

多路徑對載波頻率同步的影響

研究生：劉任恆

指導教授：張文鐘 博士

國立交通大學

電信工程研究所

中文摘要

在通訊系統中因通道多路徑衰減(Multipath fading)將會造成符號間干擾。本論文中採用平方時脈恢復(Square Timing Recovery)方法取得正確的時脈，設計過的載波頻率恢復器(Carrier Recovery)子系統作載波頻率錯誤補償，線性最小均方差的等化器(Linear LMS Equalizer)將通道間的符號間干擾消除，可同時處理載波相位補償，使其作信號星座圖收斂的同時也作反相位旋轉。最後以 Matlab/Simulink 的模擬工具分析通道衰減對時脈以及載波頻率的錯誤影響。

關鍵字：時脈恢復，載波頻率恢復，多路徑效應

The Effect of Multipath on Carrier Frequency Synchronization

Student: Jen-Heng Liu

Advisor: Dr. Wen-Thong Chang

Institute of Communications Engineering,

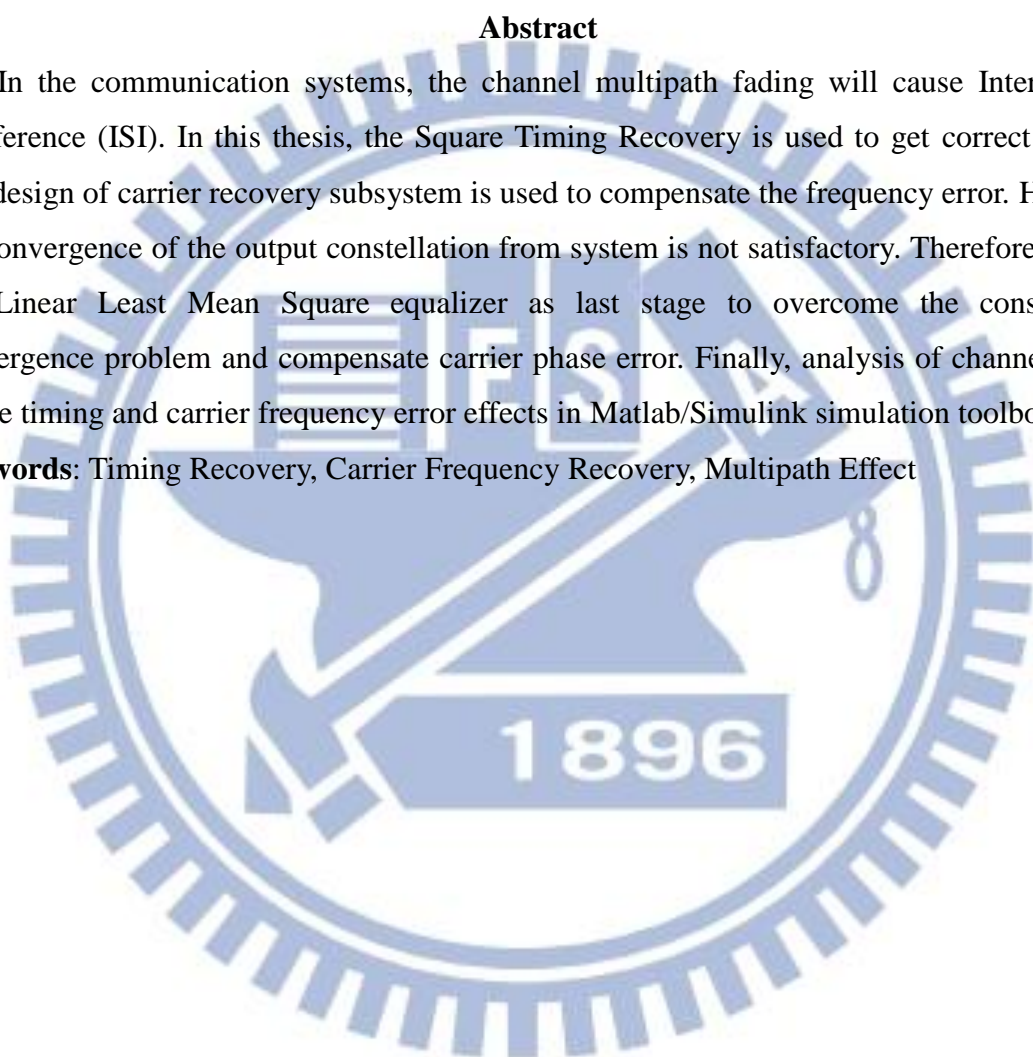
National Chiao Tung University

Hsinchu, Taiwan

Abstract

In the communication systems, the channel multipath fading will cause Inter-symbol interference (ISI). In this thesis, the Square Timing Recovery is used to get correct Timing. The design of carrier recovery subsystem is used to compensate the frequency error. However, the convergence of the output constellation from system is not satisfactory. Therefore, we use the Linear Least Mean Square equalizer as last stage to overcome the constellation convergence problem and compensate carrier phase error. Finally, analysis of channel fading on the timing and carrier frequency error effects in Matlab/Simulink simulation toolbox.

Keywords: Timing Recovery, Carrier Frequency Recovery, Multipath Effect



致謝

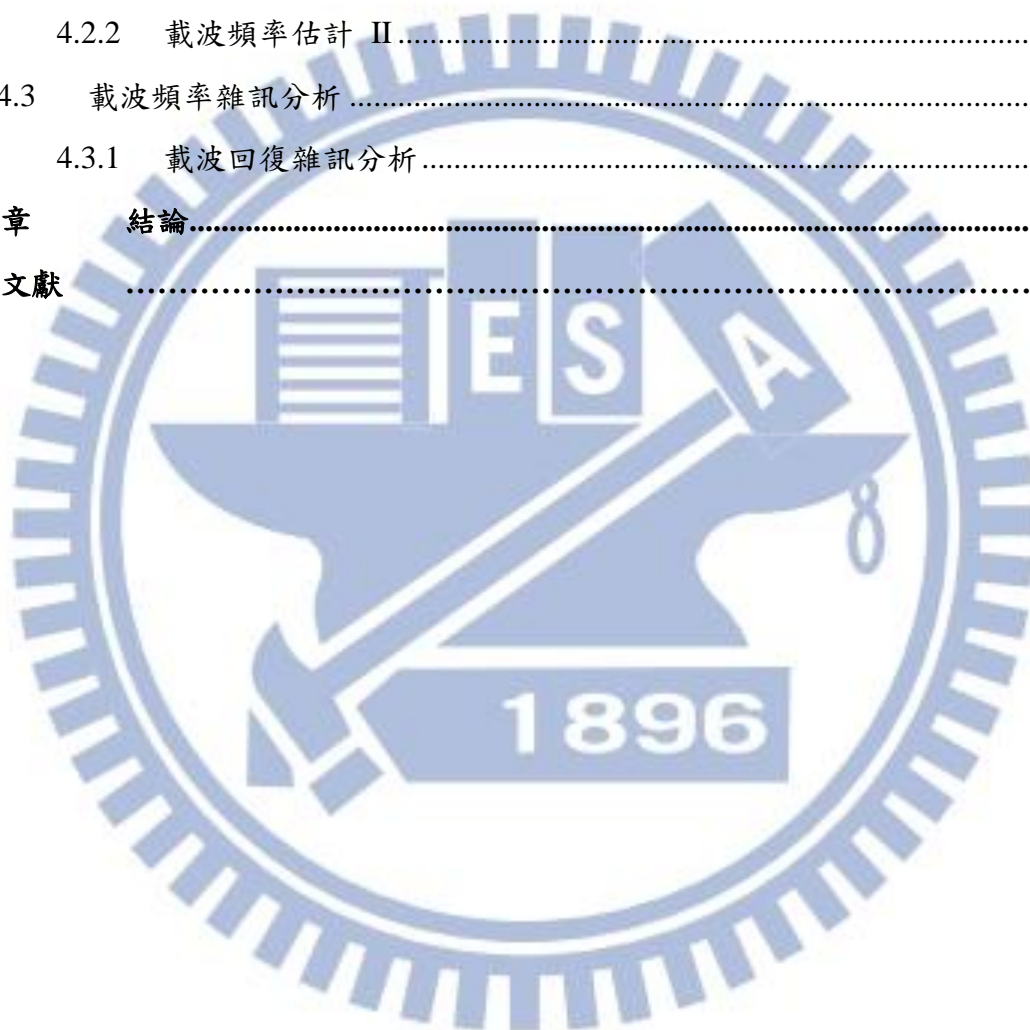
感謝張文鐘老師對我論文耐心的指導與教誨，不管在學業上或生活上都是我人生的導師；感謝我的父母與家人們，不管遭遇甚麼樣的困難，你們永遠是我最安心的依靠，我愛你們；交大實驗室工四 821 的同學，詩倩、火車和阿中一起共度這困難的碩士學業與生活，時常給予我幫助，謝謝你們；交大排球隊的所有同袍，謝謝你們給我另一個家的溫暖，在學校中有另個避風港的感覺真的很好，不會忘記所有與你們打球歡笑與淚水；最後謝謝交大 volleyfun 朋友群，垮克、矮子、歐欸、偉中、勳、家逼、許家瑜、金周宣、馬志堯、秋萍、子珊和季芳在交大裡面能夠擁有你們的友情，感到很幸運也很幸福，若沒有你們的支持與鼓勵，也許碩班時的苦悶我可能撐不下去，夥伴間不須感謝，但容我說一句，有你們真好。



目錄

中文摘要	i
Abstract.....	ii
致謝.....	iii
目錄	iv
表目錄	vi
圖目錄	vii
第 1 章 緒論.....	1
1.1 研究動機與背景	1
1.2 章節概要	1
第 2 章 傳送端系統架構簡介.....	2
2.1 系統架構	2
2.2 根升餘弦濾波器與頻率轉換	3
2.2.1 根升餘弦濾波器	3
2.2.2 頻率轉換	4
2.3 Simulink 模擬系統傳送端架構.....	7
2.3.1 傳輸端模組.....	8
第 3 章 接收端設計考量.....	12
3.1 接收端基本架構	12
3.1.1 接收端基本架構.....	12
3.1.2 Simulink 接收端模組	14
3.2 時脈偏移恢復	16
3.2.1 時脈偏移.....	16
3.2.2 時脈恢復演算法	19
3.2.3 Simulink 平方時脈估計恢復子系統	20
3.3 載波頻率恢復	21
3.3.1 載波頻率/相位偏移.....	21
3.3.2 載波頻率恢復演算法	23
3.3.3 Simulink 載波頻率恢復子系統	24
3.4 多路經通影響	27

3.4.1	多路徑通道延遲干擾.....	27
3.4.2	線性 LMS 等化器.....	28
3.4.3	Simulink LMS 等化器子系統.....	30
第 4 章	實驗結果數據分析.....	36
4.1	多路徑的影響.....	36
4.2	頻率偏移結果比較.....	38
4.2.1	頻率偏移估計 I.....	38
4.2.2	載波頻率估計 II.....	58
4.3	載波頻率雜訊分析.....	69
4.3.1	載波回復雜訊分析.....	69
第 5 章	結論.....	85
參考文獻	86



表目錄

表 4-1	多路徑設計 I.....	36
表 4-2	Frequency Estimation of Carrier Recovery I.....	55
表 4-3	多路徑設計 II.....	58
表 4-4	Frequency Estimation of Carrier Recovery II	68
表 4-5	Frequency Estimation of Carrier Recovery III	76
表 4-6	Frequency Estimation of Carrier Recovery IV	80
表 4-7	Frequency Estimation of Carrier Recovery V	84



圖目錄

圖 2-1	QAM Transmitter.....	2
圖 2-2	升率 L 倍(a)降率 M 倍(b)	5
圖 2-3	升頻與 RRC 濾波器	5
圖 2-4	Noble identity	6
圖 2-5	升頻與 RRC 濾波器 2	7
圖 2-6	Polyphase filter	7
圖 2-7	傳輸端模組	8
圖 2-8	RRC 濾波器內部方塊	9
圖 2-9	RRC 濾波器參數設定	10
圖 2-10	傳輸端 Filter Impulse Response	10
圖 3-1	QAM Receiver.....	13
圖 3-2	接收端模組	14
圖 3-3	Analog Timing recovery [2]	17
圖 3-4	Digital Timing recovery	17
圖 3-5	Hybrid timing recovery	17
圖 3-6	Feedforward 時脈同步架構.....	18
圖 3-7	Feedback 時脈同步架構.....	19
圖 3-8	Square Timing Estimation Algorithm[2]	19
圖 3-9	時脈恢復子系統	21
圖 3-10	4-QAM.....	22
圖 3-11	4-QAM 載波相位偏移.....	22
圖 3-12	4-QAM 載波頻率偏移.....	23
圖 3-13	載波頻率恢復子系統 I.....	25
圖 3-14	載波頻率恢復子系統 II.....	26
圖 3-15	基本適應性架構	28
圖 3-16	有限長度橫向等化器	29
圖 3-17	LMS Linear Equalizer	30
圖 3-18	Subsystem I.....	31
圖 3-19	Overlap	31

圖 3-20	LMS Subsystem II	32
圖 3-21	Buffer Shift Flip	32
圖 3-22	Zero-Pad with Reference	33
圖 3-23	Weight Update Algorithm	33
圖 3-24	Weight Update Algorithm subsystem	34
圖 3-25	Last stage output	34
圖 4-1	3 Paths without carrier frequency offset	36
圖 4-2	4 Paths without carrier frequency offset	37
圖 4-3	5 Paths without carrier frequency offset	37
圖 4-4	6 Paths without carrier frequency offset	38
圖 4-5	頻率估計無載波頻率偏移 I	39
圖 4-6	頻率估計有載波頻率偏移 I	40
圖 4-7	Before Autocorrelation without carrier offset I	40
圖 4-8	After correlation without Carrier offset I	41
圖 4-9	Before correlation with Carrier offset I	41
圖 4-10	After correlation with Carrier offset I	42
圖 4-11	Carrier frequency recovery 星座圖 I	42
圖 4-12	Timing Delay I	43
圖 4-13	頻率估計無載波頻率偏移 II	43
圖 4-14	頻率估計有載波頻率偏移 II	44
圖 4-15	Before correlation with Carrier offset II	44
圖 4-16	After correlation with Carrier offset II	45
圖 4-17	Carrier frequency recovery 星座圖 II	45
圖 4-18	Timing Delay II	46
圖 4-19	頻率估計無載波頻率偏移 III	46
圖 4-20	頻率估計有載波頻率偏移 III	47
圖 4-21	Before correlation with Carrier offset III	47
圖 4-22	After correlation with Carrier offset III	48
圖 4-23	Carrier frequency recovery 星座圖 III	48
圖 4-24	Timing Delay III	49
圖 4-25	頻率估計無載波頻率偏移 IV	49

圖 4-26	頻率估計有載波頻率偏移 IV	50
圖 4-27	Before correlation with Carrier offset IV	50
圖 4-28	After correlation with Carrier offset IV	51
圖 4-29	Carrier frequency recovery 星座圖 IV	51
圖 4-30	Timing Delay IV	52
圖 4-31	頻率估計無載波頻率偏移 V	52
圖 4-32	頻率估計有載波頻率偏移 V	53
圖 4-33	Before correlation with Carrier offset V	53
圖 4-34	After correlation with Carrier offset V	54
圖 4-35	Carrier frequency recovery 星座圖 V	54
圖 4-36	Timing Delay V	55
圖 4-37	Before Timing recovery signals without multipath	56
圖 4-38	After Timing recovery signals without multipath.....	56
圖 4-39	Before Timing recovery signals with multipath	57
圖 4-40	After Timing recovery signals with multipath.....	57
圖 4-41	降率前的信號(1/300 symbols/samples)	59
圖 4-42	降率後的信號(1/30 symbols/samples)	60
圖 4-43	頻率估計無載波頻率偏移 I.....	61
圖 4-44	頻率估計有載波頻率偏移 I.....	61
圖 4-45	Timing Delay I.....	62
圖 4-46	頻率估計無載波頻率偏移 II.....	62
圖 4-47	頻率估計有載波頻率偏移 II.....	63
圖 4-48	Timing Delay II	63
圖 4-49	頻率估計無載波頻率偏移 III	64
圖 4-50	頻率估計有載波頻率偏移 III	64
圖 4-51	Timing Delay III	65
圖 4-52	頻率估計無載波頻率偏移 IV	65
圖 4-53	頻率估計無載波頻率偏移 IV	66
圖 4-54	Timing Delay IV	66
圖 4-55	頻率估計無載波頻率偏移 V	67
圖 4-56	頻率估計無載波頻率偏移 V	67

圖 4-57	Timing Delay V.....	68
圖 4-58	載波估計 SNR=40db	69
圖 4-59	Time delay SNR= 40db	70
圖 4-60	載波估計 SNR=35db	70
圖 4-61	Time delay SNR= 35db	71
圖 4-62	載波估計 SNR=30db	71
圖 4-63	Time delay SNR= 30db	72
圖 4-64	載波估計 SNR=25db	72
圖 4-65	Time delay SNR= 25db	73
圖 4-66	載波估計 SNR=20db	73
圖 4-67	Time delay SNR= 20db	74
圖 4-68	載波估計 SNR=15db	74
圖 4-69	Time delay SNR= 15db	75
圖 4-70	載波估計 SNR=10db	75
圖 4-71	Time delay SNR= 10db	76
圖 4-72	頻率估計 SNR=40db	77
圖 4-73	頻率估計 SNR=35db	77
圖 4-74	頻率估計 SNR=30db	78
圖 4-75	載波估計 SNR=25db	78
圖 4-76	載波估計 SNR=20db	79
圖 4-77	載波估計 SNR=15db	79
圖 4-78	載波估計 SNR=10db	80
圖 4-79	載波估計 SNR=40db	81
圖 4-80	載波估計 SNR=35db	81
圖 4-81	載波估計 SNR=30db	82
圖 4-82	載波估計 SNR=25db	82
圖 4-83	載波估計 SNR=20db	83
圖 4-84	載波估計 SNR=15db	83
圖 4-85	載波估計 SNR=10db	84

第1章 緒論

1.1 研究動機與背景

使用 Matlab/Simulink 提供通訊模擬的模組，模擬一個通訊系統驗證接收端設計會遭遇的問題，時脈偏移、載波頻率及相位偏移和多路徑通道衰減，使用 Simulink 中提供的演算法子系統，平方時脈演算法[5]與 LMS 等化器[9]在 Simulink 中都有提供相對應的演算法模塊，這兩個演算法分別能解決時脈的錯誤以及載波相位的偏移，卻對載波頻率的偏移缺乏恢復的效能，再引入載波頻率之後的系統，明顯的在星座圖方面還是會以載波頻率偏移旋轉，並在試過許多 Simulink 其餘所提供的載波回復模組的試驗，發現此問題還是無法順利解決，於是我們搜尋到 M.Louise and R.Regianini 所提供的載波頻率演算法[3]，並學習如何設計 Simulink 底下的功能模塊組合成自己需要的演算法模組，並建立載波頻率偏移回復子系統，最後我們以此模塊在多路徑之下以及加入雜訊後檢驗此系統載波頻率回復的效能。

1.2 章節概要

本論文章節安排第二章介紹傳送端的基本架構、根升餘弦濾波器與頻率轉換的簡介，最後介紹 Matlab/Simulink 的傳送端重要功能模塊及模擬環境搭建。第三章對接收端的整體系統簡介，包含時脈效應影響及其時脈恢復演算法，以及載波頻率效應及其偵測恢復演算法，並對載波頻率恢復的演算法作說明，最後是多路徑通道衰減效應及 LMS 等化器的演算法，最後介紹各個接收端演算法在 Matlab/Simulink 的子系統方塊作用程序。第四章則是使用實驗數據分析系統對多路徑下的載波偏移回復的效能，以及在加入雜訊後本系統對載波偏移回復的情形，最後第五章為結論。

第2章

傳送端系統架構簡介

此章節介紹傳送端系統基本架構，QAM 模擬環境簡介，並介紹根升餘弦濾器波形整形與升降頻率，此系統在 Simulink Matlab Toolbox 是由同一功能方塊完成。

2.1 系統架構

傳送端的 QAM 系統如圖 2-1，信號是由系統產生的 I/Q 數位信號，而通訊使用上需乘上載波提升頻率，送出信號時須由 Root Raised Cosine(RRC)濾波器來濾除及對波形的整形，而此系統中濾波器與升降頻率採用共同的功能方塊。

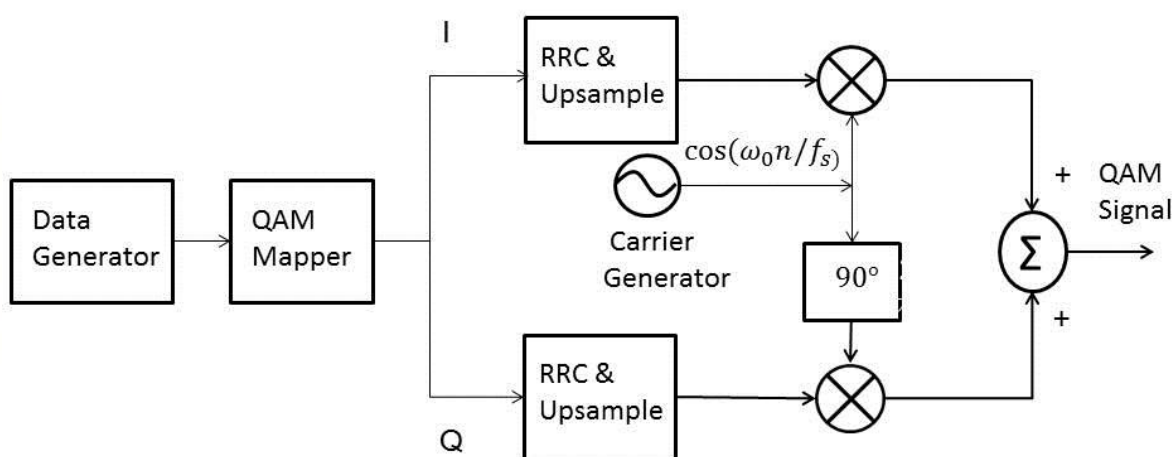


圖 2-1 QAM Transmitter

2.2 根升餘弦濾波器與頻率轉換

2.2.1 根升餘弦濾波器

在數位通訊系統[1]中為了要避免符號間干擾(ISI)必須符合 Nyquist Criterion :

$$x(nT) = \begin{cases} 1 & n = 0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases} \quad (2-1)$$

傅立葉轉換後得

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} X\left(f + \frac{m}{T}\right) = T \quad (2-2)$$

(其中 T 為取樣間隔時間)

換句話說，以 $1/2T$ 為頻寬 W 的濾波器，可以符合 Nyquist Criterion 的特性隔一個 $1/T$ 的時間取樣一次，可以避免符號間干擾的濾波形式，所以在此必須設計一個頻寬為 W 的低通濾波器，而當 $|f| > W$ 時 $X(f) = 0$

$$X(f) = \begin{cases} T & |f| < W \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2-3)$$

我們可以得到波型

$$x(t) = \frac{\sin \pi t / T}{\pi t / T} \equiv \text{sinc}\left(\frac{\pi t}{T}\right) \quad (2-4)$$

但是由於波型收斂到零的速率是以 $1/t$ 收斂速度不夠快，且為 noncausal 的濾波器不好實現，所以使用放寬條件將 $T > 1/2W$ 的升餘弦 Raised cosine 濾波器

$$X_{rc}(f) = \begin{cases} T & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\beta}{2T} \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi T}{\beta} \left(|f| - \frac{1-\beta}{2T} \right) \right] \right\} & \frac{1-\beta}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\beta}{2T} \\ 0 & |f| > \frac{1+\beta}{2T} \end{cases} \quad (2-5)$$

其中 β 為 roll-factor 0 到 1 的參數可以由其來控制頻寬從 $1/2T$ 到 $1/T$ ，當 $\beta = 0$, $x(t) = \text{sinc}(\pi t / T)$ 則 $1/T = 2W$ ，當 $\beta = 1/2$ 額外的頻寬為 50% 而當 $\beta = 1$ 時的額外的頻寬為 100% 則 $1/T = W$ 。而其波型為：

$$x(t) = \text{sinc}\left(\frac{\pi t}{T}\right) \frac{\cos(\pi \beta t / T)}{1 - 4\beta^2 t^2 / T^2} \quad (2-6)$$

當 $\beta > 0$ 時 $x(t)$ 尾端以 $1/t^3$ 的速率收斂，由 ISI 組成的序列項可收斂成為一有限數值。由升餘弦函數平滑的波型特性，我們可以在傳送端及接收端設計實際的濾波器

$$X_{rc}(f) = X_{rrc}(f)X_{rrc}(f) \quad (2-7)$$

$$|X_{rrc}(f)| = \sqrt{X_{rc}(f)} \quad (2-8)$$

因此濾波器可令根升餘弦濾波器 Root raised cosine(RRC)，如式(2-9)，分別設計成在傳送端和接收端的低通濾波器，而其設計上為成對的，目的是使得整個系統濾波效應為一個完整的 Raised cosine 濾波器，由此 Matched Filter 可使雜訊比(SNR)最大化，符號間干擾降到最小。

$$x_{rrc}(t) = \begin{cases} 1 - \beta + 4\frac{\beta}{\pi} & t = 0 \\ \frac{\beta}{\sqrt{2}} \left[\left(1 + \frac{2}{\pi}\right) \sin\left(\frac{\pi}{4\beta}\right) + \left(1 - \frac{2}{\pi}\right) \cos\left(\frac{\pi}{4\beta}\right) \right] & t = \mp \frac{T}{4\beta} \\ \frac{\sin\left[\pi\frac{t}{T}(1-\beta)\right] + 4\beta\frac{t}{T} \cos\left[\pi\frac{t}{T}(1+\beta)\right]}{\pi\frac{t}{T} \left[1 - \left(4\beta\frac{t}{T}\right)^2\right]} & otherwise \end{cases} \quad (2-9)$$

2.2.2 頻率轉換

數位系統中，傳送端要將數位信號由較高的載波頻率作調變來傳送時，會將現有的取樣速率提升至調變載波頻率相同之取樣速率，使之能作混頻的動作，此處作用的提升取樣速率的動作稱作升率，而在接收端，將取樣的數位信號經載波解調後，回到了基頻的部分，取樣頻率較 Nyquist rate 大了許多，為了方便計算，會將現有的取樣頻率降低至可提供後級數位信號處理的所需的取樣對符號量，此動作稱作降率，而這樣的取樣速率轉換[2]下，升率會有殘影的產生，而做降率會有分身的问题，皆要用濾波器濾除。

以下就升降率作簡易的介紹，如圖 2-2(a) (b)，表示原始信號為 $x(n)$ ，圖 2-2 圖 2-2(a)，是經過升率將取樣速率提升 L 倍，其輸出信號為 $y_E(n)$ ，圖 2-2 (b) 是經過降率

將取樣速率降低 M 倍，其輸出信號為 $y_D(n)$ ，關係式(2-10)(2-11)

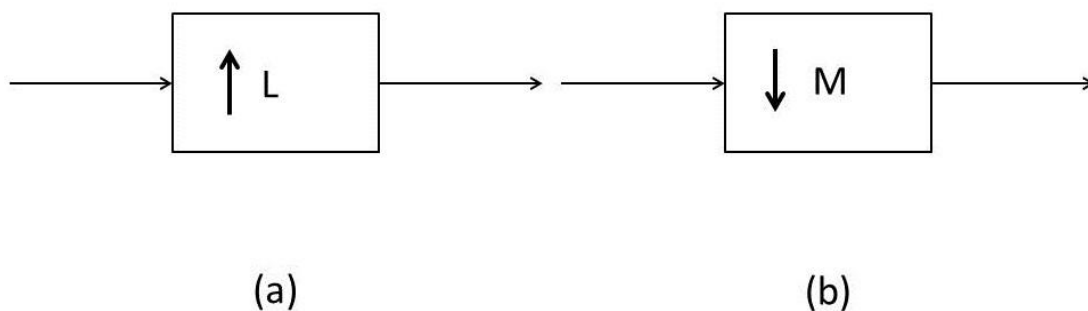


圖 2-2 升率 L 倍(a)降率 M 倍(b)

$$y_E(n) = \begin{cases} x\left(\frac{n}{L}\right) & \text{if } n \text{ is integer - multiple of } L \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2-10)$$

$$y_D(n) = x(Mn) \quad (2-11)$$

由上述兩式可看出，在時間軸上來看升率即在兩相鄰兩點之間補上 $L-1$ 個零的動作，而降率即在每 M 個取樣點中，剔除 $M-1$ 個點，其在頻率上的表示為(2-12)(2-13)

$$Y_E(e^{j\omega}) = X(e^{j\omega L}) \quad (2-12)$$

$$Y_D(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X(e^{j(\omega - 2\pi k)/M}) \quad (2-13)$$

升頻與 RRC 濾波的運作如圖 2-3 所示， $H(z)$ 為其中波形整形頻率響應， L 為升頻速率。



圖 2-3 升頻與 RRC 濾波器

因為此作用的在計算方面效能不好，因為濾波器在操作上，包含了很多的零項，為了防

止這樣的因素，必須從新安排此方塊圖，首先將 $H(z)$ 的化作多相位組合的形式，所以從 $H(z)$ 其時域 $h[n]$ 著手

$$\begin{aligned}
 H(z) &= \sum_n (h[n]z^{-n}) \\
 &= \sum_k \left\{ \sum_{p=0}^{L-1} (h[kL+p]z^{-(kL+p)}) \right\} \quad \text{Let } h_p[k] = h[kL+p] \\
 &= \sum_{p=0}^{L-1} \left\{ \left[\sum_k h_p[k]z^{-(kL)} \right] z^{-p} \right\} \\
 &= \sum_{p=0}^{L-1} (H_p(z^L)z^{-p}) \quad (2-14)
 \end{aligned}$$

因此可將圖 2-3 根據 Noble identity 使用內插法轉換，如圖 2-4，首先經由原本的濾波器逐步演化濾波器成圖 2-5，最後透過 Noble identity 完成圖 2-6(a)，可再將圖 2-6(a) 簡化成圖 2-6(b) 稱作 Polyphase 濾波器 $h_p[n]$ ，在升率之前取樣速率為 $f=1/T$ 而 $h[n]$ 的長度為 N ，在無 Polyphase 濾波器簡化之下計算量為 LN/T (computation/sec)，若包含 Polyphase 濾波器可將計算量下降 N/T (computation/sec)，因此總共可化簡了 L 倍的計算量。

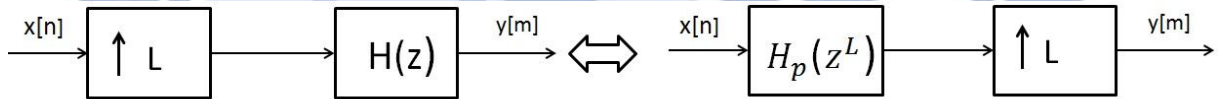


圖 2-4 Noble identity

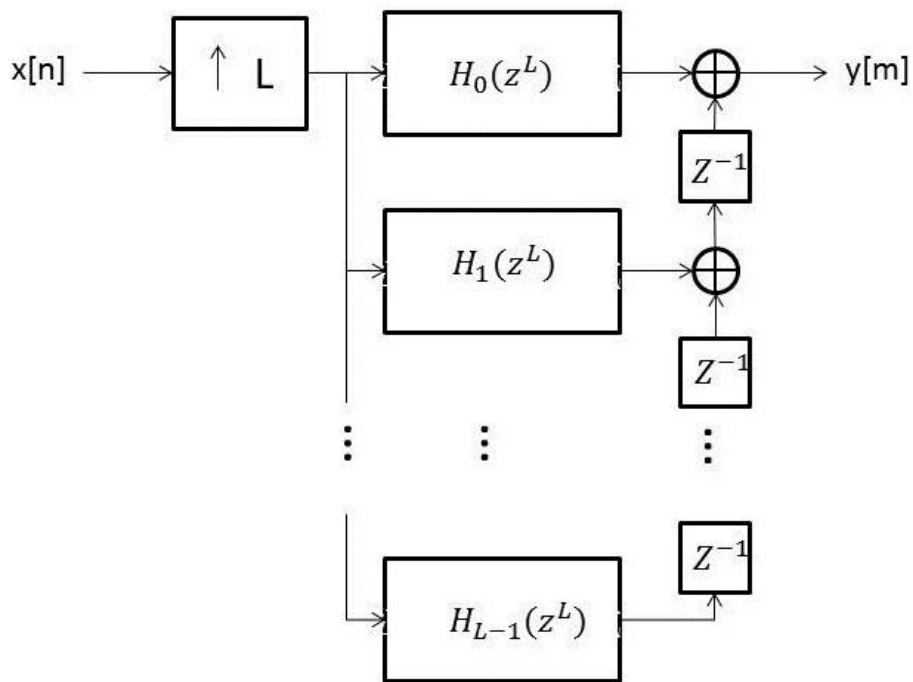


圖 2-5 升頻與 RRC 濾波器 2

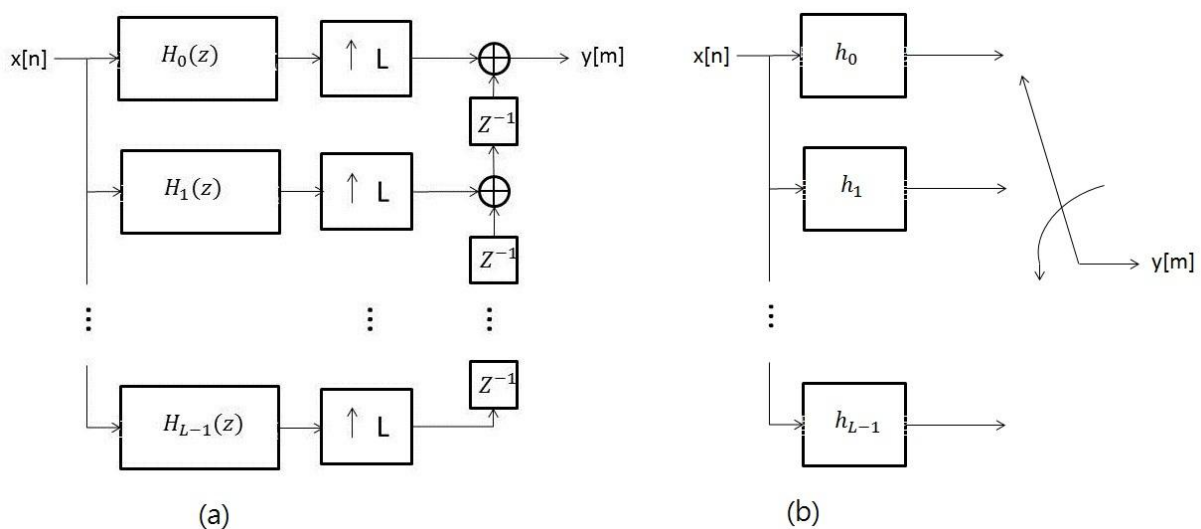


圖 2-6 Polyphase filter

2.3 Simulink 模擬系統傳送端架構

Matlab/Simulink 工具箱的工作優點是，介面直觀設計、操作方便簡化，Simulink 提供了大數量的功能模塊，對通訊系統模擬便利，直接使用 Windows 操作方法運用滑鼠點擊拖曳的方式操作模塊建立連結，亦可建立自己的子系統且建造多級模型。

2.3.1 傳輸端模組

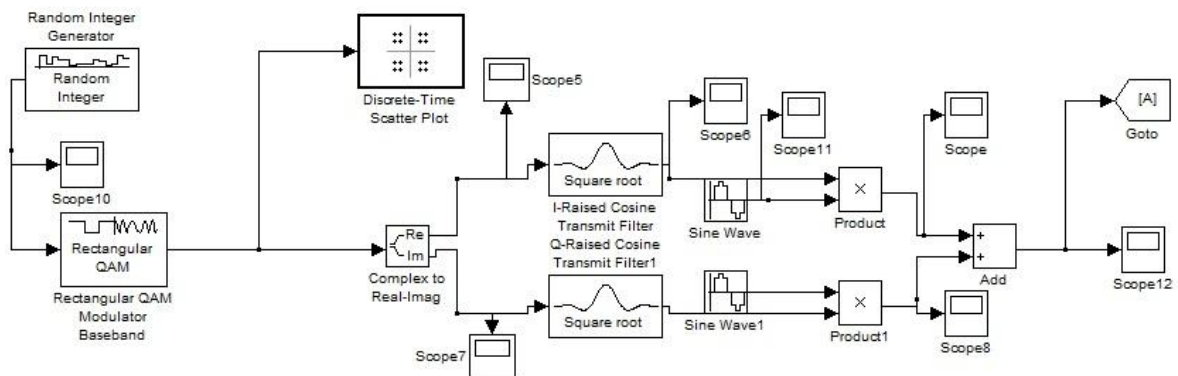


圖 2-7 傳輸端模組

如圖 2-7 用 Simulink 工具來產生一個通訊模擬的傳送端模組

[1]傳送端模組運作簡介：

首先本系統由亂數產生一組四階的方波資料，此方波資料取樣速率為 1MHz，取樣間隔時間為 $1\mu\text{sec}$ ，經過 QAM 調變成 I/Q 的二階信號，I 頻與 Q 頻都是屬於 ± 1 的亂數資料，經過 RRC 濾波器進行波形整形以及升率，波形整形使用 Squared Root Raised Cosine(SRRC)，載波方面載波取樣速率為 20MHz 且載波頻率為 2.5MHz 的頻率，換句話說，產生載波為一個弦波取樣 8 次，所以在 RRC 濾波整形器中需提升 20 倍的取樣速率，載波分別為餘弦和正弦函數，I 頻乘上餘弦 Q 頻乘上正弦後將 I/Q 信號相加完成調變送出調變信號，可由模擬停止時間控制可供觀察資料的數量。

[2]介紹傳送端模組重要方塊的參數及主要功能：

Random Integer Generator：輸入 $M=4$ ，取樣時間 $T_s = 1\mu\text{sec}$ 產生一串 $[0,3]$ 隨機分布為 Uniform 時間間隔 $1\mu\text{s}$ 產生一個信號方波。

Rectangular QAM：對輸入的整數做 QAM 調變成複數 I/Q 信號，星座圖的最短距離是 2 個基本單位，也就是說 I/Q 均為分布於 $[-1,1]$ 區間的隨機變數。

Complex to Real-Image：將複數信號分化成 I/Q 的實數信號分別處理。

Square Root Filter：如圖 2-8 symbol 數，式(2-15)為計算整個濾波器的長度：

$$\text{Length of the Filter} = (N * GD * 2) + 1 \quad (2-15)$$

若以此系統的設定，如圖 2-10，共有響應 201 個，Group Delay(GD)為設定在產生的一個脈衝的 SRRC 時，會經過幾個零點，所以我們以此參數控制濾波器的長度。Filter Gain 目的是平衡濾波器的振幅，使得在接收端濾波器的輸出的信號峰值係數標準化至使用者所需，以便處理後級的通道效應，以此系統濾波型態為 SRRC，表示在傳送端與接收端各放一個 SRRC 式(2-7)，期望輸出後的係數能控制在使用著的需求附近。

$$20 \log_{10}(\sqrt{\text{Upsampling factor}(N)} * \text{Linear amplitude filter gain}) \quad (2-16)$$

Rolloff factor(β : 0~1)如上式(2-5)所示，Rolloff factor 決定其延伸的頻帶的長度，此我們設定為 0.5，則其頻寬 1.5 倍的取樣頻率。

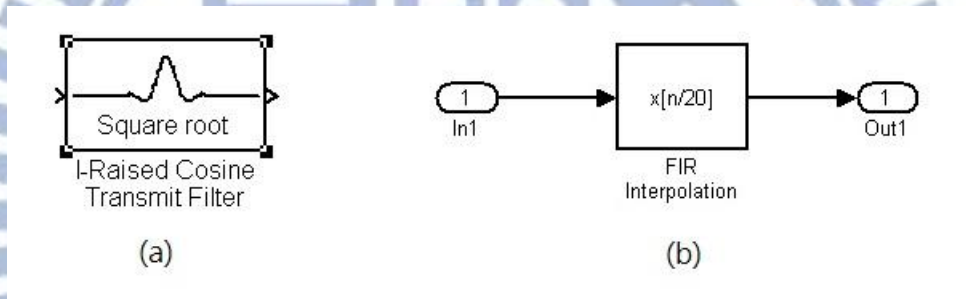


圖 2-8 RRC 濾波器內部方塊

Raised Cosine Transmit Filter

Upsample and filter the input signal using a normal or square root raised cosine FIR filter.

The group delay is specified as the number of symbol periods between the start of the filter response and its peak. This delay also determines the length of the filter impulse response, which is $2 * N * \text{Group delay} + 1$.

In normalized mode, the coefficients of the normal raised cosine filter are normalized so that the peak coefficient is equal to one. The filter coefficients of the square root raised cosine filter are normalized so that the impulse response of the filter convolved with itself is approximately the impulse response of the normal filter.

Main Fixed-point

Parameters

Filter type: Square root

Group delay (number of symbols): 5

Rolloff factor (0 to 1): 0.5

Framing: Maintain input frame size

Upsampling factor (N): 20

Filter gain: User-specified

Linear amplitude filter gain: 1

☒ Export filter coefficients to workspace

Coefficient variable name: xxFilt

Visualize filter with FVTool

圖 2-9 RRC 濾波器參數設定

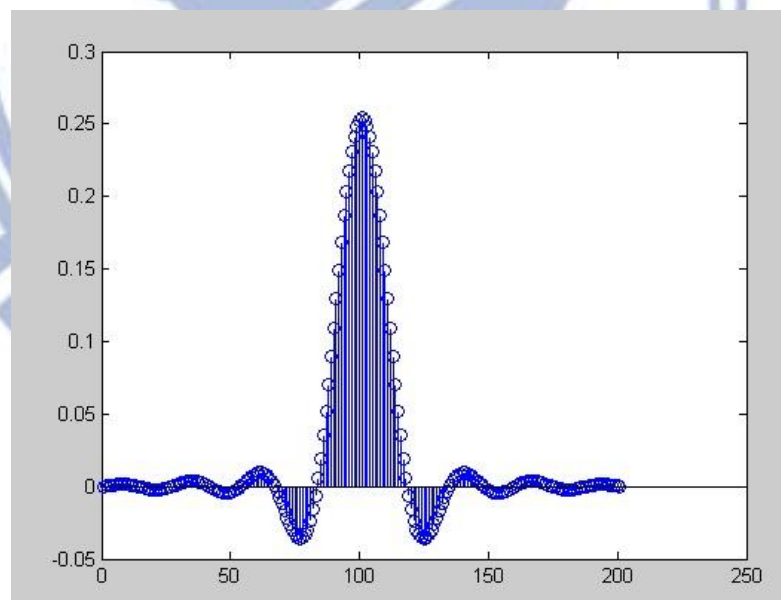


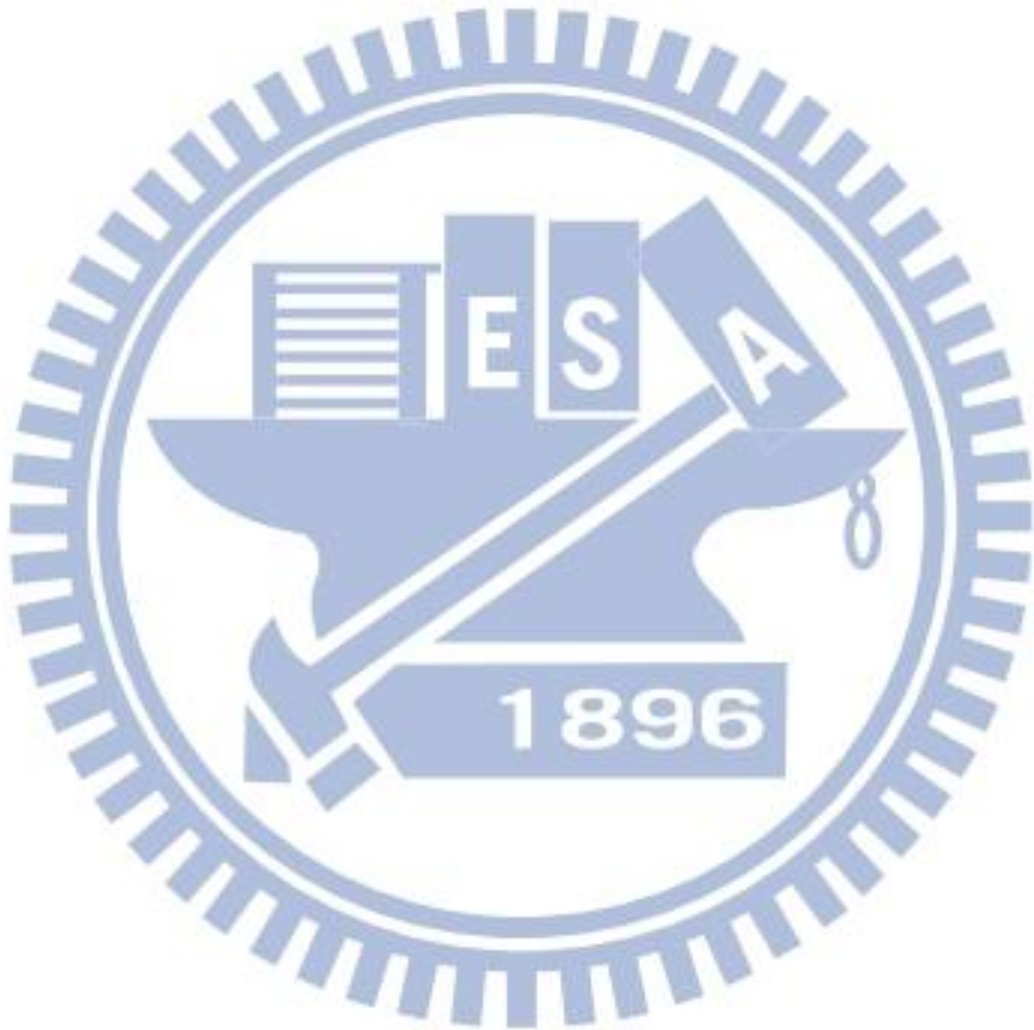
圖 2-10 傳輸端 Filter Impulse Response

Sine Wave： 本傳送系統須產生兩個載波 $\sin(2\pi f_c nT_s)$ ， $\cos(2\pi f_c nT_s)$ 其中載波頻率為 2.5MHz，由系統產生的正弦波移位 90 度可產生餘弦波，而載波取樣頻率與載波頻率關係為 1:8，所以載波取樣頻率為 20MHz，由此設定下載波我們可以達成載波與信號匹配

相乘送出調變信號。其設定公式(2-17)：

$$y = \text{amplitude} * \sin(\text{frequency} * \text{time} + \text{phase}) + \text{bias} \quad (2-17)$$

參數設定上，Sine type 可調整波形取樣方式，此系統使用時間取樣，Time 設定載波取樣時間 50ns 此即為設定載波取樣速率為 20MHz，載波震幅設為 1，frequency 設為 $2\pi * 2.5\text{M}$ ，調整為餘弦函數從 phase 移位 $\pi/2$ 正弦函數則設為零。



第3章 接收端設計考量

在基頻傳輸系統模擬中，接收端會有多種影響因素需考量，在接收端必須做適當的處理，包含符號位元時脈偏移(Symbol timing error)、載波相位頻率偏移(Carrier phase/frequency error)，多路徑通道延遲(multipath delay)，此章節先對每種考量因素做描述，接下提出在此系統中的相對應的演算法，最後一小節則是 Simulink 系統實作的控制。

3.1 接收端基本架構

3.1.1 接收端基本架構

QAM 接收機系統，如圖 3-1 QAM Receiver，接收到信號由於在傳送時經過調變需要升率，所接收時得取樣點並非是一個取樣點對應一個符號，假設系統傳送訊號 20 點代表一個符號，也就是說我們必須從 20 個取樣點選取代表正確的符號點，需要經由 Square Timing Recovery 演算法方塊完成，首先先由演算法算出時脈的偏移角度，根據這個角度找出內插點，進而回復時脈。由於後端的 LMS 等化器對於載波頻率錯誤處理不靈敏，對於載波頻率的回復能力有限，於是在等化器前端採用 [3] 的載波頻率演算法來估算載波頻率，並根據演算法設計的 Simulink 子系統載波頻率恢復方塊來補償，本文著重的重點即為對於多路徑下此載波估計演算法在 Simulink 模擬的效能分析。又因載波相位以及多路徑符號間干擾，使得其輸出信號星座圖收斂不佳，因此最後一級使用載波相位恢復與 LMS 演算法結合的等化器，其同時作相位反轉及星座圖收斂的動作，以上即為簡易的系統簡介。

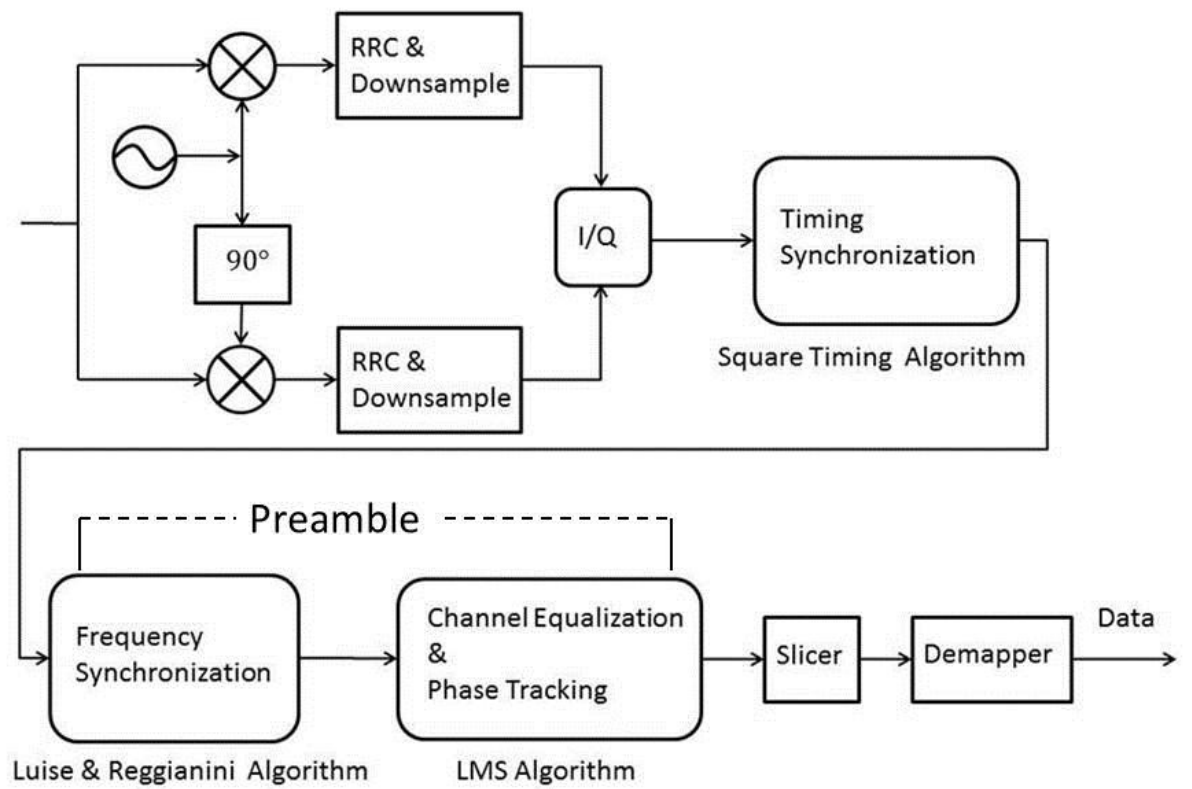


圖 3-1 QAM Receiver

3.1.2 Simulink 接收端模組

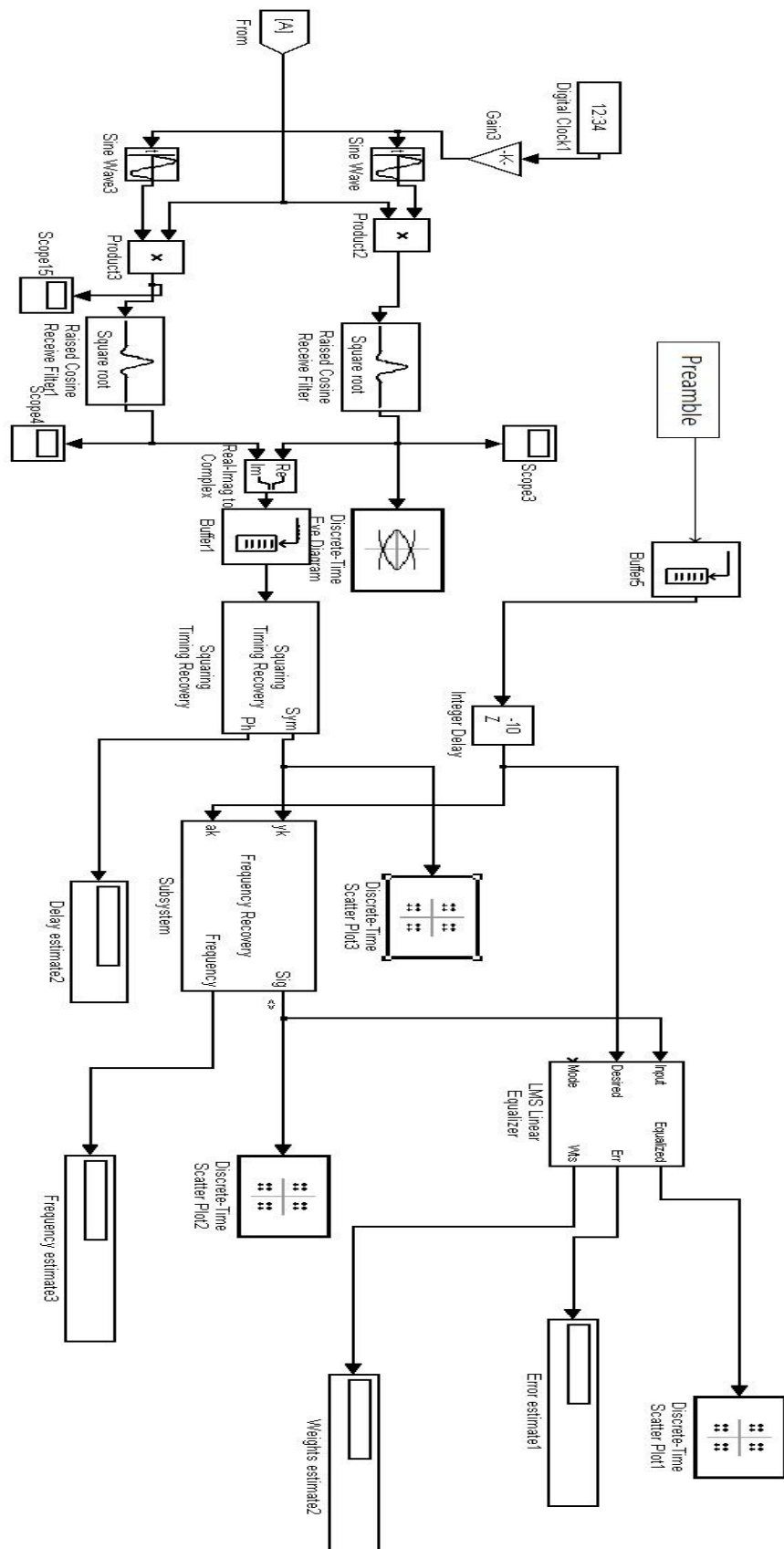


圖 3-2 接收端模組

如圖 3-2 用 Simulink 工具來產生一個通訊模擬的階端模組

[1]接收端模組簡介：

從圖 3-2 的 A 標號為傳送端經過通訊頻道的調變訊號，為複數 IQ 信號，分別乘上接收端的載波，實數頻道乘上餘弦函數虛數頻道乘上正弦函數，此動作為了將調變後的信號解調回基頻帶，而載波頻率偏移及載波項為偏移就是由這個動作所產生的，此系統中我們將 2.5MHz 的載波頻率給定正 1K 的偏移及 36 度的載波相位偏移，接著將基頻帶的信號分別經過 SRRC 濾波器，進行低通濾波及降率的動作，在 4.2.1 節第一個實作例子中我們直接使用 20 點的信號輸出，表示從 SRRC 輸出後的信號，為 20 點代表一個符號的信號，而 4.2.2 節第二個實作例子下，我們從 300 點降率 10 倍的速率，使輸出從 300 點降為 30 點代表一個符號；解調與濾波後的實數信號與虛數信號合成複數信號，緊接著進入時脈回復前須先進入暫存器中，在 4.2.1 節的例子中取 $20 \times 100 = 2000$ 筆資料，接著做時脈回復的動作 3.2 節會有詳細介紹，進行時脈回復後，系統已經取到代表每個符號的點，所以進行載波頻率回復的動作，我們一回取一百筆資料估計載波，估計載波頻率並做回復載波頻率 3.3，最後一級的 LMS 平衡等化器同樣也使用一次一百筆資料進行通道估計，最後 3.4 節在等化器的部分完成收斂及載波相位回復的動作，以上為接收模組系統的簡介。

[2]介紹接收端方塊重要功能及參數：

Buffer：在接收系統中之前先必須先置放一個暫存器，此方塊可將輸入的 frame 大小改變可調升或調降輸入的 frame rate；輸入參數為 output buffer size per channel=20000，buffer1 在接收端經過 demodulation 解調過所收到的複數 4-QAM 信號，其 Symbol time 為 5μsec 也就是一秒鐘將有 20 萬個取樣點，由於要輸入 Squaring Timing Recovery 處理程序，而所須輸入參數是一次取幾個資料符號($L = \text{Symbols per frame}$)作處理以及一個符號中有幾個取樣點($N = \text{Samples per symbol}$)，在這邊設定上是 $L=100, N=20$ ，所以需要 20×100 的點數當作輸入，所以在 buffer1 輸入參數設定為 2000，輸出一一次產生一個 2000×1 的向量，也是畫星座圖的重要工具。

Discrete-Time Scatter plot：星座圖的方塊圖輸入參數為 Samples per symbol:一個點表示一個，symbol Points displayed:表示在圖上顯示最近的 1000 個，New points per display:表示一張圖一次更新 100 個點，

$$\text{Samples per symbol} * \text{New points per display} = \text{Input frame size} \quad (3-1)$$

假定參數所示當系統設定 stop time 停止時間為 1.0sec(symbol time=0.0001sec)，0.01sec 會更新 100 個點，當零秒時就開始畫只是還沒有數值進去所以都是零點，因為設定 buffer 為一次 1000 個 frame 給星座圖，所以要等到 1000 個 frame 進去，時間經過 0.1sec 才會開始畫點，若是將 buffer 參數改成 Symbols per frame=100，則可以使系統 0.01sec 就開始作圖，而在執行在一秒結束時，總共會顯示出現 10100 個點數出來，但星座圖上只會顯示最近的 1000 個點。

3.2 時脈偏移恢復

3.2.1 時脈偏移

由於傳送端與接收端的震盪器的頻率有誤差，導致 A/D、D/A 的取樣頻率也有微小的差異，而在取樣時造成些許的時間偏移，但隨著取樣的樣本數增加，此偏移量會越來越大，導致最後所有取樣點皆偏離原本應該取樣的位置，此時需要 Timing recovery 來完成符號區間同步動作，傳統上是使用圖 3-3 與圖 3-4 所示，圖 3-3 是使由類比處理控制時脈的信號，圖 3-4 則是由數位處理控制調整時脈的信號，但在數位處理上，由於信號是連續不斷的要使數位處理與取樣同步有些難度，因為數位處理中數位轉換與信號前處理是非同步的，當一個符號經數位處理出一時脈控制信號時，取樣已經處理到後面好幾個的資料符號了，如此無法使數位信號處理與取樣處理同一個符號，因此採用圖 3-5 混和非同步改變取樣時間的形式，不改變時脈取樣的方式，由數位處理做時脈調整的動作，就是不改變取樣時間，之後再以內插完成時脈恢復。

Analog timing recovery:

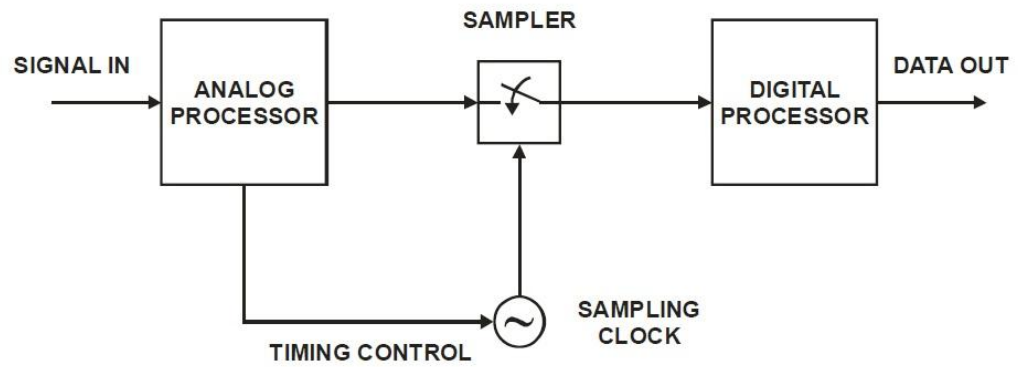


圖 3-3 Analog Timing recovery [2]

Digital timing recovery:

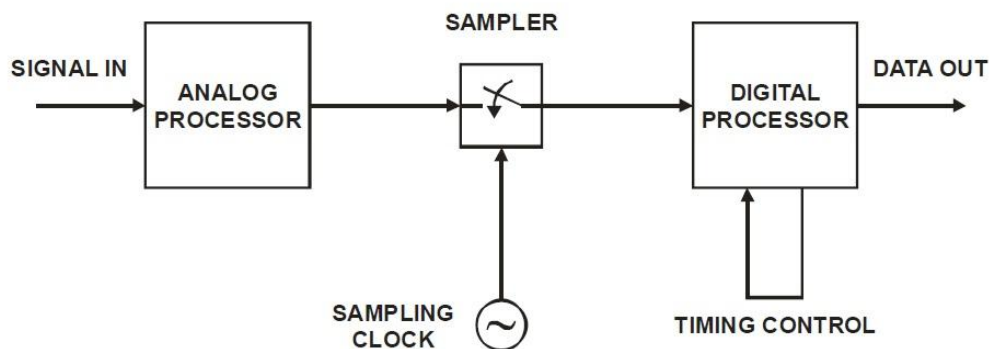


圖 3-4 Digital Timing recovery

Hybrid timing recovery:

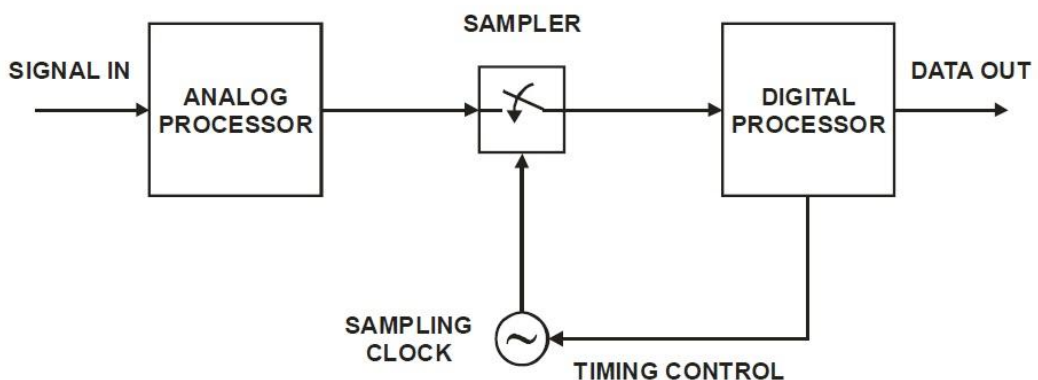


圖 3-5 Hybrid timing recovery

信號經固定時脈取樣後，產生時脈不同步，利用內插的動作由輸入的 μ (0~1 的實數)來決定傳送端與接收端的相差時脈，之後經降頻取樣的動作讓一個符號間剩下兩個取樣

點，一個用於資料判斷與估計錯誤，另一個提供估計錯誤的時脈使用，由時脈錯誤偵測器偵測出錯誤後，經由迴路濾波器的累計輸出控制位元，送入時脈處理器運算，產生出傳送端與接收端取樣點之間的時脈 μ 值給內插器做內插[2]。而依照取樣時脈誤差值的估算方式可分為兩類：

(1) 無資訊輔助 NDA(Non-Data Aided)

在做時脈誤差偵測時刪去信號中有關資料相依的部份直接去估算時脈誤差，誤差值的估算將與信號的組成方式無關，因此不需考慮相位誤差的問題，此法適用在 M-QAM 和 M-PSK 調變信號。

(2) 資訊輔助 DA(Data Aided)

或稱做直接決策 DD(Decision Directed)接收端將取樣過後所得值經過決策判斷傳輸的符號為何，用此判斷出來的結果去測試估算下一次取樣誤差，此法應用在當通道，當等化器已補償相位誤差後，可增加決策判斷的正確率，此時再去估算取樣誤差。

時脈符號同步的實作上，依照結構可分為前向(Feedforward)和回授(Feedback)兩種方法。如圖 3-6 所示，此種方式屬於前向時脈同步架構，實作上能夠快速捕捉到時脈，但追蹤性能較差；如圖 3-7 所示，此種此種方式屬於回授時脈同步架構，採用此方法鎖定時脈的時間較長，但追蹤性能較好；可因使用者的需求作適當的選擇。

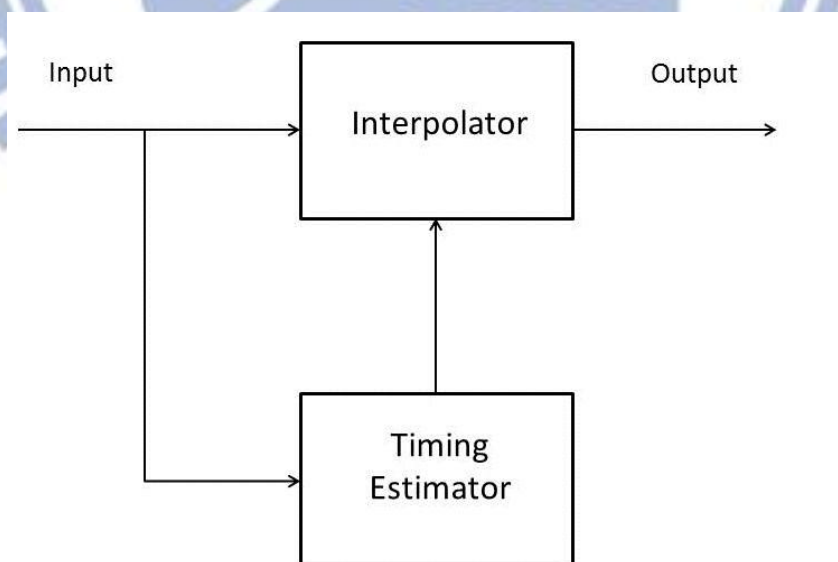


圖 3-6 Feedforward 時脈同步架構

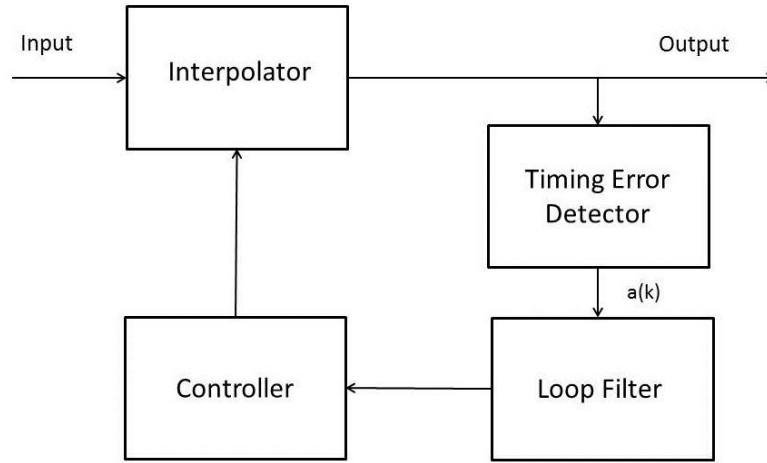


圖 3-7 Feedback 時脈同步架構

3.2.2 時脈恢復演算法

根據文獻[5]中所提出的平方時脈估計恢復(Square Timing Recovery)方法屬於前向架構且為無資訊輔助演算法，該方法對接收信號做平方非線性變換，然後透過數值轉換，提取 $1/T$ 的頻率分量，其中 T 為訊號取樣時間間隔，如圖 3-8 所示。

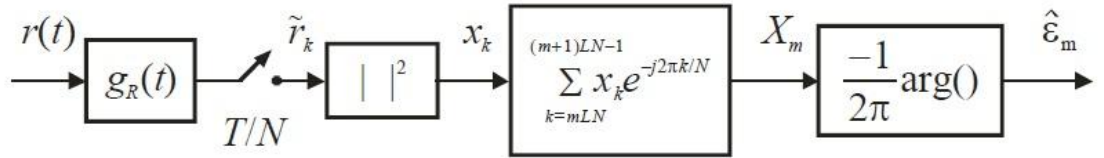


圖 3-8 Square Timing Estimation Algorithm[2]

我們先假設接收端訊號如式(3-2)：

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n g(t - nT - \varepsilon(t)T) \quad (3-2)$$

對 N 倍的取樣的樣點數序列作平方變換如式(3-3)

$$x_k = \left| \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n g\left(\frac{kT}{N} - nT - \varepsilon T\right) \right|^2 \quad (3-3)$$

然後通過式(3-4)計算 $1/T$ 處的頻率分量：

$$X_m = \sum_{k=mLN}^{(m+1)LN-1} x_k e^{-j2\pi k/N} \quad (3-4)$$

繼而得到時脈偏移的估計量：

$$\hat{\varepsilon}_m = -\frac{1}{2\pi} \arg(X_m) \quad (3-5)$$

公式(3-4)的意義是利用數值信號處理方法，通過 LN 點的離散傅立葉轉換來提取 $1/T$ 處

的頻率分量。以 $m=0$ 來說

$$X_n = \sum_{k=0}^{LN-1} x_k e^{-j2\pi nk/LN} \quad (3-6)$$

此時的取樣頻率為 $F = f_s/LN$ ， $1/T$ 處的頻率分量對應到的點數序列，這裡 N 為取樣升率後的點數，可由下式(3-7)算出

$$\frac{1}{T} = \frac{1}{NT_s} = \frac{f_s}{N} = \frac{f_s}{LN} * L = F * L \quad (3-7)$$

因此，在(3-6)中令 $n=L$ 即可得到式(3-4)，根據時脈偏移值對原取樣點序列進行內插，即可完成時脈符號同步。

3.2.3 Simulink 平方時脈估計恢復子系統

在解決基頻問題的第一步是抓到正確的時脈，如圖 3-9，輸入參數是經過前置暫存器重整後進入的資料符號數也是欲控制輸出的資料數($L=\text{Symbols per frame}$)，一個符號中目前的取樣值數量($N=\text{Samples per symbol}$)；以系統的例子來說，輸出欲取 100 個資料符號數於是將 L 設定 100，裡面一個資料符號內有 20 個樣本數 $N=20$ ，從這 20 個樣本中取出最適當的樣本作為符號，平方時脈估計恢復子系統中，從 2000 筆($100*20$)的資料符號中，取出 2000 筆資料內每個 raised cosine 中樣本中代表符號的值總共輸出 100 筆，輸出項 sym 是時脈恢復後的信號，此系統輸出 100 筆複數的資料，輸出項 ph 為估計時的每個符號估測時所延遲的相位，在此系統表示法就是在 20 個點中系統所選插入點的位置，為觀察內插情況的參考值。

圖 3-9 輸入項先透過(Check signal attributes)檢查輸入值是否正確已經抓到兩千筆符號資料矩陣；在經由 3.2.2 所提出的平方時脈演算法的方塊，第一步算出相位偏移估計角度(3-5)，算出角度的值為一個 $[-T/2, T/2]$ 的數，於是接著將區間調整為正數，將取出的估計值調整到一個取樣時間的區間 $[0, T]$ ，最後在乘上一個內部元素皆為 20 的 $100*1$ 的矩陣，使得內插值為屬於 20 點中的一個數，一次回復一百筆資料的值，進行內插完成這一級時脈回復工作。

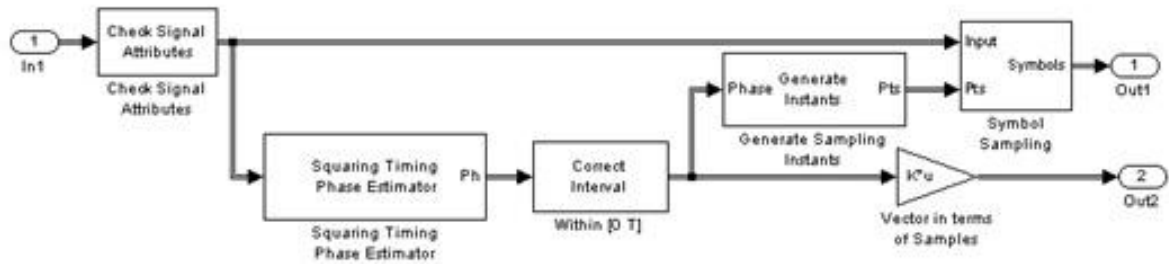


圖 3-9 時脈恢復子系統

3.3 載波頻率恢復

3.3.1 載波頻率/相位偏移

在通訊系統中，假設以屏除時脈效應之後，由於接收端接收訊號的時的載波相位可能和傳送端的載波相位有所差異造成載波相位偏移的問題，在載波相位偏移的情況下，接收端接收到的訊號會和傳送端送出的訊號相差一個相位角 $\Delta\theta$ 。

除了載波相位偏移之外，由於傳送端與接收端震盪器不相匹配將會有載波頻率偏移的情況產生，考慮一個經過調變的複數訊號以 $e^{j\theta}$ 表示，則在載波頻率偏移及載波相位偏移的情況下，接收端接收到的訊號如式(3-8)[3]所示：

$$r_k = e^{j(\theta + 2\pi\Delta f T_s k + \Delta\theta)} \quad (3-8)$$

r_k 表示在通道效應下的訊號， T_s 為訊號取樣時間週期， Δf 表示接收端與傳送端之間的載波頻率差， $\Delta\theta$ 表示相位差，由式(3-1)可發現，若傳送端送連續的相位調變訊號時，接收端接收到的訊號將會以相位角 φ 旋轉，相位角 φ 如式(3-2)所示：

$$\varphi = 2\pi * \Delta f * T_s \quad (3-9)$$

以4-QAM/QPSK 模擬系統來看，系統取樣頻率為1MHz，正常的QAM 星座圖如圖 3-10，經過載波相位偏移(Phase offset=20°)後的星座圖如圖 3-11 星座圖整體以圓點為中心旋轉了 36 度的位置；而經過載波頻率偏移 1KHz 的偏移量，星座圖會以圓點為中心逆時鐘不斷旋轉，如圖 3-12

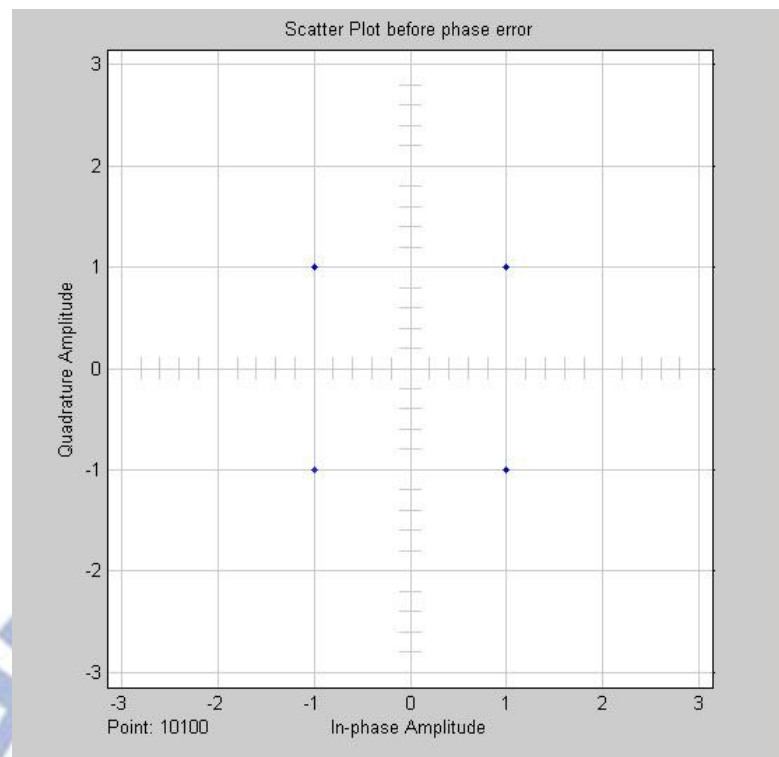


圖 3-10 4-QAM

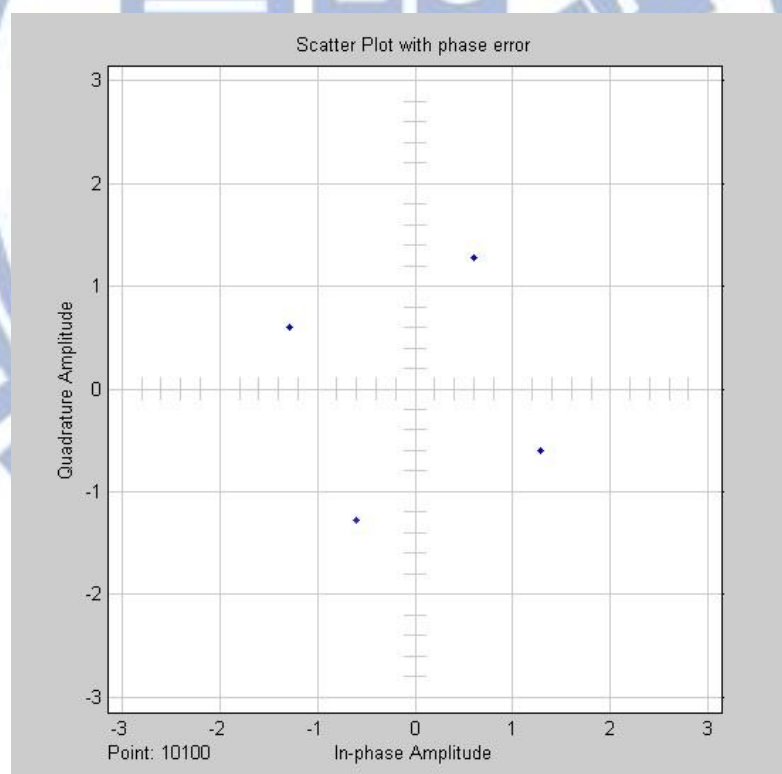


圖 3-11 4-QAM 載波相位偏移

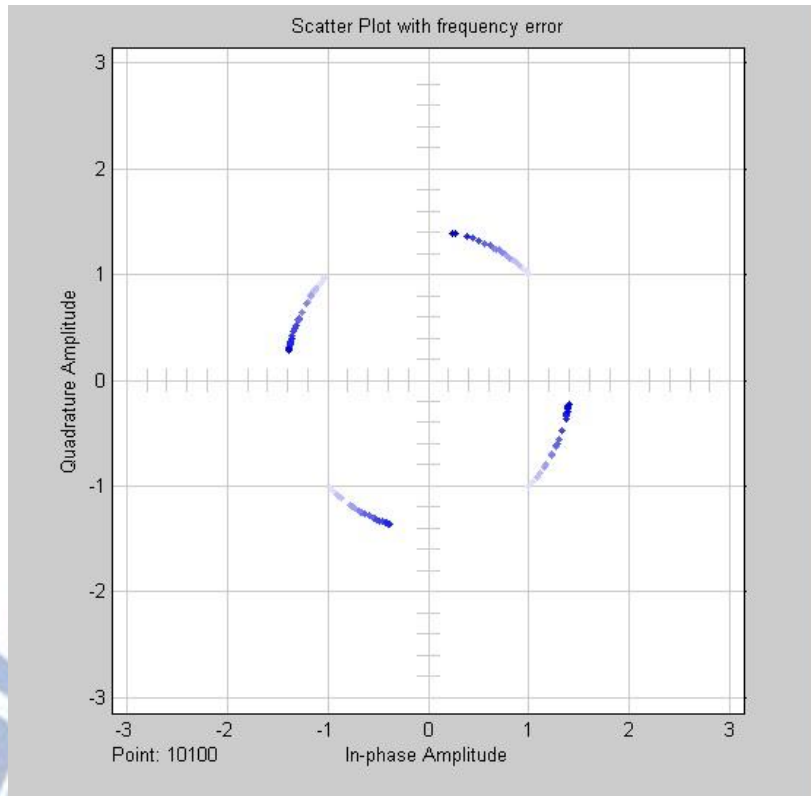


圖 3-12 4-QAM 載波頻率偏移

3.3.2 載波頻率恢復演算法

這裡所使用的演算法是由 Louise 和 Reggiannini [3]所提出；由 ML 估計方法觀察頻率變化的複數形式著手，取樣後的信號如(3-10)但在此先不考慮相位偏移：

$$r_k = e^{j(2\pi\Delta f k T_s + \theta)} + n_k \quad 1 \leq k \leq N \quad (3-10)$$

$n_k = n_{ki} + n_{kq}$ 是高斯白雜訊， n_{ki} 和 n_{kq} 平均值都為 0 的相互獨立的高斯隨機程序，經過概似函數為：

$$\Lambda(\Delta\tilde{f}) = \left| \sum_{k=1}^N r_k e^{-j2\pi\Delta\tilde{f} k T_s} \right|^2 = \sum_{k=1}^N \sum_{m=1}^N r_k r_m^* e^{-j2\pi\Delta\tilde{f}(k-m)T_s} \quad (3-11)$$

其中 $\Delta\tilde{f}$ 為 Δf 的估計值，而式(3-11)的最大值就是頻率偏移的最大概似估計，此估計值是 consistent 且為 asymptotically efficient，即當 $N \rightarrow \infty$ 時，估計的方差接近於 Cramer-Rao Lower Bound (CRLB)，如下式

$$\sigma_{CR}^2 = \frac{3}{2\pi^2 T_s^2} \frac{1}{\rho N(N^2-1)} \quad (3-12)$$

其中 ρ 是載波雜訊(Carrier to Noise Ratio)比，定義為 $\rho = 1/2\sigma^2$ ，將上式(3-11)微分後取零可得：

$$\text{Im}\left\{\sum_{k=1}^{N-1} k(N-k)R(k)e^{-j2\pi\Delta\tilde{f}kT_s}\right\} = 0 \quad (3-13)$$

其中 $R(k)$ 為 r_k 的自相關函數：

$$R(k) = \frac{1}{N-k} \sum_{i=-k+1}^N r_i r_{i-k}^* \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (3-14)$$

由式(3-13)表示最大值解存在的必要條件，也可看作對 $R(k)$ 加上窗型函數的離散傅立葉轉換，而窗型函數如式(3-15)，且可將 $w(k)$ 用一個方形窗來近似代替，所以可以簡化成下式(3-16)：

$$w(k) = k(N-k) \quad k = 1, 2, \dots, N-1 \quad (3-15)$$

$$\text{Im}\left\{\sum_{k=1}^M R(k) e^{-j2\pi\Delta\tilde{f}kT_s}\right\} = 0 \quad (3-16)$$

直接觀察式(3-13)與式(3-16)得到估計結果是不同的，但如果 M 值選擇適當，且隨著載波雜訊比 CNR 增加，則兩式之間的差距會是均方差可使之忽略，在低頻率偏移高 CNR 的環境下得近似解為式(3-17)，將(3-16)中的指數函數使用泰勒級數展開：

$$\Delta\tilde{f} \cong \frac{1}{2\pi T_s} \frac{\sum_{k=1}^M \text{Im}\{R(k)\}}{\sum_{k=1}^M k \text{Re}\{R(k)\}} \quad (3-17)$$

雜訊項的 $n_k \ll 1$ 在假設環境中 $R(k) = e^{j2\pi\Delta\tilde{f}kT_s} + n_k \cong 1 + j2\pi\Delta\tilde{f}kT_s + n_k$ 所以可以將原式(3-17)中的兩項分別化簡

$$\begin{cases} \sum_{k=1}^M \text{Im}\{R(k)\} \cong M \arg\{\sum_{k=1}^M R(k)\} \\ \sum_{k=1}^M k \text{Re}\{R(k)\} \cong \frac{M(M+1)}{2} \end{cases} \quad (3-18)$$

代入原式(3-18)化簡得到頻率的估計

$$\Delta\tilde{f} \cong \frac{1}{\pi T_s (M+1)} \arg\{\sum_{k=1}^M R(k)\} \quad (3-19)$$

因為 $\arg\{\sum_{k=1}^M R(k)\}$ 角度範圍在 $[-\pi, \pi]$ ，所以該估計算法的頻率偏移範圍也被限制在

$$|\Delta f| < \frac{1}{T_s (M+1)} \quad (3-20)$$

由此可見，當 T_s 固定時，其計算的頻率偏移估計範圍和自相關的 M 有關。

3.3.3 Simulink 載波頻率恢復子系統

由於 Simulink 之下的方塊無法滿足我們需要估算頻率的演算法，且等化器無法符合需求回復錯誤的載波頻率，使得必須在等化器前一級加上自身建造的模塊子系統，將估計頻率演算法放進子系統，並回復載波頻率。如圖 3-13

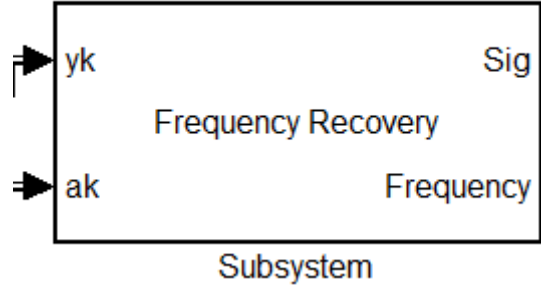


圖 3-13 載波頻率恢復子系統 I

Estimation

使用 3.3.2 所提及[3]的演算法，取尚未近似的公式(3-16)；

$$\Delta \tilde{f} \cong \frac{1}{2\pi T_s} \frac{\sum_{k=1}^M \text{Im}\{R(k)\}}{\sum_{k=1}^M k \text{Re}\{R(k)\}} \quad (3-16)$$

系統接收端的信號為(3-21)，演算法中的 correlation 函數的計算，是使用複數的 correlation，計算中只有單純的載波頻率的旋轉，演算法才能精確的估算出偏移頻率角度，所以必須屏除傳送端資料所送的 a_k 所做的調變， a_k 也是一個複數 I/Q 信號，若是乘上載波會使接收端收到的信號被混淆，變成並不單純的旋轉角度信號，由簡單的 $\exp()$ 角度特性可得知(3-21)，所以 I/Q 信號中的角度，我們只需知道其中一個角度就可推斷出另一個角度

$$[\cos(\theta) + i\sin(\theta)][\cos(\varphi) + i\sin(\varphi)] = \exp(\theta + \varphi) \quad (3-21)$$

但在多路經通道的衰減下，接收到的 I/Q 信號 a_k 會經過衰減變得不可知，使得載波頻率恢復前無法將調變乾淨的屏除，會有些殘餘項在信號中造成載波頻率恢復的混淆。多路徑下的載波頻率討論放在接下來的章節以數據來做細部說明。消除調變對頻率旋轉的影響，有幾種實作方法可達到要求：

方法一：資訊輔助 DA(Data Aided)必須知道傳送端所送的每筆資料的複數形式，所以從傳送端發送 preamble 前言資料給接收端當作參考資訊，將每筆傳送資料端的共軛 a_k^* 交給接收端，如式(3-23)，而因為 PSK 信號的特性 $a_k^* a_k = 1$ ，高斯白雜訊 $\{a_k^* n'(k)\}$ 與 $\{n'(k)\}$ 有相同統計特性

$$y(k) = a_k e^{j(2\pi \Delta f T k + \theta)} + n'(k) \quad (3-22)$$

$$r(k) = a_k^* a_k e^{j2\pi \Delta f T k + \theta} + a_k^* n'(k) = e^{j2\pi \Delta f T k + \theta} + n'(k) \quad (3-23)$$

方法二：若是無法取得傳送端的前言資訊，將取得信號角度後做 M 次方(M 為 M-PSK 中的常數)[3]的指數(3-24)，此方法會使信號對信號以及信號對雜訊的交互影響。

$$r(k) = \exp(jM\arg[y(k)]) \quad (3-24)$$

在此實作系統中使用方法一，使用一條從傳送端的 a_k 當作 Preamble，取共軛後的信號一百筆，同時，與存了一百筆接收端的資料 $y(k)$ 相乘得到 $r(k)$ ，這邊必須注意的是，由濾波器產生的效應如 2.3.1 的升餘弦濾波器模組介紹中有兩個參數需要謹慎處理，否則會使得估計演算法的資料無法對應相乘，產生錯誤的結果

Group delay: 從模擬開始與濾波器中第一個 peak 的 raised cosine 的響應中的符號數，這邊設置為 5，也就是說接收端經過濾波器的 group delay 會慢 10 個符號數；所以要將 a_k 拉過來的一百筆資料，延遲 $5*2=10$ 個符號，對上接收端的資料取共軛才會匹配。

Filter Gain: 傳送端接收端濾波器同為 SRRC 濾波器，加上載波相乘後的餘弦函數積化和差產生的常數，會對振幅產生些許的變動，可能在時脈回復的模塊之前會產生誤差，於是在接收端濾波器可以乘上一些振幅的補償係數，將振幅調置到適當的位置。

取得估算角度的公式(3-16)，使用兩個相關函數一個取實數當作分母相加，一個取複數當作分子相加，意義上就如同取相關函數中的餘弦函數與正弦函數的加總之後相除，簡化後的算法就是取相關函數加總後的平均得估算角度，所以在載波頻率估計精準度上也隨相關函數的次數提升，多做幾次相關函數取到的角度越接近；另一方面 $|\Delta f| < \frac{1}{T_s(M+1)}$ 為其估算範圍，可觀察到提升相關函數次數會使可估計的範圍變小，所以在實作上估計的精確度與估計範圍是相抗衡的。

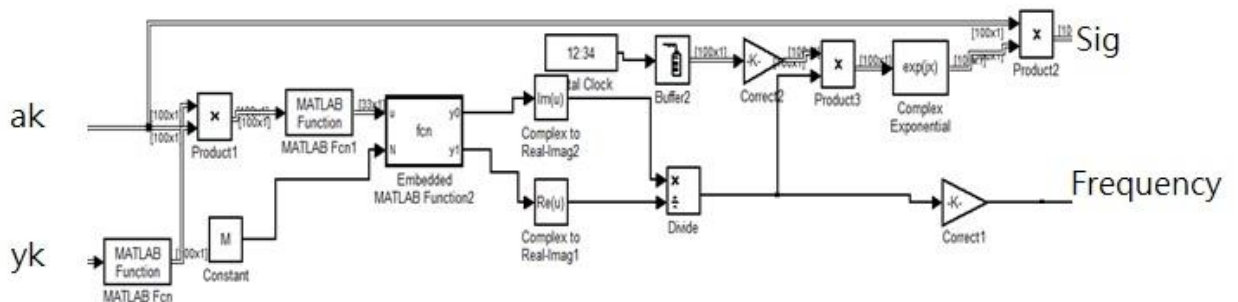


圖 3-14 載波頻率恢復子系統 II

Recovery

圖 3-14 的右上方做的是恢復頻率，因為算出來的頻率資料只有一筆，所以先用數位 clock 方塊產生一個取樣時間與母系統同為 $1\mu\text{s}$ 的資料，由於經過時脈回復後的信號已經為一點代表一個符號；經過 buffer 同樣生成一百筆的回覆信號，接著將一百筆信號與估計角度相乘，最後化作指數乘回原始被載波旋轉後毀損的信號，完成載波頻率回復如式 (3-25)。

$$r_{fr}(k) = y(k) * e^{-j2\pi\hat{\Delta f}Tk} \quad (3-25)$$

3.4 多路經通影響

3.4.1 多路徑通道延遲干擾

在多重路徑傳輸的環境下，傳輸訊號會因為障礙物的阻隔或傳輸介質的改變而造成多重訊號經由不同路徑抵達接收機端，而這些來自不同路徑的訊號由於傳輸介質為時變性以及傳輸路徑長度的變化等關係，將使的各個路徑訊號分別遭受不同程度的衰減及路徑時間延遲，所以造成其合成的接收信號呈現時間延遲擴散的特性。以簡單的例子進行說明，當我們在多重路徑通道下傳輸短脈波(pulse)，則在接收機所接收到之訊號將會是一脈波列(pulse train)而不單只是一個脈波而已，因為在實際的通道系統中，通道的頻寬是有限的(Band-limited)，經由通道傳輸至接收端會收到一連串 sinc 波型的符號，這些符號在時域會產生延展(spreading)，也就是會產生符號漣波(ripple)，導致信號之間彼此的干擾與重疊(Inter-symbol interference ISI)效應，因此需要適應性等化器的補償。

從頻域的觀點來看等化器是一個反向濾波器(inverse filter) $E(z) = 1/H(z)$ ，對於非理想通道 $y(n)$ 與 $x(n)$ 的關係如圖 3-15 為

$$y(n) = a_0x(n) + a_1x(n-1) + \cdots + a_kx(n-k) \quad (3-26)$$

可知所傳送的位元因為通道的特性產生的 ISI，為了解決此種不可避免的現象，我們使用適應性等化器，把原始信號 $x(n-d)$ 和估計信號 $\hat{x}(n)$ 加以比較得到誤差，再由誤差來適應性演算法來訓練等化器的係數，得到我們想要的補償。

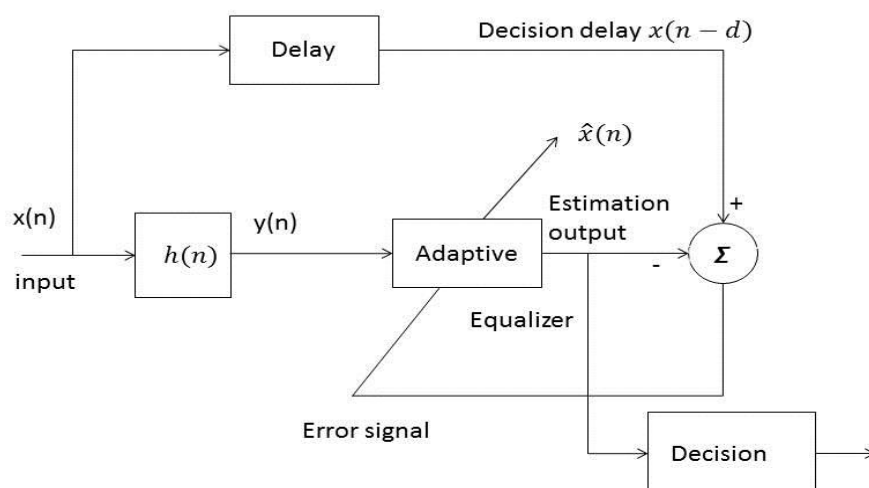


圖 3-15 基本適應性架構

3.4.2 線性 LMS 等化器

適應性等化器(Adaptive Equalizer)大致上依架構可分為兩種[10] S. U. H. Qureshi, “Adaptive Equalization,” *Proc. IEEE* vol. 73, no. 9, pp. 1349-1386, September, 1985.，線性等化器(Linear Equalizer)非線性等化器(Nonlinear Equalizer)，考慮一個如圖 3-16 的 tap delay 的線性橫向等化器(linear transversal structure)，線性的架構優點是架構與算法最簡單，工程實際應用上等化器通常使用有限階數橫向濾波器，殘餘誤差使用均方誤差性能(Mean Square Error)來衡量是否滿足近似恢復信號波形的要求。

橫向等化器的特性完全取決於各個權重(weight)係數，由於傳輸通道上的特性是未知的，所以須由等化器採用一種簡單有效的更新等化器的權重係數並隨時地追蹤通道特性，使等化器能有效地消除 ISI。LMS 演算法就是依據 MSE 準則用最陡下降梯度法(Steepest Gradient Descent Algorithm)求等化器加權係數的一種遞迴法則，不要求相關函數也不用反矩陣，運算上較簡單，因此是一種被廣泛使用的均衡演算法。

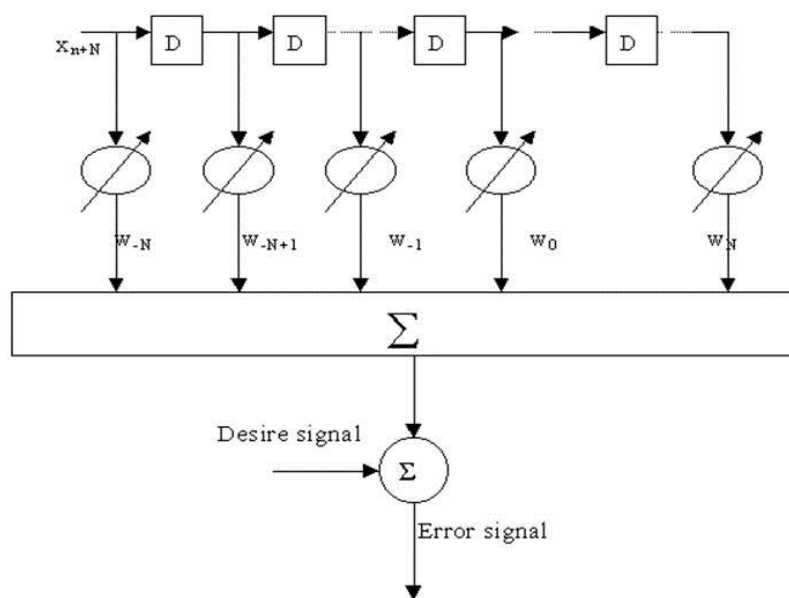


圖 3-16 有限長度橫向等化器

在 MSE 的準則中，調整等化器權重係數 $\{w_k\}$ ，使誤差的均方誤差最小，下式(3-27)為 d_n 理想信號與輸出信號 y_n 的誤差值表示式：

$$e_n = d_n - y_n \quad (3-27)$$

輸入序列為 $x_n = x(nT)$ 第 n 個信號以 T 間隔發送的 symbol，輸出序列 y_n 指的是輸出端對該 symbol 的估計值，定義 MSE 的性能指數 Cost function， J 為等化器的權重係數的二次函數

$$J = E[e_n]^2 = E|x_n - y_n|^2 \quad (3-28)$$

如(3-29)，若用向量表示法輸出序列可寫成：

$$y_j = \sum_{i=1}^n x_i w_j \quad (3-29)$$

LMS 演算法中的實作上，採用最陡下降梯度法來調整 w_j ，原理為下一個權重向量 w_{j+1} = 權重向量 w_j 加上梯度 ∇_j 的負值變化量，

$$w_{j+1} = w_j - \mu \nabla_j \quad (3-30)$$

其中 μ 是一個控制穩定性和收斂速度的參數，為調整步進的常數，而當 w_j 為多維的情況時，梯度可用矩陣表示式：

$$\nabla_j = \left[\frac{\partial J}{\partial w_0}, \frac{\partial J}{\partial w_1}, \dots, \frac{\partial J}{\partial w_{N-1}} \right]^T \quad (3-31)$$

$$e_j = d_j - w_j^T x_j \quad (3-32)$$

將(3-32)導數位置與取期望值的位置交換，可得 $\nabla_j = -2E\{x_n e_n^*\}$ ，將此式令為零，求出最佳權重向量 w_j ，為了便於系統實現，計算簡化可將時間平均值以統計平均值替代，並為了簡化只取一個誤差樣本作估計，於是有 $\nabla_j = -2x_n e_n^*$ ，可將(3-30)化成(3-33)：

$$w_{j+1} = w_j + 2\mu x_n e_n^* \quad (3-33)$$

3.4.3 Simulink LMS 等化器子系統

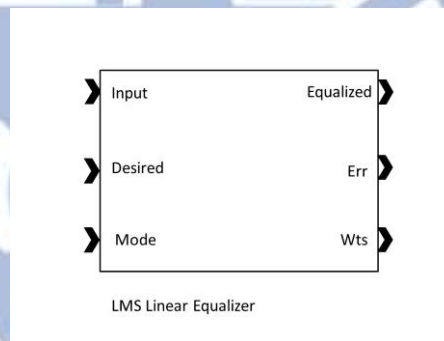


圖 3-17 LMS Linear Equalizer

圖 3-17 用 Simulink block 中的 LMS Linear Equalizer 做模擬，此方塊的運作是由基本的 LMS 更新權重的演算法和線性等化器完成的架構。

參數設定：

Number of taps: 線性等化器中濾波器內的 taps 數設為 6。

Number of samples per symbol: 每個 symbol 中取幾個取樣數 1。

Signal constellation: 這邊使用 QAM 的星座圖。

Reference tap: 必須要小於等於 Number of taps，且減 1 後為 Number of samples per symbol 的倍數。

Step size: 在 LMS 扮演重要腳色的步進 μ 常數。

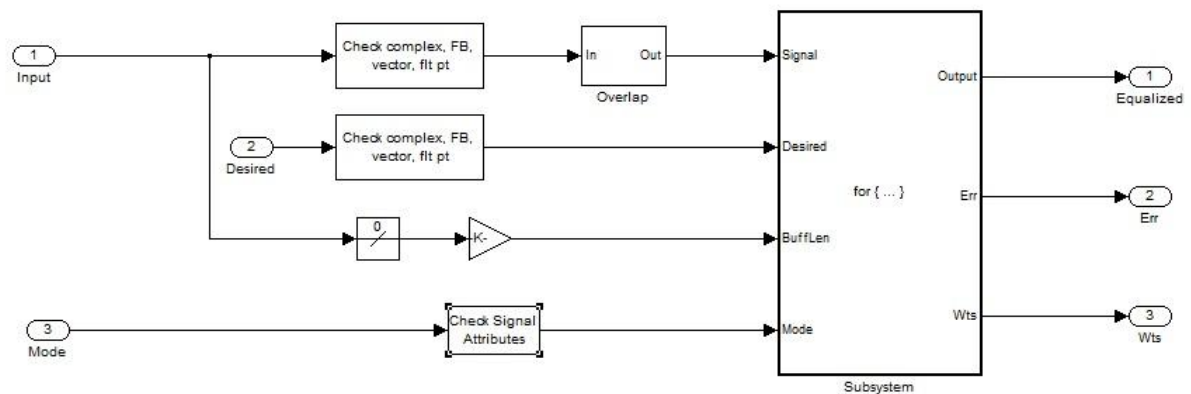


圖 3-18 Subsystem I

LMS Equalizer 系統內部方塊圖的第一子層，如圖 3-18，一進到方塊內輸入項 input $u(n)$ 先做向量的檢測，也就是等到一千個取樣值向量再進入下一個方塊，若是不符合參數的需求會產生錯誤並且暫停程序，Desired $d(n)$ 也是以同樣方式做檢查，這裡沒有對第三個 MODE 做輸入所以維持初始的 training mode。

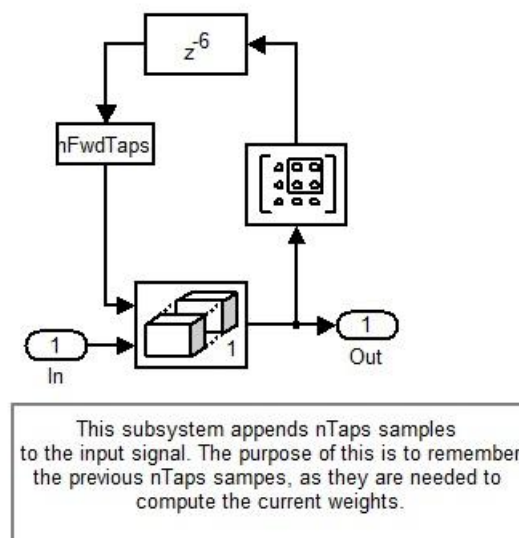


圖 3-19 Overlap

Overlap: 此方塊添增 taps 的取樣值與 input 的值串成一組長度 6 的 vectors，目的是記憶前面 6 個 taps 的值來計算目前的 weight，在進入下一級成為下一級的 signal 的輸入向量 $\vec{u}(n)$ 。

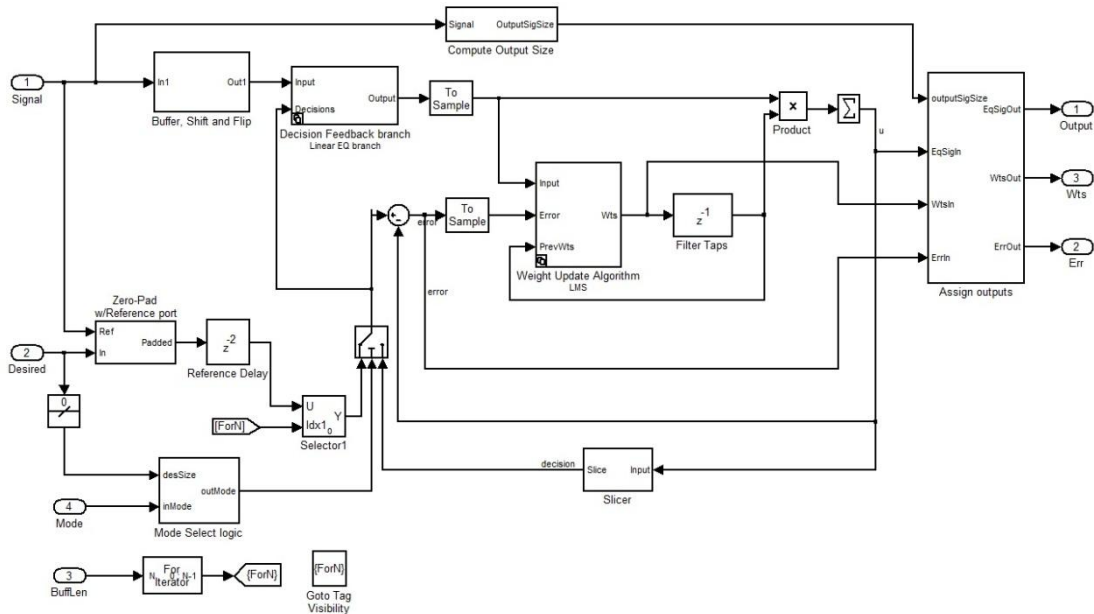


圖 3-20 LMS Subsystem II

當一進入第二級的方塊圖後，總共有四個輸入(signal desired ,mode ,bufflen)四個輸出(outputsize, eqsign, wtsin, errin)；

Signal:分成三條路線走，第一條路線進入 compute Output Size 方塊計算 filter 的長度也就是迴圈的範圍，第二條分支則是主要 $\vec{u}(n)$ 輸出的向量，將 delay 的信號和原本的信號經過幾次的迴圈透過 selector 把輸入的現在的值和過去的五個 tap 值組合成一個向量，最後 Flip 做順序的倒轉 sample 後輸出

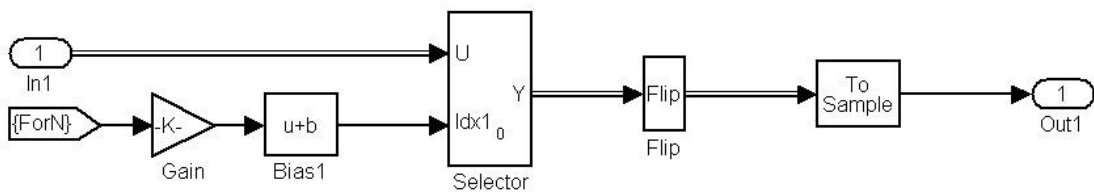


圖 3-21 Buffer Shift Flip

第三條分支是和 desired $\vec{d}(n)$ 做向量長度比較，在這邊是當作 Ref 也就是當 $\vec{d}(n)$ 長度和 $\vec{u}(n)$ 必須一樣的點數不足的話將補零， Assignment 的作用是將所需的數值分派給信號內的元素。

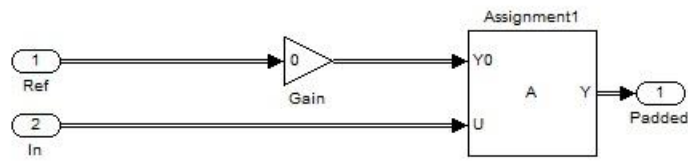


圖 3-22 Zero-Pad with Reference

Desired: 分成兩路，第一條如上圖 3-22 $u(n)$ 的長度補零動作，接下去接一個 reference delay 再進入一個 selector 這個 selector 的動作為將之前的序列從新排序；第二條路線經過一個計算長度的方塊產生 $DesSize$ 緊接著和 $Mode$ 兩個輸入一起進到一個邏輯判斷器，產生一個判斷式 $outMode = ((desSize > 1) \&\& (inMode == 1) \&\& (forN < desSize + delay) \&\& (forN \geq delay))$ 藉由此判斷式當作 switch 選擇器，這個判斷式滿足的話就輸出上面處理好的 \vec{u} 向量，若不滿足則選擇輸出 \vec{y} 向量（這個向量將於下面有所討論）。

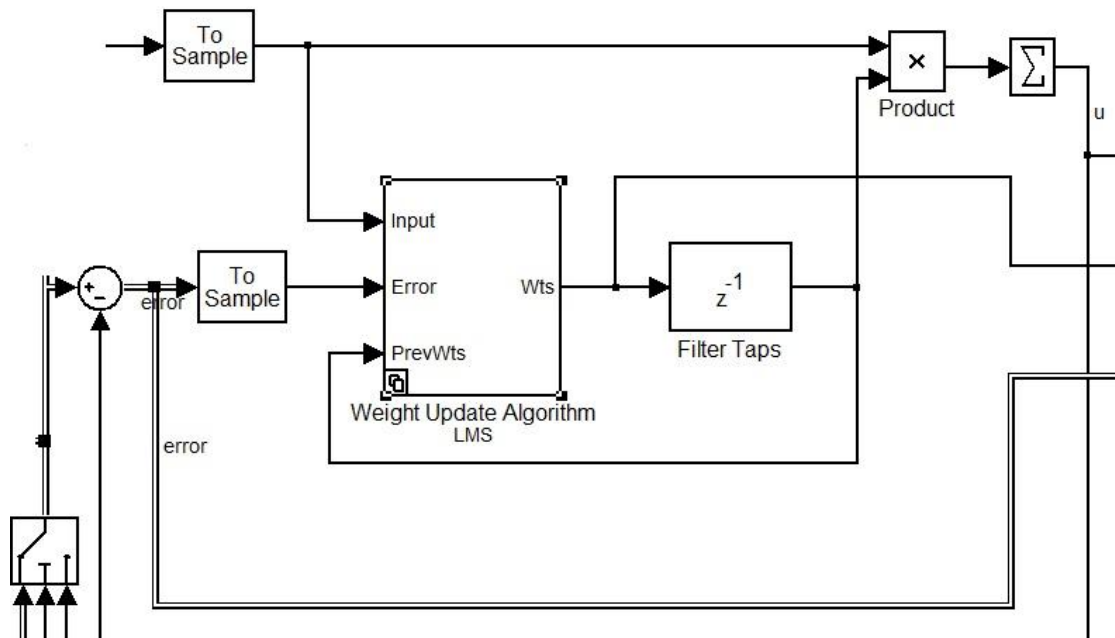


圖 3-23 Weight Update Algorithm

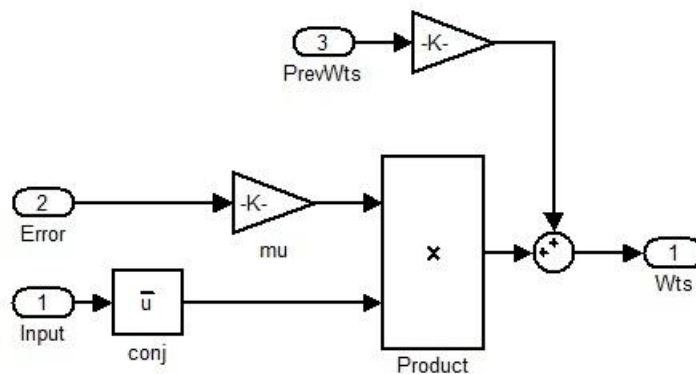


圖 3-24 Weight Update Algorithm subsystem

圖 3-24 圖 3-24 所示上面的 $u(n)$ 向量送到 input 而經由誤差估計為第二個輸入 Error $e(n) = d(n) - y(n)$ ，第三個輸入也就是 Delay 圖 3-24 輸出的演算法將每次得到的 weights 做更新演算法 $w(n+1) = w(n) + \mu u(n)e^*(n)$ ，這裡的 $w(n)$ 輸出之後與 input $u(n)$ 做相乘加總類似 convolution 的方式得到 $y(n)$ output。

outputSigSize used to specify the size of the output.

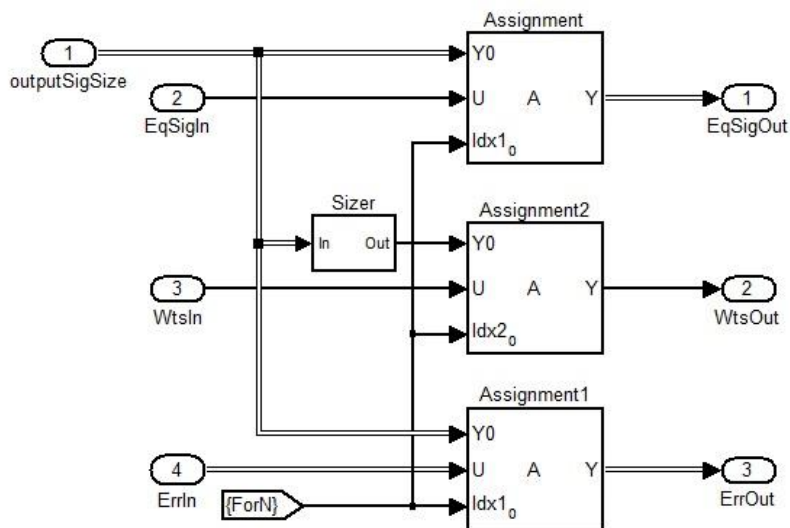


圖 3-25 Last stage output

Assignment 圖 3-25 可以用 for 或是 while 的迴圈計算向量連續進來的值，第一個進來的輸入項(Y0)複製給輸出(Y)然後第二個輸入項 Assign 到 Y 的第一個元素(E1)，連

續重複動作，將每一個進去的元素指派給 $Y(E_i)$ ， Y_0 決定跳出迴圈的條件也就是說輸出向量的大小。

這一級的方塊共有三個輸出，第一個是 EqSigOut 由上一級輸出的 $y(n)$ EqSigIn 輸入 U ，連續串接向量到輸出每一個等化過後的 symbol 點數，由 buffer 控制經過一千點後開始作圖；第二個輸出為 weights 是由上一級的 WtsIn 輸入 $w(n+1)$ 到 U ，由於 tap 是設定 6，所以連續給 6 個新的 \vec{w} ，這邊的 index 設定為二，將會有一個為複數的 2-dimension 的矩陣 6×10 輸出；第三個輸出為 Err 為 error 的輸出 $e(n) = d(n) - y(n)$ 為前一級的輸出，輸入到 U 而產生複數向量。

因此，此級的 LMS 等化器完成對多路徑產生的星座圖發散收斂，以及對載波相位偏移的功能，完成後這一級的回復；在整個系統中我們再多路徑的環境設定下試著解決三大問題，從一開始對時脈的偏移回復的子系統，第二步到載波頻率的偏移回復的子系統，第三步是 LMS 等化器對多路徑及載波相位的子系統；最後我們在第四章，觀察多路徑下對載波頻率偏移的實驗，在多路徑下如何影響載波回復情形。



第4章 實驗結果數據分析

4.1 多路徑的影響

Delay	Relative gain
0 samples	1
5 samples	0.1
10 samples	0.2
15 samples	0.3
30 samples	0.25
50 samples	0.2
70 samples	0.3

表 4-1 多路徑設計 I

以下的星座圖為在增加多路徑的影響下，沒有引入載波頻率偏移的估計演算法所回復到的星座圖，受到多路徑影響所產生載波頻率誤差，下一節會以圖說明估計到的誤差以及加入載波頻率的偏移後的估計來說明。

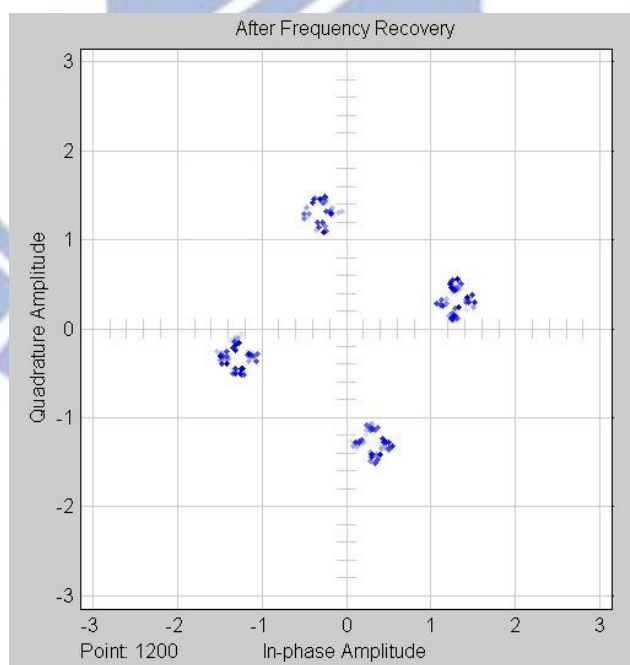


圖 4-1 3 Paths without carrier frequency offset

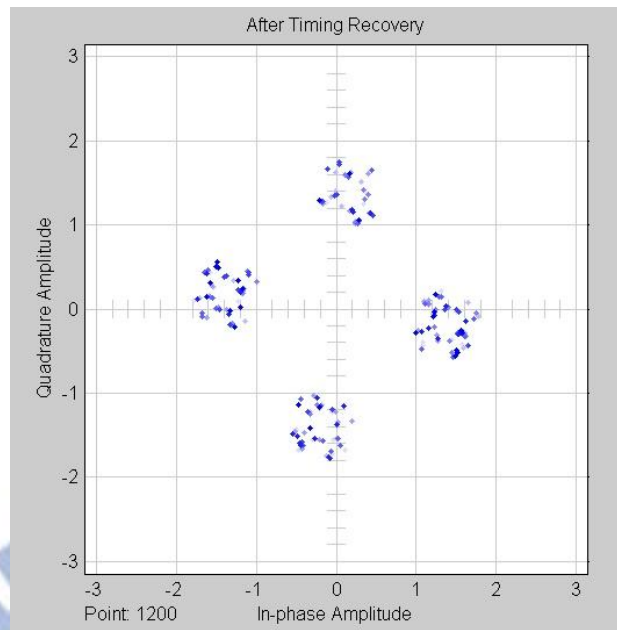


圖 4-2 4 Paths without carrier frequency offset

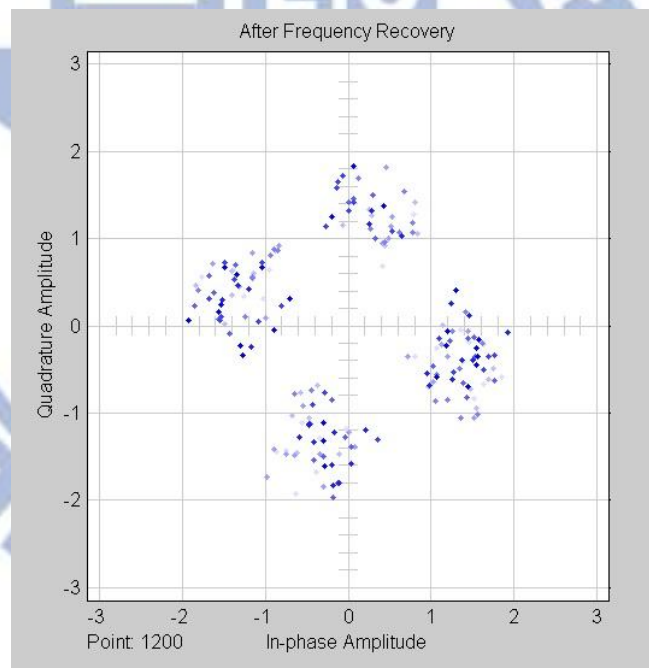


圖 4-3 5 Paths without carrier frequency offset

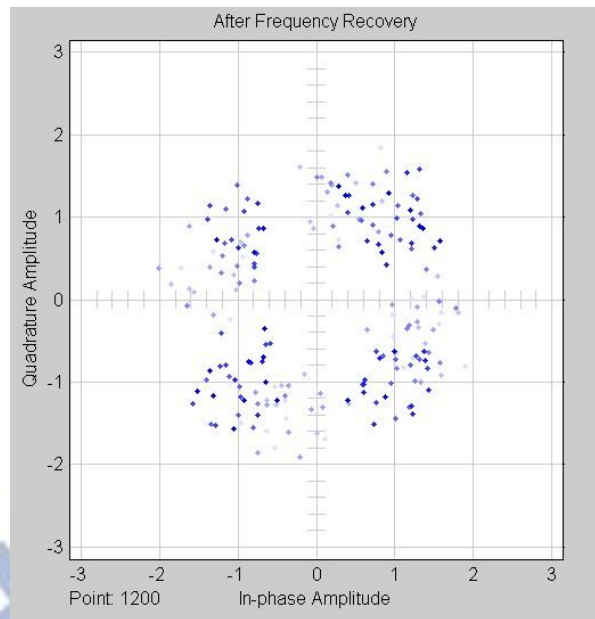


圖 4-4 6 Paths without carrier frequency offset

4.2 頻率偏移結果比較

4.2.1 頻率偏移估計 I

[1] 參數設定

Sampling Rate: 1MHz

Upsample: 20

Carrier Frequency : 2.5MHz

Carrier Sampling Rate: 20MHz

Filter: RRC($\beta = 0.5$)

Simulation Time: 0.001sec

Channel Condition Case:

Carrier Offset:

Phase offset: 36°

Frequency offset: 1000Hz

以下多路徑 case 中，每經過一個 case 多加一條路徑，而載波頻率數據分析的呈現圖依序為

(1) 無載波頻率的載波頻率估計，橫軸整數為每 100 筆資料，縱軸為估計頻率(Hz)。

(2) 含有載波頻率的載波頻率估計，橫軸整數為每 100 筆資料，縱軸為估計頻率(Hz)。

- (3) 載波回復方塊接收到的旋轉信號的 I/Q 符號。
- (4) 載波回復方塊完成自相關函數後的信號 I/Q 符號。
- (5) 載波頻率接收信號星座圖，橫軸為 I 信號，縱軸為 Q 信號。
- (6) 估計時脈回復方塊所估計的時脈相位延遲，值為小於符號數中取樣點數(參數 $N=20$) 的非負實數，為取到 20 點中正確的取樣點所需延遲的時脈相位；橫軸為每 100 筆資料，縱軸為時脈內插的延遲($1/20 \mu\text{sec}$)。

[2]實驗結果

Case1

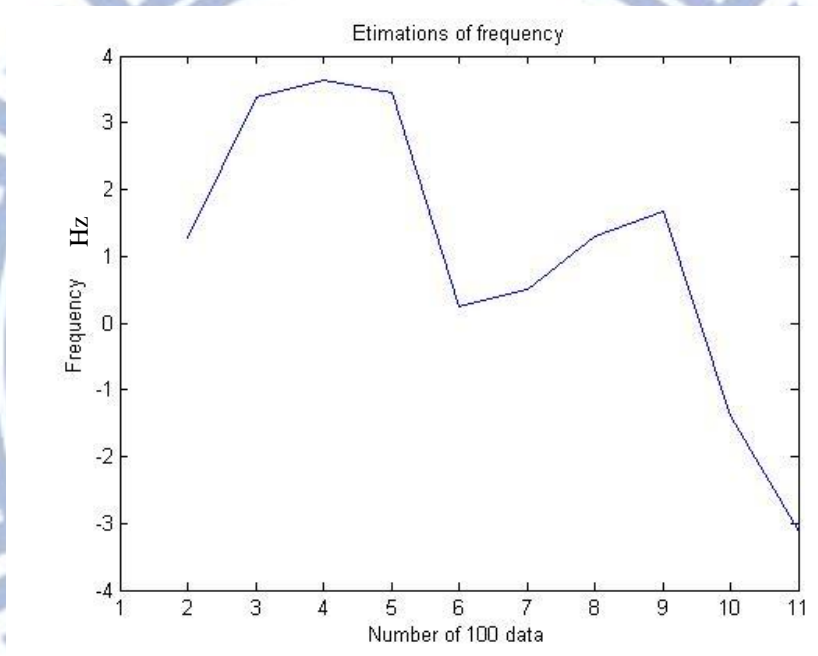


圖 4-5 頻率估計無載波頻率偏移 I

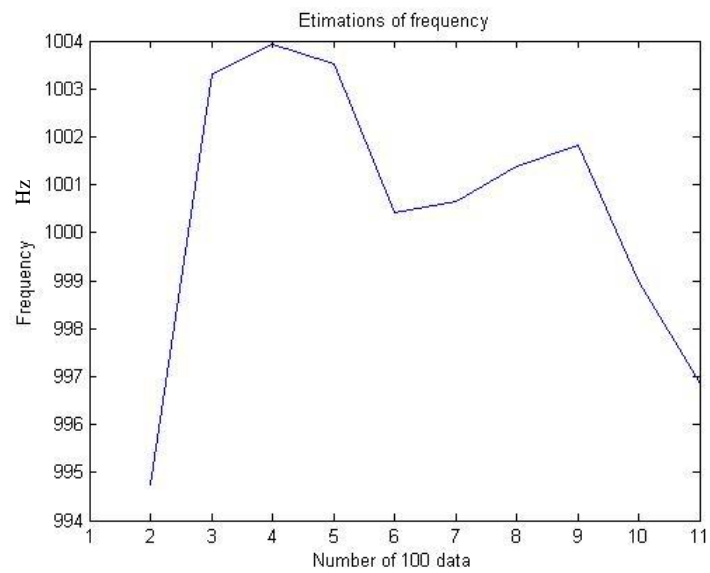


圖 4-6 頻率估計有載波頻率偏移 I

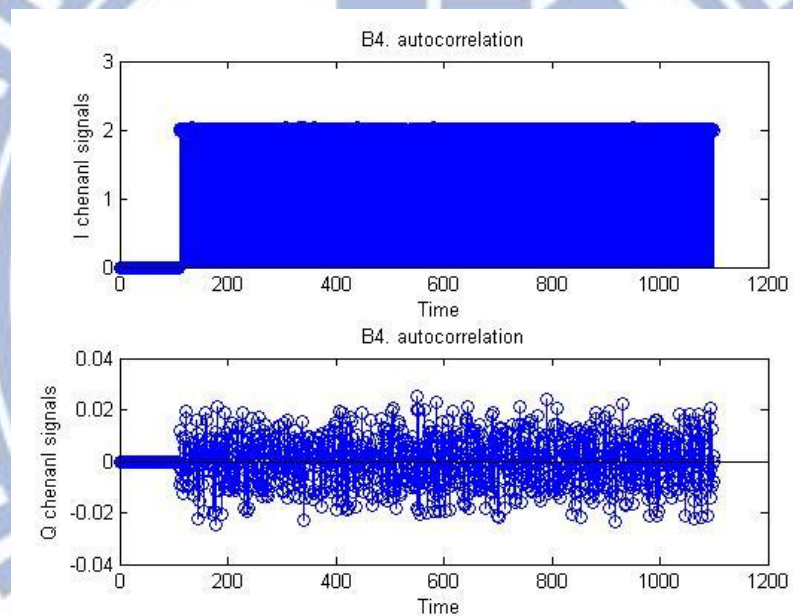


圖 4-7 Before Autocorrelation without carrier offset I

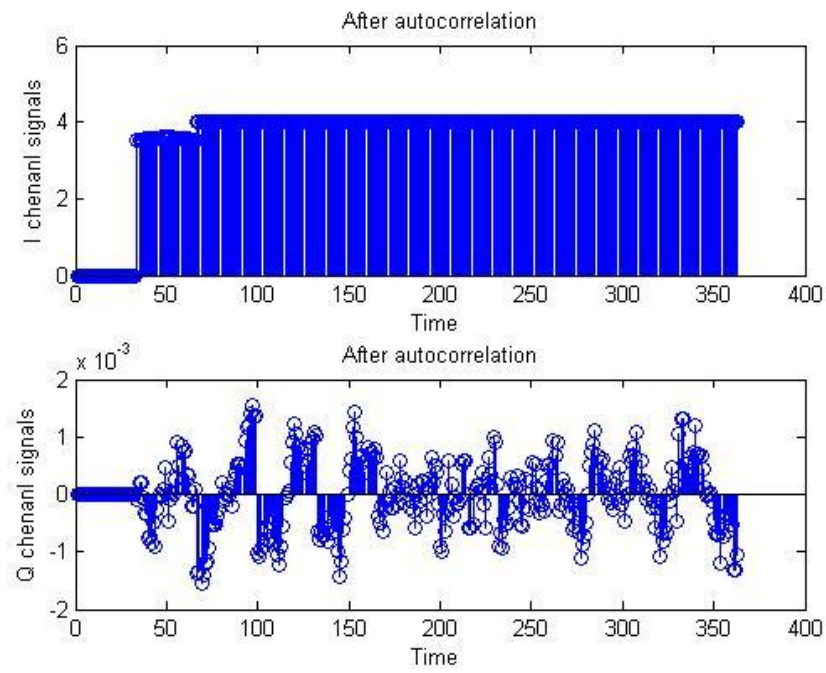


圖 4-8 After correlation without Carrier offset I

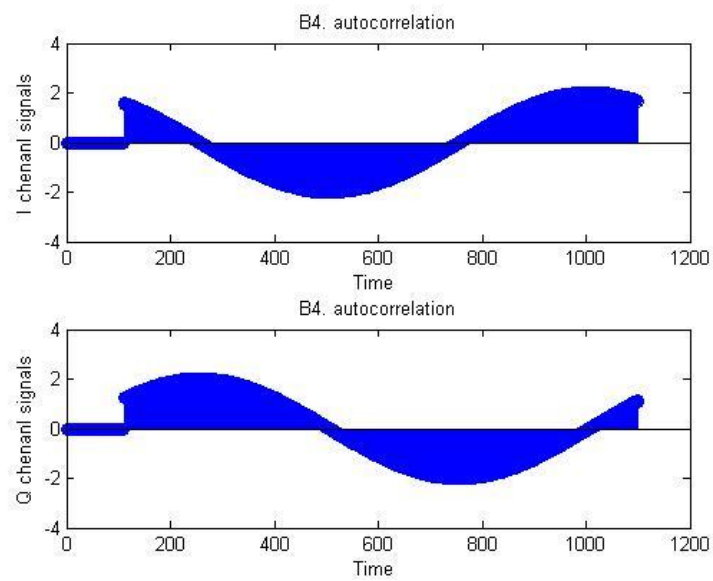


圖 4-9 Before correlation with Carrier offset I

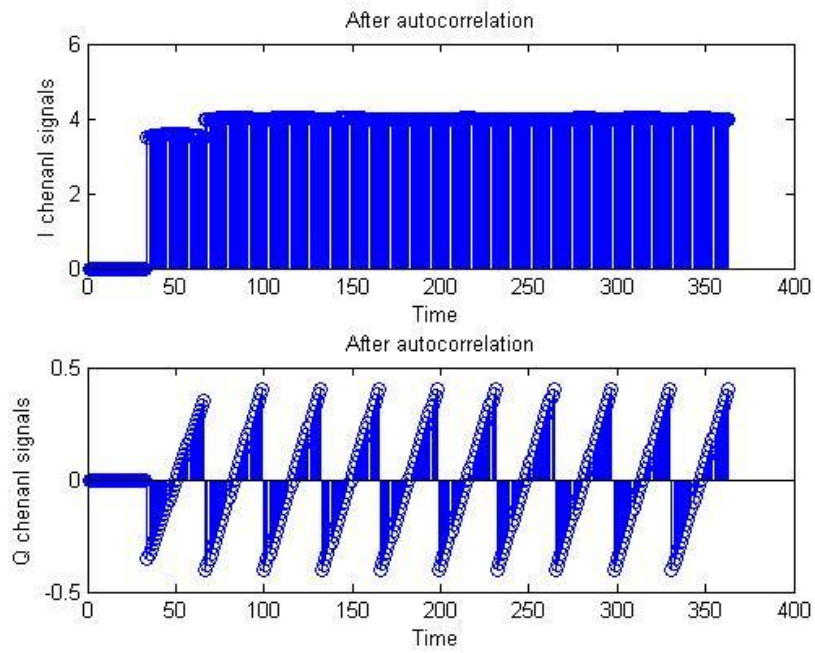


圖 4-10 After correlation with Carrier offset I

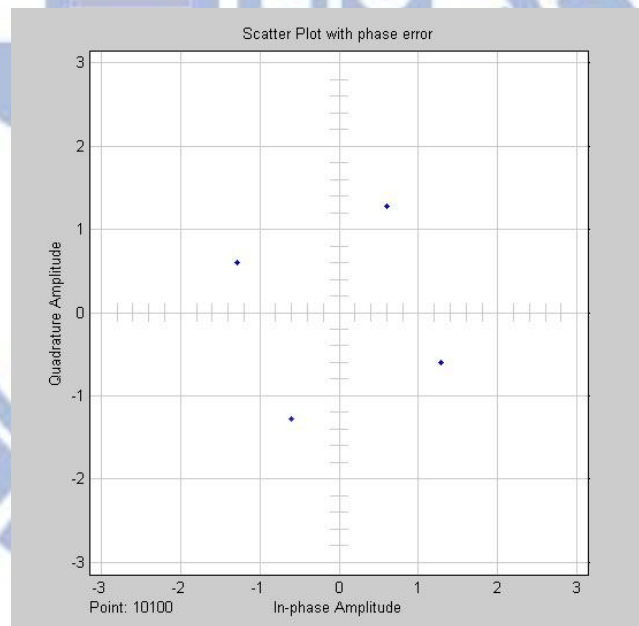


圖 4-11 Carrier frequency recovery 星座圖 I

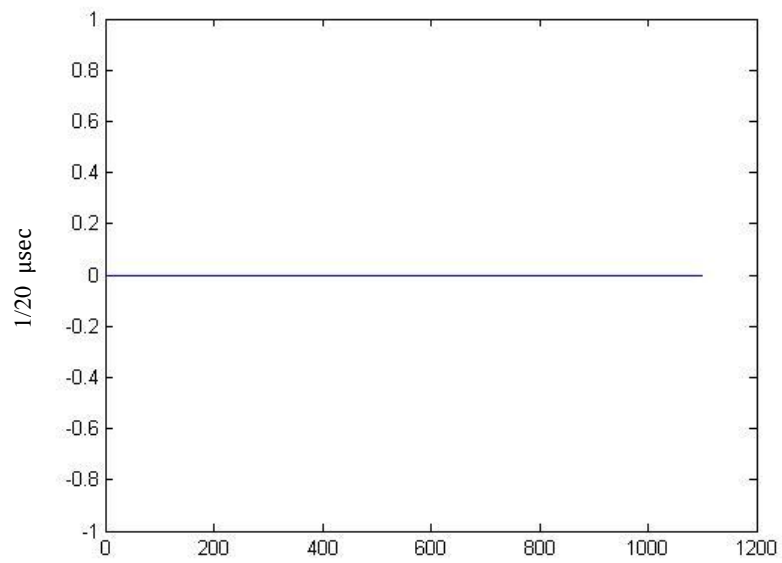


圖 4-12 Timing Delay I

Case 2:

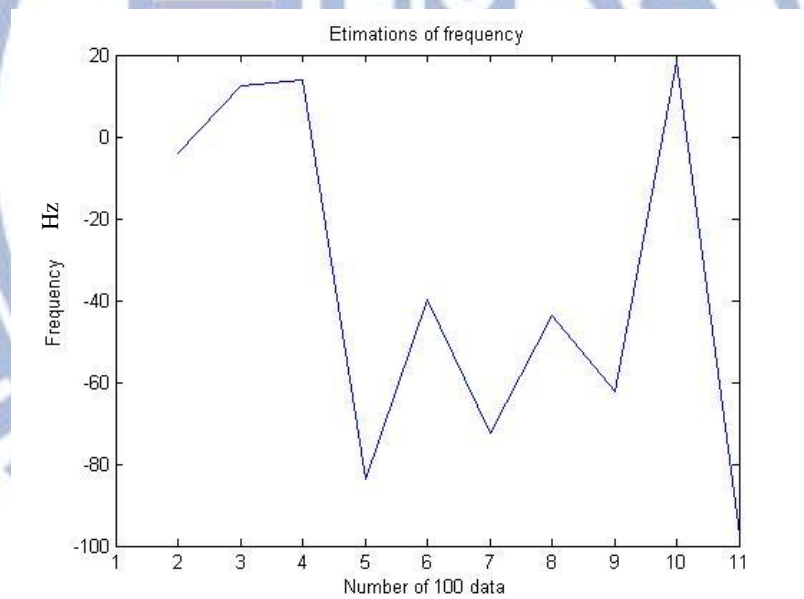


圖 4-13 頻率估計無載波頻率偏移 II

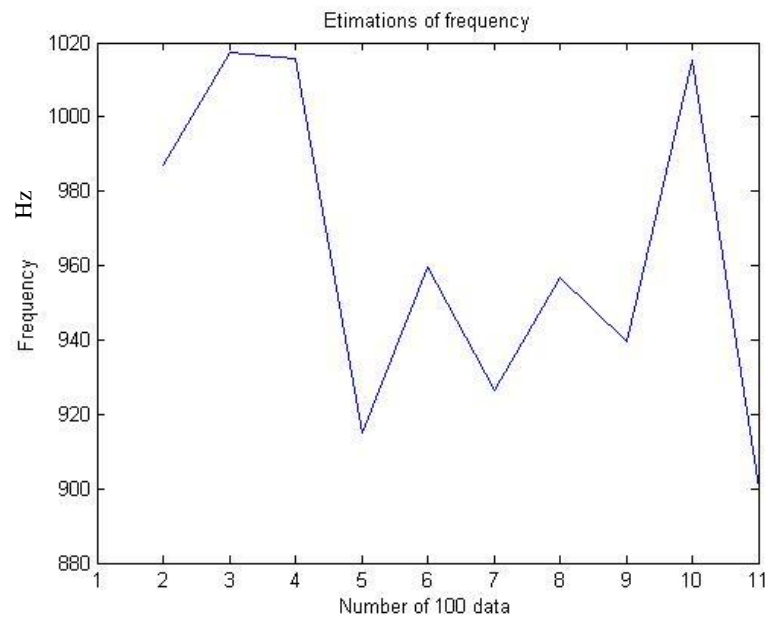


圖 4-14 頻率估計有載波頻率偏移 II

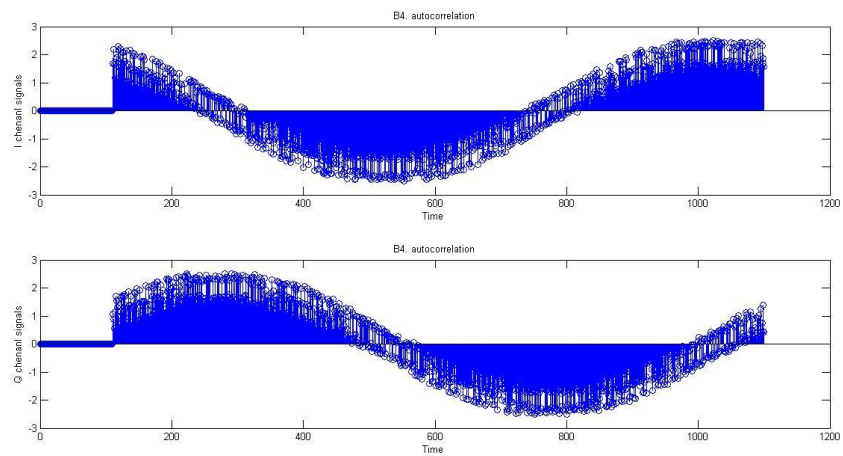


圖 4-15 Before correlation with Carrier offset II

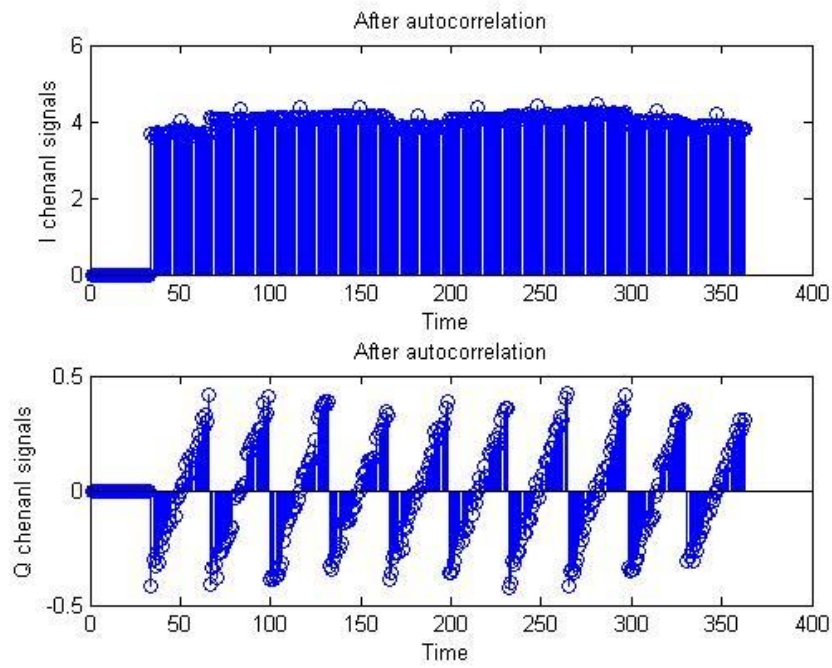


圖 4-16 After correlation with Carrier offset II

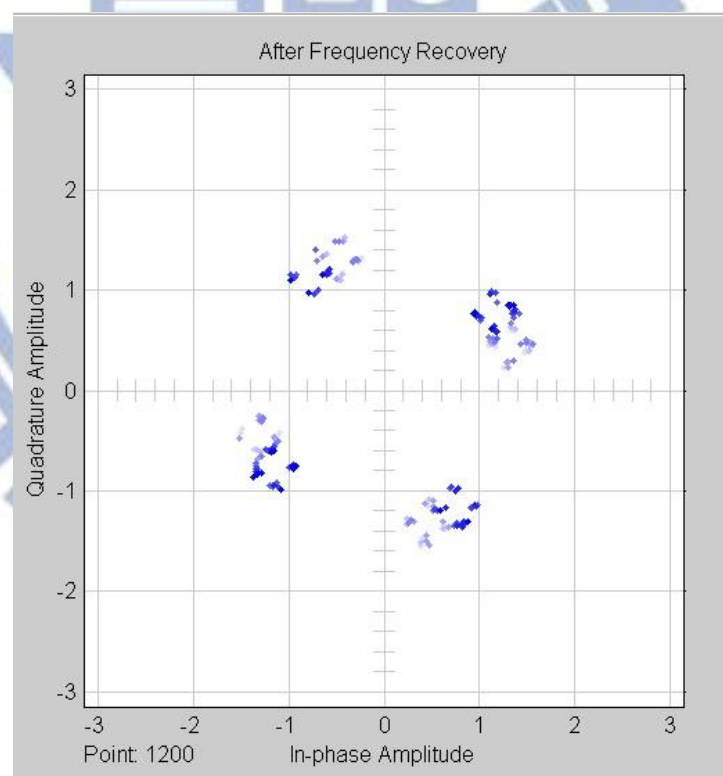


圖 4-17 Carrier frequency recovery 星座圖 II

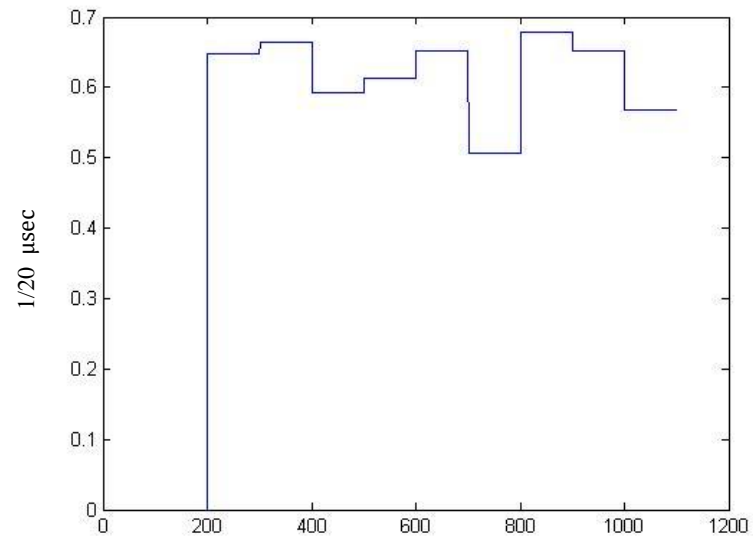


圖 4-18 Timing Delay II

Case 3:

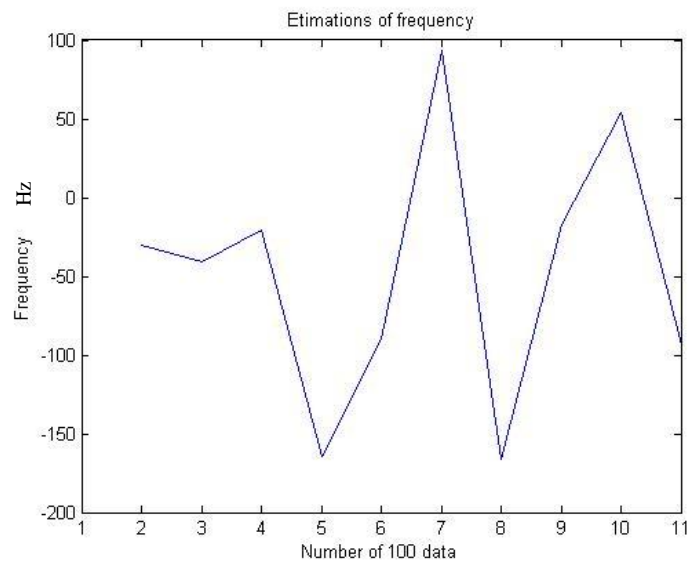


圖 4-19 頻率估計無載波頻率偏移 III

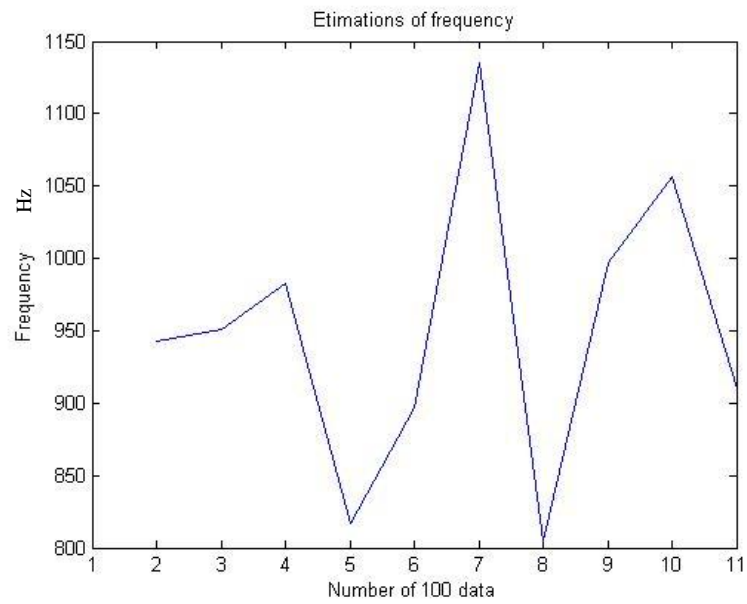


圖 4-20 頻率估計有載波頻率偏移 III

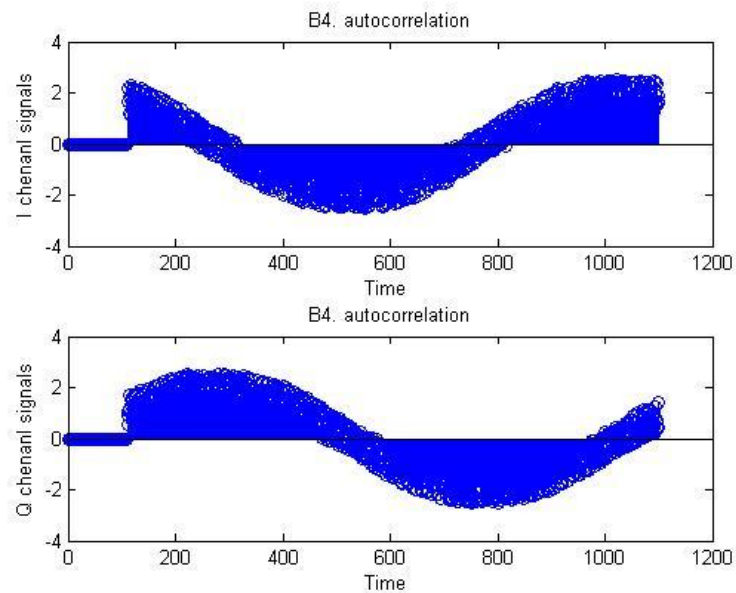


圖 4-21 Before correlation with Carrier offset III

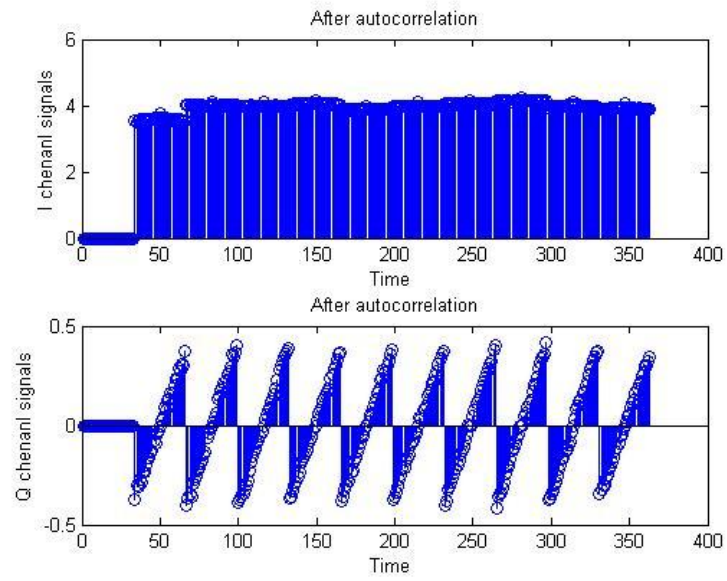


圖 4-22 After correlation with Carrier offset III

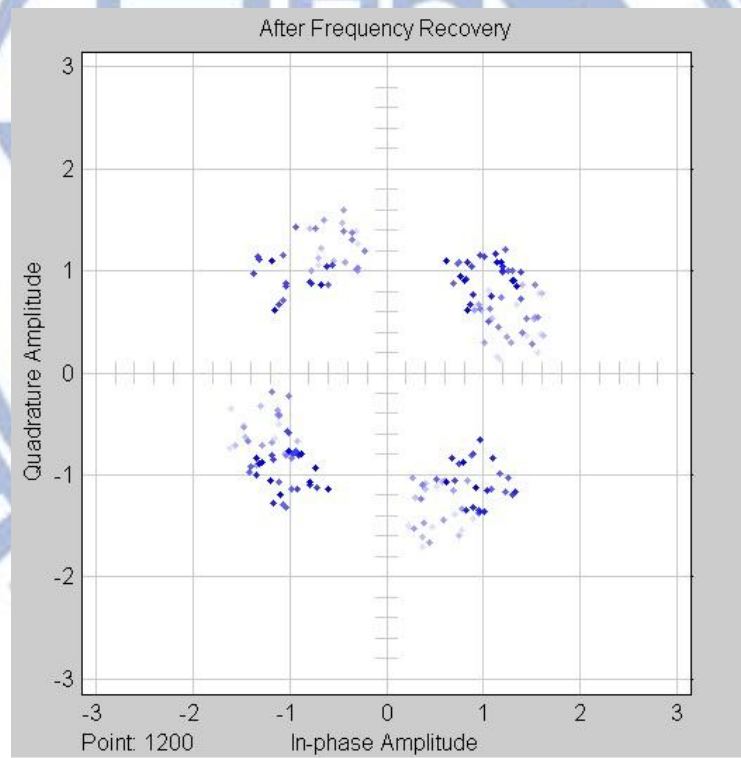


圖 4-23 Carrier frequency recovery 星座圖 III

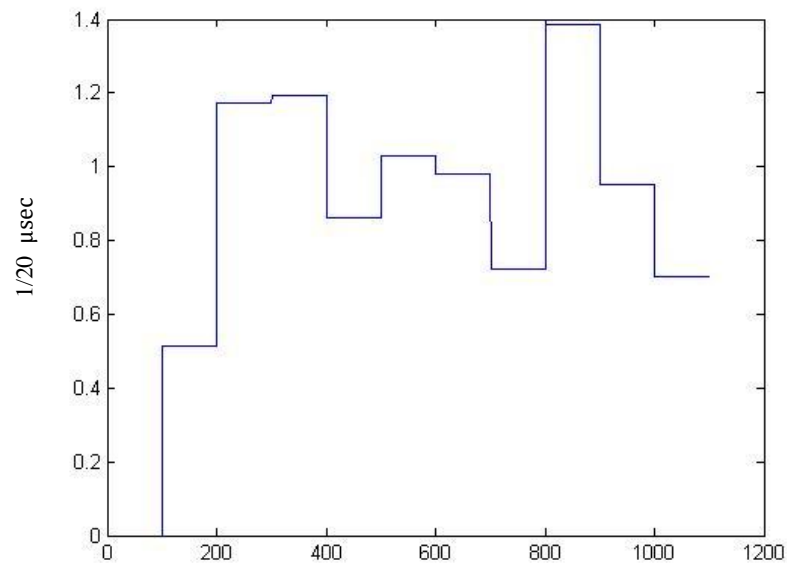


圖 4-24 Timing Delay III

Case 4:

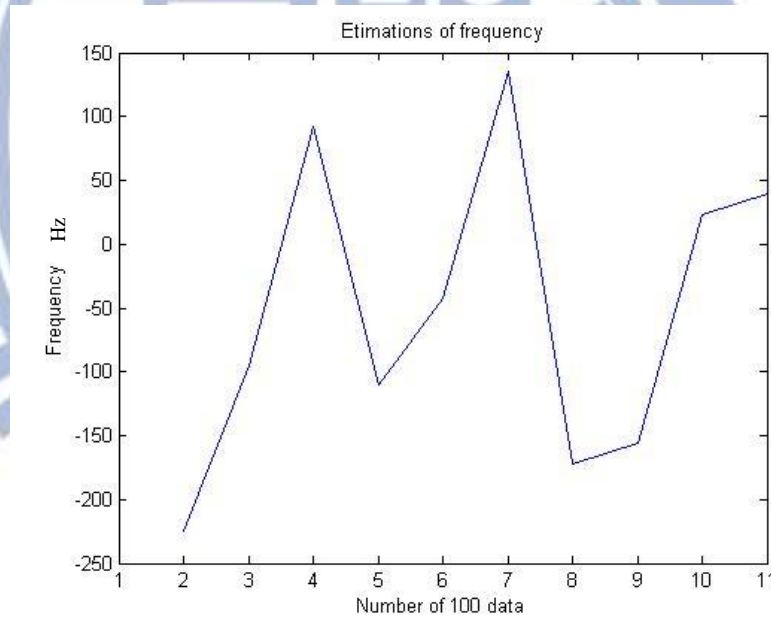


圖 4-25 頻率估計無載波頻率偏移 IV

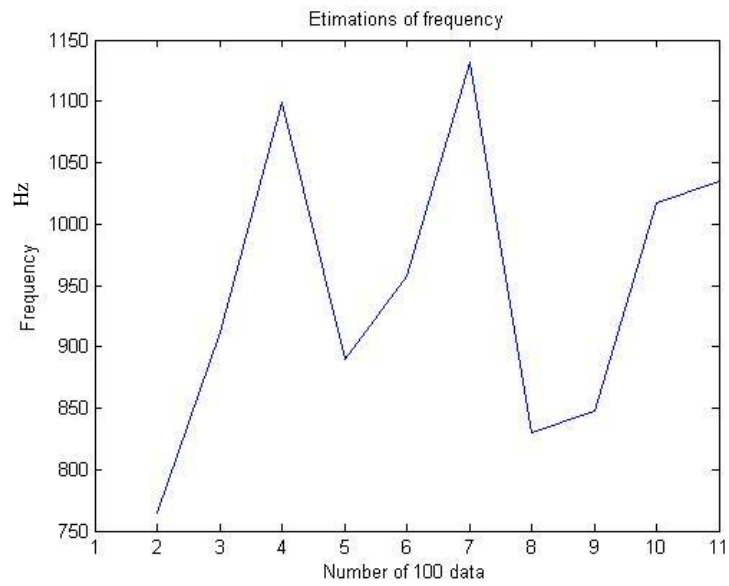


圖 4-26 頻率估計有載波頻率偏移 IV

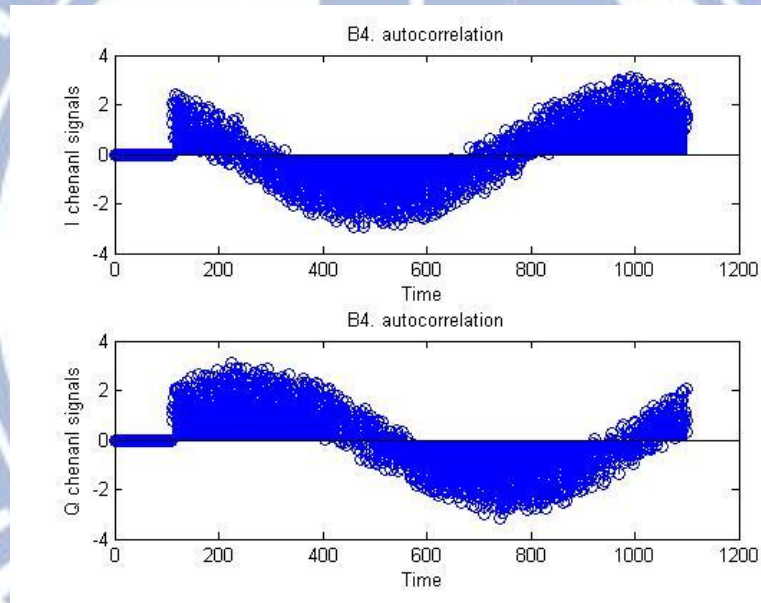


圖 4-27 Before correlation with Carrier offset IV

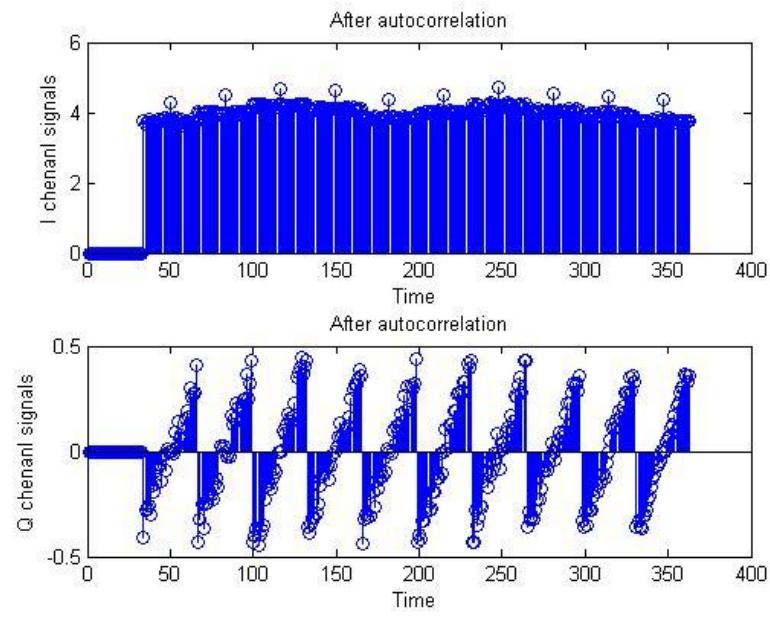


圖 4-28 After correlation with Carrier offset IV

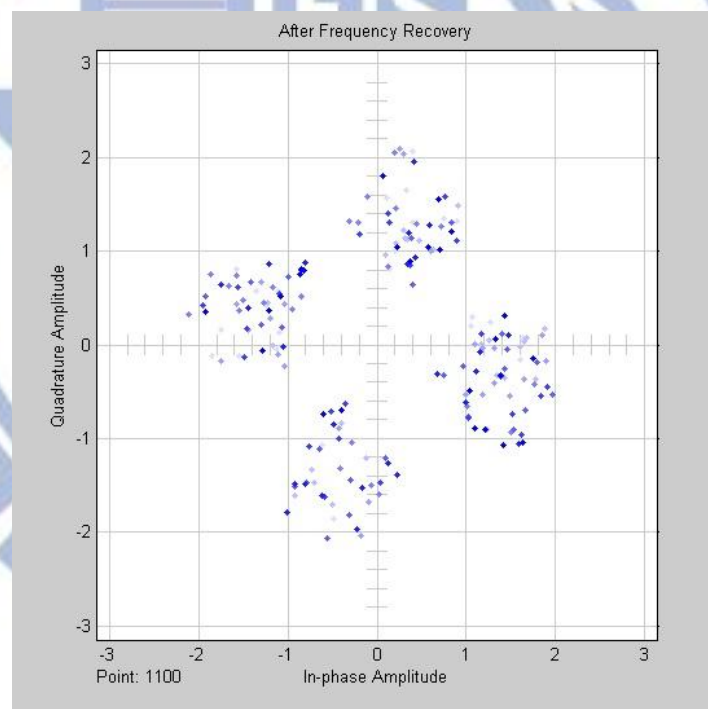


圖 4-29 Carrier frequency recovery 星座圖 IV

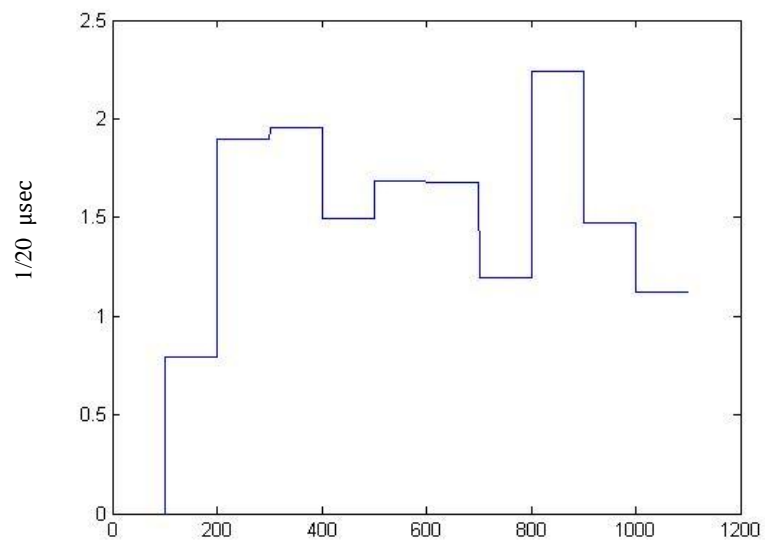


圖 4-30 Timing Delay IV

Case 5:

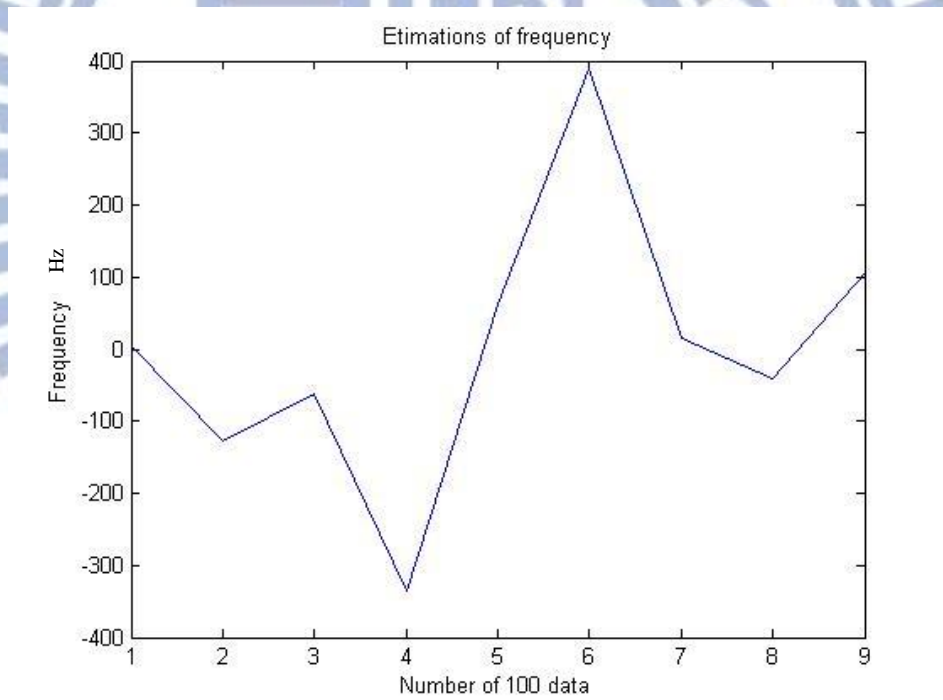


圖 4-31 頻率估計無載波頻率偏移 V

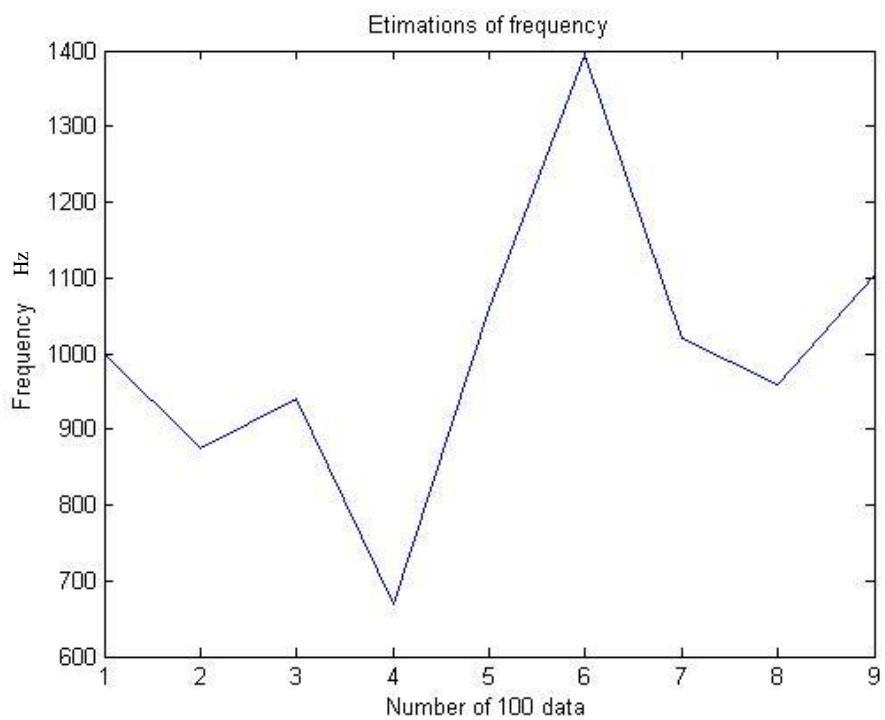


圖 4-32 頻率估計有載波頻率偏移 V

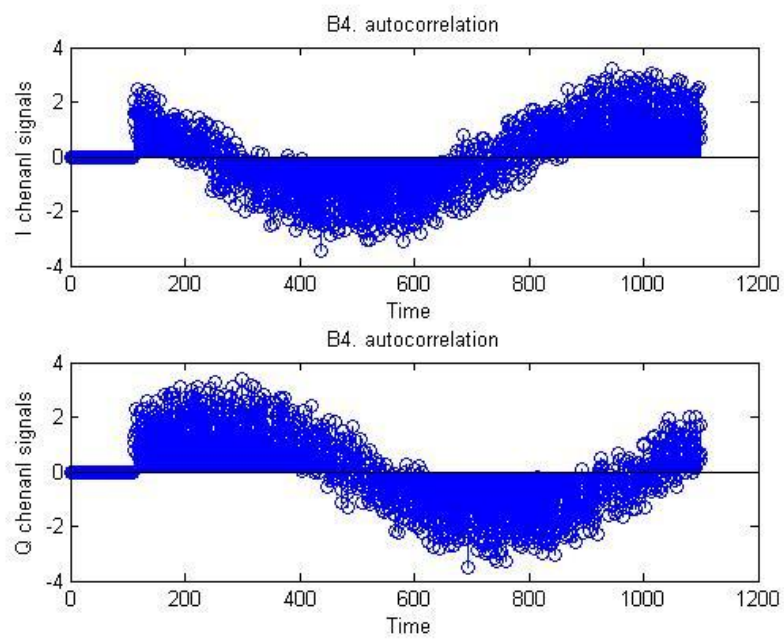


圖 4-33 Before correlation with Carrier offset V

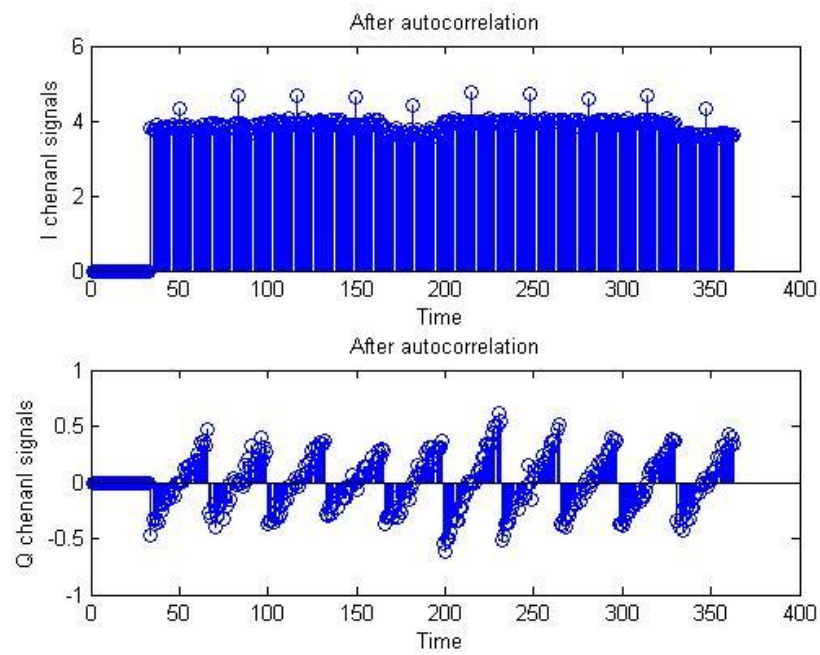


圖 4-34 After correlation with Carrier offset V

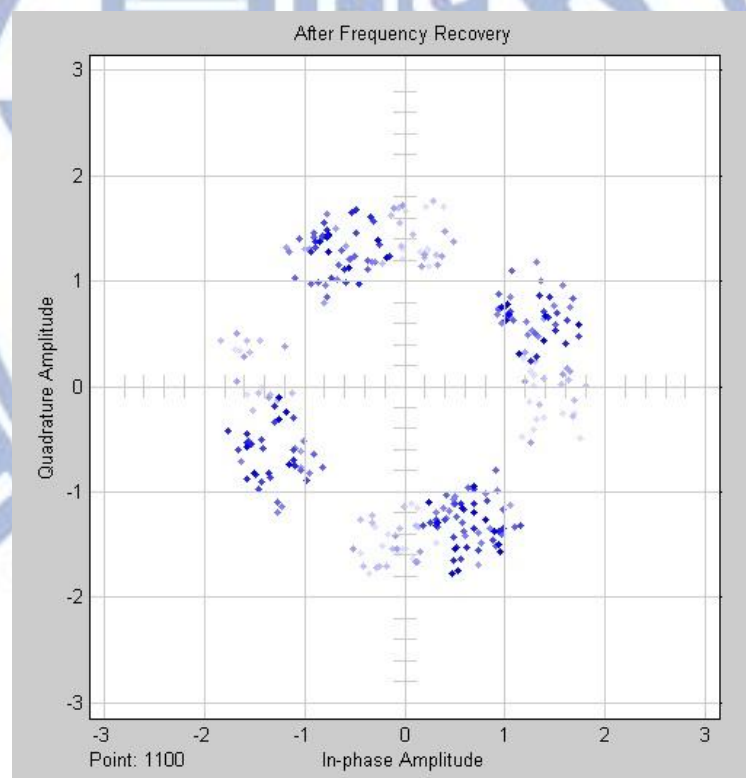


圖 4-35 Carrier frequency recovery 星座圖 V

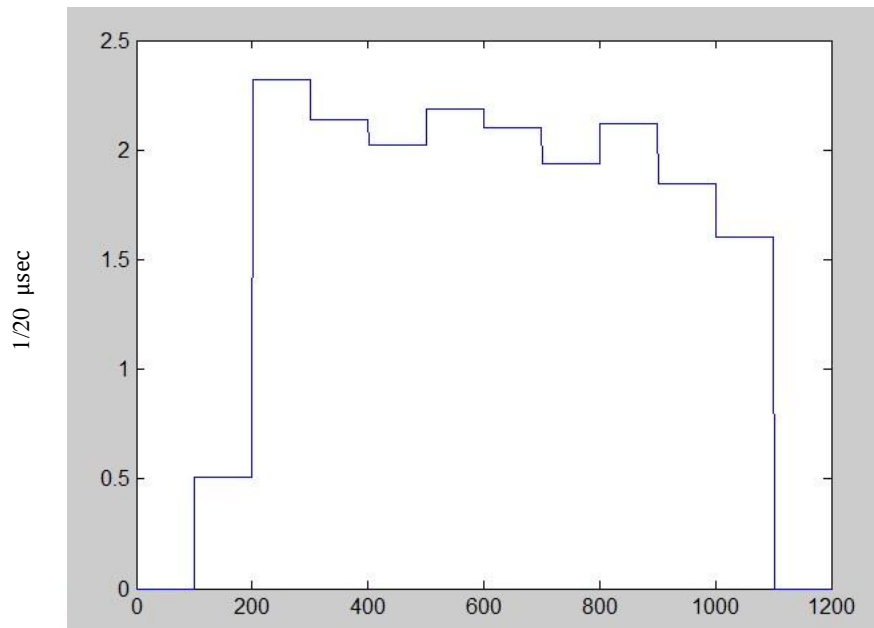


圖 4-36 Timing Delay V

	Case 1	Case 2	Case 3	Case 4	Case 5
Condition	Carrier offset	Carrier offset with 3 path	Carrier offset with 4 path	Carrier offset with 5 path	Carrier offset with 6 path
Frequency (Hz) (Mean of 100 Estimation)	1000.3163	990.5958	980.2368	986.3820	988.7561
Variance	6.4475	1926.7262	10266.8806	14592.0079	367550.7901
Timing Delay (1/20 μsec) (Mean of 100 Estimation)	0	0.507	0.865	1.411	1.776

表 4-2 Frequency Estimation of Carrier Recovery I

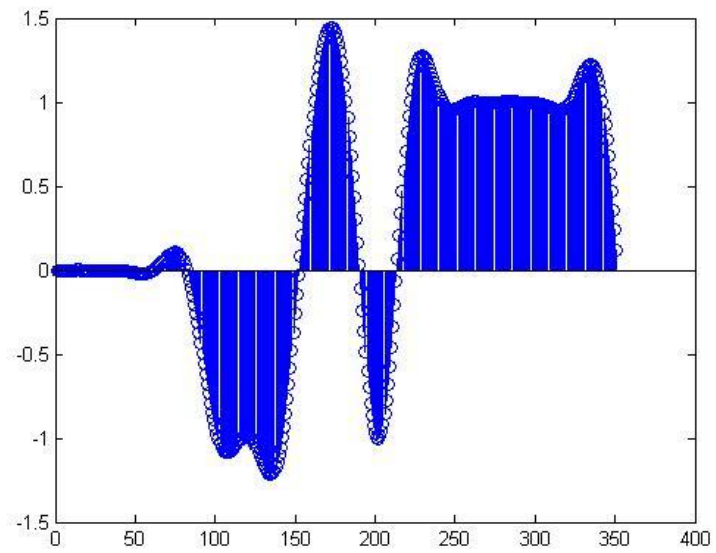


圖 4-37 Before Timing recovery signals without multipath

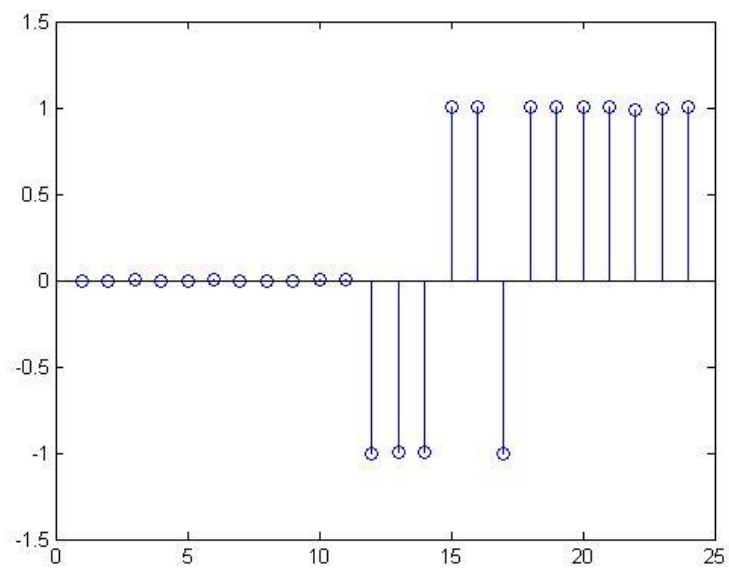


圖 4-38 After Timing recovery signals without multipath

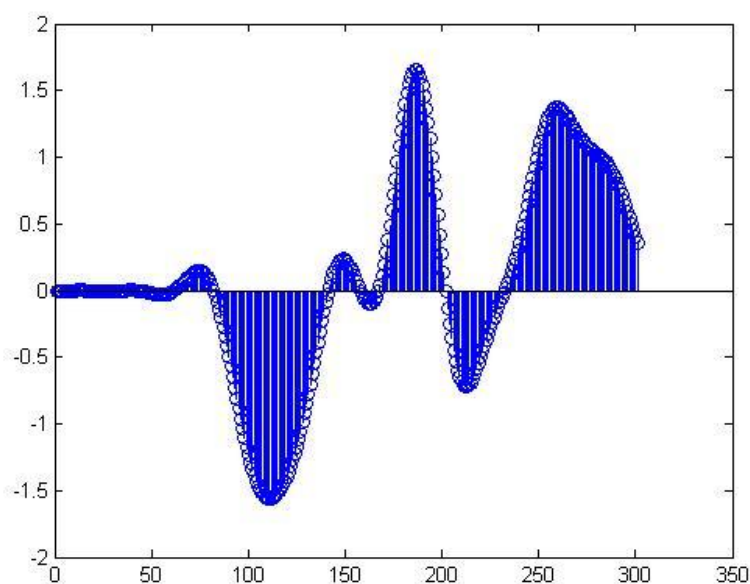


圖 4-39 Before Timing recovery signals with multipath

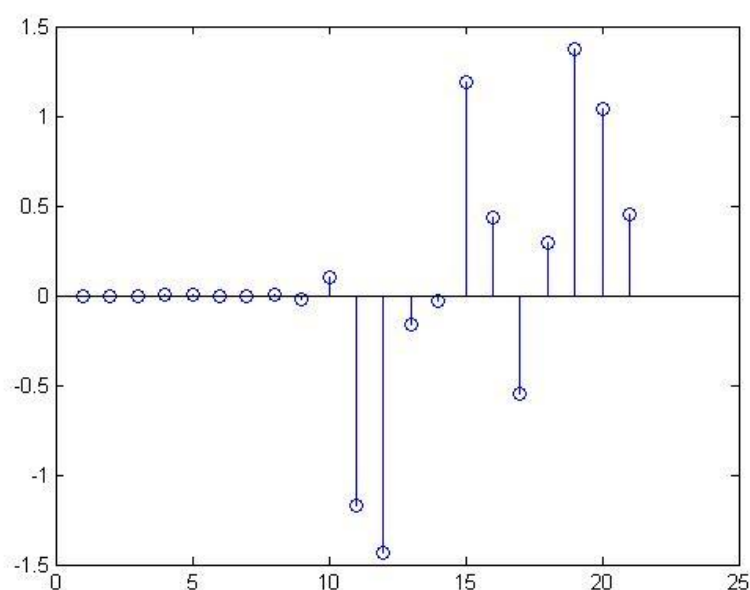


圖 4-40 After Timing recovery signals with multipath

[3]分析與討論

從表 4-2 可以看出載波頻率偏移在多路徑的影響下，估計的頻率的平均值還是符合參數設定上的載波頻率偏移附近，case 2 載波估計誤差在 1Hz 以內，case 3 載波估計最大也只到誤差 20Hz，但是變異數則是增加路徑情況下受到影響漸大。在最後一個 case 中再多加入一條 delay 70 sample 的路徑，造成自相關函數圖 4-34 的誤差最多，以至於最終載波頻率估計的偏差最大如圖 4-32。

圖 4-38 為將圖 4-39 進行完時脈回復的實數信號圖，無受到多路徑影響，在 case 1 中時脈估計相位為 $0(1/20 \mu\text{sec})$ ，取到的值 $1/T$ 沒有延遲為 20 點中的第一點也就是零點如圖 4-12；圖 4-40 為圖 4-39 進行完時脈回復的實數信號圖，受到多路徑影響，在 case 5 中圖 4-36 估計時脈相位變化最大 $1.776(1/20 \mu\text{sec})$ ，使得載波估計受到誤差最大。

4.2.2 載波頻率估計 II

[1] 參數設定

Sampling Rate: 1MHz

Upsample: 300

Carrier Frequency (Fs): 75MHz

Carrier Sampling Rate: 300MHz

Filter: RRC($\beta = 0.5$)

Simulation Time: 0.001sec

Channel Condition Case:

Downsample: 10

Delay	Relative gain
0 samples	1
123 samples	0.1
270 samples	0.2
395 samples	0.3
500 samples	0.25
648 samples	0.2
754 samples	0.3

表 4-3 多路徑設計 II

Carrier Offset:

Phase offset: 36°

Frequency offset: 1000Hz

在另一個實作載波頻率回復的例子中，我們提升了載波頻率到 75MHz，載波取樣頻率同時提升到 300MHz，目的為更使系統接近真實的模擬環境；由於提升了載波取樣頻率，在此系統中傳送端的取樣頻率必須升率 300；接收端在根升餘弦匹配濾波器的方塊中，進行降率的動作，此降率將原本 300 點表示一個符號的接收訊號如圖 4-41，降

率 10 倍成為 30 點表示一個符號的接收訊號如圖 4-42，由於已經將解條完後的信號載波只剩載波頻率的偏移，對信號來講已經不需要 300 點來代表一個符號，所以可將信號降至 30 點代表一個符號，另一個因素是在時脈回復的演算法中，須取將訊號取傅立葉轉換取得其時脈的頻率分量，降頻至 30 點使系統進入子系統時的傅立葉轉換時提升速度。

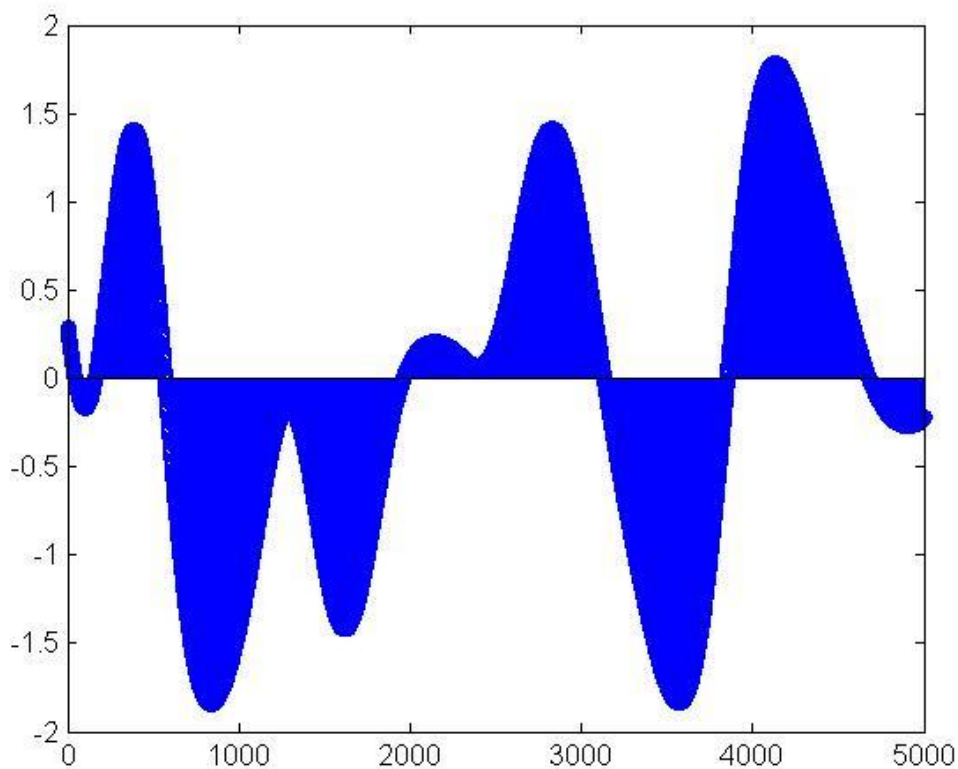


圖 4-41 降率前的信號(1/300 symbols/samples)

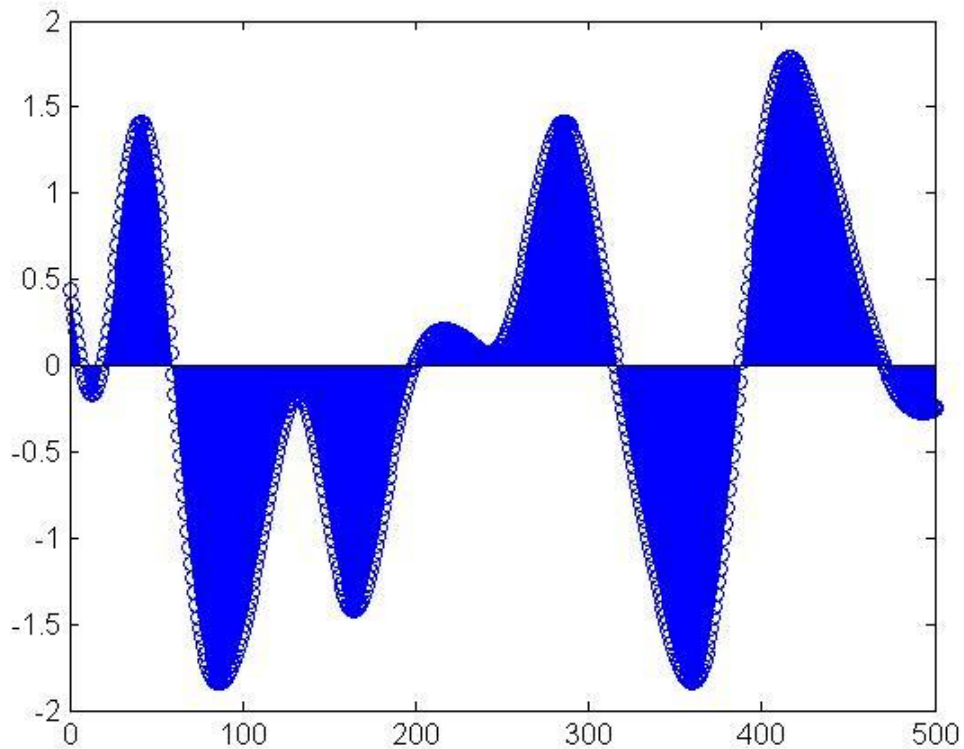


圖 4-42 降率後的信號(1/30 symbols/samples)

以下多路徑 case 中，每經過一個 case 多加一條路徑，而載波頻率數據分析的呈現圖依序為

- (1) 無載波頻率的載波頻率估計，橫軸整數為每 100 筆資料，縱軸為估計頻率(Hz)。
- (2) 含有載波頻率的載波頻率估計，橫軸整數為每 100 筆資料，縱軸為估計頻率(Hz)。
- (3) 估計時脈回復方塊所估計的時脈相位延遲，值為小於符號數中取樣點數(參數 $N=30$)的非負實數，為取到 30 點中正確的取樣點所需延遲的時脈相位；橫軸為每 100 筆資料，縱軸為時脈內插的延遲(1/30 μsec)。

[2]實驗結果

Case1:

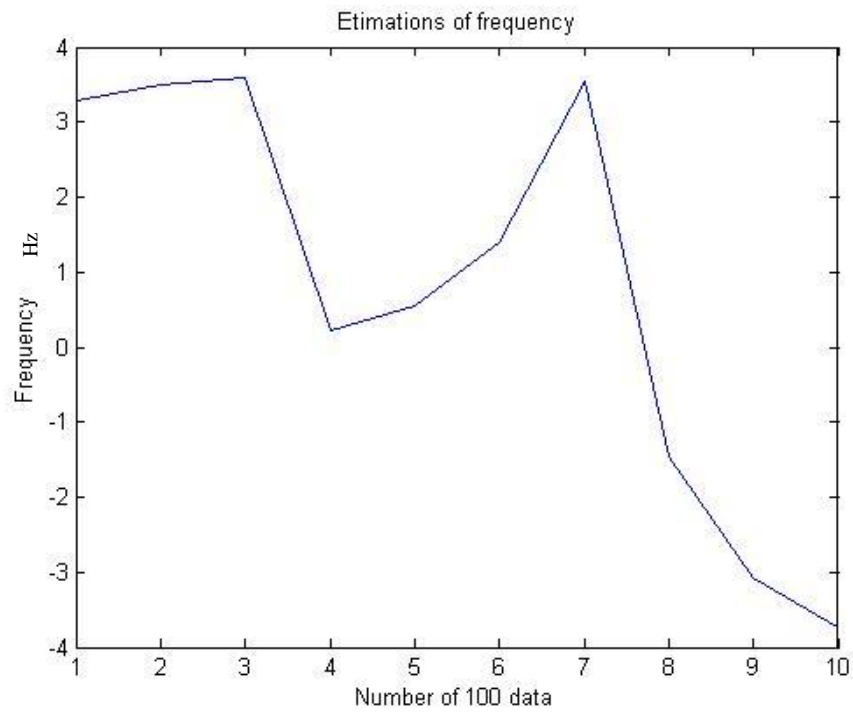


圖 4-43 頻率估計無載波頻率偏移 I

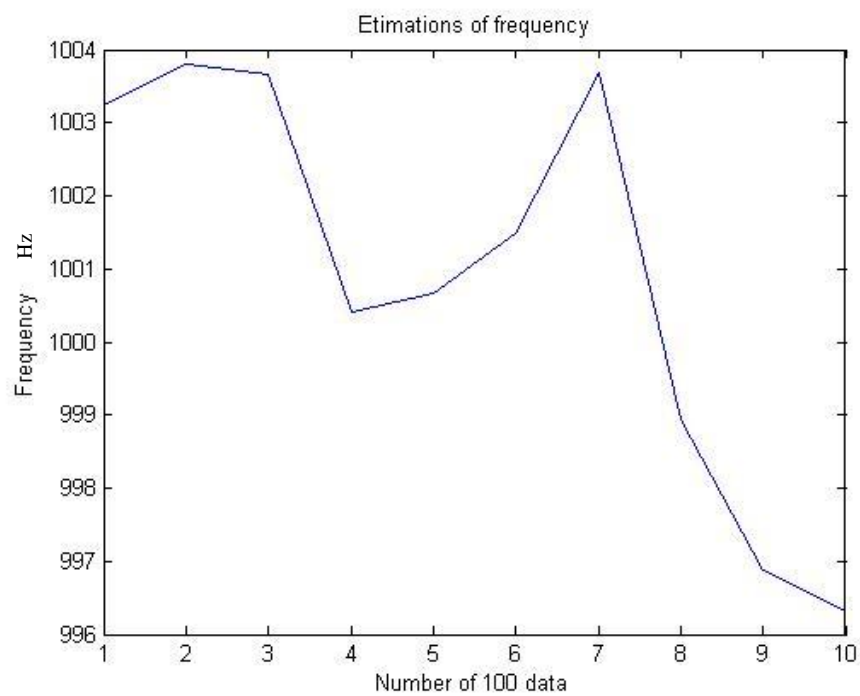


圖 4-44 頻率估計有載波頻率偏移 I

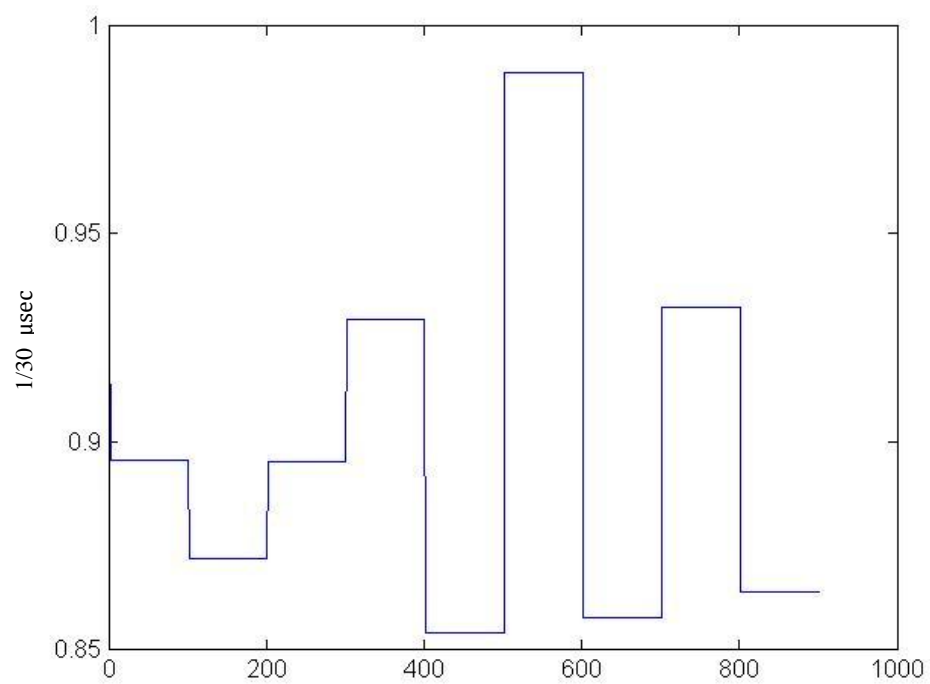


圖 4-45 Timing Delay I

Case 2:

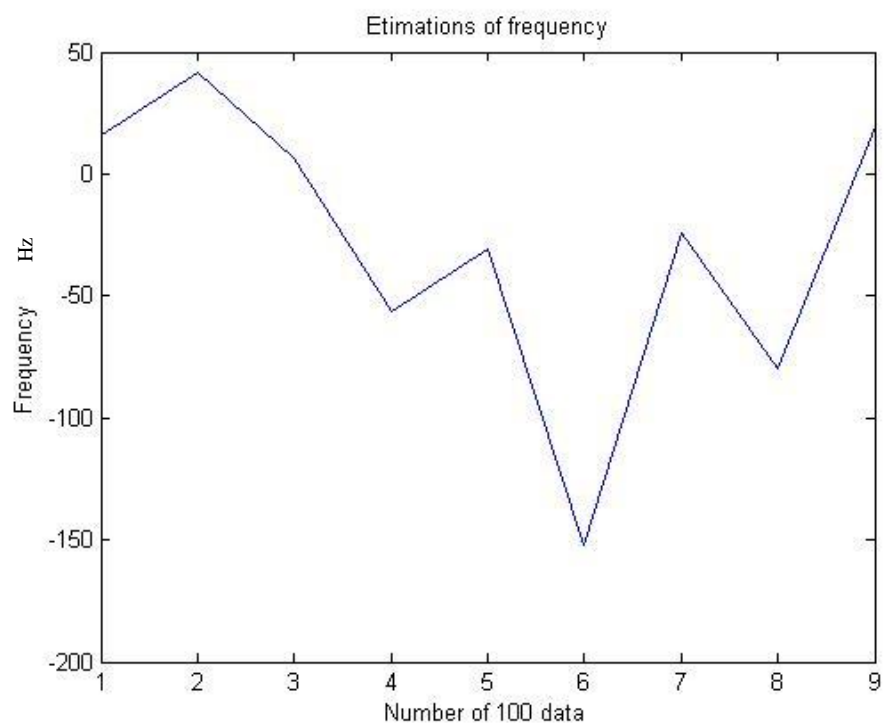


圖 4-46 頻率估計無載波頻率偏移 II

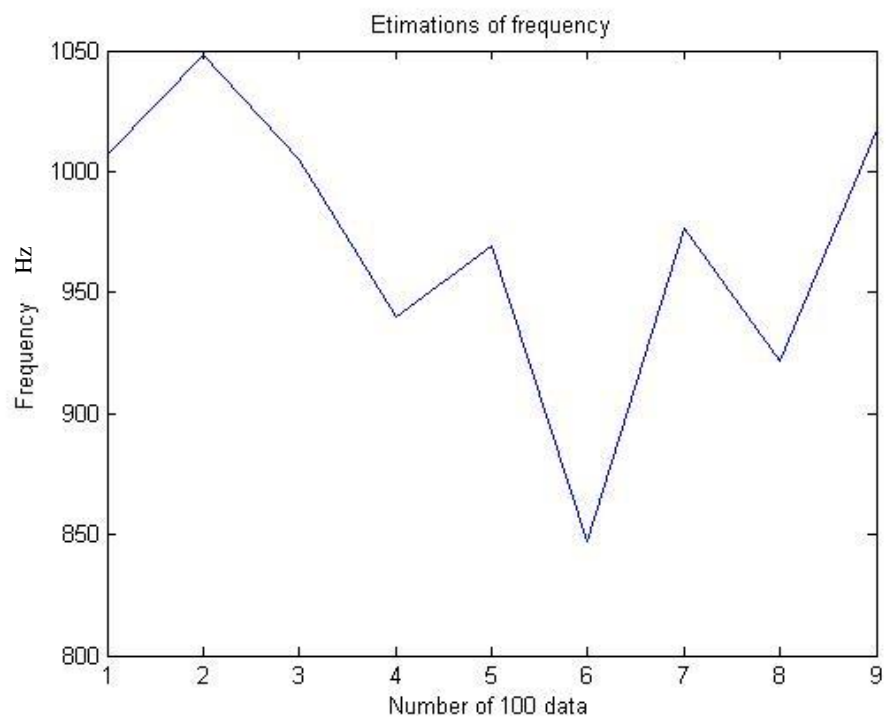


圖 4-47 頻率估計有載波頻率偏移 II

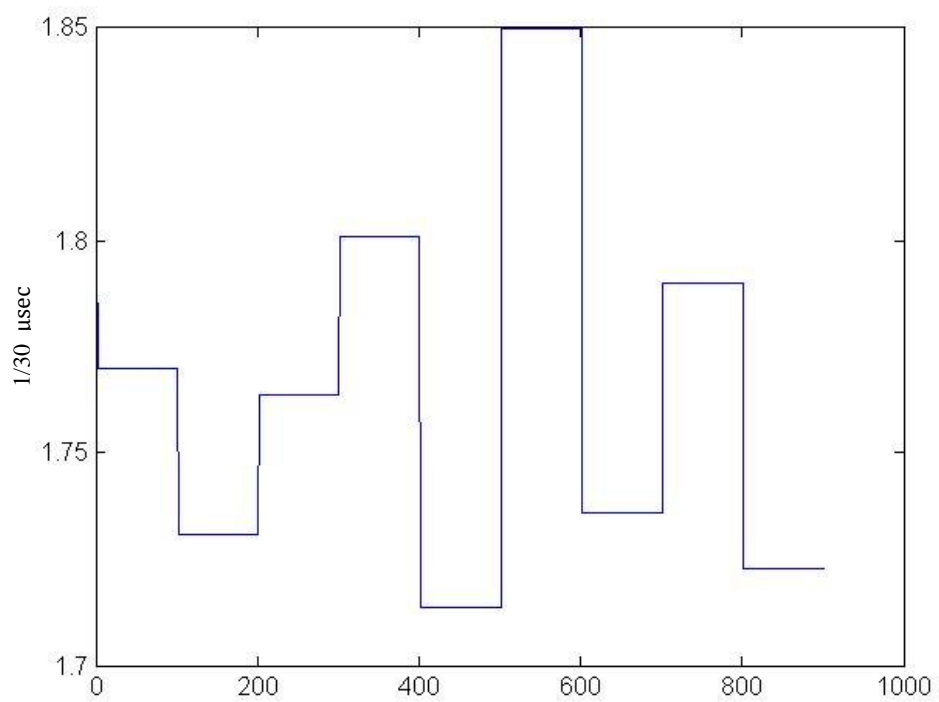


圖 4-48 Timing Delay II

Case 3:

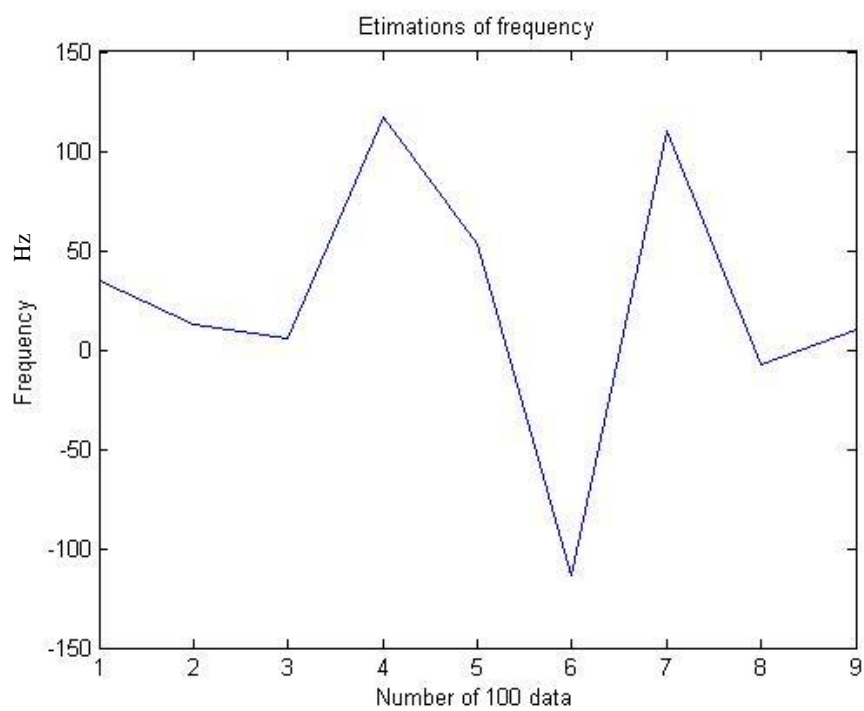


圖 4-49 頻率估計無載波頻率偏移 III

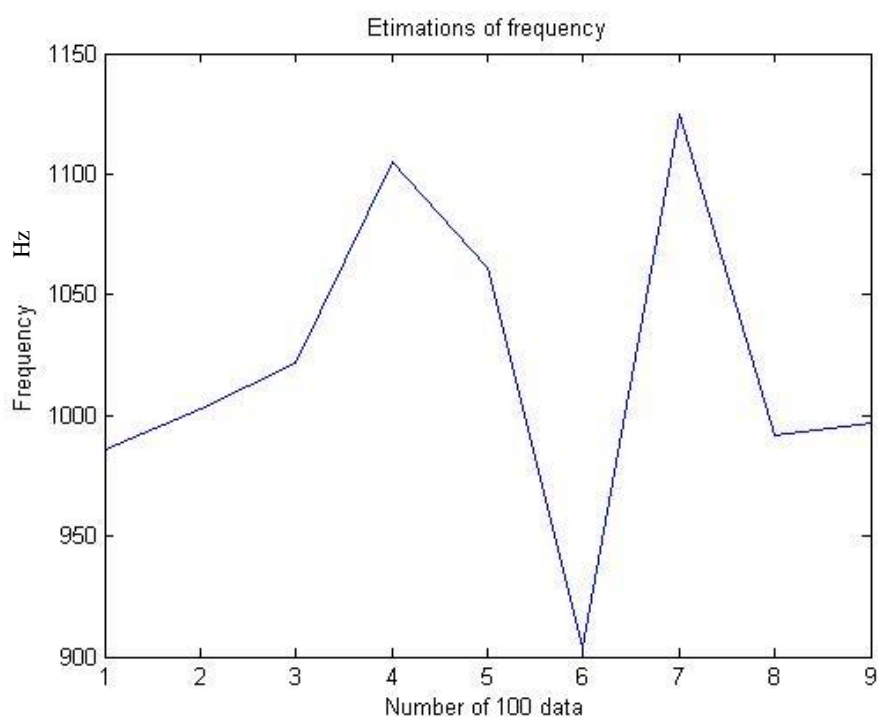


圖 4-50 頻率估計有載波頻率偏移 III

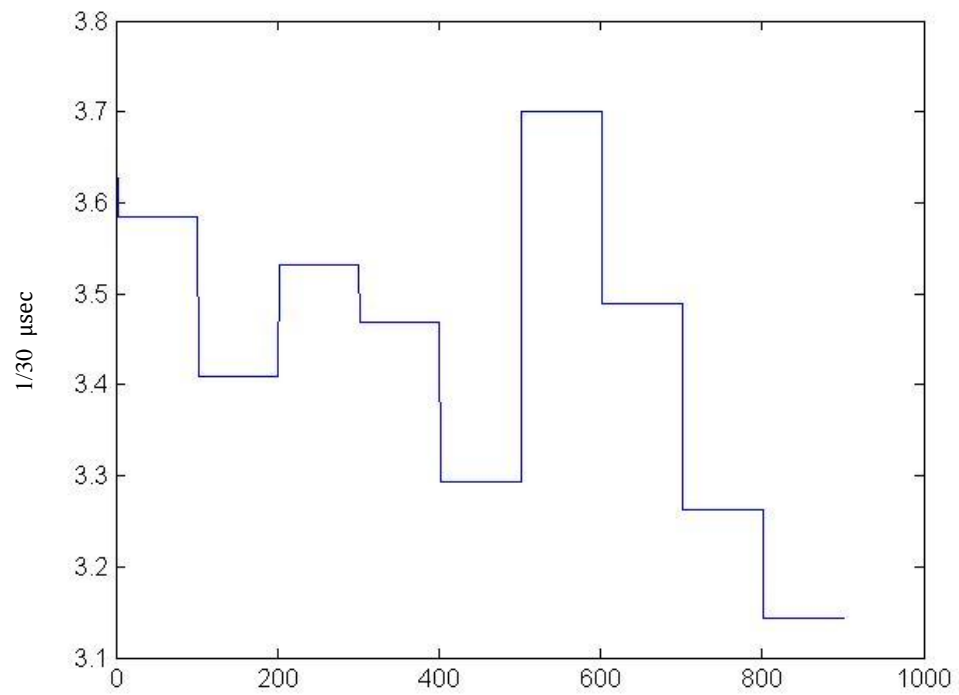


圖 4-51 Timing Delay III

Case 4

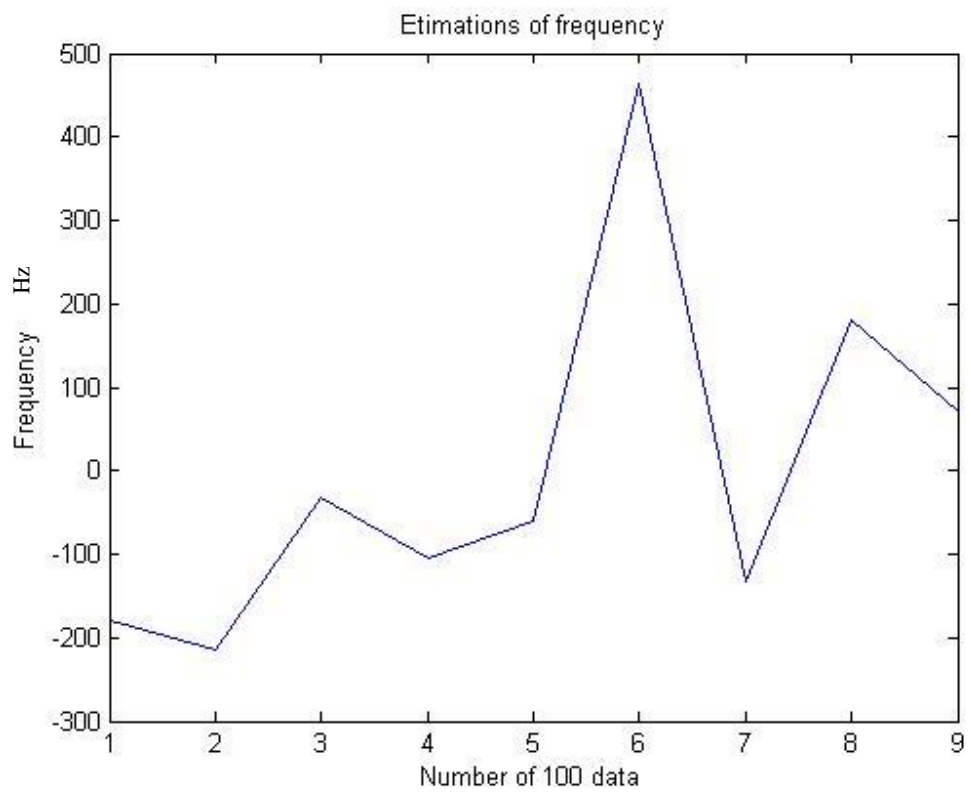


圖 4-52 頻率估計無載波頻率偏移 IV

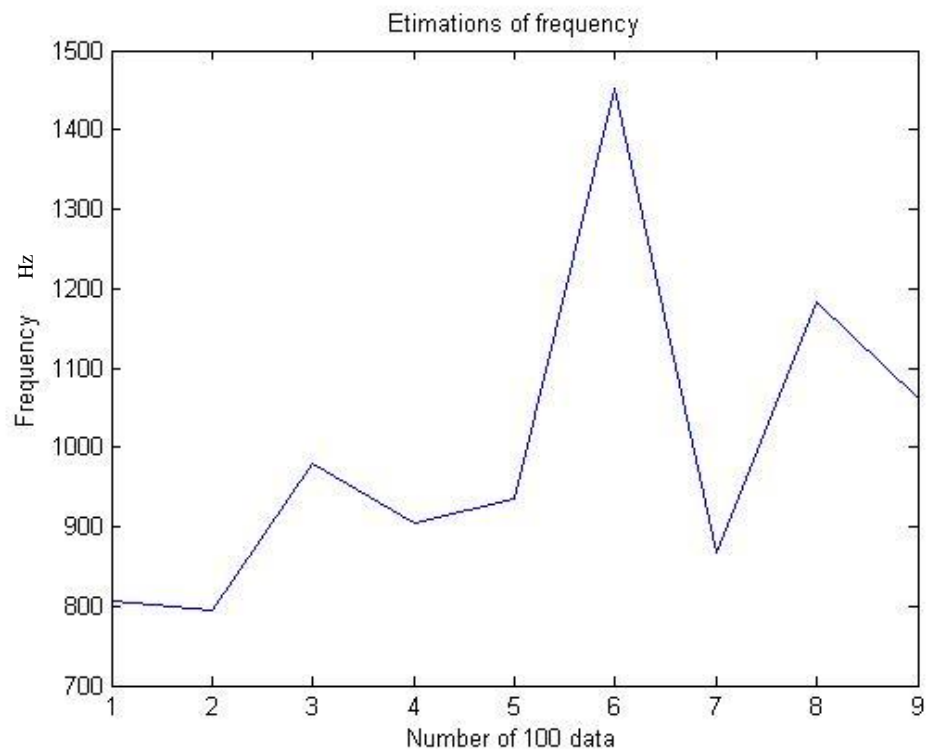


圖 4-53 頻率估計無載波頻率偏移 IV

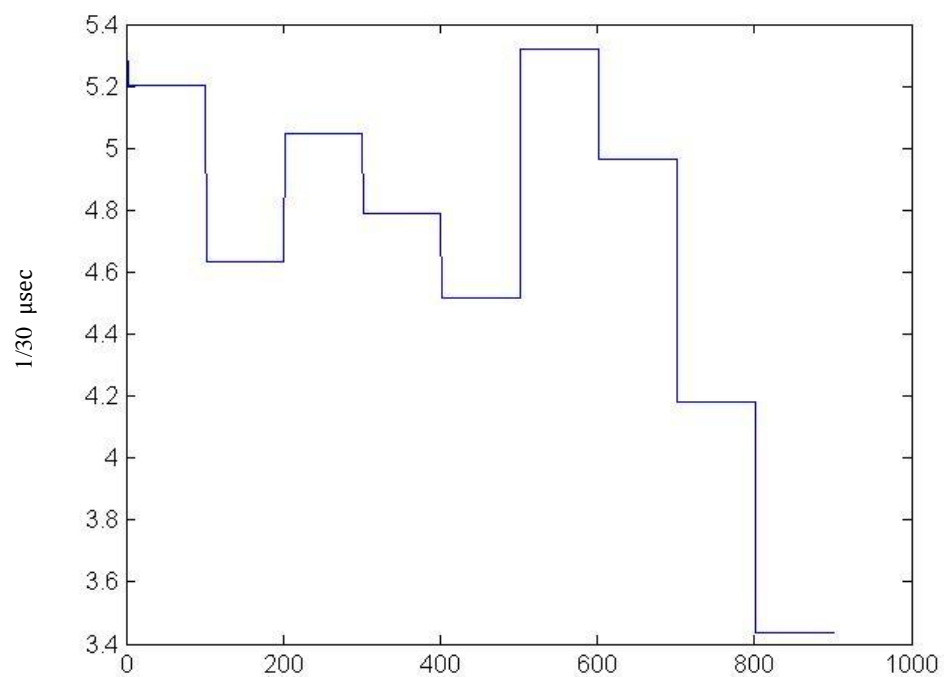


圖 4-54 Timing Delay IV

Case 5:

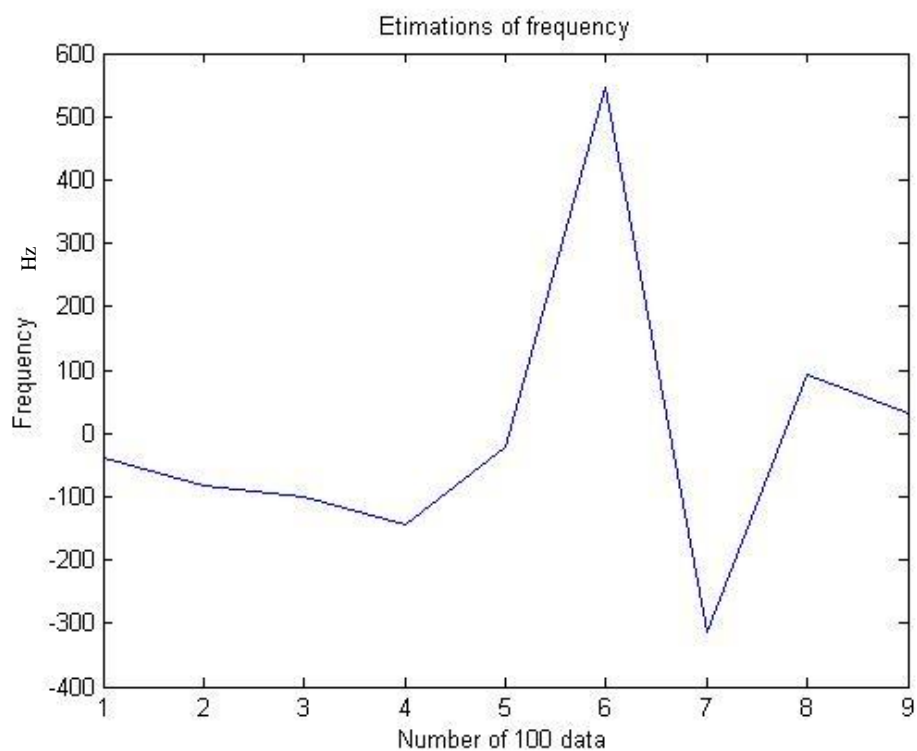


圖 4-55 頻率估計無載波頻率偏移 V

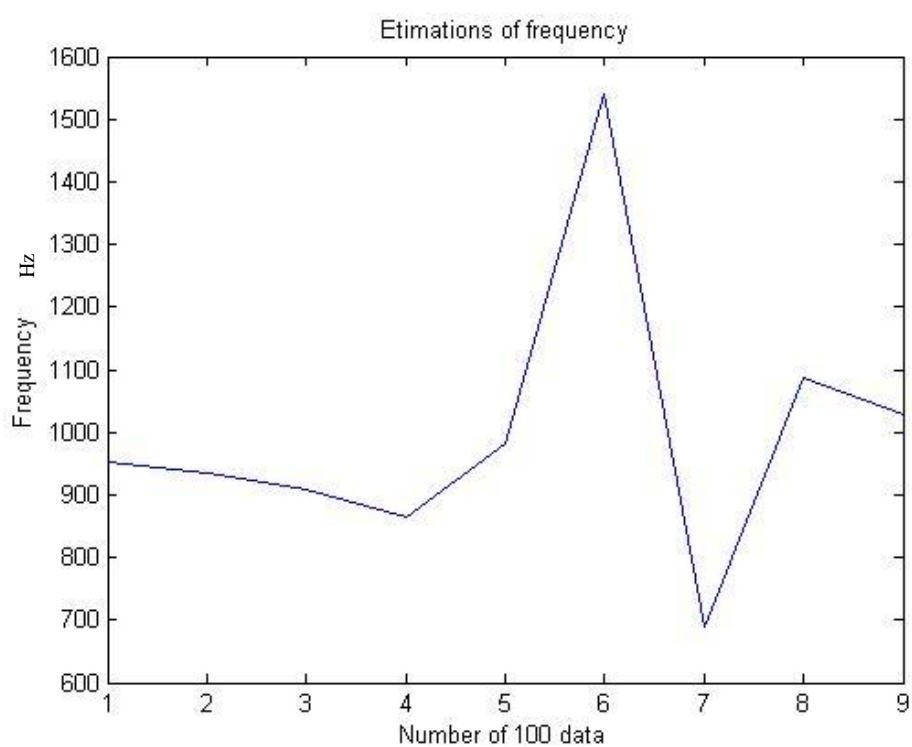


圖 4-56 頻率估計無載波頻率偏移 V

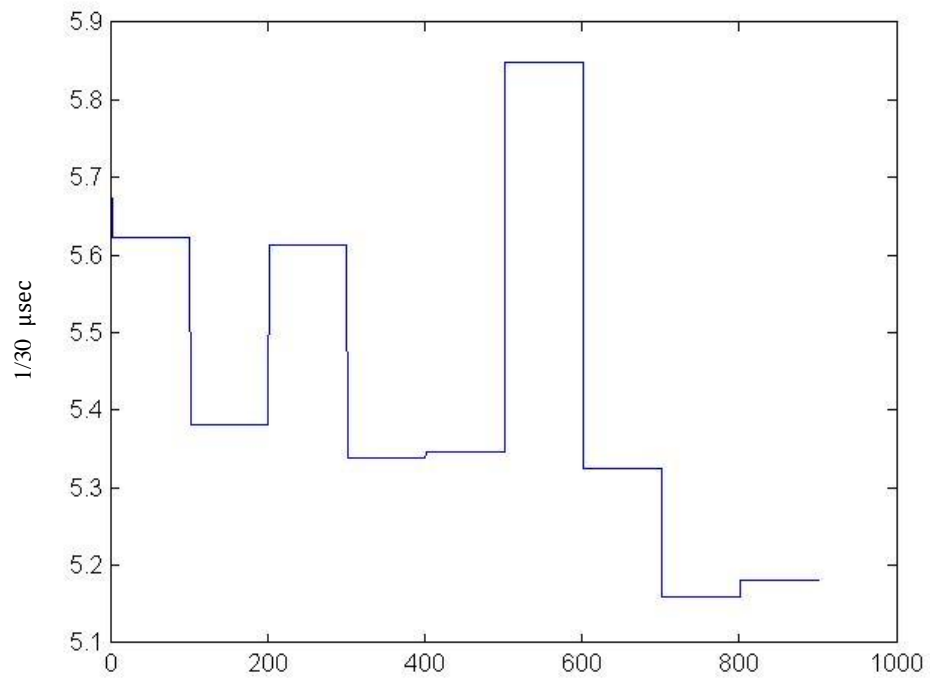


圖 4-57 Timing Delay V.

	Case 1	Case 2	Case 3	Case 4	Case 5
Condition	Carrier offset	Carrier offset with 3 path	Carrier offset with 4 path	Carrier offset with 5 path	Carrier offset with 6 path
Frequency (Hz) (Mean of 100 Estimation)	1000.913	1000.8812	998.1931	1000.5921	1000.8812
Variance	8.758	482.4705	7058.7016	34702.4532	45824.4709
Timing Delay (1/30 μsec) (Mean of 100 Estimation)	0.898	1.733	3.433	4.654	5.348

表 4-4 Frequency Estimation of Carrier Recovery II

[3]分析與討論

從第二個數據研究結果也發現，即使載波提升至高頻率 15 倍，此系統依舊可估計出近乎正確載波頻率，且估計的結果甚至可優於前一個例子，估計的平均從載波頻率估計誤差範圍 1.5%~2%下降至 0.1%以下，如表 4-4 的數據顯示，到了最後一個 case 5 也就是加入 6 條路徑後影響的程度，受影響的變異數最大。

4.3 載波頻率雜訊分析

此小節，由雜訊功能的模塊，在通訊頻帶加入高斯白雜訊，並引用三個載波偏移的例子，觀察訊雜比對載波估計影響的程度。

4.3.1 載波回復雜訊分析

[1]參數設定

Sampling Rate: 1MHz

Upsample: 300

Carrier Frequency (Fs): 75MHz

Carrier Sampling Rate: 300MHz

Filter: RRC($\beta = 0.5$)

Simulation Time: 0.001sec

Channel Condition Case:

Downsample: 10

Carrier Offset:

Phase offset: 36°

Frequency offset: 1000Hz[1]/3000Hz[2]/700Hz[3]

[2.1]實驗結果

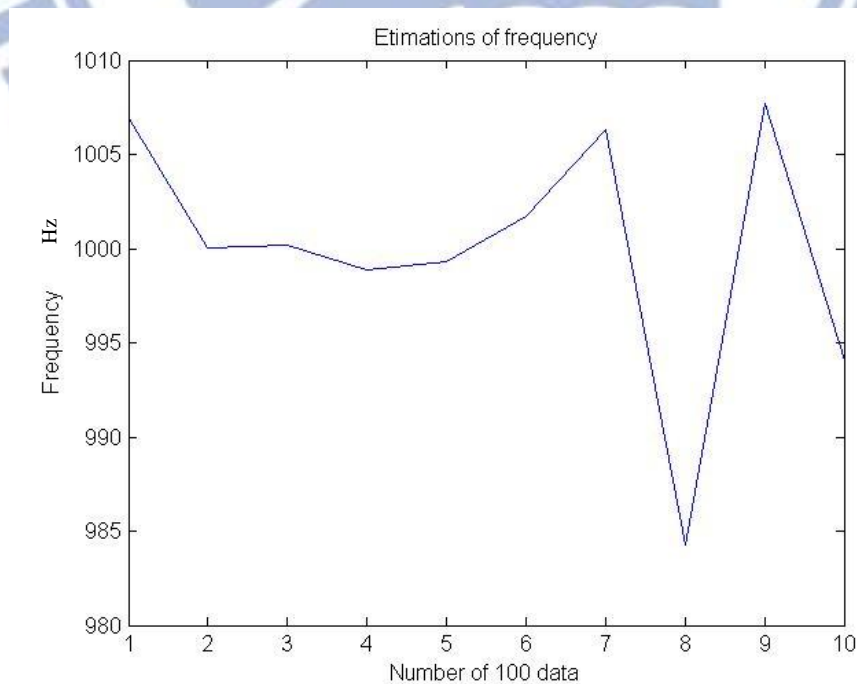


圖 4-58 載波估計 SNR=40db

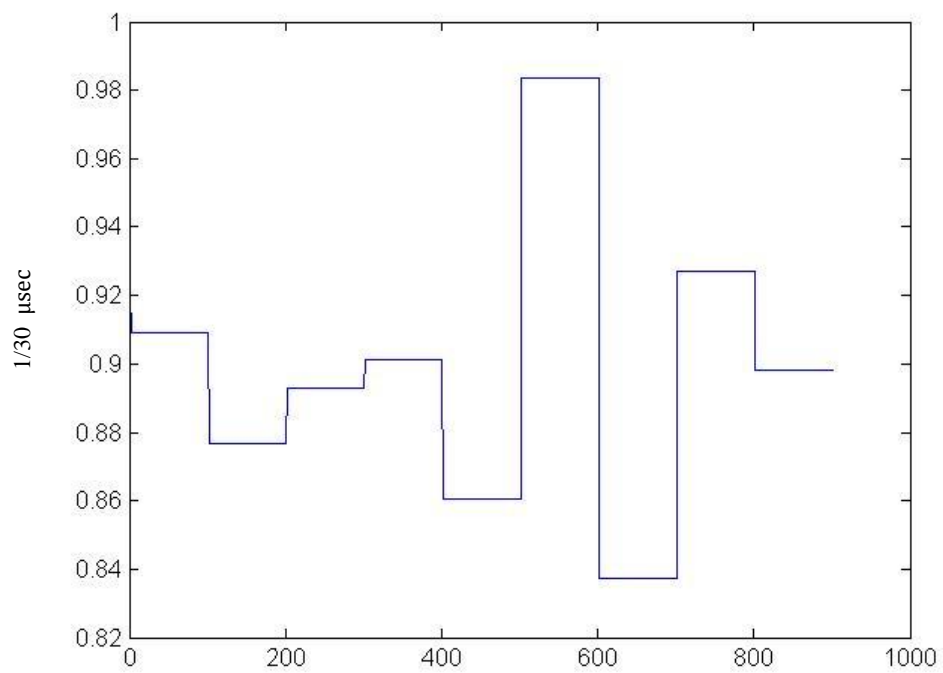


圖 4-59 Time delay SNR= 40db

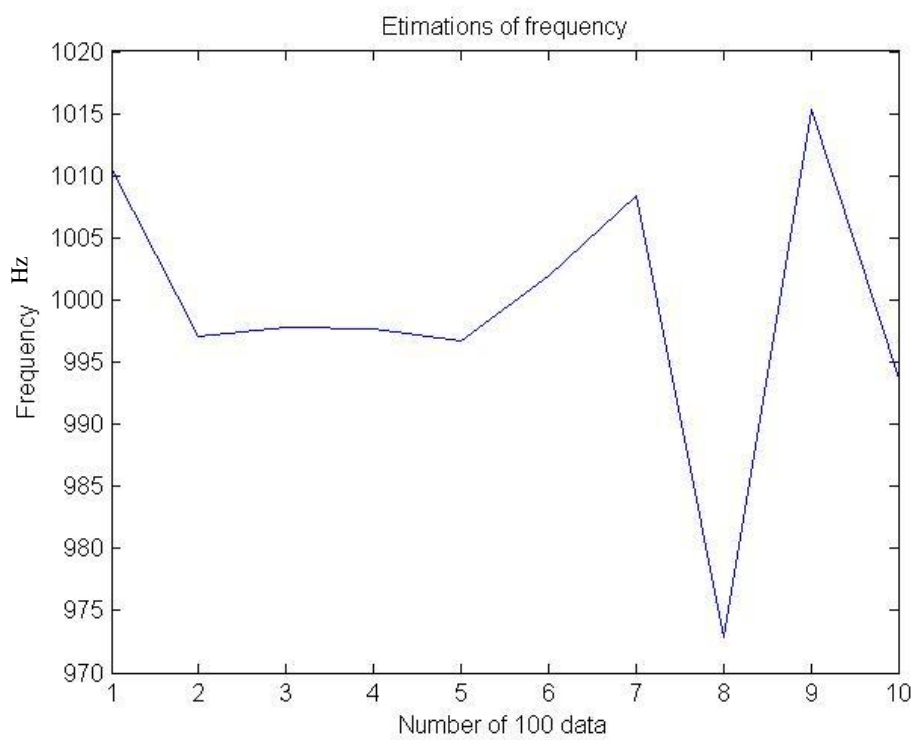


圖 4-60 載波估計 SNR=35db

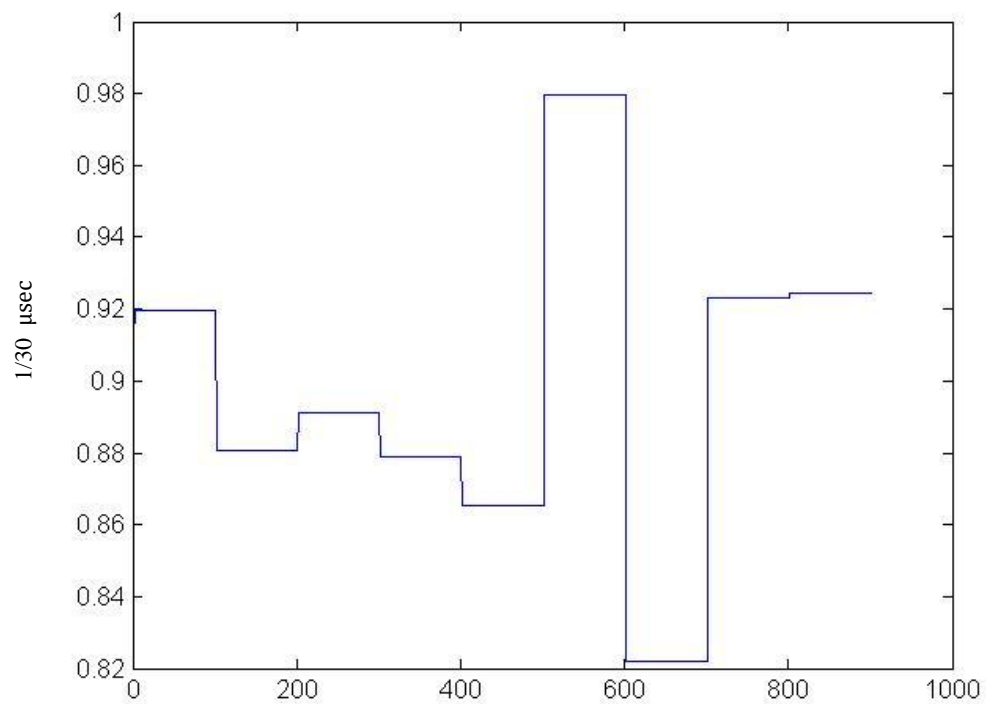


圖 4-61 Time delay SNR= 35db

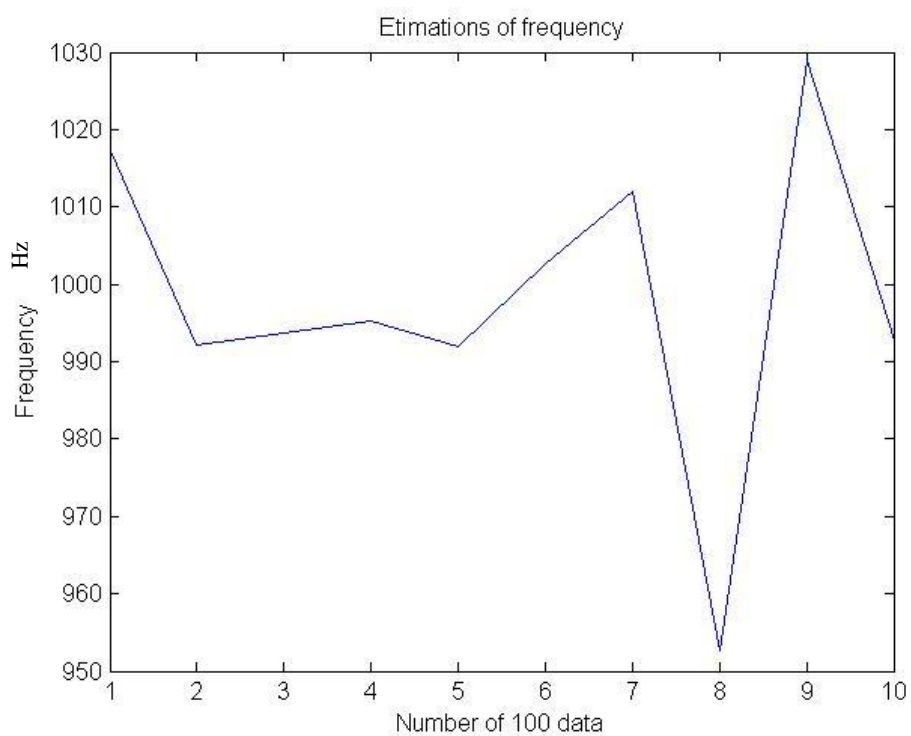


圖 4-62 載波估計 SNR=30db

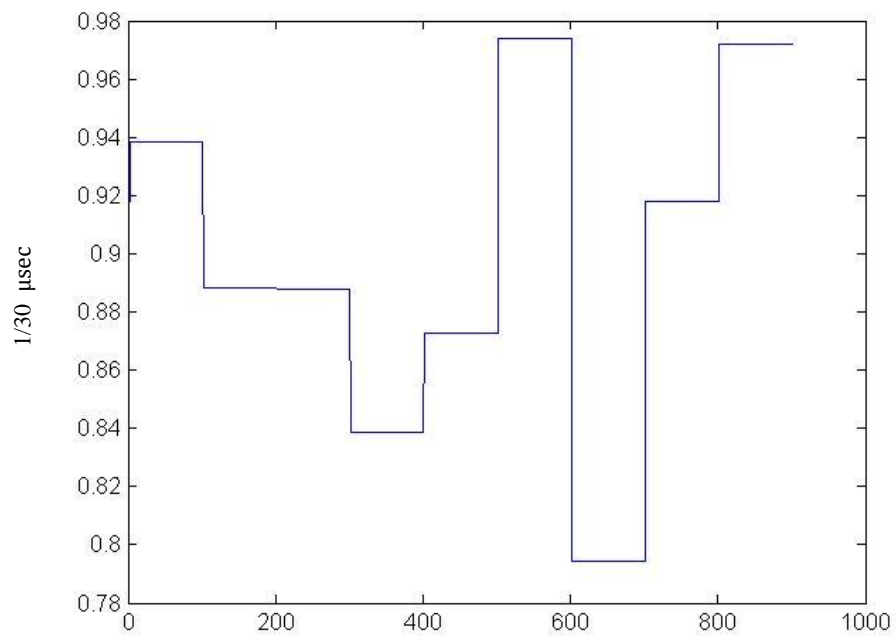


圖 4-63 Time delay SNR= 30db

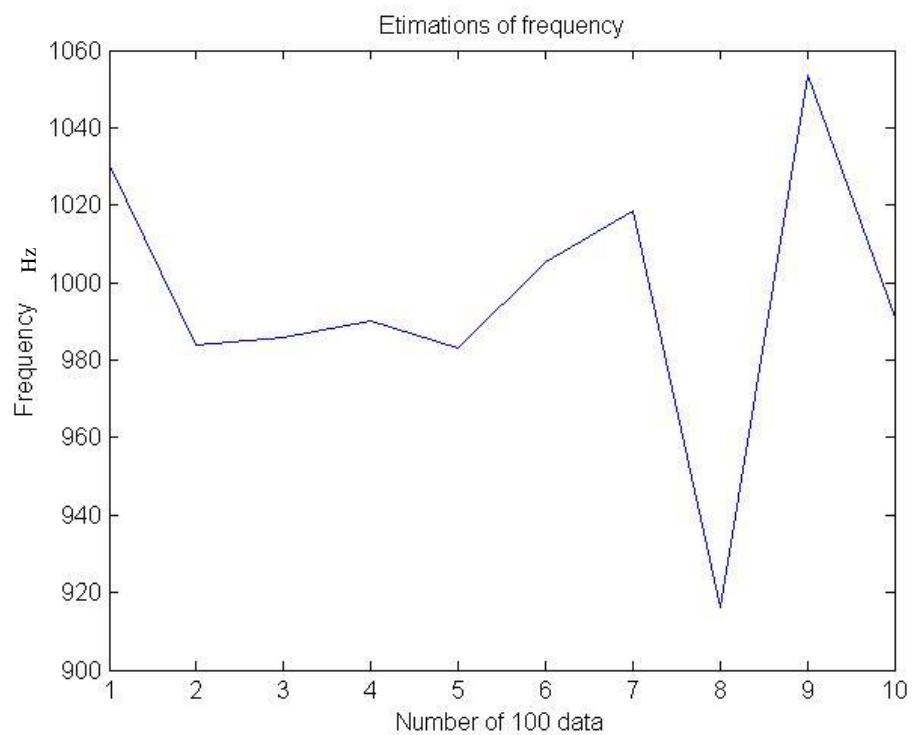


圖 4-64 載波估計 SNR=25db

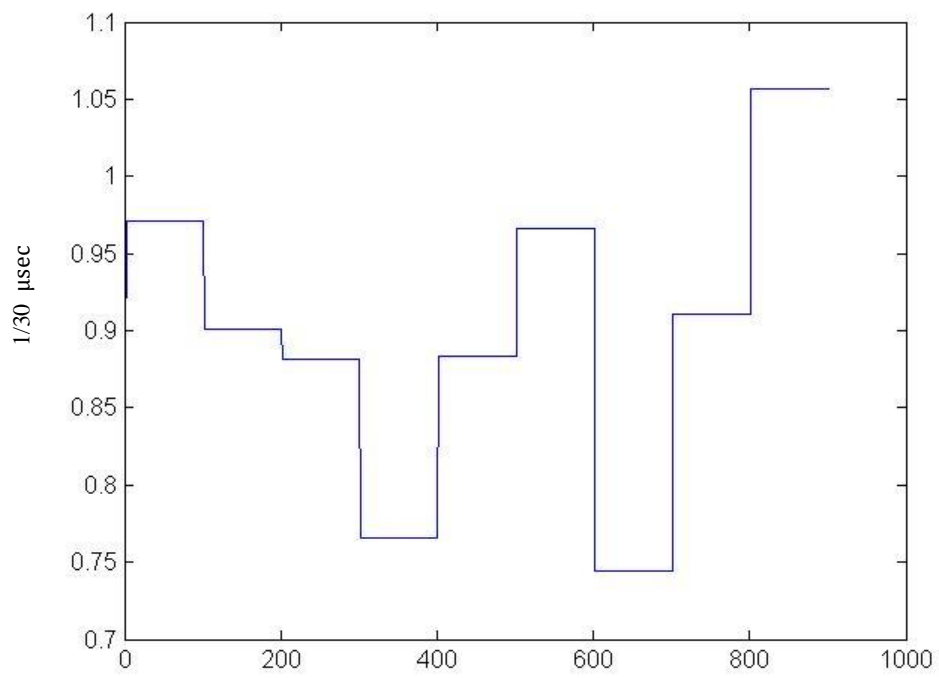


圖 4-65 Time delay SNR= 25db

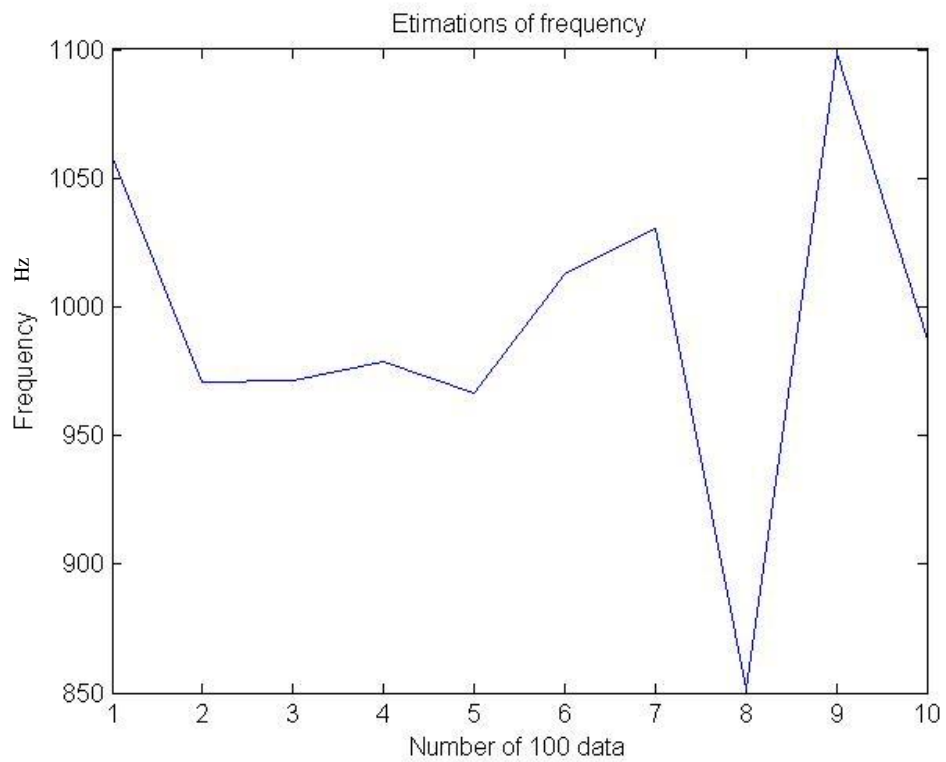


圖 4-66 載波估計 SNR=20db

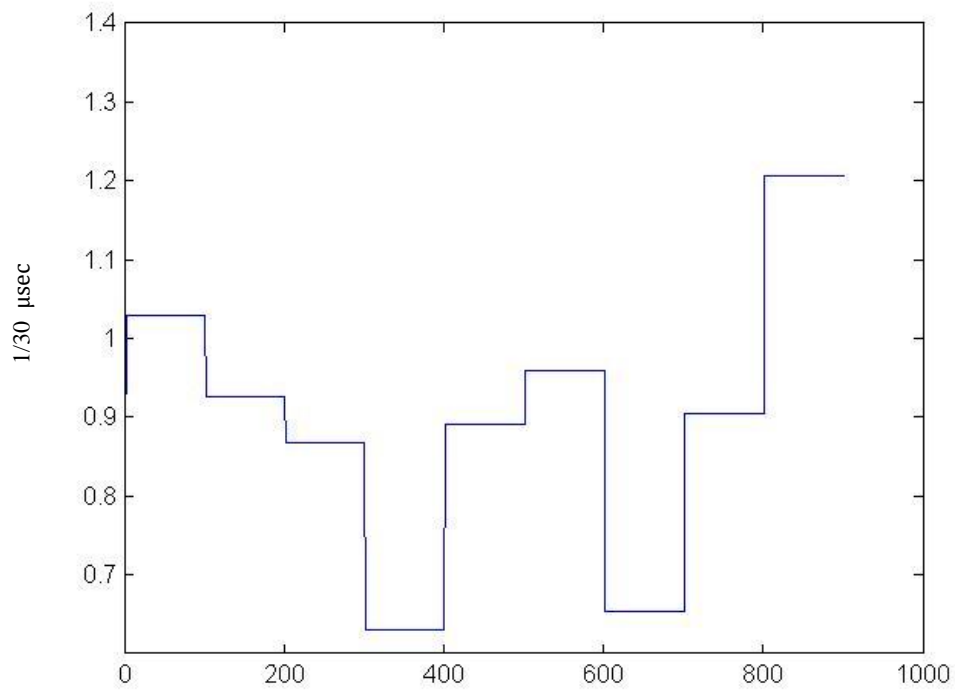


圖 4-67 Time delay SNR= 20db

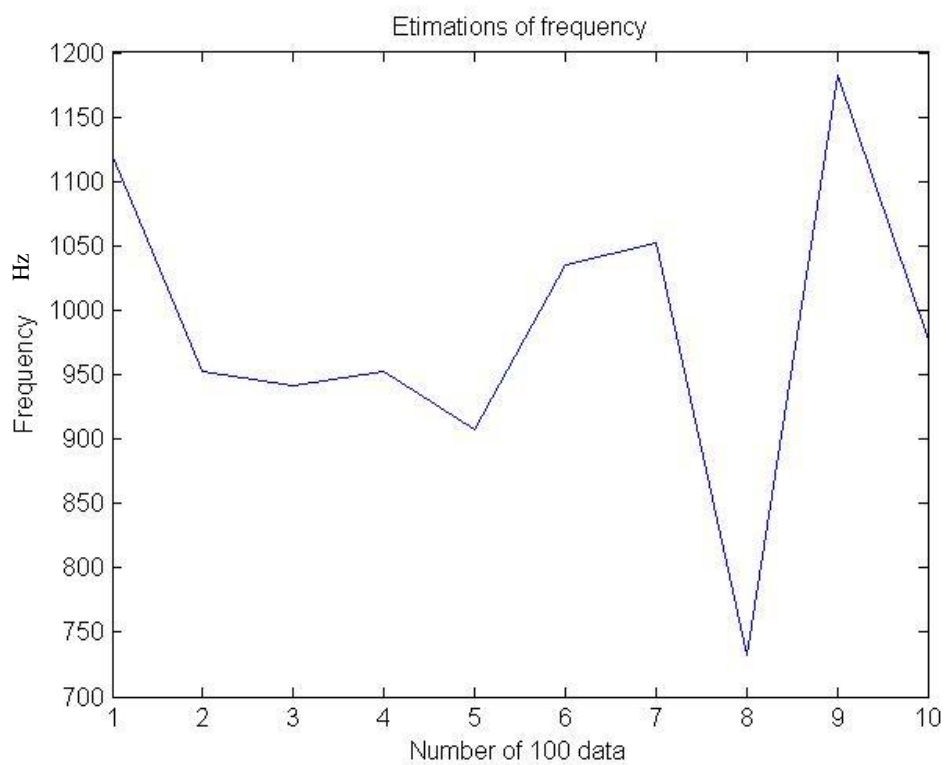


圖 4-68 載波估計 SNR=15db

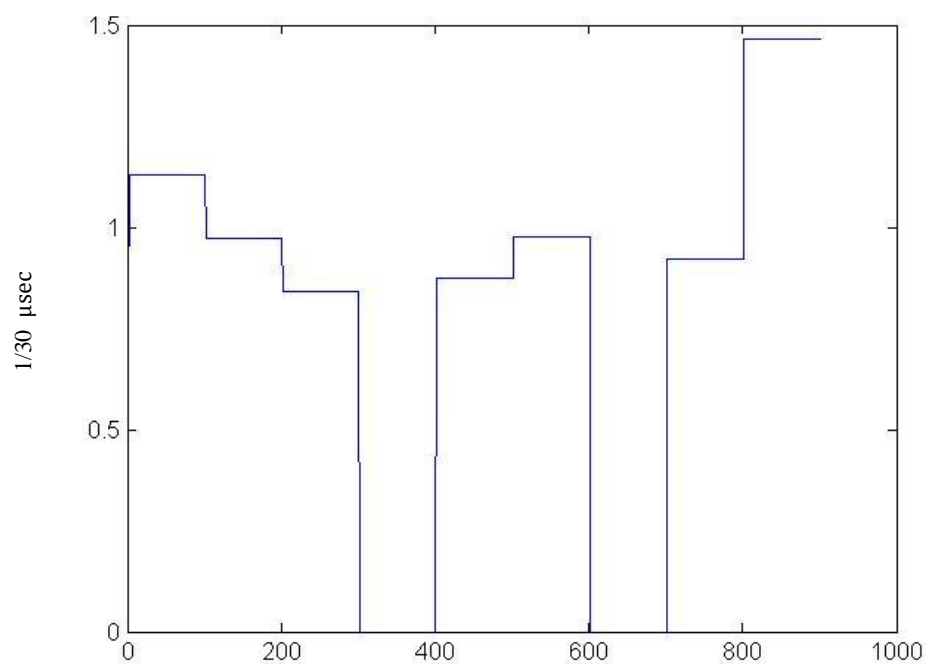


圖 4-69 Time delay SNR= 15db

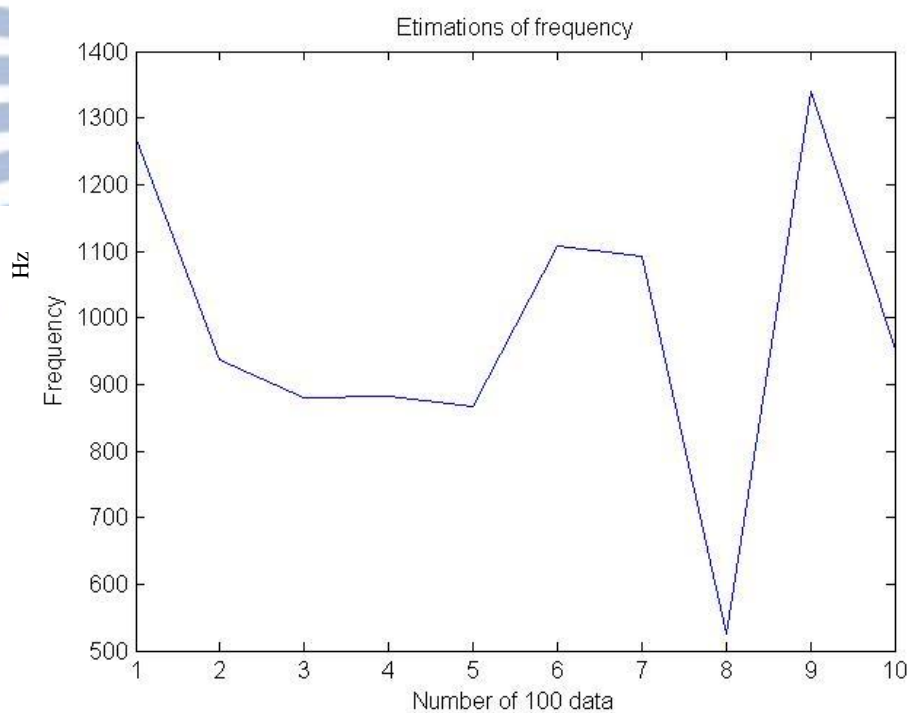


圖 4-70 載波估計 SNR=10db

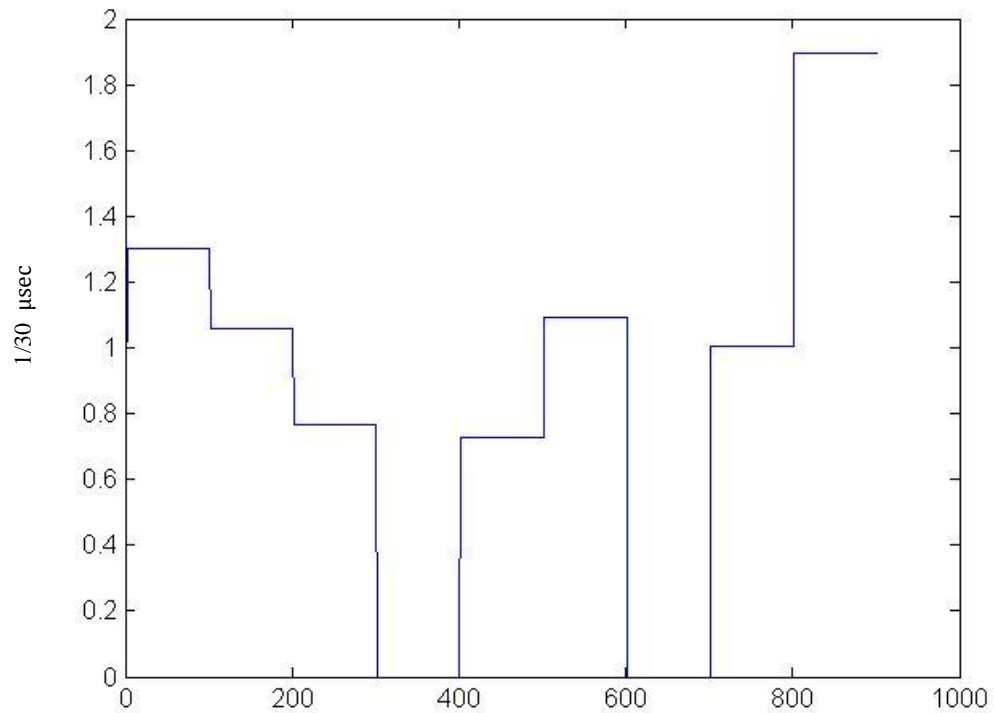


圖 4-71 Time delay SNR= 10db

	SNR: 40	SNR: 35	SNR: 30	SNR:25	SNR:20	SNR:15	SNR:10
Frequency (Hz) (Mean of 100 Estimation)	1000.155 0	999.9689	999.6536	999.1426	998.4971	996.764	1092.2896
Timing Delay (1/30 μsec) (Mean of 100 Estimation)	0.898	0.897	0.895	0.891	0.869	0.818	2.1875

表 4-5 Frequency Estimation of Carrier Recovery III

[2.2]實驗結果

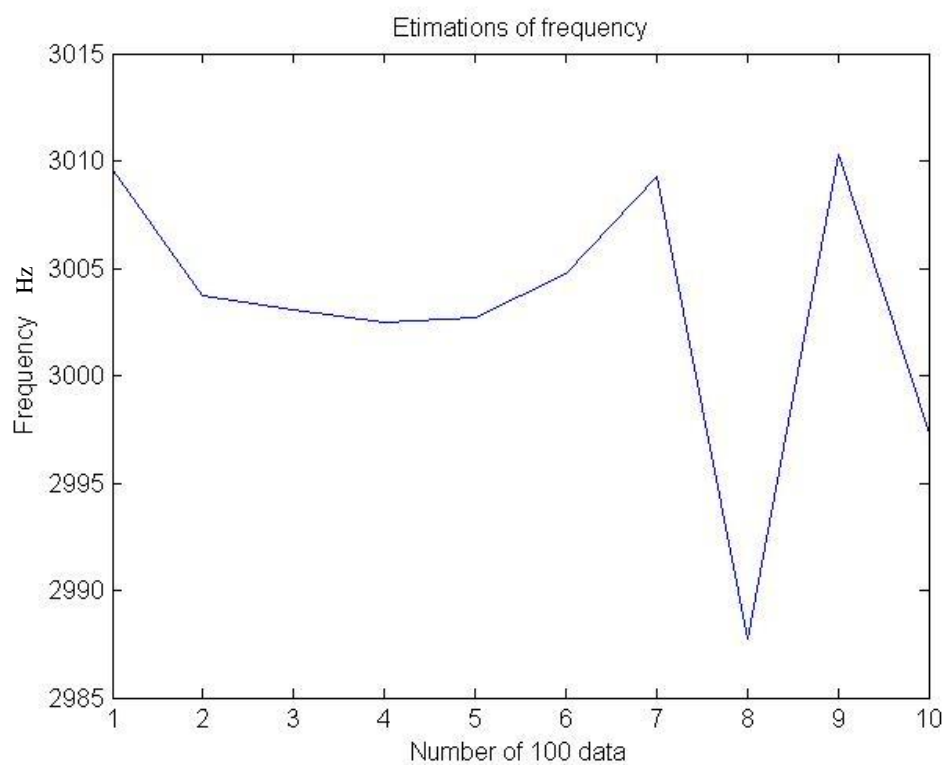


圖 4-72 頻率估計 SNR=40db

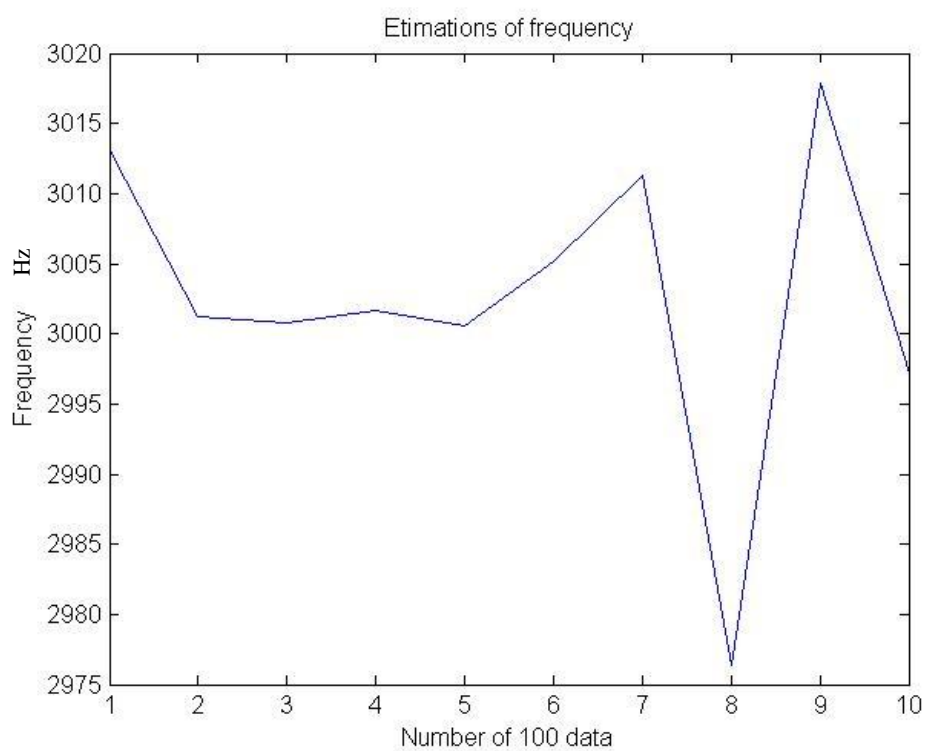


圖 4-73 頻率估計 SNR=35db

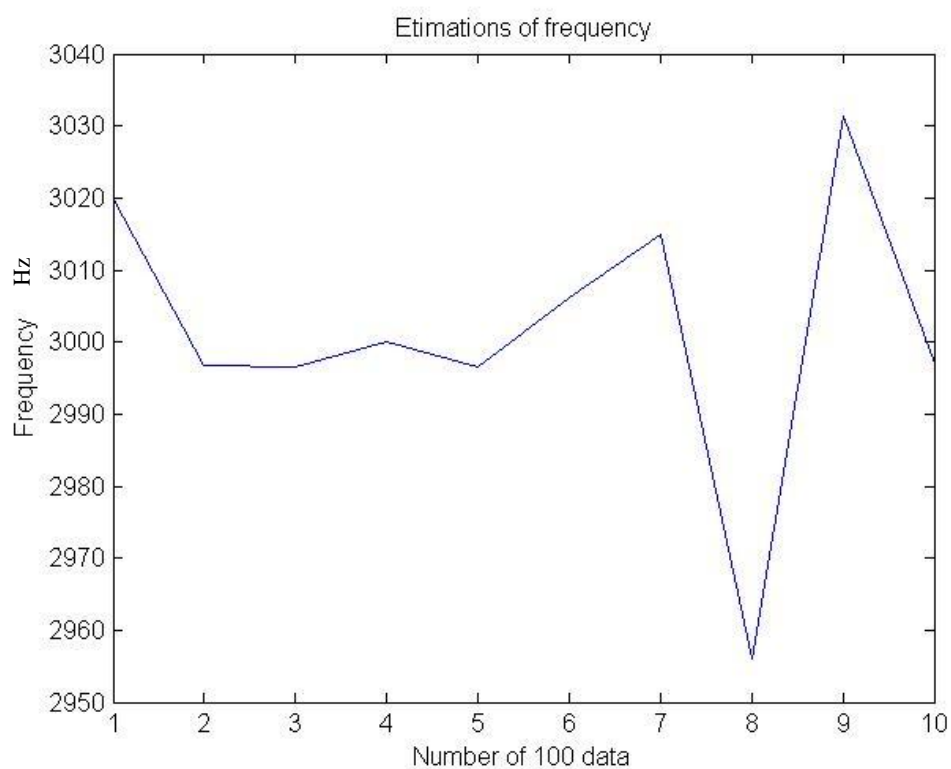


圖 4-74 頻率估計 SNR=30db

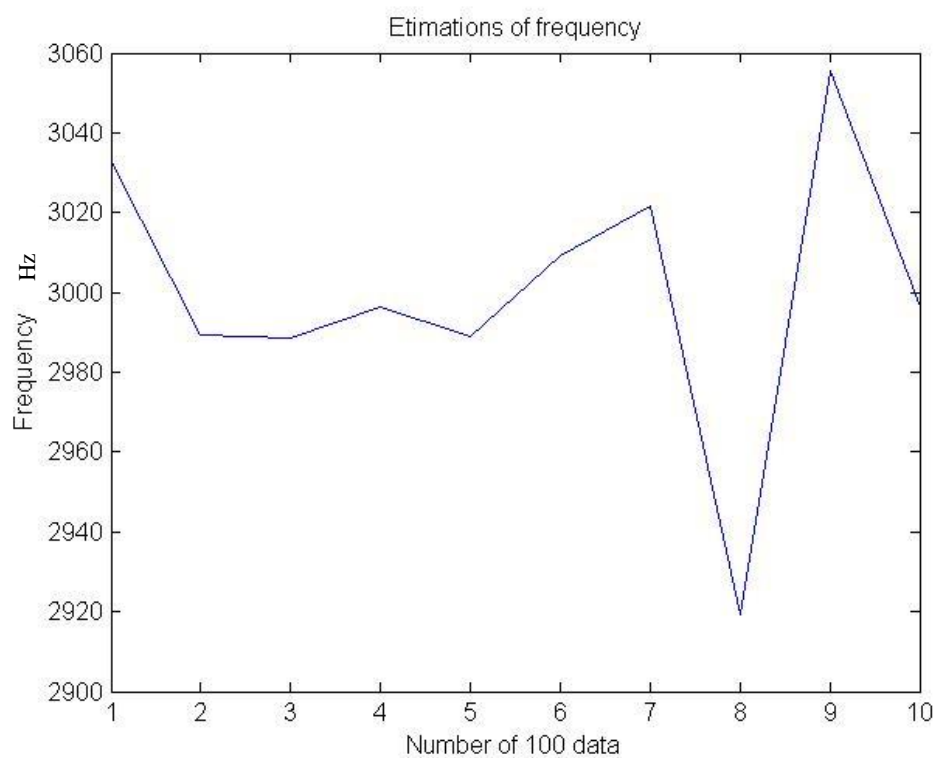


圖 4-75 載波估計 SNR=25db

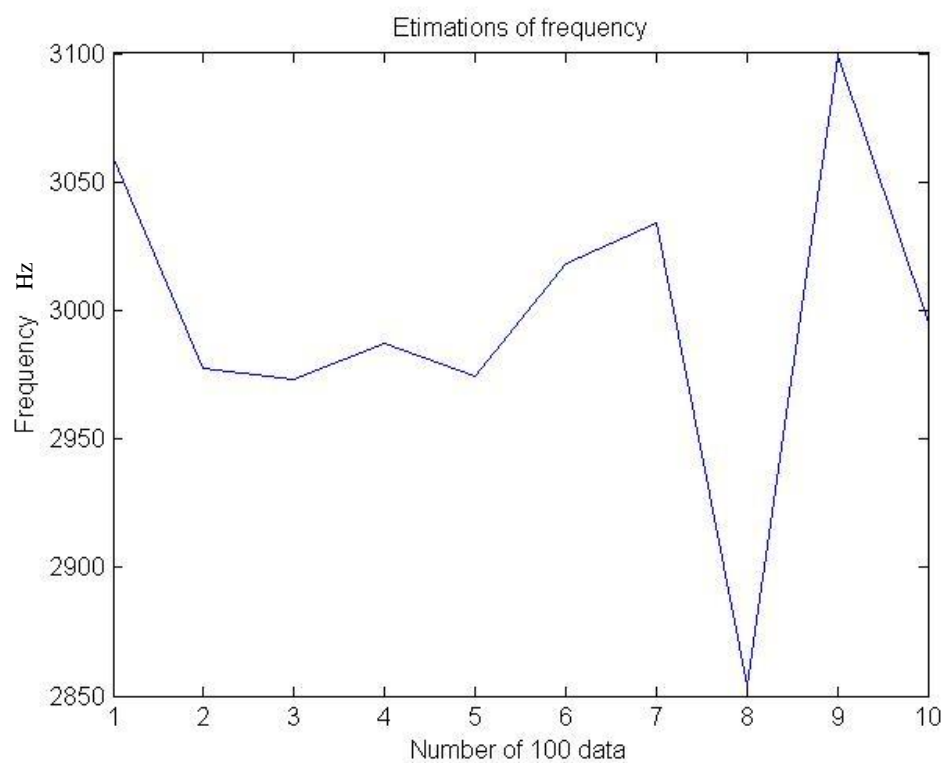


圖 4-76 載波估計 SNR=20db

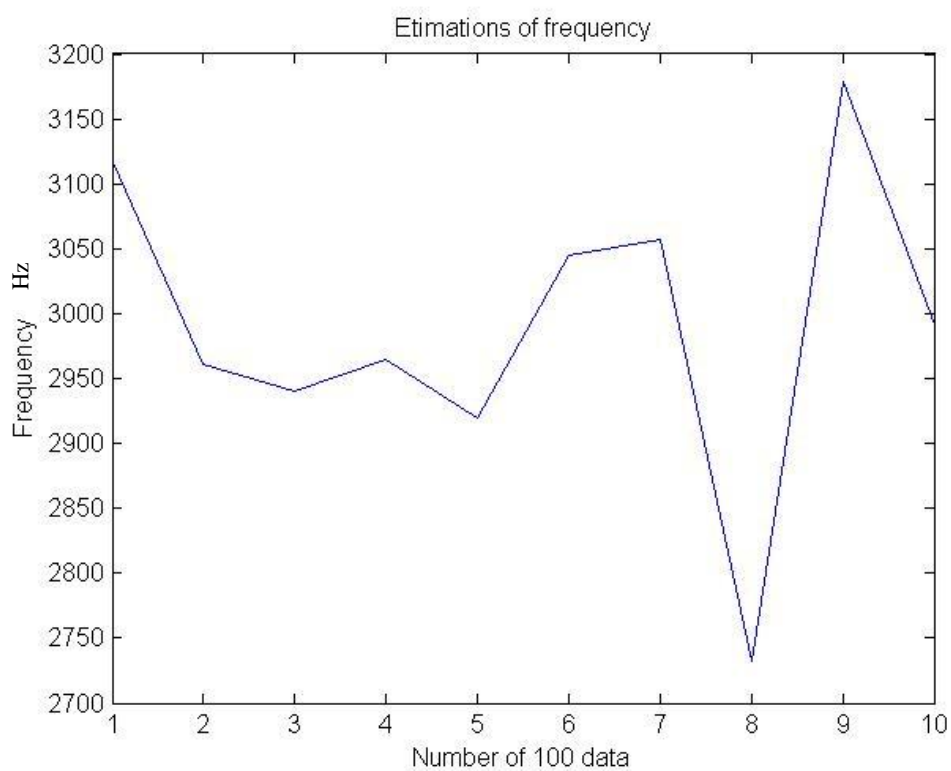


圖 4-77 載波估計 SNR=15db

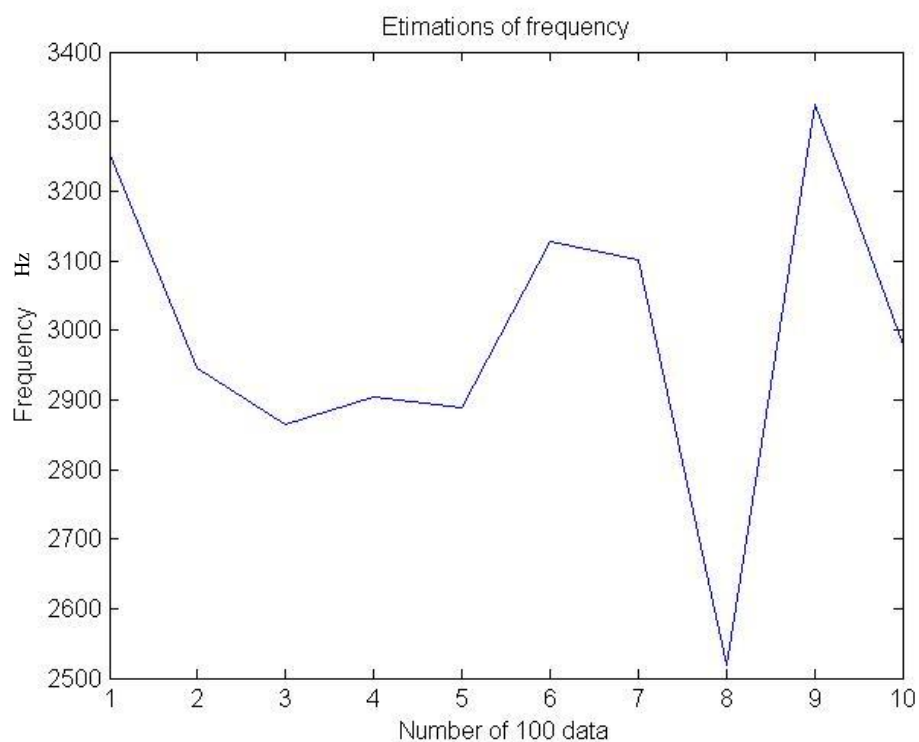


圖 4-78 載波估計 SNR=10db

	SNR: 40	SNR: 35	SNR: 30	SNR:25	SNR:20	SNR:15	SNR:10
Frequency (Hz) (Mean of 100 Estimation)	3000.1550	3001.6511	3002.6510	3002.1843	3001.5784	2999.7873	3037.931
Timing Delay (1/30 μ sec) (Mean of 100 Estimation)	0.898	0.897	0.895	0.891	0.869	0.818	2.182

表 4-6 Frequency Estimation of Carrier Recovery IV

[2.3]實驗結果

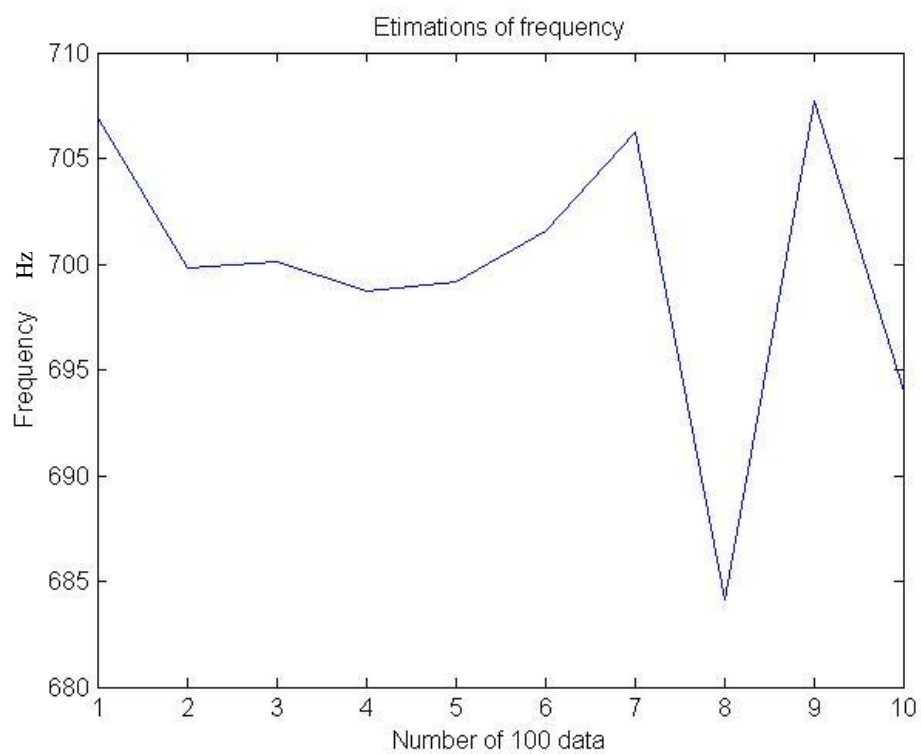


圖 4-79 載波估計 SNR=40db

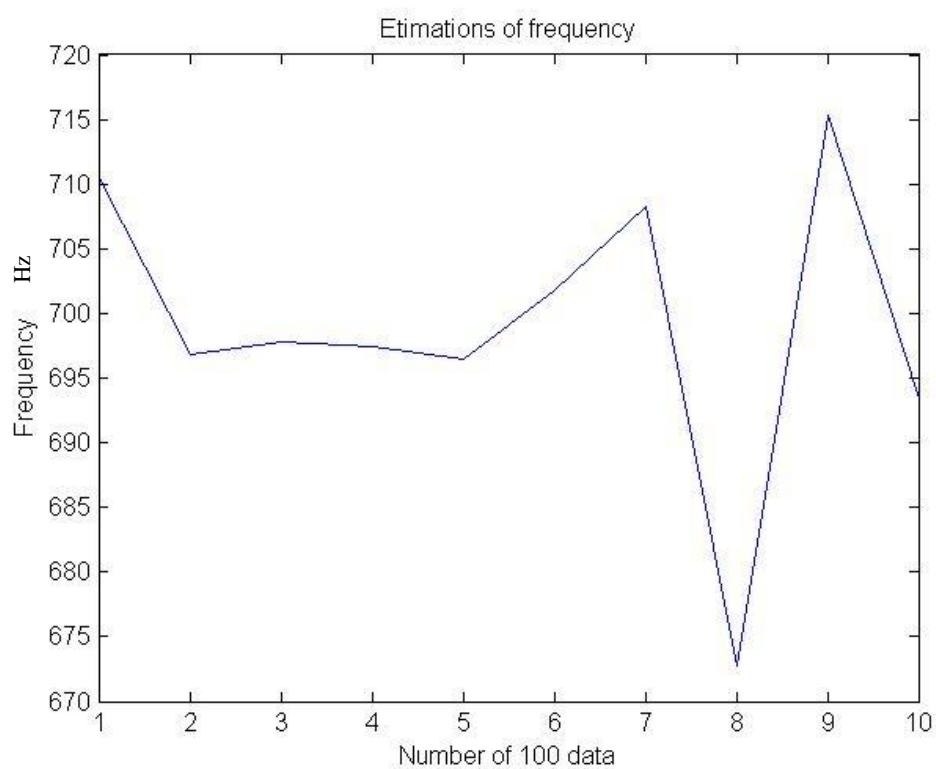


圖 4-80 載波估計 SNR=35db

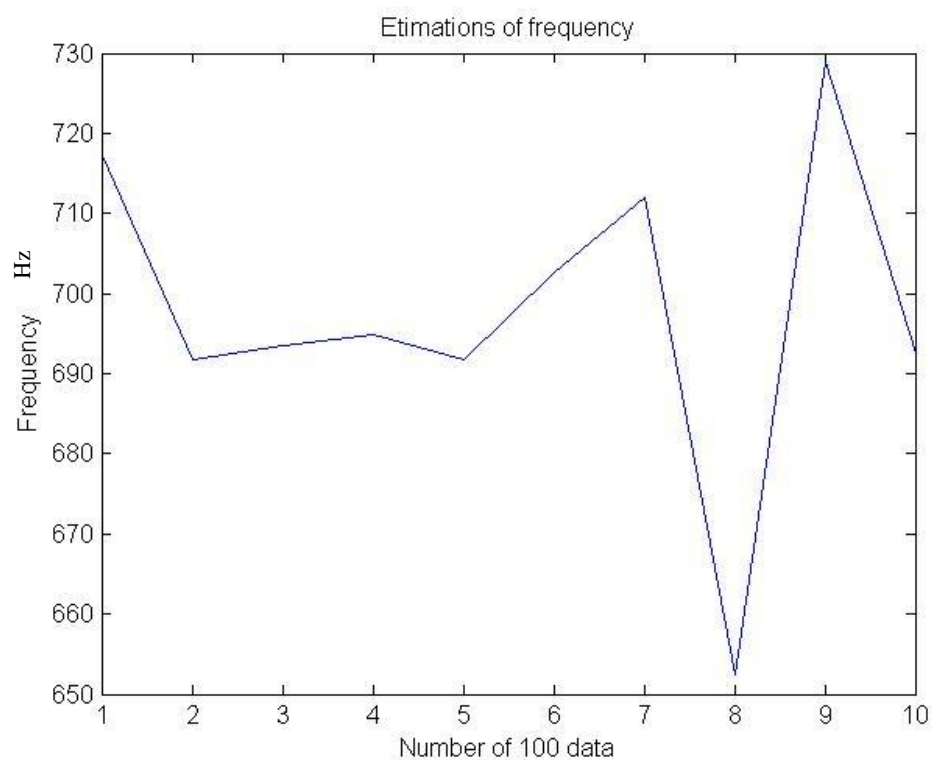


圖 4-81 載波估計 SNR=30db

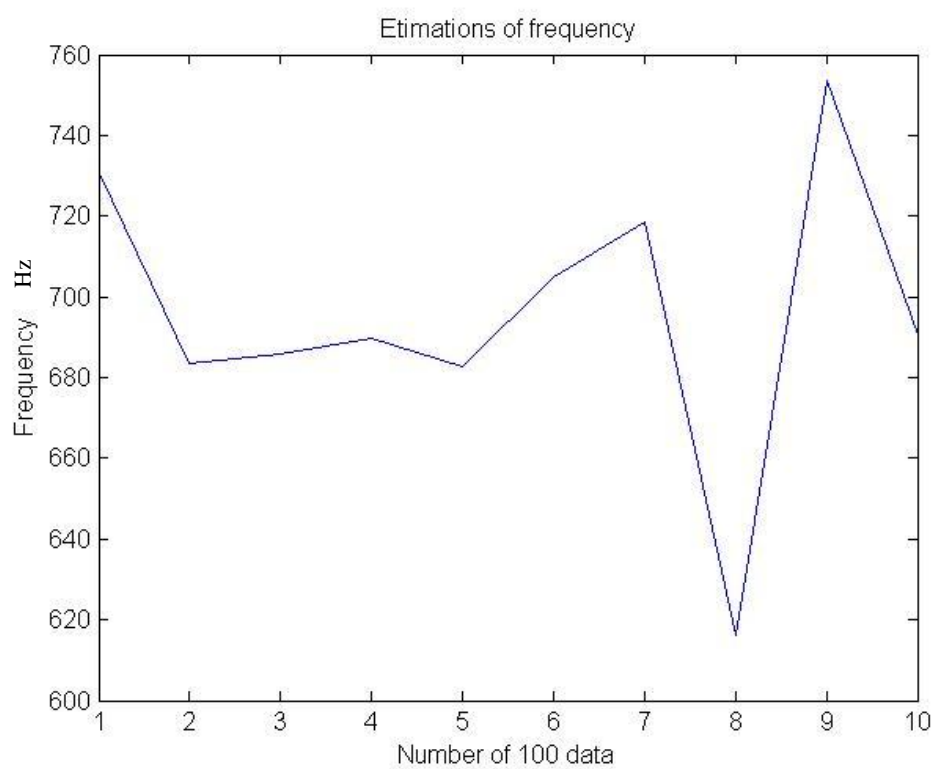


圖 4-82 載波估計 SNR=25db

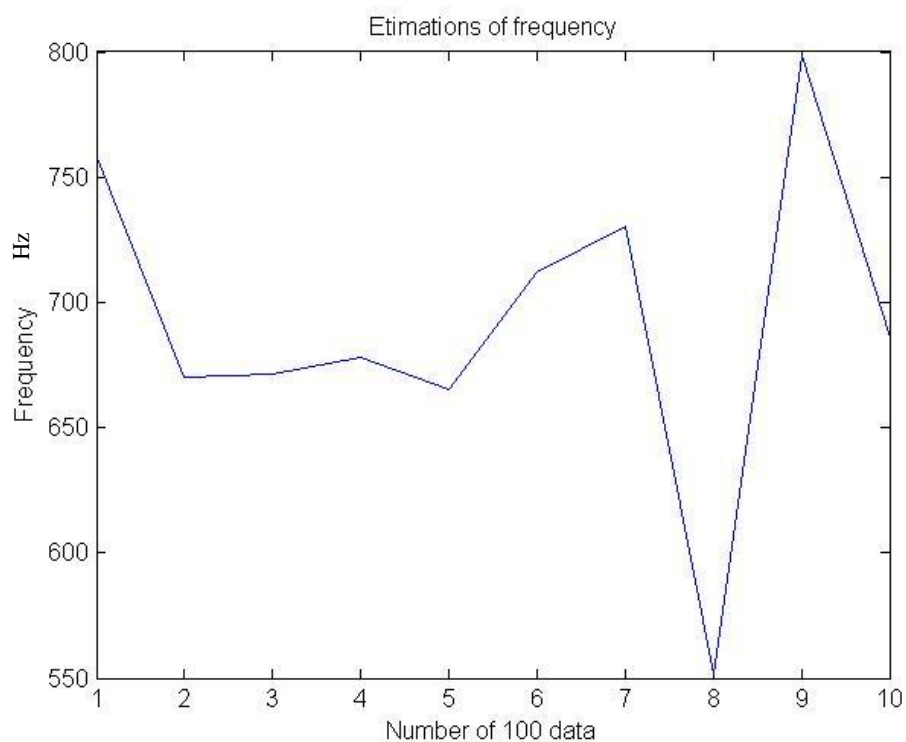


圖 4-83 載波估計 SNR=20db

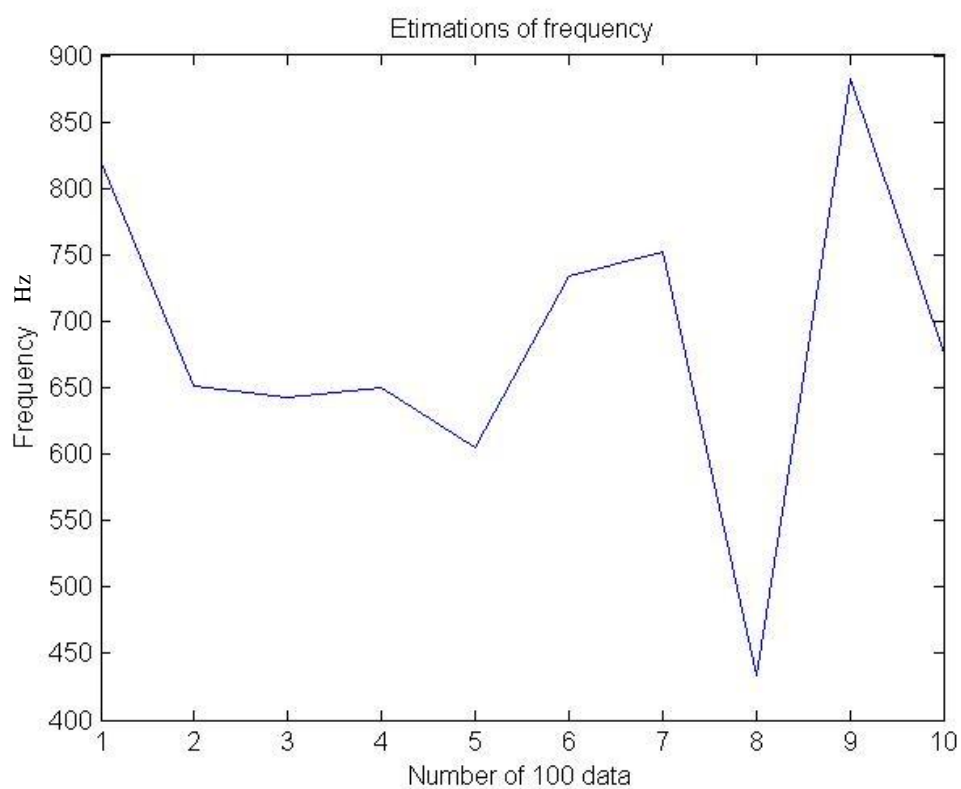


圖 4-84 載波估計 SNR=15db

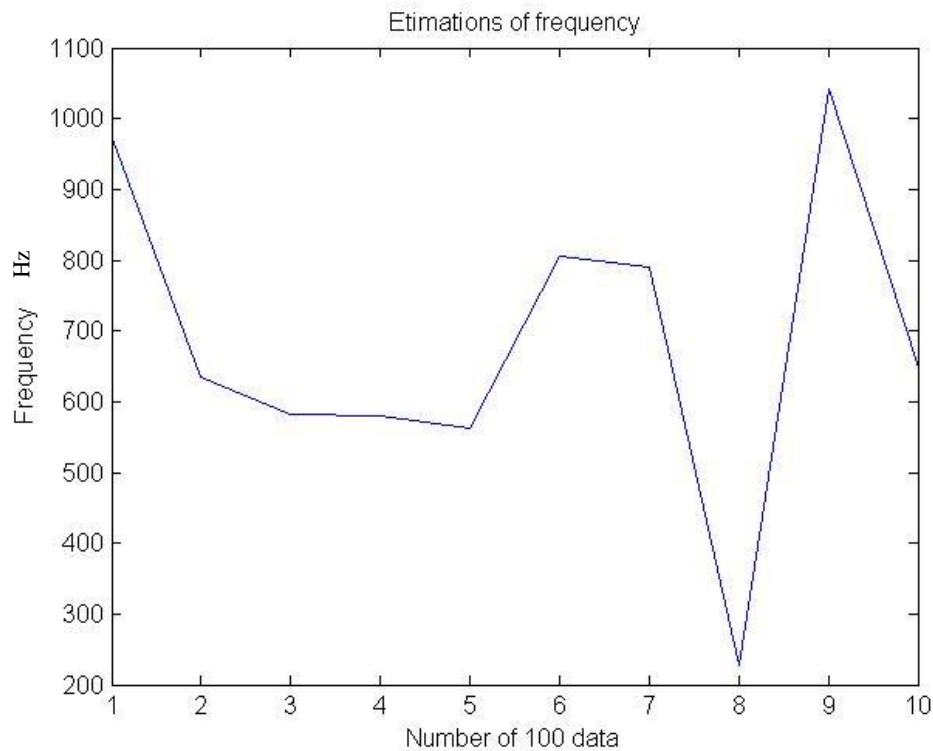


圖 4-85 載波估計 SNR=10db

	SNR: 40	SNR: 35	SNR: 30	SNR:25	SNR:20	SNR:15	SNR:10
Frequency (Hz) (Mean of 100 Estimation)	700.0778	699.8886	699.5687	699.0508	698.3988	696.6737	800.3438
Timing Delay (1/30 μ sec) (Mean of 100 Estimation)	0.898	0.897	0.895	0.891	0.869	0.818	2.187

表 4-7 Frequency Estimation of Carrier Recovery V

[3]分析與討論

此小節所分析雜訊對載波頻率回復的影響，顯示在引入雜訊進入系統後，載波頻率方塊可以估計到正確的頻率，影響必然是隨著 SNR 下降，但從統計數據可以發現，頻率的估測對雜訊的容忍力，並發現在 SNR=10 之下的頻率偏移影響突然加大，從原本的 1%估計誤差增加到 10%以上的估計誤差；其中，若是雜訊對時脈偵測的影響在 SNR=10 時，時脈延遲也從原 0.8 (1/30 μ sec)上升至 2.1(1/30 μ sec)，推算連帶使得系統中的載波頻率估計也產生較大的估計錯誤，鑑於此必須在接收端使用 RRC 濾波器降率的功能，可以下降頻率使估計時脈偏移時的錯誤。

第5章 結論

由 Simulink 做的通訊模擬，相當直觀方便，除了可針對通訊間的問題中設計自身需要的環境，並提供相對的演算法模塊可供使用，若是需要自行設計演算法模塊，也可用其提供的各種計算模組，來設計子系統，調整好資料的儲存位置與 S-function，就能使用自身的模組；在分析資料時，可以使用將 Simulink 的模擬數據直接繪圖，抑或是將其資料匯出至 Matalab 中，使用 Matlab 的函數做資料統整，可提升分析的效率。

由此系統的主題分析多路徑下的載波頻率的回復效能，我們針對 M.Louise & R. Regiannini[3]的頻率估計演算法，所設計的 Simulink 子系統，分析了多路徑逐間增加下產生的載波偏移誤差，而在第二個例子當中，我們提高了載波取樣頻率提升了 15 倍，結果顯示提升 15 倍之後的載波偏移估計誤差從 2%下降至 0.1%，主要的誤差來源是由於前一級時脈回復時受到多路徑所產生的錯誤；而本演算法在此系統的模擬對於抵抗雜訊，也在第四章在加入雜訊看到可抵抗雜訊的結果，在訊雜比下降至 SNR=10 時因為時脈相位延遲突然增加，使得載波頻率估計會產生較大的誤差，誤差從 1%增加到 10%的誤差。

在 M. Oerder and H. Meyr 所提出的[5]演算法中時脈可以被順利回復的情況下，此系統對於載波頻率的回復，儘管受到多路徑以及雜訊的影響，都可以有效的估計並回復頻率，但是實作上面是一層層的關係交互影響，若在時脈時受到多路徑和雜訊的干擾使之無法準確回復時脈後，就會間接導致波頻率無法回復。

於此文是使用 Simulink 所做的模擬載波頻率回復的演算法，期望對於之後需要以此系統所做的模擬課程或是研究上能夠提供一個比較的 Simulink 模組。

參考文獻

- [1] John G. Proakis., *Digital communications*, 5th ed., New York, McGraw-Hill, 2008.
- [2] P.P. Vaidyanan, *Multirate Systems and Filter Banks*. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall 1993.
- [3] M. Louise and R. Regiannini, "Carrier Frequency Recovery in All-Digital Modems for Burst-Mode Transmissions," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 1169-1178, Feb./Mar./Apr. 1995.
- [4] M. G. Hebley and D. P. Taylor, "The Effect of Diversity on a Burst-Mode Carrier-Frequency Estimator in the Frequency-Selective Multipath Channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 4, pp. 553-560, Apr. 1998.
- [5] M. Oerder and H. Meyr, "Digital Filter and Square Timing Recovery," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 36, pp. 605-612, May. 1988.
- [6] K. H. Mueller and M. Müller, "Timing Recovery in Digital Synchronous Receivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-24, pp. 516-531, May. 1976.
- [7] J. Wang and J. J. Speidel, "16QAM Symbol Timing Recovery in the Upstream Transmission of DOCSIS Standard," *IEEE Trans. On Broadcasting*, vol. 49, no. 2, pp. 211-216, June. 2003.
- [8] N. Caouras, R. Morawski, and T. Le-Ngoc, "Fast Carrier Recovery for Burst-Mode Coherent Demodulation Using Feedforward Phase and Frequency Estimation Techniques," *Proc. IEEE Electrical and Computer Engineering Conf. Alberta, Canada*, pp. 79-83, May. 1999.
- [9] S. Haykin., *Adaptive Filter Theory*, 4th ed., New Jersey, Prentice-Hall, 2002
- [10] S. U. H. Qureshi, "Adaptive Equalization," *Proc. IEEE* vol. 73, no. 9, pp. 1349-1386, September. 1985.
- [11] M. Fitz, "Planar filtered techniques for burst mode carrier synchronization," *GLOBECOM'91 conference*, Phoenix, Arizona, Dec. 1991.
- [12] J. Boutros, F. Buda, E. Lemois, and A. Popper, "Burst and Symbol Timing Synchronization for the Upstream Channel in Broadband Cable Access Systems" *IEEE Communication International Conf. Paris, France*, vol. 3, pp. 1490-1494, 2002.
- [13] R. Morawski, N. Caouras, and Tho Le-Ngoc, "Data-Aided Fast Symbol Timing Recovery for TDMA/TDM Point-to-Multipoint Radio Communication Systems" *Proc. IEEE Electrical and Computer Engineering Conf. Alberta, Canada*, pp. 73-78, May. 1999