

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

多輸入多輸出正交分頻多工系統之
決策回授以消除符元間干擾

Decision Feedback ISI Mitigation in MIMO-OFDM
System

研究生：許獻澤

指導教授：吳文榕 博士

中華民國九十四年七月

多輸入多輸出正交分頻多工系統之
決策回授以消除符元間干擾

Decision Feedback ISI Mitigation in MIMO-OFDM
System

研究生：許獻澤

Student : Hsien-Tse Hsu

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



A Thesis

Submitted to Department of Communication Engineering
College of Electrical Engineering and Computer Science
National Chiao-Tung University

in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of
Master of Science

In

Communication Engineering

June 2005

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十四年七月

多輸入多輸出正交分頻多工系統之
決策回授以消除符元間干擾及通道追蹤

研究生：許獻澤

指導教授：吳文榕 博士

國立交通大學電信工程學系碩士班

摘要

在正交分頻多工系統中，當脈衝響應長度大於前置循環訊號的長度時，符元間的干擾就會產生而將嚴重地降低系統效能。在本論文中，我們結合了決策回授及環形重建的方法以處理這些問題。我們所提出的演算法中，採取遞迴的方法以消除符元間干擾並對符元做環形重建。在處理的時變的無線通道上，我們也提出了在時域上追蹤通道變化的有效方法，能藉著傅立葉轉換而降低系統的運算複雜度。之後更進一步將此方法延伸到多輸入多輸出正交分頻多工系統中。模擬的結果顯示，當符元間干擾出現時，我們的所提出的演算法，能有效地加強正交分頻多工系統的效能。

Decision Feedback ISI Mitigation and Channel Tracking in MIMO-OFDM System

Student : Hsien_Tse Hsien

Advisor : Dr. Wen-Rong Wu

Department of Communication Engineering
National Chiao-Tung University
Hsin-Chu, Taiwan 30050

Abstract

In OFDM systems, when the channel response is longer than cyclic prefix (CP), intersymbol interference (ISI) will occur. The ISI can seriously degrade the performance of OFDM systems. In this thesis, we combine the decision feedback and cyclic reconstruction techniques to remedy this problem. The proposed method cancels ISI and reconstructs the circular structure of the OFDM symbol iteratively. To cope with time-variant wireless channels, we also propose an efficient time-domain channel-tracking scheme. The proposed scheme allows the use of FFT such that its computational complexity is low. Finally, we extend the proposed methods to multi-input multi-output (MIMO) OFDM systems. Simulations show that the proposed methods can greatly enhance the performance of OFDM systems in the presence of ISI.

內容目錄

第 1 章 緒論	1
第 2 章 正交分頻多工系統介紹	3
2.1 OFDM 的頻譜效率	3
2.2 OFDM 訊號模型	4
2.3 802.11a/g 之發展背景	8
2.4 802.11a/g 之標準規格	8
2.5 802.11a/g 之前置循環信號(Preamble).....	11
2.6 MIMO OFDM 系統簡介.....	14
2.7 V-BLAST 技術.....	17
2.8 802.11n 規格簡介.....	22
2.9 802.11n 之前置循環信號(Preamble).....	24
第 3 章 OFDM 系統中 ISI 的消除	30
3.1 保護區間的放置 (Guard Interval Insertion)	30
3.2 符元間干擾對訊號的影響.....	32
3.3 決策回授符元干擾消除法.....	34
3.4 環形重建 (Cyclic Reconstruction)	36
3.5 通道估計.....	37
3.6 通道追蹤(channel tracking)	39

3.7	MIMO 系統中之干擾消除與環形重建	44
3.8	MIMO-OFDM 系統之通道追蹤	47
第 4 章	模擬分析	49
4.1	通道模型與訊雜比	49
4.2	非時變 SISO-OFDM 系統中之干擾消除與循環重建	50
4.3	時變 SISO-OFDM 系統中之干擾消除與循環重建	52
4.4	非時變 MIMO-OFDM 系統中之干擾消除與循環重建	54
4.5	時變 MIMO-OFDM 系統中之干擾消除與循環重建	55
第 5 章	結論	57
第 6 章	參考文獻	58



表目錄

表 2-1	IEEE 802.11a 傳輸速率的相關參數	9
表 2-2	IEEE 802.11a 規格書中時域相關的參數	12
表 2-3	802.11n 時域的相關參數.....	23
表 2-4	與 802.11n 相關比較.....	23
表 2-5	Tone partitioning into sets for 20MHz (56 tones).....	28
表 2-6	802.11n 時域相關參數.....	29



圖 2-1	OFDM 各次載波之頻譜.....	4
圖 2-2	次載波頻寬分配 (a)傳統多載波系統 (b)OFDM 系統.....	4
圖 2-3	連續時間(Continuous-time)OFDM 系統調變解調架構	6
圖 2-4	基於離散傅立葉轉換之正交分頻多工系統.....	7
圖 2-5	IFFT 的輸入與輸出	10
圖 2-6	在頻域中次載波的相關位置.....	10
圖 2-7	OFDM 符元的守護區間.....	11
圖 2-8	PPDU 碼框結構	12
圖 2-9	Preamble 結構	13

圖 2-10	MIMO-OFDM 系統之傳送端	16
圖 2-11	MIMO 通道	16
圖 2-12	MIMO-OFDM 系統之接收端	17
圖 2-13	PPDU 格式	24
圖 2-14	HT preamble 格式	25
圖 2-15	N_t 傳送天線之 PPDU 格式	26
圖 2-16	$N_t = 2, N_r = 2$	27
圖 2-17	$N_t = 2$ 時之 HT-LTF	27
圖 2-18	HT-LTF 在不同天線數的排法	28
圖 3-1	加上保護區間之正交分頻多工符元	30
圖 3-2	包含保護區間之符元對於取樣時序誤差之容忍	31
圖 3-3	有保護區間之符元經過雙重路徑之接收訊號說明圖	31
圖 3-4	正交分頻多工系統架構	32
圖 3-5	循環重建示意圖	37
圖 3-6	decision feedback ISI cancellation	39
圖 3-7	通道追蹤流程	43
圖 3-8	在時變通道下解決符元間干擾的流程圖	44
圖 3-9	2×2 干擾消除及環形重建流程圖	46
圖 3-10	在時變 MIMO-OFDM 系統中，利用決策回授將其他訊號之干擾消除之通道追蹤圖	48

圖 4-1 多重路徑衰落通道脈衝響應.....	50
圖 4-2 非時變 SISO-OFDM 系統中，通道長度=20，消除干擾，環形重建.....	51
圖 4-3 非時變 SISO-OFDM 系統中，通道長度=22，消除干擾，環形重建.....	51
圖 4-4 非時變 SISO-OFDM 系統中，通道長度=12，CP=8，消除干擾，環形重建.....	52
圖 4-5 時變 SISO-OFDM 系統中，通道長度=20，消除干擾，環形重建，環形重建.....	53
圖 4-6 時變 SISO-OFDM 中，通道長度=22，消除干擾，環形重建，通道追蹤.....	54
圖 4-7 非時變 MIMO-OFDM 系統中，通道長度=20，消除干擾，環形重建...	55
圖 4-8 時變 MIMO-OFDM 系統，通道長度=20，消除干擾，環形重建，通道追蹤.....	56



第 1 章 緒論

隨著科技與無線通訊技術的與日遽增，人們對於通訊的傳輸速率要求也越來越高。而正交分頻多工(OFDM)技術，其高速率傳輸的能力與對抗多重路徑效應的特性，是無線傳輸中最重要技術之一。目前 OFDM 技術已被採用為多種傳輸技術標準。在有線環境中，主要應用於非對稱數位用戶迴路(Asymmetric Digital Subscriber Loop, ADSL)，DMT(Discrete Multi-Tone)是 OFDM 在有線應用上之另一名稱。此外，在無線的傳輸環境中，目前 OFDM 在 IEEE 802.1x 系列傳輸標準中，從 802.11a[2]、802.11g 到目前正在制定的 802.11n 標準規格[1]中，皆是採用 OFDM 技術來傳送高速率之無線區域網路資料。而多輸入多輸出正交分頻多工(MIMO-OFDM)，因能提供更高的傳輸速率，而被視為人類邁向 B3G/4G 無限網路的重要技術。



在 OFDM 系統中，符元間干擾(Inter-Symbol-Interference, ISI)會對訊號造成破壞，使收到的資料解調錯誤，因此本論文首先探討如何能夠有效地抑制 ISI。在 OFDM 系統中對抗 ISI 的有效方法就是在每個符元之前加上一段保護區間(Guard interval)，其長度必須大於等於脈衝響應的長度。因此脈衝響應若很長時，保護區間也要很長，然而在這段保護區間裡並無法傳送資料，造成頻寬使用效率的降低，亦減少系統的整體傳輸量。為了解決此問題，已有數種演算法被提出。論文[3]中採用決策回授復原濾波器(DFORF)以消除符元間干擾，然而濾波器採用的最小均方誤差運算法卻大大地增加運算複雜度。利用決策回授以消除干擾[4](Decision Feedback ISI Mitigation in OFDM System)之演算法，利用嚮導訊號遞迴估出之通道響應(pilot-aided iterated channel estimation)，能提供可依賴的通道估計以消除 ISI 的干擾，在無線環境中有效率地運作。

然而，上述之[3][4]是在單輸入單輸出正交分頻多工(SISO-OFDM)之環境

下，以歐數位電視地面廣播(DVB-T)之規格為標準進行模擬，通道響應是以響導訊號(pilot signal)估得。本論文的研究標的規格為(802.11n)[1]無線區域網路，在此規格中，脈衝響應是由前置循環信號(preamble)估得，因此在，上述的演算法[3]便不適用了，因此在本論文中，我們將修正演算法來降低符元間干擾對MIMO-OFDM 系統的影響。

此外，由於在真實的無線傳輸環境裡，系統的脈衝響應是隨時改變的，因此，正確地估測出隨時改變的通道響應在 OFDM 系統中，是一個很重要的課題，而現存的演算法，皆需透過大量的運算[5][6]，無疑地增加了系統的複雜度與成本。在本篇論文的第二部份，我們利用適應性訊號處理的方法與決策回授的觀念，提出了一新的低複雜度演算法，和傳統的方法相比，我們的演算法能有效率地估出時變的通道響應而節省成本。



第 2 章 正交分頻多工系統介紹

使用者對頻寬的需求是無止境的，無線區域網路(WLAN)近年來在市場上取得很大的成功，這和正交分頻多工技術上的可用性高有很大的關聯性。此外，從 IEEE 802.11b 到 11a 和 11g，在傳輸率上的提昇也讓人相當肯定，進一步奠定了 802.11 系列在市場的地位，其應用領域從企業到家庭，目前更拓展到了與廣域無線區域的連結上。因此下一代的 WLAN 技術正在如火如荼規劃中，目前由 IEEE 進行制定的下一代標準為 802.11n，將由原先的單輸入單輸出正交分頻多工技術(SISO OFDM)進展到多輸入多輸出正交分頻多工技術(MIMO OFDM)，目標是將 WLAN 的傳輸率由現在最快為 54Mbps，一舉提升到 100Mbps 以上。採用 MIMO 技術的 802.11n 對於無線傳輸率的提升相當令人期待。

2.1 OFDM 的頻譜效率



OFDM 是一多載波系統，其運作方式是將一連串速率較快的寬頻資料分成數個速率較慢的窄頻資料平行載在不同的次載波上傳送，並且每個次載波的頻譜是相互重疊的，如圖 2-1 所示。與傳統的多載波調變系統比較的話，OFDM 有較高的頻譜使用效率，如圖 2-2 所示，傳統的多載波調變系統為使次載波之間不會產生干擾，每個次載波都各別作濾波處理並確保各頻譜不會重疊，但如此一來，頻譜使用並沒有達到很好的效率，而 OFDM 是將所有次載波的間距均刻意安排使之保持正交性，即使每個次載波的頻譜有相當程度的重疊，圖 2-1 則在接收時所有的資料仍然可以正確地解調而不會互相干擾。

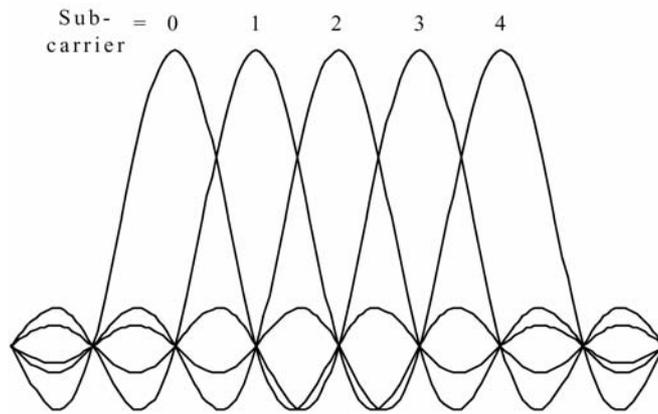


圖 2-1 OFDM 各次載波之頻譜

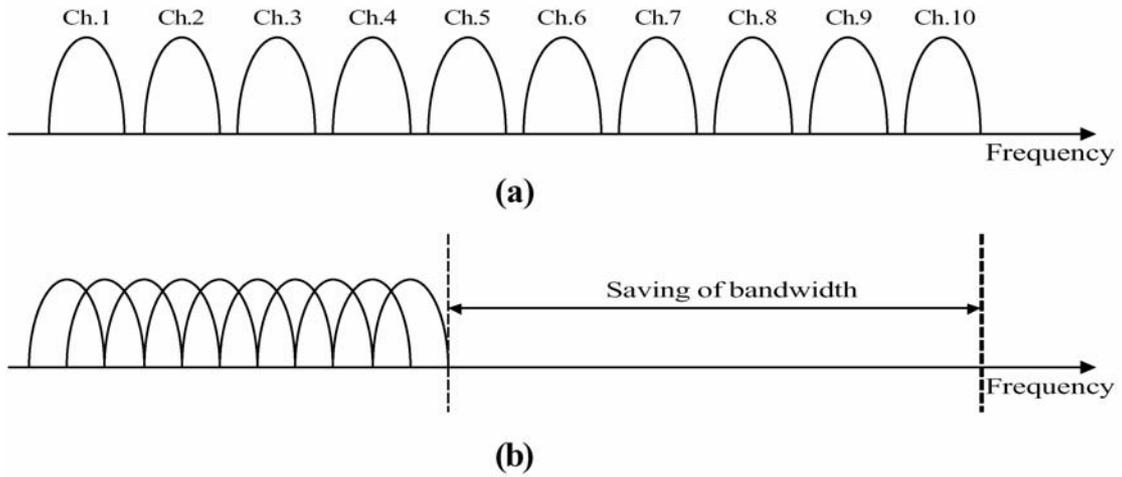


圖 2-2 次載波頻寬分配 (a)傳統多載波系統 (b)OFDM 系統

2.2 OFDM 訊號模型

對於 OFDM 基頻訊號我們可以寫成下列的表示式：

$$\begin{aligned}
S_l(t) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{k,l} \Phi_k(t - lT_s) \\
\Phi_k &= \begin{cases} e^{j2\pi f_k t} & t \in [0, T_s) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \\
f_k &= \frac{k}{T_s}, k = 0, 1, 2, \dots, N-1
\end{aligned}
\tag{2-1}$$

其中 $X_{k,l}$ 是調變到第 l 個 OFDM symbol 上第 k 個次載波的傳送資料，其週期為 T_s ， N 為 OFDM 次載波的個數， f_k 為第 k 個次載波的頻率，而相鄰的次載波間距是 $1/T_s$ 。我們可以把連續傳送的 OFDM symbols 寫成下式：

$$s(t) = \sum_{l=1}^{\infty} S_l(t) = \sum_{l=1}^{\infty} \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{k,l} \Phi_k(t - lT_s) \right]
\tag{2-2}$$

而 OFDM 的解調是利用各次載波間的正交性原理，其數學式子表示如下：

$$\int \Phi_k(t) \Phi_m^*(t) dt = T_s \delta(k - m)
\tag{2-3}$$

依據(2-3)式，將 OFDM 解調器的表示式為(2-4)式所示：

$$\hat{X}_{k,l} = \frac{1}{T_s} \int_{lT_s}^{(l+1)T_s} s(t) \Phi_k^*(t) dt
\tag{2-4}$$

其中 $\hat{X}_{k,l}$ 表示在第 l 個 OFDM symbol 上第 k 個次載波所接收到的資料。一個簡化的 OFDM 傳送調變及接收解調之方塊圖如圖 2-3 所示。

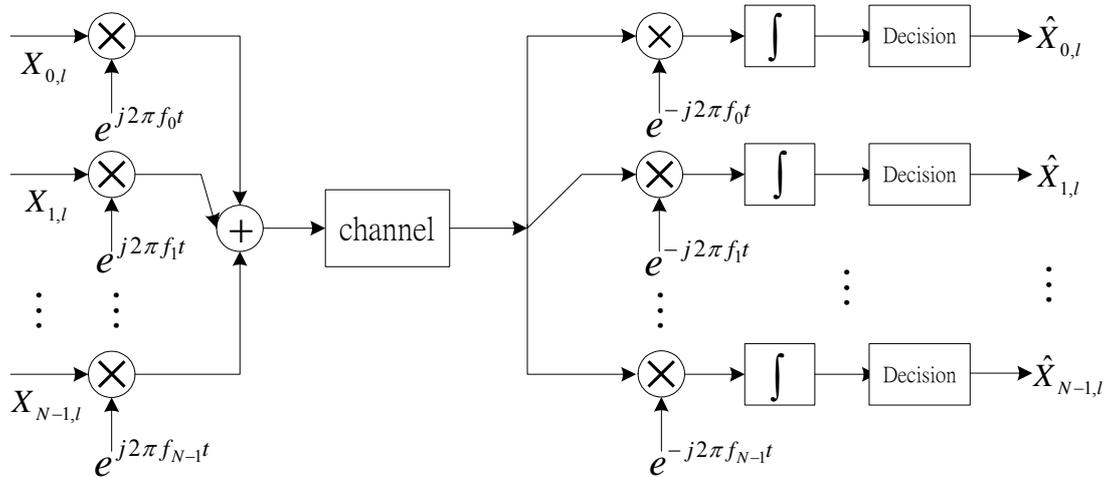


圖 2-3 連續時間(Continuous-time)OFDM 系統調變解調架構

當 N 很大時，系統同時需要 N 組調變及解調器，硬體將變得複雜且昂貴，依照上述架構，整個系統變得較不可能被實現。以下將說明藉由離散傅立葉(DFT)轉換，可達成上述之調變及解調動作。

假設我們對(2-1)式的訊號以時間 $t = \frac{n}{N}T_s$ 的間隔加以取樣，則取樣後的訊號

變為：

$$\begin{aligned}
 S_l(n) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{k,l} \cdot e^{j2\pi f_k t} \Bigg|_{t=\frac{n}{N}T_s} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{k,l} \cdot e^{j2\pi k \frac{n}{N}}, n = 0, 1, \dots, N-1
 \end{aligned}
 \tag{2-5}$$

(2-5)式相當於傳送的資料經過反離散傅立葉轉換(IDFT)，同樣地，OFDM 訊號的解調可用離散傅立葉轉換(DFT)來完成。使用離散傅立葉轉換(DFT)降低了硬體的複雜度，使得正交分頻多工(OFDM)技術可以實現，而且如果使用 N 等於

2^m (m 為非零正整數)，還可利用快速傅立葉轉換(FFT)，更能減少計算量以增加執行的速度。下圖就是利用離散傅立葉轉換(DFT)之正交分頻多工系統。

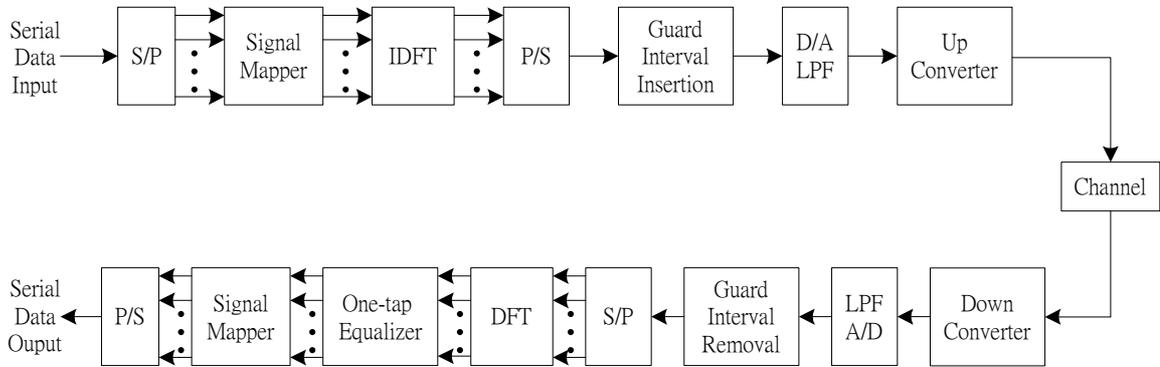


圖 2-4 基於離散傅立葉轉換之正交分頻多工系統

一連串的 0、1 數位資料經過了串並轉換器(Serial-to-Parallel converter)分成 N 筆資料，作為 N 個次載波的輸入。每筆資料包含了數個位元，根據所使用的調變方法，這數個位元被對應到訊號空間上的一點，稱之為 $X_{k,l}$ 。這 N 點 $X_{k,l}$ 經過反離散傅立葉轉換(IDFT)輸出經過並串轉換器，每個符元並加上其循環延伸(Cyclic Extension)作為保護區間(Guard Interval)。保護區間的作用主要在於減少符元間干擾(Inter Symbol Interference)，我們將於下一章有較詳細的說明。此時經過一個數位轉類比轉換器，輸出就是一個完整的正交分頻多工符元。接收端接收到一個符元後，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，接收端的每個次頻道只需要一個簡單的窄頻等化器，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。

2.3 802.11a/g 之發展背景

802.11 標準最初是在 1997 年公佈，最大資料速率只有 2 Mbps。為了增加資料速率，隨後又提出兩種互不相容的標準，分別是 802.11b 和 802.11a；802.11b 使用 2.4 GHz ISM 頻帶，訊號速率最高 11 Mbps，802.11a 則使用 5 GHz U-NII 頻帶，最大可以提供 54 Mbps 的訊號速率。802.11a 設備無法相容於 802.11b 設備，這表示所有的設備都必須重新購買和安裝。許多常見的家電產品也使用 2.4 GHz 頻帶，包括無線電話、微波爐以及幼兒看護系統，可能造成干擾，導致 802.11b 使用者無法存取網路。802.11b 裝置的傳送距離最遠可達 300 英尺，802.11a 裝置的更高操作頻率卻會帶來更嚴重的路徑耗損，使它的最遠傳送距離只有 150 英尺，因此在同樣區域內必須安裝更多的接取點裝置；此外，訊號頻率越高時，功率放大器的工作效率就越低，故使用 5 GHz 頻帶的 802.11a 裝置在傳送資料時，電力需求必然高於使用 2.4 GHz 頻帶的 802.11b 裝置。

為解決 802.11b 和 802.11a 間的種種問題，IEEE 於 2000 年展開 802.11g 延伸標準的制定工作。802.11g 和 802.11b 相同，都使用 2.4 GHz 頻帶，調變則採用與 802.11a 相同的正交分頻多工 (OFDM) 技術，可提供 802.11a 的資料速率。802.11g 也相容於 802.11b，現有設備無須升級即可繼續使用。由於 802.11g 也像 802.11b 一樣使用 2.4 GHz 頻帶，因此也會受到其它常見家電產品的干擾，而 802.11a/g 的差別，僅在於所使用的頻段不同而已。

2.4 802.11a/g 之標準規格

基本上，802.11a 與 802.11g 工作的原理是一樣的，差異僅在於分別採用 5.8GHz 與 2.4GHz 的工作頻段，皆是以正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 簡稱 OFDM)技術為基礎，提供點對點之間的高速傳輸。使

用 52 個次載波來傳送資料，其中第-21、-7、7 及 21 次載波為領航信號(Pilot Signal)，並提供 6、9、12、18、36、48 及 54 Mbits/sec 八種不同的資料傳輸速率。並以離散傅立葉轉換/反離散傅立葉轉換(DFT)/(IDFT)實現子載波時域及頻域間的轉換。在通道編碼中提供編碼率(Code Rate)為 1/2、2/3 及 3/4 的迴旋碼 (Convolutional Code)編碼。在調變方式上提供了 BPSK、QPSK、16-QAM 及 64-QAM 四種不同的調變方式。資料傳輸速率與調變、編碼率等，如表 2-1 所示。

Data rate (Mbits/s)	Modulation	Coding rate (R)	Coded bits per subcarrier (N_{BPSK})	Coded bits per OFDM symbol (N_{CBPS})	Data bits per OFDM symbol (N_{DBPS})
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16-QAM	1/2	4	192	96
36	16-QAM	3/4	4	192	144
48	64-QAM	2/3	6	288	192
54	64-QAM	3/4	6	288	216

表 2-1 IEEE 802.11a 傳輸速率的相關參數

而傳送方式是一個以封包格式傳輸為基礎的標準，每一個封包是由多個符元 (Symbol)串接所組成。符元是資料經過一連串的处理，映射於不同的次載波上，經由 64 點的反離散傅立葉轉換成 64 點的離散信號(2-5)，並在 64 點離散信號前加上前置循環信號所構成。在 64 個次載波中，僅使用 52 個子載波來傳送資

2.5 802.11a/g 之前置循環信號(Preamble)

前置循環信號的使用，使得傳輸的符元在多重路徑衰落通道的影響下，免於遭受到上一個符元的干擾。在 IEEE 802.11a 的規格書中，規範了由三種不同長度的前置循環信號(Cyclic Prefix)所組成的守護區間(圖 2-7):(1) 短訓練序列(Short Training Sequence) 之循環訊號 (2)長訓練序列(Long Training Sequence) 之循環訊號 (3) 資料符元(Data OFDM Symbol) ($T_{GUARD} = T_{GI}$)之循環訊號 (3) 資料符元(Data OFDM Symbol) ($T_{GUARD} = T_{GI}$)之循環訊號。

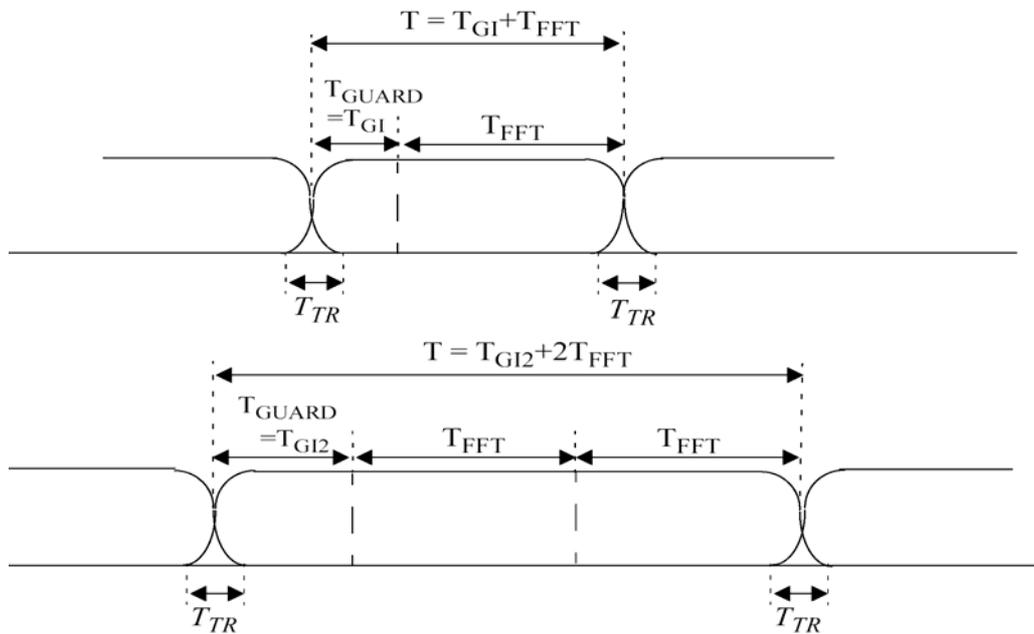


圖 2-7 OFDM 符元的守護區間

而 IEEE 802.11a 規格書中時域相關的參數如表 2-2 所示。

Parameter	Value
N_{SD} : Number of data subcarriers	48
N_{SP} : Number of pilot subcarriers	4
N_{ST} : Number of subcarriers, total	52 ($N_{SD} + N_{SP}$)
Δ_F : Subcarrier frequency spacing	0.3125 MHz(= 20 MHz / 64)
T_{FFT} : IFFT/FFT period	3.2 μ sec($1/\Delta_F$)
$T_{PREMABLE}$: PLCP preamble duration	16 μ sec ($T_{SHORT} + T_{LONG}$)
T_{SIGNAL} : Duration of the SIGNAL BPSK-OFDM symbol	4.0 μ sec ($T_{GI} + T_{FFT}$)
T_{GI} : GI duration	0.8 μ sec ($T_{FFT} / 4$)
T_{GI2} : Training symbol GI duration	1.6 μ sec ($T_{FFT} / 2$)
T_{SYM} : Symbol interval	4 μ sec ($T_{GI} + T_{FFT}$)
T_{SHORT} : Short training sequence duration	8 μ sec ($10 \times T_{FFT} / 4$)
T_{LONG} : Long training sequence duration	8 μ sec ($T_{GI2} + 2 \times T_{FFT}$)

表 2-2 IEEE 802.11a 規格書中時域相關的參數

在 802.11a 是以封包格式為基礎來傳輸資料，而圖 2-8 說明了一個完整的碼框結構。

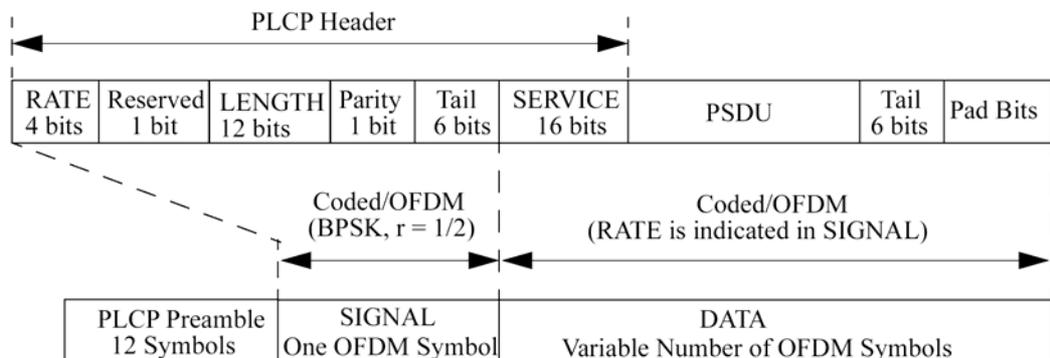


圖 2-8 PPDU 碼框結構

在圖 2-9 中， t_1 可看成是 $t_2 \sim t_5$ 的守護區間， t_6 可看成是 $t_7 \sim t_{10}$ 的守護區間。而在頻域上有這樣形式的資料在經過離散傅立葉反轉換後，在時域上會形成一個週期為 16 的信號。

在收到訊號時，我們在便可利用短訓練序列週期是 16 的特性來完成封包偵測(Packet Detection)、頻率偏移估算(Frequency Offset Estimation)及碼框同步(Frame Synchronization)的工作。

長訓練序列是由兩個 OFDM 符元所組成，這兩個符元是由序列 L 經過快速富利葉反轉換串接後，再加上前置循環信號所組成。

$$L_{-26,26} = \{1,1, 1, 1,1,1, 1,1, 1,1,1,1,1,1, 1, 1,1,1, 1,1, 1,1,1,1,1,0 \\ 1, 1,1,1,1, 1,1, 1,1, 1, 1, 1, 1,1,1, 1, 1,1, 1,1, 1,1,1,1,1\}$$

長訓練序列不僅在通道和頻率偏移的細部估算上提供了較準確的結果，同時由於守護區間 T_{GI2} 長達 $1.6 \mu\text{sec}$ ，可以抵抗更長的通道延遲擴展。

2.6 MIMO OFDM 系統簡介

MIMO 是一種革命性的天線技術，它能在不增加頻寬的情況下大幅提高通訊系統的容量與頻譜利用率。

一般來說，無線信號採用的調變結構 (Modulation scheme) 愈複雜，頻譜使用率就會愈高；但這種作法也容易造成電路設計困難、太昂貴或收發設備過於龐大等問題。此外，由於室內的電磁環境較為複雜，多重路徑效應、頻率選擇性衰減(frequency selective fading)和其他干擾源的存在使得室內的高速無線高速傳輸比有線網路來得困難許多。

MIMO 透過在發射端和接收端，分別使用多個傳送天線和接收天線的方

式，將原本視為有害的多重路徑效應轉變成為有利因素，而且。傳統的通訊系統是單輸入單輸出 SISO (Single-Input Single-Output) 系統，基於發射分集和接收分集的多輸入單輸出 MISO (Multiple-Input Single-Output) 方式、單輸入多輸出 SIMO (Single-Input Multiple-Output) 方式也是 MIMO 的一部分。

MIMO 系統在發射端和接收端均採用多天線 (或陣列天線) 和多通道，傳輸資訊流經過時空編碼調製技術 (Space-Time Coded Modulation) 形成 N_t 個資訊子流，這 N_t 個子流由 N_t 個天線發射出去，經空間通道後由 N_r 個接收天線接收，可參見圖 2-10、圖 2-11。

多天線接收機利用先進的時空編碼(Space Time Code)處理，能夠分開這些資料子流並進行解碼，從而實現最佳的處理。這 N_t 個子流同時發送到通道，各發射信號使用同一頻帶，因而並未增加頻寬。若各發射、接收天線間的通道回應獨立，則 MIMO 系統可以創造多個並行的空間通道。MIMO 將多重路徑無線通道與發射、接收視為一個整體進行優化，因而可實現高通訊容量和頻譜利用率。

在圖 2-10、圖 2-1 中，一連串的 0、1 數位資料經過了串並轉換器分成 N_c 筆資料，再分送到 N_t 個傳送天線上作為 N_c 個次載波的輸入(其中

$\mathbf{X}^1 = [X^1(0), \dots, X^1(N_c - 1)]^T$ ，表示為第一根傳送天線所在各個次載波的資料，每筆資料包含了數個位元，根據所使用的調變方法，這數個位元被對應到訊號空間上的一點，這 N_c 點經過反離散傅立葉轉換(IDFT)輸出經過並串轉換器，每個符元並加上其循環前序(Cyclic Prefix)作為保護區間(Guard Interval)，完成了這些動作之後，符元 $\mathbf{x}^1 \sim \mathbf{x}^{N_t}$ 再由 N_t 個天線將各自送出。

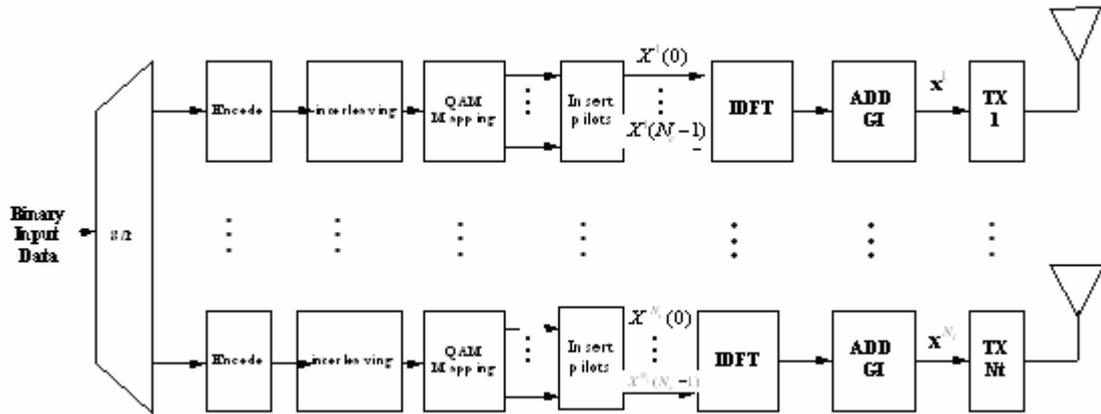


圖 2-10 MIMO-OFDM 系統之傳送端

由於現在有 N_t 個傳送天線， N_r 接收天線，所以會有 $(N_t \times N_r)$ 個多重路徑通道存在，如圖 2-11。

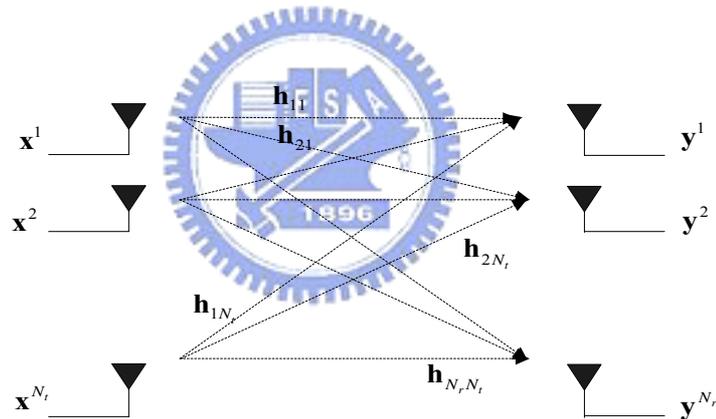


圖 2-11 MIMO 通道

其中 \mathbf{h}_{ik} 代表由第 k 個傳送天線到第 i 個接收天線間的通道，假設為多路徑通道長度為 l ，則第 i 根天線所收到的訊號 \mathbf{y}_i 可表示為(未考慮雜訊)(2-3)：

$$\mathbf{y}_i = \sum_{k=1}^{N_t} \mathbf{x}_k * \mathbf{h}_{ik} \tag{2-7}$$

其中*代表旋積(convolution)。也就是說，第 i 根天線收到的訊號為各天線所傳送的符元與其到 i 的通道做旋積的和。如同 SISO OFDM 系統一樣，為了能夠讓接收天線能在接收到符元後，得到通道的資訊，傳送端會在每個封包前(Packet)，加上一之前置循環信號，前置循環信號的格式，我們將在下節討論，除了前置循環信號之外，在傳送的數個符元間也會加入響導符元(pilot symbol)讓接收天線能調整相位變化。

而在每個接收端收到符元並調整完符元之相位之後，便做移除保護區間的動作，而後將符元執行反離散傅立葉轉換，最後這 N_r 個符元可透過不同的演算法將傳送的符元 $\mathbf{X}^1 \sim \mathbf{X}^{N_r}$ 解回來(圖 2-12)，例如 STBC、D-BLAST、V-BLAST 等，而其中最實用的演算法為 V-BLAST(Vertical Bell Laboratories layered space-time)[7]，將於下節介紹。

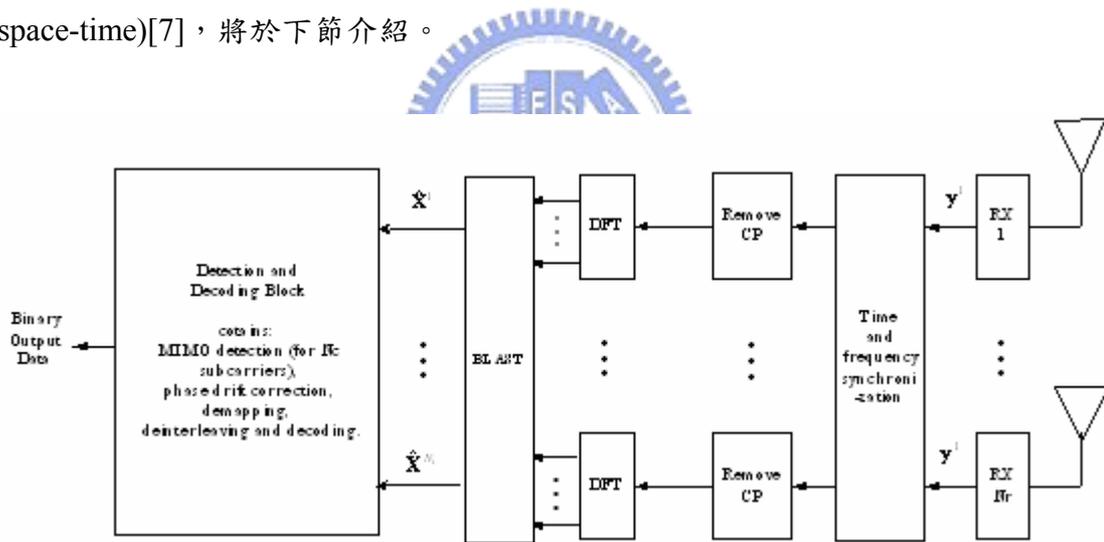


圖 2-12 MIMO-OFDM 系統之接收端

2.7 V-BLAST 技術

在無線傳輸中，MIMO 技術，已被證實在不增加頻寬及傳輸功率的情形下，

能得到絕佳的頻寬使用效率，尤其是在一些充滿多路徑干擾的環境下，這項發現顛覆了傳統一直認為類似像這類的傳輸介質只會造成破壞的觀念，許多的學者甚至發現隨著天線數目的增加，其通道的傳輸能力也將隨著天線的個數等比的成長。有鑑於此，BELL Lab 從 1996 年開始著手嘗試一些可用數位硬體來實現的系統，他們稱為 BLAST (Bell Laboratories Layered Space-time)。

原理

我們假設在接收端有 N 根天線 ($Nr=N$)，且其後皆有一傳統 QAM (或 PSK) 的接收器，如此一來當訊號由 M 根傳送的天線 ($Nt=M$) 送出，在接收端在時域中收到的第 k 個時間點的訊號 可表示成：

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(k) &= \sum_{m=1}^M \mathbf{h}_m x^m(k) + \mathbf{w}(k) \\ &= \mathbf{H}\mathbf{x}(k) + \mathbf{w}(k), k = 1, 2, \dots, K \end{aligned} \quad (2-8)$$

其中,

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix} \\ &= [\mathbf{h}_{.1} \quad \mathbf{h}_{.2} \quad \cdots \quad \mathbf{h}_{.M}] \end{aligned} \quad (2-9)$$

其中 $\mathbf{h}_{.m}$ 為 \mathbf{H} 之第 m 個行向量在 K 個符元期間假設是 \mathbf{H} 常數， h_{nm} 代表由第 m 根天線到第 n 根天線的通道脈衝響應(在此我們不考慮多重路徑)，而傳送的訊號 $\mathbf{x}(k)$ 及高斯雜訊 $\mathbf{w}(k)$ (AWGN) 可表示如下：

$$\mathbf{x}(k) = [x^1(k) \quad x^2(k) \quad \cdots \quad x^M(k)]^T$$

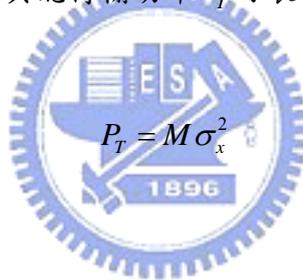
$$\mathbf{w}(k) = [w^1(k) \quad w^2(k) \quad \dots \quad w^N(k)]^T$$

我們假設此系統在一個半動態 (quasi-stationary) 的環境，也就是當系統利用每個封包中的訓練序列 (Training Sequence) 估測出通道參數 \mathbf{H} 後，通道參數在此封包之內將不會有明顯的改變，為了更具體的規範系統的效能，我們定義以下的規格：

(1) $w(k)$ 是一隨機變數，其期望值 (Expectation) 為 0，變異數 (Variance) 為 σ_w^2 。

(2) 每一根傳送天線的傳輸功率都是一樣的：

$\sigma_{x_1}^2 = \sigma_{x_2}^2 = \dots = \sigma_{x_M}^2 = \sigma_x^2$ ，而其總傳輸功率 P_T 可表示成



(2-10)

則每個接受天線的訊號雜訊比(SNR)在每個通道的功率(power)為一的情形下，可定義為：

$$\rho = \frac{P_T}{\sigma_w^2}$$

(2-11)

若假設每個傳送端都沒有任何通道的資訊，則根據消息理論，傳送端和接收端之間的通道容量(channel capacity)可以表示如下[8][9]：

$$\begin{aligned}
C &= \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N \times N} + \frac{\rho}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right] \left[\frac{\text{bps}}{\text{Hz}} \right] \\
&= \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{M \times M} + \frac{\rho}{M} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \right) \right]
\end{aligned}
\tag{2-12}$$

由此我們可知，在充滿多路徑干擾的環境下(每個路徑間皆為獨立的)，MIMO 的通道容量會如同前面所說的會隨著 M [10]增加。因此我們可以了解為何一多根傳送多根接收的系統可以達到如此驚人的傳輸速率，對於傳統的 TDMA 系統來說，要提高一單一使用者的傳輸速率就必須佔用較多的時序，同樣的對於傳統的 FDMA 系統來說，要提高一單一使用者的傳輸速率就必須佔用較多的頻寬，相反的，一個多項傳送多方接收的系統將不需這些額外頻譜上的資源，它需要的是些額外的訊號處理技巧。



接下來我們將介紹如何利用 V-BLAST 的檢測方式將 M 筆訊號，由接收到的訊號 \mathbf{y} 中檢測出。

V-BLAST 檢測

由(2-8)我們不難發現，最簡單的方式將 M 筆訊號檢測出的方法為最小均方法，也就是

$$\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{y}, \quad (\text{zero-forcing})
\tag{2-13}$$

若我們令且令 $\mathbf{G} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$ ， \mathbf{g}_i 為 \mathbf{G} 的行向量，則(2-13)隱含著

$$\mathbf{g}_i \mathbf{h}_j = \begin{cases} 0 & i \neq j \\ 1 & i = j \end{cases} \quad (2-14)$$

這是一種線性消除雜訊的方式，我們發現此一線性消除 (Nulling) 干擾的方式將減少訊號的自由度，以致造成部份訊號空間的失真，們可以預期此一方法的系統效能將不理想。有鑑於此，V-BLAST 採取部分消除部分移除 (Subtracting) 的策略，這是一非線性的系統，也就是將先檢測出的訊號 \hat{x}^i 先行移除，數學式可表示成

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_2(k) &= \mathbf{y}(k) - \hat{x}^i(k) \mathbf{h}_i \\ &= \sum_{m \neq i} \mathbf{h}_m x^m(k) + \mathbf{w}(k) \\ &= \mathbf{H}_{M-1} \mathbf{x}_{M-1}(k) + \mathbf{w}(k) \end{aligned} \quad (2-15)$$

其中 \mathbf{H}_{M-1} 是一個 $N \times (M-1)$ 矩陣，由 \mathbf{H} 移掉第 i 行而得到，其中 \mathbf{x}_{M-1} 是一個 $1 \times (M-1)$ 向量，由 \mathbf{x} 移掉第 i 列而得到。如此一來當系統要檢測下一筆訊號時就僅需消除剩下的干擾源，我們可以發現，越後面被檢測的訊號其訊號資訊量就越大，其正確性也越高，然而此一理想情況是假設之前被檢測的訊號皆正確的條件下才成立，為了提高之前被檢測的訊號正確度，V-BLAST 採取排序的方式，也就是訊號本身越強的訊號將先被檢測出，而這可由 $(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1}$ 矩陣中對角線最小的 j 行得知對應最強的訊號為 x^j ，用 \hat{x}_j 去作干擾消除(Interference Cancellation，簡稱 IC)的動作，接下來便是由 $(\mathbf{H}_{M-1} \mathbf{H}_{M-1}^H)^{-1}$ 中找出對角線最小的項的對應訊號去作 IC 的動作，動作一直持續，如此便能將所有 x 解出。

2.8 802.11n 規格簡介

隨著 WLAN 市場的蓬勃發展，吸引了全球相關廠商紛紛投入其中，IEEE 制定規格小組去年 6 月 18 日徵求提案結束時，IEEE 802.11 Task Group N (TGn) 共收到了 62 件提案。不過，在眾多的提案中，以 WWiSE 和 TGn Sync 兩大陣營的提案最受重視，而本篇論文所介紹的 802.11n 標準，是由 TGn Sync 所提出，以多輸入多輸出之正交分頻多工(Multi-Input Multi-Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing，簡稱 MIMO OFDM) 技術為基礎。

在 802.11n 標準中，依使用天線數的不同，傳輸頻寬上，提供了 20MHz 及 40MHz 可供選擇，傳送端分別使用 52 及 108 個次載波來傳送資料，在通道編碼中提供編碼率(Code Rate)為 1/2、2/3、3/4 及 5/6 的迴旋碼(Convolutional Code) 編碼。編碼後的資料，經過資料交錯(Data Interleaving)之後，能確保相鄰的編成碼，在交錯後會映射到不相鄰的次載波上，以離散傅立葉轉換/反離散傅立葉轉換(DFT/IDFT)實現次載波時域及頻域間的轉換。資料在轉換到時域之後，加上每個 OFDM 符元的前置循環訊號(Cyclic Prefix)後送出。調變方式上提供了 BPSK、QPSK、16-QAM 及 64-QAM 甚至 256-QAM 不同的調變方式。操作於 2.4GHz, 5GHz, 及 4.9GHz 的頻段，相關的時間參數，可參見表 2-3、表 2-4。

接收天線利用每段封包前的前置循環信號，判斷是收到訊號及作好訊號的同步之後，去掉時域訊號的 CP 再作離散傅立葉轉換，再去將不同天線，不同次載波的資料，分別解出。

和 SISO-OFDM 系統不同的是，MIMO-OFDM 系統，接收端的天線收到的訊號，除了受到雜訊(noise)及通道(channel)的干擾之外，還有天線之間資料彼此

的干擾，如何能利用訓練序列做好通道估計、訓號同步...是 MIMO-OFDM 系統中的重要工作。

Feature	Mandatory	Optional
Number of Spatial Streams	1 and 2	3 and 4
Number of Transmit Antennas	2	Greater than 2
Channelization bandwidth	20MHz	40MHz
Number of Occupied Subcarriers	56 in 20MHz	114 in 40MHz
Number of Data Subcarriers	52	108
Number of Pilot Subcarriers	4	6
Modulation Order	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM	256-QAM
Code Rate	1/2, 2/3, 3/4, 5/6	
Guard Interval	800ns	400ns
Convolutional Coding	R=1/2, K=7, ($g_1=133_8$, $g_2=171_8$)	
LDPC		TX and RX Optional
TX Beamforming		TX and RX Optional

表 2-3 802.11n 時域的相關參數

	802.11a/g (20 MHz)	20 MHz Channel (Mandatory)	40 MHz Channel (Optional)
FFT size	64	64	128
Number of data subcarriers	48	52	108
Number of pilot subcarriers	4	4	6
Subcarrier separation	312.5 kHz	312.5 kHz	312.5 kHz
Approx. Bandwidth	16.25 MHz	17.5 MHz	36.6 MHz

表 2-4 與 802.11n 相關比較

2.9 802.11n 之前置循環信號(Preamble)

在 802.11n 標準中，PPDU preamble 包含了數個部份：L-STF (Legacy Short Training Field, 舊的短訓練符元), L-LTF (Legacy Long Training Field, 舊的長訓練符元), L-SIG (Legacy Signal Field, 舊的訊號符元), HT-SIG (High Throughput Signal Field, 高速訊號符元), HT-STF(High Throughput Short Training Field, 高速短訓練符元), HT-LTF(High Throughput Long Training Field, 高速長訓練符元)(如圖 2-13) 其中，訊號符元提供了在傳輸時，實體層的資訊。(特別將在 802.11a/g 與 802.11n 中所使用的符元，以”舊的”及”高速”做為區別。)

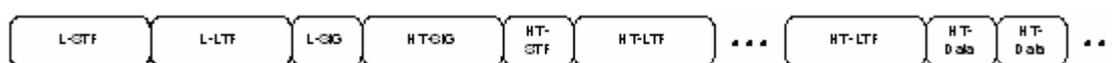


圖 2-13 PPDU 格式

一般說來，前置循環訊號具有以下七點功能：

1. 偵測封包(packet)是否到來
2. 自動增益控制 (Auto Gain Control)
3. 頻率偏移粗估
4. 碼框同步粗估
5. 碼框同步細估
6. 頻率偏移細估
7. 通道估計

高速前置循環信號的部份，是放在舊的前置循環訊號(即先前 802.11a/g 之前置循環訊號)之後(圖 2-14)，這是為了使新的產品能與先前 802.11a/g 的規格相容。

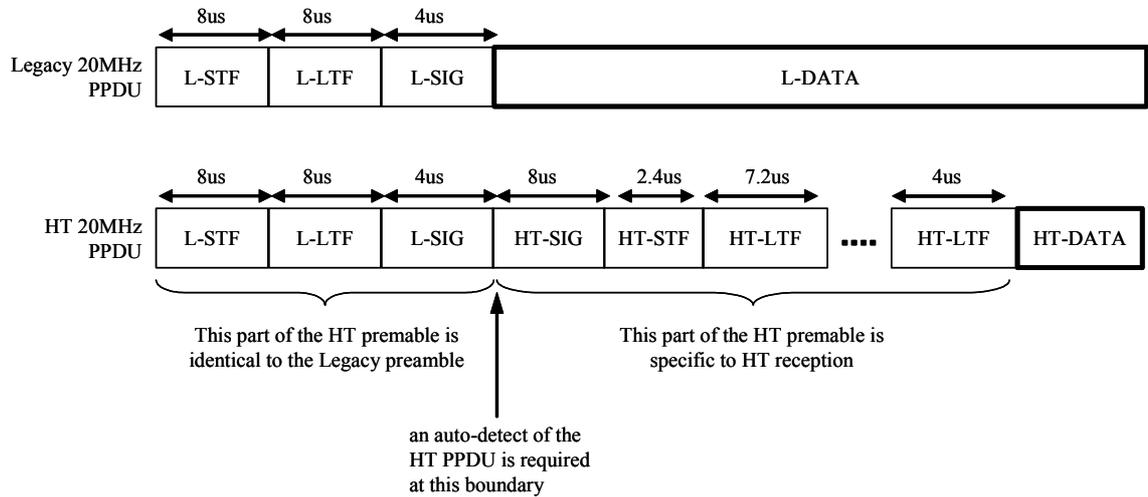


圖 2-14 HT preamble 格式

由於高速的接收端並不能事先知道下一個傳來的封包是舊的 PPDU 還是高速的 PPDU，因此，接收端必順在收到舊的訊號符元(L-SIG)之後，執行偵測，來判斷下一個收到的是高速訊號符元(HT-SIG)還是舊的資料(L-DATA)，而規格書中的前置循環信號則提供了兩個方法：(1) HT-SIG 的訊號，用 BPSK 的編碼方法，在虛軸傳送(quadrature axis)而不在實軸傳送(in-phase axis) (2) 從 L-SIG 到 HT-SIG 時，改變訊號的極性 (polarity)

在高速前置循環信號的前半部，是舊的前置循環信號 (也就是 802.11a/g 的前置循環信號)，這使得在舊的接收端能收到 L-SIG 的訊號，而高速的接收端也能透過舊的前置循環信號去判斷出 HT-SIG 的資料，並能執行上述(1)~(7)的功能。HT-SIG 裡，提供了這個封包的若干資訊，包括傳送端有幾根天線、採用何種傳輸速率、及相關的編碼資訊...等(圖 2-15)，使得高速接收端得以正確地將資料解調回來。

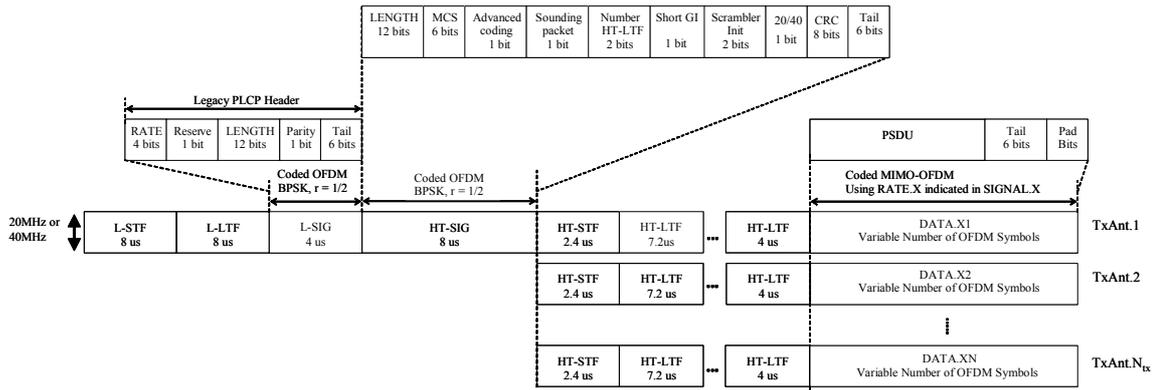


圖 2-15 N_t 傳送天線之 PPDU 格式

在 HT-SIG 之後的是高速短訓練符元(HT-STF)，它為 MIMO-OFDM 系統提供了更準確的自動增益控制，以補(舊的短訓練符元)L-STF 的不足。在 MIMO 系統中，採取了頻率交錯(tone interleaved)的方法，在 20 MHz 速度下傳輸時，使用了 24 個 tone(相同速度下，舊的短訓練符元使用 12 個 tone)，這樣的作法能使不同的傳送天線之間，傳送在頻域上互不干擾的訊號，讓訊號的功率能準確地被估出，而能確保增益控制的正確度。

而透過高速短訓練符元細調好自動控制增益後，接下來的通道估計與頻率偏移的細調，則由最後面的高速長訓練符元來執行，在 MIMO 的環境下，若使用波束成型(beamforming)的技術，則高速短訓練符元的個數至少要等於空間串流(spatial stream)的個數，而不能超過傳送天線的個數，舉例來說，當使用兩個天線來傳送一個空間串流的時候，前置循環信號中至少要使用一個高速長訓練符元而至多不能超過兩個，然而，當使用兩個天線來傳送兩個空間串流的時候，則高速長訓練符元一定要使用兩個。

其中值得一提的是，為避免 Rx1 在估 h_{11} 時 (圖 2-16)，受到 Tx2 的干擾，所以在做通道估計的時候，傳送端是採用頻率交錯的方法(tone interleaving)的方

法，能在不同的傳送天線之間，傳送在頻域上互不干擾的訊號，而使 A 能分別收到由不同的天線傳送過的資料，進一步將各傳送端與接收端的通道估出來。

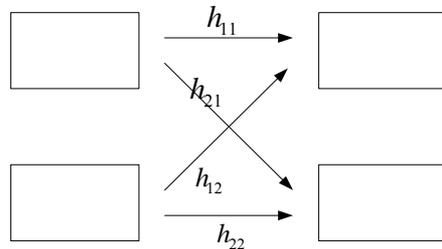


圖 2-16 $N_t = 2, N_r = 2$

以 20MHz，兩個傳送天線為例子來說明(圖 2-17)

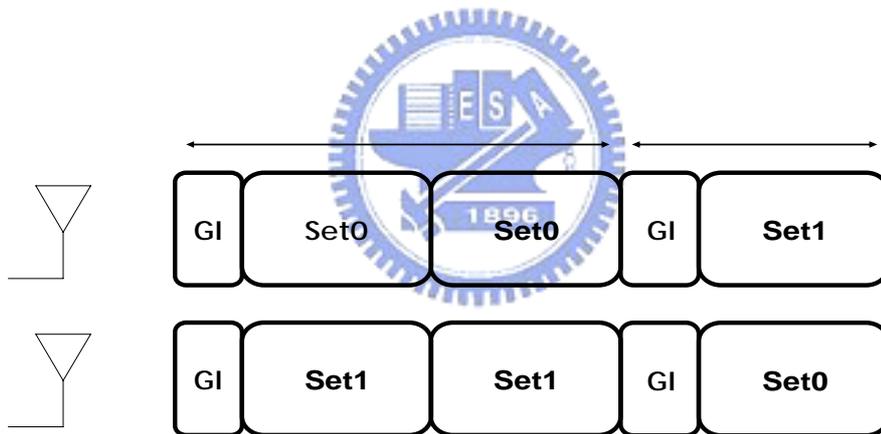


圖 2-17 $N_t = 2$ 時之 HT-LTF

在 20MHz 時，規格書中所定義的前置循環信號為

$$\text{HTL}_{-28:28} = [-1, -1, -1, 1, 1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, 0, \\ -1, -1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, -1]$$

而 Set0 的偶數項會和 HTL 的偶數項相同，其他為 0；而 Set1 的奇數項會和 HTL 的偶數項相同，其他為 0，如此一來，我們可以發現，兩個天線同時在傳送時，頻域裡的資料已經被交錯開了，如此一來，Rx1 所收到前兩個頻域符元的偶數項，是 Set0 通過通道而得，知道這些 tone 的値之後，我們便能將 H_{11} 估出，也

能將 h_{11} 估出，這將於下章討論。同理可將其他的奇數項通道估出來。圖 2-17 傳送兩個 Set1(Set0)的目的，是為了使接收道能對兩次估測到的相同訊號來做平均，增加通道估計的準確性。由此可知，當傳送的天線數目增加時，HT-LTF 也會跟著增加，為了避免數目增加太多導致傳輸率(throughput)下降，規格書作了如圖 2-18 的調整，而各 Set 該怎麼設，則參照表 2-5。

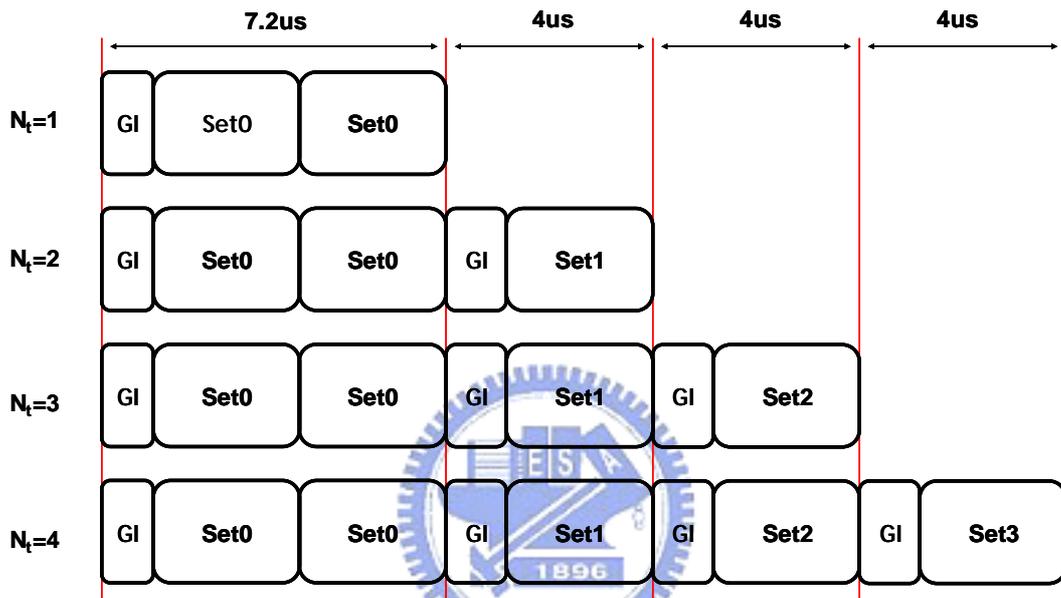


圖 2-18 HT-LTF 在不同天線數的排法

N_{ss}	Set 0	Set 1	Set 2	Set 3
1	[-28:1:-1] [1:1:+28]			
2	[-28:2:-2] [2:2:28]	[-27:2:-1] [1:2:27]		
3	[-28:3:-1] [2:3:26]	[-27:3:-3] [3:3:27]	[-26:3:-2] [1:3:28]	
4	[-28:4:-4] [1:4:25]	[-27:4:-3] [2:4:26]	[-26:4:-2] [3:4:27]	[-25:4:-2] [4:4:28]

表 2-5 Tone partitioning into sets for 20MHz (56 tones)

簡單的說，在 MIMO-OFDM 系統中，我們可因傳輸環境的不同，調整前置循環信號的型式，來完成高速傳輸的目的。也因為傳輸速率有 20MHz、40MHz

的不同，相對的傳輸封包的格式也會不同，例如次載波的個數，取樣頻率...等，
可以參考表 2-6

Parameter	Value for 20 MHz Channel	Value for 40 MHz Channel
N_{SD} : Number of data subcarriers	52	108
N_{SP} : Number of pilot subcarriers	4	6
N_{SN} : Number of center null subcarriers	1 (tone = 0)	3 (tones = -1,0,+1)
N_{SR} : Subcarrier range (index range)	28 (-28 ... +28)	58 (-58 ... +58)
Δ_F : Subcarrier frequency spacing	0.3125 MHz (= 20 MHz / 64)	0.3125 MHz (= 40 MHz / 128)
T_{FFT} : IFFT/FFT period	3.2 μ sec	3.2 μ sec
T_{GI} : GI duration	0.8 μ sec	0.8 μ sec
$T_{ShortGI}$: Short GI duration	0.4 μ sec	0.4 μ sec
T_{GI2} : Legacy Long Training symbol GI duration	1.6 μ sec	1.6 μ sec
T_{SYM} : Symbol interval	4 μ sec	4 μ sec
T_{L-STF} : Legacy STF duration	8 μ sec	8 μ sec
T_{L-LTF} : Legacy LTF duration	8 μ sec	8 μ sec
T_{L-SIG} : Legacy Signal Field duration	4 μ sec	4 μ sec
T_{HT-SIG} : HT Signal Field duration	8 μ sec	8 μ sec
T_{HT-STF} : HT Short training field duration	2.4 μ sec	2.4 μ sec
$T_{HT-LTF1}$: HT Long training field duration	7.2 μ sec	7.2 μ sec
$T_{HT-LTF2}$: HT Long training field duration	4 μ sec	4 μ sec
T_S : Nyquist sampling interval	50nsec	25nsec

表 2-6 802.11n 時域相關參數

第 3 章 OFDM 系統中 ISI 的消除

正交分頻多工技術是由多載波調變演變而來的數位通訊技術。它是一個適合在頻率選擇性衰落(Frequency Selective Fading)通道的傳輸技術，可以減少通道延遲對訊號的破壞，且利用了多載波的調變觀念，使得在低複雜度系統下作高速傳輸變得可行。然而，在較長多重路徑(multi-path)通道的影響下，會使得符元間干擾 (Inter Symbol Interference) 增加，對訊號造成破壞，這將會嚴重地降低資料傳輸的正確率。

3.1 保護區間的放置 (Guard Interval Insertion)

保護區間的放置主要是為了減輕 ISI 對於訊號的破壞。保護區間是由一個符元的循環延伸所構成，亦即將符元後端的一部份複製，放置到符元之前：

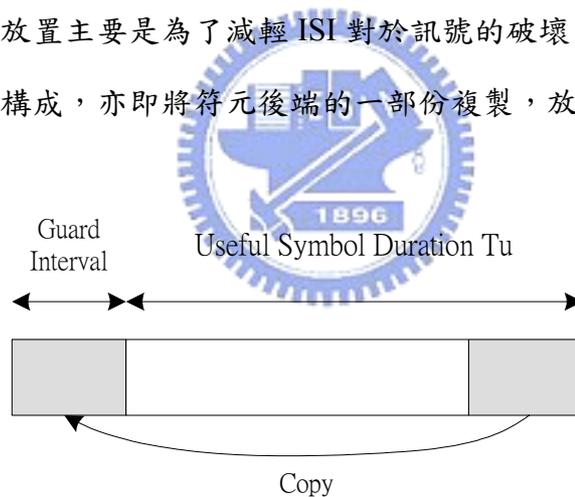


圖 3-1 加上保護區間之正交分頻多工符元

在接收端收到一個符元後首先去除保護區間，並對接收符元取樣。取樣起始點始於真正符元的開頭，取出的訊號就是完整的符元，當取樣點起始於保護區間和有效符元(Useful Symbol)的開頭，所取出的訊號則為原來訊號的循環平移 (Cyclic shift)，經過離散傅葉轉換後，等於乘上一個線性相位的偏移量，可藉由之後通道估測的方式來消除掉。只要在不受到 ISI 影響的區間內取出訊號，都可

解調出正確訊號。保護區間也因此改善了時序的問題。下圖將說明符元對於取樣時序誤差之容忍。

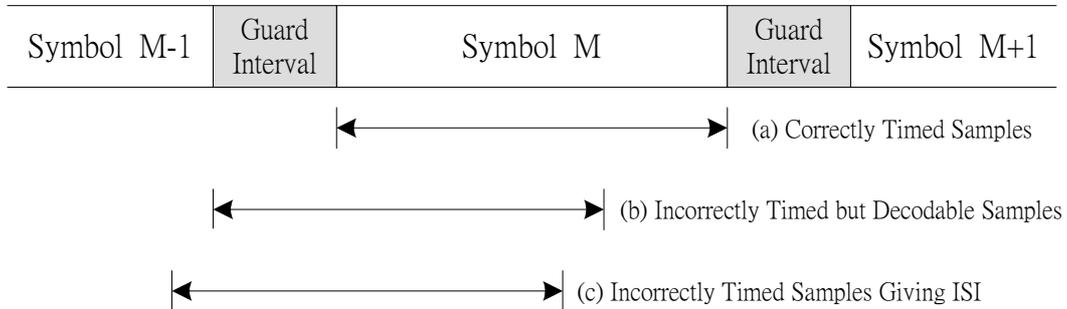


圖 3-2 包含保護區間之符元對於取樣時序誤差之容忍

而在解決多重路徑(multi-path)通道下所產生之 ISI 問題時，放置保護區間使得符元與通道的線性旋積(Linear Convolution)變為環形旋積(Circular Convolution)，只要接收訊號在非 ISI 干擾區(ISI free region)取樣，取樣結果相當於符元和通道的環形旋積，經過離散傅立葉轉換等效於符元和通道在頻域上的乘積，經過通道估測和等化器可以消除此多重路徑通道下訊號的失真。但前提是通道的最大延遲必須小於或等於保護區間的長度，若通道的最大延遲大於保護區間長度的話，則仍舊會有 ISI 的情形產生。

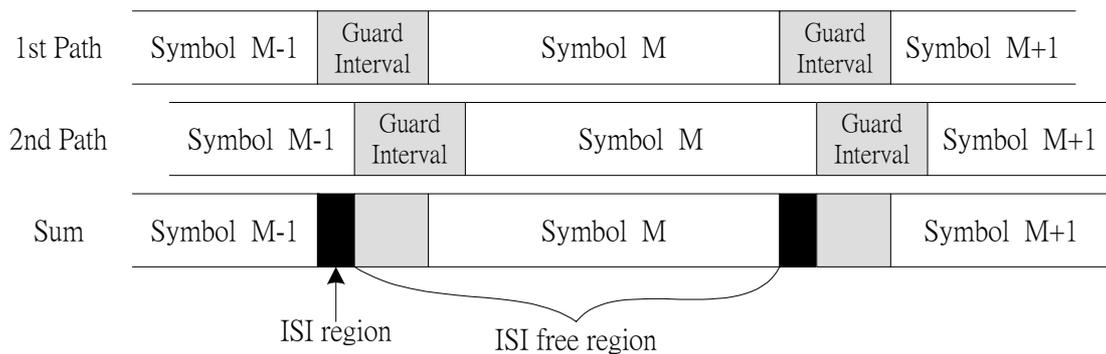


圖 3-3 有保護區間之符元經過雙重路徑之接收訊號說明圖

加上保護區間可以改善時序及多重路徑所引起失真的問題，但相對地系統也

必須付出較大的傳送功率並會浪費頻寬。因此保護區間長度的選擇必須在通道延遲、傳輸功率與頻寬等因素中取捨。

3.2 符元間干擾對訊號的影響

圖 3-4 為一正交分頻多工系統的架構圖。在此系統中，我們將可用的頻寬 B 分成 N_c 等分以供子載波使用，因此每個子載波的頻寬為 $\Delta f = B/N_c = 1/(N_c T_s)$ ，其中 T_s 為符元的取樣週期。

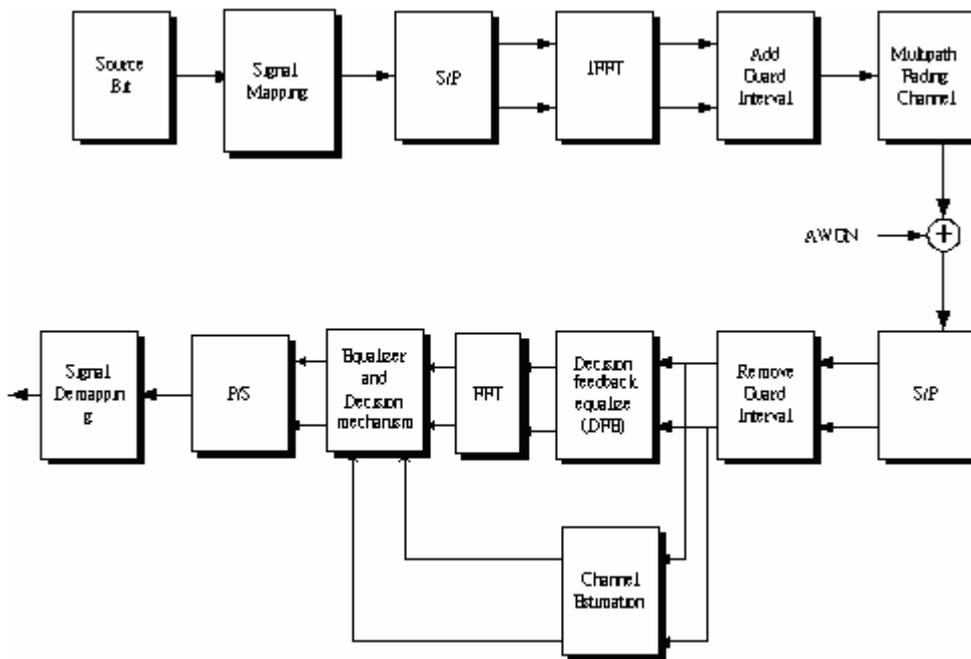


圖 3-4 正交分頻多工系統架構

一連串的 0、1 數位資料經過了串並轉換器後，分成 N_c 筆資料，作為 N_c 個次載波的輸入。每筆資料包含了數個位元，根據所使用的調變方法，這數個位元被對應到訊號空間上的一點，稱之為 $X_{m,k}$ ，意指為 m 個符元的第 k 個次載波。這 N_c 點 $X_{k,l}$ 經過反離散傅立葉轉換 (IDFT) 輸出經過並串轉換器，每個符元並加上其循環前序作為保護區間而被傳送輸出。

假設多重路徑通道 (multi-path fading)的長度是 L ，CP 的長度是 N_g ，而雜訊為高斯雜訊 (AWGN)，且通道長度 L 大於 N_g+1 而比 N_c+N_g 小時，接收端將當前收到的符元 \mathbf{y} 移除掉保護區間之後，在時域上可表示為

$$\mathbf{y} = \tilde{\mathbf{X}}\mathbf{h} + \mathbf{v} \quad (3-1)$$

其中

$$\mathbf{y} = [y_0, y_1, \dots, y_{N_c-1}]^T \quad (3-2)$$

$$\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{L-1}]^T \quad (3-3)$$

$$\mathbf{v} = [v_0, v_1, \dots, v_{N_c-1}]^T \quad (3-4)$$

$$\tilde{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} x_0 & x_{N_c-1} & \cdots & x_{N_c-N_g} & x'_{N_c-1} & \cdots & x'_{N_c-(L-N_g-1)} \\ x_1 & x_0 & \cdots & x_{N_c-N_g+1} & x_{N_c-N_g} & \cdots & x'_{N_c-(L-N_g-1)+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{N_c-1} & x_{N_c-2} & \vdots & x_{N_c-(N_g+1)} & x_{N_c-(N_g+2)} & \cdots & x_{(N_c-L)} \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

而 $\tilde{\mathbf{X}}$ 矩陣中， x_n 及 x'_n 分別表示為當前的 OFDM 符元和上一個所傳送的 OFDM 符元第 n 個次載波的位置，右上方那塊 $(L-N_g-1) \times (L-N_g-1)$ 的三角形矩陣，造成了符元間干擾 (ISI)，也就是說，這次收到的符元裡，包含了不該有的上一個符元的訊號，這將會破壞環形旋積 (Circular Convolution) 的結構，而使錯誤率提昇。接下來我們再進一步用現在的符元 $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N_c-1}]^T$ 和之前的符元

$\mathbf{x}' = [x'_0, x'_1, \dots, x'_{N_c-1}]^T$ ，將 y 表示如下：

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{H}'\mathbf{x}' + \mathbf{v} \quad (3-6)$$

其中

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & 0 & h_{N_g} & h_{N_g-1} & \cdots & h_2 & h_1 \\ h_1 & h_0 & \cdots & 0 & h_{N_g+1} & h_{N_g} & \cdots & h_0 & h_0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ h_{N_c-N_g-1} & h_{N_c-N_g-2} & \cdots & h_0 & h_{N_c-1} & h_{N_c-2} & \cdots & h_{N_c-N_g+1} & h_{N_c-N_g} \\ h_{N_c-N_g} & h_{N_c-N_g-1} & \cdots & h_1 & h_0+h_{N_c} & h_{N_c-1} & \cdots & h_{N_c-N_g+2} & h_{N_c-N_g+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ h_{N_c-1} & h_{N_c-2} & \cdots & h_{N_g} & h_{N_g-1}+h_{N_c+N_g-1} & h_{N_g-2}+h_{N_c+N_g-2} & \cdots & h_1+h_{N_c+1} & h_0+h_{N_c} \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

$$\mathbf{H}' = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} & h_{L-2} & \cdots & h_{N_g+2} & h_{N_g+1} \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_{N_g+3} & h_{N_g+2} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

由(3-6)我們可知， $\mathbf{H}'\mathbf{x}'$ 這一項會引起 ISI，這將會破壞訊號的環形結構使錯誤率提升，所以本論文前半部的重點在於消除干擾的項而將訊號正確地解調回來。

3.3 決策回授符元干擾消除法

延續上一節所討論的，由於干擾項 $\mathbf{H}'\mathbf{x}'$ 會破壞訊號使錯誤率提高，所以一個直覺的想法是，如使用我們先前所估出的符元 \mathbf{x}' 及通道 \mathbf{H}' ，我們便可將(3-6)

中的 ISI 干擾項消掉而得到得沒有上一個符元干擾的訊號(假設先前的決策和通道估計都準確)，如式(3-9)

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{y}} &= \mathbf{y} - \hat{\mathbf{H}}'\hat{\mathbf{x}}' \\ &= \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{v}\end{aligned}$$

(3-9)

進一步將 H 改寫如下

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_0 & h_{N_c-1} & \cdots & h_{N_g+1} & h_{N_g} & h_{N_g-1} & \cdots & h_2 & h_1 \\ h_1 & h_0 & \cdots & h_{N_g+2} & h_{N_g+1} & h_{N_g} & \cdots & h_0 & h_0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ h_{N_c-N_g-2} & h_{N_c-N_g-3} & \cdots & h_{N_c-1} & h_{N_c-2} & h_{N_c-3} & \cdots & h_{N_c-N_g} & h_{N_c-N_g-1} \\ h_{N_c-N_g-1} & h_{N_c-N_g-2} & \cdots & h_0 & h_{N_c-1} & h_{N_c-2} & \cdots & h_{N_c-N_g+1} & h_{N_c-N_g} \\ h_{N_c-N_g} & h_{N_c-N_g-1} & \cdots & h_1 & h_0 & h_{N_c-1} & \cdots & h_{N_c-N_g+2} & h_{N_c-N_g+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ h_{N_c-1} & h_{N_c-2} & \cdots & h_{N_g} & h_{N_g-1} & h_{N_g-2} & \cdots & h_1 & h_0 \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 & -h_{N_c-1} & \cdots & -h_{N_g+1} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & -h_{N_g+2} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & -h_{N_c-1} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & h_{N_c} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & h_{N_c+N_g-1} & h_{N_c+N_g-2} & \cdots & h_{N_c+1} & h_{N_c} \end{bmatrix}$$

$$= \mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2$$

(3-10)

\mathbf{H} 由 \mathbf{H}_1 與 \mathbf{H}_2 組合而成， \mathbf{H}_1 為 circulant matrix，因此可由正規化的傅立葉矩陣 \mathbf{F} 表示為 $\mathbf{F}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{F}$ ， $\mathbf{\Lambda}$ 為只在主對角線上有值的矩陣，而其值是通道響應的 DFT 項。(3-10)可進一步表示為：

$\tilde{\mathbf{y}}$ 經過傅立葉轉換之後，在頻域可以表示為 $\tilde{\mathbf{Y}}$ 。

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{Y}} &= \mathbf{F}\tilde{\mathbf{y}} \\
&= \mathbf{F}(\mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2)\mathbf{x} + \mathbf{F}\mathbf{v} \\
&= (\mathbf{F}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{F} + \mathbf{H}_2 \mathbf{F}^H \mathbf{F})\mathbf{x} \\
&= \mathbf{F}(\mathbf{F}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{F} \mathbf{x} + \mathbf{H}_2 \mathbf{F}^H \mathbf{F} \mathbf{x}) + \mathbf{F}\mathbf{v} \\
&= (\mathbf{\Lambda} + \mathbf{F}\mathbf{H}_2 \mathbf{F}^H)\mathbf{X} + \mathbf{V} \\
&= \mathbf{K}\mathbf{X} + \mathbf{V}
\end{aligned}
\tag{3-11}$$

其中， $\mathbf{K} = (\mathbf{\Lambda} + \mathbf{F}\mathbf{H}_2 \mathbf{F}^H)$, $\mathbf{X} = \mathbf{F}\mathbf{x}$, $\mathbf{V} = \mathbf{F}\mathbf{v}$ ，而後我們便可透過 LS 的方法將消掉干擾項後的訊號給解回來。

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{X}} &= (\mathbf{K}^H \mathbf{K})^{-1} \mathbf{K}^H \tilde{\mathbf{Y}} \\
&= \mathbf{K}^{-1} \tilde{\mathbf{Y}}
\end{aligned}
\tag{3-12}$$

為了減輕系統的運算量，我們可以先將(3-11)中的 $\mathbf{F}\mathbf{H}_2 \mathbf{F}^H$ 項先忽略，然後再用遞迴的方法，去將誤差補償回來，而這方法，稱為環形重建(Cyclic Reconstruction)。

3.4 環形重建 (Cyclic Reconstruction)

回顧 3.1 中所提，放置保護區間的目的在於使得符元與通道的線性旋積 (Linear Convolution) 變為環形旋積 (Circular Convolution)，在時域裡通過通道的取樣結果，相當於符元和通道的環旋積，經過離散傅立葉轉換等效於符元和通道在頻域上的乘積，如此便能使運算簡單許多。但是在通道的最大延遲大於保護區間長度的話，會有 ISI 的情形產生。在 3.4 中，我們將 ISI 的部份消除而解出 $\hat{\mathbf{X}}$ ，但是由於環形的性質已被破壞，所以我們利用 $\hat{\mathbf{X}}$ 去重建我們的符元前頭的保護區

間， $(\tilde{\mathbf{y}})_n$ 可得重建的信號 $(\tilde{\mathbf{y}})_n^*$ (註： $(\cdot)_n$ ，表為第 n 個符元)：

$$(\tilde{\mathbf{y}}^*)_n = (\tilde{\mathbf{y}})_n - \mathbf{H}_2(\hat{\mathbf{x}})_n \quad (3-13)$$

其實也就是補償(3-11)式中忽略 $\mathbf{H}_2\mathbf{F}^H\mathbf{F}$ 的誤差。過程如下：

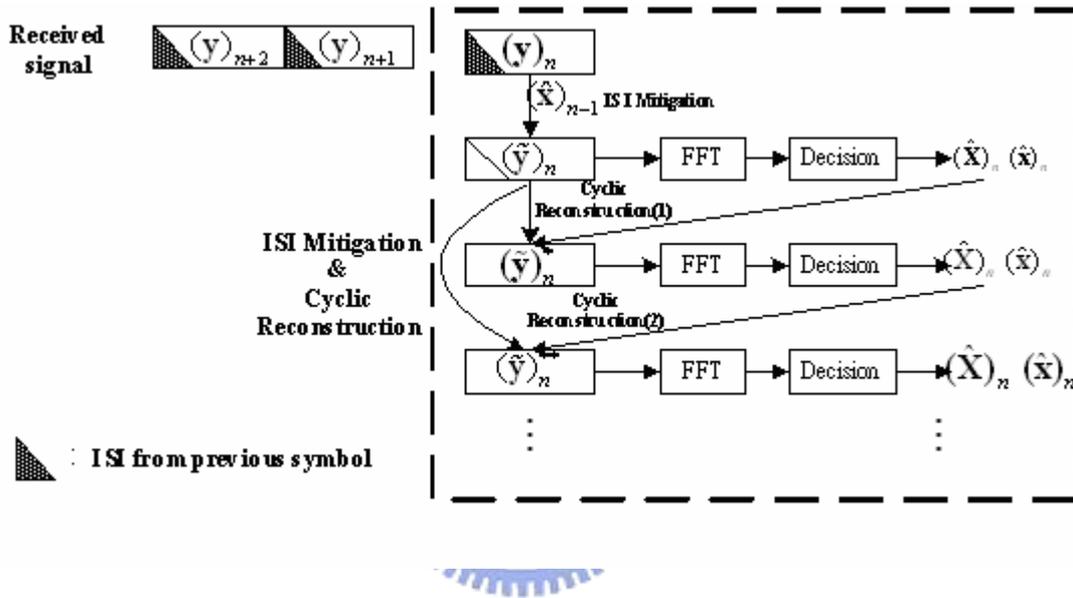


圖 3-5 循環重建示意圖

利用上一個解出來的符元 $(\hat{\mathbf{x}})_{n-1}$ ，將接收到的訊號 \mathbf{y}_n 之 ISI 的部份消除掉之後，可約略估得此符元 $(\hat{\mathbf{x}})_n$ ，再利用 $(\hat{\mathbf{x}})_n$ 重建 CP。經模擬可知，將重建後的 $\tilde{\mathbf{y}}_n$ 去做 decision 的結果 $(\hat{\mathbf{x}})_n$ ，會比先前估出的 $(\hat{\mathbf{x}})_n$ 正明顯地正確許多，而我們可以利用更正確的 $\hat{\mathbf{x}}_n$ 再去重建 CP，...，環形重建的步驟可以重覆若干次以求得更精確的 $\hat{\mathbf{x}}_n$ ，如此一來，便能將原先受到符元間干擾的訊號，正確地解調回來了

3.5 通道估計

在消除干擾及循環重建的過程中，要使系統效能良好，一個很重要的先決條件

件是通道估計要準確，因為假如通道估計不多準確的話，那麼決策(decision)就不會正確，以此不正確的決策去消掉干擾，會使造成更嚴重的干擾，所以，通道的正確估計是我們演算法的第一步。

另一方面，我們的演算法裡所需要的是時域的脈衝響應，傳統利用前置循環訊號去估得的通道顯然在此不適用，因為所估得的是通道頻率響應的某些值，內插及 IFFT 皆不能獲得良好的估計，所以我們脈衝響應的估法是利用接收到之頻率響應 \mathbf{Y}_p 當作嚮導訊號(pilot tone)，則 \mathbf{Y}_p 可表示如下：

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Y}_p &= \{\mathbf{F}\mathbf{y}\}_p \\
 &= \{\mathbf{F}\tilde{\mathbf{X}}\}_p \mathbf{h} + \{\mathbf{F}\mathbf{v}\}_p \\
 &= \{\mathbf{F}[\tilde{\mathbf{x}}_1, \tilde{\mathbf{x}}_2, \dots, \tilde{\mathbf{x}}_L]\}_p \mathbf{h} + \{\mathbf{V}\}_p \\
 &= \mathbf{Z}_p \mathbf{h} + \{\mathbf{V}\}_p
 \end{aligned} \tag{3-14}$$

其中， $\tilde{\mathbf{X}}$ 代表在時域中所收到的前置循環訊號矩陣，是一個環形(circular)的矩陣， $\{\mathbf{F}\tilde{\mathbf{X}}\}_p = \mathbf{Z}_p$ 而 $\{\mathbf{Z}\}_p$ 代表在頻域上嚮導訊號的值(pilot tone value)，經由環形的性質，我們發現經過傅利葉轉換之後，行與行之間會存在一相位差如下：

$$\{\mathbf{F}\tilde{\mathbf{x}}_n\}_p = \{\mathbf{F}\tilde{\mathbf{x}}_1\}_p \exp\left[\frac{-j2\pi p(n-1)}{N_c}\right] \tag{3-15}$$

因為 $\{\mathbf{F}\tilde{\mathbf{x}}_1\}_p$ 對我們而言是已知的(由 preamble 測得)，所以透過(3-14)我們能將 \mathbf{Z}_p 矩陣求出，最後，我們透過 LS 的方法可以得到我們所需的脈衝響應。

$$\hat{\mathbf{h}}_{ls} = (\mathbf{Z}_p^H \mathbf{Z}_p)^{-1} \mathbf{Z}_p^H \mathbf{Y}_p \quad (3-16)$$

之後，再利用 $\hat{\mathbf{h}}_{ls}$ 去執行前兩節的演算法，則系統的流程圖可表示如下

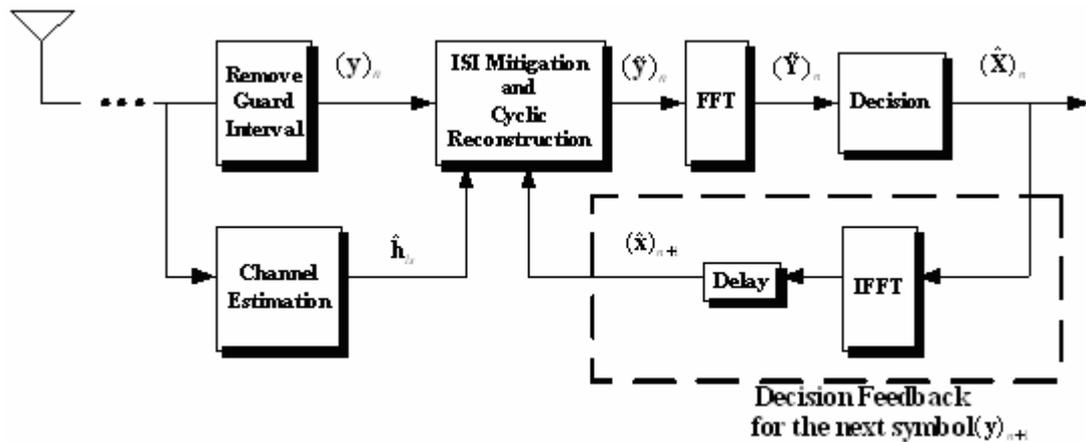


圖 3-6 decision feedback ISI cancellation

3.6 通道追蹤(channel tracking)

在 3.6 中，我們成功地以前置循環訊號估出脈衝響應，由模擬得知，在非時變的正交分頻多工系統中，我們的演算法會有很不錯的表現，然而實際上通道可是時變(time-varing)的，所以單用前置循環訊號估得的脈衝響應去解一個封包的訊號，可能會有誤差產生，所以通道追蹤(channel tracking)在 OFDM 系統中也是一個非常重要的環節。

在時變的 OFDM 系統中，已有不少通道追蹤的演算法存在，但是大部分都是 在頻域裡去調整頻率響應，接下來，我們將提出一個在時域調整脈衝響應的演算法，這方法不但能有效率地降低計算複雜度，另一方面，我們也可以藉所估出

的脈衝響應和前面幾節的演算法結合起來，在時變通道中有效率地消除符元間的干擾(ISI)。

考慮一個長度為 $Nc=5$ ，脈衝響應長度 $L=2$ 的符元，CP 長度為 2。則一開始傳送的前置循環訊號訊號為 $\mathbf{x}=[x(3) x(4) x(0) x(1) x(2) x(3) x(4)]^T$ 。假設通道脈衝響應為 $\mathbf{h}=[h(0) h(1)]^T$ ，接收到的訊號(若 CP 已經移除)為

$\mathbf{y}=[y(0) y(1) y(2) y(3) y(4)]^T$ ，透過 $y(n)=\sum h(k)x(n-k)$ 的關係式，我們可得到下列之式子：



$$\mathbf{y} = \mathbf{x} * \mathbf{h} + \mathbf{n}$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_0 & x_4 \\ x_1 & x_0 \\ x_2 & x_1 \\ x_3 & x_2 \\ x_4 & x_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \end{bmatrix} + \mathbf{n} = \mathbf{X} \cdot \mathbf{h} + \mathbf{n}$$

(3-17)

假設 \mathbf{X} 為前置循環訊號，則 \mathbf{h} 可用 LS 演算法求出

$$\Rightarrow \mathbf{h} = (\mathbf{X}^H \cdot \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \cdot \mathbf{y}$$

(3-18)

則 h 之頻率響應 \mathbf{H} 為

$$\Rightarrow \mathbf{H} = \mathbf{F}_{5 \times 5} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{3 \times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{F}}_{5 \times 2} & \tilde{\mathbf{F}}'_{5 \times 3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{3 \times 1} \end{bmatrix} = \tilde{\mathbf{F}}_{5 \times 2} \cdot \mathbf{h}_{2 \times 1}$$

(3-19)

在 (3-19) 中，由於符元長度是 5，所以脈衝響應後面要補 0，值得注意的是，由於脈衝響應後面都是 0，所以乘出來的結果其實是傅利葉矩陣的前兩行 $\tilde{\mathbf{F}}$ 和脈

衝響應相乘。

接下來我們使用所估得的 H 對訊號來對第一個符元做解調，解得的訊號 $\hat{\mathbf{X}}$ ，利用決策回授的觀念(decision feedback)，藉著接收到的訊號第 i 個次載波 \mathbf{Y}_i 與測得訊號 $\hat{\mathbf{X}}_i$ 之第 i 個次載波的比值，我們可以得到一個新的頻率響應 \mathbf{H}' (data tone 上才有)。

$$\hat{\mathbf{X}}_i = D \left\{ \frac{\mathbf{Y}_i}{\mathbf{H}_i} \right\} \Rightarrow \mathbf{H}'_i = \frac{\mathbf{Y}_i}{\hat{\mathbf{X}}_i} \quad (3-20)$$

其中 $D\{\bullet\}$ 為對收到的訊號做決策(decision)的動作

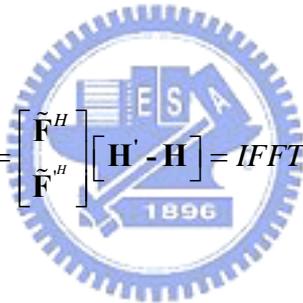
有了新的頻率響應 \mathbf{H}' ，我們便可採用適應性訊號處理中 steepest-descent 的方法，利用每個測得的符元對脈衝響應去做修正。首先，我們使用最小均方誤差定出 cost function

$$J(\mathbf{h}) = \|\mathbf{H}' - \mathbf{H}\|^2 = \|\mathbf{H}' - \tilde{\mathbf{F}} \cdot \mathbf{h}\|^2 \quad (3-21)$$

為了使 cost function 最小以獲得最佳的通道調整，我們對(3-21)偏微

$$\begin{aligned}
\frac{\partial}{\partial \mathbf{h}} J(\mathbf{h}) &= \frac{\partial}{\partial \mathbf{h}} \|\mathbf{H}' - \tilde{\mathbf{F}} \cdot \mathbf{h}\|^2 \\
&= \frac{\partial}{\partial \mathbf{h}} (\mathbf{H}' - \tilde{\mathbf{F}} \cdot \mathbf{h})^H (\mathbf{H}' - \tilde{\mathbf{F}} \cdot \mathbf{h}) \\
&= \frac{\partial}{\partial \mathbf{h}} (\mathbf{H}'^H \mathbf{H}' - \mathbf{H}' \tilde{\mathbf{F}} \mathbf{h} - \mathbf{h} \tilde{\mathbf{F}}^H \mathbf{H}' + \mathbf{h}^H \mathbf{h}) \\
&= (\mathbf{0} - \tilde{\mathbf{F}}^H \mathbf{H}' - \tilde{\mathbf{F}}^H \mathbf{H}' + 2\mathbf{h}) \\
&= 2\tilde{\mathbf{F}}^H (\tilde{\mathbf{F}} \mathbf{h} - \mathbf{H}') \\
&= 2\tilde{\mathbf{F}}^H (\mathbf{H} - \mathbf{H}')
\end{aligned}
\tag{3-22}$$

導出來的結果中， \mathbf{H} 是一開始估得的頻率響應， \mathbf{H}' 是第利用第一個符元所得知的頻率響應，而 $\tilde{\mathbf{F}}^H$ 則是 (3-19) 中傅利葉矩陣的一部分，若將 $(\mathbf{H} - \mathbf{H}')$ 乘上反傅利葉矩陣和 (3-19) 作比較：



$$\mathbf{F}^H \cdot [\mathbf{H}' - \mathbf{H}] = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{F}}^H \\ \tilde{\mathbf{F}}^H \end{bmatrix} [\mathbf{H}' - \mathbf{H}] = \text{IFFT} \{ \mathbf{H}' - \mathbf{H} \}
\tag{3-23}$$

我們發現 $(\mathbf{H} - \mathbf{H}')$ 作 IFFT 之後取前面 L 點所成的向量，便是 (3-19) 運算的結果 (在本例中 $\frac{\partial}{\partial \mathbf{h}} J(\mathbf{h})$ 即為 $[\mathbf{H} - \mathbf{H}']_{5 \times 1}$ 做 IFFT 後之前二點向量)，如此一來能很簡單地得到我們想要的 $\frac{\partial}{\partial \mathbf{h}} J(\mathbf{h})$ ，也就是說，原先複雜的矩陣運算，交由 IDFT 的元件去處理即可，運算將大為化簡，再透過 steepest-descent adaptive algorithm (3-20)，第二個符元所經過的通道 \mathbf{h}_2 便能從第一個符元所經過的通道 \mathbf{h}_1 於是獲得修正。

$$(\mathbf{h})_2 = (\mathbf{h})_1 + \mu \cdot \nabla J((\mathbf{h})_1)
\tag{3-24}$$

簡單地說，我們使用決策回授的觀念與 steepest-descent adaptive

algorithm(3-21)去修正我們估得的通道，如圖 3-6 所示。

$$(\mathbf{h})_{n+1} = (\mathbf{h})_n + \mu \cdot \nabla J((\mathbf{h})_n) \quad (3-25)$$

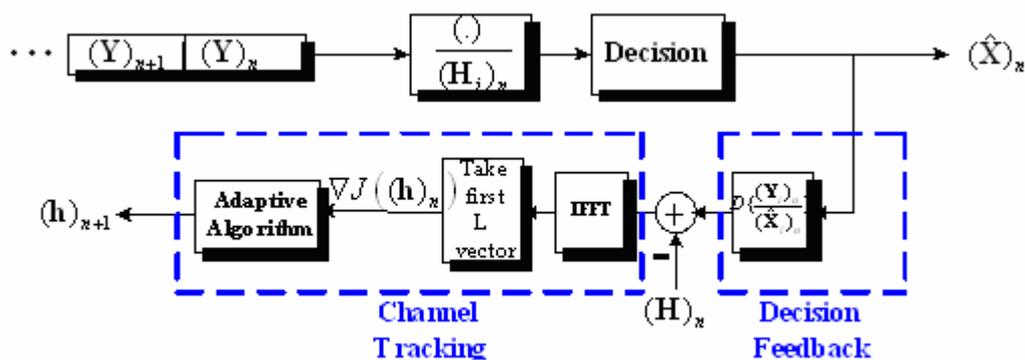


圖 3-7 通道追蹤流程

其中 μ 為 step size，可依照不同的通道環境予以調整，通常通道變化較大的，會使用比較大的 μ ，反之，則使用比較小的 μ ，如此一來，通道會根據每一個估出的符元而去做適應性的調整，位元錯誤率便大為減低，另一方面，我們的演算法在不增加系統額外的矩陣運算量之下，估得的脈衝響應還能用以消除符元間的干擾(如果脈衝響應長度 $> CP$)，將前幾節的演算法連貫起來，如圖 3-8，能在時變通道下，解決脈衝響應過長的問題，不僅能是系統效能變好，更具有實用價值。

圖 3-8 中，通道追蹤將由前置循環訊號所估得的脈衝響應 $\hat{\mathbf{h}}_s$ 為起點開始做調整，將經過干擾消除及環形重建而解得的符元 $\hat{\mathbf{X}}_n$ ，回授到我們的通道追蹤演算法內，可得到修正過的脈衝響應 \mathbf{h}_{n+1} ，再利用 $\hat{\mathbf{X}}_n$ 及 \mathbf{h}_{n+1} 去處理接下來受到符元間干擾的 $(\mathbf{y})_{n+1} \dots$ ，如此不斷循環地解決此一封信包在時變通道中所受到的干擾。

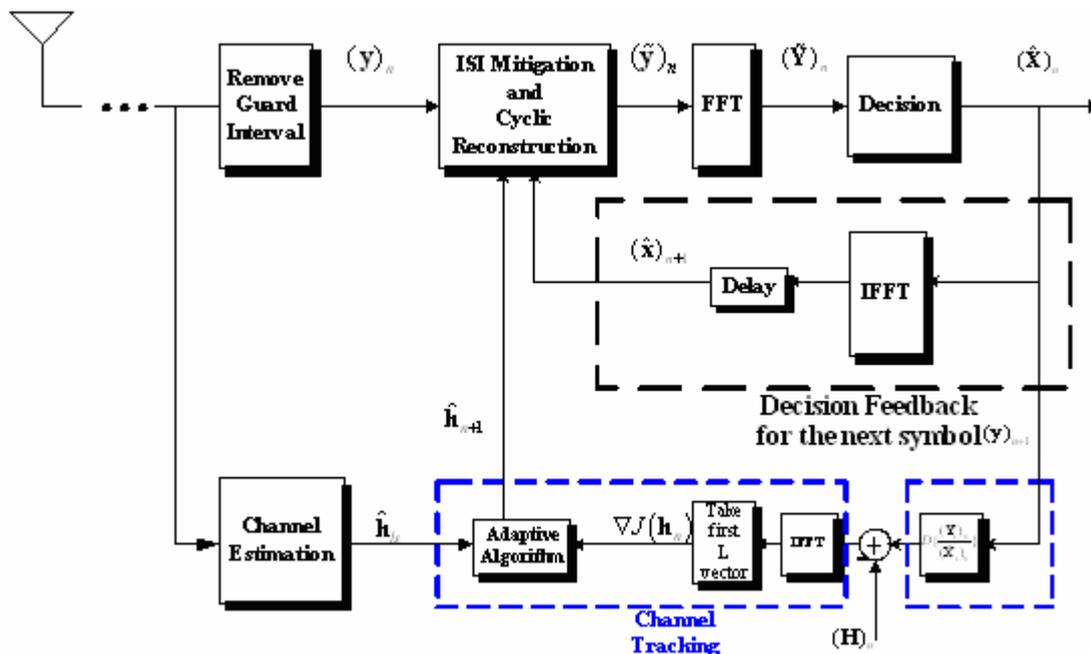


圖 3-8 在時變通道下解決符元間干擾的流程圖

隨著傳輸速度的需求不斷提升，為了增加傳輸率，有一種作法是將 CP 的長度縮短，而此作法將會使的 ISI 的情形容易發生，我們的演算法也適用於解決此時所面臨 ISI 的問題。

3.7 MIMO 系統中之干擾消除與環形重建

接下來我們將來嘗試著在 802.11n 兩根傳送天線兩根接收天線的環境下，將上述所提之出我們環形重建及干擾消除延的演算法，延伸到 MIMO-OFDM 系統。

考慮一個 2×2 的 MIMO 系統，如圖 3-9，其通道脈衝 \mathbf{h}_{ik} 長度 L 皆大於 CP，如此一來，第 n 個收到的訊號 $(\mathbf{y}^1)_n$ 將會受到符元間干擾，使得錯誤率提高（其中 $(\mathbf{y}^1)_n$ 表示為第一個接收天線所收到的第 n 個符元，而 $(\mathbf{x}^1)_n$ 則表示為第二個傳送天線所送的第 n 個符元，以此類推...），所以依照我們的演算法，收到訊號的封包時，第一步便是利用前置循環訊號將各個 \mathbf{h}_{ik} 利用 (3-16) 估出，接下來兩根天

線分別將收到之第一個符元 $(\mathbf{y}^1)_1$ 及 $(\mathbf{y}^2)_1$ 所受到前置循環訊號的干擾項消掉後得到 $(\tilde{\mathbf{y}}^1)_1$ 及 $(\tilde{\mathbf{y}}^2)_1$ ，經由 BLAST 可估得兩根傳送天線所傳送之符元 $(\hat{\mathbf{x}}^1)_1$ 及 $(\hat{\mathbf{x}}^2)_1$ ，接下來使用粗估的符元 $(\hat{\mathbf{x}}^1)_1$ 及 $(\hat{\mathbf{x}}^2)_1$ 將 $(\tilde{\mathbf{y}}^1)_1$ 及 $(\tilde{\mathbf{y}}^2)_1$ 做環形重建的結果， $(\tilde{\mathbf{y}}^1)_1^*$ 及 $(\tilde{\mathbf{y}}^2)_1^*$ ，經由 VBLAST 便能得到更準確的估計，理論上每個符元環形重建的步驟可以重複兩三遍以得到更精確的估計(如圖中的虛線部分)。而當第二個符元 $(\mathbf{y}^1)_2$ 及 $(\mathbf{y}^2)_2$ 接收進來的時候，便能利用估得之 $(\hat{\mathbf{x}}^1)_1$ 及 $(\hat{\mathbf{x}}^2)_1$ 去消掉 $(\mathbf{y}^1)_2$ 及 $(\mathbf{y}^2)_2$ 中的干擾項而得 $(\tilde{\mathbf{y}}^1)_2$ 及 $(\tilde{\mathbf{y}}^2)_2$ ，透過 VBLAST 估得符元，再使用粗估的符元去做形重建，...，一步一步地將每個符元估出，干擾消除，環形重建，便能在 MIMO-OFDM 的系統中，解決通道過長的問題。

在 MIMO-OFDM 系統中解決脈衝響應過長的作法，與在 SISO-OFDM 系統中有許多相似之處，皆是先透過 preamble 估得天線之間的脈衝響應，再藉著所估得的訊號將干擾消除，環形重建。而不同在於天線數目變多，導致接收端同時會收到來於不同傳送端的訊號，如此便不能如同在單天線系統中直接將收到的訊號解調出來，透過頻率交錯(tone interleaved)與 V-BLAST 演算法，我們的演算法在 MIMO-OFDM 非時變(time invariant)系統中有著不錯的表現。至於如何解決時變 MIMO-OFDM 系統中，通道過長的問題，我們將在下一節討論。

3.8 MIMO-OFDM 系統之通道追蹤

回顧先前在 SISO 通道追蹤的演算法，圖 3-7，利用測得的訊號 $(\hat{\mathbf{X}})_n$ 及接收到的訊號 $(\mathbf{Y})_n$ ，便能透過章節 3.6 中的演算法將估得的脈衝響應適當地調整而得 $(\mathbf{h})_{n+1}$ 。

然而在 MIMO 系統中，第 i 根接收天線所收到的第 n 個符元 $(\mathbf{y}^i)_n$ ，可以由各送天線個所傳之第 n 個符元，與其傳送天線到第 i 根接收天線的脈衝響應的旋積而知。表示如下：

$$(\mathbf{y}^i)_n = \sum_{m=1}^{N_t} (\mathbf{x}^m)_n * (\mathbf{h}_{im})_n \quad (3-26)$$

舉例來說，在 2×2 MIMO 系統中，第 1 根接收天線收到的第 n 個符元為：

$$(\mathbf{y}^1)_n = (\mathbf{x}^1)_n * (\mathbf{h}_{11})_n + (\mathbf{x}^2)_n * (\mathbf{h}_{12})_n \quad (3-27)$$

因此，我們估得之訊號 $(\hat{\mathbf{x}}^1)_n$ 及 $(\hat{\mathbf{x}}^2)_n$ 並不能直接估得 $(\mathbf{h}_{11})_{n+1}$ 及 $(\mathbf{h}_{12})_{n+1}$ ，因為信號都已合在一起了。所以我們利用估得之訊號 $(\hat{\mathbf{x}}^1)_n$ 及 $(\hat{\mathbf{x}}^2)_n$ 將 (3-27) 中之項消掉，便能像 SISO 系統中一樣，利用圖 3-7 的結構將通道更新。

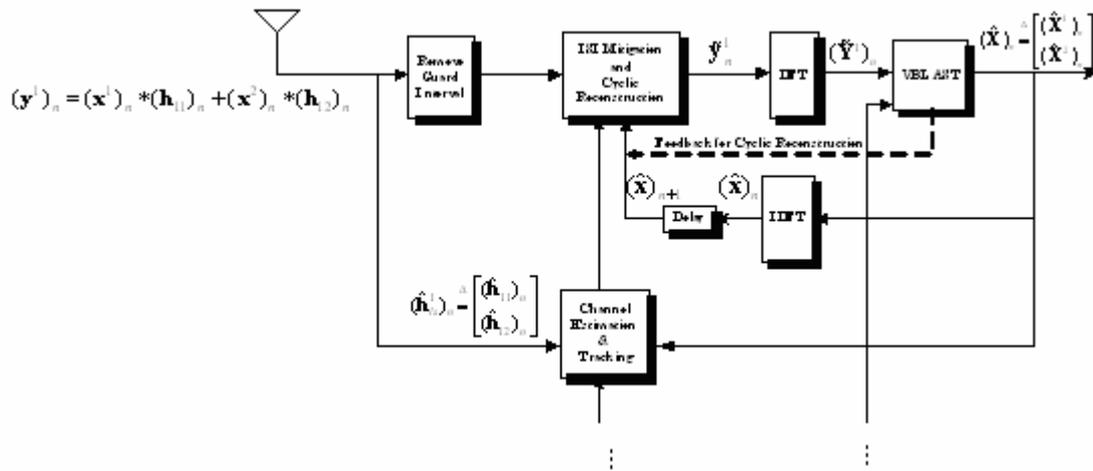


圖 3-10 在時變 MIMO-OFDM 系統中，利用決策回授將其他訊號之干擾消除之通道追蹤圖

簡單地說，我們若要對 \mathbf{h}_{11} 做通道追蹤，便將 $(y^1)_n$ 中 $(x^2)_n$ 之干擾消除，便能得到如同 SISO 的情形，也就是說，由第一根天線傳過來的訊號及估得之訊號，我們便能將 $(\mathbf{h}_{11})_n$ 估測出來。同理可得 $(\mathbf{h}_{12})_n$ $(\mathbf{h}_{21})_n$ $(\mathbf{h}_{22})_n$ 。

第 4 章 模擬分析

4.1 通道模型與訊雜比

在一個無線通信的系統中，信號經由多個路徑到達接收端。無線區域網路的傳送端傳送的信號在經過不同的反射物後到達接收端。接收天線除了接收到一個直接到達的路徑之外還有經過不同路徑衰減的信號。由於經過的路徑的長短不同，到達的時間亦有所不同，於是在不同的環境下定義了一個描述通道中，經由不同路徑延遲的均方根延遲擴展(Root Mean Square Delay Spread)，符號定義為 T_{RMS} 。隨著延遲的增加，在統計上平均的振幅隨之呈指數下降。假設由傳送天線 j 到達接收天線 i 之通道為 \mathbf{h}_{ij} ，由實數及虛數部分而構成，實數及虛數部分是由平均值為 0 且變異為 $\sigma_{ij}^2/2$ 的高斯隨機變數所產生。於是在任一個路徑上的振幅是一個雷利分布(Rayleigh Distribution)，相位為均勻分布(Uniform Distribution)的隨機變數。我們設定取樣的週期 T_s 為 50ns 且 T_{RMS} 為 200ns，則我們的通道模型可以設定如下：在通道模型中定義第 k 個路徑的數學表示式為：

$$\begin{aligned}h_{ij} &= N(0, \frac{1}{2}\sigma_{ij}^2) + j \cdot N(0, \frac{1}{2}\sigma_{ij}^2) \\ \sigma_{ij}^2 &= \sigma_0^2 \cdot \exp(-kT_s / T_{RMS}) \\ \sigma_0^2 &= 1 - \exp(-T_s / T_{RMS})\end{aligned}$$

(4-1)

其中， $N(0, \frac{1}{2}\sigma_{ij}^2)$ 是一個平均值為 0 變異為 $\sigma_{ij}^2/2$ 的高斯隨機變數。則各天線間之多重路徑衰落通道脈衝響應可以圖示如下：

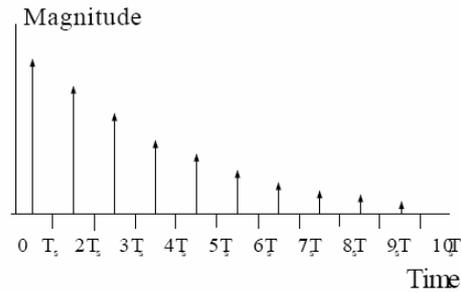


圖 4-1 多重路徑衰落通道脈衝響應

另外我們SNR的定義為在每根接收天線上所收到的訊號平均功與雜訊平均功率的比值(dB)，錯誤率則用位元錯誤率BER(bits error rate)來表示。

4.2 非時變 SISO-OFDM 系統中之干擾消除與循環重建

在本節模擬中，我們在兩種不同的通道長度下傳輸訊號，其長度皆大於規格中的保護區間(CP=16)，分別為20及22。由於通道大於保護區間，傳輸訊號將受到符元間干擾，使得系統效能下降，錯誤率提升。由圖 4-2圖 4-3中，IBI為將干擾消除後而解得的訊號，iteration則是用估得的訊號做環形重建的次數。我們可以發現，利用我們的演算法執行干擾消除之環形重建之後，錯誤率皆能降低，然而我們發現演算法在通道長為20的環境下，效果較好，原因是通道愈長，所受到的干擾愈多，此時估得的訊號正確率就不會太高，這樣導致環形重建的效果不好而位元錯誤率上升。我們並能發現，環形重建次數提升有助降低位元錯誤率但效果並不明顯。此外，我們並嘗試將CP長度縮減至原先的一半(CP=8)，以通道長度12進行模擬，如圖 4-4。

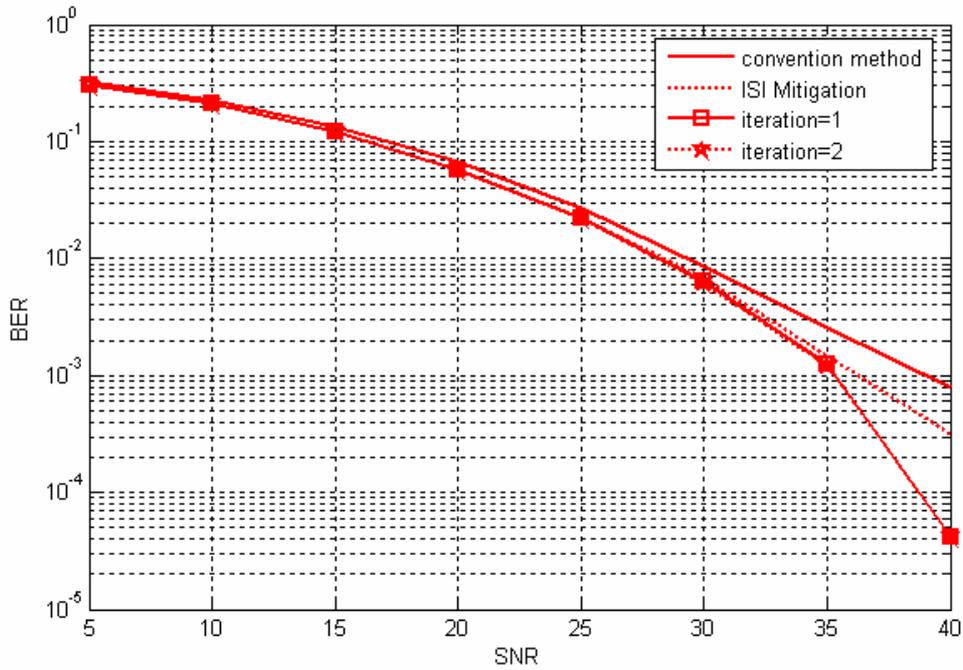


圖 4-2 非時變 SISO-OFDM 系統中，通道長度=20，消除干擾，環形重建

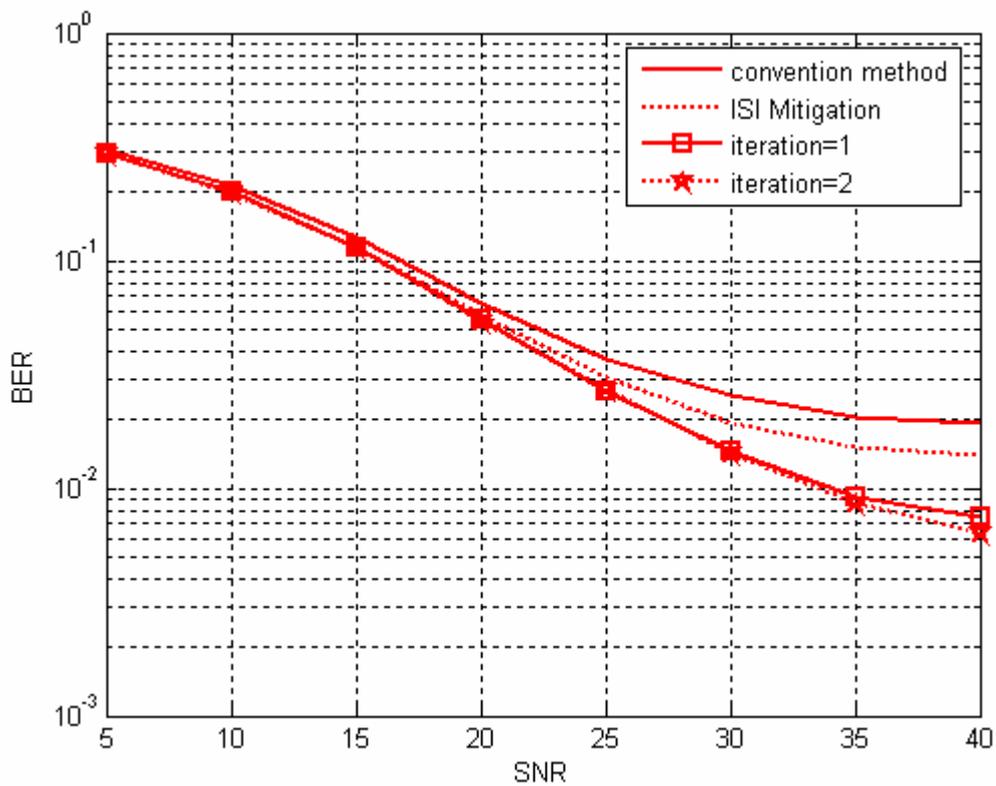


圖 4-3 非時變 SISO-OFDM 系統中，通道長度=22，消除干擾，環形重建

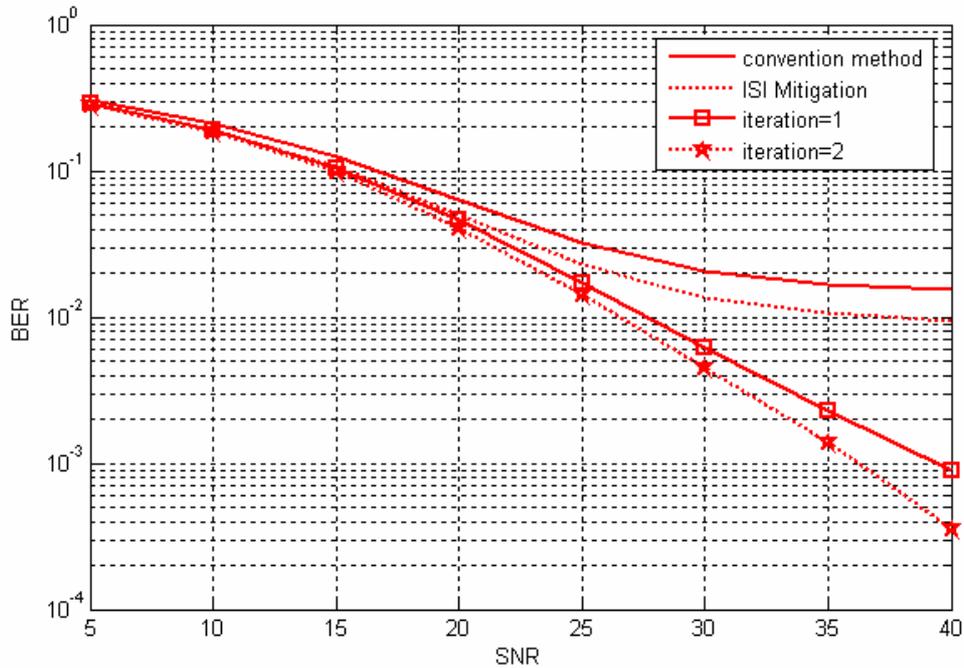


圖 4-4 非時變 SISO-OFDM 系統中，通道長度=12，CP=8，消除干擾，環形重建

4.3 時變 SISO-OFDM 系統中之干擾消除與循環重建

在本節模擬中，我們在時變 SISO-OFDM 系統中使用兩種不同的通道長度傳輸訊號，其長度皆大於規格中的保護區間，分別為 20 及 22。模擬結果如圖 4-5 圖 4-6，我們的演算法一方面消除因通道過長而產生的 ISI 干擾維持訊號的正確率，另一方面不斷地利用決策回授將估得的通道作調整，使得訊號在此時變系統中仍能有維持不錯的正確率。值得一提的，step size μ 應依照不同的通道環境予以調整，通常通道變化較大的，會使用比較大的 μ ，反之，則使用比較小的 μ ，如此一來，通道會根據每一個估出的符元而去做適應性的調整，位元錯誤率便大為減低，

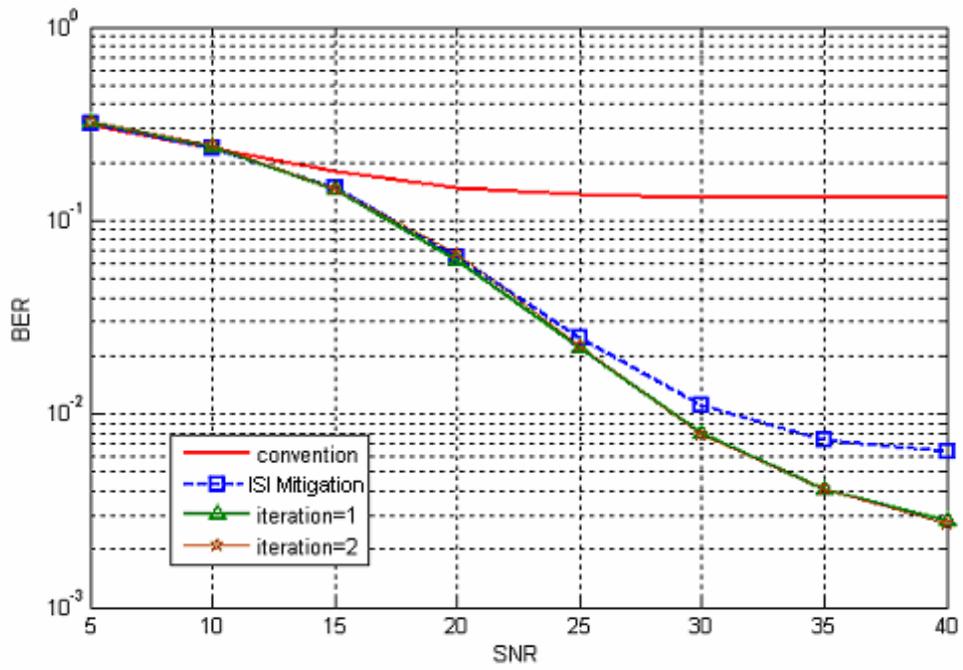


圖 4-5 時變 SISO-OFDM 系統中，通道長度=20，消除干擾，環形重建，環形重建



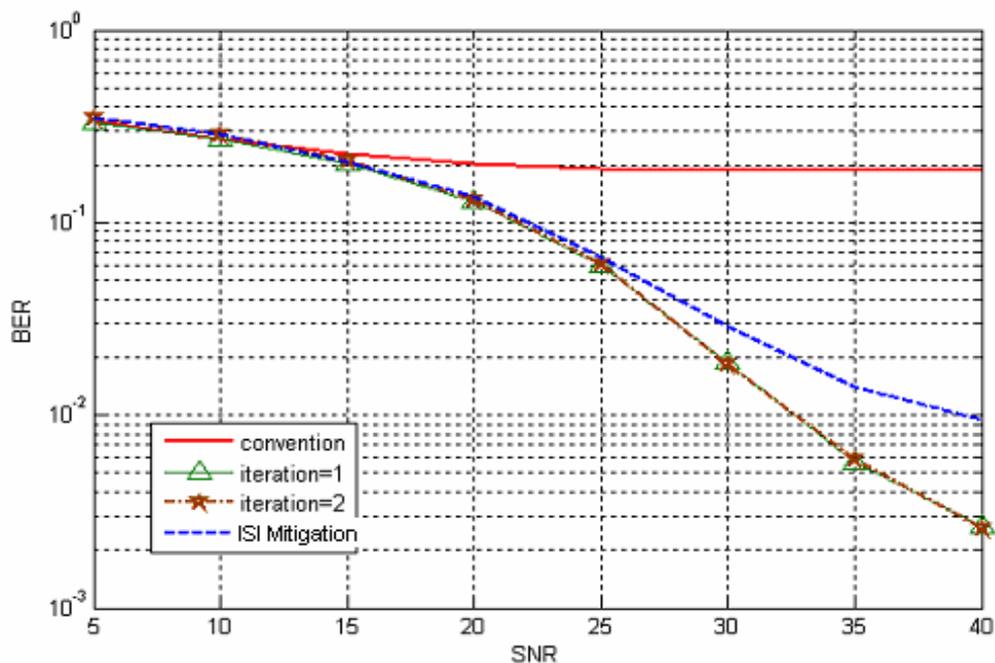


圖 4-6 時變 SISO-OFDM 中，通道長度=22，消除干擾，環形重建，通道追蹤

4.4 非時變 MIMO-OFDM 系統中之干擾消除與循環重建

在本節模擬中，我們在非時變 MIMO-OFDM 系統中在通道長度為 20 傳輸訊號，其長度大於規格中的保護區間。由模擬結果圖 4-7 得知，我們的演算法可以成功地在 MIMO-OFDM 系統中解決通道過長的問題，不過會較為複雜。以 2×2 之 MIMO 系統為例，每根接收的天線要將收到的訊號 ISI 的部份消掉，再去個別去做環形重建等，因此處理每個符元的運算量會是 SISO 的兩倍。模擬的結果顯示演算法 SNR 高時效果會比較顯著，可是可以預見的，因為我們演算法是將決策回授以消除 ISI，如果一開始的訊號估不正確，會導致 ISI 的部份搞不正確而造成錯誤延續 (Error Propagation)。

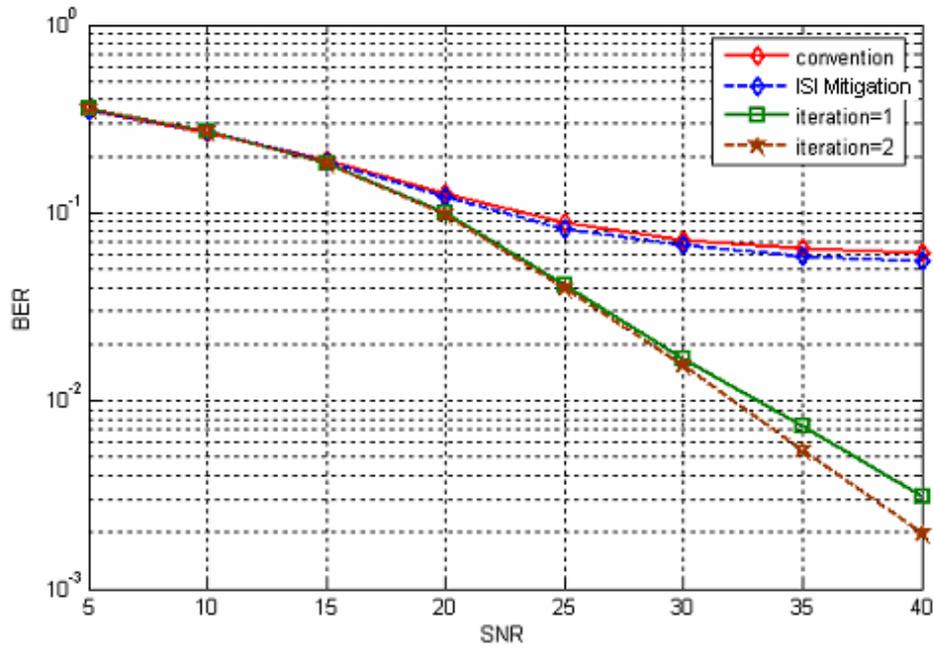


圖 4-7 非時變 MIMO-OFDM 系統中，通道長度=20，消除干擾，環形重建

4.5 時變 MIMO-OFDM 系統中之干擾消除與循環重建

在本節模擬中，我們在時變 MIMO-OFDM 系統中在通道長度為 20 傳輸訊號，其長度大於規格中的保護區間。由模擬結果圖 4-8 得知，我們的演算法可以成功地在時變 MIMO-OFDM 系統中解決通道過長的問題，如同時變 SISO-OFDM 系統一般，step size μ 的適當選用是很重要的，依不同天線的天線，選擇適當的 μ ，會讓追蹤的效果更好。

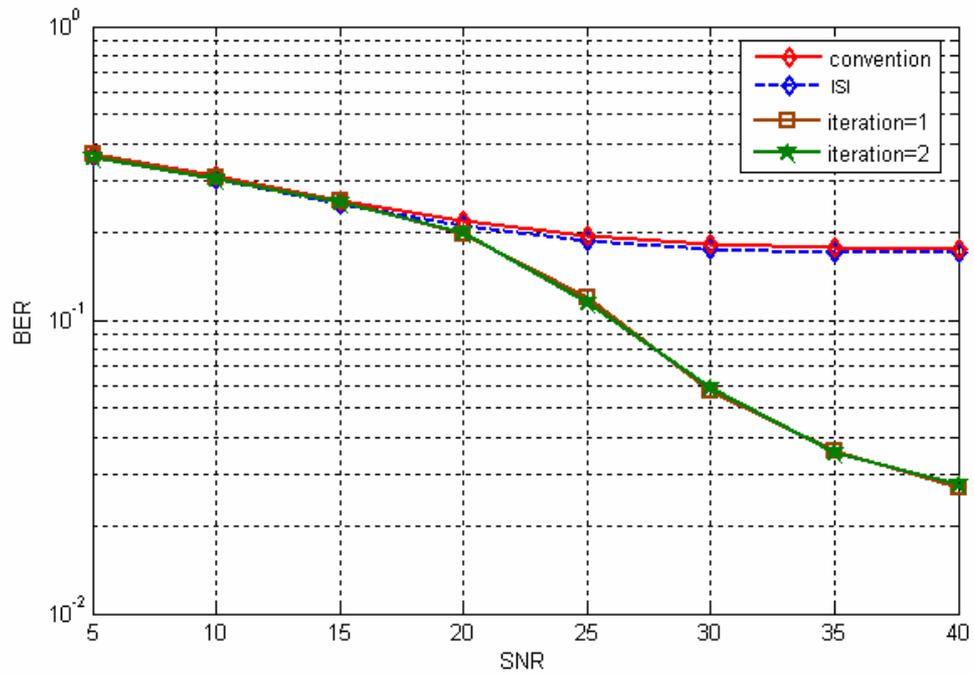


圖 4-8 時變 MIMO-OFDM 系統，通道長度=20，消除干擾，環形重建，通道追蹤



第 5 章 結論

在本論文中，首先介紹了 MIMO-OFDM 的技術與架構，並對無線區域網路 802.11a/g 及 802.11n 之規格進一步介紹。之後便針對我們研究的兩個主題：抑制 ISI 以及通道追蹤加以探討。

在 ISI 方面，我們深入了解符元間干擾的成因並進一步利用決策回授的觀念來降低系統的運算複雜度，成功地抑制了在 802.11n 規格標準中之 MIMO-OFDM 系統符元間干擾的問題，另一方面，隨著傳輸速率的需求不斷提昇，我們的演算法能解決 CP 縮短所面臨的符元間干擾的問題。

在通道追蹤方面，我們利用適應性訊號處理的方法與決策回授的觀念，提出了一新的演算法，和傳統的方法相比，我們的演算法能有效率地估出時變的通道響應而節省成本，而另一方面，我們可以藉所估出的脈衝響應，消除符元間的干擾(ISI)，使得本演算法在 MIMO-OFDM 系統中能有效地解決多重路徑與通道追蹤的問題。

以上所討論為針對接收端解調時有可能遭遇到的問題提出解決的方法，此外在 OFDM 系統中之自動增益控制、相位雜訊等，皆有可能會影響載波資料解調，因此未來的目標將朝向更完善的實際系統考量，將所有接收端設計有可能遭遇到的問題一起合併設計，提出更完整的解決方法，並盡量降低計算複雜度，以提供真正系統建構所需之高效能演算法。

第 6 章 參考文獻

- [1] "TGn Sync proposal technical specification," TGn Sync, Mar. 2005
- [2] IEEE 802.11a stand., ISO/IEC 8802-11:1999/Amd 1:2000(E)
- [3] Yumin Lee, and Pinchieh Huang, "Performance Analysis of a Decision Feedback Orthogonality Restoration Filter for IEEE802.11A," *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, vol. 1, pp. 449-453, 17-21 March 2002.
- [4] Wen-Rong Wu, Chao-Yuan Hsu, "Decision Feedback IBI Mitigation In OFDM Systems" in ISCAS- 2005, papper ID4663.
- [5] Y.(G.) Li, "Simplified Channel Estimation for OFDM System with Multiple Transmit Antennas", *IEEE Trans. On Wireless Commum*, vol. 1, pp.67-75, Jan2002
- [6] H. Bolcskei, R W. Heath, and A. J. paulraj, "Blind Channel Identification and Equalization in OFDM-Based Multi-antenna Systems", *IEEE Trans on Signal Processing*, vol. 50,pp 96-109, Jan 2002."
- [7] P.W. Wolniansky, G.J. Foschini, G.D. Golden, and R.A. Vanlenzuela,"V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," in *Proc. ISSSE*, 1998, pp.295-300.
- [8] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," Bell Labs., Murray Hill, NJ, 1995.
- [9] G. J. Foschini,"Layered space-time architecture ofr wireless communication in a fading environment using multi-element antennas," *Bell Labs Tech. j.*, vol. 1, no. 2, pp. 41-59, 1996
- [10] C. B. Papadias, *Multiple Antenna Transceivers for Wireless Communications: Capacity considerations*, J. G. Proakis, Ed. New York: Wiley Encyclopedia of Telecommunications, to be publish.

- [11] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, "V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," in *Proc. ISSSE*, 1998, pp. 295-300.
- [12] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Pers. Commun.*, vol. 6, no. 3, pp. 311-335, Mar. 1998.
- [13] H. Bolcskei and A. J. Paulraj, "Space-frequency coded broadband OFDM systems", *IEEE WCNC*. Vol. 1, 23-28, pp. 1-6, Sept. 2000.
- [14] K.F. Lee and D.B. Williams, "Pilot-Symbol-Assisted Channel Estimation for Space-Time Coded OFDM Systems," *EURASIP Journal on Applied Signal Processing* 2002:5, 507-516.
- [15] O. Edfors, et al, "Analysis of DFT-Based Channel Estimation for OFDM", *Wireless Personal Communications* 12 pp. 55-70, 2000.
- [16] S. Haykin "Adaptive Filter Theory", Third edition, Prentice Hall 1998
- [17] S. Olmos and P. Laguna, "Steady-State MSE Convergence of LMS Adaptive Filters with Deterministic Reference Inputs with Applications to Biomedical Signals", *IEEE Trans On Signal Processing*, pp. 2229-2241 Vol. 48, No. 8, Aug 2000.
- [18] Shaoping Chen, and Tianren Yao, "Blind algorithm for RIBI mitigation in OFDM systems," *Electronics Letters*, vol. 38, issue: 22, pp. 1382-1383, 24 Oct. 2002.
- [19] J.-J. Van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," in *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, vol. 1, pp. 449-453, 17-21 March 2002