

國立交通大學

電機學院與資訊學院 電信學程

碩士論文

IEEE 802.16-2004 無線都會網路接收機設計

Receiver Design for IEEE 802.16-2004

研究生：梁鑫賢

指導教授：沈文和 教授

中華民國九十五年七月

IEEE 802.16-2004 無線都會網路接收機設計
Receiver Design for IEEE 802.16-2004

研究生：梁鑫賢

Student : Shing-Shiang Liang

指導教授：沈文和

Advisor : Wern-Ho Sheen

國立交通大學
電機學院與資訊學院專班 電信學程
碩士論文



Submitted to Degree Program of Electrical Engineering and Computer Science
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 2006

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十五年七月

IEEE 802.16-2004 無線都會網路接收機設計

學生：梁鑫賢

指導教授：沈文和博士

國立交通大學 電機學院與資訊學院 電信學程（研究所）碩士班

摘要

IEEE 802.16 是由 IEEE(Institute of Electrical and Electronics Engineers)所制定的一系列下一代寬頻無線接取標準，本論文是要設計一個 IEEE 802.16-2004 OFDMA PUSC(Partial usage of subchannels)下鏈(Downlink)訊號數位接收機。在接收端設計的部份包含有：下鏈前置訊號(Preamble)能量偵測、保護區間長度偵測、下鏈前置訊號邊界偵測、載波頻率偏移估算、下鏈前置訊號 PN(Pseudo Noise) code 偵測及通道估測等，模擬結果顯示設計的效能與理想情況時只有 2-dB 以內的差異。

Receiver Design for IEEE 802.16-2004

Student : Shing-Shiang Liang

Advisor : Dr. Wern-Ho Sheen

Degree Program of Electrical Engineering and Computer Science
National Chiao Tung University

Abstract

IEEE 802.16 is a standard system specified by IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) for next generation broadband wireless access. A digital receiver is designed in this thesis for the IEEE 802.16-2004 OFDMA PUSC (Partial Usage of Subchannels) downlink system. The receiver's functionalities include detection of downlink preamble energy, detection of guard interval length, carrier frequency offset estimation, detection of downlink preamble boundary, detection of downlink preamble PN (Pseudo Noise) code, and channel estimation. Simulation results show that the design is away from the ideal one only within 2-dB.

誌謝

本篇論文的完成，首先我要感謝指導教授沈文和博士，對於本篇論文給予我的指導，在求學的過程中沈教授教導我許多專業知識以及研究學問的態度與方法，使我獲益良多，並且要感謝口試委員程瑞曦教授與賴癸江博士對本篇論文提出的寶貴意見，使得本篇論文能夠更完備。

再來要感謝所有無線寬頻接取系統實驗室的學長以及同學們，特別是許正欣學長、郭志成學長、傅宜康學長、李順吉學長、邱相榮同學在這段期間內給予我的協助，讓我能夠順利解決各種困難。

最後我要感謝我的家人及朋友在求學過程中給予我的支持與鼓勵，使我可以順利完成學業。



民國九十五年七月
研究生梁鑫賢謹識於交通大學

目錄

摘要	i
Abstract	ii
誌謝	iii
目錄	iv
圖目錄	v
表目錄	vii
符號說明	viii
第一章 前言	1
第二章 OFDM 技術介紹	3
2.1 OFDM 訊號產生方式	3
2.2 保護區間	5
第三章 IEEE 802.16-2004 無線都會網路標準介紹	8
3.1 基本參數	8
3.2 TDD 模式下 OFDMA 碼框架構	9
3.3 PUSC 下鏈訊號子載波配置	10
3.4 碼框時間長度	11
3.5 通道編碼處理流程	12
第四章 同步問題	13
4.1 同步問題介紹	14
4.2 下鏈前置訊號能量偵測	16
4.3 保護區間長度偵測	19
4.4 碼框邊界偵測及小數部份頻率偏移估算	24
4.5 下鏈前置訊號 PN CODE 偵測及整數部份頻率偏移偵測	31
4.6 碼框起始位置調整	33
4.7 同步問題處理流程	34
第五章 通道估測	35
5.1 傳送端與接收端訊號的數學表示法	35
5.2 時變通道的估測	42
5.3 模擬結果	47
第六章 結論	55
參考文獻	56

圖目錄

圖 1 (a) Traditional FDM 頻譜示意圖 (b)OFDM 頻譜示意圖	3
圖 2 OFDM 訊號產生架構.....	4
圖 3 OFDM 符元產生示意圖.....	5
圖 4 保護區間內不送信號示意圖	6
圖 5 OFDM 保護區間採用循環延伸之示意圖.....	6
圖 6 OFDMA 系統資料配置示意圖.....	9
圖 7 TDD 碼框範例.....	10
圖 8 cluster 架構圖	11
圖 9 OFDMA 系統子載波與子通道示意圖.....	11
圖 10 通道編碼處理流程	12
圖 11 多路徑通道模型示意圖	13
圖 12 週期訊號取樣示意圖	17
圖 13 前置訊號能量偵測正確與錯誤範圍示意圖	18
圖 14 不同門檻值偵測前置訊號是否出現的模擬結果.....	18
圖 15 門檻值定為 1.50 時，保護區間偵測錯誤率	22
圖 16 門檻值定為 1.45 時，保護區間偵測錯誤率	22
圖 17 門檻值定為 1.44 時，保護區間偵測錯誤率	23
圖 18 門檻值定為 1.40 時，保護區間偵測錯誤率	23
圖 19 連續 OFDM 符元觀察示意圖(含一完整符元).....	24
圖 20 符元邊界偵測機率統計圖	27
圖 21 載波頻率偏移估算結果的機率密度函數圖.....	28
圖 22 載波頻率偏移估算的平均值與實際載波頻率偏移值的比較圖	29
圖 23 載波頻率偏移估算的 Mean square error.....	29
圖 24 載波頻率偏移估算結果的機率密度函數圖	30
圖 25 載波頻率偏移估算的平均值與實際載波頻率偏移值的比較圖	30
圖 26 載波頻率偏移估算的 Mean square error.....	31
圖 27 碼框偵測錯誤率	33
圖 28 $T_s > \tilde{T}_s$ 傳送端與接收端取樣點比較圖	38
圖 29 $T_s < \tilde{T}_s$ 傳送端與接收端取樣點比較圖	38
圖 30 通道估算內插法示意圖	43
圖 31 原始估測相位、最小平方誤差及權重最小平方誤差法估測相位之比較	46
圖 32 位元串錯誤率模擬流程圖	47
圖 33 完美通道資訊、完美碼框邊界偵測、沒有殘餘載波頻率偏移及沒有取樣 頻率偏移時，在各種不同調變及編碼率下的位元錯誤率模擬結果	48
圖 34 通道估測、完美碼框邊界偵測、沒有載波頻率偏移及沒有取樣頻率偏移 時，在各種不同調變及編碼率下的位元錯誤率模擬結果	48
圖 35 通道估測、完美碼框邊界偵測、殘餘載波頻率偏移為 30Hz 及有取樣頻率 偏移的情況下，在各種不同調變及編碼率下的位元錯誤率模擬結果	49
圖 36 通道估測、完美碼框邊界偵測、殘餘載波頻率偏移為 100Hz 及有取樣頻 率偏移的情況下，在各種不同調變及編碼率下的位元錯誤率模擬結果	50
圖 37 QPSK-1/2 時，位元錯誤率模擬結果	51
圖 38 QPSK-3/4 時，位元錯誤率模擬結果	51

圖 39 16QAM-1/2 時，位元錯誤率模擬結果	52
圖 40 16QAM-3/4 時，位元錯誤率模擬結果	52
圖 41 64QAM-1/2 時，位元錯誤率模擬結果	53
圖 42 64QAM-2/3 時，位元錯誤率模擬結果	53
圖 43 64QAM-3/4 時，位元錯誤率模擬結果	54



表目錄

表 1 碼框時間長度	12
表 2 不同的 L_{use} 所得到 $Y(L_{guess})$ 值的對照表	20
表 3 不同的 L_{use} 所得到 $\frac{Y(128)}{Y(64)}$, $\frac{Y(256)}{Y(128)}$ 及 $\frac{Y(512)}{Y(256)}$ 值的對照表	21



符號說明

- N : FFT 點數，值為 2048
- Δf : 子載波間隔頻率
- T_b : 資料區間長度
- T_g : 保護區間長度
- T_{OFDM} : OFDM 符元長度
- f_o : 類比訊號載波頻率偏移
- \mathcal{E} : 離散訊號載波頻率偏移
- ξ : 載波頻率偏移比例
- T_s : 傳送端取樣週期
- \tilde{T}_s : 接收端取樣週期



第一章 前言

在現今無線都會網路產業的蓬勃發展之下，對於高通訊品質及高傳輸資料量的需求，使得許多機構積極投入這方面技術的研究；為了因應全球通信產業的發展趨勢，IEEE 802 委員會成立了 802.16 工作組來專門開發寬頻無線標準並製定了 802.16-2004 的無線都會網路標準[1,2]，IEEE 802.16-2004 根據使用頻段的不同，定義了三種不同的實體層技術：單載波(SC)、正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)及 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access)。其中，10~66GHz 固定無線接入系統主要採用單載波調製技術，而對於 2~11GHz 頻段的系統，主要採用 OFDM[3]和 OFDMA 的技術。

在 802.16-2004 中採用的 OFDM 是相當受到注重的一項傳輸技術，因為相較於傳統的分頻多工(Frequency Division Multiplexing, FDM)而言，由於它使用正交的子載波(Subcarrier)傳輸訊號，使得頻譜在使用上更有效率，雖然在多路徑通道 (Multi-path Channel) 的環境之下，由於路徑延遲時間的影響，會造成子載波之間正交性被破壞而產生子載波間的相互干擾，但相較於單載波訊號而言，由於它使用多個子載波同時傳送訊號，每個子載波上符元(Symbol)的傳送速率就可大幅降低，也就是說每個符元所佔的時間就會變長，對多路徑傳輸通道所造成的符際干擾而言，每個符元所受到的干擾時間佔整個符元時間的比例就會變小，因此 OFDM 系統可使用循環前置碼(Cyclic Prefix,CP)也稱為保護區間(Guard Interval)的方法來解決符際干擾的問題[4]及子載波間失去正交性的問題，在通道效應的補償上也不需要太複雜的方式來處理。

OFDM 的傳輸技在 1960 年代就被提出[5]，但由於在硬體製作上的困難，使得該技術並未快速發展，直到後來提出利用 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)及 FFT(Fast Fourier Transform)取代類比之子載波製作[6]之後，發展至今此技術已廣受重視。由於它具有高傳輸速率與抗多重路徑通道的特性 [7,8]，所以是一個相當被看好的無線通訊技術，且也已經為多個通訊標準協定所採用，在未來的無線技術發展是一項非常重要的技

術。

本論文以 IEEE 802.16-2004 OFDMA 系統為研究對象，針對單一 Cell 的情況設計 PUSC(Partial Usage of Subchannels)下鏈(Downlink)訊號接收機，考慮訊號在傳送時會經過一個多路徑傳輸通道到達接收端，且接收端會有載波頻率偏移及取樣頻率偏移的問題，在接收端要處理的問題主要包含兩大項，第一是訊號同步，第二則是通道估測；訊號同步包含有下鏈前置訊號(Preamble)能量偵測、保護區間長度偵測、碼框(Frame)邊界偵測[9]、小數部份頻率偏移估算[9]、下鏈前置訊號 PN(Pseudo-Noise) code 偵測及整數部份頻率偏移[10]偵測等，而在通道估測[11,12]方面則針對在接收端所看到訊號的取樣點經過傳送端濾波器、多路徑傳輸通道及接收端濾波器再加上載波及取樣頻率偏移效應所產生的通道進行估測，之後透過電腦模擬來觀察所提出方法的效能。



第二章 OFDM 技術介紹

OFDM 傳輸技術簡單的來說是一種同時利用多個正交的子載波來傳送訊號的一種技術，但它與傳統的分頻多工訊號(FDM)不同，由於子載波間訊號的頻譜可以重疊，因此相較於傳統的 FDM 訊號，在頻譜的使用上，效益是比較高的，如下圖 1[3]，

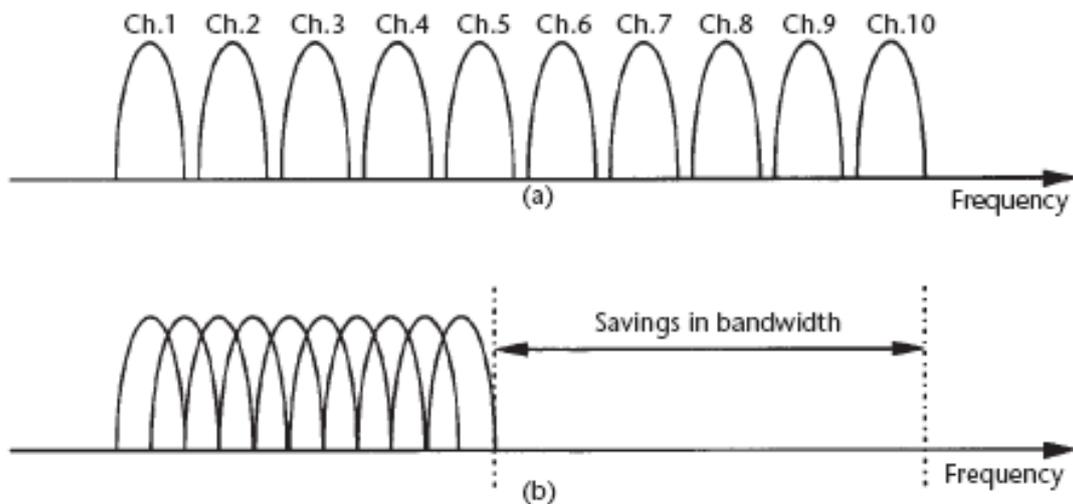


圖 1 (a) Traditional FDM 頻譜示意圖 (b)OFDM 頻譜示意圖

雖然在多路徑通道的環境下，受到路徑延遲時間的影響，會引起子載波間失去正交性而產生相互干擾以及符元間干擾的問題，但 OFDM 的系統可利用保護區間的方法處理符元間干擾及子載波間失去正交性的問題。接下來我們就針對 OFDM 訊號的產生方式及保護區間來介紹：

2.1 OFDM 訊號產生方式

對一個符元的 OFDM 訊號而言，在沒有加入保護區間的情況下是由很多個不同的資料載在不同的載波上再合成起來，基頻數學式如下

$$s(t) = \begin{cases} \sum_{i=-K}^K X_i \exp\left(j2\pi \frac{i}{T_{FFT}}(t-t_s)\right), & t_s \leq t \leq t_s + T_{FFT} \\ 0, & t < t_s \text{ and } t > t_s + T_{FFT} \end{cases} \quad (1)$$

其中

X_i ：在第 i 個子載波上傳送的複數的資料

$2K+1$ ：子載波的數目，

T_{FFT} ：一個 OFDM 符元傳送的時間長度

$\frac{1}{T_{FFT}}$ ：子載波間隔頻率 Δf

t_s ：OFDM 符元開始時間，

產生的架構如下圖 2

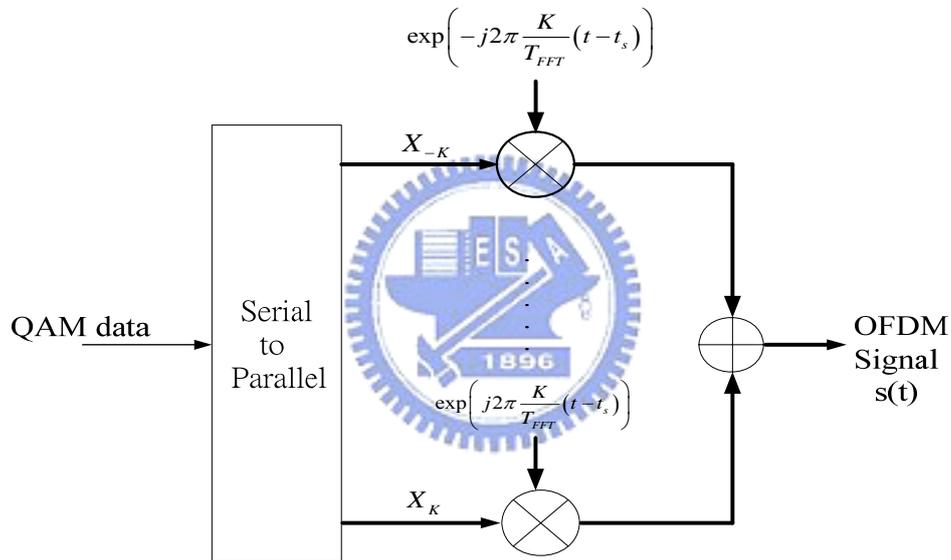


圖 2 OFDM 訊號產生架構

但若用以上的方式來產生訊號，需要很多振盪器，來產生正交的子載波，技術上太過複雜，實際上可用 IFFT 來實現[6]，將(1)式從 T_s 開始取樣 M 點， $M \geq 2K+1$ ，也就是

以 $T_s = \frac{T_{FFT}}{M}$ 為取樣週期取樣，之後再乘上 $\frac{1}{M}$ 可得到時域的取樣點為

$$\hat{s}(n) = \frac{1}{M} s(nT_s) = \frac{1}{M} \sum_{i=-K}^K X_i \exp\left(j2\pi \frac{in}{M}\right), \quad n=0,1,\dots,M-1 \quad (2)$$

在(2)式中若令

$$\begin{aligned} X_{-i} &= X_{M-i} & i &= 1 \sim K \\ X_i &= 0 & i &= K+1 \sim M-K-1, \text{ if } M > 2K+1 \end{aligned}$$

於是第(2)式可寫為

$$\begin{aligned} \hat{s}(n) &= \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} X_i \exp\left(j2\pi \frac{in}{M}\right), \quad n = 0, 1, \dots, M-1 \\ &= \text{IDFT}\{X_0, X_1, \dots, X_{M-2}, X_{M-1}\} \end{aligned} \quad (3)$$

因此 OFDM 離散訊號的取樣點可以利用 IDFT 來實現，這樣就可以避免掉要用很多振盪器來產生子載波的問題，但現在還有一個問題就是 M 的值要用多少，根據取樣定理，取樣速率必須大於或等於兩倍訊號頻寬，由於 $\frac{1}{T_s} = \frac{M}{T_{FFT}} = M \cdot \Delta f$ ，若所有子載波都送訊號，當 $M = 2K+1$ 時，在基頻的訊號頻寬會大於 $\frac{M \cdot \Delta f}{2}$ ，換句話說此時的取樣速率不會大於兩倍訊號頻寬，因此不滿足取樣定理，所以在這種情況下有部份的子載波不能用來傳送資料，這樣才可以滿足取樣定理。

若在滿足取樣定理的情況下，選擇 M 等於 2 的正整數次方，於是

$$\hat{s}(n) = \text{IFFT}\{X_0, X_1, \dots, X_{M-2}, X_{M-1}\} \quad (4)$$

2.2 保護區間

在有多路徑通道的傳輸環境下，對 OFDM 訊號而言，可利用保護區間的方法來處理符元間干擾及子載波間失去正交性的問題，它的做法是將由 IFFT 所得到的結果中的最後一部份複製後放到 IFFT 所得到的結果之前，如下圖 3



圖 3 OFDM 符元產生示意圖

B 和 C 的部份是由 IFFT 所得到的時域取樣點，將 C 複製後放到 B 之前，也就是圖中 A 的位置，就形成一個完整的 OFDM 符元，而 A 的長度必須大於最大多路徑延遲擴散(Maximum multi-path delay spread)，才可避免符元間的干擾，另外將 C 複製到 A 也是

有目的的，如下圖 4 所示，假設在保護區間內沒送訊號，那麼經過延遲的子載波訊號，在圖中 FFT Interval 之內前面的部份將會沒有訊號，使得它與其它沒有延遲的子載波失去正交性。

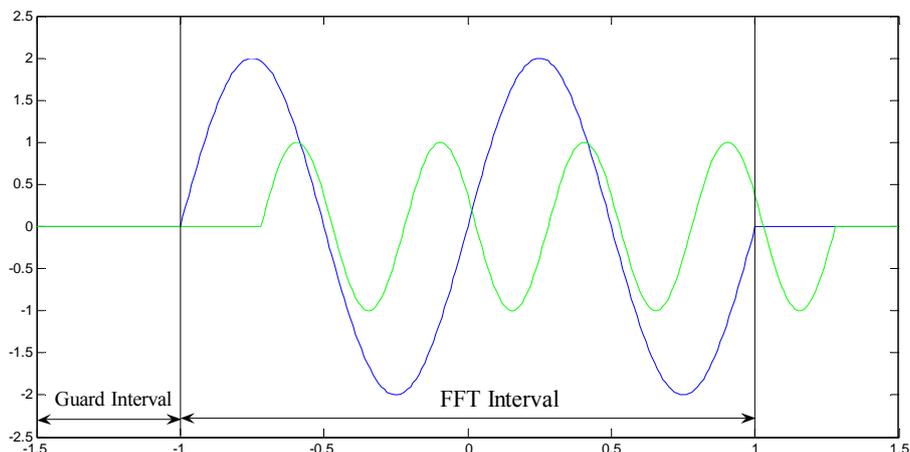


圖 4 保護區間內不送信號示意圖

但若是將 C 複製到 A，則情況會大不相同，如下圖 5

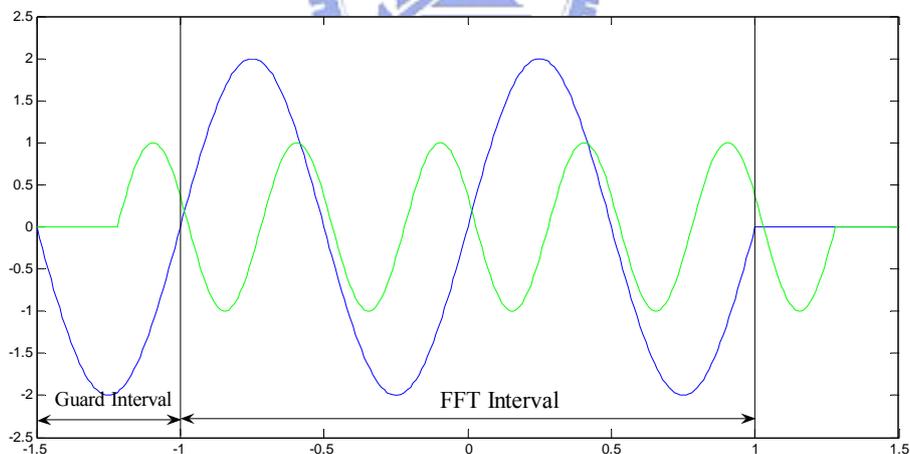


圖 5 OFDM 保護區間採用循環延伸之示意圖

即使有經過多路徑延遲，但在觀察的 FFT Interval 之內仍會有整數倍週期的弦波，使得子載波之間仍是正交的，因此不會有子載波間相互干擾(Inter Carrier Interference, ICI)的問題。由此可知保護區間對 OFDM 系統是相當重要的，因此，在接收端，若只考慮多路徑通道時，只要能正確抓到 FFT 區間的位置，就可確保在將收到的資料解調變時沒

有符元間的干擾及子載波間的干擾，若 FFT 區間抓的不準確，但是由於保護區間大於最大多路徑延遲擴散，載波間仍有可能維持正交性，且沒有符元間的干擾，此時在 FFT 之後會產生相位旋轉，可將它與通道效應放在一起，在估測通道響應時一起處理。

若在接收端考慮有載波頻率偏移[13]與取樣頻率偏移，對載波間的正交性也會產生影響，因此也會有 ICI 的問題，所以這部份的估算與補償對接收端而言也是相當重要的。



第三章 IEEE 802.16-2004 無線都會網路標準介紹

本論文以 IEEE 802.16-2004 OFDMA 系統[1,2]為對象，設計 PUSC 下鏈訊號接收機，在本章會介紹 OFDMA 系統的基本參數、TDD(Time Division Duplexing)模式下 OFDMA 碼框(Frame)架構、PUSC 下鏈訊號子載波配置、碼框時間長度、通道編碼的處理流程等五項，以下就逐一介紹：

3.1 基本參數

OFDMA 是以 OFDM 為基礎的多重進接技術，OFDM 符元可分為保護區間與資料區間。

基本參數介紹如下：

N ：在資料區間的取樣點數，在此系統中為 2048

BW ：通道頻寬

n ：sampling factor，定為 8/7 或 28/25，視頻寬而定

取樣頻率 F_s ： $F_s = \text{floor}(n \cdot BW / 8000) \cdot 8000$ ，其中 $\text{floor}(s)$ 為小於或等於 s 的最大整數

子載波間隔： $\Delta f = F_s / N$

資料區間長度 T_b ： $T_b = 1 / \Delta f$

保護區間長度 T_g ： $T_g = G \cdot T_b$ ，在此模式中 G 為 1/4、1/8、1/16 或 1/32 其中之一

OFDM 符元時間長度 T_{OFDM} ： $T_{OFDM} = T_b + T_g$

取樣週期： T_b / N 。

3.2 TDD 模式下 OFDMA 碼框架構

在 OFDMA 系統中，可用來傳送資料的子載波會被分成子通道，每個子通道有 24 個可送資料的子載波，圖 6 為資料配置到子通道及 OFDM 符元傳送的例子，圖中的 Data Region 指出將會被用來傳送資料的子通道及 OFDM 符元，此 Data Region 是以 slot 為單位，在 PUSC 下鏈的模式下，一個 slot 包含了一個子通道及二個 OFDM 符元。

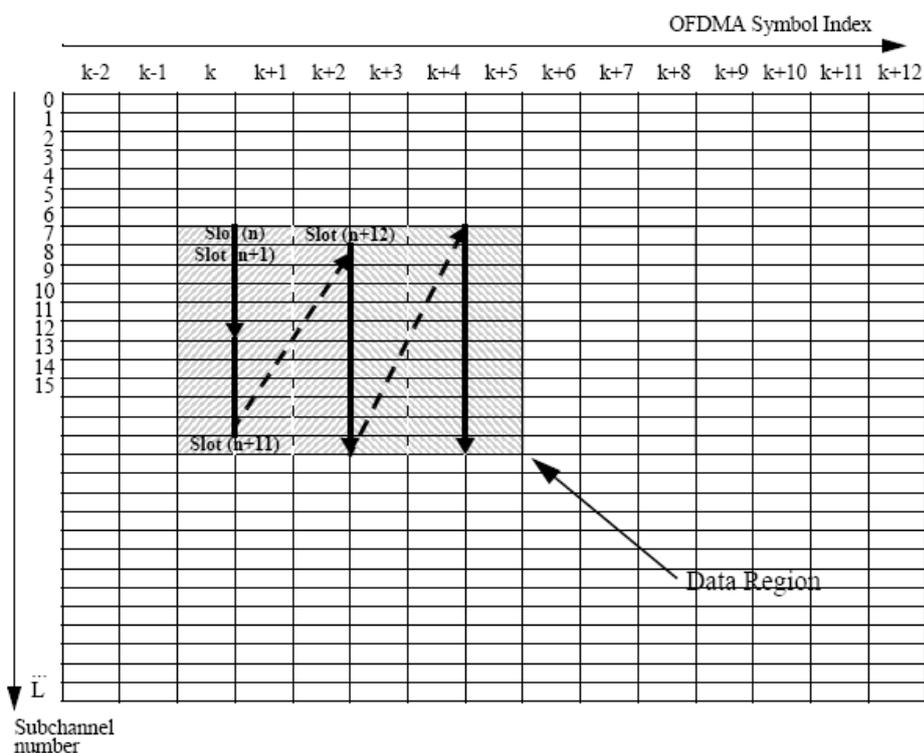


圖 6 OFDMA 系統資料配置示意圖

圖 7 是 OFDMA 系統下，一個 TDD 碼框架構的例子。

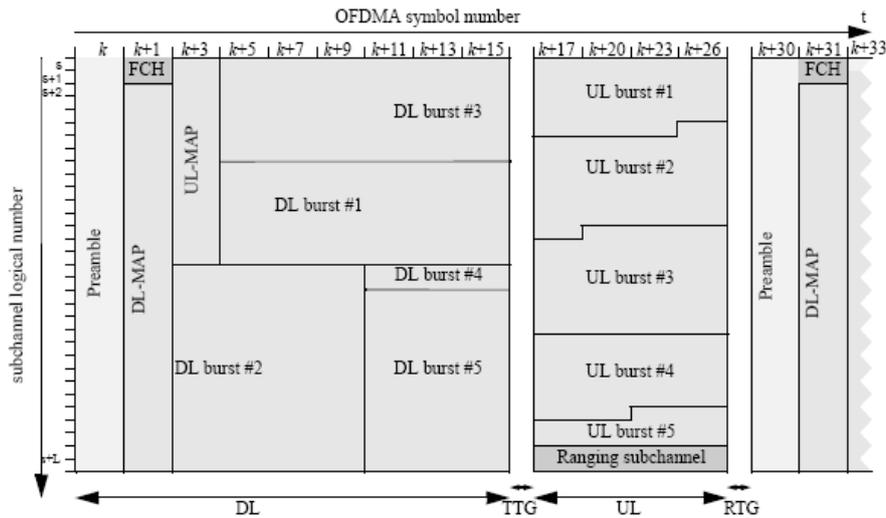


圖 7 TDD 碼框範例

在圖 7 中可看出，一個碼框是以下鏈前置信號為開始，也就是說碼框的第一個 OFDM 符元是下鏈前置訊號。接著第二個符元開始以後是放 FCH、DL-MAP、UL-MAP 及真正要傳送的資料。在下鏈訊號之後，上鏈訊號之前會有一段時間不送訊號，稱之為 TTG(Transmit/Receive Transition Gap)，而在上鏈訊號之後，下鏈訊號之前也會有一段時間不送訊號稱之為 RTG(Receive/Transmit Transition Gap)。

OFDMA 系統中並非每個基地台都傳送相同的下鏈前置訊號，在這個符元中子載波會被分成三組不同的組合，前置訊號產生時會將一組指定的 PN code 載在其中一組組合的子載波上傳送，要載送那一組 PN code 會和 Segment 及 IDcell 有關。下鏈前置訊號是使用 BPSK 調變並且有加大功率，調變時若是位元"0"則對應成 $2 \cdot \sqrt{2}$ ，位元"1"則對應成 $-2 \cdot \sqrt{2}$ 。

3.3 PUSC 下鏈訊號子載波配置

在 OFDMA PUSC 下鏈訊號中，可用的子載波不含 DC 在內共有 1680 個，將此 1680 個子載波，每 14 個連續的子載波為一組，稱為一個 Physical Cluster，共有 120 個 Cluster，每個 Cluster 有 2 個領航(pilot)子載波，12 個資料子載波，120 個 Cluster 經過標準規範中所提的方式轉換後成為 120 個 Logical Cluster，在每個 Cluster 中 pilot 的位置如下圖 8，even OFDM 符元與 odd OFDM 符元的 Cluster 中的領航子載波位置是不同的。

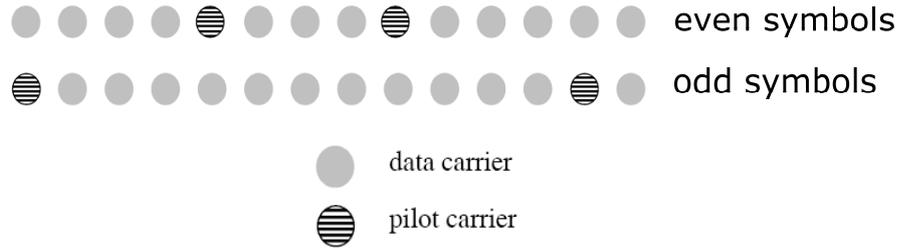


圖 8 cluster 架構圖

將 Cluster 中除去領航子載波之後，再經過標準規範中所提的方式將子載波對應成子通道，每個子道包含 24 個資料子載波，共有 60 個子通道，這些在相同子通道的子載波可能是相鄰也可能是相鄰在一起，如下圖 9。

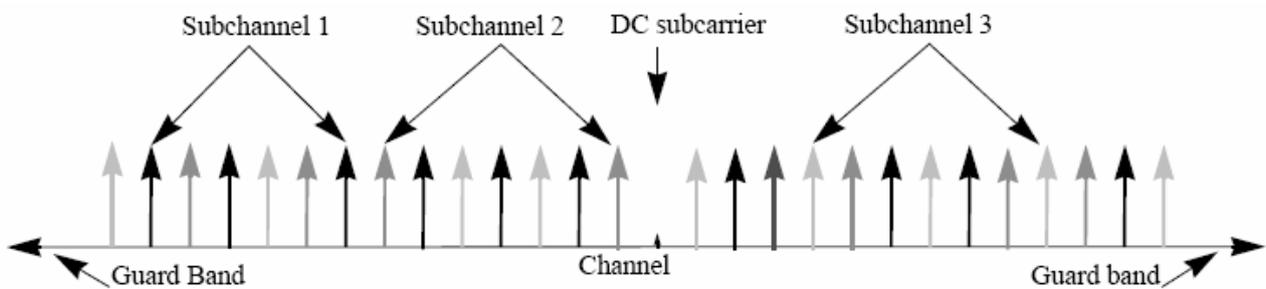


圖 9 OFDMA 系統子載波與子通道示意圖

3.4 碼框時間長度

OFDMA 模式中，碼框的時間長度可有多種不同的的選擇，如下表 1。

表 1 碼框時間長度

Code (N)	Frame duration (ms)	Frames per second
0	N/A	AAS-only gap up to 200 ms following
1	2	500
2	2.5	400
3	4	250
4	5	200
5	8	125
6	10	100
7	12.5	80
8	20 ms	50
9-255	<i>reserved</i>	

3.5 通道編碼處理流程



在訊息位元串利用子通道的子載波傳送出去之前，訊息位元串會經 Randomizer、前向錯誤校正編碼(FEC)、Bit-Interleaver、Repetition 及調變(Modulation)的處理，如下圖 10，在電腦模擬時不考慮 repetition 的處理。

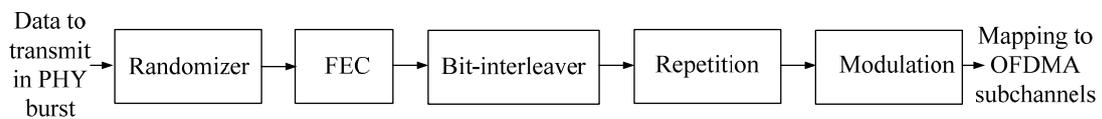


圖 10 通道編碼處理流程

第四章 同步問題

對接收端而言，要能正確解調接收到的訊號，必須要先解決訊號的各種同步問題，在本文中考慮訊號在傳送時會經過一個多路徑傳輸通道，在接收端會有載波頻率偏移及取樣頻率偏移的問題，在電腦模擬同步及通道估測的效能時，多路徑通道是採用如[14]中所提的 SUI-4 多路徑通道模型，這個通道模型共包含三個路徑，每個路徑的增益值為一個隨機變數，且每個路徑增益的功率總合平均值為 1，也就是說假設 P_1, P_2 和 P_3 分別代表第一根路徑、第二根路徑和第三根路徑的增益值，那麼 $E\{|P_1|^2 + |P_2|^2 + |P_3|^2\} = 1$ ，下圖 11 為多路徑通道模型示意圖， T_{P_0}, T_{P_1} 和 T_{P_2} 分別為每根路徑訊號到達接收端的延遲時間，在這個模型中第一根路徑和第二根路徑的訊號到達接收端的時間差與第二根路徑和第三根路徑的訊號到達接收端的時間差是不相同的，且 $(T_{P_1} - T_{P_0}) < (T_{P_2} - T_{P_1})$ 。

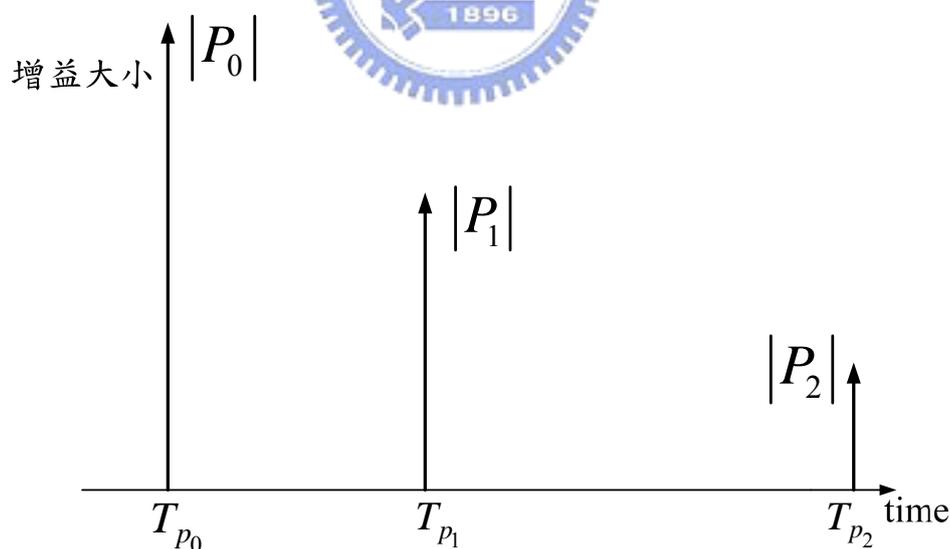


圖 11 多路徑通道模型示意圖

以下就本文中所考慮的同步問題做介紹。

4.1 同步問題介紹

本文中考慮的同步問題包含有下鏈前置訊號能量偵測，保護區間長度偵測、碼框邊界偵測、載波頻率偏移估算及下鏈前置訊號 PN code 偵測等，皆是在訊號取樣之後進行處理，其中載波頻率偏移包含整數部份頻率偏移及小數部份頻率偏移，小數部份頻率偏移可和偵測碼框邊界位置一起處理，而整數部份頻率偏移可和下鏈前置訊號 PN code 偵測一起處理。

4.1.1 下鏈前置訊號能量偵測

先前已經介紹過 OFDMA TDD 模式下，碼框是由下鏈前置訊號開始，之後會傳送 FCH(Frame Control Header)、DL-MAP 及 UP-MAP 等與碼框配置相關的訊息，因此必須先找出碼框的起始位置也就是下鏈前置訊號的起始位置，才能進行後續處理，但是在一開始接收訊號的時候並不知道目前收到的訊號是不是前置訊號，因此我們會先判斷目前接收到的訊號是不是前置訊號，當判斷的結果是前置訊號時，再由這附近的位置找出它的起始位置。

4.1.2 保護區間長度偵測

OFDM 訊號使用了保護區間來解決在多路徑傳輸通道的環境下所造成的符元間干擾及子載波間失去正交性的問題，因此面對不同的多路徑通道環境所可能造成不同的最大訊號延遲，在 OFDMA 系統中採用了四種不同長度的保護區間來因應，分別為 64、128、256 及 512 倍的取樣週期，基地台會根據當時的環境來決定使用的保護區間長度，而在初始連線時，用戶端必須將它偵測出來才能確定每個 OFDM 符元的長度；由於在偵測碼框起始位置及小數部份頻率偏移時所採用的方法必須用到保護區間長度，因此保護區間長度偵測要在碼框邊界偵測之前做。

4.1.3 碼框邊界偵測

在偵測到前置訊號出現後，為了要使得後續解調變時子載波之間能維持正交性以及沒有相鄰符元的干擾，必須進一步將邊界的位置偵測出來。

4.1.4 下鏈前置訊號 PN CODE 偵測

由於接收到的訊號會受到通道的影響而產生變化，因此必須估算出通道的效應並加以補償，在 IEEE 802.16-2004 OFDMA 系統中，其前置訊號係以一組特定之 PN code 以 BPSK 的調變方式傳送，可利用它來進行通道估測，但並非所有基地台都使用同一組 PN code，因此在系統運作最初期，用戶端並不知道基地台所使用的 PN code 為何，所以必須先將它偵測出來。

4.1.5 載波頻率偏移估算

此部份是要解決由於傳送端與接收端振盪器誤差所造成訊號接收時之頻率偏移現象，IEEE 802.16-2004 規範中，載波頻率與取樣頻率是屬於同一來源，因此在有載波頻率偏移時，同時也會存在取樣頻率偏移，且其偏移比例應是一樣的；在頻率偏移估算上則由於對離散訊號而言， $e^{j2\pi(k+\Delta)n} = e^{j2\pi\Delta n}$ ，其中 k 為任意整數， Δ 為小數，因此在估算時，必須估算整數部份及小數部份的頻率偏移[9]，分開採用不同的方法估測。

同步及通道估測電腦模擬時，在傳送端有升高取樣率兩倍(Up-sampling, $m=2$)，接收端降低取樣頻率兩倍(Down-sampling)，傳送端及接收端濾波器皆為 Square-Root Raised Cosine 濾波器，通道頻寬為 6MHz。

同步問題模擬時參數如下：

- 領航子載波(pilot subcarrier)數目:240 個子載波
- 有送訊號的資料子載波數目:288 個子載波
- 偵測估算次數為 100000 次
- 傳送端載波頻率: 2.6885e9Hz

- 接收端載波頻率偏移:傳送端載波頻率乘 4.0e-6
- 接收端取樣頻率偏移:傳送端取樣頻率乘 4.0e-6
- 保護區間長度:單獨偵測保護區間長度時每種長度都有用，其餘皆用 64 個取樣點
- 運算資料皆為浮點數
- 訊號調變方式:QPSK
- 錯誤校正碼: convolutional code，編碼率為 1/2，每個區塊的資料位元送進編碼器前，最後六個位元為設為 0

4.2 下鏈前置訊號能量偵測

由於前置訊號有一重要特性，即是每三個子載波只有一個有使用，有使用的子載波為 $w = 3k + n$ ，其中 $k = 0 \sim 567, n$ 為一整數值。若將傳送端基頻類比前置訊號符元不含保護區間的部份表示為下式

$$\begin{aligned}
 s(t) &= \sum_{k=0}^{567} a_k e^{j2\pi((3k+n)\Delta f)t} \\
 &= e^{j2\pi n\Delta f t} \sum_{k=0}^{567} a_k e^{j2\pi(3k\Delta f)t} \quad t = mT_{OFDM} + T_g \sim (m+1)T_{OFDM}
 \end{aligned} \tag{5}$$

其中

a_k 為第 $3k + n$ 個子載波上傳送的值

m 為非負的整數值

由於 $a_k e^{j2\pi(3k\Delta f)t}$ ，當 $k \neq 0$ 時，週期為 $\frac{1}{3k\Delta f} = \frac{T_b}{3k}$ ，週期分別為

$\frac{T_b}{3}, \frac{T_b}{3 \cdot 2}, \frac{T_b}{3 \cdot 3}, \dots, \frac{T_b}{3 \cdot 566}, \frac{T_b}{3 \cdot 567}$ 的訊號組合起來後週期會是 $\frac{T_b}{3}$ ，因此

$\sum_{k=0}^{567} a_k e^{j2\pi(3k\Delta f)t} \quad t = mT_{OFDM} + T_g \sim (m+1)T_{OFDM}$ 會是週期訊號，且會有三塊相同的部份。

由於 $|s(t)| = \left| \sum_{k=0}^{567} a_k e^{j2\pi(3k\Delta f)t} \right| \quad t = mT_{OFDM} + T_g \sim (m+1)T_{OFDM}$ ，因此在 T_b 的時間內會有

三塊相同的訊號，若將 $|s(t)|$ 取樣三的倍數點時，那麼取樣出來的訊號仍舊會有週期性，但取樣點數不是三的倍數時，取樣出來的訊號就不會有週期性，如下圖 12

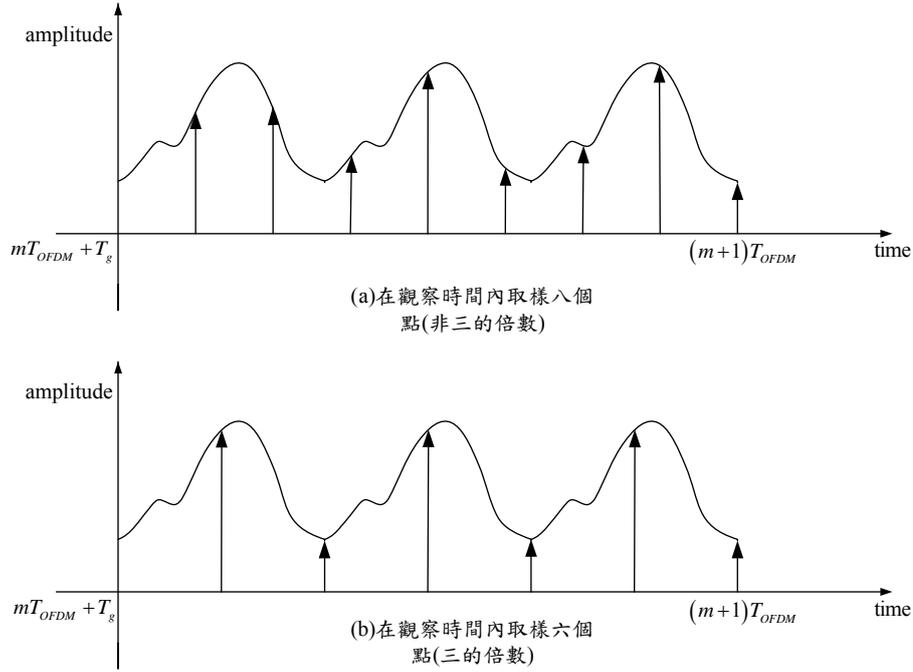


圖 12 週期訊號取樣示意圖

由於 FFT 的點數為 2048，因此在時域軸上要以 T_s 為取樣週期取樣 2048 點，對類比訊號而言， $|s(t)| = |s(t + T_s \cdot 682.\bar{6})|$ ， $t = mT_{OFDM} + T_g \sim mT_{OFDM} + T_g + T_s \cdot 1365.\bar{3}$ ，由於取樣點間的時間差必須為整數倍的 T_s ，因此取樣後的離散訊號不會有週期性，但 $T_s \cdot 682.\bar{6}$ 與 $T_s \cdot 683$ 只差了 $T_s \cdot 0.\bar{3}$ ，對一個符合取樣定理的取樣訊號而言，時間差為 $T_s \cdot 0.\bar{3}$ 的取樣點間仍會有一定程度的相關性。

我們可以利用這個特性來判定前置訊號是否出現，先定一個門檻值 α ，再將收到的訊號做自相關測試，如第(6)式，如果結果大於 α ，那麼就判定前置訊號出現。

$$A(k) = \frac{\sqrt{\sum_{n=0}^{L_{ac}} r_F(n+k) \cdot r_F^*(n+P+k)}}{\sum_{n=0}^{L_{ac}} \frac{1}{2} (|r_F(n+k)| + |r_F(n+P+k)|)} \quad (6)$$

在第(6)式中 $r_F(k)$ 為收到的訊號取樣點 L_{ac} 值選用 683，週期 P 也用 683。

由於在這個部份只偵測前置訊號是否出現，之後才會偵測前置訊號的起始點位置，

而在偵測起始點位置時，會由偵測到前置訊號出現的位置開始搜尋一個 OFDM 符元長度內的所有取樣點，因此在偵測前置訊號是否出現時，偵測的位置必須落在真正的起始點往前一個 OFDM 符元的範圍內，但由於有多路徑通道的影響，我們將真正起始點位置往前 2048 個取樣點的範圍內才算是正確的偵測。

在實際上我們會將偵測到的位置往前移 1024 個取樣點當成是最後偵測的結果並以這個結果進行後續同步處理，因此這個結果必須落在真正起始點位置往前 2048 個取樣點的範圍內才算是正確，也就是說在這種情況下當偵測前置訊號出現的位置落在實際的前置訊號起始點的前後 1024 個取樣點範圍內時才是屬於正確偵測的範圍，下圖 13 為前置訊號能量偵測正確與錯誤範圍示意圖。

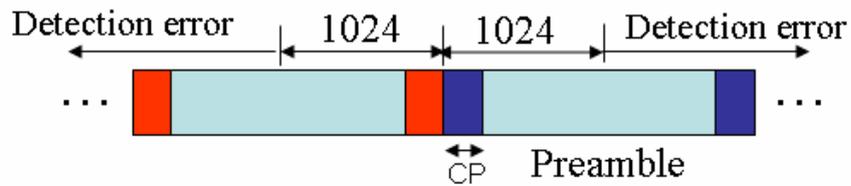


圖 13 前置訊號能量偵測正確與錯誤範圍示意圖

下圖 14 為不同門檻值偵測前置訊號是否出現所得到的模擬結果。

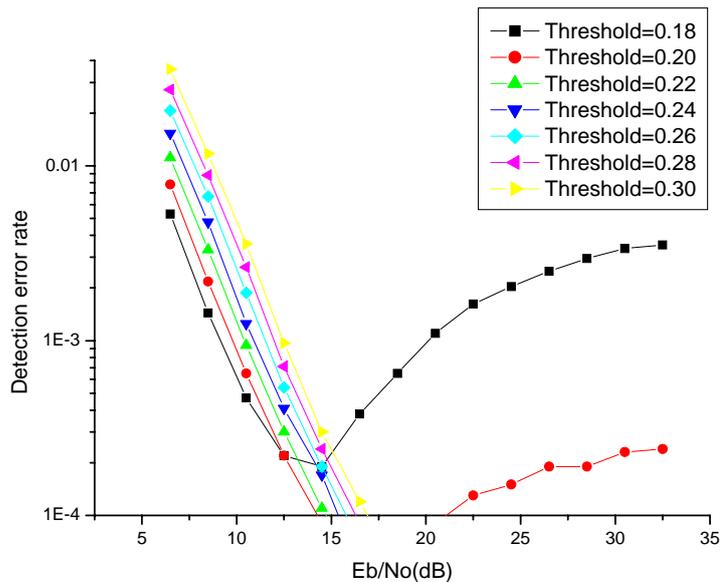


圖 14 不同門檻值偵測前置訊號是否出現的模擬結果

在圖 14 可明顯看出在門檻值為 0.18 及 0.20 時，錯誤率並非隨著 Eb/No 的增加而一直降低，在門檻值為 0.18 時約在 14dB 之後，錯誤率不往下降，反而往上升，而門檻值逐漸提高之後，在觀察範圍內這個現象不再發生，這是由於雜訊變低時，相關性測試的結果會變的較好，因此當門檻值設的太低時，誤判的機會就會增加，因此要注意不可將門檻值定的太低。

4.3 保護區間長度偵測

在偵測到前置訊號出現之後，就要開始偵測保護區間長度，由於保護區間長度偵測所使用的方法不會用到太多的符元，在此情況下因取樣頻率偏移所造成的取樣點誤差很小，因此將取樣頻率偏移忽略，在考慮 AWGN 通道及載波頻率偏移的情況下，收到的訊號可表示為：

$$\begin{aligned} r(n) &= x(t) e^{j2\pi f_o t} \Big|_{t=nT_s+\phi} + z(n) \\ &= x(nT_s + \phi) e^{j2\pi f_o \phi} \cdot e^{j2\pi \varepsilon n / N} + z(n) \end{aligned} \quad (7)$$

其中

$r(n)$ 為收到的離散訊號取樣點

$x(t)$ 為傳送的類比訊號，在不考慮保護區間的情況下，同一個符元內經取樣後假設

每一個取樣點的值為 i.i.d. 的隨機變數， $\sigma_{s,p}^2 = E\left\{\left|x(nT_s + \phi)\right|^2\right\}$ ， p 為符元編號，

不同符元的取樣點為獨立(Independent)的隨機變數。

f_o 為類比訊號的載波頻率偏移

ϕ 代表接收時的延遲， $\phi = (a+b)T_s$ ， a 為整數， b 為小數

ε 為取樣後的離散訊號載波頻率偏移， $\varepsilon = f_o / \Delta f$

$z(n)$ 為 i.i.d. Zero Mean Gaussian, $\sigma_z^2 = E\left\{\left|z(n)\right|^2\right\}$

由於保護區間的特性，若收到的取樣點 $r(k)$ 是在保護區間的範圍內時，

$$E\{r(k)r^*(k+N)\} = \sigma_{s,p}^2 e^{-j2\pi\epsilon}。$$

我們採用相關性測試來決定保護區間長度，由於目前還不知道符元的邊界位置，而且也不知道保護區間的長度，所以要猜這兩個參數，我們利用(8)式來做相關性測試，其中 β 是猜的符元起始點， L_{guess} 是猜的保護區間長度，由於保護區間長度的可能性有 64、128、256 及 512 四種，所以必須將每一種都做測試。

$$c(\beta, L_{guess}) = \sum_{k=0}^{L_{guess}-1} r(k+\beta)r^*(k+\beta+N) \quad (8)$$

在(8)式中，當 β 等於實際的符元起始點 θ 時，

$$\begin{aligned} |E[c(\theta, L_{guess})]| &= \left| E \left[\sum_{k=0}^{L_{guess}-1} r(k+\theta)r^*(k+\theta+N) \right] \right| \\ &= \left| \sum_{k=0}^{L_{guess}-1} E[r(k+\theta)r^*(k+\theta+N)] \right| \\ &= \begin{cases} L_{guess} \cdot \sigma_{s,p}^2 & \text{if } L_{guess} \leq L_{use} \\ L_{use} \cdot \sigma_{s,p}^2 & \text{if } L_{guess} > L_{use} \end{cases} \quad (9) \end{aligned}$$

其中 L_{use} 為實際訊號所使用的保護區間長度，現定義

$$Y(L_{guess}) = \frac{|E\{c(\theta, L_{guess})\}|}{\sigma_{s,p}^2}，$$

觀察(9)式可發現不同的 L_{use} 值與不同的 L_{guess} 值所得到的

$Y(L_{guess})$ 如下表 2

表 2 不同的 L_{use} 所得到 $Y(L_{guess})$ 值的對照表

L_{use}	Y(64)	Y(128)	Y(256)	Y(512)
64	64	128	256	512
128	64	128	256	512
256	64	128	256	512
512	64	128	256	512

在表 2 中可觀察出在不同 L_{use} 的情況下 $\frac{Y(128)}{Y(64)}$, $\frac{Y(256)}{Y(128)}$ 及 $\frac{Y(512)}{Y(256)}$ 的值如下表 3

表 3 不同的 L_{use} 所得到 $\frac{Y(128)}{Y(64)}$, $\frac{Y(256)}{Y(128)}$ 及 $\frac{Y(512)}{Y(256)}$ 值的對照表

L_{use}	$\frac{Y(128)}{Y(64)}$	$\frac{Y(256)}{Y(128)}$	$\frac{Y(512)}{Y(256)}$
64	1	1	1
128	2	1	1
256	2	2	1
512	2	2	2

觀察表 3 可發現當

$$\frac{Y(64 \cdot 2^{r+1})}{Y(64 \cdot 2^r)} = 1 \quad r = 0, 1, 2 \text{ 即代表 } L_{use} \leq 64 \cdot 2^r$$

$$\frac{Y(64 \cdot 2^{r+1})}{Y(64 \cdot 2^r)} = 2 \quad r = 0, 1, 2 \text{ 即代表 } L_{use} \geq 64 \cdot 2^{r+1}$$



由於先前雖然已經判斷到前置訊號出現，但並不知道符元的起始點位置 θ ，而且也

不知道 $E[c(\theta, L_{guess})]$ ，所以無法計算 $\frac{Y(64 \cdot 2^{r+1})}{Y(64 \cdot 2^r)}$ ，因此我們採用一個變通的方法，先找

出 $Y_{\max}(L_{guess}) = \max_{\beta} \left\{ c(\beta, L_{guess}) \mid \beta = 0 \sim N + L_{guess} - 1 \right\}$ ，並設定一個門檻值然後依

$r = 0, 1, 2$ 的順序計算 $R(r) = \frac{Y_{\max}(64 \cdot 2^{r+1})}{Y_{\max}(64 \cdot 2^r)}$ 只要一出現計算出來的 $R(r)$ 值小於門檻值，那

麼估算的保護區間就等於 $64 \cdot 2^r$ 。

以下是不同保護區間及不同門檻值所模擬出來的保護區間偵測錯誤率的結果。

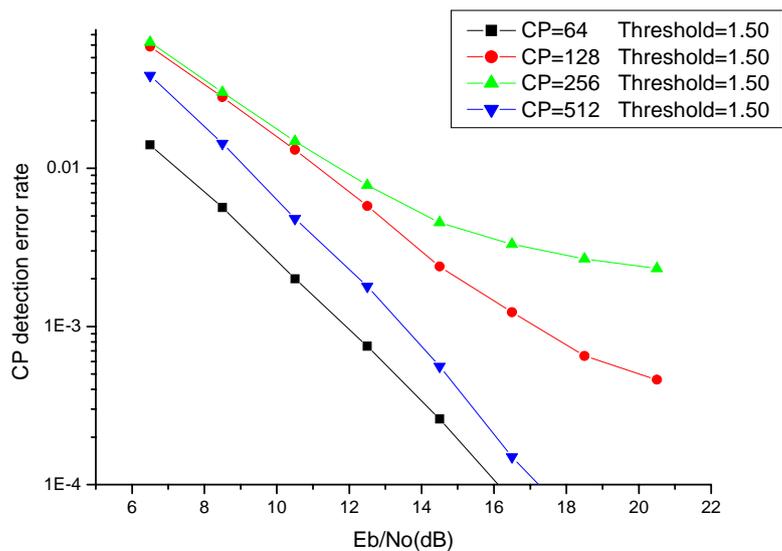


圖 15 門檻值定為 1.50 時，保護區間偵測錯誤率

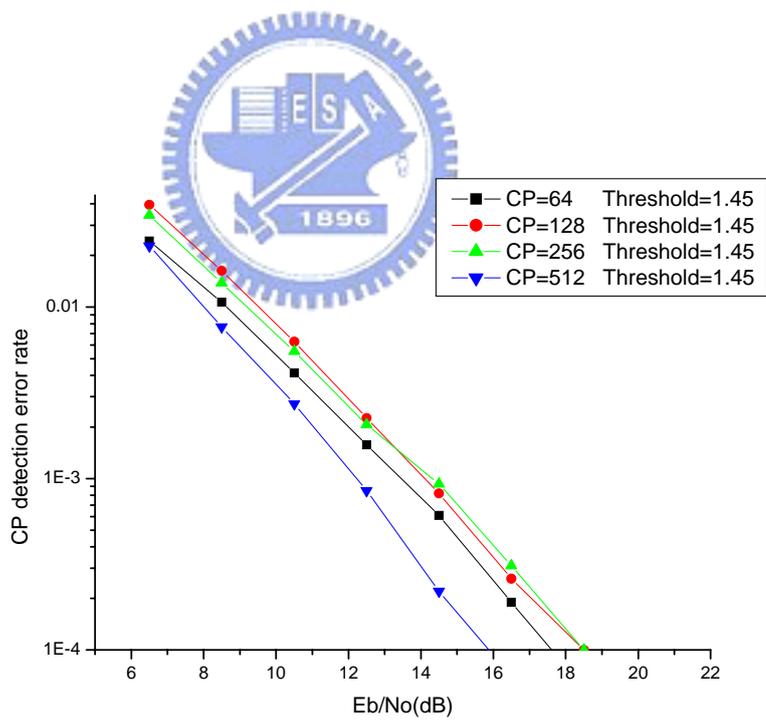


圖 16 門檻值定為 1.45 時，保護區間偵測錯誤率

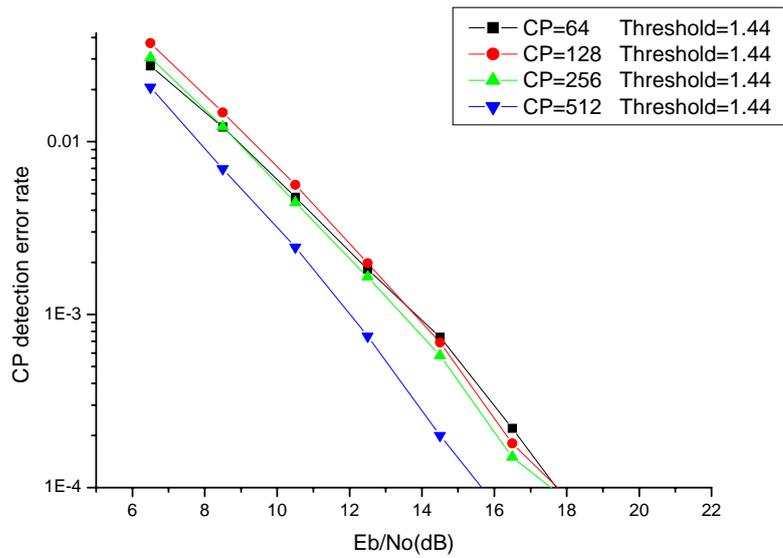


圖 17 門檻值定為 1.44 時，保護區間偵測錯誤率

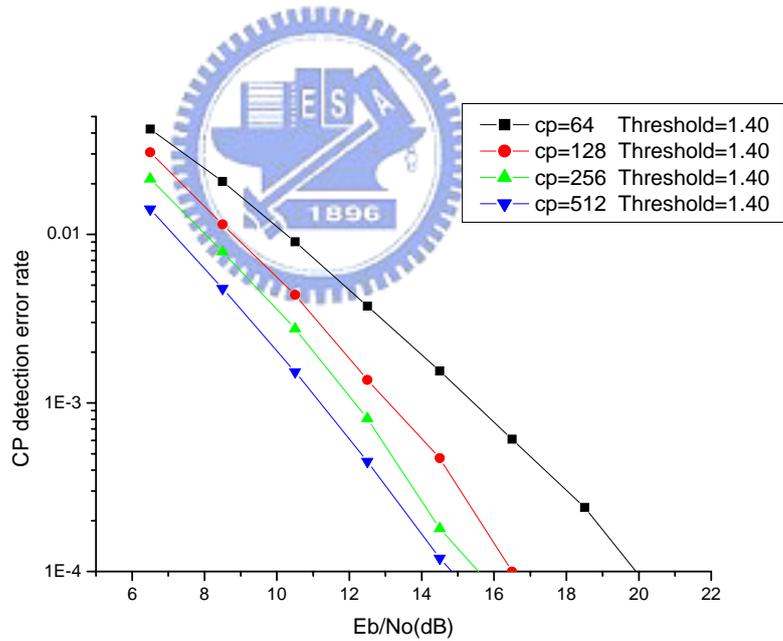


圖 18 門檻值定為 1.40 時，保護區間偵測錯誤率

由以上幾個圖可觀察出門檻值的設定對不同的保護區間長度會有不同的影響，當門檻值設在 1.40、1.44 或 1.45 時，在 Eb/No 大於 16dB 時，對保護區間偵測的錯誤率都 $10e-3$ 以下，若每個碼框在偵測時是互相獨立(Independent)的，那麼連續兩個碼框在偵測保護

區間時都發生錯誤的機率就會在 $10e-6$ 以下。

4.4 碼框邊界偵測及小數部份頻率偏移估算[9]

在本小節中會介紹一個符元邊界偵測及小數部份載波頻率偏移估算的方法，由於碼框邊界也同樣是符元邊界，這個方法同樣可用在碼框邊界偵測上，在此仍先假設是在 AWGN 的情況下並將取樣頻率偏移忽略，訊號的表示法如第(7)式，由於在正確偵測前置訊號出現的情況下，由偵測到的位置開始在觀察連續 $2N+L$ (L 為保護區間取樣點數) 個取樣點會包含一個完整的 OFDM 符元，如圖 19，

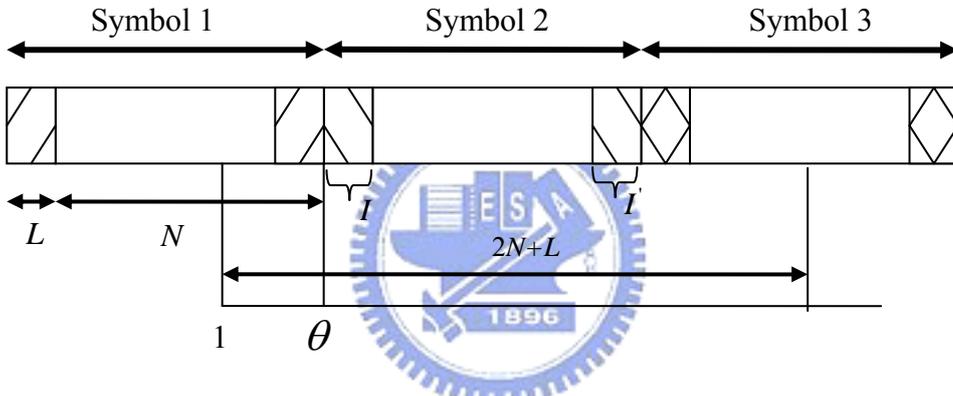


圖 19 連續 OFDM 符元觀察示意圖(含一完整符元)

我們定義

$$\begin{aligned} I &\in \{\theta, \theta+1, \theta+2, \dots, \theta+L-1\} \\ I' &\in \{\theta+N, \theta+N+1, \theta+N+2, \dots, \theta+N+L-1\} \end{aligned} \quad (10)$$

由於保護區間的特性，收到的取樣點具有下列統計特性

$$\forall k \in I : E\{r(k)r^*(k+m)\} = \begin{cases} \sigma_{s,p}^2 + \sigma_n^2 & m = 0 \\ \sigma_{s,p}^2 e^{-j2\pi\varepsilon} & m = N \\ 0 & m \neq \{0, N\} \end{cases} \quad (11)$$

當 $k \notin I \cup I'$ 時， $r(k)$ 為互不相關(mutually uncorrelated)的隨機變數。在給定 θ 與 ε 的情況下， $r = [r(1), r(2), \dots, r(2N+L)]$ 的對數機率密度函數(Probability Density Function) 可

寫為

$$\begin{aligned}
& \log f(r|\theta, \varepsilon) \\
&= \log \left(\prod_{k \in I} f(r(k), r(k+N)) \prod_{k \notin I \cup I'} f(r(k)) \right) \\
&= \log \left(\prod_{k \in I} \frac{f(r(k), r(k+N))}{f(r(k))f(r(k+N))} \prod_k f(r(k)) \right) \tag{12}
\end{aligned}$$

在(12)式中改變不同的 θ 與 ε 就會有不同的對數機率密度函數值，我們採用最大可能性(Maximum likelihood)的估算方法[15]，也就是找出可使 $\log f(r|\theta, \varepsilon)$ 有最大值的 θ 與 ε ，即為估測的 $\hat{\theta}_{ML}$ 與 $\hat{\varepsilon}_{ML}$ 。

由於(12)式中，第一個連乘積中的分子部份為

$$f(r(k), r(k+N)) = \frac{\exp \left(-\frac{|r(k)|^2 - 2\rho_p \operatorname{Re}\{e^{j2\pi\varepsilon} r(k)r^*(k+N)\} + |r(k+N)|^2}{(\sigma_{s,p}^2 + \sigma_n^2)(1-\rho_p^2)} \right)}{\pi^2 (\sigma_{s,p}^2 + \sigma_n^2)^2 (1-\rho_p^2)} \tag{13}$$

其中

$$\begin{aligned}
\rho_p &= \frac{\left| E\{r(k)r^*(k+N)\} \right|}{\sqrt{E\{|r(k)|^2\} E\{|r(k+N)|^2\}}} \\
&= \frac{\sigma_{s,p}^2}{\sigma_{s,p}^2 + \sigma_n^2} \tag{14}
\end{aligned}$$

分母部份中

$$f(r(k)) = \frac{\exp \left(-\frac{|r(k)|^2}{(\sigma_{s,p}^2 + \sigma_n^2)} \right)}{\pi (\sigma_{s,p}^2 + \sigma_n^2)} \tag{15}$$

而(12)式中第二個連乘積，也就是 $\prod_k f(r(k))$ 這一項，由於是對所有的 k 做機率密度函數的連乘積，所以與 θ 無關，且 $f(r(k))$ 與 ε 無關，因此，估算結果並不會受到

$\prod_k f(r(k))$ 這一項的影響，故可將其忽略。

將(13)、(15)代入(12)並忽略 $\prod_k f(r(k))$ 可得

$$\begin{aligned} & \log \left(\prod_{k \in I} \frac{f(r(k), r(k+N))}{f(r(k))f(r(k+N))} \right) \\ & \propto \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi\varepsilon} \sum_{k \in I} r(k)r^*(k+N) \right\} - \frac{1}{2} \rho_p \sum_{k \in I} (|r(k)|^2 + |r(k+N)|^2) \end{aligned} \quad (16)$$

在(16)式中令 $u(\theta) = \sum_{k \in I} r(k)r^*(k+N)$ ，則可寫成

$$\begin{aligned} & \log \left(\prod_{k \in I} \frac{f(r(k), r(k+N))}{f(r(k))f(r(k+N))} \right) \\ & \propto |u(\theta)| \cos(2\pi\varepsilon + \angle u(\theta)) - \frac{1}{2} \rho_p \sum_{k \in I} (|r(k)|^2 + |r(k+N)|^2) \end{aligned} \quad (17)$$

要讓 (17)式有最大值，則 Cosine 函數要等於 1，可得到以下結果

$$\hat{\theta}_{ML} = \operatorname{Arg} \left[\max_{\theta} \left(|u(\theta)| - \frac{1}{2} \rho_p \sum_{k \in I} (|r(k)|^2 + |r(k+N)|^2) \right) \right] \quad (18)$$

$$\hat{\varepsilon}_{ML} = -\frac{1}{2\pi} (\angle u(\hat{\theta}_{ML}) + 2k\pi) \quad (19)$$

其中 ρ_p 的值，將它近似成 1。

在(19)式中 k 為整數，且不確定的值，也就是說利用此方法只能估算出載波頻率偏移的小數部份 ($k=0$)，而整數部份則需要其它的方法來估算，後續會有敘述，在偵測估算是也可以觀察多一些取樣點來得到更準確的結果，接下來隨機選取下鏈訊號中的符元來進行符元邊界偵測及小數部份載波頻率偏移估算，以下是觀察 $2N+L$ 個取樣點的模擬結果。

下圖 20 為在有多路徑通道及載波頻率偏移與取樣頻率偏移的情況下，在不同的 E_b/N_0 值，對符元邊界偵測所得到的機率統計圖，第一根路徑訊號的邊界在第 2112 個

取樣點，第二根路徑訊號的邊界在第 2121 個取樣點，第三根路徑訊號邊界在第 2136 個取樣點，保護區間長度為 64 個取樣點。

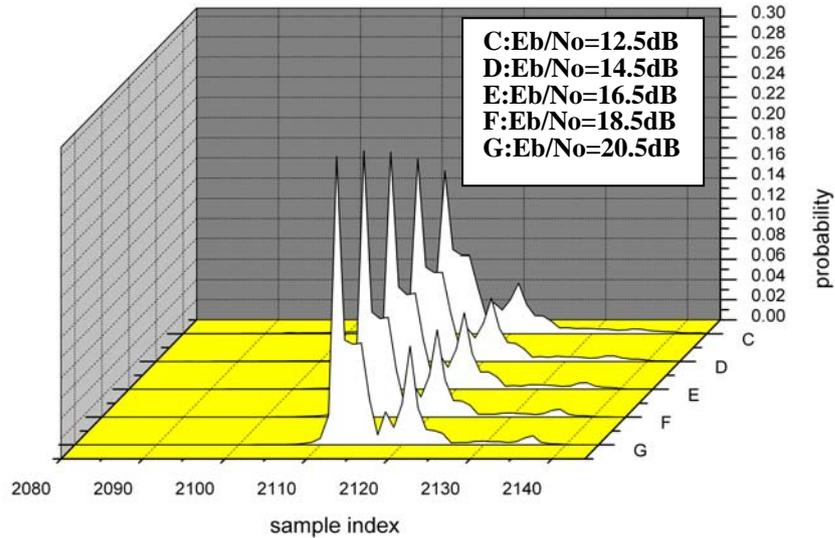


圖 20 符元邊界偵測機率統計圖

在上圖中可看出雖然數學推導是假設在 AWGN 及沒有取樣頻率偏移的環境下，但在多路徑通道及有取樣頻率偏移的環境下仍可運作，而偵測的結果主要會落在第一根、第二根或第三根訊號邊界的位置附近，在找到符元邊界後，再隔保護區間長度的位置就是資料區間的起始點，若偵測的結果不是在第一根訊號的邊界位置上，那麼資料區間就會包含下一個符元的部份訊號，因此會將偵測到的邊界位置往前位移一些取樣點。

下圖 21 為多路徑通道及載波頻率偏移與取樣頻率偏移的情況下，在估算出符元邊界後，利用估算出的邊界位置進行載波頻率偏移估算的結果，實際的載波頻率偏移為 711.03125Hz。

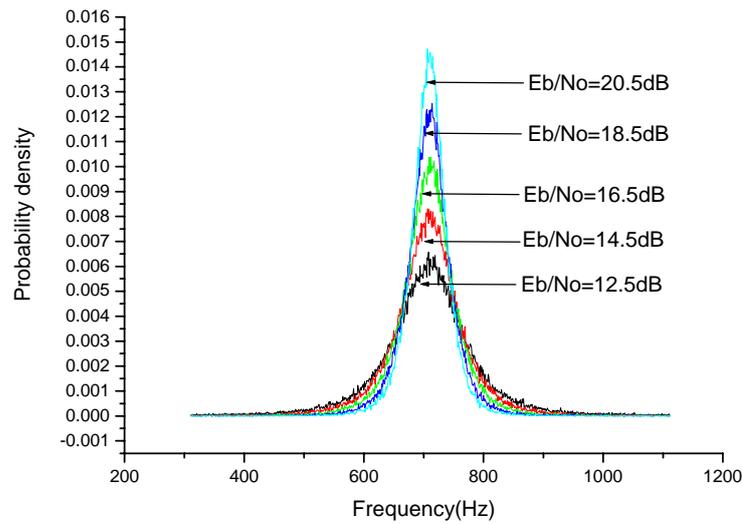


圖 21 載波頻率偏移估算結果的機率密度函數圖

圖 22 為在不同 E_b/N_0 的情況下，頻率偏移估算的平均值與實際的頻率偏移值的比較圖，在圖中我們發現在 $E_b/N_0=12.5\text{dB}$ 時，估算的平均值與實際值約有 76Hz 的差異，這在圖 21 中似乎看不出來，這個原因是由於在頻率偏移估算時會用到邊界偵測的結果，因此當邊界偵測的結果使得估算頻率偏移時所用的取樣點間沒有相關性時，會造成估算的結果是一個平均值為零的隨機變數；由於這個狀況會使得頻率偏移估算的平均值往零的方向偏移，當 E_b/N_0 變大時，邊界偵測的準確性會變高，因此頻率偏移估算的平均值會逐漸接近實際的頻率偏移值。

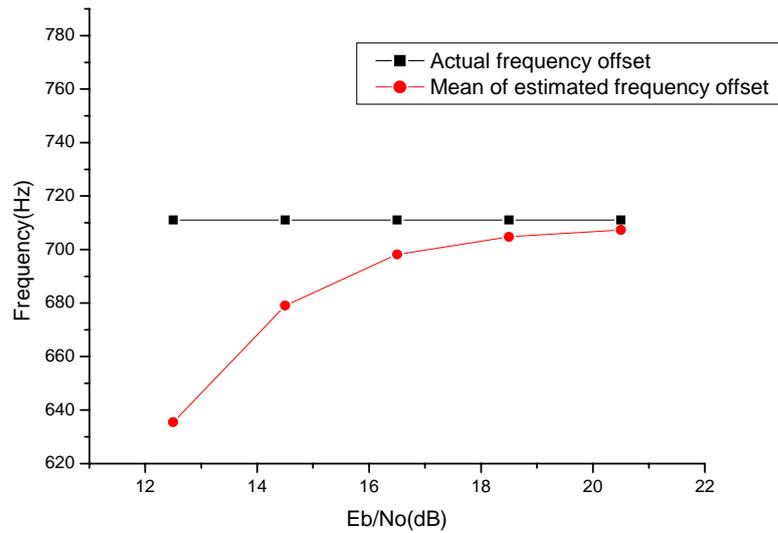


圖 22 載波頻率偏移估算的平均值與實際載波頻率偏移值的比較圖

下圖 23 為估算結果的 Mean square error。

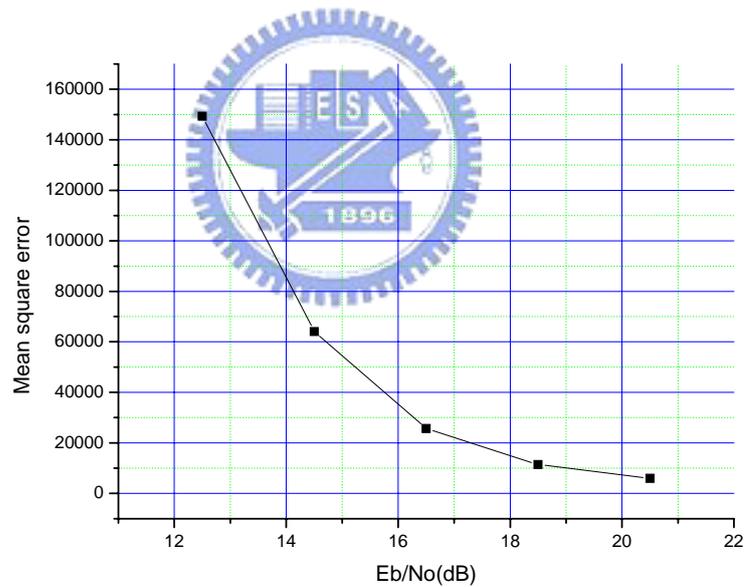


圖 23 載波頻率偏移估算的 Mean square error

由於載波頻率偏移估算會受到符元邊界偵測的好壞影響，因此後續會用其它方法對邊界位置進行調整，接下來假設在完美邊界偵測的情況下，也就是觀察在已知第一根路徑訊號邊界並利用它來進行載波頻率偏移估算的結果。

圖 24 為多路徑通道及載波頻率偏移與取樣頻率偏移的情況下，在已知第一根路徑訊號邊界並利用它來進行載波頻率偏移估算的結果，實際的載波頻率偏移為

711.03125Hz。

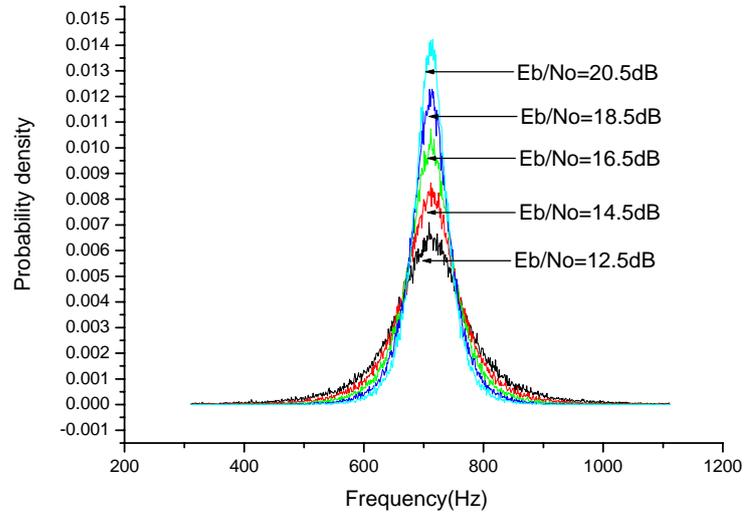


圖 24 載波頻率偏移估算結果的機率密度函數圖

圖 25 為在不同 E_b/N_0 的情況下，頻率偏移估算的平均值與實際的頻率偏移值的比較圖，在圖中我們發現在觀察的 12.5 到 20.5dB 的範圍內估算的平均值與實際值差異會在 2Hz 以內。

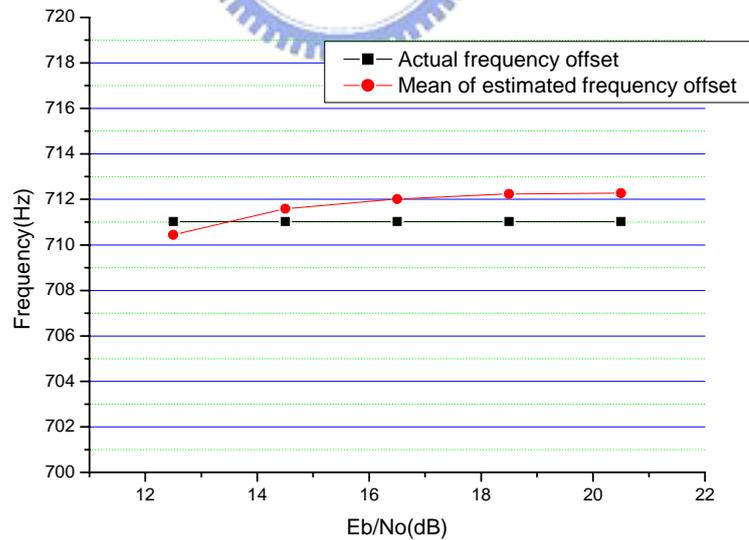


圖 25 載波頻率偏移估算的平均值與實際載波頻率偏移值的比較圖

下圖 26 為估算結果的 Mean square error。

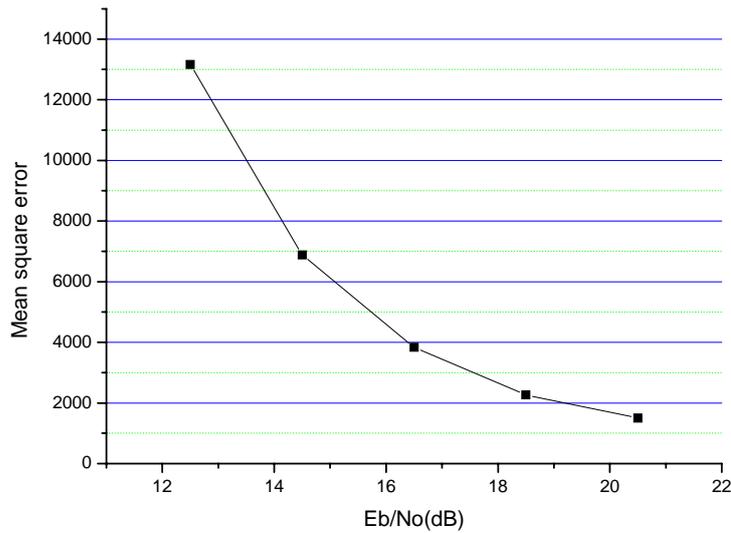


圖 26 載波頻率偏移估算的 Mean square error

4.5 下鏈前置訊號 PN CODE 偵測及整數部份頻率偏移偵測

由於 OFDMA 系統的前置訊號所使用的 PN code 並不是固定的，所以剛開始的時候必須先判定正確的前置訊號 PN code 為何，因為 PN code 是子載波上所載送的資料，所以我們將收到的訊號轉換到頻域上來處理，由於前置訊號只有一個 OFDM 符元，因此取樣頻率偏移所造成的影響將它乎略不計，除了取樣頻率偏移外，傳送端與接收端的取樣還會有一固定的時間差 T_d ， $-0.5T_s < T_d \leq 0.5T_s$ ，這個時間差會使得每個子載波上的資料產生不同的相位旋轉，在將訊號轉到頻域之前，可用先前所提的方法來找出前置訊號邊界並進一步找到資料區間的起始點，若假設前置訊號在經過通道影響之後，邊界偵測所找到的資料起始點在保護區間起始點加上總合通道長度到保護區間結束之內的情況下，接收到的每個符元會因邊界偵測不精確造成在每個子載波上產生不同的相位旋轉，在不考慮雜訊及頻率偏移的情況下，收到的資料區間取樣點經 DFT 轉換後如(20)式

$$\tilde{r}(n) \xrightarrow{DFT} \tilde{R}[k] e^{-j\frac{2\pi kl}{N}} = X[k] H[k] e^{-j\frac{2\pi kl}{N}} \quad (20)$$

其中 $X[k]$ 與 $H[k]$ 為第 k 個子載波上傳送的資料與通道的頻域響應， l 為一個由 T_d

及邊界偵測誤差所決定的實數，在(20)式中尚未將頻率偏移的影響考慮進去，先前我們已將小數部份的載波頻率偏移估算出來，因此可將此部份先補償，若假設此部份為完美補償，同樣在不考慮雜訊的影響下，令 δ 為整數部份頻率偏移，可得

$$\bar{r}(n) = \tilde{r}(n) e^{j2\pi n\delta/N} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \bar{R}[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{r}(n) e^{j2\pi n\delta/N} e^{-j2\pi nk/N} \\ &= \tilde{R}[k - \delta] \\ &= X[k - \delta] H[k - \delta] e^{-j\frac{2\pi(k-\delta)l}{N}} \end{aligned} \quad (22)$$

由(22)式可看出整數部份頻率偏移的影響會造成訊號在頻域上位移 δ 個子載波位置，因此在偵測前置訊號的 PN CODE 時，要將整數部份的頻率偏移一併處理。

由於在頻域上每個子載波上的資料會受到不同的相位旋轉，此相位旋轉會與通道響應、 l 及 k 有關，為了避免偵測 PN CODE 及整數部份頻率偏移時受到相位旋轉的影響太大，我們將整個頻段切割成許多的子頻段(sub-band)來進行相關性測試再將所有結果加總起來，如此每個子頻段上的子載波所受的相位旋轉差異會較小，測試時要考慮所有可能的整數部份頻率偏移及前置訊號(共 114 組，將其編號為 0~113)，如(23)式

$$C(f_{shift}, p) = \sum_{m=0}^{N_{band}-1} \left| \sum_{k=d+m \cdot N_{carrier}}^{d+N_{carrier}-1} X_p^*[k + f_{shift}] R[k] \right|^2 \quad (23)$$

其中

f_{shift} 為整數部份頻率偏移的範圍，考慮載波頻率到 11GHz，因此最大值定為 13，最小值定為-13

d 為一整數值

p 為前置訊號的編號

N_{band} 為子頻段數目

$N_{carrier}$ 為每個子頻段中的子載波數目

$X_p[k]$ 為第 p 個可能的前置訊號第 k 個子載波上的資料， p 的值為 0~113

$R[k]$ 為在第 k 個子載波上實際收到資料

下圖 27 為合併保護區間、PN code 及整數部份頻率偏移偵測所得到的模擬結果並將此結果當成碼框偵測錯誤率，模擬時所使用的參數如下：

前置訊號能量偵測：門檻值定為 0.24。

保護區間偵測：門檻值定為 1.44。

PN code 相關性測試：以六個子載波為一個子頻段，將整個頻段去掉兩旁幾個子載波後，分成 276 個子頻段。

碼框邊界偵測及小數部份頻率偏移估算：觀察 $2N+L$ 、 $3N+L$ 及 $4N+L$ 個取樣點。

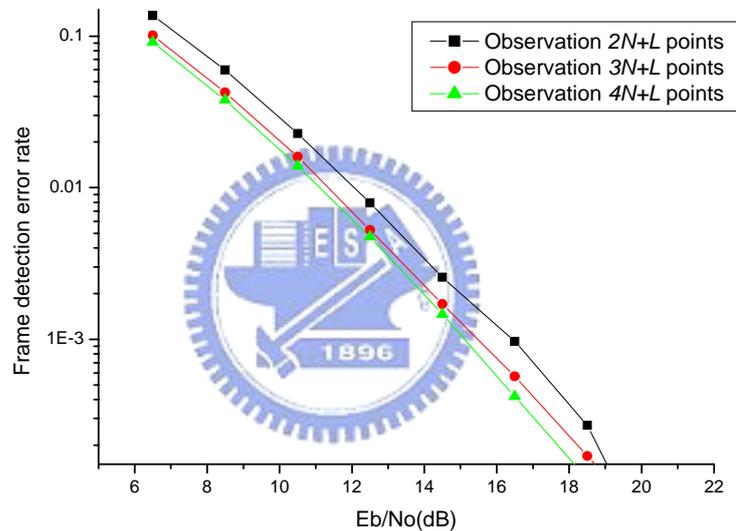


圖 27 碼框偵測錯誤率

由圖 27 可看出，在碼框邊界偵測及小數部份頻率偏移估算時，觀察愈多個取樣點，對偵測會有愈好的結果，但相對來說所需儲存的資料量也會愈大在；在 E_b/N_0 大於 16dB 時，碼框偵測的錯誤率會在 $10e-3$ 以下，若每個碼框在偵測時是互相獨立(Independent)的，那麼連續兩個碼框在偵測時都發生錯誤的機率就會在 $10e-6$ 以下。

4.6 碼框起始位置調整

在偵測到前置訊號所使用的 PN code 及整數部份頻率偏移之後，就可以再將訊號的整數部份頻率偏移加以補償，此時我們已經知到前置訊號使用的 PN code，經過 IFFT 後

就會是時域訊號，於是就可用匹配濾波器在來找出更精確的碼框邊界位置，並可藉由兩個相鄰碼框的邊界差要近似碼框時間長度來調整邊界到第一根路徑訊號的邊界位置並判斷邊界是否正確。

4.7 同步問題處理流程

經由以上討論後，整個同步處理流程如下，首先是先偵測到下鏈前置訊號出現，之後先估出保護區間長度，再找出前置訊號邊界位置，並估算出小數部份頻率偏移，將訊號小數部份頻率偏移補償之後再偵測前置訊號 PN code 及整數部份頻率偏移，最後再利用匹配濾波器進行碼框邊界調整。



第五章 通道估測

對 OFDM 訊號而言，由於採用了保護區間的關係，當總合通道(Overall Channel)的延遲小於保護區間且沒有同步問題時，每個接收到的符元的資料部份轉換到頻域時，就相當於是每個子載波的資料上乘上不同的通道係數再加上雜訊，不會有相鄰符元的干擾，但要正確得到每個子載波上所傳送的資料前，仍須將每個子載波上乘的通道係數估算出來；在前一章所介紹的同步方法裏，由於我們使用到的 OFDM 符元個數不多，因此我們忽略了取樣頻率偏移的影響，在本章中我們將先說明在考慮取樣頻率偏移的情況下，傳送端與接收端訊號的數學表示法，由數學表示法可觀察出在有取樣頻率偏移情況下，通道可視為一個時變的通道，之後再進一步介紹此時變通道的估測方法。

5.1 傳送端與接收端訊號的數學表示法[11]

將傳送端送出來的類比訊號定義為 $u(t)$ ，則

$$u(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{n=-N_g}^{N-1} x_{n,l} g_T(t - nT_s - lN_{OFDM}T_s) \quad (24)$$

其中

$g_T(t)$ ：傳送端濾波器(Transmit Filter)

$x_{n,l}$ ：第 l 個 OFDM 符元的第 n 個時域取樣點

由於時域取樣點是由 IFFT 得來，再加上保護區間，因此可表示成(25)式：

$$x_{n,l} = \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{k,l} e^{\frac{j2\pi kn}{N}} & n = 0 \sim N-1 \\ x_{n+N_g,l} & n = -N_g \sim -1 \end{cases} \quad (25)$$

其中

$X_{k,l}$ ：第 l 個 OFDM 符元中第 k 個子載波上傳送的資料

N_g ：保護區間長度的取樣點數

經過等效基頻傳輸通道，在接收端所看到的基頻類比訊號為

$$\begin{aligned}
 \tilde{r}_F(t) &= \left((u(t) \otimes c(t) + w(t)) \cdot e^{-j2\pi\Delta f_c t} \right) \otimes g_R(t) \\
 &= \left((u(t) \otimes c(t)) \cdot e^{-j2\pi\Delta f_c t} \right) \otimes g_R(t) + \underbrace{\tilde{w}(t) \otimes g_R(t)}_{\triangleq z(t)} \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} (u(t-\tau) \otimes c(t-\tau)) e^{-j2\pi\Delta f_c (t-\tau)} g_R(\tau) d\tau + z(t) \\
 &= \left(\int_{-\infty}^{\infty} (u(t-\tau) \otimes c(t-\tau)) \tilde{g}_R(\tau) d\tau \right) e^{-j2\pi\Delta f_c t} + z(t) \\
 &= \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{n=-N_g}^{N-1} x_{n,l} h(t - nT_s - lN_{OFDM}T_s) \cdot e^{-j2\pi\Delta f_c t} + z(t) \tag{26}
 \end{aligned}$$

其中

$c(t)$ ：傳輸通道脈衝響應

$g_R(t)$ ：接收端濾波器

$\tilde{g}_R(t)$ ：受到載波頻偏影響，接收端觀察到之接收端濾波器， $\tilde{g}_R(t) = e^{j2\pi\Delta f_c t} g_R(t)$ 。

$w(t)$ ：白色高斯雜訊

$\tilde{w}(t)$ ：受到載波頻偏影響，接收端觀察到之高斯白雜訊， $\tilde{w}(t) = w(t)e^{-j2\pi\Delta f_c t}$ 。

$z(t)$ ：經過濾波器之雜訊定義為， $z(t) = \tilde{w}(t) \otimes g_R(t)$ 。

$h(t)$ ：傳送端濾波器、多路徑通道、受到載波頻偏影響之接收端濾波器三者組合而成

的總合通道脈衝響應(Overall Impulse Response)， $h(t) = g_T(t) \otimes c(t) \otimes \tilde{g}_R(t)$ 。

由於我們是在接收端觀察收到的訊號，而在(26)式中的 T_s 是傳送端的取樣週期，因

此要將 T_s 換成接收端的取樣週期 \tilde{T}_s ，以便觀察取樣頻率偏移的影響。

在 IEEE 802.16 2004 標準中載波頻率與取樣頻率是屬於同一來源，因此在傳送端載波頻率 f_c 與取樣頻率 f_s 的比例和接收端載波頻率 \tilde{f}_c 與取樣頻率 \tilde{f}_s 的比例是相同的，可得到(27)式

$$\frac{f_c}{f_s} = \frac{\tilde{f}_c}{\tilde{f}_s} \tag{27}$$

令傳送端與接收端的載波頻率差與載波頻率的比值為 ξ ，則

$$\xi = \frac{\Delta f_c}{f_c} = \frac{\Delta f_s}{f_s} \quad (28)$$

由此可算出

$$\begin{aligned} \tilde{f}_c &= f_c + \Delta f_c = f_c + f_c \xi = f_c (1 + \xi) \\ \tilde{f}_s &= f_s + \Delta f_s = f_s + f_s \xi = f_s (1 + \xi) \\ \tilde{T}_s &= \frac{1}{\tilde{f}_s} = \frac{1}{f_s(1+\xi)} = \frac{T_s}{(1+\xi)} \\ T_s &= (1 + \xi) \tilde{T}_s \end{aligned} \quad (29)$$

將 $T_s = (1 + \xi) \tilde{T}_s$ 代入(26)式可得到以接收端取樣週期表示之類比接收訊號

$$\tilde{r}_F(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{n=-N_g}^{N-1} x_{n,l} h(t - n\tilde{T}_s(1 + \xi) - lN_{OFDM}\tilde{T}_s(1 + \xi)) \cdot e^{-j2\pi\Delta f_c t} + z(t) \quad (30)$$

因為在接

收端是以 \tilde{T}_s 為週期取樣，故再將(30)式中的類比時間 t 以 $(m + pN_{OFDM} + T_d)\tilde{T}_s$ 來表示，可得

到在接收端以 \tilde{T}_s 取樣之離散訊號表示式， m 與 p 分別代表在接收端以 \tilde{T}_s 取樣時的第 p 個

OFDM符元的第 m 個取樣點

$$\begin{aligned} \tilde{r}_F(m, p) &= \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{n=-N_g}^{N-1} x_{n,l} h((m + pN_{OFDM} + T_d)\tilde{T}_s - n\tilde{T}_s(1 + \xi) - lN_{OFDM}\tilde{T}_s(1 + \xi)) \cdot \\ &\quad e^{-j2\pi\Delta f_c(m + pN_{OFDM} + T_d)\tilde{T}_s} + z((m + pN_{OFDM} + T_d)\tilde{T}_s) \\ &= \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{n=-N_g}^{N-1} x_{n,l} h((m - n)\tilde{T}_s + (p - l)N_{OFDM}\tilde{T}_s - (n + lN_{OFDM})\tilde{T}_s\xi + T_d\tilde{T}_s) \cdot \\ &\quad e^{-j2\pi\Delta f_c(m + pN_{OFDM} + T_d)\tilde{T}_s} + z((m + pN_{OFDM} + T_d)\tilde{T}_s) \end{aligned} \quad (31)$$

由(31)式可看出，收到的離散訊號是由總合通道 $h(t)$ 經過

$(p - l)N_{OFDM}\tilde{T}_s - (n + lN_{OFDM})\tilde{T}_s\xi + T_d\tilde{T}_s$ 的偏移之後以 \tilde{T}_s 的週期取樣，再與傳送端的離散時

間取樣點做迴旋加成後，乘上載波頻率偏移所造成相位旋轉後再加上雜訊得到，值得注

意的是總合通道的偏移量會與 p, l, n 有關，也就是說雖然對固定位置的用戶端，假設通

道在同一個碼框時間之內是不變的，但在考慮有取樣頻率偏移的效應後，通道可視為時

變的通道，因此傳送端的離散訊號相當於是經過一個時變的離散通道，到達接收端。

在此有三個現象加以說明:

(1)在傳送端與接收端有取樣頻率偏移時，當 $T_s > \tilde{T}_s$ 時，如下圖 28，只要經過的時夠長，就會發現在接收端的取樣點會比傳送端的取樣點多。

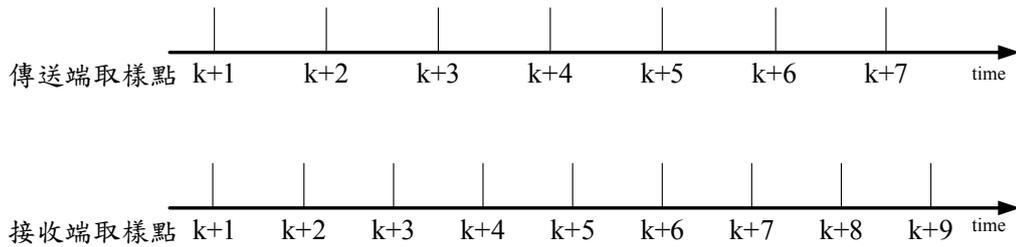


圖 28 $T_s > \tilde{T}_s$ 傳送端與接收端取樣點比較圖

當 $T_s < \tilde{T}_s$ ，如下圖 29，只要經過的時夠長，就會發現在接收端的取樣點會比傳送端的取樣點少。

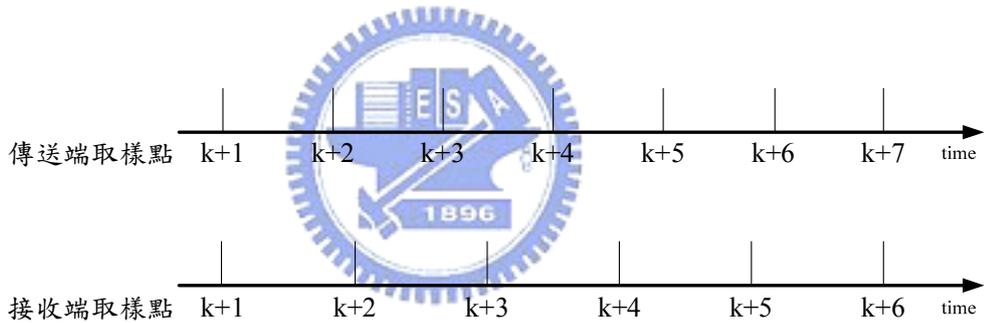


圖 29 $T_s < \tilde{T}_s$ 傳送端與接收端取樣點比較圖

然而在實際系統，傳送端取樣週期與接收端取樣週期的差異通常很小，要取樣很多個 OFDM 符元後才會多一個或少一個取樣點，但只要存在取樣頻率偏移就會造成每隔一段時間符元邊界就會往前或往後移的現象。

在 802.16-2004 OFDMA 模式中，由於每個碼框最長為 20ms，對本文所考慮的 6MHz 頻寬的訊號來說，在一個碼框時間內取樣偏移加起來不會超過一個取樣週期，且有保護區間的存在，只要初始同步有做好，加上有持續進行碼框邊界調整，就可解決這個問題。

(2)在一個 OFDM 符元內由取樣頻率偏移造成的偏移量會很小，故將 $n\tilde{T}_s\xi$ 當成 0。

(3)在總合通道長度小於保護區間長度的情況下，接收端每個 OFDM 符元的資料區間不會受到前一個或後一個 OFDM 符元的干擾，在 $n\tilde{T}_s\xi = 0$ 的假設下，每個符元在資料區間的取樣點也不會受到前後符元的干擾。

由於前一章我們已經做了碼框邊界同步的處理及頻率偏移的估測，所以假設我們可正確抓到 OFDM 符元的邊界，並將載波頻率偏移加以補償，但通常會因估算的誤差而有些許的殘餘載波頻率偏移 Δf_r ，因此對第 l 個收到的資料符元來說可表示成(32)式：

$$\hat{r}_F(n, l) = \exp\left[-j2\pi\Delta f_r(n + lN_{OFDM} + T_d + q)\tilde{T}_s\right] \cdot \sum_{m=-N_g}^{N-1} x_{m,l} h\left((n-m)\tilde{T}_s - lN_{OFDM}\xi\tilde{T}_s + T_d\tilde{T}_s + q\tilde{T}_s\right) + \hat{z}(n, l) \quad (32)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, N-1, \quad l = 0, 1, 2, \dots$$

其中 q 為由於取樣頻率偏移及 T_d 的因素，造成在接收端所需調整的取樣點數，此部份會在碼框同步時被處理掉，先前提到在一個碼框時間內取樣偏移加起來不會超過一個取樣週期，所以在碼框同步之後同一個碼框的 OFDM 符元的起始點不再調整，也就是說同一個碼框內的 q 值不變。

因傳送的離散訊號有週期延伸的特性，所以對 $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 的接收訊號而言，其實是傳送訊號與通道做週期迴旋加成之後乘上殘餘載波頻率偏移再加上雜訊，由 DFT 的特性可知傳送訊號與通道做週期迴旋加成後經 DFT 的結果會等於各別 DFT 的結果相乘；而由於通道的長度有限，在取 N 點 DFT 之後的結果其實是連續頻譜的取樣，通道經偏移後再取樣的頻譜與未偏移的頻譜表示如(33)式

$$h(t) \xleftrightarrow{\mathbb{F}} H(\omega), \quad h(t - lN_{OFDM}\xi\tilde{T}_s + T_d\tilde{T}_s + q\tilde{T}_s) \xleftrightarrow{\mathbb{F}} H(\omega) e^{-j\omega(lN_{OFDM}\xi\tilde{T}_s - T_d\tilde{T}_s - q\tilde{T}_s)}$$

$$h(t - lN_{OFDM}\xi\tilde{T}_s + T_d\tilde{T}_s + q\tilde{T}_s) \Big|_{t=n\tilde{T}_s} \xleftrightarrow{DFT(N)} \frac{1}{\tilde{T}_s} H(\omega) e^{-j\omega(lN_{OFDM}\xi\tilde{T}_s - T_d\tilde{T}_s - q\tilde{T}_s)} \Big|_{\omega=\frac{2\pi k}{N\tilde{T}_s}} \quad (33)$$

因此(32)式可改寫成

$$\begin{aligned}\hat{r}_F(n, l) &= \exp\left(-j2\pi\Delta f_r(n + lN_{OFDM} + T_d + q)\tilde{T}_s\right) \\ &\quad \cdot \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left(X_{k,l} H_k e^{\frac{-j2\pi k(lN_{OFDM}\xi - T_d - q)}{N}} \right) \cdot e^{\frac{j2\pi kn}{N}} \right] + \hat{z}(n, l) \\ &= y(n, l) + \hat{z}(n, l)\end{aligned}\quad (34)$$

其中 $H_k = \frac{1}{\tilde{T}_s} \cdot H\left(\frac{2\pi k}{N\tilde{T}_s}\right)$ 。

將 $y(n, l)$ 取 DFT 之後可得到(35)式

$$\begin{aligned}Y(k, l) &= DFT\{y(n, l)\} = \sum_{n=0}^{N-1} y(n, l) e^{\frac{-j2\pi kn}{N}} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \left[\exp\left(-j2\pi\Delta f_r(n + lN_{OFDM} + T_d + q)\tilde{T}_s\right) \right. \\ &\quad \left. \cdot \left[\frac{1}{N} \sum_{\tilde{k}=0}^{N-1} \left(X_{\tilde{k},l} H_{\tilde{k}} e^{\frac{-j2\pi\tilde{k}(lN_{OFDM}\xi - T_d - q)}{N}} \right) \cdot e^{\frac{j2\pi\tilde{k}n}{N}} \right] \right] \cdot e^{\frac{-j2\pi kn}{N}} \\ &= \sum_{\tilde{k}=0}^{N-1} X_{\tilde{k},l} H_{\tilde{k}} \exp\left(-j2\pi\Delta f_r(T_d + q)\tilde{T}_s\right) \exp\left(\frac{-j2\pi\tilde{k}(lN_{OFDM}\xi - T_d - q)}{N}\right) \\ &\quad \exp\left(-j2\pi\Delta f_r l N_{OFDM} \tilde{T}_s\right) \cdot \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(j\left(\frac{2\pi(\tilde{k}-k)n}{N} - 2\pi\Delta f_r n \tilde{T}_s\right)\right) \right)\end{aligned}\quad (35)$$

在(35)式中 $Y(k, l)$ 是由每個子載波上傳送的資料乘上不同的通道增益值之後經過相位旋轉再全部相加起來所得到，也就是說在接收端第 k 個子載波上的資料會受到其它子載波上的傳送資料所影響，若殘餘載波頻率偏移等於 0 時，可得

$$Y(k, l) = X_{k,l} H_k \exp\left(\frac{-j2\pi k(lN_{OFDM}\xi - T_d - q)}{N}\right),$$

此時 $Y(k, l)$ 不會受到其它子載波上傳送的

的資料影響。

若將(35)式中 $\tilde{k} = k$ 及 $\tilde{k} \neq k$ 的情況分開來整理可得到下式(36)

$$\begin{aligned}
Y(k,l) = & X_{k,l} H_k \exp(-j2\pi\Delta f_r (T_d + q) \tilde{T}_s) \exp\left(\frac{-j2\pi k (lN_{OFDM} \xi - T_d - q)}{N}\right) \\
& \cdot \exp(-j2\pi\Delta f_r l N_{OFDM} \tilde{T}_s) \cdot \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp(-j2\pi\Delta f_r n \tilde{T}_s)\right) \\
& + \left(\sum_{\substack{\tilde{k}=0 \\ \tilde{k} \neq k}}^{N-1} X_{\tilde{k},l} H_{\tilde{k}} \exp(-j2\pi\Delta f_r (T_d + q) \tilde{T}_s) \exp\left(\frac{-j2\pi\tilde{k} (lN_{OFDM} \xi - T_d - q)}{N}\right) \right) \\
& \underbrace{\exp(-j2\pi\Delta f_r l N_{OFDM} \tilde{T}_s) \cdot \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(j\left(\frac{2\pi(\tilde{k}-k)n}{N} - 2\pi\Delta f_r n \tilde{T}_s\right)\right)\right)}_{ICI(k,l)} \quad (36)
\end{aligned}$$

上式中的等號右邊第二項，是在殘餘載波頻率偏移不等於 0 時，由 \tilde{k} 不等於 k 的子載波所造成的干擾。

根據中央極限定理(Central Limit Theorem)，我們可以把這些子載波的干擾當成一個高斯雜訊(Gaussian Noise)，將這些干擾與原來的高斯雜訊放在一起，變成一個總合高斯雜訊 $N_{k,l}$ 。

$$N_{k,l} = ICI(k,l) + \hat{Z}_{k,l} \quad (37)$$

而(36)式中等號右邊的第一項，則是由原本傳送出來的訊號 $X_{k,l}$ 乘上頻域通道係數 H_k 再乘上四個效應所造成的影響，分述如下：

- (1) 第一個效應與 Δf_r 、 T_d 及 q 有關，對同一個碼框的符元來說是一個固定的相位旋轉量，與 l 及 k 無關。
- (2) 第二個效應與 ξ 、 T_d 、 q 、 l 及 k 都有關，它造成了一個隨著 l 及 k 改變的相位旋轉量。
- (3) 第三個效應與 Δf_r 及 l 有關，它造成了一個隨著 l 改變的相位旋轉量。
- (4) 第四個效應與 Δf_r 有關，它除了造成相位旋轉外，也造成了振幅的放大或縮小，

這個影響與 l 及 k 無關。

5.2 時變通道的估測

在介紹完數學表示式後，我們可以發現，在(36)式中令

$$\begin{aligned} \tilde{H}_{k,l} = H_k \exp(-j2\pi\Delta f_r (T_d + q)\tilde{T}_s) \exp\left(\frac{-j2\pi k (lN_{OFDM}\xi - T_d - q)}{N}\right) \\ \exp(-j2\pi\Delta f_r lN_{OFDM}\tilde{T}_s) \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp(-j2\pi\Delta f_r n\tilde{T}_s)\right) \end{aligned} \quad (38)$$

則在加入雜訊後的頻域表示式可寫成

$$\bar{Y}(k,l) = X_{k,l} \tilde{H}_{k,l} + N_{k,l} \quad (39)$$

因為 $\tilde{H}_{k,l}$ 會隨 l 而改變，所以可視作一隨時間變化的通道，但由於它的改變是隨著 l 的增加造成相位成線性的增加，因此不需每個 OFDM 符元都要重新估測通道，只須先利用前置訊號將參考的通道估測出來之後，再把 OFDM 符元遞增時會造成的相位增加量算出來即可。



5.2.1 前置訊號的通道估測

在前述中我們已經提出前置訊號能量偵測、保護區間長度偵測、碼框邊界偵測、載波頻率偏移估算及前置訊號 PN code 偵測的方法，所以在此假設我們已可正確找到屬於前置訊號的 OFDM 符元及其所使用的 PN code，接著我們利用最大可能性(Maximum likelihood)的估算方法[15]來估測通道。由於(39)式中的雜訊部份是屬於高斯雜訊，因此在給定 $X_{k,l} \tilde{H}_{k,l}$ 的情形下，

$$\begin{aligned} \bar{Y}(k,l) \text{ 的機率密度函數可表示為} \\ p_r(\bar{Y}(k,l) | X_{k,l} \tilde{H}_{k,l}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(\frac{(\bar{Y}(k,l) - X_{k,l} \tilde{H}_{k,l})^2}{\sigma^2}\right) \end{aligned} \quad (40)$$

對最大可能性估測法而言，即是找出 $X_{k,l} \tilde{H}_{k,l}$ 使得 $p_r(\bar{Y}(k,l) | X_{k,l} \tilde{H}_{k,l})$ 值最大，故可得

$$X_{k,l} \tilde{H}_{k,l} = \bar{Y}(k,l)$$

$$\tilde{H}_{k,l} = \frac{\bar{Y}(k,l)}{X_{k,l}} \quad (41)$$

在 802.16-2004 OFDMA 模式中的前置訊號並非每個子載波都有送資料，因此不是每個子載波的通道響應都可用最大可能性估測法估測出來，但可利用簡單的線性內插法將沒有送資料的子載波的通道資訊估算出來，例如第 551 根子載波上的通道可用

$\tilde{H}_{551,l} = \frac{2 \cdot \tilde{H}_{550,l}}{3} + \frac{\tilde{H}_{553,l}}{3}$ 估算出來，如下圖 30。

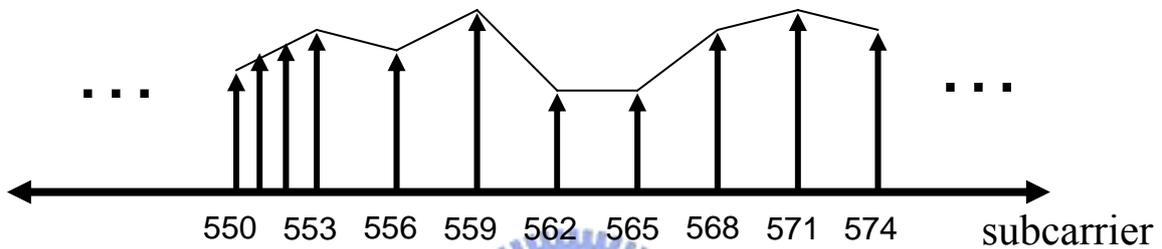


圖 30 通道估算內插法示意圖

5.2.2 OFDM 符元遞增所增加之相位估測[11]

由於在有取樣頻率偏移或殘餘載波頻率偏移的情況下， $\tilde{H}_{k,l}$ 是會隨著 l 的增加而改變相位，因此雖然已經估算了前置訊號符元所遭遇到的通道，仍需估算每增加一個 OFDM 符元時，通道會增加的相位，若先不看雜訊的影響，(36)式可寫成

$$\tilde{Y}(k,l) = X_{k,l} \bar{H}_k e^{-\frac{j2\pi k l N_{OFDM} \xi}{N}} e^{-j2\pi \Delta f_r l N_{OFDM} \tilde{T}_s} \quad (42)$$

$$\text{其中 } \bar{H}_k = H_k \exp(-j2\pi \Delta f_r (T_d + q) \tilde{T}_s) e^{\frac{j2\pi k (T_d + q)}{N}} \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi \Delta f_r n \tilde{T}_s} \right)$$

在(42)式中， $2\pi \left(\frac{k N_{OFDM} \xi}{N} + \Delta f_r N_{OFDM} \tilde{T}_s \right)$ 就是每增加一個符元時， $\tilde{H}_{k,l}$ 會增加的相位，我

們要設法將它估算出來，進而加以補償，由(42)式可得 $\frac{\tilde{Y}(k,l)}{X_{k,l}} = \bar{H}_k e^{-j2\pi \left(\frac{k N_{OFDM} \xi}{N} + \Delta f_r N_{OFDM} \tilde{T}_s \right) l}$ ，

因此可得到(43)式

$$\frac{\tilde{Y}(k, l)}{X_{k, l}} \cdot \frac{\tilde{Y}^*(k, l+y)}{X_{k, l+y}^*} = |\bar{H}_k|^2 e^{j2\pi y \left(\frac{kN_{OFDM}\xi}{N} + \Delta f_r N_{OFDM} \tilde{T}_s \right)} \quad (43)$$

取出(43)式中的相位再除以 y 就可得到 $2\pi \left(\frac{kN_{OFDM}\xi}{N} + \Delta f_r N_{OFDM} \tilde{T}_s \right)$ ，我們也可以觀察多個收到的符元資料來估算，如(44)式

$$\begin{aligned} & \left(\frac{\tilde{Y}_{k, l}}{X_{k, l}} + \frac{\tilde{Y}_{k, l+y}}{X_{k, l+y}} + \dots + \frac{\tilde{Y}_{k, l+y(l_{sum}-1)}}{X_{k, l+y(l_{sum}-1)}} \right) \left(\frac{\tilde{Y}_{k, l+y \cdot l_{sum}}}{X_{k, l+y \cdot l_{sum}}} + \frac{\tilde{Y}_{k, l+y(l_{sum}+1)}}{X_{k, l+y(l_{sum}+1)}} + \dots + \frac{\tilde{Y}_{k, l+y(2 \cdot l_{sum}-1)}}{X_{k, l+y(2 \cdot l_{sum}-1)}} \right)^* \\ &= |\bar{H}_k|^2 \left[\begin{aligned} & \left(1 + \exp \left(-j2\pi \left(\Delta f_r \tilde{T}_{OFDM} + \frac{kN_{OFDM}\xi}{N} \right) \right) + \dots \right. \\ & \left. + \exp \left(-j2\pi (l_{sum}-1) \left(\Delta f_r \tilde{T}_{OFDM} + \frac{kN_{OFDM}\xi}{N} \right) \right) \right)^2 \\ & \cdot \exp \left(j2\pi \cdot y \cdot l_{sum} \left(\Delta f_r \tilde{T}_{OFDM} + \frac{kN_{OFDM}\xi}{N} \right) \right) \end{aligned} \right] \quad (44) \end{aligned}$$

將(44)式中的相位除以 $y \cdot l_{sum}$ 即為 $2\pi \cdot \left(\Delta f_r \tilde{T}_{OFDM} + \frac{kN_{OFDM}\xi}{N} \right)$ ，在實際計算時(44)式中的 $\tilde{Y}_{k, l}$ 是以 $\bar{Y}_{k, l}$ 取代，而 $X_{k, l}$ 對接收端而言本來應是未知，但由於有部份子載波會用來傳送領航(Pilot)信號，所以在那些子載波上 $X_{k, l}$ 是已知的，因此可以用來計算(44)式，不過由於 even 符元與 odd 符元的領航信號並不是在相同的子載波上傳送，因此(44)式中令 $y=2$ ， l_{sum} 為收到訊號除以傳送訊號的累加個數，另外由(44)式中可看出，我們要的是結果中的相位部份，而 \bar{H}_k 只影響結果中的振幅部份，所以不需先估測出 \bar{H}_k 。

估算出來的相位旋轉是在傳送 pilot 的子載波上求得的，在不同 k 的情況下相位旋轉的軌跡是一條直線方程式，因此可利用在 pilot 子載波上求得的相位旋轉來找出直線方程式，之後就可以得到每個子載波上的相位旋轉量，又因先前計算相位旋轉時會受到雜訊的影響，在不同子載波上求出的相位應不太可能構成一直線方程式，因此我們利用最小平方誤差曲線撮合的方法，用每個 pilot 子載波估算出的相位來找出一條較適當的直線方程式，這個方法的原理是去找出使得每一個 pilot 子載波上估出的相位與相對應直線方程式上的值的誤差合為最小的直線方程式，假設直線方程式為 $\phi_k = \hat{m}k + b$ ，則最小

誤差可表示成(45)式，

$$\min \left\{ \begin{aligned} & (k_0 \hat{m} + b - \phi_{k_0})^2 + (k_1 \hat{m} + b - \phi_{k_1})^2 + \dots \\ & + (k_{n-1} \hat{m} + b - \phi_{k_{n-1}})^2 + (k_n \hat{m} + b - \phi_{k_n})^2 \end{aligned} \right\} \quad (45)$$

其中 ϕ_{k_i} 為利用 pilot 在第 k_i 個子載波上所求得的相位旋轉， \hat{m} 為直線方程式之斜率， b 為直線方程式之常數項，將 k_i 代入直線方程式後可表示成以下的矩陣形式

$$\underbrace{\begin{bmatrix} k_0 & 1 \\ k_1 & 1 \\ \vdots & \vdots \\ k_{n-1} & 1 \\ k_n & 1 \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{m} \\ b \end{bmatrix}}_X \approx \underbrace{\begin{bmatrix} \phi_{k_0} \\ \phi_{k_1} \\ \vdots \\ \phi_{k_{n-1}} \\ \phi_{k_n} \end{bmatrix}}_Y \quad (46)$$

利用微分的原理可求得最小平方誤差的解為

$$X = (A^T A)^{-1} A^T Y \quad (47)$$

除此之外，我們還可利用權重最小平方誤差來計算直線方程式的解，在(45)式中對每一個 pilot 子載波上所求得的相位旋轉均一視同仁，但實際上在每個子載波上所收到的訊號是傳送的訊號乘上子載波上的通道響應，再加上雜訊的影響，所以通道響應愈大的子載波，相對來說受到雜訊的影響就較小，因此估算出來的相位應較可靠，應給予較大的權重，因此可對(45)式做修正如下：

$$\min \left\{ \begin{aligned} & |\tilde{H}_{k_0}|^2 (k_0 \hat{m} + b - \phi_{k_0})^2 + |\tilde{H}_{k_1}|^2 (k_1 \hat{m} + b - \phi_{k_1})^2 + \dots \\ & + |\tilde{H}_{k_{n-1}}|^2 (k_{n-1} \hat{m} + b - \phi_{k_{n-1}})^2 + |\tilde{H}_{k_n}|^2 (k_n \hat{m} + b - \phi_{k_n})^2 \end{aligned} \right\} \quad (48)$$

\tilde{H}_{k_i} 為在第 k_i 個子載波上的通道響應，寫成矩陣形式可得

$$\underbrace{\begin{bmatrix} k_0 \cdot |H_{k_0}| & 1 \cdot |H_{k_0}| \\ k_1 \cdot |H_{k_1}| & 1 \cdot |H_{k_1}| \\ \vdots & \vdots \\ k_{n-1} \cdot |H_{k_{n-1}}| & 1 \cdot |H_{k_{n-1}}| \\ k_n \cdot |H_{k_n}| & 1 \cdot |H_{k_n}| \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{m} \\ b \end{bmatrix}}_X \approx \underbrace{\begin{bmatrix} \phi_{k_0} \cdot |H_{k_0}| \\ \phi_{k_1} \cdot |H_{k_1}| \\ \vdots \\ \phi_{k_{n-1}} \cdot |H_{k_{n-1}}| \\ \phi_{k_n} \cdot |H_{k_n}| \end{bmatrix}}_Y \quad (49)$$

權重最小平方誤差的解為

$$X' = (B^T B)^{-1} B^T Y' \quad (50)$$

下圖 31 為在 l_{sum} 等於 2 的情況下原本估測之相位、最小平方誤差法及權重最小平方誤差法所估測的結果，

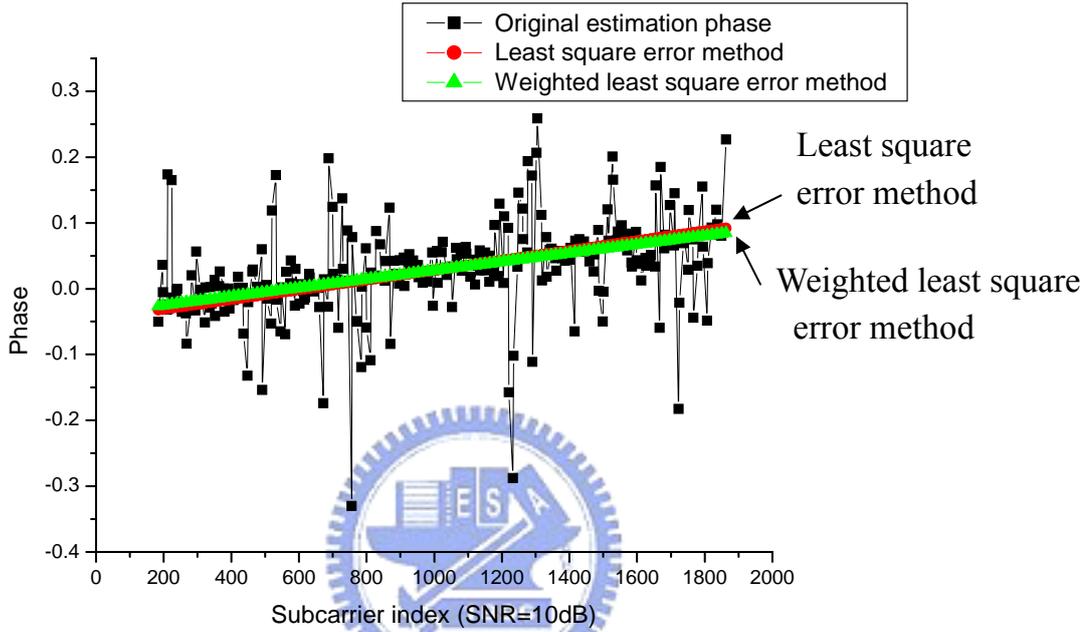


圖 31 原始估測相位、最小平方誤差法及權重最小平方誤差法估測相位之比較

在這個方法中 l_{sum} 的值愈大，代表所需儲存的資料量愈多，由於 802.16-2004 OFDMA 模式下訊號是一直傳送，所以可將 l_{sum} 選小一點，然後在下鏈訊號出現時後就開始去估算 $2\pi \left(\frac{kN_{OFDM}\xi}{N} + \Delta f_r N_{OFDM} \tilde{T}_s \right)$ ， $l_{sum} = 2$ 為例，每八個 OFDM 符元就會估算到直線方程式的一組解，每估到一組新解就可和前一組平均，如此一來在經過多次平均後就會得到相當準確的解，平均的方式如下

第一次估的解為 (\hat{m}_1, b_1) ，平均後的解為 $(\hat{m}_{average,1}, b_{average,1}) = (\hat{m}_1, b_1)$

第二次估的解為 (\hat{m}_2, b_2) ，平均後的解為 $(\hat{m}_{average,2}, b_{average,2}) = \left(\frac{\hat{m}_2 + \hat{m}_{average,1}}{2}, \frac{b_2 + b_{average,1}}{2} \right)$

第三次估的解為 (\hat{m}_3, b_3) ，平均後的解為

$$(\hat{m}_{average,3}, b_{average,3}) = \left(\frac{\hat{m}_3 + 2\hat{m}_{average,2}}{3}, \frac{b_3 + 2b_{average,2}}{3} \right)$$

...

第 n 次估的解為 (\hat{m}_n, b_n) ，平均後的解為

$$(\hat{m}_{average,n}, b_{average,n}) = \left(\frac{\hat{m}_n + (n-1)\hat{m}_{average,n-1}}{n}, \frac{b_n + (n-1)b_{average,n-1}}{n} \right)$$

5.3 模擬結果

在說明完通道估算的方法後，接下來就針對位元串錯誤率進行模擬，流程圖

如下圖 32

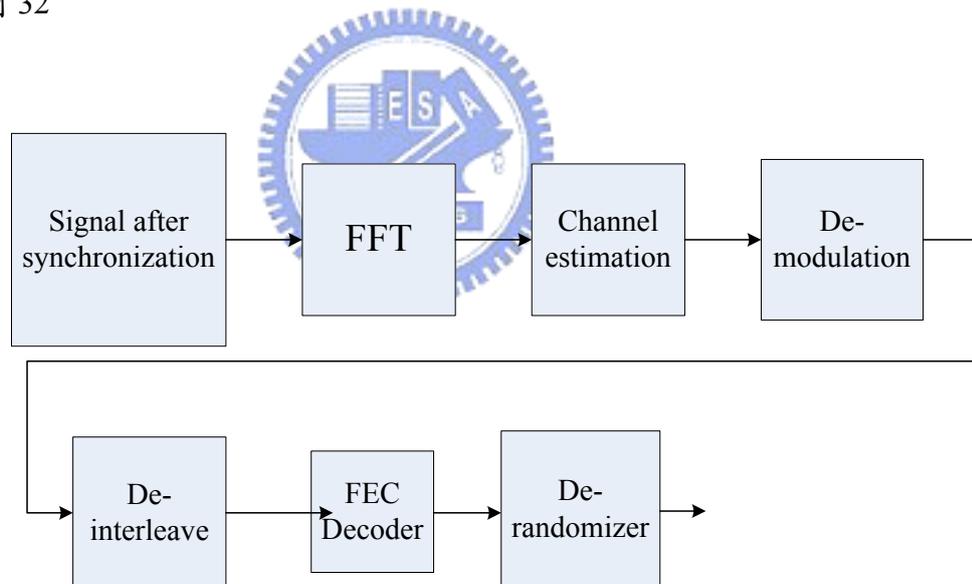


圖 32 位元串錯誤率模擬流程圖

模擬時的運算皆為浮點數，共傳送 100000 個碼框，傳送的訊號中領航子載波(pilot subcarrier)數目為 240 個子載波，有送訊號的資料子載波數目為 288 個子載波，保護區間長度為 64 個取樣點，前向錯誤校正碼用的是 convolutional code，在 QAM 的解調變及解前向錯誤校正碼的部份是採用軟式解碼[16]的方式來處理，以下針對有多路徑通道效應、載波頻率偏移及取樣頻率偏移的情況進行模擬，下圖 33 為完美通道資訊、完美碼框邊界偵測、沒有載波頻率偏移及沒有取樣頻率偏移時，在各

種不同調變及編碼率下的位元錯誤率模擬結果，

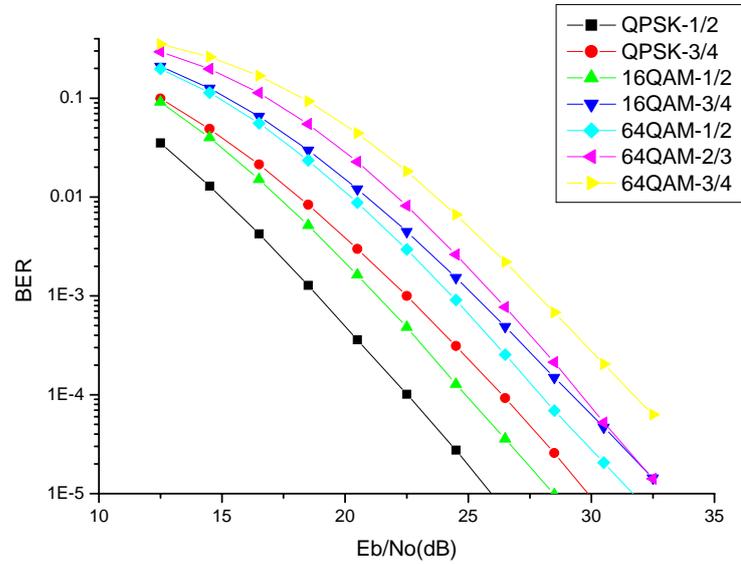


圖 33 完美通道資訊、完美碼框邊界偵測、沒有殘餘載波頻率偏移及沒有取樣頻率偏移時，在各種不同調變及編碼率下的位元錯誤率模擬結果

下圖 34 為通道估測、完美碼框邊界偵測、沒有殘餘載波頻率偏移及沒有取樣頻率偏移時，在各種不同調變及編碼率下的位元錯誤率模擬結果

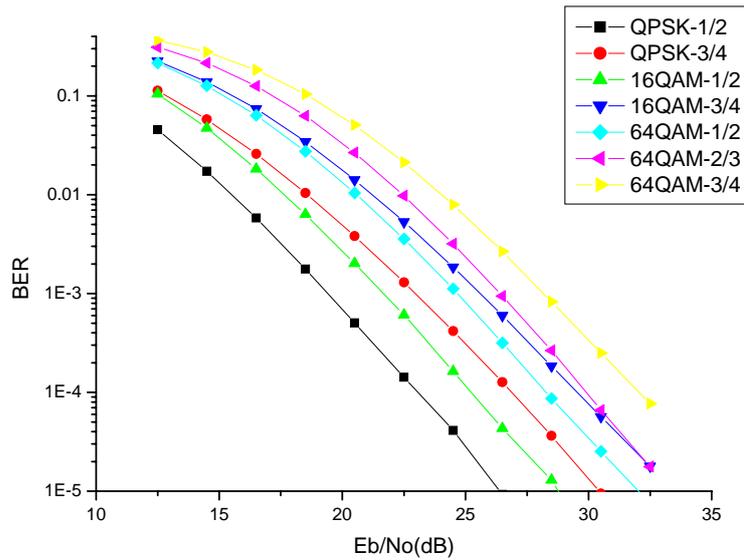


圖 34 通道估測、完美碼框邊界偵測、沒有載波頻率偏移及沒有取樣頻率偏移時，在各種不同調變及編碼率下的位元錯誤率模擬結果

接下來為通道估測時，在有載波頻率偏移及取樣頻率偏移的情況下，在各種不同調變及編碼率下的位元錯誤率模擬結果，由於訊號碼框是一個接一個傳送，所以只需在一開始的時後進行訊號同步，之後就只要微調就好，因此在這裏假設碼框邊界會完美抓到，並且載波頻率偏移由於可以估算很多次後加以平均，所以也假設可以估算在一定程度準確範圍內，因此在同步的部份只剩些許的殘餘載波頻率偏移，我們模擬殘餘載波頻率偏移為 30Hz 及 100Hz 時的位元錯誤率。

下圖 35 為通道估測、完美碼框邊界偵測、殘餘載波頻率偏移為 30Hz 及有取樣頻率偏移的情況下，在個種不同調變及編碼率下的位元錯誤率模擬結果

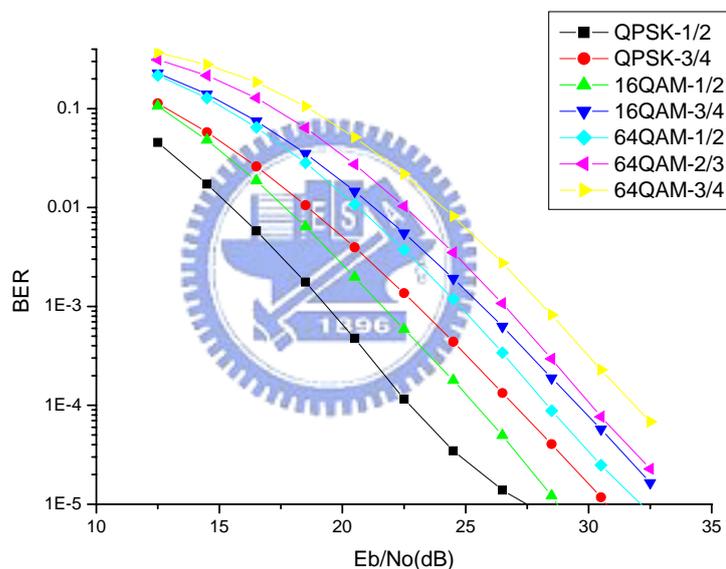


圖 35 通道估測、完美碼框邊界偵測、殘餘載波頻率偏移為 30Hz 及有取樣頻率偏移的情況下，在個種不同調變及編碼率下的位元錯誤率模擬結果

下圖 36 為通道估測時、完美碼框邊界偵測、殘餘載波頻率偏移為 100Hz 及有取樣頻率偏移的情況下，在個種不同調變及編碼率下的位元錯誤率模擬結果

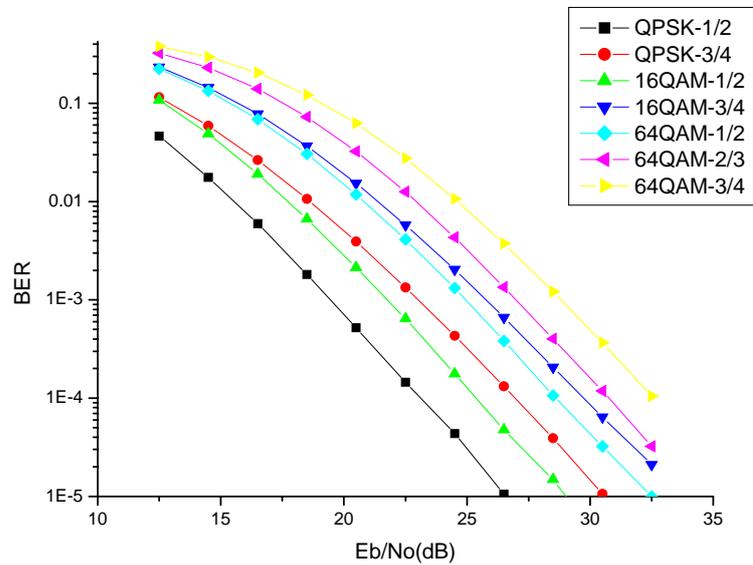


圖 36 通道估測、完美碼框邊界偵測、殘餘載波頻率偏移為 100Hz 及有取樣頻率偏移的情況下，在個種不同調變及編碼率下的位元錯誤率模擬結果

接下來將相同調變方式及編碼率，但不同模擬方式的結果放在一起，碼框邊界偵測皆為完美情況。

Simulation A：完美通道資訊、完美碼框邊界偵測、沒有載波頻率偏移及沒有取樣頻率偏移。

Simulation B：通道估測、完美碼框邊界偵測、沒有載波頻率偏移及沒有取樣頻率偏移。

Simulation C：通道估測、完美碼框邊界偵測、殘餘載波頻率偏移為 30Hz 移及有取樣頻率偏移。

Simulation D：通道估測、完美碼框邊界偵測、殘餘載波頻率偏移為 100Hz 移及有取樣頻率偏移。

在 QPSK-1/2 時，位元錯誤率模擬結果

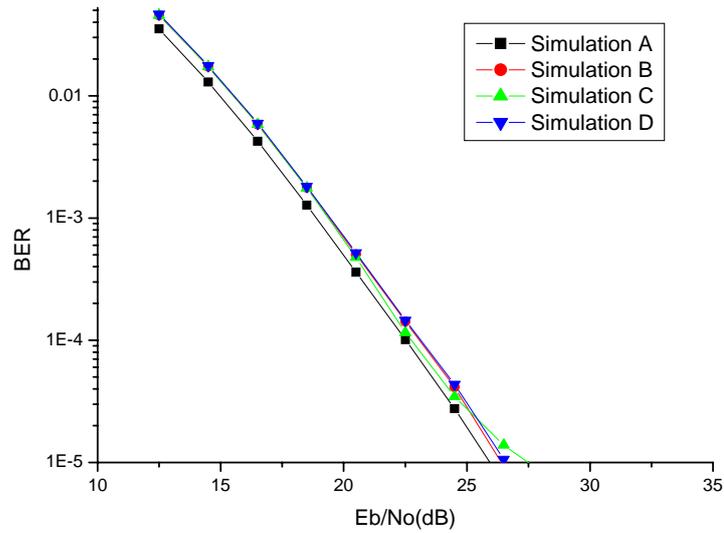


圖 37 QPSK-1/2 時，位元錯誤率模擬結果



在 QPSK-3/4 時，位元錯誤率模擬結果

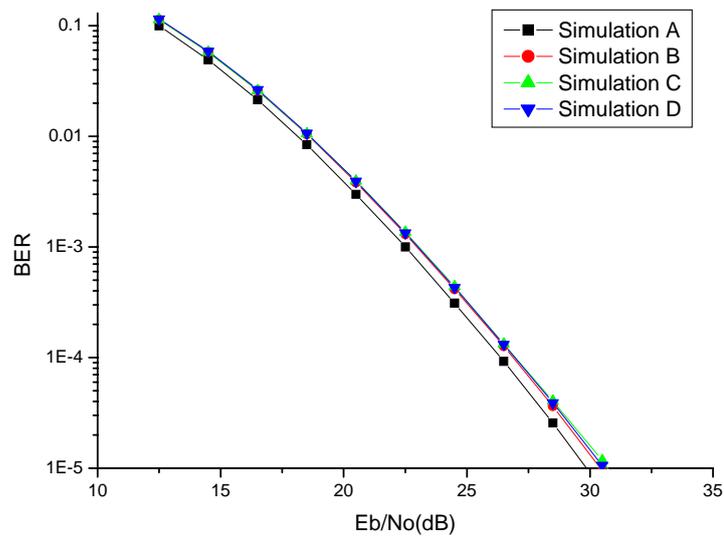


圖 38 QPSK-3/4 時，位元錯誤率模擬結果

在 16QAM-1/2 時，位元錯誤率模擬結果

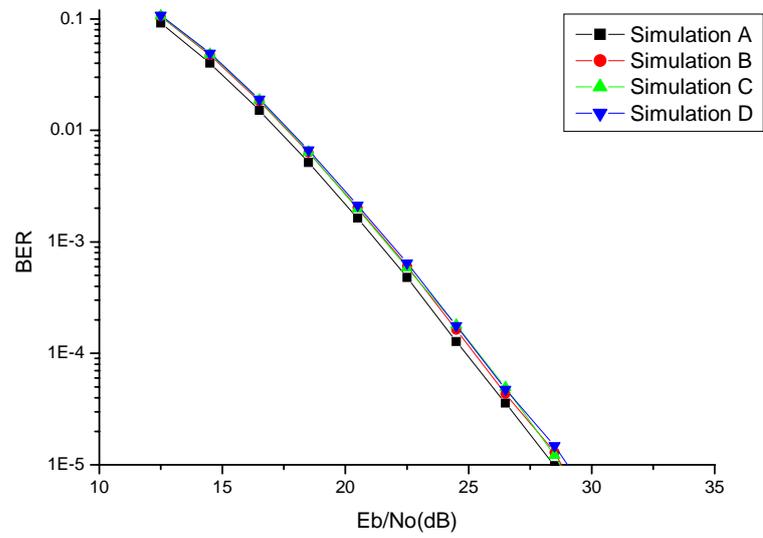


圖 39 16QAM-1/2 時，位元錯誤率模擬結果



在 16QAM-3/4 時，位元錯誤率模擬結果

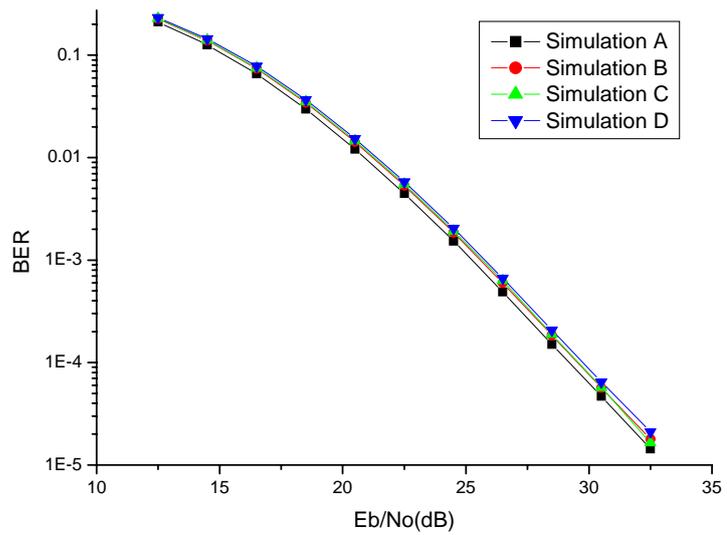


圖 40 16QAM-3/4 時，位元錯誤率模擬結果

在 64QAM-1/2 時，位元錯誤率模擬結果

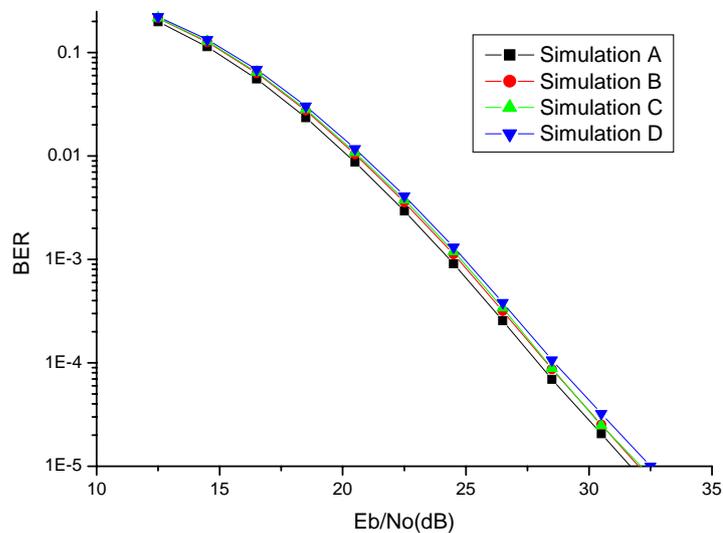


圖 41 64QAM-1/2 時，位元錯誤率模擬結果



在 64QAM-2/3 時，位元錯誤率模擬結果

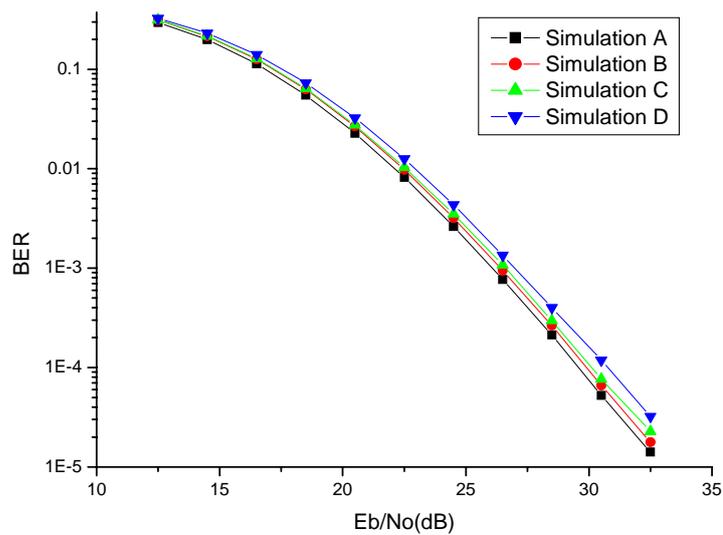


圖 42 64QAM-2/3 時，位元錯誤率模擬結果

在 64QAM-3/4 時，位元錯誤率模擬結果

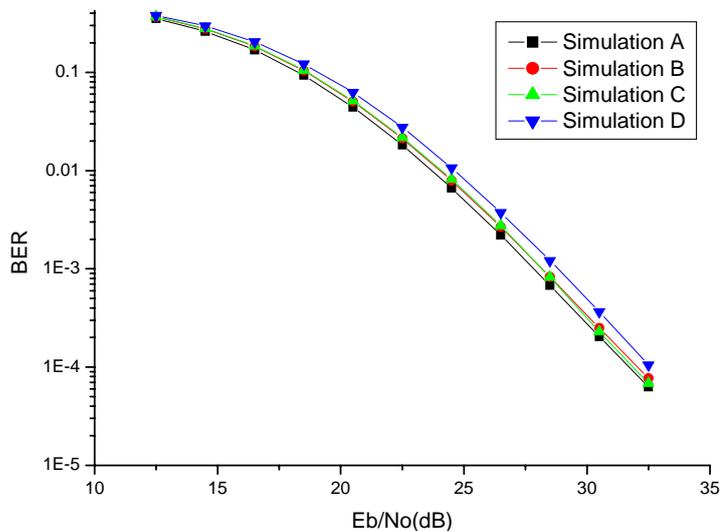


圖 43 64QAM-3/4 時，位元錯誤率模擬結果

由模擬結果可看出，在沒有殘餘載波頻率偏移及取樣頻率偏移時，通道估測與完美通道資訊所得到的位元錯誤結果相差約不到 0.5dB，可見由於前置訊號振幅提昇，使得在估算通道時，雜訊的影響相對來說就會比較小，因此在估算時會有不錯的結果。

在同樣都是通道估測時，在殘餘載波頻率偏移等於 30Hz 時與沒有殘餘載波頻率偏移的模擬結果幾乎一樣，而在殘餘載波頻率偏移等於 100Hz 時，與沒有殘餘載波頻率偏移的模擬結果會隨著調變方式及編碼率的不同而有些許差異，但差異都在 2dB 以內。

第六章 結論

在本論文中，針對IEEE 802.16-2004 OFDMA PUSC 下鏈標準進行接收機設計，我們先假設在接收端遭遇到的問題有多路徑傳輸通道、載波頻率偏移及取樣頻率偏移，在這些效應的影響下，以設計接收機使它能達到訊號同步並成功解調變所收到的訊號為目的，在論文中提出了利用下鏈前置訊號來達到下鏈前置訊號能量偵測、保護區間長度偵測、碼框邊界偵測、小數部份頻率偏移、下鏈前置訊號PN code偵測、整數部份頻率偏移以及部份的通道估測的方法，至於在通道估測中由頻率偏移估測不準所造成之殘餘載波以及取樣頻率偏移所產生之效應則由每個OFDM符元所傳送之pilot訊號來估算，由此可看出同步及部份的通道估測問題是靠下鏈前置訊號來解決，因此下鏈前置訊號對OFDMA系統來說是非常重要的，雖然佔用了一個符元，卻能使接收端的同部問題及部份的通道估測問題得以解決。

在通道估測方面，先利用前置訊號來估算參考的通道效應，之後再利用pilot訊號估出每增加一個符元時，在傳送pilot的子載波上，通道會隨之增加的相位，並利用權重最小平方誤差的方法來找出每個子載波上通道會增加的相位，再利用平均的方法來求得更準確的結果，由模擬結果可看出當同步做好時，在殘餘載波頻率偏移為100Hz時，即使有殘餘載波頻率偏移所產生的子載波間相互干擾問題，模擬的結果與完美通道資訊、沒有載波頻率偏移及沒有取樣頻率偏移的模擬結果差異會在2dB以內。

參考文獻

- [1] IEEE Std 802.16-2004, “Part16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems” Oct. 2004
- [2] IEEE Std 802.16-2004, “Corrigendum to IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks - Part16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems” Sept. 2005
- [3] R. Prasad, OFDM for Wireless Communications Systems, Artech House, 2004
- [4] A. Peled and A. Ruiz, “Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms,” IEEE Int. Conf. on Acoustics., Speech, Signal Processing, pp. 964-967, Denver, CO, 1980.
- [5] R. W. Chang, “Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission,” Bell System Tech. Journal, vol. 45, pp. 1775-1796, December 1966.
- [6] S. B. Weinstein and Paul M. Ebert, “Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform,” IEEE Trans. comm., vol. COM-19, pp 628-623 no. 5, Oct 1971.
- [7] J.A.C. Bingham, “Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come,” IEEE Comm. Mag., vol. 28, no. 5, pp. 5-14, May 1990.
- [8] ETSI, “Radio broadcasting systems: Digital Audio Broadcasting to mobile, portable and fixed receivers,” European Telecommunication Standard 300 401, 2nd ed., European Telecommunication Standard Institute, Valbonne, France, 1997.
- [9] Jan-Jaap van de Beek, Magnus Sandell, and Per Ola Borjesson, “ML estimation of Time and Frequency offset in OFDM systems,” IEEE Trans. Signal Processing, vol. 45, no 7, July 1997, pp. 1800-1805.
- [10] M. Morelli, A.N. D’Andrea, and U. Mengali, “Frequency Ambiguity Resolution in OFDM Systems,” IEEE Comm. Letters, vol. 4, no. 4, pp.134-136, April 2000.
- [11] Chang-Hsin Chen “IEEE 802.16a Transceiver Design and Its Performance Evaluation,” Master Thesis, Department of Communication Engineering of National Chiao Tung University, Taiwan, June 2004.
- [12] J. Kim, J. Park and D. Hong, “Performance Analysis of Channel Estimation in OFDM Systems,” IEEE Signal Processing Letters, vol. 12, no. 1, Jan 2005.
- [13] P.H. Moose, “A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction,” IEEE Trans. Comm., vol. COM-42, pp. 2908-2914, October 1994.
- [14] Erceg, V., et al., “Channel Models for fixed wireless access applications,”
- [http:// www.wirelessman.org/tg3/contrib/802163c-01_29r4.pdf](http://www.wirelessman.org/tg3/contrib/802163c-01_29r4.pdf)
- [15] S. M. KAY, Fundamentals of Statistical Signal Processing: Detection Theory,

NJ:Prentice Hall, 1991.

- [16] Liang-Wei Huang “Tight Performance Upper Bounds for Bit Interleaved Coded QAM Modulation with Gray Labeling” Master Thesis, Department of Communication Engineering of National Chiao Tung University, Taiwan, June 2004.
- [17] J. G. Proakis, Digital Communications, 4th ed., New York: McGraw-Hill, 2001.
- [18] A.V. Oppenheim and R.W. Schaffer, Discrete-Time Signal Processing, 2nd. NJ: Prentice-Hall, 1999.

