

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

IEEE 802.16e 系統之通道估計

及多用戶非同步干擾消除

Channel Estimation and Multiuser Asynchronization  
Interference Mitigation for IEEE 802.16e System

研究生：林宛儀

指導教授：吳文榕 博士

中華民國九十五年七月

IEEE 802.16e 系統之通道估計及多用戶非同步之干擾消除

Channel Estimation and Multiuser Asynchronization

Interference Mitigation for IEEE 802.16e System

研究生：林宛儀

Student : Wan-Yi Lin

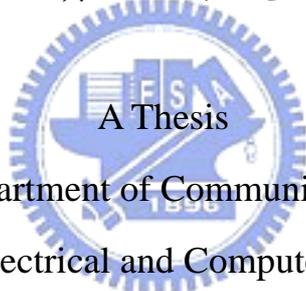
指導教授：吳文榕 博士

Advisor : Dr. Wen-Rong Wu

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文



A Thesis

Submitted to Department of Communication Engineering

College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

in Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master of Science

In Communication Engineering

July 2005

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十五年七月

IEEE 802.16e 系統之  
通道估計及多用戶非同步之干擾消除

研究生:林宛儀

指導教授: 吳文榕 博士

國立交通大學電信工程學系碩士班

摘要



802.16e 系統因為通道變化快速以及有限的嚮導信號，通道估計顯得是一個相當大的挑戰。在本論文的第一個部分，吾人即採用一個簡單有效之通道估計法來克服此難題。利用 802.16e 系統中群組的嚮導信號之特殊架構，在時間軸以線性內插通道響應，再將其以二次曲線方式在頻率軸內插出其他子載波通道響應。模擬結果顯示，吾人所提出之通道估計法，即使在行動端移動速度達到時速 100 公里，也能達到良好的效能！而本論文的第二個部分，吾人考慮像是在 802.16e 系統中多個存取資料的 OFDM 系統下多用戶非同步干擾，以結合決策回授符元干擾消除和環形重建等方法來處理此問題。模擬結果顯示，吾人所提出之演算法，能有效降低多用戶非同步干擾，以及增強系統效能。

# Channel Estimation and Multiuser Asynchronization Interference Mitigation for IEEE 802.16e System

Student : Wan-Yi Lin

Advisor : Dr. Wen-Rong Wu

Department of Communication Engineering  
National Chiao-Tung University  
Hsin-Chu, Taiwan 30050

## Abstract

Due to possible fast mobile scenarios and limited pilot tones, channel estimation in an IEEE 802.16e system has been a challenging problem. In this first part of the thesis, we develop a simple and effective channel estimation method to overcome the problem. Using the special pilot patterns defined in 802.16e clusters, we interpolate the channel response with a linear function in the time axis, and that with a quadratic function in the frequency axis. Simulations show that the proposed method can achieve good performance even with the mobile speed up to 100Km/hr. In the second part of the thesis, we consider the problem of multiuser asynchronous interference (MAI) mitigation, arising in an OFDM multiple access system such as 802.16e. We combine the decision feedback inter-symbol-interference (ISI) cancellation and cyclic reconstruction techniques to remedy this problem. Simulations show that the proposed algorithm can reduce the effect of MAI, and increase the overall system performance.

## 誌謝

本論文能夠順利如期完成，在此非常感謝指導教授吳文榕老師於本人研究所期間，不論在課業或論文研究均能給於最大幫助與指導，使本人獲益不淺。同時也要感謝本實驗室的李俊芳、楊華龍、李彥文、許兆元等博班學長們的悉心照顧和不吝賜教，在研究所求學過程中受益良多。也要感謝本實驗室的同學及學弟妹們，彼此在課業上的切磋討論和生活上的相處融洽，使得研究過程更加有趣。最後要感謝一直默默在身後支持我的家人朋友們，因為有你們的支持和關心，才能讓我勇往直前，順利完成研究所的碩士學業。



# 內容目錄

第 1 章	緒論.....	1
第 2 章	通道模型.....	3
2.1	SUI通道模型.....	4
2.1.1	通道環境的限制.....	4
2.1.2	通道模型的介紹.....	4
2.1.3	環境參數的模型介紹.....	7
2.1.4	環境參數的設定和通道的模擬.....	9
2.2	ITU-R通道模型.....	13
2.2.1	通道模型的介紹.....	13
2.2.2	環境參數介紹.....	15
2.2.3	通道的模擬.....	17
2.3	SCM通道模型.....	17
2.3.1	通道環境介紹.....	17
2.3.2	通道參數的設定.....	18
2.3.3	通道係數的產生.....	23
2.3.4	通道的模擬.....	24
2.4	TGn通道模型.....	25
2.4.1	通道矩陣介紹.....	25
2.4.2	群組模型簡介.....	28
2.4.3	通道模型介紹和環境參數的設定.....	30
2.4.4	802.11n在matlab的實現.....	34
2.5	通道模型比較.....	38
第 3 章	802.16e之通道估計.....	39
3.1	802.16e規格簡介.....	39
3.1.1	802.16e之發展背景.....	39
3.1.2	802.16e之系統簡介.....	40
3.2	通道估計.....	44
3.3	模擬分析.....	49
3.3.1	通道模型與訊雜比.....	49
3.3.2	時變OFDMA系統之通道估計.....	50
第 4 章	多用戶非同步之干擾消除.....	55
4.1	多用戶非同步之符元干擾.....	55
4.2	多用戶非同步之符元干擾對訊號的影響.....	57
4.3	決策回授符元干擾消除法.....	60
4.4	環形重建.....	62
4.5	通道補償.....	64

4.6 模擬分析.....	65
4.6.1 通道模型與訊雜比.....	65
4.6.2 SISO-OFDMA系統之非同步二用戶的干擾消除 .....	66
4.6.3 SISO-OFDMA系統之非同步三用戶的干擾消除 .....	70
4.6.4 SISO-OFDMA系統之非同步四用戶的干擾消除 .....	72
第 5 章 結論.....	75
參考文獻.....	76



## 表目錄

表 2-1 SUI通道根據地形的分類.....	5
表 2-2 SUI通道根據環境參數的分類.....	5
表 2-3 不同地形下路徑衰減的參數.....	8
表 2-4 SUI-1 通道.....	10
表 2-5 SUI-2 通道.....	10
表 2-6 SUI-3 通道.....	10
表 2-7 SUI-4 通道.....	11
表 2-8 SUI-5 通道.....	11
表 2-9 SUI-6 通道.....	11
表 2-10 室內測試環境.....	14
表 2-11 室外到室內和行人測試環境.....	14
表 2-12 運動測試環境.....	15
表 2-13 環境參數.....	22
表 2-14 小路徑和群組的角度差.....	23
表 2-15 通道模型分類.....	30
表 2-16 通道之環境參數.....	31
表 2-17 cluster rms DS.....	32



## 圖目錄

圖 2-1 多重路徑延遲通道.....	3
圖 2-2 通道產生流程圖.....	6
圖 2-3 都普勒能量頻普密度.....	9
圖 2-4 通道模擬流程.....	12
圖 2-5 空間參數.....	19
圖 2-6 通道模擬流程圖.....	24
圖 2-7 兩群組下的PAS均限制在[-60 度,60 度]，AOA{-90,90 度}和AS為 30 度.....	27
圖 2-8 AOA分佈，AS為 30 度.....	27
圖 2-9 群組間的相關性.....	29
圖 2-10 群組架構.....	29
圖 2-11 通道A.....	34
圖 2-12 通道 B.....	34
圖 2-13 通道C.....	35

圖 2-14 通道D .....	35
圖 2-15 通道E.....	36
圖 2-16 通道F.....	37
圖 3-1 OFDM系統架構.....	41
圖 3-2 802.16e之TDD框架(frame)結構 .....	41
圖 3-3 單一segment 之OFDMA符元架構 .....	42
圖 3-4 cluster架構.....	43
圖 3-5 segment 0 的子載波分佈.....	43
圖 3-6群組內嚮導訊號之一階平面通道估計平面圖 .....	45
圖 3-7 群組內實際通道響應之平面圖 .....	45
圖 3-8 兩群組內單一符元之通道估計法 .....	46
圖 3-9 群組的通道估計說明圖 .....	48
圖 3-10 某一時間的SCM通道多重路徑延遲圖.....	49
圖 3-11 SCM通道最大路徑延遲為 25~40Ts之通道估計 .....	51
圖 3-12 SCM通道最大路徑延遲為 55~60Ts之通道估計 .....	51
圖 3-13 SCM通道最大路徑延遲為 80~90Ts之通道估計 .....	52
圖 3-14 SCM通道最大路徑延遲為 34Ts之不同時速通道估計 .....	52
圖 3-15 SCM通道最大路徑延遲為 56Ts之不同時速通道估計 .....	53
圖 3-16 SCM通道最大路徑延遲為 87Ts之不同時速通道估計 .....	53
圖 3-17 SCM通道最大路徑延遲為 120Ts之不同時速通道估計 .....	54
圖 4-1 接收端之多用戶同步時序圖 .....	56
圖 4-2 接收端之多用戶非同步時序圖 .....	57
圖 4-3 環形重建表示圖 .....	63
圖 4-4 非同步多用戶之干擾消除流程圖 .....	64
圖 4-5 多重路徑延遲通道脈衝響應.....	65
圖 4-6 兩用戶時間延遲為[0,15]，第一個用戶時間延遲為 0 之干擾消除、環形重建.....	67
圖 4-7 兩用戶時間延遲為[0,15]，第二個用戶時間延遲為 15 之干擾消除、環形重建.....	67
圖 4-8 兩用戶時間延遲為[0,20]，第一個用戶時間延遲為 0 之干擾消除、環形重建.....	68
圖 4-9 兩用戶時間延遲為[0,20]，第二個用戶時間延遲為 20 之干擾消除、環形重建.....	68
圖 4-10 兩用戶時間延遲為[0,30]，第一個用戶時間延遲為 0 之干擾消除、環形重建.....	69
圖 4-11 兩用戶時間延遲為[0,30]，第二個用戶時間延遲為 30 之干擾消除、環形重建.....	69
圖 4-12 三用戶時間延遲為[0,5,30]，第一個用戶時間延遲為 0 之干擾消除、環形	

重建.....	70
圖 4-13 三用戶時間延遲為[0,5,30]，第二個用戶時間延遲為 5 之干擾消除、環形重建.....	71
圖 4-14 三用戶時間延遲為[0,5,30]，第三個用戶時間延遲為 30 之干擾消除、環形重建.....	71
圖 4-15 四用戶時間延遲為[0,5,10,25]，第一個用戶時間延遲為 0 之干擾消除、環形重建.....	72
圖 4-16 四用戶時間延遲為[0,5,10,25]，第二個用戶時間延遲為 5 之干擾消除、環形重建.....	73
圖 4-17 四用戶時間延遲為[0,5,10,25]，第三個用戶時間延遲為 10 之干擾消除、環形重建.....	73
圖 4-18 四用戶時間延遲為[0,5,10,25]，第四個用戶時間延遲為 25 之干擾消除、環形重建.....	74



# 第 1 章 緒論

隨著科技與無線通訊技術的與日遽增，人們對於通訊的傳輸速率要求也越來越高。而正交分頻多工(OFDM)技術，其高速率傳輸的能力與對抗多重路徑效應的特性，是無線傳輸中最重要的技術之一。目前制訂的 WiMAX 便是以 OFDM 技術為系統架構，採用 IEEE802.16、802.16a...802.16d 和 802.16e 標準作為基礎，期待其無線、遠距、寬頻的傳輸特性能成為 WMAN（無線都會網路）的主流規格。802.16d[1]和 16e[2]更以 OFDM 為基礎發展出支援多用戶使用的 OFDMA 系統架構。802.16d 為固接式無線傳輸系統，雖可移動使用，但也僅限於慢速的個人走動，無法在高速移動(如行車)仍保持一定的通訊傳輸，為因應此問題，制訂了適合在高速移動的行動傳輸系統 802.16e，提供高速移動的服務持續性，及功率、用電上的精省性，除了省電外，期望在時速 120km 的移動速度下都能順暢通訊。

本論文便以 802.16e 為系統架構，處理在 802.16e 系統下的通道估計，和多用戶同步後，因為接收端多用戶間的時序上未能完全對準而產生的符元間干擾 (Inter-Symbol-Interference, ISI)。

在通道估計方面，在 802.16e 規格下，使用者接收到的資料是以群組 (cluster) 為單位，cluster 為時間和頻譜的兩集合，在時間上含兩個符元 (symbol)，在頻譜上含 14 個子載波 (subcarrier)。在下載 (downlink) 端，cluster 包含 4 個嚮導訊號 (pilot tone)。在 cluster 內單一個 symbol 僅含 2 個嚮導訊號 (pilot tone)，用此 2 個嚮導訊號來估其他 12 個 tone 的頻率響應仍嫌不夠，特別是在快速移動的環境下，通道的響應會快速變化，本論文的第一個部分即是在探討 16e 的通道估測。吾人利用此 symbol 的前一個和後一個 symbol 的嚮導訊號 (pilot tone) 內插作為此 symbol 可用的另外兩個嚮導訊號，使原本單一 symbol 內可用的 2 個嚮導訊號增加為 4 個嚮導訊號，再利用此 4 個嚮導訊號以

二階曲線來求得其他子載波的通道響應。

在 OFDMA 系統下，接收端接收多個用戶的資料時，實際上做完同步處理後多個用戶的時序可能未完整對齊，當多重路徑通道較長時，在各個用戶符元取樣後的資訊便會含有上一個符元的干擾。而符元間的干擾，對訊號會造成破壞，降低資料解調的正確率。故本論文的第二個部分是探討如何能夠有效地抑制因時序不同步所產生的多用戶 ISI 干擾。在 OFDM 系統中對抗 ISI 的有效方法就是在每個符元之前加上一段保護區間(Guard interval)，其長度必須大於等於脈衝響應的長度。因此脈衝響應若很長時，保護區間也要很長，然而在這段保護區間裡並無法傳送資料，造成頻寬使用效率的降低，亦減少系統的整體傳輸量。為了解決此問題，已有數種演算法被提出。論文[3]中採用決策回授復原濾波器(DFORF)以消除符元間干擾，然而濾波器採用的最小均方誤差運算法卻大大地增加運算複雜度。利用決策回授以消除干擾[4] (Decision Feedback IBI Mitigation in OFDM System)之演算法，利用嚮導訊號遞迴估出之通道響應(pilot-aided iterated channel estimation)，能提供可依賴的通道估計以消除 ISI 的干擾，在無線環境中有效率地運作。然而，上述之[3][4]是在單輸入單輸出正交分頻多工(SISO-OFDM)之歐數位電視地面廣播(DVB-T)之規格為標準進行模擬。本論文的研究的標準規格為 802.16e，而且考慮的是因為時序不同步所產生的多用戶 ISI 干擾，為 SISO-OFDMA 系統，故在此修正演算法來降低符元間干擾在 SISO-OFDMA 系統的影響。

## 第 2 章 通道模型

通道模型模擬現實環境下的通道狀況，在不同的環境底下，則需利用不同的環境參數來模擬通道。而一個通訊系統在不同的通道模型下則會有不同的效能，故依不同環境選定適當的通道模型來模擬現實的通道是非常重要的。在無線散射環境下，通道的行為可用多重路徑延遲模型(multipath delay profile)來表示，此模型如圖 2-1 所示，通道響應是時間和多重路徑延遲(tap)的函數。

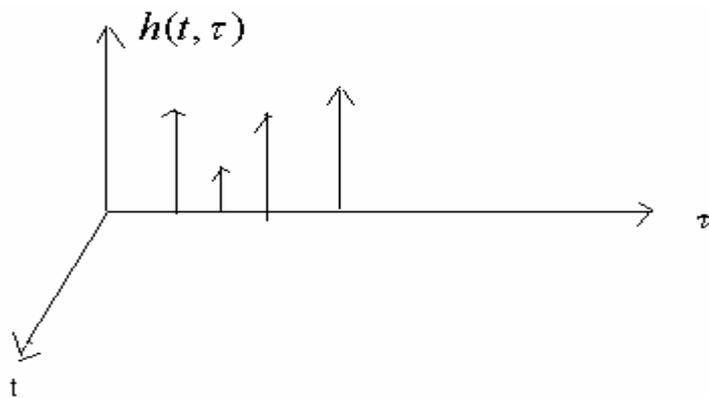


圖 2-1 多重路徑延遲通道

在無線環境下，通道的模型從適用於單輸入單輸出(SISO)系統發展到現今熱門的多輸入多輸出(MIMO)系統。單輸入單輸出(SISO)系統的通道模型主要受到路徑衰減(path loss)、多重路徑延遲、都普勒效應等時間和頻譜相關的环境參數影響。而多輸入多輸出(MIMO)系統除了包含上述效應影響外，更加入了環境的空間參數影響，像是接收端抵達角度(Angle-of-Arrival ; AOA)、傳送端發射角度(Angle-of-departure ; AOD)、角度擴展(Angular spread ; AS)等影響。而 AOA 表接收端接收到訊號的角度，AOD 表傳送端發射信號的角度，AS 表接收端和傳送端在不同路徑下接收和傳送信號所造成的最大角度差。

以下將分別介紹適用於 SISO 系統的 Stanford University Interim(SUI)通道模型[5]和 ITU-R 通道模型[6]，以及適用於 MIMO 系統的 Spatial Channel Model (SCM)通道模型[7]和 High Throughput Task Group(TGn)通道模型[8]。

## 2.1 SUI 通道模型

SUI 通道模型主要是由 IEEE802.16 寬頻無線接收工作團體 (Broadband Wireless Access Working Group) 於 2001 年制訂，適用於 802.16d 的固接式無線傳輸系統。

### 2.1.1 通道環境的限制

SUI 通道模型適用於以下環境：

- (1) 蜂巢(cell)半徑小於 10 公里。
- (2) 接收端天線高度在 2 到 10 公尺內。
- (3) 基台 (Base Station) 天線高度在 15 到 40 公尺內。
- (4) 蜂巢覆蓋範圍達 80~90%。



### 2.1.2 通道模型的介紹

SUI 通道模擬下有六個通道可供選擇，這六個通道是根據不同地形和不同環境參數 K-factor 和延遲擴展(Delay Spread)來劃分。地形主要有 A、B、C 三種，A 表樹林分佈較密的山丘地形，C 表樹林分佈稀疏的平坦地形，B 則是介於 A 和 C 中間程度的地形。K-factor 表示直射和折射路徑所接收的資料能量比例，K 越大，表示直射路徑的資料能量越大。Delay Spread 表示通道的多重路徑所造成接收資料的最大延遲。

其劃分結果如表 2-1 和表 2-2 所示。

Terrain Type	SUI Channels
C	SUI-1, SUI-2
B	SUI-3, SUI-4
A	SUI-5, SUI-6

表 2-1 SUI 通道根據地形的分類

K-Factor: Low

Doppler	Low delay spread	Moderate delay spread	High delay spread
Low	SUI-3		SUI-5
High		SUI-4	SUI-6



K-Factor: High

Doppler	Low delay spread	Moderate delay spread	High delay spread
Low	SUI-1,2		
High			

表 2-2 SUI 通道根據環境參數的分類

## 通道模型

在無線的散射環境下，通道模型為多重路徑延遲通道，SUI 通道採用 spike-pulse-exponential shape[9]模型來表示其多重路徑延遲特性:

$$P(\tau) = A \delta(\tau) + B \sum_{i=0}^{\infty} \exp(-i\Delta\tau/\tau_0) \delta(\tau-i\Delta\tau), \quad (2-1)$$

$P(\tau)$  為多重路徑延遲模型，係數  $A, B, \Delta\tau, \tau_0$  由實際上的通道實驗數據求得，在 SUI 通道模擬中為簡化情況，多重路徑延遲圖 (multipath delay profile) 中每根 tap 間的延遲根據多個實驗數據結果，給定一固定值，有詳細說明可見 2.1.4。

SUI 通道模型的產生過程如圖 2-2 所示。

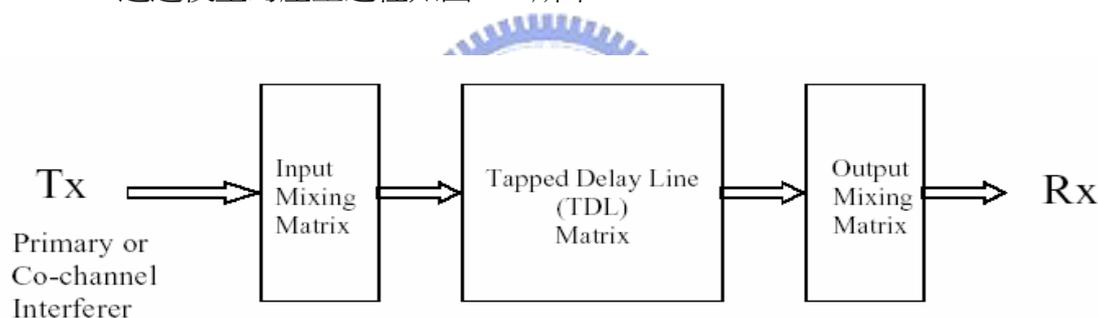


圖 2-2 通道產生流程圖

Tapped Delay Line(TDL)表示通道的多重路徑延遲包含 3 根 tap，此 3 根 tap 彼此間的時間延遲是不均勻相同。每根 tap 的能量大小則跟 K-factor 和最大都普勒頻率相關。圖 2-2 中 input mixing matrix 用於多根天線的環境下，定義傳輸資料彼此間的相關性（僅出現於 MIMO 系統）。而 output mixing matrix 則定義接收資料彼此間的相關性（僅出現於 MIMO 系統）。

適用於 SISO 系統下的 SUI 通道模型僅需經過圖 2-4 中間 TDL 的過程，而要產生適用於 MIMO 系統下的 SUI 通道，則必須再多得 input mixing matrix 和 output mixing matrix 兩個過程中的資訊，才能建立 MIMO 系統中通道彼此間的關係。

### 2.1.3 環境參數的模型介紹

以下分別介紹影響 SUI 通道模型的环境參數：路徑衰減(path loss)、K-factor、都普勒效應(Doppler effect)。各個環境參數都有其分別的數學模型，而在 SUI 通道模擬中為簡化情況，便將各個環境參數設定一固定值，詳情可見 2.1.4。

#### 路徑衰減(path loss)

當載波頻率接近 2GHz 和接收端天線高度在 2 公尺附近，所採用的 path loss 模型為：

$$PL = A + 10 \gamma \log_{10} (d/d_0) + s \quad \text{for } d > d_0, \quad (2-2)$$

$$A = 20 \log_{10}(4 \pi d_0 / \lambda) \quad (2-3)$$

PL為訊號在傳送過程中能量的衰減，單位為dB。λ為波長，單位是公尺。

$d_0=100\text{m}$ 。γ是path loss的指數項， $\gamma = (a - b h_b + c / h_b)$ ，係數a,b,c受地形影響，如表 2-3 所示。h<sub>b</sub>為基台(base station)高度，範圍在 10 到 80 公尺。S 為遮蔽效應(shadowing effect)，呈lognormal分佈，標準差在 8.2~10.6dB之間。

Model parameter	Terrain Type A	Terrain Type B	Terrain Type C
A	4.6	4	3.6
B	0.0075	0.0065	0.005
C	12.6	17.1	20

表 2-3 不同地形下路徑衰減的參數

### K-factor

SUI 通道係數為 Ricean 分佈，而影響 Ricean 分佈的重要因子便是 K-factor。K-factor 表直射和折射路徑所接收的資料能量比例。K 值越大，表直射路徑的資料能量越大。而 K 值主要受到環境中天氣，天線高度，天線距離，天線 beamwidth 影響，如下式所示。

$$K = F_s F_h F_b K_o d^\gamma u \quad (2-4)$$

$F_s$ 表天氣因素影響。在夏天 $F_s=1.0$ ，在冬天 $F_s=2.5$ 。 $F_h$ 表天線高度影響。  
 $F_h = (h/3)^{0.46}$ ， $h$ 是接受端天線高度，單位是公尺。 $F_b$ 表天線beamwidth影響。  
 $F_b = (b/17)^{-0.62}$ ， $b$ 為角度數。 $u$ 為lognormal變數，平均值為零，標準差為8.0dB。 $K_o=10, \gamma=-0.5$ 。

### 都普勒效應 (Doppler effect)

在固接式無線通道的模擬，都普勒的能量頻普密度(PSD)分佈主要以頻率零為中心，如圖 2-3 所示。其數學模型近似下式：

$$S(f) = \begin{cases} 1 - 1.72f_0^2 + 0.785f_0^4 & f_0 \leq 1 \\ 0 & f_0 > 1 \end{cases} \quad \text{where } f_0 = \frac{f}{f_m} \quad (2-5)$$

$f_m$  為最大都普勒頻率。

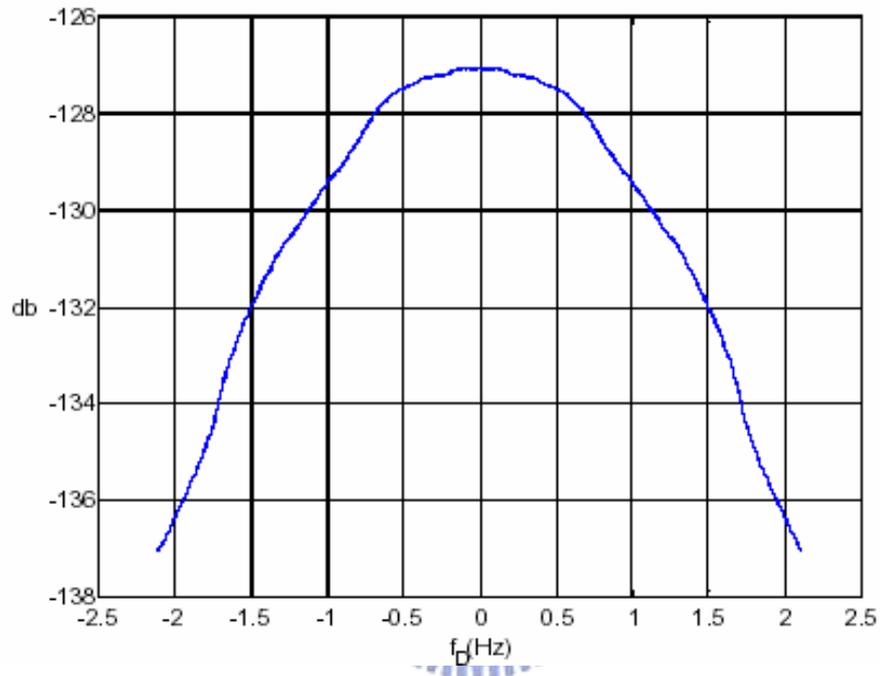


圖 2-3 都普勒能量頻普密度

#### 2.1.4 環境參數的設定和通道的模擬

SUI 通道模擬中為簡化情況，便將各個環境參數設定一固定值。環境參數設定如表 2-4~2-9 所示。

SUI – 1 Channel				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Units
Delay	0	0.4	0.9	μs
Power (omni ant.)	0	-15	-20	dB
90% K-fact. (omni)	4	0	0	
75% K-fact. (omni)	20	0	0	
Power (30° ant.)	0	-21	-32	dB
90% K-fact. (30°)	16	0	0	
75% K-fact. (30°)	72	0	0	
Doppler	0.4	0.3	0.5	Hz
Antenna Correlation:	$\rho_{ENV} = 0.7$		Terrain Type: C	
Gain Reduction Factor:	GRF = 0 dB		Omni antenna: $\tau_{RMS} = 0.111 \mu s$ ,	
Normalization Factor:	$F_{omni} = -0.1771 \text{ dB}$ , $F_{30^\circ} = -0.0371 \text{ dB}$		overall K: K = 3.3 (90%); K = 10.4 (75%)	
			30° antenna: $\tau_{RMS} = 0.042 \mu s$ ,	
			overall K: K = 14.0 (90%); K = 44.2 (75%)	

表 2-4 SUI-1 通道

SUI – 2 Channel				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Units
Delay	0	0.4	1.1	μs
Power (omni ant.)	0	-12	-15	dB
90% K-fact. (omni)	2	0	0	
75% K-fact. (omni)	11	0	0	
Power (30° ant.)	0	-18	-27	dB
90% K-fact. (30°)	8	0	0	
75% K-fact. (30°)	36	0	0	
Doppler	0.2	0.15	0.25	Hz
Antenna Correlation:	$\rho_{ENV} = 0.5$		Terrain Type: C	
Gain Reduction Factor:	GRF = 2 dB		Omni antenna: $\tau_{RMS} = 0.202 \mu s$ ,	
Normalization Factor:	$F_{omni} = -0.3930 \text{ dB}$ , $F_{30^\circ} = -0.0768 \text{ dB}$		overall K: K = 1.6 (90%); K = 5.1 (75%)	
			30° antenna: $\tau_{RMS} = 0.069 \mu s$ ,	
			overall K: K = 6.9 (90%); K = 21.8 (75%)	

表 2-5 SUI-2 通道

SUI – 3 Channel				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Units
Delay	0	0.4	0.9	μs
Power (omni ant.)	0	-5	-10	dB
90% K-fact. (omni)	1	0	0	
75% K-fact. (omni)	7	0	0	
Power (30° ant.)	0	-11	-22	dB
90% K-fact. (30°)	3	0	0	
75% K-fact. (30°)	19	0	0	
Doppler	0.4	0.3	0.5	Hz
Antenna Correlation:	$\rho_{ENV} = 0.4$		Terrain Type: B	
Gain Reduction Factor:	GRF = 3 dB		Omni antenna: $\tau_{RMS} = 0.264 \mu s$ ,	
Normalization Factor:	$F_{omni} = -1.5113 \text{ dB}$ , $F_{30^\circ} = -0.3573 \text{ dB}$		overall K: K = 0.5 (90%); K = 1.6 (75%)	
			30° antenna: $\tau_{RMS} = 0.123 \mu s$ ,	
			overall K: K = 2.2 (90%); K = 7.0 (75%)	

表 2-6 SUI-3 通道

SUI – 4 Channel				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Units
Delay	0	1.5	4	μs
Power (omni ant.)	0	-4	-8	dB
90% K-fact. (omni)	0	0	0	
75% K-fact. (omni)	1	0	0	
Power (30° ant.)	0	-10	-20	dB
90% K-fact. (30°)	1	0	0	
75% K-fact. (30°)	5	0	0	
Doppler	0.2	0.15	0.25	Hz
Antenna Correlation:		$\rho_{ENV} = 0.3$	Terrain Type: B	
Gain Reduction Factor:		GRF = 4 dB	Omni antenna: $\tau_{RMS} = 1.257 \mu s$	
Normalization Factor:		$F_{omni} = -1.9218 \text{ dB}$ , $F_{30^\circ} = -0.4532 \text{ dB}$	overall K: K = 0.2 (90%); K = 0.6 (75%)	
			30° antenna: $\tau_{RMS} = 0.563 \mu s$	
			overall K: K = 1.0 (90%); K = 3.2 (75%)	

表 2-7 SUI-4 通道

SUI – 5 Channel				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Units
Delay	0	4	10	μs
Power (omni ant.)	0	-5	-10	dB
90% K-fact. (omni)	0	0	0	
75% K-fact. (omni)	0	0	0	
50% K-fact. (omni)	2	0	0	
Power (30° ant.)	0	-11	-22	dB
90% K-fact. (30°)	0	0	0	
75% K-fact. (30°)	2	0	0	
50% K-fact. (30°)	7	0	0	
Doppler	2	1.5	2.5	Hz
Antenna Correlation:		$\rho_{ENV} = 0.3$	Terrain Type: A	
Gain Reduction Factor:		GRF = 4 dB	Omni antenna: $\tau_{RMS} = 2.842 \mu s$	
Normalization Factor:		$F_{omni} = -1.5113 \text{ dB}$ , $F_{30^\circ} = -0.3573 \text{ dB}$	overall K: K = 0.1 (90%); K = 0.3 (75%); K = 1.0 (50%)	
			30° antenna: $\tau_{RMS} = 1.276 \mu s$	
			overall K: K = 0.4 (90%); K = 1.3 (75%); K = 4.2 (50%)	

表 2-8 SUI-5 通道

SUI – 6 Channel				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Units
Delay	0	14	20	μs
Power (omni ant.)	0	-10	-14	dB
90% K-fact. (omni)	0	0	0	
75% K-fact. (omni)	0	0	0	
50% K-fact. (omni)	1	0	0	
Power (30° ant.)	0	-16	-26	dB
90% K-fact. (30°)	0	0	0	
75% K-fact. (30°)	2	0	0	
50% K-fact. (30°)	5	0	0	
Doppler	0.4	0.3	0.5	Hz
Antenna Correlation:		$\rho_{ENV} = 0.3$	Terrain Type: A	
Gain Reduction Factor:		GRF = 4 dB	Omni antenna: $\tau_{RMS} = 5.240 \mu s$	
Normalization Factor:		$F_{omni} = -0.5683 \text{ dB}$ , $F_{30^\circ} = -0.1184 \text{ dB}$	overall K: K = 0.1 (90%); K = 0.3 (75%); K = 1.0 (50%)	
			30° antenna: $\tau_{RMS} = 2.370 \mu s$	
			overall K: K = 0.4 (90%); K = 1.3 (75%); K = 4.2 (50%)	

表 2-9 SUI-6 通道

## 通道的模擬

首先產生 AWGN 的 Ricean 通道係數，再根據環境參數中的 K-factor，多重路徑延遲，定義出多重路徑延遲模型(multipath delay profile)，再加上都普勒效應，路徑衰減，便能模擬出 SISO 系統的 SUI 通道，若要將其擴充為 MIMO 系統的通道模型，則需利用傳送端和接收端的環境參數求得多通道間的相關性 [5]。通道模擬流程如圖 2-4 所示。

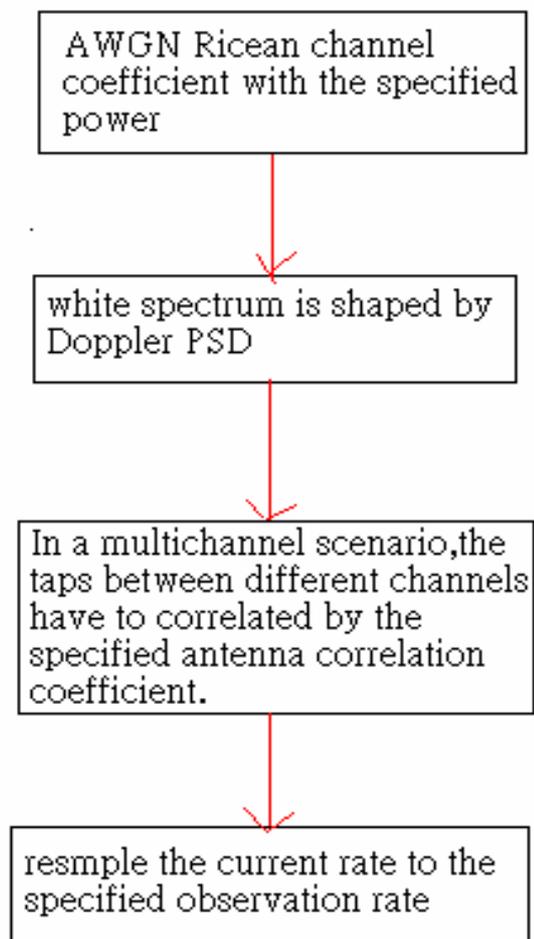


圖 2-4 通道模擬流程

## 2.2 ITU-R 通道模型

ITU-R 通道為第三代行動通訊的 IMT-200 系統的通道模型，適用於固接式 (fixed) 和行動 (mobile) 無線傳輸的 SISO 系統。而 ITU-R 通道模擬的環境可分成陸地和衛星兩大類，以下將著重於介紹陸地環境的通道模型模擬。

### 2.2.1 通道模型的介紹

通道行為的模擬是描述在無線散射環境下，接收信號為多個不同時間延遲的傳送信號乘上不同加重 (weight) 的總和，而不同的加重是互相獨立、平均值為零的複數高斯變數：

$$w(t) = \sum_{n=1}^N \sqrt{p_n} g_n(t) z(t - \tau_n) \quad (2-6)$$

$w(t)$  和  $z(t)$  為通道的輸出和輸入。 $p_n$  為加重值的強度。 $g_n$  為複數高斯變數的加重。

ITU-R 通道模擬分成三個環境：

(1) 室內測試環境 (indoor office test environment):

在此環境中僅需較小蜂巢和較低的傳送能量。行人和基台都位在室內環境。

(2) 室外到室內和行人測試環境 (outdoor to indoor pedestrian test environment):

在此環境中僅需較小蜂巢和較低的傳送能量。基台的天線高度較低且座落在室外，行人是位於街上或者建築物內。

(3) 運動測試環境 (vehicular test environment):

在此環境中需較大蜂巢和較高的傳送能量。行人處於較高速移動狀態下。

而各個環境又分別有 A，B 兩種通道，A 通道是適用於延遲擴展較小的通道模擬，B 通道是延遲擴展較大，適用於通道狀況較差的通道模擬。其結果如表 2-10~2-12 所示。

Tap	Channel A		Channel B		Doppler spectrum
	Relative delay (ns)	Average power (dB)	Relative delay (ns)	Average power (dB)	
1	0	0	0	0	Flat
2	50	-3.0	100	-3.6	Flat
3	110	-10.0	200	-7.2	Flat
4	170	-18.0	300	-10.8	Flat
5	290	-26.0	500	-18.0	Flat
6	310	-32.0	700	-25.2	Flat

表 2-10 室內測試環境



Tap	Channel A		Channel B		Doppler spectrum
	Relative delay (ns)	Average power (dB)	Relative delay (ns)	Average power (dB)	
1	0	0	0	0	Classic
2	110	-9.7	200	-0.9	Classic
3	190	-19.2	800	-4.9	Classic
4	410	-22.8	1 200	-8.0	Classic
5	-	-	2 300	-7.8	Classic
6	-	-	3 700	-23.9	Classic

表 2-11 室外到室內和行人測試環境

Tap	Channel A		Channel B		Doppler spectrum
	Relative delay (ns)	Average power (dB)	Relative delay (ns)	Average power (dB)	
1	0	0.0	0	-2.5	Classic
2	310	-1.0	300	0	Classic
3	710	-9.0	8.900	-12.8	Classic
4	1 090	-10.0	12 900	-10.0	Classic
5	1 730	-15.0	17 100	-25.2	Classic
6	2 510	-20.0	20 000	-16.0	Classic

表 2-12 運動測試環境

### 2.2.2 環境參數介紹

ITU-R 通道模型大部分環境參數都已定義在表 2-10~2-12 中，在此介紹另外兩個環境參數模型：路徑衰減和都普勒效應。

#### 路徑衰減(path loss)

在不同環境下採用不同的已化簡過的已化簡過的路徑衰減模型：

(1) 室內測試環境(indoor office test environment):

$$L = 37 + 30 \log_{10} R + 18.3 n \left( \frac{n+2}{n+1} - 0.46 \right) \quad (2-7)$$

L 的路徑衰減單位為 dB。R 為傳送端和接受端距離，單位是公尺。N 為傳送資料在室內單一路徑所經過的地板個數。

(2) 室外到室內和行人測試環境(outdoor to indoor pedestrian test environment):

$$L = 40 \log_{10} R + 30 \log_{10} f + 49 \quad (2-8)$$

L 的路徑衰減單位為 dB。R 為傳送端和接受端距離，單位是公里。f 為載波頻率。

(3) 運動測試環境(vehicular test environment):

$$L=40(1-4\times 10^{-3}\Delta h_b)\log_{10}R-18\log_{10}\Delta h_b+21\log_{10}f+80\text{ dB}\quad (2-9)$$

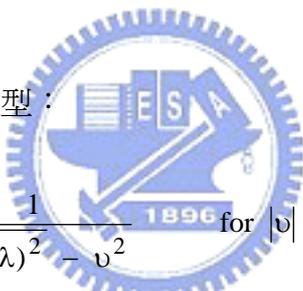
L 的路徑衰減單位為 dB。R 為傳送端和接受端距離，單位是公里。F 為載波頻率。 $\Delta h_b$ ：基台天線高度，單位為公尺。

### 都普勒效應(Doppler effect)

在此根據不同環境(表 2-10~2-11)使用典型(classic)或平坦(flat)都普勒頻譜(PSD)：

(1) 典型(classic)：

使用 Clarke 和 Jakes 模型：


$$P_n(v) = P(v) = \frac{1}{\pi} \frac{1}{\sqrt{(V/\lambda)^2 - v^2}} \text{ for } |v| < V/\lambda \quad (2-10)$$

V：移動端的速度。

$\lambda$ ：波長。

(2) 平坦(flat)：

$$P_n(v) = P(v) = \frac{\lambda}{2V} \text{ for } |v| < V/\lambda \quad (2-11)$$

V：移動端的速度。

$\lambda$ ：波長。

### 2.2.3 通道的模擬

ITU-R 通道模擬首先產生複數高斯隨機變數(Rayleigh)做為通道係數，再根據表 2-10~2-12 的環境參數定義出多重路徑延遲模型(multipath delay profile)，再加上路徑衰減和都普勒效應，便能模擬出適用於 SISO 系統的通道模型。

## 2.3 SCM 通道模型

SCM 通道為 3GPP 系統的通道模型，適用於固接式(fixed)和行動(mobile)無線傳輸的 MIMO 系統。

### 2.3.1 通道環境介紹

SCM 通道模擬分成以下三個環境：

(1)大型峰巢式郊區(suburban macro-cell)：

峰巢半徑範圍為 1-6 公里。基台天線高度大於建築物高度，高度在 10-80 公尺內，平均高度是 32 公尺。移動速度範圍在時速 0-250 公里。

(2)大型峰巢式城市(urban macro-cell)

峰巢半徑範圍為 1-6 公里。基台天線高度大於建築物高度，高度在 10-80 公尺內，平均高度是 32 公尺。移動速度範圍在時速 0-250 公里。

(3)小型峰巢式城市(urban micro-cell)

峰巢半徑範圍為 0.3-0.5 公里。基台天線高度等於或小於建築物高度，平均天線高度在 12.5 公尺左右。移動速度範圍在時速 0-120 公里。此環境的通道模型對於天線高度和散射環境較敏感！



### 2.3.2 通道參數的設定

SCM 通道為適用於 MIMO 系統的空間通道(Spatial channel)模擬，相較於 SISO 系統的通道模擬，除了考慮通道在時間和頻普上的效應，多加考慮了空間的關係。故環境參數除了時間和頻普的相關參數，更多了空間參數。其空間參數如圖 2-5 所示。群組(cluser)內包含多個小路徑(subpath)，每一小路徑(subpath)表訊號經障礙物反射到接收端的通道行爲。而在一範圍內的多個小路徑，具有相似的環境參數，故把其歸類為同一個群組。在 SCM 通道中模擬六個群組，一群組內包含 20 個小路徑。利用這六個群組的環境參數來模擬通道的六根延遲路徑 (tap)，即多重路徑延遲圖，表示通道的行爲。 $\theta_{BS}$  為基台天線陣列沿線的垂直線和 LOS 路徑的夾角，LOS 路徑為訊號由基台直接入射到行動端的路徑。 $\delta_{n,AoD}$  為第 n 個群組的發射角度(AOD)，AOD 為 LOS 路徑和基台到障礙物路徑的夾角。 $\Delta_{n,m,AoD}$  為第 n 個群組中第 m 個小路徑(subpath)和第 n 個群組的 AOD 角度差。 $\theta_{n,m,AoD}$  為第 n 個群組中第 m 個小路徑(subpath)的絕對 AOD， $\theta_{n,m,AoD} = \theta_{BS} + \delta_{n,AoD} + \Delta_{n,m,AoD}$ 。 $\theta_{MS}$  為行動端天線的法線和 LOS 路徑的夾角。 $\delta_{n,AoA}$  為第 n 個群組的入射角度(AOA)，AOA 為 LOS 路徑和行動端到障礙物路徑的夾角。 $\Delta_{n,m,AoA}$  為第 n 個群組中第 m 個小路徑(subpath)和第 n 個群組的 AOA 角度差。 $\theta_{n,m,AoA}$  為第 n 個群組中第 m 個小路徑(subpath)的絕對 AOA， $\theta_{n,m,AoA} = \theta_{MS} + \delta_{n,AoA} + \Delta_{n,m,AoA}$ 。 $\Omega_{BS}$  為基台天線的法線和絕對正北線的夾角，定義基台天線陣列的方向性。 $\Omega_{MS}$  為行動端天線的法線和絕對正北線的夾角，定義行動端天線陣列的方向性。 $v$  為行動端的速度向量。 $\theta_v$  為行動端的速度向量和行動端天線的法線的夾角， $\theta_v = \arg(v)$ 。

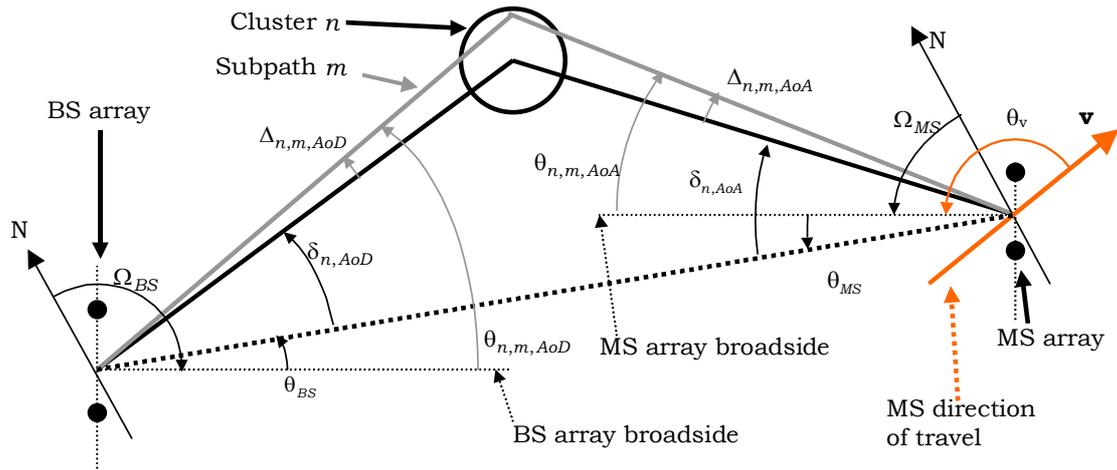


圖 2-5 空間參數

環境參數的設定如表 2-13 所示。而環境參數的設定以產生 suburban macro-cell 和 urban macro-cell 兩種環境通道參數的步驟為例：

1. 選擇為 suburban macro-cell 或 urban macro-cell 環境。
2. 定義基台和行動端距離和各個方向參數，如  $\theta_{BS}$ 、 $\theta_{MS}$ 、 $\Omega_{MS}$  和  $\mathbf{v}$ 。 $\Omega_{MS}$  為 i.i.d， $0 \sim 360$  度的均勻 (uniform) 分佈。設定速度向量  $\mathbf{v}$  的震幅值，其角度  $\theta_v$  為  $0 \sim 360$  度的均勻 (uniform) 分佈變數。
3. 定義延遲擴展(DS)、角度擴展(AS)、遮蔽衰減(SF)等參數。其設定如表 2-13 所示。延遲擴展(DS)表多重路徑延遲模型在多重路徑延遲(tap)的擴展，角度擴展(AS)表入射角度或發射角度的最大範圍，遮蔽衰減(SF)為訊號通過建築物所造成能量的衰減。在此  $\sigma_{DS}$ 、 $\sigma_{AS}$ 、 $\sigma_{SF}$  表延遲擴展(DS)、角度擴展(AS)、遮蔽衰減(SF)，均為 lognormal 隨機變數。 $\sigma_{AS} = 10^{(\epsilon_{AS}x + \mu_{AS})}$ ,  $x \sim \eta(0,1)$ ， $\sigma_{DS} = 10^{(\epsilon_{DS}x + \mu_{DS})}$ ,  $x \sim \eta(0,1)$ ， $x$  為平均值為零，變異數為一的高斯隨機變數。 $\mu_{AS}$ 、 $\epsilon_{AS}$ 、 $\mu_{DS}$ 、 $\epsilon_{DS}$  在表 2-13 中可得。

4. 定義 6 個多重路徑(tap)的延遲值。  $\tau'_n = -r_{DS} \sigma_{DS} \ln z_n$  ,  $n=1\dots 6$  , 且

$\tau'_{(N)} > \tau'_{(N-1)} > \dots > \tau'_{(1)}$  。  $z_n$  為 i.i.d 均勻(uniform)隨機變數,  $r_{DS}$  在表 2-13 可得,  $\sigma_{DS}$  在步驟 3 求得。

5. 定義 6 個多重路徑(tap)的平均能量。  $P'_n = e^{\frac{(1-r_{DS})(\tau'_{(n)}-\tau'_{(1)})}{r_{DS} \cdot \sigma_{DS}}} \cdot 10^{-\xi_n/10}$  ,  $n=1\dots 6$  。

$\xi_n$  為 i.i.d 高斯隨機變數, 標準差為 3dB。  $r_{DS}$  在表 2-13 可得,  $\sigma_{DS}$  和  $\tau'_{(n)}$  在步驟 3

和 4 可得。將  $P'_n$  做標準化(normalize),  $P_n = \frac{P'_n}{\sum_{j=1}^6 P'_j}$  , 即為 tap 的平均能量。

6. 定義六個 tap 的 AOD。AOD 為平均值為零的 i.i.d 高斯隨機變數  $\delta'_n \sim \eta(0, \sigma_{AoD}^2)$  ,

$n=1..6$  。  $\sigma_{AoD} = r_{AS} \sigma_{AS}$  ,  $r_{AS}$  在表 2-13 可得。  $\sigma_{AS}$  在步驟 3 中求得。再將產生的六個 AOD 依序由小排到大, 即 1 到 6 個 tap 相對應的 AOD。

7. 將多重路徑延遲圖的時間延遲搭配相對應的 AOD。即將步驟 3 的  $\tau_n$  和步驟 6 的  $\delta_{n,AoD}$  的環境參數相連接。

8. 定義在基台的 6 個群組中的 20 個小路徑(subpath)的  $\Delta_{n,m,AoD}$  。定義各個小路徑有其相對應的能量  $P_n/20$  ( $P_n$  為步驟 5 的第 n 個 tap 的平均能量) 和的 0~360 度均勻分佈的 i.i.d 角度  $\Phi_{n,m}$  。再由表 2-14 中可知各個小路徑和群組(即 tap)的角度差  $\Delta_{n,m,AoD}$  。

9. 定義六個 tap 的 AOA。AOA 為平均值為零的 i.i.d 高斯隨機變數  $\delta_{n,AoA} \sim \eta(0, \sigma_{n,AoA}^2)$

,  $n=1..6$  。  $\sigma_{n,AoA} = 104.12 \left( 1 - \exp(-0.2175 |10 \log_{10}(P_n)|) \right)$  ,  $P_n$  為步驟 5 中各個 tap 的平均能量。

10. 定義在行動端的 6 個群組中的 20 個小路徑(subpath)的 $\Delta_{n,m,AoA}$ 。由表 2-14 中可知各個小路徑和群組(即 tap)的角度差 $\Delta_{n,m,AoA}$ 。

11. 將基台和行動端的群組和小路徑的環境參數相連接。找出基台和行動端的群組和小路徑各自對應的能量，AOD，和時間延遲。

12. 定義 $\theta_{n,m,AoD}$ 和 $\theta_{n,m,AoA}$ 及基台和行動端的天線增益(antenna gain)。

$\theta_{n,m,AoD} = \theta_{BS} + \delta_{n,AoD} + \Delta_{n,m,AoD}$ ， $\theta_{n,m,AoA} = \theta_{MS} + \delta_{n,AoA} + \Delta_{n,m,AoA}$ 。天線增益可選擇為均勻分佈或拉普拉斯分佈。若為拉普拉斯分佈，基台的天線增益為 $\theta_{n,m,AoD}$ 的函數，行動端的天線增益為 $\theta_{n,m,AoA}$ 的函數。

13. 求得路徑衰減。利用步驟 2 所得的基台和行動端距離求得路徑衰減(path loss)，其公式在表 2-13 可知。



Channel Scenario	Suburban Macro	Urban Macro	Urban Micro
Number of paths ( $N$ )	6	6	6
Number of sub-paths ( $M$ ) per-path	20	20	20
Mean AS at BS AS at BS as a lognormal RV $\sigma_{AS} = 10^{\wedge}(\varepsilon_{AS}x + \mu_{AS}), x \sim \eta(0,1)$	$E(\sigma_{AS})=5^0$ $\mu_{AS} = 0.69$ $\varepsilon_{AS} = 0.13$	$E(\sigma_{AS})=8^0, 15^0$ $8^0 \mu_{AS} = 0.810$ $\varepsilon_{AS} = 0.34$ $15^0 \mu_{AS} = 1.18$ $\varepsilon_{AS} = 0.210$	NLOS: $E(\sigma_{AS})=19^0$ N/A
$r_{AS} = \sigma_{AoD} / \sigma_{AS}$	1.2	1.3	N/A
Per-path AS at BS (Fixed)	2 deg	2 deg	5 deg (LOS and NLOS)
BS per-path AoD Distribution standard distribution	$\eta(0, \sigma_{AoD}^2)$ where $\sigma_{AoD} = r_{AS} \sigma_{AS}$	$\eta(0, \sigma_{AoD}^2)$ where $\sigma_{AoD} = r_{AS} \sigma_{AS}$	U(-40deg, 40deg)
Mean AS at MS	$E(\sigma_{AS, MS})=68^0$	$E(\sigma_{AS, MS})=68^0$	$E(\sigma_{AS, MS})=68^0$
Per-path AS at MS (fixed)	$35^0$	$35^0$	$35^0$
MS Per-path AoA Distribution	$\eta(0, \sigma_{AoA}^2(\text{Pr}))$	$\eta(0, \sigma_{AoA}^2(\text{Pr}))$	$\eta(0, \sigma_{AoA}^2(\text{Pr}))$
Delay spread as a lognormal RV $\sigma_{DS} = 10^{\wedge}(\varepsilon_{DS}x + \mu_{DS}), x \sim \eta(0,1)$	$\mu_{DS} = -6.80$ $\varepsilon_{DS} = 0.288$	$\mu_{DS} = -6.18$ $\varepsilon_{DS} = 0.18$	N/A
Mean total RMS Delay Spread	$E(\sigma_{DS})=0.17 \mu\text{s}$	$E(\sigma_{DS})=0.65 \mu\text{s}$	$E(\sigma_{DS})=0.251 \mu\text{s}$ (output)
$r_{DS} = \sigma_{delays} / \sigma_{DS}$	1.4	1.7	N/A
Distribution for path delays			U(0, 1.2 $\mu\text{s}$ )
Lognormal shadowing standard deviation, $\sigma_{SF}$	8dB	8dB	NLOS: 10dB LOS: 4dB
Pathloss model (dB), $d$ is in meters	$31.5 + 35\log_{10}(d)$	$34.5 + 35\log_{10}(d)$	NLOS: $34.53 + 38\log_{10}(d)$ LOS: $30.18 + 26\log_{10}(d)$

表 2-13 環境參數

Sub-path # ( <i>m</i> )	Offset for a 2 deg AS at BS (Macrocell) $\Delta_{n,m,AoD}$ (degrees)	Offset for a 5 deg AS at BS (Microcell) $\Delta_{n,m,AoD}$ (degrees)	Offset for a 35 deg AS at MS $\Delta_{n,m,AoA}$ (degrees)
1, 2	± 0.0894	± 0.2236	± 1.5649
3, 4	± 0.2826	± 0.7064	± 4.9447
5, 6	± 0.4984	± 1.2461	± 8.7224
7, 8	± 0.7431	± 1.8578	± 13.0045
9, 10	± 1.0257	± 2.5642	± 17.9492
11, 12	± 1.3594	± 3.3986	± 23.7899
13, 14	± 1.7688	± 4.4220	± 30.9538
15, 16	± 2.2961	± 5.7403	± 40.1824
17, 18	± 3.0389	± 7.5974	± 53.1816
19, 20	± 4.3101	± 10.7753	± 75.4274

表 2-14 小路徑和群組的角度差

### 2.3.3 通道係數的產生



根據 2.3.2 的環境參數的設定，將相對應的環境參數帶入下式，再加上路徑衰減，便能模擬通道行爲。

$$h_{u,s,n}(t) = \sqrt{\frac{P_n \sigma_{SF}}{M}} \sum_{m=1}^M \left( \begin{array}{l} \sqrt{G_{BS}(\theta_{n,m,AoD})} \exp(j[kd_s \sin(\theta_{n,m,AoD}) + \Phi_{n,m}]) \times \\ \sqrt{G_{MS}(\theta_{n,m,AoA})} \exp(jkd_u \sin(\theta_{n,m,AoA})) \times \\ \exp(jk\|\mathbf{v}\| \cos(\theta_{n,m,AoA} - \theta_v) t) \end{array} \right) \quad (2-12)$$

$h_{u,s,n}(t)$  表  $t$  時間的第  $u$  個行動端天線和第  $s$  個基台天線的通道係數。 $P_n$  為步驟 5 中的第  $n$  個 tap 的平均能量。 $\sigma_{SF}$  為步驟 3 求得的 SF。 $M=20$ ，表一群組內的小路徑數。 $G_{MS}(\theta_{n,m,AoA})$  和  $G_{BS}(\theta_{n,m,AoD})$  為步驟 12 的基台和行動端的天線增益。 $k=2\pi/\lambda$ ， $\lambda$  為波長。 $d_s$  為基台天線陣列中各天線和第一根天線的距離。 $d_u$  為行動端天線陣列中各天線和第一根天線的距離。 $\Phi_{n,m}$  為步驟 8 求的第  $n$  個 tap 中的第  $m$

個小路徑的角度。 $\theta_{n,m,AoD}$  為步驟 12 的第  $n$  個 tap 中的第  $m$  個小路徑的 AOD。

$\theta_{n,m,AoA}$  為步驟 12 的第  $n$  個 tap 中的第  $m$  個小路徑的 AOA。 $\|\mathbf{v}\|$  和  $\theta_v$  為步驟 2 的行動端的速度震幅和角度。

### 2.3.4 通道的模擬

通道的模擬流程圖如圖 2-5 所示。先選擇所在的環境，再根據所在的環境設定環境參數，將環境參數帶入通道係數的公式，便能產生模擬通道行為的通道係數。

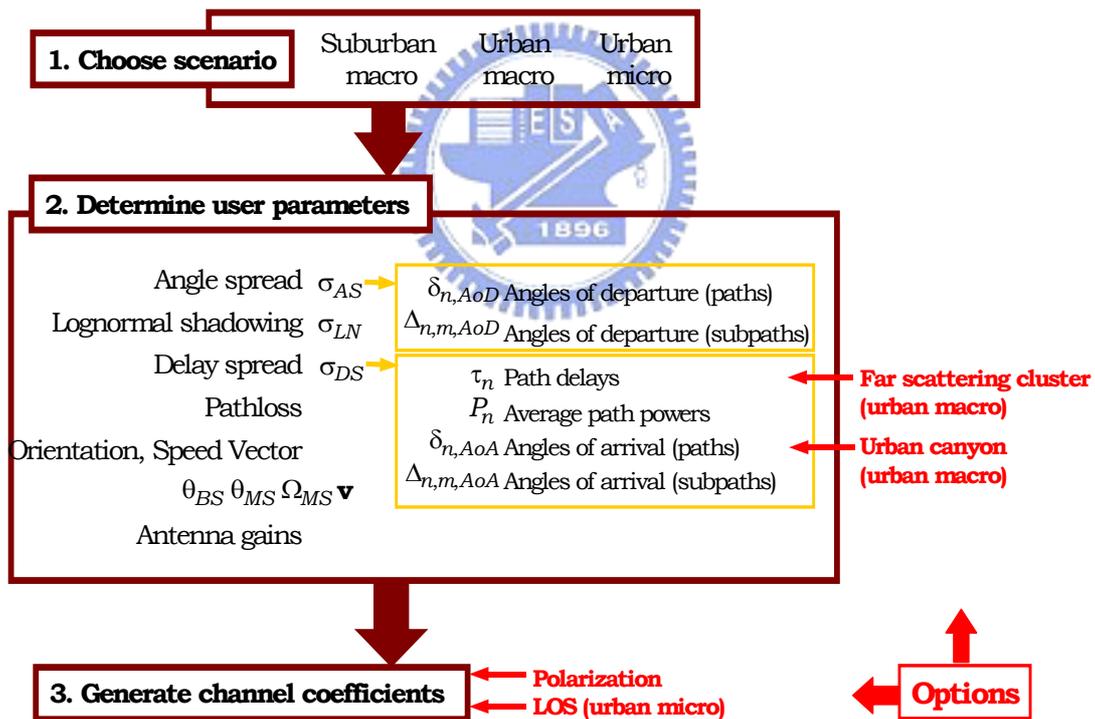


圖 2-6 通道模擬流程圖

## 2.4 TGn 通道模型

TGn 通道為 IEEE 制訂為 802.11n 的通道模型，適用於室內多輸入多輸出無線區域網路（MIMO WLAN），其模型架構源自於由 Saleh 和 Valenzuela 的群組 (cluster)模型[10]。802.11n 的通道模型共有 A,B,C,D,E,F 六種，模擬出不同環境底下的通道，而六種通道分別各自有不同的群組數和多重路徑抵達時間(tap)。

在一固定的傳送端和接收端天線架構下，利用多重路徑抵達的能量大小，接收端抵達和傳送端發射的角度(AOA and AOD)及角度的擴展(AS)，再考慮一些環境所造成的能量衰減，就能模擬出適用於室內多輸入多輸出無線區域網路

(MIMO WLAN) 的 802.11n 通道模型。

### 2.4.1 通道矩陣介紹

通道模型可經由通道矩陣(channel matrices)  $H$  模擬傳送端和接收端之間通道的特性。當接收端有  $n$  根天線，傳送端有  $m$  根天線時，通道矩陣  $H$  為一  $n \times m$  的矩陣。在每一瞬間，每一多重路徑 (tap)下的通道矩陣  $H$  可分解成一個固定矩陣 (Line of Sight ,LOS) 和一個 Rayleigh 矩陣 (Non-Line of Sight ,NLOS) [11]。以四根傳送和接收天線為例：

$$H = \sqrt{P} \left( \sqrt{\frac{K}{K+1}} H_F + \sqrt{\frac{1}{K+1}} H_v \right)$$

$$= \sqrt{P} \left[ \sqrt{\frac{K}{K+1}} \begin{bmatrix} e^{j\phi_{11}} & e^{j\phi_{12}} & e^{j\phi_{13}} & e^{j\phi_{14}} \\ e^{j\phi_{21}} & e^{j\phi_{22}} & e^{j\phi_{23}} & e^{j\phi_{24}} \\ e^{j\phi_{31}} & e^{j\phi_{32}} & e^{j\phi_{33}} & e^{j\phi_{34}} \\ e^{j\phi_{41}} & e^{j\phi_{42}} & e^{j\phi_{43}} & e^{j\phi_{44}} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} & X_{13} & X_{14} \\ X_{21} & X_{22} & X_{23} & X_{24} \\ X_{31} & X_{32} & X_{33} & X_{34} \\ X_{41} & X_{42} & X_{43} & X_{44} \end{bmatrix} \right] \quad (2-13)$$

其中  $P$  為接收端總能量。  $X_{ij}$  為 Rayleigh 矩陣  $H_v$  的係數，為一相關複數高斯隨機變數，其平均值為零，變異數為一。  $\text{Exp}(j\Phi_{ij})$  為固定矩陣  $H_F$  的係數，為一固定

常數。K則為Rician K-因子，根據不同的通道模型，有不同的值，其值如 2.4.3 節中的表 2.16 所示。

Rayleigh矩陣 $H_v$ 可由接收端和傳送端的相關矩陣( $R_{rx}$ 和 $R_{tx}$ )經由下式求得：

$$[X] = [R_{rx}]^{1/2} [H_{iid}] \left( [R_{tx}]^{1/2} \right)^T \quad (2-14)$$

$[\ ]^{1/2}$  表Cholesky factorization。 $H_{iid}$ 為一獨立複數高斯隨機變數所組成的矩陣，其高斯變數平均值為零，變異數為一。而接收端和傳送端相關矩陣( $R_{rx}$ 和 $R_{tx}$ )，其組成成分如下：(以四根傳送和接收天線為例)

$$R_{tx} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{tx12} & \rho_{tx13} & \rho_{tx14} \\ \rho_{tx21} & 1 & \rho_{tx23} & \rho_{tx24} \\ \rho_{tx31} & \rho_{tx32} & 1 & \rho_{tx34} \\ \rho_{tx41} & \rho_{tx42} & \rho_{tx43} & 1 \end{bmatrix} \quad R_{rx} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{rx12} & \rho_{rx13} & \rho_{rx14} \\ \rho_{rx21} & 1 & \rho_{rx23} & \rho_{rx24} \\ \rho_{rx31} & \rho_{rx32} & 1 & \rho_{rx34} \\ \rho_{rx41} & \rho_{rx42} & \rho_{rx43} & 1 \end{bmatrix}$$

其組成成分是由複數相關係數組成( $\rho_{txij}$ 和 $\rho_{rxij}$ )，可經由能量角度頻普(Power Angular Spectrum, PAS)，接收端抵達角度(AOA)或傳送端發射角度(AOD)，和角度擴展(AS)來定義。每個群組(cluster)和每個路徑(tap)的AS, AOA和AOD則是經由前人的實驗數據和研究，制訂一個統計模型來模擬。詳情將在 2.4.3 節介紹。

而能量角度頻普(PAS)表在每一群組(cluster)下接收端或傳送端所接收或傳送到的信號在不同角度下的能量大小。在不同的環境下有不同的 PAS 分佈，主要有 uniform, truncated Gaussian 和 truncated Laplacian 分佈，如圖 2-7 所示，在郊區和城市主要是 truncated Laplacian 分佈。而影響 PAS 分佈的兩個重要參數為 AOA(或 AOD)和 AS, AS 和 AOA 均會影響 PAS 的分佈形狀, AOA 主要決定 PAS 的分佈形狀，而 AS 主要影響 PAS 的標準差。

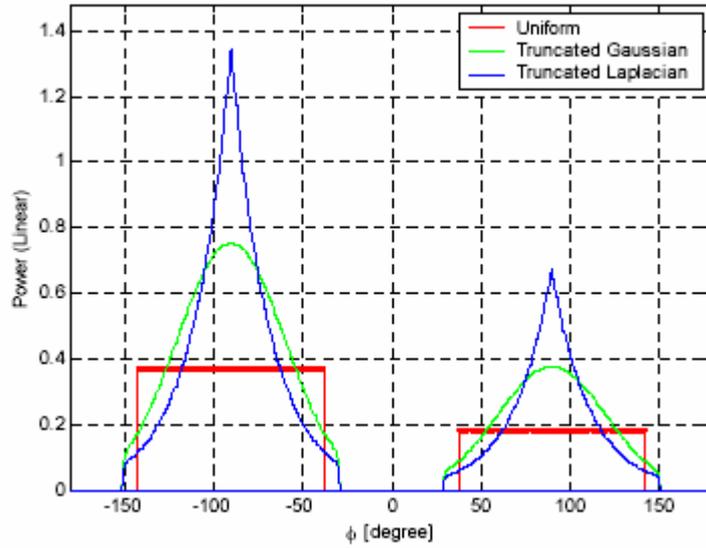


圖 2-7 兩群組下的 PAS 均限制在[-60 度,60 度]，AOA{-90,90 度}和 AS 為 30 度  
在此，一個群組下的 AOA 近似 Laplacian 機率分佈[12,13,14]：(如圖 2-8 所示)

$$p(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma} e^{-|\sqrt{2}\theta/\sigma|} \quad (2-15)$$

$\theta$  為 AOA。 $\sigma$  為 PAS 的標準差，主要受 AS 影響。

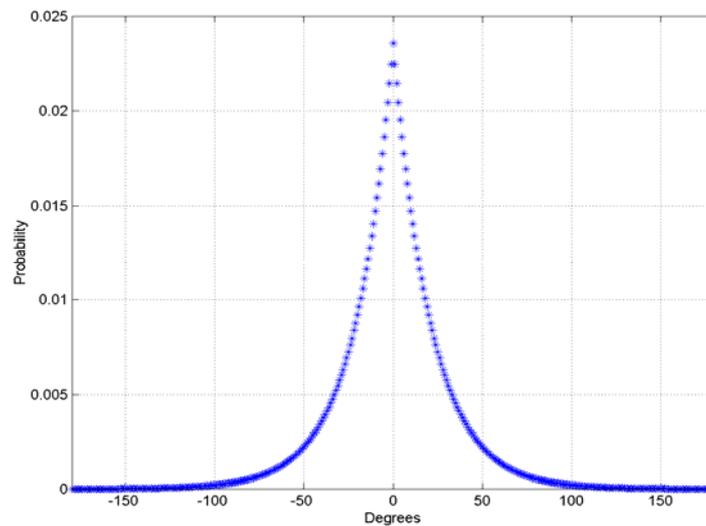


圖 2-8 AOA 分佈，AS 為 30 度

在已知 PAS 分佈, AS 和 AOA(或 AOD)下, 即可求得複數相關係數  $\rho$ 。在均勻線性陣列(ULA)環境下, 線性天線陣列的複數相關係數可表示如下[15]:

$$\rho = \int_{-\pi}^{\pi} e^{-jD \sin \phi} \cdot PAS(\phi) d\phi = R_{xx}(D) + jR_{xy}(D) \quad (2-16)$$

而

$$R_{xx}(D) = \int_{-\pi}^{\pi} \cos(D \sin \phi) PAS(\phi) d\phi$$

$$R_{xy}(D) = \int_{-\pi}^{\pi} \sin(D \sin \phi) PAS(\phi) d\phi$$

$D=2\pi d/\lambda$ ,  $d$  為傳送端和接收端的距離,  $\lambda$  為傳送訊號波長。

## 2.4.2 群組模型簡介

802.11n 通道模型中通道彼此間的相關性主要建構在由 Saleh 和 Valenzuela 提出的群組(cluster)[16]架構上, 在不同的通道模型 (A-F) 中各自有其固定的群組數, 而群組之內也有各自的多重路徑(taps)。而在制訂 802.11n 通道上, 都是以群組為一個單位來設置參數, 如 AOA,AOD,AS 等等, 在下一節將會詳述。

群組架構在描述接收信號經通道後其每個多重路徑 (taps)的能量, 可用能量延遲圖表示, 如圖 2-10 所示。在群組架構中, 群組之間及多重路徑(taps)之間的延遲有相關性, 能量也有相關性, 其相關性如下三點:

(1) 群組和群組之間的能量成指數衰減, 而在群組之內的多重路徑 (taps)之間的能量也成指數衰減。其相關性如下所示:

$$\overline{\beta_{kl}^2} = \overline{\beta^2(0,0)} e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{kl}/\gamma} \quad (2-17)$$

其中  $\beta_{kl}$  為接收信號振幅, 為 Rayleigh 隨機變數,  $\overline{\beta_{kl}^2}$  則為  $\beta_{kl}$  的平均能量。 $\overline{\beta^2(0,0)}$  為第一個群組中第一個多重路徑延遲(tap)的平均能量。 $T_l$  為第  $l$  個群組所抵達時間,  $\tau_{kl}$  為第  $l$  個群組中第  $k$  個多重路徑(tap)抵達時間。 $\Gamma$  和  $\gamma$  分別定義群組間和多重路徑(taps)間的衰減速率。

(2) 群組之間抵達時間機率分佈如下：

$$p(T_l | T_{l-1}) = \Lambda e^{-\Lambda(T_l - T_{l-1})} \quad (2-18)$$

(3) 多重路徑 (taps) 之間抵達時間機率分佈如下：

$$p(\tau_{kl} | \tau_{k-1,l}) = \lambda e^{-\lambda(T_l - T_{l-1})} \quad (2-19)$$

$\Lambda$ 和 $\lambda$ 分別為群組和多重路徑抵達速率。

802.11n 的通道模型便是依據上列的群組架構，再將其群組之間做部分的重疊，固定每個多重路徑之間的延遲，再重新分佈其能量大小。其結果如圖 2-10 所示(詳情可參考[1]附錄 A)。(以通道模型 D 為例)

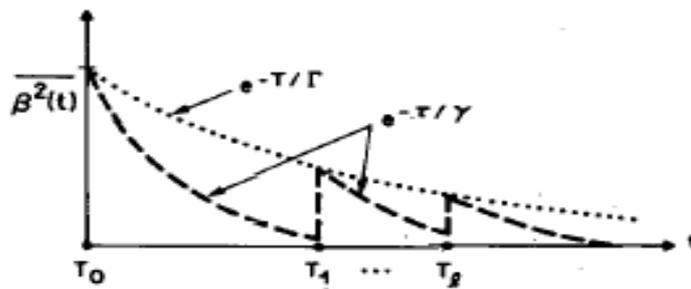


圖 2-9 群組間的相關性

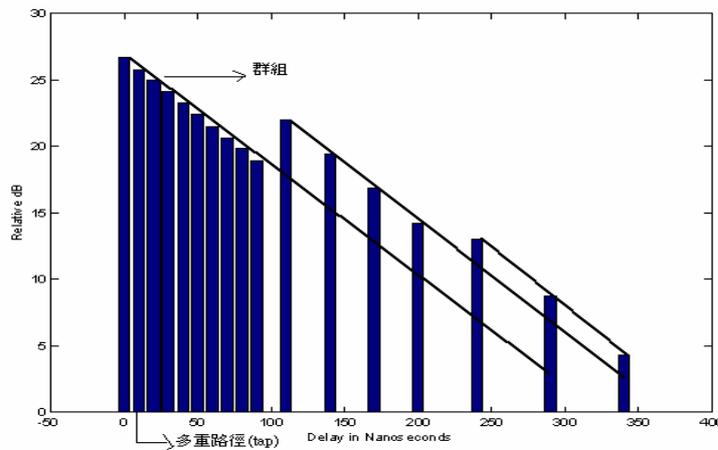


圖 2-10 群組架構

### 2.4.3 通道模型介紹和環境參數的設定

#### 通道模型

在不同的環境下，根據不同的情況(LOS and NLOS)，有不同對應的通道模型，如表 2-1 所示。

Environment	Condition	Model
Residential	LOS	B - LOS
	NLOS	B - NLOS
Residential/ Small Office	LOS	B - LOS
	NLOS	C - NLOS
Typical Office	LOS	C - LOS
	NLOS	D - NLOS
Large Office	LOS	D - LOS
	NLOS	E - NLOS
Large Space/ (Indoors and Outdoors)	LOS	E - LOS
	NLOS	F - NLOS
Stadium/Microcell	LOS	F - LOS

表 2-15 通道模型分類

#### 環境參數

在不同的模型 A-F 中，LOS 和 NLOS 有不同的 K 值，方均根角度擴展(rms DS)和群組數，如表 2-16 所示。在 LOS 情況下，第一個群組(cluster)的第一個多重路徑(tap)採用表 2-16 的 K 值，而其他的群組和多重路徑採用的 K 值則為負無窮大 (dB)；在 NLOS 情況下，群組和多重路徑的 K 值均為負無窮大(dB)。

Model	K-factor (dB) (LOS/NLOS)	rms delay spread (ns)	Cluster
A (optional)	0 / - ∞	0	1
B	0 / - ∞	15	2
C	0 / - ∞	30	2
D	3 / - ∞	50	3
E	6 / - ∞	100	4
F	6 / - ∞	150	6

表 2-16 通道之環境參數

經由傳送端和接收端的相關矩陣(correlation matrices)及環境參數的設定便能模擬其通道模型。在定義出通道矩陣和群組模型後，接下來再定義其環境參數：每個群組的角度擴展(AS)，接收端抵達角度(AOA)，傳送端發射角度(AOD)。因為每個群組內的各個路徑(tap)下的 AS, AOA, AOD 均相同，故我們只需定義出每個群組的 AS, AOA, AOD。



(1) 每一群組的角度擴展(AS)和方均根角度擴展(rms DS)

方均根角度擴展(rms DS)是用來測量多重路徑延遲模型在時間延遲上的擴展，而多重路徑延遲模型則是描述在不同的路徑延遲下的能量和時間延遲，如圖 2-10 所示。根據前人的實驗結果，發現 cluster rms DS 和 AS 有很大的相關性，故我們可以藉由 cluster rms DS 來求得 AS。而 AS 為隨機變數，根據前人實驗結果，群組角度擴展平均值(mean cluster AS) 在 20 度到 40 度。在 802.11n 通道模型 A-F 中，為了使群組角度擴展平均值(mean cluster AS)為 20 度到 40 度且 AS 又和 cluster rms DS 有相關性，故 mean cluster AS 符合下式：

$$\overline{AS} = 0.32\overline{DS} + 9.88 \text{ (dB)} \quad (2-20)$$

$\overline{AS}$  為 mean cluster AS,  $\overline{DS}$  為 mean cluster rms DS。通道模型 A-F 的 mean rms DS 和其標準差如表 2-17 所示。(表 2-17 數據是根據前人實驗結果得來, 根據實驗所得 DS 數據, 得出每個群組的 rms DS, 在求得其平均值和標準差)

根據以上求得的  $\overline{AS}$  (mean cluster AS) 和  $\overline{DS}$  (mean cluster rms DS), 再求得不同群組中的 AS 和 rms DS :

$$DS = \overline{DS} + \sigma_d x \text{ (dB)} \quad (2-21)$$

$$AS = \overline{AS} + \sigma_a y \text{ (dB)} \quad (2-22)$$

$$y = \rho x + \sqrt{1 - \rho^2} z \quad (2-23)$$

x, y 為平均值為零, 變異數為一的高斯隨機變數, x 和 y 的相關係數  $\rho$  為 0.7。  
z 為獨立的高斯隨機變數, 其平均值為零, 變異數為一。 $\sigma_d$  和  $\sigma_a$  為 mean cluster rms DS 的標準差, 在此假設  $\sigma_d = \sigma_a$ 。AS 和 DS 為各別群組的角度擴展 (AS) 和延遲擴展 (DS)。

以通道模型 B 為例, 通道 B 的第一個群組的 AS 和 DS 以 (2-21) 和 (2-22) 產生, 而第二個群組的 AS 和 DS 再以 (2-21) 和 (2-22) 產生一次。

Model	Mean cluster rms DS (dB)	Cluser rms DS 的標準差 (dB)
B	9.7498	1.6879
C	12.3535	0.2767
D	16.3392	0.6373
E	18.8981	0.3007
F	19.1173	1.1267

表 2-17 cluster rms DS

## (2)平均接收端抵達角度(mean AOA)和傳送端發射角度(mean AOD)

理論上，在一群組內的 AOA 近似為 Laplacian 機率分佈，而在 802.11n 中則設定同一群組內的多重路徑有相同的 AOA 平均值和 AOD 平均值，而不同群組則有不同的 AOA 平均值和 AOD 平均值。根據[12,13]，有相關性的群組的 AOA 平均值和 AOD 平均值對所有角度為均勻隨機變數(uniform random variables)，故在不同的群組的 AOA 平均值和 AOD 平均值則是自角度 0~360 度隨機取一角度。

## 通道模擬

依據上述的通道模型架構簡介，再根據下列八個步驟即可模擬出 802.11n 通道：

(1)求得訊號經過通道抵達接收端的能量延遲圖。即每個群組(cluster)下，各個多重路徑 (taps)的能量。

(2)定義 A-F 通道模型的群組數(cluster)。

(3)擴充每個群組(cluster)使其部分互相重疊，再定義每個多重路徑(taps)的能量 [8]。

(4)定義每個群組(cluster)，每個多重路徑(tap)的能量角度頻普(PAS)。(為拉普拉斯 Laplacian 分佈)。

(5)定義每個群組(cluster)，每個多重路徑(taps)的角度擴充(AS)。

(6)定義每個群組(cluster)，每個多重路徑(taps)的接收端抵達角度(AOA)和傳送端發射角度(AOD)。

(7)定義傳送和接收端天線的架構。

(8)計算每個瞬間，每個多重路徑(taps)下接收端和傳送端的相關矩陣( $R_{rx}$  和  $R_{tx}$ )。

## 2.4.4 802.11n 在 matlab 的實現

在 2.3 節提到的通道模擬八個步驟是理論上 802.11n 通道的模擬過程，然而在 matlab 實踐 802.11n 通道時，爲了簡化複雜度和統一通道，原本應該爲隨機變數的一些參數，在此都設定爲固定值，其參數設定結果就如同圖 2-5~2-10，分別表示通道 A-F 參數的設定[17]。

Tap index	1
Excess delay [ns]	0
Power [dB]	0
AoA [°]	45
AS (receiver) [°]	40
AoD [°]	45
AS (transmitter) [°]	40

圖 2-11 通道 A

Tap index	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Excess delay [ns]	0	10	20	30	40	50	60	70	80
Cluster 1 Power [dB]	0	-5.4	-10.8	-16.2	-21.7	...	...	...	...
AoA [°]	43	43	43	43	43	...	...	...	...
AS (receiver) [°]	14.4	14.4	14.4	14.4	14.4	...	...	...	...
AoD [°]	225.1	225.1	225.1	225.1	225.1	...	...	...	...
AS (transmitter) [°]	14.4	14.4	14.4	14.4	14.4	...	...	...	...
Cluster 2 Power [dB]	...	...	-3.2	-6.3	-9.4	-12.5	-15.6	-18.7	-21.8
AoA [°]	...	...	118.4	118.4	118.4	118.4	118.4	118.4	118.4
AS [°]	...	...	25.2	25.2	25.2	25.2	25.2	25.2	25.2
AoD [°]	...	...	106.5	106.5	106.5	106.5	106.5	106.5	106.5
AS [°]	...	...	25.4	25.4	25.4	25.4	25.4	25.4	25.4

圖 2-12 通道 B

Tap index	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	
Excess delay [ns]	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	110	140	170	200	
Cluster 1	Power [dB]	0	-2.1	-4.3	-6.5	-8.6	-10.8	-13.0	-15.2	-17.3	-19.5				
AoA	AoA [°]	290.3	290.3	290.3	290.3	290.3	290.3	290.3	290.3	290.3	290.3				
AS (receiver)	AS [°]	24.6	24.6	24.6	24.6	24.6	24.6	24.6	24.6	24.6	24.6				
AoD	AoD [°]	13.5	13.5	13.5	13.5	13.5	13.5	13.5	13.5	13.5	13.5				
AS (transmitter)	AS [°]	24.7	24.7	24.7	24.7	24.7	24.7	24.7	24.7	24.7	24.7				
Cluster 2	Power [dB]							-5.0	-7.2	-9.3	-11.5	-13.7	-15.8	-18.0	-20.2
AoA	AoA [°]							332.3	332.3	332.3	332.3	332.3	332.3	332.3	332.3
AS	AS [°]							22.4	22.4	22.4	22.4	22.4	22.4	22.4	22.4
AoD	AoD [°]							56.4	56.4	56.4	56.4	56.4	56.4	56.4	56.4
AS	AS [°]							22.5	22.5	22.5	22.5	22.5	22.5	22.5	22.5

圖 2-13 通道 C

Tap index	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	
Excess delay [ns]	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	110	140	170	200	240	290	340	390	
Cluster 1	Power [dB]	0	-0.9	-1.7	-2.6	-3.5	-4.3	-5.2	-6.1	-6.9	-7.8	-9.0	-11.1	-13.7	-16.3	-19.3	-23.2		
AoA	AoA [°]	158.9	158.9	158.9	158.9	158.9	158.9	158.9	158.9	158.9	158.9	158.9	158.9	158.9	158.9	158.9	158.9		
AS (receiver)	AS [°]	27.7	27.7	27.7	27.7	27.7	27.7	27.7	27.7	27.7	27.7	27.7	27.7	27.7	27.7	27.7	27.7		
AoD	AoD [°]	332.1	332.1	332.1	332.1	332.1	332.1	332.1	332.1	332.1	332.1	332.1	332.1	332.1	332.1	332.1	332.1		
AS (transmitter)	AS [°]	27.4	27.4	27.4	27.4	27.4	27.4	27.4	27.4	27.4	27.4	27.4	27.4	27.4	27.4	27.4	27.4		
Cluster 2	Power [dB]											-6.6	-9.5	-12.1	-14.7	-17.4	-21.9	-25.5	
AoA	AoA [°]											320.2	320.2	320.2	320.2	320.2	320.2	320.2	
AS	AS [°]											31.4	31.4	31.4	31.4	31.4	31.4	31.4	
AoD	AoD [°]											49.3	49.3	49.3	49.3	49.3	49.3	49.3	
AS	AS [°]											32.1	32.1	32.1	32.1	32.1	32.1	32.1	
Cluster 3	Power [dB]															-18.8	-23.2	-25.2	-26.7
AoA	AoA [°]															276.1	276.1	276.1	276.1
AS	AS [°]															37.4	37.4	37.4	37.4
AoD	AoD [°]															275.9	275.9	275.9	275.9
AS	AS [°]															36.8	36.8	36.8	36.8

圖 2-14 通道 D

Tap index	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
Excess delay [ns]	0	10	20	30	50	80	110	140	180	230	280	330	380	430	490	560	640	730
Cluster 1 Power [dB]	-2.6	-3.0	-3.5	-3.9	-4.5	-5.6	-6.9	-8.2	-9.8	-11.7	-13.9	-16.1	-18.3	-20.5	-22.9			
AoA AoA [°]	163.7	163.7	163.7	163.7	163.7	163.7	163.7	163.7	163.7	163.7	163.7	163.7	163.7	163.7	163.7			
AS (receive) AS [°]	35.8	35.8	35.8	35.8	35.8	35.8	35.8	35.8	35.8	35.8	35.8	35.8	35.8	35.8	35.8			
AoD AoD [°]	105.6	105.6	105.6	105.6	105.6	105.6	105.6	105.6	105.6	105.6	105.6	105.6	105.6	105.6	105.6			
AS (transmit) AS [°]	36.1	36.1	36.1	36.1	36.1	36.1	36.1	36.1	36.1	36.1	36.1	36.1	36.1	36.1	36.1			
Cluster 2 Power [dB]					-1.8	-3.2	-4.5	-5.8	-7.1	-9.9	-10.3	-14.3	-14.7	-18.7	-19.9	-22.4		
AoA AoA [°]					251.8	251.8	251.8	251.8	251.8	251.8	251.8	251.8	251.8	251.8	251.8	251.8		
AS AS [°]					41.6	41.6	41.6	41.6	41.6	41.6	41.6	41.6	41.6	41.6	41.6	41.6		
AoD AoD [°]					293.1	293.1	293.1	293.1	293.1	293.1	293.1	293.1	293.1	293.1	293.1	293.1		
AS AS [°]					42.5	42.5	42.5	42.5	42.5	42.5	42.5	42.5	42.5	42.5	42.5	42.5		

Cluster 3 Power [dB]										-7.9	-9.6	-14.2	-13.8	-18.6	-18.1	-22.8			
AoA AoA [°]										80.0	80.0	80.0	80.0	80.0	80.0	80.0			
AS AS [°]										37.4	37.4	37.4	37.4	37.4	37.4	37.4			
AoD AoD [°]										61.9	61.9	61.9	61.9	61.9	61.9	61.9			
AS AS [°]										38.0	38.0	38.0	38.0	38.0	38.0	38.0			
Cluster 4 Power [dB]																-20.6	-20.5	-20.7	-24.6
AoA AoA [°]																182.0	182.0	182.0	182.0
AS AS [°]																40.3	40.3	40.3	40.3
AoD AoD [°]																275.7	275.7	275.7	275.7
AS AS [°]																38.7	38.7	38.7	38.7

圖 2-15 通道 E

Cluster	Excess delay [ns]	Distance [m]																		
		0	10	20	30	50	80	110	140	180	230	280	330	400	490	600	730	880	1050	
Cluster 1	Power [dB]	-3.3	-3.6	-3.9	-4.2	-4.6	-5.3	-6.2	-7.1	-8.2	-9.5	-11.0	-12.5	-14.3	-16.7	-19.9	...	...	...	
AoA	AoA [°]	315.1	315.1	315.1	315.1	315.1	315.1	315.1	315.1	315.1	315.1	315.1	315.1	315.1	315.1	315.1	...	...	...	
AS (receive)	AS [°]	48.0	48.0	48.0	48.0	48.0	48.0	48.0	48.0	48.0	48.0	48.0	48.0	48.0	48.0	48.0	...	...	...	
AoD	AoD [°]	56.2	56.2	56.2	56.2	56.2	56.2	56.2	56.2	56.2	56.2	56.2	56.2	56.2	56.2	56.2	...	...	...	
AS (transmit)	AS [°]	41.6	41.6	41.6	41.6	41.6	41.6	41.6	41.6	41.6	41.6	41.6	41.6	41.6	41.6	41.6	...	...	...	
Cluster 2	Power [dB]	...	...	...	...	-1.8	-2.8	-3.5	-4.4	-5.3	-7.4	-7.0	-10.3	-10.4	-13.8	-15.7	-19.9	...	...	...
AoA	AoA [°]	...	...	...	...	180.4	180.4	180.4	180.4	180.4	180.4	180.4	180.4	180.4	180.4	180.4	180.4	...	...	...
AS	AS [°]	...	...	...	...	55.0	55.0	55.0	55.0	55.0	55.0	55.0	55.0	55.0	55.0	55.0	55.0	...	...	...
AoD	AoD [°]	...	...	...	...	183.7	183.7	183.7	183.7	183.7	183.7	183.7	183.7	183.7	183.7	183.7	183.7	...	...	...
AS	AS [°]	...	...	...	...	55.2	55.2	55.2	55.2	55.2	55.2	55.2	55.2	55.2	55.2	55.2	55.2	...	...	...
Cluster 3	Power [dB]	...	...	...	...	...	...	...	...	-5.7	-6.7	-10.4	-9.6	-14.1	-12.7	-18.5	...	...	...	
AoA	AoA [°]	...	...	...	...	...	...	...	...	74.7	74.7	74.7	74.7	74.7	74.7	74.7	...	...	...	
AS	AS [°]	...	...	...	...	...	...	...	...	42.0	42.0	42.0	42.0	42.0	42.0	42.0	...	...	...	
AoD	AoD [°]	...	...	...	...	...	...	...	...	153.0	153.0	153.0	153.0	153.0	153.0	153.0	...	...	...	
AS	AS [°]	...	...	...	...	...	...	...	...	47.4	47.4	47.4	47.4	47.4	47.4	47.4	...	...	...	



Cluster 4	Power [dB]	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	-8.8	-13.3	-18.7	...	...	...		
AoA	AoA [°]	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	251.5	251.5	251.5	...	...	...		
AS	AS [°]	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	28.6	28.6	28.6	...	...	...		
AoD	AoD [°]	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	112.5	112.5	112.5	...	...	...		
AS	AS [°]	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	27.2	27.2	27.2	...	...	...		
Cluster 5	Power [dB]	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	-12.9	-14.2	...	...	...	
AoA	AoA [°]	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	68.5	68.5	...	...	...	
AS	AS [°]	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	30.7	30.7	...	...	...	
AoD	AoD [°]	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	291.0	291.0	...	...	...	
AS	AS [°]	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	33.0	33.0	...	...	...	
Cluster 6	Power [dB]	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	-16.3	-21.2	...	...	...
AoA	AoA [°]	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	246.2	246.2	...	...	...
AS	AS [°]	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	38.2	38.2	...	...	...
AoD	AoD [°]	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	62.3	62.3	...	...	...
AS	AS [°]	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	38.0	38.0	...	...	...

圖 2-16 通道 F

## 2.5 通道模型比較

SUI 和 ITU-R 通道是以應用在 SISO 系統為出發所模擬的通道模型，若要由此發展成 MIMO 系統，在數學方法上可利用傳送端和接收端的環境參數求得多通道(multichannel)彼此間的相關性，進而發展出 MIMO 系統的多通道模型模擬。

SCM 和 TGn 通道則是以應用在 MIMO 系統為出發所模擬的通道模型，一開始便涵蓋傳送端和接收端的環境空間參數為模擬通道的條件，所模擬出的通道模型便是多通道模型。

在本論文中的 802.16e 系統的通道模型尚未有 802.16e 的通道模型標準，先採用可適用於固接式和行動無線傳輸系統以及 MIMO 系統的 SCM 通道作為參考的通道模型。



## 第 3 章 802.16e 之通道估計

### 3.1 802.16e 規格簡介

#### 3.1.1 802.16e 之發展背景

IEEE 802.16 系列包含 802.16、16a、16b、16c、16d、16e。IEEE 802.16 最早提出於 2001 年 12 月，定位在固接、單點對多點（Point-to-Multipoint；PMP）的無線寬頻傳輸，並設定在無障礙空間（Line Of Sight；LOS，或稱：視線可見處）範疇內傳送，類似無線寬頻基地台的角色。802.16 之傳輸距離最遠至 48km，端速 300Kbps~2Mbps。2003 年 1 月新增了 IEEE 802.16a，增加了針對障礙空間（Non Line Of Sight；NLOS）的傳送規範，也因為強化微波的阻礙穿透性，所以傳距也縮短些，若 IEEE 802.16 為 30~50km，則 IEEE 802.16a 為 4~9km。802.16a 的用意主要在強化 802.16 與用戶固接連網設備間的最後一段，即戶外部分的連通強化。802.16b 是針對 5GHz~6GHz 全球通用的免授權頻段而設計，特別是用在 5.8GHz，802.11b 主要用意在於取代原有同為 5.8GHz 的 IEEE 802.11a 之升級、強化角色。802.16c 是 802.16 的接續強化，增加了依循 ISO/IEC 9646 系列及 ITU-T x.290 系列的驗證程序，屬小幅的追增性改變。802.11d 為固接無線寬頻（Fixed Wireless Access；FWA），包含 LOS 和 NLOS 兩種，適用於無線寬頻到戶。在 LOS 方面，802.16d 的頻率範疇為 10GHz~66GHz，實體層（Physical；PHY）的傳送上主要採單載波（Single Carrier；SC）方式。NLOS 專注在傳輸的更末段，為 BWA（Broadband Wireless Access）用途，頻率範疇為 2GHz~10GHz，在實體傳輸上，NLOS 不傾向使用傳統 SC，而採較先進發展的 OFDM，或者是 OFDMA。

而 802.11e 專注在行動運用上，以原有 802.11d 中的 NLOS 特性為基礎，制訂出相容 802.11d 的行動傳輸規格。802.16e 的 PHY 與 802.11d 相同，所以也可自由選擇 TDD 或 FDD 等雙工方式，並採 OFDM、OFDMA 方式發送，不過 802.11d 的 OFDMA 只能用 2048 個子載波 (Sub Carrier)，802.11e 卻有 128、512、1024、2048 等選擇 (每個子載波提供快速傅立葉轉換)。頻率範疇在 2GHz~6GHz 間，每通道的頻寬佔用在 1.5MHz~20MHz 範疇，傳距在至 1~2km 左右。

### 3.1.2 802.16e 之系統簡介

802.16e 系統為多用戶正交分頻多工系統符元架構 (OFDMA symbol structure)，OFDMA 是建構在 OFDM 系統上適用於多用戶之架構。而 OFDM 架構如圖 3-1 所示，我們將可用的頻寬  $B$  分成  $N_c$  等分以供子載波使用，因此每個子載波的頻寬  $\Delta f = B/N_c = 1/(N_c T_s)$ ，其中  $T_s$  為符元的取樣週期。一連串的 0、1 數位資料經過了串並轉換器後，分成  $N_c$  筆資料，作為  $N_c$  個子載波的輸入。每筆資料包含了數個位元，根據所使用的調變方法，這數個位元被對應到訊號空間上的一點。這  $N_c$  點經過反離散傅立葉轉換 (IDFT) 輸出經過並串轉換器，每個符元並加上其循環前序作為保護區間而被傳送輸出。接收端將通過通道的訊號經過串並器後去除保護區間，再經過快速離散傅立葉轉換 (FFT) 後利用通道估計所估得的通道求得被傳送的資料，經過並串器後再轉化成 0、1 數位資料。

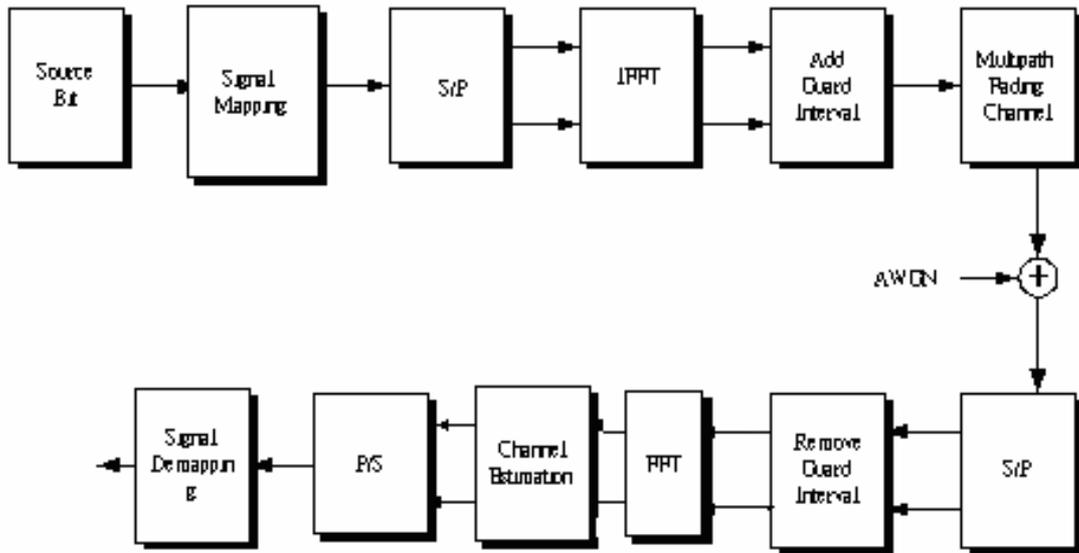


圖 3-1 OFDM 系統架構

802.16e 可分成 FDD 或 TDD 雙工兩種方式，而 TDD 雙工的框架(frame)結構如圖 3-2 所示。每個 frame 包含下載(down load)和上行(up load)子框架(subframe)。

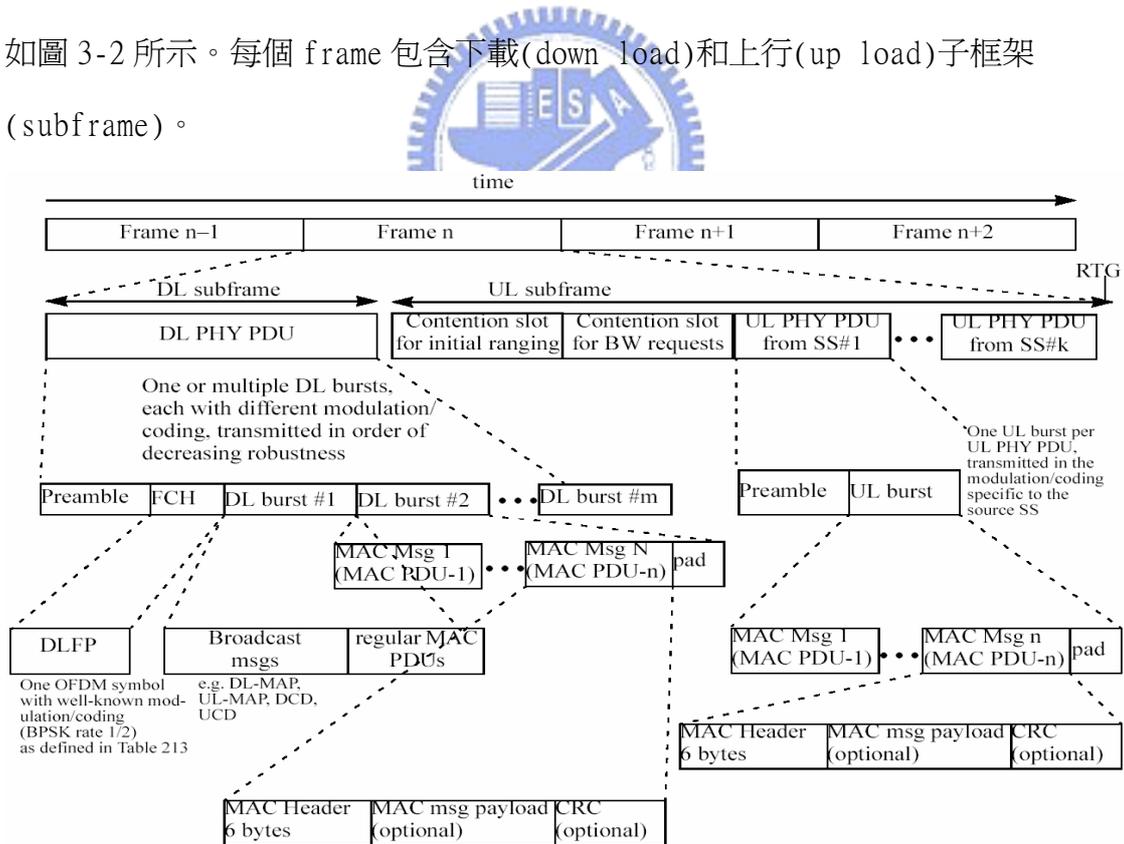


圖 3-2 802.16e 之 TDD 框架(frame)結構

802.16e 每個 frame 為多用戶正交分頻多工系統符元架構(OFDMA symbol structure)，如圖 3-3 所示，下載區 DL burst1~5 即為多用戶 1~5 的接收或傳送資料。OFDMA 符元架構可顯示為橫軸時間和縱軸頻普之二維架構，在橫軸時間是以符元(symbol)為單位，而縱軸頻普可為 128、512、1024、2048 等子載波。在縱軸頻普上又區分為 3 個區塊(segment)，即為在蜂巢架構上區分為 3 個部分，避免此 3 個頻段的資料互相干擾。圖 3-3 即單一 segment 之 OFDMA 符元架構，前置循環信號(Preamble)包含一些資訊可作為同步所用，而 FCH、DL-MAP 和 UP-MAP 包含可定義各用戶資料區的開頭與區段等等資訊。每個用戶資料區(burst)又以群組(cluster)為最小單位，用戶資料區(burst)是由一個或一個以上的 cluster 建構而成一區塊。Cluster 架構如圖 3-4 所示，縱軸頻普涵蓋 14 個子載波(subcarrier)，橫軸時間包含兩個符元(symbol)，cluster 共有 28 個子載波。在此 28 個子載波中又包含 4 個嚮導訊號(pilot tone)和 24 個資料訊號(data tone)，嚮導訊號可用來做通道估計，而資料訊號則用來傳送資料。

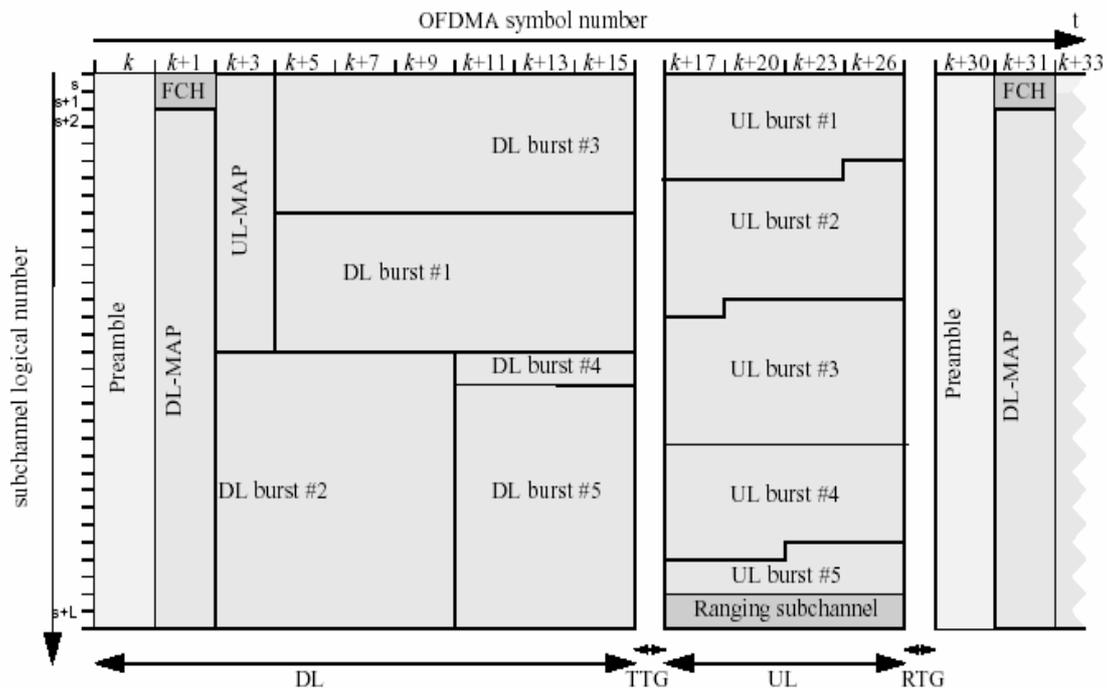


圖 3-3 單一 segment 之 OFDMA 符元架構

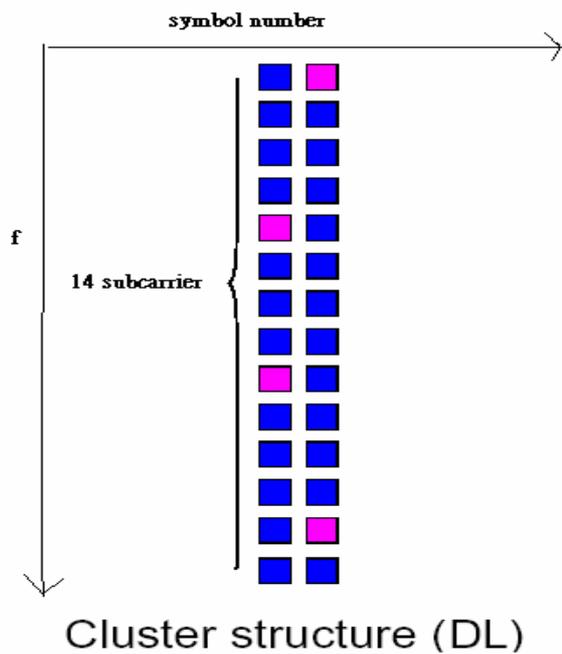


圖 3-4 cluster 架構

而前置循環信號(Preamble)架構在 segment 內的子載波是每隔三點有值 1 或-1，其餘為零，其分佈如圖 3-5 所示。在頻譜上分成三個區塊為 segment 0~2，在 segment 0 位置為 0,3,6,9...有值，segment 1 位置為 1,4,7,10...有值，segment 2 為 2,5,8,11...有值。而在 2048 個子載波的頻譜的最左邊有 173 個零，最右邊有 171 個零作為保護區間(guard band)。

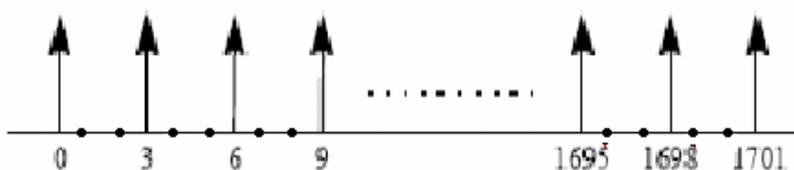


圖 3-5 segment 0 的子載波分佈

## 3.2 通道估計

在本論文中，通道估計是要估得通道的頻率響應。在做通道估計前，因為在接收端便會先做判別 preamble，故在估計通道時，已知 Preamble 的資訊，便可利用 preamble 的每隔三點有值的特性先求得部分的通道頻率響應[18]。將部分的通道頻率響應帶入一階曲線，利用 LS 求得其他點的通道響應，因已知之訊號較多，可獲致不錯的結果。而群組的通道估計，則利用嚮導訊號(pilot tone)。但在快速移動的環境下，因為通道響應變化快速，且嚮導訊號之數目有限，利用此有限的嚮導信號來估計其他信號的通道響應，其效果通常不佳。

(1)群組的結構已如圖 3-4 所示，最直覺的通道估計法是將群組內 4 個嚮導信號所得的通道頻率響應帶入(3-1)式的一階平面：

$$z = ax + by + c \quad (3-1)$$

$z$  為通道響應， $x$  為 symbol number，分別為 1 或 2。 $y$  為子載波之 index，在此分別為 1、5、9、13。 $a, b, c$  為一階平面係數。

進一步將(3-1)式轉換成矩陣表示法(3-2 式)：

$$\mathbf{z} = \mathbf{A} \mathbf{f} \quad (3-2)$$

其中

$$\mathbf{z} = [z_0, z_1, \dots, z_i]^T, i = 3 \quad (3-3)$$

$$\mathbf{f} = [a, b, c]^T \quad (3-4)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} x_0 & y_0 & 1 \\ x_1 & y_1 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x_j & y_j & 1 \end{bmatrix}, j = 3 \quad (3-5)$$

再利用 LS 法解出(3-2)式的係數矩陣  $\mathbf{f}$ ，如(3-6)所示:

$$\mathbf{f} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A}^{-1})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{z} \quad (3-6)$$

其圖 3-6 爲此一階平面之通道估計法的一個例子，而實際上通道響應變化快速如圖 3-7 所示，從兩圖比較可知，用 4 個嚮導訊號求得的一階平面仍無法精準的估出實際的通道響應。

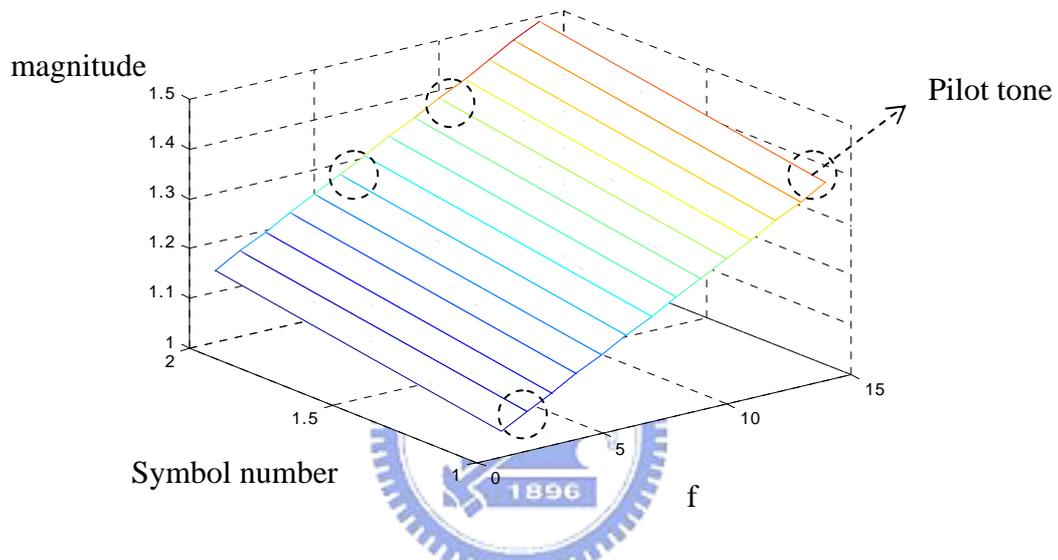


圖 3-6 群組內嚮導訊號之一階平面通道估計平面圖

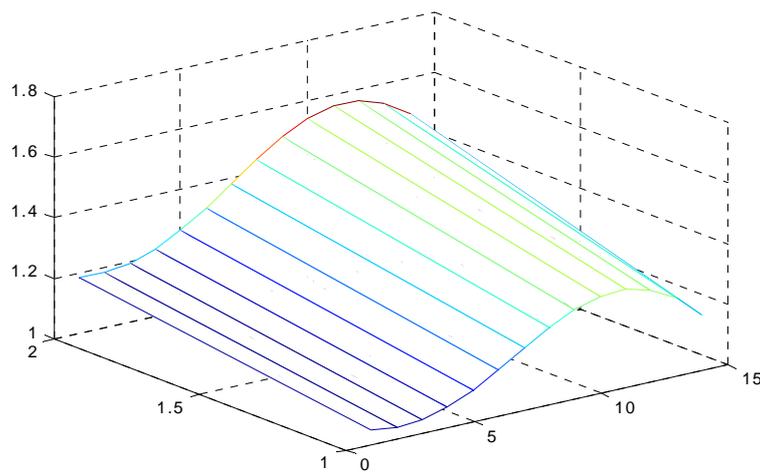


圖 3-7 群組內實際通道響應之平面圖

(2)而另一種做法是利用群組內單一符元的 2 個嚮導信號之通道響應帶入一階曲線以 LS 方式求得出其他 12 個子載波通道響應，但用此 2 個嚮導響應來估計其他 12 的子載波，資料可能稍嫌不足，而無法精準的估計通道。因此可擴充嚮導訊號的個數來增加估計準確性，將原本一個群組的通道估計擴充為兩個群組，將兩個群組內單一符元的 4 個嚮導信號之通道響應帶入二階曲線以 LS 方式求出其他 24 個子載波，做法如圖 3-8 所示，稍後的模擬顯示此二階曲線通道估計法其效能仍然不佳。

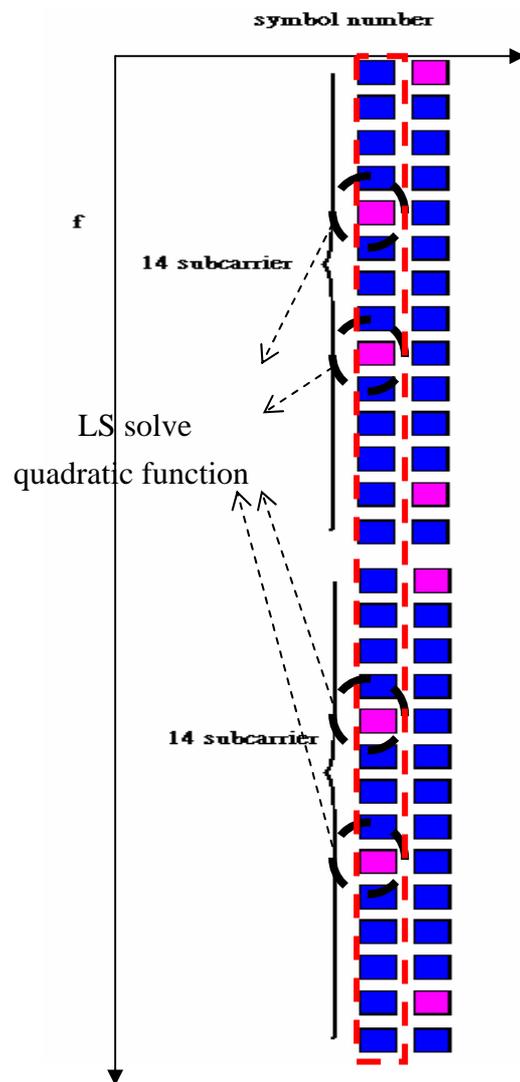


圖 3-8 兩群組內單一符元之通道估計法

(3)故在此吾人提出一個簡單有效之通道估計法，吾人利用前一個符元和後一個符元的嚮導訊號取平均值作為當前符元的額外嚮導訊號，使原本當前符元的2個嚮導訊號增加為4個通道響應，如圖3-9所示。接著將四個嚮導訊號所得的通道頻率響應帶入(3-7)式的二階曲線：

$$y = a + bx + cx^2 \quad (3-7)$$

其中  $x$  代表子載波之 index，在此分別為 1、5、9、13。 $y$  為其相對應的通道響應。 $a$ 、 $b$ 、 $c$  為二階曲線係數。進一步將(3-7)式轉換成矩陣表示法(3-8)：

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}\mathbf{f} \quad (3-8)$$

其中

$$\mathbf{y} = [y_0, y_1, \dots, y_i]^T, i=3$$

$$\mathbf{f} = [a, b, c]^T \quad (3-9)$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} 1 & x_0 & x_0^2 \\ 1 & x_1 & x_1^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & x_j & x_j^2 \end{bmatrix}, j=3 \quad (3-10)$$

最後再利用 LS 法解出(3-8)式的係數矩陣  $\mathbf{f}$ ，如(3-11)所示：

$$\mathbf{f} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X}^{-1})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{y} \quad (3-11)$$

另外特別要注意的是，在此方法中我們將原本複數的通道響應分成實部和虛部分別做以上的處理，分別求實部和虛部的通道響應。

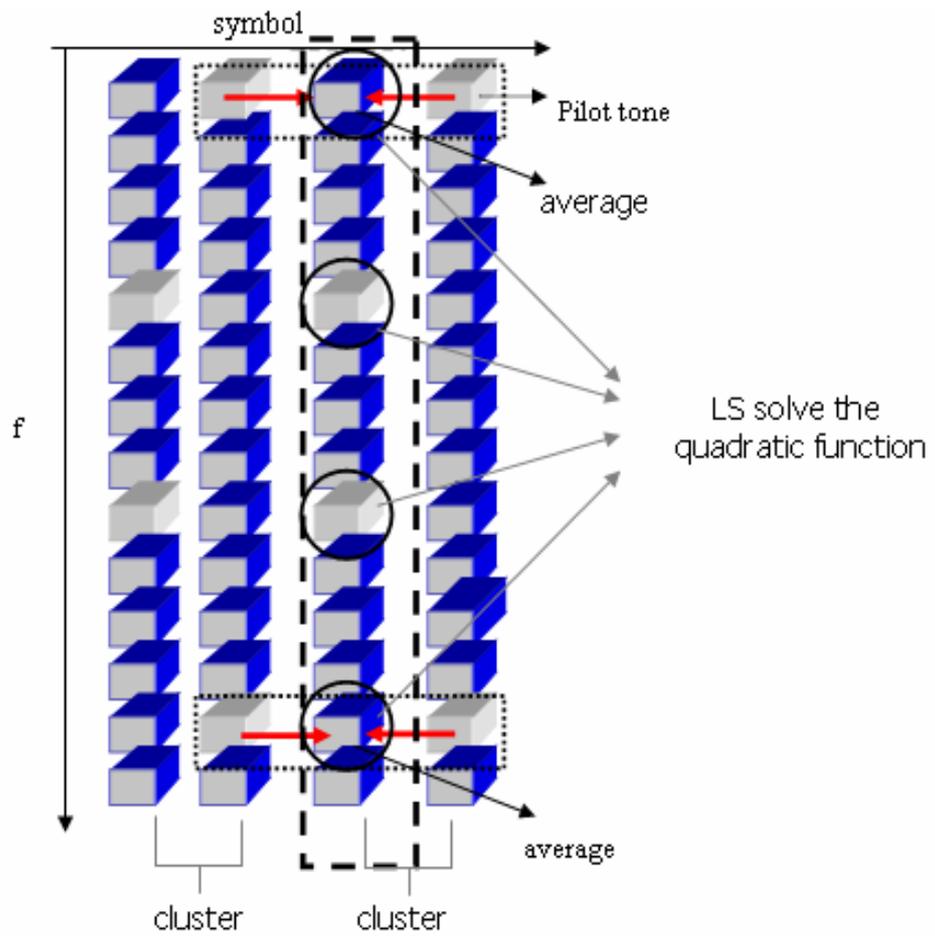


圖 3-9 群組的通道估計說明圖

### 3.3 模擬分析

#### 3.3.1 通道模型與訊雜比

在此通道模型採用SCM通道。圖 3-10 為某一時間的SCM通道多重路徑延遲圖，橫軸以接收訊號的取樣時間 $T_s$ 為單位，在此 $T_s$ 為 50ns。每次產生的SCM通道的最大路徑延遲不盡相同，在統計上分析其最大路徑延遲的平均值為 55~60  $T_s$ 左右，而最大路徑延遲會超過 150 $T_s$ ，不過發生機率不高。當最大路徑延遲越大時，通道頻普響應變化越快，也就越難估計。

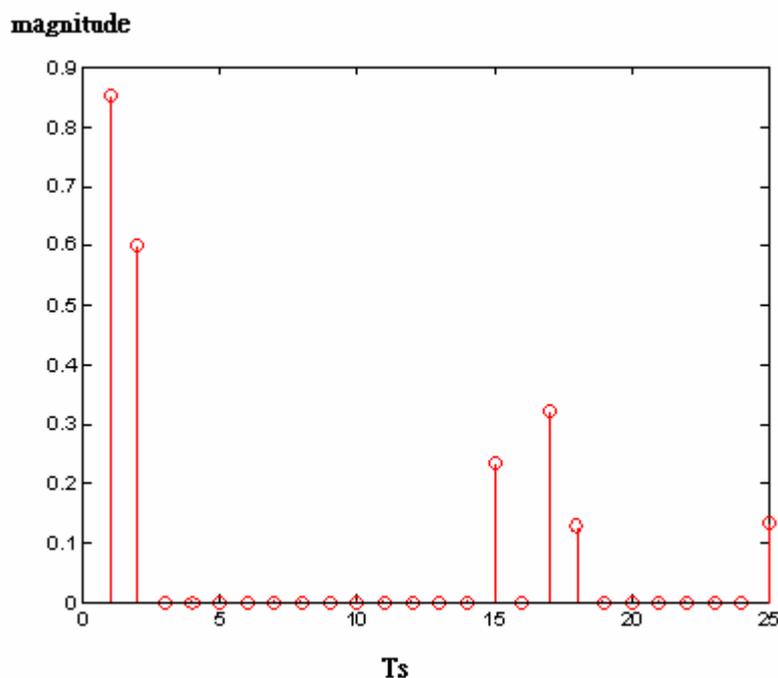


圖 3-10 某一時間的 SCM 通道多重路徑延遲圖

另外我們SNR的定義為在每根接收天線上所收到的訊號平均功率與雜訊平均功率的比值(dB)，錯誤率則用位元錯誤率BER(bits error rate)來表示。

### 3.3.2 時變 OFDMA 系統之通道估計

在此通道估計的OFDMA系統架構採用 2048 個子載波。圖 3-11~13 為行動端時速 100(公里/小時)之通道估計。perfect表示實際通道之解調訊號的BER。plane表示一階平面通道估計法，利用一群組內的 4 個嚮導訊號帶入一階平面，再利用LS求得其他子載波之通道響應。2 cluster表示兩群組二階曲線通道估計法，利用兩個群組的單一符元的 4 個嚮導訊號帶入二階曲線，利用LS求出其他 24 個子載波。proposed表示吾人所提出的之簡單有效之通道估計方法，利用前一符元和後一符元的嚮導信號平均作為當前符元的額外符元，使原本的 2 個嚮導訊號增加為 4 個嚮導訊號，再以將其帶入二階曲線，利用LS求出其他子載波之通道響應。當SCM通道的最大路徑延遲在平均值以下者，如  $25\sim 40T_s$ ，吾人所提出的方法均能獲得很好的效能，而plane和 2 cluster通道估計雖然也不會太差，但仍不如吾人所提出的方法的效能來的好，如圖 3-10 所示。當最大路徑延遲為平均值  $55\sim 60T_s$  時，吾人所提出的方法也能獲得不錯的效能，plane和 2 cluster則無法正確估計出通道響應。而超過  $80 T_s$ 時，當最大路徑延遲越大，即通道頻率響應變化太快，plane和 2 cluster均無法正確估計通道，而吾人所提出的方法的效能也會變差，但就長期統計來看，因SCM的最大路徑延遲的平均值在  $55\sim 60T_s$ 左右，在此變化速度的通道響應，本論文所提出的通道估計法均能獲得很好的效能。

圖 3-14~17 分別為本論文所提出的通道估計法在通道最大路徑延遲為 34、56、87、 $120T_s$ 時之效能表現。v100 表示行動端之時速為 100(公里/小時)之通道估計的解調訊號之BER，v50 表示時速為 50(公里/小時)，v200 表示時速為 200(公里/小時)。從圖中可知，當時速越大時，因為通道響應變化越快，故通道估計之效能也就越差。從比較 3-14~17 圖中也可知當最大路徑延遲越大，因通道響應也變化越快，通道估計之效能也就越差。

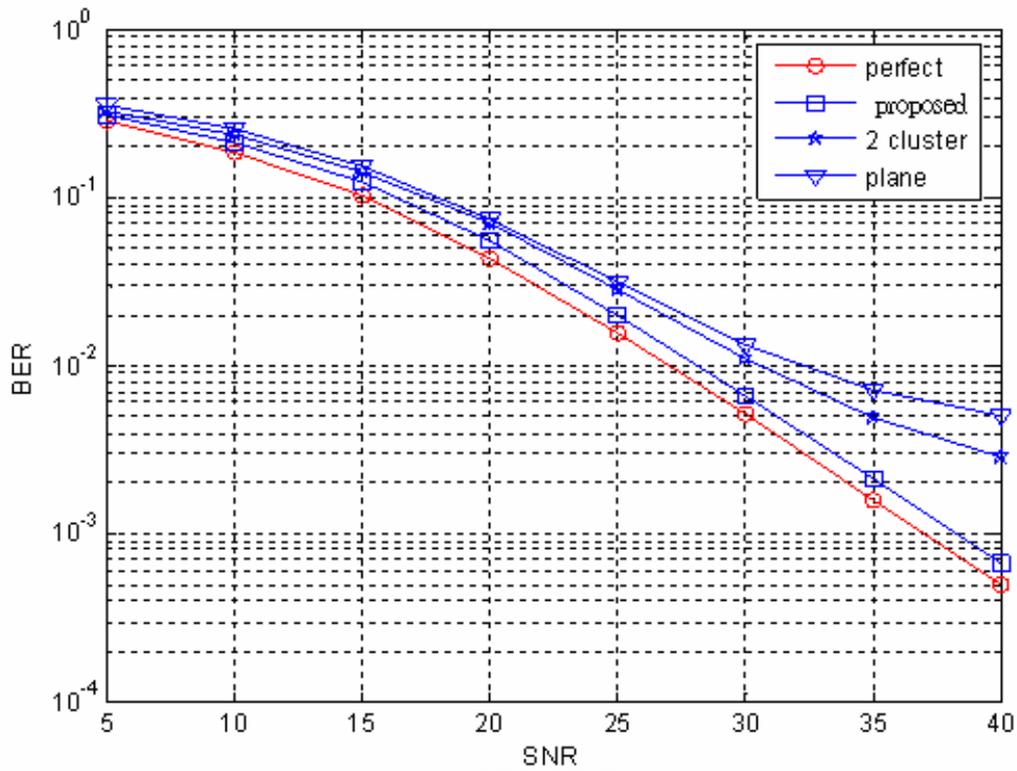


圖 3-11 SCM 通道最大路徑延遲為 25~40Ts 之通道估計

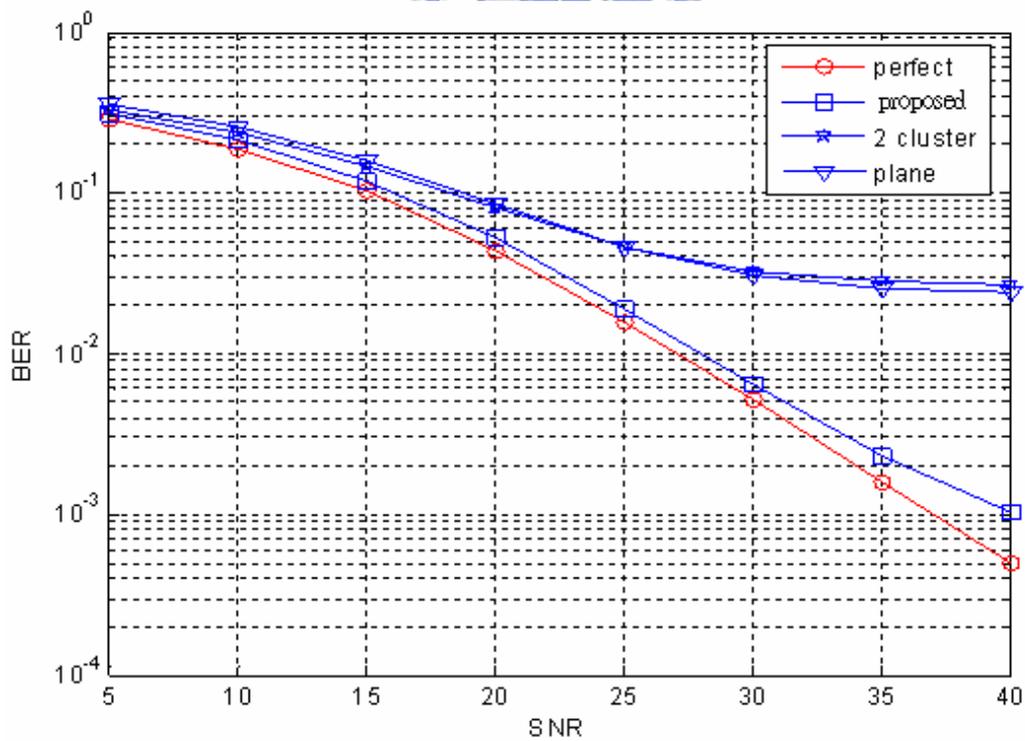


圖 3-12 SCM 通道最大路徑延遲為 55~60Ts 之通道估計

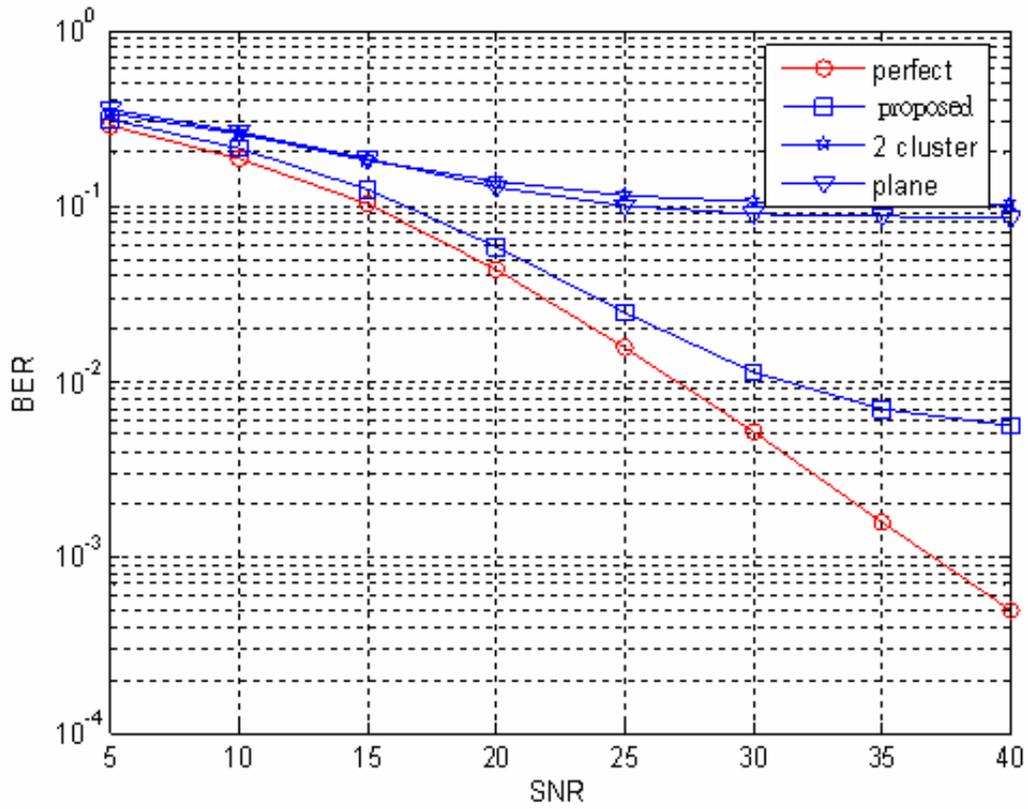


圖 3-13 SCM 通道最大路徑延遲為 80~90Ts 之通道估計

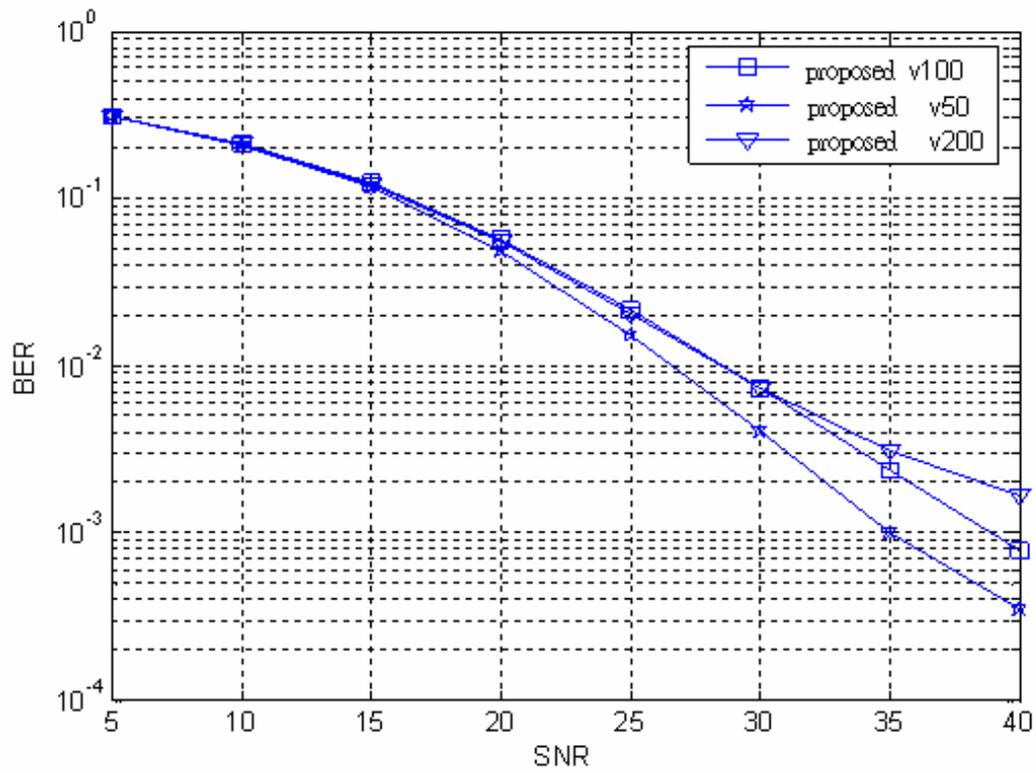


圖 3-14 SCM 通道最大路徑延遲為 34Ts 之不同時速通道估計

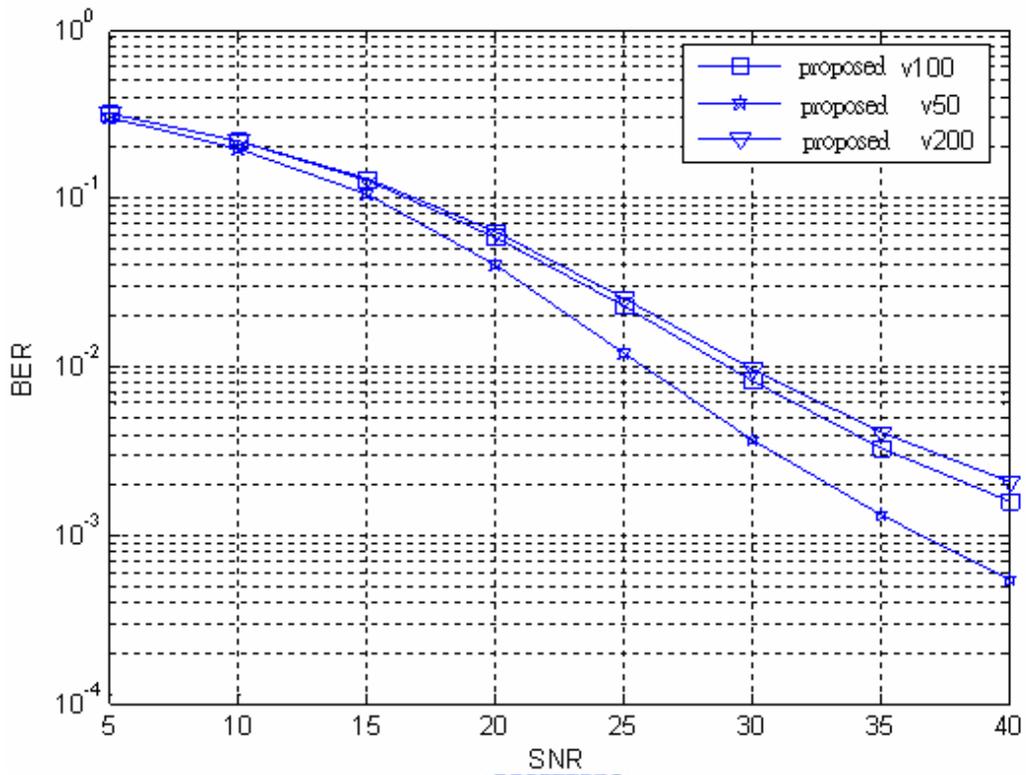


圖 3-15 SCM 通道最大路徑延遲為 56Ts 之不同時速通道估計

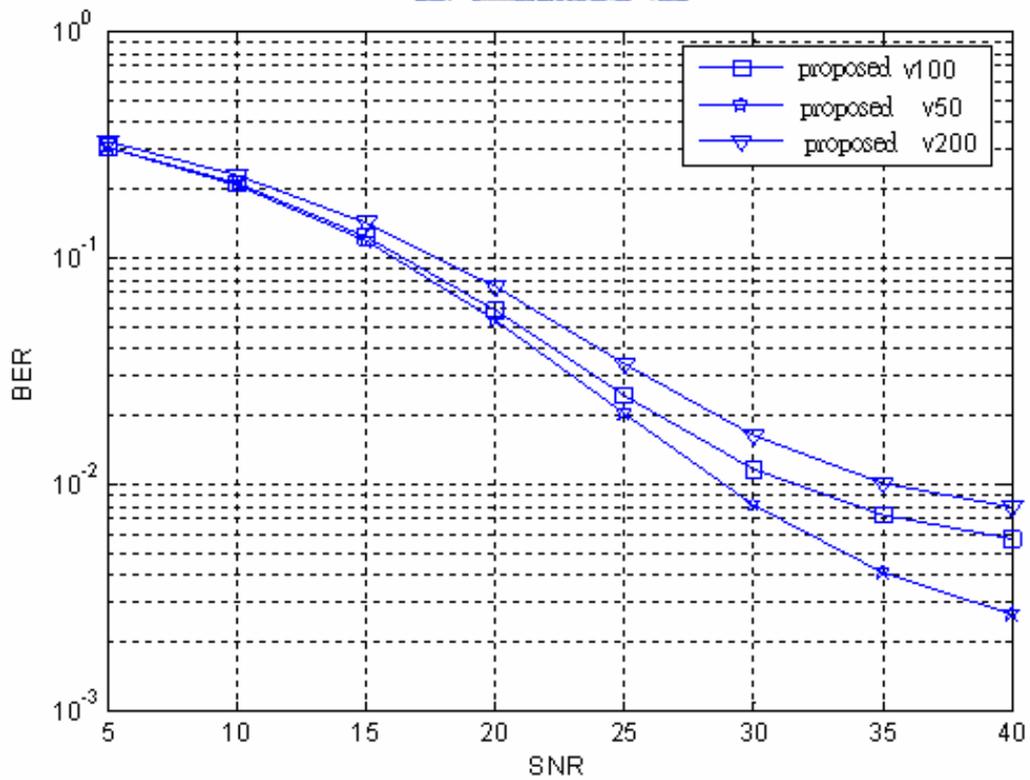


圖 3-16 SCM 通道最大路徑延遲為 87Ts 之不同時速通道估計

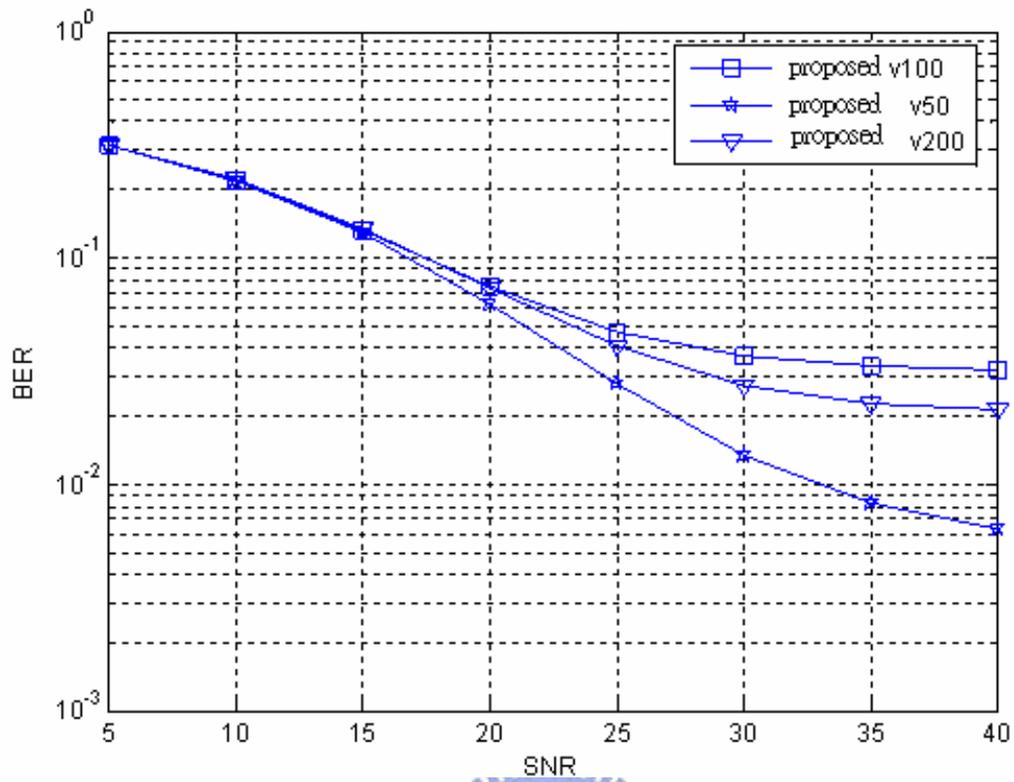


圖 3-17 SCM 通道最大路徑延遲為  $120T_s$  之不同時速通道估計



## 第 4 章 多用戶非同步之干擾消除

在 OFDMA 系統下，接收端接收多個用戶的資料時，實際上做完同步處理後多個用戶的時序可能未完整對齊，當多重路徑通道較長時，在各個用戶符元取樣後的資訊便會含有上一個符元的干擾。而符元間的干擾，對訊號會造成破壞，降低資料解調的正確率。

### 4.1 多用戶非同步之符元干擾

當接收端接收來自不同用戶資料時，因為各個用戶資料抵達接收端的時間各不相同，故需先經過同步處理，當多個用戶資料經過同步處理後，在時序上各用戶資料便能達到一致。經過同步處理後便以符元包含保護區間為單位擷取信號，再將符元的保護區間(Guard band)去除，並對資料符元取樣，如圖 4-1 所示。

保護區間是由一個符元的循環延伸所構成，亦即將符元後端的一部份複製，放置到符元之前。放置保護區間的目的在於使得符元與通道的線性旋積(Linear Convolution)變為環形旋積(Circular Convolution)，在時域裡通過通道的取樣結果，相當於符元和通道的環旋積，經過離散傅立葉轉換等效於符元和通道在頻域上的乘積，如此便能使運算簡單許多。保護區間的放置主要是為了減輕 ISI 對於訊號的破壞，當保護區間遠大於多重路徑通道長度，則能避免 ISI，但相對地系統也必須付出較大的傳送功率並且會浪費頻寬，因此保護區間長度的選擇必須在通道延遲、傳輸功率與頻寬等因素中取捨。

而取樣起始點始於真正符元的開頭，取出的訊號就是完整的符元，當取樣點起始於保護區間和有效符元(Useful Symbol)的開頭，且多重路徑通道的長度小於或等於保護區間的長度時，則沒有因為多重路徑通道所產生的 ISI 問題，所取出的訊號則為原來訊號的循環平移(Cyclic shift)，經過離散傅葉轉換後，等於

乘上一個線性相位的偏移量，可藉由之後通道估測的方式來消除掉。若多重路徑通道的長度大於保護區間的長度時，還必須先消除多重路徑產生的 ISI 問題，才能正確的解調信號。

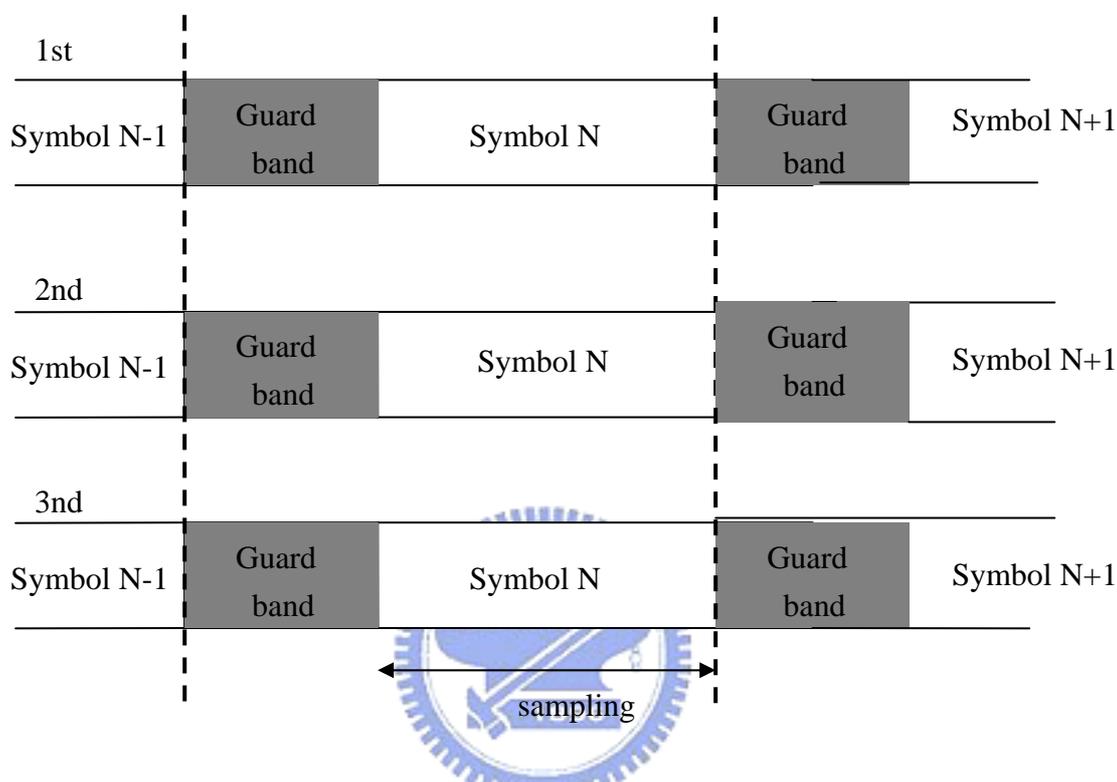


圖 4-1 接收端之多用戶同步時序圖

實際上，當接收訊號經過同步處理後，時序上仍有可能無法完全對齊，仍有非同步的情況發生。在此情況下，如圖 4-2 所示，若多重路徑通道長度小於非 ISI 干擾區 (ISI free region)，則去除保護區間後的資料符元經過取樣後，所取出的訊號則為原來各個多用戶訊號的循環平移 (Cyclic shift) 加總，經過離散傅葉轉換後，等於乘上各用戶相對應線性相位的偏移量，經過通道估測的方式消除偏移量後便能解出正確的資訊。若多重路徑通道長度大於非 ISI 干擾區 (ISI free region) 但小於保護區長度，則沒有多重路徑產生的 ISI 問題，但卻有因為非同步時序所產生的 ISI 問題，若多重路徑長度大於保護區間，則同時有多重路徑產生的 ISI 和非同步時序所產生的 ISI 問題。

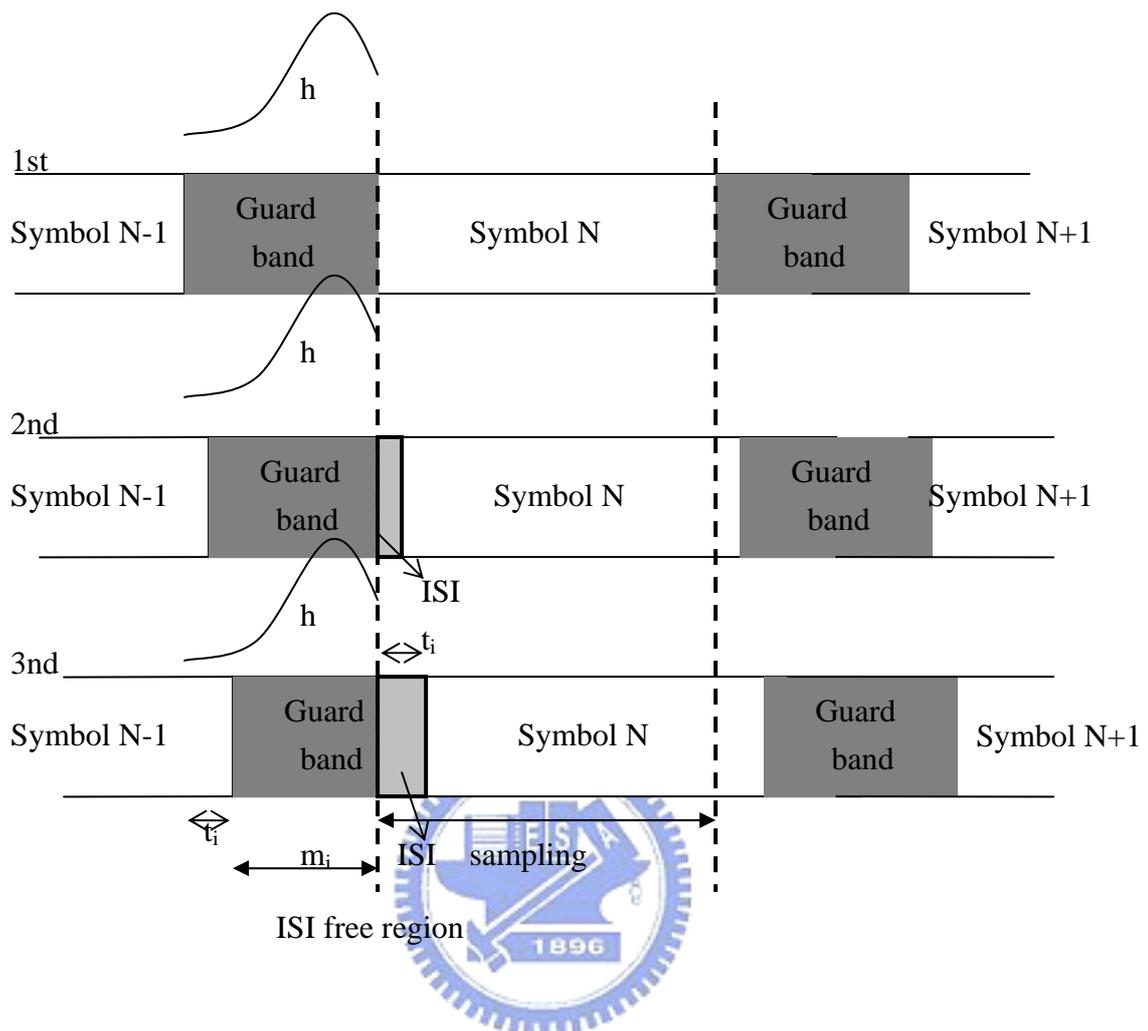


圖 4-2 接收端之多用戶非同步時序圖

## 4.2 多用戶非同步之符元干擾對訊號的影響

假設OFDMA系統有 $N_c$ 個子載波，多重路徑通道長度為 $L$ ，Guard band長度為 $N_g$ ，雜訊為高斯雜訊(AWGN)，且通道長度 $L$ 等於保護區長度 $N_g$ 。以第一個抵達的用戶時序為標準，其他用戶和第一個用戶時序的時間差為 $t_i$ ，表示第 $i$ 個用戶的時間延遲，且 $N_g - t_i = m_i$ 。接收端將接收到的各個用戶的符元總和 $y$ 移除保護區間之後，在時域上可表示為

$$\mathbf{y} = \sum_{i=1}^n \mathbf{y}_i = \sum_{i=1}^n \tilde{\mathbf{X}}_i \mathbf{h}_i + \mathbf{v} \quad (4-1)$$

其中

$$\mathbf{y}_i = [\mathbf{y}_{i0}, \mathbf{y}_{i1}, \dots, \mathbf{y}_{i(Nc-1)}]^T \quad (4-2)$$

$$\mathbf{h}_i = [\mathbf{h}_{i0}, \mathbf{h}_{i1}, \dots, \mathbf{h}_{i(L-1)}]^T \quad (4-3)$$

$$\mathbf{v} = [\mathbf{v}_0, \mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_{Nc-1}]^T \quad (4-4)$$

$$\tilde{\mathbf{X}}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{Nc-t_i} & \mathbf{X}_{Nc-t_i-1} & \cdots & \cdots & \mathbf{X}_{Nc-Ng} & \mathbf{X}'_{Nc-1} & \cdots & \cdots & \mathbf{X}'_{Nc-t_i+1} \\ \mathbf{X}_{Nc-t_i+1} & \mathbf{X}_{Nc-t_i} & \cdots & \cdots & \mathbf{X}_{Nc-Ng+1} & \mathbf{X}_{Nc-Ng} & \cdots & \cdots & \mathbf{X}'_{Nc-t_i+2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & & \vdots & \vdots & & & \vdots \\ \mathbf{X}_o & \mathbf{X}_{Nc-1} & & & \mathbf{X}_{Nc-m_i} & \mathbf{X}_{Nc-m_i-1} & \cdots & \cdots & \mathbf{X}_{Nc-Ng+1} \\ \vdots & \vdots & & & \vdots & \vdots & & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & & \vdots & \vdots & & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & & \vdots & \vdots & & & \vdots \\ \mathbf{X}_{Nc-t_i-1} & \mathbf{X}_{Nc-t_i-2} & \cdots & \cdots & \mathbf{X}_{Nc-Ng-1} & \mathbf{X}_{Nc-Ng-2} & \cdots & \cdots & \mathbf{X}_{Nc-Ng-t_i} \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

以上式中 $\mathbf{y}_i$ 表示接收端收到的第 $i$ 個用戶的已去除保護區間之符元， $\mathbf{h}_i$ 表示第 $i$ 個用戶的通道脈衝響應。  $\tilde{\mathbf{X}}_i$  矩陣中的 $\mathbf{X}_n$  為第 $i$ 個用戶當前符元的第 $n$ 個子載波， $\mathbf{X}'_n$  為第 $i$ 個用戶上一個符元的第 $n$ 個子載波。在 $\tilde{\mathbf{X}}_i$  矩陣的右上角含有上一個符元的 $(t_i-1) \times (t_i-1)$ 三角矩陣，此三角矩陣即為非同步多用戶下所造成的ISI。在解調當前的符元時，因為多了上一個符元的資訊，除了有ISI問題，也破壞了環形旋積(Circular Convolution)的結構，造成子載波之間的干擾。

進一步將(4-1)表示成包含當前符元和上一個符元的矩陣 $\mathbf{x}_i$  和 $\mathbf{x}'_i$ ：

$$\mathbf{y} = \sum_{i=1}^n (\mathbf{H}_i \mathbf{x}_i + \mathbf{H}'_i \mathbf{x}'_i) + \mathbf{v} \quad (4-5)$$

其中

$$\mathbf{x}_i = [\mathbf{x}_{i0}, \mathbf{x}_{i1}, \dots, \mathbf{x}_{i(Nc-1)}]^T \quad (4-6)$$

$$\mathbf{x}'_i = [\mathbf{x}'_{i0}, \mathbf{x}'_{i1}, \dots, \mathbf{x}'_{i(Nc-1)}]^T \quad (4-7)$$

$$\mathbf{H}_i = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & h_m & h_{m-1} & \cdots & h_0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & h_{m+1} & h_m & \cdots & h_1 & h_0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & h_{Ng-1} & h_{Ng-2} & \cdots & h_{Ng-m_i-1} & h_{Ng-m_i-2} & h_{Ng-m_i-3} & \cdots & h_0 \\ h_0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & h_{Ng} & h_{Ng-1} & \cdots & h_{Ng-m_i} & h_{Ng-m_i-1} & h_{Ng-m_i-2} & \cdots & h_1 \\ h_1 & h_0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & 0 & h_{Ng} & \cdots & h_{Ng-m_i+1} & h_{Ng-m_i} & h_{Ng-m_i-1} & \cdots & h_2 \\ \vdots & \vdots & & & & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots \\ h_{Ng-1} & h_{Ng-2} & \cdots & h_{Ng-L+2} & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & h_{Ng} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ h_{Nc-Ng-1} & h_{Nc-Ng-2} & \cdots & h_{Nc-Ng-L-2} & \cdots & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ h_{Nc-Ng} & h_{Nc-Ng-1} & \cdots & h_{Nc-Ng-L-1} & \cdots & h_1 & h_0+h_{Nc} & h_{Nc-1} & \cdots & h_{Nc-m_i+2} & h_{Nc-m_i+1} & h_{Nc-m_i} & \cdots & h_{Nc-Ng+1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ h_{Nc-L_i-1} & h_{Nc-L_i-2} & \cdots & h_{Nc-L_i-L} & \cdots & h_m & h_{m-1}+h_{m-1+Nc} & h_{m-2}+h_{m-2+Nc} & \cdots & h_{Nc-1} & h_{Nc-2} & h_{Nc-3} & \cdots & h_{Nc-L_i} \end{bmatrix} \quad (4-8)$$

$$\mathbf{H}'_i = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & \cdots & 0 & h_{L-1} & h_{L-2} & \cdots & h_{m+3} & h_{m+2} \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_{m+4} & h_{m+3} \\ \vdots & & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ \vdots & & & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & h_{L-1} & h_{L-2} \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} \\ \vdots & & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ \vdots & & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4-9)$$

$\mathbf{H}_i$  為第  $i$  個用戶的當前通道矩陣， $\mathbf{H}'_i$  為第  $i$  個用戶的上一個通道矩陣。

從(4-5)可明顯看出  $H_i x_i$  即為上一個符元所造成的 ISI，且也會破壞訊號的環形結構，本論文主要目的便是有效地消除此干擾，正確地解調回訊號。在此吾人延伸[4]中 ISI 消除的方法以達此目的。

### 4.3 決策回授符元干擾消除法

延續 4.2 節，為了正確解調回訊號，直覺作法便是將上一個符元所造成的干擾消除。可利用先前估得的  $x_i$  和已知的  $H_i$  得知上一個符元的干擾，將此干擾消除後，便能得到沒有上一個符元干擾的訊號  $\tilde{y}$  (假設先前的訊號決策準確):

$$\begin{aligned}\tilde{y} &= y - \sum_{i=1}^n \hat{H}_i \hat{x}_i \\ &= \sum_{i=1}^n H_i x_i + v\end{aligned}\tag{4-9}$$

可將通道  $H_i$  表示成循環矩陣(circulant matrix)  $H_{i1}$  和另一矩陣  $H_{i2}$  矩陣總和：

$$H_i = H_{i1} + H_{i2}\tag{4-10}$$

$$H_{i1} = \begin{bmatrix} h_{Nc-t_i} & h_{Nc-t_i-1} & \cdots & h_{Nc-t_i-L+1} & \cdots & h_{m_i+1} & h_{m_i} & h_{m_i-1} & \cdots & h_0 & h_{Nc-1} & h_{Nc-2} & \cdots & h_{2Nc-t_i+1} \\ h_{Nc-t_i+1} & h_{Nc-t_i} & \cdots & h_{Nc-t_i-L+2} & \cdots & h_{m_i+2} & h_{m_i+1} & h_{m_i} & \cdots & h_1 & h_0 & h_{Nc-1} & \cdots & h_{2Nc-t_i+2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ h_{Nc-1} & h_{Nc-2} & \cdots & h_{Nc-L} & \cdots & h_{Ng} & h_{Ng-1} & h_{Ng-2} & \cdots & h_{Ng-m_i-1} & h_{Ng-m_i-2} & h_{Ng-m_i-3} & \cdots & h_0 \\ h_0 & h_{Nc-1} & \cdots & h_{Nc-L+1} & \cdots & h_{Ng+1} & h_{Ng} & h_{Ng-1} & \cdots & h_{Ng-m_i} & h_{Ng-m_i-1} & h_{Ng-m_i-2} & \cdots & h_1 \\ h_1 & h_0 & \cdots & h_{Nc-L+2} & \cdots & h_{Ng+2} & h_{Ng+1} & h_{Ng} & \cdots & h_{Ng-m_i+1} & h_{Ng-m_i} & h_{Ng-m_i-1} & \cdots & h_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ h_{Ng-1} & h_{Ng-2} & \cdots & h_{Ng-L+2} & \cdots & h_{2Ng} & h_{2Ng-1} & h_{2Ng-2} & \cdots & h_{2Ng-m_i+1} & h_{2Ng-m_i} & h_{2Ng-m_i-1} & \cdots & h_{Ng} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ h_{Nc-Ng-1} & h_{Nc-Ng-2} & \cdots & h_{Nc-Ng-L-2} & \cdots & h_0 & h_{Nc-1} & h_{Nc-2} & \cdots & h_{Nc-m_i+1} & h_{Nc-m_i} & h_{Nc-m_i-1} & \cdots & h_{Nc-Ng} \\ h_{Nc-Ng} & h_{Nc-Ng-1} & \cdots & h_{Nc-Ng-L-1} & \cdots & h_1 & h_0 + h_{Nc} & h_{Nc-1} & \cdots & h_{Nc-m_i+2} & h_{Nc-m_i+1} & h_{Nc-m_i} & \cdots & h_{Nc-Ng+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ h_{Nc-t_i-1} & h_{Nc-t_i-2} & \cdots & h_{Nc-t_i-L} & \cdots & h_{m_i} & h_{m_i-1} + h_{m_i-1+Nc} & h_{m_i-2} + h_{m_i-2+Nc} & \cdots & h_{Nc-1} & h_{Nc-2} & h_{Nc-3} & \cdots & h_{Nc-t_i} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H}_{i2} = \begin{bmatrix}
-h_{Nc-t_i} & -h_{Nc-t_i-1} & \cdots & -h_{Nc-t_i-L+1} & \cdots & -h_{m_i+1} & 0 & 0 & \cdots & 0 & -h_{Nc-1} & -h_{Nc-2} & \cdots & -h_{2Nc-t_i+1} \\
-h_{Nc-t_i+1} & -h_{Nc-t_i} & \cdots & -h_{Nc-t_i-L+2} & \cdots & -h_{m_i+2} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & -h_{Nc-1} & \cdots & -h_{2Nc-t_i+2} \\
\vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\
-h_{Nc-1} & -h_{Nc-2} & \cdots & -h_{Nc-L} & \cdots & -h_{Ng} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\
0 & -h_{Nc-1} & \cdots & -h_{Nc-L+1} & \cdots & -h_{Ng+1} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\
0 & 0 & \cdots & -h_{Nc-L+2} & \cdots & -h_{Ng+2} & -h_{Ng+1} & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\
\vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\
\vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\
\vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\
\vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\
0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & -h_{2Ng-1} & -h_{2Ng-2} & \cdots & -h_{2Ng-m_i+1} & -h_{2Ng-m_i} & -h_{2Ng-m_i-1} & \cdots & 0 \\
\vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\
0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & -h_{Nc-1} & -h_{Nc-2} & \cdots & -h_{Nc-m_i+1} & -h_{Nc-m_i} & -h_{Nc-m_i-1} & \cdots & -h_{Nc-Ng} \\
0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & -h_{Nc} & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\
\vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\
\vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\
0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & h_{Nc+m_i-1} & h_{Nc+m_i-2} & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0
\end{bmatrix}$$

因爲  $\mathbf{H}_{i1}$  爲循環矩陣(circulant matrix)，可表示成  $\mathbf{F}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{F}$ ， $\mathbf{F}$  爲正規化的傅立葉矩陣， $\mathbf{\Lambda}$  爲只在主對角線上有值的矩陣，而其值是通道響應的 DFT 項。 $\tilde{\mathbf{y}}$  經過傅立葉轉換之後，在頻域可以表示爲  $\tilde{\mathbf{Y}}$ ：

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{Y}} &= \mathbf{F} \tilde{\mathbf{y}} \\
&= \mathbf{F} \sum_{i=1}^n (\mathbf{H}_{i1} + \mathbf{H}_{i2}) \mathbf{x}_i + \mathbf{F} \mathbf{v} \\
&= \sum_{i=1}^n (\mathbf{F} \mathbf{F}^H \mathbf{\Lambda}_i \mathbf{F} + \mathbf{F} \mathbf{H}_{i2} \mathbf{F}^H \mathbf{F}) \mathbf{x}_i + \mathbf{F} \mathbf{v} \\
&= \sum_{i=1}^n (\mathbf{\Lambda}_i + \mathbf{F} \mathbf{H}_{i2} \mathbf{F}^H) \mathbf{x}_i + \mathbf{V} \\
&= \sum_{i=1}^n \mathbf{K}_i \mathbf{X}_i + \mathbf{V}
\end{aligned}$$

(4-11)

在頻譜上，接收端接收到的各個用戶的資料在OFDMA的架構下爲頻率交錯(tone interleaved)，故各用戶頻域傳送資訊 $\mathbf{X}_i$ 可表示爲 $\mathbf{X}_i = \mathbf{S}_i \mathbf{X}$ ， $\mathbf{X}$ 爲接收到的全部頻域

資訊， $S_i$ 是用來取出第*i*個用戶頻域資訊的矩陣，為只在主對角上有值(1 或 0)的矩陣，其值是根據各用戶所用之頻率(tone)位置來決定。

故(4-11)式可進一步表示為：

$$\begin{aligned}\tilde{Y} &= \sum_{i=1}^n K_i S_i X + V \\ &= K X + V\end{aligned}\quad (4-12)$$

其中  $K = \sum_{i=1}^n K_i S_i$ ， $K_i = (\Lambda_i + F H_{i2} F^H)$ ，可利用 LS 將消除干擾後的訊號解回。再利用  $S_i$  矩陣即可分別取出各個用戶的頻域訊號。

$$\hat{X} = (K^H K)^{-1} K^H \hat{Y} \quad (4-13)$$

$$\hat{X}_i = S_i \hat{X}$$

然而(4-13)需要龐大的計算量，實際的實現會有困難。一個可行的做法是將 (4-11) 中的  $F H_{i2} F^H$  先行省略，而解出初步的訊號，再利用環形重建的方法，以遞迴的方式將誤差逐漸的將子載波間的干擾消除，最後能解調出較正確的信號，這樣的做法其運算的複雜度低許多。

## 4.4 環形重建

保護區間的放置使得符元和通道的線性積分變成環形積分，在 4.3 節中雖然已經消除上一個符元造成的 ISI，但其環形性質已被破壞，會造成子載波間的干擾。故在此利用初步解調出的訊號  $\hat{X}_i$  重建出各個用戶符元前頭的保護區，修補

其環形性質，由  $(\tilde{y})_n$  可得重建的信號  $(\tilde{y})_n^*$  (註： $(\cdot)_n$ ，表為第  $n$  個符元)：

$$\hat{X}_i \xrightarrow{\text{IFFT}} \hat{x}_i \quad (4-14)$$

$$(\tilde{y})_n^* = (\tilde{y})_n - \sum_{i=1}^n (H_{i2})_n (\hat{x}_i)_n$$

此步驟其實就是在補償 4.3 節省略的  $F H_{i2} F^H$ 。過程如圖 4-3 所示

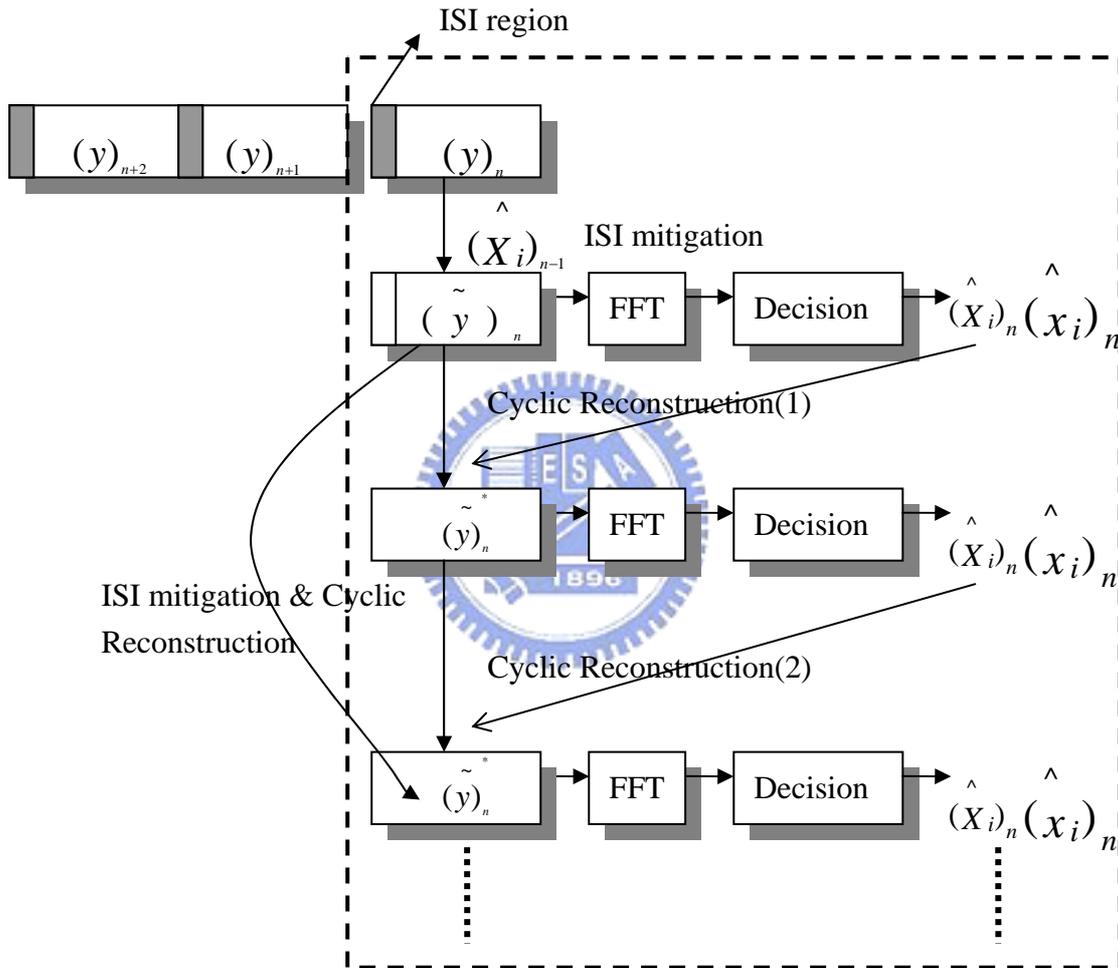


圖 4-3 環形重建表示圖

本論文消除ISI的方法是利用上一個符元的解調出的訊號  $(\hat{X}_i)_{n-1}$ ，將接收到的信號  $(y)_n$  的ISI部分先消除，解調出各個用戶的初步信號  $(\hat{X}_i)_n$ ，利用此初步信號重建保護區間  $(\tilde{y})_n^*$ ，再解調出更準確的信號  $(\hat{X}_i)_n$ ，如此重複若干次，便能將原本受符元干擾的訊號正確解調回來。

## 4.5 通道補償

在 4.1 節中提到，因為接收端接收的各用戶資料彼此間不同步，在去除保護區間後的資料符元經過取樣後，所取出的訊號則為原來各個多用戶訊號的循環平移(Cyclic shift)加總，經過離散傅葉轉換後，等於乘上各用戶相對應線性相位的偏移量，可經過通道估測的方式消除偏移量後便能解出正確的資訊。消除相位偏移的方式是根據各個用戶的時間差 $t_i$ ，求得相對應的在頻域上的相位差，將此相位差補償在通道上：

$$\left\{ F h_i' \right\}_p = \left\{ F h_i \right\}_p \exp \left[ \frac{-j2\pi p t_i}{N_c} \right] \quad (4-15)$$

$h_i$  為第 $i$ 個用戶的脈衝響應， $h_i'$  為第 $i$ 個用戶經過相位補償後的通道響應。 $\{\}_p$ 表頻域上第 $p$ 個子載波。 $F$ 為正規化的傅立葉矩陣。



加上通道補償，非同步多用戶之干擾消除的流程圖如下：

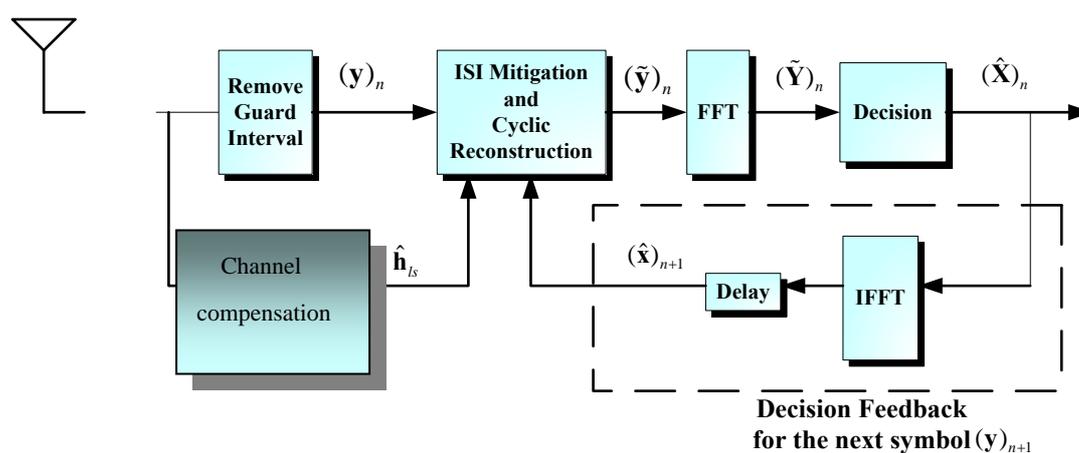


圖 4-4 非同步多用戶之干擾消除流程圖

而在此章節假設通道響應已知，不做通道估計，僅需做通道補償。

## 4.6 模擬分析

### 4.6.1 通道模型與訊雜比

在無線散射環境下，接收端接收到經障礙物反射後的多個不同時間延遲的訊號，其通道模型為多重路徑延遲模型。本章的多重路徑延遲通道模型是雷利分佈 (Rayleigh Distribution)，以多個路徑延遲的均方根延遲擴展(Root Mean Square Delay Spread ; RMS DS)定義通道延遲長度，符號為 $T_{RMS}$ 。通道響應 $h$ 為實部和虛部均為平均值為 0，變異數為  $\sigma^2/2$  的高斯隨機變數，而能量成指數下降，通道響應中第 $k$ 個路徑表示如下：

$$\begin{aligned} h_k &= N(0, \frac{\sigma_k^2}{2}) + j \cdot N(0, \frac{\sigma_k^2}{2}) \\ \sigma_k^2 &= \sigma_0^2 \cdot \exp(\frac{-k T_s}{T_{rms}}) \\ \sigma_0^2 &= 1 - \exp(\frac{-T_s}{T_{rms}}) \end{aligned} \quad (4-16)$$

$h_k$ 表第 $k$ 個路徑的通道脈衝響應。 $N(0, \frac{\sigma_k^2}{2})$  為平均值為 0，變異數為  $\sigma^2/2$  的高斯隨機變數。 $T_s$ 為取樣週期，在此定為 50ns，方均根延遲擴展 $T_{RMS}$ 定為  $5 \mu s$ 。

多重路徑通道  $h$  在統計上的振幅是呈指數下降，其通道脈衝響應如下圖所示：

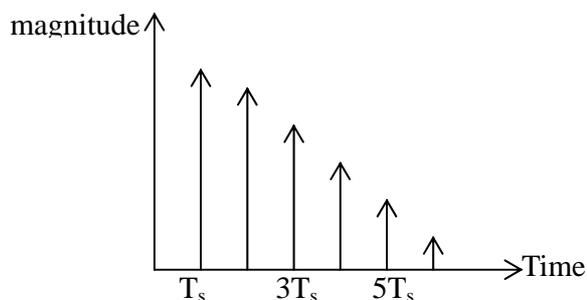


圖 4-5 多重路徑延遲通道脈衝響應

SNR 的定義為在每根接收天線上所收到的訊號平均功與雜訊平均功率的比值(dB)，錯誤率則用位元錯誤率 BER(bits error rate)來表示。

#### 4.6.2 SISO-OFDMA 系統之非同步二用戶的干擾消除

在此模擬中系統的 OFDM symbol 有 2048 個子載波，cp size 為 symbol 長度的十六分之一，採用 QAM 調變，而多個用戶資訊在頻域上採用頻率交錯(tone interleaving)的方式區分開來，使其在傳送資料和接收資料彼此互不影響。在本節模擬中，為兩個用戶下的非同步所造成的符元干擾消除。兩用戶時序的時間延遲表示為 $[t_1, t_2]$ ，以第一個用戶時序為基準  $t_1=0$ ，而第二個用戶和第一個用戶的時間差為  $t_2$ 。因兩用戶時序上未對準，在取出符元解調信號時會產生 ISI 問題。本節模擬的兩用戶時間延遲 $[t_1, t_2]$ 分為 $[0, 15]$ 、 $[0, 20]$ 、 $[0, 30]$ ，如圖 4-6~4-11 中所示，perfect 表兩用戶時序對準後解調訊號的 BER，delay 表示兩用戶時序未對準解調信號的 BER，因為時序未對準會產生符元干擾，其 BER 會比 perfect 情況差。ISI 表示經過決策回授符元干擾消除後解調信號的 BER，因為先做了初步的消除上一個符元的干擾，故能降低 BER。ISI&cyc1 表示除了消除符元干擾，再加上環形重建，而 ISI&cyc2 表示做了兩次的環形重建，因為再加上環形重建處理後能將環形性質補償回來，故能更準確的正確解調信號。從圖 4-6 可知，僅作一次和兩次的環形重建效果相同，故之後的環形重建處理僅需做一次即可。當第二個用戶的時間和第一個用戶的時間差  $t_2$  越大，所造成的 ISI 效應越大，因為第一個用戶時序上並無時間延遲，故無 ISI 問題，在同時處理接收訊號後解調出來的第一個用戶訊號的 BER 能夠非常接近 perfect 情況，即能非常正確的解調信號，而第二個用戶因為時序上的延遲而產生的 ISI 問題，在經過決策回授干擾消除和環形重建後，也能正確的解調出信號。而當  $t_2$  越大時，決策回授干擾消除和環形重建所能消除的 ISI 就不如預期的好。

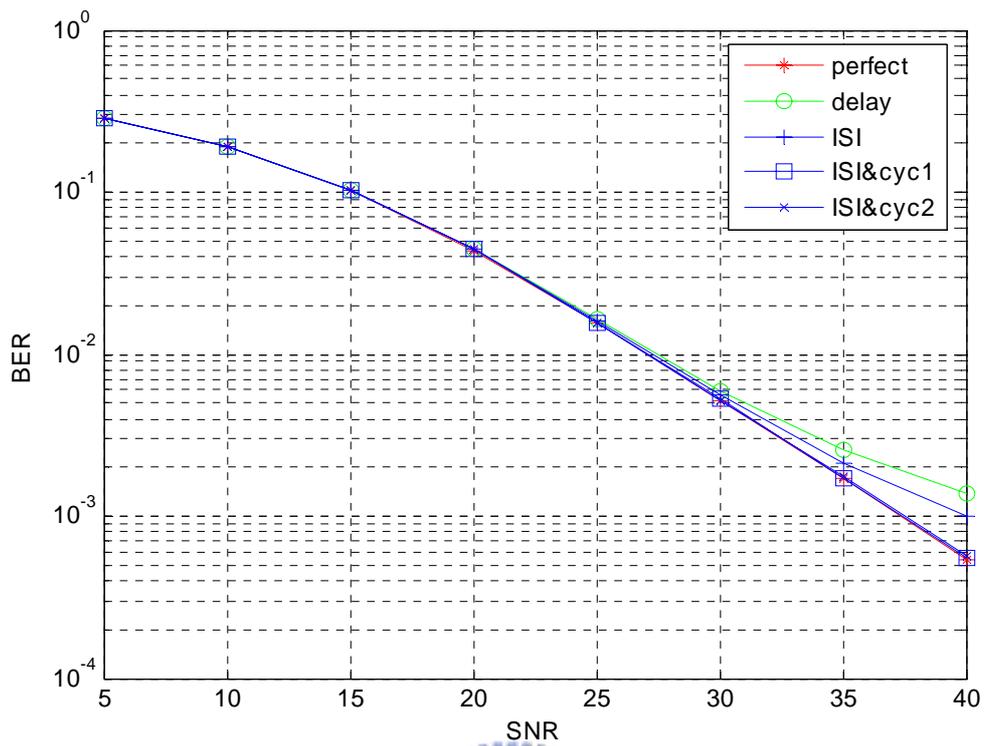


圖 4-6 兩用戶時間延遲為[0,15]，第一個用戶時間延遲為 0 之干擾消除、環形重建

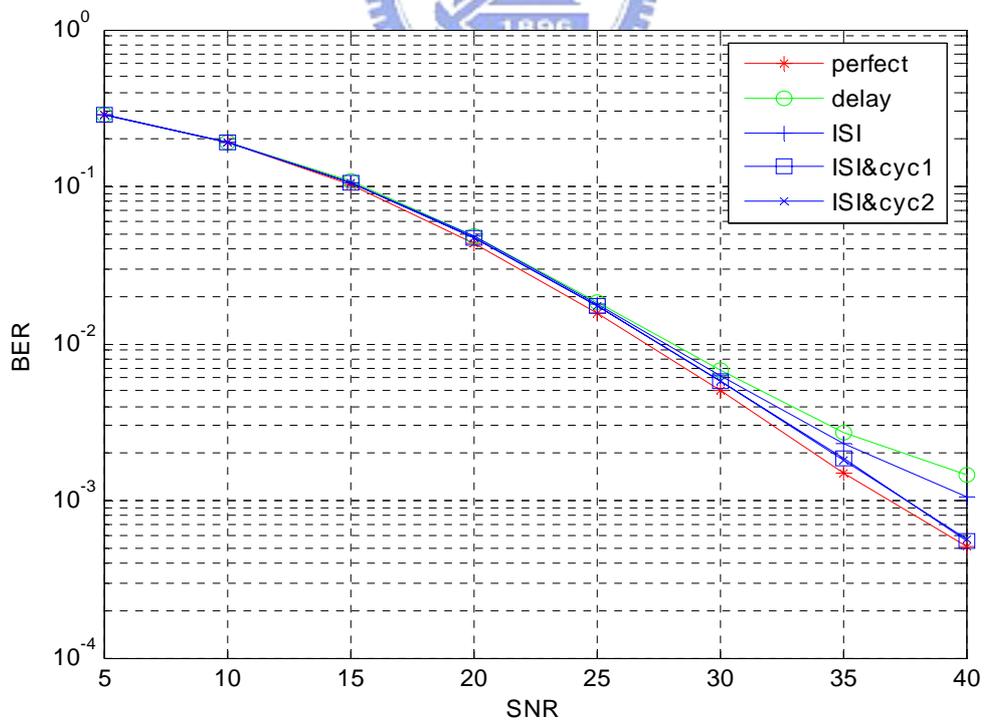


圖 4-7 兩用戶時間延遲為[0,15]，第二個用戶時間延遲為 15 之干擾消除、環形重建

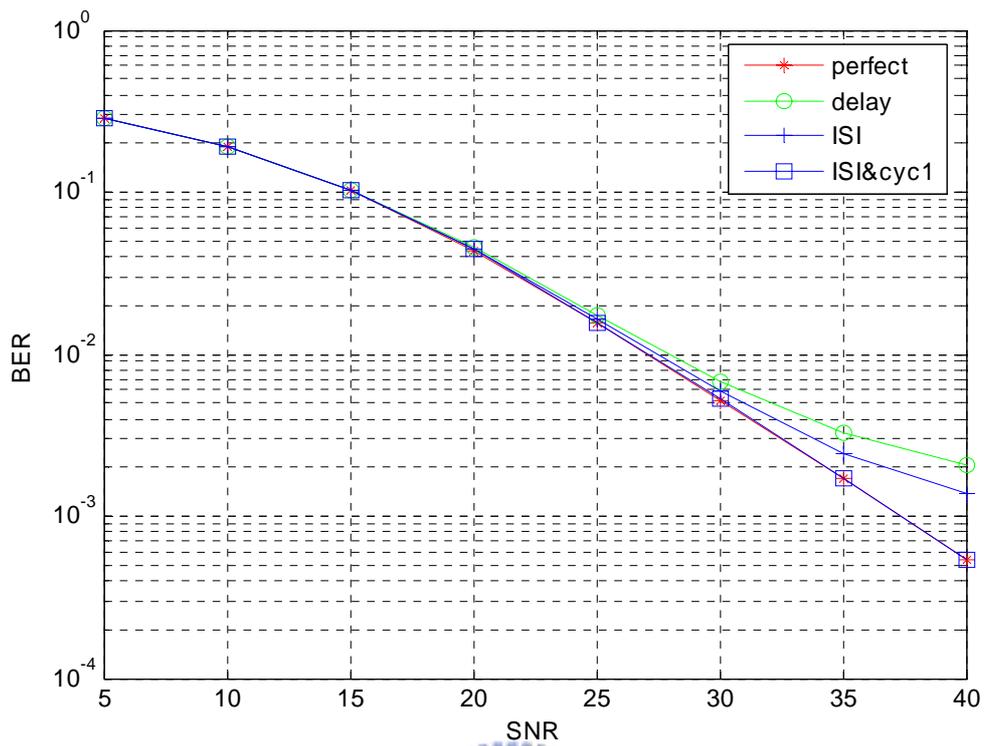


圖 4-8 兩用戶時間延遲為 $[0,20]$ ，第一個用戶時間延遲為 0 之干擾消除、環形重建

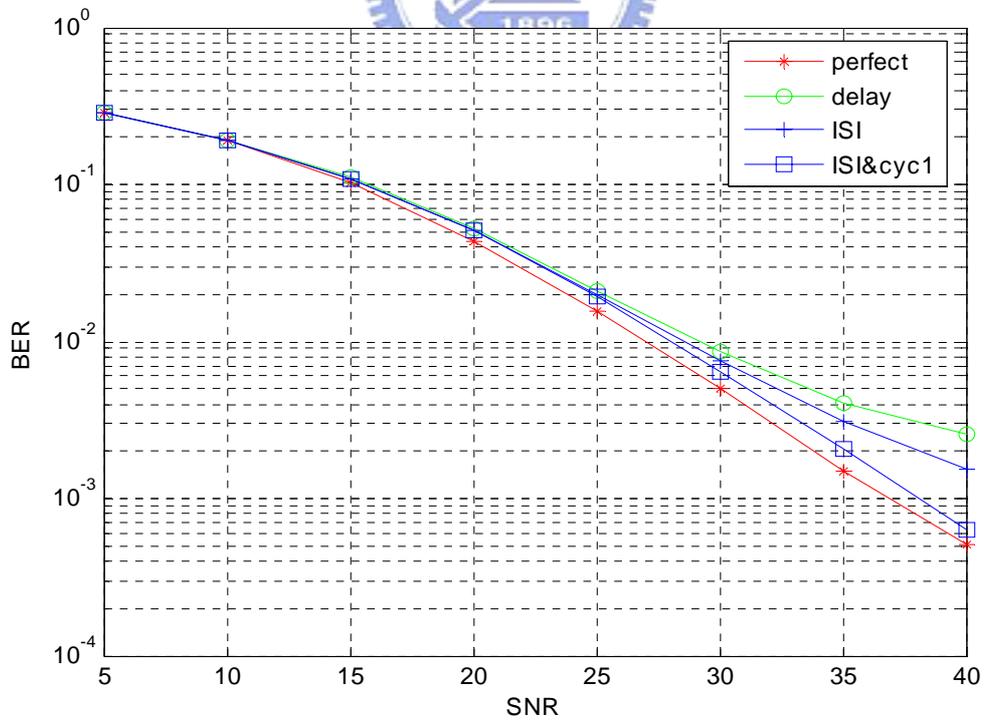


圖 4-9 兩用戶時間延遲為 $[0,20]$ ，第二個用戶時間延遲為 20 之干擾消除、環形重建

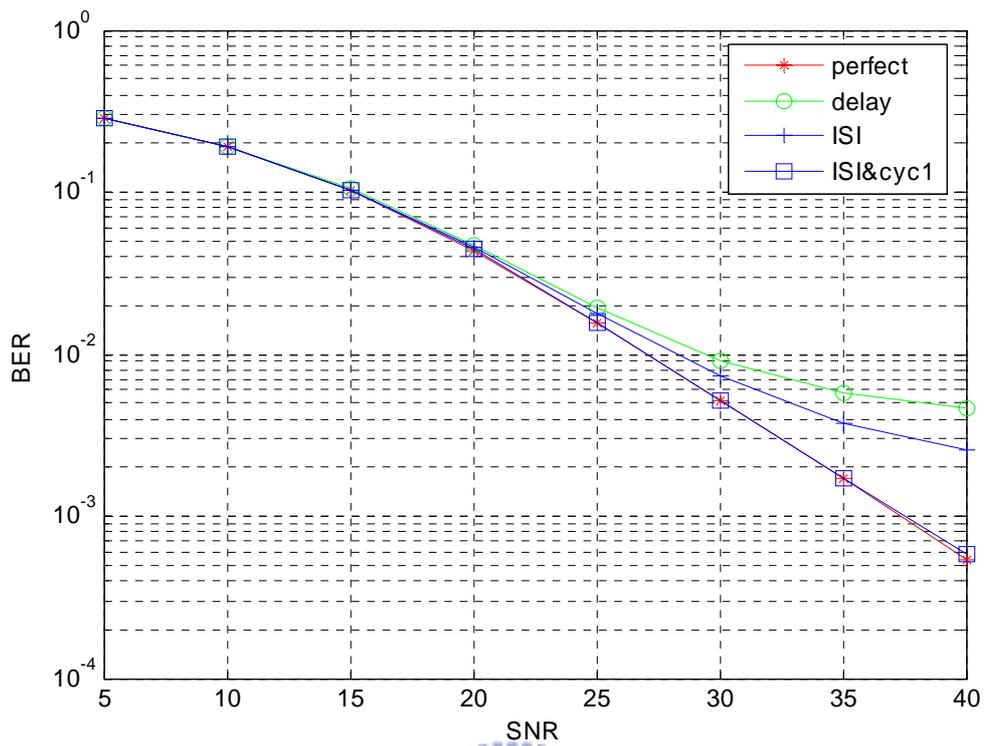


圖 4-10 兩用戶時間延遲為[0,30]，第一個用戶時間延遲為 0 之干擾消除、環形重建

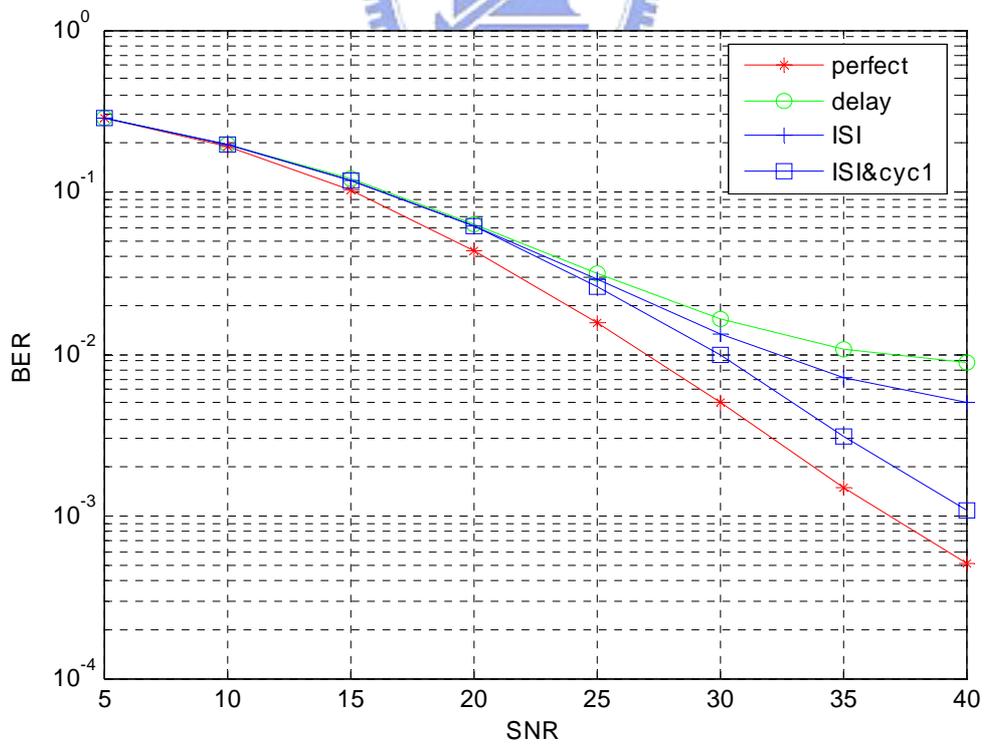


圖 4-11 兩用戶時間延遲為[0,30]，第二個用戶時間延遲為 30 之干擾消除、環形重建

### 4.6.3 SISO-OFDMA 系統之非同步三用戶的干擾消除

在本節模擬中，用戶個數增加成三位，如圖 4-12~4-14 所示，三用戶時序的時間延遲 $[t_1, t_2, t_3]$ 分爲 $[0, 5, 30]$ ，從模擬結果可知，因爲用戶個數增多，各個用戶時間延遲增多而所造成的 ISI 也越多，但因第一個和第二個用戶的時間延遲較小，故決策回授干擾消除和環形重建還是能解決 ISI 問題，雖然會有點小誤差，但還能正確的解調信號。而第三個用戶的時間延遲較大，故決策回授干擾消除和環形重建後解調的信號不如第一和第二個用戶來的準確。

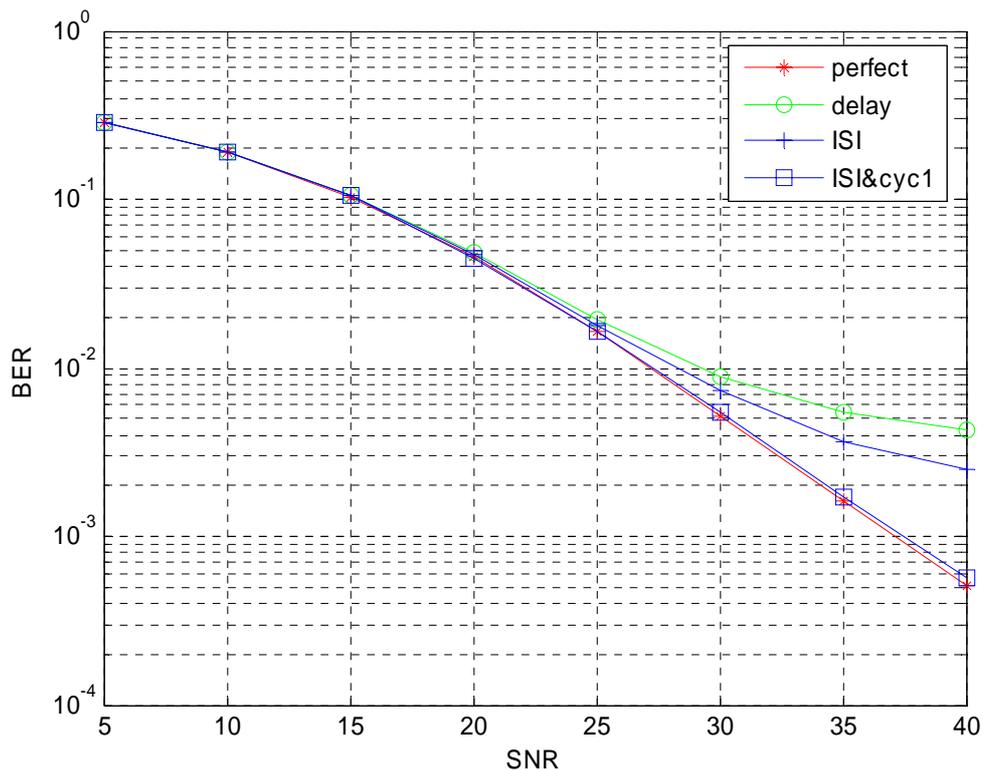


圖 4-12 三用戶時間延遲爲 $[0, 5, 30]$ ，第一個用戶時間延遲爲 0 之干擾消除、環形重建

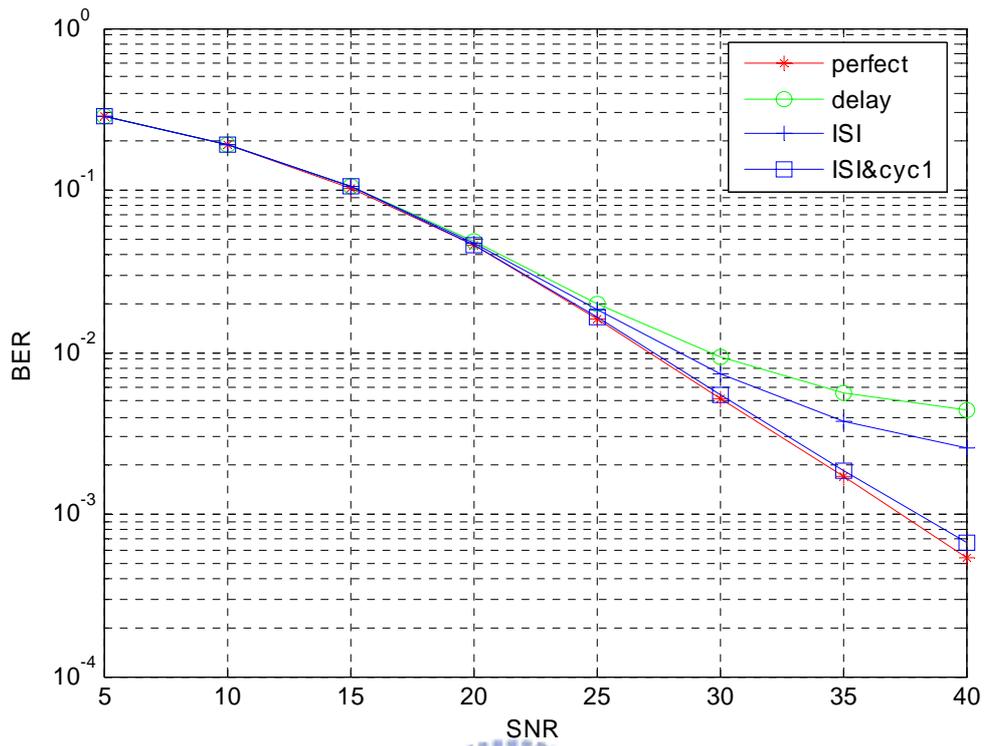


圖 4-13 三用戶時間延遲為[0,5,30]，第二個用戶時間延遲為 5 之干擾消除、環形重建

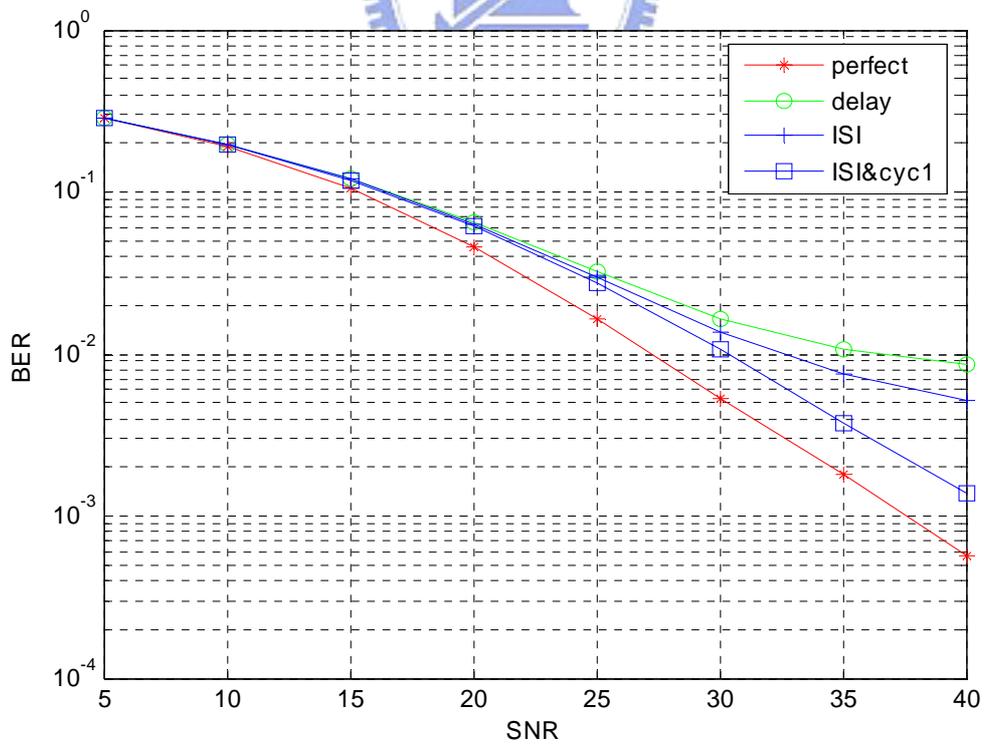


圖 4-14 三用戶時間延遲為[0,5,30]，第三個用戶時間延遲為 30 之干擾消除、環形重建

#### 4.6.4 SISO-OFDMA 系統之非同步四用戶的干擾消除

在本節模擬中，用戶個數增加成四位，如圖 4-15~4-18 所示，四用戶時序的時間延遲 $[t_1, t_2, t_3, t_4]$ 分爲 $[0, 5, 10, 25]$ 。和 4.5.2 的二個用戶及 4.5.3 的三個用戶模擬結果比較後可知，當用戶個數越多，因爲各用戶時序上的時間延遲增多，所造成的 ISI 也越多，決策回授干擾消除和環形重建所能消除的 ISI 效果也越不好，如四個用戶的第一、二、三個用戶的 ISI 較少，還是能解調出正確的信號，但其錯誤率比前面兩節的更高。而且所能抵抗的最大時間延遲也越少，。如四個用戶最大時間延遲是 25，均比前節較少用戶最大可抵抗的時間延遲還要小。

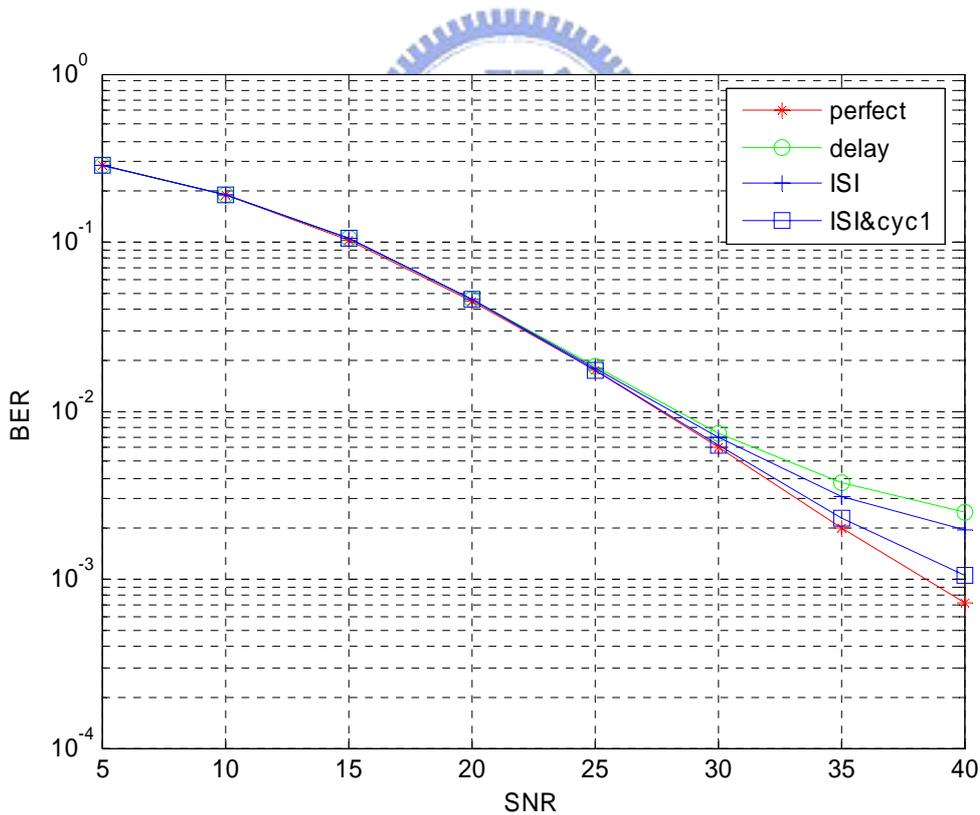


圖 4-15 四用戶時間延遲爲 $[0, 5, 10, 25]$ ，第一個用戶時間延遲爲 0 之干擾消除、環形重建

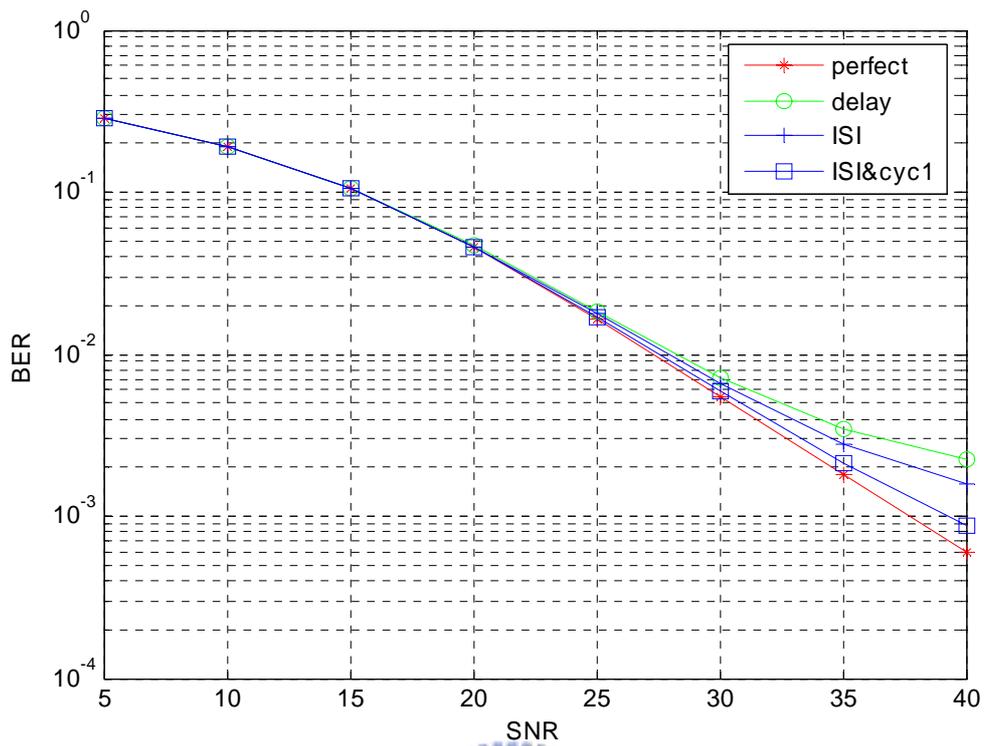


圖 4-16 四用戶時間延遲為[0,5,10,25]，第二個用戶時間延遲為 5 之干擾消除、環形重建

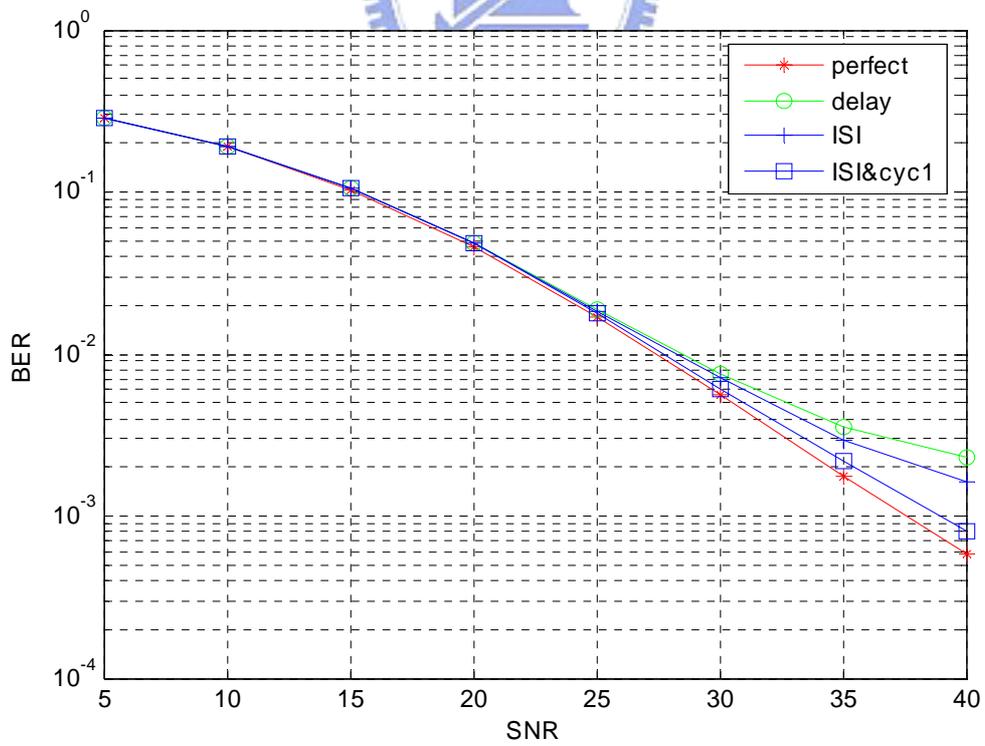


圖 4-17 四用戶時間延遲為[0,5,10,25]，第三個用戶時間延遲為 10 之干擾消除、環形重建

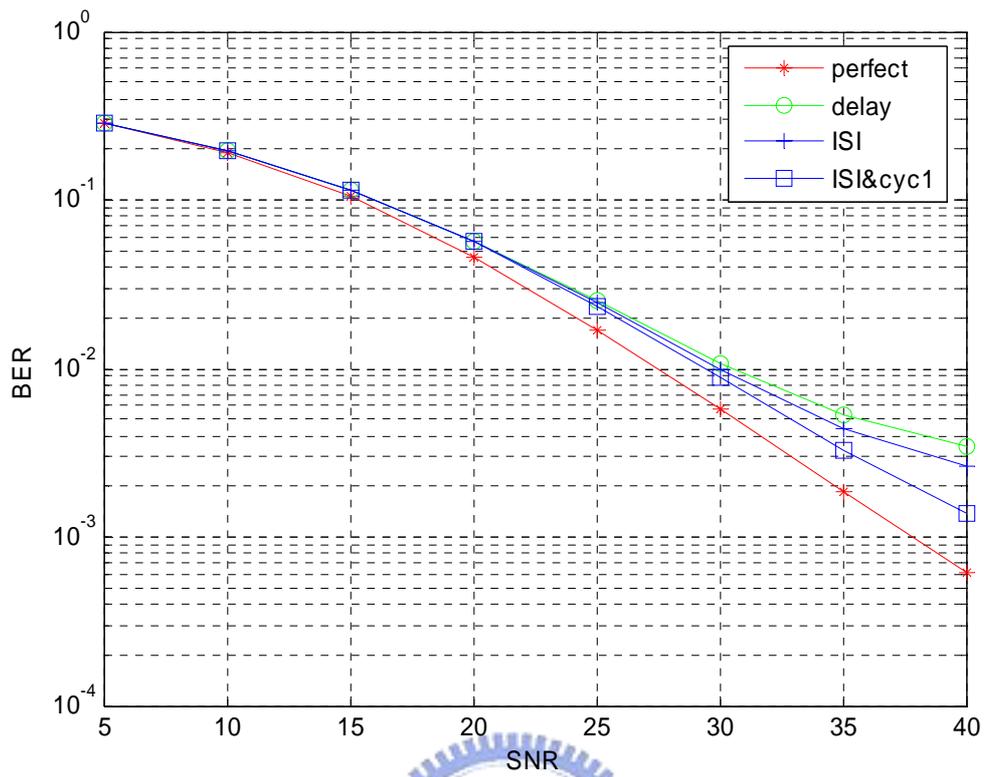


圖 4-18 四用戶時間延遲為[0,5,10,25]，第四個用戶時間延遲為 25 之干擾消除、環形重建



## 第 5 章 結論

在本論文中首先介紹適用於 SISO 系統的 SUI 和 ITU-R 通道模型，以及適用於 MIMO 系統的 SCM 和 TGn 通道模型。SUI 為適用於 802.16d 系統的通道標準，ITU-R 則為適用於 IMT-2000 系統、TGn 為適用 802.11n 系統、SCM 為適用於 3GPP 系統。在本論文中的 802.16e 系統的通道模型則是採用 SCM 作為通道模型。在介紹完通道模型後，更進一步大略介紹 802.16e 系統架構，之後便針對本論文研究的兩個主題：802.16e 通道估計和非同步多用戶之干擾消除。

在通道估計方面，吾人提出一個簡單有效的通道估計法，以前一個符元和後一個符元的嚮導信號內插出當前符元的額外符元，使原本只有 2 個嚮導信號增加為 4 個嚮導信號，再輔以二階內插以增加通道估計的準確性，補足原本 2 個嚮導信號無法準確估計通道的缺陷。此方法能正確的解調出信號，其正確度遠大於一般線性的內插方式，且複雜度低，能以簡單的方法即能達到不錯的效能。

在非同步多用戶之干擾消除方面，先瞭解因為多用戶彼此時序上的不同步，當解調信號時，則會產生符元干擾的現象，在此以決策迴授干擾消除和環形重建的方式，成功的抑止非同步多用戶所產生的 ISI，正確的解調信號，並有效的降低系統的運算複雜度。

以上所提出的演算法期待未來能更加提高其效能，在通道變化更快速下，通道估計也能達到良好的效能，在更多使用者所產生更多的 ISI 問題也能完全的消除。此外，本論文之討論為針對接收端解調時有可能遭遇到的問題提出解決的方法，而 OFDMA 系統中之自動增益控制、相位雜訊等，皆有可能會影響載波資料解調，因此未來的目標將朝向更完善的實際系統考量，將所有接收端設計有可能遭遇到的問題一起合併設計，提出更完整的解決方法，並盡量降低計算複雜度，以提供真正系統建構所需之高效能演算法。

## 參考文獻

- [1] *IEEE Std 802.16-2004*, “Part 16: air interface for fixed broadband wireless access systems ”, Oct.2004.
- [2] *IEEE Std 802.16e-2005 and IEEE Std 802.16-2004/Cor 1-2005*, “Part 16: air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems ”, Feb.2006.
- [3] Yumin Lee, and Pinchieh Huang, “Performance Analysis of a Decision Feedback Orthogonality Restoration Filter for IEEE802.11A,” *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, vol. 1, pp. 449-453, 17-21 March 2002.
- [4] Wen-Rong Wu, Chao-Yuan Hsu, “Decision Feedback IBI Mitigation In OFDM Systems” in ISCAS- 2005, papper ID4663.
- [5] IEEE 802.16.3c-01/29r4, “Channel Model for Fixed Wireless Applications”, July 2001.
- [6] Rec.ITU-R M.1225, “Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000”, 1997.
- [7] 3GPP TR 25.996 ,“Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations”, v6.1.0, Sept.2003
- [8] Erceg V. et al., IEEE 802.11 document 03/940r4 “TGn Channel Model”, May 2004.
- [9] V. Erceg et.al, “A model for the multipath delay profile of fixed wireless channels,” *IEEE JSAC*, vol. 17, no.3, March 1999, pp. 399-410.

- [10] A.A.M. Saleh and R.A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 5, 1987, pp. 128-137.
- [11] P. Soma, D.S. Baum, V. Erceg, R. Krishnamoorthy, and A.J. Paulraj, "Analysis and modeling of multiple-input multiple-output (MIMO) radio channel based on outdoor measurements conducted at 2.5 GHz for fixed BWA applications," in *Proc. IEEE ICC Conf., New York, April 2002*.
- [12] Q.H. Spencer, et al., "Modeling the statistical time and angle of arrival characteristics of an indoor environment," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 18, no. 3, March 2000, pp. 347-360.
- [13] R.J.-M. Cramer, R.A. Scholtz, and M.Z. Win, "Evaluation of an ultra-wide-band propagation channel," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 50, no.5, May 2002, pp. 561-570.
- [14] Chia-Chin Chong, David I. Laurenson and Stephen McLaughlin, "Statistical Characterization of the 5.2 GHz wideband directional indoor propagation channels with clustering and correlation properties," in *proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, vol. 1, Sept. 2002, pp. 629-633.
- [15] L. Schumacher, K. I. Pedersen, and P.E. Mogensen, "From antenna spacings to theoretical capacities – guidelines for simulating MIMO systems," in *Proc. PIMRC Conf.*, vol. 2, Sept. 2002, pp. 587-592.
- [16] A.A.M. Saleh and R.A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 5, 1987, pp. 128-137.
- [17] L. Schumacher "WLAN MIMO Channel Matlab program," download information:[http://www.info.fundp.ac.be/~lsc/Research/IEEE\\_80211\\_HTSG\\_C\\_MSC/distribution\\_terms.html](http://www.info.fundp.ac.be/~lsc/Research/IEEE_80211_HTSG_C_MSC/distribution_terms.html)
- [18] Hui-Shan Chen, "Cell search and Initial link setup for WiMAX systems", NCTU, July 2006

## 簡歷

姓 名： 林宛儀

性 別： 女

出生日期： 民國 71 年 4 月 26 日

出生地： 高雄市

學 歷：

高雄市市立愛群國小 (1988. 9~1994. 6)

高雄市市立南門國中 (1994. 9~1997. 6)

國立高雄女子高級中學 (1997. 9~2000. 6)

國立中央大學電機系 (2000. 9~2004. 6)

國立交通大學電信工程研究所系統組碩士班 (2004. 9~2006. 7)



西元 2006 年 7 月獲得碩士學位