

公告本

申請日期: 95.2.27

案號: 9111366

類別: H02M 3/00

(以上各欄由本局填註)

發明專利說明書

538586

一、 發明名稱	中文	兩段式無漣波多相轉換器及其轉換方法
	英文	
二、 發明人	姓名 (中文)	1. 戴良彬 2. 謝叔亮 3. 王弘毅 4. 劉景萌
	姓名 (英文)	1. Liang-Pin Tai 2. Shwu-Liang Hsieh 3. Hung-I Wang 4. Jing-Meng Liu
	國籍	1. 中華民國 2. 中華民國 3. 中華民國 4. 中華民國
	住、居所	1. 台南縣歸仁鄉沙崙村411號 2. 台中市北屯區進化北路47號 3. 彰化縣員林鎮明德街46號 4. 新竹市寶山路145巷15號6樓之1
三、 申請人	姓名 (名稱) (中文)	1. 立錡科技股份有限公司
	姓名 (名稱) (英文)	1.
	國籍	1. 中華民國
	住、居所 (事務所)	1. 新竹縣竹北市台元街20號5樓
	代表人 姓名 (中文)	1. 邵中和
代表人 姓名 (英文)	1.	



本案已向

國(地區)申請專利

申請日期

案號

主張優先權

無

有關微生物已寄存於

寄存日期

寄存號碼

無

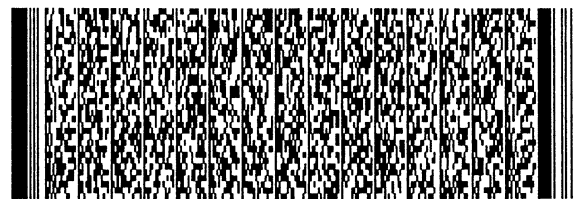
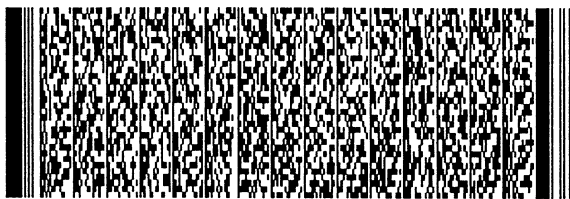
五、發明說明 (1)

發明領域

本發明係有關一種多相直流對直流轉換器 (multi-phase DC-to-DC converter)，特別是關於一種兩段式 (two-step) 無漣波 (ripple-free) 多相轉換器及其轉換方法。

發明背景

多相直流對直流轉換器已經被廣泛地應用在電源供應器電路中。以四相降壓式 (buck) 轉換器為例說明，如第一圖所示，一個四相的轉換器10包括四組對應各相的輸出級係由串聯的金氧半場效電晶體 (MOSFET) 所組成，即MOSFET 121h及1、122h及1、123h及1與124h及1，其受各自相數的驅動器141、142、143及144所操作，該四相的驅動器141-144則受控於控制邏輯16，為獲得穩定且平衡的各相輸出，一誤差放大器18比較一參考電壓VREF與該轉換器10的輸出電壓VOUT，以產生一電壓誤差信號給四組脈寬調變 (PWM) 比較器201、202、203及204，PWM比較器201-204的另一輸入端則分別接受各相的電流誤差信號，其包括四組電流感測信號產生器221、222、223及224分別連接各相的電壓PH1、PH2、PH3及PH4與接地電壓，所產生的各相電流感測信號經加法器24加總及除法器26平均後的平均電流信號經過四組減法器281、282、283及284分別從各相的電流感測信號中扣除，再經過四組加法器301、302、303及304與鋸齒波產生器32輸出的鋸齒波相加後，分別送入PWM比



五、發明說明 (2)

較器201-204，以產生回饋信號給控制邏輯16，藉以控制驅動器141-144驅動各相輸出級中MOSFET的開啟與關閉，經過各相的輸出電感L1、L2、L3及L4與輸出電容34而在轉換器10的輸出端產生輸出電壓VOUT及輸出電流Iout。

轉換器10以平均地分攤電流到各相的方式從輸入電壓為VIN的電源供應器將能量轉移到輸出VOUT，產生各相的電流IQ1、IQ2、IQ3及IQ4與電壓PH1-PH4，各相的電壓PH1-PH4及電流IQ1-IQ4與電源端VIN的輸入電流Ivin的操作波形如第二圖所示，在(A)圖中，第一相的電壓PH1的波形361，第二相的電壓PH2的波形362，第三相的電壓PH3的波形363，第四相的電壓PH4的波形364，在(B)圖中，各相的電流IQ1-IQ4為波形381、382、383及384，這些相電流IQ1-IQ4加成後即為(C)圖中輸入電流Ivin的波形40，其中每一相的責任週期(duty cycle)取決於輸出電壓對輸入電壓的比值VOUT/VIN，各相的輸出級經過輸出電感L1-L4產生各相的線電流IL1、IL2、IL3及IL4以及加成後的轉換器輸出電流Iout，其波形如第三圖所示，在(A)圖中，第一相的線電流IL1的波形421，第二相的線電流IL2的波形422，第三相的線電流IL3的波形423，第四相的線電流IL4的波形424，(B)圖中的波形44即為轉換器輸出電流Iout。此法雖然可以獲得穩定的轉換器輸出電壓VOUT及平衡各相的電流IQ1-IQ4，其轉換器輸出電流Iout卻具有漣波，且漣波的表現與每一相的責任週期有關，而具有漣波的輸出將不利於負載的使用。因此，一種無漣波的多相直流對直



五、發明說明 (3)

流轉換器乃為所冀。此外，當輸入電壓 V_{IN} 與轉換器輸出電壓 V_{OUT} 的差距越大，轉換器的效率越差，而且輸出級所使用的MOSFET及驅動器均需使用耐壓更高及切換速度更快的元件。因此，一種改善轉換器效率及使用較低耐壓與成本的輸出級及驅動器的多相直流對直流轉換器乃為所冀。

發明目的與概述

本發明的目的之一，即在於提出一種無漣波輸出的多相直流對直流轉換器。

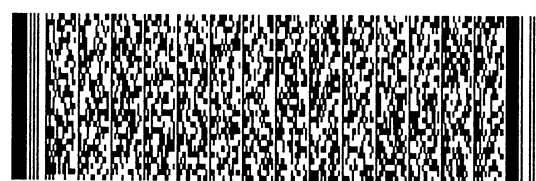
本發明的目的之一，亦在於提出一種使用較低耐壓與成本的驅動器及MOSFET元件的多相轉換器。

本發明的目的之一，又在於提出一種改善效率的直流對直流轉換器。

本發明的目的之一，更在於提出一種具有較高斜率的電流暫態驅動能力的轉換器。

根據本發明，一種兩段式無漣波多相直流對直流轉換器包括一前段電壓轉換裝置及一後段多相調變裝置，藉以將一輸入電壓轉換為一輸出電壓，該前段電壓轉換裝置將該輸入電壓先行轉換為一理想的中途電壓，並且鎖定該中途電壓對該輸出電壓的比值為該後段多相調變裝置的相數值，因而得到靜態零波紋的輸出電流。

在一四相的轉換器實施例中，該前段電壓轉換裝置包括由MOSFET組成的輸出級、控制MOSFET的開啟與關閉的驅動器、控制驅動器產生切換式信號的PWM裝置、相數鎖定

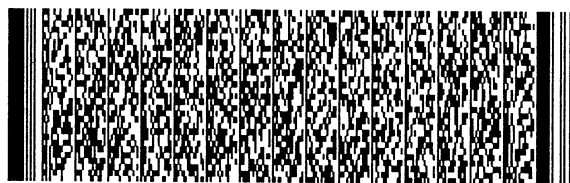


五、發明說明(4)

迴路、濾波器、相偵測器以及相邊緣同步裝置，相偵測器連接後段多相調變裝置的各相驅動器的控制信號及中途電壓，以偵測各相之間的相誤差，其所產生的偵測信號經過濾波器至相數鎖定迴路，以決定PWM裝置的責任週期，PWM裝置比較相數鎖定迴路的輸出與一鋸齒波信號，而產生一PWM信號控制驅動器操作輸出級MOSFET，以調節中途電壓使其符合中途電壓對輸出電壓的比值為該後段多相調變裝置的相數數值。

詳細說明

第四圖係根據本發明的一個四相轉換器46的實施例，其包括一前段電壓轉換裝置及一後段多相調變裝置，該前段電壓轉換裝置包括由MOSFET 48h及l串聯組成的輸出級。控制MOSFET 48h及l的開啟與關閉的驅動器50、控制驅動器50產生切換式信號的PWM裝置52、相數鎖定迴路54、濾波器56、相偵測器58以及相邊緣同步裝置60，而該後段多相調變裝置與第一圖中的已知電路相同，其中相同的電路區塊使用與第一圖相同的圖號，但其控制邏輯與相邊緣同步裝置60被整合在同一電路區塊中。前段電壓轉換裝置的MOSFET 48h連接電壓為VIN的電源供應器，且經過前段電壓轉換裝置將輸入電壓VIN轉換為理想的中途電壓V01，再將此中途電壓V01當作後段的輸入電壓供應給該後段多相調變裝置，從中途電壓端V01到後段多相調變裝置的輸入電流Iv01被平均地分裂給四個相，而在轉換器輸出



五、發明說明 (5)

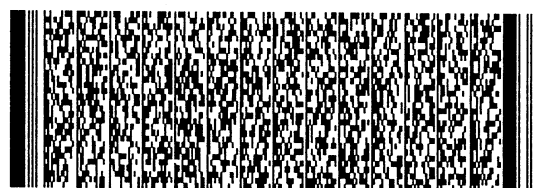
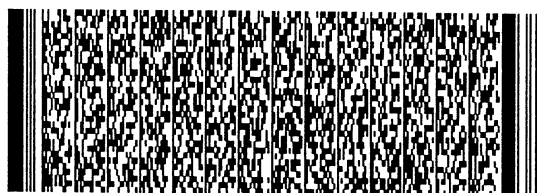
端VOUT產生轉換器輸出電壓VOUT及輸出電流Iout。

現在說明該前段電壓轉換裝置的操作。前段電壓轉換裝置將輸入電壓VIN轉換為具有特定大小的中途電壓V01，並且將此電壓值鎖定，使得中途電壓對輸出電壓的比值 $V01/VOUT$ 等於後段多相調變裝置的相數數值，在此實施例中相數為4，因此 $V01/VOUT=4$ ，或者 $V01=4 \times VOUT$ ，例如，輸入電壓VIN為12V，輸出電壓VOUT為1V，則前段電壓轉換裝置將12V先行轉換為中途電壓 $V01=4 \times 1=4V$ ，再供應給後段多相調變裝置進行相分裂操控。相偵測器58連接後段多相調變裝置的各相驅動器141-144的控制信號及中途電壓V01，以偵測各相之間的相誤差，其所產生的偵測信號經過濾波器56至相數鎖定迴路54，以決定PWM裝置52的責任週期，濾波器56係選擇性的，以確保控制信號的正確，並非必要的，PWM裝置52比較相數鎖定迴路54的輸出與一鋸齒波信號RAMP，而產生一PWM信號控制驅動器50操作輸出級MOSFET 48h及l，以調節中途電壓V01符合 $V01/VOUT=4$ 。

在一降壓式轉換器中，若不考慮元件的串聯電阻造成的損失，該轉換器的責任週期為轉換器輸出電壓對電源輸入電壓的比值，亦即，責任週期

$$D=VOUT/VIN,$$

假如一多相降壓式轉換器的相數數值等於電源輸入電壓對



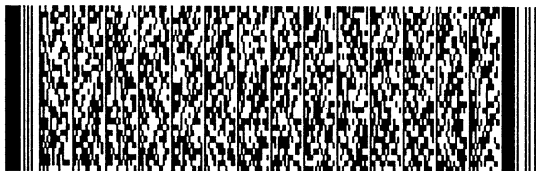
五、發明說明 (6)

轉換器輸出電壓的比值 V_{IN}/V_{OUT} ，則該相數

$$\begin{aligned} PN &= V_{IN}/V_{OUT} \\ &= 1/(V_{OUT}/V_{IN}) \\ &= 100\%/D, \end{aligned}$$

如此，則每一相導通的週期將會相等，而且各相的邊緣將會對齊。如同前面所述，根據本發明的多相降壓式轉換器中，其後段多相調變裝置的相數數值等於 V_{O1}/V_{OUT} ，而 V_{O1} 即為後段多相調變裝置的輸入電壓，因此，該轉換器46每一相導通的週期將會相等，而且各相的邊緣將會對齊。

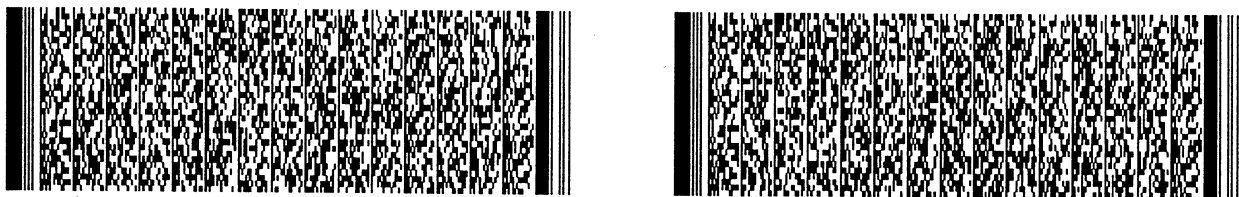
現在說明後段多相調變裝置的操作，其操作原理與已知的電路大致相同，係將中途電壓 V_{O1} 轉換為所要的轉換器輸出電壓 V_{OUT} ，不過其分裂相控制將分離每一相工作在一固定的時序區域，此外，控制邏輯及相邊緣同步裝置60控制驅動器50使其與後段多相調變裝置的第一相同步。當前述的前段電壓轉換裝置將輸入電壓 V_{IN} 轉換為理想的中途電壓 V_{O1} ，亦即，使得中途電壓對輸出電壓的比值 V_{O1}/V_{OUT} 等於後段多相調變裝置的相數數值(在此實施例中為4)，例如，在前面的示例中，輸出電壓 V_{OUT} 為1V，中途電壓 V_{O1} 為4V，所以 $V_{O1}/V_{OUT}=4$ ，此即為後段多相調變裝置的相數數值，如此一來，相分裂正好成為完全邊緣對準的情況，其操作波形如第五圖所示，在(A)圖中，各相



五、發明說明 (7)

的輸出電壓PH1-PH4分別為波形641、642、643及644，在(B)圖中，各相的輸出電流IQ1-IQ4分別為波形661、662、663及664，這些相輸出電流IQ1-IQ4加成後即為(C)圖中所示的波形68，係從中途電壓端V01流入後段多相調變裝置的輸入電流Iv01，其中每一相的邊緣正好與鄰相的波形邊緣對準，在各相平衡的情況下，每一相的責任週期為 $1/4$ ，亦即為相數的倒數，各相的輸出級經過輸出電感L1-L4產生各相的線電流IL1-IL4以及加成後的轉換器輸出電流Iout，其波形如第六圖所示，在(A)圖中，各相的線電流IL1-IL4分別為波形421、422、423及424，(B)圖中的波形72即為轉換器輸出電流Iout，由於各相的漣波彼此抵消，因此，經由此法獲得的轉換器輸出電流Iout將不產生漣波。由於採取兩段式的操作，後段多相調變裝置的輸入電壓V01被降低了，因此在多相分裂電流到各相時，暫態突波(spike)電流應力亦被降低了。

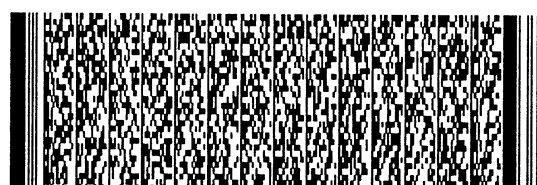
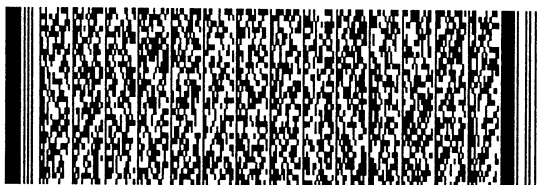
第七圖係對於責任週期的控制的一個實施例。(A)圖為理想狀況下各相的輸出電壓PH1-PH4的波形741、742、743及744，每一相的責任週期為 $1/4$ ，此數值即為後段多相調變裝置的向數數值的倒數，如同在前面的示例中所述的，當中途電壓為4V時，轉換器輸出電壓VOUT即為1V而各相的波形彼此的邊緣互相對準，此係由相邊緣同步裝置60利用例如邊緣觸發技術來達成，(A)圖所示的條件即為轉換器46的目標值。在不平衡時，例如中途電壓V01低於目標值，如(B)圖中所示，各相的輸出電壓PH1-PH4的波形



五、發明說明 (8)

761、762、763及764，相偵測器58偵測各相之間的相誤差產生相誤差信號ERROR1及ERROR2，其為波形78及80，由於轉換器46維持其輸出電壓VOUT為所要的大小，因此第四相的開啟時間將會大於週期時間除以相數數值(在此實施例中為四分之一週期)，而相偵測器58偵測各相之間的相誤差將會得到相誤差信號ERROR1，此誤差值的大小可以利用計數器取得，如此，相數鎖定迴路54將會參考該誤差的大小調整責任週期，使第一相的開啟時間加長，並且後續的相數亦使用此一新的責任週期值；相反地，當中途電壓VO1高於目標值時，如(C)圖中所示，各相的輸出電壓PH1-PH4的波形821、822、823及824，相偵測器58偵測各相之間的相誤差產生相誤差信號ERROR1及ERROR2，其為波形84及86，由於轉換器46維持其輸出電壓VOUT為所要的大小，因此第四相的開啟時間將會小於週期時間除以相數數值(在此實施例中為四分之一週期)，而相偵測器58偵測各相之間的相誤差將會得到相誤差信號ERROR2，如此，相數鎖定迴路54將會參考該誤差的大小調整責任週期，使第一相的開啟時間縮短，並且後續的相數亦使用此一新的責任週期值。

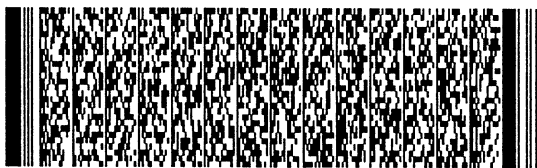
利用此法尚其他的優點。由於採取兩段式的操作，後段多相調變裝置係在較低的電壓環境中工作，因此可以使用較低耐壓及成本的驅動器及MOSFET元件作為輸出級，當相數越多時，節省的成本越多；並且，由於後段多相調變裝置係在較低的電壓環境中工作，效率被改善了；此



五、發明說明 (9)

外，由於沒有漣波電流，因此可以使用較小的輸出電感，所以可以達到高斜率(slew rate)電流暫態驅動能力，特別是在負載與輸出電容34及輸出電感L1-L4非常靠近時，亦即寄生電感非常小，此時負載所需之電流變動斜率(slew rate)可以直接由輸出電感L1-L4的輸出能力提供，因而輸出電容34也可以減小。由於多相降壓式轉換器在高壓差比轉換時，其輸出漣波大且效率差，因此，當電源電壓對轉換器輸出電壓比越大時，根據本發明的兩段式多相轉換器的改善效果將越顯著。

以上對於本發明之較佳實施例所作的敘述係為闡明之目的，而無意限定本發明精確地為所揭露的形式，基於以上的教導或從本發明的實施例學習而作修改或變化是可能的，實施例係為解說本發明的原理以及讓熟習該項技術者以各種實施例利用本發明在實際應用上而選擇及敘述，本發明的技術思想企圖由以下的申請專利範圍及其均等來決定。



圖式簡單說明

對於熟習本技藝之人士而言，從以下所作的詳細敘述配合伴隨的圖式，本發明將能夠更清楚地被瞭解，其上述及其他目的及優點將會變得更明顯，其中：

第一圖係一個已知的四相降壓式直流對直流轉換器的示意圖；

第二圖(A)係第一圖的轉換器10的各相的電壓PH1-PH4的波形；

第二圖(B)係第一圖的轉換器10的各相的電流IQ1-IQ4的波形；

第二圖(C)係第一圖的轉換器10的電源端VIN的輸入電流Ivin的波形；

第三圖(A)係第一圖的轉換器10的各相的線電流IL1-IL4的波形；

第三圖(B)係第三圖(A)中各相的線電流IL1-IL4的波形的結合圖；

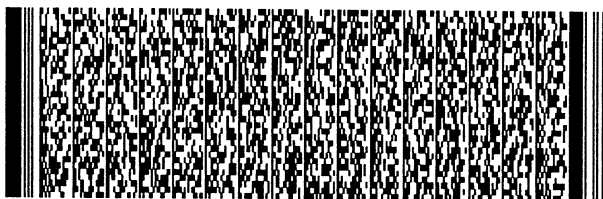
第四圖係根據本發明的一個四相轉換器的實施例的示意圖；

第五圖(A)係第四圖中的後段多相調變裝置的各相的電壓PH1-PH4的波形；

第五圖(B)係第四圖中的後段多相調變裝置的各相的電流IQ1-IQ4的波形；

第五圖(C)係第四圖中的後段多相調變裝置的中途電壓端V01的輸入電流Iv01的波形；

第六圖(A)係第四圖中的後段多相調變裝置的各相的



圖式簡單說明

線電流 $IL1-IL4$ 的波形；

第六圖(B)係第六圖(A)中各相的線電流 $IL1-IL4$ 的波形的結合圖；

第七圖(A)係理想狀況下的各相的電壓 $PH1-PH4$ 的波形；

第七圖(B)係中途電壓 $V01$ 低於目標值時，各相的電壓 $PH1-PH4$ 及相誤差信號的波形；以及

第七圖(C)係中途電壓 $V01$ 高於目標值時，各相的電壓 $PH1-PH4$ 及相誤差信號的波形；

圖號對照表：

10 轉換器

121-124/h, 1 MOSFET

141-144 驅動器

16 控制邏輯

18 誤差放大器

201-204 PWM比較器

221-224 電流感測信號產生器

24 加法器

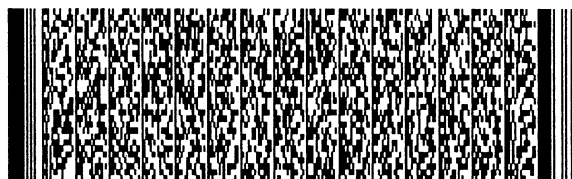
26 除法器

281-284 減法器

301-304 加法器

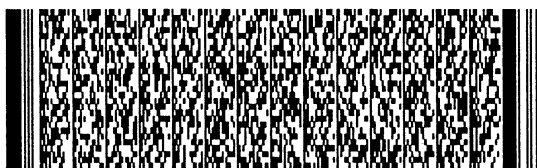
32 鋸齒波產生器

34 輸出電容



圖式簡單說明

- 361-364 相輸出電壓波形
- 381-384 相輸出電流波形
- 40 輸入電流 I_{vin} 的波形
- 421-424 線電流波形
- 44 轉換器輸出電流 I_{out} 波形
- 46 轉換器
- 48h, l .MOSFET
- 50 驅動器
- 52 PWM 裝置
- 54 相數鎖定迴路
- 56 濾波器
- 58 相偵測器
- 60 控制邏輯及相邊緣同步裝置
- 62 輸出電容
- 641-644 相輸出電壓波形
- 661-664 相輸出電流波形
- 68 輸入電流 I_{vol} 的波形
- 701-704 線電流波形
- 72 轉換器輸出電流 I_{out} 波形
- 741-744 相輸出電壓波形
- 761-764 相輸出電壓波形
- 78 相誤差信號
- 80 相誤差信號
- 821-824 相輸出電壓波形



圖式簡單說明

84 相 誤 差 信 號

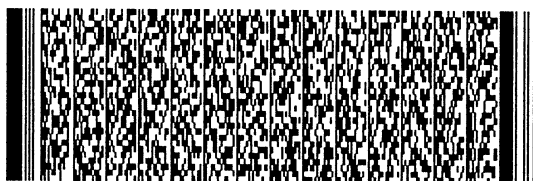
86 相 誤 差 信 號



四、中文發明摘要 (發明之名稱：兩段式無漣波多相轉換器及其轉換方法)

一種兩段式無漣波多相轉換器及其轉換方法，包括一段前段電壓轉換裝置及一段後段多相調變裝置，該前段電壓轉換裝置將一輸入電壓轉換為一中途電壓供應給該後段多相調變裝置，經多相分裂調變控制以產生一輸出電壓，其相數對該輸出電壓的比值為該後段多相調變裝置的相數值，使得該轉換器具有靜態無漣波的輸出電流，其他的優點尚包括該後段多相調變裝置可以使用較低成本的驅動器及MOSFET元件、改善效率以及較高斜率的電流暫態驅動能力。

英文發明摘要 (發明之名稱：)



六、申請專利範圍

1. 一種兩段式無漣波多相轉換器，藉以將一輸入電壓轉換為一輸出電壓，該多相轉換器包括：

一前段電壓轉換裝置，藉以將該輸入電壓轉換為一中途電壓；以及

一後段多相調變裝置，具有 N 個相， N 為不小於2的整數，該後段多相調變裝置連接該中途電壓，並經多相分裂調變控制以產生該輸出電壓；

其中，該中途電壓受控趨向於一目標值，該目標值為使該中途電壓對該輸出電壓的比值為 N 。

2. 如申請專利範圍第1項之多相轉換器，其中該前段電壓轉換裝置包括：

一輸出級，含有MOSFET連接該輸入電壓並輸出該中途電壓；

一驅動器，以操控該MOSFET的開啟與關閉；以及

一PWM裝置，產生一PWM信號給該驅動器。

3. 如申請專利範圍第2項之多相轉換器，更包括：

一相數鎖定迴路，以決定該PWM裝置的責任週期；

一相偵測器，連接該後段多相調變裝置，以偵測各相之間的相誤差，並據以產生一偵測信號給該相數鎖定迴路；以及

一相邊緣同步裝置，連接該後段多相調變裝置，以控制各相的波形邊緣同步。

4. 如申請專利範圍第3項之多相轉換器，更包括一濾波器為該偵測信號濾波。



六、申請專利範圍

5. 一種將一輸入電壓轉換為一輸出電壓的方法，包括下列步驟：

將該輸入電壓轉換為一中途電壓；以及
以多相分裂調變控制從該中途電壓轉換為該輸出電壓；

其中，該中途電壓受控趨向於一目標值，該目標值為使該中途電壓對該輸出電壓的比值等於該多相分裂調變控制的相數數值。

6. 如申請專利範圍第5項之方法，更包括以PWM的方式從該輸入電壓轉換為該中途電壓。

7. 如申請專利範圍第6項之方法，更包括鎖定該PWM的責任週期使符合該中途電壓對該輸出電壓的比值等於或接近該多相分裂調變控制的相數數值。

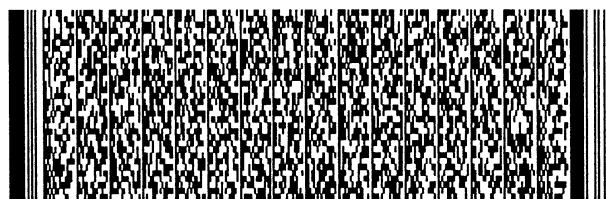
8. 如申請專利範圍第7項之方法，更包括偵測該多相分裂調變控制各相之間的誤差，以決定該責任週期。

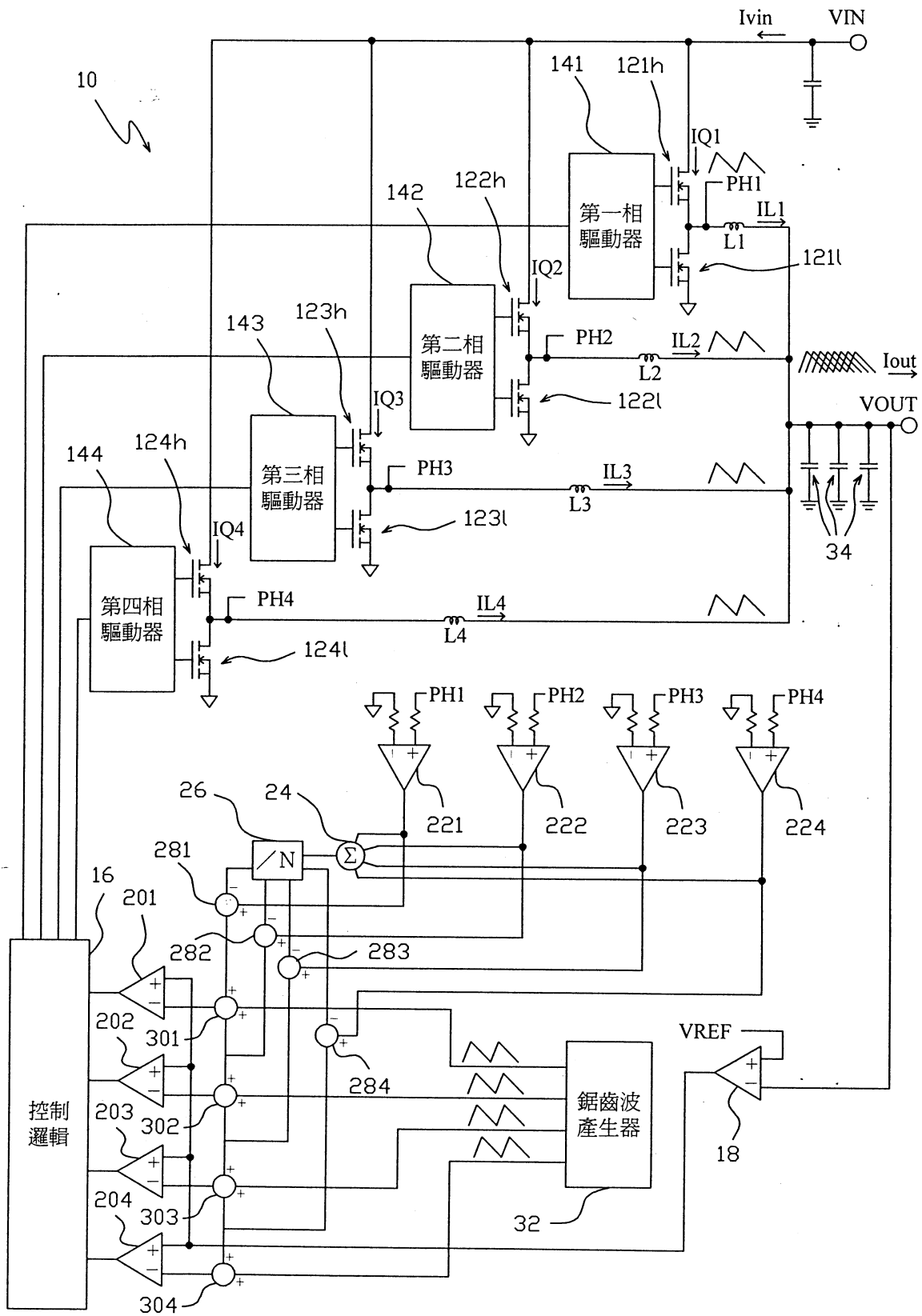
9. 如申請專利範圍第6項之方法，更包括使該PWM與該多相分裂調變控制同步。

10. 如申請專利範圍第5項之方法，更包括使該多相分裂調變控制各相的波形邊緣對準。

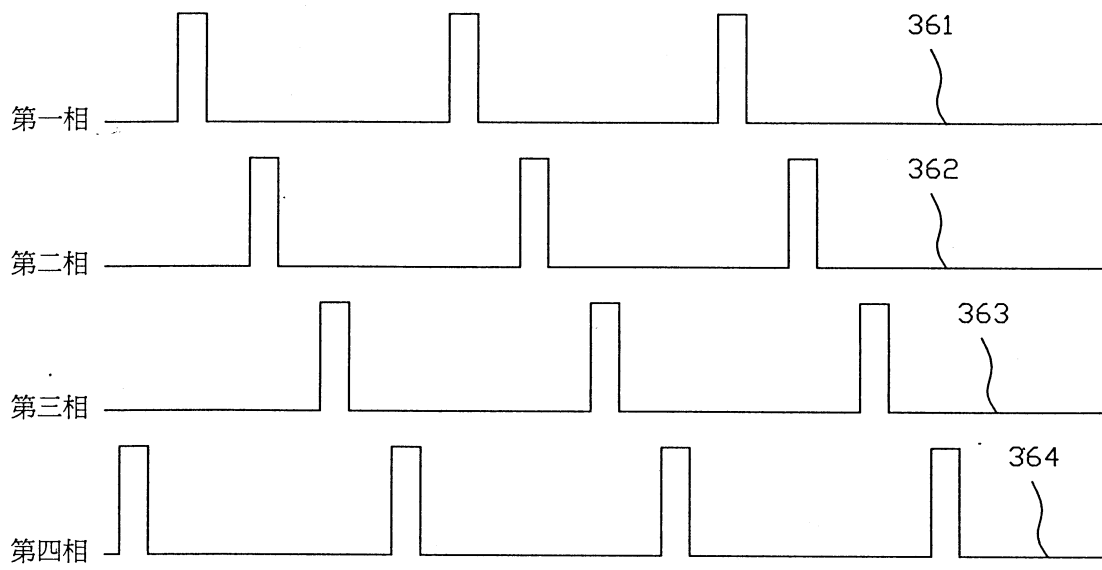
11. 如申請專利範圍第7項之方法，更包括於該中途電壓低於該目標值時調高該責任週期。

12. 如申請專利範圍第7項之方法，更包括於該中途電壓高於該目標值時調低該責任週期。

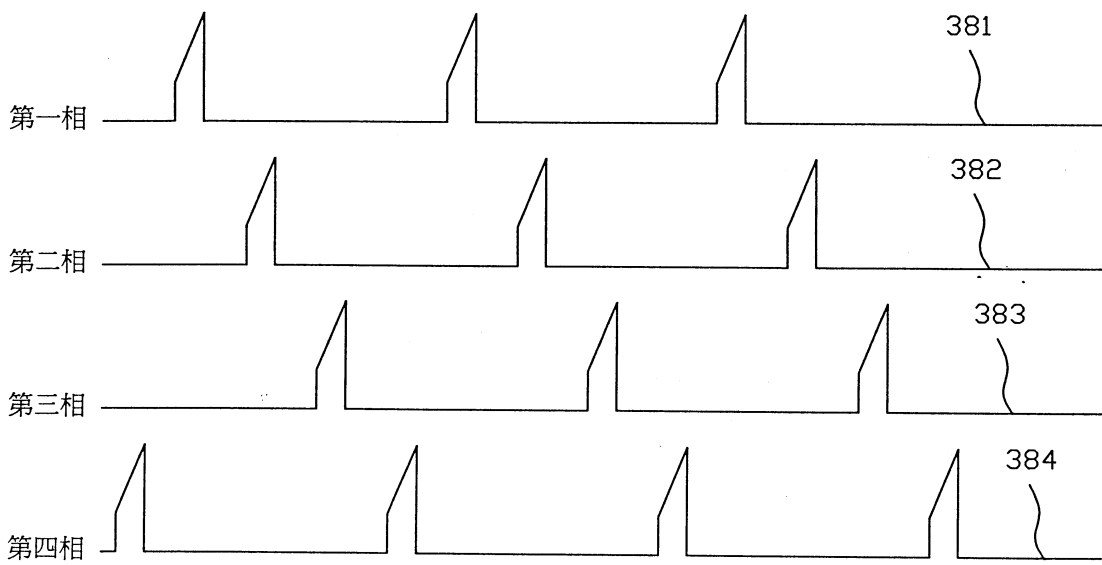




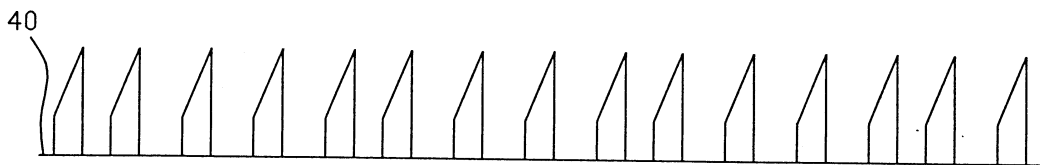
第一圖



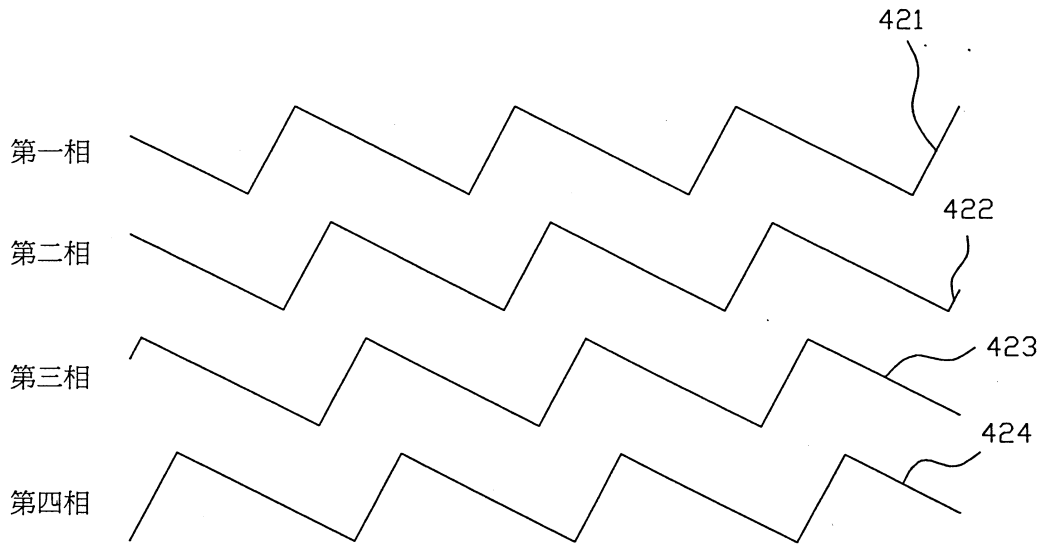
第二圖 (A)



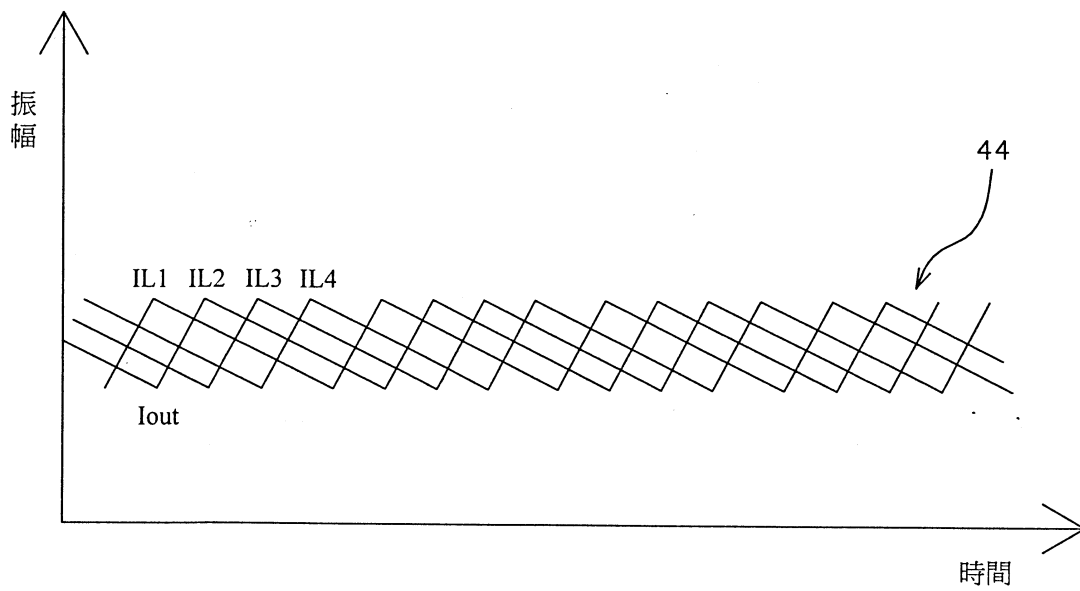
第二圖 (B)



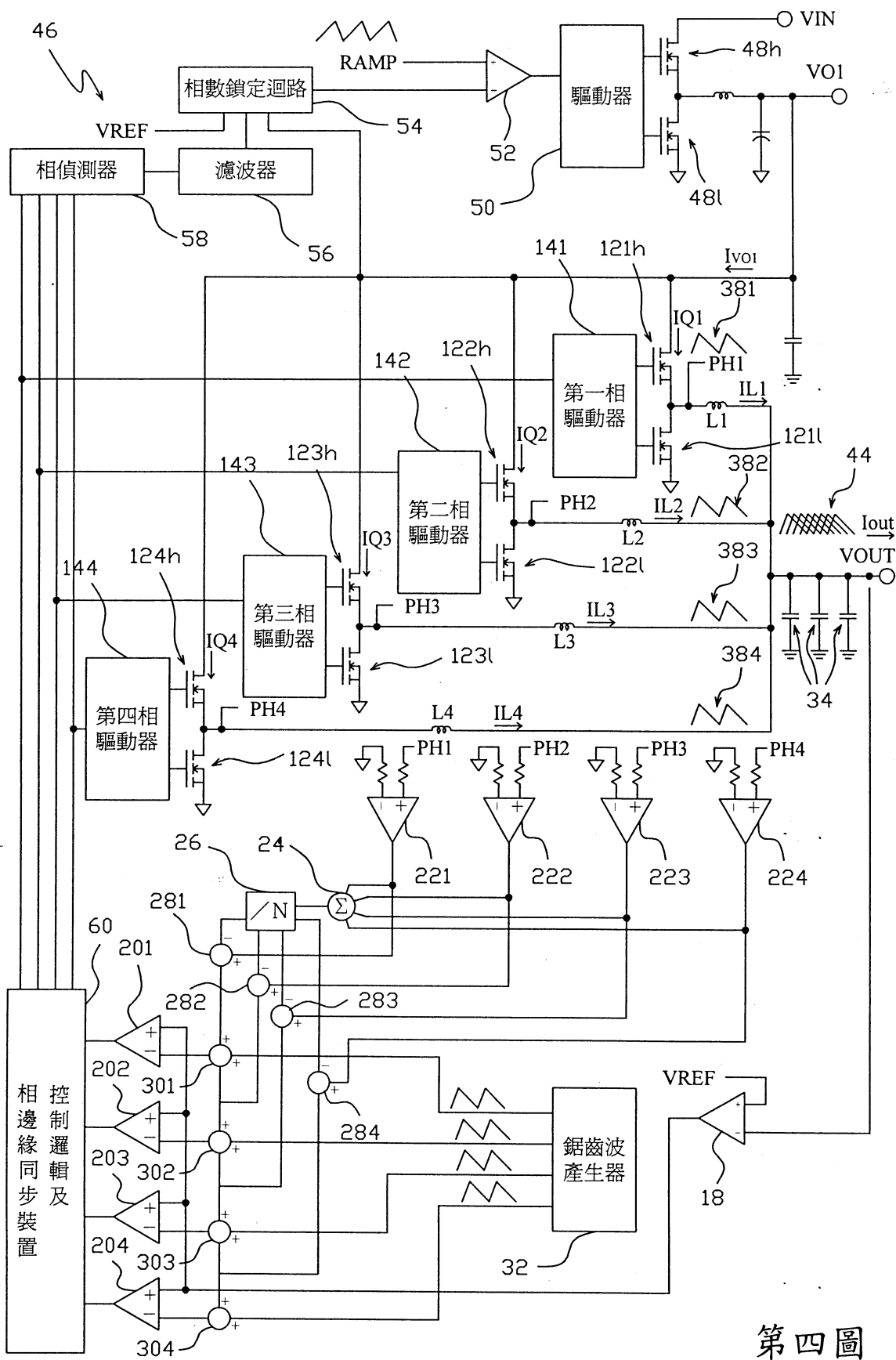
第二圖 (C)



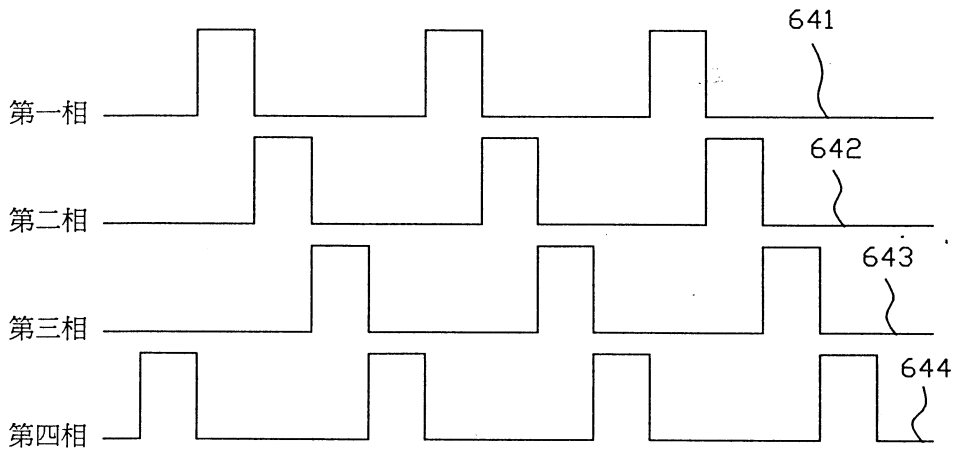
第三圖 (A)



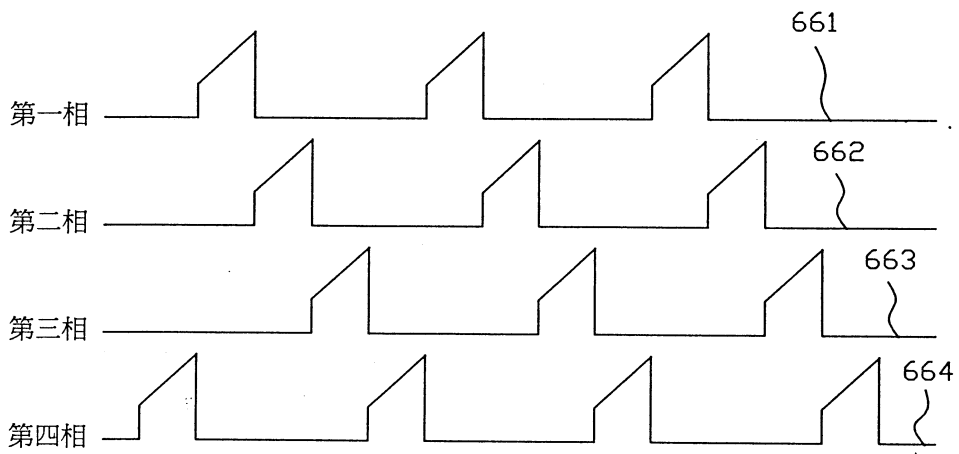
第三圖 (B)



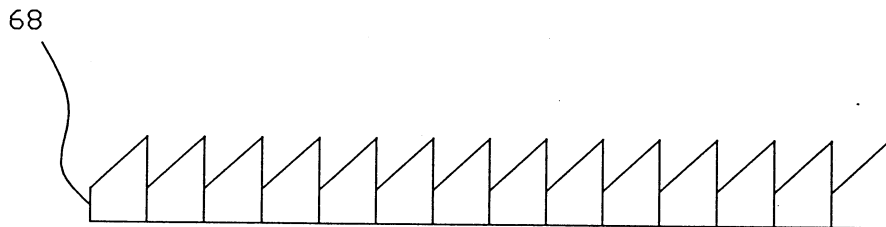
第四圖



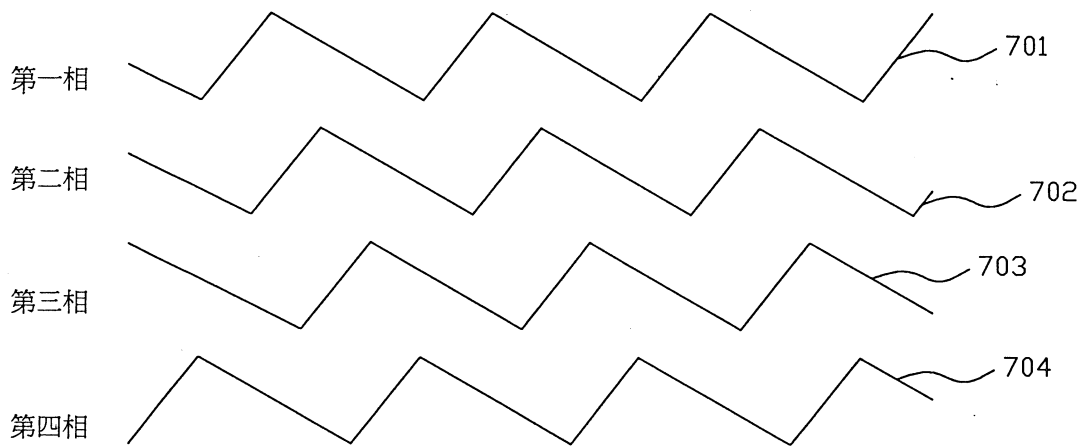
第五圖 (A)



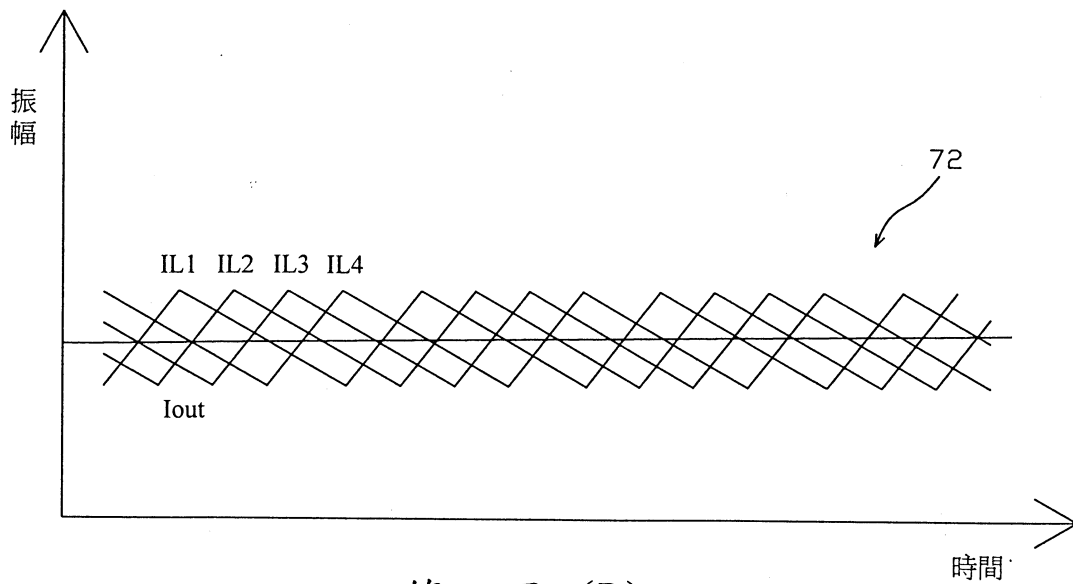
第五圖 (B)



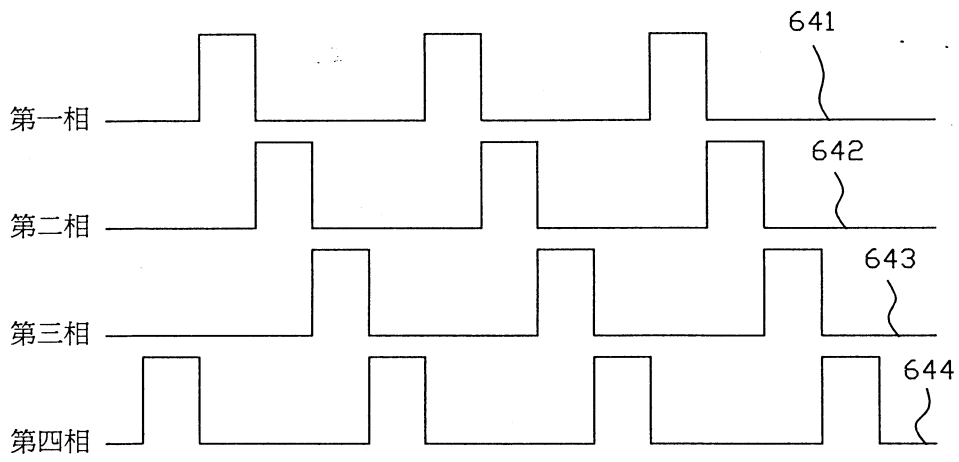
第五圖 (C)



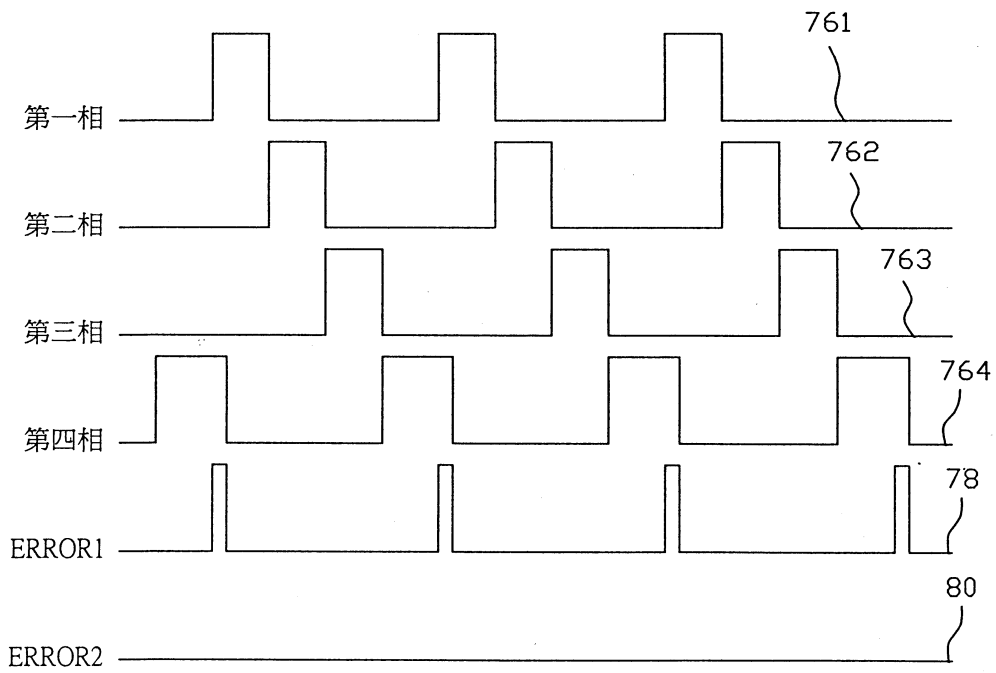
第六圖 (A)



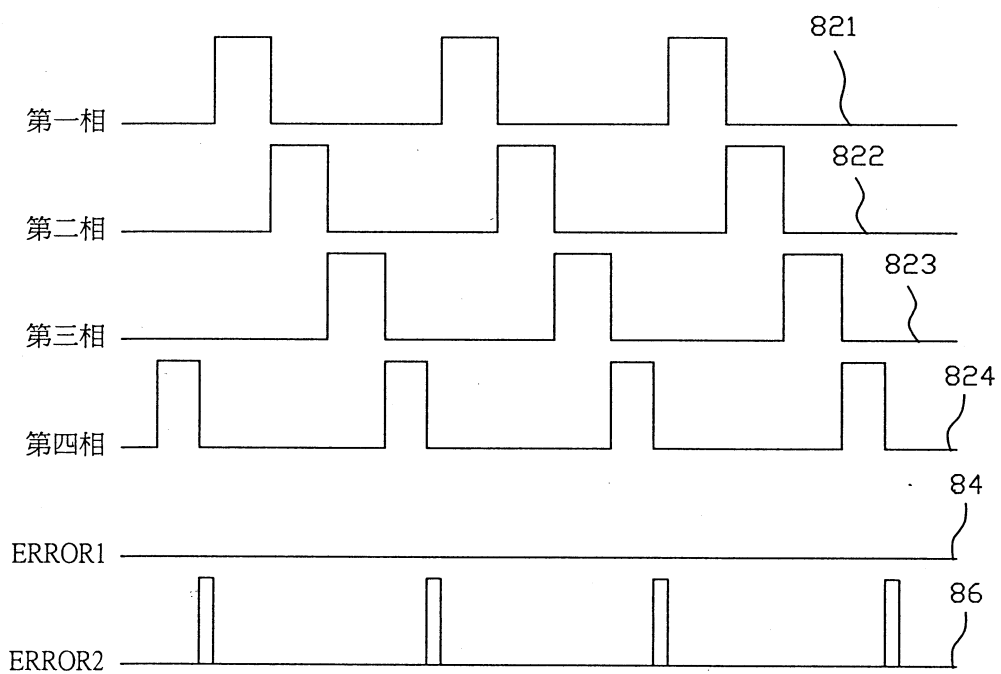
第六圖 (B)



第七圖 (A)



第七圖 (B)



第七圖 (C)