

國立交通大學

電機學院 電信學程

碩士論文

IEEE 802.11a/g 無線區域網路系統之合作式通訊

Cooperative Communications with IEEE802.11a/g

Wireless LAN Systems



研究生：彭志安

指導教授：吳文榕 博士

中華民國九十六年八月

IEEE 802.11a/g 無線區域網路系統之合作式通訊

Cooperative Communications with IEEE802.11a/g

Wireless LAN Systems

研究生：彭志安

Student : Chih-An Peng

指導教授：吳文榕 博士

Advisor : Dr. Wen-Rong Wu

國立交通大學

電機學院 電信學程



Submitted to College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

in Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master of Science

in

Communication Engineering

August 2007

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十六年八月

IEEE 802.11a/g 無線區域網路系統之合作式通訊

研究生：彭志安

指導教授：吳文榕 教授

國立交通大學 電機學院 電信學程碩士班

中文摘要

分集(Diversity)是用來對抗衰落的技術，無論是時間、頻率及空間(Spatial)分集，傳送信號經由多個獨立的衰落通道到達接收機，透過接收機內部適當的組合(Combining)，可以獲得分集增益(Diversity Gain)。其中，空間或天線分集是比較常用的技術，因為它不需要增加傳輸時間或頻寬。但是有些情況，通訊終端(Terminal)會有硬體尺寸及成本的限制，而不能允許或有效的使用多根天線的設計。

合作分集(Cooperative Diversity)是另外一種可以實現空間分集以對抗衰落的技術，它可以讓一根天線的終端藉由網路內的其它一個或多個終端的合作而形成虛擬的陣列天線，因此可以獲得空間分集的效益。目前文獻中所見之合作式通訊大多是以理論的探討為主，比較少針對特定的系統做應用之評估。本論文的主要目的即是研究合作式通訊在 IEEE802.11a/g 系統中的應用並作效能之評估，結果顯示合作式的通訊可以有效的提高 IEEE802.11a/g 系統在衰落通道的性能表現。

Cooperative Communications with IEEE802.11a/g Wireless LAN Systems

Student: Chih-An Peng

Advisor: Dr. Wen-Rong Wu

Degree Program of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

Abstract

Diversity is a well-known technology combating fading effects in wireless communications. Diversity, in time, frequency or space, can be obtained with signals transmitted through independent fading channels, and received by some combining technique. Spatial or antenna diversity has the advantage that it does not have to increase the transmission time and bandwidth. However, in many cases, the transmitter has limits on its physical size or cost. As a result, multiple antennas are either not allowed, or the diversity gain is not significant.

Cooperative diversity is a recently developed diversity technique. With the technique, a transmitter with only one antenna can have spatial diversity provided by the virtual antenna array, jointly formed with other transmitters. In the literature, most works in cooperative communications focus on theoretic investigation. Few results are reported in the performance evaluation of real-world systems. In this thesis, we fill this gap by investigating the cooperative communications with IEEE 802.11a/g wireless LAN systems. Using well-known cooperative protocols, we conduct performance evaluation with extensive simulations. The results show that the

performance of the wireless LAN system can be significantly enhanced through user cooperation.



誌謝

首先我要感謝我的指導教授吳文榕博士，在研究所求學期間的細心教導與指引，使本篇論文得以順利完成。而老師嚴謹的治學態度，更是讓我受益良多。同時感謝口試委員陳紹基教授與李彥文助理教授，對本篇論文提出寶貴意見與建議，使得論文內容更加充實、完備。

其次，我要感謝寬頻傳輸與訊號處理實驗室的李俊芳學長、許兆元學長、謝弘道學長、鍾沛如學姐和碩二同學吳俊穎、丁偉家、林育丞、高祥倫在研究及課業學習上不吝指導及鼓勵，且同時感謝實驗室所有學弟妹們的幫忙。

最後，我要感謝女友文琪多年來不斷地鼓勵與支持，並且致上我最深的感謝給我父母，感謝他們對我的栽培與照顧，使我得以完成學業。



內容目錄

第 1 章 簡介	1
第 2 章 IEEE 802.11a/g 系統規格介紹	3
2.1 IEEE 802.11a/g 實體層標準	3
2.2 IEEE 802.11a/g 碼框格式(Frame Format)	5
2.2.1 Preamble (前導信號).....	6
2.2.2 SIGNAL Field.....	7
2.2.3 DATA Field	9
2.2.4 領航信號(Pilot)	10
2.2.5 子載波頻率配置.....	11
2.3 IEEE 802.11a/g 系統參數	11
2.4 BICM OFDM 系統架構.....	13
2.4.1 編碼器.....	14
2.4.2 交錯器(Interleaver)及反交錯器.....	16
2.5 通道模型(Channel Models).....	18
第 3 章 IEEE 802.11a/g 接收機設計	20
3.1 內部接收機(Inner Receiver)	20
3.1.1 封包偵測(Packet Detection).....	20
3.1.2 符元時序估計(Symbol Timing Estimation)	22
3.1.3 頻率偏移估計(Frequency Offset Estimation).....	23
3.1.4 通道估計(Channel Estimation)	26
3.2 外部接收機(Outer Receiver).....	27
3.2.1 符元反對映(Symbol De-Mapping).....	27
3.2.2 Viterbi 解碼器	34
3.3 模擬與分析.....	39
3.3.1 內部接收機的模擬與分析.....	40
3.3.2 IEEE 802.11a/g 系統效能的模擬與分析	43
第 4 章 IEEE 802.11a/g 系統之合作式通訊	54
4.1 合作分集(Cooperative Diversity)介紹	54
4.2 放大轉送模式(Amplify-and-Forward Mode, AF)	56
4.2.1 放大轉送模式的系統模型.....	57
4.2.2 放大轉送模式的功率分配(Power Allocation).....	57
4.2.3 放大轉送模式的目的地終端接收機設計.....	59
4.3 解碼轉送模式(Decode-and-Forward Mode, DF)	62

4.3.1 解碼轉送模式的系統模型.....	62
4.3.2 解碼轉送模式的功率分配.....	63
4.3.3 解碼轉送模式的目的地終端接收機設計.....	64
4.4 混合轉送模式(Hybrid-and-Forward Mode, HF).....	66
4.4.1 混合轉送模式的系統模型.....	66
4.4.2 混合轉送模式的功率分配.....	67
4.4.3 混合轉送模式的目的地終端接收機設計.....	67
4.5 模擬與分析.....	68
第 5 章 結論	80
參考文獻	82



圖目錄

圖 2-1 IEEE 802.11a 的頻道劃分	4
圖 2-2 美國的 IEEE 802.11g 頻道劃分(有交集).....	4
圖 2-3 美國的 IEEE 802.11g 頻道劃分(沒有交集).....	4
圖 2-4 IEEE 802.11a/g 的傳送頻譜規範.....	5
圖 2-5 IEEE 802.11a/g 的碼框格式.....	6
圖 2-6 前導信號.....	6
圖 2-7 SIGNAL Field 位元分配圖	8
圖 2-8 DATA Field 格式.....	9
圖 2-9 子載波頻率配置圖	11
圖 2-10 IEEE 802.11a/g 實體層的傳送端與接收端方塊圖.....	13
圖 2-11 迴旋編碼器	14
圖 2-12 壓縮流程圖(R=3/4)	15
圖 2-13 壓縮流程圖(R=2/3)	16
圖 2-14 通道模型 A 的通道脈衝響應	19
圖 3-1 IEEE802.11a/g 接收機之架構.....	20
圖 3-2 前導信號之封包偵測.....	21
圖 3-3 封包偵測的演算法架構.....	22
圖 3-4 前導信號之符元時序估計.....	23
圖 3-5 前導信號之粗略頻率偏移估計.....	24
圖 3-6 前導信號之細微頻率偏移估計.....	25
圖 3-7 前導信號之通道估計.....	26
圖 3-8 IEEE 802.11a/g 傳送接收機之架構.....	27
圖 3-9 16QAM 星狀圖的分割示意圖.....	30
圖 3-10 In-phase 位元中，16-QAM 的精確對近似 LLR 計算方法比較圖.....	32
圖 3-11 In-phase 位元中，64-QAM 的精確對近似 LLR 計算方法比較圖.....	33
圖 3-12 (2,1,2)之迴旋碼編碼器.....	35
圖 3-13 (2,1,2)迴旋碼編碼器之狀態圖與格狀圖.....	35
圖 3-14 Viterbi 演算法之步驟一.....	37
圖 3-15 Viterbi 演算法之步驟二.....	37
圖 3-16 Viterbi 演算法之步驟三.....	38
圖 3-17 Viterbi 演算法之截斷長度示意圖.....	39
圖 3-18 多重路徑衰落通道下，門檻 0.85，收尋長度 8 點，累加長度 32 點的封包偵測.....	44
圖 3-19 AWGN 通道下，不同門檻，收尋長度 1 點，累加長度 32 點的封包偵測.....	45
圖 3-20 AWGN 通道下，不同門檻，收尋長度 8 點，累加長度 32 點的封包偵測.....	45

.....	45
圖 3-21 多重路徑衰落通道下，不同門檻，收尋長度 1 點，累加長度 32 點的封包偵測.....	46
圖 3-22 多重路徑衰落通道下，不同門檻，收尋長度 8 點，累加長度 32 點的封包偵測.....	46
圖 3-23 AWGN 通道下的粗略頻率偏移估計	47
圖 3-24 多重路徑衰落通道下的粗略頻率偏移估計	47
圖 3-25 AWGN 通道與多重路徑衰落通道下，累加長度 48 點的粗略頻率偏移估計.....	48
圖 3-26 多重路徑衰落通道下的符元時序估計	48
圖 3-27 封包偵測門檻為 0.75，沒有 CFO 的符元時序估計	49
圖 3-28 AWGN 通道下，封包偵測門檻為 0.75 的符元時序估計	49
圖 3-29 多重路徑衰落通道下，封包偵測門檻為 0.75 的符元時序估計	50
圖 3-30 AWGN 通道與多重路徑衰落通道下，累加長度 64 點的細微頻率偏移估計.....	50
圖 3-31 內部接收機完美的 BER	51
圖 3-32 內部接收機完美的 PER.....	51
圖 3-33 加入通道估計的 BER	52
圖 3-34 加入通道估計的 PER.....	52
圖 3-35 加入封包偵測、符元時序估計及通道估計的 BER	53
圖 3-36 加入封包偵測、符元時序估計及通道估計的 PER.....	53
圖 4-1 合作式通訊模型(Cooperative Communication Model).....	55
圖 4-2 放大轉送模式的目的地終端接收機架構	59
圖 4-3 解碼轉送模式的目的地終端接收機架構	64
圖 4-4 混合轉送模式的目的地終端接收機架構	68
圖 4-5 平坦衰落通道下，目的地終端已知通道之 PER 比較(64-QAM).....	72
圖 4-6 平坦衰落通道下，目的地終端已知通道之 BER 比較(64-QAM).....	72
圖 4-7 多重路徑衰落通道下，目的地終端已知通道之 PER 比較(64-QAM).....	73
圖 4-8 多重路徑衰落通道下，目的地終端已知通道之 BER 比較(64-QAM).....	73
圖 4-9 平坦衰落通道下，目的地終端已知通道之 PER 比較(16-QAM).....	74
圖 4-10 平坦衰落通道下，目的地終端已知通道之 BER 比較(16-QAM).....	74
圖 4-11 多重路徑衰落通道下，目的地終端已知通道之 PER 比較(16-QAM).....	75
圖 4-12 多重路徑衰落通道下，目的地終端已知通道之 BER 比較(16-QAM).....	75
圖 4-13 多重路徑衰落通道下，時域及頻域功率分配之 PER 比較(64-QAM).....	76
圖 4-14 多重路徑衰落通道下，時域及頻域功率分配之 BER 比較(64-QAM).....	76
圖 4-15 多重路徑衰落通道下，時域及頻域功率分配之 PER 比較(16-QAM).....	77
圖 4-16 多重路徑衰落通道下，時域及頻域功率分配之 BER 比較(16-QAM).....	77
圖 4-17 平坦衰落通道下，目的地終端未知通道之 PER 比較(64-QAM).....	78

圖 4-18 平坦衰落通道下，目的地終端未知通道之 BER 比較(64-QAM).....78
 圖 4-19 多重路徑衰落通道下，目的地終端未知通道之 PER 比較(64-QAM)....79
 圖 4-20 多重路徑衰落通道下，目的地終端未知通道之 BER 比較(64-QAM)...79

表目錄

表 2-1 IEEE 802.11a 的傳送功率限制.....5
 表 2-2 傳送速率與位元 R1-R4 之對照表.....8
 表 2-3 IEEE 802.11a/g 的傳送速率之參數..... 11
 表 2-4 IEEE 802.11a/g 時間相關之參數..... 12
 表 2-5 IEEE 802.11a/g 實體層的主要參數..... 12
 表 2-6 IEEE 802.11a/g 的通道模型..... 18



第 1 章 簡介

隨著無線通訊技術的快速發展，無線區域網路(Wireless Local Area Networks, WLAN)已經被廣泛的使用在網際網路、數位家庭或多媒體應用上。而由於人們對高資料傳輸率的需求，使得兩種可以達到 54 Mbps 傳輸率的無線通訊技術，即 IEEE 802.11g(2.4 GHz)及 IEEE 802.11a(5 GHz)，最廣為人使用。

這兩種標準都利用正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)做為調變技術，相較於單載波調變系統，OFDM 的優點是有較好的頻譜使用效率，而且可以將頻率選擇衰落通道(Frequency Selective Fading Channel)轉換成平坦衰落通道(Flat Fading Channel)，有效的對抗了頻率選擇衰落及多重路徑衰落(Multipath Fading)。但是 OFDM 仍有其缺點，由於 OFDM 信號是由多個子載波組合而成，信號功率會因為子載波承載不同的符元(Symbol)而變化，所以其峰均功率比(Peak-to-Average Power Ratio, PAPR)較單載波調變系統大，致使射頻模組的功率放大器的線性範圍必須放大，增加了其技術上的複雜度。另外，OFDM 對於同步誤差非常敏感，其中時序誤差(Timing Offset)會產生符元間干擾(Inter-Symbol Interference, ISI)及子載波間干擾(Inter-Carrier Interference, ICI)效應。而頻率偏移誤差(Frequency Offset)除了會破壞子載波之間的正交性而造成互相干擾(ICI)之外，也會因為 FFT 無法取樣到峰值而讓子載波信號能量下降。這兩種同步誤差都會降低系統效能，必須加以克服。

而為了進一步提升通道容量(Capacity)與對抗衰落，新的無線通訊標準 IEEE 802.11n 更結合了多輸入多輸出(MIMO)系統架構與 OFDM 調變技術，希望提高資料傳輸率達 100 Mbps，其規格也在近幾年持續制訂中。MIMO 的概念主要是兩種形式，在發射端為空間多工(Spatial Multiplex)，在接收端則為空間分集(Spatial Diversity)。空間多工利用多根天線傳送不同的資料序列，並在接收端利用多根天線的空間自由度將其分別解出，傳送與接收端之間形成虛擬的平行通道，使得更多的資料可以在同一時間及同一頻帶做傳輸，藉此提高資料傳輸率。

而空間分集則是因為傳送信號經由多個獨立的衰落通道到達接收機，透過接收機內部適當的組合(Combining)可以產生衰落較小的接收信號，因而獲得了分集增益(Diversity Gain)。雖然 MIMO 系統架構有效的產生傳送增益與接收增益，但是有些情況，通訊終端(Terminal)會有硬體尺寸及成本的限制，而不能允許多根天線的設計，在這種情況下 MIMO 技術就無法使用。

合作分集(Cooperative Diversity)是另外一種可以實現空間分集以對抗衰落的技術，它可以讓一根天線的終端藉由網路內的其它一個或多個終端的天線，合作形成虛擬的陣列天線，來實現空間分集。常見的合作分集模式主要有三種，即放大轉送模式(Amplify-and-Forward, AF)、解碼轉送模式(Decode-and-Forward, DF)與結合兩種模式的混合直接與解碼轉送模式(Hybrid Direct and Decode-and-Forward, HF)，在本論文中將分別予以介紹。目前文獻中所見之合作式通訊大多是以理論的探討為主，比較少針對特定的系統做應用之評估。本論文的主要目的即是研究合作式通訊在 IEEE802.11a/g 系統中的應用並作效能之評估。

本論文的其它章節結構如下。第二章將介紹 IEEE 802.11a/g 系統規格，其中包括實體層標準、碼框格式、系統參數、BICM OFDM 架構及通道模型。第三章則介紹 IEEE 802.11a/g 的接收機設計，包括內部接收機與外部接收機，我們將逐一介紹其各個模組及演算法，並予以模擬分析。在第四章，我們將提出建構在 IEEE 802.11a/g 系統的三種合作分集模式，並分別介紹其各自的傳送協定(Protocol)、系統模型、時域或頻域功率分配及接收機的最大比組合(Maximum Ratio Combining, MRC)設計，且加以模擬分析其優劣。最後，我們將在第五章做總結。

第 2 章 IEEE 802.11a/g 系統規格介紹

IEEE 802.11a 與 IEEE 802.11g 兩種系統都是無線區域網路的標準，其規格分別定義在 IEEE Std 802.11a-1999[1]及 IEEE Std 802.11g-2003 [2]，規格書內容主要定義媒介存取控制層(Medium Access Control Layer, MAC)與實體層(Physical Layer, PHY)的設計標準，以下我們僅針對兩種系統的實體層做介紹。

2.1 IEEE 802.11a/g 實體層標準

在 IEEE Std 802.11a-1999 規格中，IEEE 802.11a 的實體層採用正交分頻多工 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)的調變技術，系統操作在 5 GHz 到 6 GHz，並依序區分為三個頻段，分別是低頻帶 5.15-5.25 GHz、中頻帶 5.25-5.35 GHz 及高頻帶 5.725-5.825 GHz。每一個頻帶各自以 5 MHz 的通道間隔劃分出四個通道，其中每一個通道的頻寬為 20 MHz，三個頻帶總共有 12 個通道可供使用，如圖 2-1 所示。另外，規格中定義了傳輸頻譜遮罩(Transmit Spectrum Mask)來限定每一個通道的功率頻譜密度(Power Spectral Density)，如圖 2-2 所示。而且也限定不同的頻帶所能使用的最大功率，如表 2-1 所示。

而在 IEEE Std 802.11g-2003 規格中，IEEE 802.11g 的實體層可以使用多種不同的調變技術，分別為 PBCC、CCK、DSSS 及 OFDM，以下我們僅針對規格中使用 OFDM 的部份做討論。其系統操作的頻段、通道劃分規則及傳送功率限制，在不同的國家會有不同的規格。僅以美國來說，其系統操作的頻段為 2.4-2.4835 GHz，共劃分出 11 個通道，其中每一個通道的頻寬為 20 MHz，通道間隔為 5 MHz。系統操作的頻道選擇可以分為有交集或沒有交集，有交集的有 3 個通道可以操作，沒有交集的則有 6 個通道，如圖 2-2 及 2-3 所示。而傳輸頻譜遮罩的規範則與 IEEE 802.11a 相同，傳送功率限制為 1000 mW。

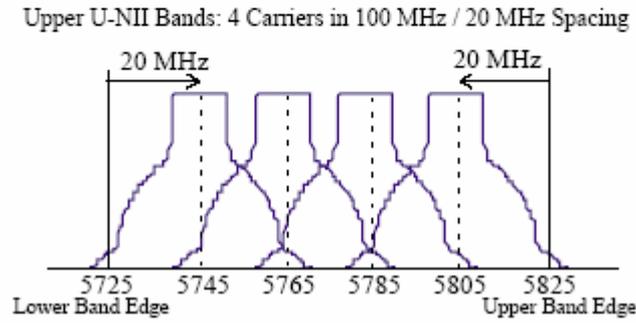
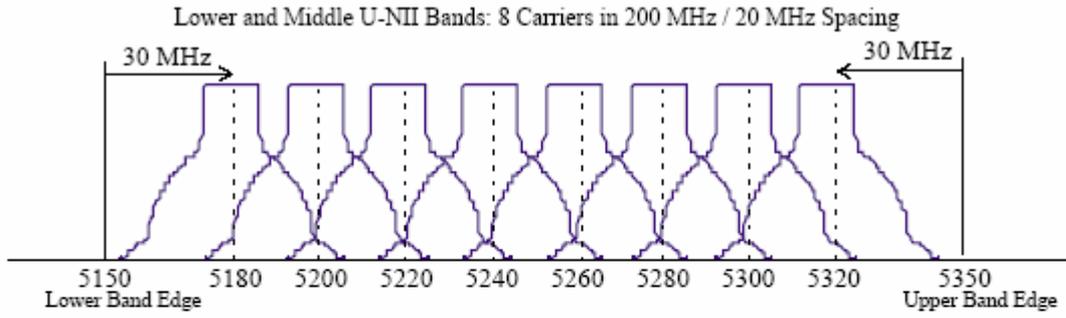


圖 2-1 IEEE 802.11a 的頻道劃分

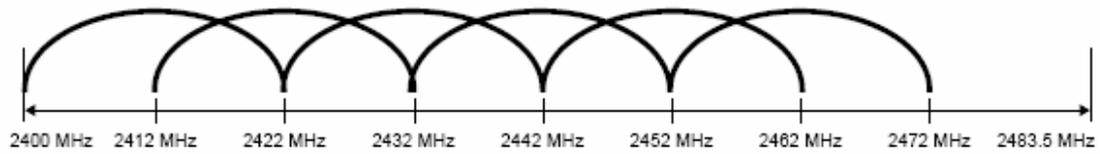


圖 2-2 美國的 IEEE 802.11g 頻道劃分(有交集)

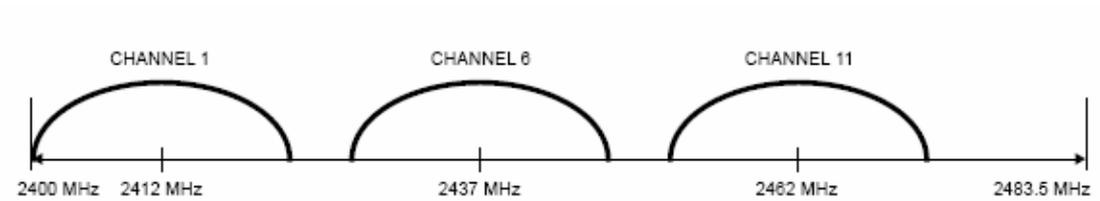


圖 2-3 美國的 IEEE 802.11g 頻道劃分(沒有交集)

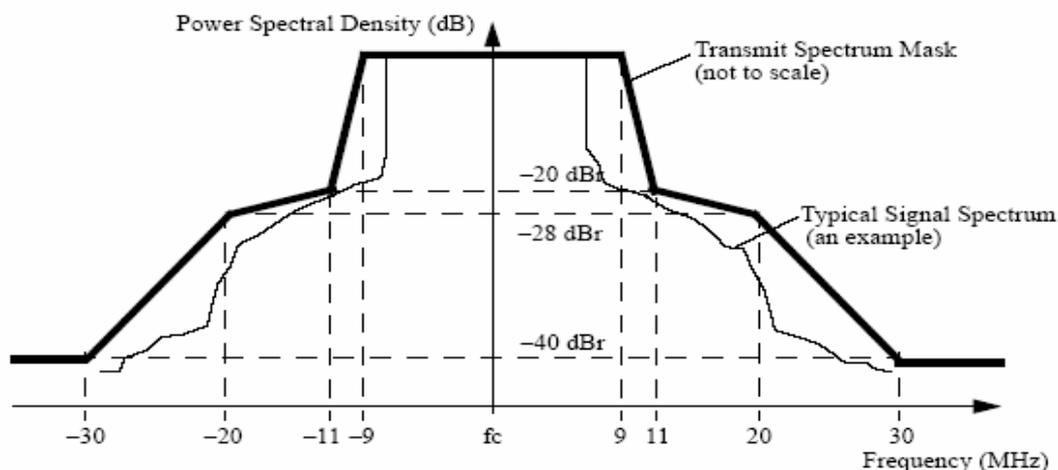


圖 2-4 IEEE 802.11a/g 的傳送頻譜規範

表 2-1 IEEE 802.11a 的傳送功率限制

Frequency Band (GHz)	Maximum Output Power (with up to 6 dBi antenna gain) (mW)
5.15-5.25	40 (2.5 mW/MHz)
5.25-5.35	200 (12.5 mW/MHz)
5.725-5.825	800 (50 mW/MHz)

2.2 IEEE 802.11a/g 碼框格式(Frame Format)

IEEE 802.11a 與 IEEE 802.11g OFDM 模式實體層的碼框格式定義於[1]的節 17.3，稱為 OFDM PLCP(Physical Layer Convergence Procedure) Sublayer。其內容規範了如何將 PSDU(PHY Sublayer Service Data Units)轉換成 PPDU 碼框的收斂程序(Convergence Procedure)。在傳送端，PSDU 的前面被加入 PLCP Preamble(前導信號)及 Header，且在其後面加上 Tail 和 Pad 而形成 PPDU 碼框。在接收端，接收機則利用前導信號做時間同步、頻率同步及通道估計。PPDU 碼

框是由 OFDM 符元(Symbol)所構成，每一個 OFDM 符元為 64 個頻域子載波的反傅立葉轉換(IFFT)，碼框中包含前導信號、SIGNAL 符元及 DATA 符元，其格式如圖 2-5 所示，以下我們針對 IEEE 802.11a/g 的碼框格式做詳細介紹。

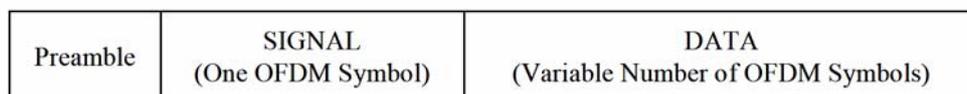


圖 2-5 IEEE 802.11a/g 的碼框格式

2.2.1 Preamble (前導信號)

前導信號是由 10 個短訓練符元(Short Training Symbol)、2 個長訓練符元(Long Training Symbol)及前置循環信號(Cyclic Prefix, CP)組合而成，其中 CP 為複製長訓練符元的後面 32 點，如圖 2-6 所示。圖 2-6 中的 A_1 到 A_{10} 代表短訓練符元， C_1 到 C_2 則代表長訓練符元，整個前導信號所佔的區間為 $16\mu S$ 。

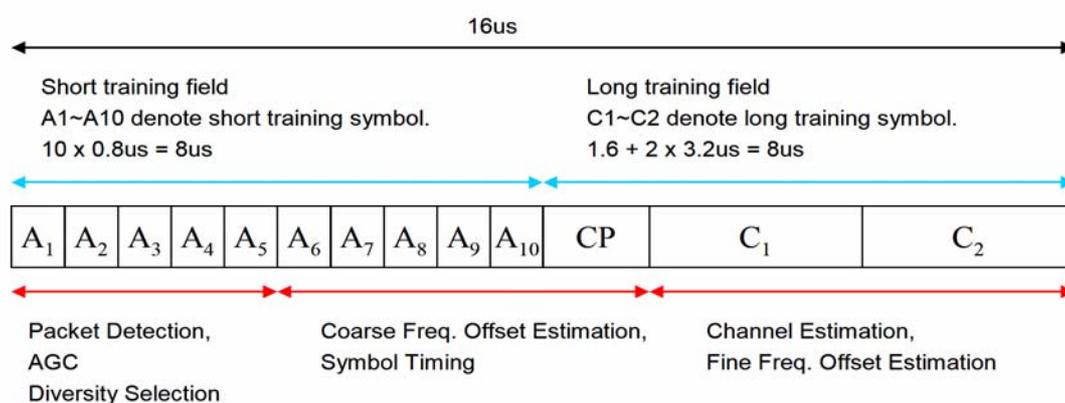


圖 2-6 前導信號

前導信號的主要功能如下：

- 封包偵測(Packet Detection)
- 粗略頻率偏移估計(Coarse Frequency Offset Estimation)
- 符元時序估計(Symbol Timing Estimation)
- 細微頻率偏移估計(Fine Frequency Offset Estimation)

➤ 通道估計(Channel Estimation)

另外，前導信號也被用來做自動增益控制(AGC)及多樣性選擇(Diversity selection)。

短訓練符元由序列 $S_{-26,26}$ 做 IFFT 後產生，序列 $S_{-26,26}$ 定義如下：

$$S_{-26,26} = \sqrt{(13/6)} \times \{0, 0, 1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0\}$$

在序列 $S_{-26,26}$ 中乘上 $\sqrt{(13/6)}$ 是為了要將序列信號做正規化(normalization)，使其在頻域的平均載波資料功率為 1。而序列 $S_{-26,26}$ 每 4 點的週期出現非零訊號，經過 IFFT 處理後，在時域上會產生週期性信號，分別為 A_1 到 A_{10} ，其週期為 $T_{FFT} / 4 = 0.8\mu S$ 。

另外，長訓練符元 C_1 與 C_2 ，則分別由序列 $L_{-26,26}$ 做 IFFT 後產生，其週期為 $T_{FFT} = 3.2\mu S$ ，序列 $L_{-26,26}$ 定義如下：

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

而 PLCP preamble 的時域訊號定義如下：

$$r_{PREMABLE}(t) = r_{SHORT}(t) + r_{LONG}(t - T_{SHORT})$$

2.2.2 SIGNAL Field

在前導信號之後是 SIGNAL Field，其中包涵定義在 TXVECTOR 內的速率 (RATE) 及長度 (LENGTH)，而 RATE 定義了在 SIGNAL Field 後面的所有 OFDM

符元的調變方式及編碼率(Coding Rate)。 SIGNAL Field 是由一個 OFDM 符元所構成，其調變方式為 BPSK，編碼則使用編碼率為 $1/2(R = 1/2)$ 的傳統迴旋碼 (Convolutional Coding)。編碼程序包括傳統迴旋碼、交錯(Interleaving)、調變及對映(Modulation Mapping)、插入 pilot 及 OFDM 調變，但是不做攪亂(Scrambling)。 SIGNAL Field 總共 24 bits，其位元分配如圖 2-7 所示，其中 bit 1 到 bit 4 用來定義傳送速率，如表 2-2 所示，bit 5 到 bit 16 則用來定義 MAC 要求 PHY 傳送的 PSDU 長度，且以 8 個 bit 為單位。另外，bit 17 做為 bit 5 到 bit 16 的偶數同位元檢查 bit，而最後 6 個 bits，bit 18 到 bit 23 則全部設定為 0。

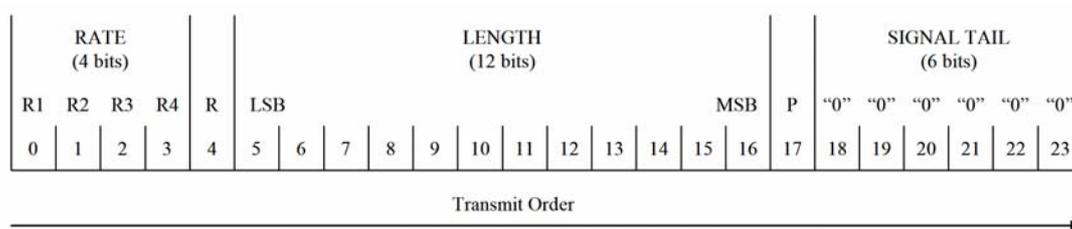


圖 2-7 SIGNAL Field 位元分配圖

表 2-2 傳送速率與位元 R1-R4 之對照表

Rate (Mbits/s)	R1-R4
6	1101
9	1111
12	0101
18	0111
24	1001
36	1011
48	0001
54	0011

2.2.3 DATA Field

DATA Field 包涵 SERVICE field、PSDU、Tail bits 及 Pad bits，其格式如圖 2-8 所示，DATA Field 的所有 bits 都要做攪亂。

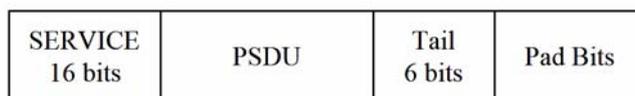


圖 2-8 DATA Field 格式

➤ SERVICE field

SERVICE field 由 16 bits 組成，bit 0 到 bit 6 共 7 bits 被設定為 0，這 7 bits 被接收端用來同步反攪亂器(Descrambler)，剩餘的 9 bits 則保留為未來使用，且全部設定為 0。

➤ Tail bits

Tail bits 共 6 bits，且全部設定為 0，被用來讓迴旋編碼器(Convolutional Encoder)回到 0 的狀態(Zero State)。在 DATA Field 做完攪亂後，Tail bits field 的 bits 全部被置換成 0，這個程序可以改善接收端迴旋解碼器(Convolutional Decoder)的錯誤率。

➤ Pad bits

DATA Field 內的位元個數必須是 N_{CBPS} 的倍數，而 N_{CBPS} 代表一個 OFDM 符元的編碼位元個數(48、96、192 或 288 bits)。所以，PSDU 必須被添加 Pad bits，好讓 DATA Field 的 data bit 個數是 N_{DBPS} 的倍數， N_{DBPS} 代表一個 OFDM symbol 的 data bit 個數。至少 6 個 Tail bits 被添加在 PSDU 之後，而 Pad bit 個數可由式 (2-1) 計算求得。其中 N_{SYM} 代表 OFDM symbol 個數， N_{DATA} 表示 DATA field 內的位元個數，而 N_{PAD} 則代表 Pad bit 個數。

$$\begin{aligned}
N_{SYM} &= \text{Ceiling}((16+8 \times LENGTH + 6) / N_{DBPS}) \\
N_{DATA} &= N_{SYM} \times N_{DBPS} \\
N_{PAD} &= N_{DATA} - (16+8 \times LENGTH + 6)
\end{aligned}
\tag{2-1}$$

2.2.4 領航信號(Pilot)

接收端可以利用 Pilot 估計載波相位(Carrier Phase)，並予以補償，如此可避免因為 Constellation Rotation 超出決策範圍(Decision Boundary)，而造成之後的解碼錯誤。每一個 OFDM 符元被放入 4 個 Pilot，其子載波位置分別為-21、-7、7 及 21，調變為 BPSK，而 Pilot 的頻域表示可以表示成下列的序列 $P_{-26,26}$ 。

$$\begin{aligned}
P_{-26,26} &= \{0,0,0,0,0,1,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,1,0,0,0,0,0,0, \\
&0,0,0,0,0,0,1,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,-1,0,0,0,0,0\}
\end{aligned}$$

其中 Pilot 的極性由下列的序列 $P_{0..126v}$ 控制，而序列 $P_{0..126v}$ 每 127 element 重覆循環，其中一個 element 定義一個 OFDM 符元的 Pilot 極性。所以，OFDM 符元的 Pilot 值即為 element 乘上 $\{1,1,1,-1\}$ 。第一個 element P_0 用於 SIGNAL 符元，而第二個 element P_1 則用於 DATA Field 的第一個 OFDM 符元，以此類推。

$$\begin{aligned}
P_{0..126v} &= \{1,1,1,1,-1,-1,-1,1,-1,-1,-1,-1,1,1,-1,1,-1,-1,1,1,-1,1,1,1,1,1,-1,1, \\
&1,1,-1,1,1,-1,-1,1,1,1,-1,1,-1,-1,-1,1,-1,-1,1,1,-1,-1,1,1,1,1,-1,-1,1,1, \\
&-1,-1,1,-1,1,-1,1,1,-1,-1,-1,1,1,-1,-1,-1,-1,1,-1,-1,1,-1,1,1,1,1,-1,1,-1,1,-1,1, \\
&-1,-1,-1,-1,-1,1,-1,1,1,-1,1,-1,1,1,1,-1,-1,1,-1,-1,-1,-1,1,1,1,-1,-1,-1,-1,-1\}
\end{aligned}$$

2.2.5 子載波頻率配置

OFDM 子載波的頻率配置如圖 2-9 所示，其中 DC(即位置 0)不使用。

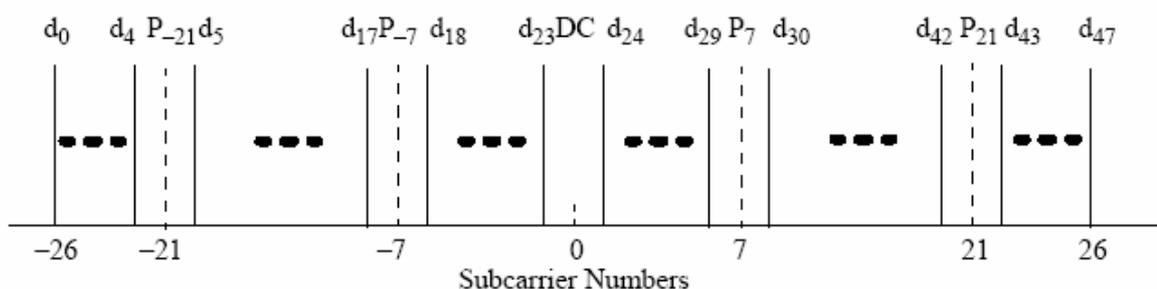


圖 2-9 子載波頻率配置圖

2.3 IEEE 802.11a/g 系統參數

IEEE 802.11a/g 的傳送速率之參數如表 2-3 所示，其時間相關的參數如表 2-4 所示，而實體層的主要參數則如表 2-5 所示。

表 2-3 IEEE 802.11a/g 的傳送速率之參數

Data Rate (Mbits/s)	Modulation	Coding Rate (R)	Coded bits per subcarrier (N_{BPSC})	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 2-4 IEEE 802.11a/g 時間相關之參數

Parameter	Value
N_{SD} : Number of data subcarriers	48
N_{SP} : Number of pilot subcarriers	4
N_{ST} : Number of subcarriers, total	52 ($N_{SD} + N_{SP}$)
ΔF : Subcarrier frequency spacing	0.3125 MHz (=20 MHz/64)
T_{FFT} : IFFT/FFT period	3.2 us ($1/\Delta F$)
$T_{PREAMBLE}$: PLCP preamble duration	16 us ($T_{SHORT} + T_{LONG}$)
T_{SIGNAL} : Duration of the SIGNAL BPSK-OFDM symbol	4.0 us ($T_{GI} + T_{FFT}$)
T_{GI} : GI duration	0.8 us ($T_{FFT}/4$)
T_{GI2} : Training symbol GI duration	1.6 us ($T_{FFT}/2$)
T_{SYM} : Symbol interval	4.0 us ($T_{GI} + T_{FFT}$)
T_{SHORT} : Short training sequence duration	8.0 us ($10 \times T_{FFT}/4$)
T_{LONG} : Long training sequence duration	8.0 us ($T_{GI2} + 2 \times T_{FFT}$)

表 2-5 IEEE 802.11a/g 實體層的主要參數

Information data rate	6,9,12,18,24,36,48 and 54 Mbits/s (6,12 and 24 Mbits/s are mandatory)
Modulation	BPSK OFDM QPSK OFDM 16-QAM OFDM 64-QAM OFDM
Error correcting code	K=7 (64 states) convolutional code
Coding rate	1/2, 2/3, 3/4
Number of subcarriers	52
OFDM symbol duration	4.0 us
Guard interval	0.8 us (T_{GI})
Occupied bandwidth	16.6 MHz

2.4 BICM OFDM 系統架構

IEEE 802.11a/g 的傳送端的編碼程序由 BICM OFDM[5]系統組成，如圖 2-10 所示。包括迴旋編碼器(Convolutional Encoder)，位元交錯器(π)，將位元對映到 BPSK、QPSK 或 2^M 個 QAM 訊號的對映(Mapping)，其中 M 表示一次對映所需的傳送位元數。編碼之後，做 OFDM 調變(即為反傅立葉轉換, IFFT Size: N_c)及前置循環信號(Cyclic Prefix, CP)的插入。接收端則主要由傅立葉轉換(FFT)及 CP 去除、符元反對映(Symbol De-mapping)、反位元交錯(De-interleaving)及 Viterbi 解碼器所構成。

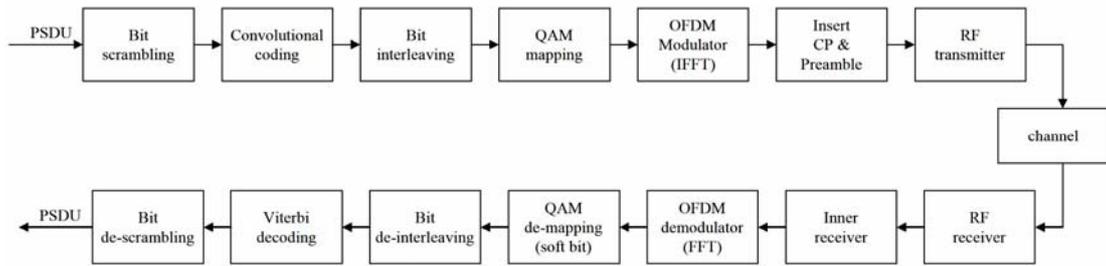


圖 2-10 IEEE 802.11a/g 實體層的傳送端與接收端方塊圖

資料位元一開始經過一個編碼率(Coding Rate)為 R 的迴旋編碼器，這些位元再通過一個位元上的(Bitwise)交錯器產生新的位元。這些經過編碼及交錯的位元資料接著會被以大小為 $M \times N_{SD}$ (即 N_{DBPS}) 分塊，調變成為一個 OFDM 符元， N_{SD} 表示可用的資料子載波個數(48)。之後對應至相同 OFDM 符元的信號便通過 IFFT 及加 CP 方塊。每一個 OFDM 符元的資料率為 $R \times M \times N_{SD} / T_{SYM}$ ，其中 T_{SYM} 為 $4\mu s$ ，代表一個 OFDM 符元間隔時間，BPSK 的 M 為 1，QPSK 的 M 為 2。

我們假設通道為頻率選擇衰落通道(Frequency Selective Channel)，並有適當長度的 CP 及完美的同步。在頻域上，在第 n 個 OFDM 符元的第 k 個子載波中，假設傳送信號為 $X(k, n)$ ，則在接收端我們將會收到信號 $Y(k, n)$ ， $k = 1, 2, \dots, N_c$ ，如式(2-2)所示。

➤ 壓縮及解壓縮

資料位元在經過迴旋編碼器後的編碼率是 1/2，如果想要有更高的編碼率則藉由將固定順序的編碼後的資料位元打掉不送，而在解碼時便在相同位置補上”0”位元計量值而使得編碼率提高。在 IEEE 802.11a/g 中，共有 1/2、2/3、3/4 三種速率可以選擇。圖 2-12 為編碼率 3/4 的壓縮流程圖，而圖 2-13 則為編碼率 2/3 的壓縮流程圖。

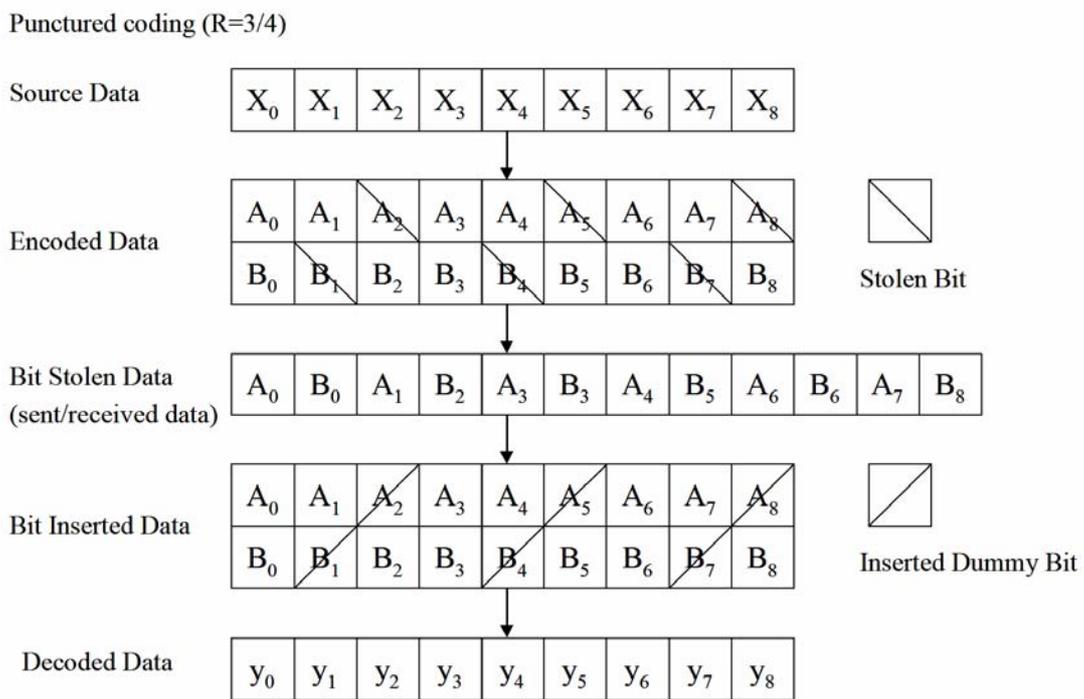


圖 2-12 壓縮流程圖(R=3/4)

Punctured coding (R=2/3)

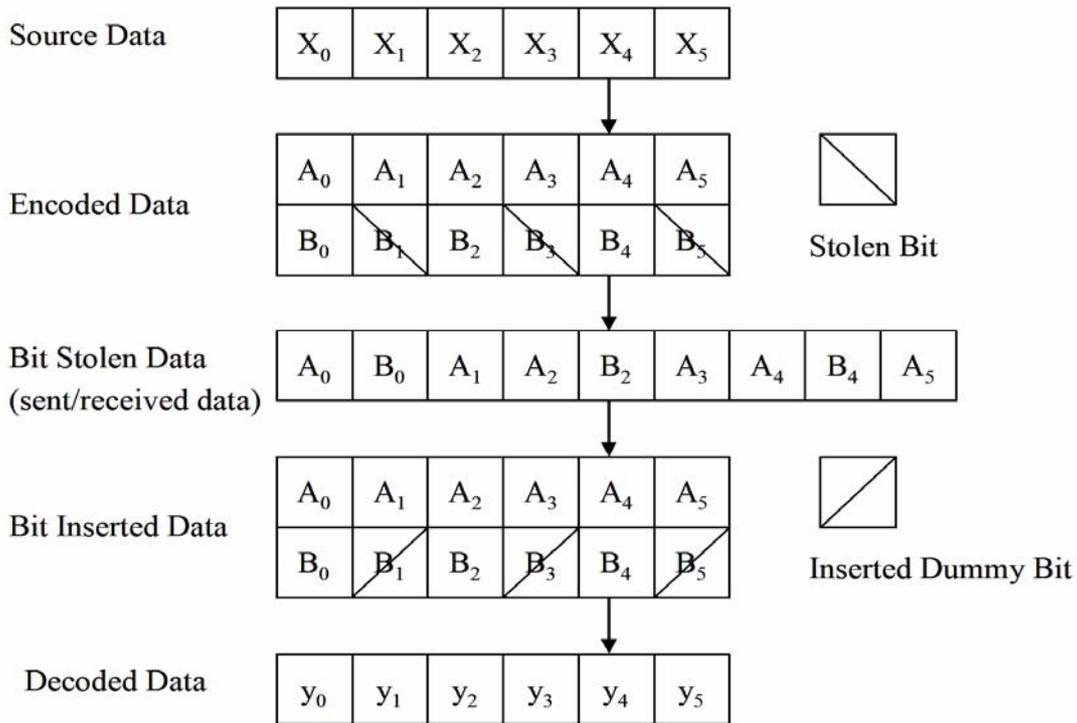


圖 2-13 壓縮流程圖(R=2/3)

2.4.2 交錯器(Interleaver)及反交錯器

資料經過編碼及壓縮後，會以 N_{CBPS} 為區塊單位通過一個位元上(Bitwise)的交錯器產生新的位元， N_{CBPS} 表示一個 OFDM 符元的編碼位元個數(48、96、192 或 288 bits)。

交錯器共有兩個步驟做對調(Permutation):

➤ 步驟一

第一次對調(permutation)為保證相鄰的位元能對映到不相鄰的子載波上。

➤ 步驟二

第二次對調則保證相鄰的位元輪流地對映到星狀點上的 LSB 及 MSB 上。

假設在第一次對調之前資料的索引(index)為 k ，而在第一次對調之後第二次對調之前的索引為 i ， j 則為第二次對調之後 BPSK、QPSK 或 QAM 對映之前的索引。則我們可以將這兩次對調用數學表示：

第一次對調規則定義如式(2-4)所示。

$$i = (N_{CBPS} / 16)(k \bmod 16) + \text{floor}(k / 16) \quad k = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1 \quad (2-4)$$

第二次對調規則定義如式(2-5)所示。

$$j = s \times \text{floor}(i / s) + (i + N_{CBPS} - \text{floor}(16 \times i / N_{CBPS})) \bmod s \quad i = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1 \quad (2-5)$$

其中 $s = \max(N_{BPSC} / 2, 1)$ 。

反交錯器(Deinterleaver) 則相對應地分成兩次對調，假設在第一次對調之前資料的索引(index)為 j ，而在第一次對調之後第二次對調之前的索引為 i ， k 則為第二次對調之後 Viterbi 解碼器之前的索引。則我們可以將這兩次對調用數學表示：

第一次對調規則定義如式(2-6)所示。

$$i = s \times \text{floor}(j / s) + (j + \text{floor}(16 \times j / N_{CBPS})) \bmod s \quad j = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1 \quad (2-6)$$

其中 s 的定義與交錯器相同。

第二次對調規則定義如式(2-7)所示。

$$k = 16 \times i - (N_{CBPS} - 1) \text{floor}(16 \times i / N_{CBPS}) \quad i = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1 \quad (2-7)$$

2.5 通道模型(Channel Models)

IEEE 802.11a/g 系統依照不同的環境制訂不同的通道模型，我們總結如表 2-6 所示。在[4]中介紹了其中一種通道模型，稱為通道模型 A(Channel Models A)，其是針對 IEEE 802.11a(5 GHz)及 IEEE 802.11b(2.4 GHz)系統所制訂的通道模型，我們將以此通道模型做為本論文的模擬通道，並詳細介紹如下。

表 2-6 IEEE 802.11a/g 的通道模型

Model	RMS Delay Spread (ns)	Characteristic	Environment
A	50	Rayleigh	Office NLOS
B	100	Rayleigh	NLOS
C	150	Rayleigh	NLOS
D	140	Rice	LOS
E	250	Rayleigh	NLOS

通道模型 A 定義的第 k 個路徑，其數學表示如式(2-8)所示。

$$\begin{aligned}
 H_k &= N(0, \frac{1}{2}\sigma_k^2) + j N(0, \frac{1}{2}\sigma_k^2) \\
 \sigma_k^2 &= \sigma_0^2 e^{\frac{-kT_s}{T_{RMS}}} \\
 \sigma_0^2 &= 1 - e^{\frac{-T_s}{T_{RMS}}}
 \end{aligned}
 \tag{2-8}$$

其中每一個路徑各自獨立，並由複數隨機變數所組成，分為實數及虛數部份，隨機變數的振幅是雷利分布(Rayleigh Distribution)，相位則為均勻分布(Uniform Distribution)，即實數及虛數部份各自是平均值為 0 且其變異(Variance)

為 $\frac{1}{2}\sigma_k^2$ 的高斯隨機變數，而且每一個路徑的平均振幅隨著延遲的增加呈現指數衰減(Exponential Decay)。在式(2-8)中， T_s 為取樣週期，規格為 50ns， T_{RMS} 則是均方根延遲擴展(RMS Delay Spread)，其規格為 50ns，而 $\sigma_0^2 = 1 - e^{-\frac{T_s}{T_{RMS}}}$ 則用來正規化通道平均功率為 1，我們推導通道平均功率如式(2-9)所示。另外，通道模型 A 也定義了通道路徑的最大數目，由 $K_{\max} = 10 \times \frac{T_{RMS}}{T_s}$ 所決定，所以最多為 10 個通道路徑。通道模型 A 的通道脈衝響應如圖 2-14 所示，在本論文中，我們將以 3 個通道路徑的通道模型 A 來做為多重路徑衰落通道。

$$\sum_{k=0}^{K_{\max}} \sigma_k^2 = \sum_{k=0}^{K_{\max}} \sigma_0^2 e^{-\frac{kT_s}{T_{RMS}}} \approx \frac{\sigma_0^2}{1 - e^{-\frac{T_s}{T_{RMS}}}} = \frac{1 - e^{-\frac{T_s}{T_{RMS}}}}{1 - e^{-\frac{T_s}{T_{RMS}}}} = 1 \quad (2-9)$$

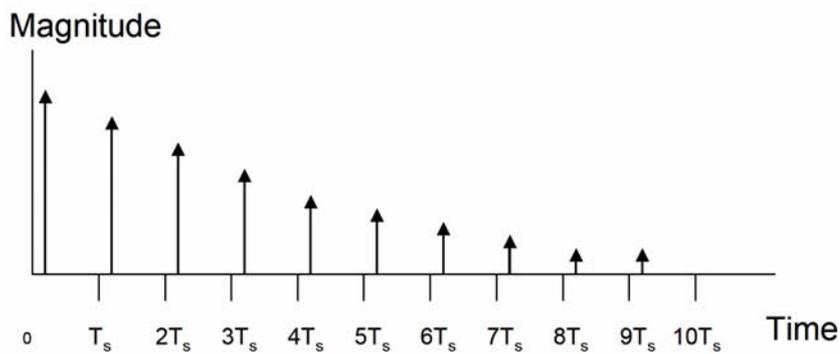


圖 2-14 通道模型 A 的通道脈衝響應

第 3 章 IEEE 802.11a/g 接收機設計

IEEE 802.11a/g 接收機依序由內部接收機(Inner Receiver)、傅立葉轉換(FFT)及外部接收機(Outer Receiver)所構成，如圖 3-1 所示。首先由內部接收機處理接收信號的同步及通道估計，包括封包偵測(Packet Detection)、粗略頻率偏移估計(Coarse Frequency Offset Estimation)、符元時序估計(Symbol Timing Estimation)、細微頻率偏移估計(Fine Frequency Offset Estimation)及通道估計(Channel Estimation)，之後經由傅立葉轉換做傳送端的反傅立葉轉換(IFFT)的反解調，最後由外部接收機做接收符元的解調及解碼，由符元反對映(Symbol De-Mapping)、反位元交錯(De-Interleaving)及 Viterbi 解碼器所構成。在本章節中，我們將逐一介紹接收機的各個模組及其演算法，並予以模擬分析接收機性能。

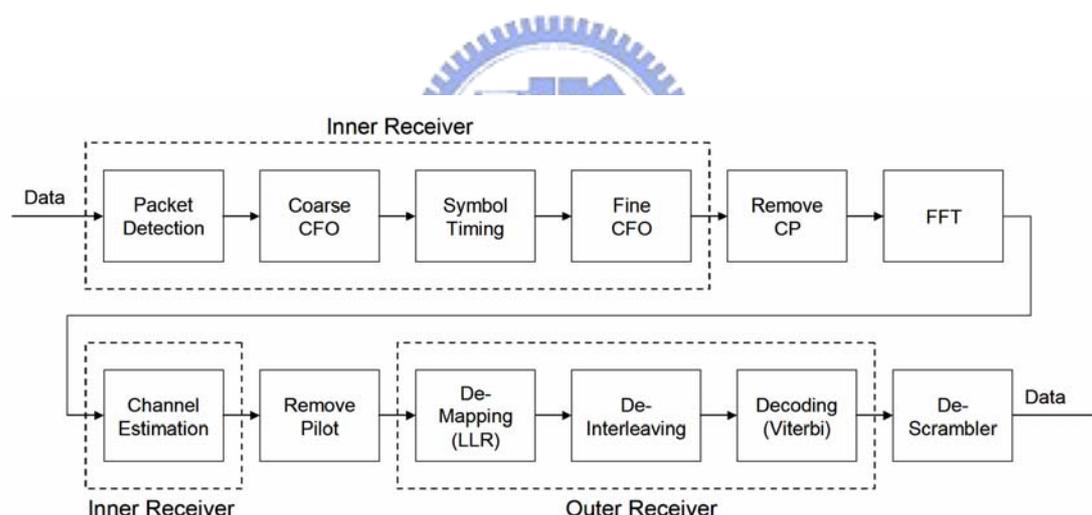


圖 3-1 IEEE802.11a/g 接收機之架構

3.1 內部接收機(Inner Receiver)

3.1.1 封包偵測(Packet Detection)

封包偵測是接收機同步過程中的第一個步驟，我們利用前導信號(Preamble)

內的短訓練符元具有週期特性來做偵測。IEEE 802.11a/g 的前導信號是由短訓練序列及長訓練序列組成，如圖 3-2 所示。其中 A_1 到 A_{10} 代表短訓練序列，是由 10 個相同且各為 16 點的短訓練符元所組成，短訓練符元每隔 16 點的值是相同的。而 C_1 到 C_2 則代表長訓練序列，是由 2 個相同且各為 64 點的長訓練符元所組成，長訓練符元每隔 64 點的值是相同的。另外，在短訓練序列與長訓練符元之間插入 CP，CP 是長訓練符元的前置循環信號(Cyclic Prefix)，其為複製長訓練符元的後面 32 點，插入 CP 可以避免長訓練符元受到短訓練符元的干擾(ISI)。

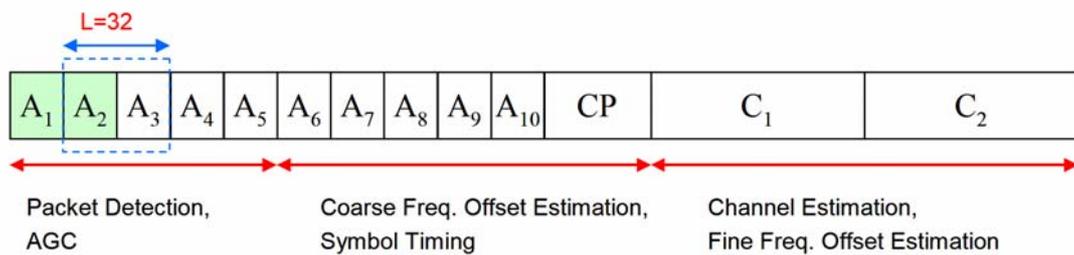


圖 3-2 前導信號之封包偵測

由於短訓練符元的週期特性，我們使用[3]提到的演算法來做封包偵測，此方法稱為延遲與相關性演算法(Delay and Correlate Algorithm)。其原理是利用短訓練符元彼此之間的相關性，來判斷封包是否進來，其架構如圖 3-3 所示。接收信號 $y(n)$ 由左方進入，比較早進來的信號經過一個週期的延遲且取其共軛複數後，與另一路進來的信號相乘，並累加 L 點的資料量成為 $C(n)$ ，其中的週期延遲為 16 個取樣時間，即為短訓練符元的週期。另外，我們計算接收信號的功率 $P(n)$ ，用來正規化 $C(n)$ ，如此可以讓判斷信號 $M(n)$ 不受接收信號的功率影響而使 $M(n)$ 介於 0 到 1。當接收信號為雜訊或非週期信號時， $C(n)$ 為 zero-mean 的隨機變數，所以 $M(n)$ 趨近於零，而當具有週期結構的封包進來時，相關性信號 $C(n)$ 變大，致使判斷信號 $M(n)$ 快速變大且會趨近於 1。所以我們只要設定一個判斷門檻 (Threshold)，當 $M(n)$ 大於此門檻即代表封包進來了。

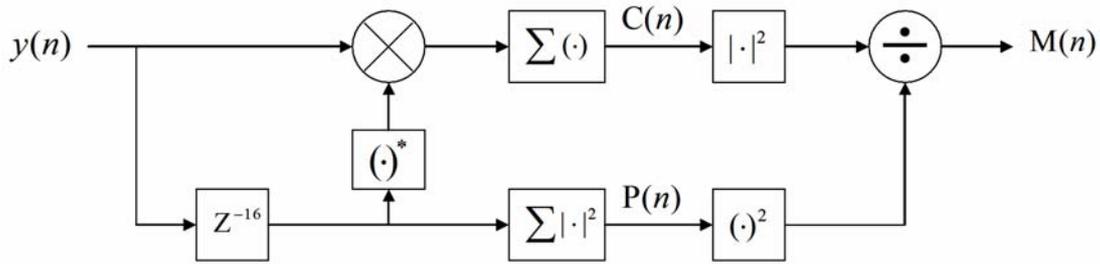


圖 3-3 封包偵測的演算法架構

$$C(n) = \sum_{k=0}^{L-1} y(n+k)y(n+k+D)^*$$

$$P(n) = \sum_{k=0}^{L-1} |y(n+k+D)|^2$$

$$M(n) = \frac{|C(n)|^2}{(P(n))^2}$$

(3-1)

式(3-1)中， $D=16$ ， $L=32$ 。



3.1.2 符元時序估計(Symbol Timing Estimation)

內部接收機做完封包偵測及粗略頻率偏移估計之後，要做符元時序估計，目的在更精確的找出 OFDM 每一個符元的起始與結束位置，以定義出 FFT 的計算範圍。(粗略頻率偏移估計，我們將在下一節予以探討)而在雜訊及多重路徑衰落通道的影響下，符元的起始點可能估計錯誤，因此系統效能會受到 ISI(Inter-Symbol Interference)及 ICI(Inter-Carrier Interference)的影響。如果符元時序估計點比正確值提前時，FFT 會取樣到 CP，由於 CP 與符元的最後 16 點信號相同，所以符合循環迴旋(Circular Convolution)特性，仍然可以讓 FFT 解調後的子載波維持正交，而不會引發 ICI。但當多重路徑衰落通道的長度大於所估計的符元的起始點時，則會產生 ISI，不過由於多重路徑衰落通道的最後幾個 tap 通常很小，一般而言符元時序估計點提前時所引發的 ISI 可以忽略。而當符元時序

估計點比正確值要延後時，由於 FFT 取樣到下一個符元的 CP，所以會造成 ISI，而且循環迴旋特性被破壞，因此也會產生 ICI。比較符元時序估計點比正確值提前及延後對系統所造成的影響，比正確值提前有較好的效能，所以我們做完符元時序估計後，會讓 FFT 計算起始點比符元時序估計值提前 4~6 個取樣點，以保證符元時序估計點可以比正確值提前。

我們利用交互相關性(Cross Correlation)符元時序估計演算法來做估計，假設接收端知道傳送端的前導信號(Preamble)，我們以短訓練序列的 A_{10} 到長訓練序列的 CP 共 48 點做為參考信號(t_k)，並與補償完粗略頻率偏移估計的接收信號，從 A_8 開始做交互相關計算，如式(3-2)所示，式中的最大值即代表 A_{10} 的起始位置，累加長度 L 為 48 點，如圖 3-4 所示。

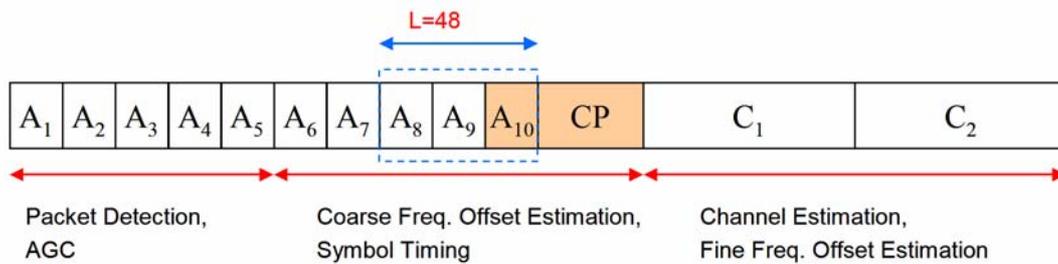


圖 3-4 前導信號之符元時序估計

$$\hat{t}_s = \arg \max_n \left| \sum_{k=0}^{L-1} r_{n+k} t_k^* \right|^2 \quad (3-2)$$

3.1.3 頻率偏移估計(Frequency Offset Estimation)

頻率偏移是傳送端和接收端的振盪器頻率不同所造成。由於正交分頻多工技術(OFDM)對載波頻率偏移(Carrier Frequency Offset, CFO)非常敏感，若不對頻率偏移加以補償，則除了子載波之間的正交性會被破壞而造成互相干擾(ICI)之外，

也會因為 FFT 無法取樣到峰值讓子載波信號能量下降，最終導致信號的訊雜比 (SNR) 衰減而影響到系統效能。

內部接收機做完封包偵測之後，我們利用前導信號做最可能頻率偏移估計 (Maximum likelihood Frequency Offset Estimation)[3]。由於此演算法的頻率偏移估計範圍與符元週期有關，週期較短的符元可以估計較大的範圍，但估計的頻率偏移變異 (Variance) 較大，而週期較長的符元則只能估計較小的範圍，不過變異較小。所以，我們先利用短訓練符元做粗略 (Coarse) 頻率偏移估計，並予以補償，之後再利用長訓練符元做細微 (Fine) 頻率偏移估計。

➤ 粗略頻率偏移估計

假設傳送端信號為 $x(n)$ ，載波頻率為 f_{tx} ，接收端載波頻率為 f_{rx} ，頻率偏移 $f_{\Delta} = f_{tx} - f_{rx}$ 。若忽略雜訊，則接收端複數基頻信號 $y(n)$ 如式(3-3)所示。

$$\begin{aligned}
 y(n) &= x(n)e^{j2\pi f_{tx}nT_s} e^{-j2\pi f_{rx}nT_s} \\
 &= x(n)e^{j2\pi(f_{tx}-f_{rx})nT_s} \\
 &= x(n)e^{j2\pi f_{\Delta}nT_s}
 \end{aligned}$$



(3-3)

利用短訓練符元 A_6 及 A_7 做最可能頻率偏移估計，如圖 3-5 所示，產生中間變數 z 如式(3-4)所示。

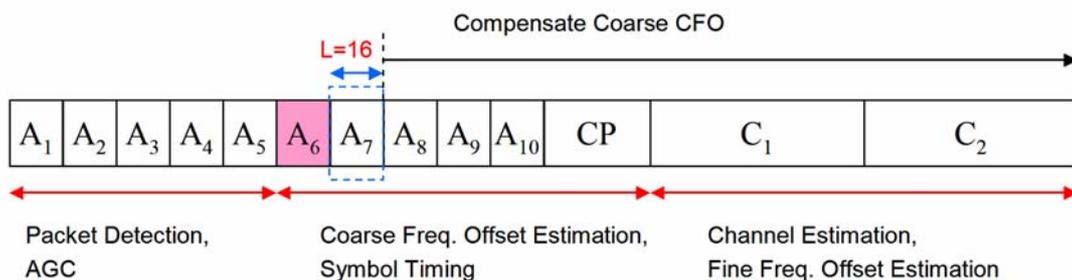


圖 3-5 前導信號之粗略頻率偏移估計

$$\begin{aligned}
z &= \sum_{n=0}^{L-1} y(n)y^*(n+D) \\
&= \sum_{n=0}^{L-1} x(n)e^{j2\pi f_{\Delta}nT_s} \left(x(n+D)e^{j2\pi f_{\Delta}(n+D)T_s} \right)^* \\
&= e^{-j2\pi f_{\Delta}DT_s} \sum_{n=0}^{L-1} |x(n)|^2
\end{aligned}
\tag{3-4}$$

其中 $D=16$ ， $L=16$ ， $T_s=50ns$ 為取樣時間。

則頻率偏移估計值可以計算如式(3-5)所示。

$$\hat{f}_{\Delta} = \frac{-1}{2\pi DT_s} \angle z
\tag{3-5}$$

內部接收機做完粗略頻率偏移估計並予以補償及符元時序估計之後，利用長訓練符元 C_1 及 C_2 做最可能頻率偏移估計，其演算法如同式(3-4)及式(3-5)所示，但計算參數改為 $D=64$ ， $L=64$ ，如圖 3-6 所示。

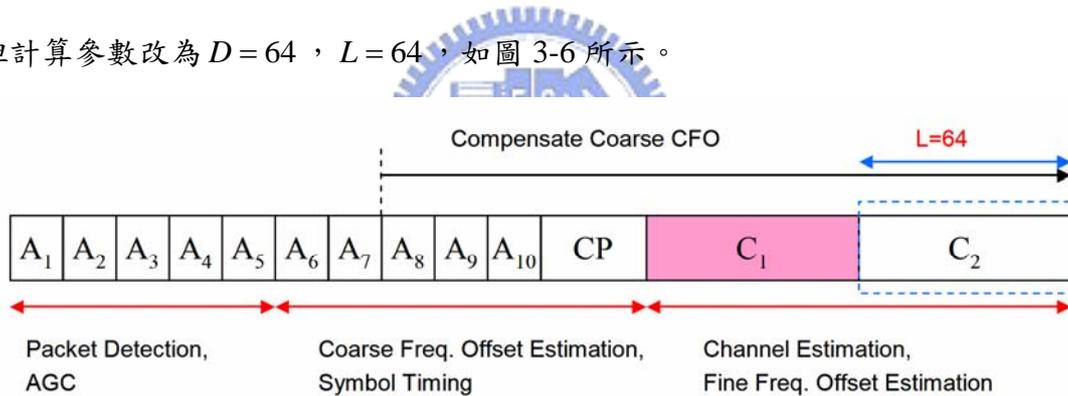


圖 3-6 前導信號之細微頻率偏移估計

由於 $\angle z$ 介於 $-\pi$ 到 π ，所以我們可以分別計算出粗略頻率偏移估計及細微頻率偏移估計的最大可估計頻率偏移如式(3-6)及(3-7)所示。

$$f_{\Delta \max}^{Coarse} = \frac{\pi}{2\pi DT_s} = \frac{1}{2 \times 16 \times 50 \times 10^{-9}} = 625kHz
\tag{3-6}$$

$$f_{\Delta \max}^{Fine} = \frac{\pi}{2\pi DT_s} = \frac{1}{2 \times 64 \times 50 \times 10^{-9}} = 156.25kHz
\tag{3-7}$$

3.1.4 通道估計(Channel Estimation)

內部接收機最後要做的是通道估計，我們利用兩個長訓練符元來估計 64 個子載波的頻域通道，如圖 3-7 所示。在做完傅立葉轉換(FFT)之後，接收端的訓練符元 $R_1(k)$ 及 $R_2(k)$ 是傳送端的長訓練符元 $X_L(k)$ 乘上各自的子載波通道 $H(k)$ 再加上外加的高斯雜訊 $N(k)$ ，如式(3-8)所示。

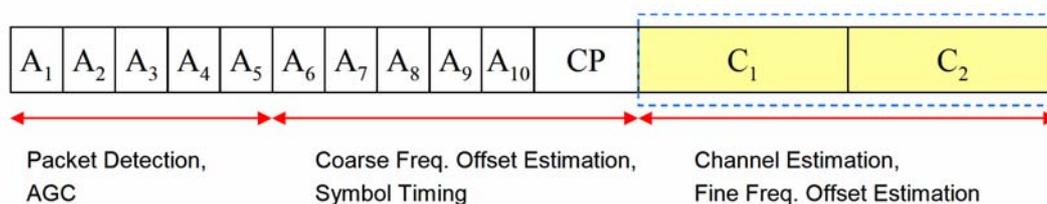


圖 3-7 前導信號之通道估計

$$\begin{aligned} R_1(k) &= H(k)X_L(k) + N_1(k) \\ R_2(k) &= H(k)X_L(k) + N_2(k) \end{aligned} \quad (3-8)$$

由於傳送端的長訓練符元 $X_L(k)$ 已知，而且 $|X_L(k)|^2 = 1$ ，所以我們可以估計 $H(k)$ 如式(3-9)所示。

$$\begin{aligned} \hat{H}(k) &= \frac{1}{2}(R_1(k) + R_2(k))X_L^*(k) \\ &= \frac{1}{2}(H(k)X_L(k) + N_1(k) + H(k)X_L(k) + N_2(k))X_L^*(k) \\ &= H(k)|X_L(k)|^2 + \frac{1}{2}(N_1(k) + N_2(k))X_L^*(k) \\ &= H(k) + \frac{1}{2}(N_1(k) + N_2(k))X_L^*(k) \end{aligned} \quad (3-9)$$

因為雜訊 $N(k)$ 具有高斯隨機(Gaussian random)特性，因此式(3-9)中的雜訊項

$\frac{1}{2}(N_1(k) + N_2(k))$ 的變異(Variance)會是各別的雜訊 $N_1(k)$ 或 $N_2(k)$ 的一半，

所以我們利用兩個長訓練符元做估計會比用一個更加準確。

假設接收信號為 $Y(k)$ ，則通道估計出來後，我們可以估計傳送符元 $X(k)$ 如式 (3-10) 所示。

$$\hat{X}(k) = \frac{Y(k)}{\hat{H}(k)} \quad (3-10)$$

3.2 外部接收機(Outer Receiver)

3.2.1 符元反對映(Symbol De-Mapping)

我們在第 2 章介紹了 IEEE 802.11a/g 傳送機的 BICM OFDM 系統，其中的符元對映(Symbol Mapping)是對編碼且交錯後的資料位元做 BPSK、QPSK 或 2^M 的 QAM 訊號(16-QAM 及 64-QAM)的對映。而接收端的符元反對映，則是對接收符元內的每個位元做硬性決定(Hard Decision) 或是軟性決定(Soft Decision)，以決定位元是 0 或 1。所謂 Hard Decision 就是直接決定接收符元內的每個位元是 0 或 1，而 Soft Decision 只是計算出符元內的每個位元是 0 或 1 的機率，之後交由 Viterbi 解碼器做決定。在做完符元反對映之後，每個位元會先經過反位元交錯 (De-Interleaving)才輸入 Viterbi 解碼器做解碼。在[3]中提到使用 Soft Decision 在效能上比 Hard Decision 好，大約可以獲得 2dB 的增益。因此，我們使用 Soft Decision 來搭配 Viterbi 解碼器，IEEE 802.11a/g 傳送接收機之架構如圖 3-8 所示。

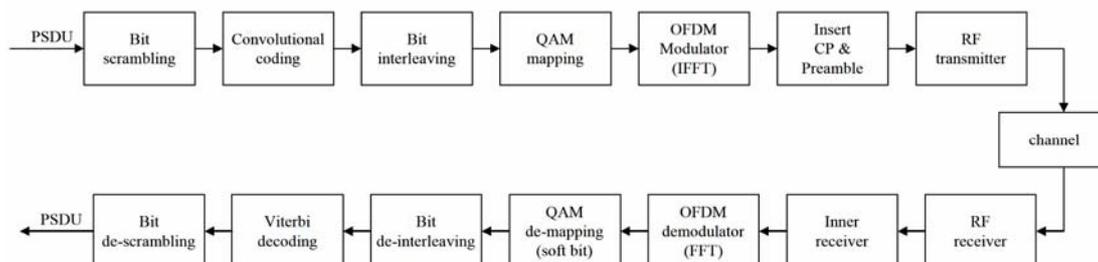


圖 3-8 IEEE 802.11a/g 傳送接收機之架構

由於對 BICM 信號做最大可能性解碼(Maximum Likelihood Decoding, MLD)需要結合解調及迴旋解碼，是相當複雜而難以實現。在[5]中提出根據最大事後序列估計(Maximum A Posteriori Sequence Estimation, MAPSE)為基礎的反對映簡化方法，其內容提到接收符元先經由軟性輸出反對映器(Soft-output Demapper)及反位元交錯，再放入標準二位元軟性輸入 Viterbi 解碼器(Standard Binary Soft-input Viterbi Decoder)做解碼，我們將在下面首先說明其所提出針對 16-QAM 及 64-QAM 的反對映簡化方法，之後也會說明針對 BPSK 及 QPSK 的反對映方法。

內部接收機做完同步及通道估計後，在頻域上的接收信號 $R(k)$ 可以表示如式(3-11)所示，其中 $Y(k)$ 代表消除通道 $H(k)$ 後的估計傳送符元 $\hat{X}(k)$ ，如式(3-10)中的 $\hat{X}(k)$ 。

$$R(k) = H(k)X(k) + N(k)$$

$$Y(k) = X(k) + \frac{N(k)}{H(k)} = X(k) + N'(k)$$



(3-11)

其中 $H(k)$ 是通道頻率響應(Channel Frequency Response, CFR)在第 k 個子載波的複數係數， $X(k)$ 是傳送符元(Symbol)， $N(k)$ 則是外加的高斯雜訊(AWGN)，變

異 $\sigma^2 = N_0$ ，則 $N'(k)$ 的變異為 $\sigma_{N'}^2 = \frac{\sigma^2}{|H(k)|^2}$ 。傳送符元 $X(k)$ 是一個從有限星狀

圖(Constellation)， $Y = \{X_1, X_2, \dots, X_{|Y|}\}$ 取出的 QAM 符元，由資料位元

$b = [b_0, b_1, \dots, b_M]$ 所對映而來。位元數 M 則是根據使用的 QAM 大小所決定。在接

收到每個 $Y(k)$ 都有 $4M$ 個 metric 需要計算，in-phase 和 quadrature 位元 $b_{I,k}$ 、 $b_{Q,k}$

各需計算 0 和 1 的可能性，對 $b_{I,k}$ ($b_{Q,k}$ 是同樣的)而言，我們將 QAM 集合 Y 分成

二部分， $S_{I,k}^{(0)}$ 代表著在位置 (I,k) 的位元是 0 的點，也就是在 in-phase(I) 位元群中第 k 個位元。相對的， $S_{I,k}^{(1)}$ 代表著在位置 (I,k) 的位元是 1 的點，這二個 metrics 可以表示如式(3-12)所示。

$$m_c(b_{I,k}) = \max_{\alpha \in S_{I,k}^{(c)}} \log p(R(k) | X(k) = \alpha), c = 0, 1 \quad (3-12)$$

$R(k)$ 的條件機率是複數高斯，如式(3-13)所示。

$$p(R(k) | X(k) = \alpha) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \frac{|R(k) - H(k)\alpha|^2}{\sigma^2} \right\} \quad (3-13)$$

由於 $R(k) = H(k)Y(k)$ ，所以式(3-13)可以改寫成式(3-14)。

$$m_c(b_{I,k}) = |H(k)|^2 \min_{\alpha \in S_{I,k}^{(c)}} |Y(k) - \alpha|^2, c = 0, 1 \quad (3-14)$$

根據 Log-Likelihood Ratio (LLR)，如式(3-15)所示。

$$\begin{aligned} LLR(b_{I,k}) &\equiv \log \frac{p(b_{I,k} = 1 | R(k))}{p(b_{I,k} = 0 | R(k))} \\ &= \log \frac{\sum_{\alpha \in S_{I,k}^{(1)}} p(X(k) = \alpha | R(k))}{\sum_{\alpha \in S_{I,k}^{(0)}} p(X(k) = \alpha | R(k))} \end{aligned} \quad (3-15)$$

提供了第 (I,k) 的位元到底是 0 或是 1 的可靠度計算方法，由 $LLR(b_{I,k})$ 的正負號便可決定第 m 個位元是 0 或是 1，而值的大小則表示著可靠度。

當雜訊並非很大時，我們可以將 log-sum 簡化成： $\log \sum_j Z_j \approx \max_j \log Z_j$ ，如此

(3-15)可以改寫成式(3-16)。

$$LLR(b_{I,k}) = \log \frac{\max_{\alpha \in S_{I,k}^{(1)}} p(X(k) = \alpha | R(k))}{\max_{\alpha \in S_{I,k}^{(0)}} p(X(k) = \alpha | R(k))}$$

(3-16)

將式(3-14)代入式(3-16)可以得到式(3-17)。

$$LLR(b_{l,k}) = \frac{|H(k)|^2}{2\sigma^2} \left\{ \min_{\alpha \in S_{l,k}^{(0)}} |Y(k) - \alpha|^2 - \min_{\alpha \in S_{l,k}^{(1)}} |Y(k) - \alpha|^2 \right\}$$

(3-17)

在圖 3-9 中，我們以 16-QAM 為例子，為了計算 $LLR(b_{l,k})$ 而在 $(S_{l,k}^{(1)}, S_{l,k}^{(0)})$ 這二個集合裡找離接收符元最近的點時，我們可以發現在這二個集合裡最近的點都是會在同一條垂直的線上，同樣地為了計算 $LLR(b_{Q,k})$ 在 $(S_{Q,k}^{(1)}, S_{Q,k}^{(0)})$ 裡找最近的點時，這二點便會在同一條水平線上，因此式(3-17)可以簡化成式(3-18)。

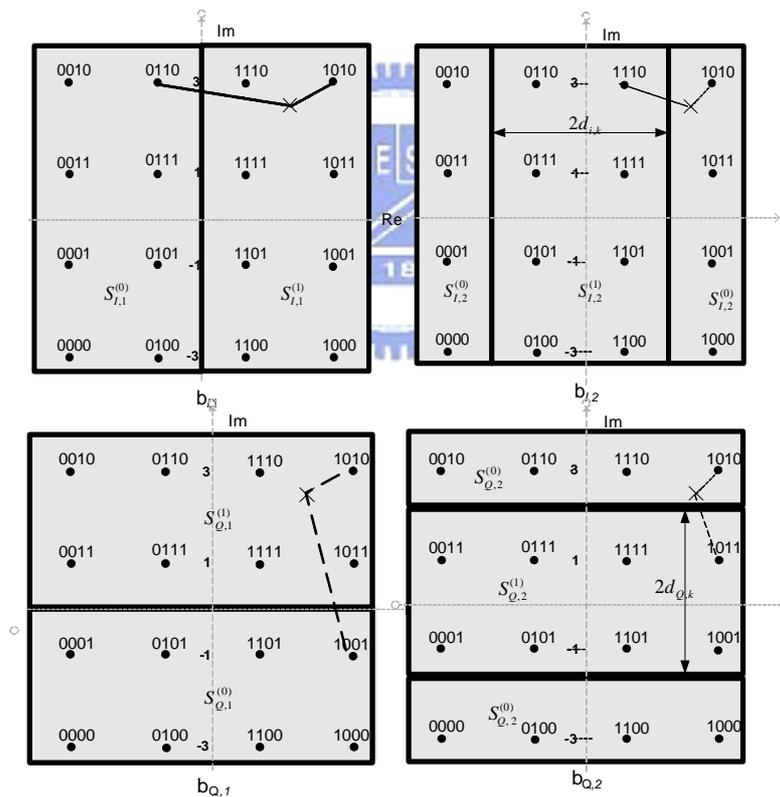


圖 3-9 16QAM 星狀圖的分割示意圖

$$\begin{aligned}
LLR(b_{I,k}) &= \frac{|H(k)|^2}{2\sigma^2} \left\{ \min_{\alpha \in S_{I,k}^{(0)}} |Y(k) - \alpha|^2 - \min_{\alpha \in S_{I,k}^{(1)}} |Y(k) - \alpha|^2 \right\} \\
&= \frac{|H(k)|^2}{2\sigma^2} \times 4 \times \frac{1}{4} \times \left\{ \min_{\alpha \in S_{I,k}^{(0)}} |Y(k) - \alpha|^2 - \min_{\alpha \in S_{I,k}^{(1)}} |Y(k) - \alpha|^2 \right\} \\
&= \frac{2|H(k)|^2}{\sigma^2} \times \frac{1}{4} \left\{ \min_{\alpha \in S_{I,k}^{(0)}} |Y(k) - \alpha|^2 - \min_{\alpha \in S_{I,k}^{(1)}} |Y(k) - \alpha|^2 \right\} \\
&\equiv CSI \times D_{I,k}
\end{aligned} \tag{3-18}$$

式中子集合 $S_{I,k}^{(c)}$ 定義為： $S_{I,k}^{(c)} \equiv \Re\{S_{I,k}^{(c)}\}$ ， $c=0,1$ 。因此在計算 $LLR(b_{I,k})$ 便是先由通道和雜訊算出在式(3-18)中所需的 CSI，而 $D_{I,k}$ 可以利用圖 3-9 而計算如式

(3-19)所示。

$$\begin{aligned}
D_{I,1} &= \begin{cases} \frac{1}{4} \left[(Y_I(k)+1)^2 - (Y_I(k)-1)^2 \right] = Y_I(k), & |Y_I(k)| \leq 2 \\ \frac{1}{4} \left[(Y_I(k)+1)^2 - (Y_I(k)-3)^2 \right] = 2(Y_I(k)-1), & Y_I(k) > 2 \\ \frac{1}{4} \left[(Y_I(k)+3)^2 - (Y_I(k)-1)^2 \right] = 2(Y_I(k)+1), & Y_I(k) < -2 \end{cases} \\
D_{I,2} &= \begin{cases} \frac{1}{4} \left[(Y_I(k)-3)^2 - (Y_I(k)-1)^2 \right] = -Y_I(k)+2, & Y_I(k) > 0 \\ \frac{1}{4} \left[(Y_I(k)+3)^2 - (Y_I(k)+1)^2 \right] = Y_I(k)+2, & Y_I(k) < 0 \end{cases}
\end{aligned} \tag{3-19}$$

而式(3-19)可整理成式(3-20)。

$$\begin{aligned}
D_{I,1} &= \begin{cases} Y_I(k), & |Y_I(k)| \leq 2 \\ 2(Y_I(k)-1), & Y_I(k) > 2 \\ 2(Y_I(k)+1), & Y_I(k) < -2 \end{cases} \\
D_{I,2} &= -|Y_I(k)| + 2
\end{aligned} \tag{3-20}$$

同樣的，我們可以推出 $D_{Q,k}$ 的式子，只要將式(3-20)中的 $Y_I(k)$ 改成 $Y_Q(k)$ 即可。

式(3-20)在計算上還是複雜的，如果犧牲一點效能的話，則可以再進一步近似如式(3-21)所示。

$$\begin{aligned}
 D_{I,1} &\cong Y_I(k) \\
 D_{I,2} &= -|Y_I(k)| + 2
 \end{aligned}
 \tag{3-21}$$

式(3-20)及式(3-21)分別代表精確的 $D_{I,1}$ 和 $D_{I,2}$ 及近似的 $D_{I,1}$ 和 $D_{I,2}$ ，兩者的比較如圖 3-10 所示。

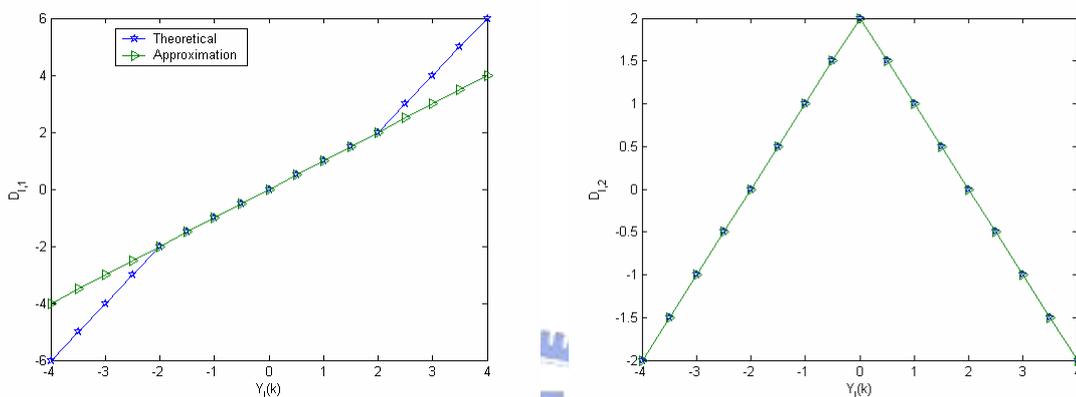


圖 3-10 In-phase 位元中，16-QAM 的精確對近似 LLR 計算方法比較圖

同樣的，在 64-QAM 的情況下，我們也可以推導出精確的 $D_{I,1}$ 和 $D_{I,2}$ ，如式(3-22)

所示及近似的 $D_{I,1}$ 和 $D_{I,2}$ ，如式(3-23)所示。

$$D_{I,1} = \begin{cases} Y_I(k), & |Y_I(k)| \leq 2 \\ 2(Y_I(k) - 1), & 2 < Y_I(k) \leq 4 \\ 3(Y_I(k) - 2), & 4 < Y_I(k) \leq 6 \\ 4(Y_I(k) - 3), & Y_I(k) > 6 \\ 2(Y_I(k) + 1), & -4 \leq Y_I(k) < -2 \\ 3(Y_I(k) + 2), & -6 \leq Y_I(k) < -4 \\ 4(Y_I(k) + 3), & Y_I(k) < -6 \end{cases}$$

$$D_{I,2} = \begin{cases} 2(-|Y_I(k)| + 3), & |Y_I(k)| \leq 2 \\ 4 - |Y_I(k)|, & 2 < |Y_I(k)| \leq 6 \\ 2(-|Y_I(k)| + 5), & |Y_I(k)| > 6 \end{cases}$$

$$D_{I,3} = \begin{cases} |Y_I(k)| - 2, & |Y_I(k)| \leq 4 \\ -|Y_I(k)| + 6, & |Y_I(k)| > 4 \end{cases}$$

(3-22)

$$D_{I,1} \cong Y_I(k)$$

$$D_{I,2} \cong -|Y_I(k)| + 4$$

$$D_{I,3} \cong -||Y_I(k)| - 4| + 2$$

(3-23)

而式(3-22)及式(3-23)分別代表精確的 $D_{I,1}$ 、 $D_{I,2}$ 和 $D_{I,3}$ 及近似的 $D_{I,1}$ 、 $D_{I,2}$ 和 $D_{I,3}$ ，

兩者的比較如圖 3-11 所示。

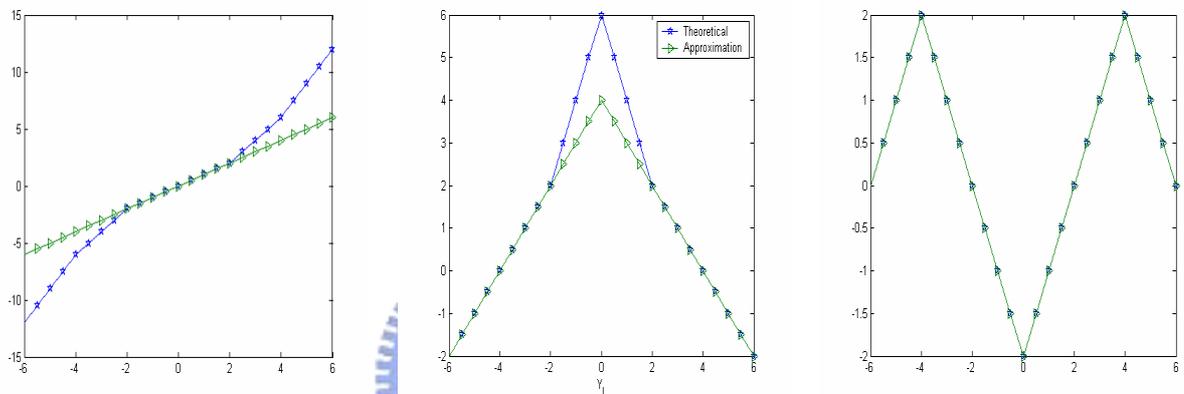


圖 3-11 In-phase 位元中，64-QAM 的精確對近似 LLR 計算方法比較圖

式(3-21)及式(3-23)可以推展到使用類似葛雷編碼的任意平方 QAM 的星狀圖上，

假設當 $k > 1$ 時， $d_{I,k}$ 及 $d_{Q,k}$ 為相對應於位元 $b_{I,k}$ 及 $b_{Q,k}$ 的二個集合之間距離的一

半，如圖 3-9 所示，則式(3-20)到式(3-23)便可一般化如式(3-24)及式(3-25)。

$$D_{I,k} = \begin{cases} Y_I(k), & k=1 \\ -|D_{I,k-1}| + d_{I,k}, & k > 1 \end{cases}$$

$$LLR(b_{I,k}) = CSI \times D_{I,k}$$

(3-24)

$$D_{Q,k} = \begin{cases} Y_Q(k), & k=1 \\ -|D_{Q,k-1}| + d_{Q,k}, & k > 1 \end{cases}$$

$$LLR(b_{Q,k}) = CSI \times D_{Q,k}$$

(3-25)

另外，針對 BPSK 及 QPSK 的反對映，則利用式(3-14)直接計算 BPSK 接收信號的 $m_c(b_k)$, $c = 0,1$ 及 QPSK 接收信號的 in-phase 和 quadrature 部份的 $m_c(b_{I,k})$, $c = 0,1$ 和 $m_c(b_{Q,k})$, $c = 0,1$ ，之後同樣的經由反位元交錯再放入 Viterbi 解碼器做解碼。

3.2.2 Viterbi 解碼器

Viterbi 演算法在 1967 年由 Viterbi 所提出，用來對迴旋碼進行解碼。此演算法為最大近似解碼(Maximum Likelihood Decoding ; MLD)，簡單地說便是依據接收訊號來尋找在格狀圖上所有可能的路徑，最後選擇一條最短路徑來當作最佳解碼路徑。演算法中包括了計算各個路徑與所收到訊號之間的相似度，並且去除掉一些不可能成為最佳選擇的路徑。當幾個路徑進入同一狀態時，在這幾個路徑之間的其中一個會因有「適當」的計量值(Metric)而被選擇，而這被選擇的路徑也就是存活路徑(Survivor Path)。所謂的「適當」則要根據計量值的定義。在格狀圖中的所有狀態都要進行這樣的存活路徑選擇。在接下來的時間也是根據這樣的法則來去除不可能的路徑，如此，在收集到一定長度的訊號後，便可以將解碼位元輸出了。底下我們用一個例子來說明此演算法。

為了描述 Viterbi 演算法是如何動作之前，我必需先定義出格狀圖，這是根據編碼器而產生的。如圖 3-12 所示，我們用一個簡單的 $(n,k,m)=(2,1,2)$ 的迴旋碼編碼器來舉例說明，它由 2 個移位暫存器，2 個模 2(Modulo-2)加法器所組成，而模 2(Modulo-2)的加法器可以由 XOR 閘來實現。迴旋碼編碼器基本上是一個有限狀態機(Finite state Machines)，我們可以用狀態圖來描述其輸入輸出的關係，因此編碼器可以建立如圖 3-13 所示的狀態圖。其中每一狀態點為編碼器內暫存器之值，輸入與輸出位元則表為 $v^{(1)}v^{(2)}/u$ 。通常我們會將這狀態圖轉成格狀圖來說明，因為對於時間與狀態之間的轉換有較好的表達能力。如圖 3-13 所示之格

狀圖，實線代表輸入 0，虛線代表輸入 1。對圖 3-13 之格狀圖來說，因為編碼器有二個移位暫位器，所以共會有 4 個狀態，分別為 $S_0(0,0)$, $S_1(1,0)$, $S_2(0,1)$, $S_3(1,1)$ ，每一個狀態有 2 條路徑指向下一個狀態，一條為當輸入位元 0 時，另一條則是輸入位元為 1 時。

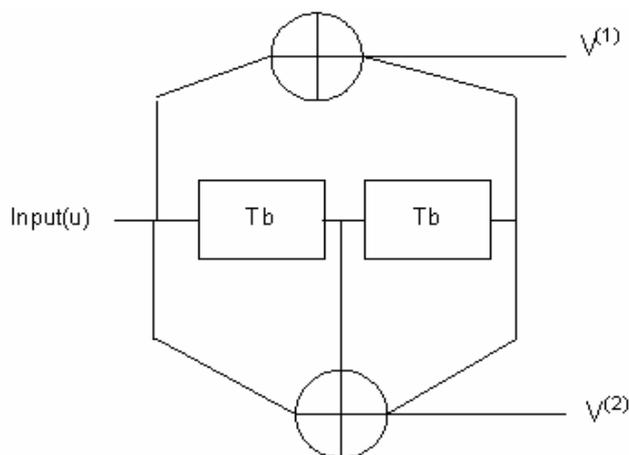


圖 3-12 (2,1,2)之迴旋碼編碼器

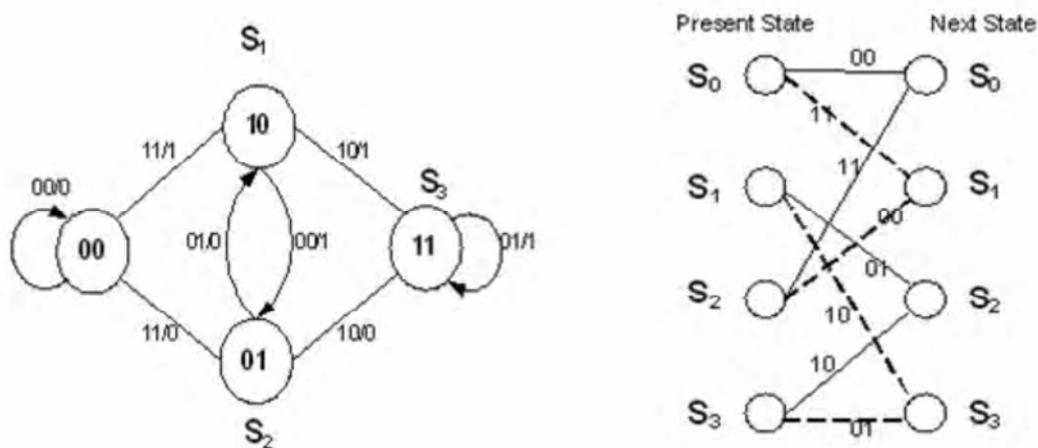


圖 3-13 (2,1,2)迴旋碼編碼器之狀態圖與格狀圖

為了說明方便，我們使用 Hard Decision 來說明 Viterbi 解碼器是如何運作的，然而在我們的模擬中則是使用 Soft Decision 的 Viterbi 解碼器，而二者的差別只

需將底下所使用的漢明距離改為歐幾里德(Euclidean)距離即可。在說明 Viterbi 演算法之前，我們先定義以下的名詞。

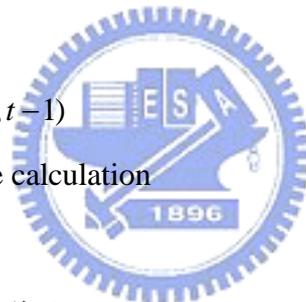
- 碼句(Code Word) $Cw(i, j)$:由狀態 S_i 轉移到狀態 S_j 所對應的編碼器輸出。
- 分支計量值(Branch Metric) $Bm(i, j, t)$:在時間 t ，接收到的訊號($r(t)$)和碼句之間的相似度(Likelihood)，可用漢明距離表示。
- 路徑計量值(Path Metric) $Pm(i, j, t)$:在時間 t ，接收到的碼和由狀態 S_i 轉移到狀態 S_j 之間的相似度。
- 存活計量值(Survivor Metric) $Sm(j, t)$:在時間 t ，進入狀態 S_j 的最小路徑計量值。

$Cw(i, j)$ 、 $Bm(i, j, t)$ 、 $Pm(i, j, t)$ 、 $Sm(j, t)$ 之間可表示如式(3-26)所示。

$$Bm(i, j, t) = Cw(i, j) ** r(t)$$

$$Pm(i, j, t) = Bm(i, j, t) + Sm(j, t-1)$$

where ** is hamming distance calculation



(3-26)

以下我們說明 Viterbi 演算法的步驟，假設有一全零資料序列 $u=(0000000)$ ，經過編碼後，我們可以得到編碼後的輸出序列為 $v=(00,00,00,00,00,00,00)$ ，而 v 序列在經過通道受到雜訊的干擾，使得第 1 及第 3 位元由 0 變成 1，而解碼器所收到的序列為 $(10,00,00,00,10,00,00)$ 說明 Viterbi 演算法經由以下的 Viterbi 演算法，可求得解碼之結果為 $\hat{u}=(0000000)=u$ 。

➤ 步驟一

如圖 3-14 所示，在 $t=0$ 時，從狀態 S_0 開始，其存活計量值為 0。若輸入 0，則路徑向上，在 $t=1$ 時，狀態 S_0 輸出 00。若輸入 1，則路徑向下，在 $t=1$ 時，狀態點 S_1 ，輸出為 11。若輸出位元與 r 之所對應的位元相同時，則我們給此位元之計量值為 0，反之為 1。因此，我們可以算出分支計量值 $Bm(0,0,1)=1$ 及 $Bm(0,1,1)=1$ 。因為在 $t=1$ 時，每一狀態只有一條路徑進入，所以存活計量值

$Sm(0,1) = 1$ 、 $Sm(1,1) = 1$ 。

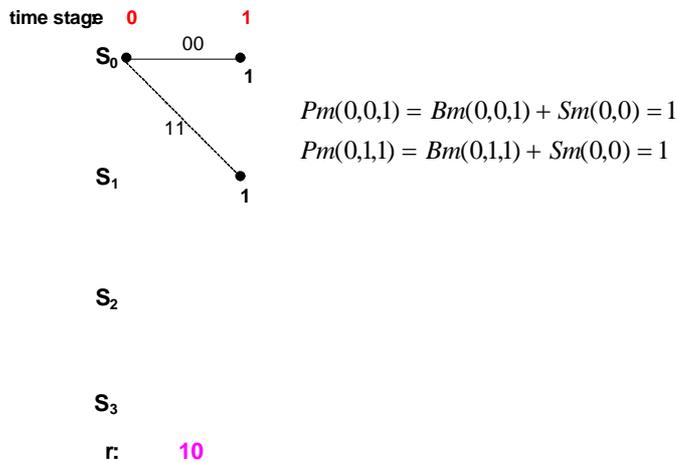


圖 3-14 Viterbi 演算法之步驟一

➤ 步驟二

重覆步驟一。如圖 3-15 所示，在 $t=3$ 時，每一狀態都有二條路徑進入，我們選擇路徑較小的為存活計量值，此一路徑稱為存活路徑，同時把另一較大的路徑刪除。若兩路徑計量值相同時，則任取一條路徑為存活路徑。因此， S_0 、 S_1 、 S_2 、 S_3 的存活計量值 $Sm(0,3)$ 、 $Sm(1,3)$ 、 $Sm(2,3)$ 、 $Sm(3,3)$ 分別為 1、2、3、3。

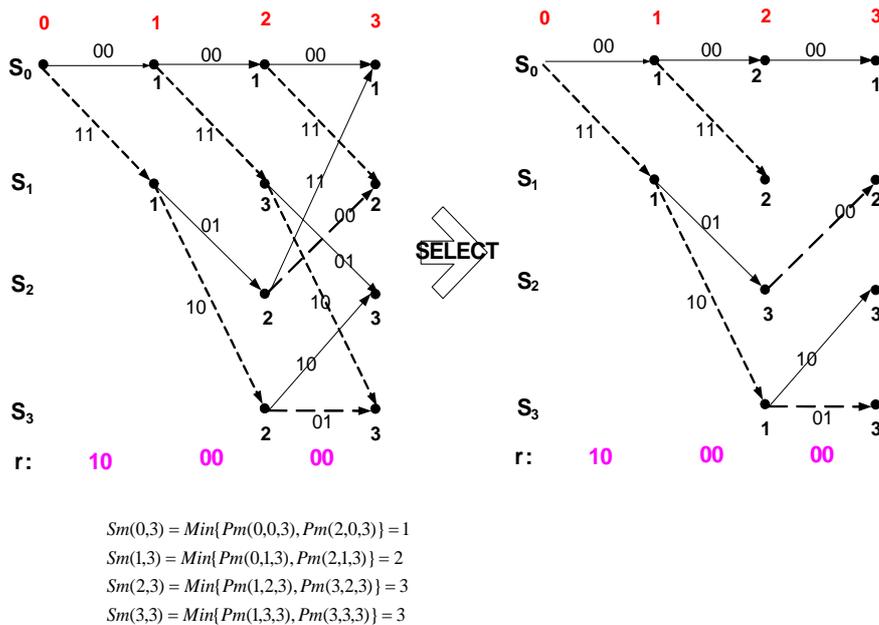


圖 3-15 Viterbi 演算法之步驟二

➤ 步驟三

重覆步驟二，經過時間 $t = 4 \sim 7$ 。如圖 3-16 所示，在最後 $t = 7$ 時，我們挑選有存活計量值的狀態所走的路徑為存活路徑，由存活路徑，也就是在圖中線條較粗者的，得到解碼之結果為 $\hat{u} = (0000000) = u$ ，在此路徑中，實線為 0 而虛線為 1。

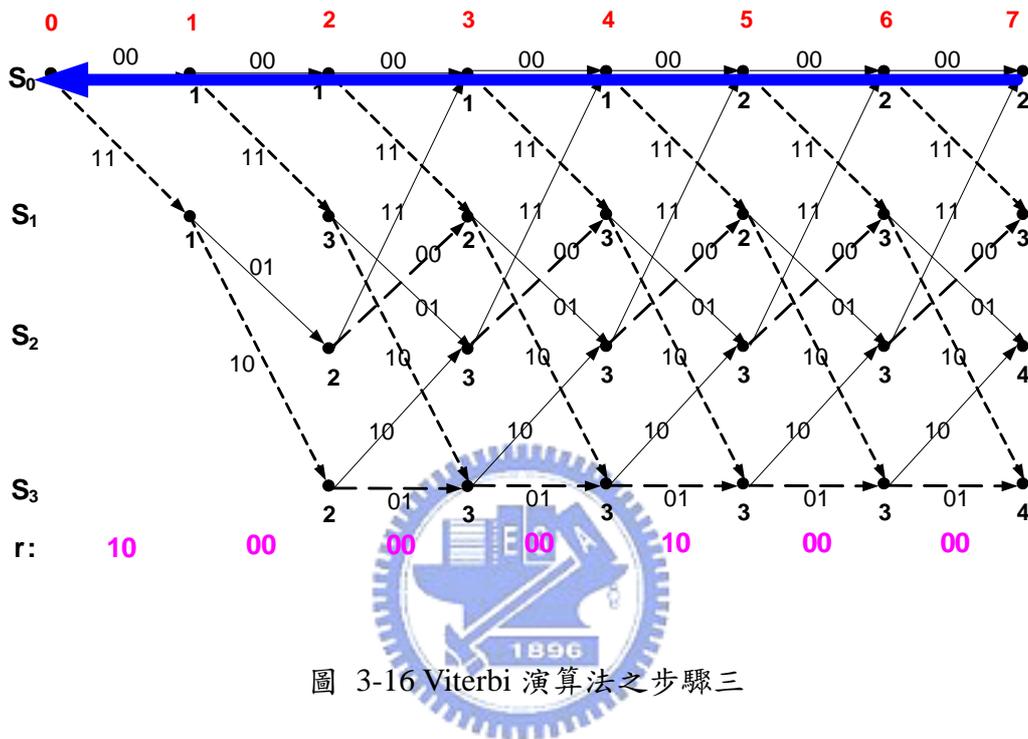


圖 3-16 Viterbi 演算法之步驟三

最後，我們將 Vitebi 演算法總結如下。

- 從單元時間 $t=1$ 開始，計算進入每一狀態之單一路徑的路徑計量值 $P_m(i, j, t)$ ，並記錄每一狀態之存活路徑和存活計量值 $S_m(i, j, t)$ 。
- t 增加 1，對於每一個狀態中，比較進入此狀態的路徑，且將含有最小路徑計量值的路徑和其值記錄起來，而這個記錄起來的計量值便是存活計量值，而其它路徑便給予刪除。
- 如果 $t < L+m$ ，則重覆步驟二，否則停止。其中 L 為資料的長度， m 為編碼器中移位暫存器的個數。最後，比較在所有狀態的存活路徑計量值，有最小計量值的存活路徑便可以當作解碼路徑。

在 Viterbi 演算法中，我們必須將所有狀態及其對應的存活路徑儲存起來，若路徑很長(也就是訊號序列長)，則需要一個很大的記憶體。因此，我們必須在路徑到達一定長度時加以截斷。當我們要截斷最前面的路徑時，必須要將其資料取出(解碼)。一般而言，若路徑之截斷長度(也就是被截斷存活路徑的長度)為 $5.8m$ 時，不管任何一種路徑取出資料，所增加的解碼錯誤率是可以忽略的，也就是說，其最後面的一個分支都會重合成一條，如圖 3-17 所示。

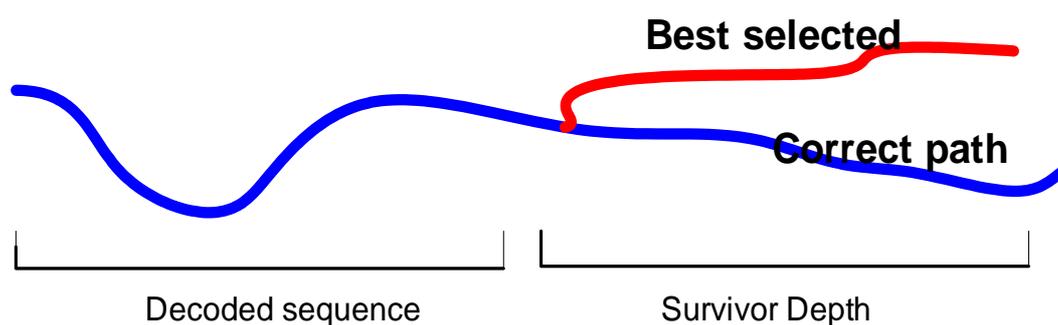


圖 3-17 Viterbi 演算法之截斷長度示意圖



3.3 模擬與分析

本節中，我們將模擬在第 3 章所提及的各種演算法，主要分為二個部份。第一部份模擬內部接收機的演算法，依序為封包偵測、粗略頻率偏移估計、符元時序估計及細微頻率偏移估計。而第二部份則再加入通道估計及外部接收機的演算法，著重在模擬整個 IEEE 802.11a/g 系統的效能，並且假設三種情況分別予以模擬比較。在情況一中，我們假設內部接收機完美，而外部接收機的符元反對應計算則採用在節 3.2.1 所介紹的簡化方法，Viterbi 解碼器則利用 MATLAB 內建的模組。而情況二不同於情況一的是，在情況一中我們假設通道已知，在此我們則模擬在接收機加入通道估計。最後，情況三接續情況二的模擬條件再加入封包偵測及符元時序估計。

模擬的通道部份，如同在第 2 章所介紹的 IEEE 802.11a/g Channel Model A，其中 $T_S = 50ns$ ， $T_{RMS} = 50ns$ 。我們使用訊雜比(SNR)來表示接收訊號的強弱，其中訊號能量的定義是在每一個 IEEE 802.11a/g 封包經過通道後所計算得到的平均能量，之後依據模擬的訊雜比來對每一個 IEEE 802.11a/g 封包加入雜訊。

3.3.1 內部接收機的模擬與分析

➤ 封包偵測的模擬與分析

我們設定 IEEE 802.11a/g 封包的前面 200 點信號為雜訊，累加長度 L 為 32 點，門檻為 0.83，通道為多重路徑衰落通道， $SNR=10dB$ 。而為了偵測穩定性，我們設定一個 Searching Window，即 $M(n)$ 必須連續幾點大於門檻才判定封包進來。圖 3-18 為模擬結果，此圖顯示式(3-1)所表示的 $M(n)$ 在第 201 點前面 10 幾點開始變大，在第 201 點會有峰值且大於設定的門檻 0.85，此點是短訓練符元 A_1 的起點，從此點開始累加的 32 點信號相關性快速變大，表示偵測到了封包起點。而 $M(n)$ 大約在第 313 點出現最大值，之後慢慢變小，此點是短訓練符元 A_8 的起點，代表此點之後累加的 32 點信號相關性變小，此模擬符合節 3.1.1 的預期。

我們模擬比較在 AWGN 或 多重路徑衰落通道下，設定不同的門檻及不同搜尋長度的 Searching Window 情況下，對同樣是累加長度 32 點的封包偵測演算法的影響，並模擬 2000 次取其均方差(Mean Square Error, MSE)做為效能比較指標。此模擬我們設定前面 100 點信號為雜訊，圖 3-19 到圖 3-22 為模擬結果，觀察這些圖可知，在較低的訊雜比時，由於訊號能量只微小於雜訊，造成 $M(n)$ 不大，所以設定高的門檻會無法判斷封包已經進來，此時 MSE 等於理想偵測點 101 的平方。而訊雜比較大時，設定愈高的門檻會有較好的效能。比較圖 3-19 與圖 3-20 或圖 3-21 與圖 3-22，可知設定 Searching Window 的搜尋長度為 8 點會比搜尋長度為 1 點(即沒有 Searching Window)的效能更好。

由圖 3-19 到圖 3-22 模擬結果發現，在訊雜比大於等於 10 之後，設定門檻

為 0.75 且 Searching Window 的搜尋長度為 8 點，會有比較好的效能，封包偵測的誤差小於 3 取樣點。我們將設定此參數，繼續模擬內部接收機的其他模組，並且限定模擬的訊雜比在封包偵測誤差很小的區段，即 10dB 到 25dB。

➤ 粗略頻率偏移估計的模擬與分析

我們模擬 2000 次取其正規化後的均方差(Normalized MSE)來比較頻率偏移估計的效能，而且設定封包偵測的門檻為 0.75 且 Searching Window 的搜尋長度為 8 點，頻率偏移(CFO)設定為一個載波間隔 312.5kHz。我們分別模擬在 AWGN 通道或多重路徑衰落通道下頻率偏移估計的效能，以及當式(3-4)中的累加長度 L 不同時(16 點、32 點或 48 點)，粗略頻率偏移估計的效能變化，圖 3-23 及圖 3-24 為模擬結果，從這些結果可以發現隨著累加長度 L 加大，粗略頻率偏移估計的效能變得更好，因為累加長度越大造成雜訊累加後越小，所以估計的精確度越高。同時我們也可以發現，訊雜比越大時，估計的精確度越高。圖 3-25 顯示累加長度 L 為 48 點時，在 AWGN 通道及多重路徑衰落通道下，兩者的粗略頻率偏移估計的效能差異，由模擬結果可知，不同的通道特性對粗略頻率偏移估計的效能沒有顯著的影響。

➤ 符元時序估計的模擬與分析

我們模擬在多重路徑衰落通道下的符元時序估計，並設定封包偵測的門檻為 0.75 且 Searching Window 的搜尋長度為 8 點及沒有 CFO。圖 3-26 為模擬結果，圖中的峰值即為式(3-2)的交互相關性的最大值，代表演算法正確估計到短訓練符元 A_{10} 的起點，之後依據此點估計每一個 OFDM 符元的起始，並對其做 FFT 計算。

我們設定封包偵測的門檻為 0.75 且 Searching Window 的搜尋長度為 8 點及沒有 CFO，模擬在 AWGN 及多重路徑衰落通道下的符元時序估計，模擬 2000 次取其均方差。圖 3-27 顯示模擬的結果，由此可知，在 AWGN 通道下，符元時

序估計完全正確，而在多重路徑衰落通道下，符元時序估計的誤差小於 1 個取樣點。

我們同樣設定封包偵測的門檻為 0.75 且 Searching Window 的搜尋長度為 8 點，但假設 CFO 為一個載波間隔 312.5kHz，模擬在 AWGN 或多重路徑衰落通道下，有補償 CFO 及沒有補償時的符元時序估計，而粗略頻率偏移估計的累加長度 L 為 48 點，且模擬 2000 次取其均方差。圖 3-28 與圖 3-29 為模擬的結果，由此結果可知，在 AWGN 通道下，補償 CFO 之後的符元時序估計幾乎完全正確，而在多重路徑衰落通道下，補償 CFO 之後的符元時序估計誤差也小於 1 個取樣點。

綜合圖 3-27 到圖 3-29，模擬顯示在節 3.1.2 所介紹的符元時序估計演算法有非常好的效能。

➤ 細微頻率偏移估計的模擬與分析

我們設定封包偵測的門檻為 0.75 且 Searching Window 的搜尋長度為 8 點，並加入符元時序估計，CFO 設定為一個載波間隔 312.5kHz，粗略頻率偏移估計的累加長度 L 為 48 點，而細微頻率偏移估計的累加長度 L 為 64，模擬 2000 次取其正規化後的均方差來比較細微頻率偏移估計的效能，圖 3-30 為模擬結果。我們可以發現不管在 AWGN 或多重路徑衰落通道下，細微頻率偏移估計的效能都差不多，不同的通道特性對細微頻率偏移估計的效能沒有顯著的影響，而且訊雜比越大時，估計的精確度越高。另外，比較圖 3-30 與圖 3-25，我們也可以發現圖 3-30 的正規化後的均方差小於圖 3-25，代表細微頻率偏移估計比粗略頻率偏移估計更加精確，也符合預期。

3.3.2 IEEE 802.11a/g 系統效能的模擬與分析

➤ 情況一：內部接收機完美

圖 3-31 到圖 3-32，我們模擬整個 IEEE 802.11a/g 系統的效能，並以位元錯誤率(Bit Error Rate, BER)及封包錯誤率(Packet Error Rate, PER)做為效能比較指標。在傳送端，我們以 16-QAM 或 64-QAM 調變資料位元，而在接收端，我們假設內部接收機完美，而外部接收機的符元反對應計算則採用在節 3.2.1 所介紹的簡化方法，Viterbi 解碼器則利用 MATLAB 內建的模組。

圖 3-31 顯示在 $BER=10^{-3}$ 時，在 AWGN 通道下，64-QAM 比 16-QAM 差 7dB 增益，在多重路徑衰落通道下，64-QAM 比 16-QAM 差 6dB 增益。另外，比較相同的 QAM 調變，16-QAM 在多重路徑通道下比 AWGN 通道差 6.5dB 增益，64-QAM 則比較差 5.5dB 增益。而圖 3-32 顯示在 $PER=10^{-1}$ 時，在 AWGN 通道下，64-QAM 比 16-QAM 差 6dB 增益，在多重路徑衰落通道下，64-QAM 比 16-QAM 差 4dB 增益。比較相同的 QAM 調變，16-QAM 在多重路徑通道下比 AWGN 通道差 6.5dB 增益，64-QAM 則比較差 5.5dB 增益。

綜合圖 3-31 到圖 3-32 的模擬結果可知，利用較高的 QAM 調變資料位元時，系統必須要有更好的訊雜比。而在多重路徑衰落通道下，因為通道衰落的影響，系統效能會變得較差，所以需要利用分集技術來對抗通道衰落。

➤ 情況二：加入通道估計

我們同樣模擬整個 IEEE 802.11a/g 系統的效能。與情況一不同的是，在情況一我們假設通道已知，在此我們則模擬在接收機加入通道估計。圖 3-33 到圖 3-34 為模擬結果，從這些圖中我們可得知在 $BER=10^{-3}$ 時，加入通道估計會有 1.5dB 到 2dB 的損失。而比較圖 3-34 與圖 3-32，則顯示在 $PER=10^{-1}$ 時，加入通道估計會有 1dB 到 2dB 的增益損失。由比較可以發現在節 3.1.4 所介紹的通道估計對系統效能有不小的影響，值得再做改善。

➤ 情況三: 加入封包偵測、符元時序估計及通道估計

情況三與情況二不同的是，除了在接收機加入通道估計之外，我們再加入封包偵測及符元時序估計來模擬整個 IEEE 802.11a/g 系統的效能，圖 3-35 到圖 3-36 顯示模擬的結果。比較圖 3-35 到圖 3-36 與圖 3-33 到圖 3-34，我們可以發現 BER 與 PER 都沒有太大差，這顯示我們設定封包偵測的門檻為 0.75 且 Searching Window 的搜尋長度為 8 點，並搭配在節 3.1.2 所介紹的符元時序估計演算法有非常好的效能。

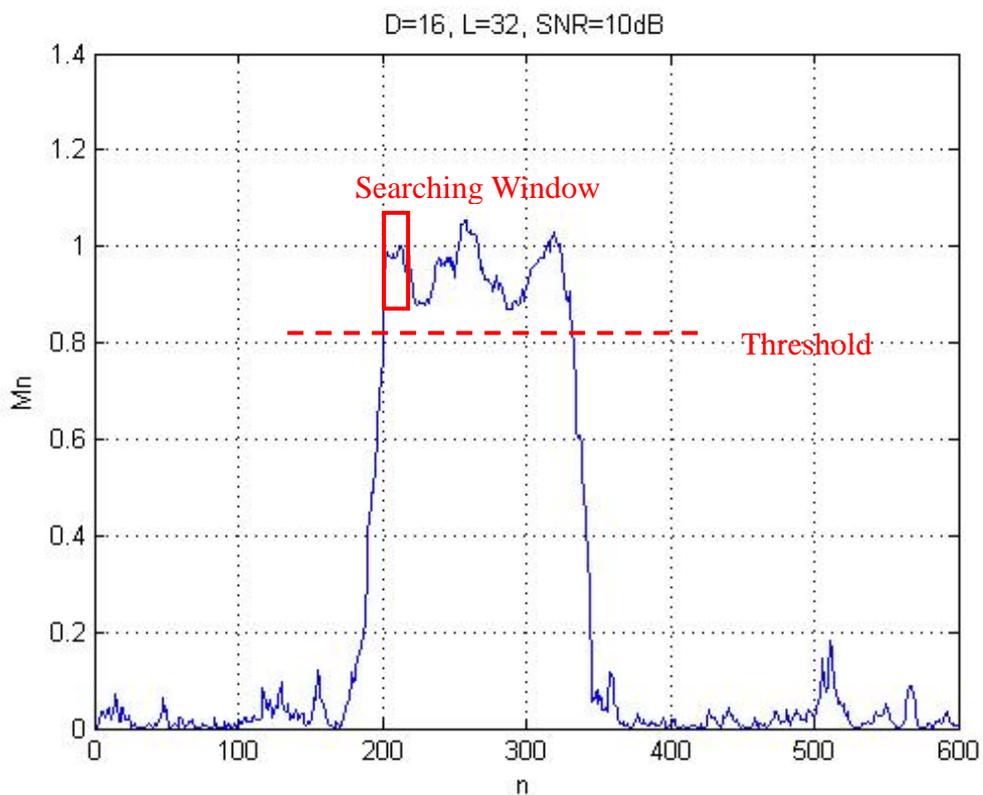


圖 3-18 多重路徑衰落通道下，門檻 0.85，收尋長度 8 點，累加長度 32 點的封包偵測

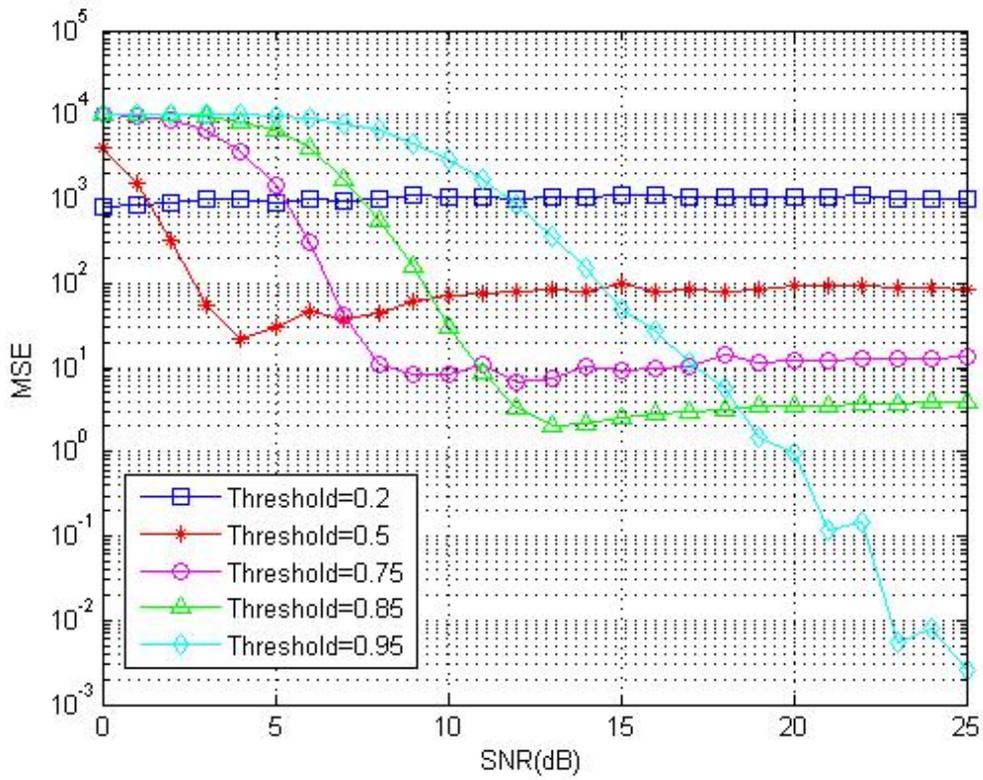


圖 3-19 AWGN 通道下，不同門檻，收尋長度 1 點，累加長度 32 點的封包偵測

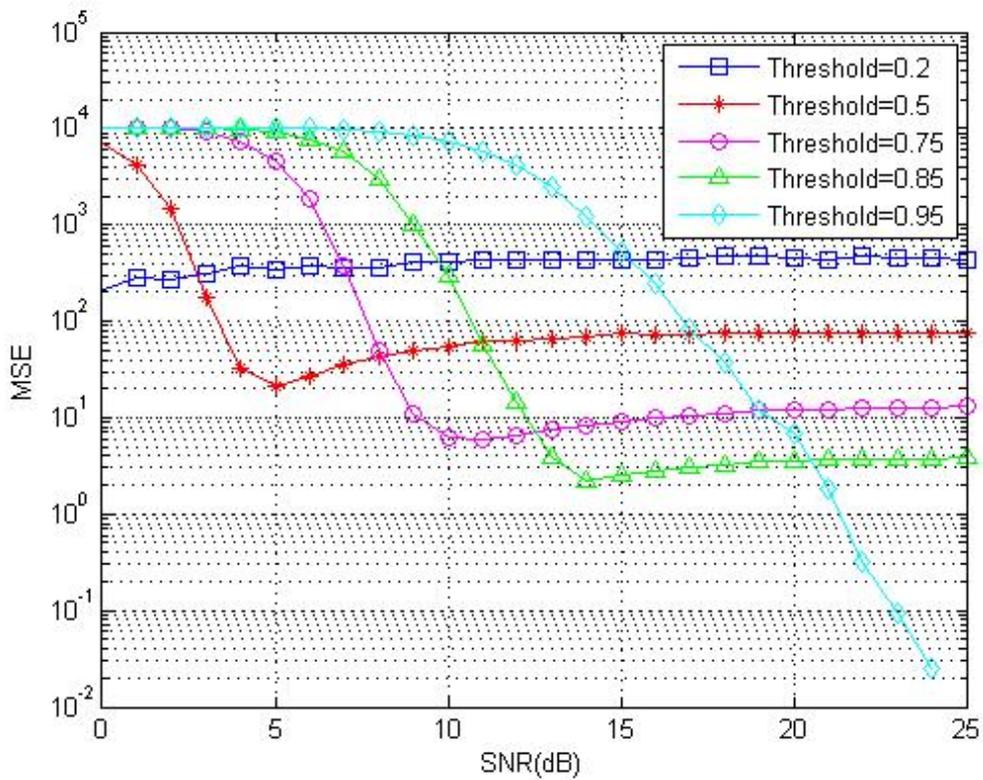


圖 3-20 AWGN 通道下，不同門檻，收尋長度 8 點，累加長度 32 點的封包偵測

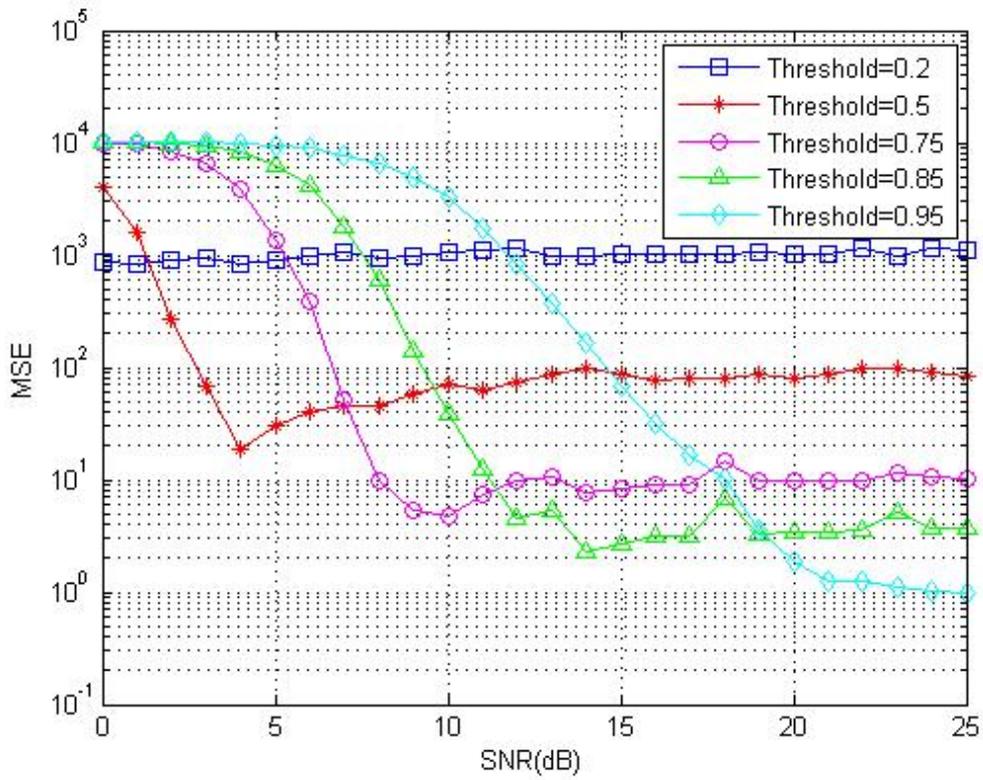


圖 3-21 多重路徑衰落通道下，不同門檻，收尋長度 1 點，累加長度 32 點的封包偵測

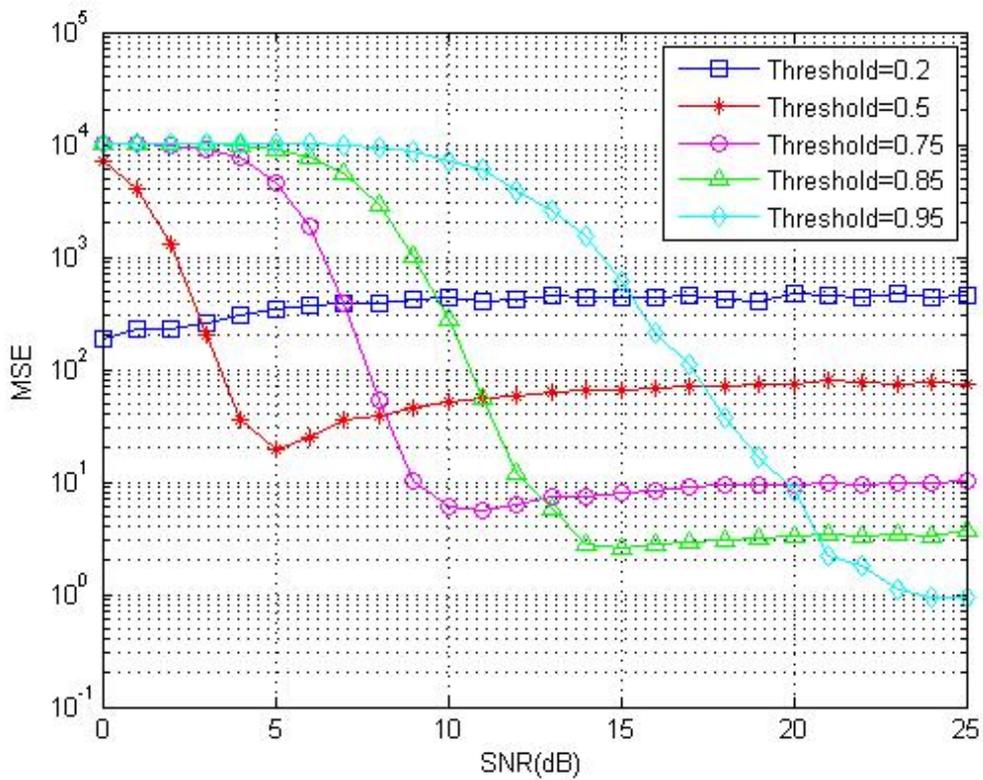


圖 3-22 多重路徑衰落通道下，不同門檻，收尋長度 8 點，累加長度 32 點的封包偵測

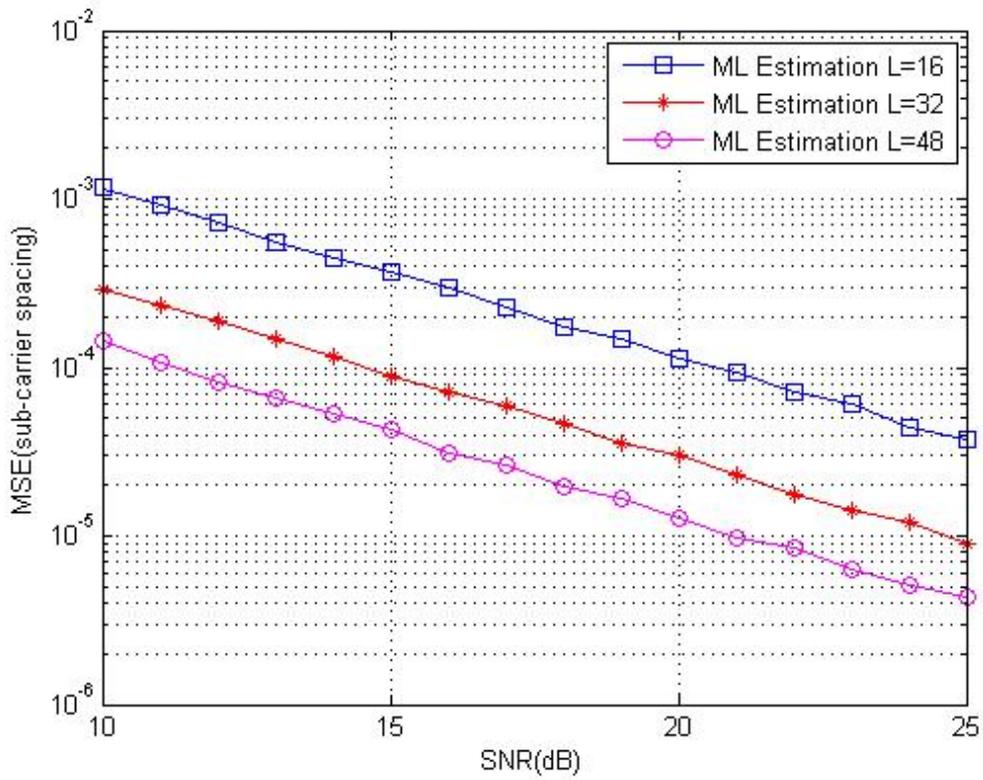


圖 3-23 AWGN 通道下的粗略頻率偏移估計

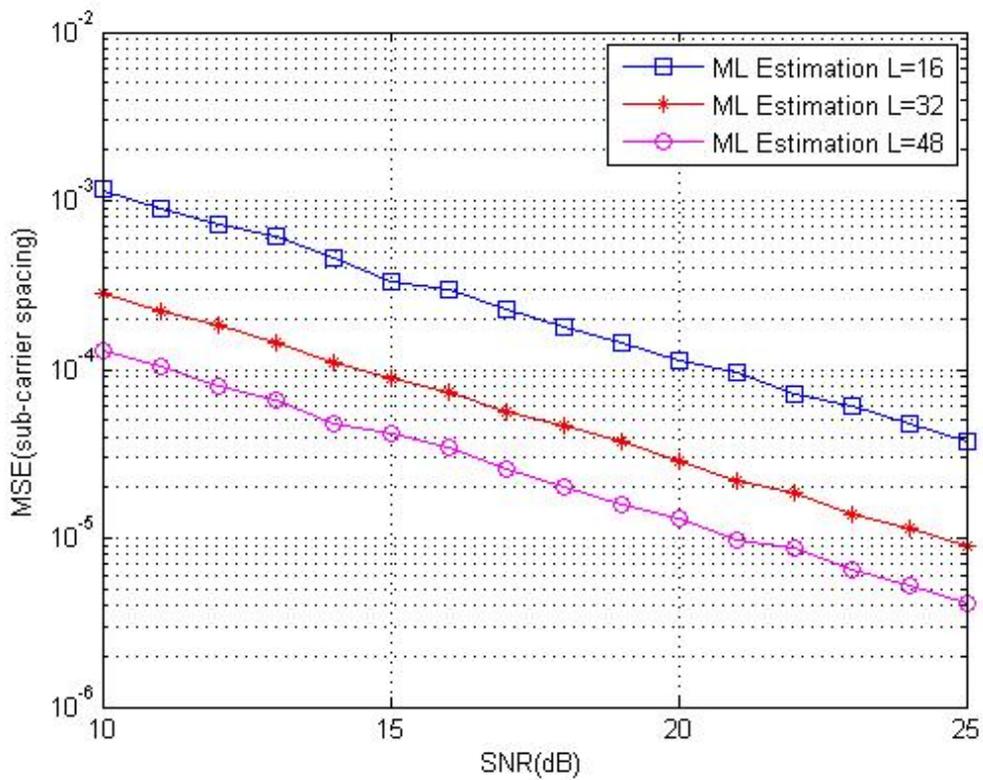


圖 3-24 多重路徑衰落通道下的粗略頻率偏移估計

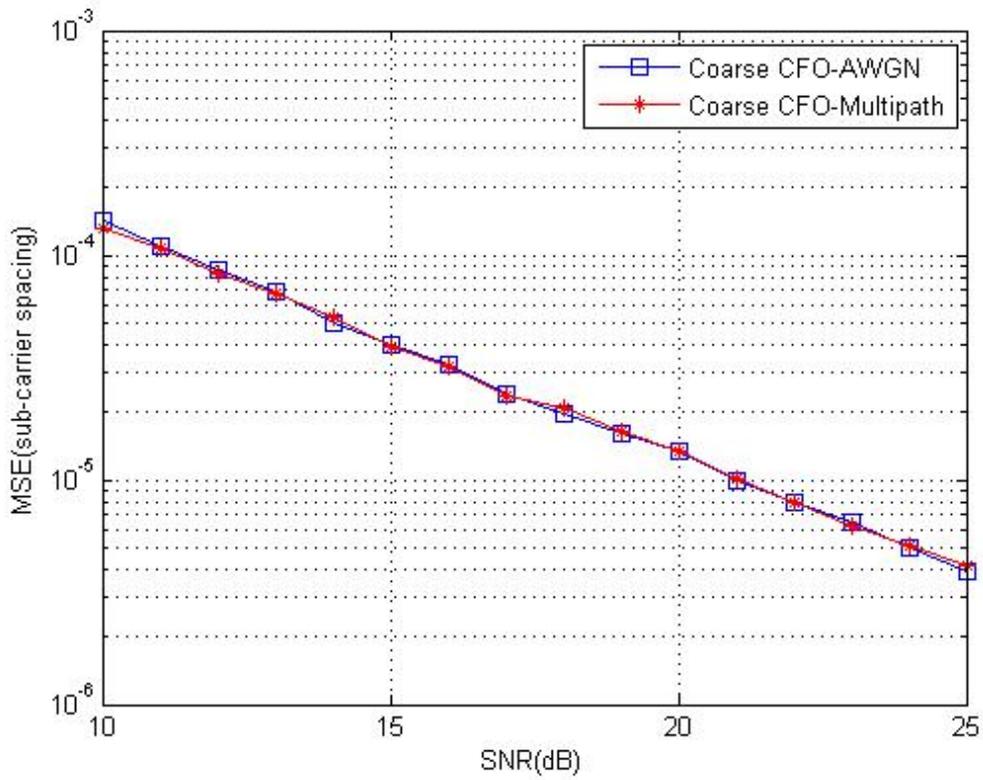


圖 3-25 AWGN 通道與多重路徑衰落通道下，累加長度 48 點的粗略頻率偏移估計

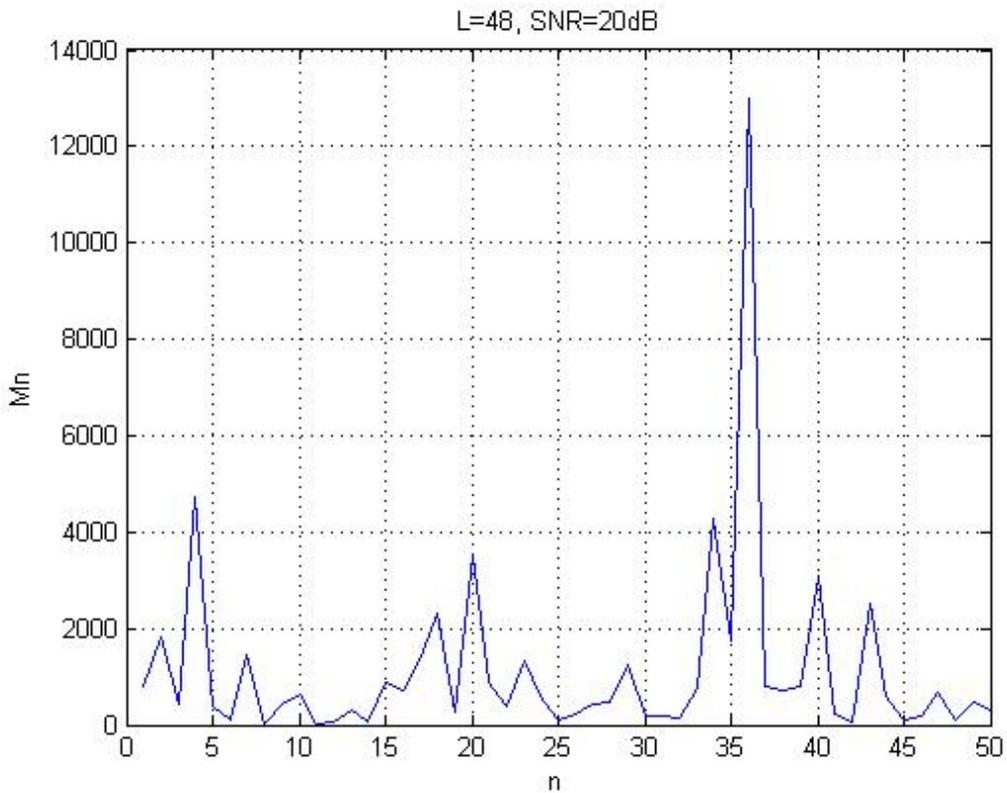


圖 3-26 多重路徑衰落通道下的符元時序估計

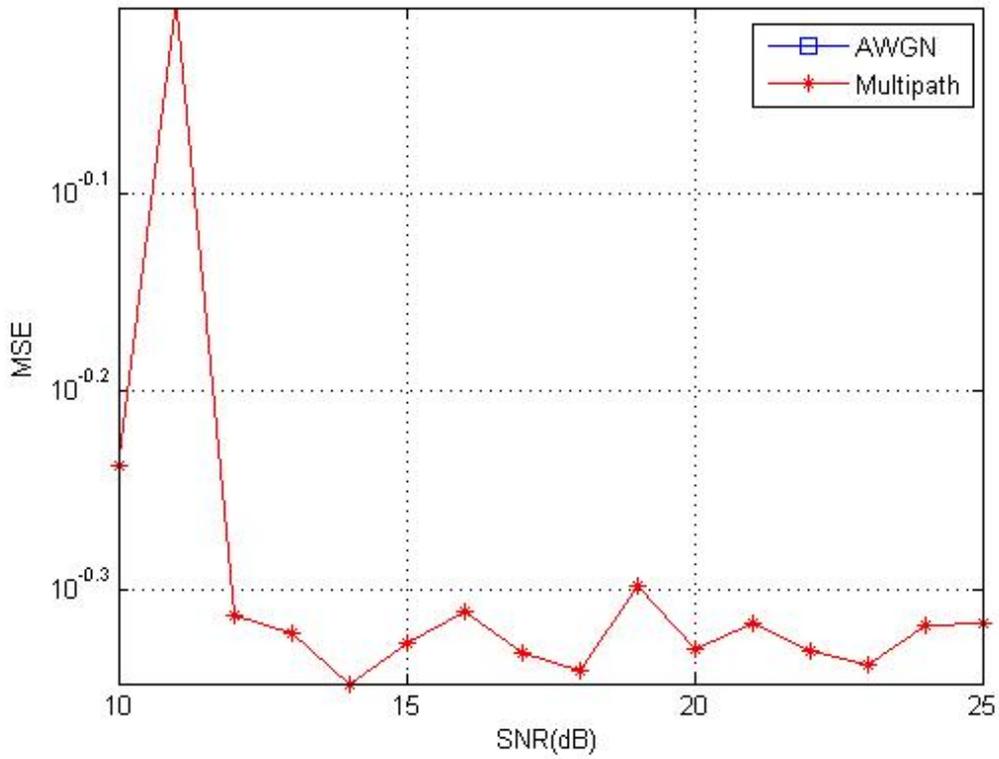


圖 3-27 封包偵測門檻為 0.75，沒有 CFO 的符元時序估計

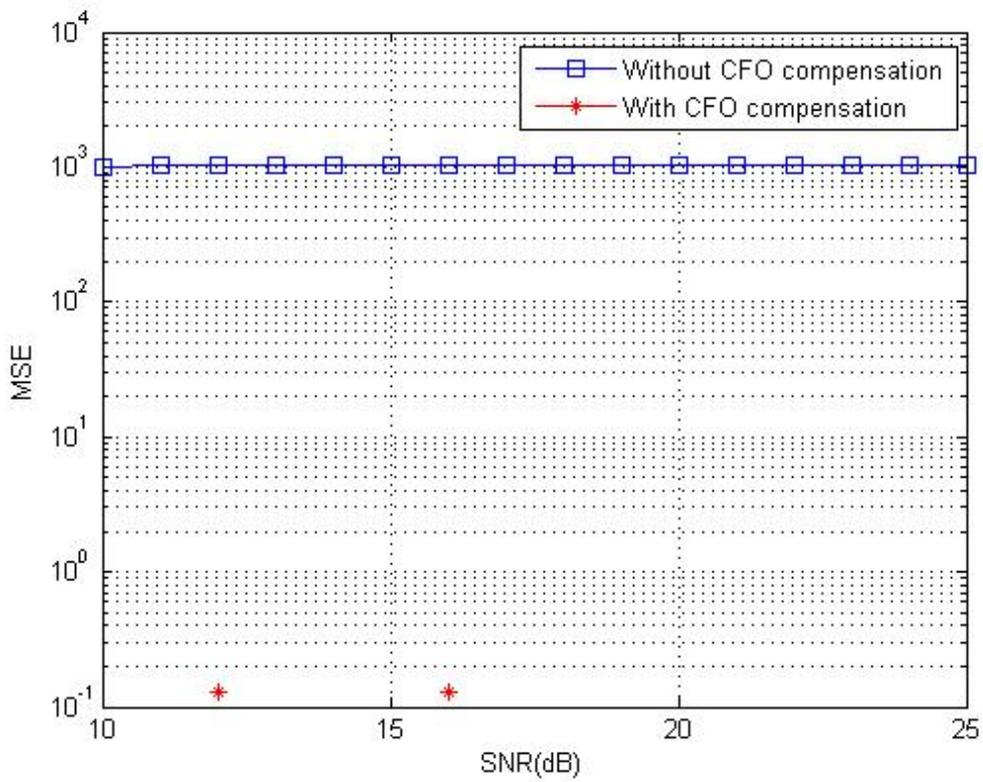


圖 3-28 AWGN 通道下，封包偵測門檻為 0.75 的符元時序估計

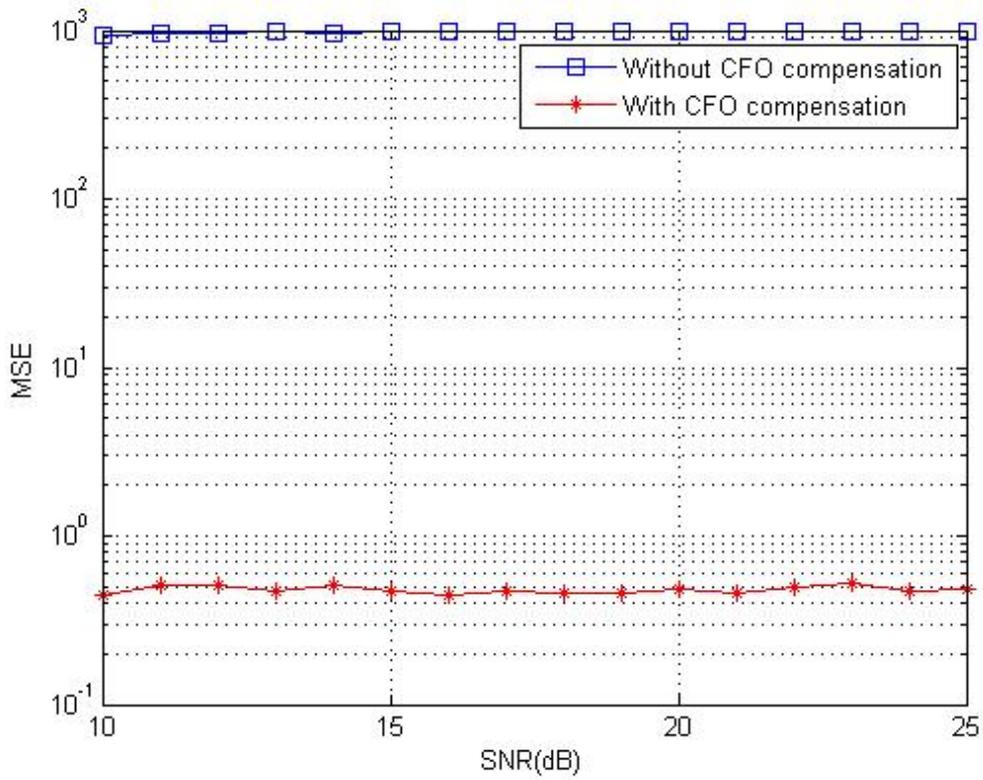


圖 3-29 多重路徑衰落通道下，封包偵測門檻為 0.75 的符元時序估計

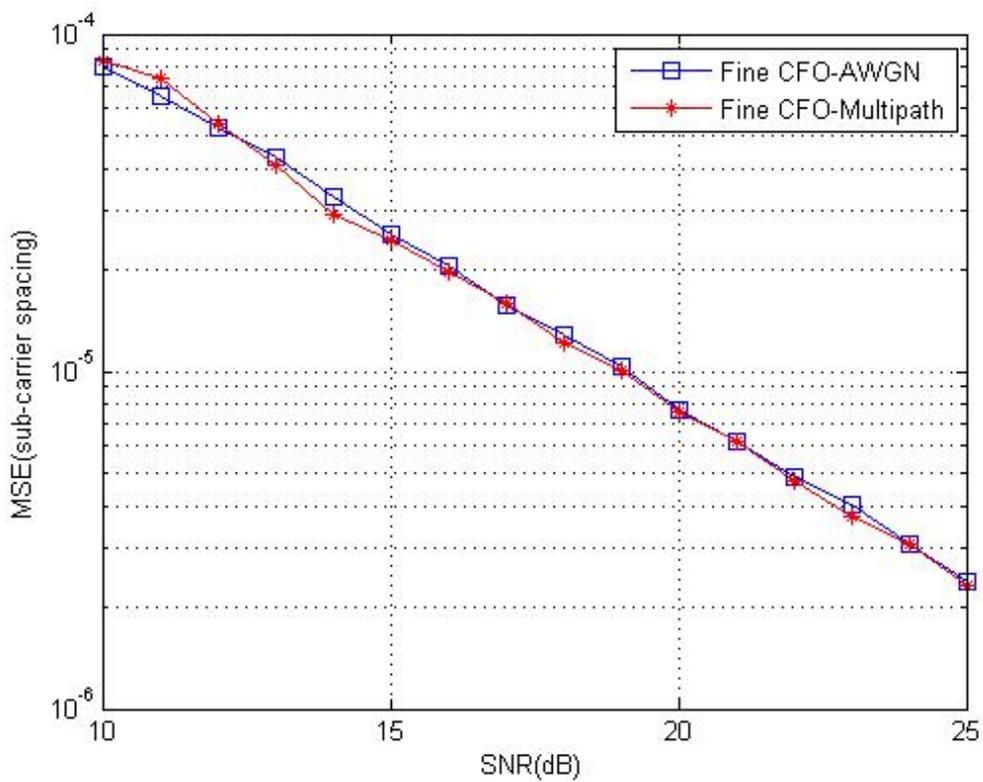


圖 3-30 AWGN 通道與多重路徑衰落通道下，累加長度 64 點的細微頻率偏移估計

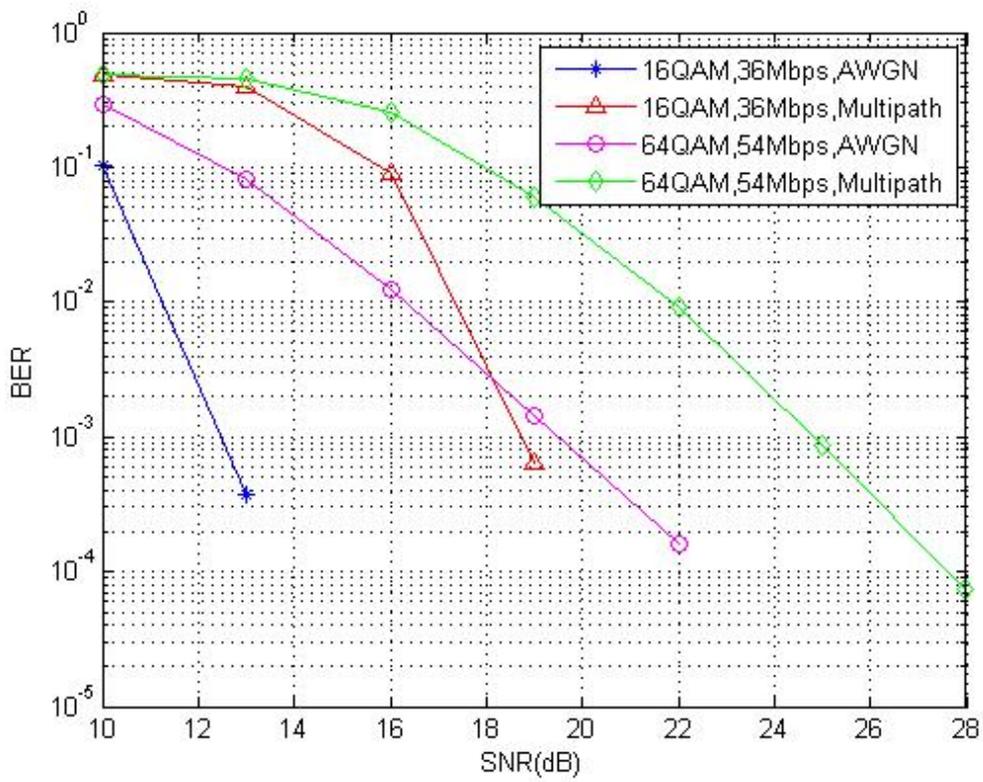


圖 3-31 內部接收機完美的 BER

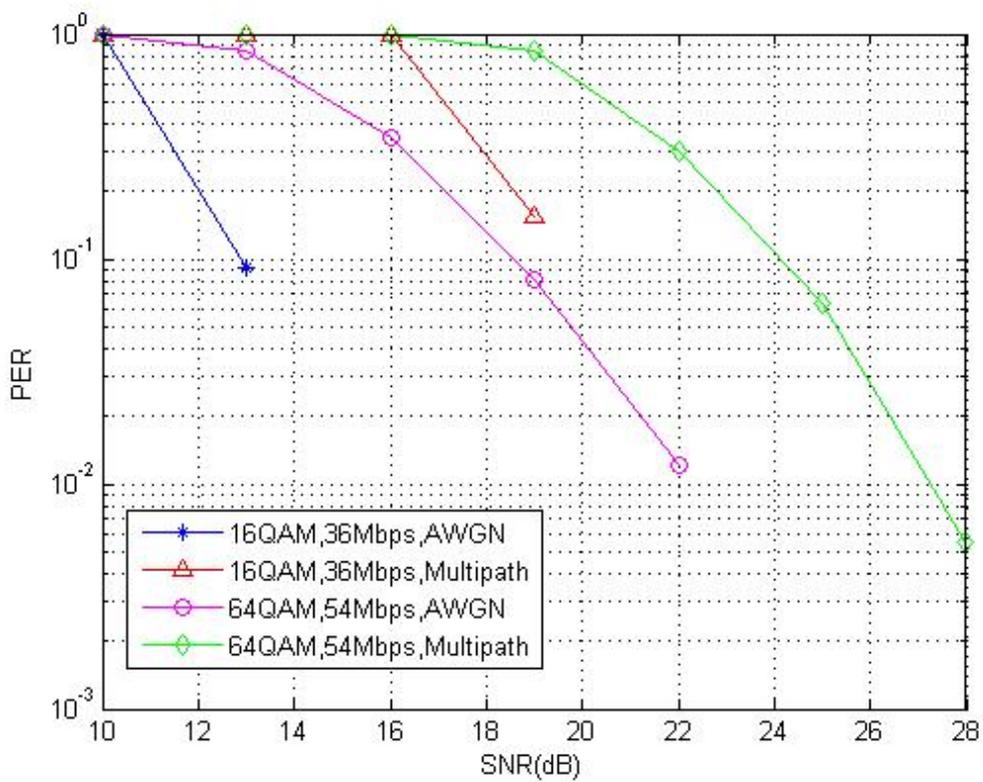


圖 3-32 內部接收機完美的 PER

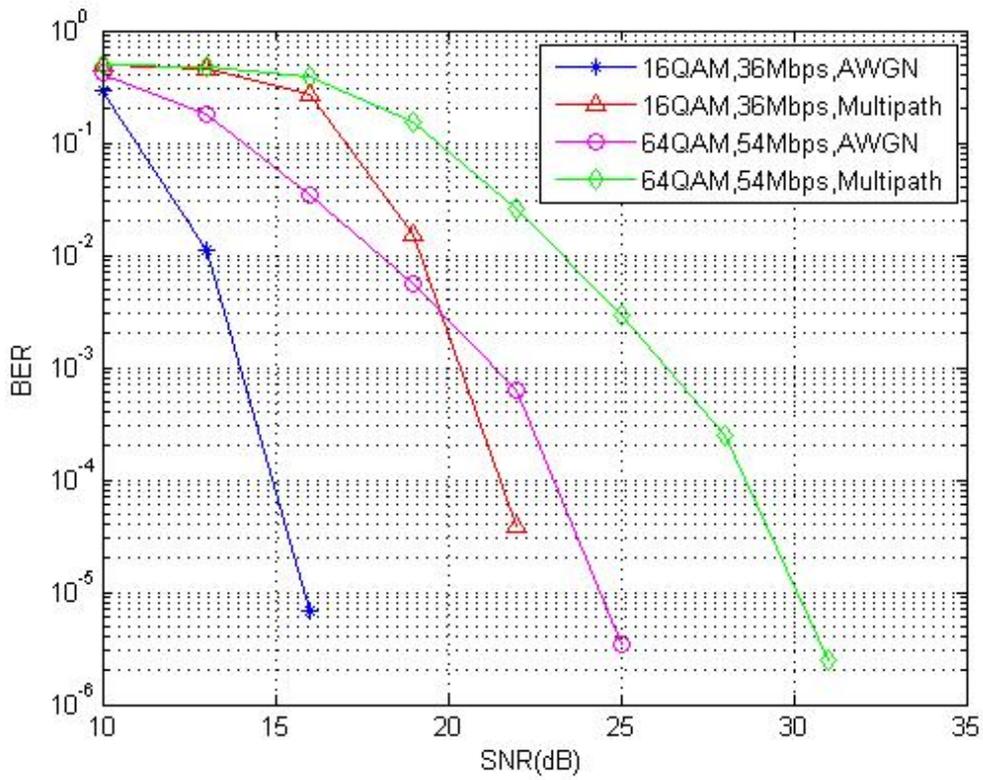


圖 3-33 加入通道估計的 BER

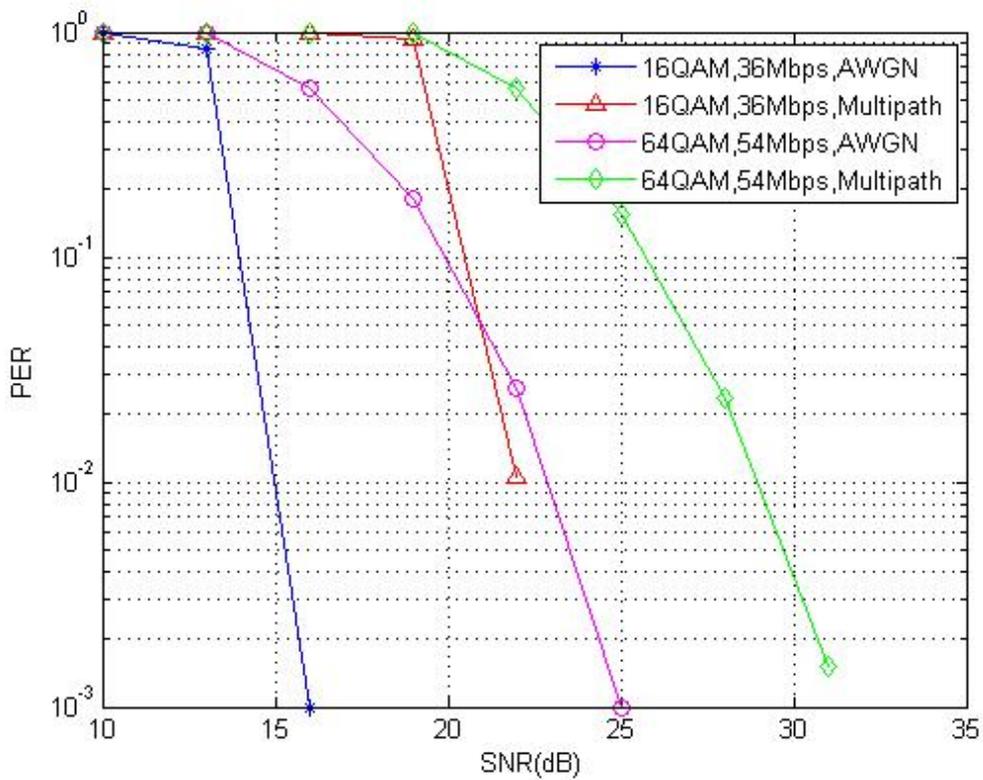


圖 3-34 加入通道估計的 PER

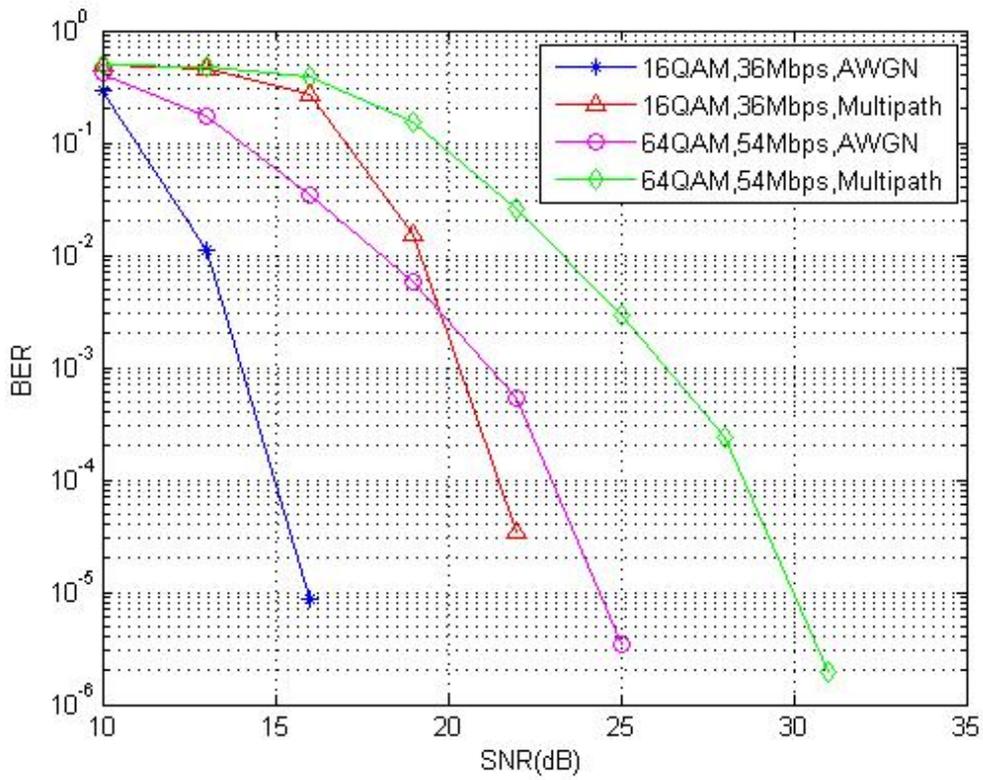


圖 3-35 加入封包偵測、符元時序估計及通道估計的 BER

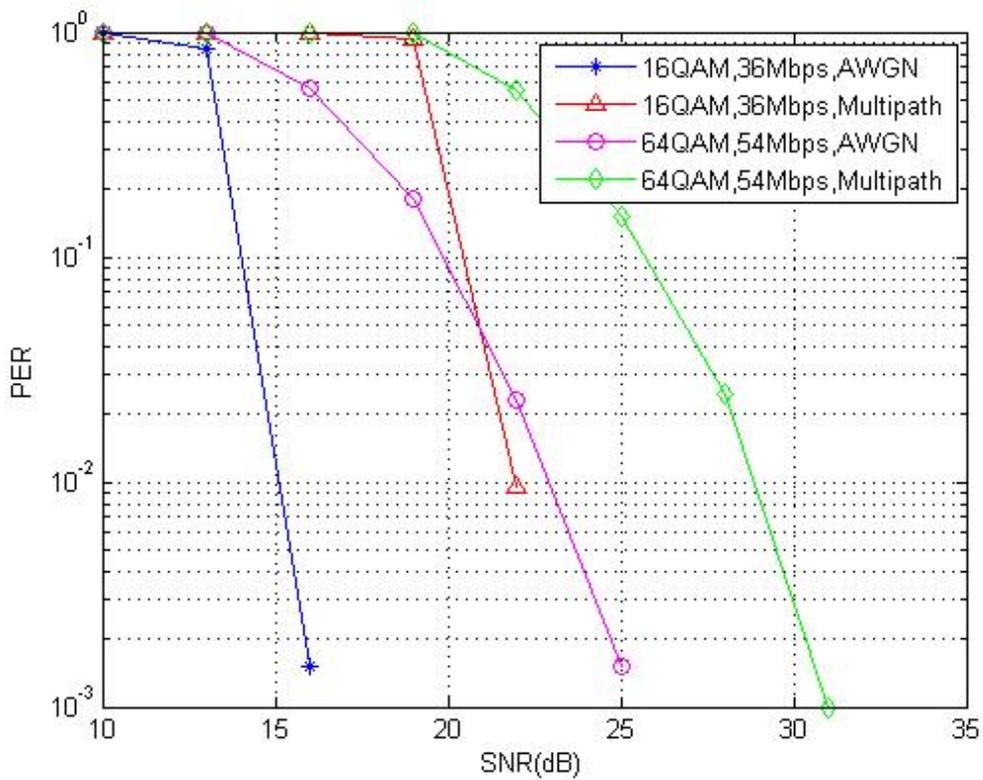
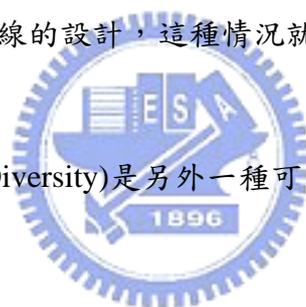


圖 3-36 加入封包偵測、符元時序估計及通道估計的 PER

第 4 章 IEEE 802.11a/g 系統之合作式通訊

在無線通訊系統中，傳送信號經過通道會產生隨機變動，此種現象稱為衰落(Fading)。另外，由於障礙物及反射體的影響，傳送信號會經由不同的方向及時間到達接收機而造成符元間的互相干擾(Inter-Symbol Interference, ISI)，這個現象稱為多重路徑(Multi-path)。上述兩種現象結合即是多重路徑衰落(Multi-path Fading)，會降低通訊系統效能。而分集(Diversity)是用來對抗衰落的技術，無論是時間、頻率及空間(Spatial)分集，傳送信號經由多個獨立的衰落通道到達接收機，透過接收機內部適當的組合(Combining)，可以獲得分集增益(Diversity Gain)。其中，空間或天線分集是比較常用的技術，因為它不需要增加傳輸時間或頻寬。但是有些情況，通訊終端(Terminal)會有硬體尺寸及成本的限制，而不能允許或有效的使用多根天線的設計，這種情況就無法利用空間或天線分集技術。

合作分集(Cooperative Diversity)是另外一種可以實現空間分集的技術，本章節將予以討論及模擬分析。



4.1 合作分集(Cooperative Diversity)介紹

假設每個終端的只有一根天線，合作分集技術是網路內的終端(Terminal)利用其它一個或多個終端的天線，合作形成虛擬的陣列天線，來實現空間分集。藉由合作分集，傳送信號經由多個獨立的衰落通道到達目的地終端的接收機，因此可以獲得空間分集的效益。在[13]中提到，利用合作分集可以增加上傳容量(Uplink Capacity)或資料率(Data Rate)，相對的表示用較少的傳送功率即可獲得相同的資料率，如此可以更加省電，或用相同的功率而達到更高的覆蓋範圍(Coverage)。另外，合作分集也可以讓系統更加強健，即降低對通道變動的靈敏度，同時也降低了系統的故障(Outage)機率。在[16]中則提到兩種合作模式(Cooperative Mode)，放大轉送(Amplify-and-Forward, AF)及混合直接與解碼轉送

(Hybrid Direct and Decode-and-Forward, HF)，並提出數據表示這兩種合作模式都可以獲得 Second-order 分集的故障機率。

本章節中，我們提出建構在 IEEE 802.11a/g 系統的合作式通訊模型 (Cooperative Communication Model)，如圖 4-1 所示。模型中有三個終端，原始終端 (Source Terminal)、中繼終端 (Relay Terminal) 及目的地終端 (Destination Terminal)。所有三個終端各自有一個傳送機、一個接收機及一根天線，並且假設每個終端不能同時收送。模型中的三個通道，原始終端到目的地終端通道 (h_{SD})、原始終端到中繼終端通道 (h_{SR}) 及中繼終端到目的地終端通道 (h_{RD}) 都定義如同第 2 章所介紹的 IEEE 802.11a/g Channel Model A，其平均功率增益為 1，如式(4-1) 所示，並且假設三個通道雜訊 ($\eta_{SD}, \eta_{SR}, \eta_{RD}$) 是相同的複數高斯隨機變數，平均值為 0，變異數為 N_0 ，如式(4-2)所示。另外，三個通道各自獨立，並以一個 IEEE 802.11a/g 封包 (Packet) 做為傳輸的基本單位。模型的傳送協定 (Protocol) 以分時多重存取 (TDMA) 為基礎，即一個 IEEE 802.11a/g 封包在第一個時間槽 (Time Slot) 從原始終端傳送給中繼終端及目的地終端，第二個時間槽中繼終端轉送在第一個時間槽從原始終端收到的封包給目的地終端，此時原始終端不做傳送及接收。

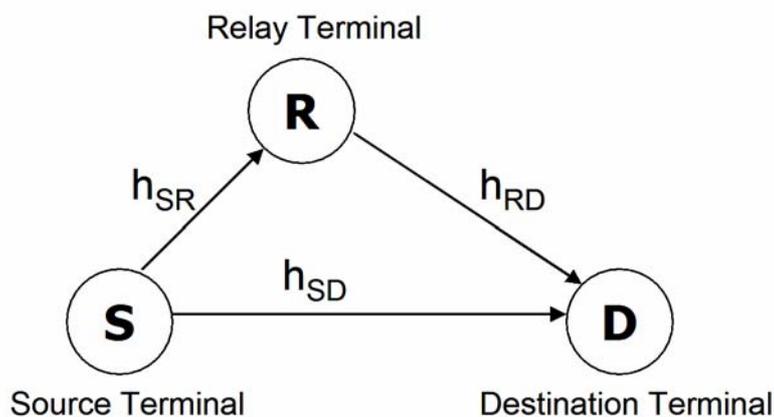


圖 4-1 合作式通訊模型 (Cooperative Communication Model)

$$\begin{aligned}
h_{SD} &\in CN(0, \delta_{SD}) \\
h_{SR} &\in CN(0, \delta_{SR}) \\
h_{RD} &\in CN(0, \delta_{RD}) \\
E\left[|h_{SD}|^2\right] &= E\left[|h_{SR}|^2\right] = E\left[|h_{RD}|^2\right] = 1
\end{aligned}
\tag{4-1}$$

式(4-1)中， $E[\cdot]$ 表示取期望值。

$$\eta_{SD}, \eta_{SR}, \eta_{RD} \in CN(0, N_0)
\tag{4-2}$$

在 4.2 及 4.3 節中，我們將分別介紹兩種中繼終端的合作模式，即放大轉送模式(Amplify-and-Forward Mode, AF)和解碼轉送模式(Decode-and-Forward Mode, DF)。在 4.4 節中，則提出一種混合放大轉送與解碼轉送的合作模式，我們簡稱為混合轉送模式(Hybrid-and-Forward Mode, HF)。而我們將以直接傳送模式(Direct mode)做為效能比較基準，所謂直接傳送模式就是沒有中繼終端輔助，原始終端只會在第一個時間槽傳送一個 IEEE 802.11a/g 封包給目的地終端，第二個時間槽則不傳送封包。最後，在 4.5 節中，將模擬這三種合作模式與直接傳送模式的封包錯誤率(Packet Error Rates, PER)及位元錯誤率(Bit Error Rates, BER)，以此比較這三種合作模式的效能優劣及顯示分集增益。

4.2 放大轉送模式(Amplify-and-Forward Mode, AF)

中繼終端在第一個時間槽接收原始終端送過來的一個 IEEE 802.11a/g 封包，由於封包經過通道 h_{SD} ，所以封包會遭受衰落效應且帶有通道雜訊 η_{SR} 。在第二個時間槽，中繼終端不做解調及解碼，只將封包的信號能量放大即傳送給目的地終端。之後在目的地終端的接收機將兩個時間槽收到的信號做最大比的組合(Maximum Ratio Combining, MRC)來獲得最佳的分集增益。

4.2.1 放大轉送模式的系統模型

放大轉送模式在時域的數學表示如式(4-3)及(4-4)所示。

第一個時間槽:

$$\begin{aligned} y_{SD}(n) &= h_{SD} \otimes \sqrt{P_1}x(n) + \eta_{SD} \\ y_{SR}(n) &= h_{SR} \otimes \sqrt{P_1}x(n) + \eta_{SR} \end{aligned} \quad (4-3)$$

第二個時間槽:

$$\begin{aligned} y_{RD}(n) &= h_{RD} \otimes \frac{\sqrt{P_2}}{\sqrt{P_1|h_{SR}|^2 + N_0}} y_{SR}(n) + \eta_{RD} \\ &= h_{RD} \otimes \frac{\sqrt{P_2}}{\sqrt{P_1|h_{SR}|^2 + N_0}} (h_{SR} \otimes \sqrt{P_1}x(n) + \eta_{SR}) + \eta_{RD} \end{aligned} \quad (4-4)$$

其中 $x(n)$ 為原始終端的傳送端信號，且平均信號能量等於 1， $y_{SD}(n)$ 及 $y_{SR}(n)$ 分別是在第一個時間槽中目的地終端及中繼終端的接收端信號，而 $y_{RD}(n)$ 是在第二個時間槽中目的地終端的接收端信號，符號 \otimes 則表示信號與通道做迴旋積。另外，由於第一個時間槽中繼終端收到的平均信號能量為 $P_1|h_{SR}|^2 + N_0$ ，所以在第二個時間槽 $y_{RD}(n)$ 需除以 $\sqrt{P_1|h_{SR}|^2 + N_0}$ 做正規化，讓中繼終端轉送的平均信號能量等於 1。而通道 (h_{SD}, h_{SR}, h_{RD}) 如式(4-1)所示，通道雜訊 $(\eta_{SD}, \eta_{SR}, \eta_{RD})$ 如式(4-2)所示。

4.2.2 放大轉送模式的功率分配(Power Allocation)

我們假設直接傳送在第一個時間槽的平均信號功率為 P ，而第二個時間槽不傳送封包，則直接傳送模式在時域的數學表示如式(4-5)所示。

$$\begin{aligned}
y_{SD}(n) &= h_{SD} \otimes \sqrt{P}x(n) + \eta_{SD} \\
\mathbb{E}\left[\left(\sqrt{P}|h_{SD}|\right)^2\right] &= P \times \mathbb{E}\left[|h_{SD}|^2\right] = P
\end{aligned} \tag{4-5}$$

為考量比較的公平性起見，我們假設在放大轉送模式中兩個時間槽的平均信號功率總和必須等於 P ，如式(4-6)所示，因此兩個時間槽的信號功率需要做適當的分配。

$$\begin{aligned}
&\mathbb{E}\left[\left(\sqrt{P_1}|h_{SD}|\right)^2\right] + \mathbb{E}\left[\left(\frac{\sqrt{P_2} \times \sqrt{P_1}|h_{SR}| \times |h_{RD}|}{\sqrt{P_1}|h_{SR}|^2 + N_0}}\right)^2\right] \\
&\approx P_1 \times \mathbb{E}\left[|h_{SD}|^2\right] + P_2 \times \mathbb{E}\left[|h_{RD}|^2\right] \\
&= P_1 + P_2 \\
&= P
\end{aligned} \tag{4-6}$$

而功率分配的方法，我們採用[9]所提到的最佳化功率分配(Optimum Power Allocation)法則，如式(4-7)所示，其方法根據原始終端到中繼終端通道(h_{SR})及中繼終端到目的地終端通道(h_{RD})的相對大小做動態的功率分配，我們假設在原始終端及中繼終端通道 h_{SR} 及 h_{RD} 為已知，最佳化功率分配如式(4-7)所示。在[9]中介紹了其合作式通訊模型的故障機率公式，而 A^2/B 是公式的參數， A^2/B 依照不同的調變方法會不同，例如 16-QAM， A^2/B 為 0.7909，而 64-QAM， A^2/B 則為 0.8837。由式(4-7)，我們可以分析出 P_1 及 P_2 的分配有如式(4-8)之特性，即當通道 h_{SR} 比通道 h_{RD} 不好時，中繼終端的功率 P_2 分配到很少，而當通道 h_{SR} 比通道 h_{RD} 好時，中繼終端的功率可以獲得較多的分配，但最多只能分配到 $\frac{P}{2}$ 。

$$\begin{aligned}
P_1 &= \frac{\delta_{SR} + \sqrt{\delta_{SR}^2 + 8(A^2/B)\delta_{RD}^2}}{3\delta_{SR} + \sqrt{\delta_{SR}^2 + 8(A^2/B)\delta_{RD}^2}} P \\
P_2 &= \frac{2\delta_{SR}}{3\delta_{SR} + \sqrt{\delta_{SR}^2 + 8(A^2/B)\delta_{RD}^2}} P
\end{aligned} \tag{4-7}$$

$$\begin{aligned}
& \text{if } \delta_{SR}^2 \ll \delta_{RD}^2, P_2 \downarrow, P_1 \rightarrow P, P_2 \rightarrow 0 \\
& \text{if } \delta_{SR}^2 \gg \delta_{RD}^2, P_2 \uparrow, \text{ then } P_1 \rightarrow \frac{P}{2}, P_2 \rightarrow \frac{P}{2} \\
& \Rightarrow \frac{P}{2} \leq P_1 \leq P, 0 \leq P_2 \leq \frac{P}{2}
\end{aligned}$$

(4-8)

4.2.3 放大轉送模式的目的地終端接收機設計

放大轉送模式的目的地終端接收機將兩個時間槽收到的信號做最大比的組合 (Maximum Ratio Combining, MRC) 以獲得最佳的分集增益，接收機的架構如圖 4-2 所示。

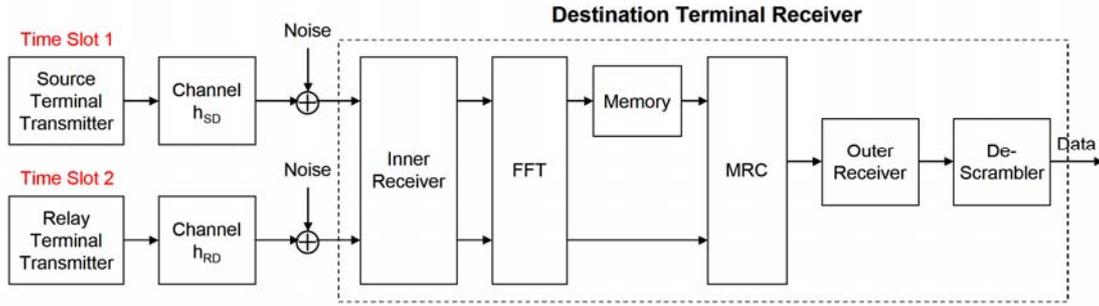


圖 4-2 放大轉送模式的目的地終端接收機架構

我們假設在原始終端及中繼終端通道 h_{SR} 及 h_{RD} 為已知，而在目的地終端通道 $H_{SD}(k)$ 、 $H_{SR}(k)$ 及 $H_{RD}(k)$ 也為已知。因此在第一個時間槽，目的地終端的接收機可以將接收信號 $y_{SD}(n)$ 經過 FFT 轉換為頻域符元 $Y_{SD}(k)$ ，假設傳送符元為 $X(k)$ ，則在頻域的數學表示如式(4-9)所示。而在第二個時間槽，目的地終端的接收機也同樣的可以將接收信號 $y_{RD}(n)$ 經過 FFT 轉換為頻域符元 $Y_{RD}(k)$ ，並表示成式(4-10)，兩式中的 $N_{SD}(k)$ 及 $N_{RD}(k)$ 為雜訊。

$$Y_{SD}(k) = \sqrt{P_1} H_{SD}(k) X(k) + N_{SD}(k)$$

(4-9)

$$Y_{RD}(k) = \frac{\sqrt{P_1 P_2}}{\sqrt{P_1 |h_{SR}|^2 + N_0}} H_{RD}(k) H_{SR}(k) X(k) + \frac{\sqrt{P_2}}{\sqrt{P_1 |h_{SR}|^2 + N_0}} H_{RD}(k) N_{SR}(k) + N_{RD}(k) \quad (4-10)$$

由於式(4-9)及(4-10)所看到的雜訊變異數不一樣，所以我們先將式(4-10)做適當的處理，使其雜訊變異數與式(4-9)的雜訊變異數 N_0 相同，方法如式(4-11)所示。之後我們利用在兩個時間槽中所看到的通道特性，對收到的信號做最大比的組合來估計傳送符元 $X(k)$ ，如式(4-12)所示。

$$\begin{aligned} \text{assume } w &= \frac{\sqrt{P_1 P_2}}{\sqrt{P_1 |h_{SR}|^2 + N_0}} \\ a(k) &= \frac{\sqrt{P_2}}{\sqrt{P_1 |h_{SR}|^2 + N_0}} H_{RD}(k) \\ \Rightarrow \text{variance of } &\frac{\sqrt{P_2}}{\sqrt{P_1 |h_{SR}|^2 + N_0}} H_{RD}(k) N_{SR}(k) + N_{RD}(k) \\ &= a^2(k) N_0 + N_0 \\ &= (a^2(k) + 1) N_0 \\ \Rightarrow &\frac{1}{\sqrt{a^2(k) + 1}} Y_{RD}(k) \\ &= \frac{1}{\sqrt{a^2(k) + 1}} w H_{RD}(k) H_{SR}(k) X(k) + \frac{1}{\sqrt{a^2(k) + 1}} (a(k) N_{SR}(k) + N_{RD}(k)) - (1) \\ \Rightarrow \text{variance of the noise of (1)} &= \frac{1}{a^2(k) + 1} (a^2(k) N_0 + N_0) \\ &= N_0 \end{aligned} \quad (4-11)$$

$$\begin{aligned} \hat{X}(k) &= \frac{\sqrt{P_1} H_{SD}^*(k)}{P_1 |H_{SD}(k)|^2 + \frac{w^2}{a^2(k) + 1} |H_{RD}(k)|^2 |H_{SR}(k)|^2} Y_{SD}(k) + \\ &\frac{\frac{w}{\sqrt{a^2(k) + 1}} H_{RD}^*(k) H_{SR}^*(k)}{P_1 |H_{SD}(k)|^2 + \frac{w^2}{a^2(k) + 1} |H_{RD}(k)|^2 |H_{SR}(k)|^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{a^2(k) + 1}} Y_{RD}(k) \end{aligned} \quad (4-12)$$

由於外部接收機的 LLR 符元反對映(De-mapping)需要通道狀態資訊(Channel State Information, CSI)做加權(weighting)，所以我們藉由比較直接傳送模式的 ZF 偵測法，如(4-13)所示，來推算等效的 CSI，結果如式(4-14)所示。由於直接傳送模式的通道雜訊為複數高斯隨機變數 $CN(0, N_0)$ ，所以其變異數變成

$$N_0 / |H_{SD}(k)|^2。$$

$$Y_{SD}(k) = H_{SD}(k)X(k) + N_{SD}(k)$$

$$\Rightarrow \hat{X}(k) = \frac{Y_{SD}(k)}{H_{SD}(k)} = X(k) + \frac{N_{SD}(k)}{H_{SD}(k)}$$

(4-13)

$$\text{assume } g(k) = P_1 |H_{SD}(k)|^2 + \frac{w^2}{a^2(k)+1} |H_{RD}(k)|^2 |H_{SR}(k)|^2$$

$$\Rightarrow \text{noise} = \frac{\sqrt{P_1} H_{SD}^*(k)}{g(k)} N_{SD}(k) +$$

$$\frac{\frac{w}{\sqrt{a^2(k)+1}} H_{RD}^*(k) H_{SR}^*(k)}{g(k)} \cdot \frac{1}{\sqrt{a^2(k)+1}} (a(k)N_{SR}(k) + N_{RD}(k))$$

$$\Rightarrow \text{variance} = \frac{P_1 |H_{SD}(k)|^2}{g^2(k)} N_0 + \frac{\frac{w^2}{a^2(k)+1} |H_{RD}(k)|^2 |H_{SR}(k)|^2}{g^2(k)} N_0$$

$$= \frac{g(k)}{g^2(k)} N_0$$

$$= \frac{N_0}{g(k)}$$

$$\Rightarrow \text{CSI} = \sqrt{g(k)}$$

$$= \sqrt{P_1 |H_{SD}(k)|^2 + \frac{w^2}{a^2(k)+1} |H_{RD}(k)|^2 |H_{SR}(k)|^2}$$

(4-14)

最後，我們將式(4-12)的估計符元 $\hat{X}(k)$ 及式(4-14)的等效 CSI 帶入外部接收機做接收及做符元的解調及解碼。

4.3 解碼轉送模式(Decode-and-Forward Mode, DF)

此做法是將中繼終端在第一個時間槽接收原始終端送過來的一個封包，予以解調及解碼，若解碼後所有的資料位元都沒錯誤，中繼終端會在第二個時間槽對解碼後的資料位元做重新編碼，並傳送給目的地終端。但若解碼後有資料位元錯誤，中繼終端在第二個時間槽不做轉送。而在目的地終端的接收端，若兩個時間槽各別收到來自原始終端和中繼終端的封包，接收機會將兩個時間槽收到的信號做最大比的組合來獲得最佳的分集增益。但若只收到來自原始終端的封包，此時接收機會切換到直接傳送模式，不對信號做最大比的組合。

與放大轉送模式做比較，解碼轉送模式在第二個時間槽送出的信號不受衰落影響且不帶有通道雜訊 η_{SR} ，所以當中繼終端完全正確解碼時，可以預期效能比放大轉送模式好。但當中繼終端沒有完全正確解碼時，中繼終端不做轉送，此時目的地終端沒有分集增益，因此預期效能比放大轉送模式差。而且由於部份功率被分配給中繼終端，所以此時的效能也比直接傳送模式差。

4.3.1 解碼轉送模式的系統模型

解碼轉送模式在時域的數學表示如式(4-15)及(4-16)所示。在第二個傳送時間槽，若中繼終端沒有完全正確解碼，其傳送功率 P_2 等於0。

第一個時間槽:

$$\begin{aligned}y_{SD}(n) &= h_{SD} \otimes \sqrt{P_1}x(n) + \eta_{SD} \\y_{SR}(n) &= h_{SR} \otimes \sqrt{P_1}x(n) + \eta_{SR}\end{aligned}\tag{4-15}$$

第二個時間槽:

$$y_{RD}(n) = h_{RD} \otimes \sqrt{P_2} x(n) + \eta_{RD} \quad (4-16)$$

其中 $x(n)$ 為原始終端的傳送端信號，且平均信號能量等於 1， $y_{SD}(n)$ 及 $y_{SR}(n)$ 分別是在第一個時間槽中目的地終端及中繼終端的接收端信號， $y_{RD}(n)$ 則是在第二個時間槽中目的地終端的接收端信號，符號 \otimes 則表示信號與通道做迴旋積。通道響應 (h_{SD}, h_{SR}, h_{RD}) 如式(4-1)所示，而通道雜訊 ($\eta_{SD}, \eta_{SR}, \eta_{RD}$) 如式(4-2)所示。

4.3.2 解碼轉送模式的功率分配

對於功率的分配，我們同樣的利用章節 4.2.3 所提到的最佳的分配法，如式(4-7)所示。如前所述，為考量比較的公平性起見，我們令解碼轉送模式中兩個時間槽的平均信號功率總和等於 P ，從式(4-17)可得知，兩個時間槽的平均接收信號功率總和等於 P 。但當中繼終端沒有完全正確解碼時，由於中繼終端不轉送封包， P_2 等於 0，所以兩個時間槽的平均接收信號功率總和等於 P_1 ，小於功率總和 P 。

$$\begin{aligned} & \text{E} \left[\left(\sqrt{P_1} |h_{SD}| \right)^2 \right] + \text{E} \left[\left(\sqrt{P_2} |h_{RD}| \right)^2 \right] \\ &= P_1 \times \text{E} \left[|h_{SD}|^2 \right] + P_2 \times \text{E} \left[|h_{RD}|^2 \right] \\ &= P_1 + P_2 \\ &= P \end{aligned} \quad (4-17)$$

另外，我們也考慮了在原始終端及中繼終端的傳送機做頻域的最佳化功率分配。而目的地終端接收機設計也同樣在頻域做最大比組合的接收，以此比較時域的功率分配與頻域的功率分配的效能差異。如前所述，我們假設在原始終端及中繼終端通道 h_{SR} 及 h_{RD} 為已知，而在目的地終端通道 $H_{SD}(k)$ 及 $H_{RD}(k)$ 也為已知。

4.3.3 解碼轉送模式的目的地終端接收機設計

當中繼終端完全正確解碼時，解碼轉送模式的目的地終端接收機同樣將兩個時間槽收到的信號做最大比的組合以獲得最佳的分集增益，接收機的架構如圖 4-3 所示。

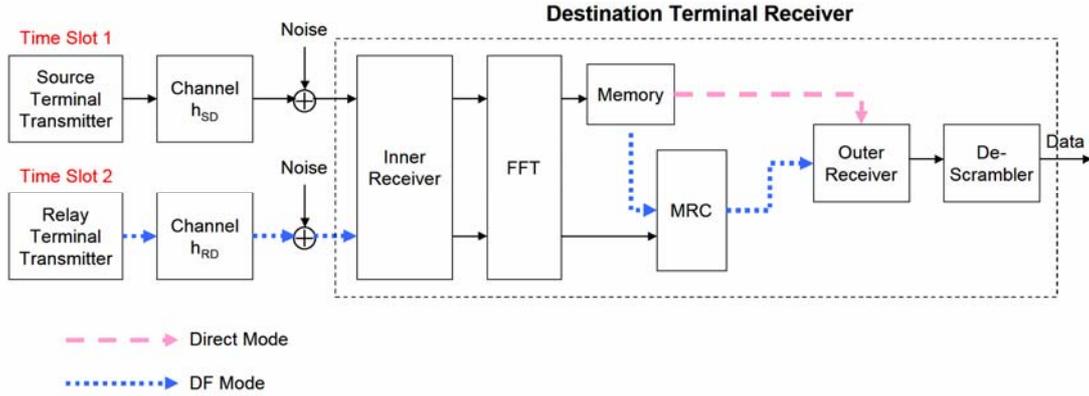


圖 4-3 解碼轉送模式的目的地終端接收機架構

我們假設在原始終端及中繼終端通道 h_{SR} 及 h_{RD} 為已知，而在目的地終端通道 $H_{SD}(k)$ 及 $H_{RD}(k)$ 也為已知。因此在第一個時間槽，目的地終端的接收機可以將接收信號 $y_{SD}(n)$ 經過 FFT 轉換為頻域符元 $Y_{SD}(k)$ ，假設傳送符元為 $X(k)$ ，則在頻域的數學表示如式(4-18)所示。而在第二個時間槽，目的地終端的接收機也同樣的可以將接收信號 $y_{RD}(n)$ 經過 FFT 轉換為頻域符元 $Y_{RD}(k)$ ，並表示成式(4-19)，兩式中的 $N_{SD}(k)$ 及 $N_{RD}(k)$ 為雜訊。

$$Y_{SD}(k) = \sqrt{P_1} H_{SD}(k) X(k) + N_{SD}(k) \quad (4-18)$$

$$Y_{RD}(k) = \sqrt{P_2} H_{RD}(k) X(k) + N_{RD}(k) \quad (4-19)$$

由於式(4-18)及(4-19)所看到的雜訊變異數相同，所以我們直接利用在兩個時間槽中所看到的通道特性，對收到的信號做最大比的組合來估計傳送符元

$X(k)$ ，如式(4-20)所示，並且推算等效的 CSI，結果如式(4-21)所示。

$$\hat{X}(k) = \frac{\sqrt{P_1} H_{SD}^*(k)}{P_1 |H_{SD}(k)|^2 + P_2 |H_{RD}(k)|^2} Y_{SD}(k) + \frac{\sqrt{P_2} H_{RD}^*(k)}{P_1 |H_{SD}(k)|^2 + P_2 |H_{RD}(k)|^2} Y_{RD}(k) \quad (4-20)$$

$$\begin{aligned} \text{noise} &= \frac{\sqrt{P_1} H_{SD}^*(k)}{P_1 |H_{SD}(k)|^2 + P_2 |H_{RD}(k)|^2} N_{SD}(k) + \frac{\sqrt{P_2} H_{RD}^*(k)}{P_1 |H_{SD}(k)|^2 + P_2 |H_{RD}(k)|^2} N_{RD}(k) \\ \Rightarrow \text{variance} &= \left(\frac{\sqrt{P_1} H_{SD}^*(k)}{P_1 |H_{SD}(k)|^2 + P_2 |H_{RD}(k)|^2} \right)^2 N_0 + \left(\frac{\sqrt{P_2} H_{RD}^*(k)}{P_1 |H_{SD}(k)|^2 + P_2 |H_{RD}(k)|^2} \right)^2 N_0 \\ &= \frac{N_0}{P_1 |H_{SD}(k)|^2 + P_2 |H_{RD}(k)|^2} \\ \Rightarrow \text{CSI} &= \sqrt{P_1 |H_{SD}(k)|^2 + P_2 |H_{RD}(k)|^2} \end{aligned} \quad (4-21)$$

最後，我們將式(4-20)所估計的符元 $\hat{X}(k)$ 及式(4-21)所得的等效 CSI 帶入外部接收機做接收及做符元的解調及解碼。而當中繼終端沒有完全正確解碼時，解碼轉送模式的目的地終端接收機切換成直接傳送模式，不對信號做最大比的組合，符元估計如式(4-13)所示，而等效的 CSI 為 $H_{SD}(k)$ 。

另外，當我們將式(4-7)的最佳功率分配法應用在頻域上做功率分配時，目的地終端接收機的最大比組合方法將做修正，估計的符元 $\hat{X}(k)$ 及等效的 CSI 如式(4-22)所示。而式(4-7)中的 δ_{SR} 將改為 $|H_{SR}(k)|^2$ ，而 δ_{RD} 則改為 $|H_{RD}(k)|^2$ ，以計算 $P_1(k)$ 及 $P_2(k)$ 。

$$\begin{aligned} \hat{X}(k) &= \frac{\sqrt{P_1(k)} H_{SD}^*(k)}{P_1(k) |H_{SD}(k)|^2 + P_2(k) |H_{RD}(k)|^2} Y_{SD}(k) + \frac{\sqrt{P_2(k)} H_{RD}^*(k)}{P_1(k) |H_{SD}(k)|^2 + P_2(k) |H_{RD}(k)|^2} Y_{RD}(k) \\ \text{CSI} &= \sqrt{P_1(k) |H_{SD}(k)|^2 + P_2(k) |H_{RD}(k)|^2} \end{aligned} \quad (4-22)$$

4.4 混合轉送模式(Hybrid-and-Forward Mode, HF)

在節 4.3 中，我們提到當解碼轉送模式的中繼終端沒有完全正確解碼時，中繼終端不做轉送，此時目的地終端因為沒有分集增益，所以可以預期效能比放大轉送模式差。而且部份功率被分配給中繼終端，所以此時的效能也比直接傳送模式差。

根據解碼轉送模式的特性，我們混合放大轉送模式與解碼轉送模式加以模擬，簡稱為混合轉送模式(Hybrid-and-Forward Mode, HF)。此做法是當中繼終端沒有完全正確解碼時，我們讓中繼終端的傳送機使用放大轉送模式，而當中繼終端完全正確解碼時，讓中繼終端的傳送機切換到解碼轉送模式，這種混合模式可以預期其效能會比放大轉送模式或解碼轉送模式都好。



4.4.1 混合轉送模式的系統模型

混合轉送模式在時域的數學表示如式(4-23)、(4-24)及(4-25)所示。

第一個時間槽:

$$\begin{aligned} y_{SD}(n) &= h_{SD} \otimes \sqrt{P_1} x(n) + \eta_{SD} \\ y_{SR}(n) &= h_{SR} \otimes \sqrt{P_1} x(n) + \eta_{SR} \end{aligned} \quad (4-23)$$

第二個時間槽:

中繼終端沒有完全正確解碼時，中繼終端為放大轉送模式:

$$\begin{aligned} y_{RD}(n) &= h_{RD} \otimes \frac{\sqrt{P_2}}{\sqrt{P_1 |h_{SR}|^2 + N_0}} y_{SR}(n) + \eta_{RD} \\ &= h_{RD} \otimes \frac{\sqrt{P_2}}{\sqrt{P_1 |h_{SR}|^2 + N_0}} \left(\sqrt{P_1} h_{SR} \otimes x(n) + \eta_{SR} \right) + \eta_{RD} \end{aligned} \quad (4-24)$$

中繼終端完全正確解碼時，中繼終端為解碼轉送模式：

$$y_{RD}(n) = h_{RD} \otimes \sqrt{P_2} x(n) + \eta_{RD} \quad (4-25)$$

其中 $x(n)$ 為原始終端的傳送端信號，且平均信號能量等於 1， $y_{SD}(n)$ 及 $y_{SR}(n)$ 分別是在第一個時間槽中目的地終端及中繼終端的接收端信號，而 $y_{RD}(n)$ 是在第二個時間槽中目的地終端的接收端信號。而通道 (h_{SD}, h_{SR}, h_{RD}) 如式(4-1)所示，通道雜訊 $(\eta_{SD}, \eta_{SR}, \eta_{RD})$ 則如式(4-2)所示。

4.4.2 混合轉送模式的功率分配

功率分配的方法，如同節 4.2.3 所提到的最佳化功率分配法，如式(4-7)所示。我們同樣假設在混合轉送模式中兩個時間槽的平均信號功率總和必須等於 P 。當中繼終端沒有完全正確解碼時，中繼終端為放大轉送模式，此時兩個時間槽的平均信號功率總和幾乎等於 P ，如式(4-6)所示。而當中繼終端完全正確解碼時，中繼終端為解碼轉送模式，此時兩個時間槽的平均信號功率總和等於 P ，如式(4-17)所示。

4.4.3 混合轉送模式的目的地終端接收機設計

不管中繼終端是否完全正確解碼時，混合轉送模式的目的地終端接收機都可以在兩個時間槽分別收到來自於原始終端及中繼終端的信號。接收機同樣將兩個時間槽收到的信號做最大比的組合以獲得最佳的分集增益，接收機的架構如圖 4-4 所示，而接收機的最大比組合的方法如節 4.2.3 及 4.3.3 所述。最後再將不同模式所估計的符元 $\hat{X}(k)$ 及所計算的等效 CSI 帶入外部接收機做接收及做符元的解調及解碼。

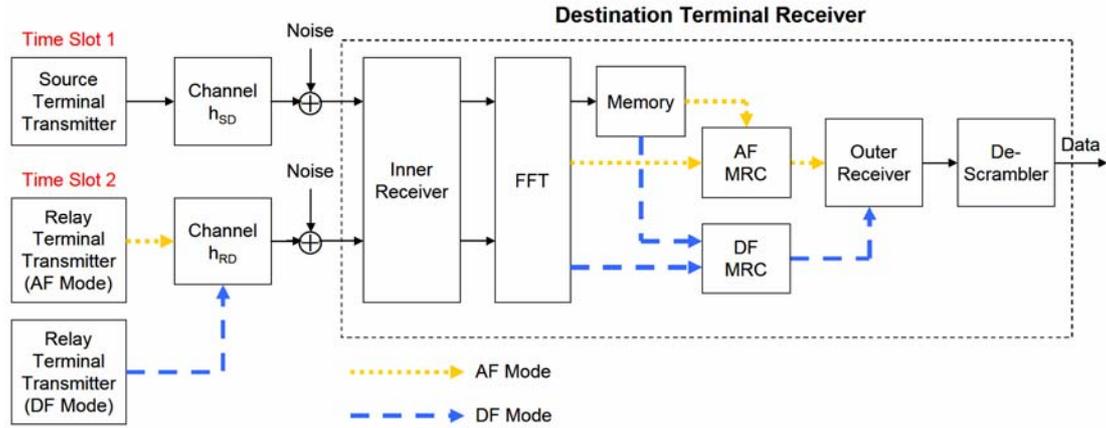


圖 4-4 混合轉送模式的目的地終端接收機架構

4.5 模擬與分析

在本節中，我們分成三部份模擬，首先模擬在目的地終端通道 $H_{SD}(k)$ 、 $H_{SR}(k)$ 及 $H_{RD}(k)$ 已知的情況下，其接收機分別利用三種合作模式的最大比組合方法所得的封包錯誤率(Packet Error Rates, PER)及位元錯誤率(Bit Error Rates, BER)，藉此以比較三種合作模式與直接傳送模式的效能優劣。我們假設中繼終端和目的地終端接收機的同步是完美的，而為了讓合作式通訊模型有最佳化功率分配，我們假設原始終端和中繼終端都已知通道 h_{SR} 及通道 h_{RD} 。接著我們模擬在解碼轉送模式做頻域的最佳化功率分配，以比較時域的功率分配與頻域的功率分配的效能差異。最後，我們模擬三種合作模式在目的地終端通道 $H_{SD}(k)$ 及 $H_{RD}(k)$ 未知，而放大轉送模式及混合轉送模式在目的地終端通道 $H_{SR}(k)$ 已知的情況，並且利用在節 3.1.4 所介紹的通道估計方法來估計通道，藉此比較在目的地終端通道 $H_{SD}(k)$ 及 $H_{RD}(k)$ 已知或未知對合作式通訊的效能影響。

模擬的通道部份，如同在節 4.1 所提到的，模型中的三個通道各自獨立，原始終端到目的地終端通道(h_{SD})、原始終端到中繼終端通道(h_{SR})及中繼終端到目

的地終端通道(h_{RD})都定義如同在第 2 章所介紹的 IEEE 802.11a/g Channel Model A，其中 $T_s = 50ns$ ， $T_{RMS} = 50ns$ 。我們將分別以一個 tap 的平坦衰落通道(Flat Fading Channel)及三個 tap 的多重路徑衰落通道(Multi-path Fading Channel)做模擬。通道雜訊部份，我們以兩個時間槽的平均信號功率總和為 P 定義功率訊號雜訊比(P/N_0)來對每一個 IEEE 802.11a/g 封包加入雜訊。另外，我們縮小封包的 PSDU 為 70Bytes，所以當模擬的調變設定為 16-QAM 時，一個封包內只有 5 個 OFDM 符元，而當調變設定為 64-QAM 時，一個封包內則只有 3 個 OFDM 符元。同時我們讓模擬的封包為 2000 個，如此代表通道變化 2000 次，期望在通道的隨機變化下可以反應出合作式通訊模型的特性。

模擬主要分成三個部份。

➤ 第一部份

第一部份的模擬所設定的調變為 64-QAM 或 16-QAM。當調變設定為 64-QAM 時，這部份的模擬結果如圖 4-5 到 4-8 所示。圖 4-5 顯示在平坦衰落通道， $PER=10^{-2}$ 時，放大轉送模式獲得 4.5dB 增益，解碼轉送模式則獲得 5.5dB 增益，而混合轉送模式也獲得 5.5dB 增益。圖 4-6 顯示在平坦衰落通道， $BER=10^{-3}$ 時，放大轉送模式獲得 8dB 增益，解碼轉送模式獲得 8dB 增益，而混合轉送模式則獲得 8.5dB 增益。圖 4-7 顯示在多重路徑衰落通道， $PER=10^{-2}$ 時，放大轉送模式獲得 3dB 增益，解碼轉送模式獲得 3.5dB 增益，而混合轉送模式則獲得 4dB 增益。 $PER=10^{-3}$ 時則顯示放大轉送模式獲得 4dB 增益，解碼轉送模式獲得 6dB 增益，而混合轉送模式則獲得 6.5dB 增益。圖 4-8 顯示在多重路徑衰落通道， $BER=10^{-3}$ 時，放大轉送模式獲得 3.5dB 增益，解碼轉送模式也獲得 3.5dB 增益，而混合轉送模式則獲得 4dB 增益，若觀察 $BER=10^{-4}$ 時，可以發現三種合作模式所獲得的增益更多。由圖 4-5 到 4-8，顯示在較高的功率訊號雜訊比時，解碼轉送模式的 PER 比放大轉送模式多獲得 0.5dB 到 1dB 增益，而混合轉送模式在多重路徑衰落通道下，其 PER 又比解碼轉送模式多獲得 0.5dB 增益。若比較 BER，可以發現解碼轉送模式在多重路徑衰落通道下， $BER=10^{-4}$ 時，其 BER 比放大轉送模式多獲得

1dB 增益，而 $BER=10^{-3}$ 時，混合轉送模式的 BER 則比其它兩種模式多獲得 0.5dB 增益。但是在較低的功率訊號雜訊比時，解碼轉送模式的 PER 及 BER 則比放大轉送模式稍差，在圖 4-12 中更可以明顯的看出解碼轉送模式的 BER 較差。而在較低的功率訊號雜訊比也同時顯示混合轉送模式可以獲得與放大轉送模式相同甚至更好的增益，所以可以彌補解碼轉送模式在較低的功率訊號雜訊比時的缺點。整體而言，混合轉送模式結合其它兩種模式在不同的功率訊號雜訊比各自的優點，因此不管在較低或較高的功率訊號雜訊比時，混合轉送模式的效能都比放大轉送模式或解碼轉送模式好。這部份的模擬，符合在節 4.3 及 4.4 所做的預期。

當調變設定為 16-QAM 時，這部份的模擬結果如圖 4-9 到 4-12 所示。圖 4-9 顯示在平坦衰落通道， $PER=10^{-2}$ 時，放大轉送模式獲得 4.5dB 增益，解碼轉送模式則獲得 5.5dB 增益，而混合轉送模式也獲得 5.5dB 增益。圖 4-10 顯示在平坦衰落通道， $BER=10^{-3}$ 時，三種合作模式都可以獲得 9dB 增益。圖 4-11 顯示在多重路徑衰落通道， $PER=10^{-2}$ 時，放大轉送模式獲得 5dB 增益，解碼轉送模式獲得 6.5dB 增益，而混合轉送模式則獲得 7.5dB 增益。圖 4-12 顯示在多重路徑衰落通道， $BER=10^{-3}$ 時，放大轉送模式獲得 6dB 增益，解碼轉送模式獲得 5.5dB 增益，而混合轉送模式則獲得 7dB 增益。此部份模擬的結果，大致上與調變為 64-QAM 時所做的分析相同

➤ 第二部份

我們模擬在解碼轉送模式做頻域的最佳化功率分配，以此比較時域的功率分配與頻域的功率分配的效能差異。第二部份的模擬所設定的調變為 64-QAM 或 16-QAM，而通道則設定為多重路徑衰落通道。當調變設定為 64-QAM 時，模擬結果如圖 4-13 到 4-14 所示，結果顯示在解碼轉送模式利用頻域的最佳化功率分配沒有比時域的最佳化功率分配獲得明顯的增益。而當調變設定為 16-QAM 時，模擬結果則如圖 4-15 到 4-16 所示，圖 4-15 顯示在 $PER=10^{-2}$ 時，利用頻域的最佳化功率分配比時域的最佳化功率分配多獲得 1dB 增益，而圖 4-16 則顯示在

BER= 10^{-3} 時，頻域的最佳化功率分配可以多獲得 0.5dB 增益。

➤ 第三部份

這部份的模擬所設定的調變為 64-QAM，模擬結果如圖 4-17 到 4-20 所示。圖 4-17 顯示在平坦衰落通道，PER= 10^{-2} 時，放大轉送模式獲得 5dB 增益，解碼轉送模式則獲得 6dB 增益，而混合轉送模式也獲得 6dB 增益。圖 4-18 顯示在平坦衰落通道，BER= 10^{-3} 時，放大轉送模式獲得 7.5dB 增益，解碼轉送模式獲得 8dB 增益，而混合轉送模式則獲得 8.5dB 增益。圖 4-19 顯示在多重路徑衰落通道，PER= 10^{-2} 時，放大轉送模式獲得 1.5dB 增益，解碼轉送模式獲得 2.5dB 增益，而混合轉送模式則獲得 3dB 增益。圖 4-20 顯示在多重路徑衰落通道，BER= 10^{-3} 時，放大轉送模式獲得 2dB 增益，解碼轉送模式也獲得 2dB 增益，而混合轉送模式則獲得 2.5dB 增益。比較圖 4-5 到 4-8 與圖 4-17 到 4-20，我們可以發現在目的地終端通道 $H_{SD}(k)$ 及 $H_{RD}(k)$ 未知的情況下，在平坦衰落通道，三種合作模式的 PER 沒有比通道已知時差，BER 則最多差 0.5dB 增益。而在多重路徑衰落通道，三種合作模式的 PER 比通道已知時差 1dB 到 1.5dB 增益，BER 則差 1dB 增益。藉此比較，我們可以發現在平坦衰落通道，目的地終端通道 $H_{SD}(k)$ 及 $H_{RD}(k)$ 已知或未知對合作式通訊的效能並無顯著的影響，但是在多重路徑衰落通道則顯示通道估計的準確度對合作式通訊的效能是有影響的，因此本論文所用的通道估計方法值得再做改善，這點與在章節 3.3.2 所做的模擬結果分析相同。

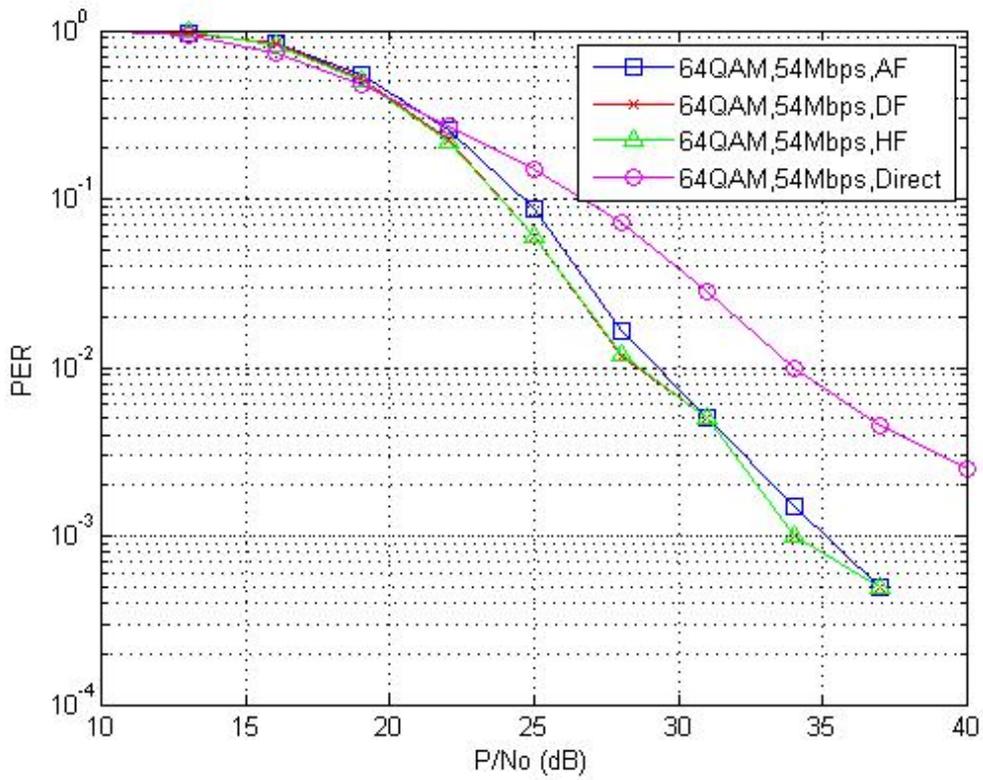


圖 4-5 平坦衰落通道下，目的地終端已知通道之 PER 比較(64-QAM)

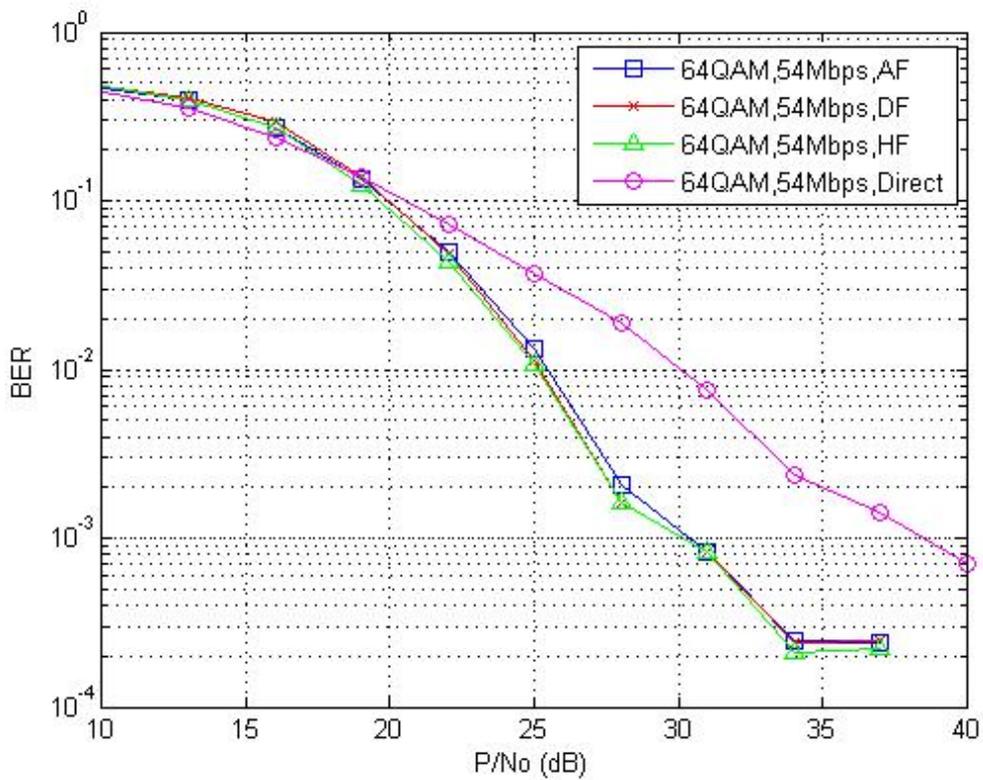


圖 4-6 平坦衰落通道下，目的地終端已知通道之 BER 比較(64-QAM)

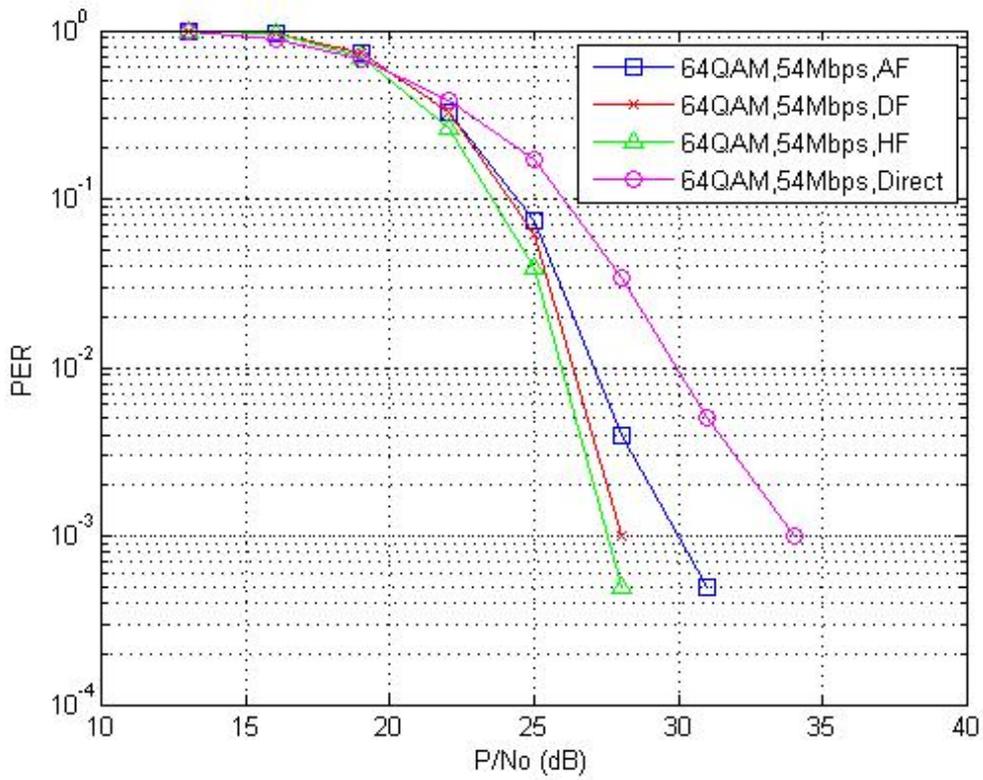


圖 4-7 多重路徑衰落通道下，目的地終端已知通道之 PER 比較(64-QAM)

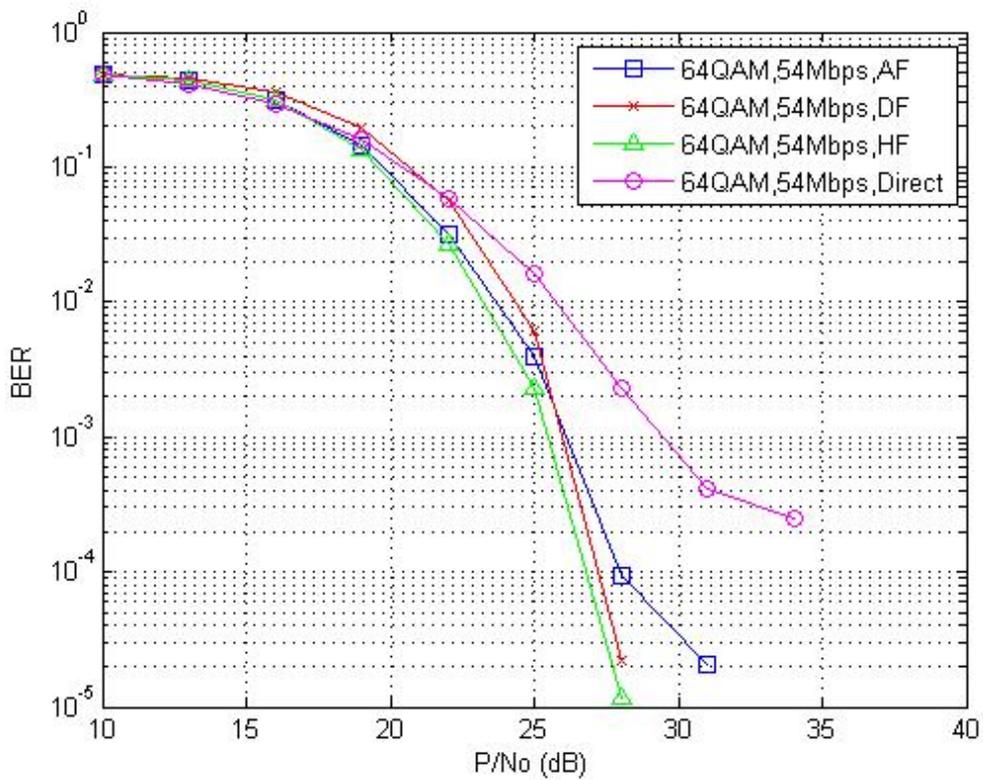


圖 4-8 多重路徑衰落通道下，目的地終端已知通道之 BER 比較(64-QAM)

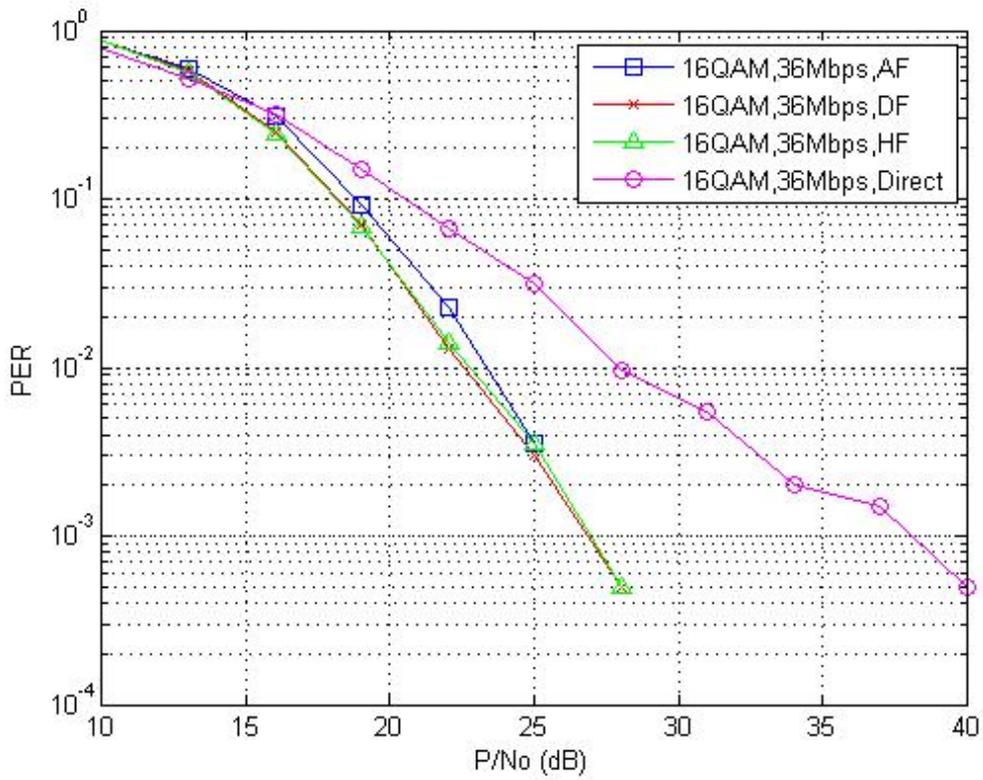


圖 4-9 平坦衰落通道下，目的地終端已知通道之 PER 比較(16-QAM)

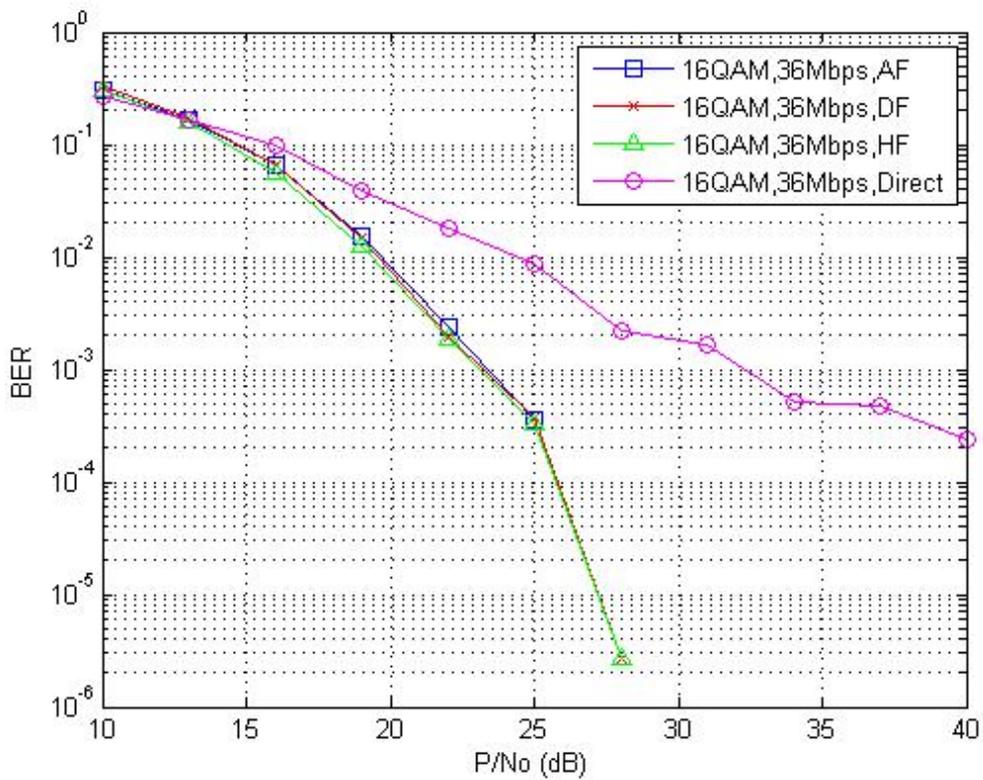


圖 4-10 平坦衰落通道下，目的地終端已知通道之 BER 比較(16-QAM)

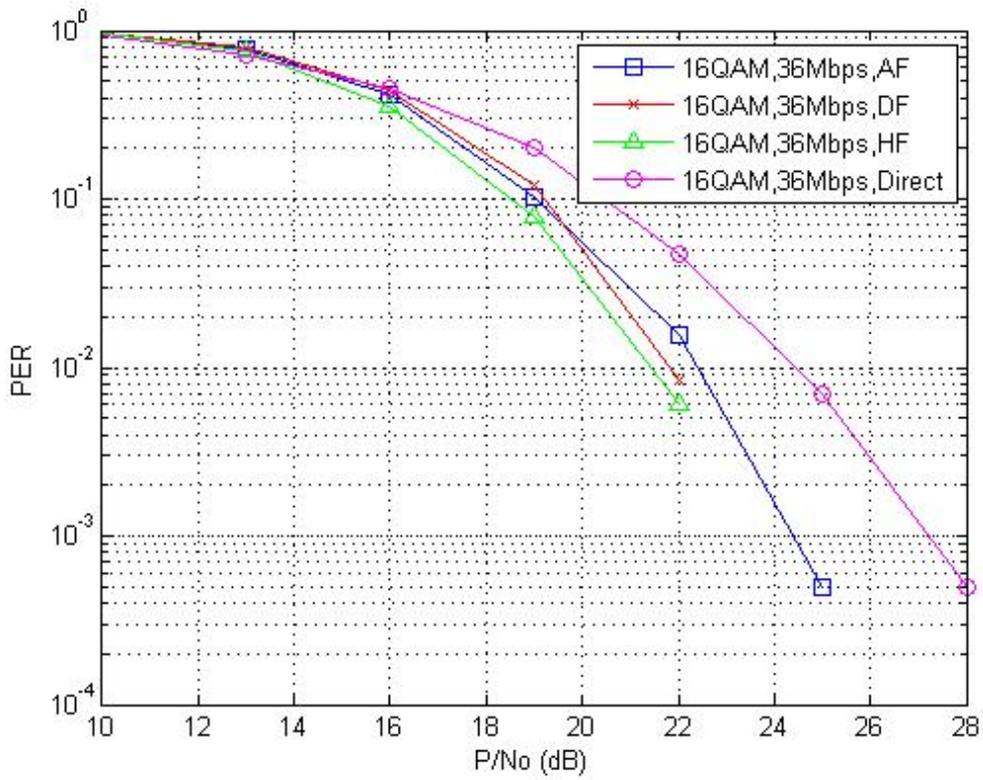


圖 4-11 多重路徑衰落通道下，目的地終端已知通道之 PER 比較(16-QAM)

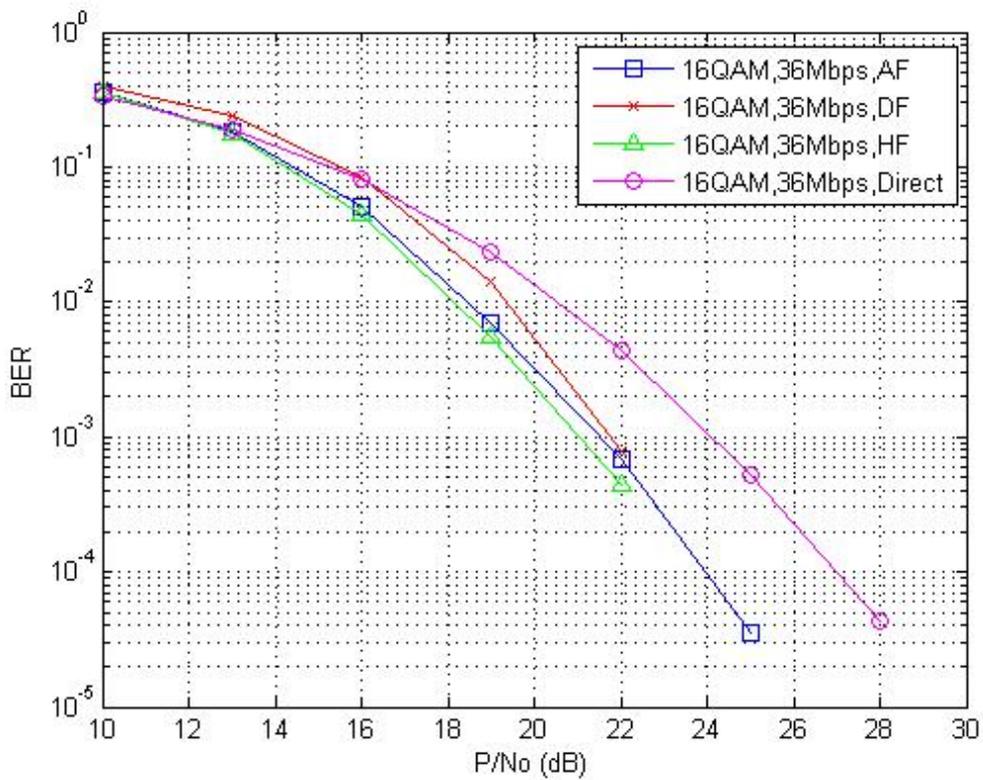


圖 4-12 多重路徑衰落通道下，目的地終端已知通道之 BER 比較(16-QAM)

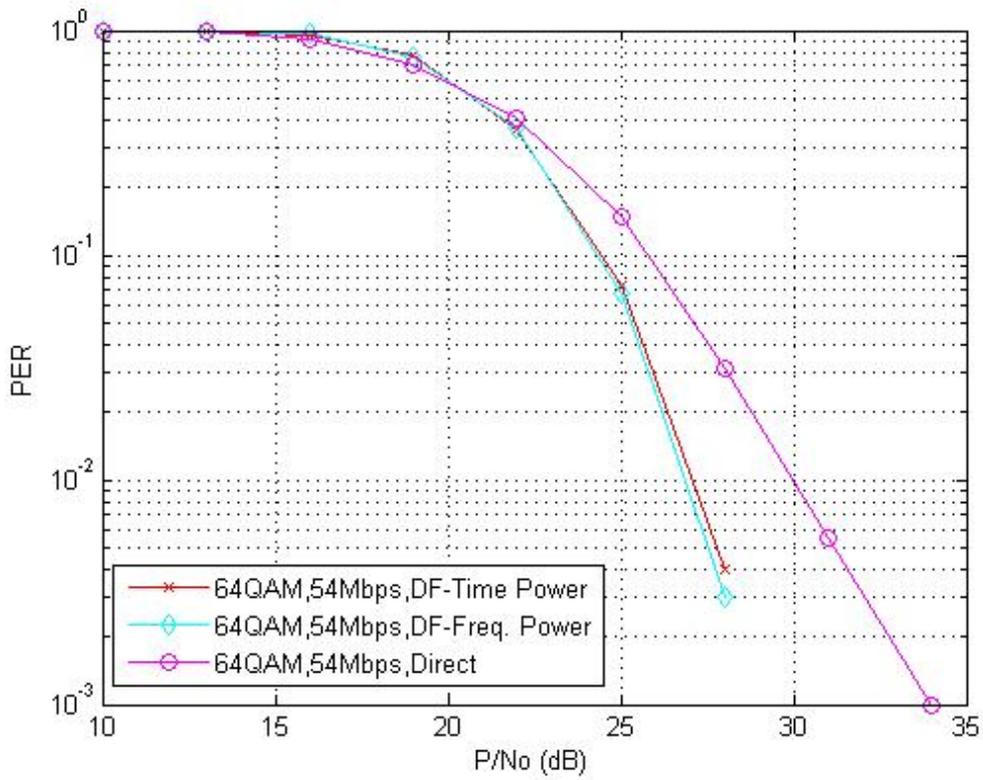


圖 4-13 多重路徑衰落通道下，時域及頻域功率分配之 PER 比較(64-QAM)

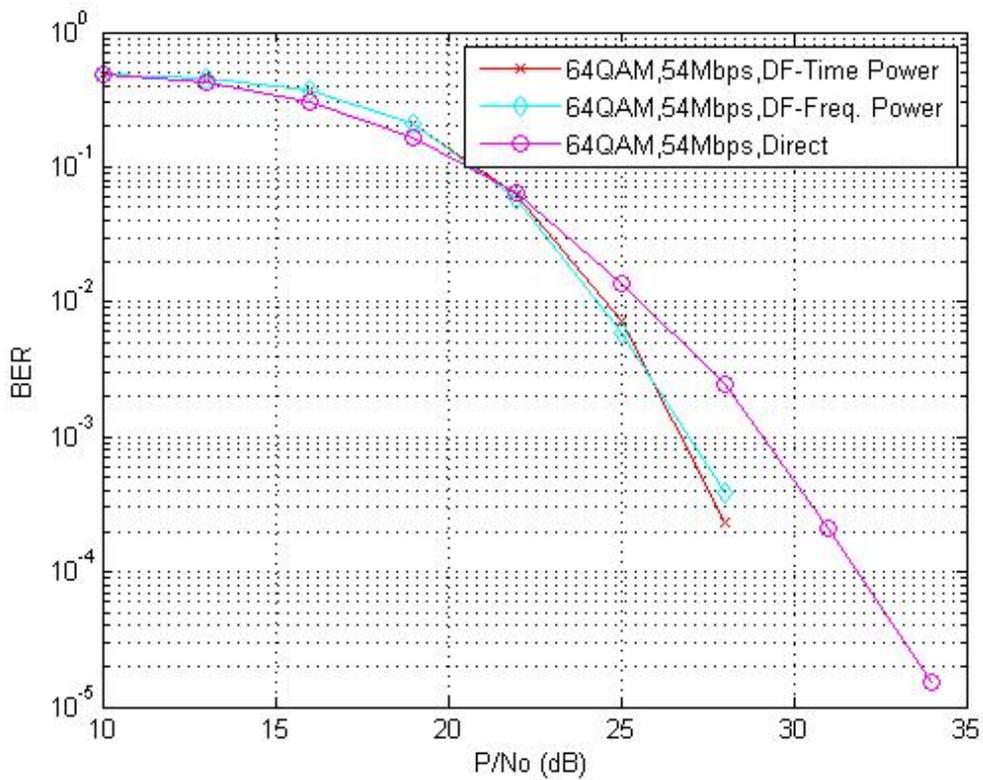


圖 4-14 多重路徑衰落通道下，時域及頻域功率分配之 BER 比較(64-QAM)

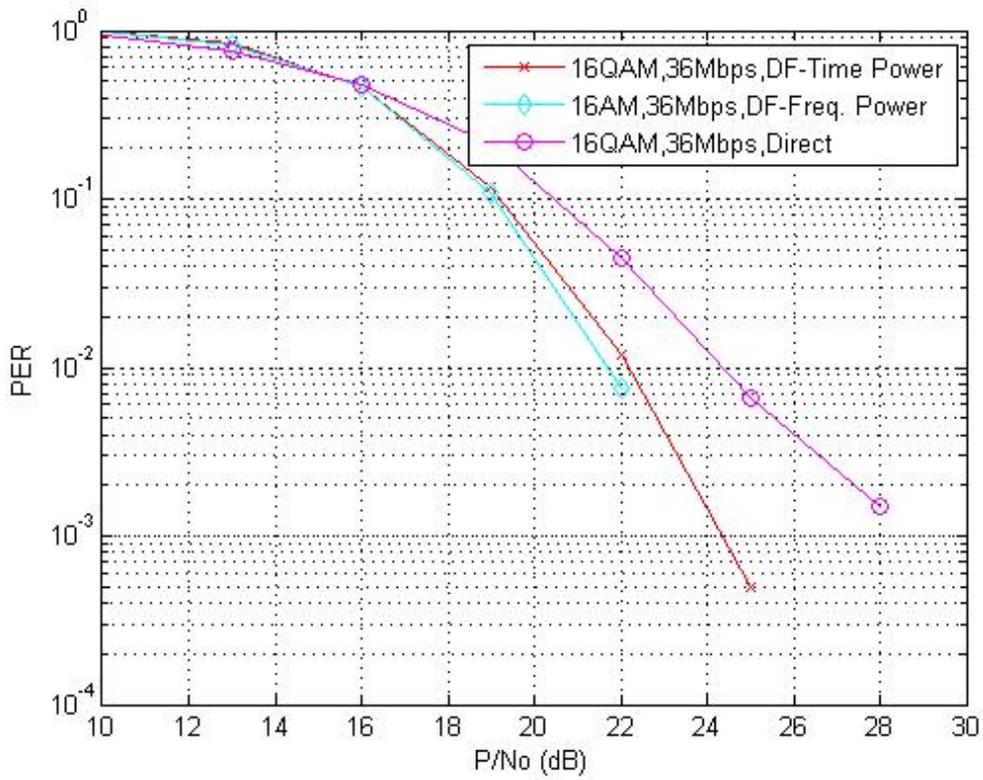


圖 4-15 多重路徑衰落通道下，時域及頻域功率分配之 PER 比較(16-QAM)

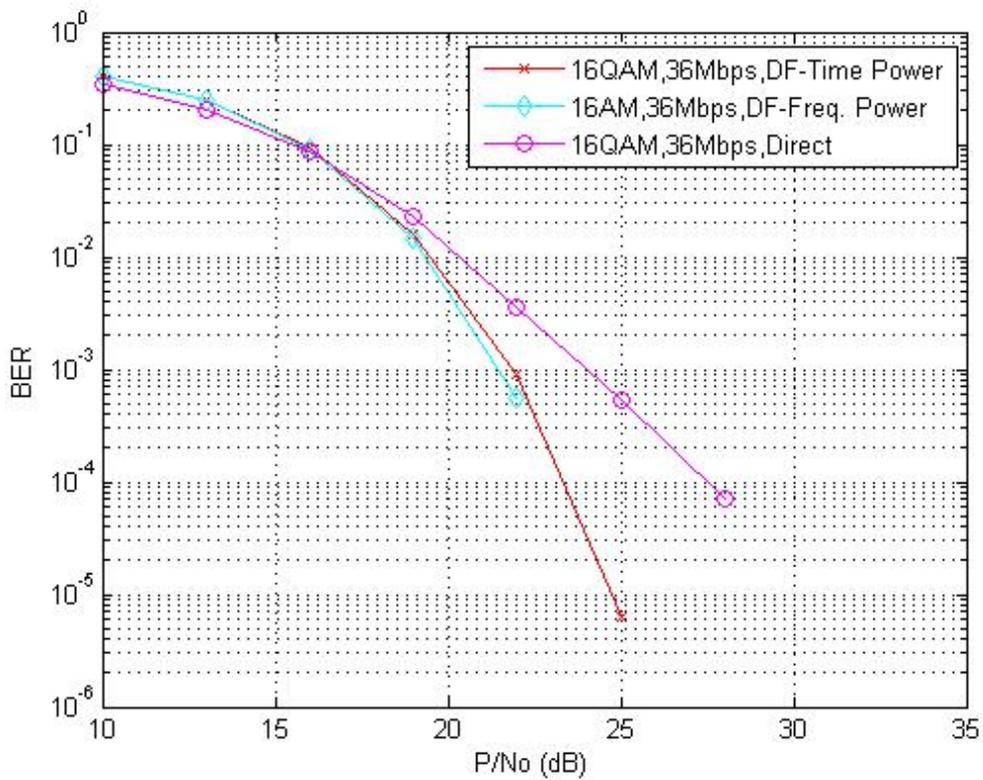


圖 4-16 多重路徑衰落通道下，時域及頻域功率分配之 BER 比較(16-QAM)

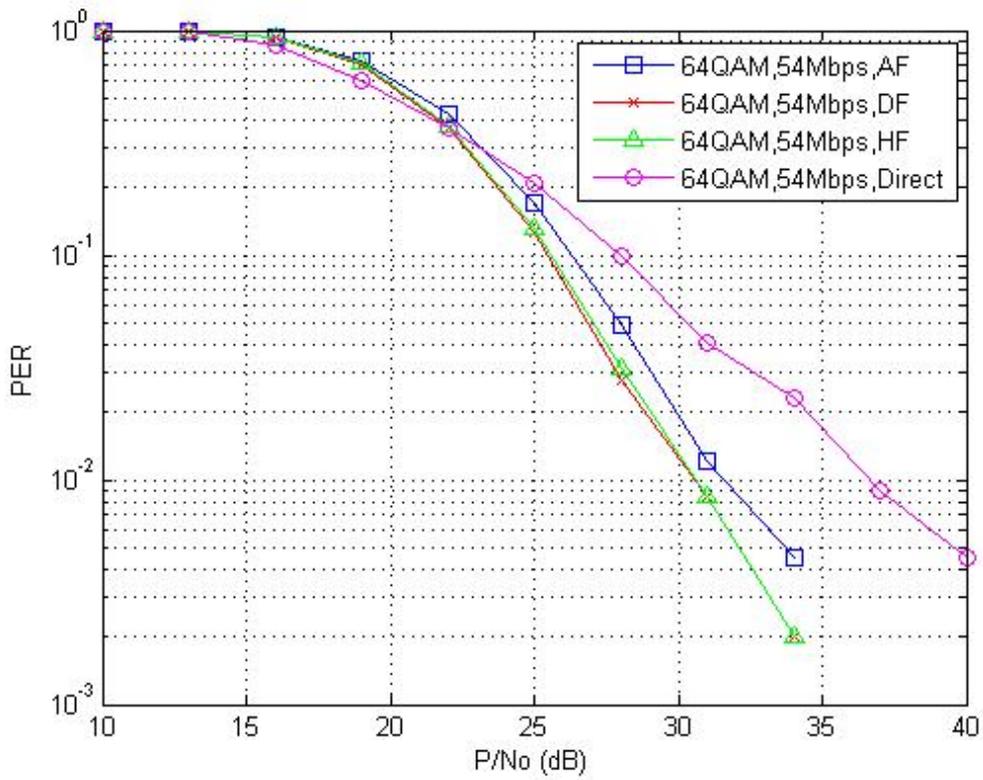


圖 4-17 平坦衰落通道下，目的地終端未知通道之 PER 比較(64-QAM)

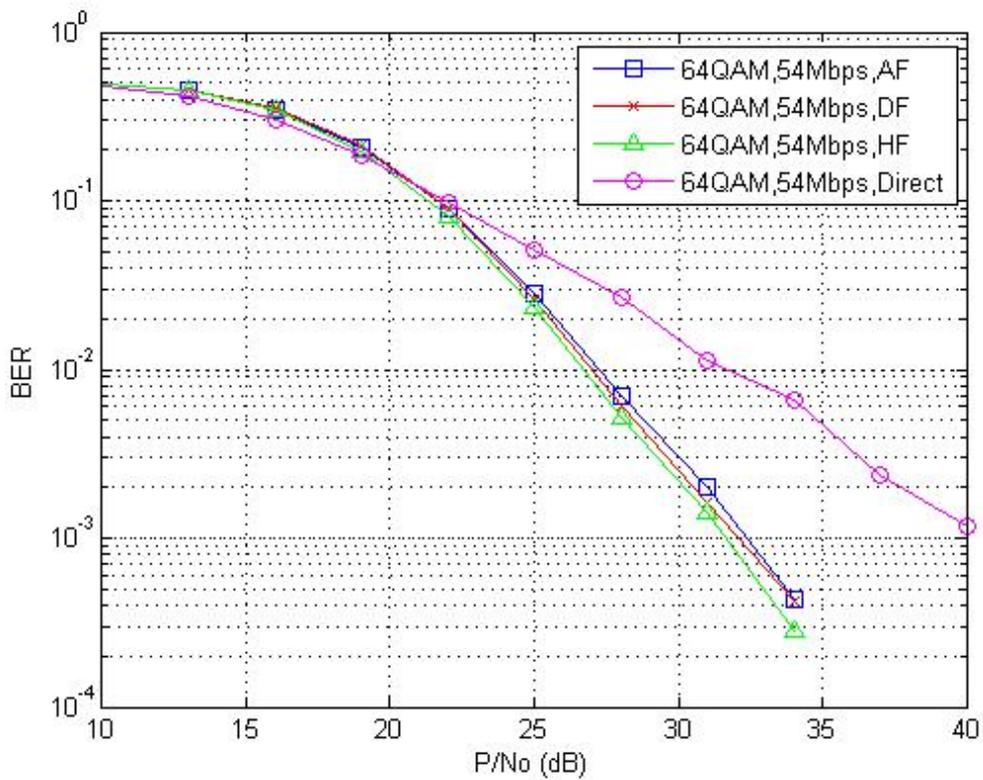


圖 4-18 平坦衰落通道下，目的地終端未知通道之 BER 比較(64-QAM)

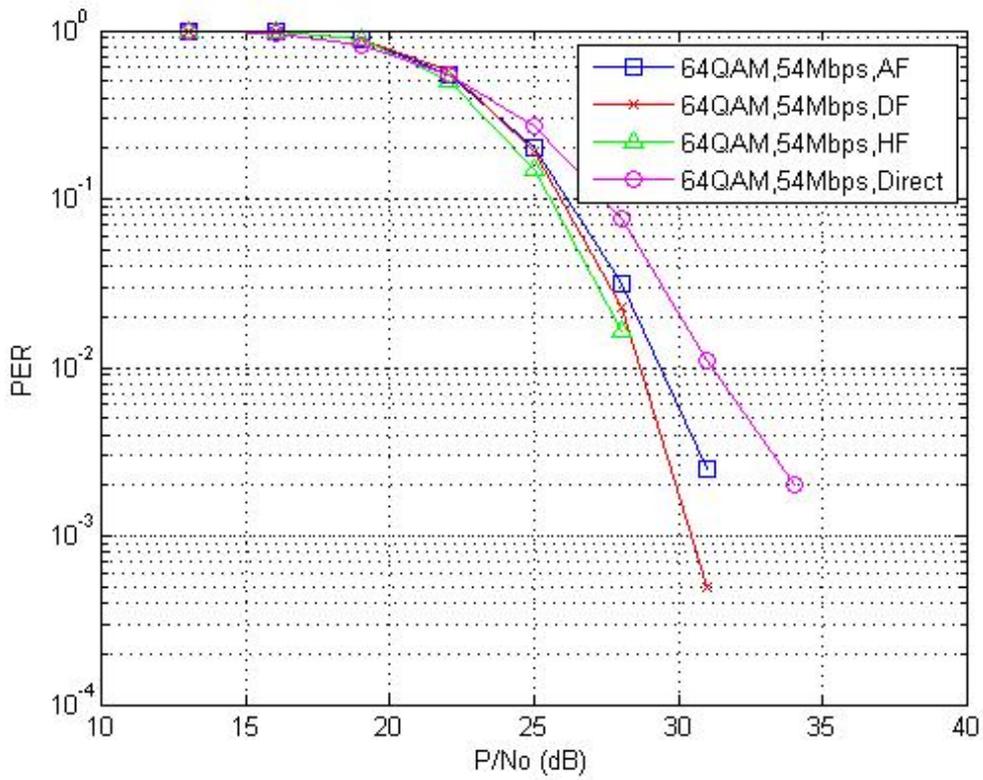


圖 4-19 多重路徑衰落通道下，目的地終端未知通道之 PER 比較(64-QAM)

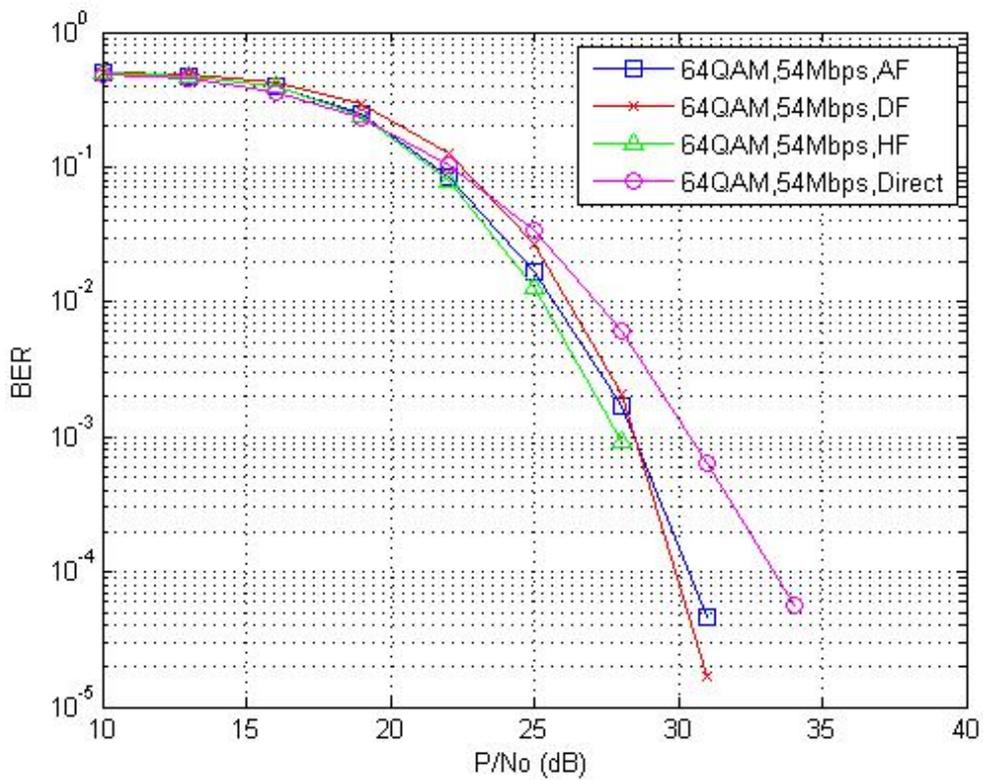


圖 4-20 多重路徑衰落通道下，目的地終端未知通道之 BER 比較(64-QAM)

第 5 章 結論

本論文的主要目的即是研究合作式通訊在 IEEE802.11a/g 系統中的應用並作效能之評估。在本論文中，我們首先在第二章介紹了 IEEE 802.11a/g 系統規格，其中包括實體層標準、碼框格式、系統參數、BICM OFDM 架構及通道模型。

在第三章則介紹了 IEEE 802.11a/g 的接收機設計，包括內部接收機與外部接收機的各個模組及其演算法，並逐一予以模擬分析。內部接收機的模擬包含封包偵測、粗略頻率偏移估計、符元時序估計、細微頻率偏移估計及通道估計。在封包偵測部份，模擬結果發現在訊雜比大於等於 10 之後，設定門檻為 0.75 且 Searching Window 的搜尋長度為 8 點，會有比較好的效能。而粗略頻率偏移估計的模擬結果則顯示隨著累加長度 L 加大，粗略頻率偏移估計的效能變得更好，同時也可以發現，訊雜比越大時，估計的精確度越高，而且不同的通道特性對粗略頻率偏移估計的效能沒有顯著的影響。在符元時序估計部份，模擬的結果顯示在不同的通道特性下，沒有 CFO 或有 CFO 且做補償的情況，利用本論文所介紹的符元時序估計演算法都可以有非常好的效能。最後，在細微頻率偏移估計的模擬結果則顯示細微頻率偏移估計的確比粗略頻率偏移估計更加精確。另外，在第三章，我們也針對整個 IEEE 802.11a/g 系統的效能做模擬分析，從模擬結果發現，利用較高的 QAM 調變資料位元時，系統必須要有更好的訊雜比，否則系統效能會較差。而在多重路徑衰落通道下，因為通道衰落的影響，系統效能也變得較差，所以需要利用分集技術來對抗通道衰落。而且發現在章節 3.1.4 所介紹的通道估計對系統效能有不小的影響，值得再做改善。而當系統加入封包偵測、符元時序估計時，模擬結果顯示我們設定封包偵測的門檻為 0.75 且 Searching Window 的搜尋長度為 8 點，並搭配在節 3.1.2 所介紹的符元時序估計演算法有非常好的效能。

在第四章，我們將提出建構在 IEEE 802.11a/g 系統的三種合作分集模式，並分別介紹其各自的傳送協定(Protocol)、系統模型、時域或頻域功率分配及接收機

的最大比組合(Maximum Ratio Combining, MRC)設計，且加以模擬分析其優劣。

第一部份模擬在目的地終端通道 $H_{SD}(k)$ 、 $H_{SR}(k)$ 及 $H_{RD}(k)$ 已知，而且合作式通訊模型有最佳化功率分配的情況，結果顯示在平坦衰落通道或多重路徑衰落通道下，三種合作模式的 PER 及 BER 都獲得超過 3dB 的增益。而在較高的功率訊號雜訊比時，解碼轉送模式比放大轉送模式好，但是在較低的功率訊號雜訊比時，放大轉送模式比較好。另外，比較全部的功率訊號雜訊比，混合轉送模式的效能大致上都比放大轉送模式及解碼轉送模式好。第二部份模擬接續第一部份的假設，模擬比較時域的功率分配與頻域的功率分配的效能差異，結果顯示做頻域的最佳化功率分配會比做時域的最佳化功率分配好，但是增益並不明顯。所以，是否有更好的功率分配方法應用在頻域做功率分配，值得再做探討。第三部份則模擬目的地終端通道 $H_{SD}(k)$ 及 $H_{RD}(k)$ 未知的情況，結果顯示在多重路徑衰落通道，PER 會減少 1dB 到 1.5dB 增益，而 BER 則減少 1dB 增益。所以，通道估計對合作式通訊的效能會有影響，值得再做改善。而第三部份的模擬假設放大轉送模式及混合轉送模式在目的地終端通道 $H_{SR}(k)$ 已知，當實際應用時，如何回授通道 $H_{SR}(k)$ 之資訊給目的地終端，值得再做研究。

參考文獻

- [1] IEEE Std. 802.11a-1999, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band. LAN/MAN Standards Committee of the IEEE Computer Society, Sep. 16, 1999.
- [2] IEEE Std. 802.11g-2003, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: Amendment 4: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4GHz Band. LAN/MAN Standards Committee of the IEEE Computer Society, June 12, 2003.
- [3] John Terry and Juha Heiskala, *OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide*, Sams, 2002.
- [4] Bob O'Hara and Al Petrick, *The IEEE 802.11 Handbook: A Designer's Companion*, IEEE Press, December 1999.
- [5] F. Tosato and P. Bisaglia, "Simplified soft-output demapper for binary interleaved COFDM with application to HIPERLAN/2", *Proc. IEEE Int'l. Conf. on Comm. 2002*, vol. 2, pp. 664-668, 2002.
- [6] Doufexi, A., Armour, S., Nix, A. and Bull, D., "A Comparison of HIPERLAN/2 and IEEE 802.11a Physical and MAC Layers", *Communications and Vehicular Technology, 2000. SCVT-200 Symposium*, pp.14-20, Oct. 2000.
- [7] Boumard, S. and Mammela, A., "Channel Estimation Versus Equalization in an OFDM WLAN System", *Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Spring. IEEE VTS 53th*, vol. 1, pp. 653-657, May 2001.
- [8] Nosratinia, A., Hunter, T.E. and Hedayat, A., "Cooperative communication in wireless networks", *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, issue 10, pp. 74-80, Oct. 2004.

- [9] Weifeng Su, Ahmed K.Sadek and K. J. Ray Liu, "SER Performance Analysis and Optimum Power Allocation for Decode-and-Forward Cooperation Protocol in Wireless Networks", *Proc. of IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, vol. 2, pp.984 -989, March 2005.
- [10] Nabar, R.U., Bolcskei, H. and Kneubuhler, F.W., "Fading Relay Channels: Performance Limits and Space-Time Signal Design", *IEEE Journal*, vol. 22, issue 6, pp.1099-1109, Aug. 2004.
- [11] Sendonaris, A., Erkip, E. and Aazhang, B., "User Cooperation Diversity-Part I: System Description", *IEEE Transaction on Communications*, vol. 51, issue 11, pp.1927-1938, Nov. 2003.
- [12] Sendonaris, A., Erkip, E. and Aazhang, B., "User Cooperation Diversity-Part II: Implementation Aspects and Performance Analysis", *IEEE Transaction on Communications*, vol. 51, issue 11, pp.1939-1948, Nov. 2003.
- [13] Sendonaris, A., Erkip, E. and Aazhang, B., "Increasing Uplink Capacity via User Cooperation Diversity", *Information Theory, 1998. Proceeding. 1998 IEEE Internaional Symposium*, pp.156, Aug. 1998.
- [14] Laneman, J.N. and Wornell, G.W., "Energy-Efficient Antenna Sharing and Relaying for Wireless Networks", *IEEE Conference on Wireless Communications and Networking*, vol. 1, pp.7-12, Sept. 2000.
- [15] Basak Can, Hiroyuki Yomo and De Carvalho, E., "Hybrid Forwarding Scheme for Cooperative Relaying in OFDM Based Networks", *IEEE Conference on Communications*, vol. 10, pp.4520-4525, June 2006.
- [16] Laneman, J.N., Wornell, G.W. and Tse, D.N.C., "An efficient Protocol for Realizing Cooperative Diversity in Wireless Networks", *Information Theory, 2001. Proceeding. 2001 IEEE Internaional Symposium*, pp.294, June 2001.

- [17] Laneman, J.N., Wornell, G.W. and Tse, D.N.C., “Cooperative Diversity in Wireless Networks: Efficient Protocols and Outage Behavior”, *IEEE Transaction on Informance Theory*, vol. 50, issue 12, pp.3062-3080, Dec. 2004.
- [18] Ahmed, N., Khojastepour, M.A. and Aazhang, B., “Outage Minimization and Optimal Power Control for the Fading Relay Channel”, *IEEE Workshop on Informance Theory*, pp.458-462, Oct. 2004.
- [19] Sneesens, H.H. and Vandendorpe, L., “Soft Decode and Forward Improves Cooperative Communications”, *IEEE Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing*, pp.157-160, Dec. 2005.



簡歷

姓 名： 彭志安

性 別： 男

出生日期： 民國 63 年 11 月 09 日

出生地： 台中縣

學 歷：

彰化市平和國小 (1980.9~1986.6)

彰化市彰安國中 (1986.9~1989.6)

省立台中一中 (1989.9~1992.6)

國立交通大學電控系 (1993.9~1997.6)

國立交通大學電信工程研究所碩士班 (2002.9~2007.8)



西元 2007 年 8 月獲得碩士學位