

國立交通大學

電子工程學系 電子研究所碩士班

碩士論文

IEEE802.16e OFDMA 同步技術之設計

Design of Synchronization Techniques for

IEEE802.16e OFDMA

研究生：李宜融

指導教授：陳紹基 博士

中華民國九十六年十一月

IEEE802.16e OFDMA 同步技術之設計

Design of Synchronization Techniques for IEEE802.16e OFDMA

研究生：李宜融

Student：Yi-Ron Lee

指導教授：陳紹基 博士

Advisor：Sau-Gee Chen

國立交通大學

電子工程學系 電子研究所碩士班

碩士論文



Submitted to Department of Electronics Engineering & Institute of Electronics

College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao-Tung University

in Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master of Science

In

Electronics Engineering

November 2007

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十六年十一月

IEEE802.16e OFDMA 同步技術之設計

學生：李宜融

指導教授：陳紹基 博士

國立交通大學

電子工程學系 電子研究所碩士班

摘 要

在本論文中設計一套全面的同步系統，其適用於 IEEE 802.16e 的規格。基於現有的載波頻率估測、符元時間偵測、整數部分載波頻率估測與識別先導訊號方法，我們提出了一些改進方式。在載波頻率估測方法上，解決了先導訊號週期性不完整造成的誤差。在符元時間偵測上，提出的方法可以在未知先導訊號編號的情形下在時域上估測。在整數部分載波頻率估測與識別先導訊號方法上，提出了低複雜度的演算法。

Design of Synchronization Techniques for IEEE802.16e

Student: Yi-Ron Lee

Advisor: Sau-Gee Chen

Department of Electronics Engineering & Institute of Electronics
National Chiao Tung University

Abstract

We propose an overall synchronization scheme suitable for IEEE 802.16e in this thesis. Based on existing methods, we proposed some improved methods including carrier frequency offset estimation, symbol time estimation, integer carrier frequency offset (ICFO) estimation and preamble identification. The proposed method of carrier frequency offset estimation can overcome an error due to imperfectly periodic property of the preamble. The proposed method of symbol time estimation can be designed on time domain without known preamble index. The proposed methods of ICFO estimation and preamble identification have low computation complexity.

誌 謝

本論文可以順利完成，首先要感謝我的指導教授 陳紹基博士。當我遇到研究上的疑惑與困難時，能適時的給予指導以及提供思考方向，並且不厭其煩的在學問上給予正確的觀念講解，在此致上由衷的感謝。

在碩士生涯的兩年多，我也要感謝實驗室的好朋友們：思衡、瑞徽、致良和飛群叔叔，謝謝你們陪我一起患難與歡樂，帶給我許多寶貴的回憶；感謝健全學長在計畫和生活上面的指導，不吝惜的分享他豐富的社會經驗，使我獲益良多。

最後感謝我的父母與家人的支持，讓我能順利完成學業，並且擁有寶貴的人生經歷，在此獻上無限的感激與敬意。



目錄

第一章 緒論	1
第二章 OFDM 與 OFDMA 簡介	4
2.1 OFDM 簡介	4
2.1.1 保護區間和循環字首觀念介紹	5
2.1.2 離散時間OFDM模型	6
2.2 OFDMA 簡介	8
2.3 OFDMA 同步的議題	9
2.3.1 載波頻率偏移的效應	9
2.3.2 符元時間偏移的效應	10
第三章 IEEE 802.16e OFDMA 規格介紹	12
3.1 IEEE 802.16e 簡介	12
3.2 IEEE 802.16e OFDMA 中的符元架構	13
3.2.1 OFDMA 基本術語	13
3.2.2 系統參數(System parameters)	15
3.2.3 可變式(Scalable) OFDMA	16
3.2.4 訊框架構 (Frame Structure)	16
3.3 子載波的配置	18

3.3.1 下行	18
3.3.1.1 前導訊號的架構和調變	18
3.3.1.2 DL 子載波的配置	19
3.3.1.3 嚮導訊號的調變	22
3.3.1.4 資料的調變	22
3.3.2 上行	23
3.3.2.1 資料配置規則 (data mapping rules)	23
3.3.2.2 UL 子載波的配置	24
3.3.2.3 嚮導訊號之調變	25
3.3.2.4 資料的調變	26
第四章 IEEE 802.16e OFDMA 的同步設計	27
4.1 Preamble 架構	27
4.2 同步的流程	29
4.3 訊框偵測	30
4.4 載波頻率偏移估測	31
4.4.1 現有方法	31
4.4.2 提出的方法	33
4.5 符元時間估測	34

4.5.1 現有方法	34
4.5.2 提出的方法	37
4.6 整數部分載波頻率偏移估測與識別 preamble	39
4.6.1 現有方法	40
4.6.1.1 KSYP method	40
4.6.1.2 ML method	42
4.6.1.3 Ting's method	43
4.6.2 提出的方法	44
4.6.2.1 Proposed method	44
4.6.2.2 Proposed auxiliary technique	45
4.6.2.2.1 Improved KSYP method	46
4.6.2.2.2 Improved ML method	46
4.6.2.2.3 Improved Ting's method	47
4.6.2.2.4 Improved proposed method	47
4.6.3 複雜度分析	48
第五章 模擬結果與分析	52
5.1 通道模型	52
5.2 載波頻率偏移估測之效能分析	54
5.3 符元時間估測之效能分析	56
5.4 整數部分載波頻率偏移估測與識別 preamble 之效能分析	58

第六章 結論

67

參考文獻

69



表目錄

表 3-1	Wimax 系統規格整理	13
表 3-2	可變式 OFDMA	16
表 3-3	OFDMA 下行之 PUSC 模式下的子載波放置	21
表 3-4	OFDMA 下行之子通道群的編制方式	21
表 3-5	OFDMA 上行之子載波放置範例	25
表 4-1	在 m 固定時對一組 preamble 的計算量比較	49
表 4-2	整體計算量比較	50
表 4-3	儲存運算結果的整體計算量比較	50
表 4-4	儲存運算結果的整體計算量比較 (DFT 點數為 512)	51
表 4-5	儲存運算結果的整體計算量比較，考慮鄰近 N_v 子載波通道	51
表 5-1	ITU-R 運動測試環境通道 A	53
表 5-2	ITU-R 運動測試環境通道 B	53
表 5-3	OFDM 系統模擬參數	54

圖目錄

圖 2-1	FDM 與 OFDM 的頻寬效應比較	5
圖 2-2	OFDM 符元中的 CP	6
圖 2-3	離散時間 OFDM 模型	6
圖 2-4	OFDM 與 OFDMA 的主要差異	9
圖 2-5	符元邊界選取示意圖	11
圖 3-1	OFDMA 子通道配置圖	14
圖 3-2	data region 範例	14
圖 3-3	多種排列模式的 OFDMA 訊框	15
圖 3-4	TDD 模式下的訊框架構	17
圖 3-5	下行的 cluster 的組態	19
圖 3-6	OFMA 系統用來調變嚮導訊號的 PRBS 產生器	22
圖 3-7	QPSK、16QAM 和 64QAM 星座圖	23
圖 3-8	OFDMA 上行之資料配置規則範例	24
圖 3-9	OFDMA 上行之 tile 示意圖	25
圖 4-1	preamble 配置圖	28
圖 4-2	同步流程圖	29
圖 4-3	傳統方法在 $K=N/2$	36
圖 4-4	傳統方法在 $K=N/8$	36
圖 4-5	提出的方法在 $K=N/8$	37
圖 4-6	提出的方法在未處理 cp 過長時， $K=N/8$ ，cp 長度為 $N/4$	38
圖 4-7	提出的方法在處理 cp 過長時， $K=N/4$ ，cp 長度為 $N/4$	39
圖 5-1	載波頻率估測的 MSE	55
圖 5-2	載波頻率估測的 MSE， $f_{nd} = 0.05$	55

圖 5-3	符元時間估測的錯誤率，cp 長度為 1/16 符元時間	56
圖 5-4	符元時間估測的錯誤率，cp 長度為 1/4 符元時間	57
圖 5-5	符元時間估測的錯誤率，cp 長度為 1/16 符元時間， $f_{nd} = 0.05$	57
圖 5-6	符元時間估測的錯誤率，cp 長度為 1/4 符元時間， $f_{nd} = 0.05$	58
圖 5-7	在只利用鄰近通道下的估測整數部分載波頻率偏移與 preamble 的方法比較	59
圖 5-8	在利用鄰近多個子載波間距通道下的提出方法參考實數部分與各個方法的比較	60
圖 5-9	在利用鄰近多個子載波間距通道下的提出方法參考實數和虛數部分與各個方法的比較	61
圖 5-10	在利用鄰近多個子載波間距通道下的 Ting's method 與各個方法的比較	61
圖 5-11	在利用鄰近多個子載波間距通道下的 KSYF method 與各個方法的比較	62
圖 5-12	在利用鄰近多個子載波間距通道下的 ML method 與各個方法的比較	62
圖 5-13	在只利用鄰近通道下的估測整數部分載波頻率偏移與 preamble 的方法比較	63
圖 5-14	在利用鄰近多個子載波間距通道下的提出方法參考實數與各個方法的比較	64
圖 5-15	在利用鄰近多個子載波間距通道下的提出方法參考實數和虛數部分與各個方法的比較	65
圖 5-16	在利用鄰近多個子載波間距通道下的 Ting's method 與各個方法的比較	65

圖 5-17 在利用鄰近多個子載波間距通道下的 KSYP method 與各個方法的比較

66

圖 5-18 在利用鄰近多個子載波間距通道下的 ML method 與各個方法的比較

66



第一章

緒論

由於多媒體應用及網路使用的盛行,使得人們對頻寬的需求日益增加,因此高資料傳輸率成為下一代通訊系統的基本要求。眾多的研究想找出一個容易實現、有效率的頻寬使用及經過不理想的通道而效能更穩定的新調變技術,正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)是一個可以滿足以上需求的調變技術。正交分頻多工技術在1960年代中期即已提出[1],但在當時由於正交多載波硬體的製作相當困難且昂貴,而且在數位信號處理不發達的當時,此技術並不受到歡迎。直到1971,Weinstein 及Ebert在[2]提出利用IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)及FFT(Fast Fourier Transform)取代類比之多載波製作,此技術得以再受重視。在1980年Peled 及Ruiz 提出利用前置循環信號(Circular Prefix)來解決在多重路徑通道下的符際干擾(Inter Symbol Interference, ISI)問題。

在目前OFDM 技術已經被採用為多種傳輸技術的標準,在有線的環境下,如非對稱式數位用路迴路(ADSL)、高速數位用路迴路(HDSL)及電力線傳輸系統(Home-Plug)。在無線環境中,如數位音訊廣播(DAB)、數位影像廣播(DVB)、IEEE 802.11a 無線區域網路標準(WLAN)及IEEE 802.16 無線都會型區域網路(WMAN)都是藉由OFDM 技術來傳輸。

OFDM 技術廣泛的被使用在通信系統中，因為OFDM 在頻率選擇性衰退通道 (Frequency Selective Fading Channel)、多重路徑(Multipath)的影響及遭到窄頻干擾時有較佳的穩定性。對單載波通系統，衰退通道及干擾可能造成傳輸失敗，但對多載波系統而言，只有少部分的子載波受到影響，且經由錯誤更正編碼可增加傳輸效能。但是，OFDM 有兩個熟知的缺點，第一個是峰值對均值功率比 (Peak-to-Average Power Ratio, PAPR)，由於OFDM 信號為多個載波組合而成，因此其信號功率會隨著子載波所載之符元不同而變化，若變化之範圍超出功率放大器之線性區域則產生非線性失真，因此在多載波時必須考慮PAPR 問題，以減少功率放大器之非線性失真，PAPR 的問題增加D/A 及A/D 設計的複雜度，以及減低功率放大器的效率。第二個是對同步錯誤極為敏感，同步錯誤包括頻率偏移 (Frequency Offset)及時間偏移(Time Shift)，頻率偏移主要因為傳送與接收端的振盪器存在頻率差與都卜勒效應，將造成載波間的正交性被破壞，使得子載波間互相干擾(Inter-carrier Interference, ICI)，造成子載波能量下降，而且相鄰的子載波也會造成干擾。時間偏移是由於雜訊及多重路徑使得不能正確的找出每個符元(Symbol)的邊界，會造成在DFT運算窗口選取的不正確，造成ICI 與 IBI(Inter-block Interference, IBI)的效應。在IEEE 802.16e識別preamble編號也是一個重要的同步議題，由於擁有114組preamble序列，是經由基地台的選擇來決定哪一組preamble序列，而在接收端並不清楚收到哪一組preamble序列，必須要識別preamble編號才能得知所使用的preamble序列。

本論文是針對IEEE 802.16e 無線都會型區域網路作研究，主要目的是針對接收機的實體層同步中：訊框偵測(Frame Detection)、符元時間估測(Symbol Time Estimation)、載波頻率偏移估測 (Carrier Frequency Offset Estimation)、整數部分載波頻率偏移估測(Integer Carrier Frequency Offset Estimation)、識別preamble (Preamble Identification)的研究。

下列概述各章節的內容：

第一章： 研究背景與動機並概述本論文

第二章： 介紹 OFDM 與 OFDMA 的基本觀念

第三章： 對 IEEE 802.16e OFDMA 系統介紹

第四章： 介紹現有與提出的同步技巧

第五章： 將本論文所提出的方法及效能分析作一個總結

第六章： 結論以及未來的發展方向



第二章

OFDM 與 OFDMA 介紹

在本章裡，會簡介 OFDM 與 OFDMA 的基本理論，OFDMA 是架構於 OFDM 並利用多重存取的技術，其在眾多地方皆等同於 OFDM，其詳細的、相關資料可參照 [3] 和 [4]。



2.1 OFDM 簡介

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)系統的基本原理，是將原有的資料傳輸序列分配在多個不同的子載波上平行傳送。OFDM 系統與傳統分頻多工(Frequency Division Multiplexing, FDM)不同之處在於OFDM 系統的每個子載波(Sub-Carrier)之間具有正交性(Orthogonality)，子載波彼此之間不會產生干擾，因此頻譜可以互相重疊，此為OFDM 系統之主要特點；而傳統分頻多工系統之不同載波之間頻譜沒有重疊，因此OFDM 系統比傳統分頻多工系統具有較好的頻寬效應(Bandwidth Efficiency)，如圖2-1。

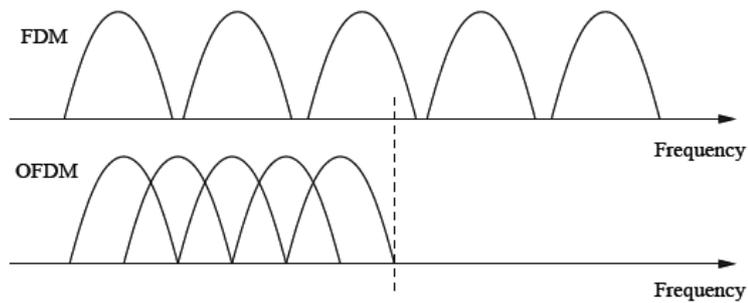


圖2-1 FDM與OFDM的頻寬效應比較 [5]

OFDM因將資料傳輸序列分配在多個不同的子載波上平行傳送。所以，在頻域上，相對於單一載波而言，各個子載波的頻寬相對變小數倍，儘管整個通道之頻率響應是非平坦的，具有頻率選擇性 (frequency selective fading)，但是對於個別的子載波而言，其通道響應為平坦衰落 (flat fading)。在時域上，每一個子載波上的傳輸間隔變大為原本間隔的數倍，使得在每個子載波上的符元持續時間 (Symbol duration) 增加，符元時間變長可以降低由多路徑延遲擴散 (Multi-path Delay Spread) 引起之符元干擾 (Inter Symbol Interference, ISI)。

2.1.1 保護區間和循環字首觀念介紹

為了能有效消除多路徑通道延遲所造成的ISI影響，直觀的想法就是在符元和符元之間空出一段時間不傳任何資料，作為保護區間 (Guard Interval, GI)，而且此區間的長度必須大於最大通道路徑延遲 (Maximum Channel Path Delay)。但是對於OFDM調變而言，因為其訊號是用正交載波來調變的，在通道的多路徑效應下，接收端收到的符元卻會因為保護區間而在這個符元中失去訊號的正交性，產生子載波間干擾 (Intercarrier Interference, ICI)。為了保持正交性，保護區間為符元本身的循環延伸所構成，亦即將符元後端的一部分複製，放置到符元之前，故稱為循環字首CP (Cyclic Prefix)，如圖 2.2 所示。因此

當CP長度大於最大通道路徑延遲時，將沒有ISI和ICI。

雖然加入CP能有效解決多路徑通道延遲的問題，但相對也使系統需要額外付出傳輸頻寬和傳輸功率的代價。當CP長度太小時，則時序和多路徑通道延遲的問題便會嚴重影響整體系統效能；反之，CP長度太大時，將造成系統的頻寬和傳輸功率不必要的浪費。因此，CP長度的大小需依系統的需求而定。

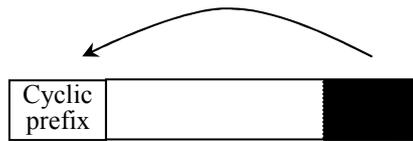


圖 2-2 OFDM 符元中的 CP [6]

2.1.2 離散時間OFDM模型

1971年，Weinstein 提出可以將 OFDM 系統的傳送端的調變器 (Modulator) 和接收端的解調器 (Demodulator) 分別使用 IDFT 和 DFT 來實現 [10]。並且隨著 fast DFT (FFT) 和 fast IDFT (IFFT) 演算法的發展，使其可以應用在 OFDM 系統上，如圖 2-3 所示。

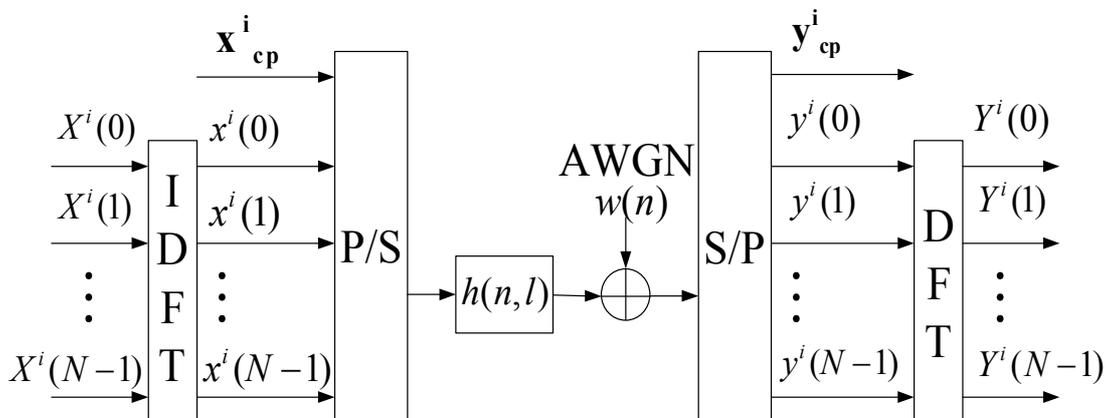


圖 2-3 離散時間 OFDM 模型 [6]

首先，將頻域的訊號使用 IDFT 調變到時域，其中 i 表示目前符元為第 i 個符元，為了方便起見，以下討論將省略 i 參數。則時域的訊號可表為

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (2-1)$$

其中 $X(k)$ 表示被第 k 個子載波 (Subcarrier) 調變的訊號，且 $0 \leq n \leq N-1$ 。之後經過並列變串列變換器 (parallel to serial converter, P/S) 並且加上 CP x_{cp} 之後，便經由時變多重路徑通道 (Time-variant and Multipath Fading Channel) 傳送至接收端，此時接收到的訊號可表為

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(n,l) x(n-l)_N + w(n) \quad (2-2)$$

其中 $h(n,l)$ 代表通道路徑 l 在取樣時間 n 的響應。 $(\cdot)_N$ 表示一個以 N 為基數的循環位移 (Cyclic Shift) 運算子，這是由於加了之後 CP 所產生的效果； $w(n)$ 為一個被取樣過後的複數可加性高斯白雜訊 (AWGN)。

接收到的訊號 $y(n)$ 在將 CP y_{cp} 移除之後，便可經由串列變並列變換器 (Serial to Parallel Converter, S/P) 然後經過 DFT 解調，解調後在第 k 個子載波的訊號如下所示

$$Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (2-3)$$

以上即為 OFDM 離散模型之基本架構，值得注意的是，當 (2-2) 的通道為非時變時，可以將接收訊號簡化成

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l) x(n-l)_N + w(n) \quad (2-4)$$

此時由於 CP 的作用使得接收訊號成為通道和傳送訊號的環狀折積 (Circular Convolution) 再加上雜訊，表示如下

$$y(n) = h(n) \odot x(n) \quad (2-5)$$

其中 \odot 在此定義為環狀折積之運算子，由離散訊號處理的觀念得知 [7]，兩個訊號在時域的環狀折積經過 DFT 後，等效於兩訊號在頻域的相乘。於是 (2-3) 可表

為

$$Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n)e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} = H(k)X(k) + W(k) \quad (2-6)$$

其中

$$H(k) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} = \sum_{n=0}^{L-1} h(n)e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (2-7)$$

為通道的頻率響應

$$W(k) = \sum_{n=0}^{N-1} w(n)e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (2-8)$$

為雜訊的頻率響應。明顯地，可以從(2-6)看出當通道為非時變時，靠著 CP 和 IDFT/DFT 運算使得在頻域接收訊號僅為傳送訊號和通道響應相乘，此為 OFDM 系統可以對抗多重路徑通道的原因。

2.2 OFDMA 簡介



OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 是架構於 OFDM 並利用多重存取的技术，是未來無限通通訊技术的重要組成部分，其可變頻寬的機制其功能為根據通道狀況改變系統頻寬與子載波數，使用者可以選擇對自己通信品質好的子通道上發送信號，具有較高的頻譜利用率，在抵抗多徑效應、頻率選擇性衰落或窄頻干擾上都有很好的優勢，圖 2-4 將可以看出 OFDM 與 OFDMA 的主要差別。

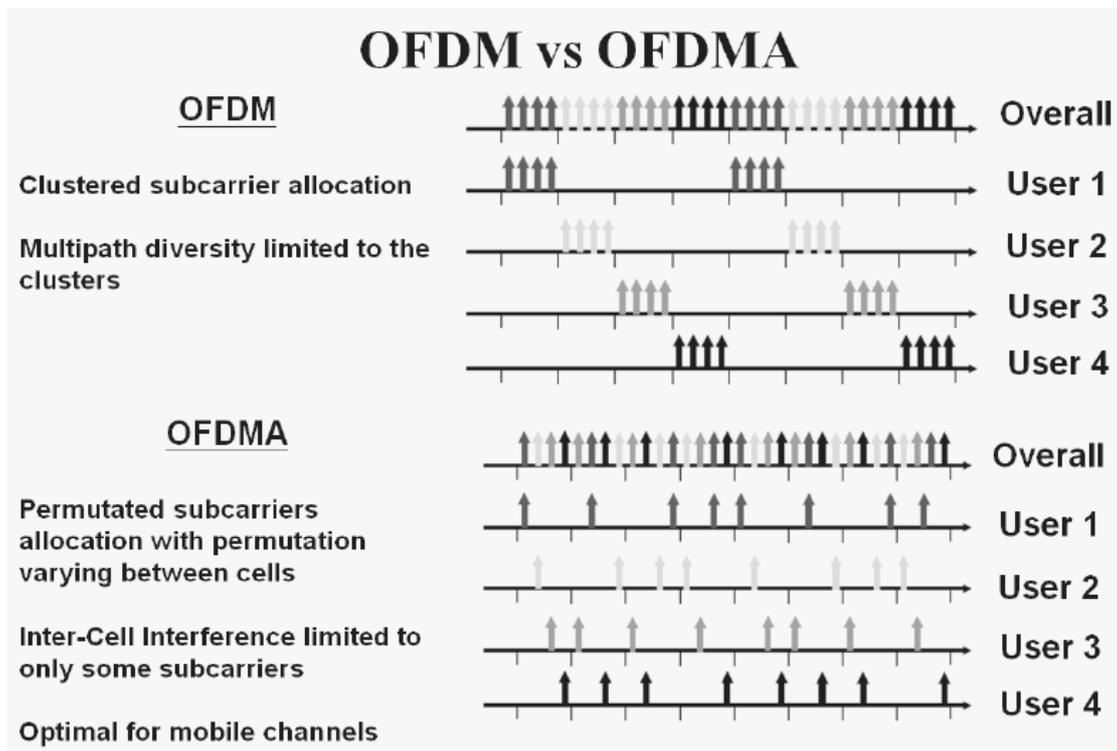


圖 2-4 OFDM 與 OFDMA 的主要差異 [8]

然而為了支援多用戶，OFDMA 在實做上會變的複雜，尤其是在控制電路上將會造成額外的負擔，例如在上傳時需控制各使用者的傳輸能量，避免過大影響其餘使用者。

2.3 OFDMA 同步的議題

在 OFDMA 系統中，其主要缺點為對載波頻率偏移(Carrier Frequency Offset, CFO)及符元時間偏移(Symbol time offset)的敏感度高，而嚴重影響效能。因此，在這將討論頻率與時間偏移對 OFDMA 系統所造成的影響。

2.3.1 載波頻率偏移的效應

在 OFDMA 系統中對載波頻率偏移極為敏感，但是卻不可避免的會產生頻率偏移，其主要原因為基地台與用戶端之間的震盪器在現階段技術當中並不可能達成完全一樣頻率的震盪器，因而必須對其差異做補償。在討論頻率偏移前，首先定義標準化的頻率偏移量(normalized carrier frequency offset) f_{Δ} 如下：

$$\varepsilon = \frac{f_t - f_r}{\Delta f} \quad (2-9)$$

其中 f_t 與 f_r 分別為基地台與用戶端的載波頻率， Δf 為系統的子載波間距(subcarrier spacing)。 ε 非整數部分會造成接收端作 DFT 頻譜取樣至非正交頻率點而導致 ICI 和訊號的衰減，整數部分會造成接收資料在頻域上偏移整數個位置。資料在 AWGN 的情況下，頻率偏移量為 ε ，第 m 個子載波接收訊號如式(2-10)[12]所示：

$$\begin{aligned} Y(k) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} X(l) e^{j \frac{2\pi n(l-k+\varepsilon)}{N}} + W(k) \\ &= X(k)I(0) + \sum_{\substack{l=0, \\ l \neq k}}^{N-1} X(l)I(l-k) + W(k) \\ &= \text{desired signal} + \text{ICI} + W(k) \end{aligned} \quad (2-10)$$

，其中

$$\begin{aligned} I(l-k) &= \sum_{n=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi n(l-k+\varepsilon)}{N}} \\ &= \frac{\sin(\pi(l-k+\varepsilon))}{N \sin(\frac{\pi}{N}(l-k+\varepsilon))} e^{j \frac{\pi(N-1)(l-k+\varepsilon)}{N}} \end{aligned} \quad (2-11)$$

由式(2-10)所示，可以明顯看出 ε 造成資料的振幅衰減、相位偏移和 ICI。而此種影響不能簡單的被傳統的等化器(equalizer)所補償，因此顯現出頻率偏移估測的重要性。

2.3.2 符元時間偏移的效應

符元時間偏移是由於雜訊及多重路徑使得不能正確的找出每個符元的邊

界，會造成在 DFT 運算窗口選取的不正確，因而造成 ISI 破壞子載波之間的正交性。圖 2.4 案例 1(case 1)表示 DFT 運算窗口除了涵蓋到第 n 個目標符元的樣本點外，還涵蓋到第 n+1 符元中部分循環字首，因此符元的部分資訊會流失且造成不可回復的 ISI。在案例 2 中，DFT 運算窗口涵蓋了第 n 個符元以及其循環字首，此符元時間的選取錯誤會在時域上的循環移動與頻域上的相位旋轉，其子載波的正交性仍能保持而無 ISI。在案例 3 中，為 DFT 窗口精確的選取到所需的範圍並能完整的保留子載波的正交性並且不會在頻域上產生相位偏移[9]，然而在多重路徑延遲的情況下，系統不亦正確決定出此符元時間[10][11]。

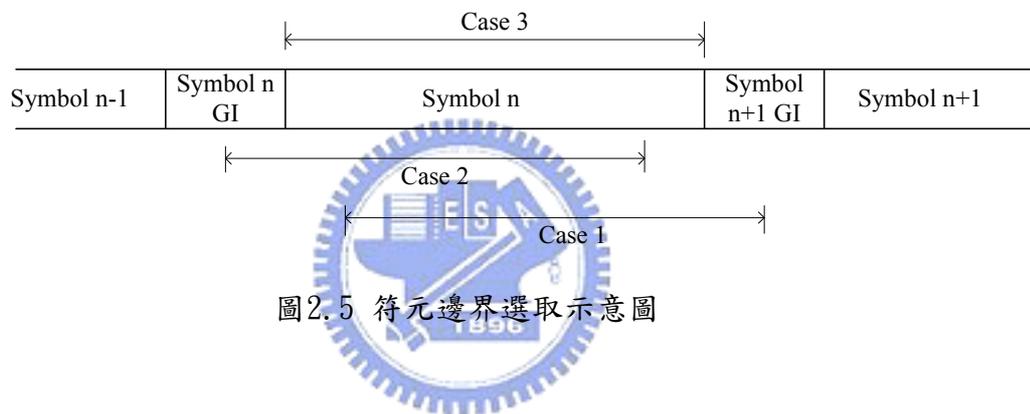


圖2.5 符元邊界選取示意圖

第三章

IEEE 802.16e OFDMA 規格介紹

本章介紹 IEEE 802.16e OFDMA 標準。由於整個 802.16e 系統極為複雜，因此只會介紹到本篇論文有使用到的部分。其餘的部分，請參照 [3] 和 [4]。

3.1 IEEE 802.16e 簡介

WiMAX (World Interoperability for Micro-wave Access) 是根據 802.16 標準[3]，[4]所衍伸的一種無線都會網路技術。WiMAX 可分為固定式及移動式 2 種，固定式即 802.16d，或稱 802.16-2004，能取代 ADSL 的最後一哩 (Last Mile) 線路，也有人稱為 Wireless ADSL；移動式就是 802.16e，也稱 802.16-2005。802.16e 專注在行動運用上，以非直視路徑 (Non Line of Sight ; NLOS) 特性為基礎，制定出相容 802.16d 的行動傳輸規格。可以自由選擇 TDD 或 FDD 等雙工方式，並採用 OFDM、OFDMA 方式傳輸，且支援 128、512、1024、2048 個子載波調變方式。其操作頻率視不同地區與應用分佈於 2GHz~6GHz 之間，其最高傳輸速率可達 75Mbps，而涵蓋的範圍可以到達 30 英里 (約 50 公里)。

表 3-1 Wimax 系統規格整理

	Fixed access	Mobile access
Standard	IEEE 802.16-2004	IEEE 802.16e
Frequency range	2~11 GHz	2~6 GHz
Multiple access	OFDM/OFDMA	Scalable OFDMA
Modulation	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM
Duplexing	TDD/FDD	TDD
Channel spacing	1.25~20M Hz	1.25, 5, 10, 20 MHz
Symbol rate	15 Mbps	75 Mbps

3.2 IEEE 802.16e OFDMA 中的符元架構

3.2.1 OFDMA 基本術語 (OFDMA Basic Terms)

本節介紹 OFDMA PHY 中的一些基本定義，幫助我們了解 802.16e OFDMA 中子載波的分配和傳送配置的情況。

Subchannel: 在 OFDMA 中，子載波被分成數個子集合(subset)，這些子集合稱為子通道(subchannel)。其中在子通道中的子載波並不一定是連續的，如圖 3.1 所示。

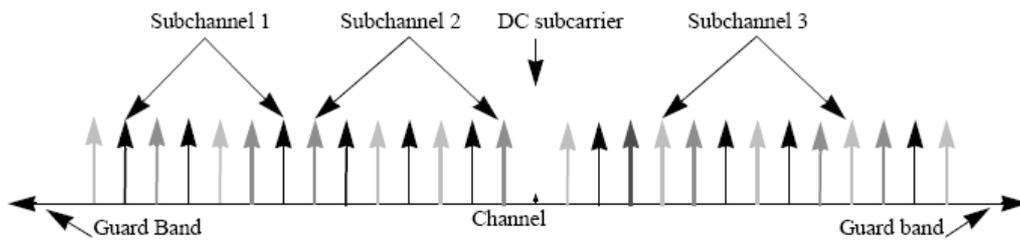


圖 3-1 OFDMA 子通道配置圖 [3]

Slot：為一個二維的單位，由時間和子通道（subchannel）所組成，並且定義為資料（data）可以被配置的最小單位。在下行（downlink）PUSC（partial usage of subchannels）的排列方式下，一個 slot 為一個子通道加上兩個 OFDMA 符元時間；在上行（uplink）的情況，一個 slot 為一個子通道加上三個 OFDMA 符元時間。

Burst (Data Region)：為一個由連續的子通道和連續的 OFDMA 符元所組成的二維放置單位，如圖 3-2 所示。

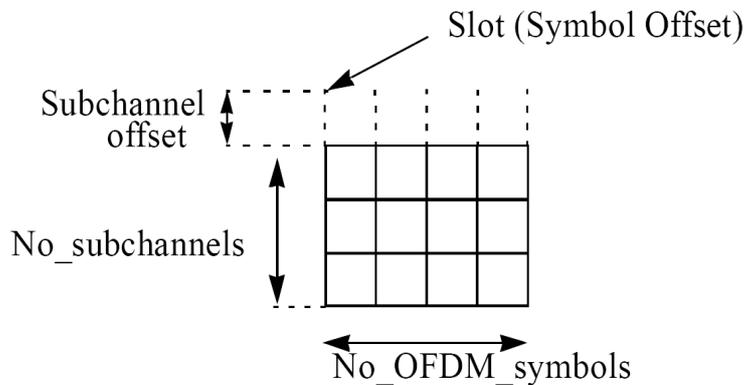


圖 3-2 data region 範例 [3]

Segment：為天線蜂巢架構中所分出的扇形涵蓋區域，在 802.16e 中定義三個 segment，分別為 segment 0、segment 1 和 segment 2。由頻域上定義可使用的子通道群組（subchannel group），做為切割方式。

Permutation Zone：為連續並使用同樣的排列模式（Permutation mode）的 OFDMA 符元的單位。在下行與上傳的子訊框中可以包含不同的排列模式。圖

3-3 中描述使用多種排列模式的 OFDMA 訊框。

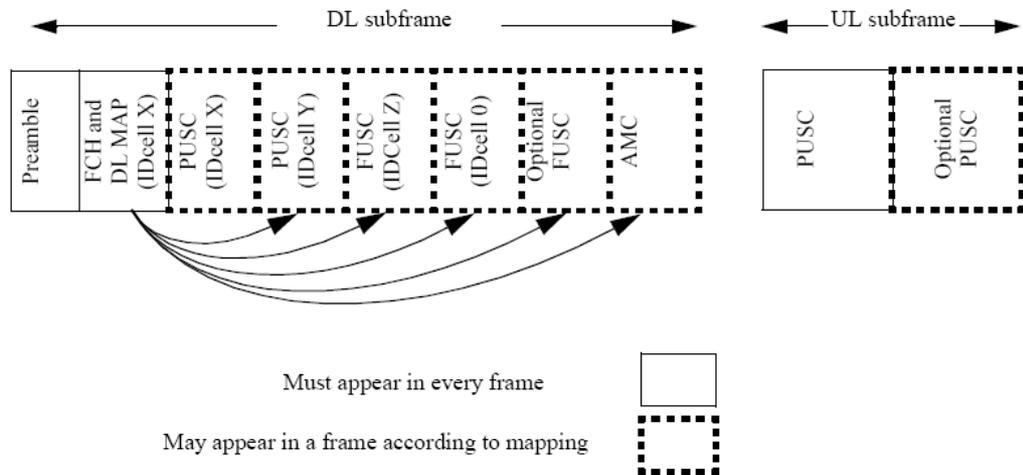


圖 3-3 多種排列模式的 OFDMA 訊框 [4]

3.2.2 系統參數(System parameters)

OFDMA 系統參數定義如下，前四者為主要參數(Primitive Parameters)的定義，其餘為推導參數(Derived Parameters)：

BW ：通道頻寬，隨不同的 FFT 點數而變。

N_{used} ：有被使用的子載波數目（包含 DC subcarrier）。

n ：取樣參數（sampling factor），大小與頻寬(BW)和 N_{used} 相關，其決定子載波間距(subcarrier spacing)詳細情況可參考 [9]。

G ：為循環字首和符元長度之比值，可支援 1/32, 1/16, 1/8 和 1/4 的大小。

N_{FFT} ：使用的 FFT 點數，為 2 的冪次並且大於 N_{used} 之最小值。

Sampling frequency: $F_s = \text{floor}(n \cdot BW / 8000) \times 8000$

Subcarrier spacing: $\Delta f = F_s / N_{FFT}$

Useful symbol time: $T_b = 1 / \Delta f$

CP time: $T_g = G \times T_b$

OFDMA symbol time : $T_s = T_b + T_g$

Sampling time : T_b / N_{FFT}

3.2.3 可變式(Scalable) OFDMA

在 IEEE802.16e OFDMA 中可以選擇 FFT 的大小，可以使用 128、512、1024、2048 點 FFT，所以稱為可變式 OFDMA(S-OFDMA)。在不同的環境中，通道狀況亦有所不同，可變式 OFDMA 可依照通道環境改變系統頻寬與子載波數，例如：在都會區，使用者較多的區域，使用較高的頻寬，仍能提供較高的傳輸速率。下表為在不同的頻寬時相對的 FFT size。

表 3-2 可變式 OFDMA

Parameters	Values			
System Channel Bandwidth (MHz)	1.25	5	10	20
Sampling Frequency (MHz)	1.4	5.6	11.2	22.4
FFT size	128	512	1024	2048
Number of SubChannel	2	8	16	32
Subcarrier Frequency Spacing	10.94 kHz			
Useful Symbol Time	91.4 microseconds			

3.2.4 訊框架構 (Frame Structure)

在 IEEE 802.16 中有兩種雙工模式(Duplexing Modes)，TDD(time division duplex) 或 FDD(frequency division duplex)。根據Wimax forum[4]，TDD是唯

一的雙工模式，因此在本篇論文中將只討論TDD模式。

在TDD中，UL和DL在相同的頻率但不同的時間點上傳送。圖3-4為OFDMA TDD的訊框架構。frame的前半段時間為DL傳收的區間，之後的TTG (Transmit/Receive Transition Gap)為讓基地台 (BS) 從傳送模式轉到接收模式的時間，然後再來是UL傳收的區間，之後的RTG (Receive/Transmit Transition Gap)為讓基地台 (BS) 從接收模式轉到傳送模式的時間。以下將說明圖中的控制訊號用途。

Preamble：是第一個傳送的符元，其主要目的是為了同步使用。將在第四章有詳細的介紹。

FCH (Frame Control Header)：FCH 緊接在 Preamble 之後，為QPSK調變，其提供了訊框結構的資訊，包括有 MAP 的長度、編碼和所使用的子通道。

DL-MAP 和 UL-MAP：提供了子通道的配置方式與控制訊號。

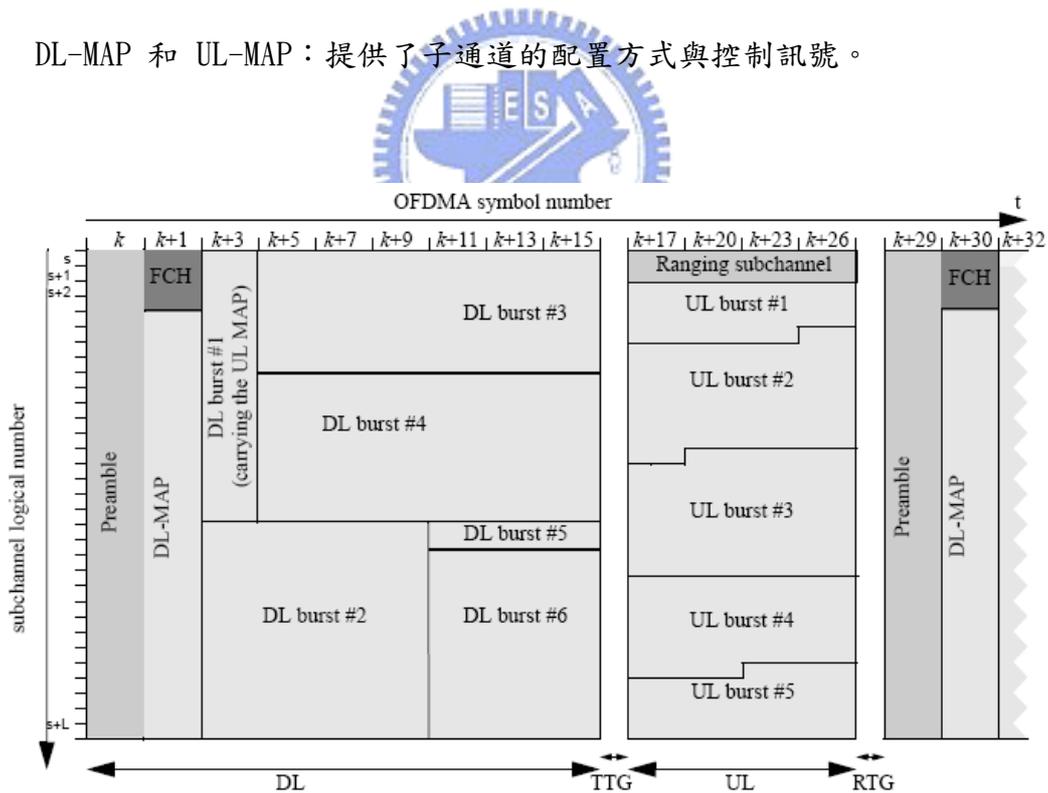


圖 3-4 TDD 模式下的訊框架構 [4]

3.3 子載波的配置(subcarrier allocations)

OFDMA PHY 有四種 FFT 大小：2048、1024、512、128。為了方便，將只討論 1024 點的 OFDMA 子載波的配置。子載波可大概分為三類，並說明如下：

Data subcarriers：用來傳送資料。

Pilot subcarrier：傳送已知的訊號，可利用來做一些估測。

Null subcarriers：不傳送任何訊號，分為頻域上的保護區間 (guard bands) 和直流子載波 (DC subcarrier)。

3.3.1 下行

下行為基地台傳送到手機端接收的行為，本節將對 802.16e OFDMA PUSC downlink 傳送規格做一個簡介。



3.3.1.1 前導訊號的架構和調變 (preamble structure and modulation)

如圖 3-4 所示，DL 訊框的第一個符元為前導訊號 (preamble)，主要用來做同步 (synchronization) 和 基地台搜尋 (cell search)。其擺放的形式依照不同的 segment 分成三種形式，定義如下：

$$\text{PreambleCarrierSet}_n = n + 3 \cdot k \quad (3-1)$$

其中，

$n = 86, 87, 88$ ：分別代表 segment 0、segment 1 和 segment 2。

$k = 0, \dots, 283$ ：代表每一個 segment 各有 283 個交錯的子載波。

從(3-1)可發現，preamble 擺放方式以 segment 為區隔相互在頻域上交錯放置，所以圖 3-4 的 preamble 部分僅有 $\frac{1}{3}$ 為該 segment 的 preamble，其他 $\frac{2}{3}$ 為另外兩個 segment 所有，這是 preamble 與其他資料不同之處。至於 preamble 的內容則為一組特定的 pseudo-noise(PN) code，以 BPSK 調變並且增強(boost) $2\sqrt{2}$ 倍，如(3-2)所示：

$$\begin{aligned} \Re\{PreamblePilotModulated\} &= 4 \cdot \sqrt{2} \cdot \left(\frac{1}{2} - w_k\right) \\ \Im\{PreamblePilotModulated\} &= 0 \end{aligned} \quad (3-2)$$

其中 w_k 為 PN code。另外要注意的是，DC subcarrier 必須為 0，所以剛好落在 DC subcarrier 上的 preamble 值都必須設定為 0。

3.3.1.2 DL子載波的配置

OFDMA downlink PUSC 裡面子載波的配置除了放 zero subcarriers 和 guard band 之外，資料（包含 pilot subcarriers 和 data subcarriers）以 cluster 為單位擺放，如圖 3-5 所示。

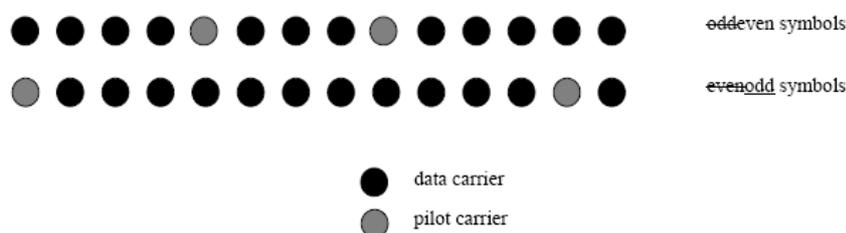


圖 3-5 下行的 cluster 的組態 [4]

一個 cluster 中有 14 個子載波，內有 2 個嚮導訊號 (pilot subcarriers) 和 12 個 data subcarriers，其擺放方式根據現有的符元是偶數符元 (even symbol)

或者奇數符元 (odd symbol) 而定，接在 preamble 之後的第一個符文定義為偶數符元，其後為奇數符元，依此類推。

802.16e 共支援 128、512、1024 和 2048 點的 FFT 點數，在 DL PUSC 的模式中，不管是哪種點數都是以 cluster 為單位擺放，使得硬體的設計上會較有一致性。而在 DL FUSC 模式，雖然在相同 FFT 點數下支援較多的 data subcarriers，但是 pilot subcarriers 也相對減少許多，再加上不同點數的情形下擺放資料的方式也不盡相同，使得通道估測在硬體設計上較無一致性，少量的 pilot subcarriers 也使得通道估測的準確度受到挑戰，使得 FUSC 模式主要在良好的傳輸環境下使用。表 3-3 為 1024 點 DL PUSC 的資料放置情形，裡面共有 120 個 clusters，60 個 subchannels (1 個 subchannel=2 個 clusters)。

至於其中不同 segment 之間的分割方式可參考表 3-4，首先將 PUSC 內的子通道分成子通道群(subchannel group)，之後分給不同的 segment 來使用。其中 segment 0 內至少要有 subchannel group 0，segment 1 內至少要有 subchannel group 2，segment 2 內至少要有 subchannel group 4。

表 3-3 OFDMA 下行之 PUSC 模式下的子載波放置[4]

Parameter	Value	Comments
Number of DC Subcarriers	1	Index 512
Number of Guard Subcarriers, Left	91-92	—
Number of Guard Subcarriers, Right	92-91	—
Number of Used Subcarriers (N_{used}) including all possible allocated pilots and the DC subcarrier.	841	Number of all subcarriers used within a symbol.
renumbering sequence	6, 48, 37, 21, 31, 40, 42, 56, 32, 47, 30, 33, 54, 18, 10, 15, 50, 51, 58, 46, 23, 45, 16, 57, 39, 35, 7, 55, 25, 59, 53, 11, 22, 38, 28, 19, 17, 3, 27, 12, 29, 26, 5, 41, 49, 44, 9, 8, 1, 13, 36, 14, 43, 2, 20, 24, 52, 4, 34, 0	Used to renumber clusters before allocation to subchannels.
Number of carriers per cluster	14	—
Number of clusters	60	—
Number of data subcarriers in each symbol per subchannel	24	—
Number of subchannels	30	—
PermutationBase6 (for 6 subchannels)	3,2,0,4,5,1	—
PermutationBase4 (for 4 subchannels)	3,0,2,1	—



表 3-4 OFDMA 下行之子通道群的編制方式[4]

FFT size	Subchannel group	# Subchannel range	FFT size	Subchannel group	# Subchannel range
2048	0	0-11	512	0	0-4
	1	12-19		1	N/A
	2	20-31		2	5-9
	3	32-39		3	N/A
	4	40-51		4	10-14
	5	52-59		5	N/A
1024	0	0-5	128	0	0
	1	6-9		1	N/A
	2	10-15		2	1
	3	16-19		3	N/A
	4	20-25		4	2
	5	26-29		5	N/A

3.3.1.3 嚮導訊號的調變 (pilot modulation)

類似於 preamble 的調變方式，嚮導訊號以一個虛擬隨機二位元序列產生器 (pseudo-random binary sequence generator : PRBS generator) 來產生，如圖 3-6 所示。內容為 BPSK 並且有 2.5dB ($\frac{4}{3}$ 倍) 的增強，表示如下：

$$\begin{aligned}\Re\{c_k\} &= \frac{8}{3} \left(\frac{1}{2} - w_k \right) \\ \Im\{c_k\} &= 0\end{aligned}\quad (3-3)$$

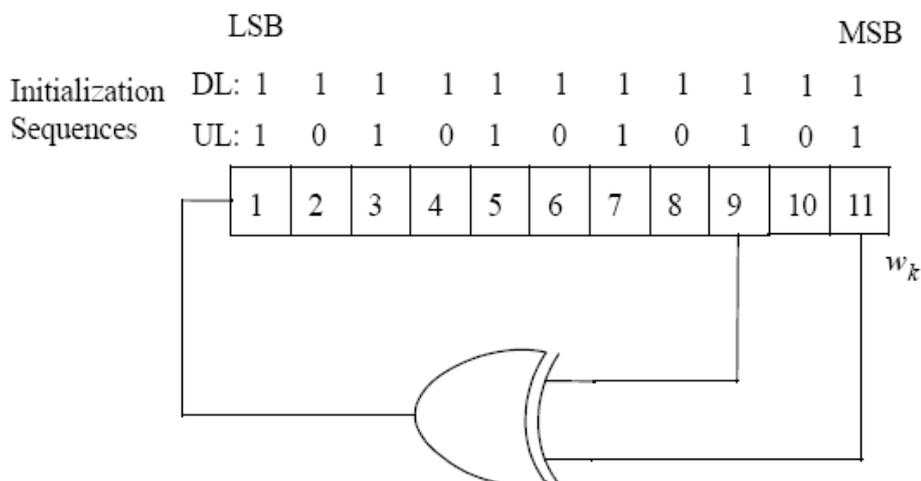


圖 3-6 OFMA 系統用來調變嚮導訊號的 PRBS 產生器 [4]

3.3.1.4 資料的調變 (data modulation)

如圖 3-7，資料的調變方式有 QPSK、16QAMQ 和 64QAM，皆為格雷編碼方式 (Gray-mapped)，其中 64QAM 為選擇性的 (optional)。

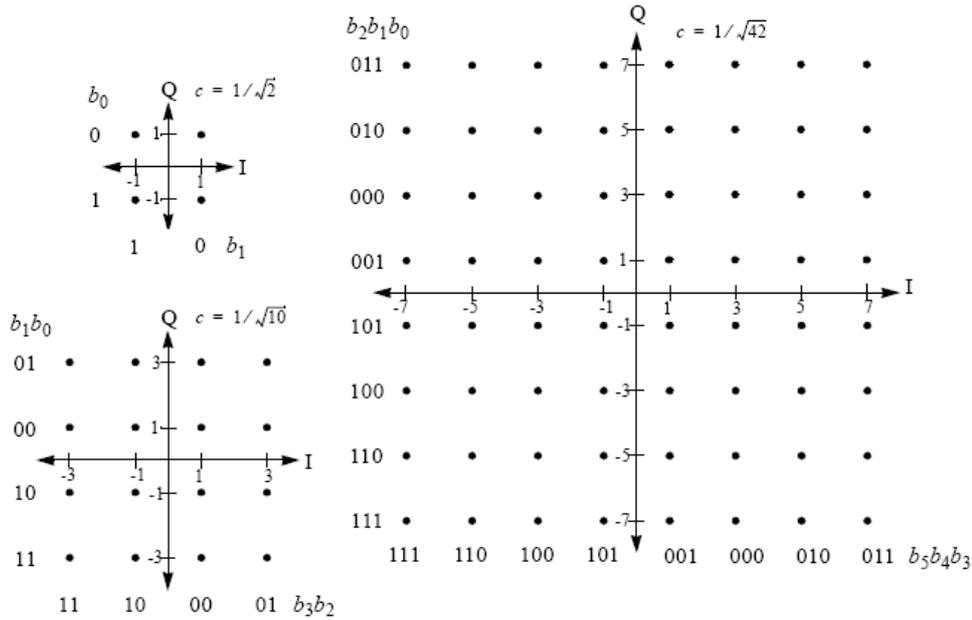


圖 3-7 QPSK、16QAM 和 64QAM 星座圖 [4]

3.3.2 上行



上行為手機端傳送到基地台接收的行為，本節將對 802.16e OFDMA PUSC uplink 傳送規格做一個簡介。

3.3.2.1 資料配置規則 (data mapping rules)

Uplink 資料配置和 downlink 類似，都是以 slot 為最小單位開始擺放，到達 data region 的邊界為止。主要不同之處有二，第一個是 slot 的維度變成了 1 個 subchannel 乘以 3 個 symbols；其次為整個 data region 的結構不必像 DL 一樣必須為長方形的結構，如圖 3-8 所示。

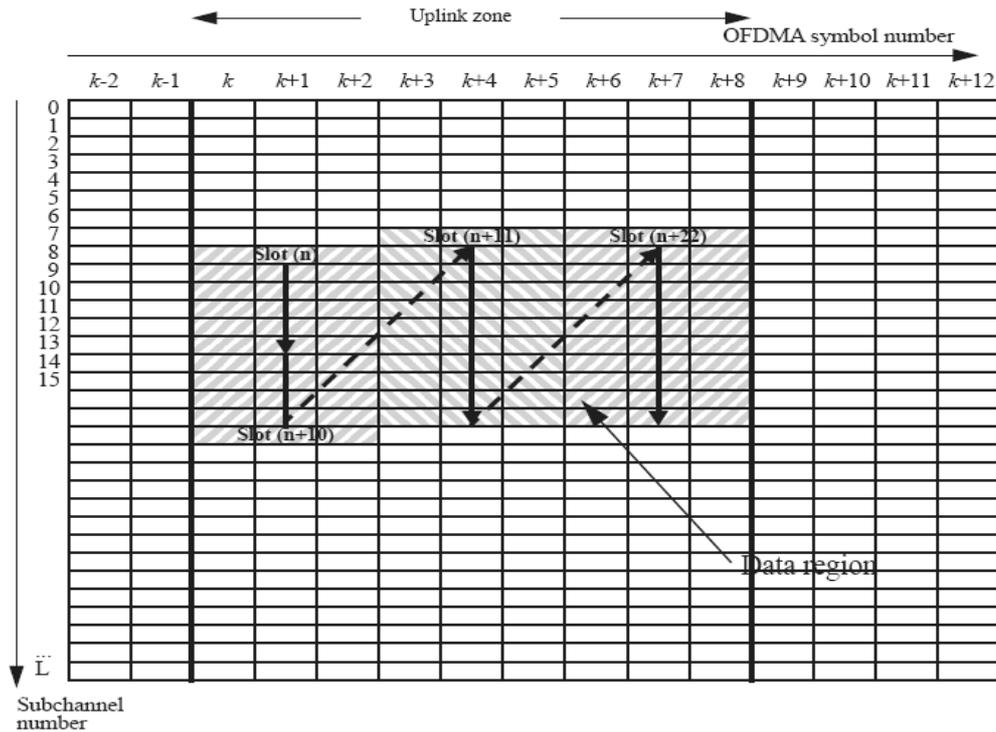


圖 3-8 OFDMA 上行之資料配置規則範例 [4]



3.3.2.2 UL 子載波的配置

在 UL 中以 tile 來當做配置的單位，如圖 3-9 所示。Tile 由連續 4 個子載波和連續 3 個 OFDMA 符元時間所組成，其中含有 4 個 pilot subcarriers 和 8 個 data subcarriers。詳細的配置以 1024 點為範例，如表 3-5 所示。在 UL 中 1 個 burst 為 3 個符元時間和 1 個子通道 (subchannel) 構成，而 6 個 tile 在頻域上組成一個子通道，因此每個 burst 有 48 個 data subcarriers 和 24 個固定點的 pilot subcarriers。

嚴格來說，即便是同一個 segment 中的用戶和基地台之間經歷的通道也會不同，所以在 UL 中的 bursts 應該視為個體分別估測出其經歷的通道響應，不可全部視為同一種通道下的響應來處理。對於 DL 而言，因為用戶端所接收的訊號都

來自於同一個通道影響，故沒有上述的問題存在，但是為了硬體設計上的一致性（同時支援多種 FFT 點數），本論文在 DL 的通道估測設計將以一個 cluster 為單位。另外，在 UL 的通道估測設計將以一個 burst (slot) 為單位。

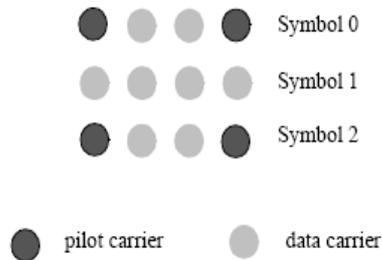


圖 3-9 OFDMA 上行之 tile 示意圖[4]

表 3-5 OFDMA 上行之子載波放置範例 [4]

Parameter	Value	Notes
Number of DC subcarriers	1	Index 512
N_{used}	841	Number of all subcarriers used within a symbol
Guard subcarriers: left, right	92, 91	—
TilePermutation	11,19,12,32,33,9,30,7,4,2,13,8,17,23,27,5,15,34,22,14,21,1,0,24,3,26,29,31,20,25,16,10,6,28,18	Used to allocate tiles to subchannels
$N_{subchannels}$	35	—
N_{tiles}	210	—
Number of subcarriers per tile	4	Number of all subcarriers used within tile
Tiles per subchannel	6	—

3.3.2.3 嚮導訊號之調變 (pilot modulation)

嚮導訊號的產生方法如同在 DL 的方法，不同之處有二。第一個是 PRBS 的初

始序列 (initialization sequences) 不同；其次是 pilot 的大小沒有增強 (boost) 的效果，如(3-4)所示：

$$\begin{aligned}\Re\{c_k\} &= 2\left(\frac{1}{2} - w_k\right) \\ \Im\{c_k\} &= 0\end{aligned}\tag{3-4}$$

3.3.2.4 資料的調變 (data modulation)

如圖 3-7 所示，資料的調變方式有 QPSK、16QAM 和 64QAM，皆為格雷編碼方式(Gary-mapped)，其中 64QAM 為選擇性的(optional)。



第四章

IEEE 802.16e OFDMA 的同步設計

在本章中，首先將詳細的介紹 OFDMA 下行的 preamble，其次將介紹在已知 CP 長度下現有的同步技巧並且提出吾人的同步設計。為了方便性，在這裡 FFT 大小定為 512，相關的系統設定請參照第三章。



4.1 Preamble 架構

DL 訊框的第一個符元為前導訊號 (preamble)，主要用來做初始同步 (initial synchronization) 和基地台搜尋 (cell search)。其擺放的形式依照不同的 segment 分成三種形式，定義如下：

$$PreambleCarrierSet_n = n + 3 \cdot k \quad (4-1)$$

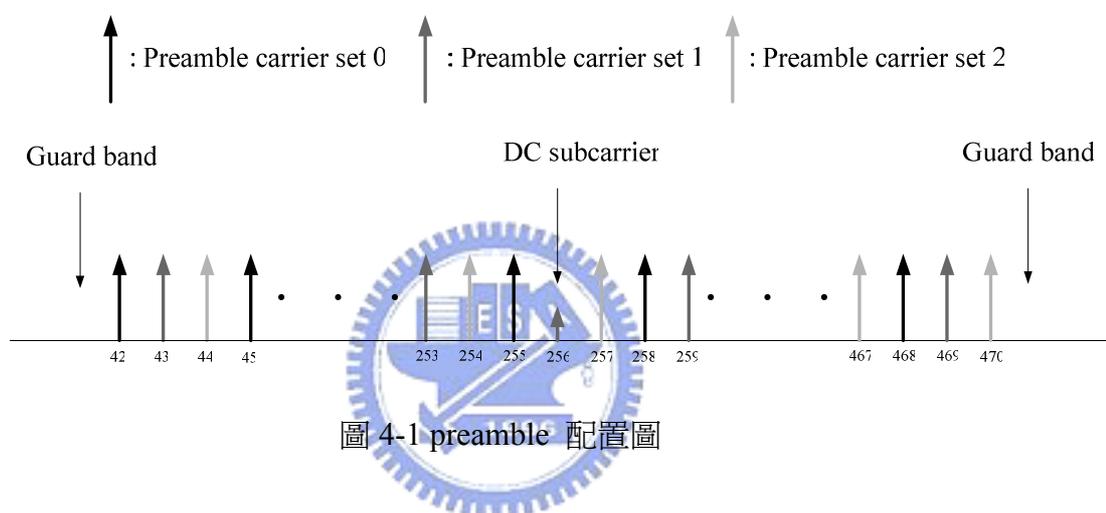
其中，

$n = 42, 43, 44$ ：分別代表 segment 0、segment 1 和 segment 2。

$k = 0, \dots, 142$ ：代表每一個 segment 各有 143 個交錯的子載波。

preamble 的內容為一組特定的 pseudo-noise(PN) code，以 BPSK 調變並且增強(Boost)。這些 preamble 序列在 [3] 和 [4] 的表 309, 310, 311, 312 有

完整的描述，每一個 segment 有 38 組 preamble 序列，總共有 114 組 preamble 序列。基地台根據 segment 和 ID cell 來決定使用哪一組 preamble 序列。從(4-1)式可發現，preamble 擺放方式以 segment 為區隔相互在頻域上交錯放置，所以 preamble 部分僅有 $\frac{1}{3}$ 為該 segment 的 preamble，其他 $\frac{2}{3}$ 為另外兩個 segment 所有。圖 4-1 為 preamble 的子載波排列方式。圖中保護頻段(Guard band)是根據 FFT 大小而定，可以明顯看出 512 點時，左邊有 42 點子載波為保護頻段，右邊有 41 點子載波為保護頻段。



由於 preamble 子載波的配置，可以將 preamble 視為是一個經過 3 倍降頻 (down-sample) 的訊號，這將導致在時域上有 3 個週期，然而由於 FFT 大小是 2 的冪次，是不能被 3 整除，意味著在時域上所獲得的取樣點並不是完整的 3 個週期。又因為 preamble 為 BPSK 調變，在時域上將會有對中心點共軛對稱的特性。

$$x[n] = \begin{cases} x[n], & n = 0, 1, \dots, N/2 \\ x^*[N-n], & n = N/2 + 1, N/2 + 2, \dots, N \end{cases} \quad (4-2)$$

其中 $x[n]$ 為時域上的 preamble。

綜合上述，Preamble 在時域上有 3 個週期與對中心點共軛的特性，這兩項特性將會被利用在之後的同步上。

4.2 同步的流程

同步在 OFDMA 系統扮演著相當重要的角色，主要的工作有訊框偵測(Frame Detection)、符元時間估測(Symbol Time Estimation)、載波頻率偏移估測(Carrier Frequency Offset Estimation)、整數部分載波頻率偏移估測(Integer Carrier Frequency Offset Estimation)、識別 preamble (Preamble Identification)。圖 4.3 為提出的同步架構圖，一開始將先做訊框時間點的估測，得知粗略的符元時間之後，估測載波頻率偏移並做補償，在經過頻率補償後可進一步做符元時間估測，獲得正確的符元時間，然後在 DFT 過後做整數部分載波頻率偏移估測與識別 preamble。

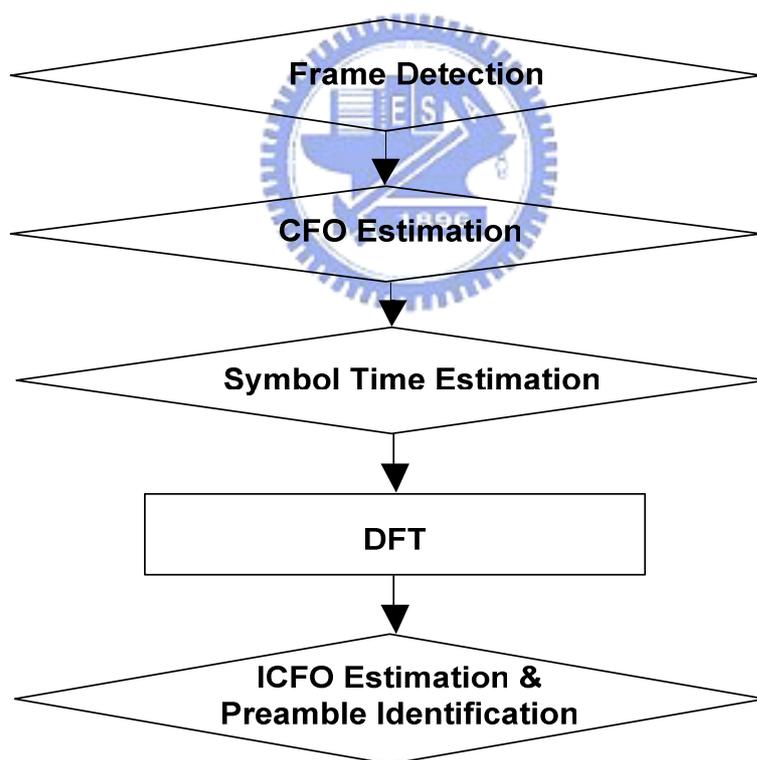


圖 4-2 同步流程圖

4.3 訊框偵測 [12][13][14][15]

由於無線網路技術的進步，硬體的複雜度也隨之提高，功率的節省也就越來越重要了。而訊框偵測，不但可以初步的估測前導訊號的起始位置，也決定是否起動同步的機制，讓之後的硬體處於休止的狀態以節省功率。而訊框偵測也是第一個同步的步驟，之後的同步接依據其結果來進行，所以相當重要。

根據 4.1 節的介紹，preamble 在時域上有週期性，因此可對接收訊號作自相關運算以偵測出週期峰值，決定訊框起始時間。直覺的想法是設計兩個大小同為 64(定義為 L) 且相連的窗口，當訊號通過時，兩個窗口就互相做相關運算 (correlation)，其數學式子如下。

$$\begin{cases} m_n = c_n = \sum_{k=0}^{L-1} y(n+k)y^*(n+D+k) \\ D = 171, L = 64 \end{cases} \quad (4-2)$$

在訊框尚未進來之前，收到的訊號為互不相關的雜訊， m_n 只會是一個很小的值，而當訊框一進到窗口之中，藉由 preamble 所存在的相關性， m_n 也會隨著變大，當大於我們所設的門檻值(threshold)時，就判定已接收到封包。這種方法簡單且易實現，不過會有 m_n 的分布範圍過大的問題，也就是說門檻值的設定會更加的困難。

為了解決門檻值的設定變動過大的問題，在[26]中所提出改善的方法，就是對之前求到的 c_n 做正規化(normalization)，此方法稱為 “delay, correlated and normalized detection”。如式(4-3)，將 c_n 除上窗口上的總能量，我們嚴格的控制 m_n 在 0 與 1 之間，在設定門檻值時就方便多了。不過在硬體方面，卻得付出額外的代價才行。

$$\begin{cases} c_n = \sum_{k=0}^{L-1} y(n+k)y^*(n+D+k) \\ p_n = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{2L-1} y(n+k)y^*(n+k) = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{2L-1} |y(n+k)|^2 \\ m_n = \frac{|c_n|^2}{p_n^2} \\ D = 171, L = 64 \end{cases} \quad (4-3)$$

訊框同步中定訂一個好的門檻值是很重要的，而影響門檻值的決定，是在於要讓假警報(false alarm)與封包遺失(miss)的機率下降，但這兩種機率值是相互衝突的。當門檻值過高時，要被判定為封包的難度增加，假警報機率下降，但封包遺失的機會跟著上升。當門檻值過低時，判定為封包的難度降低，封包遺失的機會下降，但假警報的機率則上升。

4.4 載波頻率偏移估測



OFDMA的主要的缺點之一是對載波頻率偏移非常敏感。由於傳送端和接收端的振盪器所產生的頻率偏移，若不進行頻率偏移補償，將使子載波間正交性被破壞，導致子載波間的互相干擾(Inter-carrier Interference, ICI)，不僅本身的信號能量下降，而且相鄰的子載波亦會對本身載波造成干擾，整體效能將受到相當大的影響。

4.4.1 現有方法 [16][17][18][19]

基本上載波頻率偏移估測的原理，都是利用相隔為 D 的間距上，在複數平面上同值同相位的兩個點，當有頻率偏移時，該兩點會因為時間的差異而產一個相位差。於是由已知的間距 D ，可進一步的估算傳送與接收端的頻率偏移，這個方法稱為最可能頻率偏移估算(Maximum Likelihood Frequency Offset Estimation)

方法，如下式所示。

$$\begin{aligned}
 z &= \sum_{n=0}^{L-1} y(n)y^*(n+D) \\
 &= \sum_{n=0}^{L-1} x(n)e^{j2\pi\Delta f n T_s} (x(n+D)e^{j2\pi\Delta f (n+D)T_s})^* \\
 &= e^{-j2\pi\Delta f D T_s} \sum_{n=0}^{L-1} |x(n)|^2
 \end{aligned} \quad (4-4)$$

我們由上式可發現 Δf 與 z 的相位成正比關係，所以頻率偏移估計子如下

$$\hat{\Delta f} = -\frac{1}{2\pi D T_s} \angle z \quad (4-5)$$

然而在 IEEE 802.16e OFDMA 中 preamble 在時域上有 3 週期，其理想的週期取樣點為 $170\frac{2}{3}$ ($\frac{512}{3}$)，而實際取樣點必須為整數，這將會造成多餘的誤差，因此欲利用理想的週期取樣點前後兩點來內差其值：

$$\begin{aligned}
 z_1 &= \sum_{n=m}^{L-1} y(n)y^*(n+170\frac{2}{3}) \\
 &\approx \sum_{n=m}^{L-1} y(n)((d)y(n+170)+(1-d)y(n+171))^*
 \end{aligned} \quad (4-6)$$

式(4-6)為利用內插的方法去逼近理想的週期取樣點。在[21]中，其內插的比例僅僅只是因為理想的週期取樣點為 $170\frac{2}{3}$ 而定 $d = \frac{1}{3}$ ，這是非常粗略的逼近，因此下一節中將推導出理想的內插比例。

由於 z 的角度 $-2\pi\Delta f D T_s$ 必需明確的定義在 $[-\pi, \pi)$ 之間，所以頻率偏移所能估測的範圍為

$$|\varepsilon| \leq \frac{\pi}{2\pi D T_s} = \frac{1}{2D T_s} = 1.5\Delta F \quad (4-7)$$

其中 ΔF 為子載波間距，由式(4-7)可知，此方法可估計的頻率偏移範圍為 $[-1.5\Delta F, 1.5\Delta F]$ 。

4.4.2 提出的方法

在本節中，將利用數學的推導來求得理想的內插比例以獲得完美的週期性，並將其利用到頻率估測上，而從圖 4-1 可知 preamble 每隔 3 點才會有值

$$X_k = \begin{cases} \{1, -1\}, & k = 3m \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4-8)$$

因此參考 2.1.1 節可將式(2-1)表為如下：

$$\begin{aligned} x[n] &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} X_k e^{\frac{j2\pi kn}{N}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=-\lfloor N/6 \rfloor}^{\lfloor N/6 \rfloor} X_{3m} e^{\frac{j2\pi 3mn}{N}} \end{aligned} \quad (4-9)$$

因為取樣點無法取樣在 $\frac{N}{3}$ 上，考慮鄰近兩點 $\lfloor \frac{N}{3} \rfloor$ 與 $\lfloor \frac{N}{3} \rfloor + 1$ 並將其化

$\lfloor \frac{N}{3} \rfloor = \frac{N}{3} - \frac{2}{3}$ ， $\lfloor \frac{N}{3} \rfloor + 1 = \frac{N}{3} + \frac{1}{3}$ ，代入式(4-9)

$$\begin{aligned} x[n + \frac{N}{3} - \frac{2}{3}] &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=-\lfloor N/6 \rfloor}^{\lfloor N/6 \rfloor} X_{3m} e^{\frac{j2\pi 3m(n + \frac{N}{3} - \frac{2}{3})}{N}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=-\lfloor N/6 \rfloor}^{\lfloor N/6 \rfloor} X_{3m} e^{\frac{j2\pi 3mn}{N}} e^{j2\pi m} e^{\frac{j2\pi(-2m)}{N}} \end{aligned} \quad (4-10)$$

$$x[n + \frac{N}{3} + \frac{1}{3}] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=-\lfloor N/6 \rfloor}^{\lfloor N/6 \rfloor} X_{3m} e^{\frac{j2\pi 3mn}{N}} e^{j2\pi m} e^{\frac{j2\pi m}{N}} \quad (4-11)$$

欲利用 $x[n + \frac{N}{3} - \frac{2}{3}]$ 與 $x[n + \frac{N}{3} + \frac{1}{3}]$ 去內差為 $x[n + \frac{N}{3}]$ ，

$$\begin{aligned} &(d)x[n + \frac{N}{3} - \frac{2}{3}] + (1-d)x[n + \frac{N}{3} + \frac{1}{3}] \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=-\lfloor N/6 \rfloor}^{\lfloor N/6 \rfloor} X_{3m} e^{\frac{j2\pi 3mn}{N}} e^{j2\pi m} ((d)e^{\frac{j2\pi(-2m)}{N}} + (1-d)e^{\frac{j2\pi m}{N}}) \end{aligned} \quad (4-12)$$

其中 d 為所使用的內差參數。將式(4-12)與式(4-9)相比

$$\text{imag}((d)e^{\frac{j2\pi(-2m)}{N}} + (1-d)e^{\frac{j2\pi m}{N}}) \rightarrow 0 \quad (4-13)$$

再加入保護頻段的影響後，可由計算得到 d

$$d = \arg \left(\min_d \sum_{m=\lfloor N/6 \rfloor - 42/3}^{\lfloor N/6 \rfloor - 42/3} (\text{imag}((d)e^{\frac{j2\pi(-2m)}{N}} + (1-d)e^{\frac{j2\pi m}{N}}) - 0)^2 \right) \quad (4-14)$$

$$= 0.44$$

由上述可知，理想的內差比例 $d = 0.44$ ，將其代入式(4-6)

$$z_2 = \sum_{n=m}^{L-1} y(n)y^*(n+170\frac{2}{3})$$

$$\approx \sum_{n=m}^{L-1} y(n)(0.44y(n+170)+0.56y(n+171))^* \quad (4-15)$$

由式(4-7)可知，此方法可估計的頻率偏移範圍為 $[-1.5\Delta F, 1.5\Delta F]$ 。然而，在 IEEE 802.16e 中，CFO 的值在 $[-9\Delta F, 9\Delta F]$ ，所以在之後還必須做 ICFO 的補償，這個部分將留到後面 4.6 節討論。

4.5 符元時間估測



在做完訊框偵測得知訊框起始點後，符元時間仍須進一步的估測，所以符元時間同步是必須的。符元時間同步主要的工作是找出 OFDM 每個符元起始與結束的位置，符元起始與結束的位置之間為一個 FFT 的計算範圍，將符元在過 FFT 前做好同步能避免因 FFT 輸入區塊取樣錯誤產生符元間相互干擾。

4.5.1 現有方法 [20]

在 IEEE802.16e 中有 114 組 preamble 序列，在此時接收端尚未知曉傳送端使用哪一組 preamble，因此如[20]所示，利用 preamble 在時域上的訊號去對接收到的訊號去做匹配進而估出正確的時間點的方法就不能使用。然而在 IEEE802.16e 中 preamble 為 BPSK 調變，這將使 preamble 在時域上有對中心點共

軛對稱的特性，可利用此特性來估出正確的符元時間，如[21]所示。

$$C_1[n] = \sum_{i=1}^K y\left(n + \frac{N}{2} - i\right) y\left(n + \frac{N}{2} + i\right) \quad (4-16)$$

忽略雜訊項，上式可以被展開如下。

$$C_1[n] = \sum_{i=1}^K \left\{ \left(\sum_{l=0}^{L-1} h_l x\left(n + \frac{N}{2} - i - l\right) \right) \times \left(\sum_{l=0}^{L-1} h_l x\left(n + \frac{N}{2} + i - l\right) \right) \right\} \quad (4-17)$$

將 $n = n'$ 當作 preamble 符元的開端，可將上式展開如下。

$$\begin{aligned} C_1[n' + l] &= \sum_{i=1}^K (h_l)^2 |x((N/2) - i)|^2 \\ &+ \sum_{i=1}^K \sum_{\substack{l_1=0 \\ l_1 \neq l}}^{L-1} h_{l_1} \sum_{l_2=0}^{L-1} h_{l_2} x(m - i - l_1) x(m + i - l_2) \\ &+ \sum_{i=1}^K \sum_{\substack{l_1=0 \\ l_2 \neq l}}^{L-1} h_{l_1} \sum_{l_2=0}^{L-1} h_{l_2} x(m - i - l_1) x(m + i - l_2) \end{aligned} \quad (4-18)$$

由上式可觀察出第 2 與第 3 項並沒有共軛對稱，其值與有共軛對稱的第一項相比可以忽略。所以上式的大小響應就意味著通道延遲的資訊 (channel delay profile)，如下所示：

$$|C_1[n]| \propto |h_l|^2 \sum_{i=1}^K |x((N/2) - i)|^2, \quad l = 0, 1, \dots, L-1 \quad (4-19)$$

由此可知，上式不僅僅可以估出 preamble 符元的開端，更可以進一步的提供 tap-delay 的資訊。但因為 preamble 不止有共軛對稱的特性還有週期性，這將會導致上式出現 5 條峰值，雖然在正確的時間點時其峰值為最大，但其餘的峰值將會增加判斷上的錯誤，尤其當運算窗口 K 值不大時，其峰值將會極為接近。圖 4-3 與圖 4-4 分別為 $K=N/2$ 與 $K=N/8$ 時的 $|C_1[n]|$ 。由圖可以觀察出當 K 值較小時，峰值相當接近，容易因些許的雜訊與誤差而導致判斷到錯誤的 preamble 邊界，因此在[20]中利用 CP 延遲相關運算來決定為哪一峰值，如下所示。

$$C_{cp}[n] = \sum_{i=1}^K y(n+i) y(n+N+i) \quad (4-20)$$

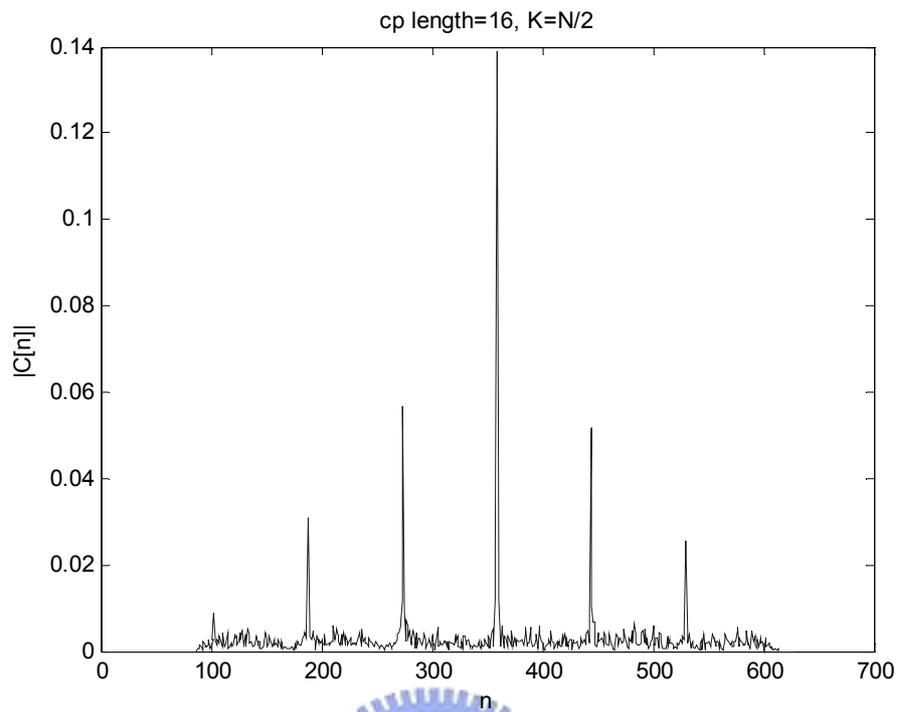


圖 4-3 傳統方法在 $K=N/2$

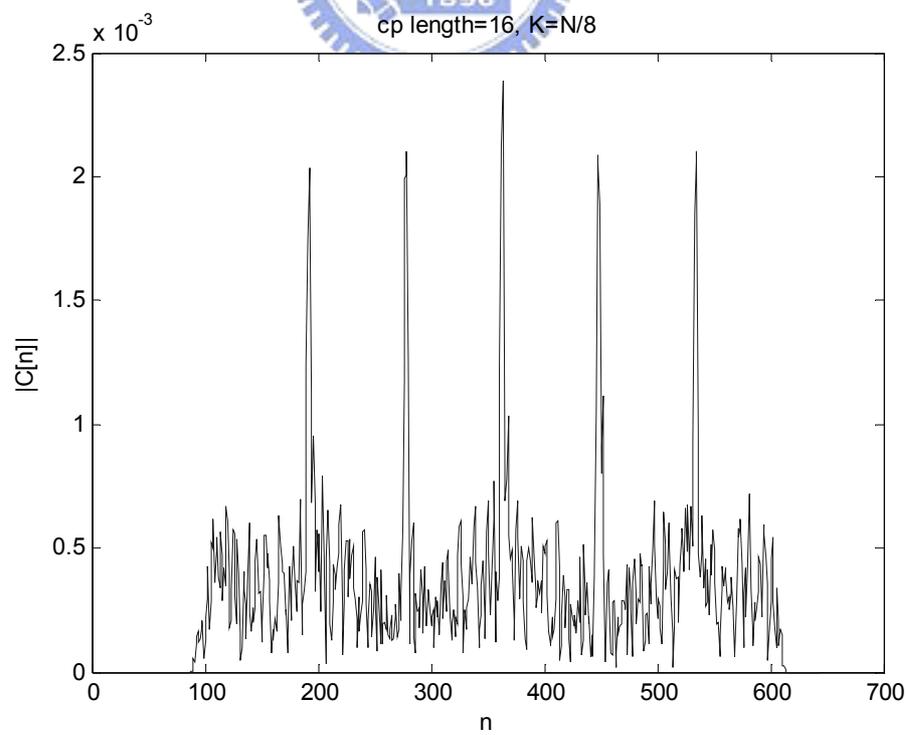


圖 4-4 傳統方法在 $K=N/8$

4.5.2 提出的方法

傳統的方法為了決定正確的峰值，必須多利用 CP 延遲相關運算。而提出的方法在運算上僅會有一條峰值，不需要 CP 延遲相關運算來決定峰值。

式(4-16)雖然有利用到 preamble 對中心點共軛對稱的特性，但是沒先考慮其還有週期性，所以其運算方式是從中心點開始往符元頭尾兩端，而提出的方法是從符元的頭尾兩端往中心點運算。

$$C_2[n] = \sum_{i=1}^K y(n+i)y(n+N-i) \quad (4-21)$$
$$\hat{n}_2 = \arg \max_n |C_2[n]|$$

式(4-20)由於是將運算方向改變，因此在特性上皆等同於式(16)。當 $K=N/2$ 時 $|C_2[n]|$ 將會等同 $|C_1[n]|$ 。而在 $K=N/8$ 時，如圖 4-5 所示， $|C_2[n]|$ 將只會有一峰值。

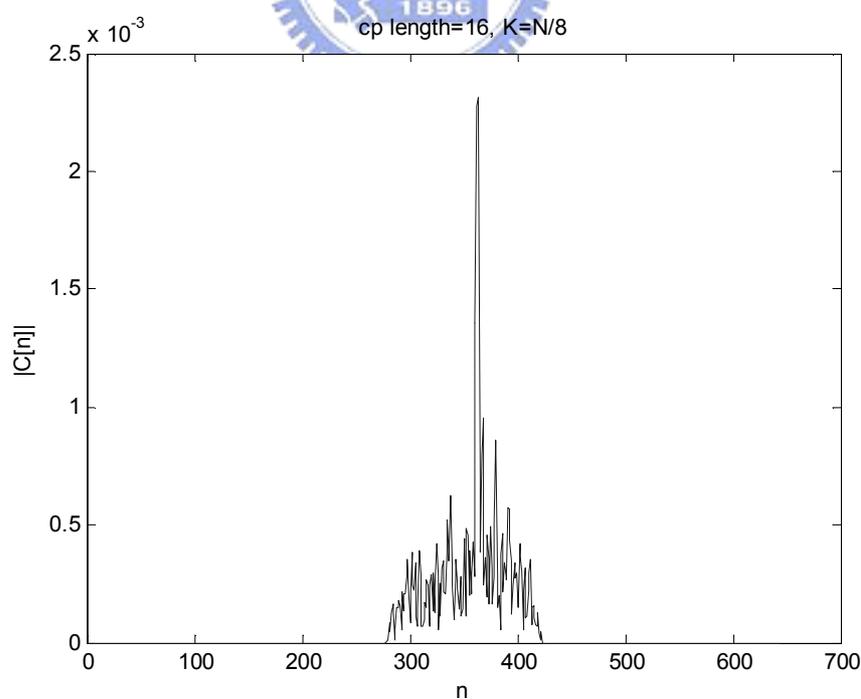


圖 4-5 提出的方法在 $K=N/8$

然而 IEEE 802.16e 中定義了多種的 CP 長度，分別為 $N/32$ 、 $N/16$ 、 $N/8$ 、 $N/4$ 。式(4-21)是基於 CP 長度較小的情形下，當 CP 長度大於 $N/6$ 時，亦即 CP 長度為 $N/4$ 時，由於 preamble 加了一長 CP，此時整個訊號約略有 4 個週期，所以式(4-21)如圖 4-6 所示，將會有一多餘的峰值，這時可以將其改為

$$D = \begin{cases} \left\lfloor \frac{N}{6} \right\rfloor, & \text{cp length} = N/4 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$C_3[n] = \sum_{i=1}^K y(n-D+i)y(n+N-i) \quad (4-22)$$

$$\hat{n}_3 = \arg \max_n |C_3[n]|$$

上式如同 (4-21)，其運算方式皆為從符元的頭尾兩端往中心點運算，但在考量到 CP 長度為 $N/4$ ，所以將符元的開頭往前調 $N/6$ ，這將避免出現多餘的峰值，如圖 4-7 所示。

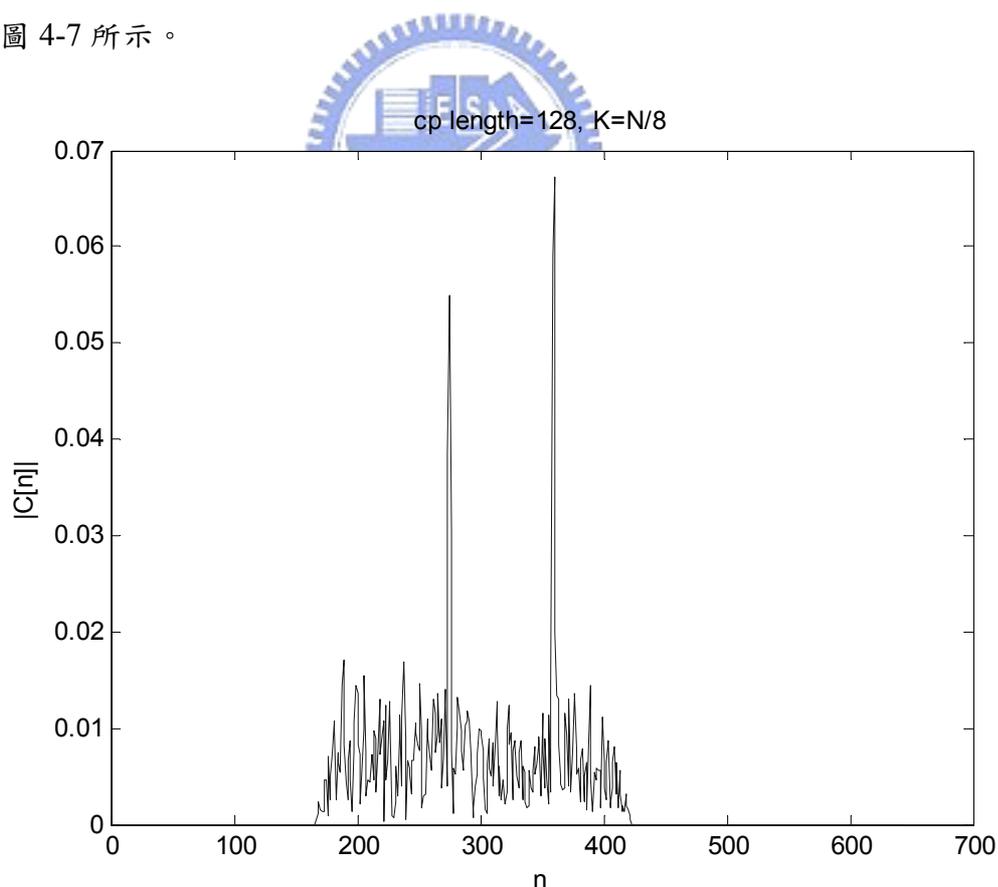


圖 4-6 提出的方法在未處理 CP 過長時， $K=N/8$ ，CP 長度為 $N/4$

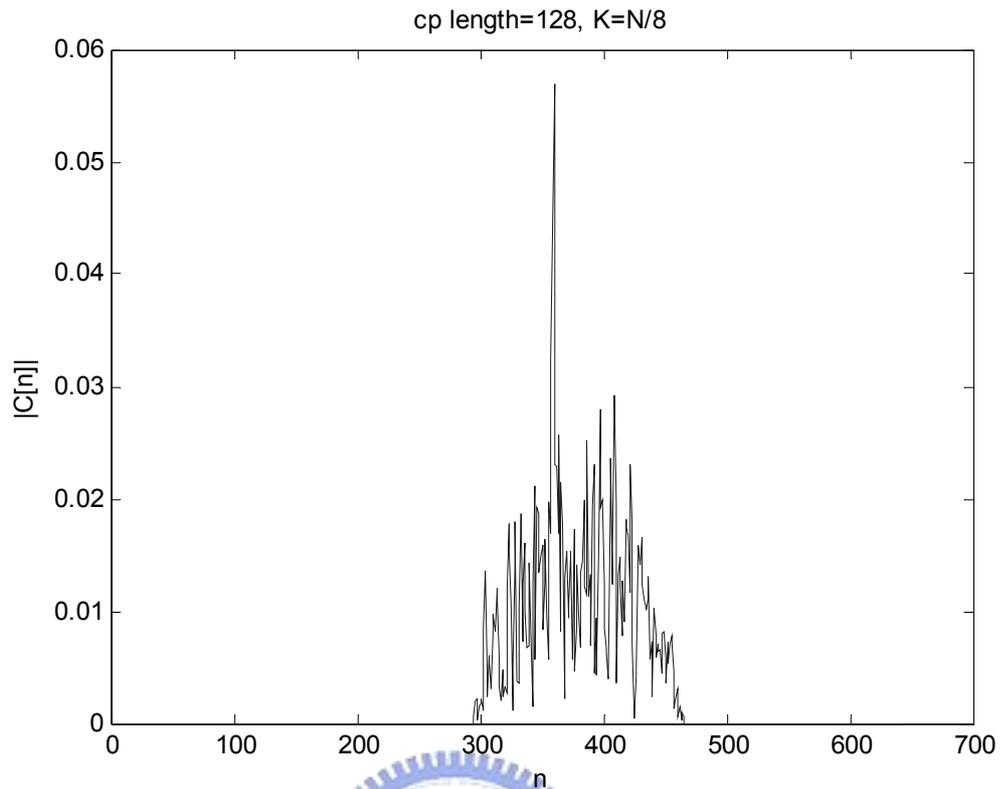


圖 4-7 提出的方法在處理 CP 過長時， $K=N/4$ ，CP 長度為 $N/4$

4.6 整數部分載波頻率偏移估測與識別 preamble

不同於一般的 OFDM 系統，IEEE 802.16e OFDMA 擁有 114 組 preamble 序列，基地台藉由 segment number 與 ID cell 來決定一組 preamble 序列，因此接收端並不清楚收到哪一組 preamble 序列，所以必須識別 preamble。由於 preamble 的值在頻域上只是 +1 或 -1，而在時域上則需要用多位元來表示，為了簡化計算，將在頻域上來識別 preamble。

然而當有整數部分載波頻率偏移時，接收訊號會在頻域上偏移整數個子載波間距，導致無法利用已知的 114 組 preamble 序列去匹配而得到正確的 preamble 編號，因此在這裡將一起同時估測整數部分載波頻率偏移與識別 preamble。

preamble 序列是 BPSK 調變且只有 $1/3$ 的子載波有值，為了方便說明，在這

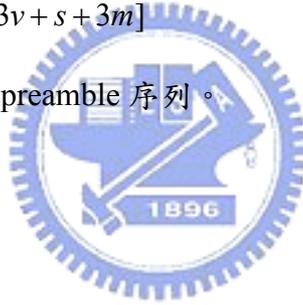
裡只考慮到非零的子載波編號，preamble 序列表為下式：

$$\begin{aligned}\tilde{P}_l[k] &= P_l[3k + s + i] \\ &= \{1, -1\}, \quad k = 0, 1, \dots, 142, \quad l = 0, 1, \dots, 113, \quad s = 43\end{aligned}\quad (4-23)$$

其中 $P_l[k]$ 為 preamble 子載波值， k 為所使用的子載波編號(subcarrier index)， l 為 preamble 序列的編號， $i = -1, 0, 1$ 分別代表 segment 0、segment 1 和 segment 2。在 IEEE 802.16e 中，CFO 的值在 $[-9\Delta F, 9\Delta F]$ ，由於已經做過載波頻率的補償，且因為估測範圍為 $[-1.5\Delta F, 1.5\Delta F]$ ，意味著剩餘的整數載波頻率偏移為三的倍數，因此我們只需估計 $1+18/3=7$ 個不同的整數載波偏移。為了方便說明，將只討論有使用的子載波編號，如下所示：

$$\begin{aligned}\tilde{Y}_m[v] &= Y[3v + s + 3m], \quad m = -3, -2, \dots, 3, \quad v = 0, 1, \dots, 142, \quad s = 43 \\ &= \tilde{H}_m[v]P[v], \\ &= H[3v + s + 3m]P_l[3v + s + 3m]\end{aligned}\quad (4-24)$$

其中 $P[v]$ 為傳送端所使用的 preamble 序列。



4.6.1 現有方法

由於 preamble 的值在頻域上只是 +1 或 -1，因此在頻域上來識別 preamble，以下將介紹一些現有的方法，其主要觀念皆為利用鄰近通道響應近似。

4.6.1.1 KSYP method [22]

在做完 preamble 的匹配後

$$\begin{aligned}
M_{m,l}[v] &= \tilde{Y}_m[v] \tilde{P}_l[v+m] \\
&= \tilde{H}_m[v] P[v] \tilde{P}_l[v+m] \\
&= \begin{cases} \tilde{H}_m[v], & P[v] \tilde{P}_l[v+m] = 1 \\ -\tilde{H}_m[v], & P[v] \tilde{P}_l[v+m] = -1 \end{cases}
\end{aligned} \tag{4-25}$$

為了方便將 $\tilde{P}_l[v+m]$ 表為 $\tilde{P}_{m,l}[v]$ ，所以上式改為

$$M_{m,l}[v] = \begin{cases} \tilde{H}_m[v], & P[v] \tilde{P}_{m,l}[v] = 1 \\ -\tilde{H}_m[v], & P[v] \tilde{P}_{m,l}[v] = -1 \end{cases} \tag{4-26}$$

由於在通道估測時，必須要先知道所使用的 preamble 序列，因此估測整數部分載波頻率偏移與識別 preamble 是在通道估測之前，所以無法得到通道的相關資訊，頻率選擇性衰減(frequency selective fading)可以利用鄰近子載波的通道響應差異來得到補償，因此在假設通道的同調頻寬(coherence bandwidth)大於非零子載波の間距，鄰近的子載波的通道響應會相近

$$\tilde{H}_m[v+1] \approx \tilde{H}_m[v] \tag{4-27}$$

利用鄰近通道響應補償頻率選擇性衰減

$$\begin{aligned}
M_{m,l}[v](M_{m,l}[v+1])^* &= \begin{cases} \tilde{H}_m[v] \tilde{H}_m^*[v+1], & P[v] \tilde{P}_{m,l}[v] P[v+1] \tilde{P}_{m,l}[v+1] = 1 \\ -\tilde{H}_m[v] \tilde{H}_m^*[v+1], & P[v] \tilde{P}_{m,l}[v] P[v+1] \tilde{P}_{m,l}[v+1] = -1 \end{cases} \\
&\approx \begin{cases} |\tilde{H}_m[v]|^2, & P[v] \tilde{P}_{m,l}[v] P[v+1] \tilde{P}_{m,l}[v+1] = 1 \\ -|\tilde{H}_m[v]|^2, & P[v] \tilde{P}_{m,l}[v] P[v+1] \tilde{P}_{m,l}[v+1] = -1 \end{cases}
\end{aligned} \tag{4-28}$$

將 $m = \hat{m}$, $l = \hat{l}$ ，視為對到正確的 preamble 序列時

$$P[v] \tilde{P}_{\hat{m},\hat{l}}[v] = 1, \quad v = 0, 1, \dots, 142, \tag{4-29}$$

將式(4-29)代入式(4-28)可得

$$M_{\hat{m},\hat{l}}[v](M_{\hat{m},\hat{l}}[v+1])^* \approx |\tilde{H}_{\hat{m}}[v]|^2 \tag{4-30}$$

比較式(4-28)與式(4-30)，可以觀察出當對到正確的 preamble 序列時，上式為一恆正的數列，而當對到錯誤的 preamble 序列時可能正也可能負。因此對不同子載波的運算結果做累加，定義一價值函數(cost function) [12]如下所示：

$$\begin{aligned}
F_0(m, l) &= \left| \sum_{v=0}^{141} M_{m,l}[v](M_{m,l}[v+1])^* \right| \\
&= \left| \sum_{v=0}^{141} \tilde{Y}_m[v]\tilde{Y}_m^*[v+1]\tilde{P}_{m,l}[v]\tilde{P}_{m,l}[v+1] \right|
\end{aligned} \tag{4-31}$$

藉由尋找最大的價值函數估測整數部分載波頻率偏移與識別 preamble

$$\langle \hat{m}, \hat{l} \rangle = \arg \max_{m,l} (F_0(m, l)), \quad m = -3, -2, \dots, 3, \quad l = 0, 1, \dots, 113 \tag{4-32}$$

為了方便之後比較，將式(4-31)化為如下

$$\tilde{A}_m(v) = (\tilde{Y}_m[v](\tilde{Y}_m[v+1])^*) \approx \begin{cases} |\tilde{H}_m[v]|^2, & P[v]P[v+1] = 1 \\ -|\tilde{H}_m[v]|^2, & P[v]P[v+1] = -1 \end{cases} \tag{4-33}$$

$$A_{m,l}(v) = \begin{cases} 1, & \tilde{P}_{m,l}[v]\tilde{P}_{m,l}[v+1] = 1 \\ -1, & \tilde{P}_{m,l}[v]\tilde{P}_{m,l}[v+1] = -1 \end{cases} \tag{4-34}$$

$$F_0(m, l) = \left| \sum_v \tilde{A}_m(v)A_{m,l}(v) \right| \tag{4-35}$$

4.6.1.2 ML method [23]



基於KSYF method的基礎上，在[13]推導出在AWGN與已知的通道下的最大似法則(maximum likelihood)估測，由於一般情形下估測整數部分載波頻率偏移與識別preamble是在通道估測前，我們無法得知通道的情形，所以在這裡只介紹在AWGN下推導的ML method：

$$F_1(m, l) = \sum_{v=0}^{141} \text{real}(M_{m,l}[v](M_{m,l}[v+1])^*) \tag{4-36}$$

$$\langle \hat{m}, \hat{l} \rangle = \arg \max_{m,l} (F_1(m, l)), \quad m = -3, -2, \dots, 3, \quad l = 0, 1, \dots, 113 \tag{4-37}$$

詳細的推導可以參照[13]，但可以簡單的從式(4-28)中看出，在 AWGN 下當對到正確的 preamble 序列時只有實數部分，造成虛數部分的主要原因為雜訊，因此只需要考慮實數部分即可。

為了方便之後比較，將式(4-36)化為如下

$$\tilde{B}_m(v) = \text{real}(\tilde{Y}_m[v](\tilde{Y}_m[v+1])^*) \approx \begin{cases} |\tilde{H}_m[v]|^2, & P[v]P[v+1]=1 \\ -|\tilde{H}_m[v]|^2, & P[v]P[v+1]=-1 \end{cases} \quad (4-38)$$

$$B_{m,l}(v) = \begin{cases} 1, & \tilde{P}_{m,l}[v]\tilde{P}_{m,l}[v+1]=1 \\ -1, & \tilde{P}_{m,l}[v]\tilde{P}_{m,l}[v+1]=-1 \end{cases} \quad (4-39)$$

$$F_1(m,l) = \sum_v \tilde{B}_m(v)B_{m,l}(v) \quad (4-40)$$

4.6.1.3 Ting's method [21]

由於上述方法的計算量過於複雜，在[21]推導出一化簡計算量的方法。利用鄰近的通道響應近似對訊號做相減的動作

$$\begin{aligned} |\tilde{Y}_m[v] - \tilde{Y}_m[v+1]| &= |\tilde{H}_m[v]P[v] - \tilde{H}_m[v+1]P[v+1]| \\ &\approx \begin{cases} 0, & P[v]P[v+1]=1 \\ 2|\tilde{H}_m[v]|, & P[v]P[v+1]=-1 \end{cases} \end{aligned} \quad (4-41)$$

將上式的結果僅用一數位碼來表示

$$|\tilde{Y}_m[v] - \tilde{Y}_m[v+1]| = \begin{cases} 0, & P[v]P[v+1]=1 \\ 1, & P[v]P[v+1]=-1 \end{cases} \quad (4-42)$$

對不同子載波的運算結果做累加，定義一價值函數並將其化為式(4-33)、式(4-34)、式(4-35)的形式

$$\tilde{C}_m(v) = \begin{cases} 0, & |\tilde{Y}_m[v] - \tilde{Y}_m[v+1]| < |\tilde{Y}_m[v] + \tilde{Y}_m[v+1]| \\ 1, & |\tilde{Y}_m[v] - \tilde{Y}_m[v+1]| \geq |\tilde{Y}_m[v] + \tilde{Y}_m[v+1]| \end{cases} \quad (4-43)$$

$$C_{m,l}(v) = \begin{cases} 0, & \tilde{P}_{m,l}[v]\tilde{P}_{m,l}[v+1]=1 \\ 1, & \tilde{P}_{m,l}[v]\tilde{P}_{m,l}[v+1]=-1 \end{cases} \quad (4-44)$$

藉由尋找最大的價值函數估測整數部分載波頻率偏移與識別 preamble

$$\begin{aligned} \langle \hat{m}, \hat{l} \rangle &= \arg \min_{m,l} \left(\sum_v \tilde{C}_m(v) \oplus C_{m,l}(v) \right) \\ &= \arg \min_{m,l} (F_3(m,l)) \end{aligned} \quad (4-45)$$

⊕ 表示為 XOR 的運算。

在此方法中，利用了一簡單的數位碼來代替相減的運算結果，因此其效能比 ML method 中用多位元來表達差，但是其相對的好處就是複雜度低，且 $F_3(m,l)$ 值座落於 ± 142 間，這也可以使得硬體負擔減少。

4.7.2 提出的方法

首先 4.7.2.1 節會介紹一個低複雜度的演算法，其不需要乘法和加法，只需要簡單的 XOR 閘。其次會介紹一個延伸的觀念，不僅僅是利用鄰近的通道響應，將離較遠的通道響應一併考慮，這在通道響應變化不快時能夠有效的增加效能。而當此觀念配合上 4.7.2.1 節所提出的方法在通道響應變化慢時將會獲得高效能與低複雜度。



4.7.2.1 Proposed method

為了簡化計算量，在這裡將提出一複雜度極低的估測 ICFO 與識別 preamble 的演算法。

由於鄰近取樣點的通道響應近似，先忽略其差異，亦即 $\tilde{H}_m[v+1] = \tilde{H}_m[v]$ ，所以鄰近的接收訊號關係如下

$$\tilde{Y}_m[v+1] = \begin{cases} \tilde{Y}_m[v], & P[v]P[v+1] = 1 \\ -\tilde{Y}_m[v], & P[v]P[v+1] = -1 \end{cases} \quad (4-46)$$

其實數部分必定也是類似

$$\text{real}(\tilde{Y}_m[v+1]) = \begin{cases} \text{real}(\tilde{Y}_m[v]), & P[v]P[v+1] = 1 \\ -\text{real}(\tilde{Y}_m[v]), & P[v]P[v+1] = -1 \end{cases} \quad (4-47)$$

在此情況，其實部符號位元必定也是如此

$$\text{sign}(\text{real}(\tilde{Y}_m[v+1])) = \begin{cases} \text{sign}(\text{real}(\tilde{Y}_m[v])), & P[v]P[v+1] = 1 \\ -\text{sign}(\text{real}(\tilde{Y}_m[v])), & P[v]P[v+1] = -1 \end{cases} \quad (4-48)$$

同理可推得虛部數符號位元的情況

$$\text{sign}(\text{imag}(\tilde{Y}_m[v+1])) = \begin{cases} \text{sign}(\text{imag}(\tilde{Y}_m[v])), & P[v]P[v+1] = 1 \\ -\text{sign}(\text{imag}(\tilde{Y}_m[v])), & P[v]P[v+1] = -1 \end{cases} \quad (4-49)$$

由式(4-44)、(4-45)可知，可從鄰近接收訊號的實部符號位元與虛部數符號位元來判斷是否有估測到正確的 ICFO 與 preamble 編號，因此可將上述整理為如下所示：

$$Dr_m(v) = \begin{cases} 0, & \text{sign}(\text{real}(\tilde{Y}_m[v])) \neq \text{sign}(\text{real}(\tilde{Y}_m[v+1])) \\ 1, & \text{sign}(\text{real}(\tilde{Y}_m[v])) = \text{sign}(\text{real}(\tilde{Y}_m[v+1])) \end{cases} \quad (4-50)$$

$$Di_m(v) = \begin{cases} 0, & \text{sign}(\text{imag}(\tilde{Y}_m[v])) \neq \text{sign}(\text{imag}(\tilde{Y}_m[v+1])) \\ 1, & \text{sign}(\text{imag}(\tilde{Y}_m[v])) = \text{sign}(\text{imag}(\tilde{Y}_m[v+1])) \end{cases} \quad (4-51)$$

$$D_{m,l}(v) = \begin{cases} 0, & \tilde{P}_{m,l}[v]\tilde{P}_{m,l}[v+1] = -1 \\ 1, & \tilde{P}_{m,l}[v]\tilde{P}_{m,l}[v+1] = 1 \end{cases} \quad (4-52)$$

藉由尋找最大的價值函數估測整數部分載波頻率偏移與識別 preamble

$$\langle \hat{m}, \hat{l} \rangle = \arg \min_{m,l} \left(\sum_v (a(Di_m(v) \oplus D_{m,l}(v)) + b(Dr_m(v) \oplus D_{m,l}(v))) \right) \quad (4-53)$$

其中 a 與 b 為 0 或 1，但不可同時為零。而當 $a = b = 1$ 時，亦即同時參考實數部分符號位元和虛數部分符號位元，比較式(4-43)可以發覺提出的方法少了在 $Dr_m(v)$ 和 $Di_m(v)$ 不同時的判斷，所以其效能會較 Ting's method 差。

4.7.2.2 Proposed auxiliary technique

當通道的同調頻寬夠大時，不僅僅是鄰近的子載波的通道響應會相近，就連離 n 倍子載波間距的子載波通道響應亦會相近

$$\tilde{H}_m[v+n] \approx \tilde{H}_m[v] \quad (4-54)$$

此輔助的技巧可以套用到上述方法，並且將相鄰不同子載波間距的結果乘上相對應權重相加起來幫助判斷。由於考慮到相鄰較遠的子載波間距其通道響應比鄰近的通道響應變化較大，權重係數將隨著 n 值變大而變小。以下將此概念套用到不同的方法。

4.7.2.2.1 Improved KSYP method

將式(4-33)、式(4-35)、式(4-36)修改為

$$\tilde{A}_{m,n}(v) = (\tilde{Y}_m[v](\tilde{Y}_m[v+n])^*) \approx \begin{cases} |\tilde{H}_m[v]|^2, & P[v]P[v+n]=1 \\ -|\tilde{H}_m[v]|^2, & P[v]P[v+n]=-1 \end{cases} \quad (4-55)$$

$$A_{m,l,n}(v) = \begin{cases} 1, & \tilde{P}_{m,l}[v]\tilde{P}_{m,l}[v+n]=1 \\ -1, & \tilde{P}_{m,l}[v]\tilde{P}_{m,l}[v+n]=-1 \end{cases} \quad (4-56)$$

$$F_1(m,l) = \sum_n \left| \sum_v \gamma_n (\tilde{A}_{m,n}(v) A_{m,l,n}(v)) \right| \quad (4-57)$$

4.7.2.2.2 Improved ML method

將式(4-38)、式(4-39)、式(4-40)修改為

$$\tilde{B}_{m,n}(v) = \text{real}(\tilde{Y}_m[v](\tilde{Y}_m[v+n])^*) \approx \begin{cases} |\tilde{H}_m[v]|^2, & P[v]P[v+n]=1 \\ -|\tilde{H}_m[v]|^2, & P[v]P[v+n]=-1 \end{cases} \quad (4-58)$$

$$B_{m,l,n}(v) = \begin{cases} 1, & \tilde{P}_{m,l}[v]\tilde{P}_{m,l}[v+n]=1 \\ -1, & \tilde{P}_{m,l}[v]\tilde{P}_{m,l}[v+n]=-1 \end{cases} \quad (4-59)$$

$$F_1(m,l) = \sum_n \sum_v \gamma_n (\tilde{B}_{m,n}(v) B_{m,l,n}(v)) \quad (4-60)$$

4.7.2.2.3 Improved Ting's method

將式(4-43)、式(4-44)、式(4-45)修改為

$$\tilde{C}_{m,n}(v) = \begin{cases} 0, & |\tilde{Y}_m[v] - \tilde{Y}_m[v+n]| < |\tilde{Y}_m[v] + \tilde{Y}_m[v+n]| \\ 1, & |\tilde{Y}_m[v] - \tilde{Y}_m[v+n]| \geq |\tilde{Y}_m[v] + \tilde{Y}_m[v+n]| \end{cases} \quad (4-61)$$

$$C_{m,l,n}(v) = \begin{cases} 0, & \tilde{P}_{m,l}[v]\tilde{P}_{m,l}[v+n] = 1 \\ 1, & \tilde{P}_{m,l}[v]\tilde{P}_{m,l}[v+n] = -1 \end{cases} \quad (4-62)$$

$$\langle \hat{m}, \hat{l} \rangle = \arg \min_{m,l} \left(\sum_n \sum_v \gamma_n (\tilde{C}_m(v) \oplus C_{m,l}(v)) \right) \quad (4-63)$$

4.7.2.2.4 Improved proposed method

將式(4-50)、式(4-51)、式(4-52)修改為

$$Dr_{m,n}(v) = \begin{cases} 0, & \text{sign}(\text{real}(\tilde{Y}_m[v])) \neq \text{sign}(\text{real}(\tilde{Y}_m[v+n])) \\ 1, & \text{sign}(\text{real}(\tilde{Y}_m[v])) = \text{sign}(\text{real}(\tilde{Y}_m[v+n])) \end{cases} \quad (4-64)$$

$$Di_{m,n}(v) = \begin{cases} 0, & \text{sign}(\text{imag}(\tilde{Y}_m[v])) \neq \text{sign}(\text{imag}(\tilde{Y}_m[v+n])) \\ 1, & \text{sign}(\text{imag}(\tilde{Y}_m[v])) = \text{sign}(\text{imag}(\tilde{Y}_m[v+n])) \end{cases} \quad (4-65)$$

$$D_{m,l,n}(v) = \begin{cases} 0, & \tilde{P}_{m,l}[v]\tilde{P}_{m,l}[v+n] = -1 \\ 1, & \tilde{P}_{m,l}[v]\tilde{P}_{m,l}[v+n] = 1 \end{cases} \quad (4-66)$$

$$\langle \hat{m}, \hat{l} \rangle = \arg \min_{m,l} \left(\sum_n \sum_v \gamma_n (\alpha(Di_{m,n}(v) \oplus D_{l,n}(v)) + \beta(Dr_{m,n}(v) \oplus D_{l,n}(v))) \right) \quad (4-67)$$

其中權重係數 $\gamma_n = \sum_v \left| \frac{\tilde{H}_m(v) - \tilde{H}_m(v+1)}{\tilde{H}_m(v) - \tilde{H}_m(v+1+n)} \right|$ ，然而估測整數部分載波頻率偏移與

識別 preamble 是在通道估測之前，所以無法得到通道的相關資訊，只可以直覺的認為其為一遞減的係數，因此在上述情形與計算量的考量下將 γ_n 都令為 1。

4.7.3 複雜度分析

在這裡將對 KSYF method、ML method、Ting's method、method proposed method 做複雜度的分析比較。

比較式(4-33)、(4-38)、式(4-43)、式(4-50)可以觀察出其計算方式的不同，這也是各方法最主要的差別。其中各方法的式(4-34)、式(4-39)、式(4-44)、式(4-52)的計算只需用簡單的 XOR 閘，所以在下面推導將忽略之。

首先分析在 m 固定時對一組 preamble 所做的計算量，定義 Nu 為有使用的子載波數， M 為考慮的整數部分載波頻率的偏移數， L 為 preamble 序列數，其中所有的值都 Q 位元表示。

KSYF method

在式(4-33)中由於是複數乘法，將其視為需要使用四個乘法器，總共需做 $Nu-1$ 次，共 $4(Nu-1)$ 個乘法。而在式(4-35)的累加中需做 $Nu-2$ 次的實數加法。

ML method

在式(4-38)中由於是乘完後只取實數部分，因此將其視為需要使用兩個乘法器，總共需做 $Nu-1$ 次，共 $2(Nu-1)$ 個乘法。而在式(4-37)的累加中需做 $Nu-2$ 次的實數加法。

Ting's method

在式(4-43)中由於需要加減完後絕對值的比較，首先加法部分需 1 複數加法，而一複數加法可視為 2 加法，而取絕對值約略的等同取實數絕對值與取虛數絕對值相加，需要一加法，因此在加法部分可以當作共需 3 加法，同理在減法部分亦是

3 加法，綜合起來一次共需要 6 實數加法，總共需做 $Nu-1$ 次，共 $6(Nu-1)$ 個加法。在式(4-45)中的累加只需要一簡單的累加器，所以忽略之。

Proposed method

在式(4-50)中，只考慮了實數部分的符號位元的比較，這僅僅只需要 1 XOR 閘即可，而虛數部分可以同理推得要 1 XOR 閘，總共需做 $Nu-1$ 次，共 $(Nu-1)(a+b)$ 個加法。在式(4-52)中的累加只需要一簡單的累加器，所以忽略之。

綜合上述，整理為下

表 4-1 在 m 固定時對一組 preamble 的計算量比較

	multiplication	addition	XOR operation
KSYP method	$4(Nu-1)$	$Nu-2$	0
ML method	$2(Nu-1)$	$Nu-2$	0
Ting's method	0	$6(Nu-1)$	0
Proposed method	0	0	$(Nu-1)(a+b)$

當我們考慮到 M 個整數偏移和 L 組 preamble 序列時，將直接以倍數成長

表 4-2 整體計算量比較

	multiplication	addition	XOR operation
KSYP method	$4(Nu-1) \times M \times L$	$(Nu-2) \times M \times L$	0
ML method	$2(Nu-1) \times M \times L$	$(Nu-2) \times M \times L$	0
Ting's method	0	$6(Nu-1) \times M \times L$	0
Proposed method	0	0	$(Nu-1)(a+b) \times M \times L$

觀察式(4-33)、(4-38)、式(4-43)、式(4-50)，我們可以發覺當 m 和 l 變化時所做的運算幾乎是相同的，只有 $M-1$ 個是不同的，因此只要將運算結果儲存即可省卻大量運算，如下表

表 4-3 儲存運算結果的整體計算量比較

	multiplication	addition	XOR operation	memory (bit)
KSYP method	$4(Nu+M-2)$	$(Nu-2) \times M \times L$	0	$(Nu+M-2)Q$
ML method	$2(Nu+M-2)$	$(Nu-2) \times M \times L$	0	$(Nu+M-2)Q$
Ting's method	0	$6(Nu+M-2)$	0	$(Nu+M-2)$
Proposed method	0	0	$(Nu+M-2) \times (a+b)$	$(Nu+M-2)$

為了方便觀察，當 DFT 點數為 512 時，代入相對應的參數 $Nu = 143, M = 7, Q = 16$ ，結果如下

表 4-4 儲存運算結果的整體計算量比較 (DFT 點數為 512)

	multiplication	addition	XOR operation	memory (bit)
KSYP method	596	112518	0	2384
ML method	298	112518	0	2384
Ting's method	0	894	0	149
Proposed method	0	0	298	149

利用 4.7.2.2 節的延伸觀念，可以將表 4-3 改為如下，其中 N_v 為參考幾個鄰近子載波通道的影響，計算量隨著 N_v 呈倍數成長。

表 4-5 儲存運算結果的整體計算量比較，考慮鄰近 N_v 子載波通道

	multiplication	addition	XOR operation	memory (bit)
Improved KSYP method	$4N_v(Nu + M - 2)$	$N_v(Nu - 2) \times M \times L$	0	$N_v(Nu + M - 2)Q$
Improved ML method	$2N_v(Nu + M - 2)$	$N_v(Nu - 2) \times M \times L$	0	$N_v(Nu + M - 2)Q$
Improved Ting's method	0	$6N_v(Nu + M - 2)$	0	$N_v(Nu + M - 2)$
Improved Proposed method	0	0	$N_v(Nu + M - 2) \times (a + b)$	$N_v(Nu + M - 2)$

第五章

模擬結果與分析

在本章中，將對現有的方法和吾人所提出的方法利用電腦模擬其效能並對其結果作分析。首先先介紹所使用的通道模型，之後將依據第 4 章所介紹的各個方法作模擬與分析。



5.1 通道模型

本論文中，通道模擬方法參考[24]，其在高階統計特性上仍然符合 Jake' s model 的模型。在模擬時，通道的能量正規化到 1，通道延遲模型方面則採用 ITU-R 通道模型。

在 ITU-R 通道模型中選用其中的運動測試環境(vehicular test environmernt)，為行人在高速移動下的測試環境。運動測試環境分為 A、B 兩種通道，分別如表 5-1 和表 5-2 所示，A 通道為通道延遲擴展(channel delay spread)較小的通道模擬，B 通道為通道延遲擴展較大的通道模擬。

表 5-1 ITU-R Vehicular A

tap	Delay(ns)	Average power(dB)
1	0	0
2	310	-1
3	710	-9
4	1090	-10
5	1730	-15
6	2510	-20

表 5-2 ITU-R Vehicular B

tap	Delay(ns)	Average power(dB)
1	0	-2.5
2	300	0
3	8900	-12.8
4	12900	-10
5	17100	-25.2
6	20000	-16

依據第 3 章所介紹的 IEEE 802.16e 系統規格，訂定出的系統模擬參數如表 5-3 所示。

表 5-3 系統模擬參數

Operating frequency	2.5GHz
Signal bandwidth	5MHz
FFT length	512
CP length	512/4, 512/16
Symbol period	91.4 μ s
Subcarrier spacing	10.94kHz
TTG / RTG Time	79.832 us
Normalized Doppler freq.	0~0.05(about 0~240 km/hr)
Frequency Offset Range	+/- 9 Subcarrier Spacing

5.2 載波頻率偏移估測之效能分析

本節將模擬 4.3 節中所提出的頻率偏移估測之效能，並對現有的方法去做比較。首先定義 MSE(Mean Square Error)如下

$$MSE = \text{var}\left(\frac{\hat{\Delta f} - \Delta f}{\Delta F}\right) = E\left(\frac{\hat{\Delta f} - \Delta f}{\Delta F}\right)^2 \quad (5-1)$$

由圖 5-1、圖 5-2 參考表 5-1 和表 5-3 的設定下的模擬，我們可發現當沒有內差 $d=0$ 和 $d=1$ 時，其效能較差，而當 $d=0.44$ 時內差效果較 $d=1/3$ 好，其在高 SNR 時，不會因為不完整的週期性而導致效能的降低。而在圖 5-2 中，我們可以知道在時變通道下此方法亦適用。

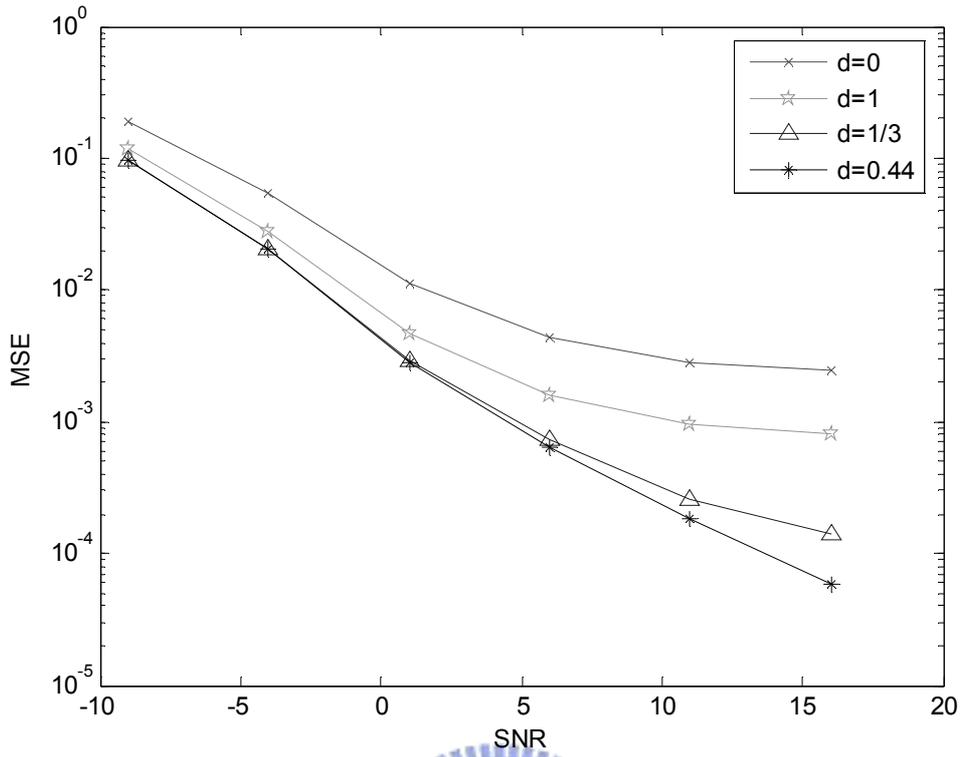


圖 5-1 載波頻率估測的 MSE

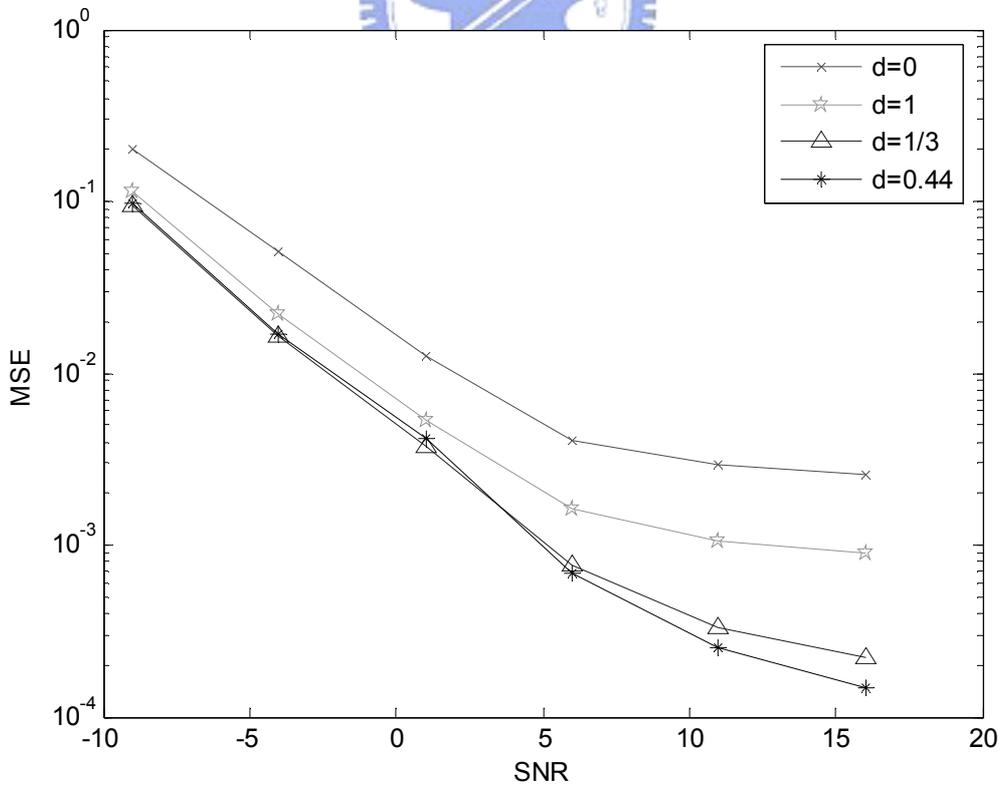


圖 5-2 載波頻率估測的 MSE, $f_{nd} = 0.05$

5.3 符元時間估測之效能分析

本論文設定當經過訊框同步和符元時間同步後，所估測出來的符元時間距離正確的時間點在 5 個取樣點之外時，為一錯誤估測，因此錯誤率(error rate) 為在 10000 次實驗中錯誤估測的比例。

在 4.5.2 節中，為了獲得單一的峰值，當 CP 長度為 1/4 符元長度時和其他情況所利用到的數學式是不盡相同的，因此我們將會對不同的 CP 長度的情況作模擬。圖 5-3~圖 5-6 為參考表 5-1 和表 5-3 的設定下的模擬，其中運算窗口長度 $K=N/8$ ，由圖中可以觀察出當 CP 長度較短時，效能幾乎等同於現有的方法，而在 CP 長度為 1/4 符元長度，會因為週期性的不完整而造成效能的降低。圖 5-5~圖 5-6 為在正規化都卜勒頻率 $f_{nd} = 0.05$ 時的模擬，可以知道當通道由非時變轉為時變時，其效能並不會有太大的變化。

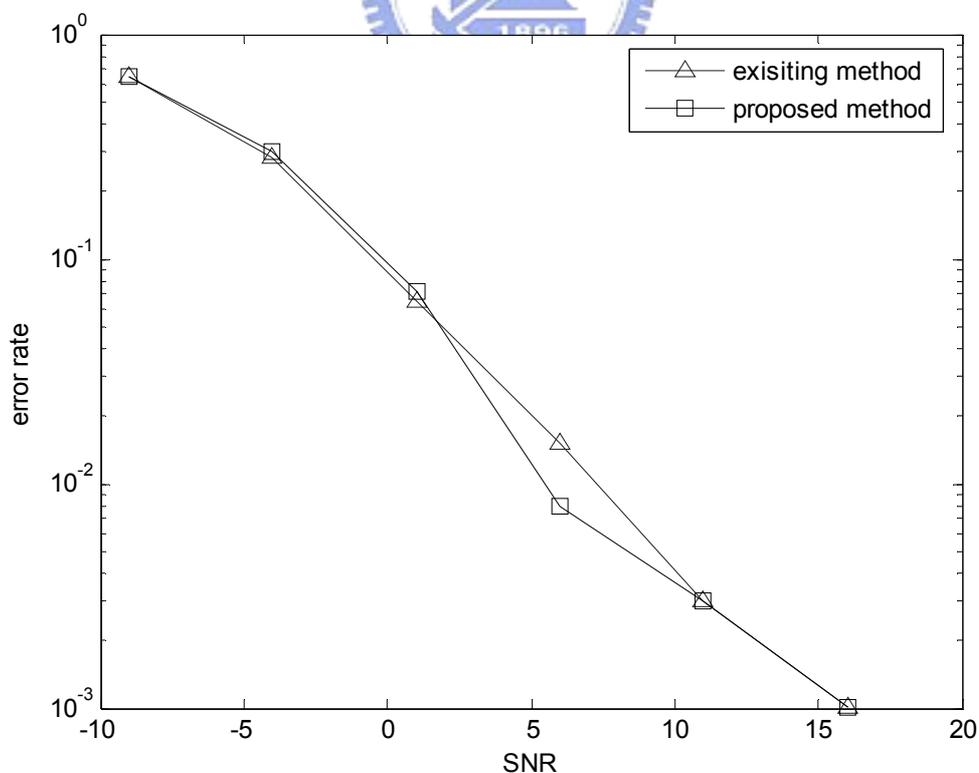


圖 5-3 符元時間估測的錯誤率，cp 長度為 1/16 符元時間

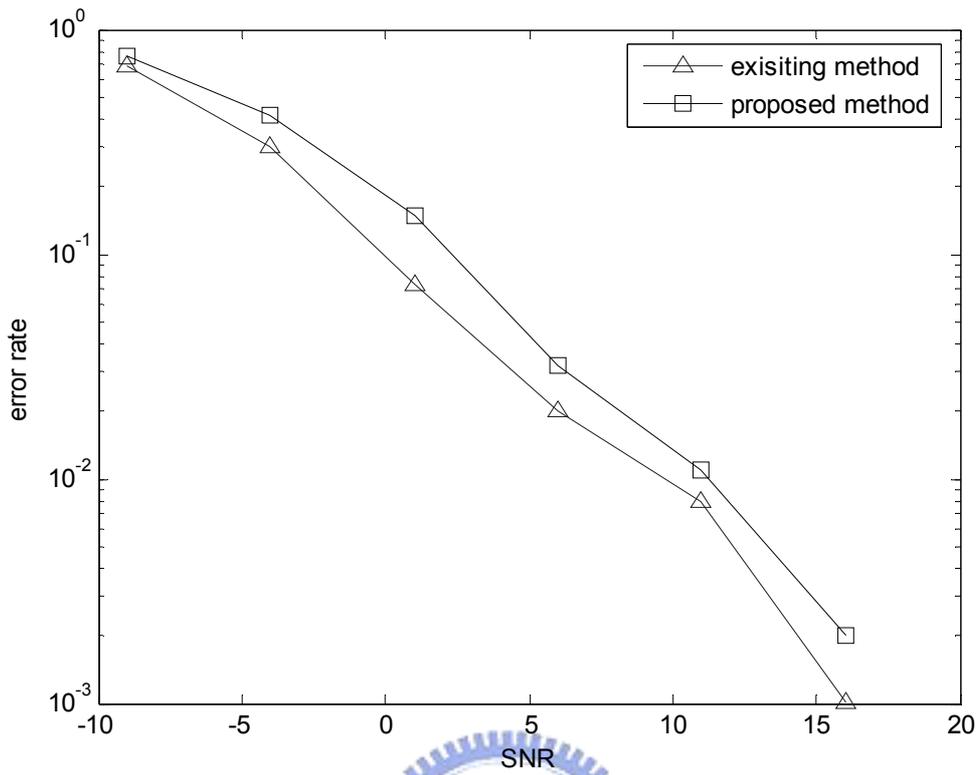


圖 5-4 符元時間估測的錯誤率，cp 長度為 1/4 符元時間

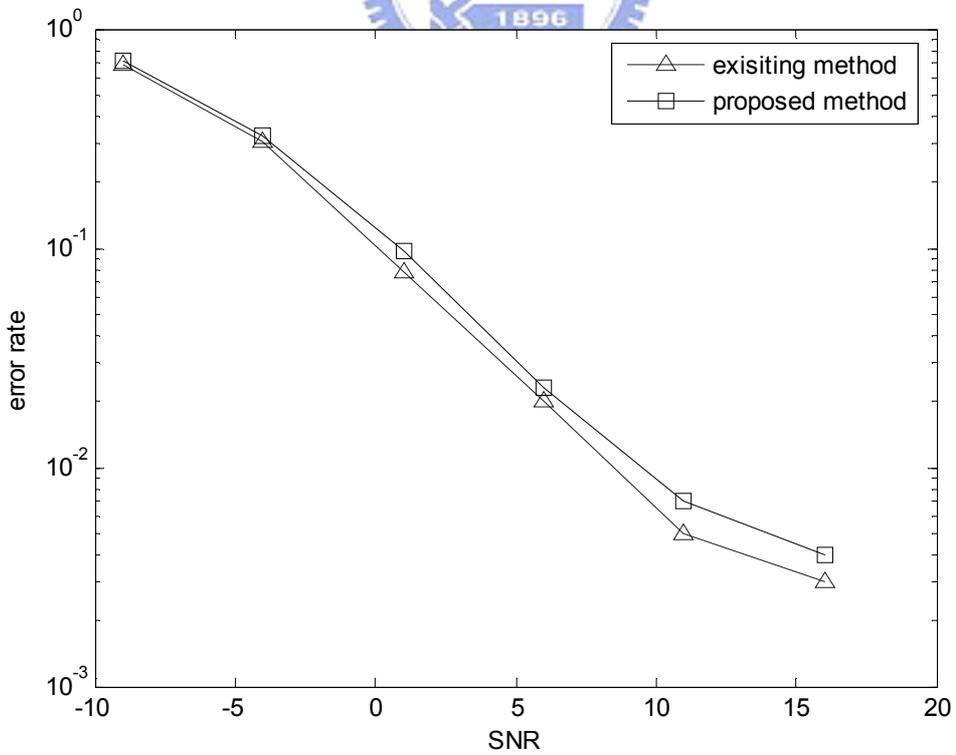


圖 5-5 符元時間估測的錯誤率，cp 長度為 1/16 符元時間， $f_{nd} = 0.05$

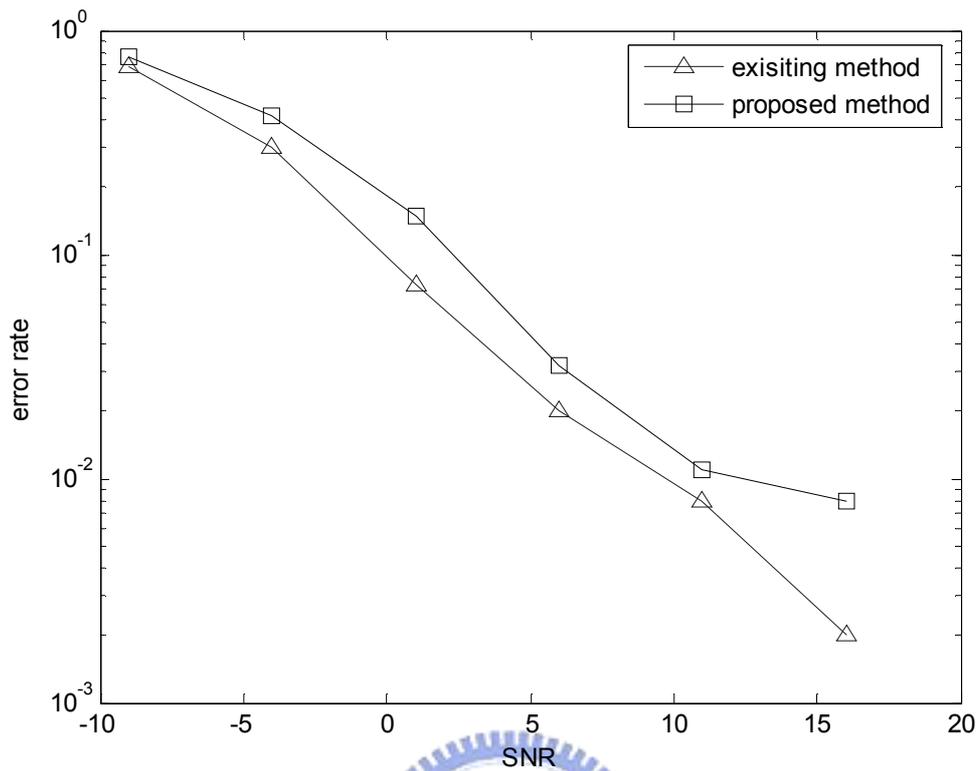


圖 5-6 符元時間估測的錯誤率，cp 長度為 1/4 符元時間， $f_{nd} = 0.05$

5.4 所提出的整數部分載波頻率偏移估測與識別 preamble 之效能分析

當我們無法估測出正確的整數部分載波頻率偏移與 preamble 時，將此定義為一錯誤估測，因此錯誤率(error rate) 為在 100000 次實驗中錯誤估測的比例。由於估測整數部分載波頻率偏移與 preamble 是利用鄰近子載波通道的相似性，其對通道延遲擴展相當敏感，我們將依據表 5-1 和表 5-2 對不同延遲擴展的通道模擬。

Vehicular A channel

首先利用表 5-1 和表 5-3 的設定，此時通道的最大延遲路徑約為 $14T_s$ ，圖 5-7 為第 4.6 節所介紹的各個方法在參考鄰近通道響應時的模擬，其中吾人所提出的方法在只參考實數部分 ($a=1, b=0$) 時，其結果與只參考虛數部分 ($a=0, b=1$) 結果相近，這是我們可以預期的。在同時參考實數部分與虛數部分後 ($a=1, b=1$)，其效能有明顯的增加。

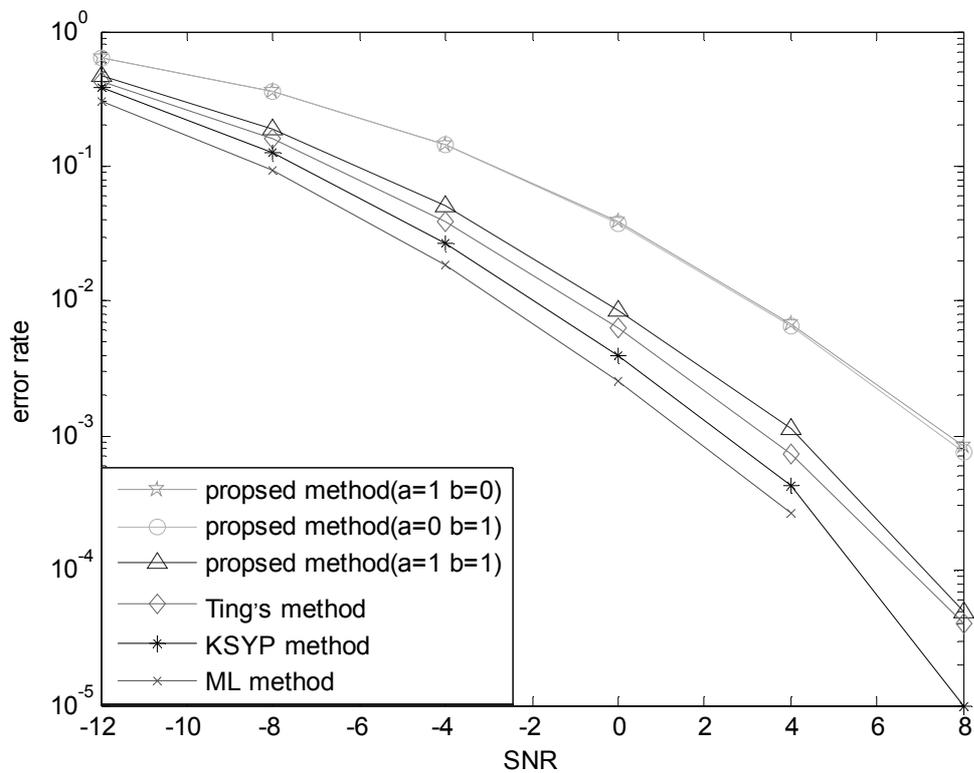


圖 5-7 在只利用鄰近通道下的估測整數部分載波頻率偏移與 preamble 的方法比較

圖 5-8~圖 5-12 為各種方法在 4.7.2.2 節的輔助技巧下利用到鄰近 n 個子載波間距通道相似的模擬，當利用到此輔助技巧時將方法名字前加上 modified。其中為了方便觀察，我們將提出的方法只參考虛數部分 ($a=0, b=1$) 的模擬省略，這是因為其效能等同於提出的方法只參考實數部分

($a = 1, b=0$)。從圖 5-8 中可以觀察到，即使利用到鄰近 4 個子載波間距的通道訊息，效能仍舊比同時參考實數部分與虛數部分後($a = 1, b=1$)在只參考鄰近子載波通道下還來的差，且其硬體複雜度已經超越之，因此不推薦在只參考實數部分($a = 1, b=0$)時利用到這輔助技巧。在圖 5-9 中，當 $n = 2$ 時其效能好於 Ting's method，且硬體複雜度低。觀察圖 5-8~圖 5-12，可以發現當 $n = 2$ 時效能有較明顯的改善，當 $n = 3$ 效能改善變少，當 $n = 4$ 效能幾乎等同於 $n = 3$ ，這主要的原因為樣本數的增加相對的減少了，因此影響力也相對的減小，而次要的原因為通道變化已經越來越大了，其可信度下降。由上述可知，當我們要設計 n 時，可以定為 2 或 3。

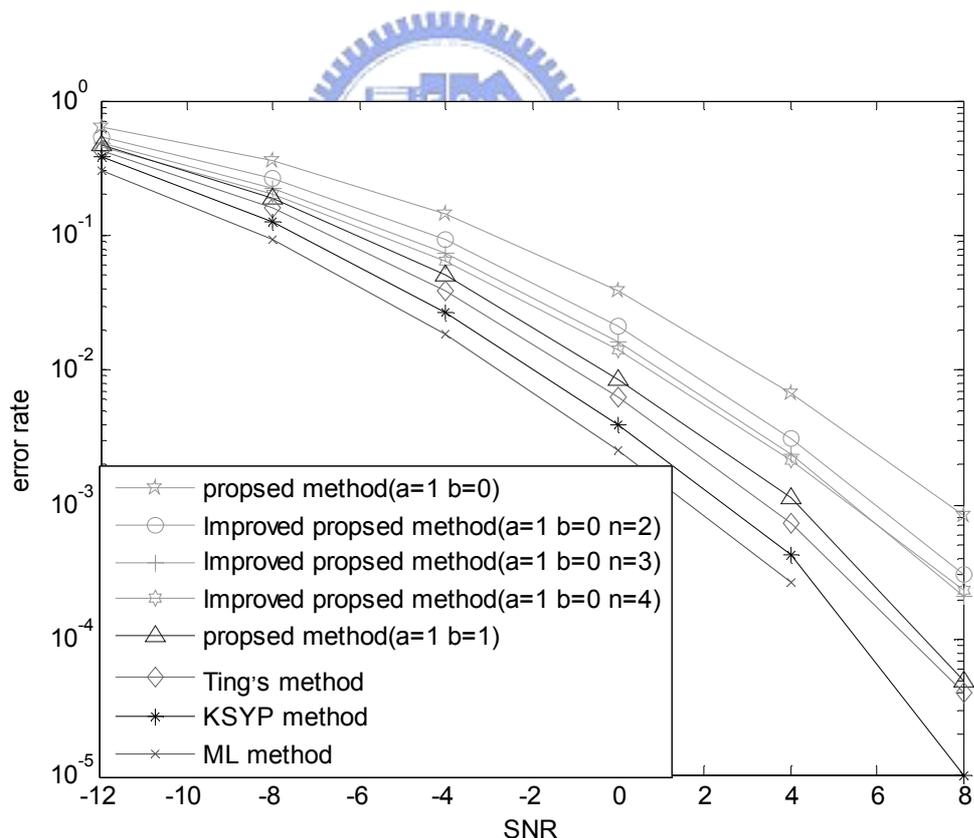


圖 5-8 在利用鄰近多個子載波間距通道下的提出方法參考實數部分與各個方法的比較

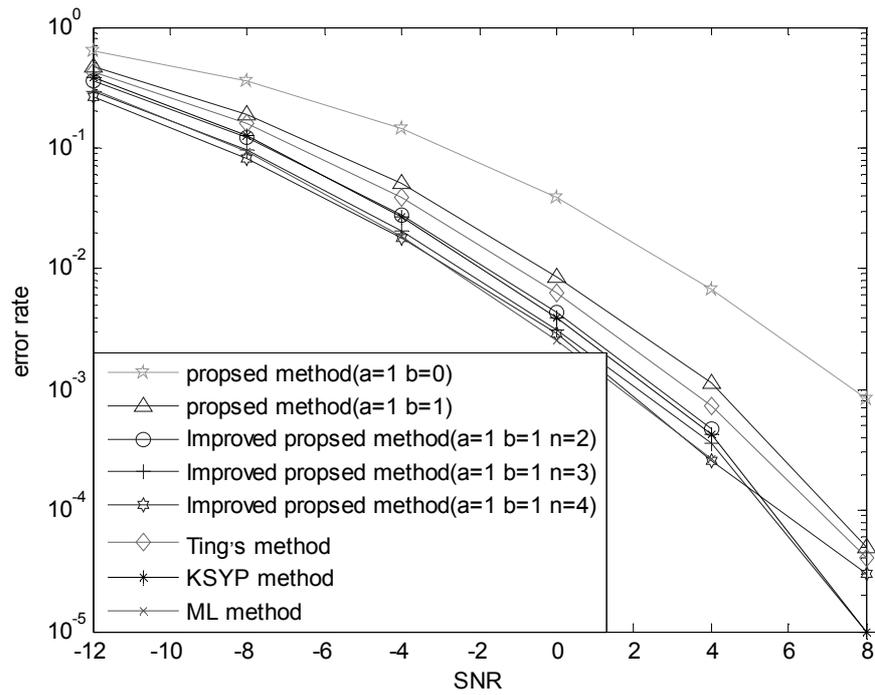


圖 5-9 在利用鄰近多個子載波間距通道下的提出方法參考實數和虛數部分與各個方法的比較

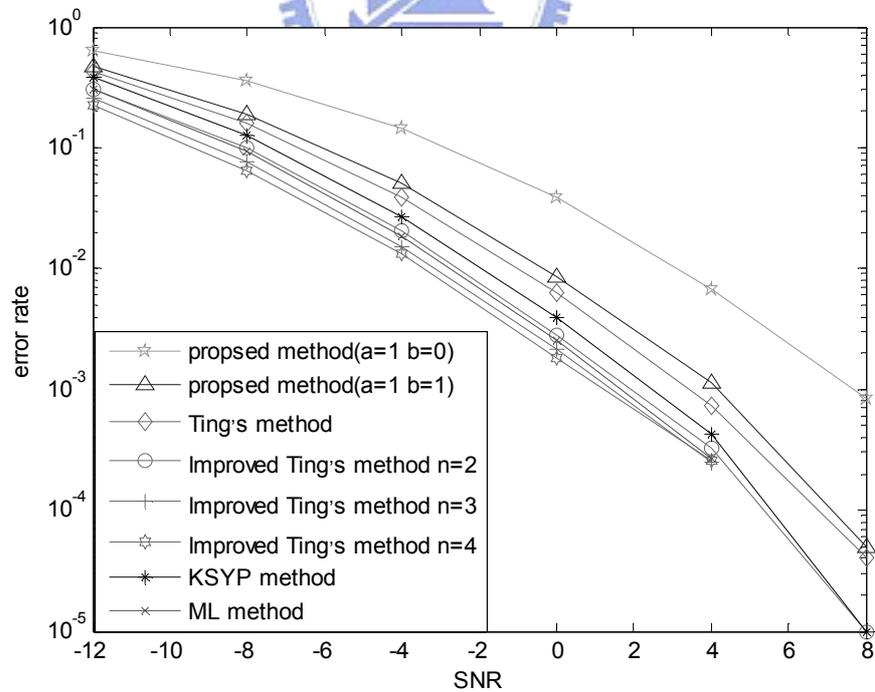


圖 5-10 在利用鄰近多個子載波間距通道下的 Ting's method 與各個方法的比較

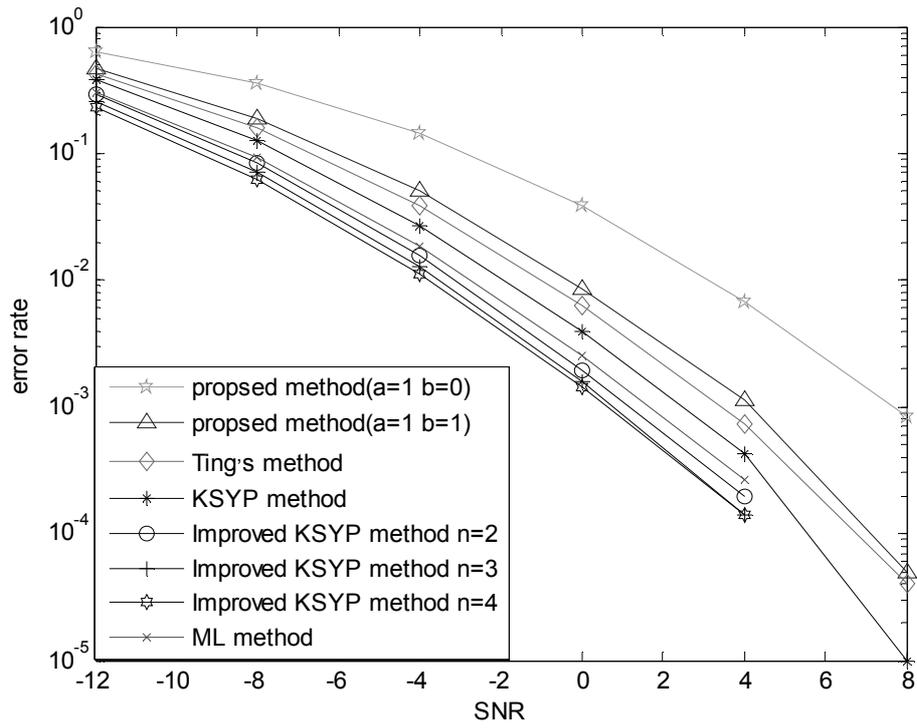


圖 5-11 在利用鄰近多個子載波間距通道下的 KSYP method 與各個方法的比

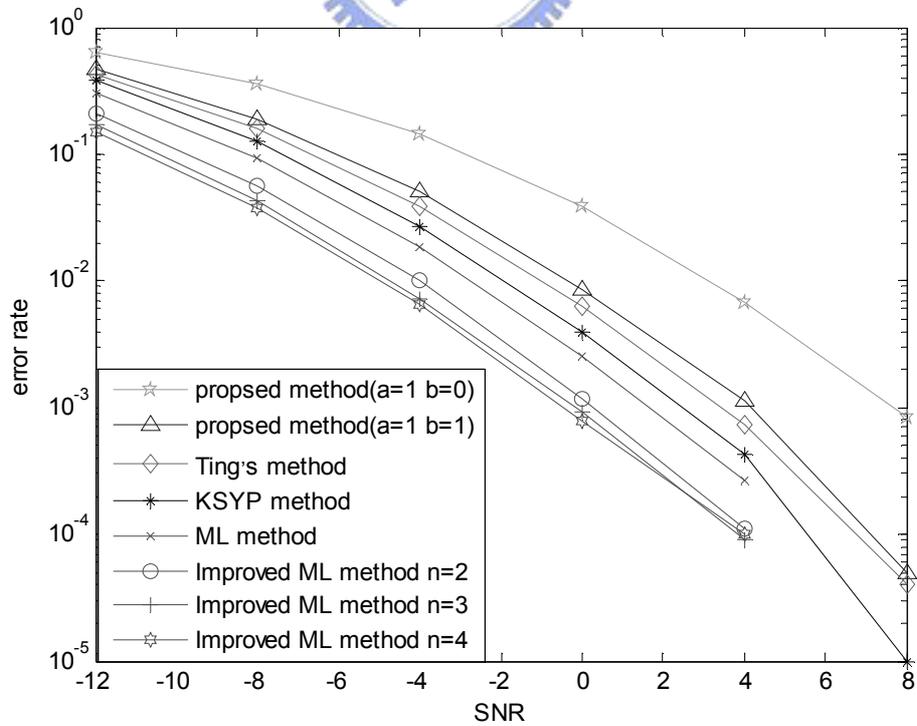


圖 5-12 在利用鄰近多個子載波間距通道下的 ML method 與各個方法的比較

Vehicular B channel

利用表 5-2 和表 5-3 的設定，此時通道的最大延遲路徑約為 $112T_s$ ，圖 5-13 為第 4.6 節所介紹的各個方法在參考鄰近通道響應時的模擬，我們可以發覺與圖 5-7 有明顯不同，此時的效能會因為通道的快速變化而被限制住。而 KSYP method 由於有參考到虛數部分，因此在頻率選擇性衰減的通道會有較好的效能。

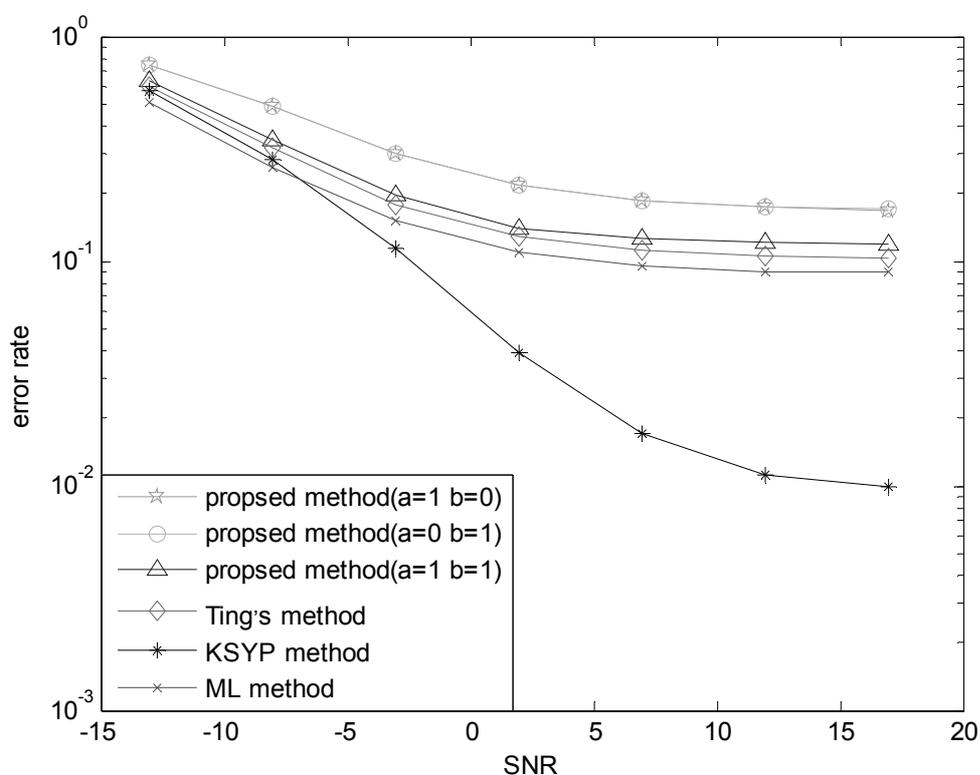


圖 5-13 在只利用鄰近通道下的估測整數部分載波頻率偏移與 preamble 的方法比較

圖 5-14~圖 5-18 為各種方法在 4.7.2.2 節的輔助技巧下利用到鄰近 n 個子載波間距通道相似的模擬，當利用到此輔助技巧時將方法名字前加上 modified。其中為了方便觀察，我們將提出的方法只參考虛數部分 ($a = 0, b = 1$) 的模擬省略，這是因為其效能等同於提出的方法只參考實數部分

($a = 1, b=0$)。由圖 5-14~圖 5-18 中，我們可以觀察出即使在頻率選擇性衰減的通道下，增加 n 值亦可以有效的增加效能。

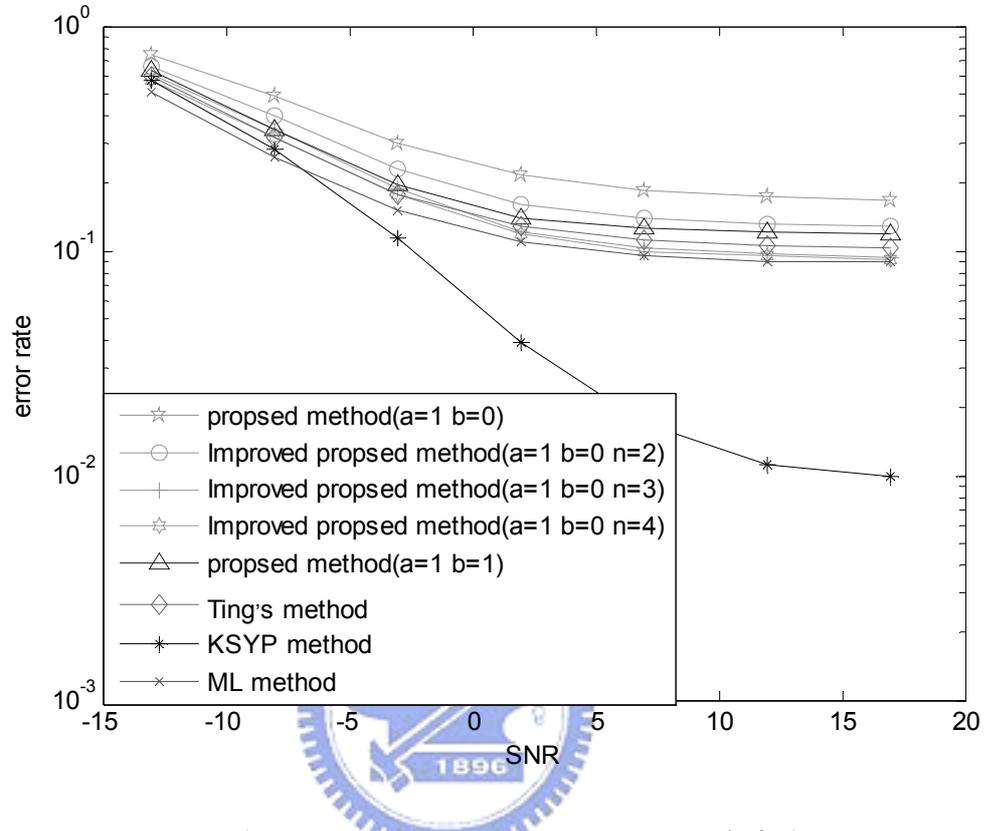


圖 5-14 在利用鄰近多個子載波間距通道下的提出方法參考實數與各個方法的比較

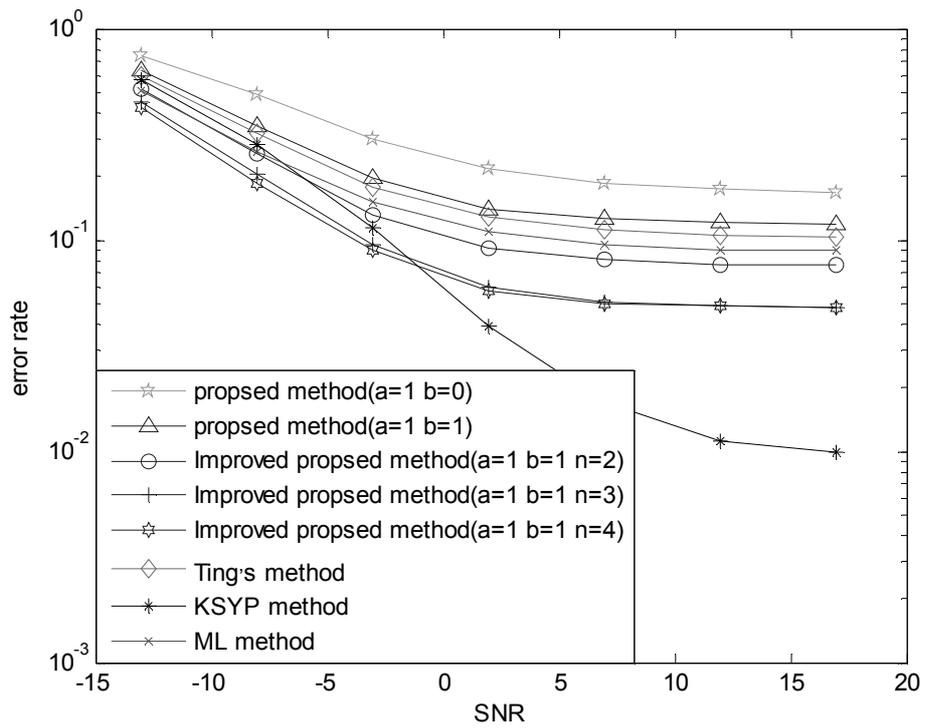


圖 5-15 在利用鄰近多個子載波間距通道下的提出方法參考實數和虛數部分與各個方法的比較

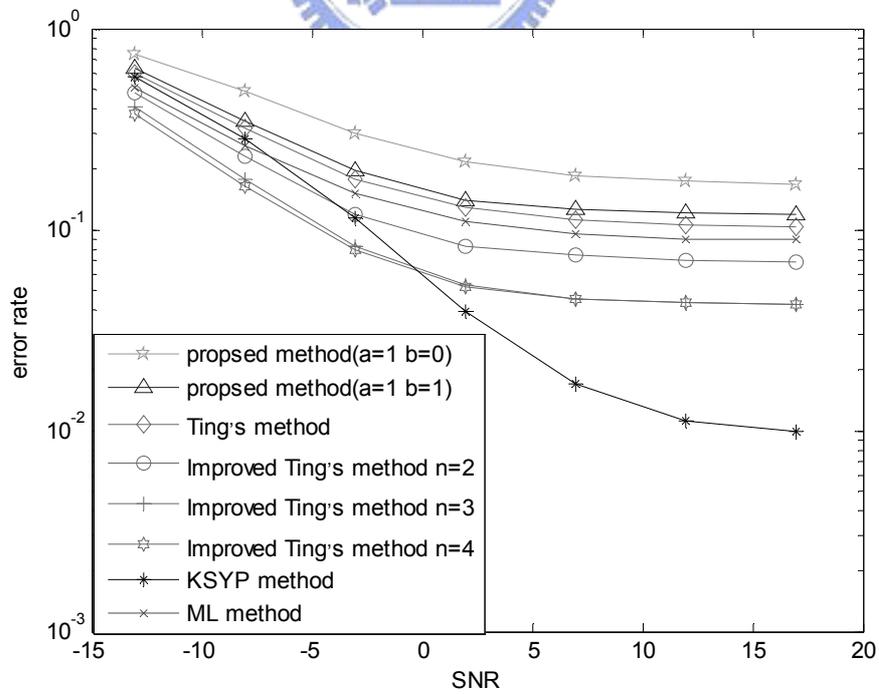


圖 5-16 在利用鄰近多個子載波間距通道下的 Ting's method 與各個方法的比較

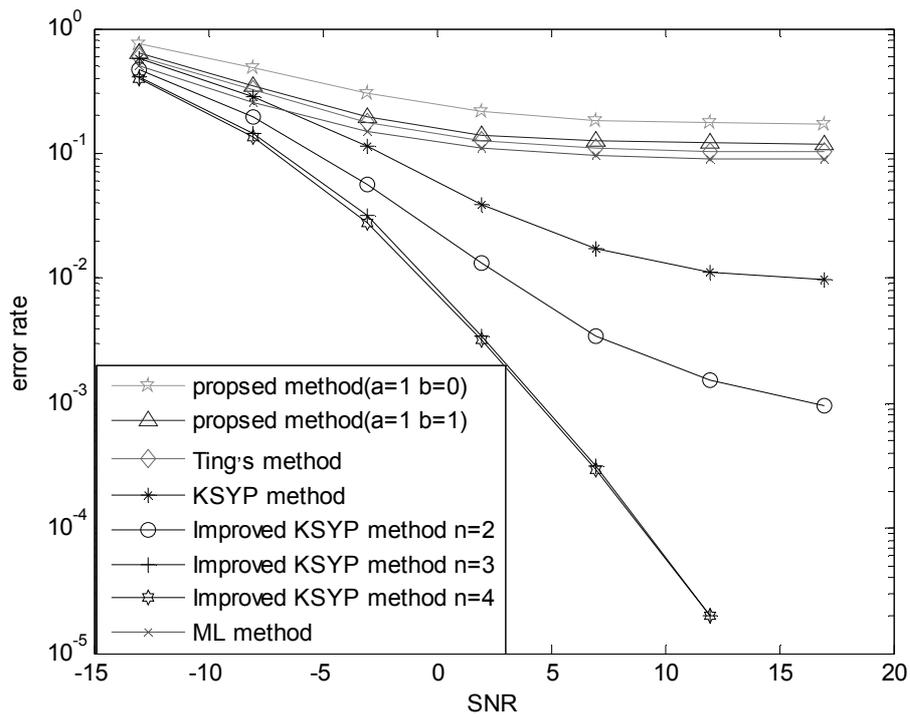


圖 5-17 在利用鄰近多個子載波間距通道下的 KSYP method 與各個方法的比較

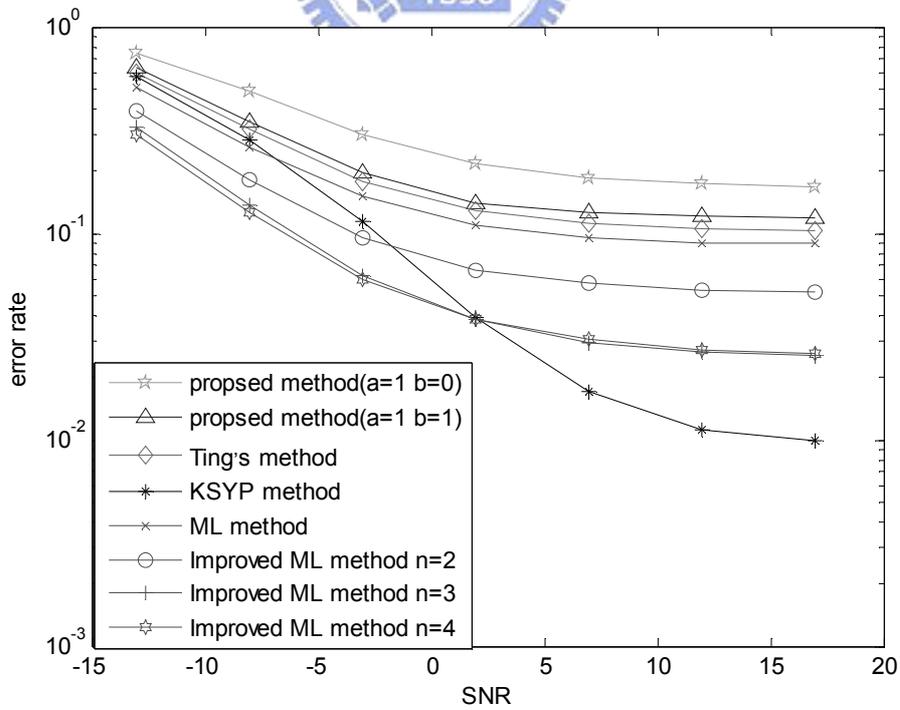


圖 5-18 在利用鄰近多個子載波間距通道下的 ML method 與各個方法的比較

第六章

結論

在本篇論文中，吾人討論了 IEEE 802.16e OFDMA 之規格，並且介紹和統整現有的同步方法，並利用電腦模擬之，其中包含訊框偵測、符元時間估測、載波頻率偏移估測、整數部分載波頻率偏移估測與識別 preamble。

在載波頻率偏移估測方面，吾人所提出的方法是基於 IEEE 802.16e 的 preamble 週期性並不完整，因此利用鄰近點的內差使得週期性趨於完整，並將其應用於載波頻率偏移估測，這將可以有效增加效能。

在符元時間估測方面，吾人所提出的方法是將傳統方法運算的方式改變，其效能是等效於傳統方法，卻不似傳統方法會偵測多個峰值影響判斷，其只會偵測出單一峰值。

在整數部分載波頻率偏移估測和識別 preamble 方面，首先吾人提出一低複雜度的演算法，其不需要乘法和加法的運算，只需要簡單的 XOR 閘，可減少大量的運算複雜度。之後提出一延伸的觀念利用鄰近多個子載波間距的總和來判斷，這可以適用於現有的方法和提出的方法並增加其效能，而且在這個觀念和先前提出的方法結合下即可比現有的方法獲得較高效能和較低複雜度。

本論文提出的演算法在未來的延伸研究，在整數部分載波頻率偏移估測和識別 preamble 方面，現有的方法皆是基於在通道延遲擴散較小時的推論，可以將

現有的方法和提出的方法延伸至通道延遲擴散較大時，此外可以將尚未設計的議題，如取樣頻率偏移和上傳方面的同步議題納入研究。



參考文獻

- [1] R. W. Chang, "Synthesis of Band Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 45, pp. 1775-1796, Dec. 1966.
- [2] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform," *IEEE Transaction on Communications*, vol. COM-19, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [3] IEEE Std 802.16-2004, IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems. New York: IEEE, June 24, 2004.
- [4] IEEE Std 802.16e-2005 and IEEE std 802.16-2004/Cor 1-2005, IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems Amendment 2: Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed and Corrigendum 1. New York: IEEE, Feb. 28, 2006.
- [5] M.-T. Lin, "Fixed and mobile wireless communication based on IEEE 802.16a TDD OFDMA: Transmission filtering and synchronization," M.S. thesis, Department of Electronics Engineering, National Chiao Tung University, Hsinchu, Taiwan, R.O.C., June 2003.
- [6] S.-H. Tseng, "Design of Channel Estimation Techniques for IEEE 802.16e OFDMA Uplink and Downlink", M.S. thesis, Institute of Electronics, National Chiao Tung University, Hsin-Chu, Taiwan, 2007.

- [7] Alan V. Oppenheim, Discrete-Time Signal Processing, Prentice Hall, 1989.
- [8] J. Puthenkulam, and M. Goldhammer, "802.16 overview and coexistence aspects," <http://grouper.ieee.org/groups/802/secmail/ppt00009.ppt>.
- [9] R. van Nee and R. Prasad, OFDM for Wireless Multimedia Communications. Boston: Artech House, 2000.
- [10] A. Palin and J. Rinne, "Symbol synchronization in OFDM system for time selective channel conditions," presented at Electronics, Circuits and Systems, 1999. Proceedings of ICECS '99. The 6th IEEE International Conference on, 1999.
- [11] B. Yang, K. B. Letaief, R. S. Cheng, and Z. Cao, "Timing recovery for OFDM transmission," Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, vol. 18, pp. 2278-2291, 2000.
- [12] C. H. Cho, "Frame Synchronization and Digital Automatic Gain Control for OFDM Wireless LAN System.", Master's Thesis, Department of Electronics Engineering & Institute of Electronics, National Chiao Tung University, Taiwan, July 2002.
- [13] S. Johansson, M. Nilsson, and P. Nilsson, "An OFDM timing synchronization ASIC," presented at Electronics, Circuits and Systems, 2000. ICECS 2000. The 7th IEEE International Conference on, 2000.
- [14] J. Liu and J. Li, "Parameter estimation and error reduction for OFDM-based WLANs," Mobile Computing, IEEE Transactions on, vol. 3, pp. 152-163, 2004.
- [15] A. Fort, J. W. Weijers, V. Derudder, W. Eberle and A. Bourdoux, "A performance and complexity comparison of auto-correlation and cross-correlation for OFDM burst synchronization," Proc. 2003 IEEE International Conference on, vol. 2, pp. 341-344, Apr. 2003.
- [16] Y. Asai, S. Kurosaki, T. Sugiyama, and M. Umehira, "Precise AFC scheme for

- performance improvement of SDM-COFDM,” presented at Vehicular Technology Conference, 2002. Proceedings. VTC 2002-Fall. 2002 IEEE 56th, 2002.
- [17] T. C. W. Schenk and A. van Zelst, “Frequency synchronization for MIMO OFDM wireless LAN systems,” presented at Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Fall, 2003 IEEE 58th, 2003
- [18] S. Johansson, M. Nilsson, and P. Nilsson, “An OFDM timing synchronization ASIC,” presented at Electronics, Circuits and Systems, 2000. ICECS 2000. The 7th IEEE International Conference on, 2000.
- [19] J. Liu and J. Li, “Parameter estimation and error reduction for OFDM-based WLANs,” *Mobile Computing, IEEE Transactions on*, vol. 3, pp. 152-163, 2004.
- [20] T. Bhatt, V. Sundaramurthy, “Initial Synchronization for 802.16e Downlink,” *ACSSC Consumer*, Vol. 50, Oct. 2006.
- [21] Wei-Chia Ting, Wen-Rong Wu, “Low-Complexity Inner Receiver Design for IEEE 802.16e OFDMA Systems,” National Chiao-Tung University, July 2007.
- [22] Y. H. Kim, I. Song, S. Yoon and S. R. Park, “An efficient frequency offset estimator for OFDM systems and its performance characteristics,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol.50, pp1302-1307, Sep, 2001.
- [23] J. Zhang, G. Liao, “Efficient Frequency Offset Resolution for OFDM Systems Based on ML Principle,” *IEEE Trans. Consumer Electronics*, Vol.50, NO. 3, Aug, 2004.
- [24] Y. R. Zheng, and C. Xiao, “Simulation Models With Correct Statistical Properties for Rayleigh Fading Channels,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no. 6, pp. 920-928, June, 2003.
- [25] K.-C. Hung and D. W. Lin, “Joint detection of integral carrier frequency offset and preamble index in OFDMA WiMAX downlink synchronization,” in *Proc.*

IEEE Wireless Commun. Networking Conf., Mar. 2007, pp. 1959-1964.

- [26] Stefan H. Muller-Weinfurtner, "On the Optimality of Metrics for Coarse Frame Synchronization on OFDM: A Comparison," 1998 IEEE.



簡歷

姓 名：李宜融

性 別：男

出生日期：民國 72 年 4 月 02 日

出生地：高雄市

學 歷：

高雄市市立勝利國小

高雄市市立左營國中

國立高雄高級中學

國立中正大學電機系

國立交通大學電子工程研究所系統組碩士班 (2005.9~2007.7)



(1989.9~1995.6)

(1995.9~1998.6)

(1998.9~2001.6)

(2001.9~2005.6)

西元 2007 年 11 月獲得碩士學位