

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

高速行動下多輸入多輸出正交分頻多工系統之
子載波間干擾連續消除與遞迴式連續通道估計



Successive ICI Cancellation and Recursive Channel
Re-Estimation for High-Mobility MIMO-OFDM
Systems

研究生：楊坤浩

指導教授：吳文榕 博士

中華民國九十五年七月

高速行動下多輸入多輸出正交分頻多工系統之子載波間干
擾連續消除與遞迴式連續通道估計

Successive ICI Cancellation and Recursive Channel
Re-Estimation for High-Mobility MIMO-OFDM Systems

研 究 生：楊坤浩

Student：Kun-How Yang

指導教授：吳文榕 博士

Advisor：Dr. Wen-Rong Wu

國 立 交 通 大 學

電信工程學系碩士班



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 of Science

In Communication Engineering

July 2006

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十五年七月


高速行動下多輸入多輸出正交分頻多工系統之子載波間干擾 連續消除與遞迴式連續通道估計

研究生：楊坤浩

指導教授：吳文榕 教授

國立交通大學電信工程學系碩士班

【摘要】



依照慣例來說，OFDM 系統的通道響應都是假設為 quasi-static，也就是說在一個 OFDM 符元裡是非時變的。但是在高速行動的環境下，這個假設不再成立。時變的通道會破壞子載波間的正交性，進而產生子載波間的干擾（intercarrier interference;ICI）。連續的 ICI 消除器（successive ICI cancellation;SIC）已經成功的運用在減輕這個問題上。然而它的效能會與通道估計的準確度有相當大的關係。在這篇論文裡，我們將會提出遞迴式的通道重新估計方法來加強 SIC 的效能。主要的想法是利用從 SIC 的輸出來當做額外的已知信號(pilot)並且遞迴地接續著通道重新估計。SIC 的另一個問題，就是大量的處理上的時間延遲。為了解決這個問題，我們提出了一個 windowing 的設計，可以使得 ICI 的影響縮小，而且可以應用在較簡化的 SIC 上。在程式模擬上可見到，所提出的方法可以有效的減低由高速行動所產生的 ICI 問題。

Successive ICI Cancellation and Recursive Channel Re-Estimation for High-Mobility MIMO-OFDM Systems

Student: Kun-How Yang

Advisor: Dr. Wen-Rong Wu

Department of Communication Engineering
National Chiao-Tung University

【 Abstract 】

Conventionally, the channel response for an OFDM system is assumed to be quasi-static, i.e., time-invariant in an OFDM symbol. In high-speed mobile environments, however, the assumption is no longer hold. The time-variant channel will destroy the orthogonality of subcarriers and result in intercarrier interference (ICI). Successive ICI cancellation (SIC) has been successfully applied to mitigate this problem. However, its performance greatly depends on the accuracy of channel estimation. In this thesis, we propose recursive channel re-estimation schemes to enhance the performance of SIC. The main idea is to use the successive outputs from SIC as additional pilots and conduct channel re-estimation recursively. One problem associated with the SIC is its large processing delay. To solve the problem, we then propose a windowing design such that the ICI effect can be reduced and a simplified SIC method can be applied. Simulations show the proposed methods can effectively mitigate the ICI effect induced by the high mobility problem.

【 內容目錄 】

第一章	緒論.....	1 -
第二章	MIMO-OFDM 系統.....	4 -
2.1	SISO-OFDM 系統架構系統.....	4 -
2.1.1	OFDM 系統與傳輸調變方式.....	4 -
2.1.2	MIMO 系統訊號模型與架構.....	11 -
2.1.3	MIMO-OFDM 系統.....	16 -
2.2	MIMO-OFDM 系統之 ZF & MMSE 等化器.....	20 -
2.3	MIMO-OFDM 系統之連續 ICI 消除器.....	23 -
2.4	傳輸通道模型.....	24 -
2.4.1	傳輸通道簡介.....	27 -
2.4.2	Jakes 通道模擬方法.....	30 -
2.5	通道估計.....	33 -
第三章	MIMO-OFDM 系統之快速連續 ICI 消除演算法與遞迴通道估計演算法.....	39 -
3.1	低複雜度 SIC.....	39 -
3.2	遞迴式低複雜度 SIC.....	41 -
3.3	遞迴通道估計與連續 ICI 消除.....	46 -
3.3.1	遞迴通道估計與連續 ICI 消除（方法一）.....	46 -
3.3.2	遞迴通道估計與連續 ICI 消除（方法二）.....	49 -
3.4	pilot tone 放置方式.....	52 -
第四章	SISO-OFDM 系統之頻域濾波器設計.....	54 -
第五章	模擬結果.....	61 -
5.1	環境參數設定與訊雜比.....	62 -

5.2 通道脈衝響應已知.....	- 62 -
5.2.1 SISO-OFDM 系統.....	- 63 -
5.2.2 MIMO-OFDM 系統.....	- 65 -
5.3 通道脈衝響應未知.....	- 67 -
5.4 頻域濾波器設計.....	- 70 -
第六章 結論.....	- 73 -
參考文獻.....	- 74 -



【 表目錄 】

表 3-1	SISO-OFDM中快速連續ICI消除演算法之複雜度.....	- 46 -
表 4-1	Low-complexity SIC與圖 4-5 主要運算量比較表	- 62 -
表 5-1	電腦模擬參數設定	- 62 -

【 圖目錄 】

圖 2-1	傳統FDM的頻譜	- 6 -
圖 2-2	利用載波重疊的頻譜	- 6 -
圖 2-3	OFDM的子載波正交頻譜	- 7 -
圖 2-4	類比OFDM調變器	- 8 -
圖 2-5	類比OFDM解調器	- 8 -
圖 2-6	OFDM系統之CP示意圖	- 10 -
圖 2-7	OFDM系統之基頻方塊圖	- 10 -
圖 2-8	MIMO系統架構(Multi Antenna Processing Unit, MAPU)	- 10 -
圖 2-9	STBC兩根傳送天線兩根接收天線方塊圖	- 13 -
圖 2-10	BLAST傳送接收方塊圖	- 14 -
圖 2-11	MIMO-OFDM系統架構圖	- 16 -
圖 2-12	MIMO-OFDM 與MMSE等化器方塊圖 (以 N_T 根傳送天線與 N_R 根接收天線為例)	- 22 -
圖 2-13	MIMO-OFDM連續ICI消除器系統方塊圖	- 24 -
圖 2-14	在圖 2-13 中連續ICI消除器的方塊圖	- 25 -
圖 2-15	通道脈衝響應	- 31 -

圖 2-16 都卜勒頻率偏移示意圖.....	- 22 -
圖 2-17 Jake's 多重Rayleigh衰落路徑通道模型	- 31 -
圖 2-18 MIMO-OFDM系統之通道估計	- 33 -
圖 3-1 LOW-COMPLEXITY 示意圖	- 24 -
圖 3-2 ICI分布示意圖	- 25 -
圖 3-3 訊號連續解出圖.....	- 47 -
圖 3-4 訊號連續解出圖 2	- 50 -
圖 3-5 MIMO-OFDM 環境中遞迴通道估計與連續ICI消除（方法一）	- 25 -
圖 3-6 MIMO-OFDM 環境中遞迴通道估計與連續ICI消除（方法二）	- 47 -
圖 4-1 ICI分布圖(正規化都卜勒頻率=0.1)	- 64 -
圖 4-2 ICI分布圖(正規化都卜勒頻率=0)	- 65 -
圖 4-3 矩陣示意圖.....	- 66 -
圖 4-4 FILTER之後接ONE TAP EQUALIZER	- 67 -
圖 4-5 FILTER之後接ONE TAP EQUALIZER與LOW-COMPLEXITY SIC	- 69 -
圖 5-1 SISO-OFDM系統中，通道已知， $f_d T_s = 0.05$ ，MMSE等化器與連續ICI消除器之BER效能比較	- 64 -
圖 5-2 SISO-OFDM系統中，通道已知， $f_d T_s = 0.1$ ，MMSE等化器與連續ICI消除器之BER效能比較	- 65 -
圖 5-3 MIMO-OFDM系統中（ $N_T = N_R = 2$ ），通道已知， $f_d T_s = 0.05$ ，MMSE等化器與連續ICI消除器之BER效能比較	- 66 -
圖 5-4 MIMO-OFDM系統中（ $N_T = N_R = 2$ ），通道已知， $f_d T_s = 0.1$ ，MMSE等化器與連續ICI消除器之BER效能比較	- 67 -
圖 5-5 SISO-OFDM系統中，通道估計， $f_d T_s = 0.05$ ， $N_s = 6$ ，MMSE等化器、連續ICI消除器、遞迴通道估計與連續ICI消除器（方法一）以及（方法二）之BER效能比較	- 69 -
圖 5-6 SISO-OFDM系統中，通道估計， $f_d T_s = 0.1$ ， $N_s = 6$ ，MMSE等化器、連續ICI消除器、遞迴通道估計與連續ICI消除器（方法一）以及（方法二）之BER效能比較	- 69 -

圖 5-7 SISO-OFDM系統中， $f_d T_s = 0.05$ ，前 100 個TONE ONE TAP EQUALIZER解出接LOW-COMPLEXITY SIC	- 69 -
圖 5-8 SISO-OFDM系統中， $f_d T_s = 0.05$ ，前 110 個TONE ONE TAP EQUALIZER解出接LOW-COMPLEXITY SIC	- 69 -
圖 5-9 SISO-OFDM系統中， $f_d T_s = 0.05$ ，前 120 個TONE ONE TAP EQUALIZER解出接LOW-COMPLEXITY SIC	- 69 -



第 1 章 緒論

隨著行動寬頻通訊的蓬勃發展，在信號傳輸上出現了一些問題與挑戰，其中一個主要的問題就是快速衰變的通道。正交分頻多工技術（Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM）是一種多載波調變技術，它具有高速率傳輸的能力，並可相當程度克服多重路徑通道（multipath channel）造成符元間的干擾（inter symbol interference）與頻率選擇性衰減（frequency-selective fading）的問題；除此之外可利用多輸入多輸出（Multi-input Multi-output, MIMO）更進一步來提升通道傳輸能力與效率。因此 OFDM 技術已漸成為目前通訊的主流。

在高速移動的環境中最主要的難題之一就在於如何克服通道（channel）因為接收端在移動下會使得一個 OFDM 符元區間（symbol duration）內的傳輸通道產生變動，造成時間選擇性衰減通道（time-selective fading channel）。因為在時間選擇性衰減通道中，OFDM 系統對頻率的飄移與誤差非常敏感，因此 OFDM 符元區間越長通道變化越明顯，會破壞子載波間的正交性產生同步時的錯誤，使接收端遭遇子載波間干擾（intercarrier interference, ICI），這樣的干擾會隨 OFDM 符元區間長度愈長愈嚴重，使得 OFDM 系統中的錯誤率（error rate）提高。此外，ICI 對於每個子載波可達到的傳輸速率與訊號與干擾加上雜訊比

（signal-to-intercarrier-plus-noise ratio, SINR）有很直接的關係，ICI 會降低 SINR 因而對資料傳輸量（data throughput）有負面影響。

對由時變通道所產生的 ICI 的研究最重要的一點就是將 ICI 對系統的影響量化，其中 M. Russell 與 G. Stuber[1]。利用中央極限定理（central limit theory）以一個高斯隨機程序（Gaussian random process）來描述 ICI，並對 ICI 與訊號干擾比（signal-to-interference ratio, SIR）與符元錯誤率（symbol error rate, SER）的影響

量化。而在廣義平穩不相關散射 (wide-sense stationary uncorrelated scattering, WSSUS) 通道則是由 J. Li 與 M. Kavehrad[2]。提出一個說法，如果 OFDM 符元區間比通道同調時間的 8 % 還長的話，則 SINR 會比 20dB 還低。而 P. Robertson 與 S. Kaiser [3]。透過不同都卜勒頻譜 (Doppler spectra) 來分析正交性損失。Y. Li, L. J. Cimini [4]。推導出 ICI 的邊界值。

J.P.M.G. Linnartz 與 A. Gorokhov [5]。設計最小均方差 (Minimum Mean-Square Error, MMSE) 等化器來壓抑 ICI。Y. S. Choi、P. J. Voltz 與 F. A. Cassara [6]，採用線性 MMSE 等化器與連續干擾消除器 (Successive Interference Cancellation, SIC) 來檢測訊號。A. Stamoulis、S. N. Diggavi 與 N. Al-Dhahir [7]。在時域設計一個線性濾波器來消除 ICI。X. Cai 與 G. B. Giannakis [8]，推導整體效能邊界、匹配濾波器 (Matched Filter, MF) 邊界並提出低複雜度的 MMSE 等化器與決策回授等化器 (Decision Feedback Equalization, DFE) 來消除 ICI。W. G. Jeon、K. H. Chang 與 Y. S. Cho [9]。設計一個頻域等化器 (frequency domain equalization) 來補償 ICI，同時發現當 OFDM 符元區間比通道同調時間的 10 % 低時，通道變化趨勢可以假設為線性，並可藉由訓練符元 (training symbol) 線性內插得到通道估計，當 OFDM 符元區間較通道同調時間 (相對溫和的都卜勒) 小許多時，通道可以假設在一個 OFDM 符元區間內近似常數。P. Schiniter 則是利用頻域和時域的對偶性(dual)，創造出了實現在時域的簡單頻域濾波器(filter)，一開始的構想是希望利用時域等化器 (time-domain equalizer) 概念，看看是否能找出一組係數，用通道矩陣和這組係數做折積來得到新的矩陣，而這個新的矩陣能把能量盡量集中在對角線上。

本論文會著重於時變通道 (time-varying channel) 對於傳輸多載波調變時所產生的 ICI 消除與通道估計，和利用濾波的方式將 ICI 的散開縮短。文中會將 MIMO-OFDM 系統中用於檢測訊號的連續 ICI 消除器 Successive ICI canceller，並提出連續通道估計與 ICI 消除演算法，利用連續 ICI 消除後檢測的訊號不斷回傳

供接收端前段重新估計通道脈衝響應，並利用新的脈衝響應繼續檢測後續訊號或是再重新檢測更新之前已測得的訊號，讓它以遞迴運算的方式使通道估計更為準確，並增加檢測訊號的正確度。為了要降低演算法的複雜度，我們更利用了濾波的方法，將散開的 ICI 縮進到附近幾個頻率內，這樣便可用較低的運算量來得到近似原來運算量的表現(performance)。

本論文後續章節結構為，第二章會先介紹 MIMO-OFDM 的系統架構與數學模型，包含通道模型、MMSE 等化器、MIMO-OFDM 系統中的連續 ICI 消除器。第三章會先將第二章介紹的連續 ICI 消除器以及其快速實現方法並提出遞迴通道估計與連續 ICI 消除演算法，以及介紹在估計時變通道時，pilot tone 位置安排。第四章是說明濾波器設計的條件與方法。第五章是模擬結果。第六章會提出論文結論。第七章則會列出參考資料。

本論文可能會使用到的運算符號定義列舉如下：

1. 上標 T 表示轉置 (transpose)。
2. $*$ 表示共軛 (conjugate)。
3. H 為共軛轉置 (Hermitian transpose)。
4. $E[\cdot]$ 表示中括弧內隨機變數 (random variable) 的期望值 (expectation)。
5. 若 $z = y \bmod x$ 則可得到最小的 z 值使得 $y = nx + z$ ，也就是 y modulo x 的餘數，其中 $z \geq 0$ ， x 和 y 為已知參數， n 為任意非負整數。
6. 向量與矩陣均由粗體字母表示，變數由細體字母表示。
7. $A(m,n)$ 表示矩陣 A 中的第 (m,n) 項。

第 2 章 MIMO-OFDM 系統

MIMO 技術利用多組平行空間通道，在不同發射天線同時傳送不同訊號，以提升系統的傳輸速率。MIMO 系統依運作方式之不同，分為兩大類：一類是提供傳送與接收分集藉以提昇訊號品質的空間分集式(spatial diversity)系統，另一類是在不同發射天線同時傳送不同訊號，藉以提昇系統之傳輸速度的空間多工式(spatial multiplexing)系統，本論文的环境主要架構在空間多工上。另外，OFDM 是一種多載波調變技術，可以克服多路徑通道產生的 ISI 與頻率選擇性衰減的問題。為因應未來通訊系統之高品質及高速傳輸需求，因此將 MIMO 結合 OFDM 技術成為 MIMO-OFDM 系統可以充份利用頻譜資源，藉由調整子載波之調變與功率以維持系統之通訊品質與傳輸率，以及利用豐富的空間通道特性，藉由多根發射及接收天線以提供穩定的空間分集並提高傳輸率。

在本章節中先簡單介紹 OFDM 系統與傳輸調變原理、MIMO 搭配 OFDM 的通訊系統架構並加以討論其數學模型，再來會依序介紹本論文模擬的通道模型、時變通道造成的 ICI 情況、MIMO-OFDM 系統的 MMSE 等化器、MIMO-OFDM 系統的連續 ICI 消除器與通道估計方法。


2.1 SISO-OFDM 系統架構

2.1.1 OFDM 系統與傳輸調變方式

多載子的調變技術(MCM)，雖然不是一個很新的想法，但是在最近幾年來因為傳輸速率最大化這個議題受到高度重視，使得這個觀念又被加以應用。在一個多載子的調變系統裡，一個原來的資料流是以多個子載波(subcarrier)加以傳送。除此之外，正交分頻多工系統(OFDM)是多載子調變系統的一個特殊例子，因為

他的子載波之間是互相正交的。

在傳統的多載子調變系統裡，所有被佔據的頻帶會被分成 M 個互相不重疊的子通道。每個訊符(symbol)會被調變至各個子載波(subcarrier)上，而這就被稱為分頻多工系統。原本，這個系統對於避免頻譜重疊和減低載波間干擾(ICI)有顯著的效能。然而，在非常有限頻帶上的運用卻是成效不彰，為了解決頻帶運用的問題，在1960年代的中期就有人提出了子通道(subchannel)重疊的想法。可是我們必須降低子通道(subchannel)間的串話干擾(crosstalk)，在這方面，子通道(subchannel)間的正交性提供了一個有效的解決方法。假設，一個正交分頻多工系統(OFDM)的接收器，能正確地工作再每一個子通道頻譜(spectrum)的峰值，它便能在沒有ICI的情況下從子通道中解調變出正確的訊息。換言之，在子通道頻譜峰值處是不受其他子通道頻譜的干擾。



OFDM的概念從字面上看就可知道是從FDM衍生出來，也是屬於分頻多工的一種系統。而所謂的分頻多工，就是把一個大而完整的頻帶，分割成許多小的子頻帶來傳送資料，而其中每個子頻帶都由對應的載波加以調變。多載波傳輸是在頻域上使用 N 個子載波，將原本是串在一起的傳輸資料，切割成平行的 N 個資料串，來加以傳送，可想而知，每個資料串的傳輸速率會變成原先的 $1/N$ 的低速率。在頻域上我們把頻帶一分為 N ，所以在時域的每一路平行分割的資料上看來，分割後的符元區間變為原本串列傳輸的 N 倍大，因此由多重路徑延遲擴散(Multi-path Delay Spread)所引起的ISI (intersymbol interference, ISI) 可以被相當程度的降低。而頻域上，就像剛才所言相對於原本串列傳輸，各個子載波的頻寬相對變小 N 倍，於是再遭遇到多重路徑衰落通道(Multi-path fading channel)時，通道之同調頻寬(Coherent Bandwidth)便大於子載波的頻寬，對於個別的子載波而言，其實是遭遇到非頻率選擇性通道(Frequency Non-selective channel)。

在頻譜的使用效率上，傳統的頻率多工技術 (Frequency Division Multiplexing,

FDM)其子載波之間並不重疊，如圖 2-1每個載波間必須保留足夠的區間，避免symbol間的互相干擾，如此一來，會浪費許多頻寬，使得頻譜的使用非常沒有效率。

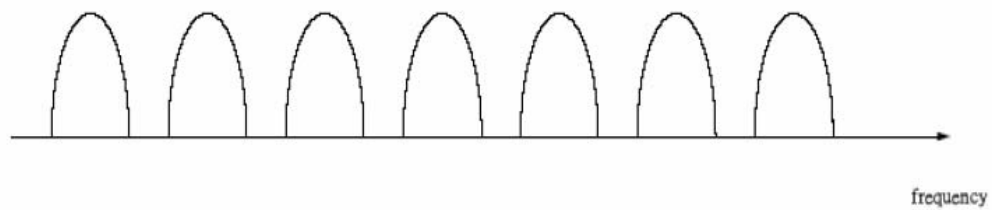


圖 2-1 傳統 FDM 的頻譜

使用子載波互相重疊可節省大量的頻寬，如圖 2-2 利用載波重疊的頻譜使用重疊的載波節省頻寬。然而，重疊的載波會帶來另一個問題，也就是載波間的互相干擾，我們可以藉由適當的安排，使子載波間相互正交。圖 2-3 OFDM的子載波正交頻譜是一個典型的OFDM子載波正交頻譜分配圖，可以看出在每個載波峰值的位置，其他載波都是零交錯（Zero Crossing），因此對於所有子載波而言，彼此是正交的。



圖 2-2 利用載波重疊的頻譜

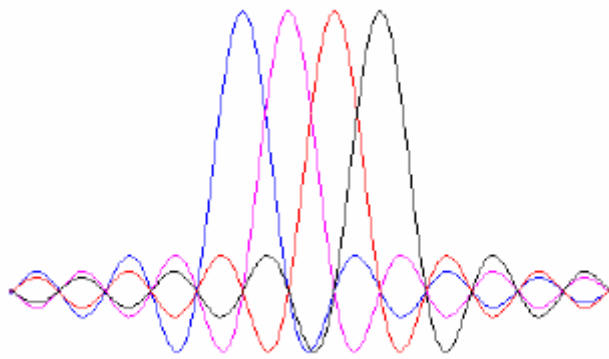


圖 2-3 OFDM 的子載波正交頻譜

OFDM的訊號是由PSK或是QAM所調變的子載波在時域上相互疊加而成，其等效低通（Equivalent Lowpass）訊號可以表示成：

$$x(t) = \begin{cases} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_k \phi_k(t) & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}, \phi_k(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j2\pi f_k t} \quad (2-1)$$

其中 T 為symbol的區間， X_k 為經過調變的第 k 個OFDM子載波上的訊號， ϕ_k 則是第 k 個子載波，且頻率在 $f_k = k/T$ ，其調變方式如下圖 2-4 類比OFDM調變器所示。

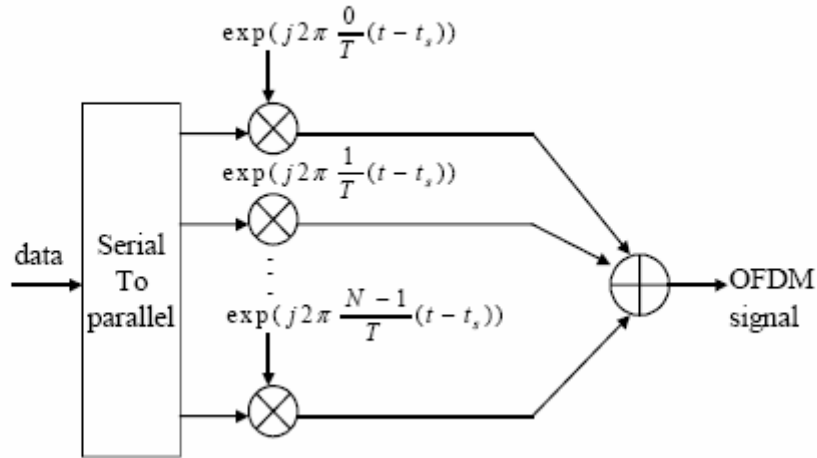


圖 2-4 類比 OFDM 調變器

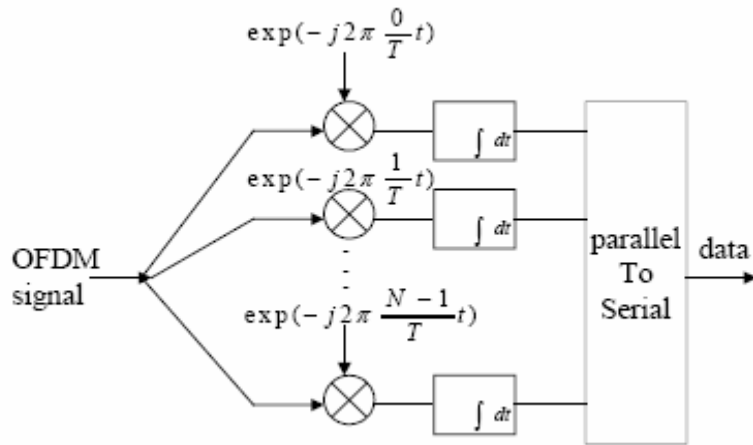


圖 2-5 類比 OFDM 解調器

如(2-2)所示，各子載波間具有正交的特性，在接收端我們只需要將第 k 個子載波乘以 ϕ_k 的共軛複數並積分一個符元區間，即可將所傳送的訊號解出，其中，第 j 個子載波上的訊號經過相關器（correlator）後可以表示為(2-3)。

$$\int_{-\infty}^{\infty} \phi_n(t) \phi_l(t) dt = \begin{cases} 1 & n = l \\ 0 & n \neq l \end{cases} \quad (2-2)$$

$$Y = \int_0^T x(t) \phi_j^*(t) dt = \frac{1}{T} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_k \int_0^T e^{j2\pi \frac{k-j}{T} t} dt = X_j \quad (2-3)$$

在實際上，連續的訊號會經過取樣而成為數位離散訊號，因此我們可以把(2-1)改寫為：

$$x[n] = x(t)|_{t=nTd} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_k e^{j2\pi \frac{k}{N} n} & 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & otherwise \end{cases} \quad (2-4)$$

其中 T_d 為取樣週期。也就是說我們可以利用一個反離散傅立葉轉換 (Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT) 加上一個數位-類比轉換器 (Digital-to-Analog converter, DAC) 來實現整個OFDM傳送端的架構。同樣的，在接收端則是利用離散傅立葉轉換 (Discrete Fourier Transform, DFT) 來得到原來在頻域的訊號，頻域的接收訊號表示如下：

$$Y_j = DFT\{x[n]\} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi \frac{j}{N} n} \quad (2-5)$$

圖 2- 即為利用DFT之OFDM系統。一連串的0、1數位資料經過了串並轉換器 (Serial-to-Parallel converter, S/P) 分成 N 筆資料，作為 N 個子載波的輸入。每筆資料包含了數個位元，根據所使用的調變方法，這數個位元根據星狀圖 (constellation) 對應到訊號空間上某一點，稱之為 X_k 。這 N 點 X_k 經過IDFT輸出，如圖2-6所示，每個符元再加上其循環前序 (Cyclic Prefix, CP) 作為保護區間 (guard interval)。

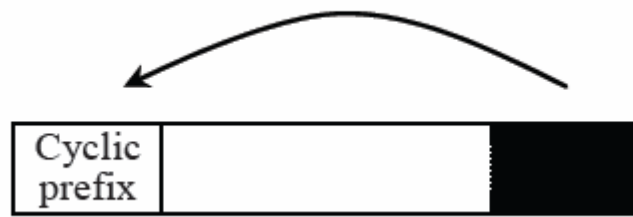


圖 2-6 OFDM 系統之 CP 示意圖

接收端接收到符元後，基本上執行與傳送端相反的動作以還原訊號。值得注意的是，由於整筆資料被分成 N 筆低速資料傳輸，接收端的每個子載波只需要一個簡單窄頻的頻域等化器(frequency equalizer : FEQ)，針對每一筆窄頻資料作等化的動作，改善了寬頻傳輸中對複雜的寬頻等化器的需求。

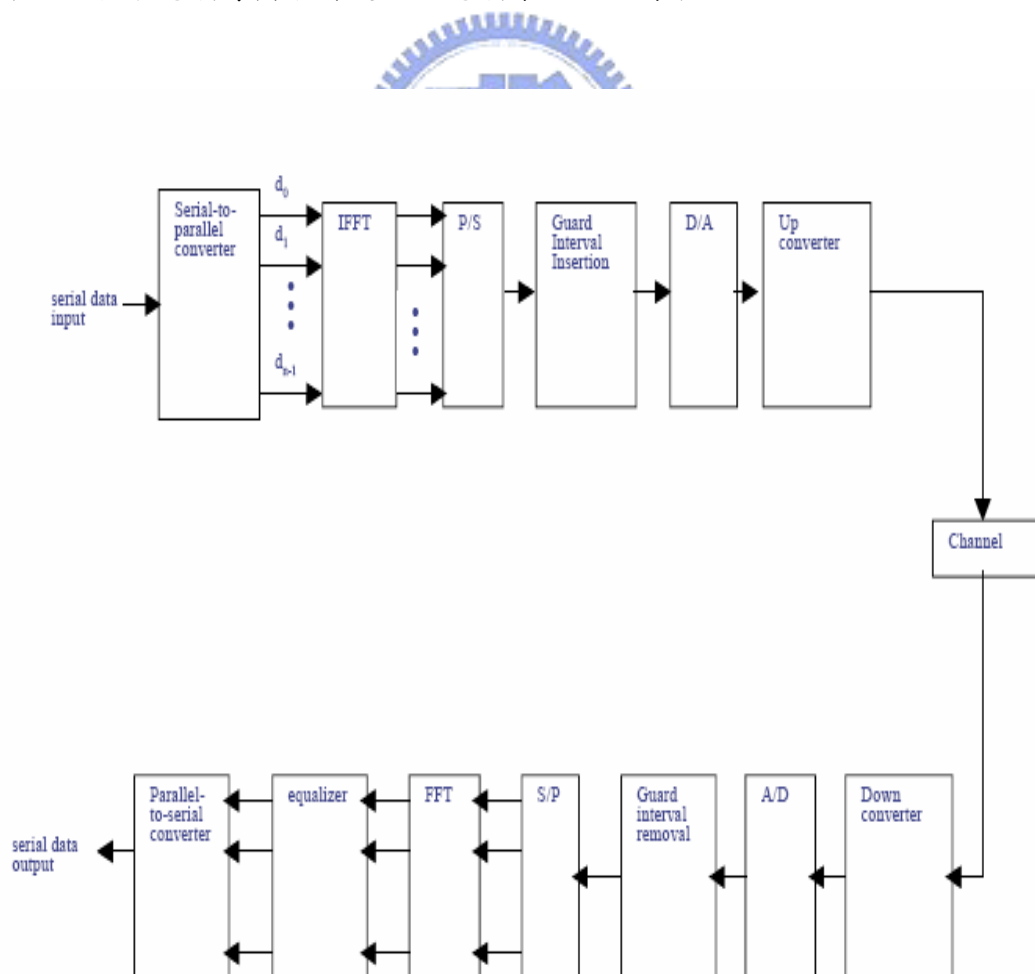


圖 2-7 OFDM 系統之基頻方塊圖

一般情況下，上述的數學模型只有在通道脈衝響應（impulse response）不變的情形下才會成立。若是通道脈衝響應在一個 OFDM 符元區間內發生變化，則子載波間的正交性會被破壞，這時就需要以特殊等化器或 ICI 消除器消除子載波彼此間的干擾來恢復其正交性。

2.1.2 MIMO 系統訊號模型與架構

新一代的行動通訊將可以提供的資料傳輸速率高達100M bit/s，甚至更高可到達1G bit/s[10]，支援的項目從語音到多媒體服務，包括及時(real time)的媒體服務。資料的傳輸速率可以根據這些服務所需的速率不同，做出動態的調整。這樣在有限的頻寬資源上實現高速率和大容量，需要頻譜使用效率極高的技術。MIMO的技術充分的開發並且使用空間上的資源[11]，是無線通訊領域智慧型天線技術的重大突破，在不需要增加頻寬資源和天線發送功率的情況下，可以成倍數地提高通道容量(channel capacity)。要增加通訊系統的傳輸量，改善它的性能，直接的方法就是藉由提高信號的能量改善SNR(signal-to-noise ratio)，或是增加頻寬以期獲得分集增益(diversity gain)。在無線通訊中，頻寬是非常寶貴的資源，而信號能量也不可能無限制的增加。藉由多根天線的傳輸得到空間上的分集增益是另一種選擇。MIMO技術最早是由Marconi於十九世紀提出的[12]，他利用多天線來抑制通道衰減。多輸入多輸出系統是指傳送端與接收端各有多根天線收發，根據收發兩端天線數量，相對於一般的單輸入單輸出(SISO)系統，MIMO還可以包括單輸入多輸出(single-input multiple-output, SIMO)系統和多輸入單輸出(single-input multiple-output, MISO)。分集的概念是將重複的信號在不同的通道中傳送，以降低它們同時出錯的機會。在傳送端使用多根天線時，許多測量與實驗結果均指出當天線間的間距超過波長的十倍以上，或是入射波的角度擴散（angle spread）要相對大（比30°大）時，它們所觀察到的通道才可視為是獨立（independent）的[13]。若傳送端使用 S 根天線，接收端使用 R 根天線，則整個系統將會觀察到 SR 條不同

的通道，它們同時受到衰減的機會將遠小於其中一個通道被衰減的機會；而將信號同時以這些通道傳送，出錯的機會當然也遠小於只使用單一通道，因而得到分集增益。

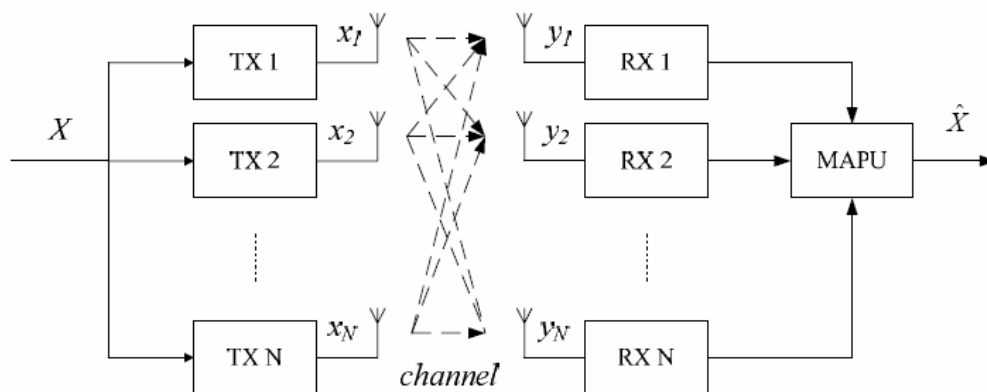


圖 2-8 MIMO 系統架構(Multi Antenna Processing Unit, MAPU)

MIMO 的核心概念為利用多根發射天線與多根接收天線所提供之空間自由度提升傳輸速率與改善通訊品質；它主要有兩種功能形式：一為空間分集，另一為空間多工，分述如下：

- ✧ 空間分集的原理為利用傳送端或接收端的多根天線所提供的多重傳輸途徑來對抗通道衰落的影响；所謂分集意即多樣也就是多重選擇性，它可由多條獨立的傳輸途徑中選擇或組合出衰落現象較輕微的接收訊號，以維持穩定的鏈路品質 (link quality)。MIMO 空間分集技術最具代表性的是由 Alamouti 及 Tarokh 等人所提出的空時區塊編碼 (Space-Time Block Coding, STBC) [14]、[15]，如圖 2-9 所示；它於傳送端將待傳送的符元在空間與時間上作預前編碼，產生適當的冗餘 (redundancy)，並在接收端經由簡易的處理將此冗餘轉化為「分集增益」；在良好的通道條件下，接收端所能獲得的分集增益等於發射與接收天線數的乘積，此即為雙空間分集 (dual spatial diversity) 效益。

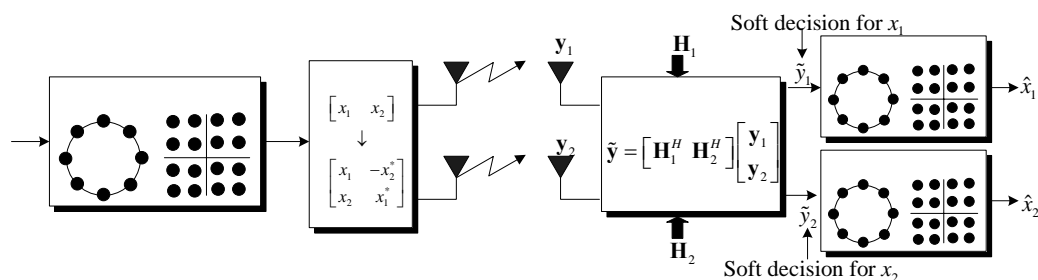


圖 2-9 STBC 兩根傳送天線兩根接收天線方塊圖

- ◇ 空間多工為 MIMO 最具吸引力的功能，其原理為在傳送端利用多根天線傳送不同資料序列，並在接收端利用多根天線的空間自由度將該組資料序列分別解出。經由此一程序，在傳送端與接收端之間彷彿形成一組虛擬的平行空間通道，可在同一時間、同一頻段，以同一功率傳送多個資料序列。如此一來，整體系統的有效資料傳輸率便可以在不增加任何通訊資源的前提下倍數的提升；傳統的單一天線或單邊多天線系統，其系統容量與天線數目成對數關係增加，而 MIMO 系統由於平行通道數目增加，其系統容量與天線數目成線性關係增加為其最大特色。MIMO 空間多工接收技術最具代表性的，是由 Foschini 等人所提出的 BLAST (Bell Labs Layered Space-Time) 為代表[16]，如圖 2- 所示 (以四根傳送天線與四根接收天線為例)；它於傳送端將待傳送的符元作編碼與交錯 (interleaving) 後，由不同天線傳出，並在接收端經由複雜的訊號處理將糾結的符元一一分離，予以解碼、解交錯 (deinterleaving)，在良好的通道條件下，接收端所能獲得的「多工增益」(multiplexing gain，即系統容量提升的倍數) 等於傳送與接收天線數的較小值。

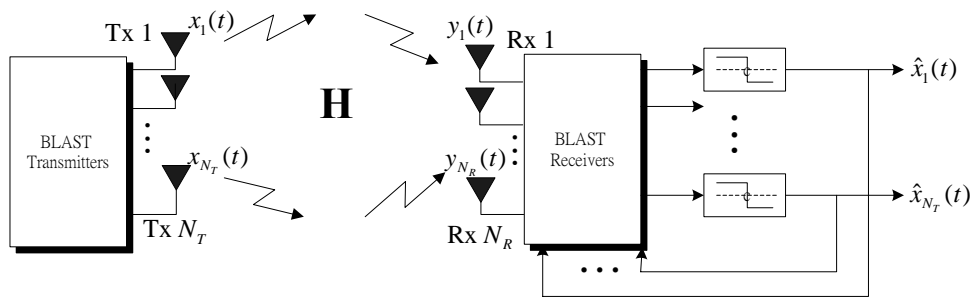


圖 2-10 BLAST 傳送接收方塊圖

具體而言，由於 MIMO 技術可用以提供陣列增益、干擾抑制、分集增益，與多工增益，因此具有擴大系統涵蓋範圍、提升鏈路品質、提高系統容量及頻譜效率，與提高資料傳輸率之潛力。

為了較清楚解釋MIMO的數學模型概念，先從單根天線訊號模型說明起，假設 $x(k)$ 是第 k 個取樣時間點的輸入訊號，所以時域接收訊號可以表示成[7]：

$$y(k) = \sum_{l=0}^{\nu-1} h(k, l) x(k-l) + z(k) \quad (2-6)$$

其中 $h(k, l)$ 表示通道第 k 個取樣時間點的脈衝響應， ν 是多重路徑的數目

延伸到MIMO系統時，假設傳送端有 N_T 根天線和接收端有 N_R 根天線，定義傳送的時域訊號向量為 $\mathbf{x}(k) = [x^{(1)}(k), \dots, x^{(m)}(k), \dots, x^{(N_T)}(k)]^T$ ，接收的時域訊號向量為 $\mathbf{y}(k) = [y^{(1)}(k), \dots, y^{(m)}(k), \dots, y^{(N_R)}(k)]^T$ ，外加高斯雜訊向量為 $\mathbf{z}(k) = [z^{(1)}(k), \dots, z^{(m)}(k), \dots, z^{(N_R)}(k)]^T$ ，其中 $x^{(m)}(k), y^{(m)}(k), z^{(m)}(k)$ 的上標 m 是表示第 m 根天線的訊號與雜訊。 $\mathbf{H}_l(k)$ 是MIMO系統的多路徑通道脈衝響應， l 表示在第 k 個取樣時間中第 l 根脈衝響應，又因為多根天線使通道不再是一個單純的衰減值或衰減向量，而是一個如 (2-8) 的多維的陣列，其大小與維度端看整個系統的傳送端與接收端天線數及模擬使用的通道模型不同而有所不同，所以MIMO系統可模組化一個複數基頻訊號如下式[14]

$$\mathbf{y}_{N_R \times 1}(k) = \sum_{l=0}^{V-1} \mathbf{H}_l(k) \mathbf{x}_{N_T \times 1}(k-l) + \mathbf{z}_{N_R \times 1}(k) \quad (2-7)$$

$$\mathbf{H}_l(k) = \begin{bmatrix} h^{(1,1)}(k,l) & h^{(1,2)}(k,l) & \cdots & h^{(1,N_T)}(k,l) \\ h^{(2,1)}(k,l) & h^{(2,2)}(k,l) & \cdots & h^{(2,N_T)}(k,l) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h^{(N_R,1)}(k,l) & h^{(N_R,2)}(k,l) & \cdots & h^{(N_R,N_T)}(k,l) \end{bmatrix}_{N_R \times N_T} \quad (2-8)$$

其中 $h^{(p,q)}(k,l)$ 表示第 p 根接收天線到第 q 根傳送天線間通道脈衝響應模型，可視為單一天線的通道模型。假設傳送端所擁有的傳送功率為 P_T ，不管天線增加幾根，傳送端的傳送功率必須保持不變，因此每一根天線所分配到的功率應該為 P_T / N_T ，假設傳送的訊號是零平均且獨立相同地分佈(i.i.d)，則傳送訊號的協方差矩陣(Covariance matrix)可表示成(2-9)。外加高斯雜訊的協方差如(2-10)。但是本論文因著重在時變通道對 MIMO-OFDM 系統的影響上，所以對於論文中所採用之時變通道模型會在章節 2.1.3 中介紹 MIMO-OFDM 系統時一併說明，而其中的脈衝響應參數定義則會在後面 2.5 節介紹 Jake's 通道模型時解釋。

$$\mathbf{R}_{xx} = \frac{P_T}{N_T} \mathbf{I}_{N_T \times N_T}, \quad P_T : \text{total power} \quad (2-9)$$

$$\mathbf{R}_{zz} = \sigma_z^2 \mathbf{I}_{N_R \times N_R}, \quad \sigma_z^2 : \text{noise variance} \quad (2-10)$$

2.1.3 MIMO-OFDM 系統

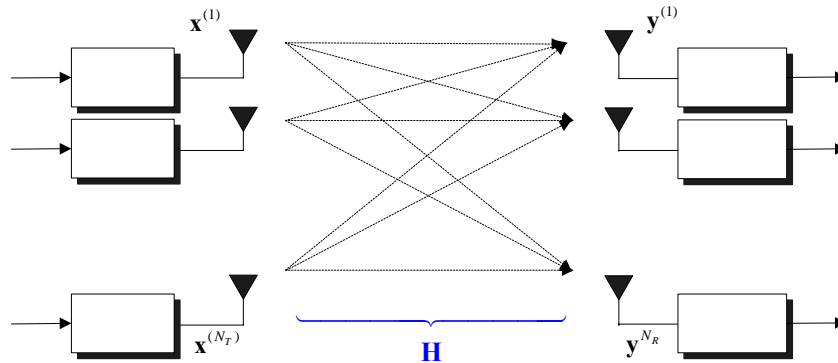


圖 2-11 MIMO-OFDM 系統架構圖

MIMO-OFDM 的架構可由圖 2-得知，其中 OFDM 系統是一個有 N 個子載波的系統，所以在傳輸端每個 OFDM 調變器 (modulator) 都會有 N 個子載波，其 OFDM 的符元區間長度為 N ，因此總共會有 N_T 個長度為 N 的 OFDM 符元分別經由 N_T 根天線送出。本論文中所探討的時變通道的訊號模型介紹如下，對一段傳送 N 個符元的時間區塊來說，接收訊號 $\mathbf{y}(k)$ 定義如(2-7)所示，在(2-11)中將 $\mathbf{y}(k)$, $k = 0, 1, \dots, N-1$ 串接可以用矩陣表示為：

OFDM
modulator

OFDM
modulator

OFDM
modulator

$$\begin{aligned}
\mathbf{y} &= \begin{bmatrix} \mathbf{y}(1) \\ \vdots \\ \mathbf{y}(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y^{(1)}(1) \\ \vdots \\ y^{(N_R)}(1) \\ \vdots \\ y^{(1)}(N) \\ \vdots \\ y^{(N_R)}(N) \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} \mathbf{h}(0,0) & 0 & \dots & \mathbf{h}(0,2) & \mathbf{h}(0,1) \\ \mathbf{h}(1,1) & \mathbf{h}(1,0) & \dots & \mathbf{h}(1,3) & \mathbf{h}(1,2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{h}(v-1,v-1) & \mathbf{h}(v-1,v-2) & \vdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \mathbf{h}(N-2,0) & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{h}(N-1,1) & \mathbf{h}(N-1,0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x^{(1)}(1) \\ \vdots \\ x^{(N_T)}(1) \\ \vdots \\ x^{(1)}(N) \\ \vdots \\ x^{(N_T)}(N) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z^{(1)}(1) \\ \vdots \\ z^{(N_R)}(1) \\ \vdots \\ z^{(1)}(N) \\ \vdots \\ z^{(N_R)}(N) \end{bmatrix} \\
&= \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{z}
\end{aligned} \tag{2-11}$$

$\mathbf{y}, \mathbf{z} \in \mathbb{C}^{N_R \cdot N}$, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_T \cdot N}$, $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_R \cdot N \times N_T \cdot N}$, \mathbf{H} 是包含 MIMO-OFDM 中循環前序影響的等效通道矩陣， \mathbf{H} 中所有 $N_T \cdot N_R$ 條通道在第 m 個取樣時間點的第 n 根脈衝響應表示為

$$\mathbf{h}(m,n) = \begin{bmatrix} h^{(1,1)}(m,n) & \dots & h^{(1,N_T)}(m,n) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h^{(N_R,1)}(m,n) & \dots & h^{(N_R,N_T)}(m,n) \end{bmatrix}_{N_R \times N_T}, \quad 0 \leq m,n \leq N-1 \tag{2-12}$$

我們假設循環前序的長度與通道長度相同，將循環前序安插於每一個輸入區塊前面可消除 ISI；前序可視為傳送區塊中當通道隨時間改變時，區塊與區塊之間的保護區間；上述情況為時變通道，通道脈衝響應 \mathbf{H} 具有時間選擇性衰減的問題產生，然而當脈衝響應在 N 個符元區間為非時變，則循環前序可使 OFDM 傳輸系統中的 \mathbf{H} 變為環狀區塊矩陣（block-circulant matrix）。

在 MIMO-OFDM 系統中，頻域上的傳輸訊號向量為 \mathbf{X} 定義如下：

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}^T(1), \mathbf{X}^T(2), \dots, \mathbf{X}^T(N)]^T = [X^{(1)}(1), \dots, X^{(N_T)}(1), \dots, X^{(1)}(N), \dots, X^{(N_T)}(N)]^T \quad (2-13)$$

\mathbf{X} 長度為 $N_T \cdot N \times 1$ ， $\mathbf{X}(m)$ 為第 m 個子載波上的傳送訊號，向量長度為 $1 \times N_T$ ，而 $X^{(N_T)}(m)$ 表示第 m 個子載波上的傳送第 N_T 根天線的訊號，在傳送端要對載有資料的頻域傳送訊號 \mathbf{X} 取 IDFT，使時域輸入訊號 \mathbf{x} 包含有 N_T 個 N 維時域的輸入向量，可表示成：

$$\mathbf{x} = \mathbf{Q}^{(Tx)H} \mathbf{X} \quad (2-12)$$

其中 $\mathbf{Q}^{(Tx)} = \tilde{\mathbf{Q}} \otimes \mathbf{I}_{N_T \times N_T}$ ， $\mathbf{Q}^{(Rx)} = \tilde{\mathbf{Q}} \otimes \mathbf{I}_{N_R \times N_R}$ （ \otimes 表 Kronecker product）， $\tilde{\mathbf{Q}}$ 是標準的 N 維 DFT 矩陣， $\tilde{\mathbf{Q}}^H = [\mathbf{q}_0, \dots, \mathbf{q}_{N-1}]$ ， $\mathbf{q}_s = 1/\sqrt{N} [1, \dots, e^{j2\pi s(N-1)/N}]^T$ ，也就是 $\tilde{\mathbf{Q}}(l, k) = 1/\sqrt{N} e^{-j(2\pi/N)lk}$ ， $0 \leq l, k \leq N-1$ 。時間區塊為 $[-(N-1), \dots, N-1]$ （ N 為子載波的數目）時，在接收端每根天線收到訊號後，先經過 OFDM 解調器（demodulator）再做其他後續動作，所以 \mathbf{Y} 為頻域上的接收訊號向量可表示成：

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{Y}^T(1), \mathbf{Y}^T(2), \dots, \mathbf{Y}^T(N)]^T = [Y^{(1)}(1), \dots, Y^{(N_R)}(1), \dots, Y^{(1)}(N), \dots, Y^{(N_R)}(N)]^T \quad (2-13)$$

\mathbf{Y} 的向量長度為 $N_R \cdot N \times 1$ ， $\mathbf{Y}(m)$ 為第 m 個子載波上的接收訊號，向量長度為 $1 \times N_R$ ，而 $Y^{(N_R)}(m)$ 表示第 m 個子載波上接收第 N_R 根天線的訊號，在接收端對 (2-11) 的時域接收訊號 \mathbf{y} 作 DFT，使頻域上的輸出訊號 \mathbf{Y} 可寫成：

$$\begin{aligned}
\mathbf{Y}_{N_R \times N \times 1} &= \begin{bmatrix} \mathbf{Y}(0) \\ \mathbf{Y}(1) \\ \vdots \\ \mathbf{Y}(N-1) \end{bmatrix} = \mathbf{Q}^{Rx} (\mathbf{H} \mathbf{Q}^{Tx} \mathbf{X} + \mathbf{z}) = (\mathbf{Q}^{Rx} \mathbf{H} \mathbf{Q}^{Tx}) \mathbf{X} + \mathbf{Q}^{Rx} \mathbf{z} = \mathbf{G}_{N_R \cdot N \times N_T \cdot N} \mathbf{X}_{N_T \cdot N \times 1} + \mathbf{Z}_{N_R \cdot N \times 1} \\
&= \begin{bmatrix} \mathbf{G}(0,0) & \mathbf{G}(0,1) & \dots & \mathbf{G}(0,N-1) \\ \mathbf{G}(1,0) & \mathbf{G}(1,1) & \dots & \mathbf{G}(1,N-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{G}(N-1,0) & \mathbf{G}(N-1,1) & \dots & \mathbf{G}(N-1,N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}(0) \\ \mathbf{X}(1) \\ \vdots \\ \mathbf{X}(N-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{Z}(0) \\ \mathbf{Z}(1) \\ \vdots \\ \mathbf{Z}(N-1) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2-14}$$

對第 p 個子載波的訊號 ($p = 0, 1, \dots, N-1$) 來說，接收端 N_R 根天線接收訊號作 DFT 處理後為 $\mathbf{Y}(p) = [Y^{(1)}(p), \dots, Y^{(N_R)}(p)]^T$ ，傳送端 N_T 根天線傳送訊號在作 IDFT 處理前為 $\mathbf{X}(p) = [X^{(1)}(p), \dots, X^{(N_T)}(p)]^T$ ， $\mathbf{Z}(p) = [Z^{(1)}(p), \dots, Z^{(N_R)}(p)]^T$ 為外加高斯雜訊向量，而 $Y^{(i)}(p)$, $X^{(j)}(p)$, $Z^{(i)}(p)$ ， $i = 1, \dots, N_R$ ， $j = 1, \dots, N_T$ ，分別是時域訊號 $\{y^{(i)}(k)\}$, $\{x^{(j)}(k)\}$, $\{z^{(i)}(k)\}$ 經 DFT 轉換後頻域的輸出訊號，而 \mathbf{Z} 的平均值為零，方差 (variance) 為 $\sigma_z^2 I_{NN_R \times NN_R}$ ，能量為 $\mathbf{R}_{ZZ} = E\{\mathbf{Z} \cdot \mathbf{Z}^*\} = \sigma_z^2 I_{NN_R \times NN_R}$ 。

$\mathbf{G} = \mathbf{Q}^{Rx} \mathbf{H} \mathbf{Q}^{Tx}$ 矩陣大小為 $N_R \cdot N \times N_T \cdot N$ 是 \mathbf{X} 經過傳輸後，在接收端收到的通道增益， \mathbf{G} 中第 (p, q) 個頻率也就是 $\mathbf{G}(p, q)$ ，它包含所有 $N_T \cdot N_R$ 條通道的通道增益表示為

$$\mathbf{G}(p, q) = \begin{bmatrix} G^{(1,1)}(p, q) & \dots & G^{(1, N_T)}(p, q) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ G^{(N_R, 1)}(p, q) & \dots & G^{(N_R, N_T)}(p, q) \end{bmatrix}_{N_R \times N_T}, \quad p, q = 0, 1, \dots, N-1 \tag{2-15}$$

而 $G^{(i, j)}(p, q)$ 表示第 i 個接收端與第 j 個傳送端在第 (p, q) 個頻率上的通道增益可以利用數學式展開表示為：

$$G^{(i,j)}(p,q) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} h^{(i,j)}(k,l) e^{j2\pi r(q-p)/N} e^{-j2\pi ql/N} \quad (2-16)$$

所以在第 p 個頻率子載波上，接收端 N_R 根天線接收的頻域訊號 $\mathbf{Y}(p)$ 數學式可以展開寫成：

$$\mathbf{Y}(p) = \mathbf{G}(p,p)\mathbf{X}(p) + \underbrace{\sum_{\substack{q=0 \\ q \neq p}}^{N-1} \mathbf{G}(p,q)\mathbf{X}(q)}_{\text{ICI}} + \mathbf{Z}(p), \quad p = 0, \dots, N-1 \quad (2-17)$$

本論文主要便是著重在處理接收端移動產生都卜勒效應造成的時間選擇性衰減的問題，因為時間選擇性衰減通道會破壞子載波正交性造成同步誤差，產生 ICI 會降低 SINR 對資料傳輸量與系統效能影響很大。ICI 以數學表示指的就是(2-19)等號右邊第二項，也就是 $\mathbf{Z}_{ICI}(p) = \sum_{\substack{q=0 \\ q \neq p}}^{N-1} \mathbf{G}(p,q)\mathbf{X}(q)$ ，因為時變通道使得傳送符元與脈衝響應之間的關係不再是環狀折積，也使得通道頻率響應不再是單純的對角線矩陣，子載波間的正交性被破壞，所以要消除 ICI 以恢復子載波彼此之間的正交性，以提升系統效能與鏈路品質。而後面章節提到的傳送訊號若未特別註明將泛指尚未做 IDFT 轉換在頻域的傳送訊號，接收訊號則泛指已經做過 DFT 轉換同樣也在頻域的接收訊號；在後續章節 2.3 與 2.4 將陸續敘述在一般在頻域如何用 MMSE 等化器以及連續 ICI 消除器來處理 ICI 的問題。

2.2 MIMO-OFDM 系統之 ZF & MMSE 等化器

最小均方誤差（minimum mean-squared error, MMSE）等化器會將接收到的頻域訊號能量資訊與背景雜訊因素考慮進去的線性檢測器，這個等化器會利用線性映象（linear mapping）的方式，以將資料與線性映像後估計結果差值的均方

$E\left[\left\|\hat{\mathbf{X}} - \mathbf{W}^H \mathbf{Y}\right\|^2\right]$ 最小化為目的，因此才被稱之為最小均方誤差等化器，其中 \mathbf{Y} 定義如 (2-14)，並假設估出訊號 $\hat{\mathbf{X}}$ 為 i.i.d.，平均為零、變異數 $E\left\{\left|\hat{\mathbf{X}}\right|^2\right\} = \sigma_X^2 = 1$ ，數學表示式如下：

$$\min E\left[\left\|\hat{\mathbf{X}} - \mathbf{W}^H \mathbf{Y}\right\|^2\right] \quad (2-20)$$

$\hat{\mathbf{X}}$ 為估計出的傳送訊號， $\mathbf{R}_{\mathbf{Y}\mathbf{Y}} = E\{\mathbf{Y}\mathbf{Y}^H\} = \mathbf{G}\mathbf{G}^H + \mathbf{R}_{in}$ 是訊號的相關性矩陣 (correlation matrix)，矩陣大小為 $N \cdot N_R \times N \cdot N_R$ ， $\mathbf{R}_{in} = E\{[\mathbf{Y} - \mathbf{G}\mathbf{X}][\mathbf{Y} - \mathbf{G}\mathbf{X}]^H\}$ 是 ICI 加上雜訊效應的相關性矩陣，矩陣大小為 $N \cdot N_R \times N \cdot N_R$ ， $\mathbf{R}_{\mathbf{Y}\hat{\mathbf{X}}} = E\{\mathbf{Y}\hat{\mathbf{X}}^H\} = \mathbf{G}$ 是估出訊號與接收訊號的相互關係矩陣 (cross-correlation matrix)，所以 MMSE 等化器的 Wiener 解可以由數學式表示為[6]：

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}_{\mathbf{Y}\mathbf{Y}}^{-1} \mathbf{R}_{\mathbf{Y}\hat{\mathbf{X}}} = \mathbf{G}^H (\mathbf{G}\mathbf{G}^H + \frac{\sigma_Z^2}{\sigma_X^2} \mathbf{I}_{N_R \times N_R})^{-1} = (\mathbf{G}^H \mathbf{G} + \frac{\sigma_Z^2}{\sigma_X^2} \mathbf{I}_{N_T \times N_T})^{-1} \mathbf{G}^H \quad (2-21)$$

誤差值為 $\varepsilon_{MMSE} = 1 - \mathbf{W}^H \mathbf{R}_{\mathbf{Y}\mathbf{Y}} \mathbf{W} = 1 - \mathbf{G}^H \mathbf{R}_{\mathbf{Y}\mathbf{Y}}^{-1} \mathbf{G} = 1 - \mathbf{W}^H \mathbf{G}$ ，輸出的 SINR 為

$$\gamma_{MMSE} = \frac{|\mathbf{W}^H \mathbf{G}|^2}{\mathbf{W}^H \mathbf{R}_{in} \mathbf{W}} = \frac{1 - \varepsilon_{MMSE}}{\varepsilon_{MMSE}}。$$

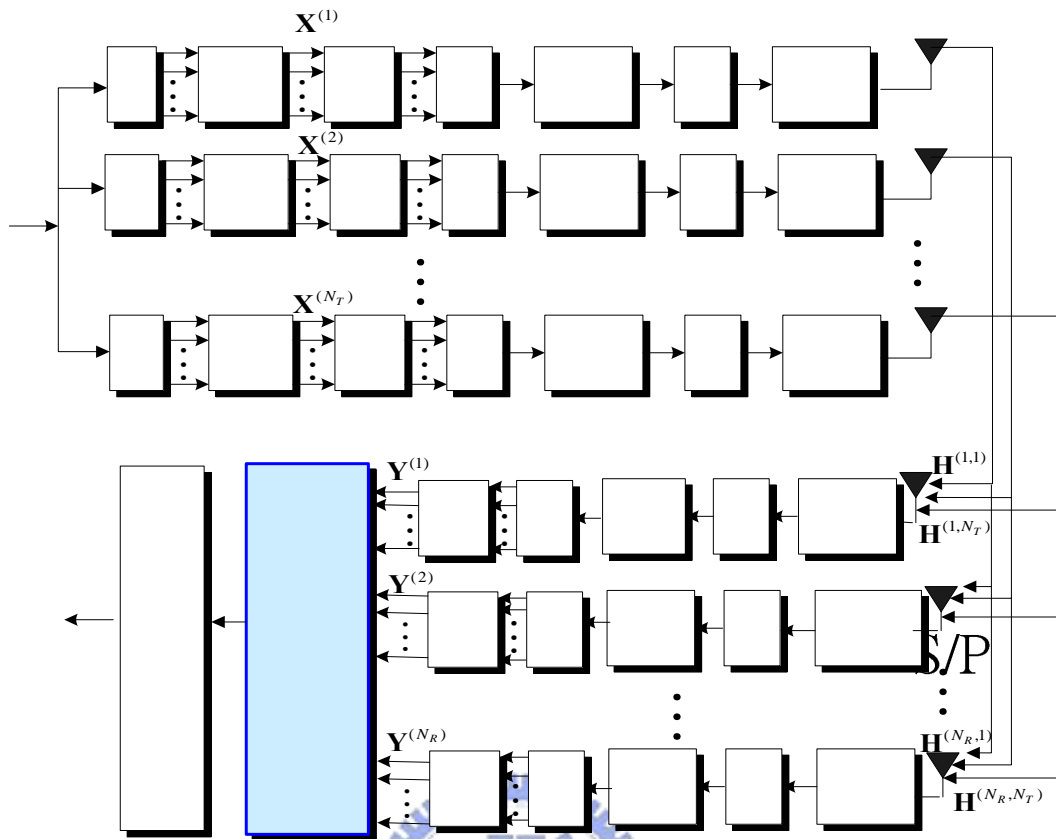


圖 2-12 MIMO-OFDM 與 MMSE 等化器方塊圖(以 N_T 根傳送天線與 N_R 根接收天線為例)

如圖 2-12 MIMO-OFDM MMSE 等化器的方塊圖，以 N_T 根傳送天線與 N_R 根接收天線為例。圖 2-中有 $N_R \times N_T$ 組通道脈衝響應，其中 $\mathbf{H}^{(i,j)}$ ($i=1, \dots, N_R$, $j=1, \dots, N_T$) 表示從(2-11)中多根天線組成的 \mathbf{H} 矩陣取出在第 i 根接收天線與第 j 根傳送天線間的通道脈衝響應，並表示為：

$$\mathbf{H}^{(i,j)} = \begin{bmatrix} h^{(i,j)}(0,0) & 0 & \dots & h^{(i,j)}(0,2) & h^{(i,j)}(0,1) \\ h^{(i,j)}(1,1) & h^{(i,j)}(1,0) & \dots & h^{(i,j)}(1,3) & h^{(i,j)}(1,2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h^{(i,j)}(v-1,v-1) & h^{(i,j)}(v-1,v-2) & \vdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & h^{(i,j)}(N-2,0) & 0 \\ 0 & 0 & \dots & h^{(i,j)}(N-1,1) & h^{(i,j)}(N-1,0) \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

接收到的訊號 \mathbf{Y} 乘上一線性對應矩陣 \mathbf{W}^H 後，可以使原本 \mathbf{G} 中非對角線項也就是 ICI 干擾項，視同雜訊干擾項盡量消除；相較於忽略雜訊成分的 ZF (zero forcing, ZF)，MMSE 等化器會將雜訊的因素考慮進去，因此一般而言其效能較 ZF 為高；在雜訊較弱趨近於零的情況下，MMSE 的效能會趨近於 ZF；此外，MMSE 等化器有個缺點，即其必須估測使用者訊號的振幅大小。計算相關性與相互相關性矩陣的 \mathbf{G} 可以由後面第三章估出通道在經由數學運算轉換可得。

2.3 MIMO-OFDM 系統之連續 ICI 消除器

所謂干擾消除器，簡單來說就是干擾訊號的估計 (estimation)、重建 (reconstruction) 與消除 (cancellation) 三個步驟，是非線性的演算法。一般干擾消除器的作法主要有連續干擾消除與平行干擾消除 (Parallel interference cancellation, PIC) 兩類。這裡將介紹連續 ICI 消除器也就是延伸 SIC 的概念來消除時變通道造成 OFDM symbol 中 ICI 問題。在上面第二和三節已經介紹 MIMO-OFDM 的系統架構、MMSE 等化器；在第三節我們要延用章節 2.1.3 中提到的 MIMO-OFDM 在頻域的接收訊號的數學式 (2-11)，將連續 ICI 消除演算法延伸到 MIMO-OFDM 系統中，MIMO-OFDM 的連續 ICI 消除演算法的接收訊號數學式可以用 (2-11) 表示，它與 SISO 的演算法最大差異是在於，MIMO-OFDM 因為傳送與接收端皆有多根天線，所以數學模型的排列會與單根天線時的排列，以及消除干擾的類型有所不同；在 MIMO-OFDM 系統中連續 ICI 消除器不只是一要消除

本身天線自己的 ICI，同時也要消除其他天線的 ICI，所以我們會將同一個頻率上不同天線所載的訊號排在一起，這樣才能同時考慮並消除所有可能造成檢測誤差影響的干擾。下面將說明 MIMO-OFDM 連續 ICI 消除器系統方塊圖如圖 2-1 所示，其中在 N_T 根傳送天線與 N_R 根接收天線的環境下，根據(2-11)定義我們對其排列表示指標表示稍作修改，頻域接收訊號

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{Y}^T(1), \dots, \mathbf{Y}^T(N)]^T = [Y(1), \dots, Y(N_R \cdot N)]^T, \text{ 頻域傳送訊號}$$

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}^T(1), \dots, \mathbf{X}^T(N)]^T = [X(1), \dots, X(N_T \cdot N)]^T, \text{ 以方便後面排序描述。}$$

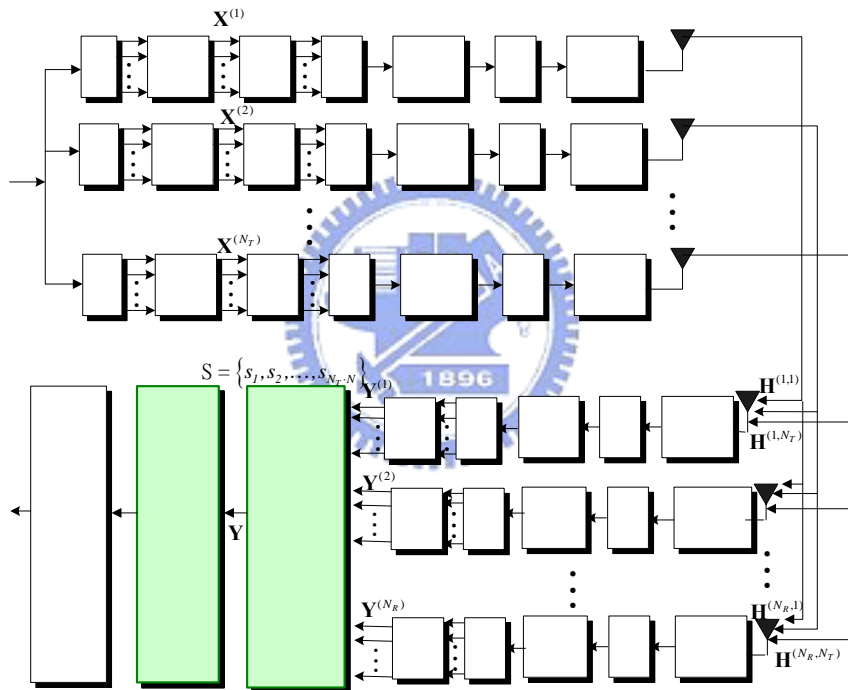


圖 2-13 MIMO-OFDM 連續 ICI 消除器系統方塊圖

圖2-中的連續ICI消除器的方塊圖運作如圖 2-14；在圖 2-14中，因為 N_T 根傳送天線與 N_R 根接收天線系統要消除的干擾除了自己天線鄰近 $N-1$ 個載波的干擾，尚須包含其他 N_R-1 根天線鄰近 $N-1$ 個載波的干擾，所以頻域的接收訊號必須先將同一個載波不同天線的接收訊號排列在一起，再供後續作MMSE或是連續ICI消除，本論文提出的方法還需要針對 \mathbf{G} 中每一行能量大小排序，所以在連續ICI消除的方塊前還需做排序的動作，並將平行訊號轉為連續的訊號；根據 \mathbf{G} 每一行

能量大小排序可以得知傳送頻率訊號向量 \mathbf{X} 中哪一個tone的通道增益最大，先針對能量最大的tone進行估計並從原接收到的頻率訊號向量 \mathbf{Y} 中擷取出來，剩下的訊號 \mathbf{Y}_2 再繼續當作新的接收訊號，以連續的方式減去每一個tone的所造成ICI來增加接收器效能。

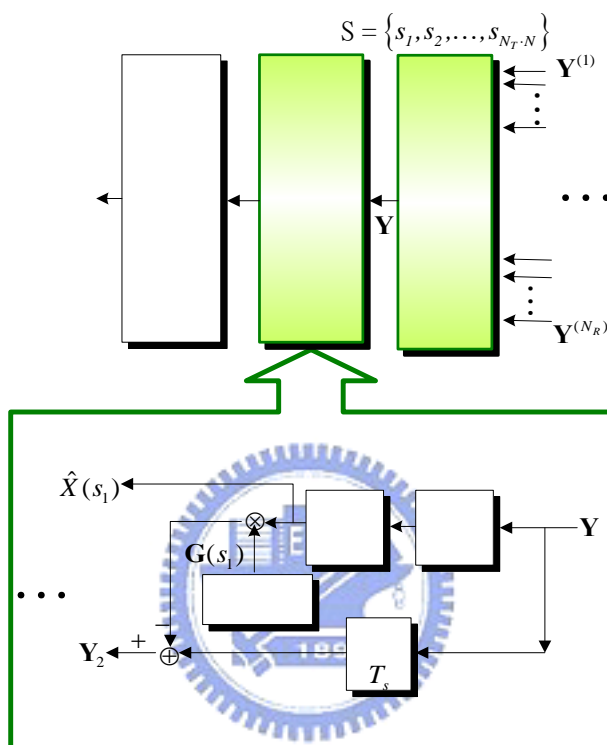


圖 2-14 在圖 2 - 中連續 ICI 消除器的方塊圖

首先將(2-11)中 \mathbf{G} 每一行能量大小排序為 $S = \{s_1, s_2, \dots, s_{N_T \cdot N}\}$ ，再如圖 2-14 所示，將接收到的訊號根據排序集合順序重新排列為 \mathbf{Y} ，並將平行訊號轉為連續訊號依序送入連續ICI消除器，一開始由MMSE檢測器從最強的tone s_1 開始解，經由hard decision完成偵測 $\hat{X}(s_1)$ ，數學式為：

$$\begin{aligned}
\hat{X}(s_1) &= Q[\mathbf{W}^H(s_1)\mathbf{Y}] \\
\mathbf{W} &= \left[\mathbf{G}\mathbf{G}^H + \frac{\sigma_Z^2}{\sigma_X^2} \mathbf{I}_{N_R \cdot N \times N_R \cdot N} \right]^{-1} \mathbf{G} \\
&= \mathbf{G} \left[\mathbf{G}^H \mathbf{G} + \frac{\sigma_Z^2}{\sigma_X^2} \mathbf{I}_{N_T \cdot N \times N_T \cdot N} \right]^{-1}
\end{aligned} \tag{2-21}$$

其中 $\mathbf{W}^H(s_1)$ 表示 \mathbf{W}^H 中第 s_1 行，再來是訊號 $\hat{X}(s_1)$ 重建並從接收訊號 \mathbf{Y} 中將 $\hat{X}(s_1)$ 的部分消去後，可得到一個修正後的接收訊號 \mathbf{Y}_2 ，數學式為：

$$\begin{aligned}
\mathbf{Y}_2 &= \mathbf{Y} - \mathbf{G}(s_1)\hat{X}(s_1) \\
&= \sum_{m \neq s_1} \mathbf{G}(m)X(m) + \mathbf{Z} \\
&= \mathbf{G}_{N_T \cdot N - 1} \mathbf{X}_{N_T \cdot N - 1} + \mathbf{Z}
\end{aligned} \tag{2-22}$$

$\mathbf{G}(s_1)$ 是表示 \mathbf{G} 中第 s_1 行， $\mathbf{G}_{N_T \cdot N - 1}$ 是一個由 \mathbf{G} 移去其第 s_1 行的矩陣，大小降為 $(N_R \cdot N) \times (N_T \cdot N - 1)$ ， $\mathbf{X}_{N_T \cdot N - 1}$ 是一個由 \mathbf{X} 移去其第 s_1 項的向量，大小降為 $(N_T \cdot N - 1) \times 1$ 。之後再根據 $s_2, \dots, s_{N_T \cdot N}$ 的順序，依序修正接收訊號 $\mathbf{Y}_3, \dots, \mathbf{Y}_{N_R \cdot N}$ ，如此重複上述動作可逐步將所有訊號偵測出。

2.4 傳輸通道模型

不論在室內或室外使用無線行動通訊傳輸系統，基地台與手機之間，充滿障礙物以及干擾存在，以致於在傳送端與接收端之間，除了距離所造成的自然因素外，由於障礙物的緣故造成分散（scatter）、反射（reflection）、折射（refraction）或者繞射（diffraction）等不同的干擾，缺乏直接路徑，造成了信號經過多重路徑後才抵達接收端。由於接收抵達信號的時間有快有慢，所以我們假設相差時間為延遲擴散。而基地台與移動物體間的相對移動，造成訊號頻率有所偏移，這個現

象我們稱做都卜勒偏移。

2.4.1 傳輸通道簡介

當接收信號是從任意不同方向而來，並且沒有明顯的直接路徑的話，數目一多，我們則可以利用中央極限定理來推論，收到的信號可用一個期望值為零的複數高斯隨機過程（complex Gaussian process）來模擬其性質。信號振幅大小呈現Rayleigh分佈，而相位會呈現均勻分佈（uniform distribution），則我們稱這個通道為Rayleigh衰落通道。但是如傳送端與接收端之間有一條直接路徑，則整體信號的期望值不會為零，如此一來則會呈現Rician 分佈，也就是所謂的Rician衰落通道。通道的脈衝響應可以表示如下：

$$h(\tau, t) = \sum_{n=1}^{N(t)} \alpha_n(t) \delta(\tau - \tau_n(t)) e^{i\theta_n(t)} \quad (2-23)$$

其中 $N(t)$ 表示路徑的個數， $\alpha_n(t)$ 表示第 n 個路徑的振幅大小， $\tau_n(t)$ 則為第 n 個路徑的傳輸延遲時間， $\theta_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$ 為第 n 個路徑的相角， f_c 是載波頻率：這些變數都是時間的函數，因此通道脈衝響應是隨時間改變的。一般來說， $N(t)$ 為常態分佈（normal distribution）， $\tau_n(t)$ 為Poisson分佈， $\theta_n(t)$ 為均勻分佈（uniform distribution）， $\alpha_n(t)$ 則視通道環境而定，大致有Rayleigh分佈、Rician分佈、對數常態分佈（log-normal distribution）等。在本論文模擬時變通道環境時，簡化了一些設定：假設 $N(t)$ 和 $\tau_n(t)$ 為常數，不受時間變化影響，主要考慮 $\alpha_n(t)$ 的變化對於整體MIMO-OFDM系統的影響。如圖2-14所示

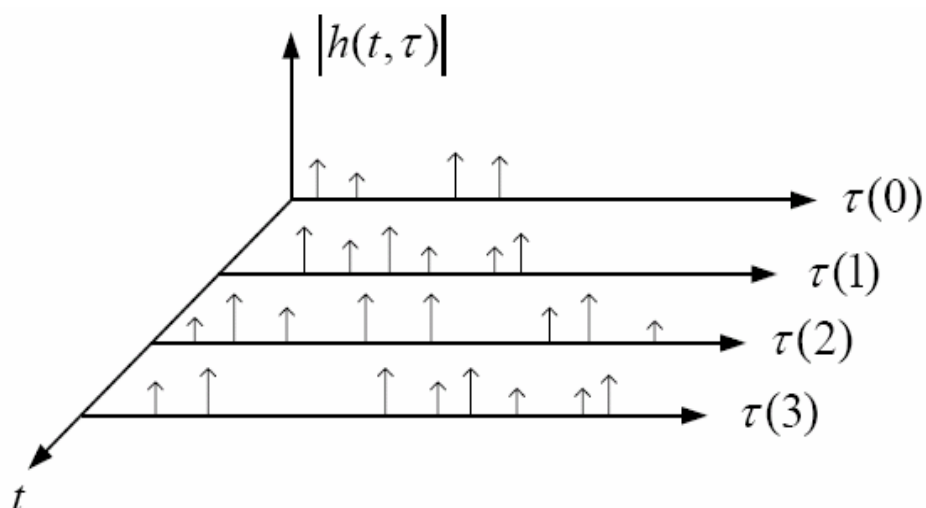


圖2-15 通道脈衝響應

在無線通訊環境下，可以將通道分成四大類，接下來介紹一些有決定性的參數。在小範圍衰變中，通道有時變的特性。因為在空間中的無線通道之時間變化而造成頻譜的擴大，且發生時機在都卜勒頻譜不為零的時候，這個變量我們稱做都卜勒擴散， f_m ，是與傳送端和接收端的相對移動以及傳送端因為移動方向的改變所產生的電磁波入射方向有關。

在此根據圖2-15假設

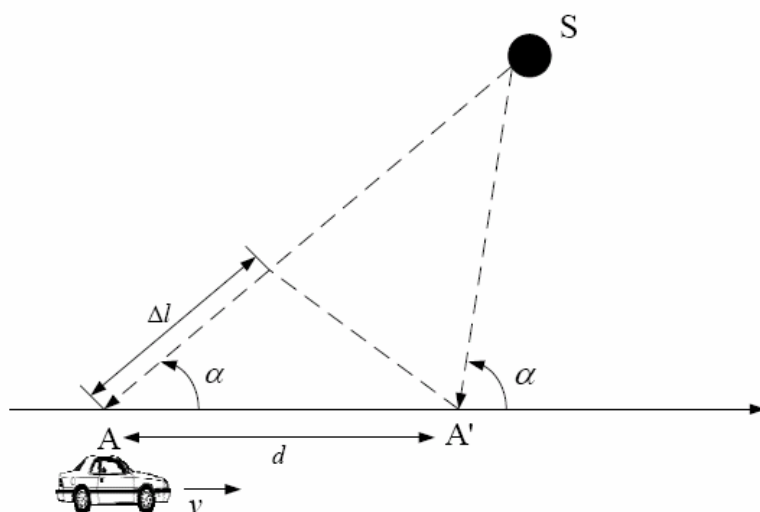


圖2-15 都卜勒頻率偏移示意圖

$$\text{傳輸路徑差} : \Delta l = d \cdot \cos \alpha \quad (2-24)$$

$$\text{相位差造成載波頻率偏移} : \Delta \phi = \frac{\Delta l \cdot 2\pi}{\lambda} \quad (2-25)$$

$$\text{路徑差所形成的相位改變，此偏移量稱為都卜勒偏移} : f_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta \phi}{\Delta t} \quad (2-26)$$

$$\text{當 } \theta = 0^\circ, \text{ 稱為最大都卜勒擴散或都卜勒頻率} : f_m = \nu / \lambda \quad (2-27)$$

λ 為波長， ν 為車速

因都卜勒擴散與同調時間， T_c ，成對偶性，可以用來描述通道在時域上的時變頻率的色散行為。一般來說，同調時間是兩倍的都卜勒擴散，在加上利用通道時變特性會使得 $T_c = 1/f_m$ 。若在 $\tau \cdot f_m \approx 0.5$ 時，則 $T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m}$ ；則最大的都卜勒擴散為 $f_m = \nu / \lambda$ 。

同調頻寬是指兩個或兩個以上不同時間點且有干擾的範圍下，所有頻譜成分幾乎有相同的通道增益與線性相位。換句話說，同調頻寬的範圍就是表示在此範圍內任兩個頻率有很強的振幅相關性。

通道一：平坦衰變通道

當傳輸信號的頻寬比無線通道的頻寬小，且無線通道再此一頻寬內有固定的增益以及線性相位。

通道二：頻率選擇性衰變通道

當無線通道保有固定增益和線性相位的頻寬小於傳輸訊號的頻寬，收到的信號便會遭遇到頻率選擇性衰變。在這種情況下，通道的脈衝響應之多重路徑延遲擴散會大於傳送信號頻寬的倒數。在接收端會收到多個不同衰減程度與不同延遲而使收到的信號失真。而選擇性通道的色散行為，也可以說是通道的符元間互相干擾。決定是否為選擇性衰變通道，符元間隔時間必須要小於等於十倍均方根延遲擴散的條件必須要成立。

通道三：快速衰變通道

當通道脈衝響應變化的速率比傳輸信號之符元率更快時，通道的同調時間比傳送信號的符元週期還小，因為都卜勒擴散使得頻域上發生色散現象而失真。若都卜勒擴散大於信號頻寬時，則通道會因為快速衰變而失真。

通道四：慢速衰變通道

當通道脈衝響應變化的速率比傳輸信號之符元率更慢時，通道可想像成在一個或者是多個符元週期內是靜止的，從頻域來看，通道的都卜勒擴散遠小於信號本身的頻寬。



2.4.2 Jakes 通道模擬方法

由上面一個小節可以知道要模擬無線衰落通道，必須考慮符合Rayleigh分佈的特性與都卜勒頻率偏移效應。現今主要模擬具有都卜勒偏移效應的Rayleigh通道衰落的方法，大多採用Jakes所提出的模型[15]，利用這個模型可以得到如2-16 非常近似Rayleigh分佈的衰落通道。其中Jakes為了簡化計算量，假設信號的入射角度均勻分佈，並且振幅相同，然後利用弦波的對稱性，將來自360度的信號簡化到一個

象限內來表示。

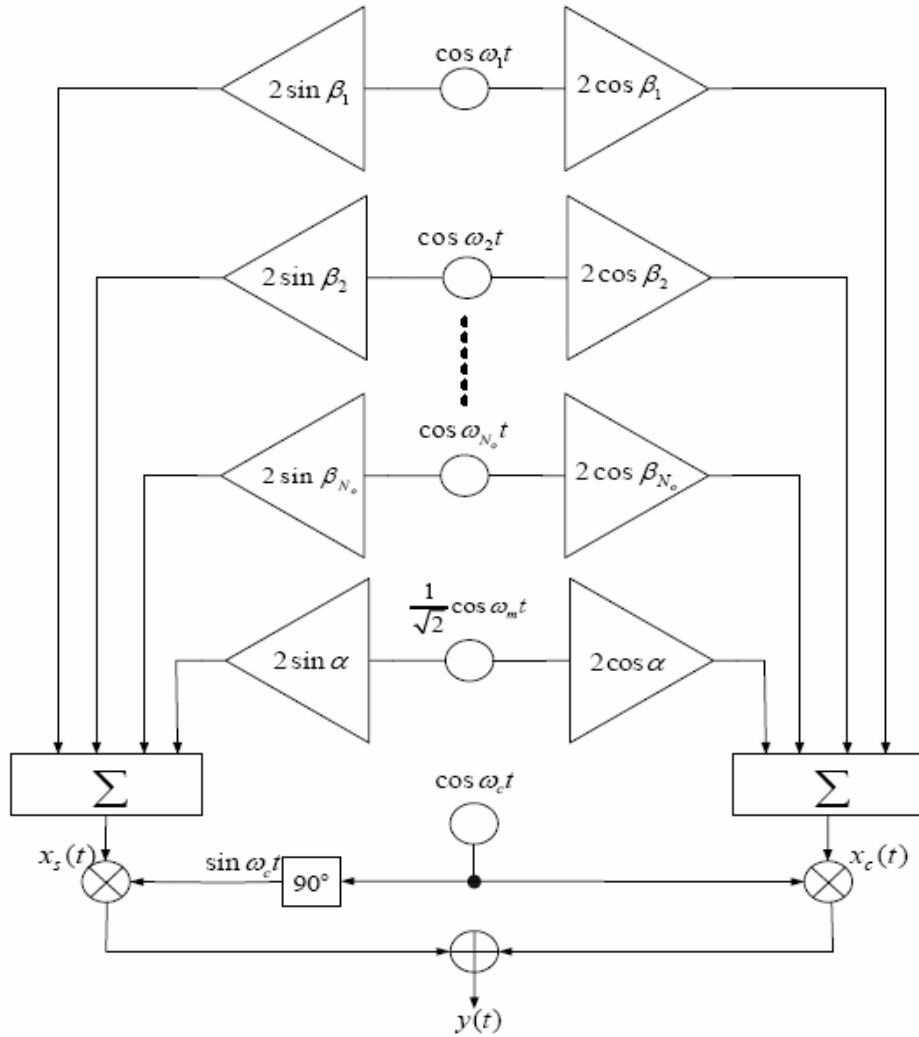


圖 2-16 Jake's 多重 Rayleigh 衰落路徑通道模型

Jake's 利用 M 個低頻震盪器產生 M 個 fading envelopes，藉由提供第 n 個震盪器額外的相位偏移 $\theta_{nk} = \gamma_{nk} + \beta_n$ ， $1 \leq k \leq M$ 可以產生第 k 個 faded envelope：

$$h_k(t) = \sum_{n=1}^M [\cos(\beta_n) + j \sin(\beta_n)] \cos(2\pi f_n t + \theta_{nk}) \quad (2-28)$$

其中除了 f_n 為低頻震盪器的頻率，還要增加額外限制 multiple faded envelope 為不相關（或是近似不相關）後，可得到 γ_{nk} 和 β_n 的近似值，數學式如下：

$$f_n = f_m \cos(2\pi n/N), \quad n = 1, 2, \dots, M, \text{ where } M = \frac{1}{2}(\frac{N}{2} - 1) \quad (2-18)$$

$$\beta_n = \frac{\pi n}{M+1} \quad n = 1, 2, \dots, M \quad (2-19)$$

$$\gamma_{nk} = \frac{2\pi(k-1)n}{M+1} \quad n = 1, 2, \dots, M \quad (2-31)$$

藉由上面得到的值可以算出在不同faded envelopes的相互關係，數學式如下：

$$\phi_{h_i h_j}(\tau) = \frac{E[h_i^*(t)h_j(t+\tau)]}{\sqrt{E[|h_i(t)|^2]E[|h_j(t)|^2]}} \quad (2-32)$$



2.5 通道估計

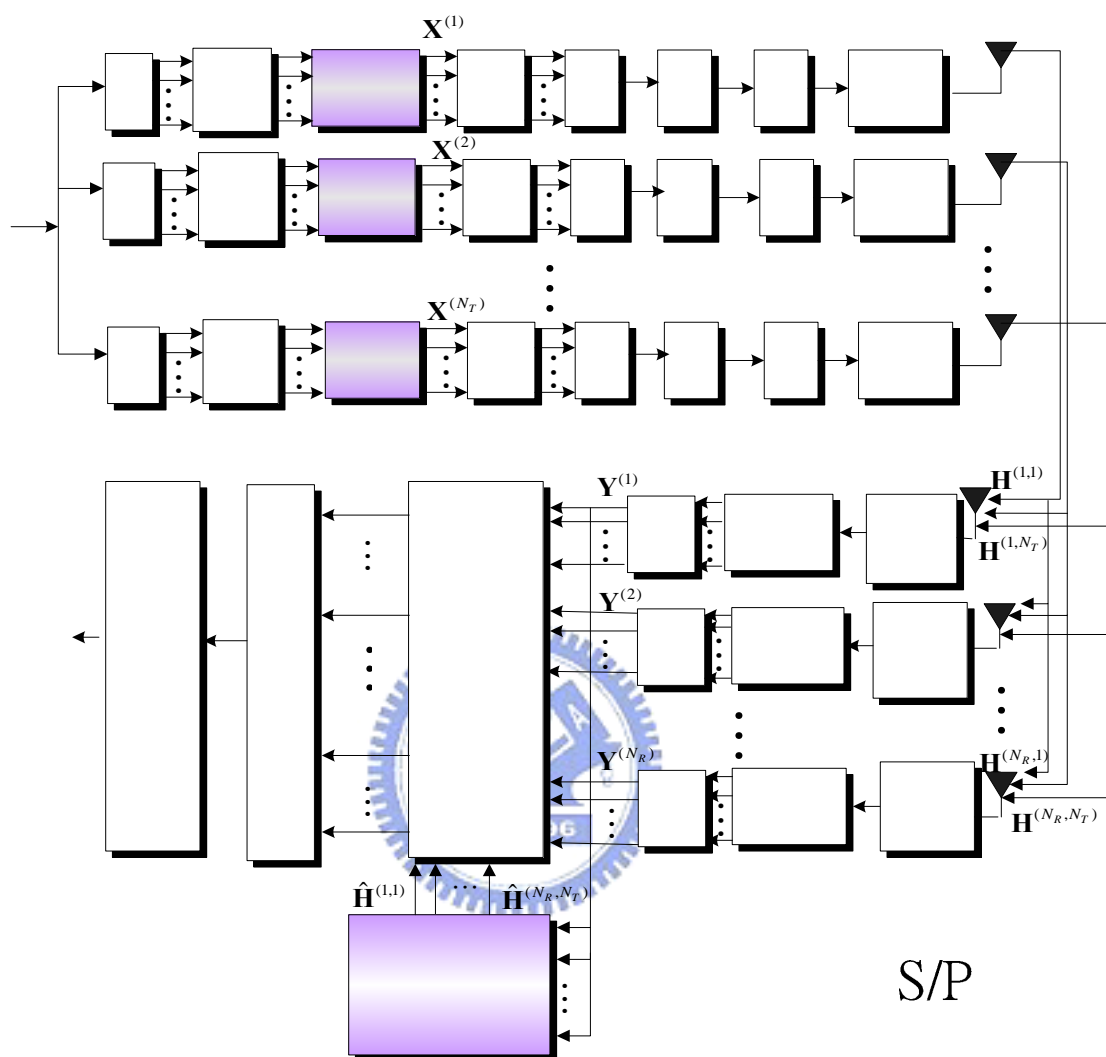


圖 2-17 MIMO-OFDM 系統之通道估計

由於雜訊與 ICI 的問題，使得在現實中要知道完整的通道響應是無法達到的，只能利用已知的資訊去盡量估測並降低誤差，本章節利用 MIMO-OFDM 系統來說明通道估計演算法，如圖 2-17 所示，在數學表示式上會沿用章節 2.2.3 中(2-11)的定義但是在時域接收訊號的排列上會有些微的修改，表示為：

$$\mathbf{y} = [\mathbf{y}^{(1)T}, \dots, \mathbf{y}^{(N_R)T}]^T = [y^{(1)}(1), \dots, y^{(1)}(N), \dots, y^{(N_R)}(1), \dots, y^{(N_R)}(N)]^T = \mathbf{H}'\mathbf{x} + \mathbf{z} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{h}}^{(1)} \\ \vdots \\ \bar{\mathbf{h}}^{(N_R)} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (2-33)$$

$$\bar{\mathbf{h}}^{(m)} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}^{(m)}(0,0) & 0 & \dots & \mathbf{h}^{(m)}(0,2) & \mathbf{h}^{(m)}(0,1) \\ \mathbf{h}^{(m)}(1,1) & \mathbf{h}^{(m)}(1,0) & \dots & \mathbf{h}^{(m)}(1,3) & \mathbf{h}^{(m)}(1,2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{h}^{(m)}(v-1, v-1) & \mathbf{h}^{(m)}(v-1, v-2) & \vdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \mathbf{h}^{(m)}(N-2,0) & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{h}^{(m)}(N-1,1) & \mathbf{h}^{(m)}(N-1,0) \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

其中定義 $\bar{\mathbf{h}}^{(m)}$ 為第 m 根接收天線，接收到來自傳送端所有 N_T 根天線的所有通道脈衝響應矩陣，如 (2-34) 所示，而 $\mathbf{h}^{(m)}(N-1, v-1)$ 表示第 m 根接收天線，接收到來自傳送端所有 N_T 根天線的在第 $N-1$ 個取樣時間中第 $v-1$ 條路徑，表示為 $\mathbf{h}^{(m)}(N-1, v-1) = [h^{(m,1)}(N-1, v-1), \dots, h^{(m, N_T)}(N-1, v-1)]$ 。

本論文中將利用 pilot tone 傳送 pilot 資訊以估計時變通道脈衝響應，並假設 OFDM 符元區間中的脈衝響應呈線性變化，所以我們只需估計出 (2-34) 中所有傳輸通道 $\bar{\mathbf{h}}^{(1)}, \dots, \bar{\mathbf{h}}^{(N_R)}$ 中，第一個取樣時間點 $\bar{\mathbf{h}}^{(1)}(0), \dots, \bar{\mathbf{h}}^{(N_R)}(0)$ 與第 N 個取樣時間點 $\bar{\mathbf{h}}^{(1)}(N-1), \dots, \bar{\mathbf{h}}^{(N_R)}(N-1)$ 全部 $N_R \cdot N_T \cdot v$ 條通道脈衝響應，剩餘中間的通道 $\bar{\mathbf{h}}^{(1)}(1), \dots, \bar{\mathbf{h}}^{(N_R)}(1), \dots, \bar{\mathbf{h}}^{(1)}(N-2), \dots, \bar{\mathbf{h}}^{(N_R)}(N-2)$ 就可以由線性內插求得，其中 $\bar{\mathbf{h}}^{(1)}(m) = [h^{(1,1)}(m, 0), \dots, h^{(1, N_T)}(m, 0), \dots, h^{(1, N_T)}(m, v-1)]$ 表示第 m 個取樣時間點，在第一根接收天線，接收到來自所有 N_T 根傳送天線的通道路徑向量。

使用 $\bar{\mathbf{h}}^{(1)}(0), \dots, \bar{\mathbf{h}}^{(N_R)}(0)$ 與 $\bar{\mathbf{h}}^{(1)}(N-1), \dots, \bar{\mathbf{h}}^{(N_R)}(N-1)$ 線性內插來近似 \mathbf{H}' 可以使原本的通道矩陣 \mathbf{H}' 的參數減少許多。在估計通道時，我們將通道根據接收天線不

同分開解，對於 N_R 根天線要作 N_R 次最小平方（Least square, LS）法分別解出

$\tilde{\mathbf{h}}^{(m)}, m=1, \dots, N_R$ ，換句話說，對第 m 根接收天線而言，一次 LS 解出全部傳送天

線的通道也就是 $\tilde{\mathbf{h}}^{(m)} = [\mathbf{h}^{(m)}(0), \mathbf{h}^{(m)}(N-1)]^T = [h^{(m,1)}(0,0), \dots, h^{(m,N_T)}(N-1, \nu-1)]^T$ 。

所以 \mathbf{H}' 可以由 $\bar{\mathbf{h}}^{(1)}(0), \dots, \bar{\mathbf{h}}^{(N_R)}(0)$ 與 $\bar{\mathbf{h}}^{(1)}(N-1), \dots, \bar{\mathbf{h}}^{(N_R)}(N-1)$ 分別排列並乘上 \mathbf{A}_0 與

\mathbf{A}_{N-1} 的線性內插加權矩陣的近似組成。第 m 根接收天線的時域接收訊號 $\mathbf{y}^{(m)}$ 數學

式可以近似如下：

$$\mathbf{y}^{(m)} = \bar{\mathbf{h}}^{(m)} \mathbf{x} + \mathbf{z}^{(m)} \approx (\mathbf{A}_0 \mathbf{H}_0^{(N \times N_T \cdot N)} + \mathbf{A}_{N-1} \mathbf{H}_{N-1}^{(N \times N_T \cdot N)}) \mathbf{x} + \mathbf{z}^{(m)} \quad (2-35)$$

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{h}}^{(m)} &\approx \mathbf{A}_0 \mathbf{H}_0^{(N \times N_T \cdot N)} + \mathbf{A}_{N-1} \mathbf{H}_{N-1}^{(N \times N_T \cdot N)} \\ &= \text{diag} \left[1, \frac{N-2}{N-1}, \dots, 0 \right] \begin{bmatrix} \mathbf{h}^{(m)}(0,0) & 0 & \dots & \mathbf{h}^{(m)}(0,2) & \mathbf{h}^{(m)}(0,1) \\ \mathbf{h}^{(m)}(0,1) & \mathbf{h}^{(m)}(0,0) & \dots & \mathbf{h}^{(m)}(0,3) & \mathbf{h}^{(m)}(0,2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{h}^{(m)}(0, \nu-1) & \mathbf{h}^{(m)}(0, \nu-2) & \vdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \mathbf{h}^{(m)}(0,0) & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{h}^{(m)}(0,1) & \mathbf{h}^{(m)}(0,0) \end{bmatrix} \\ &\quad + \text{diag} \left[0, \frac{1}{N-1}, \dots, 1 \right] \begin{bmatrix} \mathbf{h}^{(m)}(N-1,0) & 0 & \dots & \mathbf{h}^{(m)}(N-1,2) & \mathbf{h}^{(m)}(N-1,1) \\ \mathbf{h}^{(m)}(N-1,1) & \mathbf{h}^{(m)}(N-1,0) & \dots & \mathbf{h}^{(m)}(N-1,3) & \mathbf{h}^{(m)}(N-1,2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{h}^{(m)}(N-1, \nu-1) & \mathbf{h}^{(m)}(N-1, \nu-2) & \vdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \mathbf{h}^{(m)}(N-1,0) & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{h}^{(m)}(N-1,1) & \mathbf{h}^{(m)}(N-1,0) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-36)$$

為了轉換成可以讓 pilot tone 安插計算的形式，要將原本在通道矩陣 $\mathbf{H}_0^{(N \times N_T \cdot N)}$

和 $\mathbf{H}_{N-1}^{(N \times N_T \cdot N)}$ 上的循環移動（circular shift）轉移到傳送訊號 $\tilde{\mathbf{x}}_0$ 與 $\tilde{\mathbf{x}}_{N-1}$ 上，則可以得

到乾淨脈衝響應向量重新排列成 $\tilde{\mathbf{h}}^{(m)}$ ，所以若能準確估得的第一個與最後一個取樣

時間點的通道脈衝響應，則可以增加後續作連續 ICI 消除後檢測訊號的準確性， $\tilde{\mathbf{x}}_0$

與 $\tilde{\mathbf{x}}_{N-1}$ 定義為下面兩式：

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{x}}_0 &= [\mathbf{x}_1^{(1)}, \dots, \mathbf{x}_1^{(N_T)}, \mathbf{x}_2^{(1)}, \dots, \mathbf{x}_2^{(N_T)}, \dots, \mathbf{x}_v^{(1)}, \dots, \mathbf{x}_v^{(N_T)}, 0, \dots, 0]_{N \times 2N_T - \nu} \\ &= \begin{bmatrix} x^{(1)}(0) & \dots & x^{(N_T)}(0) & x^{(1)}(N-1) & \dots & x^{(N_T)}(N-1) & \dots & x^{(N_T)}(N-\nu+1) & 0 & \dots & 0 \\ x^{(1)}(1) & \dots & x^{(N_T)}(1) & x^{(1)}(0) & \dots & x^{(N_T)}(0) & \dots & x^{(N_T)}(N-\nu+2) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x^{(1)}(N-1) & \dots & x^{(N_T)}(N-1) & x^{(1)}(N-2) & \dots & x^{(N_T)}(N-2) & \dots & x^{(N_T)}(N-\nu) & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (2-37)$$

$$\tilde{\mathbf{x}}_{N-1} = [0, \dots, 0, \mathbf{x}_1^{(1)}, \dots, \mathbf{x}_1^{(N_T)}, \mathbf{x}_2^{(1)}, \dots, \mathbf{x}_2^{(N_T)}, \dots, \mathbf{x}_v^{(1)}, \dots, \mathbf{x}_v^{(N_T)}]_{N \times 2N_T - \nu} \quad (2-38)$$

第 m 根接收天線的頻域接收訊號 $\mathbf{Y}^{(m)}$ 可以改寫成：

$$\begin{aligned}\mathbf{Y}^{(m)} &= \mathbf{Q}\mathbf{y}^{(m)} = \mathbf{Q}(\mathbf{H}'\mathbf{x} + \mathbf{z}^{(m)}) \\ &\approx \mathbf{Q}[\mathbf{A}_0\mathbf{H}'_0 + \mathbf{A}_{N-1}\mathbf{H}'_{N-1}]\mathbf{x} + \mathbf{Q}\mathbf{z}^{(m)} \\ &= \mathbf{Q}[\mathbf{A}_0\tilde{\mathbf{x}}_0 + \mathbf{A}_{N-1}\tilde{\mathbf{x}}_{N-1}]\tilde{\mathbf{h}}^{(m)} + \mathbf{Z}^{(m)} \\ &= \mathbf{Q}^{(Rx)}[\mathbf{A}_0\mathbf{Q}^H\mathbf{Q}\tilde{\mathbf{x}}_0 + \mathbf{A}_{N-1}\mathbf{Q}^H\mathbf{Q}\tilde{\mathbf{x}}_{N-1}]\tilde{\mathbf{h}}^{(m)} + \mathbf{Z}^{(m)} \\ &= \left\{ \mathbf{Q}\mathbf{A}_0\mathbf{Q}^H(\mathbf{Q}[\mathbf{x}_1^{(1)}, \dots, \mathbf{x}_1^{(N_T)}, \dots, \mathbf{x}_v^{(1)}, \dots, \mathbf{x}_v^{(N_T)}, 0, \dots, 0]) + \right. \\ &\quad \left. \mathbf{Q}\mathbf{A}_{N-1}\mathbf{Q}^H(\mathbf{Q}[0, \dots, 0, \mathbf{x}_1^{(1)}, \dots, \mathbf{x}_1^{(N_T)}, \dots, \mathbf{x}_v^{(1)}, \dots, \mathbf{x}_v^{(N_T)}]) \right\} \tilde{\mathbf{h}}^{(m)} + \mathbf{Z}^{(m)}\end{aligned}\quad (2-39)$$

(2-39) 是接收訊號的等效數學式 $\mathbf{Y}^{(m)}$ ，將 $\mathbf{Y}^{(m)}$ 的 pilot tone 上接收訊號取出組
成一個大小為 $N_p \times 1$ 的行向量 $\mathbf{Y}_p^{(m)}$ 供通道估計使用，數學表式為：

$$\begin{aligned}\mathbf{Y}_p^{(m)} &= (\mathbf{Q}\mathbf{y}^{(m)})_p \\ &= \left\{ (\mathbf{Q}\mathbf{A}_0\mathbf{Q}^H)_p(\mathbf{Q}[\mathbf{x}_1^{(1)}, \dots, \mathbf{x}_1^{(N_T)}, \dots, \mathbf{x}_v^{(1)}, \dots, \mathbf{x}_v^{(N_T)}, 0, \dots, 0]) + \right. \\ &\quad \left. (\mathbf{Q}\mathbf{A}_{N-1}\mathbf{Q}^H)_p(\mathbf{Q}[0, \dots, 0, \mathbf{x}_1^{(1)}, \dots, \mathbf{x}_1^{(N_T)}, \dots, \mathbf{x}_v^{(1)}, \dots, \mathbf{x}_v^{(N_T)}]) \right\} \tilde{\mathbf{h}}^{(m)} + (\mathbf{Z}^{(m)})_p \\ &= \tilde{\mathbf{X}}_p^{(m)} \tilde{\mathbf{h}}^{(m)} + \tilde{\mathbf{X}}_q^{(m)} \tilde{\mathbf{h}}^{(m)} + (\mathbf{Z}^{(m)})_p = \tilde{\mathbf{X}}_p^{(m)} \tilde{\mathbf{h}}^{(m)} + error\end{aligned}$$

(2-40)

N_p 是 pilot tone 的個數， $(\mathbf{Z})_p$ 表示 \mathbf{Z} 中載於 pilot tone 上的雜訊為一向量（或矩陣）， $\mathbf{P} = [p_1, p_2, \dots, p_{N_p}]$ 是 pilot tone 的位置指標。此外，在 (2-40) 中 $\tilde{\mathbf{X}}_p^{(m)} \tilde{\mathbf{h}}^{(m)}$ 項表示 pilot tones 對接收訊號 $\mathbf{Y}_p^{(m)}$ 的影響，可用於後面 LS 估計脈衝響應之用。而 (2-40) 中另一項 $\tilde{\mathbf{X}}_q^{(m)} \tilde{\mathbf{h}}^{(m)}$ （ $p \neq q$ ）則表示在矩陣乘開的過程接收訊號 $\mathbf{Y}_p^{(m)}$ 內屬於非 pilot tone 訊號元素對其的影響，在後面 LS 估計通道時會將其與雜訊 $(\mathbf{Z}^{(m)})_p$ 項一併視為誤差（error）[7]。從上面 $\tilde{\mathbf{x}}_0$ 與 $\tilde{\mathbf{x}}_{N-1}$ 定義的結構還可以發現， $\tilde{\mathbf{x}}_0$ 的前 $N_T \cdot \nu$ 行與 $\tilde{\mathbf{x}}_{N-1}$ 的後 $N_T \cdot \nu$ 行同為 $[\mathbf{x}_1^{(1)}, \dots, \mathbf{x}_1^{(N_T)}, \dots, \mathbf{x}_\nu^{(1)}, \dots, \mathbf{x}_\nu^{(N_T)}]$ ，且每一行間彼此存在關連性，也就是 $\mathbf{x}_{n+1}^{(m)}$ 可由前一行 $\mathbf{x}_n^{(m)}$ 作環狀移動獲得，如此在時域環狀移動的效果等同於在頻域作角度移動（phase shift），因此我們可以表示為[13]：

$$(\mathbf{Q}\mathbf{x}_n^{(m)})_p = (\mathbf{Q}\mathbf{x}_1^{(m)})_p e^{\left[\frac{-j2\pi p(n-1)}{N} \right]} \quad (2-41)$$

因為 pilot tone 上的 pilot 訊號 $(\mathbf{Q}^{(Tx)}\mathbf{x}_1)_p$ 在接收端是已知，所以我們可以移動其角度來獲得 $(\mathbf{Q}[\mathbf{x}_1^{(1)}, \dots, \mathbf{x}_1^{(N_T)}, \dots, \mathbf{x}_\nu^{(1)}, \dots, \mathbf{x}_\nu^{(N_T)}, 0, \dots, 0])_p$ ，最後在使用 LS 來得到時域上的通道脈衝響應估計，假設 $\tilde{\mathbf{X}}_p^{(m)}$ 為非奇異矩陣，所以可得到唯一解 $\hat{\mathbf{h}}_{L_s}^{(m)}$ ，如下式：

$$\hat{\mathbf{h}}_{L_s} = (\tilde{\mathbf{X}}_p^H \tilde{\mathbf{X}}_p)^{-1} \tilde{\mathbf{X}}_p^H \mathbf{Y}_p \quad (2-42)$$

如此一來便可由 $\hat{\mathbf{h}}_{L_s}^{(m)}$ 得知 $\hat{\mathbf{h}}^{(m)}(0)$ 與 $\hat{\mathbf{h}}^{(m)}(N-1)$ ，則剩餘取樣時間的脈衝響應 $\bar{\mathbf{h}}^{(m)}(1), \dots, \bar{\mathbf{h}}^{(m)}(N-2)$ 就可以由線性內插求得，並重新將估計到的全部取樣時間點

脈衝響應循環排序回(2-36)的通道形式 $\hat{\mathbf{H}}$ ，也就是將接收訊號排回原本(2-36)的

\mathbf{y} ，即可得估計的通道增益 $\hat{\mathbf{G}} = \mathbf{Q}^{(Rx)} \hat{\mathbf{H}} \mathbf{Q}^{(Tx)H}$ 。



第三章 MIMO-OFDM 系統之快速連續 ICI 消除演算法與遞回通道估計演算法

這一章我們要介紹，如何降低在前一章已經提過的 SIC 演算法複雜度，和如何提高通道估計的準確度。因為在之前我們提到過 SIC 主要的計算複雜度是來自於 MMSE 反矩陣的運算量，所以在這一章我們將介紹兩種方式來降低反矩陣的運算複雜度。並且我們會提出兩個利用遞回通道估計的方法來提高通道估計的準確度。

3.1 低複雜度 SIC

因為 OFDM 符元的子載波數 N 通常都很大，所以在搭配上 N_T 根傳送天線與 N_R 根接收天線時，所需要消干擾的載波數會變 $N_R N$ ，要檢測的訊號則會變 $N_T N$ ，再求 Wiener solution \mathbf{W} 的運算時，其運算量會大增，使接收機的運算複雜度很高；但是由於訊號能量會主要集中在少數某些子載波上，而在子載波上的 ICI 主要也是受到自己與其他 $N_R - 1$ 根天線上鄰近子載波影響較大，所以在做連續 ICI 消除或 MMSE 運算時，忽略那些距離遠影響小的子載波，使運算複雜度降低，而忽略子載波個數則視通道環境與系統效能加以取捨。並且我們可以利用 recursive computation 來計算 MMSE 的反矩陣，藉由這兩個方法我們能大幅的降低運算複雜度。這一章我們簡化多天線接收為單天線接收，以利於說明演算法。首先同上面章節 2.3 所述，會將 $\mathbf{G}^{(1,1)}$ 中每一行能量大小排序為 $S = \{s_1, s_2, \dots, s_N\}$ ，所以 $\mathbf{G}^{(1,1)}$ 中第 s_i 行的能量最大，所以一開始便由影響最大的訊號 $X^{(1)}(s_1)$ 先解，之後再依序解 $X^{(1)}(s_2), X^{(1)}(s_3), \dots, X^{(1)}(s_N)$ ，在降低複雜度方面，我們可以只取我們所要解的 s_i

$1 \leq i \leq N$ ，鄰近的幾個列(row)來做 MMSE 的運算，如圖 3-1

$$\begin{aligned}
\mathbf{Y}^{(1)} &= \begin{bmatrix} Y^{(1)}(0) \\ Y^{(1)}(1) \\ Y^{(1)}(2) \\ \vdots \\ Y^{(1)}(N-1) \end{bmatrix} = \mathbf{G}^{(1,1)} \mathbf{X}^{(1)} + \mathbf{Z}^{(1)} \\
&= \begin{bmatrix} G^{(1,1)}(0,0) & G^{(1,1)}(0,1) & \dots & G^{(1,1)}(0,N-1) \\ G^{(1,1)}(1,0) & G^{(1,1)}(1,1) & \dots & G^{(1,1)}(1,N-1) \\ G^{(1,1)}(2,0) & G^{(1,1)}(2,1) & \dots & G^{(1,1)}(2,N-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G^{(1,1)}(N-1,0) & G^{(1,1)}(N-1,1) & \dots & G^{(1,1)}(N-1,N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X^{(1)}(0) \\ X^{(1)}(1) \\ X^{(1)}(2) \\ \vdots \\ X^{(1)}(N-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z^{(1)}(0) \\ Z^{(1)}(1) \\ Z^{(1)}(2) \\ \vdots \\ Z^{(1)}(N-1) \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

圖 3-1 low-complexity 示意圖

所框起來的部份，我們只要在接收端取所要解的頻率附近的幾個頻率來考慮。當然這主要的原因是因為 ICI 的分布是主要落在附近幾個頻率，如圖 3-2

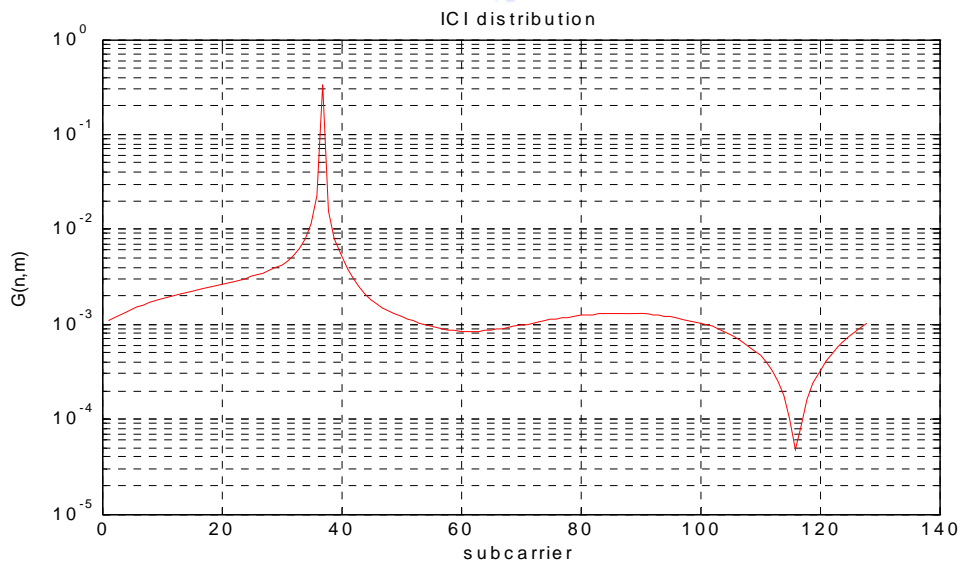


圖 3-2 ICI 分布示意圖

這張圖示說明了，在某一個頻率裡面，其它頻率對它所造成的影響。

3.2 遞回式低複雜度 SIC

如果同上面章節 2.3 所述，會將 $\mathbf{G}^{(1,1)}$ 中每一行能量大小排序為 $S = \{s_1, s_2, \dots, s_N\}$ ，

所以 $\mathbf{G}^{(1,1)}$ 中第 s_1 行的能量最大，所以一開始便由影響最大的訊號 $X^{(1)}(s_1)$ 先解，之

後再依序解 $X^{(1)}(s_2), X^{(1)}(s_3), \dots, X^{(1)}(s_N)$ ，但是在這種情況底下每一次我們所要計

算的 MMSE 反矩陣的結構都是不同的，如果說我們解出訊號的方式不是依照能量

大小的順序。而是依照訊號本身頻率的位置依序解出。如圖 3-3

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Y}^{(1)} &= \begin{bmatrix} Y^{(1)}(0) \\ Y^{(1)}(1) \\ Y^{(1)}(2) \\ \vdots \\ Y^{(1)}(N-1) \end{bmatrix} = \mathbf{G}^{(1,1)} \mathbf{X}^{(1)} + \mathbf{Z}^{(1)} \\
 &= \begin{bmatrix} G^{(1,1)}(0,0) & G^{(1,1)}(0,1) & \dots & G^{(1,1)}(0,N-1) \\ G^{(1,1)}(1,0) & G^{(1,1)}(1,1) & \dots & G^{(1,1)}(1,N-1) \\ G^{(1,1)}(2,0) & G^{(1,1)}(2,1) & \dots & G^{(1,1)}(2,N-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G^{(1,1)}(N-1,0) & G^{(1,1)}(N-1,1) & \dots & G^{(1,1)}(N-1,N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X^{(1)}(0) \\ X^{(1)}(1) \\ X^{(1)}(2) \\ \vdots \\ X^{(1)}(N-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z^{(1)}(0) \\ Z^{(1)}(1) \\ Z^{(1)}(2) \\ \vdots \\ Z^{(1)}(N-1) \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

圖 3-3 訊號連續解出圖

這樣在 MMSE 反矩陣的結構上會有很大的相似度，如圖 3-4

$$\begin{aligned}
\mathbf{Y}^{(1)} &= \begin{bmatrix} Y^{(1)}(0) \\ Y^{(1)}(1) \\ Y^{(1)}(2) \\ \vdots \\ Y^{(1)}(N-1) \end{bmatrix} = \mathbf{G}^{(1,1)} \mathbf{X}^{(1)} + \mathbf{Z}^{(1)} \\
&= \begin{bmatrix} G^{(1,1)}(0,0) & G^{(1,1)}(0,1) & \dots & G^{(1,1)}(0,N-1) \\ G^{(1,1)}(1,0) & G^{(1,1)}(1,1) & \dots & G^{(1,1)}(1,N-1) \\ G^{(1,1)}(2,0) & G^{(1,1)}(2,1) & \dots & G^{(1,1)}(2,N-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G^{(1,1)}(N-1,0) & G^{(1,1)}(N-1,1) & \dots & G^{(1,1)}(N-1,N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X^{(1)}(0) \\ X^{(1)}(1) \\ X^{(1)}(2) \\ \vdots \\ X^{(1)}(N-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z^{(1)}(0) \\ Z^{(1)}(1) \\ Z^{(1)}(2) \\ \vdots \\ Z^{(1)}(N-1) \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

圖 3-4 訊號連續解出圖 2

灰色的區域就是連續解出訊號時，會重複取到的區塊。所以我們把之前的低複雜度 SIC 的演算法稍作修改。先找到 \mathbf{G} 內能量最大的 tone 之後，再從能量最大的 tone 往前或者是往後來連續解出訊號。當然這個做法會比原先的先把每個 tone 依據能量來排序的做法略差。

一開始我們先找出 $\mathbf{G}^{(1,1)}$ 能量最大的 tone $X^{(1)}(s_1)$ ，然後接著往前或往後解出訊號，在求 MMSE Wiener solution 時只考慮 $K = 2e + 1$ 個子載波， K 值大小需在系統效能與複雜度間取捨，令 $\mathbf{a}_{s_1}^{(1)}$ 為一個 $K \times 1$ 的向量，其第 i 項為

$\left[(s_1 - e - 1 + i) \bmod N \right] + 1, i = 1, \dots, K$ ，此外我們可以利用 $\mathbf{a}_{s_1}^{(1)}$ 的元素當作指標

(index)，將 $\mathbf{Y}^{(1)}$ 與 $\mathbf{Z}^{(1)}$ 分別取出 K 個元素各別形成向量 $\mathbf{Y}_{s_1}^{(1)}$ 與 $\mathbf{Z}_{s_1}^{(1)}$ ，再利用 $\mathbf{a}_{s_1}^{(1)}$ 的元素當作列指標 (row index)，將 $\mathbf{Y}^{(1)}$ 與 $\mathbf{Z}^{(1)}$ 分別取出 K 個元素各別形成向量 $\mathbf{Y}_{s_1}^{(1)}$ 與 $\mathbf{Z}_{s_1}^{(1)}$ ，再利用 $\mathbf{a}_{s_1}^{(1)}$ 的元素當作列指標 (row index)，將 $\mathbf{G}^{(1,1)}$ 取出 K 列向量形成矩陣

$\mathbf{G}_{s_1}^{(1,1)}$ ，所以(3-1)可以改寫成(3-2)

$$\mathbf{Y}^{(1)} = \mathbf{G}^{(1,1)} \mathbf{X}^{(1)} + \mathbf{Z}^{(1)} \quad (3-1)$$

$$\mathbf{Y}_{s_1}^{(1)} = \mathbf{G}_{s_1}^{(1,1)} \mathbf{X}_{s_1}^{(1)} + \mathbf{Z}_{s_1}^{(1)} \quad (3-2)$$

MMSE 的 Wiener solution $\tilde{\mathbf{W}}_{s_1}^{(1,1)}$ 與 $X^{(1)}(s_1)$ 的估計訊號 $\hat{X}^{(1)}(s_1)$ 可以表示成：

$$\hat{X}(s_1) = \mathcal{Q}[\mathbf{W}^H(s_1)\mathbf{Y}] \quad (3-3)$$

$$\mathbf{W} = \left[\mathbf{G}_{s_1} \mathbf{G}_{s_1}^H + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} \mathbf{I} \right]^{-1} \mathbf{G}_{s_1} = \left[\mathbf{R}_{s_1} + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} \mathbf{I} \right]^{-1} \mathbf{G}_{s_1} \quad (3-4)$$

其中 $\mathbf{W}^H(s_1)$ 表示 \mathbf{W}^H 中第 s_1 行，再來是訊號 $\hat{X}(s_1)$ 重建並從接收訊號 \mathbf{Y} 中將 $\hat{X}(s_1)$ 的部分消去後，可得到一個修正後的接收訊號 $\tilde{\mathbf{Y}}_{s_1+1}^{(1)}$ ，數學式為：

$$\tilde{\mathbf{Y}}_{s_1+1}^{(1)} = \mathbf{Y}^{(1)} - \mathbf{G}^{(1,1)}(s_1) \hat{X}^{(1)}(s_1) \quad (3-5)$$

假設我們往後解，繼續就要解出 $\hat{X}(s_1+1)$

$$\begin{aligned} \hat{X}(s_1+1) &= \mathcal{Q}[\mathbf{W}^H(s_1+1)\tilde{\mathbf{Y}}_{s_1+1}^{(1)}] \\ \mathbf{W} &= \left[\mathbf{G}_{s_1+1} \mathbf{G}_{s_1+1}^H + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} \mathbf{I} \right]^{-1} \mathbf{G}_{s_1+1} = \left[\mathbf{R}_{s_1+1} + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} \mathbf{I} \right]^{-1} \mathbf{G}_{s_1+1} \end{aligned} \quad (3-6)$$

如果我們把(3-2)中 \mathbf{G}_{s_1} 寫成 $\begin{bmatrix} \mathbf{g}_{s_1} & \overline{\mathbf{G}}_{s_1}^H \end{bmatrix}^H$ ，則 \mathbf{R}_{s_1} 可以寫成

$$\mathbf{R}_{s_1} = \begin{bmatrix} \beta_{s_1} & \beta_{s_1}^H \\ \beta_{s_1} & \theta_{s_1} \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

其中，

$$\beta_{s_1} := \mathbf{g}_{s_1}^H \mathbf{g}_{s_1} + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} \mathbf{I}, \quad \theta_{s_1} := \overline{\mathbf{G}}_{s_1} \overline{\mathbf{G}}_{s_1}^H + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} \mathbf{I}, \quad \text{and} \quad \beta_{s_1} := \overline{\mathbf{G}}_{s_1} \mathbf{g}_{s_1}$$

所以 $\mathbf{R}_{s_1}^{-1}$ 可以寫成

$$\mathbf{R}_{s_1}^{-1} = \begin{bmatrix} \eta_{s_1,11} & \boldsymbol{\eta}_{s_1,21}^H \\ \boldsymbol{\eta}_{s_1,21} & \Psi_{s_1,22} \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

其中，

$$\eta_{s_1,11} = \left(\beta_{s_1} - \beta_{s_1}^H \theta_{s_1}^{-1} \beta_{s_1} \right)^{-1}, \quad \boldsymbol{\eta}_{s_1,21} = -\frac{\Psi_{s_1,22} \beta_{s_1}}{\beta_{s_1}}, \quad \text{and} \quad \Psi_{s_1,22} = \left(\theta_{s_1} - \frac{\beta_{s_1} \beta_{s_1}^H}{\beta_{s_1}} \right)^{-1}$$

從反矩陣輔助定理我們可知，

$$\Psi_{s_1,22} = \left(\theta_{s_1} - \frac{\beta_{s_1} \beta_{s_1}^H}{\beta_{s_1}} \right)^{-1} = \theta_{s_1}^{-1} + \eta_{s_1,11} \left(\theta_{s_1}^{-1} \beta_{s_1} \right) \left(\theta_{s_1}^{-1} \beta_{s_1} \right)^H \quad (3-9)$$

因此可得，

$$\theta_{s_1}^{-1} = \Psi_{s_1,22} - \frac{\boldsymbol{\eta}_{s_1,21} \boldsymbol{\eta}_{s_1,21}^H}{\eta_{s_1,11}} \quad (3-10)$$

再將 \mathbf{G}_{s_1+1} 寫成 $\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{g}}_{s_1+1} & \overline{\mathbf{G}}_{s_1}^H \end{bmatrix}^H$ ，則 \mathbf{R}_{s_1+1} 可以寫成，

$$\mathbf{R}_{s_1+1} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta}_{s_1} & \tilde{\boldsymbol{\beta}}_{s_1+1} \\ \tilde{\boldsymbol{\beta}}_{s_1+1}^H & \tilde{\boldsymbol{\beta}}_{s_1+1} \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

其中，

$$\tilde{\boldsymbol{\beta}}_{s_2} := \tilde{\mathbf{g}}_{s_2}^H \tilde{\mathbf{g}}_{s_2} + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} \mathbf{I}, \quad \tilde{\boldsymbol{\beta}}_{s_1+1} := \overline{\mathbf{G}}_{s_1} \tilde{\mathbf{g}}_{s_1+1}$$

再令，

$$b_{s_1+1} := \left(\tilde{\boldsymbol{\beta}}_{s_1+1} - \tilde{\boldsymbol{\beta}}_{s_1+1}^H \boldsymbol{\theta}_{s_1}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\beta}}_{s_1+1} \right)^{-1}, \quad \mathbf{B}_{s_1+1} := -\boldsymbol{\theta}_{s_1}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\beta}}_{s_1+1}$$

我們就可以得到，

$$\mathbf{R}_{s_1+1}^{-1} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta}_{s_1}^{-1} + \mathbf{B}_{s_1+1} \mathbf{B}_{s_1+1}^H b_{s_1+1} & \mathbf{B}_{s_1+1} b_{s_1+1} \\ \mathbf{B}_{s_1+1}^H b_{s_1+1} & b_{s_1+1} \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

所以 $\mathbf{R}_{s_1}^{-1}$ 可以將 (3-10) 的 $\boldsymbol{\theta}_{s_1}^{-1}$ 代入求得 $\mathbf{R}_{s_1+1}^{-1}$ ，如此一來我們便可依照這個模式逐步將 $s_1+1, s_1+2, \dots, s_1+N-1$ 帶入，疊代出所有 Wiener solution 需要的反矩陣；在計算複雜度上，從表 3-1 可以知道，在疊代運算時， $\tilde{\boldsymbol{\beta}}_{s_1+1}$ 影響計算複雜度最多，因此，在檢測一個 OFDM 符元時總計算複雜度為 $o(N^2 K)$ 。原本未利用快速的疊代運算直接解反矩陣的方法則需要的複雜度為 $o(N^3)$ 。通常 OFDM 符元會很大 $K \ll N$ ，因此我們可以大幅降低計算複雜度，其中 K 值的選擇則需在系統效能與通道環境間作取捨，一般來說，通道環境愈差的情況造成 ICI 愈嚴重，所以鄰近需考慮消除干擾的子載波數就愈多， K 值需愈大；但在通道環境愈好的情況造成 ICI 較少，所以鄰近需考慮消除干擾的子載波數就很少， K 值則不需太大。

	初始狀態		疊代運算				
快速演算法	\mathbf{R}_{s_1}	$\mathbf{R}_{s_1}^{-1}$	$\mathbf{\theta}_{s_1}^{-1}$	\mathbf{B}_{s_2}	b_{s_2}	$\tilde{\beta}_{s_2}$	$\tilde{\mathbf{\beta}}_{s_2}$
複雜度	$o(NK^2)$	$o(K^3)$	$o(K^2)$	$o(K^2)$	$o(K)$	$o(N)$	$o(N^2K)$

表 3-1 SISO-OFDM 中快速連續 ICI 消除演算法的複雜度

3.3 遞迴通道估計與連續 ICI 消除

在章節 2.5 中我們瞭解在 MIMO-OFDM 系統中如何由 pilot tone 與接收訊號利用 LS 在時域估計通道脈衝響應，但因通道變化快速，所以若單用 pilot tone 來估計脈衝響應準確度不高，所以本論文將提出結合遞迴通道估計與連續 ICI 消除器的方法，利用部分經過連續 ICI 消除檢測出的訊號回授給 LS 重新估計新的脈衝響應，因為提供估計的資料量增加，所以估計出來新的脈衝響應準確度較單純由 pilot tone 估出的脈衝響應高；再利用新的脈衝響應供連續 ICI 消除器繼續檢測後續的訊號如圖 3-，或是利用新的脈衝響應連續 ICI 消除器重新檢測之前的訊號如圖 3-，如此遞迴運算使其通道估計更為準確，並增加檢測訊號的正確度。

3.3.1 遞迴通道估計與連續 ICI 消除（方法一）

首先將遞迴通道估計與連續 ICI 消除作法分成 N_s 個階層，每一個階層檢測 $M = N_T(N - N_p)/N_s$ 個訊號，而每一層檢測出的訊號均需回傳供下一層作通道估計用，所以當回傳訊號愈多時估計出的通道會愈準確，但因為有錯誤延續的問題，所以當後續檢測出來的訊號有錯時，則對回傳估計通道幫助不大，影響系統效能。

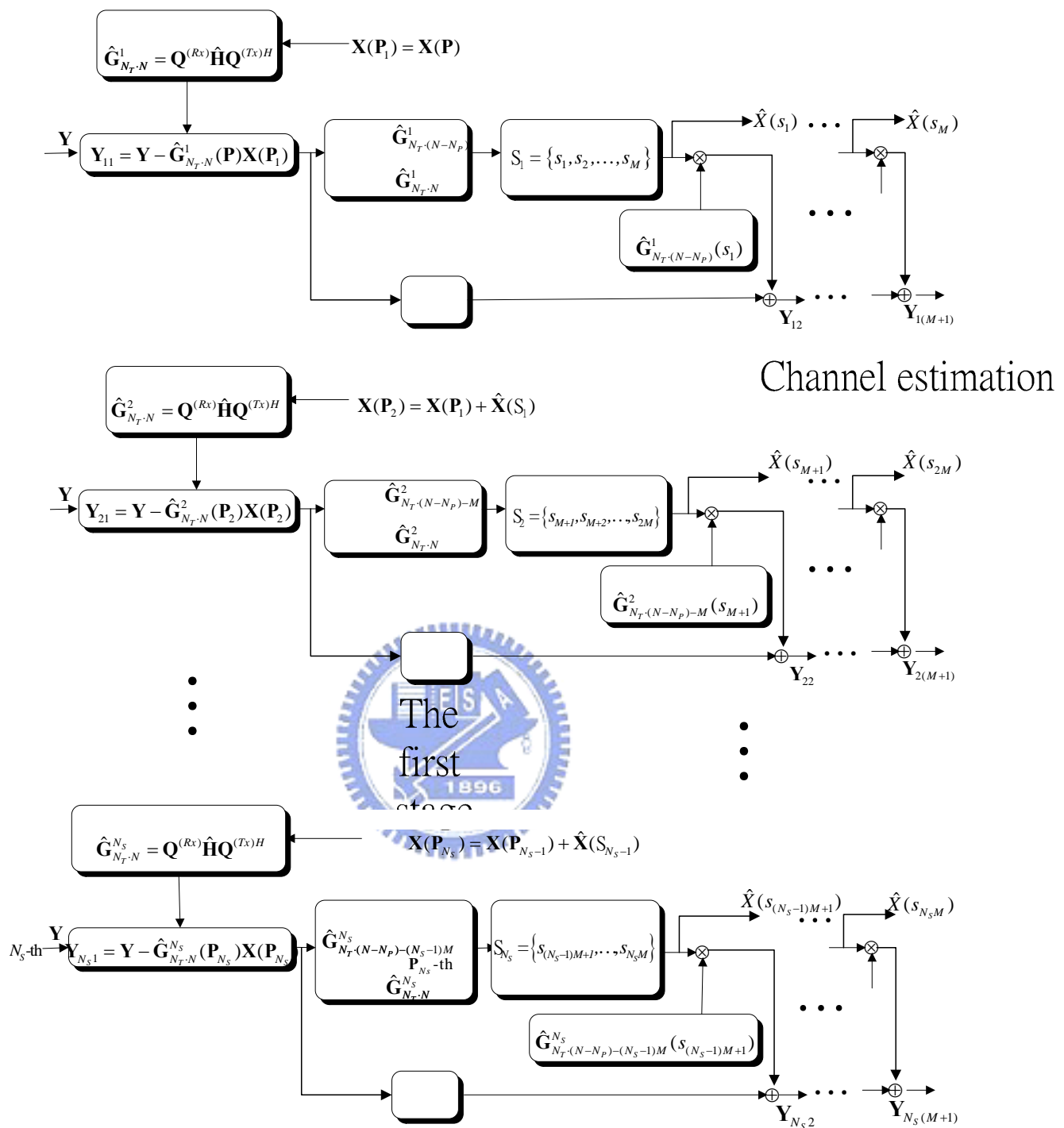


圖 3-5 MIMO-OFDM 環境中遞迴通道估計與連續 ICI 消除（方法一）

下面將逐步介紹遞迴通道估計與連續 ICI 消除演算法(方法一)的每一個步驟：

【step 1】 在第一個階層時，根據章節 2.5 通道估計的方法，求估計的通道增益

$$\hat{\mathbf{G}}_{N_T, N}^1 = \mathbf{Q}^{(Rx)} \hat{\mathbf{H}} \mathbf{Q}^{(Tx)}。$$

Channel estimation

【step 2】 將已接收到的訊號 \mathbf{Y} 扣掉 pilot tones 經過通道增益後的影響，也就是 $\mathbf{Y}_{11} = \mathbf{Y} - \hat{\mathbf{G}}_{N_T \cdot N}^1(\mathbf{P})\mathbf{X}(\mathbf{P})$ ，其中 pilot tone 的指標向量 \mathbf{P} （同樣也是 \mathbf{P}_1 ）定義見章節 2.5， $\hat{\mathbf{G}}_{N_T \cdot N}^1(\mathbf{P})$ 表示矩陣 $\hat{\mathbf{G}}_{N_T \cdot N}^1$ 中以 \mathbf{P} 向量中的元素為行指標（column index）所取出的行向量所形成之矩陣。

【step 3】 將 \mathbf{X} 取出以 \mathbf{P}_1 向量元素為指標形成向量 $\mathbf{X}(\mathbf{P}_1)$ ，所對應到 $\hat{\mathbf{G}}_{N_T \cdot N}^1$ 中以 \mathbf{P}_1 向量元素為行指標所取出的行向量去除，也就是移掉 $\hat{\mathbf{G}}_{N_T \cdot N}^1(\mathbf{P}_1)$ 為 $\hat{\mathbf{G}}_{N_T \cdot (N-N_p)}^1$ 。

【step 4】 根據 $\hat{\mathbf{G}}_{N_T \cdot (N-N_p)}^1$ 每一行的能量大小排序 $S_1 = \{s_1, s_2, \dots, s_M\}$ ，也就是從第 s_1 個訊號開始作 MMSE 檢測並作 hard decision，得到 $\hat{X}(s_1)$ 之後，重建 $\hat{X}(s_1)$ 訊號並從 \mathbf{Y}_{11} 中扣除，即 $\mathbf{Y}_{12} = \mathbf{Y}_{11} - \hat{\mathbf{G}}_{N_T \cdot (N-N_p)}^1(s_1) \cdot \hat{X}(s_1)$ ，如此根據 S_1 順序重複作 MMSE 檢測與訊號重建並扣除，可依序得到 $\hat{X}(s_2), \dots, \hat{X}(s_M)$ ，並供下一級作通道估計用。

【step 5】 對第二個階層也就是 $m=2$ 來說，同樣要利用 $\mathbf{X}(\mathbf{P}_m)$ ，也就是之前已知的訊號 $\mathbf{X}(\mathbf{P}_{m-1})$ 加上前一級檢測出的 M 個訊號 $\hat{\mathbf{X}}(S_{m-1})$ ，並依照【step 1】提到的方法重新估計通道為 $\hat{\mathbf{G}}_{N_T \cdot N}^m$ 。

【step 6】 同【step 2】可得 $\mathbf{Y}_{m1} = \mathbf{Y} - \hat{\mathbf{G}}_{N_T \cdot N}^m(\mathbf{P}_m)\mathbf{X}(\mathbf{P}_m)$ ；並同【step 3】移除第 \mathbf{P}_m 行得 $\hat{\mathbf{G}}_{N_T \cdot (N-N_p)-(m-1)M}^m$ ；並如【step 4】所述根據新的排序 $S_m = \{s_{(m-1) \cdot M+1}, s_{(m-1) \cdot M+2}, \dots, s_{m \cdot M}\}$ ，可依序檢測出 $\hat{X}(s_{(m-1) \cdot M+2}), \dots, \hat{X}(s_{m \cdot M})$ ，並供下一級作通道估計用。

【step 7】 對後續階層檢測也就是讓 $m = m+1$ 並重複【step 5】與【step 6】步驟直到 $m = N_s$ ；即可依序檢測出所有的訊號 $\hat{X}(s_1), \dots, \hat{X}(s_{N_T \cdot (N-N_p)})$ 。

3.3.2 遞迴通道估計與連續 ICI 消除（方法二）

第二個方法與第一個方法最大不同處在於，第二個方法中利用已知訊號重新估計通道，再用新的通道估計值重新檢測之前的訊號如圖 3-6，如此遞迴運算使其通道估計更為準確，以增加檢測訊號的正確度。

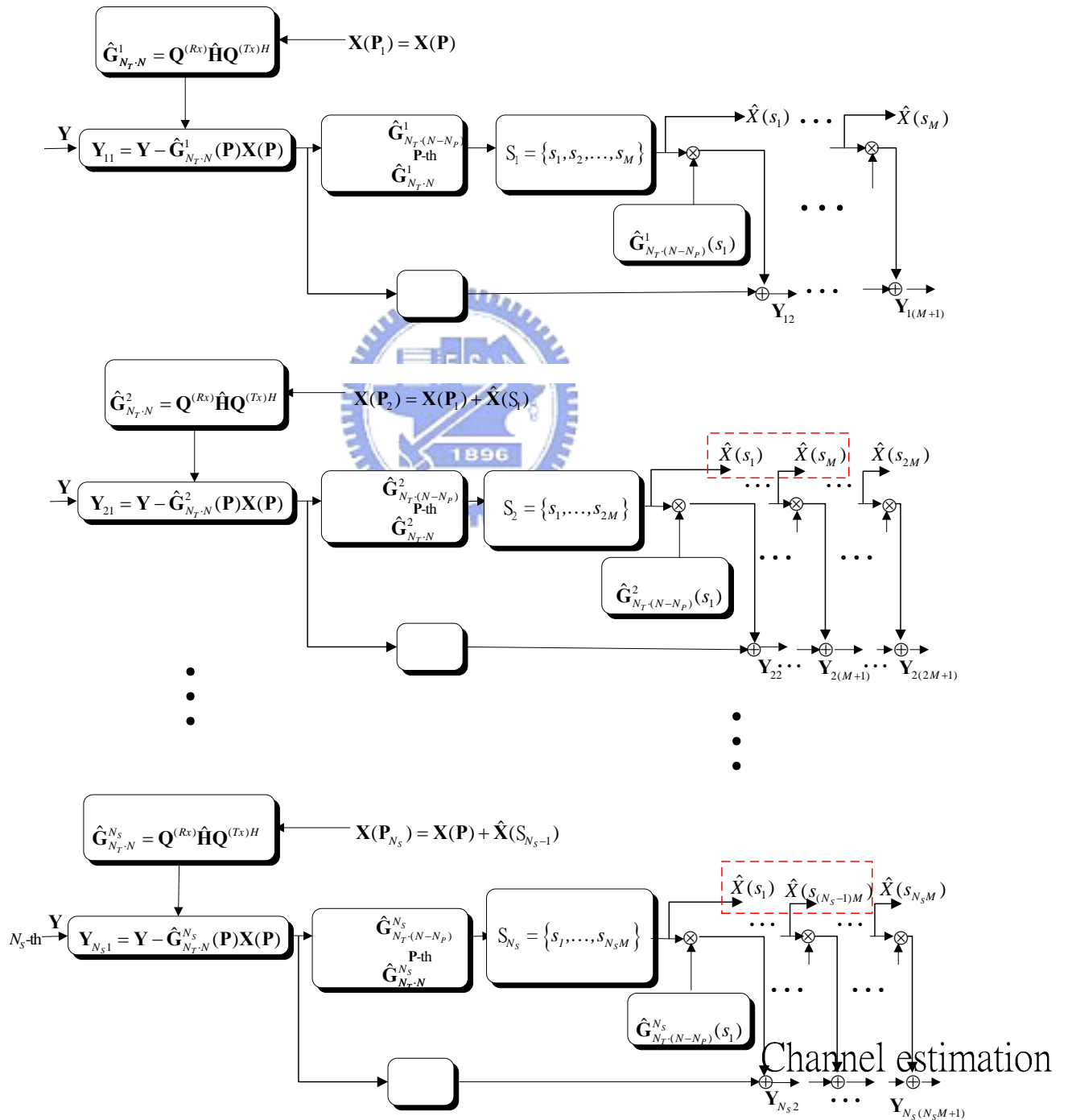


圖 3-6 MIMO-OFDM 環境中遞迴通道估計與連續 ICI 消除（方法二）

在遞迴通道估計與連續 ICI 消除（方法二）中同樣可以分成 N_s 個階層估計通道，但是每一層需要檢測的訊號會逐漸增加，在第一層僅需檢測 $M = N_T(N - N_p)/N_s$ 個訊號，而在第二層則需根據第一層回傳的訊號加上 pilot tones 重新估計新的通道脈衝響應，並根據新的通道值重新檢測第一層的 M 個訊號與第二層原本便預定要檢測的 M 個訊號，所以第二層需要檢測 $2M$ 個訊號，以此類推，到第 m 層需檢測 $m \cdot M$ 個訊號；且因為每一層檢測出的訊號均需回傳供下一層作通道估計用，所以當回傳訊號愈多時估計出的通道會愈準確，而利用連續 ICI 消除干擾並重新檢測的訊號也會因通道估計愈準確而使錯誤率降低，系統效能提升。下面將逐步介紹連續通道估計與 ICI 消除演算法（方法二）的每一個步驟：

【step 1】 在第一個階層時，先利用與章節 2.5 相同的通道估計方法，並求出估計的通道增益 $\hat{\mathbf{G}}_{N_T \cdot N}^1 = \mathbf{Q}^{(Rx)} \hat{\mathbf{H}} \mathbf{Q}^{(Tx)}$ 。

【step 2】 將已接收到的訊號 \mathbf{Y} 扣掉 pilot tones 經過通道增益後的影響，也就是 $\mathbf{Y}_{11} = \mathbf{Y} - \hat{\mathbf{G}}_{N_T \cdot N}^1(\mathbf{P})\mathbf{X}(\mathbf{P})$ ，其中 pilot tone 的指標向量 \mathbf{P} （同樣也是 \mathbf{P}_1 ）定義見章節 2.5， $\hat{\mathbf{G}}_{N_T \cdot N}^1(\mathbf{P})$ 表示矩陣 $\hat{\mathbf{G}}_{N_T \cdot N}^1$ 中以 \mathbf{P} 向量中的元素為行指標（column index）所取出的行向量所形成之矩陣。

【step 3】 將 \mathbf{X} 取出以 \mathbf{P} 向量元素為指標形成 pilot tones 向量 $\mathbf{X}(\mathbf{P})$ ，所對應到 $\hat{\mathbf{G}}_{N_T \cdot N}^1$ 中以 \mathbf{P} 向量元素為行指標所取出的行向量去除，也就是移掉 $\hat{\mathbf{G}}_{N_T \cdot N}^1(\mathbf{P})$ 為 $\hat{\mathbf{G}}_{N_T \cdot (N - N_p)}^1$ 。

【step 4】 根據 $\hat{\mathbf{G}}_{N_T \times (N-N_p)}^1$ 每一行的能量大小排序 $S_1 = \{s_1, s_2, \dots, s_M\}$ ，也就是從第 s_1 個訊號開始作 MMSE 檢測並作 hard decision，得到 $\hat{X}(s_1)$ 之後，重建 $\hat{X}(s_1)$ 訊號並從 \mathbf{Y}_{11} 中扣除，即 $\mathbf{Y}_{12} = \mathbf{Y}_{11} - \hat{\mathbf{G}}_{N_T \times (N-N_p)}^1(s_1) \cdot \hat{X}(s_1)$ ，如此根據 S_1 順序重複作 MMSE 檢測與訊號重建並扣除，可依序得到 $\hat{X}(s_2), \dots, \hat{X}(s_M)$ ，並供下一級作通道估計用。

【step 5】 對第二個階層來說，同樣要利用 $\mathbf{X}(\mathbf{P}_m)$ 來估計通道，也就是由 pilot tones $\mathbf{X}(\mathbf{P})$ 加上第一級檢測出的 M 個訊號 $\hat{\mathbf{X}}(S_1)$ ，並依照章節 2.5 的方法重新估計通道增益為 $\hat{\mathbf{G}}_{N_T \times N}^2$ 。

【step 6】 同【step 2】可得 $\mathbf{Y}_{21} = \mathbf{Y} - \hat{\mathbf{G}}_{N_T \times N}^2(\mathbf{P})\mathbf{X}(\mathbf{P})$ ；並同【step 3】移除第 \mathbf{P} 行得 $\hat{\mathbf{G}}_{N_T \times (N-N_p)}^2$ ；再將新的通道增益 $\hat{\mathbf{G}}_{N_T \times (N-N_p)}^2$ 每一行的能量大小排序 $S_2 = \{s_1, s_2, \dots, s_{2M}\}$ ，也就是要重新檢測第一層的 M 個訊號與第二層原本就要檢測的 M 個訊號，所以第二層連續 ICI 消除器需檢測 $2M$ 個訊號；從第 s_1 個訊號重新作 MMSE 檢測並作 hard decision，得到 $\hat{X}(s_1)$ 之後，重建 $\hat{X}(s_1)$ 訊號並從 \mathbf{Y}_{21} 中扣除，即 $\mathbf{Y}_{22} = \mathbf{Y}_{21} - \hat{\mathbf{G}}_{N_T \times (N-N_p)}^2(s_1) \cdot \hat{X}(s_1)$ ，如此根據 S_2 順序重複作 MMSE 檢測與訊號重建並扣除，可依序得到 $\hat{X}(s_2), \dots, \hat{X}(s_{2M})$ ，並供下一級作通道估計用。

【step 7】 對第三個階層也就是 $m=3$ 來說，同樣要利用 $\mathbf{X}(\mathbf{P}_m)$ 來估計通道，也就是將 pilot tones $\mathbf{X}(\mathbf{P})$ 加上前一級檢測出的 $(m-1) \cdot M$ 個訊號 $\hat{\mathbf{X}}(S_{m-1})$ ，並依照章節 2.5 提到的方法重新估計通道為 $\hat{\mathbf{G}}_{N_T \times N}^m$ 。

【step 8】 同【step 6】可以根據新的排序 S_m 重新檢測前 $(m-1) \cdot M$ 個訊號

$\hat{X}(s_1), \dots, \hat{X}(s_{(m-1)M})$ 並繼續檢測後面 M 個訊號 $\hat{X}(s_{(m-1)M+1}), \dots, \hat{X}(s_{mM})$ ，供下一級作通道估計用。

【step 9】 對後續階層檢測也就是讓 $m = m + 1$ 並重複【step 7】與【step 8】步驟直到 $m = N_s$ ；即可依序檢測出所有的訊號 $\hat{X}(s_1), \dots, \hat{X}(s_{N_T \cdot (N - N_p)})$ 。

3.4 pilot tone 放置方式

在本論文中的通道估計是利用 pilot tones 來估計的，也就是在全部 OFDM 符元中的某幾個子載波內全部放入 pilot 的資訊，這種方法是在頻率軸上週期性放置的 pilot tones 來估計第一個與最後一個取樣時間點的通道脈衝響應，所以還需內插估計出全部的脈衝響應，因此 pilot tones 放置的位置與方法會直接影響通道估計的準確度，一般來說，如果 pilot tone 安置的間隔（pilot spacing）愈密，則估計出來的脈衝響應會愈接近實際的數值，不過這也意味著 pilot tone 需要放置愈多，使可傳輸的資料量會相對減少許多，讓資料傳輸變得沒有效率；但是 pilot tone 安置的間隔也不能太大，那麼會使估計出來的數值誤差很大，所以 pilot tone 間隔基本上需要滿足 Nyquist 取樣理論；對 OFDM 符元而言，也就是說 pilot 不論在時間軸上（pilot symbol）或是頻率軸上（pilot tone）的間隔都必須要滿足取樣定理。

在非時變或慢速時變的 OFDM 系統中，pilot tone 放置是等間隔[19]、[20]，但是在時變的 OFDM 系統中使用的通道估計方法，pilot tone 需要等距離分成多群，每一群聚集多個 pilot tone[7]；也就是說對時間選擇性通道而言，pilot tones 應該群聚在一起；對頻率選擇性非時變通道（frequency-selective time-invariant channel）而言，在快速傅立葉轉換（Fast Fourier Transform, FFT）grid 上 pilot tones 最佳的

安排方式是等間隔安置，所以對頻率選擇性時變通道也就是本論文的环境來說，在 FFT grid 上 pilot tones 應該要分成多個群體聚在一起。



第四章 SISO-OFDM 系統之頻域濾波器設計

我們在上一章裡，有提到如何降低求 MMSE 解時的運算量。就是利用 ICI 主要分布在附近幾個 tone 的特性，所以我們在求某個 tone 時，只需要取附近的 tone 來加以考慮就可以得到不錯的效果。因為通道的快速改變而使得原本頻率響應的矩陣，不再是只有主對角線上有值，所以有 SIC 的這種解法衍生出來。這一章的主要想法，就是試著把頻率響應的矩陣主對角線化，回到通道非快速變動時，可以用單階頻域等化器解出信號的情況。

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Y} &= \begin{bmatrix} \mathbf{Y}(0) \\ \mathbf{Y}(1) \\ \vdots \\ \mathbf{Y}(N-1) \end{bmatrix} = \mathbf{G}\mathbf{X} + \mathbf{Z} \\
 &= \begin{bmatrix} \mathbf{G}(0,0) & \mathbf{G}(0,1) & \dots & \mathbf{G}(0,N-1) \\ \mathbf{G}(1,0) & \mathbf{G}(1,1) & \dots & \mathbf{G}(1,N-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{G}(N-1,0) & \mathbf{G}(N-1,1) & \dots & \mathbf{G}(N-1,N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}(0) \\ \mathbf{X}(1) \\ \vdots \\ \mathbf{X}(N-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{Z}(0) \\ \mathbf{Z}(1) \\ \vdots \\ \mathbf{Z}(N-1) \end{bmatrix} \quad (4-1) \\
 &= \mathbf{W}^*(\mathbf{G}\mathbf{X} + \mathbf{Z}) = \mathbf{W}^*\mathbf{G}\mathbf{X} + \mathbf{W}^*\mathbf{Z}
 \end{aligned}$$

(4-1)是 SISO-OFDM 在頻域的數學模型，這一章為了簡單起見我們把 MIMO 簡化成 SISO 來說明。如果我們單看每一列，ICI 的分布類似如圖 4-1

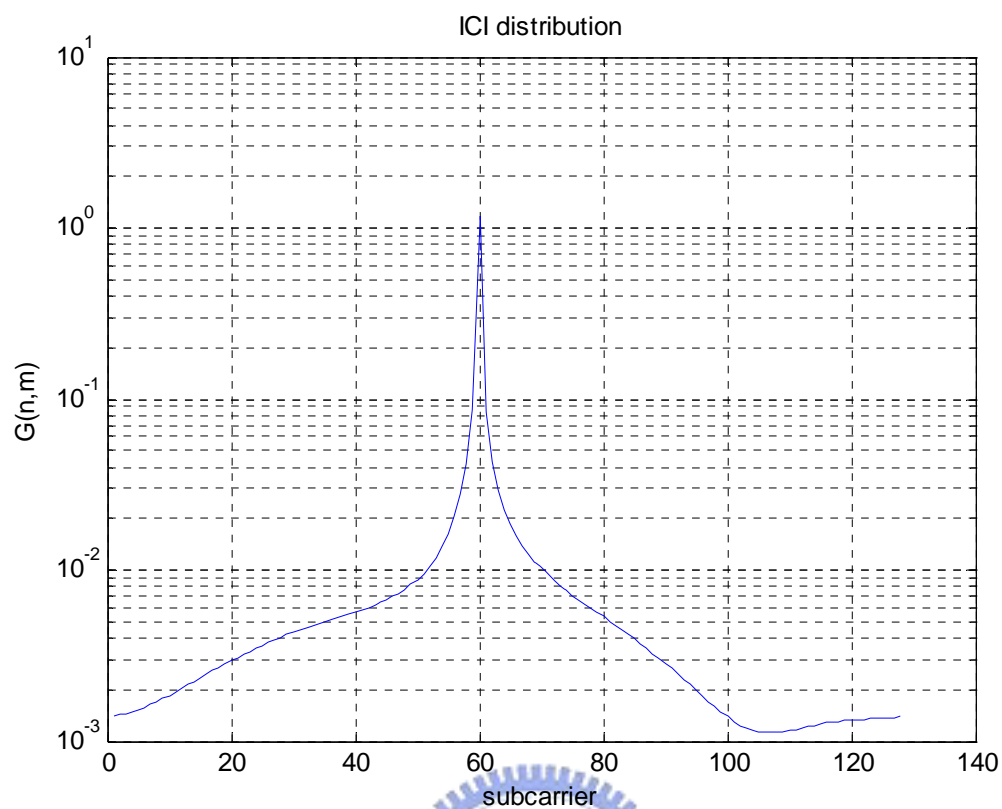


圖 4-1 ICI 分布圖(正規化都卜勒頻率=0.1)

是 Jakes' model 在正規化都卜勒頻率(normalized Doppler frequency)為 0.1 的情況下 (4-1) 的第 60 列的絕對值。在通道緩慢變化時，如圖 4-2 應該只有在 subcarrier index 為 60 的地方有值，其他 index 的極小。

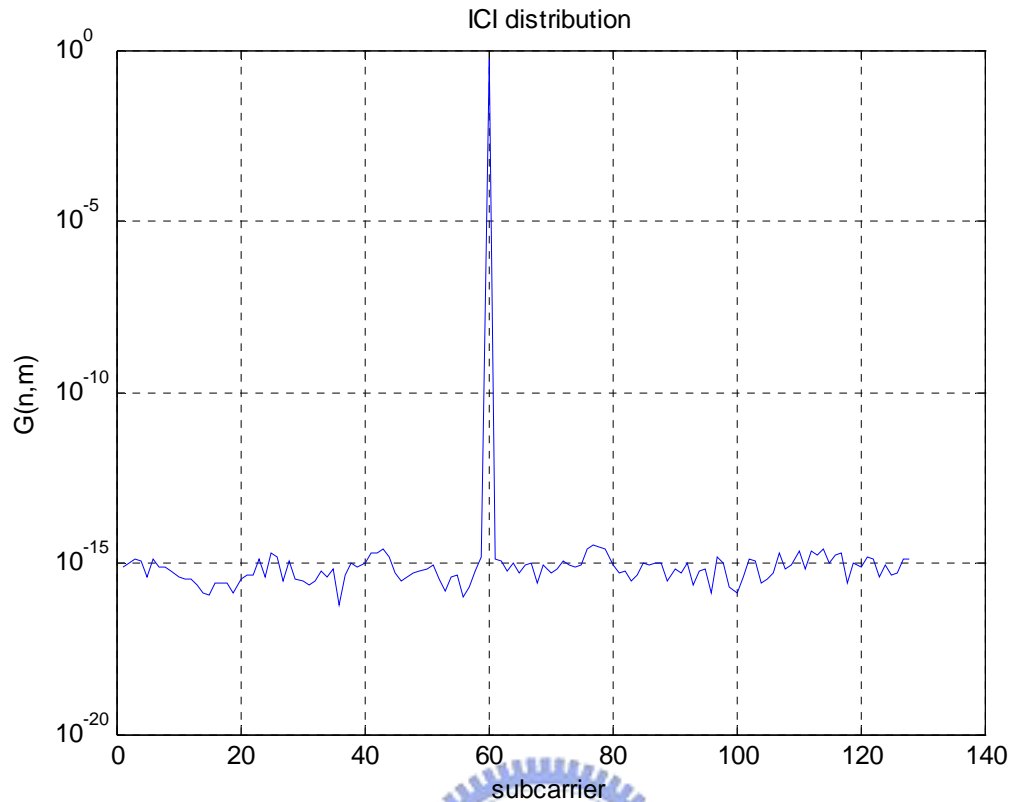


圖 4-2 ICI 分布圖(正規化都卜勒頻率=0)

我們的目標是希望將圖 4-1 ICI 分布改善成圖 4-2，在看到上面兩個圖後，讓我們聯想到在離散多頻(Discret Multi tone;DMT)系統中的時域等化器(time-domain equalizer : TEQ)的功用，也是能夠將類似圖 4-1 的時域響應(time-domain response)，縮短成圖 4-2 的 time-domain response。從這個想法出發，只是我們把 TEQ 的做法應用在 frequency domain，也就是用一組係數對(4-1)做 convolution 來使 matrix \mathbf{G} 主對角線化如(4-2)

$$\begin{aligned}\mathbf{W} * \mathbf{Y} &= \mathbf{W} * (\mathbf{G}\mathbf{X} + \mathbf{Z}) = \mathbf{W} * \mathbf{G}\mathbf{X} + \mathbf{W} * \mathbf{Z} = \tilde{\mathbf{G}}\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{Z}} \\ \tilde{\mathbf{Y}}(m) / \tilde{\mathbf{G}}(m,m) \\ m &= 1, \dots, N \\ \tilde{\mathbf{X}}\end{aligned}$$

(4-2)


我們把(4-2)中的 $\mathbf{W} * \mathbf{G}$ 寫成矩陣便可得(4-3)，

$$\begin{bmatrix} w_0 & 0 & \cdots & w_3 & w_2 & w_1 \\ w_1 & w_0 & \cdots & 0 & w_3 & w_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cdots & w_3 & w_2 & w_1 & w_0 & 0 \\ 0 & \cdots & w_3 & w_2 & w_1 & w_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_{1,1} & g_{1,2} & \cdots & g_{1,N} \\ g_{2,1} & g_{2,2} & \cdots & g_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{N,1} & g_{N,2} & \cdots & g_{N,N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{g}_{1,1} & \tilde{g}_{1,2} & \cdots & \tilde{g}_{1,N-1} & \tilde{g}_{1,N} \\ \tilde{g}_{2,1} & \tilde{g}_{2,2} & \cdots & \tilde{g}_{2,N-1} & \tilde{g}_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \tilde{g}_{N-1,1} & \tilde{g}_{N-1,2} & \cdots & \tilde{g}_{N-1,N-1} & \tilde{g}_{N-1,N} \\ \tilde{g}_{N,1} & \tilde{g}_{N,2} & \cdots & \tilde{g}_{N,N-1} & \tilde{g}_{N,N} \end{bmatrix} \quad (4-3)$$

在(4-3)我們用四個係數來組成 \mathbf{W} 。在和 \mathbf{G} 做完 circular convolution 後我們得到 $\tilde{\mathbf{G}}$ ，

依照先前提到的我們希望 $\tilde{\mathbf{G}}$ 是主對角線上的值遠大於矩陣裡其他的值，如圖 4-3

用線框起來的部分，



$$\begin{bmatrix} w_0 & 0 & \cdots & w_3 & w_2 & w_1 \\ w_1 & w_0 & \cdots & 0 & w_3 & w_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cdots & w_3 & w_2 & w_1 & w_0 & 0 \\ 0 & \cdots & w_3 & w_2 & w_1 & w_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_{1,1} & g_{1,2} & \cdots & g_{1,N} \\ g_{2,1} & g_{2,2} & \cdots & g_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{N,1} & g_{N,2} & \cdots & g_{N,N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{g}_{1,1} & \tilde{g}_{1,2} & \cdots & \tilde{g}_{1,N-1} & \tilde{g}_{1,N} \\ \tilde{g}_{2,1} & \tilde{g}_{2,2} & \cdots & \tilde{g}_{2,N-1} & \tilde{g}_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \tilde{g}_{N-1,1} & \tilde{g}_{N-1,2} & \cdots & \tilde{g}_{N-1,N-1} & \tilde{g}_{N-1,N} \\ \tilde{g}_{N,1} & \tilde{g}_{N,2} & \cdots & \tilde{g}_{N,N-1} & \tilde{g}_{N,N} \end{bmatrix}$$

圖 4-3 矩陣示意圖

基於這個條件，可以得到(4-4)

$$SINR_m^{-1} = \frac{\left\| \sum_{m \neq n} \tilde{g}_{m,n} \right\|^2 + \mathbf{w}^H (\sigma^2 * \mathbf{I}) \mathbf{w}}{\left\| \tilde{g}_{m,m} \right\|^2} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{B} \mathbf{w} + \mathbf{w}^H (\sigma^2 * \mathbf{I}) \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{A} \mathbf{w}} \quad (4-4)$$

(4-4)是某個 tone 的 SINR 的倒數，所以只要 minimize(4-4)就可達成目的。但是如果每個 tone 都要達到效果的話，條件式(4-4)就要修改成(4-5)。

$$SINR^{-1} = \frac{\sum_{m=1}^N \left(\mathbf{w}^H \mathbf{B}_m \mathbf{w} + \mathbf{w}^H (\sigma^2 * \mathbf{I}) \mathbf{w} \right)}{\sum_{m=1}^N \left(\mathbf{w}^H \mathbf{A}_m \mathbf{w} \right)} = \frac{\mathbf{w}^H \left(\sum_{m=1}^N \mathbf{B}_m \right) \mathbf{w} + N * \mathbf{w}^H (\sigma^2 * \mathbf{I}) \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \left(\sum_{m=1}^N \mathbf{A}_m \right) \mathbf{w}} \quad (4-5)$$

$$= \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{B}_{total} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{A}_{total} \mathbf{w}}$$

$$SINR_k^{-1} = \frac{\mathbf{w}^H \left(\sum_{m=1}^d \mathbf{B}_m \right) \mathbf{w} + N * \mathbf{w}^H (\sigma^2 * \mathbf{I}) \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \left(\sum_{m=1}^d \mathbf{A}_m \right) \mathbf{w}}$$

$$d \in \{1, 2, \dots, N\}, k \in \{1, 2, \dots, C\}, C = N/d$$

要 minimize(4-5)就成了一個 standard generalized eigenvalue problem，要解出 \mathbf{W} 的步驟如下：

1. 令 $\mathbf{r} = \mathbf{L}^H \mathbf{W}$ ，其中 $\mathbf{A}_{total} = \mathbf{L} \mathbf{L}^H$
2. $\mathbf{w}^H \mathbf{B}_{total} \mathbf{w} = \mathbf{r}^H (\mathbf{L})^{-1} \mathbf{B}_{total} (\mathbf{L}^H)^{-1} \mathbf{r} = \mathbf{r}^H \mathbf{C} \mathbf{r}$
3. $\mathbf{w}_{opt} = (\mathbf{L}^H)^{-1} \mathbf{V}_{min}$ ，其中 \mathbf{V}_{min} 是 \mathbf{C} 中最小的 eigenvalue 所對應的 eigenvector

上述的方法是針對所有的 tone，用一組係數來縮短 ICI 的分布。如果我們用

filter 的觀念來看，其實可以用多組的係數來加以縮短 ICI，也就是每一個 tone 用一組的係數，或是幾個 tone 用一組係數。當然縮短的效果是跟係數的多寡是有很大的關係，這個部分我們會在第四章的模擬結果裡面加以探討。所以(4-5)可以改寫成(4-6)

$$SINR_k^{-1} = \frac{\mathbf{w}^H \left(\sum_{m=1}^d \mathbf{B}_m \right) \mathbf{w} + d * \mathbf{w}^H (\sigma^2 * \mathbf{I}) \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \left(\sum_{m=1}^d \mathbf{A}_m \right) \mathbf{w}} \quad (4-6)$$

其中 $d \in \{1, 2, \dots, N\}, k \in \{1, 2, \dots, C\}, C = N/d$;

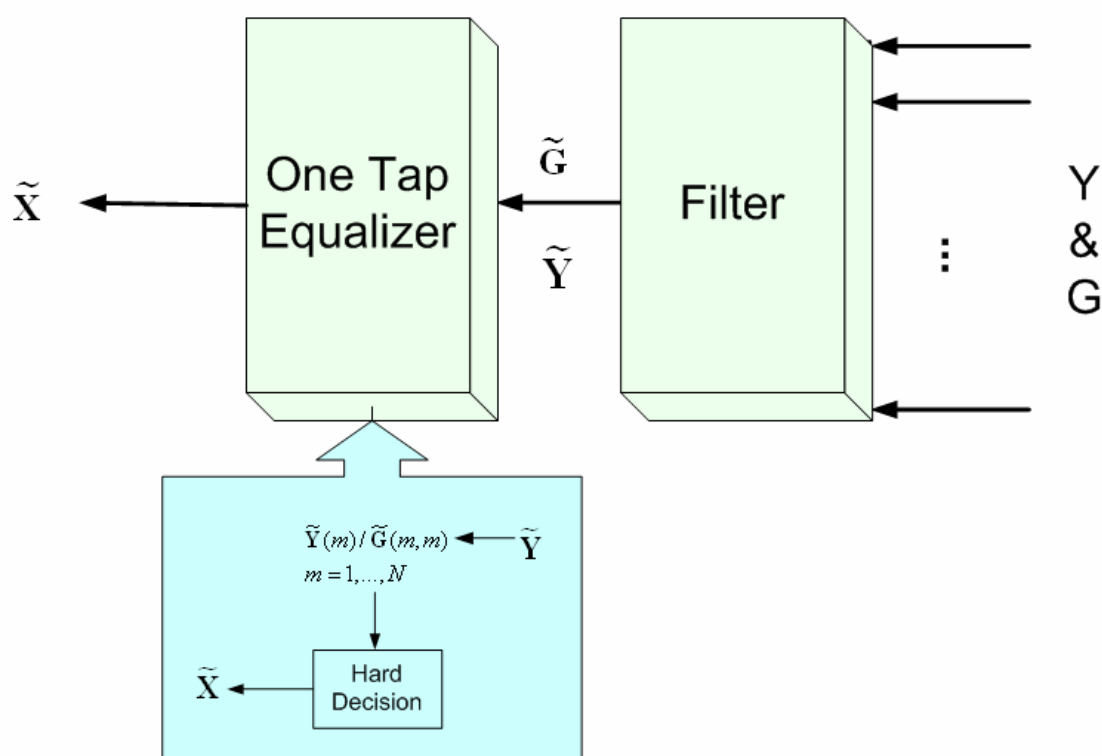


圖 4-4 filter 之後接 One tap equalizer

在做完 filter 之後較簡單的做法是直接銜接 one tap equalizer，如圖 4-4

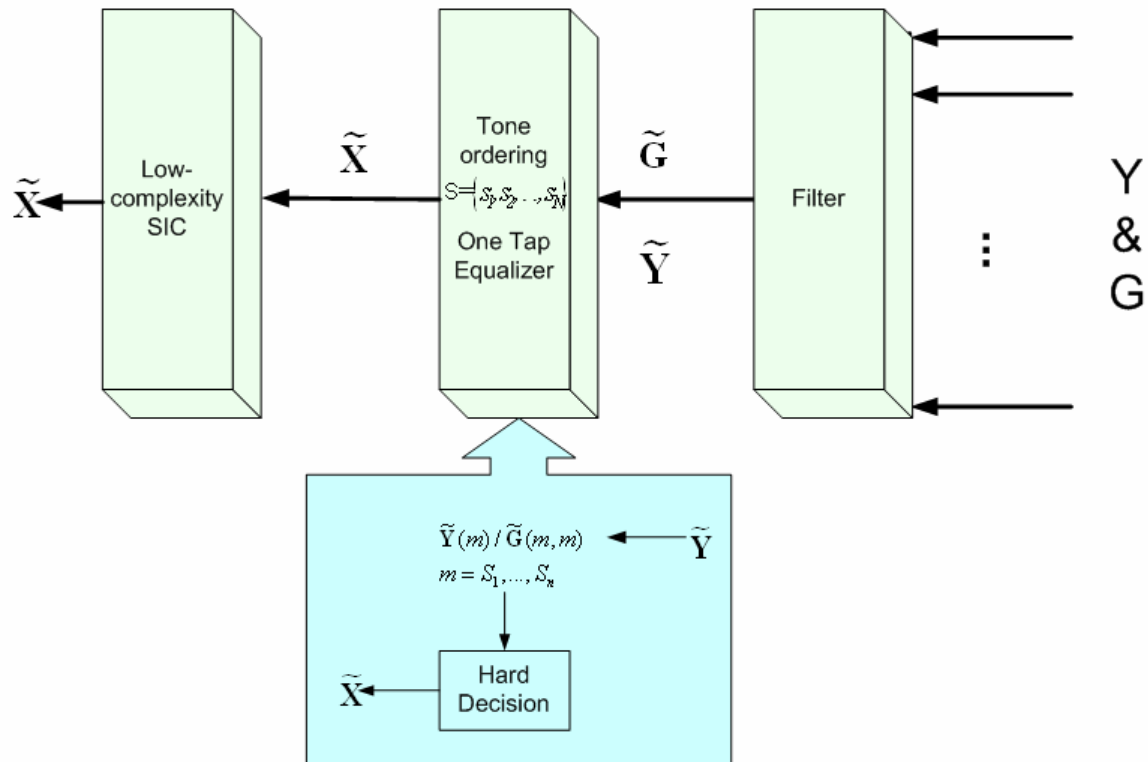


圖 4-5 filter 之後接 One tap equalizer 與 SIC

另外也可以用較複雜度的方法來處理，即 filter 完以後先利用 one tap equalizer 解出一部分能量大的 tone，因為是能量較大的訊號，所以準確度會比較高，剩下還未解出來的 tone，就用上一級解出來的 data 作為消除雜訊的訊號，接著以 Low-complexity SIC 的方法來全部解出。如圖 4-5，在 filter 之後只接 one tap equalizer 的複雜度是比多了 Low-complexity SIC 低了許多，但是效果不如加上 Low-complexity SIC 來的好，而且在 Low-complexity SIC 之前先解出多少個 tone 也會影響到效果與複雜度，這一些問題，我們會在下一章的結果模擬中，做一個比較完整的討論與模擬。表 4-1 是列出主要的運算複雜度做比較，可以從 K 值的大小得知複雜度，只要 K 值越小節省的運算量越大。

	FIRST 100 TONES
Low-complexity SIC	$100(o(NK^2) + o(K^3))$
One tap EQ with filters	$10(o(NK^2) + o(K^3) + o(K^3))$

表 4-1 Low-complexity SIC 與 Low-complexity scheme 主要運算複雜度比較表

第五章 模擬結果

在無線行動通訊的環境下，接收端的高速移動會使得一個 OFDM 符元區間內的傳輸通道急速變動，即造成時間選擇性衰減通道，使接收端遭遇 ICI 問題。所以時變通道對 OFDM 系統的影響，會使通道頻率響應不再是一個單純的對角線矩陣，則 FEQ 無法正常運作，此時便需要使用 ICI 消除器；要知道 ICI 消除的係數，需先知道通道脈衝響應在 OFDM 符元區間內的變化情況，才能利用上面章節敘述的演算法，求得 ICI 消除係數。

所以在本章電腦模擬結果中，會分成四個小節來敘述模擬環境與模擬結果，章節 5.1 先敘述電腦模擬參數值與訊雜比定義，章節 4.2 假設通道模型參數完全已知，在 SISO-OFDM 與 MIMO-OFDM 環境下分別比較 MMSE 等化器與連續 ICI 消除器演算法，以及 ICI 消除的係數考慮子載波數目選取不同時的效能差異；章節 5.3 則是假設通道模型參數未知，分別比較 MMSE 等化器、連續 ICI 消除器以及本論文提出的遞迴通道估計與連續 ICI 消除器（方法一）和（方法二）的效能差異，

5.1 環境參數設定與訊雜比

本論文後續電腦模擬使用的環境參數設定如表 5-1，此外，我們定義訊雜比（signal-to-noise ratio, SNR）為通過通道後的訊號平均功率與這些訊號上的雜訊平均功率之比值（dB）。錯誤率則是以每個子載波上所載解調變後的子符元（sub-symbol）在經過解映射（demapping）後得到的位元（bit）為單元來定義位元錯誤率（Bit Error Rate, BER），也就是說假設有 N_T 根天線傳送 OFDM 符元，一個 OFDM 符元區間有 N 個子載波，每一個子載波上載送的子符元是由 b 個位元映射（mapping）而成，在接收端解調變與解映射後有 n 個位元經 hard decision 後發現決策錯誤，則 $BER = \frac{n}{N_T \cdot N \cdot b}$ 。

OFDM 系統中子載波數目（ N ）	128
CP 數目	$N/8$
通道路徑數目（ ν ）	4
Jake's 通道模型中震盪器數目（ M ）	16
正規化都卜勒頻率（ $f_d T_s$ ）	0.05 or 0.1
載波頻率（ f_c ）	4.5G Hz
車速	100 km / hour

表 5-1 電腦模擬參數設定

5.2 通道脈衝響應已知

首先我們假設通道脈衝響應在接收端為已知，所以可以完全知道在頻域作 MMSE 等化器與連續 ICI 消除所需通道增益的資訊。這部分的模擬數值分析主要可分為章節 5.2.1 之 SISO-OFDM 與章節 5.2.2 之 MIMO-OFDM 兩種系統來討論，其中會各自再根據兩種不同通道情況來觀察比較 BER，一個是 $f_d T_s = 0.05$ ，另一

個是 $f_d T_s = 0.1$ ，此外，為了表現出不同 K 值對效能的影響，我們將考慮 $K=1, K=5, K=15, K=128$ 這四種不同子載波數目來模擬分析。

5.2.1 SISO-OFDM 系統

圖 5-1 與圖 5-2 是在 MIMO-OFDM 系統下分別比較 $K=1, K=5, K=15$ 時的 MMSE 等化器與 $K=1, K=5, K=15$ 時的連續 ICI 消除器，在不同正規化都卜勒頻率的效能。當 MMSE 隨著 K 值愈大愈改善其 BER 效能的同時，在高 SNR 的地方卻出現了 error floor 的情況，從圖 5-1 與圖 5-2 中也可以發現，在 K 相同的情況下，連續 ICI 消除器的效能都比 MMSE 等化器好許多。當 $K=1$ 的時候，雖然都卜勒頻率很低（ $f_d T_s = 0.05$ ），但是因為沒有考慮到其他子載波對其的干擾，所以連續 ICI 消除器的效能與 MMSE 一樣都沒有很好，同樣會出現 error floor 的情況。當 $K=5$ 時連續 ICI 消除器的效能相較於 $K=1$ 時已經有相當大幅的改善，其 BER 曲線與 $K=15$ 的距離相當近，彼此的間隙不大，也就是說相較下考慮的子載波數到 $K=5$ 時便可有相當不錯的效能，對於硬體實現上複雜度的降低有顯著的效益。此外可以發現連續 ICI 消除器可以有效地壓抑與消除 ICI 的問題，在 K 值較小（運算複雜度較低）時較 MMSE 等化器表現為佳，可以大幅改善系統效能。

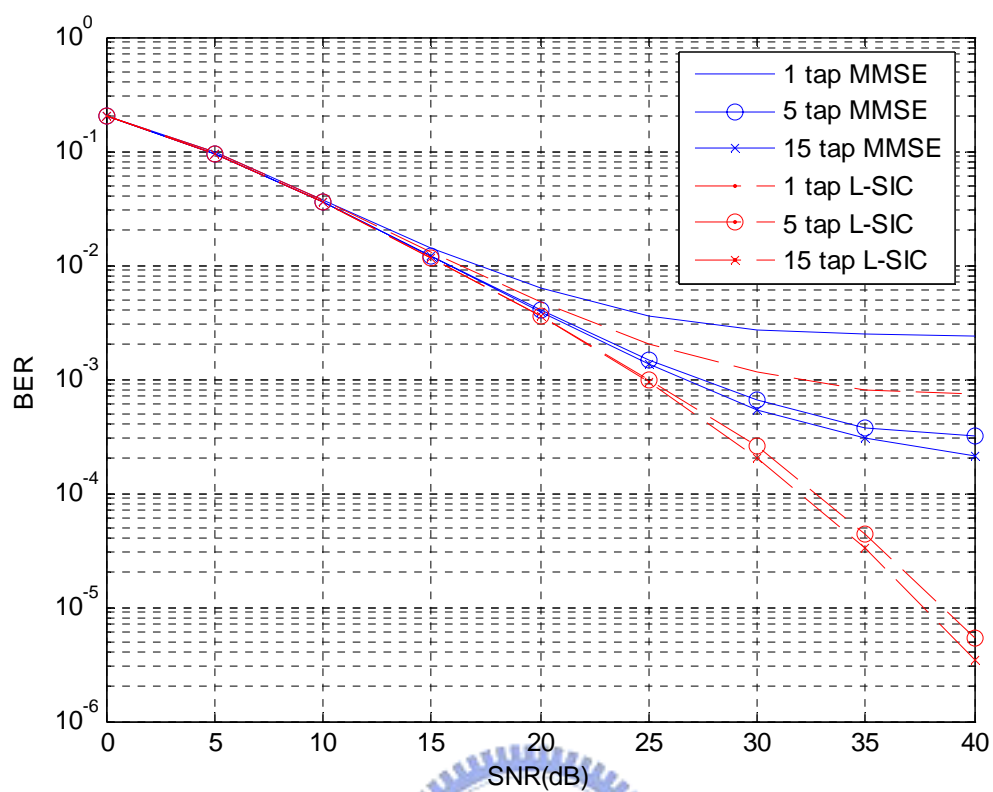


圖 5-1 SISO-OFDM 系統中，通道已知， $f_a T_s = 0.05$ ，MMSE 等化器與連續 ICI 消除器之 BER 效能比較

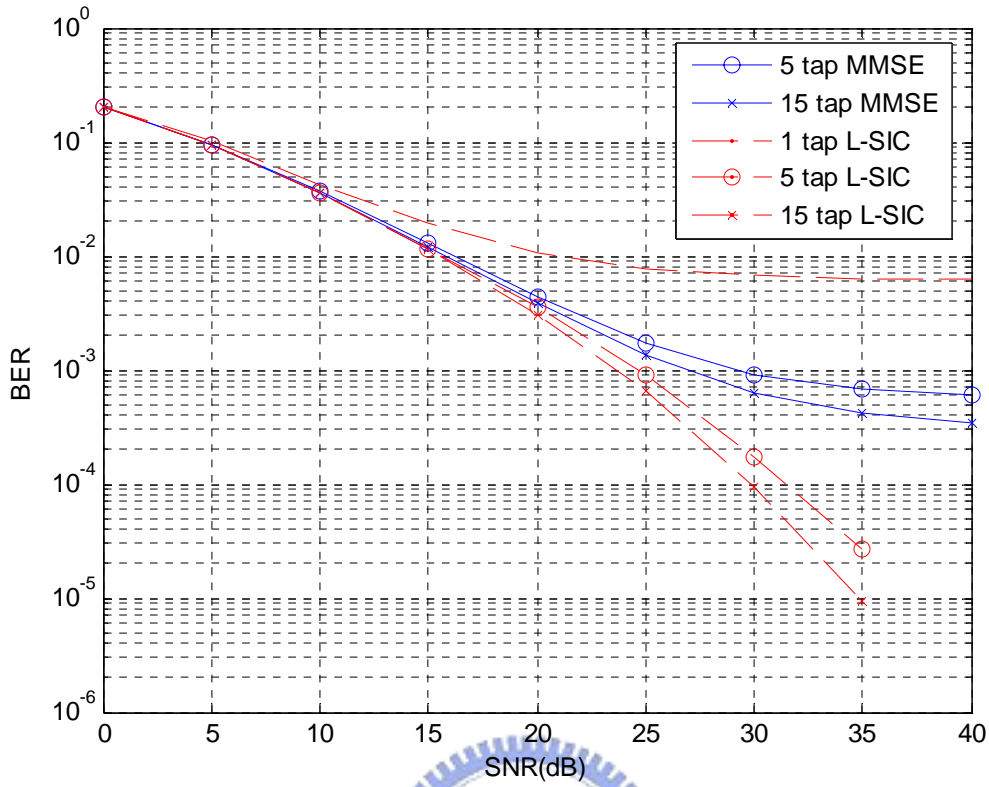


圖 5-2 SISO-OFDM 系統中，通道已知， $f_d T_s = 0.1$ ，MMSE 等化器與連續 ICI 消除器之 BER 效能比較

5.2.2 MIMO-OFDM 系統

圖 5-3 與圖 5-4 是在 MIMO-OFDM 系統 ($N_T = N_R = 2$) 下，分別比較 $K=5, K=15, K=128$ 時的 MMSE 等化器與 $K=1, K=5, K=15$ 時的連續 ICI 消除器，在不同正規化都卜勒頻率 ($f_d T_s = 0.05$ or 0.1) 的效能。由圖 5-3 與圖 5-4 可以很明顯的看到，當 $K=1$ 時，連續 ICI 消除器的效能都非常的差，因此在 MIMO-OFDM 系統中檢測訊號時會受到其他天線同一個子載波的影響非常大，所以不能只單純考慮自己，而必須將其他干擾源一併考慮消除。當 $K=5$ 時，因為有多考慮幾個其他天線同一個子載波與鄰近子載波上的干擾，所以效果就有較 $K=1$ 時改善。其中 $K=5$ 時在低 SNR 的部分，連續 SIC 的效能比 $K=128$ 時 MMSE 等化器的效能好，但在高 SNR 時，兩者效能相近且均出現 error floor 的現象。而 MMSE

等化器在低 SNR 時， $K=15$ 與 $K=128$ 的效果相近，但在高 SNR 時， $K=128$ 會略好一些，但一樣在 SNR 漸高時會逐漸出現 error floor 的情況。對連續 ICI 消除器而言， $K=5$ 在 $SNR=40$ dB 附近下降趨勢漸緩，在 $K=15$ 的效能明顯較 $K=5$ 時佳。但是因為 MIMO-OFDM 系統有來自其他天線干擾，所以 $K=5$ 的效能無法像在 SISO-OFDM 系統中那麼近似 $K=15$ 的效能。但是與 SISO-OFDM 系統一樣的現象是，在 K 相同的情況下，連續 ICI 消除器的效能都比 MMSE 等化器好許多。

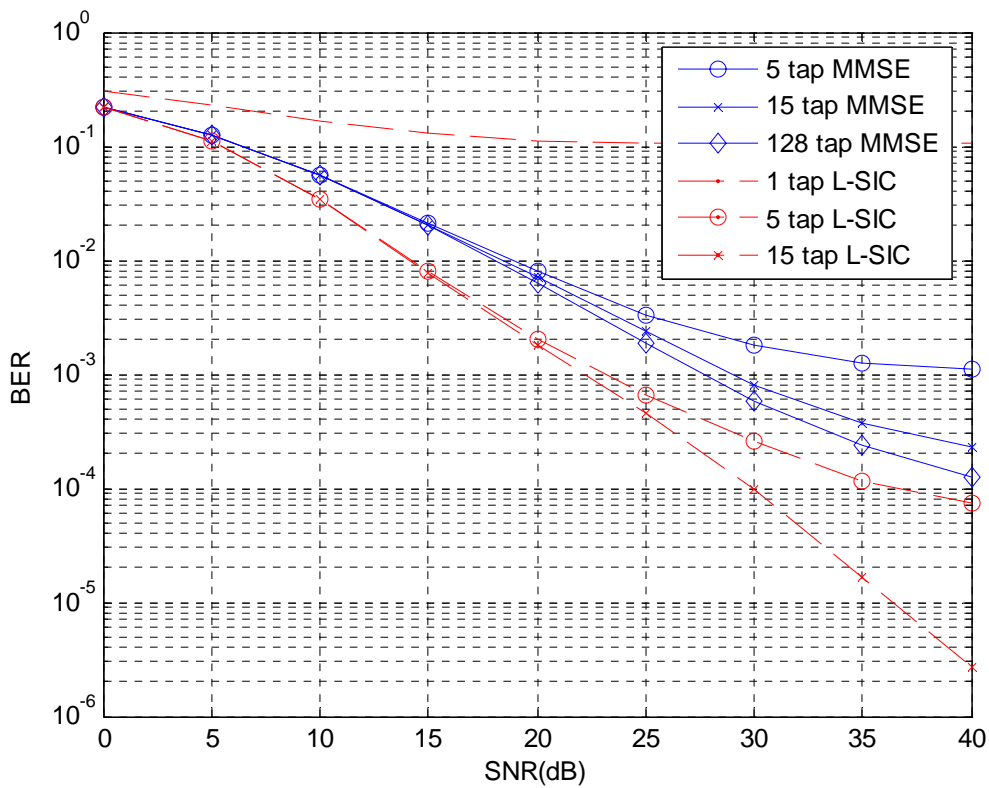


圖 5-3 MIMO-OFDM 系統中 ($N_T = N_R = 2$)，通道已知， $f_d T_s = 0.05$ ，MMSE 等化器與連續 ICI 消除器之 BER 效能比較

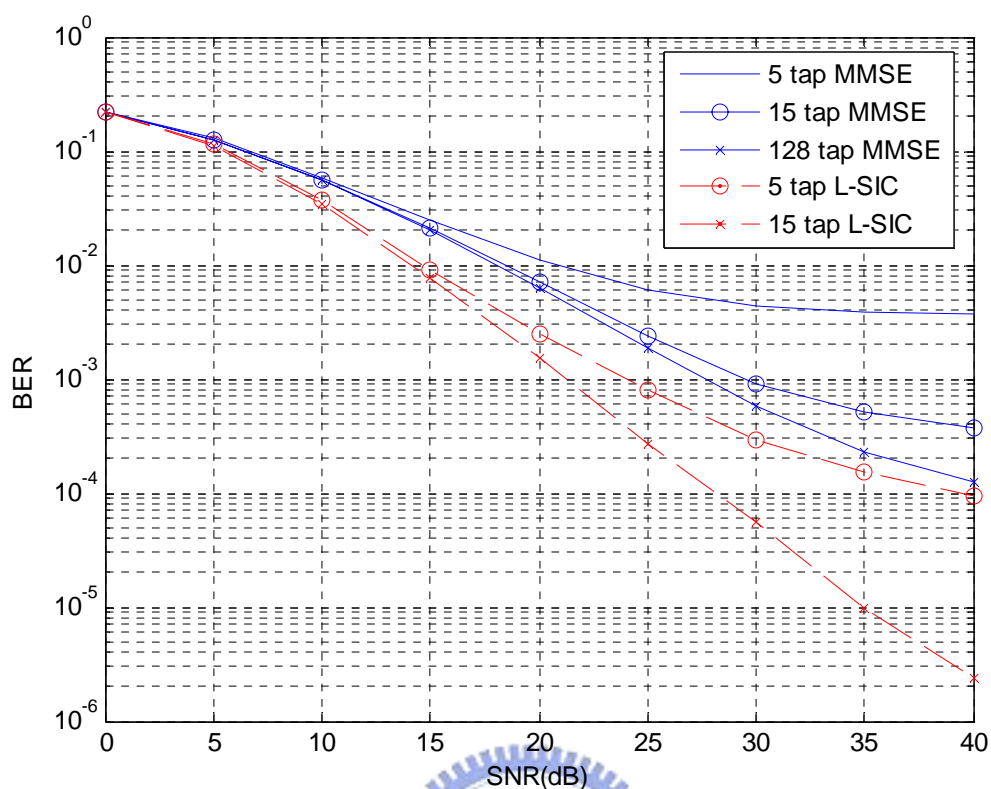


圖 5-4 MIMO-OFDM 系統中 ($N_T = N_R = 2$)，通道已知， $f_d T_s = 0.1$ ，MMSE 等化器與連續 ICI 消除器之 BER 效能比較

5.3 通道脈衝響應未知

正常情況下，通道脈衝響應在接收端是未知的，所以在消除 ICI 與檢測訊號前必須要先做通道脈衝響應估計，才可以求得在頻域作 MMSE 等化器與連續 ICI 消除所需通道增益的資訊。這部分模擬會在 $f_d T_s = 0.05$ 的通道情況來觀察比較不同演算法的效能。

從圖 5-5 是比較在 $f_d T_s = 0.05$ 的通道環境下，MMSE 等化器、連續 ICI 消除器、遞迴通道估計與連續 ICI 消除器（方法一）以及（方法二）之 BER 效能比較，圖中 Method 1 那條線指的就是遞迴通道估計與連續 ICI 消除器（方法一），Method 2 那條線指的就是遞迴通道估計與連續 ICI 消除器（方法二），而 Method 1 與 Method

2 估計遞迴次數為 $N_s = 6$ 。比較圖 5-1 與圖 5-5 可以發現，在通道已知與未知的情况下，對 MMSE 等化器與連續 ICI 消除器而言，其做通道估計後再檢測訊號的效能較通道已知直接檢測訊號的效能約差兩個 order。而本論文提出的遞迴通道估計與連續 ICI 消除演算法，因為利用 ICI 消除後檢測的訊號不斷回傳供接收端前段重新估計通道脈衝響應，以遞迴運算的方式使通道估計更為準確，並增加檢測訊號的正確度，所以效能遠較原本的 MMSE 等化器與連續 ICI 消除器只有單純用 pilot tone 估計通道供檢測訊號的效能好，其中 Method 2 的方法因為不斷更新之前檢測的訊號，所以在高 SNR 時，Method 2 效果又較 Method 1 好一些，但是相對付出的複雜度與運算時間延遲會高出許多。

錯誤！找不到參照來源。是比較在 $f_d T_s = 0.1$ 的通道環境下，取 $N_s = 3$ 與 $N_s = 6$ 的情况，比較 Method 1 與 Method 2 的方法遞迴估計通道次數不同對 BER 效能的影響，由模擬結果可以看到，當遞迴次數愈多則通道估計值會愈準使得系統效能愈好，這裡有假設通道情况沒有太差（也就是 $f_d T_s = 0.1$ ），錯誤延續的問題影響不大。

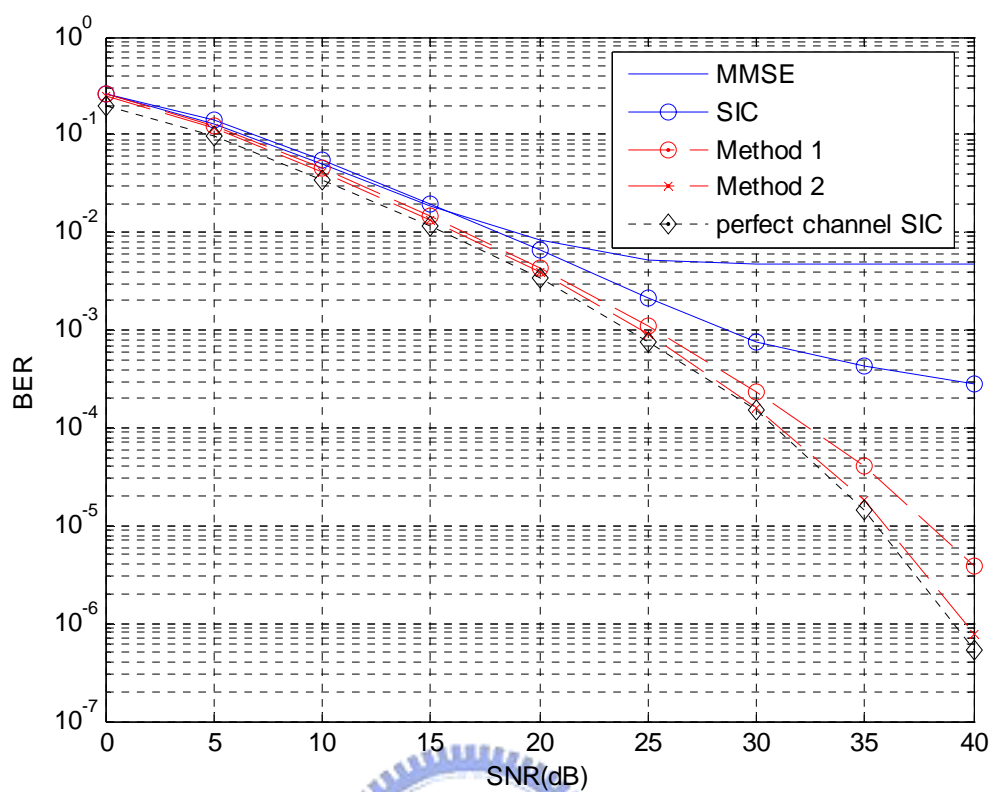


圖 5-5 SISO-OFDM 系統中，通道估計， $f_d T_s = 0.05$ ， $N_s = 6$ ，MMSE 等化器、連續 ICI 消除器、遞迴通道估計與連續 ICI 消除器（方法一）以及（方法二）之 BER 效能比較

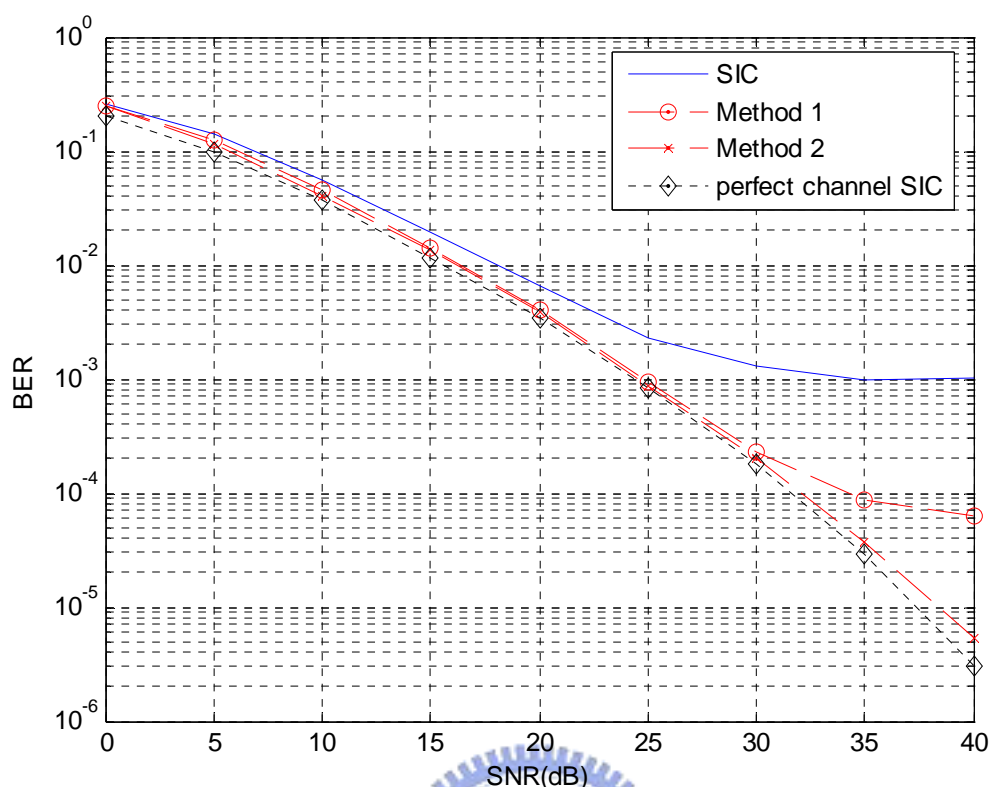


圖 5-6 SISO-OFDM 系統中，通道估計， $f_d T_s = 0.1$ ， $N_s = 6$ ，MMSE 等化器、連續 ICI 消除器、遞迴通道估計與連續 ICI 消除器（方法一）以及（方法二）之 BER 效能比較

5.4 頻域濾波器設計

在這一章節裡，我們將對第四章所推導出的演算法做模擬。模擬的方塊圖就是利用圖 4-5 作為基礎加以變化。

在接下來的三張圖，都是以 $f_d T_s = 0.05$ 來做模擬，並且每一組 filter 的係數都是 5 個。一開始我們先以能量大小排出 tone 的順序，接著三張圖分別是能量由大到小，以 one tap equalizer 解出 100，110 和 120 個 tone，最後剩餘的 tone 以 5 個 tap 的 Low-complexity SIC 來解出。

圖 5-7 是先 filter 過能量第 91 到 100 大的 tone，之後再以 one tap equalizer 解

出前 100 個 tone。我們分別以 1，5 和 10 組係數來組成 filter，從圖中可以發現 performance 跟係數的組數是正相關的，也就是係數的組數愈多 performance 會愈佳。所以在 performance 與係數之間會形成一個 trade off，但是這個演算法的主要想法，是將能量大的 tone 不以 Low-complexity 的方式直接解出，這樣既可以簡化運算量，又可以平行的同時解出，不須等待前一個 tone 被解出來才能做運算，可以加速硬體的運算速度。

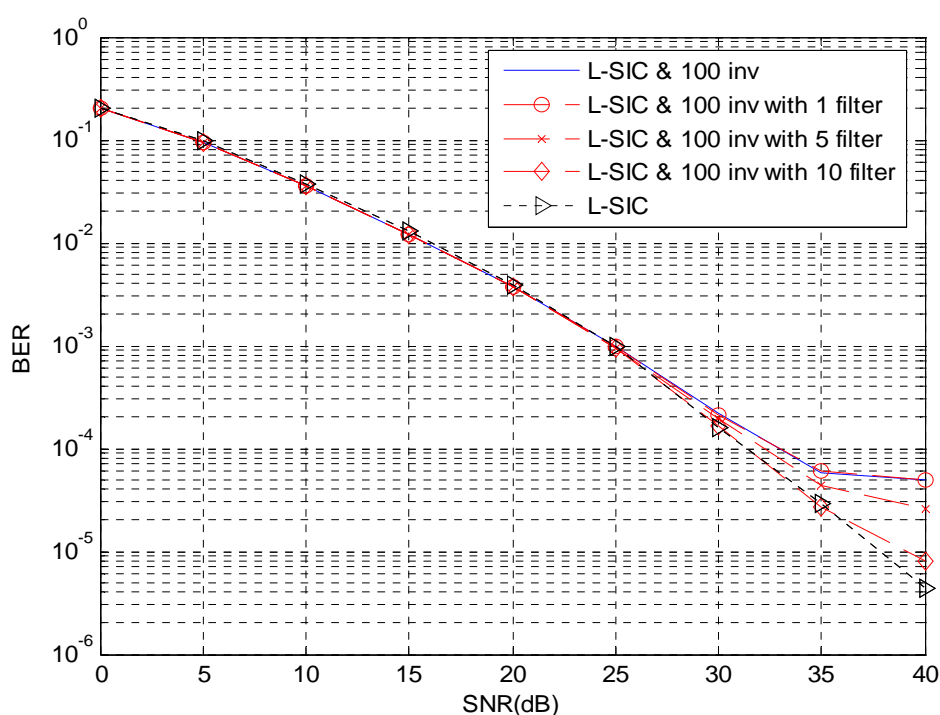


圖 5-7 SISO-OFDM 系統中， $f_d T_s = 0.05$ ，前 100 個 tone one tap equalizer 解出接 Low-complexity SIC

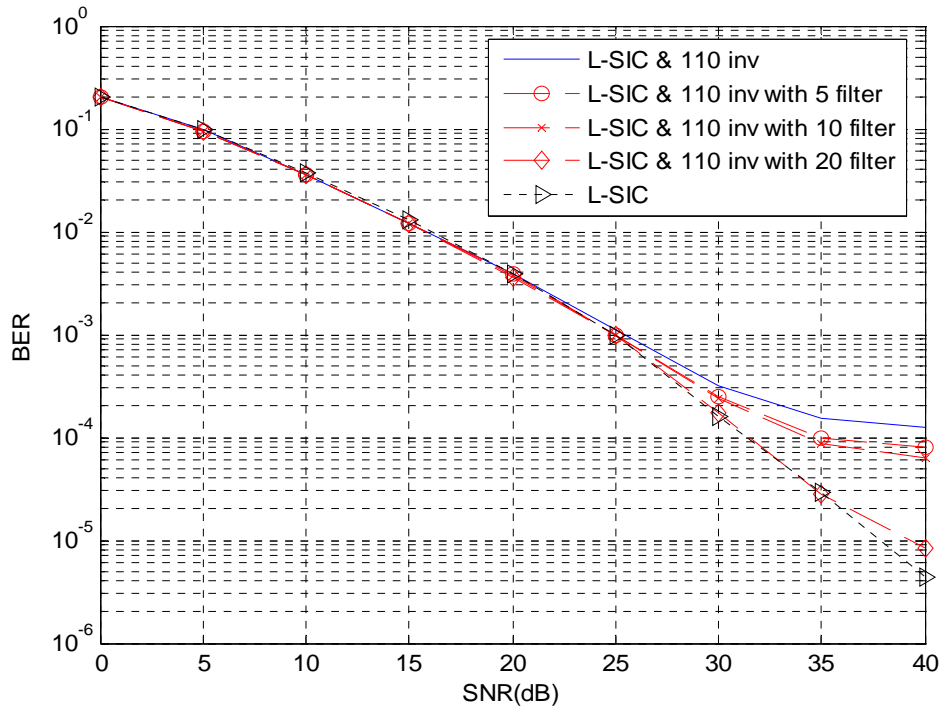


圖 5-8 SISO-OFDM 系統中， $f_a T_s = 0.05$ ，前 110 個 tone one tap equalizer 解出接 Low-complexity SIC

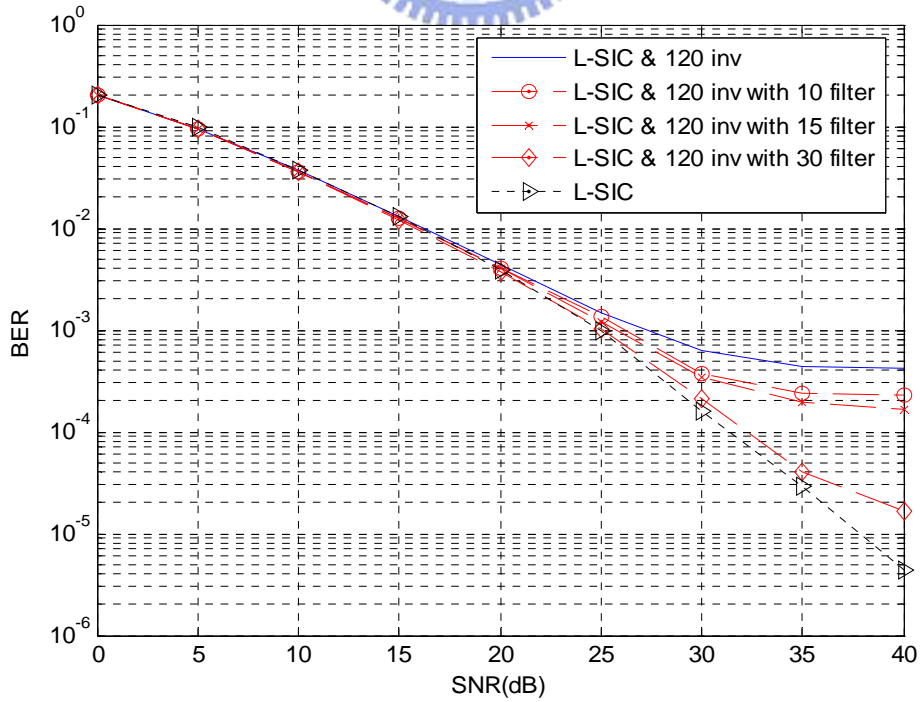


圖 5-9 SISO-OFDM 系統中， $f_d T_s = 0.05$ ，前 120 個 tone one tap equalizer 解出接 Low-complexity SIC

第六章 結論

在無線行動通訊的環境下，接收端的高速移動會使 OFDM 符元區間內的傳輸通道急速變動，即為時變通道，而 MIMO-OFDM 系統對於破壞子載波正交性的 ICI 效應與載波頻率誤差很敏感。本論文介紹在 MIMO-OFDM 系統中具有多重路徑衰減效應且時變的通道特性與數學模型，緩和 ICI 問題的 MMSE 等化器以及連續 ICI 消除器，也提出遞迴通道估計與連續 ICI 消除演算法，它利用連續 ICI 消除後檢測的訊號不斷回傳供接收端前段重新估計通道脈衝響應，經由遞迴運算的方式使通道估計更為準確，進而增加後續檢測訊號的正確度。

由模擬結果可以發現，考慮子載波數目相同的情況下，連續 ICI 消除器效能表現均比 MMSE 等化器好，且由於 ICI 主要來自於鄰近的子載波干擾，因此要消除干擾的子載波數目不需要考慮太多個，即可得到近似考慮全部子載波消除的效能。在通道估計上，因為 pilot tone 的數目會影響通道估計的準確度，所以遞迴通道估計與連續 ICI 消除運算時可使用的 pilot tone 數目會愈來愈多，使其通道估計精確度上升，可以大幅度增加檢測訊號的正確度，提升系統效能。

此外，利用頻域濾波器來縮短 ICI 的擴散，再以 one tap equalizer 來解出訊號。這個方法主要是因為能量大的 tone，ICI 相對於就比較小，所以可不需要用 MMSE 或者是 Low-complexity SIC 的方法來解，因此運算複雜度可以得到相當程度的降低，此外也可以平行的同時解出，不需要如 SIC 的運算法一樣，要先等前一個 tone 解完後才能繼續解下去，在處理時間上也可以得到縮短。對於濾波器的設計，如果 filter 的係數用的越多組，系統的效能就會越佳，這裡就會與運算複雜度形成 trade off，所以我們可以針對希望達到的效能設計出適當的組數。

參考文獻

- [1] M. Russell and G. L. Stuber, "Interchannel interference analysis of OFDM in a mobile environment," in Proc. Veh. Technol. Conf., pp.820-824, 1995.
- [2] J. Li, M. Kavehrad, "Effect of time selective multipath fading on OFDM systems for broadband mobile application," IEEE Commun. Lett., pp. 332-334, Dec. 1999
- [3] P. Robertson, S. Kaiser, "Analysis of the loss of orthogonality through doppler spread in OFDM systems," in Proc. Globecom, pp. 701-706, 1999.
- [4] Y. G. Li, L. J. Cimini, "Bounds on the interchannel interference of OFDM in time-varying impairments," IEEE Trans. Commun., vol. 49, pp. 401-404, Mar. 2001.
- [5] J. P. M. G. Linnartz, A. Gorokhov, "New equalization approach for OFDM over dispersive and rapidly time-varying channel," in Proc. PIMRC Conf., London, U.K., pp. 1375-1379 Sept. 2000.
- [6] Y. S. Choi, P. J. Voltz, F. A. Cassara, "On channel estimation and detection for multicarrier signals in fast and selective Rayleigh fading channels," IEEE Trans. Commun., vol.49, pp. 1375-1387, Aug. 2001.
- [7] A. Stamoulis, S. N. Diggavi, and N. Al-Dhahir, "Intercarrier interference in MIMO OFDM," IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 50, pp. 2451-2464 , Oct. 2002.

- [8] X. Cai, G. B. Giannakis, "Bounding performance and suppressing intercarrier interference in wireless mobile OFDM," IEEE Trans. On Commun., vol. 51, No. 12, Dec. 2003
- [9] W. G. Jeon, K. H. Chang, Y. S. Cho, "An equalization technique for orthogonal frequency-division multiplexing systems in time-variant multipath channels," IEEE Trans. on Commun. vol. 47, pp. 27-32, Jan. 1999.
- [10] Available : <http://www.4g.co.uk/PR2004/Oct2004/2042.htm>
- [11] A. van Zelst, "Space Division Multiplexing Algorithm," in Proc. IEEE MEIECON 2000, 10 Mediterranean, vol. 3, pp. 1218-1221, May 2000.
- [12] O.M. Bucci, G. Pelosi, S. Selleri, "The work of Marconi in microwave communications," in Proc. IEEE Antennas and Propagation Magazine , vol. 45 ,Issue 5, pp. 46-53, October 2003.
- [13] W.R. Wu and C.Y. Hsu, "Decision feedback IBI mitigation in OFDM systems," 2005 IEEE International Symposium on Circuits and Systems Proceedings, Accepted.
- [14] B. Vucetic, J. Yuan, "Space-time coding," Wiley, 2003.
- [15] G. L. Stuber, "Principles of mobile communication," K.A.P., 2nd ed., 2001.
- [16] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," IEEE Journal on Select Areas in Commun., vol. 16, No. 8, Oct. 1998.

- [17] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance Criterion and Code Construction," IEEE Trans. on Inform. Theory, vol. 44, No. 2, Oct.1998
- [18] T. S. Rappaport, "Wireless Communications Principles and Practice," Prentice Hall, 1996.
- [19] R. Negi, J. Cioffi, "Pilot tone selection for channel estimation in a mobile OFDM system," IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol. 44, pp. 1122-1128, Aug. 1998.
- [20] S. Ohno, G. B. Giannakis, "Capacity maximizing MMSE-optimal pilots for wireless OFDM over frequency-selective block Rayleigh-fading channels," IEEE Trans. on Inform. Theory, vol. 50, pp. 2138-2145, Sep. 2004.
- [21] J.G. Proakis, "Digital Communications", 3rd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [22] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, R. A. Valenzuela, "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," in Proc. IEEE ISSSE-98, pp. 295-300, Sep. 1998.
- [23] J. Benesty, Y. Huang, J. Chen, "A fast recursive algorithm for optimum sequential signal detection in a BLAST system," IEEE Trans. On Signal Processing, vol. 51, No. 7, July 2003
- [24] J. K. Cavers, "An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels (mobile radio)," IEEE Trans. on Veh. Technol., vol. 40, pp. 686-696, Nov. 1991.

【 簡 歷 】

姓 名： 楊坤浩

性 別： 男

出生日期： 民國 71 年 10 月 28 日

出 生 地： 高雄市

學 歷：

台北縣立中和國小

(1989.9~1993.1)

高雄縣立文山國小

(1993.2~1993.6)

高雄市立民族國小

(1993.9~1994.6)

高雄市立正興國中

(1994.9~1997.6)

高雄市立高雄高中

(1997.9~2000.6)

國立暨南國際大學電機工程學系學士

(2000.9~2004.6)

國立交通大學電信工程學系研究所

(2004.9~2006.8)



西元 2006 年 8 月獲得碩士學位