

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

正交分頻多工系統中通道預測技術
的設計與分析



Design and Analysis for Channel Prediction
Technique in OFDM System

研究生：林昱成

指導教授：張文鐘 博士

中華民國九十五年八月

正交分頻多工系統中通道預測技術的設計與分析

Design and Analysis for Channel Prediction

Technique in OFDM System

研究生：林昱成

Student：Yu-Cheng Lin

指導教授：張文鐘

Advisor：Wen-Thong Chang

國立交通大學

電信工程學系



Submitted to Department of Communication Engineering

College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of Master

in

Communication Engineering

August 2006

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十五年八月

正交分頻多工系統中通道預測技術的設計與分析

研究生：林昱成

指導教授：張文鐘 博士

國立交通大學電信工程學系碩士班

摘要

無線行動通訊通道一般來說會遭遇到時變的通道品質變動，因此傳統所使用的固定模式機制常會造成連續的傳輸錯誤。而對於高速無線通訊傳輸而言，在正交分頻多工系統中(OFDM)使用適應性調變則可以有效地解決這個問題，但前提是要在傳送端得到完美的通道狀態資訊才能達到這個效益。然而在真實的無線行動通訊環境中，傳送端所得到的通道狀態資訊並非是完美的，這是因為通道狀態資訊會因為接收端的估測誤差和回授延遲的過時性而產生錯誤。因此在本篇論文中，為了解決通道狀態資訊過時性的錯誤問題，我們根據無線行動通訊通道的統計性質以及數學模型設計出了相關的估測法來估測出該行動通訊通道的相關參數，之後利用這些參數來重建此行動通訊通道並做通道預測，藉以預測出目前以及未來的通道狀態資訊，來解決通

道狀態資訊因回授延遲所產生的過時性錯誤問題，並減少接收端回授的資料量以及降低回授通道所佔用的頻寬。除此之外，我們也透過模擬來分析探討接收端的通道估測誤差和通道雜訊對於我們設計的估測法所造成的效能影響。



Design and Analysis for Channel Prediction Technique in OFDM System

Student: Yu-Cheng Lin

Advisor: Dr. Wen-Thong Chang

Department of Communication Engineering

National Chiao-Tung University

Abstract

Generally, wireless mobile communication channel may encounter time-variant channel condition. Accordingly, using traditional fixed modulation often cause a series of transmission error. For high speed wireless communication transmission, using adaptive modulation in OFDM system can effectively solve this problem. However, to achieve the benefits, perfect channel state information (CSI) is required at the transmitter. But in practical wireless communication environment, imperfect CSI is got at the transmitter because CSI may be estimated error in receiver and outdated due to feedback delay. In order to resolve outdated CSI error, in this thesis we design relative estimations based on statistic characteristic and mathematic model of wireless mobile communication channel to estimate relative parameters of the mobile communication channel. Then, utilizing the parameters reconstruct the mobile communication channel, and predict present CSI and coming CSI, to resolve outdated CSI error due to feedback delay, reduce feedback data and decrease bandwidth used in feedback channel. In addition, for our estimations, we also analysis the effects caused by channel estimation error and noise via simulation.

誌 謝

兩年的研究生活即將告一個段落，能夠完成這篇論文，首先我要感謝指導教授張文鐘老師，給予我在研究上的方向導引與指點迷津，使我對於問題的分析處理能更加地謹慎與周詳；也感謝當天的口試委員：蘇育德教授、林大衛教授、魏學文教授，有你們的建議與指教，使得此篇論文內容能夠更加完善。

其次我要感謝實驗室的夥伴：Dr. 陳、Leader 張、邱董、長髮溫、準 leader、Asho、James 學長、義浩學長、智維學長，很高興能與你們共同度過這段研究時光，閒暇時一起吃飯與打球，研究時一起討論與互勉。然後我也要感謝我的好友：建安、東波、恥辱、俊佑，有你們的陪伴讓我的研究生生活更加多采多姿，能夠與你們認識真是我一生不可多得的緣分。

最後，我更要感謝我的家人，有你們的關心與支持，讓我有勇氣與信心度過無數的低潮與難關，給予我繼續往前邁進的動力，在此謹以此篇論文獻給你們，與你們一同分享這榮耀與喜悅。

祝福以上所有關心我的家人、指導我的老師、支持我的朋友，身體平安，萬事順利。

目 錄

| | |
|--------------------------|----------|
| 中文摘要..... | I |
| 英文摘要..... | III |
| 誌謝..... | IV |
| 目錄..... | V |
| 表目錄..... | VII |
| 圖目錄..... | VIII |
| 第一章 緒論..... | 1 |
| 1.1 前言背景..... | 1 |
| 1.2 研究動機..... | 2 |
| 1.3 論文組織..... | 2 |
| 第二章 無線通訊通道概論..... | 3 |
| 2.1 無線通道特性簡介..... | 3 |
| 2.2 多重路徑衰減通道..... | 4 |
| 2.3 非時變通道模型..... | 8 |
| 2.4 時變通道模型..... | 9 |
| 2.5 都卜勒效應..... | 10 |
| 2.6 無線通道函數..... | 12 |
| 2.7 無線通道的分類..... | 15 |

| | | |
|------------|------------------------------|------------|
| 2.8 | 無線行動通訊通道的數學模型..... | 21 |
| 2.9 | 無線行動通訊通道的模擬..... | 29 |
| 第三章 | OFDM 系統簡介與通道估測技術..... | 33 |
| 3.1 | OFDM 系統的演進及簡介..... | 33 |
| 3.2 | 通道效應與防護區間的插入..... | 38 |
| 3.3 | 領航式通道估測..... | 44 |
| 3.4 | Comb-type 基本通道估測法..... | 49 |
| 第四章 | 通道預測技術的相關估測法設計..... | 55 |
| 4.1 | 適應性調變 OFDM 系統架構..... | 55 |
| 4.2 | 最大都卜勒偏移頻率估測法..... | 57 |
| 4.3 | 電波現時狀態值估測法與通道預測..... | 64 |
| 第五章 | 通道預測技術的模擬與分析..... | 74 |
| 5.1 | 系統模擬參數說明..... | 74 |
| 5.2 | 時變衰減通道的模擬與分析..... | 76 |
| 5.3 | 領航式通道估測法的模擬與分析..... | 80 |
| 5.4 | 最大都卜勒偏移頻率估測法的模擬與分析..... | 85 |
| 5.5 | 通道預測表現的模擬與分析..... | 93 |
| 第六章 | 結論..... | 109 |
| 第七章 | 參考文獻..... | 112 |

表 目 錄

| | | |
|---------|-----------------------------|----|
| 表 5.1-1 | OFDM 系統模擬參數..... | 74 |
| 表 5.1-2 | 通道模型的延遲與平均功率..... | 75 |
| 表 5.4-1 | 通道環境與最大都卜勒偏移頻率估測法參數設定值..... | 85 |
| 表 5.4-2 | 理想情況下有無使用線性比例內插法的比較..... | 88 |
| 表 5.5-1 | 通道環境與短期區間起始狀態值估測法參數設定值..... | 93 |
| 表 5.5-2 | 理想情況下有無做通道預測的比較..... | 98 |



圖 目 錄

| | |
|---|----|
| 圖 2.2-1 無線通道的多路徑傳輸..... | 4 |
| 圖 2.2-2 多重路徑衰減效應..... | 4 |
| 圖 2.2-3 時變多重路徑衰減..... | 5 |
| 圖 2.3-1 非時變通道脈衝響應..... | 8 |
| 圖 2.4-1 時變通道脈衝響應..... | 9 |
| 圖 2.5-1 都卜勒效應..... | 10 |
| 圖 2.6-1 $\phi_c(\Delta f)$ 和 $\phi_c(\tau)$ 的關係圖..... | 13 |
| 圖 2.6-2 $\phi_c(\Delta t)$ 和 $S_c(\lambda)$ 的關係圖..... | 13 |
| 圖 2.6-3 通道延遲與通道時變的關係圖..... | 14 |
| 圖 2.7-1 平坦衰減通道特性..... | 15 |
| 圖 2.7-2 頻率選擇衰減通道特性..... | 16 |
| 圖 2.7-3 單一脈衝緩慢衰減通道特性..... | 18 |
| 圖 2.7-4 單一脈衝快速衰減通道特性..... | 19 |
| 圖 2.7-5 分別以(a)訊號週期大小及(b)頻寬大小來說明衰減的種類.. | 20 |
| 圖 2.8-1 非時變通道的多個入射波合成解析路徑..... | 21 |
| 圖 2.8-2 時變通道的多個入射波合成解析路徑..... | 24 |
| 圖 2.8-3 短期區間的時變通道多個入射波合成解析路徑..... | 25 |
| 圖 2.8-4 移動造成的都卜勒功率頻譜密度..... | 27 |

| | |
|--|----|
| 圖 2.9-1 移動接收入射電波..... | 30 |
| 圖 2.9-2 Rayleigh 多重衰減信號..... | 31 |
| 圖 3.1-1 MCM 的傳輸方式..... | 33 |
| 圖 3.1-2 SCM 和 MCM 的頻譜分析比較..... | 34 |
| 圖 3.1-3 分離式子載波頻率分配..... | 35 |
| 圖 3.1-4 重疊式子載波頻率分配..... | 35 |
| 圖 3.1-5 OFDM 傳送接收器的架構..... | 37 |
| 圖 3.2-1 OFDM symbol 間的 ISI..... | 38 |
| 圖 3.2-2 利用空白的 GI 消除 ISI 干擾..... | 39 |
| 圖 3.2-3 空白的 GI 產生 ICI..... | 39 |
| 圖 3.2-4 Cyclic Prefix..... | 40 |
| 圖 3.2-5 利用 CP 來克服 ISI 和 ICI 的問題..... | 40 |
| 圖 3.2-6 完整 OFDM symbol 的多路徑延遲..... | 41 |
| 圖 3.2-7 CP 造成環旋積特性..... | 41 |
| 圖 3.3-1 OFDM symbol 中 pilot 的編排方式..... | 44 |
| 圖 3.3-2 以時域與頻域的方式來編排 pilot 的位置..... | 45 |
| 圖 3.3-3 兩種常用的 pilot 編排方式..... | 48 |
| 圖 3.4-1 Comb-type 通道估測法方塊圖..... | 49 |
| 圖 3.4-2 正交原理的幾何表示..... | 52 |

| | | |
|---------|--|----|
| 圖 3.4-3 | 一階線性內插法示意圖, pilot space=4..... | 53 |
| 圖 4.1-1 | AOFDM 系統架構..... | 55 |
| 圖 4.2-1 | $J_0(\bullet)$ 的函數圖形..... | 59 |
| 圖 4.2-2 | 離散取樣點示意圖..... | 61 |
| 圖 4.2-3 | 線性比例內插法..... | 61 |
| 圖 4.2-4 | 最大都卜勒偏移頻率估測方塊圖..... | 62 |
| 圖 4.3-1 | 估測法與時間點的關係圖..... | 71 |
| 圖 4.3-2 | 系統架構方塊圖..... | 72 |
| 圖 5.2-1 | $v=60$ km/h, $M=34$ 之 Rayleigh fading 的時變通道..... | 77 |
| 圖 5.2-2 | $v=60$ km/h, $M=34$ 之時變通道的路徑自相關函數..... | 78 |
| 圖 5.2-3 | $v=60$ km/h, $M=34$ 之時變通道的都卜勒功率頻譜密度..... | 79 |
| 圖 5.3-1 | pilot 密度不夠時, 內插法估出通道與實際通道的差距..... | 80 |
| 圖 5.3-2 | pilot 密度足夠時, 內插法估出通道與實際通道的差距.... | 80 |
| 圖 5.3-3 | 領航式估測法估測出的 Rayleigh fading 時變通道..... | 81 |
| 圖 5.3-4 | 估測通道的自相關函數..... | 82 |
| 圖 5.3-5 | 估測通道的都卜勒功率頻譜密度..... | 82 |
| 圖 5.3-6 | 不同 pilot ratio 在不同 SNR 下的效能比較—Channel A..... | 83 |
| 圖 5.3-7 | 不同 pilot ratio 在不同 SNR 下的效能比較—Channel B..... | 84 |
| 圖 5.4-1 | 理想情況下有無使用線性比例內插法的比較..... | 86 |

| | | |
|----------|--|-----|
| 圖 5.4-2 | 不同速度在不同 SNR 下的估測表現..... | 89 |
| 圖 5.4-3 | 有無使用線性比例內插法在不同 SNR 下的估測表現..... | 90 |
| 圖 5.4-4 | 不同速度在不同 pilot ratio 下的估測表現..... | 91 |
| 圖 5.4-5 | 有無使用線性比例內插法在不同 pilot ratio 下的估測表現... | 92 |
| 圖 5.5-1 | 理想情況下有無做通道預測之間的比較 I..... | 94 |
| 圖 5.5-2 | 理想情況下有無做通道預測之間的比較 II..... | 95 |
| 圖 5.5-3 | 理想情況 $v=60\text{km/h}$ 估測電波現時狀態值的振幅變化..... | 96 |
| 圖 5.5-4 | 理想情況 $v=60\text{km/h}$ 估測電波現時狀態值的相位統計..... | 97 |
| 圖 5.5-5 | 理想情況不同速度估測電波現時狀態值的振幅變化..... | 99 |
| 圖 5.5-6 | 不同預測區間長度在不同 SNR 下的比較結果..... | 100 |
| 圖 5.5-7 | 不同 M_{op} 值在不同 SNR 下的比較結果..... | 101 |
| 圖 5.5-8 | 不同速度在不同 SNR 下的比較結果..... | 102 |
| 圖 5.5-9 | 有無做通道預測在不同 SNR 下的比較結果..... | 104 |
| 圖 5.5-10 | 不同速度在不同 pilot ratio 下的比較結果..... | 105 |
| 圖 5.5-11 | 有無做通道預測在不同 pilot ratio 下的比較結果..... | 107 |
| 圖 5.5-12 | 實際情況不同速度下估測電波現時狀態值的振幅變化... | 108 |

第一章 緒論

1.1 前言背景

無線通道因為電磁波的反射、繞射等現象，會產生多重路徑干擾的衰減現象，因而造成系統效能降低，錯誤率提高等現象。在高速無線通訊的需求日益增加下，我們希望每單位的頻寬能夠無失真地傳送越多的資料量越好。而正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)是被廣泛用來高速傳輸資料的一種技術，它可以有效的對抗多重路徑通道衰減(multipath fading)所造成的符元間干擾(inter-symbol interference, ISI)，並且利用子載波(subcarrier)互相正交的特性更有效地利用頻寬。除此之外，若 OFDM 傳送端能夠得到完美的通道狀態資訊(channel state information, CSI)，則可以根據通道狀況的好壞來做適應性調變，包括資源的分配以及決定每根子載波上面的調變模式，因此更能帶來系統效能的改進，提昇傳輸資料的效率。

但是在實際的無線行動通訊中，因為通道的時變性(time-variant)以及通道雜訊所造成的估測誤差，所以傳送端所得到的 CSI(接收端估測並回傳給傳送端)會有估測誤差以及過時性。近來已經有不少的論文針對不完美的 CSI 所造成的系統效能下降做深入的探討，並且有一些論文也提出不同的對抗方法來降低因 CSI 錯誤所造成的影響。

1.2 研究動機

由於在實際的無線行動通訊中，傳送端只能得到由接收端估測出且回傳的 CSI，因此會有估測誤差以及過時性。估測誤差的原因主要是由通道雜訊所造成，而過時性則是跟行動時變通道的變化率有關。因此本篇論文根據無線行動通道的特性設計出相關的估測法來估測該行動通道的相關參數，之後利用這些參數來重建此通道並做通道預測，藉以預測出目前以及未來的 CSI，以此來解決 CSI 過時性的問題，並減少接收端回授的 CSI 資料量，降低回授通道(feedback channel)所佔用的頻寬。我研究的架構是先在接收端估測出時變通道的都卜勒偏移頻率(Doppler shift)，然後傳送端利用過時的 CSI 和估測出的都卜勒偏移頻率來估測出電波現時狀態值，之後進而做通道預測以預測出目前甚至未來的 CSI，這樣傳送的資料就不會被過時的 CSI 所影響。

1.3 論文組織

因為本篇論文是在無線行動通訊環境下作探討，所以第二章先介紹無線傳輸通道的特性，又因為是使用 OFDM 傳輸技術，所以在第三章會介紹 OFDM 系統以及通道估測技術，第四章則是為了改善 CSI 過時性的問題，我提出了一些相關的估測法來估測通道參數，進而來做通道預測以預測出目前甚至未來的 CSI。第五章是通道預測相關估測法的模擬和分析，第六章為我的結論。第七章則列出我的參考文獻。

第二章 無線通訊通道概論

2.1 無線通道特性簡介

各類訊號從發射端送出之後，在到達接收端之前所經過的所有路徑，我們統稱為通道。通道對傳送訊號所產生的影響，是各類通訊系統接收機設計的一個關鍵考量。其中，如果傳送的是無線電訊號，電磁波傳播所經過的路徑，我們特別稱為無線通道。無線通道可能是很簡單的目視傳播(Line of Sight, LOS)，也可能訊號經過建築物、山丘、樹葉或不同傳輸介質產生反射、折射、散射等現象，使得傳送端所傳送的訊號以不同的延遲時間(delayed time)，振幅(amplitude)，相位(phase)到達接收端，造成訊號傳輸的衰減，此種效應我們稱之為多重路徑衰減效應(Multi-path fading Effect)。另外，傳送端和接收端的相對運動，會使訊號產生都普勒效應(Doppler Effect)，都普勒效應會使通道的特性隨著時間而改變，增加了訊號品質的不確定性。對無線通訊系統而言，因為傳播路徑的多樣性與時變性，無線通道的特性便在接收機的設計中，扮演著關鍵的角色。

2.2 多重路徑衰減通道

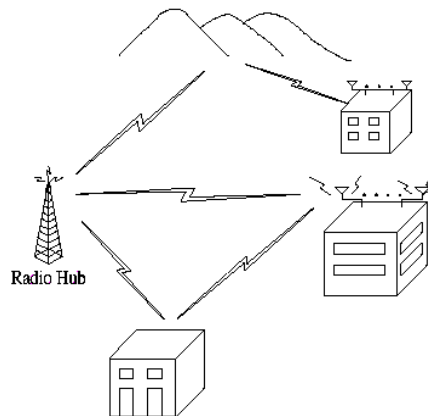


圖 2.2-1 無線通道的多路徑傳輸

如圖 2.2-1 所示[1]，當無線電訊號由傳送端送出，經由天線送入大氣之中，此時無線電波是以發散的狀態來傳播，然後經過各個不同的路徑到達接收機。由於各個傳播路徑的環境不同，訊號將會遭受不同程度的衰減以及延遲。也就是說，如果我們在傳送端送出一個時間很短的脈衝(pulse)，接收端會收到一連串不同振幅衰減和延遲的脈衝序列(pulse train)，如圖 2.2-2 所示：

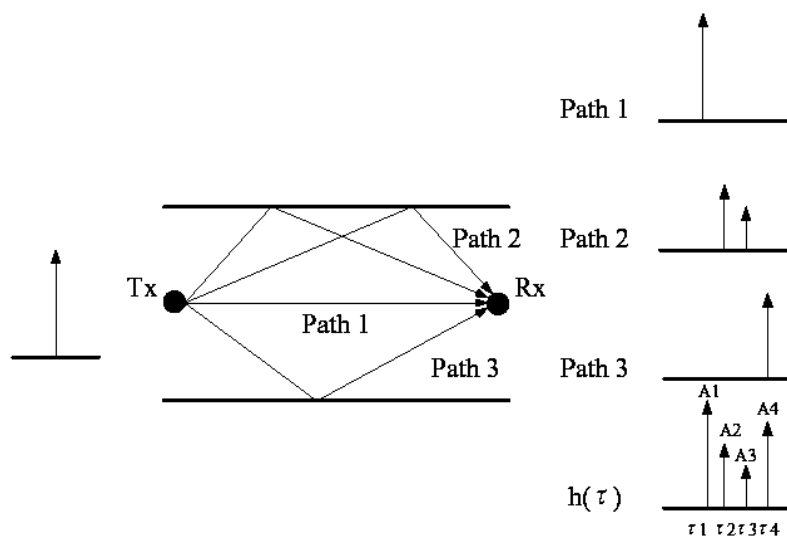


圖 2.2-2 多重路徑衰減效應

在圖2.2-2中，我們利用 $\tau_1, \tau_2, \tau_3, \dots$ 來表示訊號經由不同路徑到達接收端時所產生的延遲，由於傳播路徑的長短不一，因此到達接收端的時間也將不同，如此便造成了多重路徑效應。因此，多重路徑效應主要是造成接收訊號在時間上的擴散效應，所以接收到的訊號時間長度，會比傳送訊號的時間長度來得大，這便是我們所謂的時散效應。圖2.2-2中不同路徑延遲的差距如果夠大，接收機便可以清楚的分辨出來，這些路徑我們就稱為是可解析的(Resolvable)。但是，有時會有兩個甚至是多個以上路徑的電波訊號幾乎同時到達接收端，對接收機來說，看起來就像是同一個路徑的合成訊號，這些路徑我們就稱為是無法解析(Unresolvable)。

假如我們在不同時間點送出此脈衝，發現每次所接收到的脈衝序列中的每個脈衝大小、形狀和抵達時間都不一樣，代表不同的時間點，傳送端所傳送的訊號面臨到的通道環境是不一樣的，如下圖所示：

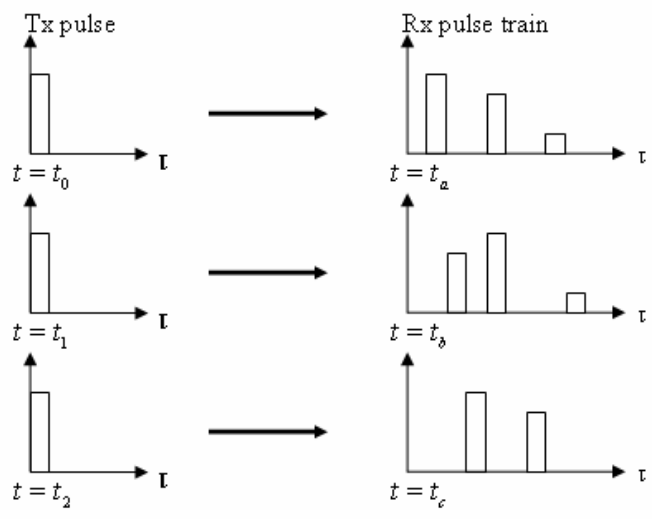


圖 2.2-3 時變多重路徑衰減

這說明了不同的時間觀察到的通道特性可能有所不同。換句話說，多重路徑通道是指傳輸的訊號因為反射或傳輸介質的改變(折射)以至於經由不同路徑到達接收端的一種效應。從接收端來看，這些來自不同路徑的訊號分別受到不同程度的衰減還有路徑的時間延遲，而且衰減的程度和路徑的時間延遲有可能會隨著時間改變。

我們可以將多重路徑通道的脈衝響應(impulse response)寫成數學模型，表示式如下：

$$h(t, \tau) = \sum_l \alpha_l(t) \delta(\tau - \tau_l(t)) \dots\dots\dots(2.2-1)$$

因此接收到的訊號 $y(t)$ 為傳送的訊號 $x(t)$ 跟通道響應 $h(t, \tau)$ 作線性旋積(linear convolution)，表示式如下：

$$y(t) = x(t) * h(t, \tau) = \sum_l \alpha_l(t) x(t - \tau_l(t)) \dots\dots\dots(2.2-2)$$

通常為了方便處理訊號，會將無線電帶通(pass-band)傳輸訊號轉成等效的基頻(base-band)訊號，也就是說把式(2.2-2)的帶通訊號關係式轉化成式(2.2-3)的對應等效基頻訊號關係式，表示式如下：

$$y_b(t) = x_b(t) * h_b(t, \tau) = \sum_l \alpha_{bl}(t) x_b(t - \tau_l(t)) \dots\dots\dots(2.2-3)$$

上式中的下標 b 表示其為基頻訊號，因此我們必須導出等效的基頻通道響應 $h_b(t, \tau)$ ，由於我們可知帶通傳輸訊號 $x(t)$ 與基頻訊號 $x_b(t)$ 的關係式[2]如式(2.2-4)：

$$x(t) = \text{Re}\{x_b(t)e^{j2\pi f_c t}\} \dots\dots\dots(2.2-4)$$

將式(2.2-4)代入式(2.2-2)可得到以下結果：

$$\begin{aligned} y(t) &= \operatorname{Re}\left\{\sum_l \alpha_l(t)x_b(t-\tau_l(t))e^{j2\pi f_c(t-\tau_l(t))}\right\} \\ &= \operatorname{Re}\left\{\left[\sum_l \alpha_l(t)x_b(t-\tau_l(t))e^{-j2\pi f_c\tau_l(t)}\right]e^{j2\pi f_c t}\right\} \dots\dots\dots(2.2-5) \end{aligned}$$

所以由式(2.2-5)中我們可以得到接收到的基頻訊號 $y_b(t)$ 為

$$y_b(t) = \sum_l \alpha_l(t)x_b(t-\tau_l(t))e^{-j2\pi f_c\tau_l(t)} \dots\dots\dots(2.2-6)$$

而式(2.2-6)中也顯示了 $y_b(t)$ 和 $x_b(t)$ 的關係式，所以我們可得知基頻通道響應 $h_b(t, \tau)$ 表示式如下：

$$\begin{aligned} h_b(t, \tau) &= \sum_l \alpha_l(t)e^{-j2\pi f_c\tau_l(t)}\delta(\tau-\tau_l(t)) \\ &= \sum_l \alpha_l(t)e^{j\phi_l(t)}\delta(\tau-\tau_l(t)) \dots\dots\dots(2.2-7) \end{aligned}$$

其中 $\alpha_l(t)$ 代表時間點 t 第 l 個路徑的衰減大小(fading gain)， $\tau_l(t)$ 代表時間點 t 第 l 個路徑的傳輸延遲時間， $\phi_l(t) = -2\pi f_c\tau_l(t)$ 為時間點 t 第 l 個路徑的相位，變化範圍為 0 到 2π ， f_c 為載波頻率。

透過以上的推導，我們成功地將帶通訊號轉換成基頻訊號，這樣可以方便我們作訊號的運算和處理。而接下來的章節所提到的訊號和脈衝響應，都是從基頻訊號來作探討。

2.3 非時變通道模型

如果通道是非時變的(time-invariant)，則不同時間點發射的訊號所面臨到的通道則都是一樣的，如圖 2.3-1 所示：

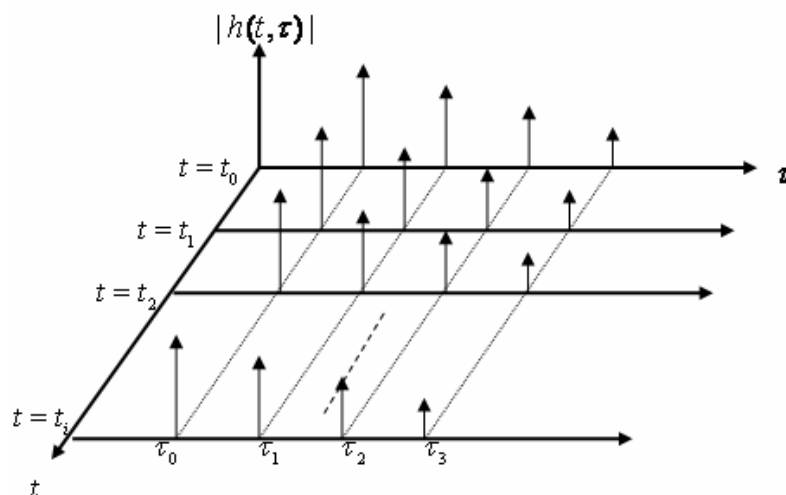


圖 2.3-1 非時變通道脈衝響應

其中 $|h(t, \tau)|$ 代表通道脈衝響應(impulse response)的振幅大小。

所以觀察圖 2.3-1 後，我們可以寫出基頻(base-band)非時變通道脈衝響應的數學模型，如下式所示：

$$h(\tau) = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{j\phi_l} \delta(\tau - \tau_l) \quad \text{for all } t \dots\dots\dots(2.3-1)$$

L 代表延遲路徑個數， α_l 代表第 l 個路徑的衰減大小， τ_l 代表第 l 個路徑的傳輸延遲時間， $\phi_l = -2\pi f_c \tau_l$ 為第 l 個路徑的相位， f_c 為載波頻率。接收到的訊號為傳送的訊號跟通道響應作線性旋積(linear convolution)，表示式如下：

$$y(t) = x(t) * h(t) = \int_{\tau} x(t - \tau) h(\tau) d\tau \dots\dots\dots(2.3-2)$$

2.4 時變通道模型

如果通道是時變的(time-variant)，則不同時間點發射的訊號所面臨到的通道是不一樣的，如圖 2.4-1 所示：

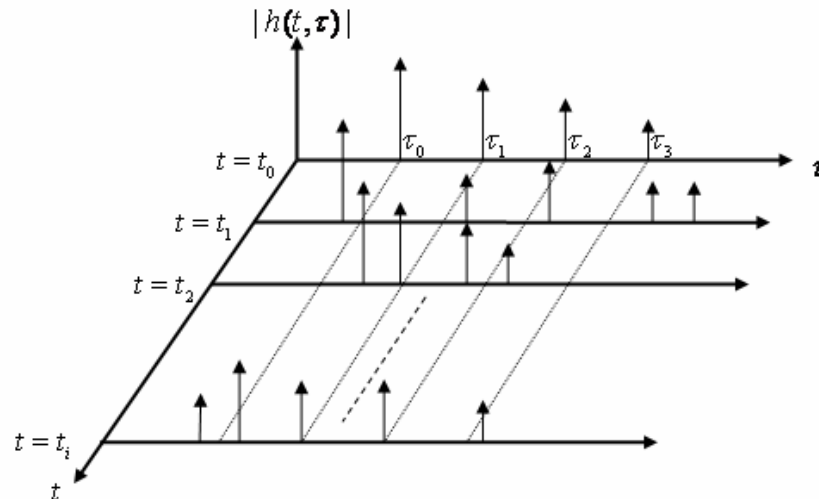


圖 2.4-1 時變通道脈衝響應

基頻時變通道的數學模型如下，和式(2.3-1)類似，但是每個參數都是時間 t 的函數，如下式(2.4-1)所示：

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^{L(t)} \alpha_l(t) e^{j\phi_l(t)} \delta(\tau - \tau_l(t)) \dots\dots\dots(2.4-1)$$

$L(t)$ 代表延遲路徑的個數，每個時間面臨通道路徑的各數都不相同， $\alpha_l(t)$ 代表時間點 t 第 l 個路徑的衰減大小， $\tau_l(t)$ 代表時間點 t 第 l 個路徑的傳輸延遲時間， $\phi_l(t) = -2\pi f_c \tau_l(t)$ 為時間點 t 第 l 個路徑的相位， f_c 為載波頻率。接收到的訊號為傳送的訊號跟通道響應作線性旋積 (linear convolution)，表示式如下：

$$y(t) = x(t) * h(t, \tau) = \int_{\tau} x(t - \tau) h(t, \tau) d\tau \dots\dots\dots(2.4-2)$$

2.5 都卜勒效應

在無線行動通訊中，由於接收端(如移動中的手機)和傳送端會有相對移動的問題，因此要考慮都卜勒效應(Doppler effect)。

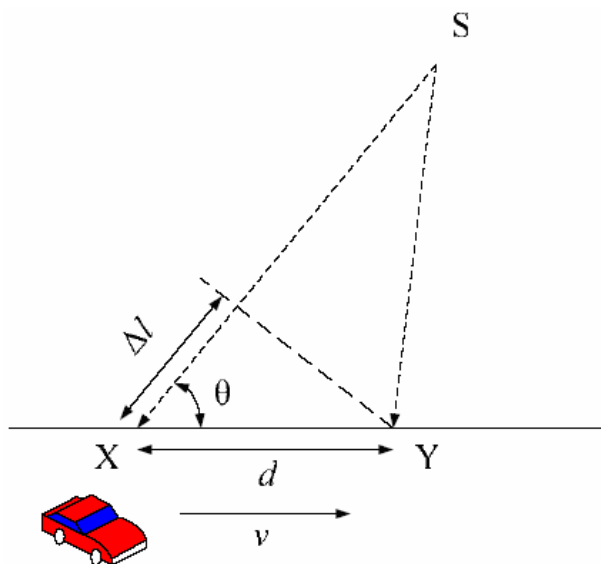


圖 2.5-1 都卜勒效應

如圖 2.5-1 所示，S 為基地台，假設手機移動速度為 v ，在時間 Δt 內接收端移動了距離 d (由 X 至 Y)；在同樣時間 Δt 內，由基地台送出的電波分別到達 X 和 Y，其行進的距離差約為 $\Delta l = d \cdot \cos \theta = v \cdot \Delta t \cdot \cos \theta$ ，所以 X 與 Y 接收訊號的相位相差了 $\Delta \phi$ ，關係式如下：

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \cdot \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi \cdot v \cdot \Delta t \cdot \cos \theta}{\lambda} \dots\dots\dots(2.5-1)$$

其中 λ 為電波波長，滿足 $\lambda = c/f_c$ ， c 為光速， f_c 為載波頻率。因此我們可以得到在頻率上的都卜勒偏移(Doppler shift) f_d 為：

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \dots\dots\dots(2.5-2)$$

由式(2.5-2)可知，都卜勒偏移頻率和移動速度 v 、波長 λ 、及移

動方向和入射波的夾角 θ 有關，如果 $\cos \theta$ 為正的話，也就是說，移動方向和入射波的夾角 ($-90^\circ < \theta < 90^\circ$)，則都卜勒偏移頻率將是正的，也就是說接收到的訊號頻率將會增加，反之 ($90^\circ < \theta < 270^\circ$) 都卜勒偏移頻率就將是負的，接收到的訊號頻率將會減少，而最大的都卜勒偏移頻率 f_D 發生在和天線移動同一方向的入射波 ($\theta = 0^\circ$)，其值可為：

$$f_D = \frac{v}{\lambda} = \frac{v}{c} f_c \dots\dots\dots(2.5-3)$$

因此我們可以寫出最大的都卜勒偏移頻率 f_D 與都卜勒偏移頻率 f_d 的關係式，如下所示：

$$f_d = f_D \cos \theta \dots\dots\dots(2.5-4)$$

假設訊號在多重路徑通道下接收，其中某個路徑(path)有 M 個入射波同時到達接收端，每個入射波的振幅為 C_m ，相位是 ϕ_m ，和天線移動方向有關的夾角為 θ_m ，所以，若是傳送端和接收端有相對運動的話，則 M 個同時到達但和天線移動方向夾角皆不同的入射波將會皆有其特定的都普勒偏移，這將使得接收訊號的頻寬增加，這也就是都普勒效應所產生的頻散(Frequency Dispersion)效應。此外，在移動中 M 個入射波的相位也會隨著時間各自變化，這會造成 M 個入射波的合成訊號的振幅和相位隨著時間變化，也就是說在移動的環境下都卜勒效應會造成通道脈衝響應是時變的。

2.6 無線通道函數

上一節中我們介紹了一些無線通道中所會遭遇到的一些基本現象，而這一節我們將藉由無線通道的函數來表示無線通道的特性。我們定義通道脈衝響應的自相關函數(autocorrelation)如下：

$$\phi_c(t, t'; \tau, \tau') = E[h(t, \tau)h^*(t', \tau')] \dots\dots\dots(2.6-1)$$

$h(t, \tau)$ 為時間 t 所觀察到的通道脈衝響應， τ 為路徑延遲(path delay)。我們假設通道為廣義穩態(wide sense stationary, WSS)[2]，則可以簡化式(2.6-1)得到下式：

$$\phi_c(\Delta t; \tau, \tau') = E[h(t, \tau)h^*(t + \Delta t, \tau')] \dots\dots\dots(2.6-2)$$

另外，我們也假設兩個不同延遲(τ, τ')的散設路徑是非相關性散射(uncorrelated scattering)，因此又可以簡化式(2.6-2)得到下式：

$$\begin{aligned} \phi_c(\Delta t; \tau, \tau') &= E[h(t, \tau)h^*(t + \Delta t, \tau)] \cdot \delta(\tau - \tau') \\ &= \phi_c(\Delta t, \tau) \cdot \delta(\tau - \tau') \end{aligned} \dots\dots\dots(2.6-3)$$

$\phi_c(\Delta t, \tau)$ 定義為延遲特性函數(delay profile)，我們先不考慮通道時變效應，也就是 $\Delta t = 0$ ， $\phi_c(\Delta t, \tau) = \phi_c(\tau)$ ，取傅立葉轉換得到功率頻譜密度，如下式所示：

$$\begin{aligned} \phi_c(\Delta f) &= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau \\ &= E[H(t, f)H^*(t, f - \Delta f)] \end{aligned} \dots\dots\dots(2.6-4)$$

其中 $H(t, f)$ 為 $h(t, \tau)$ 對 τ 變數作傅立葉轉換的結果，圖 2.6-1 可以用來描述式(2.6-4)的關係：

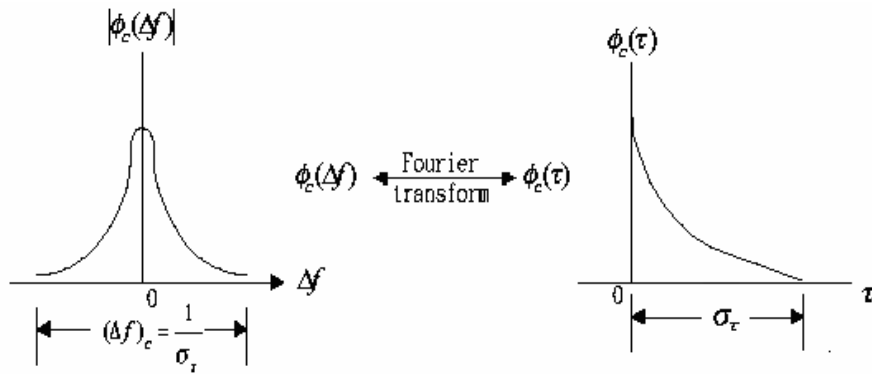


圖 2.6-1 $\phi_c(\Delta f)$ 和 $\phi_c(\tau)$ 的關係圖

其中 σ_τ 為路徑延遲擴散(multipath delay spread)，倒數 $B_c = \frac{1}{\sigma_\tau}$ 為通道的同調頻寬(coherence bandwidth)。 $\phi_c(\Delta f)$ 和 σ_τ 可以反應通道在頻率軸上的表現，決定訊號是否遭受通道平坦衰減(flat fading)或者是頻率選擇衰減(frequency selective fading)。

接下來我們不考慮通道延遲的狀態，只考慮一個路徑的通道隨著時間變化，也就是 $\tau = 0$ ， $\phi_c(\Delta t, \tau) = \phi_c(\Delta t)$ ，取傅立葉轉換得到都卜勒功率頻譜密度，如下式表示：

$$S_c(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} d\Delta t \dots\dots\dots(2.6-5)$$

圖 2.6-2 可以用來描述式(2.6-5)的關係：

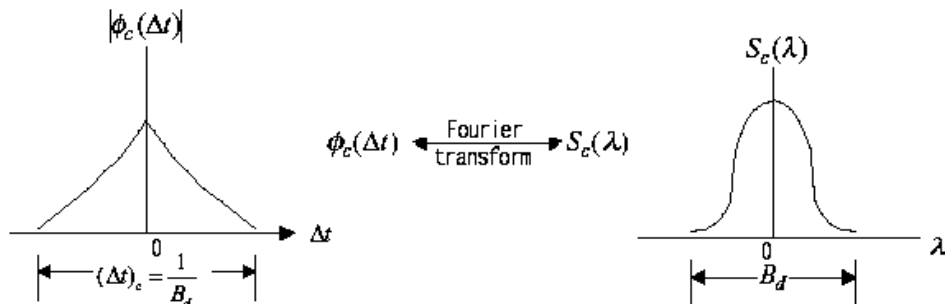


圖 2.6-2 $\phi_c(\Delta t)$ 和 $S_c(\lambda)$ 的關係圖

其中 B_d 是都卜勒擴散(Doppler spread)，可以用來表示都卜勒頻譜的寬度，倒數 $T_c = \frac{1}{B_d}$ 為同調時間(coherence time)。 $\phi_c(\Delta t)$ 和 B_d 可以反應通道時變的快慢程度，決定訊號在一個 symbol 的時間之內遭受到的通道變化是緩慢衰減(slow fading)還是快速衰減(fast fading)。下圖可以顯示通道延遲與通道時變的關係：

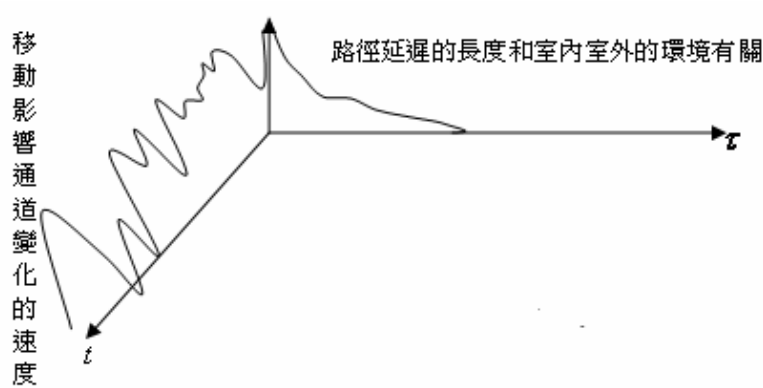


圖 2.6-3 通道延遲與通道時變的關係圖

所以由以上可知，我們可以用路徑延遲擴散 σ_τ (multipath delay spread) 和都卜勒擴散 B_d (Doppler spread) 這兩個通道參數將傳輸訊號所遭遇到的通道衰減分成四類，分別是頻率軸上的平坦衰減(flat fading)和頻率選擇衰減(frequency selective fading)，與時間軸上的緩慢衰減(slow fading)和快速衰減(fast fading)，我們會在下一節分別針對這四類的通道衰減有更詳細的討論與說明。

2.7 無線通道的分類

[平坦衰減]

平坦衰減就是頻率非選擇衰減(frequency nonselective fading)，也就是說當傳送訊號的頻寬 B_s 小於通道的同調頻寬 B_c 時。傳送訊號的頻譜會經過一個近乎同樣的衰減大小和相位偏移的通道頻率響應。接收到的訊號 $y(t)$ 相當於傳送出去的信號 $x(t)$ 乘上一個時變的複數的隨機程序通道 $h(t,0) = \alpha(t)e^{-j\phi(t)}$ ， $h(t,0)$ 也代表沒有時間延遲的時變單一路徑脈衝響應。接收到的訊號可以表示成 $y(t) = x(t) \cdot h(t,0)$ ，可以當成傳送訊號跟時變的單一脈衝做線性旋積(linear convolution)。這也代表著接收的訊號不會遭受 ISI 的干擾，我們用下圖 2.7-1[3]表示訊號經過時間延遲為 τ 的通道所受到的影響：

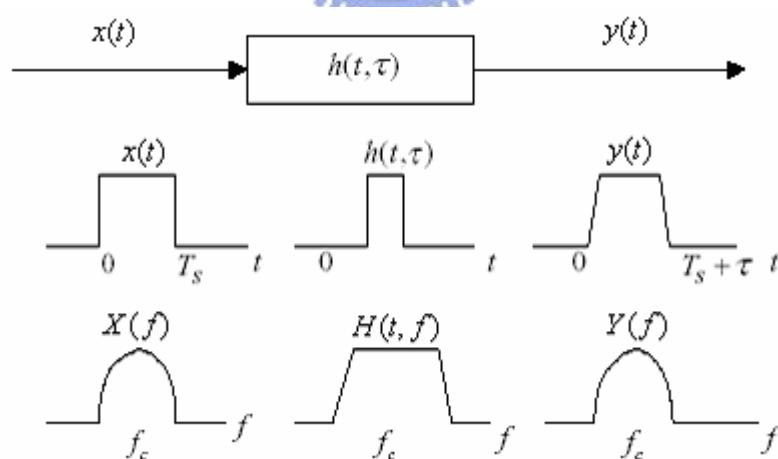


圖 2.7-1 平坦衰減通道特性

由上圖 2.7-1 可以看出訊號受到平坦衰減的影響，所以一個訊號要遭受平坦衰減的條件是：

$$B_s \ll B_c \text{ 和 } T_s \gg \sigma_\tau \dots\dots\dots(2.7-1)$$

其中， T_s 為傳送訊號的 symbol 時間， B_s 為傳送訊號的頻寬，滿足

$$B_s \approx \frac{1}{T_s} \text{ , } B_c \text{ 為通道同調頻寬 , } \sigma_\tau \text{ 為通道延遲時間 , 滿足 } B_c \approx \frac{1}{\sigma_\tau} \text{ 。}$$

由上式所知，如果訊號的 symbol 時間越長，就可以越容易受到平坦衰減，則受到 ISI 影響的機會就會越小，MCM 利用平行處理使傳送的 symbol 時間變長就是有抵抗 ISI 的好處。

[頻率選擇衰減]

當傳送訊號的頻寬 B_s 大於通道的同調頻寬 B_c 時，接收訊號的增益和相位會隨著訊號頻譜的改變而變化，在接收端產生的訊號失真，我們稱之為頻率選擇衰減。從頻率軸上來看，傳送訊號頻譜所遭受到的通道頻率響應會隨著頻率有不同的振幅和相位。傳送訊號的不同頻率成分有不同的通道增益(channel gain)，如下圖 2.7-2[3]所示：

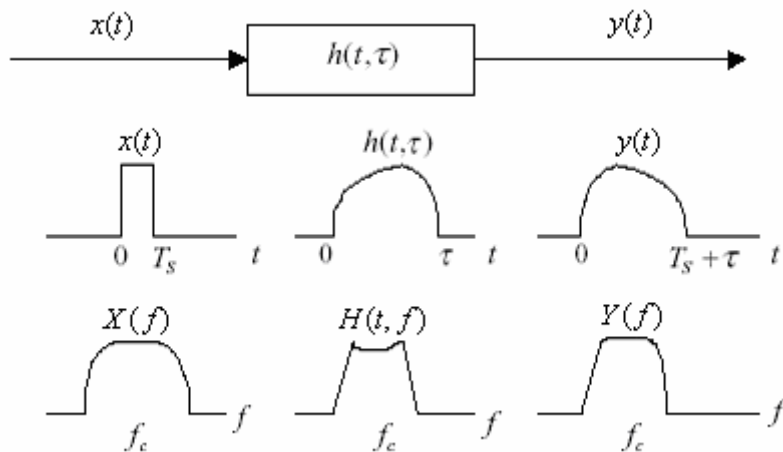


圖 2.7-2 頻率選擇衰減通道特性

而從時間軸來看，訊號經過頻率選擇性的衰減通道時，訊號會受

到多重路徑效應的影響，在時間軸上面會有擴散(spread)的效果。這也是傳送訊號(長度 T_s)和通道(長度 σ_r)做線性旋積(linear convolution)的結果(長度 $T_s + \sigma_r$)，因此接收訊號會包含許多之前訊號經過延遲擴散所造成的影響，也就是所謂的 ISI，造成訊號失真。所以一個訊號要遭受頻率選擇衰減的條件是：

$$B_s \ll B_c \text{ 和 } T_s \leq \sigma_r \dots\dots\dots(2.7-2)$$

傳統的單載波在高速傳輸時，傳輸的 symbol 時間較短，頻寬較大，因此較容易受到頻率選擇衰減。我們就得利用分集技術(diversity)去克服此種效應。

[緩慢衰減]



和平坦衰減與頻率選擇衰減不同的是，緩慢衰減和快速衰減是從時間軸來看，通道變化的速度和傳送訊號 symbol 時間的關係。緩慢衰減也就是說當傳送訊號的時間長度 T_s 小於通道的同調時間 T_c 時，傳送訊號會經過一個近乎同樣的衰減大小和相位偏移的通道脈衝響應，接收到的訊號 $y(t)$ 相當於傳送訊號 $x(t)$ 跟非時變的通道脈衝響應做線性旋積(linear convolution)，可以表示成 $y(t) = \int_{\tau} x(t - \tau)h(\tau)d\tau$ 。

為了說明的方便，我們假設通道脈衝響應為單一脈衝，也就是沒有延遲擴散的情形，而以下圖 2.7-3 來說明當傳送訊號的時間長度 T_s 小於通道的同調時間 T_c 時的情形：

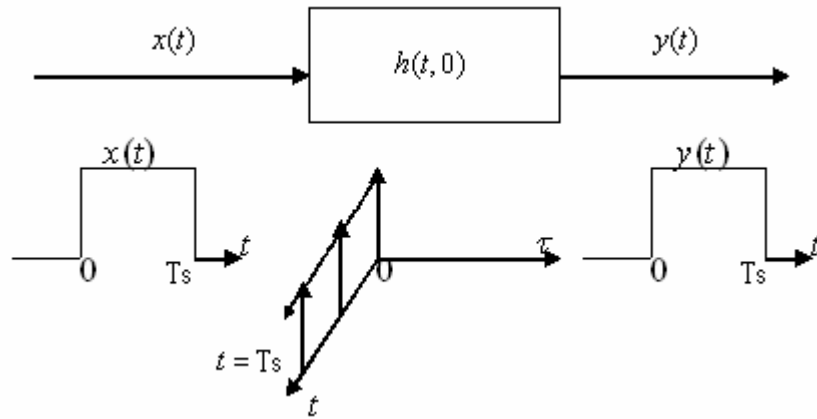


圖 2.7-3 單一脈衝緩慢衰減通道特性

接收到的訊號 $y(t)$ 是傳送的訊號 $x(t)$ 跟單一脈衝通道 $h(t, 0)$ 做線性旋積的結果，可以寫成如下：

$$y(t) = x(t) \cdot h(t, 0) = x(t) \cdot h \quad (n-1)T_s < t < nT_s \dots (2.7-3)$$

發生緩慢衰減的原因有兩點。其一，傳送端和接收端的相對移動速度較小時，都卜勒效應較小，使得通道的同調時間變大，通道的都卜勒擴散較小，通道的時變效應較輕微。其二，當訊號的傳送速度越快，也就是傳送訊號的 symbol 時間越短，越容易小於通道的同調時間，或者說訊號的頻寬大於都卜勒擴散，此時通道隨時間改變的速度小於訊號傳送的速度。所以一個訊號要遭受緩慢衰減的條件是：

$$T_s \ll T_c \text{ 和 } B_s \gg B_d \dots \dots \dots (2.7-4)$$

其中， B_d 為都卜勒擴散， T_c 為通道同調時間，滿足 $B_d \approx \frac{1}{T_c}$ 。

[快速衰減]

快速衰減正好和慢速衰減發生的原因相反。發生在接收端和傳送

端相對速度移動大的時候，也就是都卜勒擴散大，同調時間小的時候。或者是傳送訊號的 symbol 時間較長，也就是傳送速度較慢的時候。傳送訊號的傳送週期較容易大於同調時間。

為了說明的方便，我們假設通道脈衝響應為單一脈衝，也就是沒有延遲擴散的情形。而以下圖 2.7-4 來說明當傳送訊號的時間長度 T_s 大於通道的同調時間 T_c 時的情形：

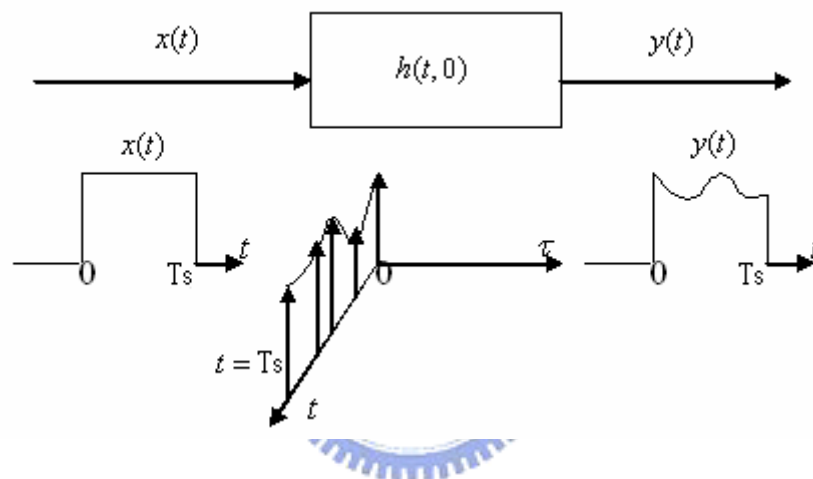


圖 2.7-4 單一脈衝快速衰減通道特性

接收到的訊號 $y(t)$ 是傳送的訊號 $x(t)$ 跟時變單一脈衝通道 $h(t, 0)$ 做線性迴旋積的結果，可以表示成：

$$y(t) = x(t) \cdot h(t, 0) \dots\dots\dots(2.7-5)$$

相當於在不同時間傳送的訊號有不同的通道增益(channel gain)，造成接收端信號的變形，所以一個訊號要遭受到快速衰減的條件是：

$$T_s \gg T_c \text{ 和 } B_s \ll B_d \dots\dots\dots(2.7-6)$$

除此之外，我們也可以從式(2.5-3)觀察到，當發射載波頻率 f_c 越

高的時候，都卜勒偏移頻率會越大，如此都卜勒擴散會越嚴重，因此，越高頻率的訊號越容易受到快速衰減。

特別注意，頻率選擇衰減和快速衰減，如圖 2.7-2 和圖 2.7-4，都會造成訊號變形，但是兩者變形的原因不可以混唯一談。快速衰減是因為單一脈衝通道時變性的關係造成訊號變形，接收到的訊號並不會有延遲的現象，也就是說，傳送訊號 symbol 長度 T_s ，接收到的訊號 symbol 長度也是傳送訊號時間長度 T_s 。而頻率選擇衰減是因為通道延遲所造成的 symbol 之間相互的干擾造成的訊號變形，即 ISI。傳送訊號 symbol 長度 T_s ，接收到的訊號 symbol 長度變成 $T_s + \sigma_r$ ， σ_r 為通道長度。所以都卜勒效應是造成時間軸上的快速衰減，而延遲效應是造成頻率軸上選擇性衰減。當 $T_c \ll T_s \ll \sigma_r$ 條件成立的時候，訊號會同時遭受到快速衰減和頻率選擇衰減的情形，這是我們最不愿意發生的情況。最後我們將四種通道衰減整理成如下圖所示：

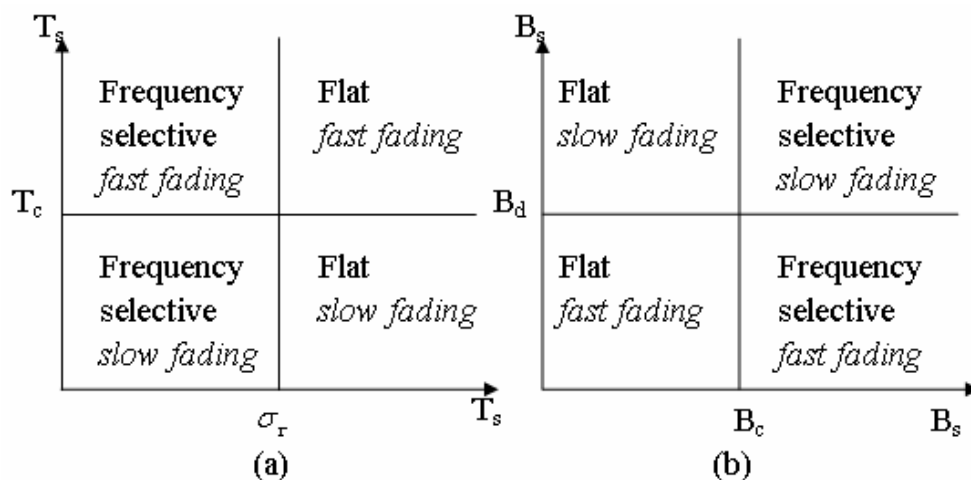


圖 2.7-5 分別以(a)訊號週期大小及(b)頻寬大小來說明衰減的種類

2.8 無線行動通訊通道的數學模型

在無線通道傳輸中，由於多重路徑效應，若接收端與傳送端沒有相對移動，則此時無線通道為非時變多重路徑通道，可寫成如式(2.3-1)的型式：

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{-j2\pi f_c \tau_l} \delta(\tau - \tau_l) \quad \text{for all } t \dots \dots \dots (2.8-1)$$

其中 L 為可解析路徑的數目，因為訊號是四面八方傳送出去，所以每個可解析的路徑其實是由多個不可解析的路徑(多個幾乎同時到達的入射電波)所組成，如下圖表示：

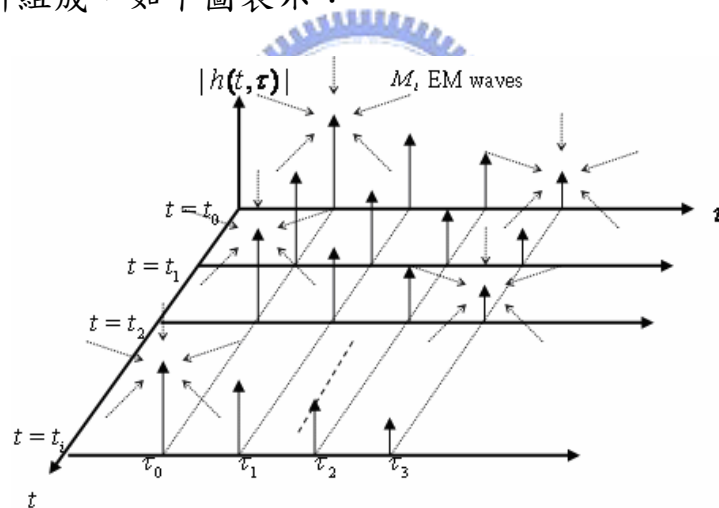


圖2.8-1 非時變通道的多個入射波合成解析路徑

因此每個路徑的振幅 α_l 和相位 $e^{-j2\pi f_c \tau_{l,m}}$ 及延遲時間函數 $\delta(\tau - \tau_{l,m})$ 可由多個幾乎同時到達的入射波之振幅、相位、延遲時間函數所組成，假設第 l 條路徑是由 M_l 個入射波所組成，則可以寫成以下表示式：

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L \left\{ \sum_{m=1}^{M_l} C_{l,m} e^{-j2\pi f_c \tau_{l,m}} \delta(\tau - \tau_{l,m}) \right\} \quad \text{for all } t \dots \dots \dots (2.8-2)$$

上式中下標 l, m 代表第 l 條可解析路徑中的第 m 個入射波，其中

$\tau_{l,m} \approx \tau_l$ (for all m)， $C_{l,m}$ 為入射波的振幅。

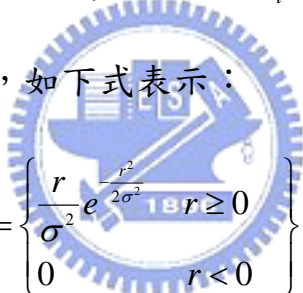
值得特別注意的是，在眾多無法解析的入射電波之中，我們所謂不同入射電波幾乎同時到達，這是以符元(symbol)的觀點來看，先後到達的入射電波，由於到達時間的差異有限，所以接收機是無法分辨的，所以 $\delta(\tau - \tau_{l,m})$ 可近似成 $\delta(\tau - \tau_l)$ ；但是以載波的觀點來看，由於無線通訊系統中的載波頻率通常很高，這一點點時間上的差異，就足以造成接收訊號相位的顯著差異，所以在相位上的 $\tau_{l,m}$ 無法近似成 τ_l 。這相位的差異，會使眾多無法解析的入射電波，有時造成接收訊號的增益(建設性干涉)，有時造成接收訊號的衰減(相消性干涉)，視各入射電波的路徑延遲長短而有不同的變化。因此，對某個可解析的路徑而言，它的訊號其實是由許多不同入射電波的訊號組合而成，只不過這些入射電波訊號到達接收機的時間，對一個 symbol 週期而言差距不大，所以這些入射電波是不可解析的，因此我們可將式(2.8-2)簡化成下式：

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L \left\{ \sum_{m=1}^{M_l} C_{l,m} e^{-j2\pi f_c \tau_{l,m}} \right\} \delta(\tau - \tau_l) \quad \text{for all } t \dots \dots (2.8-3)$$

為了方便表達起見，我們將式(2.8-3)中不可解析入射電波所組合而成的增益衰減寫成 h_l 表示，如下式所示：

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L h_l \cdot \delta(\tau - \tau_l) \quad \text{for all } t \dots \dots \dots (2.8-4)$$

假設每個不可解析入射波的增益衰減 $C_{l,m} e^{-j2\pi f_c \tau_{l,m}}$ 為獨立同分佈 (independent identically distribution) 的隨機變數。如果傳送端和接收端之間電波沒有直達路徑，即NLOS(Non line of sight)，則可假定入射波衰減的平均值為零。若不可解析的入射波數目 M_l 夠大，則根據中央極限定理， h_l 為零平均的複數高斯分佈 (complex Gaussian distribution)，所以其合成振幅 $r = |h_l|$ 會是一個瑞雷分佈 (Rayleigh Distribution) 的隨機變數，合成相位 $\theta = \angle h_l$ 為一個均勻分佈 (Uniform Distribution) 的隨機變數，如下式表示：



$$p_r(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} & r \geq 0 \\ 0 & r < 0 \end{cases} \dots \dots \dots (2.8-5)$$

$$p_\theta(\theta) = \frac{1}{2\pi} \quad -\pi < \theta \leq \pi$$

其中 r 是通道振幅大小， σ^2 為通道的平均增益的功率大小。

如果考慮接收端和發射端之間有直接到達的路徑 (direct path)，即 LOS (line of sight)，則可假定入射波衰減的平均值不為零。同理根據中央極限定理，則其合成振幅會是一個萊斯分佈 (Ricean Distribution) 的隨機變數，如下表示：

$$p_r(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2+A^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) & A \geq 0, r \geq 0 \\ 0 & r < 0 \end{cases} \dots \dots \dots (2.8-6)$$

其中 A 為通道振幅的最大值，一般來說就是直接路徑。 I_0 代表貝索函數(modified Bessel function of the first kind and zero order)。

接下來我們考慮傳送端和接收端是相對移動的，由 ch2.5 節可知會產生都卜勒效應，此效應會造成帶通傳送訊號的載波 f_c 會有偏移的現象，且不同方向的入射波會有不同的偏移量，經過 ch2.2 節帶通與基頻關係轉換後，基頻行動通道脈衝響應可由式(2.8-3)改寫如下[4]：

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L \left\{ \sum_{m=1}^{M_l} C_{l,m} e^{-j2\pi(f_c + f_{l,m})\tau_{l,m}} e^{j2\pi f_{l,m}t} \right\} \delta(\tau - \tau) \dots\dots(2.8-7)$$

其中 $f_{l,m}$ 為第 l 條路徑的第 m 個入射波的都卜勒偏移量，此時通道因都卜勒效應變為時變通道。但 $C_{l,m}, \tau_{l,m}, f_{l,m}, L, M_l$ 也會因移動至不同地點而隨著時間作改變，所以真正的行動時變通道脈衝響應如下所示：

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^{L(t)} \left\{ \sum_{m=1}^{M_l(t)} C_{l,m}(t) e^{-j2\pi(f_c + f_{l,m}(t))\tau_{l,m}(t)} e^{j2\pi f_{l,m}(t)t} \right\} \delta(\tau - \tau(t)) \dots(2.8-8)$$

而真正的行動時變通道脈衝響應可如下圖所示：

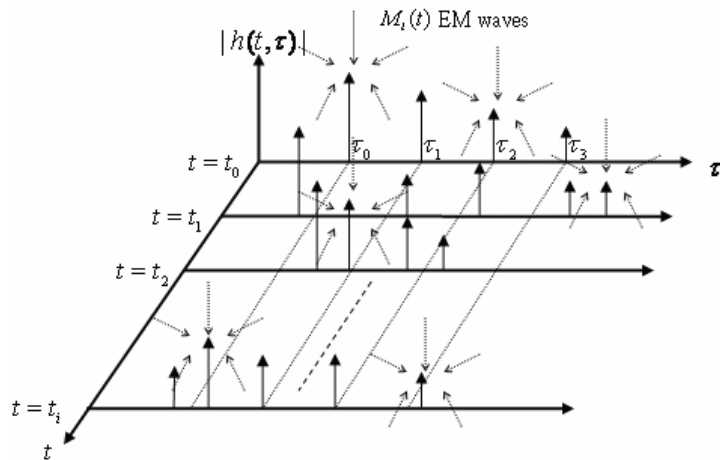


圖 2.8-2 時變通道的多個入射波合成解析路徑

因此現在我們定義一個短時間的名詞：短期區間(short-term duration)，在短期區間內我們可以把 $C_{l,m}(t), \tau_{l,m}(t), f_{l,m}(t), L(t), M_l(t)$ 近似成常數定值。假設目前所在時間點為 $t = t_p$ ，則我們可將 t_p 附近時間點的通道脈衝響應由式(2.8-8)近似成如式(2.8-7)的型式，如下所示：

$$\begin{aligned}
 h(t, \tau) &= \sum_{l=1}^{L(t_p)} \left\{ \sum_{m=1}^{M_l(t_p)} C_{l,m}(t_p) e^{-j2\pi(f_c + f_{l,m}(t_p))\tau_{l,m}(t_p)} e^{j2\pi f_{l,m}(t_p)(t-t_p)} \right\} \delta(\tau - \tau(t_p)) \\
 &= \sum_{l=1}^{L(t_p)} \left\{ \sum_{m=1}^{M_l(t_p)} C_{l,m}(t_p) e^{-j2\pi(f_c + f_D(t_p) \cos \theta_{l,m}(t_p))\tau_{l,m}(t_p)} e^{j2\pi f_D(t_p) \cos \theta_{l,m}(t_p)(t-t_p)} \right\} \delta(\tau - \tau(t_p))
 \end{aligned}$$

$$t_p - T_b \leq t < t_p + T_f \quad (2.8-9)$$

其中短期區間長度 $T_{short} = T_b + T_f$ ，我們假設 T_b 與 T_f 為固定的。由上式可知我們將目前時間點 t_p 當成是這個短期區間的時間參考點，各項參數值皆近似成目前時間點的值，而我們也根據式(2.5-4)將 $f_{l,m}(t_p)$ 寫為 $f_D(t_p) \cos \theta_{l,m}(t_p)$ 。因此由上式我們可知短期區間範圍會隨著目前所在時間點 t_p 的不同而有所變動，而此短期區間的通道脈衝響應可如下圖所示，其中可看出路徑延遲皆為固定的：

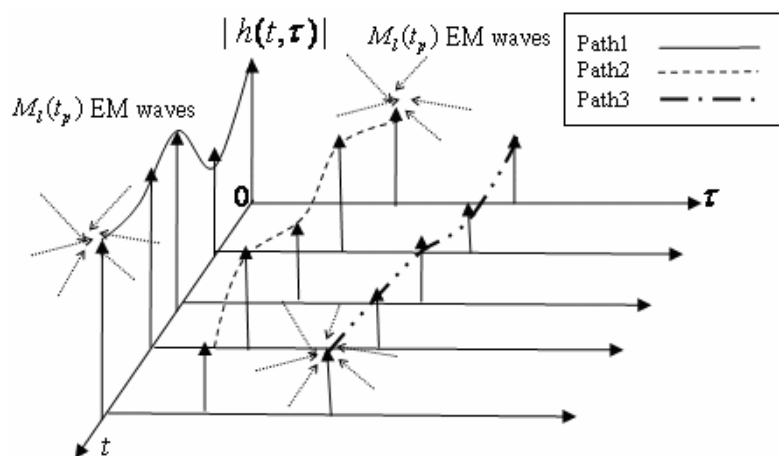


圖 2.8-3 短期區間的時變通道多個入射波合成解析路徑

另外，同理根據中央極限定理，式(2.8-8)中不可解析路徑的合成振幅為瑞雷隨機程序(Rayleigh random process)(NLOS)或萊斯(Ricean)隨機程序(LOS)，合成相位為均勻(Uniform)隨機程序。

為了方便表達起見，我們將式(2.8-9)中不可解析訊號所組合而成的接收訊號寫成 $h_l(t)$ 表示，如下式所示：

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^{L(t_p)} h_l(t) \delta(\tau - \tau(t_p)) \quad t_p - T_b \leq t < t_p + T_f \quad (2.8-10)$$

接下來我們來推導在同一個短期區間內 $h_l(t)$ 的統計自相關函數 (autocorrelation)，在此我們假設不同入射波的時間延遲 $\tau_{l,m}(t_p)$ 和振幅 $C_{l,m}(t_p)$ 都是互不相關的[4]：

$$\begin{aligned} & E[h_l(t)h_l^*(t-u)] \quad t_p - T_b + u \leq t < t_p + T_f \\ &= E_{\tau_{l,m}, C_{l,m}} \left[\sum_{m=1}^{M_l(t_p)} C_{l,m}(t_p) e^{-j2\pi(f_c + f_{l,m}(t_p))\tau_{l,m}(t_p)} e^{j2\pi f_{l,m}(t_p) \cdot (t-t_p)} \right. \\ & \quad \left. \cdot \sum_{n=1}^{M_l(t_p)} C_{l,n}(t_p) e^{j2\pi(f_c + f_{l,n}(t_p))\tau_{l,n}(t_p)} e^{-j2\pi f_{l,n}(t_p) \cdot (t-t_p-u)} \right] \\ &= E \left[\sum_{m=1}^{M_l(t_p)} C_{l,m}^2(t_p) e^{j2\pi f_{l,m}(t_p) \cdot u} \right] = E_{\theta_{l,m}} \left[\sum_{m=1}^{M_l(t_p)} C_{l,m}^2(t_p) e^{j2\pi(f_D(t_p) \cdot \cos \theta_{l,m}(t_p))u} \right] \\ &= \left(\sum_{m=1}^{M_l(t_p)} C_{l,m}^2(t_p) \right) E_{\theta_{l,m}} \left[e^{j2\pi(f_D(t_p) \cdot \cos \theta_{l,m}(t_p))u} \right] \\ &= \left(\sum_{m=1}^{M_l(t_p)} C_{l,m}^2(t_p) \right) \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j2\pi(f_D(t_p) \cdot \cos \theta_{l,m}(t_p))u} d\theta_{l,m}(t_p) \\ &= \left(\sum_{m=1}^{M_l(t_p)} C_{l,m}^2(t_p) \right) \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos(2\pi(f_D(t_p) \cdot \cos \theta_{l,m}(t_p))u) d\theta_{l,m}(t_p) \\ &= \left(\sum_{m=1}^{M_l(t_p)} C_{l,m}^2(t_p) \right) J_0(2\pi f_D(t_p) \cdot u) = k \cdot J_0(2\pi f_D(t_p) \cdot u) \dots (2.8-11) \end{aligned}$$

其中 $J_0(\cdot)$ 為 zero order of the first kind Bessel function, k 為一個常數倍數。而若我們對 $h_l(t)$ 的統計自相關函數作傅立葉轉換的話可以得到都卜勒功率頻譜密度，在此假設 $k=1$ ，則可以得到以下關係式：

$$\begin{aligned}
 E[h_l(t)h_l^*(t-u)] &= J_0(2\pi f_D(t_p) \cdot u) \quad t_p - T_b + u \leq t < t_p + T_f \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos(2\pi(f_D(t_p) \cdot \cos \theta_{l,m}(t_p))u) d\theta_{l,m}(t_p) \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j2\pi(f_D(t_p) \cdot \cos \theta_{l,m}(t_p))u} d\theta_{l,m}(t_p) \\
 &\text{令 } f_D(t_p) \cos \theta_{l,m}(t_p) = f \text{ 作變數變換，可得：} \\
 &= \int_{-f_D(t_p)}^{f_D(t_p)} \frac{1}{\pi f_D(t_p) \sqrt{1 - (\frac{f}{f_D(t_p)})^2}} e^{j2\pi fu} df \quad (-f_D(t_p) \leq f \leq f_D(t_p)) \\
 &= F^{-1} \left\{ \frac{1}{\pi f_D(t_p) \sqrt{1 - (\frac{f}{f_D(t_p)})^2}} \right\} \\
 \Rightarrow F\{E[h_l(t)h_l^*(t-u)]\} &= \frac{1}{\pi f_D(t_p) \sqrt{1 - (\frac{f}{f_D(t_p)})^2}} \quad \dots\dots(2.8-12)
 \end{aligned}$$

其中 $F\{\cdot\}$ 為傅立葉轉換，所以式(2.8-12)的最後結果可以畫成如下：

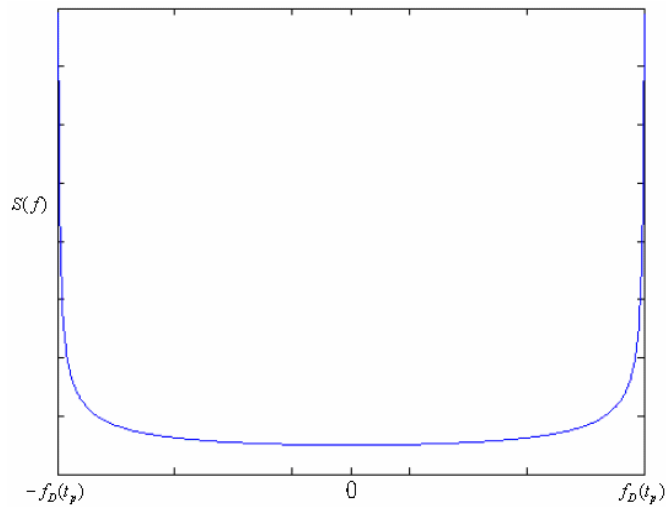


圖 2.8-4 移動造成的都卜勒功率頻譜密度

和圖 2.6-2 相比我們可得知，在短期區間內移動所造成的都卜勒功率頻譜密度會往最大的都卜勒偏移頻率 $f_D(t_p)$ 集中而形成 U 字型。

此外，我們知道某個可解析路徑是由多個不同方位角度的入射波組成，而不同方位的角度可能遍佈四面八方，因此我們將式(2.8-9)改寫如下表示：

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^{L(t_p)} \left\{ \sum_{m=1}^M C_{l,m}(t_p) e^{-j2\pi(f_c + f_D(t_p) \cdot \cos\theta_m) \tau_{l,m}(t_p)} e^{j2\pi f_D(t_p) \cdot \cos\theta_m \cdot (t - t_p)} \right\} \delta(\tau - \tau(t_p))$$

$$t_p - T_b \leq t < t_p + T_f \quad \text{.....(2.8-13)}$$

其中入射角度 $\theta_m = \frac{2\pi}{M} m$ ， M 為一個很大的常數值，如此才能表示各種可能方向。所以我們由上式可知， $M_l(t_p)$ 個入射方向的入射波可以被包含在 M 個方向中，因此若某個方向沒有入射波的話，則那個方向入射波的振幅 $C_{l,m}(t_p)$ 就為 0，所以透過上式我們可以把變數 $M_l(t_p)$ 改寫成常數 M ， $\theta_{l,m}(t_p)$ 簡化成 θ_m (for all l)，而上式的結果我們會在第四章有詳盡的應用。

2.9 無線行動通訊通道的模擬

在前面的 ch 2.5 節中，我們提到了若傳送端與接收端有相對移動，則會產生都卜勒效應。此效應會造成入射波有相位的偏移而且此偏移的大小與都卜勒頻率偏移(相對移動速度)有關。而在上一節提到了 Rayleigh 衰減是由於入射波同時到達相加的總和而成的振幅變化，綜合兩點我們可以將結論整理如下：

- (1) 都卜勒效應造成了入射波的相位偏移，而相位偏移會造成入射波總和的振幅大小，也就是 Rayleigh 衰減的振幅大小。
- (2) 相位的偏移跟都卜勒頻率有關，因此通道的相位和振幅大小也會是都卜勒頻率的函數。
- (3) 都卜勒頻率與載波頻率和相對移動速度有關，因此若相對移動速度有變化，都卜勒頻率也會跟著做改變。

因此我們可以知道想要模擬 Rayleigh 分佈的無線行動衰減通道，必須同時考慮 Rayleigh 機率分佈的統計特性以及都卜勒頻率偏移的效應。在多重路徑衰減通道的理論研究中，最早是 Ossana 模型(Ossana model)，而我們在這篇論文所使用到的方法則是最被廣泛接受的 Clarke 模型(Clarke model)[5]。

Clarke 的理論構想是假設在電波均勻散射的情形之下，利用行動接收端天線上所接收的訊號電磁場的統計特性所提出來的設計方

法，它的概念圖如下所示：

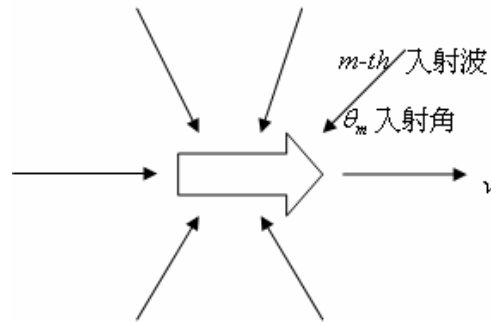


圖 2.9-1 移動接收入射電波

上圖假設傳送端與接收端以 v 的相對速度移動，有 M 個入射波同時到達接收端，在此我們先討論只有一個可解析路徑的情況。假設入射波彼此之間是不相關的(uncorrelated)，且平均的振幅大小相同(代表沒有直接路徑)。 θ_m 為第 m 個入射波的入射角，假設為均勻的分佈，根據 Clarke 的推導，我們可以將接收到的入射波總合表示如下：

$$T(t) = E_0 \sum_{m=1}^M C_m e^{j\phi_m} e^{j2\pi f_m t} \dots\dots\dots(2.9-1)$$

其中 $f_m = \frac{v}{\lambda} \cos \theta_m = f_D \cos \theta_m$ 為第 m 個入射波的都卜勒偏移， f_D 為最大都卜勒頻率。 ϕ_m 是隨機相位，假設 $(0, 2\pi]$ 間均勻分佈， C_m 為第 m 個入射波的振幅，通常會做正規化(normalize)處理，即 $E[\sum_{m=1}^M C_m^2] = 1$ 。 E_0

為振幅常數，通常設為 1。

所以 $T(t)$ 根據中央極限定理為一個複數高斯隨機程序，因此收到入射波總合的振幅大小 $|T(t)|$ 為 Rayleigh 分佈，如下圖所示：

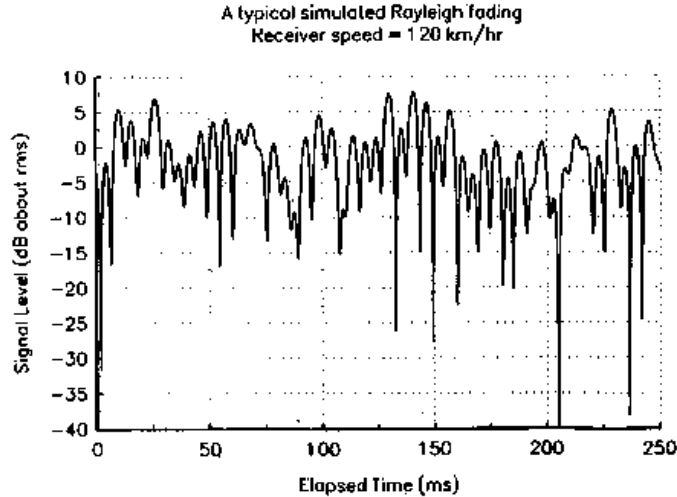


圖 2.9-2 Rayleigh 多重衰減信號

而 $T(t)$ 的自相關函數 $R(\tau)$ 經過推導後可得到以下關係式：

$$R(\tau) = \langle T(t)T^*(t-\tau) \rangle \approx J_0(2\pi f_D \tau) \dots\dots\dots(2.9-2)$$

若我們對 $R(\tau)$ 作傅立葉轉換之後，我們用 $F\{\}$ 表示，可以得到 $E(t)$ 的都卜勒功率頻譜密度 $S(f)$ ，如下式所示：

$$S(f) = F\{R(\tau)\} \approx \frac{1}{\pi f_D \sqrt{1 - (\frac{f}{f_D})^2}} \dots\dots\dots(2.9-3)$$

為了讓我們更方便去模擬無線行動衰減通道，Jakes 提出了 Jakes model。它是針對 Clarke model 的觀念做數學上的化簡[6]，試圖減低運算的複雜度，方便讓我們去模擬的數學模型，但是它還是保有 Clarke model 的一切重要性質，表示式如下：

$$T(t) = \frac{2}{\sqrt{M}} \left\{ \sqrt{2} \sum_{m=1}^Q e^{j\phi_m} \cos(2\pi f_m t) + \cos(2\pi f_D t) \right\} \dots\dots\dots(2.9-4)$$

其中 $Q = \frac{1}{2}(\frac{M}{2} - 1)$ ， $f_m = f_D \cos \frac{2\pi}{M} m$ 為第 m 個入射波的都卜勒偏移， f_D

為最大都卜勒頻率， $\phi_m = \frac{\pi}{Q+1}m$ 為第 m 個入射波的相位， $\frac{1}{\sqrt{M}}$ 是為了做正規化處理(normalize)。

之前我們探討的是單一路徑的情形，接下來我們考慮多路徑延遲(multipath delay)的狀況。針對多路徑延遲，每根路徑都要是瑞雷分佈，且不同的路徑之間是不相關的(uncorrelated)，我們可以根據修改過的 Jakes 模型(modified Jakes model)[6]來模擬，描述如下：

$$T_l(t) = \frac{2}{\sqrt{M}} \left\{ \sqrt{2} \sum_{m=1}^Q A_l(m) e^{j\phi_m} \cos(2\pi f_m t + \beta_{l,m}) + \cos(2\pi f_D t + \beta_{l,0}) \right\} \dots (2.9-5)$$

其中 l 代表時間延遲的第 l 條可解析路徑， $Q = \frac{1}{2} \left(\frac{M}{2} - 1 \right)$ ， $A_l(m)$ 代表第 l 個 Walsh-Hadamard codeword sequences 的第 m 個值(+1 或-1)，使用 Walsh-Hadamard codeword sequences 的目的是確保經由此模型產生的每條路徑是互不相關的(uncorrelated)。 $f_m = f_D \cos \frac{2\pi}{M} m$ 為第 m 個

入射波的都卜勒偏移， f_D 為最大都卜勒頻率， $\phi_m = \frac{\pi}{Q+1}m$ 為第 m 個

入射波的相位， $\beta_{l,m} = \frac{\pi}{Q+1} [2(l-1) + m]$ 為第 l 個路徑的第 m 個入射波的相關相位偏移， $\frac{1}{\sqrt{M}}$ 是為了做正規化處理(normalize)。而在這一節所

介紹的通道模型我們會在第五章用來做無線行動通道的模擬。

第三章 OFDM 系統簡介與通道估測技術

3.1 OFDM 系統的演進及簡介

我們了解到傳統的單載波調變傳輸系統(single carrier modulation, SCM)，就是將連續的資料調變到一個載波上面的一連串傳輸。因此當資料的傳輸速率越高，其傳輸的符元長度(symbol time)也就越短，所需要的頻寬也就越大。所以當高速的單載波調變的訊號經過一個多路徑延遲(multipath)的通道時候，因為 symbol 的長度短，之前所傳輸的 symbol 因為通道延遲干擾到之後 symbol 的符元長度比例就會較大，因此會產生嚴重的 ISI。若以頻譜的角度來觀察的話，表示傳輸訊號會容易受到 frequency selective fading 的影響。

而之後提出的多載波調變傳輸系統(multi-carrier modulation, MCM)，其架構圖如下所示：

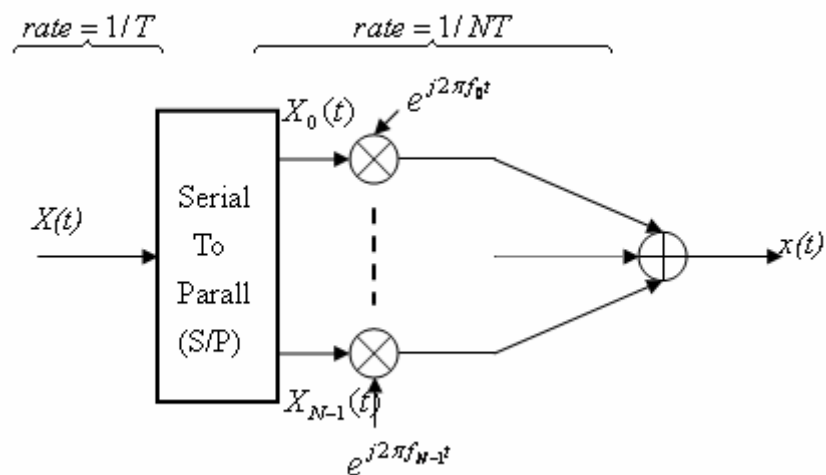


圖 3.1-1 MCM 的傳輸方式

由圖 3.1-1 我們可以觀察到原本的資料速率是 $1/T$ ，symbol time 是 T ，經過序列轉並列(serial-to-parallel, S/P)之後資料速率降為 $1/NT$ ，symbol time 是 NT ，再把每個資料負載在不同的子載波(subcarrier)上總和後一起傳送。由於這些低速資料是以並列(parallel)多工的方式傳輸，所以整體的資料傳輸率和單一載波的資料傳輸率還是維持相同。而且我們可以知道使用的子載波(subcarrier)越多，symbol 長度越長，因此之前所傳輸的 symbol 因為通道延遲干擾到之後 symbol 的符元長度比例就會變小，所以受到通道延遲的干擾就變得不嚴重。若我們以頻譜的角度來觀察的話，表示將整個傳輸訊號的頻寬分配在 N 個子載波上，如此每個子載波上的傳輸訊號所面臨的通道衰減可以近似成 flat fading，下圖[7]為 SCM 和 MCM 的頻譜分析比較：

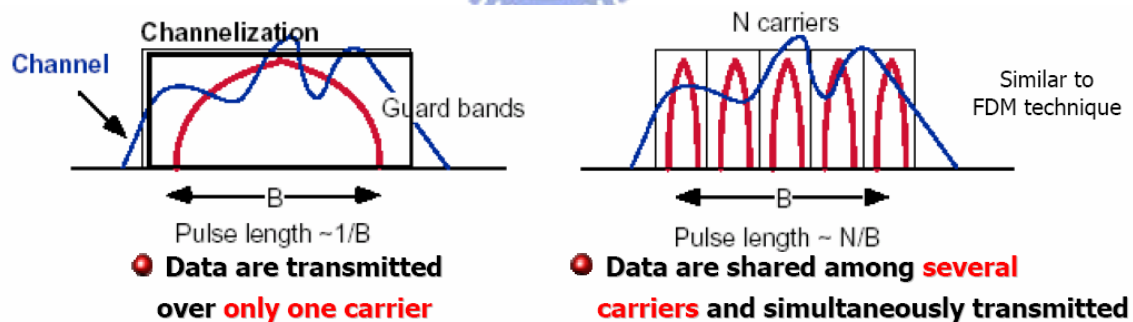


圖 3.1-2 SCM 和 MCM 的頻譜分析比較

在 MCM 的傳輸系統中，我們要選擇的每個子載波的頻段是彼此分開不互相重疊，而且兩個頻段間都得空出一小段頻率，我們稱為 Guard band，那是為了防止不同頻率間互相干擾所必須添加的，如圖 3.1-3 所示。這樣一來只要接收端解調頻率正確，就不會產生不同頻

段互相干擾的問題，但是這種頻率選擇方式有很嚴重的頻寬浪費。為了使頻寬效益(bandwidth efficiency)變高，我們可以選擇讓每個子載波所使用的頻段有互相重疊，如圖 3.1-4 所示，只要所重疊的頻率滿足正交(orthogonal)的特性，此特性就是任一載波的峰值點會在其他載波上的零點，如此一來接收端只要在子載波的峰值取樣，這樣就不會受到其他子載波頻段的干擾了。此種方式可以省下將近一半的頻寬，讓頻率使用更有效率，這也就是 OFDM(正交分頻多工)系統所使用的調變方式。

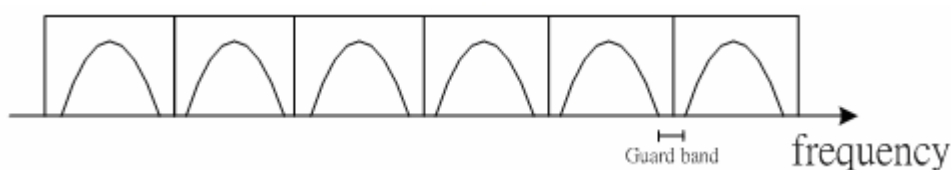


圖 3.1-3 分離式子載波頻率分配

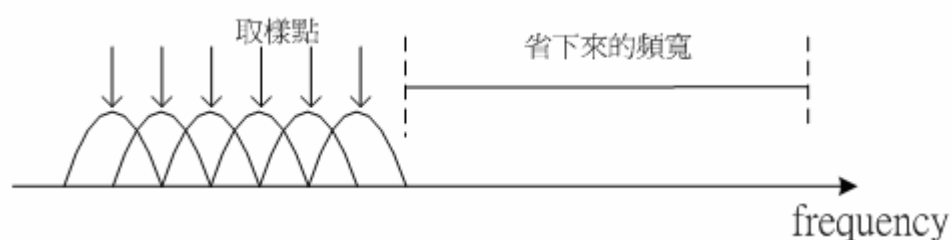


圖 3.1-4 重疊式子載波頻率分配

在實際硬體上，OFDM 可以使用逆離散傅立葉轉換(Inverse-Discrete Fourier Transform, IDFT)來滿足每個子載波的正交性。為了簡化起見，我們只考慮基頻(baseband)訊號，則 OFDM 的傳送訊號可用數學式表示為：

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(n,k) e^{j2\pi \frac{k}{N}n} \dots\dots\dots(3.1-1)$$

其中 N 表示使用的子載波數， $X(n,k)$ 表示時間點 n (第 n 個時間取樣點) 負載在第 k 個子載波上的資料，而 $x(n)$ 表示時間點 n (第 n 個時間取樣點) 的時候 N 個載波總和的調變訊號。以複雜度來分析的話，IDFT 需要 N^2 個複數乘法器，若選擇 N 為 2 的幕次方 ($N = 2^x$)，則 OFDM 調變可以更有效率的使用逆快速傅立葉轉換 (Inverse-Fast Fourier Transform, IFFT) 來實現，因為 IFFT 只需要 $(N/2) \cdot \log_2 N$ 個複數乘法器，所以當 N 越大則降的複雜度越多。

接下來我們用數學式來證明 OFDM 的子載波之間彼此正交不互相干擾。OFDM 傳送的訊號如式(3.1-1)所示，假設第 p 個子載波的載波頻率為 $\frac{p}{N}$ ，第 q 個子載波的載波頻率為 $\frac{q}{N}$ ，對這兩個子載波(向量)做內積一個 OFDM symbol 的時間，可以得到：

$$\begin{aligned} & \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{1}{\sqrt{N}} X(n,p) e^{j2\pi \frac{p}{N}n} \right) \left(\frac{1}{\sqrt{N}} X(n,q) e^{j2\pi \frac{q}{N}n} \right)^* \\ &= X_p X_q^* \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{p-q}{N}n} \dots\dots\dots(3.1-2) \\ &= \begin{cases} |X_p|^2 & , q = p \\ 0 & , q \neq p \end{cases} \end{aligned}$$

從上式可以看出只有當兩個相同的子載波做內積時，所得到的結果不會等於零。不同子載波做內積會得到零的結果，也就是正交。因此在 OFDM 系統中，我們可以說每個子載波的信號不會互相干擾。

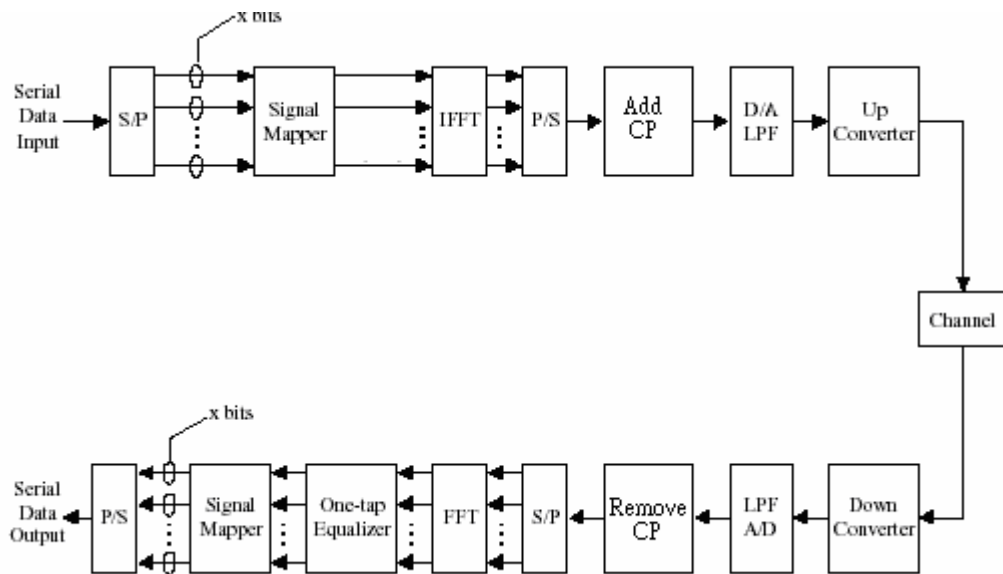


圖 3.1-5 OFDM 傳送接收器的架構

上圖為 OFDM 傳送接收器的區塊圖。在傳送端首先將一連串高速的資料利用 S/P 轉換成 N 個低速的資料(low bit stream)，然後分別將這些低速二位元資料對應(mapping)成 PSK、QAM 等調變訊號上。這 N 組調變之後的訊號可以視為頻域上面的訊號，分別放在 N 個子載波上面傳送，接著經過 IFFT 的運算之後將訊號轉換為時域上的訊號，再利用並列轉串列(parallel-to-serial, P/S)將 N 組並列的訊號轉換成序列，最後再加上一段循環字首(Cyclic-Prefix, CP)後就是一整個 OFDM 傳送的 symbol。其中加上 CP 的目的是為了減輕多重路徑延遲的效應，我們會在下一小節詳細介紹。OFDM symbol 經過通道後來到接收端，再接收端一開始的處理是先移除掉 CP，然後通過 S/P 跟 FFT 後轉回頻域上面的訊號，再經過等化器(Equalizer)還原通道效應，再經過解對應(Demapper)和 P/S 得到我們原本傳送的位元資料。

3.2 通道效應與防護區間的插入

OFDM 最大的特色之一就是該系統能有效的對抗多重路徑干擾，由於 OFDM 把 N 筆資料放在不同的子載波上傳送，所以每筆資料的傳送時間(symbol time)可以拉長為 N 倍。當 N 越大，多重路徑延遲即遠小於 symbol time。下圖表示多重路徑延遲造成 OFDM symbol 間的 ISI 效應，其中上面的區塊表示兩個連續傳送的 OFDM 資料，下面的區塊代表同一筆資料經過多重路徑延遲後到達的資料，灰色區塊表示受到多路重徑延遲干擾到原本沒有延遲 symbol 的部分。

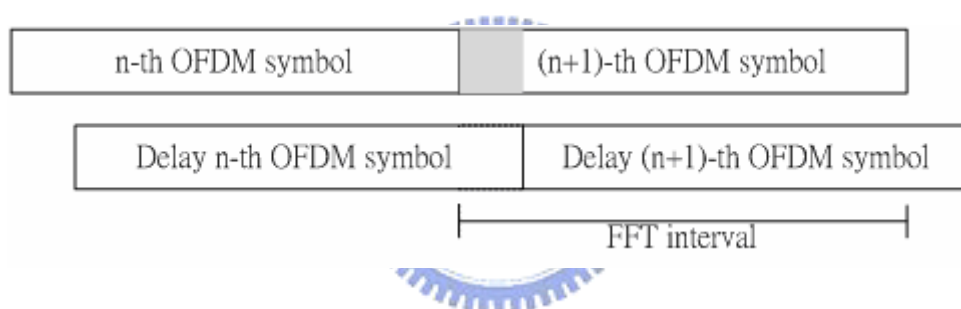


圖 3.2-1 OFDM symbol 間的 ISI

然而由於 OFDM 技術是利用載波之間的正交性有效壓縮傳輸的頻寬，即使 ISI 的問題較不嚴重，但是會因為 ISI 的關係嚴重影響到 OFDM 載波之間的正交特性，我們稱之為載波間相互干擾(inter-carrier interference, ICI)。所以為了有效對抗多重路徑延遲的問題，我們在每個 OFDM symbol 之間加上了防護區間(Guard interval, GI)，如果 GI 的時間大於通道延遲的時間，我們就可以完全避免 ISI，讓不同 symbol 之間不會互相干擾，如圖 3.2-2 所示：

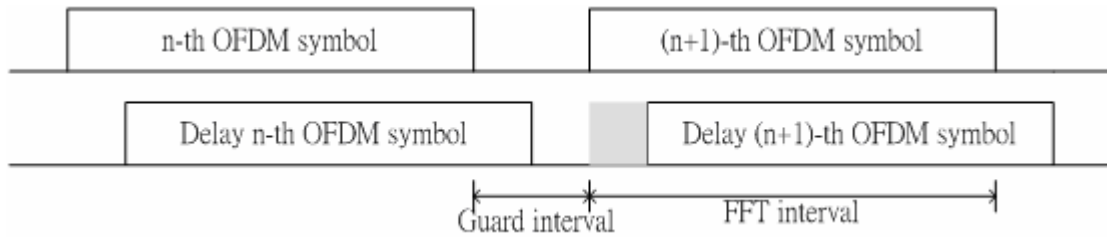


圖 3.2-2 利用空白的 GI 消除 ISI 干擾

雖然利用防護區間的方式可以避免 ISI，但因為插入一段空白的 GI，以致於延遲收到的資料會造成載波間正交性消失，所以仍有 ICI 的問題。圖 3.2-3 顯示了此種情況。因為空白 GI 的關係，使得受到通道延遲影響的 OFDM symbol 之 subcarrier#2 在一個 FFT 的週期時間內，並沒有取到完整的載波去維持整數倍的週期，所以失去了與沒有受到延遲的 OFDM symbol 之 subcarrier#1 的正交性[7]。

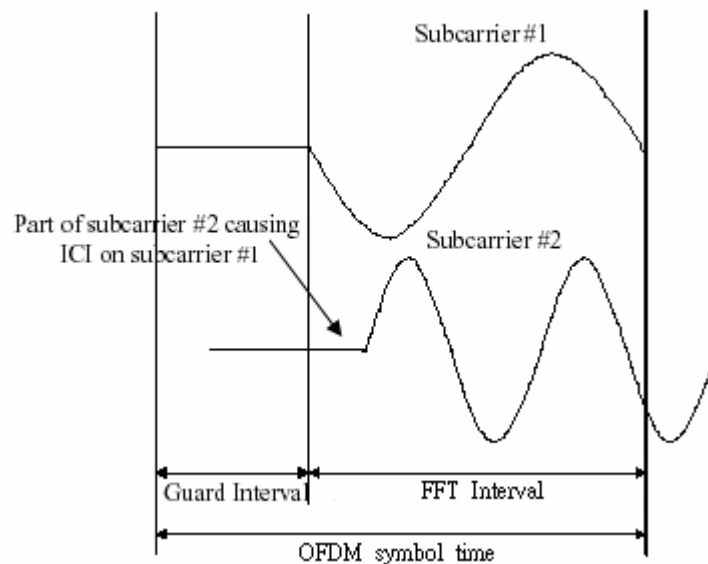


圖 3.2-3 空白的 GI 產生 ICI

所以為了讓延遲的路徑也會滿足 FFT interval 內的正交性，在防護區間內我們不是不傳資料，而是傳送一小段該 symbol 的後半部資

訊來滿足相同 symbol 之間的正交性，我們稱之為循環字首(Cyclic Prefix, CP)，如圖 3.2-4 所示：

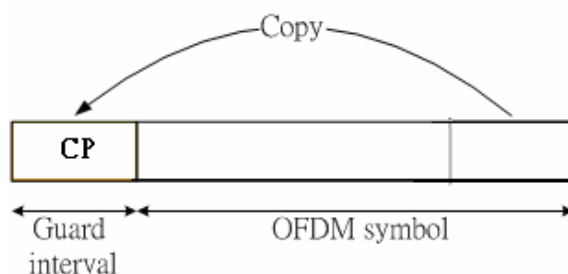


圖 3.2-4 Cyclic Prefix

利用 CP 的作法我們可以保證受到通道延遲影響的子載波(如 subcarrier#2)，在一個 FFT 的週期之間還是可以取到整數倍週期的載波來維持正交性，解決了不同路徑之間子載波的相互干擾問題，如下圖 3.2-5 所示。而 CP 的長度必須要大於通道延遲的長度，如此才可以同時消除 ISI 和 ICI 的影響。

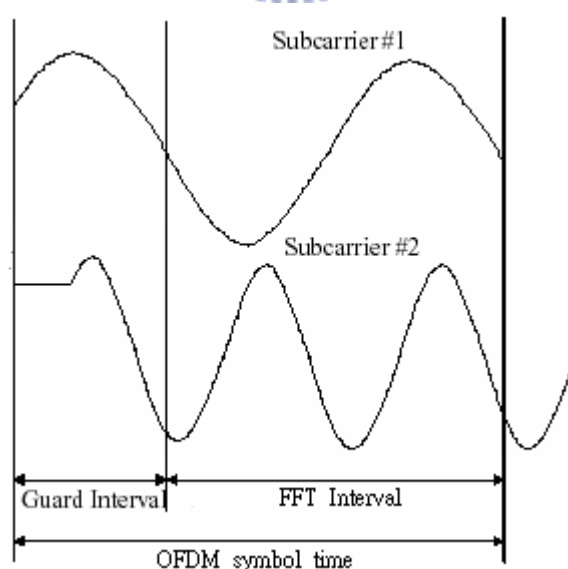


圖 3.2-5 利用 CP 來克服 ISI 和 ICI 的問題

我們定義 CP 和 FFT 區間的 OFDM symbol 合起來叫做一個完整

(complete)OFDM symbol，而 FFT 區間的 OFDM symbol 稱之為有效 (useful)OFDM symbol。圖 3.2-6 表示完整的 OFDM symbol 在多路徑延遲下的傳送情形，所以由圖可知沒有延遲的路徑在 FFT 區間內是一整個正確的 OFDM 資料，而受到延遲的路徑在 FFT 區間內則會變成一個迴旋偏移(circular shift)，所以我們可以根據這樣的特性，把 FFT 區間內收到的資料表示成有效的 OFDM symbol 與通道脈衝響應作環旋積(circular convolution)。

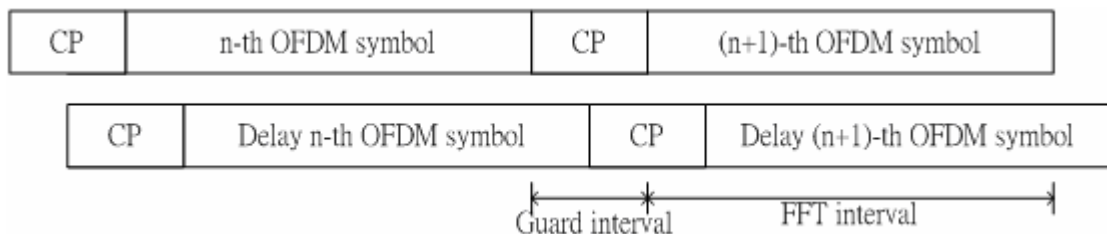


圖 3.2-6 完整 OFDM symbol 的多路徑延遲

我們用一個例子來說明為什麼會有環旋積的情況，令通道脈衝響應 $\mathbf{h} = [h_1 \ h_2 \ h_3]$ (也就是多重路徑數)，傳送的有效 OFDM symbol $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]$ ，加上 CP 之後傳送的完整 OFDM symbol 變成 $\tilde{\mathbf{x}} = [x_3 \ x_4 \ x_5 \ x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]$ ，接收到的訊號 $\tilde{\mathbf{y}} = \tilde{\mathbf{x}} * \mathbf{h}$ ，如下圖 3.2-7 表示：

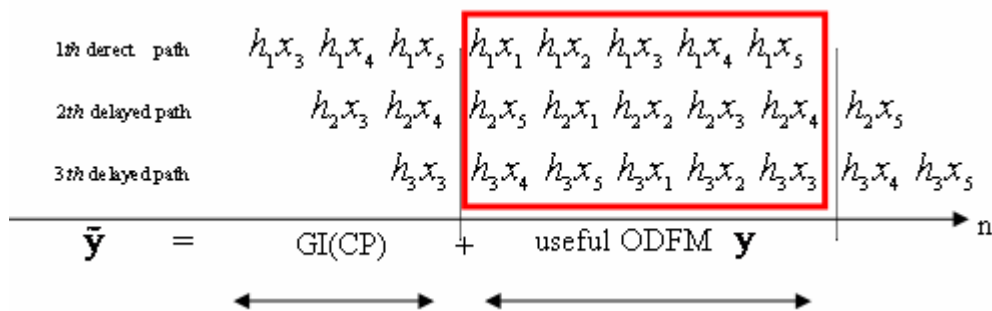


圖 3.2-7 CP 造成環旋積特性

由圖 3.2-7 我們可以清楚的看到在有效 OFDM symbol 中(FFT 的區間內)， $y = x \otimes_N h$ 是一個環旋積(circular convolution)的關係，因此在頻域上可以寫成 $Y=X \cdot H$ 相乘的結果，所以接下來我們利用通用的數學式來表達以上的關係。

我們令非時變通道脈衝響應為 $h[n]$ ，其長度為 L ，比防護區間長度 N_g 還小，傳送的有效 OFDM symbol 為 $x[n]$ ，加上 CP 之後傳送的完整 OFDM symbol 為 $\tilde{x}[n]$ ，定義如下：

$$\tilde{x}[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(n,k) e^{j2\pi \frac{k}{N}(n-N_g)} \quad 0 \leq n \leq N + N_g - 1 \quad (3.2-1)$$

接收端收到完整 OFDM symbol $\tilde{y}[n]$ 為傳送端的完整 OFDM symbol $\tilde{x}[n]$ 與通道脈衝響應 $h[n]$ 作線性旋積(linear convolution)，表示如下：

$$\tilde{y}[n] = \tilde{x}[n] * h[n] \quad 0 \leq n \leq N + N_g + L - 2 \quad (3.2-2)$$

接收訊號去掉防護區間之後得到 $y[n]$ ，依據之前說明可將 $y[n]$ 表示為傳送端的有效 OFDM symbol $x[n]$ 與通道脈衝響應 $h[n]$ 作環旋積(circular convolution)，表示如下：

$$\left. \begin{aligned} y[n] &= x[n] \otimes_N h[n] \quad 0 \leq n \leq N-1 \\ y[n] &= \tilde{y}[n + N_g + 1] \quad 0 \leq n \leq N-1 \\ x[n] &= \tilde{x}[n + N_g + 1] \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(3.2-3)$$

其中 \otimes_N 表示 N 點的環旋積，因此接收到的訊號頻譜可以寫成傳送訊號頻譜和通道頻率響應相乘，接收到訊號的第 k 個子載波表示如下：

$$Y(k) = FFT \{y[n]\} = FFT \{x[n] \otimes_N h[n]\} = X(k)H(k) \dots(3.2-4)$$

這種特性使得通道補償能在頻域裡作處理，如 $X_k = \frac{Y_k}{H_k}$ 。每個子載波看到的通道頻率響應都相當是平坦衰減(flat fading)的影響，只要一個 tap 就可以對通道效應做補償，和一般單載波傳送的時域等化器相較而言，OFDM 系統的頻域等化器複雜度較低。

所以我們可以知道 CP 帶來的好處除了可以消除 ISI 與 ICI 之外，還能使接收端有效 OFDM symbol 可以表示成傳送端有效 OFDM symbol 跟通道脈衝響應作環旋積的效果，如此在頻譜上可看成兩者相乘，這對於通道補償等化器的設計有相當大的好處。

但是傳送 CP 需要額外的能量和頻寬，若防護區間太長，額外發射的能量就會越大。而接收端是要把傳送的 CP 移除，因此會讓傳送端和接收端造成 SNR 損失的問題。若防護區間的長度太長，會讓 SNR 的損失更大，我們可以利用下式(3.2-5)計算 SNR 的損失[7]：

$$SNR_{loss} = -10\log\left(1 - \frac{N_g}{N + N_g}\right) \dots\dots\dots(3.2-5)$$

我們在第五章的模擬選擇 $\frac{N_g}{N} = \frac{1}{16}$ ，根據上式的計算，我們可以

得到 $SNR_{loss} \approx 0.26dB$ ，大概在 1/4 dB 左右，SNR 損失還不會太大。

放入 CP 雖然需要額外能量跟頻寬，然而得到消除 ISI，ICI 還有頻譜相乘等的好處，可以說是相當值得。

3.3 領航式通道估測

由之前的介紹，我們可以知道傳送的資料會受到通道的衰減而失真，而在接收端要還原受損的資訊時，要想辦法知道通道的資訊才能還原，因此需要有通道估測的方法。OFDM 系統的通道估測可以分為領航式(pilot-based)通道估測[8]以及盲蔽式(blind-based)通道估測[9]兩種，領航式通道估測就是在傳送的資訊中額外加入一些已知的訊息，我們稱作為領航符號(pilot)，接收端可以利用這些已知的 pilot 信號來估測通道，而盲蔽式通道估測則是利用接收端收到資訊的正確性來估計通道。一般來說，領航式通道估測需要付出額外的頻寬去傳送 pilot，但相對地會有比較準確的估測能力，複雜度也比較低；而盲蔽式通道估測的優點就是可以不浪費額外的頻寬，但估測出來的通道誤差會比較大。為了有較高的準確度，在這篇論文裡我們採用效能較佳且複雜度低的領航式通道估測。

領航符號的位置、密度會隨著不同的通道響應而有所改變，對一個 OFDM symbol 而言插入 pilot 的方式如圖 3.3-1 所示：

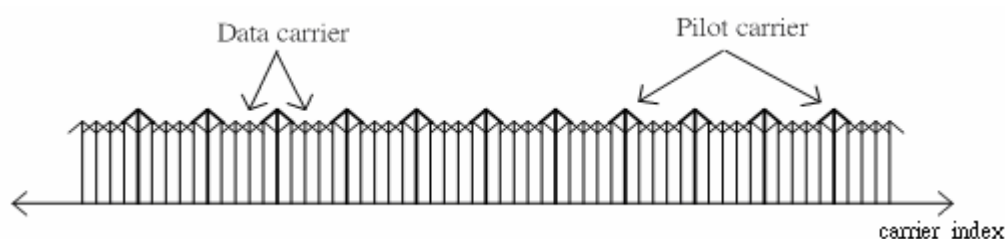


圖 3.3-1 OFDM symbol 中 pilot 的編排方式

其中 pilot carrier 是用來傳送 pilot 的子載波，而 data carrier 是用來傳送資料的子載波。由圖 3.3-1 可以看出 pilot 的密度越高，用來傳送 pilot 的子載波就越多，相對的用來傳送資料的頻寬就變少了。

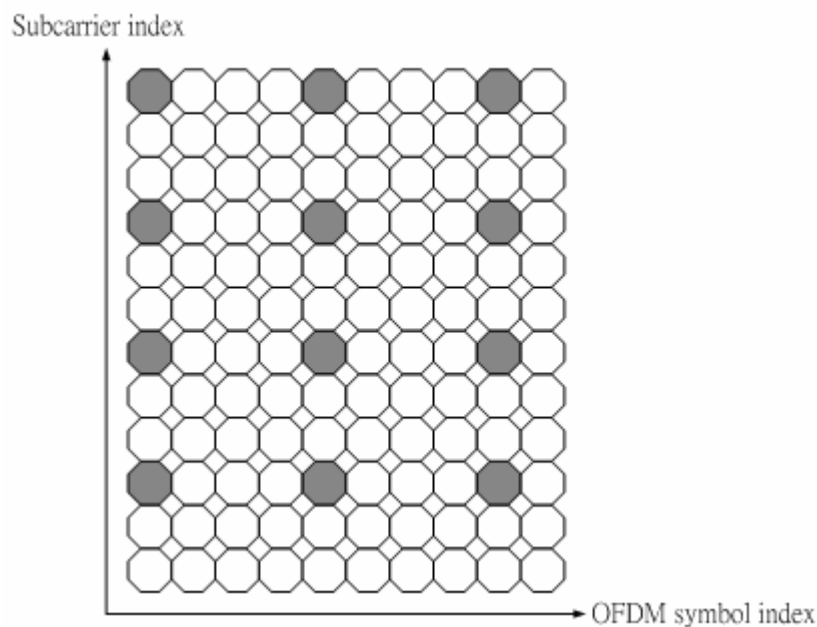


圖 3.3-2 以時域與頻域的方式來編排 pilot 的位置

上圖是傳送端將傳送的連續資料經過 S/P 之後的二維排列，也就是把 pilot 安排在時域與頻域來看，其中橫軸是時間函數，代表不同的 OFDM symbol，每個 symbol 為一個單位；縱軸是頻率函數，代表不同的 OFDM 子載波，每個子載波為一個單位。白色區塊是要傳送資料的子載波，而灰色區塊則是用來傳送 pilot 的子載波。

接收端收到資料後的估測方式就是，先利用灰色部分已知的 pilot 資訊，配合在 pilot 位置上收到的訊號，估測出該點的通道頻率響應，之後再用內插法的方式計算出白色區塊(data 部分)的通道值。若先以

一個時間點來看，就是對一個 OFDM symbol 作通道估測，用 pilot 算出的通道值做頻率軸上的內插法後，得到的是該 OFDM symbol 中其餘子載波上的通道響應。再以多個時間點來看，利用兩個已經算好的 OFDM symbol 通道值(含有 pilot 的 symbol)，做時間軸上的內插法去估計沒有 pilot 的 OFDM symbol 的通道響應。

對同一個 OFDM symbol 而言，pilot 數目的多寡會影響 pilot 之間的間隔(pilot spacing)，pilot 數越多表示 pilot spacing 越小，則使用內插法計算通道響應的誤差較小，通道估測越準確，但是 pilot 的數目越多，就會減少資料的傳送量；相對的來說，如果 pilot 數目太少，雖然所能傳送的資料量多，卻會導致內插法的誤差提高，所以這面臨一個通道估測準確性跟資料傳送率之間的取捨(trade off)問題。

對通道來說，安排 pilot 就如同對該通道響應做頻率軸和時間軸上的取樣，由取樣的值來做內插法求其餘的點。如果通道在頻率軸上變化加快，我們就得增加頻率軸上面 pilot 的數目來增加取樣點；如果同一個子載波上面的通道頻率響應隨著時間變化加快，我們就得增加時間軸上面的 pilot 數量來增加取樣點。所以不管是對頻率軸上或者時間軸上取樣，都需要滿足 Nyquist 取樣定理：取樣頻率要大於兩倍的單邊頻寬。以頻率軸上的變化來說，變動頻寬就是通道延遲擴散 σ_τ ，如圖 2.6-1 所示；而以時間軸上的變化來說，變動的頻寬是都卜

勒擴散 B_d [3]，如圖 2.6-2 所示，所以根據取樣定理：

$$f_f > \sigma_\tau \quad \Delta f_p = \frac{1}{f_f} < \frac{1}{\sigma_\tau} = B_c \dots \dots \dots (3.3-1)$$

$$f_t > B_d \quad \Delta t_p = \frac{1}{f_t} < \frac{1}{B_d} = T_c \dots \dots \dots (3.3-2)$$

其中 f_f 與 f_t 分別為頻率軸與時間軸上 pilot 擺放的頻率，取倒數後的 Δf_p 與 Δt_p 分別為頻率軸與時間軸上 pilot 的間隔， B_c 與 T_c 分別為第二章定義的同調頻寬(coherent bandwidth)與同調時間(coherent time)，意義就是在同調頻寬內，通道所受到的延遲擴散會近乎一致；在同調時間內，通道所受到的都卜勒擴散會近乎一致。因此簡單的來說，任兩個 pilot 在頻率軸上的距離至少要不小於同調頻寬；且任兩個 pilot 在時間軸上的距離至少要不小於同調時間，如此一來 pilot 之間的通道變化就不會太大，用內插法即可得到較高的準確度來估測出通道。

不同的通道環境適合不同的 pilot 編排方式[10]，其中兩種最常被使用到的 pilot 編排方式，如圖 3.3-3 所示。圖 3.3-3(a)的編排方式稱為 block-type，此種編排方式的 pilot 佔滿某幾個特定 OFDM symbol 的整個子載波，因此我們不需要做頻率軸上的內插法，只需要做時間軸上的內插法來求出整個通道響應。所以可以看出，這種 pilot 的編排方式適合使用在頻率選擇性衰減(frequency selective fading)且慢速衰減(slow fading)的通道環境；圖 3.3-3(b)的編排方式稱為 comb-type，

與 block-type 相反，它是把 pilot 安排在每個 OFDM symbol 的相同子載波位置上，而且每個 OFDM symbol 都是平均插入 pilot。因此我們不需要做時間軸上的內插法，只需要做頻率軸上的內插法來求出整個通道響應。所以這種 pilot 的編排方式適合使用在平坦衰減(flat fading)且快速衰減(fast fading)的通道環境。

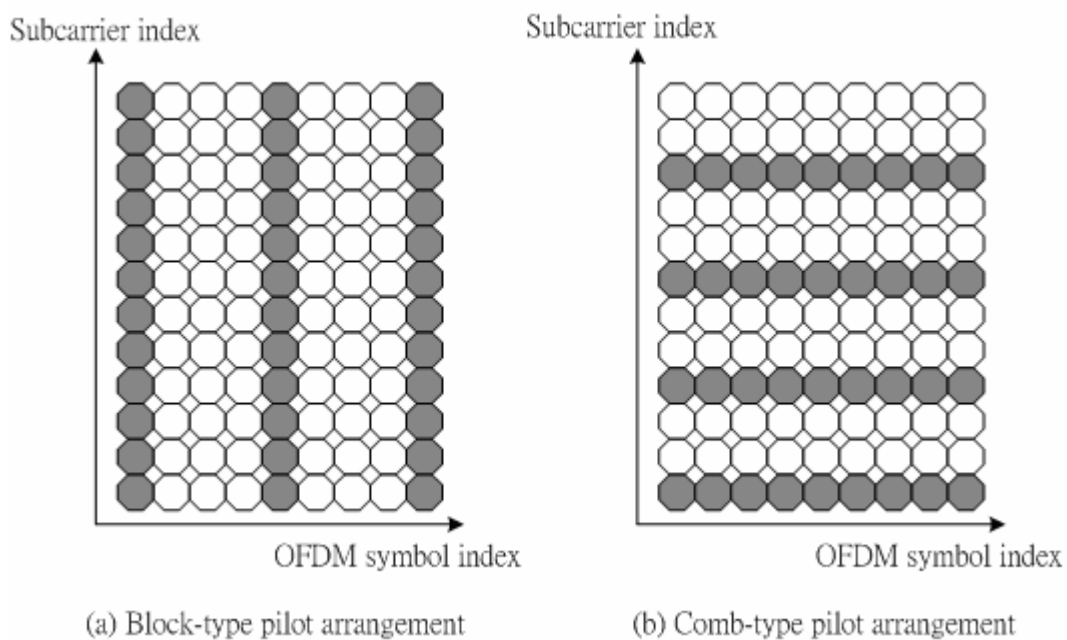


圖 3.3-3 兩種常用的 pilot 編排方式

而本篇論文主要是針對移動環境造成都卜勒效應的時變通道做探討，因此所需要的 pilot 編排方式是要能對抗時間軸上快速變化的快速衰減(fast fading)通道，所以我們採用 comb-type 的編排方式來估測每個 OFDM symbol 上特定子載波的通道響應，之後再用頻率軸上的內插法求出整個 OFDM symbol 的通道響應，我們在下一節會有詳盡的介紹。

3.4 Comb-type 基本通道估測法

將接收到的訊號經過 FFT 運算之後，可把時域上的訊號還原成頻域上我們在子載波上所傳送的 symbol。接下來我們就可以利用子載波上面傳送端所傳送事先知道的 pilot 做通道估測，下圖是我們通道估測的基本架構：

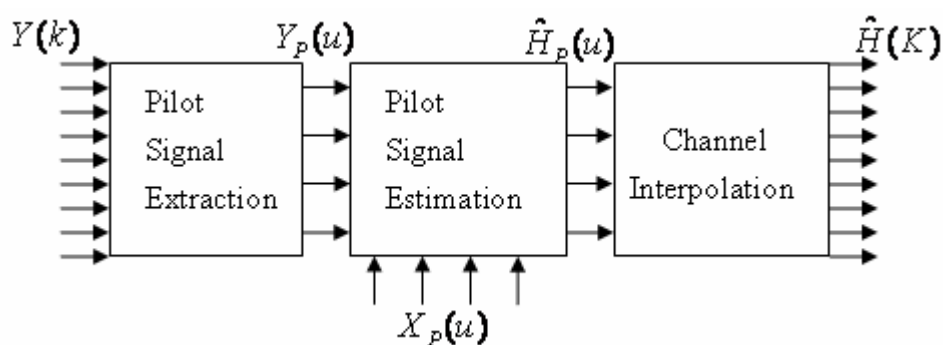


圖 3.4-1 Comb-type 通道估測法方塊圖

我們先將接收到的子載波訊號 $Y(k)$ 中的 pilot 訊號 $Y_p(u)$ 取出， $Y_p(u)$ 相當於傳送的 pilot 訊號經過通道之後加上雜訊所得到的值。我們接著利用收到的 pilot 訊號值 $Y_p(u)$ 和已知的傳送 pilot 訊號 $X_p(u)$ 來估測出 pilot 位置上的通道響應值 $\hat{H}_p(u)$ ，最後將所估測出來的 $\hat{H}_p(u)$ 透過內插法將所有位置的通道頻率響應值計算出來。

假設一個 OFDM symbol 裡面有 N 個子載波，第 k 個子載波可以表示成 $\{X(k), k = 0, 1, \dots, N-1\}$ 。在 N 個子載波之中我們週期性的放入 pilot 訊號 $\{X_p(u), u = 0, 1, \dots, N_p-1\}$ 共 N_p 個 pilot，傳送訊號可表示為：

$$X(k) = X(us_p + s) = \begin{cases} X_p(u) & s = 0, u = 0, 1, \dots, N_p - 1 \\ \text{information data} & s = 1, 2, \dots, S_p - 1 \end{cases} \dots(3.4-1)$$

其中 $S_p = N/N_p$ 代表任兩個pilot之間的時間隔，也就是說每 S_p 個資料中第一個訊號是pilot，其餘才是真正要傳送的資料。而 $X_p(u)$ 的值可以是任意的複數，也可以全部固定為同一個值以減少運算複雜度。接著我們要將 $X_p(u)$ 上面的 N_p 個通道頻率響應值估測出來，假設 $H_p(u)$ 代表第 u 個pilot位置上的通道響應，而矩陣 \mathbf{H}_p 表示 N_p 個pilot位置上通道頻率響應的集合：

$$\mathbf{H}_p = \begin{bmatrix} H_p(0) \\ H_p(1) \\ \vdots \\ H_p(N_p - 1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H(0) \\ H(S_p) \\ \vdots \\ H((N_p - 1)S_p) \end{bmatrix} \dots\dots\dots(3.4-2)$$

接收端收到pilot位置上的訊號為 $Y_p(u)$, $u = 0 \dots N_p - 1$ ，以矩陣 \mathbf{Y}_p 表示全部集合可得：

$$\mathbf{Y}_p = \begin{bmatrix} Y_p(0) \\ Y_p(1) \\ \vdots \\ Y_p(N_p - 1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y(0) \\ Y(S_p) \\ \vdots \\ Y((N_p - 1)S_p) \end{bmatrix} \dots\dots\dots(3.4-3)$$

我們不考慮子載波之間的干擾，根據式(3.2-4)我們可以把 pilot 上接收到的訊號表示成如下：

$$\mathbf{Y}_p = \mathbf{X}_p \cdot \mathbf{H}_p + \mathbf{W}_p \dots\dots\dots(3.4-4)$$

其中 \mathbf{W}_p 矩陣表示pilot位置上的雜訊， \mathbf{X}_p 是表示傳送端pilot值的矩陣，內容如下：

$$\mathbf{X}_p = \begin{bmatrix} X_p(0) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & X_p(1) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & X_p(N_p - 1) \end{bmatrix} \dots\dots\dots(3.4-5)$$

我們的目的是要求得pilot位置上的通道響應 \mathbf{H}_p ，而目前常用來估測 \mathbf{H}_p 的演算法有最小平方差(least square, LS)演算法、最小均方差(least mean square, LMS)演算法、遞迴最小平方(recursive least square, RLS)演算法這幾種方法。但是根據研究顯示，在通道變化快速的環境之下，LS演算法比LMS及RLS演算法有更好的效能表現來對抗快速衰減(fast fading)，這是因為通道的快速變化造成LMS及RLS演算法無法追蹤上(tracking)的限制。由於本篇論文主要是探討移動環境下的時變通道，因此我們採用LS演算法來得到較好的估測效能，此外LS也比LMS及RLS有較低的複雜度，其原理說明如下：

[LS 演算法]

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X} \cdot \mathbf{H} + \mathbf{W}$$

假設 \mathbf{X} ， \mathbf{Y} 已知， \mathbf{H} 未知， \mathbf{W} 是干擾雜訊也是未知。今天要找出估測值 $\hat{\mathbf{H}}$ 使得 $|\mathbf{Y} - \mathbf{X} \cdot \hat{\mathbf{H}}|^2$ 為最小，解法如下：

$\mathbf{X} \cdot \hat{\mathbf{H}}$ 是 \mathbf{X} 矩陣中的行向量(column vectors)的線性組合，也就表示

$\mathbf{X} \cdot \hat{\mathbf{H}} \in \mathbf{X}$ 的行空間(column space)跟 \mathbf{Y} 最為接近。所以 $\mathbf{X} \cdot \hat{\mathbf{H}}$ 的最佳選

擇就是 \mathbf{Y} 在 \mathbf{X} 的行空間投影(projection)，也就是正交定理(orthogonal principle)，可以從下圖得知 $(\mathbf{Y} - \mathbf{X} \cdot \hat{\mathbf{H}}) \perp \mathbf{X} \cdot \hat{\mathbf{H}}$ ：

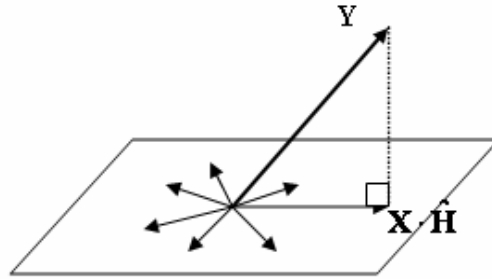


圖 3.4-2 正交原理的幾何表示

經過運算之後可以得到 LS 的解為

$$\hat{\mathbf{H}} = (\mathbf{X}^H \cdot \mathbf{X})^{-1} \cdot (\mathbf{X}^H \cdot \mathbf{Y}) \dots \dots \dots (3.4-6)$$

接著我們將 LS 演算法的結果套入式(3.4-4)，可以得到

$$\hat{\mathbf{H}}_p = (\mathbf{X}_p^H \cdot \mathbf{X}_p)^{-1} \cdot (\mathbf{X}_p^H \cdot \mathbf{Y}_p) \dots \dots \dots (3.4-7)$$

因為 \mathbf{X}_p 是方陣，所以有反矩陣存在，可以再對上式做化簡

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}_p &= \mathbf{X}_p^{-1} (\mathbf{X}_p^H)^{-1} \cdot (\mathbf{X}_p^H \cdot \mathbf{Y}_p) = \mathbf{X}_p^{-1} \mathbf{Y}_p \\ &= \begin{bmatrix} X(0) & 0 & \\ 0 & X(S_p) & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & X((N_p - 1)S_p) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} Y(0) \\ Y(S_p) \\ \vdots \\ Y((N_p - 1)S_p) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{Y(0)}{X(0)} \\ \frac{Y(S_p)}{X(S_p)} \\ \vdots \\ \frac{Y((N_p - 1)S_p)}{X((N_p - 1)S_p)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{H}_p(0) \\ \hat{H}_p(1) \\ \vdots \\ \hat{H}_p(N_p - 1) \end{bmatrix} \dots \dots \dots (3.4-8) \end{aligned}$$

因此利用 LS 演算法我們可以將 pilot 位置上通道頻率響應值估計出來，當估測出 pilot 位置上的通道頻率響應 $\{\hat{H}_p\}$ 後，即可使用內插法求得其他 data 位置上的通道頻率響應，內插法的方式可以有一階、二階、或更多高階的多項式。一般說來，越高階的內插法所估測出來的通道會越接近真正的通道值，但是複雜度相對的也比較高。在本篇論文裡，我們會用到複雜度較低的一階線性內插法，概念圖如下：

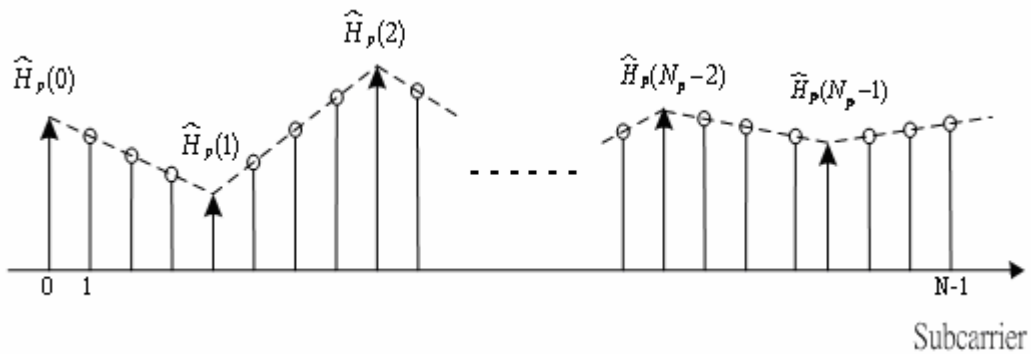


圖 3.4-3 一階線性內插法示意圖，pilot space=4

上圖中箭頭的部分表示 pilot 估出來的通道 $\{\hat{H}_p\}$ ，其餘圓圈上的通道值就是我們要利用內插法運算的目標，對第 k 個子載波而言通道響應 $\hat{H}(k)$ 可表示成：

$$\hat{H}(k) = \hat{H}(uS_p + s) = \begin{cases} \hat{H}_p(u) & \text{for } s = 0, u = 0 \dots N_p - 1 \\ \hat{H}_{\text{interp}}(uS_p + s) & \text{for } s = 1 \dots S_p - 1, u = 0 \dots N_p - 1 \end{cases} \dots\dots(3.4-9)$$

其中 $\hat{H}_{\text{interp}}(uS_p + s)$ 是利用內插法估測出來的通道響應值，利用一階線性內插法公式，我們可得：

$$\widehat{H}_{\text{interp}}(uS_p + s) = \widehat{H}_p(u) + \frac{(H_p(u+1) - H_p(u))}{S_p} s \quad 0 < s < S_p, 0 \leq u \leq N_p - 1$$

.....(3.4-10)

做完內插法後，就可以完成通道估測的動作，至於通道估測的誤差我們以均方誤差(mean square error, MSE)來當指標，定義為：

$$MSE = E \left[\left| H(k) - \widehat{H}(k) \right|^2 \right] \quad 0 \leq k \leq N - 1 \dots(3.4-11)$$

當估測出通道響應值後，接收端即可利用這些通道資訊，對接收到的訊號進行還原，藉此得到原來傳送的資料。而我們也可以將不同時間點估測出來的通道響應值利用最大都卜勒偏移頻率估測法來估測出時變通道的都卜勒偏移頻率，藉此得到傳送端與接收端相對的移動速度，並更進一步再利用估測出的都卜勒偏移頻率和估測出的通道響應值來做電波現時狀態值估測法來估測出電波現時狀態值，之後進而來做通道預測，相關的技術和估測方法我們會在第四章有詳盡的說明與分析。

第四章 通道預測技術的相關估測法設計

4.1 適應性調變(adaptive)OFDM 系統架構

行動通訊通道一般來說會遭遇時變的通道品質變動，因此傳統所用的固定模式傳輸機制常會造成連續的傳輸錯誤。所以我們現在利用一個有效的方法來解決這個問題，也就是根據接收端接收到的瞬時通道狀態資訊(channel state information, CSI)，適應性地調整系統的參數，而通道狀態資訊可由接收端經由回授通道(feedback channel)傳回傳送端。所以適應性調變是一種針對時變通道所做的反應，它通常都被使用在雙向通訊中，因為傳輸參數的適應性處理必須依靠通道估測和訊息傳輸，所以準確的通道狀態估測是必要的若我們將適應性調變機制加入 OFDM 系統的話，則其架構圖[11]可以表示成如下：

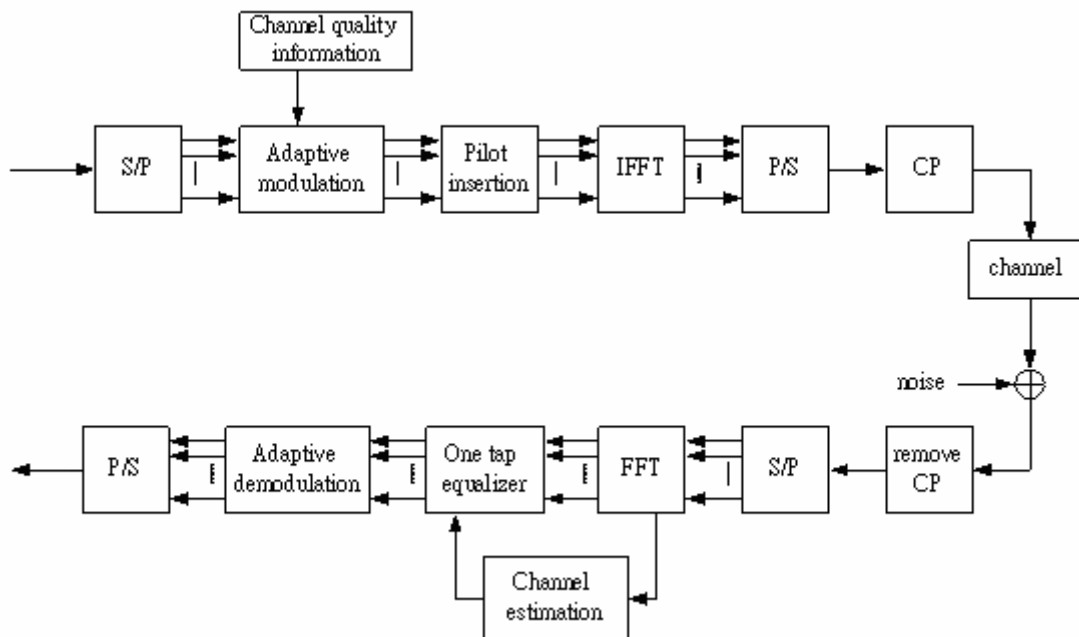


圖 4.1-1 AOFDM 系統架構

由圖 4.1-1 中我們可知在傳送端，每個子載波上的傳送資料會根據接收端估測並回傳給傳送端的通道狀態資訊做不同的適應性調變，衰減較大的通道可以利用低階的調變方式來減少錯誤率的發生，而衰減較小的通道可以透過高階的調變方式來增加我們的輸出率。

但是在實際的無線行動通訊中，因為通道的時變性(time-varying)以及通道雜訊所造成的估測誤差，所以傳送端所得到的 CSI(接收端估測並回傳給傳送端)會有估測誤差以及過時性，而通道狀態資訊的不正確會造成系統效能的下降。其中估測誤差的原因主要是由通道雜訊所造成，可藉由提高 SNR 以及在接收端設計更精確的通道估測裝置來改善；而過時性則是跟時變通道的變化率有關。所以接下來的內容就是為了解決時變通道過時性的問題，我們在傳送端設計了一套通道預測技術來預測目前和未來時間的通道狀態資訊(因為傳送端收到的回傳 CSI 都是過時的)，其中預測未來時間的通道狀態資訊更可以減少接收端回傳的 CSI 資料量，降低回授通道(feedback channel)所佔用的頻寬。

4.2 最大都卜勒偏移頻率估測法

我們在 ch 2.8 節有探討過無線行動通道的數學模型，最後我們推得由目前所在時間點觀察在短期區間內附近時間點的通道模型為式 (2.8-13) 所表示。此外在 ch3.4 節我們可得知 pilot 估測法為每一個完整 OFDM symbol time 估測一次，所以我們在此假設通道在一個完整 OFDM symbol 區間內是維持不變的，因此我們可以將式(2.8-13)改寫成以下離散時間點型式：

$$h(n, \eta) = \sum_{l=1}^{L(n_p)} \left\{ \sum_{m=1}^M C_{l,m}(n_p) e^{-j2\pi(f_c + f_{D(l)} \cos \theta_m) \eta_{l,m}(n_p) T_s} e^{j2\pi f_{D(l)} \cos \theta_m (n - n_p) T_s} \right\} \delta(\eta - \eta_l(n_p))$$

$$n_p - N_b \leq n < n_p + N_f \quad \dots\dots(4.2-1)$$

其中 T_s 為一個完整 OFDM symbol time， $\eta = \tau/T_s$ 為一個 normalize 後的離散路徑延遲變數， $n = t/T_s$ 表示為第 n 個完整 OFDM symbol 區間(也就是第 n 個時間點)，短期區間長度 $N_{short} = T_{short}/T_s = N_b + N_f$ ， n_p 為目前所在時間點。而觀察上式我們可將第 l 條路徑的增益衰減改寫如下：

$$h_l(n) = \sum_{m=1}^M C_{l,m}(n_p) e^{-j2\pi(f_c + f_{D(l)} \cos \theta_m) \eta_{l,m}(n_p) T_s} e^{j2\pi f_{D(l)} \cos \theta_m (n - n_p) T_s}$$

$$= \sum_{m=1}^M \Phi_l(n_p, m) e^{j2\pi f_{D(l)} \cos \theta_m (n - n_p) T_s} \quad n_p - N_b \leq n < n_p + N_f \quad \dots(4.2-2)$$

其中我們將非時間函數 n 的部份以 $\Phi_l(n_p, m)$ 表示，其代表的意義為第 l 條路徑中第 m 個入射波在目前時間點 n_p 的增益衰減值，我們將之稱為電波現時狀態值(EM wave present state value)。假如在上式中入射波

數目 M 為偶數的話，因為 $\theta_m = \frac{2\pi}{M}m$ ，則根據 \cos 函數的對稱性質：

$\cos \theta_m = \cos \theta_{M-m}$ ， $m = 1, 2, \dots, \frac{M}{2}-1$ ，如此可以把將近一半的分項合併起

來，我們可將式(4.2-2)重新改寫如下：

$$h_l(n) = \sum_{m=0}^{M/2} \Phi_l(n_p, m) e^{j2\pi f_D(n_p) \cos \theta_m (n-n_p) T_s} \dots\dots\dots(4.2-3)$$

$$n_p - N_b \leq n < n_p + N_f$$

由上式可知，我們只要知道目前時間點的電波現時狀態值 $\Phi_l(n_p, m)$ 和最大都卜勒偏移頻率 $f_D(n_p)$ ，則就可以計算出第 l 條路徑在目前時間點附近短期區間內每個時間點的增益衰減(fading gain)，如此就可達到通道預測的目的，藉由上式我們可以將式(4.2-1)改寫成如下：

$$h(n, \eta) = \sum_{l=1}^{L(n_p)} \left\{ \sum_{m=0}^{M/2} \Phi_l(n_p, m) e^{j2\pi f_D(n_p) \cos \theta_m (n-n_p) T_s} \right\} \delta(\eta - \eta_l(n_p)) \dots(4.2-4)$$

$$n_p - N_b \leq n < n_p + N_f$$

所以只要知道最大都卜勒偏移頻率 $f_D(n_p)$ 和每一條路徑的電波現時狀態值 $\Phi_l(n_p, m)$ ，就可以得到目前時間點所在短期區間的通道值。

因此由以上可知，我們要想辦法找出目前時間點的 $\Phi_l(n_p, m)$ 和 $f_D(n_p)$ ，如此才能推測此時間點之後 $N_f - 1$ 個時間點的通道值，接下來我們先說明如何估測出最大都卜勒偏移頻率 $f_D(n_p)$ ，方法如下[12]：

此方法主要是由式(2.8-11)可知，某一條路徑增益的統計自相關函數為 Bessel function $J_0(\bullet)$ ，而利用此函數的特性找出 $f_D(n_p)$ ，而 Bessel function $J_0(\bullet)$ 的函數圖形如下：

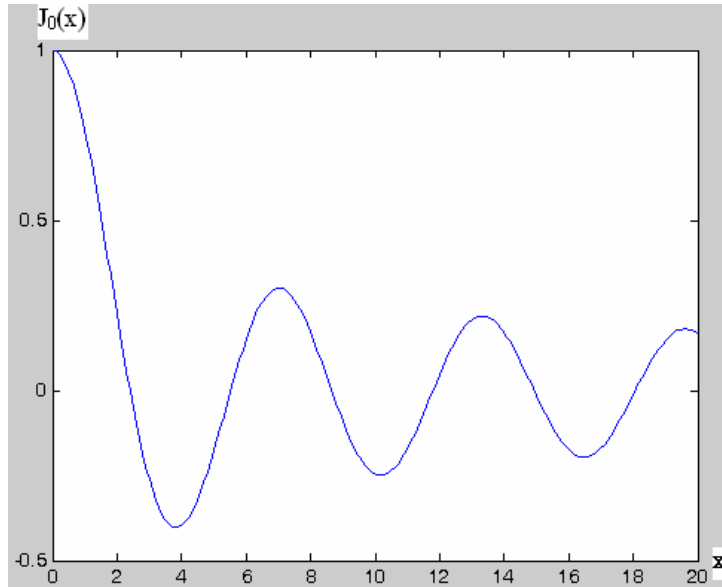


圖 4.2-1 $J_0(\cdot)$ 的函數圖形

由 $J_0(\cdot)$ 函數圖可知，其最小值發生在 $x=3.8317$ (取 x 為正的) 的地方，所以經由以下的運算，我們就可以在目前時間點 n_p 估測到此時的最大都卜勒偏移頻率估測值 $\hat{f}_D(n_p)$ ，其中 i 為整數， $\hat{h}_l(n_p)$ 為領航式通道估測法估出的 $\hat{H}(n_p, k)$ 經過 IFFT 後轉回時域的通道脈衝響應估測值 $\hat{h}(n_p, \eta)$ 其中一條路徑的增益衰減，假設 i_0 為找到的統計自相關函數最小值所在正整數位置點， i_{\max} 為我們計算統計自相關函數的最大 index，如下所示：

$$\begin{aligned}
 E[\hat{h}_l(n_p) \hat{h}_l^*(n_p - i)] &= J_0(2\pi f_D(n_p) \cdot iT_s) \quad 0 \leq i \leq i_{\max} \\
 \Rightarrow E[\hat{h}_l(n_p) \hat{h}_l^*(n_p - i_0)] &= J_0(2\pi f_D(n_p) \cdot i_0 T_s) \approx J_0(3.8317) \quad \dots(4.2-5) \\
 \Rightarrow \hat{f}_D(n_p) &= \frac{3.8317}{2\pi \cdot i_0 T_s}
 \end{aligned}$$

所以由上式可知，此估測法的準確度主要是決定於領航式通道估測法估測出的 $\hat{h}_l(n_p)$ 準不準確，而經過領航(pilot)式通道估測法得到的

通道值 $\hat{h}_l(n_p)$ 會帶有通道雜訊的誤差以及一階線性內插法的誤差(決定於 pilot 密度大小)。但是我們發現了利用此法來估測最大都卜勒偏移頻率 $f_D(n_p)$ 有一個很大的優點，就是它估測出來的 $\hat{f}_D(n_p)$ 不會受到通道雜訊的影響，主要的原因是因為統計自相關函數可以消除掉通道雜訊造成的影響，證明如式(4.2-6)所示，其中我們把通道估測值 $\hat{h}_l(n_p)$ 分成只帶有內插法誤差的估測值 $\hat{h}_{l,1}(n_p)$ 與通道雜訊 $w_l(n_p)$ 兩部份，並令 $\hat{h}_{l,1}(n_p)$ 與 $w_l(n_p)$ 不相關， $E[w_l(n_p)] = 0$ 且 $E[w_l(n_p)w_l^*(n_p - i)] = 0$ ，證明過程如下所示：

$$\begin{aligned}
 & E[(\hat{h}_{l,1}(n_p) + w_l(n_p))(\hat{h}_{l,1}(n_p - i) + w_l(n_p - i))^*] \\
 &= E[\hat{h}_{l,1}(n_p)\hat{h}_{l,1}^*(n_p - i)] + E[w_l(n_p)w_l^*(n_p - i)] \\
 & \quad + E[\hat{h}_{l,1}(n_p)w_l^*(n_p - i)] + E[\hat{h}_{l,1}^*(n_p - i)w_l(n_p)] \dots\dots\dots(4.2-6) \\
 &= E[\hat{h}_{l,1}(n_p)\hat{h}_{l,1}^*(n_p - i)]
 \end{aligned}$$

因此由上式證明可知，此法估測出的最大都卜勒偏移頻率不會受到通道雜訊的影響，只會與 pilot 密度所造成的線性內插法誤差有關。而在下一章的系統模擬裡，我們都是假設隨機程序 $\hat{h}_l(n_p)$ 為 Ergodic Process，所以我們可以用時間平均來代替統計平均：

$$E[\hat{h}_l(n_p)\hat{h}_l^*(n_p - i)] \approx \frac{1}{N_b - i + 1} \sum_{n=n_p - N_b + i}^{n_p} \hat{h}_l(n)\hat{h}_l^*(n - i) \dots\dots(4.2-7)$$

由於式(4.2-5)中的自相關函數為離散取樣的 Bessel function，所以 i_0 不一定能剛好對到連續 Bessel function 最小值所在位置點，如下圖所示：

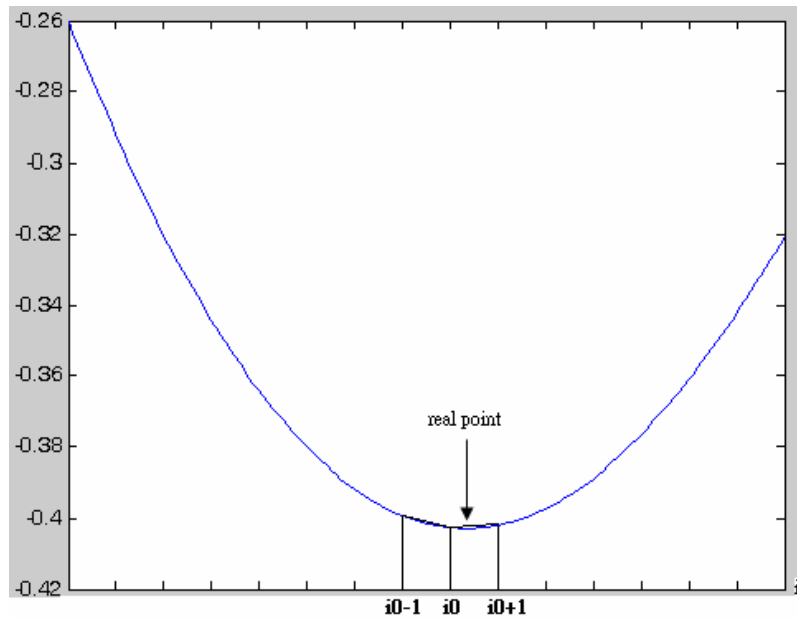


圖 4.2-2 離散取樣點示意圖

因此為了能讓估計值誤差更小，我們使用了線性比例內插法 (linear ratio interpolation) 來讓估計值能夠更準確，方法如下：

我們觀察圖 4.2-2 可知，若 $[i_0-1, i_0]$ 區間的斜率絕對值較 $[i_0, i_0+1]$ 區間的斜率絕對值大，則真正的最低點(real point)會遠離 $[i_0-1, i_0]$ 區間而靠近 $[i_0, i_0+1]$ ，反之亦然。因此我們根據這個想法，當找出最低點 i_0 後，分別再找出 i_0-1 、 i_0 、 i_0+1 對應的函數值，並計算出 $[i_0-1, i_0]$ 與 $[i_0, i_0+1]$ 兩區間的斜率絕對值，然後再將兩區間的斜率絕對值以線性比例方式在 $[i_0-0.5, i_0+0.5]$ 區間內作分配，藉此得到新的最低點 i_{0new} ，如下圖所示：

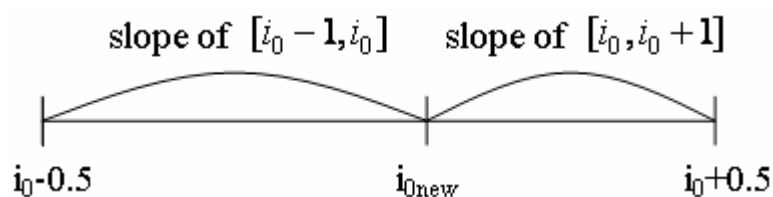


圖 4.2-3 線性比例內插法

所以根據上圖我們可知，若區間斜率絕對值越大(函數值上升或下降越快)， i_{0new} 會越遠離此區間；若區間斜率絕對值越小(函數值上升或下降越慢)， i_{0new} 會越靠近此區間，這也符合我們的想法，因此估測準確度可以提高。而我們可以用以下數學式來得到 i_{0new} 並計算出新的最大都卜勒偏移頻率估測值 $\hat{f}_D(n_p)$ ：

$$\begin{aligned}
 & i_{0new} \\
 &= \frac{(i_0 - 0.5) \cdot [J_0(2\pi f_D(n_p) \cdot (i_0 + 1)T_s) - J_0(2\pi f_D(n_p) \cdot i_0 T_s)]}{J_0(2\pi f_D(n_p) \cdot (i_0 - 1)T_s) + J_0(2\pi f_D(n_p) \cdot (i_0 + 1)T_s) - 2 \cdot J_0(2\pi f_D(n_p) \cdot i_0 T_s)} \\
 &+ \frac{(i_0 + 0.5) \cdot [J_0(2\pi f_D(n_p) \cdot (i_0 - 1)T_s) - J_0(2\pi f_D(n_p) \cdot i_0 T_s)]}{J_0(2\pi f_D(n_p) \cdot (i_0 - 1)T_s) + J_0(2\pi f_D(n_p) \cdot (i_0 + 1)T_s) - 2 \cdot J_0(2\pi f_D(n_p) \cdot i_0 T_s)} \\
 \Rightarrow & \hat{f}_D(n_p) = \frac{3.8317}{2\pi \cdot i_{0new} T_s} \dots\dots\dots(4.2-8)
 \end{aligned}$$

接下來我們用方塊圖來大致說明整個最大都卜勒偏移頻率的估測流程，如下圖所示：

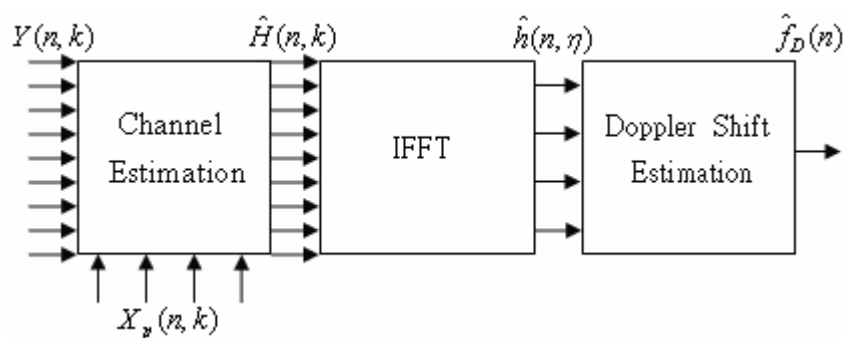


圖 4.2-4 最大都卜勒偏移頻率估測方塊圖

其中 n 表示時間軸上第 n 個 OFDM symbol，也就是目前時間點的 OFDM symbol。由上圖可知接收到的子載波訊號 $Y(n, k)$ 經過領航式通道估測法估測出通道頻率響應 $\hat{H}(n, k)$ 後，先經過 IFFT 轉回時域上的

通道脈衝響應 $\hat{h}(n, \eta)$ ，再鎖定其中一條路徑 $\hat{h}_l(n)$ 拿來作最大都卜勒偏移頻率估測，藉此估測到目前時間點 n 的最大都卜勒偏移頻率 $\hat{f}_D(n)$ 。

所以由圖 4.2-4 可知，最大都卜勒偏移頻率估測值的準確度與通道頻率響應估測值準不準確有很大的關係，而領航式(pilot)通道估測的準確度與 pilot 安插的多寡和通道的雜訊大小有關。另外，由式(4.2-6)我們可知，最大都卜勒偏移頻率的估測與通道雜訊無關，我們在第五章的模擬可以顯示其結果。



4.3 電波現時狀態值估測法與通道預測

在我們估測出最大都卜勒偏移頻率後，接下來我們找出目前時間點的電波現時狀態值，如此才能得到包含目前時間點 n_p 這段短期區間內所有時間點的通道增益衰減值，達到通道預測的目的。

我們觀察式(4.2-3)可知，在估測出最大都卜勒偏移頻率 $f_D(n_p)$ 後，若要得到其中一條路徑 $\frac{M}{2}+1$ 個未知的電波現時狀態值 $\Phi_l(n_p, m)$ ，則必須要先取得此條路徑在包含目前時間點 n_p 這段短期區間內 $\frac{M}{2}+1$ 個不同時間點的增益衰減 $h_l(n)$ ，如此才能透過線性方程式來解出 $\Phi_l(n_p, m)$ 。而為了減少接收端回授給傳送端預測 CSI 的資料量與接收端計算的複雜度，我們將此電波現時狀態值估測法建立在傳送端運作，也就是傳送端收到接收端回授過時的 $\frac{M}{2}+1$ 個 $\hat{h}_l(n)$ 與最大都卜勒偏移頻率估測值後，來做此估測法，詳細的方法如下所示：

我們將式(4.2-3)的 $\frac{M}{2}+1$ 個不同時間點 $h_l(n)$ 以矩陣方式展開：

$$\begin{bmatrix} h_l(n_p - n_d - \frac{M}{2}) \\ \vdots \\ h_l(n_p - n_d) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j2\pi f_D(n_p - n_d) \cdot \cos\theta_0 \cdot (-n_d - \frac{M}{2})T_s} & \dots & e^{j2\pi f_D(n_p - n_d) \cdot \cos\theta_M \cdot (-n_d - \frac{M}{2})T_s} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j2\pi f_D(n_p - n_d) \cdot \cos\theta_0 \cdot (-n_d)T_s} & \dots & e^{j2\pi f_D(n_p - n_d) \cdot \cos\theta_M \cdot (-n_d)T_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_l(n_p - n_d, 0) \\ \vdots \\ \Phi_l(n_p - n_d, \frac{M}{2}) \end{bmatrix} \quad (4.3-1)$$

其中 n_p 為目前所在時間點， n_d 表示經過回授通道的延遲時間，為了

確保時間點 $n_p - n_d - \frac{M}{2}$ 在時間點 $n_p - n_d$ 所形成的短期區間內，所以令

$N_b \geq \frac{M}{2}$ 。我們將上式裡的中間項矩陣令為 E ，若矩陣 E 裡的 $f_D(n_p - n_d)$

以估測值 $\hat{f}_D(n_p - n_d)$ 代替的話，我們則令為矩陣 \hat{E} ，如下表示：

$$\hat{E} = \begin{bmatrix} e^{j2\pi\hat{f}_D(n_p-n_d)\cos\theta_0\cdot(-n_d-\frac{M}{2})T_s} & \dots & e^{j2\pi\hat{f}_D(n_p-n_d)\cos\theta_M\cdot(-n_d-\frac{M}{2})T_s} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j2\pi\hat{f}_D(n_p-n_d)\cos\theta_0\cdot(-n_d)T_s} & \dots & e^{j2\pi\hat{f}_D(n_p-n_d)\cos\theta_M\cdot(-n_d)T_s} \end{bmatrix}_{(\frac{M}{2}+1)\times(\frac{M}{2}+1)} \quad ..(4.3-2)$$

因此我們只要計算出反矩陣 \hat{E}^{-1} ，就可以解出時間點 $n_p - n_d$ 的電波現時

狀態值 $\hat{\Phi}_l(n_p - n_d, m)$ ，如下所示：

$$\begin{bmatrix} \hat{\Phi}_l(n_p - n_d, 0) \\ \vdots \\ \hat{\Phi}_l(n_p - n_d, \frac{M}{2}) \end{bmatrix} = \hat{E}^{-1} \begin{bmatrix} \hat{h}_l(n - n_d - \frac{M}{2}) \\ \vdots \\ \hat{h}_l(n - n_d) \end{bmatrix} \dots\dots\dots(4.3-3)$$

所以解出 $\hat{\Phi}_l(n_p - n_d, m)$ 後，配合上估測出的 $\hat{f}_D(n_p - n_d)$ ，我們就可以得到時間點 $n_p - n_d$ 所形成的短期區間內所有的通道增益衰減，因此在目前時間點 n_p 我們可以預測 $N_f - n_d$ 個時間點，如下表示：

$$h_{pred,l}(n) = \sum_{m=0}^{M/2} \hat{\Phi}_l(n_p - n_d, m) e^{j2\pi\hat{f}_D(n_p - n_d)\cos\theta_m\cdot(n - (n_p - n_d))T_s} \quad \dots\dots\dots(4.3-4)$$

$$n_p \leq n < n_p - n_d + N_f$$

其中 n_p 為目前所在的時間點， $h_{pred,l}(n)$ 為我們預測的第 l 條路徑的增益衰減， $N_f - n_d$ 是我們預測區間(prediction duration)的長度，因此我們是每隔 $N_f - n_d$ 個時間點做一次電波現時狀態值估測法，來預測目前以及未來 $N_f - n_d - 1$ 個時間點的通道增益。

而以上探討的是某一條路徑的通道增益衰減，所以接下來我們將

式(4.2-4)中的每一條路徑都用矩陣展開，表示法如下：

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} h_1(n_p - n_d - \frac{M}{2}) & \cdots & h_{L(n_p - n_d)}(n_p - n_d - \frac{M}{2}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_1(n_p - n_d) & \cdots & h_{L(n_p - n_d)}(n_p - n_d) \end{bmatrix} \\
 & = E \cdot \begin{bmatrix} \Phi_1(n_p - n_d, 0) & \cdots & \Phi_{L(n_p - n_d)}(n_p - n_d, 0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Phi_1(n_p - n_d, \frac{M}{2}) & \cdots & \Phi_{L(n_p - n_d)}(n_p - n_d, \frac{M}{2}) \end{bmatrix} \dots\dots\dots(4.3-5)
 \end{aligned}$$

同理我們也是算出反矩陣 \hat{E}^{-1} 就可以估出每一條路徑的 $\hat{\Phi}_l(n_p - n_d, m)$ ：

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_1(n_p - n_d, 0) & \cdots & \hat{\Phi}_{L(n_p - n_d)}(n_p - n_d, 0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{\Phi}_1(n_p - n_d, \frac{M}{2}) & \cdots & \hat{\Phi}_{L(n_p - n_d)}(n_p - n_d, \frac{M}{2}) \end{bmatrix} \\
 & = \hat{E}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \hat{h}_1(n_p - n_d - \frac{M}{2}) & \cdots & \hat{h}_{L(n_p - n_d)}(n_p - n_d - \frac{M}{2}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{h}_1(n_p - n_d) & \cdots & \hat{h}_{L(n_p - n_d)}(n_p - n_d) \end{bmatrix} \dots\dots\dots(4.3-6)
 \end{aligned}$$

同理，配合上估測出的最大都卜勒偏移頻率 $\hat{f}_D(n_p - n_d)$ ，我們就可以

預測目前以及未來 $N_f - n_d - 1$ 個時間點的通道脈衝響應值：

$$\begin{aligned}
 h_{pred}(n, \eta) = & \sum_{l=1}^{L(n_p - n_d)} \left\{ \sum_{m=0}^{M/2} \hat{\Phi}_l(n_p - n_d, m) e^{j2\pi \hat{f}_D(n_p - n_d) \cdot \cos \theta_m \cdot (n - (n_p - n_d)) T_s} \right\} \delta(\eta - \eta_l(n_p - n_d)) \\
 & n_p \leq n < n_p - n_d + N_f \dots\dots\dots(4.3-7)
 \end{aligned}$$

我們由以上可知，若要計算出這段短期區間的電波現時狀態值，則反

矩陣 \hat{E}^{-1} 就得必須存在，如此才能使估測法順利運作完成。所以接下來我們就要證明不論在任何時間點 n_p ，反矩陣 \hat{E}^{-1} 一定存在，證明結果如下所示，其中我們令 $K_m = e^{j2\pi\hat{f}_D(n_p-n_d)\cos\theta_m\cdot(-n_d-\frac{M}{2})T_s}$ ：

$$\hat{E} = \begin{bmatrix} e^{j2\pi\hat{f}_D(n_p-n_d)\cos\theta_0\cdot(-n_d-\frac{M}{2})T_s} & \dots & e^{j2\pi\hat{f}_D(n_p-n_d)\cos\theta_{\frac{M}{2}}\cdot(-n_d-\frac{M}{2})T_s} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j2\pi\hat{f}_D(n_p-n_d)\cos\theta_0\cdot(-n_d)T_s} & \dots & e^{j2\pi\hat{f}_D(n_p-n_d)\cos\theta_{\frac{M}{2}}\cdot(-n_d)T_s} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} K_0 \cdot 1 & \dots & K_{\frac{M}{2}} \cdot 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ K_0 \cdot (e^{j2\pi\hat{f}_D(n_p-n_d)\cos\theta_0\cdot T_s})^{\frac{M}{2}} & \dots & K_{\frac{M}{2}} \cdot (e^{j2\pi\hat{f}_D(n_p-n_d)\cos\theta_{\frac{M}{2}}\cdot T_s})^{\frac{M}{2}} \end{bmatrix} \dots(4.3-8)$$

$$\det(\hat{E}) = \left[\prod_{m=0}^{M/2} (K_m)^{\frac{M}{2}+1} \right] \cdot \det \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ (e^{j2\pi\hat{f}_D(n_p-n_d)\cos\theta_0\cdot T_s})^{\frac{M}{2}} & \dots & (e^{j2\pi\hat{f}_D(n_p-n_d)\cos\theta_{\frac{M}{2}}\cdot T_s})^{\frac{M}{2}} \end{bmatrix}$$

$$= \prod_{m=0}^{M/2} (K_m)^{\frac{M}{2}+1} \cdot \prod_{0 \leq i < j \leq \frac{M}{2}} (e^{j2\pi\hat{f}_D(n_p-n_d)\cos\theta_j\cdot T_s} - e^{j2\pi\hat{f}_D(n_p-n_d)\cos\theta_i\cdot T_s}) \neq 0$$

其中上式裡第三列的矩陣為凡得夢(Vandermonde)矩陣，此種矩陣的行列式結果可寫成以下型式：

$$\det \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ x_0 & x_1 & \dots & x_n \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_0^n & x_1^n & \dots & x_n^n \end{bmatrix} = \prod_{0 \leq i < j \leq n} (x_j - x_i) \dots\dots\dots(4.3-9)$$

所以由式(4.3-9)的說明我們可以得到式(4.3-8)的最後結果，而且

我們知道當 $\theta_i \neq \theta_j$ 時 ($0 \leq i < j \leq \frac{M}{2}$)，則 $e^{j2\pi\hat{f}_D(n_p-n_d)\cos\theta_i T_s} \neq e^{j2\pi\hat{f}_D(n_p-n_d)\cos\theta_j T_s}$

(除非最大都卜勒偏移頻率 $\hat{f}_D(n_p-n_d)$ 為 0，但在此我們不討論非移動狀態)，如此會使得 $\det(\hat{E})$ 不為 0，因此不論任何時間點 \hat{E} 的反矩陣 \hat{E}^{-1} 必定存在。

雖然由以上證明我們得知反矩陣 \hat{E}^{-1} 必定存在，但是若我們取的 OFDM symbol time T_s 太短或最大都卜勒偏移頻率 $\hat{f}_D(n_p-n_d)$ 太小(移動速度太慢)的話，則會造成矩陣 \hat{E} 行向量裡的每一個元素(entry)值近乎一樣(因為間隔太小幾乎無變化)，如此會造成 $\det(\hat{E})$ 為一個極小值而使得反矩陣 \hat{E}^{-1} 的元素(entry)值很大。這會造成一個很大的問題，我們觀察式(4.3-6)可發現，由於估測的通道增益衰減 $\hat{h}_l(n)$ 與實際的通道增益衰減 $h_l(n)$ 之間有一個估測誤差值(通道雜訊與領航式通道估測法中的一階線性內插法誤差所造成)，若我們將式(4.3-6)改寫成如下：

$$= \hat{E}^{-1} \cdot \left(\begin{bmatrix} \hat{\Phi}_1(n_p-n_d, 0) & \cdots & \hat{\Phi}_{L(n_p-n_d)}(n_p-n_d, 0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{\Phi}_1(n_p-n_d, \frac{M}{2}) & \cdots & \hat{\Phi}_{L(n_p-n_d)}(n_p-n_d, \frac{M}{2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1(n_p-n_d-\frac{M}{2}) & \cdots & h_{L(n_p-n_d)}(n_p-n_d-\frac{M}{2}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_1(n_p-n_d) & \cdots & h_{L(n_p-n_d)}(n_p-n_d) \end{bmatrix} + Er \right) \quad ..(4.3-10)$$

其中 Er 為估測的通道值 $\hat{h}_l(n)$ 與實際的通道值 $h_l(n)$ 之間的誤差矩陣，所以若反矩陣 \hat{E}^{-1} 的元素(entry)值很大，則會對誤差矩陣有強力放大

的效果，如此會造成估測的電波現時狀態值 $\hat{\Phi}_l(n_p - n_d, m)$ 與真實的電波現時狀態值 $\Phi_l(n_p - n_d, m)$ 有很大的誤差，進而造成通道預測的嚴重錯誤，因此我們要避免 OFDM symbol time T_s 太短或最大都卜勒偏移頻率 $\hat{f}_D(n_p - n_d)$ 太小(移動速度太慢)這兩種情況，而在第五章的模擬會顯示在某些環境下，低速時的通道預測的準確度反而比高速時的通道預測準確度差，原因就是在此。

另外，我們由 ch2.8 節最後的說明可知為了表示很多入射方向角度， M 為一個很大的數值，但是這會造成矩陣 \hat{E} 的階數過大，如此會造成反矩陣 \hat{E}^{-1} 的計算量太大，使的整個估測法的複雜度過高。所以在我們實際的作法上，會用比較少的入射方向角度來近似每一條解析路徑的增益衰減，也就是會使用一個較小的運作值 M_{op} (也就是我們估測法可偵測的入射波方向數目) 代替 M 來近似估測到的通道脈衝響應值，如下所示：

$$\begin{aligned}
 h(n, \eta) &= \sum_{l=1}^{L(n_p)} \left\{ \sum_{m=0}^{M/2} \Phi_l(n_p, m) e^{j2\pi f_D(n_p) \cos \theta_m \cdot (n - n_p) T_s} \right\} \delta(\eta - \eta_l(n_p)) \\
 &\approx \sum_{l=1}^{L(n_p)} \left\{ \sum_{m=0}^{M_{op}/2} \Phi_l(n_p, m) e^{j2\pi f_D(n_p) \cos \theta_m \cdot (n - n_p) T_s} \right\} \delta(\eta - \eta_l(n_p)) \quad ..(4.3-11) \\
 &\quad n_p - N_b \leq n < n_p + N_f
 \end{aligned}$$

因此整個電波現時狀態值估測法和通道預測計算過程如下所示：

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} h_1(n_p - n_d - \frac{M_{op}}{2}) & \cdots & h_{L(n_p - n_d)}(n_p - n_d - \frac{M_{op}}{2}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_1(n_p - n_d) & \cdots & h_{L(n_p - n_d)}(n_p - n_d) \end{bmatrix} \\
& \approx E_{op} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_1(n_p - n_d, 0) & \cdots & \Phi_{L(n_p - n_d)}(n_p - n_d, 0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Phi_1(n_p - n_d, \frac{M_{op}}{2}) & \cdots & \Phi_{L(n_p - n_d)}(n_p - n_d, \frac{M_{op}}{2}) \end{bmatrix} \\
& \Rightarrow \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_1(n_p - n_d, 0) & \cdots & \hat{\Phi}_{L(n_p - n_d)}(n_p - n_d, 0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{\Phi}_1(n_p - n_d, \frac{M_{op}}{2}) & \cdots & \hat{\Phi}_{L(n_p - n_d)}(n_p - n_d, \frac{M_{op}}{2}) \end{bmatrix} \\
& = \hat{E}_{op}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \hat{h}_1(n_p - n_d - \frac{M_{op}}{2}) & \cdots & \hat{h}_{L(n_p - n_d)}(n_p - n_d - \frac{M_{op}}{2}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{h}_1(n_p - n_d) & \cdots & \hat{h}_{L(n_p - n_d)}(n_p - n_d) \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \Rightarrow h_{pred}(n, \eta) \\
& = \sum_{l=1}^{L(n_p - n_d)} \left\{ \sum_{m=0}^{M_{op}/2} \hat{\Phi}_l(n_p - n_d, m) e^{j2\pi \hat{f}_D(n_p - n_d) \cdot \cos \theta_m \cdot (n - (n_p - n_d)) T_s} \right\} \delta(\eta - \eta_l(n_p - n_d)) \\
& \qquad \qquad \qquad n_p \leq n < n_p - n_d + N_f \qquad \dots\dots(4.3-12)
\end{aligned}$$

其中矩陣 E_{op} 即為矩陣 E 裡的 M 值以 M_{op} 來代入，所以矩陣 E_{op} 裡的 $\theta_m = \frac{2\pi}{M_{op}} m$ ，由此可知方向數變少。所以由以上可知，我們只要知道 $\frac{M_{op}}{2} + 1$ 個時間點的 $\hat{h}(n, \eta)$ 與 $\hat{f}_D(n_p - n_d)$ ，就可以估測出時間點 $n_p - n_d$ 的電波現時狀態值 $\hat{\Phi}_l(n_p - n_d, m)$ ，進而預測時間點 $n_p - n_d$ 所形成的短期區間內 $N_f - n_d$ 個時間點的通道值。

接下來我們用時間軸的概念來說明電波現時狀態值估測法運作的時間點以及與通道狀態資訊(CSI)、短期區間的一些相互關係：

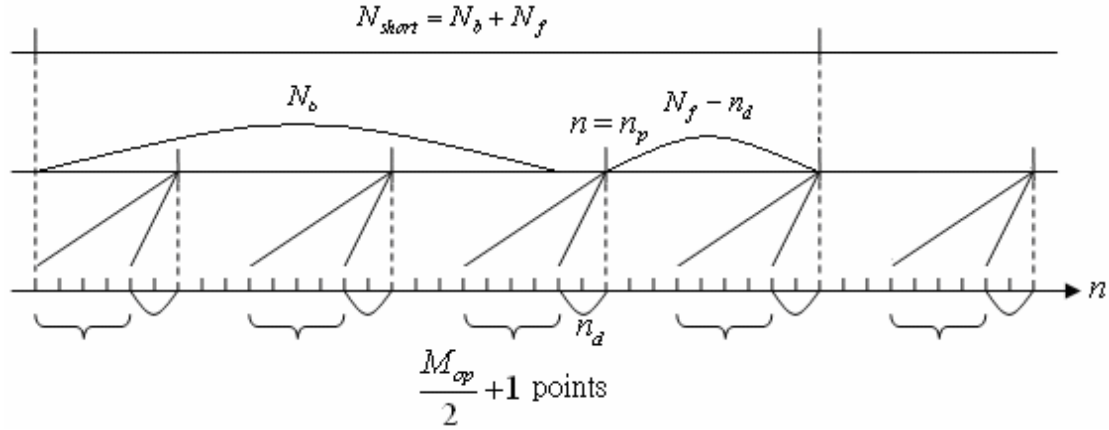


圖 4.3-1 估測法與時間點的關係圖

由上圖中可知短期區間長度 $N_{short} = N_b + N_f$ ， n_p 為傳送端目前的時間點， N_b 區間即接收端在時間點 $n_p - n_d$ 估測最大都卜勒偏移頻率 $\hat{f}_D(n_p - n_d)$ 所用來蒐集通道增益衰減 $\hat{h}_t(n)$ 的區間。假設我們在傳送端 $n = n_p$ 目前這個時間點作電波現時狀態值估測法，所以我們要蒐集過去 $\frac{M_{op}}{2} + 1$ 個時間點的通道脈衝響應估測值 $\hat{h}(n, \eta)$ 來做估測，而這些通道狀態資訊(即通道脈衝響應估測值)經過了回授通道延遲了 n_d 個時間點，所以傳送端蒐集到通道狀態資訊(CSI)的時間點如圖所示。蒐集後作電波現時狀態值估測法可算出包含目前以及未來總共 $N_f - n_d$ 個時間點的通道脈衝響應值，所以我們每 $N_f - n_d$ 個時間點作一次電波現時狀態值估測法。另外由圖中可知，若 $N_f - n_d > \frac{M_{op}}{2} + 1$ ，則在 $N_f - n_d$ 的預測區間內只需回授 $\frac{M_{op}}{2} + 1$ 個時間點的通道脈衝響應值即可，如此可更加減少回授的資料量，降低回授通道所佔用的頻寬；反之若

$N_{pred} \leq \frac{M_{op}}{2} + 1$ ，則必須每個時間點都回授通道狀態資訊，如此才能使

估測法正常運作。

接下來我們用方塊圖來大致說明整個系統的運作流程：

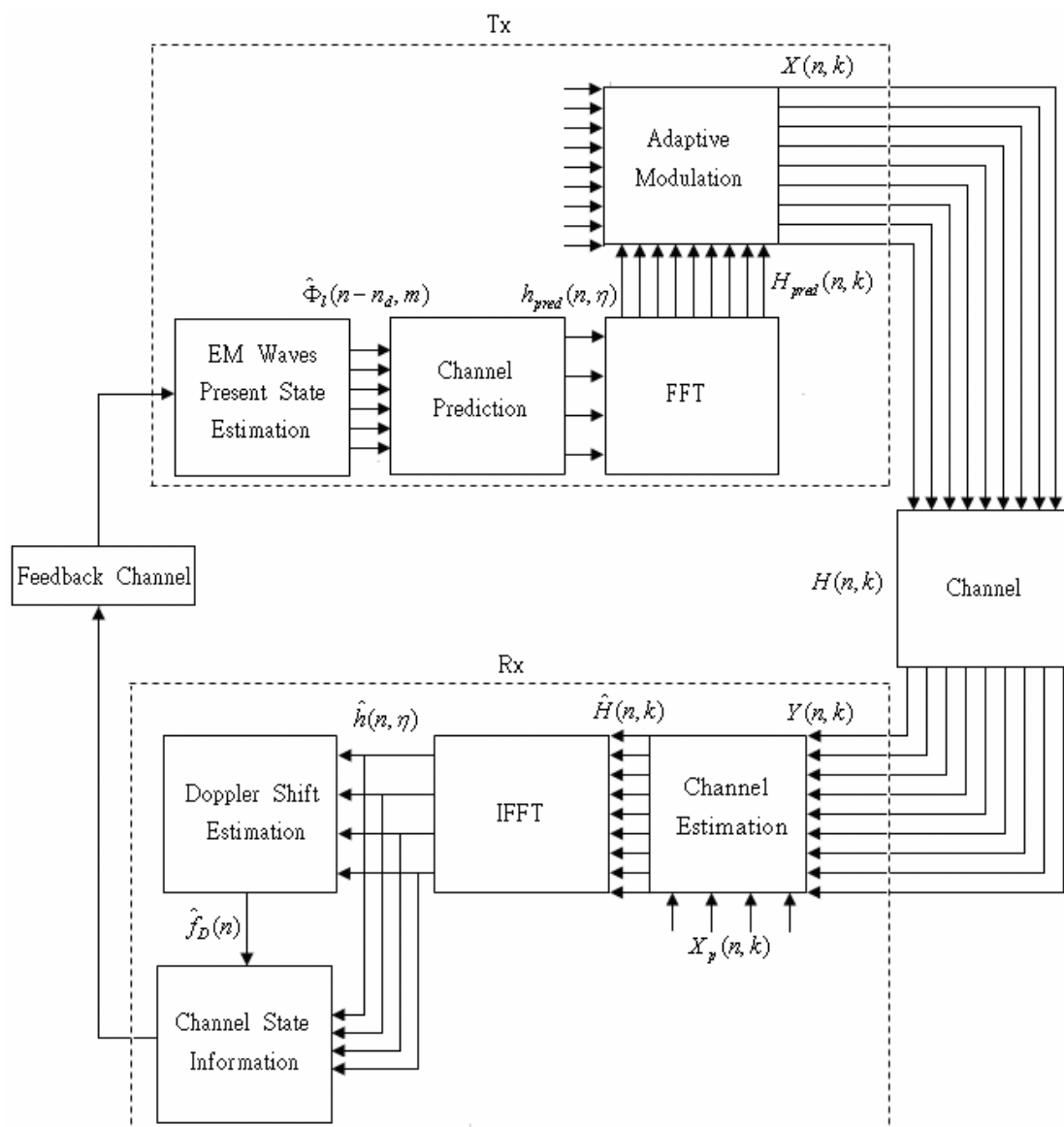


圖 4.3-2 系統架構方塊圖

其中 n 表示時間軸上第 n 個 OFDM symbol，也就是目前時間點的 OFDM symbol。我們觀察上圖可知，接收到的子載波訊號 $Y(n, k)$ 經過領航式(pilot)通道估測法後估測出通道頻率響應 $\hat{H}(n, k)$ ，先經過

IFFT 轉回時域上的通道脈衝響應 $\hat{h}(n, \eta)$ ，再經過上一節設計的最大都卜勒偏移頻率估測法估測出最大都卜勒偏移頻率 $\hat{f}_D(n)$ ，然後我們把通道脈衝響應 $\hat{h}(n, \eta)$ 與最大都卜勒偏移頻率 $\hat{f}_D(n)$ 蒐集起來成為通道狀態資訊後回授給傳送端。在此我們傳送通道脈衝響應 $\hat{h}(n, \eta)$ 而不傳送通道頻率響應 $\hat{H}(n, k)$ 的原因主要是因為一方面可以方便我們在傳送端作電波現時狀態值估測法和通道預測，而另一方面是因為通道脈衝響應的多路徑(multipath)的數目一般都很少(通常小於 10)，而通道頻率響應的數目就是子載波的數目，一般都很大(通常為 128, 256, 512, 1024, 2048 這些數字)，如此可以大大地減少傳送的資料量，降低回授通道所佔用的頻寬。而經過回授通道延遲得到的通道狀態資訊(CSI)為過時的，所以將這些資訊經過電波現時狀態值估測法和通道預測後得到預測的通道脈衝響應值 $h_{pred}(n, \eta)$ ，然後再經過 FFT 轉回頻域上的通道頻率響應預測值 $H_{pred}(n, k)$ ，如此就可以根據預測到的通道頻率響應值來做傳送資料的適應性調變，然後形成傳送的調變訊號 $X(n, k)$ 傳送出去，以上就是設計的最大都卜勒偏移頻率估測法和電波現時狀態值估測法與通道預測在整個系統架構裡的運作過程。

第五章 通道預測技術的模擬與分析

5.1 系統模擬參數說明：

在這一節裡我們定義模擬裡所用到的 OFDM 系統參數、通道模型[13]，其中 OFDM 系統參數是根據 802.16 的規範而定，如表 5.1-1 所示，所以我們可知一個完整 OFDM symbol time $T_s=326.4 \text{ us}$ 。pilot ratio 表示 pilot 符號與傳送資料的比例，我們在領航式通道估測法模擬分析的章節裡，會比較 1/4 跟 1/8 的情況。

表 5.1-1 OFDM 系統模擬參數

| Simulation Parameters | |
|-----------------------------|-----------|
| Pilot pattern | Comb-type |
| Pilot ratio | 1/4, 1/8 |
| Number of subcarriers | 2048 |
| OFDM useful symbol duration | 307.2 us |
| Guard interval(CP) | 19.2 us |
| Carrier spacing | 3.25 KHz |
| BW | 6 MHz |
| Carrier frequency | 5 GHz |

而通道方面主要是以多重路徑通道模型(multipath channel model)來模擬，我們選擇了在 802.16e 中針對行動環境(mobile)所使用到的一些通道模型，如表 5.1-2 所示。以 Channel A 為例，該通道模型總共有六個路徑，每個路徑都是 Rayleigh fading 產生的增益，其中第一個

路徑沒有受到延遲，衰減的平均增益是 0 dB，而第二個路徑受到 300 ns 的延遲，衰減的平均增益是 -1 dB，依此類推至第六個路徑，而 Channel B 也是相同的解釋方式。Channel A 與 Channel B 除了 Rayleigh fading 的平均增益不同以外，最大的差別就在於通道路徑的延遲，由表 5.1-2 我們可以看出 Channel A 有較長的路徑延遲，而 Channel B 的路徑延遲比較短，所以如果把通道路徑延遲轉為頻譜響應來看的話，可以發現 Channel A 的頻率響應變化較快，Channel B 則是有比較緩和的頻率響應曲線。因此根據 ch2.6 節的描述，Channel B 有比較大的同調頻寬，所以對於通道估測來說，使用比較少的 pilot 密度即可達到通道估測的準確度。

表 5.1-2 通道模型的延遲與平均功率

| Tap | Channel A | | Channel B | |
|-----|------------|----------------|------------|----------------|
| | Delay (ns) | Avg power (dB) | Delay (ns) | Avg power (dB) |
| 1 | 0 | 0.0 | 0 | 0.0 |
| 2 | 300 | -1.0 | 150 | -3.6 |
| 3 | 750 | -9.0 | 300 | -7.2 |
| 4 | 1050 | -10.0 | 450 | -10.8 |
| 5 | 1800 | -15.0 | 750 | -18 |
| 6 | 2550 | -20.0 | 1050 | -25.2 |

5.2 時變衰減通道的模擬與分析

在上一節中，我們介紹了在行動通訊中所使用的通道模型：

Channel A 與 Channel B，並對它們的路徑延遲與增益大小用表 5.1-2

說明。由於我們是在行動的環境下做探討，所以必須考慮移動所造成的

的都卜勒效應。為了使模擬的無線通道同時滿足 Rayleigh fading 和

都卜勒效應頻率偏移效應，我們在此使用 ch2.9 節所介紹修改過的

Jakes 模型(modified Jakes model)來模擬 Channel A 與 B 每個路徑增益

衰減的時間變化性，而其路徑延遲與平均增益還是維持如表 5.1-2 所

示，所以我們模擬的通道模型描述如下：

$$h_{smu}(t, \tau) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \cdot T_l(t) \cdot \delta(\tau - \tau_l) = \sum_{l=1}^L h_l(t) \cdot \delta(\tau - \tau_l) \dots\dots(5.2-1)$$

其中 $T_l(t)$ 即為式(2.9-5) Jakes 模型所描述的第 l 根路徑之時變增益衰

減，並且其平均功率 $\langle |T_l(t)|^2 \rangle = 1$ ，路徑數目 $L=6$ 即為 Channel A 或 B

的路徑數目， α_l 即為第 l 根路徑的平均增益大小， τ_l 即為第 l 根路徑

的延遲，而 α_l^2 與 τ_l 分別對應表 5.1-2 所設定的參數值。

根據式(5.2-1)所描述的模擬通道模型，所以接下來我們要來觀察

通道隨時間變化的情形，在此我們觀察的通道為 Channel A 第一條路

徑的增益衰減(fading gain)，其中設定 Jakes 模型 $T_l(t)$ 的 $M=34$ ，傳送

端與接收端相對移動速度為 60 km/h (所以可由式(2.5-3)算出最大都

卜勒偏移頻率為 277.78 Hz)，如下圖所示：

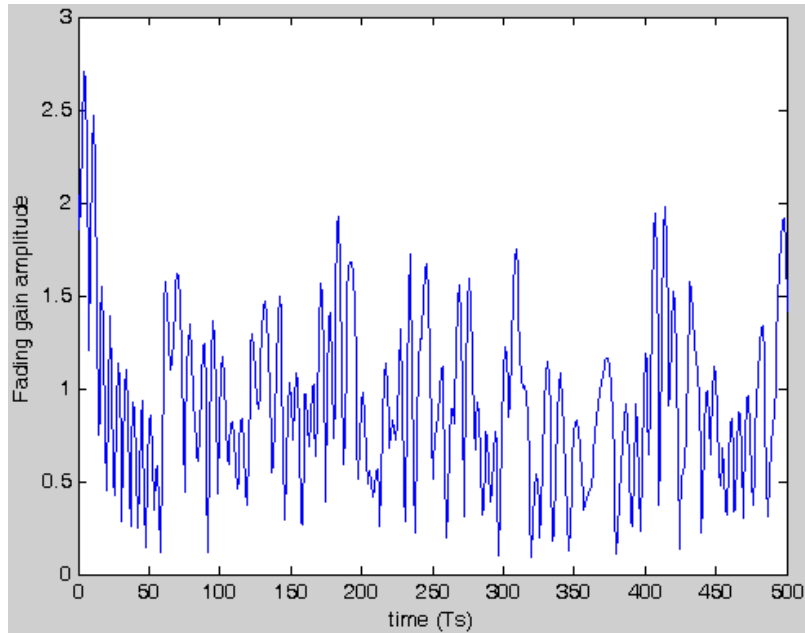


圖 5.2-1 $v=60$ km/h, $M=34$ 之 Rayleigh fading 的時變通道

其中橫軸的單位為一個完整的 OFDM symbol time T_s 。所以由上圖我們可知移動速度 60 km/h 下通道隨時間的變化情形，若速度越快，則通道變化地越迅速；反之若速度越慢，則通道變化地越緩慢。另外我們也可以由圖看出，模擬出來的增益衰減振幅平均大約為 1 左右(即為 0 dB)，這與表 5.1-2 中 Channel A 第一條路徑設定的平均增益大小相符。

接下來我們要來觀察此條路徑增益衰減的統計自相關函數，而在 ch4.2 節中有提到假設增益衰減 $h_l(t)$ 為 Ergodic Process，所以我們以時間平均來取代統計平均，如式(4.2-7)所示，在此我們設定 $N_b = 800$ ，所以對每個不同 index i 的計算是取 $N_b - i + 1$ 個時間點來平均，而此路徑的自相關函數圖如下所示：

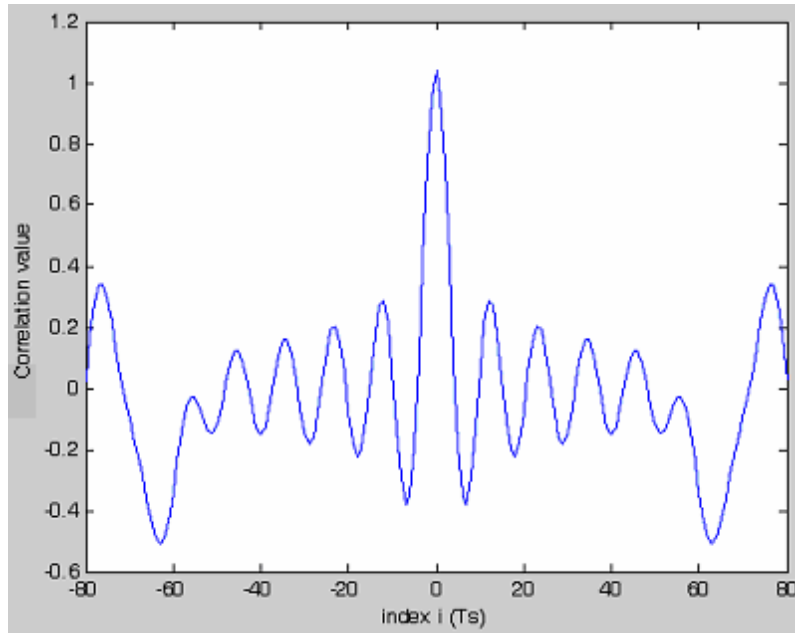


圖 5.2-2 $v=60 \text{ km/h}$, $M=34$ 之時變通道的路徑自相關函數

其中橫軸的單位為一個完整的 OFDM symbol time T_s 。觀察上圖可知若 index i 在 50 以內，其圖形與真正的 Bessel function $J_0(\cdot)$ 圖形相比非常吻合，這符合我們在式(2.8-11)的證明；但若 index i 超過 50 以外的話，其圖形與真正的 Bessel function $J_0(\cdot)$ 圖形相比會有失真的情形，所以在 ch4.2 節我們在找最低點 index i_0 時，必須界定一個搜尋範圍 i_{\max} ，如式(4.2-5)所示(上圖 i_{\max} 應界定在 50 左右)，如此才能找到正確的最低點位置。而不同速度(最大都卜勒偏移頻率不同)會造成自相關函數圖形不同的比例縮放，所以針對不同的速度我們要界定不同的 i_{\max} 才行。

而接下來我們就要來對剛剛得到的自相關函數圖形來做傅立葉轉換，以便觀察它都卜勒功率頻譜密度的分佈，如下圖所示：

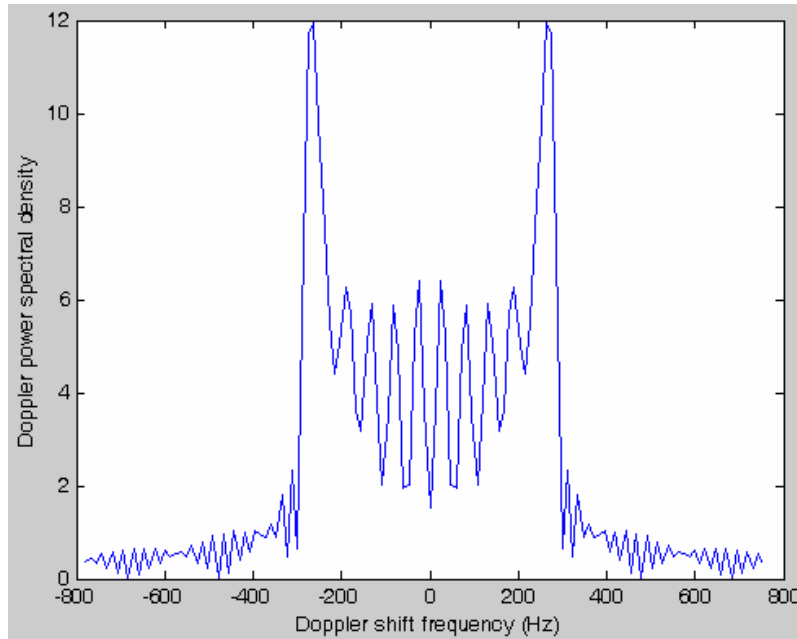


圖 5.2-3 $v=60 \text{ km/h}$, $M=34$ 之時變通道的都卜勒功率頻譜密度

其中橫軸為都卜勒偏移頻率，單位為 Hz。與理想情況的圖 2.8-4 相比，我們可以看出此圖功率頻譜密度最高的頻率大約落在 275 Hz 左右，與我們設定的最大都卜勒偏移頻率 f_D 為 277.78 Hz 大致上符合，但在此頻率之內的頻譜與理想情況相比卻有鋸齒狀失真的情形，而在此頻率之外也有外洩的頻譜，這是由於我們得到的自相關函數並不是一個完美的 Bessel function $J_0(\cdot)$ 圖形所導致的情況。

雖然如此，但是我們還是可以由此圖找出功率頻譜密度最高的頻率來當作我們估測到的最大都卜勒偏移頻率，所以這也提供了一個與 ch4.2 節不同的方法來估測最大都卜勒偏移頻率，但此法與 ch4.2 節中直接搜尋自相關函數最低點相比，還需要多做一次傅立葉轉換的運算，所以為了減低系統運算的複雜度，故此法我們不採用。

5.3 領航式通道估測法的模擬與分析

在領航式通道估測法中，我們知道對於 comb-type 而言，估測誤差的來源有兩個，第一種情況是 pilot 擺放密度不符合取樣定理，也就是有兩個 pilot 位置不在同調頻寬內，如圖 5.3-1 所示，在這種情況下兩個 pilot 之間的通道變化太大，由內插法估測出的通道響應與實際通道響應之間的誤差也會很大。另一種通道估測誤差的原因是即使 pilot 密度符合取樣定理，而在通道內插時也會有誤差產生，如圖 5.3-2 所示，但這種內插誤差會遠比第一種原因還來的小很多。

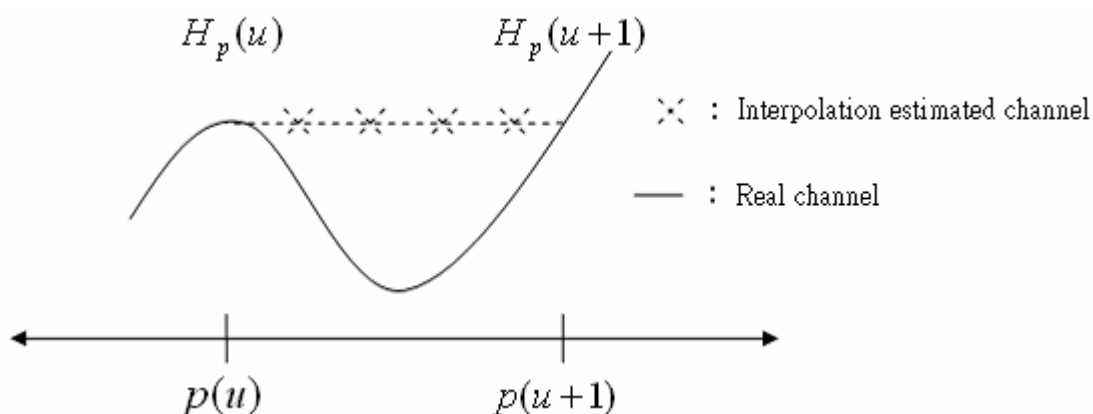


圖 5.3-1 pilot 密度不夠時內插法估出通道與實際通道的差距

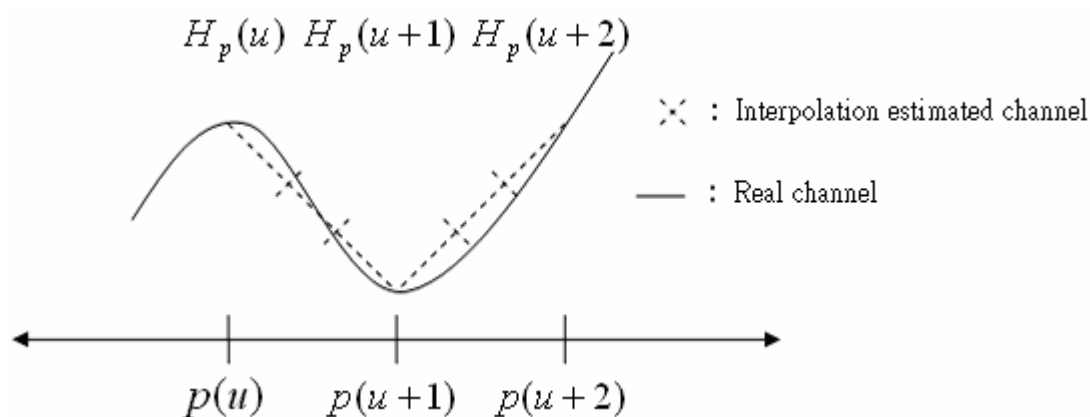


圖 5.3-2 pilot 密度足夠時內插法估出通道與實際通道的差距

在上一節中，我們探討了 Jakes model 產生出時變通道的模型，而這一節我們就要利用領航式通道估測法來估測出此時變通道每個時間點的通道頻率響應，並且觀察領航式通道估測法針對 Channel A 與 Channel B 兩種不同延遲長度的通道，在不同情況下的效能表現，此節的系統參數初始設定如同表 5.1-1，而通道時變的 Jakes model 設定和 ch5.2 節一樣： $v=60$ km/h, $M=34$ 。

一開始我們就先來觀察領航式通道估測法對於上一節所產生時變通道(Channel A 的第一條路徑)的估測表現，在此我們設定通道 SNR 為 20 dB，pilot ratio 為 1/4，估測的結果如下所示：

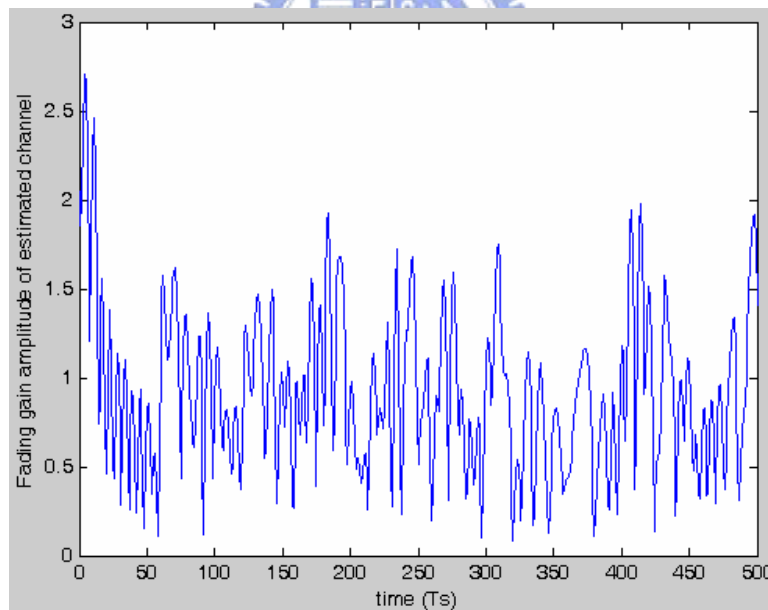


圖 5.3-3 領航式估測法估測出的 Rayleigh fading 時變通道

我們將上圖與圖 5.2-1 互做比較，可以發現兩者的通道增益衰減幾乎沒有誤差，這說明了領航式通道估測法在一定程度的 SNR 與 pilot ratio 下可以有良好的估測表現。

接下來我們也順便把估測到的通道增益衰減作統計自相關函數，之後並將自相關函數做傅立葉轉換得到估測通道的都卜勒功率頻譜，結果如下所示：

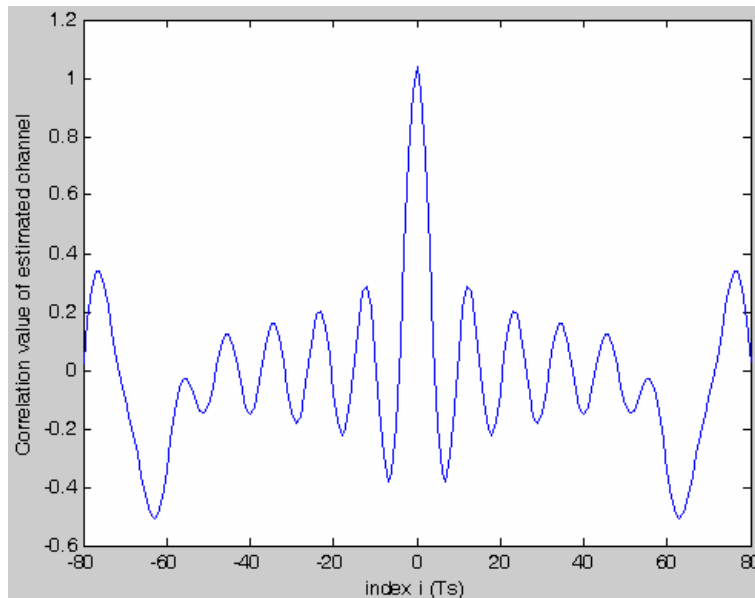


圖 5.3-4 估測通道的自相關函數

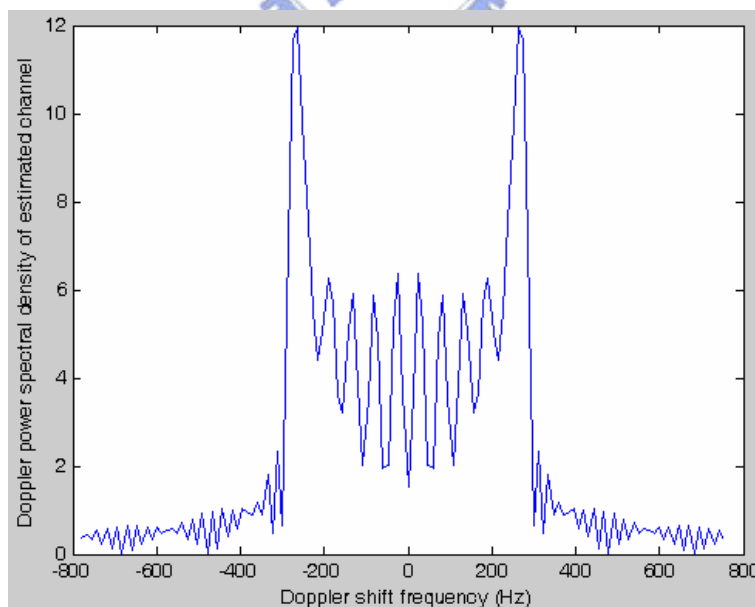


圖 5.3-5 估測通道的都卜勒功率頻譜密度

所以我們將上兩圖分別與圖 5.2-2、圖 5.2-3 互做比較，也可以發現估測通道的自相關函數、都卜勒功率頻譜密度與實際通道的自相關函數、都卜勒功率頻譜密度幾乎一樣，這除了因為領航式通道估測法的通道估測精準以外，並且由式(4.2-6)可知自相關函數不會受到通道雜訊的影響，因此估測通道的自相關函數通常與實際通道的自相關函數幾乎一樣，只存在很小的誤差

接下來我們就要來觀察不同 pilot ratio 在不同 SNR 下的估測效能表現。在此我們以式(3.4-11)的平均值，也就是平均的通道估測均方誤差大小(Average MSE)來當作我們評判效能表現的指標，如下定義：

$$\overline{MSE}_{channel\ estimation} = E\left[\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}\left|H(n, k) - \hat{H}(n, k)\right|^2\right] \dots(5.3-1)$$

而在 Channel A、Channel B 的估測結果分別如圖 5.3-6、圖 5.3-7 所示：

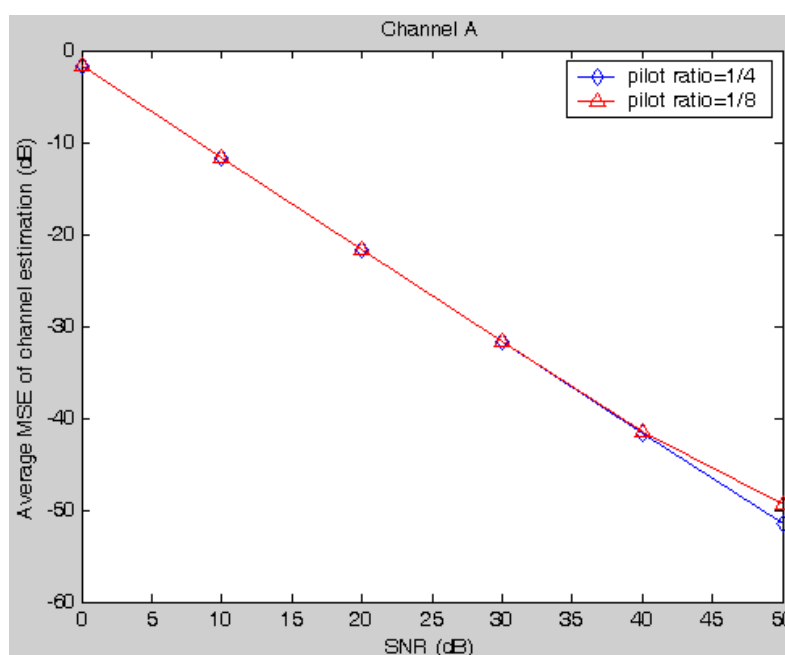


圖 5.3-6 不同 pilot ratio 在不同 SNR 下的效能比較—Channel A

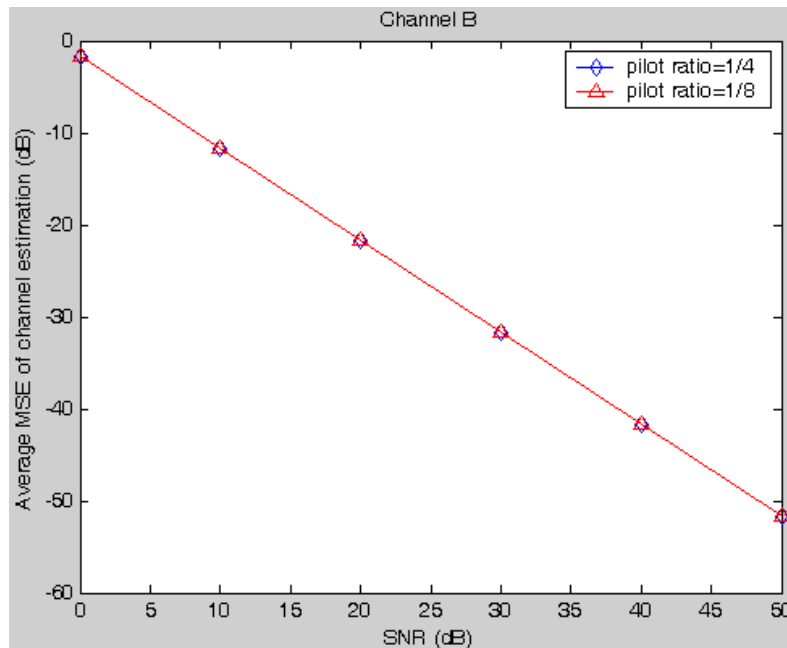


圖 5.3-7 不同 pilot ratio 在不同 SNR 下的效能比較—Channel B

我們可以由圖 5.3-6 看出，估測的誤差會隨著 SNR 的增加而降低，並且較大的 pilot ratio 會比較小的 pilot ratio 有好的估測誤差表現，尤其在越高 SNR 下越容易顯示不同 pilot ratio 的效能差異，但在圖 5.3-7 中，不同 pilot ratio 的估測誤差表現幾乎一樣，這是因為 Channel B 的通道延遲比 Channel A 的通道延遲短，對通道頻譜上來說 Channel B 的變化會比 Channel A 的變化來的緩慢，因此不需要那麼高的 pilot 取樣密度就可以達到幾乎一樣的效能表現。所以針對延遲長度較大的通道，領航式通道估測法要用較大的 pilot ratio 才能減少估測的誤差；而針對延遲長度較小的通道，領航式通道估測法只要用較小的 pilot ratio 就可以達到不錯的估測誤差，因此我們可以先估算出通道延遲的長度，再有效率地選用適當的 pilot ratio 來估測。

5.4 最大都卜勒偏移頻率估測法的模擬與分析

在探討了領航式通道估測法的模擬分析後，接下來我們就要利用估測到的通道響應來做最大都卜勒偏移頻率估測法以估測出最大都卜勒偏移頻率，而在這一節中我們就要來觀察在不同的情況下，此估測法的效能表現，以下表格為我們所用的初始參數設定值：

表 5.4-1 通道環境與最大都卜勒偏移頻率估測法參數設定值

| System simulation parameters | |
|------------------------------|------------|
| Channel type | Channel A |
| velocity | 60 km/h |
| f_D | 277.78 Hz |
| M | 34 |
| T_s | 326.4 us |
| N_b | 800 |
| T_{change} | 1000 T_s |
| SNR | 20 dB |
| Pilot ratio | 1/4 |

在此我們使用的通道設定和 ch5.2 節設定的一樣， N_b 為目前時間點之前的短期區間長度，也是最大都卜勒偏移頻率估測所蒐集 CSI 的區間長度，若區間長度越大，則估測法做時間平均就可以得到越準確的估測結果，在此我們選擇 $N_b = 800$ 。另外，為了觀察速度突變的情況下會對此估測法造成什麼影響，我們設定在第 1000 個 OFDM symbol 的地方 ($T_{change} = 1000T_s$)，傳送端與接收端的相對速度做了一些改

變(後面比前面多加 2 km/h，針對不同速度估測都是這樣變化)。通道環境上我們選定通道訊雜比為 20 dB，而領航式通道估測法所用的 pilot ratio 我們設定為 1/4。

而在此我們以估測的最大都卜勒偏移頻率 $\hat{f}_D(n)$ 與實際的最大都卜勒偏移頻率 $f_D(n)$ 之間的誤差大小來當作我們評判此估測法效能表現的指標，如下定義：

$$e_{Doppler\ shift} = \left| f_D(n) - \hat{f}_D(n) \right| \dots\dots\dots(5.4-1)$$

因此一開始我們就先來觀察最大都卜勒偏移頻率估測法在理想的情況下(也就是假設接收端知道真正的通道值，可視為 SNR 為無窮大，pilot ratio=1 的情況)有無加入我們設計的線性比例內插法之間的效能差異，比較的結果如下所示：

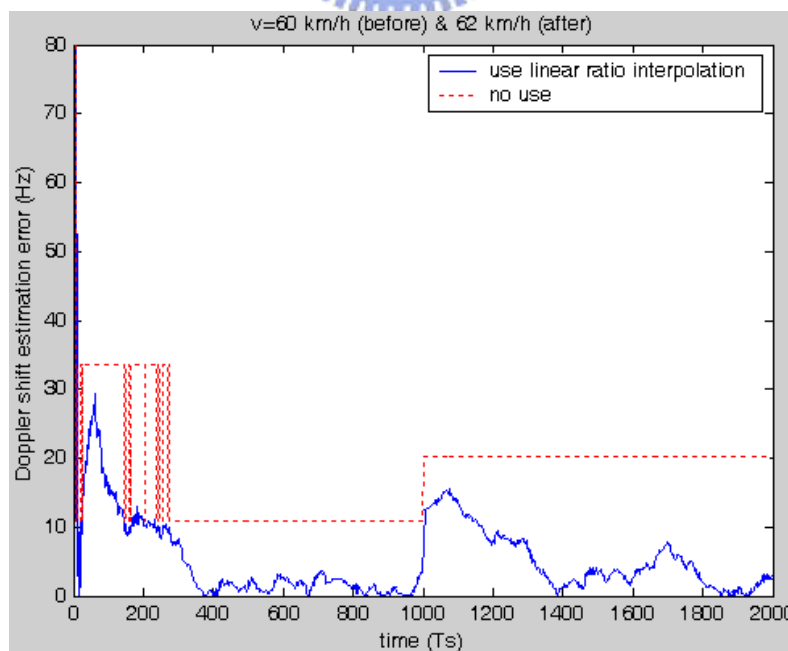


圖 5.4-1 理想情況下有無使用線性比例內插法的比較

由上圖我們可以看出不論有無使用線性比例內插法，在一開始前幾個時間點(約前 10 個時間點)都會有很大的估測誤差，主要原因是因為該幾個時間點無法做出完整的自相關函數圖形(可計算的index i 不夠多，無法利用初始時間點之前的通道值來計算)，尤其初始時間點的地方根本無法計算自相關函數(所以此時我們不估測最大都卜勒偏移頻率)。另外，估測法在一開始前 300 個時間點會有較大的估測誤差，其原因為前段的時間點無法取得過去夠多時間點的通道值來做時間平均(因為無法取初始時間點之前的通道值來平均，所以平均數會小於 $N_b - i + 1$)。而在有無使用線性比例內插法的比較方面，有使用線性比例內插法在速度突變($T_{change} = 1000T_s$)後約需過 300 個時間點才能開始穩定，這是因為估測法的時間平均區間內新環境的通道值需要一段時間來把舊環境的通道值慢慢替代掉所致。而其估測的誤差(扣除掉一開始的嚴重誤差)平均大約在 5 Hz 左右(若換算成速度大約只偏差 1 km/h)，最小誤差甚至可達到 10^{-3} Hz 左右；無使用的誤差(扣除掉一開始的嚴重誤差)平均大約在 15 Hz 左右，而且因為自相關函數中找到的最低點index i_0 常常都是固定的，所以估測的誤差也就常常都是一樣的，因此若速度突變不大(由 60 km/h 變至 62 km/h， f_D 大約變動 10 Hz 左右)，則找到的 i_0 還是會與之前的一樣，因此誤差會上升。所以我們可以明顯的看出使用線性比例內插法的確可以大幅的改善

誤差，提升估測的精確度。

另外，我們也將理想情況下，不同速度有無使用線性比例內插法的估測表現以表格列出，在此我們以平均估測誤差當作評判的指標：

$$\bar{e}_{Doppler\ shift} = E[|f_D(n) - \hat{f}_D(n)|] \dots\dots\dots(5.4-2)$$

其中我們扣除掉一開始前面估計誤差較大的極端值來做平均，以符合真正大部分時間點的估測誤差，估測結果如下表所示：

表 5.4-2 理想情況下有無使用線性比例內插法的比較

| | Use | No use |
|-----------------|--------------------|--------------------|
| Velocity (km/h) | Average error (Hz) | Average error (Hz) |
| 30 | 4.92 | 6.07 |
| 60 | 5.11 | 16.04 |
| 90 | 5.74 | 48.62 |
| 120 | 6.30 | 67.23 |

我們可以由上表看出，當速度越高，則估測誤差越大，這是因為我們由式(4.2-5)可知速度越高(最大都卜勒偏移頻率越大)，我們所找到統計自相關函數最低點的 index i_0 就越小，所以 i_0 只要與 Bessel function $J_0(\bullet)$ 真正的最低點偏差一點點，就會造成比較大的估測誤差。另外由表可知，若無使用線性內插比例法，在高速度的時候會有很大的估測誤差，透過我們設計的線性比例內插法，可以把高速度的估測誤差壓在很小的範圍內，不會與低速度的誤差相差太多，而且對於越高速度的誤差改善的幅度越大，這是因為在高速時修正 index i_0

至 index i_{0new} 可獲得較大的改善空間，所以線性比例內插法可以使我們在高速移動時仍有不錯的估測準確度，由此也看出使用線性比例內插法的重要性。

接下來我們就要來觀察最大都卜勒偏移頻率估測法在實際情況下(也就是接收端利用估測出的通道值)有無加入我們設計的線性比例內插法之間的效能差異，初始參數設定如同表 5.4-1。下圖是在不同通道訊雜比(SNR)下有使用線性比例內插法的估測結果，在此我們並比較各種不同速度下(即不同的最大都卜勒偏移頻率)的估測誤差：

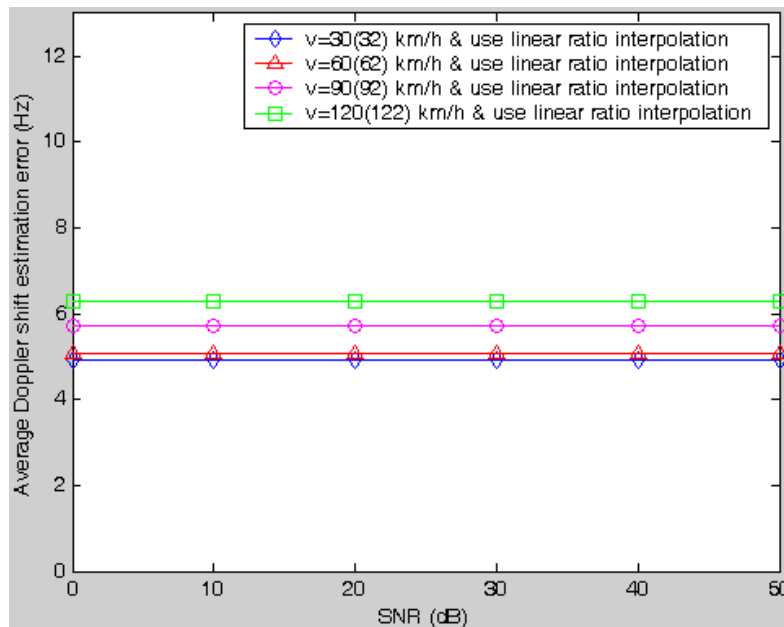


圖 5.4-2 不同速度在不同 SNR 下的估測表現

我們可以由上圖看出，不論任何速度下，在不同 SNR 下估測的誤差值幾乎都是一樣的，這也符合了我們在 ch4.2 節中式(4.2-6)的證明，此估測法的效能表現不會受到通道雜訊所影響。

接下來我們將沒有使用線性比例內插法不同速度在不同 SNR 下

的通道響應誤差也加入到圖 5.4-2 中來與有使用線性比例內插法的情

況互相比較分析，比較的結果如下圖所示：

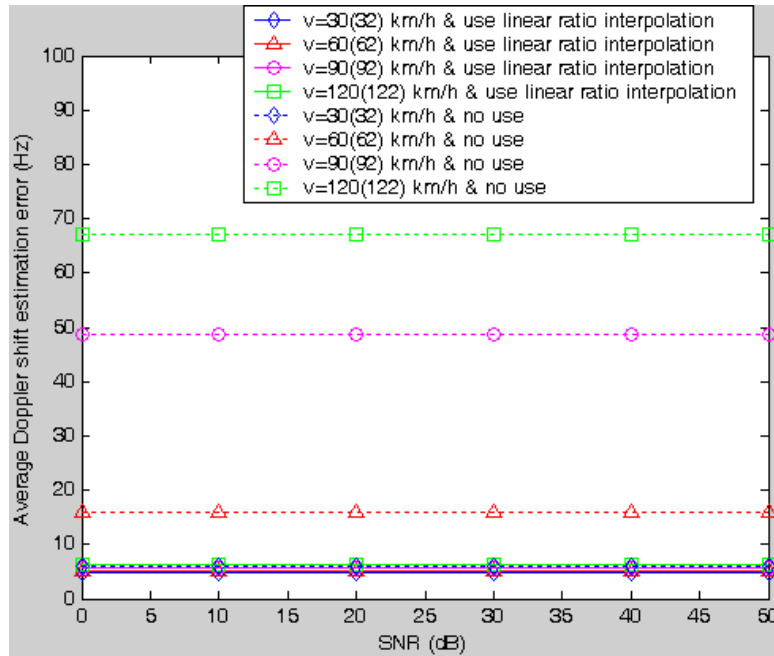


圖 5.4-3 有無使用線性比例內插法在不同 SNR 下的估測表現

我們也可以由上圖看出，不論有無使用線性比例內插法，不同速度在不同 SNR 下估測的誤差值幾乎都是一樣的，而且速度越高，使用線性比例內插法可以獲得越大的改善空間。

雖然說最大都卜勒偏移頻率估測法不會受到通道雜訊影響，但它還是會受到 pilot 密度所造成的一階線性內插法誤差影響，所以接下來我們就要來觀察不同 pilot ratio 對估測法造成的影響，並比較各種不同速度下(即不同的最大都卜勒偏移頻率)的估測誤差，下圖是使用線性比例內插法得到的估測誤差結果：

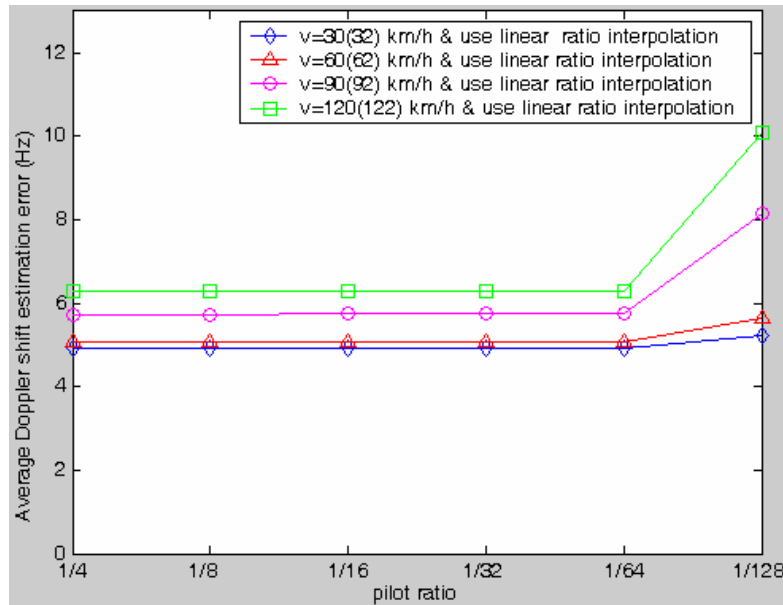


圖 5.4-4 不同速度在不同 pilot ratio 下的估測表現

我們可以由上圖知道，當 pilot ratio 大於 1/64 時，同一速度下不論任何的 pilot ratio 估測的誤差近乎一樣，這是因為 pilot 的取樣間隔符合在 Channel A 的同調頻寬 B_c 內(由式(3.3-1)可計算出 pilot ratio 大於 1/120 即在 Channel A 的同調頻寬內)，所以使用一階線性內插法得到的通道估測值不會有太大的誤差。而當 pilot ratio 在 1/128 以下時，不論在任何速度下，都會隨著 pilot ratio 越小而估測的誤差越大，這是因為 pilot 密度越小，則使用一階線性內插法得到的通道估測值誤差越大，連帶影響最大都卜勒偏移頻率估測法的表現。

接下來我們將沒有使用線性比例內插法不同速度在不同 SNR 下的通道響應誤差也加入到圖 5.4-4 中來與有使用線性比例內插法的情況互相比較分析，比較的結果如下圖所示：

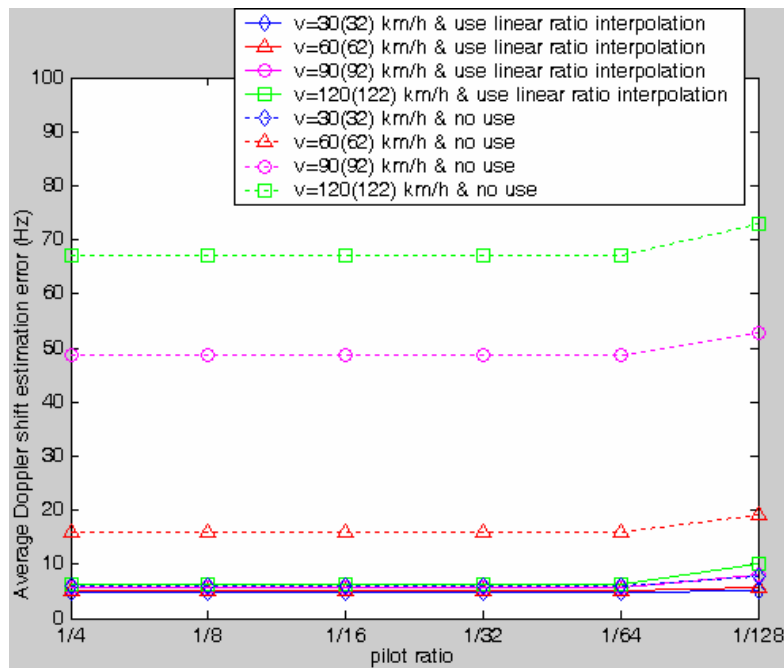


圖 5.4-5 有無使用線性比例內插法在不同 pilot ratio 下的估測表現

所以我們由上圖可知，當 pilot ratio 大於 1/64 時，不論有無使用線性比例內插法，同一速度下估測的誤差近乎一樣，原因如之前所述。而當 pilot ratio 在 1/128 以下時，不論有無使用線性比例內插法，在任何速度下都會隨著 pilot ratio 越小而估測的誤差越大。另外，我們由上圖也可以看出，在越高速度下，使用線性比例內插法可以改善越大幅度的誤差。

5.5 通道預測表現的模擬與分析

在探討了最大都卜勒偏移頻率估測法的模擬分析後，接下來我們就要利用估測到的通道響應和最大都卜勒偏移頻率來做電波現時狀態值估測法以估測出電波現時狀態值，之後再進一步來做通道預測的計算。由於在 ch4.3 節我們為了簡化計算的複雜度，實作上我們使用較少的入射方向數目 M_{op} 代替 M 來近似估測到的通道脈衝響應值，所以我們估測每一條解析路徑的電波現時狀態值 $\hat{\Phi}_l(n, m)$ 個數 M_{op} 就與真正通道每一條解析路徑的電波現時狀態值 $\Phi_l(n, m)$ 個數 M 不同，因此根本無從來比較估測的誤差值，所以在此節我們都是以預測的通道值與實際的通道值之間的誤差來當做我們評判的標準，藉以評判經過最大都卜勒偏移頻率估測法(在此節我們都是有使用線性比例內插法來加強準確度)以及電波現時狀態值估測法後所得到的通道預測值是否能準確的符合真正的通道值。而這一節我們就要觀察在不同的情況下，通道預測值的準確度，此節的模擬參數初始設定如同表 5.4-1 和下表所示：

表 5.5-1 通道環境與電波現時狀態值估測法參數設定值

| System simulation parameters | |
|------------------------------|--|
| Feedback delay | 2 T_s (no process time) 4 T_s (have process time) |
| M_{op} | 6 |
| Prediction duration | 1 T_s |

我們設定的回授延遲為 $2T_s$ (不包含估測處理時間, 也就是傳送時間 $1T_s$ + 回授時間 $1T_s$) 與 $4T_s$ (有包含估測處理時間, 傳送時間 $1T_s$ + 通道估測 $1T_s$ + 回授時間 $1T_s$ + 通道預測 $1T_s$), 而原本的入射波方向數 $M=34$ 在電波現時狀態值估測法中我們用較小的方向數 $M_{op} = 6$ 來近似, 如此就只要做 4×4 階的反矩陣計算即可, 計算的複雜度不會太大。預測區間長度 $N_f - n_d$ 在此設定為 $1T_s$, 也就是每個 symbol 都做電波現時狀態值估測法來預測通道。

另外, 在此我們以預測的通道值 $h_{pred,l}(n)$ 與真正的通道值 $h_l(n)$ 之間的通道響應均方誤差大小 (Mean Square Error, MSE) 當作我們評判效能表現的指標, 如下定義:

$$MSE_{channel\ response} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |h_l(n) - h_{pred,l}(n)|^2 \dots\dots\dots(5.5-1)$$

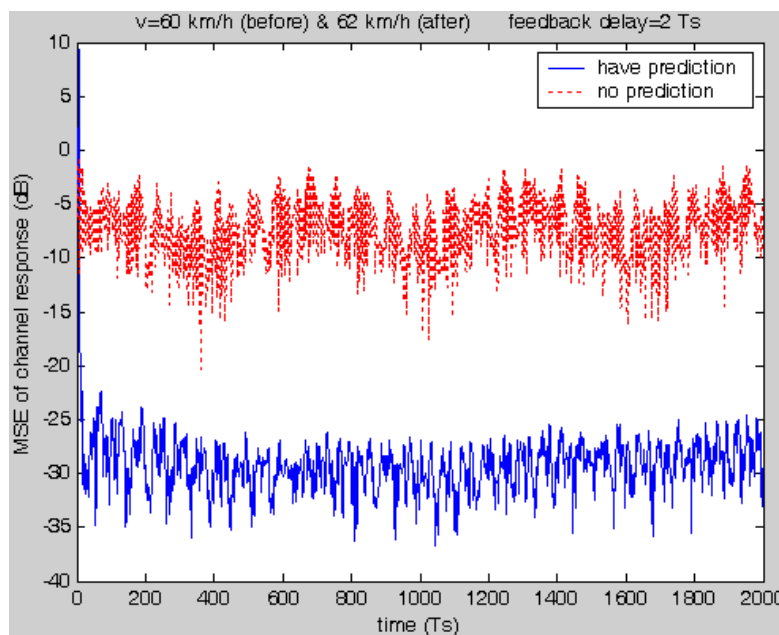


圖 5.5-1 理想情況下有無做通道預測之間的比較 I

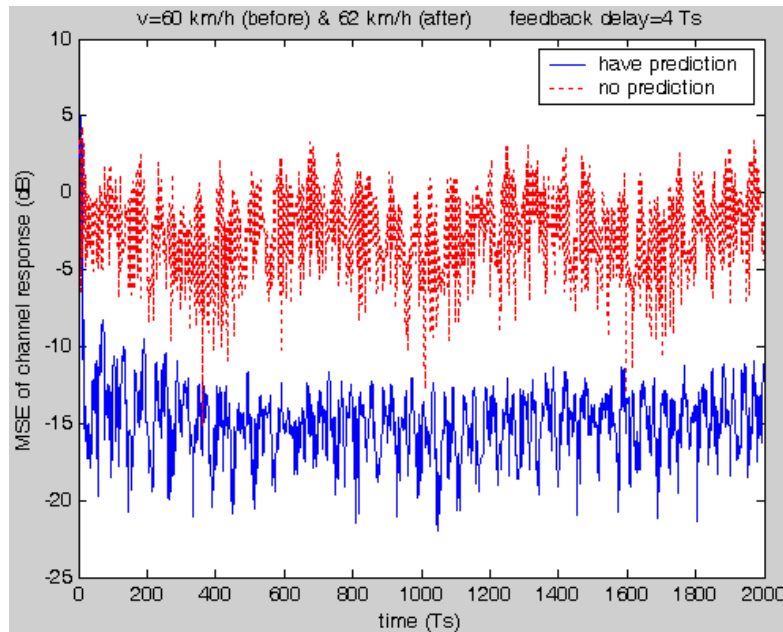


圖 5.5-2 理想情況下有無做通道預測之間的比較 II

因此一開始我們就先來觀察在理想的情況下(傳送端知道真正的過時通道值)有無做通道預測之間的效能差異，在此我們分別比較回授延遲為 $2T_s$ (不包含估測處理時間)與 $4T_s$ (有包含估測處理時間)的情況，而比較的結果如圖 5.5-1 與圖 5.5-2 所示，其中縱軸我們用 dB 值來表示。所以由上兩圖可知，回授延遲越大，不論有無做通道預測誤差都會變大，而有做通道預測誤差變大的原因是因為回授延遲越大會造成預測的時間點越遠，而預測越遠的時間點會累積較大的誤差；沒做通道預測誤差變大的原因是因為回授延遲越長，則過時 CSI 與目前 CSI 的變化差異就會越大，因此誤差也就越大。此外由這兩圖可知，做通道預測誤差的提升幅度會比沒有做通道預測誤差的提升幅度要大，因此回授延遲越長會對通道預測的效能造成越大的影響。但

為了符合真正通訊系統的運作情況，所以接下來的模擬分析我們都是以回授延遲為 $4T_s$ 來比較。另外由圖 5.5-2 可知，在一開始的幾個時間點，因為還未蒐集足夠的 CSI 來做電波現時狀態值估測法，所以在那段期間我們不做通道預測，因此有無做通道預測的通道響應誤差都是一樣的。我們也可以看出有做通道預測的誤差大約在 -15 dB 左右，沒有做的誤差大約在 -2 dB 左右，所以可以看出做通道預測的確可以明顯的改善通道響應誤差。而在經歷速度突變時，通道預測的誤差並沒有明顯的變化，不像最大都卜勒偏移頻率估測法一樣需要一段時間才能穩定，這是因為速度突變不大時通道值並不會瞬間變化很大，所以最大都卜勒偏移頻率估測誤差的些微變大只會輕微影響電波現時狀態值的估測以及造成通道預測誤差比附近時間點些微上升而已。

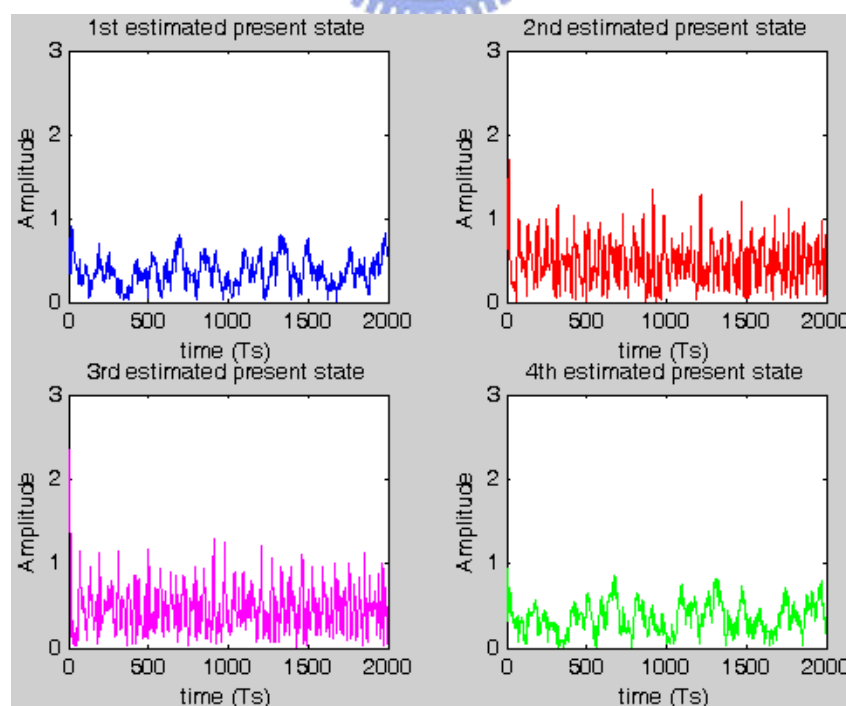


圖 5.5-3 理想情況 $v=60\text{km/h}$ 估測電波現時狀態值的振幅變化

在此我們也將每次所估測到 Channel A 第一條路徑之所有電波現時狀態值 $\hat{\Phi}_l(n,m)$ 的振幅隨時間描繪出來，如上圖所示。我們由上圖可以看出， $\hat{\Phi}_l(n,m)$ 在經歷速度突變時並沒有太大變化，原因如之前所述，即通道值並無劇烈改變，

而在估測電波現時狀態值 $\hat{\Phi}_l(n,m)$ 的相位部份，我們可知估測相位值會隨不同時間而隨機分佈，因此由下面的相位統計圖也可以看出，估測相位值的分佈大致上也是隨機分佈在 $[-\pi, \pi]$ 這個區間：

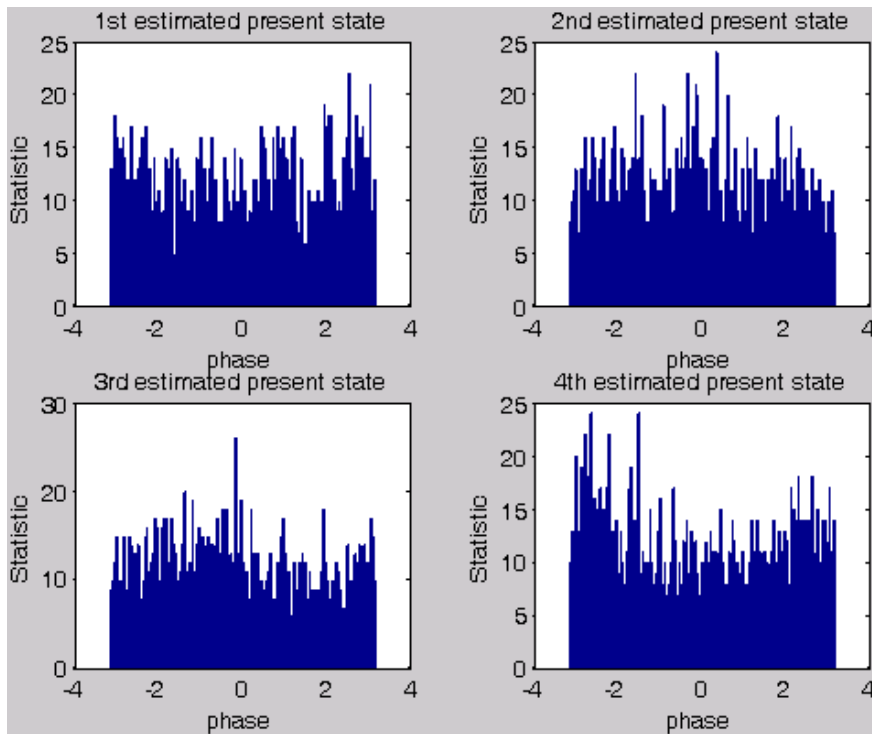


圖 5.5-4 理想情況 $v=60\text{km/h}$ 估測電波現時狀態值的相位統計

另外，我們也將理想情況下，不同速度有無做通道預測的表現以表格列出(回授延遲為 $4T_s$)，在此我們以平均的通道響應均方誤差大小(Average MSE)來當作我們評判效能表現的指標，如下定義：

$$\overline{MSE}_{channel\ response} = E\left[\frac{1}{L}\sum_{l=1}^L|h_l(n) - h_{pred,l}(n)|^2\right] \dots\dots(5.5-2)$$

在此我們也扣除掉一開始無法做通道預測的誤差來做平均，預測的誤差結果如下表所示：

表 5.5-2 理想情況下有無做通道預測的比較

| | Have prediction | No prediction |
|-----------------|--------------------|--------------------|
| Velocity (km/h) | Average error (dB) | Average error (dB) |
| 30 | -30.07 | -7.52 |
| 60 | -15.02 | -2.15 |
| 90 | -6.03 | -0.23 |
| 120 | -2.54 | 0.72 |

我們由上表可以看出，若有做通道預測的話，速度越高，則預測的表現也就越差，這是因為由表 5.4-2 可知，最大都卜勒偏移頻率估測法對於越高的速度會有越大的都卜勒偏移頻率的估測誤差，進而造成通道預測上的錯誤；若沒有做通道預測的話，速度越高，則通道響應誤差也會越大，這是因為速度越高，通道變化的越迅速劇烈，因此傳送端收到的過時 CSI 會與目前的 CSI 有較大的通道變化誤差。而我們也可由上表看出，在理想情況下，速度越低，做通道預測可以改善通道響應誤差的幅度越大；反之若速度越高，則改善的幅度也就越小。這是因為在理想情況下，速度越高，做通道預測誤差的提升幅度比沒有做通道預測誤差的提升幅度要來的大，因此速度越高做通道預測可以改善的空間也就越小。

在此我們也將理想情況下，不同速度每次所估測到 Channel A 第一條路徑之某個電波現時狀態值 $\hat{\Phi}_l(n, m)$ 的振幅隨時間描繪出來，如下圖所示：

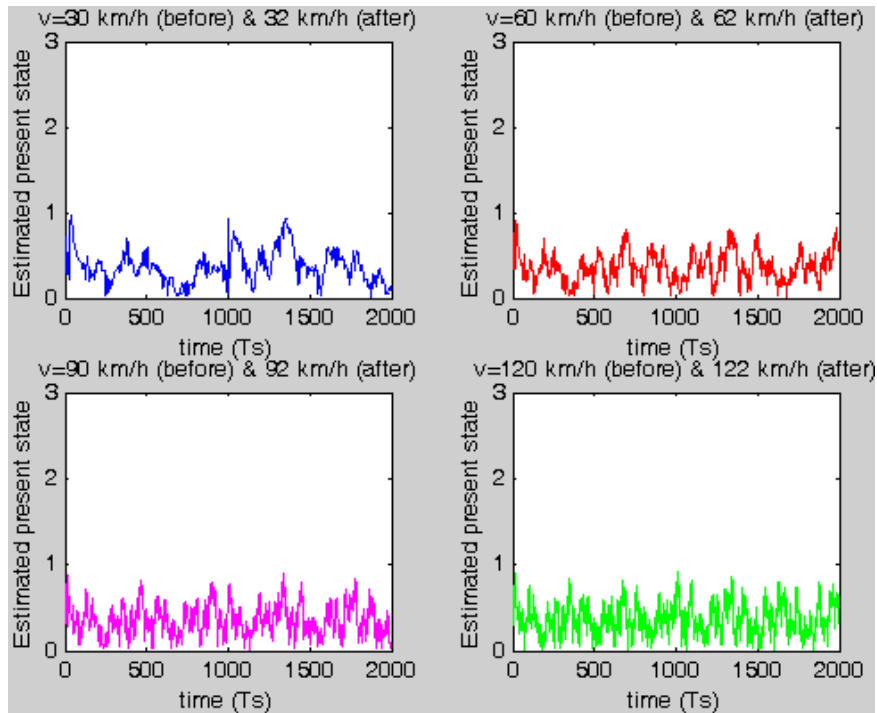


圖 5.5-5 理想情況不同速度估測電波現時狀態值的振幅變化

所以由上圖我們可以看出，速度越高，則 $\hat{\Phi}_l(n, m)$ 變化越快；反之速度越低，則 $\hat{\Phi}_l(n, m)$ 變化越慢。

接下來我們就要來觀察在實際情況下(也就是傳送端利用估測出的過時通道值)有無做通道預測的效能差異，初始參數設定如同表 5.4-1 與表 5.5-1。而下圖是在不同的通道訊雜比(SNR)下，有無做通道預測的比較結果，在此我們順便比較不同的預測區間長度會對通道預測的結果造成什麼樣的影響：

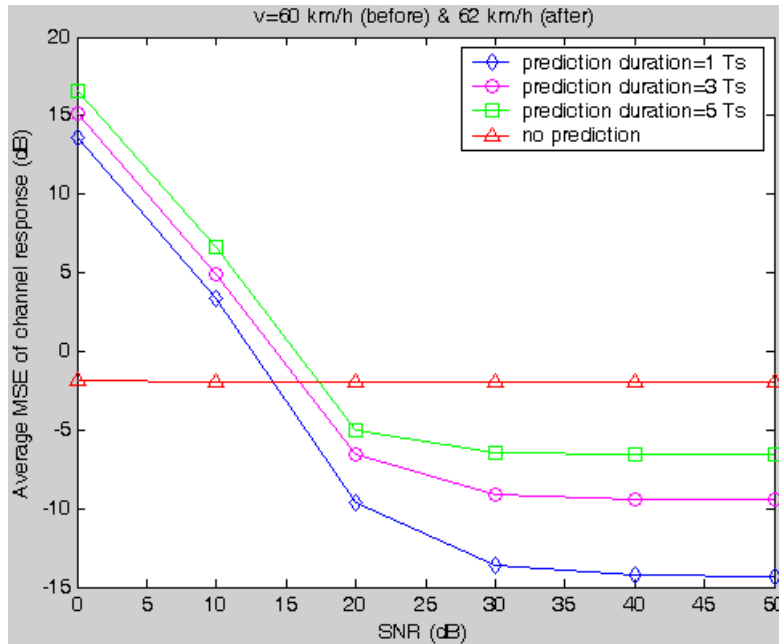


圖 5.5-6 不同預測區間長度在不同 SNR 下的比較結果

我們可以由上圖觀察出，在 SNR 較高的情況下，有做通道預測的確可以比沒有做通道預測大幅改善時變通道響應誤差；但在 SNR 較低的情況下，我們可以看到做通道預測不但沒有辦法增進效能，反而會大幅的增加通道響應誤差，甚至比沒有做通道預測的誤差還大很多，這是因為一般而言，電波現時狀態值估測法中反矩陣 \hat{E}^{-1} 的元素值(entry)通常都很大(主要是因為矩陣 \hat{E} 中完整 OFDM symbol time T_s 都很小，若最大多卜勒偏移頻率 $\hat{f}_D(n)$ 也小(速度慢)的話，元素值可能會更大)，所以由式(4.3-10)可知若雜訊不小(SNR 低)的話，則會造成嚴重的雜訊放大問題，如此估測出的電波現時狀態值會產生嚴重錯誤，進而造成通道預測上的錯誤。另外我們也可以由圖看出，若預測區間長度越長(表示越久才做一次電波現時狀態值估測法，可越減少

回授的 CSI 和佔用的回授頻寬)，則通道響應誤差會大幅提升，這是因為每次做電波現時狀態值估測法估測到的 $\hat{\Phi}_l(n, m)$ 都會有誤差，而由式(4.3-4)可知，這誤差會隨著時間逐漸累積，所以若預測區間越長的話，預測區間後面時間點的通道預測誤差就會越大。因此我們可知若要做通道預測的話，要在 SNR 不錯的環境下才能得到好的效能，而且預測區間越長的話，要在越高的 SNR 環境下才能維持不錯的誤差表現。

觀察完不同預測區間長度在不同 SNR 下所造成的預測表現影響後，接下來我們要來觀察另一個要點，不同的簡化方向數 M_{op} 在不同 SNR 下對通道預測表現所造成的影響，而結果如下圖所示：

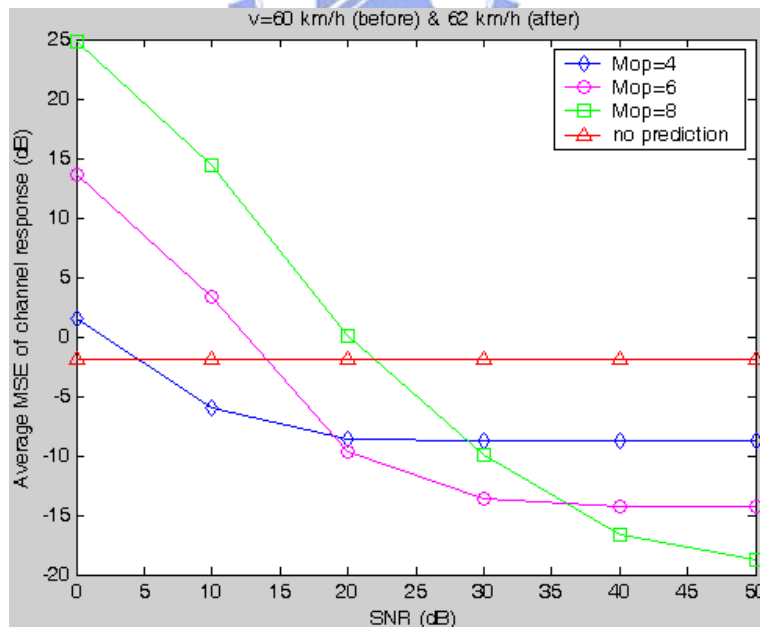


圖 5.5-7 不同 M_{op} 值在不同 SNR 下的比較結果

我們由上圖可知，在高 SNR 的環境下，若 M_{op} 值越大，則有越好的通道預測表現，這也符合我們的想法，這是因為由式(4.3-11)可

知，若電波現時狀態值估測法中用來近似實際通道響應的方向數 M_{op} 越多，則越能近似真正實際的通道值，因此做的通道預測也就能更準確。但在低 SNR 的環境下， M_{op} 值越大，反而會越容易大幅增加通道響應誤差，這是因為在電波現時狀態值估測法中反矩陣 \hat{E}^{-1} 的元素值(entry)通常都很大，而反矩陣 \hat{E}^{-1} 的階數(由 M_{op} 決定)越大的話，由式(4.3-10)可知則會有越大的雜訊放大效應，所以若雜訊不小(SNR 低)的話，則會造成更嚴重的雜訊放大問題，如此估測出的電波現時狀態值會產生嚴重錯誤，進而造成通道預測上的錯誤。因此我們在高 SNR 的情況下可用較大的 M_{op} 值來更精確的近似通道值，而在低 SNR 的情況下則用較小的 M_{op} 值來減少通道響應的誤差。

接下來我們要來比較不同速度在不同 SNR 下對通道預測所造成的影響，比較的結果如下圖所示：

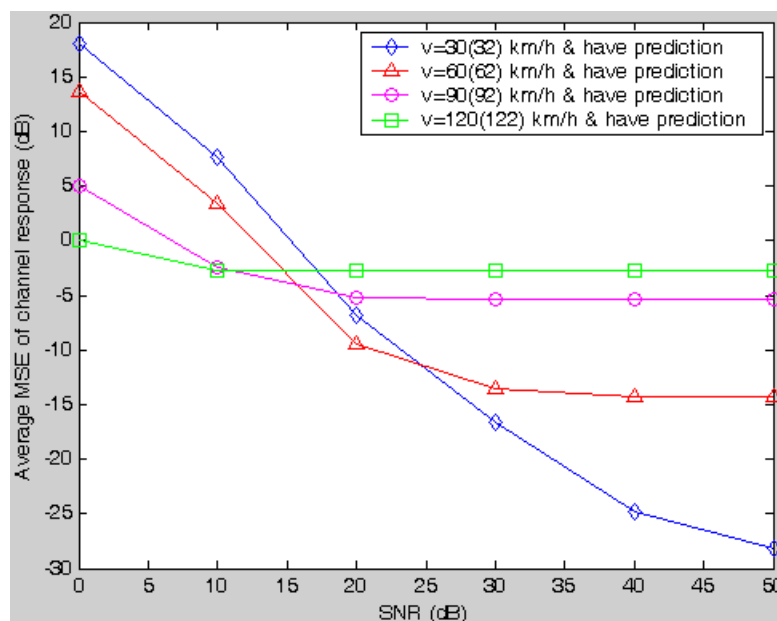


圖 5.5-8 不同速度在不同 SNR 下的比較結果

我們由上圖可知，在高 SNR 的環境下，若速度越高，則通道預測的表現也就越差，這是因為由表 5.4-2 可知，最大都卜勒偏移頻率估測法對於越高的速度會有越大的都卜勒偏移頻率的估測誤差，進而造成通道預測上的錯誤。但是在低 SNR 的環境下，速度越低反而會造成通道預測上越大的誤差，這是因為在電波現時狀態值估測法中反矩陣 \hat{E}^{-1} 的元素值(entry)通常都很大，而速度低(最大都卜勒偏移頻率較小)所建構出的反矩陣 \hat{E}^{-1} 元素值又會比速度高(最大都卜勒偏移頻率較大)所建構出的反矩陣 \hat{E}^{-1} 元素值大很多，因此由式(4.3-10)可知會造成更大的雜訊放大效應，所以若雜訊不小(SNR 低)的話，則速度低會造成比速度高更嚴重的雜訊放大問題，如此估測出的電波現時狀態值會產生嚴重錯誤，進而造成通道預測上的錯誤。所以我們可知在高 SNR 的環境下，通道預測的誤差表現是由最大都卜勒偏移頻率估測法的估測誤差在主導；而在低 SNR 的環境下，由於電波現時狀態值估測法中的反矩陣 \hat{E}^{-1} 會放大領航式通道估測法的估測誤差(由通道雜訊以及一階線性內插法的誤差組成)，而此時放大的誤差值所造成通道預測上的誤差，會遠大於最大都卜勒偏移頻率估測法之估測誤差(由圖 5.4-2 可知不會受到 SNR 的影響，所以不會因 SNR 降低而加大)所造成通道預測上的誤差，所以此時通道預測的誤差表現會變成由電波現時狀態值估測法的估測誤差所主導。因此我們可知通道預測的表

現在不同的環境下，是由不同的估測法來主導，而且速度越低，所建構出的反矩陣 \hat{E}^{-1} 會對雜訊越敏感，所以會越容易隨著 SNR 的不同而大幅地改變通道預測的誤差表現。

接下來我們將沒有做通道預測的不同速度在不同 SNR 下的通道響應誤差也加入到圖 5.5-8 中來與有做通道預測的情況互相比較分析，比較的結果如下圖所示：

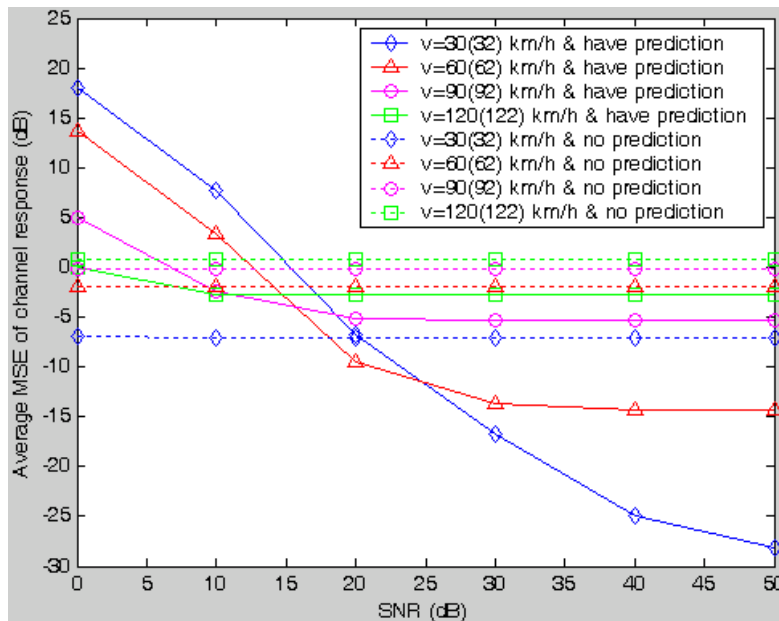


圖 5.5-9 有無做通道預測在不同 SNR 下的比較結果

因此我們由上圖可知，若沒有做通道預測的話，其通道響應誤差會隨著 SNR 增高而緩慢地降低，而在低 SNR 的環境下沒有做通道預測會比有做通道預測的誤差低，因此我們可知通道預測要在一定程度的 SNR 以上才能發揮效用，而速度越低越容易隨 SNR 的提昇而獲得大幅度的效能改善，且可以改善未做通道預測的誤差也越大。

而接下來我們要來比較不同速度在不同 pilot ratio 下對通道預測

所造成的影響，比較的結果如下圖所示：

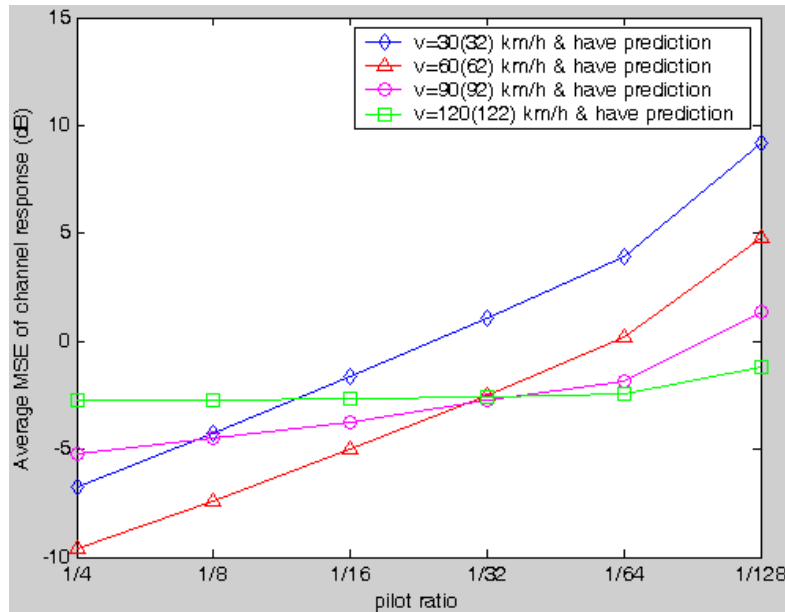


圖 5.5-10 不同速度在不同 pilot ratio 下的比較結果

我們由上圖可知，通道預測的誤差會隨著 pilot ratio 的減少而增加。而在 pilot ratio 較大的情況下，速度越低會有越好的通道預測表現，這是因為 pilot ratio 越大，則領航式估測法中的一階線性內插法的誤差就會越小，因此估測出的通道響應誤差就會越小，所以由式 (4.3-10) 可知電波現時狀態值估測法中反矩陣 \hat{E}^{-1} 的誤差放大效應就沒有最大都卜勒偏移頻率估測法的估測誤差來的明顯，因此 pilot ratio 較大時是最大都卜勒偏移頻率估測法在主導通道預測表現，所以此時速度低會比速度高有好的預測表現。而速度 30 km/h 的誤差比速度 60 km/h 的誤差高是因為此時是固定 SNR=20 dB 的環境下所跑的模擬，而由圖 5.5-8(固定 pilot ratio=1/4) 可知在 SNR=20 dB 的情況下，速度 30 km/h 的誤差會比速度 60 km/h 的誤差高一點，所以在圖 5.5-10 中

才會有這樣的結果。當 pilot ratio 大於 1/64 時，由圖 5.4-4 可知，最大都卜勒偏移頻率估測法的估測誤差幾乎沒有變化(因為 pilot 取樣在同調頻寬內)，所以此段不同 pilot ratio 的通道預測誤差之變化情形全決定於電波現時狀態值估測法的估測誤差(前面在討論不同的 SNR 下也是一樣的情況)，而隨著 pilot ratio 逐漸變小的情況下，則領航式估測法中的一階線性內插法的誤差就會越大，而估測出的通道響應誤差也就會越大，所以此時反矩陣 \hat{E}^{-1} 的誤差放大效應就會比最大都卜勒偏移頻率估測法的估測誤差來的明顯，因此 pilot ratio 較小時是電波現時狀態值估測法在主導通道預測表現。而電波現時狀態值估測法中低速的反矩陣 \hat{E}^{-1} 的誤差放大效應比高速的反矩陣 \hat{E}^{-1} 敏感，所以低速的通道響應誤差提昇幅度會比高速的來得大。當 pilot ratio 為 1/128 時，由於此時的 pilot 取樣在同調頻寬外，所以領航式通道估測法估測出的通道響應誤差會急速加大，除了使都卜勒偏移頻率估測法的估測誤差開始加大外，也使的電波現時狀態值估測法中反矩陣 \hat{E}^{-1} 的誤差放大效應更大，所以雙重影響下會使得通道預測誤差的提昇幅度遠比之前還要來的大。因此我們可知通道預測的表現在不同的 pilot ratio 下，是由不同的估測法來主導，而且速度越低，所建構出的反矩陣 \hat{E}^{-1} 會對一階線性內插法的誤差越敏感，所以會越容易隨著 pilot ratio 的不同而大幅地改變通道預測的誤差表現。

接下來我們將沒有做通道預測的不同速度在不同 pilot ratio 下的通道響應誤差也加入到圖 5.5-10 中來與有做通道預測的情況互相比較分析，比較的結果如下圖所示：

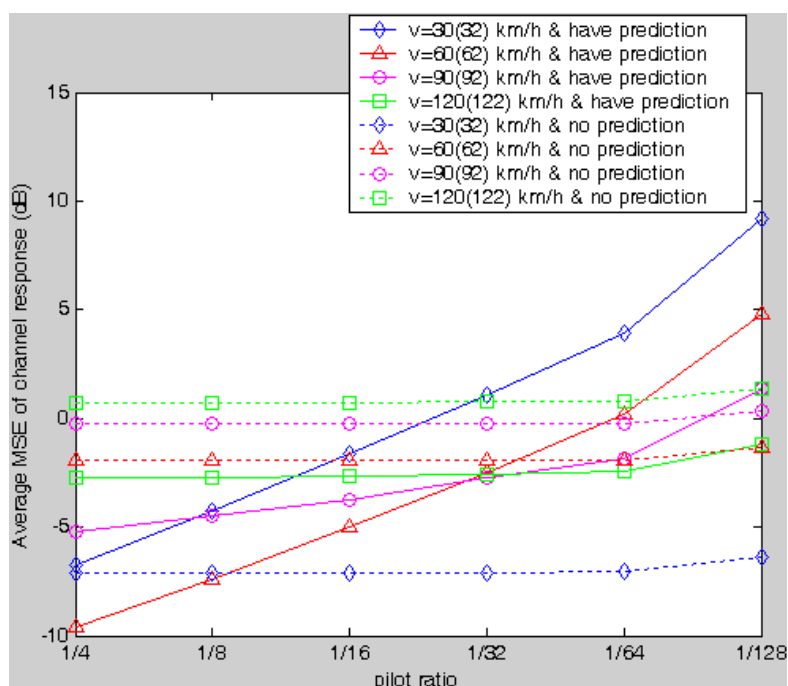


圖 5.5-11 有無做通道預測在不同 pilot ratio 下的比較結果

由上圖可知，當 pilot ratio 大於 1/64 時，沒有做通道預測的誤差幾乎都一樣，這是因為 pilot 取樣在同調頻寬內所估測到的通道值大致都差不多，而在 pilot ratio 較小的情況下有做通道預測可能會比沒有做通道預測的誤差高，這是因為電波現時狀態值估測法中的反矩陣 \hat{E}^{-1} 造成的誤差放大效應所致。因此通道預測要在一定大小的 pilot ratio 以上才能發揮效用，而速度越低越容易隨著 pilot ratio 的提昇而獲得大幅度的效能改善，且可以改善未做通道預測的誤差也越大。

最後，為了驗證速度越低所建構的反矩陣 \hat{E}^{-1} 有越大的誤差放大

效應，我們在實際情況下(設 SNR=20 dB)，不同速度每次所估測到 Channel A 第一條路徑之某個電波現時狀態值 $\hat{\Phi}_l(n,m)$ 的振幅隨時間描繪出來，如下圖所示：

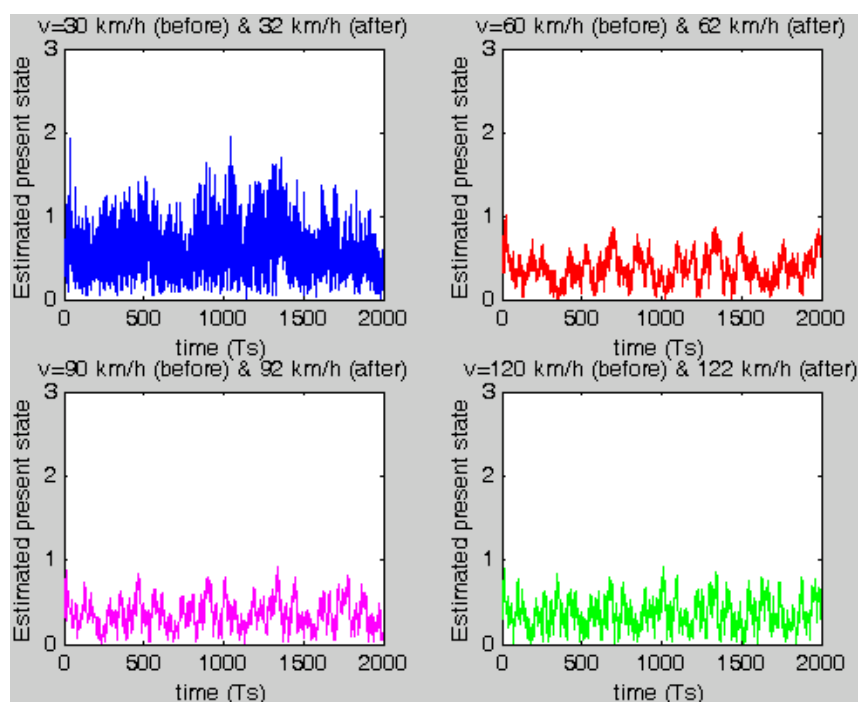


圖 5.5-12 實際情況不同速度下估測電波現時狀態值的振幅變化

所以我們可以由上圖看出，在速度越低的情況下，估測的電波現時狀態值的振幅變動範圍越大；反之若速度越高，變動範圍越小。這與圖 5.5-5 在理想情況下相比是完全相反的結果，主要是因為由式 (4.3-10) 可知變動的原因是由通道估測誤差所造成，由於此時已固定通道訊雜比(SNR)為 20 dB，因此變動範圍越大的話就代表該速度下建構的反矩陣 \hat{E}^{-1} 有越大的誤差放大效應，所以我們可知速度越低所建構的反矩陣 \hat{E}^{-1} ，其誤差放大效應越大；反之速度越高所建構的反矩陣 \hat{E}^{-1} ，其誤差放大效應越小，由此可以完全驗證出來。

第六章 結論

在這篇論文的研究裡，一開始我們先對無線行動時變通道的一些性質和數學模型做了相關的探討和分析，接下來對 OFDM 的系統架構和其所使用的領航式通道估測法做了詳細的說明。而為了解決 CSI 過時性的問題，因此我們針對了無線行動時變通道的統計性質以及數學模型設計出了最大都卜勒偏移頻率估測法和電波現時狀態值估測法來估測出無線行動時變通道的相關參數，之後再利用這些通道參數值重建出該時變通道的脈衝響應，進而達到通道預測的目的，預測出目前以及未來的 CSI，這麼一來傳送的資料就不會被過時的 CSI 所影響，如此就可以改善因 CSI 錯誤所造成系統效能下降的問題，並且還可以減少回授的資料量，降低回授通道所佔用的頻寬。

所以我們由以上可知，通道預測的準確度完全決定於最大都卜勒偏移頻率估測法和電波現時狀態值估測法的估測誤差表現，而透過系統模擬可以發現，最大都卜勒偏移頻率估測法的估測誤差表現不會因通道訊雜比(SNR)和領航式通道估測法中 pilot ratio 的不同(只要 pilot 取樣在同調頻寬內)而受到影響，只會因速度的不同而受到影響。但 SNR、pilot ratio、速度這三種參數的變化卻都會深深影響電波現時狀態值估測法，其中速度和簡化的方向數 M_{op} 會決定反矩陣 \hat{E}^{-1} 的放大倍率，而 SNR 和 pilot ratio 會決定領航式通道估測法的通道估測誤差

大小，因此若 \hat{E}^{-1} 的放大倍率越大(即速度越慢或 M_{op} 值越大)，則越容易因估測誤差大小的改變(即 SNR 或 pilot ratio 的改變)而造成通道預測誤差表現的劇烈變化；反之若 \hat{E}^{-1} 的放大倍率越小(即速度越快或 M_{op} 值越小)，則越不容易因估測誤差大小的改變(即 SNR 或 pilot ratio 的改變)而造成通道預測誤差表現太大的變化。而在通道估測誤差越小的時候(即 SNR 越高或 pilot ratio 越大的情況)，此時電波現時狀態值估測法中反矩陣 \hat{E}^{-1} 的誤差放大效應就越不明顯，因此最大都卜勒偏移頻率估測法的估測誤差表現就會主導通道預測的準確度；反之在通道估測誤差越大的時候(即 SNR 越低或 pilot ratio 越小的情況)，此時電波現時狀態值估測法中反矩陣 \hat{E}^{-1} 的誤差放大效應就越明顯，但最大都卜勒偏移頻率估測法的估測誤差表現卻不會因 SNR 越低或 pilot ratio 越小(在同調頻寬內)而有太大改變，因此反矩陣 \hat{E}^{-1} 的誤差放大效應就會超過最大都卜勒偏移頻率的估測誤差，所以就會變成電波現時狀態值估測法的估測誤差表現主導通道預測的準確度。而且若通道估測誤差太大(即 SNR 太低或 pilot ratio 太小的情況)，造成反矩陣 \hat{E}^{-1} 的誤差放大效應太大，則會使有做通道預測的誤差比沒有做通道預測的誤差還來的高，因此通道預測要在一定程度的 SNR 以上或一定大小的 pilot ratio 以上才能發揮效用。另外，若電波現時狀態值估測法中的預測區間越長，可以越減少估測法運算的次數、回授的資

料量以及回授通道所佔用的頻寬，但卻會造成越大的通道預測誤差；反之若電波現時狀態值估測法中的預測區間越短，則會越增加估測法運算的次數、回授的資料量以及回授通道所佔用的頻寬，但卻可以造成越小的通道預測誤差，因此這也是一個通道預測誤差表現與節省頻寬、計算量上的抉擇(trade off)問題，所以我們可以根據欲達到的目的來選擇適當的預測區間長度。



第七章 参考文献

- [1] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Discrete-time signal processing*, Prentice-Hall, 1989
- [2] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed., McGrawHill, New York, 1995
- [3] Theodore S. Rappaport, *Wireless Communications*, Prentice-Hall, 1996
- [4] Stuber, Gordon L., *Principles of mobile communication*, Kluwer, 2001
- [5] Clark, R. H., “A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception”, Bell Systems Technical Journal, vol.47, pp.957-000, 1968
- [6] P. Dent, G. E. Bottomley, and T. Croft, “Jakes fading model revisited”, 24th *Electronics Letters*”, vol.29, no.13, pp.1162-1163, Jun. 1993
- [7] R. van Nee and R. Prasad, *OFDM for wireless multimedia communications*, Boston/London: Artech House, 1999
- [8] J. –J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, “On channel estimation in OFDM system”, in Proc. IEEE 45th Vehicular Technology Conf., Chicago, IL, Jul. 1995, pp.815-819
- [9] A. Petropulu, Ruifeng Zhang, “Blind channel estimation for OFDM systems”, Digital Signal Processing Workshop, 2002 and the 2nd Signal Processing Education Workshop. Proceedings of 2002 IEEE 10th 13-16 Oct. 2002 pp.366-370
- [10] M. J. F. –G. Garcia, S. Zazo, J. M. Paez-Borrillo, “Pilot patterns for channel estimation in OFDM”, IEEE Electronics Letters, vol.36, no.12, pp.1049-1050, Jun. 2000
- [11] W. T. Webb and R. Steele, “Variable rate QAM for mobile radio”, IEEE Trans. Commu., vol.43, no.7, pp.2223-2230, Jul. 1995

- [12] D. Mottier, D. Castelain, “*A Doppler estimation for UMTS-FDD based on channel power statistics*”, VTC 1999-Fall. IEEE VTS 50th, vol.5, pp.3052-3056, Sep. 1999
- [13] N. Benvenuto, S. Tomasin, “*Block iterative DFE for single carrier modulation*”, Electronics Letters, vol.38, no.19, pp.1144-1145, Sep. 2002



作者簡歷

姓名： 林昱成

性別： 男

生日： 1981/11/24

身高： 170cm

體重： 50kg

籍貫： 台灣省嘉義縣

學歷： 台北市立建國中學

國立交通大學電機與控制工程學系

國立交通大學電信工程研究所系統組

研究領域： 無線通訊系統、計算機網路、數位訊號處理

論文題目： 正交分頻多工系統中通道預測技術的設計與分析