

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：P614578

※ 申請日期：P6.11.30

※IPC 分類：H01L

H03L7/08

(2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

用於鎖相迴路之線性相位頻率偵測器及充電泵

LINEAR PHASE FREQUENCY DETECTOR AND CHARGE PUMP
FOR PHASE-LOCKED LOOP

二、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

美商高通公司

QUALCOMM INCORPORATED

代表人：(中文/英文)

湯瑪仕 R 勞斯

ROUSE, THOMAS R.

住居所或營業所地址：(中文/英文)

美國加州聖地牙哥市摩豪斯大道5775號

5775 MOREHOUSE DRIVE SAN DIEGO, CA 92121-1714, 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)

張格

ZHANG, GANG

國 籍：(中文/英文)

中華人民共和國 P.R.C.

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11月30日；11/565,062

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】

本揭示案大體係關於電路，且更特定言之係關於鎖相迴路。

【先前技術】

鎖相迴路(PLL)通常用於許多電子電路中且在通信電路中尤其重要。舉例而言，數位系統使用時脈信號以觸發同步電路(例如，正反器)。傳輸器系統及接收器系統分別將區域振盪器(LO)信號用於增頻轉換及降頻轉換。無線通信系統中之無線設備(例如，蜂巢式電話)通常將時脈信號用於數位電路且將LO信號用於傳輸器電路及接收器電路。時脈信號及LO信號經常以在PLL內操作之電壓控制振盪器(VCO)產生。

PLL通常包括相位頻率偵測器、充電泵、迴路濾波器及VCO。相位頻率偵測器、充電泵、迴路濾波器共同偵測在參考信號與得自VCO之時脈信號之間的相位誤差且產生用於VCO之控制信號。控制信號調整VCO之頻率，使得時脈信號鎖定至參考信號。

相位頻率偵測器通常產生通常被稱為上行信號及下行信號之一對信號。一信號通常視時脈信號相對於參考信號早或晚而在每一時脈循環中被接通較長。上行信號及下行信號用於將充電泵內之電流源耦合至輸出。理想地，相位頻率偵測器及充電泵應具有輸出電荷對相位誤差之線性轉移函數。然而，歸因於用於充電泵之電路的失配，通常不達

成此線性轉移函數。因此，來自上行信號之輸出電荷經常由於相同量值但相反極性之相位誤差而不等於來自下行信號之輸出電荷。此電荷誤差係歸因於充電泵中之上行/下行電流失配，此情況可由電晶體設備失配及其他因素引起。歸因於電流失配之充電泵的非線性可引起額外相位雜訊，該雜訊可能降級效能。

因此，在此項技術中需要可為PLL提供良好效能之相位頻率偵測器及充電泵。

【發明內容】

本文中描述用於達成PLL中之相位頻率偵測器及充電泵之線性運算的技術。在一態樣中，相位頻率偵測器使用新時序/定時方案以產生上行信號及下行信號，使得充電泵中之上行/下行電流失配不會有助於一階的非線性失真。新時序方案僅使用上行信號或僅使用下行信號以重設相位頻率偵測器內之正反器。以新時序方案，充電泵中之上行/下行電流失配不在充電泵之輸出中顯現。因此，即使在存在電晶體設備失配之情況下亦可達成良好效能。

在一設計中，PLL包括相位頻率偵測器及充電泵。相位頻率偵測器接收參考信號及時脈信號，基於參考信號及時脈信號產生第一信號及第二信號，且僅基於第一信號重設第一信號及第二信號。第一信號及第二信號可分別為上行信號及下行信號。或者，第一信號及第二信號可分別為下行信號及上行信號。相位頻率偵測器可延遲第一信號一預定量，基於所延遲之第一信號及第二信號產生重設信號，

且以重設信號重設第一信號及第二信號。充電泵接收第一信號及第二信號，且產生指示在參考信號與時脈信號之間的相位誤差之輸出信號。相位頻率偵測器及充電泵可如下所述被實施。

以下更詳細描述揭示案之各種態樣及特徵。

【實施方式】

本文中所述之技術可用於諸如整數-N型PLL、分數-N型PLL、多模數除法器(MMD)、積分三角(sigma-delta)頻率合成器等之各種類型的電路。整數-N型PLL用整數除法器比N除來自VCO之振盪器信號的頻率，其中 $N \geq 1$ 。分數-N型PLL用非整數除法器比R(例如，有時用N且其他時間用 $N+1$)除振盪器信號之頻率，其中 $N < R < N+1$ 。積分三角頻率合成器利用積分三角調變器以產生用於分數-N型PLL之非整數除法器比R。

圖1展示具有分數-N型PLL 110及積分三角調變器170之積分三角頻率合成器100之設計的方塊圖。PLL 110包括相位頻率偵測器120、充電泵130、迴路濾波器140、電壓控制振盪器(VCO) 150及除法器160。

相位頻率偵測器120自參考振盪器(圖1中未圖示)接收參考信號且自除法器160接收時脈信號，比較兩信號之相位且提供指示在參考信號與時脈信號之間的相位誤差/差之上行信號及下行信號。時脈信號亦可被稱為分割時脈信號、反饋信號等。上行信號及下行信號亦通常稱為早信號及晚信號、提前信號及推遲信號等。充電泵130接收上行

信號及下行信號且產生輸出信號，其為指示所偵測之相位誤差的電流 I_{CP} 。

迴路濾波器 140 濾波來自充電泵 130 之輸出信號且產生用於 VCO 150 之控制信號 V_{CTRL} 。迴路濾波器 140 調整控制信號，使得時脈信號之相位或頻率被鎖定至參考信號之相位或頻率。迴路濾波器 140 具有通常經選擇以達成用於 PLL 110 之所要閉合迴路回應的頻率回應。舉例而言，迴路濾波器 140 之頻率回應可基於在獲取及追蹤效能與 PLL 雜訊效能之間的折衷來選擇。

VCO 150 產生具有由來自迴路濾波器 140 之控制信號所確定之頻率的振盪器信號。除法器 160 用 N 及 $N+1$ 之整數因子除振盪器信號之頻率且提供時脈信號。大體而言， N 可為任何正整數值。積分三角調變器 170 接收除法器比 R ，其可表示為：

$$R = \frac{f_{vco}}{f_{ref}}, \quad \text{方程式 (1)}$$

其中 f_{vco} 為用於 VCO 150 之所要頻率；且

f_{ref} 為參考信號之頻率。

積分三角調變器 170 產生用於除法器 160 之除法器控制以達成除法器比 R 。此除法器控制可為指導除法器 160 用 N 或 $N+1$ 除之 1 位元控制。舉例而言，除法器控制上之邏輯低 ('0') 可對應於用 N 除，且除法器控制上之邏輯高 ('1') 可對應於用 $N+1$ 除。除法器控制上零及一之百分比由除法器比 R 來確定。然而，零以量化雜訊移位至較高頻率且良好相位

雜訊特徵可經達成以用於來自 VCO 150 之振盪器信號的方式分布於除法器控制上。

圖 1 展示 PLL 及頻率合成器之例示性設計。大體而言，PLL 及頻率合成器可以比圖 1 中所示更少、額外及/或不同的電路區塊來實施。舉例而言，VCO 150 可用電流數位至類比轉換器 (iDAC) 及電流控制振盪器 (ICO) 來替換。除法器 160 可為固定整數 -N 除法器。迴路濾波器 140 可為具有可變迴路回應之適應性迴路濾波器，其可用於改變 PLL 迴路頻寬及/或阻尼。一或多個額外除法器亦可用於除振盪器信號以產生在所關注之其他頻率下的一或多個額外時脈信號。

圖 2 展示相位頻率偵測器 120a 及充電泵 130a 之設計，其可分別用於圖 1 中之相位頻率偵測器 120 及充電泵 130。

在相位頻率偵測器 120a 內，參考信號及時脈信號被分別提供至 D 正反器 220a 及 220b 之時脈輸入。正反器 220a 及 220b 之資料 (D) 輸入耦合至電源且接收邏輯高。正反器 220a 及 220b 之資料 (Q) 輸出分別提供上行信號及下行信號。上行信號指示相對於時脈信號早的參考信號。下行信號指示相對於時脈信號晚的參考信號。AND(及)閘 222 接收上行信號及下行信號，且對兩信號執行邏輯 AND。延遲單元 224 延遲 AND 閘 222 之輸出一預定時間量 T_{ON} 且將重設信號提供至正反器 220a 及 220b 之重設 (R) 輸入。

在充電泵 130a 內，電流源 230a 及 230b 與開關 232a 及 232b 串聯耦合且在電源與電路接地之間。電流源 230a 提供 I_{UP} 之

電流，且電流源 230b 提供 I_{DOWN} 之電流。開關 232a 接收上行信號，且當被上行信號上之邏輯高接通時將電流源 230a 耦合至充電泵 130a 之輸出。開關 232b 接收下行信號，且當被下行信號上之邏輯高接通時將電流源 230b 耦合至充電泵 130a 之輸出。

藉由單元 224 之 T_{ON} 延遲用於對抗充電泵中之死區。電流源 230a 及 230b 需要某時間量以接通且切斷。由於在轉變時間期間上行信號及下行信號中之相位資訊丟失，因此轉變時間被稱為死區。 T_{ON} 延遲對抗死區。

圖 3 展示說明圖 2 中之相位頻率偵測器 120a 之操作的時序圖。最初，上行信號及下行信號處於邏輯低。在時間 T_{11} ，參考信號自邏輯低轉變至邏輯高，正反器 220a 被觸發，且上行信號轉變至邏輯高。在時間 T_{12} ，時脈信號自邏輯低轉變至邏輯高，正反器 220b 被觸發，且下行信號轉變至邏輯高。當上行信號與下行信號兩者皆處於邏輯高時，AND 閘 222 之輸出轉變至邏輯高。在時間 T_{13} (其近似為比 T_{12} 晚的 T_{ON})，重設信號轉變至邏輯高，正反器 220a 與 220b 皆被重設，且上行信號及下行信號轉變至邏輯低。

在時間 T_{14} ，時脈信號自邏輯低轉變至邏輯高，正反器 220b 被觸發，且下行信號轉變至邏輯高。在時間 T_{15} ，參考信號自邏輯低轉變至邏輯高，正反器 220a 被觸發，且上行信號轉變至邏輯高。當上行信號與下行信號兩者皆處於邏輯高時，AND 閘 222 之輸出轉變至邏輯高。在時間 T_{16} (其比 T_{15} 遲約 T_{ON})，重設信號轉變至邏輯高，正反器 220a 與

220b皆被重設，且上行信號及下行信號轉變至邏輯低。

如圖3中所示，在每一時脈循環中於上行信號及下行信號上產生兩脈衝。上行信號導引下行信號且在參考信號相對於時脈信號為早時具有較長脈衝。相反地，下行信號導引上行信號且在參考信號相對於時脈信號為晚時具有較長脈衝。在每一時脈循環中，具有較早上升邊緣之信號首先設定其正反器，且具有較晚上升邊緣之信號重設兩正反器。因此，參考信號在其比時脈信號晚時重設兩正反器，且時脈信號在其比參考信號晚時重設兩正反器。

圖3亦說明圖2中之充電泵130a的操作。當上行信號導引下行信號時，電流源230a自時間 T_{11} 至時間 T_{13} 提供 I_{UP} 之電源供應電流(sourcing current)，且電流源230b自時間 T_{12} 至時間 T_{13} 提供 I_{DOWN} 之電源吸入電流(sinking current)。淨輸出電流為自時間 T_{11} 至時間 T_{13} 在電源供應電流與電源吸入電流之間的差。

當下行信號導引上行信號時，電流源230b自時間 T_{14} 至時間 T_{16} 提供 I_{DOWN} 之電源吸入電流，且電流源230a自時間 T_{15} 至時間 T_{16} 提供 I_{UP} 之電源供應電流。淨輸出電流為自時間 T_{14} 至時間 T_{16} 在電源供應電流與電源吸入電流之間的差。

理想地，電流源230a及230b應提供相同量之電流，使得 $I_{UP} = I_{DOWN}$ 。然而，歸因於電晶體設備失配及其他因素， I_{UP} 通常不等於 I_{DOWN} 。在 I_{UP} 與 I_{DOWN} 之間的失配可被模擬為 $I_{DOWN} = I$ 及 $I_{UP} = I + \Delta I$ ，其中 I 為標稱電流且 ΔI 為電流失配之

量。

當上行信號導引下行信號(例如，自時間 T_{11} 至時間 T_{13}) 時，來自充電泵 130a 之淨輸出電荷可被表示為：

$$Q(dt) = I * dt + \Delta I * dt + \Delta I * T_{ON} , \quad \text{方程式 (2)}$$

其中 dt 為在參考信號之上升邊緣與時脈信號之上升邊緣之間的時間差；且

$Q(dt)$ 為上行信號導引下行信號時之輸出電荷。

當下行信號導引上行信號(例如，自時間 T_{14} 至時間 T_{16}) 時，來自充電泵 130a 之淨輸出電荷可被表示為：

$$Q(-dt) = -I * dt + \Delta I * T_{ON} , \quad \text{方程式 (3)}$$

其中 $-dt$ 為在參考信號之上升邊緣與時脈信號之上升邊緣之間的時間差；且

$Q(-dt)$ 為下行信號導引上行信號時之淨電荷。

在方程式 (2) 及 (3) 中，項 " $I * dt$ " 及 " $-I * dt$ " 對應於所要組份，項 " $\Delta I * dt$ " 對應於非線性失真組份，且項 $\Delta I * T_{ON}$ 對應於直流 (DC) 偏移。DC 偏移導致在參考信號與時脈信號之間的靜態相位偏移且大體不影響效能。然而，非線性組份可能降級相位雜訊且引起其他有害效應。

圖 4A 展示來自充電泵 130a 之輸出電荷 Q 比相位誤差 $d\theta$ 之轉移函數。相位誤差及時間差為有關的且可被給定為：
 $d\theta = 2\pi * dt / T_{REF}$ ，其中 T_{REF} 為參考信號之一循環的持續時間。
 理想地，轉移函數應為具有由電流 I 所確定之斜率的直線。然而，歸因於電流失配 ΔI ，轉移函數由負相位誤差之

一直線及正相位誤差之另一直線構成。若 $I_{UP} > I_{DOWN}$ ，則正相位誤差之直線具有較高斜率，如圖3及圖4A中所示。

圖4B展示充電泵130a比相位誤差 $d\theta$ 之增益函數。充電泵增益 G 可被給定為 $G = dQ/d\theta$ 。理想地，充電泵增益對於所有相位誤差應為恆定的。然而，歸因於電流失配 ΔI ，充電泵增益為負相位誤差之一值及正相位誤差之另一值。若 $I_{UP} > I_{DOWN}$ ，則正相位誤差之充電泵增益較高，如圖3及圖4B中所示。

電流失配 ΔI 可由用於實施電流源230a及230b之電晶體設備中之失配、充電泵之電源電壓中之改變及其他因素引起。設備失配可藉由使用大設備尺寸且遵循良好設計準則來減小。然而，大設備尺寸佔用更多電路面積，此情況為不合需要的。此外，設備失配即使以大設備尺寸亦不被完全消除。因此，可預期充電泵具有某電流失配。

在一態樣中，相位頻率偵測器使用新時序/定時方案以產生上行信號及下行信號，使得充電泵中之上行/下行電流失配不會有助於一階的非線性失真。新時序方案僅使用上行信號或僅使用下行信號以重設相位頻率偵測器內之正反器。此不同於圖2中所示之時序方案，其中上行信號與下行信號兩者皆可重設正反器。以新時序方案，充電泵中之上行/下行電流失配不在充電泵之輸出中顯現。因此，即使在充電泵中存在電晶體設備失配之情況下，亦可達成良好效能。

圖5A展示相位頻率偵測器120b及充電泵130b之設計，其

可分別用於圖 1 中之相位頻率偵測器 120 及充電泵 130。相位頻率偵測器 120b 僅基於上行信號而重設其正反器。

在相位頻率偵測器 120b 內，參考信號及時脈信號被分別提供至 D 正反器 520a 及 520b 之時脈輸入。正反器 520a 及 520b 之 D 輸入耦合至電源。正反器 520a 及 520b 之 Q 輸出分別提供上行信號及下行信號。延遲單元 522 延遲上行信號一預定時間量 T_D 。AND 閘 524 接收所延遲之上行信號及下行信號，對兩信號執行邏輯 AND，且將重設信號提供至正反器 520a 及 520b 之 R 輸入。

充電泵 130b 包括電流源 530a 及 530b 與開關 532a 及 532b，其串聯耦合且在電源與電路接地之間。開關 532a 接收上行信號且將電流源 530a 耦合至充電泵輸出。開關 532b 接收下行信號且將電流源 530b 耦合至充電泵輸出。

圖 5B 展示相位頻率偵測器 120c 之設計，其亦可用於圖 1 中之相位頻率偵測器 120。相位頻率偵測器 120c 僅基於下行信號而重設其正反器。相位頻率偵測器 120c 包括正反器 520a 及 520b、延遲單元 522 及 AND 閘 524。然而，不同於圖 5A，延遲單元 522 延遲下行信號預定時間量 T_D 。AND 閘 524 接收所延遲之下行信號及上行信號，且將重設信號提供至正反器 520a 及 520b。

如圖 5A 及圖 5B 中所示，相位頻率偵測器之新時序方案可以較少電路來實施。其他電路亦可經設計以僅基於上行信號或僅基於下行信號來重設正反器。

圖 6 展示說明圖 5A 中之相位頻率偵測器 120b 之操作的時

序圖。最初，上行信號及下行信號處於邏輯低。在時間 T_{21} ，參考信號轉變至邏輯高，正反器 520a 被觸發，且上行信號轉變至邏輯高。在時間 T_{22} ，時脈信號轉變至邏輯高，正反器 520b 被觸發，且下行信號轉變至邏輯高。在時間 T_{23} (其近似為比 T_{21} 晚的 T_D)，在 AND 閘 522 之輸入處的延遲上行信號與下行信號兩者皆處於邏輯高，且 AND 閘 522 將邏輯高提供於重設信號上。正反器 520a 與 520b 接著皆被重設，且上行信號及下行信號轉變至邏輯低。

在時間 T_{24} ，時脈信號轉變至邏輯高，正反器 520b 被觸發，且下行信號轉變至邏輯高。在時間 T_{25} ，參考信號轉變至邏輯高，正反器 520a 被觸發，且上行信號轉變至邏輯高。在時間 T_{26} (其近似為比 T_{25} 晚的 T_D)，在 AND 閘 522 之輸入處的延遲上行信號與下行信號兩者皆處於邏輯高，且 AND 閘 522 將邏輯高提供於重設信號上。正反器 520a 與 520b 接著皆被重設，且上行信號及下行信號轉變至邏輯低。

如圖 6 中所示，僅上行信號重設正反器而不管參考信號還是時脈信號較早。在每一時脈循環中，具有較早上升邊緣之信號首先設定其正反器，且上行信號重設兩正反器。

圖 6 亦說明圖 5A 中之充電泵 130b 的操作。當上行信號導引下行信號 (例如，自時間 T_{21} 至時間 T_{23}) 時，來自充電泵 130b 之輸出電荷可被表示為：

$$\begin{aligned} Q(dt) &= I * dt + \Delta I * dt + \Delta I * (T_D - dt) \\ &= I * dt + \Delta I * T_D \end{aligned} \quad \text{方程式 (4)}$$

當下行信號導引上行信號(例如，自時間 T_{24} 至時間 T_{26})時，來自充電泵130b之輸出電荷可被表示為：

$$Q(-dt) = -I \cdot dt + \Delta I \cdot T_D \quad \text{方程式(5)}$$

在方程式(2)及(3)中，項" $I \cdot dt$ "及" $-I \cdot dt$ "對應於所要組份，且項" $\Delta I \cdot T_D$ "對應於DC偏移。電流源530a及530b中之上行/下行電流失配不在充電泵130b之輸出中顯現。非線性組份藉由在上行信號之上升邊緣之後引入固定延遲 T_D 來取消。非線性組份之取消導致(a)輸出電荷 Q 對相位誤差 $d\theta$ 之轉移函數類似於圖4A中所示之理想轉移函數，及(b)充電泵增益類似於圖4B中所示之理想增益函數。

固定延遲 T_D 可如下選定為：

$$T_D > T_{ON} + dt_{MAX}, \quad \text{方程式(6)}$$

其中 T_{ON} 為用於解決充電泵之死區的接通時間；且

dt_{MAX} 為當鎖定PLL時在參考信號之上升邊緣與時脈信號之上升邊緣之間的預期最大時間差。

通常僅在鎖定PLL時需要藉由相位頻率偵測器及充電泵進行之線性操作。相位雜訊、雜訊位準及其他規範正常適用於鎖定PLL。當鎖定PLL時，在相位頻率偵測器之輸入處的參考信號與時脈信號之間存在時間/相位差之一範圍。時間/相位差之此範圍可視諸如用於除法器160之因子 N 及 $N+1$ 、來自德耳塔-西格瑪調變器170之除法器控制(其可視德耳塔-西格瑪調變器之拓撲或設計而定)等之各種因素而定。時間/相位差之範圍可經由電腦模擬、經驗量測

等來確定。舉例而言，可獲得在特定PLL及德耳塔-西格瑪調變器設計之頻率鎖定期間許多時脈循環之時間/相位差的直方圖。 dt_{MAX} 接著可基於直方圖來選擇(例如，設定等於覆蓋時脈循環之目標百分比(例如，99%)的時間/相位差)。

選擇足夠長的固定延遲 T_D (例如，如方程式(6)中所示)確保充電泵內之電流源將對於所有輸入條件完全被接通。此又確保經指定以重設正反器之信號(例如，圖5A中之上行信號)在鎖定PLL時實際上將在 T_D 延遲之後重設正反器。固定延遲亦可為可程式化值。

當未鎖定PLL時，時間/相位差 dt 可能大於 dt_{MAX} 。當上行信號導引下行信號時，下行信號之上升邊緣在 T_{ON} 之後重設正反器。當下行信號導引上行信號時，上行信號之上升邊緣在 T_D 之後重設正反器。當未鎖定PLL時相位頻率偵測器及充電泵仍適當運行但未線性化，此情況為正常可接受行為。

大體而言，PLL可包括相位頻率偵測器，該相位頻率偵測器接收參考信號及時脈信號，基於參考信號及時脈信號產生第一信號及第二信號，且僅基於第一信號而重設第一信號及第二信號。第一信號及第二信號可分別對應於上行信號及下行信號，且可分別基於參考信號及時脈信號而產生，(例如)如圖5A中所示。或者，第一信號及第二信號可分別對應於下行信號及上行信號，且可分別基於時脈信號及參考信號而產生，(例如)如圖5B中所示。相位頻率偵測

器可延遲第一信號一預定量，基於所延遲之第一信號及第二信號產生重設信號，且基於重設信號而重設第一信號及第二信號。預定延遲量可(例如)如方程式(6)中所示經選擇，或可為可程式化的。

充電泵接收第一信號及第二信號，且產生指示在參考信號與時脈信號之間的相位誤差之輸出信號。充電泵可基於第一信號將第一電流提供至輸出信號，且可基於第二信號將第二電流提供至輸出信號，第一電流及第二電流具有相反極性。相位頻率偵測器及充電泵可如圖5A或圖5B中所示或以一些其他設計來實施。

圖7展示用於操作PLL之過程700。第一信號及第二信號基於參考信號及時脈信號而產生(區塊712)。第一信號及第二信號僅基於第一信號而重設(區塊714)。指示在參考信號與時脈信號之間的相位誤差之輸出信號基於第一信號及第二信號而產生(區塊716)。輸出信號可以迴路濾波器來濾波以產生用於VCO之控制信號(區塊718)。來自VCO之振盪器信號可除以多個整數因子(例如， N 及 $N+1$)以產生時脈信號(區塊720)。除法器控制可經產生(例如，藉由積分三角調變器以雜訊成形來產生)以選擇多個整數因子來達成非整數除法器比(區塊722)。

本文中所述之線性相位頻率偵測器及充電泵可用於如上所提及之各種類型的PLL，且對於積分三角分數- N 型PLL尤其有利。積分三角分數- N 型PLL藉由積分三角調變器使用雜訊成形以將量化雜訊推向較高頻率，其可更容易地被

迴路濾波器 140 濾波。充電泵中之非線性可引起較高頻率雜訊折疊回至較低頻率且降級效能。如上所述，線性化充電泵減小雜訊摺疊效應。線性化充電泵亦可減小自非線性混合及相互調變所產生之分數雜訊(spur)或外來載頻調。

本文中所述之線性相位頻率偵測器及充電泵可提供各種優點。即使在存在電晶體設備中之失配及充電泵中的電流源之有限輸出阻抗的情況下亦可達成線性操作。因此，可放寬對電流源之電流匹配要求，可改良對充電泵之電壓順應性要求，且可對充電泵使用較小電晶體尺寸。此外，可改良近載波相位雜訊，可降低分數雜訊位準，且可改良整體PLL效能。電晶體設備失配現僅可引起參考雜訊，其在經適當設計之分數-N型PLL中可被抑制在雜訊位準之下。

本文中所述之線性相位頻率偵測器及充電泵可用於各種電子電路中。以下描述線性相位頻率偵測器及充電泵對於無線通信設備之使用。

圖8展示無線通信系統中之無線設備800之設計的方塊圖。無線設備800可為蜂巢式電話、終端機、個人數位助理(PDA)、手機或某其他設備。無線通信系統可為分碼多重存取(CDMA)系統、分時多重存取(TDMA)系統、分頻多重存取(FDMA)系統、全球行動通信(GSM)系統、正交FDMA(OFDMA)系統、無線區域網路(WLAN)等。

無線設備800包括數位處理器810及收發器830，其支援雙向通信。數位處理器810可以一或多個特殊用途積體電路(ASIC)等實施。收發器830可以一或多個RF積體電路

(RFIC)等實施。

對於資料傳輸，編碼器812處理(例如，格式化、編碼及交錯)待傳輸之資料，且調變器814進一步處理(例如，調變及擾碼)編碼資料以產生資料碼片。在收發器830內，傳輸(TX)基頻單元832執行諸如數位至類比轉換、濾波、放大等之基頻處理。混頻器834將基頻信號增頻轉換至射頻(RF)。TX RF單元836執行諸如濾波及功率放大之信號調節，且產生RF調變信號，該RF調變信號經由天線840而傳輸。

對於資料接收，接收(RX) RF單元842自天線840接收輸入RF信號且執行諸如低雜訊放大及濾波之信號調節。混頻器844將所調節之RF信號自RF降頻轉換至基頻。RX基頻單元846執行諸如濾波、放大、類比至數位轉換等之基頻處理。解調變器(Demod) 816處理(例如，解擾碼及解調變)來自單元846之輸入樣本且提供符號估計。解碼器818處理(例如，解交錯及解碼)符號估計且提供所解碼之資料。大體而言，藉由資料處理器810及收發器830進行之處理視無線系統之設計而定。

處理器820可支援諸如視訊、音訊、圖形等等之各種應用。控制器/處理器860指導無線設備800內之各處理單元的操作。記憶體862儲存用於無線設備800之程式碼及資料。

VCO/PLL 822產生用於數位處理器810內之處理單元的時脈信號。VCO/PLL 850產生由混頻器834用於增頻轉換

之傳輸LO信號及由混頻器844用於降頻轉換之接收LO信號。VCO/PLL 822及VCO/PLL 850可各使用線性相位頻率偵測器及充電泵以改良效能。參考振盪器864產生用於VCO/PLL 822及/或VCO/PLL 850之參考信號。參考振盪器864可為晶體振盪器(XO)、電壓控制XO (VCXO)、溫度補償XO (TCXO)或某其他類型之振盪器。

本文所述之相位頻率偵測器、充電泵及PLL可在類比IC、RFIC、ASIC、數位信號處理器(DSP)、數位信號處理設備(DSPD)、可程式化邏輯設備(PLD)、場可程式化閘陣列(FPGA)、處理器、控制器、微控制器、微處理器及其他電子單元中實施。相位頻率偵測器、充電泵及PLL可以諸如N-MOS、P-MOS、CMOS、BJT、GaAs等等之各種IC製程技術來製造。相位頻率偵測器、充電泵及PLL亦可以離散組件實施。

提供本揭示案之先前描述以使得任何熟習此項技術者能夠進行或使用本揭示案。對本揭示案之各種修改對於熟習此項技術者將為容易明白的，且本文中所界定之一般原理在不脫離本揭示案之精神或範疇的情況下可應用於其他變體。因此，不期望本揭示案限於本文所述之實例，而與本文所揭示之原理及新奇特徵最廣泛地一致。

【圖式簡單說明】

圖1展示分數-N型PLL之方塊圖。

圖2展示相位頻率偵測器及用於PLL之充電泵。

圖3展示圖2中之相位頻率偵測器的時序圖。

圖 4A 展示用於圖 2 中之充電泵的電荷轉移函數。

圖 4B 展示用於圖 2 中之充電泵的增益函數。

圖 5A 展示線性相位頻率偵測器及充電泵。

圖 5B 展示另一線性相位頻率偵測器及充電泵。

圖 6 展示用於圖 5A 中之相位頻率偵測器的時序圖。

圖 7 展示用於操作 PLL 之過程。

圖 8 展示無線通信設備之方塊圖。

【主要元件符號說明】

100	積分三角頻率合成器
110	分數-N型 PLL
120	相位頻率偵測器
120a	相位頻率偵測器
120c	相位頻率偵測器
120b	相位頻率偵測器
130	充電泵
130a	充電泵
130b	充電泵
140	迴路濾波器
150	電壓控制振盪器 (VCO)
160	除法器
170	積分三角調變器
220a	正反器
220b	正反器
222	AND 閘

224	延遲單元
230a	電流源
230b	電流源
232a	開關
232b	開關
520a	正反器
520b	正反器
522	延遲單元
524	AND閘
530a	電流源
530b	電流源
532a	開關
532b	開關
800	無線設備
810	數位處理器/資料處理器
812	編碼器
814	調變器
816	解調變器 (Demod)
818	解碼器
820	處理器
822	VCO/PLL
830	收發器
832	傳輸 (TX) 基頻單元
834	混頻器

836	TX RF單元
840	天線
842	接收(RX)RF單元
844	混頻器
846	RX基頻單元
850	VCO/PLL
860	控制器/處理器
862	記憶體
864	參考振盪器

五、中文發明摘要：

本發明描述用於達成一鎖相迴路(PLL)中之一相位頻率偵測器及一充電泵之線性運算的技術。該相位頻率偵測器接收一參考信號及一時脈信號、基於該參考信號及該時脈信號產生第一信號及第二信號且僅基於該第一信號重設該第一信號及該第二信號。該第一信號及該第二信號可分別為上行信號及下行信號，或可分別為下行信號及上行信號。該相位頻率偵測器可延遲該第一信號一預定量、基於該經延遲之第一信號及該第二信號產生一重設信號且以該重設信號重設該第一信號及該第二信號。該充電泵接收該第一信號及該第二信號，且產生一指示在該參考信號與該時脈信號之間的相位誤差之輸出信號。

六、英文發明摘要：

Techniques for achieving linear operation for a phase frequency detector and a charge pump in a phase-locked loop (PLL) are described. The phase frequency detector receives a reference signal and a clock signal, generates first and second signals based on the reference and clock signals, and resets the first and second signals based on only the first signal. The first and second signals may be up and down signals, respectively, or may be down and up signals, respectively. The phase frequency detector may delay the first signal by a predetermined amount, generate a reset signal based on the delayed first signal and the second signal, and reset the first and second signals with the reset signal. The charge pump receives the first and second signals and generates an output signal indicative of phase error between the reference and clock signals.

十、申請專利範圍：

1. 一種設備，其包含：

一相位頻率偵測器，其經組態以接收一參考信號及一時脈信號、基於該參考信號及該時脈信號產生第一信號及第二信號且僅基於該第一信號重設該第一信號及該第二信號；及

一充電泵，其經組態以接收該第一信號及該第二信號，且產生一指示在該參考信號與該時脈信號之間的相位誤差之輸出信號。

2. 如請求項1之設備，其中該第一信號為一指示該參考信號相對於該時脈信號為早的上行信號，且其中該第二信號為一指示該參考信號相對於該時脈信號為晚的下行信號。

3. 如請求項1之設備，其中該第一信號為一指示該參考信號相對於該時脈信號為晚的下行信號，且其中該第二信號為一指示該參考信號相對於該時脈信號為早的上行信號。

4. 如請求項1之設備，其中該相位頻率偵測器經組態以延遲該第一信號一預定量、基於該經延遲之第一信號產生一重設信號且基於該重設信號重設該第一信號及該第二信號。

5. 如請求項4之設備，其中該相位頻率偵測器經組態以進一步基於該第二信號產生該重設信號。

6. 如請求項1之設備，其中該相位頻率偵測器包含：

一第一正反器，其經組態以接收該參考信號且提供該第一信號，

一第二正反器，其經組態以接收該時脈信號且提供該第二信號，

一延遲單元，其經組態以延遲該第一信號一預定量，及

一電路，其經組態以基於該經延遲之第一信號及該第二信號產生一用於該第一正反器及該第二正反器之重設信號。

7. 如請求項1之設備，其中該相位頻率偵測器包含：

一第一正反器，其經組態以接收該時脈信號且提供該第一信號，

一第二正反器，其經組態以接收該參考信號且提供該第二信號，

一延遲單元，其經組態以延遲該第一信號一預定量，及

一電路，其經組態以基於該經延遲之第一信號及該第二信號產生一用於該第一正反器及該第二正反器之重設信號。

8. 如請求項1之設備，其中該充電泵包含：

一第一電流源，其經組態以將第一電流提供至該輸出信號，

一第二電流源，其經組態以將第二電流提供至該輸出信號，該第一電流與該第二電流具有相反極性，

一第一開關，其經組態以在由該第一信號致能時將該第一電流源耦合至該輸出信號，及

一第二開關，其經組態以在由該第二信號致能時將該第二電流源耦合至該輸出信號。

9. 如請求項1之設備，其進一步包含：

一除法器，其經組態以使一振盪器信號除以多個整數因子以產生該時脈信號。

10. 如請求項9之設備，其進一步包含：

一積分三角調變器，其經組態以接收一非整數除法器比且產生一除法器控制以選擇用於該除法器之該等多個整數因子。

11. 如請求項4之設備，其中延遲之該預定量在達成頻率鎖定之後大於在該參考信號與該時脈信號之間的一預期最大時間差。

12. 如請求項4之設備，其中延遲之該預定量在達成頻率鎖定之後大於一說明該充電泵之一死區的接通時間加上在該參考信號與該時脈信號之間的一預期最大時間差。

13. 如請求項4之設備，其中延遲之該預定量為可程式化的。

14. 一種積體電路，其包含：

一相位頻率偵測器，其經組態以接收一參考信號及一時脈信號、基於該參考信號及該時脈信號產生第一信號及第二信號且僅基於該第一信號重設該第一信號及該第二信號；及

一充電泵，其經組態以接收該第一信號及該第二信號，且產生一指示在該參考信號與該時脈信號之間的相

位誤差之輸出信號。

15. 如請求項14之積體電路，其中該相位頻率偵測器經組態以延遲該第一信號一預定量、基於該經延遲之第一信號產生一重設信號且基於該重設信號重設該第一信號及該第二信號。

16. 一種方法，其包含：

基於一參考信號及一時脈信號產生第一信號及第二信號；

僅基於該第一信號重設該第一信號及該第二信號；及
基於該第一信號及該第二信號產生一輸出信號，該輸出信號指示在該參考信號與該時脈信號之間的相位誤差。

17. 如請求項16之方法，其中該重設該第一信號及該第二信號包含：

延遲該第一信號一預定量，

基於該經延遲之第一信號產生一重設信號，及

基於該重設信號重設該第一信號及該第二信號。

18. 如請求項16之方法，其中該產生該輸出信號包含：

基於該第一信號將第一電流提供至該輸出信號，及

基於該第二信號將第二電流提供至該輸出信號，該第一電流與該第二電流具有相反極性。

19. 如請求項16之方法，其進一步包含：

使一振盪器信號除以多個整數因子以產生該時脈信號；及

產生一除法器控制以選擇該等多個整數因子來達成一非整數除法器比。

20. 一種裝置，其包含：

用於基於一參考信號及一時脈信號產生第一信號及第二信號之構件；

用於僅基於該第一信號重設該第一信號及該第二信號之構件；及

用於基於該第一信號及該第二信號產生一輸出信號之構件，該輸出信號指示在該參考信號與該時脈信號之間的相位誤差。

21. 如請求項20之裝置，其中該用於重設該第一信號及該第二信號之構件包含：

用於延遲該第一信號一預定量之構件，

用於基於該經延遲之第一信號產生一重設信號之構件，及

用於基於該重設信號重設該第一信號及該第二信號之構件。

22. 一種無線設備，其包含：

一鎖相迴路，其包括：

一相位頻率偵測器，其經組態以接收一參考信號及一時脈信號、基於該參考信號及該時脈信號產生第一信號及第二信號且僅基於該第一信號重設該第一信號及該第二信號，及

一充電泵，其經組態以接收該第一信號及該第二信

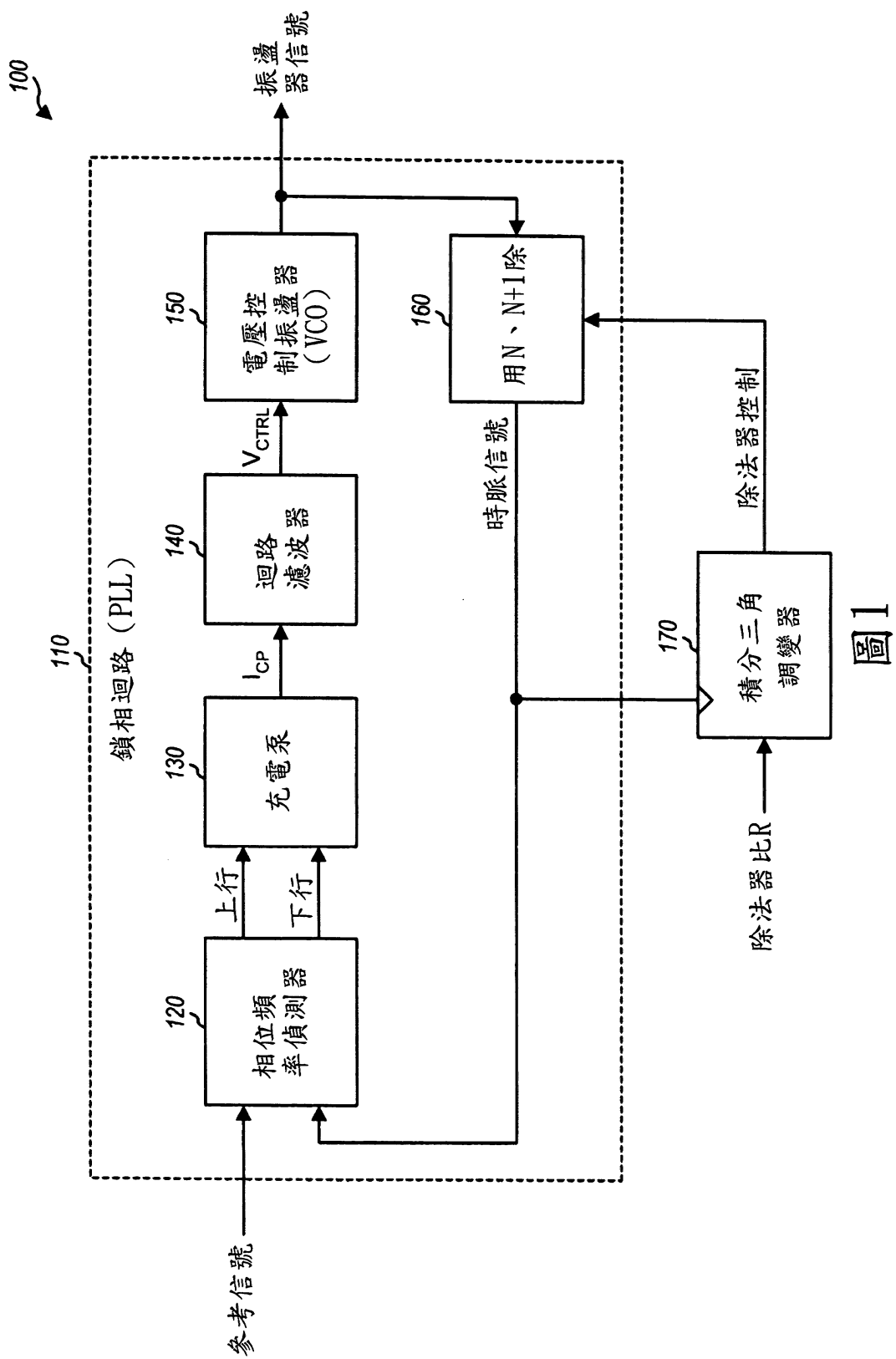
號，且產生一指示在該參考信號與該時脈信號之間的相位誤差之輸出信號。

23. 如請求項22之無線設備，其中該鎖相迴路進一步包括：

一除法器，其經組態以使一振盪器信號除以多個整數因子以產生該時脈信號，及

一積分三角調變器，其經組態以接收一非整數除法器比且產生一除法器控制以選擇用於該除法器之該等多個整數因子。

十一、圖式：



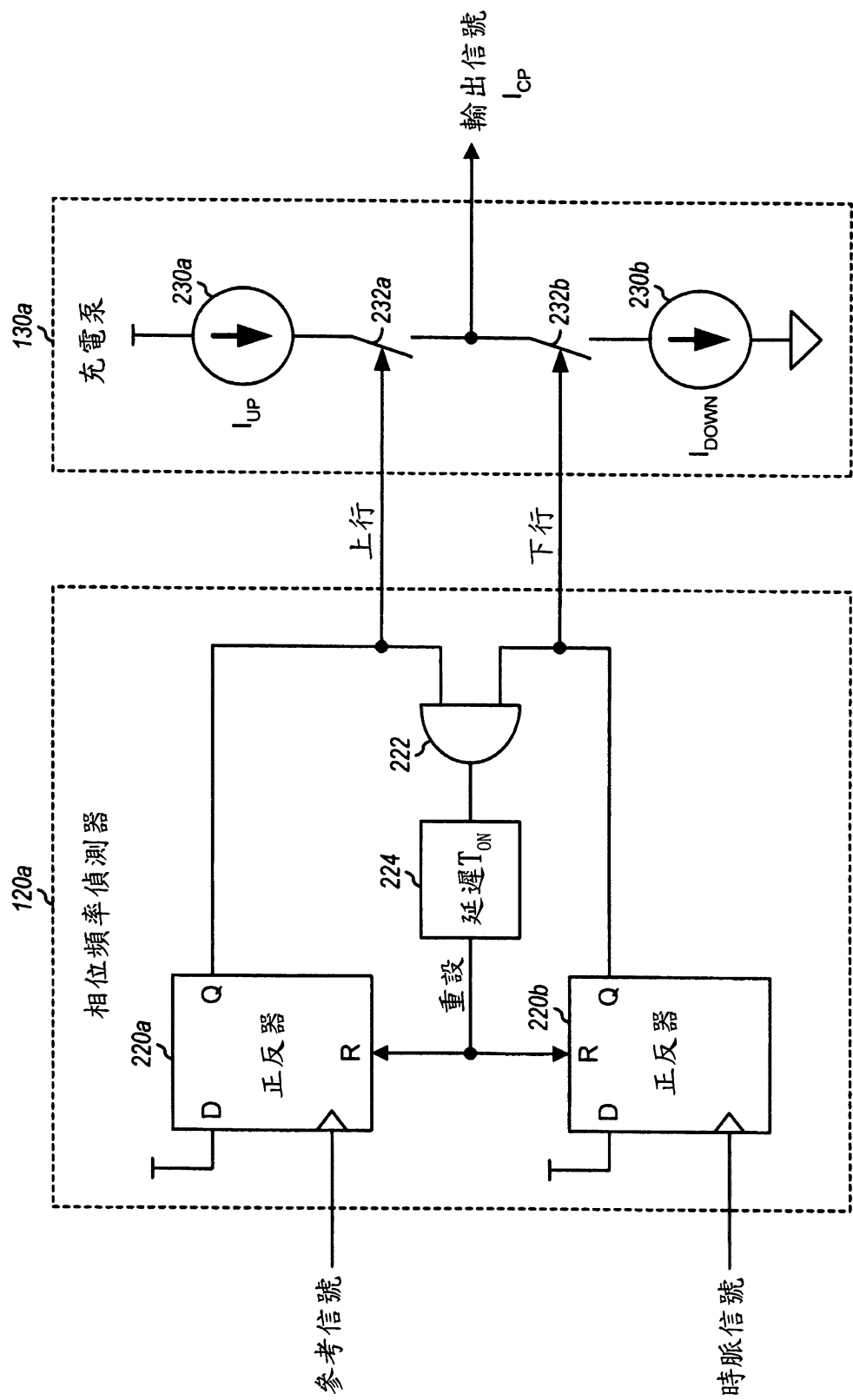


圖2

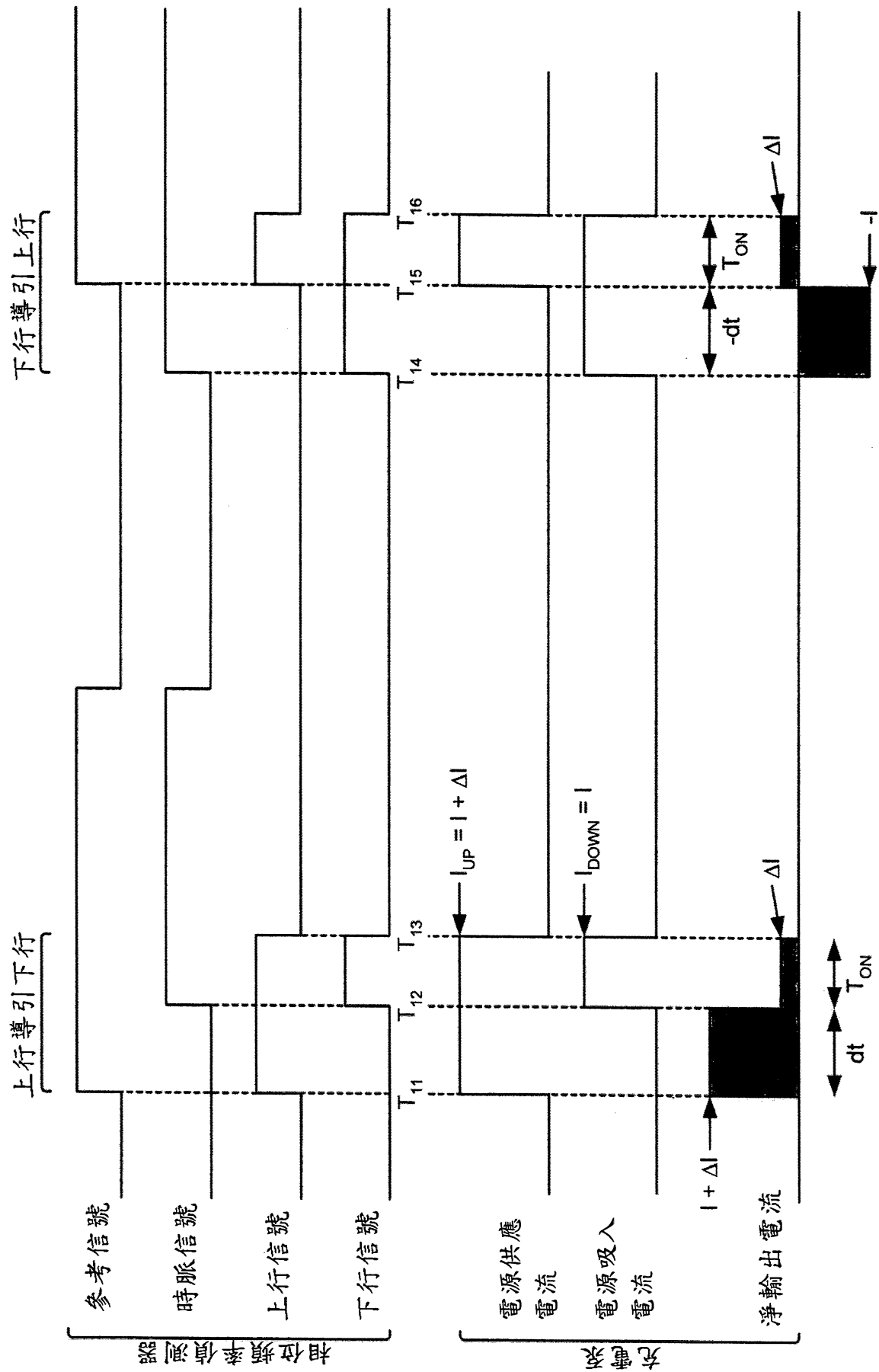


圖3

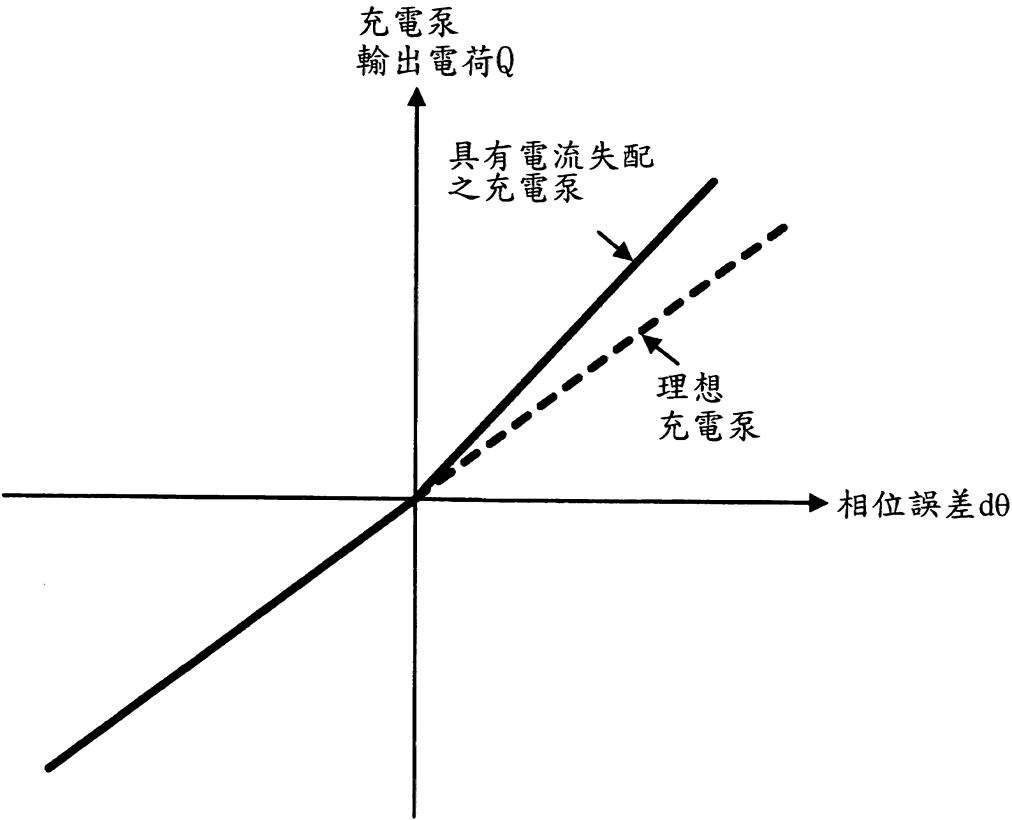


圖 4A

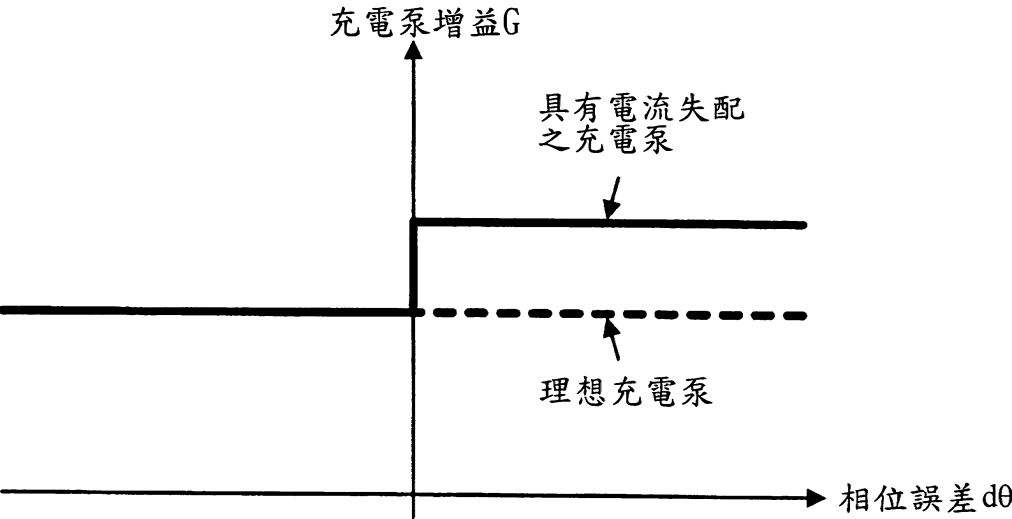


圖 4B

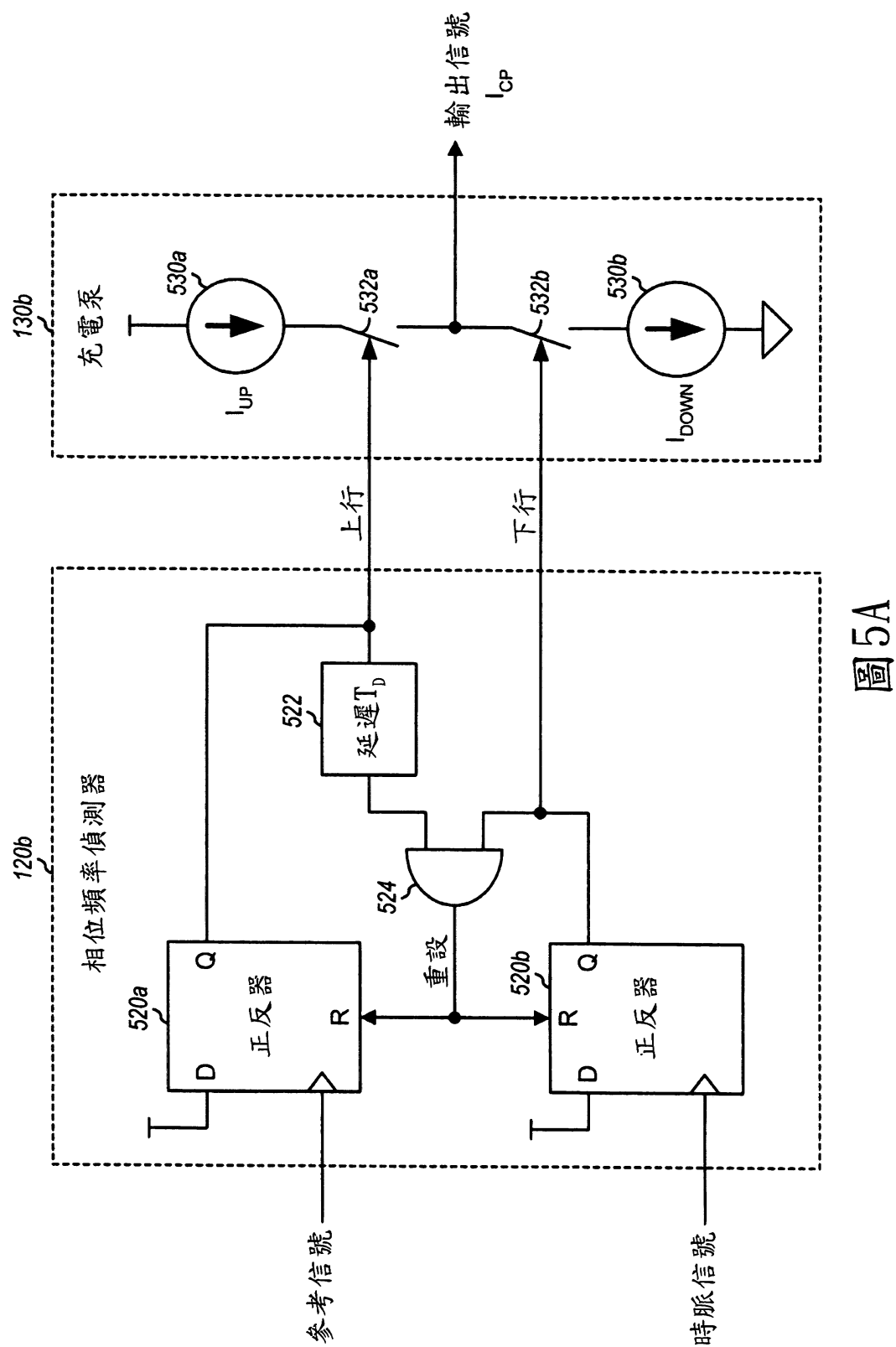


圖 5A

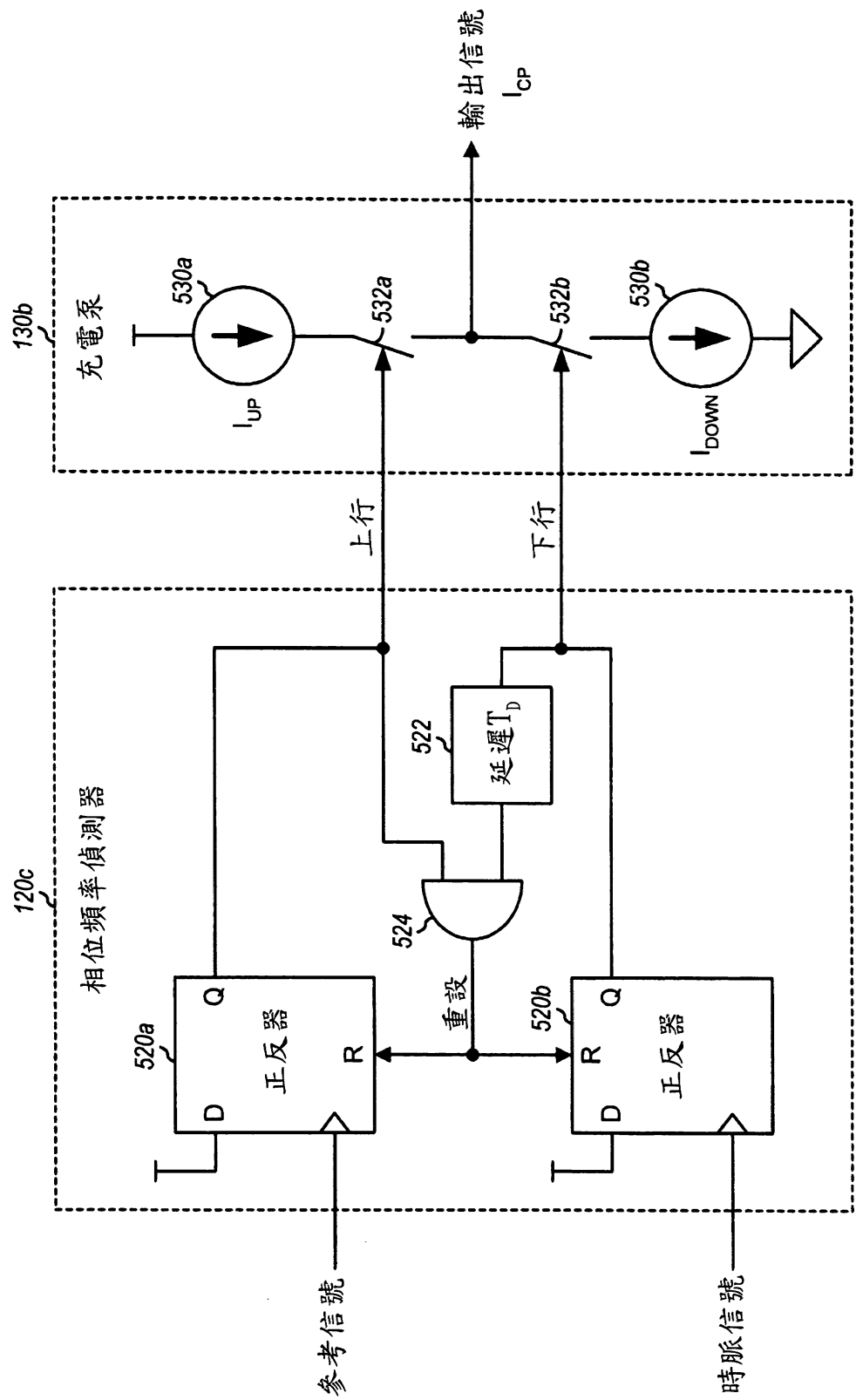


圖5B

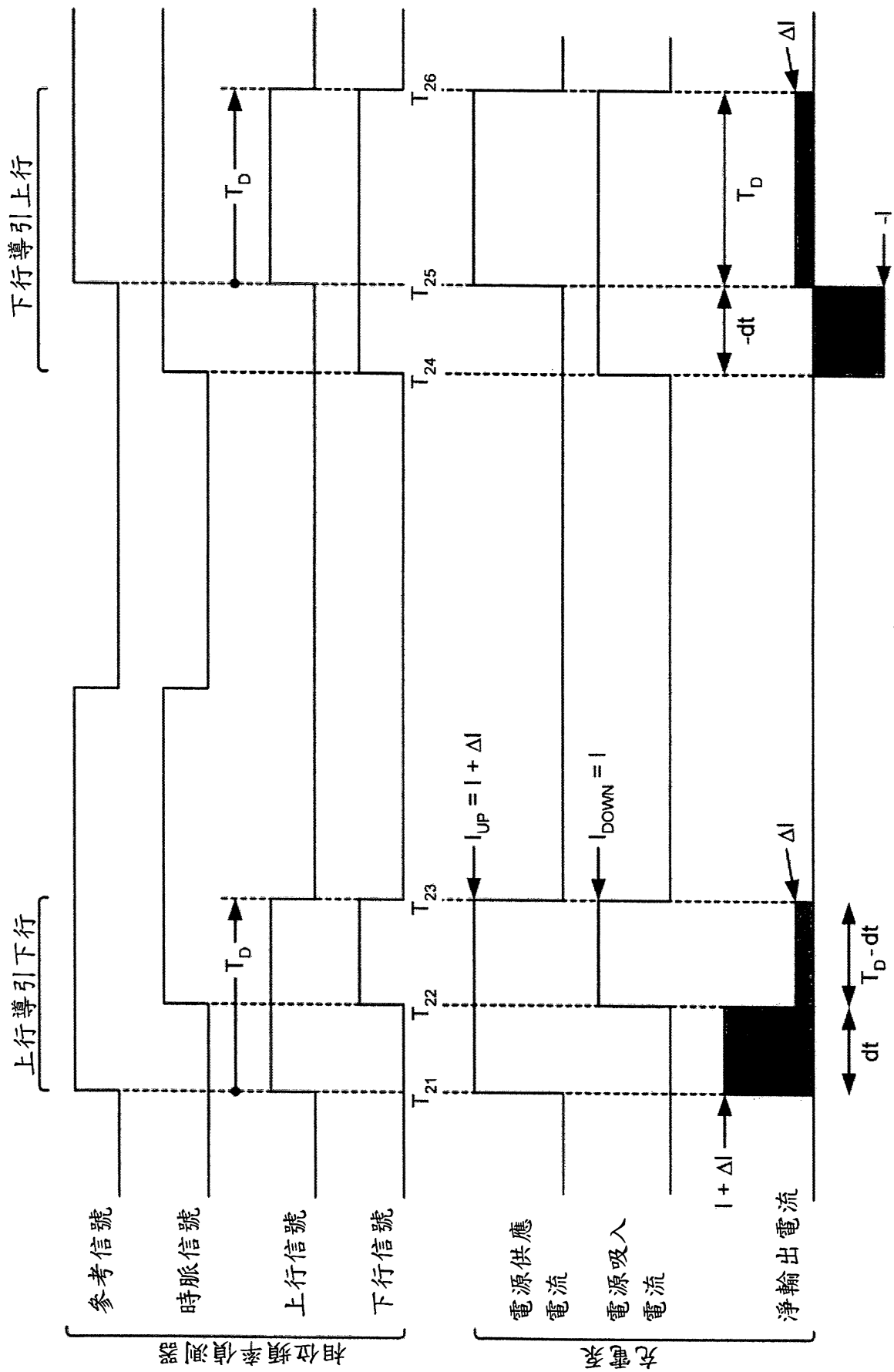


圖6

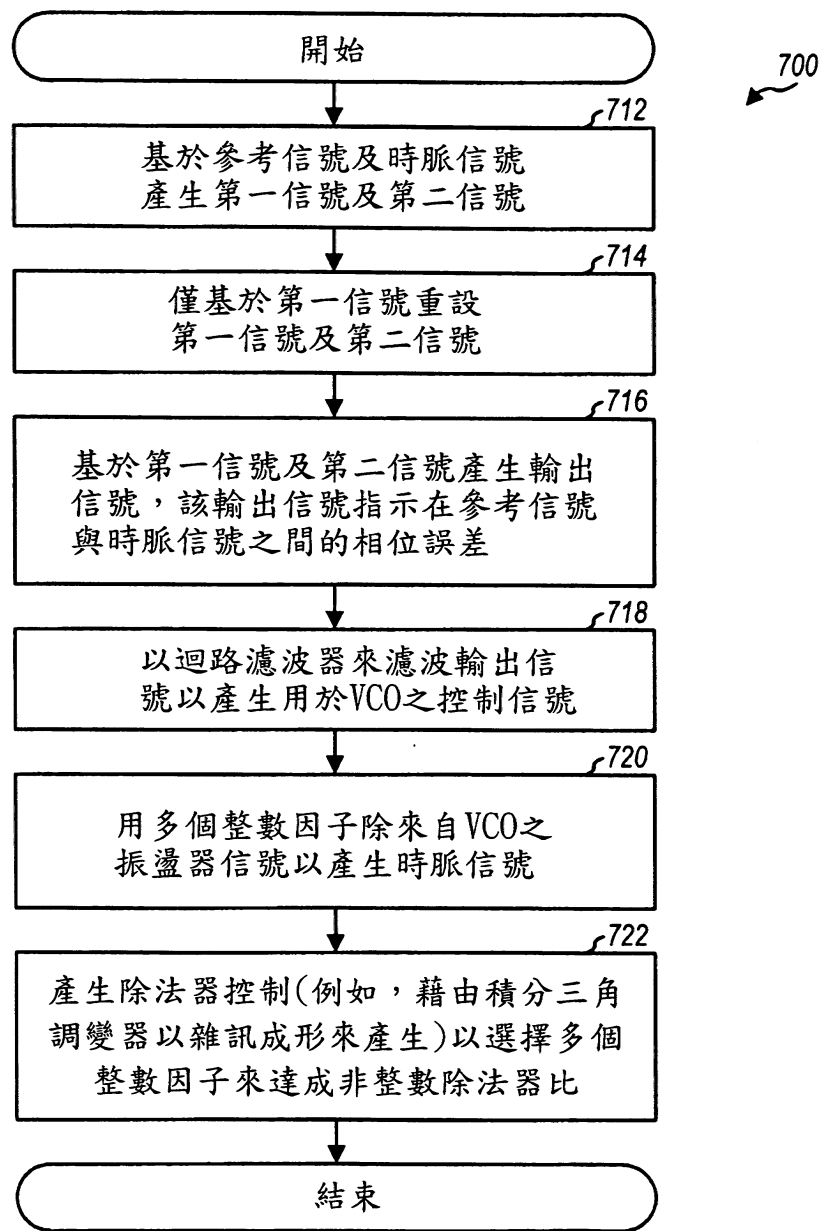
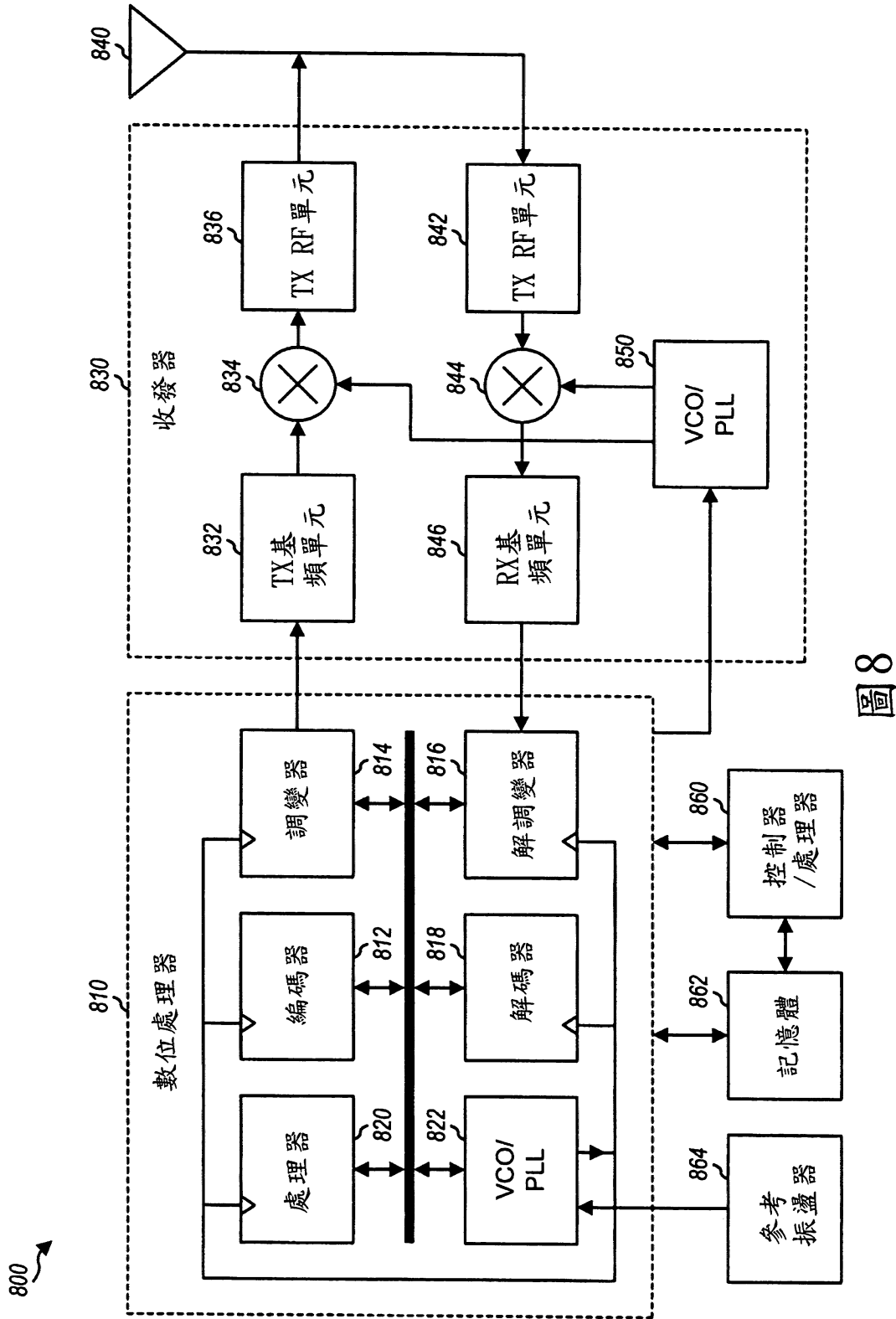


圖7



七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第(5A)圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

120b 相位頻率偵測器

130b 充電泵

520a 正反器

520b 正反器

522 延遲單元

524 AND閘

530a 電流源

530b 電流源

532a 開關

532b 開關

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)