201012074

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：97135332

※ 申請日期：97.09.15　※IPC 分類：H03L 7/18 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

具自我校正迴路穩定性與頻寬之頻率合成系統

二、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

凌陽科技股份有限公司

代表人：(中文/英文) 黃洲杰

住居所或營業所地址：(中文/英文)

新竹科學工業園區創新一路 19 號

國　籍：(中文/英文) 中華民國

三、發明人：(共 2 人)

姓　名：(中文/英文)

1. 陳俊亮
2. 徐慧君

國　籍：(中文/英文) 1.2.中華民國

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：

□ 無主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

□ 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】

本發明係關於鎖相迴路之技術領域，尤指一種具自我校正迴路穩定性與頻寬之頻率合成系統。

【先前技術】

於無線接收系統中，設計一可提供電視接收器、WiMax接收器等廣泛適應性頻率合成器是一種艱鉅的挑戰。對頻率合成器的每一輸出頻率，頻率合成器的參數(例如：輸入訊號的頻率、乘法因數等)必須精確調整以使相位雜訊(phase noise)減至最小並維持頻率合成器的穩定。

於頻率合成器中，迴路頻寬(loop bandwidth)係描述頻率合成器的反應速率，迴路頻寬較佳為參考頻率的1/20。阻尼因子(damping factor)係描述頻率合成器的穩定性，阻尼因子較佳接近1。前述系統參數係相關於特定電路參數，例如：電荷泵(Charge pump)電流、及濾波器的電阻，因此迴路頻寬及阻尼因子會因輸入/輸出頻率、乘法因數而改變。

由於多樣性的輸出頻率及乘法因數，可針對不同的應用而設計不同的鎖相迴路，此種方法不僅增加管理上的麻煩，亦需對不同的鎖相迴路進行設計及測試而增加開發成本。另一解決方法係於同一鎖相迴路使用複雜的電路及演算法以因應多樣性的輸出頻率及乘法因數，亦

即設計一單一鎖相迴路可應用於不同的積體電路中。於此種設計中，迴路頻寬及阻尼因子需能自動調整以因應不同應用中的多樣性的輸入頻率、輸出頻率及乘法因數。

適應性的鎖相迴路可調整其參數以因應不同的輸出頻率及乘法因數。適應性的鎖相迴路可達到一固定的頻寬至參考頻率比(bandwidth to-reference frequency ratio)及一固定的阻尼因子，且與製程、使用電壓、及溫度無關。此特性可讓頻寬為參考頻率的一設計的分數，藉由調整此分數以降低電壓控制振盪器(Voltage Controllable Oscillator, VCO)的相位雜訊，而達到對鎖相迴路輸出相位雜訊的最佳化。

圖1係一習知鎖相迴路100的方塊圖，其包含一相位檢測器(Phase Detector)110、一電荷泵(Charge Pump)120、一濾波器130、一電壓控制振盪器(VCO)140、及一除頻裝置150。當鎖相迴路100鎖定時，該鎖相迴路100所產生訊號CK_{OUT}的頻率為參考訊號CK_{REF}的頻率之N倍。

圖2係一習知鎖相迴路100相位域(Phase Domain)的方塊圖。其中，於相位域時，該相位檢測器110、電荷泵120及濾波器130可等效為$K_d \bullet K_F \bullet F(S)$，該電壓控制振盪器(VCO)140可等效為$\frac{K_{VCO}}{s}$。$\Phi_O$為輸出訊號$CK_{OUT}$的相位，$\Phi_I$為參考訊號$CK_{REF}$的相位。故轉移函數(Transfer Function)$\frac{\Phi_O}{\Phi_I}$可以表示如下：

$$\Delta\Phi \rightarrow \Delta I_{CH} \rightarrow \Delta V_{\phi} \rightarrow \Delta f \rightarrow \Delta\Phi$$

$$\Phi_O = \underbrace{\left(\Phi_I - \frac{\Phi_O}{N}\right)}_{\Delta\Phi} \bullet I_{CH} \bullet \underbrace{\left(R + \frac{1}{sC}\right)}_{F(S)} \bullet K_{VCO} \bullet \frac{1}{s}$$

$$\Rightarrow \Phi_O\left(1 + \frac{I_{CH}}{N} \bullet \frac{F(S)}{s} \bullet K_{VCO}\right) = \Phi_I \bullet I_{CH} \bullet \frac{F(S)}{s} \bullet K_{VCO}$$

$$\Rightarrow \frac{\Phi_O}{\Phi_I} = \frac{I_{CH} \bullet \frac{F(S)}{s} \bullet K_{VCO}}{1 + \frac{I_{CH}}{N} \bullet \frac{F(S)}{s} \bullet K_{VCO}} = \frac{I_{CH} \bullet \frac{1+sRC}{s^2 \bullet C} \bullet K_{VCO}}{1 + \frac{I_{CH}}{N} \bullet \frac{1+sRC}{s^2 \bullet C} \bullet K_{VCO}}$$

$$= \frac{I_{CH} \bullet (1+sRC) \bullet K_{VCO}}{s^2C + \frac{I_{CH}}{N} \bullet K_{VCO} + s \bullet \frac{I_{CH}}{N} \bullet RC \bullet K_{VCO}} = \frac{I_{CH} \bullet K_{VCO} + I_{CH} \bullet sRC \bullet K_{VCO}}{s^2C + \frac{I_{CH}}{N} \bullet K_{VCO} + \frac{I_{CH}}{N} \bullet sRC \bullet K_{VCO}}$$

$$= N \bullet \frac{1+sRC}{1+sRC+s^2 \bullet NC/(I_{CH} \bullet K_{VCO})} = N\frac{1+2\bullet\varsigma\bullet(s/\omega_n)}{1+2\bullet\varsigma\bullet(s/\omega_n)+(s/\omega_n)^2}, \quad (1)$$

其中，ω_n及ς可以表示如下：

$$\omega_n = \sqrt{\frac{I_{CH} \bullet K_{VCO}}{N \bullet C}}$$

$$\varsigma = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{N} I_{CH} \bullet K_{VCO} R^2 \bullet C}\text{。} \quad (2)$$

ω_n為迴路頻寬(loop bandwidth)，ς為阻尼因子。一般應用會使I_{CH}正比於N值，如此減少受N值變化的影響，但是通常產品的要求需$\frac{\omega_n}{\omega_{REF}}$及阻尼因子$\varsigma$為定值。由公式(2)可知，$\frac{\omega_n}{\omega_{REF}}$並非常數，且迴路頻寬$\omega_n$及阻尼因子$\varsigma$為鎖相迴路100電路參數的函數。然而在不同的應用中，迴路頻寬

$\frac{\omega_n}{\omega_{REF}}$及阻尼因子$\varsigma$需為固定值。由此可知，習知頻率合成系統仍有諸多缺失而有予以改善之必要。

【發明內容】

本發明之目的係在提供一種具自我校正迴路穩定性與頻寬之頻率合成系統，使得該頻率合成系統的一阻尼因子及一頻寬至參考頻率比$\frac{\omega_n}{\omega_{REF}}$與一可程式除頻裝置的除頻值無關。

本發明之另一目的係在提供一種具自我校正迴路穩定性與頻寬之頻率合成系統，其可接收不同的輸入參考頻率而使阻尼因子及頻寬至參考頻率比$\frac{\omega_n}{\omega_{REF}}$是一設計的定值，以達到反應速度的最佳化及穩定度。

本發明之再一目的係在提供一種具自我校正迴路穩定性與頻寬之頻率合成系統，俾補償一可控式振盪器選擇輸出該輸出訊號且該輸出訊號是一寬頻帶的分佈時，會使得該阻尼因子及該頻寬至參考頻率比劇烈變動，因而藉由此補償技術，而使該阻尼因子ς及該頻寬至參考頻率比$\frac{\omega_n}{\omega_{REF}}$在寬頻頻率合成系統中的不同子頻帶中會有最佳化的系統反應速率及穩定度。

本發明之又一目的係在提供一種具自我校正迴路穩定性與頻寬之頻率合成系統，以讓一濾波器能以離散時

間迴路濾波器(discrete time loop filter)實現，其優點在容易以小晶片面積實現因而容易於積體電路中實施。

依據本發明之一特色，本發明係提出一種具自我校正迴路穩定性與頻寬之頻率合成系統，用以依據一輸入訊號產生一輸出訊號，其包含一檢測器、一電荷泵(Charge Pump)、一濾波器、一可控式振盪器(Controllable Oscillator)、及一可程式除頻裝置。該檢測器用以依據該輸入訊號與一反饋訊號之邏輯位準值差異，產生一檢測訊號。該電荷泵耦合於該檢測器，用以依據該檢測訊號，產生一控制訊號。該濾波器耦合於該電荷泵，用以依據該控制訊號產生一調整訊號。該可控式振盪器耦合於該濾波器，用以依據該調整訊號產生該輸出訊號。該可程式除頻裝置耦合於該可控式振盪器，用以依據該輸出訊號產生該反饋訊號。其中該濾波器為離散時間迴路濾波器(Discrete Time Loop Filter)。

【實施方式】

請參見圖3，其係本發明具自我校正迴路穩定性與頻寬之頻率合成系統300的方塊圖。該具自我校正迴路穩定性與頻寬之頻率合成系統300用以依據一輸入訊號產生一輸出訊號。其包含一檢測器310、一電荷泵(Charge Pump)320、一濾波器330、一可控式振盪器(Controllable Oscillator)340、一可程式除頻裝置350、一電流鏡電路360、及一補償電路370。

該檢測器 310 用以依據該輸入訊號 CK_{REF} 與一反饋訊

號 CK_{FB} 之邏輯位準值差異，產生一檢測訊號。該檢測器310依據該輸入訊號 CK_{REF} 與該反饋訊號 CK_{FB} 兩者間相位領先或落後的關係，以調整該檢測訊號。該檢測訊號包含一頻率提升訊號(UP 訊號)及一頻率降低訊號(DN 訊號)。

當該輸入訊號 CK_{REF} 的相位落後於反饋訊號 CK_{FB} 的相位時，該檢測器 310 輸出一頻率提升訊號(UP 訊號)以啟動該電荷泵 320 對一電容(圖未示)充電，電容的電壓值因充電而上升，而當電容的電壓值上升後，可控式振盪器 340 之輸出訊號 CK_{OUT} 的頻率 f_{VCO} 亦上升，以便補償該輸入訊號 CK_{REF} 落後的相位。而當該輸入訊號 CK_{REF} 的相位超前反饋訊號 CK_{FB} 的相位時，該檢測器 310 輸出一頻率降低訊號(DN 訊號)以啟動該電荷泵 320 對該電容放電，電容的電壓值因放電而下降，當電容的電壓值下降後，可控式振盪器 340 之輸出訊號 CK_{OUT} 的頻率 f_{VCO} 亦下降，將該輸入訊號 CK_{REF} 超前的相位往後拉，以便和反饋訊號 CK_{FB} 的相位同相。

該電荷泵(Charge pump)320 耦合於該檢測器，用以依據該檢測訊號，產生一控制訊號。

該濾波器330耦合於該電荷泵320，用以依據該控制訊號產生一調整訊號。其中該濾波器330為離散時間迴路濾波器(discrete time loop filter)，且該離散時間迴路濾波器係為一低通濾波器。該低通濾波器係將該控制訊號中的高頻成分濾除，以產生該調整訊號。

圖4係本發明低通濾波器的電路圖，該低通濾波器包含一第一電容C1、一第二電容C2、一第一開關裝置SW1、一運算放大器OP、一第一NMOS電晶體N1、一第二NMOS電晶體N2、一第一PMOS電晶體P1及一第二PMOS電晶體P2。其中，相對於圖1中所示一個固定阻值的電阻與一定電容串聯，圖4所示的該第二電容C2、該第一開關裝置SW1、該運算放大器OP、該第一NMOS電晶體N1、該第二NMOS電晶體N2、該第一PMOS電晶體P1及該第二PMOS電晶體P2構成一等效電阻，在此稱為$1/g_m$電阻，其阻值與輸出訊號CK_{OUT}的週期T_{VCO}成正比。

如圖 4 所示，該第二電容 C2 的一端經由一端點 FS1 連接至該電荷泵 320、該第一開關裝置 SW1 的一端及該運算放大器 OP 的一反相輸入端，該第二電容 C2 的另一端連接至一低電位。該第一開關裝置 SW1 的另一端連接至該第一電容 C1 的一端，該第一電容 C1 的另一端連接至該低電位。該運算放大器 OP 的一輸出入端連接至該第一 PMOS 電晶體 P1 的閘極(Gate)，該第一 PMOS 電晶體 P1 的源極(Source)連接至一高電位 VCC，其汲極(Drain)連接至該第二 PMOS 電晶體 P2 的源極。該第二 PMOS 電晶體 P2 的閘極連接至該低電位，該第二 PMOS 電晶體 P2 的汲極連接至該運算放大器 OP 的一非反相輸入端、該第一 NMOS 電晶體 N1 的閘極及汲極、該第二 NMOS 電晶體 N2 的閘極及汲極，該第一及第二 NMOS 電晶體 N1、N2 的源極連接至該低電位。其中，該端點 FF 係連

接至下一級。亦即調整訊號係由端點 FF 輸出至該該可控式振盪器 340。

該可控式振盪器(Controllable Oscillator)340 耦合於該濾波器 330，用以依據該調整訊號產生該輸出訊號 CK_{OUT}。圖 6 係本發明可控式振盪器 340 的電路圖。如圖 6 所示，該可控式振盪器 340 包含有一電感電容槽(LC tank)341、一第一可變電容 VC1、一第二可變電容 VC2、一第一固定電容 FC1、一第二固定電容 FC2、一第三 NMOS 電晶體 N3、一第四 NMOS 電晶體 N4、一第三 PMOS 電晶體 P3 及一第四 PMOS 電晶體 P4。該電感電容槽(LC tank)341 另包含有一電感 L1 及一頻帶切換庫(band switch bank)342。

該第一固定電容FC1及該第二固定電容FC2係由連接點、該電感L1及該多個主動元件(N3, N4, P3, P4)所產生。其中，該多個主動元件(N3, N4, P3, P4)配合該電感電容槽(LC tank)341、該第一可變電容VC1、該第二可變電容VC2、該第一固定電容FC1及該第二固定電容FC2，而產生該具有可選擇特定頻率 f_{VCO} 的輸出訊號 CK_{OUT}。其中，該第一可變電容VC1與該第二可變電容VC2中間的端點FF係與圖4中的端點FF相同，以表示兩者電氣連接。以由該調整訊號控制該第一可變電容VC1與該第二可變電容VC2的電容值。

圖 7 係本發明頻帶切換庫 342 的電路圖。如圖 7 所示，該頻帶切換庫(band switch bank)342 包含有多組電容

選擇裝置(capacitor selecting device, CSD)343。於本實施例中，該頻帶切換庫(band switch bank)342 包含 4 組電容選擇裝置(CSD)343。

第一組電容選擇裝置(CSD)343 包含兩個電容(CSD0_C1, CSD0_C2)及三個切換裝置(CSD0_N1, CSD0_N2, CSD0_N3)，其中，該三個切換裝置係為 NMOS 電晶體。電容 CSD0_C1 一端連接至一端點 A，另一端連接至電晶體 CSD0_N1 的源極、電晶體 CSD0_N2 的汲極。電容 CSD0_C2 一端連接至一端點 B，另一端連接至電晶體 CSD0_N1 的汲極、電晶體 CSD0_N3 的汲極。電晶體 CSD0_N1、CSD0_N2、CSD0_N3 的閘極連接至一控制訊號線 CB[0]。電晶體 CSD0_N2、CSD0_N3 的源極連接至一低電位。圖 7 中端點 A 與端點 B 係分別與圖 6 中端點 A 與端點 B 相同，以表示圖 7 中端點 A 與端點 B 係分別與圖 6 中端點 A 與端點 B 電氣連接。

當控制訊號線 CB[0]為高電位時，電晶體 CSD0_N1、CSD0_N2、CSD0_N3 導通，由端點 A 與端點 B 處，可得到一等效電容，該等效電容的大小係為電容 CSD0_C1 與電容 CSD0_C2 串聯之值。當控制訊號線 CB[0]為低電位時，電晶體 CSD0_N1、CSD0_N2、CSD0_N3 關閉，電容 CSD0_C1 與電容 CSD0_C2 為浮動(floating)，且由端點 A 與端點 B 處看入為斷路。

第二、三、四組電容選擇裝置(CSD)343 其電路與第一組電容選擇裝置(CSD)343 相似，故不予贅述。於本實施例中，該每一組電容選擇裝置 343 中的電容可為基極-

射極接面電容(base-emitter junction capacitor)、金氧半場效電晶體電容(MOSFET capacitor)、多晶-多晶電容(poly-poly capacitor)。於其他實施例中，該每一組電容選擇裝置343中的電容可為金屬-絕緣層-金屬形式電容(metal-insulator-metal capacitor, MIM cap.)，電容CSD0_C1電容值c_u相同於電容CSD0_C2電容值c_u，電容CSD1_C1電容值相同於電容CSD1_C2電容值且為電容CSD0_C1電容值的兩倍，其餘依此類推。

由圖6及圖7電路可知，輸出訊號CK_{OUT}的頻率f_{VCO}為：

$$f_{VCO}=\frac{1}{2\pi}\frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$=\frac{1}{2\pi}\cdot\frac{1}{\sqrt{L}}\times\frac{1}{\sqrt{\frac{\left(C_{VAR}+C_{Fix}+\underline{\underline{CB[0]\times 2^{0}\cdot C_{u}+CB[1]\times 2^{1}\cdot C_{u}+CB[2]\times 2^{2}\cdot C_{u}+CB[3]\times 2^{3}\cdot C_{u}}}\right)}{2}}}, \quad (3)$$

公式(3)中，有兩橫底線部分為頻帶切換庫342對應的電容值，C_{VAR}為該第一可變電容VC1及該第二可變電容VC2對應的電容值，C_{Fix}為該第一固定電容FC1及該第二固定電容FC2對應的電容值，L為該電感L1對應的電感值。

該可程式除頻裝置350耦合於該可控式振盪器340，用以依據該輸出訊號CK_{OUT}產生該反饋訊號CK_{FB}。

該電流鏡電路360接收一電流源電流I_{SOURCE}，以產生一電荷泵參考電流I_{CH}。圖8係本發明電流鏡電路360的電路圖。如圖8所示，係由第五NMOS電晶體N5至第十一NMOS電晶體N11及第二切換開關SW2至第七切換開關SW7所組成，其中第五NMOS電晶體N5的大小係相等於第六

NMOS電晶體N6的大小，第七NMOS電晶體N7的大小係為第六NMOS電晶體N6大小的兩倍，第八NMOS電晶體N8的大小係為第七NMOS電晶體N7大小的兩倍，其餘依此類推。第二切換開關SW2至第七切換開關SW7係與可程式除頻裝置350共用且由外部來控制該可程式除頻裝置350的除數N。

該電荷泵參考電流I_{CH}為該電流源電流I_{SOURCE}的x倍，俾使$x=\frac{1}{N}$，N為該可程式除頻裝置的除數。亦即$I_{CH}=x\bullet I_{SOURCE}=\frac{1}{N}\bullet I_{SOURCE}$，當第二切換開關SW2及第三切換開關SW3導通、其餘切換開關SW7形成斷路時，電流鏡電流I_{CH}為電流源電流I_{SOURCE}的1/3，此時可程式除頻裝置350的除數N即為3。亦即，依據圖8，電流鏡電流I_{CH}可表示為：

$$I_{CH}=\frac{1}{2^0\bullet S[2]+2^1\bullet S[3]+2^2\bullet S[4]+2^3\bullet S[5]+2^4\bullet S[6]+2^5\bullet S[7]}I_{SOURCE},$$

當中，當第二切換開關SW2導通時，$S[2]$為1，當第二切換開關SW2關閉時，$S[2]$為0。$S[3]$至$S[7]$的值依此類推。

該補償電路370連接至該電荷泵320，以依據該電荷泵參考電流I_{CH}產生一補償電流I_D，該補償電流I_D即為真正電荷泵電流，俾補償當該可控式振盪器選擇輸出該輸出訊號時，因該電感電容槽(LC tank)341中電容值劇烈的變化所造成阻尼因子(damping factor)及頻寬至參考頻率比(bandwidth to-reference frequency ratio)受到的變動。其

中，該補償電流I_D為該電荷泵參考電流I_{CH}的$\frac{1}{\Psi}$倍，當中Ψ為一設計的分數或正整數。

為了解此發明如何展現其改善習知的缺點及其設計的目的我們藉由分析習知來証明。 由公式(2)可知，習知迴路頻寬(loop bandwidth)ω_n及阻尼因子ζ為在藉由使I_{CH}正比於N值前提下為固定不變，而無法針對不同應用而調整，而$\frac{\omega_n}{\omega_{REF}}$並非常數，而無法依據參考訊號的頻率而改變及系統反應速率最佳化，以及避免出現頻寬小於1/10參考訊號穩定性限制。針對上述問題，可將圖1中的固定電阻R改為最簡易的離散時間濾波器，也就是切換電容裝置式所模擬出的等效電阻(switch capacitor equivalent resistor) R_{eq}。

同時將電荷泵120電流I_{CH}調整為電流源電流I_{SOURCE}的x倍，亦即，切換電容等效電阻R_{eq}為：

$$R_{eq}=\frac{1}{f_{REF}\bullet C_S}=\frac{N}{f_{VCO}\bullet C_S}, \tag{4}$$

調整後的電荷泵120電流I_{CH}為：

$$I_{CH}=x\bullet I_{SOURCE}, \tag{5}$$

將公式(4)及(5)代入公式(2)中，可得：

$$\omega_N=\sqrt{\frac{I_{CH}\bullet K_{VCO}}{N\bullet C}}$$

$$\Rightarrow\frac{\omega_N}{\omega_{REF}}=\frac{\sqrt{\frac{(x\times I_{SOURCE})\bullet K_{VCO}}{N\bullet C}}}{2\pi\times {}^{f_{VCO}}\!/_{N}}=\frac{\sqrt{{}^{(x\bullet N\times I_{SOURCE})\bullet K_{VCO}}\!/_{C}}}{2\pi\times f_{VCO}}$$

$$\Rightarrow \frac{\omega_N}{\omega_{REF}} \propto \sqrt{x \cdot N} \text{，} \tag{6}$$

同理，

$$\zeta = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{N} I_{CH} \cdot K_{VCO} R^2 \cdot C} \tag{7}$$

$$\Rightarrow \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{N}(x \times I_{SOURCE}) \cdot K_{VCO} \cdot C} \times \frac{N}{f_{VCO} \cdot C_S} = \frac{1}{2}\sqrt{(x \cdot N \times I_{SOURCE}) \cdot K_{VCO} \cdot C} \times \frac{1}{f_{VCO} \cdot C_S}$$

$$\Rightarrow \zeta \propto \sqrt{x \cdot N} \text{。} \tag{8}$$

由公式(6)及(8)可知，本發明希望該阻尼因子ζ及該頻寬至參考頻率比$\frac{\omega_n}{\omega_{REF}}$皆正比於$\sqrt{x \cdot N}$，因而如前述所示當$N=\frac{1}{x}$時，使得阻尼因子$\zeta$及該頻寬至參考頻率比$\frac{\omega_n}{\omega_{REF}}$為定值。

但此種架構會發生開關致電荷突波的缺點，所以這個發明採用圖4的先擷取相位誤差電荷經過一週期再重新抹除再擷取的濾波器，此濾波器的詳細操作原理如下。

請參考圖4，電荷泵320在端點FS1所引起的電壓變化ΔV係儲存於該第二電容C2中，該電壓變化ΔV可定義為$\frac{Q_I}{C_2}$。而該電壓變化ΔV在端點FF所引起的電流變化為$\Delta V \times 2g_m (=\frac{Q_I}{C_2} \times 2g_m)$。而該電流變化持續一個$T_{REF}(=\frac{N}{f_{VCO}}=N \times T_{VCO})$週期，故於端點FF所產生的電荷$Q_O$為：

$$Q_O = \frac{Q_I}{C_2} \times 2g_m \times N \times T_{VCO} \text{，} \tag{9}$$

定義一變數 y 為：離散時間濾波器的等效電阻對一以二極體連接方式的電晶體，即該第一NMOS電晶體N1的閘極及汲極相接、該第二NMOS電晶體N2的閘極及汲極相接，並聯的小訊號電阻的比，如下所示：

$$y \triangleq \frac{Q_O}{Q_I} = \frac{2g_m}{C_2} \times N \times T_{VCO} = \frac{2g_m}{C_2} \times N \times \frac{1}{f_{VCO}} \text{。} \tag{10}$$

於圖4中，由端點FF與地之間所看入的等效電阻 R_{loop} 為：

$$R_{loop} = y\left(\frac{1}{g_m} // \frac{1}{g_m}\right) = \frac{y}{2 \times g_m} \text{。} \tag{11}$$

故將公式(11)代入公式(7)中，該阻尼因子 ζ 為：

$$\zeta = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{N} \bullet \underline{I_{CH}} \bullet \underline{\underline{K_{VCO}}} \bullet C_1 \times \underline{R_{Loop}}}$$

$$= \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{N} \bullet \underbrace{x \bullet (2 \bullet I_D)}_{I_{CH}} \bullet \underline{\underline{K_{VCO}}} \bullet C_1} \times \frac{y}{2 \bullet g_m}$$

$$= \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{N} \bullet \underbrace{x \bullet (2 \bullet I_D)}_{I_{CH}} \bullet C_1} \times \left\{ \frac{1}{\cancel{2 \bullet g_m}} \underbrace{\boxed{\frac{\cancel{2 \bullet g_m}}{C_2} \times N \times \frac{1}{f_{VCO}}}}_{y} \right\} \times \sqrt{K_{VCO}}$$

$$= 2\sqrt{x \bullet N} \times \sqrt{2L} \times \sqrt{\frac{C_1}{C_2^2}} \times \frac{1}{f_{VCO}} \times \sqrt{I_D} \times \sqrt{K_{VCO}} \text{。}$$

$$\Rightarrow \zeta \propto \sqrt{x \bullet N} \times \frac{1}{f_{VCO}} \times \sqrt{I_D} \text{。} \tag{12}$$

圖5係一習知窄頻系統的可控式振盪器的電路圖。圖9係一習知窄頻系統調整電壓及頻率之示意圖。如圖9所示，其可調整的頻率非常狹小。因此可將(12)中的 $\frac{1}{f_{VCO}}$ 視為定值在窄頻系統中。當 K_{VCO} 及 $\sqrt{I_D}$ 為一固定值因而如前

述所示當$N=\frac{1}{x}$時，使得阻尼因子ζ及該頻寬至參考頻率比$\frac{\omega_n}{\omega_{REF}}$為定值。

而本發明中，由於該電感電容槽(LC tank)341中的頻帶切換庫342可提供較習知更寬廣的頻率選擇，而可達到寬頻頻率調整的目的。由圖7中控制訊號線CB[0]~ CB[3]可知，於本實施例中，本發明可選擇16個頻帶，而達到寬頻頻帶調整。圖10係本發明寬頻系統調整電壓及頻率之示意圖。由圖10所示可知，本發明藉由控制訊號線CB[0]~ CB[3]而提供較習知技術更多頻帶選擇，而達成寬頻頻率調整的目的。亦即，於圖5習知窄頻系統的可控式振盪器中，公式(12)中的$\frac{1}{f_{VCO}}$可為：

$$f_{VCO}=\frac{1}{2\pi}\frac{1}{\sqrt{LC_{Tank}}}\text{。}$$

所以(12)可改寫為:

$$\Rightarrow \zeta \propto \sqrt{x \bullet N}\times\left(\frac{1}{2\pi}\frac{1}{\sqrt{LC_{Tank}}}\right)^{-1}\times\sqrt{I_D}$$

$$\Rightarrow \zeta \propto \underline{\sqrt{x \bullet N}}\times\underline{\underline{\sqrt{C_{Tank}}\times\sqrt{I_D}}}\text{。} \qquad (13)$$

C_{Tank}可為：

$$C_{Tank}=\frac{C_{VAR}+C_{FIX}}{2}\text{。}$$

而於可控式振盪器340中，該多個主動元件(N3, N4, P3, P4)配合該電感電容槽(LC tank)341、該第一可變電容VC1、該第二可變電容VC2、該第一固定電容FC1及該第

二固定電容FC2，而產生該具有可選擇特定頻率 f_{VCO} 的輸出訊號 CK_{OUT} 時，公式(13)中的 C_{Tank} 可為：

$$C_{Tank}=\frac{C_{VAR}+C_{FIX}+CB[0]\times 2^{0}\cdot C_U+CB[1]\times 2^{1}\cdot C_U+CB[2]\times 2^{2}\cdot C_U+CB[3]\times 2^{3}\cdot C_U}{2}，$$

因此該阻尼因子 ζ 可用公式(13)表示。當 K_{VCO} 為一固定值且 $x=\frac{1}{N}$ (亦即 $K=N$)時，該阻尼因子 ζ 可改寫為：

$$，\zeta\propto\sqrt{C_{Tank}}\times\sqrt{I_D} \tag{14}$$

$$或\ \zeta\propto\sqrt{\frac{\left(C_{VAR}+C_{FIX}+\underline{\underline{CB[0]\times 2^{0}\cdot C_U+CB[1]\times 2^{1}\cdot C_U+CB[2]\times 2^{2}\cdot C_U+CB[3]\times 2^{3}\cdot C_U}}\right)}{2}}\times\sqrt{I_D}\ 。\tag{15}$$

同理，該頻寬至參考頻率比 $\frac{\omega_n}{\omega_{REF}}$ 可改寫為：

$$\because \omega_n=\sqrt{\frac{I_{CH}K_{VCO}}{C_1N}}$$

$$\therefore \frac{\omega_N}{\omega_{REF}}=\frac{1}{2\pi\bullet \underline{\underline{f_{REF}}}}\bullet\underbrace{\sqrt{\frac{I_{CH}K_{VCO}}{C_1N}}}_{\omega_N}=\frac{1}{2\pi}\frac{N}{f_{VCO}}\bullet\sqrt{\frac{(I_{CH})\bullet K_{VCO}}{C_1N}}$$

$$=\frac{N}{\cancel{2\pi}}\underbrace{\cancel{2\pi}\times\sqrt{LC_{Tank}}}_{1/f_{VCO}}\bullet\sqrt{\frac{(I_{CH})\bullet K_{VCO}}{C_1N}}$$

$$=\sqrt{N}\times\sqrt{L}\times\sqrt{\frac{C_{Tank}\times I_D}{C_1}}\times\sqrt{K_{VCO}}$$

$$，\frac{\omega_N}{\omega_{REF}}\propto\sqrt{C_{Tank}}\times\sqrt{I_D} \tag{16}$$

$$\frac{\omega_N}{\omega_{REF}}\propto\sqrt{\frac{\left(C_{VAR}+C_{FIX}+\underline{\underline{CB[0]\times 2^{0}\cdot C_U+CB[1]\times 2^{1}\cdot C_U+CB[2]\times 2^{2}\cdot C_U+CB[3]\times 2^{3}\cdot C_U}}\right)}{2}}\times\sqrt{I_D}\ 。\tag{17}$$

由公式(15)及公式(17)可知，為作寬頻的調動，藉由控制訊號CB[0]至CB[3]以選擇在不同子頻帶(sub-band)來達

成。但其相對應的阻尼因子ζ及頻寬至參考頻率比$\frac{\omega_n}{\omega_{REF}}$會因為不同子頻帶(sub-band)而使得可控式振盪器340中等效電容C_{Tank}劇烈變化，造成穩定性及環路動態特性的劇烈變化。圖11及圖12係本發明阻尼因子ζ及該頻寬至參考頻率比$\frac{\omega_n}{\omega_{REF}}$的模擬示意圖。由於可控式振盪器340可產生該具有可選擇特定頻率f_{VCO}的輸出訊號CK_{OUT}，由圖11及圖12可知，該阻尼因子ζ及該頻寬至參考頻率比$\frac{\omega_n}{\omega_{REF}}$在各子頻帶(sub-band)中並非相同，亦即頻率合成系統300在不同子頻帶(sub-band)中會有不同的系統反應速率及穩定度。

圖13係本發明該補償電路370的電路圖。如圖13所示，係由第五PMOS電晶體P5至第十一PMOS電晶體P11及致能開關VAR_EN, FIX_EN, CB[3]_EN, CB[2]_EN, CB[1]_EN, CB[0]_EN所組成，其中第十PMOS電晶體P10的大小係為第十一PMOS電晶體P11大小的兩倍，第九PMOS電晶體P9的大小係為第十PMOS電晶體P10大小的兩倍，第八PMOS電晶體P8的大小係為第九PMOS電晶體P9大小的兩倍。由圖13可知，Ψ為：

$$\Psi=\frac{A_0\frac{W}{L}_{VAR}+A_1\frac{W}{L}_{FIX}+CB[0]\cdot B_0\frac{W}{L}_{B[0]}+CB[1]\cdot B_1\frac{W}{L}_{B[1]}+CB[2]\cdot B_2\frac{W}{L}_{B[2]}+CB[3]\cdot B_3\frac{W}{L}_{B[3]}}{A_0\frac{W}{L}_{VAR}+A_1\frac{W}{L}_{FIX}},\quad(18)$$

其中，藉由Ψ俾補償該可控式振盪器340選擇輸出該具有可選擇特定頻率f_{VCO}的輸出訊號CK_{OUT}時該阻尼因子ζ及該頻寬至參考頻率比$\frac{\omega_n}{\omega_{REF}}$的變動。為將$\frac{1}{\Psi}$與$C_{Tank}$的效應完全

抵銷，圖13中電晶體P6及P11的寬度長度比需符合 $\dfrac{\frac{W}{L}_{VAR}}{\frac{W}{L}}=\dfrac{C_{VAR}}{C_{\mu}}$。且電晶體P7及P11的寬度長度比需符合 $\dfrac{\frac{W}{L}_{Fix}}{\frac{W}{L}}=\dfrac{C_{Fix}}{C_{\mu}}$，第五PMOS電晶體的大小係與電晶體P6並聯電晶體P7相同，意即 $\frac{W}{L}_{P5}=\frac{W}{L}_{VAR}+\frac{W}{L}_{FixCom}$。

然而，於本發明中，該補償電路370依據該電荷泵參考電流 I_{CH} 產生一補償電流 I_D，俾補償該可控式振盪器340選擇輸出該具有可選擇特定頻率 f_{VCO} 的輸出訊號 CK_{OUT} 時該阻尼因子 ζ 及該頻寬至參考頻率比 $\frac{\omega_n}{\omega_{REF}}$ 的變動。其中，該補償電流 I_D 為該電荷泵參考電流 I_{CH} 的 $\frac{1}{\Psi}$ 倍。

亦即，公式(15)可改寫為：

$$\zeta \propto \sqrt{\frac{\left(C_{VAR}+C_{Fix}+CB[0]\times 2^0\cdot C_U+CB[1]\times 2^1\cdot C_U+CB[2]\times 2^2\cdot C_U+CB[3]\times 2^3\cdot C_U\right)}{2}\times\left(\frac{1}{\Psi}\times I_{CH}\right)}\text{，}\quad(19)$$

由公式(18)及公式(19)中的 Ψ，本發明可藉由 Ψ 俾補償該可控式振盪器340選擇輸出該具有可選擇特定頻率 f_{VCO} 的輸出訊號 CK_{OUT} 時該阻尼因子 ζ 及該頻寬至參考頻率比 $\frac{\omega_n}{\omega_{REF}}$ 的變動。故在圖11及圖12中，經由補償電路370補償後，該阻尼因子 ζ 及該頻寬至參考頻率比 $\frac{\omega_n}{\omega_{REF}}$ 在不同子頻帶(sub-band)中均為固定值，亦即該阻尼因子 ζ 及該頻寬

至參考頻率比$\frac{\omega_n}{\omega_{REF}}$在不同子頻帶(sub-band)中會有相同的系統反應速率及穩定度。

圖14係本發明之頻率合成系統300在不同參考頻率的系統反應示意圖。如圖14所示，參考訊號的頻率越高，反應時間(Response Time)越短，代表系統的頻寬越大，亦即系統的頻寬會依據參考訊號的頻率而調整，故本發明之頻率合成系統300可接受不同頻率的參考訊號，而不會有所限制。

圖15係本發明之頻率合成系統300在不同頻帶的系統反應示意圖。如圖15所示，在低頻帶(2.73GHz)的系統反應時間與在該頻帶(3.95GHz)的系統反應時間相同，表示對於不同的N，該頻率合成系統300鎖住頻率的位置一樣，亦即對不同的輸出頻率，該頻率合成系統300均可有相同的穩定度。

由上述說明可知，本發明利用電流鏡參考電流I_{CH}與電流源電流I_{SOURCE}的關係$I_{CH}=x\bullet I_{SOURCE}$，並讓$x=\frac{1}{N}$且使用一離散時間濾波器，而使得該阻尼因子$\zeta$及該頻寬至參考頻率比$\frac{\omega_n}{\omega_{REF}}$與N值無關。同時又利用該補償電流$I_D$為該電荷泵參考電流$I_{CH}$的關係，以俾補償該可控式振盪器選擇輸出寬頻帶的該輸出訊號時該阻尼因子ζ及及該頻寬至參考頻率比$\frac{\omega_n}{\omega_{REF}}$的變動。本發明並利用該第一電容C1、該第一開關裝置SW1、該運算放大器OP、該第一NMOS電晶體

N1、該第二NMOS電晶體N2、該第一PMOS電晶體P1及該第二PMOS電晶體P2以產生該濾波器330所使用的電阻，以讓該濾波器為離散時間迴路濾波器(discrete time loop filter)，此未見於前案，且該等效電阻易容易於積體電路中實施。

由上述可知，本發明無論就目的、手段及功效，在在均顯示其迥異於習知技術之特徵，極具實用價值。惟應注意的是，上述諸多實施例僅係為了便於說明而舉例而已，本發明所主張之權利範圍自應以申請專利範圍所述為準，而非僅限於上述實施例。

【圖式簡單說明】

圖1係一習知鎖相迴路的方塊圖。

圖2係一習知鎖相迴路相位域的方塊圖。

圖3係本發明具自我校正迴路穩定性與頻寬之頻率合成系統的方塊圖。

圖4係本發明低通濾波器的電路圖。

圖5係一習知窄頻系統的可控式振盪器的電路圖。

圖6係本發明可控式振盪器的電路圖。

圖7係本發明頻帶切換庫的電路圖。

圖8係本發明電流鏡電路的電路圖。

圖9係一習知窄頻系統調整電壓及頻率之示意圖。

圖10係本發明寬頻系統調整電壓及頻率之示意圖。

圖11係本發明阻尼因子ζ的模擬示意圖。

圖12係本發明頻寬至參考頻率比$\frac{\omega_n}{\omega_{REF}}$的模擬示意圖。

圖13係本發明補償電路的電路圖。

圖14係本發明之頻率合成系統在不同參考頻率的系統反應示意圖。

圖15係本發明之頻率合成系統在不同頻帶的系統反應示意圖。

【主要元件符號說明】

鎖相迴路100	相位檢測器110
電荷泵120	濾波器130
電壓控制振盪器140	除頻裝置150。
頻率合成系統300	檢測器310
電荷泵320	濾波器330
可控式振盪器340	可程式除頻裝置350
電流鏡電路360	補償電路370
電感電容槽341	頻帶切換庫342

五、中文發明摘要：

本發明係提出一種具自我校正迴路穩定性與頻寬之頻率合成系統，用以依據一輸入訊號產生一輸出訊號，包含一檢測器、一電荷泵、一濾波器、一可控式振盪器及一可程式除頻裝置。檢測器用以依據輸入訊號與一反饋訊號之邏輯位準值差異來產生一檢測訊號。電荷泵耦合於檢測器，用以依據檢測訊號，產生一控制訊號。濾波器耦合於電荷泵，用以依據控制訊號來產生一調整訊號。可控式振盪器耦合於濾波器，用以依據調整訊號來產生該輸出訊號。可程式除頻裝置耦合於可控式振盪器，用以依據該輸出訊號來產生該反饋訊號。其中濾波器為離散時間迴路濾波器。

六、英文發明摘要：

十、申請專利範圍：

1. 一種具自我校正迴路穩定性與頻寬之頻率合成系統，包含：

一檢測器，用以依據一輸入訊號與一反饋訊號之邏輯位準值差異，產生一檢測訊號；

一電荷泵，耦合於該檢測器，用以依據該檢測訊號，產生一控制訊號；

一濾波器，耦合於該電荷泵，用以依據該控制訊號產生一調整訊號；

一可控式振盪器，耦合於該濾波器，用以依據該調整訊號產生一輸出訊號；以及

一可程式除頻裝置，耦合於該可控式振盪器，用以依據該輸出訊號產生該反饋訊號；

其中該濾波器為離散時間迴路濾波器(discrete time loop filter)。

2.如申請專利範圍第1項所述之頻率合成系統，更包含：

一電流鏡電路，接收一電流源電流，以產生一電荷泵參考電流，俾供應該電荷泵；以及

一補償電路，連接至該電荷泵，以依據該電荷泵參考電流產生一補償電流，俾補償該可控式振盪器選擇輸出該輸出訊號時一阻尼因子及一頻寬至參考頻率比的變動。

3. 如申請專利範圍第2項所述之頻率合成系統，其中，該離散時間迴路濾波器係為一低通濾波器。

4. 如申請專利範圍第3項所述之頻率合成系統，其中，該低通濾波器包含一第一電容、一第二電容、一第一開關裝置、一運算放大器、一第一NMOS電晶體、一第二NMOS電晶體、一第一PMOS電晶體及一第二PMOS電晶體。

5. 如申請專利範圍第4項所述之頻率合成系統，其中，該第一電容、該第一開關裝置、該運算放大器、該第一NMOS電晶體、該第二NMOS電晶體、該第一PMOS電晶體及該第二PMOS電晶體構成一等效電阻。

6. 如申請專利範圍第5項所述之頻率合成系統，其中，該第二電容的一端連接至該電荷泵、該第一開關裝置的一端及該運算放大器的一反相輸入端，該第二電容的另一端連接至一低電位，該第一開關裝置的另一端連接至該第一電容的一端，該第一電容的另一端連接至該低電位，該運算放大器的一輸出入端連接至該第一PMOS電晶體的閘極，該第一PMOS電晶體的源極連接至一高電位，該第一PMOS電晶體的汲極連接至該第二PMOS電晶體的源極，該第二PMOS電晶體的閘極連接至該低電位，該第二PMOS電晶體的汲極連接至該運算放大器的一非反相輸入端、該第一NMOS電晶體的閘極及汲極、該第二NMOS電晶體的閘極及汲極，以及該第一及第二NMOS電晶體的源極連接至該低電位。

7. 如申請專利範圍第2項所述之頻率合成系統，其中該可控式振盪器另包含有一電感電容槽，以產生該具有可選擇特定頻率的輸出訊號。

8.如申請專利範圍第7項所述之頻率合成系統，其中，該電感電容槽包含一電感及一頻帶切換庫。

9.如申請專利範圍第8項所述之頻率合成系統，其中，該頻帶切換庫包含多組電容選擇裝置，每一組電容選擇裝置包含兩個電容及三個切換裝置。

10.如申請專利範圍第9項所述之頻率合成系統，其中，該些切換裝置係為NMOS電晶體。

11.如申請專利範圍第10項所述之頻率合成系統，其中，該可控式振盪器包含一第一可變電容及一第二可變電容。

12.如申請專利範圍第11項所述之頻率合成系統，其中，該可控式振盪器包含一第一固定電容及一第二固定電容。

13.如申請專利範圍第12項所述之頻率合成系統，其中，該可控式振盪器另包含有多個主動元件，以配合該電感電容槽、該第一可變電容、該第二可變電容、該第一固定電容及該第二固定電容，而產生該具有可選擇特定頻率的輸出訊號。

14.如申請專利範圍第13項所述之頻率合成系統，其中，該第一固定電容及該第二固定電容係由該連接點、該電感及該些主動元件所產生。

15.如申請專利範圍第10項所述之頻率合成系統，其中，該每一組電容選擇裝置中的電容為金屬-絕緣層-金屬形式電容(metal-insulator-metal capacitor)。

16.如申請專利範圍第2項所述之頻率合成系統，其中，該電荷泵參考電流為該電流源電流的x倍，俾使該頻率合成系統的該阻尼因子(damping factor)及該頻寬至參考頻率比(bandwidth to-reference frequency ratio)正比於$\sqrt{x \bullet N}$，當中N為該可程式除頻裝置的除數。

17.如申請專利範圍第16項所述之頻率合成系統，其中，該補償電流為該電荷泵參考電流的$\frac{1}{\Psi}$倍，當中Ψ為一正整數，俾補償當該可控式振盪器選擇輸出該具有可選擇特定頻率的輸出訊號時，該阻尼因子及該頻寬至參考頻率比的變動。

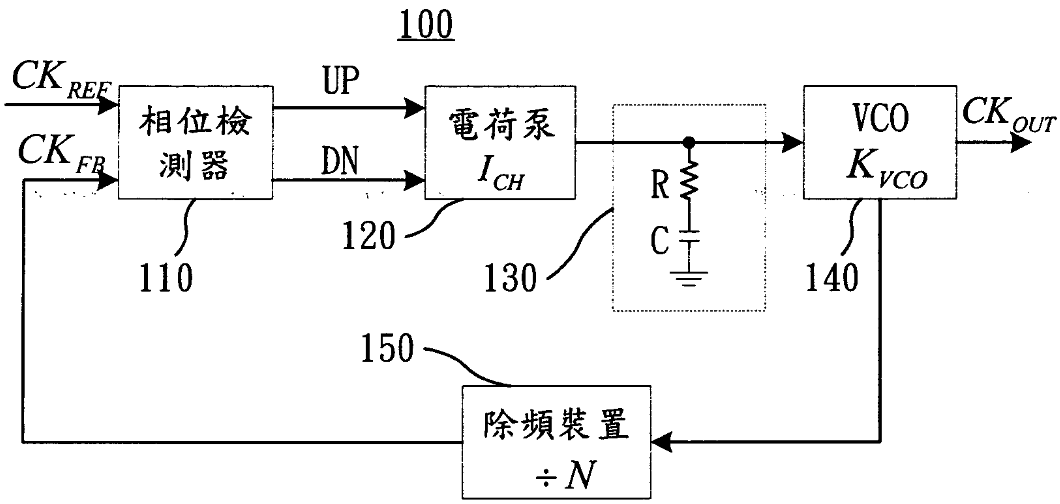

100
CK_REF
CK_FB
相位檢測器
UP
DN
電荷泵 I_CH
R
C
VCO K_VCO
CK_OUT
110
120
130
140
150
除頻裝置 ÷N

圖 1

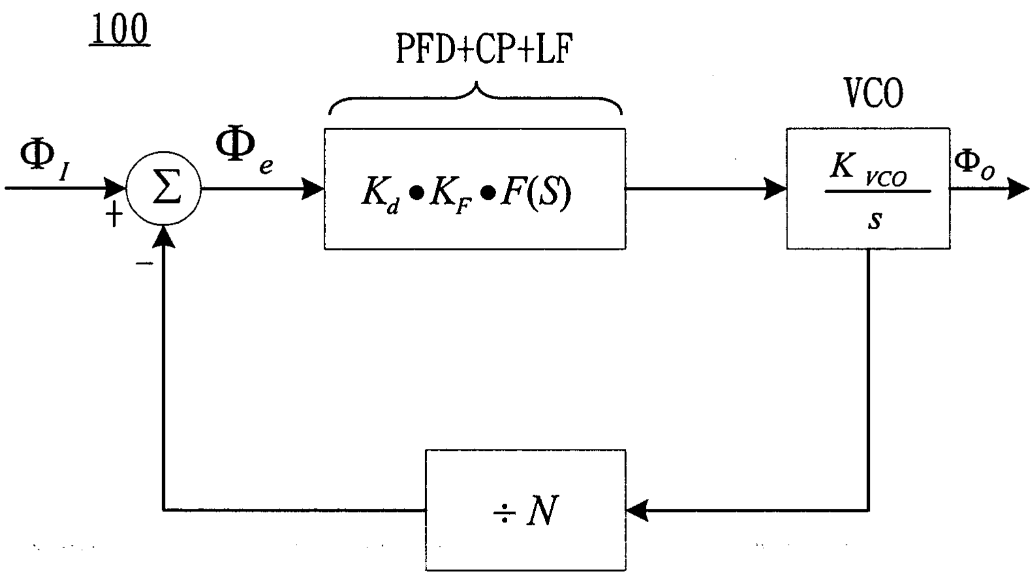
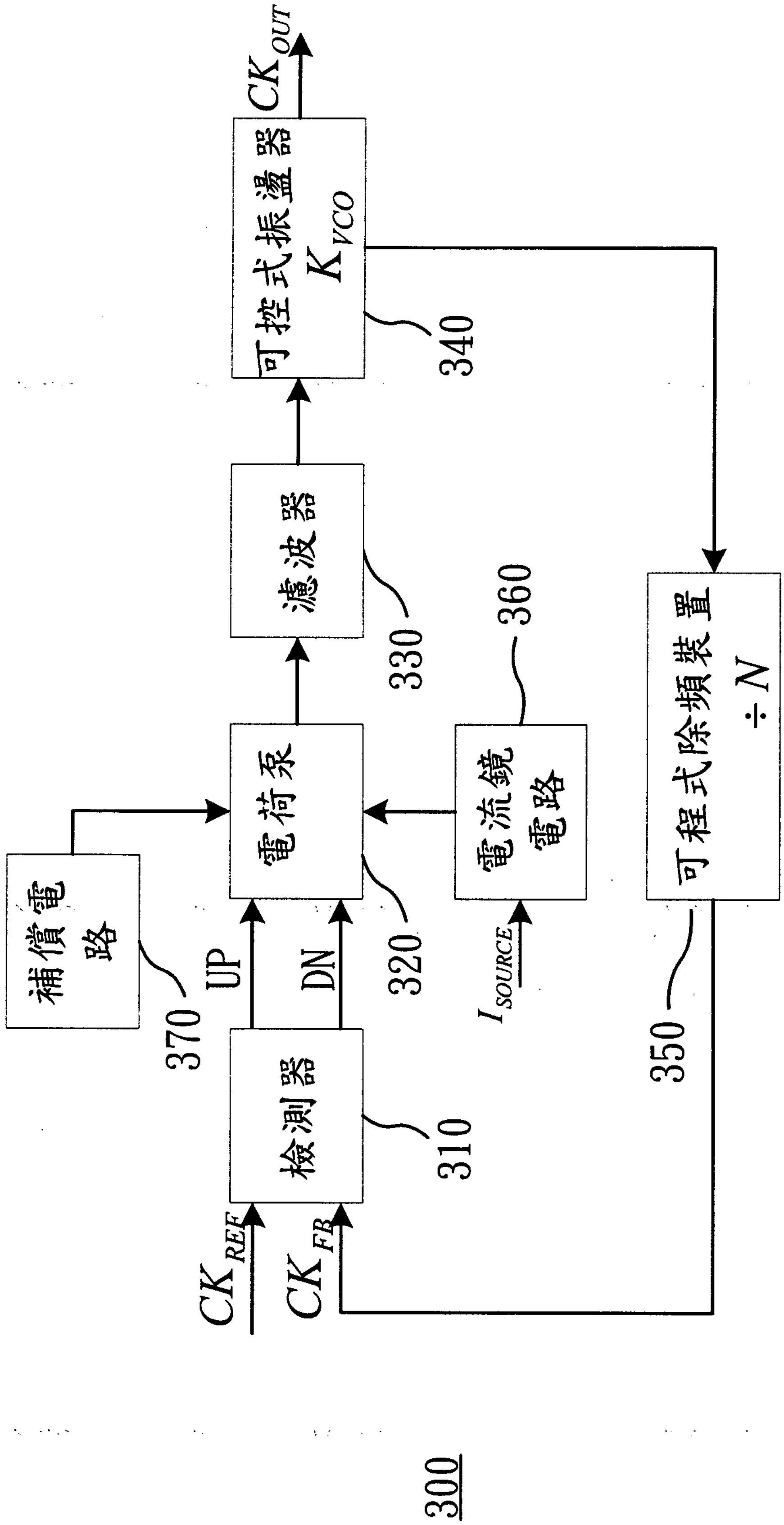

100
PFD+CP+LF
VCO
Φ_I
Σ
Φ_e
+
−
K_d • K_F • F(S)
K_VCO / s
Φ_o
÷N

圖 2



CK_{REF}
CK_{FB}
檢測器
310
UP
DN
補償電路
370
電荷泵
320
電流鏡電路
360
I_{SOURCE}
濾波器
330
可控式振盪器 K_{VCO}
340
CK_{OUT}
可程式除頻裝置 $\div N$
350
300

圖 3

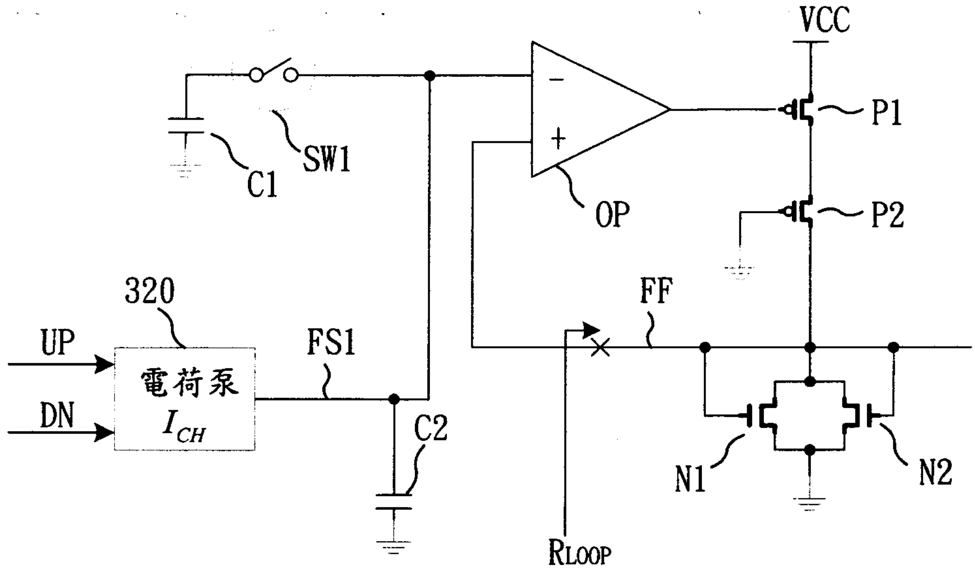

VCC
P1
P2
SW1
C1
OP
320
UP
DN
電荷泵
I_{CH}
FS1
C2
FF
N1
N2
RLOOP

圖 4

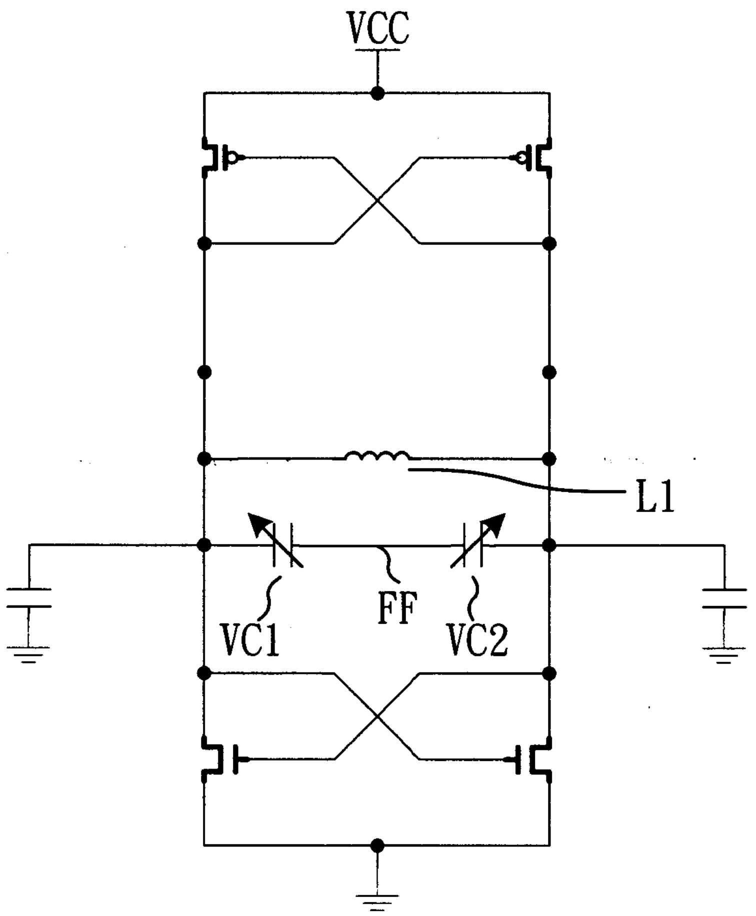

VCC
L1
VC1
FF
VC2

圖 5

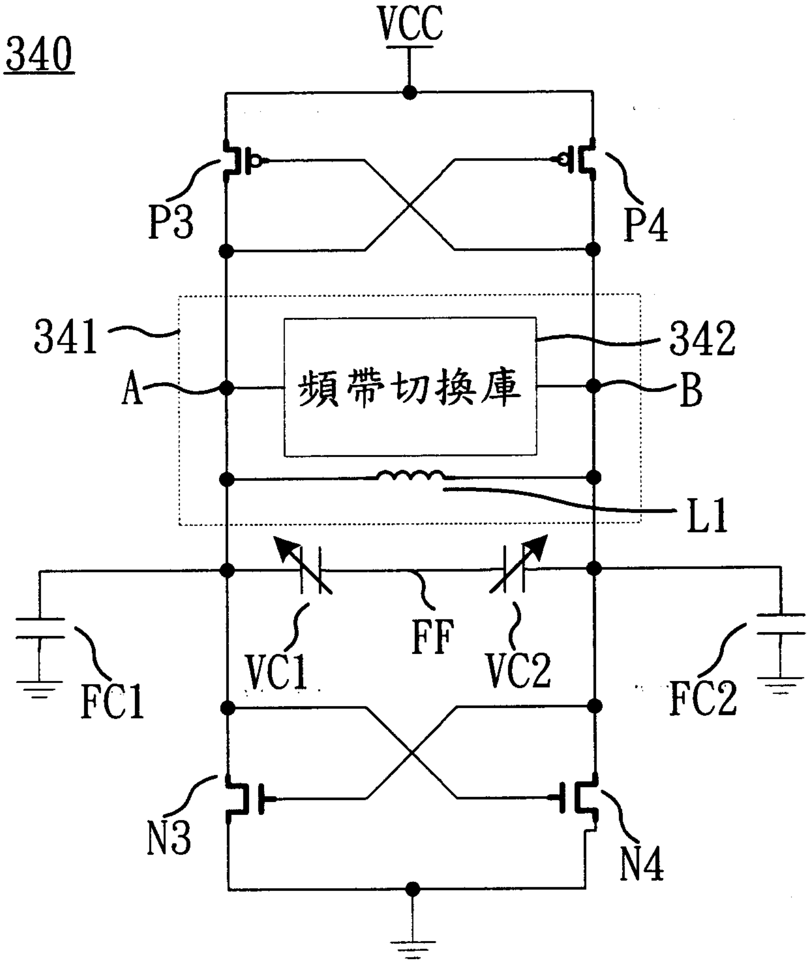


圖 6

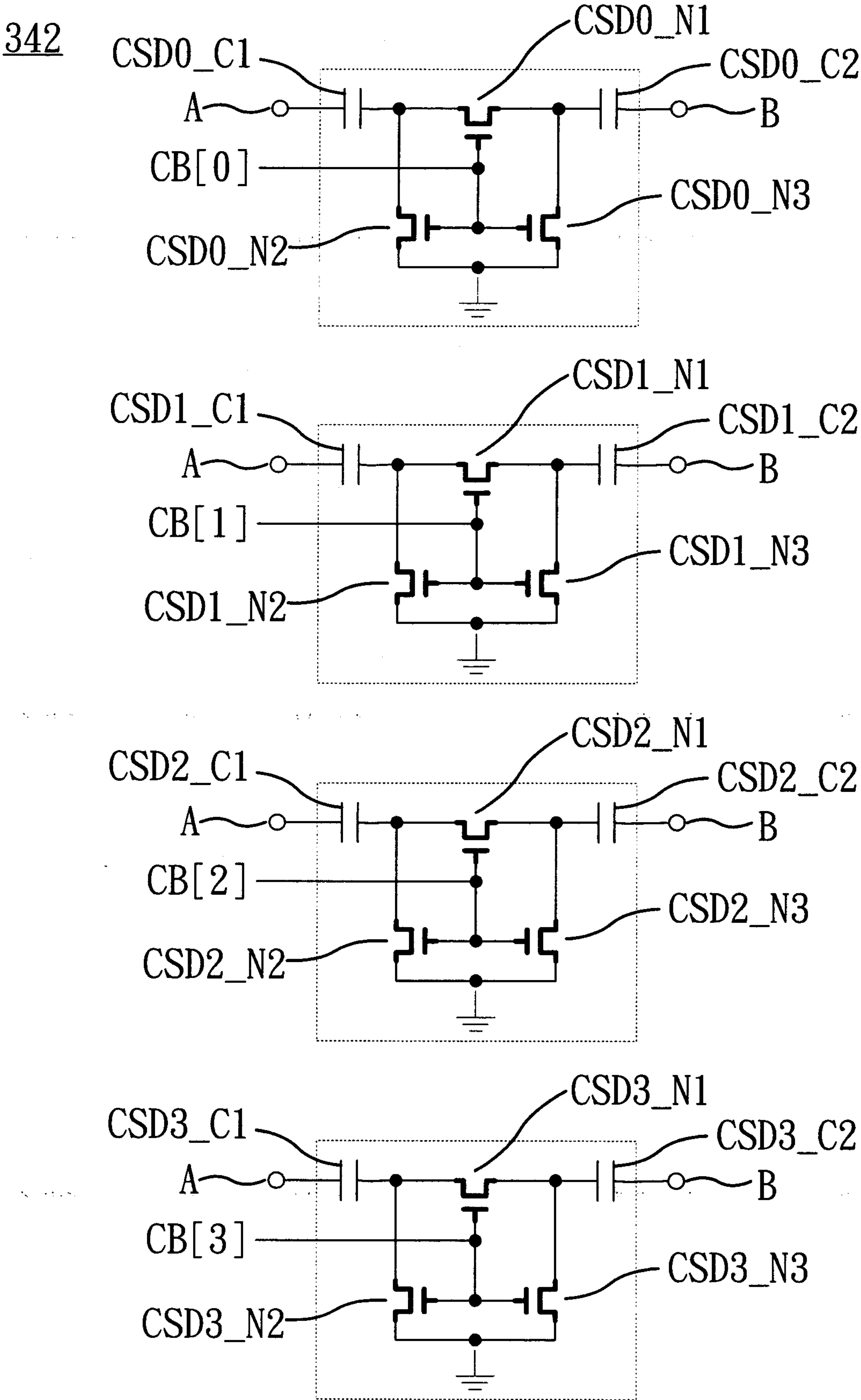

342
CSD0_N1
CSD0_C1
CSD0_C2
A
B
CB[0]
CSD0_N3
CSD0_N2
CSD1_N1
CSD1_C1
CSD1_C2
A
B
CB[1]
CSD1_N3
CSD1_N2
CSD2_N1
CSD2_C1
CSD2_C2
A
B
CB[2]
CSD2_N3
CSD2_N2
CSD3_N1
CSD3_C1
CSD3_C2
A
B
CB[3]
CSD3_N3
CSD3_N2

圖 7

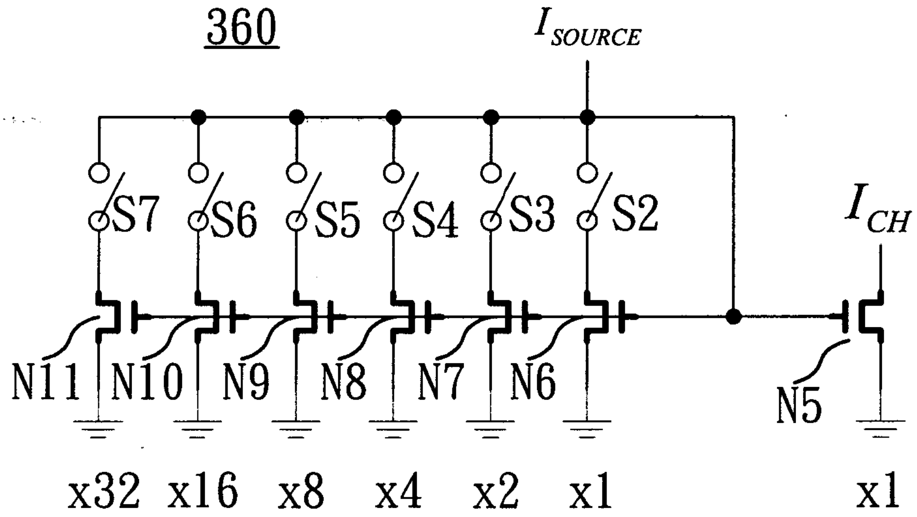

360
I_{SOURCE}
S7
S6
S5
S4
S3
S2
I_{CH}
N11
N10
N9
N8
N7
N6
N5
x32
x16
x8
x4
x2
x1
x1

圖 8

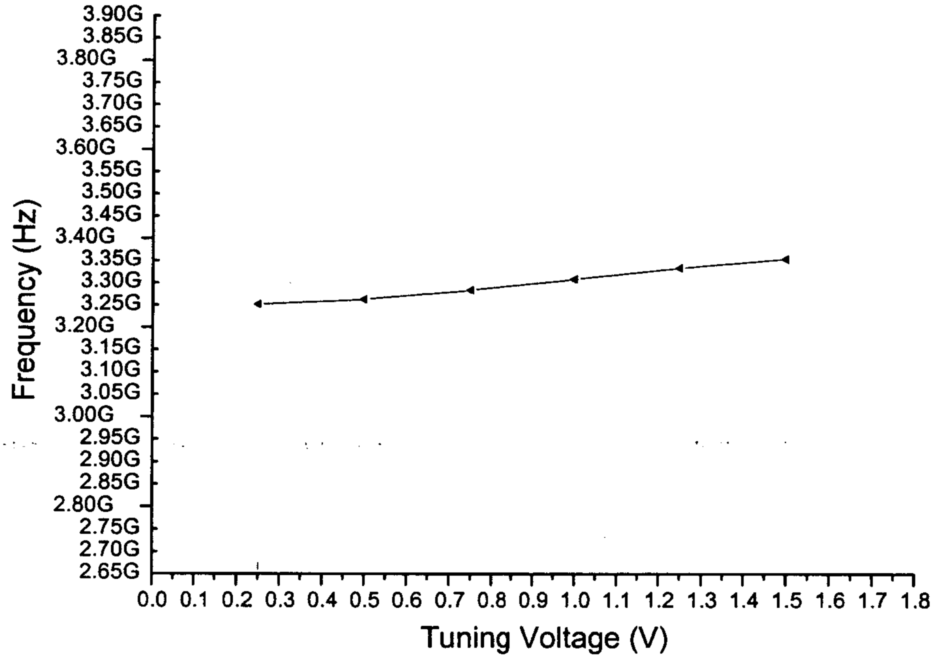

Frequency (Hz)
Tuning Voltage (V)

圖 9

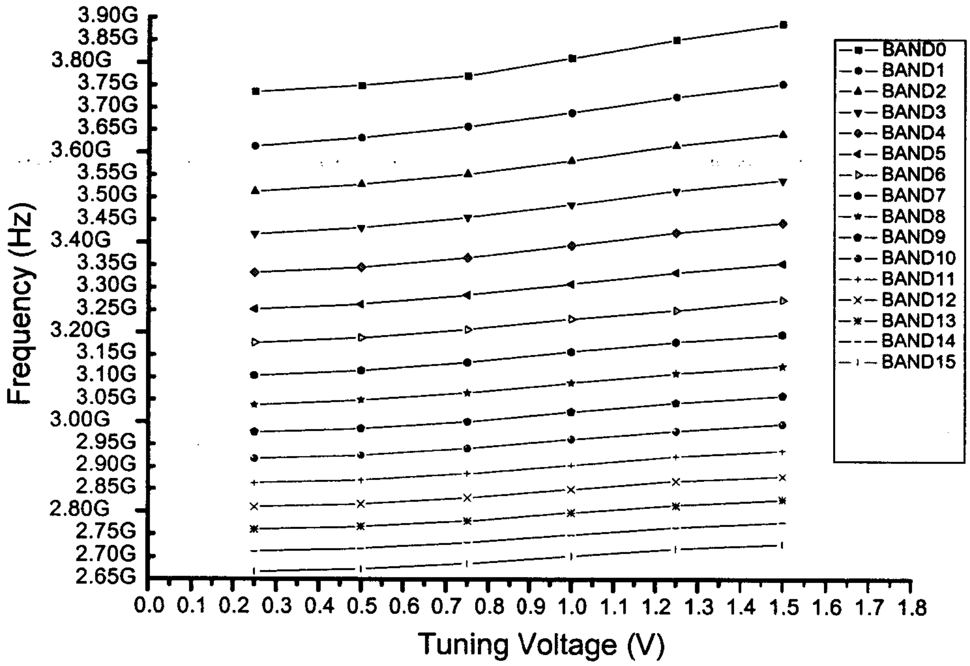

Frequency (Hz)
Tuning Voltage (V)
BAND0
BAND1
BAND2
BAND3
BAND4
BAND5
BAND6
BAND7
BAND8
BAND9
BAND10
BAND11
BAND12
BAND13
BAND14
BAND15

圖 10

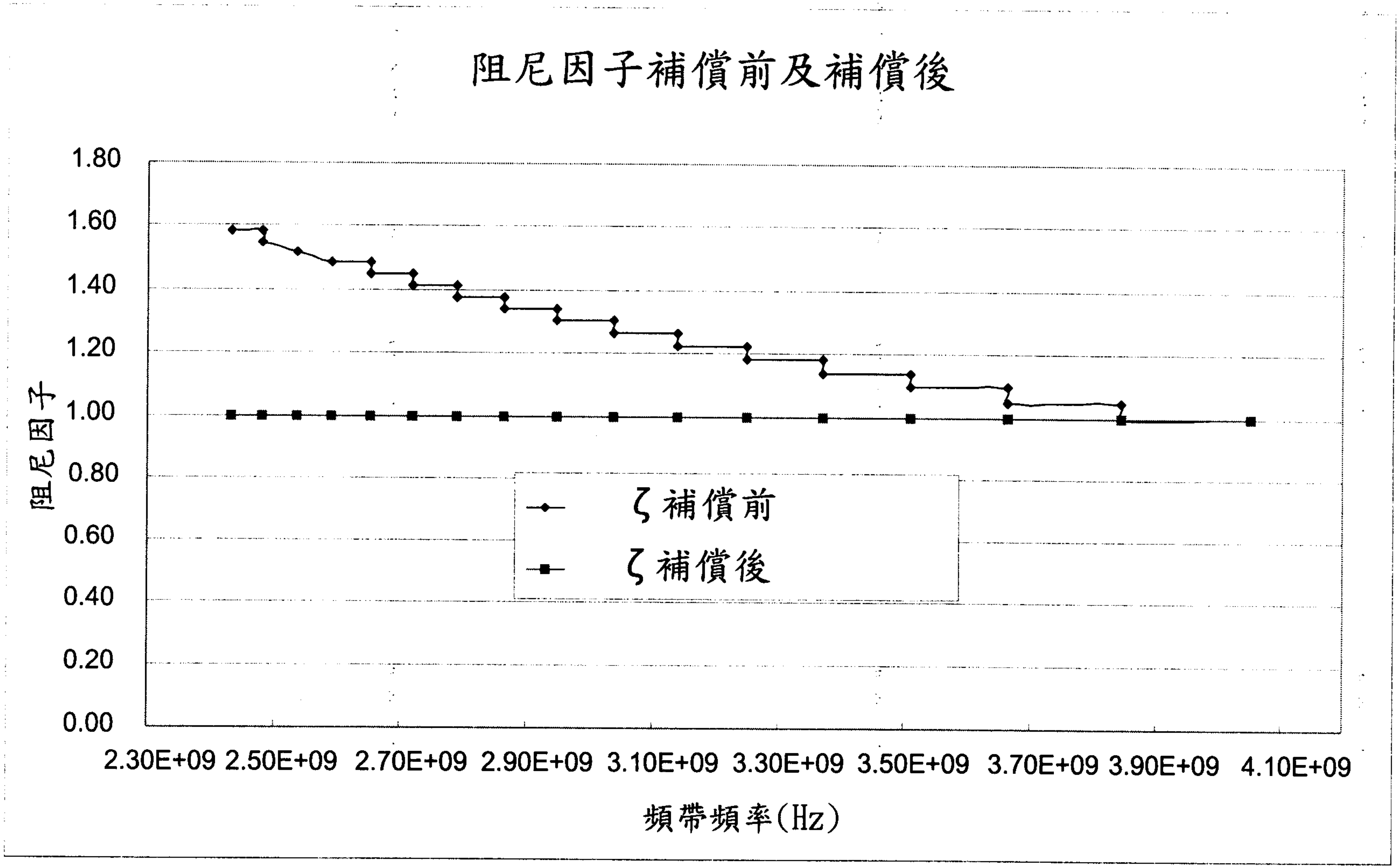
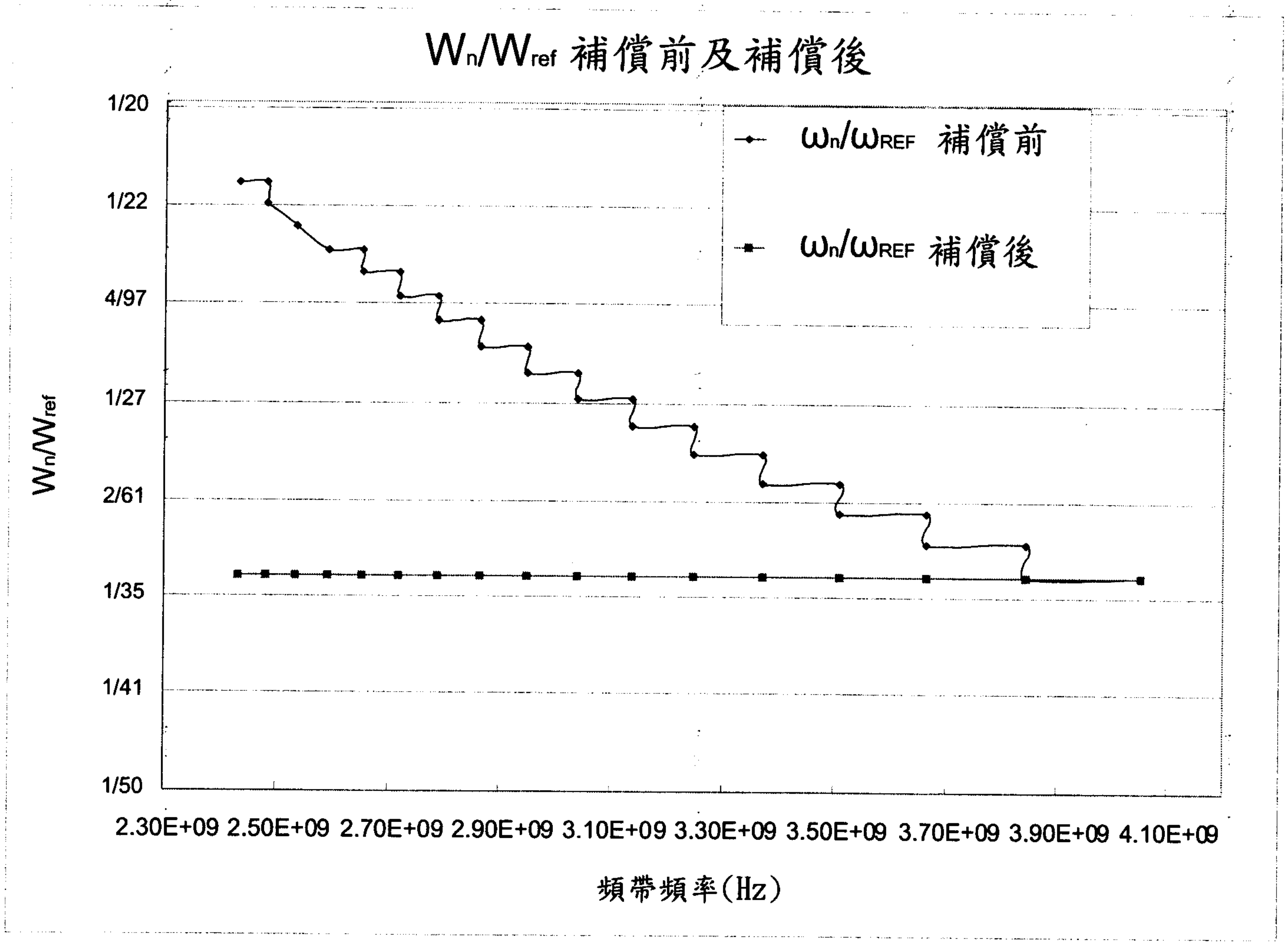

阻尼因子補償前及補償後
1.80
1.60
1.40
1.20
1.00
0.80
0.60
0.40
0.20
0.00
阻尼因子
ζ補償前
ζ補償後
2.30E+09 2.50E+09 2.70E+09 2.90E+09 3.10E+09 3.30E+09 3.50E+09 3.70E+09 3.90E+09 4.10E+09
頻帶頻率(Hz)

圖 11



Wn/Wref 補償前及補償後
1/20
1/22
4/97
1/27
2/61
1/35
1/41
1/50
Wn/Wref
ωn/ωREF 補償前
ωn/ωREF 補償後
2.30E+09 2.50E+09 2.70E+09 2.90E+09 3.10E+09 3.30E+09 3.50E+09 3.70E+09 3.90E+09 4.10E+09
頻帶頻率(Hz)

圖 12

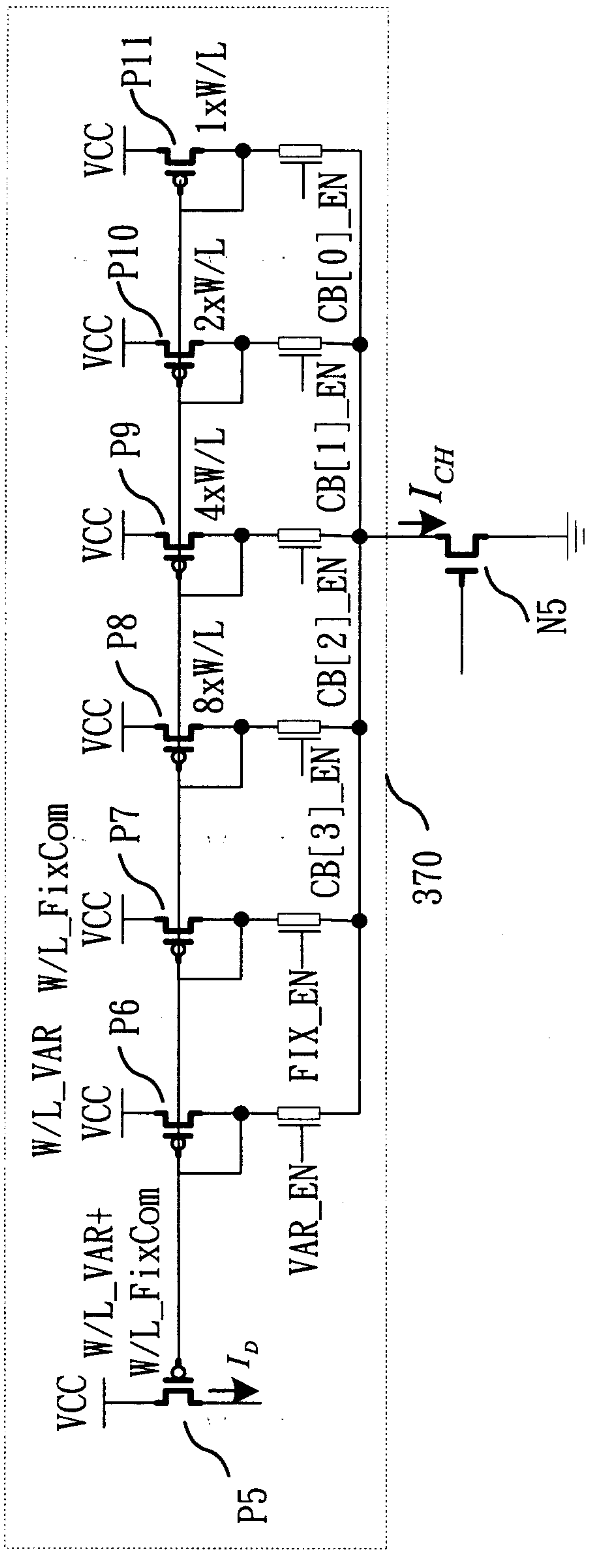

VCC
P11
1xW/L
P10
2xW/L
P9
4xW/L
P8
8xW/L
P7
W/L_FixCom
P6
W/L_VAR
P5
W/L_VAR+
W/L_FixCom
I_D
I_{CH}
N5
CB[0]_EN
CB[1]_EN
CB[2]_EN
CB[3]_EN
FIX_EN
VAR_EN
370

圖 13

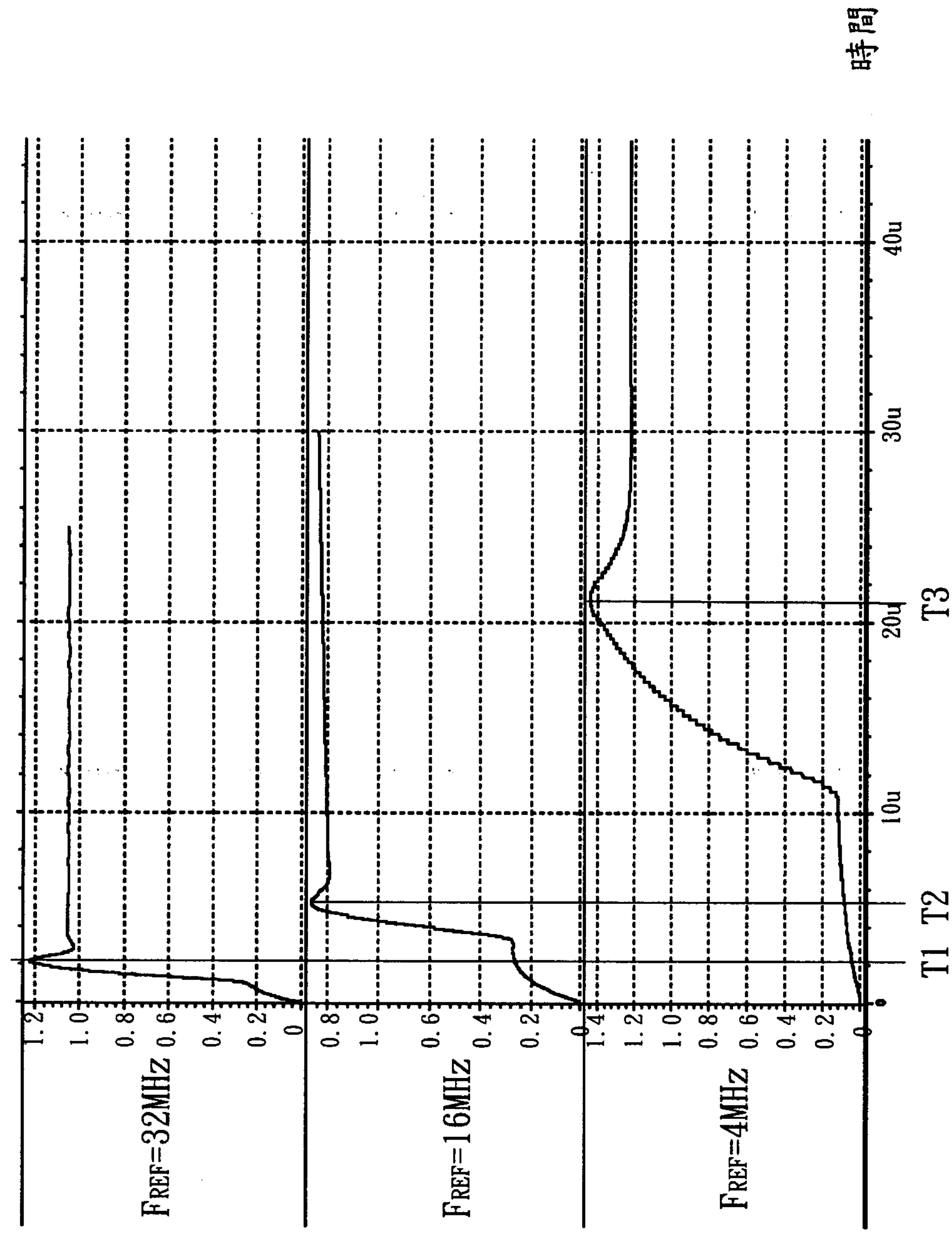

F_REF=32MHz
F_REF=16MHz
F_REF=4MHz
1.2
1.0
0.8
0.6
0.4
0.2
0
1.4
10u
20u
30u
40u
T1
T2
T3
時間

圖 14

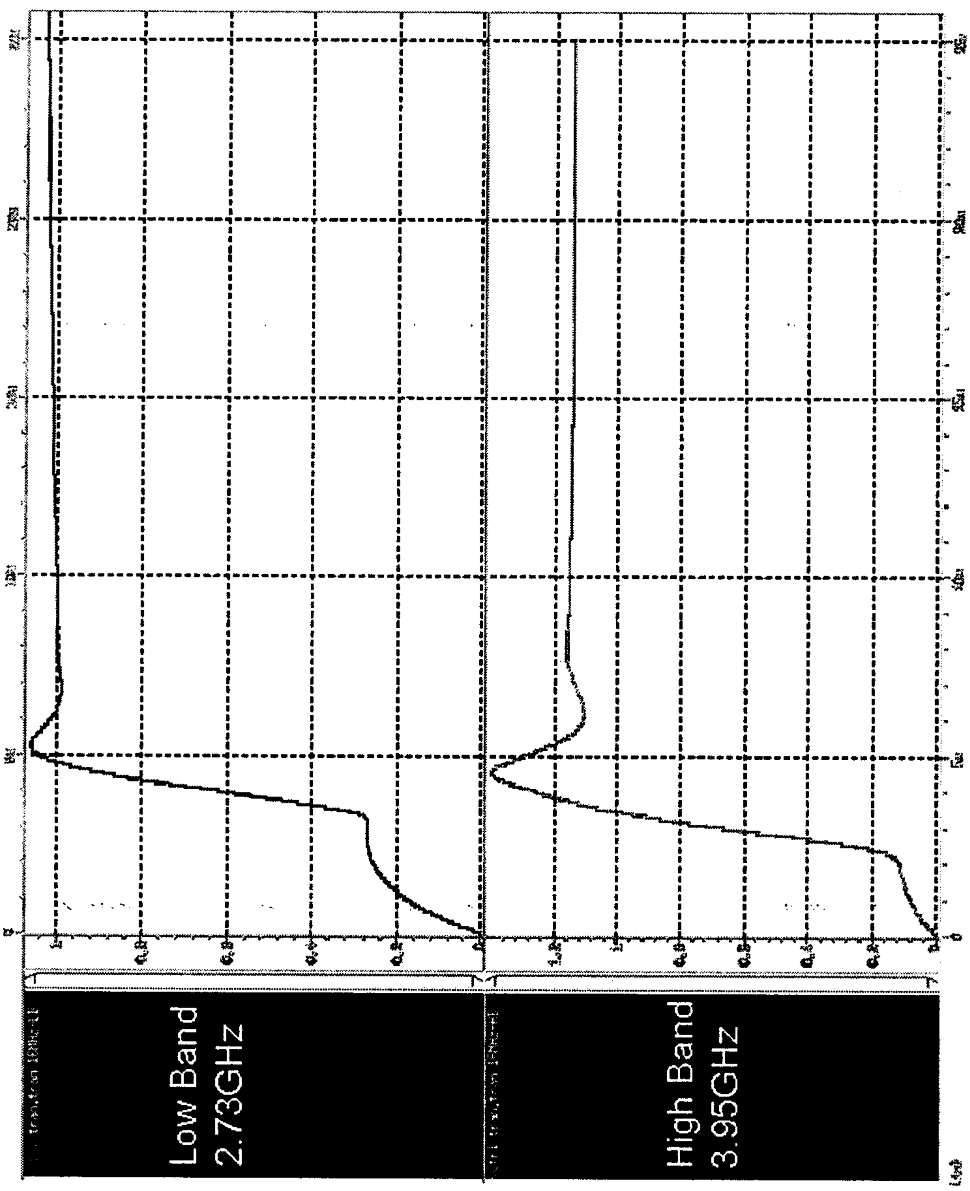


圖 15

七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：圖（ 3 ）。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

頻率合成系統300	檢測器310
電荷泵320	濾波器330
可控式振盪器340	可程式除頻裝置350
電流鏡電路360	補償電路370

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