

# 6

# 運算放大器

運算放大器(operational amplifier, 簡稱 OP-AMP)可說是類比電路中用途最廣、功能最多的一種 IC。運算放大器的種類繁多，一顆 IC 中通常包含數十個電晶體，例如常見的 741C 運算放大器由 24 個電晶體所構成。雖然 OP-AMP 的內部構造相當複雜，但是就其輸出與輸入的關係來看卻十分簡單，因此，只要注意到 OP-AMP 的一些限制，分析或設計 OP-AMP 的應用電路通常是件輕鬆愉快的工作。因為 OP-AMP 使用容易又變化多端，而且十分便宜(一顆 741C 約 5 塊錢台幣)，可說是一個物美價廉的小「魔術盒」(magic box)。另外，OP-AMP 主要應用於線性電路中(有不少例外!)，也就是類比訊號(如聲音、溫度、壓力、速度、或是正弦波等)的放大器。雖然獨立的電晶體也可製作類比放大器(這也是一般電子學教科書的重點)，但是一般的電路中，使用 OP-AMP 或是其他線性 IC 做為類比放大器的核心是較簡易、可靠、而且廉價的選擇。

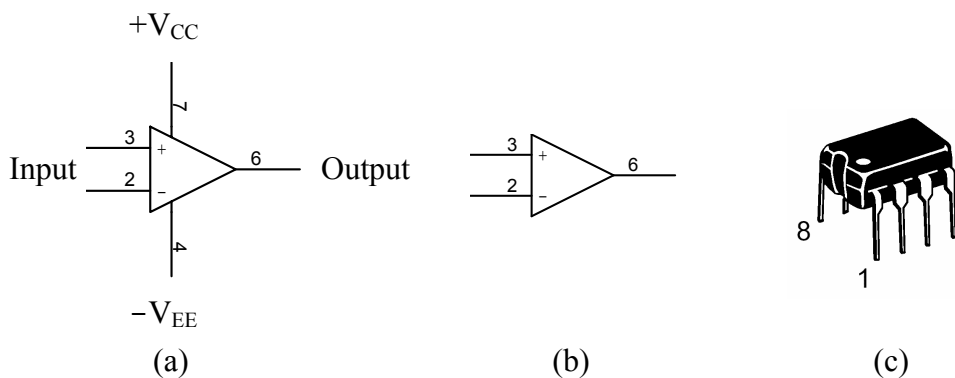


圖 6-1：OP-AMP 的符號與外觀(PDIP 包裝)

## 6.1 基本模型

運算放大器除了電源端子外，有一個輸出端，兩個輸入端：稱為正相(+)輸入端與反相(-)輸入端，元件符號如圖 6-1 所示。為了簡化圖面，一般電路圖中常省略兩個電源接腳，如圖 6-1b。

圖 6-2 是 OP-AMP 的基本模型：從輸入端看進去，OP-AMP 相當是個電阻(實際上還有並聯的電容，但是對於低頻訊號可忽略電容存在)，稱之為輸入阻抗(input impedance)(以  $R_{IN}$  表示)；從輸出端往回看，是一個由輸入訊號控制的電壓源與一個電阻串聯，此電壓源與輸入端電位差成正比，兩者的比值稱為電壓放大倍率(voltage gain)(以  $A_o$  表示)，而串聯的電阻稱為輸出阻抗(output impedance)(以  $R_{OUT}$  表示)。正相與反相兩輸入端的電位差一般用  $V_{error}$  表示，因此輸出電壓與  $V_{error}$  的關係為

$$V_{OUT} = A_o V_{error} \quad (6-1)$$

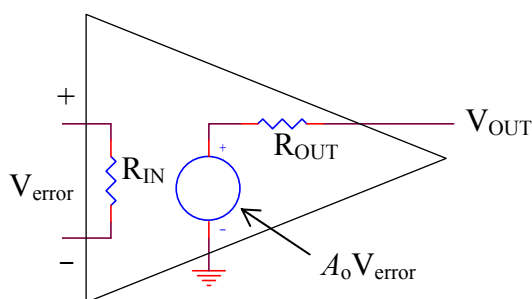


圖 6-2：OP-AMP 的模型

如圖 6-2 這樣簡單的模型也可用來描述一般的放大器，而 OP-AMP 特殊之處在於輸入阻抗與放大倍率很高，而輸出阻抗則非常小(相較於輸入阻抗)。例如，741C 的輸入阻抗為  $2M\Omega$ ，放大倍率為 100,000，輸出阻抗為  $75\Omega$ 。

稍等！輸出電壓高達輸入值的十萬倍，OP-AMP 想必是個危險裝置？其實，在 OP-AMP 的世界裡，放大倍率十萬並不搶眼，許多 OP-AMP 的放大倍率超過一百萬！而 OP-AMP 的放大倍率與電晶體的電流增益值( $\beta_{dc}$ )一樣，愈大愈理想。大部分的 OP-AMP 應用電路中輸出訊號會回授到反相

輸入端，使實際的放大倍率大為降低(一般在數百以內)，而其他操作性能如穩定性、線性度等則大幅提昇。另外，OP-AMP 輸出端的電壓無法超過外加電源( $V_{CC}$  與  $-V_{EE}$ )的電壓值(例如  $\pm 15\text{ V}$ )，而輸出電流也有所限制；換句話說，OP-AMP 的輸出電壓與電流必須在一定的範圍內，圖 6-2 的模型才有效。

## 問題

- 6-1 對於 741C，若正相輸入端電壓為  $5.0001\text{ V}$ ，反相輸入端電壓為  $5\text{ V}$ ，則輸出電壓若干？若正相輸入端電壓為  $5\text{ V}$ ，反相輸入端電壓為  $5.0001\text{ V}$ ，則輸出電壓若干？

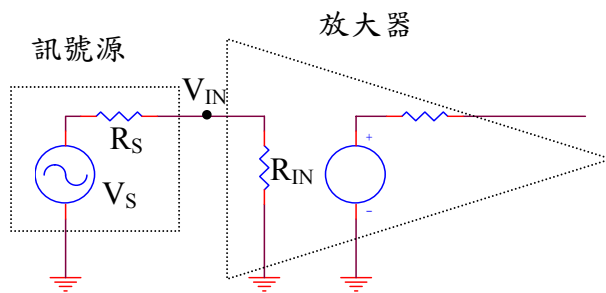


圖 6-3：輸入阻抗與訊號源

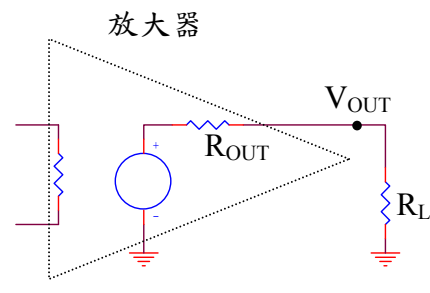


圖 6-4：輸出阻抗與負載

## 6.2 輸入阻抗與輸出阻抗

描述一個放大器的特性除了放大倍率之外，輸入阻抗與輸出阻抗的值同樣關係重大。電壓放大器的輸入阻抗愈大愈好，而輸出阻抗則愈小愈好。原因是一般訊號源(欲放大的訊號)本身具有相當的輸出阻抗(或稱為內電阻， $R_S$ )，當訊號源接至放大器的輸入端時，如果放大器的輸入阻抗與訊號源的內電阻相當或是更小，則輸入端的電壓將顯著下降，如圖 6-3 所示。如果放大器的輸入阻抗遠大於訊號源的內電阻，由分壓定理可知輸入端的電壓會與訊號源本身的電壓相當接近。另外，如果訊號源輸出的電流有限(例如波形產生器)，高輸入阻抗可避免電流超過額定值而導致訊號失真。

另一方面，低輸出阻抗代表放大器輸出電壓的剛性較大。如圖 6-4 所

示，當負載的電阻與放大器的輸出阻抗相當或是更低時，一旦接上負載，輸出電壓將明顯下降(分壓定理)，這種現象稱為負載效應(loading effect)；如果輸出阻抗遠低於負載電阻，則輸出電壓可避免因負載效應而下降。

OP-AMP 回授之後可將輸入阻抗增大，輸出阻抗降為 0(幾乎)。但是要注意 OP-AMP 的輸出電流不能超過額定值，否則一切美好的特性都將暫時消失(因為有過電流保護，OP-AMP 不至於燒毀)。

### 問題

- 6-2 如何利用一個理想電壓源(內電阻可忽略之電壓源)與一個電阻量測放大器的輸入阻抗。(提示：圖 6-3。)
- 6-3 上題中，如果電壓源的內電阻未知，如何量測放大器的輸入阻抗？
- 6-4 如何量測放大器的輸出阻抗？(提示：利用一個可變電阻。)

## 6.3 負回授

絕大部分 OP-AMP 的應用均有回授，而且大都是負回授(negative feedback)。所謂負回授是指 OP-AMP 反相輸入端與輸出端之間以電阻(或電容)相連，因此反相輸入端之電壓與輸出訊號相互影響<sup>64</sup>：當輸出(或負載)電壓或電流上升時，負回授的機制有壓抑電壓或電流上升的趨勢；當輸出電壓下降時，負回授有抑制電壓下降的趨勢。沒有回授的 OP-AMP 稱為開迴路(open loop)，回授之後稱為閉迴路(closed loop)。因為 OP-AMP 的放大倍率非常高，因此開迴路時輸出電壓只有兩個可能的值：正飽和(比正的電源電壓  $V_{CC}$  略小)與負飽和(比負的電源電壓  $V_{EE}$  略小)。而負回授之後，輸出電壓可在正負飽和之間隨輸入訊號的大小任意(而且按照比例)變化。利用負回授的技術，我們能夠輕易將 OP-AMP 改裝成各種高性能的線性放大器！

---

<sup>64</sup> 大部分的負回授電路中，負載的電壓或電流訊號與 OP-AMP 的反相輸入端相連，但是當有數個放大元件(包括 OP-AMP 與電晶體)串接時，負載有可能與 OP-AMP 的正相輸入端連接。

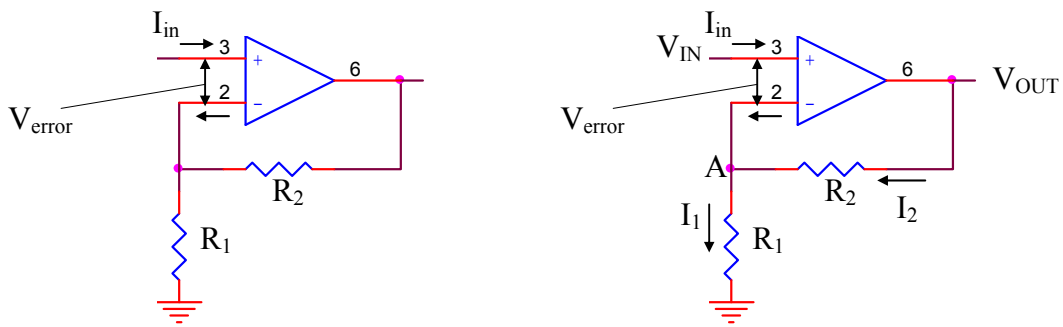


圖 6-5：負回授電路

圖 6-5 是一個負回授的例子，讓我們利用這個電路說明 OP-AMP 閉迴路電路的基本特性。

OP-AMP 負回授後具有以下兩個性質：

- (1) 因為  $A_o$  很大，因此反相輸入端的電壓會自動調整並且趨近正相輸入端的電壓，穩定之後正反兩輸入端的電位差可忽略，亦即

$$V_{\text{error}} = 0 \quad (6-2)$$

- (2) 因為  $R_{\text{IN}}$  很大，因此流進或流出 OP-AMP 輸入端的電流可忽略，亦即

$$I_{\text{in}} = 0 \quad (6-3)$$

利用上面兩條「金科玉律」<sup>65</sup>，我們可以很容易求出圖 6-5 的放大倍律。首先，由(6-2)可得(見圖 6-5b)

$$V_A = V_{\text{IN}}$$

因此

$$I_1 = \frac{V_{\text{IN}}}{R_1}$$

<sup>65</sup> 這兩條「金科玉律」並不是定理或定律，引用時仍需留意例外情況。

由(6-3)可推論  $I_2 = I_1$ ，因此

$$V_{OUT} = I_1(R_1 + R_2) = \frac{V_{IN}}{R_1}(R_1 + R_2)$$

所以此負回授電路的放大倍率為

$$A_{CL} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

其中下標  $_{CL}$  代表回授之後(亦即閉迴路，closed-loop)的值。

例如，若  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ， $R_2 = 99 \text{ k}\Omega$ ，則放大倍率  $A_{CL} = 100$ 。只要改變  $R_1$  或  $R_2$  的值就可調整此放大器的倍率。

在此我們可以檢查(6-2)的誤差有多少：如果  $V_{IN} = 10 \text{ mV}$ ，則  $V_{OUT} = 1 \text{ V}$ ，由(6-1)可求得  $V_{error} = V_{OUT}/A_0 = 10^{-5} \text{ V}$  (假設使用 741C)。因此， $V_{error}$  的值為  $V_{IN}$  的千分之一。換句話說，對於圖 6-5 的負回授電路，引用(6-2)所產生的誤差約為千分之一<sup>66</sup>！

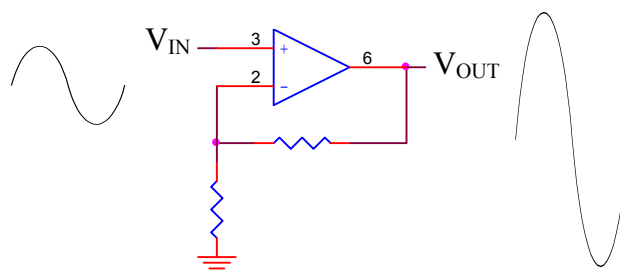


圖 6-6：同相放大器

## 6.4 同相放大器

上一節所舉的負回授電路稱為同相放大器(non-inverting

<sup>66</sup> 實際上的誤差可能較大，原因主要來自 OP-AMP 本身的瑕疵，詳見 6.7 節。

amplifier<sup>67</sup> )，這是因為當輸入電壓為正時，輸出訊號亦為正值；輸入值為負時，輸出值亦為負，如圖 6-6 所示。同相放大器的放大倍率  $A_{CL}$  遠低於開迴路時的放大倍率  $A_o$ ，但是  $A_o$  如同電晶體的電流增益( $\beta_{dc}$ )一樣是個不確定的值，回授之後的放大倍率( $A_{CL}$ )卻十分穩定而且可靠。另外，回授之後除了放大倍率改變之外，輸入阻抗與輸出阻抗也同時改變。我們用  $R_{IN(CL)}$  代表閉迴路的輸入阻抗，用  $R_{OUT(CL)}$  代表閉迴路的輸出阻抗(見圖 6-7)。閉迴路與開迴路的參數變化如下：

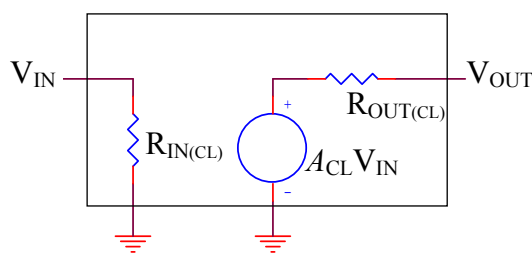


圖 6-7：閉迴路放大器模型

$$\text{令} \quad B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (= \frac{1}{A_{CL}})$$

$$\text{則} \quad R_{IN(CL)} = (1 + A_o B) R_{IN} \quad (6-4)$$

$$R_{OUT(CL)} = \left( \frac{1}{1 + A_o B} \right) R_{OUT} \quad (6-5)$$

例如，使用 741C 時，若  $A_{CL}=100$ ，則  $B=0.01$ ，因為  $A_o=100,000$ ， $R_{IN}=2 \text{ M}\Omega$ ， $R_{OUT}=75 \Omega$ ，因此  $R_{IN(CL)}=2001 \text{ M}\Omega$ ， $R_{OUT(CL)}=0.0749 \Omega$ 。

注意到因為開迴路的參數並不是確定值，因此所求得的閉迴路輸入與輸出阻抗只是個大略數值。重要的是，同相放大器的輸入阻抗非常大，遠大於回授前的值；而輸出阻抗則遠低於回授前的值，很接近0。對於電壓放大器而言，這是非常理想的特性。

<sup>67</sup> 直譯為「非反相」放大器。

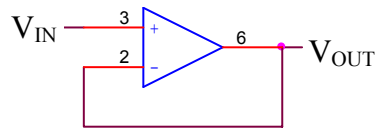


圖 6-8：電壓隨耦器

由(6-4)與(6-5)可知同相放大器的放大倍率愈低( $B$  愈大)，則輸入阻抗愈大，輸出阻抗愈小。圖 6-8 是一個放大倍率等於 1 的同相放大器，因為  $B = 1/A_{CL} = 1$ ，因此輸入與輸出阻抗分別為

$$R_{IN(CL)} = (1 + A_o)R_{IN} \approx A_o R_{IN}$$

$$R_{OUT(CL)} = \left(\frac{1}{1 + A_o}\right)R_{OUT} \approx \frac{R_{OUT}}{A_o}$$

這個放大器似乎並無任何電壓放大的效果，但是卻有天文數字般的輸入阻抗，可視為開路，而輸出阻抗則幾乎為 0(「幾乎」兩字省略無妨)。此放大器稱為電壓隨耦器(voltage follower)，主要功用是將訊號源與負載隔離，避免負載效應(見 6.2 節)。例如，圖 6-9a 中，分壓電路的輸出端一但與負載連接，因為電流流出，輸出電壓顯著下降(圖 6-9b)；當負載與輸入訊號間加入電壓隨耦器後(圖 6-9c)，分壓電路的輸出電壓可不受負載影響，保持恆定。因為這種隔離作用，電壓隨耦器可稱為一種緩衝器(buffer)，避免輸入訊號受負載干擾，而輸出電壓也可不隨負載改變而改變。

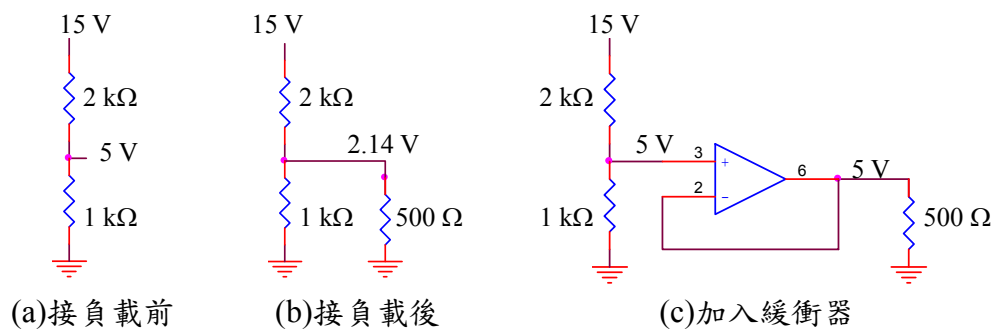


圖 6-9：負載效應與緩衝器

電壓隨耦器與第 4 章介紹的射極隨耦器功能類似，但是前者性能更佳。不過，要注意 OP-AMP 的輸出電壓與電流必須在額定值之內，否則前述之優異特性不復存在(詳見 6.7 節)。



## 問題

- 6-5 741C 的輸出額定電流為 25 mA，圖 6-9c 中，負載的電阻值最小可為若干？
- 6-6 圖 6-9b 中，負載的電流由訊號源(分壓電路)供應，而圖 6-9c 中，負載的電流並非來自訊號源，此電流從何而來？

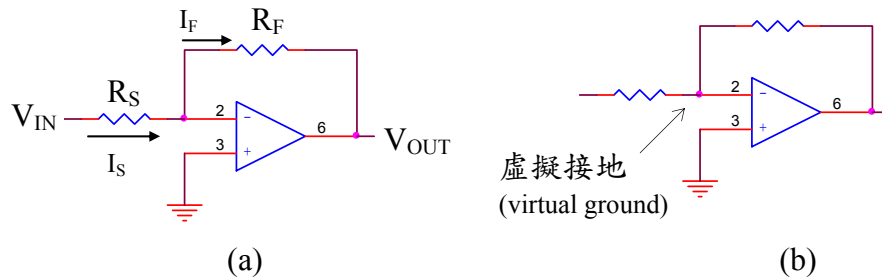


圖 6-10：反相放大器

## 6.5 反相放大器

圖 6-10 是另一種負回授電路。因為正相輸入端接地，因此由(6-2)可推論反相輸入端的電位也等於 0，這是分析此電路的關鍵！接下來根據歐姆定律，

$$I_S = \frac{V_{IN} - 0}{R_S} \quad (6-5)$$

而  $I_F = I_S$  (為什麼?)，因此

$$\begin{aligned} V_{OUT} &= 0 - I_F R_F && \text{(歐姆定律)} \\ &= 0 - \left(\frac{V_{IN}}{R_S}\right) R_F && \text{(由(6-5))} \\ &= -\left(\frac{R_F}{R_S}\right) V_{IN} \end{aligned}$$

此電路的放大倍率為  $-R_F/R_S$ 。其中負號代表輸出電壓與輸入電壓的相位相反：當  $V_{IN}$  為正時， $V_{OUT}$  為負值，反之亦然。因此這個負回授電路稱為「反相放大器」(inverting amplifier)。此電路中，反相輸入端雖然沒有直接接地，但是電位卻始終保持為 0，因此(反相輸入端)稱為「虛擬接地」(virtual

ground<sup>68</sup>)(圖 6-10b)。

反相放大器的輸出阻抗與同相放大器一樣很小，亦即  $R_{OUT(CL)} \approx 0$ ，但是輸入阻抗則有很大差別。因為反相輸入端相當於接地狀態(但不可真的接地!)，回授之後的輸出與輸入關係可用圖 6-11 表示。因此，反相放大器的輸入阻抗等於  $R_S$ 。

從另一個角度來看，輸入阻抗的定義為輸入電壓與輸入電流的比值，因此由(6-5)可得

$$R_{IN(CL)} \equiv \frac{V_{IN}}{I_{IN}} = \frac{V_{IN}}{I_S} = R_S$$

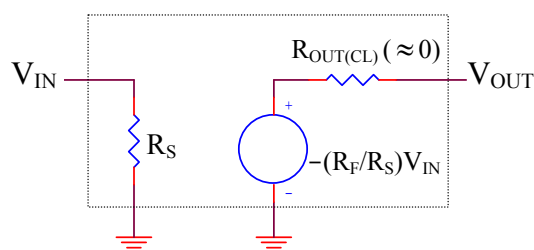


圖 6-11：反相放大器的等效電路

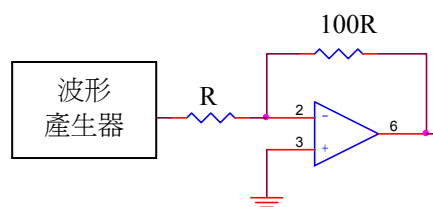


圖 6-12

## 問題

- 6-7 圖 6-12 中，波形產生器輸出訊號的振幅量得 100 mV(未接任何負載時)，接上放大倍率 100 的反相放大器後輸出端所量得的振幅卻只有 500 mV，可能的原因為何？如何改善？(提示：波形產生器的輸出電流有限。)

反相放大器的輸入阻抗雖然遠小於同相放大器(顯然是個缺點)，實務上反相放大器的使用率卻不遜於同相放大器。原因大致有三：1. 同相放大器可由兩個反相器串接而成，但是再多的同相放大器也無法組成一個反相放大器；2. 反相放大器中，OP-AMP 兩個輸入端電壓均為 0，因此 OP-AMP

<sup>68</sup> 英文中“virtual”並沒有「虛」的意思，而是與真實(real, reality)幾乎沒有兩樣(但又不是真實)的意思。

的負荷較輕，性能也略佳；3. 反相放大器中的虛擬接地有利於設計多輸入訊號的合成電路，例如下節所介紹的類比加法器。

至於反相放大器輸入阻抗較小的問題，可由兩級(或三級)放大加以改善，前級放大器使用較大的  $R_S$  來提高輸入阻抗，如圖 6-13 所示。不過，如果需要非常高的輸入阻抗(例如數  $M\Omega$  以上)，還是要將同相放大器派上用場。

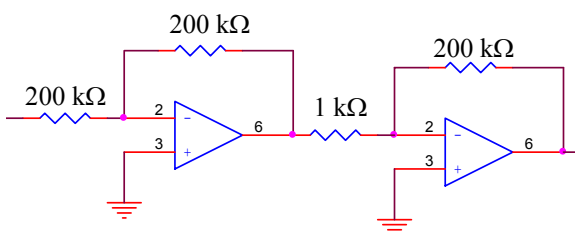


圖 6-13：兩級放大

## 6.6 各種應用電路

OP-AMP 的應用變化多端，除了同相與反相放大器外，其他應用電路不勝枚舉。一旦確定是負回授電路，(6-2)與(6-3)兩條「金科玉律」就可派上用場，以下介紹幾種常見的負回授應用電路。

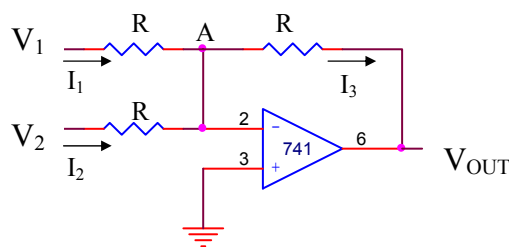


圖 6-14：加法器

### 加法器(summing amplifier)

圖 6-14 是一個類比加法器，輸出訊號是兩個輸入訊號的加成。由(6-2)

首先確定 A 點電位為 0(虛擬接地)，因此  $I_1$  與  $I_2$  分別為

$$I_1 = \frac{V_1}{R}, \quad I_2 = \frac{V_2}{R}$$

而  $I_3 = I_1 + I_2$  (由(6-3))，因此

$$\begin{aligned} V_{\text{OUT}} &= 0 - I_3 R \\ &= -(I_1 + I_2)R \\ &= -(V_1 + V_2) \end{aligned}$$

此電路除了可將兩個直流電壓(反相後)相加，也可將兩個不同頻率的訊號加成，產生一個合成訊號。例如， $V_1$  為振幅 1 V 的正弦波， $V_2$  為 1 V 的直流電，則  $V_{\text{OUT}}$  為準位(平均電壓)-1 V、振幅 1 V 的正弦波。

### 問題

- 6-8 圖 6-14 輸出訊號與輸入訊號反相，如何設計一個輸出與輸入訊號同相的加法器( $V_{\text{OUT}} = V_1 + V_2$ )？
- 6-9 圖 6-15 中兩個電路的性能有何不同？(提示：考慮輸入訊號源的輸出阻抗)
- 6-10 設計一個 3 輸入端的加法器( $V_{\text{OUT}} = V_1 + V_2 + V_3$ )。
- 6-11 設計一個 2 輸入端的放大器，輸出與輸入的關係為  $V_{\text{OUT}} = -10(V_1 + V_2)$ 。

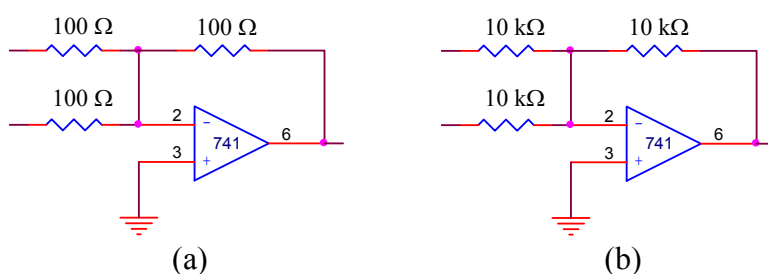


圖 6-15

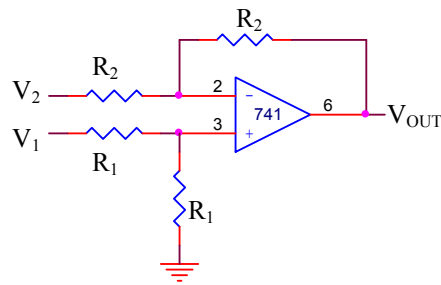


圖 6-16：差動放大器

### 差動放大器(differential amplifier)

顧名思義，差動放大器(圖 6-16)的輸出訊號是兩個輸入訊號的差。分析這個電路同樣可直接引用(6-2)與(6-3)，逐步求得輸出與輸入訊號的關係。另一種較有趣(較有學問?)的方法是使用疊加原理(superposition principle)，也就是將兩個輸入訊號分別考慮：首先令  $V_2$  為 0，求出  $V_{OUT}$  與  $V_1$  的關係；然後令  $V_1$  為 0，求出  $V_{OUT}$  與  $V_2$  的關係；最後將前後兩個輸出值相加即可，詳細過程如下。

- (1) 令  $V_2$  為 0，此時圖 6-16 可簡化如圖 6-17a，這是一個同相放大器，其中

$$V_A = \frac{1}{2} V_1 \quad (\text{分壓定理；記得同相放大器的輸入端可視為開路})$$

輸出電壓與  $V_A$  的關係為  $V_{OUT}^1 = 2V_A$ ，因此

$$V_{OUT}^1 = V_1$$

- (2) 令  $V_1$  為 0，此時圖 6-16 可簡化如圖 6-17b，這是一個放大倍率為 1 的反相放大器，因此

$$V_{OUT}^2 = -V_2$$

- (3) 實際的輸出電壓是(1)與(2)的加成：

$$V_{\text{OUT}} = V_{\text{OUT}}^1 + V_{\text{OUT}}^2 = V_1 - V_2$$

差動放大器可用來量測電路中兩個浮接點(floating point, 也就是未接地的點)兩端的電位差, 也可以用來調整波形的準位。

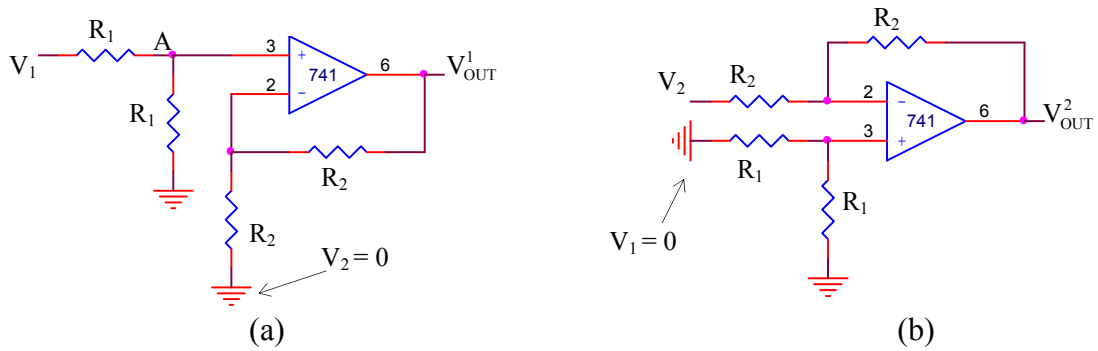


圖 6-17：疊加原理

### 問題

6-12 圖 6-16 中, 若  $V_1$  為 2 V 的直流電,  $V_2$  為振幅 300 mV 的正弦波, 則輸出電壓的波型與準位為何?

### 電流對電壓轉換器(current-to-voltage converter)

圖 6-18 中, 輸入訊號是個電流源, 輸出電壓與輸入訊號的關係為

$$V_{\text{OUT}} = -R_F I_S$$

此電路可用來量測很小的電流, 例如圖 6-19 中, 當光線照射在受光二極體(photo diode)時, 微量電流會流過此二極體。假設電流為  $1\mu\text{A}$ , 則輸出端的電壓為

$$V_{\text{OUT}} = 100\text{ k}\Omega \times 1\mu\text{A} = 100\text{ mV} \text{。}$$

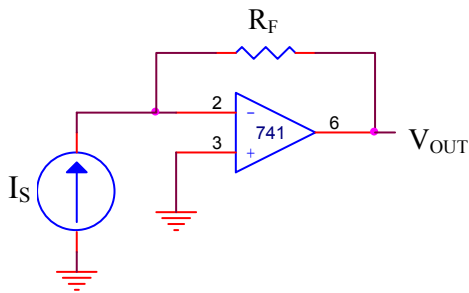


圖 6-18：電流轉換電壓

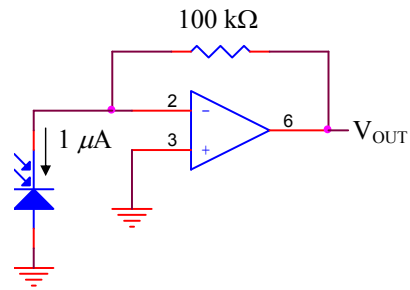


圖 6-19：小電流偵測

### 電壓控制的電流源(voltage-controlled current source)

圖 6-20 是一個電壓轉換電流的電路，輸出(負載)電流與輸入電壓的關係為

$$I_L = \frac{V_{IN}}{R}$$

(6-6)

因為負載電流與輸入電壓成正比，而與負載(\$R\_L\$)本身的大小無關，因此這是一個可調控的電流源。不過，使用時須注意輸出電流必須在 OP-AMP 的額定電流之內，否則(6-6)不成立。

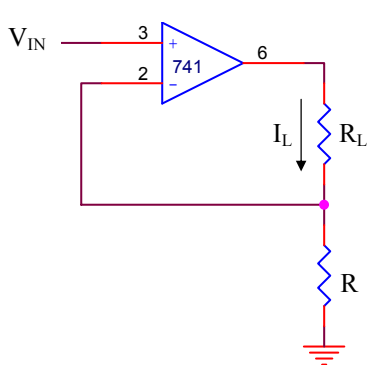


圖 6-20：電壓控制的電流源

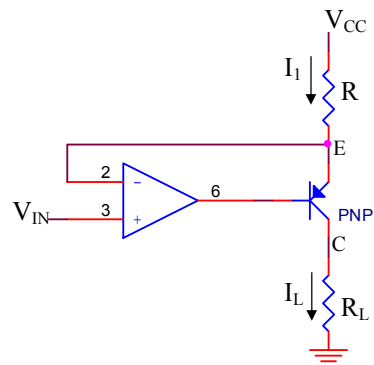


圖 6-21：負載接地的電流源

### 問題

6-13 推導(6-6)式。

圖 6-21 是另一種電壓控制的電流源。雖然 OP-AMP 的輸出端與負載

之間加入一個電晶體，但整體而言還是一個負回授電路<sup>69</sup>，所以(6-2)與(6-3)仍然有效！由(6-2)  $V_E = V_{IN}$ ，因此

$$I_1 = \frac{V_{CC} - V_{IN}}{R}$$

由(6-3)  $I_E = I_1$ ；而  $I_C \approx I_E$ ，因此

$$I_L \equiv I_C \approx \frac{V_{CC} - V_{IN}}{R}$$

相較於圖 6-20，圖 6-21 有兩個特點：一是負載的一端接地，不再是浮接狀態；二是負載電流可以遠大於 OP-AMP 的額定電流(為什麼?)。

## 6.7 OP-AMP 的限制

OP-AMP 雖然好用，但也不是萬能。引用(6-2)與(6-3)兩條「金科玉律」時，除了要先判斷是否為負回授外，還要注意幾個前提：輸出電壓或電流是否超出額定範圍、訊號的頻率是否太高、OP-AMP 本身的精度是否符合要求等。以下進一步說明 OP-AMP 性能上的一些限制、缺陷、以及可能的改善方法。

### 電壓限制

OP-AMP 的輸出電壓無法超出兩個外加電源的值。例如，若電源為  $\pm 12V$ ，則輸出電壓最大約為  $11V$ ，最小約為  $-11V$ (因為 OP-AMP 內部電晶體有電壓降，因此最大輸出電壓比電源電壓小  $1\sim 2V$ ，實際的數值因型號不同而有差別)。提高電源電壓可加大輸出訊號的電壓範圍，不過要注意電源電壓不可超過額定值，例如 741C 正電源電壓與負電源電壓最大壓差需在  $36V$  之內( $\pm 18V$ )，最小不能低於  $\pm 5V$ 。OP-AMP 容許的正負電源壓差一般不超過  $44V$ ，但也有少數型號可達  $100V$  以上。

---

<sup>69</sup> 判斷負回授的方法為：假設負載電流(或電壓)增加，OP-AMP 的輸出端是否有壓抑負載電流(或電壓)增加的趨勢，若是則為負回授。



另外，多數 OP-AMP 需要雙電源(正負電源)驅動<sup>70</sup>，少數 OP-AMP 可由單電源驅動，例如 LM324 只需一個正電源(最小 3V、最大 32V)即可作動，而且此類 IC 內部包含 4 個獨立的 OP-AMP(共用一個電源)！

## 電流提昇

一般 OP-AMP 的額定輸出電流在數十毫安培以內，例如 741C 為 25 mA。當 OP-AMP 輸出端直接驅動小電阻(大負載)時，可能因為電流超過額定值而使電壓下降<sup>71</sup>。

例如，圖 6-22 中，輸出電壓、電流與負載大小的關係如表 6-1 所列。當電阻較大時，輸出電壓與計算值相同；當電阻低於某個數值時，輸出電流已接近 OP-AMP 的極限，此時不論負載電阻減低多少，輸出電流並無明顯變化，因此輸出電壓將隨負載電阻值減小而下降。

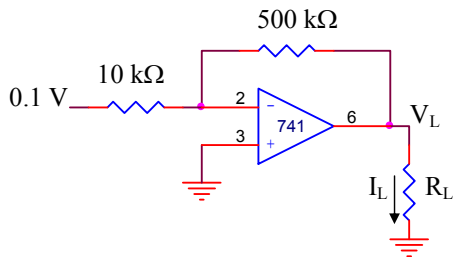


圖 6-22：電流限制

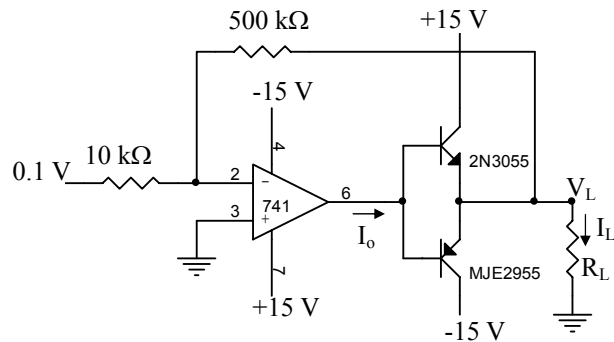


圖 6-23：電流提昇電路

<sup>70</sup> 這也是使用 OP-AMP 不方便的地方，因為電源電路所佔的體積、重量、與成本可能比 OP-AMP 本身高出許多。

<sup>71</sup> OP-AMP 的內部具有過電流保護機制，因此即使將輸出端短路(直接接地)也不致燒毀，此時不論輸入訊號大小，輸出端的電壓均為 0，在此(6-2)顯然失效。

表 6-1：實驗結果(針對圖 6-22)

負載電阻 $R_L$	輸出電壓 $V_L$	輸出電流 $I_L$
2 k $\Omega$	-5 V	-2.5 mA
1 k $\Omega$	-5 V	-5 mA
500 $\Omega$	-5 V	-10 mA
200 $\Omega$	-4.6 V	-23 mA
100 $\Omega$	-2.4 V	-24 mA
20 $\Omega$	-0.494 V	-24.7 mA

數十毫安的電流所能驅動的負載實在有限，如何提昇 OP-AMP 的輸出電流呢？我們可以求助電晶體 -- 功率電晶體。圖 6-23 是一個常用的電流提昇電路(current booster)，圖中 OP-AMP 的輸出端與負載之間加進一個推挽式的射極隨耦器<sup>72</sup>，因為 OP-AMP 的輸出端與電晶體的 B 極相連，因此只要些許的輸出電流就可產生數十倍以上的負載電流，表 6-2 列出負載電壓、電流與電阻的關係(假設電晶體的電流增益 $\beta_{dc} = 50$ )。比較表 6-1 與 6-2 可以看出加入射極隨耦器之後，負載的電阻值容許的變動範圍顯著增加，小 OP-AMP 也可驅動大負載！

<sup>72</sup> 詳見第 4 章。

表 6-2：實驗結果(針對圖 6-23)

負載電阻 $R_L$	負載電壓 $V_L$	負載電流 $I_L$	OP-AMP 電流 $I_o$
2 k $\Omega$	-5 V	-2.5 mA	-50 $\mu$ A
1 k $\Omega$	-5 V	-5 mA	-100 $\mu$ A
500 $\Omega$	-5 V	-10 mA	-200 $\mu$ A
200 $\Omega$	-5 V	-25 mA	-500 $\mu$ A
100 $\Omega$	-5 V	-50 mA	-1 mA
20 $\Omega$	-5 V	-250 mA	-5 mA

### 問題

6-14 圖 6-23 中，如果兩個電晶體的 $\beta_{dc}$  值均為 50，而 OP-AMP 的額定輸出電流為 25 mA，則負載電阻最小可為若干？有何辦法可使負載電流大於 10A？

驅動高功率負載除了外接功率電晶體外，也可選擇高輸出電流的功率運算放大器(power OP-AMP)，例如，LM12 輸出電流可達 10 A (輸出功率 80 W)。功率 OP-AMP 看似方便，但是因為使用不廣，不僅元件價格較高，而且取得較費工夫，不像小功率的 OP-AMP 那樣「唾手可得」；如圖 6-23 的電流提昇電路仍不失為一種經濟實惠的設計。

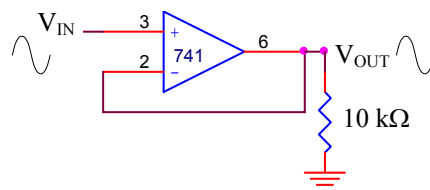


圖 6-24：頻寬測試

## 頻寬限制(轉動率限制)

根據(6-2)，負回授時，OP-AMP 反相輸入端的電壓將趨近於正相輸入端的電壓。實際上，當輸入訊號改變時，輸出與回授訊號需要一段時間才能到達新的目標值；也就是說，輸出與輸入訊號之間必然有或多或少的相位延遲現象。如果輸入訊號是一個正弦波，輸出訊號將緊隨輸入訊號變化，當頻率逐漸增高時，輸出訊號終將因為 OP-AMP 本身的速度限制無法追上快速變化的輸入訊號，導致輸出振幅下降。例如，我們對放大倍率 1 的電壓隨耦器(圖 6-24)做一實驗，當輸入訊號的頻率為 6 kHz 時(振幅 10 V)，從示波器上來看，輸入訊號與輸出訊號幾乎重疊，如圖 6-25a 所示(voltage “follower”不枉其名)。然而，當訊號頻率提高時，輸出訊號的振幅卻可能明顯下降，如圖 6-25b 所示。這是因為 OP-AMP 的反應速度不足以讓輸出訊號追上快速的輸入值，不僅輸出振幅下降了，波形也不再是漂亮的正弦波(接近三角波)。

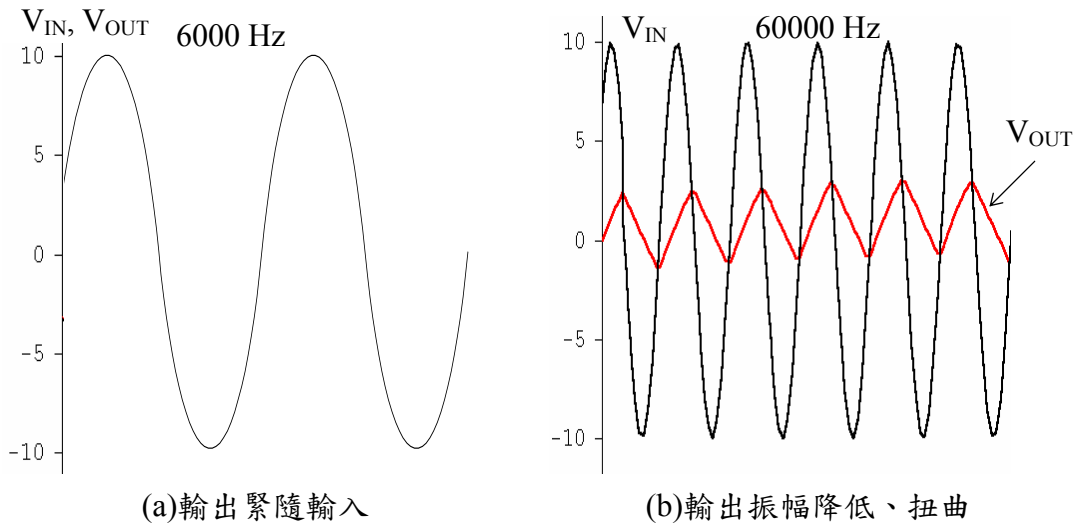


圖 6-25

汽機車的反應速度一般以「加速性」或「最大扭力」表示，而放大器則用「轉動率」(slew rate)表示。所謂轉動率(以  $S_R$  代表)是指在單位時間內，輸出電壓最大可能的變化值。例如，741C 的轉動率為  $S_R = 0.5 \text{ V}/\mu\text{s}$ 。因此，741C 的輸出電壓每微秒最多「只」能上升 0.5 V；換句話說，從示波器來看，輸出電壓波形(任一點)的斜率不可能超過  $0.5 \text{ V}/\mu\text{s}$ 。圖 6-26 比較不同頻率與振幅的正弦波，顯然頻率或振幅愈大，正弦波的起始斜率愈高；假

設頻率為  $f$ ，振幅為  $a$ ，則正弦波可表示為

$$V_s = a \sin 2\pi ft$$

將  $V_s$  對時間( $t$ )微分，可得

$$\frac{dV_s}{dt} = 2\pi fa \cos 2\pi ft$$

因此起始( $t = 0$ )斜率為  $2\pi fa$ 。

當輸出訊號的頻率與波形的乘積滿足  $2\pi fa < S_R$  時，輸出訊號可跟隨輸入訊號變化；否則，輸出振幅將隨頻率增高而下降，波形也會產生扭曲 (slew-rate distortion)。例如，圖 6-24 中，若輸入電壓的振幅為 10 V，則訊號的頻率必須滿足

$$f < \frac{S_R}{2\pi \times a} = \frac{0.5 \times 10^6}{2\pi \times 10} = 7958 \text{ (Hz)} \quad (6-7)$$

7958 Hz 稱為此系統的「頻寬」(bandwidth)。放大器的頻寬愈高，表示其反應速度愈快。由上面的分析可看出頻寬與振幅有關，振幅愈大，頻寬愈小。

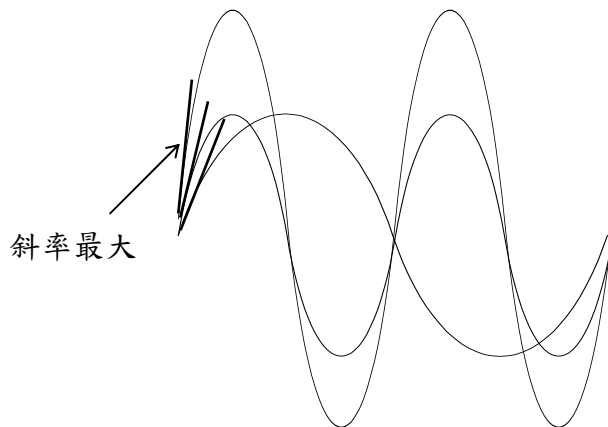


圖 6-26：電壓變化率與頻率、振幅成正比

### 問題

- 6-15 圖 6-24 中，若輸入訊號的振幅等於 1 V，則此放大器的頻寬為何？
- 6-16 LM318 的轉動率為  $S_R = 70 \text{ V}/\mu\text{s}$ ，若用 LM318 取代 741C，則上題的答案應為若干？

轉動率的限制主要原因是 OP-AMP 的電流有限，其中又刻意加了一顆電容做內部補償(使負回授電路能穩定下來)<sup>73</sup>，而電容充放電需要時間，使輸入與輸出訊號之間產生時間延遲現象。另外，即使電流無限，當高頻時輸出訊號的振幅仍會衰減(同樣與電容有關)，訊號開始衰減時的頻率稱為「小訊號頻寬」(因為當輸入訊號的振幅很小時，不需太大的電流)。不過，一般放大器的小訊號頻寬遠超過轉動率造成的頻寬限制(6-7)；換句話說，轉動率是影響放大器頻寬的主要因素。

## 精度問題

如果將 OP-AMP 正反兩輸入端同時接地，輸出電壓應為若干？根據圖 6-2 的模型，答案是 0——然而實際上並非如此。圖 6-2 是 OP-AMP 的近似模型，雖然是個很有效的模型，而且可據以分析大部份的負回授電路，但是卻不能解釋下面所要探討的精度問題(以及前述的電壓、電流、轉動率等限制)。

當 OP-AMP 正反兩輸入端接地時，如果沒有回授(開迴路時)則輸出電壓只有兩種可能<sup>74</sup>：正飽和(比正的電源電壓小 1~2 V)或負飽和(比負的電源電壓大 1~2 V)；而負回授之後輸出電壓的確接近於 0，但是仍有些許誤差。造成這些現象的主要因為：即使輸入端均接地，仍有很少量的電流流入兩輸入端；而且除了輸入阻抗外，兩輸入端之間存在一很小的偏差電壓，如圖 6-27 所示，以下分別探討這兩種造成誤差的微小電流與電壓。

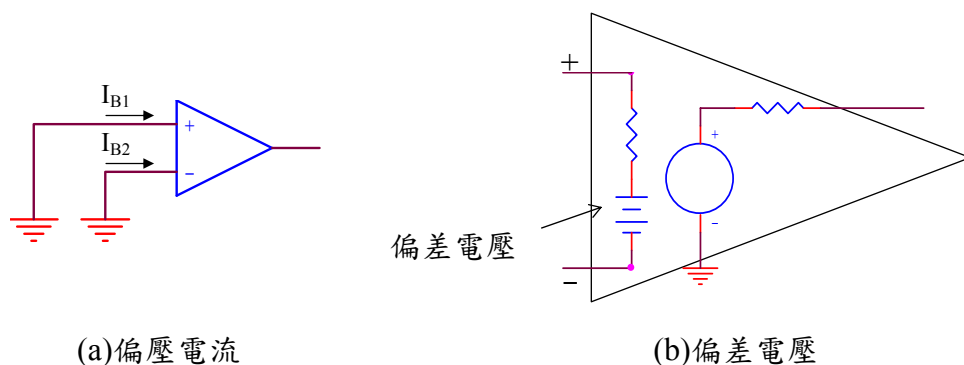


圖 6-27：偏壓電流與偏差電壓

<sup>73</sup> 有些 OP-AMP 內部沒有加補償電容，負回授時必須外加電容才可使系統穩定。

<sup>74</sup> 到底是哪一種情形要看運氣。

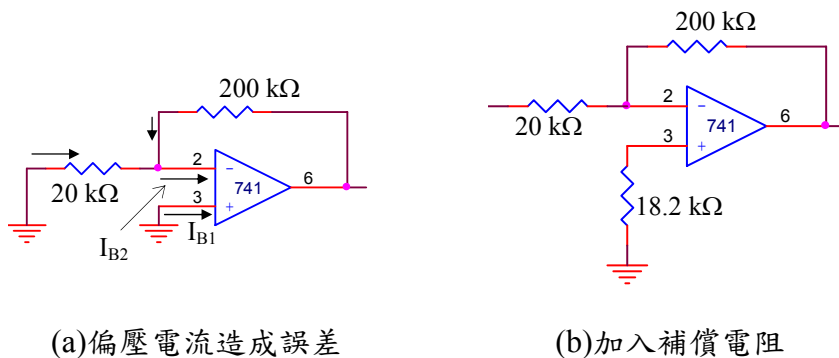


圖 6-28：改良的反相放大器

- (1) 偏壓電流：當 OP-AMP 的輸入端接地時，正反兩輸入端仍有微量的電流流入(圖 6-27a)，稱為偏壓電流<sup>75</sup>(input bias current)，偏壓電流的大小因 OP-AMP 而異，例如 741C 的偏壓電流可達  $0.5 \mu\text{A}$ ，而輸入端用 FET 做成的 OP-AMP 之偏壓電流幾乎都在  $1 \text{ nA}$  ( $10^{-3} \mu\text{A}$ ) 以下。因為偏壓電流的關係，圖 6-28a 的反相輸入端與接地點會產生些許電位差，而使正反兩輸入端的電壓不同，導致輸出電壓不為 0。補救的辦法是在正相輸入端與地之間也接上一顆電阻(大小約等於  $R_S$  與  $R_F$  的並聯值)，如圖 6-28b 所示，這時正反兩輸入端與接地點的電位差大致相同<sup>76</sup>，因此兩者電位差( $V_{\text{error}}$ )可更接近於 0。
- (2) 偏差電壓：除了偏壓電流外，輸入端的偏差電壓(input offset voltage)也會使輸出訊號產生誤差，741C 的偏差電壓約在 2 mV 左右。偏差電壓的效應相當是在 OP-AMP 的兩輸入端間加入一個(不請自來的)直流電壓源(圖 6-27b)；對於一個放大倍率 100 的負回授放大器，如果偏差電壓為 2 mV，則輸出誤差可達  $\pm 0.2 \text{ V}$ ，也就是說，即使輸入電壓為 0，輸出電壓卻不為 0，可能是 +0.2 V 或是 -0.2 V。因為偏差電壓的存在，因此 OP-AMP 開迴路的輸出電壓幾乎都達飽和值(為什麼?)。降低偏差電壓最簡單的方法是在 OP-AMP 的第 1 與第 5 隻接腳之間接上一個可變電阻(中間一端接至負的電壓源)，如圖 6-29 所示。將輸入端接地

<sup>75</sup> 流進正反兩輸入端的電流量不一定相等，兩者的差值稱為輸入偏差電流(input offset current)，在此我們不考慮偏差電流。

<sup>76</sup> 因為  $I_{B1}$  與  $I_{B2}$  不完全相等，因此仍有誤差存在。

後，慢慢調整可變電阻，使輸出電壓盡量接近 0(不要期待真的調到 0!)。

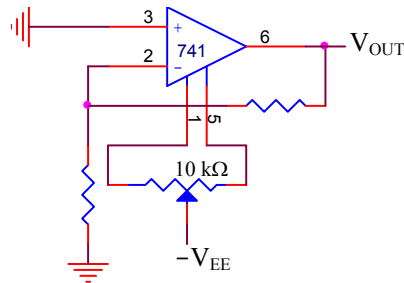


圖 6-29：歸零校正

上述的補償方式只能降低、而不能消除 OP-AMP 的誤差，因為除了以上兩個誤差來源外，還有其他較不明顯的誤差源，而且不論是偏壓電流或是偏差電壓的大小均會受到溫度甚至時間的影響：今天好不容易調好，明天可能不再是最佳狀態。因此，需要設計高精密度放大器時，正本清源之道是選用高精度的 OP-AMP，例如 OP-07 或 OP-77，這兩顆 OP-AMP 的偏差電流與偏差電壓均比 741C 小 100 倍以上(價格只有 741C 的 3、4 倍)，其他與精度相關的參數也較佳，而且不需利用可變電阻調整歸零。不過，經驗中真正需要如此高精度的應用相對較少，對於一般設計 741C 仍然適用。

## 6.8 OP-AMP 的保護

OP-AMP 內部具有過電流保護機制，即使將輸出端短路(或是接電阻很小的負載)也不致燒毀。不過，要毀損此顆 IC 並不困難，只要將 OP-AMP 正負兩個電源接點(接腳 7 與 4)對調(不小心接反)，這個小魔術盒就永遠變不出花樣了。另外，一般 OP-AMP 正相與反相輸入端的電位差不能太大，有些 OP-AMP 必須限制在  $\pm 5V$  以內，否則可能會影響性能，甚至毀損 IC。負回授時正反兩輸入端的電位差雖然很接近於 0，但是這需待系統穩定下來才算數；當輸入訊號突然改變時，在一小段過度時間內，正反兩輸入端可能出現明顯電位差。為避免這種情形發生，可在訊號輸入端反向並聯兩個二極體，如圖 6-30。接上保護二極體後，正反兩輸入端的電位差就可限



制在約 $\pm 0.7\text{ V}$ 以內了。

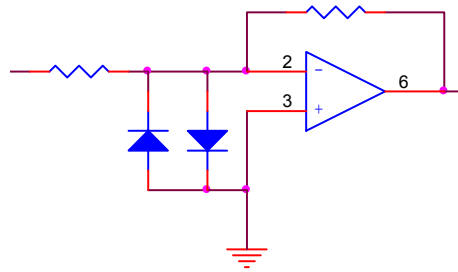


圖 6-30：輸入端保護

# 7 常用 IC 與應用

前面數章中我們認識了幾種常用的類比 IC，包括三端子穩壓 IC(78xx 系列)、達靈頓電晶體陣列(2803)、以及運算放大器等。相較於離散的電晶體電路，善用這些 IC 可大幅簡化電路設計與製作成本。本章將繼續介紹數個 OP-AMP 的線性與非線性應用電路，還有其它多種常用 IC。這些元件的價錢大多相當便宜，而且可在國內購得。本章最後一節列出 IC 的相關網站，從這些網站上可取得完整的規格表與使用方法。不論是要擴展電子科技的知識領域，或是要設計實際的電路，這些網站可提供許多寶貴(但是免費)的資訊。

## 7.1 「動態」的 OP-AMP 應用電路

前章介紹的 OP-AMP 應用電路都是外接電阻，因此輸出與輸入之間呈現靜態的關係：當輸入訊號是直流電時，輸出訊號也是直流電。本節將 OP-AMP 外接電容與電阻，利用電容充放電的特性，使電路具有動態的效果：即使輸入訊號是直流電，輸出訊號也可隨時間變化。甚至不需輸入訊號，輸出端的電壓也會「自動」產生週期性的變化。

### 積分器(Integrators)

圖 7-1 的輸出與輸入訊號關係可推導得<sup>77</sup>：

$$V_{OUT} = -\frac{1}{RC} \int V_{IN} dt \quad (7-1)$$

電容器上方的回授電阻可使電路維持負回授的特性，亦即讓 OP-AMP 負的輸入端保持虛擬接地( $V_2 = 0$ )，避免輸出訊號飄移至飽和值。

---

<sup>77</sup> (7-1)式的推導過程並不考慮電容上方的回授電阻，因此只是「近似」關係。

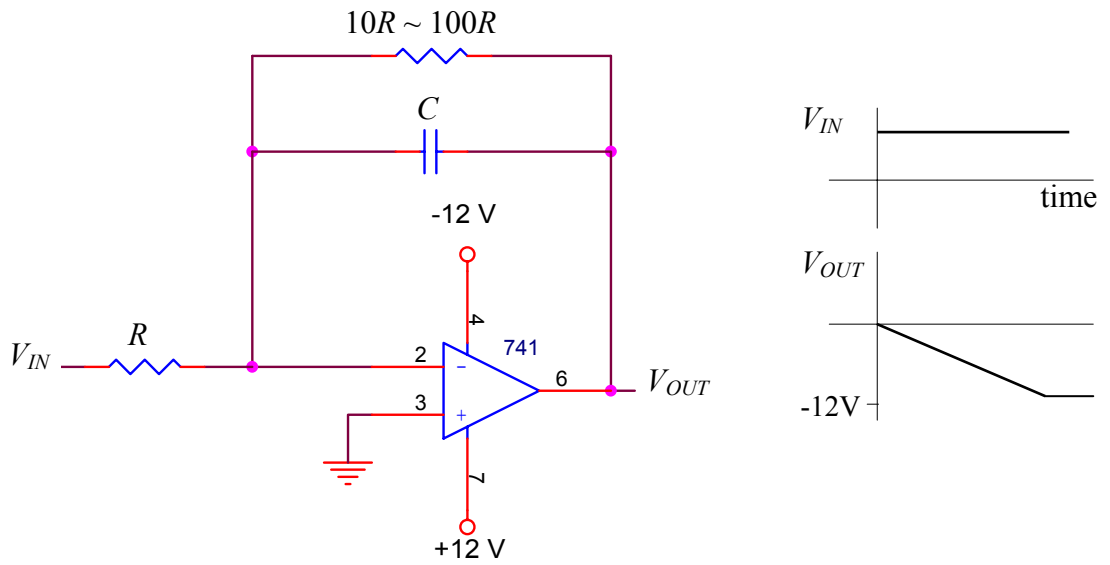


圖 7-1：積分器

### 微分器(Differentiators)

圖 7-2 是與積分器相對應的微分電路，輸出入訊號的關係為<sup>78</sup>：

$$V_{OUT} = -RC \frac{dV_{IN}}{dt} \quad (7-2)$$

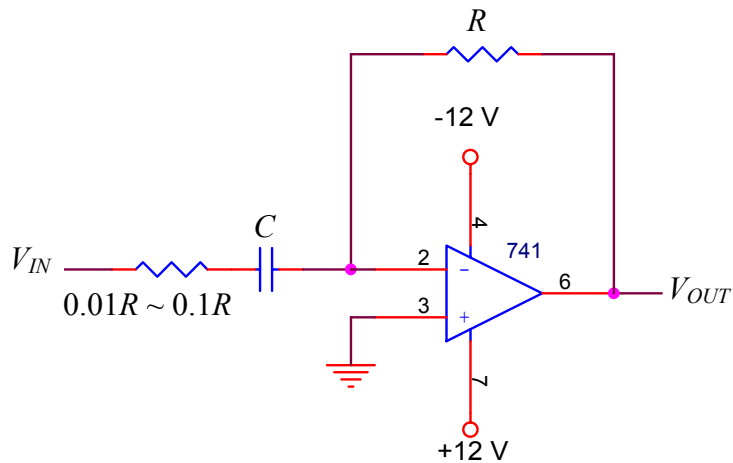


圖 7-2：微分器

### 問題：

7-1 設計「比例+積分+微分」(Proportional-Integral-Derivative, PID) 電路：  
輸入與輸出訊號的關係為

<sup>78</sup> (7-2)式並未考慮與電容串聯的小電阻。

$$V_{OUT} = -\left(10V_{IN} + 2\frac{dV_{IN}}{dt} + 0.1\int V_{IN}dt\right)$$

(提示：組合積分器、微分器、與三個輸入的加法器等電路，注意正負號關係。)

## 方波產生器(Square-wave generators)

方波產生器是「振盪器」(oscillators)的一種。振盪電路幾乎無處不在，任何會閃爍、發聲、或是計時的裝置，內部均需要某種形式的振盪電路。振盪器的種類繁多，不勝枚舉。多才多藝的 OP-AMP 當然也不會在這項重要任務中缺席。

圖 7-3 是一個簡單的方波產生器。這個電路中，包含負回授與正回授，因此並不是我們所熟悉的線性電路：OP-AMP 的 2、3 隻接腳的電位差並不等於零。另外，這個電路中並沒有輸入訊號，只要接上電源<sup>79</sup>，輸出端就自動高、低、高、低振動起來了。

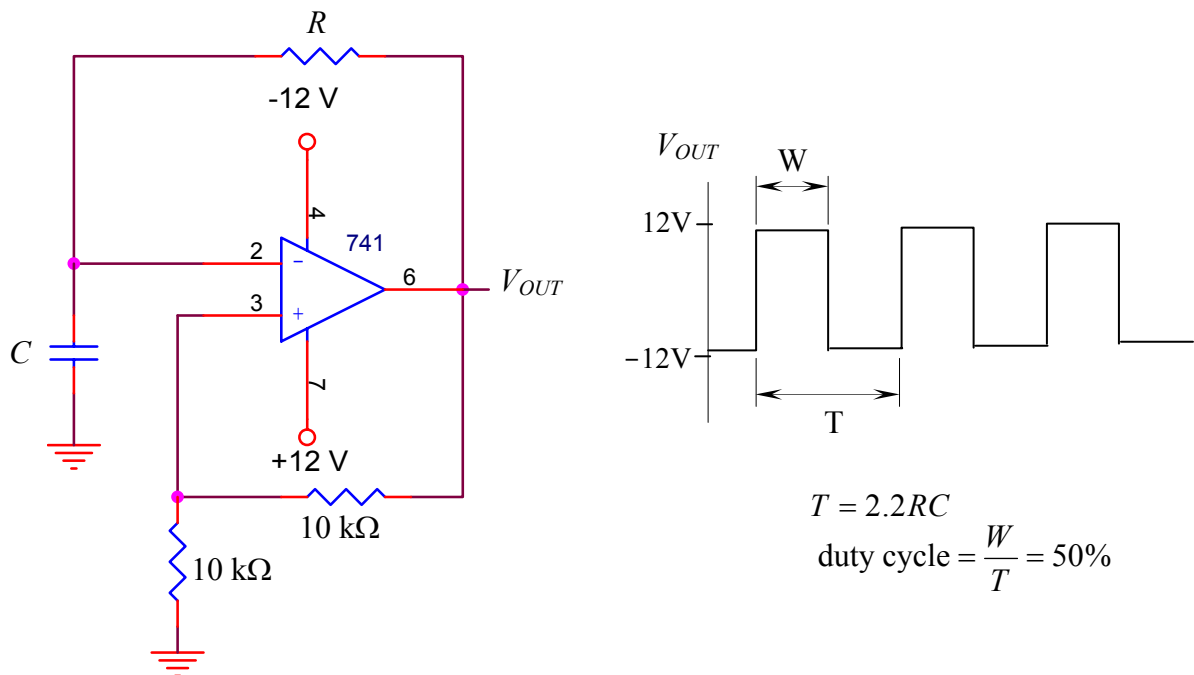


圖 7-3：方波產生器

## 三角波產生器(Triangular-wave generators)

結合方波產生器與積分器可製作成三角波產生器，如圖 7-4。

<sup>79</sup> 電源與輸入訊號的區別見第 8 章說明。

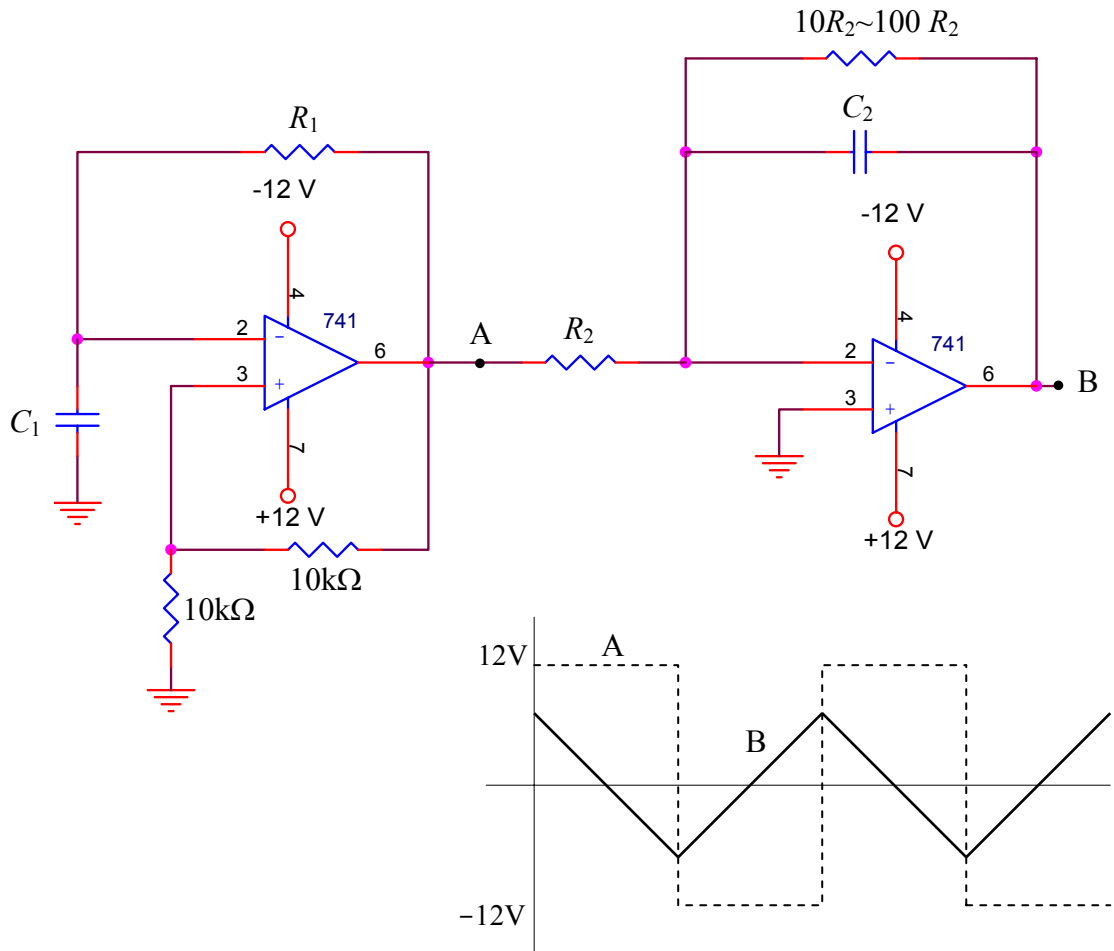


圖 7-4：三角波產生器

### 問題

7-2 如何調整三角波的頻率與斜率？

### 電壓控制的「脈波寬度調變」(PWM)

除了好看之外，三角波還有什麼用處？“PWM”就是一個響叮噠的應用例！結合三角波產生器與比較器，可製作一個類比式的壓控 PWM 電路，如圖 7-5。這個電路的輸出訊號是一個固定週期的方波，而其工作週期(duty cycle)與輸入電壓值( $V_{IN}$ )成正比：控制  $V_{IN}$  的大小，即可調整輸出訊號的高低電壓的時間比例，若將此訊號接至一個電子開關(提昇電壓與電流)，可控制開關 ON-OFF 的時間比例，藉此調控負載的運轉功率，如馬達轉速控制、燈泡亮度、加熱爐溫度、電源的輸出電流等等。(詳見第 4 章關於 PWM 的說明)

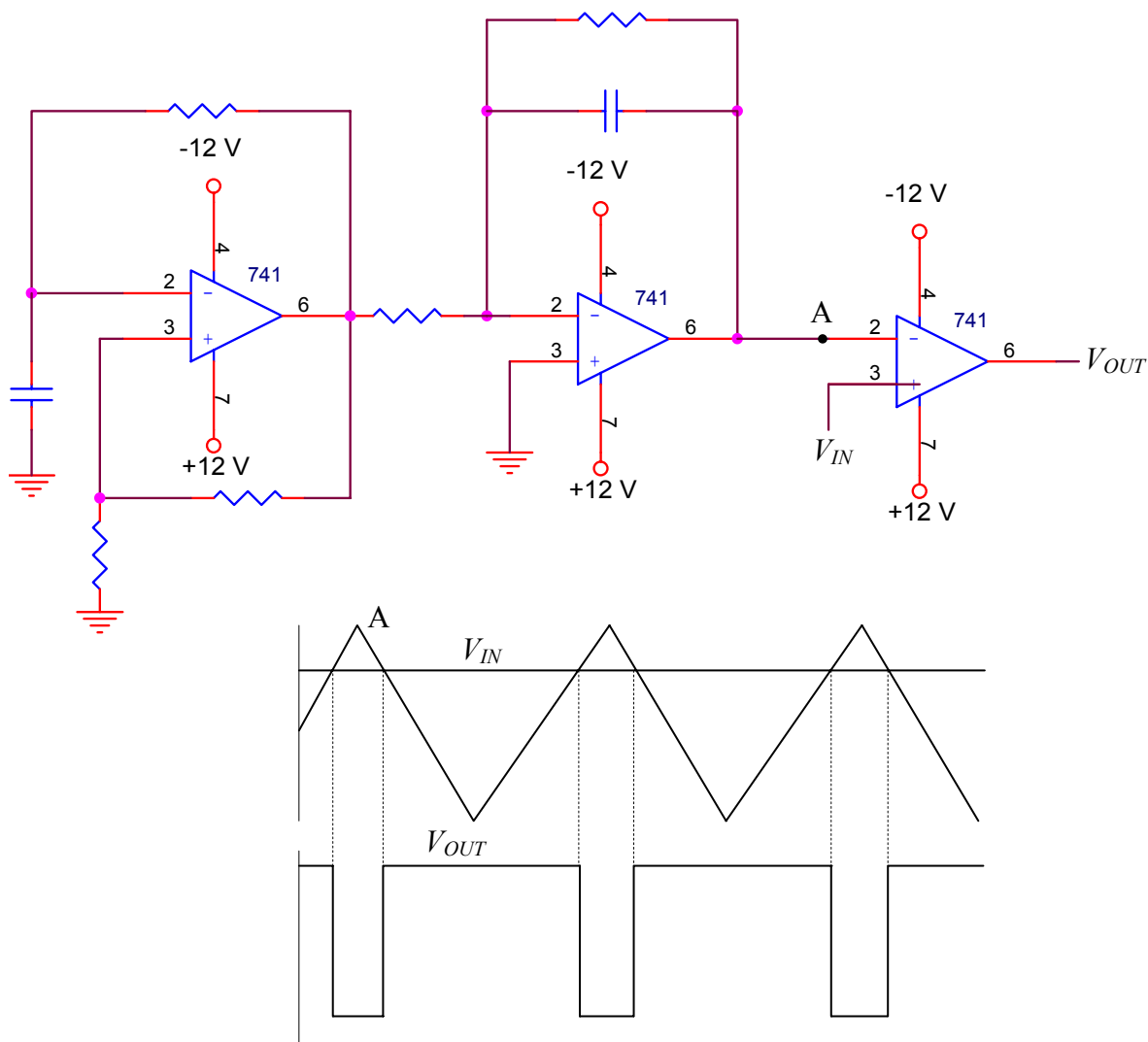


圖 7-5：PWM 產生器

### 問題

7-3 圖 7-5 中，若三角波(A 點)的波峰與波谷分別為+8V 與-8V，則前述「PWM 的工作週期與輸入電壓值( $V_{IN}$ )成正比」這句話應如何修正(是否需加入條件)?

## 7.2 專業的振盪器 IC—555

OP-AMP 是類比 IC 中最變化多端的一種，幾乎任何電路都難不倒它。但是樣樣通就很難樣樣都不鬆，對於某些特定的動作，使用其他較專門的

IC 也許更經濟、效果也可能更好。

「555」是 OP-AMP 之外另一顆耳熟能詳的 IC，售價與 741 相當(約 5~10 元台幣)，專長則是產生頻率與工作週期可調的週期波、單擊(one shot)、以及壓控振盪器(voltage-controlled oscillators)等電路。

## 方波產生器

圖 7-6 是一個方波產生器，振盪頻率的穩定度可達 1%。相較於 741 作成的振盪器，此電路只需要供給單一的正電壓源，方波的頻率由兩個電阻與一個電容決定。圖中第 5 隻接腳所接的電容可省略(left open)。另外，調整  $R_A$  與  $R_B$  的比值可改變方波的工作週期，但是頻率也會隨之改變。

圖 7-6 中，振盪器的工作週期無法調整至 50% 以下。若加一個二極體與電阻  $R_B$  並聯，工作週期可調至 50% 以下，見圖 7-7。

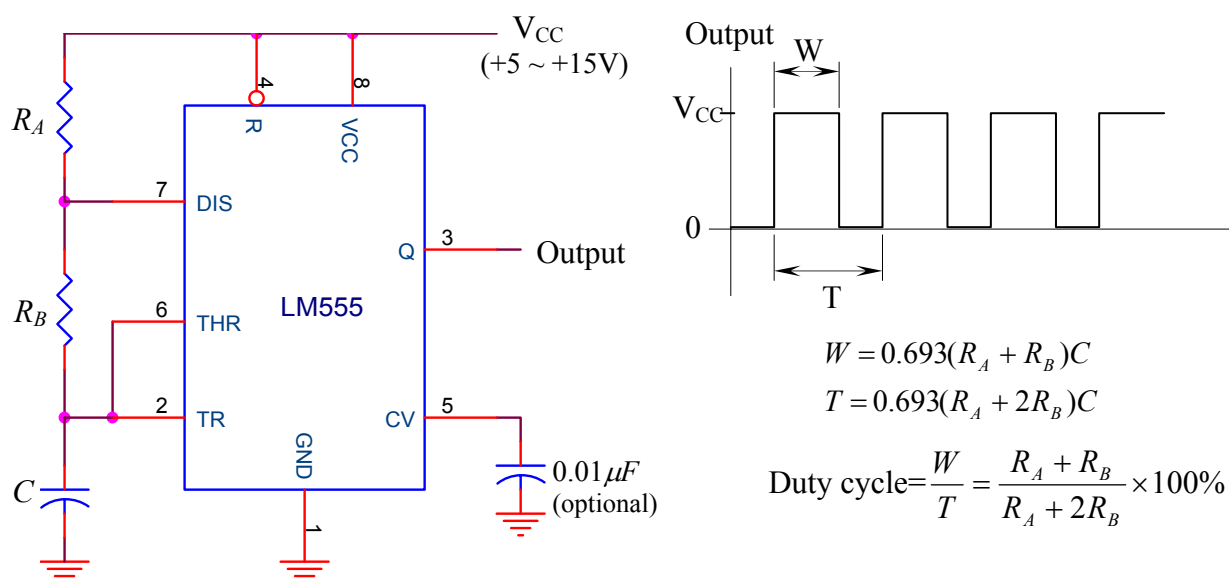


圖 7-6：555 方波產生器

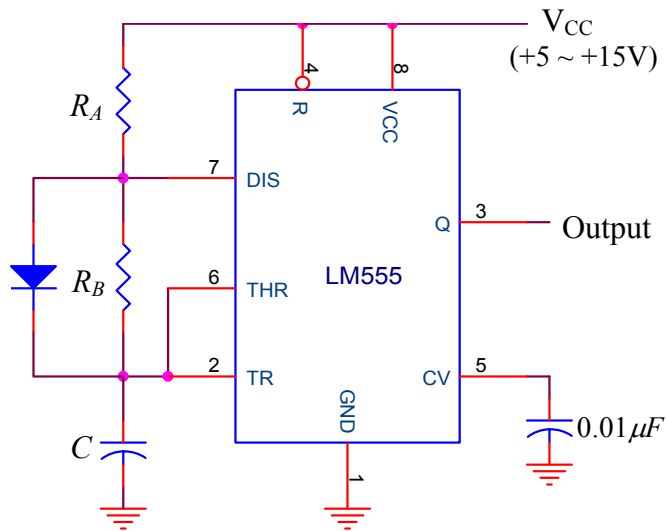


圖 7-7：工作週期可調低於 50% 之方波產生器， $\text{duty cycle} = \frac{R_A}{R_A + R_B} \times 100\%$ 。

### 單擊(one shot)

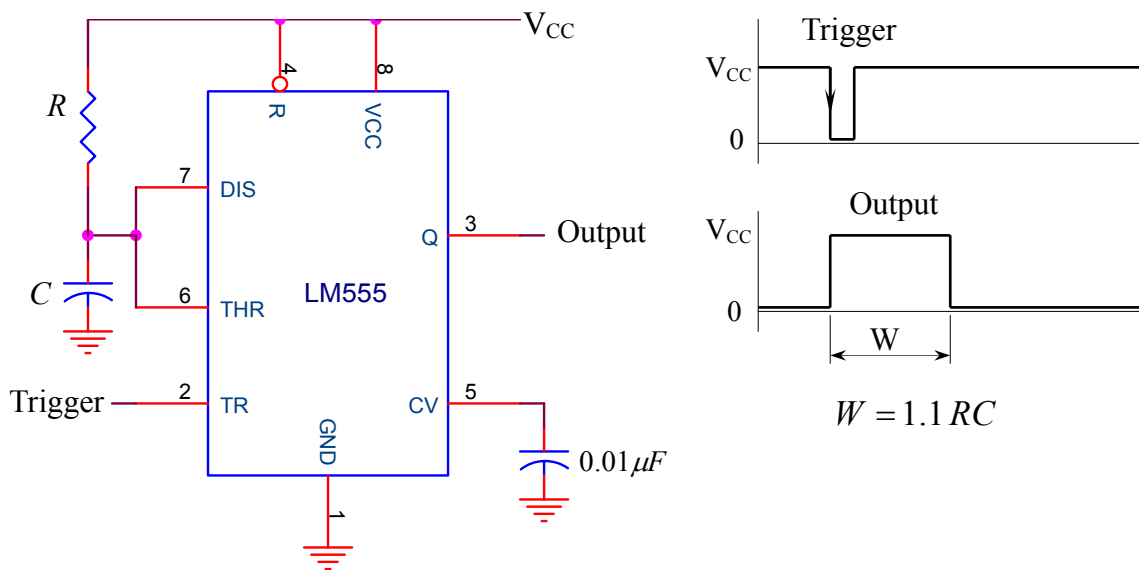


圖 7-8：單擊。

單擊又稱單穩態(monostable)電路：當輸入端的高低準位變化時(由高電壓切換成低電壓，或是由低變高)，輸出訊號將由低電壓轉成高電壓(或由高轉低)，但是經過一段時間之後，又自動回復原狀。這種現象如同射擊：扣下板機(trigger)之後，子彈飛出，經過一段時間後，自然落地，故名「單擊」，而輸入端俗稱“trigger”<sup>80</sup>。

<sup>80</sup> “trigger”名詞為「板機」，動詞為「扣板機」或是「觸發」。



555 另外一個應用，就是單擊，如圖 7-8 所示：555 的接腳 2 是輸入訊號端(trigger)，當電壓由高變低的時，輸出端訊號立刻由低變高，經過一段預設時間後，又自動變回低電壓。

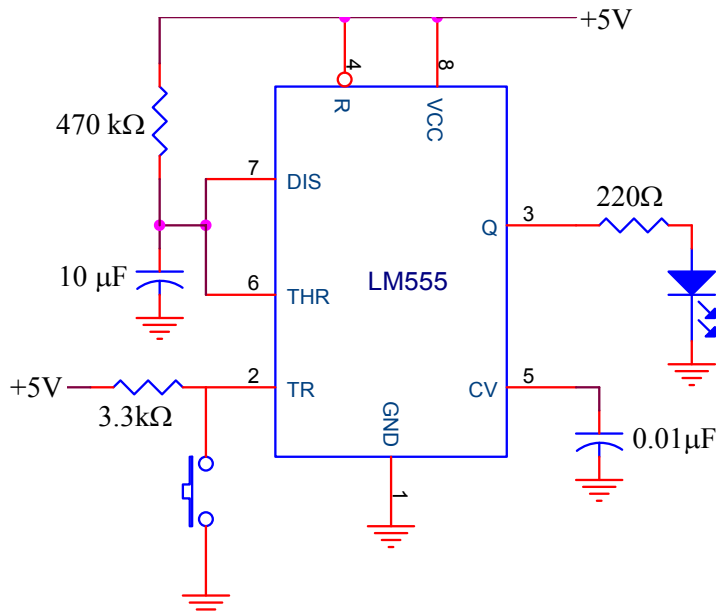


圖 7-9：點亮 5 秒的電路

單擊電路與振盪器一樣無所不在，凡是需要短暫時間延遲的地方都可使用。圖 7-9 是一個應用例：當按鈕開關按下後(立即放開)，LED 亮起，約 5 秒鐘後，自動熄滅。這樣的電路常見於鐘錶的夜間照明、電話或遙控器的按鍵照明等。

圖 7-10 是單擊與振盪器合用的應用例。555 的第 4 隻接腳是個致能(enable)接腳：當電壓為高( $V_{CC}$ )時，輸出端正常動作；當電壓為低(0)時，輸出端保持 0 伏特。因此接腳 4 可說是 555 的開關，將第一個 555 電路(單擊)的輸出訊號連接到這個開關，可控制振盪器的作動。

### 問題

7-4 圖 7-10 中，觸一下按鈕後，LED 如何動作？(計算單擊的延遲時間與振盪器的週期)

圖 7-11 是另一個應用例，其中喇叭會定時發出「嗶」聲，聲音的頻率(音高)由右邊的 555 振盪器決定，聲音長度由中間的單擊決定，發音間隔則取決於左邊的振盪器。若再加上輕巧的旋鈕與精緻的外殼，這個電路就成了一個高貴不貴的電子節拍器！

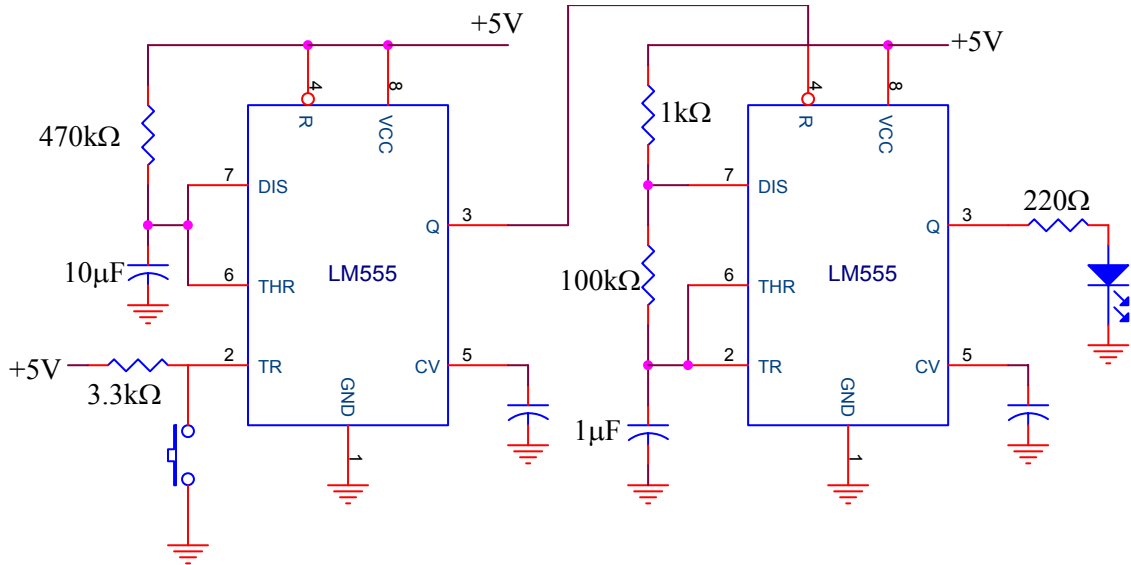


圖 7-10：單擊+振盪器

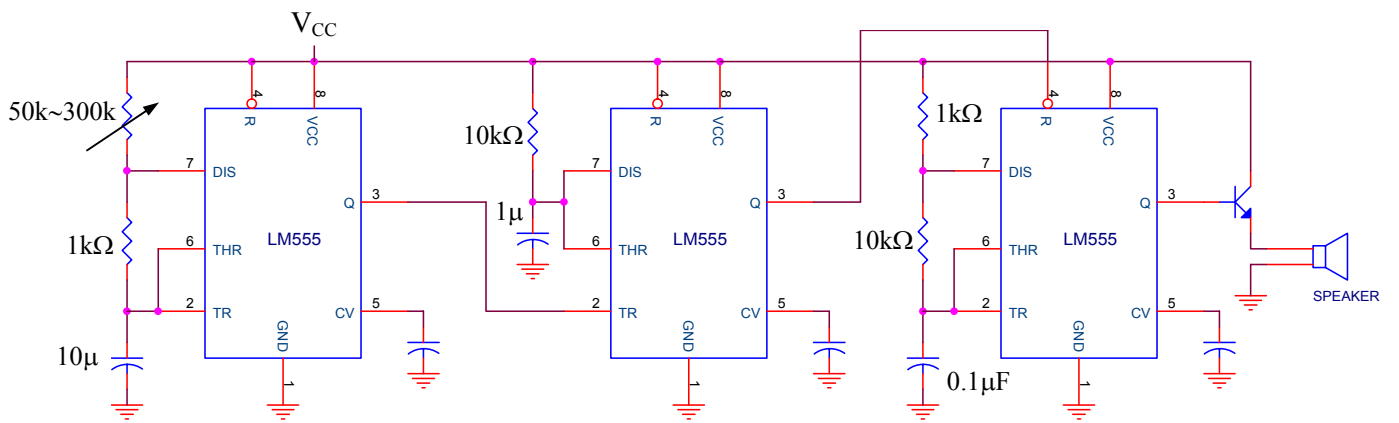


圖 7-11：電子節拍器

## 7.3 比較器

比較器(Comparators)的元件符號與 OP-AMP 類似，如圖 7-12。事實上，OP-AMP 也可當比較器使用，圖 7-5 所示之 PWM 產生器的最後一級就是個比較電路。比較器的輸出電壓只有兩個可能：高或低；當正的輸入端電壓高於負的輸入端時，輸出電壓為高，反之則為低。

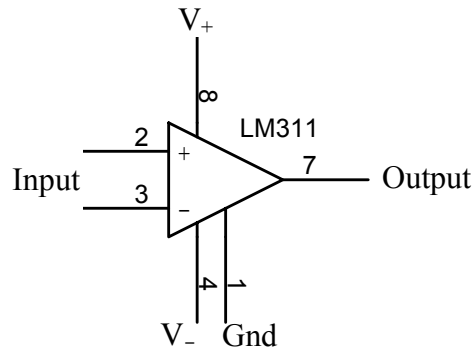


圖 7-12：比較器

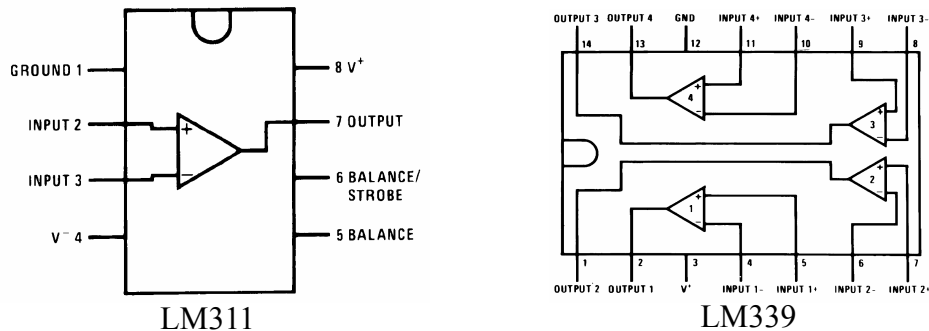


圖 7-13：常用比較器 IC – LM311 與 LM339

專用的比較器(如 LM311 與 LM339，見圖 7-13)與 OP-AMP 有許多差異，我們拿 741 與 311 做個比較：

1. 741 可設計負回授的線性放大器，而 311 則不宜。
2. 311 的反應速度遠遠高於 741。
3. 741 需使用正負兩個電壓源；311 只需要單電壓源即可作動(圖 7-14)，而且電壓值最低可為 5 伏特，輸出訊號與 TTL 或 CMOS 數位 IC 相容，因此比較器常被用來做為「類比」訊號與「數位」電路的介面元件，也就是將類比的輸入訊號轉化為與數位 IC 相容的準位。
4. 311 的輸出端是屬於開集極(open collector,與 2803 相同)結構，因此輸出

端須加一個電阻連至電壓源，稱為 pull-up resistor，如圖 7-14。(741 的輸出端是個推挽式的射極隨耦器。)

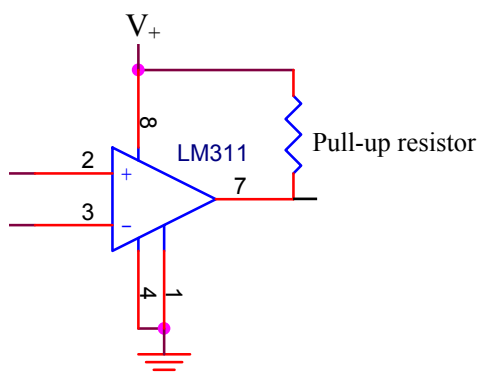


圖 7-14：比較器可使用單電壓源

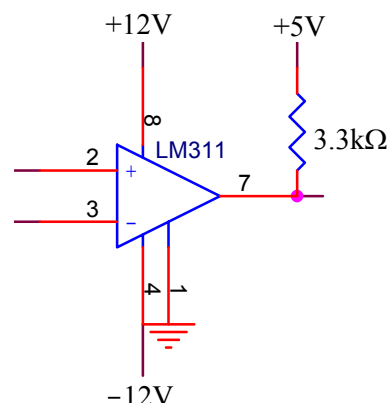


圖 7-15：LM311 也可使用三個電壓源

注意 LM311 的電源線共有三條<sup>81</sup>： $V_+$ 、 $V_-$ 、以及接地線(741 無此接地線)，其中  $V_+$  的額定電壓範圍是  $+5V \sim +30V$ ， $V_-$  的範圍是  $0 \sim -30V$ 。不論  $V_-$  大小，輸出訊號的低電壓值均為 0，而高電壓值與 pull-up 電阻所接的電壓源相等(此電壓源最高可至 40V，而且不需與  $V_+$  相同，見圖 7-15)。

LM339 是另一顆常用的比較器 IC，每個 IC 中包含四個獨立的比較器<sup>82</sup>(圖 7-13)。LM339 只有兩條電源線，其中一條(Gnd)可接負電壓源或是直接接地。

## 施密特觸發器(Schmitt trigger)

比較器的基本功能就是檢驗輸入訊號是否高於某個預設電壓值，如圖 7-16：當輸入電壓高於 2.5V 時，輸出訊號為 0；當輸入訊號低於 2.5V 時，輸出訊號為 5V。此電路有個缺點，那就是當輸入訊號受雜訊影響而在切換準位附近微小振動時，輸出訊號可能產生多次震盪，如圖 7-17。改善的方法是採用正回授，如圖 7-18。此電路稱為「施密特觸發器」。它具有某種程度的「記憶」功能，當輸入訊號由低變高時，切換點為 2.86V，而當輸入電壓由高變低時，切換點降為 2.14V。換句話說，輸入訊號由低電壓逐漸上升時，一旦超過 2.86V 的界線，輸出訊號立刻由高電壓切換成低電壓，此時，輸入訊號必須下降至 2.14V 以下，輸出訊號才能再轉為高電壓。這是因為當輸出訊號等於 5V 時，正輸入端的電壓等於 2.86V；當輸出訊號等於 0 時，正輸入端的電壓降為 2.14V。利用 Schmitt trigger 可有效防止輸出訊號因為雜訊干擾而產生不必要的高低切換，如圖 7-19。

<sup>81</sup> 有些比較器(例如 LT1016)有四條電源線： $V_+$ 、 $V_-$ 、 $V_{CC}$ 、Gnd。

<sup>82</sup> 稱作“Quad-comparator” IC。

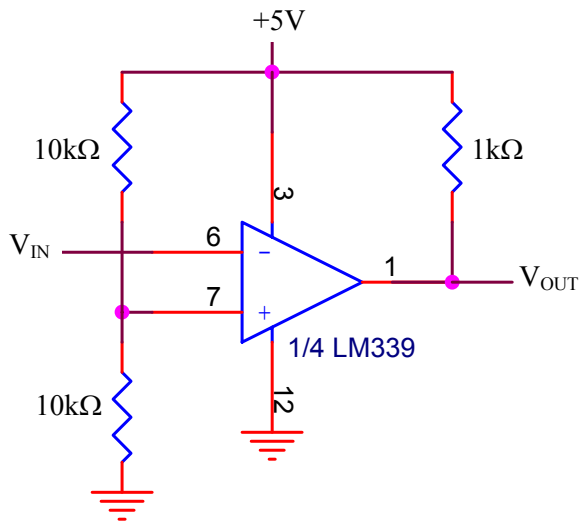


圖 7-16：偵測訊號準位(切換點=2.5V)

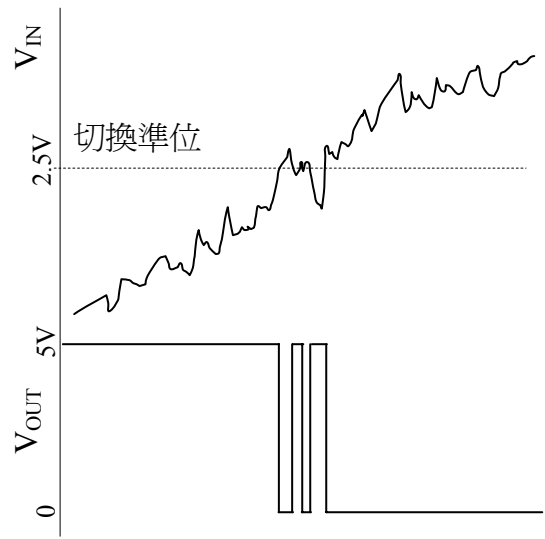


圖 7-17：當輸入訊號受雜訊干擾時，輸出訊號可能產生多次震盪

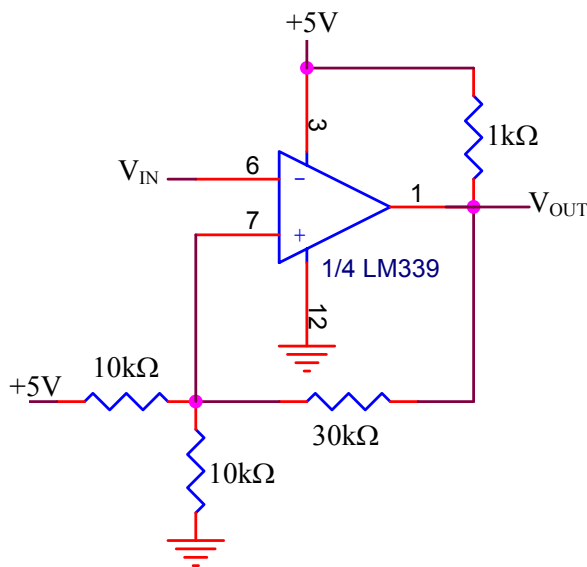


圖 7-18：施密特觸發器

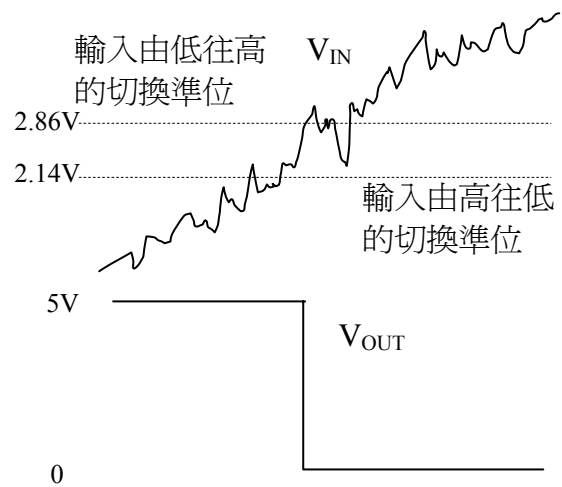


圖 7-19：使用 Schmitt trigger 可避免輸出訊號因雜訊干擾而振盪

### 問題

7-5 利用疊加原理與分壓定理計算圖 7-18 的高低切換準位(亦即計算正輸入端的電壓)。

## 7.4 主動濾波器

第 1 章曾介紹如何利用電阻、電容、電感等基本被動元件設計出各種濾波器，包括：低通、高通、帶通、帶止等濾波器。使用 OP-AMP 配合電阻電容同樣可作成上述各種濾波器，而且可同時設定頻寬與截止坡度，以及所需的(高)輸入與(低)輸出阻抗，這種濾波器稱為主動濾波器(active filters)。不過，使用基本 OP-AMP 設計高性能的濾波器仍然有點麻煩，最容易的方式還是採用專用的濾波器 IC，例如 UAF42(圖 7-20)。

UAF42 內含 4 個運算放大器(其中一個輔助 OP-AMP 較少使用)，而且內部已有 2 個高精度的電容，只要外接幾個電阻就可作成高階的濾波器(最多 6 階，兩個 IC 串連可達 12 階)。更方便的是，此顆 IC 的製造公司(Burr Brown)提供一個設計程式，只要輸入濾波器種類(低通、高通、帶通等)、濾波器型態(Butterworth, Chebyshev,...)、以及頻寬等資料，即可自動算出外接元件的數值。圖 7-21 是一個 6 階濾波器的例子(詳見 UAF42 的 data sheet)。

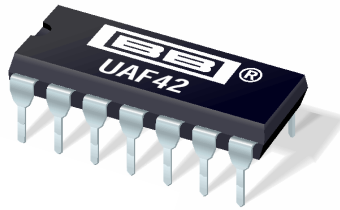


圖 7-20：UAF42

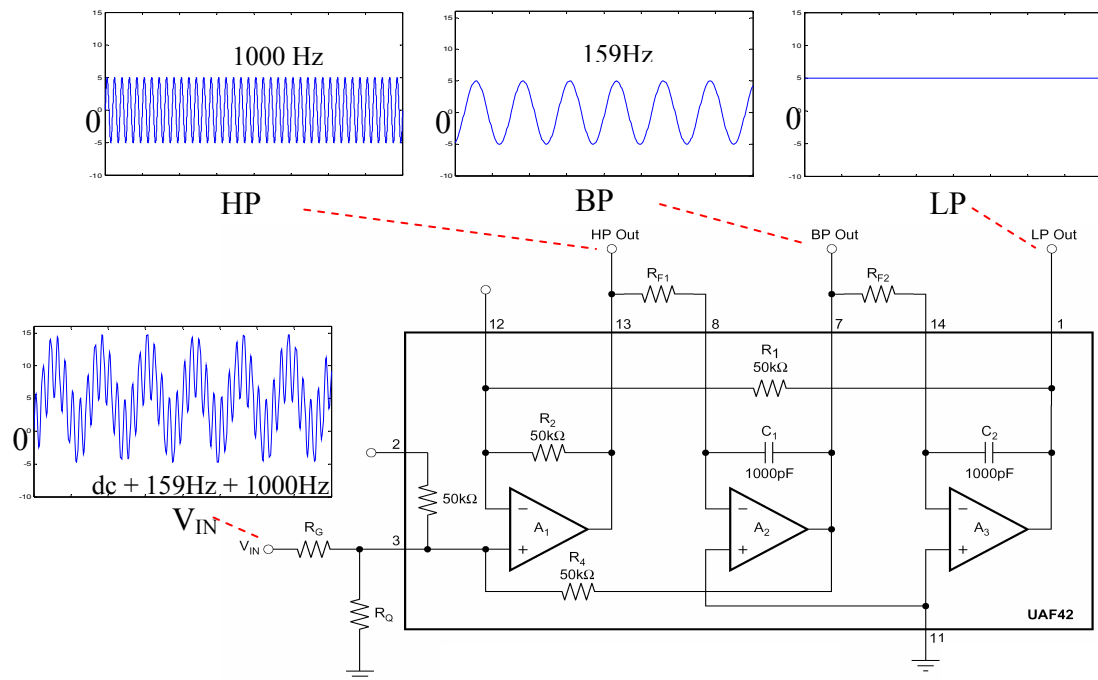


圖 7-21：6 階濾波器

## 7.5 公開的技術秘笈

設計性能優良的 IC 不容易，類比(或是混合型)IC 的設計尤其需要深厚的技術背景以及不斷的實驗與試誤。不過，使用 IC 並不難，只要具備基本的電子學與電路觀念，再加上一份「技術秘笈」就能輕鬆上手。所謂技術秘笈是指 IC 的使用說明書，稱為規格或資料表(**data sheet**)。從前 IC 的 data sheets 都是藏在一大本的数据 book 中，必須向原廠索取，而一家大型的半導體廠商的 data books 常有厚厚十數本之多，一般人取得不易，查詢也不方便，因此稱為技術秘笈不為過。如今網路的發展改變了這一切，只要進入 IC 製造商的網站，輸入型號或是關鍵字，很快就能查到最新、完整、第一手的資料，並可將 data sheet 免費下載。

使用 IC 之前，為求慎重，應先研讀 IC 的 data sheet。這樣不僅可以正確使用 IC，避免元件過載，而且可從 data sheet 上找到許多有用的應用例。例如，我們第一次使用 79xx 穩壓 IC 時，因為接腳弄錯，燒壞許多 IC，花費數週時間卻一籌莫展，直到下載 data sheet、詳閱接腳圖之後才豁然開朗。一顆功能強大的 IC 外觀也許不起眼，但是找到對應的 data sheet 後就像畫龍點睛，可讓冰冷的晶片展現熱情的生命。

以下介紹數種常用 IC 及其相關網站，有些 IC 前面章節以介紹過，在此提供進一步研究的資訊。

### LM311, LM339

比較器除了可用來偵測電壓準位外，還有多重功能，包括：單擊、方波產生器、三角波產生器、電壓控制的振盪器、石英控制振盪器、時間延遲電路、零點穿越偵測器(zero crossing detector)等。詳細資料參閱美國國家半導體公司所出版的 data sheet：[www.national.com](http://www.national.com)。

### 「波型產生器」IC – ICL8038

使用這顆 IC 可同時產生方波、三角波、以及正弦波，頻率可經由外接電阻與電容調整，範圍 0.001Hz~300kHz，詳見 Intersil Corporation：[www.intersil.com](http://www.intersil.com)。

### 精密 OP-AMP – OP07, OP77

OP07 的電源與輸出入接腳與 741 相同(但是微調接腳不一樣)，精密度則明顯高於 741。如果需要量測微小訊號，可用 OP07 取代 741。OP77 則是比 OP07 更高性能的 IC，不過似乎較不容易取得。OP07 與 OP77 的詳細規格表見 Analog Device Inc.：[www.analog.com](http://www.analog.com)。OP07 的製造廠較多，包括：[www.linear-tech.com](http://www.linear-tech.com)，[www.ti.com](http://www.ti.com)，[www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com)，[www.st.com](http://www.st.com) 等。

### 高速 OP-AMP -- LF356

LF356 的 slew rate =  $10V/\mu s$ ，是 741 的 20 倍，因此功率頻寬遠大於 741。此顆 OP-AMP 的輸入端使用 JFET，因此輸入阻抗也遠大於 741(50 萬倍)，開迴路的放大倍率則是 741 的兩倍，精度也較高。LF356 的接腳與 741 相同，設計高性能的電路時，可考慮使用這顆 OP-AMP，詳見 [www.linear-tech.com](http://www.linear-tech.com) 或 [www.national.com](http://www.national.com)。

### 三端子穩壓 IC – 78xx, 79xx, LM340, LM317

第三章介紹的 78xx 與 79xx 系列 IC 是固定輸出電壓的穩壓 IC，使用時須注意接腳順序，不同型號 IC 接腳順序可能不一樣，詳見德州儀器半導體：[www.ti.com](http://www.ti.com) 或 Fairchild semiconductor：[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)。LM340 是與 7800 系列類似的 IC，見 [www.national.com](http://www.national.com)。

LM317 也是三端子的穩壓 IC，這顆 IC 的輸出電壓可由外接電阻連續調整，範圍 1.2V~37V。注意三個接腳的順序(TO-220 包裝)與元件圖不同，詳見 data sheet：[www.national.com](http://www.national.com)。

### 達靈頓陣列-- ULN2803

第四章介紹的 2803 中，每顆 IC 包含 8 組獨立的達靈頓電晶體，每組最大可承受 500mA 電流，8 組並聯時，瞬間輸出電流可高達 4 安培，不過，特別注意使用條件(20%工作週期的限制)，詳細規格見：Allegro Microsystems, Inc.：[www.allegromicro.com](http://www.allegromicro.com)。

### 射極隨耦陣列 – UDN2981

2803 的輸出端是開集極架構，負載必須“pull-up”到電壓源，因此導通時負載電流流進 IC。UDN298x 系列(2981~2984)IC 的輸出端是射極隨耦架構，負載必須“pull-down”至接地點，因此導通時負載電流流出 IC。UDN2981 與 2803 同樣有 8 組達靈頓模組，額定值也與 2803 類似。如果負載的一端需接地，可選用此種 IC。詳見 [www.allegromicro.com](http://www.allegromicro.com)。

### 橋式驅動器 – L293

L293 有四組獨立的推挽式驅動器，電流可流進或流出每個輸出接腳，兩組合用可控制直流馬達正反轉，或是當作步進馬達的雙極性驅動器。L293B 額定值為 1A(瞬間值可達 2A)，額定電壓 36V。L293D 額定電流是 0.6A(瞬間電流可達 1.2A)，此型 IC 內部包含防突波的二極體，可直接外接



電感性負載(L293B 需外加保護二極體)。詳見：STMicroelectronics, [www.st.com](http://www.st.com)，或 Texas Instruments, [www.ti.com](http://www.ti.com)。

### 高速 FET 驅動 IC – HIP4080, HIP4081

結合 HIP4080(或 HIP4081)與廉價的 N-channel MOSFET，可作成高性能的橋式驅動電路。這型 IC 的切換速度遠高於 2803 或是 L293，可達 1Mhz，適合用於高性能的 PWM 控制系統上，如伺服馬達、微步進馬達、電源供應器等。詳細資料見 Intersil Corp.：[www.intersil.com](http://www.intersil.com)。

### 濾波器 IC – UAF42

利用此類IC只要外接幾個電阻就能作成各種高通、低通、帶通、帶止等濾波器(詳7.4節)。此類IC售價約10美元，詳細資料見Burr-Brown Corp.：[www.burr-brown.com](http://www.burr-brown.com)。

### 數位與類比的介面 -- DAC0800 ( or DAC08)

微電腦處理後的資料若要轉為數位訊號，如聲音、影像等，需要使用數位轉類比的元件。DAC0800 是一顆廉價的 8 位元數位對類比訊號的轉換器 (digital-to-analog (D/A) converters)，詳見[www.national.com](http://www.national.com)，或 [www.analog.com](http://www.analog.com)。

### 類比與數位的介面-- ADC0804

利用微電腦作資料擷取與訊號處理時，需先將類比訊號轉為數位訊號。ADC0804 是一顆廉價的 8 位元轉換器(analog-to-digital (A/D) converters)，詳見[www.national.com](http://www.national.com)，或[www.intersil.com](http://www.intersil.com)。

目前許多單晶片微電腦(或稱「微控制器」，microcontroller)內部包含多個通道的 A/D 轉換器，解析度多在 10 個位元以上，對於中、低速的應用，以這種微控制器作為類比與數位的介面可能更經濟。

### 數位控制的可變電阻(Digitally controlled potentiometers)

利用數位控制的可變電阻，可將單晶片微電腦與類比電路結合起來，既可保有類比電路高速與可靠的優點，也能運用微電腦變化多端的特質，大幅增加類比電路的彈性。例如，我們可以透過微電腦自動設定放大器的放大倍率，或是調整輸出電壓值。數控電阻有 32 段、64、128、256、512、1024 段等不同產品，詳見 Xicor Inc.：[www.xicor.com](http://www.xicor.com)。

一般下載的 data sheet 大多是 PDF 格式，使用 Acrobat reader 即可閱讀，因此只要具備基本的英文閱讀能力就可掌握這些寶貴的資訊。上述元件規格表除了可從上面列出的網站下載外，也可利用 google 等搜尋引擎連結。

對於國內無法買到的元件，可直接到國外網站購買，例如[www.digikey.com](http://www.digikey.com)或是[www.arrow.com](http://www.arrow.com)，這兩個網站都提供小額的零售服務，並可連結製造商的網頁獲取相關資訊。線上購料的效率很高，可在一周內收到貨品，但是需付相當高的運費(視情況每次可達NT1000元)。

## 8 FAQ — 名詞與觀念釋疑

電源線與輸入線有何不同？「輸入」是否等於「流入」？差動與單動放大器有何不同？何謂阻抗匹配？數位與類比元件各有何特色？這些名詞的背後牽涉許多基本的電路觀念，值得仔細推敲。本章除了解釋名詞外，也將前面章節所探討的相關問題作一回顧與整理，並且說明本課程的主題—類比電路—在現代的電子產品中所扮演的角色。

### 8.1 電源、輸入訊號

電源(power source，電源接腳包括  $V_{CC}$ 、 $V_{DD}$ 、 $V_{EE}$ 、 $V_{SS}$  與 Gnd 等)與輸入訊號(input signals)都是操控放大器或是 IC 的要件，兩者卻有很大差別：

1. 電源是放大器等電路的能量來源，輸入訊號則是所要處理(放大、整型等)的訊號。訊號線的電流一般極小，而電源接腳常有大電流進出(圖 8-1)。
2. 電源接腳通常是電路中電壓最高或是最低的地方(有例外<sup>83</sup>)，且電壓值必須相當穩定。
3. 控制 IC 的開與關有兩種方式，一是直接開關電源，另外一種方式是操控 IC 的致能(enable)線(屬於訊號線的一種)，後者可用極小的電流讓電路開始或是停止運作，因此適合線控、遙控、或是由另一顆 IC 的輸出訊號控制。

至於電路(或是 IC)輸出線之電流值取決於負載的阻抗，可大可小。前級與中級放大器的輸出電流通常很小，終(末)級放大器的電流則可從數十毫安培培至數安培以上。

---

<sup>83</sup> 例如 FET 的驅動 IC(如 HIP4080)的輸出電壓可高於電源電壓(利用“charge pump”原理)。

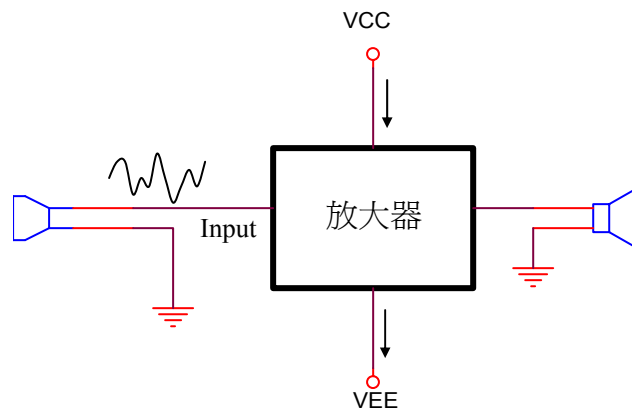


圖 8-1：電源與輸入訊號

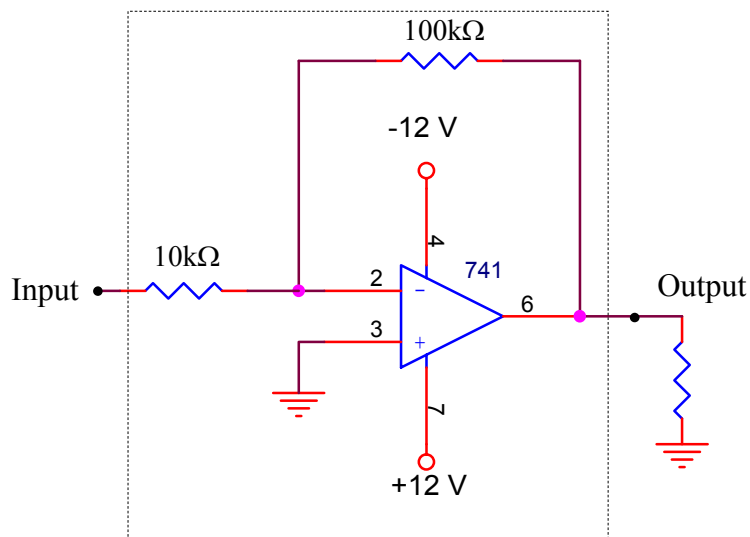


圖 8-2：輸入端的電流不一定流入放大器，輸出端的電流不一定流出放大器。

## 8.2 輸入、輸出

所謂輸入(input)訊號是控制 IC 等電路的訊號，輸出(output)訊號則是被控制的訊號。放大器輸入端的電流不一定流入放大器中，輸出端的電流也不一定流出放大器。例如，圖 8-2 所示的反相放大器中，當輸入端的電壓為正時，輸入訊號的電流流入放大器，而輸出訊號的電流也是流入放大器

內(因為輸出電壓為負)；當數入訊號為負時，輸入電流流出放大器，輸出電流也是流出放大器(輸出電壓為正)。換句話說，「輸入」不是「流入」，「輸出」也不等於「流出」。輸入與輸出代表因果關係：輸入為因，輸出為果<sup>84</sup>。

輸出端的電流方向英文以 sourcing(流出)與 sinking(流入)稱之。有些 IC 的輸出電流的方向一定往內(如 2803)，俗稱 current sink IC，若是輸出電流恆向外，則可稱為 current source IC(如 UDN2981)。但這只是非正式的「暱稱」，請不要與貨真價實的 current source(電流源)搞混。真正的「電流源」元件是指流出(或流入)此元件的電流值恆定，不隨負載大小改變而改變。換言之，電子電路中，source 有兩種不同意思，一表向外流出(可當動詞)；一表源源不絕，大小恆定(與方向無關)。

大部分的 IC 輸出端的電流都是可進可出，例如 OP-AMP 與 555 等(can be current sourcing or sinking)。

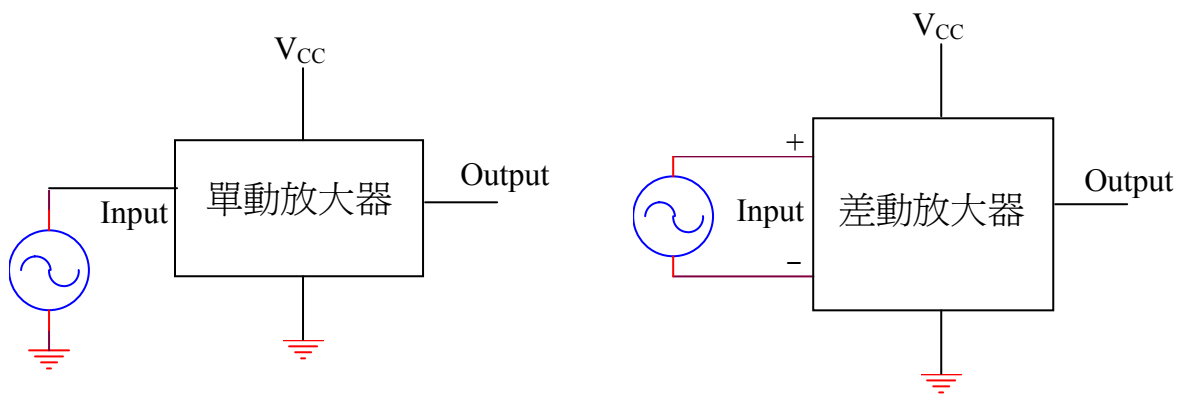


圖 8-3：單動與差動放大器

### 8.3 差動、單動

放大器或儀表的輸入端可分為差動(differential)輸入與單動(single-ended)輸入(圖 8-3)。一組訊號線連接單動放大器時，其中一條必須接地，因為接地線一般不視為輸入線，因此輸入訊號線看起來只有一條，故稱「單」動。

差動放大器(或儀表)的兩個輸入接點都不需接地，因此可以偵測浮接(floating)的訊號，如圖 8-4。通常差動放大器也可當單動使用：其中一個輸入接點也可接地。因此差動放大器的功能較單動者彈性大，但是，好的差動放大器並不容易製作，價格也比單動放大器昂貴。

<sup>84</sup> 以函數的觀點來說，輸入訊號為自變數，輸出訊號為因變數： $output=f(input)$ 。

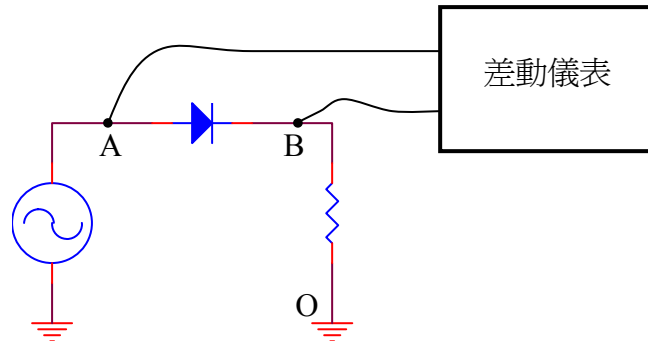


圖 8-4：差動輸入的儀表可量測電路中任意兩點的電位差，而單動儀表只能量測任一點與接地點的電位差(AO 或 BO，但不能量 AB 兩點電壓)。

對於理想的差動放大器，當正負兩輸入端的電壓相等時，輸入電壓應為 0。實際上卻不是如此：當兩輸入端接同一電壓值( $V_{COM}$ )，輸出電壓不會真的等於 0，而會隨  $V_{COM}$  增加而變大，此(不好的)放大倍率稱為「共模」放大率(common mode gain)。因此差動放大器的重要性能指標是「共模排除比」(CMRR, common mode rejection ratio)，也就是常模放大率<sup>85</sup>與共模放大率的比值，CMRR 愈大，差動放大器的性能愈佳。

一般的三用電表可量測差動訊號，但是示波器通常是單動輸入，因此探棒的負端(黑色夾頭)必須接地。如果要量測差動訊號的波形，有下列幾種選擇：

1. 將電路中欲量測的兩個點(都不是接地點)分別接至示波器的兩個通道(channels)，將兩個訊號相減(一般數位示波器具有相加減的功能)。
2. 使用減法器(或稱差動放大器，見圖 6-16)，將差動訊號轉為單動訊號，再接至示波器。減法器的兩個輸入端之前可分別接電壓隨耦器(voltage follower)，提高輸入阻抗。
3. 使用專用的差動放大器 IC<sup>86</sup>(如 AD522, AD624)，提高精度與 CMRR。
4. 若自製差動放大器的精度、CMRR 不夠高，可考慮購買差動輸入探棒與套件。(很貴)
5. 購買差動輸入的示波器。(更貴)

數位訊號的傳輸線也可區分為單動與差動兩種，例如 RS232(傳統 MODEM 與 PC 的連結標準)使用單動傳輸線，而 USB(通用匯流排，新的

<sup>85</sup> 因兩輸入端的電位差所產生的放大。

<sup>86</sup> 又稱為「儀表放大器」(Instrumentation amplifiers)。

PC 串列資料傳輸標準，企圖取代 RS232 串列埠與傳統的印表機埠)則使用差動訊號線。因為差動傳輸中，來、回的一組線完全對稱，容易抵銷外部干擾訊號，因此高速與長距離資料的傳輸線多使用差動方式<sup>87</sup>。

## 8.4 阻抗匹配

為避免負載效應，電壓放大器(包括電壓對電壓的放大器與電壓轉電流的放大器)的輸入阻抗愈大愈好；是否所有的放大器或儀表都是如此呢？答案是：未必！

電流放大器(包括電流轉電壓的放大器與電流對電流的放大器)的輸入阻抗應愈小愈好。例如，將三用電表切換成伏特計時(量電壓)，電表的輸入阻抗可達數 MΩ 以上，而且愈大愈理想；但是當切換成安培計時，輸入阻抗則接近於 0。

另外有一種情形與電壓或電流放大器都不一樣，那就是如何將電能有效從前一級(訊號源)傳至下一級電路(負載)。此時，當負載的阻抗與訊號源的輸出阻抗相等時，電能的傳遞效率最高！這就是所謂的阻抗匹配(impedance matching)。

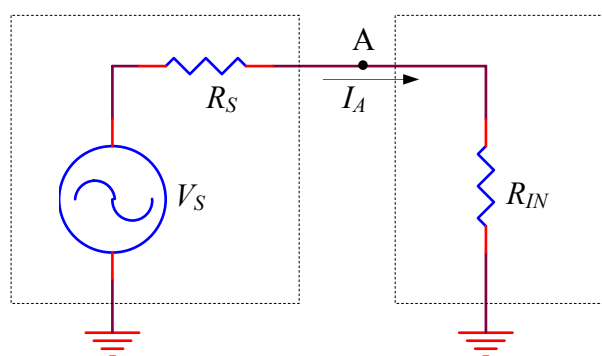


圖 8-5：阻抗匹配

我們以圖 8-5 為例，說明上述三種狀況。如果要提高 A 點的電壓，則應提高  $R_{IN}$ (根據分壓定理)。如果要使流入 A 點的電流最大，則  $R_{IN}$  應等於 0。但是，如果希望加諸  $R_{IN}$  的功率最大，則應儘可能提高  $V_A$  與  $I_A$  的乘積<sup>88</sup>，我們可以算出當  $R_{IN}$  等於  $R_S$  時，此乘積最大：

<sup>87</sup> 將一對差動傳輸線絞在一起可相互抵銷外部雜訊干擾，稱為「對絞線」(twisted wires)。

<sup>88</sup> 前面兩種情況輸入功率( $V_A I_A$ )都接近於 0。

假設  $V_S$  為直流訊號源<sup>89</sup>，則

$$P_A = V_A I_A = \frac{V_S^2 R_{IN}}{(R_S + R_{IN})^2}$$

將  $P_A$  對  $R_{IN}$  微分，

$$\frac{dP_A}{dR_{IN}} = V_S^2 \left( \frac{1}{(R_S + R_{IN})^2} - 2 \frac{R_{IN}}{(R_S + R_{IN})^3} \right) = V_S^2 \frac{R_S - R_{IN}}{(R_S + R_{IN})^3}$$

$P_A$  最大值發生於上式為 0 時，也就是  $R_{IN} = R_S$ 。

表 8-1 將放大器最佳的輸入阻抗與訊號源輸出阻抗(內電阻)的關係列表。表中最後一項屬於波動理論的範疇<sup>90</sup>，對於高速訊號傳輸線或是長距離的傳輸需予考慮。

	設計目標	最佳輸入阻抗	備註
電壓放大器 (Voltage amplifiers and voltage to current converters)	輸入電壓最大	愈大愈好	使輸入電壓衰減最少
電流放大器 (Current amplifiers and current to voltage converters)	輸入電流最大	愈小愈好	使輸入電流衰減最少
能量傳輸	負載功率最大	等於訊號源的內 電阻	加諸負載的功率等於訊 號源輸出功率的一半 <sup>91</sup>
訊號傳輸線	避免電波反射	等於傳輸線的 「特徵阻抗」	所有入射電波均被吸 收；適用於高速或長距 離的傳輸線

<sup>89</sup> 以下推導結果也適用交流訊號源。

<sup>90</sup> 所謂特稱阻抗(characteristic impedance)與導線本身(連續分佈)的電感與電容有關，在此並假設導線無電阻成分，因此沒有能量損耗。

<sup>91</sup> 另外一半消耗於訊號源的內電阻。



## 8.5 類比與數位

類比訊號是指在某範圍內連續變化的訊號，類比電路的每個輸出入接點理論上可有無限多種電壓值。數位電路每一個接點只有兩種<sup>92</sup>狀態：高或低。因此，若要傳遞複雜的資訊，必須一次使用多條訊號線(並列傳輸)，或是以一條訊號線將多個高/低(0/1)訊號依序傳送(串列傳輸)。由於微處理器(microprocessors)、數位訊號處理器(digital signal processors, DSP)等元件的功能與速度不斷提昇，電子產品已日漸數位化。利用微電腦處理數位訊號、設定元件參數、監控硬體電路等，可提昇產品的功能與使用彈性，並可簡化電子電路的設計。

一顆微處理器雖然可執行大部份運算放大器的功能，包括加、減、乘、除、開根號、積分、微分...等等，還有許多類比元件難以完成的動作，例如訊號辨別、資料壓縮、加密、解密等，但是類比電路仍有微處理器無法取代的特點：

1. 類比—數位介面：自然界的物理量大多是類比訊號，數位化前常需前置處理，例如將訊號放大、縮小等，使訊號的電壓值落於類比與數位轉換器(A/D converters)的感測範圍內。而微處理器的運算結果輸出時，需將電壓或電流提昇方可驅動馬達、喇叭、燈泡、繼電器等元件，這時前面章節介紹的射極隨耦器、電子開關等電路可派上用場。
2. 速度與可靠度：類比電路的運算速度遠高於一般微處理機<sup>93</sup>，對於功能單純且需要快速反應的電路，使用類比元件可能較經濟。另外，類比電路沒有當機的疑慮<sup>94</sup>，可靠度高。

目前大多數的電子電路都是類比與數位的混合，兩者的結合方式可區分為下列幾種型式：

1. 類比與數位轉換器結合微處理機運算系統，如圖 8-6 所示。此種混合電路中，訊號處理的工作主要由微電腦執行。圖中顯示，類比訊號與微處理器的介面除了可使用 A/D 轉換器外，還可直接透過比較器或是 Schmitt trigger 將類比訊號轉為一個 0 或 1 的數位訊號。輸出端除了可用 D/A 轉換器轉成類比訊號外，也可直接將數位訊號連接電子開關，推動 ON/OFF 驅動型的元件或機構，如燈泡、加

<sup>92</sup> 三狀態(3 state)元件除了高與低電壓之外，還有高阻抗狀態(非高非低的開路狀態)。

<sup>93</sup> 數位處理器的計算速度愈來愈快，某些並列處理的 DSP 或可程式邏輯元件(programmable logic device)的運算速度可與類比電路相比擬。

<sup>94</sup> 數位電路不一定會當機，不含微處理器的數位電路一樣不會當機。

熱器、步進馬達、PWM 驅動的伺服馬達等。

2. 數位控制的類比電路，如圖 8-7 所示。這種混合電路中，訊號處理的任務由類比元件完成，而微電腦則執行參數設定或功能選擇的動作。例如圖 8-7(a)中，透過微電腦設定數位控制的可變電阻(見 7-4 節)，可調整放大器的放大倍率；圖 8-7(b)中，微電腦可經由類比開關選擇訊號頻道。
3. 類比元件(電阻、電容、比較器、運算放大器等)與數位記憶元件(如正反器，亦即 Flip-flop)結合，555 就是一個例子。這種電路中數位元件只是紀錄系統的狀態，並不作資料處理的工作。

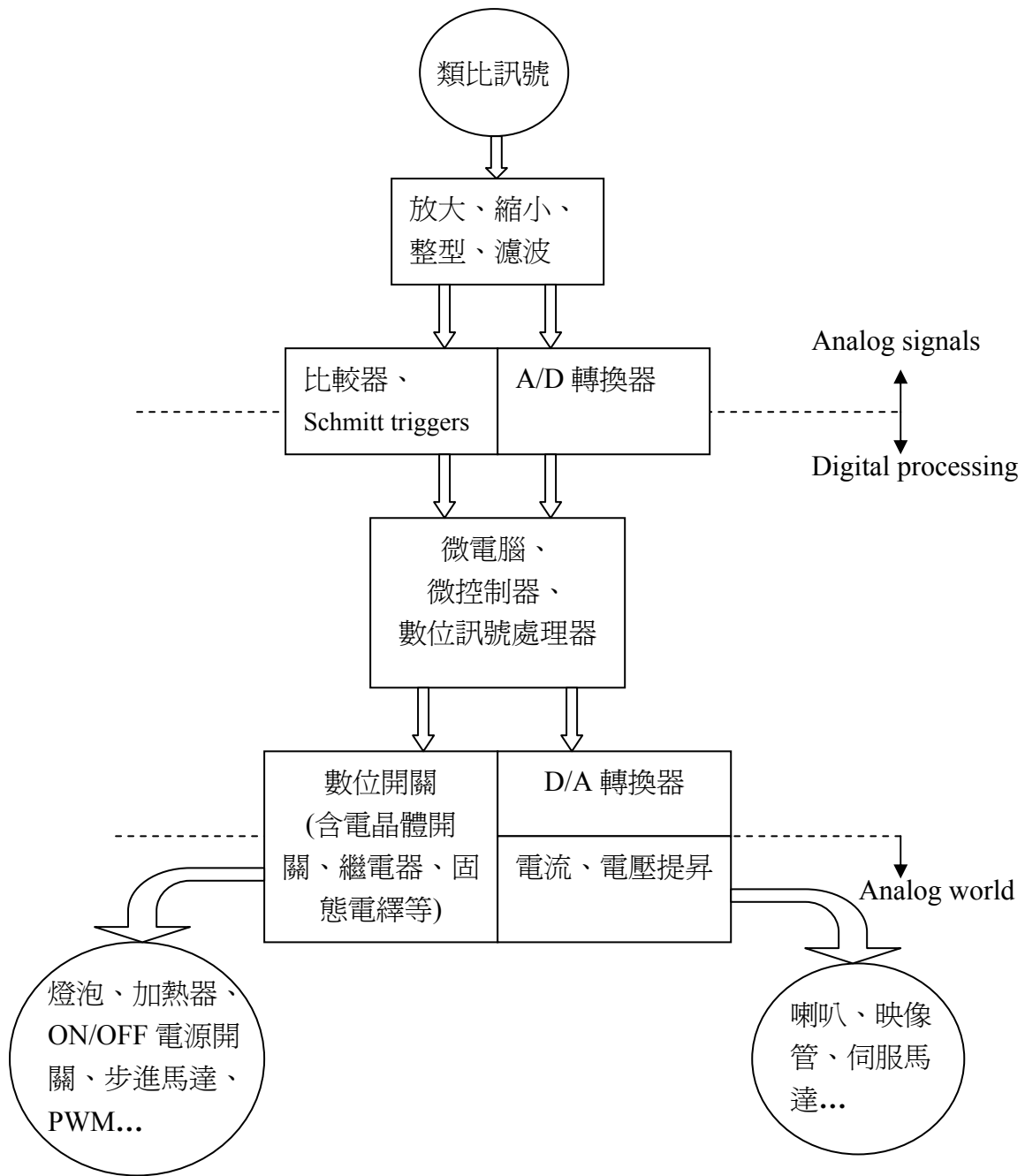
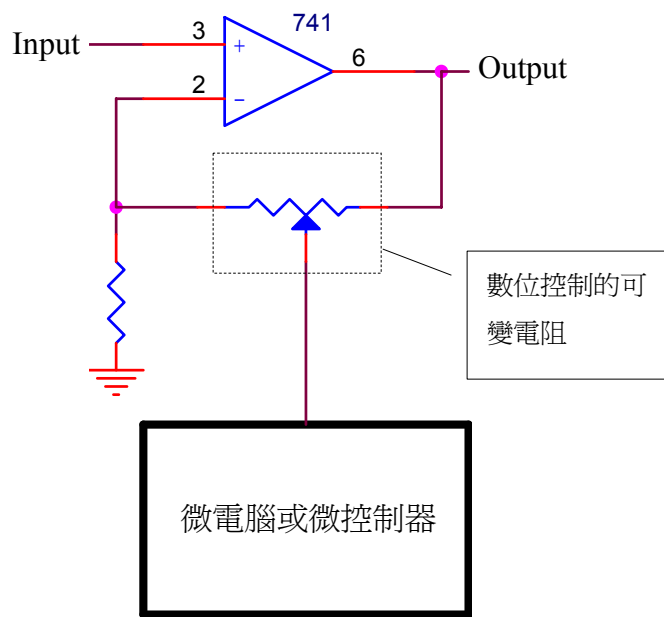
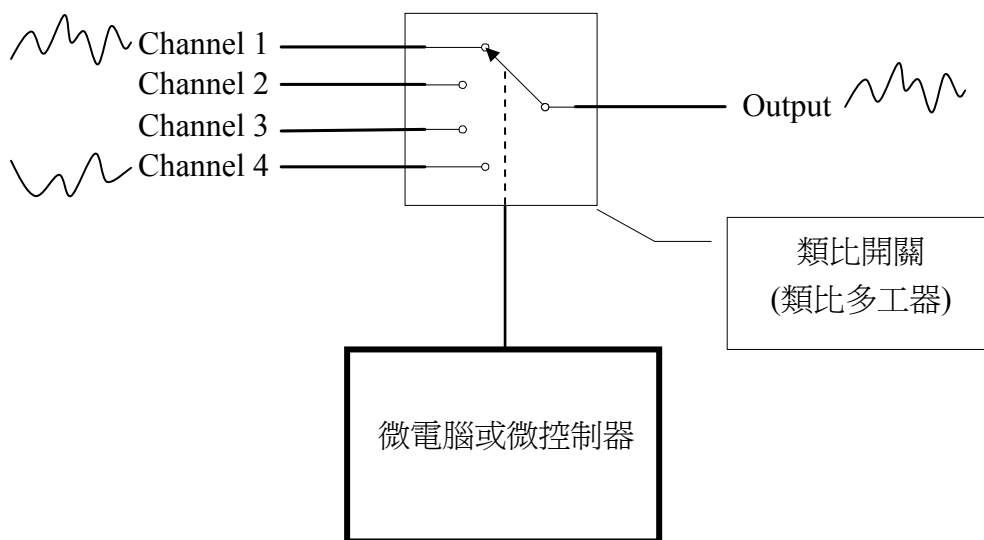


圖 8-6：類比與數位混合電路(一)



(a)



(b)

圖 8-7：類比與數位混合電路(二)：(a)使用數位控制的可變電阻；  
(b)使用類比開關。