

自調式控制器之設計與研究

白能勝

摘 要

本研究之目的，乃在利用兩部 Apple II 微電腦來做加熱槽溫度的 PID 自調式控制。有鑑於微電腦通訊界面之普及，更能互相溝通信息，且能功能分明，分工合作。以致於本系統乃利用一部 Apple II 微電腦專門做控制之用，而另一部 Apple II 微電腦專司監督與調諧之用。前者吾人稱之為控制電腦，後者稱為主腦，配合非同步資料傳輸界面，提供 1200 bps 的傳輸速率以聯繫兩部微電腦之訊息。

同時，藉著 Chidambara 於 1970 年所提出之調諧控制理論，加以改良，付之於本系統實際之溫度控制，如此軟、硬體之配合，經實驗結果，證實本研究所設計出之自調式控制器效果良好。

符號說明

符號	說明	代表意義
A		誤差響應圖中第二次下降之面積
A/D		類比到數位轉換器
B		誤差響應圖中第一次下降之面積
CA1		R6522 VIA 的第 40 腳
CA2		R6522 VIA 的第 39 腳
CB1		R6522 VIA 的第 18 腳
CB2		R6522 VIA 的第 19 腳
CPU		中央處理單元
D		最終穩定值—設定值
E _i		誤差值 (設定值—量測值)
EOC		ADC 0800 的 End of conversion
K _i		積分常數
K _p		比例控制係數
K _{po}		0.5 倍的最終增益值
K _r		微分常數
K _u		最終增益
OE		ADC 0800 的 Output Enable
P		振盪阻尼週期
PB6, PB7		R6522 VIA port B 的第六、七隻腳
PID		比例+積分+微分 (Proportional + Integral + Derivative)
P _u		最終週期
R		負載電阻
RxDR		MC6850 的接收資料暫存器
RDRF		MC6850 的狀態暫存器中第 0 bit, 表示接收資料暫存器滿載

符 號 說 明	代 表 意 義
SC	ADC 0800 的 Start conversion
Td	控制器微分時間
Ti	控制器積分時間
Tx D R	MC 6850 傳送資料暫存器
T1, T2	R 6522 VIA 之計數/計時器
Ts	取樣時間
TDRE	MC 6850 之狀態暫存器中第 1 bit, 表示傳送資料暫存器空出
TRIAC	雙向三極閘流體
V	電壓之振幅
a	誤差響應圖中第二次谷點之大小
b	誤差響應圖中第一次谷點之大小
ei	瞬間取樣時間
\hat{e}	平均誤差值
e(t)	瞬時之誤差值
t1, t2, t3, t4	誤差響應圖中誤差為零之前 4 點時間
ω	阻尼頻率
ω_n	無阻尼自然頻率
ζ	等效阻尼比
ε	容忽誤差值
ϕ	觸發角
ϕ_0	定時脈沖
ϕ_1, ϕ_2	不同功率時之角度換算方程式
Δ	代表 $\sqrt{\frac{\zeta}{1-\zeta^2}}$ 值
Δ_r	在 1:4 衰減比之 Δ 值
α	為一角度; 等於 ωt

1. 緒 論

由於近年來大型積體電路 (Large-scale integration, 簡稱 LSI) 技術的成熟, 以微處理機為主體的微電腦, 其性能已愈來愈強, 價格也愈來愈低廉, 足使微電腦普遍的受各階層單位所歡迎與接受。

數位電腦本身具有高度資料處理與快速運算之能力, 使得微電腦在程序控制上扮演的角色, 愈具有其重要性。微電腦的問世, 已使程序控制達到另一嶄新的境界。本文有鑑於此, 乃藉著微電腦之功能, 發展出一套溫度加熱系統之裝置, 再配合調諧 (Tuning) 控制理論, 應用於一實際系統, 以達成加熱系統的溫度 PID 自調式控制 (Self-tuning control)。

另一方面, 一般程序控制在做控制器之設計與調諧時, 應先找出其程序之數學模式, 再去做調諧, 然而程序確實之數學模式, 往往不容易獲得, 且其數學模式常會隨著操作環境之改變而有所不同。因此本文研用一套不需經由程序識別去找出預估之數學模式, 而直接利用該系統的響應輸出去尋找其所需之適當調諧參數。

近年來, 許多工業控制器 [28] 大多是利用型樣辨認 (Pattern recognition) 的方法做手調諧, 此方法乃先撓動閉迴路 (Closed loop) 系統, 以得到輸出響應型樣, 加以比較調諧。一般常利用誤差對時間之關係圖, 找出下列之結果:

- (1) 是否有峯值 (Peaks) 之存在。
- (2) 峯值與峯值間的時間。
- (3) 穩態誤差 (Steady-state error)。

再根據上述三點之結果可得知系統之超越值 (Overshoot)、阻尼 (Damping) 和週期 (Period)。型樣辨認乃直接利用性能迴授 (Performance feedback) 監督程序之變化, 決定所需之行爲, 並不需求得程序之數學模式, 但它却需要具有豐富之經驗與程序知識的工程師才能辦得到 [12]。

爲了免除人爲調諧之麻煩, 亦不需具有豐富之經驗即能做調諧控制, 本研究之動機乃想發展出既不需求得程序之數學模式, 亦不需擁有專家之知識, 即能達到自動調諧之功能。

本研究採用 Chidambara [10] 於 1970 年提出的調諧方法, 其理論乃根據 Ziegler-Nichols [22] 所提出的連續圈環法加以改進, 是一種趨近式的調諧

法。其調諧方法，僅根據程序之輸出響應，辨認是否達到吾人所設定之目標，若未能達到，則繼續重複調諧，直到達到設定之目標為止。而不像 Ziegler-Nichols 連續圈環法，需經過嘗試錯誤法而得到調諧參數。然而 Chidambara 當初發表之調諧理論，僅利用類比電腦做模擬，本研究將其付之於實際之數位電腦系統上執行。研究中採用兩部 Apple 微電腦透過通訊界面講通，一部當為控制器，另一部專司調諧與監督。兩部電腦分工合作，再配合 Chidambara 之調諧方法，以達到程序控制系統自動調諧的目的。

2. 自調式理論之推導

簡述

目前在程序控制上用得較為廣泛的調諧法，其技巧分別為下列兩者：一為迴路調諧法 (Loop tuning)：調整比例控制器的增益值，使其達到持續振盪現象，然後根據 Ziegler-Nichols 法則來做控制器設定之工作。另一為反應曲線法 (Reaction curve method)：將梯階輸入 (Step input) 直接輸進欲控制的程序中，根據其響應曲線的若干點來決定程序參數，進而從事控制器設定之工作。

由於前述兩者之方法，並不適合用來做自調式控制。因前者迴路調諧法必需浪費時間，反覆地嘗試找出調諧比例控制。而後者在開迴路 (Open loop) 下且要找出程序的參數，不合乎本研究之目的，於是本文乃對 Ziegler-Nichols 迴路調諧方法加以改進，使其不需經由嘗試錯誤法 (Trial and error)，即能得知調諧之參數。且能配合利用兩部微電腦之功能以完成自調式之功能。

Ziegler-Nichols 的連續圈環法 (Continus cycling method)

由於本文之調諧方法乃利用 Ziegler-Nichols 於 1942 年所提出的連續圈環法，即前述之迴路調諧法改良演進的，因此，在此先來探討此種方法。

首先讓重整 (Reset) 和速率 (Rate) 動作處在無作用狀態下，亦即使 $T1 = 0$ ， $Td = 0$ 。然後再調整控制器之比例增益值 (Kp) 直到程序處在持續振盪狀態下，此時的比例增益值稱為最終增益值 (Ultimate gain) Ku ，而產生的振盪週期稱為最終週期 (Ultimate period) Pu ，如圖 1 所示。一旦 Ku 及 Pu 找到之後，再根據 Ziegler-Nichols 基於 1 : 4 振幅比，所得之經驗公式找出最佳調諧參數值。其經驗公式如表 1 所示。

後來有人修飾 Ziegler-Nichols 的連續圈環法，此方法稱為四分之一衰減法 (Quarter amplitude method) [11]。其原理乃是調整比例增加值，直到產

生四分之一振幅衰減比之響應，再去做調諧。

既然知道連續圈環法的技巧，可發覺此法具有下述之缺點 [10]：

- (1) 欲得到最終值 (Ultimate value) 通常需經由多次之嘗試，故非常的費時。
- (2) 程序需受不當的擾動，但許多程序却無法容忍如此之振盪。
- (3) 很容易迫使整個系統產生不穩定的危險。
- (4) 假如程序之參數一經改變，整個試驗得須重新。

以上之缺點，均為一般工廠所不願意接受的，特別是較大的生產程序，更應避免這些缺點。然而它畢竟是早期之控制調諧方法，具有豐富之經驗背景，且很適合做為工廠試車期間之調諧。所以直到現在，工業界還是常利用它來做調諧。

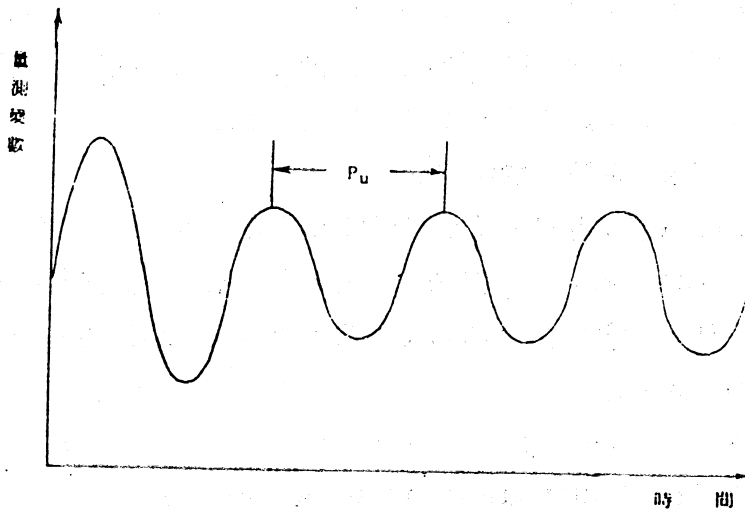


圖 1：比例控制下的持續振盪圖

表 1 控制調諧參數公式

控 制 型 態	Ziegler-Nichols Original Method	本 研 究 新 調 諧 法
比例 + 積分	$K_p = 0.45 K_c$ $T_i = \frac{P_o}{1.2}$	$K_{p(i+1)} = \frac{1 + 4.5454 \Delta}{1 + 4.5454 \Delta_c} K_{pi}$ $T_i = \frac{P}{1.2 \sqrt{1 + \Delta^2}}$
比例 + 積分 + 微分	$K_p = 0.6 K_c$ $T_i = \frac{P_o}{2}$ $T_d = \frac{P_o}{8}$	$K_{p(i+1)} = \frac{1 + 4.5454 \Delta}{1 + 4.5454 \Delta_c} K_{pi}$ $T_i = \frac{P}{2 \sqrt{1 + \Delta^2}}$ $T_d = \frac{P}{8 \sqrt{1 + \Delta^2}}$

新調諧理論之推導

由於 Ziegler-Nichols 連續圈環法具有缺點，爲了改進其調諧方法，使其更趨完善，且能適用於吾人所要探討的自調式控制，Chidambara 在 1970 年所提出一套改進 Ziegler-Nichols 連續圈環法的調諧法，若加以改良，即能達到吾人所要求的自調式控制，且能付之實行，其冀有下列之優點：

(1) 並不須強迫程序處在持續振盪狀態下。

(2) 調諧參數是反覆調諧而得到，並非利用打入遺漏 (hit and miss) 的技巧。

現在就來探討 Chidambara 之調諧法。首先，任意給予一調諧參數，在設定點上給予一梯階變化 (Step-change) 即可得到誤差對時間的關係圖，如圖 2 所示。

圖 2 之曲線可由(1)式表之

$$e(t) = D \exp(-\zeta \omega_n t) \sin(\omega t + \theta) \quad (1)$$

其中 ζ : 等效阻尼比 (Equivalent damping ratio)

ω_n : 無阻尼自然頻率 (Undamped natural frequency)

$\omega = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$: 阻尼頻率 (Damped frequency)

如此可得 a : b 之關係

$$\frac{a}{b} = \exp \left[(-2\pi) \frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \right]$$

$$= \exp(-2\pi \Delta) \quad (2)$$

其中 $\Delta = \frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (3)$

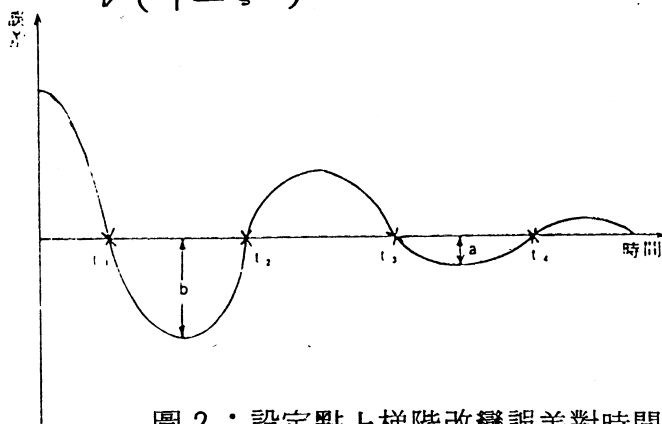


圖 2 : 設定點上梯階改變誤差對時間之關係圖(-)

$$\omega(t_3 - t_1) = \omega(t_4 - t_2) = 2\pi$$

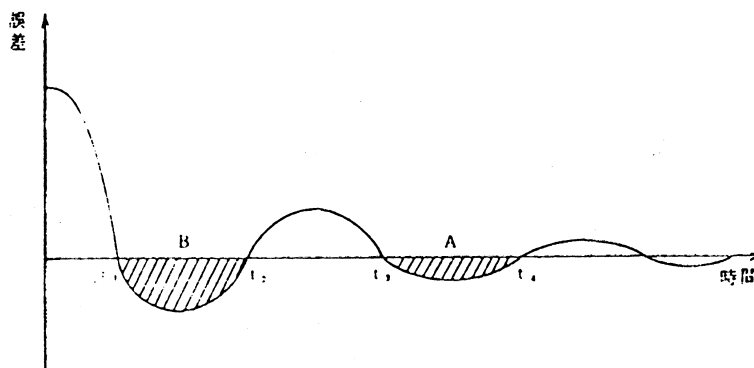


圖 3 : 設定點上梯階改變誤差對時間關係圖(二)

Δ 可以很容易利用(2)式由 a , b 得出。但由於量測干擾之影響將會產生不準確之結果，因此計算 Δ 能用另一方法表示之，如下面之推導

因為 $\omega(t_3 - t_1) = 2\pi$ ，並令 $0 \leq \tau < (t_2 - t_1)$

那麼

$$e(t_3 + \tau) = \exp(-2\pi\Delta) e(t_1 + \tau) \quad (4)$$

亦可得知

$$\exp(-2\pi\Delta) \int_{t_1}^{t_2} e(t) dt = \int_{t_3}^{t_4} e(t) dt \quad (5)$$

b 和 a 相對之面積 B 與 A 如圖 3 所示

$$B = \int_{t_1}^{t_2} e(t) dt \quad (6)$$

$$A = \int_{t_3}^{t_4} e(t) dt \quad (7)$$

由(5)，(6)及(7)式可得 A 與 B 之比值

$$\frac{A}{B} = \exp(-2\pi\Delta) \quad (8)$$

所以

$$\Delta = -\frac{1}{2\pi} \ln\left(\frac{A}{B}\right) \quad (9)$$

利用(8)式得到之 Δ 值當較(2)式導出之 Δ 值來得準確。又振盪阻尼週期由圖 3 可知

$$P = (t_3 - t_1) \quad (10)$$

又因

$$\sqrt{1 + \Delta^2} = \sqrt{\left(1 + \frac{\zeta^2}{1 - \zeta^2}\right)} = \frac{1}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (11)$$

$$P_u = \frac{2\pi}{\omega_n} \quad (12)$$

由(10), (11), (12)式可知

$$Pu = \frac{P}{\sqrt{(1 + \Delta^2)}} \quad (13)$$

設想 K_u 是 K_p 和 Δ 所組成之一函數，利用幕級數展開得 K_p / K_u 與 Δ 值之關係

$$\frac{K_u}{K_p} = \alpha_0 + \alpha_1 \Delta + \alpha_2 \Delta^2 + \dots \quad (14)$$

α_i ($i = 0, 1, 2, \dots$) 爲常數

僅取(14)右邊前兩項表示

$$\frac{K_u}{K_p} = \alpha_0 + \alpha_1 \Delta \quad (15)$$

假如令 $\Delta = 0$ ，很明顯的 $K_p = K_u$ ，因此

$$\alpha_0 = 1 \quad (16)$$

控制器的傳輸函數如下表示

$$\frac{M(S)}{E(S)} = K_p \left[1 + T_d S + \frac{1}{T_i S} \right] \quad (17)$$

其中

$M(S)$ ：操縱變數的傳輸函數

$E(S)$ ：誤差傳輸函數

爲了得到(15)式之 α_1 ，能夠假想 $\left[1 + T_d S + \frac{1}{T_i S} \right]$ 是程序的一部份，如此可將其

考慮成一比例控制器來看，依據 Ziegler-Nichols

(對 1 : 4 的衰減比例經驗公式得出最佳比例增益常數爲)

$$K_{p0} = 0.5 K_u \quad (18)$$

假如 Δ_r 爲一已知衰減比例之 Δ 值， K_{p0} 可以(19)式表之

$$K_{p0} = \frac{K_u}{1 + \alpha_1 \Delta_r} \quad (19)$$

對於 1 : 4 之衰減比可得

$$\Delta_r = 0.22 \quad (20)$$

利用此 Δ_r 代入(19)式並配合(18)式可求出

$$\alpha_1 = 4.5454 \quad (21)$$

再由(15), (19)及(21)式將可得下式之關係式

$$K_{p(i+1)} = \frac{[1 + 4.5454 \Delta]}{[1 + 4.5454 \Delta_r]} \cdot K_p \quad (22)$$

經由疊替法 (Recursive algorithm)

$$K_{p(i+1)} = \frac{[1 + 4.5454 \Delta]}{[1 + 4.5454 \Delta_r]} \cdot K_{p,i} \quad (23)$$

將 $\Delta_r = 0.22$ 代入(23)式, 即可得 1 : 4 的面積衰減比, K_p 之表示, (23)式將可以變成

$$K_{p(i+1)} = [0.5 + 2.2727 \Delta] \cdot K_{p,i} \quad (24)$$

再由(13)式配合 Ziegler-Nichols 之經驗公式可得出最佳之 T_i , T_d

$$T_i = \frac{P}{2 \sqrt{(1 + \Delta^2)}} \quad (25)$$

$$T_d = \frac{P}{8 \sqrt{(1 + \Delta^2)}} \quad (26)$$

如此新的調諧方法, 已可利用(24), (25)及(26)式導出各個調諧參數值, 即 K_p , T_i , T_d 。

所以欲求得調諧參數值, 只要根據誤差之響應求出 A, B 面積值, 及週期 P 值即可求得適當之調諧參數。比起一般所用的嘗試錯誤法 (Trial and error) 來得方便且省時。

此調諧方法並非一次即達到最佳調諧效果, 即 1 : 4 面積衰減比, 或者根本找不到 t_1 , t_2 , t_3 及 t_4 , 亦即振盪次數極少就已達穩定狀態。在此情況下主電腦及控制電腦即表現出其透過通訊界面之功能。主電腦會將新的調諧參數送予控制電腦, 控制電腦就依據此新的調諧參數再對程序做控制, 得到一組新的響應曲線, 再送予主電腦, 主電腦根據此響應做判斷, 判斷是否達到最佳調諧效果, 若非, 則再根據新的 A, B 及 P 值找出新的調諧參數。如此反覆趨近式的調諧, 很快的就能達到最佳調諧。這就是本文利用兩部 Apple 微電腦配合 Chidambara 調諧方法去做自調式控制的理由。

鑑別何時需重調

自調式控制器並非已達調諧狀態即表示大功告成，它還需知何時需重調，因程序很可能經過一段時間遭受外界環境干擾而趨向不穩定狀態，程序因而改變，此時自調式控制器必須重調。所以辨認何時需重新調諧也是自調式控制器所應必備的功能之一。至於所辨認之對象，在本研究乃利用誤差為辨認之對象來探討何時該重新調諧。

擾動所產生的誤差有四種常見之型態：①設定點的改變；②供給的改變；③需求的改變；④週遭環境的改變。這些都會令誤差改變，誤差一旦增加，就會破壞系統的穩定性。於是為了讓系統維持在最佳狀況下，就該注意誤差之變化。而吾人到底如何利用誤差來判斷何時該再調諧呢？

首先視圖 4，在所取的資料上分成爲幾段，每一段爲一期間，資

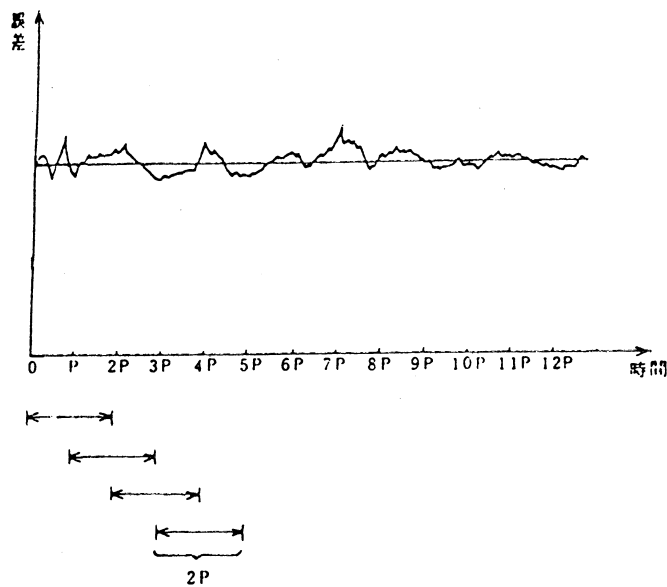


圖 4：誤差對時間之鑑別圖

料點數相同，每隔一固定期間判斷一次，每次判斷時，同時考慮到前一期間的誤差，再將這兩段期間所得之誤差值加以平均。如(27)式

$$\hat{e} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |e_i| \quad (27)$$

其中 N：於兩段期間的取樣數。

e_i ：在兩段期間的各個取樣誤差值。

\hat{e} ：平均誤差值

再以因系統而異而假想的一可容忍之誤差值 (ϵ) 與其平均之誤差值 (\hat{e}) 加以比較，假如 $\hat{e} > \epsilon$ 則表示系統有需要再重新調諧，反之 $\hat{e} < \epsilon$ 則主電腦處在監督判斷狀態下。

3. 控制原理與方式

本文之控制原理與方式乃採用王群英先生 [4] 所提及的時間比例控制，並利用電功率之調整方法，來控制交流電壓之導通角度。配合 Smith 所提出的速度型態 (Velocity form) PID 方程式，以做為整套系統控制之規範。

時間比例控制

工業加熱系統利用的時間比例原理常見的有兩種方式：其一，乃是利用於一固定之週期內，控制交流電開的時間與關的時間之比例。其二，乃是利用 4 ~ 20 mA 的直流信號，來控制交流電壓之導通角度，然而與熱能較有直接關係者是電功率，於是本文即利用基於電功率之調整方法，來控制交流電壓之導通角度。

電功率和相角之關係

上節曾述及欲利用電功率之調整方法，以控制交流電壓之導通角度，因此需推導出兩者之關係。

當 60 Hz 之交流電流流經一電阻時，所消耗之瞬時功率為時間之函數，但一般實際之應用，取其平均值較為適切 [4]。

假設 V 代表電阻之振幅， R 代表負載之電阻，則通過負載之電壓為：

$$V(t) = V \cos \omega t = V \cos \alpha \quad (28)$$

其中 $\omega = 120\pi$ 徑/秒

而瞬時功率乃為

$$P_i = \frac{V^2(t)}{R} = \frac{V^2}{R} \cos^2 \alpha = \frac{V^2}{R} \sin^2 \alpha \quad (29)$$

在功率週期 π 內，於某一相角 ϕ (徑度量) 導通之瞬時平均功率 P ，可表示如下。

$$P = \frac{1}{\pi} \int_{\phi}^{\pi} \frac{V^2}{R} \sin^2 \alpha d\alpha \quad (30)$$

積分整理可得

$$P = \frac{V^2}{2\pi R} \left[\pi - \phi + \frac{1}{2} \sin(2\phi) \right] \quad (31)$$

根據(31)式可以繪出功率和相角的實際關係圖，如圖5。功率P設為自變數而相角 ϕ 為因變數。功率以百分率表示，設定在0%~100%的範圍。相角在0°~180°間變化。當觸發角為0°觸發時，乃是功率全導通，有最大的功率輸出。再由微分求出其反曲點，可得反曲點 $\phi = \frac{\pi}{2}$ 處，此時功率恰為50%。

王群英先生經過多次試驗後，採用正切函數的倒數，當做迴歸方程式，表示如下：

$$\phi = \frac{1}{A \tan(B \cdot P) + C} + 90^\circ \quad (32)$$

其中 A, B 和 C 為迴歸變數

ϕ 是觸發角

P 為功率

以反曲點為中心，將功率相角曲線分為上下兩段迴歸。採用非線性最小二乘方法來做迴歸。找尋參數 A, B 和 C 而得最佳迴歸線，其結果表示如下：

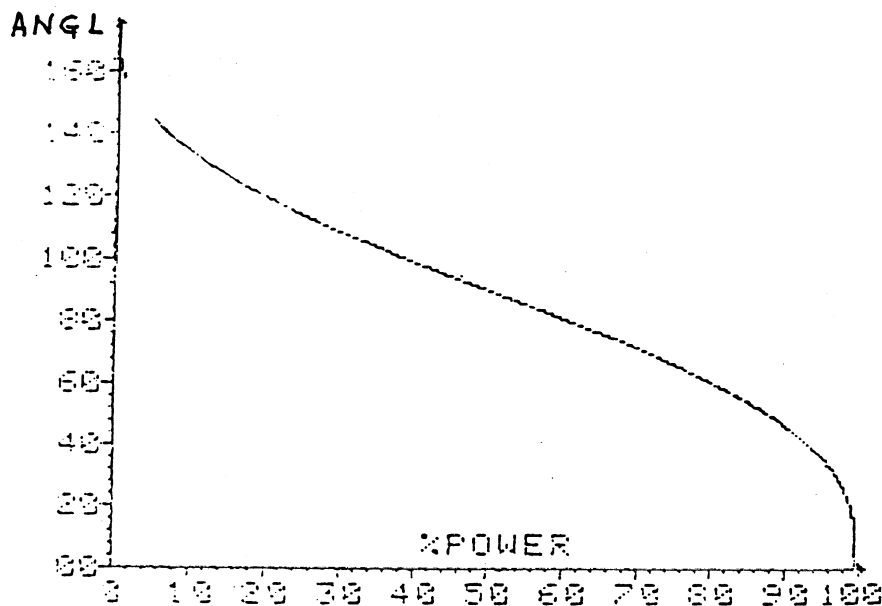
①當 2% ≤ P ≤ 50%

$$\phi = \frac{1}{(2.798 \cdot 10^{-2}) \cdot \tan(3.142 \cdot 10^{-2} \cdot P) + 1.410 \cdot 10^{-2}} + 90^\circ$$

②當 50% ≤ P ≤ 98%

$$\phi = \frac{1}{(2.798 \cdot 10^{-2}) \cdot \tan(3.142 \cdot 10^{-2} \cdot P) - 1.410 \cdot 10^{-2}} + 90^\circ$$

其餘 2% 以下或 98% 以上，可視為全關或全開。由上述可得功率和相角之關係。



圖五 功率和相角的關係圖

觸發相角和定時脈沖數(Clocks)之換算

功率和相角關係求得之後，相角必須再換成定時脈沖數，才能做精準的時間比例控制。

Apple II本身的系統定時脈沖 ϕ_0 ：每個定時脈沖大約是 1.021 微秒 (μsec)，亦即定時脈沖頻率約為 0.979 MHz。因此每個功率週期 1 / 120 秒 / 次，相當於計數 8160 個定時脈沖。所以觸發相角 (ϕ) 和定時脈沖 (ϕ_0) 之關係，可表示如下

$$\phi_0 = \frac{8160}{180} \cdot \phi \quad (35)$$

將已求得之定時脈沖數，送入 R6522VIA 的 TI 計時器倒數，一直倒數至零即自 R6522VIA 送出一個脈沖去觸發閘流體，以便導通。

控制方程式之選取

爲使 PID 控制方程式能利用於數位電腦上，可將下式連續 PID 方程式

$$P = K_p \left[e + \frac{1}{T_i} \int_0^t e dt + T_d \frac{de}{dt} \right] + P_0 \quad (36)$$

其中 K_p : 比例增益
 e : 誤差 (設定值 - 量測值)
 T_i : 積分時間
 T_d : 微分時間
 P_0 : 啓始的控制值

的積分式與微分式以連續累加與有限差分的方程式取代而成爲位置型態 (Position form)，其式如下：

$$P_n = K_p \left[e + \frac{T_s}{T_i} \sum_{k=0}^n e_k + \frac{T_d}{T_s} (e_n - e_{n-1}) \right] + P_0 \quad (37)$$

其中 P_n : 在第 n 次取樣瞬時的操縱變量 (即功率導通量)
 e_n : 第 n 次取樣瞬間的偏差量
 T_s : 取樣時間

Smith [19] 將上式修正爲速度型態 (Velocity form) 表示如下：

$$P_n = P_{n-1} + K_c \left[(e_n - e_{n-1}) + \frac{T_s}{T_i} \cdot e_n + \frac{T_d}{T_s} (e_n - 2e_{n-1} + e_{n-2}) \right] \quad (38)$$

速度型態與位置型態比較具有下面之優點：

- ① 快速的運算，減少積分時間的浪費。
- ② 每次僅需計算輸出增量，不用再重新計算總輸出量。
- ③ 節省積分所佔用的記憶容量。

基於上述之優點，本實驗的控制器動作採用速度型態。

取樣時間的決定

對數位電腦程序控制，不僅調諧參數 K_c ， T_i ，和 T_d 能影響系統之性能，取樣時間選取的好壞，同樣也能影響系統之性能 [4]。

取樣時間的選取，應視系統響應之快慢而定。在以往大電腦爲主的 DDC (Di-

rect digit control) 研究中, 已得到一些經驗取樣時間, 通常流量系統取樣時間為 1 秒, 液位和壓力系統取 5 秒而溫度取樣時間為 20 秒 [11]。

數位電腦執行 PI 和 PID 控制方程式時, 取樣時間一般必須比程序靜滯時間 (Dead time) 來得短, 且須顧及, 避免因取樣時間太小而產生積分滯帶 (Reset deadband) 現象 [11]。而本實驗一般取樣時間取為 5 秒。

溫度之校正

熱電耦所感測出來的物理量僅是電壓值, 並非吾人所要之溫度值, 所以應了解電壓值與溫度值之間的關係。因熱電耦感測出來的信號是非常微小 (mV) 為使配合 ADC0800 輸入電壓之範圍, 因此在進入 ADC0800 之前先經由電壓信號放大為— 5 V 到十 5 V 的範圍, 再送到 ADC0800 之類比信號輸入端。如此規劃後, 我們可藉由下列兩個步驟對溫度來作校正。

- (1) 藉著一已知準確之溫度計對程序量出其溫度值同時由 ADC0800 數位輸出 8bit 資料讀出其值, 每隔 5°C 做一次, 然後找出兩者之相關式, 在本文中是利用 Maquardt [13] 的最小二乘方估計法導出其關係式。將溫度當為應變數, 而數位讀值為自變數, 如此一旦得知 ADC0800 數位讀值, 即能得到相對之溫度值。
- (2) 為了讓溫度校正能達更準確, 吾人再作第二次之校正。利用上面步驟得到之關係式輸入電腦, 在本系統作閉迴路 PID 之控制。每當到達穩定時, 得出電腦之溫度讀值 (即由上步驟之關係式得出之溫度值) 同時再視溫度計之溫度值比較之。如此反覆作幾點溫度值, 根據這兩者之間的溫度重新作 Maquardt 的最小二乘方估計法再導出其關係式, 如此即能達到溫度計之讀值與電腦之溫度值相同之結果。

4. 實驗設備之介紹

實驗設備除利用兩部以 6502 中央處理單元 (Central Process Unit, 簡稱 CPU) 為主的 8 位元 Apple 微電腦與加熱槽外, 還具備下列界面 (1) 感測裝置 (Sensor device)。(2) 冷接合補償 (Cold junction) 電路。(3) 運算放大電路 (Operation ampifier)。(4) 類比對數位轉換器 (A/D Converter) 界面。(5) 零交叉電路 (Zero-cross circuit)。(6) R 6522 多功能界面轉接器 (Vers-

atile Interface Adapter, 簡稱VIA)。 (7)相位控制電路。(8)數位傳輸通訊界面。(9)電源供應器, 等等硬體界面。

利用其中一部 Apple 微電腦專司控制, 而另一部 Apple 則專司監督與調諧。在控制方面以閘流體 (TRIAC) 作最後控制元件 (Final control element), 控制加熱槽的電功率導通量, 以便控制水槽之溫度, 並採用 J 一型態的熱電耦 (Thermal couple) 當為本系統的溫度感測器, 將所測得之電壓送經放大電路放大後, 再經由類比對數位轉換器, 轉換成數位信號, 以此數位信號送回控制電腦再與主電腦送來之設定點 (Set point) 相比較以得一誤差信號, 然後經由 PID 方程式依誤差信號來決定功率之導通量, 以修正目前之溫度, 並記錄其輸出溫度值, 並傳予主電腦。如此反覆運作, 直至系統穩定。然後由控制電腦藉著通訊界面傳終止碼給主電腦, 讓主電腦停止接收資料, 進入調諧監督狀態, 立即根據前面所述之調諧理論找出一新的較佳調諧值, 找出之後再傳給控制電腦, 控制電腦根據傳來之新調諧參數, 繼續做控制, 反覆前述動作, 以完成自動調諧之功能。整個系統迴路圖如圖 6 所示, 而系統方塊圖則如圖 7 所示。又本研究硬體界面除了微電腦主機外, 其餘分別探討如下:

一、水槽與加熱器

實驗程序之設備是利用 2500 cc 的水槽配合一支功率為 1200 W 的加熱器 (Heater) 用來對水加熱。為了使冷却水流量一定, 將水位固定, 如此水壓一定, 流量即固定。

二、感測裝置

本實驗中溫度感測器是利用 J-type 熱電耦 (正極材料為鐵, 負極材料為銅鎳合金)。熱電耦的熱電動勢, 因係依據測溫點與基準接點處之溫度差而定, 故執行接點處之溫度測定時, 須使基準接點 (冷接點) 處之溫度保持一定才可。否則冷接點周圍溫度一旦變動將使熱電耦對輸出值產生很大的誤差。所以, 一般將冷接點置於冰槽內, 或者減掉在周圍溫度範圍的冷接點之電壓 [7]。由於前者不方便製作, 所以吾人採用後者, 利用 Analog Device 公司出品的 AD 580 在 15°C 至

35 °C 周圍範圍內提供補償，並利用 AD580 高精確的 2.5V 輸出參考電壓來抵補 A/D 590 在 0 °C 的輸出電流 [9]。如圖 8 所示。

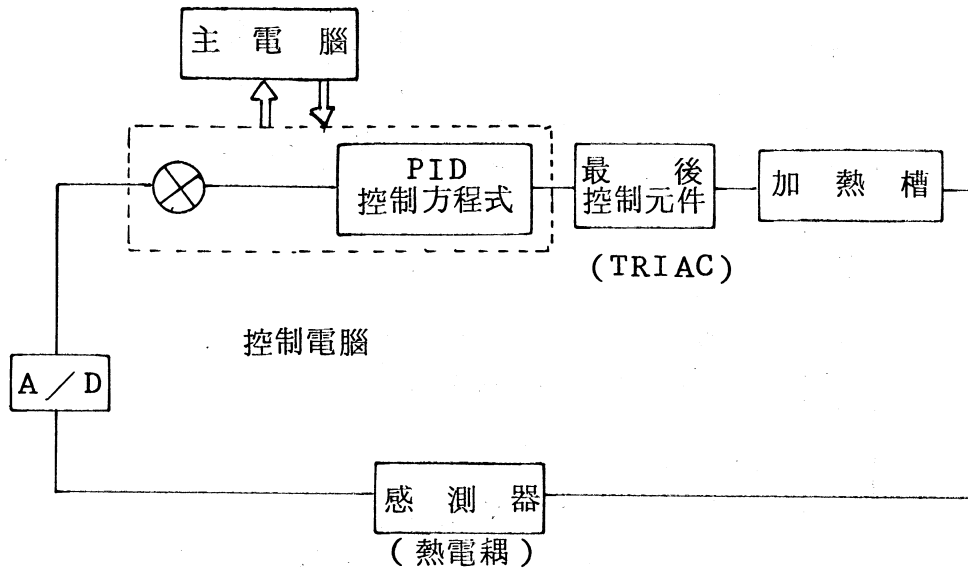


圖 6 : 控制迴路圖

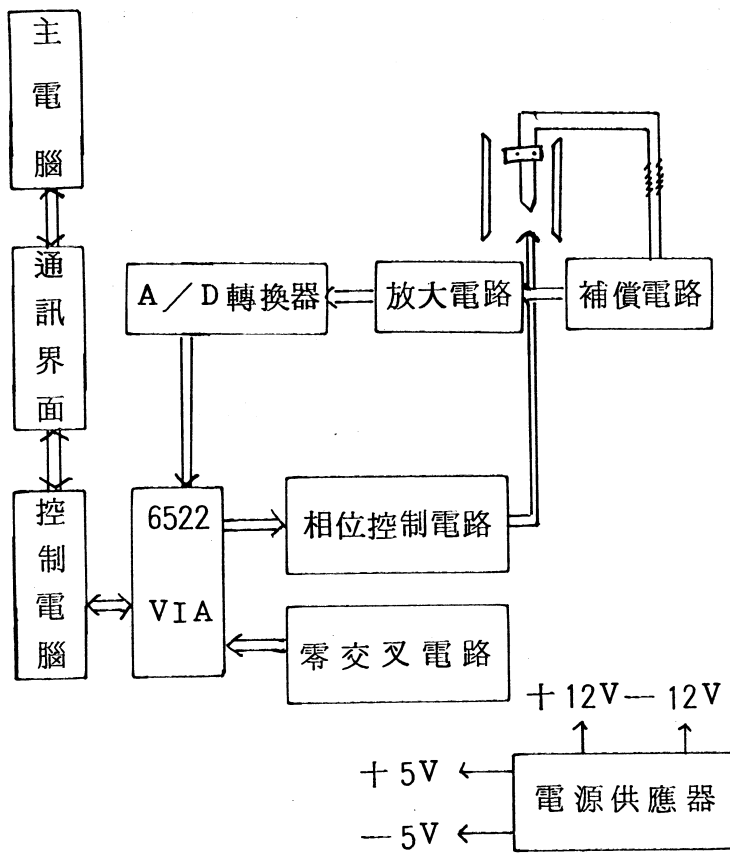


圖 7 : 系統方塊圖

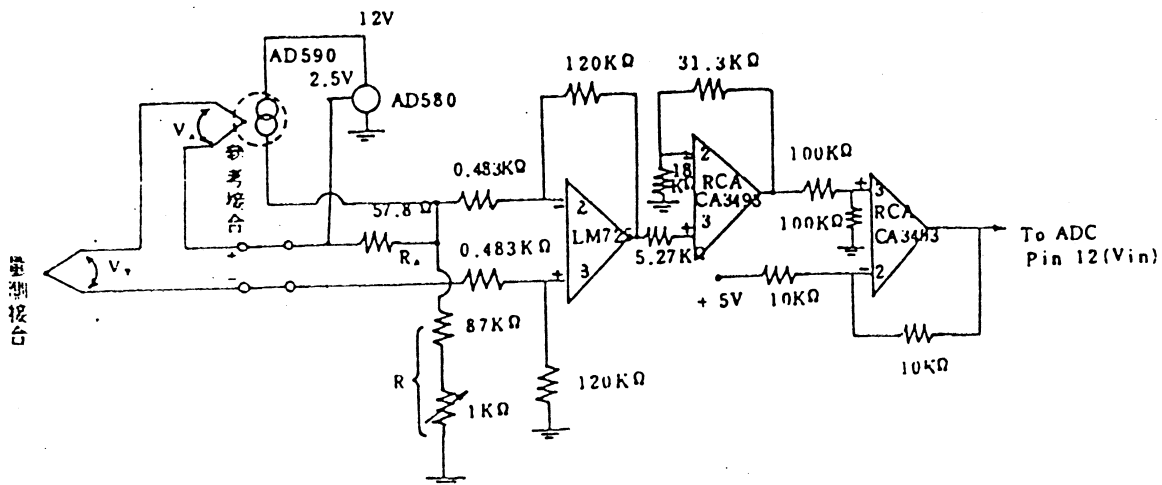


圖 8 : 量測與放大電路圖

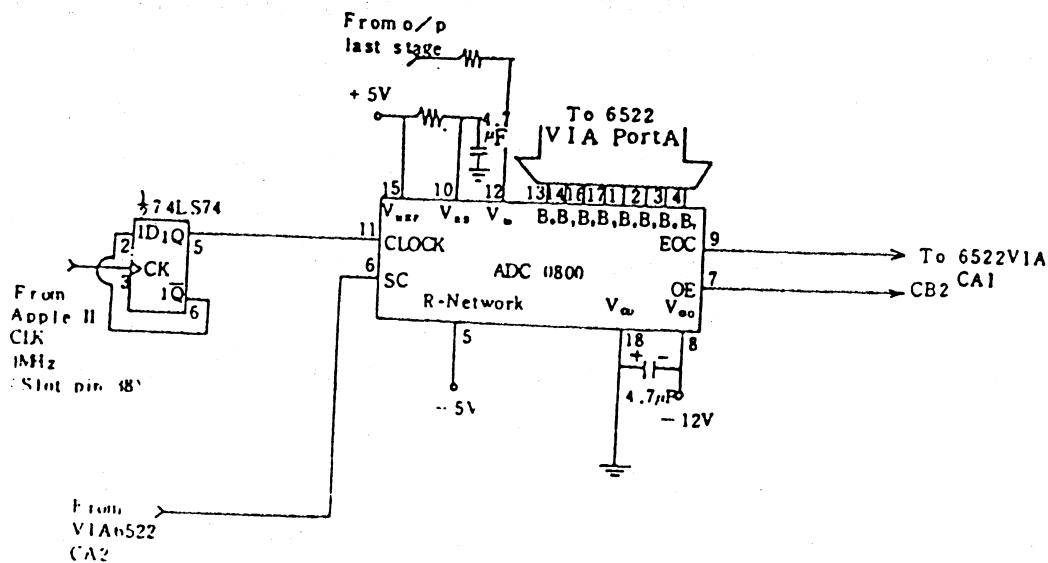


圖 9 : A / D 介面電路圖

三、運算放大(Operational amplifier)電路

熱電偶之熱電動勢輸出電壓極其微小(毫伏)，工業測量中，僅就此類微小訊號執行直接運算與傳輸時，無論對干擾防範措施，或訊號處理而言，均非上策。且為了符合 A / D 轉換之規格— 5 V ~ + 5 V，須將此類微小訊號先行放大。執行低位準訊號放大時，OP 放大器則可能有偏位電壓漂移、雜訊干擾等問題產生。

為了防止上述問題產生，於是採用一個 LM725 儀器放大器 (Instrument OP)，它具有高環路增益，低抵補和漂移，輸入阻抗高，對雜訊之免除能力高，溫度效應好。再配合二級 RCA CA3493 OP 做差動放大，以產生 A / D 轉換之規格— 5 V ~ + 5 V。如圖 8 所示。

四、類比至數位之轉換器(A/D Converter)

採用美國國家半導體公司出品的 8bit A / D 轉換器 ADC0800。ADC0800 是利用連續概算法的技巧，當收到開始轉換的信號後在 40 個脈波內即將類比輸入電壓轉換為其相對的數位值。而轉換所需之時間，依輸入的時脈頻率而定，在本文將

其輸入時脈定為 500 kHz ，利用 Apple II 本身 1 MHz 之時脈透過 7474 數位 IC 除 2 以得到 500 kHz 之輸入時脈，所以轉換之時間為 $80 \text{ } \mu\text{sec}$ 。

為了讓 ADC0800，表示我們正要讀取外界電壓，為了得知 ADC0800 是否已完成轉換工作，所以界面電路需具有接收 ADC0800 所送出的轉換完成信號 (EQC)，通知 CPU 到界面電路讀取數值，當 CPU 接收到 EOC 之信號，CPU 會再送一信號給 ADC0800 的 OE (Output enable)，啓用了 ADC0800 輸出，以使輸出經資料匯流排傳至 CPU 內。本研究利用 R6522 VIA 以完成上述界面功能，即藉著其握手式 (Handshake) 輸出、入線 CA1，CA2 及 CB2 與 ADC0800 之 SC (Start conversion)，EOC 及 OE 相連接，利用軟體程式加以控制。

一旦 CPU 得知 ADC0800 已完成轉換工作後，即執行一讀的動作，ADC0800 轉換數位之值，透過 6522 VIA 的 A 埠 (Port) 即刻送予 CPU，其線路圖可視圖 9。

五、零交叉電路 (Zero-Cross Circuit)

利用兩個光電耦合元件 MCT 2，如圖 10 所示，當交流電壓不在零電位附近時，其中有一光耦合輸出為低電位，另一光耦合為高電位，SN 74132 輸出端為低電位。而當交流電壓位於零電位附近時，兩個光耦合之輸出均為高電位，那麼 SN 74132 輸出端即為高電位。交流電信號為 60 Hz ，所以每週期可得兩個零交叉點，所以此信號為 120 Hz ，每秒可產生 120 個零交叉信號，可做為計時用。如圖 10 所示。

六、R6522 多功能界面轉接器

(Versatile Interface Adapter) 簡稱 VIA)

R6522 VIA 具有兩組 8 bit 雙向輸入/輸出埠，通常稱為埠 A (Port A)，埠 B (port B)。本文利用埠 A 當為輸入端，連接 A/D 轉換器轉換輸出位元，PB6 腳接零交叉訊號之輸入端，做為 T2 計時器計時之用，PB7 腳外接脈沖變壓器，做為相位控制用，控制閘流體的功率導通角度。而 CB1 腳也接於零交叉中斷之輸出端，以便使 VIA 產生零交叉中斷。CA1，CA2 和 CB2 又分別與 A/D 轉換器之 EOC，SC，OE 相接以控制 A/D 轉換器能正確的讀值。如圖 10 所示。

七、相位控制電路

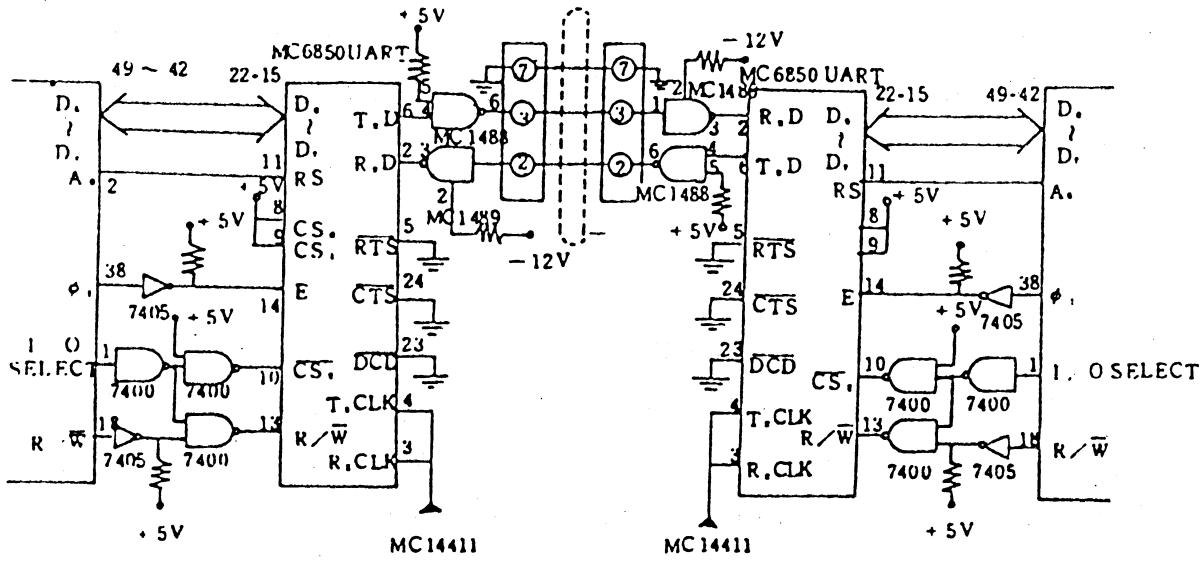


圖 11 : 通訊界面圖

Motorola 出產的 MC 14411 位元率產生器 (Bit rate generator) 提供 MC 6850 UART 所需的傳送與接收時脈，其整個輸界面之規劃如圖 11 與圖 12 表示。

另一方面，電子工業協會 (EIA) 採用的串列資料通訊標準稱為 RS-232-C 標準 [12]，此標準規定信號電壓準位與連繫交換信號。定義電壓準位；邏輯 1 之電壓值需比 -3 V 更低，而邏輯 0 之電壓值要比 +3 V 更高。所用之典型電壓值是 ±12 伏特。使用如此大之電壓值的理由是要增加雜訊之免疫力 (Noise immunity)。因 RS-232-C 電壓準位不能與標準 IC 族和微計算機元件的電壓準位配合所以通常需要某些型式的界面電路將 RS-232-C 準位轉換成 TTL 的準位，或相反的轉換。於是利用 MC1489 來將 RS-232-C 之準位換成 TTL 之準位，MC1488 來將 TTL 之準位轉換成 RS-232-C 之 ±12 V，如圖 12 所示。

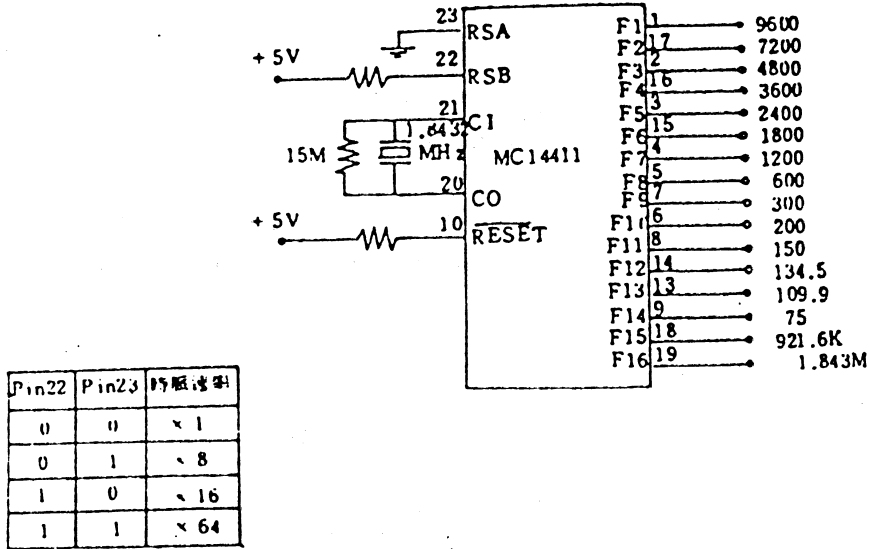


圖 12 : 時脈產生電路圖

九、電源供應器

利用功率晶體 LM7812 與 LM7912 和 LM336 產生 ± 12 V 及 ± 5 之直流電壓，如圖 13 所示。

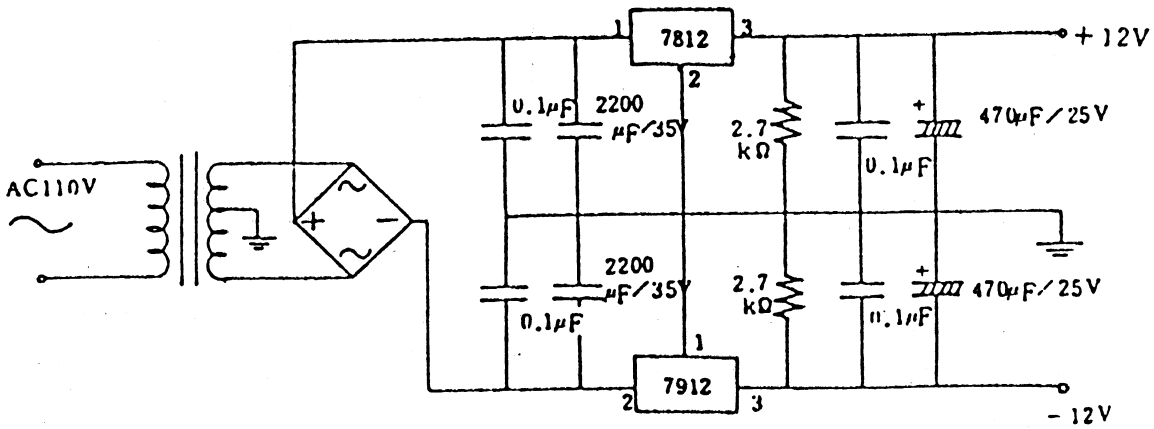


圖 13 : 電源供應電路圖

5. 軟體設計

由於本研究利用到兩部電腦，而每部電腦各有它的軟體功能。下節即就每部電腦軟體來加以探討，但因組合語言副程式頗多，吾人乃將其各副程式之名稱、功能及記憶位址附於表 2。

表 2 組合語言副程式一覽表

	編號	指標名稱	進入點	名稱
控制電腦	1.	IDT	\$ 6000	起始設定驅動副程式
	2.	WAI	\$ 60 A1	時間延遲 0.5 秒副程式
	3.	READ	\$ 300	資料讀取副程式
	4.	RDCEV	\$ 6200	接收參數及設定變數副程式
	5.	TRANS	\$ 621 F	傳送溫度資料副程式
	6.	FINAL2	\$ 623 E	傳送終止碼副程式
	7.	ITOS	\$ 6286	接收預備碼副程式
	8.	RVEV	\$ 62 AD	接收起始碼副程式
主電腦	9.	THREE	\$ 6000	傳送參數及輸入設定變數副程式
	10.	RDREE	\$ 6020	接收溫度資料與辨認終止碼副程式
	11.	FINALI	\$ 604 B	傳送預備碼與起始碼副程式

主電腦軟體程式之規劃

主電腦在本系統中主要功能在做調諧與監督之用，而調諧與監督所用之原理與方程式在本文前面已詳述，因需具備計算面積與辨認之功能，故以 BASIC 設計成主程式，其流程圖表示於圖 14。主電腦猶如一部監視器，而控制電腦僅是當控制器用，所以參數之設定，皆應由主電腦供給控制電腦，那麼主電腦必須具有傳送之功能。至於所要調諧與監督之對象——溫度之變化，必須經由控制電腦透過通訊界

面傳送給予的取樣溫度而得。所以主電腦需有傳送與接收之功能，同理，控制電腦也需配合主電腦同樣具有傳送與接收之功能。

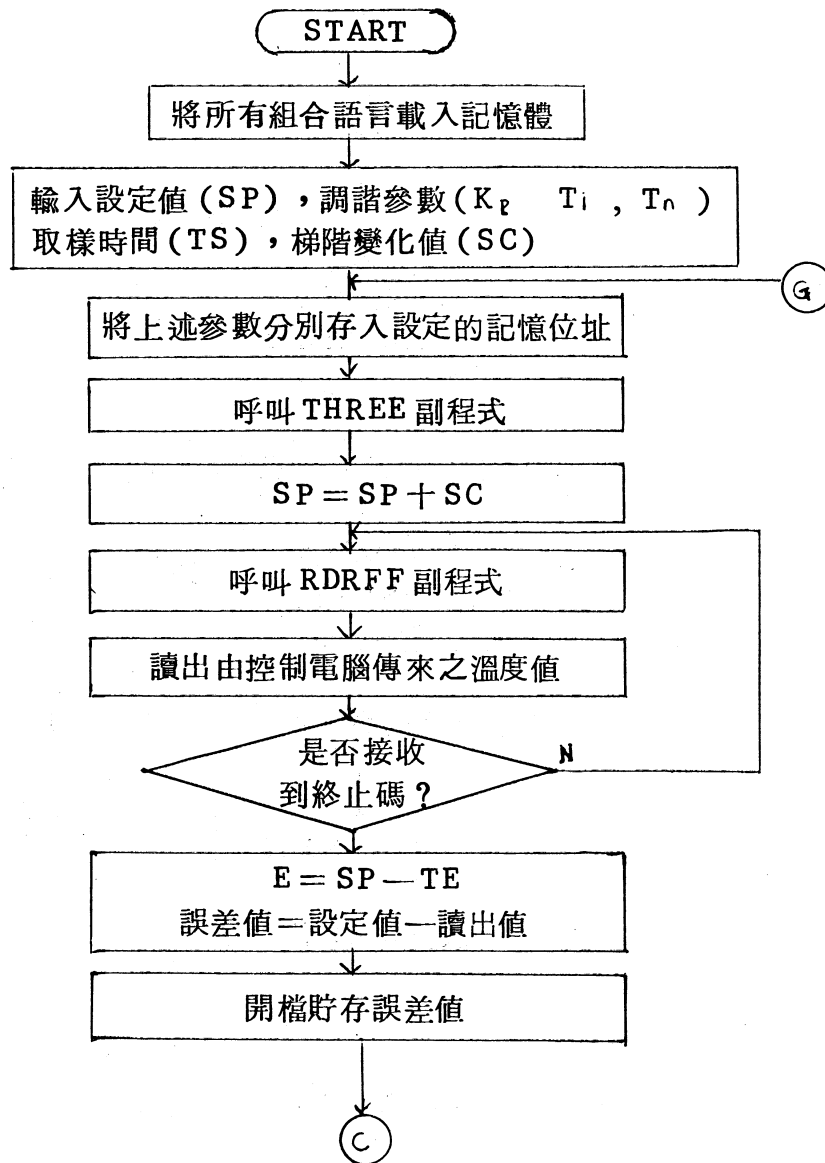


圖 14a : 主電腦 BASIC 主程式流程圖

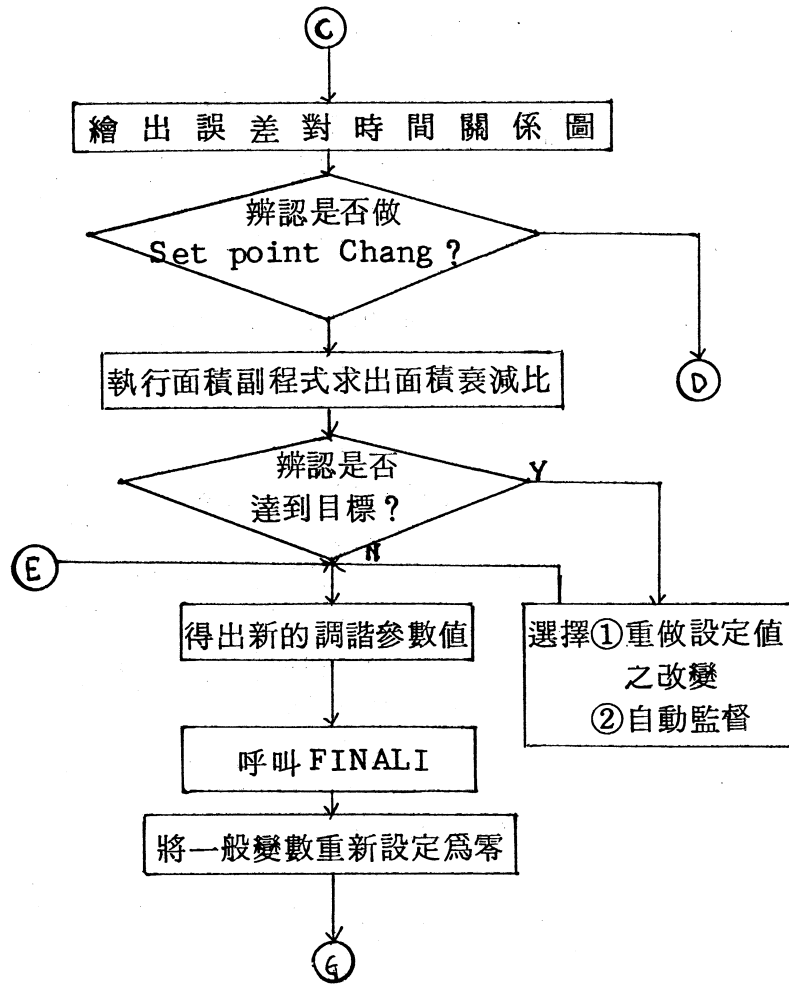


圖 14b : 主電腦 BASIC 主程式流程圖

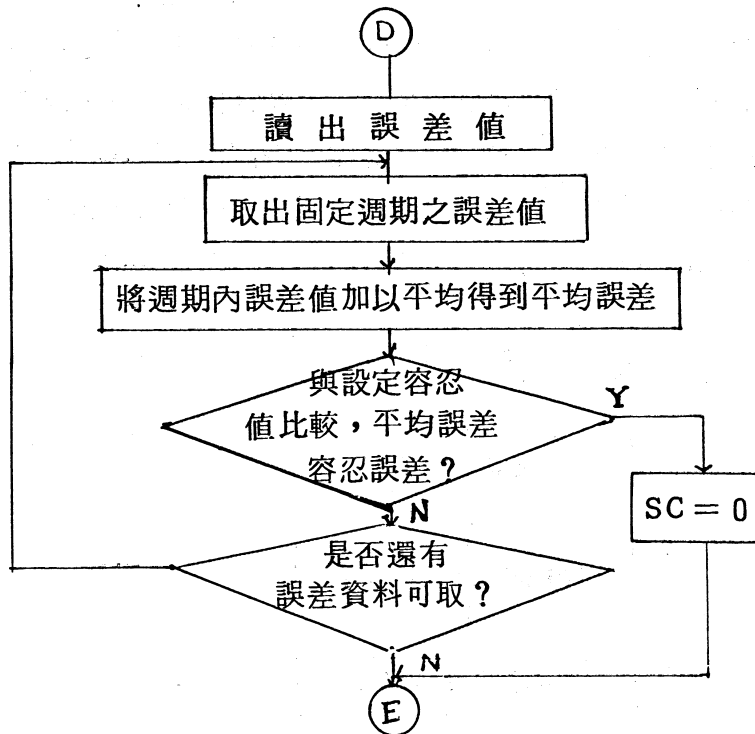


圖 14C：主電腦 BASIC 主程式流程圖

主電腦所使用到的組合語言副程式如表 2 並簡述於下：

(1) 傳送參數及輸入設定變數副程式

因吾人將控制電腦完全視為一控制器，沒有監督之功能，而監督完全落在主電腦上，所以控制電腦所需之初始資料如設定點 K_p ， T_i ， T_d ，取樣時間及梯階變化量皆應由主電腦透過通訊界面來得到，而主電腦就必須具備傳輸這些參數及變數之軟體，其流程圖如圖 15。

(2) 接收溫度資料與辨認終止碼副程式

主電腦欲做調諧與監督，其對象是誤差值。誤差值為設定值與所讀入之溫度值之差，欲得到溫度值就需由控制電腦透過通訊界面而傳來以便主電腦接收，所以主電腦需具有接收溫度值之功能，因本研究傳送與接收皆設計為一次一個資料的傳送與接受，然而何時主電腦不再繼續接收，而進入調諧狀態，於是吾人設計一終始碼以便主電腦一旦接收到此終止碼即停止接收資料，其流程圖參見 16。

(3) 傳送預備碼與起始碼副程式

因本研究利用趨近式的調諧法，並不能保證調諧一次即能達到吾人所要求之最終目的，而需反覆調諧，每次調諧所得一組較好之調諧值，就該傳予控制電腦，然而控制電腦在主電腦做調諧期間不能完全處在等待接收資料狀態下，否則將使程序狀態改變，那麼就未能達到控制之要求。是故每當電腦調諧完畢，即刻送出一預備碼，令控制電腦準備接收，主電腦預備碼已被控制電腦接收到時，為了確定控制電腦已在準備下，再送一起始碼給控制電腦，其流程圖參見圖 17。

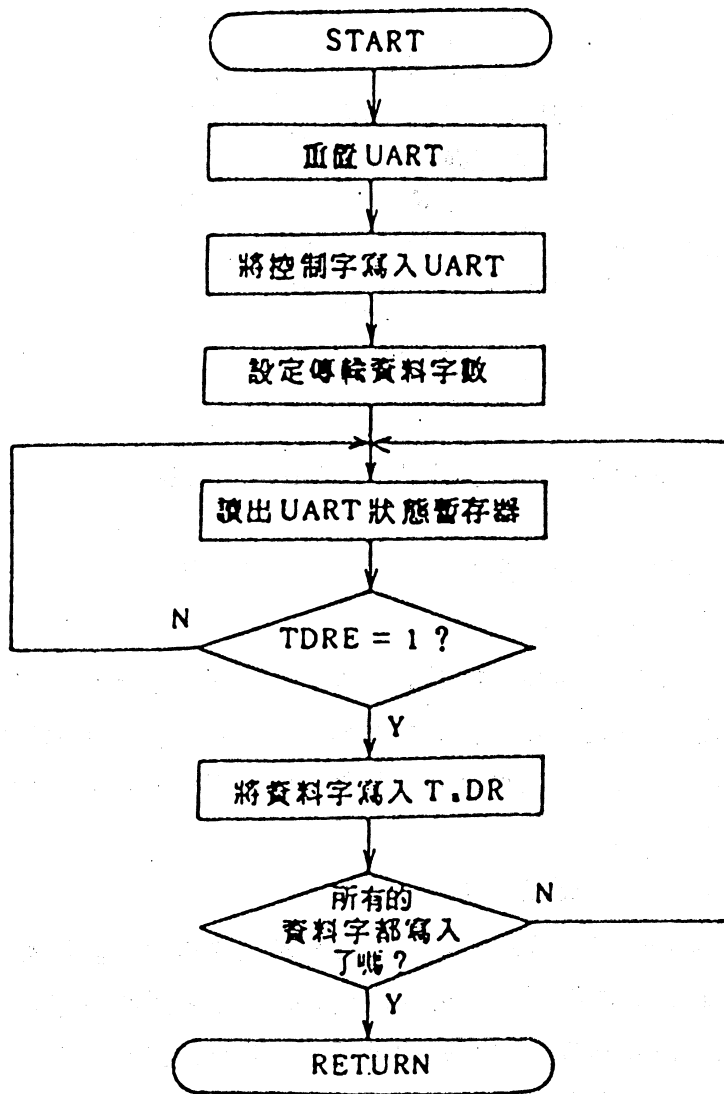


圖 15：傳送參數及輸入設定變數副程式流程圖

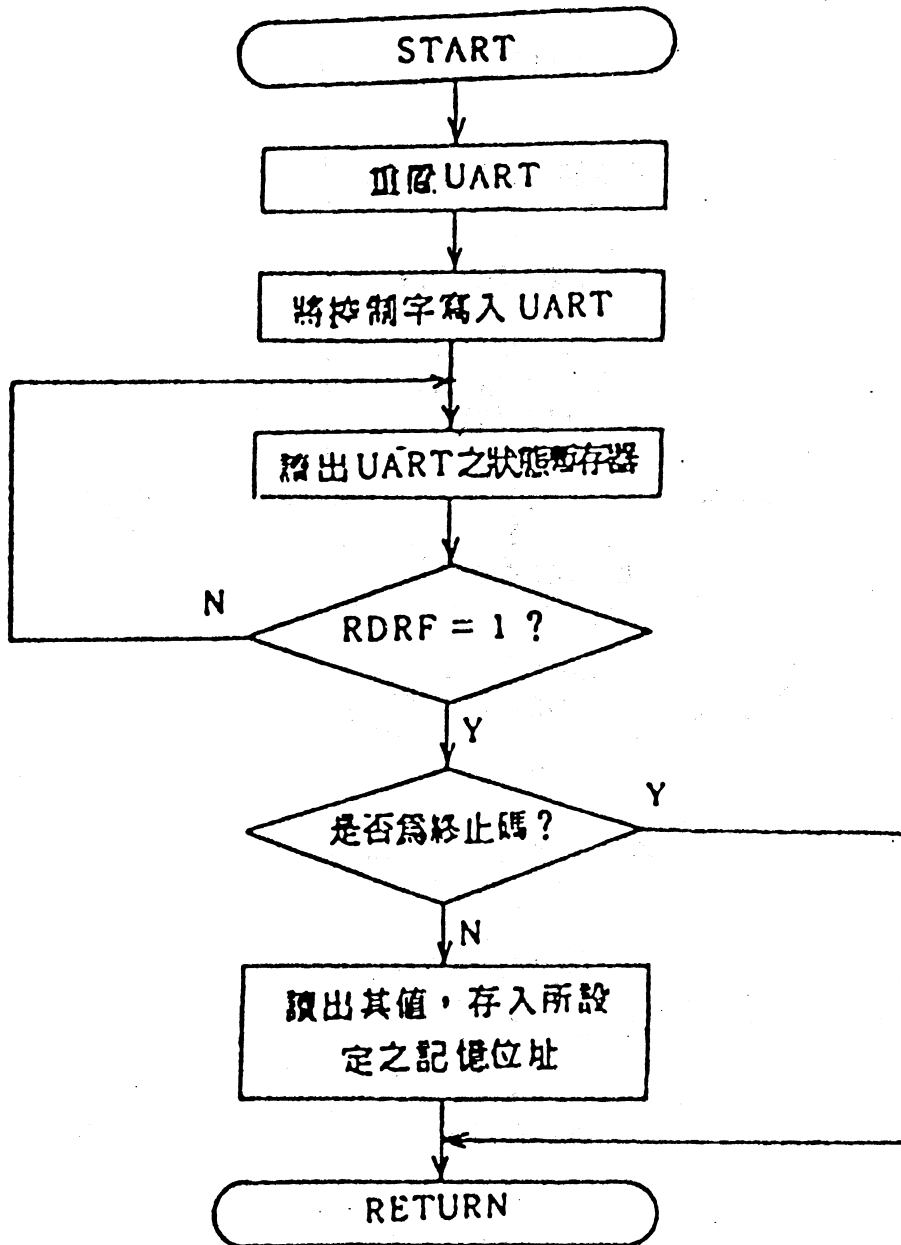


圖 16：接收溫度資料與辨認終止碼副程式流程圖

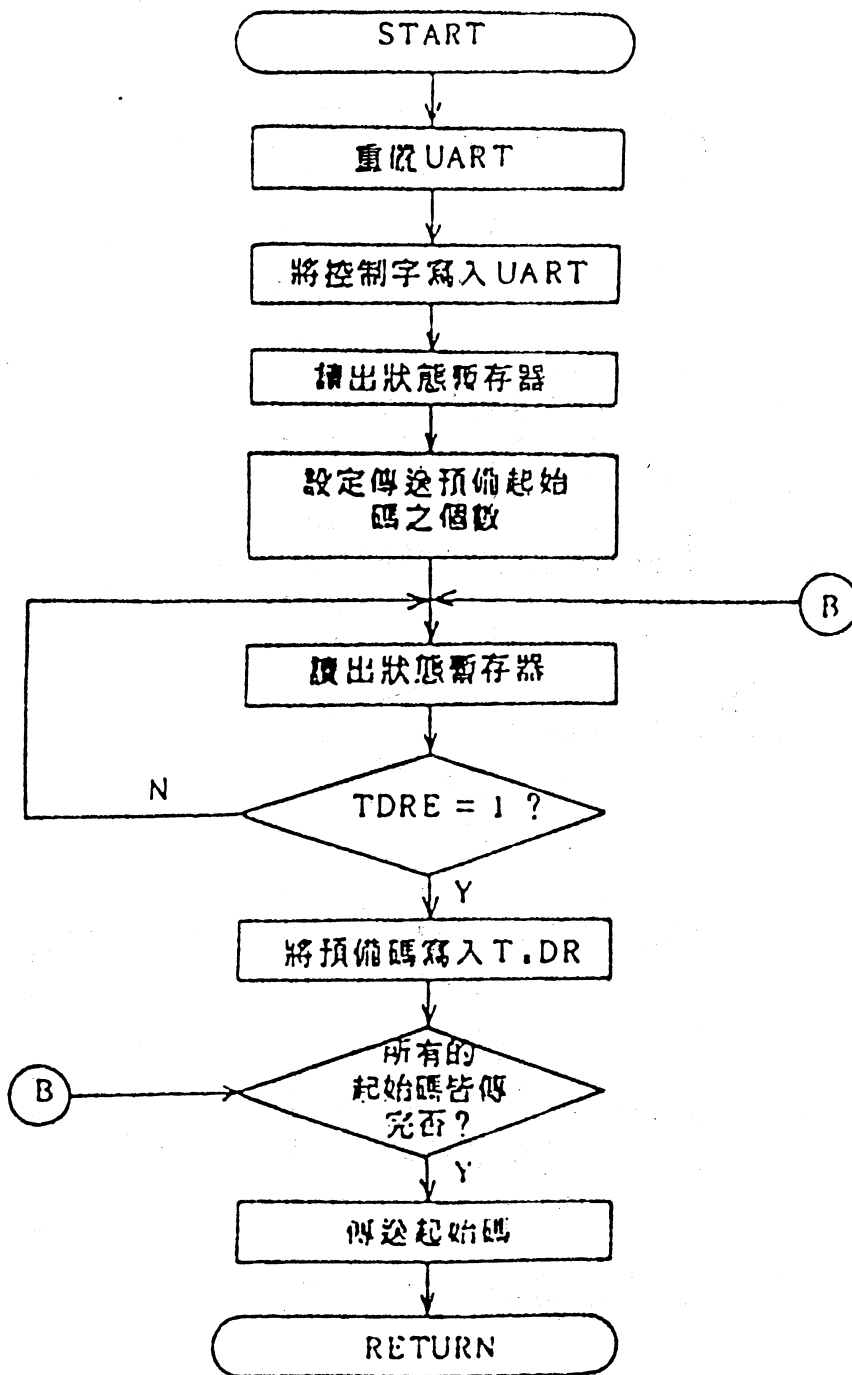


圖 17：傳送預備碼與起始碼副程式之流程圖

控制電腦軟體之規劃

前述主電腦具有傳送與接收之功能，相對的，控制電腦也需具有傳送與接收的功能以茲配合。控制電腦除了應具有傳送與接收功能外，還需具備對整個界面之控制，諸如控制功率之導通量，讀取 A/D 類比對數位轉換成的取樣溫度值等等皆需軟體配合硬體加以控制，這些界面軟體之控制皆以組合語言副程式設計而成。至於控制電腦 BASIC 主程式用來計算 PID 操縱量之輸出，與螢幕之顯示，及做溫度之校正，其流程圖參見圖 18。

BASIC 之主程式分別以三段 BASIC 副程式來控制，現在闡述此三段副程式之功能。

(1) 起始穩定副程式

一程序在做調諧控制時，需處於穩定狀態下，才能對程序打入一梯階變化或一脈沖擾動，以做調諧。因此本系統為了事先讓程序穩定，故需先控制與辨認系統是否穩定。其流程圖參見圖 19。

(2) 設定點改變控制副程式

當程序達穩定時，為了配合調諧方法，給予一梯階變化，視其響應情形，且將響應情形傳予主電腦，讓主電腦根據響應加以調諧，所以此副程式不僅需具備設定點改變之控制外，還需每得一響應溫度值，就送予主電腦的功能，其流程圖參見圖 20。

(3) 繼續控制副程式

當主電腦已接收完所有響應溫度值後，進入調諧狀態，不再接收控制電腦之響應值，此時控制電腦必須繼續控制以維持系統穩定，且還要監視主電腦是否有新的參數要送來，其流程圖參見圖 21。

由上述三段 BASIC 來完成整個控制，每段都需處於 PID 控制下，其 PID 輸出副程式，參見圖 22，其中的 ϕ_1 和 ϕ_2 是代表不同的操縱量和角度換算方程式，表示如下：

$$\phi_1 = 90^\circ + \frac{1}{(2.798 \times 10^{-2}) \cdot \tan(3.142 \times 10^{-2} \cdot P_n) - 1.410 \times 10^{-2}} \quad (39)$$

$$\phi_2 = 90^\circ + \frac{1}{(2.798 \times 10^{-2}) \cdot \tan(3.142 \times 10^{-2} \cdot P_n) + 1.410 \times 10^{-2}} \quad (40)$$

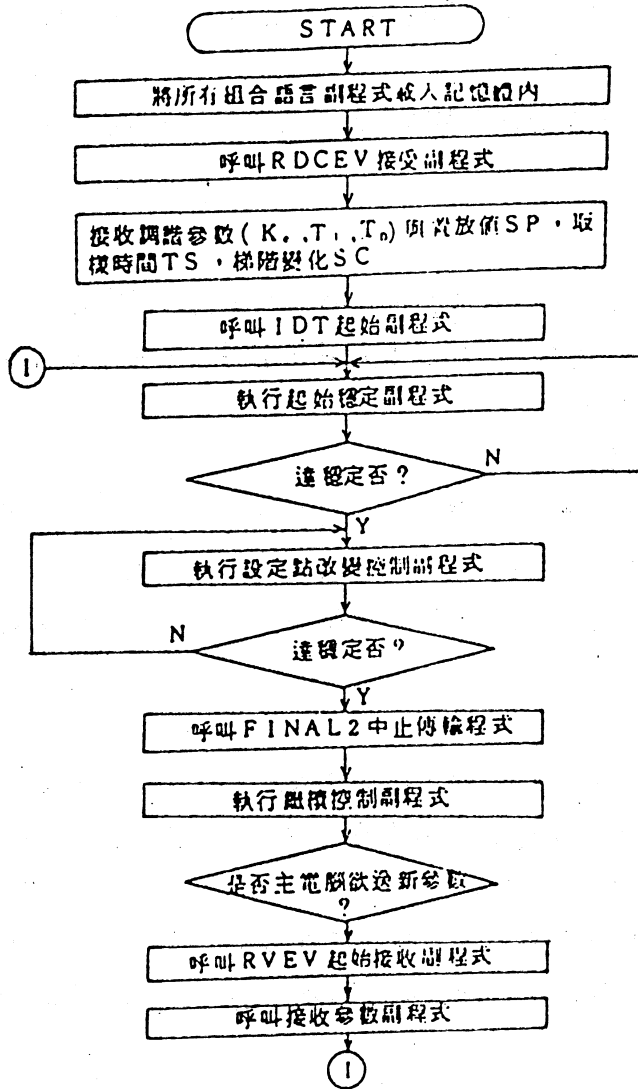


圖 18：控制電腦 BASIC 主程式流程圖

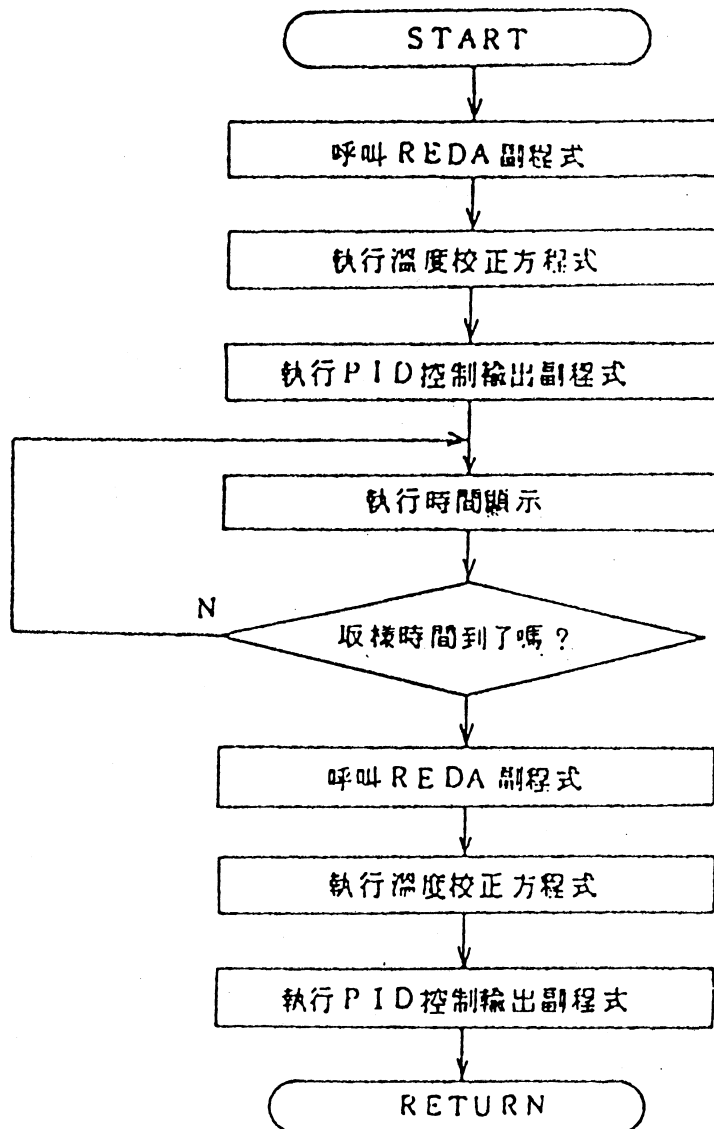


圖 19：起始穩定副程式流程圖

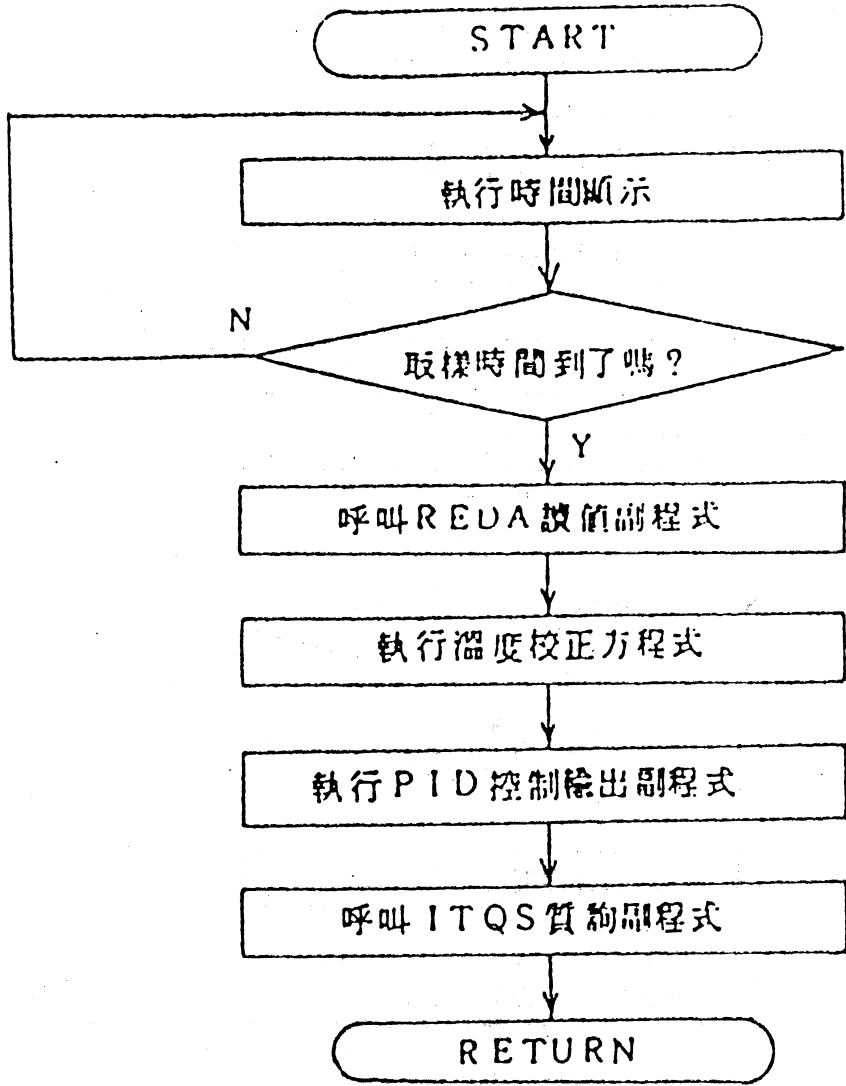


圖 20：設定點改變控制副程式流程圖

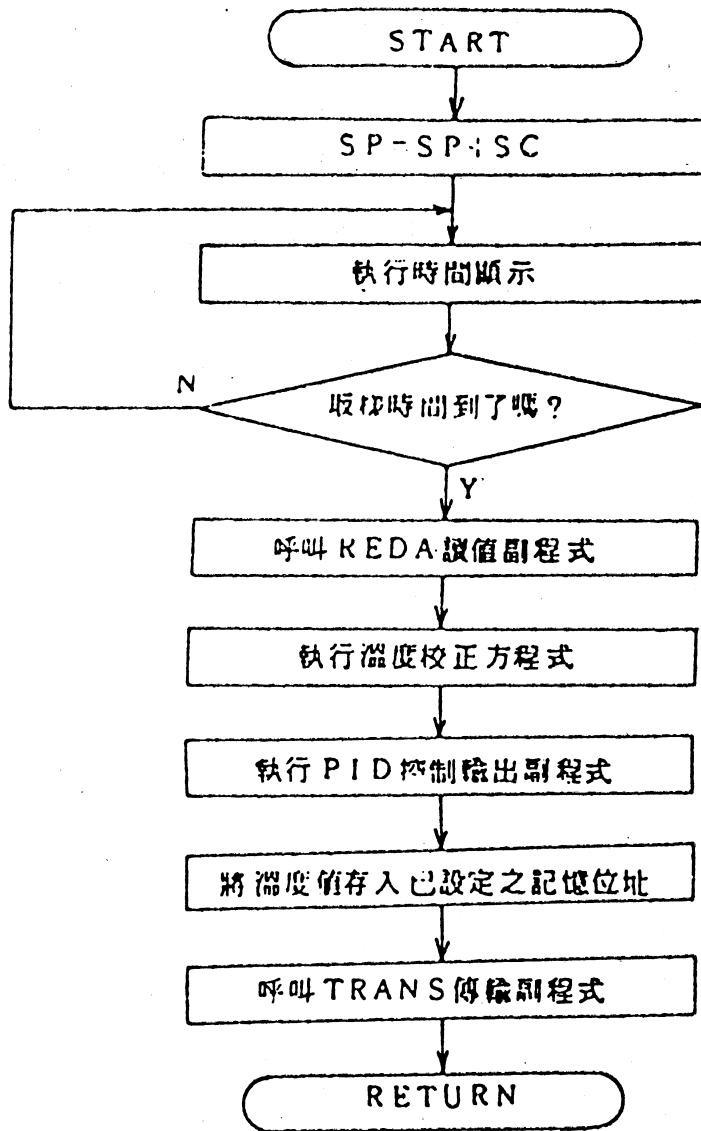


圖 21：繼續控制副程式流程圖

至於控制電腦所使用到的各個組合語言副程式，如表 2，並簡述於下：

(1) 起始設定驅動副程式

在執行控制前，將變數位址加以清楚，並設定 R 6522VI A 的各種用途及中斷向量指標，參見流程圖 23。

(2) 中斷服務副程式

此程式用以處理兩種中斷：(a) 零交叉中斷，(b) 增秒中斷。零交叉中斷時，將 PID 方程式計數好的定時脈沖數，送入 R 6522VI A 的 TI 計數器中，以控制閘流體的導通量。至於產生增秒中斷時，會將原有時間加上一秒。參見流程圖 24。

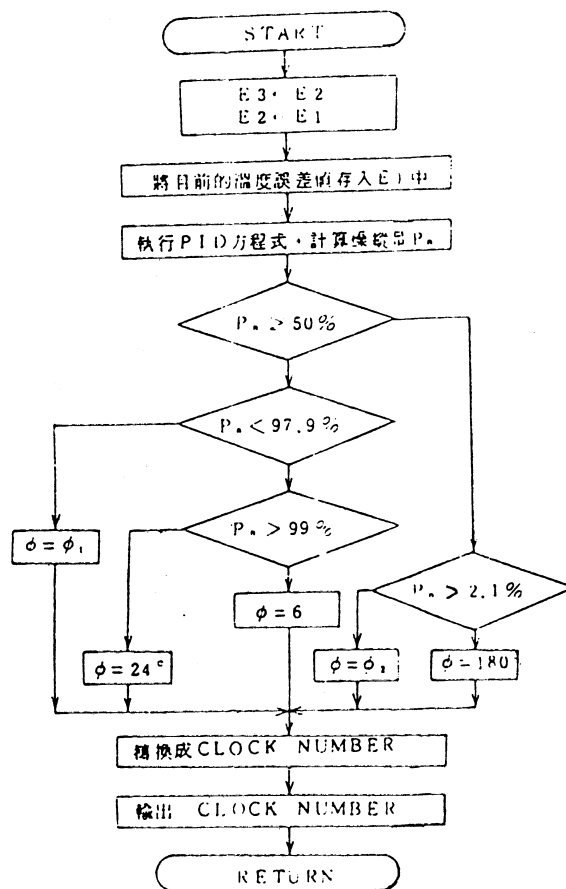


圖 22：PID 操縱量輸出副程式流程圖

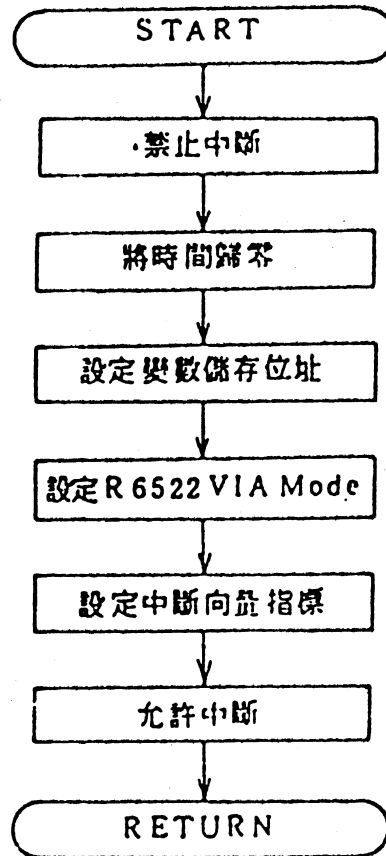


圖 23：起始設定驅動副程式流程圖

(3)資料讀取副程式

讀取由 A / D 轉換完成，透過 R 6522 VIA 之 A 埠的輸出暫存器，將其值存在零負位址 \$ 4 A 以上以便由主程式來取出。參見流程圖 25。

(4)等待時間副程式

利用 APPLE II 本身監督程式中的副程式，設計 0.5 秒的等待時間。

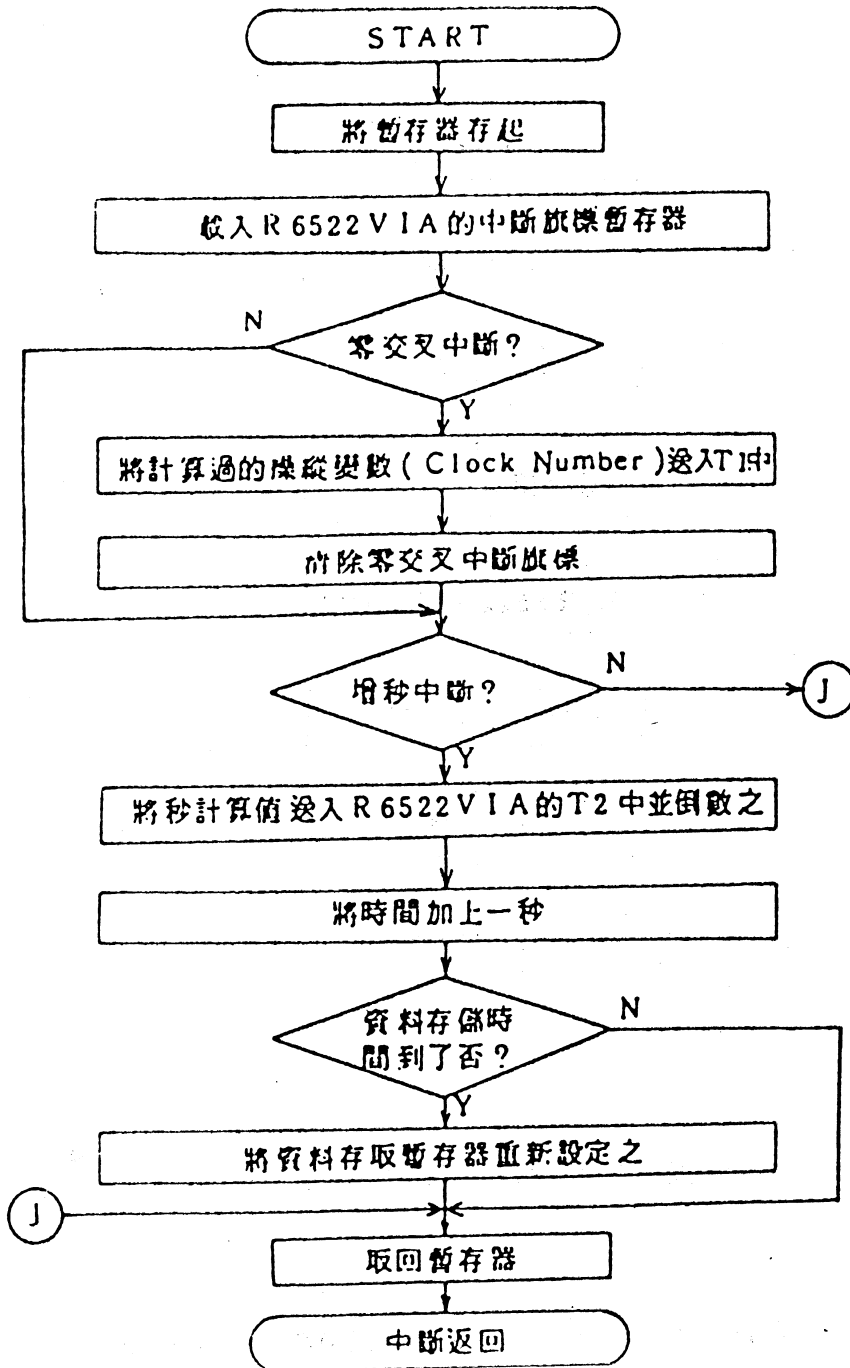


圖 24：中斷副程式流程圖

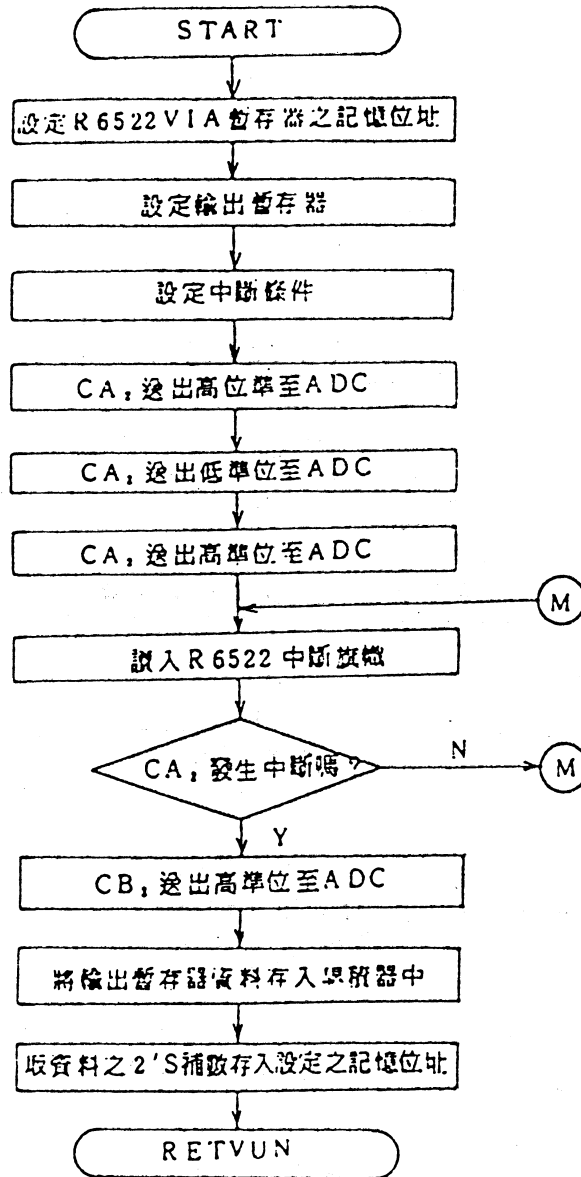


圖 25：資料讀取副程式流程圖

(5)接收參數及輸入設定變數副程式

將主電腦送來的調諧參數 K_p , T_i , T_d , 取樣時間, 梯階變化量及設定點加以接收, 參見流程圖 26。

(6)傳送溫度資料副程式

將 A/D 轉換讀出之值配合此副程式透過通訊界面送給主電腦。參見流程圖 27。

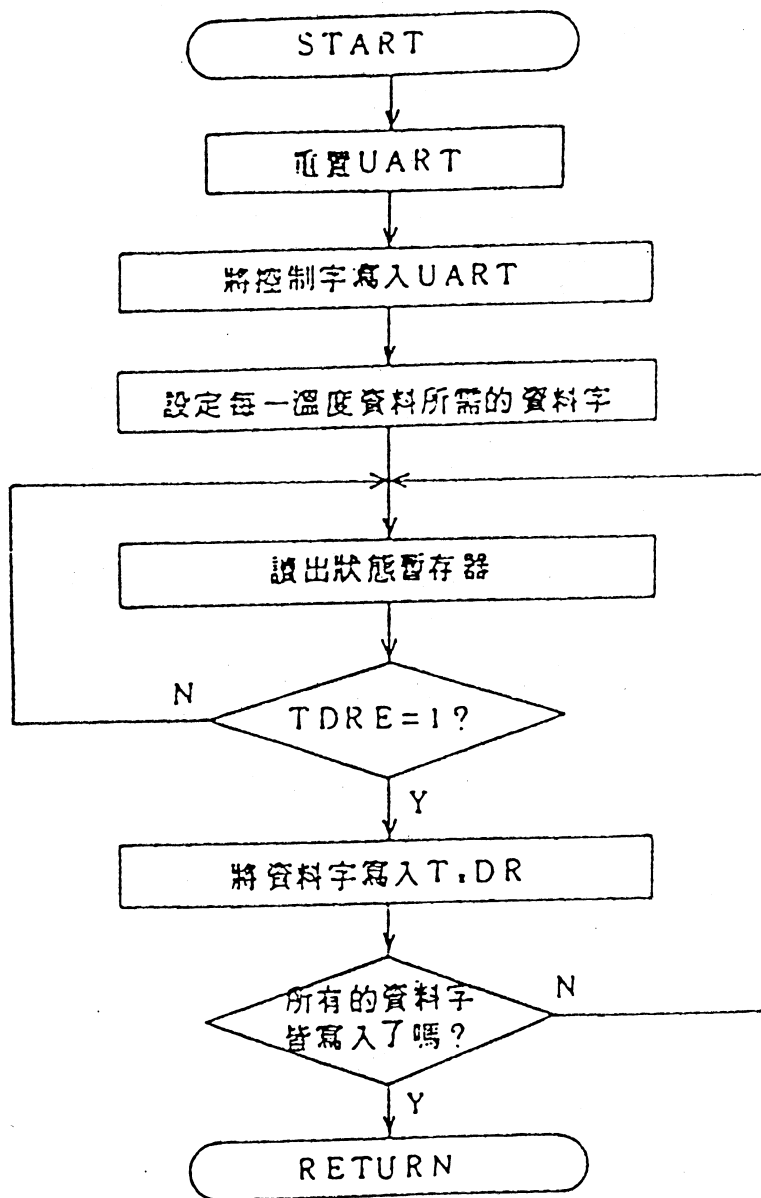


圖 26 : 接收參數及輸入設定變數副程式流程圖

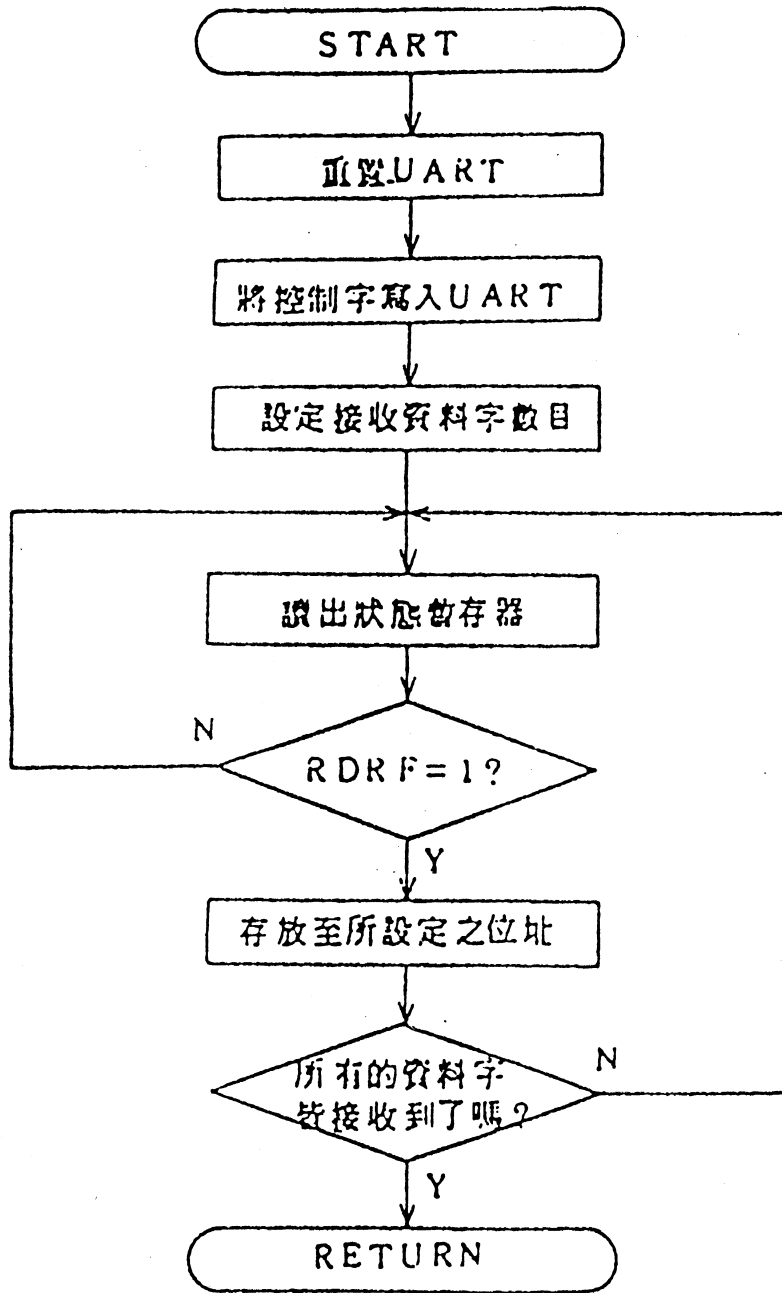


圖 27：傳送溫度資料副程式流程圖

(7)傳送終止碼副程式

主程式在執行設定點改變時程序若已達穩定，此時即由控制電腦送一終止碼給予主電腦，以告知主電腦不用再等待資料，進入調諧狀態。參見流程圖 28。

(8)接收預備碼副程式

控制電腦主程式在執行繼續控制時，要不斷的監視主電腦是否有新的參數要送來。參見流程圖 29。

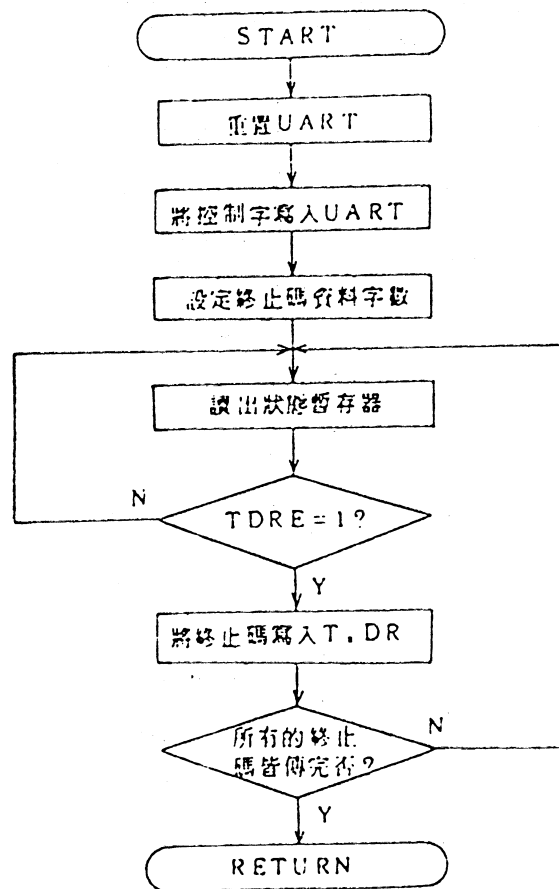


圖 28：傳送終止碼副程式流程圖

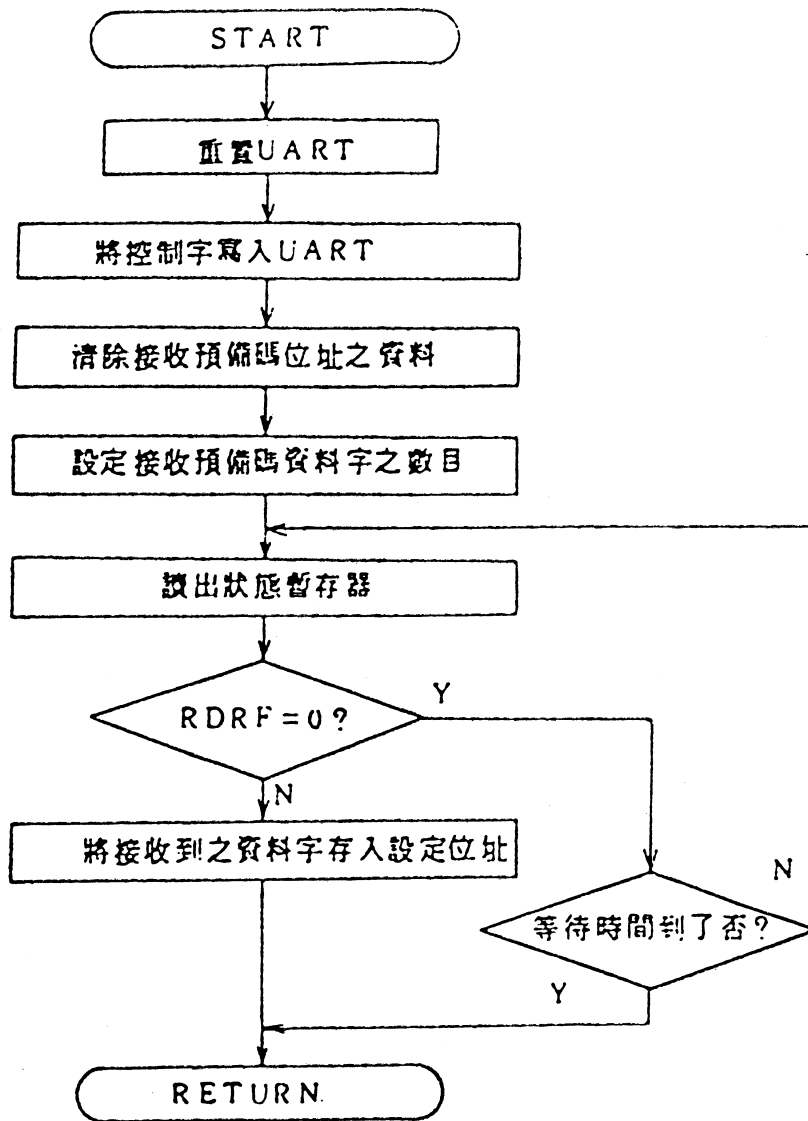


圖 29：接收預備碼副程式流程圖

(9) 接收起碼副程式

一旦控制電腦已接收到預備碼時，即刻執行此副程式，辨認是否有新參數要送來，是否到了。參見流程圖 30。

以上所述之軟體設計詳細作法如附錄。

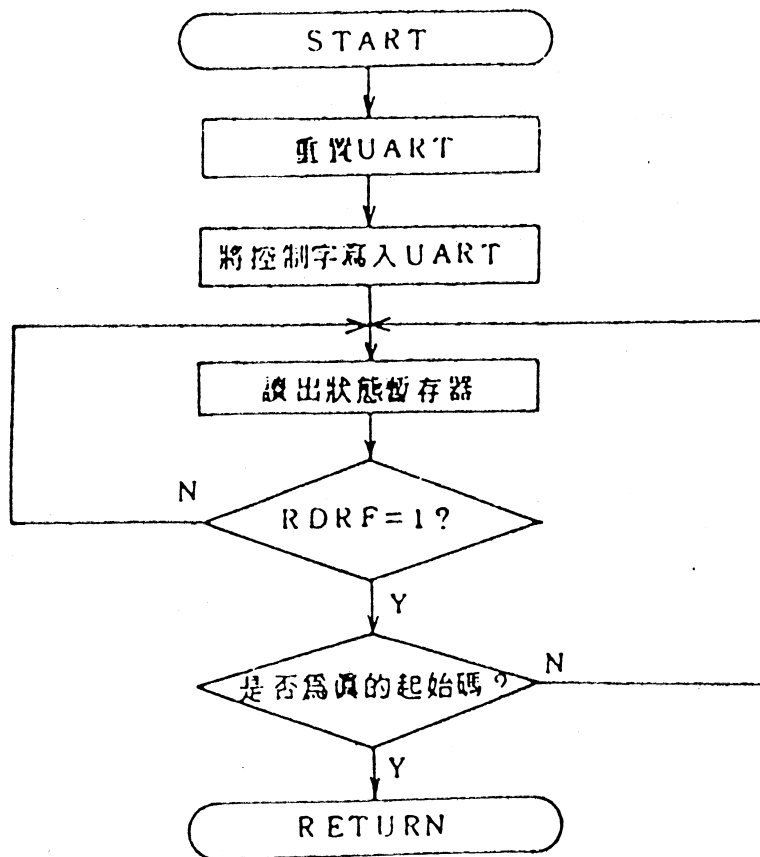


圖 30：接收起始碼副程式流程圖

6. 實驗方法與結果

因本實驗中，欲利用主電腦為一監督器，而控制電腦僅是一部控制器。所以凡吾人想設定之參數皆應從主電腦鍵入。開機時，吾人先將控制電腦處在等待接收參數狀態，操作者將初始狀態之設定點，取樣時間梯階變化量，及調諧參數鍵入主電腦，主電腦即透過通訊界面傳予控制電腦，開始做控制。在控制電腦中首先執行 PID 控制程式，使溫度漸漸達到設定點，而保持恆溫穩定狀態，此一恆溫狀態，必須維持一段時間，以確保程序已處於完全穩定狀態下。

程序已達穩定後，緊接著執行設定點改變 (Set-point change)，給予一梯階變化，利用主電腦送來之調諧參數，繼續做 PID 之控制，並將每次取樣之響應溫度值。傳予主電腦，直到程序再度達穩定為止。此時控制電腦即不再傳送。但還維持在繼續執行控制下，主電腦則停止接收，進入調諧狀態，根據控制電腦傳來之輸出響應溫度值，利用前面所提出之調諧方法，調諧出一較佳之調諧參數。再將此調諧參數透過傳輸界面傳予控制電腦，控制電腦再利用此一新調諧參數再執行 PID 控制。如此重覆調諧控制，直到程序響應已達吾人所希望之目標。此時，操作者可經由主電腦監督器，選擇是否欲讓系統處於自動監督狀態，或者選擇改變設定點重新調諧。若處於自動監督狀態下，一旦有干擾出現，而干擾非程序所能容忍（其容忍之限制，可由軟體改變，操作者需視程序而定），那麼系統即會進入重新調諧狀態。

圖 31 是在設定值 26°C 時作 5°C 梯階變化所得誤差對時間之響應圖，由圖可知，系統響應振盪很大，且很久才達穩定，效果不佳。於是系統自動找出一新調諧參數，再對程序打入負 5°C 之梯階變化，重新做控制，即能得到如圖 32 之誤差對時間響應圖，其響應很快的即能達到穩定之狀態，參見圖 32。同理，吾人再以同樣之調諧參數，並對程序作 5°C 的梯階變化，它亦能很快的達穩定，如圖 33 所示，由圖 31 與圖 33 之比較結果，顯示本研究之自動調諧效果極佳。

圖 34 至圖 39 乃對不同之設定值，給予梯階變化時所產生之響應以及調諧後之響應，亦顯示經自動調諧後，皆能從原本不良的響應調諧至極佳之響應狀態。

圖 40 乃是溫度維持在 35°C 穩定狀態下之圖，於此穩定操作下突然倒入一杯冷水，此時程序因突來的干擾 (Disturbance) 擾動，其響應會出現很大的振盪，很

久才能達穩定，如圖 41 所示，主電腦即能辨認此時程序之干擾，並利用此干擾響應找出一新的調諧參數值。若吾人再對加熱槽，倒入同量之冷水，因主電腦已自動調諧出較佳之參數，程序即會很快的達穩定，如圖 42 所示。比較圖 41 及圖 42，證實本自動調諧之效果極佳。

其調諧之參數值，如表 3 及表 4 所示。

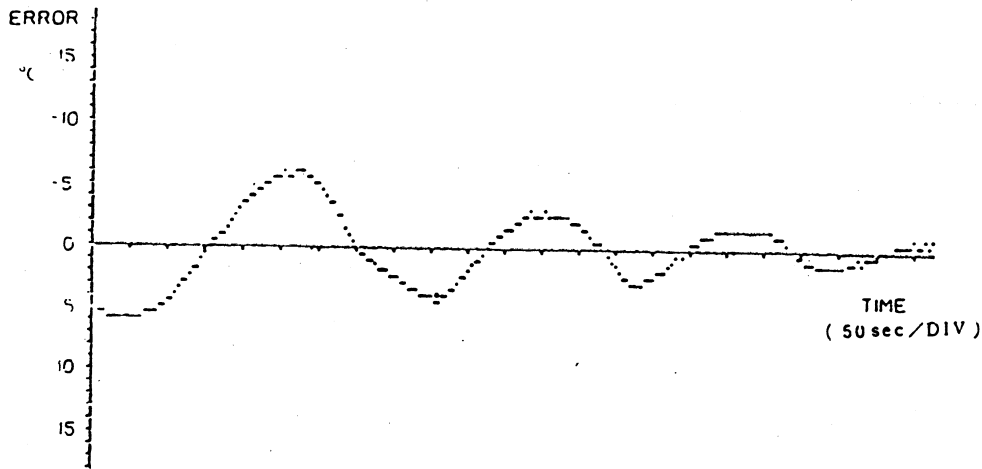


圖 31 未調階時，在 26°C 做 5°C 梯階改變的誤差對時間響應圖

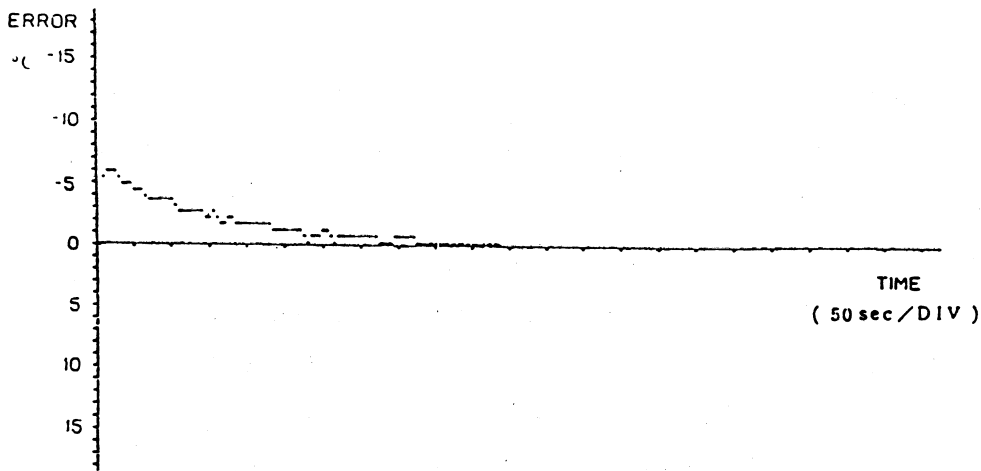


圖 32 經調諧後，在 31°C 時做負 5°C 梯階改變的誤差對時間響應圖

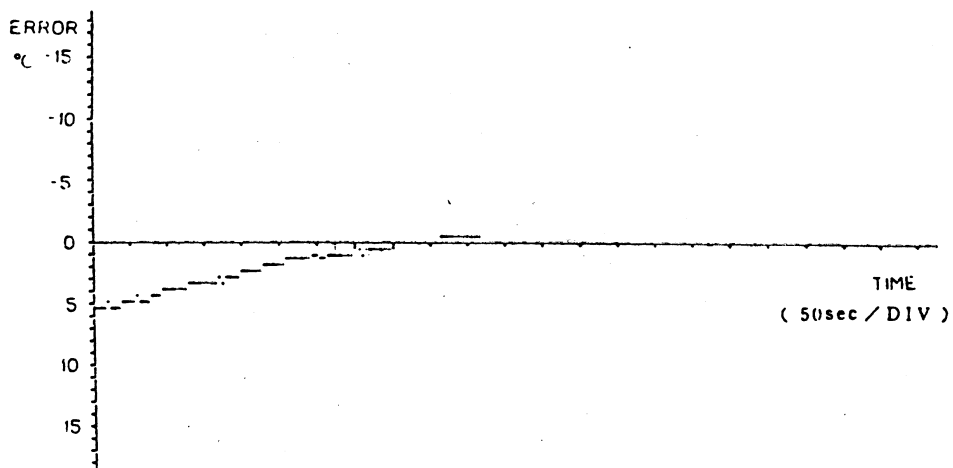


圖 33 經調諧後，在 26 °C 時做 5 °C 梯階改變的誤差對時間響應圖

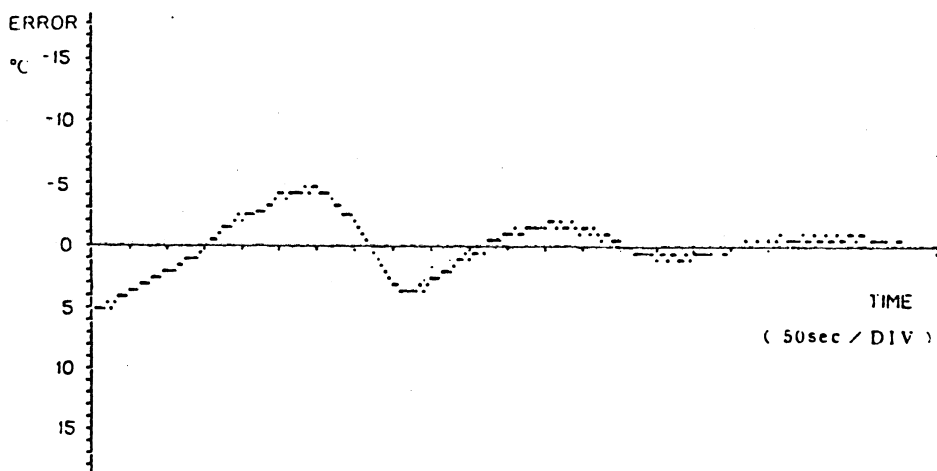


圖 34 未調諧時，在 30 °C 做 5 °C 梯階改變的誤差對時間響應圖

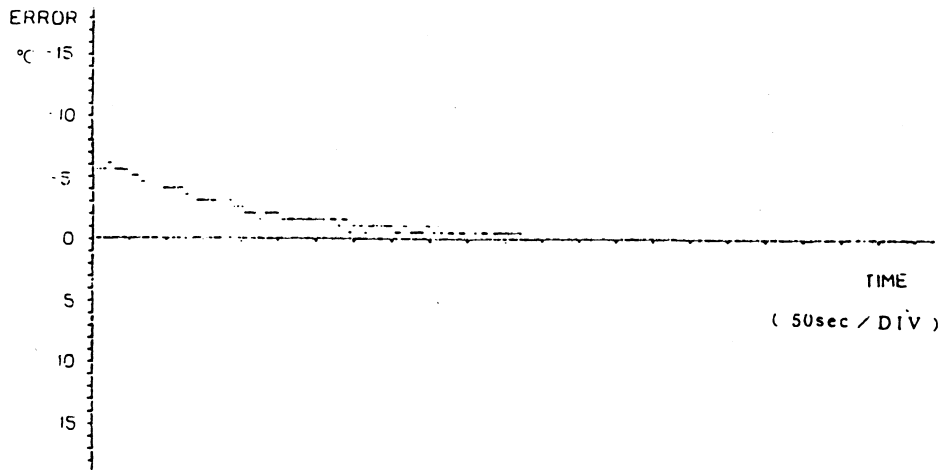


圖 35 經調諧後，在 35 °C 時做負 5 °C 梯階改變的誤差對時間響應圖

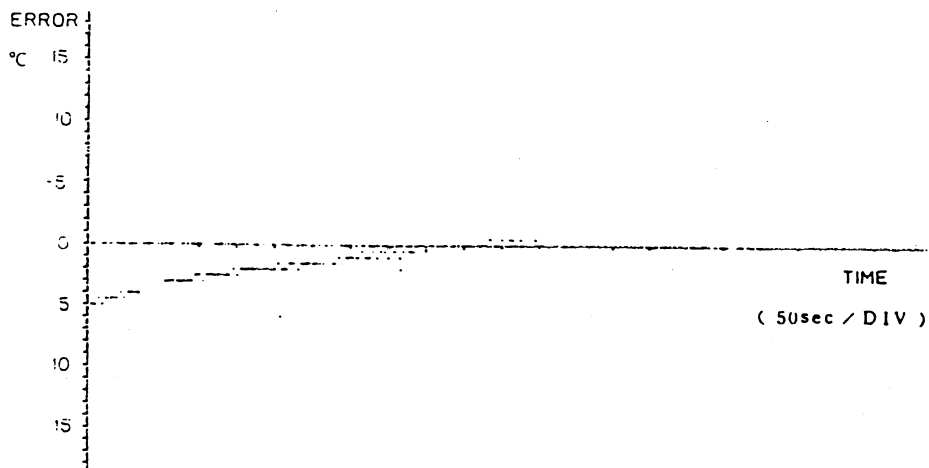


圖 36 經調諧後，在 30 °C 時做 5 °C 梯階改變的誤差對時間響應圖

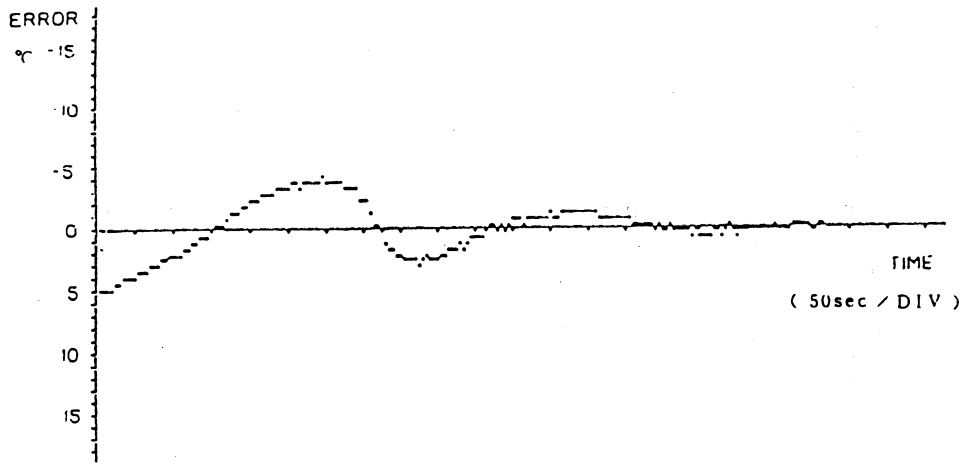


圖 37 未調諧時，在 35 °C 做 5 °C 梯階改變的誤差對時間響應圖

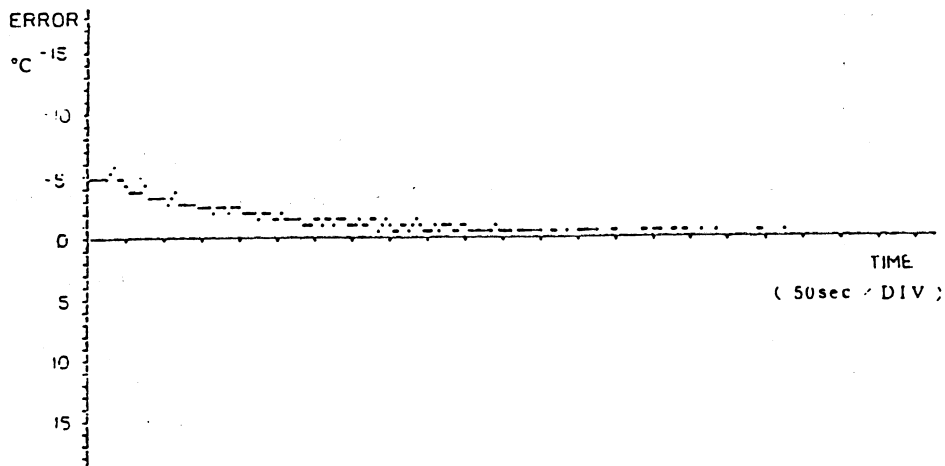


圖 38 經調諧後，在 40 °C 時做負 5 °C 梯階改變的誤差對時間響應圖

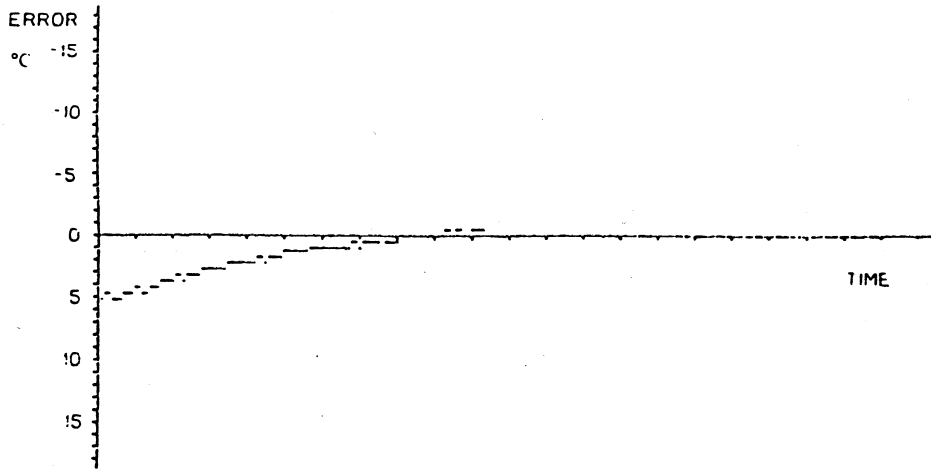


圖 39 經調諧後，在 35 °C 時做 5 °C 梯階改變的誤差對時間響應圖

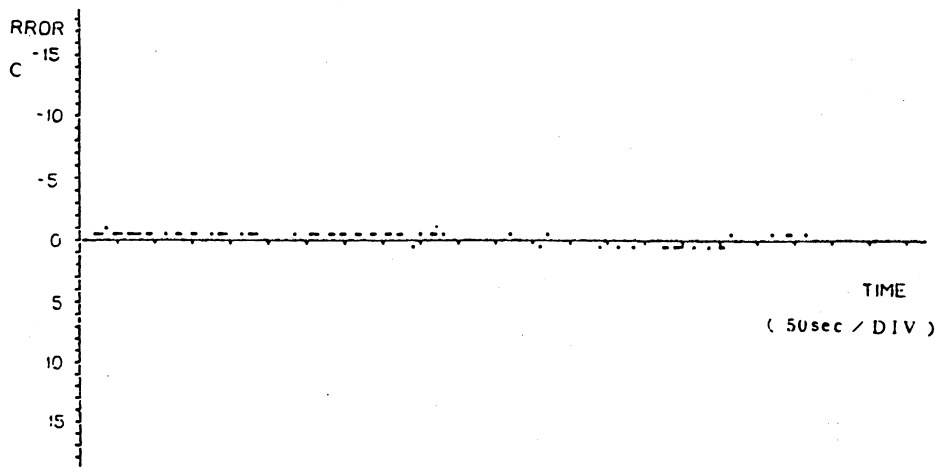


圖 40 35 °C 時之穩定狀態響應圖

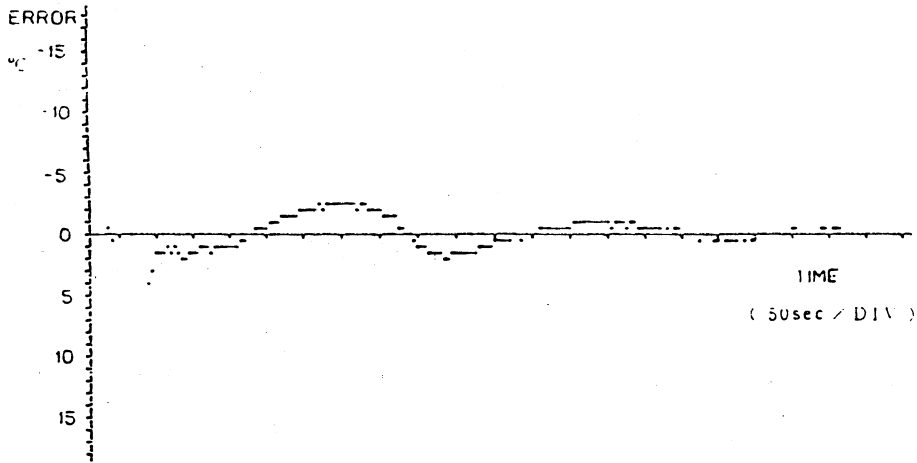


圖 41 在 35 °C 穩定下，未經調諧，對突來干擾的誤差對時間響應圖

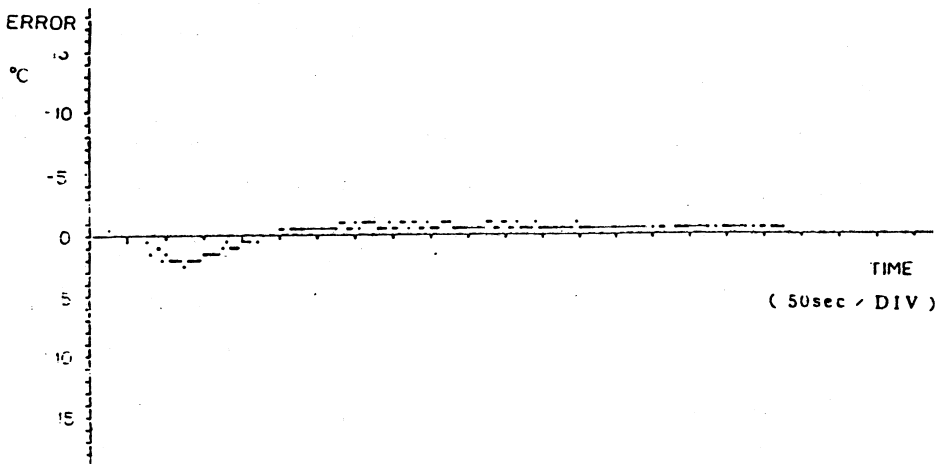


圖 42 在 35 °C 穩定下，經調階後，對突來干擾的誤差對時間響應圖

表 3 梯階改變調諧前後參數表

參數 溫度設定	未調諧時之調諧參數值			經調諧後之調諧參數值		
	K_p	T_i	T_d	K_p	T_i	T_d
26°C	3	20	0.3	2.72	182.10	45.52
30°C	2	20	0.3	1.79	180.00	45.50
35°C	2	30	0.4	1.99	178.29	44.57

表 4 干擾產生調諧前後參數表

參數 溫度	未調諧之調諧參數值			經調諧後之調諧參數值		
	K_p	T_i	T_d	K_p	T_i	T_d
35°C	2	20	0.3	1.158	197	49.42

7. 結 論

本研究，所發展的自調式控制器，並不需先預估程序之近似模式，再做調諧；亦不需擁有豐富之程序知識，與調諧控制經驗。僅根據程序之輸出響應，振盪面積大小之比值及振盪週期即能計算出其PID控制器之調諧參數，且藉著兩部Apple微電腦傳輸之功能，即能讓系統自動的作調諧。但本研究限制其調諧對象，即程序響應需振盪多次，才能做調諧。若程序響應僅振盪一或兩次即達穩定者，在此不予考慮，留待後繼者再予以探討。本實驗之加熱槽經實驗結果，發覺其屬一較易控制之程序，故在實驗之初需給予一較差之調諧參數值，以利調諧。雖然如此，實驗結果，發現僅做一次調諧，程序響應即能達到調諧之目標。因此，相信假如程序改成較難控制之程序，本自調式控制器，將更能顯示其功效。

參考文獻

- 1.施純協、戴建耘：工業電子技術、特殊半導體的使用，文笙書局，民國73年。
- 2.林崧銘：控制電路(2)——電子控制與數位控制，全華書局，民國72年。
- 3.吳占鰲：APPLE 自動控制實務設計，波前電腦管理圖書有限公司，民國72年。
- 4.王群英：“加熱程序之線外識別與PID控制”，逢甲大學自動控制工程研究所，碩士論文，民國73年。
- 5.張飛常：“使用閘流管之溫度控制”，漢偉儀器公司。
- 6.張飛常：“工業用自動控制(2)”，漢偉儀器公司。
- 7.漢偉儀器公司：“溫度計測與控制”。
- 8.黃連進：6502組合語言程式設計，儒林圖書公司，民國72年。
- 9.鄭振東：“熱電耦電阻溫度感知器的活用技術”，無線電界雜誌社，1985年，第六期。
- 10.Chidambara M. R. "Chemical process Control A New Technique for Adaptive Tuning of controllers" INT. J. Control 12 19 (1970)
- 11.Deshpande P. B. and R. H. Ash. Elements of Computer process Control with Advanced Control Applications Instrument Society of America 1981.
- 12.Fozboro Company. "pID Algorithm with Self-Tuning." Technical Information TI200-222. 1984.
- 13.Maquardt. D. W. "An Algorithm for Least Square Estimation of Nonlinear parameters." J. Soc. Ind. Appl. Math. 11 431(1963).
- 14.Fjeld M. and Wilhelm R. G. "Self-Tuning Regulators - The Softwareway" Control Engineerig 99 (Oct. 1981).
- 15.Mellichamp D. A. Real-Time Computing with Applications Data Acquisition and Control 中央書局，1984。
- 16.Michael P. Lukas. "Adaptive process Control Using Function Blocks" The 1982 Winter Meeting of The American Institute of Chemical Engineers March 1982. Orlandc Florida.

17. Nikita Andreiev. " A New Dimension: A Self-Tuning Controller That Continually Optimized PID Constant " Control Engineering (Aug. 1981).
18. Lee P. L. Newwell P. E. " Evaluating a selftuning controller pACE (May 1985).
19. Smith C. L. Digital Computer Process Control International Textbook Co. 1972.
20. Kraus T. W. Myron T. J. " Self-Tuning PID Controller Uses Pattern Recognition Approach Foxboro Co.
21. Yuwana Minta and D. E. Seborg " A New Method for On-Line Controller Tuning" A. I. C. E. 1982.
22. Ziegler J. G. and N. B. Nichols " Optimum Setting for Automatic Controllers " Trans. ASME. 64 759 (November 1942).