈衝寬度調變控制器152及先斷後通(BBM)電路153及154達成MOSFET閘極驅動及定時。使用來自轉換器140之輸出電壓 V_{OUT} 之負極回饋回應於一控制電壓 V_{FB} 達成脈衝寬度調變。位準移位器156將 V_{FB} 之量值調整為強制 V_{OUT} 成為某一目標值之適當電壓。PWM控制器152可替代地使用可變頻率控制而運作。

BBM電路153之運作確保MOSFET 141及142被異相地驅動以避免擊穿傳導。特定而言，MOSFET 141傳導以磁化電感器144，亦即，增加其電流，而另外每當MOSFET 141

關斷時二極體 143 及同步整流器 MOSFET 142 即提供一電流再循環路徑。

類似地，BBM 電路 154 確保 MOSFET 147 及 148 同相傳導且經驅動與 MOSFET 149 及 150 異相。特定而言，MOSFET 147 及 148 兩者皆傳導以為飛馳電容器 146 充電，且另外 MOSFET 149 及 150 傳導以將電荷自飛馳電容器 146 轉移至輸出電容器 151。在一較佳實施例中，BBM 電路 153 及 154 皆由來自一共同時鐘產生器 155 之一信號異相地驅動。

在一個實施例中，在為飛馳電容器 146 充電之同時磁化電感器 144，從而需要同相地驅動 MOSFET 141、147 及 148 以同時傳導。在另一實施例中，在將飛馳電容器 146 上之電荷轉移至輸出電容器 151 之同時磁化電感器 144，從而需要與 MOSFET 149 及 150 同相（亦即，同時傳導）且與 MOSFET 147 及 148 異相地驅動 MOSFET 141。必須與閘極定時及轉換器 140 之運作電流範圍相應地調整可選電容器 145 之大小。

在單片實施方案中，電容 145 部分地表示與井（亦即用來形成且整合 MOSFET 147 至 150 之 P-N 接面）之形成自然地相關聯之電容。

可高暫態 LCUU 轉換器之實施例

若所揭示之 LCXU 轉換器適用於固定頻率升壓（或更準確地係升-升）作業，則前置調節器階段展示一轉移特性 $V_y = V_{\text{batt}} / (1-D)$ 。因此，如在圖 7A 之等效電路 170 中所示，在充電階段期間，LCUU 轉換器使用相依電壓源 171 以一暫

態電流 ❶ 將飛馳電容器 172 充電至一電壓 V_y 。在電荷轉移階段期間，如在圖 7B 之等效電路 175 中所示，經充電之飛馳電容器 172 電堆疊於輸入電壓源 173 之電壓 V_{batt} 頂部上，藉此一電流 ❷ 流動以將輸出電容器 174 充電至其最終值 V_{OUT} 。由於飛馳電容器 172 與電壓源 173 係串聯連接，因此電壓 V_{OUT} 係 V_{batt} 與 V_y 之和：

$$V_{OUT} = V_{batt} + V_y = V_{batt} + \frac{1}{1-D} V_{batt} = V_{batt} \left(1 + \frac{1}{1-D} \right) = V_{batt} \left(\frac{2-D}{1-D} \right)$$

本文中所揭示之 LCUU 轉換器之實施例之等效輸出至輸入電壓轉移比率由以下表達式給出：

$$\frac{V_{OUT}}{V_{batt}} = \left(1 + \frac{1}{1-D} \right) = \frac{2-D}{1-D}$$

先前所揭示之 2X 類型 LCUU 轉換器 50 具有一為 $V_{OUT}/V_{batt}=2/(1-D)$ 之電壓轉移比率。相反，轉換器 100 之 LCUU 版本總是高於一整轉移比率但在小於中間電壓 V_y 之值兩倍之一電壓下運作。特定而言，隨著 D 在自 0 至 75% 之間變化，轉換器 100 之 LCUU 版本之轉移比率變化在自 2X 至 6X 之間變化。在相同範圍中，先前所揭示之 2X 類型 LCUU 轉換器 50 將展示 2X 至 8X 之一範圍。

因此，儘管該轉換器僅涉及升壓階段，但圖 3A 中所示之倍壓器類型後置轉換器 50 之轉移比率範圍大於圖 5A 中所示之可高暫態轉換器 100 之 LCUU 版本之轉移比率範圍。雖然如此，但是轉換器 100 之 LCUU 版本仍提供一極其寬闊之轉移比率範圍。高於 75% 之工作因數亦係可能的，但所需用

來達成對應轉移比率之電流可係很高。

若採用可變頻率控制，則工作因數D由量 $t_{on}/(t_{on}+t_{off})$ 替代，從而允許在一逐循環基礎上動態地調整電感器103之磁化時間及允許用於電流再循環之持續時間(亦即，當電流電感器電流下降時)。

在圖7C中顯示可高暫態LCUU轉換器180之一實施例。轉換器180包含一前置調節器180A，其包括低側N溝道MOSFET 181、具有對應固有的P-N二極體184之浮動同步整流器MOSFET 183、電感器182及可選電容器195，及一後置轉換器180B，其包括飛馳電容器185、MOSFET 186、187及188，及輸出電容器189。同步整流器MOSFET 184可係在閘極驅動電路及閘極驅動信號 V_{G2} 之極性上具有適當變化之P溝道或N溝道。MOSFET 184在轉換器180中用作雙重目的，既用作前置調節器180A之一同步整流器，又用作為飛馳電容器185充電時用來控制時間之MOSFET中之一者。

使用具有時鐘或斜坡產生器193之脈衝寬度調變控制器190及先斷後通(BBM)電路191及192來達成MOSFET閘極驅動及定時。使用來自轉換器180之輸出電壓 V_{OUT} 之負極回饋回應於一控制電壓 V_{FB} 達成脈衝寬度調變。位準移位器194將 V_{FB} 之量值調整為強制 V_{OUT} 成為某一目標值之適當電壓。PWM控制器190可替代地使用可變頻率控制而運作。

BBM電路191之運作確保MOSFET 181及184被異相地驅動以避免擊穿傳導及電容器195之短路。特定而言，

MOSFET 181傳導以磁化電感器182，亦即，增加其電流，同時另外每當MOSFET 181關斷時二極體184及同步整流器MOSFET 183即提供充電電容器195之一電流路徑。

類似地，BBM電路154確保MOSFET 186同相傳導且經驅動與MOSFET 187及188異相。特定而言，MOSFET 186傳導以自電容器195為飛馳電容器185充電。另外，MOSFET 187及188兩者經偏壓以同時傳導以將電荷自飛馳電容器185轉移至輸出電容器189。在一較佳實施例中，BBM電路191及192由來自一共同時鐘產生器193之一信號同相地驅動。

在一較佳實施例中，在飛馳電容器185將其電荷轉移至輸出電容器189之同時磁化電感器182，從而需要同相地驅動MOSFET 181、187及188以同時傳導。在相反階段中，MOSFET 183及186經偏壓以同時傳導，從而將飛馳電容器185充電至一電壓 V'_y 。

由於MOSFET 183既用作一同步整流器又用於為飛馳電容器185充電，因此，如電路100中所圖解說明在轉換器180中不存在任何穩定中間電壓 V_y 。替代地，電壓 V'_y 僅在MOSFET 181關斷且MOSFET 183及186接通之時間期間表現為 V_y 。可將可選電容器195之大小調整得與閘極定時及轉換器180之運作電流範圍相應，但電容195可僅表示與井(亦即用來形成且整合MOSFET 183、186、187及188之P-N界面)之形成相關聯之寄生電容。

具有高暫態性能之分數LCXU切換轉換器

如先前所述，在一分數LCXU轉換器中，自轉換器至輸出電容器之能量轉移涉及前置調節器與一個或多個飛馳電容器之串聯組合。舉例而言，返回參照圖4A，在輸出電容器94之充電期間，分數類型LCXU轉換器80以在等效電路95(圖4B)中所示之一方式運轉，其中飛馳電容器85及86與電壓源96(一理想化元件表示前置調節器80A)串聯。如在圖4C中所示，在輸出電容器94之充電期間，電流②自堆疊於電壓源96頂部上之飛馳電容器85及86之並聯組合流動以將電流供應至與輸出電容器94係並聯連接之任一負載。在充電階段期間，當正為飛馳電容器85及86充電時，輸出電容器94必須供應該負載所需之任一電流。

理想地，由與一電容器串聯之一電壓源供應電流②，且如此應能夠在無警告之情形下依據需要供應高暫態電流。然而，實際上，電壓源96係一減壓型轉換器或增壓型轉換器或具有固有的電流限制之某一其他直流/直流轉換器電路，特別係在電容器84係小之情況下。該等組件將串聯電阻添加至理想化等效電路98，且限制轉換器80對負載之電流需要中之改變作出反應之能力。由於該串聯寄生電阻，暫態電壓調節會受損害。此不良回應對轉換器之階躍負載回應性能產生不利影響且僅可藉由增加電容器84或94之量值在LCXU轉換器80中避免。

在本發明之一分數LCXU轉換器中，使在電荷轉移期間之轉換器之串聯電阻獨立於在前置調節器電路內之串聯電阻，且暫態負載電流性能相應地得到改進。該新拓撲具有

一獨特的特徵，亦即在放電期間電流不再流過前置調節器。因此使用該技術使暫態電壓調節得到改進。

在圖8A中顯示該改進之一個實例，其中轉換器300包括一電池或電源301、具有電感器303之一切換前置調節器300A，及充電至一電壓 V_y 之一中間充電電容器304。端視電感器303之連接，前置調節器300A可包括一升壓型轉換器或一降壓型轉換器。

轉換器300A之輸出電壓 V_y 為一後置轉換器300B之一部分充電，該部分包含使用一分數拓撲之一電荷幫浦，該分數拓撲包括：兩個飛馳電容器305及306、功率MOSFET 307至313之一網路，及一輸出電容器314。MOSFET 307至313(未顯示)之控制電路藉由在MOSFET 310、311、312及313保持關斷之同時接通MOSFET 307、308及309而為飛馳電容器305及306充電，且接著藉由在偏壓關斷MOSFET 307、308及309之同時接通MOSFET 310、311、312及313來將飛馳電容器305及306上之電荷轉移至電容器314。

與圖4A中所示之轉換器80相反，在轉換器300中，飛馳電容器305及306之負極端子經由MOSFET 310及311分別連接至電池301之正極端子。此拓撲變化形成轉換器300之作業中之一顯著變化。在電荷轉移期間，MOSFET 310及311連接至電池電壓 V_{batt} 而非連接至前置調節器300A之輸出 V_y 。

電路300在拓撲上與轉換器80截然不同，其中MOSFET 90及91係連接至電壓 V_y 。在轉換器300中，MOSFET 90及

91由MOSFET 310及311替代，MOSFET 310及311係連系至輸入電壓 V_{batt} ，而非中間電壓 V_y 。轉換器300之運作原理可藉由將串聯連接之飛馳電容器305及306充電至一電壓 V_y 表示為在圖8B之等效電路320中所顯示而圖解說明，其中相依電壓源321表示前置調節器300A及經充電電容器304之輸出。在飛馳電容器305及306之充電期間，一暫態電流①流動直至電容器305及306中之每一者以與轉換器80中之飛馳電容器85及86之充電相同之一方式達到電壓 $V_y/2$ 。

如在圖8C之等效電路325中所示，在電荷轉移循環期間，經充電之飛馳電容器305及306與堆疊於輸入電壓源 V_{batt} 而非相依電壓源321頂部上之其並聯組合係並聯電連接。由於飛馳電容器305及306之負極端子係連接至電壓源301之正極端子，因此電壓增加。接著將電容器314充電至一電壓 $(V_{batt}+V_y/2)$ 。該電壓不等於前置調節器300A之輸出的1.5倍，但其明顯大於 V_{batt} 。

暫態電流②在電荷轉移階段期間流動至電容器314以提供由與電容器314係並聯連接之一電負載所需之任一電流。該環影響電流②之串聯阻抗包含包含於電池或獨立電壓源301內之任一寄生電阻。在自飛馳電容器305及306至輸出電容器314之電荷轉移期間不涉及相依電壓源321。電路326之暫態電流性能得到改進，此乃因其不相依於前置調節器300A之設計或相依於電容器304。

因此，根據本發明，在充電階段期間，前置調節器300A用來將飛馳電容器中之每一者充電至一電壓 $V_y/2$ ，且接著

在電荷轉移階段期間，將該電壓 $V_y/2$ 添加至電池或其他電壓源 301 之電壓 V_{batt} 以確定直流/直流轉換器 300 之輸出電壓。電壓 V_y 之值相依於前置調節器 300A 之構造及運作。然而，在電荷轉移期間電流不相依於經由前置調節器 300A 之傳導。

可將可高暫態分數 LCXU 轉換器 300 實施為一 LCDU 轉換器，其中前置調節器 300A 係一減壓型前置調節器或降壓型前置調節器，或另一選擇係，實施為一 LCUU 轉換器，其中前置調節器 300A 係一增壓型前置調節器或升壓型前置調節器。

可高暫態分數 LCDU 轉換器之實施例

若所揭示之 LCXU 轉換器適於固定頻率降-升作業，則前置調節器階段展示一轉移特性 $V_y = DV_{batt}$ 。因此，如在圖 9A 之等效電路 350 中所示，在充電階段期間，LCDU 轉換器使用一相依電壓源 351 以暫態電流 ① 將飛馳電容器 352 及 353 中之每一者充電至一電壓 $V_y/2$ 。如在圖 9B 之等效電路 355 中所示，在電荷轉移階段 355 期間，經充電之飛馳電容器 352 及 353 係並聯連接，且該並聯組合係電堆疊於輸入電壓源 356 之電壓 V_{batt} 頂部上。因此，一電流 ② 流動以將輸出電容器 357 充電至其最終值 V_{OUT} 。由於電壓源 356 與飛馳電容器 352 與 353 之並聯組合係串聯連接，因此電壓 V_{OUT} 係 V_{batt} 與 $V_y/2$ 之和：

$$V_{OUT} = V_{batt} + \frac{V_y}{2} = V_{batt} + 0.5DV_{batt} = V_{batt} \left(1 + \frac{D}{2} \right)$$

因而本文中所揭示之分數 LCDU 轉換器之實施例之等效

輸出至輸入電壓轉移比率由以下表達式給出：

$$\frac{V_{OUT}}{V_{batt}} = \left(1 + \frac{D}{2}\right) = (1 + 0.5D)$$

先前所揭示之 1.5X 類型 LCDU 轉換器 80 具有為 $V_{OUT}/V_{batt}=1.5D$ 之一電壓轉移比率，此意味著轉換器 80 可低於或高於一整轉移比率而運作。相反，轉換器 300 之 LCDU 版本總是高於一整轉移比率而運作。特定而言，由於 D 在自 0 至 100% 之間變化，因此轉換器 300 之 LCDU 版本之轉移比率變化在自 1X 至 1.5X 之間變化。因此，儘管轉換器涉及降壓階段及升壓階段兩者，但 1.5X 類型後置轉換器之量值大於前置調節器之降壓範圍且最終結果係僅升壓作業。

若採用可變頻率控制，則工作因數 D 由量 $t_{on}/(t_{on}+t_{off})$ 替代，從而允許在一逐循環基礎上動態地調整電感器 303 之磁化時間及允許用於電流再循環之持續時間（亦即，當電流電感器電流下降時）。

在圖 9C 中顯示一可高暫態分數 LCDU 轉換器 370 之一實施例。轉換器 370 包含包括低側 N 溝道 MOSFET 372、高側 MOSFET 371、電感器 374 及可選電容器 375 之一前置調節器 370A。一後置轉換器 370B 包括飛馳電容器 376 及 377、MOSFET 378、379、380、381、382、383 及 384，及輸出電容器 385。高側 MOSFET 371 可係在閘極驅動電路及閘極驅動信號 V_{G2} 之極性上具有適當變化之 P 溝道或 N 溝道。

使用具有時鐘或斜坡產生器 389 之脈衝寬度調變控制器

386及先斷後通(BBM)電路387及388達成MOSFET閘極驅動及定時。使用來自轉換器370之輸出電壓 V_{OUT} 之負極回饋回應於一控制電壓 V_{FB} 達成脈衝寬度調變。位準移位器390將 V_{FB} 之量值調整為強制 V_{OUT} 成為某一目標值之適當的電壓。PWM控制器386可替代地使用可變頻率控制而運作。

BBM電路387之運作確保MOSFET 371及372被異相地驅動以避免擊穿傳導。特定而言，MOSFET 371傳導以磁化電感器374，亦即，增加其電流，同時另外每當MOSFET 371關斷時二極體373及同步整流器372即提供一電流再循環路徑。

類似地，BBM電路388確保MOSFET 378、379及380同相傳導且經驅動與MOSFET 381、382、383及384異相。特定而言，MOSFET 378、379及380同時傳導以為飛馳電容器376及377充電，且另外MOSFET 381、382、383及384傳導以將電荷自飛馳電容器376及377轉移至輸出電容器385。在一較佳實施例中，BBM電路387及388由來自一共同時鐘產生器389之一信號同相地驅動。

在一個實施例中，在為飛馳電容器376及377充電之同時磁化電感器374，從而需要同相地驅動MOSFET 371、378、379及380以同時傳導。在另一實施例中，在將飛馳電容器376及377上之電荷轉移至輸出電容器385之同時磁化電感器374，從而需要與MOSFET 381至384同相(亦即，同時傳導)且與MOSFET 378至380異相地驅動MOSFET 371。必須將可選電容器375之大小調整得與閘極定時及轉

換器370之運作電流範圍相應。

在單片實施方案中，電容375部分地表示與井(亦即用來形成且整合MOSFET 378至384之P-N接面)之形成自然相關聯之電容。

可高暫態分數LCUU轉換器之實施例

若所揭示之LCXU轉換器適於固定頻率升壓(或更準確地係升-升作業)，則前置調節器階段展示一轉移特性 $V_y = V_{batt}/(1-D)$ 。因此，如在圖10A之等效電路400中所示，在充電階段期間，LCUU轉換器使用相依電壓源401以一暫態電流①將飛馳電容器402及403中之每一者充電至一電壓 $V_y/2$ 或 $V_{batt}/2(1-D)$ 。如在圖10B之等效電路405中所示，在電荷轉移階段期間，經充電之飛馳電容器402與403係並聯連接，且該並聯組合係電堆疊於輸入電壓源406之電壓 V_{batt} 頂部上，藉此一電流②流動以將輸出電容器407充電至其最終值 V_{OUT} 。由於飛馳電容器402與403之並聯組合與電壓源406係串聯連接，因此電壓 V_{OUT} 係 V_{batt} 與 V_y 之和：

$$V_{OUT} = V_{batt} + V_y = V_{batt} + \frac{1}{2(1-D)} V_{batt} = V_{batt} \left(1 + \frac{0.5}{1-D} \right) = V_{batt} \left(\frac{1.5-D}{1-D} \right)$$

本文中所揭示之LCUU轉換器之實施例之等效輸出至輸入電壓轉移比率由以下表達式給出：

$$\frac{V_{OUT}}{V_{batt}} = \left(1 + \frac{0.5}{(1-D)} \right) = \frac{1.5-D}{1-D}$$

先前所揭示之1.5X類型LCUU轉換器80具有一為 $V_{OUT}/V_{batt} = 1.5/(1-D)$ 之電壓轉移比率。相反，轉換器300之

LCUU版本總是高於1轉換但在小於電壓 V_y 之值1.5倍之一電壓下運作。特定而言，隨著D在自0至75%之間變化，轉換器300之LCUU版本之轉移比率變化在自1.5X至4X之間變化。在相同範圍中，先前所揭示之1.5X類型LCUU轉換器80將展示1.5X至6X之一範圍。

因此，儘管該轉換器涉及兩個僅升壓階段，但圖4A中所示之分數類型後置轉換器80之轉移比率範圍大於圖8A中所示之可高暫態轉換器300之LCUU版本之升壓範圍。但是，轉換器300之LCUU版本仍提供一極其寬的轉移比率範圍。高於75%之工作因數亦係可能的，但因此所需用來達成對應轉移比率之電流可係相當高。

若採用可變頻率控制，則工作因數D由量 $t_{on}/(t_{on}+t_{off})$ 替代，從而允許在一逐循環基礎上動態地調整電感器303之磁化時間及允許用於電流再循環之持續時間(亦即，當電流電感器電流下降時)。

在圖10C中顯示可高暫態分數LCUU轉換器420之一實施例。轉換器420包含一前置調節器420A，其包括低側N溝道MOSFET 421、具有對應固有的P-N二極體424之浮動同步整流器MOSFET 423、電感器422及可選電容器445，及一後置轉換器420B，其包括飛馳電容器425及426、MOSFET 425至432，及輸出電容器433。同步整流器MOSFET 423可係在閘極驅動電路及閘極驅動信號 V_{G2} 之極性上具有適當變化之P溝道或N溝道。MOSFET 423在轉換器420中用作雙重目的，既用作前置調節器420A之一同步

整流器，又用作在為飛馳電容器425及426充電時用來控制時間之MOSFET中之一者。

使用具有時鐘或斜坡產生器437之脈衝寬度調變控制器434及先斷後通(BBM)電路435及436達成MOSFET開極驅動及定時。使用來自轉換器420之輸出電壓 V_{OUT} 之負極回饋回應於一控制電壓 V_{FB} 達成脈衝寬度調變。位準移位器438將 V_{FB} 之量值調整為強制 V_{OUT} 成為某一目標值之適當的電壓。PWM控制器434可替代地使用可變頻率控制而運作。

BBM電路435之運作確保MOSFET 421及423被異相地驅動以避免擊穿傳導及電容器425及426之短路。特定而言，MOSFET 421傳導以磁化電感器422，亦即，增加其電流，同時另外每當MOSFET 421關斷時二極體424及同步整流器MOSFET 423即提供為電容器425及426充電之一電流路徑。

類似地，BBM電路436確保MOSFET 423與MOSFET之427及428同相傳導且經驅動與MOSFET 429、430、431及432異相。特定而言，MOSFET 423、427及428傳導以自電容器445為飛馳電容器425及426充電。另外，MOSFET 429至432經偏壓以同時傳導以將電荷自飛馳電容器425及426轉移至輸出電容器453。在一較佳實施例中，BBM電路435及436由來自一共同時鐘產生器437之一信號同相地驅動。

在一較佳實施例中，在飛馳電容器425及426將其電荷轉移至輸出電容器453之同時磁化電感器422，從而需要同相地驅動MOSFET 429、430、431及432以同時傳導。在相反

階段中，MOSFET 423、427及428經偏壓以同時傳導，從而將飛馳電容器425及426中之每一者充電至一電壓 $V'_y/2$ 。

由於MOSFET 423既用作一同步整流器又用於為飛馳電容器425及426充電，因此，如電路300中所圖解說明，在轉換器420中不存在任何穩定的中間電壓 V_y 。替代地，電壓 V'_y 僅在MOSFET 421關斷且MOSFET 423、427及428接通之時間期間表現為 V_y 。可將可選電容器445之大小調整得與閘極定時及轉換器420之運作電流範圍相應，但電容445僅可表示與井(亦即用來形成且整合MOSFET 424至433之P-N接面)之形成相關聯之寄生電容。

上文所述之實施例係說明性的而非限定性。根據上述說明，熟習此項技術者將明瞭諸多額外及替代實施例。

【圖式簡單說明】

圖1A係一電荷幫浦倍壓器之一電路圖；

圖1B及1C分別係該電荷幫浦倍壓器在充電及電荷轉移階段期間之等效電路圖；

圖2A係一分數1.5X電荷幫浦之一電路圖；

圖2B及2C分別係該分數1.5X電荷幫浦在充電及電荷轉移階段期間之等效線路圖；

圖3A係具有一2X後置轉換器之一LCXU轉換器之一電路圖；

圖3B及3C分別係圖3A之該LCXU轉換器在充電及電荷轉移階段期間之等效電路圖；

圖4A係具有一1.5X後置轉換器之一LCXU轉換器之一電

路圖；

圖 4B 及 4C 分別係圖 4A 之該 LCXU 轉換器在充電及電荷轉移階段期間之等效電路圖；

圖 5A 係具有根據本發明之一 2X 後置轉換器之一 LCXU 轉換器之一電路圖；

圖 5B 及 5C 分別係圖 5A 之該 LCXU 轉換器在充電及電荷轉移階段期間之等效電路圖；

圖 6A 及 6B 分別係具有一 2X 後置轉換器之一 LCDU 轉換器在充電及電荷轉移階段期間之等效電路圖；

圖 6C 係具有 2X 後置轉換器之該 LCDU 轉換器之一電路圖；

圖 7A 及 7B 分別係具有一 2X 後置轉換器之一 LCUU 轉換器在充電及電荷轉移階段期間之等效電路圖；

圖 7C 係具有 2X 後置轉換器之該 LCUU 轉換器之一電路圖；

圖 8A 係具有根據本發明之一 1.5X 後置轉換器之一 LCXU 轉換器之一電路圖；

圖 8B 及 8C 分別係圖 8A 之該 LCXU 轉換器在充電及電荷轉移階段期間之等效電路圖；

圖 9A 及 9B 分別係具有一 1.5X 後置轉換器之一 LCDU 轉換器在充電及電荷轉移階段期間之等效電路圖；

圖 9C 係具有 1.5X 後置轉換器之該 LCDU 轉換器之一電路圖；

圖 10A 及 10B 分別係具有一 1.5X 後置轉換器之一 LCUU 轉

換器在充電及電荷轉移階段期間之等效電路圖；及

圖 10C 係具有 1.5X 後置轉換器之該 LCUU 轉換器之一電路圖。

【主要元件符號說明】

1	電荷幫浦倍壓器
2	電池或電壓源
3	飛馳電容器
4	MOSFET
5	MOSFET
6	MOSFET
7	MOSFET
8	輸出電容器
10	等效電路
11	電壓源
15	等效電路
20	分數電荷幫浦
21	電池或電壓源
22	飛馳電容器
23	飛馳電容器
24	MOSFET
25	MOSFET
26	MOSFET
27	MOSFET
28	MOSFET

29	MOSFET
30	MOSFET
31	輸出電容器
36	電壓源
40	等效電路
50	轉換器
51	電池或電源
52	脈衝寬度調變控制器
53	先斷後通(BBM)電路
54	先斷後通(BBM)電路
55	單個飛馳電容器
56	功率MOSFET
57	功率MOSFET
58	功率MOSFET
59	功率MOSFET
60	輸出電容器
65	等效電路
66	相依電壓源
70	等效電路
80	轉換器
81	電池或電源
83	電感器
84	中間充電電容器
85	飛馳電容器

86	飛馳電容器
87	功率 MOSFET
88	功率 MOSFET
89	功率 MOSFET
90	功率 MOSFET
91	功率 MOSFET
92	功率 MOSFET
93	功率 MOSFET
94	輸出電容器
95	等效電路
96	相依電壓源
98	等效電路
100	轉換器
101	電池或電源
102	切換電壓轉換器
103	電感器
104	中間充電電容器
105	單個飛馳電容器
106	功率 MOSFET
107	功率 MOSFET
108	功率 MOSFET
109	功率 MOSFET
110	輸出電容器
115	等效電路

116	相依電壓源
118	等效電路
120	等效電路
121	相依電壓源
122	飛馳電容器
125	等效電路
126	輸出電容器
127	輸入電壓源
140	可高暫態LCDU轉換器
141	高側MOSFET
142	低側N溝道MOSFET
143	二極體
144	電感器
145	可選電容器
146	飛馳電容器
147	MOSFET
148	MOSFET
149	MOSFET
150	MOSFET
151	輸出電容器
152	脈衝寬度調變控制器
153	先斷後通(BBM)電路
154	先斷後通(BBM)電路
155	有時鐘或斜坡產生器

156	位準移位器
171	相依電壓源
172	飛馳電容器
173	輸入電壓源
174	輸出電容器
175	等效電路
180	可高暫態LCUU轉換器
181	低側N溝道MOSFET
182	電感器
183	浮動同步整流器MOSFET
184	P-N二極體
185	飛馳電容器
186	MOSFET
187	MOSFET
188	MOSFET
189	輸出電容器
190	脈衝寬度調變控制器
191	先斷後通(BBM)電路
192	先斷後通(BBM)電路
193	時鐘或斜坡產生器
194	位準移位器
300	轉換器
301	電池或電源
303	電感器

- 304 中間充電電容器
- 305 飛馳電容器
- 306 飛馳電容器
- 307 功率MOSFET
- 308 功率MOSFET
- 309 功率MOSFET
- 310 功率MOSFET
- 311 功率MOSFET
- 312 功率MOSFET
- 313 功率MOSFET
- 314 輸出電容器
- 320 等效電路
- 321 相依電壓源
- 325 等效電路
- 326 電路
- 350 等效電路
- 351 相依電壓源
- 352 飛馳電容器
- 353 飛馳電容器
- 355 電荷轉移階段
- 356 輸入電壓源
- 357 輸出電容器
- 370 可高暫態分數LCDU轉換器
- 371 高側MOSFET

372	低側N溝道MOSFET
373	二極體
374	電感器
375	可選電容器
376	飛馳電容器
377	飛馳電容器
378	MOSFET
379	MOSFET
380	MOSFET
381	MOSFET
382	MOSFET
383	MOSFET
384	MOSFET
385	輸出電容器
386	脈衝寬度調變控制器
387	先斷後通(BBM)電路
388	先斷後通(BBM)電路
389	時鐘或斜坡產生器
390	位準移位器
400	等效電路
401	相依電壓源
402	飛馳電容器
403	飛馳電容器
405	等效電路

- 406 輸入電壓源
- 407 輸出電容器
- 420 可高暫態分數LCUU轉換器
- 421 低側N溝道MOSFET
- 422 電感器
- 423 浮動同步整流器MOSFET
- 424 P-N二極體
- 425 飛馳電容器(MOSFET)
- 426 飛馳電容器MOSFET
- 427 MOSFET
- 428 MOSFET
- 429 MOSFET
- 430 MOSFET
- 431 MOSFET
- 432 MOSFET
- 433 輸出電容器
- 434 脈衝寬度調變控制器
- 435 先斷後通(BBM)電路
- 436 先斷後通(BBM)電路
- 437 時鐘或斜坡產生器
- 438 位準移位器
- ① 暫態電流/電流路徑
- ② 電流路徑/暫態電流/電荷轉移電流

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： 98125972

※ 申請日： 98.7.31

※IPC 分類：

H02M3/145 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

具改進的暫態電流性能之升壓型直流/直流電壓轉換器

STEP-UP DC/DC VOLTAGE CONVERTER WITH IMPROVED

TRANSIENT CURRENT CAPABILITY

二、中文發明摘要：

本發明揭示一種直流/直流電壓轉換器，其包含串聯連接於該轉換器之輸入與輸出端子之間的一電容性電荷幫浦及一電感性切換電壓調節器。該電荷幫浦具有連接至該轉換器之該輸入端子之一第二輸入端子。此減少了藉以將電荷自該電荷幫浦中之電容器傳送至輸出電容器之電流路徑中之串聯電阻，且因此改進了該轉換器對由負載所需之電流之快速變化作出回應之能力。

三、英文發明摘要：

A DC/DC voltage converter includes an inductive switching voltage regulator and a capacitive charge pump connected in series between the input and output terminals of the converter. The charge pump has a second input terminal connected to the input terminal of the converter. This reduces the series resistance in the current path by which charge is transferred from the capacitor in the charge pump to the output capacitor and thereby improves the ability of the converter to respond to rapid changes in current required by the load.

七、申請專利範圍：

1. 一種直流/直流電壓轉換器，其包括：

一前置調節器，其包括一電感性切換電壓轉換器，該前置調節器具有一輸入端子及一輸出端子；及

一後置轉換器，其包括一電荷幫浦，該後置轉換器具有耦合至該前置調節器之一輸出端子之一第一輸入端子，及耦合至該前置調節器之該輸入端子之一第二輸入端子。

2. 如請求項1之直流/直流電壓轉換器，其中該電荷幫浦包括一電容器，該後置轉換器之該第一輸入端子經由一第一開關耦合至該電容器之一第一端子，該後置轉換器之該第二輸入端子經由一第二開關耦合至該電容器之一第二端子。

3. 如請求項2之直流/直流電壓轉換器，其中該電容器之該第一端子經由一第三開關耦合至該轉換器之一輸出端子，且該電容器之該第二端子經由一第四開關耦合至接地。

4. 如請求項3之直流/直流電壓轉換器，其中該第一開關、第二開關、第三開關及第四開關中之每一者皆包括一MOSFET。

5. 如請求項1中之直流/直流電壓轉換器，其中該電荷幫浦包括至少兩個電容器，該後置轉換器之該第一輸入端子經由一第一開關耦合至一第一電容器之一第一端子，該後置轉換器之該第二輸入端子經由一第二開關耦合至該

第一電容器之一第二端子，該第一電容器之該第二端子經由一第三開關耦合至該第二電容器之一第一端子，該後置轉換器之該第二輸入端子經由一第四開關耦合至該第二電容器之一第二端子。

6. 如請求項5之直流/直流電壓轉換器，其中該第一電容器之該第一端子經由一第五開關耦合至該轉換器之一輸出端子，且該第二電容器之該第二端子經由一第六開關耦合至接地。
7. 如請求項6之直流/直流電壓轉換器，其中該第二電容器之該第一端子經由一第七開關耦合至該轉換器之該輸出端子。
8. 如請求項7之直流/直流電壓轉換器，其中該第一開關、第二開關、第三開關、第四開關、第五開關、第六開關及第七開關中之每一者皆包括一MOSFET。
9. 如請求項1之直流/直流電壓轉換器，其中該前置調節器適於在該前置調節器之該輸入端子處升高一電壓。
10. 如請求項9之直流/直流電壓轉換器，其中該後置轉換器適於在該後置轉換器之一輸入端子處加倍一電壓。
11. 如請求項9之直流/直流電壓轉換器，其中該後置轉換器適於在該後置轉換器之一輸入端子處以一因數1.5增大一電壓。
12. 如請求項1之直流/直流電壓轉換器，其中該前置調節器適於在該前置調節器之該輸入端子處降低一電壓。
13. 如請求項12之直流/直流電壓轉換器，其中該後置轉換器

適於在該後置轉換器之一輸入端子處加倍一電壓。

14. 如請求項12之直流/直流電壓轉換器，其中該後置轉換器適於在該後置轉換器之一輸入端子處以一因數1.5增大一電壓。

15. 一種將一直流輸入電壓轉換為一直流輸出電壓之方法，其包括：

在該直流輸入電壓與接地之間重複地切換一電感器之一第一端子以便產生一中間電壓；

使用該中間電壓來為至少一個電容器充電；及

將該至少一個電容器之一第一端子重複地連接至該直流輸入電壓，且將該至少一個電容器之一第一端子自該直流輸入電壓斷開連接，從而在該電容器之一第二端子處產生該直流輸出電壓。

16. 如請求項15之方法，其包括：

提供一輸出電容器；及

當將該至少一個電容器之該第一端子連接至該直流輸入電壓時將該至少一個電容器之該第二端子連接至該輸出電容器；及

當將該至少一個電容器之該第一端子自該直流輸入電壓斷開連接時將該至少一個電容器之該第二端子自該輸出電容器斷開連接。

17. 如請求項16之方法，其中在將該中間電壓用來為該至少一個電容器充電之同時將該電感器之該第一端子連接至該直流輸入電壓。

18. 如請求項16之方法，其包括在將該中間電壓用來為該至少一個電容器充電之同時磁化該電感器。

19. 如請求項16之方法，其中在將該至少一個電容器之該第二端子連接至該輸出電容器且將該至少一個電容器之該第一端子連接至該直流輸入電壓之同時將該電感器之該第一端子連接至該直流輸入電壓。

20. 如請求項16之方法，其包括在將該至少一個電容器之該第二端子連接至該輸出電容器且將該至少一個電容器之該第一端子連接至該直流輸入電壓之同時磁化該電感器。

21. 一種將一直流輸入電壓轉換為一直流輸出電壓之方法，其包括：

將一電感器之一第一端子連接至該直流輸入電壓；

將一電感器之一第二端子重複地連接至接地且將一電感器之該第二端子自接地斷開連接以便產生一中間電壓；

使用該中間電壓來為至少一個電容器充電；及

將該至少一個電容器之一第一端子重複地連接至該直流輸入電壓，且將該至少一個電容器之該第一端子自該直流輸入電壓斷開連接，從而在該電容器之一第二端子處產生該直流輸出電壓。

22. 如請求項21之方法，其包括：

提供一輸出電容器；及

當將該至少一個電容器之該第一端子連接至該直流輸

入電壓時將該至少一個電容器之該第二端子連接至該輸出電容器；及

當將該至少一個電容器之該第一端子自該直流輸入電壓斷開連接時將該至少一個電容器之該第二端子自該輸出電容器斷開連接。

23. 如請求項22之方法，其中在使用該中間電壓來為該至少一個電容器充電之同時將該電感器之該第二端子連接至接地。
24. 如請求項22之方法，其包括在使用該中間電壓來為該至少一個電容器充電之同時磁化該電感器。
25. 如請求項22之方法，其中在將該至少一個電容器之該第二端子連接至該輸出電容器且將該至少一個電容器之該第一端子連接至該直流輸入電壓之同時將該電感器之該第二端子連接至接地。
26. 如請求項22之方法，其包括在將該至少一個電容器之該第二端子連接至該輸出電容器且將該至少一個電容器之該第一端子連接至該直流輸入電壓之同時磁化該電感器。

八、圖式：

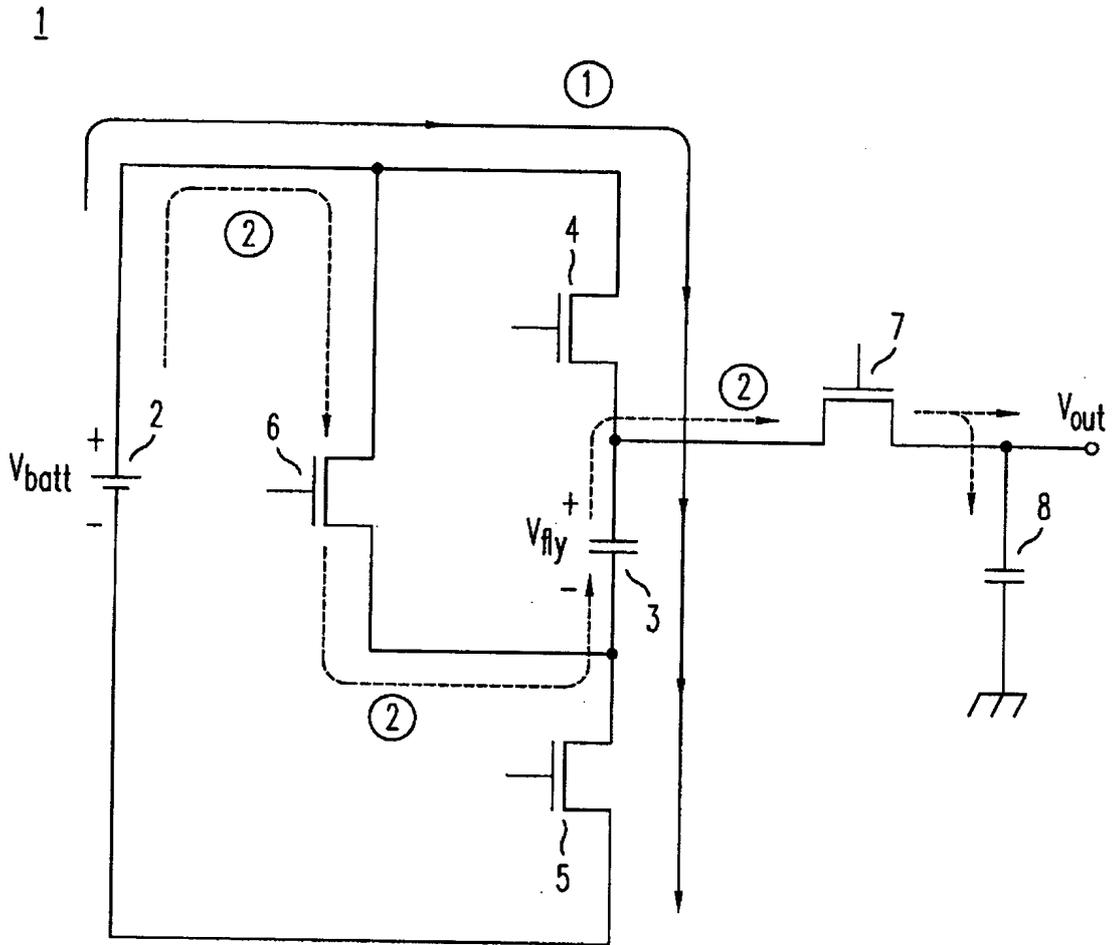


圖 1A

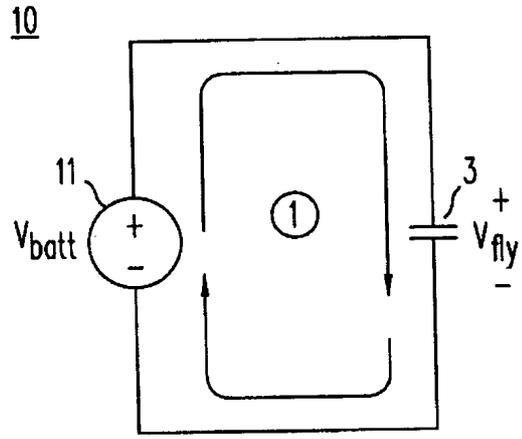


圖 1B

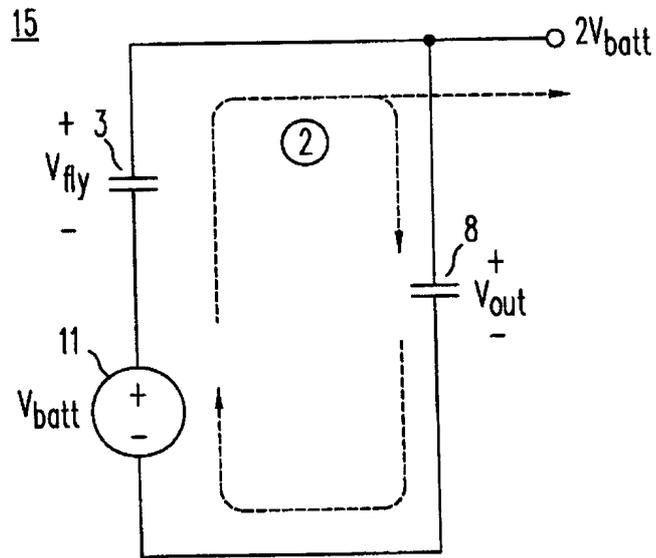


圖 1C

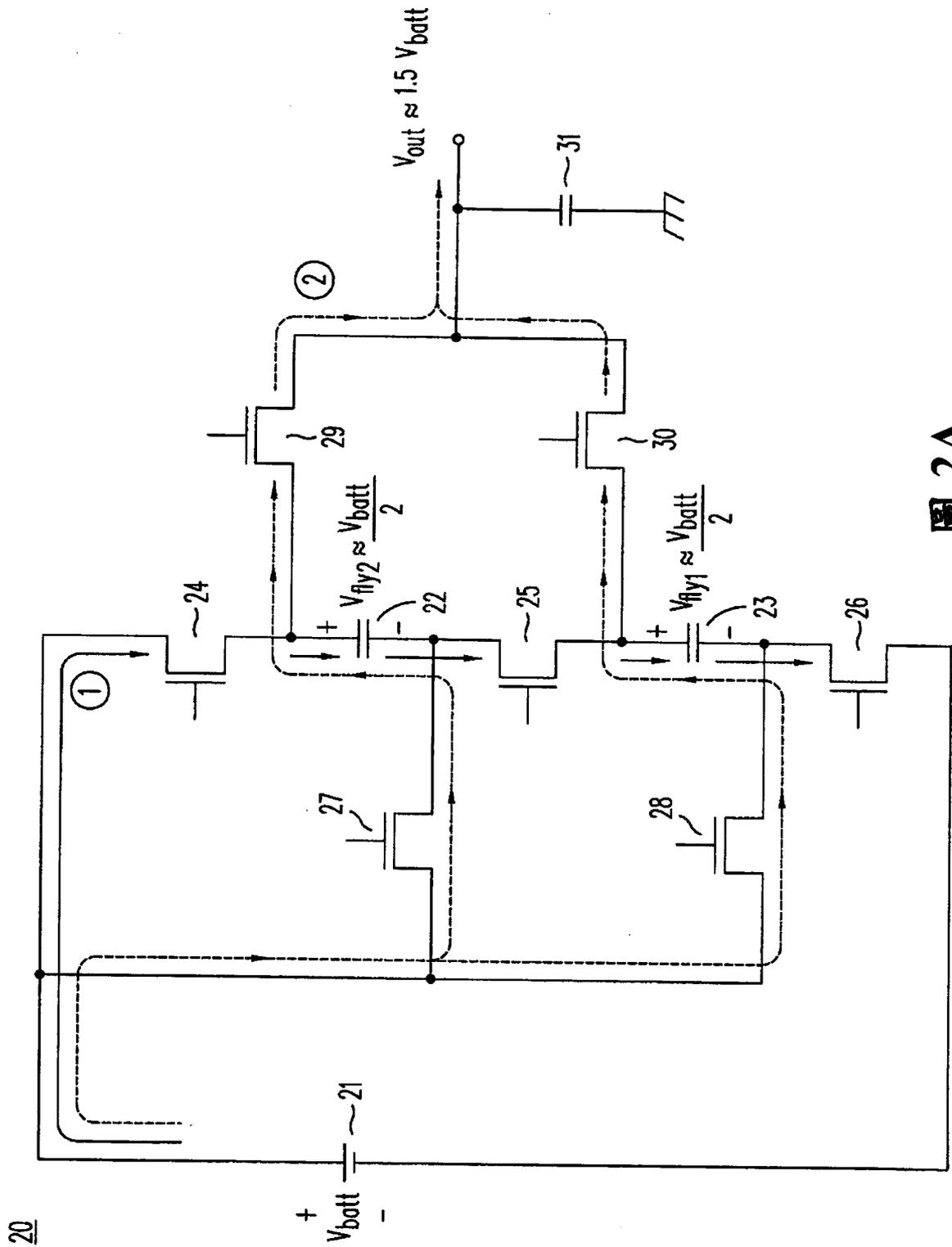


圖 2A

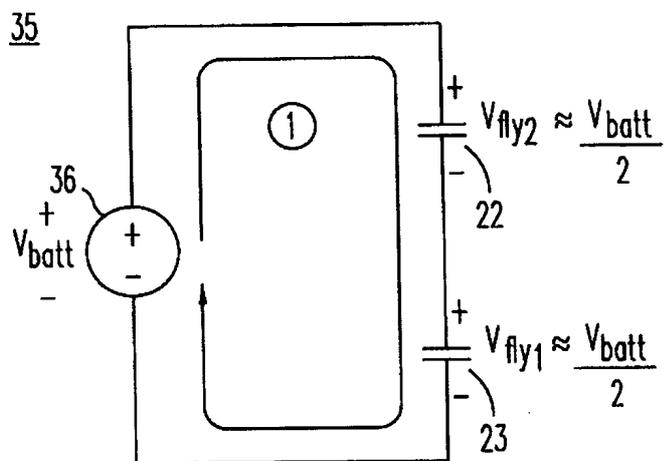


圖 2B

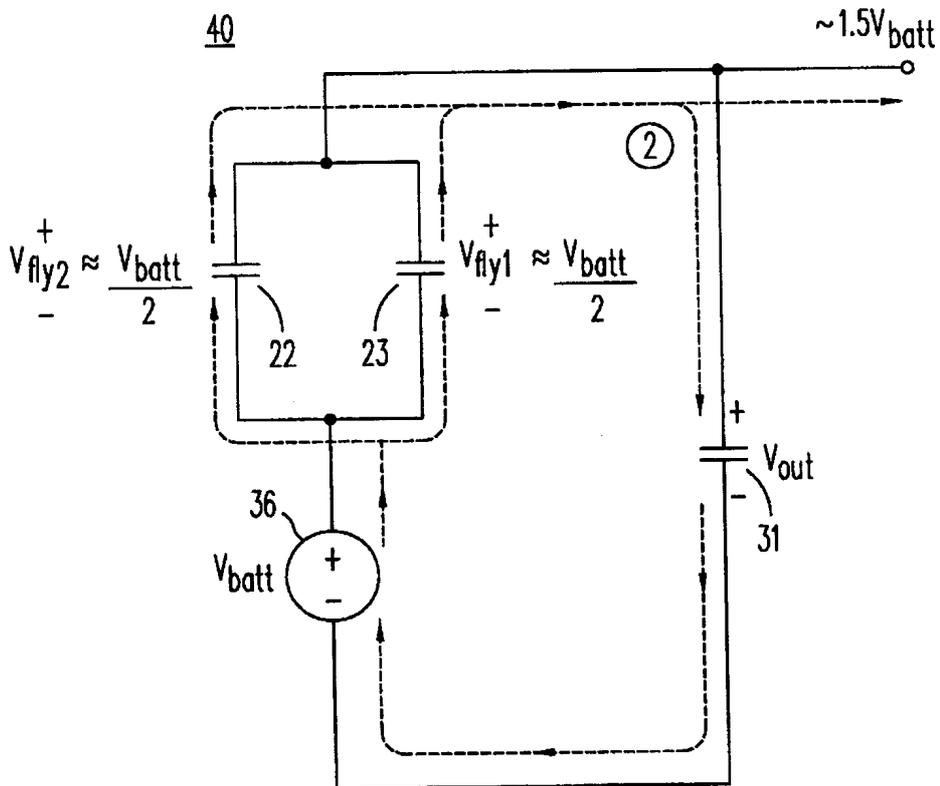


圖 2C

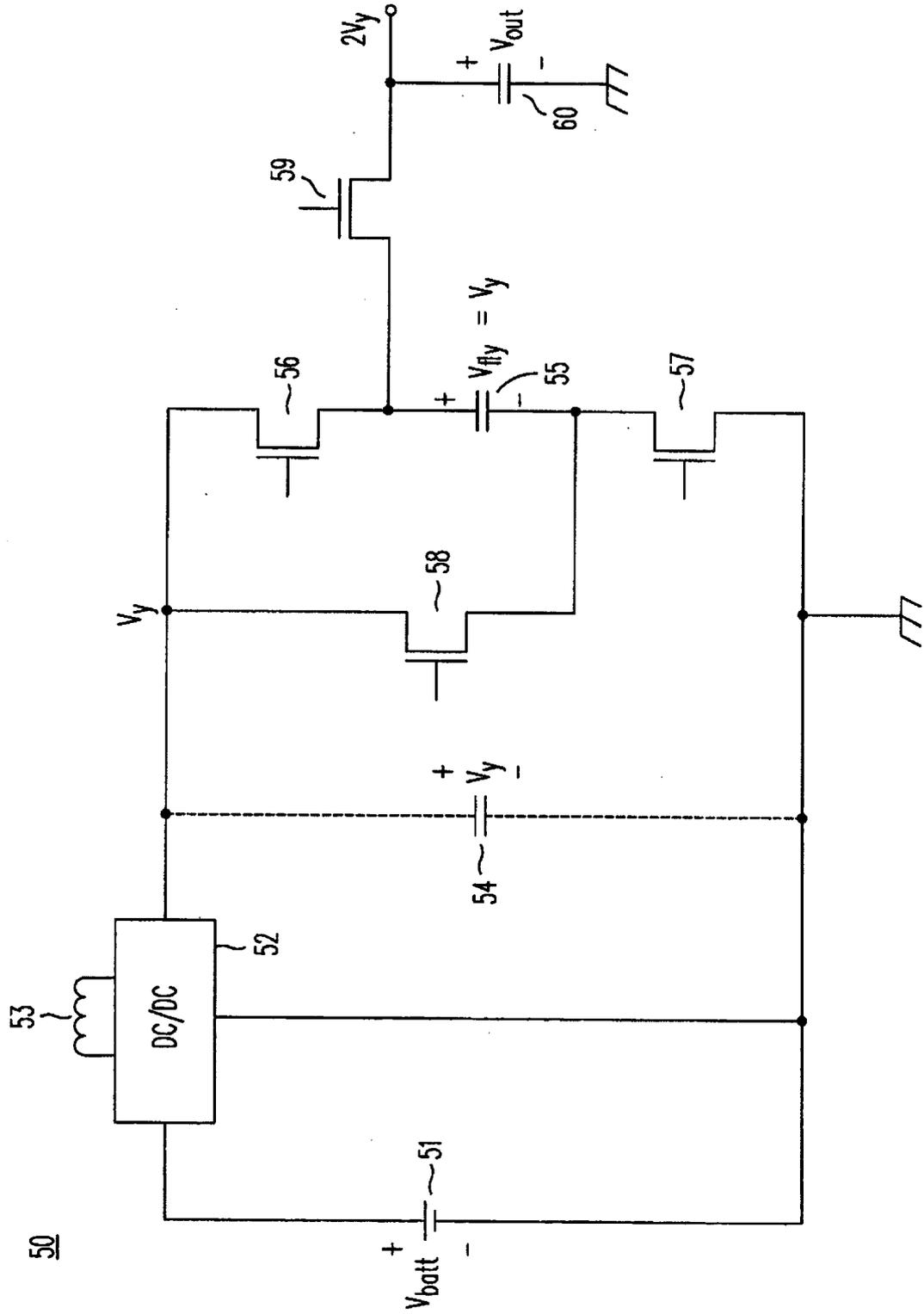


圖 3A

65

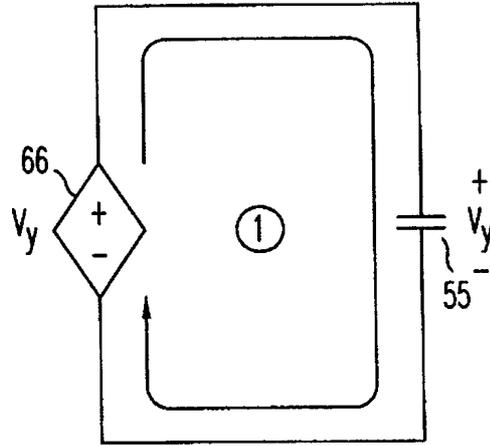


圖 3B

70

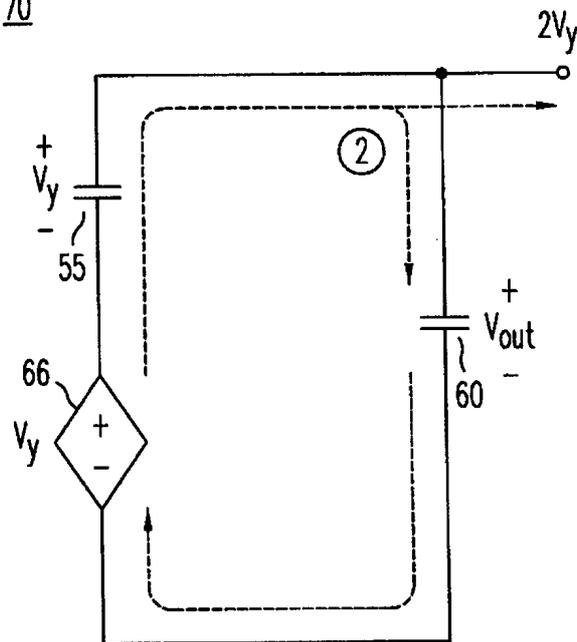


圖 3C

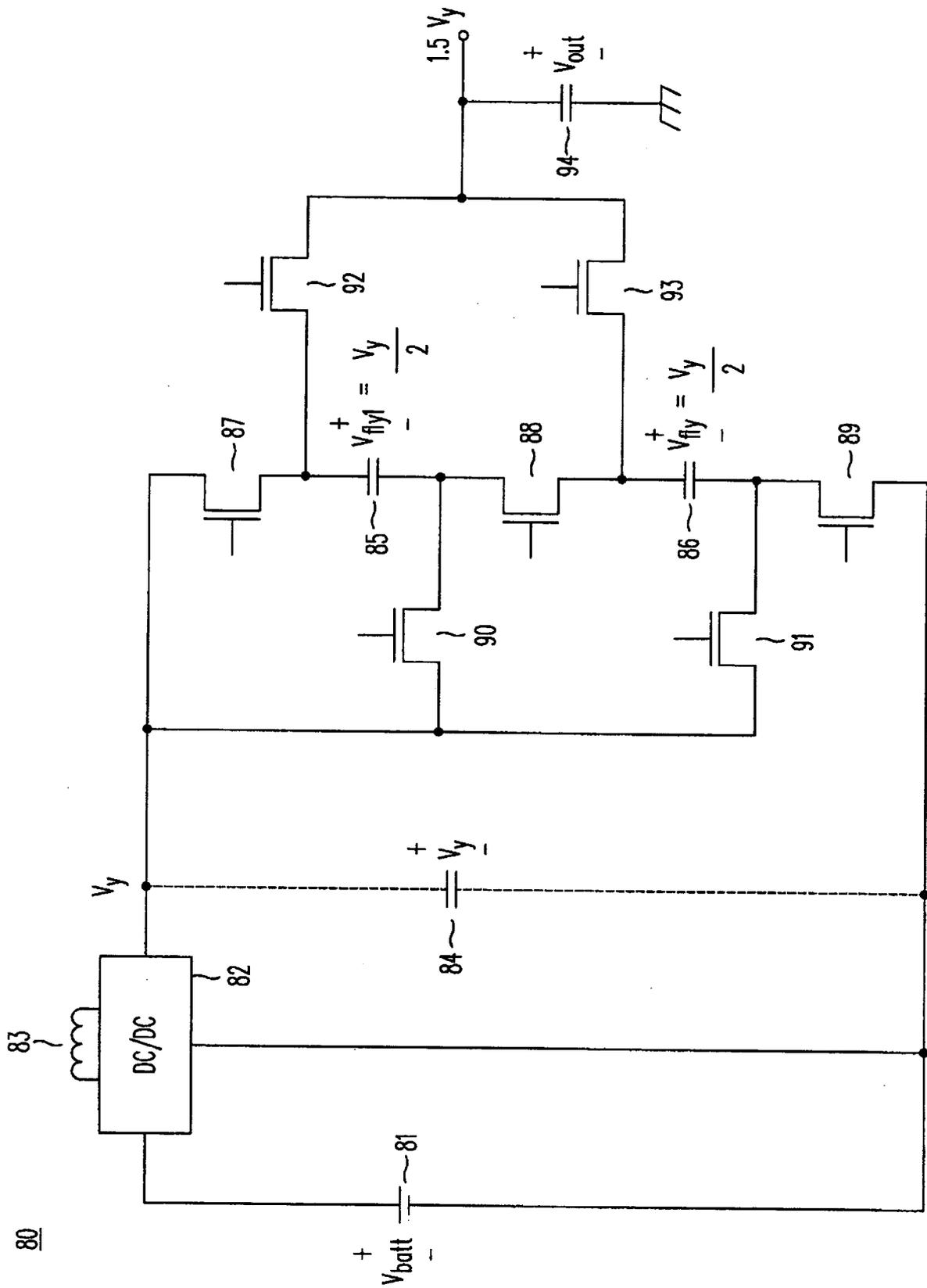


圖 4A

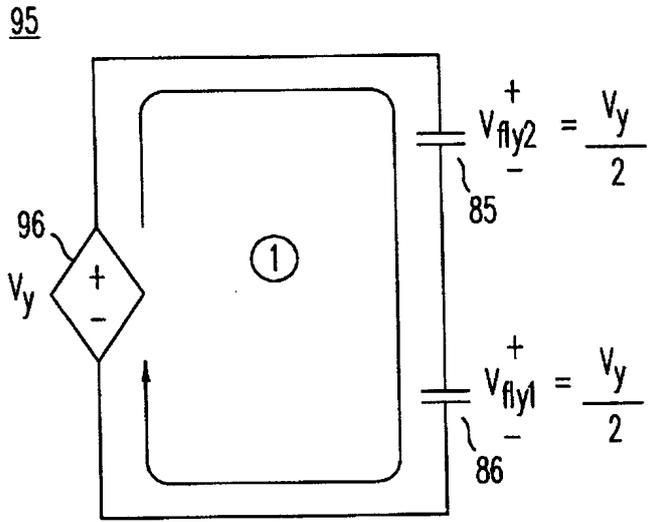


圖 4B

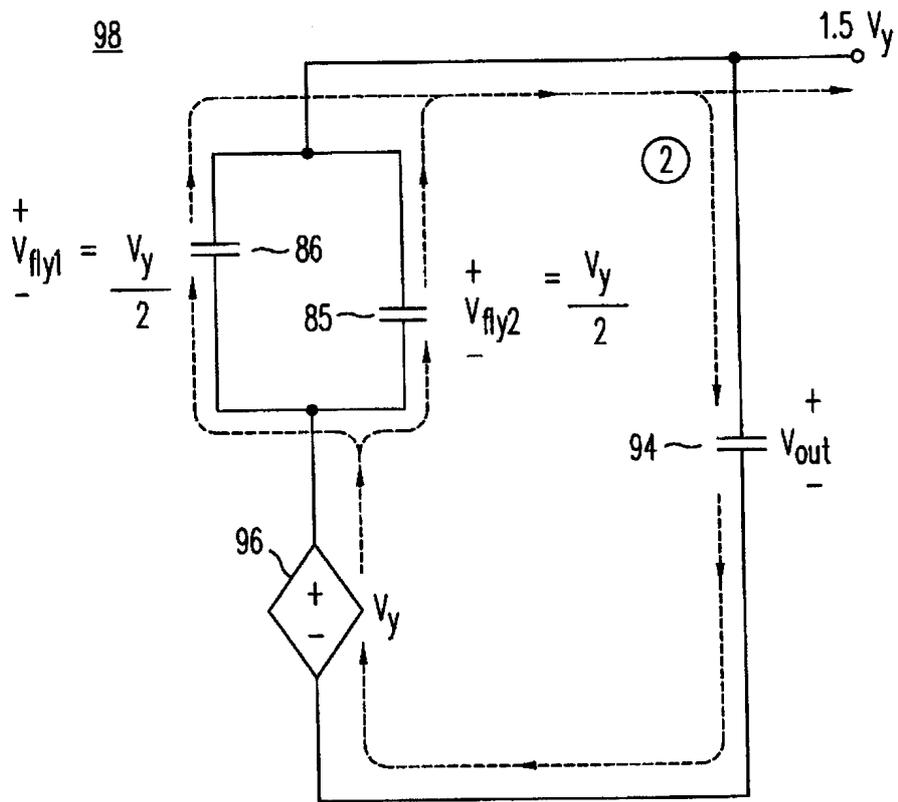


圖 4C

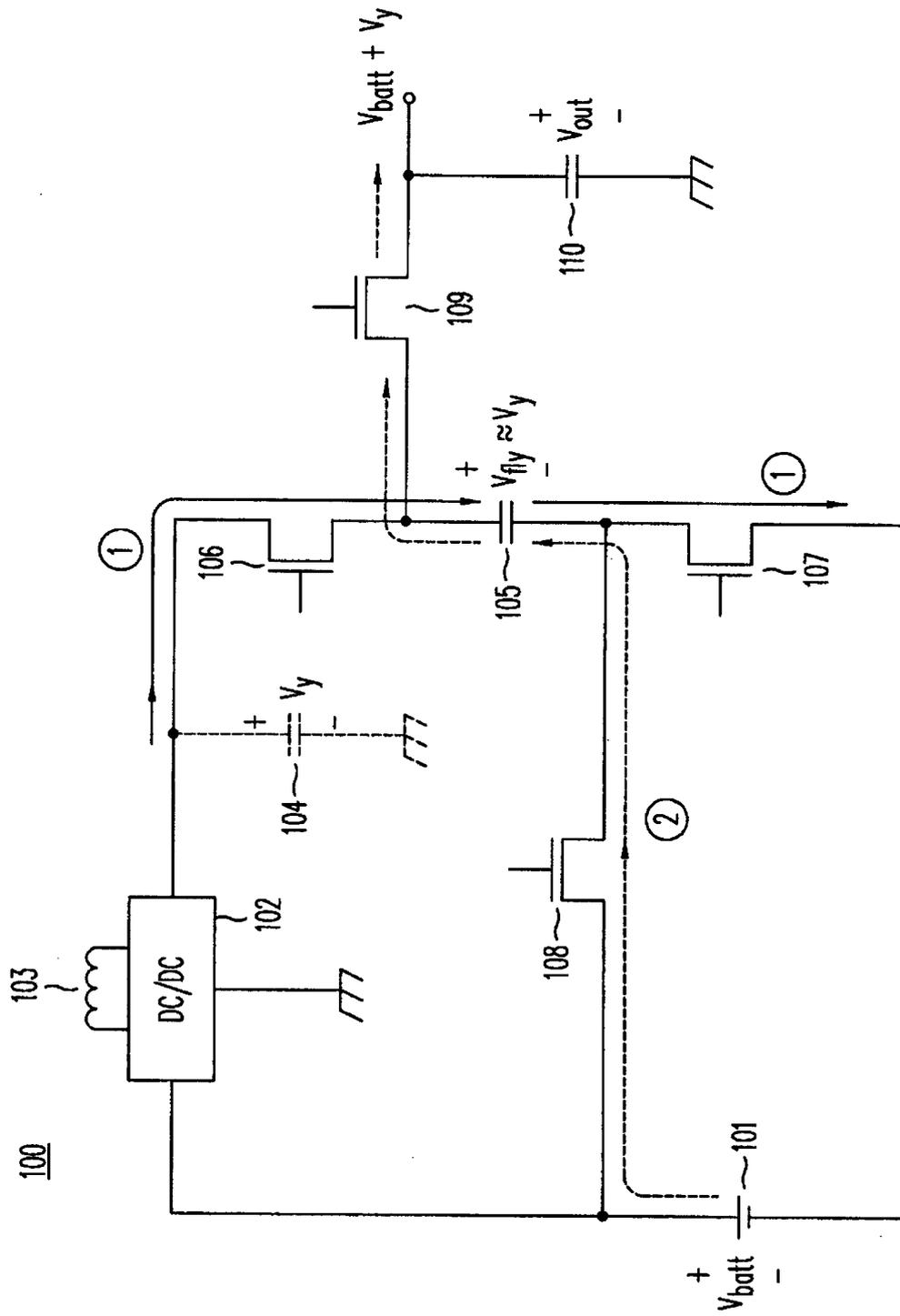


圖 5A

115

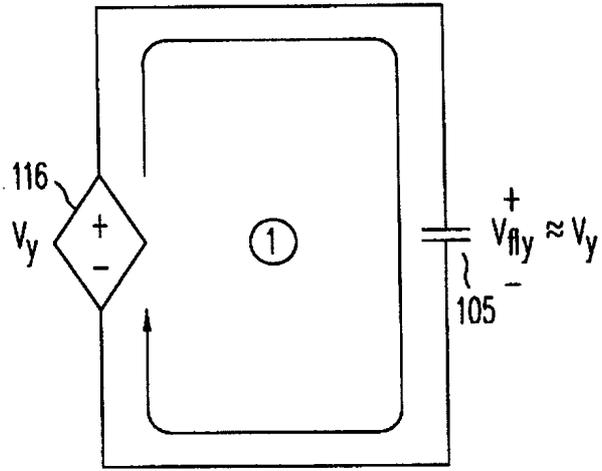


圖 5B

118

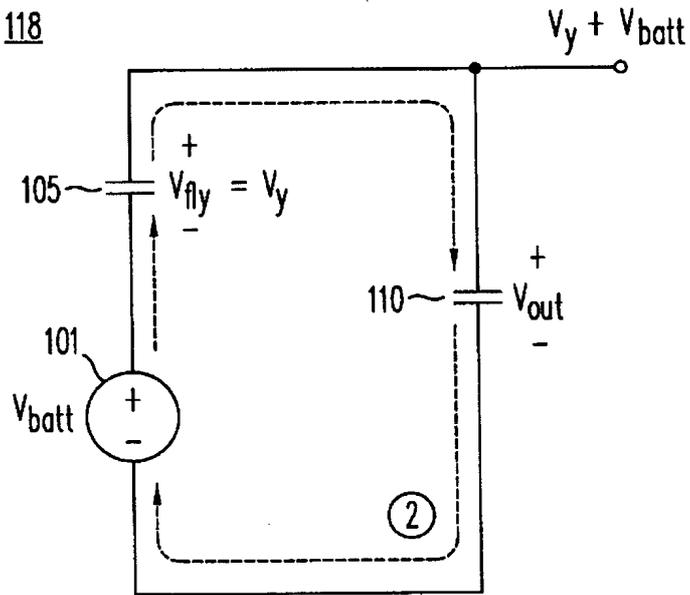


圖 5C

120

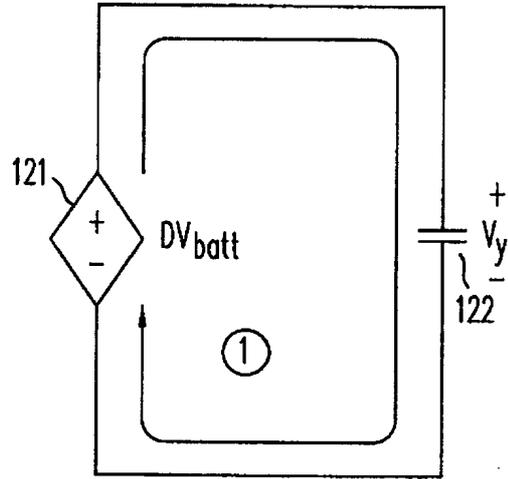


圖 6A

125

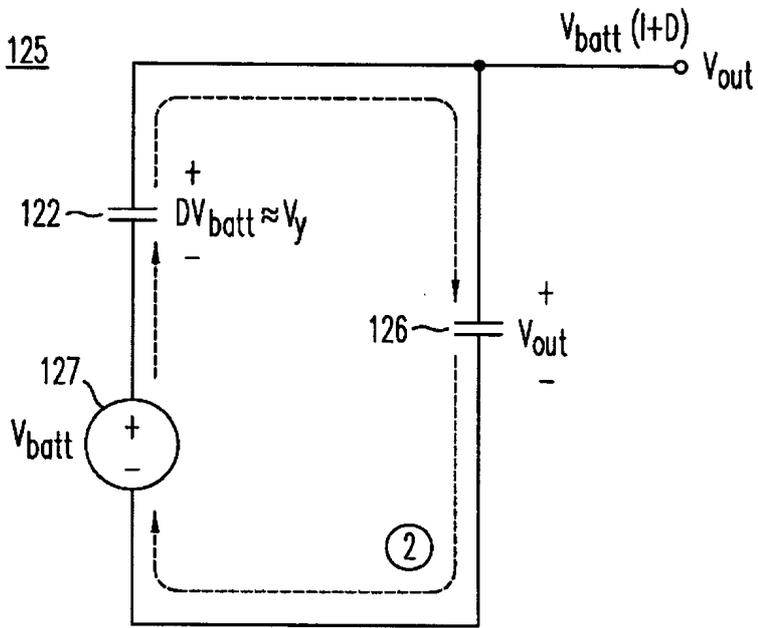


圖 6B

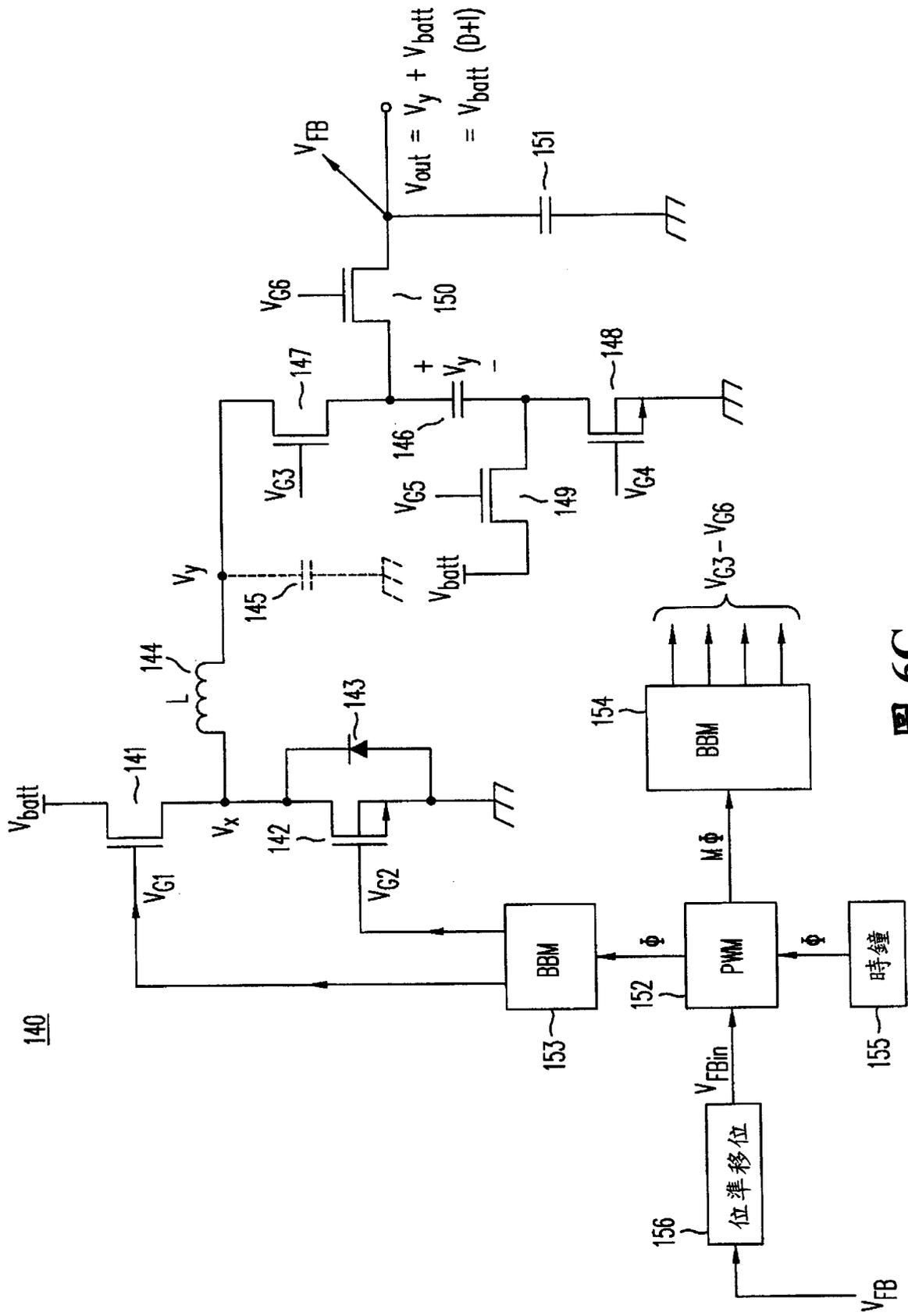


圖 6C

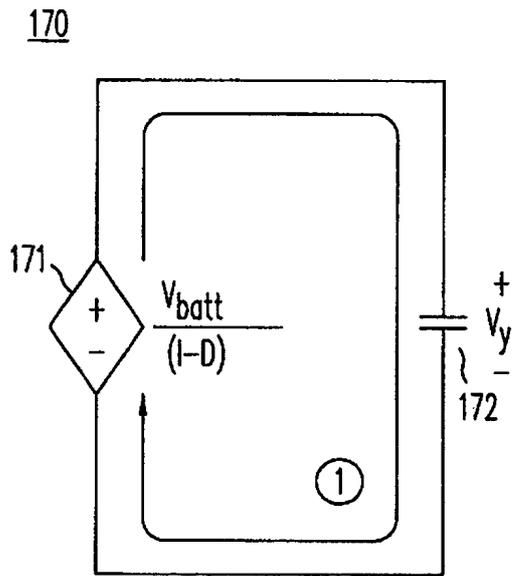


圖 7A

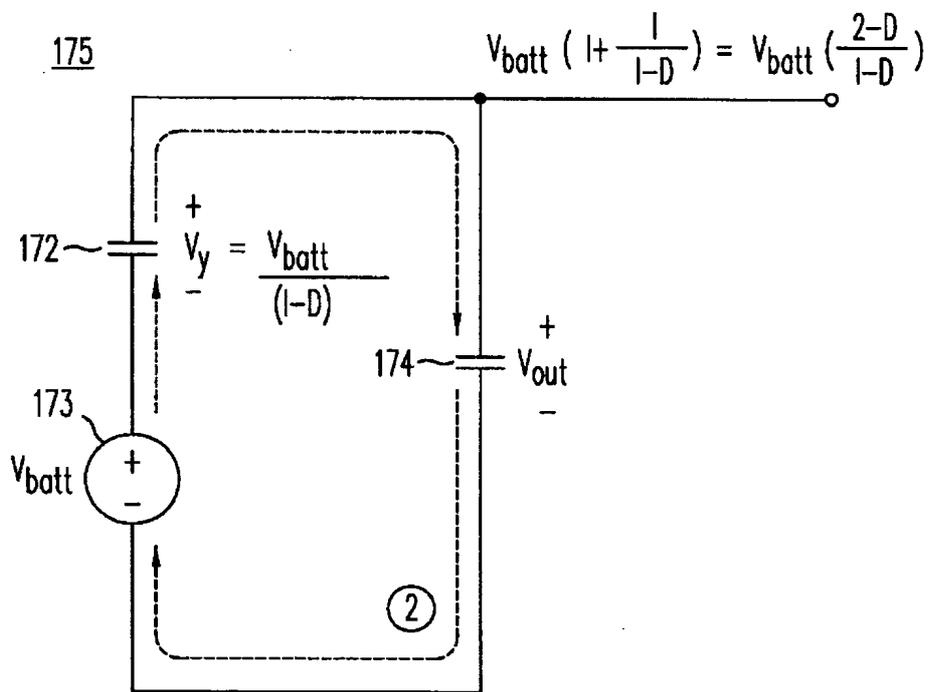
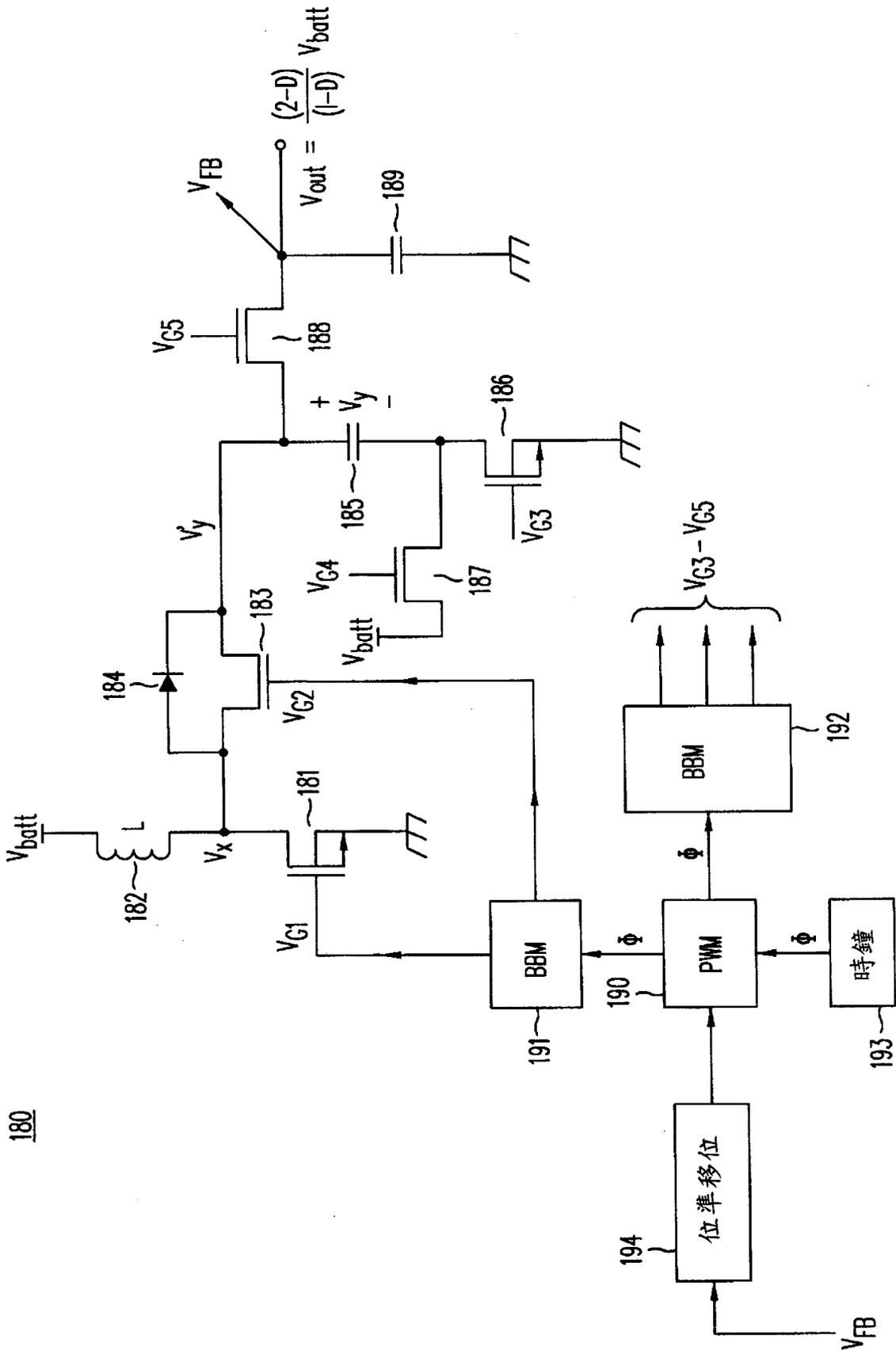


圖 7B



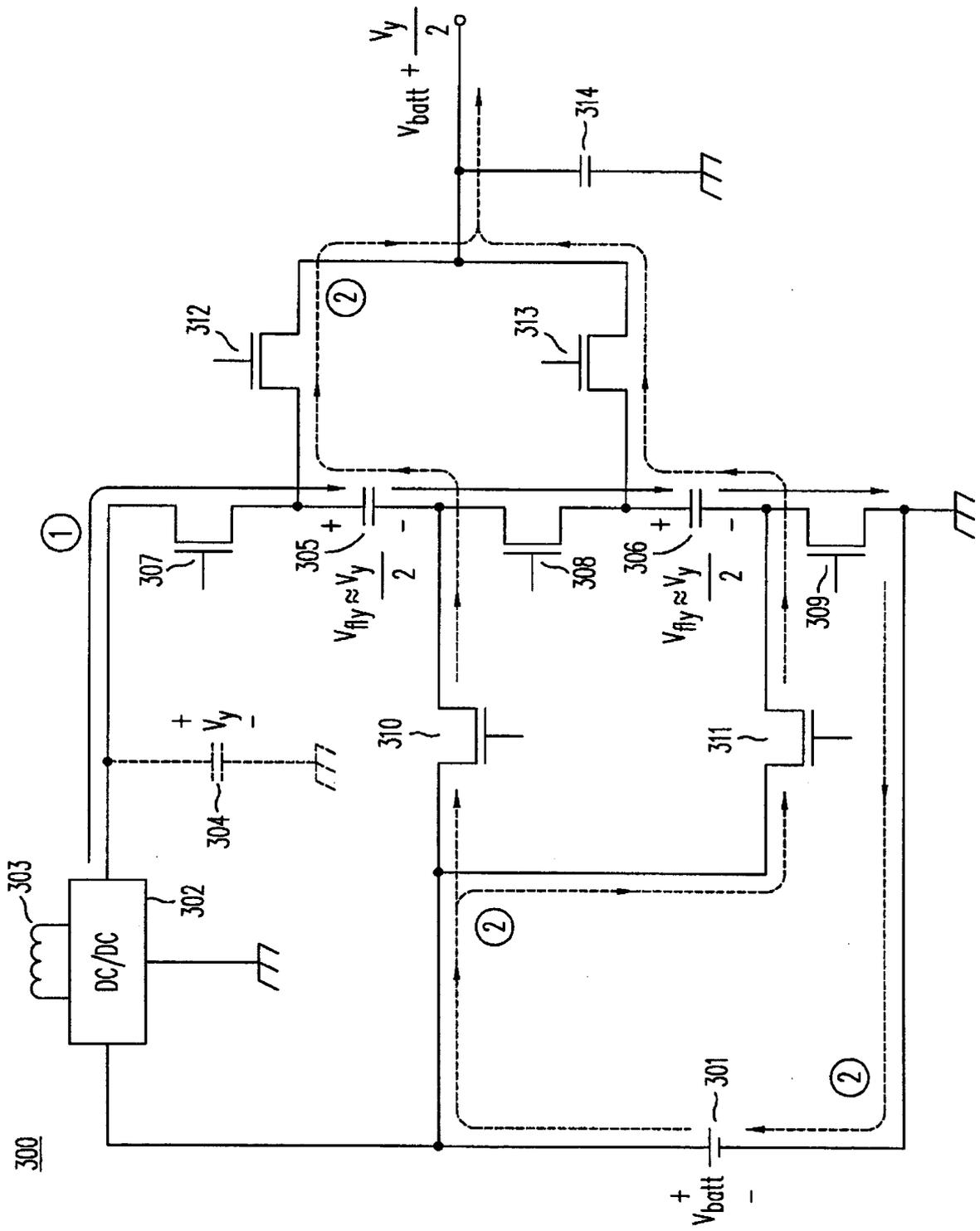


圖 8A

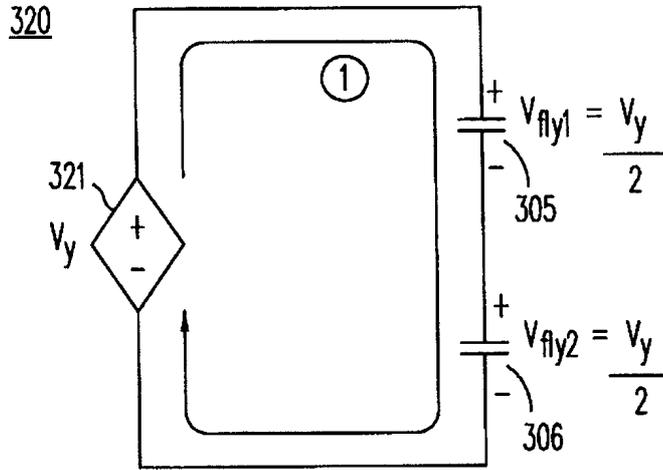


圖 8B

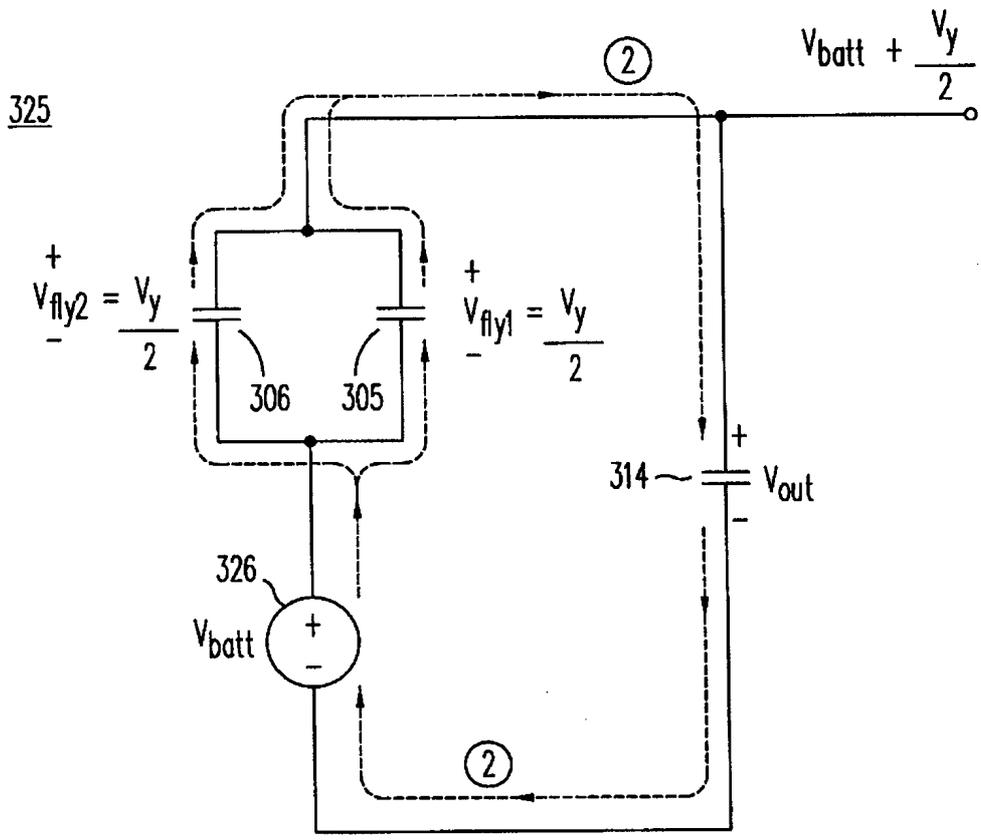


圖 8C

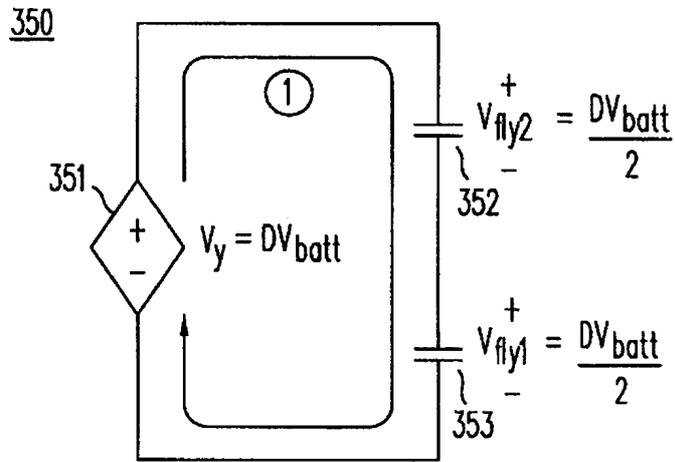


圖 9A

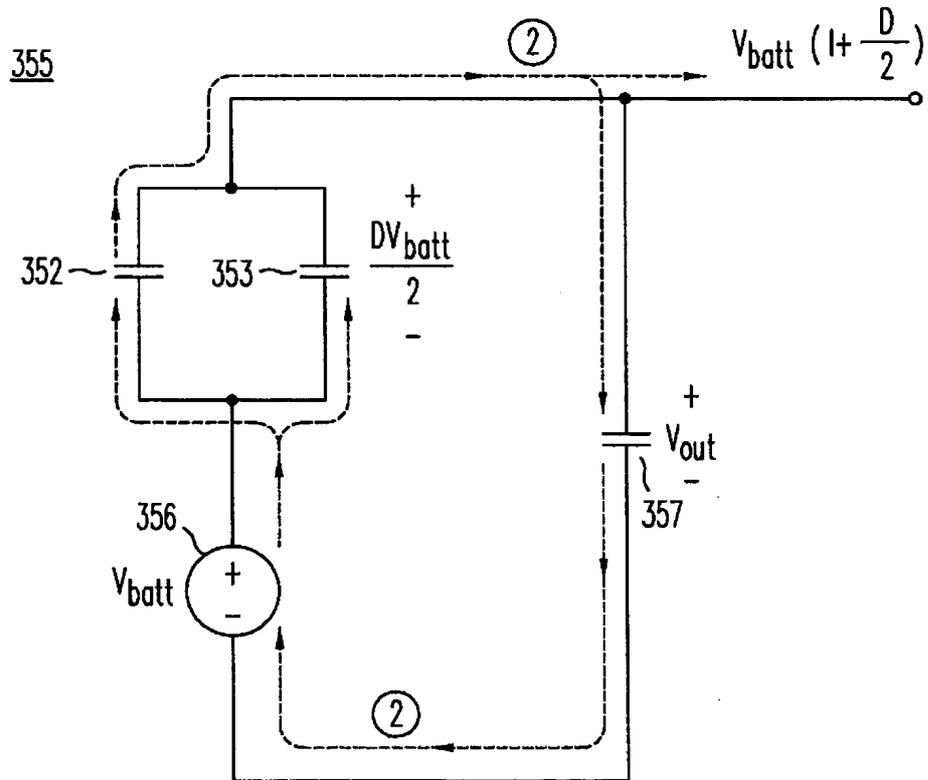


圖 9B

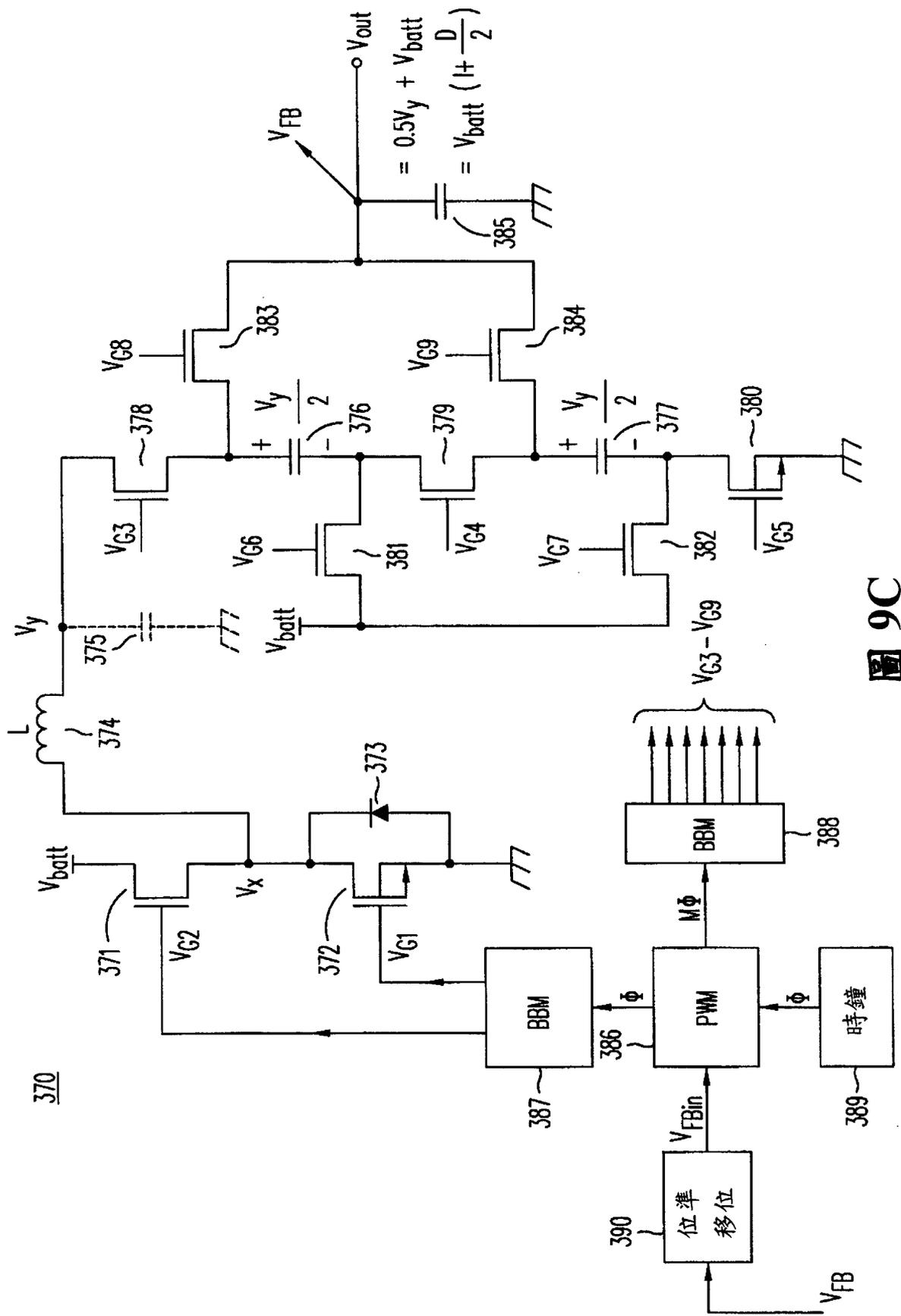


圖 9C

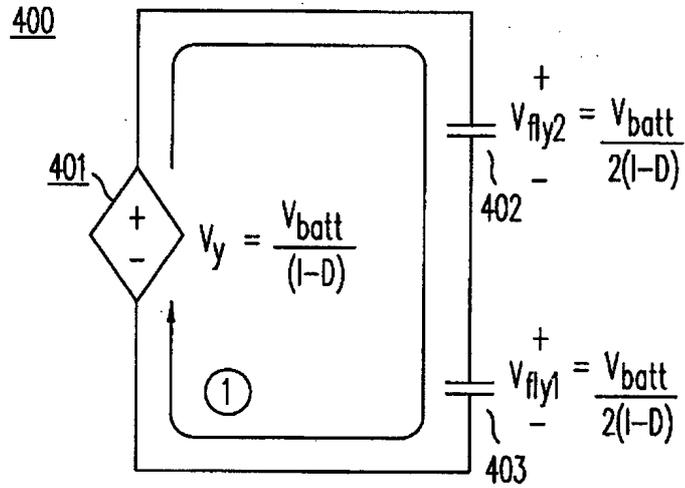


圖 10A

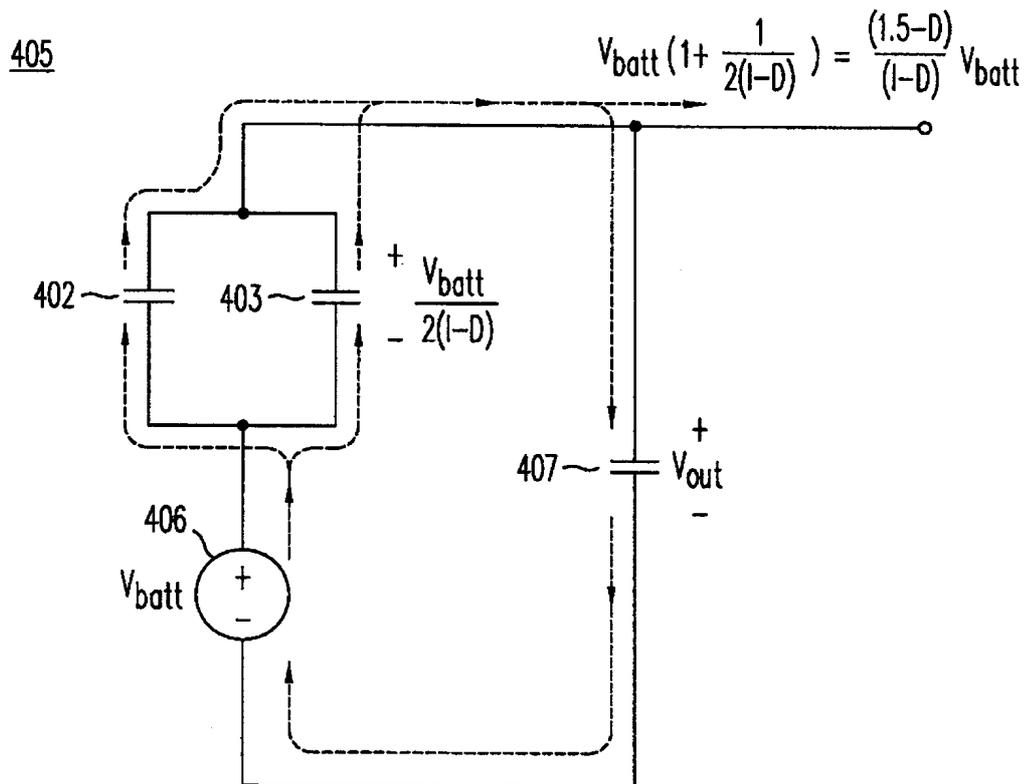


圖 10B

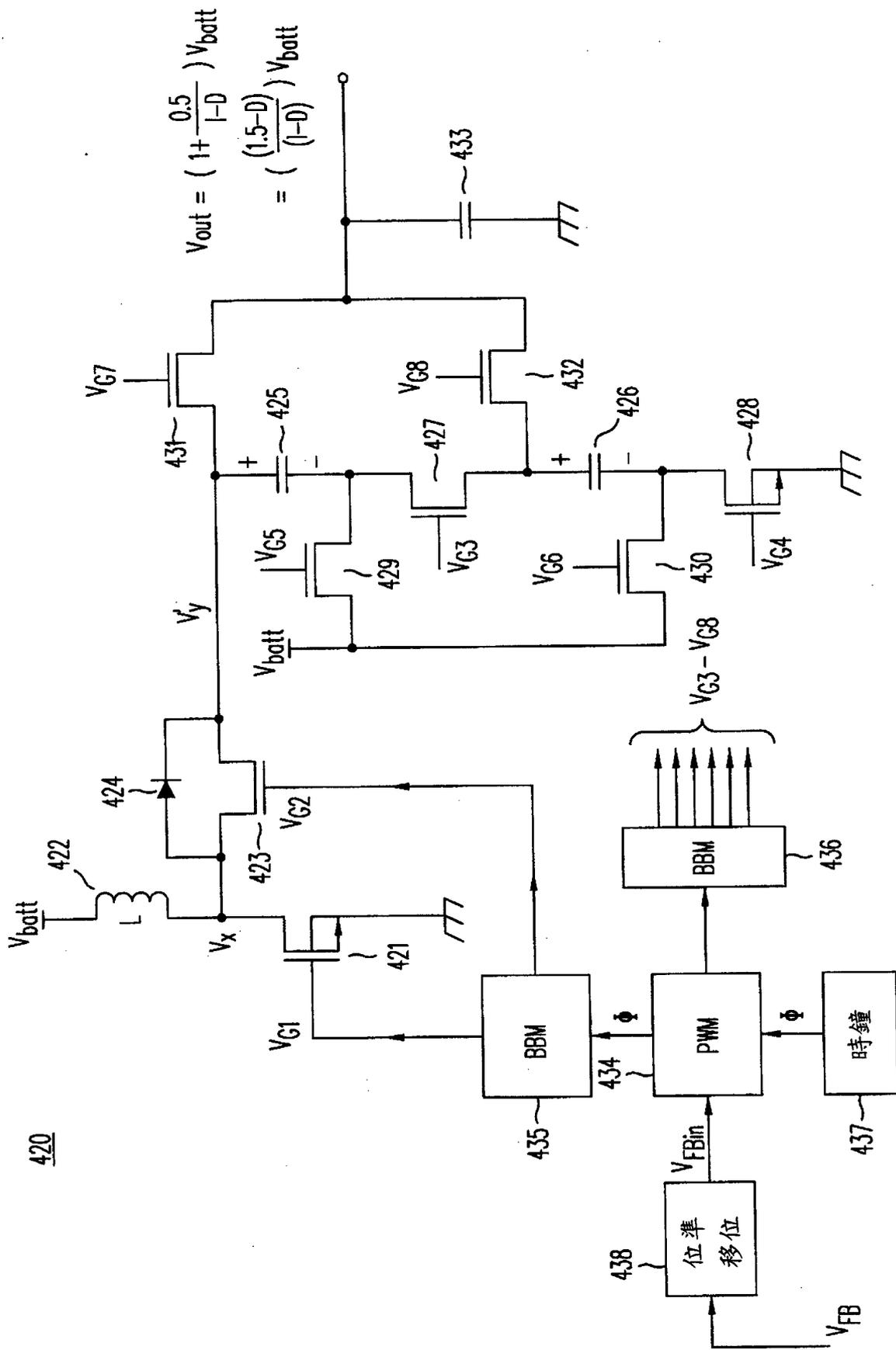


圖 10C

四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第(3A)圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

50	轉換器
51	電池或電源
52	脈衝寬度調變控制器
53	先斷後通電路
54	先斷後通電路
55	單個飛馳電容器
56	功率MOSFET
57	功率MOSFET
58	功率MOSFET
59	功率MOSFET
60	輸出電容器

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

(無)