

(21) 申請案號：102117824

(22) 申請日：中華民國 102 (2013) 年 05 月 21 日

(51) Int. Cl. :

H03K9/04 (2006.01)

G01B9/02 (2006.01)

(71) 申請人：國立交通大學 (中華民國) NATIONAL CHIAO TUNG UNIVERSITY (TW)

新竹市大學路 1001 號

(72) 發明人：洪浩喬 HONG, HAO CHIAO (TW)；陳昶澤 CHEN, YUN TSE (TW)；洪紹峰 HUNG, SHAO FENG (TW)

(74) 代理人：林火泉

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：9 項 圖式數：6 共 32 頁

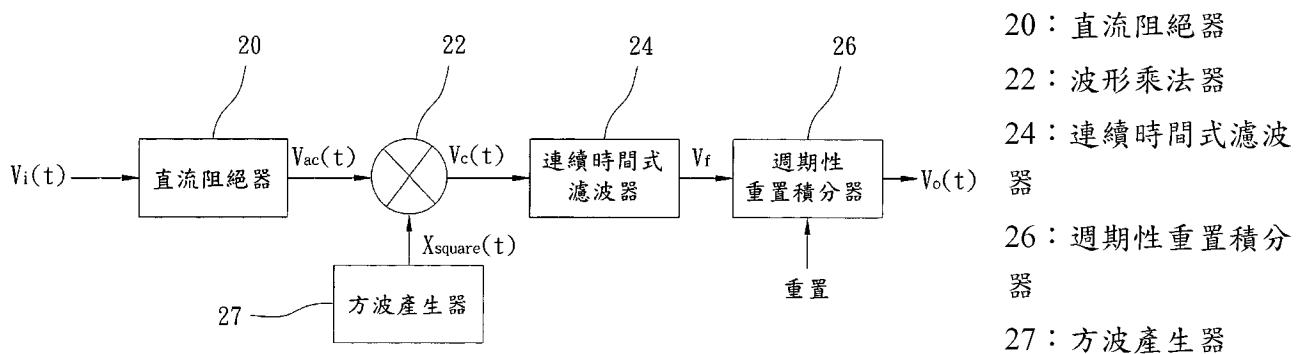
(54) 名稱

使用週期性重置積分之角度解調變裝置及其方法

PERIODICALLY RESETTING INTEGRATION ANGLE DEMODULATOR DEVICE AND METHOD THEREOF

(57) 摘要

使用週期性重置積分之角度解調變裝置及其方法，其使用波形乘法器及週期性重置積分器，可將一連續時間角度調變訊號解調變為一離散時間訊號。將連續時間角度調變訊號先經過波形乘法器乘上頻率為整數倍載波頻率的方波訊號後，傳送至週期性重置積分電路進行積分一個載波週期而產生一離散時間角度解調變輸出訊號。本發明對於調變深度的值並無任何限制，因此可大幅地降低前端光學式感測系統的設計難度，實現了體積小、速度快、靈敏度高、可靠度高、性能佳、環境適應性強之功效。



第 2B 圖

發明摘要

※ 申請案號：102117824

※ 申請日：102. 5. 21

※IPC分類：H03K 9/04 (2006.01)

G01B 9/02 (2006.01)

【發明名稱】(中文/英文)

使用週期性重置積分之角度解調變裝置及其方法 / Periodically Resetting Integration Angle Demodulator Device and Method Thereof

【中文】

使用週期性重置積分之角度解調變裝置及其方法，其使用波形乘法器及週期性重置積分器，可將一連續時間角度調變訊號解調變為一離散時間訊號。將連續時間角度調變訊號先經過波形乘法器乘上頻率為整數倍載波頻率的方波訊號後，傳送至週期性重置積分電路進行積分一個載波週期而產生一離散時間角度解調變輸出訊號。本發明對於調變深度的值並無任何限制，因此可大幅地降低前端光學式感測系統的設計難度，實現了體積小、速度快、靈敏度高、可靠度高、性能佳、環境適應性強之功效。

【英文】

A periodically resetting integration angle demodulator device and method thereof, comprising a multiplier and a periodically resetting integrator (PRI), which demodulating a continuous-time angle modulated signal and generating a discrete-time demodulated output signal. The waveform multiplier multiplies the continuous-time angle modulated signal with a squared wave whose frequency is integer times the angle modulation frequency. The PRI periodically integrates the output of the waveform multiplier for a period of the reciprocal of the angle modulation frequency to generate the discrete-time demodulated output signal.

In particular, the proposed angle demodulator is realized using fully-differential switched-capacitor (SC) circuits which provide good linearity and well suit for IC implementations. The demodulator design achieves a small area, low power, a high speed, high sensitivity, and high reliability.

【代表圖】

【本案指定代表圖】：第（ 2B ）圖。

【本代表圖之符號簡單說明】：

- 20 直流阻絕器
- 22 波形乘法器
- 24 連續時間式濾波器
- 26 週期性重置積分器
- 27 方波產生器

【本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式】：

發明專利說明書

(本說明書格式、順序，請勿任意更動)

【發明名稱】(中文/英文)

使用週期性重置積分之角度解調變裝置及其方法 / Periodically Resetting Integration Angle Demodulator Device and Method Thereof

【技術領域】

【0001】 本發明係有關於一種角度解調變裝置及其方法，特別是指一種使用週期性重置積分之角度解調變裝置及其方法。

【先前技術】

【0002】 按，光學式感測系統為一種量測加速度的感測器，其實現方式可分為壓阻式、電容式、壓電式及光學式等類型。而其中又以光學式感測系統具有較佳靈敏度，且完全不受電磁輻射干擾，特別適用於高規格的系統上，例如先進智慧引信系統。

【0003】 在各式光學式加速度計中，Path Matched Differential Interferometry (PMDI) 干涉儀是一種有效的實現方法。目前已經有數種解調變系統可做為後端訊號處理的參考，但這些系統皆採用離散元件的方式將電路實現於電路板上，其龐大的體積難以應用於光學式感測系統，無法達成整體系統微型化的目標。如第 1 圖所示，先前技術已有提出一種新式合成外差解調變電路，首先，光纖與光學相位量測訊號經過弦波調變後的角度調變訊號之方程式 (1) 為：

$$V_{PMDI}(t) = A + B \cos[\phi_c \cos(2\pi f_c t) + \Delta\phi(t)] \dots\dots\dots (1)$$

其中 A、B 為常數， ϕ_c 為調變深度， f_c 為調變頻率， $\Delta\phi(t)$ 為加速度所造成的角度變化量。當角度調變訊號通過直流阻絕器 10，濾掉直流訊號後取得

一交流訊號，用 Fourier-Bessel 理論展開可得之方程式 (2)：

$$V_{PMDI}(t) = A + B\{[J_0(\phi_c) + 2\sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(\phi_c) \cos(4k\pi f_c t)] \cos(\Delta\phi(t)) - [2\sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(\phi_c) \cos(2(2k+1)\pi f_c t)] \sin(\Delta\phi(t))\} \dots\dots\dots (2)$$

再將交流訊號 $V_{1,Lo}$ 及 $V_{2,Lo}$ 分別傳送至類比乘法器 12 及類比乘法器 12'，將交流訊號 $V_{1,Lo}(t)$ 乘以 $\cos(2f_c t)$ ，以積化和差化簡整理後得到之方程式 (3)：

$$V'_{1,Lo}(t) = V_{1,Lo}(t) \times \cos(2\pi f_c t) \\ \Rightarrow V'_{1,Lo}(t) = C'_{1,0} \sin(\Delta\phi(t)) + C'_{1,1} \cos(2\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) + \dots (3) \\ C'_{1,2} \cos(4\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) + C'_{1,3} \cos(6\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) + \dots$$

接著讓 $V'_{1,Lo}(t)$ 通過一中心頻率為 f_c 的類比帶通濾波器 14 後，可得到一輸出訊號之方程式 (4)：

$$V''_{1,Lo}(t) = C'_{1,1} \cos(2\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) \dots\dots\dots (4)$$

同理，將交流訊號 $V_{2,Lo}(t)$ 乘以 $\sin(4f_c t)$ ，以積化和差化簡整理後得到之方程式 (5)，並讓 $V'_{2,Lo}(t)$ 通過另一個中心頻率為 f_c 的類比帶通濾波器 14'，可得到一輸出訊號之方程式 (6)：

$$V'_{2,Lo}(t) = V_{2,Lo}(t) \times \sin(4\pi f_c t) \\ \Rightarrow V'_{2,Lo}(t) = C'_{2,1} \sin(2\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) + C'_{2,2} \sin(4\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) + \dots\dots\dots (5) \\ C'_{2,3} \sin(6\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) + \dots$$

$$V''_{2,Lo}(t) = C'_{2,1} \sin(2\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) \dots\dots\dots (6)$$

接續，將 $V''_{1,Lo}(t)$ 及 $V''_{2,Lo}(t)$ 傳送至類比加法器 16 進行訊號相加，並調整調變深度 ϕ_c 以符合下述方程式 (7)：

$$C'_{1,1} = C'_{2,1} \Rightarrow B(J_3(\phi_c) - J_1(\phi_c)) = -BJ_2(\phi_c) \dots\dots\dots (7)$$

當 $V''_{1,Lo}(t)$ 及 $V''_{2,Lo}(t)$ 符合上述條件方程式(7)，可將兩者相加合成為一簡單弦波

如方程式 (8) 所示：

$$\begin{aligned} V_{Sum,Lo}(t) &= V_{1,Lo}''(t) + V_{2,Lo}''(t) \\ \Rightarrow V_{Sum,Lo}(t) &= C_{1,1}' \cos(2\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) + C_{2,1}' \sin(2\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) \dots\dots\dots (8) \\ \Rightarrow V_{Sum,Lo}(t) &= D \cos(2\pi f_c t - \Delta\phi(t)) \end{aligned}$$

當訊號經過訊號解調處理電路後成爲此一弦波，最後將其輸入至一鎖相電路 18 以解調變出所需的角速度變化量 $\Delta\phi(t)$ ，因此可解得感測器之感測資訊。

【0004】 由上推導，爲滿足方程式(8)的成立條件方程式(7)，調變深度 ϕ_c 之值就顯得非常重要，因此 ϕ_c 必須被限制在 2.2，這對於 PMDI 干涉儀的光學式感測系統設計來說不夠彈性，也限制了載波頻率 f_c 的上限，進而影響到感測器的頻寬，理論上來說，感測器的頻寬上限僅爲十分之一的 f_c 。因此，此電路架構要實現積體電路有其困難之處，理由在於：每一個電路元件除了設計複雜之外，整體所需的電路面積也大到無法容納在一個晶片內。詳言之，其中所需的二類比帶通濾波器 14、14' 更是複雜且龐大，主要是因爲在此設計中需要單一頻率 (f_c 、 $2f_c$) 的資訊，方程式(3)(5)中其餘高頻諧波都必須依賴二類比帶通濾波器 14、14' 完全濾除，否則將影響輸出的準確度。

【0005】 接續，於實際應用上，每個帶通濾波器的設計高達十階以上，這意味著每個帶通濾波器需要十個以上的運算放大器和較大的電容和電阻，這些要求都限制了將此架構以積體電路實現的可能性。此外，此電路架構對於類比乘法器 12、12' 的線性度要求非常高，若類比乘法器有非線性狀況，會使諧波訊號出現在類比乘法器的結果中，造成失真。同時，電路架構中需要頻率爲 f_c 、 $2f_c$ 的純正弦波，若不使用外部儀器進行供給，就

要用振盪器進行弦波產生，這兩者除了耗費成本，且皆無法提供純正的 f_c 、 $2f_c$ 的弦波，因而會對結果造成解調變後的訊號失真問題。如此一來，必須使用高線性類比乘法器、純弦波產生器、高階帶通濾波器才能取得精確的角度變化量 $\Delta\phi(t)$ ，故為目前實現微型積體電路化的設計瓶頸，且存在有電容、電阻面積過大、設計複雜度高、功率消耗高、線性度不佳等問題。因此，如何縮減所需的電路元件，使其可以在有限的晶片面積內實現，同時不影響電路功能的正確性是亟待解決的問題。

【0006】 有鑑於此，本發明遂針對上述先前技術之缺失，提出一種使用週期性重置積分之角度解調變裝置及其方法，以有效克服上述之該等問題。

【發明內容】

【0007】 本發明的主要目的在於提供一種角度解調變裝置及其方法，其使用週期性重置積分的技術，能夠縮減所需的電路元件並獲得高準確度的角度解調變訊號，進而達到具有體積小、速度快、靈敏度高、可靠度高、性能佳、環境適應性強等功效。

【0008】 本發明的次要目的在於提供一種使用週期性重置積分之角度解調變裝置及其方法，其架構簡單，對於調變深度 (ϕ_c) 值並無限制，能夠大幅降低前端光學式感測系統的設計難度，有效解決電路的線性度與訊號失真問題，以及可降低所使用的電容值，使電路能夠積體電路化，提高光學式感測系統的良好率。

【0009】 為達以上之目的，本發明提供一種使用週期性重置積分之角度解調變裝置，包括一波形乘法器、一連續時間式濾波器以及一週期性重置積分器，連續時間式濾波器電性連接於該波形乘法器與該週期性重置積

分器之間。波形乘法器係接收一交流訊號，將其乘上整數倍的載波頻率的方波訊號，以產生一第一輸出訊號；透過連續時間式濾波器接收第一輸出訊號，並濾除第一輸出訊號中的高頻訊號，以對應產生一第二輸出訊號；最後先重置 (reset) 週期性重置積分器的輸出後再利用週期性重置積分器接收該第二輸出訊號，以對第二輸出訊號積分一載波周期以移除所有倍頻項之載波頻率後，在週期性重置積分器的輸出每隔一個載波周期獲得一離散時間角度解調變訊號。

【0010】 本發明提供另一種使用週期性重置積分之角度解調變方法，包括下列步驟：

將一交流訊號乘上頻率為整數倍的載波頻率的方波訊號，以取得一第一輸出訊號；接著濾除第一輸出訊號中的高頻訊號，以取得一第二輸出訊號；再對第二輸出訊號積分，以移除所有倍頻項之該載波頻率後，獲得一角度解調變訊號，再重置週期性重置積分器的離散時間角度解調變輸出訊號為零，並持續重複進行第一輸出訊號之步驟。

【0011】 底下藉由具體實施例詳加說明，當更容易瞭解本專利之目的、技術內容、特點及其所達成之功效。

【圖式簡單說明】

【0012】

第 1 圖為先前技術之電路架構圖。

第 2A 圖為本發明之電路架構圖。

第 2B 圖為本發明之另一電路架構圖。

第 3A 圖為本發明模擬輸出角度解調變訊號之波形圖。

第 3B 圖為本發明改變調變深度之值的波形圖。

第 4 圖為本發明使用連續時間式的週期性重置積分器之細部電路圖。

第 5 圖為本發明使用離散時間式的週期性重置積分器之細部電路圖。

第 6 圖為本發明之步驟流程圖。

【實施方式】

【0013】 由於一般的合成外差解調變電路過於龐大，需要實現在大型電路板上，以至於無法達成整體系統微型化的目標。為了克服這些問題，本發明提出一個全新的使用週期性重置積分之角度解調變裝置架構，以達成電路簡化設計的目標。

【0014】 如第 2A 圖所示，為本發明之電路架構圖，角度解調變裝置包括一直流阻絕器 20、一波形乘法器 22 以及一週期性重置積分器 26。首先，直流阻絕器 20 電性連接一光學式感測系統（圖中未示），以利用光學式感測系統（PMDI）輸出一角度調變訊號（ $V_{PMDI}(t)$ ）至直流阻絕器 20。直流阻絕器 20 係電性連接波形乘法器 22，當直流阻絕器 20 接收角度調變訊號，以濾除角度調變訊號中的直流訊號後，並輸出交流訊號（ $V_{ac}(t)$ ）至波形乘法器 22，波形乘法器 22 係接收一交流訊號，將其乘上整數倍的載波頻率的方波訊號，以產生一第一輸出訊號（ $V_c(t)$ ），最後先重置（reset）週期性重置積分器 26 的輸出後，再利用週期性重置積分器 26 接收第一輸出訊號，對第一輸出訊號積分一載波周期以移除所有倍頻項之載波頻率後，在週期性重置積分器 26 的輸出每隔一個載波周期獲得一離散時間角度解調變訊號。

【0015】 由於波形乘法器 22 經運算後所輸出的第一輸出訊號，其包含高頻訊號，為得到更加精確的輸出訊號，請同時參閱第 2B 圖，為本發明之另一電路架構圖，其電路架構角度解調變裝置更包括一連續時間式濾波器 24，其電性連接於波形乘法器 22 與週期性重置積分器 26，直流阻絕器 20 電性連接於波形乘法器 22。連續時間式濾波器 24 係為連續時間式低通

濾波器或連續時間式帶通濾波器，連續時間式濾波器 24 電性連接於波形乘法器 22 與週期性重置積分器 26。為能進一步瞭解本發明可以簡化電路設計，並獲得精確度的角度解調變訊號，故以數學方程式的演算過程來說明。

其中，角度調變訊號之方程式 (9) 為：

$$V_{PMDI}(t) = A + B \cos[\phi_c \cos(2\pi f_c t) + \Delta\phi(t)] \dots\dots\dots (9)$$

其中，A、B 為常數， ϕ_c 為調變深度， f_c 為調變頻率， $\Delta\phi(t)$ 為加速度所造成的角度變化量。

接續，再透過 Fourier-Bessel 理論來展開可得到 $V_i(t)$ 之方程式 (10)：

$$V_i(t) = V_{PMDI}(t)$$

$$\Rightarrow V_i(t) = A + B \left\{ \begin{array}{l} [J_0(\phi_c) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(\phi_c) \cos(4k\pi f_c t)] \cos(\Delta\phi(t)) \\ - [2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(\phi_c) \cos(2(2k+1)\pi f_c t)] \sin(\Delta\phi(t)) \end{array} \right\} \dots\dots\dots (10)$$

當 $V_i(t)$ 經過直流阻隔器 20 後，可濾除直流訊號，可得到交流訊號 ($V_{ac}(t)$)，方程式 (11) 為：

$$V_{ac}(t) = B \left\{ \begin{array}{l} [2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(\phi_c) \cos(4k\pi f_c t)] \cos(\Delta\phi(t)) \\ - [2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(\phi_c) \cos(2(2k+1)\pi f_c t)] \sin(\Delta\phi(t)) \end{array} \right\}$$

$$V_{ac}(t) = B \{$$

$$- 2J_1(\phi_c) \cos(2\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) - 2J_2(\phi_c) \cos(4\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t))$$

$$+ 2J_3(\phi_c) \cos(6\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) + 2J_4(\phi_c) \cos(8\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) \dots\dots\dots (11)$$

$$- 2J_5(\phi_c) \cos(10\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) - 2J_6(\phi_c) \cos(12\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t))$$

$$+ 2J_7(\phi_c) \cos(14\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) + 2J_8(\phi_c) \cos(16\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) - \dots \}$$

當波形乘法器 22 接收一交流訊號之後，將其乘上整數倍的載波頻率 (nf_c) 的方波訊號 ($x_{square(t)}$)，以取得一第一輸出訊號 ($V_c(t)$)，方程式 (12) 為：

$$V_c(t) = V_{ac}(t) \times x_{square}(t)$$

$$\Rightarrow V_c(t) = \left[\begin{array}{l} -2J_1(\phi_c) \cos(2\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) \\ -2J_2(\phi_c) \cos(4\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) \\ +2J_3(\phi_c) \cos(6\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) \\ +2J_4(\phi_c) \cos(8\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) \\ -2J_5(\phi_c) \cos(10\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) \\ -2J_6(\phi_c) \cos(12\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) \\ +2J_7(\phi_c) \cos(14\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) - \dots \\ +2J_8(\phi_c) \cos(16\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) - \dots \end{array} \right] \times \left[\frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos[(2k-1)2n\pi f_c t]}{(2k-1)} \right]$$

$$\Rightarrow V_c(t) = \left[\begin{array}{l} -2J_1(\phi_c) \cos(2\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) \\ -2J_2(\phi_c) \cos(4\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) \\ +2J_3(\phi_c) \cos(6\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) \\ +2J_4(\phi_c) \cos(8\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) \\ -2J_5(\phi_c) \cos(10\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) \\ -2J_6(\phi_c) \cos(12\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) \\ +2J_7(\phi_c) \cos(14\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) - \dots \\ +2J_8(\phi_c) \cos(16\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) - \dots \end{array} \right] \times \frac{4}{\pi} \left[\begin{array}{l} +\cos(2n\pi f_c t) \\ -\frac{1}{3}\cos(6n\pi f_c t) \\ +\frac{1}{5}\cos(10n\pi f_c t) \\ -\frac{1}{7}\cos(14n\pi f_c t) + \dots \end{array} \right]$$

$$\Rightarrow V_c(t) = V_{c1}(t) + V_{c2}(t) + V_{c3}(t) + V_{c4}(t) + \dots + V_{cn}(t) \dots \dots \dots (12)$$

再分別乘開：

$$V_{c1}(t) = V_{ac}(t) \times \frac{4}{\pi} \left[+\cos(2n\pi f_c t) \right]$$

$$\Rightarrow V_{c1}(t) = \frac{4}{\pi} \left[\begin{array}{l} -2J_1(\phi_c) \cos(2\pi f_c t) \cos(2n\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) \\ -2J_2(\phi_c) \cos(4\pi f_c t) \cos(2n\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) \\ +2J_3(\phi_c) \cos(6\pi f_c t) \cos(2n\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) \\ +2J_4(\phi_c) \cos(8\pi f_c t) \cos(2n\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) \\ -2J_5(\phi_c) \cos(10\pi f_c t) \cos(2n\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) \\ -2J_6(\phi_c) \cos(12\pi f_c t) \cos(2n\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) \\ +2J_7(\phi_c) \cos(14\pi f_c t) \cos(2n\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) - \dots \\ +2J_8(\phi_c) \cos(16\pi f_c t) \cos(2n\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) - \dots \end{array} \right]$$

$$\Rightarrow V_{c1}(t) = \frac{4}{\pi} \left[\begin{array}{l} -J_1(\phi_c) [\cos((2+2n)\pi f_c t) + \cos((2-2n)\pi f_c t)] \sin(\Delta\phi(t)) \\ -J_2(\phi_c) [\cos((4+2n)\pi f_c t) + \cos((4-2n)\pi f_c t)] \cos(\Delta\phi(t)) \\ +J_3(\phi_c) [\cos((6+2n)\pi f_c t) + \cos((6-2n)\pi f_c t)] \sin(\Delta\phi(t)) \\ +J_4(\phi_c) [\cos((8+2n)\pi f_c t) + \cos((8-2n)\pi f_c t)] \cos(\Delta\phi(t)) \\ -J_5(\phi_c) [\cos((10+2n)\pi f_c t) + \cos((10-2n)\pi f_c t)] \sin(\Delta\phi(t)) \\ -J_6(\phi_c) [\cos((12+2n)\pi f_c t) + \cos((12-2n)\pi f_c t)] \cos(\Delta\phi(t)) \\ +J_7(\phi_c) [\cos((14+2n)\pi f_c t) + \cos((14-2n)\pi f_c t)] \sin(\Delta\phi(t)) - \dots \\ +J_8(\phi_c) [\cos((16+2n)\pi f_c t) + \cos((16-2n)\pi f_c t)] \cos(\Delta\phi(t)) - \dots \end{array} \right]$$

$$V_{c2}(t) = V_{ac}(t) \times \frac{4}{\pi} \left[-\frac{1}{3} \cos(6n\pi f_c t) \right]$$

$$\Rightarrow V_{c2}(t) = \frac{-4}{3\pi} \left[\begin{array}{l} -2J_1(\phi_c) \cos(2\pi f_c t) \cos(6n\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) \\ -2J_2(\phi_c) \cos(4\pi f_c t) \cos(6n\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) \\ +2J_3(\phi_c) \cos(6\pi f_c t) \cos(6n\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) \\ +2J_4(\phi_c) \cos(8\pi f_c t) \cos(6n\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) \\ -2J_5(\phi_c) \cos(10\pi f_c t) \cos(6n\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) \\ -2J_6(\phi_c) \cos(12\pi f_c t) \cos(6n\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) \\ +2J_7(\phi_c) \cos(14\pi f_c t) \cos(6n\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) - \dots \\ +2J_8(\phi_c) \cos(16\pi f_c t) \cos(6n\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) - \dots \end{array} \right]$$

$$\Rightarrow V_{c2}(t) = \frac{-4}{3\pi} \left[\begin{array}{l} -J_1(\phi_c) [\cos((2+6n)\pi f_c t) + \cos((2-6n)\pi f_c t)] \sin(\Delta\phi(t)) \\ -J_2(\phi_c) [\cos((4+6n)\pi f_c t) + \cos((4-6n)\pi f_c t)] \cos(\Delta\phi(t)) \\ +J_3(\phi_c) [\cos((6+6n)\pi f_c t) + \cos((6-6n)\pi f_c t)] \sin(\Delta\phi(t)) \\ +J_4(\phi_c) [\cos((8+6n)\pi f_c t) + \cos((8-6n)\pi f_c t)] \cos(\Delta\phi(t)) \\ -J_5(\phi_c) [\cos((10+6n)\pi f_c t) + \cos((10-6n)\pi f_c t)] \sin(\Delta\phi(t)) \\ -J_6(\phi_c) [\cos((12+6n)\pi f_c t) + \cos((12-6n)\pi f_c t)] \cos(\Delta\phi(t)) \\ +J_7(\phi_c) [\cos((14+6n)\pi f_c t) + \cos((14-6n)\pi f_c t)] \sin(\Delta\phi(t)) - \dots \\ +J_8(\phi_c) [\cos((16+6n)\pi f_c t) + \cos((16-6n)\pi f_c t)] \cos(\Delta\phi(t)) - \dots \end{array} \right]$$

$$V_{c3}(t) = V_{ac}(t) \times \frac{4}{\pi} \left[+\frac{1}{5} \cos(10n\pi f_c t) \right]$$

$$\Rightarrow V_{c3}(t) = \frac{4}{5\pi} \left[\begin{array}{l} -2J_1(\phi_c) \cos(2\pi f_c t) \cos(10n\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) \\ -2J_2(\phi_c) \cos(4\pi f_c t) \cos(10n\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) \\ +2J_3(\phi_c) \cos(6\pi f_c t) \cos(10n\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) \\ +2J_4(\phi_c) \cos(8\pi f_c t) \cos(10n\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) \\ -2J_5(\phi_c) \cos(10\pi f_c t) \cos(10n\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) \\ -2J_6(\phi_c) \cos(12\pi f_c t) \cos(10n\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) \\ +2J_7(\phi_c) \cos(14\pi f_c t) \cos(10n\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) - \dots \\ +2J_8(\phi_c) \cos(16\pi f_c t) \cos(10n\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) - \dots \end{array} \right]$$

$$\Rightarrow V_{c3}(t) = \frac{4}{5\pi} \left[\begin{array}{l} -J_1(\phi_c) [\cos((2+10n)\pi f_c t) + \cos((2-10n)\pi f_c t)] \sin(\Delta\phi(t)) \\ -J_2(\phi_c) [\cos((4+10n)\pi f_c t) + \cos((4-10n)\pi f_c t)] \cos(\Delta\phi(t)) \\ +J_3(\phi_c) [\cos((6+10n)\pi f_c t) + \cos((6-10n)\pi f_c t)] \sin(\Delta\phi(t)) \\ +J_4(\phi_c) [\cos((8+10n)\pi f_c t) + \cos((8-10n)\pi f_c t)] \cos(\Delta\phi(t)) \\ -J_5(\phi_c) [\cos((10+10n)\pi f_c t) + \cos((10-10n)\pi f_c t)] \sin(\Delta\phi(t)) \\ -J_6(\phi_c) [\cos((12+10n)\pi f_c t) + \cos((12-10n)\pi f_c t)] \cos(\Delta\phi(t)) \\ +J_7(\phi_c) [\cos((14+10n)\pi f_c t) + \cos((14-10n)\pi f_c t)] \sin(\Delta\phi(t)) - \dots \\ +J_8(\phi_c) [\cos((16+10n)\pi f_c t) + \cos((16-10n)\pi f_c t)] \cos(\Delta\phi(t)) - \dots \end{array} \right]$$

$$V_{c4}(t) = V_{ac}(t) \times \frac{4}{\pi} \left[-\frac{1}{7} \cos(14n\pi f_c t) \right]$$

$$\Rightarrow V_{c4}(t) = \frac{-4}{7\pi} \left[\begin{array}{l} -2J_1(\phi_c) \cos(2\pi f_c t) \cos(14n\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) \\ -2J_2(\phi_c) \cos(4\pi f_c t) \cos(14n\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) \\ +2J_3(\phi_c) \cos(6\pi f_c t) \cos(14n\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) \\ +2J_4(\phi_c) \cos(8\pi f_c t) \cos(14n\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) \\ -2J_5(\phi_c) \cos(10\pi f_c t) \cos(14n\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) \\ -2J_6(\phi_c) \cos(12\pi f_c t) \cos(14n\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) \\ +2J_7(\phi_c) \cos(14\pi f_c t) \cos(14n\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) - \dots \\ +2J_8(\phi_c) \cos(16\pi f_c t) \cos(14n\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) - \dots \end{array} \right]$$

$$\Rightarrow V_{c4}(t) = \frac{-4}{7\pi} \left[\begin{array}{l} -J_1(\phi_c) [\cos((2+14n)\pi f_c t) + \cos((2-14n)\pi f_c t)] \sin(\Delta\phi(t)) \\ -J_2(\phi_c) [\cos((4+14n)\pi f_c t) + \cos((4-14n)\pi f_c t)] \cos(\Delta\phi(t)) \\ +J_3(\phi_c) [\cos((6+14n)\pi f_c t) + \cos((6-14n)\pi f_c t)] \sin(\Delta\phi(t)) \\ +J_4(\phi_c) [\cos((8+14n)\pi f_c t) + \cos((8-14n)\pi f_c t)] \cos(\Delta\phi(t)) \\ -J_5(\phi_c) [\cos((10+14n)\pi f_c t) + \cos((10-14n)\pi f_c t)] \sin(\Delta\phi(t)) \\ -J_6(\phi_c) [\cos((12+14n)\pi f_c t) + \cos((12-14n)\pi f_c t)] \cos(\Delta\phi(t)) \\ +J_7(\phi_c) [\cos((14+14n)\pi f_c t) + \cos((14-14n)\pi f_c t)] \sin(\Delta\phi(t)) - \dots \\ +J_8(\phi_c) [\cos((16+14n)\pi f_c t) + \cos((16-14n)\pi f_c t)] \cos(\Delta\phi(t)) - \dots \end{array} \right]$$

經上述運算方式，即可得到 $V_c(t)$ ，再透過連續時間式濾波器 24 接收第一輸出訊號（ $V_c(t)$ ），並濾除第一輸出訊號中的高頻訊號，以對應產生一第

二輸出訊號 (V_f)；最後利用週期性重置積分器 26 接收第二輸出訊號，以對第二輸出訊號積分以移除所有倍頻項之載波頻率後，獲得一角度解調變訊號 (V_o)，再重置離散時間角度解調變輸出訊號為零。其中，角度解調變裝置更包括一方波產生器 27，電性連接波形乘法器 22，以利用方波產生器 27 輸出方波訊號至波形乘法器 22。

舉例來說，當波形乘法器 22 將交流訊號乘上整數倍載波頻率 (nf_c) 的方波訊號 ($x_{square(t)}$)，其中 N 為自然數，假設 $N = 1, 3, 5, 7, \dots$ ，則 $V_c(t) = V_{c1}(t) + V_{c2}(t) + V_{c3}(t) + V_{c4}(t) + \dots + V_{cn}(t)$ 可展開為方程式 (13)：

$$\Rightarrow V_{c,odd}(t) = \left[\begin{array}{l} C_{0,odd} \cos(0\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) + \\ C_{1,odd} \cos(2\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) + \\ C_{2,odd} \cos(4\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) + \\ C_{3,odd} \cos(6\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) + \\ C_{4,odd} \cos(8\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) + \\ C_{5,odd} \cos(10\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) + \dots \end{array} \right] \dots \dots \dots (13)$$

接著，再將 $V_c(t)$ 經過週期性重置積分器 26 後得到角度解調變訊號 ($V_o(t)$)，方程式 (14) 為：

$$V_{o,odd}(t) \Big|_{t=nT_c} = v_{o,odd}(n) = \int_{(n-1)T_c}^{nT_c} [V_{c,odd}(t)] dt$$

$$\Rightarrow V_{o,odd}(t) = \int_{(n-1)T_c}^{nT_c} \left[\begin{array}{l} C_{0,odd} \cos(0\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) + \\ C_{1,odd} \cos(2\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) + \\ C_{2,odd} \cos(4\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) + \\ C_{3,odd} \cos(6\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) + \\ C_{4,odd} \cos(8\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) + \\ C_{5,odd} \cos(10\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) + \dots \end{array} \right] dt$$

$$\Rightarrow v_{o,odd}(n) = C_{0,odd} \sin(\Delta\phi(n))$$

$$\Rightarrow \Delta\phi(n) = \arcsin\left(\frac{V_{o,odd}(n)}{C_{0,odd}}\right) \dots\dots\dots (14)$$

由此結果可得知，週期性重置積分器 26 對第二輸出訊號積分後，能夠移除所有倍頻項($C_1 \sim C_5$)之載波頻率，而獲得所需之角度解調變訊號(V_o)，此可得到弦波 (sine) 的離散時間角度解調變輸出訊號。

再舉另一個例子，假設 $N = 2,4,6,8,\dots$ ，則 $V_c(t) = V_{c1}(t) + V_{c2}(t) + V_{c3}(t) + V_{c4}(t) + \dots + V_{cn}(t)$ 可展開為方程式 (15)：

$$\Rightarrow V_{c,even}(t) = \begin{bmatrix} C_{0,even} \cos(0\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) + \\ C_{1,even} \cos(2\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) + \\ C_{2,even} \cos(4\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) + \\ C_{3,even} \cos(6\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) + \\ C_{4,even} \cos(8\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) + \\ C_{5,even} \cos(10\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) + \dots \end{bmatrix} \dots\dots\dots (15)$$

將 $V_c(t)$ 經過週期性重置積分器 26 後得到角度解調變訊號 ($V_o(t)$)，方程式 (16) 為：

$$V_{o,even}(t) \Big|_{t=nT_c} = v_{o,even}(n) = \int_{(n-1)T_c}^{nT_c} [V_{c,even}(t)] dt$$

$$\Rightarrow V_{o,even}(t) = \int_{(n-1)T_c}^{nT_c} \begin{bmatrix} C_{0,even} \cos(0\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) + \\ C_{1,even} \cos(2\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) + \\ C_{2,even} \cos(4\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) + \\ C_{3,even} \cos(6\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) + \\ C_{4,even} \cos(8\pi f_c t) \cos(\Delta\phi(t)) + \\ C_{5,even} \cos(10\pi f_c t) \sin(\Delta\phi(t)) + \dots \end{bmatrix} dt$$

$$\Rightarrow v_{o,even}(n) = C_{0,even} \cos(\Delta\phi(n))$$

$$\Rightarrow \Delta\phi(n) = \arccos\left(\frac{V_{o,even}(n)}{C_{0,even}}\right) \dots\dots\dots (16)$$

由此結果可得知，週期性重置積分器 26 對第二輸出訊號積分後，能夠移除所有倍頻項($C_1 \sim C_5$)之載波頻率，而獲得所需之角度解調變訊號(V_o)，此可得到餘弦波 (cosine) 的離散時間角度解調變輸出訊號。

【0016】 由以上推導可知，本發明可以透過輸入訊號和方波訊號相乘的方式，將所需要的相位變化調變至基頻 (baseband) 部分，再由週期性重置積分器 26 將所有載波頻率的倍頻項移除，藉此達成解調變的目的。

【0017】 請同時參閱第 3A 圖，為本發明模擬輸出角度解調變訊號之波形圖。為能驗證本發明使用簡單電路架構的角度調變裝置能夠不受調變深度的影響，於下列方程式是先設定各項的參數，

$$V_{PMDI}(t) = A + B \cos[\phi_c \cos(2\pi f_c t) + \Delta\phi(t)]$$

其中， $A = 0.7, B = 0.01, \phi_c = 2.2, f_c = 100\text{kHz}$

$$\Delta\phi(t) = K_{ramp} t [Ramp], 1/T_s = f_s = 256 f_c$$

其中， $\Delta\phi(t)$ 設定為 ramp function，範圍由 0 至 2π ，預期的理想波形圖為 a 線段，結果為 $\overline{V}_o(n) = \cos(K_{ramp} n T_c)$ ，而本發明之角度解調變裝置的模擬波形圖為 b 線段，結果為 $V_{o,behavior}(n) = \cos(K_{ramp} n T_c)$ ，如第 3A 圖所示，a、b 線段幾乎重疊，可顯示本發明具高精準度。再如第 3B 圖所示，係改變 ϕ_c 之值進行比較的結果，由此可以發現解調變結果與 ϕ_c 無相關性，因此可讓光學系統的設計更具彈性。更進一步而言，由於先前技術對於調變深度 (ϕ_c) 往往嚴格要求必須為一定值 (如 $\phi_c = 2.2$)，否則將造成解調訊號失真；相對的，本發明對於 ϕ_c 的值並無任何限制，因此可大幅地降低前端光學式感測系統的設計難度，避免因 ϕ_c 值不準確所造成的訊號失真。

【0018】 除了上述用方程式推導證明本發明之角度解調變裝置確實能夠改善先前技術的缺失之外，本發明的電路設計亦具有優勢，請同時參閱第 2B 及 4 圖，第 4 圖為本發明使用連續時間式的週期性重置積分器之細

部電路圖。波形乘法器 22 係接收一交流訊號，將其乘上整數倍載波頻率的方波訊號，以取得一第一輸出訊號，透過連續時間式濾波器 24 濾除第一輸出訊號中的高頻訊號，以對應產生一第二輸出訊號。連續時間式的週期性重置積分器係自連續時間式濾波器 24 接收第二輸出訊號，其中連續時間式的週期性重置積分器包含一電阻 28、一運算放大器 30 及一電容 32 及一開關元件 34。其中，電阻 28 連接連續時間式濾波器 24 與運算放大器 30 的輸入端，電容 32 連接電阻 28 與運算放大器 30 的輸出端，開關元件 34 與電容 32 並聯連接。運作時，當第二輸出訊號經電阻 28 對電容 32 充電，其輸出電壓訊號係提供運算放大器 30 積分運算，開關元件 34 於運算放大器積分運算後，切換控制電容 32 放電，使週期性重置積分器 26 的內部運算放大器 30 訊號歸零，以避免長時間積分的結果會使運算放大器 30 的輸出飽和。

【0019】 請同時參閱第 2B 及 5 圖，第 4 圖為本發明使用離散時間式的週期性重置積分器之細部電路圖。波形乘法器 22 係整合於離散時間式的週期性重置積分器 26 內，其包含一全差動週期性重置積分切換電容式取樣保持電路 36、全差動相依重複取樣（correlated-double sampling）切換電容式（switched-capacitor）電路 38、38'、全差動週期性重置積分切換電容式（switched-capacitor）電路 40、40' 及一運算放大器 42。全差動週期性重置積分切換電容式取樣保持電路 36 連接波形乘法器 22，全差動相依重複取樣（correlated-double sampling）切換電容式（switched-capacitor）電路 38、38' 電性連接波形乘法器 22 與運算放大器 42 之輸入端。全差動週期性重置積分切換電容式（switched-capacitor）電路 40 電性連接全差動相依重複取樣（correlated-double sampling）切換電容式（switched-capacitor）電路 38 及運算放大器 42 之輸出端；全差動週期性重置積分切換電容式

(switched-capacitor) 電路 40' 電性連接全差動相依重複取樣 (correlated-double sampling) 切換電容式 (switched-capacitor) 電路 38' 及運算放大器 42 之輸出端。運作時，全差動週期性重置積分切換電容式取樣保持電路 36 之內部電路的電容 C_{11M} 及 C_{11P} 透過 $\psi_{1,fs}$ 、 $\psi_{2,fs}$ 之開關切換，對直流阻絕器 20 輸出之連續交流訊號取樣，以將連續交流訊號轉換為非連續交流訊號，並傳送至波形乘法器 22。波形乘法器 22 透過內部電路的 $\psi_{1,2dfc}$ 及 $\psi_{2,2dfc}$ 之開關切換，便可達到方波產生器加上類比乘法器的效果，且沒有線性度的問題；波形乘法器 22 自全差動週期性重置積分切換電容式取樣保持電路 36 接收非連續交流訊號後，並將非連續交流訊號乘上整數倍的載波頻率的方波訊號，以取得第一輸出訊號。全差動相依重複取樣 (correlated-double sampling) 切換電容式 (switched-capacitor) 電路 38、38' 之內部電路的電容 C_{11M} 及 C_{11P} 係透過週期性的 $\psi_{1,fs}$ 、 $\psi_{2,fs}$ 開關切換以校正運算放大器 42 之運算誤差值。連續時間式濾波器 24 濾除第一輸出訊號中的高頻訊號，以對應產生第二輸出訊號。最後，由全差動週期性重置積分切換電容式 (switched-capacitor) 電路 40、40' 切換控制離散時間角度解調變輸出訊號為零。詳言之，每次積分所需要的週期結束後，必須對電容進行放電，否則會產生錯誤的積分結果或使運算放大器 42 飽和的可能性；因此，此全差動週期性重置積分切換電容式 (switched-capacitor) 電路 40、40' 之內部電路中是使用兩個同樣大小的電容 (C_{13P} 及 C_{14P}) 進行交互替換，當 C_{13P} 進行積分時，另一個電容 C_{14P} 進行放電；經過一週期後 C_{13P} 及 C_{14P} 交換進行下個週期的動作， C_{14P} 積分， C_{13P} 放電，如此一來，可以達成不間斷的週期性重置積分功能，避免在電容放電期間無法進行解調變的狀況發生。

【0020】 其中，使用離散時間式的週期性重置積分器具有諸多優點，例如 1. 中不使用電阻，同時可將電容值降低至可實現於積體電路中。2. 對製

程、電壓、溫度變異有較大的容忍度，可準確設計其頻率響應，並大幅提升晶片良率。3.可解決先前技術因使用類比乘法器和方波產生器的電路而難以達到絕佳的線性度問題，且離散時間式的週期性重置積分器 26 與波形乘法器 22 整合後，波形乘法器 22 能夠取代先前技術中的二種類比電路的功能，使解調變電路具有良好的線性度。

【0021】 請同時參閱第 2B 圖及第 6 圖，第 6 圖為本發明之步驟流程圖。如步驟 S10，先將一交流訊號乘上整數倍的載波頻率的方波訊號，以取得一第一輸出訊號，其中方波訊號可由方波產生器產生。如步驟 S12，透過連續時間式濾波器 24 濾除第一輸出訊號中的高頻訊號，以對應一第二輸出訊號。最後如步驟 S14，利用週期性重置積分器 26 對第二輸出訊號積分以移除所有倍頻項之載波頻率後，獲得一角度解調變訊號，再重置週期性重置積分器 26 的內部運算放大器訊號為零，也就是重置離散時間角度解調變輸出訊號為零，持續重複進行步驟 S10；藉此，達成不間斷的週期性重置積分功能。

【0022】 綜上所述，本發明使用週期性重置積分的技術，能夠縮減所需的電路元件，例如省略先前技術中所使用的類比乘法器、倍頻器、連續時間式類比帶通濾波器及鎖相電路等龐大電路，且可有效取得高準確度的角度解調變訊號。更進一步而言，本發明的架構簡單，對於調變深度 (ϕ_c) 值並無限制，能夠大幅降低前端光學式感測模組的設計難度，有效解決電路的線性度與訊號失真問題，以及可降低所使用的電容值，使整體電路能夠積體電路化；進而達到具有體積小、速度快、靈敏度高、可靠度高、性能佳、環境適應性強等功效。

【0023】 雖然本發明以前述之實施例揭露如上，然其並非用以限定本發明。在不脫離本發明之精神和範圍內，所為之更動與潤飾，均屬本發明

之專利保護範圍。關於本發明所界定之保護範圍請參考所附之申請專利範圍。

【符號說明】

【0024】

- 10 直流阻絕器
- 12、12' 類比乘法器
- 14、14' 類比帶通濾波器
- 16 類比加法器
- 18 鎖相電路
- 20 直流阻絕器
- 22 波形乘法器
- 24 連續時間式濾波器
- 26 週期性重置積分器
- 27 方波產生器
- 28 電阻
- 30 運算放大器
- 32 電容
- 34 開關元件
- 36 全差動週期性重置積分切換電容式取樣保持電路
- 38、38' 全差動相依重複取樣切換電容式電路
- 40、40' 全差動週期性重置積分切換電容式電路
- 42 運算放大器

申請專利範圍

1. 一種使用週期性重置積分之角度解調變裝置，其包括：
 - 一波形乘法器，係接收一角度調變訊號，將其乘上頻率為整數倍載波頻率的方波訊號，以取得一第一輸出訊號；
 - 一連續時間式濾波器，電性連接於該波形乘法器，並接收該第一輸出訊號，並濾除該第一輸出訊號中的高頻訊號，以對應產生一第二輸出訊號；及
 - 一週期性重置積分器，電性連接該連續時間式濾波器，並接收該第二輸出訊號，以對該第二輸出訊號積分以移除所有倍頻項之該載波頻率後，獲得一角度解調變訊號，再重置離散時間角度解調變輸出訊號為零。
2. 如請求項1所述之使用週期性重置積分之角度解調變裝置，其中該連續時間式濾波器係為連續時間式低通濾波器或連續時間式帶通濾波器。
3. 如請求項1所述之使用週期性重置積分之角度解調變裝置，更包括一直流阻絕器，其係電性連接該波形乘法器，並接收一角度調變訊號，以濾除該角度調變訊號中的直流訊號後，並輸出一交流訊號至該波形乘法器。
4. 如請求項3所述之使用週期性重置積分之角度解調變裝置，其中該直流阻絕器電性連接一光學式感測系統，以利用該光學式感測系統輸出該角度調變訊號至該直流阻絕器。
5. 如請求項1所述之使用週期性重置積分之角度解調變裝置，更包括一方波產生器，電性連接該波形乘法器，以利用該方波產生器輸出該方波訊號至該波形乘法器。
6. 如請求項1所述之使用週期性重置積分之角度解調變裝置，其中該週期

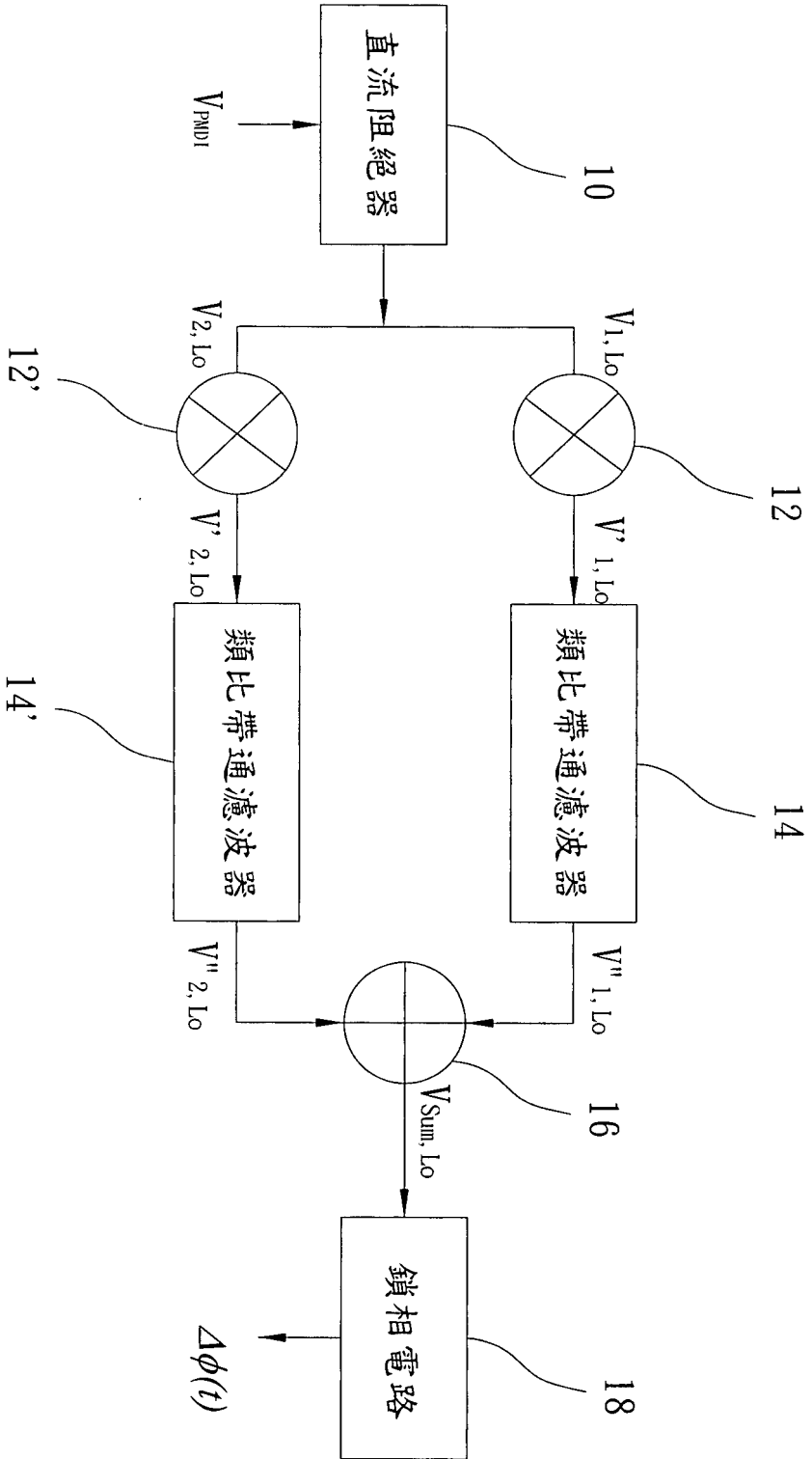
性重置積分器係為連續時間式的週期性重置積分器或離散時間式的週期性重置積分器。

7. 如請求項6所述之使用週期性重置積分之角度解調變裝置，其中該連續時間式的週期性重置積分器包含一電阻、一運算放大器及一電容及一開關元件，該電阻連接該連續時間式濾波器與該運算放大器的輸入端，該電容連接該電阻與該運算放大器的輸出端，該開關元件與該電容並聯連接；該第二輸出訊號係經該電阻對該電容充電，該開關元件於該運算放大器積分運算後，切換控制該電容放電。
8. 如請求項6所述之使用週期性重置積分之角度解調變裝置，其中該波形乘法器係整合於該離散時間式的週期性重置積分器內，其包含一全差動週期性重置積分切換電容式取樣保持電路、全差動相依重複取樣切換電容式電路、全差動週期性重置積分切換電容式電路及一運算放大器，該全差動週期性重置積分切換電容式取樣保持電路連接該波形乘法器，該全差動相依重複取樣切換電容式電路電性連接該波形乘法器與該運算放大器之輸入端，該全差動週期性重置積分切換電容式電路分別電性連接該全差動相依重複取樣切換電容式電路及該運算放大器之輸出端；該波形乘法器係自該全差動週期性重置積分切換電容式取樣保持電路接收一非連續交流訊號，並將其乘上整數倍載波頻率的該方波訊號，以取得該第一輸出訊號，該全差動相依重複取樣切換電容式電路係透過週期性的開關切換以校正該運算放大器之運算誤差值，該連續時間式濾波器濾除該第一輸出訊號中的高頻訊號，以對應產生該第二輸出訊號，該全差動週期性重置積分切換電容式電路係切換控制該運算放大器之重置該週期性重置積分器的內部該運算放大器訊號歸零。
9. 一種使用週期性重置積分之角度解調變方法，其包括下列步驟：

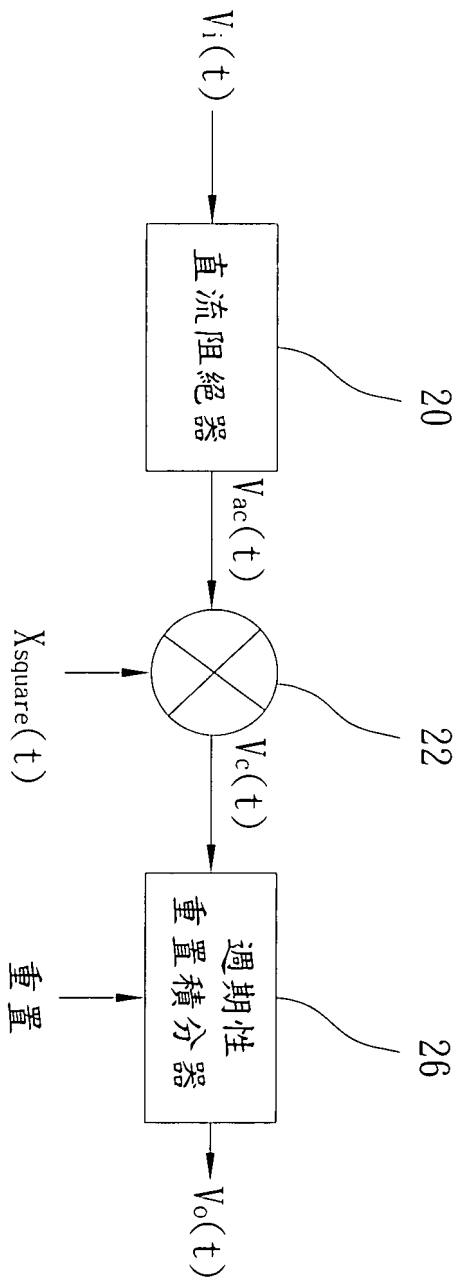
將一角度調變訊號乘上整數倍載波頻率的方波訊號，以取得一第一輸出訊號；

濾除該第一輸出訊號中的高頻訊號，以對應產生一第二輸出訊號；及對該第二輸出訊號積分以移除所有倍頻項之該載波頻率後，獲得一角度解調變訊號，再重置離散時間角度解調變輸出訊號為零，並持續重複進行該第一輸出訊號之步驟。

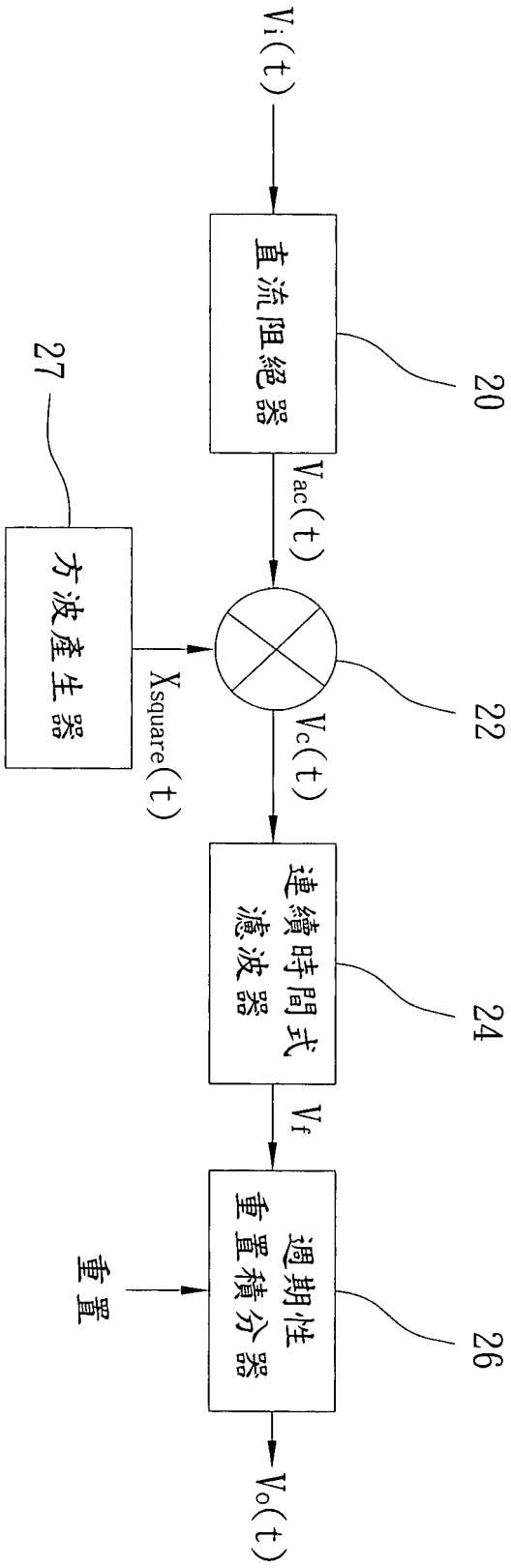
圖式



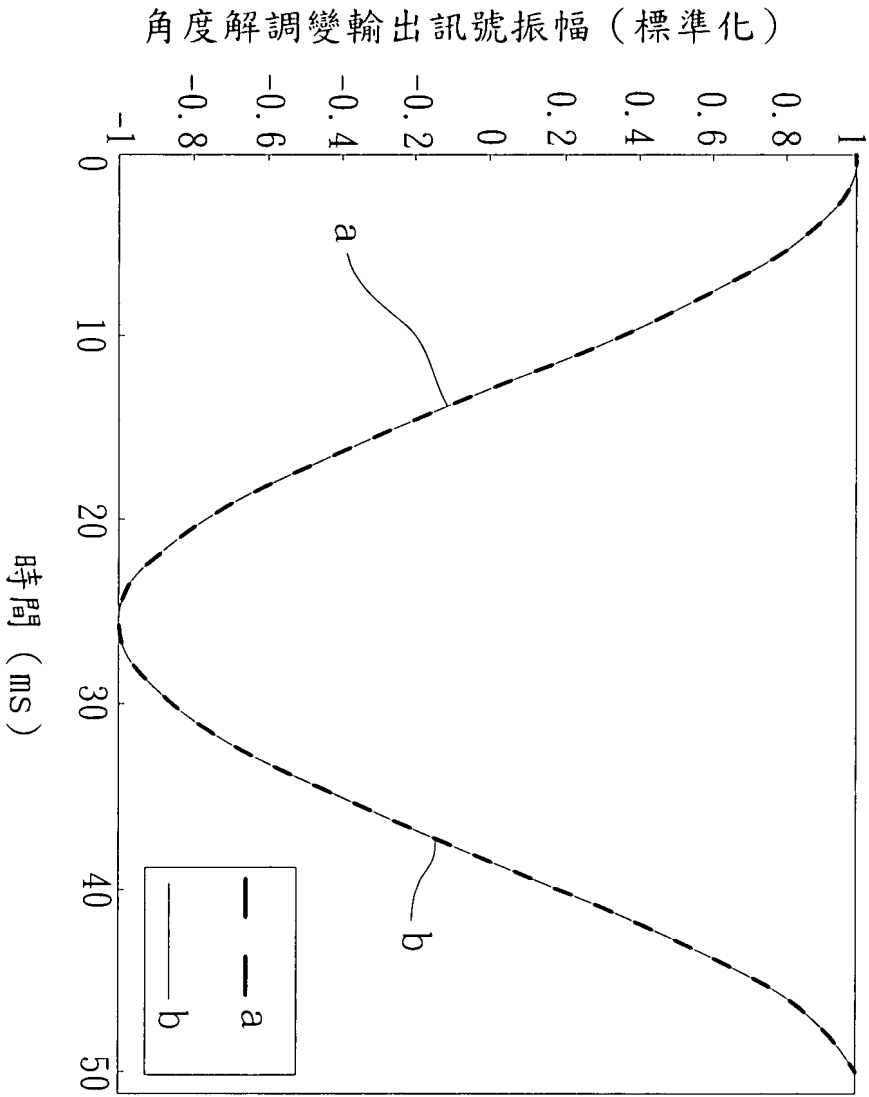
第 1 圖



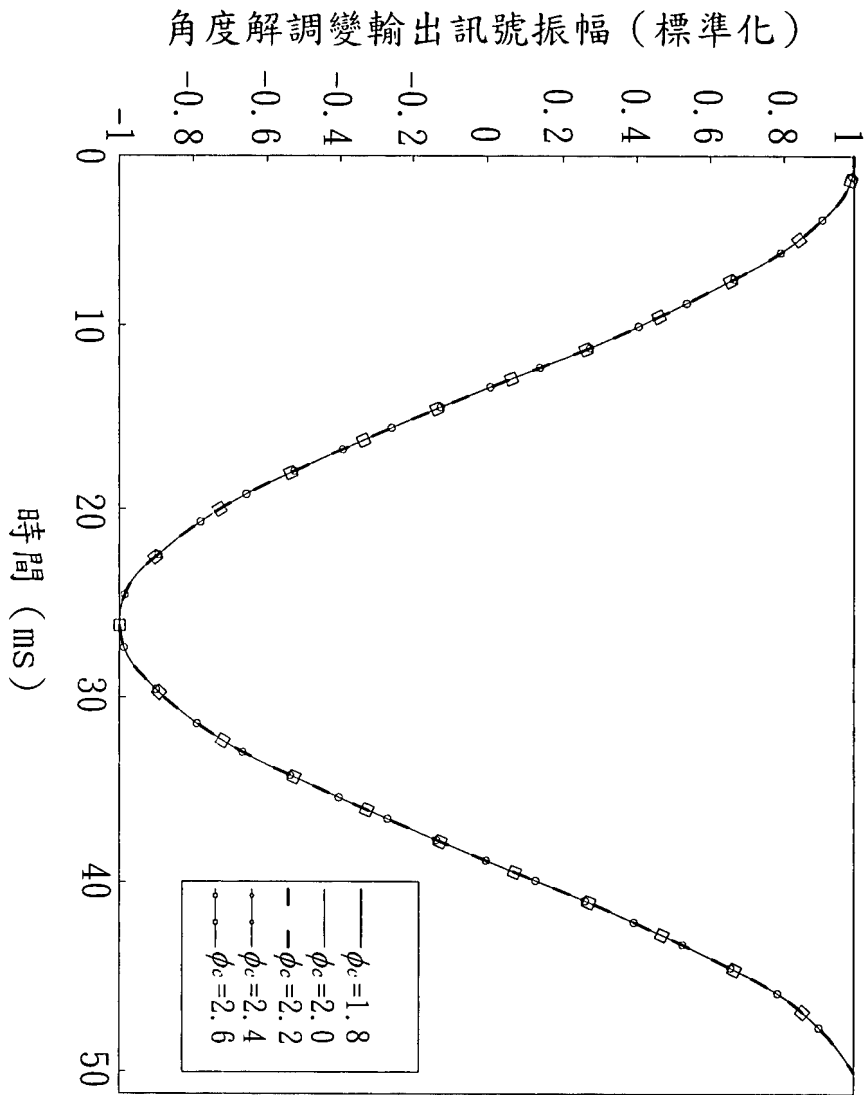
第 2A 圖



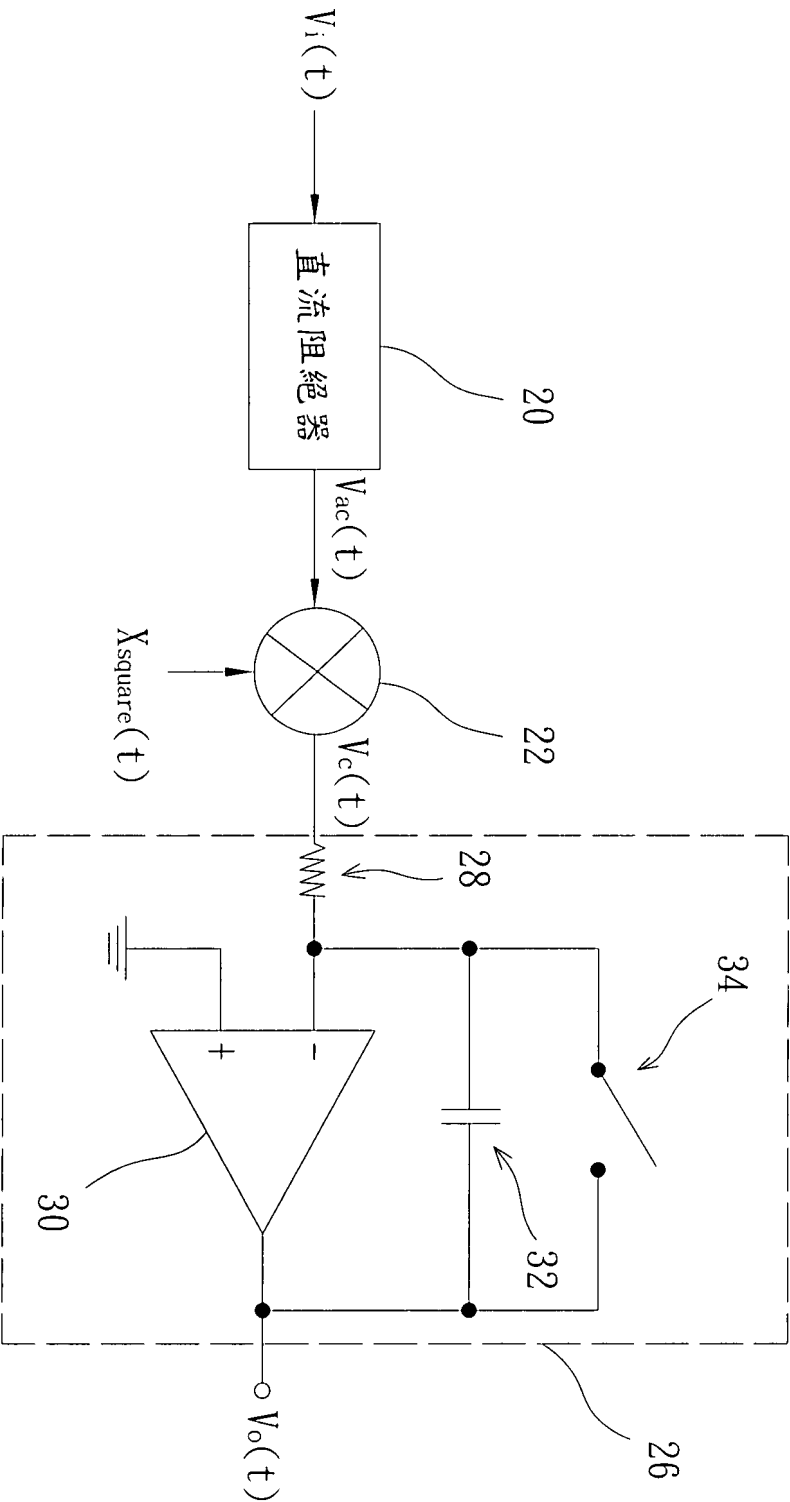
第 2B 圖



第 3A 圖

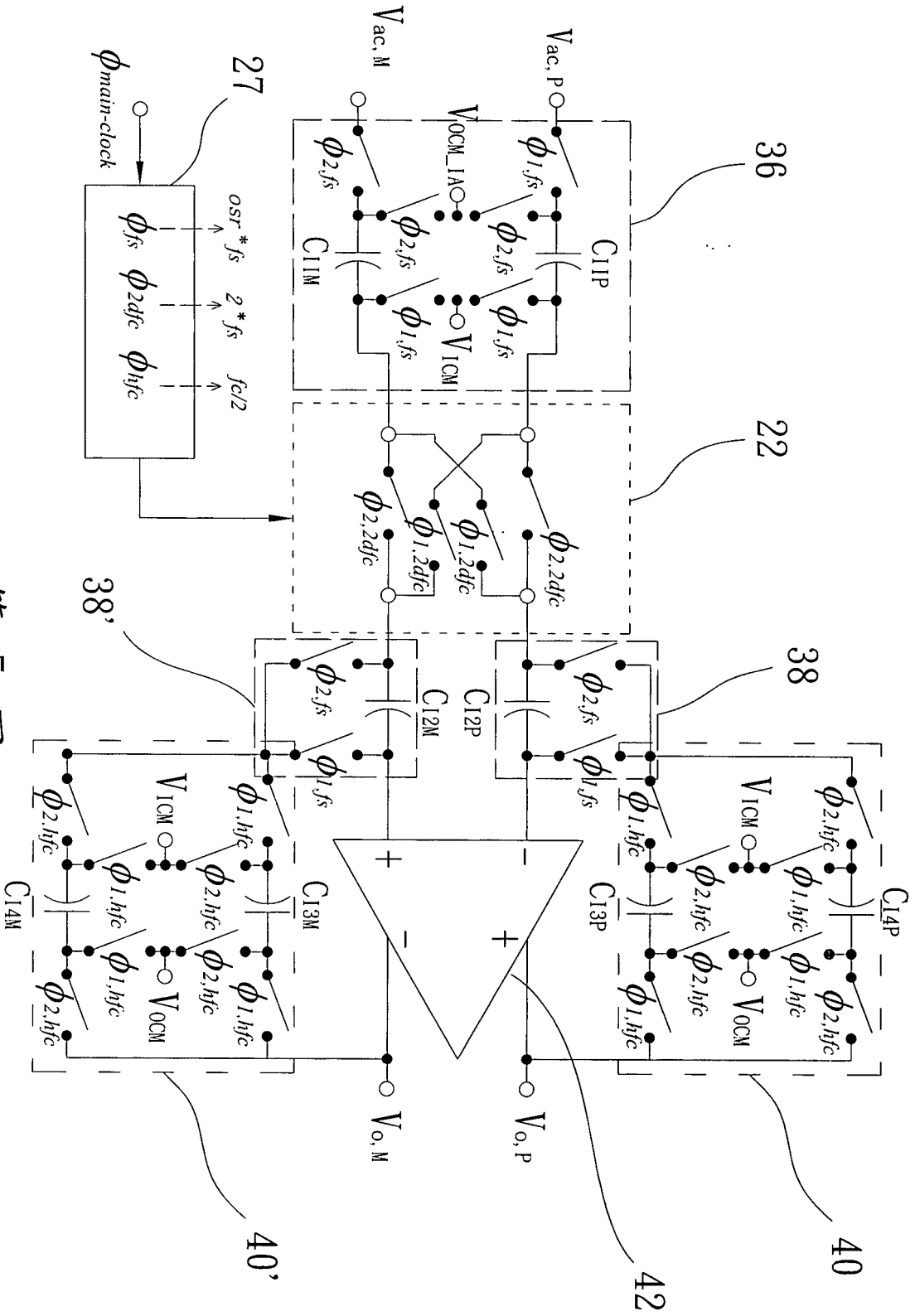


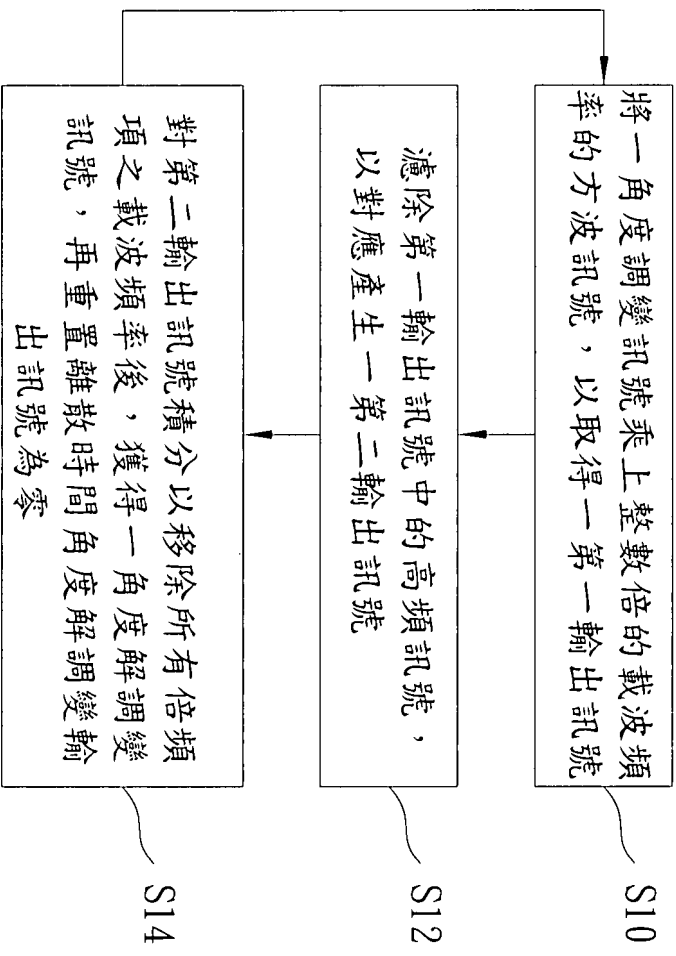
第 3B 圖



第 4 圖

第 5 圖





第 6 圖