

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 上行及下行通道估測技術

之設計

**Design of Channel Estimation Techniques for**

**IEEE802.16e OFDMA Uplink and Downlink**

研究生：曾思衡

指導教授：陳紹基 博士

中華民國九十六年十一月

# IEEE 802.16e OFDMA 上行及下行通道估測技術之設計

## Design of Channel Estimation Techniques for IEEE802.16e OFDMA Uplink and Downlink

研究生：曾思衡

Student：Szu-Heng Tseng

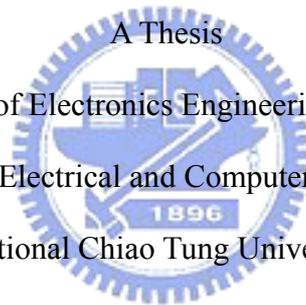
指導教授：陳紹基 博士

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

in

Electronics Engineering

July 2007

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十六年十一月

# IEEE802.16e OFDMA 上行及下行通道估測技術之設計

學生：曾思衡

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

802.16e 的通道估測最主要的挑戰就是，如何用有限的前導訊號來估測出時變通道。在本篇論文中，所提出的通道估測方法基於適當的數學模型假設。此數學模型可以有效減少所需估計的未知數並且解決前導訊號不足的問題。因此，提出的方法可以估測出時變的通道，更被設計為準確且可以實作的。

# **Design of Channel Estimation Techniques for IEEE802.16e OFDMA Uplink and Downlink**

Student: Szu-Heng Tseng

Advisor: Sau-Gee Chen

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

## **Abstract**

The main challenge of channel estimation in an IEEE 802.16e system is how to estimate time-variant channel by using limited pilot tones. In this thesis, the proposed channel estimation method is based on appropriate mathematical models. We can overcome the lack of pilot tones and reduce unknown parameters by using these mathematical models. Therefore, the channel estimation in time-variant channel is feasible, and it is designed to be accurate and practical.

## 誌 謝

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，使我能順利的完成本篇論文，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宅宅們：宜融老大、臭屁徽和飛群叔叔，謝謝你們陪我一起宅，帶給我許多愉快的回憶與歡笑；感謝致良和我一起合作討論，讓我學習到不少；感謝健全學長在計畫和生活上面的指導，使我獲益良多；外特別感謝已經畢業的金融學長犧牲了寶貴休假的時間解答我的問題並且給我建議和鼓勵。

最後感謝我的父母與家人，從小以來對我的呵護與栽培，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

---

中文摘要	i
Abstract	ii
誌謝	iii
目錄	iv
表目錄	vii
圖目錄	viii
<b>第一章 緒論</b>	<b>1</b>
1.1 研究背景及動機	1
1.2 論文架構	4
<b>第二章 正交分頻多工系統的基本原理</b>	<b>5</b>
2.1 正交分頻多工(OFDM)系統模型	6
2.1.1 循環字首(CP)之觀念介紹	6
2.1.2 離散時間 OFDM 模型	7
2.2 無線通訊環境中的通道特性	9
2.3 次載波間干擾(ICI)的分析	10
<b>第三章 IEEE 802.16e OFDMA 規格簡介</b>	<b>14</b>
3.1 802.16e OFDMA 中的符元架構	15
3.1.1 OFDMA 基本術語	15
3.1.2 頻域上的描述	16
3.1.3 主要參數的定義	16
3.1.4 推導出的參數	16
3.1.5 訊框架構	17
3.2 802.16e OFDMA 下行(downlink)的傳送規格	18
3.2.1 資料配置規則	18

3.2.2	前導訊號的架構和調變	19
3.2.3	子載波的配置	20
3.2.4	嚮導訊號的調變	23
3.2.5	資料的調變	23
3.3	802.16e OFDMA 上行(uplink) 的傳送規格	24
3.3.1	資料配置規則	24
3.3.2	子載波的配置	25
3.3.3	嚮導訊號的調變	26
3.3.4	資料的調變	27
<b>第四章</b>	<b>IEEE 802.16e OFDMA 的通道估測</b>	<b>28</b>
4.1	非時變通道估測	29
4.1.1	頻域上的通道估測	30
4.1.1.1	最小平方通道估測法	30
4.1.1.2	DFT-based 內插法	31
4.1.2	時域上的通道估測	33
4.1.2.1	時域之基本通道估測法	34
4.1.2.2	時域之最小平方估測子	35
4.1.3	二維通道估測	38
4.1.3.1	降低雜訊	38
4.1.3.2	通道追蹤	39
4.1.3.3	滑動式窗口之線性與二次方程式通道估測	41
4.2	時變通道估測	42
4.2.1	在一個 OFDM 符元中的時變通道估測法	44
4.2.1.1	Stamoulis 的通道估測法	45
4.2.1.2	Yeh 對於 Stamoulis 通道估測法的改進	49

4.2.1.3 Mostofi 利用 CP 的通道估測	49
4.2.2 利用鄰近 OFDM 符元的時變通道估測法	50
4.2.2.1 Yeh 的通道估測法	50
4.2.2.2 Mostofi 利用相鄰符元之通道估測	53
<b>Chapter 5 提出的通道估測方法</b>	<b>56</b>
5.1 提出的非時變通道估測方法	56
5.1.1 滑動式窗口之線性與二次 B-spline	56
5.1.2 非時變通道估測的計算量分析	59
5.2 提出的時變通道估測方法	60
5.2.1 對於 Yeh 的通道估測法之改進	60
5.2.2 對於 Mostofi 的通道估測法之改進	63
5.2.3 提出之時變通道估測流程	64
5.2.4 理論上的效能分析	66
5.3 提出之 IEEE 802.16e OFDMA 通道估測方法	68
5.3.1 802.16e 下行通道估測設計	69
5.3.2 802.16e 上行通道估測設計	71
<b>Chapter 6 模擬結果</b>	<b>74</b>
6.1 提出的非時變通道估測法之模擬結果	77
6.2 提出的時變通道估測法之模擬結果	80
6.3 提出的 802.16e 下行通道估測之模擬結果	86
6.4 提出的 802.16e 上行通道估測之模擬結果	88
<b>Chapter 7 結論</b>	<b>90</b>
<b>參考文獻</b>	<b>92</b>
<b>簡歷</b>	<b>96</b>

# 表目錄

---

表 3-1	OFDMA 下行之 PUSC 模式下的子載波放置	22
表 3-2	OFDMA 下行之子通道群的編制方式	22
表 3-3	OFDMA 上行之子載波放置範例	26
表 5-1	非時變通道估測之計算量比較	60
表 6-1	SUI-1 通道	75
表 6-2	SUI-2 通道	75
表 6-3	SUI-3 通道	75
表 6-4	ITU-R 運動測試環境通道 A	76
表 6-5	ITU-R 運動測試環境通道 B	76
表 6-6	OFDM 系統模擬參數	77



# 圖目錄

---

圖 2-1	OFDM 符元中的循環字首	6
圖 2-2	離散時間 OFDM 模型	7
圖 2-3	不同 $f_{nd}$ 下的正規大小響應	12
圖 2-4	OFDM 系統在時變通道的 SIR 相對於 $f_{nd}$ 之變化	13
圖 3-1	OFDMA 的 data region 範例	15
圖 3-2	OFDMA 頻域上子載波的分配	16
圖 3-3	OFDM 在 TDD 模式下單一 segment 的訊框架構	17
圖 3-4	OFDMA 下行 PUSC 的資料配置範例	19
圖 3-5	OFDMA 下行的 cluster 之組態	20
圖 3-6	OFMA 系統用來調變嚮導訊號的 PRBS 產生器	23
圖 3-7	QPSK、16QAM 和 64QAM 星座圖	24
圖 3-8	OFDMA 上行之資料配置規則範例	25
圖 3-9	OFDMA 上行之 tile 示意圖	26
圖 4-1	非時變通道估測法之分類	30
圖 4-2	時間平均的嚮導訊號之示意圖	40
圖 4-3	sliding-window LAQ 的流程	42
圖 4-4	OFDM 通道估測分類圖	43
圖 4-5	$f_{nd} = 0.1$ 時某子載波的 ICI 對距離為 $\Delta$ 的鄰近子載波之影響	47
圖 4-6	等距的嚮導訊號群	49
圖 4-7	Yeh 的通道估測法	52
圖 4-8	Mostofi 的通道估測法	54
圖 5-1	LAB 通道估測	58
圖 5-2	Quadratic B-spline 內插的脈衝響應	58
圖 5-3	滑動式窗口之線性與二次 B-spline 內插	59

圖 5-4	提出之方法一(proposed method 1)	62
圖 5-5	提出之方法二(proposed method 2)	63
圖 5-6	利用相鄰符元之通道估測的效能分析	67
圖 5-7	802.16e 上行的時間平均嚮導訊號產生之方法	69
圖 5-8	802.16e 下行通道估測流程圖	70
圖 5-9	802.16e 上行通道估測流程圖	73
圖 6-1	非時變通道估測之效能比較。 (a)max delay $16T_s$ . (b)max delay $32T_s$ . (c)max delay $64T_s$	78
圖 6-2	提出的方法在 $f_{nd} = 0.05$ 之效能。(a)MSE.(b)BER.	80
圖 6-3	提出的方法在 $f_{nd} = 0.1$ 之效能。(a)MSE.(b)BER.	81
圖 6-4	提出的方法在 $f_{nd} = 0.05$ 時,消除鄰近不同數量之子載波所造成的 ICI 之效能比較。(a)MSE.(b)BER.	83
圖 6-5	提出的方法在 $f_{nd} = 0.1$ 時,消除鄰近不同數量之子載波所造成的 ICI 之效能比較。(a)MSE.(b)BER.	84
圖 6-6	提出的 802.16e 下行通道估測法在不同車速下之比較。(a)MSE.(b)BER.	86
圖 6-7	提出的 802.16e 上行通道估測法在不同車速下之比較。(a)MSE.(b)BER.	88

# 第一章

## 緒論

隨著無線通訊技術的進步，人們對於多媒體服務的需求也相對增加，使得正交分頻多工（OFDM）技術靠著其高速率傳輸的能力以及對抗多重路徑效應的能力成為無線通訊中重要的技術之一。目前制定的 WiMAX 便是以 OFDM 技術為調變技術，採用 IEEE802.16、802.16a...802.16d 和 802.16e 標準作為基礎。

802.16e 和之前的標準之不同處在於其提供了高速移動的服務持續性，期望在時速 120km/hr 的車速下仍然能夠使用，另外規格中還提供了省電性；而其利用的 OFDMA (orthogonal frequency division multiple access) 架構規格可以在同一個時間內分頻支援多用戶來使用，是目前熱門的無線通訊規格之一。

### 1.1 研究背景及動機

正交分頻多工（OFDM）系統在非時變的情況下，只要循環字首(cyclic prefix, CP)的長度大於最大通道延遲的長度，就可以把每個子通道(subchannel)的頻率響應視為平坦響應(flat fading)。在這種狀況之下，對於通道估測

(channel estimation, CE)而言，可以利用穿插在資料中的嚮導訊號(pilots)來內插出整個通道頻率響應；之後的資料偵測(data detection)可以使用 one-tap 等化器(equalizer)來消除通道的效應，使得整個系統的硬體架構變的簡單且容易實現，如 IEEE 802.11n。

然而在 IEEE802.16e 的規格中支援了高速移動的行動傳輸。無可避免的，此系統將遭受到在一個符元內的時變通道效應，而時變的通道將會破壞 OFDM 系統子載波(subcarriers)之間的正交性而造成載波間的相互干擾(intercarrier interference)，簡稱為 ICI。在此狀況之下對於通道估測而言，在時域上因為是要估測時變的通道，所以未知數變多了；頻域上來看，時變通道所造成的 ICI 在頻域上面表現出來，所以除了估測出每個子載波上的頻率響應之外，還必須估測出對於其他子載波造成的 ICI 影響，則未知數更加龐大。

對於緊接而來的訊號偵測來說，ICI 消除是必需的，相對的也會增加硬體的複雜度。在頻域上做 zero-forcing 為最直觀的訊號偵測以及 ICI 消除方法，但是會有雜訊增強(noise enhancement)和複雜度過高的問題；Yeh et al. [1]提出遞迴式的決策回授(decision feedback)ICI 消除法，避免雜訊增強的問題且複雜度也較低；Choi et al. [2]提出類似 V-BLAST 的訊號偵測方式，反而利用了通道時變特性來獲得訊雜比(SNR)的增益，為目前最好的訊號偵測方法，但是複雜度是 zero-forcing 的好幾倍；Jeon et al. [3]將通道矩陣切成許多小區塊，只消除主要的 ICI 項，如此將原本 zero-forcing 的複雜度降低很多；而 Tsai et al. [4] 結合了 Choi 和 Jeon 的方法，獲得了高 SNR 和低複雜度，同時也指出通道估測錯誤對於訊號偵測錯誤率(BER)的影響，並且說明必須要有準確的通道估測才能真正利用通道時變特性去獲得高 SNR 的增益來降低錯誤率 (BER)。其中，準確的通道估測代表通道的時變方式或者 ICI 的估測是必需的。

如前面所述，時變的通道因為未知數增加造成了通道估測的難度，如何在有限的嚮導訊號(pilot tones)下完成準確的通道估測將會在支援行動傳輸的無線通訊系統中扮演舉足輕重的腳色。在時變的通道估測方面，Yeh et al. [1]使用

無線通道在兩個符元內為線性變化之假設，利用每個通道路徑在時間上的平均值來做兩個符元(symbol)之間的通道路徑追蹤，並且利用估測出的通道在頻域上進行決策回授 ICI 消除；Y. Mostofi et al. [25]則使用類似的方法，但是多考慮了下一個符元的影響，此兩種方法都是設計在時域通道上的估測。基本上，在時域上通道估測主要的優點在於未知數比起在頻域上的通道估測少。但是必須多加入通道路徑選擇機制，而能量比較低的通道路徑可能由於雜訊的影響解析不出來，所以往往需要已知通道路徑延遲(channel path delay)，才會在高雜訊和高 ICI 下有較好的效能。再者，如 802.16e 規格中，因為有相當長的保護區間(guard band)以及使用 OFDMA 的分頻技術，所以接收端只能估測出一小段連續的通道頻率響應，以這些資訊想要求出時域上的通道路徑是困難的。

在頻域上的通道估測沒有上述的缺點，所以適合採用作為 802.16e 的通道估測方法，但是估測的未知數也相對的變多了。此外，對 802.16e 而言，每個符元上的嚮導訊號又太過稀少，因此要利用稀少的嚮導訊號估測出多個未知數（包含 ICI 項）成為 802.16e 通道估測的挑戰。Lin [6]針對 802.16e 下行 (downlink) 的規格，利用現有符元 (current symbol) 的前一個和後一個符元的嚮導訊號平均值作為現有符元的嚮導訊號，使得一個符元之中的嚮導訊號提升為兩倍，進而提高通道估測準確度；Zheng et al. [7] 使用 kalman filter 來更新現有符元的通道頻率響應。基本上，802.16e 現有的頻域之通道估測法大多類似，即參考其它符元的頻率響應來調整現有符元的頻率響應，但這只能處理在一個符元內為非時變的通道估測。對於時變的通道估測，Zhou et al. [24]設計出針對 802.16e 下行規格之通道估測方法，但是由於只在通道頻域上使用一階泰勒展開式，所以無法支援高車速下的傳輸。

基本上無論是頻域上或者時域上的時變通道估測法，大多建立在假設通道變化為線性的條件下，因為如此可以降低未知數的數量使得方程式有解，所以主要的關鍵在於準確度和複雜度之間的取捨(trade off)。本篇論文的動機在於發展對於 802.16e 時變通道的通道估測演算法，並且設計為錯誤率低且可實作的方

法。

## 1.2 論文架構

本篇論文的架構如下，第二章描述 OFDM 系統的基本原理以及多重路徑雷立衰弱 (multipath Rayleigh fading) 無線通道特性，之後討論 OFDM 系統在時變通道下的次載波間干擾 (ICI) 的效應。第三章簡介 IEEE 802.16e OFDMA 的規格，主要介紹和通道估測有關的符元中的基本架構，以及上行 (UL) 和下行 (DL) 的傳送規格。

第四章介紹通道估測的基本原理，並沒有特別指定要哪一種規格下的無線通訊系統，大致區分為非時變通道估測和時變通道估測。第四章的目的主要是介紹現有的通道估測方法，以及其演進的關係，並且加以統整分類。第五章針對 802.16e OFDMA 上行和下行的規格需要設計出適當的通道估測方法。第六章為吾人提出的通道估測方法之效能比較。第七章是結論以及未來的發展方向。

## 第二章

# 正交分頻多工的基本原理



OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 即正交分頻多工技術，是一種無線環境下的高速傳輸技術。無線通道的頻率響應因為有多重路徑干擾 (multipath effect)，大多是非平坦的。而 OFDM 技術的主要思想就是在頻域內將通道分成許多正交子通道，在每個子通道 (subchannel) 上使用 1 個子載波 (subcarrier) 進行調變，並且各個子載波並行傳輸。這樣，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)，但是每個子通道是相對平坦的 (flat fading)。在 OFDM 系統中各個子通道的載波相互正交，於是它們的頻譜被設計成互相重疊的，因此不但減少了載波間的相互干擾，同時又提高了頻譜效率 (spectral efficiency)。

## 2.1 正交分頻多工系統模型

### 2.1.1 循環字首(CP)之觀念介紹

CP (cyclic prefix) 是一個符元中最尾端的一段資料的複製，並且加在該符元的最前端，如圖 2-1 所示。其主要的功能為對抗符元間干擾 (intersymbol interference, ISI) 以及次載波間干擾 (intercarrier interference, ICI)。

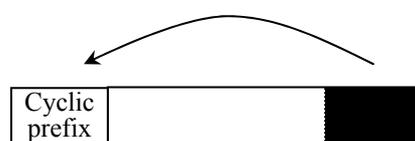


圖 2-1 OFDM 符元中的 CP

當訊號在無線環境中傳輸時，因為通道的多重路徑 (multipath) 影響，使得接收到的訊號是原本訊號乘上通道增益之後，在時域上的位移疊加，在通道為非時變的狀況下，此現象稱為訊號和通道的折積 (convolution)。此時如果符元和符元之間沒有足夠的空間存在，則接收到的訊號也將含有上一個符元的資訊，稱為符元間干擾 (ISI)。解決此問題最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，產生次載波間干擾 (ICI，在此指因為 GI 而造成的 ICI，而非由 Doppler 效應所造成的 ICI)。ISI 和 ICI 兩個問題都可以藉由引入 CP 來解決，CP 的長度和 GI 一樣，也必須要大於最大通道路徑延遲，才可以抵抗多重路徑的問題。

加入 CP 雖然有優點，但是也使得系統要付出傳送功率以及頻寬的代價，若選擇較短的 CP 長度，則多重路徑的效應可能會造成影響；選擇較長的 CP，又會

造成傳送功率和頻寬不必要的浪費，此即為在設計 OFDM 系統的一項取捨 (trade-off)。在 802.16e 規格中就定義了多種 CP 長度，分別為整個符元長度的  $\frac{1}{32}$ 、 $\frac{1}{16}$ 、 $\frac{1}{8}$  和  $\frac{1}{4}$ 。此外，將在下節的離散時間 OFDM 模型中，以另一個角度來解釋 CP 的好處。

## 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 2-2 所示。

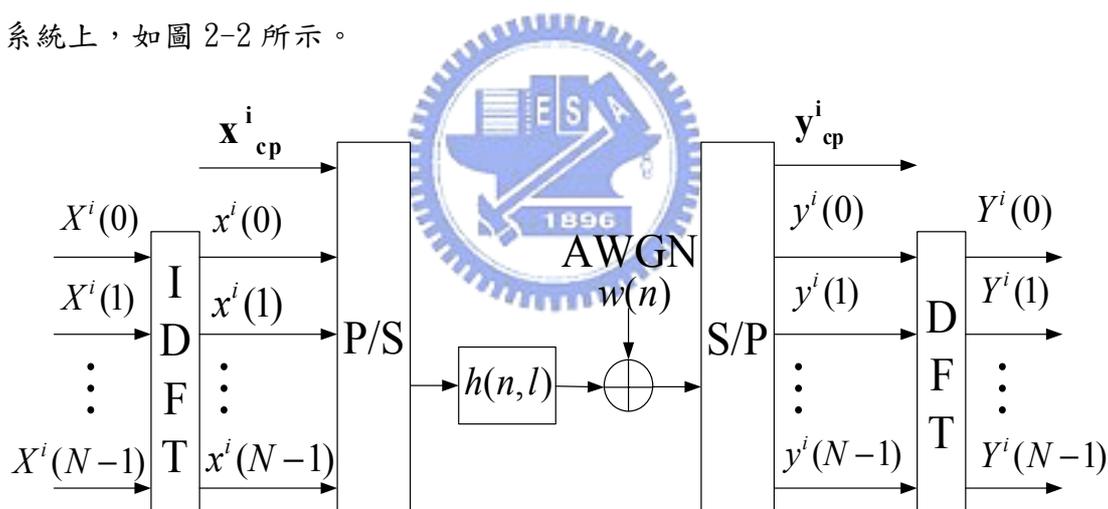


圖 2-2 離散時間 OFDM 模型

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

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

其中  $X(k)$  表示被第  $k$  個子載波 (subcarrier) 調變的訊號，且  $0 \leq n \leq N-1$ 。之後經過並行至串行轉換器 (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。本篇論文假設通道路徑延遲均恰好落在取樣點上，才可表成 (2-2)，對於未能落在取樣點上的通道延遲的情況可參考 [14]，此不在本論文的討論範圍中； $(\square)_N$  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，便可經由串行至並行轉換器 (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，如 (2-4) 所示。由離散訊號處理的觀念得知 [21]，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

$$Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n)e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} = H(k)X(k) + W(k) \quad (2-5)$$

其中

$$H(k) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} = \sum_{n=0}^{L-1} h(n)e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (2-6)$$

為通道的頻率響應

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

為雜訊的頻率響應。明顯地，可以從(2-5)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。關於通道為時變的情況，將在 2.3 節的 ICI 分析中描述。

## 2.2 無線通訊環境中的通道特性

各類訊號從發送端送出之後，在到達接收端之前所經過的所有路徑，我們統稱為通道。在無線散射的環境下，通道行為可用多重路徑延遲模型 (multipath delay profile) 來表示，通道響應是時間( $t$ )和多重路徑延遲( $\tau$ )的函數，表示如下

$$h(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (2-8)$$

其中  $\alpha_l(t)$  為一個複數且時變的路徑增益 (path gain)， $\tau_l$  為這些路徑相對應的延遲時間 (path delay)，共有  $L$  條路徑。參考 [11] 和 [12] 中的  $\alpha_l(t)$  定義如下

$$\alpha_l(t) = \sum_{n=1}^M C_{n,l} e^{j(2\pi f_d t \cos \gamma_{n,l} + \phi_{n,l})} \quad (2-9)$$

其中  $M$  表示不可解析的路徑 (unresolvable path) 數目，由這些路徑來組成一個可解析的 (resolvable) 通道路徑  $l$ ； $C_{n,l}$  為隨機路徑增益 (random path gain)； $\gamma_{n,l}$  為接收端和入射波的夾角 (angle of the incoming wave)； $\phi_{n,l}$  為初始相位 (initial phase)； $f_d$  代表最大 Doppler 頻率 (maximum Doppler frequency)，定義如下

$$f_d \square \frac{f_c v}{C} \quad (2-10)$$

其中  $f_c$  為中心頻率 (radio center frequency)； $v$  為行動速度 (mobile speed)； $C$  表示光速 (speed of light)。

(2-10)定義為最大 Doppler 頻率的意義為，當移動端與入射波夾角  $\gamma_{n,l}$  為  $0^\circ$  或  $180^\circ$  時，因為此時兩端的相對速度最大，所以將產生最大的 Doppler 效應。另外從(2-9)和(2-10)也可以發現，若存在行動速度(mobile speed,  $v$ )，則  $f_d \neq 0$ ，此時通道為時變。而時變的大小與載波頻率(carrier frequencies,  $f_c$ )、行動速度( $v$ )和 OFDM 符元週期(symbol duration)的大小成正比。

對於(2-9)隨機程序的模擬，已有許多機率估計模型 (simulation models) 被提出以符合 Jake's model [12]的機率特性，此非本論文的研究重點。在第五章的模擬中，通道模擬方法參考自 [13]，為一個在高階統計特性上仍然符合 Jake's model 的模型，並且只要給予路徑延遲能量 (power delay profile)和延遲時間 (path delay)，就可以輕易擴充至多重路徑模型，如(2-8)。



## 2.3 次載波間干擾 (ICI) 分析

OFDM 系統中，當時變的通道破壞了載波間的正交性，使得在頻域上的子載波 (subcarrier) 受到其他子載波的干擾之現象，稱為 Doppler 效應引起之次載波間干擾(Doppler-induced intercarrier interference)，簡稱 ICI。分析如下，將(2-1)和(2-2)帶入(2-3)中，可得

$$Y(k) = \mathbf{G}(k, k)X(k) + \underbrace{\sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} \mathbf{G}(k, m)X(m)}_{ICI} + W(k) \quad (2-11)$$

其中，

$$\mathbf{G}(k, m) \square \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h(r, l) e^{\frac{j2\pi r(m-k)}{N}} e^{-\frac{j2\pi lm}{N}} \quad (2-12)$$

比較(2-5)和(2-11)可發現，當通道為時變的情況下  $Y(k)$  將受到 ICI 項

$\sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} \mathbf{G}(k, m)X(m)$  的干擾。而非干擾的部分如下所示

$$\mathbf{G}(k, k) \square \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h(r, l) e^{-\frac{j2\pi lm}{N}} = \sum_{l=0}^{L-1} \left( \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{N-1} h(r, l) \right) e^{-\frac{j2\pi lm}{N}} \quad (2-13)$$

為第  $k$  個子載波上的通道響應。此時定義通道路徑  $l$  在一個符元內的時間平均值如下

$$h_{ave}(l) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h(n, l) \quad (2-14)$$

則(2-13)可改寫為

$$\mathbf{G}(k, k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{ave}(l) e^{-j2\pi lk/N} \quad (2-15)$$

此外，為了方便分析可以將(2-11)改寫成矩陣形式

$$\mathbf{Y} = \frac{1}{N} \mathbf{Q} \mathbf{H} \mathbf{Q}^H \mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (2-16)$$

其中  $\mathbf{Y} \square [Y(0), \dots, Y(N-1)]^T$ 、 $\mathbf{X} \square [X(0), \dots, X(N-1)]^T$ 、 $\mathbf{W} \square [W(0), \dots, W(N-1)]^T$ ，

$\mathbf{H}(n, m) \square h(n, (n-m)_N)$  為 circular toeplitz matrix。  $\mathbf{Q}(n, m) \square e^{-j2\pi mn/N}$  代表

DFT 矩陣。定義  $\mathbf{G} \square \frac{1}{N} \mathbf{Q} \mathbf{H} \mathbf{Q}^H$ ，則(2-16)可簡化為

$$\mathbf{Y} = \mathbf{G} \mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (2-17)$$

我們可發現，在通道為非時變 (time-invariant) 的狀況下，矩陣  $\mathbf{H}$  可被矩陣  $\mathbf{Q}$  對角化，此時 OFDM 系統抵抗了多重路徑干擾，如(2-5)；但是在通道為時變 (time-variant) 的狀況下，矩陣  $\mathbf{G}$  將存在非對角線項，此時對於接收訊號產生 ICI。由 2.2 節可知，決定通道是否為時變的參數在於通訊的兩端是否有相對速度產生，(2-10)中隱含著相對速度越大則通道變化越快，理論上也將產生更嚴重的 ICI，並且當觀測時間  $t$  越長則通道總變化量越大。為了方便比較，定義正規化 Doppler 頻率 (normalized Doppler frequency)  $f_{nd}$  如下

$$f_{nd} \square f_d T_{ob} \quad (2-18)$$

其中  $T_{ob}$  為觀察時間 (observation duration)，本篇論文中將觀察時間定為一個 OFDM 符元的時間，如(2-19)，其中  $T_s$  定義為一個 OFDM 符元的時間 (OFDM symbol time)。  $f_{nd}$  越大時，OFDM 系統將承受更大的 ICI。

$$f_{nd} \square f_d T_s \quad (2-19)$$

要了解一個子載波中的訊號產生的 ICI 影響其他子載波之程度，定義

$\mathbf{G} \square [\mathbf{g}_0, \mathbf{g}_1, \dots, \mathbf{g}_{N-1}]_{N \times N}$ ，其中  $\mathbf{g}_i$  為  $\mathbf{G}$  矩陣中第  $i+1$  個行向量 (column)，

$i = 0, 1, \dots, N-1$ ，則(2-18)可改寫如下

$$\mathbf{Y} = \mathbf{g}_0 X(0) + \mathbf{g}_1 X(1) + \dots + \mathbf{g}_{N-1} X(N-1) + \mathbf{W} \quad (2-20)$$

(2-20)表示資料  $X(i)$  藉由  $\mathbf{g}_i$  將其能量散到其他的子載波，而影響其所傳送的資料，而  $\mathbf{g}_i$  的大小分佈和  $f_{nd}$  的關係如圖 2-3 所示。橫軸代表  $i-j$ ，其中  $j$  為  $\mathbf{g}_i$  裡面的 row index， $j = 0, 1, \dots, N-1$ 。

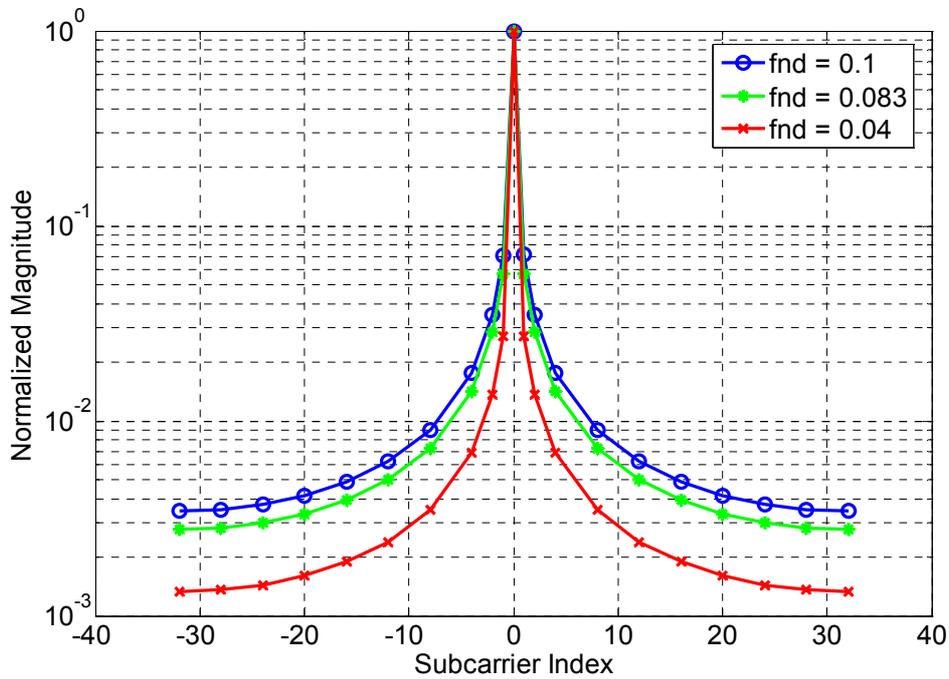


圖 2-3 不同  $f_{nd}$  下的正規大小響應 [3]

另外從(2-12)可以定義 SIR (signal to interference ratio)如下

$$SIR \square \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|\mathbf{G}(k, k)X(k)|^2}{\left| \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} \mathbf{G}(k, m)X(m) \right|^2} \quad (2-21)$$

，意即訊號和干擾的比值，SIR 與  $f_{nd}$  之關係圖如 2-4 所示。

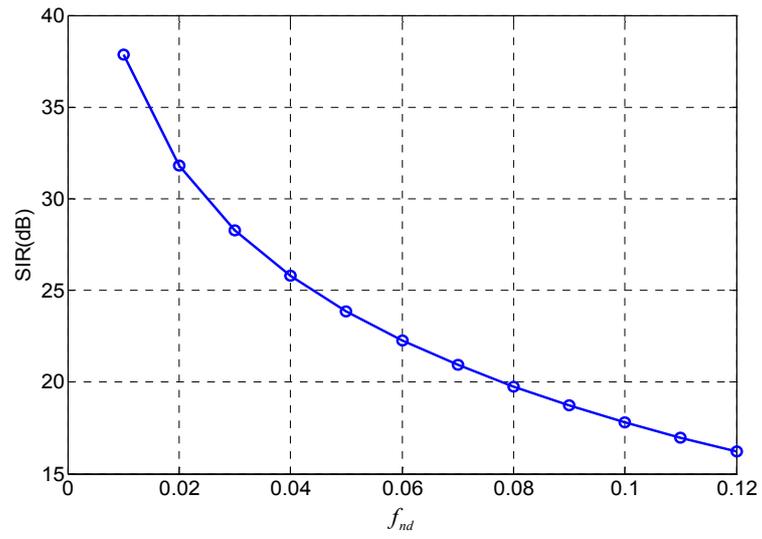


圖 2-4 OFDM 系統在時變通道的 SIR 相對於  $f_{nd}$  之變化[4]



## 第三章

# IEEE 802.16e OFDMA 規格簡介

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。中心頻率在 2GHz~6GHz 之間，每個通道佔用 1.5MHz~20MHz 之頻寬，傳輸距離在 1~2km 左右。

本章介紹 802.16e OFDMA 架構之定義，並且選擇與通道估測技術相關的規格來說明，詳細的資料可參考 [8] 和 [9]。

## 3.1 802.16e OFDMA 中的符元架構

### 3.1.1 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。

- 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 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。
- 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 3-1 所示。

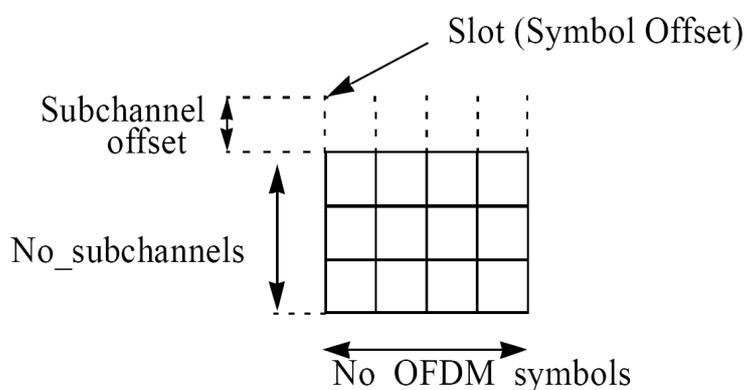


圖 3-1 OFDMA 的 data region 範例 [8]

- 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。

### 3.1.2 頻域上的描述 (Frequency Domain Description)

OFDMA 的一個符元是由頻域上的子載波 (subcarriers) 所組成，載波可大概分為三類，如圖 3-2 所示，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)。

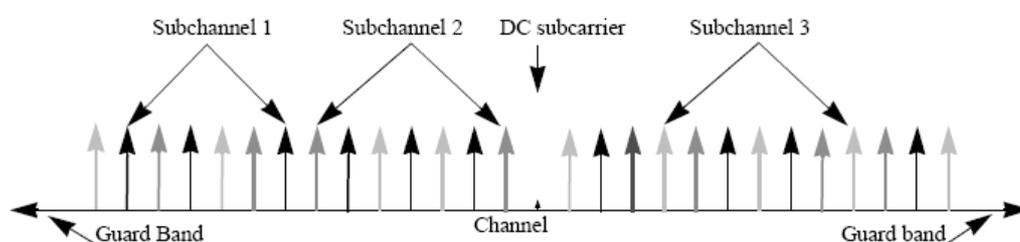


圖 3-2 OFDMA 頻域上子載波的分配 [8]

### 3.1.3 主要參數(Primitive Parameters)的定義

定義系統基本參數如下：

- $BW$ ：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)，其大小由頻寬( $BW$ )來決定，詳細情況可參考 [9]。
- $G$ ：為 CP time 和 useful time 之比值，可支援  $1/32, 1/16, 1/8$  和  $1/4$  的大小。

### 3.1.4 推導出的參數 (Derived Parameters)

由 3.1.4 節的定義，可推導出以下的系統參數：

- $N_{FFT}$ ：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:  $T_b / N_{FFT}$

### 3.1.5 訊框架構 (Frame Structure)

802.16e OFDMA 每個 frame 為多用戶正交分頻多工系統符元架構 (OFDMA symbol structure)，如圖 3-3 所示。

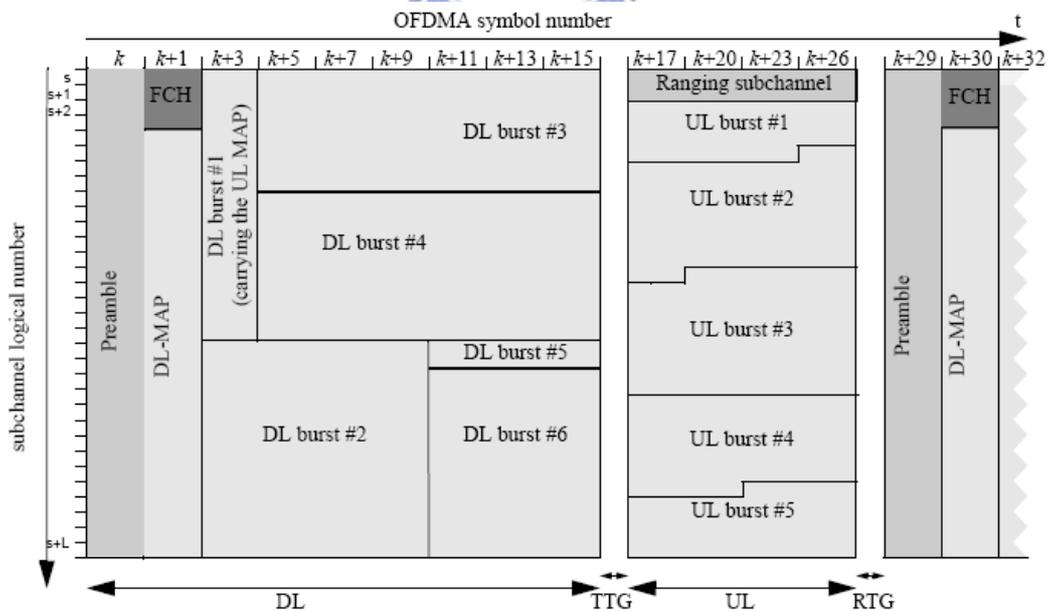


圖 3-3 OFDMA 在 TDD 模式下單一 segment 的訊框架構 [9]

802.16e 中 DL 和 UL 之間的傳送模式可分為 TDD 和 FDD 兩種。TDD 表示 DL 與 UL 是在時域上做為區隔的，如圖 3-3 所示，一個 frame 的前半段時間為 DL 傳收的區間，之後的 TTG 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 為讓基地台 (BS) 從接收模式轉到傳送模式的時間；而 FDD 模式表示 DL 與 UL 是在頻率上做區隔。

802.16e 在縱軸的頻譜上區分為三個 segment，即在蜂巢架構上區分為三個部分，避免此三個頻段互相干擾，圖 3-3 就是單一個 segment 的訊框架構，並且為 TDD 模式。其中 Preamble 包含一些已知資訊可做為同步所用，而 FCH、DL-MAP 和 UL-MAP 則定義個用戶資料區的開頭和區段等等資訊。DL burst 和 UL burst 分別為上行和下行的用戶資料區，此兩個區塊分別由一個或一個以上的 cluster 和 tile 建構而成。其中，Cluster 和 tile 的組態分別在 3.2 節和 3.3 節中定義。



## 3.2 802.16e OFDMA 下行 (downlink) 的傳送規格

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。

### 3.2.1 資料配置規則 (data mapping rules)

Downlink PUSC 模式的資料配置規則如圖 3-4 所示。說明如下：

- 將資料分割且轉成區塊的形式來符合一個 OFDMA slot 的形式，如 3.1.1 節說明的形式 (1\_subchannel by 2\_OFDMA\_symbol)。
- 由編號較小的 subchannel 開始配置 slot。
- 當到達 Data region 的邊緣時，跳到下一個 symbol 最小編號的 subchannel 開始配置 slot，直到 data region 的最底端為止。

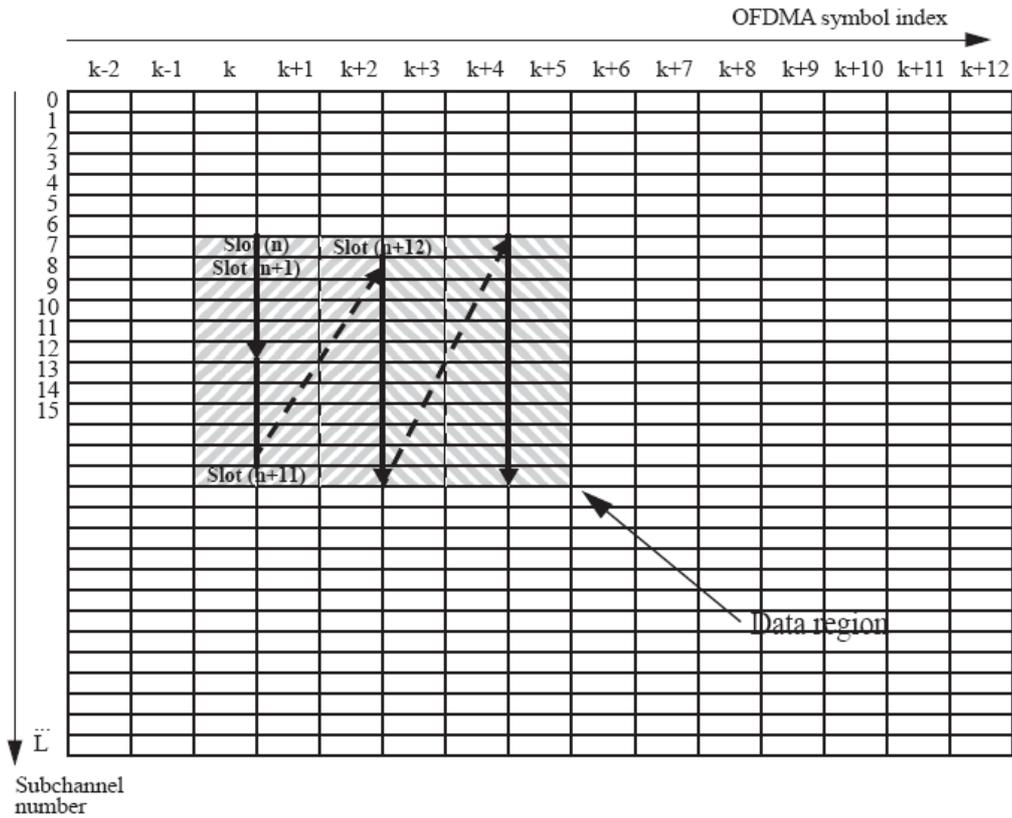


圖 3-4 OFDMA 下行 PUSC 的資料配置範例 [9]



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

如圖 3-3 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：

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

其中，

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

$k = 0, \dots, 567$ ：代表每個 segment 各佔了 568 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 3-3 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：

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

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。

### 3.2.3 子載波的配置 (subcarrier allocations)

OFDMA downlink PUSC 裡面子載波的配置除了放 zero subcarriers 的 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。

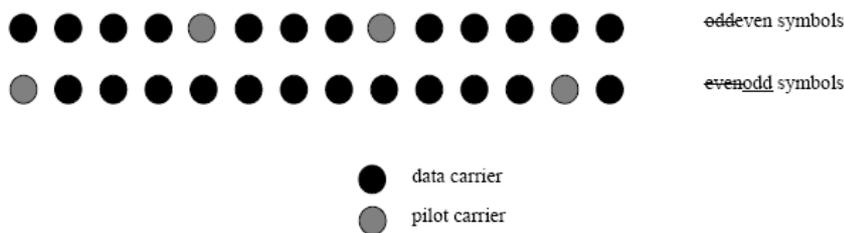


圖 3-5 OFDMA 下行的 cluster 的組態

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 之後的第一個符元定義為偶

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。本論文著重在高車速下的通道估測設計，所以選擇 DL PUSC 為通道估測設計的主題之一。

表 3-1 為 2048 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 3-2，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 3-1 OFDMA 下行之 PUSC 模式下的子載波放置

Parameter	Value	Comments
Number of DC subcarriers	1	Index 1024 (counting from 0)
Number of Guard subcarriers, Left	184	
Number of Guard subcarriers, Right	183	
Number of used subcarriers ( $N_{used}$ )	1681	Number of all subcarriers used within a symbol, including all possible allocated pilots and the DC carrier.
Number of subcarriers per cluster	14	
Number of clusters	120	
Renumbering sequence	1	Used to renumber clusters before allocation to subchannels:  6, 108, 37, 81, 31, 100, 42, 116, 32, 107, 30, 93, 54, 78, 10, 75, 50, 111, 58, 106, 23, 105, 16, 117, 39, 95, 7, 115, 25, 119, 53, 71, 22, 98, 28, 79, 17, 63, 27, 72, 29, 86, 5, 101, 49, 104, 9, 68, 1, 73, 36, 74, 43, 62, 20, 84, 52, 64, 34, 60, 66, 48, 97, 21, 91, 40, 102, 56, 92, 47, 90, 33, 114, 18, 70, 15, 110, 51, 118, 46, 83, 45, 76, 57, 99, 35, 67, 55, 85, 59, 113, 11, 82, 38, 88, 19, 77, 3, 87, 12, 89, 26, 65, 41, 109, 44, 69, 8, 61, 13, 96, 14, 103, 2, 80, 24, 112, 4, 94, 0
Number of data subcarriers in each symbol per subchannel	24	
Number of subchannels	60	
<del>PermutationBase12</del> Basic permutation sequence 12 (for 12 subchannels)		6,9,4,8,10,11,5,2,7,3,1,0
<del>PermutationBase8</del> Basic permutation sequence 8 (for 8 subchannels)	4	7,4,0,2,1,5,3,6



表 3-2 OFDMA 下行之子通道群(subchannel group)的編制方式

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

### 3.2.4 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  $2.5\text{dB}$  ( $\frac{4}{3}$  倍) 的增強，表示如下：

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

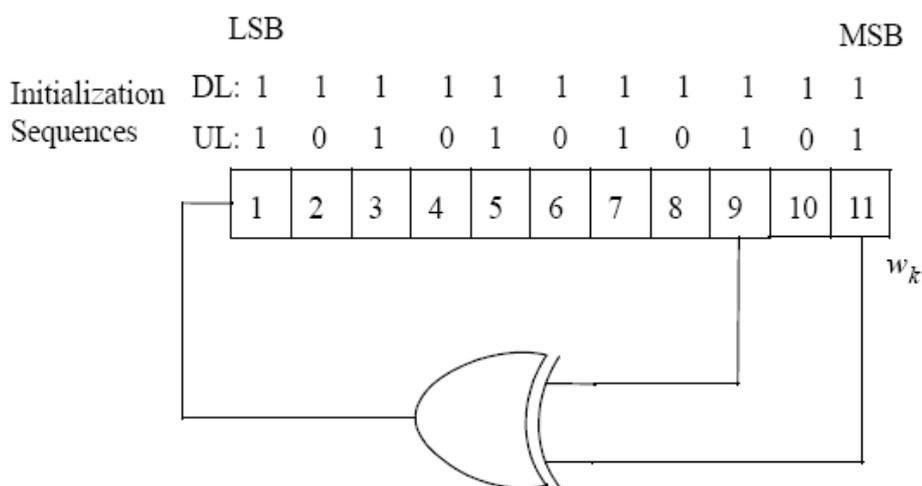


圖 3-6 OFMA 系統用來調變嚮導訊號的 PRBS 產生器

### 3.2.5 資料的調變 (data modulation)

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

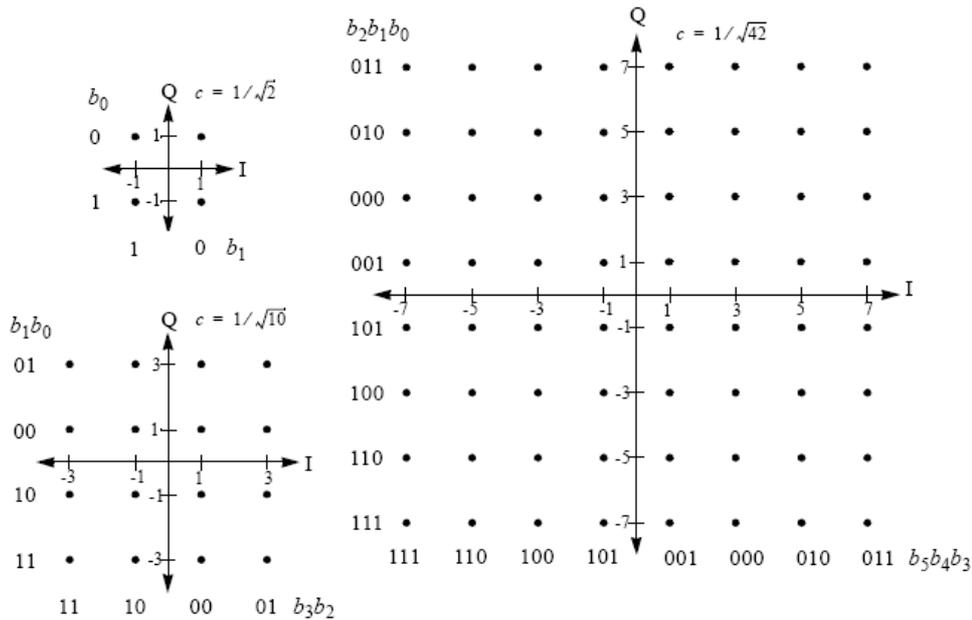


圖 3-7 QPSK、16QAM 和 64QAM 星座圖

### 3.3 802.16e OFDMA 上行(uplink)的傳送規格

下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。

#### 3.3.1 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。

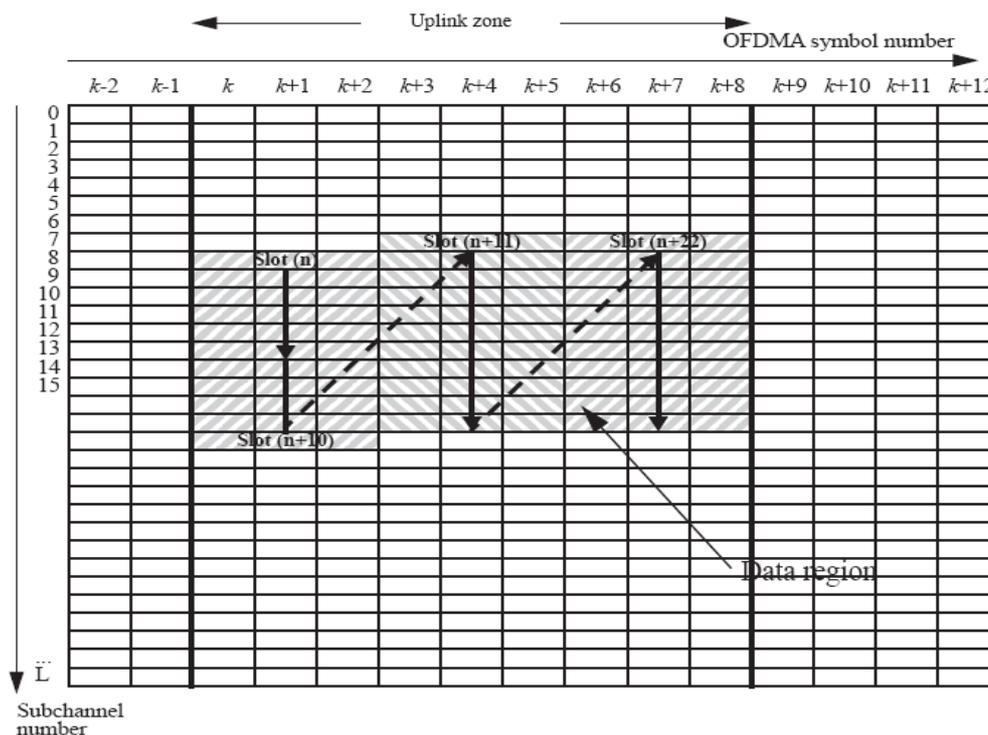


圖 3-8 OFDMA 上行之資料配置規則範例



### 3.3.2 子載波的配置 (subcarrier allocations)

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 2048 點為範例，如表 3-3 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。

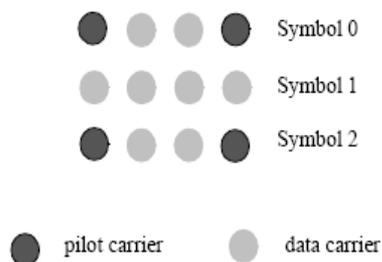


圖 3-9 OFDMA 上行之 tile 示意圖

表 3-3 OFDMA 上行之子載波放置範例

Parameter	Value
TilePermutation	6, 48, 58, 57, 50, 1, 13, 26, 46, 44, 30, 3, 27, 53, 22, 18, 61, 7, 55, 36, 45, 37, 52, 15, 40, 2, 20, 4, 34, 31, 10, 5, 41, 9, 69, 63, 21, 11, 12, 19, 68, 56, 43, 23, 25, 39, 66, 42, 16, 47, 51, 8, 62, 14, 33, 24, 32, 17, 54, 29, 67, 49, 65, 35, 38, 59, 64, 28, 60, 0
$N_{subchannels}$	70
$N_{subcarriers}$	48
$N_{tiles}$	420
Tiles per subchannel	6

### 3.3.3 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：

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

### 3.3.4 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

# 現有嚮導訊號輔助通道估測技術之介紹

當我們在空氣中傳送電磁訊號時，這些訊號會因為環境中的物體，如建築物、樹、車輛甚至空氣中的灰塵微粒等等，而產生反射、繞射和散射等情形。這些隨機事件和雜訊使得接收到的訊號和傳送的訊號明顯地不同，因此我們需要無線通道的資訊才能還原出原始的傳送訊號，而得到通道資訊的方式或手段稱為通道估測 (channel estimation)。

OFDM 的通道估測技術大致上可分為兩類，第一種稱為嚮導訊號輔助 (pilot symbol aided estimation; PSAE)，是利用被傳送的已知訊號做為估測的基礎，如 802.11n [15][16] 和 802.16e 均為此類，也是本論文討論的重點；另外一種稱為盲式估測 (blind estimation; BE)，是以訊號的結構特性做為估測的基礎，本論文中不討論此架構。

在 PSAE 中，若以 802.16e 為例，已知訊號又以是否可傳送資料(data)分類為前導訊號 (preamble) 和嚮導訊號 (pilot)。一個符元中若傳送的訊號皆為已知的，則這些訊號稱為前導訊號；反之，若只有一部分的訊號為已知，則這些訊號稱為嚮導訊號。由於 preamble 在接收端將帶有較多的通道資訊，所以可以獲得較 pilot 準確的通道估測結果，但是也僅限於該符元中的通道。在非時變的通道下(如 802.11n)，我們僅僅需要在 preamble 符元中設計出準確的通道估測方

法即可給後面的 data 符元使用；但是當通道為時變(如 802.16e)時，preamble 就起不了太大的作用，此時就必須依靠 pilot 來做通道估測，至於 preamble 則可能用來做通道的初步估測或者完全不予使用。

OFDM 的通道估測若以估測出的通道類型來區分，可分為時域上的通道估測和頻域上的通道估測。此外，在非時變的通道中，時域和頻域通道的轉換方式如(2-6)所示：

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

而在時變的通道中，時域和頻域通道的轉換方式如(2-12)所示：

$$\mathbf{G}(k, m) \square \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h(r, l)e^{\frac{j2\pi r(m-k)}{N}} e^{-\frac{j2\pi lm}{N}}$$

此外，本章將分別討論非時變(time invariant)通道估測和時變(time varying)通道估測之現有的方法，並且加以統整分類。最後在第五章會基於 802.16e OFDMA 系統實作上的考量設計出合適的通道估測架構。



## 4.1 非時變通道估測(CE for time-invariant channel)

本節中介紹 OFDM 系統中對於非時變通道估測的估測子(estimator)。若通道在一個符元時間內為非時變的，則稱此通道為半穩態(quasi-static)，此為 OFDM 系統中對於非時變通道之定義的極限。只要通道比半穩態通道變化小，對於通道估測的設計來說都是相當容易的；反之，時變通道將存在 ICI，使得通道估測的設計相對複雜。

本篇論文討論的通道估測基於 PASE，其中已知訊號(pilot)擺放在頻域上，為較常見的 OFDM 系統擺放方法。對於在時域加上已知訊號的通道估測法可參考 [5] 的 super-imposed training sequence，此不在本論文的討論範圍中。

OFDM 通道估測主要有兩個常見的估測子(estimator)，分別為 LS 和 MMSE 估測子。然而 MMSE 估測子需要已知通道機率特性，所以其價值主要在於理論分析上，因此本節只討論 LS 估測子。以下則將非時變通道估測法分為時域、頻域和混合時域和頻域的二維(2 dimension)通道估測法，如圖 4-1 所示。

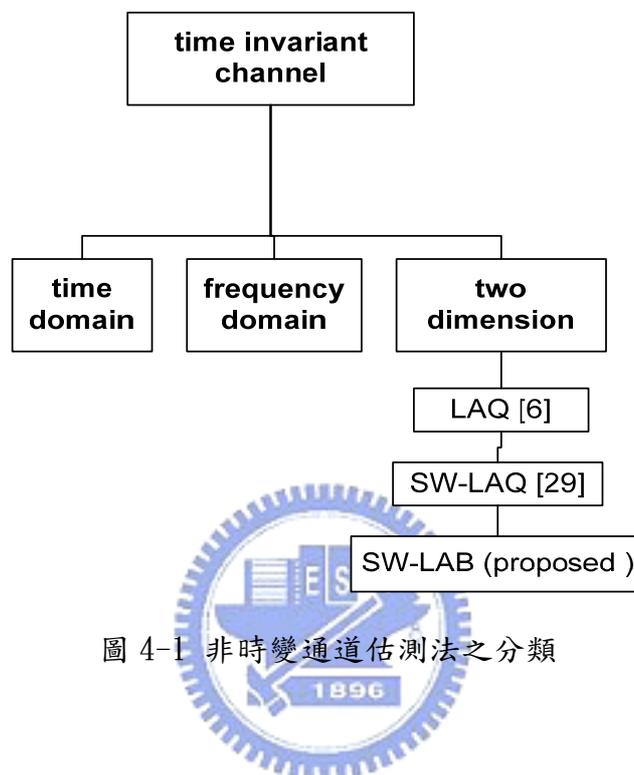


圖 4-1 非時變通道估測法之分類

#### 4.1.1 頻域上的通道估測 (frequency domain approach)

顧名思義，目的為估測出(2-18)中的矩陣  $\mathbf{G}$ 。對於非時變的狀況下，矩陣  $\mathbf{G}$  將退化為對角矩陣，此時的討論就在於如何使用 pilot 準確內插出整個頻域上的通道響應。

##### 4.1.1.1 最小平方(least-square)通道估測法

最小平方(LS)估測法在 OFDM 系統中被廣泛使用，並且也常常用來做為其它通道估測方法的基礎。假設通道在該符元中為非時變 (time-invariant)，則在頻域上的接收訊號可表為(2-5)，其中  $H(k) = G(k, k)$  為矩陣  $\mathbf{G}$  之對角線元素。由(2-5)

$$Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j2\pi kn/N} = \mathbf{G}(k, k)X(k) + W(k) \quad (4-1)$$

則估測  $\mathbf{G}(k, k)$  之方法可以直觀地看出。假設  $M$  個 pilot 的位置放置在  $p(k)$  上，則有

$$Y(p(k)) = G(k, k)P(k) + N(p(k)) \quad k = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (4-2)$$

則通道對第  $k$  個子載波的頻率響應可被粗略估測如下

$$\hat{G}(p(k), p(k)) = \frac{Y(p(k))}{P(k)} = G(p(k), p(k)) + \frac{N(p(k))}{P(k)} \quad (4-3)$$

至於其他未放置 pilot 的子載波則可以使用內插法來估測其頻率響應，例如常見的線性內插、二階多項式內插、cubic 內插和 spline 內插，更多進階的內插法可參考[4][14]。本論文將於下一節介紹其中一種 DFT-based 內插法。

#### 4.1.1.2 DFT-based 內插法

DFT-based 內插法在[17][18]中被提出，此方法必須建立在等間距(equal spaced)的 pilot 下，才能夠利用快速傅立葉轉換演算法來降低計算複雜度。

首先，在 pilot 上的  $M$  點通道響應可以由最小平方(LS)估測子算出，如(4-3)。之後對於這  $M$  個通道頻率響應做  $M$  點的 IDFT，如下所示：

$$\hat{h}_p(n) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \hat{G}(p(k), p(k)) e^{-j\frac{2\pi nk}{M}}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (4-4)$$

我們可以將這  $M$  個等間距的通道頻率響應視為整個通道在頻域上的取樣 (down sample)，如此(4-4)中的  $\hat{h}_p(n)$  將會是真正的通道在時域上的多個複製位移相加的結果(overlapped version)，在不發生膺頻(aliasing)效應的前提之下(在這個例子就是： $\frac{N}{M} \geq \text{maximum path delay sample}$ )，我們可以將時域上的響應取出然後經過 DFT 到頻域上完成整個頻域上通道的內插，如(4-5)和(4-6)。

$$\hat{h}(n) = \begin{cases} \hat{h}_p(n), & 0 \leq n \leq M-1 \\ 0, & M-1 \leq n \leq N-1 \end{cases} \quad (4-5)$$

$$\hat{G}(k, k) = \sum_{n=0}^{N-1} \hat{h}(n) e^{-j \frac{2\pi nk}{N}} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (4-6)$$

嚴格來說，此方法可視為頻域和時域通道的混合估測法，但它主要是處理頻域上的內插問題，所以吾人將此方法歸類在頻域通道估測之中。

DFT-based 內插法因為有轉換到未知數較少的時域上作估測，所以在較長的 delay spread 下 (frequency-selective fading 較嚴重時)，會比直接在頻域上作內插的方法更為精準。其主要的問題有二：

- **雜訊放大**

將(4-3)帶入(4-4)如下：

$$\begin{aligned} \hat{h}_p(n) &= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} [G(p(k), p(k)) + \frac{N(p(k))}{P(k)}] e^{-j \frac{2\pi nk}{M}} \\ &= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} [G(p(k), p(k))] e^{-j \frac{2\pi nk}{M}} + w(n) \end{aligned} \quad (4-7)$$

$n = 0, 1, 2, \dots, M-1$

假設雜訊  $\frac{N(p(k))}{P(k)}$  之能量為 1，則  $w(n)$  之能量為  $\frac{1}{M}$ 。對於直接在頻域上作內插的方法來說，假設未擺放 pilot 的 tone 內插後一樣受到能量為 1 之雜訊  $N(k)$  影響，此時轉換到時域上如下：

$$\begin{aligned} \hat{h}(n) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} [G(k, k) + N(k)] e^{-j \frac{2\pi nk}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} [G(k, k)] e^{-j \frac{2\pi nk}{N}} + w'(n) \end{aligned} \quad (4-8)$$

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

則  $w'(n)$  之能量為  $\frac{1}{N}$ ，所以(4-4)將把雜訊的能量放大  $\frac{N}{M}$  倍。此結果導致(4-5)上出現一些由於雜訊造成的假通道路徑，若是誤判了這些通道路徑將造成通道估測的準確度降低。反過來說，若能設計出準確的通道路徑選擇架構，就會有降低雜訊的效果，通道路徑選擇的設計也是使用 DFT-based 內插法在實作上要多付出的代價。

- **非等距嚮導訊號 (unequal-spaced pilot) 和保護區間 (guard effect) 的問題**

DFT-based 內插法的好處在於可以直接利用快速傅立葉演算法來實現，存在 equal-spaced pilot 下，(4-4)才成立。

在沒有等距嚮導訊號的情況下，我們可以在頻域上使用內插法製造出一組間接的等距嚮導訊號，然後套用 DFT-based 內插法。因為間接得來的等距嚮導訊號較不準確，所以效能的降低是可以預期的，而多花計算在內插出間接的 pilot tone 上面也是缺點之一。

另外 IEEE 802.11 和 802.16 系列的規格中都存在保護區間，尤其是 802.16e 中在 FFT 點數大時有相當長的保護區間，造成通道在頻域上有一大段的資訊無法被獲得，此情況下也無法順利執行(4-4)。對於此情況，Cheng et al. [14]提出了兩個解決方法，第一個方法是對於這些未知通道響應的保護區間作外插，可想而知，在保護區間過長或者頻率選擇性衰弱(frequency-selective fading)較高時，這些間接得來得嚮導訊號準確度相當差；第二個方法為修正(4-4)中的 IFFT 形式，使其可以不受限於 equal-spaced pilot 的前提。由於時域上通道的資訊只有  $L$  個，若不考慮雜訊的問題，理論上取頻域之任意  $M$  點 ( $M > L$ ) 都可以解出時域上的通道，所以此方法準確度相當高。然而，修正過後的(4-4)就無法使用快速傅立葉演算法來達成，所以也就不能稱作 DFT-based 內插法。對於修正過後的 IDFT 如何設計成為硬體上可實作的架構(如 partial IFFT/FFT)，本篇論文將此當作 future work。Cheng et al. [14]之方法二稱為 **partial DFT matrix inversion**，因為其牽涉到頻域和時域的轉換關係，故吾人放在 4.1.2 節的時域通道估測深入討論之。對於存在保護區間或者非等距嚮導訊號的 OFDM 系統中，吾人認為不適合再利用 DFT-based 內插法來作通道估測。

#### 4.1.2 時域上的通道估測 (time domain approach)

顧名思義，目的為估測出(2-2)中的  $h(n,l)$ 。在通道時變的情況下，因為總

共有  $L$  條通道路徑在  $N$  個時間點上的值，所以未知數共有  $N \times L$  個。而頻域上對於(2-17)的  $G$  矩陣的通道估測，未知數則有  $N \times N$  個，且  $N \gg L$ ，所以在時域上的通道估測最主要的好處就是未知數的數目比在頻域上的通道估測少很多；而當通道為非時變時，時域估測的未知數變成了  $L$  個，而頻域上的  $G$  矩陣也將退化為對角矩陣，變成只有  $N$  個未知數。

#### 4.1.2.1 時域之基本通道估測法

假設通道為非時變 (time-invariant)，參考(2-4)：

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

其中  $0 \leq n \leq N-1$ ，如果在時域上的訊號  $x(n)$  為已知，則(2-4)可進一步改寫如下：

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}\mathbf{h} + \mathbf{w} \quad (4-9)$$

其中  $\mathbf{y} = [y(0), \dots, y(N-1)]^T$ 、 $\mathbf{h} = [h(0), \dots, h(L-1)]^T$ 、 $\mathbf{w} = [w(0), \dots, w(N-1)]^T$  且

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x(0) & x(N-1) & \dots & x(N-L+1) \\ x(1) & x(0) & \dots & x(N-L+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(N-1) & x(N-2) & \dots & x(N-L) \end{bmatrix}_{N \times L}$$

如此便可藉由收到的  $\mathbf{y}$  來求得  $\mathbf{h}$ ，如下所示：

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{X}^+ \mathbf{y} = \mathbf{X}^+ (\mathbf{X}\mathbf{h} + \mathbf{w}) = \mathbf{h} + \mathbf{X}^+ \mathbf{w} \quad (4-10)$$

其中  $\mathbf{X}^+$  為矩陣  $\mathbf{X}$  的虛擬反矩陣(pseudo inverse)： $\mathbf{X}^+ = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H$

基本上此方法的優點在於未知數較頻域的通道估測少，所以若在相同的資訊量下，此方法的準確度較高。缺點主要可分三方面：

- 第一，(4-10)的運算量是非常大的，尤其是在像 802.16e 規格中大量 FFT 點數下操作。
- 第二，(4-10)顯示此方法有雜訊增強(noise enhancement)的效果，一旦出現了能量較小的通道路徑將會大大的影響估測結果。

- 第三，通道的最大延遲  $L$  必須為已知才可決定矩陣  $\mathbf{X}$  之大小。

此外，此方法只適用在以 preamble 為基礎的非時變通道估測，因為只有在傳送 preamble 的時候，擺放在頻域上的 pilot 才能在時域上被完全已知，對於用於資料傳送(data transmission)的時域通道估測技術將在 4.1.2.2 節介紹。

#### 4.1.2.2 時域之最小平方(LS)估測子

同 4.1.1.1 節介紹之 LS 估測子，在時域上也有等效的 LS 版本。因為本論文討論的 OFDM 之嚮導訊號皆放在頻域上，所以處理時域上的 LS 估測法可以分成兩個步驟。第一步為 4.1.1.1 中介紹的 LS 估測法，解出 pilot 位置上的通道響應；第二步再將這些解出來的響應轉回時域的通道路徑，此兩步驟的結合就可稱為時域版本的 LS 估測子。

我們可以發現 DFT-based 內插法中的(4-4)為第二個步驟在等距的嚮導訊號下之情形，在此吾人不再使用等距的嚮導訊號來說明時域的 LS 估測子，順便探討 Cheng et al. [14] 的 **partial DFT matrix inversion** 如何解決保護區間的問題(guard band effect)。首先，我們寫出非時變通道的時域和頻域之間的轉換式(2-6)：

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

改寫如下：

$$\underbrace{\begin{bmatrix} W_N^{0,0} & W_N^{0,1} & \dots & \dots & W_N^{0,N-1} \\ W_N^{1,0} & W_N^{1,1} & & & W_N^{1,N-1} \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ W_N^{N-1,0} & W_N^{N-1,1} & \dots & \dots & W_N^{N-1,N-1} \end{bmatrix}}_{\text{FFT\_Matrix}} \begin{bmatrix} h(0) \\ \vdots \\ h(L-1) \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_{N \times 1} = \begin{bmatrix} H(0) \\ H(1) \\ H(2) \\ \vdots \\ H(N-1) \end{bmatrix}_{N \times 1} \quad (4-11)$$

其中  $W_N^{k,n} = e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$ ，假設嚮導訊號隨機落在  $p_0, p_1, \dots, p_{M-1}$  的位置上，在  $M > L$  之

情況下必可解出時域的通道路徑，此時要將(4-11)的 FFT Matrix 修正如下：

$$\begin{bmatrix} W_N^{p_0,0} & W_N^{p_0,1} & \dots & \dots & W_N^{p_0,N-1} \\ W_N^{p_1,0} & W_N^{p_1,1} & & & W_N^{p_1,N-1} \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ W_N^{p_{M-1},0} & W_N^{p_{M-1},1} & \dots & \dots & W_N^{p_{M-1},N-1} \end{bmatrix}_{M \times N} \underbrace{\begin{bmatrix} h(0) \\ \vdots \\ h(L-1) \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}}_{\substack{N-L \text{ zeros} \\ N \times 1}} = \begin{bmatrix} H(p_0) \\ H(p_1) \\ H(p_2) \\ \vdots \\ H(p_{M-1}) \end{bmatrix}_{M \times 1} \quad (4-12)$$

注意在此我們並未限制 pilot 擺放的位置，所以適用於存在保護區間或者存在非等距的嚮導訊號之情況。(4-12)中因為已知方程式不夠，所以無法解出時域的通道路徑，修改如下：

$$\begin{bmatrix} W_N^{p_0,0} & W_N^{p_0,1} & \dots & \dots & W_N^{p_0,M-1} \\ W_N^{p_1,0} & W_N^{p_1,1} & & & W_N^{p_1,M-1} \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ W_N^{p_{M-1},0} & W_N^{p_{M-1},1} & \dots & \dots & W_N^{p_{M-1},M-1} \end{bmatrix}_{M \times M} \underbrace{\begin{bmatrix} h(0) \\ \vdots \\ h(L-1) \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}}_{\substack{M-L \text{ zeros} \\ M \times 1}} = \begin{bmatrix} H(p_0) \\ H(p_1) \\ H(p_2) \\ \vdots \\ H(p_{M-1}) \end{bmatrix}_{M \times 1} \quad (4-13)$$

$\rightarrow \mathbf{W}\mathbf{h} = \mathbf{H}$

因為  $M > L$ ，所以(4-13)可以成立。所以通道路徑就可以直接以反矩陣求得如下：

$$\mathbf{h} = \mathbf{W}^{-1}\mathbf{H} \quad (4-14)$$

此即為 Cheng et al. [14]的 **partial DFT matrix inversion**。雖然可以有效解決 Guard Effect 和 non-equal spaced pilot 問題，但其有兩個主要的缺點：

- **計算複雜度高**

(4-14)的計算複雜度為  $O(M^2)$ ，由於變成了 partial DFT matrix，所以不能套用快速傅立葉轉換演算法來降低複雜度。

- **反矩陣不存在的問題**

Cheng[14]認為(4-14)  $\mathbf{W}$  中的 pilot 間隔必須要小心選取，否則將造成  $\mathbf{W}$  不存在反矩陣。但是吾人認為(2-6)中頻域通道  $H(k)$  的  $N$  個值是由時域通道  $h(l)$  的

L 個值轉換得來，所以我們在頻域上任取  $M > L$  個值必可以轉換回時域上的 L 個通道路徑。而模擬上也未出現此類問題。

將頻域上的 LS 估算子結合(4-14)我們可以得到時域的 LS 估算子，如下所示：

$$\underbrace{\begin{bmatrix} h(0) \\ \vdots \\ h(L-1) \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}}_{\substack{M-L \text{ zeros} \\ M \times 1}} = \underbrace{\begin{bmatrix} W_N^{p_0,0} & W_N^{p_0,1} & \dots & \dots & W_N^{p_0,M-1} \\ W_N^{p_1,0} & W_N^{p_1,1} & & & W_N^{p_1,M-1} \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ W_N^{p_{M-1},0} & W_N^{p_{M-1},1} & \dots & \dots & W_N^{p_{M-1},M-1} \end{bmatrix}}_{M \times M}^{-1} \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{X(p_0)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{1}{X(p_1)} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \frac{1}{X(p_{M-1})} \end{bmatrix}}_{M \times M} \underbrace{\begin{bmatrix} Y(p_0) \\ Y(p_1) \\ Y(p_2) \\ \vdots \\ Y(p_{M-1}) \end{bmatrix}}_{M \times 1} \quad (4-15)$$

$$\rightarrow \hat{\mathbf{h}} = \mathbf{W}^{-1} \mathbf{X}_p \mathbf{Y}_p = \mathbf{Q} \mathbf{Y}_p \quad (4-16)$$

其中， $\mathbf{Y}_p$  為訊號經過 FFT 之後在 pilot 位置上的值； $\mathbf{X}_p$  為一個對角矩陣，其對角元素為 pilot 的倒數(在此我們假設 pilot 皆為實數，LS 估算子才有此結果)； $\mathbf{Q}$  則為 partial DFT matrix inversion 和  $\mathbf{X}_p$  的合成效果：

$$\mathbf{Q} = \mathbf{W}^{-1} \mathbf{X}_p \quad (4-17)$$

時域上的 LS 因為不用處理頻域上內插的問題，所以沒有內插法所造成的誤差，理論上要比頻域上的 LS 和內插法精準。代價就是(4-16)的計算複雜度很高，吾人認為若能巧妙的設計  $\mathbf{W}$  和  $\mathbf{X}_p$  的結構，使得矩陣  $\mathbf{Q}$  有辦法利用類似快速傅立葉轉換的想法來達成，應可解決此問題。

另外，若考慮 pilot 數目小於通道路徑的情況( $M < L$ )，則頻域上的內插法仍可以進行通道估測，此時(4-15)卻無法解出通道路徑。此情形通常發生在 OFDMA uplink 時，每個用戶對於基地台之間的通道都不相同，並且每個用戶傳送的 pilot 數量有限的情況下。

### 4.1.3 二維通道估測(two dimensional approach)

二維通道估測指的是綜合頻域和時域的通道估測，在此時域的通道估測定義和 4.1.2 不同，是利用相鄰符元之間的關係，使得現有符元頻域上的通道估測更準確。其中又可細分成兩個目的來討論，第一個目的是做雜訊消除(noise reduction)，第二個目的是在半穩態的通道變化下做通道追蹤(channel tracking)，詳述在以下兩節中。

#### 4.1.3.1 降低雜訊

舉例來說，在非時變通道的系統中(如 802.11n)，我們往往只需要在前導訊號(preamble)估測出準確的通道就可以用來解出整個訊框(frame)中的資料。此時若其他的符元上再繼續處理通道估測，目的即是為了做雜訊消除，說明如下：

由(4-3)可得到 pilot 位置上的頻域通道響應如下：

$$\begin{aligned}\hat{G}^I(p(k), p(k)) &= G(p(k), p(k)) + N^I(p(k)) \\ \hat{G}^{I+1}(p(k), p(k)) &= G(p(k), p(k)) + N^{I+1}(p(k))\end{aligned}\quad (4-18)$$

其中  $\hat{G}^I(p(k), p(k))$  表示第  $I$  個符元上第  $p(k)$  個子載波所受到的通道影響； $N^I(p(k))$  表示表示第  $I$  個符元上第  $p(k)$  個子載波所受到的雜訊，假設其能量為 1。我們可以使用平均的方式來降低雜訊影響如下：

$$\hat{G}(p(k), p(k)) = \frac{\hat{G}^I(p(k), p(k)) + \hat{G}^{I+1}(p(k), p(k))}{2} \quad (4-19)$$
$$\square G(p(k), p(k)) + N(p(k))$$

如此雜訊  $N(p(k))$  的能量變成只有原來的  $\frac{1}{4}$ ，達到降低雜訊的效果。

### 4.1.3.2 通道追蹤

對於在半準態(quasi-static)假設下的通道而言，每個符元仍需要重新估測一次通道，作為該符元 data detection 的依據。既然假設半準態，代表通道隨時間的變化非常的細微，並且相鄰的符元所遭受到的通道影響必定存在一些關係可循，所以我們可以利用鄰近的幾個符元估測出來的通道使得現有符元的通道估測更準確。值得注意的是，此類方法看似對時變通道進行估測，事實上通道在一個符元中仍是非時變的，因為不存在針對一個符元之內的通道變化做處理的機制（沒有處理 ICI 的估測），所以吾人將此分類在非時變的通道估測之中。

對於此類通道追蹤的方法可使用 kalman filter[7]，或者設定 forgetting factor 來追蹤下個符元的通道等等，皆可使估測的準確度增加。在此吾人介紹 Lin [6]在 2006 年所提出之 802.16e downlink 的通道估測法。

如圖 3-5 所示，802.16e 下行以一個 cluster(14 個子載波)作為單位，偶數符元 pilot 放置在第 5 和第 9 個子載波上，而奇數符元 pilot 放置在第 1 和第 13 個子載波上。如此 pilot 只佔了一個 cluster 中的  $\frac{1}{7}$ ，若以此條件做頻域上的內插，在無線通道延遲擴散(delay spread)較大的時候將產生較高的錯誤率。為了解決 pilot 數目不足之問題，Lin 利用了前後兩個的符元嚮導訊號之平均來當做現有符元(current symbol)的嚮導訊號，如此可將一個 cluster 中的嚮導訊號數目增加至 4 個，如圖 4-2 所示。

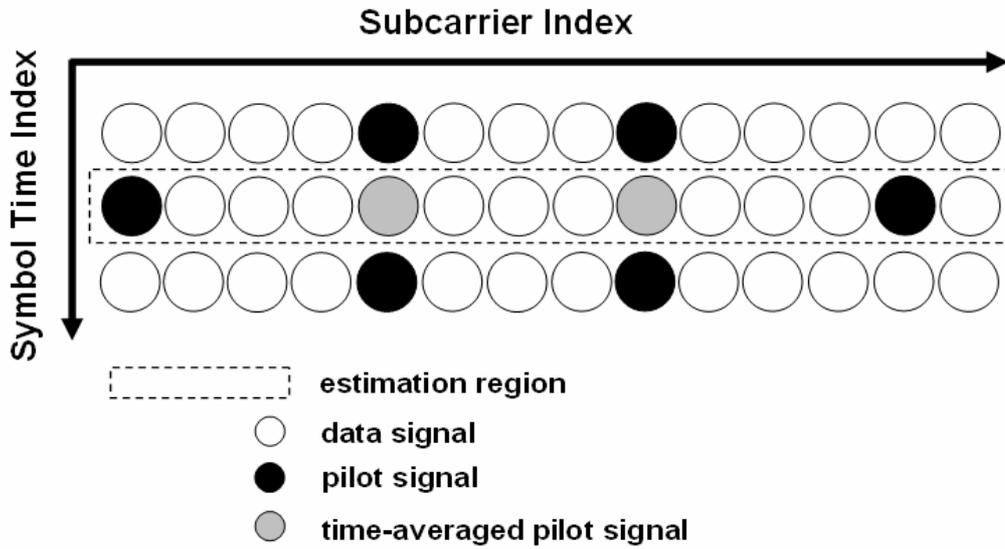


圖 4-2 時間平均的嚮導訊號之示意圖

接著我們必須利用這些嚮導訊號來估測出位於傳送資料之子載波上的通道響應，也就是另外一個維度(頻域)的處理，而增加了嚮導訊號的數目代表對於通道在頻域上的變化之估測可以更準確。Lin et al. [6]在這方面使用二次多項式的最小誤差解來內插這些位於資料訊號的通道響應，假設頻域上之通道變化可用一個二次多項式表示如下

$$y(x) = a_2x^2 + a_1x + a_0 \quad (4-20)$$

$$x = 1, 2, \dots, 14$$

則在擁有四個已知點(嚮導訊號)的情況下有

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X}\mathbf{a} \quad (4-21)$$

$$\begin{bmatrix} y(x_0) \\ y(x_1) \\ y(x_2) \\ y(x_3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_0 & x_0^2 \\ 1 & x_1 & x_1^2 \\ 1 & x_2 & x_2^2 \\ 1 & x_3 & x_3^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (4-22)$$

其中  $\{x_0, x_1, x_2, x_3\} = \{1, 5, 9, 13\}$  代表嚮導訊號在一個 cluster 內擺放的位置，則

係數  $\mathbf{a}$  可由(4-22)解得，此為 Vandermonde matrix 的最小誤差解。

$$\mathbf{a} = (\mathbf{X}^T \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^T \mathbf{Y} \quad (4-23)$$

之後再把解到的係數  $\mathbf{a}$  帶入(4-20)即可完成該 cluster 的通道估測。由於在時域的維度上使用線性平均，頻域的維度使用二次多項式之最小誤差解來做內插，所以稱此二維通道估測方法為 LAQ (Linear and Quadratic)。

理論上對於半準態的通道變化而言，因為符元和符元之間的通道變化不大，所以使用時間平均之嚮導訊號(time-averaged pilot)是合理的，同時也可以收到 4.1.3.1 節中降低雜訊的效果並且增加嚮導訊號的數目來抵抗通道的延遲擴展(delay spread)。另外由於使用最小誤差解來做內插，使得 LAQ 抵抗雜訊的能力較其他內插法強，以上為其優點。

#### 4.1.3.3 滑動式窗口之線性與二次方程式(sliding-windowed LAQ)通道估測

LAQ 雖然有不錯的效能，但是考慮到 802.16e 下行每個 cluster 之間通道響應的連續性，我們有機會可以利用鄰近 cluster 上的嚮導訊號進而改善 LAQ 的效能。2007 年 Kao[29]所提出的 sliding-windowed LAQ (SW-LAQ)就是這個例子，如圖 4-3 所示。

首先從編號最小的子載波開始處理，選擇窗口(window)的大小之後，每次拿取 4 個嚮導訊號作 LAQ 的內插，並且決定輸出區域(output region)。之後滑動窗口到下一個可以獲得 4 個嚮導訊號資訊的位置，拿取 4 個嚮導訊號作 LAQ 的內插，決定輸出區域。重複以上的動作直到窗口達到編號最大的子載波為止。

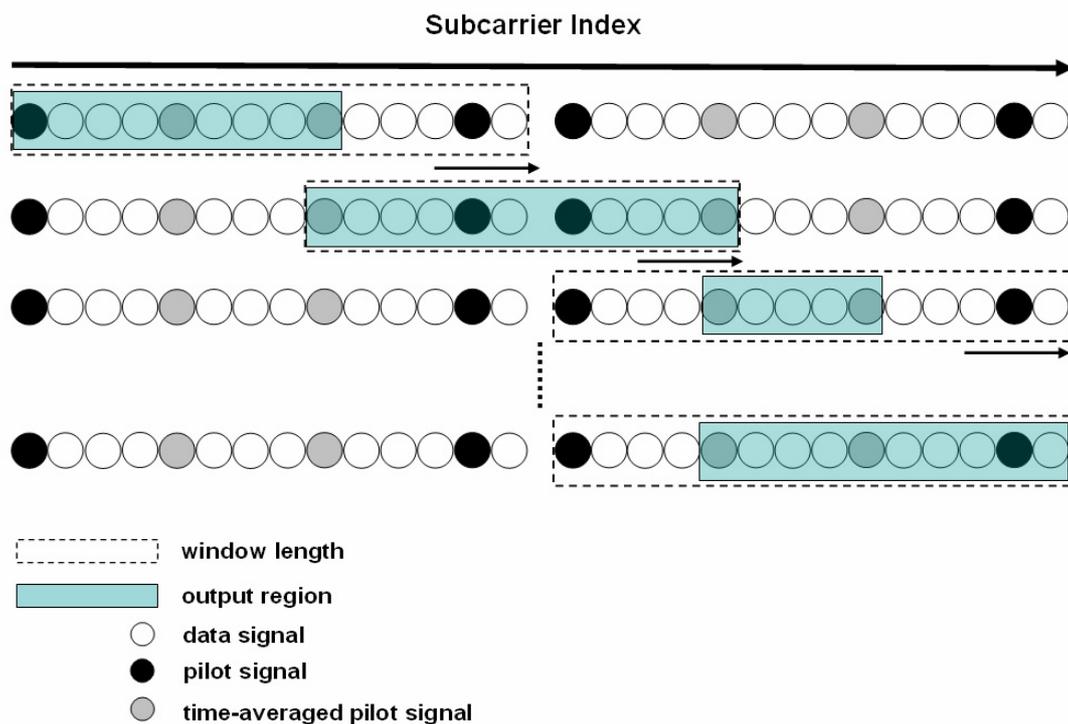


圖 4-3 sliding-window LAQ 的流程

## 4.2 時變通道估測(CE for time-varying channel)

OFDM 訊號若傳送在時變的通道中，接收到的訊號將受到次載波間干擾 (ICI)，造成系統效能降低。所以在時變的通道下，ICI 消除(ICI cancellation) 是必要的，此方面的方法可參考[2][3][4]。然而大多數的 ICI 消除法都必須建立在準確的 ICI 估測上，使得 ICI 估測(也就是時變通道估測)變得十分重要，此為本節討論的重點。

本節將討論許多現有的時變通道估測法，並且分析其優缺點，最後就實作上的考量設計出適合 802.16e OFDMA 的通道估測法。此外，為了方便說明起見，我們將第四章所討論的組織架構列在圖 4-4。

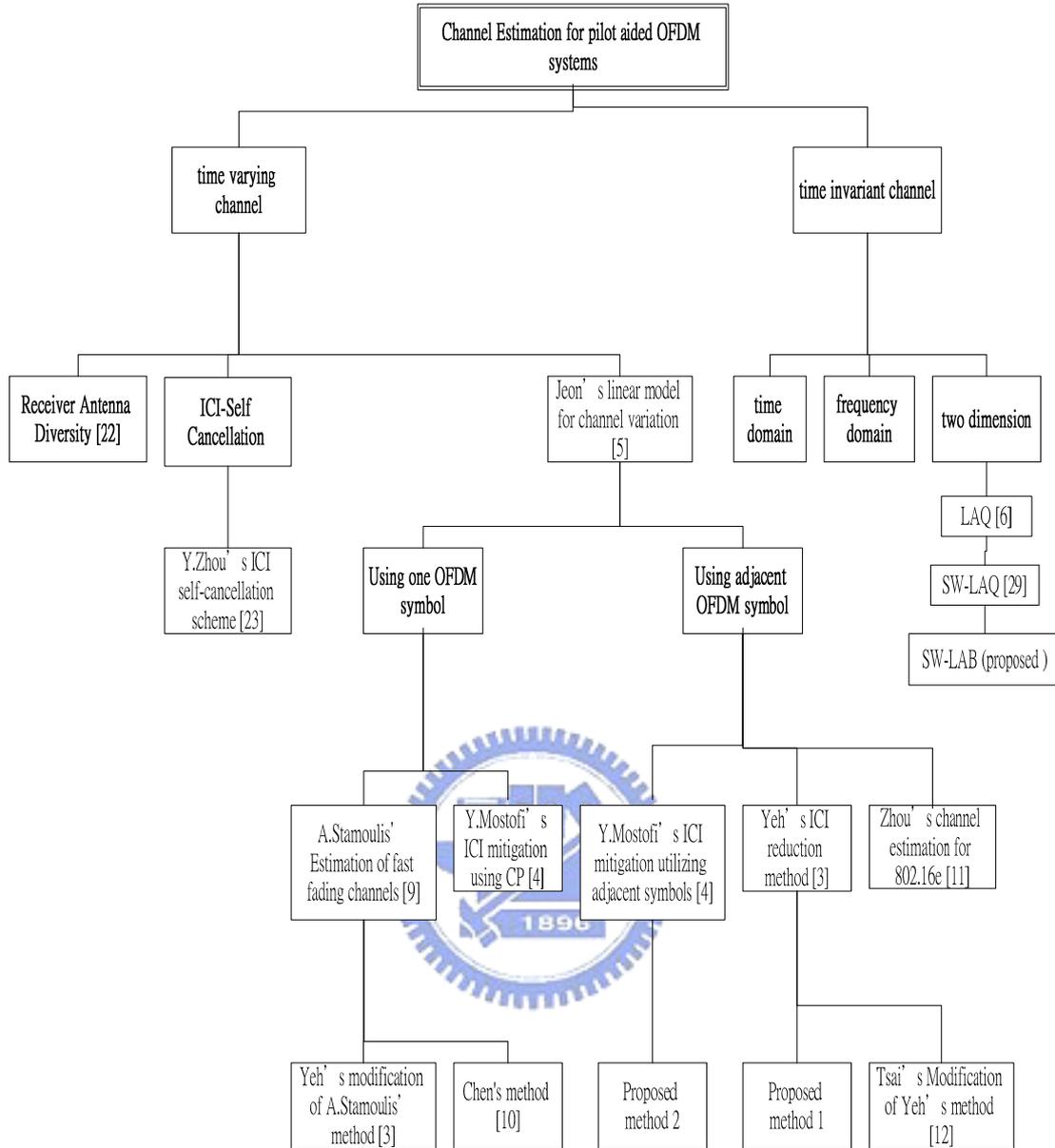


圖 4-4 OFDM 通道估測分類圖

如圖 4-4 所示，圖右邊的非時變通道估測在 4.1 節中描述，而圖左邊的時變通道估測則在本節作介紹。在時變的通道估測部分，對於 ICI 消除我們可以有兩種想法。

- 第一種想法為，直接把 ICI 估測出來，再以此來做 ICI 消除。而時變通道的估測未知數過多，所以我們需要對通道變化作出一些假設以減少未知數。

1999 年 Jeon[3]假設一個符元中，通道變化在  $f_{nd} < 0.1$  時可近似為線性變

化。如圖 4-3 所示，接著 Joen 的假設衍生出許多通道估測法，將在本節中介紹。

- 第二種想法為，在不做 ICI 估測的前提下消除 ICI 或者提高訊號和干擾比 (SIR)。2001 年 Zhou et al. [23] 提出了 ICI 自我消除的架構 (ICI-self cancellation)，利用類似重複碼 (repetition coding) 的方式加上接收端的處理來達到 ICI 自我消除的功能。但若將此方法用在多重路徑時變通道上 (存在 frequency selective fading)，[27] 中顯示此架構並不能得到什麼好處。另外，使用 Receiver Antenna Diversity 也是增加 SIR 的方法，但 [22] 顯示，當  $f_{nd}$  越大時，使用 Receiver Antenna Diversity 的效率 (efficiency) 也就越低。

比較以上兩種想法，第二種想法的優點在於計算複雜度較低，因為不用處 ICI 估測，然而往往需要建立在一些假設之下，與本論文所討論的 802.16e OFDMA 時變通道估測之環境不符合。故以下討論基於 Joen 的線性變化模型下的通道估測法，並且在第五章提出兩個改進之方法 (proposed method 1 and proposed method 2)，如圖 4-4 所示。

#### 4.2.1 在一個 OFDM 符元中的時變通道估測法 (CE using one OFDM symbol)

有了 Jeon 的線性變化模型之後，如何獲得通道的時變關係則可以分為在一個 OFDM 符元中解得，以及利用相鄰的符元解得。原因說明如下：

由 (2-11) 可知，接收訊號在經過 FFT 之後可表為

$$Y(k) = \mathbf{G}(k, k)X(k) + \underbrace{\sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} \mathbf{G}(k, m)X(m)}_{ICI} + W(k)$$

並且在 OFDM 擺放 pilot 的目的無非就是要估測出準確的  $\mathbf{G}(k, k)$  項，但是由 (2-15)

可知

$$\mathbf{G}(k, k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{ave}(l) e^{\frac{-j2\pi lk}{N}}$$

這說明了就算  $\mathbf{G}(k, k)$  為已知，我們仍舊無法得到通道的時變資訊。因此若以這種想法出發，我們必定要藉助於其他符元上的通道估測來獲得通道的時變資訊，此類方法描述在 4.2.2 節中。

若想在一個符元之內處理時變通道估測，則必須利用(2-11)徹底估測出 ICI 項，很明顯 ICI 項的未知數相當多，所以本節介紹的方法都對通道模型作線性變化的假設來降低未知數。

#### 4.2.1.1 Stamoulis 的通道估測法[20]

2002 年 Stamoulis 參考 Jeon 的線性變化通道模型，假設一個符元中的通道路徑表示為此符元中某幾點的線性組合，即假設通道在一個符元之中為分段線性 (piecewise linear) 變化，如下所示：

$$h(n, l) = \mathbf{a}_n [h(m(0), l) \cdots h(m(M), l)]^T \quad (4-24)$$

其中  $\mathbf{a}_n$  為此線性組合所乘上的參數。而 2004 年 Chen[26] 使用 Jeon 的線性變化通道模型所推出的通道估測，其實為 Stamoulis 方法的特例。我們將此類方法的方程式統一如下：

為了方便說明起見，首先我們使用通道路徑在一個 OFDM 符元中為線性變化之假設，此時通道在一個符元中可表示如下

$$h(n, l) = h_{ave}(l) + (n - \frac{N-1}{2})\alpha_l \quad (4-25)$$

其中  $h_{ave}^{(i)}(l)$  代表第  $l$  條通道路徑在第  $i$  個符元的平均值，由(2-12)可知，ICI 項可表示如下：

$$\mathbf{G}(k, m) \square \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h(r, l) e^{\frac{j2\pi r(m-k)}{N}} e^{\frac{-j2\pi lm}{N}}$$

代入(4-25)的線性變化通道模型，可得

$$\mathbf{G}(k, m) \square \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} [h_{ave}(l) + (r - \frac{N-1}{2})\alpha_l] e^{\frac{j2\pi r(m-k)}{N}} e^{-\frac{j2\pi lm}{N}} \quad (4-26)$$

此時定義  $\Delta$  為 ICI 項與同列的對角線元素之距離，改寫(4-26)如下

$$\begin{aligned} \mathbf{G}(k + \Delta, k) &\square \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} [h_{ave}(l) + (r - \frac{N-1}{2})\alpha_l] e^{\frac{-j2\pi r\Delta}{N}} e^{-\frac{j2\pi lk}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{r=0}^{N-1} [h_{ave}(l) + (r - \frac{N-1}{2})\alpha_l] e^{\frac{-j2\pi r\Delta}{N}} e^{-\frac{j2\pi lk}{N}} \end{aligned} \quad (4-27)$$

此外，藉由(4-24)和(4-25)

$$\sum_{r=0}^{N-1} c \times e^{\frac{-j2\pi r\Delta}{N}} = 0 \quad (4-28)$$

$$\Delta \neq 0$$

c: 常數

$$S_{N,\Delta} = \sum_{r=0}^{N-1} r \times e^{\frac{-j2\pi r\Delta}{N}} \quad (4-29)$$

則(4-27)可表為

$$\mathbf{G}(k + \Delta, k) = \frac{S_{N,\Delta}}{N} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l e^{-\frac{j2\pi lk}{N}} \quad (4-30)$$

其中  $k = 0, 1, \dots, N-1$ 、 $\Delta = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm q$ ，而我們認定的主要 ICI(dominant ICI)

和子載波  $k$  的距離為  $q$  以內。而  $S_{N,\Delta}$  是控制 ICI 項大小的因素之一，它代表子載

波  $k$  的 ICI 效應對其他載波的影響。取  $N = 512$ ， $\Delta$  為變數畫出  $S_{N,\Delta}$ ，如圖 4-5

所示。其意義也如同圖 2-3 所示，我們可以發現在時變的通道下，整個矩陣  $\mathbf{G}$  的能量從原本的對角線上往外散出， $\Delta$  越小代表越接近對角線元素，所以有較高的增益值。在實作方面，我們不需要把矩陣  $\mathbf{G}$  的所有 ICI 項估測出，只需考慮較明顯的 ICI 項，所以(4-30)才會定義  $q$  值以降低估測 ICI 項的計算量，至於  $q$  值選擇取決於 Doppler 效應有多大。

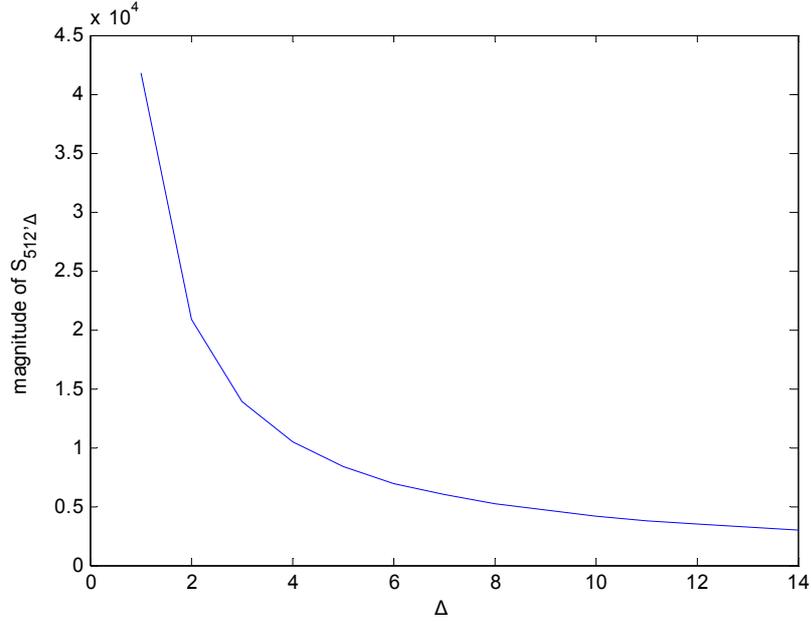


圖 4-5  $f_{nd} = 0.1$  時某子載波的 ICI 對距離為  $\Delta$  的鄰近子載波之影響 ( $S_{512,\Delta}$ )

有了以上的定義和推導，代入(2-15)可將接收訊號重新表示如下：

$$Y(k) = X(k) \sum_{l=0}^{L-1} h_{ave}(l) e^{-j2\pi lk/N} + \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} \left[ \frac{S_{N,k-m}}{N} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l e^{-j2\pi lm/N} \right] X(m) + W(k) \quad (4-31)$$

定義  $\mathbf{h}_{ave} = [h_{ave}(0), \dots, h_{ave}(L-1)]^T$ ， $\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_0, \dots, \alpha_{L-1}]^T$ ， $\mathbf{b}_m = [1, e^{-j2\pi m/N}, \dots, e^{-j2\pi mL/N}]^T$

則(4-31)可重寫如下：

$$Y(k) = \mathbf{b}_k^T \mathbf{h}_{ave} X(k) + \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} \frac{S_{N,k-m}}{N} \mathbf{b}_m^T \boldsymbol{\alpha} X(m) + W(k) \quad (4-32)$$

故接收到在 pilot 位置上的訊號可表示如下：

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \begin{bmatrix} Y(p(1)) \\ \vdots \\ Y(p(M)) \end{bmatrix} = \mathbf{A} \mathbf{h}_{ave} + \mathbf{B} \boldsymbol{\alpha} + \mathbf{e} \\ &= [\mathbf{A} \quad \mathbf{B}] \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{ave} \\ \boldsymbol{\alpha} \end{bmatrix} + \mathbf{e} \\ &= \mathbf{D} \mathbf{h} + \mathbf{e} \end{aligned} \quad (4-33)$$

其中

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} X(p(1))\mathbf{b}_{p(1)}^T \\ \vdots \\ X(p(M))\mathbf{b}_{p(M)}^T \end{bmatrix} \quad (4-34)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \sum_{m \in \text{pilot}, m \neq p(1)} \frac{S_{N,p(1)-m}}{N} X(m)\mathbf{b}_m^T \\ \vdots \\ \sum_{m \in \text{pilot}, m \neq p(M)} \frac{S_{N,p(M)-m}}{N} X(m)\mathbf{b}_m^T \end{bmatrix} \quad (4-35)$$

$$\mathbf{D} = [\mathbf{A} \quad \mathbf{B}] \quad (4-36)$$

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{ave} \\ \boldsymbol{\alpha} \end{bmatrix} \quad (4-37)$$

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} e(p(1)) \\ \vdots \\ e(p(M)) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{m=0, m \notin \text{pilot}, m \neq p(1)}^{N-1} \frac{S_{N,p(1)-m}}{N} X(m)\mathbf{b}_m^T \\ \vdots \\ \sum_{m=0, m \notin \text{pilot}, m \neq p(M)}^{N-1} \frac{S_{N,p(M)-m}}{N} X(m)\mathbf{b}_m^T \end{bmatrix} \boldsymbol{\alpha} + \begin{bmatrix} W(p(1)) \\ \vdots \\ W(p(M)) \end{bmatrix} \quad (4-38)$$

其中  $p(k)$  為 pilot 擺放的位置， $M$  為 pilot 的數目， $\mathbf{e}$  為雜訊加上未擺放 pilot 的子載波所造成的 ICI 項。(4-33)的未知數  $\mathbf{h}$  有  $2L$  個，因此取  $M > 2L$  即可用 LS 解得  $\mathbf{h}$  如下：

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{D}^+ \mathbf{Y} \quad (4-39)$$

為了要增加估測的準確度，我們必須把  $\mathbf{e}$  項降到最小。很明顯的，排除雜訊的考量，我們可以知道 pilot 擺放的位置對準確度有很大的影響。考慮圖 4-5 中  $S_{N,\Delta}$  的分布情形，我們必須選擇在頻域上相鄰的 pilot 位置才能有效降低  $\mathbf{e}$  項。然而 [28] 告訴我們，在頻率選擇非時變通道 (frequency-selective time-invariant channel) 中，等距的嚮導訊號為最佳的擺放方式。所以 [20] 提出在頻率選擇時變通道 (frequency-selective time-varying channel) 中，嚮導

訊號應該被分成等距群組(equal-spaced groups)才有最小錯誤率，如圖 4-6 所示。

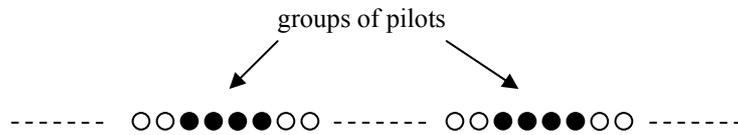


圖 4-6 等距的嚮導訊號群

總結此方法如下：

- 利用一個符元中的資訊即可估測出時變通道
- 嚮導訊號必須擺放在連續的子載波上，才有較高的估測準確度
- 由於(4-39)，故其計算複雜度高

#### 4.2.1.2 Yeh 對於 Stamoulis 通道估測法的改進[1]

當  $f_{nd}$  越大時，(4-38)中的 ICI 項所造成的影響也就越大，迫使得我們為了獲得準確的通道估測，必須在連續的子載波上擺放更多的 pilot，造成傳送效率上的浪費。但是反過來想，既然 pilot 擺放在連續的子載波上，我們就可以利用 [23] 在接收端所做的 ICI 自我消除(ICI self-cancellation)的想法，提前消除 ICI 對於通道估測的影響，使得我們可以利用較少的 pilot 得到和 Stamoulis 方法一樣的效果，此為 2004 年 Yeh 提出的演算法，詳細可以參考[1]。

#### 4.2.1.3 Mostofi 利用 CP 的通道估測

利用 CP 資訊的通道估測為 Y. Mostofi [25] 在 2005 年提出的通道估測方法之一，然而接收訊號在 CP 的位置上存在有上一個符元的資料(也就是上個符元拿來當作 CP 的資料)，所以上個符元的資料也要被視為已知才可以利用 CP 資訊做此

估測，故存在錯誤傳遞(error propagation)的問題。[25]中的模擬結果顯示其效能也沒有 4.2.2 中所介紹的方法好，故不在此詳述。

## 4.2.2 利用鄰近 OFDM 符元的時變通道估測法(using adjacent OFDM symbols)

在 OFDM 擺放 pilot 的目的無非就是要估測出準確的  $\mathbf{G}(k, k)$  項，但是由(2-15)可知

$$\mathbf{G}(k, k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{ave}(l) e^{-j2\pi lk/N}$$

這說明了就算  $\mathbf{G}(k, k)$  為已知，我們仍舊無法得到通道的時變資訊。因此若以這種想法出發，我們必定要藉助於其他符元上的通道估測來獲得通道的時變資訊。



### 4.2.2.1 Yeh 的通道估測法[19]

Yeh et al. [19] 在 2004 年使用通道變化在兩個相鄰的符元中為線性變化之假設( $f_{nd} < 0.05$ )，並且利用通道路徑平均值  $h_{ave}(l)$  來追蹤符元和符元之間的通道變化，說明如下。

首先由(2-11)，DFT 之後的接收訊號可表為

$$Y(k) = \mathbf{G}(k, k)X(k) + \underbrace{\sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} \mathbf{G}(k, m)X(m)}_{ICI} + W(k) \quad (4-40)$$

因此我們可利用最小平方(LS)估測法估測出  $\mathbf{G}(k, k)$  的值如下

$$\hat{G}(p(k), p(k)) = \frac{Y(p(k))}{P(k)} = G(p(k), p(k)) + \frac{\sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} G(k, m)X(m) + W(k)}{P(k)} \quad (4-41)$$

其中  $p(k)$  為已知訊號 pilot 所放置的位置，而(4-40)中的 ICI 項將會隨著  $f_{nd}$  增大而使得誤差變大。順便一提，在 802.16e 的規格中有增強 preamble 和 pilot

的規定，如(3-2)和(3-3)，其目的也是為了有效消除(4-5)的干擾項（包含 ICI 和雜訊）。

有了準確的  $\mathbf{G}(k,k)$  值之後，由(2-15)可推得如下之結果

$$\hat{h}_{ave}(l) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{L-1} \hat{G}(p(k), p(k)) e^{\frac{j2\pi lk}{M}} \quad (4-42)$$

意即將(4-41)得到的訊號直接做  $M$  點 IDFT 即可得到通道路徑  $l$  的時間平均。此步驟有兩個重要的前提需要注意：

- 第一，從(2-15)到(4-42)的推導必須建立在等間距(equal spaced)嚮導訊號的前提上。
- 第二，嚮導訊號的數目  $M$  必須要大於通道路徑數目  $L$ ，否則也無法解出  $h_{ave}(l)$ 。

接下來便是解出(4-25)中的斜率  $\alpha_l$ ，因為 Yeh 假設連續兩個符元的通道變化為線性的，所以斜率  $\alpha_l$  可由下式獲得：

$$\hat{\alpha}_l^i = \frac{\hat{h}_{ave}^i(l) - \hat{h}_{ave}^{i-1}(l)}{N + N_{CP}} \quad (4-43)$$

其中  $\alpha_l^i$  代表第  $l$  條通道路徑在第  $i$  個符元中的斜率， $h_{ave}^i(l)$  代表第  $l$  條通道路徑在第  $i$  個符元中的平均值， $N$  為一個符元中的取樣點數(FFT 點數)， $N_{CP}$  為循環字首(CP)的點數。(4-43)成立的原因在於若通道在該符元中為線性變化，則通道的平均值  $h_{ave}^i(l)$  即為通道路徑  $l$  在符元  $i$  的中點值，藉由兩個符元之間的通道中點值來得出斜率  $\alpha_l^i$ ，進而由(4-25)得出符元  $i$  上所有時間點上的通道響應，如圖 4-7 和(4-44)所示。

$$\hat{h}^i(n, l) = \hat{h}_{ave}^i(l) + (n - \frac{N-1}{2}) \alpha_l^i \quad (4-44)$$

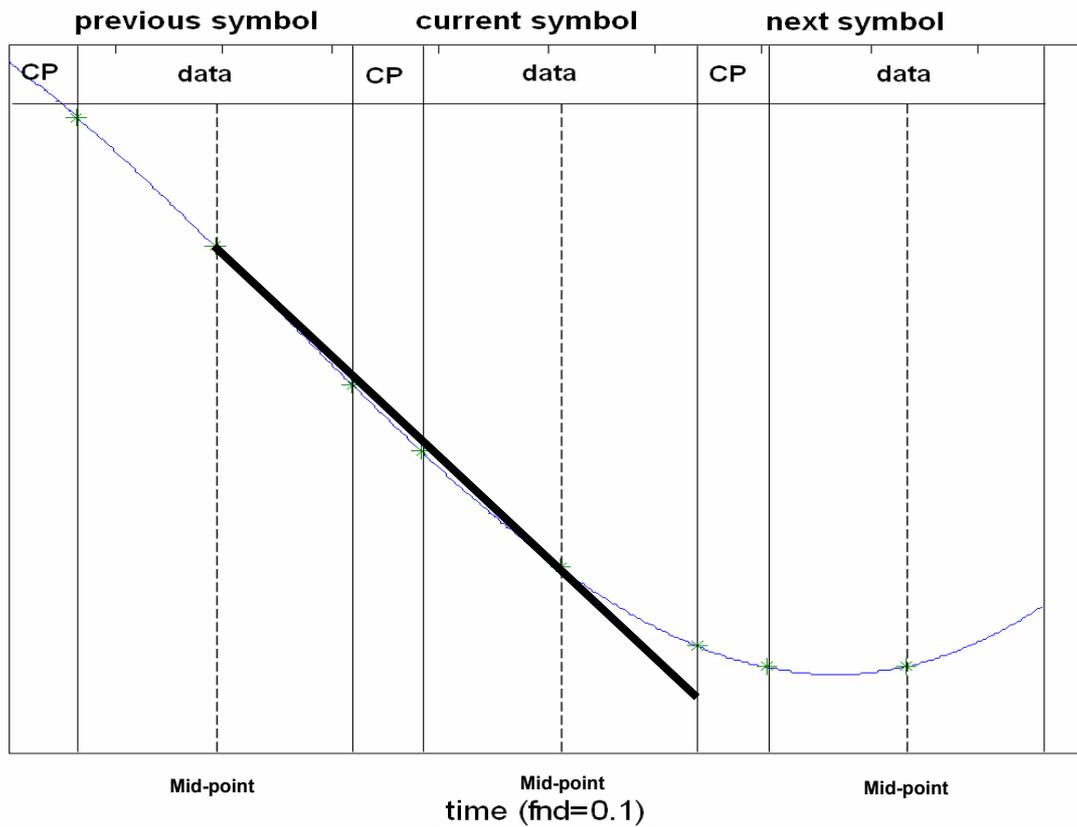


圖 4-7 Yeh 的通道估測法

此方法不僅處理了時變的通道估測問題，並且計算的複雜度也不高，以下分成三個重點加以統整說明：

- 第一，(4-42)必須以存在等距嚮導訊號為前提，當系統規格存在保護區間(Guard band)或者沒有等距嚮導訊號時，就無法單純的使用  $M$  點 IDFT 達到此結果。之前提過 Cheng et al. [14] 有針對此問題提出改進的方法，但是因為失去了快速 IDFT 演算法的輔助所以造成實作上複雜度太高的問題。
- 第二，對於後續的 ICI 消除和訊號偵測(data detection)機制之設計問題，由於現有的方法多在頻域上處理，若要將時域的時變通道轉成頻域則要經過如(2-11)的運算，此為相當大的計算量，實作上也是無法達成的。所以必須針對時域上的通道來設計 ICI 消除和訊號偵測的機制。Yeh et al. [1]則是利用決策回授 ICI 消除來處理此問題，仍需要將通道時

變資訊轉換到頻域上來處理。

- 第三，對於雜訊的抵抗問題，由於雜訊是直接時域上與訊號相加的，所以無法像頻域上的通道估測有平均雜訊的功能。當某一個能量低的通道路徑受到能量干擾時，將會對此通道路徑的估測造成相當大的干擾，而使得此方法完全失效，所以引用雜訊消除的機制在此方法上是必須的 [1]。此外，如何解析出(4-42)的時域通道也是一個問題，唯有準確的解析出通道路徑才能收到降低雜訊和 ICI 的效果。

此外，2006 年 Tsai et al. [4] 對於 Yeh 的通道估測法所提出的改進使其方法可以支援較高車速之通道估測 ( $f_{nd} < 0.1$ )，但是 Tsai 的方法需要在前一個符元有準確的通道估測並且在高 SNR 下才能獲得好處，其同時存在 Yeh 的通道估測之缺點而無法實作於 802.16e 系統上。



#### 4.2.2.2 Mostofi 利用相鄰符元之通道估測[25]

Mostofi 在 2005 年提出了利用相鄰符元之通道估測，基本上與 Yeh 的方法相同，但是其多考慮了一個符元的影響，因此在現有符元中估測出的通道呈現出片段線性(piecewise linear)的形式，如圖 4-8 所示。

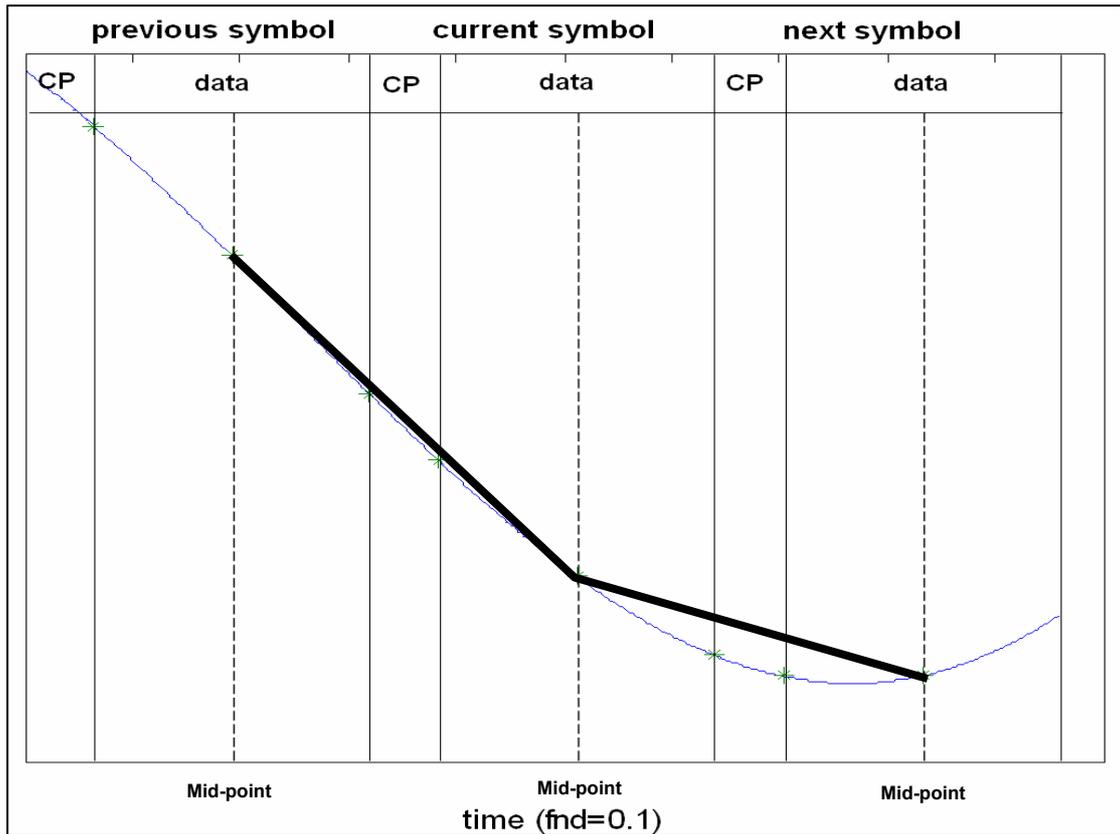


圖 4-8 Mostofi 的通道估測法

將現有符元(current symbol)分成兩個區域，分別以不同斜率的通道變化來描述。首先從每個符元中得到通道在時域上的平均值如下

$$\begin{aligned}\hat{h}_{ave}^{(i-1)}(l) &= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{L-1} \hat{G}^{(i-1)}(p(k), p(k)) e^{\frac{j2\pi lk}{M}} \\ \hat{h}_{ave}^{(i)}(l) &= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{L-1} \hat{G}^{(i)}(p(k), p(k)) e^{\frac{j2\pi lk}{M}} \\ \hat{h}_{ave}^{(i+1)}(l) &= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{L-1} \hat{G}^{(i+1)}(p(k), p(k)) e^{\frac{j2\pi lk}{M}}\end{aligned}\quad (4-45)$$

其中  $\hat{h}_{ave}^i(l)$  代表第  $l$  條通道路徑在第  $i$  個符元中的平均值， $\hat{G}^{(i)}(p(k), p(k))$  代表在第  $i$  個符元中嚮導訊號位置估測出的頻域上之平均通道響應，定義第  $i$  個符元為現有符元，則可算出通道變化的兩段斜率如下

$$\begin{aligned}\hat{\alpha}_l^{(i-1)\rightarrow(i)} &= \frac{\hat{h}_{ave}^{(i)}(l) - h_{ave}^{(i-1)}(l)}{N + N_{CP}} \\ \hat{\alpha}_l^{(i)\rightarrow(i+1)} &= \frac{\hat{h}_{ave}^{(i+1)}(l) - h_{ave}^{(i)}(l)}{N + N_{CP}}\end{aligned}\quad (4-46)$$

其中  $\alpha_l^{(i-1)\rightarrow(i)}$  代表第  $l$  條通道路徑在第  $i$  個符元中前半段的斜率， $\alpha_l^{(i)\rightarrow(i+1)}$  代表第  $l$  條通道路徑在第  $i$  個符元中後半段的斜率， $N_{CP}$  為循環字首(CP)的點數， $N$  為 FFT 的點數。有了(4-44)和(4-45)的資訊，就可以將現有符元之通道變化描述出來，表示如下

$$\hat{h}^i(n, l) = \begin{cases} \hat{h}_{ave}^{(i)}(l) + (n - \frac{N-1}{2})\hat{\alpha}_l^{(i-1)\rightarrow(i)}, & 0 \leq n \leq \frac{N}{2} - 1 \\ \hat{h}_{ave}^{(i)}(l) + (n - \frac{N-1}{2})\hat{\alpha}_l^{(i)\rightarrow(i+1)}, & \frac{N}{2} \leq n \leq N - 1 \end{cases} \quad (4-47)$$

$0 \leq n \leq N - 1$

和 Yeh 的通道估測法一樣，(4-45)也必須建立在等距嚮導訊號的前提下，Mostofi 的通道估測理論上可以使用在更高的車速下 ( $f_{nd} \leq 0.1$ )，但也存在上節所總結的缺點。



# 第五章

## 提出的通道估測方法

本章為吾人所提出之通道估測法，可粗分為三個部分。5.1 節是提出的非時變通道估測方法，就實作上計算複雜度的考量，提出複雜度較 LAQ 低的通道估測法；5.2 節主要是針對現有的時變通道估測方法無法操作在存在保護區間以及非等距嚮導訊號的情況下之問題；解決了以上的問題之後，在 5.3 節中才有辦法對於 802.16e 上行和下行之規格做通道估測之設計。

### 5.1 提出的非時變通道估測方法

#### 5.1.1 滑動式窗口之線性與二次 B-spline (sliding-windowed Linear and Quadratic B-spline)通道估測

4.1.3.2 節介紹的 LAQ 和 4.1.3.3 節介紹的 SW-LAQ 雖然有良好的通道估測準確度，但是實作上卻必須付出龐大的計算量來達成。以 802.16e 下行的一個 cluster 來說，每個子載波上所受到的通道影響需要藉由 4 個嚮導訊號的線性組合(linear combination)來達成，所以需要四個乘法器和三個加法器，並且為了

精準度的問題，實作上吾人使用的乘法器為 18 位元(嚮導訊號)乘 16 位元(線性組合之係數)。

為了節省硬體和計算量，吾人在頻域上的內插使用 quadratic B-spline 的內插法，以下簡稱為 LAB(Linear and Quadratic B-spline)，如圖 5-1 所示。同樣利用位於 cluster 的第 1、5、9、13 位置上的嚮導訊號作為內插的依據，每個嚮導訊號上面的波形代表該訊號對於鄰近子載波的貢獻，以此作為 quadratic B-spline 內插係數的依據，如圖 5-2 所示。

從圖 5-1 可以發現，除了輸出區域(output region)之外，在位置 2、12、14 的子載波所估測出的通道響應會因為嚮導訊號的不足造成，而無法達到正確的內插，因此 LAB 先天上對嚮導訊號的要求較 LAQ 嚴格。

要解決此問題，吾人提出滑動式窗口之線性與二次 B-spline (sliding-windowed Linear and Quadratic B-spline)的內插方式，簡稱為 SW-LAB。類似之前介紹的 SW-LAQ 的方法，SW-LAB 同樣需要利用到鄰近 cluster 的資訊，如圖 5-3 所示。分為兩個步驟，第一個步驟同圖 5-1 作 LAB；第二個步驟則是借用上下兩個 cluster 在第一步驟所估測出來的通道資訊，來完成位置 2、12、14 的子載波上的通道估測。此處要注意的是，圖 5-3 第二步驟的上面的波形，是針對現有的 cluster 設計的排列方式，吾人並不利用圖中的波形來內插鄰近的 cluster。換句話說，不管位於哪個編號位置的 cluster，SW-LAB 內插必須將該 cluster 放置在中心，然後利用鄰近兩個 cluster 之資訊來完成位置 2、12、14 的子載波上的通道估測，這也代表著編號最小和最大的 cluster 會因為缺乏鄰近的 cluster 而無法使用 SW-LAB 來做通道估測，並且也必須花費額外的計算量以及控制訊號來處理這兩個特例。明顯地，SW-LAQ 和 SW-LAB 都存在這種問題，吾人定義此為邊界效應(boundary effect)。

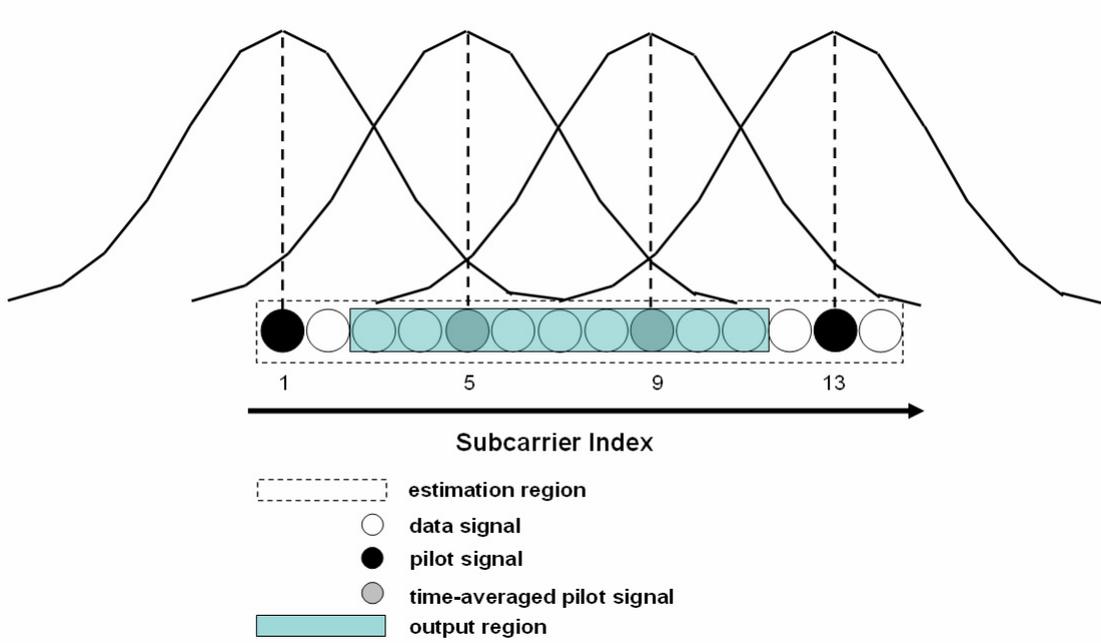


圖 5-1 LAB 通道估測

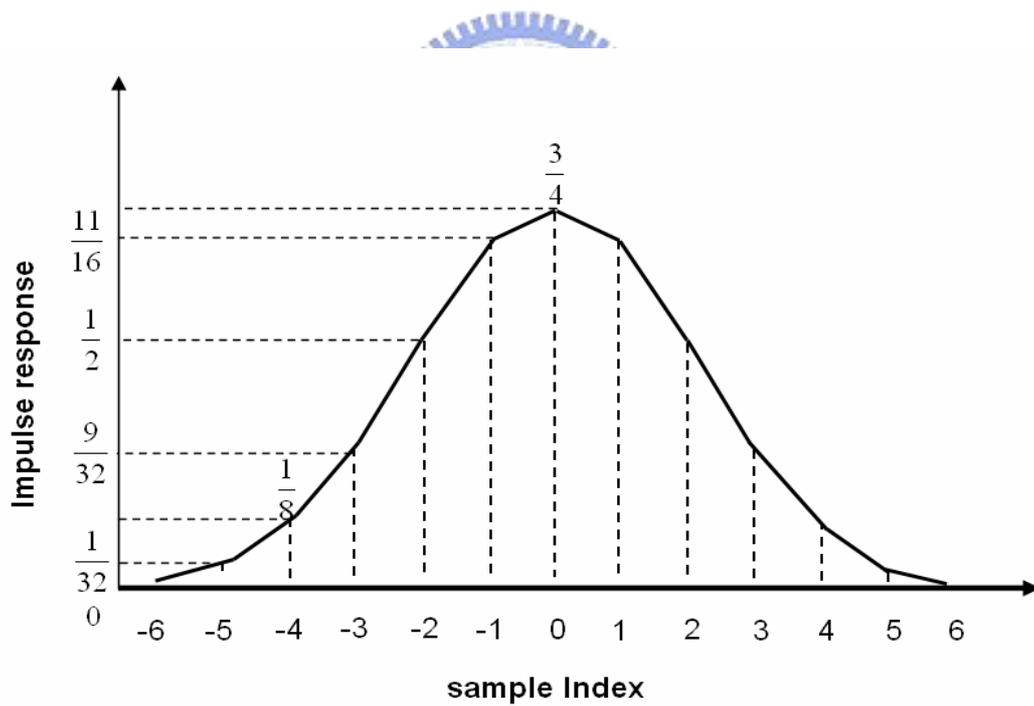


圖 5-2 Quadratic B-spline 內插的脈衝響應

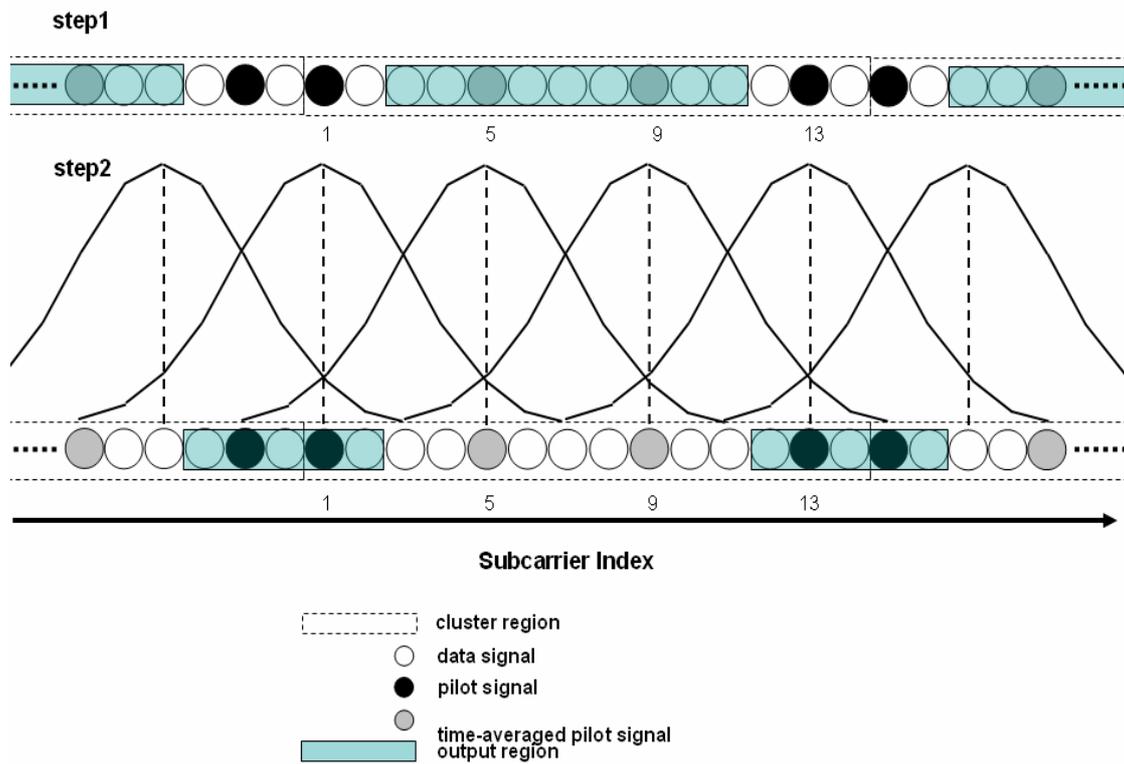


圖 5-3 滑動式窗口之線性與二次 B-spline 內插

### 5.1.2 非時變通道估測的計算量分析

本節中討論，現有的二維非時變通道估測和吾人提出的二維非時變通道估測之計算量的比較。如表 5-1 所示，吾人以處理一個 cluster 的通道估測所需要花費的計算量來做比較，其中 LAL(Linear And Linear)代表其二維通道估測在時域上和頻域上都是做線性內插，其他的方法在第四章和第五張有介紹。我們可以發現 LAQ 和 SW-LAQ 的計算量最大，並且其內插的係數必須利用 16 位元左右才可以精確表示，並且較沒有簡化的空間；至於 LAL、LAB 和 SW-LAB 計算量較少，並且內插的係數都相當簡單，如圖 5-2 所示，還有不少簡化的空間，甚至不需要用到乘法器來完成。而 boundary effect 的定義為使用 sliding window 所需額外付出的計算複雜度，因為 cluster 的位置可分為邊界和非邊界，這代表處理一個 cluster 的內插會有 3 個 case，控制此 3 種模式的轉換為必須額外付出的計算複雜度。另外將表 5-1 所有方法的完整名稱標示如下：

LAQ : Linear And Quadratic

LAL : Linear And Linear

LAB : Linear And Quadratic B-spline

SW-LAQ : Sliding-Windowed Linear And Quadratic

SW-LAB : Sliding-Windowed Linear And Quadratic B-spline

表 5-1 非時變通道估測之計算量比較

	# of mul/cluster	# of add/cluster	boundary effect
LAQ	40	30	No
LAL	6	10	No
LAB	13	14	No
SW-LAQ	40	30	Yes
SW-LAB	14	17	Yes

## 5.2 提出的時變通道估測方法

### 5.2.1 對於 Yeh 的通道估測法之改進(proposed method 1)

有鑒於 4.2.2.1 節中所提出的缺點，吾人提出等效於 Yeh 的通道估測法，除了沒有上述缺點之外，也可降低計算複雜度，描述如下：

本論文之目的為在 802.16e 的規格限制下，推導出適合實作並且準確的通道估測方式。而在此吾人選擇在頻域上估測時變的通道，主要原因如下：

- 802.16e 規格中都含有相當長的保護區間，並且在 DL 時手機端只能得到某一個 segment 的資訊，UL 時基地台收到的通道隨著不同的 burst 而有不同的通道。以上三個原因都會造成時域通道估測的困難，如已知的嚮導訊號數目太少或者實作複雜度太高等問題。

- 時域的通道估測雖然估測未知數較少，但是也隱含著必須對通道路徑延遲 (path delay) 有準確的解析，在有限的通道頻域資訊上，若無法藉由 IFFT 的幫助就需要付出龐大的運算量來達成。
- 在通道估測之後的架構，如 ICI 消除和訊號偵測(data detection)機制，大多設計在頻域上執行，所以直接估測出頻域上的通道響應較方便。若估測出時域上的通道就需要設計出時域上的 ICI 消除和訊號偵測的技術，或者轉換到頻域上來處理，所以本論文優先考慮頻域上的通道估測設計。

首先我們假設通道路徑在連續兩個 OFDM 符元中為線性變化，此時通道在一個符元中可視為(4-25)之模型

$$h(n, l) = h_{ave}(l) + (n - \frac{N-1}{2})\alpha_l$$

則對於兩個符元之間的關係可以表為

$$h_{ave}^{(i)}(l) = h_{ave}^{(i-1)}(l) + \alpha_l \times N_s \quad (5-1)$$

其中  $h_{ave}^{(i)}(l)$  代表第  $l$  條通道路徑在第  $i$  個符元的平均值； $N_s = N + N_{cp}$ ，為整個 OFDM 符元(包含 CP)之長度。將(5-1)帶入(2-15)，可得到

$$\mathbf{G}^{(i)}(k, k) = \mathbf{G}^{(i-1)}(k, k) + N_s \times \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l e^{-j\frac{2\pi lk}{N}} \quad (5-2)$$

而由(4-30)可知，當通道在一個符元的時間內為線性變化的假設下，ICI 項可表示為

$$\mathbf{G}(k + \Delta, k) = \frac{S_{N, \Delta}}{N} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l e^{-j\frac{2\pi lk}{N}}$$

故綜合(4-30)和(5-2)，ICI 項的估測可總結如下：

$$\begin{aligned} \mathbf{G}^{(i)}(k + \Delta, k) &= \frac{S_{N, \Delta}}{N} \mathbf{W}(k) \\ \mathbf{W}(k) &\square \frac{\mathbf{G}^{(i)}(k, k) - \mathbf{G}^{(i-1)}(k, k)}{N_s} \\ N_s &\square N + N_{cp} \\ S_{N, \Delta} &\square \sum_{r=0}^{N-1} r \times e^{-j\frac{2\pi r \Delta}{N}} \end{aligned} \quad (5-3)$$

其中  $\mathbf{G}^{(i)}(k,k)$  代表在第  $i$  個符元中子載波  $k$  上的平均通道響應。(5-3)的意義為，只要可以獲得現有符元和前一個符元之平均通道響應 ( $\mathbf{G}^{(i)}(k,k)$  和  $\mathbf{G}^{(i-1)}(k,k)$ )，就可以估測出現有符元之 ICI。

基本上此方法可以看成” Yeh 的時域通道估測法” 在頻域上的版本，但是計算量減少了很多，因為不需要再花費計算量在轉回時域通道上，並且不受保護區間和等距嚮導訊號之限制。

另外從圖 4-5 可知， $S_{N,\Delta}$  隨著  $\Delta$  越大而越小，這告訴我們距離越遠的子載波所造成的 ICI 可以忽略，也就是(5-3)中的通道矩陣  $\mathbf{G}$  之元素可以不需要全部估測出來。如圖 4-5 在  $f_{nd} = 0.1$  之例子，我們可以取  $\Delta = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm 6$  來降低計算複雜度，因為在此情況下 ICI 對於鄰近的 6 個子載波影響較明顯。既然此方法完全等效於 Yeh 的通道估測法，故其示意圖也和圖 4-7 相同，如圖 5-4 所示。

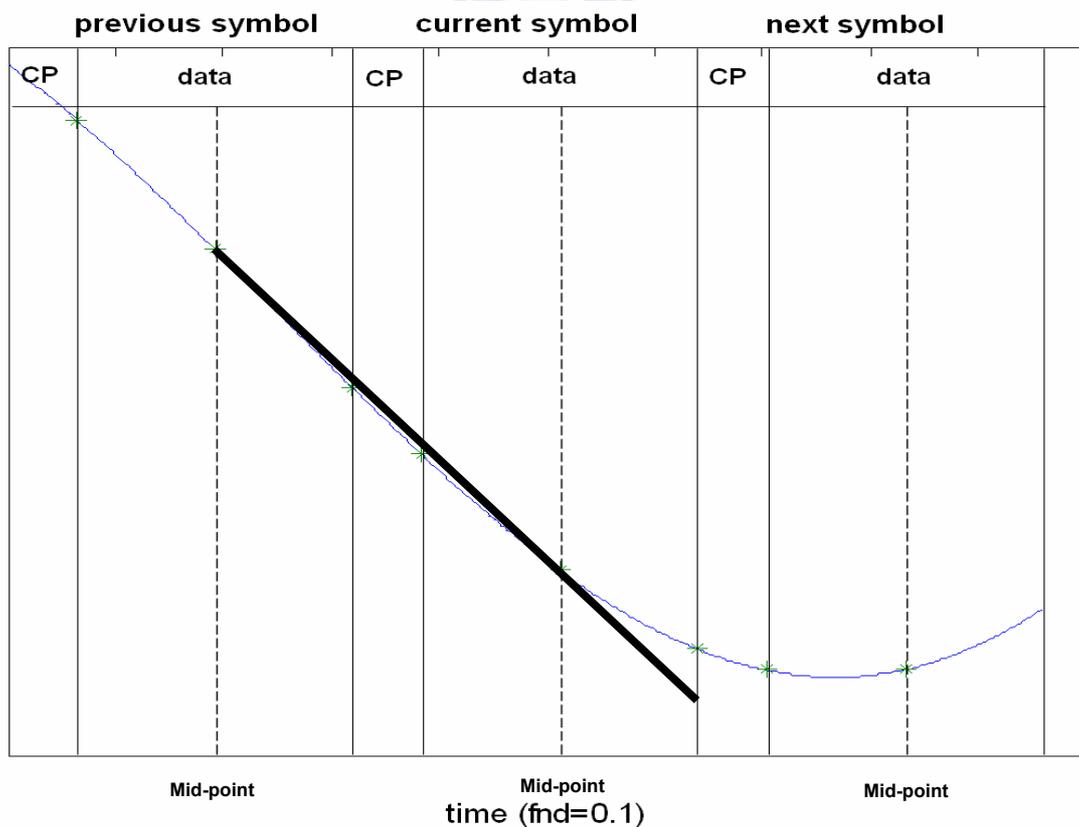


圖 5-4 提出之方法一(proposed method 1)

### 5.2.2 對於 Mostofi 通道估測法之改進(proposed method 2)

由於 Mostofi 的通道估測法多考慮了一個符元的影響，所以準確度理論上會比 Yeh 所提出的方法高，並且可支援在更高的  $f_{nd}$  下作通道估測 ( $f_{nd} < 0.1$ )。然而，此方法一樣存在 Yeh 的通道估測法之缺點。而 Mostofi 的估測模型為片段線性，所以若要和 5.2.1 節中一樣，發展出一套在頻域上等效的通道估測法是有困難的。於是吾人取此兩段線性變化斜率的平均值來當作現有符元中通道變化之斜率，如圖 5-5 所示。

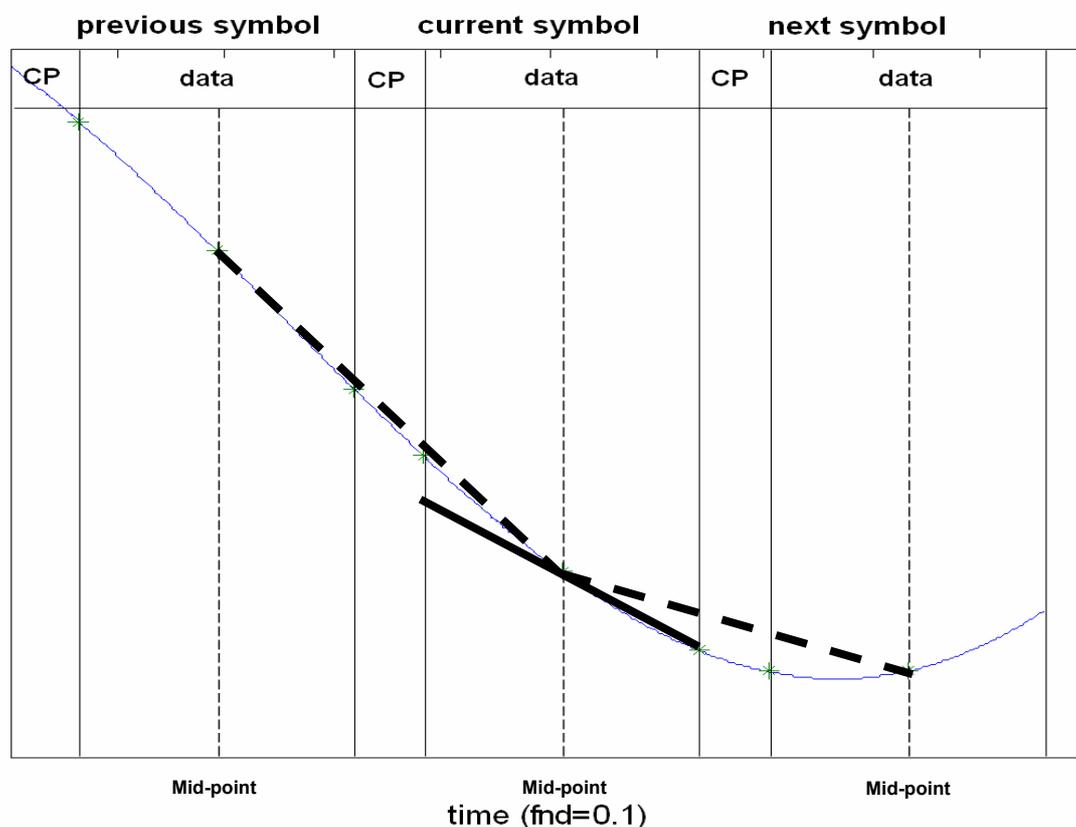


圖 5-5 提出之方法二(proposed method 2)

此方法的公式推導如下：

由(5-1)可得到

$$\mathbf{G}^{(i+1)}(k, k) = \mathbf{G}^{(i)}(k, k) + N_s \times \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^{(i) \rightarrow (i+1)} e^{-j \frac{2\pi l k}{N}} \quad (5-4)$$

$$\mathbf{G}^{(i)}(k, k) = \mathbf{G}^{(i-1)}(k, k) + N_s \times \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^{(i-1) \rightarrow (i)} e^{-j \frac{2\pi l k}{N}} \quad (5-5)$$

其中， $\alpha_l^{(i) \rightarrow (i+1)}$  表示第  $i$  符元到第  $i+1$  符元之間通道路徑  $l$  變化之斜率； $\alpha_l^{(i-1) \rightarrow (i)}$  表示第  $i-1$  符元到第  $i$  符元之間通道路徑  $l$  變化之斜率。若定義平均斜率為

$$\alpha_l^i = \frac{\alpha_l^{(i-1) \rightarrow (i)} + \alpha_l^{(i) \rightarrow (i+1)}}{2} \quad (5-6)$$

則有

$$\sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^i e^{-j \frac{2\pi l k}{N}} = \frac{1}{2} \left[ \frac{\mathbf{G}^{(i)}(k, k) - \mathbf{G}^{(i-1)}(k, k)}{N_s} + \frac{\mathbf{G}^{(i+1)}(k, k) - \mathbf{G}^{(i)}(k, k)}{N_s} \right] \quad (5-7)$$

而由(4-26)可知，當通道在一個符元的時間內為線性變化的假設下，ICI 項可表示為

$$\mathbf{G}(k + \Delta, k) = \frac{S_{N, \Delta}}{N} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l e^{-j \frac{2\pi l k}{N}}$$

故綜合(4-26)和(5-7)，ICI 項的估測可總結如下：

$$\begin{aligned} \mathbf{G}^{(i)}(k + \Delta, k) &= \frac{S_{N, \Delta}}{N} \mathbf{W}(k) \\ \mathbf{W}(k) &\square \frac{\mathbf{G}^{(i+1)}(k, k) - \mathbf{G}^{(i-1)}(k, k)}{2N_s} \\ N_s &\square N + N_{cp} \\ S_{N, \Delta} &\square \sum_{r=0}^{N-1} r \times e^{-j \frac{2\pi r \Delta}{N}} \end{aligned} \quad (5-8)$$

其中  $\mathbf{G}^{(i-1)}(k, k)$  代表在第  $i-1$  個符元中子載波  $k$  上的平均通道響應。(5-8)的意義為，只要可以獲得前後兩個符元之平均通道響應 ( $\mathbf{G}^{(i-1)}(k, k)$  和  $\mathbf{G}^{(i+1)}(k, k)$ )，就可以估測出現有符元之 ICI ( $\mathbf{G}^{(i)}(k + \Delta, k)$ )。

此外，2006 年 Zhou et al. [24] 針對 802.16e 規格在頻域上所發展的通道估測演算法和(5-8)式類似，其通道變化在時域上使用一階泰勒展開式近似，並且是一個在頻域上估測 ICI 的機制。理論上應該可以支援  $f_{nd} < 0.1$  的情況，但是其論文模擬只做到時速 60 公里 ( $f_{nd} < 0.0125$ ) 左右，更高速度下的效能有待我們來模擬評估。

### 5.2.3 提出之時變通道估測流程

吾人提出之方法一和方法二僅處理 ICI 估測的部分，而整個通道估測流程以及 ICI 消除機制將在本節提出，步驟如下：

- 步驟 1：假設第  $i$  個符元接收端經過 FFT 之接收訊號為  $R^{(i)}(k)$ ，

$k=0,1,\dots,N-1$ 。為了方便表示之後的決策回授 ICI 消除，吾人定義

$$Y^{(i)}(k) = R^{(i)}(k) \quad (5-9)$$

- 步驟 2：由(2-11)並且使用 LS 估測子可得初始的平均通道響應如下

$$\hat{G}^{(i)}(p(k), p(k)) = \frac{Y^{(i)}(p(k))}{P(k)} = G^{(i)}(p(k), p(k)) + ICI + noise \quad (5-10)$$

其中  $p(k)$  為嚮導訊號之位置， $P(k)$  為嚮導訊號的值(假設為實數)。

- 步驟 3：利用估測出在嚮導訊號位置的平均通道響應  $\hat{G}^{(i)}(p(k), p(k))$ ，內插

出整段平均通道響應  $\hat{G}^{(i)}(k, k)$ ， $k=0,1,\dots,N-1$ (由於可能存在保護區間，所以有些頻率上的平均通道響應無法估測出來，但此不影響吾人提出之方法)。

至於內插方式可以參考第四章和第五章所介紹的非時變通道估測內插方式，期望可以降低多重路徑干擾和雜訊。

- 步驟 4：利用步驟 3 估測出的平均通道響應，使用 one-tap 等化器做等化如下

$$\hat{D}^{(i)}(k) = \frac{\hat{Y}^{(i)}(k) \times \hat{G}^{(i)}(k, k)^*}{\left| \hat{G}^{(i)}(k, k) \right|^2} \quad (5-11)$$

其中  $\hat{G}^{(i)}(k, k)^*$  表示  $\hat{G}^{(i)}(k, k)$  之複數共軛。接下來做硬式決策(hard decision)解出傳送訊號如下

$$\hat{X}^{(i)}(k) = \text{slice}(\hat{D}^{(i)}(k)) \quad (5-12)$$

其中  $\text{slice}(\square)$  表示對信號做硬式決策，來判斷傳送訊號為何。

- 步驟 5：ICI 估測。此步驟可使用提出之方法一或者提出之方法二

$$\begin{aligned} \hat{G}^{(i)}(k+\Delta, k) &= \frac{S_{N,\Delta}}{N} \hat{W}(k) \\ \hat{W}(k) &= \begin{cases} \frac{\hat{G}^{(i)}(k, k) - \hat{G}^{(i-1)}(k, k)}{N_s}, \text{method 1} \\ \frac{\hat{G}^{(i+1)}(k, k) - \hat{G}^{(i-1)}(k, k)}{2N_s}, \text{method 2} \end{cases} \\ N_s &= N + N_{cp} \\ S_{N,\Delta} &= \sum_{r=0}^{N-1} r \times e^{-\frac{j2\pi r\Delta}{N}} \end{aligned} \quad (5-13)$$

- 步驟 6：決策回授 ICI 消除。由於接受訊號  $Y^{(i)}(k)$  含有 ICI 的影響，這使得我們無論在通道估測(5-10)和等化(5-11)皆會受到 ICI 的影響導致效能降低，故吾人利用決策回授 ICI 消除更新  $Y^{(i)}(k)$  使其所受到的 ICI 減少如下

$$Y^{(i)}(k) = R^{(i)}(k) - \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} \hat{G}^{(i)}(k, m) \times \hat{X}^{(i)}(m) \quad (5-14)$$

其中  $k=0, 1, \dots, N-1$ 。

- 步驟 7：返回步驟 2，直到步驟 4 得到良好的位元錯誤率(BER)為止。



#### 5.2.4 理論上的效能分析

我們可以發現，之前提到的四個方法(Yeh 的通道估測法、提出之方法一、Mostofi 的通道估測法和提出之方法二)都是由估測  $\mathbf{G}(k, k)$  開始進行，所以在此我們假設每個符元中平均通道響應  $\mathbf{G}(k, k)$  都可以準確的獲得，且在不考慮雜訊的情形之下，藉此來討論這四個方法理論上的效能，其結果如圖 5-6 所示。

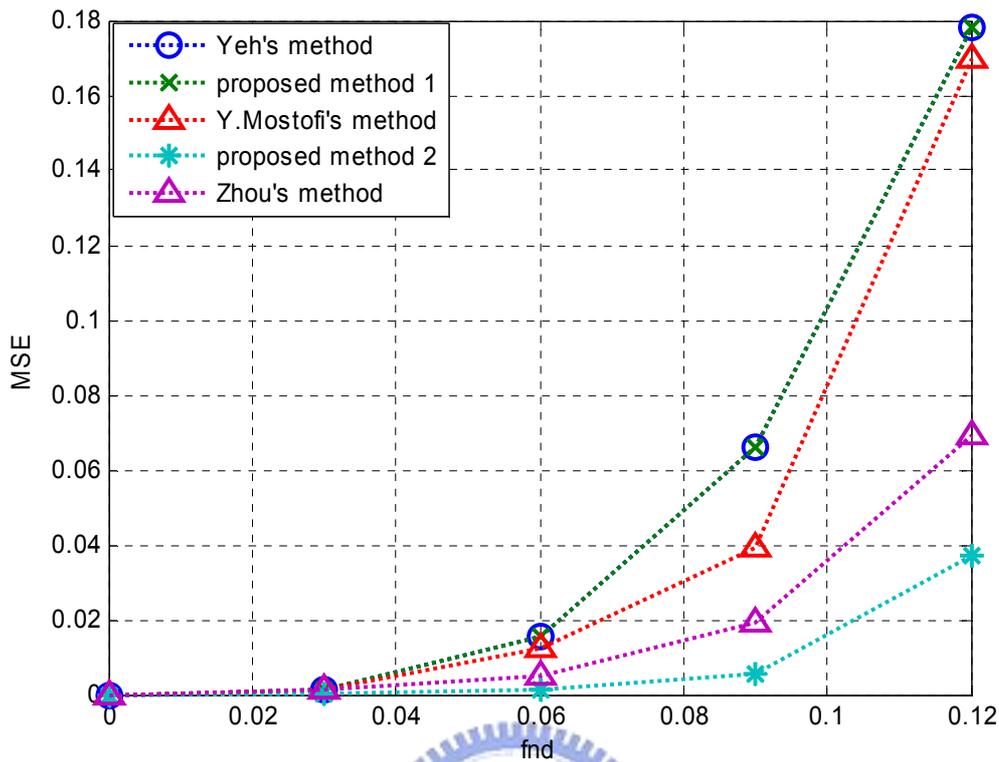


圖 5-6 利用相鄰符元之通道估測的效能分析

其中，

$$MSE = \sum_{k=1}^{N-1} \sum_{m=1}^{N-1} |G(k, m) - \hat{G}(k, m)|^2$$

$$k = 1, 2, \dots, N$$

$$m = 1, 2, \dots, N$$
(5-15)

並且  $N = 512$ ，以下分成幾點討論：

- 對於 Yeh 的通道估測和吾人提出的方法一 (proposed method 1)，在模擬上也呈現等效的結果，但是吾人提出的方法一不用在接收端作 IFFT，不用設計通道路徑選擇架構，另外也沒有保護區間等問題，所以可以實作在 802.16e 系統上。
- 圖 5-6 在  $f_{nd} > 0.05$  時，Yeh 的通道估測和提出之方法一將無法獲得準確的通道估測，這與 Yeh 的通道變化假設在  $f_{nd} < 0.05$  符合。而 Mostofi 的通道估測和提出之方法二的通道變化假設在  $f_{nd} < 0.1$ ，也差不多與圖 5-6 符合。

- 另外我們可以看出，吾人提出的方法二(proposed method 2)的準確度比 Mostofi 的通道估測好一些。從圖 4-8 和圖 5-5 可知，Mostofi 的通道估測法和方法二有相同長度的線性區域，不同只在於 Mostofi 的線性區域是介於相鄰的兩個符元之中點，而方法二的線性區域則是橫跨整個現有符元，所以兩個方法都同時適用於  $f_{nd} < 0.1$  的通道變化下。但是 Mostofi 的線性區域由兩個參考點構成，而方法二的線性區域則由三個參考點構成，所以方法二會在通道估測準確度上略勝一籌。此外，吾人提出的方法二和 Zhou[24] 的方法在公式上有相似之處，因為同樣利用前後兩個符元的通道資訊來估測通道之變化，但吾人提出的方法二明顯略勝一籌。

### 5.3 提出之 802.16e OFDMA 通道估測方法

目前臺灣預計開放供 WiMAX 使用的頻帶為 2.5GHz 至 2.69GHz 之間，且國際對 802.16e 頻譜規劃亦多在 2.5GHz 左右，所以在此我們的操作頻率選擇在 2.5GHz。由於吾人對於時變通道的估測法可以支援到  $f_{nd} \leq 0.1$ ，所以在此操作頻率下理論上可以支援到 480km/hr 的車速左右。

然而在下行(downlink)方面，由於嚮導訊號在一個 cluster 中稀少之緣故，吾人將利用時間平均嚮導訊號(time-averaged pilot)作為額外的嚮導訊號，如圖 4-2 所示。但是時間平均嚮導訊號成立的條件在於  $f_{nd} \leq 0.033$  的時候，這使得我們必須降低吾人在 5.2.3 節中提出之通道估測流程所支援之車速。

在上行(uplink)方面，位於 tile 中間的符元並沒有嚮導訊號，如圖 3-9 所示。同樣我們也可以利用前後的符元作出時間平均嚮導訊號解決此問題，如圖 5-7 所示。當然這也限制住了所支援的通道估測之車速 ( $f_{nd} \leq 0.033$ )，802.16e 期望達到之車速為 120km/hr ( $f_{nd} \approx 0.025$ )，所以在操作頻率 2.5GHz 時這些方法都是可以使用的。

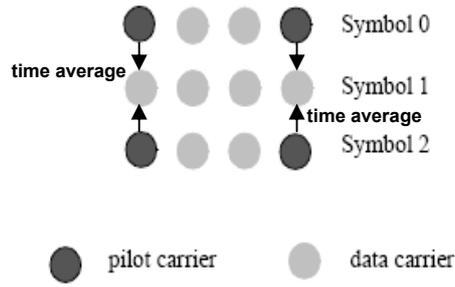


圖 5-7 802.16e 上行的時間平均嚮導訊號產生之方法

### 5.3.1 802.16e 下行通道估測設計

基本上在製造出時間平均之嚮導訊號之後，吾人只要照著 5.2.3 節中說明的通道估測流程來設計 802.16e 下行之通道估測即可，如圖 5-8 所示。注意在此我們以一個 cluster 為單位來處理通道估測，其中  $\mathbf{R}_{\text{cluster}}$  為該符元之在 FFT 之後的接收訊號；經過 LS 估測子可以得到該符元中嚮導訊號位置的平均通道響應

$\hat{\mathbf{G}}_{\text{cluster}}(\text{pilot}, \text{pilot})$ ；之後加上時間平均嚮導訊號來內插(SW-LAB)出整個 cluster 中所遭受到的平均通道響應  $\hat{\mathbf{G}}_{\text{cluster}}(k, k)$ ， $k=1,2,\dots,14$ ；接下來分成兩個路徑來進行，經過 one-tap 等化器以及硬式決策解出可能的傳送訊號  $\hat{\mathbf{X}}_{\text{cluster}}$ 。在 ICI 估測的部分使用提出之通道估測方法一估測出整個 cluster 中的通道矩陣  $\hat{\mathbf{G}}_{\text{cluster}}$ ；最後進行決策回授 ICI 消除得到新的接收訊號  $\mathbf{Y}'_{\text{cluster}}$  如下

$$\mathbf{Y}'_{\text{cluster}} = \mathbf{R}_{\text{cluster}} - (\hat{\mathbf{G}}_{\text{cluster}} - \text{diag}(\hat{\mathbf{G}}_{\text{cluster}}))\hat{\mathbf{X}}_{\text{cluster}} \quad (5-16)$$

其中  $\text{diag}(\hat{\mathbf{G}}_{\text{cluster}})$  為一個只包含  $\hat{\mathbf{G}}_{\text{cluster}}$  對角線項的矩陣，(5-16)的意義同(5-14)。

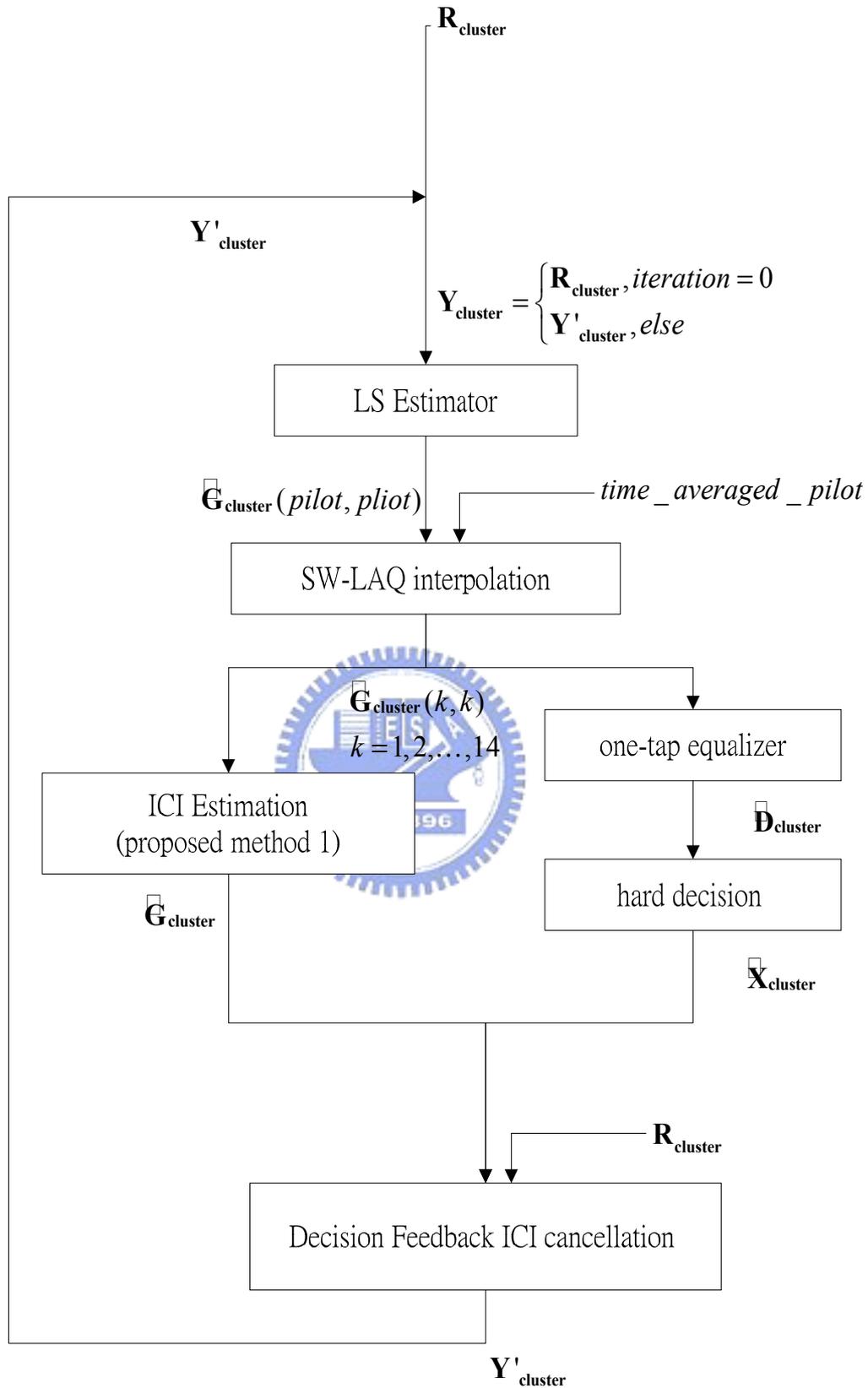


圖 5-8 802.16e 下行通道估測流程圖

### 5.3.2 802.16e 上行通道估測設計

基本上圖 5-8 的架構在 ICI 估測的部分，需要建立在對於前一個符元的通道估測也必須準確的基礎上，此對於擁有前導訊號(preamble)的下行傳送來說是成立的，使得我們可以順利的將整個下行訊框中的資料循序解出。然而，對於上行傳送而言就無法使用圖 5-8 之架構，其原因有二：

1. 缺乏前導訊號。
2. ICI 估測無法延伸至 tile 以外的符元，因為該符元可能遭遇和此 tile 不同的通道。

因為以上之原因，所以吾人設計以 tile 為單位的通道估測流程，如圖 5-9 所示。由於嚮導訊號只存在於 tile 中的 symbol 0 和 symbol 2 中，如圖 5-7 所示。故吾人使用提出之方法二來做 ICI 估測，並且先對 symbol 0 和 symbol 2 作決策回授 ICI 消除，基本上都類似於圖 5-8 的下行通道估測流程，只是 ICI 估測的部分選擇了方法二。

與 802.16e 下行傳送的通道估測設計之不同處在於當整個決策回授機制結束時，吾人必須處理 symbol 1 的通道估測和訊號偵測，說明如下：  
首先要估測出 symbol 1 的通道矩陣，因為吾人使用通道在連續三個符元為線性變化之假設( $f_{nd} \leq 0.033$ )，所以 tile 中的三個符元之 ICI 項也應該相同，所以在 ICI 估測方面，symbol 1 的 ICI 可如下式算出

$$\mathbf{G}_{\text{tile}}^{(1)}(k, m) = \mathbf{G}_{\text{tile}}^{(0)}(k, m) = \mathbf{G}_{\text{tile}}^{(2)}(k, m) \quad (5-17)$$

$k \neq m$

而 symbol 1 的平均通道響應則可由前後符元的平均通道響應之平均獲得如下

$$\mathbf{G}_{\text{tile}}^{(1)}(k, k) = \frac{\mathbf{G}_{\text{tile}}^{(0)}(k, k) + \mathbf{G}_{\text{tile}}^{(2)}(k, k)}{2} \quad (5-18)$$

如此就可以得到 symbol 1 的通道矩陣  $\mathbf{G}_{\text{tile}}^{(1)}$ ，使用 LS 來等化接收訊號如下

$$\mathbf{D}_{\text{tile}}^{(1)} = (\mathbf{G}_{\text{tile}}^{(1)})^+ \mathbf{R}_{\text{tile}}^{(1)} \quad (5-19)$$

其中  $(\mathbf{G}_{\text{tile}}^{(1)})^+$  代表  $\mathbf{G}_{\text{tile}}^{(1)}$  之 pseudo-inverse，之後作硬式決策解出傳送信號如下

$$\mathbf{X}_{\text{tile}}^{(1)} = \text{slice}(\mathbf{D}_{\text{tile}}^{(1)}) \quad (5-20)$$

(5-17)到(5-20)為 802.16e 上行通道估測和下行通道估測不同之處，其他部分的流程描述都與 5.3.2 節相同，故不再贅述。



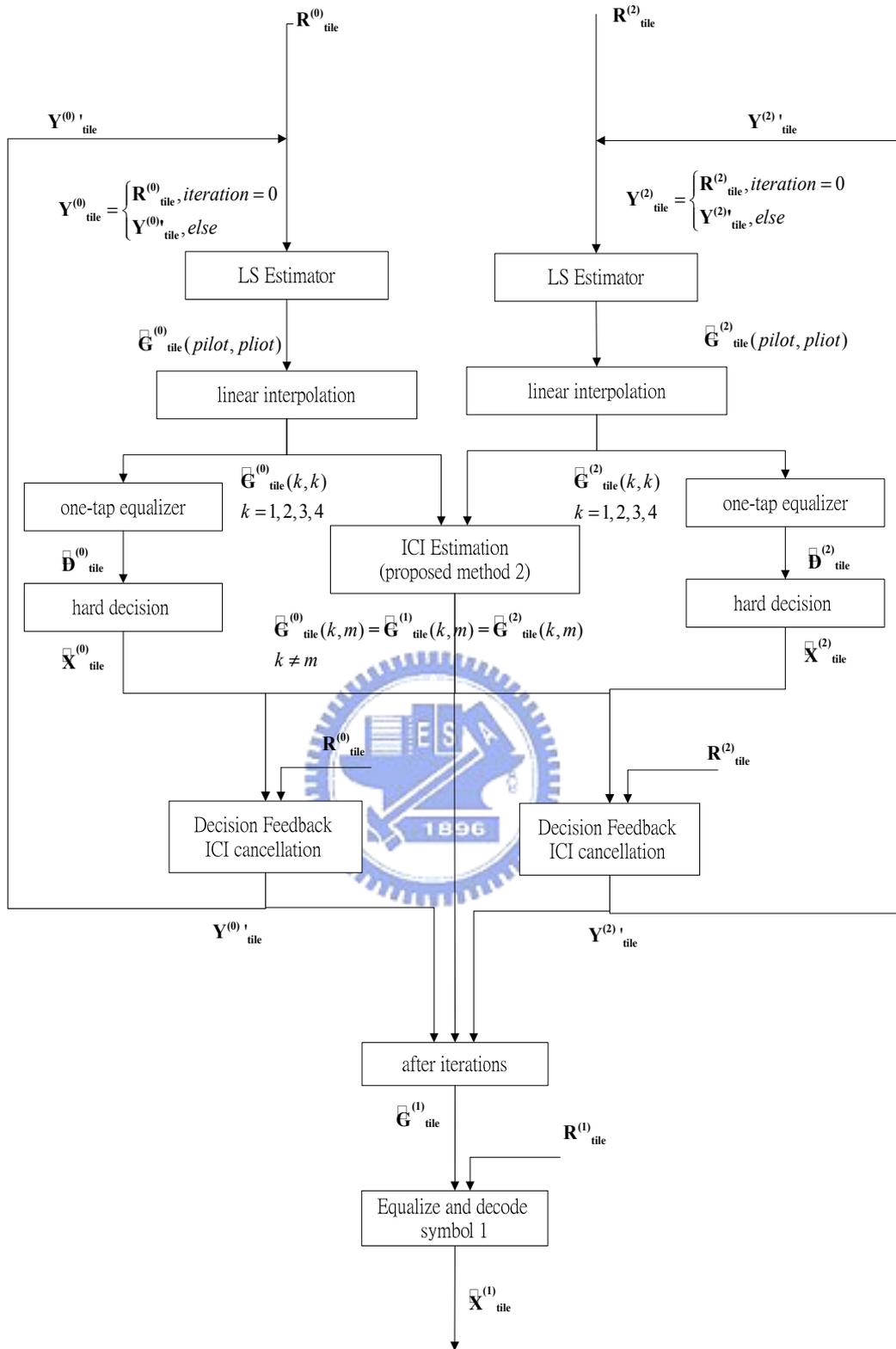


圖 5-9 802.16e 上行通道估測流程圖

## 第六章

### 模擬結果

本篇論文中，通道估測方法和現有方法之研究吾人以電腦模擬之，通道模擬方法參考自[13]，為一個在高階統計特性上仍然符合 Jake's model 的模型，並且調整  $f_{nd}$  來處理時變通道估測之模擬。模擬中，通道能量將正規化到 1，至於通道延遲模型我們則採用 SUI 和 ITU-R 通道模型。

模擬分為非時變通道估測和時變通道估測兩部分。由於非時變通道估測主要在於抵抗多重路徑干擾，所以吾人使用 SUI 之通道來模擬，原因在於其通道模型有較多不同大小的延遲擴散(delay-spread)可以選擇。SUI 通道模擬有六各通道可供選擇，在此吾人選擇 SUI-1、SUI-4 和 SUI-5 通道來做模擬，其中路徑延遲如表 6-1 到表 6-3 所示。

ITU-R 通道為第三代行動通訊 IMT-200 系統的通道模型，適用於固接式 (fixed)和行動(mobile)無線傳輸的 SISO 系統。而吾人選用其中的運動測試環境 (vehicular test environment)，為行人在高速移動狀態下之測試環境。運動測試環境又可分為 A、B 兩種通道，A 通道適用於延遲擴展(delay spread)較小的通道模擬，B 通道是延遲擴展較大的通道模擬，分別如表 6-4 和表 6-5 所示。若以 512 點的 OFDM 系統為例，A 通道的最大路徑延遲約為  $14T_s$ ，而 B 通道的最大路徑延遲約為  $112T_s$ ，都在 802.16e 的 CP 可以支援的範圍之內。

表 6-1 SUI-1 通道

tap	Delay (ns)	Average power (dB)
1	0	0
3	0.4	-15
3	0.9	-20

表 6-2 SUI-4 通道

tap	Delay (ns)	Average power (dB)
1	0	0
3	1.5	-4
3	4	-8

表 6-2 SUI-5 通道

tap	Delay (ns)	Average power (dB)
1	0	0
3	4	-5
3	10	-10

表 6-4 ITU-R 運動測試環境通道 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 6-5 ITU-R 運動測試環境通道 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

本論文的系統參數分成三個部分，說明如下。非時變通道估測部分，是處理 IEEE 802.16e 下行的傳送情況，基本上以表 6-6 的系統參數設定，模擬連續 10 個 cluster 的通道估測情形；時變通道估測部分，也是以表 6-6 的系統參數設定，但是沒有限制任何規格，其中資料以 BPSK 調變，嚮導訊號數目為 128 個並且等距擺放；802.16e 上行和下行通道估測部分，一樣以表 6-6 的系統參數設定，下行的設定同非時變通道估測，上行則以一個 slot(連續 6 個 tile)為單位，其中資料以 QPSK 調變。

表 6-6 OFDM 系統模擬參數

Operating frequency	2.5GHz
Signal bandwidth	5MHz
FFT length	512
CP length	512/4
Symbol period	91.4 $\mu$ s
Subcarrier spacing	10.94kHz
Normalized Doppler freq.	0~0.1(about 0~480km/hr)
Power delay profile	ITU-R channel

目前臺灣預計開放供 WiMAX 使用的頻帶為 2.5GHz 至 2.69GHz 之間，且國際對 802.16e 頻譜規劃亦多在 2.5GHz 左右，所以在此我們的操作頻率選擇在 2.5GHz。由於吾人對於時變通道的估測法可以支援到  $f_{nd} < 0.1$ ，所以在此操作頻率下可以支援到 480km/hr 的車速左右。

## 6.1 提出的非時變通道估測法之模擬結果

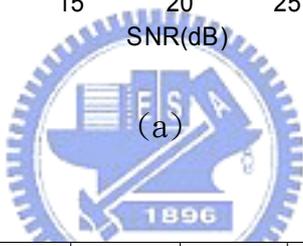
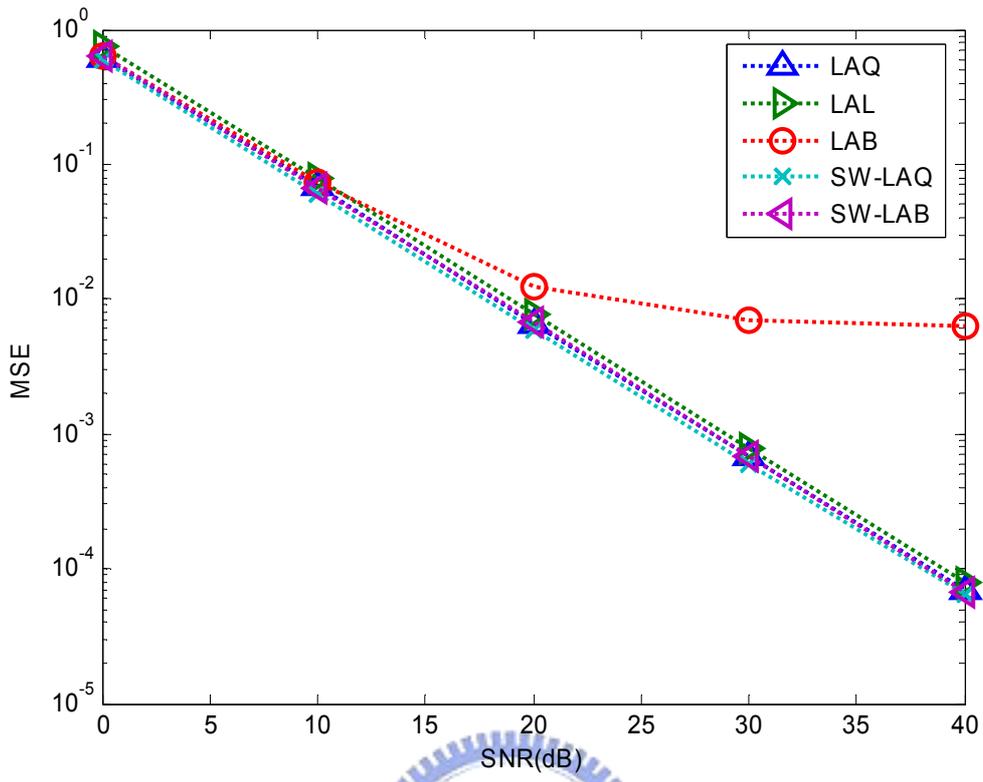
本節在模擬 5.1 節所提出的非時變通道估測之效能，並且針對 802.16e 下行的規格來和一些現有的方法比較。其中 MSE 定義如下：

$$MSE \square \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} \left| G(k, k) - \hat{G}(k, k) \right|^2$$

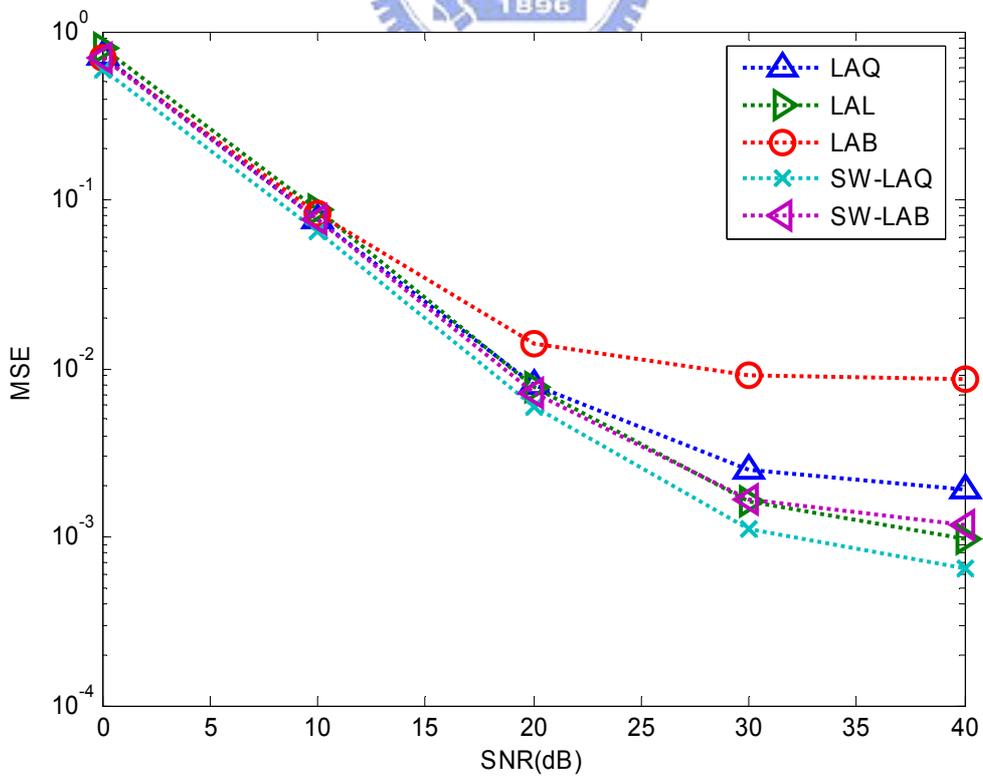
$$k = 1, 2, \dots, N$$

$$N = 512$$
(6-1)

吾人藉由 two-ray equal power，並且調整其最大延遲路徑為 1/32, 1/16, 1/8 的符元長度，來模擬在不同延遲擴散下的效能，如圖 6-1 所示。



(a)



(b)

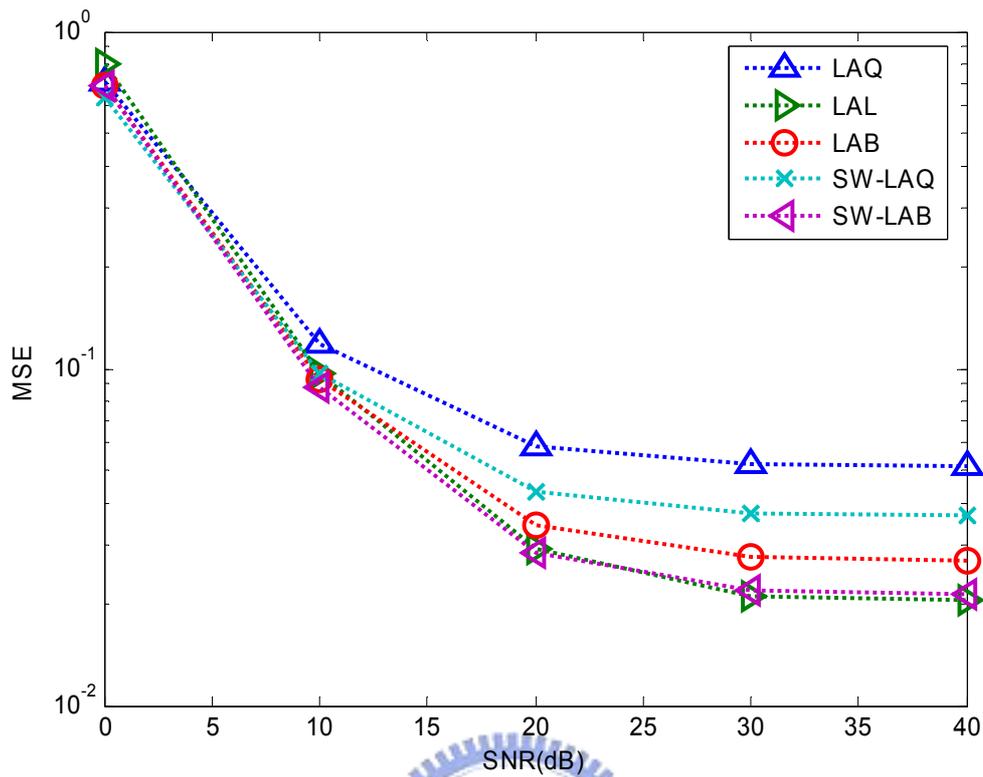


圖 6-1 非時變通道估測之效能比較。(a)SUI-1 通道 (b) SUI-4 通道  
(c) SUI-5 通道

從圖 6-1(a)可以發現,LAB 由於無法正確內插出整個 cluster 上所有子載波遭受的通道響應,所以效能最差,而 LAQ、SW-LAQ、LAL 和 SW-LAB 在此時則是有差不多的效能。基本上在此時,通道響應在一個 cluster 中可以完全用二次多項式來描述,所以此時影響每個方法效能不同的原因主要在於對於雜訊的抵抗能力。

從圖 6-1(b)可知,此時通道響應在一個 cluster 中已經無法用二次多項式來描述,所以 LAQ 的效能快速降低。而 LAL、SW-LAQ 和 SW-LAB 總合來說,此三個方法描述通道響應的變化較高階,所以此時效能降低較慢。

從圖 6-1(c)可知,此時通道響應的變化更快了。我們可以發現此時 LAL、LAB 和 SW-LAB 有較好的效能,這代表 SW-LAB 整體描述的通道變化比 SW-LAQ 高階,而和 LAL 比起來則差不多。另外,此時每個方法的 MSE 都小於 $10^{-2}$ ,我認為這種

情況下必須要更多的嚮導訊號和更高階的內插方式才能維持住效能不降低，所以這是 802.16e 下行之規格先天上的不足，有待解決。

## 6.2 提出的時變通道估測法之模擬結果

本節在模擬 5.2.3 節介紹之通道估測流程，並沒有限制在哪一種 OFDM 系統的規格之下。其中 MSE 定義如下：

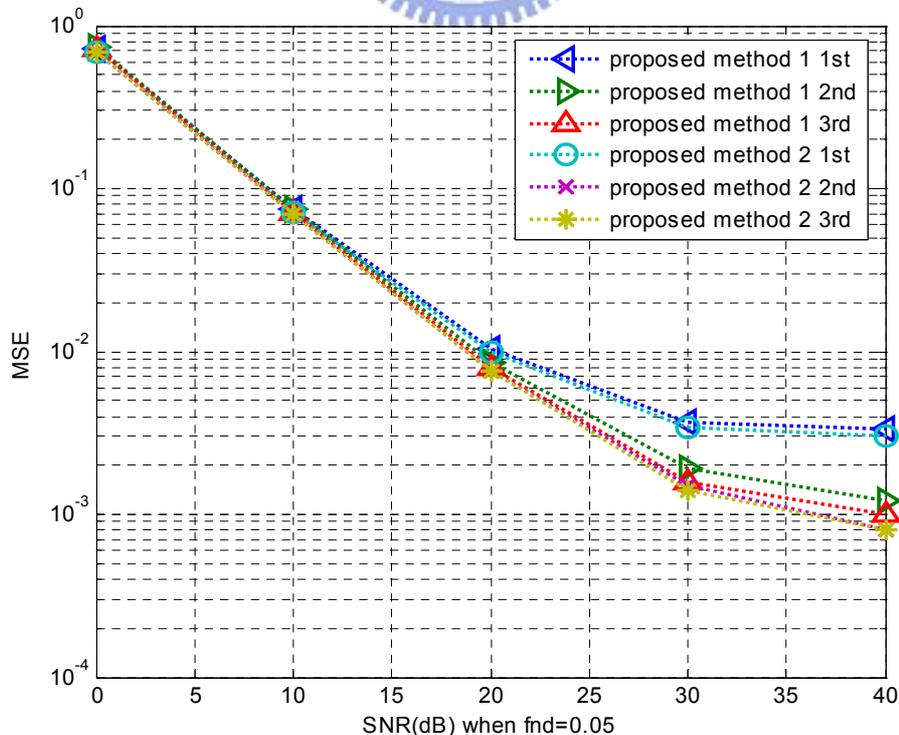
$$MSE \square \frac{1}{N} \sum_{m=1}^{N-1} \sum_{k=1}^{N-1} |G(k, m) - \hat{G}(k, m)|^2$$

$$k = 1, 2, \dots, N$$

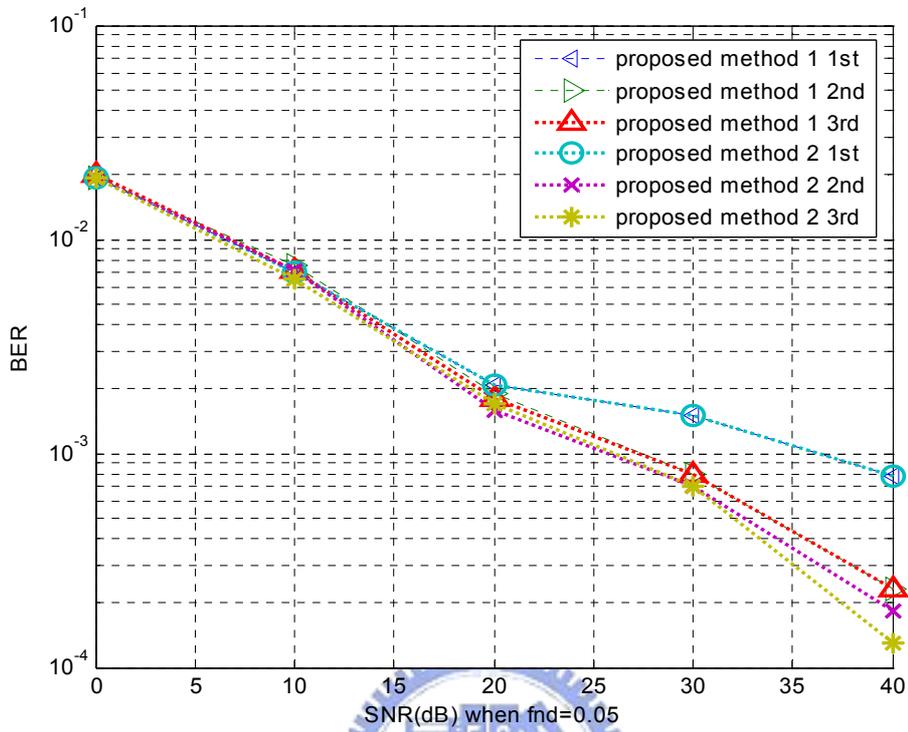
$$N = 512$$
(6-2)

而 BER 代表解出的位元錯誤率。在此 MSE 的定義和(6-1)不同，吾人多考慮了 ICI 估測的準確度。因為 ICI 項是從平均通道響應( $G(k, k)$ )散出的，而且通常其值都不大，所以雖然(6-2)考慮  $N^2$  項的相加，但是仍然以  $N$  來作平均。

根據表 6-3 的系統參數並且選擇表 6-1 的通道測試環境，分別模擬出在  $f_{nd} = 0.05$  和  $f_{nd} = 0.1$  之情況，如圖 6-2 和圖 6-3 所示。

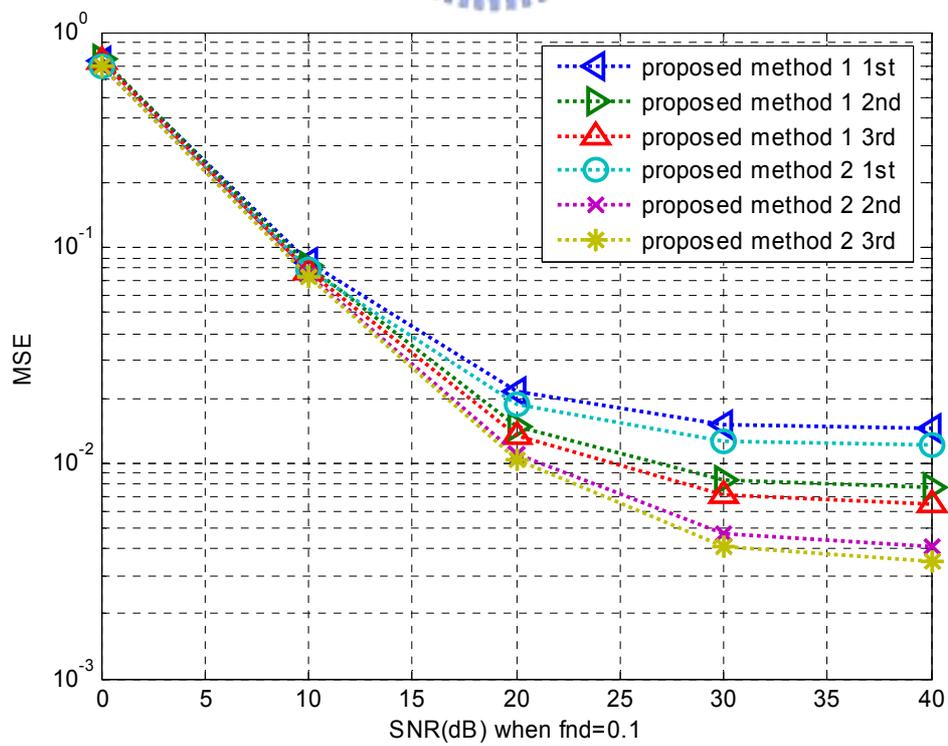


(a)

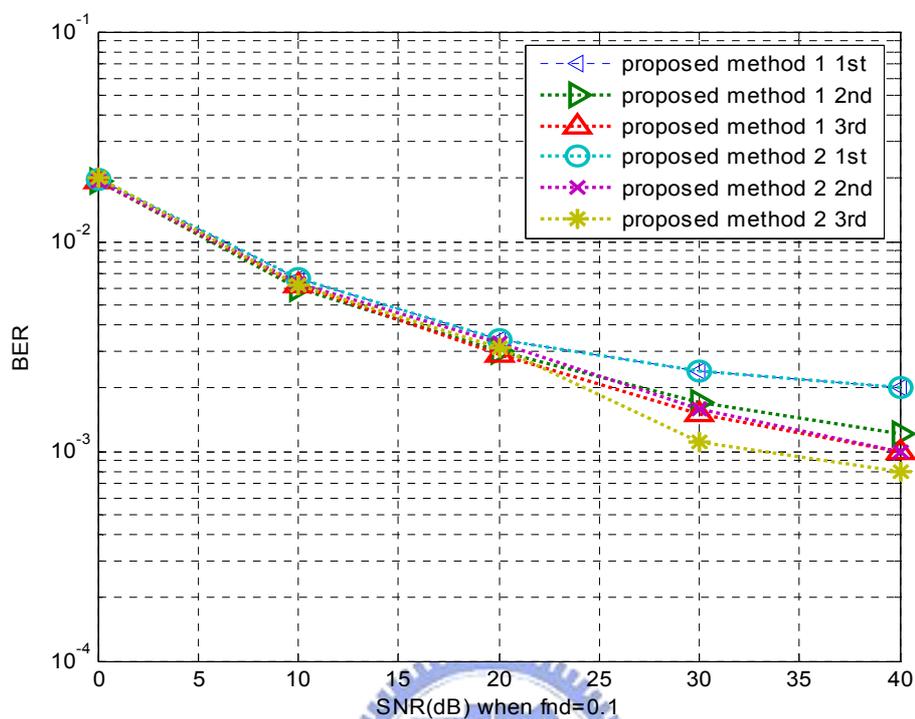


(b)

圖 6-2 提出的方法在  $f_{nd} = 0.05$  之效能。(a)MSE. (b)BER.



(a)



(b)

圖 6-3 提出的方法在  $f_{nd} = 0.1$  之效能。(a)MSE. (b)BER.

簡單說明圖 6-2 和圖 6-3 如下，吾人分別使用提出的方法一(proposed method 1)和提出的方法二(proposed method 2)來做模擬。而 1st 代表第一次的 iteration，因此對於 BER 的效能來說，第一次 iteration 即是在未經過任何 ICI 消除機制的狀況下直接使用平均通道響應作等化的結果，故方法一和方法二的 BER 在 1st 的時候皆相同，而 2nd 和 3rd 的結果可以視為因為做了 ICI 消除所獲得的效能增益。

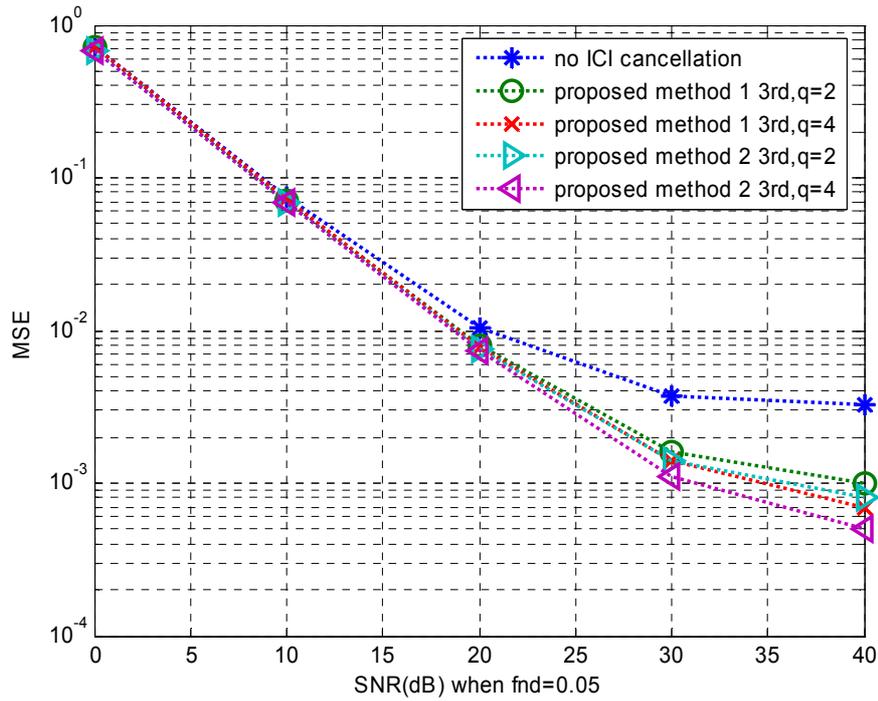
此外在通道估測流程的 ICI 消除部份，此次模擬並沒有考慮所有對於子載波的 ICI。在圖 6-2 和圖 6-3 中的 ICI 消除，吾人只考慮消除鄰近左右各兩個子載波所造成的 ICI ( $q=2$ )，如下所示：

$$Y^{(i)}(k) = R^{(i)}(k) - \sum_{m=k-q, m \neq k}^{k+q} \hat{G}^{(i)}(k, m) \times \hat{X}^{(i)}(m) \quad (6-3)$$

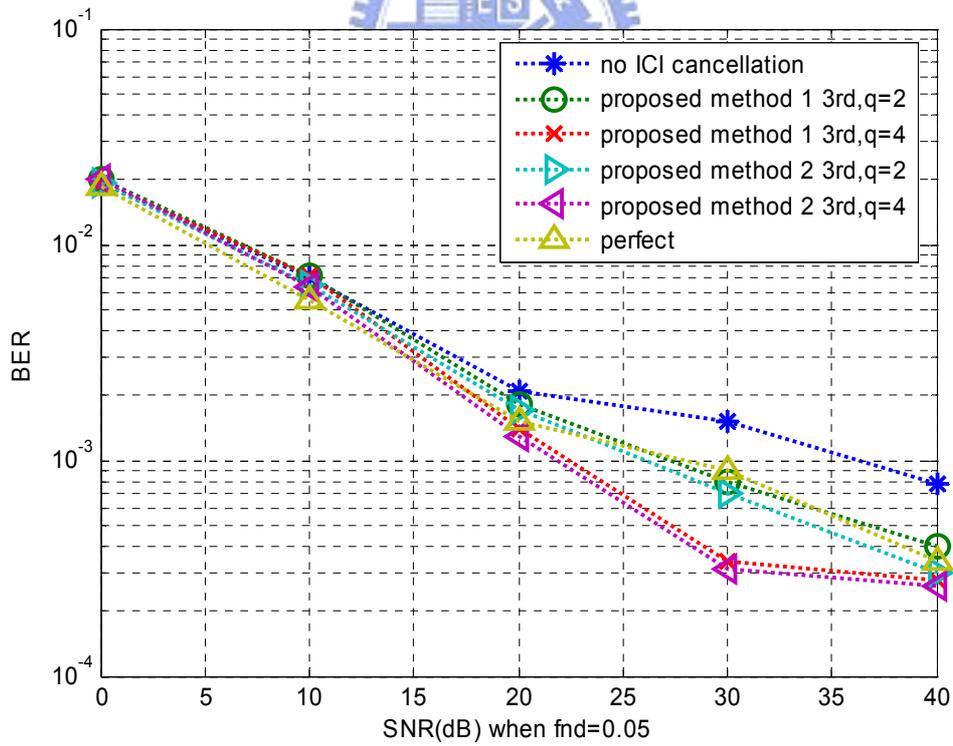
顯然在圖 6-3 中可以發現，光考慮消除鄰近左右各兩個子載波所造成的 ICI 是不

夠的，因此接下來吾人考慮  $q=4$  之情形，並且和圖 6-2 以及圖 6-3 作比較，如下所示。



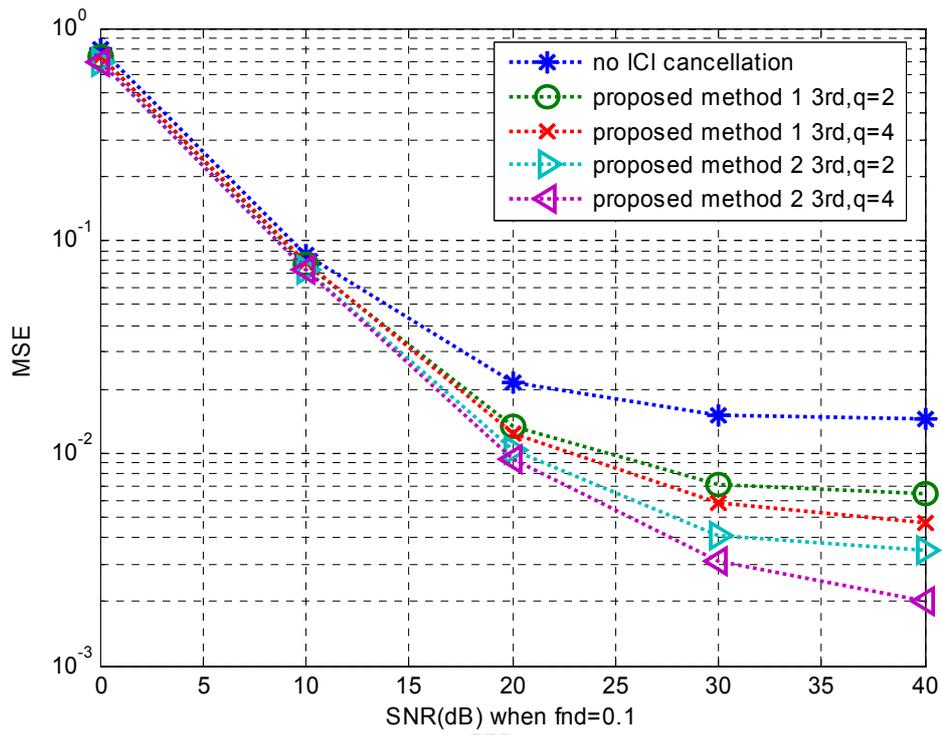


(a)

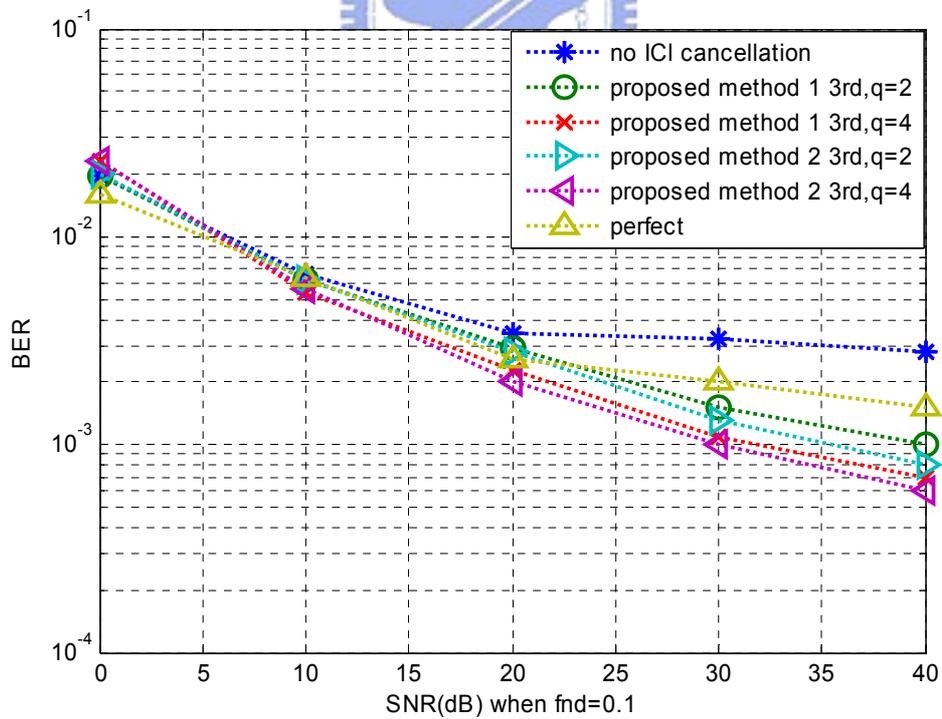


(b)

圖 6-4 提出的方法在  $f_{nd} = 0.05$  時，消除鄰近不同數量之子載波所造成的 ICI 之效能比較(a)MSE. (b)BER.



(a)



(b)

圖 6-5 提出的方法在  $f_{nd} = 0.1$  時，消除鄰近不同數量之子載波所造成的 ICI 之效

能比較(a)MSE. (b)BER.

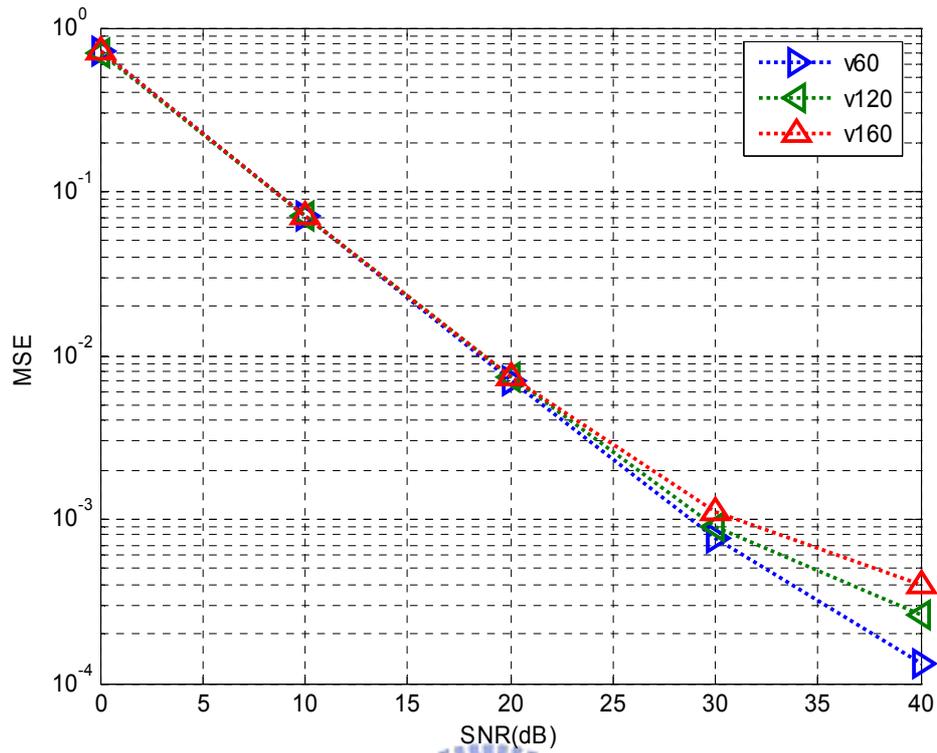
由圖 6-4 和圖 6-5 可以看到，考慮較多的鄰近子載波所造成的 ICI 之後，MSE 和 BER 有較明顯的改善，尤其是在  $f_{nd} = 0.1$  時的 MSE。另外在 BER 的比較圖方面多了一個 perfect 的模擬，這代表模擬使用完美的平均通道響應來做等化之後的 BER。由於吾人提出的方法包含兩個步驟，分別為平均通道響應的內插和 ICI 估測，perfect 這條曲線的目的是為了看出，即使是得到正確的平均通道響應卻沒有處理 ICI 估測和消除的效能。

### 6.3 提出的 802.16e 下行通道估測之模擬結果

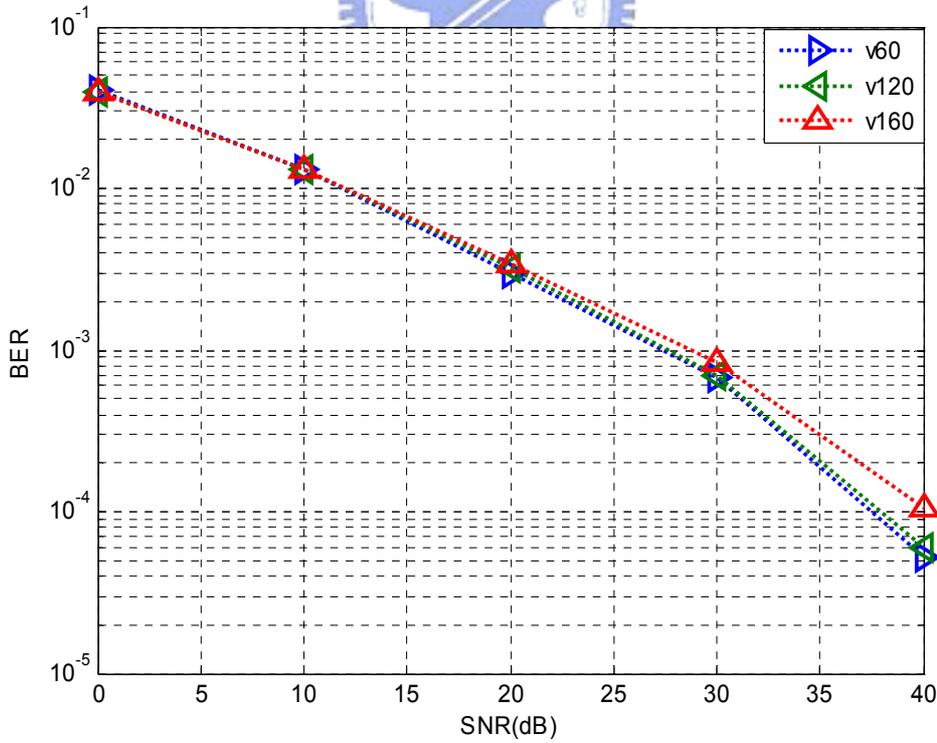
本節在模擬 5.3.1 節介紹之 802.16e 下行的通道估測流程。由於下行通道估測使用了時間平均之嚮導訊號來解決嚮導訊號不足之問題，使得吾人的設計所能支援的最高車速限制在  $f_{nd} \leq 0.033$  (約為 160km/hr)，但已超過 802.16e 規格中所期望到達的 120km/hr 車速下的需求。

本節中使用表 6-3 的系統參數，並且參照第三章的 802.16e 下行傳送之規格，其中資料則選用 QPSK 調變，MSE 之定義同(6-2)。每個符元的處理流程設定為三次 iteration，並且由於操作的車速不高，所以消除左右相鄰各兩個子載波造成之 ICI 即可( $q=2$ )。

由圖 6-6 可知，在不同車速之下所得到的效能相差不大，顯示吾人的方法成功消除 ICI，可以支援 802.16e 規格中所期望到達的 120km/hr 車速的需求。



(a)



(b)

圖 6-6 提出的 802.16e 下行通道估測法在不同車速下之比較(a)MSE. (b)BER.

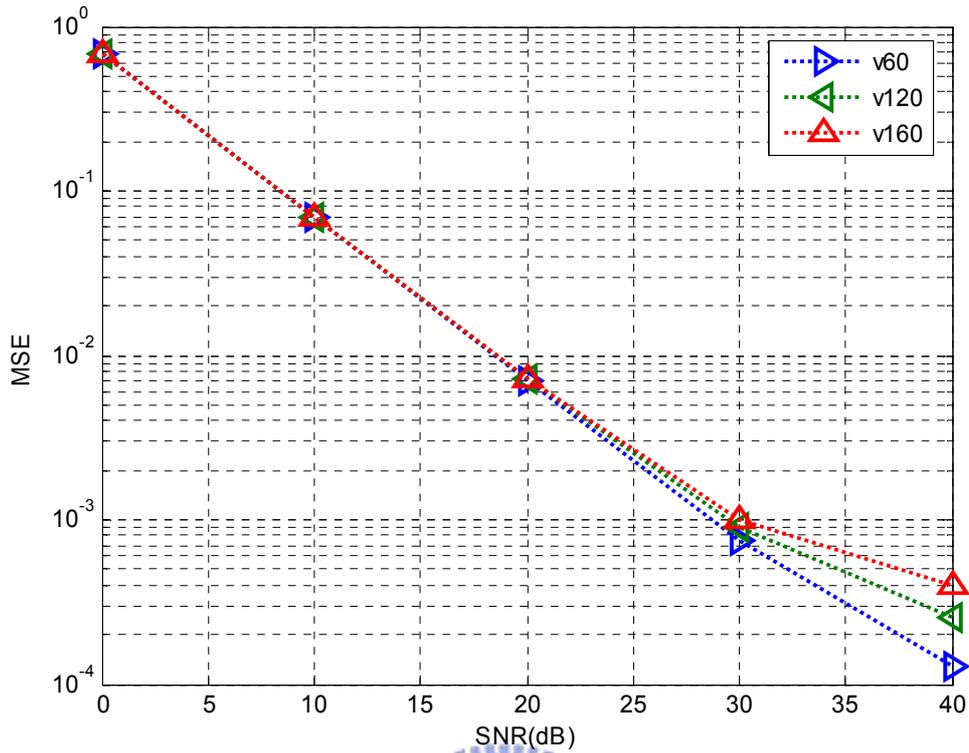
## 6.4 提出的 802.16e 上行通道估測之模擬結果

本節在模擬 5.3.2 節介紹 802.16e 上行的通道估測流程。由於上行通道估測將連續三個符元(一個 tile)視為線性變化，使得吾人的設計所能支援的最高車速限制在  $f_{nd} \leq 0.033$  (約為 160km/hr)，但也已超過 802.16e 規格中所期望到達的 120km/hr 車速下的需求。

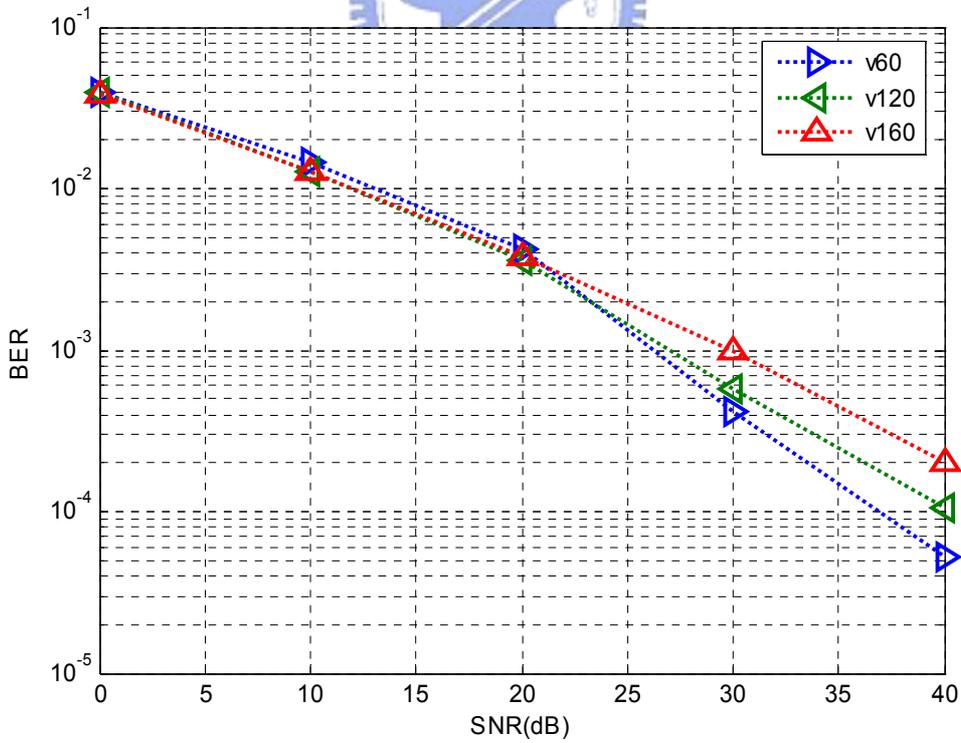
本節中依然使用表 6-3 的系統參數，並且參照第三章的 802.16e 下行傳送之規格，其中資料則選用 QPSK 調變，MSE 之定義同(6-2)。每個符元的處理流程設定為三次 iteration，並且由於操作的車速不高，所以消除左右相鄰各兩個子載波造成之 ICI 即可( $q=2$ )。

由圖 6-7 可知，在不同車速之下所得到的效能相差不大，顯示吾人的方法成功消除 ICI，可以支援 802.16e 規格中所期望到達的 120km/hr 車速的需求。





(a)



(b)

圖 6-7 提出的 802.16e 上行通道估測法在不同車速下之比較(a)MSE. (b)BER.

# 第七章

## 結論

在本篇論文中，吾人討論了 802.16e OFDMA 之規格，並且介紹和統整現有的通道估測方法，包括對於非時變通道和時變通道的通道估測。

非時變通道估測中，吾人提出了 SW-LAB 的方法來處理通道估測，其擁有較 LAQ 和 SW-LAQ 少的計算量，並且可以描述較高階的通道響應之變化。

時變通道估測中，吾人所提出的方法等效於時域上的通道追蹤，但是不需要轉回時域上操作即可以估測 ICI，所以沒有保護區間效應(guard-band effect) 或者非等距 pilot 之問題(non-equal spaced pilot problem)，其 ICI 估測只需要簡單的減法器和乘法器即可達成。

最後針對 802.16e 上行(uplink)和下行(downlink)設計出可實作的時變通道估測演算法，使其可以支援在車速 120km/hr 下操作。

本論文所提出之演算法期待在未來能有以下的延伸研究：

非時變通道估測：

- 硬體設計上進一步降低 SW-LAB 的複雜度。
- 能夠支援更高通道路徑延遲下的通道估測演算法，例如使用 partial DFT-based 內插法。

時變通道估測：

- 能夠突破 802.16e 規格先天上的設計限制，達成更高車速下的無線傳輸。
- 將提出的通道估測方法有效延伸至 MIMO 的版本。
- 既然 ICI 消除利用了 Decision feedback 的機制，也可以順便利用 Decision feedback 來抵抗 frequency-selective fading，如此應可以支援最大路徑延遲為  $\frac{1}{4}$  符元長度之無線通道。



## 參考文獻

- [1] Y.-H. Yeh, "Design of Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation and Equalization for OFDM Systems," M.S. thesis, Institute of Electronics, National Chiao Tung University, Hsin-Chu, Taiwan, 2003.
- [2] Y. S. Choi, P.J. Voltz, and F. A. Cassara, "On Channel Estimation and Detection for Multicarrier Signals in Fast and Selective Rayleigh Fading Channels," *IEEE Transaction on Communications*, vol. 49, no. 8, pp.1375-1387, Aug. 2001
- [3] W. G. Jeon, K. H. Chang, and Y. S. Cho, "An Equalization Technique for Orthogonal Frequency-Division Multiplexing Systems in Time-Variant Multipath Channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no.1, pp.27-32, Jan. 1999
- [4] C.-J. Tsai, "Design of Channel Estimation and Data Detection for OFDM Systems in Time-varying and Multipath Fading Channels", M.S. thesis, Institute of Electronics, National Chiao Tung University, Hsin-Chu, Taiwan, 2006.
- [5] Qinghai Yang and Kyung Sup Kwak, "Time-Varying Multipath Channel Estimation with Superimposed Training in CP-OFDM Systems", *ETRI Journal*, Volume 28, Number 6, December 2006.
- [6] Wan-Yi Lin, "Channel Estimation and Multiuser Asynchronization Interference Mitigation for IEEE 802.16e System", M.S. thesis, Institute of Communication, National Chiao Tung University, Hsin-Chu, Taiwan, 2006.

- [7] Zheng YuanJin, “A Novel Channel Estimation and Tracking Method for Wireless OFDM Systems Based on Pilots and Kalman Filtering” , IEEE, January 22, 2003.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] R. H. Clarke, “A statistical theory of mobile radio reception,” *Bell Syst. Tech. J.*, pp 957-1000, Jul.-Aug. 1968.
- [12] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1994.
- [13] 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.
- [14] Kuang-Fu Cheng, “Investigation of OFDM channel estimation technology and performance analysis” , M.S. thesis, Institute of

- Electronics, National Chiao Tung University, Hsin-Chu, Taiwan, 2003.
- [15] WWiSE Proposal : High throughput extension to the 802.11 Standard, January 2005., <http://www.wwise.org/technicalproposal.htm>
- [16] TGN Sync Proposal Technical Specification, May 2005., <http://www.tgnsync.org/techdocs>
- [17] Y. Zhao and A. Huang, "A Novel Channel Estimation Method for OFDM Mobile Communication Systems Based on Pilot Signals and Transform-Domain Processing," *Proceedings of Vehicular Technology Conference, 1997 IEEE 47th*, vol. 3, pp. 2089-2094, 1997.
- [18] B. Yang, K. B. Letaief, R. S. Cheng, and Z. Cao, "Windowed DFT Based Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation for OFDM Systems in Multipath Fading Channels," *Proceedings of Vehicular Technology Conference, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51st*, vol. 2, pp. 1480-1484, 2000.
- [19] Y.-H. Yeh, and S.-G. Chen "Reduction of Doppler-induced ICI by interference prediction," *IEEE PIMRC 2004. 15th IEEE international Symposium*, vol. 1, pp. 653-657, Sept. 2004.
- [20] A. Stamoulis, S. N. Diggavi, and N. Al-Dhahir, "Estimation of fast fading channels in OFDM," *IEEE WCNC*, vol. 1, pp. 465-470, March 2002.
- [21] Alan V. Oppenheim, *Discrete-Time Signal Processing*, Prentice Hall, 1989.
- [22] A. Hutter, E. Carvalho, and J. Cioffi, "On the impact of channel estimation for multiple antenna diversity reception in mobile OFDM systems," in *Proc. 34<sup>th</sup> Asilomar*, vol. 2, 2000, pp. 1820-1824
- [23] Y. Zhao and S.G. Haggman, "Intercarrier Interference Self-Cancellation Scheme for OFDM Mobile Communication Systems,"

- IEEE Trans. Commun., vol.49, pp.1185-1191, July. 2001
- [24]Xiangwei Zhou, Zhaoyang Zhang and Peng CHeng “A Practical Cluster-Based Channel Estimation Method for IEEE 802.16e,” ICSP2006 Proceedings.
- [25]Y. Mostofi and D. C. Cox, “ICI Mitigation for Pilot-Aided OFDM Mobile Systems,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, no. 2, pp. 765-774, Mar. 2005
- [26]S. Chen and T. Yao, “Intercarrier Interference Suppression and Channel Estimation for OFDM Systems in Time-varying Frequency-selective Fading Channels,” *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 50, no. 2, pp. 429-435, May 2004
- [27]S.R. Herlekar, K.Z. Matarneh, Hsia-Chun Wu, and Yiyan Wu, “Performance Evaluation of an ICI self-cancellation Coded Transceiver for Mobile DVB-T Applications,” *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 51, no. 4, pp. 1110-1120, NOVEMBER 2005
- [28]R. Negi and J. Cioffi, “Pilot tone selection for channel estimation in a mobile OFDM system,” *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. 44, no. 3, Aug. 1998.
- [29]S-L Kao, “Joint time and frequency domain channel estimation for high-mobility OFDM systems”, M.S. thesis, Institute of Communication, National Chiao Tung University, Hsin-Chu, Taiwan, 2007.

## 簡歷

姓 名： 曾思衡

性 別： 男

出生日期： 民國 71 年 5 月 30 日

出生地： 高雄市

學 歷：

高雄市市立瑞祥國小



(1988. 9~1994. 6)

高雄市市立英明國中

(1994. 9~1997. 6)

國立高雄高級中學

(1997. 9~2000. 6)

國立元智大學電機系

(2000. 9~2004. 6)

國立交通大學電子工程研究所系統組碩士班 (2005. 9~2007. 7)

西元 2007 年 11 月獲得碩士學位