

# 第九章 系統整合與介面

## 9.1 前言

微機電系統在技術本質上是一種整合性的技術，所包含之內容相當廣泛，系統整合的成功與否在整體設計中扮演著相當重要的關鍵，其中牽涉到各個子系統本身之微小訊號處理、各個子系統之間的介面訊號處理、介面設計及整個微系統控制設計。在本章節中，我們就微小訊號之處理、系統介面之設計，以及控制設計與演算法則作簡單的敘述，最後，利用微振鏡掃描顯示器作為說明微機電系統整合的實例。

當系統微小化之後，系統整合首先面臨的問題便是微小的訊號處理技術。就開發成功的電容式微加速度計為例，微小加速度使得感測質塊產生小於微米等級的位移，而其經過介面轉換電路輸出的電容變化量將小於 pF ( $10^{-12}$  F) 等級，因此，處理如此微小訊號變化量的技術決定了整個微機電系統整體性能的表現。除此之外，雜訊的處理在此也變得相對重要許多，不僅雜訊對微系統最後可能達到的性能，設下了物理先天上的限制，也在面對處理微小訊號上帶來了一些限制，在本章第二節中將作一簡單的闡述。

介面技術 (interface technology) 一向是電機領域中的利基技術，其主要目的係用以轉換各個不同子系統之間的訊號，例如光／電系統、數位／類比系統等，以期各子系統之間可以互相溝通與連結，而成為應用系統。以微機電系統來說，介面技術主要著重在於將感測到的細微訊號加以放大，並且轉換成數位訊號以利後續的處理，或者是將數位控制訊號轉換成微驅動元件的驅動訊號，因此，在本章第三節中將就常應用於微機電系統介面設計的幾種電子電路技術作說明。

控制設計是微機電系統中一項非常重要的應用理論，目的是使一控制系統能依照需求完成所設定的目標。控制設計可廣泛地運用在各種微機電系統中，例如雙電容差分式微加速度計，為一具有回授控制迴路之主動型元件，其控制設計不僅要了解微感測器之微結構，尚需同時考量感測應用電路設計，並依微加速度計工作原理設計一適用之訊號處理單元與回授控制單元以達成所需控制精度。因此，在本章第四節中將依常使用之控制設計與演算法則作一介紹與說明

在本章的最後，我們利用微振鏡掃描顯示器作為說明微機電系統整合的實例，此一實

現的微顯示器整合了光電系統、微振鏡元件、驅動介面以及顯示器設計等系統設計，文中將逐一闡述各個子系統設計所面臨的關鍵，以期提供讀者一個成功的整合實例。

## 9.2 微系統訊號與雜訊之分析

由於系統微小化，訊號經常也隨之減弱，加上微系統中的訊號來源，常受到光、生醫、機、電多元的交互影響，雜訊 (noise) 及微小訊號的處理一直是微機電中極重要的課題。電路設計中，小訊號的擷取及雜訊的抑制，於 1980、1990 年代即有多本專書專門介紹；然而針對微機電系統的雜訊源完整分析，要到 1993 年 Gabrielson 博士的期刊論文，才有較完整的整理。Gabrielson 的論文乃針對微加速度計的設計需求，諸如 Analog Devices 公司，在投入大量研發人力及經費來改善電路上的雜訊後，卻發現機械可動質量塊 (proof mass) 造成的熱機械 (thermomechanical) 雜訊最終先天決定了微加速度計的解析度 (resolution)。在此一電路上利用對稱性及其他特殊方式，改善微機電系統電路上雜訊的研發，於 1990 年代當推美國加州大學柏克萊分校 (UC Berkeley) 的 Boser 教授等為此一領域之翹楚，其成果多散見各研究論文，應用於微加速度計及微陀螺儀等感測器上，其設計應可以藝術 (art) 稱之，藉以說明此一領域之難度。2001 年 MIT 的 Senturia 教授在其專書「Microsystem Design」中，利用完整一章約 30 頁的篇幅，試圖完整介紹雜訊，可見此一問題的處理對一些世界級微機電研究者的重要性。然而 Senturia 的書亦只簡單介紹幾種傳統的電路雜訊書上所提的方法，如遮蔽 (shield)、接地迴路 (ground loop) 及守衛電路 (guard circuit) 設計來抑制雜訊，利用調頻 (modulation) 方式從雜訊訊號中擷取想要的訊號。書中有較完整的雜訊描述，但並無完整而有系統的處理方法，對此一問題有興趣的微機電初學者或許是一個失望，但也反應此一雜訊及微小訊號的處理目前是一門藝術。本節嘗試針對微機電系統中常遇到的光、機、電雜訊源，進行定性及定量的描述，這些雜訊對微系統最後可能達到的性能，設下了物理上的界限，也就是超越這些雜訊的更好性能，將在此一微／奈米系統中不可能求而得之。

### 9.2.1 系統中雜訊之分析

雜訊泛指一切訊號處理中我們不想要或不預期出現的訊號。雜訊如在不同頻率上有不同強度，頻域表現如一個二階或高階系統，我們稱之為 color noise；雜訊如在不同頻率上展現相同強度，我們稱之為 white noise。對於回授控制系統，雜訊因出現處不同，可區分為程序雜訊 (process noise) 及感測雜訊 (sensor noise)，如圖 9.1 所示。程序雜訊 ( $N_p$ ) 對輸出訊號 ( $U$ ) 的影響為

$$\frac{U}{N_p} = \frac{G}{1 + KGS} \quad (9.1)$$

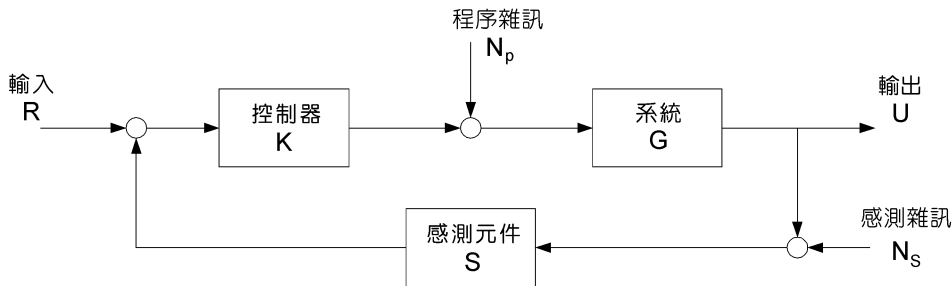


圖 9.1  
回授控制系統。

感測雜訊 ( $N_s$ ) 對輸出訊號 ( $U$ ) 的影響為

$$\frac{U}{N_s} = \frac{KGS}{1 + KGS} \quad (9.2)$$

針對程序雜訊及感測雜訊的屬性 (color noise 或 white noise)，可設計控制器  $K$  來抑制雜訊。方程式 (9.1) 及 (9.2) 均為 Laplace 轉換函數的表示式，控制器  $K$  在不同頻率下有不同的增益 (gain)，藉此設計可在特定的頻域內抑制程序雜訊或感測雜訊的影響，但無法同時改善兩者。因此對雜訊本質及其在系統中出現位置與機制的瞭解，極為重要，在 9.2.3 節將針對各微機電系統雜訊源加以介紹。

## 9.2.2 隨機雜訊的表示法

假設雜訊訊音  $V_n(t)$  存在，最簡單的大小表示法是取其平均值  $\bar{V}_n$ ：

$$\bar{V}_n = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T V_n(t) dt \quad (9.3)$$

一般隨機雜訊的  $\bar{V}_n = 0$ ，所以平均值不足以表示雜訊的大小。如果取雜訊訊號的平方加以積分：

$$\overline{V_n^2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [V_n(t)]^2 dt \quad (9.4)$$

其中  $\sqrt{\overline{V_n^2}}$  稱為 RMS (root-mean-square) 雜訊，其大小將能反映雜訊的振幅大小量，此為一常見的表示法。此外，反應雜訊能量的功率頻譜密度函數 (power spectral density function) 是最常使用的表示法。

$$S_n(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T V_n(t) V_n(t + \tau) dt \right] e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (9.5)$$

其中 RMS 雜訊和功率頻譜密度 (power spectral density) 的關係為

$$\overline{V_n^2} = \int_0^{\infty} S_n(f) df \quad (9.6)$$

如圖 9.2 所示，在線性系統  $H(s)$  中，其訊號的傳遞可以下式表示

$$\overline{V_o^2} = \int_0^{\infty} |H(j2\pi f)|^2 S_n(f) df \quad (9.7)$$

其中  $H(s)$  為線性系統的系統轉移函數。

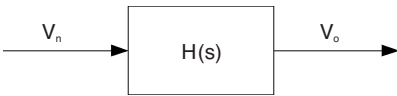


圖 9.2

雜訊源  $V_n$  在線性系統  $H(s)$  中的傳遞圖。

## 9.2.3 雜訊源分析

### (1) 熱機械等效雜訊

任何能量非守恆系統，均有雜訊源來自此一能量的散失，在電路電阻中，稱之為 Johnson 雜訊 (Johnson noise)，而在機械振動系統中，則稱之為熱機械雜訊 (thermomechanical noise)。對一機械振動系統，可以簡化其為一個二階質量塊－彈簧－阻尼器系統，其中彈簧支撐質量塊，彈簧和質量塊彼此間藉彈力位能和動能進行能量交換，但阻尼器則是總能量衰減的來源。熱機械雜訊伴隨阻尼器的能量衰減進入系統中，其表示式以  $N/\sqrt{\text{Hz}}$  的型式可表為

$$F_{\text{theromechanical}} = \sqrt{4k_B T_{\text{emp}} d} = \sqrt{\frac{4k_B T_{\text{emp}} m \omega_0}{Q}} \quad (9.8)$$

功率頻譜密度可表為

$$S_{\text{theromechanical}} = 4k_B T_{\text{emp}} d = \frac{4k_B T_{\text{emp}} m \omega_0}{Q} \quad (9.9)$$

其中  $k_B$  是波茲曼常數 ( $1.38 \times 10^{-23}$  J/K)， $T_{emp}$  是環境的絕對溫度， $d$  是阻尼係數， $m$  是質量塊的質量， $\omega_0$  是系統的共振頻率， $Q$  是品質因子 (quality factor)。熱機械雜訊為 white noise，其強度平均分布於各個頻率，不隨頻率的的不同而有雜訊強弱的不同。當微系統的等效阻尼係數愈大，品質因子  $Q$  越小，溫度愈高時，熱機械雜訊愈明顯。當系統微米化乃至奈米化，其所受來自空氣及液體的阻尼效應相對增強，也就說明了此熱機械雜訊在微小世界的重要性。其等效示意圖可表示如圖 9.3。

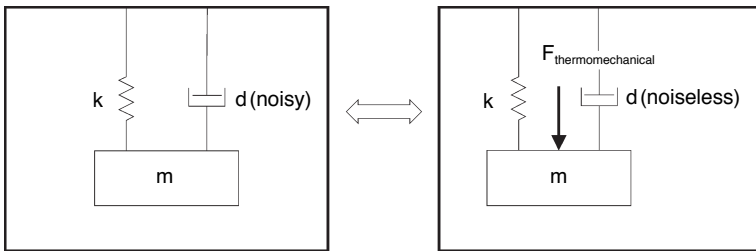


圖 9.3 等效熱機械雜訊之示意圖。

### (2) Johnson 雜訊

在電路中，Johnson 雜訊類比於機械振動系統的熱機械雜訊，電路中電阻的出現，將帶入 Johnson 雜訊，其表示式以  $V/\sqrt{\text{Hz}}$  的型式可表為

$$V_{nj} = \sqrt{4k_B T_{emp} R} \tag{9.10}$$

其中  $k_B$  是波茲曼常數， $T_{emp}$  是環境的絕對溫度， $R$  是電阻係數。Johnson 雜訊和熱機械雜訊類似，均為 white noise，不同於一般電路上常見的  $1/f$  低頻雜訊及 pop-corn 等高頻雜訊。當微光／生醫／機／電系統微小化，經常遇到的是處理微小電訊號的擷取及傳輸，因溫度及內電阻造成的 Johnson 雜訊為訊號的解析度 (resolution) 帶來一個物理上不可超越的極限。在電路中，其等效示意圖可表示如圖 9.4。機械振動圖 9.3 的左圖及電路圖 9.4 的左圖，有類似的二階動態方程式，其中阻尼  $d$  及電阻  $R$  出現於同一位置，這也就是方程式 (9.8) 及 (9.10) 中只有阻尼及電阻的差異的原因。

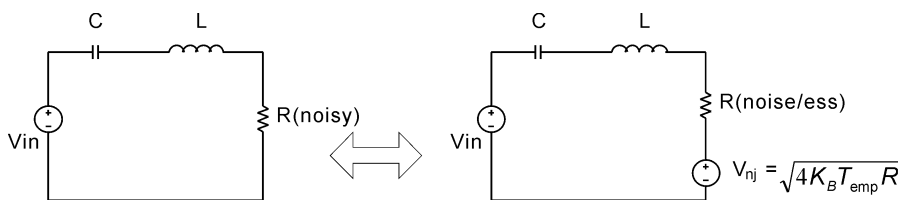


圖 9.4 等效 Johnson 雜訊之示意圖。

### (3) Shot 雜訊

當電路中電流是藉由一個個獨立的帶電體 (carrier) 跨過特定能階屏障 (potential barrier) 而形成，由於帶電體的隨機通過速率造成電流的擾動，此一效應稱為 shot 雜訊。常見的例如  $pn$  二極體、激光二極體 (photodiodes) 及隧導電流 (quantum electron tunneling) 等，均有 shot 雜訊效應。

Shot 雜訊也是一個 white noise，其表示式以  $A/\sqrt{\text{Hz}}$  的型式可表為

$$I_{\text{ns}} = \sqrt{2qI} \quad (9.11)$$

其中  $q$  是電荷量 ( $1.6 \times 10^{-19}$  庫倫)， $I$  是平均直流電流。

### (4) Flicker 雜訊

實驗發現在二極體 (diode) 和場效電晶體 (FET) 在低頻有額外的雜訊，由於雜訊在頻域上的分布形式，flicker 雜訊常被稱為  $1/f$  雜訊。Flicker 雜訊來自於半導體電子／電洞的傳輸陷於局部的 trap 狀態，而這些電子／電洞的捕捉及釋放的時間常數 (time constant) 隨著 traps 的束縛能 (binding energy) 成指數關係。詳細的理論及模型請參考半導體理論的專書。簡化的 flicker 雜訊模型以  $A/\sqrt{\text{Hz}}$  的型式可表為

$$I_{\text{nf}} = \sqrt{K_F \frac{(I)^a}{f}} \quad (9.12)$$

其中  $K_F$  為 flicker 雜訊常數，一般藉由實驗量測得知， $I$  為平均的直流電流， $a$  為實驗量得的常數， $f$  為頻率，任一頻率下的 flicker 雜訊可以 (9.12) 式表示。由方程式 (9.12) 可知 flicker 雜訊主要為一低頻雜訊，若欲量測或致動的訊號能避開此一低頻雜訊，而藉由調頻等方法操作於較高頻的頻域，可有改進的空間。

### (5) 光導體 (Photoconductor) 中產生及再結合雜訊 (Generation-Recombination Noise)

光電元件中，光子的產生及再結合有其一定的時間週期，衍生而來的等效電流雜訊以  $A/\sqrt{\text{Hz}}$  的型式可表為

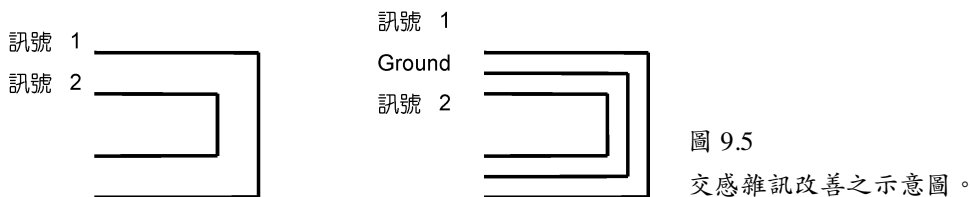
$$i_{\text{nGR}} = \sqrt{\frac{4qI(\tau_n/\tau_t)}{1 + (2\pi f\tau_n)^2}} \quad (9.13)$$

其中  $q$  是電荷量， $I$  是平均電流， $\tau_t$  是平均轉移時間常數 (transit time)， $\tau_n$  是再結合時間常數 (recombination lifetime)， $f$  是頻率。由方程式 (9.13) 可知光導體中產生及再結合雜訊主要亦為一低頻雜訊。

以上簡單介紹一些微光、機、電系統中，常遇到的基本雜訊原理及定量描述。以上的雜訊，常為微系統的最佳的感測／致動訊號解析度設下物理上不可能改進的底線，對於超高精度感測的微系統及奈米操控系統的研發，提供極具參考價值的資料。

### 9.2.4 雜訊及訊號的處理

除了上節所提的雜訊外，微機電系統亦常遭遇到 60 Hz 及其高頻調頻產生的雜訊。一般而言，此類雜訊是由於外加電源供應時，電路線及迴路沒有有效的遮蔽 (shielding) 而造成交感 (interference) 雜訊。對於此類雜訊，可利用線路的接地迴路，甚至不同電路線的互相纏繞，均可一定程度的壓低此類雜訊的影響。至於微機電系統使用同一晶片的設計，由於系統微小而造成電路間距極小，如果又遇到大訊號電路和極小訊號電路相鄰，不同電路彼此間訊號的交感將可能造成嚴重雜訊的出現。在設計電路時，可利用諸如  $pn$  界面設計、多餘的接地迴路 (ground loop) 設計、守衛電路 (guard circuit) 設計或其交互使用，大幅減小電路間訊號交感而產生的雜訊，圖 9.5 為一簡單的示意圖。



此外，放大器 (amplifier) 使用諸如 MOSFET 等元件，經常在微機電系統中用來放大電訊號。然而訊號的放大過程中，除放大了想要的訊號外，也同時放大了雜訊，並加入了放大器本身的雜訊，一般而言，對訊雜比 (signal to noise ratio) 改善有限。對放大器本身的雜訊而言，一般商用的放大器均有詳細的雜訊模型，且多屬  $1/f$  雜訊型式，亦即大雜訊呈現於低頻的頻域。

對於  $1/f$  雜訊及 color noise，常使用的技術是利用調頻 (modulation) 的方式，將想要的真實訊號藉由調頻調高到高频或低雜訊的頻域，藉以區隔真正想要的訊號及雜訊，再利用高频通過濾波 (high-pass filter)、低頻通過濾波 (low-pass filter) 或中頻通過濾波 (band-pass filter) 將雜訊所在頻域的訊號濾掉，只留下真正想要的訊號，再藉由調頻的方法，將真正想要的訊號調變回原來的頻域。藉此即可在時域 (time domain) 或頻域 (frequency domain) 中鑑別出想要的訊號，而不受雜訊的干擾。

利用調頻的技術來改善雜訊的影響以擷取微小訊號不一定有效，原因是在微機電系統中，有許多情況是雜訊和真實訊號出現混合且發生於極前段的訊號源頭，調頻的加入無法加在雜訊出現之前，所以調頻同時將真實訊號及雜訊移到高頻頻域，之後的濾波技術無法區隔真實訊號及雜訊。

此外，採用兩個相同的元件，利用同調 (coherence) 的方式，將兩個相同元件的訊號，取出共同模態 (common mode) 的訊號，去掉相異模態 (differential mode) 的訊號。這一理論基礎在於 9.2.3 節內所提出的雜訊均為隨機雜訊 (random noise)，其出現於上述兩相同元件之時間及形式並不相同，所以在共同模態訊號中並不合此類雜訊。筆者之博士論文即利用此一方法量測到  $10^{-8} \text{ g}/\sqrt{\text{Hz}}$  的微小加速度訊號，是目前已發表的微機電元件中量測到的最小加速度訊號。

### 9.3 系統介面之設計

微感測元件將待測物理量轉換成電的訊號，此電訊號再經由介面電路整合到處理器中。處理器以感測資訊為輸入，經過運算或邏輯判斷，其輸出經由介面電路送到微致動器，微致動器將電能轉換成機械的運動，再作用到應用系統中。經由感測→處理→致動，形成一個智慧型微系統。圖 9.6 顯示一個智慧型微系統的基本架構方塊圖。由圖中可以觀察到，微感測裝置的輸出與系統的處理單元間有一個介面存在，而處理單元與微致動元件之間也有另一個介面存在，這些系統介面的原理與設計即是這一部分的討論重點。在本節的討論中，我們也將瞭解到相關的介面電路是可以整合到感測器的設計中，達成一種整合式微感測器 (integrated microsensor)，可以防範雜訊干擾，提高系統的性能。通常矽基微感測器本身是由矽微結構構成元件之本體，透過特殊材料及結構之設計，可將物理待測量轉換成電阻、電容或電感的變化，再由介面電路將電阻、電容或電感的變化轉換成電壓或其他的電訊號，以方便作進一步處理。因此介面設計之重點之一即是介面的電路設計。

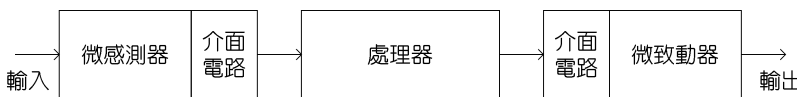


圖 9.6

智慧型微系統基本架構圖。

由感測器到處理器這一端的介面電路包含電橋電路、放大器、多工器及類比—數位轉換器等。在微致動器與處理器這一端，介面電路包含數位—類比轉換器、驅動器 (driver) 等。感測器介面電路之主要功能是將感測訊號轉換成與外界電子系統相容之格式。通常由待測物理量所引起的感測訊號位準皆十分微小，所造成的電阻或電容的改變亦僅額定值 (nominal value) 很少的一部分，也有許多感測器其輸出會隨著溫度或時間而漂移 (drift)，造成誤差。當同時有許多感測訊號要讀取時，多工器 (multiplexer) 的使用就十分必要。接下來



將探討一些標準的介面電路，最後將探討類比－數位轉換，以及數位－類比轉換。以下之內容，在電橋電路部分是由 J. P. Bentley 所著「Principles of Measurement Systems」一書中第九章之內容改寫<sup>(4)</sup>；在放大器部分是由 S. M. Sze 所編著之「Semiconductor Sensors」一書第十章<sup>(5)</sup>，以及由 K. Najafi、K. D. Wise 與 N. Najafi 所著之「Integrated Sensors」內容改寫；而在 A/D、D/A 轉換部分是由 D. H. Sheingold 所編著之「Analog-Digital Conversion Handbook」之內容所改寫<sup>(6)</sup>。

### 9.3.1 電橋電路設計

電橋電路 (deflection bridge circuit) 可用來將電阻、電容及電感的變化轉換成電壓的變化。圖 9.7 是電橋電路的示意圖，圖中顯示電橋電路有四個組成元件，這些元件在電路中是以阻抗 (impedance) 來表示。因此這四個阻抗分別標示成  $Z_1$ 、 $Z_2$ 、 $Z_3$  及  $Z_4$ ， $V_s$  是電源供應電壓值， $E_{th}$  是電橋的開迴路輸出電壓，亦即電路的戴維寧等效電壓 (Thévenin equivalent voltage)。由圖中之電流迴路 PABCQ 可得到

$$V_s = i_1 Z_2 + i_1 Z_3 \quad (9.14)$$

$$i_1 = \frac{V_s}{Z_2 + Z_3} \quad (9.15)$$

另，由電流迴路 PADCQ 可得

$$V_s = i_2 Z_1 + i_2 Z_4 \quad (9.16)$$

$$i_2 = \frac{V_s}{Z_1 + Z_4} \quad (9.17)$$

假設  $Q$  為接地電位，則點 P 及點 A 的電位 =  $V_s$ ，點 B 的電位 =  $V_s - i_1 Z_2$ ，點 D 的電位 =  $V_s - i_2 Z_1$ ， $E_{th} = V_B - V_D = (V_s - i_1 Z_2) - (V_s - i_2 Z_1) = i_2 Z_1 - i_1 Z_2$ ，將  $i_1$ 、 $i_2$  代入，得

$$E_{th} = V_s \left( \frac{Z_1}{Z_1 + Z_4} - \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} \right) \quad (9.18)$$

圖 9.8 為電橋電路的戴維寧等效電阻  $Z_{th}$  的計算示意圖，其中  $Z_{th}$  為：

$$Z_{th} = \frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3} + \frac{Z_1 Z_4}{Z_1 + Z_4} \quad (9.19)$$

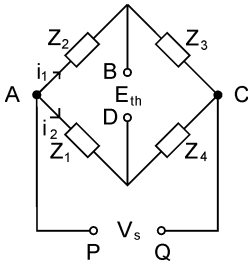


圖 9.7 電橋電路示意圖。

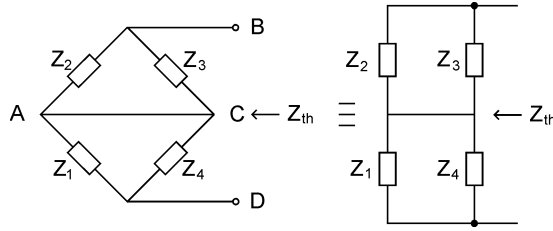


圖 9.8 電橋電路之戴維寧等效阻抗。

### 9.3.2 電阻電橋設計

如果上述電橋電路的四個阻抗元件都是電阻元件，則成為一個電阻電橋。以  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$  及  $R_4$  來表示此四電阻元件，電橋之輸出則可寫成下式：

$$E_{th} = V_s \left( \frac{R_1}{R_1 + R_4} - \frac{R_2}{R_2 + R_3} \right) \quad (9.20)$$

以下將先考慮電橋中僅有一個電阻為感測元件的情況，例如其中  $R_1$  代表的是一電阻式的感測器，其電阻值會隨著某一待測量而改變，也就是說  $R_1 = R_f$ ，而  $R_2$ 、 $R_3$  及  $R_4$  皆為固定之電阻值。

$$E_{th} = V_s \left[ \frac{1}{1 + (R_4/R_f)} - \frac{1}{1 + (R_3/R_2)} \right] \quad (9.21)$$

從上式中可觀察到輸出受到三個參數的影響，即  $V_s$ 、 $R_4$  及  $R_3/R_2$ ，其中  $R_2$  或  $R_3$  個別數值的大小並不重要，而是  $R_3/R_2$  的比值十分重要。電橋的性能即可經由設計此三個參數而決定。

#### (1) 平衡的電橋 (Balanced Bridge)

如果輸入的範圍為  $I_{min}$  與  $I_{max}$ ，其相對應的電阻值範圍為  $R_{fmin}$  及  $R_{fmax}$ ，電橋的輸出分別為

$$V_{min} = V_s \left\{ \frac{1}{1 + (R_4/R_{fmin})} - \frac{1}{1 + (R_3/R_2)} \right\} \quad (9.22)$$

$$V_{max} = V_s \left\{ \frac{1}{1 + (R_4/R_{fmax})} - \frac{1}{1 + (R_3/R_2)} \right\} \quad (9.23)$$

如果當  $I = I_{\min}$  時，我們要求  $V_{\min} = 0$ ，則此電橋是一平衡的電橋。在這種情形下，可以得到下列結果：

$$\frac{R_4}{R_{\min}} = \frac{R_3}{R_2} \quad (9.24)$$

### (2) 電源電壓 $V_s$ 的考量

假設電橋電路中感測元件之最大散熱功率為  $\hat{W}$ ，則

$$V_s^2 \frac{R_l}{(R_l + R_4)^2} \leq \hat{W} \quad , \quad I_{\min} \leq I \leq I_{\max} \quad (9.25)$$

設計時應選取適當之電源電壓  $V_s$ ，使得在感測器上單位時間所產生的熱在額定的最大散熱功率範圍之內。

### (3) $R_3/R_2$ 比值的考量

$R_3/R_2$  比值的選取是依據所使用的感測器型態而定。由平衡的電橋可得到

$$\begin{aligned} R_4 &= (R_3/R_2)R_{\min} \\ \frac{E_{\text{th}}}{V_s} &= \frac{1}{1 + \left(\frac{R_3}{R_2}\right)\left(\frac{R_{\min}}{R_l}\right)} - \frac{1}{1 + \frac{R_3}{R_2}} \end{aligned} \quad (9.26)$$

上式可簡化為

$$v = \frac{1}{1 + \frac{r}{x}} - \frac{1}{1 + r} \quad (9.27)$$

其中  $v = E_{\text{th}}/V_s$ ， $r = R_3/R_2$ ， $x = R_l/R_{\min}$ 。

換句話說， $v$  代表輸出， $r$  代表  $R_3/R_2$  之比值， $x$  代表輸入。以  $r$  為參數，繪出輸出  $x$  對  $v$  輸出的曲線圖，如圖 9.9 所示。圖中當  $x = 1$  時， $v = 0$ ，表示  $I = I_{\min}$  時電橋是平衡的。同時我們注意到  $v(x)$  為非線性的，其非線性的程度與  $r$  值有關，這表示電橋電路一般之輸入輸出關係為非線性，因此在設計時根據應用的目的選取適當的參數  $r$  就十分重要。

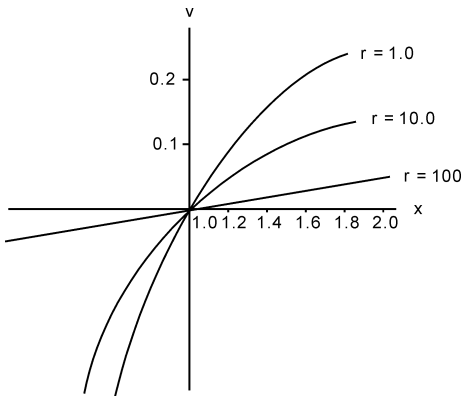


圖 9.9  
電阻電橋的輸入—輸出關係曲線圖。

#### (4) 應變計 (Strain Gauge) 的介面電路

應變計是將應變 (strain) 變化轉換成電阻 (resistance) 之變化，

$$\Delta R = R_0 G e \quad (9.28)$$

其中  $R_0$  為未受應變時應變計之電阻值， $R_0 = R_{l_{\min}}$ ，一般約為  $120 \Omega$ ， $G$  為量規因子 (gauge factor)，為一常數，一般金屬片 (foil) 應變計之量規因子約等於 2.0， $e$  為應變，通常遠小於 1。

在此應用中，係設計一個電橋電路將此電阻之變化轉換成電壓的變化，再輸出到處理器。注意到應變計的  $\Delta R$  是一個很小的數值，所以

$$x = \frac{R_l}{R_{\min}} = \frac{R_{l_{\min}} + \Delta R}{R_{\min}} \approx 1 \quad (9.29)$$

這表示在圖 9.9 之特性曲線中，輸入  $x$  的變化會集中在原點 ( $x = 1$ ) 附近，在這附近，不論  $r$  值為何，通常其輸入與輸出之關係皆相當線性。這符合我們希望為應變計設計一個線性的電橋電路。

接下來，要求電橋電路的輸出愈大愈好，即變化斜率  $(\partial v / \partial x)_{x=1}$  愈大愈好。從特性曲線中，可觀察到當  $r = R_3 / R_2 = 1$  時有較大的斜率，因此  $R_3 = R_2$ ，這表示  $R_4 = R_{l_{\min}} = R_0$ ，我們可以設計成  $R_2 = R_3 = R_4 = R_0$ 。電橋之輸出可以求得如下：

$$v(x) = \frac{x-1}{2(x+1)} \approx \frac{1}{4}(x-1)$$

$$\frac{E_{th}}{V_s} = \frac{1}{4} \left[ \frac{R_l}{R_{l_{\min}}} - 1 \right] = \frac{1}{4} \left[ \frac{R_l - R_{l_{\min}}}{R_{l_{\min}}} \right] = \frac{1}{4} \frac{\Delta R}{R_0} = \frac{1}{4} G e$$

可得到

$$E_{th} = \frac{1}{4} V_s G e \quad (9.30)$$

輸入應變  $e$  與電橋輸出電壓  $E_{th}$  為線性的。

#### (5) 電阻式溫度感測器的例子

電阻式溫度感測器 (resistance temperature detector, RTD) 如白金 (platinum) 溫度感測器 Pt-100 之電阻變化與溫度之關係可以表示成

$$R_T = R_0(1 + \alpha T) \quad (9.31)$$

其中  $R_0$  為感測器在  $0^\circ\text{C}$  之電阻值， $\alpha$  為電阻之溫度係數 (temperature coefficient of resistance, TCR)， $T$  為溫度 ( $^\circ\text{C}$ )。

在典型的應用中， $x$  之變化約在  $1-2$  之間 ( $R_0 = 100 \Omega$ ， $R_{250} = 200 \Omega$ )，由於 RTD 溫度感測器通常具有十分優良的線性度 (非線性度  $< 1\%$ )，因此，需要一個線性的電橋電路以保證最後的輸出有足夠的線性度。觀察電橋電路之特性曲線在  $x = 1-2$  之間， $r \approx 100$  具有較佳之線性行為，亦即要設計一個  $r \gg 1$  的電橋電路。

$$V = \frac{x}{x+r} - \frac{1}{1+r}$$

$$r \gg 1$$

$$V \approx \frac{x}{r} - \frac{1}{r} = \frac{1}{r}(x-1)$$

$$\frac{E_{th}}{V_s} = \frac{R_2}{R_3} \left( \frac{R_T}{R_{T_{min}}} - 1 \right) \quad (9.32)$$

如果  $T_{min} = 0^\circ\text{C}$ ， $\frac{R_T}{R_0} = 1 + \alpha T$

$$E_{th} = V_s \frac{R_2}{R_3} \alpha T \quad (9.33)$$

輸入溫度  $T$  與輸出電壓  $E_{th}$  為線性關係。

### 9.3.3 主動式電橋設計

一個主動式的電橋 (reactive bridge) 採用交流電源電壓，電橋中有兩個臂是主動式的阻抗 (reactive impedance)，另兩臂是電阻式的阻抗。假設今有一個差分電容式位移感測器 (differential capacitance displacement sensor)，即輸入一個差分壓力造成感測薄膜之位移，此位移會使一邊的電容值由原來的  $C_0$  減少  $\Delta C$ ，而另一邊的電容值由  $C_0$  增加  $\Delta C$ ，因此有  $C_1 = C_0 - \Delta C$ ， $C_2 = C_0 + \Delta C$ 。電橋將此差分電容改變轉換成電壓的改變：

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1}, Z_2 = Z_3 = R, Z_4 = \frac{1}{j\omega C_2} \quad (9.34)$$

如圖 9.10 所示，電橋的輸出電壓為：

$$\Delta V = V_s \left( \frac{C_2}{C_1 + C_2} - \frac{1}{2} \right) = V_s \left[ \frac{C_0 + \Delta C}{(C_0 - \Delta C) + (C_0 + \Delta C)} - \frac{1}{2} \right] = V_s \frac{\Delta C}{2C_0} \quad (9.35)$$

$\Delta V$  與  $\Delta C$  成正比，且電橋電路之靈敏度 (sensitivity) 為  $V_s/2C_0$ 。

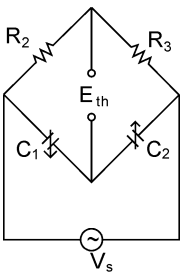


圖 9.10 差分電容位移感測器之電橋電路。

### 9.3.4 電容式感測器之介面電路

電容式感測器通常具有比電阻式感測器低很多的溫度靈敏度。同時電容式感測器也提供較高的整體靈敏度、較佳的分辨率及較低的功率消耗，因此它們經常被應用在低功率的情況，如生物醫學 (biomedical) 及儀器系統 (instrumental system)。最常採用的電路是用電容做為一個振盪器中計時的元件，輸出頻率是電容的函數，因此也是待測量的函數。圖 9.11 顯示一個以 Schmitt 觸發振盪器 (Schmitt trigger oscillator) 所做的設計。圖 9.12 是用 RC 振盪電路所做的設計。這兩種用振盪器技術的設計，其有效讀出的速度 (effective readout speed) 不快。例如 1 MHz 頻率之下、8 位元精確度，已補償過的讀出約要 1 ms，這對大多數應用已夠快了，但對有些多工的情形可能就不足。

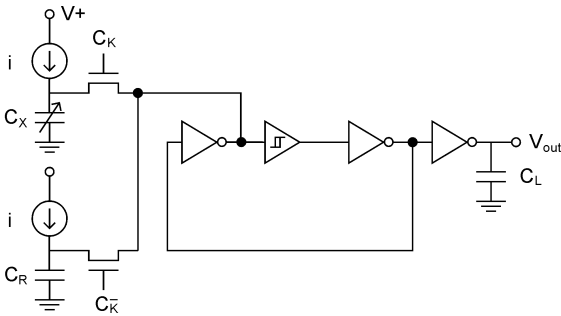


圖 9.11 以 Schmitt 觸發振盪器技術量測電容變化之電路<sup>(5)</sup>。

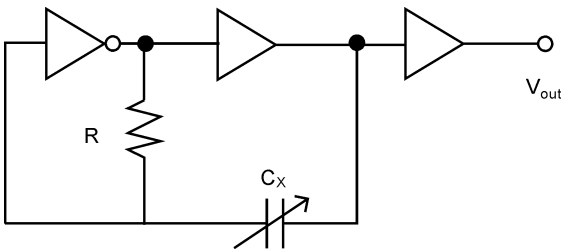


圖 9.12 以 RC 振盪器技術量測電容變化之電路<sup>(5)</sup>。

圖 9.13 顯示的是一種利用切換電容技術 (switched-capacitor technique) 所設計的電容量測電路，這是一種速度極快的電容讀取電路的設計方法，同時也比其他方法有較佳的分辨率 (resolution)。此處感測電容 ( $C_x$ ) 經充電後與一參考電容  $C_R$  作比較， $C_R$  是一個相匹配的電容，與  $(C_x - C_R)$  值成比例的電荷差經積分可得到一正比於電容差除以回授電容值 ( $C_F$ ) 的電壓，如下式所示：

$$V_{out} = V_p \frac{C_x - C_R}{C_F} \tag{9.36}$$

很明顯的，輸出訊號對積分器之增益及離散電容 (parasitic capacitance)  $C_{ps}$  皆不敏感。這種技術可達成少於  $20 \mu s$  之訊號讀出時間。

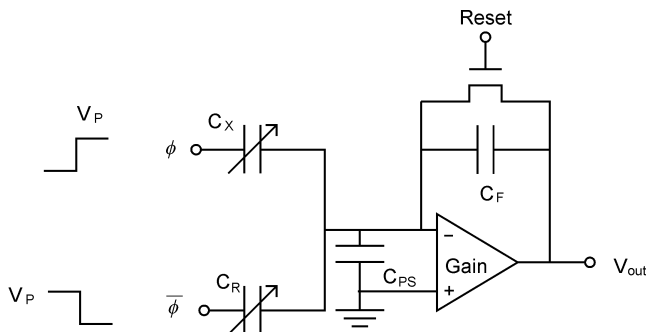


圖 9.13 以切換電容技術量測電容變化之電路<sup>(5)</sup>。

另一種電容變化讀出電路是力回授電容感測讀出電路 (force feedback read-out capacitance sensing)，係透過力回授使感測微結構維持在一固定位置，進而得以測得所要量測的物理量。為達成此功能，施加力之強度為待測值的函數。對大多數半導體材質微感測器而言，此回授力皆是以靜電式 (electrostatically) 產生。圖 9.14 為此種設計之示意圖。圖中可動之微結構 MS 形成電容  $C_1$  及  $C_2$  的另一個極板，而另外兩個極板  $MP_1$  及  $MP_2$  是  $C_1$  及  $C_2$  的另一個極板。 $MP_1$  及  $MP_2$  分別由驅動訊號  $V_D$  及  $\bar{V}_D$  所驅動，MS 極板上的感應訊號傳送到一高輸入阻抗緩衝器 (buffer)。當 MS 在中間位置時， $C_1 = C_2$ ，沒有訊號產生在 MS 上。當 MS 因待測值變動而產生反應移動時，其上之感應電荷不為 0，且產生一與電容差值成正比之訊號。這個訊號經濾波與放大而產生一回授訊號  $V_0$ ， $V_0$  經由一段隔絕緩衝器回授到 MS，使 MS 重新回到其中間位置。

力平衡技術有幾項特點：(1) 由於微結構有效地停留在其位置上，此技術對電容式感測器技術提供了線性度的改善。(2) 在足夠的頻寬內，此技術提供很高的準確度。(3) 由於其較高之準確度，此技術可應用在高靈敏度的應用，如加速度感測器與壓力微感測器等。

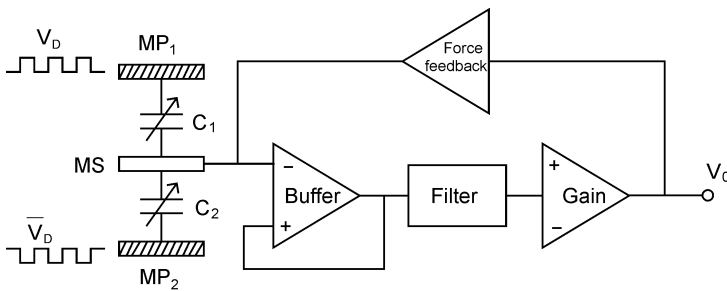


圖 9.14  
電容式感測器之力回授式讀出電路<sup>(5)</sup>。

### 9.3.5 放大器

將感測訊號放大是十分重要的一個部分，為了增加訊雜比 (signal-to-noise ratio)，我們要在向外傳送前於感測器端將感測訊號放大。同時放大也可以充分運用類比-數位轉換器的完整動態範圍。目前最常用的是 MOS 放大器，具有高放大率、高輸入阻抗，而且很適合與感測器整合在同一晶片上。

圖 9.15 為一個兩階 MOS 運算放大器<sup>(2)</sup>。輸入端是由源極耦合 (source-coupled) 之差分輸入對 (differential pair)，此電路有高的差分增益 (differential gain) 及低的同模增益 (common-mode gain)，用來抑制同模訊號 (common-mode signals) 電晶體 M6 及 M7 組成另加的第二級增益。目前的技術已能很容易做到開迴路增益 (open-loop gain) 達 90 dB 的 CMOS 放大器。這些放大器速度快且有各種補償偏移 (offset) 的技術。這些放大器的尺寸較雙極性放大器 (bipolar amplifier) 小 3 至 5 倍，同時具有很高之輸入阻抗 (input impedance)，因此很適合用在微感測器之介面。



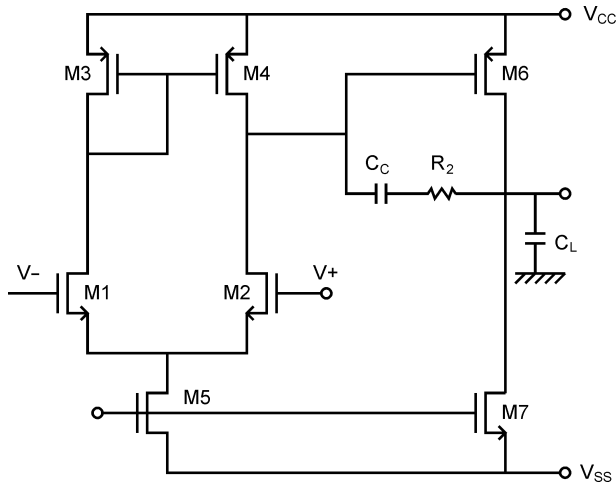


圖 9.15  
兩階 CMOS 運算放大器電路圖<sup>(5)</sup>。

### 9.3.6 類比－數位轉換器

當整合到一個量測或控制系統時，感測器的輸出經常需要透過類比－數位轉換 (analog to digital conversion, ADC) 介面電路將量測值輸入到數位處理單元。經計算或決策之結果往往再經由數位－類比轉換 (digital to analog conversion, DAC) 驅動類比訊號之致動器。圖 9.16 為系統整合示意圖。

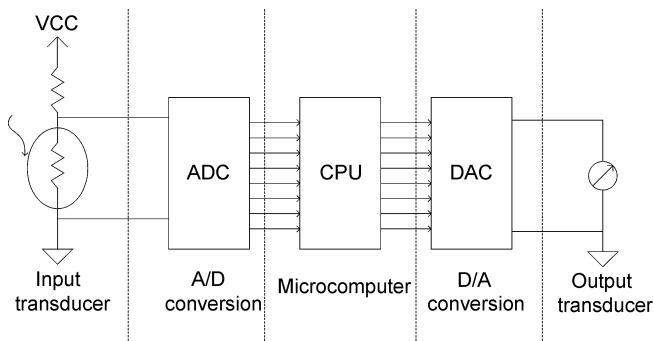


圖 9.16  
A/D、D/A 轉換與系統整合示意圖。

#### (1) 二進制編碼及轉換關係

在類比－數位、數位－類比轉換操作過程中，數位資料是以二進制碼來表示一個數值，通常採用全量 (full-scale value, FS value) 之一分數 (fraction) 來表示。例如一個 8 位元之二進制碼 10111001，其代表之數值以分數計算為  $2^{-1} + 2^{-3} + 2^{-4} + 2^{-5} + 2^{-8} = 0.7227$ 。因此以分數計算是向左靠齊 (left justified)，即最顯著位元 (most significant bit, MSB) 為 bit 1 代表的是  $2^{-1}$ ，而 bit 2 為  $2^{-2}$ ，以此類推至 bit  $n$  為  $2^{-n}$ 。對一個  $n$  位元 A/D 轉換器，有從 0 到  $(1-2^{-n})$

表 9.1 二進制之雙極性編碼。

Scale	$\pm 5$ V FS	Offset binary	Two's complement	One's complement	Sign-mag binary
+FS - 1 LSB	+4.9976	1111 1111 1111	0111 1111 1111	0111 1111 1111	0111 1111 1111
+3/4 FS	+3.7500	1110 0000 0000	0110 0000 0000	0110 0000 0000	0110 0000 0000
+1/2 FS	+2.5000	1100 0000 0000	0100 0000 0000	0100 0000 0000	0100 0000 0000
+1/4 FS	+1.2500	1010 0000 0000	0010 0000 0000	0010 0000 0000	0010 0000 0000
0	0.0000	1000 0000 0000	0000 0000 0000	0000 0000 0000	0000 0000 0000
-1/4 FS	-1.2500	0110 0000 0000	1110 0000 0000	1101 1111 1111	1010 0000 0000
-1/2 FS	-2.5000	0100 0000 0000	1100 0000 0000	1011 1111 1111	1100 0000 0000
-3/4 FS	-3.7500	0010 0000 0000	1010 0000 0000	1001 1111 1111	1110 0000 0000
-FS + 1 LSB	-4.9976	0000 0000 0001	1000 0000 0001	1000 0000 0000	1111 1111 1111
-FS	-5.0000	0000 0000 0000	1000 0000 0000		

全量值的區隔，也就是  $2^n$  個數值。如果 A/D 轉換只對正或負的數值進行轉換，稱此為單極性的 (unipolar) 轉換。若要同時可以轉換正或負的數值，則需要另一個位元來表達正、負數，此時我們稱其為雙極性 (bipolar)，常用雙極性編碼方式有 two's complement、offset binary、one's complement 及 sign-magnitude binary。表 9.1 顯示一個 12 位元轉換器之雙極性編碼。

### (2) 使用 A/D 轉換器之完整範圍 (Full Scale)

市面上的轉換器係設計來運用在從 0 到 full scale 或  $\pm$  full scale 的通用裝置。在實際運用時，感測器的輸出依其特性各有不同，但原則上應使用 A/D 轉換器之完整範圍。通常可經由調整 (biasing and scaling) 以達成目的。例如：考慮一個工業用之感測裝置，其輸出為 4 - 20 mA 的電流，經由一 500  $\Omega$  之電阻，可以得到 2 - 10 V 之電壓輸出，但這僅是一般 A/D 轉換器 0 - 10 V 的一部分，並沒有運用到其完整範圍。於是可以將電阻上之輸出電壓先向下補償 2 V (offset input with -2 V)，以獲得到 0 - 8 V 的輸出，再放大 1.25 倍即可得到 0 - 10 V 的完整範圍。

### (3) 取樣頻率與取樣定理

類比訊號需經一取樣電路 (下文說明) 維持一固定值，然後轉換成數位訊號。取樣後進入數位處理器的序列數位值可再重建 (reconstruct)，以趨近於原類比訊號。因此每秒對類比訊號取樣的次數稱為取樣頻率 (sampling frequency)，需滿足取樣定理 (sampling theorem)，以保證能重建原類比訊號。取樣定理是指取樣頻率至少必須是原類比訊號中最高頻率的 2 倍。這個取樣頻率稱為 Nyquist 頻率 (Nyquist frequency)。如果取樣頻率小於 Nyquist 頻率，則會有混疊 (aliasing) 的現象發生，而無法重建原類比訊號。圖 9.17 顯示一個發生混疊的例

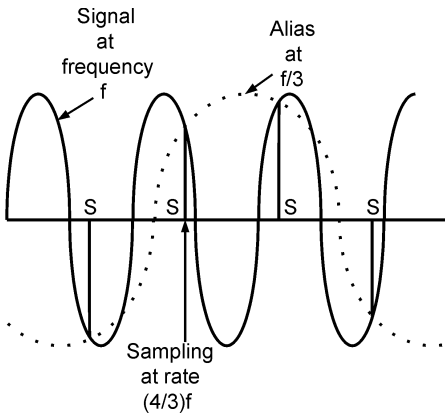


圖 9.17 用低於 Nyquist 頻率取樣會發生混疊的現象<sup>(6)</sup>。

子。圖中一個正弦波以其頻率  $f$  之  $4/3$  為取樣頻率，得到的取樣點形成一個 alias，其頻率為  $(4/3 - 3/3)f = 1/3f$ 。這表示被重建出來的波形頻率是原來波形頻率的  $1/3$ 。

(4) 取樣與維持 (Sample and Hold)

在 A/D 轉換器工作過程中，類比訊號需先經取樣並維持一段時間，以利轉換進行，然後再以符合前述之取樣頻率與取樣定理之要求進行取樣。取樣與維持可由一「取樣－維持放大器 (sample-and-hold amplifier, SHA)」來達成。圖 9.18 為一 SHA 之電路示意圖。圖中顯示有一控制輸入用以決定取樣或維持之脈波，控制輸入係連到一開關 (switch)。當控制輸入為取樣狀態時，開關接通 (on)，類比輸入於是可連接到輸出緩衝器 (output buffer)，同時呈現在輸出端。換言之，類比輸入接到類比輸出。但開關 on 同時也使此時之類比輸入對維持電容器 (hold capacitor) 充電，使電容器上之電壓趨近於類比輸入電壓。經過一段取樣時間以後，控制輸入切換到另一維持的狀態，開關切換為 off，於是類比輸入不再連接至輸出端，但此時維持電容之電壓仍接到輸出端。因此，開關切換至 off 時之類比輸入維持在輸出端。無論此時類比輸入電壓如何變化，皆不影響輸出電壓。

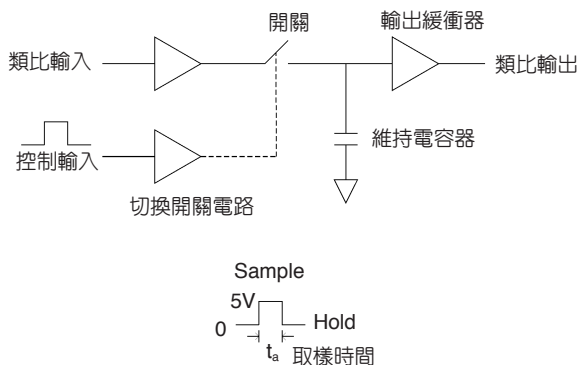


圖 9.18 取樣－維持電路示意圖<sup>(6)</sup>。

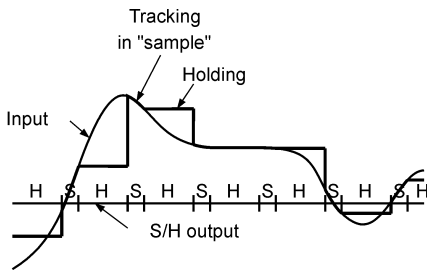


圖 9.19 輸入訊號在維持開始動作時將被凍結住<sup>(6)</sup>。

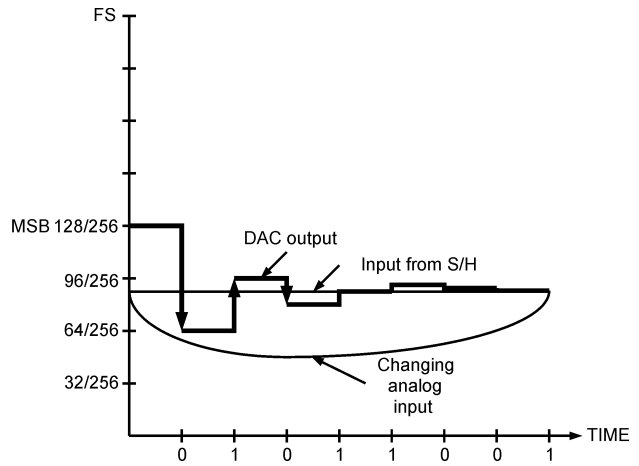


圖 9.20 以逐次趨近法進行類比數位轉換時，以維持凍結輸入值進行轉換<sup>(6)</sup>。

圖 9.19 顯示當一個訊號在維持開始動作那一時刻將被凍結住，此凍結住之訊號可被類比-數位轉換器使用。尤其是使用逐次趨近 (successive approximation) 之類比-數位轉換操作時，維持之動作可降低轉換時之誤差 (圖 9.20)。

(5) 數位-類比轉換

當一個數位-類比轉換器工作時，平行之數位訊號進入轉換器之輸入端，而轉換器將在其輸出端連續提供類比訊號，如圖 9.21 所示，圖中數位訊號是由一個 8 位元計數器產生，一段轉換完成之類比訊號則如圖中右邊之波形所示。

常用之數位類比轉換器是由一種 R-2R 階梯網路之電路所組成。圖 9.22 為一 8 位元之 DAC 的電路示意圖。圖中開關  $b_i$  為 1 時，開關向上，輸入之位元接到後端之運算放大器；開關  $b_i$  為 0 時，則開關向下接地，此位元則沒有輸入接到運算放大器。而由於 R-2R 電阻階梯的分流原理，每一個分叉點皆為一半、一半分流，以致使每一開關  $b_i$  控制流到以運算放大器所作的加法器的電流皆有除以 2 的效果。換句話說：

$$i_7 = \frac{i}{2} b_7, i_6 = \frac{i}{4} b_6, \dots, i_0 = \frac{i}{256} b_0$$

而輸出可以表示為：

$$V_{out} = \frac{-R_f i}{R} \left( \frac{b_7}{2} + \frac{b_6}{4} + \frac{b_5}{8} + \frac{b_4}{16} + \frac{b_3}{32} + \frac{b_2}{64} + \frac{b_1}{128} + \frac{b_0}{256} \right) \tag{9.37}$$

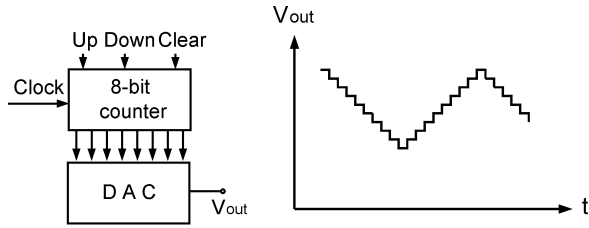


圖 9.21  
計數器的數位值經數位-類比轉換而得連續變化的類比輸出<sup>(6)</sup>。

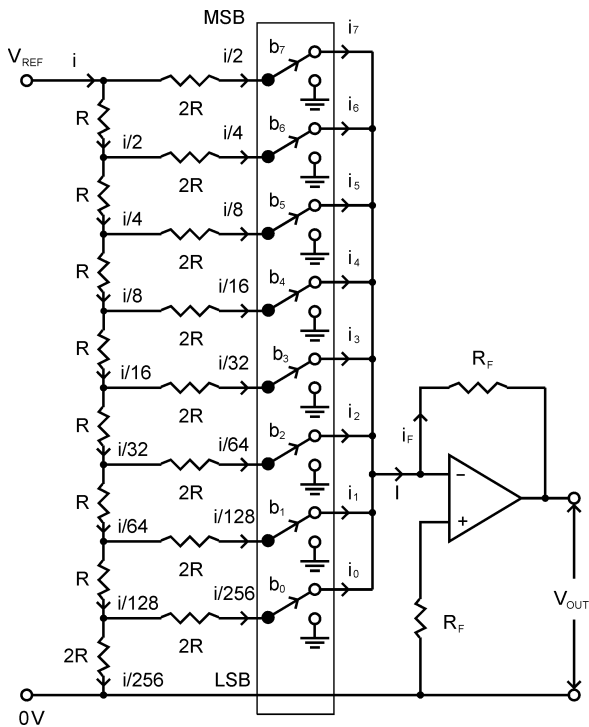


圖 9.22  
2-2R 數位-類比轉換電路示意圖。

(6) DAC 之介面設計

數位資料由處理器傳送到 DAC 後，通常要先門鎖住 (latch)，這樣才能保證系統的輸出一定可以轉換為類比訊號，同時也可以釋放處理器去進行其他的操作。有些 DAC 本身內部具有門鎖器，於是可以直接與系統的資料匯流排連接，如 AD7524。有的 DAC 內部沒有門鎖器，如 MC1408，在這種情況介面設計就必須用輸出埠 IC，如 8255A，將系統匯流排上的數位資料存下來，再讓 ADC 轉換成類比訊號。

圖 9.23 為一單極性數位-類比轉換之介面示意圖。此處所採用的 ADC 是 MC1408，因此圖左方為一輸出介面 IC，如 8255A。圖中 DAC 之輸出為電流，運用一運算放大器將電流轉換為電壓輸出：

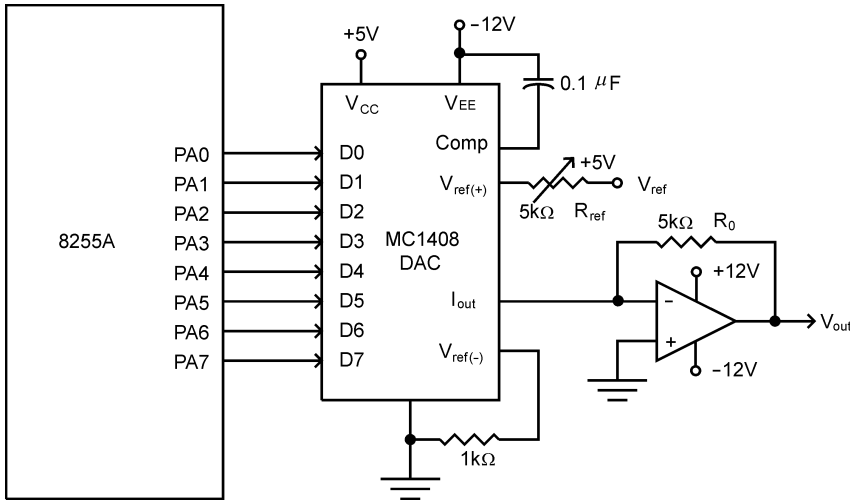


圖 9.23  
單極性之數位－類比  
轉換介面電路。

$$V_0 = \frac{V_{\text{ref}}}{R_{\text{ref}}} \cdot R_0 \cdot \left( \frac{b_7}{2} + \frac{b_6}{4} + \frac{b_5}{8} + \frac{b_4}{16} + \frac{b_3}{32} + \frac{b_2}{64} + \frac{b_1}{128} + \frac{b_0}{256} \right) \quad (9.38)$$

如圖中  $R_0$  為  $5 \text{ k}\Omega$ ， $R_{\text{ref}} = 2.5 \text{ k}\Omega$ ，則全量 (full-scale) 電壓為  $10 \text{ V}$  時，對數位最大輸入值  $11111111$  的輸出為：

$$\begin{aligned} V_0 &= \frac{5 \text{ V}}{2.5 \text{ k}\Omega} \cdot (5 \text{ k}\Omega) \cdot \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8} + \frac{1}{16} + \frac{1}{32} + \frac{1}{64} + \frac{1}{128} + \frac{1}{256} \right) \\ &= 10 \text{ V} \left( \frac{255}{256} \right) = 9.961 \text{ V} \end{aligned}$$

### (7) 類比－數位轉換器 (ADC)

類比訊號以電壓變化的形式，經由類比－數位轉換成為二進制的數位訊號，再進入處理器作進一步的計算或邏輯判斷。通常感測器輸出的類比訊號要先經過取樣－維持放大器 (sample-and-hold amplifier, SHA)，將類比訊號凍結住再進行類比－數位轉換，以減少誤差。較常用的類比－數位轉換原理有雙斜率積分式 (dual-slope integration ADC)、逐次漸進式 (successive approximation ADC) 及快閃式 (flash ADC)。

#### ① 積分式類比－數位轉換器

積分式 (integration) 類比－數位轉換器通常又稱作雙斜率類比－數位轉換器。先將輸入訊號  $V_{\text{in}}$  加到一積分器上，同時計數器開始計數，如圖 9.24 所示，經過一段固定時間  $T$  以後，控制開關使一與原輸入電位極性相反的參考電壓  $V_{\text{ref}}$  切換到積分器，計數器重新啟動。

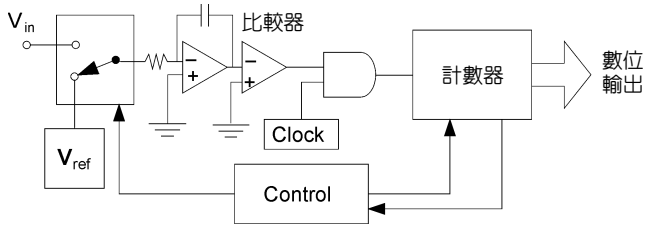


圖 9.24 積分式類比－數位轉換電路示意圖<sup>(6)</sup>。

當積分器上之電壓等於零時，停止計數器，此時計數器之數值與  $V_{in}/V_{ref}$  成正比。其中  $V_{ref}$  為一固定大小的電壓，於是我們得到一個與  $V_{in}$  成正比的數位資料，這即是類比輸入的數位表示。圖 9.25 顯示雙斜率的積分過程。圖中顯示， $V_{in}$  決定了固定時間積分階段的斜率及停止積分時的最高電壓。此最高電壓將影響在下一階段積分器以固定斜率放電所花費的時間長短，於是決定了計數器之內容。

積分式類比－數位轉換器的優點有二。第一，轉換結果之精確度與積分電容值及計數器頻率無關。第二，積分動作具有消除高頻雜訊的功用，同時將取樣過程中（假設沒有維持電路）之變化以平均的方式加以消除。但是此種型式 ADC 的輸出轉換率 (throughput) 小於  $1/2 (T)$ ，其中  $T$  表示所要消除之雜訊干擾的基本頻率 (fundamental frequency)。

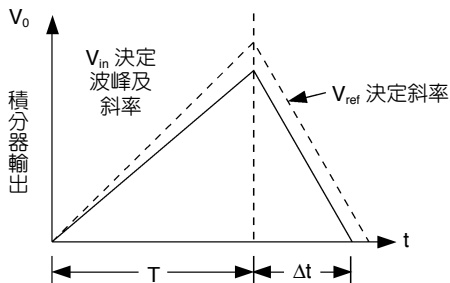


圖 9.25 雙斜率類比－數位轉換原理示意圖。

② 逐次漸近式類比－數位轉換器

圖 9.26 顯示逐次漸近式 (successive approximation) 類比－數位轉換器將一類比輸入電壓以逐次猜測的方式漸近成 8 位元數位數值的過程。我們通常以取樣－維持放大器 (SHA) 將待轉換之類比訊號凍結，然後輸入 ADC。這好像是用天平秤一未知的重量，我們先找可能的最大砝碼，然後依次找較小一級的砝碼，最後十分接近時，試探最小的砝碼。試完所有可能的砝碼後，在平衡端的大小砝碼總和即代表待測物的重量。同時，我們也瞭解到，如果在秤重的過程中，待測重有變動時，就無法得到一個精確的量測。這亦說明在使用 ADC 時要先維持住待測類比電壓。先從數位值的最顯著位元 (most significant bit, MSB) 開始比較分數形成之二進制碼，MSB 代表  $1/2$  full scale，如果類比輸入值小於  $1/2$  full scale 則此位元

Input voltage $y_i = 0.515\text{ V}$					
	Clock pulse	DAC input	DAC output volts	$V_q$ comparator output $V_c$	Result
Initiate conversion	→ 1 Clear register	00000000	0	0	
	2 First guess	01111111 (127) <sub>10</sub>	1.27	1 HIGH	$b_7 = 0$
	3 Next guess	00111111 (63) <sub>10</sub>	0.63	1 HIGH	$b_6 = 0$
	4	00011111 (31) <sub>10</sub>	0.31	0 LOW	$b_5 = 1$
	5	00101111 (47) <sub>10</sub>	0.47	0 LOW	$b_4 = 1$
	6	00110111 (55) <sub>10</sub>	0.55	1 HIGH	$b_3 = 0$

圖 9.26

逐次趨近類比—數位轉換工作原理<sup>(4)</sup>。

應為 0。接下去進一步查看下一個位元，這次這一位元代表 1/4 full scale，如圖所示，此時輸入類比值大於 1/4 full scale，因此這一次位元值應為 1。依此類推，一次一個位元，逐次加上原位元比重之 1/2，直到 8 個位元都查驗完，此時一個 8 位元的二進制數位碼即代表輸入的類比電壓，在比較的過程中，中間之數位碼要先轉換成類比電壓，才能和輸入類比電壓比較，因此電路中尚包括一個數位—類比轉換器，如圖 9.27 所示。這種方法固定要比較一定的位元數，如分辨率為 12 位元之 ADC，就要比對 12 次，因此無論類比輸入值為大或小，轉換的時間皆一定。

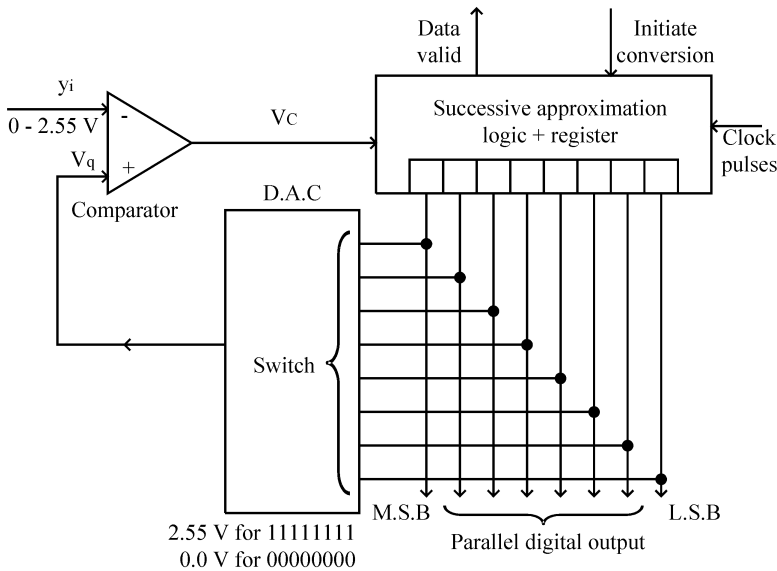


圖 9.27

逐次趨近類比—數位轉換電路示意圖<sup>(4)</sup>。



③ 快閃式類比—數位轉換器

快閃式 (flash) 類比—數位轉換器又稱為平行式類比—數位轉換器 (parallel ADC)，因為這是一種將類比訊號同時在  $2^n - 1$  個 ( $n$  是數位表示的總位元數) 層級上同時比較，根據比較的結果再由電路即時判定一個對應的數位碼來表示此類比電壓。圖 9.28 顯示一個 3 位元快閃式類比—數位轉換的電路示意圖。這種轉換器有  $2^n - 1$  個比較器，每一個比較器所比較的數值有 1 位元之偏壓大小，如果是 0 輸入值，則所有的比較器皆為 off 狀態，如果輸入類比電壓值增大，則將使 on 的比較器增多，而所有比較器之輸出都接到一個邏輯電路，此電路將產生一個適當的二進制碼來表示類比輸入數值。這種轉換器之速度非常快，僅受到邏輯電路及比較器在切換時的速度所限制。但是當數位輸出的位元數增加時，電路的複雜度將成幾何級數增加，有實際上之困難。因此也有使用兩個分別為 6 位元或 7 位元的快閃式 ADC 前後串接在一起，來提高分辨率，沒有電路太複雜的缺點，同時得到整體轉換連接的改善。圖 9.29 顯示一個 12 位元快閃式 ADC 的例子。

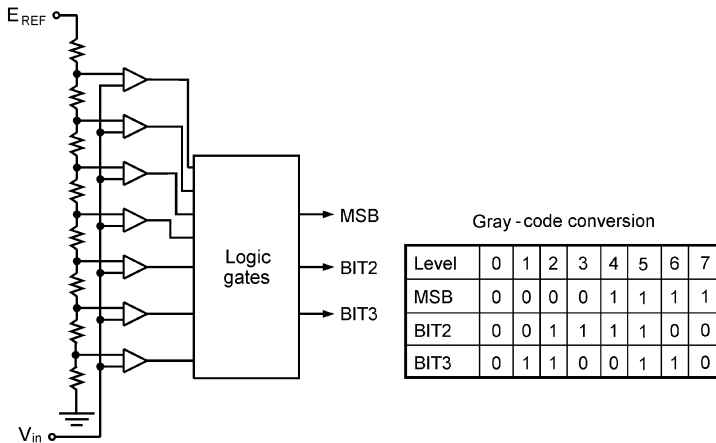


圖 9.28 快閃式類比—數位轉換電路示意圖。

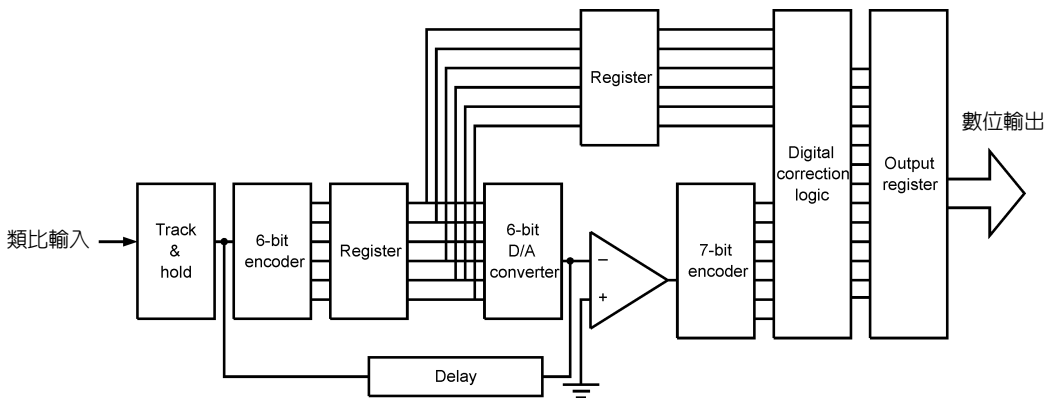


圖 9.29 一個 12 位元快閃式 ADC 的例子。

## (8) ADC 之介面設計

通常感測器之類比輸出訊號經類比-數位轉換後，數位訊號多輸入至一數位電子系統或數位處理器，在數位處理器中有可能僅作顯示或儲存，大多數情況下會由處理器讀入感測值並作計算或邏輯判斷後產生輸出的動作，進而達成某種系統控制的功能。圖 9.30 顯示一個感測器與控制系統的示意圖，圖中一個感測器經電橋電路轉換成電壓訊號，經取樣-維持電路後輸出至類比-數位轉換器。轉換成之數位資料透過處理器的並列輸入埠 (parallel input port) 讀入數位電子系統作資料的儲存、分析或控制。如果是控制的功能，則控制訊號由處理器計算後透過並列輸出埠傳到數位類比轉換器，再送到外界的驅動裝置以達成控制的功能。

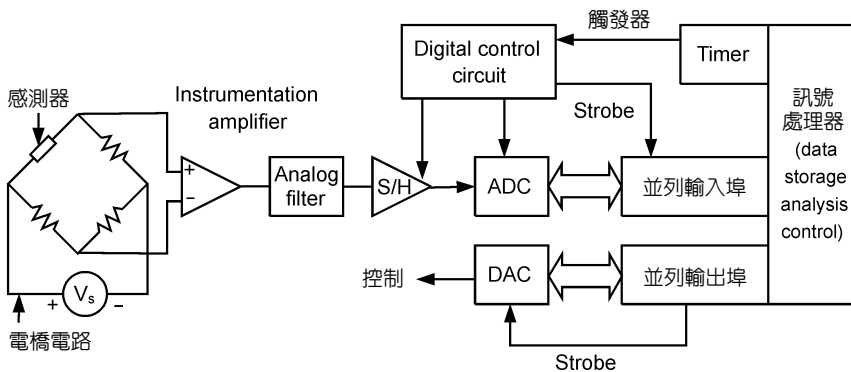


圖 9.30  
感測元件與控制系統整合架構圖。

對一類比-數位轉換器的介面設計主要在取樣的設定，如週期性取樣、轉換器的開始轉換，及轉換完成後的讀進數位處理器以進行運算。圖 9.31 顯示單晶片 8031 透過介面 IC 8255A 讀取類比-數位轉換器的電路示意圖。圖中 8255A 的 port A 用於數位資料的讀入，port B 則用於數位資料的輸出，port C 的個別接腳則用於控制訊號的輸入與輸出。PC7 作為「開始轉換 (start conversion)」的控制訊號。當 DAC 接收到此訊號時，其內部的逐次漸近電路即開始動作，在 ADC 介面上通常是一個寫入 (write) 的介面控制，當 ADC 開始轉換時，其一输出的控制訊號 Busy 即改變狀態為高電位，比如說，經過一固定時間後 (如 ADC 0804 約 100  $\mu$ s) 轉換完成 (end of conversion)，此時 Busy 回復到低電位，於是介面電路之 8255A 即可以開始進行讀入的動作。對於讀入的介面設計，一般常用的技術有兩種，其一是比較即時反應的，可以將 Busy 的狀態改變用來產生對微處理器的中斷請求 (interrupt request)，再由中斷服務程式 (interrupt service routine) 進行讀取數位資料的動作。另一種做法則是用詢問 (polling) 的方式，由軟體程式反覆的查驗 Busy 的狀態是否由高電位轉變為低電位，若是，則進行讀取數位資料的動作，若尚未變化，則持續詢問。圖 9.31 的例子即是這種設計，此為一種效率較差的方式，用中斷則是較佳的設計。

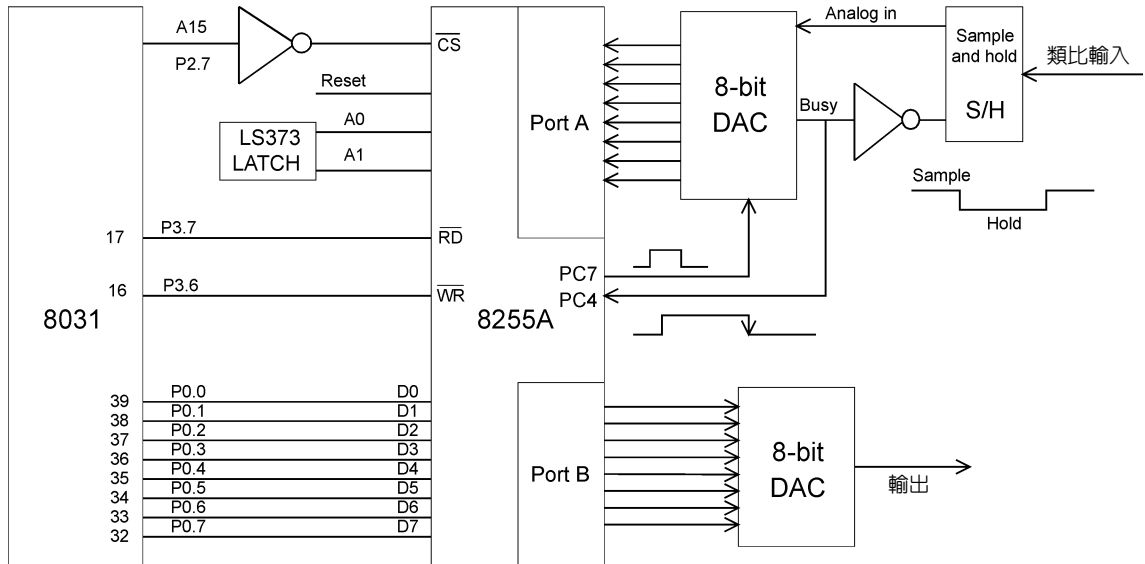


圖 9.31 以單晶片微控制器透過介面 IC 讀取 AD 轉換資料電路示意圖。

## 9.4 控制設計與演算法則

### 9.4.1 控制系統簡介

在了解系統控制設計之前，必須先定義什麼是控制系統？簡言之，控制系統就是一個包含前幾節所列之控制器 (controller) 與受控體 (plant) 的系統。如果控制器是由電路、微處理晶片 (microprocessor chip) 或電腦所構成的，我們稱此控制系統為自動控制系統 (auto control system)。受控體與控制器之間的介面是由致動器及感測器所構成的，致動器提供控制所需的動力，而感測器則是量測受控體目前的狀態，因此，一個一般化的控制系統可以圖 9.32 表示之。

訊號 (signal) 是控制器與受控體之間傳遞訊息的方式，在不同的控制系統中，訊號存在的方式也有所不同，其中電子式、機械式等訊號都是被允許的。控制系統中最重要的一個單元－控制器，通常都是以電子化的方式來實現，類比式的控制電路是早期常見的控制

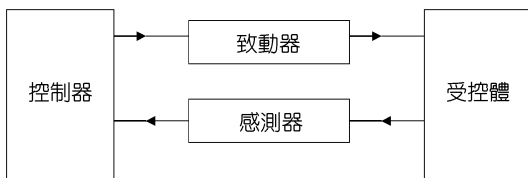


圖 9.32 一般化控制系統的示意圖。

器，近來由於電腦的快速發展，其地位已逐漸為以微處理晶片或特殊應用積體電路晶片 (ASIC) 為基礎的數位電路所取代。

控制系統一旦建立，接下來需要了解控制的目的為何？亦即當某一個受控體的「性能」不符合要求時，控制器就被用來改變此受控體的「性能」以達到要求。嚴格來講，「性能」會影響我們對系統規格的要求，其中包括：(1) 控制系統是否具備排除外在干擾的能力 (disturbance rejection)，(2) 控制系統穩態誤差 (steady-state error) 的大小，(3) 控制系統暫態響應特徵 (transient response characteristics) 的訂定，(4) 控制系統的穩健性 (robustness of system) 等。

解決上述問題的步驟通常包含：

1. 選擇適當的感測器來量測受控體的輸出。
2. 選擇適當的致動器來驅動受控體。
3. 求出受控體、感測器與致動器的數學模式。
4. 根據推導出的數學模式與我們所要求的規格來設計控制器。
5. 模擬分析此系統，並以實際的實驗來驗證系統的性能。
6. 如果系統的性能不符合要求，則重複上述的動作。

簡言之，控制的目的有二：一是使系統達到穩定，如規格要求中的 4；其二便是使系統具有我們所需求的性能，如規格要求中的 1、2、3。我們將在 9.4.3 討論穩定性問題及系統性能規格的訂定。

## 9.4.2 控制的方法

現存的控制方法非常多，以下將利用一個簡單的控制問題－水庫的水位控制，如圖 9.33，來介紹各種不同的控制方法。

水位控制的目標是將水箱的水位控制在某一定的參考水位，使得水箱的供水速率保持一定。為了達成此一目標，我們利用一個控制閥來調節流入水箱中的水流量。

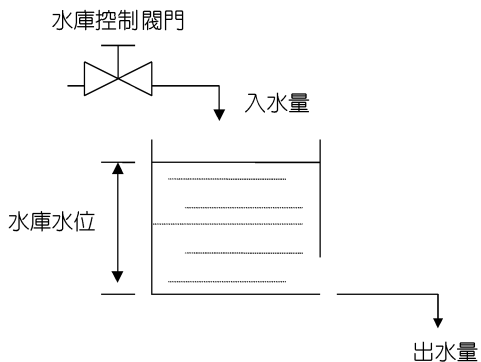


圖 9.33 水庫水位控制示意圖。

### (1) 開迴路控制 (Open-loop Control)

最簡單的水位控制策略，就是在控制閥上加裝一個轉鈕，之後根據實驗的結果，記錄轉鈕的位置與水庫水位的關係。如此一來，當我們想使水位固定在某個想要的位置時，只要調整轉鈕到相關的位置即可。這種控制策略稱之為開迴路控制。開迴路控制法則的優點在於其簡單性，同時，若影響此控制系統的參數一直保持固定時 (如水庫的水量流出率保持一定)，開迴路控制系統往往能夠得到很好的控制結果。

### (2) 前饋控制 (Feedforward Control)

當此系統的參數不再固定時，譬如水庫的水量因某些因素而使流出率增快時，水位將會下降，開迴路控制法則往往會失去其有效性，因此較為複雜的控制策略是必須的。首先，必須先建立在不同水量流出率之下的轉鈕位置關係表，當此控制系統在運作時可以先測出其水量流出率，然後再根據修正表來調節轉鈕的相關位置以達成目標，此種控制策略為前饋控制。

如前所述，水位控制需要一個控制閥轉鈕位置、水庫水位、水量流出率的關係修正表，或是數學模式，此關係表通常需透過大量的實驗數據來獲得，或是由理論分析來推導出其中關係的數學模式。

前饋控制的問題在於必須找出影響水位的主要原因，並根據此原因訂正一個精確的關係表，或是推導出一個良好的數學模式。良好的數學模式或關係表可以使前饋控制法獲得相當好的結果，可是一旦數學模式不夠精確，或是水庫系統的特性是隨時間變化時，前饋控制的表現可能就不如預期了。譬如溫度會改變水的密度，進而影響水位的高低，如果我們在建立關係表或數學模式時，沒有考慮溫度的效應，前饋控制法則就無法達成精確的水位控制目標。

### (3) 回授控制 (Feedback Control)

為了克服上述溫度的效應，除了再加一個前饋控制器來修正水位外，是否有其他的方法呢？答案是肯定的。最直接的作法就是去量測水位的高低，並與我們所需的參考水位相比較，根據其誤差，而定出一個轉鈕位置的控制法則，此種控制策略，稱為回授控制。

簡言之，如果控制系統的控制量 (control effort) 是受控體的真實輸出 (actual output) 與需求輸出 (desired output) 之誤差的函數，我們就稱此控制策略為回授控制。與前饋控制相比，回授控制的優點在於它可以克服系統模式的不精確性，而達成控制目標。因此在接下來所討論的控制策略都是以回授控制為基礎。

## 9.4.3 回授及其影響

大體上而言，微機電系統可分為三大技術層面。第一是受控體製程技術，第二為訊號

處理與電腦介面，第三則為伺服控制系統。前兩項在本書中另有篇幅剖析，在此不多加說明。而在討論伺服控制系統之前，我們先對一般伺服原理的概觀作一簡單說明，以期對微機電伺服系統之瞭解能有所助益。

轉換函數 (transfer function,  $TF$ ) 是控制工程中一個非常重要的用語，其定義是在起始條件全等於零的情況下，輸出訊號的拉普拉斯轉換 (Laplace transform, 或稱拉氏轉換) 除以輸入訊號的拉普拉斯轉換。以方塊圖及訊號流程圖來描述系統各元件與輸入、輸出之間的關係。其基本單元分別如下：



其中  $U(s)$ 、 $Y(s)$ 、 $G(s)$  分別代表輸入、輸出與轉換函數。而它們的數學關係為

$$Y(s) = G(s)U(s) \quad (9.39)$$

一般而言，控制系統的目標在於通過受控系統，將輸入訊號用已設定的方式來控制輸出訊號。而系統的動態特性可由轉換函數來獲得。依此，上述系統的轉換函數 ( $TF$ ) 可由整個系統的輸入輸出關係來獲得，亦即

$$TF = \frac{Y(s)}{U(s)} = G(s) \quad (9.40)$$

此轉換函數的輸出訊號完全取決於輸入訊號與受控體，且不需要任何回授，故稱為開迴路控制系統 (open-loop control system)。

例如在圖 9.34 中若  $F(s)$  為輸入， $X(s)$  為輸出，則彈簧系統的轉換函數  $G(s)$  為  $G(s) = \frac{X(s)}{F(s)} = \frac{1}{ms^2 + cs + k}$ ，其中  $m$  為質量， $c$  為阻尼係數， $k$  為彈簧的彈力係數， $f$  為施力大小， $x$  為位移量。

控制系統通常又可以分為控制器與受控體 (見圖 9.35)，亦即所謂的前饋控制系統 (feed-forward control system)。首先，輸入參考訊號 ( $R$ ) 進入控制器 (增益  $G_c$ )，並將控制器的輸出訊號 ( $U$ ) 當成受控體的輸入訊號後，可以得到最後的輸出 ( $Y$ )，其轉換函數則變為

$$TF = \frac{Y(s)}{R(s)} = G_c G_p \quad (9.41)$$

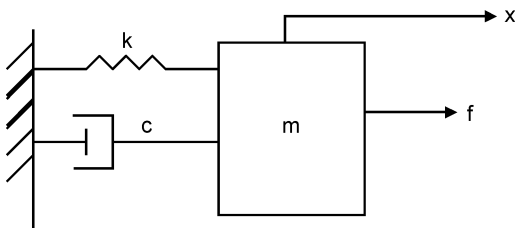


圖 9.34  
具有彈簧及阻尼之機械系統。

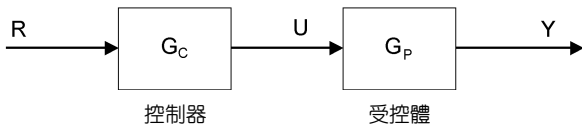


圖 9.35  
前饋控制系統示意圖。

由上述系統我們不難看出，系統在無任何輸出訊號的回授情況下，隨機的輸入訊號很難讓系統的輸出達到一定的精確度。從輸出到輸入無法產生迴路供輸入作參考是開迴路控制系統最大的缺失。為了達成更精確的控制，將上述系統輸入訊號作回授並與參考輸入訊號作一比較，且將與輸出輸入的誤差成一比例的致動訊號送回系統內以糾正誤差，如圖 9.36 所示。圖中  $R$  為參考輸入訊號， $E$  為參考輸入與輸出訊號的誤差， $G_c$  為控制器增益， $G_p$  為開迴路控制系統， $H$  為回授元件的增益， $B$  為回授訊號，此具有回授訊號之系統稱為閉迴路控制系統 (closed-loop control system)，其轉換函數則變為

$$TF = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_c G_p}{1 + G_c G_p H} \quad (9.42)$$

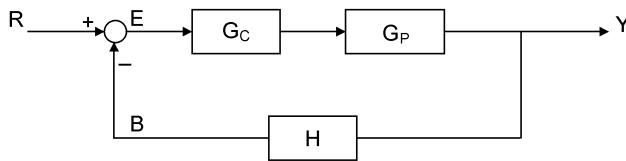


圖 9.36  
閉迴路控制系統示意圖。

從控制理論觀點而言，上述系統可經由回授的控制設計在某一容許的誤差範圍下，得到所需之輸出。該注意的是，此回授設計的本身並不保證系統具有一定的穩定性，故穩定性的分析在控制設計是不可或缺。其最主要的目的是提供回授控制系統設計者如何選取適當的參數使受控系統能夠穩定。其他諸如靈敏度與外界干擾等皆會因回授系統的存在而有不同程度的影響。以下逐一探討這些影響。

(1) 回授對穩定性的影響

要探討回授對穩定性的影響，可觀察上述閉迴路轉換函數中之分母項。如果  $G_c G_p H =$

-1，則系統對於任何輸入皆會造成無限大的輸出，因此回授可能導致一個原本穩定的系統變成不穩定。但事實上，從穩定性的觀點出發，使用回授的目的通常是為了使不穩定系統穩定下來。所以假設  $G_c G_p H = -1$  成立，則我們可以加上另一負回授迴路增益，如圖 9.37 所示，則整個系統的新轉換函數則變為

$$TF = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_c G_p}{1 + G_c G_p H + G_c G_p F} \quad (9.43)$$

代入  $G_c G_p H = -1$ ，系統則因為回授增益  $F$  的存在，而使其從不穩定轉為一穩定系統。

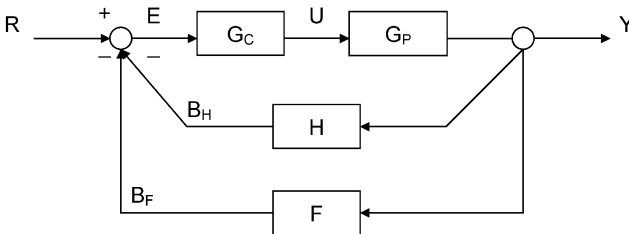


圖 9.37

加入負回授迴路的閉迴路控制系統示意圖。

## (2) 回授對靈敏度的影響

受控系統在實際運作時，其所有的物理元件（如致動器、受控體與感測器）的參數都會隨著環境與使用的時間而改變其特性。通常，一個良好的控制系統對於這些參數的改變應該相當敏感，但其本身仍然可以隨著命令的下達而有所反應。本節即探討回授參數的改變對靈敏度的影響。在此將靈敏度  $S(\alpha)$  定義為

$$S(\alpha) = \frac{1}{TF(S, \alpha)} \frac{\partial TF(S, \alpha)}{\partial \alpha} = \frac{1}{TF(S, \alpha)} \lim_{\Delta \alpha \rightarrow 0} \frac{TF(S, \alpha + \Delta \alpha) - TF(S, \alpha)}{\Delta \alpha} \quad (9.44)$$

亦即轉換函數對參數  $\alpha$  的改變量除以轉換函數。以前節所提閉迴路控制系統為例，若令  $\alpha = G_c$ ，則其靈敏度為

$$\begin{aligned} S_c &= \frac{1 + G_p G_c H}{G_c G_p} \times \left( \frac{G_p}{1 + G_c G_p H} - \frac{G_p G_c}{(1 + G_c G_p H)^2} \times G_p H \right) \\ &= \frac{1}{G_c (1 + G_c G_p H)} \end{aligned} \quad (9.45)$$

以同樣的方法，我們亦可求得開迴路系統之靈敏度為



$$S_0(G_c) = \frac{1}{G_c} \quad (9.46)$$

由上列二式，我們得到閉迴路與開迴路系統的靈敏度比為：

$$\frac{S_c}{S_0} = \frac{1}{1 + G_c G_p H} \quad (9.47)$$

由此靈敏度比，我們可以知道當  $1 + G_c G_p H$  變得愈大時，系統對參數改變之靈敏度則變得愈小。

### (3) 回授對暫態響應之影響

控制系統典型的工作性能標準是對單位步級輸入 (step input) 的暫態響應 (transient response) 加以特性化，包括系統的超越量 (overshoot)、延遲時間 (delay time)、上升時間 (rising time) 及安定時間 (settling time) 等。一般而言受控體在未受控制之前，其工作性能往往無法達到我們的要求，經由回授控制系統的設計可使最大超越量減少，延遲時間、上升時間及安定時間增快，以達到要求。在下兩節中將有更進一步的說明。

### (4) 回授對外界干擾或雜訊的影響

所有的物理控制系統在工作時都會面臨一些額外或意外的訊號或雜訊。這些訊號的例子包括在電子放大器 (op) 中的熱雜訊電壓，以及在電動馬達中電刷或換向器中的雜訊等。回授對雜訊的影響大部分決定於雜訊介入系統的位置，並沒有一般性的結論。不過，在許多情況下，回授可以減低雜訊對系統工作的影響。

## 9.4.4 使用回授控制之目的

使用回授控制的兩大目的為：(1) 使系統具有穩定性，(2) 使系統具有所需求的性能。因此本節將針對系統穩定性及系統性能規格作粗略之介紹。

### 9.4.4.1 使系統具有穩定性

以設計控制系統的工作規格而言，其中最重要的要求是：系統在任何時間都應維持穩定。一般而言，穩定性的觀念是用來決定系統為何種情況：有用或無用，即由此有一實際的觀點，穩定的系統是有用的，而不穩定的系統是無用的。當所有的線性、非線性、非時變系統的形式列入考慮時，則穩定性的定義可以多種不同的形式來表示。本節只對線性非

時變系統 (linear time invariant, LTI) 加以討論。

以分析和設計的目的而言，可將穩定性分為絕對穩定性和相對穩定性。絕對穩定性與是否穩定有關。一旦發現系統是穩定的，我們所感興趣的是要決定究竟它有多穩定，其穩定程度則以相對穩定性來測定。在 9.4.3 節中有關於暫態響應的參數，如超越量 (overshoot) 及阻尼比 (damping ratio) 等，亦用來表示在時域 (time domain) 中線性非時變系統的相對穩定性。

### (1) 穩定性 (絕對穩定性)

考慮一個線性非時變系統可以狀態方程式來表示：

$$\dot{X}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (9.48)$$

其中  $x(t)$  是狀態向量，而  $u(t)$  是輸入向量。對零輸入而言， $x(t) = 0$  滿足了齊次狀態方程式 (homogenous state equation)  $\dot{X}(t) = Ax(t)$ ，而被稱為系統的平衡狀態 (equilibrium state of the system)。零輸入穩定性的定義如下：如果對有限的起始狀態 (finite initial state,  $x(t_0)$ ) 的零輸入響應  $x(t)$ ，當  $t$  趨近於無限大時，響應回復至平衡狀態  $x(t) = 0$ ，則系統是穩定的；反之，則系統是不穩定的。這種穩定度也稱為漸近穩定度 (asymptotic stability)。對於線性非時變系統而言，系統穩定的條件是要求特性方程式的根都必須有負實數的部分。

### (2) 決定線性控制系統穩定性的方法

線性非時變系統可以研究其脈衝響應、狀態變換矩陣或找出特性方程式的根，來決定其穩定性，然而這些標準實際上是很難執行的。例如脈衝響應是對其轉換函數取反拉氏轉換而得到的，這往往是個繁雜的步驟。對於高階多項式的根，只好使用數位計算機來求解。事實上線性系統的穩定性分析很少以脈衝響應或狀態變換矩陣來求解，或甚至以找出特性方程式根的確實位置來解之。一般而言，我們只希望以最簡單的方式，直接來決定答案究竟是穩定的或不穩定的，而不需用到過多的計算。下面是一些經常用來研究線性非時變系統穩定性的實用方法。

#### ① 羅斯－赫維茲準則 (Routh - Hurwitz criterion)

一種算術的方程式，可決定線性非時變系統的絕對穩定性。準則測試是在決定特性方程式的根是否位於拉氏轉換後  $s$  平面的右半邊，且位於  $s$  平面右半邊及虛軸上根的數量亦可表示出來。

#### ② 奈氏準則 (Nyquist criterion)

一個半圖解的方式，以觀察迴路轉換函數的奈氏圖 (Nyquist plot) 的外形，來決定閉路

轉換函數 (closed-loop transfer function) 的極點和零點之數目的差異。閉路轉換函數的極點就是特性方程式的根。使用這個方法時，必須知道閉路轉換函數零點的相對位置。

### ③ 根軌跡圖 (root locus plot)

當一些系統的參數改變時，用以表示特性方程式根的軌跡圖。當根的軌跡位於  $s$  平面右半邊時，則閉路系統是不穩定的。

### ④ 波德圖 (Bode plot)

迴路轉換函數  $G(s)H(s)$  的波德圖，可以用來決定閉路系統的穩定性。不過，這個方法僅可用在  $G(s)H(s)$  沒有任何極點或零點位於  $s$  平面的右半邊時。

### ⑤ 李亞普諾夫穩定性準則 (Lyapunov's stability criterion)

這是個決定非線性系統穩定性的方法，然而也可以用於線性系統，以檢查系統的李亞普諾夫函數 (Lyapunov's function) 的特性來決定其系統的穩定性。

關於上述的各種方法請參閱其它的書籍，在此不多加陳述。

### (3) 利用回授使系統穩定的例子

假設有一個受控體的轉換函數為  $1/(s-1)$ ，因其特性方程式  $s-1=0$  的根為 1，是落在  $s$  平面的右半邊，因此，此受控體是不穩定的，若我們利用回授的概念來設計控制器如圖 9.38。

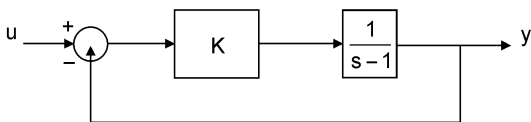


圖 9.38  
回授控制系統示意圖。

此控制系統的轉換函數則變成

$$\frac{k \cdot \frac{1}{s-1}}{1 + k \cdot \frac{1}{s-1}} = \frac{k}{s+k-1} \quad (9.49)$$

系統的特性方程式為  $s+k-1=0$ ，根為  $1-k$ ，若  $1-k < 0$  即  $k > 1$ ，那麼特性方程式的根將落於  $s$  平面的左半平面，整個系統將是一個穩定的系統。由上述的例子得知，回授的確具有穩定系統的功能。

### 9.4.4.2 使系統具有需求的性能

由於在大部分的控制系統中，時間是用來當作獨立的變數，所以系統設計者通常對計算系統的時域響應有極大的興趣。在分析問題時，可將一參考訊號加於系統中來研究訊號在時域中的響應，以便計算系統的工作特性。例如控制系統的目的是希望輸出變數儘可能和輸入相似，就必須將輸入和輸出當作時間函數來比較。因此，在大多數的控制系統問題中是根據時間響應來求終值的。

控制系統的時域響應通常可分為兩部分：暫態響應 (transient response) 和穩態響應 (steady-state response)。令  $c(t)$  代表時間響應，則通常可寫成

$$c(t) = c_t(t) + c_{ss}(t) \quad (9.50)$$

其中  $c_t(t)$  為暫態響應， $c_{ss}(t)$  為穩態響應。

穩態的定義並沒有完全標準的說法，在電路分析中有時將穩態變數當作對時間的常數是很有用的。但在控制系統的應用中，當響應達到其穩態時仍可隨時間而變。在控制系統中的穩態響應是說當時間達到無窮大時是個簡單固定形態的響應。因此正弦波可視為穩態響應，因為在任何時間區間內它都有固定的外形，到了時間趨近無窮時亦是如此。同樣地，響應以  $c(t) = t$  來描述時，可將其定義為穩態響應。

暫態響應可定義為時間漸長其響應趨向零的部分。因此  $c_t(t)$  有下列的特性

$$\lim_{t \rightarrow \infty} c_t(t) = 0 \quad (9.51)$$

這也說明了穩態響應是在暫態響應消失後，所剩餘的部分響應。

所有的控制系統，在到達穩態以前，都必須抑制暫態現象至某種程度。因為在物理系統中無法避免慣量、質量和電感等，其響應不能同時隨輸入立即改變，因此可看出其暫態響應。

控制系統的暫態響應是非常重要的，因為它是系統動態行為的一部分；在響應和輸入或所要響應之間，在達到穩態以前的偏差必須密切的加以注意。當穩態響應和輸入比較時，可顯示出系統最後的準確度。若輸出的穩態響應並不符合確實的輸入穩態，就稱此系統有穩態誤差 (steady-state error)。

#### (1) 控制系統時間響應的典型測試訊號

為了分析與設計的方便，必須假設一些基本形式的輸入函數，以便利用這些測試訊號來計算系統的工作性能。適當地選擇基本的測試訊號，不僅對問題的數學處理能系統化，且可利用這些輸入的響應來預測系統對其他較複雜之輸入的工作性能。在設計問題時，可用這些測試訊號來定下系統的工作性能標準，使得能依此標準來設計系統。

為了時域分析的方便，步級輸入函數為經常使用的的測試訊號。步級輸入函數表示在參考輸入變數的瞬時改變。例如，若輸入是機械軸的角位置，步級輸入代表軸的突然旋轉。步級函數的數學表示法為

$$r(t) = \begin{cases} R & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \quad (9.52)$$

其中  $R$  為常數。或

$$r(t) = Ru_s(t) \quad (9.53)$$

其中  $u_s(t)$  為單位步級函數，步級函數不一定定義在  $t = 0$  時。步級函數當作一個時間函數如圖 9.39 所示。

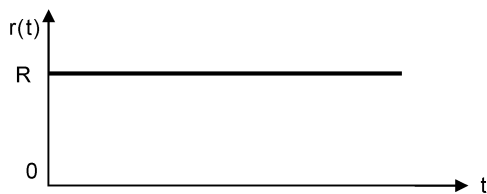


圖 9.39  
步級函數輸入。

將步級函數當作測試訊號是十分有用的，因為其大小的起始瞬間跳動可顯示出系統的反應敏捷度。而且就原理而言，步級函數在其頻譜 (spectrum) 中有極寬的頻率，如同跳動的不連續結果，將其當作測試訊號是等於在一寬的頻率範圍內多種弦波訊號的同時應用。

## (2) 控制系統的時域特性－穩態誤差

當某一指定輸入加至控制系統時，穩態誤差可用來測量系統的準確度。在實際系統中由於存在摩擦和其他的缺點，輸出響應的穩態值很少能接近參考輸入值，因此在控制系統中幾乎都會有穩態誤差。在設計系統時，必須使誤差減至最低程度，或者讓誤差低於某一容忍值。

實際上，誤差種類和誤差的相對容忍值，在控制系統中可能變化很大。例如，在速度控制系統中，系統的實際速度和所需速度間的穩態差值是速度誤差。除了控制速度外，尚有控制位置的系統，此時實際位置和所求位置間的差異就是位置誤差。

控制系統的準確度要求完全視控制系統的目的而定，例如，若受控變數是電梯的升降位置，則穩態誤差可以容忍在一吋範圍內。在飛彈導引控制系統中，雖然直接命中目標最好，但只需將飛彈導引至目標附近即可。反之，在某些控制系統中誤差的要求範圍則非常

嚴格，例如，在大型太空望遠鏡的控制系統中，方向的精確度要求必須在微徑的範圍內。

在研究穩態誤差之前，先討論控制系統中造成穩態誤差的幾種原因。

### 1. 非線性元件造成的穩態誤差

非線性元件所造成的穩態誤差包含非線性摩擦、死區 (dead zone) 及訊號之量化 (quantization)。

### 2. 線性系統的穩態誤差

在線性控制系統穩態誤差性質的探討方面，為方便說明起見，將以下列的例子說明穩態誤差的意義。考慮圖 9.40 中的系統為速度控制系統，則輸入  $r(t)$  用來當作參考，以控制系統的輸出速度。令  $c(t)$  代表輸出位移。然後，於回授路徑中需要一種裝置像轉速計的感測器，使得  $H(s) = K_i(s)$ 。因此速度誤差可定義為

$$\varepsilon(t) = r(t) - b(t) = r(t) - K_i \frac{dc(t)}{dt} \quad (9.54)$$

當輸出速度  $dc(t)/dt$  等於  $r(t)/K_i$  時，誤差變成零。

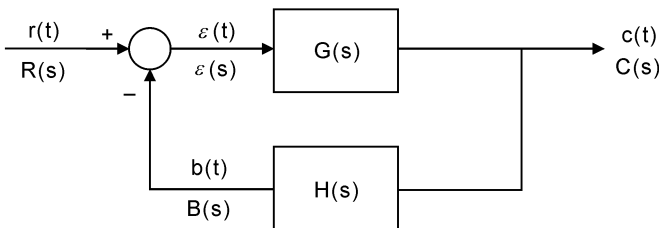


圖 9.40

回授不等於 1 的控制系統。

回授控制系統的穩態誤差可定義為當時間趨近於無窮時的誤差，即

$$\text{穩態誤差} = e_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) \quad (9.55)$$

參考圖 9.40，拉氏轉換後的誤差函數為

$$\varepsilon(s) = \frac{R(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (9.56)$$

利用終值定理 (final-value theorem)，系統的穩態誤差為

$$e_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} \epsilon(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s\epsilon(s) \quad (9.57)$$

其中  $s\epsilon(s)$  須沒有任何極點位於  $s$  平面的虛軸及右半邊上。將上式整理可得

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (9.58)$$

這顯示出穩態誤差依參考輸入  $R(s)$  及迴路轉換函數  $G(s)H(s)$  而定。

若圖 9.40 系統的參考輸入為大小  $R$  的步級函數，其輸入的拉氏轉換為  $R/s$ 。則上式變成

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + G(s)H(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{R}{1 + G(s)H(s)} = \frac{R}{\lim_{s \rightarrow 0} G(s)H(s)} \quad (9.59)$$

為了方便起見，定義

$$K_p = \lim_{s \rightarrow 0} G(s)H(s) \quad (9.60)$$

其中  $K_p$  為位置誤差常數 (positional error constant)，則

$$e_{ss} = \frac{R}{1 + K_p} \quad (9.61)$$

可見當輸入為步級函數時，若要  $e_{ss}$  為零，必須  $K_p$  為無限大。若以下式來描述  $G(s)H(s)$ ，則欲  $K_p$  為無限大，必須  $j$  至少等於 1；即是， $G(s)H(s)$  至少必須有一次純積分，

$$G(s)H(s) = \frac{K_p(1 + T_1s)(1 + T_2s) \cdots (1 + T_ms)}{s^j(1 + T_as)(1 + T_bs) \cdots (1 + T_ns)} \quad (9.62)$$

因此，可將步級輸入的穩態誤差綜合於下：

型式 0 的系統 ( $j = 0$ ) :

$$e_{ss} = \frac{R}{1 + K_p}$$

型式 1 (或更高)的系統 ( $j \geq 1$ ) :

$$e_{ss} = 0$$

## (3) 暫態響應

時間的暫態響應是指隨時間增長而消失的部分，當然暫態響應只對穩定系統才具意義，因為不穩定系統的暫態響應不會減少且將超出控制。

控制系統的暫態工作性能通常以一單位步級輸入來定特性。典型的工作性能標準是對單位步級輸入的暫態響應加以特性化，包括超越量 (overshoot)、延遲時間、上升時間、安定時間 (settling time) 等。圖 9.41 所示為一線性控制系統的典型單位步級響應。由上述的特性現對步級響應定義如下：

1. 最大超越量：在暫態期間輸出對步級輸入的最大偏移量即定義為最大超越量。最大超越量的結果也用來測量系統的相對穩定性。最大超越量通常以步級響應最終值的百分比來表示；即

$$\text{最大超越量百分比} = \left( \frac{\text{最大超越量}}{\text{終值}} \right) \times 100\%$$

2. 延遲時間：達到步級響應最終值之百分之五十時，所需的時間定義為延遲時間  $t_d$ 。
3. 上升時間：由步級響應最終值的百分之十上升到百分之九十所需的時間定義為上升時間  $t_r$ 。有時是用另一種測量法，即上升時間以步級響應在響應等於其最終值的百分之五十時瞬間斜率的倒數來表示。
4. 安定時間：步級響應衰減且停留在其最終值的特定百分比以內時所需的時間定義為安定時間  $t_s$ 。通常使用的數值是百分之五。

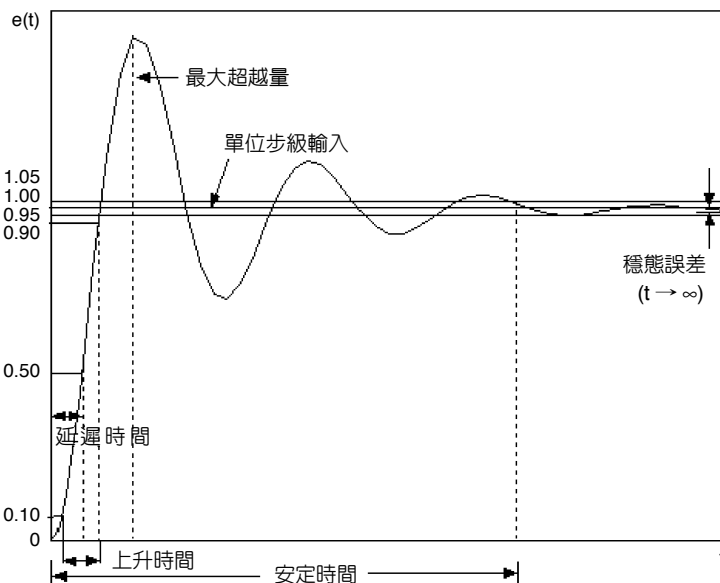


圖 9.41

控制系統的典型單位步級響應。



上面所定義的四個量提供了對步級響應暫態特性的直接測量方法。當步級響應圖已畫出之後，相對地可以很容易來測量這些量。然而，除了在簡單的情形以外，以分析法求出這些量是很困難的。在 9.4.5 節中將探討如何設計控制器，使得整個系統的響應能夠達到上述的規格。

## 9.4.5 常用的控制設計

### 9.4.5.1 PID 控制器

由數學觀點而言，一個線性連續資料控制器除了能做比例運算和其他的代數運算如加、減之外，也能夠對輸入訊號取時間的微分或時間的積分。因此，一個連續資料控制器可能是包括加法器(加或減)、放大器、衰減器、微分器和積分器等等的一個裝置。設計者的任務便是決定需要使用這些元件中的那一個、它們的參數值是多少，以及如何將它們連結起來。例如，在實用上最有名的控制器是 PID 控制器，PID 表示「成比例的積分微分 (proportional integral derivative)」。PID 控制器的轉換函數為

$$G_c(s) = K_p + K_D s + \frac{K_I}{s}$$

設計時必須決定  $K_p$ 、 $K_D$  和  $K_I$  這些常數的值，以滿足系統的特性要求。

#### (1) 微分控制在回授控制系統中對時間響應的影響

圖 9.42 為一回授控制系統的方塊圖，此系統的二階程序之轉換函數為  $G_p(s)$ ，其控制器具有比例微分控制(稱為 PD 控制器)。PD 控制器的轉換函數為

$$G_c(s) = K_p + K_D s \quad (63)$$

整個系統的開路轉換函數為

$$G(s) = \frac{K_D s + K_p}{s^2 + a_1 s + a_0} \quad (9.64)$$

閉路轉換函數為：

$$M(s) = \frac{K_D s + K_p}{s^2 + (a_1 + K_D)s + (a_0 + K_p)} \quad (9.65)$$

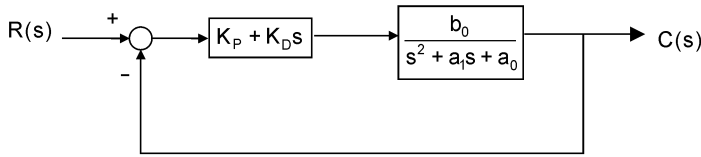


圖 9.42  
回授控制系統方塊圖。

若系統的輸入為步級訊號  $u_s(t)$ ，則系統進入穩態 (steady state) 後，其輸出  $c(t)$  為：

$$\lim_{t \rightarrow \infty} c(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sC(s) = \frac{K_p}{K_p + a_0} \quad (9.66)$$

從上面的公式可以看出，穩態時加 PD 控制器的狀況下，系統輸出為  $K_p/(K_p + a_0)$ ，而在只加微分控制器的狀況下，系統輸出為 0。接下來用系統的特性方程式來探討系統的狀況。系統特性方程式為：

$$s^2 + (a_1 + K_D)s + (a_0 + K_P) = s^2 + 2\omega_n\zeta s + \omega_n^2 = 0 \quad (9.67)$$

其中  $\omega_n$  為系統之自然頻率 (natural frequency)， $\zeta$  為系統之阻尼比 (damping ratio)。在  $K_D$  為定值的狀況下，若  $\zeta$  愈小，也就是說  $K_P$  愈大，則系統的響應愈快，但相對的系統的超越量 (overshoot) 也跟著變大。這個現象可藉由  $K_D$  來改善，由系統特性方程式可以看出，在  $K_P$  為定值的狀況下， $K_D$  愈大則  $\zeta$  愈大，而且  $\omega_n$  不受影響，也就是說  $K_D$  愈大，系統的超越量愈小。

## (2) 積分控制對回授控制系統時域響應的影響

PID 控制器的積分部分產生一個與控制器輸入的時間積分成正比的訊號。圖 9.43 所示為一回授控制系統之方塊圖，此系統具有二階程序，其轉換函數為  $G_p(s)$ ，且控制器具有比例積分控制 (PI 控制器)。PI 控制器的轉換函數為

$$G_C(s) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (9.68)$$

整個系統的開路轉換函數為

$$G(s) = \frac{b_0(K_p s + K_I)}{s(s^2 + a_1 s + a_0)} \quad (9.69)$$

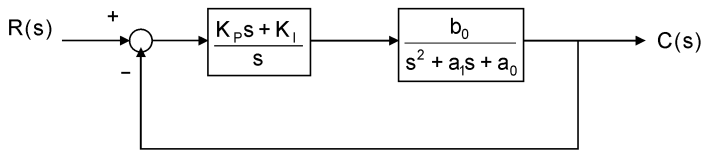


圖 9.43

回授控制系統方塊圖。

閉路轉換函數為：

$$M(s) = \frac{b_0(K_p s + K_I)}{s^3 + a_1 s^2 + (a_0 + b_0 K_p)s + b_0 K_I} \quad (9.70)$$

系統特性方程式為：

$$s^3 + a_1 s^2 + (a_0 + b_0 K_p)s + b_0 K_I = 0 \quad (9.71)$$

從開路轉換函數可以看出，閉路系統的步級輸入穩態誤差為零，這是積分控制器的作用。接下來用根軌跡圖 (root locus plot) 來探討 PI 控制器對系統的影響。首先在比例控制器  $K_p$  為零的狀況下，探討  $K_I$  對系統的影響，由於  $K_p = 0$ ，系統特性方程式變為：

$$s^3 + a_1 s^2 + a_0 s + b_0 K_I = 0 \quad (9.72)$$

將上面的公式重新整理可得：

$$1 + \frac{b_0 K_I}{s(s^2 + a_1 s + a_0)} = 0 \quad (9.73)$$

所以由  $\frac{b_0 K_I}{s(s^2 + a_1 s + a_0)}$  畫出根軌跡圖大致如圖 9.44。

由圖 9.44 可知  $K_I$  愈大，則  $\omega_n$  愈大，而且  $\zeta$  愈小，也就是說  $K_I$  愈大，系統的響應愈快，但相對的系統的超越量也跟著變大； $K_I$  大到某一程度後，極點會落在右半平面，變成不穩定系統。在二階受控體加積分控制器可使步級輸入穩態誤差變為零，但加積分控制器卻使暫態響應變慢，雖然加大  $K_I$  可使系統的響應加速，但卻使系統的超越量變大，甚至於變成不穩定的系統。上述的矛盾現象可藉由比例控制器的  $K_p$  來改善。現在令  $K_I$  為定值，將系統特性方程式重新整理可得：

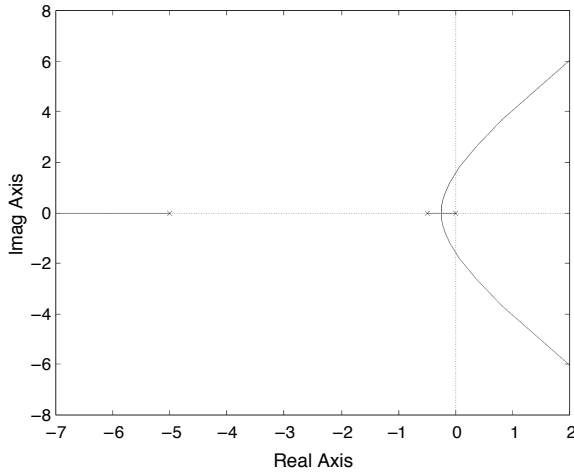


圖 9.44  
狀況下的系統根軌跡圖。

$$1 + \frac{b_0 K_p s}{s^2 + a_1 s^2 + a_0 s + b_0 K_I} = 0 \quad (9.74)$$

上面公式中分母部分的三個根可由圖 9.44 中得知，若由於  $K_I$  值太大而使得分母部分的二個根在右半平面，則加入  $K_p$  後的根軌跡圖大致如圖 9.45。

由圖 9.45 可看出系統的極點隨著  $K_p$  的增大而左移，也就是可使因加積分控制器而不穩定的系統變得穩定，而且使系統的響應加速。若受控體的數學模式相當線性而且各項係數都已知，則可用理論來分析及設計 PID 控制器的係數大小。但是實際的受控體往往是非線性的系統而且系統複雜，難以精確的用數學式來表達，所以工業上設計 PID 控制器時，常常使用實驗的方法而較少採用理論來分析及設計。在調整 PID 控制器的方法中，最有名

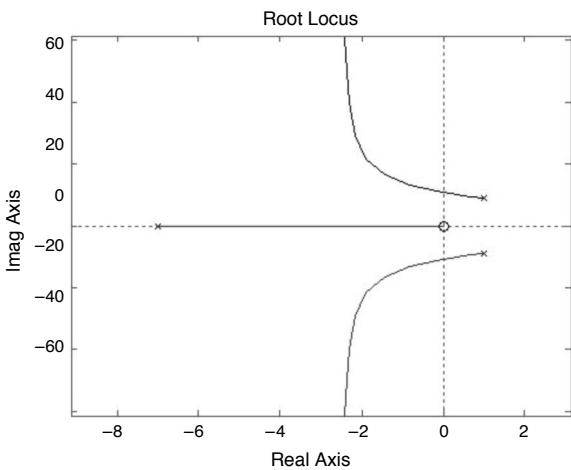


圖 9.45  
系統根軌跡圖。

的是 Ziegler 及 Nichols 所提出的二項調整法則，我們主要探討第一項法則。在討論 Ziegler-Nichols 第一調整法則之前，先化簡受控體的數學模式。Ziegler-Nichols 所提的化簡方法如下：

1. 將大小為 1 的步級訊號加到受控體的輸入 (如圖 9.46)。對大多數的受控體而言，若輸入為步級訊號，則其輸出  $c(t)$  將成 S 形狀的曲線 (如圖 9.47)。這個 S 形狀的曲線稱之為 process reaction curve。
2. 利用一階系統  $(K/(\tau s + 1))$  加一個傳遞延遲來近似受控體，其轉換函數如下：

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{Ke^{-\tau_d s}}{\tau s + 1} \tag{9.75}$$

其中  $K$ 、 $\tau_d$  及  $\tau$  可由 S 形狀的曲線求得，方法如下：

(a)  $K$  值：由圖 9.47 的  $c(t)$  曲線可得  $K$  值。由於

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} c(t) &= \lim_{s \rightarrow 0} sC(s) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{s} \frac{Ke^{-\tau_d s}}{\tau s + 1} \\ &= K \end{aligned} \tag{9.76}$$

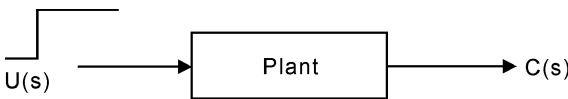


圖 9.46 將步級訊號加到受控體。

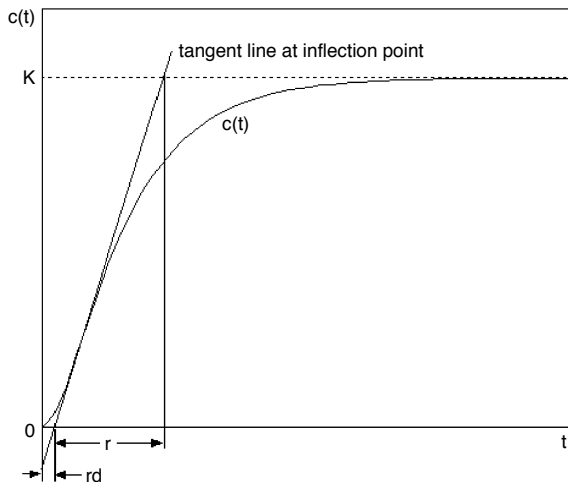


圖 9.47 受控體的步級響應圖。

所以  $K$  值的大小相當於  $c(t)$  在穩態 (steady state) 時的大小。

(b)  $\tau_d$  及  $\tau$  值：

求  $\tau_d$  及  $t$  值須先在 S 形狀曲線 ( $c(t)$ ) 的反曲點 (inflection point) 上畫一條切線 (tangent line)，畫出切線後， $\tau_d$  及  $\tau$  值就可直接從圖上得知。 $\tau_d$  及  $\tau$  值與  $c(t)$  及切線的關係如圖 9.47 所示。

知道如何化簡受控體的數學模式後，接下來討論 Ziegler-Nichols 所提出的 PID 控制器調整法則。在 Ziegler-Nichols 的調整法則中，PID 控制器的數學式如下：

$$G_c(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (9.77)$$

受控體加上 PID 控制器後的系統方塊圖如圖 9.48 所示。

Ziegler-Nichols 第一調整法則是以暫態響應的衰退比例 (decay ratio) 小於 25% 為目標。暫態響應的衰退比例是指暫態響應第二次超越量對第一次超越量的比值 (如圖 9.49)。

暫態響應的衰退比例小於 25%，就相當於  $\zeta$  大於 0.22。為達成上述的目標，Ziegler-Nichols 建議 PID 控制器的調整值如表 9.2 所示。

在化工的程序控制上 (process control)，Ziegler-Nichols 調整法則已使用多年，其效果也受到肯定。

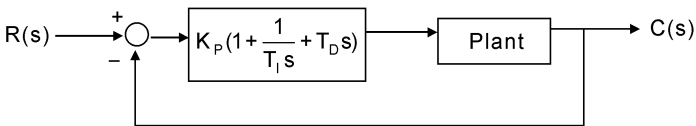


圖 9.48

受控體加 PID 控制器的系統方塊圖。

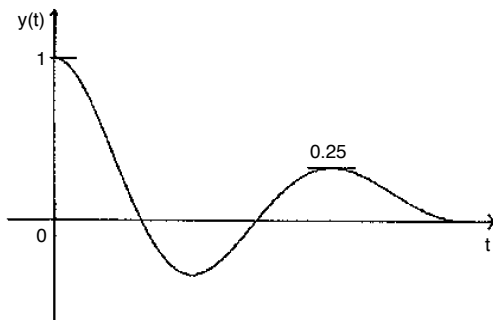


圖 9.49

暫態響應的衰退比例。

表 9.2 PID 控制器的調整值。

Controller	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$\tau/K\tau_d$	$\infty$	0
PI	$0.9\tau/K\tau_d$	$\tau_d/0.3$	0
PID	$1.2\tau/K\tau_d$	$2\tau_d$	$0.5\tau_d$

### 9.4.5.2 相位前引和相位落後 (Phase Lead and Phase Lag) 控制器

在利用微分與積分運算做控制系統補償之控制器中，PID 控制是最簡單的一種。通常可視控制系統的控制器設計為濾波器設計問題，且用轉換函數的極點與零點來說明控制器是很方便的。對 PD 控制器，在  $s = -K_p/K_D$  有一零點。對 PI 控制器的轉換函數，在  $s = 0$  有一極點，且在  $s = -K_I/K_p$  有一零點。而 PID 控制器在  $s = 0$  有一極點，且由函數  $K_p s^2 + K_p s + K_I$  可知其有兩個零點。

由濾波的觀點來看，PD 控制器為一高通濾波器，而 PI 控制器為一低通濾波器。PID 控制器依控制器參數而定，可視為帶通濾波器或頻帶衰減器。高通濾波器通常可視為相位前引控制器，因為其在某個適當的頻率範圍將正相位加入系統。低通濾波器也稱為相位落後濾波，因為其所引進的相位為負值。

在控制器中只使用被動網路元件有一些顯著的優點。簡單的控制器可用被動電阻及電容網路元件組，其轉換函數為

$$G_c(s) = \frac{s + z_1}{s + p_1} \quad (9.78)$$

在上式中，若  $p_1 > z_1$ ，則控制器為高通或相位前引；若  $p_1 < z_1$ ，則為低通或相位落後。

#### (1) 相位前引控制器

圖 9.50 所示為上式 ( $p_1 > z_1$ ) 之相位前引控制器的實際網路。雖然網路還可進一步簡化，省略  $R_1$  後仍然代表一低通濾波器，對穩態而言，dc 訊號完全被阻滯，因此所得的控制器將不為控制系統所接受。

網路的轉換函數，可由假設前引網路的電源阻抗 (source impedance) 為零及輸出負載阻抗為無限大而求得。這些假設在求任何四端網路的轉換函數時均為必要的假設。

$$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{R_2 + R_1 R_2 C s}{R_1 + R_2 + R_1 R_2 C s} \quad (9.79)$$

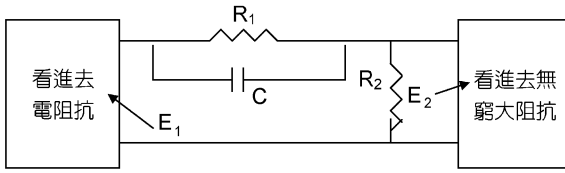


圖 9.50  
波動相位前引網路。

或

$$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1 + R_1 C s}{1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C s} \quad (9.80)$$

令

$$a = \frac{R_1 + R_2}{R_2}, \quad a > 1 \quad \text{及} \quad T = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C$$

則  $E_2(s)/E_1(s)$  變成

$$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{s + 1/aT}{s + 1/T}, \quad a > 1 \quad (9.81)$$

由上式可看出，相位前引網路的轉換函數在  $s = -1/aT$  有一實數零點，且在  $s = -1/T$  有一實數極點，這些顯示於圖 9.51 的  $s$  平面。若改變  $a$  和  $T$  之值，則極點和零點可能位於  $s$  平面負實軸上的任何點。因為  $a > 1$ ，且零點總是位於極點的右邊，而兩者間的距離由常數  $a$  決定。

零點在極點的右邊是因為相位前引控制器改善了閉路控制系統的相對及絕對穩定性。

## (2) 相位落後控制器

除了使用高通濾波器或相位前引控制器來改善控制系統的工作性能以外，還可使用低

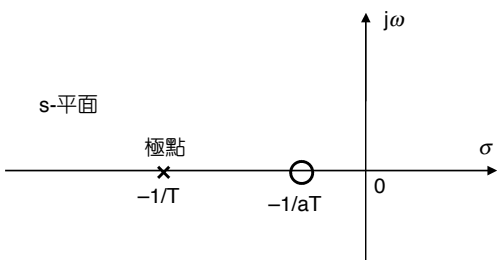


圖 9.51

$E_2(s)/E_1(s) = (s + 1/aT)/(s + 1/T)$  的相位前引網路的極點—零點位置。



通濾波器或相位落後控制器。上一節曾論及 PI 控制器是一種最簡單的相位落後控制器。在下列的轉換函數中，若設  $a < 1$ ，則可得一相位落後控制器。

$$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{1 + aTs}{1 + Ts}, \quad a < 1 \quad (9.81)$$

圖 9.52 所示為上式的轉換函數之實際 RC 網路。若假設網路的輸入阻抗為零，且輸出阻抗為無限大，則網路的轉換函數可寫成

$$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{1 + R_2Cs}{1 + (R_1R_2)Cs} \quad (9.83)$$

比較此二式，可得

$$aT = R_2C$$

及

$$a = \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad a < 1$$

圖 9.50 中具有相位前引網路的轉換函數，有  $1/a$  ( $a > 1$ ) 的零點頻率衰減，而在相位落後的轉換函數之零點頻率增益為 1，但在無限大頻率時衰減為  $a$  ( $a < 1$ )。在相位前引補償的情形，我們總是假設  $1/a$  的衰減是由位於系統的順向路徑中的放大器產生，所以設計時無需考慮此一衰減。

上述  $E_2(s)/E_1(s)$  中的相位落後控制器之轉換函數在  $s = -1/aT$  有一實數零點，且在  $s = -1/T$  有一實數極點。如圖 9.53 所示，由於  $a$  小於 1，所以極點總是位於零點的右邊，且兩者間的距離由  $a$  決定。

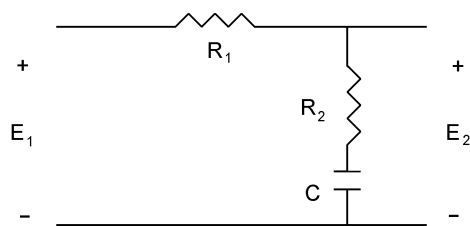


圖 9.52 RC 相位落後網路。

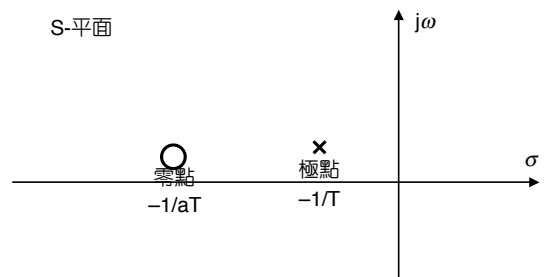


圖 9.53 轉移函數為  $(1 + aTs)/(1 + Ts)$  的相位落後網路之極點—零點位置。

9.4.5.3 狀態回授控制器

在現代控制理論中，有個主要的設計技巧是根據狀態回授的結構。意即控制已經進步到用狀態變數經過固定的增益回授回來，以代替順向或回授路徑的固定結構。

上節討論的 PID 控制是狀態回授控制結構的特殊情形。如圖 9.54(b) 所示，若狀態  $x_1$  和  $x_2$  為實際可得的，我們可以分別經由增益  $g_1$  和  $g_2$  來回授這些變數以形成控制，圖 9.54(b) 系統的閉路轉換函數為

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + (2\zeta\omega_n + g_2)s + g_1} \tag{9.84}$$

圖 9.42 具有 PD 控制的系統，閉路轉換函數為

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2 (K_p + K_D s)}{s^2 + (2\zeta\omega_n + K_D \omega_n^2)s + \omega_n^2 K_p} \tag{9.85}$$

若  $g_2 = K_D \omega_n^2$  且  $g_1 = \omega_n^2 K_p$ ，則上列二式的兩個系統特性方程式將會相同，但這兩個轉換函數的分子是不相同的。

若參考輸入  $r(t)$  為零，這類系統經常稱為調整器 (regulator)。在這種情形下，控制的目的是在一些規定的方法下，儘可能很快地驅動系統的任何起始條件至零。此時，具有 PD 控制器的調整器系統便和狀態回授控制相同了。

當利用根軌跡來作控制系統設計時，一般可以說是極點的安置 (pole placement) 問題，此處的極點是指閉路轉換函數的極點，也就是特性方程式的根。瞭解閉路系統極點與系統特性的關係後，我們能依據安置這些極點的位置來有效設計系統。前幾節中討論到的設計

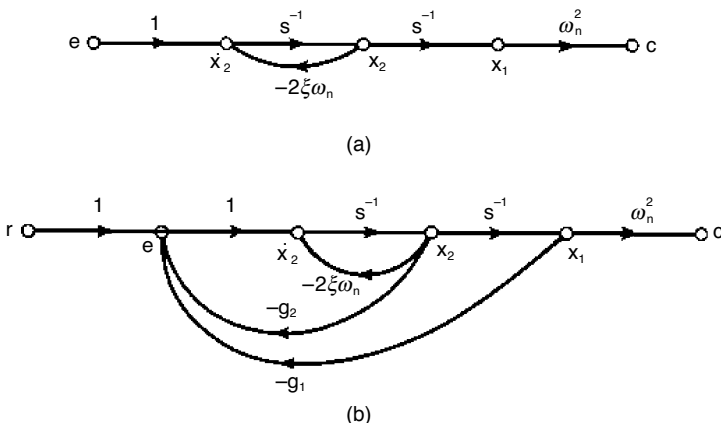


圖 9.54 二階系統的狀態回授控制。

方法均具有一特性，即根據固定的控制器結構和控制器參數的實際範圍來選擇極點。如此很自然的產生了一個問題：在何種情形下極點能任意置放？此為一個新的設計哲學，它僅在一定條件下才能進行設計。

當我們有一個二階或更高階的程序，則 PD、PI、一階相位前引或相位落後控制器不能獨立控制系統的三個或更多的極點，因為這些控制器均只有兩個自由參數。

為研究  $n$  階系統在何種條件下才能任意安置極點，讓我們考慮由下面狀態方程式所描述的線性程序：

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (9.86)$$

其中  $x(t)$  是  $n \times 1$  狀態向量， $u(t)$  是純量控制輸入。而狀態回授控制為

$$u(t) = -Gx(t) + r(t) \quad (9.87)$$

其中  $G$  是具有常數增益元素的  $1 \times n$  階回授矩陣。結合上列兩式，閉路系統以狀態方程式表示成

$$\dot{x}(t) = (A - BG)x(t) + Br \quad (9.88)$$

可以證明若  $[A, B]$  為完全可控制的話，則存在矩陣  $G$  同時可得到任意一組  $(A - BG)$  的特性值。換句話說，特性方程式

$$[\lambda I - A + BG] = 0 \quad (9.89)$$

的根可任意放置。其中

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -a_1 & -a_2 & -a_3 & \cdots & -a_n \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \quad (9.90)$$

且符合所謂可控制性 (controllability)，即

$$AB = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \\ -a_n \end{bmatrix} \quad A^2B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \\ -a_n \\ a_n^2 - a_{n-1} \end{bmatrix} \quad A^3B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ -a_n \\ a_n^2 - a_{n-1} \\ -a_n^3 + a_{n-1}a_n - a_{n-2} \end{bmatrix} \quad (9.91)$$

繼續求出矩陣的乘積至  $A^{n-1}B$ ，很明顯地可以看出無論  $a_1, a_2, \dots, a_n$  為何， $S = [B \ AB \ A^2B \ \dots \ A^{n-1}B]$  的行列式總是等於  $-1$ ，因為  $S$  是個主斜線上為  $1$  的三角形矩陣。因此，可證明若系統可以相位變數典型式來表示時，系統的狀態便是可控制的。

回授矩陣  $G$  可寫成

$$G = [g_1 \ g_2 \ \dots \ g_n]$$

則

$$A \pm BG = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_1 - g_1 & -a_2 - g_2 & \dots & \dots & -a_n - g_n \end{bmatrix} \quad (9.92)$$

$A - BG$  的特性值可由下列的特性方程式求出

$$\begin{aligned} |\lambda I - (A - BG)| &= \lambda^n + (a^n + g^n)\lambda^{n-1} + (a_{n-1} + g_{n-1})\lambda^{n-2} + \dots + (a_1 + g_1) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (9.93)$$

很顯然地，選擇適當的  $g_1, g_2, \dots, g_n$  值就可得到所希望的特性值了。

### 9.4.5.4 模糊 (Fuzzy) 控制器設計

#### (1) 模糊系統簡介

1965 年美國 Zadeh 教授提出模糊 (fuzzy) 的概念，至今已三十餘年，不過模糊理論受到舉世的矚目還只是近幾年的事，其中以日本仙台市地下鐵列車的自動駕駛及家電產品等模糊控制的實用化影響最大。而模糊控制是模糊理論的應用領域之中，最早受到矚目並獲得成功的領域，在 1974 年倫敦大學的 Mamdani 教授首先提出模糊控制，並成功的應用在蒸汽引擎控制上。

模糊現象或譯為乏晰。如以集合的觀念來說，一個元素或許屬於集合，或許不屬於集合，「屬於」的程度為 1 或 0。而一個模糊集合，「屬於」的程度可以從 0 到 1，比如 180 cm 屬於高的程度如為 1，那 178 cm 屬於高的程度可能為 0.8，而這樣的集合更接近人類的感覺及語言描述。隨著系統或問題複雜度的增大，人類思考的方式是降低精確度，以模糊的方式來綜合處理訊息。模糊性可用來處理模式識別、模糊分類、模糊決策等，因為真實世界中總是有隨機性也有模糊性，包含了事件的客觀規律，也包含了人對事件的主觀判斷。

在日常生活中一般人更常應用模糊控制，比如當打開水龍頭向杯中倒水時，不知不覺已經用了底下一些控制法則：

1. 杯中沒有水時，將水龍頭開至最大。
2. 杯中有少量水時，將水龍頭開大一些。
3. 當水比較多時，將水龍頭關小一些。
4. 當水快滿時，將水龍頭關至很小。
5. 杯中水滿時，將水龍頭完全關掉。

而「少量水」、「快滿時」這些判斷量即是模糊量。

在控制的領域中，人類發明了幾個法寶：模式建立、系統判別、微分方程、隨機模式、非線性、時變及適應控制等，近來更出現了專家系統，藉助於專家的判斷與綜合能力，自然地也具備了模糊性。當你開車時，有沒有先計算流體力學、角動量、動態方程、牛頓力學？如果要計算這些複雜的系統方程式，恐怕就不敢上路了。其實，人們靠視覺、觸覺、平衡感等，憑經驗踩油門及剎車；踩油門的力氣、方向盤的角度皆無法精確地描述，就靠著「模糊」卻不「迷糊」的專家系統，我們上路了。

#### (2) 模糊控制

一般控制系統可從系統轉換函數來推導出適當之控制法則，但實際的系統有時很難用轉換函數來表示，或者其含有非線性的特性，便無法以理論基礎來推導控制法則。因系統架構在個人電腦上，所以可採用智慧型控制法以適應如系統參數變化、負荷改變和非線性特性等現象，並且考慮控制法則反應速度需很快才能應用在光碟機光學頭的驅動，因此採用模糊控制 (fuzzy control) 來滿足上述要求。模糊控制是由專家針對一特定系統，依其直

覺、觀念及經驗來建立模糊控制規則 (fuzzy rule)。模糊控制的另一優點是不需知道系統之數學模式，但若知道系統大致的模式，則有助於模糊控制規則的建立。而模糊控制也已成功地應用在很多方面，如家電產品等反應較慢的系統，但應用於速度快、精度高之音圈馬達定位控制，則是我們研究及探討的目標。以下將詳細介紹筆者所使用之模糊控制設計過程。

首先，其系統方塊圖如圖 9.55 所示，將模糊控制器置於受控體之前、誤差及誤差變化量之後，而模糊控制器又可分成三個主要部分，即模糊化 (fuzzifier)、模糊控制規則 (fuzzy rule) 及反模糊化 (defuzzifier)，如圖 9.56 所示。在輸入端輸入值為實際得到之精確值，一般為誤差及誤差變化量，經過模糊化之後成為一模糊量，觸發了一些模糊控制規則，經模糊推論後得一輸出模糊量，把此模糊量反模糊化之後，則得到精確之控制輸出。

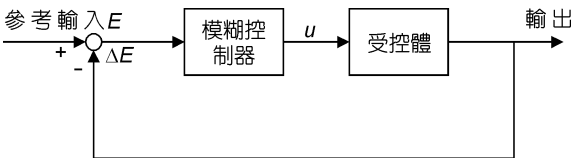


圖 9.55  
模糊控制系統方塊圖。

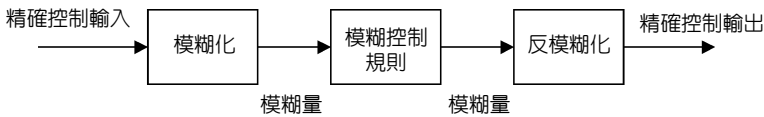


圖 9.56  
模糊控制系統細部方塊圖。

一般而言，在模糊控制中採用三角形作為歸屬函數 (membership function)，使用歸屬函數將輸入模糊化。至於要多少個三角形？底長多少？則依系統需要及專家來決定，而其高度則為 1。必須注意的是歸屬函數必須包含變數的最大範圍，以免找不到適當的規則可用，無法判斷輸出量；透過歸屬函數可決定輸入變數分屬哪些區，而各自的歸屬度 (membership degree) 又是多少，如圖 9.57 所示。

模糊控制器之設計必須依經驗來敘述控制法則，依此建立決策表來決定系統輸入與輸出之關係。為了更一般化地敘述控制規則，因此定義下列術語：① 誤差：輸出量減設定量 (set point)；② 誤差變化：此次誤差減前一次誤差。

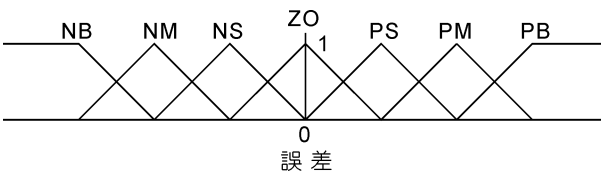


圖 9.57  
三角形歸屬函數。

此外，將控制規則中之定性敘述用下列符號表示，PB：正向，大；PM：正向，中；PS：正向，小；ZO：零；NS：負向，小；NM：負向，中；NB：負向，大。假設系統之控制方法是由下列四個規則所構成：

1. 若誤差為 PS，且誤差變化為 ZO，則控制輸入為 PS。
2. 若誤差為 PS，且誤差變化為 PS，則控制輸入為 PS。
3. 若誤差為 PM，且誤差變化為 ZO，則控制輸入為 PM。
4. 若誤差為 PM，且誤差變化為 PS，則控制輸入為 PM。

透過「max-min」來作模糊推論，並用重心法反模糊化，其簡圖如圖 9.58 所示。由重心法得控制輸入  $u = \frac{a_2 \times w_1 + a_2 \times w_2 + a_3 \times w_3 + a_3 \times w_4}{w_1 + w_2 + w_3 + w_4}$ ，即得到控制器輸入受控體所需要之控制力。

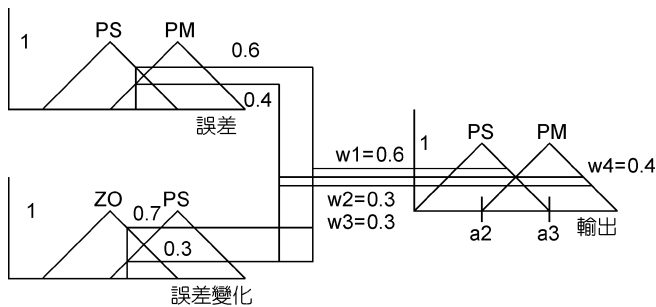


圖 9.58  
max-min 推論法。

## 9.5 系統整合之實例

### 9.5.1 簡介

本節以「微振鏡雷射掃描為機制之二維顯示器」為探討系統整合之實例。近年來，由於可攜式電腦廣泛地被利用，因此重量輕、省電源、價格低成為顯示器重要的訴求。目前的顯示技術已能呈現高畫質、高解析度，然而並不能滿足可攜式顯示系統對於重量及電源方面的要求。因此，我們利用微光學元件及系統產品之輕、薄、短、小、省能源、省空間、省材料及高附加價值等特性，作為未來發展可攜式顯示系統關鍵性元件之發展技術。在結合微機電投影影像顯示技術中，基於輕、薄、短、小及省電的考量下，採用循序式掃描顯示器作為可攜式顯示器應用領域中探討的主題。

### 9.5.2 製程概觀

本微振鏡系統之製作係採用美國 Cronos Integrated Microsystems 所提供的微機電共用製程 (multi-user MEMS processes, MUMPs) 的三層多晶矽面型微加工製程<sup>(15)</sup>，此製程所採用之

材質有下列特色：

- (1) 多晶矽為架構系統的材料。
- (2) 磷矽玻璃 (PSG) 為犧牲層材料，在製程最後步驟被清除。
- (3) 氮化物 (nitride) 為基底與多晶矽之間的絕緣層。

其製程橫截面如圖 9.59 所示，表 9.3 則列出了各層材料與厚度之關係。

表 9.3 MUMPs 製程各層厚度。

層	厚度 ( $\mu\text{m}$ )
Gold	0.6
Poly2	1.5
2nd Oxide (PSG)	0.75
Poly1	2.0
1st Oxide (PSG)	2.0
Poly0	0.5
Nitride	0.6

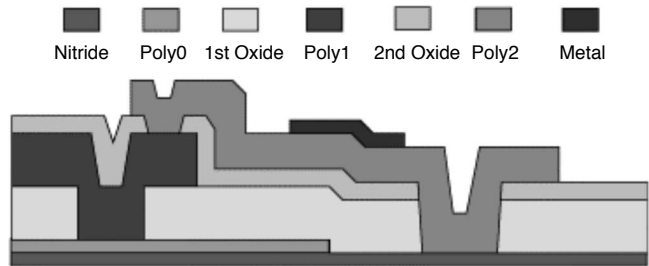


圖 9.59 MUMPs 製程橫截面。

### 9.5.3 系統介紹

#### (1) 雷射掃描系統架構

循序式雷射掃描顯示系統架構如圖 9.60 所示，主要以雷射二極體 (laser diode) 為光源，處理雷射光源之光學系統為微機電技術所製作之兩面微振鏡 (micromirror)，以 General Scanning Incorporation 提供之 CX660 scanner 做為系統之掃描機制，週邊控制系統元件之同步動作電路為兩顆 Altera FLEX10K10LC84-4 CPLD、D/A 轉換器，以及控制雷射二極體光源亮度之 APC (automatic power control) 電路。

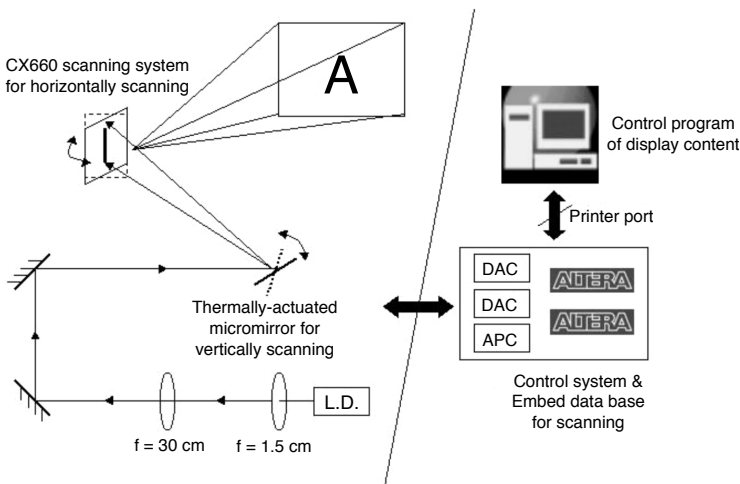


圖 9.60

雷射掃描顯示系統架構圖。



## (2) 光源系統

由於雷射二極體射出之光束為直立的橢圓形光束為了獲得正圓形的光束，必須透過一圓形小孔及外加透鏡<sup>(16)</sup>。如圖 9.61 所示，利用焦距為 1.5 cm 之透鏡，將雷射二極體置於焦點處，做準直化 (collimate)，再經過焦距為 30 cm 的透鏡將光聚焦到微振鏡上，得到繞射極限之最小光點約 200  $\mu\text{m}$  左右。將微振鏡掃描出的一維線段投射到另一振鏡之鏡面上，得到線段大小約 2 cm 左右，透過此振鏡在另一維度的掃描而得到一個二維畫面。本節以雷射二極體為光源，主要是因它可藉由輸入電流的變化，直接調變雷射光光束的強度。

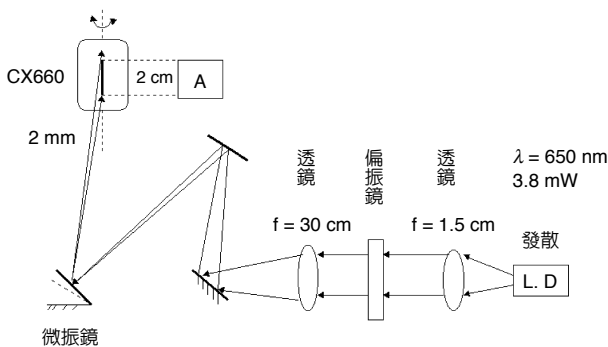


圖 9.61  
光學系統。

## (3) 微振鏡致動系統之設計

後推式微振鏡設計觀念來自前推式微振鏡<sup>(17)</sup>的改良，原先目的在於整合雷射二極體與微振鏡致動系統，使其成為微光學掃描晶片，如圖 9.62 所示。然而，由於雷射二極體發光時其發散角極大，如果將致動微鏡面的微致動器陣列以前推式來設計，將會造成雷射發光點與鏡面距離過大，使得入射光點過大。為了提高雷射的使用效率，將微致動器陣列移到微鏡面的後方，完成了後推式微振鏡的致動系統。

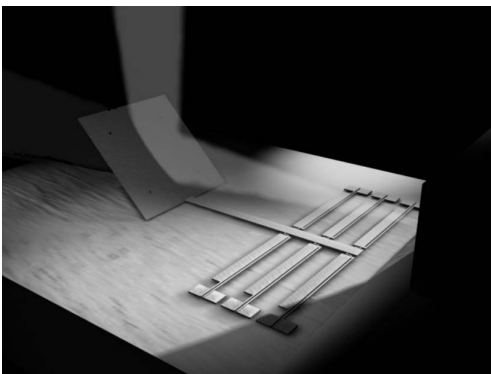


圖 9.62  
雷射二極體與微振鏡致動系統整合於單一晶片示意圖。

此外，由於前推式微振鏡致動系統之初始翻起角度約為 42 度左右，與微鉸鏈產生最大摩擦力的 45 度十分接近，使系統呈非線性掃描，因此在設計後推式微振鏡致動系統之初始翻起角度時，儘量避免在 45 度左右，藉以減少與微樞紐產生之摩擦力，增加掃描之線性度。

### ① 整體架構

我們所設計の後推式微振鏡致動系統如圖 9.63 所示。接下來，將分別探討後推式微振鏡致動系統之細部設計原理。

### ② 微鏡面

鏡面尺寸為  $200\ \mu\text{m} \times 200\ \mu\text{m}$ ，為加強微鏡面的結構強度，避免掃描時因致動力造成鏡面屈曲現象，因而採用 Poly1 + Poly2 + Metal 的設計。

### ③ 微鉸鏈

微鉸鏈的設計首先是由美國加州大學柏克萊分校的 Pister 等人所提出<sup>(18)</sup>，經由微鉸鏈的結構將使得表面微機械加工的微機電系統設計變成更具彈性而能產生三度空間之動作，其製程如圖 9.64 所示。

### ④ 止動微結構

為了將組裝後的微振鏡固定在已設計好之角度，我們設計一組止動微結構如圖 9.65 所示，做為微振鏡與致動樑間的彈性卡榫。當底層的微結構被翻起，位於上層彈性卡榫的 I 形懸臂樑因形變產生下壓的力量，並往設計好之凹槽後退，當到達已設定之角度時，I 形懸臂樑滑入凹槽而卡住翻起的微振鏡，完成組裝的動作。

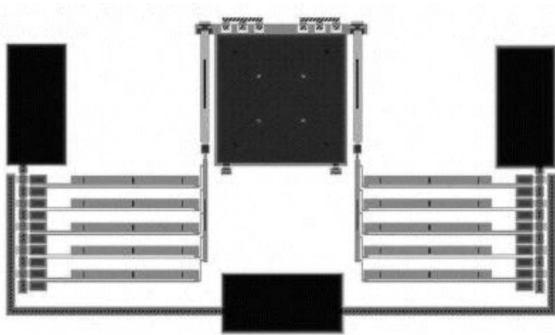


圖 9.63 後推式微振鏡致動系統。

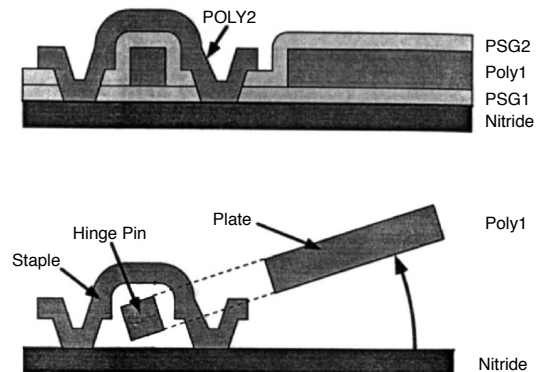


圖 9.64 微鉸鏈製程示意圖<sup>(18,19)</sup>。



圖 9.65  
止動微結構局部圖。

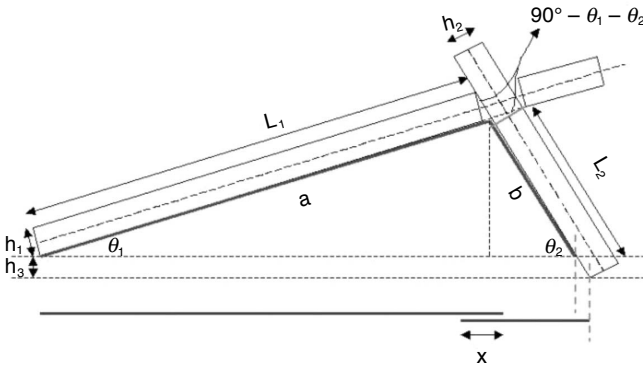


圖 9.66  
止動微結構的結構示意圖。

在考慮結構厚度下，以  $a$ 、 $b$ 、 $L_1 + L_2 - x - \frac{h_3}{\tan \theta_2}$  為計算微振鏡翻起之初始角度  $\theta_2$  的三角幾何圖形邊長，由圖 9.66 可知，

$$a \sin \theta_1 = b \sin \theta_2 \tag{9.94}$$

$$a \cos \theta_1 + b \cos \theta_2 = L_1 + L_2 - x - \frac{h_3}{\tan \theta_2}$$

初始角度設計的理论值为 57.31 度。

### 9.5.4 微振鏡動態特性之量測系統建立

#### (1) 量測系統設計

為使設計完成之微振鏡致動系統具有實用性，系統動態特性之獲得為首要條件。建構一光學量測系統時，必須對已製作完成之微振鏡致動系統作檢測，整個量測系統架構如圖 9.67 所示。

#### (2) 微振鏡之初始角度驗證

架設一簡單光學量測系統來驗證微振鏡經組裝後的初始角度，如圖 9.68 所示，經由簡單的幾何定理便可推算出微振鏡的初始角度約為 57.22 度。

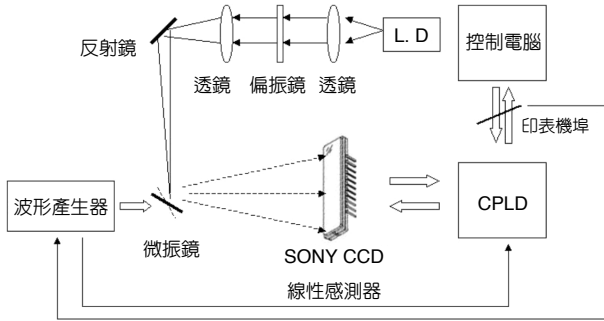


圖 9.67 光學量測系統架構。

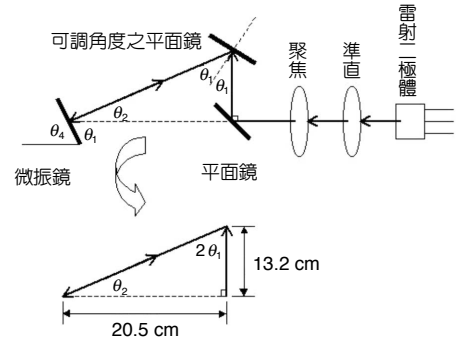


圖 9.68 微振鏡初始角度之量測系統。

(3) 微振鏡動態特性之驗證

① 啟動電壓驗證

微振鏡動態特性可藉由分析微振鏡反射出來之光點資料加以驗證。首先，將本系統之 CCD 感測器掃描頻率設定在 946 Hz。圖 9.69 顯示在 0–2.2 V 的 10 Hz 正弦波驅動下，驅動電壓與微振鏡轉動角度之關係，當驅動電壓為 0–0.8 V 時，轉動角度所構成之曲線最為平緩，亦即微振鏡在此位置停留時間最久，由此推斷微振鏡系統存在著約為 0.8 V 的啟動電壓。

② 微振鏡線性掃描結果驗證

由圖 9.69 可知，微振鏡致動系統在驅動電壓為 0–2.2 V 時呈現非線性，此結果導致構成畫面之畫素大小及間距非固定值，因此設計適當的驅動電壓使微振鏡做線性掃描，為提升畫面解析度之先決條件。經實驗驗證啟動電壓之存在性，故將驅動電壓設計為 0.8–2 V 的正弦波。以下將列舉出一實驗結果，如圖 9.70 及圖 9.71 所示，輸入為 10 Hz 固定頻率、0.8–2 V 的正弦波週期訊號。

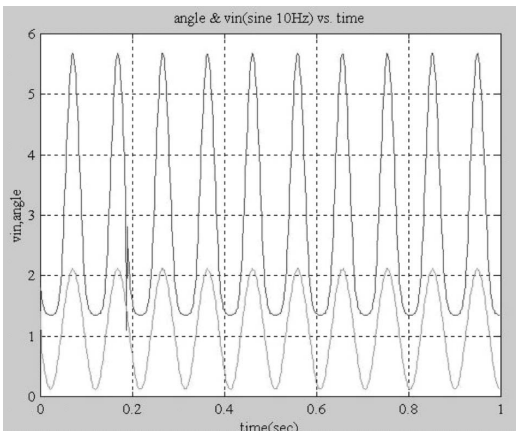


圖 9.69 驅動電壓 (0–2.2 V) 與轉動角度關係圖。

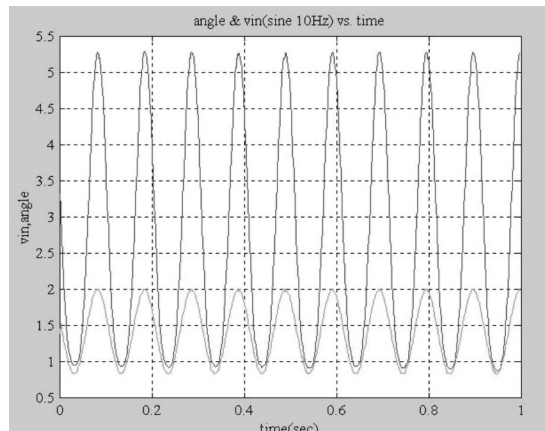


圖 9.70 驅動電壓 (0.8–2 V) 與轉動角度關係圖。

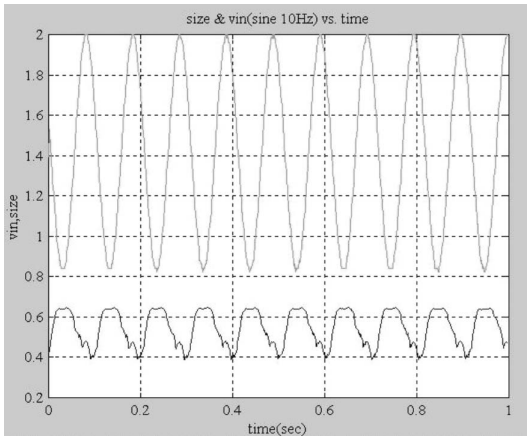


圖 9.71

驅動電壓與光點大小關係圖。

由驅動電壓與掃描角度關係圖可知：當驅動電壓為 0.8—2 V 時，微振鏡成線性掃描，其掃描角度在 100 Hz 之內未出現衰減，可驗證其掃描頻率高於 100 Hz，此外，微振鏡最大轉動角度約為 4.3 度。

由驅動電壓與光點大小關係圖可知：經實驗量測結果可知，雷射二極體光源經微振鏡掃描反射後可得 2 cm 的掃描線段，若光源投射到靜止之微振鏡可得到約 2 mm 的光點大小，經由適當比例換算得到實際掃描光點大小的範圍為  $0.3 \text{ mm} < d < 2 \text{ mm}$ ，平均可解析點個數為  $n = (10 + 15) / 2 \doteq 12 \text{ pixels}$ 。此外，圖中光點大小隨時間做週期性改變，主要是因為入射光固定而鏡面轉動造成投影到螢幕之光點大小不同。

### 9.5.5 系統驅動電路設計及掃描結果驗證

#### (1) 系統架構

利用建構之光學量測系統所得的微振鏡致動系統之動態特性，作為本掃描顯示系統驅動電路的設計依據，系統驅動電路之工作流程如圖 9.72 所示。使用者透過鍵盤下達指令，控制電腦將指令編碼後由印表機埠 (printer port) 送到 CPLD 的輸入埠，從 CPLD 中已建立之雷射二極體明／暗及微振鏡和振鏡的驅動電壓資料庫，依據編碼值與資料庫對應位址取出數位輸出訊號，再經由 D/A 及緩衝器驅動微振鏡及振鏡。

#### (2) 光源之驅動電路設計

為使畫面亮度保持在已設計好之固定值，故採用 APC 電路做為雷射二極體之驅動電路，如圖 9.73 所示。此外，為設計雷射二極體之明／暗控制電路，在 APC 電路中加入一顆 CMOS 類比開關，藉由與振鏡、微振鏡驅動電壓同步之開／關控制訊號，控制雷射二極體光源之明／暗。

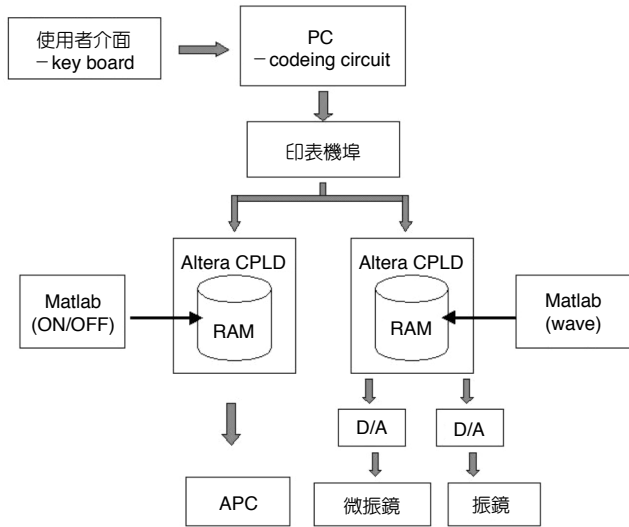


圖 9.72  
掃描系統之驅動電路流程圖。

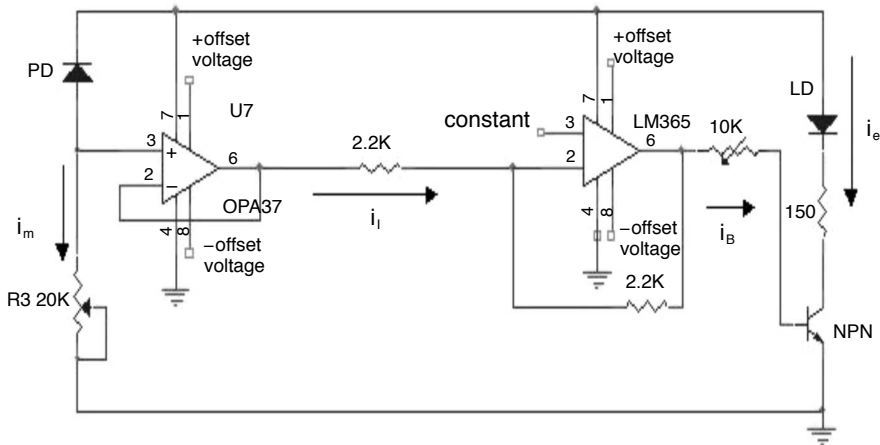


圖9.73  
APC 驅動電路設計  
簡圖。

(3) 微振鏡與振鏡之驅動電路設計

為使微振鏡致動系統做線性掃描，以最大掃描頻率 600 Hz 之 0.8-2 V 正弦波驅動電壓操作，由實驗結果可知，微振鏡來回掃描呈非對稱性，為避免畫面產生移動，微振鏡只在一個方向掃描時顯示畫面，回掃時將雷射二極體光源關閉。此外，考慮人類視覺暫留的效應，故訂定 30 Hz 為振鏡掃描頻率。

(4) 掃描實驗結果

最後，利用已建立之驅動電路使微振鏡在掃描頻率 600 Hz、振鏡在掃描頻率 30 Hz 下與雷射二極體同步動作，完成一小尺寸 12 × 20 (pixels) 之二維掃描顯示系統，得到之二維掃描畫面如圖 9.74 所示。

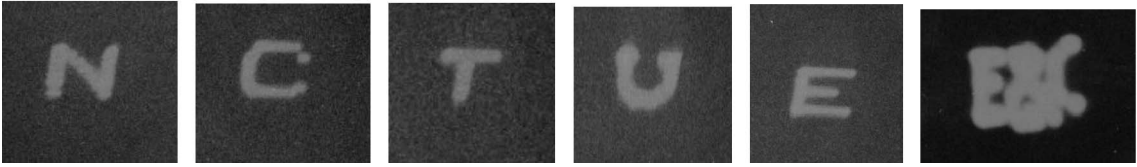


圖 9.74 N、C、T、U、E、E&C。

## 參考文獻

1. Gabrielson, *IEEE Electron Devices*, **40**, 903 (1993).
2. Senturia, *Microsystem Design*, Kluwer, 425-450 (2001).
3. C.-H. Liu, *Design, Microfabrication, and Control of High-Performance Micromachined Tunneling Accelerometers*, Ph.D. Thesis, Stanford University, 24-28 (1999).
4. J. P. Bentley, *Principles of Measurement Systems*, 3rd ed., Longman Scientific Technical (1995).
5. S. M. Sze, *Semiconductor Sensors*, John Wiley & Sons, Inc. (1994).
6. D. H. Sheingold, *Analog-Digital Conversion Handbook*, the Engineering Staff of Analog Devices, Inc., Prentice-Hall (1986).
7. B. C. Kuo, *Automatic Control Systems*, 4th ed., Prentice-Hall Inc. (1982).
8. B. Friedland, *Control Systems Design*, McGraw-Hill Inc. (1986).
9. B. C. Kuo, *Digital Control Systems*, 2nd ed., Sanuders College (1992).
10. 王宜楷, 控制理論與實驗, 師友工業圖書公司 (1991).
11. C. C. Lee, *IEEE Tran. on Systems, Man and Cybernetic*, **20**, 404 (1990).
12. R. Ketata and De Geest, *Fuzzy Sets and Systems*, **71**, 113 (1995).
13. Z. Y. Zhao, *IEEE Tran. on Systems, Man and Cybernetic*, **23**, 1392 (1993).
14. R. A. Conant, P. M. Hagelin, U. Krishnamoorthy, O. Solgaard, K. Y. Lau, and R. S. Muller, "A Rater-Scanning Full-Motion Video Display Using Polysilicon Micromachined Mirrors", <http://www-bsac.eecs.berkeley.edu/>
15. D. Koester, R. Mahedevan, and K. Marcus, *Multi-User MEMS Processes (MUMPs) Introduction and Design Rules*, Rev. 3, <http://mems.mcnc.org/>, Oct. (1994).
16. 林螢光, 光電子學—原理、元件與應用, 全華科技圖書股份有限公司 (1999).
17. 林育成, 三層多晶矽微振鏡致動系統之設計、分析及測試, 交通大學電機與控制工程學系, 碩士論文 (1998).
18. K. S. J. Pister, M. W. Judy, S. R. Burgett, and R. S. Fearing, *Sensors and Actuators A*, **33**, 249 (1992).
19. D. M. Burns and V. M. Bright, *Sensors and Actuators A*, **70**, 6 (1998).
20. 黃漢邦, 自動控制系統, 第四版, 超級柯科技圖書社 (1982).