

諧波電源供應器的研製

羅永昌 陳銘澤 盧永滄 謝錦聰

勤益技術學院電機工程系

摘要

電力品質是當前電力公司與工業界所要面對的主要課題，不良的電力品質如電力諧波(Harmonics)、電壓閃爍(Flickers)、三相不平衡(Three-phase unbalance)、電壓突波與電流突波(Inrush current) 等，皆會對電機、電子設備造成長期危害。當諧波嚴重到污染電力系統時，除了影響系統供電品質外，還可能導致電氣設備過電壓或過電流，致使設備壽命減短，或者因系統共振引起諧波量擴大，而發生立即破壞。因此，本文將應用鎖相迴路技術，設計一諧波電源供應器以提供諧波測試電源，來作為諧波對於電氣設備影響之檢測。

關鍵字：諧波電源供應、頻率合成、鎖相迴路

1. 前言

鎖相迴路(Phase Locked Loop, PLL)是一種回授(feedback)系統，其原理是在回授中利用回授訊號將輸出端之時脈訊號的頻率與相位，鎖定在輸入端之參考訊號的時脈與相位上，其基本架構如圖 1 所示，是由相位偵測器(Phase Detector)、迴路濾波器(Loop Filter)、電壓控制振盪器(Voltage Controlled Oscillator, VCO)所組成。

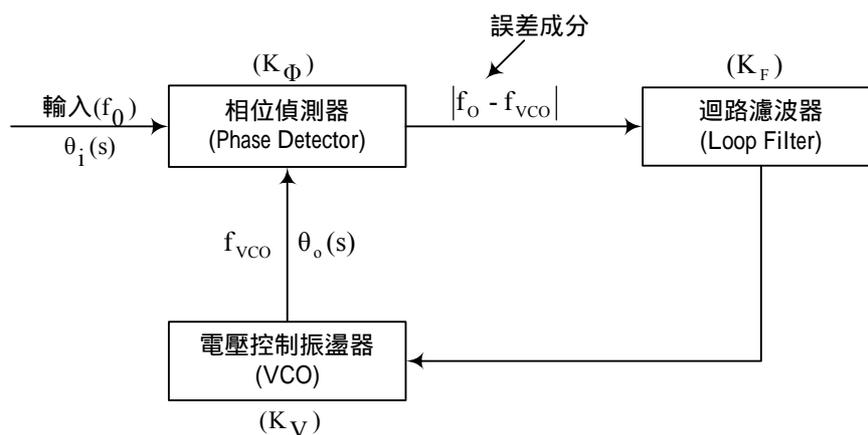


圖 1 鎖相迴路的基本架構

相位偵測器的作用是將輸入訊號 f_0 的相位與 VCO 的輸出訊號 f_{vco} 比較，並依相位差大小產生對應之誤差電壓。迴路濾波器則用來濾除由相位偵測器輸出所產生的高頻訊號或雜訊，其可將

訊號轉換成直流平均電壓，以用來調整 VCO 的輸出頻率及電壓，並可使捕捉後的訊號保持鎖定 (lock) 狀態，但是若為了具有保持功能而將濾波器的時間常數加大，則可能造成無法追蹤輸入訊號變化而失去了 PLL 的功能，而迴路濾波器通常有三種型式：延遲濾波器(Lag Filter)、延遲前進濾波器(Lag Lead Filter)、主動型濾波器(Active Filter) [1]。

VCO 的作用則是隨著電壓高低值之不同，提供可在一定頻率範圍內產生對應於振盪頻率之振盪電路，而為了使 VCO 的輸出訊號能與參考訊號能精密吻合，首先利用相位偵測器將兩種訊號比較以取出兩者的誤差訊號，此一誤差訊號經過迴路濾波器後成為補正值再加入 VCO，而讓 VCO 的振盪頻率接近參考訊號。反覆經由此程序，最後可使 VCO 的振盪輸出訊號與參考訊號一致(亦即為鎖定狀態)。而在鎖定狀態中若有其他因素造成 VCO 輸出產生變化時，其將會再次動作加以控制。當鎖定的過程中發生動作太快或太慢，或者是補正過度與不足現象，皆可由迴路濾波器的時間常數來決定其動作特性(稱為濾波器的傳達函數)。此外，影響 PLL 特性的尚有相位偵測器的變換增益(亦稱為變換感度)，以及 VCO 在定量電壓下之頻率變動情形(稱為 VCO 的變換增益)。

當迴路開始工作時，會進行一種「導引」過程以使振盪器頻率與參考頻率造成一截頻，因而產生一個直接控制電壓，利用此電壓的正負特性來將 VCO 往鎖扣方向導引。由於振盪器本身會產生像殘餘高頻形式的雜訊而造成振盪器常常會偏離鎖定狀態，因此迴路本身必須隨時監控此情況的發展以保持鎖定狀態。在一般情形之下，這個發展過程會導致迴路濾波器之電容器不斷的進行充、放電。而迴路要達成鎖定過程中必須經歷兩個不同階段，其先在第一個階段中達成頻率鎖扣，繼而在完成頻率鎖扣之後進行相位鎖扣。

2. 鎖相迴路原理

在圖 1 中之 K_ϕ 為相位偵測器的增益常數、 K_F 為迴路濾波器的增益、 K_V 為 VCO 的變換增益，利用 Laplace 變換原理可得到輸出 $\theta_o(t)$ 對輸入 $\theta_i(t)$ 的轉換特性為：

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_\phi \cdot K_V(s) \cdot K_F(s)}{1 + K_\phi \cdot K_V(s) \cdot K_F(s)} \quad (1)$$

由於 K_V 為時間的函數，其 Laplace 轉換為 $K_V(s) = K_V/s$ ，於是可轉換式(1)為

$$H(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_\phi \cdot K_V \cdot K_F(s)}{s + K_\phi \cdot K_V \cdot K_F(s)} \quad (2)$$

式(2)可用來表示 PLL 的基本特性，其中 $K_F(s)$ 又稱為濾波器的傳達特性。而當 $K_F(s) = 1$ 時可得到迴路的反應性為：

$$H(s) = \frac{K_\phi \cdot K_V}{s + K_\phi \cdot K_V} \quad (3)$$

式中之 $K_\phi \cdot K_V$ 為直流迴路增益，由提昇此一直流迴路增益可加大頻帶寬度而提高追蹤特性，但為了減少雜訊對電路的影響，則必須使用濾波器來減少頻帶寬。當選用延遲濾波器時的迴路濾波器傳達函數為

$$K_F(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (4)$$

將式(4)代入式(1)可得到

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5)$$

式中： $\omega_n = \sqrt{K/\tau}$ 為自然頻率， $\zeta = (1/2) \cdot (\omega_n/K)$ 為阻尼因數， $K = K_\phi K_V$ 為迴路增益。

3. 頻率合成器

VCO 的主要作用是對參考訊號提供鎖定功能，但如果要對各種頻率合成，則必須在訊號輸入到相位偵測器之前，先以數位方式對各訊號進行除頻，才能正確的改變 VCO 的頻率[3]。

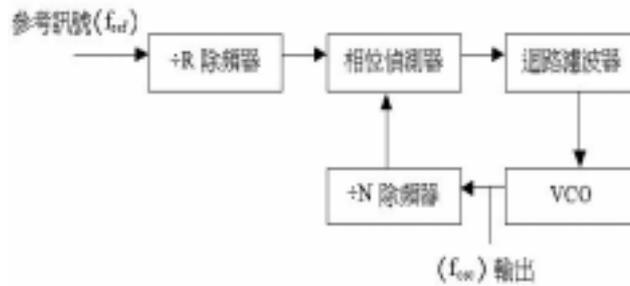


圖 2 頻率合成器

頻率合成器的方塊圖如圖 2 所示，其將參考訊號與 VCO 輸出頻率分別經由 ÷R 的除頻器以及 ÷N 的除頻器來除頻後，再輸入到相位偵測器進行比較，假設參考訊號的頻率為 f_{ref} ，VCO 的輸出頻率為 f_{osc} ，則當迴路達成鎖定時

$$f_{osc} \div N = f_{ref} \div R \quad (6)$$

此時的 VCO 輸出頻率 f_{osc} 可表示成

$$f_{osc} = f_{ref} \times \frac{N}{R} \quad (7)$$

此即表示只要適當的選擇 N 與 R 值，即可由將參考訊號乘上 N 倍或除以 1/R 倍來獲得穩定的頻率輸出。雖然可由改變 N 或 R 值來取得可變的震盪頻率，但若以改變 R 值來進行除算時，可能會發生除不盡的情況，而且頻率也比較容易變動，因此通常採用改變 N 值的方式。

要讓除頻的比率為可變，可以採用如圖 3 所示的可程式化除頻器(programmable divider)。

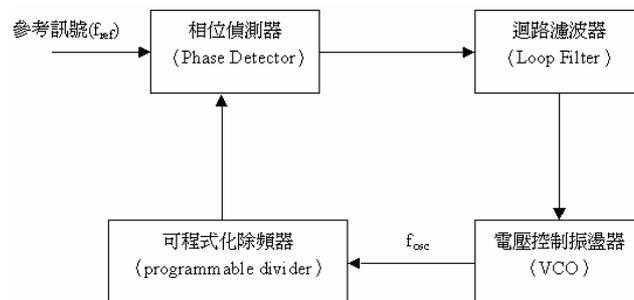


圖 3 可調頻率的倍頻器

由於在鎖相迴路內已經插入 ÷N 的除頻器，使得迴路的傳達函數也將成為 1/N 倍，因此式(2)

必須改寫為

$$H(s) = \frac{K_{\phi} \cdot K_V \cdot K_F(s)}{s + \frac{K_{\phi} \cdot K_V \cdot K_F(s)}{N}} \quad (8)$$

同時，式(5)的條件也會跟著改變，亦即為

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (9)$$

式中： $\omega_n = \sqrt{K/\tau}$ ， $\zeta = (1/2) \cdot (\omega_n/K)$ ， $K = (K_{\phi} K_V)/N$ 。

4. 電路設計

本文所提出諧波電源供應器控制方塊圖如圖 4 所示，其包含波形產生器、除頻電路、相位偵測器與混波電路四大部分，在波形產生器部分是以三個 ICL8038 作為 VCO，其中一個 ICL8038 接成可調頻率振盪器形式作為參考信號來源，由於 ICL8038 所輸出各種波形均為同步，因此以方波作為相位的偵測與比較，正弦波則作為混波的來源[5]。

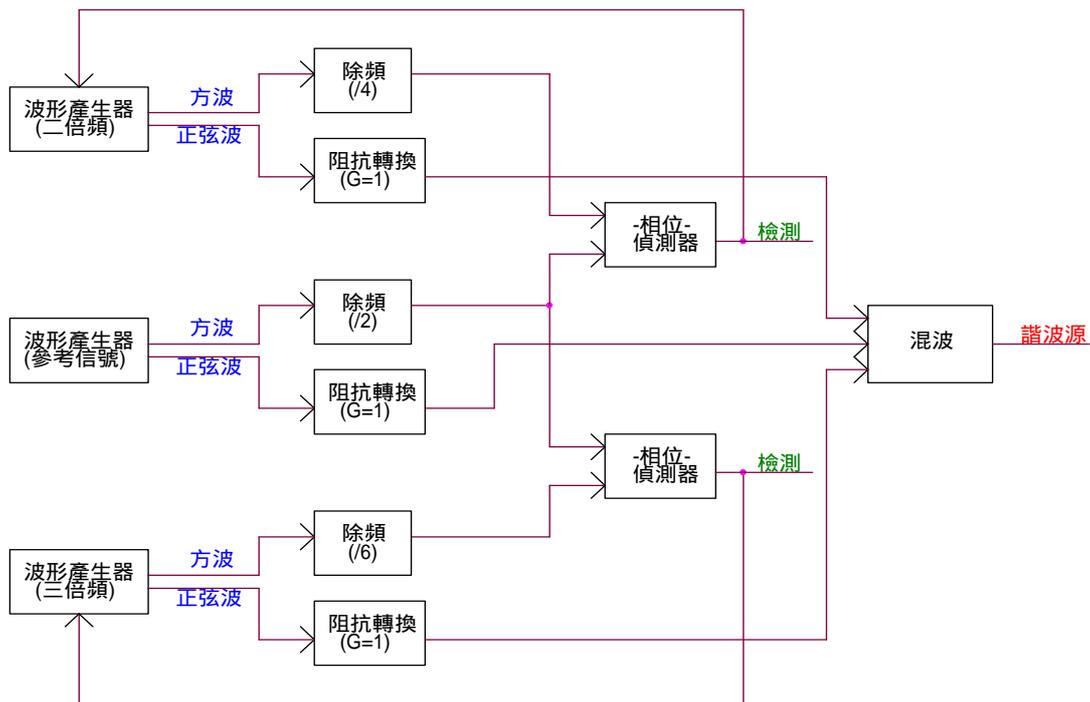


圖 4 諧波電源供應器控制方塊

參考信號的方波經除頻後分別與二倍頻、三倍頻除頻後的信號再經由相位偵測器比較，若二者信號有所差異，則此差異成份再經由迴路濾波器來濾除相位偵測器輸出所產生的高頻訊號或雜訊，之後並轉換成直流平均電壓而回授至 ICL8038 的第 8 腳，以調整二倍頻及三倍頻電路的頻率與相位使之與參考信號同步。接著再將所得到的二倍頻信號、三倍頻信號以及參考信號 (ICL8038 第 2 腳) 輸入至一由運算放大器所組成的加法器，即可得到一個含有二、三次諧波之信

號源。其中的基頻與倍頻詳細電路分別如圖 5 與圖 6 所示。

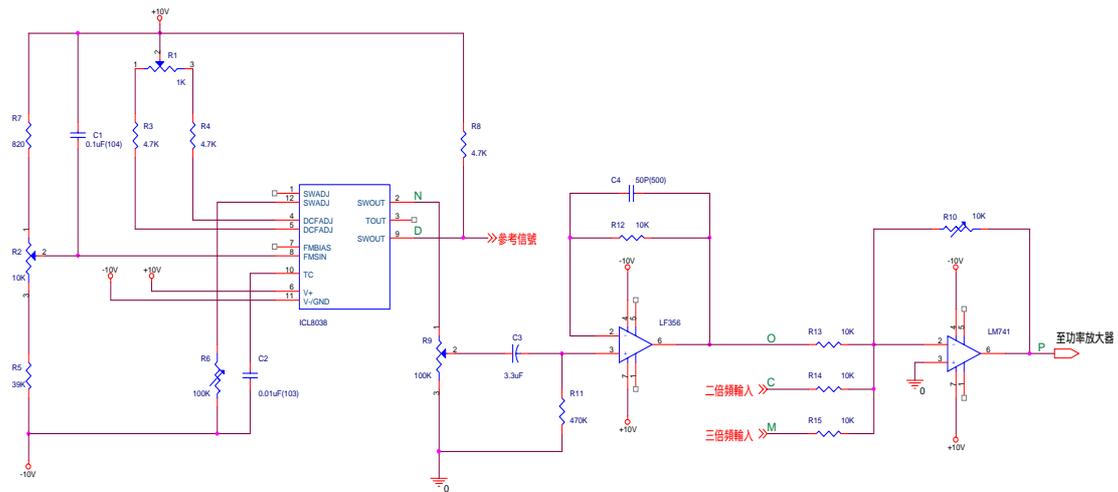


圖 5 基頻電路

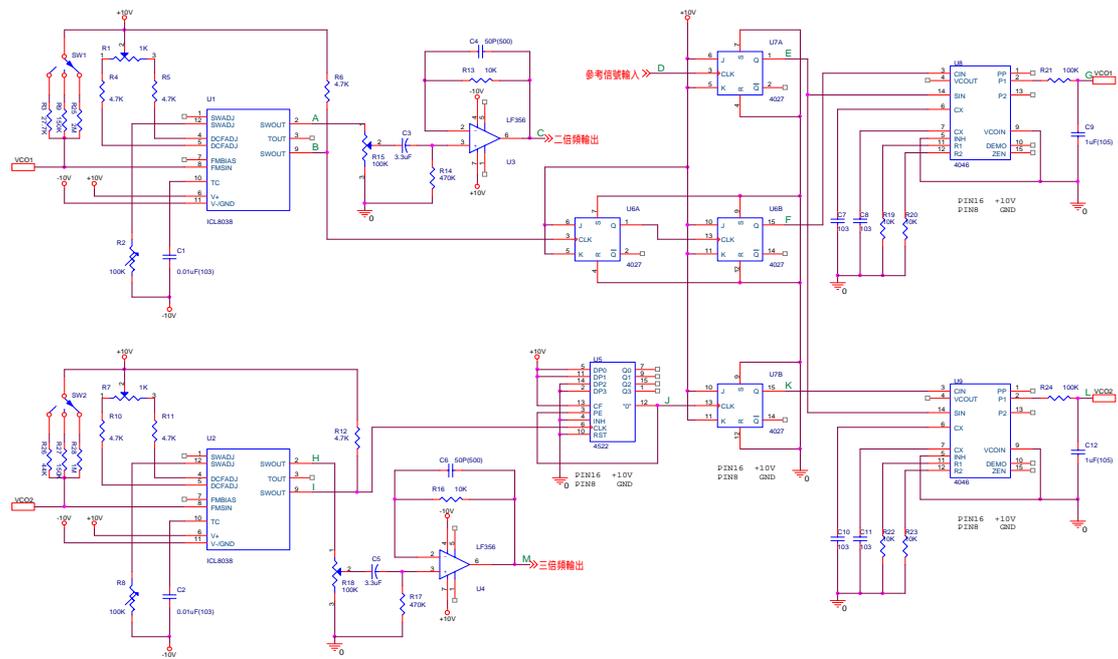


圖 5 倍頻電路

最後再將諧波源輸入至圖 6 所示的功率電路來放大諧波源信號，圖 6 電路是使用 LM1875 之音頻功率放大器來將正、反相信號放大，由於此放大器的供應電壓範圍為 16 ~ 60 V，最大輸出功率為 30W，所以此電路可提供的最大容量為：60W，16 ~ 60V。

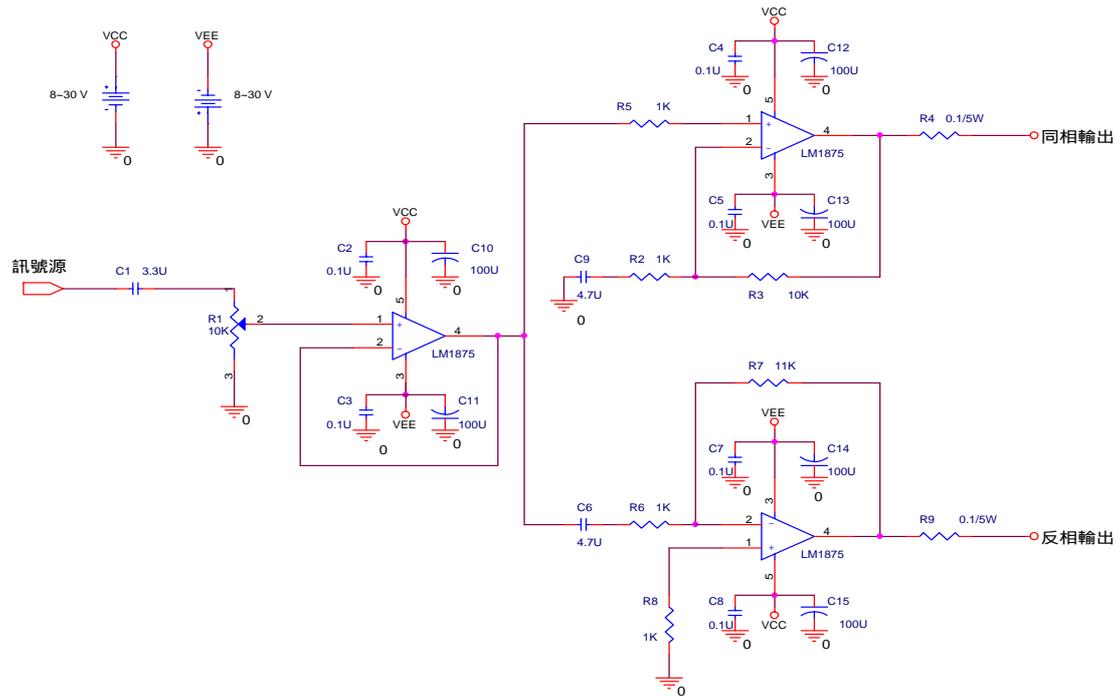


圖 6 功率放大電路

5. 電路製作與實驗結果

實際電路製作中，發現當迴路在鎖定的狀態下，有時會有抖動(Jitter)的情形發生，而使迴路產生失鎖的狀態，並且在相位偵測器的選擇上，由於使用 EX-OR 閘，只能用於基準頻率與 VCO 頻率較高且兩者頻率比較接近的情況。因為這些原因，在圖 5 的基頻電路中加入電阻 R7，以提昇由 ICL8038 輸出之參考信號頻率；另外，在圖 6 的倍頻電路中，使用波段開關來選擇適當電阻值，以調整輸入 ICL 8038 第 8 腳的直流補償電壓，而讓其振盪頻率能較為接近於捕捉範圍內。

為了擴增頻率捕捉範圍以及提昇鎖住參考頻率的精確度，在圖 5 的倍頻電路中是採用波段開關方式來設計，其各波段開關的捕捉頻率範圍如下：

- 二倍頻 — 1 (波段開關位於 R3) : 0.7 1.8 KHz。
- 2 (波段開關位於 R9) : 2.4 3.1 KHz。
- 3 (波段開關位於 R25) : 4.6 4.8 KHz。
- 三倍頻 — 1 (波段開關位於 R26) : 0.7 1.7 KHz。
- 2 (波段開關位於 R27) : 1.3 2.6 KHz。
- 3 (波段開關位於 R28) : 2.5 3.3 KHz。

當參考頻率設定於 1.08KHz 時之測試波形如圖 7 所示，其中(7-a)為基頻與二倍頻正弦波，(7-b)為基頻與三倍頻正弦波，(7-c)為諧波輸出。可得知本設計電路可提供穩定的諧波源以及精確的頻率控制，以作為電氣設備檢測諧波影響之用。

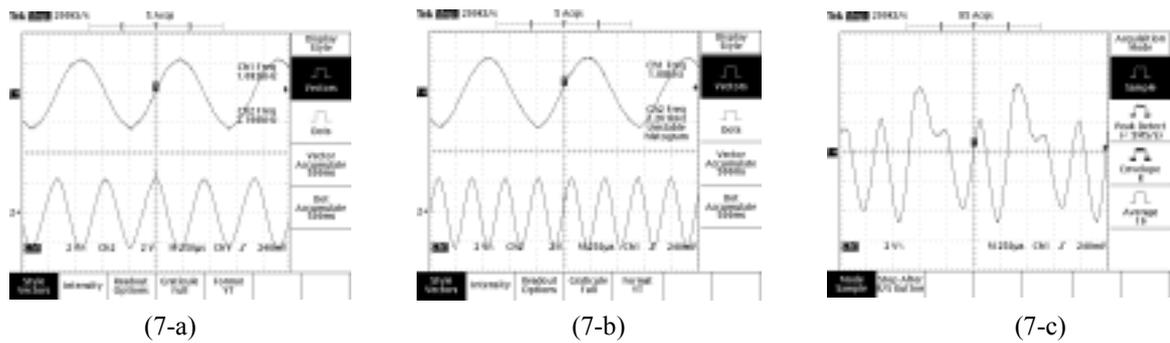


圖 7 參考頻率設定於 1.08KHz 時之測試波形；(7-a)基頻與二倍頻正弦波，(7-b)基頻與三倍頻正弦波，(7-c)諧波輸出。

6. 結論

高速切換電力電子產品使用率的大量增加，是造成對供電系統電力污染的主要原因之一，如何降低電力電子或其他相關產品對供電系統的諧波干擾為目前電磁干擾防護的主要研究課題之一。為此，本文利用相位鎖住迴路技術研製一諧波電源供應器以作為電力電子或其他相關產品的諧波測試供應源，經由實測結果驗證其可提供穩定的諧波源以及精確的頻率控制。

7. 參考文獻

- [1] 陳連春，“PLL相位鎖定向應用技術”，增訂版，建興出版社，2000。
- [2] 游榮豪，“高速全數位鎖相迴路”，碩士論文，國立中興大學電機工程研究所，2001。
- [3] 陳英亮，“數位式PLL頻率合成器”，初版，超級科技圖書股份有限公司，1985。
- [4] 蔡正偉，“壓控環路振盪器之交互鎖定-設計與研究”，碩士論文，華梵大學機電工程研究所，2000。
- [5] 盧明智、黃敏祥，“OP Amp應用 + 實驗模擬(含Filter、A/D、D/A、VCO、V/F、F/V)”，二版四刷，全華科技圖書股份有限公司，1998。

