

# 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：97145202

※申請日期：97.11.7

※IPC 分類：H02M 1/084 (2006.01)

H02M 3/07 (2006.01)

H02M 3/156 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

適應性增益步進升降交換式電容直流/直流轉換器

ADAPTIVE-GAIN STEP-UP/DOWN SWITCHED-CAPACITOR DC-DC  
CONVERTERS

二、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

美國亞利桑那州大學董事會

THE ARIZONA BOARD OF REGENTS ON BEHALF OF  
THE UNIVERSITY OF ARIZONA

代表人：(中文/英文)

派崔克 L 瓊斯

JONES, PATRICK L.

住居所或營業所地址：(中文/英文)

美國亞利桑那州塔卡森市北尤克里德路888號204室

888 N. EUCLID AVENUE, RM. 204, TUCSON, ARIZONA 85721-0158,  
U.S.A.

國籍：(中文/英文)

美國 U.S.A.

三、發明人：(共 2 人)

姓 名：(中文/英文)

1. 馬東昇  
MA, DONGSHENG
2. 以夏 喬德亨利  
CHOWDHURY, INSHAD

國 籍：(中文/英文)

1. 中華人民共和國 P.R.C.
2. 孟加拉 BANGLADESH

#### 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；2007年11月21日；61/004,095

2.

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DC-DC轉換器，而更特定言之係關於以一可重新組態的方式使用開關與電容器之此類轉換器。

本申請案主張2007年11月21日申請的美國臨時專利申請案第61/004,095號之利益，其全部揭示內容在此係以引用的方式併入於本揭示內容。

### 【先前技術】

近年來，多功能可攜式裝置已隨電子工業增長。在此一裝置中的多功能模組一般係最佳化於不同的電源供應位準。為獲得一較長的電池運行時間及低系統設定檔，高效率而精簡的功率轉換電路在此等系統中已變成關鍵。

傳統的交換轉換器提供高效率，但因採用電感組件而受到嚴重電磁干擾(EMI)雜訊及龐大系統設定檔之影響。因此，交換式電容(SC)DC-DC轉換器作為針對積體功率轉換電路設計之一替代性解決方式而出現。SC轉換器之最常用的電壓轉換係步進上升轉換。

典型範例包括Dickson充電幫浦與交叉耦合的倍壓器。實施步進下降SC轉換器之難度在於與在其步進上升對應物中相比欲保持高效率會遠遠更難之事實。在此情況下，由於本質上低劣的效率所致，當在輸出與輸入之間的壓差(dropout voltage)較大時一線性調節器並不足夠。但是，隨著低功率操作在VLSI(very large scale integration；超大規模積體)系統中變得愈加關鍵，步進下降電壓轉換面臨

高需求。因此，此項技術中需要高功率效率而低EMI步進上升及/或步進下降SC轉換器。

除對該等轉換器的佈局方面之考量外，還產生對系統效能之新要求。隨著發明出越來越多自我供電式可攜式裝置，在SC轉換器中幾乎無法在一固定的轉換增益比率(其係定義為一DC-DC轉換器的輸出電壓與輸入供應電壓之比率)情況下保持較高的功率效率。該轉換器應具有極佳的線路調節以確保在電源很不穩定時的可靠性。更佳的係，其應具有可適應性調整之轉換增益比率以保持高效率。另一方面，一轉換器之輸出應能夠迅速回應於快速而頻繁的負載變化。

在某些應用中，該輸出電壓需為可變以動態最佳化負載應用之瞬時功率及速度。一極佳範例可參見動態電壓縮放(DVS)應用。就此意義而言，極佳的負載瞬變回應及電壓追蹤能力對於新的功率轉換器設計而言極為重要。

任何SC DC-DC轉換器藉由對抽吸電容器進行充電及放電來執行。在該放電週期後，由於輸出負載從該抽吸電容器消耗電荷，因此橫跨該抽吸電容器之電壓減小。因此，在該充電週期開始時，橫跨該電容器之電壓突然增加。此導致在輸入電力線中產生並傳播進該電容器內的電流之一突然湧入。現將電源經由感應寄生電感之導線連接至該轉換器。電流之突然增加產生橫跨該導線之電壓尖峰，該導線接著係耦合進該電源內，而產生較大的交換雜訊。若該系統之其他部分使用相同的電源，則此輸入雜訊亦變成耦

合至其他部分。

在一傳統SC轉換器中該(等)抽吸電容器之充電與放電現象亦引起一輸出漣波。在充電相位期間，該輸出負載從輸出電容器消耗電流，從而降低橫跨該電容器之電壓。在放電相位期間，儲存於該(等)抽吸電容器中的電荷係放電至該輸出負載並將該輸出電容器充滿電，從而增加橫跨該電容器之電壓。

為促進一低雜訊、快速瞬變、高效率的SC DC-DC轉換器，吾等首先檢查先前技術中的主要缺點。圖1A繪示一典型的CMOS(Complementary Metal Oxide Semiconductor；互補金氧半導體)交叉耦合倍壓器100。圖1B顯示時序信號及與時間成函數關係之輸入電流與輸出電壓。由於直至下一半時脈循環開始之前皆不對連接至 $V_0$ 之抽吸電容器C進行重新充電，因此在每一半時脈循環之大部分期間 $V_0$ 下降。在 $V_0$ 觀察到一較大電壓漣波( $\Delta V_{02}$ )，因為直至當前的半時脈循環過期之前該電路皆無法回應於此變化。此影響該瞬變回應而在經調節的電力線處引起較大變化及雜訊。此外，由於需要交替地在兩個非重疊相位接通 $M_1$ 與 $M_2$ ，因此電源供應 $V_{in}$ 之輸入電流在一較大漣波之情況下會中斷。此電流漣波引起實質上的交換雜訊，此交換雜訊接著係透過電源供應金屬線路及功率電晶體之基板耦合進整個IC(積體電路)晶片內。

為克服上述缺點，如圖2所示，一交錯的SC功率轉換器200引入基於圖1A之電路100的兩個電路202、204，由此引

入四個有效調節子單元並以 $90^\circ$ 相移來操作該等有效調節子單元之每一者。圖3描述其效能比較。圖4A顯示在每一時脈相位期間的時脈信號及該等電容器之間的互連。從電路連接及時脈波形，容易識別此事實上係具有 $90^\circ$ 相位差之兩個交叉耦合的倍壓器202、204之並聯連接。藉由在相鄰的CP單元之間引入 $90^\circ$ 相位重疊，該輸入電流變成連續而具有低漣波。在兩個時脈信號為高(HIGH)之任何時刻，與其他兩個互補時脈相關聯之抽吸電容器係充電為 $V_{IN}$ 。例如，當 $\phi_1$ 及 $\phi_4$ 為高時，節點1與4變成高。由此接通電晶體 $M_{5N}$ 及 $M_{2N}$ ，而該等抽吸電容器 $C_{P3}$ 與 $C_{P2}$ 係充電為 $V_{IN}$ 。此確保與先前設計相比之一更快瞬時回應。因此，新架構克服圖1A之電路中的缺點。但是，此佈局與一倍壓器一樣具有一固定的轉換比率。

一SC功率轉換器之功率級必須係可經重新組態而具有可變轉換GR(增益比率)，以實現高效率。在此領域中鮮有工作見諸報告。儘管先前技術可提供多個GR，但習知的功率轉換器受大湧入輸入電流、高輸出漣波及緩慢瞬變回應之影響。圖4A解說調節方案。在此吾等使用 $GR=3/2$ 作為一範例。可在兩個相位(即相位1與相位2)中說明該轉換器之操作。在相位1中，該等抽吸電容器 $C_{P1}$ 與 $C_{P2}$ 係橫跨 $V_{IN}$ 串聯連接。若 $C_{P1}=C_{P2}$ ，則橫跨每一電容器之電壓係預先充電為 $V_{IN}/2$ 。在相位2中， $C_{P1}$ 與 $C_{P2}$ 係並聯連接於 $V_{IN}$ 與 $V_{OUT}$ 之間，而因此， $C_{OUT}$ 係充電為 $3/2V_{IN}(=V_{IN}+V_{IN}/2)$ 。與先前範例一樣，充電與放電動作之分離引起大電流及電

壓連波之問題。由於大量必需的開關及電容器，因此諸如功率級之類技術在此並不適用。還應注意，電容器 $C_{P3}$ 在整個操作期間保持閒置。

在此項技術中吾等習知具有多個增益比率之一佈局。但是，為針對該佈局提供相同的交錯優點，開關及電容器之數目需加倍。

### 【發明內容】

因此，此項技術中需要一種具有多個增益比率、可重新組態的功率級及/或交錯調節能力但具有更少開關之改良佈局。

為實現上述及其他目的，本發明係關於一種用於包含若干電容器、功率開關及一控制器之一交換式電容(SC)DC-DC轉換器之功率級。其可經靈活組態用以從一電源供應步進上升與步進下降電壓兩者。與一傳統SC功率級不同，本發明使用具有交錯調節之開關及電容器重新組態以減小輸入雜訊、輸出連波而提高迴路增益頻寬。

本發明可直接應用於交換式電容DC-DC功率轉換器。其對未來的高效能可重新組態或可變輸出電源供應設計而言一般很重要。

與當前技術相比，本發明之標的具有以下優點：

- 低輸入雜訊
- 較低輸出連波
- 更高頻寬

可變增益比率

## 可變輸出電壓

### 更高效率

至少在某些具體實施例中，本發明係關於一種新的整合式可重新組態交換式電容DC-DC轉換器。該轉換器採用具有針對低漣波電壓的多相位(例如，三相)交錯調節與快速負載瞬變操作之一功率級。其有效地利用針對嚴格及高效率的電壓調節進行快速增益比率控制與適應性脈衝控制的功率級重新組態之特性。即使在CP單元之一單元無法操作時，該轉換器亦展現極佳的強固性。結合一磁滯控制演算法而採用一全數位控制器。其以無振盪系統穩定性及快速瞬變回應為特徵。該轉換器係結合TSMC 0.35- $\mu\text{m}$  CMOS N井程序來設計。在從1.5至3.3 V範圍內之一輸入電壓之條件下，該轉換器以一92%的最大效率以一從0.9至3.0 V之輸出實現可變的步進下降及步進上升電壓轉換。該研究提供針對快速瞬變低漣波整合式功率轉換器設計之一有效解決方式。

在至少某些具體實施例中，本發明實施具有一適應性增益脈衝控制之一SC功率轉換器。該轉換器適應性地採用具有可調整轉換增益比率及可變功率脈衝以在一寬廣的輸入範圍下進行高效率操作之一新穎的步進升降可重新組態的SC功率級。雙迴路控制確保快速瞬變回應以及極佳的線路及負載調節。

已提出具有多個相位交錯調節之一新的整合式SC DC-DC轉換器。其具有較佳輸入雜訊、較低漣波及高效率。

可動態改變該增益。

本發明可廣泛適用於兼用於低功率與高功率應用之高能量效率裝置，後者包括汽車用途及電器。

名稱為"交換式電容電源供應系統及方法"之美國專利案第7,190,210 B2號教導用於將電容器分組成不同的相位及組塊結構作為該SC系統的構建組塊之一方法。一控制電路在經設計用以將受控制的電力供應給一或多個負載之充電與放電狀態之間切換每一相位。本發明在將該等電容器分組成展現優越的效能及成本優點之不同的相位及組塊結構時採取一不同方法。接下來說明其細節。在該參考中使用的相位之定義不同於在本發明中使用之定義。但是，為提供一更清楚的說明，吾等在此說明內容中使用術語"相位"正如其在專利案7,190,210中之使用一樣。

在該參考之圖3中描繪在步進下降DC-DC轉換中使用之該專利案中的經分組電容器組塊之結構。在該參考之圖15中描繪兼具步進上升與步進下降DC-DC轉換能力的組塊之另一版本。由於該步進升降版本與本發明更相關，因此吾等與圖15所述之組塊作比較。而且，在圖15中，開關P3與P4係並聯使用而實行將底部板電容器連接至接地之相同功能性。因此，在吾等之說明內容中將其視為單一開關。如在該參考之圖15中所示，每一組塊由四個開關與一電容器組成，但具有五個開關之第一組塊例外。該SC電路之結構允許該等電容器接受針對步進下降轉換之串聯充電與並聯放電，並接收針對步進上升轉換之並聯充電與串聯放電。

其還具有停用該等組塊之一組塊以獲得不同增益比率(GR)之能力。藉由N數目個組塊，本專利案中的發明可獲得 $2N+1$ 個GR。另一方面，在本發明中，每一組塊無一例外地由六個開關與一電容器組成。該SC組塊之結構允許串聯及並聯充電與放電之不同組合。此產生更多數目的可獲得之GR。由於更多GR對應於該系統之更高效率，因此與該參考中所述之發明相比較，本發明之效能更佳。

該參考中之發明亦採用如圖11所述之一交錯技術。圖11顯示M相位功率級之控制信號之時序圖。每一相位由N數目個組塊組成。因此，在該系統中使用的全部組塊係 $M \times N$ 。在吾等之情況下，不引入任何新的相位來實現交錯操作。其係透過在該相位內的結構變化來實現。因此，為實現一M相位交錯調節之效能，吾等所發明之功率級僅需要M個組塊而非在該參考中需要的 $M \times N$ 個組塊。此節省矽區域，因為在該系統中的開關及電容器之數目減少。因此，本發明提供成本優點並簡化設計。

名稱為"具有PFM及增益跳躍之電容DC-DC轉換器"之美國專利案第6,055,168號教導用於利用脈衝頻率調變(PFM)及一具有多個步進升降增益之能力的交換式電容器陣列將未經調節的DC電壓轉換為經調節的DC電壓之一結構及方法，其中增益選擇係基於該輸出電壓。該功率級(即該轉換器之交換式電容器陣列)在傳統的充電與放電機制中操作，與採用交錯技術之一功率級的充電與放電機制相比，該傳統機制受較高輸入雜訊、輸出漣波及緩慢瞬變回應之

影響。吾等所發明之功率級藉由採用接下來說明之一新穎的交錯技術來提供相對於該功率級之改良。

在該參考中提出的功率級由三個電容器與十五個開關組成以實現七個GR(增益比率)。其在兩個相位中操作：充電相位，其中所有該等電容器從輸入接受充電；以及放電相位，其中所有電容器在輸出接受放電。此等轉換器因橫跨該等電容器之電壓突然變化而具有大輸入雜訊，並因在該充電相位期間無任何電容器在該輸出處提供電荷而具有在該輸出處之大漣波電壓。為改良效能，可並聯放置兩個此類轉換器並以一交錯方式來對其進行操作，因此存在連續的輸入處充電與輸入處放電。此大大減少輸入雜訊及輸出電壓漣波。但是，此還意味著電容器(6個)與開關(30個)之數目加倍。在至少某些具體實施例中，本文所建議之本發明利用三相循環電荷轉移藉由僅三個電容器與十八個開關來實現此效能。在此機構中，以一方式接通/斷開該等開關而使得在每一相位期間至少一電容器接受該輸入之充電而一電容器在該輸出處接受放電。另一電容器係用來提供特定的GR，或者若不需要，則其亦從該輸入接受充電。該等電容器在下一相位中交換位置。該程序再重複一次，此後該等電容器回到其初始位置。以此方式，在一完整的三相時脈週期後，每一電容器接受該輸入之至少一次充電及在該輸出處之一次放電。此連續的充電與放電藉由減少數目的電容器與開關來提供交錯操作之優點。

本發明可以係實施為一整合式解決方式或一離散的解決

方式。例如，可藉由CMOS、BJT(bipolar junction transisto；雙極接面電晶體)或任何其他可用作一開關的離散組件來實施該等開關。亦可在晶片上或在晶片外實施該等電容器。

### 【實施方式】

將參考圖式來詳細提出一較佳具體實施例，全文各圖中相同的參考數字表示相同的元件。

該較佳具體實施例係關於提供相同優點但使用該等開關之僅一半開關的一新佈局。該較佳具體實施例使用三個電容器與十八個開關，但該數目係解說性而非限制性。圖5顯示完整的功率級500。藉由使用一開關之開/關特性，可將開關陣列組態用以產生六個不同的增益狀態： $1/3$ 、 $1/2$ 、 $2/3$ 、 $1$ 、 $3/2$ 、 $2$ 及 $3$ 。該任務係藉由使用一三相時脈來完成。依據所需增益來為時脈信號選路。圖6A及6B分別顯示針對所有增益設定之時脈信號及電容器組態。在該時脈之每一相位中，至少一電容器從該輸入接受充電，而一電容器係在該輸出處放電。另一電容器係用於提供特定的增益組態，或者，若不需要，則其亦從該輸入接受充電。在以下相位中，該等電容器交換其位置。以此方式，在一完整的時脈週期後，每一電容器係已藉由該輸入充電至少一次而在該輸出處放電。以此方式，電荷得以從輸入轉移至輸出，且由電容器組態決定而獲得一特定的電壓增益。

為解決前面提到之關於可變增益的問題，吾等建議替代

地藉由以一交錯方式重新組態該功率級來操作該等抽吸電容器。圖4B中示範操作機制。在此情況下，在三個相位(即相位1、2及3)中調節所建議之轉換器。每一相位時脈相對於其他相位時脈具有 $120^\circ$ 相位差，如圖4B所繪示。在相位1期間，該轉換器遵循與圖4A所述之電路完全相同之操作。但是，在相位2中，並非令 $C_{P3}$ 保持閒置，替代的係，該等電容器交換位置： $C_{P1}$ 係連接於 $V_{OUT}$ 與 $V_{IN}$ 之間並向 $C_{OUT}$ 輸送電荷，而 $C_{P2}$ 與 $C_{P3}$ 係預先充電為 $V_{IN}/2$ 。同樣，在相位3中， $C_{P2}$ 向 $C_{OUT}$ 輸送電荷，而 $C_{P1}$ 與 $C_{P3}$ 係預先充電為 $V_{IN}/2$ 。

因此，始終存在為即將來臨的時脈相位之電力輸送而準備就緒之兩個已充電的電容器。此連續的充電操作產生連續的輸入電荷電流而因此產生低湧入電流漣波。同時，任何時刻始終存在給 $C_{OUT}$ 供電之一電容器，而產生一連續的輸出放電電流。此減少輸出電壓漣波並確保瞬時負載瞬變回應。

該較佳具體實施例提供一新的功率級架構來促進交錯調節機制並適應線路/負載變化以及系統需求。該電路形成一開關與電容器陣列。在該陣列中的每一電容器皆係與六個開關相關聯，該開關可將該電容器之板靈活地連接至 $V_{IN}$ 或 $V_{OUT}$ 或者另一電容器。例如，可藉由 $S_{11}$ 將 $C_{P1}$ 之頂部板連接至 $V_{IN}$ ，或藉由 $S_{12}$ 連接至 $V_{OUT}$ ，或藉由 $S_{16}$ 連接至 $C_{PN}$ 之底部板。同時，可藉由 $S_{13}$ 將 $C_{P1}$ 之底部板連接至 $V_{IN}$ ，或藉由 $S_{14}$ 連接至 $V_{OUT}$ ，或藉由 $S_{26}$ 連接至 $C_{P2}$ 之頂部

板，或藉由  $S_{15}$  連接。

儘管此原理係結合三個電容器與十八個開關來顯示，但相同的原理亦可應用於使用更少開關之更少電容器或應用於具有更多開關之更多電容器（即， $N$ 個電容器與  $6N$ 個開關）。圖 7 將一般化的功率級顯示為 700。一般地，藉由  $N$ 個抽吸電容器與  $6N$ 個開關，該轉換器可獲得  $4N-5$ 個不同的 GR，而可選擇 1 至  $N$ 個交錯相位。對於步進下降轉換之情況，可將該 GR 表示為  $i/j$ ，其中  $j=1, 2, \dots, N$  而  $i=j, j+1, \dots, N$ 。對於步進上升轉換之情況，可將該 GR 表示為  $i/j$ ，其中  $j=1, 2, \dots, N$  而  $i=1, 2, \dots, j$ 。實務上，可依據特定應用來簡化此一般架構，從而可減少相關聯開關之數目。例如，若僅需要步進下降轉換，則可消除圖 7 中的開關  $S_{i3}$ ，其中  $i=1, 2, \dots, N$ 。該 SC 轉換器接著藉由  $N$ 個電容器與  $5N$ 個開關提供  $2N-2$ 個步進下降 GR。同樣，可在該等步進上升轉換中移除該等開關  $S_{i4}$  以藉由  $N$ 個電容器與  $5N$ 個開關提供  $2N-3$ 個步進上升 GR，其中  $i=1, 2, \dots, N$ 。使用兩個電容器使得該功率級之複雜性減小；但是，其可提供僅三個增益設定，從而縮小高轉換效率之範圍。另一方面，採用更多開關之更多電容器提供更多增益設定，從而產生增加的高轉換效率範圍。但是，其還增加成本，因為其需要更多矽區域。

圖 8 顯示一時脈產生器 800。該時脈產生器具有：一第一級，其具有正反器電路 802；一第二級，其具有 NOR 閘極 804；及一第三級，其具有脈衝產生電路 806。圖 9 顯示所

得之非重疊時脈信號。

圖 10 顯示用於自動基板切換之一電路 1000。圖 11 顯示用於位準偏移以提供時脈信號之一電路 1100。

該轉換器之輸出信號係一類比電壓。為實施數位控制，需要一類比至數位 (A/D) 轉換器來將該類比輸出電壓轉換成數位信號。傳統的 A/D 轉換器並非較佳，因為其佔據過多矽區域，消耗很多電力而且對雜訊極敏感。近來，已報告一環狀振盪器及基於延遲線路之 A/D 轉換器。與傳統設計相比，其面積及功率效率更高。由於該等兩者皆選擇數位邏輯閘極作為構建組塊，因此其具有較大的雜訊邊限而比類比 A/D 轉換器更強固。

與基於延遲線之設計相比，基於環狀振盪器之 A/D 轉換器甚至具有更高的面積效率，因為即使在一單一的交換時脈循環內亦可再使用該等延遲元件。該較佳具體實施例使用一新的基於環狀振盪器之 A/D 轉換器，圖 12 中將其顯示為 1200。該電路包括一 NOR 閘極 1202、四個延遲單元 1204 及一脈衝計數器 1206。每一延遲單元 1204 僅包括兩個反相器。該脈衝計數器 1206 係一非同步的正邊緣觸發型 N 位元計數器。應注意，該 NOR 閘極 1202 及該等延遲單元 1204 係藉由  $V_{OUT}$  (其係該 SC DC-DC 轉換器之輸出) 來供電。當開始信號為高時，該迴路將保持於一靜態狀態，而該等延遲單元之輸出保持較低。否則，該迴路振盪，而在  $V_{ADC}$  以  $f_{OUT}$  之振盪頻率產生一系列脈衝。藉由在該計數器之輸出處檢查  $Q_{N-1} \dots Q_0$ ，來計算電壓  $V_{OUT}$ 。

適應性增益/脈衝控制具有兩個控制迴路。一控制迴路基於該輸入電壓及參考電壓決定增益比率(AG或適應性增益控制)。另一控制迴路基於該參考電壓決定電荷轉移操作之頻率(AP或適應性脈衝控制)。圖12A顯示所建議的SC DC-DC轉換器之閉合迴路系統方塊圖1220。其包括三個主要組塊：雙迴路數位感測器1300(下面說明)、AP/AG控制器1212及可重新組態的功率級500、700。該轉換器採用雙迴路控制來實現對輸入與輸出電壓兩者之有效調節。前授迴路將 $V_{IN}$ 與 $V_{REF}$ 相比較以決定最佳GR，而回授迴路偵測 $V_{OUT}$ 與 $V_{REF}$ 之間的錯誤差來以下述方式產生該轉換器之工作比：當 $V_{OUT} > V_{REF}$ 時，該控制器停用控制時脈並停止電荷輸送；當 $V_{OUT} < V_{REF}$ 時，該控制器依據瞬時GR產生該負載比。但是，若針對四個連續的交換循環 $V_{OUT} \ll V_{REF}$ ，則將令該GR增加一位準。若維持該條件，則會將更高的GR指派給更多脈衝。此外，圖8解說該三相控制時脈產生。

可以許多不同方式實行GR之決定。由於該系統受一數位控制器控制，因此需要A/D轉換器將類比 $V_{IN}$ 、 $V_{OUT}$ 及 $V_{REF}$ 轉換為數位信號。在此，吾等採用一基於環狀振盪器之A/D轉換器佈局，其因較小的面積、較高的功率效率及較大的雜訊邊限而優於傳統設計。電路示意圖係顯示於圖12，在上文中說明。其包括一NOR閘極、四個延遲單元及一N位元脈衝計數器。開始信號係"0"，其有效地表示當此信號較低時迴路開始振盪而在 $V_{ADC}$ 以一 $f_{OUT}$ 之振盪頻率產生一系列脈衝。該脈衝計數器對脈衝數目計數並在一N位

元二進制資料  $Q_{N-1} \dots Q_0$  中顯示結果。下面係輸入電壓  $V_{SUPPLY}$  與數位時脈頻率之間的關係，

$$f_{OUT} = \frac{\beta(V_{SUPPLY} - V_T)^2}{2kn_{stage}C_L V_{SUPPLY}}$$

其中  $k$  及  $\beta$  係程序參數， $n_{stages}$  係級數目，而  $C_L$  係用於一延遲單元之負載電容器。

前述 A/D 轉換器主要係用於偵測並轉換針對該控制器之線路及負載調節錯誤兩者。圖 13 顯示感測器電路 1300 之一般示意圖，其包括兩個級 1302、1304，每一級係基於上述 A/D 轉換器 1200。在此， $V_{SUPPLY}$  可以係  $V_{IN}$  或  $V_{OUT}$ 。藉由  $V_{REF}$  供電之上部環狀振盪器以一  $f_{REF}$  之頻率產生一參考時脈信號。一時脈除法器接著分割頻率以產生  $f_{REF}/2$ 。此接著係用作針對藉由  $V_{SUPPLY}$  供電的環狀振盪器之開始信號。當  $f_{REF}/2$  較低時，啟動該環狀振盪器，而隨後的脈衝計數器對在該一半時脈週期中的脈衝數目進行計數，其係顯示為作為  $(N-1)$  位元二進制信號  $Q_{N-1} \dots Q_0$  之計數器輸出。若該等兩個電壓係相等，則其在該一半時脈週期中應具有完全相同數目的脈衝。否則該脈衝數目會如下所述而不相同：

若  $V_{SUPPLY} > V_{REF}$ ，則  $Q_{N-1} \dots Q_0 > '10 \dots 0'$ ；

若  $V_{SUPPLY} = V_{REF}$ ，則  $Q_{N-1} \dots Q_0 = '10 \dots 0'$ ；

若  $V_{SUPPLY} < V_{REF}$ ，則  $Q_{N-1} \dots Q_0 < '10 \dots 0'$ 。

亦可採取不同方式來實施 AP 控制。適才已揭示一方式。另一方式使用一比較器。此設計中採用的控制方案確係適應性增益 (AG) 與適應性脈衝 (AP) 控制之一組合。在該

轉換器中的不同GR提供不同的電荷及能量轉移能力。該功率級之重新組態允許吾等利用此特徵來提供具有高效率及快速瞬變回應之閉合迴路控制。但是，採用AG控制僅面臨一關鍵缺點：充電與放電相位之持續時間係固定。在穩定狀態，若在充電相位中輸送之能量遠遠高於實際負載需求，則該轉換器不具有任何"精細調諧"機制來進行有效的自我調整。因此，該漣波電壓較高。此外，在輕負載處，頻繁的交換動作主導整個功率消耗，而使得效率劣化。

在此情況下會將一適應性脈衝控制付諸實施。如圖13所示，在此情況下的控制器將實際 $V_{OUT}$ 與所需要的 $V_{REF}$ 位準相比較，來決定該充電相位之開始時間及持續時間。在輕負載處，該負載不具有迫切的能量需求。該控制器適應性地減小脈衝指派之頻率。因此減小該轉換器之交換損失，而將效率保持於一相對較高的位準。若該負載具有一突然增加而該AP控制無法供應足夠的能量，則該AG控制將增加GR值以立即提供額外的電流及能量。

假定在DVS應用中使用該轉換器，則該參考電壓係至該轉換器之一外部輸入。但是，若該輸出電壓針對任何應用係固定，則可在晶片上產生該參考電壓。

所建議的轉換器係結合TSMC 0.35- $\mu\text{m}$ 數位CMOS N井程序來設計與模擬。圖14中針對具有一3.3V輸入電壓之一2/3增益設定顯示該功率級之效率。藉由HSPICE模擬軟體在電晶體層級實行該模擬。

任何 SC DC-DC 轉換器藉由對該(等)抽吸電容器進行充電及放電來執行。在該放電週期後，由於輸出從該抽吸電容器消耗電荷，因此橫跨該抽吸電容器之電壓減小。因此，在該充電週期開始時，橫跨該電容器之電壓突然增加。此導致一突然的電流湧入進入至該電容器。現將該電源經由包括寄生電感之導線連接至該轉換器。電流之突然增加產生橫跨該導線之電壓尖峰，該導線接著係耦合進該電源內。

若在該系統之其他部分中使用相同的電源，則此輸入雜訊亦變成耦合至該些系統。本發明藉由讓該等抽吸電容器循環以產生一更連續的電流來減小此效應。圖 15A 顯示一傳統的 SC DC-DC 轉換器之輸入電流，而圖 15B 顯示該較佳具體實施例之輸入電流。在相同的負載及線路條件下藉由使用該 HSPICE 模擬軟體來模擬輸入電流軟體。該等開關係利用 NMOS 及 PMOS 電晶體來實施。如圖所示，因至少一抽吸，湧入電流對於當前技術而言更為穩定。在一傳統的 SC 轉換器中該充電與放電現象亦引起一大輸出漣波。在該充電相位，該輸出負載從輸出電容器消耗電流，從而降低橫跨該電容器之電壓。在該較佳具體實施例中，存在放電並向該輸出輸送電力之至少一抽吸電容器。如圖 16A 及 16B 所示，此減小輸出漣波。圖 16A 顯示一傳統 SC 轉換器之輸出漣波，而圖 16B 顯示依據較佳具體實施例之 SC 轉換器之輸出漣波。該等輸出漣波波形係在相同的線路及負載條件下產生。

圖 17A 及 17B 分別顯示傳統 SC 功率級及較佳具體實施例的啟動瞬變回應。該較佳具體實施例具有比傳統 SC DC-DC 轉換器更快之瞬變回應。此係由於在一週期中，存在該轉換器所作的三個充電與放電循環，而該傳統轉換器具有僅一充電與放電循環。因此，所發明之功率級可比傳統設計更快地輸送電力。同樣，在相同的線路及負載條件下從 HSPICE 模擬獲得該等波形。

儘管上文已詳細提出一較佳具體實施例，但已檢視本揭示內容之熟習此項技術者輕易便會明白可在本發明之範疇內實現其他具體實施例。例如，數值及製造技術係解說性而非限制性。所以，本發明應解釋為僅受限於隨附的申請專利範圍。

#### 【圖式簡單說明】

將參考圖式來揭示一較佳具體實施例，其中：

圖 1A 係依據先前技術之一交叉耦合的倍壓器之一電路圖；

圖 1B 係顯示圖 1 之倍壓器的時序信號、輸入電流及輸出電壓之一組標繪圖；

圖 2 係依據先前技術之一多相位倍壓器之一電路圖；

圖 3 係顯示圖 1 與 2 之倍壓器之間的一效能比較之一組標繪圖；

圖 4A 顯示針對圖 2 之倍壓器的時脈信號及電容器連接；

圖 4B 顯示針對依據較佳具體實施例之倍壓器的時脈信號及電容器連接；

圖 5 係顯示依據該較佳具體實施例之一三個電容器功率級之一電路圖；

圖 6A 及 6B 分別顯示針對圖 5 之功率級中的各種增益比率之時序信號與電容器連接；

圖 7 係顯示將圖 5 之功率級一般化為  $N$  個電容器與  $6N$  個開關之一電路圖；

圖 8 係顯示一三相非重疊時脈產生器之一電路圖；

圖 9 係顯示藉由圖 8 之時脈產生器產生的時脈信號之一組標繪圖；

圖 10 係顯示用於自動基板切換的一電路之一電路圖；

圖 11 係顯示用於提供時脈信號的一位準偏移電路之一電路圖；

圖 12 係顯示一環狀振盪器 A/D 轉換器之一電路圖；

圖 12A 係顯示一閉合迴路 SC DC-DC 轉換器之一電路圖；

圖 13 顯示一感測器電路；

圖 13A 顯示適應性脈衝控制；

圖 14 係顯示輸出功率相對於效率之一標繪圖；

圖 15A 及 15B 係分別顯示針對傳統 SC 功率級與較佳具體實施例的輸入電流之標繪圖；

圖 16A 及 16B 係分別顯示針對傳統 SC 功率級與較佳具體實施例的輸出漣波電壓之標繪圖；以及

圖 17A 及 17B 係分別顯示針對傳統 SC 功率級與較佳具體實施例的啟動瞬變回應之標繪圖。

### 【主要元件符號說明】

100	交叉耦合倍壓器/電路
200	交錯的SC功率轉換器
202	電路/倍壓器
204	電路/倍壓器
500	功率級
700	一般化的功率級
800	時脈產生器
802	正反器電路
804	NOR閘極
806	脈衝產生電路
1000	電路
1100	電路
1200	新的基於環狀振盪器之A/D轉換器
1202	NOR閘極
1204	延遲單元
1206	脈衝計數器
1212	AP/AG控制器
1300	雙迴路數位感測器/感測器電路
1302	級
1304	級
$C_{P1}$	抽吸電容器
$C_{P2}$	抽吸電容器
$C_{P3}$	抽吸電容器
$M_{2N}$	電晶體

$M_{5N}$

電 晶 體

$V_{IN}$

電 源 供 應

## 五、中文發明摘要：

本發明揭示一種具有一可重新組態的功率級之交換式電容直流/直流(DC-DC)轉換器，該功率級具有可變的增益比率及/或針對低漣波電壓之交錯調節、快速負載瞬變操作、可變輸出電壓及高效率。由於該功率級針對每一電容器具有多個開關，因此該轉換器利用該功率級之可重新組態的特性來進行快速動態控制及適應性脈衝控制以用於嚴格而高效率的電壓調節。

## 六、英文發明摘要：

A switched-capacitor DC-DC converter has a reconfigurable power stage with variable gain ratio and/or interleaving regulation for low ripple voltage, fast load transient operation, variable output voltage and high efficiency. Since the power stage has multiple switches per capacitor, the converter exploits reconfigurable characteristics of the power stage for fast dynamic control and adaptive pulse control for tight and efficient voltage regulation.

## 十、申請專利範圍：

1. 一種DC-DC轉換器，其包含：

(a)一電壓輸入；

(b)一電壓輸出；

(c)一接地；

(d)一輸出電容器，其係連接於該電壓輸出與該接地之間；

(e)複數個電容器，每一電容器具有一頂部板與一底部板；

(f)對於該等電容器之每一電容器：

(i)一第一開關，其係連接於該電容器之該頂部板與該電壓輸入之間；

(ii)一第二開關，其係連接於該電容器之該頂部板與該電壓輸出之間；

(iii)以下組件之至少一者：

(A)一第三開關，其係連接於該電壓輸入與該電容器之該底部板之間；

(B)一第四開關，其係連接於該電容器之該底部板與該電壓輸出之間；

(iv)一第五開關，其係連接於該電容器之該底部板與該接地之間；以及

(v)一第六開關，其係連接於該電容器之該頂部板與該複數個電容器之另一電容器之該底部板之間，從而使得該複數個電容器之每一電容器連接至該複數個電容器之

一相鄰電容器並使得該複數個電容器之一第一電容器與一最後電容器連接；以及

(g)一電路，其用於在複數個時脈相位中將用於該複數個電容器之每一電容器的該等第一至第六開關控制成使得在該等時脈相位之每一相位期間在該電壓輸出將該複數個電容器之一電容器放電，而從該電壓輸入給該複數個電容器之至少另一電容器充電，其中該複數個時脈相位不重疊。

2. 如請求項1之DC-DC轉換器，其中該電路控制該等第一至第六開關以選擇複數個電壓增益之一者。
3. 如請求項1之DC-DC轉換器，其包含該複數個電容器之至少三個電容器。
4. 如請求項3之DC-DC轉換器，其中該電路控制該等第一至第六開關以選擇複數個電壓增益之一者。
5. 如請求項4之DC-DC轉換器，其中該至少三個電容器包含第一、第二及第三電容器，且其中：

對於一 $1/3$ 之增益比率，該等第一與第二電容器係串聯連接於該電壓輸入與該電壓輸出之間，而該第三電容器係連接於該第二電容器與該接地之間；

對於一 $1/2$ 之增益比率，該等第一與第二電容器係連接於該電壓輸入與該接地之間，而該第三電容器係連接於該電壓輸出與該接地之間；

對於一 $2/3$ 之增益比率，該第一電容器係連接於該電壓輸入與該電壓輸出之間，而該等第二與第三電容器係串

聯連接於該第一電容器與該接地之間；

對於一1之增益比率，該等第一與第二電容器係並聯連接於該電壓輸入與該接地之間，而該第三電容器係連接於該電壓輸出與該接地之間；

對於一 $3/2$ 之增益比率，該等第一與第二電容器係串聯連接於該電壓輸入與該接地之間，而該第三電容器係連接於該電壓輸入與該電壓輸出之間；

對於一2之增益比率，該等第一與第二電容器係並聯連接於該電壓輸入與該接地之間，而該第三電容器係連接於該第一電容器與該電壓輸出之間；以及

對於一3之增益比率，該等第一及第二電容器係串聯連接於該電壓輸入與該接地之間，而該第三電容器係連接於該第一電容器與該電壓輸出之間。

6. 如請求項1之DC-DC轉換器，其進一步包含連接至該電壓輸出之一類比至數位轉換器。
7. 如請求項6之DC-DC轉換器，其中該類比至數位轉換器係一基於環狀振盪器之類比至數位轉換器。
8. 如請求項7之DC-DC轉換器，其中該基於環狀振盪器的類比至數位轉換器包含：

一NOR閘極；

複數個延遲單元，其係與該NOR閘極之一輸出串聯連接；

一回授迴路，其係從該等延遲單元之最後一單元之一輸出至該NOR閘極；以及

一脈衝計數器，其係連接至該等延遲單元之該最後一單元之該輸出；

其中從該電壓輸出給該NOR閘極及該複數個延遲單元供電。

9. 如請求項1之DC-DC轉換器，其中用於控制的該電路動態控制該等開關。

10. 一種用於將一類比信號轉換為一數位信號之類比至數位轉換器，該類比至數位轉換器包含：

一NOR閘極；

複數個延遲單元，其係與該NOR閘極之一輸出串聯連接；

一回授迴路，其係從該等延遲單元之最後一單元之一輸出至該NOR閘極；以及

一脈衝計數器，其係連接至該等延遲單元之該最後一單元之該輸出；

其中藉由該類比信號給該NOR閘極及該複數個延遲單元供電。

11. 一種用於DC-DC轉換之方法，該方法包含：

提供一直流至直流轉換器，其包含：

(a)一電壓輸入；

(b)一電壓輸出；

(c)一接地；

(d)一輸出電容器，其係連接於該電壓輸出與該接地之間；

(e) 複數個電容器，每一電容器具有一頂部板與一底部板；

(f) 對於該等電容器之每一電容器：

(i) 一第一開關，其係連接於該電容器之該頂部板與該電壓輸入之間；

(ii) 一第二開關，其係連接於該電容器之該頂部板與該電壓輸出之間；

(iii) 以下組件之至少一者：

(A) 一第三開關，其係連接於該電壓輸入與該電容器之該底部板之間；

(B) 一第四開關，其係連接於該電容器之該底部板與該電壓輸出之間；

(iv) 一第五開關，其係連接於該電容器之該底部板與該接地之間；以及

(v) 一第六開關，其係連接於該電容器之該頂部板與該複數個電容器之另一電容器之該底部板之間，使得該複數個電容器之每一電容器連接至該複數個電容器之一相鄰電容器並使得該複數個電容器之一第一電容器與一最後電容器連接；以及

(g) 一電路，其用於在複數個時脈相位中將用於該複數個電容器之每一電容器的該等第一至第六開關控制成使得在該等時脈相位之每一相位期間在該電壓輸出將該複數個電容器之每一電容器放電而從該電壓輸入給該複數個電容器之至少另一電容器充電，其中該複數

個時脈相位不重疊；

利用用於控制之該電路來控制該等開關，以選擇一增益比率；以及

操作該DC-DC轉換器來以所選擇的該增益比率操作。

12. 如請求項11之方法，其中該DC-DC轉換器其包含該複數個電容器之至少三個電容器。

13. 如請求項12之方法，其中該至少三個電容器包含第一、第二及第三電容器，且其中：

對於一 $1/3$ 之增益比率，該等第一與第二電容器係串聯連接於該電壓輸入與該電壓輸出之間，而該第三電容器係連接於該第二電容器與該接地之間；

對於一 $1/2$ 之增益比率，該等第一與第二電容器係連接於該電壓輸入與該接地之間，而該第三電容器係連接於該電壓輸出與該接地之間；

對於一 $2/3$ 之增益比率，該第一電容器係連接於該電壓輸入與該電壓輸出之間，而該等第二與第三電容器係串聯連接於該第一電容器與該接地之間；

對於一 $1$ 之增益比率，該等第一與第二電容器係並聯連接於該電壓輸入與該接地之間，而該第三電容器係連接於該電壓輸出與該接地之間；

對於一 $3/2$ 之增益比率，該等第一與第二電容器係串聯連接於該電壓輸入與該接地之間，而該第三電容器係連接於該電壓輸入與該電壓輸出之間；

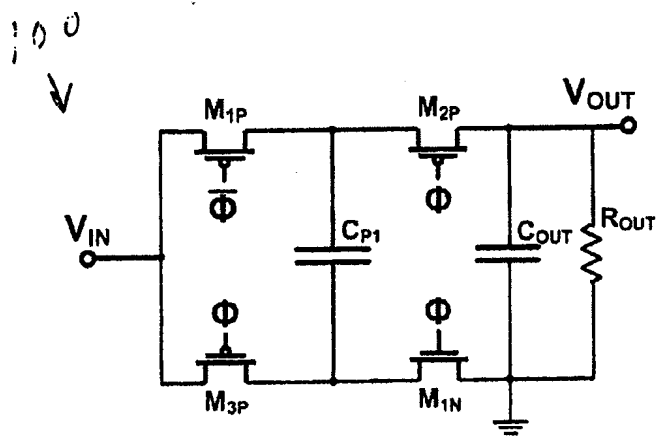
對於一 $2$ 之增益比率，該等第一與第二電容器係並聯

連接於該電壓輸入與該接地之間，而該第三電容器係連接於該第一電容器與該電壓輸出之間；以及

對於-3之增益比率，該等第一與第二電容器係串聯連接於該電壓輸入與該接地之間，而該第三電容器係連接於該第一電容器與該電壓輸出之間。

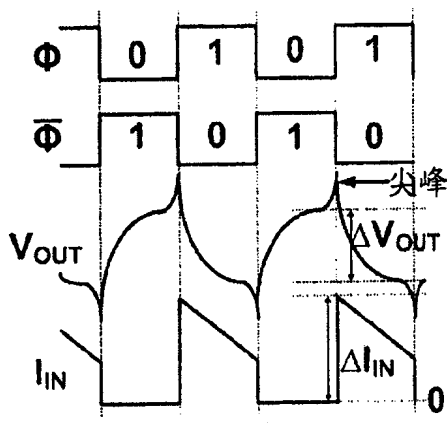
14. 如請求項11之方法，其中該控制步驟係動態實行。

十一、圖式：



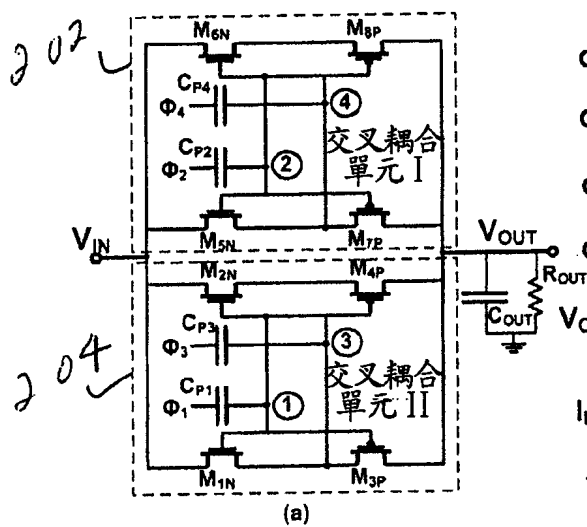
(a)

圖 1A



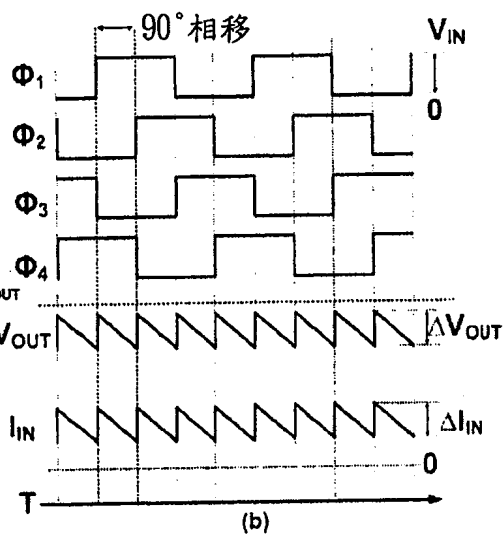
(b)

圖 1B



(a)

圖 2



(b)

圖 3

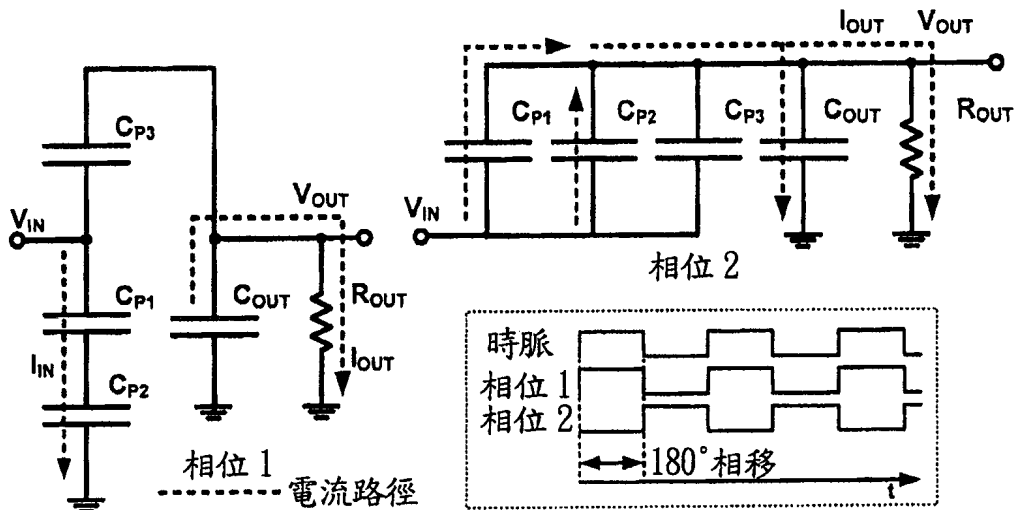


圖 4A

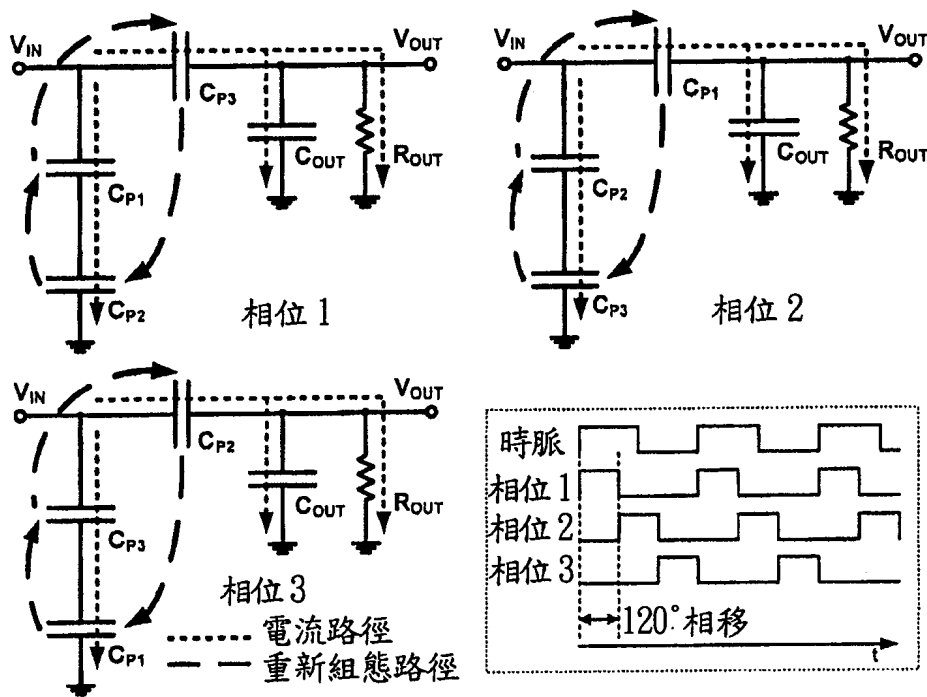


圖 4B

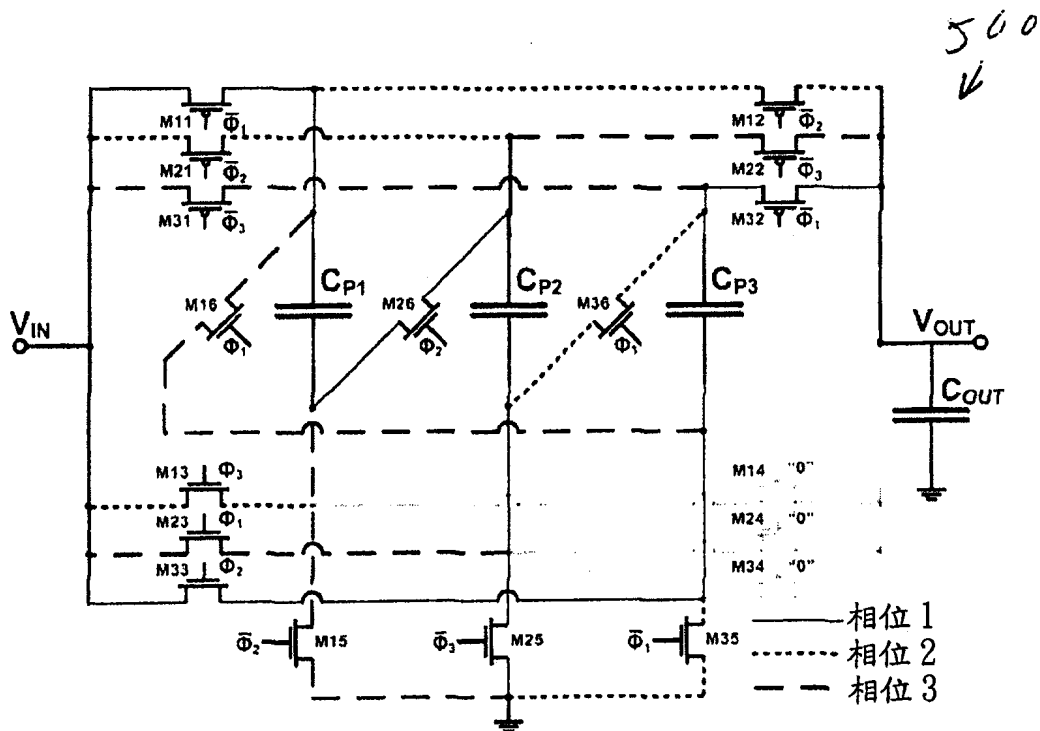


圖 5

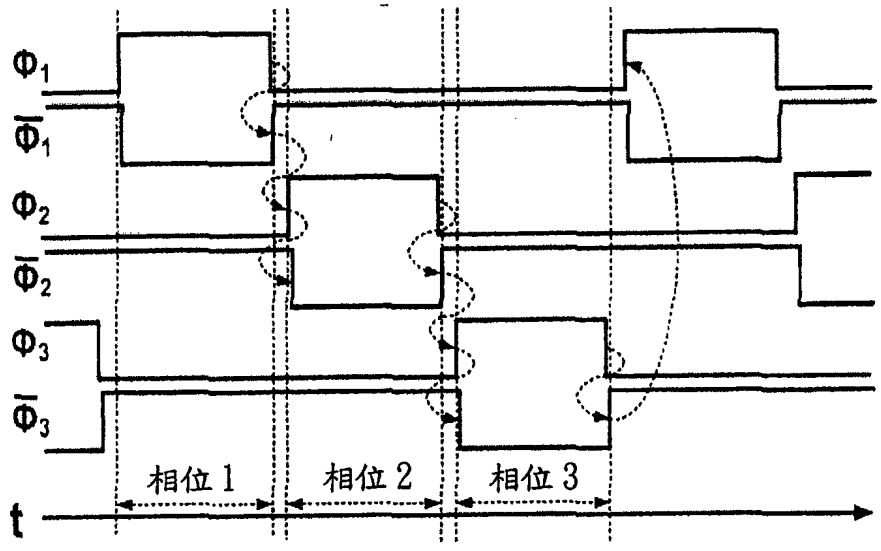


圖 6A

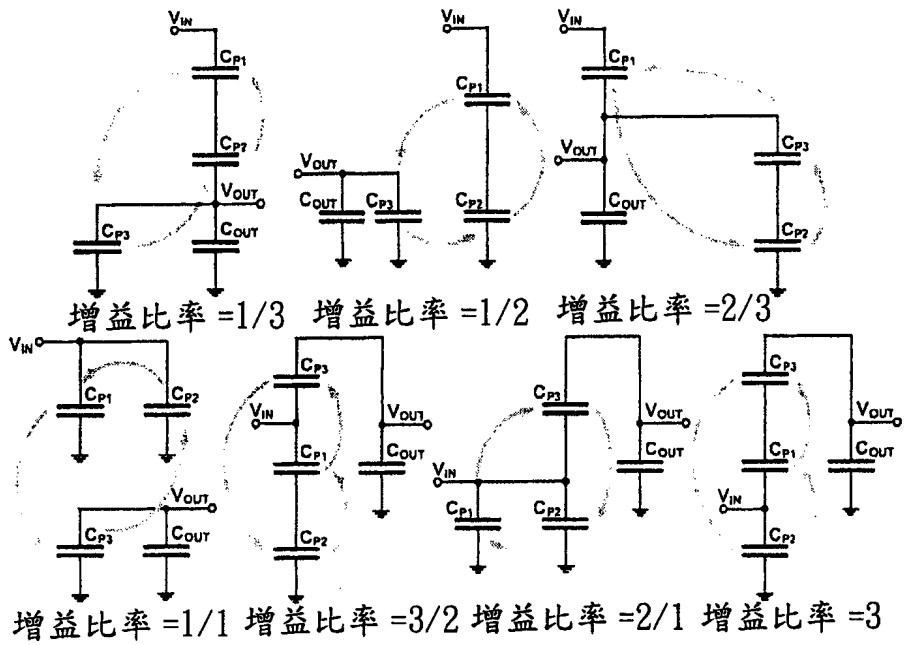


圖 6B

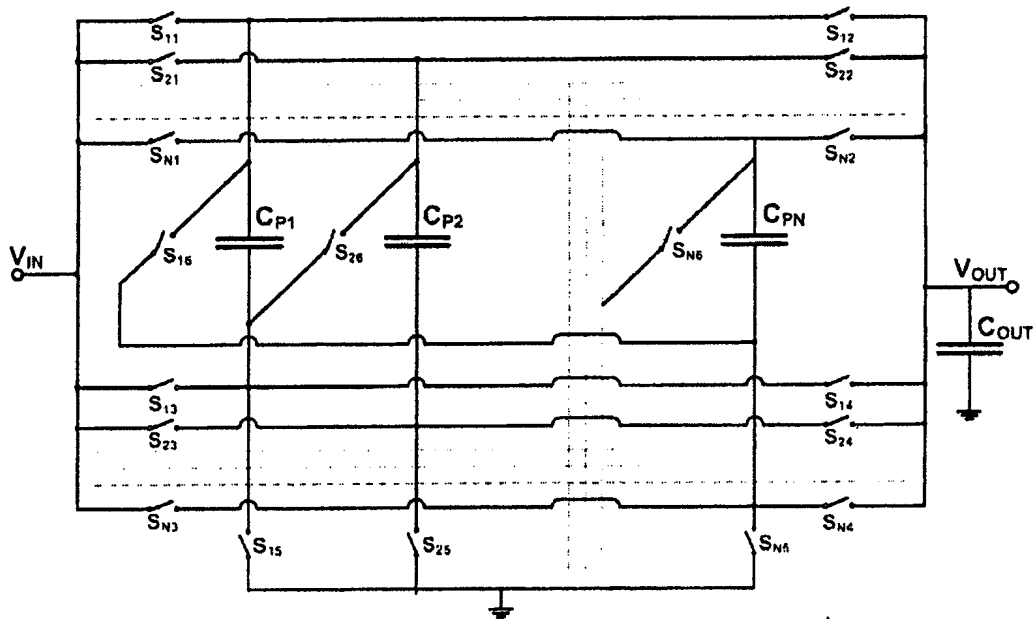
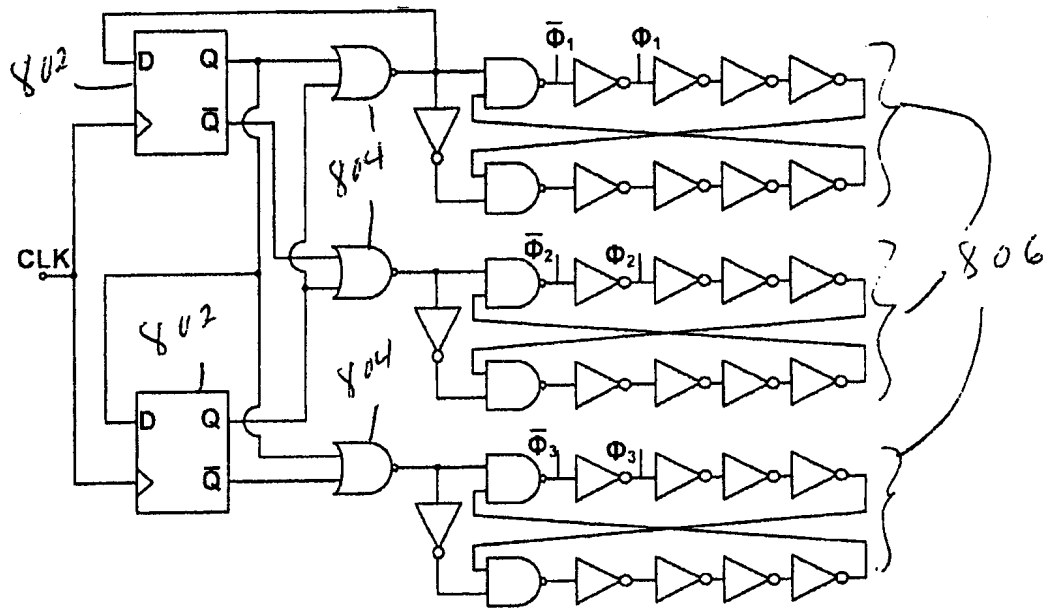


圖 7

700 ↗



800 →

圖 8

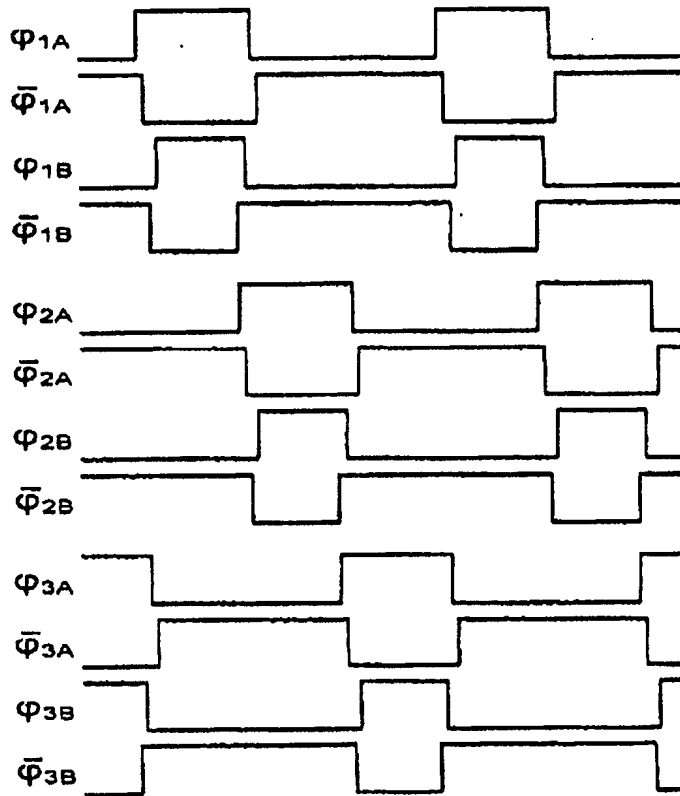


圖 9

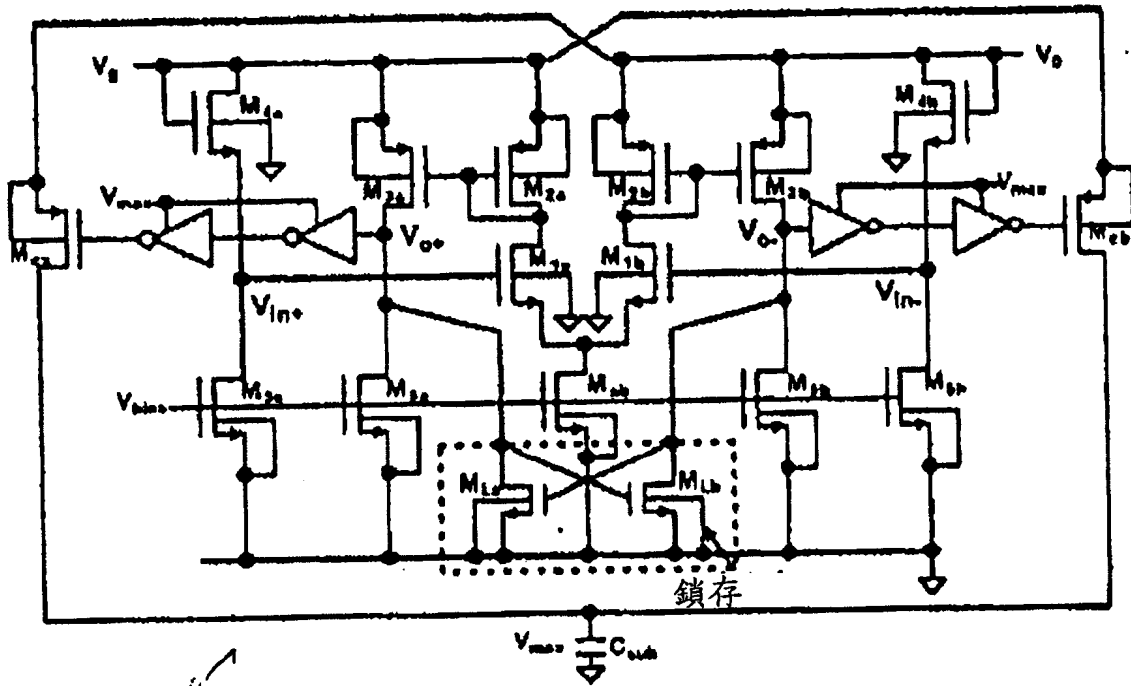


圖 10

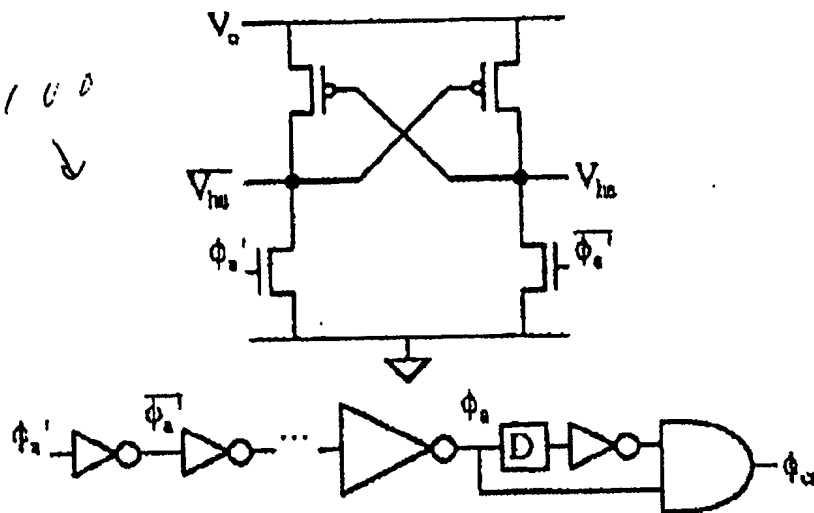


圖 11

1200  
↓

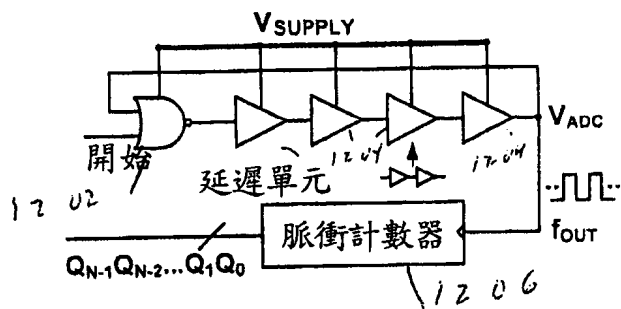


圖 12

1210 →

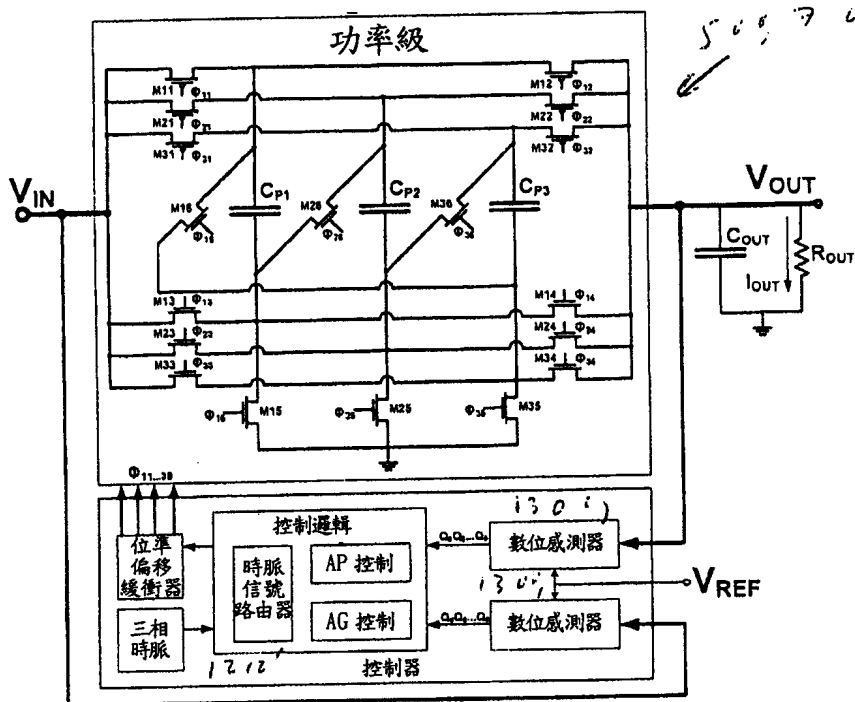


圖 12A

1300  
↓

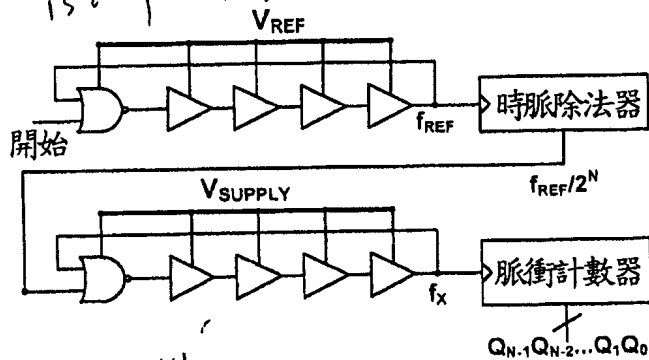


圖 13

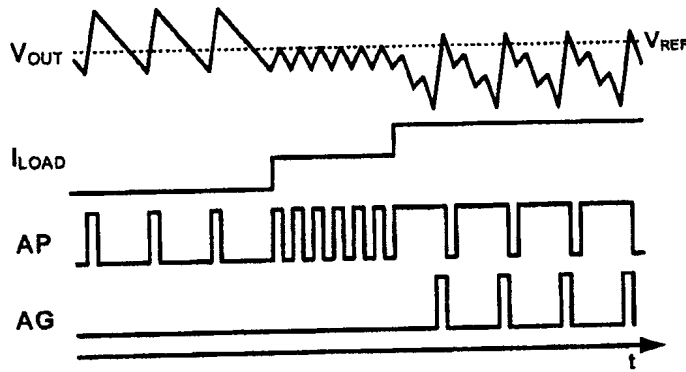


圖 13A

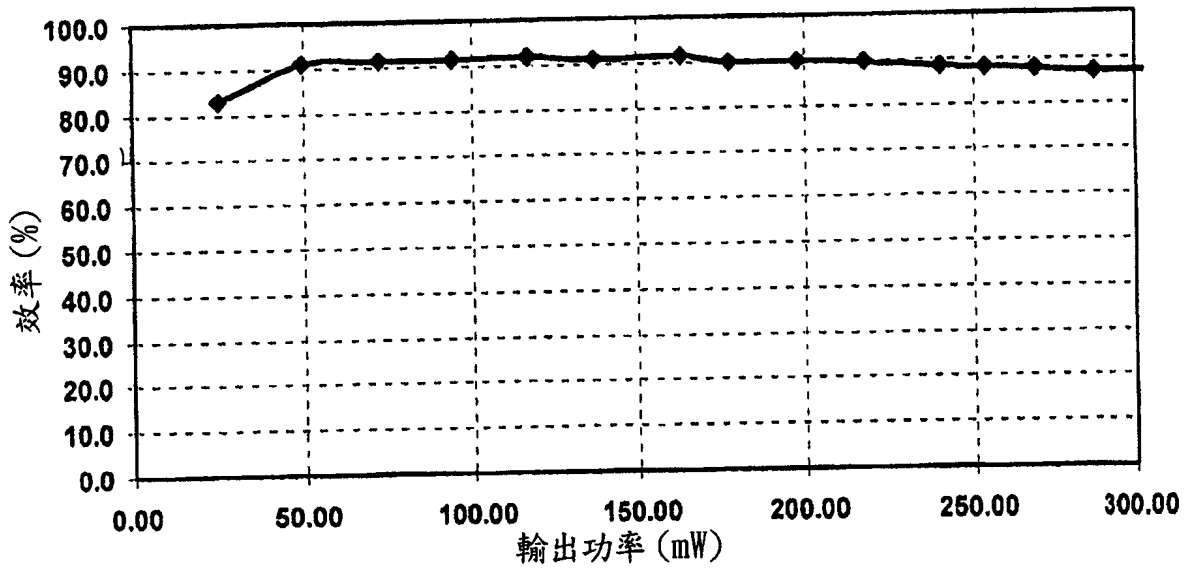


圖 14

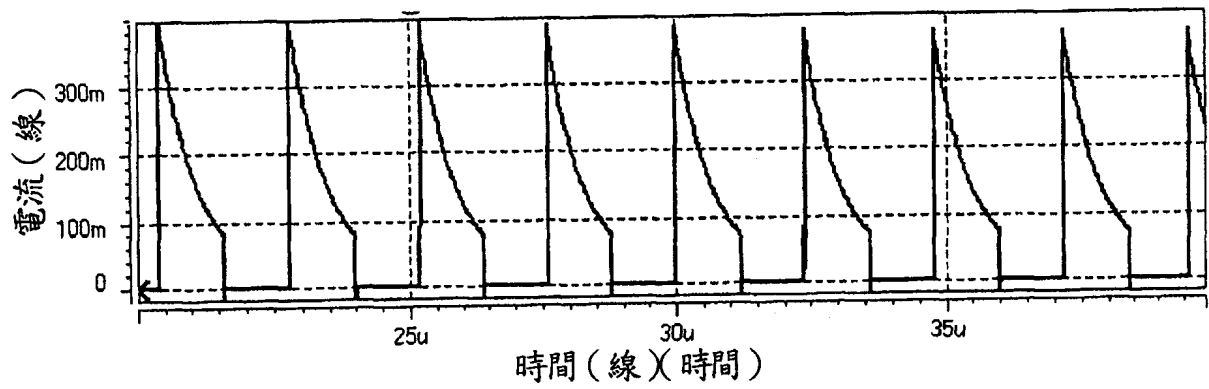


圖 15A

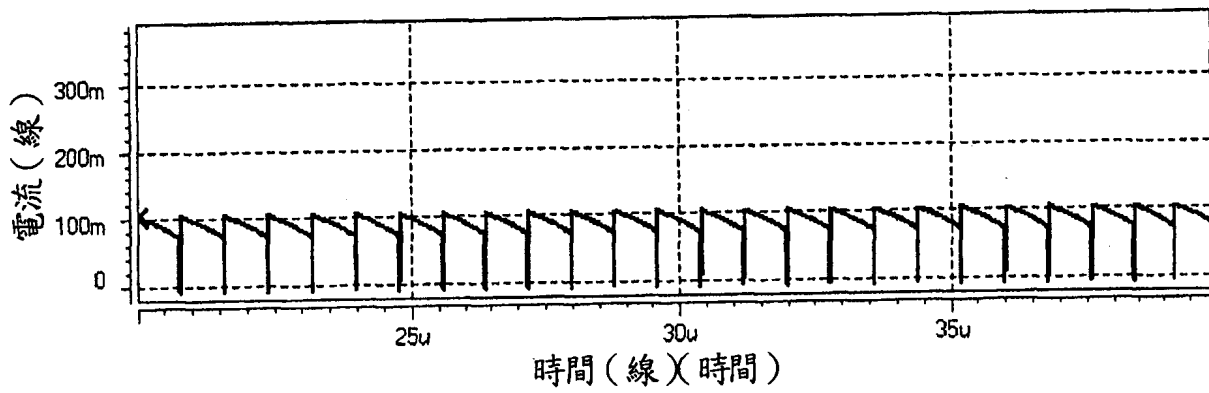


圖 15B

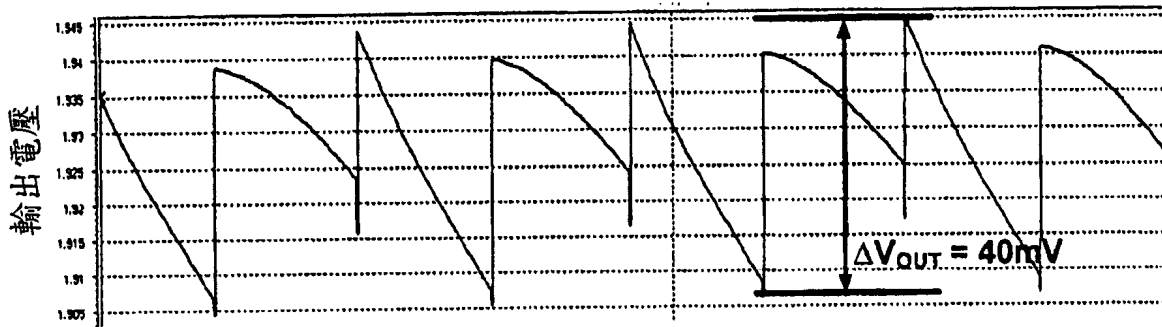


圖 16A

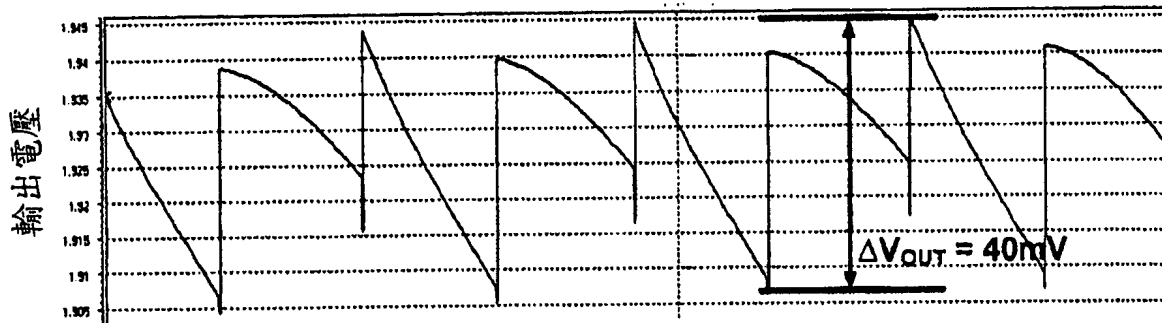


圖 16B

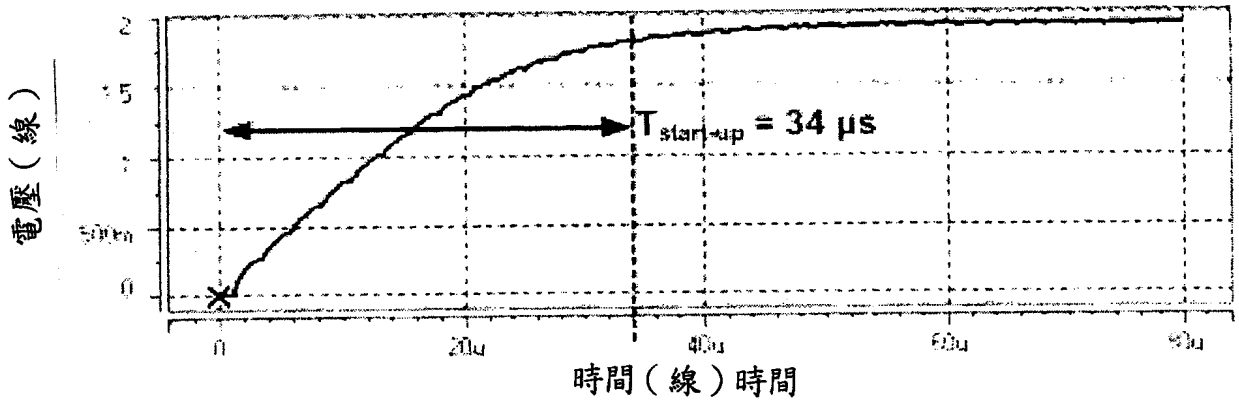


圖 17A

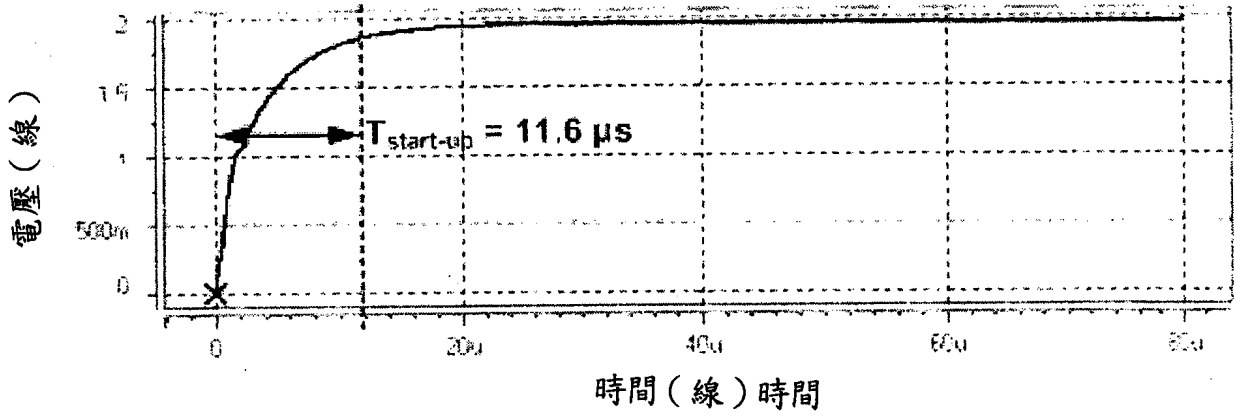


圖 17B

七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第 ( 12A ) 圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

1212	AP/AG控制器
1300	雙迴路數位感測器/感測器電路
1302	級
C <sub>P1</sub>	抽吸電容器
C <sub>P2</sub>	抽吸電容器
C <sub>P3</sub>	抽吸電容器
V <sub>IN</sub>	電源供應

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)