

【格式請依：受理國家（地區）；申請日；申請案號數 順序註記】
1.美國 ; 2006/11/17 ; 11/601,079 有主張優先權

九、發明說明

【發明所屬之技術領域】

本發明係關於用於調諧 (tuning) 濾波器的方法，更具體而言，係關於調諧於一無線接收器 (wireless receiver) 中的帶通濾波器。

【先前技術】

無線接收器通常包括一混頻器 (mixer) 以及一濾波器 (filter)，其中該混頻器用於將一無線信號的頻率轉換至某一特定頻率範圍內，而該濾波器用於過濾不需要的頻率以進而選出一所需頻率。

該濾波器可包括但不限於，一低通濾波器 (LPF)、一高通濾波器 (HPF)、一帶通濾波器 (BPF)，以及一複數帶通濾波器 (complex BPF)。例如，圖 1 所示為一巴特沃思低通濾波器 (Butterworth LPF)，該濾波器使用了被動 (passive) 電感 (inductor) 和電容 (capacitor)。該 LPF 的頻寬 (bandwidth) 被設計用於 1 MHz 頻率。利用一標準合成計算 (synthesis) 方法，圖 1 中的阻抗 (resistance)、容抗 (capacitance) 和感抗 (inductance) 可以被計算如下：

$$R_S = 1 \text{ k}\Omega, R_L = 1 \text{ k}\Omega, C1_{LPF} = C2_{LPF} = 227.6 \text{ pF}, \\ L2_{LPF} = 253.1 \text{ }\mu\text{H}.$$

使用跨導 (transconductor) 和電容來實現一濾波器的方式已經獲得了廣泛的產業認同。圖 2 所示為以跨導以及

電容實現一 LPF 的示意圖。爲了具有與圖 1 中的該 LPF 相同的頻寬，圖 1 中的容抗、阻抗和感抗以及圖 2 中跨導抗 (transconductance) 和容抗之間的關係應該遵循下式：

$$G_{mS} = \frac{1}{R_S},$$

$$G_{mL} = \frac{1}{R_L},$$

$$G_{mG} = \frac{1}{1K\Omega} = 1mS,$$

$$C1 = C1_{LPF},$$

$$C3 = C3_{LPF},$$

$$C2 = G_{mG}^2 L2_{LPF}$$

應注意的是，跨導 G_{mG} 需要一合適的跨導值。於此例子中， G_{mG} 被設爲 1 mS。如此一來，用於圖 2 中元件的計算值是： $G_{mS} = 1 \text{ mS}$ ， $G_{mL} = 1 \text{ mS}$ ， $G_{mG} = 1 \text{ mS}$ ， $C1 = 227.6 \text{ pF}$ ， $C2 = 253.1 \text{ pF}$ ，且 $C3 = 227.6 \text{ pF}$ 。

圖 3 顯示了由圖 2 所示的該 LPF 網路轉換所得的一複數 BPF。圖 2 所示的該 LPF 的頻率響應 (frequency response) 以及圖 3 所示的該複數 BPF 的頻率響應係示於圖 4 中。具有一 1 MHz 頻寬的該 LPF 轉換成具有一 4 MHz 的中心頻率以及一 2 MHz 頻寬的複數 BPF。該複數 BPF 接收兩正交 (quadrature) 輸入信號 V_{in} 和 $j \cdot V_{in}$ ，並輸出兩個正交信號 V_{out} 和 $j \cdot V_{out}$ 。該複數 BPF 包括兩 LPF 302、304 以及額外之跨導 G_{mC1} 、 G_{mC2} 、 G_{mC3} 306。該複數 BPF 的該中心頻率 F_0 由跨導 G_{mC1} 、 G_{mC2} 、 G_{mC3} 以

及該等兩 LPF 302、304 中的電容確定，其中：

$$\begin{aligned} G_{mc1} &= 2\pi F_o C_1 \\ G_{mc2} &= 2\pi F_o C_2 \\ G_{mc3} &= 2\pi F_o C_3 \end{aligned} \quad (1)$$

由於此例中該中心頻率 F_o 為 4 MHz，因此，用於跨導 G_{mc} 的計算值是 $G_{mc1} = 5.72 \text{ mS}$ ， $G_{mc2} = 6.36 \text{ mS}$ ， $G_{mc3} = 5.72 \text{ mS}$ 。

上述三實施例的主要缺點在於這些濾波器的極點 (pole) 頻率受到元件變化的絕對 (absolute) 影響。當在積體電路中實現這些濾波器時，阻抗、容抗和跨導抗會發生變化。舉例來說，對於跨導-電容 (Gm-C) 濾波器而言，跨導抗以及容抗之數值於 $\pm 20\%$ 的範圍內變化是十分常見的。因此，期望能得到完全如設計時所規劃之濾波器頻率響應並不可能。必須對跨導或者電容進行調節，以獲得所期望的頻率響應。上述調節可被稱為濾波器調諧 (filter tuning) 或者濾波器修整 (trimming)。

圖 5 所示為使用一分離的 (separate) 調諧裝置進行濾波器調諧的一習知方法。一裝置 500 包括一主濾波器 (main filter) 502 以及一調諧裝置 504。該調諧裝置 504 包括一電壓控制振盪器 (voltage control oscillator, VCO) 506、一相位偵測器 (phase detector) 508 迴路以及一迴路濾波器 510。該電壓控制振盪器 (VCO) 506 利用跨導和電容產生一振盪頻率 F_{vco} ，其中該等跨導和電容與該主濾波器中的該等跨導和電容相當 (duplicate)。應注意的

是，使用一電壓控制低通濾波器（VCLPF）代替該調諧裝置 504 中的該 VCO 506 也是可行的。該相位偵測器 508 接收 F_{vco} 以及一參考頻率 F_{ref} ，並檢測該 F_{vco} 以及該 F_{ref} 之間的相位差。檢測到的一差值被提供給該迴路濾波器 510，其中，該迴路濾波器 510 能夠調節在該主濾波器 502 中元件（即，跨導或電容）的數值為額定設計值（nominal design value）。因此，該主濾波器的頻率可以保持於一穩定以及精確數值。

然而，於此調諧方法中有數個缺點。首先，該 VCO 506 的連續調諧將會產生影響該濾波器操作的雜訊。再者，該 VCO 506 消耗了額外的電能並佔用了額外的晶片面積。最後，於某一環境下，該 VCO 506 的極點頻率與該濾波器的極點頻率並不相同，因此導致調諧的不準確。

因而，本發明的要旨之一在於能夠提供精確調諧的一改進濾波器調諧方法，而不需要額外的功耗和晶片面積，也不會引入額外的雜訊。

【發明內容】

本發明提供一種可調諧帶通濾波器。該可調諧帶通濾波器包括一帶通濾波器以及耦合至該帶通濾波器的複數開關。該帶通濾波器包括複數跨導以及複數電容。該等開關操作於一第一狀態以及一第二狀態。當該等開關處於該第一狀態時，該可調諧帶通濾波器被配置為一複數帶通濾波器。當該等開關處於該第二狀態時，該可調諧帶通濾波器

被配置為一調諧裝置，用於調諧該帶通濾波器的該中心頻率至一預定值。該調諧裝置包括至少一調諧積分器以及一比較器。該調諧積分器包括至少一跨導以及一電容。該跨導係藉由該等開關由該等跨導中選擇，該電容係藉由該等開關從該等電容中選擇。所選的跨導以及所選的電容確定該帶通濾波器的該中心頻率。

本發明亦提供一種用於接收一無線信號的一無線接收器。該無線接收器包括一混頻器以及耦合至該混頻器的一可調諧濾波器。該混頻器能夠轉移 (shift) 該無線信號至一較低頻率信號。該可調諧濾波器能夠調節該較低頻率濾波器信號至一預定中心頻率信號。該可調諧濾波器包括一帶通濾波器以及耦合至該帶通濾波器的複數開關。該帶通濾波器包括複數跨導以及複數電容。該等開關操作於一第一狀態和一第二狀態。當該等開關處於該第一狀態時，該可調諧帶通濾波器被配置為一複數帶通濾波器。當該等開關處於一第二狀態時，該可調諧帶通濾波器被配置為一調諧裝置，用於調諧該帶通濾波器的該中心頻率至該預定中心頻率。該調諧裝置包括至少一調諧積分器以及一比較器。該調諧積分器包括至少一跨導以及一電容。該跨導藉由該等開關從該等跨導中選擇，並藉由該等開關從該等電容中選擇該電容。所選的跨導以及電容確定了該帶通濾波器的該中心頻率。

本發明更提供一種用於提供一可調諧帶通濾波器的方法，其中該可調諧帶通濾波器具有複數跨導和複數電容。

該方法包括，提供一模式選擇信號至該可調諧帶通濾波器，當該模式選擇信號表示一濾波模式時，配置該可調諧帶通濾波器以操作為一帶通濾波器，且當該模式選擇信號表示一調諧模式時，配置該可調諧帶通濾波器以操作為一調諧裝置，用於調諧該可調諧帶通濾波器的一中心頻率。

【實施方式】

本發明可適用於多種濾波器，包括但不限於一複數帶通濾波器、一帶通濾波器等。為了對本發明進行有效的描述，於下描述了具有 2 MHz 頻寬和 4 MHz 中心頻率的一 6 階複數（6th order）BPF 的一合成實例。但是，於本技術領域中具有通常知識者可以理解，本發明的範圍不限於此處所述的實施例，在不背離本發明精神的情況下，任何修改和變化均為可能。於本技術領域中具有通常知識者可以理解，本發明能夠應用於一無線接收器中，例如一藍芽接收器（blue-tooth receiver）、一無線射頻接收器（radio frequency receiver），其通常具有一混頻器以及耦合到該混頻器的一濾波器。圖 6 所示為一複數帶通濾波器的一改良網路。與圖 3 中的該電容值相比，於此實施例中，圖 6 中的電容被設計為相同的 227.6 pF 電容值。其優點在於，由於 C1、C2、C3 具有相同的值，因此在濾波器調諧上，可透過僅使用一種開關電容陣列（switch-capacitor-array）來調節該等電容。該開關電容陣列於下文中將進一步詳述。該改良複數 BPF 確保了由該開關電容陣列引入至該濾

波器節點（即示於圖 6 中的節點 1、節點 2、節點 3、節點 4、節點 5、節點 6）的寄生電容（parasitic capacitance）是類似的。如果在該濾波器節點上的該等寄生電容被控制良好，則顯然會提升調諧的準確性。為了將 C_1 、 C_2 、 C_3 設定為相同的數值，相較於圖 3 中的 $G_{mG} = 1 \text{ mS}$ ， G_{mG} 被改為 0.95 mS 。如此一來則確保了即使某些元件的數值不同，圖 3 以及圖 6 所示的該複數 BPF 的頻率響應也完全相同。

圖 7 所示係使用額外的虛跨導單元（dummy Gm-cell）的另一種改良複數 BPF。由於在圖 6 中節點〔1…6〕上見到的容抗並非完全相同的，所以使用虛跨導單元以向該等節點〔1…6〕中的部分節點引入寄生電容，以確保在該等節點〔1…6〕上所見的容抗完全相同。圖 7 所示為增加二虛跨導單元至節點 2 以及節點 5 的一理想配置，以使從節點 1 至 6 的總容抗相等（亦即設計上的容抗+寄生電容）。此處應注意的是，虛跨導單元的增加是可選擇的（optional），係取決於所需的調諧準確性。

如前所述，一複數 BPF 的該中心頻率係由公式（1）所確定。因此，可以透過調節 G_{mC1} 、 G_{mC2} 、 G_{mC3} 的跨導抗或者調節 C_1 、 C_2 、 C_3 的容抗，將該中心頻率調諧至一期望值。可選擇地，可以透過同時調節跨導抗和容抗來對該中心頻率進行調諧。

圖 8 所示為一例示性的 4 位元開關電容陣列 800。圖 3 和圖 6 中的每一電容 C_1 、 C_2 和 C_3 都得以透過該開關電

容陣列 800 來實現。透過使用該開關電容陣列，可以將這些電容逐步調節到其額定設計值 (nominal design value)。

該開關電容陣列 800 包括複數並聯的電容。電容 C_{min} 具有一預定最小容抗 (predetermined minimum capacitance)。

開關 SW0 802、SW1 804、SW2 806、SW3 808 分別與電容 ΔC 、 $2\Delta C$ 、 $4\Delta C$ 、 $8\Delta C$ 串聯。施加該等四個控制信號 B0、B1、B2、B3 至 SW0、SW1、SW2、SW3，以控制該等四開關的導通狀態。對應於該等控制信號 B0、B1、B2、B3， ΔC 、 $2\Delta C$ 、 $4\Delta C$ 、 $8\Delta C$ 係選擇性地被選取以便能夠獲得適當的容抗，因而確保該複數 BPF 一準確的中心頻率。應注意的是，該控制信號的位元數係取決於所需要的調諧解析度 (tuning resolution) 或者準確性。

與跨導的調諧相較，使用一開關電容陣列以獲得一可調諧電容是一種常用的方法。於圖 3 中，由於 C_2 的數值不同於 C_1 和 C_3 的數值，所以使用同樣的開關電容陣列佈局 (arrangement of switch-capacitor-array) 不易對每個電容進行調諧。如果 $C_1 = C_2 = C_3$ ，則僅僅需要一種開關電容陣列則可實現調諧。如於圖 6 中所討論者，隨著對 G_{mG} 數值的一適當選擇， C_1 、 C_2 和 C_3 的數值將會相等。例如，如果 $G_{mG} = 0.948\text{mS}$ ，則 $C_1 = C_2 = C_3 = 227.6\text{ pF}$ 。

為調諧該複數 BPF 的該中心頻率，亦可調節該跨導 G_{mC} 的數值。圖 9 所示為不同跨導單元的一詳細示意圖。該跨導的數值可以透過切換其尾電流 I_D (tail current) 數

值被調諧，ID 顯示於下式 (2) 中：

$$G_m = \sqrt{2\mu_n C_m \frac{W}{L} I_D} \quad (2)$$

透過控制流入一 NOMS 電流鏡 M5 的電流量，該尾電流 ID 可被數位性地 (digitally) 調諧。如圖 9 所示，電流源 I1、I2、I3 提供指示該尾電流 ID 的一總電流。每一電流源 I1、I2、I3 都與開關 SW4、SW5 或者 SW6 串聯耦接。3 位元 (B4、B5、B6) 控制信號被用於控制 SW4、SW5 和 SW6 的導通狀態。於本技術領域中具有通常知識者可以理解，電流源數量以及該控制信號的位元數係取決於所需的調諧解析度或調諧準確性。一共模 (common-mode) 回授電路於圖 9 中被示出。

因此，可以透過對開關電容陣列或者 GM 數值進行數位式調諧來完成濾波器調諧。可選擇地，可以透過同時對 GM 值和開關電容陣列進行調諧來完成濾波器調諧。例如，可以將具有 5 位元 [B0... B4] 的一控制信號分成兩部分。B4 (最高位) 至 B0 (最低位) 都可被用於控制開關電容陣列，而一位元 (B4) 可被用於調節 GM 值。

跨導單元以及電容得被設置 (arrange) 於一積分器 (integrator) 或者 LPF 內。圖 10A 描繪一理想的積分器，圖 10B 描繪了一有損積分器 (lossy integrator)，而圖 10C 描繪了一 LPF。圖 10A、圖 10B 和圖 10C 的頻率響應被示圖 11 中。於圖 10A、10B、10C 中，所有跨導和電容的數值都相等，亦即， $G_m = 5.72 \text{ mS}$ ，且 $C = 227.6 \text{ pF}$ 。

對於圖 10A 中的該理想積分器，在 $G_m / (2\pi C) = 4$ MHz 的頻率上，該積分器的增益 (gain) 為 0 dB。對於圖 10C 中所示的該 LPF，在 $G_m / (2\pi C) = 4$ MHz 的頻率上，該 LPF 的增益為 -3 dB。對於該有損積分器，在 $G_m / (2\pi C) = 4$ MHz 的頻率上其低頻增益以大約 0 dB 的增益減少。

本發明的目的之一是提供一調諧裝置，其主要元件係從該濾波器中選擇。換言之，與圖 5 中所述使用一分離調諧裝置供濾波器調諧的一習知調諧方法相比，於圖 3、圖 6 和圖 7 中所示的該濾波器中的某些元件被重複使用為該調諧裝置中的元件。其優點在於，透過重複利用該複數 BPF 中的元件作為該調諧裝置中的元件，可以節省晶片面積並減小能耗。其另一優點在於，與使用連續調諧方法的習知方法相比，引入至該積體電路的雜訊被大大地減少了。

圖 12 所示為根據本發明一實施例的一調諧裝置的架構 (architecture)。該調諧裝置包括一調諧積分器 1202、兩包絡檢波器 (envelope detector) 1208、1206、一比較器 1204 以及一調諧控制邏輯 (tuning control logic) 1210。較佳為，該調諧積分器 1202 可以是示於圖 10B 中的該有損積分器。於該調諧積分器 1202 中的電容和跨導係選自示於圖 3、圖 6 或圖 7 中該複數 BPF 的跨導、C1、C2、C3。於此實例中，該調諧積分器 1202 的主要特性之一是該調諧積分器 1202 於 $G_m C / C = 4$ MHz 的頻率 (這也是該複數 BPF 的中心頻率) 上具有大約 0 dB 的增益。該

調諧積分器接收一參考信號，該參考信號具有與一預定中心頻率（例如，本例中為 4MHz）相關（associated）的頻率。於此實例中，該參考信號可為一正弦波信號（sinusoidal signal）。如果在複數 BPF 中的跨導或者電容上沒有發生元件變動（component variation），則該調諧積分器 1202 的一輸出信號的振幅（amplitude）應當與在 4 MHz（該參考信號的頻率）上的該參考信號的振幅相同。如果該調諧積分器 1202 的該輸出信號的該振幅不同於該參考信號的該振幅，則表示在該複數 BPF 中的跨導或電容的數值改變，且因此這些改變的數值需要被適當的調節。該等包絡檢波器 1206、1208 係用於檢測該參考信號的振幅峰值以及該調諧積分器 1202 的該輸出信號。該比較器 1204 將檢測到的該二振幅作比較，並產生表示該參考信號的振幅以及該調諧積分器 1202 的該輸出信號的振幅之間差異的一回授信號（feedback signal）。該比較器 1204 將決定電容值是否需要被增加或是減少。如果該調諧積分器 1202 的輸出信號的振幅高於其輸入，則表示 $G_m / (2\pi C)$ 過高，因而電容值需要增大，或者跨導值需要減小。該調諧控制邏輯 1210 被用以提供一控制信號，用於根據該回授信號調節該調諧積分器 1202 的容抗或跨導抗。該調諧控制邏輯 1210 持續調諧操作，直到該調諧積分器 1202 的該輸出信號振幅等於該參考信號振幅。一旦在該調諧積分器 1202 中的跨導和電容被調諧至該額定設計值，則該複數 BPF 中所有跨導和電容同時亦相應地被調諧。該

控制信號可與圖 8 中所示的控制信號 (B0、B1、B2、B3) 一樣被用於調節該開關電容陣列 800。可選擇地，該控制信號與圖 9 中所示的該控制信號 (B4、B5、B6) 一樣，可被用於調節該跨導的數值。可選擇地，該控制信號可被用於同時調節該開關電容陣列以及該跨導。

因為該調諧積分器 1202 於低頻上具有一非常高的增益，於該調諧積分器 1202 輸入上的任一 DC 偏置 (offset) 電壓都可能於其輸出上被放大至一非常大的值。該差動 (differential) 輸出會向上擺動 (swing up) 至一電壓軌線 (voltage rail)，且電晶體可進入三極體操作區域 (triode region)。因此，可使用一有損積分器，如圖 10B 所示。當需要該有損積分器時，則於調諧階段致能 (enable) G_{m22} 。其優點在於，於低頻時該有損積分器的一較低增益會減低上述 DC 偏置的不良效果，並且不影響調諧準確性。應當注意的是，該調諧積分器 1202 亦能應用圖 10A 中所示的一架構實現。然而，圖 10A 中該理想的頻率響應於真實的應用中並不容易達成。因此，於此實施例中，該有損積分器係較佳實施之一。

圖 13 所示為根據本發明的一實施例的一較佳調諧裝置 1300。該調諧裝置 1300 包括一限制器 (limiter) 1312、一第一積分器 1314、一第二積分器 1316、一調諧積分器 1302、二包絡檢波器 1306、1308、一比較器 1304 以及一調諧控制邏輯 1310。該調諧積分器 1302、該等包絡檢波器 1306、1308、該比較器 1304 以及該調諧控制邏輯 1310

與圖 12 中所描述者一致。因此，為簡明起見，對該等元件的描述於此省略。該調諧裝置 1300 接收具有一預定中心頻率（例如 4 MHz）的一方波信號（square wave signal）。

為了使該調諧積分器 1302 在 4 MHz 上具有 0 dB 增益，該調諧積分器必定不能操作於其非線性工作範圍（non-operating region）內。該調諧積分器的輸入必須為具有小振幅值諧波（harmonics of small amplitude）的一正弦波。因而，其輸入信號必須是一具有小振幅數值的正弦信號。為了避免電路雜訊的影響，該輸入信號亦不能太小。該輸入信號得由該積體電路的時脈信號（clock signals）中獲取，或者可為用於濾波器調諧的一專屬信號（specially generated signal）。然而，於該積體電路上可得的該等時脈信號主要係位於 CMOS 邏輯位準（CMOS logic level）上。因此，該限制器 1312 被設計用於將具有 CMOS 邏輯位準的一輸入方波信號轉換為（converting）準確的、合理的小振幅位準的一輸出信號。

圖 14 所示為圖 13 中所示的該限制器 1312 的一架構圖。於圖 14 中， I_{m5} 等於 I_{m4} 。 I_{m4} 係由一電壓－電流轉換器（voltage-to-current converter）產生，該轉換器係透過運算放大器（operational amplifier, OPA）、R1 和 M3 形成。 V_{REF} 為一準確的頻隙參考電壓（bandgap reference voltage）。其中：

$$I_{M5} = N \times I_{M4} = N \frac{V_{REF}}{R_1}$$

4 MHz 的 CMOS 邏輯信號係可選擇地將 M1 和 M2 導通 (turn on) 和截止 (turn off)。而 V_{OP} 和 V_{ON} 的電壓位準將為：

$$V_{OP} = (R_2 + R_3)I_{M5} \text{ or } R_2 I_{M5}$$

$$V_{ON} = R_2 I_{M5} \text{ or } (R_2 + R_3)I_{M5}$$

$$V_{OUT} = V_{OP} - V_{ON} = R_3 I_{M5} = \frac{R_3}{R_1} N \times V_{REF}$$

R_2 被用於控制 V_{OP} 和 V_{ON} 的共模電壓位準。 V_{OUT} 的差動電壓擺動可以由 R_3 、 R_1 、 N 以及 V_{REF} 的一適當數值所設定。

請再參考圖 13，接著該輸出信號被饋入 (fed) 兩跨導 - 電容積分器 1314、1316 中，該等跨導 - 電容積分器 1314、1316 於本發明中也被稱為一第一 LPF 1314 以及一第二 LPF 1316。該等跨導 - 電容積分器 1314、1316 係充作 (act as) 為 LPF，將一時脈信號由一方波信號轉換為一正弦波信號。對於該調諧裝置 1300，該等積分器 1314、1316 得以足夠的準確度轉換一方波信號為一正弦波信號。

該等 LPF 1314、1316 可為任一種示於圖 10A、圖 10B 及圖 10C 中的積分器或者 LPF。該等 LPF 中的跨導和電容亦可由該複數 BPF 的跨導和電容中選擇。於產生正弦波信號之後，將該正弦波信號饋入至該調諧積分器 1302。該包絡檢波器 1306、1308、該比較器 1304 以及該調諧控制邏輯 1310 的功能與圖 12 中所示的對應元件相同。因此，對

該等元件的描述於本文中省略。

於調諧開始時，該等 LPF 1314、1316 的頻率響應是不準確的。然而，隨著調諧進行，調諧準確度會隨之提升。

本發明存在兩種操作模式：一第一操作模式以及一第二操作模式。該第一操作模式涉及一濾波階段（filtering phase），而該第二操作模式涉及一調諧階段（tuning phase）。圖 15 所示為例示性的一可調諧濾波器，其說明從該濾波模式到該調諧模式間的切換。相較於圖 3、圖 6 和圖 7 中所示的濾波器，圖 15 所示之可調諧濾波器具有複數開關，該等開關耦合至該複數帶通濾波器。該等開關能夠操作於一第一狀態（first state）以及一第二狀態（second state）。當該等開關處於該第一狀態時，該複數 BPF 被配置為以該濾波模式操作，而當該等開關處於該第二狀態時，將該等複數 BPF 配置為以該調諧模式操作。於圖 15 中可發現，當該複數 BPF 操作於該調諧模式時，透過截止圖 15 中的所有開關，該複數 BPF 被操作為如圖 13 中所示的該調諧裝置。該限制器 1312 的輸出被施加至節點 A 上。該第一包絡檢波器 1308 連接到節點 C，而該第二包絡檢波器 1306 連接至節點 D。因此，透過將一模式控制信號（mode control signal）提供給圖 15 中的該等開關，使用現有來自該複數 BPF 的跨導和電容可建立與圖 13 中的該調諧裝置 1300 相同的一調諧裝置。

於調諧模式下，該複數 BPF 的跨導和電容的重複使用

除去爲了調諧目的而增加跨導和電容的需求。當習知的調諧方法中使用額外的跨導和電容時，本發明之一實施例所提供的該方法提升了調諧準確性。需注意的是，圖 15 僅顯示了一可能的配置。根據圖 15，於調諧模式中需要三個跨導－電容對，其中兩跨導－電容對作爲低通濾波器，而第三跨導－電容對則作爲一調諧積分器使用。對圖 15 之示意圖可作修改和變化，以由該複數 BPF 中獲得所需的跨導－電容對。亦可由一更高階的複數 BPF 中獲得需要的跨導－電容對，例如由一 8 階複數 BPF 獲得所需的跨導－電容對。於一實施例中，該調諧裝置僅有一單獨 (single) 調諧積分器，如圖 12 所示。因此，於圖 15 中該等開關的配置可以相應地改變。

圖 16 所示爲根據本發明一實施例的一調諧控制時序圖。一短脈衝 (short pulse) START_CAL 被用於設定 CAL = 1。CAL 信號係一模式選擇信號 (mode selection signal)。當 CAL = 1 時，該濾波器係處於調諧模式。當 CAL = 0 時，該濾波器係處於濾波模式。當該濾波器處於調諧模式時，得藉由開關配置 (switch configuration) 從濾波器中現有的跨導以及電容中建立一調諧裝置。於調諧模式期間，具有一 4 MHz 預定中心頻率的一正弦波信號被提供。於該調諧模式開始時，該等兩包絡檢波器以及該比較器需要一些時間以進入穩態 (steady-state)。假設於該調諧裝置操作進入穩態之前，需要 64 個 4 MHz 的週期作爲過渡週期 (transition period)。因此，應當相應地提供

具有 64/4 MHz 週期的 CLK_COMPARE。於調諧模式開始時，得將 CODE_TUNING（也被稱為圖 8 中提及的該控制信號）設定為一預定值。舉例來說，該 CODE_TUNING 信號得為一 4 位元控制信號 [B0, B1, B2, B3]，該 4 位元控制信號具有一數值 1000，俾使電容值設定於 C_{min} （ [B0, B1, B2, B3] = 0000）以及 C_{max} （ [B0, B1, B2, B3] = 1111）之間的一中間值，如圖 8 中所示。如果於跨導抗和容抗異常變化的情況下，要把該濾波器調諧至一期望頻率響應，則 C_{min} 和 C_{max} 之間的差值必須夠大。一 STOP_CAL 脈衝信號指示調諧的完成，且其將設定 CAL = 0。由於 CAL = 0，該濾波器被配置於該濾波模式。與調諧相關的電路，例如該比較器以及該等包絡檢波器於該濾波階段中是不需要的，因此會被關斷（shut down）。

圖 17 為示於圖 12 或者圖 13 中的該調諧控制邏輯 1310 的一詳細圖示。取決於由該比較器提供的該回授信號，該 CODE_TUNING（或控制信號）會被增大或者減小。由於該 CODE_TUNING 的增大或者減小，該開關電容陣列被調諧至接近該額定設計值的一新數值。於調諧階段之末，STOP_CAL 信號將門鎖（latch）最後的 CODE_TUNING，並藉由圖 17 中所示的一門鎖電路 LATCH1 創造 CODE_FINAL。該 STOP_CAL 信號更將藉由另一門鎖電路 LATCH2 強制將 CAL 信號設置為 0。CAL = 0 將依次控制一多工器（multiplexer）MUX，以選擇該 CODE_FINAL 信號。如此一來，CODE_FILTER 等於 CODE_FINAL。由於

CODE_FINAL 信號控制該濾波器的該開關電容陣列，該濾波器最後被調諧至其被期望頻率響應。如前所述，來自該 CODE_FILTER 信號的某些位元得被用於控制跨導值，而該 CODE_FILTER 信號的其餘部分則被用於控制開關電容陣列的數值。亦可使用所有的位元來單獨控制跨導值或者控制開關電容陣列。

所有的開關電容陣列均係由 CODE_FILTER 控制。於調諧階段，CODE_FILTER 等於 CODE_TUNING，而在濾波階段，CODE_FILTER 等於 CODE_FINAL。

此處使用的術語和措詞係被用作說明而非限制性，且於使用這樣的術語和措詞時，並不意圖排除任何所示以及所述（或其部分）特徵的等效物，並且可以認識到，於申請專利範圍內的各種修改亦是可行的。其餘的修改、變化以及替換亦是可行的。因此，申請專利範圍試圖涵蓋上述所有的等效物。

以上描述和附圖僅為本發明的較佳實施例，在不背離由後附申請專利範圍所界定的本發明之精神和發明範圍的前提下，可以有各種增補、修改和替換。熟習該項技術者可以理解，於不背離發明原則的前提下，本發明在實際應用中根據具體環境和工作要求可以在形式、架構、安排、比例、材料、要素、元件以及其它方面有所修改。於此揭露之實施例完全係用於說明而非限制，本發明的範圍係由後附申請專利範圍及其等效物所界定，而不限於以上描述。

【圖式簡單說明】

所要求的主題的實施例的特徵和優點，將會隨著發明詳細說明以及參考圖式而更為清楚，其中相同的編號表示相同的元件。

以下附圖中，相似部分用相似數字表示，結合與附圖相關的詳細描述，本發明實施例之特性和優點將更加顯而易見。

圖 1 所示為使用被動電感以及電容的一巴特沃思低通濾波器 (Butterworth LPF) ；

圖 2 所示為使用跨導和電容的一低通濾波器 ；

圖 3 所示為一複數帶通濾波器網路 ；

圖 4 所示為一低通濾波器以及一複數 BPF 的頻率響應

；

圖 5 所示為一傳統濾波器調諧方法的一習知技術 ；

圖 6 所示為一複數帶通濾波器的一改良網路 ；

圖 7 所示為使用額外的虛 (dummy) 跨導單元 (Gm-cell) 的另一改良複數帶通濾波器 ；

圖 8 所示為一例示性的 4 位元開關電容陣列 ；

圖 9 所示為一差分跨導單元的一詳細示意圖 ；

圖 10A 所示為一理想積分器 ；

圖 10B 所示為一有損 (lossy) 積分器 ；

圖 10C 所示為一低通濾波器 ；

圖 11 所示為圖 10A、圖 10B、圖 10C 的頻率響應 ；

圖 12 所示為根據本發明一實施例的一調諧裝置方塊圖；

圖 13 所示為根據本發明的一實施例的一較佳調諧裝置；

圖 14 所示為用於圖 13 中的該限制器的一架構圖；

圖 15 所示為例示性的一可調諧濾波器，以說明了由濾波模式到調諧模式間的轉換；

圖 16 所示為根據本發明一實施例的一調諧控制時序圖；以及

圖 17 所示為為圖 12 所示或圖 13 所示的該調諧控制邏輯 1310 的一詳細圖示。

【主要元件符號說明】

302：低通濾波器（LPF）

304：低通濾波器（LPF）

306：跨導

500：裝置

502：主濾波器

504：調諧裝置

506：電壓控制振盪器

508：相位偵測器

510：迴路濾波器

800：開關電容陣列

802、804、806、808：開關

- 1202 : 調諧積分器
- 1204 : 比較器
- 1206、1208 : 包絡檢波器
- 1210 : 調諧控制邏輯
- 1300 : 調諧裝置
- 1302 : 調諧積分器
- 1306、1308 : 包絡檢波器
- 1304 : 比較器
- 1310 : 調諧控制邏輯
- 1312 : 限制器
- 1314 : 積分器 / 跨導 - 電容積分器 / LPF
- 1316 : 積分器 / 跨導 - 電容積分器 / LPF

五、中文發明摘要

發明之名稱：用於調諧帶通濾波器之裝置以及方法

一種可調諧帶通濾波器。該可調諧帶通濾波器包括一帶通濾波器以及耦合到該帶通濾波器的複數開關。該帶通濾波器包括複數跨導以及複數電容。該可調諧帶通濾波器可被配置為一複數帶通濾波器或者一調諧裝置，用於根據開關的操作對該複數頻寬濾波器的該中心頻率進行調諧。該調諧裝置包括至少一調諧積分器以及一比較器。該調諧積分器包括至少一跨導以及一電容。該跨導藉由該等開關從該等跨導中選擇，且該電容係藉由該等開關從該等電容中選擇。選出的該跨導以及該電容確定了該帶通濾波器的該中心頻率。

六、英文發明摘要

發明之名稱：

APPARATUS AND METHOD FOR TUNING A BAND PASS FILTER

A tunable band pass filter is provided. The tunable band pass filter includes a band pass filter and a plurality of switches coupled to the band pass filter. The band pass filter includes a plurality of transconductors and a plurality of capacitors. The tunable band pass filter can be configured as a complex band pass filter or as a tuning device for tuning the center frequency of the complex band pass filter depending on the operation of the plurality of switches. The tuning device includes at least one tuning integrator and a comparator. The tuning integrator includes at least one transconductor and a capacitor. The transconductor is selected via the plurality of switches from the plurality of transconductors and the capacitor is selected via the plurality of switches from said plurality of capacitors. The selected transconductor and the selected capacitor determine the center frequency of the band pass filter.

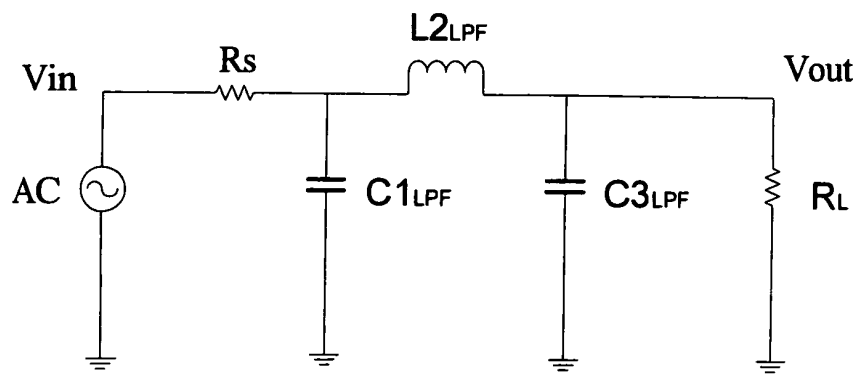


圖 1

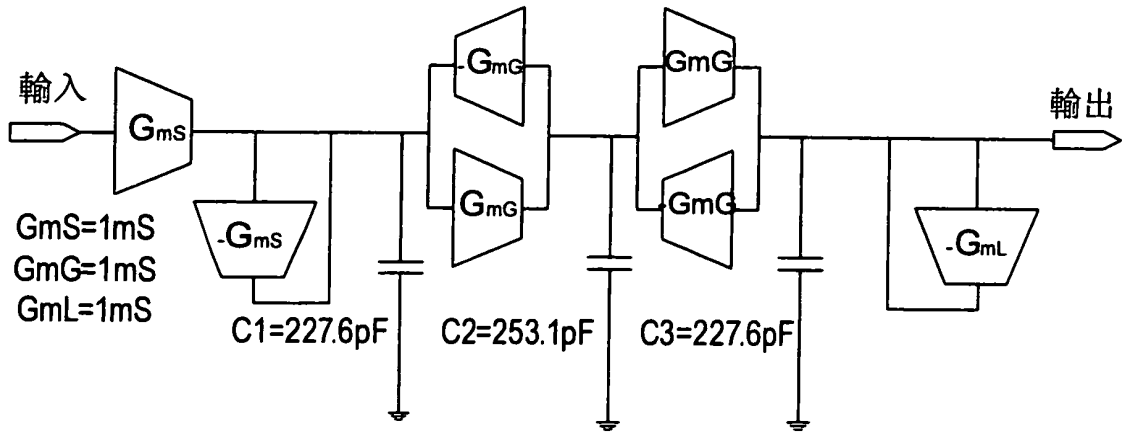


圖2

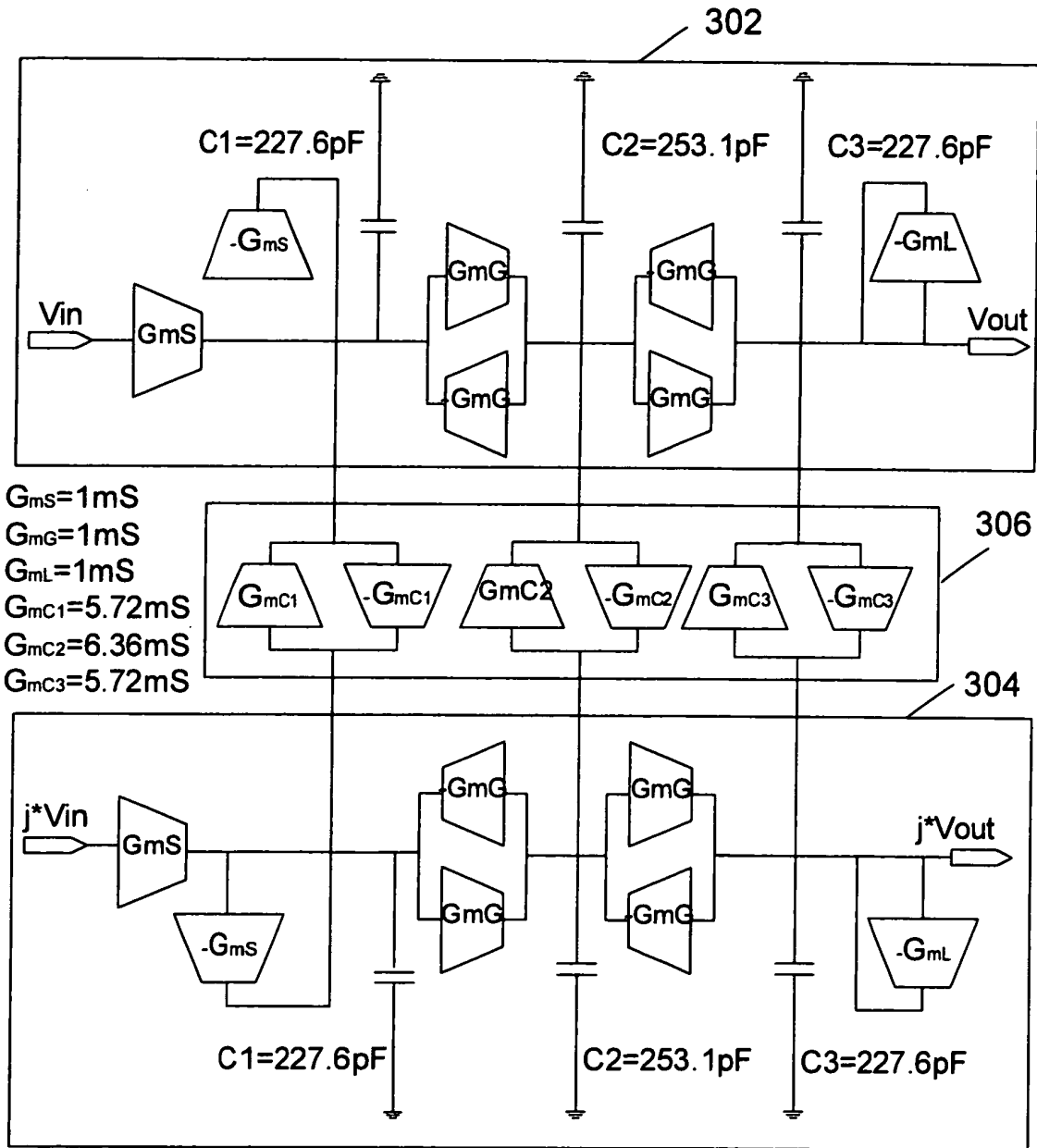


圖 3

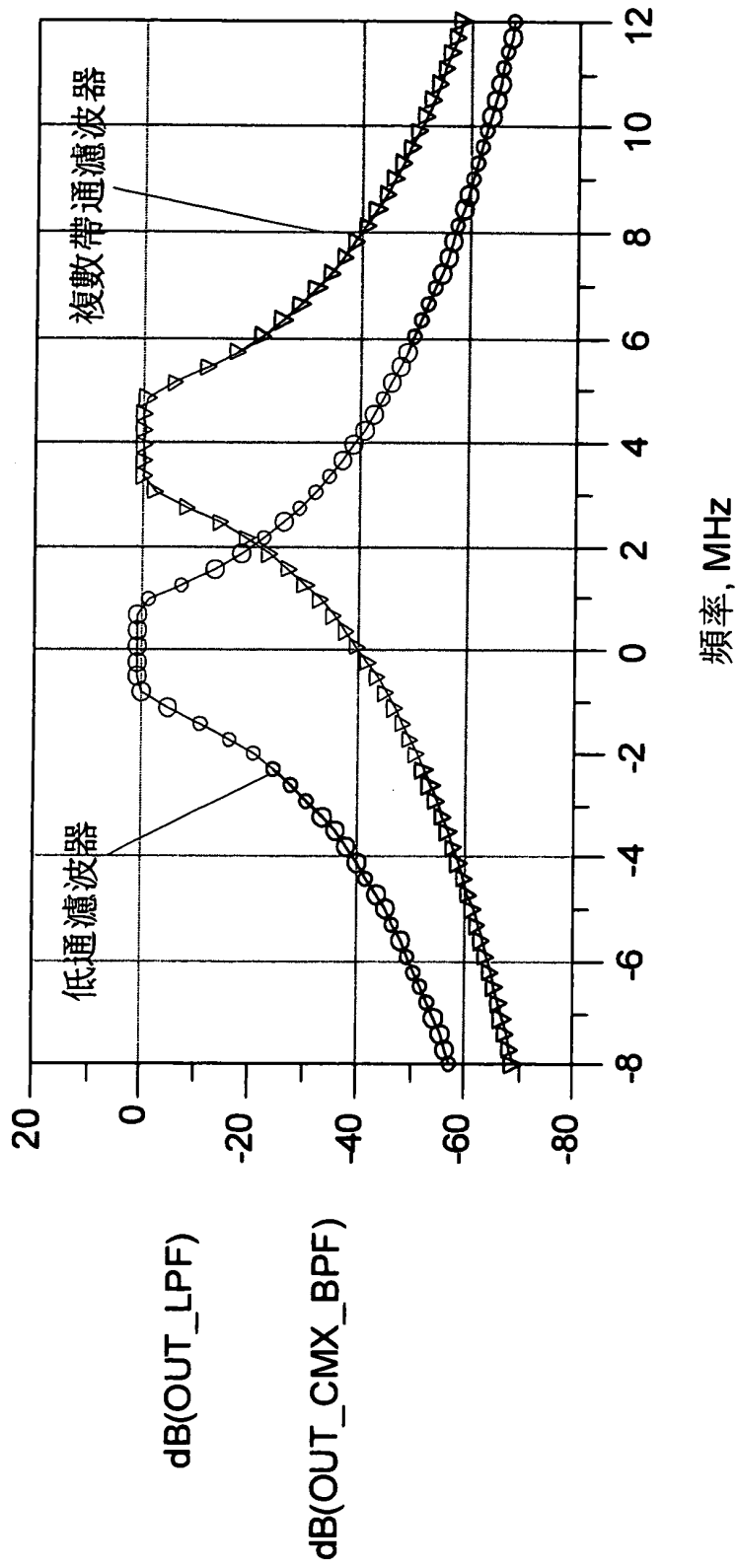


圖4

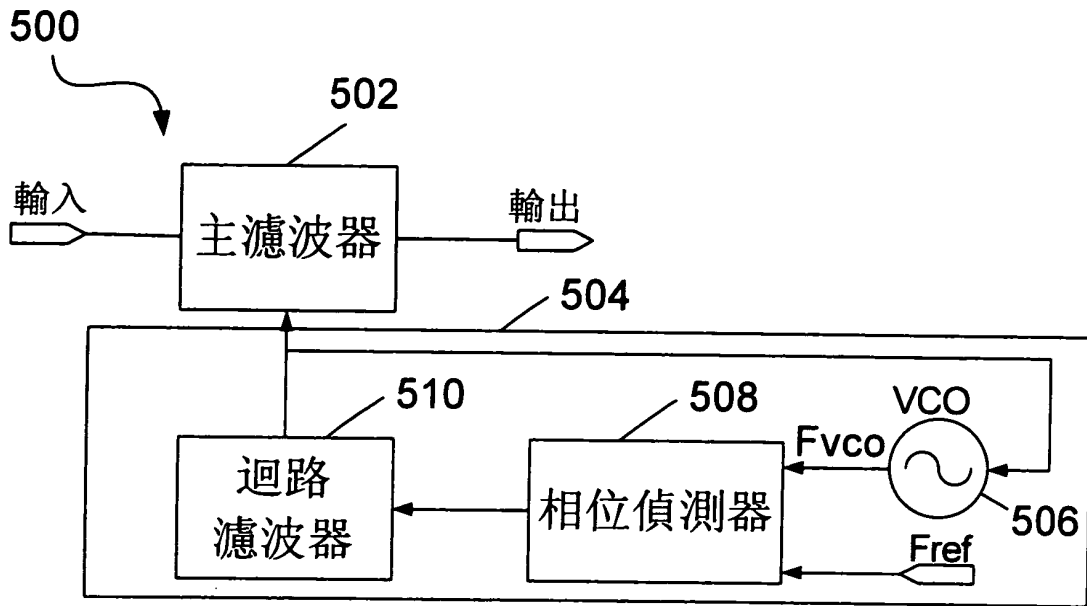


圖5 習知技術

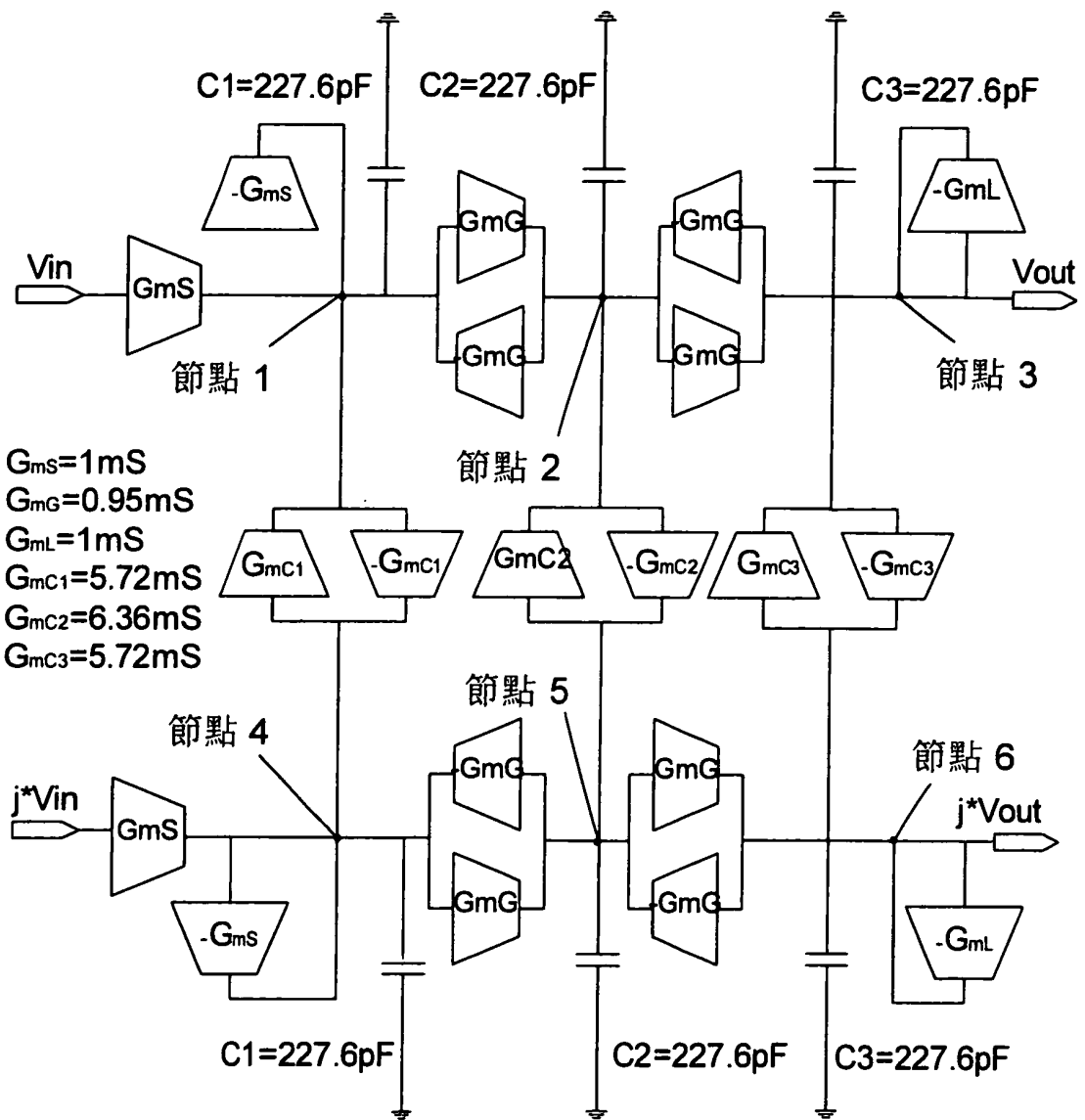


圖 6

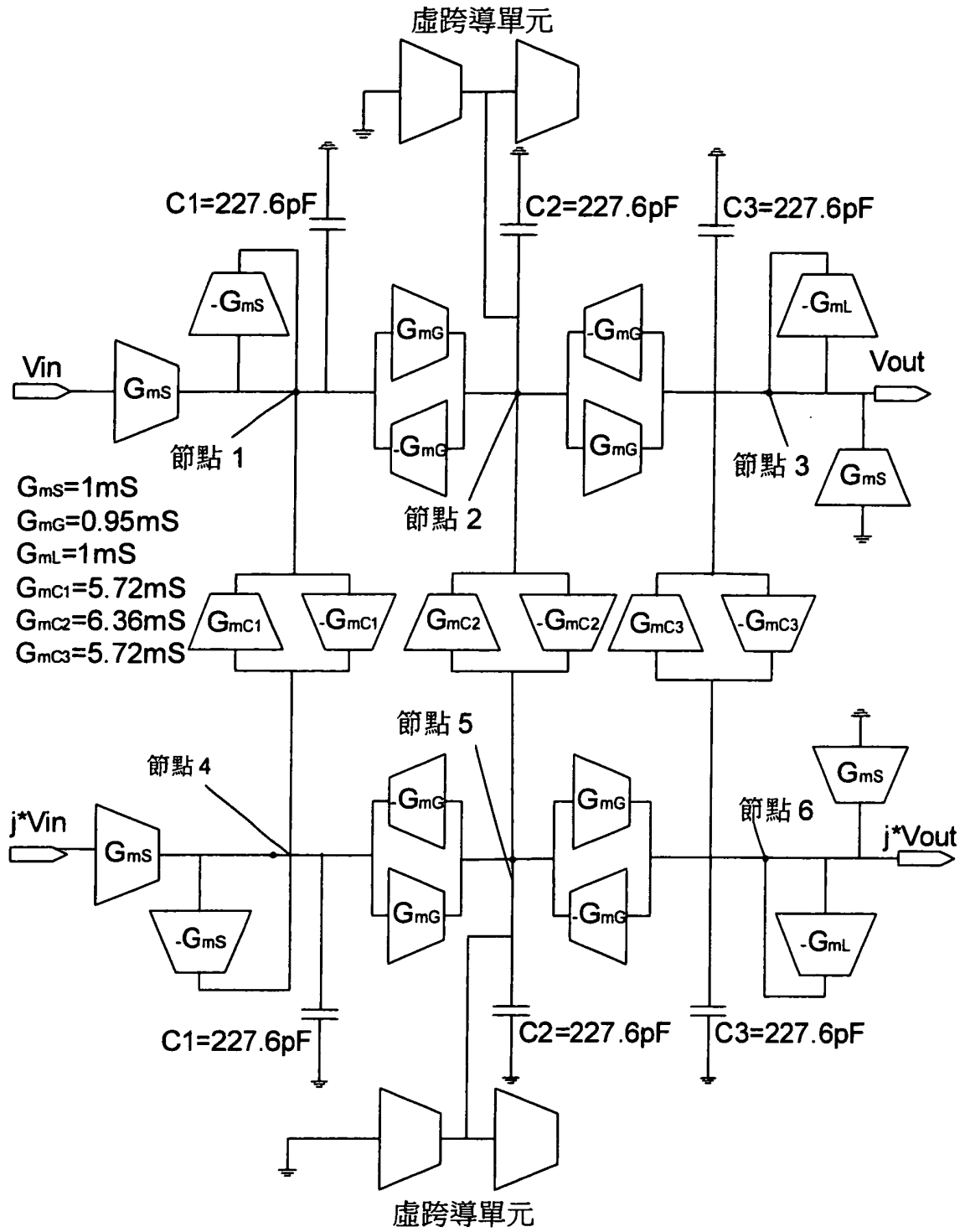


圖 7

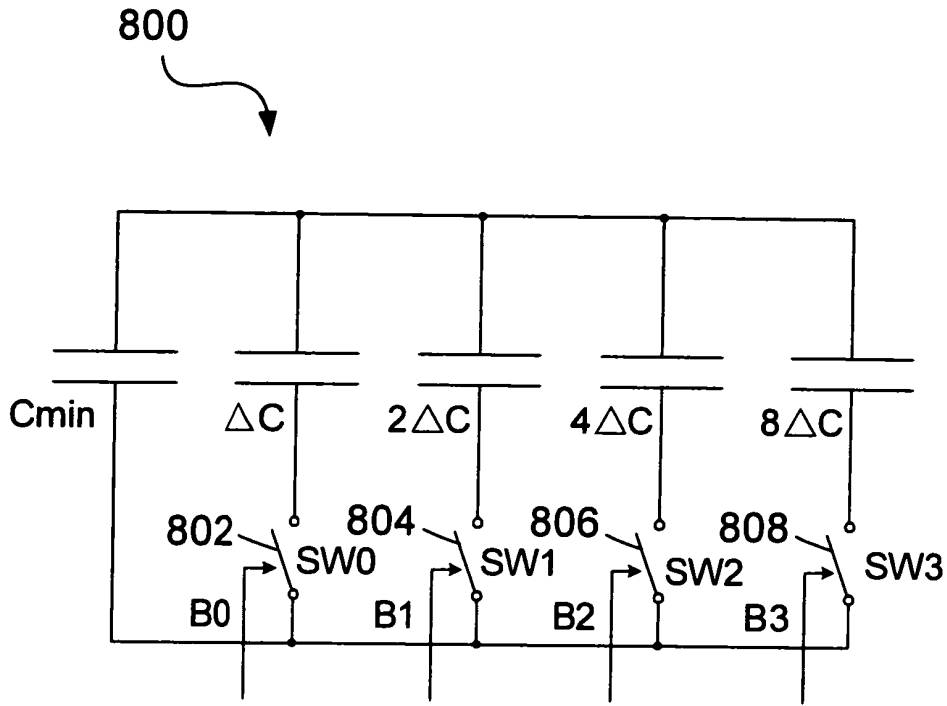


圖 8

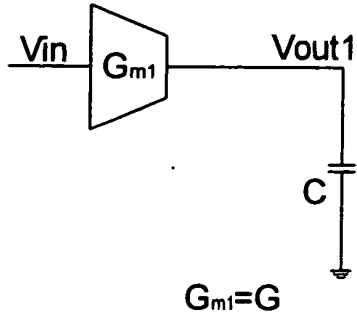


圖 10A

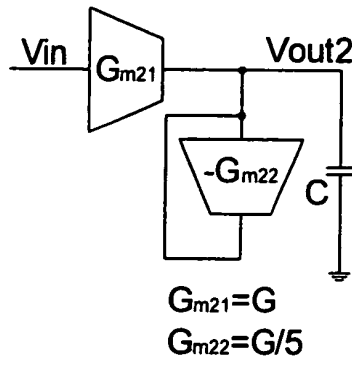


圖 10B

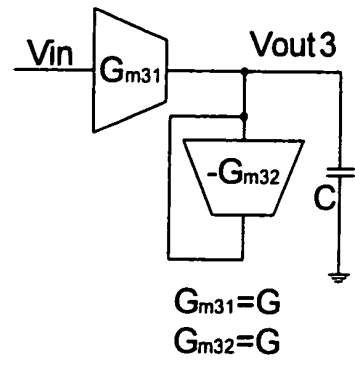


圖 10C

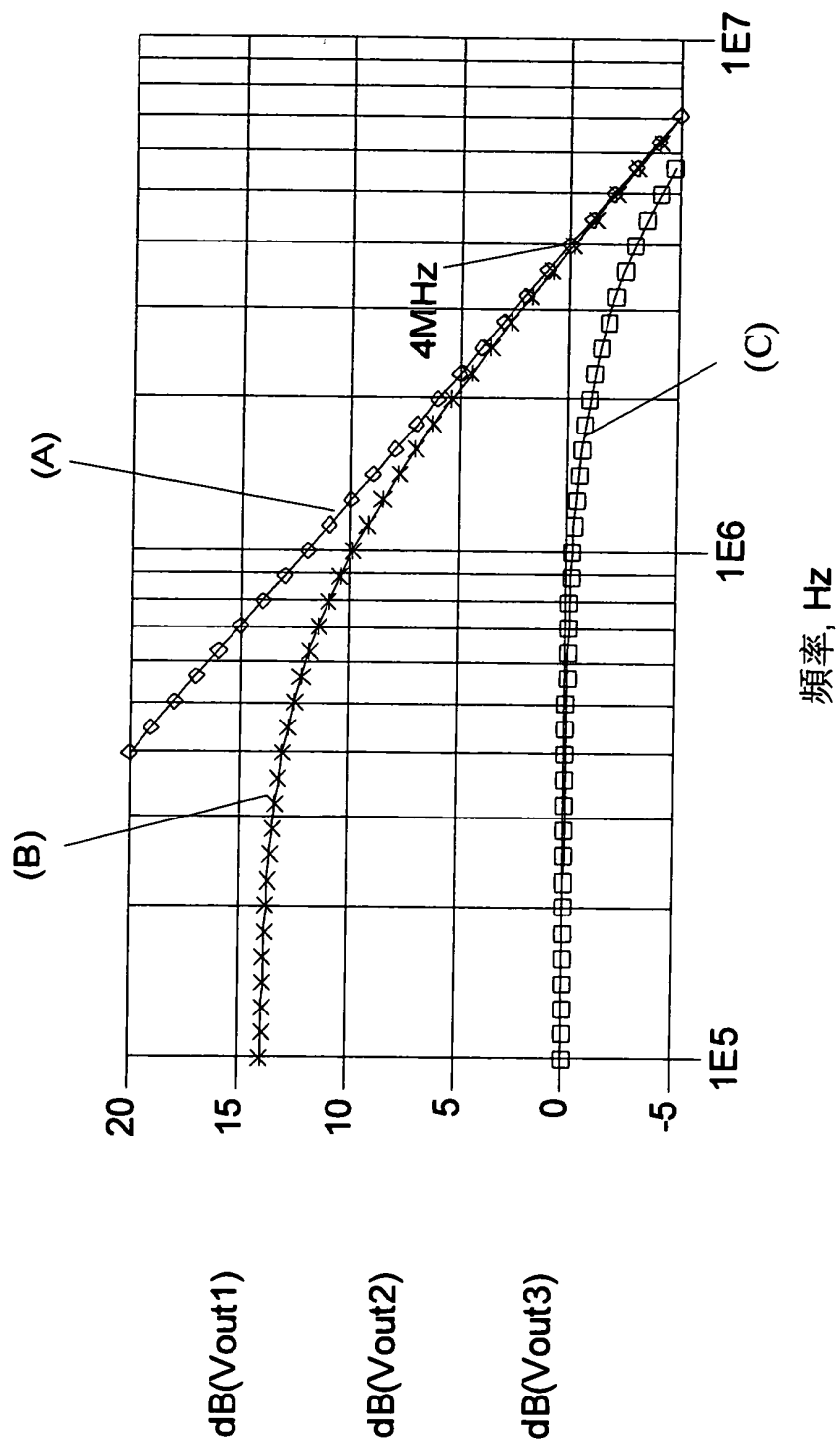


圖11

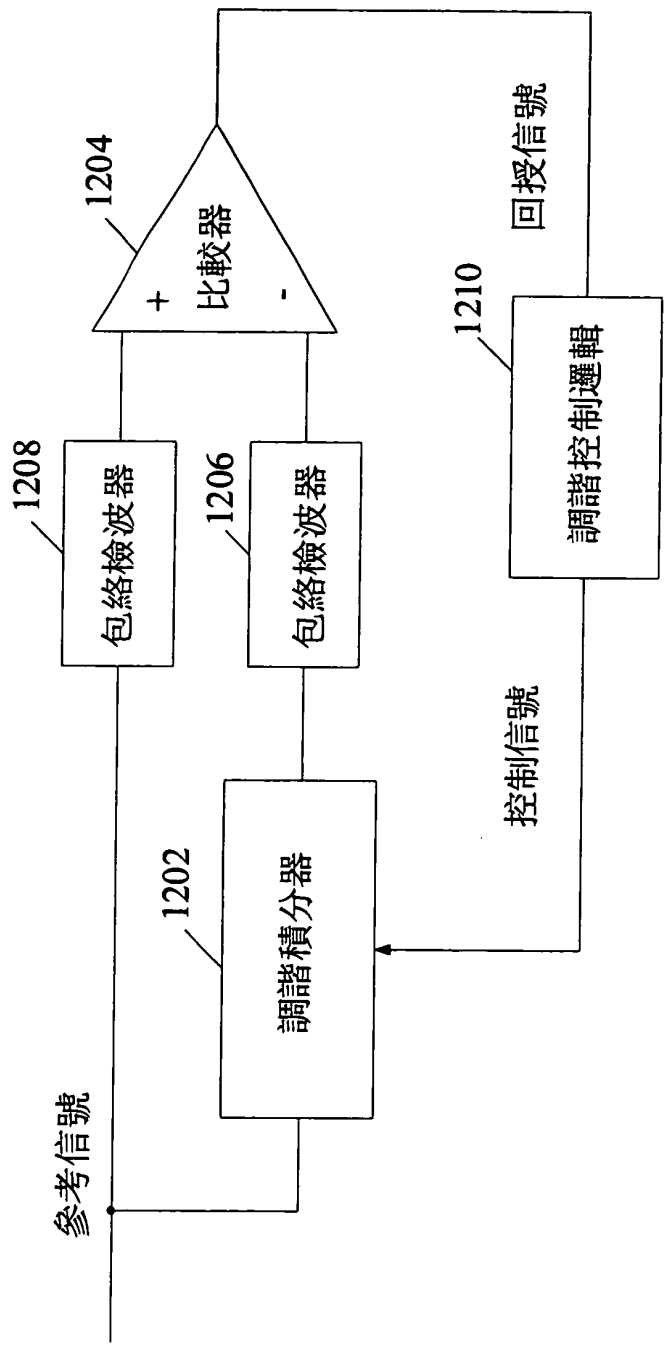


圖12

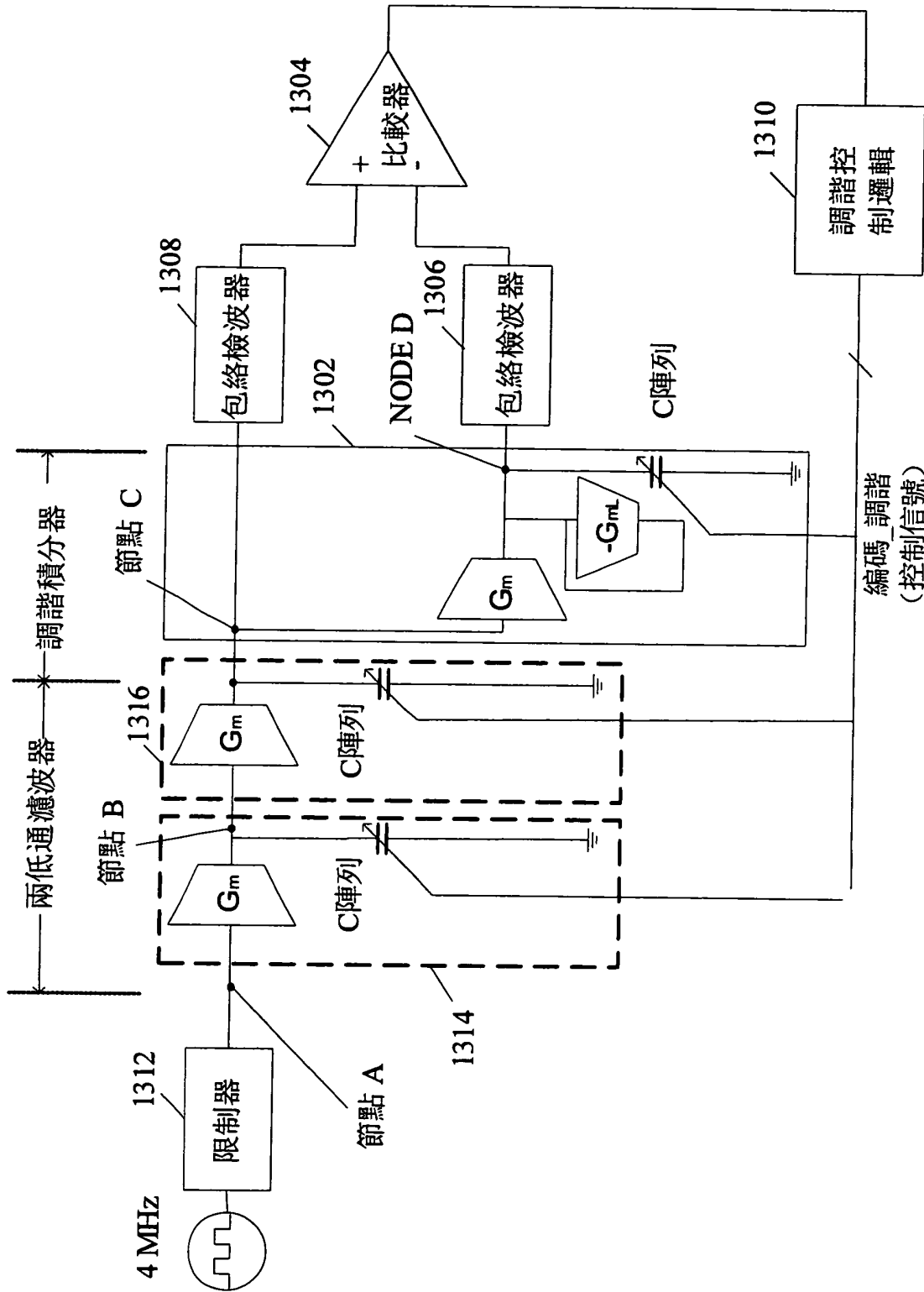


圖13

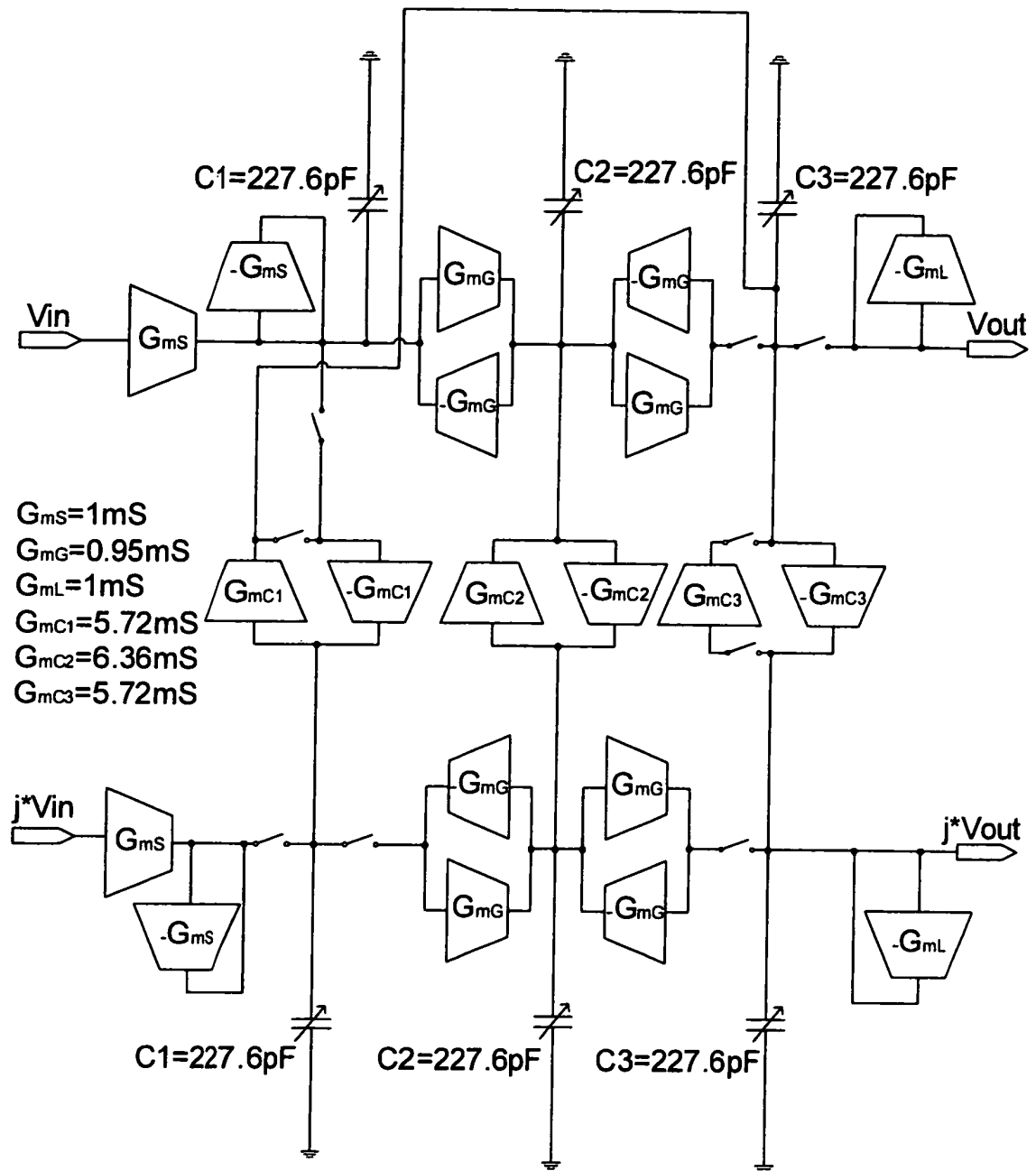


圖 15

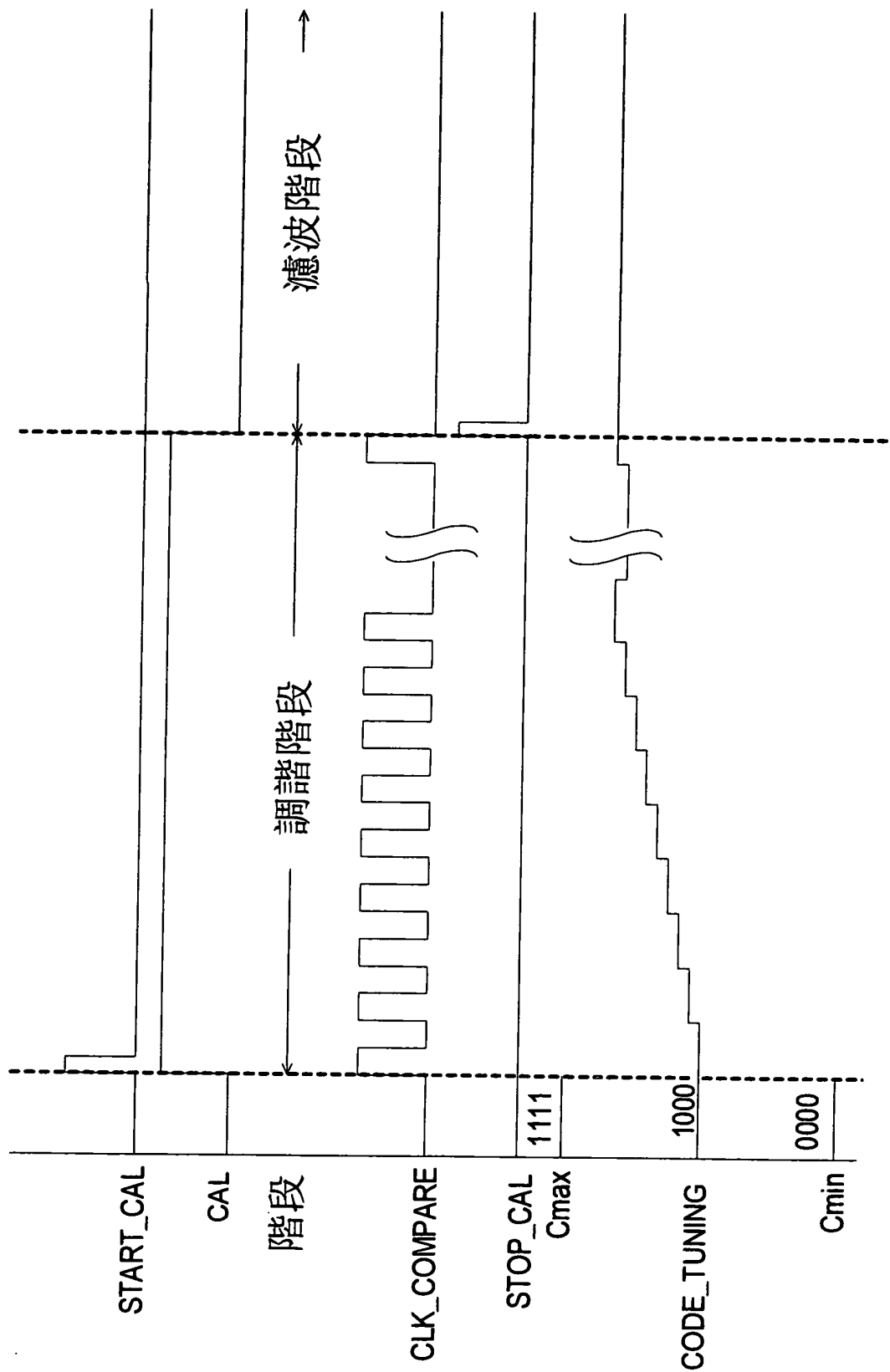


圖16

七、指定代表圖：

(一)、本案指定代表圖為：第(13)圖

(二)、本代表圖之元件符號簡單說明：

1300：調諧裝置

1302：調諧積分器

1304：比較器

1306、1308：包絡檢波器

1310：調諧控制邏輯

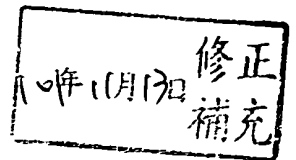
1312：限制器

1314：第一積分器

1316：第二積分器

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

(此處由本局於收
文時黏貼條碼)



發明專利說明書

(本申請書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：96143048

※申請日期：96年11月14日

※IPC分類：H03H 1/04 (2006.01)

一、發明名稱：

(中)可調諧濾波器、方法及其無線接收器

(英) TUNABLE FILTER, METHOD AND WIRELESS SIGNAL THEREOF

二、申請人：(共 1 人)

1. 姓名：(中) 邁實電子(上海)有限公司

(英) MAISHI ELECTRONIC (SHANGHAI) LTD.

代表人：(中) 1. 杜珣弢

(英) 1. STERLING SHYUNDII DU

地址：(中) 上海市張江高科技園區春曉路289號1402室

(英) ROOM 1402, NO. 289, CHUNXIAO ROAD, ZHANG JIANG
HI-TECH PARK, SHANGHAI CITY

國籍：(中英) 中國大陸/ P.R.CHINA

三、發明人：(共 3 人)

1. 姓名：(中) 陳斯德

(英) TAN, SEETECK

國籍：(中) 新加坡

(英) SINGAPORE

2. 姓名：(中) 褚蒙

(英) CHU, MENG

國籍：(中) 大陸地區

(英) CHINA

3. 姓名：(中) 陳曉哲

(英) CHEN, XIAOZHE

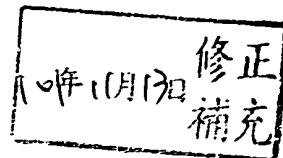
國籍：(中) 大陸地區

(英) CHINA

四、聲明事項：

◎本案申請前已向下列國家(地區)申請專利 主張國際優先權：

(此處由本局於收
文時黏貼條碼)



發明專利說明書

(本申請書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：96143048

※申請日期：96年11月14日

※IPC分類：H03H 1/04 (2006.01)

一、發明名稱：

(中)可調諧濾波器、方法及其無線接收器

(英) TUNABLE FILTER, METHOD AND WIRELESS SIGNAL THEREOF

二、申請人：(共 1 人)

1. 姓名：(中) 邁實電子(上海)有限公司

(英) MAISHI ELECTRONIC (SHANGHAI) LTD.

代表人：(中) 1. 杜珣弢

(英) 1. STERLING SHYUNDII DU

地址：(中) 上海市張江高科技園區春曉路289號1402室

(英) ROOM 1402, NO. 289, CHUNXIAO ROAD, ZHANG JIANG
HI-TECH PARK, SHANGHAI CITY

國籍：(中英) 中國大陸/ P.R.CHINA

三、發明人：(共 3 人)

1. 姓名：(中) 陳斯德

(英) TAN, SEETECK

國籍：(中) 新加坡

(英) SINGAPORE

2. 姓名：(中) 褚蒙

(英) CHU, MENG

國籍：(中) 大陸地區

(英) CHINA

3. 姓名：(中) 陳曉哲

(英) CHEN, XIAOZHE

國籍：(中) 大陸地區

(英) CHINA

四、聲明事項：

◎本案申請前已向下列國家(地區)申請專利 主張國際優先權：

十、申請專利範圍

1. 一種可調諧濾波器 (tunable filter)，包括：

一帶通濾波器，具有複數跨導以及耦合至該等跨導的複數電容，該帶通濾波器於一中心頻率上工作；

複數開關，於一預定配置架構中耦合該帶通濾波器，該等開關能夠操作於一第一狀態以及一第二狀態；

一控制邏輯，控制該複數開關；

一比較器，耦合至該控制邏輯；以及

一第一低通濾波器，過濾一參考信號，並將過濾後的該參考信號傳送給該帶通濾波器；以及

當該等開關處於該第一狀態時，將該可調諧濾波器配置為該帶通濾波器，當該等開關處於該第二狀態時，將該可調諧濾波器配置為一調諧裝置，將該中心頻率調諧至一預定中心頻率，該控制邏輯選擇該等跨導中的至少一跨導以及由該等電容中所選擇的一電容以形成一調諧積分器，該至少一跨導以及該電容確定該帶通濾波器的該中心頻率，由該等跨導中選擇的一跨導以及由該等電容中選擇的一電容以形成該第一低通濾波器。

2. 如申請專利範圍第 1 項所述的可調諧濾波器，其中該調諧積分器基於該參考信號於一輸出端產生一輸出信號，該參考信號具有一振幅，該輸出信號具有一振幅，該參考信號與該帶通濾波器的該預定中心頻率相關。

3. 如申請專利範圍第 2 項所述的可調諧濾波器，其中當該帶通濾波器的該中心頻率等於該預定中心頻率時，

該調諧積分器的該輸出信號的該振幅等於該參考信號的該振幅。

4. 如申請專利範圍第 3 項所述的可調諧濾波器，其中該比較器比較該參考信號的該振幅以及該輸出信號的該振幅，並產生一回授信號，該帶通濾波器的該中心頻率係根據該回授信號進行調諧。

5. 如申請專利範圍第 3 項所述的可調諧濾波器，其中該調諧積分器更包括當該等開關處於該第二狀態時由該帶通濾波器的該等跨導中被該控制邏輯所選擇的一第二跨導，該至少一跨導、該第二跨導以及該電容耦合至該輸出端。

6. 如申請專利範圍第 5 項所述的可調諧濾波器，其中該第二跨導的數值不同於該至少一跨導的數值。

7. 如申請專利範圍第 4 項所述的可調諧濾波器，其中該控制邏輯耦合至該帶通濾波器，該控制邏輯接收表示該可調諧濾波器一操作模式的一模式控制信號，其中當該模式控制信號係指示一濾波模式時，該控制邏輯設置該等開關於該第一狀態，當該模式控制信號係指示一調諧模式時，該控制邏輯設置該等開關於該第二狀態。

8. 如申請專利範圍第 7 項所述的可調諧濾波器，其中該等電容係可調諧的，該控制邏輯能夠根據該回授信號藉由調節該等電容而將該中心頻率調諧至該預定中心頻率。

9. 如申請專利範圍第 7 項所述的可調諧濾波器，其

中該等跨導係可調諧的，該控制邏輯能夠根據該回授信號藉由調節該等跨導而將該中心頻率調諧至該預定中心頻率。

10. 如申請專利範圍第 7 項所述的可調諧濾波器，其中該等跨導以及該等電容係可調諧的，該控制邏輯能夠根據該回授信號藉由調節該等跨導以及該等電容而將該中心頻率調諧至該預定中心頻率。

11. 如申請專利範圍第 4 項所述的可調諧濾波器，其中該調諧裝置更包括：

一第二低通濾波器，與該第一低通濾波器以及該調諧積分器串聯耦接，該控制邏輯選擇該等跨導中的一跨導以及選擇該等電容中的一電容以形成該第二低通濾波器，該第二低通濾波器能夠將過濾後的該參考信號過濾，且產生一正弦（sinusoidal）信號，並將該正弦信號傳送給該調諧積分器。

12. 如申請專利範圍第 1 項所述的可調諧濾波器，其中該帶通濾波器係為一複數帶通濾波器。

13. 一種無線接收器，接收一無線信號，包括：

一混頻器，轉移（shift）該無線信號至一較低頻率信號；以及

一可調諧濾波器，耦接至該混頻器，調節該較低頻率信號至一預定中心頻率，該可調諧濾波器包括：

一帶通濾波器，具有複數跨導以及耦合至該等跨導的複數電容，該帶通濾波器於一中心頻率上操作；

複數開關，耦合至該帶通濾波器，該等開關能夠操作於一第一狀態以及一第二狀態；

一控制邏輯，控制該複數開關；

一比較器，耦合至該帶通濾波器以及該控制邏輯；

以及

一第一低通濾波器，過濾一參考信號，並將過濾後的該參考信號傳送給該帶通濾波器；以及

當該等開關處於該第一狀態時，該可調諧濾波器被配置為該帶通濾波器，當該等開關處於該第二狀態時，該可調諧濾波器被配置為一調諧裝置，將該中心頻率調諧至該預定中心頻率，該控制邏輯選擇該等跨導中的至少一跨導以及選擇該等電容中的一電容以形成一調諧積分器，該至少一跨導以及該電容確定該帶通濾波器的該中心頻率，該控制邏輯選擇該等跨導中的一跨導以及選擇該等電容中的一電容以形成該第一低通濾波器。

14. 如申請專利範圍第 13 項所述的無線接收器，其中該調諧積分器基於該參考信號於一輸出端產生一輸出信號，該參考信號具有一振幅，該輸出信號具有一振幅，該參考信號與該帶通濾波器的該預定中心頻率相關。

15. 如申請專利範圍第 14 項所述的無線接收器，其中當該帶通濾波器的該中心頻率等於該預定中心頻率時，該調諧積分器的該輸出信號的該振幅等於該參考信號的該振幅。

16. 如申請專利範圍第 15 項所述的無線接收器，其

中該比較器比較該參考信號的該振幅以及該輸出信號的該振幅，並產生一回授信號，該帶通濾波器的該中心頻率係根據該回授信號進行調諧。

17. 如申請專利範圍第 15 項所述的無線接收器，其中該調諧積分器更包括當該等開關處於該第二狀態時由該帶通濾波器選擇該等跨導中的一第二跨導，該至少一跨導、該第二跨導以及該電容耦合至該輸出端。

18. 如申請專利範圍第 17 項所述的無線接收器，其中該第二跨導的數值不同於該至少一跨導的數值。

19. 如申請專利範圍第 16 項所述的無線接收器，其中該控制邏輯耦合至該帶通濾波器，該控制邏輯接收指示該可調諧濾波器的一工作模式的一模式控制信號，其中當該模式控制信號指示一濾波模式時，該控制邏輯設置該等開關於該第一狀態，當該模式控制信號指示一調諧模式時，該控制邏輯設置該等開關於該第二狀態。

20. 如申請專利範圍第 17 項所述的無線接收器，其中該等電容係可調諧的，該控制邏輯能夠根據該回授信號藉由調節該等電容而將該中心頻率調諧至該預定中心頻率。

21. 如申請專利範圍第 17 項所述的無線接收器，其中該等跨導係可調諧的，該控制邏輯能夠根據該回授信號藉由調節該等跨導調諧該中心頻率至該預定中心頻率。

22. 如申請專利範圍第 17 項所述的無線接收器，其中該等跨導以及該等電容係可調諧的，該控制邏輯能夠根

據該回授信號藉由調節該等跨導以及該等電容調諧該中心頻率至該預定中心頻率。

23. 如申請專利範圍第 16 項所述的無線接收器，其中該調諧裝置更包括：

一第二低通濾波器，與該第一低通濾波器以及該調諧積分器串聯耦接，該控制邏輯選擇該等跨導中的一跨導以及選擇該等電容中的一電容以形成該第二低通濾波器，該第二低通濾波器能夠將過濾後的該參考信號過濾，且產生一類正弦（sinusoidal-like）信號，並將該正弦信號傳送至該調諧積分器。

24. 如申請專利範圍第 13 項所述的無線接收器，該帶通濾波器係為一複數帶通濾波器。

25. 一種可調諧帶通濾波器的方法，該帶通濾波器具有一複數跨導以及複數電容，包括：

藉由一低通濾波器過濾一參考信號；

傳送過濾後的該參考信號給一調諧積分器；

透過一控制邏輯提供一模式選擇信號至該可調諧帶通濾波器；

當該模式選擇信號代表（present）一濾波模式時，配置該可調諧帶通濾波器以操作為一帶通濾波器；以及

當該模式選擇信號代表一調諧模式時，配置該可調諧帶通濾波器以操作為一調諧裝置，以調諧該可調諧帶通濾波器的一中心頻率，

當該可調諧帶通濾波器處於該調諧模式時，在該控制邏輯的控制下，選擇該等跨導中的一跨導以及該等電容中的一電容以建立該低通濾波器調諧，

當該可調諧帶通濾波器處於該調諧模式時，在該控制邏輯的控制下，選擇該等跨導中的至少一跨導以及該等電容中的一電容以建立該可調諧帶通濾波器。

26. 如申請專利範圍第 25 項所述的方法，其中該至少一跨導以及該電容確定該可調諧帶通濾波器的該中心頻率。

27. 如申請專利範圍第 26 項所述的方法，更包括：
提供表示一預定中心頻率的一參考信號至該調諧積分器；

於該調諧積分器產生一輸出信號；以及

當該中心頻率等於該預定中心頻率時，提供具有一增益的該調諧積分器的一輸出—輸入關係（output-input relationship），該輸出信號的振幅等於該參考信號的振幅。

28. 如申請專利範圍第 27 項所述的方法，更包括：
比較該調諧積分器的該輸出信號以及該參考信號；以及

提供表示該參考信號以及該輸出信號間差值的一回授信號至該可調諧帶通濾波器。

29. 如申請專利範圍第 28 項所述的方法，更包括：

根據該回授信號藉由調節該等電容，將該中心頻率調諧至該預定中心頻率。

30. 如申請專利範圍第 28 項所述的方法，更包括：

根據該回授信號，藉由調節該等跨導，將該中心頻率調諧至該預定中心頻率。

31. 如申請專利範圍第 28 項所述的方法，更包括：

根據該回授信號，藉由調節該等跨導以及該等電容，將該中心頻率調諧至該預定中心頻率。