

國立臺灣大學電機資訊學院電機電信電子產業研發碩士專班

碩士論文

Industrial Technology R&D Master Program in Electrical, Communication  
and Electronics Engineering

College of Electrical Engineering and Computer Science

National Taiwan University

Master Thesis

灰色比例積分控制器應用於高精度時間同步協定

Using Grey Proportional Integral Controller for  
Precision Time Synchronization Protocol

李炳輝

Ping-Hui Lee

指導教授：張帆人 博士、涂昆源 博士

Fan-Ren Chang, PH. D. 、Kun-Yuan Tu, PH. D.

中華民國 97 年 7 月

July 2008

## 致謝

首先，在此感謝我的指導教授張帆人博士，兩年來耐心的教導以及在進行論文實驗研究時，無時無刻的關心，時時的給予意見，讓學生能夠對於論文研究上頗為順利。再來就是感謝我的共同指導老師涂昆源博士，感謝您每次開會都不辭辛勞的由萬能科技大學趕到台大來指導學生。還有就是和張老師合作十數年的應用力學所的老師王立昇博士，謝謝您願意在每周三都撥空與每個學生開會並給予學生指導，對您深刻的印象就是兩岸控制研討會的籌備，讓學生學習到您和張老師對每一件事物都抱持著細心、一絲不苟以及認真的態度，使即將步入社會的我，多了一個良好的學習機會，常以此心來對待周遭的事物。還要感謝我的父親與母親，感謝你們對身為子女的我付出無比的關愛，不只是研究所的這兩年，而是從小到大對身為子女的我的悉心照顧，藉由紙筆，向你們說我愛你們，感謝你們辛苦的栽培；爸、媽，謝謝你們！我親愛的女友，將近八年了，謝謝妳願意一直守候在我的身邊，不管是在我當兵的時候、心情低落的時候都願意鼓勵我，謝謝妳！207 研究室的各位學長、同學及學弟謝謝你們兩年來的幫忙，尤其是王得貴學長跟陳佑政學長，謝謝你們。



## 中文摘要

IEEE1588 標準係一高精度時間同步協定(PTP)，其主要設計用於分散式聯網系統各節點之即時時間同步。在子網中，PTP 系統預期可達次微秒( $<10^{-6}$  秒)時間同步性能。因此，PTP 系統可應用於傳統量測與控制系統、工業自動化、通訊系統、電力系統及眾多現代技術領域。

時間伺服器(Clock servo)在 PTP 系統中扮演重要的角色。通常時間伺服器是利用比例積分(PI)控制器來實現。主時鐘(Master clock)及從時鐘(Slave clock)之時間偏差則回授至 PI 控制器，參考 PI 控制器之輸出，可調整從時鐘同步於主時鐘，且相對計時速率(Relative tick-rate)因此可趨於穩定。為增進 PI 控制器之性能，本研究採用灰色理論求得 PI 控制器中比例項之參數。從時鐘相對於主時鐘之時間偏移(Drift)，可由灰色預測演算法求得。因此，灰色 PI 控制器可縮短暫態響應時間，使系統更快趨於穩定。為了評估系統性能，本研究結合了 PTP 軟體及網路介面，建立一個子網路系統。且本論文採用 ITU-T 推薦之亞倫方差進行系統穩定度分析。結果顯示，灰色 PI 控制器性能優於傳統 PI 控制器，引用灰色 PI 控制器，可大幅縮短系統暫態響應時間。



## Abstract

IEEE1588 standard is a precision time synchronization protocol (PTP). It is designed to synchronize real-time clocks in the nodes of a distributed system that communicate using a network. Within a subnet, the PTP system is expected to achieve the synchronization accuracy in sub-microsecond range. Thus, it is applicable to traditional measurement and control systems, industrial automation systems, communication systems, electrical power systems and many other areas of modern technology.

The unit of clock servo plays important roles in the PTP system. It is usually implemented by proportional integral (PI) controller. The time offsets between the master and the slave clock are fed into the PI controller. The output of the PI controller is used to steer the slave clock to synchronize with the master clock. Therefore, the relative tick-rate of the slave clock can be stabilized. In order to improve the performance of the PI controller, this study adopts the gray theory to determine the parameter of the proportional term of the PI controller. The drift of the time offset from master clock can be obtained by using the gray prediction algorithm. Accordingly, the gray PI controller makes the system reduce the time to reach steady state. To assess the performance of the system, this study integrates the PTP software and the network interface with timestamper to establish a subnet. For the stability analysis of the system under tests, this paper utilizes the ITU-T recommended Allan deviation. Experimental results show that the performance of the gray PI controller is better than the traditional one. The transient response time of the system is significantly reduced by introducing the proposed gray PI controller.

# 目錄

中文摘要.....	i
Abstract.....	ii
目錄.....	iii
圖目錄.....	v
表目錄.....	vii
第 1 章 緒論.....	1
1.1 研究背景.....	1
1.2 研究方向.....	1
1.3 論文架構.....	1
第 2 章 時間與頻率概論.....	3
2.1 振盪器及其頻率標準.....	3
2.1.1 石英振盪器.....	3
2.1.2 原子振盪器.....	5
2.2 時頻量測.....	8
2.3 頻率性能指標.....	10
2.3.1 頻率性能的衡定.....	10
2.3.2 時間訊號的數學模型.....	10
2.3.3 頻率準確度.....	14
2.3.4 頻率穩定度.....	15
第 3 章 IEEE 1588 標準概論.....	21
3.1 IEEE 1588 標準同步原理.....	21
3.1.1 延遲時間與時間補償.....	23
3.1.2 協定中重要的假設.....	24
3.2 精確時間同步協定(PTP)系統.....	28
3.3 PTP 狀態及狀態機.....	29
3.4 單一主時鐘與從時鐘.....	33
第 4 章 精確時間同步協定程式.....	35

4.1	精確時間同步協定軟體 .....	35
4.1.1	硬體限制 .....	36
4.1.2	軟體限制 .....	36
4.2	時鐘伺服(Clock servo) .....	37
4.2.1	設計上的限制 .....	37
4.2.2	比例積分控制器 .....	37
4.2.3	灰色比例積分控制器 .....	38
4.3	灰色預測 .....	39
4.3.1	累加生成(Accumulated generating operation; AGO).....	40
4.3.2	建立一階灰微分方程模型 .....	40
4.3.3	以最小平方法解 a、b .....	41
4.3.4	白化響應式 .....	42
4.4	調整參數 .....	43
第 5 章	實驗結果與數據 .....	45
5.1	網路拓樸類型 .....	45
5.2	實驗設備 .....	46
5.3	實驗結果及分析 .....	47
5.3.1	實驗一 Master to slave directly .....	47
5.3.2	實驗二 Master to slave (switch).....	48
5.3.3	實驗三 Master to two slaves (switch).....	52
5.3.4	討論 .....	55
第 6 章	結論與未來展望 .....	61
6.1	結論 .....	61
6.2	未來展望 .....	61
	參考文獻 .....	63

## 圖目錄

圖 2.1、壓電振盪子等效電路[7]	4
圖 2.2、石英振盪器基本電路[7]	4
圖 2.3、各種典型頻率標準之穩定度分布[7]	7
圖 2.4、直接相位量測時序示意圖[10]	8
圖 2.5、1PPS 直接相位量測時序示意圖	9
圖 2.6、頻率直接量測時序示意圖[10]	10
圖 2.7、雜訊型態與斜率示意圖[1]	16
圖 2.8、雜訊型態與斜率示意圖[1]	18
圖 2.9、雜訊型態與斜率示意圖[1]	19
圖 3.1、IEEE1588 標準取得時間補償	21
圖 3.2、等待時間常數的定義	26
圖 3.3、同步時鐘系統	28
圖 3.4、協定引擎狀態機[6]	30
圖 3.5、主時鐘狀態流程	33
圖 3.6、從時鐘狀態流程	34
圖 4.1、軟體精確同步時間協定之架構[9]	35
圖 4.2、軟體精確時間協定之 Servo 架構[8]	38
圖 4.3、比例積分控制器與系統之閉迴路	38
圖 4.4、灰色預測流程圖	39
圖 5.1、網路拓樸類型	45
圖 5.2、實驗設備	46
圖 5.3 Master to slave directly	47
圖 5.4、ap 值的變化	47
圖 5.5 Master to slave (switch)	48
圖 5.6、穩態相對計時速率比較圖	49
圖 5.7、不同 ap 值在穩態時之亞倫方差	50
圖 5.8、ap 值的變化	51

圖 5.9 Master to two slaves (switch).....	52
圖 5.10、穩態相對計時速率比較圖.....	53
圖 5.11、ap 值的變化.....	54
圖 5.12、不同比例項參數之比例積分控制器(1).....	55
圖 5.13、GPI 與較佳的 PI.....	55
圖 5.14、四點取樣求得預測值.....	56
圖 5.15、五點取樣求得預測值.....	57
圖 5.16、八點取樣求得預測值.....	57
圖 5.17、原序列不加絕對值，八點取樣求得預測值.....	58
圖 5.18、暫態與穩態均利用灰色預測調整 ap 參數.....	59
圖 5.19、相對計時速率.....	59
圖 5.20、暫態與穩態均利用灰色預測調整 ap 參數.....	60





## 表目錄

表 2.1、各類頻率標準對環境因素的敏感度[7].....	7
表 2.2、雜訊型態與斜率對應表[1].....	16
表 2.3、雜訊型態與斜率對應表[1].....	17
表 2.4、雜訊型態與斜率對應表[1].....	19
表 3.1、時間間隔參數.....	22
表 3.2、時間刻度參數.....	22
表 3.3、時鐘階層的定義.....	24
表 3.4、時鐘辨識的定義.....	25
表 3.5、PTP 狀態列表.....	29
表 3.6、狀態機上的事件.....	32





# 第1章 緒論

## 1.1 研究背景

近年來，隨網路科技的蓬勃發展，傳統系統均快速網路化，資訊交換量則與日俱增，對頻寬、精確計算、可靠度、穩定度及安全性等要求更為嚴苛，其中時頻同步性能扮演著關鍵角色。IEEE 1588 標準係一全新之高精度時間同協定，自 2002 年制訂後，讓聯網系統達成次微秒時間同步成為可能，因而國外眾研究單位及知名公司均積極投入研究與產品開發。反觀國內，至今相關研究鮮少見到，為掌握商機，積極投入研究與應用系統開發則刻不容緩。為實現 PTP，必需具備控制、資訊、網路、IC 設計及嵌入式系統等學門之專業知識，依據所採用之控制法則、作業系統、網路結構、IC 晶片及整合方式之不同，其性能表現亦迥然不同。由於各種應用設計之差異甚鉅，因此，PTP 不但應用至為廣泛，其諸多特點亦極具學術研究價值。



## 1.2 研究方向

本論文將利用一套 PTP 軟體經由灰色預測來調節比例積分控制器的參數，藉此加快到達穩態，強化控制器之效能，預期可達微秒( $10^{-6}$  秒)時間同步性能，經由軟體實現以及軟體效能的改善可以將成果應用於更廣的領域，如電信網路、量測系統、電力系統、通訊網路、控制系統、汽車工業、航太工業及軍事領域等。

## 1.3 論文架構

本論文之架構共分為六章，茲將要點分述於後：

### 第一章 緒論

簡述本論文之研究背景和方向-經由灰色預測來調節控制器參數，使 PTP 系統控制器之效能得到強化，以及論文的架構。

### 第二章 時間與頻率概論

本章首先介紹時間與頻率的沿革，並且對一些振盪器，例如石英振盪器、鈹

原子振盪器、銨原子振盪器和氫微射原子振盪器作介紹。緊接著對時頻的量測方法、頻率性能的衡定，如精確度、穩定度，時間信號的數學模型以及亞倫方差、修正型亞倫方差及時間方差作介紹。

### 第三章 IEEE 1588 標準概論

本章先對時間同步原理作介紹，提及協定中所需要的假設，及所謂的時鐘階層、時鐘辨識、內部與外部的等待時間等，再來就是 PTP 的系統架構，普通時鐘與邊界時鐘的連結以及 UUID(Universally unique identifier)，最後說明 PTP 狀態機，針對運行中的協定會有那些狀態、甚麼事件引起狀態間的改變，以單一主時鐘與從時鐘說明其狀態機。

### 第四章 精確時間同步協定程式

本章首先對軟體實現 IEEE1588 標準作介紹，說明其工作環境、限制與控制器，最後將希望修改的部分-灰色比例積分控制器及灰色預測流程作出說明，並指出在程式中如何將灰色預測值加入並對比例參數作出調整。

### 第五章 實驗結果與數據

本章先說明實驗時的網路拓樸：Master to slave directly, Master to slave (switch), Master to two slaves (switch)。接著呈現實驗分析數據及結果，實驗結果顯示，使用灰色比例積分器確實可以縮短暫態時間，穩態時，若為了讓相對計時速率穩定，則會使時間補償穩定度降低，子網路中的網路成員個數增加，會使同步效能降低。

### 第六章 結論與未來展望

在結論中指出利用灰色預測確實可以使比例積分控制器的效能提升，但是比例積分控制器仍然有缺點：穩態時間補償的抖動現象，即相對計時速率不穩定。原因為調節振盪器電壓和環境溫度的改變。未來展望中指出，期望將來可以進一步利用狀態回授控制器來取代穩態時的比例積分控制器。

## 第2章 時間與頻率概論

時間，在人類的生活中佔有很重要的位置，隨著時代的進步，時間的計量亦趨精微，由時、分、秒，直到今時今日的科技發展而關注至毫秒( $10^{-3}$  秒)、微秒( $10^{-6}$  秒)、甚至於奈秒( $10^{-9}$  秒)等，也因此為國際單位制七項基本物理量之一。

石英震盪器為第一個頻率和時間的計量標準，也因為石英震盪器使得電子科技更加進步。直至 1948-1949 年，第一個原子鐘於國家標準局問世，對於時間的發展與應用出現了新的氣象。自此，用於科學上的時間與頻率更趨精準使得在時頻領域範圍內原本無法解釋的科學現象因此得到突破。

由於時間與頻率的標準在科技不斷的進步下，使得時頻的精確度大幅提高，對於時間同步以及量測科學上有著極大的助益，至此，期望獲得的就是穩定的時間使得精準的時頻標準能有更好的應用。對於如何獲得穩定的時間，正我們所知，不論是石英振盪器或是原子振盪器，其原理皆是利用週期性的振盪現象來計數時間。換句話說，若我們欲量測時間的穩定度及精確度，可以藉由頻率與時間的關係來著手。

### 2.1 振盪器及其頻率標準

在眾多振盪器中，我們可將常見的振盪器分為兩類：一類為石英振盪器(Quartz oscillators)、一類為原子振盪器(Atomic oscillators)。關於石英振盪器，其應用非常普遍。至於原子振盪器，一般常見有銣原子振盪器(Rubidium oscillators)、銫原子振盪器(Cesium oscillators)以及氫微射原子振盪器(Hydrogen masers)。關於上述的振盪器敘述如下：

#### 2.1.1 石英振盪器

1880 年，P.Curie 發現壓電效應，且在 1907 年 Lee de Forest 發明了電子放大器使石英振盪器得以在 1920 年問世。石英振盪器於 1920 至 1930 年間，廣泛應用於通訊以及時間與頻率度量衡實驗室，其核心為石英晶體(Quartz crystal)，石英晶體本身為一種機械共振器(Mechanical resonator)，由於切割方式、幾何形狀及尺寸相

異，使得沒有任何二個石英晶體的振盪頻率是相同的。利用壓電效應(Piezoelectric effect)使石英晶體和電子電路結合而成頻率振盪器。圖 2.1 顯示壓電振盪子的等效電路通常應用於時頻度量衡領域的頻率範圍介於 5 到 10MHz，其他領域的應用最高可達 1GHz。而一般石英振盪器的基本電路如圖 2.2 所示， $C_{L1}$  為固定電容， $C_{L2}$  為可隨外部直流電壓調變的可變電容， $C_{L1}$  與  $C_{L2}$  的並聯即為上圖之  $C_L$ ，藉由  $C_L$  的調動可調整振盪頻率。

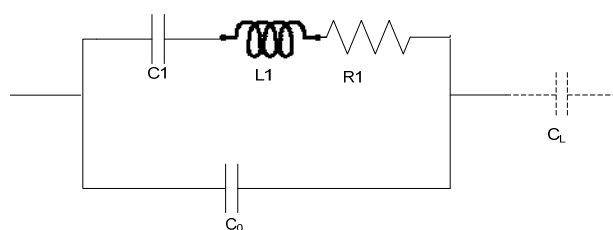


圖 2.1、壓電振盪子等效電路[7]

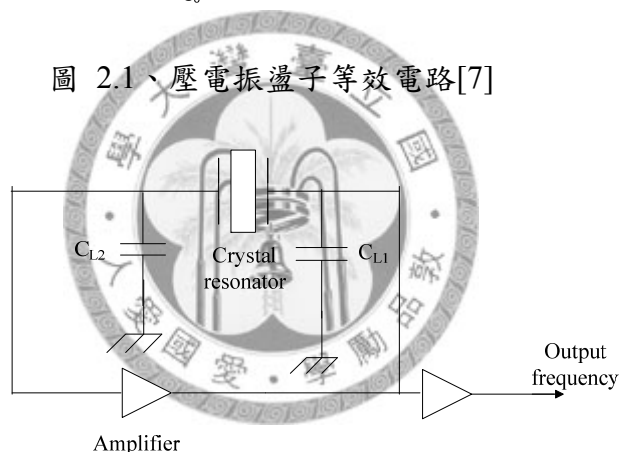


圖 2.2、石英振盪器基本電路[7]

環境對於石英振盪器所造成的影響相當敏感這些因素包括溫度、溼度及震動等，尤其以溫度的影響最直接。所以振盪器的輸出頻率相對於標稱值極易隨環境因素的改變而造成偏移現象，即。因此發展出了不同類型的石英晶體振盪器，大致上可分為：普通晶體振盪器(Simple-packaged crystal oscillator, SPXO)、爐溫控制型石英振盪器(Oven-controlled crystal oscillator, OCXO)、溫度補償型石英振盪器(Temperature-compensated crystal oscillator, TCXO)以及微處理機補償型石英振盪器

(Microprocessor-compensated crystal oscillator, MCXO)等四種石英晶體振盪器，其中以爐溫控制型石英振盪器效能最佳，其頻率準確度一天約為  $1 \times 10^{-7}$  至  $1 \times 10^{-9}$ ，若經由外部控制與調整則其精度可到達  $10^{-12}$  等級。因此，大部分原子鐘的輸出頻率單元皆由石英振盪器擔任。

除了環境因素外，對振盪器造成影響的還有所謂系統的改變-老化(Aging)。老化為近似線性的變化，可以使得頻率增加或是減少。而在諸多振盪器中，石英振盪器的老化現象最嚴重，優良的石英振盪器，老化率不超過  $5 \times 10^{-9}$ /年。

### 2.1.2 原子振盪器

根據量子力學，每個原子都有其離散值；利用電磁場推動一個原子由低能階進入高能階，或藉由放射電磁能由高能階降至低能階。藉由能階間的躍升或是下降而產生能量差除以蒲朗克常數可得原子振盪器的振盪頻率(Resonance frequency)。可表示為


$$f = \frac{E_2 - E_1}{h} \quad (2.1)$$

其中  $f$  代表共振頻率； $E_2$ 、 $E_1$  為量子能階且； $h$  為蒲朗克常數(Planck's constants)。

所有原子振盪器皆為固有標準(Intrinsic standards)，即其頻率決定於原子本身的性質。為了得到良好的穩定性能，可以利用石英振盪器短期良好的穩定性，混合原子振盪器固有的頻率標準，即以石英振盪器頻率相鎖原子共振頻率，利用優良的石英振盪器來當作頻率輸出單元。如此，可以達到所希望的目的，使得原子振盪器長期穩定度優於石英振盪器。以下分述三種原子振盪器皆是利用石英振盪器做為其頻率輸出單元：

## 1. 鈷原子振盪器

目前最廉價的原子振盪器，約\$3,000 至\$8,000 元。若考慮成本性能比，首推鈷原子振盪器，其性能優於石英振盪器，價格遠低於鈷原子鐘。基於鈷原子共振頻率 6,834,682,608Hz，常與較低的石英振盪頻率(5MHz)混合。鈷原子振盪器的輸出單元是由石英振盪器擔任，輸出頻率由鈷原子頻率訓練與調整。通常鈷原子振盪器一天之頻率準確度約介於  $10^{-10}$  至  $10^{-12}$  等級，若加以適當的維護可以保持在  $10^{-11}$  等級，穩定度約  $10^{-11}$  至  $10^{-12}$  等級。若是給予更好的維護，其性能將有機會接近一般品質的鈷原子鐘。

## 2. 鈷原子振盪器

傳統鈷原子鐘是藉由鈷原子與微波相互作用形成共振吸收，以探測鈷原子躍遷能量所對應的頻率而實現秒定義之目的。目前國際上公認的原級頻率標準，SI 秒(SI second)即源於鈷原子( $^{133}\text{Cs}$ )原子基態的兩個超精細能量級間躍遷輻射振蕩 91,92,631,770 周所持續的時間。而世界協調時(Coordinated universal time, UTC)就是由全球多個鈷原子鐘的平均秒長結合世界時( $\text{UT}_1$ )而得。它的準確度，一般來說，在預熱後約為  $10^{-13}$  等級，穩定度在一天內約可達  $10^{-14}$  等級，價格約\$30,000 至 \$80,000 元。

## 3. 氫微射原子振盪器

目前商用原子振盪器中最昂貴者，基於氫原子的共振頻率 1,420,405,752Hz，其建構及維護費用相當高。可分主動式(Active maser)與被動式(Passive maser)，主動式氫微射原子振盪器之輸出頻率較為直接來自於原子共振，故短期穩定度優於被動式。氫微射原子鐘亦利用石英振盪頻率相鎖原子振盪頻率而成為最終之頻率輸出，氫微射原子振盪器的準確度在約  $10^{-13}$  等級，穩定度在不足一天的時間內可達約  $10^{-15}$  等級。

如圖 2.3 為各類型振盪器典型之頻率穩定度分布圖。高品質的石英振盪器，短期的穩定度相當高，此即為大多數原子振盪器輸出單元接採用之的原因。但是由於石英振盪器對環境因素相當敏感，而且老化速度快，因此性能隨著量測時間增加而快速下降。在所有商用原子鐘裡，短期效能雖然以氫微射原子鐘較佳，但其



長期準確度卻比高性能的銫原子鐘差，且價格昂貴，所以未被考慮當作原級頻率標準。關於各類型振盪器對環境因素的影響如表 2.1 所示。

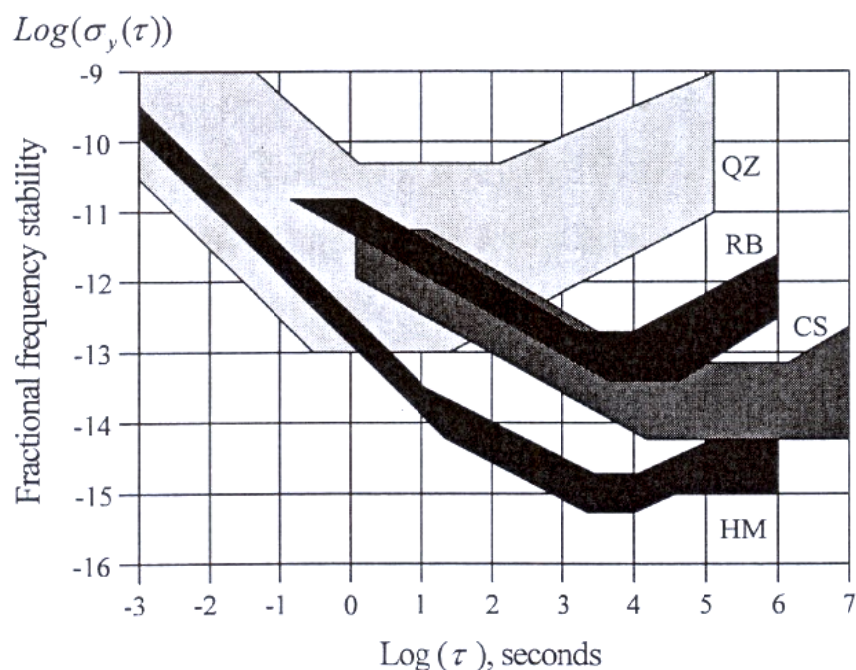


圖 2.3、各種典型頻率標準之穩定度分布[7]

表 2.1、各類頻率標準對環境因素的敏感度[7]

頻率標準 類型	溫度 (per K)	加速度 (per m/s <sup>2</sup> )	磁場 (per Tesla)	氣壓 (per Pascal)	老化 (per year)
爐溫控制型 石英振盪器	10 <sup>-12</sup> s	10 <sup>-11</sup> s	10 <sup>-10</sup> s	10 <sup>-12</sup> s	10 <sup>-8</sup> s
氫微射原子 振盪器	10 <sup>-14</sup> s	10 <sup>-14</sup> s	10 <sup>-10</sup> s	10 <sup>-12</sup> s	10 <sup>-12</sup> s
銫原子 振盪器	≤ 1×10 <sup>-15</sup> s	10 <sup>-14</sup> s	≤ 1×10 <sup>-14</sup> s	≤ 1×10 <sup>-15</sup> s	< 2×10 <sup>-14</sup> s
銣原子 振盪器	10 <sup>-12</sup> s	10 <sup>-13</sup> s	10 <sup>-13</sup> s	10 <sup>-15</sup> s	10 <sup>-10</sup> s

## 2.2 時頻量測

想要量測時頻源，我們可以由兩方面著手，一方面是由相位，可以利用時間相位直接量測(Direct measurements of time(phase))，另一方面是頻率，利用頻率直接量測(Direct measurements of frequency)來對時頻源做量測。

### 1. 直接相位量測

利用時間間隔計數器(Time interval counter, TIC)直接對兩個頻率源的相位做比對，其中一為待測頻率(Device under test, DUT);另一為參考頻率。以圖 2.4 為直接相位量測的正弦信號時序示意圖，一般來說，正弦信號以待測頻率(DUT)信號的正零交越(Positive going zero crossing)，即根據量測者所設定的觸發準位(Trigger level)為基準，因為考慮實際的信號源在零伏特附近的雜訊較大，通常會將觸發準位設定範圍在 0.1~0.3 伏特不等稱之，為計時觸發起點，以參考頻率(Reference)的正零交越，為計時之終點，因而求得量測時間差  $\Delta\tau$ ，再將此時間差除以參考頻率週期  $\tau_0$ ，可獲得兩頻率的相位差  $\Delta\phi = \Delta\tau / \tau_0 \cdot (2\pi)rad$ 。

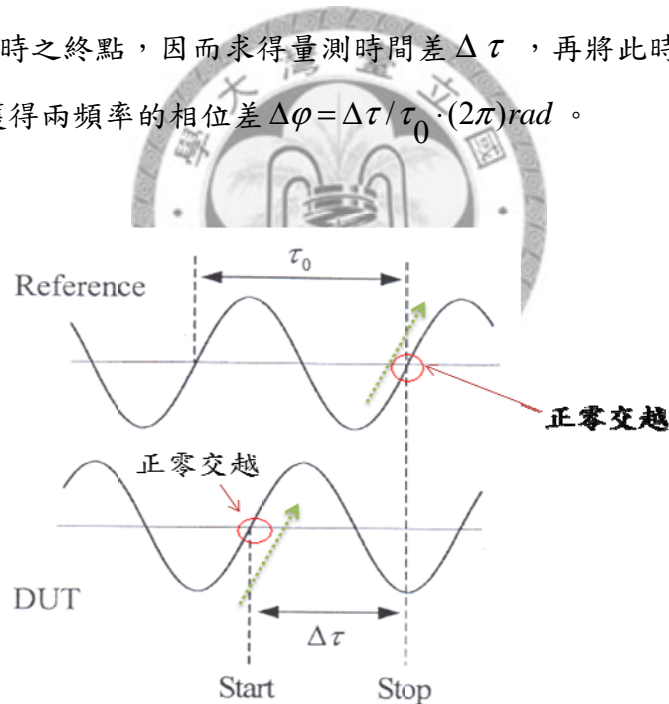


圖 2.4、直接相位量測時序示意圖[10]

此外，亦可利用時間間隔計數器，令待測頻率及參考頻率以除頻或者計數的方式產生 1PPS 信號，分別為時間間隔計數器的計時啟動信號和停止信號，進而求得兩信號的時間差  $\Delta\tau$ 。如圖 2.5 所示。

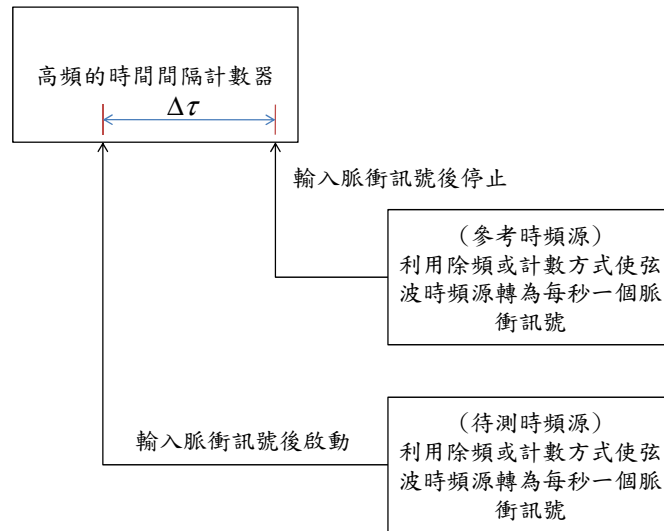


圖 2.5 、 1PPS 直接相位量測時序示意圖

以理想的時間軸  $t$  為參考，則  $\Delta\tau$  為  $t$  的函數，亦即  $\Delta\tau$  可表示為  $\Delta\tau(t)$ 。在分析頻率信號的性能時，常用到誤差函數  $x(t)$  當作分析的基礎，而  $\Delta\tau(t)$  可作為  $x(t)$  的量測量，若量測區間在  $[t, t+\tau]$ ，那麼此區間的頻率偏差量(Frequency offset)，或稱之為頻率準確度(Frequency accuracy)可表示為

$$y_\tau = \frac{x(t+\tau) - x(t)}{\tau} \quad (2.2)$$

## 2. 直接頻率量測

如圖 2.6 所示，利用參考頻率作為時間間隔計數器的基頻，在一段時間間隔內計數待測頻率正零交越的個數來獲得待測件之頻率。頻率偏差值為

$$y_\tau = (f - f_0) / f_0 \quad (2.3)$$

$f$  表示為從時間間隔計數器讀取之待測件頻率， $f_0$  則為參考頻率， $\tau$  為計數間隔。

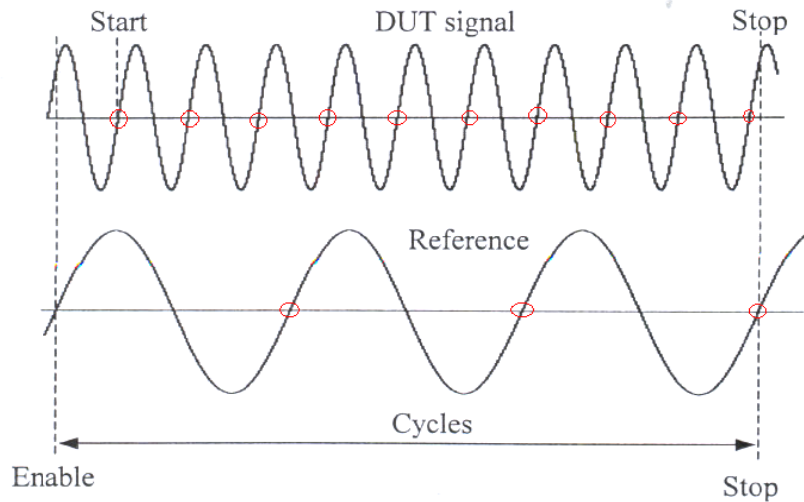


圖 2.6 、頻率直接量測時序示意圖[10]

## 2.3 頻率性能指標

### 2.3.1 頻率性能的衡定

衡定頻率性能可以由：頻率準確度(Frequency accuracy)，表示振盪器頻率偏離參考頻率的程度，即頻率訊號均值(Mean)與參考頻率均值之差異；頻率穩定度(Frequency stability)，表示振盪器頻率受雜訊之影響而隨機起伏的程度，即共變數(Covariance)之值的大小。

### 2.3.2 時間訊號的數學模型

我們可將振盪器的頻率輸出電壓之瞬間值表示為

$$V(t) = (V_0 + \varepsilon(t)) \sin((2\pi f_0 + \phi(t))) \quad (2.4)$$

其中

$V_0$ ：頻率訊號標稱(Nominal)振幅；

$f_0$ ：頻率訊號標稱頻率；

$\varepsilon(t)$ ：振幅調變(Amplitude modulation, AM)雜訊；

$\phi(t)$ ：相位調變(Phase modulation, PM)雜訊；

瞬時相位為

$$\Phi(t) = 2\pi f_0 t + \phi(t) \quad (2.5)$$

瞬時頻率為

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\Phi(t)}{dt} = f_0 + \frac{\dot{\phi}(t)}{2\pi} \quad (2.6)$$

瞬時頻率相對於標稱頻率的偏差值為

$$y(t) = \frac{f(t) - f_0}{f_0} = \frac{\dot{\phi}(t)}{2\pi f_0} \quad (2.7)$$

因為時間是連續性的，所以我們無法直接量測某一瞬間的頻率，所以只能針對某一時間間隔  $\tau$  進行量測來取得平均頻率，若取樣區間在  $[t_k, t_k + \tau]$ ，則平均頻率偏差值為

$$y_\tau = \frac{1}{\tau} \int_{t_k}^{t_k + \tau} y(t) dt \quad (2.8)$$

由(2.7)式、(2.8)式可得

$$\begin{aligned} y_\tau &= \frac{1}{\tau} \int_{t_k}^{t_k + \tau} \left( \frac{f(t) - f_0}{f_0} \right) dt \\ &= \frac{1}{f_0} \left( \frac{1}{\tau} \int_{t_k}^{t_k + \tau} f(t) dt - f_0 \right) \end{aligned} \quad (2.9)$$

令取樣時間 $\tau$ 內的平均頻率偏差量中

$$f_{\tau} = \frac{1}{\tau} \int_{t_k}^{t_k+\tau} f(t) dt \quad (2.10)$$

由(2.9)式和(2.10)式可得

$$y_{\tau} = \frac{f_{\tau} - f_0}{f_0} \quad (2.11)$$

(2.11)式中， $f_{\tau}$ 為取樣時間 $\tau$ 內之平均頻率，在實際量測中， $\tau$ 為時間間隔計數器的開門時間(Gate time)， $f_{\tau}$ 則為時間間隔計數器之讀數[10]。

由(2.11)式可知

$$\begin{aligned} y_{\tau} &= \frac{f_{\tau} - f_0}{f_0} = \frac{1}{f_0 \cdot \tau} \int_{t_k}^{t_k+\tau} f(t) - f_0 dt \\ &= \frac{1}{f_0 \cdot \tau} \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[ (\Phi(t_k + \tau) - \Phi_0(t_k + \tau)) - (\Phi(t_k) - \Phi_0(t_k)) \right] \right\} \\ &= \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot \tau} \left\{ \Delta\Phi(t_k + \tau) - \Delta\Phi(t_k) \right\} \end{aligned} \quad (2.12)$$

由(2.12)式可知，欲量測頻率，可由頻率或相位兩方面著手。

在(2.4)式中，由於我們在此只討論振盪器頻率的品質，所以將 $\varepsilon(t)$ 忽略不計。故振盪器的輸出電壓可表示為

$$V(t) = V_0 \sin(2\pi f_0 t + \phi(t)) \quad (2.13)$$

在實際量測上，我們假設時間訊號為以正弦波周而復始變化的電壓值 $V(t)$ 。

所以我們可以(2.13)式中的相位表示為時間訊號相位 $\Phi(t)$ ，即

$$\Phi(t) = 2\pi f_0 t + \phi(t) \quad (2.14)$$

在(2.14)式中， $\phi(t)$ 不為一個單純的函數，即週期不固定，故將 $\phi(t)$ 分成四個部分：常數、一次式、二次式以及隨機變數。

$$\phi(t) = \Phi_0 + \alpha_1 t + \alpha_2 t^2 + \varphi(t) \quad (2.15)$$

其中

$\Phi_0$ ：初始相位偏移量；

$\alpha_1$ ：相對於標稱頻率 $f_0$ 之頻率偏移量；

$\alpha_2$ ：頻率漂移率(表示振盪器之老化率)；

$\varphi(t)$ ：隨機變數；

所以在(2.14)式可利用(2.15)式代替成一個更符合實際情形的時間信號模型：

$$\Phi(t) = \Phi_0 + (2\pi f_0 + \alpha_1)t + \alpha_2 t^2 + \varphi(t) \quad (2.16)$$

若以(2.16)式代表待測件(Device under test, DUT)振盪器的時間訊號模型，則參考振盪器的時間訊號模型可以表示為

$$\Phi_{ref}(t) = (2\pi f_0 + \alpha_{1ref})t + \alpha_{2ref}t^2 + \varphi_{ref}(t) \quad (2.17)$$

由於是參考訊號，其初始相位偏差量 $\Phi_0$ 為零。因此，我們可以利用(2.16)式、(2.17)式將誤差函數 $x(t)$ 表示出來；誤差函數是經過正規化(Normalized)後的待測件時間與參考件時間的差，即

$$\begin{aligned}
 x(t) &= \frac{\Phi(t) - \Phi_{ref}(t)}{2\pi f_0} \\
 &= x_0 + \frac{(\alpha_1 - \alpha_{1ref})}{2\pi f_0} t + \frac{\alpha_2 - \alpha_{2ref}}{2\pi f_0} t^2 + \frac{\varphi(t) - \varphi_{ref}(t)}{2\pi f_0}
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

其中  $x_0 = \frac{\Phi_0}{2\pi f_0}$  為初始誤差值。

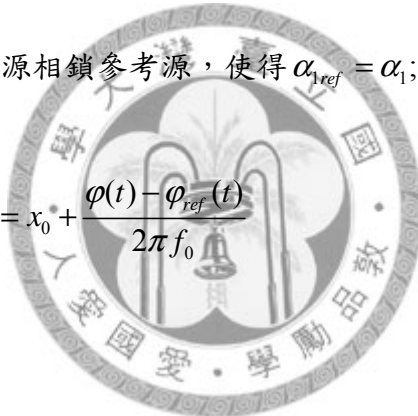
若參考振盪器的品質遠優於待測振盪器，即  $\alpha_{1ref} \ll \alpha_1$ ;  $\alpha_{2ref} \ll \alpha_2$ ;  $\varphi_{ref}(t) \ll \varphi(t)$  則

(2.18)式可化簡為

$$x(t) = x_0 + \frac{\alpha_1}{2\pi f_0} t + \frac{\alpha_2}{2\pi f_0} t^2 + \frac{\varphi(t)}{2\pi f_0} \tag{2.19}$$

利用鎖相迴路，待測時頻源相鎖參考源，使得  $\alpha_{1ref} = \alpha_1$ ;  $\alpha_2 = \alpha_{2ref}$ ，(2.18)式可為

$$x(t) = x_0 + \frac{\varphi(t) - \varphi_{ref}(t)}{2\pi f_0} \tag{2.20}$$



### 2.3.3 頻率準確度

對於頻率穩定度的評定就如(2.11)式所述，若將振盪頻率以振盪週期的型式表示出來，即  $f = \frac{1}{T}$ ，則(2.11)式可寫成

$$y \cong \frac{T_0 - T}{T_0} \tag{2.21}$$

這意味著，當我們求得頻率準確度，可以同時得知振盪器實際頻率以及振盪器實際週期偏離標稱值的程度。




### 2.3.4 頻率穩定度

一般來說，各種頻率標準的輸出頻率皆包含主要五種類型的雜訊，此五種雜訊分別為白色調相雜訊(White PM)、閃爍調相雜訊(Flicker PM)、白色調頻雜訊(White FM)、閃爍調頻雜訊(Flicker FM)以及隨機游動調頻雜訊(Random walk FM)。在這些雜訊下，輸出頻率將造成相位及振幅的隨機變化，而頻率穩定度就是用來描述振盪器頻率因雜訊的影響而變化起伏的程度。

關於時頻穩定度的評估方法中，最常用的三種指標分別為亞倫方差(Allan deviation,  $ADVE(\tau)$ )、修正型亞倫方差(Modified Allan deviation,  $MDEV(\tau)$ )及時間方差(Time deviation,  $TDEV(\tau)$ )敘述如下：

以下敘述中， $x(t)$  表示為時間誤差函數，其中  $t$  為連續變數。但是對實際量測而言，僅能以離散方式表現，即  $\{x_i = x(i\tau_0), i = 1, 2, \dots, N\}$  表示  $x(t)$  的  $N$  個序列，其中  $\tau_0$  表示離散取樣週期，量測時間間隔則為  $\tau = n\tau_0$ 。

#### 1. 亞倫方差( $ADVE(\tau)$ )


$$ADVE(\tau) = \sigma_y(\tau) = \sqrt{\frac{1}{2\tau^2} \langle [x(t+2\tau) - 2x(t+\tau) + x(t)]^2 \rangle} \quad (2.22)$$

其中  $\langle \rangle$  表示無限時間之平均。

頻率觀點的計算公式近似為

$$\sigma_y(\tau) \cong \sqrt{\frac{1}{2(M-1)} \sum_{i=1}^{M-1} (y_{i+1} - y_i)^2} ; y_i = \frac{x_{i+\tau} - x_i}{\tau} \quad (2.23)$$

相位觀點的計算公式可近似為

$$\sigma_y(\tau) \cong \sqrt{\frac{1}{2\tau^2(N-2n)} \sum_{i=1}^{N-2n} (x_{i+2n} - 2x_{i+n} + x_i)^2} \quad (2.24)$$

有關各類型雜訊所對應  $\sigma_y(\tau)$  斜率如表 2.2 所示；斜率示意圖如圖 2.7 所示。

表 2.2、雜訊型態與 斜率對應表[1]

Noise process	Slope of 與 $\sigma_y(\tau)$
WPM	$\tau^{-1}$
FPM	$\tau^{-1}$
WFM	$\tau^{-1/2}$
FFM	$\tau^0$
RWFM	$\tau^{1/2}$

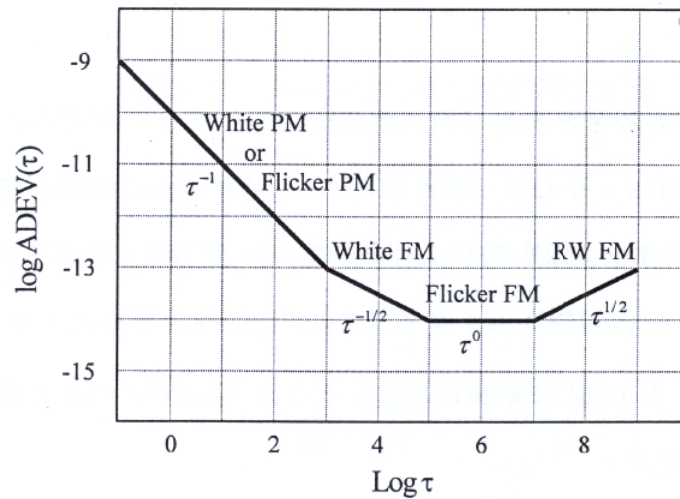


圖 2.7、雜訊型態與 斜率示意圖[1]

## 2. 修正型亞倫方差(MDEV( $\tau$ ))

$$Mod\sigma_y(\tau) = \sqrt{\frac{1}{2\tau^2} \left\langle \left[ \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_{i+2n} - 2x_{i+n} + x_i) \right]^2 \right\rangle} \quad (2.25)$$

頻率觀點之計算公式可近似為

$$Mod\sigma_y(\tau) \cong \sqrt{\frac{1}{2n(M-3n+1)} \sum_{j=1}^{M-3n+1} \left\{ \sum_{i=j}^{j+n-1} \left[ \sum_{k=i}^{i+n-1} (y_{k+n} - y_k) \right]^2 \right\}} \quad (2.26)$$

相位觀點之計算公式可近似為

$$Mod\sigma_y(\tau) = \sqrt{\frac{1}{2n^2\tau^2(N-3n+1)} \sum_{j=1}^{N-3n+1} \left[ \sum_{i=j}^{n+j-1} (x_{i+2n} - 2x_{i+n} + x_i) \right]^2} \quad (2.27)$$

有關各類型雜訊所對應  $\sigma_y(\tau)$  斜率如表 2.3 與圖 2.8 所示。

表 2.3、雜訊型態與斜率對應表[1]

Noise process	Slope of 與 $\sigma_y(\tau)$
WPM	$\tau^{-3/2}$
FPM	$\tau^{-1}$
WFM	$\tau^{-1/2}$
FFM	$\tau^0$
RWFM	$\tau^{1/2}$

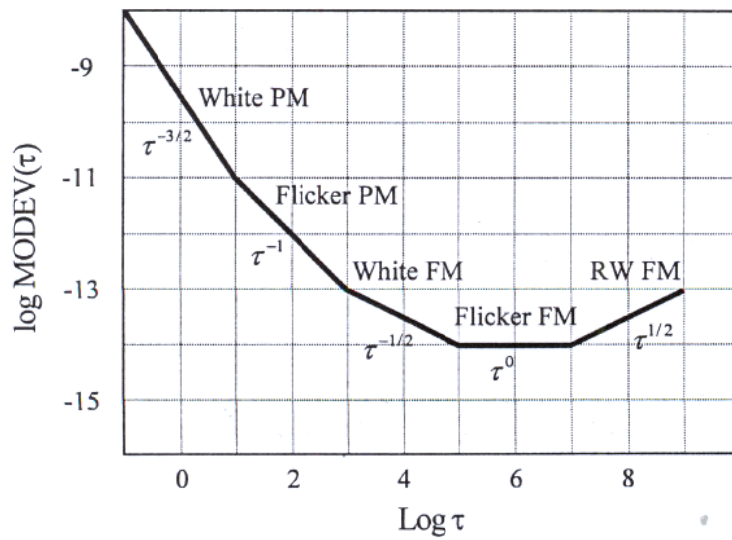


圖 2.8、雜訊型態與斜率示意圖[1]

### 3. 時間方差(TDEV(τ))

用於衡量時間之穩定度，在時間傳送與同步方面常被使用如(2.28)式；與(2.25)式比較，可發現時間方差可由修正型亞倫方差求得如(2.29)式。

$$\sigma_x(\tau) = \sqrt{\frac{1}{6n^2} \left\langle \left[ \sum_{i=1}^n x_{i+2n} - 2x_{i+n} + x_i \right]^2 \right\rangle} \quad (2.28)$$

$$\sigma_x(\tau) = \sqrt{\frac{\tau^2}{3} \text{Mod} \sigma_y(\tau)} \quad (2.29)$$

有關各類型雜訊所對應  $\sigma_y(\tau)$  斜率如表 2.4 與圖 2.9 所示。

表 2.4、雜訊型態與斜率對應表[1]

Noise process	Slope of 與 $\sigma_x(\tau)$
WPM	$\tau^{-1/2}$
FPM	$\tau^0$
WFM	$\tau^{1/2}$
FFM	$\tau^1$
RWFM	$\tau^{3/2}$

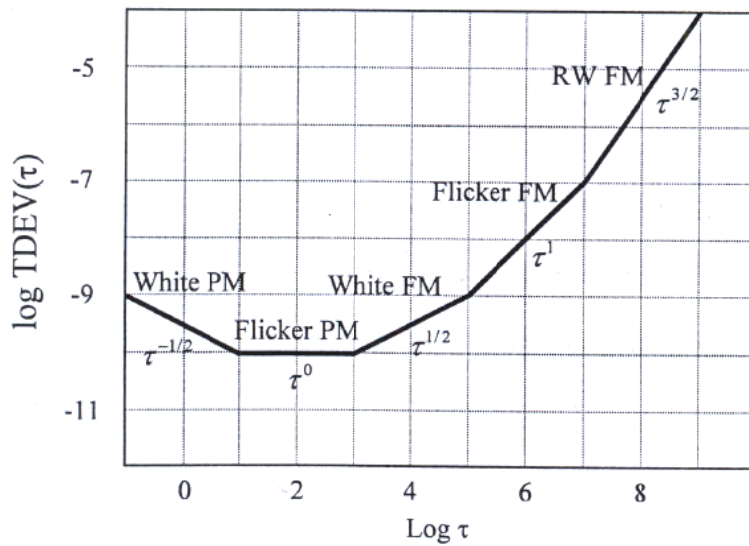


圖 2.9、雜訊型態與斜率示意圖[1]

至於三種指標的差別就是在於亞倫方差對 WPM 與 FPM 的斜率無法做出分辨，而修正型亞倫方差與時間方差都能在 WPM 與 FPM 的斜率做出分辨。因此修正型亞倫方差為目前最常被用來評估振盪器穩定度之指標。



### 第3章 IEEE 1588 標準概論

在過去，談到時間的同步，我們所能想到的不外乎就是 NTP(Network time protocol)，其準確度約可達毫秒(Milliseconds,  $10^{-3}$  seconds)。但是在量測與控制系統領域中，隨著科技的發達，所需要的時間準確度越來越高，於是 IEEE 1588 標準因此應運而生。它可以運用在區域性的電腦網路通訊和分散式的聯網系統。在區域性的電腦網路中，IEEE 1588 標準支援信息多點廣播而且並不限定只是在乙太網路中；同時也可以使不同的準確度、解析度以及穩定度的異類系統的時間得以同步，其在區域網路同步的能力可以達到次微秒(Submicroseconds,  $< 10^{-6}$  seconds)等級。

#### 3.1 IEEE 1588 標準同步原理

IEEE 1588 標準的同步原理，我們可以利用下圖來做說明。

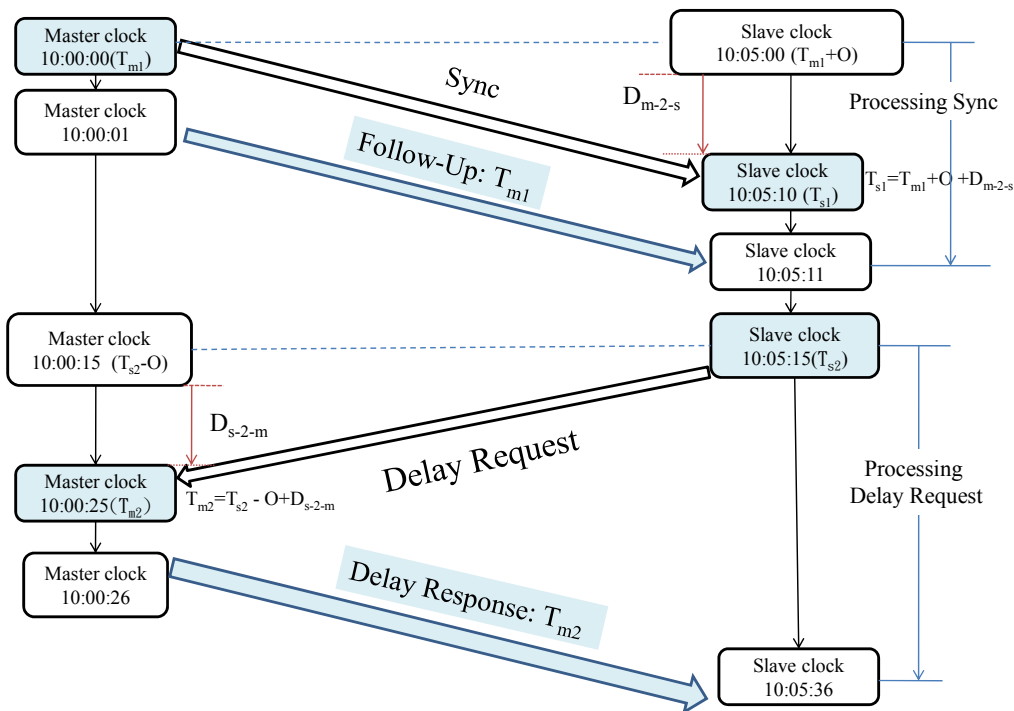


圖 3.1 、IEEE1588 標準取得時間補償

如圖 3.1 所示，以兩個時鐘，主時鐘(Master clock)和從時鐘(Slave clock)作說明：

在上圖 3.1，各參數表示意義如表 3.1、表 3.2 所示：

表 3.1、時間間隔參數

Time Interval Parameters	
O	Offset between slave and master(Slave Reading – Master Reading)
$D_{m-2-s}$	Signal from master to slave delay
$D_{s-2-m}$	Signal from slave to master delay
D	Signal one way delay

表 3.2、時間刻度參數

Time Epoch Parameters	
$T_{m1}$	Master issue “Sync” (master clock)
$T_{s1}$	Slave receive “Sync” (slave clock)
$T_{m2}$	Master receive “Delay Request” (master clock)
$T_{s2}$	Slave issue “Delay Request” (slave clock)

開始時，兩時鐘之一，宣布為主時鐘，此時會送出同步信息(Sync message)給從時鐘，此信息為一個原始時戳，即  $T_{m1}$ ；同步信息送出後，主時鐘會將描述精確原始時戳的資料包含在後續信息(Follow-Up message)內，在同步信息送出後，跟著送至從時鐘；從時鐘收到同步信息時，由於傳輸路徑的關係，會有傳遞延遲時間的產生，所以收到同步信息的時間以下式表示：

$$T_{s1} = T_{m1} + O + D_{m-2-s} \quad (3.1)$$

當從時鐘收到後續信息後，發出延遲要求信息(Delay Request message)給主時鐘，以  $T_{s2}$  表示；主時鐘收到延遲要求信息的時間可表示為



$$T_{m2}=T_{s2} - O+D_{s-2-m} \quad (3.2)$$

主時鐘收到延遲要求信息後，發出一個延遲回應信息(Delay Response message)給從時鐘，此信息包含有關收到延遲要求時的時戳資訊；當從時鐘收到延遲回應的信息時，可計算出主、從時鐘間的延遲時間以及時間差，遂將主、從時鐘之間的時間做出補償，達成時間同步。

### 3.1.1 延遲時間與時間補償

由圖 3.1 整理如下：

#### 1. 單向時間延遲(One way delay)

$$D_{m-2-s} + O = T_{s1} - T_{m1} (\because T_{s1}=T_{m1}+O +D_{m-2-s}) \quad (3.3)$$

$$D_{s-2-m} - O = T_{m2} - T_{s2} (\because T_{m2}=T_{s2} - O+D_{s-2-m}) \quad (3.4)$$

單向時間延遲則為

$$D = [(D_{m-2-s}+O)+(D_{s-2-m}-O)] / 2 (\because D = (D_{m-2-s} + D_{s-2-m})/2) \quad (3.5)$$

通常會先假設  $D_{m-2-s}$  與  $D_{s-2-m}$  相等，但是若在能夠取得路徑延遲的相關資訊情況下修正單向時間延遲，將會使之更為精確。

#### 2. 與主時鐘的時間補償(Offset from master)

$$O = T_{s1} - T_{m1} - D (\because T_{s1} = T_{m1} + O + D_{m-2-s} \cong T_{m1} + O + D) \quad (3.6)$$

由(3.6)式可得到與主時鐘的時間補償。

### 3.1.2 協定中重要的假設

在協定之中必須先確定一些假設是否被滿足，才可以使協定能夠順利的運作，假設如下

#### 1. 網路必須支援多點廣播通訊(Multicast)

所有 PTP 的非管理信息(Non management messages)必須藉由多點廣播來通訊，而 PTP 的管理信息則是可以利用多點廣播或是點對點(Point to point)通訊；所以建議在使用 PTP 通信的網路能夠使用多點廣播，至於點對點需要存在的理由則為：

- (1) 當網路中的時鐘(節點)個數增加時，未使用點對點通訊將會使同步估測不良。
- (2) 不使用點對點通訊也會使得各節點時鐘在執行協定時的需求變得更複雜。

#### 2. 必須避免多點廣播信息超出子網域外。

#### 3. 每個時鐘要執行協定必須滿足：

- (1) 時鐘的振盪器頻率的精確度與穩定度必須在 SI 秒的 $\pm 0.01\%$ 。振盪器的穩定度必須與時鐘辨識(Clock identifier)以及時鐘變異數(Clock variance)一致。
- (2) 在 PTP\_SLAVE 狀態的 PTP 時鐘必須能夠修正它的時間至與主時鐘一致，所以可以調整的範圍需要在至少 $\pm 0.02\%$ 的 SI 秒等級。

#### 4. 時鐘所陳述的數值，例如它的時鐘階層、時鐘辨識等如下表，必須正確地描述。

表 3.3、時鐘階層的定義

Stratum number	Specification
0	在執行 PTP 時，暫時視為比其他時鐘還要好的時鐘等級
1	不會跟隨 PTP 系統裡的其他時鐘，為原始參考標準。如：GPS 時鐘或是原子鐘。
2	為次要參考標準時鐘。直接經由 stratum 1 時間同步得來。
3	能發出外部計時訊號和設定 PTP 外部同步旗標 (PTP_EXT_SYNC flag) 為真的最低時鐘階層門檻。
4	不能發出外部計時訊號，因此設定 PTP 外部同步旗標 (PTP_EXT_SYNC flag) 為假的最低時鐘階層門檻。
5-254	保留此區間數值。
255	內定值；此階層時鐘不可能為最好的主時鐘。

表 3.4、時鐘辨識的定義

時鐘辨識 (ASCII)	相對應的時 鐘階層	說明
ATOM	1	時間從一個校準過的原子中得到，維持 UTC 時間精確至 25ns 以下。
GPS	1	時間從一個正確操作的 GPS 接收機得來，維持 UTC 時間精確至 100ns 以下。
ATOM	2	穩定的時鐘，其精確至 100ns 之間，上一次的時間校準是由時鐘階層 1 的 ATOM 直接校準。
GPS	2	穩定的時鐘，其精確至 100ns 之間，上一次的時間校準是由時鐘階層 1 的 GPS 接收機直接校準。
NTP	2	利用 NTP 或是同等的協定並維持 UTC 時間在 15ms 以下或是穩定的時鐘且上一次與 NTP 校準至 50ms 以內。
HAND	2 或更大	設定與 UTC 時間精確在 10 秒內。
INIT	2 或更大	設定與使用者自訂時間至非特定精確度。
DFLT	3 或更大	假如沒有其他時鐘辨識可供使用時，可使用之。

為了讓時鐘的同步效能可以達到最佳化，必須滿足下述假設：

1. 網路的時間延遲不管是從主時鐘到從時鐘或者是從時鐘到主時鐘，兩者的延遲時間須對稱。
2. 一個時鐘可能包含非對稱的延遲在它的時戳機制或是協定路徑中，(可分為外部等待時間，時鐘時戳點間到外部同步信息或延遲要求信息的通訊媒介的傳遞時間；內部等待時間，通訊媒介到同步信息和延遲要求信息的時鐘時戳點間的傳輸時間，如圖 3.2)，假如這些延遲無法忽略，就必須正確地計算出來。

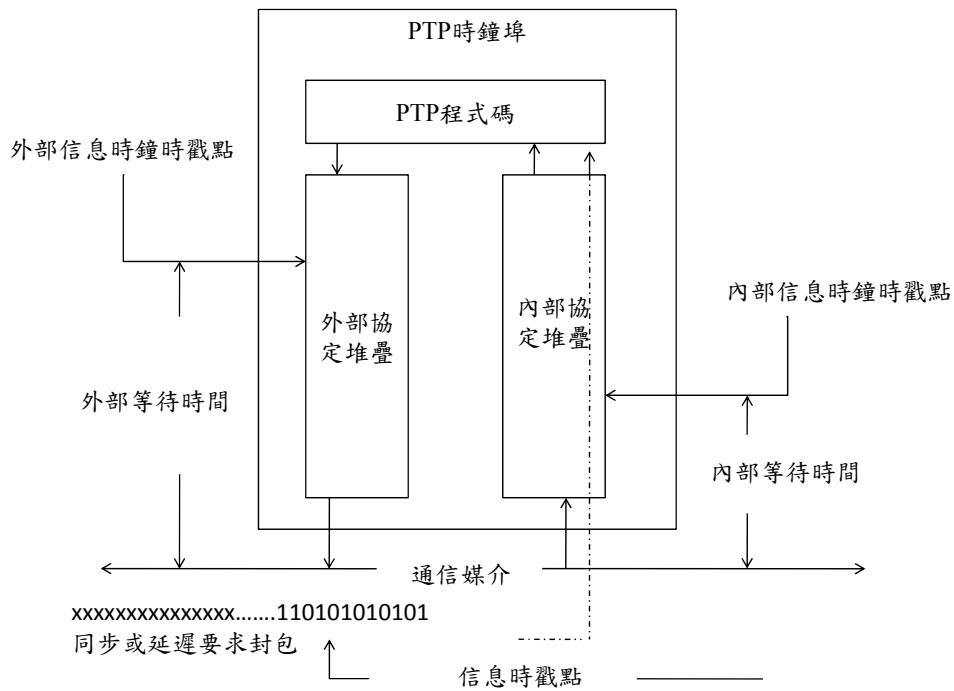


圖 3.2、等待時間常數的定義

如圖 3.2 所示，同步或延遲要求信息通過通信媒介後，由內部協定堆疊的底部進入，與內部信息時鐘時戳點產生內部等待時間。修正等待時間方法如下：  
對於修正外部等待時間可由下列三種數值來討論：

(1) 原始時戳(Origin timestamp)

原始時戳的欄位值是發佈同步或延遲要求信息的時鐘發出這些信息時的時間，這個值有一個絕對的誤差，大約小於0.25秒。與此時戳相關的指令為PTP\_ASSIST，當PTP\_ASSIST為FALSE，主時鐘不會發送後續信息，原始時戳會包含等待時間，而此時戳的值會是正值。當PTP\_ASSIST為TRUE，主時鐘會發送後續信息，原始時戳會包含等待時間，此值會是正值，或當同步信息發送時並未有估測值時，此值可為0。

(2) 精確原始時戳(Precision origin timestamp)

精確原始時戳的欄位值為相關聯的同步信息時戳點經過外部時鐘時戳點的時間，這個值有一個絕對的誤差，大約小於0.25秒。與此時戳相關的指令為PTP\_ASSIST，當PTP\_ASSIST為FALSE，主時鐘不會發送後續信息。當

PTP\_ASSIST 為 TRUE，主時鐘會緊接著同步信息後面發送後續信息，這個值與跟同步信息有關的區域時鐘變異數(Local clock variance)一致，此值為正數。

### (3) 延遲要求傳送時間(Delay request sending time)

從時間發出延遲要求信息，在外部協定堆疊所量測到的時間點。

以上三種數值的修正如下：

把同步信息或傳遞延遲信息量測到的外部協定堆疊時鐘時戳點之值紀錄為<量測值>，則上述三數值為：<量測值>+外部等待時間(Outbound latency)。

對於修正內部等待時間可由下列兩種數值來討論：

#### (1) 同步信息接收時間(Sync receipt time)

從時鐘收到同步信息時，從時鐘所量測到的內部協定堆疊時間點。

#### (2) 延遲接收時戳(Delay receipt timestamp)

由接收到延遲要求信息的時鐘量測延遲要求信息經過內部時鐘時戳點所發出來的時戳。

以上兩種數值的修正如下：

接收時戳由內部協定堆疊的時鐘時戳點測量出來，並記錄為<量測值>，其修正為<量測值> - 內部等待時間(Inbound latency)。

3. 主、從時鐘間的網路延遲必須為超過 PTP 延遲要求間隔(PTP delay request interval) 的固定值。

4. 邊界時鐘必須用來與子網路作同步；邊界時鐘在與子網路同步的過程中，擔任主時鐘的角色。

5. 藉由下列兩種方法減少因網路成員和時鐘內協定堆疊所產生的延遲變動：

(1) 盡量讓 PTP 中傳輸的時戳貼近網路實體層。

(2) 由協定堆疊和未被邊界時鐘隔開的網路成員(Clocks)所產生的延遲，可以利用平均的概念來減少，例如在時鐘伺服上的設計，引入平均方法作改良。

6. 時鐘的功率要足夠，在每個子網路的時鐘數量不可太多。

7. 時鐘的振盪器內部穩定度不可太差。

## 3.2 精確時間同步協定(PTP)系統

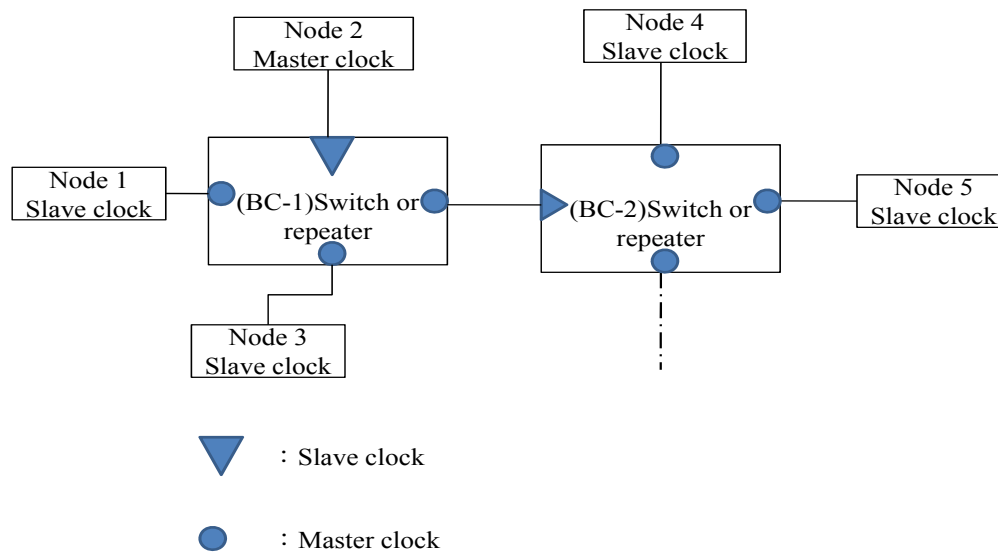


圖 3.3、同步時鐘系統

如圖 3.3 所示，Node1、Node3、Node4 及 Node5 為從時鐘(Slave clock)，由於是單一埠(Port)，又可稱之為普通時鐘(Ordinary clock)；BC-1、BC-2 可能為交換器或是中繼器，由於連接了多個埠，所以內部的時鐘皆可稱之為邊界時鐘(Boundary clock)，至於 Node2 為主時鐘，但是因為是單一埠，所以可知它並非由其他時鐘同步得來，這類型的時鐘，稱之為領導時鐘(Grandmaster clock)；每一個領導時鐘可以組織出一個次網域(Subdomain)。

圖 3.3 中，Node1、Node2、Node3、Node4 及 Node5 為不同路徑，路徑與路徑間溝通需經由交換器或中繼器，亦即，不同路徑的普通時鐘之間需借助邊界時鐘來做溝通。

圖 3.3 中，有許多節點或邊界時鐘，在 PTP 中它們都有各自的編號以做區別，這個編號稱為 UUID。而且依照時鐘和埠的不同有 Port-UUID 和 Clock-UUID 來辨識不同的時鐘及埠。

### 3.3 PTP 狀態及狀態機

表 3.5、PTP 狀態列表

狀態	描述
PTP_INITIALIZING	於此狀態的埠將使資料集、硬體和時鐘通信的值初始化。
PTP_FAULTY	協定錯誤的狀態。在此狀態的埠將不會參與協定的同步，但是會去做特定的除錯測量來消除此錯誤。
PTP_DISABLED	在此狀態的埠將不會送出任何信息至它的通信路徑上。
PTP_LISTENING	在此狀態的埠等待“同步信息”接收“同步暫停”來中止活動或者是等待接收來自主時鐘的同步信息。
PTP_PRE_MASTER	在此狀態的埠為 PTP_MASTER 狀態，除了不會送出任何非管理信息到它的通信路徑上。
PTP_MASTER	在此狀態的時鐘被用來製作接收或發送信息的時戳。
PTP_PASSIVE	在此狀態的埠不會送出任何非管理信息到它的通信路徑上。
PTP_UNCALIBRATED	這個狀態可以為一個暫態，提供同步伺服的初始化和資料集的更新，和其他特別的除錯動作，當一個新的主時鐘被選定時，則可進入下一個狀態。
PTP_SLAVE	在此狀態的埠可以跟主時鐘做同步。

如表 3.5，為 PTP 在執行時候的狀態，以上表所列的狀態構成協定引擎狀態機 (Protocol engine state machine) 如圖 3.4 所示：

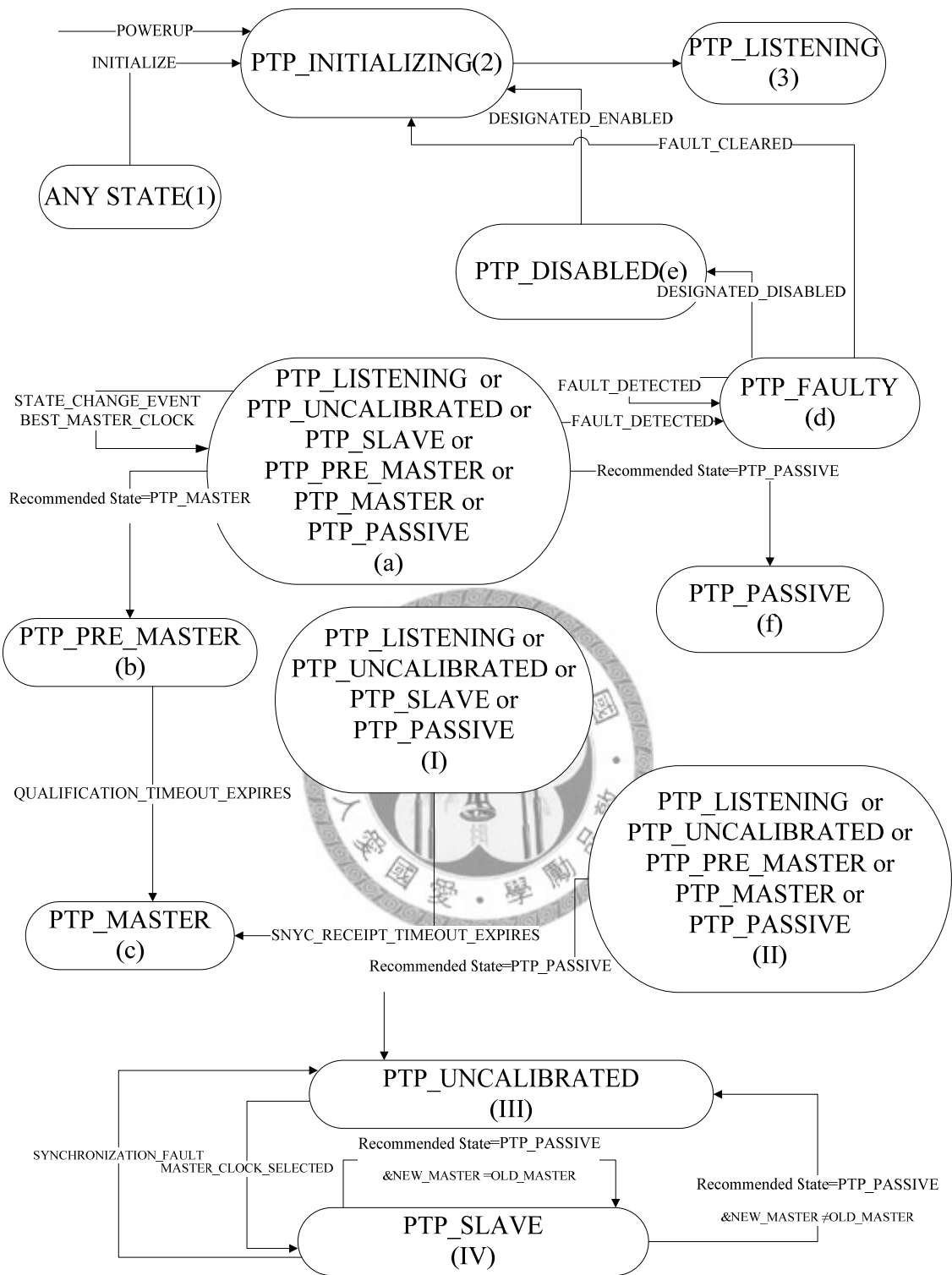


圖 3.4、協定引擎狀態機[6]



由圖 3.4，可將之分為三個部分，(1)、(2)、(3)，(a)、(b)、(c)、(d)、(e)、(f) 以及(I)、(II)、(III)、(IV)。

任何狀態(1)在收到初始化的指令後，可到 PTP 初始狀態(2)，也有可能開始執行協定(Powerup)而到狀態(2)，到達狀態(2)後，接著到達狀態(3)，相關說明可參照表 3.5 及表 3.6。

狀態(a)經由選擇最好的主時鐘演算法，評定為主時鐘時，可至狀態(b)，經過限定條件時間暫停終止指令可到達狀態(c)，若狀態(a)經由狀態改變指令，則可能至狀態(f)或是偵測出狀態中有錯誤而跑到狀態(d)，若繼續偵測出錯誤則會一直停在狀態(d)或是利用指定中斷到狀態(e)，而狀態(e)可以經由指定開啟到達狀態(2)，狀態(d)若是經由錯誤清除則可直接回到狀態(2)。

狀態(I)若經由同步信息接收時間暫停終止指令可以到達狀態(c)，若原本為主時鐘但是後來加入新的時鐘時，如同狀態(II)，將使得狀態(II)跑至狀態(III)，經由已有選出的主時鐘指令後，可跑至狀態(IV)，狀態(IV)中，若同步發生錯誤則會回到狀態(III)，若狀態(IV)中，有新加入的時鐘，且新的主時鐘為舊的主時鐘，在此狀態的其他原本從時鐘就會繼續停留在此狀態，若是新的主時鐘不為舊的主時鐘，則此狀態的時鐘會回到狀態(III)。



狀態機的各個狀態間的事件列表及適用性如下：

表 3.6、狀態機上的事件

事件名稱	說明及應用
POWERUP	PTP 的啟動；狀態機的每個埠都會有影響。
INITIALIZE	PTP 的初始化；狀態機的每個埠都會有影響。
FAULT_DETECTED	錯誤的偵測；狀態機上所有發生錯誤埠都會有影響。
FAULT_CLEARED	錯誤的清除；狀態機上所有發生錯誤埠都會有影響。
STATE_CHANGE_EVENT	狀態改變；狀態機上會發出此信號的埠才有影響。
BEST_MASTER_CLOCK	執行挑選最好的主時鐘的演算法；與此信號關聯的埠才有影響。
SYNC_RECEIPT_TIMEOUT_EXPIRES QUALIFICATION_TIMEOUT_EXPIRES	同步信息接收時間暫停終止、限定條件時間暫停終止；與終止時間暫停的機制相關聯的狀態才有影響。
DESIGNATED_ENABLED DESIGNATED_DISABLED	指定觸發、指定中斷；內部管理信息所指定的狀態才會受影響。
MASTER_CLOCK_SELECTED	已有選出的主時鐘；經過挑選最好的主時鐘之演算法後，會有此事件。
SYNCHRONIZATION_FAULT	同步發生錯誤；在發生錯誤的埠所關聯的狀態會有此信號產生。

### 3.4 單一主時鐘與從時鐘

在最單純的同步架構中，由一個主時鐘和一個從時鐘組成。它們各自的狀態程序如下：

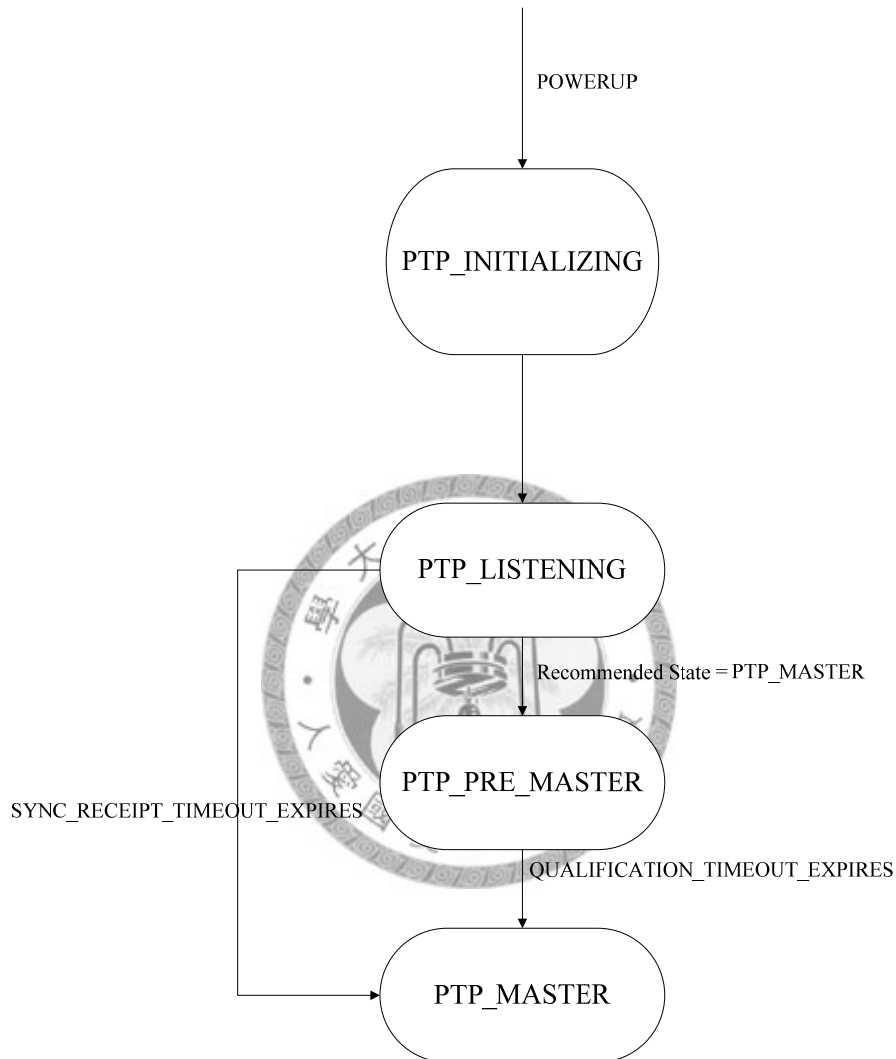


圖 3.5、主時鐘狀態流程

由圖 3.5 可知，主時鐘啟動協定後，先進行初始化，然後進入等待狀態，此狀態為等待是否有其他時鐘傳來同步信息，若有，則此時鐘為從時鐘，若無，則到下一個狀態(PTP\_PRE\_MASTER)或是等待接收同步信息的時間暫停終止，此意謂沒有其他時鐘宣告自己為主時鐘，進而到達 PTP\_MASTER 狀態成為主時鐘。而 PTP\_PRE\_MASTER 狀態在限定條件時間暫停終止後，也會進入 PTP\_MASTER 狀態成為主時鐘。

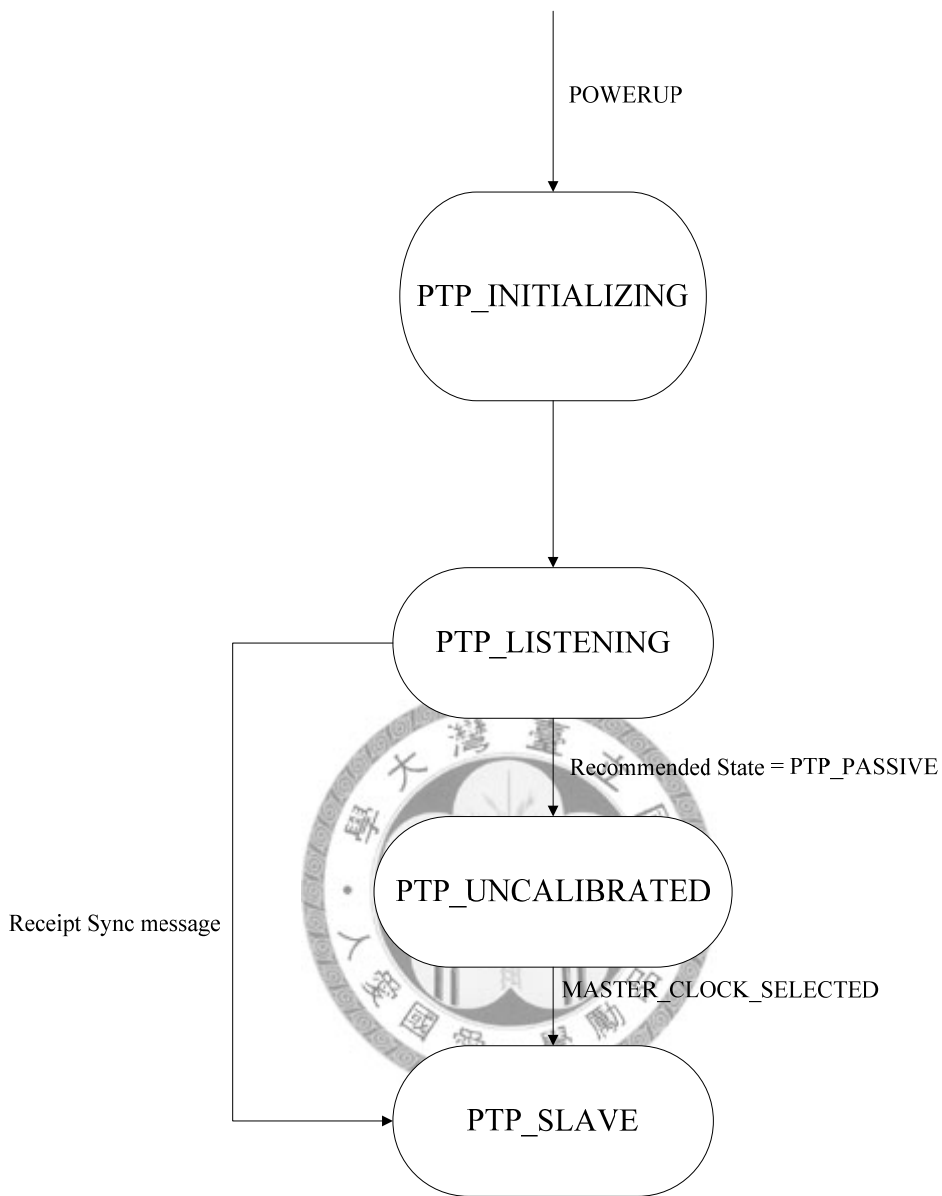


圖 3.6、從時鐘狀態流程

由圖 3.6 可知，從時鐘啟動協定後，會先初始化，然後進入等待的狀態，當狀態變為 PTP\_PASSIVE 時，則會進入 PTP\_UNCALIBRATED 這個暫態，若有新的主時鐘被選出後，送出同步信息，使得此時鐘收到同步信息，進入 PTP\_SLAVE 狀態，成為從時鐘。另一路徑為當時鐘處於等待的狀態(PTP\_LISTENING)時，若在此時收到由主時鐘發出的同步信息，則進入 PTP\_SLAVE 狀態成為從時鐘。

## 第4章 精確時間同步協定程式

### 4.1 精確時間同步協定軟體

精確時間同步協定軟體(Precision time synchronization protocol daemon, PTPd)是由 Kendall Correll, Nick Barendt and Michael Branicky 所開發[8][9]，其軟體架構如圖 4.1；現今被運用於測試與量測系統，同時，根據測試與量測系統所要的需求而改變伺服機構(Servo)的內容，為了使典型測試與量測系統的網路拓樸能夠更穩定，伺服機構就必須更優化。

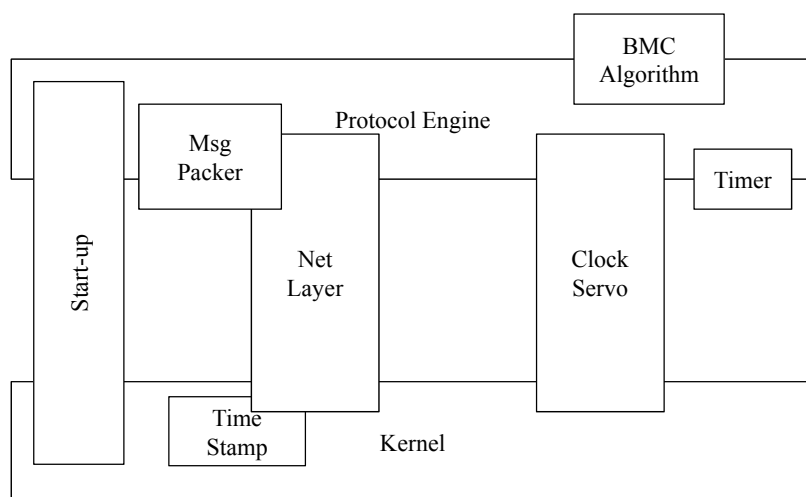


圖 4.1、軟體精確同步時間協定之架構[9]

圖 4.1 中，Protocol Engine 為撰寫協定狀態機和信息收發之處；BMC Algorithm(Best master clock algorithm)為撰寫比較最好的主時鐘演算法之處；Clock Servo 為處理時間補償(Offset from master)和時間延遲(Master to slave delay, Slave to master delay)之處，同時，在此段程式中，加入濾波器用來減少抖動現象；Msg Packer 將資料封裝進 PTP 信息或對 PTP 信息做擷取的動作；Net Layer 在 PTP 時鐘間做初始化的連結、資料的收送，或將時間郵戳傳遞給事件信息；Time Stamp 記錄信

息的傳送或接收的時間；Timer 控制週期性同步信息和延遲要求信息的傳送，以及週期性執行 BMC 和同步信息接收時間暫停的間隔；Start-up 設定程式執行的狀態和從使用者處取得執行時間內的一些指令選項；Kernel 則為 Linux 系統。

#### 4.1.1 硬體限制

精確時間同步協定軟體缺少兩個在硬體架構協定上顯著的系統：一為精確時間同步協定軟體使用軟體時間郵戳，即紀錄信息的發送與接收都是由網路堆疊的軟體層而非網路硬體的實體層；二為精確時間同步協定軟體使用的是軟體時鐘，即它調整的是儲存在記憶體中的週期性增加的時間量的大小。然而，精確時間同步協定軟體還是可以裝配硬體時鐘，缺點是在讀取硬體時鐘的訊息時會有微小的抖動(Jitter)現象。為了使伺服機構的效能能夠提升，盡量減少浮點運算。

#### 4.1.2 軟體限制

包含時鐘伺服(Clock servo)和協定堆疊(Protocol stack)的 PTPd 程式在 Linux 環境下執行，讓同時處理多個運算工作的效能較佳；這有賴於 Linux 即時的頻率可調時鐘和信息時戳。PTPd 利用 `ioctl()` 指令接收紀錄在網路介面卡(Network interface card, NIC)驅動程式的時間郵戳，至於發送時戳則需自行寫入程式，雖然可以不加入發送時戳的程式段到 Linux，但是卻會使效能變差。PTPd 程式在 Linux 環境下利用 `adjtimex()` 指令來調整時鐘的頻率，使時間的補償得以實現。

## 4.2 時鐘伺服(Clock servo)

### 4.2.1 設計上的限制

在設計時鐘伺服時，有三種特性需要注意：

第一種是閉迴路頻率響應(Closed loop response)，包含收斂和穩定度；從初始到開始收斂，可以接受的時間約在數分鐘內，而穩定度來說，利用時鐘伺服所回授的時間補償其改變要慢一點，這有賴於控制器設計的穩定性能。

第二種是時間誤差(Time error)，當我們需要精準地讓兩台量測系統於同一時間點讀取到相同的時間來做其他的運用時，需要克服時間誤差；有效估算時間誤差的方法即是利用時鐘之間的方均根(Root mean square, RMS)時間差異。

第三種是速率誤差(Rate error)，當量測系統需要量測訊號的頻率時，速率誤差就必須盡可能的小；但是讓速率誤差變小確會使時間誤差變大，反之亦然。原因是若要一下子把時間誤差調小，則此時的速率誤差將因為短時間大變化量的時間補償而變大；若緩慢的調整時間補償，雖然可以使速率誤差維持很小，卻造成時間誤差不能降低。有效估算速率誤差的方法是利用修正型亞倫方差；相對的計時速率(Relative tick-rate)中，其突然增加的變化代表時鐘的抖動現象，有可能是因為振盪器供應電壓和環境溫度的改變所造成。

### 4.2.2 比例積分控制器

精確時間同步協定軟體中的比例積分控制器在參數上的設計為：

比例項用來修正兩時鐘之間的時間差，積分項則用來消除穩態時的穩態誤差。使用比例積分器確實可以使 PTPd 的運行有好的表現，其缺點在於系統中仍然會有雜訊通過控制器，使得中期所分析的亞倫方差效果較差。

### 4.2.3 灰色比例積分控制器

在精確時間同步協定軟體中，利用比例積分器來對系統做穩定控制。本文的實驗針對程式中的“Servo”(圖 4.2)進行修改。實驗的過程為：在暫態部分，利用灰色預測與比例積分器的結合，透過灰色預測得到補償趨勢進而調節比例積分器的參數，使得比例積分器的適應性能更佳，進而減少暫態進入穩態所需時間。

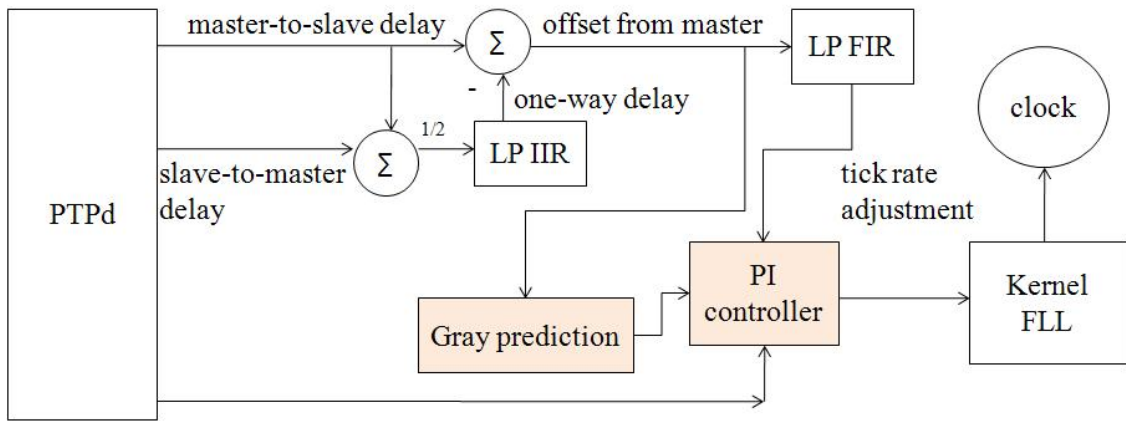


圖 4.2、軟體精確時間協定之 Servo 架構[8]

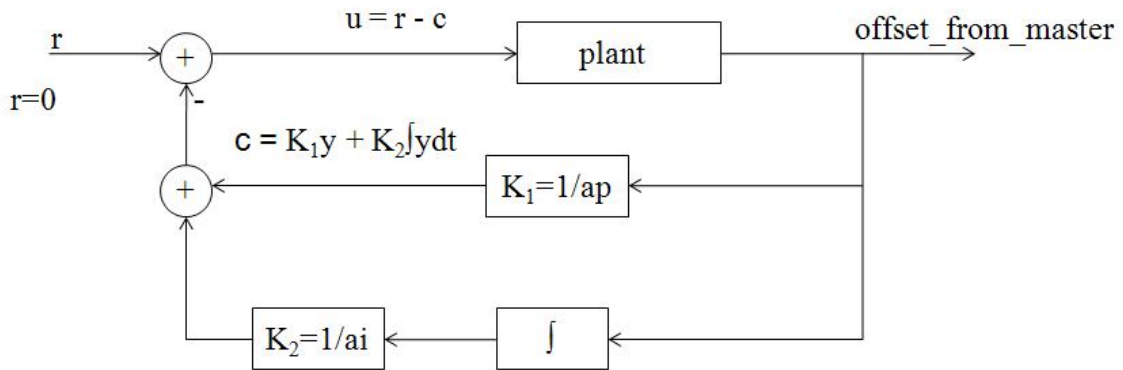


圖 4.3、比例積分控制器與系統之閉迴路

圖 4.3 中， $u$  為調節系統時鐘的參數值， $offset\_from\_master$  為 PTPd 所估算出兩時鐘之間的時間補償， $K_1$  為比例項， $K_2$  為積分項。針對圖 4.2 的 PI controller，我們的目的是要將圖 4.3 的比例項參數  $ap$  修改為可調式的參數，此參數會針對所預測的補償值大小來做改變。至於預測的補償值則有賴於灰色預測。



### 4.3 灰色預測

灰色系統理論是由中國大陸學者鄧聚龍教授於 1982 年發表的理論。掌握完整的訊息稱為“白”，缺乏訊息稱為“黑”，訊息不完全、不確定則稱為“灰”，所以所謂的灰色系統就是訊息不完全、不確定的系統。藉由系統的關聯分析(Relation analysis)、模型建構(Mode construction)、預測(Prediction)以及決策(Decision)方法來了解系統，有效處理系統之不確定性、多變量輸入、離散數據及數據的不完整性[2]。以下將介紹灰色預測，流程如圖 4.4，其主要是根據一階灰微分方程模型來對系統進行預測：

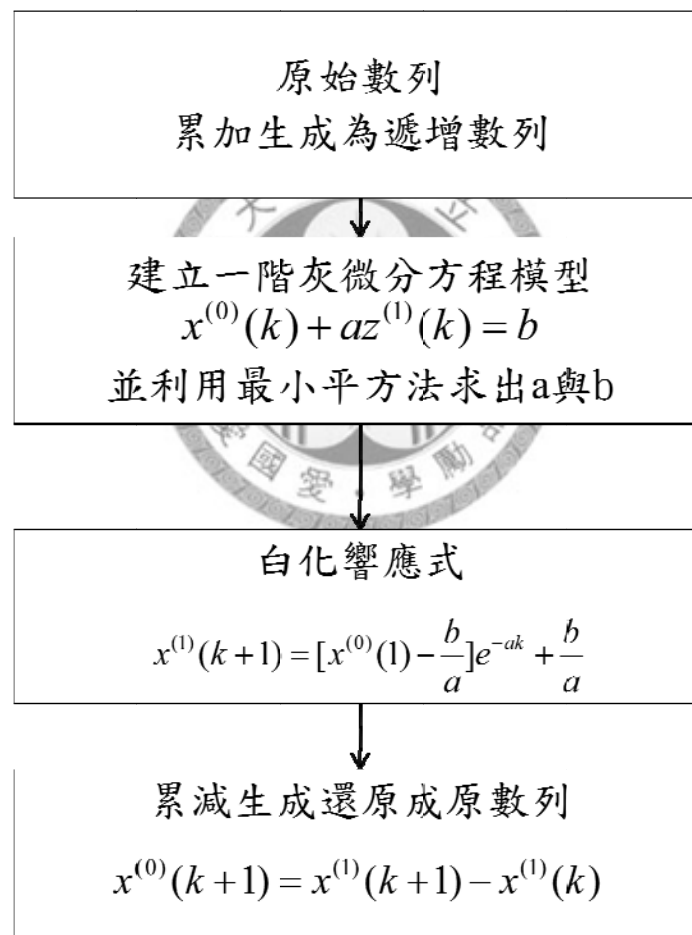


圖 4.4、灰色預測流程圖

### 4.3.1 累加生成(Accumulated generating operation; AGO)

累加生成的目的是要將一連串的無規則性原始序列藉由累加生成轉換成嚴格的遞增序列，演算過程為

原序列

$$x^{(0)} = \{x^{(0)}(1), x^{(0)}(2), x^{(0)}(3), \dots, x^{(0)}(n)\}$$

經一次累加生成

$$x^{(1)} = \{x^{(1)}(1), x^{(1)}(2), x^{(1)}(3), \dots, x^{(1)}(n)\}$$

其中

$$x^{(1)}(n) = \sum_{i=1}^n x^{(0)}(i) \quad (4.1)$$

### 4.3.2 建立一階灰微分方程模型

原序列經累加生成後已經成為有明顯指數規則，所以可以在遞增序列上建立微分方程來模擬原序列。

利用一階常係數線性微分方程在  $x^{(1)}$  序列建立灰微分方程

$$\frac{dx^{(1)}}{dt} + ax^{(1)} = b$$

其中

$$\frac{dx^{(1)}}{dt} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{x^{(1)}(k) - x^{(1)}(k - \Delta t)}{\Delta t}$$

在離散數列中，令  $\Delta t = 1$

$$\frac{dx^{(1)}(k)}{dt} = x^{(1)}(k) - x^{(1)}(k-1) = x^{(0)}(k) \quad (4.2)$$

設背景值(即累加生成之均值序列)

$$z^{(1)}(k) = \frac{x^{(1)}(k) + x^{(1)}(k-1)}{2} \quad (4.3)$$

$$az^{(1)}(k) \cong ax^{(1)}(k) \quad (4.4)$$

在灰微分方程(4.1)式中，以(4.2)式、(4.4)式代入可得灰擬微分方程：

$$x^{(0)}(k) + az^{(1)}(k) = b \quad (4.5)$$

### 4.3.3 以最小平方法解 a、b

$$x^{(0)}(k) + az^{(1)}(k) = b \Rightarrow x^{(0)}(k) = -az^{(1)}(k) + b$$

當  $k = 2, 3, \dots, n$

$$x^{(0)}(2) = -az^{(1)}(2) + b$$

$$x^{(0)}(3) = -az^{(1)}(3) + b$$

⋮

$$x^{(0)}(n) = -az^{(1)}(n) + b$$

$$\text{令 } Y = \begin{bmatrix} x^{(0)}(1) \\ x^{(0)}(2) \\ \vdots \\ x^{(0)}(n) \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} -z^{(1)}(2) & 1 \\ -z^{(1)}(3) & 1 \\ \vdots & 1 \\ -z^{(1)}(n) & 1 \end{bmatrix}; A = \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix}$$

可得  $Y = BA$

利用最小平方法求 A

$$A = (B^T B)^{-1} B^T Y = \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

#### 4.3.4 白化響應式

灰微分方程之解

$$x^{(1)}(t) = ce^{-at} + \frac{b}{a} \quad (4.7)$$

而(4.7)式中，當  $t=1$  時

$$c = \left[ x^{(1)}(1) - \frac{b}{a} \right] \cdot e^a$$

當  $t=k$  時

$$x^{(1)}(k) = \left[ x^{(1)}(1) - \frac{b}{a} \right] e^{-a(k-1)} + \frac{b}{a}$$

因為  $x^{(1)}(1) = x^{(0)}(1)$ ，所以白化響應式為

$$x^{(1)}(k+1) = \left[ x^{(0)}(1) - \frac{b}{a} \right] \cdot e^{-ak} + \frac{b}{a} \quad (4.8)$$

再利用累減生成還原原序列，灰色預測遂完成之；再把原序列第一個值去掉，加入第五個值，則可做下一筆預測。



## 4.4 調整參數

得到灰色預測值後，可修改比例積分器比例項參數，將參數依照預測值的放大或縮小隨之改變。在本實驗中，將灰色預測值的絕對值固定在  $1 \sim (10^9 - 1)$ ，除以  $10^9$  並取其絕對值對數(log) 至整數部分，乘上適當倍數例如：11，再加上 1。

此動作目的在於希望將比例積分器之比例項參數固定在 1 到 100 之間，當預測值很大時，則將比例參數調小，當預測值很小時，則將比例參數調大。進而達到適應系統之比例參數。當系統時間補償小於某一數值例如 30000 時，可嘗試將比例參數固定在某一定值，在此嘗試取 10。由此時將逐漸進入穩態。比例積分器方程式及修改詳述如下：

比例積分器：

積分項

$$observed\_drift = observed\_drift + \frac{offset\_from\_master}{ai} ; ai=1000$$

比例項

$$\frac{offset\_from\_master}{ap}$$

系統修正值

$$u = - \left\{ \frac{offset\_from\_master}{ap} + observed\_drift \right\}$$

加入灰色預測修改部分

$$ap = 1 + \left\lfloor \left\lceil 11 \times \log \left| \frac{Xn}{10^9} \right| \right\rceil \right\rfloor ; 1 \leq |Xn| \leq 10^9 - 1 \quad (Xn : \text{灰色預測值})$$



## 第5章 實驗結果與數據

### 5.1 網路拓樸類型

實驗的內容將針對不同的拓樸進行其對軟體精確時間協定的性能表現做出分析，網路拓樸的類型如圖 5.1 所示：

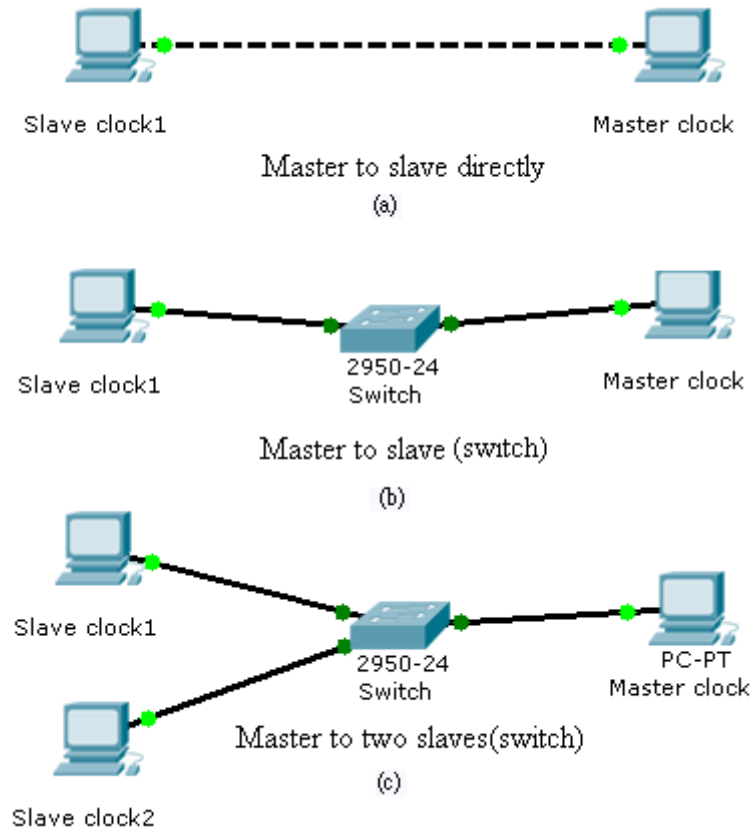


圖 5.1、網路拓樸類型

圖 5.1 為一般小型區域網路的架構，對這些類型的拓樸做分析將可使我們更能掌握 PTPd 軟體所能達到的效能以及它的限制。實驗將採取實驗組：灰色比例積分控制器，對照組：比例積分控制器，來比較其性能，作為爾後效能改善之參考。

## 5.2 實驗設備

本實驗利用一台筆記型電腦(IBM X31)和兩台桌上型電腦(mainboard:ASUS P5PL2-E,CPU:Intel Core2Duo)、switch(Cisco Catalyst 2950 series)實驗中的主時鐘為 IBM X31，而實驗環境為 Linux Fedora8.0，精確時間同步協定軟體由 sourceforge 取得[10]。

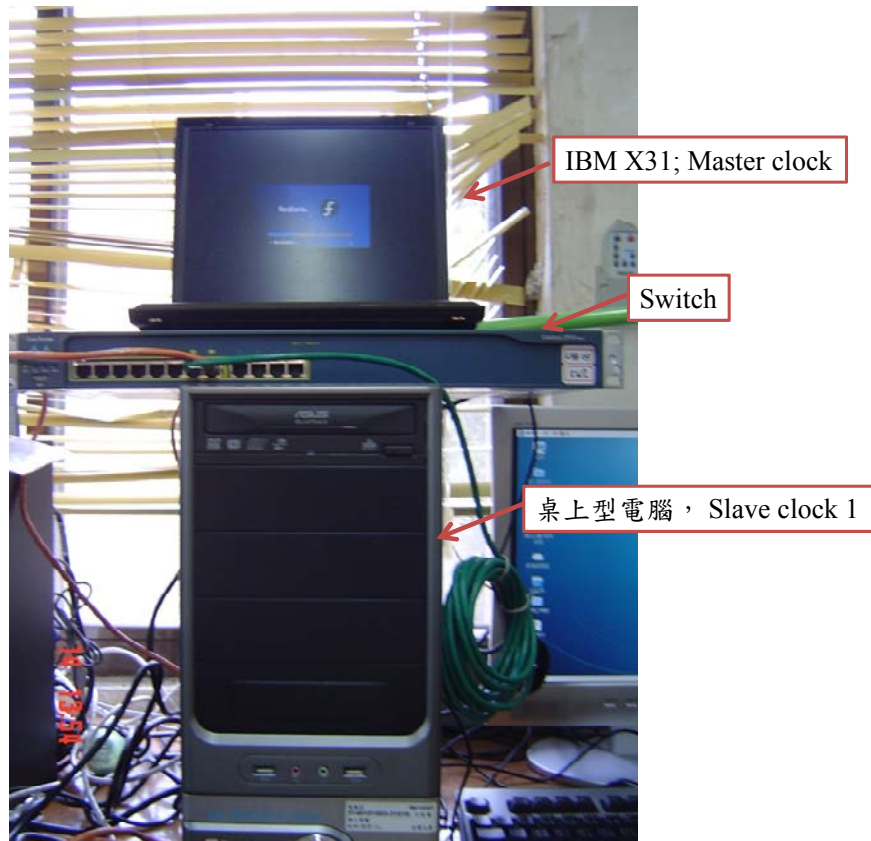


圖 5.2、實驗設備

如圖 5.2 所示，為圖 5.1 的(b)的實驗設備，(a)的設備則是去除 switch，而(c)的設備則是再加上一台桌上型電腦即 Slave clock 2。



## 5.3 實驗結果及分析

### 5.3.1 實驗一 Master to slave directly

如圖 5.1(a)的拓樸形式，其分析如下：

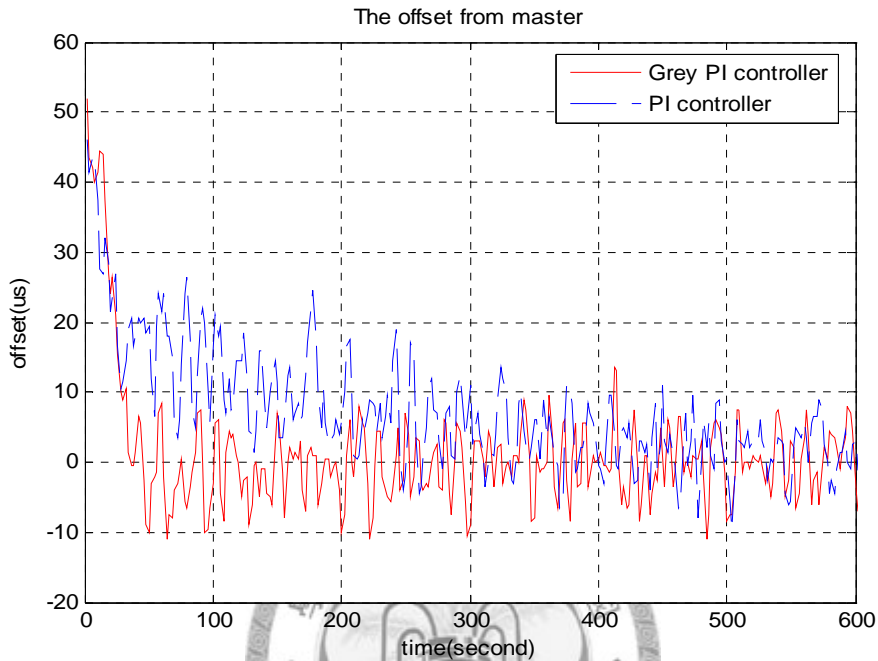


圖 5.3 Master to slave directly

由圖 5.3 可知，灰色比例積分控制器(實線)的暫態時間較比例積分控制器(虛線)來得短，也就是說，其收斂速度的確是較快。

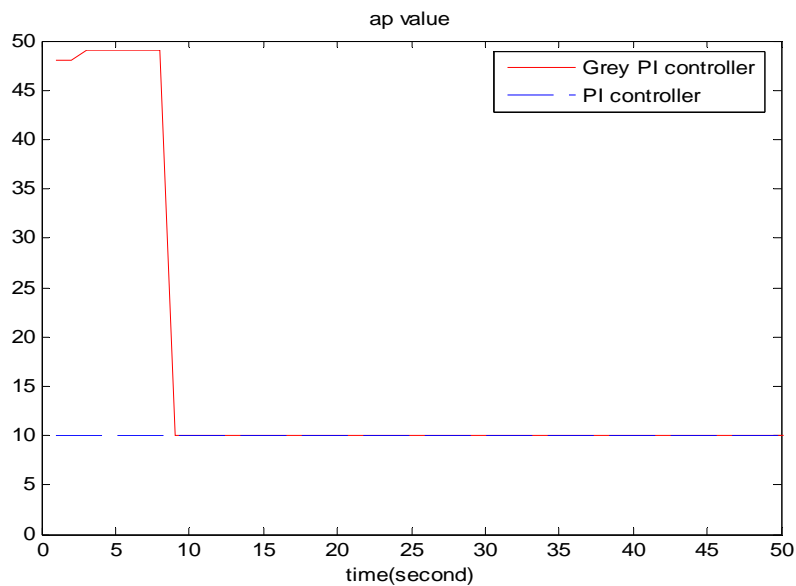


圖 5.4、ap 值的變化

### 5.3.2 實驗二 Master to slave (switch)

如圖 5.1(b)的拓樸形式，其分析如下：

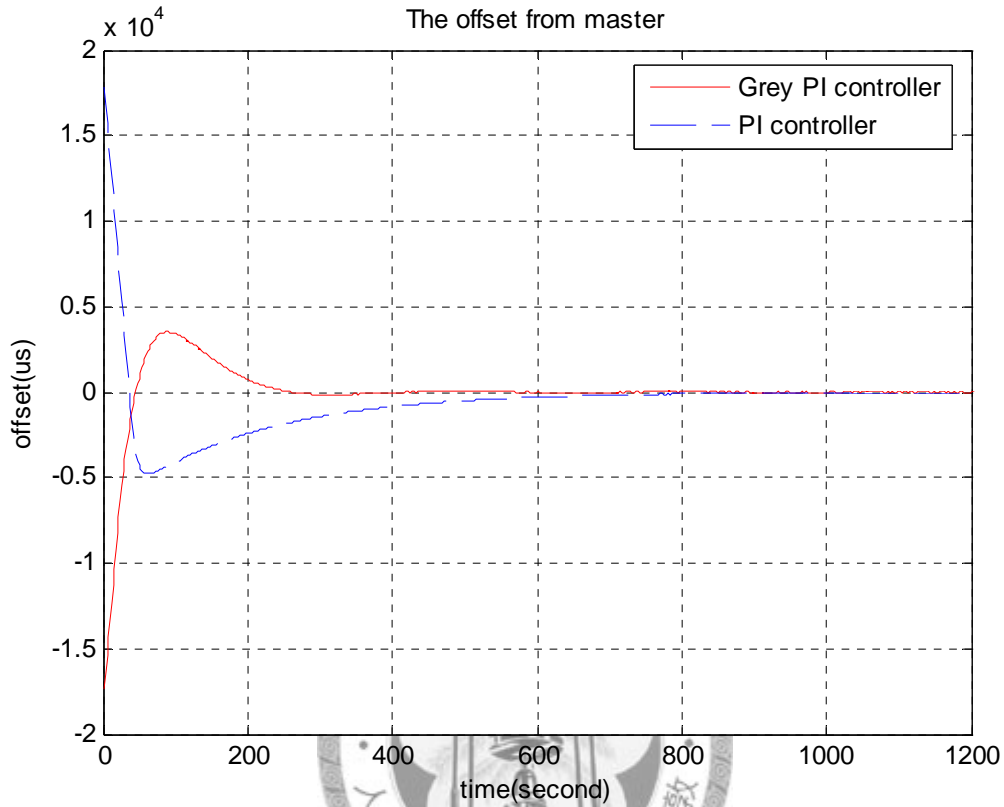


圖 5.5 Master to slave (switch)

如圖 5.5 所示，灰色比例積分控制器(實線)在暫態時的收斂速度優於比例積分控制器(虛線)。

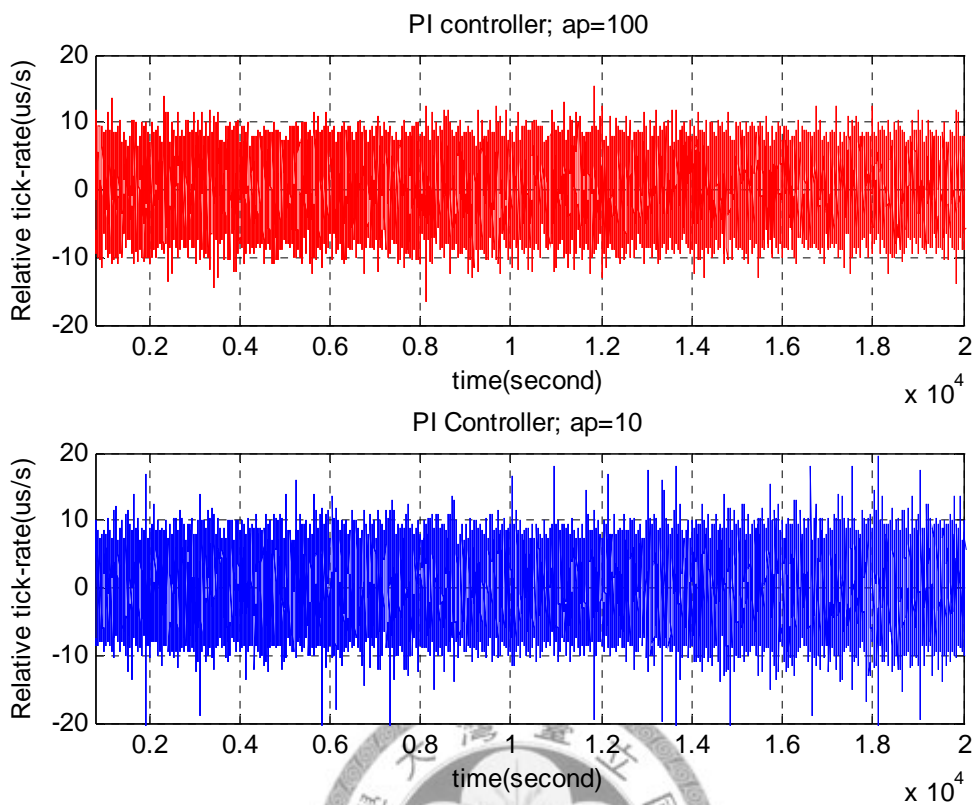


圖 5.6、穩態相對計時速率比較圖

由圖 5.6 可知，當我們把比例積分控制器比例項參數調成 100 時，可以使得系統回傳值變小，把計時速率限制在較小的範圍。

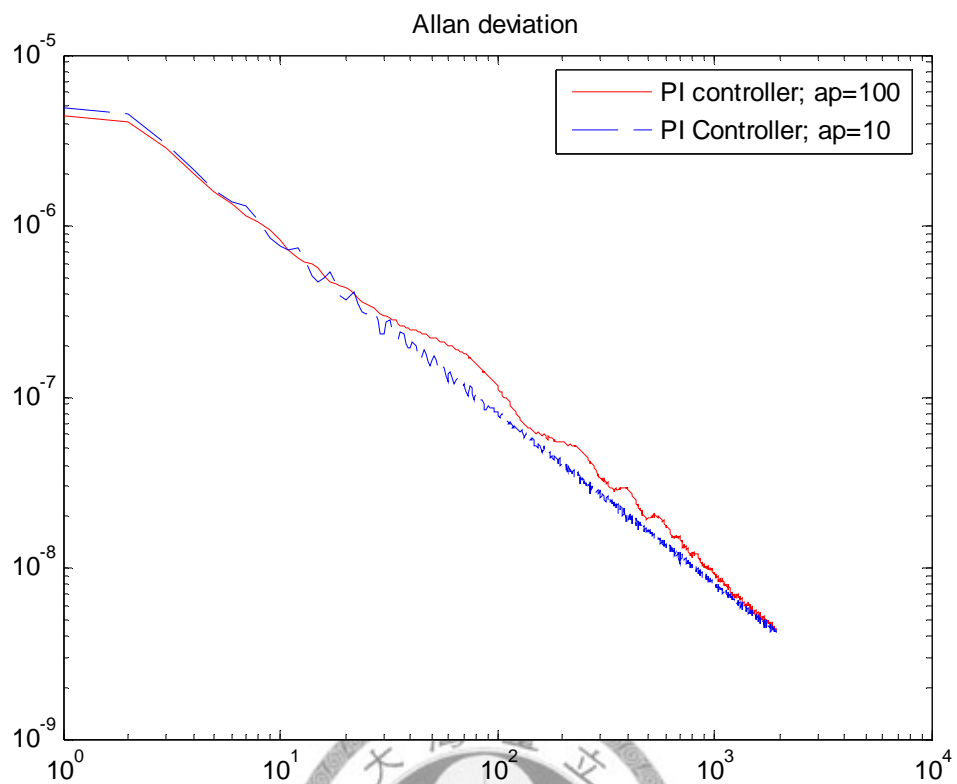


圖 5.7、不同 ap 值在穩態時之亞倫方差

由圖 5.7 可知，由於我們將比例積分器的比例項參數調成 100，雖然可以使計時速率較穩定，但是卻會犧牲時間補償的穩定度，所以當我們利用比例積分控制器於時間伺服，比例項參數必須要考量用途及需求來決定適當的值。

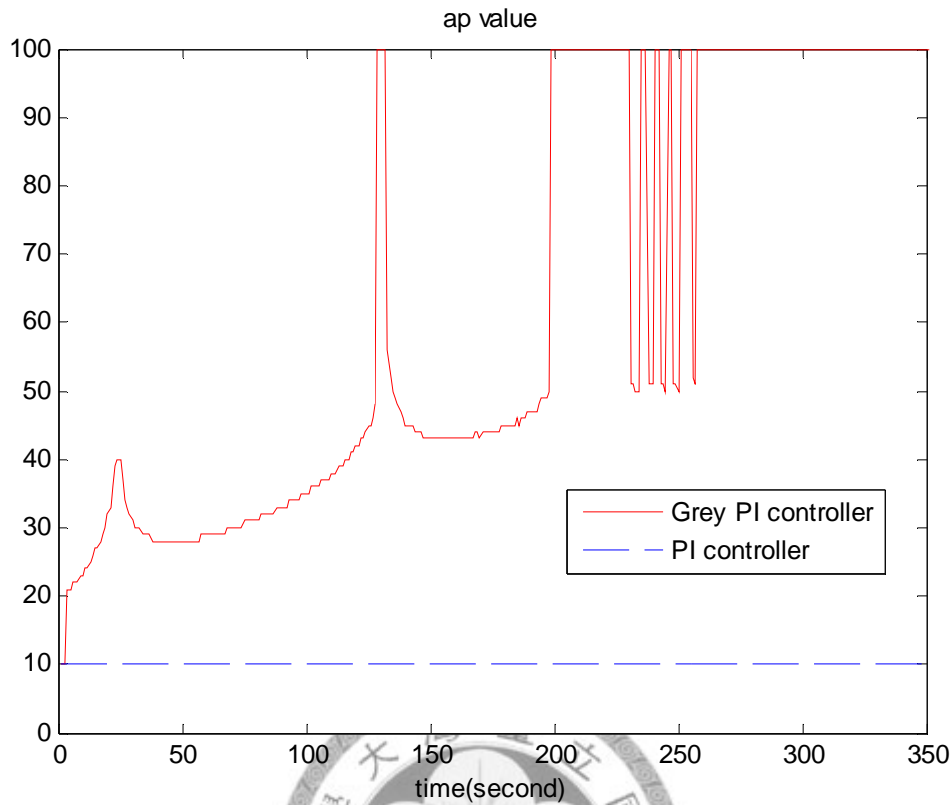


圖 5.8、ap 值的變化

如上圖 5.8，100~150 秒之間，Grey PI controller 之 ap 值突然升至 100，原因為程式段中，將時間補償在  $\pm 3\mu s$  內的數值，其 ap 值設為 100，目的為了讓控制器穩態時的比例項參數固定在  $ap=100$ ，改善的方法就是將限制區間由  $\pm 3\mu s$  縮小，或是將灰色預測調整 ap 之方程式，調整區間由 1~100 減至 1~50；自訂限制區間的缺點，會使相對計時速率不穩定，但是在時間同步的範疇內，暫態所要求的是如何將暫態時間盡可能的縮短，所以在此範圍內不須考慮自訂限制區間的因素；如圖 5.10，穩態的抖動現象有可能使補償值高於限制區間，因此會造成相對計時速率不穩定，但因為灰色比例積分器的作用，卻可以使抖動現象盡快得到修正。

### 5.3.3 實驗三 Master to two slaves (switch)

如圖 5.1(c)的拓樸形式，其分析如下：

將一個從時鐘的時鐘伺服控制器用灰色比例積分控制器(實線)，一者用比例積分控制器(虛線)。

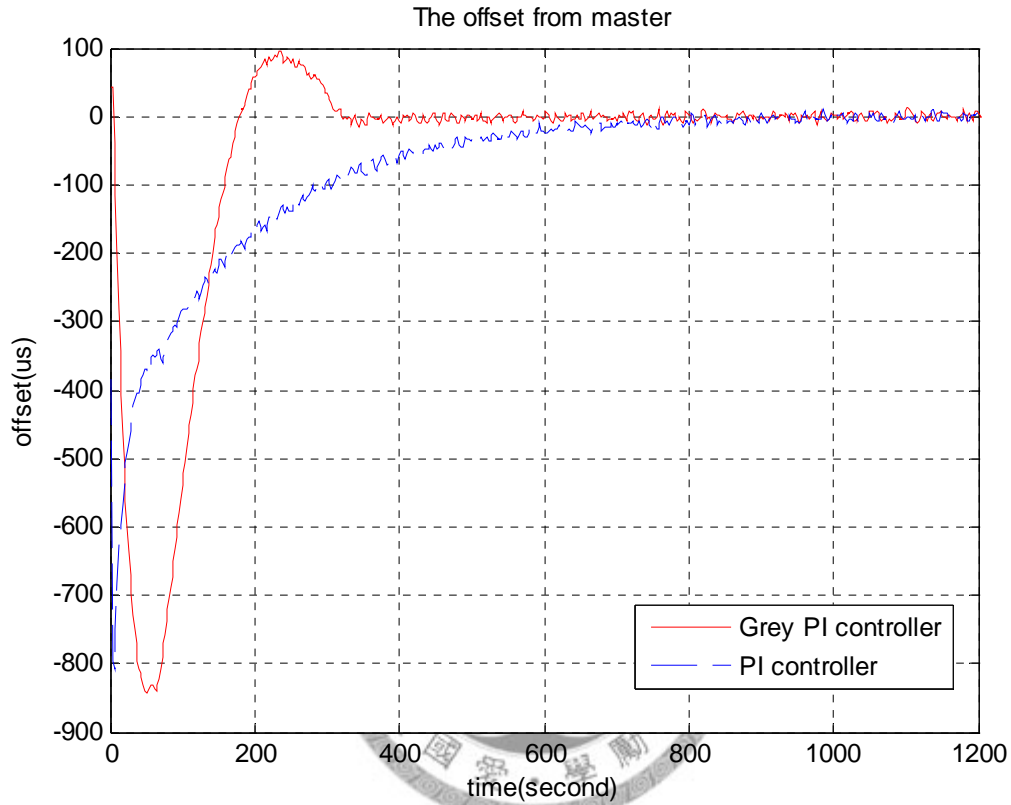


圖 5.9 Master to two slaves (switch)

由圖 5.9 可知，收斂時間以灰色比例積分器較為快。

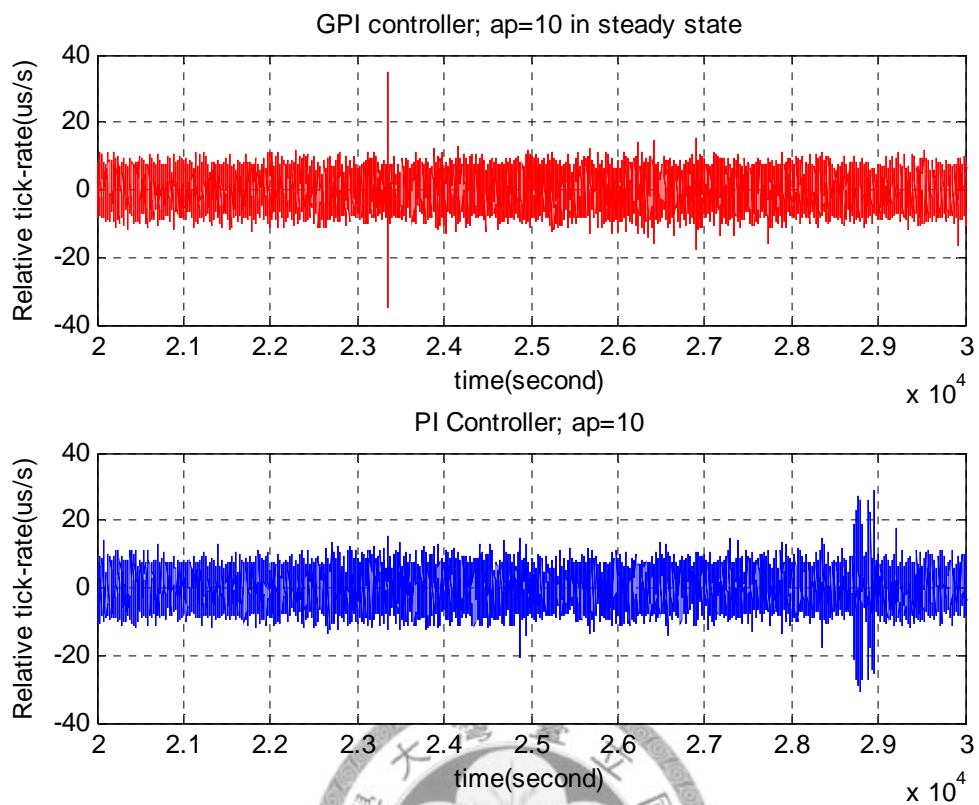


圖 5.10、穩態相對計時速率比較圖

由於子網路的時鐘個數增加，使得同步效能會受到影響，這也更加印證了若  
 要使同步效能提升，則子網路中的時鐘個數將是一個考量的因素。

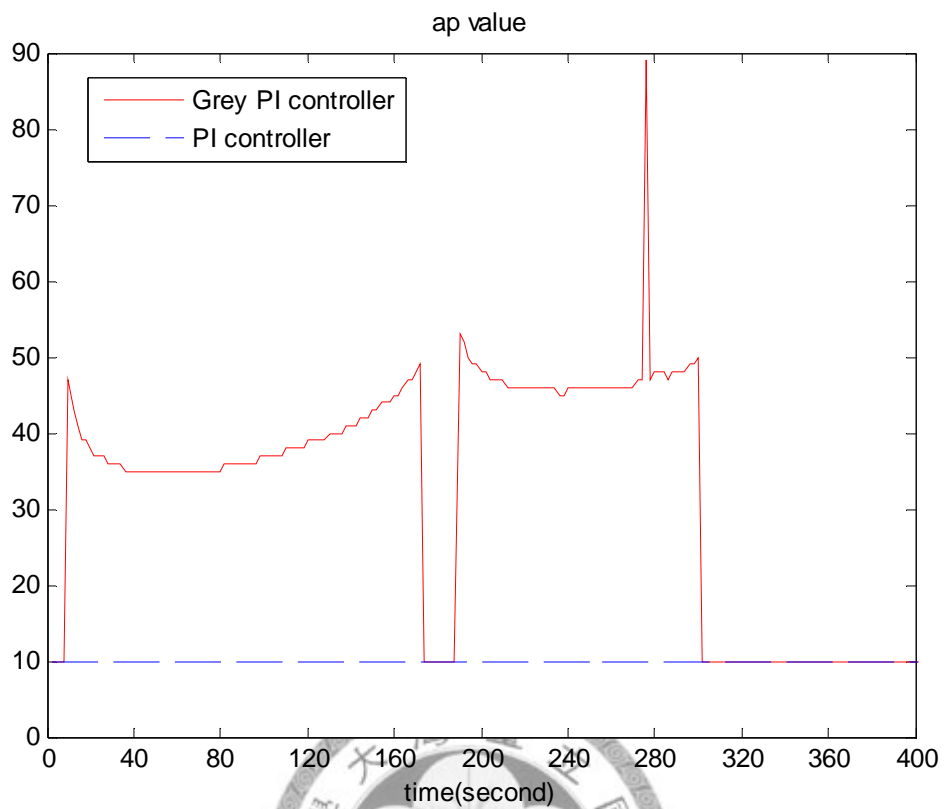


圖 5.11、ap 值的變化。

如上圖所示，Grey PI controller 在 160~200 秒之間，ap 降至 10，為自訂限制區間所致，280 秒附近，ap 升至大約 90 則是灰色預測出錯，所以不能純粹利用灰色預測值當作控制器輸出值。



### 5.3.4 討論

調整比例積分控制器  $ap$  參數的最佳值與灰色比例積分控制器相比較，由於難以獲得系統轉移函數，所以欲得到  $ap$  最佳解，有其難度，但是利用多組  $ap$  值來比較，可以約略得到較佳解，如圖 5.12、圖 5.13 所示

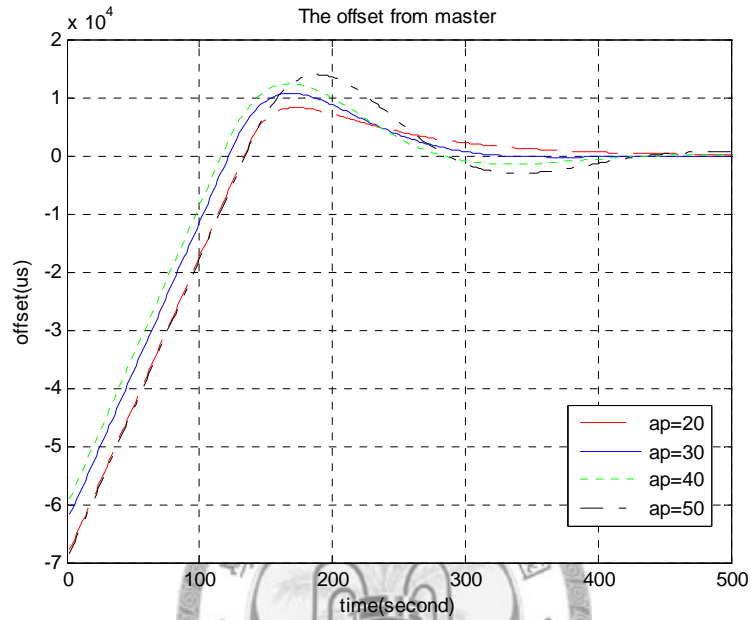


圖 5.12、不同比例項參數之比例積分控制器(1)

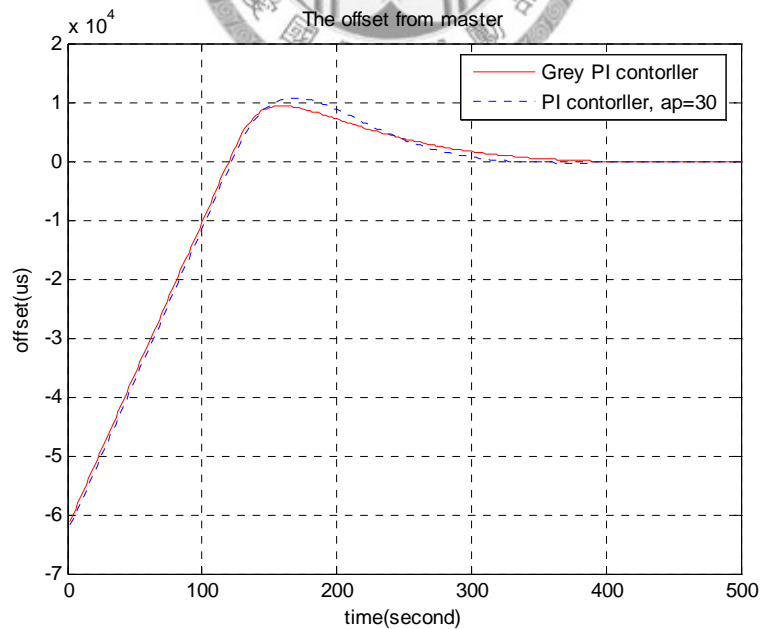


圖 5.13、GPI 與較佳的 PI

當  $ap$  為 30, 灰色比例積分控制器到達穩態速度比較慢, 但是兩者間相差不遠, 使用灰色比例積分控制器, 在時間同步範疇內, 可以省去尋找較佳解的困擾, 並且得到令人滿意的收斂速度。

灰色預測的取樣點, 對於預測來說, 越多取樣點將會使預測值更準確, 然而本論文的灰色預測值, 不論是以四點取樣、五點取樣或是八點取樣, 終究不能非常精準地用來取代比例積分器, 基於讓系統運算簡單化, 且預測目的為預測上升或下降趨勢, 本論文只採取四點取樣, 多點取樣產生預測值如圖 5.14、圖 5.15、圖 5.16 所示(以實驗二為例)

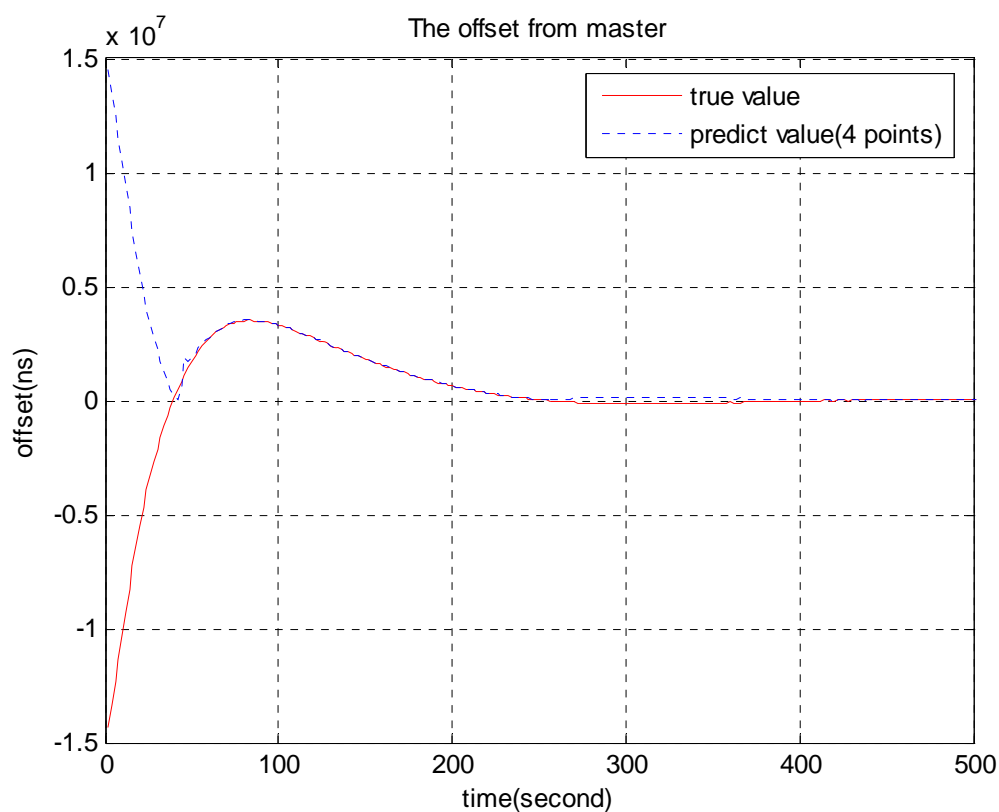


圖 5.14、四點取樣求得預測值

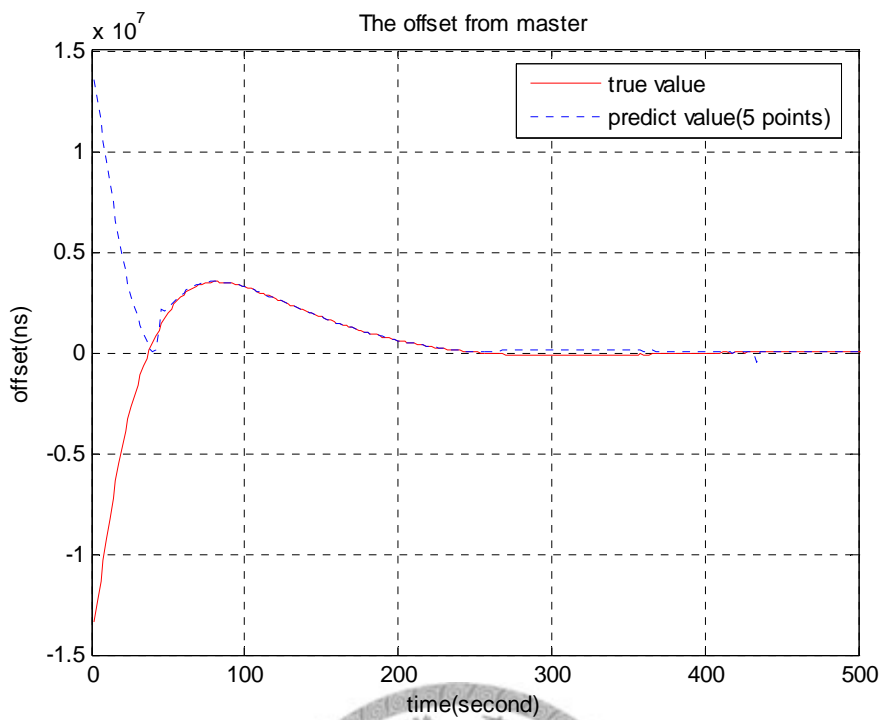


圖 5.15、五點取樣求得預測值

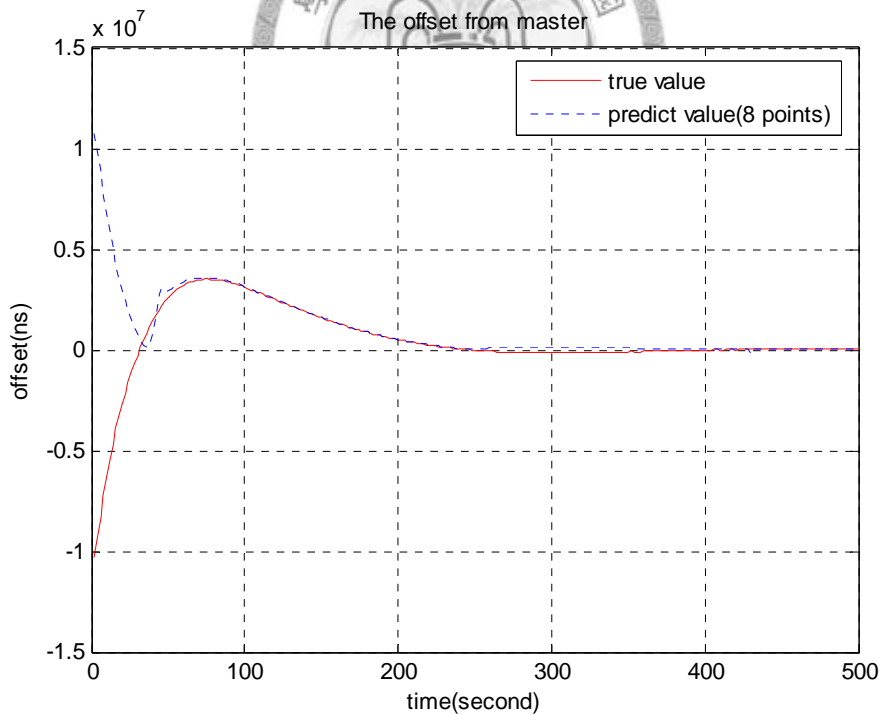


圖 5.16、八點取樣求得預測值

圖 5.14、圖 5.15、圖 5.16 中，灰色預測的取樣值為原序列加上絕對值，再做運算。三者的預測效果在此皆相差不大，所以本論文採取四點取樣。

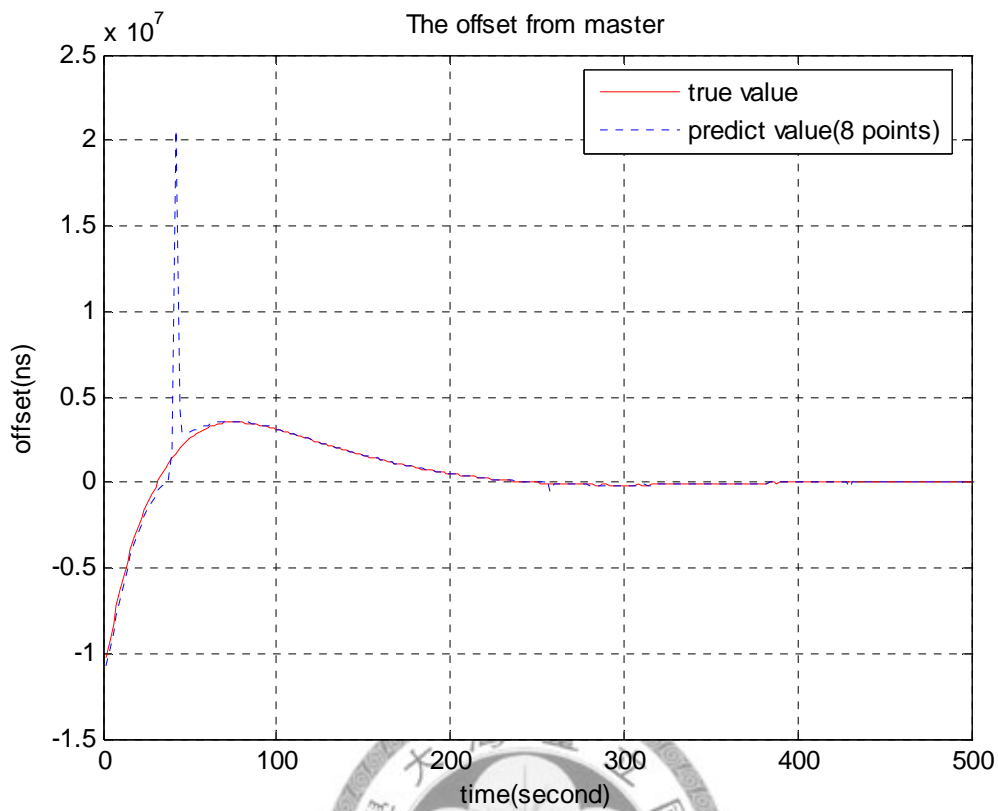


圖 5.17、原序列不加絕對值，八點取樣求得預測值

如上圖所示，若原序列不加上絕對值，會使得預測效果變差。因為灰色預測中，累加生成的目的是為了得到遞增數列，即形成指數關係的數列，並建立一階微分方程；所以，當時間補償值有正、負值，對於形成指數關係數列將會出現問題，然而，將時間補償值加上絕對值，一來可以避免此問題，二來時間補償值的正、負號，在計算  $ap$  值時，並不重要。

若將灰色預測運用在穩態時，比例積分控制器的 ap 參數，如下圖所示

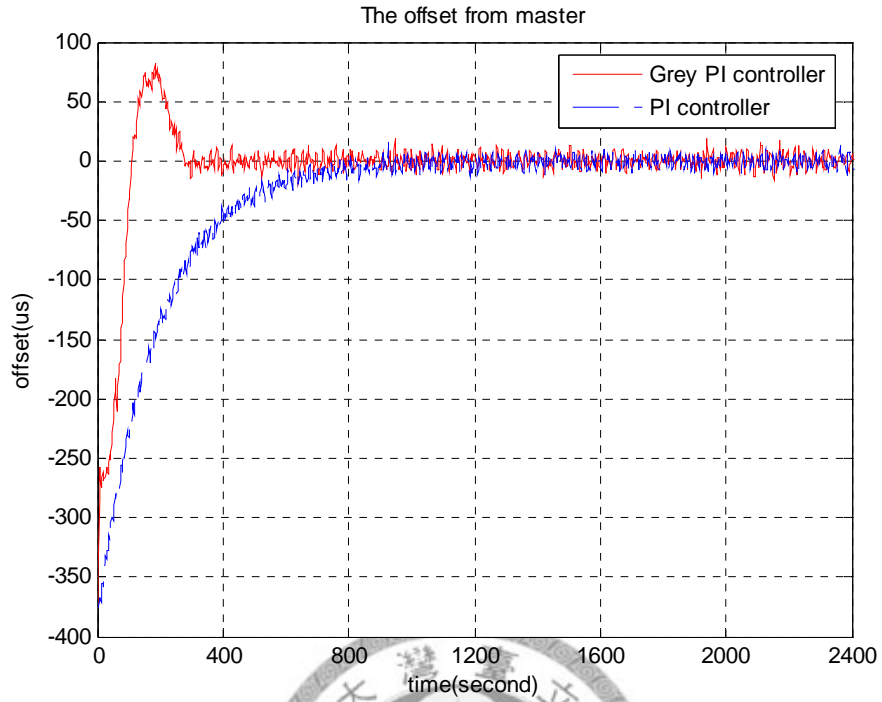


圖 5.18、暫態與穩態均利用灰色預測調整 ap 參數

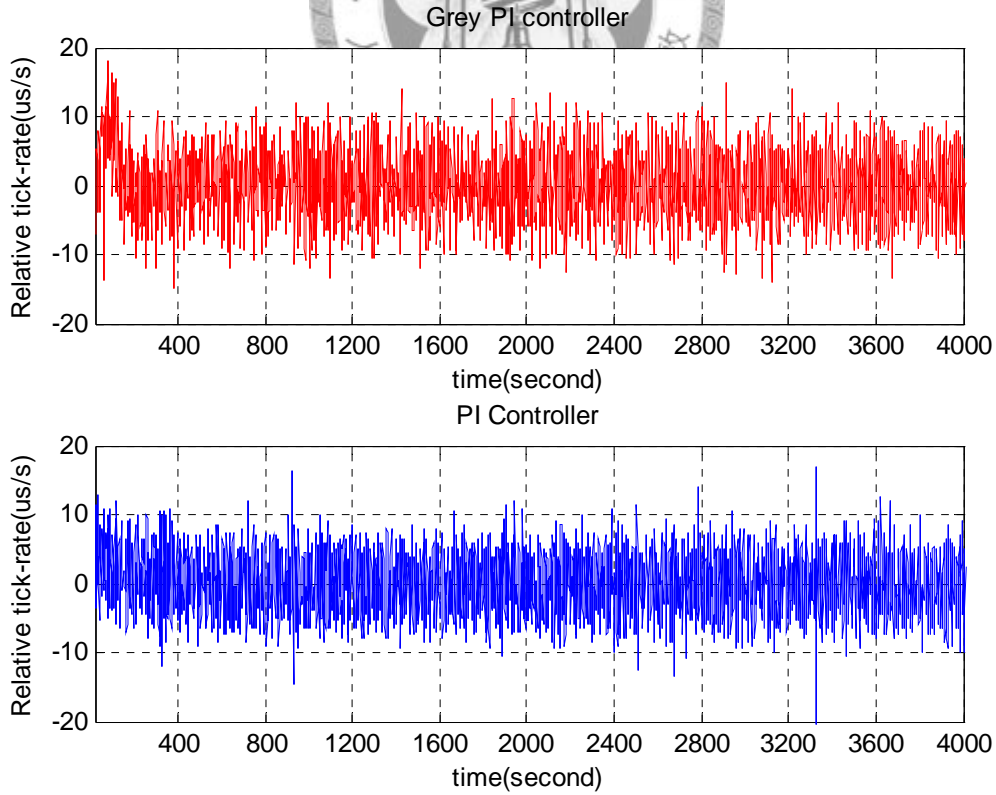


圖 5.19、相對計時速率

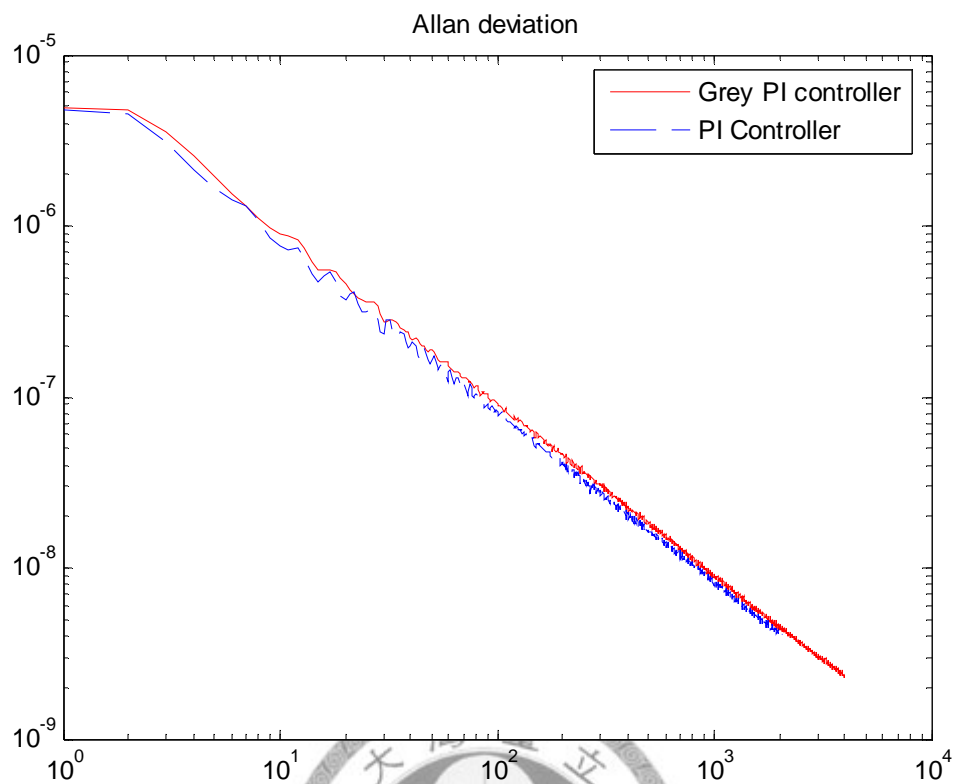


圖 5.20、暫態與穩態均利用灰色預測調整  $ap$  參數

不論在暫態或穩態皆利用灰色預測來調整  $ap$  參數，如圖 5.20 所示，其穩定度會降低。

## 第6章 結論與未來展望

### 6.1 結論

在精確時間同步協定軟體中，加入比例積分器確實可以使時間補償效能維持在一定的水準；美中不足的是對穩態時的抖動現象無法做出限制；然而，灰色比例積分器可以使暫態時間減短，由於灰色預測值並未精準預測時間補償值，只能用來判斷補償趨勢，以決定何時要將比例積分器的參數調整至所需的值，而不單只能在執行前決定控制器參數。

抖動現象在相對計時速率分析中可以看到，在一般情況下，這個現象也許可被接受，但對需要使用高穩定性能的時間同步來說，抖動現象確實會破壞穩定品質，如何降低或限制抖動現象也可視為日後發展的參考項目之一。

### 6.2 未來展望

利用狀態回授來取代穩態時的比例積分控制器，希望能達到降低或限制穩態時的抖動現象；改善狀態回授控制器取代比例積分控制器時的不穩定現象，解決上述問題，或可得到更加穩定的控制器。未來將可利用軟硬體實現高精度時間同步協定於量測系統，或是客戶端與伺服端之間，需要高精度的同步時間來處理往來間的資料之運用。







## 參考文獻

- [1] 涂昆源(2001)。全球定位系統載波相位在頻率同步之應用。未出版博士論文，國立台灣大學，台北市。
- [2] 陳仁安(2004)。以灰色系統與類神經網路之線性組合進行適應性負載預測。未出版碩士論文，國立東華大學，花蓮縣。
- [3] 鄧聚龍(2003)。灰色系統理論與應用。台北：高立書局。
- [4] Allan, David W. (1987). Time and Frequency (Time-domain) Characterization, Estimation and Prediction of Precision Clocks and Oscillators. IEEE trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. UFFC-34, NO. 6.
- [5] International Telecommunication Union. (1996). ITU-T G.810 Definition and terminology for synchronization networks.
- [6] IEEE. (2004). International Standard IEEE1588<sup>TM</sup>.
- [7] International Telecommunication Union. (1997). Handbook: Selection and Use of Precise Frequency and Time System. USA, DC: Author.
- [8] Kendall Correll, Nick Barendt, Michael Branicky. Design Considerations for Software Only Implementations of the IEEE 1588 Precision Time Protocol. USA.
- [9] Kendall Correll. (2007, June 17). [ptpd. sourceforge.net/project/showfiles.php?group\\_id=139814](http://ptpd.sourceforge.net/project/showfiles.php?group_id=139814).
- [10] Lombardi, M.A. (1996). Operator's Manual: Frequency Measurement and Analysis System.