

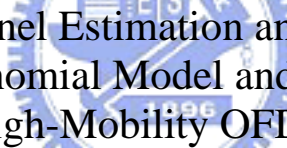
國立交通大學

電機學院 電信學程

碩士論文

高移動性 OFDM 系統中基於多項式模型及  
最小平均方差等化器之通道估計與資料偵測方法

Joint Channel Estimation and Data Detection  
Based on Polynomial Model and MMSE Equalization  
for High-Mobility OFDM Systems



研究生：陳韻文

指導教授：黃家齊 博士

中華民國九十六年八月

高移動性OFDM系統中基於多項式模型及  
最小平均方差等化器之通道估計與資料偵測方法

Joint Channel Estimation and Data Detection  
Based on Polynomial Model and MMSE Equalization  
for High-Mobility OFDM Systems

研究生：陳韻文

Student : Yunn-Wen Chen

指導教授：黃家齊 博士

Advisor : Dr. Chia-Chi Huang



A Thesis

Submitted to 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

August 2007

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十六年八月

# 高移動性 OFDM 系統中基於多項式模型及 最小平均方差等化器之通道估計與資料偵測方法

學生：陳韻文

指導教授：黃家齊博士

國立交通大學

電機學院

電信學程碩士班

## 摘 要

對於應用於高移動通訊環境之正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)系統，每一個 OFDM 符元期間的通道時變破壞了次載波間的正交性，導致載波間干擾(Inter-carrier Interference, ICI)發生且使得效能衰降。當載具速度、載波頻率、OFDM 符元期間增加，影響將更形嚴重。此也是目前產學界正努力思考如何降低 ICI 的研究課題。在這篇論文，我們提出一個基於多項式參數通道模型及最小平均方差(Minimum Mean Square Error, MMSE)等化器做為資料決策的方法。推導此方法是結合通道估計與資料偵測的問題，以最大可能性(Maximum Likelihood, ML)估計架構公式化，以及使用牛頓法最佳化理論，去找到一個搜尋方向向量做為更新二階多項式通道路徑參數，然後再求出通道頻率響應及利用 MMSE 法則做資料決策，來達到抑制 ICI 效應的目的。本文接續著實驗室學長之前的研究，為顧及完整性，也對該研究中兩級通道估計方法及改進做一詳盡之描述。電腦模擬結果驗證了提出方法在高移動性射頻多路徑衰減通道的效能增進。


# Joint Channel Estimation and Data Detection Based on Polynomial Model and MMSE Equalization for High-Mobility OFDM Systems

student : Yunn-Wen Chen

Advisors : Dr. Chia-Chi Huang

Degree Program of Electrical and Computer Engineering  
National Chiao Tung University

## ABSTRACT

The logo of National Chiao Tung University is a circular emblem. It features a gear-like outer border. Inside, there is a stylized representation of a building or structure with the letters 'ES' and 'A' on it. Below this, the year '1896' is inscribed. The entire logo is rendered in a light blue color.

For an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems applied in high mobility communication environment, time-variations of multi-path channel in one OFDM symbol duration destroys the orthogonality among subcarriers, resulting in intercarrier interference (ICI) and performance degradation. The affect becomes more severe when vehicle speed, carrier frequency or OFDM symbol interval increases. In this paper, a joint channel estimation and data detection method based on polynomial parametric channel model and MMSE equalization is proposed. We derive this method by formulating the joint channel estimation and data detection problem in a maximum likelihood estimation framework and adopt Newton's method to find a search direction vector that is used to update the second order polynomial channel parameter, then utilize the MMSE equalization to achieve the purpose of ICI suppression. Computer simulation results are provided to verify the performance of the proposed method in high-mobility radio multipath fading channels.

# 誌 謝

通訊科技一日千里，眾多學者投入研究的行列，使得通訊知識體系日益博大精深。感謝學校開闢在職進修的學習管道，讓我有幸能進入本校學習通訊工程，一圓研究生之夢，使我更加珍惜這個寶貴之學習機會，雖然辛苦，但亦是值得的。

何其有幸承蒙黃家齊老師厚愛，願意收為學生，不僅為我授業解惑，更對於我的學習及研究，殷切給予溫暖的關懷及諸多勉勵，從他的一言一行中，讓我感受到老師儒者的風範以及對研究的熱情，在此表達對老師深深地感謝。



做為一個通訊初學者，我時常遇到困難，幸運的是，在實驗室博士班學長及同學的協助下，使我得以突破學習瓶頸。尤其要感謝博士班古孟霖學長長時間在課業、程式、論文上給予指導，也很感謝香君、旺旺、友財、慈惠等諸學長對我提出任何疑問，都能耐心解說，不僅有問必答，還提供詳細資料。對於所有曾經幫忙我的同學，在此也一併致謝。

最後，我將此論文獻給母親及太太，感謝她們長期支持，願她們平安喜樂，也向我心愛的三個孩子說聲抱歉，少了陪他們的時間，願他們快樂健康功課進步。

# 目 錄

|                               |     |
|-------------------------------|-----|
| 中文摘要.....                     | i   |
| 英文提要.....                     | ii  |
| 誌謝.....                       | iii |
| 目錄.....                       | iv  |
| 圖目錄.....                      | vi  |
| 第一章 簡介.....                   | 1   |
| 第二章 系統模型.....                 | 5   |
| 2.1 正交分頻多工系統傳送的訊號.....        | 5   |
| 2.2 通道模型.....                 | 6   |
| 2.3 接收的訊號.....                | 8   |
| 2.4 載波間干擾之分析推導.....           | 9   |
| 第三章 結合通道估計與資料偵測之載波干擾減緩方法..... | 13  |
| 3.1 IEEE 802.16e 之訊框格式.....   | 13  |
| 3.2 通道資訊之初始估計.....            | 15  |
| 3.3 通道變化精確的追蹤方法.....          | 18  |
| 3.4 載波間干擾減緩之方法.....           | 28  |
| 第四章 電腦模擬.....                 | 38  |
| 4.1 系統參數.....                 | 38  |
| 4.2 模擬結果.....                 | 39  |
| 第五章 結論及未來努力方向.....            | 50  |

|                 |    |
|-----------------|----|
| 5.1 結論.....     | 50 |
| 5.2 未來努力方向..... | 51 |
| 參考文獻.....       | 52 |
| 作者簡介.....       | 54 |



## 圖 目 錄

|       |  |    |
|-------|--|----|
| 圖 2.1 | 正交分頻多工系統基頻等效模型.....                            | 5  |
| 圖 2.2 | 多重路徑衰減通道模型成 Tapped-delay line filter 之結構.....  | 7  |
| 圖 2.3 | 多重路徑之時變離散等效基頻脈衝響應的一個例子.....                    | 8  |
| 圖 2.4 | 接收信號、通道脈衝響應及傳送信號三者之循環迴旋關係.....                 | 9  |
| 圖 3.1 | IEEE Std 802.16e OFDM 訊框格式.....                | 13 |
| 圖 3.2 | 正交分頻多工次載波配置之頻率描述.....                          | 13 |
| 圖 3.3 | 通道估計程序摘要.....                                  | 15 |
| 圖 3.4 | 基於去相關之多重路徑干擾消除方法.....                          | 17 |
| 圖 3.5 | 通道變化追蹤方法所有程序之摘要.....                           | 27 |
| 圖 3.6 | 減緩載波間干擾所有程序之摘要.....                            | 37 |
| 圖 4.1 | 系統模擬參數.....                                    | 39 |
| 圖 4.2 | 在雙路徑衰減通道、車速 120km/hr 下的位元錯誤率.....              | 42 |
| 圖 4.3 | 在雙路徑衰減通道、車速 240km/hr 下的位元錯誤率.....              | 43 |
| 圖 4.4 | 在雙路徑衰減通道、車速 300km/hr 下的位元錯誤率.....              | 44 |
| 圖 4.5 | 在 ITU-Veh. B 六路徑衰減通道、車速 120km/hr 下的位元錯誤率...45  | 45 |
| 圖 4.6 | 在 ITU-Veh. B 六路徑衰減通道、車速 240km/hr 下的位元錯誤率...46  | 46 |
| 圖 4.7 | 在 ITU-Veh. B 六路徑衰減通道、車速 300km/hr 下的位元錯誤率...47  | 47 |
| 圖 4.8 | 在雙路徑通道 $N_p$ 分別設為 2 及 4 之效能比較.....             | 48 |
| 圖 4.9 | 在 ITU-Veh. B 六路徑通道 $N_p$ 分別設為 6 及 8 之效能比較..... | 49 |



# 第一章 簡介

傳統的數位式單載波(Single Carrier)通訊系統，在無線通訊的環境做高速率資料傳輸，傳送的信號因多重路徑(Multipath)現象所形成的延遲擴展(Delay Spread)效應，也就是頻率選擇性衰減通道(Frequency Selective Fading Channel)，使得接收端收到了許多版不同延遲的信號，造成了碼際間干擾(Inter-Symbol Interference, ISI)，導致系統的資料傳輸可靠度(以位元錯誤率 BER 來定義)效能降低。然而欲提高系統效能，卻使得等化器之實作更加複雜與困難。正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexer, OFDM)正是針對 ISI 問題所提出的一個有效調變技術[1]。它是藉由加入循環前綴(Cyclic Prefix, CP)的方式，亦即將每一個 OFDM 符元(Symbol) 後段取大於等於最大延遲擴展(Maximum Delay Spread)長度的資料複製及擺到該 OFDM 符元前頭，作為與前一 OFDM 符元之間的護衛間隔(Guard Interval)。假設接收端時序(Timing)及載波頻率同步(Synchronization)已做好的情形下，收到的信號可無誤的移除循環前綴 CP，接著利用快速傅立葉轉換 FFT 做解調後所得到頻率域各個次載波(Sub-carrier)上的數值，分別等於各個傳送次載波資料乘以通道增益再加上雜訊(AWGN Noise)項而已，這很容易藉由簡單設計的等化器就能恢復原傳送資料並達到很好的效能。然而，通訊

系統的傳收機(Transceiver)不單是祇應用於靜止的環境，也要考慮能在高速移動之行動通訊環境裡提供良好的傳輸可靠度方為所需。此時因為高移動性引入的都卜勒頻率擴展(Doppler spread)，亦即時間選擇性(Time-Selectivity)，卻成為 OFDM 的最大致命傷，在每一個 OFDM 符元期間(Symbol Duration)的多重路徑通道增益不再維持不變，通道時變(Time-variations)破壞了次載波之間的正交性(Orthogonality)，導致載波間干擾 ICI(Inter-carrier Interference)的發生(也就是能量洩露到相鄰的數個次載波上)且使得效能降低。此效應隨著車輛速度、載波頻率、OFDM 符元長度的增加，對系統效能影響將會更嚴重。因此，對抑制 ICI 效應期能改善效能正是目前通訊界許多研究者努力的研究課題。在論文[2]中是以差動(Differential)方式，把每一資料點(BPSK 或是 QPSK 調變)分別一正一負載至相鄰的次載波上，達到在其他次載波位置上所造成的干擾互相抵消，然而卻浪費了一半頻寬，大大的降低頻寬效率(Bandwidth efficiency)。[3]提出了在頻率域等化技巧的平行消除機制，採取兩級裝置分別為前濾波器做資料初始判斷及 ICI 消除濾波器做干擾消除，他是運作於假設通道脈衝響應在一個 OFDM 期間是線性變化，然而當通道變化為非線性時，將使得系統效能降低。[4]提出了以片段方式(Piece-Wise)線性模型去近似通道變化，然而在高速移動時，片段方式線性近似與實際通道變化仍有差距。

這篇論文是以本實驗室博士班古孟霖學長之前發表在 IEEE 上的論文[8]

做為基礎，對於 IEEE 802.16e WMANs [6] 的系統規格下，接續著發展在高移動性環境下 OFDM 系統如何更精確地估測通道的時變性，進而達到抑制 ICI 效應所做的研究。首先將該篇論文的通道估計方法描述如后，他提出兩級通道估測方法，其通道模型是假定在一個 OFDM 符元期間之多重路徑複數增益為固定，亦即各個路徑變化之平均值。在初始級，採用以多重路徑干擾消除 (Multi-path Interference Cancellation, MPIC) 為基礎的去相關 (De-correlation) 法來估得多重路徑延遲 (Multi-path delays)、路徑數目、多重路徑複數增益等通道參數；在追蹤級，以初始級估得的通道資訊，提出了一個基於參數通道模型結合通道估計與資料偵測 [7] [8] [10] [11]，並公式化為最大可能性 (Maximum Likelihood, ML) 估計架構及使用牛頓法則最佳化理論 [9] 的方法，作為估測在該 OFDM 時槽內多重路徑增益平均值。然而根據最佳化理論得知，牛頓法是屬於局部最佳化搜尋 (Local optimization search) 並不是總體最佳化搜尋 (Global optimization search)。尤其是在通道變化大時僅靠牛頓法是無法追得通道變化，故需輔以另一方式 [8] 來達到可靠的通道估計。於是我們利用安插在 OFDM 資料符元 (Data Symbol) 中的數個領航碼去產生第一次反覆 (Iteration) 的最佳更新梯度相量，目的是找到一個搜尋方向向量協助更密切地追蹤通道變化，而接下來的數次反覆則用牛頓方法做精確的通道平均增益估計。

然而上述的通道參數估計模型是零階參數估計，也就是多重路徑平均

值估計，由之後 2.4 節分析得知，此參數模型是無法獲知 ICI 所造成的影響。於是我們接著提出了一個更精密的二階多項式參數通道模型以及採用最小平均方差(MMSE)等化器做資料偵測，再次運用了前述的結合通道估計與資料偵測使之公式化為最大可能性(Maximum Likelihood, ML)估計架構的方式，使用牛頓法推導出最佳梯度相量，更新二次多項式通道路徑參數，然後再求出等效通道頻率響應 CFR(channel frequency response)矩陣及利用 MMSE 法則做資料偵測，來達到抑制 ICI 效應的目的。

在這篇論文中所使用到的符號說明如後，習慣上，粗體字代表矩陣、行向量、集合。上標 $(\cdot)^*$ 表示複數共軛， $(\cdot)^H$ 及 $(\cdot)^T$ 分別表示 Hermitian 和轉置， $(\cdot)^I$ 及 $(\cdot)^Q$ 分別表示 $(\cdot)$ 的實部和虛部。行向量  $\mathbf{x}$  被表示成  $\langle x_0, \dots, x_{|\mathbf{x}|-1} \rangle$  或  $\langle x_i : i \in \{0, \dots, |\mathbf{x}|-1\} \rangle$ ，其中  $|\mathbf{x}|$  是向量  $\mathbf{x}$  的維度(Dimension)。 $\{\dots\}$  表示一個集合(Set)，例如為一集合  $\mathbf{x} = \{x_0, \dots, x_{|\mathbf{x}|-1}\}$ ，其中  $|\mathbf{x}|$  表示為此集合  $\mathbf{x}$  的基數(Cardinality)，亦即集合中元素的個數。

## 第二章 系統模型

### 2.1 正交分頻多工系統傳送的訊號

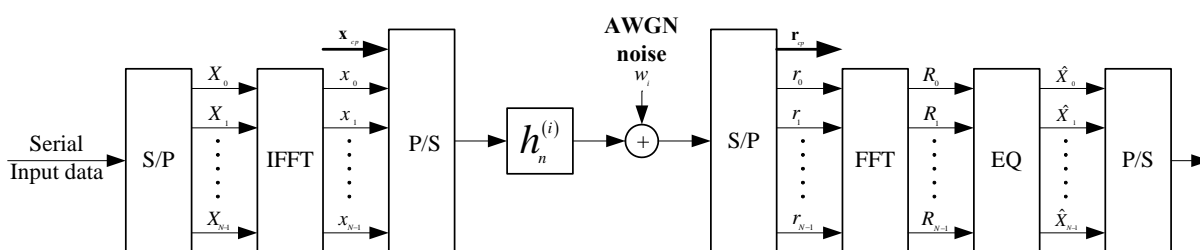


圖 2.1 正交分頻多工系統基頻等效模型

如圖 2.1 OFDM 系統基頻等效模型所示，欲傳送之二位元資料由四相移鍵(QPSK)調變成複數串列資料符元後經串列轉並列 S/P(Serial to Parallel)送入有  $N$  個次載波之 OFDM 系統，此系統中有  $M$  個次載波被使用傳送領航符元及資料符元，其他  $N-M$  個在 OFDM 兩邊的次載波被用做 DC 及虛次載波，也就是設為 0 不傳送任何信號，主要目的是為了避免頻率混疊(Aliasing)問題，因而稱為護衛頻帶(Guard band)。在第  $i$  個時槽，插入  $N-M$  個 0 做 DC 及虛次載波後， $|Q|$  個 QPSK 資料符元  $X_k, k \in Q$  及  $|J|$  ( $= M - |Q|$ ) 領航符元  $X_k, k \in J$  所組合成的頻域符元(Frequency-domain Symbol)經由  $N$  點反快速傅立葉轉換(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)單元產生時域取樣點(Time-domain Samples)(如 2.1 式)，此處的  $Q$ 、 $J$  分別表示為資料及領航次

載波索引的集合，且  $\mathbf{Q}, \mathbf{J} \subseteq \mathbf{\Omega}$ ， $\mathbf{\Omega} = \{0, \dots, N-1\}$  是全部次載波索引的集合。

$$\begin{aligned} x_i &= \text{IFFT}\{X_k\} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi ki/N}, \quad 0 \leq i \leq N-1. \end{aligned} \quad (2.1)$$

其中  $X_k$  表示在第  $k$  個次載波傳送的資料符元， $x_i$  即為時域的取樣系列。為了避免多重路徑通道 (Multipath Channel) 造成碼際干擾 (InterSymbol Interference, ISI)，於時域取樣系列的前端加入了循環前綴 CP (Cyclic Prefix)

$$\mathbf{x}_{cp} = \langle x_i : N-G \leq i \leq N-1 \rangle, \quad (2.2)$$

其中  $G$  是護衛間隔 (guard interval) 長度，並且假設最大延遲擴展 (maximum delay spread) 被取樣週期 (sampling period) 正規化 (normalized) 後之通道長度總是小於  $G$ ，才能確保移除護衛間隔後，不致仍然存在著碼際干擾之問題。

至此便完成了一個 OFDM 資料符元之產生。而每一個傳送 OFDM 訊框 (Frame) 是由第一個已加了循環前綴 (CP) 佔去一個 OFDM 長度的領航先導碼作起首接著  $D$  個連續 OFDM 資料符元所組成。

## 2.2 通道模型

對於行動無線多重路徑衰減通道其等效複數基頻脈衝響可以被表示為

[12]

$$h[t, \tau] = \sum_{l=0}^{L-1} \mu_l(t) \delta[\tau - \tau_l] , \quad (2.3)$$

其中  $L$  為可解析的路徑數目； $\tau_l$  是第  $l$  路徑的延遲量(以取樣點數目為單位)； $\delta[\tau]$  表示脈衝函數(Kronecker delta function)； $\mu_l(t)$  是第  $l$  路徑之複數高斯衰減增益(complex Gaussian fading gain)；假設所有  $L$  條路徑彼此都是互為獨立的。再就此通道之離散型式脈衝響應可以被模型成分接延遲線濾波器(Tapped-delay line filter)[15]之架構，如圖 2.2。

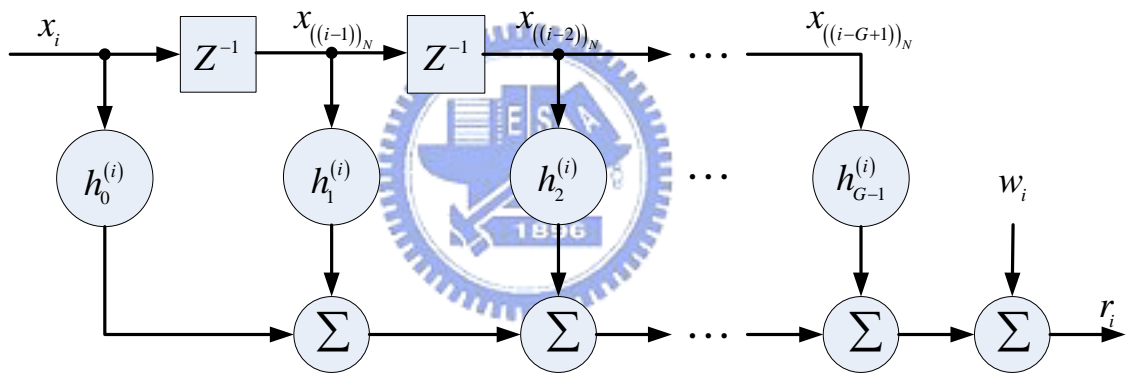


圖 2.2 多重路徑衰減通道模型成 Tapped-delay line filter 之結構

假定  $T_s$  為取樣週期，則離散時間通道時變脈衝響應  $h_n^{(i)}$  表示在  $t = i \times T_s$  瞬間第  $n$  分接點(tap)之增益。一般來說，多重路徑是由幾條主要延遲路徑  $L$  所構成。 $h_n^{(i)}$  對於  $-G \leq i \leq -1$  及  $0 \leq i \leq N-1$  分別表示在護衛及資料時間區段的第  $n$  個分接點之增益。圖 2.3 為說明多重路徑之時變離散等效基頻脈衝響應的一個例子。

於是(2.3)式的基頻脈衝響應其通道頻率響應可表示成

$$H[t, k] = \sum_{l=0}^{L-1} \mu_l(t) \exp\{-j2\pi k \tau_l / N\} \quad (2.4)$$

其中  $k$  是次載波索引。

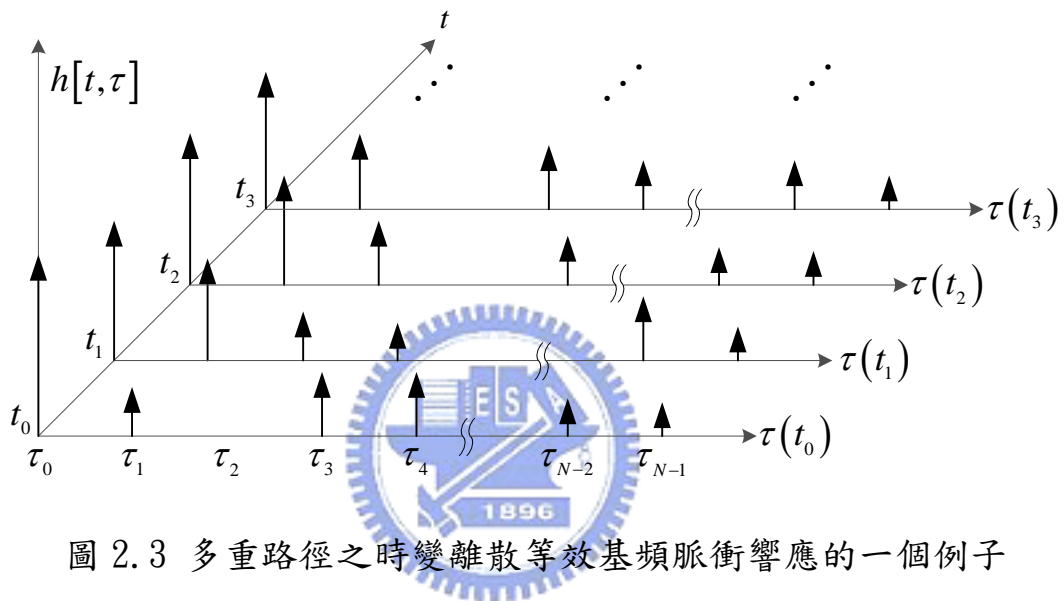


圖 2.3 多重路徑之時變離散等效基頻脈衝響應的一個例子

## 2.3 接收的訊號

我們假定在接收端時序及載波頻率兩者都已做好完全同步之條件下，且通道脈衝響應的長度總是小於 CP 長度，於是可以正確地移除了循環前綴 CP (Cyclic Prefix)，因此在快速傅立葉轉換(Fast Fourier Transform, FFT)解調變(demodulator)單元輸入端之接收信號是為傳送信號與通道脈衝響應之循環迴旋(Circular Convolution)關係，如下式：



$$r_i = \sum_{n=0}^{G-1} h_n^{(i)} x((i-n))_N + w_i \quad 0 \leq i \leq N-1, \quad (2.5)$$

其中  $((\cdot))_N$  表示以  $N$  為基底之循環移位， $w_i$  為加性白色高斯雜訊 AWGN(Additive White Gaussian Noise)之取樣。圖 2.4 描述了接收信號、通道脈衝響應及傳送信號三者之循環迴旋(Circular Convolution)關係

| # tap\time | $i=0$           | $i=1$             | $i=2$             | ...      | $i=N-1$               |
|------------|-----------------|-------------------|-------------------|----------|-----------------------|
| $n=0$      | $h_0^0 x_0$     | $h_0^1 x_1$       | $h_0^2 x_2$       | ...      | $h_0^{N-1} x_{N-1}$   |
| $n=1$      | $h_1^0 x_{N-1}$ | $h_1^1 x_0$       | $h_1^2 x_1$       | ...      | $h_1^{N-1} x_{N-2}$   |
| $n=2$      | $h_2^0 x_{N-2}$ | $h_2^1 x_{N-1}$   | $h_2^2 x_0$       | ...      | $h_2^{N-1} x_{N-3}$   |
| $\vdots$   | $\vdots$        | $\vdots$          | $\vdots$          | $\ddots$ | $\vdots$              |
| $n=G$      | $h_G^0 x_{N-G}$ | $h_G^1 x_{N-G+1}$ | $h_G^2 x_{N-G+2}$ | ...      | $h_G^{N-1} x_{N-G-1}$ |

圖 2.4 接收信號、通道脈衝響應及傳送信號三者之循環迴旋關係

## 2.4 載波間干擾之分析推導

前節所述的時域接收信號(如 2.5 式)經 FFT 解調變(Demodulator)後之頻域信號為

$$R_k = FFT\{r_i\} = \sum_{i=0}^{N-1} r_i e^{-j2\pi ik/N} \quad (2.6)$$

依次代入 2.1、2.3、2.5 式至 2.6 式中並整理如下

$$\begin{aligned}
R_k &= \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{G-1} h_n^{(i)} x_{((i-n))_N} e^{\frac{-j2\pi ik}{N}} + \sum_{i=0}^{N-1} w_i e^{\frac{-j2\pi ik}{N}} \\
&= \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{G-1} h_n^{(i)} \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X_m e^{\frac{j2\pi m((i-n))_N}{N}} e^{\frac{-j2\pi ik}{N}} + W_k \\
&= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{G-1} \sum_{m=0}^{N-1} X_m \sum_{i=0}^{N-1} h_n^{(i)} e^{\frac{-j2\pi i(k-m)}{N}} e^{\frac{-j2\pi mn}{N}} + W_k
\end{aligned} \tag{2.7}$$

其中  $W_k$  為  $w_i$  之離散傅立葉轉換(DFT)。等式右邊第一項中的  $(k-m)$  做變數變換令  $d = ((k-m))_N$ ，並且做以  $N$  為基底之循環移位(Cyclic Shift)，目的是把接收次載波之絕對指標(index)  $k$  與傳送次載波之絕對指標  $m$  兩者之差化為與接收次載波絕對指標  $k$  之相對指標  $d$ ，例如當  $m=k$  時，則  $d=0$ ； $m=0$  時，則  $d=k$ ； $m=N-1$  時，則  $d=k+1$ ；其餘以此類推。接著如下之推導：

$$\begin{aligned}
R[k] &= \sum_{d=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{G-1} \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} h_n^{(i)} e^{\frac{-j2\pi id}{N}} e^{\frac{-j2\pi n(k-d)}{N}} X_{((k-d))_N} + W_k \\
&= \sum_{n=0}^{G-1} \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} h_n^{(i)} e^{\frac{-j2\pi nk}{N}} X_k + \underbrace{\sum_{d=1}^{N-1} \sum_{n=0}^{G-1} \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} h_n^{(i)} e^{\frac{-j2\pi id}{N}} e^{\frac{-j2\pi n(k-d)}{N}} X_{((k-d))_N}}_{ICI} + W_k \\
&= \underbrace{\sum_{n=0}^{G-1} \bar{h}_n e^{\frac{-j2\pi nk}{N}} X_k}_{DFT \text{ of } \bar{h}_n} + \underbrace{\sum_{d=1}^{N-1} \sum_{n=0}^{G-1} \frac{1}{N} F_n(d) e^{\frac{-j2\pi n(k-d)}{N}} X_{((k-d))_N}}_{ICI} + W_k \\
&= H_{k,0} X_k + \underbrace{\sum_{d=1}^{N-1} H_{k,d} X_{((k-d))_N}}_{ICI} + W_k \quad 0 \leq k \leq N-1.
\end{aligned} \tag{2.8}$$

我們發現右邊第一項為該傳送次載波資料乘以多重路徑增益平均值(以  $\bar{h}_n$  表示)之截去傅立葉轉換(Truncated DFT)，為不受其他次載波干擾之項。然而第二項為其餘次載波對第  $k$  個次載波所造成的載波間之干擾量，亦即是

由於高移動性所引起的都卜勒擴展(Doppler spread)使得每一個次載波之傳送能量洩漏(Leakage)到其他次載波上所造成的干擾。該推導中定義

$$F_n(d) = \sum_{i=0}^{N-1} h_n^{(i)} e^{-\frac{j2\pi id}{N}}, \quad (2.9)$$

是為第  $n$  路徑通道脈衝響應之離散傅立葉轉換(DFT)；接著定義

$$H_{k,d} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{G-1} F_n(d) e^{-\frac{j2\pi n(k-d)}{N}} \quad (2.10)$$

是相對於  $k$  之第  $d$  個傳送次載波頻帶對第  $k$  個接收次載波頻帶的通道頻率響應，其大小成分為把每一路徑第  $d$  個次載波頻率響應乘以一相移(Phase Shift)因子後做加總再平均。於是把(2.8)式寫成矩陣型式如下

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}_{eq} \mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} Y_0 \\ Y_1 \\ \vdots \\ Y_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{0,0} & H_{0,N-1} & H_{0,N-2} & \cdots & H_{0,1} \\ H_{1,1} & H_{1,0} & H_{1,N-1} & \cdots & H_{1,2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N-1,N-1} & H_{N-1,N-2} & H_{N-1,N-3} & \cdots & H_{N-1,0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_0 \\ X_1 \\ \vdots \\ X_{N-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W_0 \\ W_1 \\ \vdots \\ W_{N-1} \end{bmatrix}$$

可清楚地看出其非對角線上的元素即為造成載波間干擾之頻率響應。當通道為非時變(Time-invariant)時或假設在一個 OFDM 符元期間通道變化是幾乎靜止(Quasi-static)， $h_n^{(i)}$  是一固定之複數衰減增益，亦即不隨時間  $i$  變化，其上標  $(i)$  可被省略為  $h_n$ ，使得(2.8)式第二項為 0，亦即在(2.11)式矩陣中非

對角線項皆為 0，也就是簡化成對角矩陣表示沒有 ICI 成份，則(2.8)最下式  
將被縮減為  $R_k = H_k X_k$ 。



# 第三章 結合通道估計與資料偵測之載波干擾減緩方法

## 3.1 IEEE 802.16e 之訊框格式

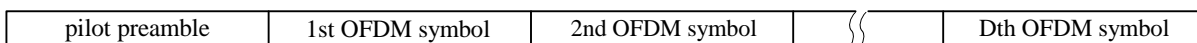


圖 3.1 IEEE Std 802.16e OFDM 訊框格式

圖 3.1 為 IEEE Std 802.16e OFDM 調變之訊框格式(Frame format)，每個訊框的第一個 OFDM 符元是領航前導(Pilot preamble)，其後接著 77 個資料符元，每個 OFDM 次載波配置之頻率描述如下圖：

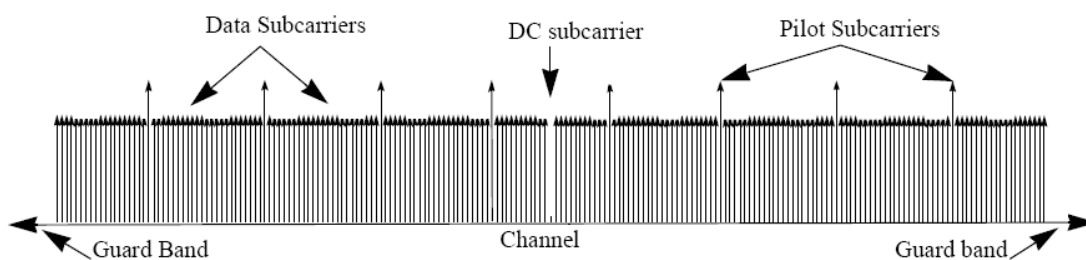


圖 3.2 正交分頻多工次載波配置之頻率描述

在領航前導碼之頻率域全頻寬序列碼是定義如下：

$$\begin{aligned}
P_{ALL}(-100:100) = & \{1-j, 1-j, -1-j, 1+j, 1-j, 1-j, -1+j, 1-j, 1-j, 1-j, \dots \\
& 1+j, -1-j, 1+j, 1+j, -1-j, 1+j, -1-j, -1-j, 1-j, -1+j, \dots \\
& 1-j, 1-j, -1-j, 1+j, 1-j, 1-j, -1+j, 1-j, 1-j, 1-j, \dots \\
& 1+j, -1-j, 1+j, 1+j, -1-j, 1+j, -1-j, -1-j, 1-j, -1+j, \dots \\
& 1-j, 1-j, -1-j, 1+j, 1-j, 1-j, -1+j, 1-j, 1-j, 1-j, \dots \\
& 1+j, -1-j, 1+j, 1+j, -1-j, 1+j, -1-j, -1-j, 1-j, -1+j, \dots \\
& 1+j, 1+j, 1-j, -1+j, 1+j, 1+j, -1-j, 1+j, 1+j, 1+j, \dots \\
& -1+j, 1-j, -1+j, -1+j, 1-j, -1+j, 1-j, 1-j, 1+j, -1-j, \dots \\
& -1-j, -1-j, -1+j, 1-j, -1-j, -1-j, 1+j, -1-j, -1-j, -1-j, \dots \\
& 1-j, -1+j, 1-j, 1-j, -1+j, 1-j, -1+j, -1+j, -1-j, 1+j, 0, \dots \\
& -1-j, 1+j, -1+j, -1+j, -1-j, 1+j, 1+j, 1+j, -1-j, 1+j, \dots \\
& 1-j, 1-j, 1-j, -1+j, -1+j, -1+j, -1+j, 1-j, -1-j, -1-j, \dots \\
& -1+j, 1-j, 1+j, 1+j, -1+j, 1-j, 1-j, 1-j, -1+j, 1-j, \dots \\
& -1-j, -1-j, -1-j, 1+j, 1+j, 1+j, 1+j, -1-j, -1+j, -1+j, \dots \\
& 1+j, -1-j, 1-j, 1-j, 1+j, -1-j, -1-j, -1-j, 1+j, -1-j, \dots \\
& -1+j, -1+j, -1+j, 1-j, 1-j, 1-j, 1-j, -1+j, 1+j, 1+j, \dots \\
& -1-j, 1+j, -1+j, -1+j, -1-j, 1+j, 1+j, 1+j, -1-j, 1+j, \dots \\
& 1-j, 1-j, 1-j, -1+j, -1+j, -1+j, -1+j, 1-j, -1-j, -1-j, \dots \\
& 1-j, -1+j, -1-j, -1-j, 1-j, -1+j, -1+j, -1+j, 1-j, -1+j, \dots \\
& 1+j, 1+j, 1+j, -1-j, -1-j, -1-j, 1+j, 1-j, 1-j\}
\end{aligned}$$

然則我們是採用偶數系列碼作為領航前導  $P_{EVEN}(k)$

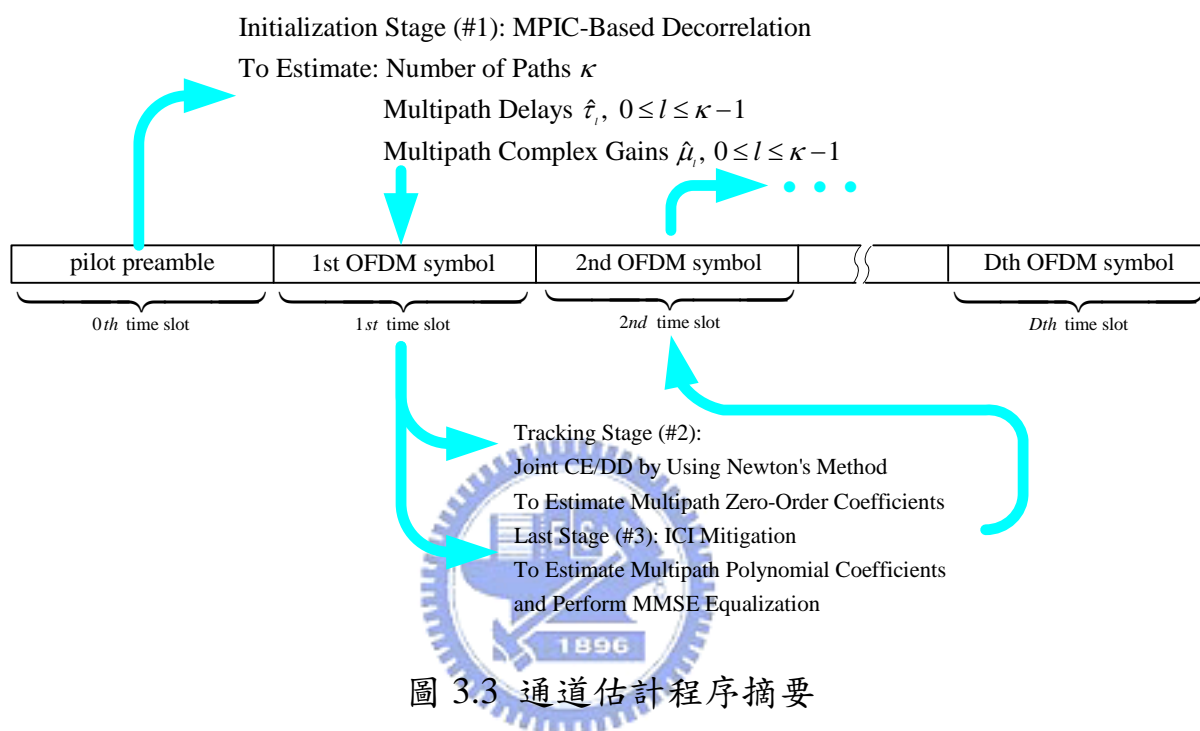
$$P_{EVEN}(k) = \begin{cases} \sqrt{2} \cdot P_{ALL}(k) & k_{\text{mod}2} = 0 \\ 0 & k_{\text{mod}2} \neq 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

其中  $\sqrt{2}$  因子表示相對於傳送資料的功率提高了 3dB。

在 OFDM 資料符元中，等間隔插入八個固定值  $[-1 -1 1 1 -1 1 -1 1]$  之 BPSK 領航碼，也是相對於傳送資料的功率提高了 3dB。傳送資料是採四相

移位鍵(QPSK)調變。

我們提出的三階通道估計與載波間干擾抑制之程序摘要如圖 3.3 並分別詳述於下面三節。



## 3.2 通道資訊之初始估計

在這一級中，我們使用如上圖 3.3 每個訊框(Frame)開始的第一個 OFDM 領航前導(Pilot preamble)碼，做為通道脈衝響應(CIR)的初始估測。我們採用多重路徑干擾消除(MPIC-based)去相關(Decorrelation)方法來估測多重路徑延遲(Multipath delays)及多重路徑複數增益(Multipath complex gain)等資訊。

圖 3.4 綜整了此方法的所有程序，它是藉由一條路徑一條路徑地消掉已

經估得的多路徑干擾來估測通道狀態資訊(CSI)。第一步是首先定義兩個參數  $N_p$  和  $\mathbf{I}_s \subseteq [0, K-1]$ ，分別表示在行動射頻通道的預設路徑數目和多重路徑觀察窗。接下來，計算收到的領航前導碼  $R_p[k]$  與傳送的領航前導碼  $X_p[k]$  間之循環互相關值(Cyclic cross-correlation)

$$C_{RX}[\tau] \leftarrow IDFT \{ R_p[k] \cdot X_p^*[k] \}, \tau = 0, \dots, K-1 \quad (3.2)$$

及  $X_p[k]$  的正規化 (Normalized) 的循環自相關值 (Cyclic auto-correlation)  $C_{XX}[\tau]$

$$C_{XX}[\tau] \leftarrow IDFT \{ X_p[k] \cdot X_p^*[k] \}, \tau = 0, \dots, K-1 \quad (3.3)$$

設定  $\rho$  及  $\kappa$  分別代表路徑計數及合法路徑數為我們要找的兩變數並初始化為 0。第二步首先在  $\mathbf{I}_s$  觀察區間內找出  $|C_{RX}[\tau]|$  中的最大值及其所對應時間延遲位置  $\tilde{\tau}_\rho$ 。假如  $\tilde{\tau}_\rho$  大於 CP 的長度，此路徑則被視為無效路徑，捨棄之並設  $C_{RX}[\tilde{\tau}_\rho] = 0$ ，如果小於 CP 的長度就保留此路徑為第  $\kappa$  條有效路徑其時間延遲  $\hat{\tau}_\kappa = \tilde{\tau}_\rho$  及複數路徑增益為  $\hat{\mu}_\kappa = C_{RX}[\tilde{\tau}_\rho]$ 。然後重建此路徑之干擾值並從  $C_{RX}[\tau]$  中扣掉後獲得另一新的互相關函數

$$C_{RX}[\tau] = C_{RX}[\tau] - \hat{\mu}_\kappa C_{XX}[\tau - \hat{\tau}_\kappa], \tau \in \mathbf{I}_s \quad (3.4)$$



完成了這次程序找到有效路徑後，有效路徑數 $\kappa$ 及路徑計數 $\rho$ 被遞增 1 再重覆第二步驟找下一條路徑資訊直到 $\rho$ 到達 $N_p$ 的預設值即停止路徑資訊之估測。

步驟一：預先假設路徑數目 $N_p$ 及多重路徑觀察區間 $\mathbf{I}_s$

用下兩式計算求得 $C_{RX}[\tau]$ 及 $C_{XX}[\tau]$

$$C_{RX}[\tau] = IDFT\{R[k] \cdot X^*[k]\}, \tau = 0, \dots, N-1$$

$$C_{XX}[\tau] = IDFT\{X[k] \cdot X^*[k]\}, \tau = 0, \dots, N-1$$

初始設定 $\rho$ 及 $\kappa$ 兩變數等於 0

步驟二：估測多重路徑延遲及多重路徑複數增益(以程式架構描述如下)

```

while  $\rho \leq N_p$ 
     $\tilde{\tau}_\rho = \arg \max_{\tau \in \mathbf{I}_s} \{ |C_{RX}[\tau]| \}$ 
    if  $\tilde{\tau}_\rho > G$ 
         $C_{RX}[\tilde{\tau}_\rho] = 0$ 
    else
        find a legal path with time delay  $\hat{\tau}_\kappa = \tilde{\tau}_\rho$  and  $\hat{\mu}_\kappa = C_{RX}[\tilde{\tau}_\rho]$ 
         $C_{RX}[\tau] \leftarrow C_{RX}[\tau] - \hat{\mu}_\kappa C_{XX}[\tau - \hat{\tau}_\kappa], \tau \in \mathbf{I}_s \setminus \{\tilde{\tau}_i : i = 0, \dots, \rho - 1\}$ 
         $\kappa \leftarrow \kappa + 1$ 
    End
     $\rho \leftarrow \rho + 1$ 
end

```

圖 3.4 基於去相關之多重路徑干擾消除方法

### 3.3 通道變化精確的追蹤方法

在前一節中描述了利用每一訊框(Frame)最前頭的 OFDM 前導(Preamble)符元，藉由 MPIC-based Decorrelation 方法估得了路徑數  $\kappa (\leq N_p)$ 、多重路徑延遲  $\hat{\tau}_l$  及複數增益  $\hat{\mu}_l$ ，其  $l \in \{0, \dots, \kappa-1\}$ ，等重要路徑參數資訊，給接在其後的 OFDM 資料符元做為追蹤各個符元期間通道變化的估測依據。不失一般性，我們假設多重路徑延遲  $\hat{\tau}_l$  在每一傳送訊框時間內不會改變。且在這一級中之通道估測，我們預先假定在一個 OFDM 符元期間通道是幾乎靜止的(Quasi-static)，也就是考慮通道模型其多重路徑複數增益不變，目的在於估得各路徑之平均複數增益。因此，對於通道頻率響應  $H[k]$  的參數估計  $M[k]$  能以  $\kappa$  個複數弦波總和來形成

$$\begin{aligned} M[k] &= \sum_{l=0}^{\kappa-1} \mu_l \exp\{-j2\pi k \hat{\tau}_l / N\} \\ &= \sum_{l=0}^{\kappa-1} \left( \alpha_l \cos\left(\frac{2\pi k \hat{\tau}_l}{N}\right) + \beta_l \sin\left(\frac{2\pi k \hat{\tau}_l}{N}\right) \right) \\ &\quad + j \sum_{l=0}^{\kappa-1} \left( \beta_l \cos\left(\frac{2\pi k \hat{\tau}_l}{N}\right) - \alpha_l \sin\left(\frac{2\pi k \hat{\tau}_l}{N}\right) \right) \end{aligned} \quad (3.5)$$

其中  $\mu_l = \alpha_l + j\beta_l$  是第  $l$  個路徑複數增益， $l \in \{0, \dots, \kappa-1\}$ 。

根據(2.6)、(3.5)式，結合通道估計與資料偵測問題以最大可能性估測架構使之公式化為下式：

$$\langle \hat{\mathbf{X}}, \hat{\mathbf{M}} \rangle = \arg \min_{\langle \mathbf{X}, \mathbf{M} \rangle} \sum_{k \in \Theta} |R[k] - M[k]X[k]|^2 \quad (3.6)$$

其中  $\Theta = \{\Theta_0, \dots, \Theta_{|\Theta|-1}\}$  是  $Q$  的子集合，依實際需要可考慮選擇在部份次載波索引位置上之資料執行總和。由於(3.6)式中含有兩組未知數  $M[k]$  及  $X[k]$ ，故為簡化最佳化問題重寫公式如下：

$$\langle \hat{\mathbf{X}}, \hat{\mathbf{M}} \rangle = \arg \min_{\mathbf{M}} \min_{\mathbf{X}} \sum_{k \in \Theta} |R[k] - M[k]X[k]|^2 \quad (3.7)$$

我們採用最小平方解(LS solution)先對  $\mathbf{X}$  最小值求解，因此得到如下公式：

$$\langle \hat{\mathbf{X}}, \hat{\mathbf{M}} \rangle = \arg \min_{\mathbf{M}} \min_{\mathbf{X}} \sum_{k \in \Theta} |R[k] - M[k]\Phi(\chi[k])|^2 \quad (3.8)$$

其中  $\chi[k] = R[k]/M[k]$ ，這裡的  $M[k]$  也代表著前一次(指前一時槽或前一 Iteration)估測所估得的通道頻率響應。 $\Phi(\cdot)$  表示一般的二元偵測(Binary detection)，亦即對於實數資料  $\eta$ ，

$$\Phi(\eta) = \begin{cases} +1 & \eta > 0 \\ -1 & \eta < 0 \end{cases} \quad (3.9)$$

對於複數資料，實部與虛部可分開做偵測。最後把(3.8)分成實部與虛部並寫成新的成本函數型式如下：

$$\hat{\mathbf{y}} = \arg \min_{\mathbf{y}} f(\mathbf{y}) \quad (3.10)$$

其中

$$f(\mathbf{y}) = \sum_{k \in \Theta} [\psi_{I,k}^2(\mathbf{y}) + \psi_{Q,k}^2(\mathbf{y})] \quad (3.11)$$

$$\mathbf{y} = \langle \mathbf{y}_I, \mathbf{y}_Q \rangle, \mathbf{y}_I = \langle \alpha_0, \dots, \alpha_{k-1} \rangle, \mathbf{y}_Q = \langle \beta_0, \dots, \beta_{k-1} \rangle \quad (3.12)$$

$$\psi_{I,k}(\mathbf{y}) = R^I[k] - M^I[k] \Phi(\chi^I[k]) + M^Q[k] \Phi(\chi^Q[k]) \quad (3.13)$$

$$\psi_{Q,k}(\mathbf{y}) = R^Q[k] - M^Q[k] \Phi(\chi^I[k]) - M^I[k] \Phi(\chi^Q[k]) \quad (3.14)$$



現在我們使用牛頓方法[8]找(3.10)式成本函數的最小值，其反覆

(Iterative)公式為

$$\mathbf{y}^{(i,\nu)} = \mathbf{y}^{(i,\nu-1)} - \mathbf{g}^{(i,\nu)} \quad (3.15)$$

其中 $\nu$ 是反覆次數指標、且 $1 \leq \nu \leq V$ ， $\mathbf{y}^{(i,\nu)}$ 是在第 $\nu$ 次反覆所估得的通道狀態資訊(Channel state information, CSI)， $\mathbf{g}^{(i,\nu)} = \mathbf{F}^{-1}(\mathbf{y}^{(i,\nu-1)}) \nabla f(\mathbf{y}^{(i,\nu-1)})$ 是搜尋

方向向量， $\mathbf{F}(\mathbf{y}^{(i,\nu-1)})$ 及 $\nabla f(\mathbf{y}^{(i,\nu-1)})$ 分別代表 $f(\mathbf{y})$ 在 $\mathbf{y} = \mathbf{y}^{(i,\nu-1)}$ 的 Hessian 矩陣

及 Gradient 梯度向量。下面就分別求出 $\mathbf{F}(\mathbf{y})$ 及 $\nabla f(\mathbf{y})$ 各項：

梯度向量  $\nabla f(\mathbf{y})$  的第  $j$  項能被如下求得

$$(\nabla f(\mathbf{y}))_j = \frac{\partial f(\mathbf{y})}{\partial y_j} = 2 \sum_{k \in \Theta} \left( \psi_{I,k}(\mathbf{y}) \frac{\partial \psi_{I,k}(\mathbf{y})}{\partial y_j} + \psi_{Q,k}(\mathbf{y}) \frac{\partial \psi_{Q,k}(\mathbf{y})}{\partial y_j} \right) \quad (3.16)$$

其中偏導數  $\partial \psi_{I,k}(\mathbf{y})/\partial y_j$ 、 $\partial \psi_{Q,k}(\mathbf{y})/\partial y_j$  能以下列方法推導。首先假定  $\chi[k]=0$  的機率是 0，因此定義此項牽涉到函數  $\Phi(\cdot)$  的偏導數為 0。因為在  $\mathbf{y}$  中的第  $j$  個變數  $y_j$  是  $\alpha_l$  或  $\beta_l$ ，於是對(3.11)式偏微分得到如下結果，

$$\frac{\partial \psi_{I,k}(\mathbf{y})}{\partial \alpha_l} = -\cos\left(\frac{2\pi k \hat{t}_l}{N}\right) \Phi(\chi^I[k]) - \sin\left(\frac{2\pi k \hat{t}_l}{N}\right) \Phi(\chi^Q[k]) \quad (3.17)$$

$$\frac{\partial \psi_{I,k}(\mathbf{y})}{\partial \beta_l} = -\sin\left(\frac{2\pi k \hat{t}_l}{N}\right) \Phi(\chi^I[k]) + \cos\left(\frac{2\pi k \hat{t}_l}{N}\right) \Phi(\chi^Q[k]) \quad (3.18)$$

$$\frac{\partial \psi_{Q,k}(\mathbf{y})}{\partial \alpha_l} = -\cos\left(\frac{2\pi k \hat{t}_l}{N}\right) \Phi(\chi^Q[k]) + \sin\left(\frac{2\pi k \hat{t}_l}{N}\right) \Phi(\chi^I[k]) \quad (3.19)$$

$$\frac{\partial \psi_{Q,k}(\mathbf{y})}{\partial \beta_l} = -\sin\left(\frac{2\pi k \hat{t}_l}{N}\right) \Phi(\chi^Q[k]) - \cos\left(\frac{2\pi k \hat{t}_l}{N}\right) \Phi(\chi^I[k]) \quad (3.20)$$

接下來，我們計算  $\mathbf{F}(\mathbf{y})$  的第  $(i, j)$  項

$$\begin{aligned} (\mathbf{F}(\mathbf{y}))_{i,j} = \frac{\partial^2 f(\mathbf{y})}{\partial y_i \partial y_j} = 2 \sum_{k \in \Theta} & \left( \frac{\partial \psi_{I,k}(\mathbf{y})}{\partial y_i} \frac{\partial \psi_{I,k}(\mathbf{y})}{\partial y_j} + \psi_{I,k}(\mathbf{y}) \frac{\partial^2 \psi_{I,k}(\mathbf{y})}{\partial y_i \partial y_j} \right. \\ & \left. + \frac{\partial \psi_{Q,k}(\mathbf{y})}{\partial y_i} \frac{\partial \psi_{Q,k}(\mathbf{y})}{\partial y_j} + \psi_{Q,k}(\mathbf{y}) \frac{\partial^2 \psi_{Q,k}(\mathbf{y})}{\partial y_i \partial y_j} \right) \end{aligned} \quad (3.21)$$

其中包涵  $\psi_{I,k}(\mathbf{y})$  及  $\psi_{Q,k}(\mathbf{y})$  的二次導數，通常非常小是可以被忽略的，因此

得到下面近似公式

$$(\mathbf{F}(\mathbf{y}))_{i,j} \approx 2 \sum_{k \in \Theta} \left( \frac{\partial \psi_{I,k}(\mathbf{y})}{\partial y_i} \frac{\partial \psi_{I,k}(\mathbf{y})}{\partial y_j} + \frac{\partial \psi_{Q,k}(\mathbf{y})}{\partial y_i} \frac{\partial \psi_{Q,k}(\mathbf{y})}{\partial y_j} \right) \quad (3.22)$$

最後，使用(3.17)~(3.20)式的結果，我們整理得到

$$(\mathbf{F}(\mathbf{y}))_{i,j} \approx \begin{cases} 4 \sum_{k \in \Theta} \cos\left(2\pi k \left(\hat{\tau}_{((i))_\kappa} - \hat{\tau}_{((j))_\kappa}\right) / N\right), \\ \quad \text{for } \zeta\kappa \leq i, j \leq (\zeta+1)\kappa - 1, \text{ where } \zeta = 0 \text{ or } 1 \\ -4 \sum_{k \in \Theta} \sin\left(2\pi k \left(\hat{\tau}_{((i))_\kappa} - \hat{\tau}_{((j))_\kappa}\right) / N\right), 0 \leq i \leq \kappa - 1, \kappa \leq j \leq 2\kappa - 1 \\ 4 \sum_{k \in \Theta} \sin\left(2\pi k \left(\hat{\tau}_{((i))_\kappa} - \hat{\tau}_{((j))_\kappa}\right) / N\right), \kappa \leq i \leq 2\kappa - 1, 0 \leq j \leq \kappa - 1 \end{cases} \quad (3.23)$$

由(3.23)式知，矩陣 $\mathbf{F}(\mathbf{y})$ 只和多重路徑延遲 $\hat{\tau}_i$ 有關，於是它能被簡化成一常數矩陣 $\mathbf{F}$ 。經過上述推導後，我們可以利用(3.15)、(3.16)、(3.23)式反覆(Iterative)執行數次去估計得到每一個 OFDM 時槽的多重路徑平均複數增益值。

從最佳化理論得知，由於牛頓法的局部搜尋能力，只能應用於慢地時變通道(Slowly time-varying channels)。在先前的論文研究[10][11]，在快速地時變通道(Fast time-varying channels)，同時採用領航信號(Pilot tone)以及決策後的資料符元(Decision data symbols)在每次反覆中執行通道估測並不是一個好的解決辦法，因為決策的資料容易造成錯誤傳播效應(Error

propagation effect)，而領航信號是比決策後的資料符元遠較可靠的。從最佳化的觀點，插在每個 OFDM 資料符元中的領航碼，在提供牛頓方法第一次反覆的總體搜尋方向扮演了一個重要角色，亦即利用這些領航碼產生一個梯度向量，可以幫助更密切地追蹤通道變化。於是我們提出一個精巧的通道追蹤方法只要修改第一次反覆即可。

在第  $i$  個時槽使用數個領航碼，按照最小平方 (Least-Square, LS) 解去估出通道頻率響應  $\hat{H}[k]$ ， $k \in \mathbf{J}$

$$\hat{H}[k] = R[k]/X[k]. \quad (3.24)$$

再利用(3.5)式定義一個 ML 度量(Metric)函數  $\hat{f}(\mathbf{y})$

$$\begin{aligned} \hat{f}(\mathbf{y}) &= \hat{f}(\alpha_0, \dots, \alpha_{\kappa-1}, \beta_0, \dots, \beta_{\kappa-1}) \\ &= \sum_{k \in \mathbf{J}} \left( \left( \sum_{l=0}^{\kappa-1} \left( \alpha_l \cos\left(\frac{2\pi k \hat{\tau}_l}{N}\right) + \beta_l \sin\left(\frac{2\pi k \hat{\tau}_l}{N}\right) \right) - \hat{H}^I[k] \right)^2 \right. \\ &\quad \left. + \left( \sum_{l=0}^{\kappa-1} \left( \beta_l \cos\left(\frac{2\pi k \hat{\tau}_l}{N}\right) - \alpha_l \sin\left(\frac{2\pi k \hat{\tau}_l}{N}\right) \right) - \hat{H}^Q[k] \right)^2 \right) \end{aligned} \quad (3.25)$$

於是函數  $\hat{f}(\mathbf{y})$  在  $\mathbf{y}^{(i-1, V)}$  的偏導數被求得如下：

$$\zeta = 2 \cdot \begin{bmatrix} e^{\frac{j2\pi J_0 \hat{\tau}_0}{N}} & \dots & e^{\frac{j2\pi J_{|J|-1} \hat{\tau}_0}{N}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{\frac{j2\pi J_0 \hat{\tau}_{\kappa-1}}{N}} & \dots & e^{\frac{j2\pi J_{|J|-1} \hat{\tau}_{\kappa-1}}{N}} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{\Gamma} \quad (3.26)$$

該  $\zeta = \left\langle \left( \frac{\partial \hat{f}(\mathbf{y})}{\partial \alpha_0} + j \frac{\partial \hat{f}(\mathbf{y})}{\partial \beta_0} \right), \dots, \left( \frac{\partial \hat{f}(\mathbf{y})}{\partial \alpha_{\kappa-1}} + j \frac{\partial \hat{f}(\mathbf{y})}{\partial \beta_{\kappa-1}} \right) \right\rangle \Bigg|_{\mathbf{y}=\mathbf{y}^{(i-1,V)}}$  且

$\Gamma = \mathbf{M}^{(i-1)} - \hat{\mathbf{H}}$ ，其中  $\hat{\mathbf{H}} = \langle \hat{H}[k]: k \in \mathbf{J} \rangle$ ， $\mathbf{M}^{(i-1)} = \langle M^{(i-1)}[k]: k \in \mathbf{J} \rangle$ ，亦即在第  $(i-1)$  個時槽最後一次反覆估得的通道狀態資訊(CSI)。因此能夠從(3.26)式獲得初始搜尋方向向量  $\Psi = \langle \zeta^I, \zeta^Q \rangle$ 。於是(3.14)式之搜尋方向向量在執行第  $i$  個 OFDM 時槽第一次反覆時應被修改為

$$\mathbf{g}^{(i,1)} = \beta \Psi^{(i)} \quad (3.27)$$

其中  $\beta$  為實數值步級大小因子，是利用領航碼建立的 ML 成本函數使之最小來求得，在頻率域推導如下：

重寫(3.15)式為複數型式，即

$$\bar{\mathbf{y}}^{(i,1)} = \bar{\mathbf{y}}^{(i-1,V)} - \bar{\mathbf{g}}^{(i,1)} = \bar{\mathbf{y}}^{(i-1,V)} - \beta \bar{\Psi}^{(i)} \quad (3.28)$$

上式中  $\bar{\mathbf{y}} = \mathbf{y}_I + j\mathbf{y}_Q$ ，是把  $\mathbf{y}$  中同路徑實部虛部合併的結果。接著利用已估得的多重路徑延遲  $\hat{\tau}_l$  執行截去離散傅立葉轉換(Truncated DFT)至頻率域可表示為

$$\mathbf{F}\bar{\mathbf{y}}^{(i,1)} = \mathbf{F}\bar{\mathbf{y}}^{(i-1,V)} - \beta \mathbf{F}\bar{\Psi}^{(i)} \quad (3.29)$$

其中  $\mathbf{F}$  代表截去離散傅立葉轉換(Truncated DFT)矩陣如下



$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} e^{-\frac{j2\pi J_0 \hat{\tau}_0}{N}} & \dots & e^{-\frac{j2\pi J_0 \hat{\tau}_{\kappa-1}}{N}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-\frac{j2\pi J_{|J|-1} \hat{\tau}_0}{N}} & \dots & e^{-\frac{j2\pi J_{|J|-1} \hat{\tau}_{\kappa-1}}{N}} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$\mathbf{F}\bar{\mathbf{y}}^{(i,1)}$  是第一次反覆估計得到的通道狀態資訊，以  $\mathbf{M}_1$  表示。 $\mathbf{F}\bar{\mathbf{y}}^{(i-1,V)}$  是前一個時槽最後一次反覆估計得到的通道狀態資訊，以  $\mathbf{M}_0$  表示。 $\bar{\Psi}^{(i)}$  是時域的梯度更新向量，並且令  $\mathbf{\Pi} = \mathbf{F}\bar{\Psi}^{(i)}$ ，於是(3.28)變成  $\mathbf{M}_1 = \mathbf{M}_0 - \beta\mathbf{\Pi}$ ，對於在每個領航碼之次載波索引位置，其頻率響應更新(Update)公式可以寫成下式

$$M_1[k] = M_0[k] - \beta\Pi[k], \quad k \in \mathbf{J}. \quad (3.31)$$

接著建立一個以  $\beta$  為變數的成本函數  $L(\beta)$ ，並以最佳化找到最小的  $\beta$  值：

$$\begin{aligned} \beta &= \arg \min_{\beta} L(\beta) \\ &= \arg \min_{\beta} \sum_{k \in \mathbf{J}} |R[k] - M_1[k]X[k]|^2 \end{aligned} \quad (3.32)$$

代入(3.31)式至(3.32)式，可以得到下式

$$\begin{aligned} \beta &= \arg \min_{\beta} \sum_{k \in \mathbf{J}} |R[k] - (M_0[k] - \beta\Pi[k])X[k]|^2 \\ &= \arg \min_{\beta} \sum_{k \in \mathbf{J}} |R[k] - M_0[k]X[k] + \beta\Pi[k]X[k]|^2 \end{aligned} \quad (3.33)$$

令  $\gamma[k] = R[k] - M_0[k]X[k]$ ，和  $\phi[k] = \Pi[k]X[k]$

$$\begin{aligned}
 \beta &= \arg \min_{\beta} \sum_{k \in \mathbf{J}} |\gamma[k] + \beta\phi[k]|^2 \\
 &= \arg \min_{\beta} \sum_{k \in \mathbf{J}} |\gamma_I[k] + j\gamma_Q[k] + \beta(\phi_I[k] + j\phi_Q[k])|^2 \quad (3.34) \\
 &= \arg \min_{\beta} \sum_{k \in \mathbf{J}} \left[ (\gamma_I[k] + \beta\phi_I[k])^2 + (\gamma_Q[k] + \beta\phi_Q[k])^2 \right]
 \end{aligned}$$

成本函數即為

$$L(\beta) = \sum_{k \in \mathbf{J}} \left[ (\gamma_I[k] + \beta\phi_I[k])^2 + (\gamma_Q[k] + \beta\phi_Q[k])^2 \right] \quad (3.35)$$

對  $L(\beta)$  微分，且令  $\partial L(\beta)/\partial\beta = 0$ ，可以得到下式

$$\frac{\partial f(\beta)}{\partial\beta} = 2 \sum_{k \in \mathbf{J}} \left[ (\gamma_I[k] + \beta\phi_I[k])\phi_I[k] + (\gamma_Q[k] + \beta\phi_Q[k])\phi_Q[k] \right] = 0 \quad (3.36)$$

於是推導得到最佳  $\beta$  值如下

$$\beta = -\frac{\sum_{k \in \mathbf{J}} (\gamma_I[k]\phi_I[k] + \gamma_Q[k]\phi_Q[k])}{\sum_{k \in \mathbf{J}} (\phi_I^2[k] + \phi_Q^2[k])} \quad (3.37)$$

經過上述推導後，我們摘要在這一節中通道變化追蹤方法之所有程序如下圖：

For  $1 \leq \nu \leq V$

If  $\nu < 2$

Calculate CSI  $\hat{H}[k] = R[k]/X[k]$ ,  $k \in \mathbf{J}$

Calculate  $\mathbf{\Gamma} = \mathbf{M}^{(i-1)} - \hat{\mathbf{H}}$

Calculate truncated IDFT matrix by means of multipath delay  $\hat{\tau}_i$

Calculate  $\zeta$  and  $\mathbf{\Psi} = \langle \zeta^I, \zeta^Q \rangle$  according to eq.(3.25)

Calculate  $\mathbf{\Pi}$  by performing truncated DFT for  $\zeta$

Calculate  $\phi[k] = \mathbf{\Pi}[k]X[k]$  and  $\gamma[k] = R[k] - M_0[k]$

Calculate  $\beta$  according to eq.(3.32)

Calculate  $\mathbf{g}^{(i,1)}$  according to eq.(3.26)

Else

Calculate  $\nabla f(\mathbf{y}^{(i,\nu-1)})$  according to eq.(3.15)~(3.19)

Calculate  $\mathbf{F}(\mathbf{y}^{(i,\nu-1)})$  according to eq.(3.22)

Calculate  $\mathbf{g}^{(i,\nu)} = \mathbf{F}^{-1}(\mathbf{y}^{(i,\nu-1)})\nabla f(\mathbf{y}^{(i,\nu-1)})$

End

Calculate  $\mathbf{y}^{(i,\nu)} = \mathbf{y}^{(i,\nu-1)} - \mathbf{g}^{(i,\nu)}$

Detect data by LS solution  $\chi[k] = R[k]/M[k]$  and Hard decision

Assign  $\nu = \nu + 1$

End

Assign  $\mathbf{y}^{(i+1,0)} = \mathbf{y}^{(i,\nu)}$

圖 3.5 通道變化追蹤方法所有程序之摘要

### 3.4 載波間干擾減緩之方法

在移動多路徑衰減通道，每一個 OFDM 符元期間的通道變化是時變的；在慢地時變通道可用線性非時變或一階多項式做為通道模型，然而在高速移動時，通道變化已不再是線性變化。於是我們提出了一個方法是以二階多項式去逼近(approximate)每一延遲路徑之通道變化。基本上，在這一級中通道估測之推導方法與前一級中之通道追蹤方法相類似，皆是為結合通道估計與資料偵測問題使公式化成最大可能性估計架構，再以牛頓方法經反覆(Iterative)求解更新至最佳的通道參數，接著我們詳細推導如下。

對應一個通道延遲  $\hat{\tau}_l$  之路徑增益參數，我們提出的模型如下式。

$$\begin{aligned} h_l^{(i)} &= \alpha_l^{(i)} + j\beta_l^{(i)} \\ \alpha_l^{(i)} &= \alpha_{l,0} + \alpha_{l,1}i + \alpha_{l,2}i^2 \\ \beta_l^{(i)} &= \beta_{l,0} + \beta_{l,1}i + \beta_{l,2}i^2 \end{aligned} \quad (3.38)$$

其中  $h_l^{(i)}$  為第  $i$  瞬間第  $l$  路徑的複數通道增益， $\alpha_l^{(i)}$ 、 $\beta_l^{(i)}$  表示為實部與虛部之路徑增益，分別以二次多項式表示在一個 OFDM 符元期間通道增益時變之近似。於是集合此二次多項式係數寫成為一行向量如下

$$\mathbf{z} = \langle \boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\beta} \rangle = \langle \alpha_{0,0}, \dots, \alpha_{L-1,0}, \alpha_{0,1}, \dots, \alpha_{L-1,1}, \alpha_{0,2}, \dots, \alpha_{L-1,2}, \beta_{0,0}, \dots, \beta_{L-1,0}, \beta_{0,1}, \dots, \beta_{L-1,1}, \beta_{0,2}, \dots, \beta_{L-1,2} \rangle \quad (3.39)$$

，並且把通道頻率響應  $H_{k,d}$  藉由(2.9)、(2.10)式寫成這些係數的函數

$$\begin{aligned}
 F_l(d) &= \sum_{i=0}^{N-1} h_l^{(i)} e^{-j\frac{2\pi di}{N}} = \sum_{i=0}^{N-1} (\alpha_l^{(i)} + j\beta_l^{(i)}) e^{-j\frac{2\pi di}{N}} \\
 &= \sum_{i=0}^{N-1} [(\alpha_{l,0} + \alpha_{l,1}i + \alpha_{l,2}i^2) + j(\beta_{l,0} + \beta_{l,1}i + \beta_{l,2}i^2)] e^{-j\frac{2\pi di}{N}} \\
 &= (\alpha_{l,0} + j\beta_{l,0}) \sum_{i=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi di}{N}} + (\alpha_{l,1} + j\beta_{l,1}) \sum_{i=0}^{N-1} i e^{-j\frac{2\pi di}{N}} + (\alpha_{l,2} + j\beta_{l,2}) \sum_{i=0}^{N-1} i^2 e^{-j\frac{2\pi di}{N}}
 \end{aligned} \tag{3.40}$$

(3.40)式中三個和(Summation)分別被定義為

$$A(d) = \sum_{i=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi di}{N}} = \begin{cases} N & d = 0 \\ 0 & d \neq 0 \end{cases} \tag{3.41}$$

$$B(d) = \sum_{i=0}^{N-1} i e^{-j\frac{2\pi di}{N}} = b_l(d) + j b_o(d) \tag{3.42}$$

$$C(d) = \sum_{i=0}^{N-1} i^2 e^{-j\frac{2\pi di}{N}} = c_l(d) + j c_o(d) \tag{3.43}$$

其中  $N$  是次載波數目為已知，則以上三式皆為確定值。於是整理如下

$$\begin{aligned}
 F_l(d) &= [A(d)\alpha_{l,0} + b_l(d)\alpha_{l,1} - b_o(d)\beta_{l,1} + c_l(d)\alpha_{l,2} - c_o(d)\beta_{l,2}] + \\
 &\quad j \cdot [A(d)\beta_{l,0} + b_o(d)\alpha_{l,1} + b_l(d)\beta_{l,1} + c_o(d)\alpha_{l,2} + c_l(d)\beta_{l,2}]
 \end{aligned} \tag{3.44}$$

然後利用上述  $F_l(d)$  推導結果代入(2.10)式求得  $H_{k,d}$  與這些係數的函數關係

如下

$$\begin{aligned}
H_{k,d} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{G-1} F_n(d) e^{-j \frac{2\pi n(k-d)}{N}} = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{\kappa-1} F_l(d) e^{-j \frac{2\pi \hat{t}_l(k-d)}{N}} \quad 0 \leq \hat{t}_l \leq G-1, 0 \leq k, d \leq N-1 \\
&= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{\kappa-1} \left\{ \left[ A(d) \alpha_{l,0} + b_l(d) \alpha_{l,1} - b_Q(d) \beta_{l,1} + c_l(d) \alpha_{l,2} - c_Q(d) \beta_{l,2} \right] + \right. \\
&\quad \left. j \cdot \left[ A(d) \beta_{l,0} + b_Q(d) \alpha_{l,1} + b_l(d) \beta_{l,1} + c_Q(d) \alpha_{l,2} + c_l(d) \beta_{l,2} \right] \right\} e^{-j \frac{2\pi \hat{t}_l(k-d)}{N}} \\
&= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{\kappa-1} \left\{ \left[ A(d) \alpha_{l,0} + b_l(d) \alpha_{l,1} - b_Q(d) \beta_{l,1} + c_l(d) \alpha_{l,2} - c_Q(d) \beta_{l,2} \right] \cos(\bullet) \right. \\
&\quad \left. + \left[ A(d) \beta_{l,0} + b_Q(d) \alpha_{l,1} + b_l(d) \beta_{l,1} + c_Q(d) \alpha_{l,2} + c_l(d) \beta_{l,2} \right] \sin(\bullet) \right\} \\
&\quad + \frac{j}{N} \sum_{l=0}^{\kappa-1} \left\{ \left[ A(d) \beta_{l,0} + b_Q(d) \alpha_{l,1} + b_l(d) \beta_{l,1} + c_Q(d) \alpha_{l,2} + c_l(d) \beta_{l,2} \right] \cos(\bullet) \right. \\
&\quad \left. - \left[ A(d) \alpha_{l,0} + b_l(d) \alpha_{l,1} - b_Q(d) \beta_{l,1} + c_l(d) \alpha_{l,2} - c_Q(d) \beta_{l,2} \right] \sin(\bullet) \right\} \\
&= M_I(k,d) + j \cdot M_Q(k,d) \tag{3.45}
\end{aligned}$$

其中  $(\bullet) = \left( \frac{2\pi \hat{t}_l(k-d)}{N} \right)$ 。



如同於 3.3 節通道估計追蹤推導方式，我們再次結合通道估計與資料偵測問題以最大可能性估測架構使之公式化寫成如下公式：

$$\begin{aligned}
\langle \hat{\alpha}, \hat{\beta} \rangle &= \arg \min_{\alpha, \beta} \sum_{k \in \Theta} \left| R_k - \sum_{d=0}^{N-1} H_{k,d} \hat{X}_{((k-d))_N} \right|^2 \\
&= \arg \min_{\alpha, \beta} \left\| \mathbf{R} - \mathbf{H}_{\text{eq}} \hat{\mathbf{X}} \right\|^2
\end{aligned} \tag{3.46}$$

接下來我們使用牛頓方法找最佳通道估計係數，亦即是等效通道頻率響應  $\mathbf{H}_{\text{eq}}$ ，其中  $\hat{\mathbf{X}}$  已為前級(即 3.3 節所述之方法)先估得，而  $\mathbf{H}_{\text{eq}}$  為  $\alpha$ 、 $\beta$  之函數。於是(3.46)式改寫成一個新的成本函數型式

$$\hat{\mathbf{z}} = \arg \min_{\mathbf{z}} f(\mathbf{z}) \tag{3.47}$$

$$\begin{aligned}
f(\mathbf{z}) &= f(\alpha_{0,0}, \dots, \beta_{L-1,2}) = \sum_{k \in \Theta} \left| R_k - \sum_{d=0}^{N-1} H_{k,d} \hat{X}_{((k-d))_N} \right|^2 \\
&= \sum_{k \in \Theta} \left| R_k^I + jR_k^Q - \sum_{d=0}^{N-1} [M_I(k,d) + jM_Q(k,d)] \left[ \hat{X}_{((k-d))_N}^I + j\hat{X}_{((k-d))_N}^Q \right] \right|^2 \\
&= \sum_{k \in \Theta} \left| R_k^I + jR_k^Q - \sum_{d=0}^{N-1} [M_I(k,d) \hat{X}_{((k-d))_N}^I - M_Q(k,d) \hat{X}_{((k-d))_N}^Q] \right. \\
&\quad \left. - j \cdot \sum_{d=0}^{N-1} [M_I(k,d) \hat{X}_{((k-d))_N}^Q + M_Q(k,d) \hat{X}_{((k-d))_N}^I] \right|^2 \\
&= \sum_{k \in \Theta} \left\{ \left[ R_k^I - \sum_{d=0}^{N-1} [M_I(k,d) \hat{X}_{((k-d))_N}^I - M_Q(k,d) \hat{X}_{((k-d))_N}^Q] \right] \right. \\
&\quad \left. + j \cdot \left[ R_k^Q - \sum_{d=0}^{N-1} [M_I(k,d) \hat{X}_{((k-d))_N}^Q + M_Q(k,d) \hat{X}_{((k-d))_N}^I] \right] \right\}^2 \\
&= \sum_{k \in \Theta} \left\{ |r_k(\mathbf{z})|^2 + |s_k(\mathbf{z})|^2 \right\}
\end{aligned} \tag{3.48}$$

其中

$$\begin{aligned}
r_k(\mathbf{z}) &= R_k^I - \sum_{d=0}^{N-1} M_I(k,d) \hat{X}_{((k-d))_N}^I + \sum_{d=0}^{N-1} M_Q(k,d) \hat{X}_{((k-d))_N}^Q \\
s_k(\mathbf{z}) &= R_k^Q - \sum_{d=0}^{N-1} M_I(k,d) \hat{X}_{((k-d))_N}^Q - \sum_{d=0}^{N-1} M_Q(k,d) \hat{X}_{((k-d))_N}^I
\end{aligned} \tag{3.49}$$

牛頓方法之反覆(Iteration)公式已為(3.15)式所描述，再次摘要如下：

$$\mathbf{z}^{(\nu)} = \mathbf{z}^{(\nu-1)} - \mathbf{F}^{-1}(\mathbf{z}^{(\nu-1)}) \cdot \nabla f(\mathbf{z}^{(\nu-1)}) \tag{3.50}$$

其中 $\nu$ 是反覆次數指標( $\nu=1, \dots, V$ )； $\mathbf{F}(\mathbf{z}^{(\nu-1)})$ 及 $\nabla f(\mathbf{z}^{(\nu-1)})$ 分別代表函數 $f(\mathbf{z})$

在 $\mathbf{z}^{(\nu-1)}$ 的 Hessian 矩陣和梯度相量(Gradient vector)。則 $\nabla f(\mathbf{z}^{(\nu-1)})$ 的第 $j$ 項能

被如下求得：

$$(\nabla f(\mathbf{z}))_j = \frac{\partial f(\mathbf{z})}{\partial z_j} = 2 \sum_{k \in \Theta} \left[ r_k(\mathbf{z}) \frac{\partial r_k(\mathbf{z})}{\partial z_j} + s_k(\mathbf{z}) \frac{\partial s_k(\mathbf{z})}{\partial z_j} \right] \quad (3.51)$$

寫成矩陣型式為：

$$\nabla f(\mathbf{z}) = 2 \{ \mathbf{J}_1^T(\mathbf{z}) \mathbf{r}(\mathbf{z}) + \mathbf{J}_2^T(\mathbf{z}) \mathbf{s}(\mathbf{z}) \} \quad (3.52)$$

其中

$$\mathbf{J}_1(\mathbf{z}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial r_{\theta_0}(\mathbf{z})}{\partial z_1} & \dots & \frac{\partial r_{\theta_0}(\mathbf{z})}{\partial z_K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial r_{\theta_{|\Theta|-1}}(\mathbf{z})}{\partial z_1} & \dots & \frac{\partial r_{\theta_{|\Theta|-1}}(\mathbf{z})}{\partial z_K} \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

$$\mathbf{J}_2(\mathbf{z}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial s_{\theta_0}(\mathbf{z})}{\partial z_1} & \dots & \frac{\partial s_{\theta_0}(\mathbf{z})}{\partial z_K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial s_{\theta_{|\Theta|-1}}(\mathbf{z})}{\partial z_1} & \dots & \frac{\partial s_{\theta_{|\Theta|-1}}(\mathbf{z})}{\partial z_K} \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

$$\mathbf{r}(\mathbf{z}) = \left[ r_{\theta_0}(\mathbf{z}), \dots, r_{\theta_{|\Theta|-1}}(\mathbf{z}) \right]^T \quad (3.55)$$

$$\mathbf{s}(\mathbf{z}) = \left[ s_{\theta_0}(\mathbf{z}), \dots, s_{\theta_{|\Theta|-1}}(\mathbf{z}) \right]^T \quad (3.56)$$

這裡的 $\Theta$ 是所有資料次載波索引位置集合 $\mathbf{Q}$ 的子集合(Subset)，我們是在這



個子集合 $\Theta$ 中的次載波索引位置執行和(Summation)的動作，而 $|\Theta|$ 表示子集

合 $\Theta$ 中元素個數， $K$ 是參數的數目等於 $2 \times 3 \times$ 路徑數 $\kappa$ 。其中偏導數 $\frac{\partial r_k(\mathbf{z})}{\partial z_j}$ 、

$\frac{\partial s_k(\mathbf{z})}{\partial z_j}$ ， $1 \leq j \leq 2 \times 3 \times \kappa$ 被推導如下：

$$\begin{aligned} \frac{\partial r_k(\mathbf{z})}{\partial \alpha_{l,0}} = & -\frac{1}{N} \sum_{d=0}^{N-1} A(d) \cos\left(\frac{2\pi \hat{\tau}_l(k-d)}{N}\right) \hat{X}_{((k-d))_N}^I \\ & -\frac{1}{N} \sum_{d=0}^{N-1} A(d) \sin\left(\frac{2\pi \hat{\tau}_l(k-d)}{N}\right) \hat{X}_{((k-d))_N}^Q \end{aligned} \quad (3.57)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial r_k(\mathbf{z})}{\partial \alpha_{l,1}} = & -\frac{1}{N} \sum_{d=0}^{N-1} [b_l(d) \cos(\cdot) + b_q(d) \sin(\cdot)] \hat{X}_{((k-d))_N}^I \\ & +\frac{1}{N} \sum_{d=0}^{N-1} [b_q(d) \cos(\cdot) - b_l(d) \sin(\cdot)] \hat{X}_{((k-d))_N}^Q \end{aligned} \quad (3.58)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial r_k(\mathbf{z})}{\partial \alpha_{l,2}} = & -\frac{1}{N} \sum_{d=0}^{N-1} [c_l(d) \cos(\cdot) + c_q(d) \sin(\cdot)] \hat{X}_{((k-d))_N}^I \\ & +\frac{1}{N} \sum_{d=0}^{N-1} [c_q(d) \cos(\cdot) - c_l(d) \sin(\cdot)] \hat{X}_{((k-d))_N}^Q \end{aligned} \quad (3.59)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial r_k(\mathbf{z})}{\partial \beta_{l,0}} = & -\frac{1}{N} \sum_{d=0}^{N-1} A(d) \sin(\cdot) \hat{X}_{((k-d))_N}^I \\ & +\frac{1}{N} \sum_{d=0}^{N-1} A(d) \cos(\cdot) \hat{X}_{((k-d))_N}^Q \end{aligned} \quad (3.60)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial r_k(\mathbf{z})}{\partial \beta_{l,1}} = & \frac{1}{N} \sum_{d=0}^{N-1} [b_q(d) \cos(\cdot) - b_l(d) \sin(\cdot)] \hat{X}_{((k-d))_N}^I \\ & +\frac{1}{N} \sum_{d=0}^{N-1} [b_l(d) \cos(\cdot) + b_q(d) \sin(\cdot)] \hat{X}_{((k-d))_N}^Q \end{aligned} \quad (3.61)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial r_k(\mathbf{z})}{\partial \beta_{l,2}} &= \frac{1}{N} \sum_{d=0}^{N-1} [c_Q(d) \cos(\cdot) - c_I(d) \sin(\cdot)] \hat{X}_{((k-d))_N}^I \\ &+ \frac{1}{N} \sum_{d=0}^{N-1} [c_I(d) \cos(\cdot) + c_Q(d) \sin(\cdot)] \hat{X}_{((k-d))_N}^Q \end{aligned} \quad (3.62)$$

其中 $(\cdot)$ 表示為 $\frac{2\pi\hat{\tau}_l(k-d)}{N}$ ，接下來偏導數 $\frac{\partial s_k(\mathbf{z})}{\partial z_j}$ 得到如下：

$$\frac{\partial s_k(\mathbf{z})}{\partial \alpha_{l,0}} = -\frac{\partial r_k(\mathbf{z})}{\partial \beta_{l,0}} \quad (3.63)$$

$$\frac{\partial s_k(\mathbf{z})}{\partial \alpha_{l,1}} = -\frac{\partial r_k(\mathbf{z})}{\partial \beta_{l,1}} \quad (3.64)$$

$$\frac{\partial s_k(\mathbf{z})}{\partial \alpha_{l,2}} = -\frac{\partial r_k(\mathbf{z})}{\partial \beta_{l,2}} \quad (3.65)$$

$$\frac{\partial s_k(\mathbf{z})}{\partial \beta_{l,0}} = \frac{\partial r_k(\mathbf{z})}{\partial \alpha_{l,0}} \quad (3.66)$$

$$\frac{\partial s_k(\mathbf{z})}{\partial \beta_{l,1}} = \frac{\partial r_k(\mathbf{z})}{\partial \alpha_{l,1}} \quad (3.67)$$

$$\frac{\partial s_k(\mathbf{z})}{\partial \beta_{l,2}} = \frac{\partial r_k(\mathbf{z})}{\partial \alpha_{l,2}} \quad (3.68)$$

接下來我們計算 Hessian 矩陣  $\mathbf{F}(\mathbf{z})$  的第 $(i, j)$ 項：

$$(\mathbf{F}(\mathbf{z}))_{i,j} = \frac{\partial^2 f(\mathbf{z})}{\partial z_i \partial z_j} \quad (3.69)$$

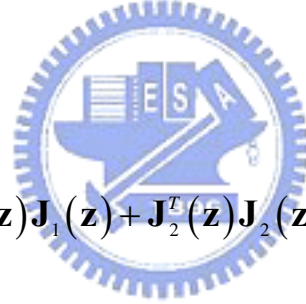
$$= 2 \sum_{k \in \Theta} \left[ \frac{\partial r_k(\mathbf{z})}{\partial z_i} \frac{\partial r_k(\mathbf{z})}{\partial z_j} + r_k(\mathbf{z}) \frac{\partial^2 r_k(\mathbf{z})}{\partial z_i \partial z_j} + \frac{\partial s_k(\mathbf{z})}{\partial z_i} \frac{\partial s_k(\mathbf{z})}{\partial z_j} + s_k(\mathbf{z}) \frac{\partial^2 s_k(\mathbf{z})}{\partial z_i \partial z_j} \right]$$

上式中  $r_k(\mathbf{z})$ 、 $s_k(\mathbf{z})$  的二次導數通常非常小是可以被忽略的；因此得到如下近似公式：

$$(\mathbf{F}(\mathbf{z}))_{i,j} = \frac{\partial^2 f(\mathbf{z})}{\partial z_i \partial z_j} \approx 2 \sum_{k \in \Theta} \left[ \frac{\partial r_k(\mathbf{z})}{\partial z_i} \frac{\partial r_k(\mathbf{z})}{\partial z_j} + \frac{\partial s_k(\mathbf{z})}{\partial z_i} \frac{\partial s_k(\mathbf{z})}{\partial z_j} \right] \quad (3.70)$$

寫成矩陣型式如下：

$$\mathbf{F}(\mathbf{z}) \approx 2 \left[ \mathbf{J}_1^T(\mathbf{z}) \mathbf{J}_1(\mathbf{z}) + \mathbf{J}_2^T(\mathbf{z}) \mathbf{J}_2(\mathbf{z}) \right] \quad (3.71)$$



(3.50)式通道參數經求得(3.52) (3.71)兩式之值做更新後，再藉由(3.45)

式重建等效通道頻率響應  $\mathbf{H}_{\text{eq}}$ ，然後採用最小平均方差解(MMSE solution)

做為資料偵測等化器。典型的 MMSE 解是由 Winer-Hop 方程式[5]獲得：

最小平均方差解是使  $E \left[ \left\| \mathbf{G}^H \mathbf{R} - \mathbf{X} \right\|^2 \right]$  之期望值(Expectation)最小， $\mathbf{G}$  為

我們要求的 MMSE 解。由 Winer-Hop Equation 知

$$\mathfrak{R}_{\text{RR}} \mathbf{G} = \gamma_{\text{RX}} \quad (3.72)$$

其中  $\mathfrak{R}_{\text{RR}}$  是接收到信號的自相關值， $\gamma_{\text{RX}}$  是接收到信號與傳送信號的互相關

值，分別以下列公式求得：

$$\mathfrak{R}_{\mathbf{RR}} = E[\mathbf{RR}^H] = \sigma_s^2 \mathbf{H}_{eq} \mathbf{H}_{eq}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (3.73)$$

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\gamma}_{\mathbf{RX}} &= E[\mathbf{RX}^H] = E[(\mathbf{H}_{eq} \mathbf{X} + \mathbf{W}) \mathbf{X}^H] \\ &= E[\mathbf{H}_{eq} \mathbf{X} \mathbf{X}^H + \mathbf{W} \mathbf{X}^H] \\ &= \mathbf{H}_{eq} \sigma_s^2 \mathbf{I} = \mathbf{H}_{eq} \sigma_s^2 \end{aligned} \quad (3.74)$$

代入(3.73)、(3.74)至(3.72)可以得到下式

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= \mathfrak{R}_{\mathbf{YY}}^{-1} \boldsymbol{\gamma}_{\mathbf{XY}} = (\sigma_s^2 \mathbf{H}_{eq} \mathbf{H}_{eq}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}_{eq} \sigma_s^2 \\ &= (\sigma_s^2)^{-1} \left( \mathbf{H}_{eq} \mathbf{H}_{eq}^H + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{H}_{eq} \sigma_s^2 \\ &= \left( \mathbf{H}_{eq} \mathbf{H}_{eq}^H + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{H}_{eq} \end{aligned} \quad (3.75)$$

然後利用此 MMSE 解執行等化運算後再做資料決策

$$\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{Q}(\mathbf{G}^H \mathbf{R}) \quad (3.73)$$

而  $\mathbf{Q}(\cdot)$  表示硬式決策(Hard Decision)。

經上述程序(3.42)、(3.43)、(3.62)可重覆數次反覆(Iteration)，直到停止法則成立，此停止法則可依據  $\mathbf{F}^{-1}(\mathbf{z}^{(v-1)}) \cdot \nabla f(\mathbf{z}^{(v-1)})$  之絕對值是否小於某預定門檻值或經由模擬決定其反覆次數。在這一節末了我們摘要了減緩 ICI 方法所有程序如下圖。

For  $1 \leq \nu \leq V$

Calculate  $\nabla f(\mathbf{z}^{(\nu-1)})$  according to eq.(3.43)

Calculate  $\mathbf{F}(\mathbf{z}^{(\nu-1)})$  according to eq.(3.62)

Calculate  $\mathbf{F}^{-1}(\mathbf{z}^{(\nu-1)})\nabla f(\mathbf{z}^{(\nu-1)})$

Update  $\mathbf{z}^{(\nu)} = \mathbf{z}^{(\nu-1)} - \mathbf{F}^{-1}(\mathbf{z}^{(\nu-1)}) \cdot \nabla f(\mathbf{z}^{(\nu-1)})$

Construct equivalent channel frequency response matrix  $\mathbf{H}_{eq}$

Perform MMSE equalizer and hard decision

Assign  $\nu = \nu + 1$

End

Assign  $\mathbf{y}^{(i+1,0)} = \mathbf{z}^{(i,\nu)}$  (discard the 1st and 2nd order coefficients)

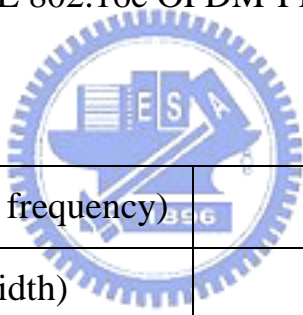
圖 3.6 減緩載波間干擾所有程序之摘要

## 第四章 電腦模擬

為了驗證提出的三級通道估計及載波間干擾抑制方法應用於 IEEE 802.16e OFDM-PHY 規格[6]之正交分頻多工系統的效能，我們利用電腦模擬在不同通道情形之位元錯誤率。

### 4.1 系統參數

模擬參數是依據 IEEE 802.16e OFDM-PHY 規格[6]所設定，茲列表如下：



|                         |                                 |
|-------------------------|---------------------------------|
| 載波頻率(Carrier frequency) | 2.5GHz                          |
| 系統頻寬(Bandwidth)         | 5MHz                            |
| 次載波數目(N)                | 256                             |
| 調變(Modulation)          | QPSK (Data) / BPSK (Pilot)      |
| 資料次載波數目( Q )            | 192                             |
| 領航次載波數目( J )            | 8                               |
| DC & 虛次載波數目             | 56                              |
| 領航次載波指標(J)              | {13,38,63,88,168,193,218,243}   |
| 護衛間隔長度                  | 64(12.8us)                      |
| 通道一 (Two-path)          | 0, 0 dB                         |
| 通道二 (ITU Veh.B)         | -2.5, 0, -12.8, -10, -25.2, -16 |

|                 |   |
|-----------------|---|
| 車輛速度            | 120/240/300 km/hr                                   |
| 反覆(Iteration)次數 | #2 : 5 次 / #3 : 1 次                                 |
| 預設路徑數(Np)       | Two-path channel : Np=4<br>ITU-Veh.B channel : Np=8 |

圖 4.1 系統模擬參數

## 4.2 模擬結果

我們分別對於兩種不同通道(i.e., Two-path & ITU Veh.B)在三個移動速度(120、240、300km/hr)下執行提出方法的模擬，繪製了位元錯誤率(BER) vs. 信號雜訊比(SNR)之圖形，而信號雜訊比(SNR)參數是定義為接收位元能量與雜訊功率頻譜密度之比值。在提出方法中執行第一級通道資訊初始估計以#1 表示、執行第二級通道變化的追蹤以#2 表示、執行第三級載波間干擾減緩以#3 表示。然則，我們實際模擬了兩種情形，一種是執行初始估計(#1)及通道追蹤(#2)為止的效能模擬；另一種是執行初始估計(#1)、通道追蹤(#2)及載波間干擾(ICI)減緩(#3)的效能模擬。為了比較之依據，在每一模擬結果圖中分別顯示了兩條具有理想通道估計之效能曲線做為參考及當作兩種情形之效能底限(Lower Bound)，一條是在一個 OFDM 符元期間內通道類似靜止(Quasi-static)之脈衝響應的理想估計，亦即給定每一路徑的衰減樣式(Fading pattern)之中間值所做的模擬，記作為 One tap equalizer with Perfect CSI，此條曲線即為執行初始估計(#1)及通道追蹤(#2)為止的效能底限；另一

條曲線是衰減樣式完全已知下，利用離散傅立葉轉換(DFT)及(3.45)式產生一個通道頻率響應之理想估計，再做最小平均方差等化器(MMSE Equalizer)及資料決策所執行模擬的結果，記作為 MMSE equalizer with Perfect CSI，此亦為執行初始估計(#1)、通道追蹤(#2)及載波間干擾(ICI)抑制(#3)的效能底限。

從圖 4.2~4.7 第一條曲線所做的觀察，祇做初始估計(#1)及通道追蹤(#2)兩級通道估計方法，其效能可以幾乎逼近理想通道狀態資訊單分接點等化器之效能曲線。但是此級方法只估計到最佳的路徑平均增益，當訊雜比(SNR)愈高時，由於通道是時變性，所造成的載波間干擾將使得效能曲線無法降低，呈現出 error floor 現象。再觀察第二條曲線時，它是完全採用了此篇論文所提出的三級通道估計 ICI 抑制方法，由於對通道時變性的精確估計，其效能幾乎可以達到理想通道狀態資訊 MMSE 等化器之效能曲線，且不致造成 error floor 現象。

圖 4.8，4.9 分別顯示了在兩種不同通道下(亦即雙路徑及 ITU-Veh.B)執行三級通道估計時，在雙路徑通道  $N_p$ (預定尋找的路徑數)設為 2 及 4，在 ITU-Veh.B 通道  $N_p$  設為 6 及 8 的模擬結果。在雙路徑通道時由於兩路徑功率是一樣大，做 MPIC- based Decorrelation method 尋找路徑數時較不致於會漏掉路徑數，故圖 4.8 中  $N_p$  設為 2 及 4 之效能曲線沒有太大差異。然則在 ITU-Veh.B 六路徑通道  $N_p$  設為 6 時，由於其中幾條路徑平均功率較弱及



都卜勒效應的影響，導致了利用 Preamble 估測路徑資訊時較容易掉漏路徑資訊。如果  $N_p$  設為 8 時，亦即路徑數寧可多找幾條也不致漏掉真正的路徑資訊，縱然多找的路徑資訊也只不過是較大的雜訊而已，經二、三級之通道估計，其參係數會逼近於 0。故從圖 4.9 中得知， $N_p$  設為 8 時比  $N_p$  設為 6 時有較好的效能。



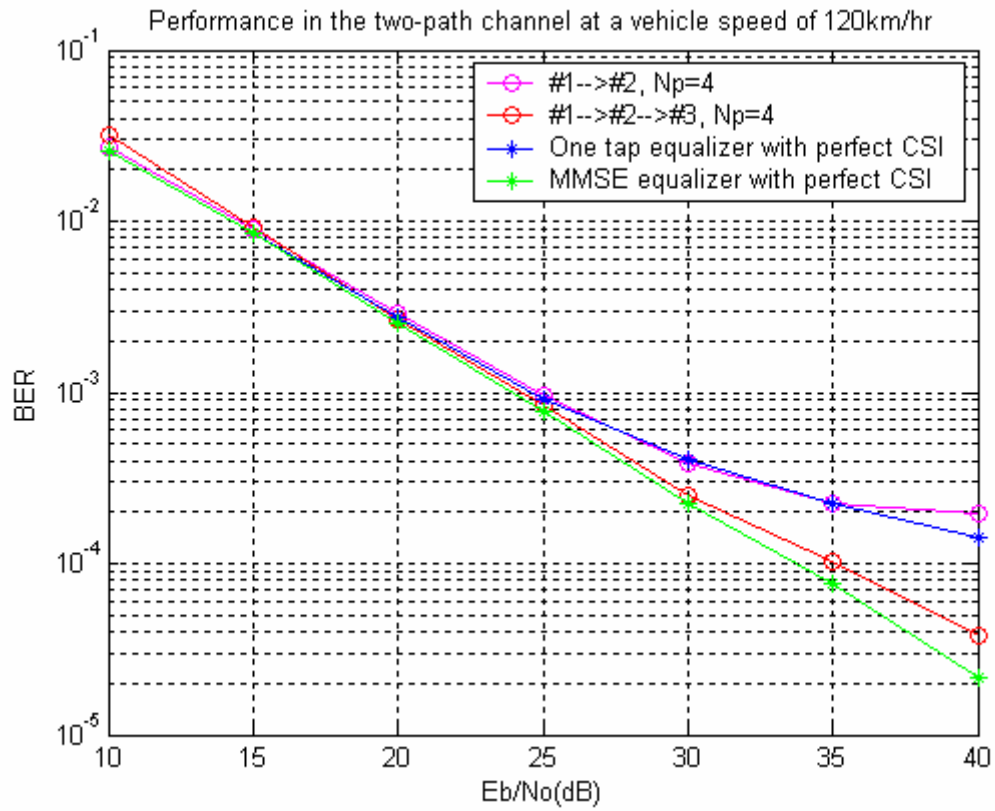


圖 4.2 在雙路徑衰減通道、車速 120km/hr 下的位元錯誤率

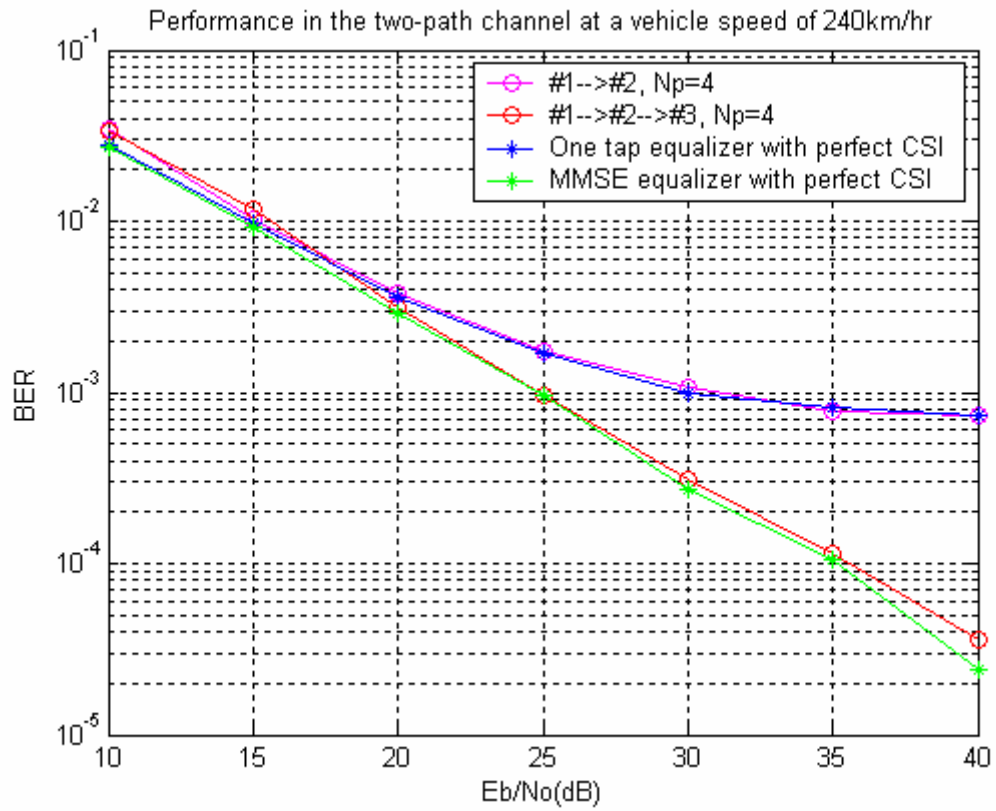


圖 4.3 在雙路徑衰減通道、車速 240km/hr 下的位元錯誤率

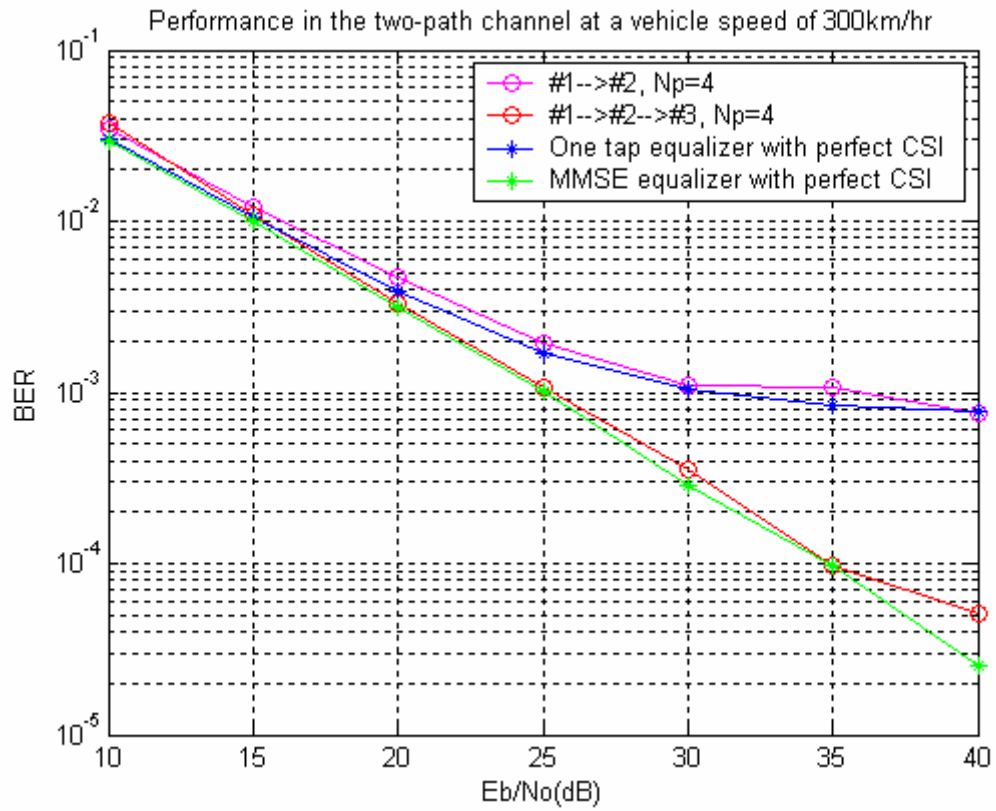


圖 4.4 在雙路徑衰減通道、車速 300km/hr 下的位元錯誤率

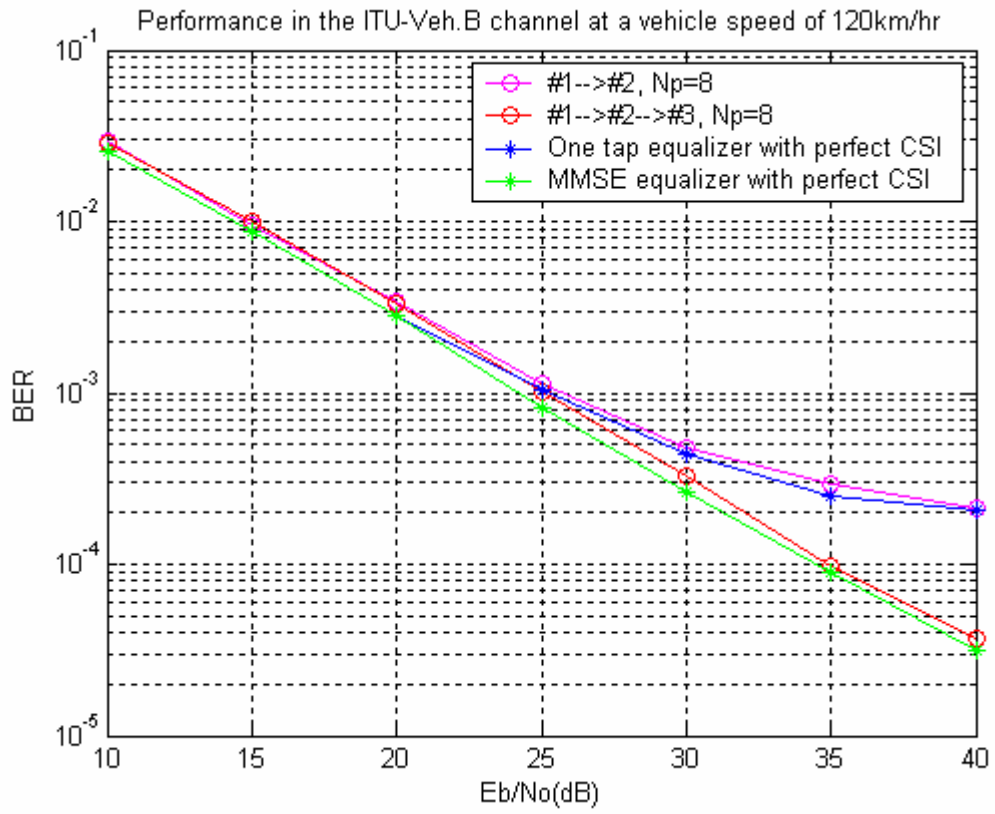


圖 4.5 在 ITU-Veh.B 六路徑衰減通道、車速 120km/hr 下的位元錯誤率

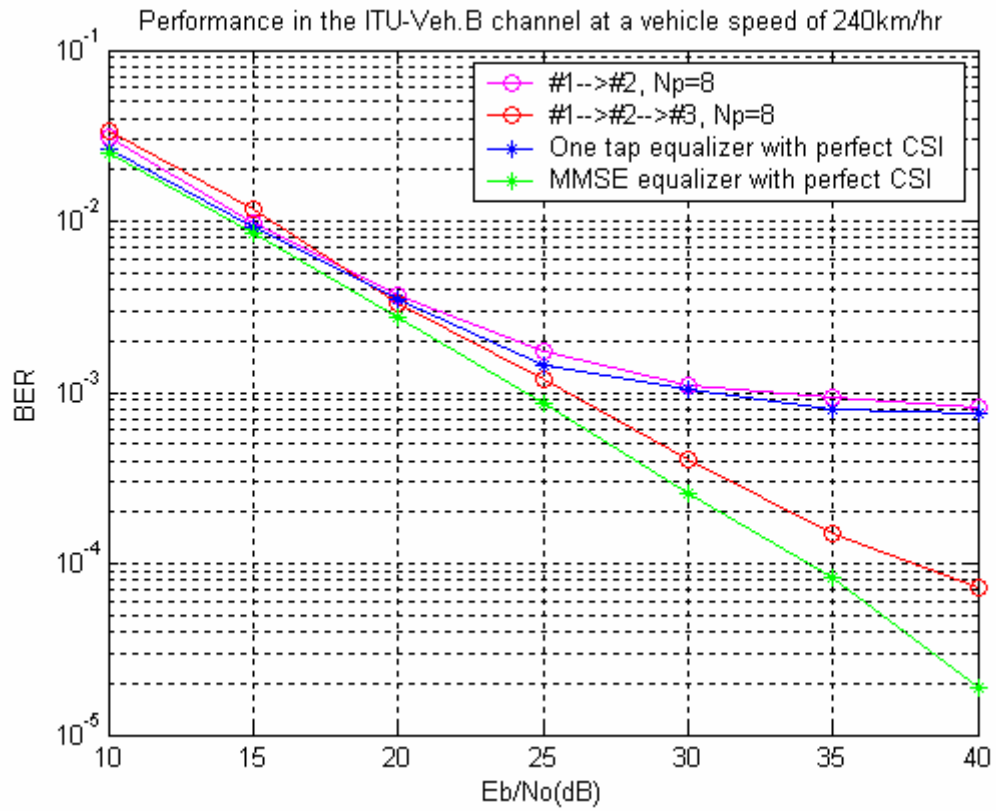


圖 4.6 在 ITU-Veh.B 六路徑衰減通道、車速 240km/hr 下的位元錯誤率

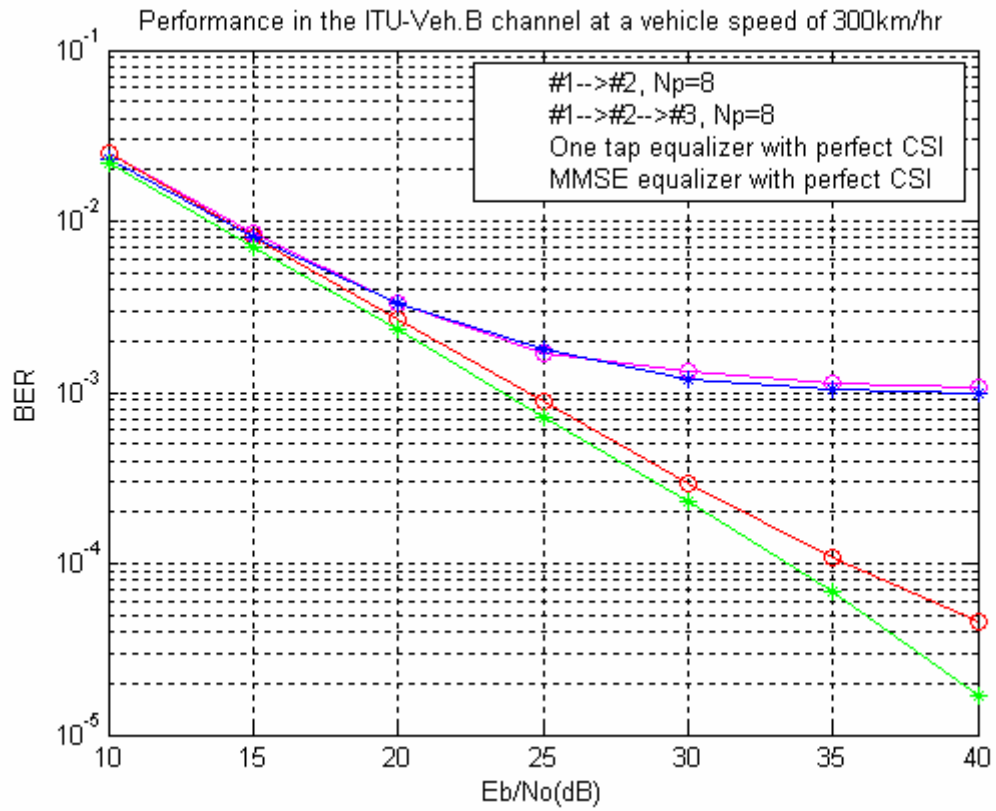


圖 4.7 在 ITU-Veh.B 六路徑衰減通道、車速 300km/hr 下的位元錯誤率

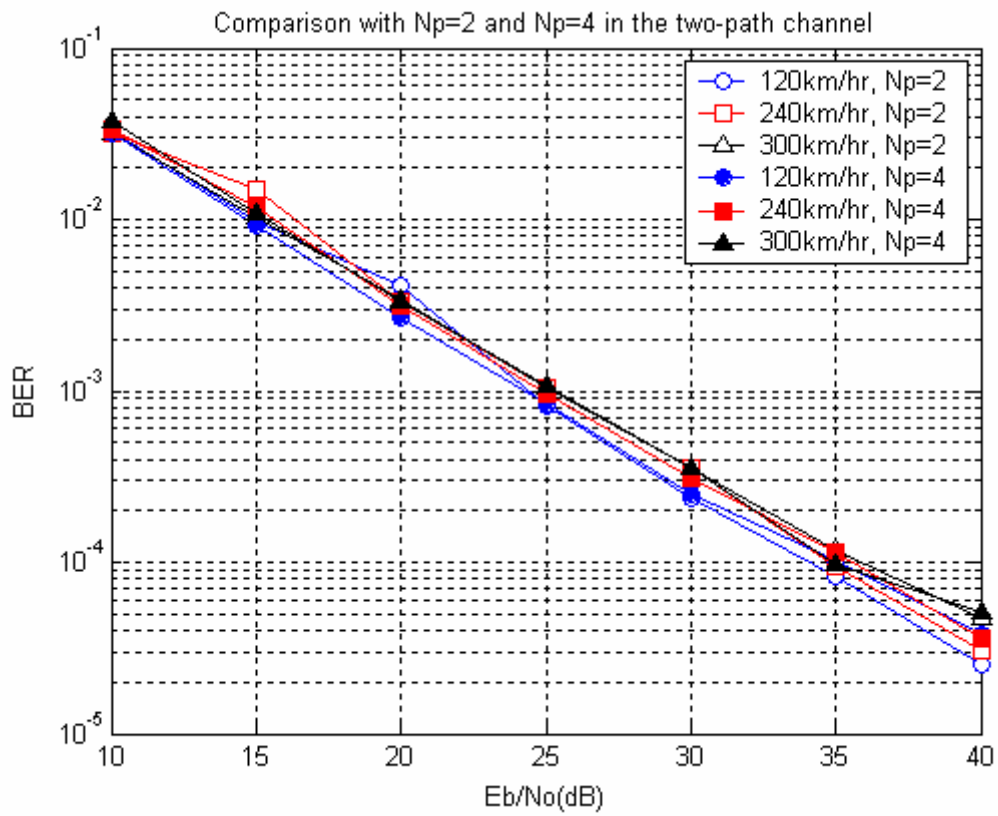


圖 4.8 在雙路徑通道  $N_p$  分別設為 2 及 4 之效能比較



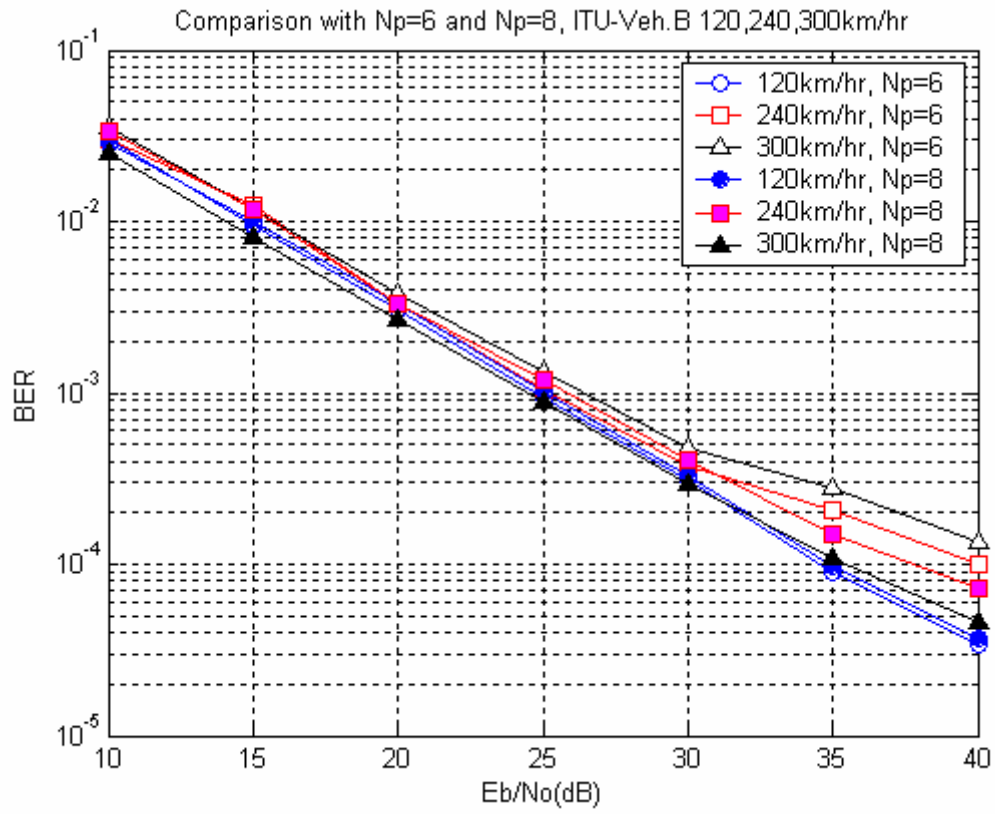


圖 4.9 在 ITU-Veh. B 六路徑通道  $N_p$  分別設為 6 及 8 之效能比較

# 第五章 結論及未來努力方向

## 5.1 結論

在這篇論文中，我們介紹了應用於高移動性無線時強時弱通道環境下的 OFDM 系統之通道估計與載波間干擾抑制方法。首先在初始級中利用基於去相關之多重路徑干擾消除方法對每個訊框開始的領航前導碼執行估計去獲得通道的多重路徑延遲、路徑數目及複數增益。不失一般性，假設在每一訊框期間的路徑數、路徑延遲不變，只有通道複數增益隨著時間變化情形下，於是利用這些初估資訊給追蹤級去估計追蹤在每個 OFDM 資料符元期間的通道複數增益變化，在這一級中，路徑增益是被假設在一 OFDM 期間不變，亦即通道模型為零階多項式係數。我們是結合通道估計與資料偵測問題以最大可能性估計架構來公式化，再以牛頓法則重覆地執行數次去估得多重路徑增益。但由於通道變化大時，牛頓法有其缺陷，故我們會採用插在資料符元中之數個領航碼，形成一個搜尋方向向量於第一次反覆中，可以使得較密切地追蹤通道變化。然而這效能祇能到達完全知道每一 OFDM 期間之路徑平均值所執行的結果，載波間干擾(ICI)所造成的效應是無法被解決的，尤其當高車速或高 SNR 時更見其影響之加劇。於是在第三級中，我們是以二次多項式係數來模型一個 OFDM 符元期間的通道時變

性，藉著與第二級相同方法(牛頓法)可以更精確地估出通道變化，利用估得之多項式係數重建等效的頻率響應再利用 MMSE 作為資料決策來達到抑制載波間干擾之目的，同時也驗證提出通道估測方法之準確性。

我們的模擬結果顯示所提方法在 300km/hr 的車速能夠逼近完全知道通道狀態資訊下理想之效能。

## 5.2 未來努力方向

基於複雜度降低之考慮，未來我們嘗試結合追蹤級及載波間干擾(ICI)抑制級之方法以合併通道估計與 ICI 抑制方式來達到複雜度降低之可行性。除此之外在載波間干擾(ICI)抑制級採用 MMSE 做資料決策，執行反矩陣運算複雜度非常高，此也是我們考慮要去解決的議題。

## 參考文獻

- [1] S. B. Weinstein and Paul M. Ebert, “*Data transmission by Frequency-Division Multiplexing Using Discrete Fourier Transform*” IEEE Trans. Commun., vol. COM-19, No. 5, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [2] Y. Zhao and S.-G. Haggman, “*Sensitivity to Doppler shift and carrier frequency errors in OFDM systems-the consequence and solutions,*” in Proc. IEEE 46th VTC, Atlanta, GA, Apr. 28–May 1 1996, pp.1564–1568.
- [3] W. S. Hou and B. S. Chen, “*ICI cancellation for OFDM Communication Systems in Time-Varying Multipath Fading Channels*” IEEE Trans. Commun., vol. 4, No. 5, pp. 2100-2110, Sep. 2005.
- [4] Y. Mostofi and D. C. Cox, “*ICI Mitigation for Pilot-Aided OFDM Mobile Systems*” IEEE Trans. Commun., vol. 4, No. 2, pp. 765-774, Mar. 2005.
- [5] Simon Haykin, *Adaptive Filter Theory*. Prentice Hall, Fourth Edition, 2002.
- [6] IEEE Std 802.16. IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Parts 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, 2004.
- [7] Men-Lin Ku and Chia-Chi Huang, “*A Derivation on the Equivalence between Newton’s Method and DF DFT-Based Method for Channel Estimation in OFDM Systems,*” submitted to IEEE Trans. Wireless Commun..
- [8] Men-Lin Ku and Chia-Chi Huang, “*A Refined Channel Estimation Method for STBC/OFDM Systems in High-Mobility Wireless Channels,*” submitted to IEEE Trans. Wireless Commun..
- [9] Jasbir. S. Arora, *Introduction to Optimum Design*. Elsevier, 2004.
- [10] Jung-Hyun Park, Mi-Kyung Oh and Dong-Jo Park, “*New Channel Estimation Exploiting Reliable Decision-Feedback Symbols for OFDM*

*Systems*,” IEEE Int. Conf. on Communication, June 2006, pp. 3046-3051.

- [11] L. Deneire, P. Vandenameele and L. van der Perre and B. Gyselinckx and M. Engels, “A *Low-Complexity ML Channel Estimator for OFDM*,” IEEE Trans. Commun., vol. 51, no. 2, pp. 135-140, Feb. 2003.
- [12] T. S. Rappaport, *Wireless Communications. Principles & Practice*, Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2000.
- [13] R. Van Nee and P. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Boston: Artech house, 2000.
- [14] W. C. Jakes, Jr., *Microwave Mobile Communications*. New York: Wiley Interscience, 1974.
- [15] John G. Proakis, *Digital Communications*. McGRAW-HILL, Fourth Edition, 2001.



## 作者簡介

陳韻文

男，桃園縣人，現設籍龍潭鄉

民國五十一年五月二十日生

民國六十三年六月畢業於桃園縣立啟文國民小學

民國六十六年六月畢業於台北縣立海山國民中學

民國六十九年六月畢業於台北市私立三極高級工業職業學校電工科

民國七十二年六月畢業於私立亞東工業專科學校電機科

民國九十一年六月畢業於私立清雲技術學院電機工程系

民國九十一年九月進入國立交通大學電機資訊學院電信學程碩士在職專班，從事無線通訊系統方面的研究

民國九十五年八月獲得碩士學位



Graduate Courses :

電工所課程：

- (1) 隨機過程(Stochastics Processes)

電信所課程：

- (2) 數位信號處理(Digital Signal Processing)
- (3) 數位信號處理之應用(Applications of Digital Signal Processing)
- (4) 數位通訊(Digital Communication)
- (5) 展頻通訊(Spread Spectrum Communication)
- (6) 數位用戶迴路(Digital Subscriber Lines)
- (7) 編碼理論(Coding Theory)
- (8) 無線通訊之信號處理(Signal Processing for Wireless Communication)
- (9) 適應性訊號處理(Adaptive Signal Processing)