

適應性 OFDM 系統的設計和分析

研究生：吳承軒

指導教授：張文鐘

博士

國立交通大學電信工程學系碩士班

中文摘要

無線通道因為電磁波的反射、干涉與繞射和都卜勒的效應會產生頻率選擇性與時變性，因而會造成系統的效能低落。適應性調變是一個不錯的方法在解決這個問題上，因此在本篇論文中考慮將適應性調變應用在 OFDM 系統上的實際問題。從許多論文與期刊上的分析與模擬結果可以知道，適應性調變可以有效地解決通道衰減的問題，但是在真實的環境中，卻存在有通道估測錯誤的問題。因此，論文中我實際以 LS 演算法探討通道估測錯誤對系統效能的影響。而為了研究雜訊估測誤差對系統的影響，我將 Aldana 所發明的決策導向雜訊估測做了修改並且將這個演算法實際地用在估測適應性調變 OFDM 系統的通道雜訊上面。而除了通道資訊的誤差之外，另一個存在適應性調變 OFDM 系統的問題就是 overhead 可能佔去實際上

可以使用的頻寬。一個最常見的解決方法就是使用 group adaptive 系統，而通常決定 group modulation type 的方法都是使用最差的 subcarrier 的通道資訊。但是這樣的方法卻會降低系統的輸出，因此在這個部分我提出了兩個方法來決定 group modulation type 以提升系統的效能。而除了 group adaptive 系統的使用以外，我們也考慮迴授通道資訊的型態，以企圖減低 overhead 的產生，最後並以系統模擬分析其中的差異。



Design and Analysis in Adaptive OFDM System

Student: Cheng-Shuan Wu Advisor: Dr. Wen-Thong Chang

Department of Communication Engineering

National Chiao Tung University



Due to the reflection, scattering, and diffraction of the EM wave, the wireless channels have the frequency selective and time varying property. Adaptive modulation is a good approach in solving the problem, thus I apply the adaptive modulation onto the OFDM system in this thesis. According to the analysis and the simulation result in many papers, we know that adaptive modulation can effectively mitigate the problem of the fading channel. But in true environment, the channel estimation error exist. Therefore, I use LS algorithm for pilot symbol based channel estimation to analysis the impact of imperfect channel

estimation on the adaptive modulation system. And for the purpose of analyzing the impact of the noise estimation error on the AOFDM, I modify the approach submitted by Aldana to estimate the noise in the wireless channel of the AOFDM system. Besides the channel information error, another problem is the overhead which may reduce the effective available bandwidth. The most popular solution to this question is using group adaptive modulation system, and usually group modulation type is decided by the subcarrier which has the worst channel information. But this method may decrease the system throughput. Therefore I proposed two methods to decide the modulation type in group adaptive modulation system in order to increase the system performance. In addition to group adaptive modulation system, we also consider the feedback channel information type to reduce overhead. And the difference between two channel information types is analyzed.

誌謝

首先，我想感謝的是我的家人，謝謝他們在這兩年中給我的支持，關心和鼓勵，讓我沒有後顧之憂，可以專心的在交大上課和做研究。再者，我要謝謝我的指導教授：張文鐘老師，感謝老師兩年來辛苦的指導，以及提供實驗室良好的研究資源，使得我在這兩年內學到許多跟多媒體通訊相關的知識。

也非常感謝實驗室中已經畢業的學長，沒有你們的知識傳承就沒有今天的這本論文；還有一起打拼的的實驗室夥伴，包括承霈、政儒、明昇和旃偉，大家的相互討論讓我在各方面都收穫良多。

最後，要特別感謝我的女朋友皓潔，沒有你的加油打氣和精神上的鼓舞，我一定沒辦法如期的完成這篇論文。

跟以上關心我的家人，指導我的老師和學長，支持我的朋友說聲，謝謝你們！

目 錄

中文摘要	I
英文摘要(Abstract)	III
誌謝	V
目 錄.....	VI
第一章 簡介.....	1
第二章 適應性調變正交分頻多工(AOFDM)系統簡介...3	3
2.1 適應性調變原理與應用.....	3
2.2 適應性調變 OFDM 系統架構.....	6
第三章 領航符號通道估測.....	12
3.1 領航符號的擺放樣式.....	12
3.2 最小平方通道估測.....	18
第四章 決策導向雜訊估測.....	22
4.1 決策導向雜訊估測原理與應用.....	22
4.2 應用決策導向雜訊估測在適應性調變 OFDM 系統.....	34
第五章 適應性調變正交分頻多工系統模擬與分析.....	37
5.1 系統參數說明.....	38

5.2 雜訊估測誤差對 AOFDM 系統的影響.....	41
5.3 通道估測誤差對 AOFDM 系統的影響.....	49
5.4 group AOFDM 系統.....	56
5.5 group 大小的選擇.....	63
5.6 group AOFDM 系統的傳輸模式選擇.....	65
5.7 迴授資訊的考量.....	74
第六章 結論.....	82
第七章 參考文獻.....	83



List of Tables

表 5.1.1 系統模擬參數.....	39
表 5.1.2(a) channel A 的 delay 和功率的 profile.....	40
表 5.1.2(b) channel B 的 delay 和功率的 profile.....	40
表 5.1.3(a) switching level for perfect channel estimation.....	40
表 5.1.3(b) switching level for LS channel estimation.....	41
表 5.2.1 使用真實雜訊和決策導向雜訊的 cost 值.....	45
表 5.2.2 使用真實雜訊和決策導向雜訊的 cost 值.....	49
表 5.3.1 使用真實通道資訊和 LS 演算法所得的通道資訊時的 cost..	53
表 5.3.2(a) 在 SNR=20db，mode 1 在 perfect 和 imperfect channel information 時出現的次數.....	54
表 5.3.2(b) 在 SNR=20db，mode 2 在 perfect 和 imperfect channel information 時出現的次數.....	54
表 5.3.2(c) 在 SNR=20db，mode 3 在 perfect 和 imperfect channel information 時出現的次數.....	55
表 5.3.2(d) 在 SNR=20db，mode 4 在 perfect 和 imperfect channel information 時出現的次數.....	55

表 5.3.2(e)在 SNR=20db , mode 5 在 perfect 和 imperfect channel information 時出現的次數.....	55
表 5.4.1 不同的 group size 時的 cost 值.....	59
表 5.4.2 不同的 group size 時的 cost 值.....	62
表 5.5.1 channel A 和 B 的 delay spread 和 coherent bandwidth.....	64
表 5.5.2(a)cost value for different group size in Channel A.....	65
表 5.5.2(b) cost value for different group size in Channel B.....	65
表 5.6.1 不同的 n 值時的 cost 值.....	71
表 5.7.1 迴授 modulation 和迴授 channel impulse response 時的 cost...81	



List of Figures

圖 2.1.1 具有相互性的通道(開放性迴路).....	4
圖 2.1.2 不具有相互性的通道(封閉性迴路).....	5
圖 2.2.1 AOFDM 系統架構.....	6
圖 2.2.2 BPSK、QPSK、16QAM 和 64QAM 的星狀圖.....	8
圖 2.2.3 不同的調變在 AWGN 的錯誤率.....	11
圖 3.1.1 pilot 在 OFDM 系統中的擺放樣式.....	13
圖 3.1.2 兩種基本 pilot 排列方式(a)block-type (b)comb-type...16	
圖 3.2.正交原理的幾何說明.....	20
圖 4.1.1 真實雜訊和決策導向雜訊示意圖.....	23
圖 4.1.2 真實雜訊和決策導向雜訊示意圖.....	24
圖 4.1.3 MPAM 真實雜訊和決策導向雜訊的對應圖.....	27
圖 4.1.4(a)雜訊分佈示意圖.....	29
圖 4.1.4(b)雜訊分佈示意圖.....	29
圖 4.1.4(c)雜訊分佈示意圖.....	30
圖 4.1.5(a) 真實雜訊和決策導向雜訊 PDF(SNR=30db).....	30
圖 4.1.5(b) 真實雜訊和決策導向雜訊 PDF(SNR=-30db).....	31
圖 4.1.5(c) 真實雜訊和決策導向雜訊 PDF(SNR=0db).....	31

圖 4.1.6 MQAM 真實雜訊和決策導向雜訊的對應圖	33
圖 4.2.1 AOFDM 系統真實雜訊和決策導向雜訊的對應圖	35
圖 4.2.2 應用決策導向雜訊估測法在 AOFDM 系統的估測錯誤分析 圖	36
圖 5.2.1 完美通道估測時的雜訊估測誤差	43
圖 5.2.2(a) 使用真實雜訊和決策導向雜訊的平均錯誤率	44
圖 5.2.2(b) 使用真實雜訊和決策導向雜訊的平均輸出率	45
圖 5.2.3 LS 演算法通道估測時的雜訊估測誤差	47
圖 5.2.4(a) 使用真實雜訊和決策導向雜訊的平均錯誤率	48
圖 5.2.4(b) 使用真實雜訊和決策導向雜訊的平均輸出率	49
圖 5.3.1(a) 使用真實通道資訊和 LS 演算法所得的通道資訊時的平均 錯誤率	51
圖 5.3.1(b) 使用真實通道資訊和 LS 演算法所得的通道資訊時的平均 輸出率	52
圖 5.3.1(c) LS 演算法的估測誤差	53
圖 5.4.1(a) 不同的 group size 時的平均錯誤率	58
圖 5.4.1(b) 不同的 group size 時的平均輸出率	59
圖 5.4.2 group size=1 和 group size=64 時的模式選擇機率分佈	60
圖 5.4.3(a) 不同的 group size 時的平均錯誤率	61

圖 5.4.3(b)不同的 group size 時的平均輸出率.....	62
圖 5.4.4 group size=1 和 group size=64 時的模式選擇機率分佈.....	63
圖 5.6.1(a)選用不同的 subcarrier 作為模式選擇時的平均錯誤率.....	67
圖 5.6.1(b) 選用不同的 subcarrier 作為模式選擇時的平均輸出率...	68
圖 5.6.2 SNR mapping algorithm 的系統方塊圖.....	69
圖 5.6.3(a)不同的 n 值時的平均錯誤率.....	70
圖 5.6.3(b)不同的 n 值時的平均輸出率.....	71
圖 5.6.4(a)channel A 中選用不同的 subcarrier 時所對應的 cost 值.....	73
圖 5.6.4(b)channel B 中選用不同的 subcarrier 時所對應的 cost 值....	74
圖 5.7.1 迴授 channel impulse response 時的系統方塊圖.....	75
圖 5.7.2(a)迴授 modulation 和迴授 channel impulse response 時的平均 錯誤率.....	77
圖 5.7.2(b)迴授 modulation 和迴授 channel impulse response 時的平均 輸出率.....	78
圖 5.7.3(a)迴授 modulation 和迴授 channel impulse response 時的平均 錯誤率.....	80
圖 5.7.3(b)迴授 modulation 和迴授 channel impulse response 時的平均 輸出率.....	81

第一章 簡 介

行動通訊通道一般來說會遭遇時變的通道品質變動[1]，因此傳統所用的固定模式機制常會造成連續的傳輸錯誤，即使這個系統是用來提供良好的傳輸邊限。一個有效的方法來解決這個問題：根據接收端接收到的瞬時通道品質資訊，適應性地調整系統的參數；而通道品質資訊可由接收端經由回授通道傳回傳送端。一般典型的方式有三種：適應性傳輸能量控制、適應性訊號時間週期控制以及適應性調變選擇。



適應性傳輸能量控制是由 Hayes 所提出[1]，它的主要概念是利用控制傳輸的能量，降低在不同時間或頻率所遭遇的衰減效應。然而若利用此傳輸機制，當在某一時間遭遇衰減極為強烈的通道時，為了克服傳輸上的困難就必須大量地增加傳送的能量，但這也同時會增強鄰近通道的干擾效應。

而且在大多數的傳輸規格中都已經訂定了傳輸的能量大小。因此，使用適應性傳輸能量控制雖然可以解決時變通道的衰減問題，但是也會造成額外的干擾。

適應性訊號時間週期控制是由 Cavers 所提出，這主要是利用不

同的時間週期長度對於訊號會有不同的通道衰減抵抗能力，以降低在不同時間或頻率所遭遇的衰減效應。但是不同的時間週期長度會有不同的頻寬，在目前頻寬需求越來越重要的時代，浪費可用的頻也是我們要盡量避免的。

適應性調變選擇是利用不同調變方式對通道衰減會有不同的抵抗能力。例如：我們在面對衰減強的通道時可以利用低階的調變方式來達到減少錯誤率的發生，而在衰減較弱的通道我們也可以透過高階的調變方式來增加我們的輸出率。雖然這是一個實際可行的方法，但在真實的系統中，卻會因為通道品質資訊的不正確而造成系統效能的降低，所以本篇論文中先是提出決策導向雜訊估測法在適應性正交分頻多工系統的應用，之後再分析通道資訊的不正確對適應性正交分頻多工所造成的影響。

透過分析瑞雷(Rayleigh)衰減通道的通道容量，Goldsmith 等人證明瞭可變速率、可變能量的適應性機制是最佳化的，但是他們也提出了在大多數的衰減通道中，這種機制相較於可變速率、固定能量的適應性機制，輸出率的增加是很微小的。因此在本篇論文中，我們只討論可變速率、固定能量的適應性機制。

第二章 適應性調變正交分頻多工系統簡介

在第一章中我們已經簡單的說明瞭使用適應性調變的原因，在第二章中我們就接下來介紹適應性調變的原理與應用，並且實際地介紹適應性調變正交分頻多工系統。

2.1 適應性調變原理與應用

適應性調變是一種針對時變通道所做的一種反應。它通常都被使用在雙向通訊中，因為傳輸參數的適應性處理必須依靠通道估測和訊息傳輸。一般來說，必須採取以下的步驟[2]。

1. 通道品質估測：為了適當的選擇下次傳輸中所使用的傳輸參數，準確的通道估測對於下次傳輸中所使用的傳輸通道是必要的。
2. 選擇下次傳輸中所要用的傳輸參數：根據對下一個傳輸週期所做的通道品質估測，傳送端可以適當的選擇所需要的傳輸參數。
3. 訊息傳輸或盲目式偵測採用的傳輸參數：接收端必須取得傳送端所採用的傳輸參數以作為解調之用。這些參數可以由傳送端以封包傳送，但這種作法會造成部分的頻寬損失。或是這些參

數可以由接收端自行做盲目式偵測取得。

根據不同的通道特性，上述的步驟可以在雙向通訊中的其中一端執行。如圖 2.1.1 所示，如果通道是具有相互性的通道，則通道品質估測是由傳送端自己執行，而接收端可以藉由接收傳送端所傳輸的訊息或是透過盲目式偵測來獲得傳輸參數，通常我們稱這種機制為開放性迴路適應。如圖 2.1.2 所示，如果通道本身不具有相互性，則通道品質估測必須由接收端執行並且透過訊息傳輸給傳送端，而此時接收端本來就已經具有解調所需的資訊。通常我們稱這種機制為封閉性迴路適應。

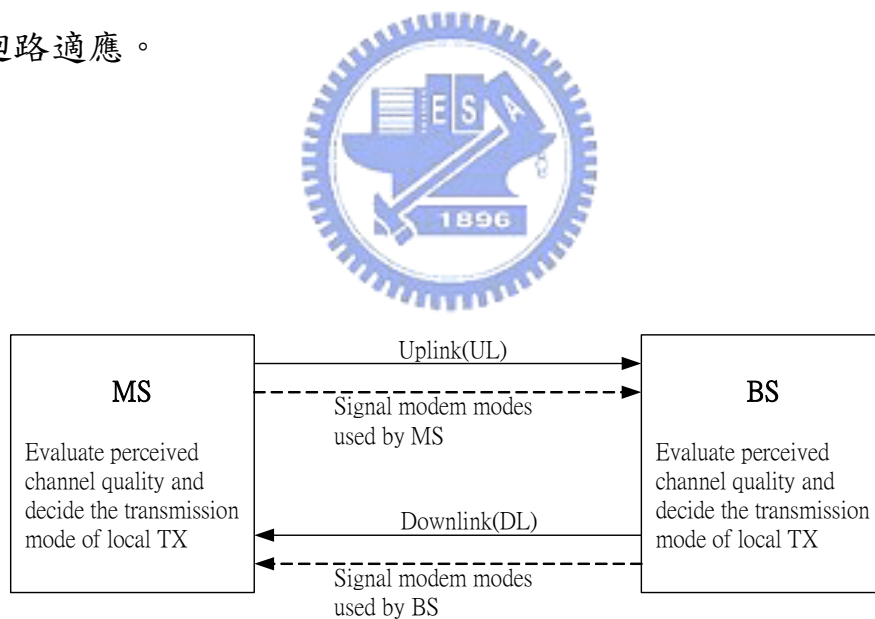


圖 2.1.1 具有相互性的通道(開放性迴路)

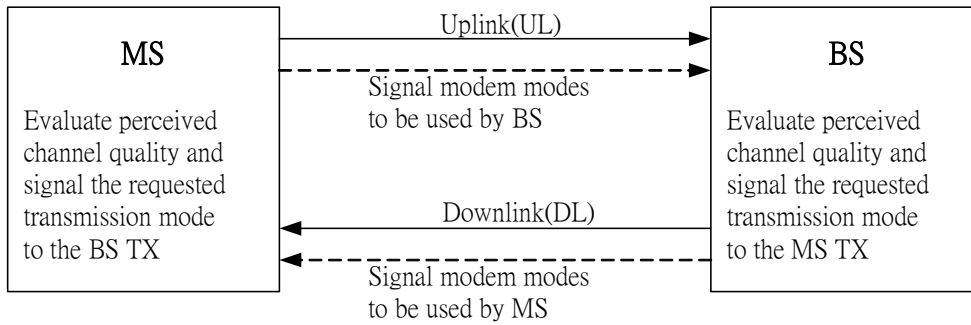


圖 2.1.2 不具有相互性的通道(封閉性迴路)

在[3]中，有一些通道品質資訊的計量方式被研究。在這些方法當中依據 SNR(signal-to-noise ratio)和依據 BER(bit error rate)以做為通道品質資訊的方式是最常見的。一般來說，SNR 可以藉由實體層的功率測量得到；BER 則是可由連結層中的封包錯誤率估測出。

Webb 和 Steele 在[4]中嘗試去找出滿足不同傳輸模式的最佳化交換邊界，他們利用系統模擬得到不同傳輸模式在 AWGN(additive white Gaussian noise)通道中的 BER 曲線，並且設定所需要滿足的錯誤率以求得不同傳輸模式所需要的 SNR。這種方法可以確保瞬間 BER 小於某一個設定的 BER 界線；為了滿足這樣的要求，第一種的傳輸模式需要被設定為不傳輸 (No TX)。在這樣的觀念之下，我們可以設定轉換界線為：

$$\mathbf{s} = \{s_0 = 0, s_k \mid p_{m_k}(s_k) = P_{th} \quad k \geq 1\}$$

這種直覺式的方法從那時開始就被廣泛地研究和使用的，而在本篇論

文中我也使用這種方法作為適應性調變的運作機制，並且用此來決定下次傳輸中所使用的傳輸模式。

2.2 適應性調變 OFDM 系統架構

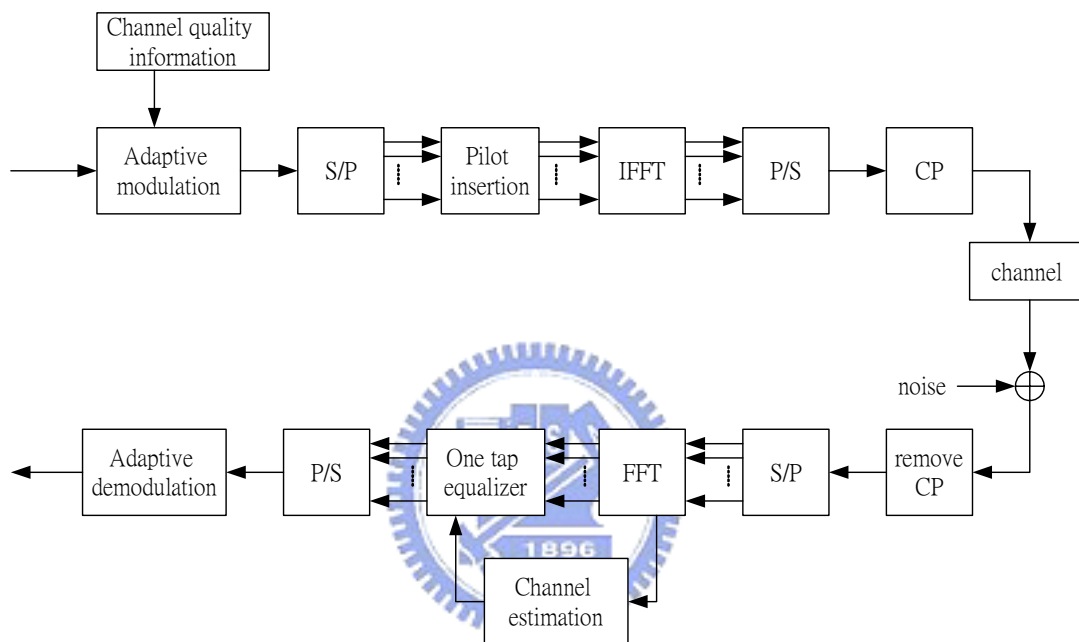


圖 2.2.1 AO-OFDM 系統架構

如圖 2.2.1 所示是這篇論文中的適應性調變正交分頻多工系統 (AO-OFDM) 架構[5]。在傳送端，資訊位元先經由適應性調變器產生符號 X_n ，之後在插入做為通道估測的領航符號(pilot symbol)。而這些相當於頻域的訊號經過 IFFT (inverse fast Fourier transform) 後轉換為 OFDM 區塊中的時域取樣訊號，將這些時域訊號再加上具有保護作用的 CP (cyclic prefix) 後，這些時域訊號就被

傳送至通道中。此處的通道效應包括了時變瑞雷衰減通道和加成性白色高斯雜訊。

在接收端，接收到的時域取樣先被移除 CP，之後經由 FFT (fast Fourier transform) 轉換為頻域符號。而這些頻域符號中的領航符號被通道估測器用來做通道估測。藉由估測出的通道資訊，我們再利用一階的等化器來消除瑞雷通道所造成的頻率選擇效應。最後，經過等化器處理的符號 Y_n 在經由適應性解調器解調出我們想要的位元資訊。

在此處的系統中，我們假設通道脈衝響應在一個 OFDM 區塊的週期中是固定不變的，經由此項假設我們可以得到以下的關係式：

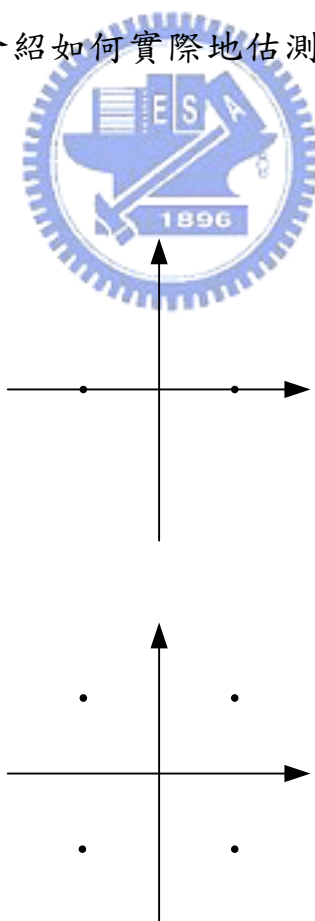

$$Y_n = X_n \cdot H_n + N_n \dots \dots \dots (2.2.1)$$

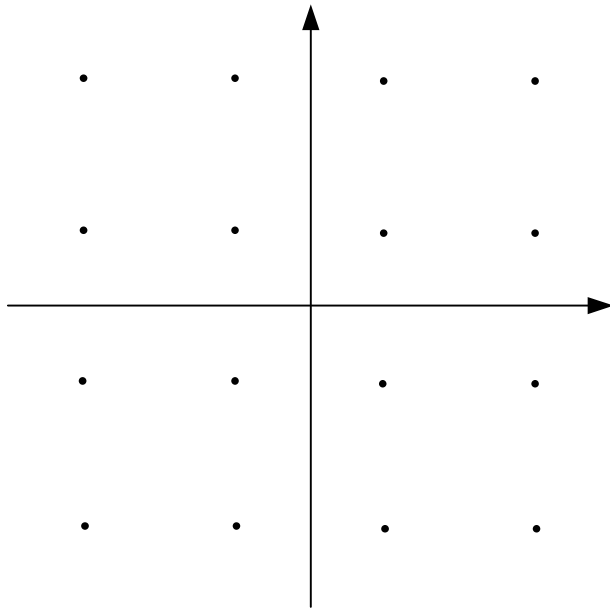
因為在每個次載波中的雜訊和通道轉移函數是獨立的，我們可以定義 [2] 在每個次載波中的 signal-to-noise ratio (SNR) 為：

$$\gamma_n = |H_n|^2 \cdot \gamma \dots \dots \dots (2.2.2)$$

其中 γ 為發射端的平均 SNR。如果沒有符號間干擾 (ISI) 或其他來源所引起的干擾，則 γ_n 的大小會決定這個 OFDM 系統在第 n 個次載波上的位元錯誤率。而適應性調變的目的就是根據每個次載波中的 γ_n 大小去決定適當的傳輸模式以達到輸出率和位元錯誤率之間的取捨 (tradeoff)。

在說明完整個系統的架構後，我們現在開始說明適應性調變在OFDM系統中的運作。在這篇論文中，我使用了五種的傳輸模式：No TX、BPSK、QSPK、16QAM和 64QAM。如圖 2.2.2 和圖 2.2.3 中所示為他們的相對應星狀圖和BER曲線(假設為AWGN 通道)，在曲線中我們設定BER的界線為 10^{-3} ，由此界線和BER曲線的交點我們可以得到五種傳輸模式所各別對應的交換界線。之後，我們就可以根據所估測到的通道品質和交換界線決定在下一個傳輸週期所要使用的傳輸模式。說明瞭OFDM系統的運作狀況和適應性調變的決策機制後，接下來的兩章，我們就來介紹如何實際地估測出我們所需要的通道品質，也就是通道SNR。





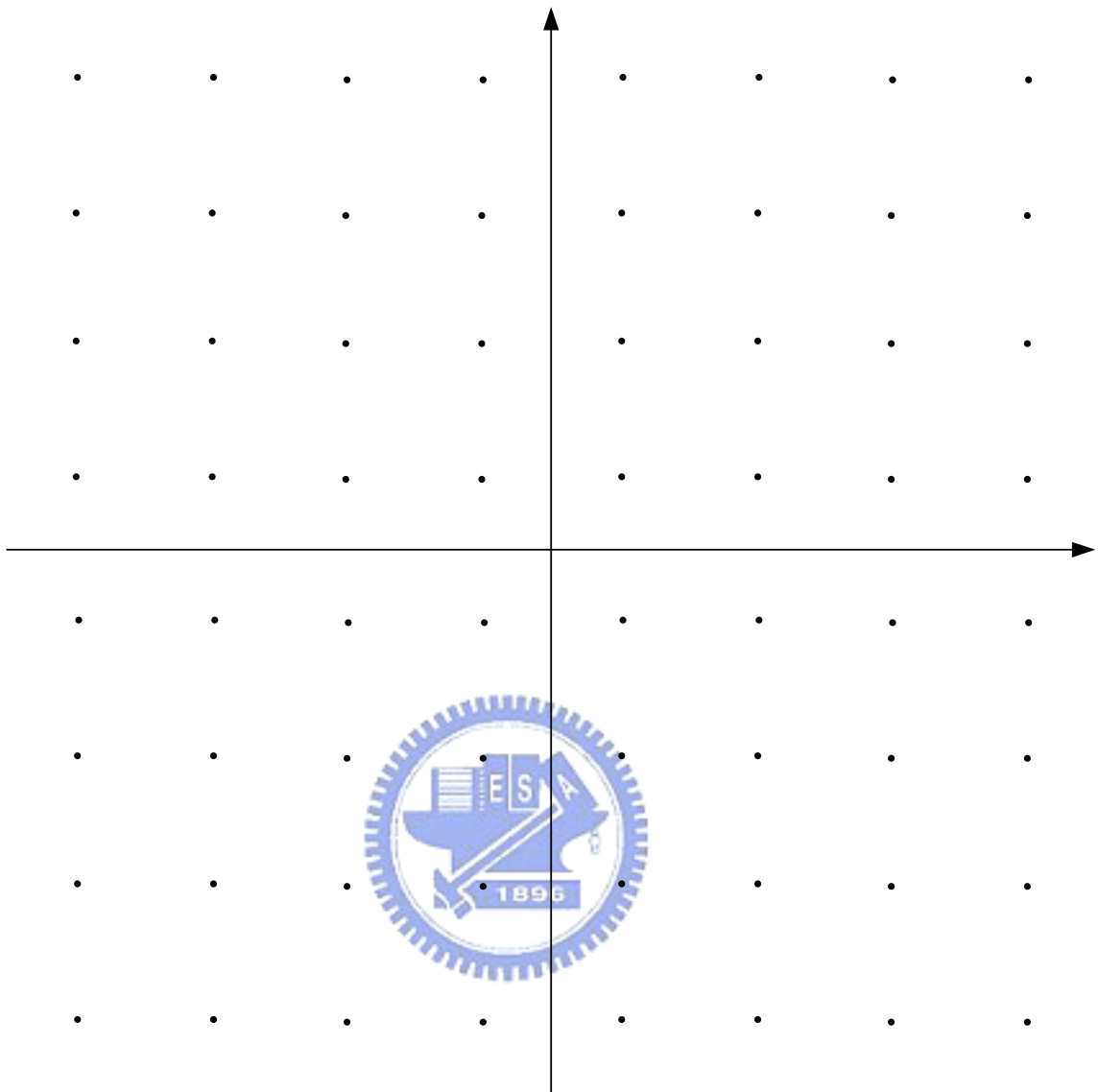


圖 2. 2. 3 BPSK、QPSK、16QAM 和 64QAM 的星狀圖

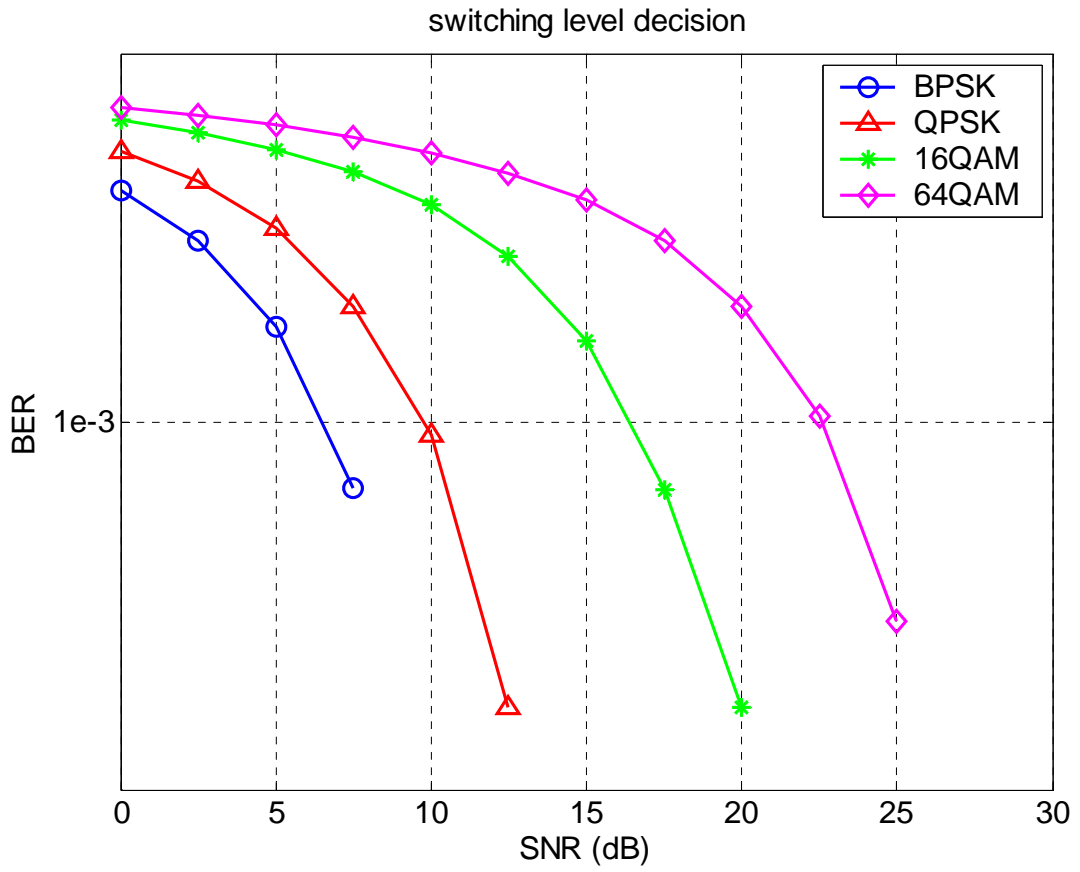


圖 2.2.3 不同的調變在 AWGN 的錯誤率



第三章 通道估測

通道品質在這篇論文中是定義成通道訊雜比 (CSNR)，因此估測通道品質就必須同時估測通道衰減和通道雜訊。在第三章中我們首先介紹如何估測出通道衰減的部分，至於雜訊的估測會在第四章中作詳盡的說明。一般來說在 OFDM 系統的通道估測可以分為：領航符號通道估測和盲目式通道估測。領航符號通道估測具有較準確的估測效能，而且一般來說這種方法的複雜度是較低的；而盲目式估測所具有的優點就是不會浪費可用的系統頻寬。而在這篇論文中，為了系統效能的考量我們使用領航符號通道估測。在介紹這個方法之前，我先說明領航符號在 OFDM 系統中的擺放樣式[6][7]。

3.1 領航符號的擺放樣式

在不同的通道環境之中適合不同的 pilot 編排樣式，在[8]中提到了一些 pilot 樣式。我們舉例兩種常見的編排 pilot 的方式並且說明利用 pilot 估測通道在編排 pilot 需要考慮何種因素。

圖 3.1.1 是傳送端將傳送的連續 symbol 經過 S/P(serial to parallel)之後的平行排列資料，其中橫軸是時間的函數，以 symbol 為單位。縱軸則是頻率的函數，以 carrier 為單位。白色的區塊是

放在 carrier 上要傳送的 data symbol；灰色的區塊則是放著要傳送的 pilot。

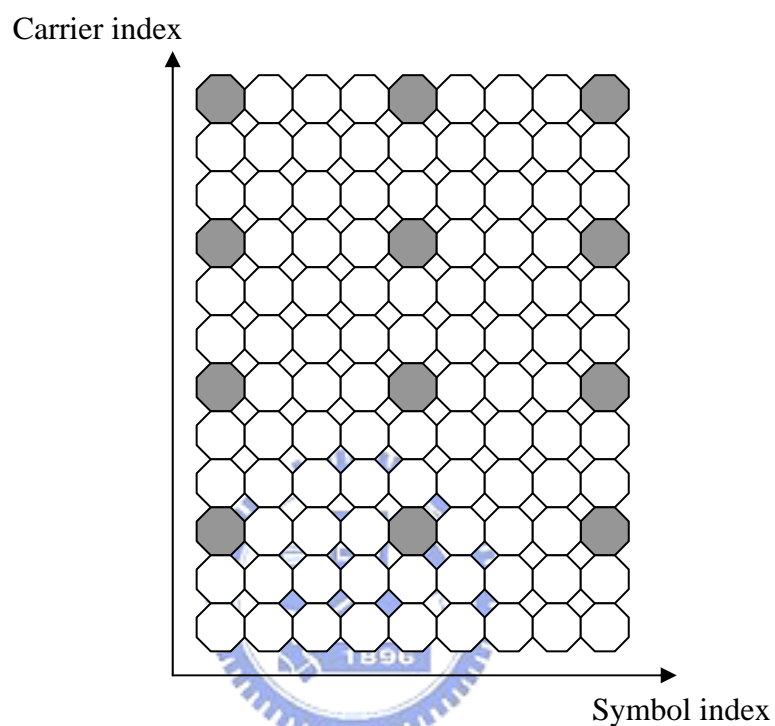


圖 3.1.1 pilot 在 OFDM 系統中的擺放樣式

接收端利用 pilot 估測的方法如下，分兩個部分

1. 收到傳送端的資料，利用灰色區塊的已知 pilot 將它們所在位置上的通道頻率響應估測出來。
2. 利用灰色區塊位置所估計出來的通道，再利用內插方法計算其他白色區塊(data 部分)的通道值。

增加 pilot 的數目，也就是減少 pilot 之間的時間(pilot

spacing)，當然會使得內插法的準確度提高，但是我們必須面臨到提高 pilot 數量提高準確度，但是卻減少了 data 的傳送量的取捨 (trade-off) 問題。而如果 pilot 的間隔太大，做內插法的誤差會提高很多，雖然增加了資料的傳送量，但是卻使得通道估計的準確度降低。因此我們必須決定一個適當的 pilot 間隔。

利用 pilot 估計出來的通道去做內插法，我們可以將 pilot 視為通道上面的取樣。以圖 3.1.1 來做說明，在同一個 symbol index 上，觀察縱軸在灰色區塊所估計出來的通道值，我們可以視為對在該時間點的通道頻率響應做頻率軸上的取樣。同樣的觀點，在同一個 carrier index 上，觀察橫軸灰色區塊所估計出來的通道值，我們可以視為在該載波上的通道頻率響應在時間軸上的取樣。

如果通道在頻率軸上變化加快，我們就得增加縱軸上面 pilot 的數量來增加取樣點。如果同一個載波上面的通道頻率響應隨著時間變化加快，我們就得增加橫軸上面的 pilot 數量來增加取樣點。無論對於時間軸還有頻率軸取樣的速度必須至少滿足 Nyquist 的取樣定理。

決定 pilot 在時間軸還有頻率軸上的取樣速度，或者說，決定 pilot 在時間軸和頻率軸的間隔，滿足取樣定理，必須要知道通道在時間軸和頻率軸上面的變動頻寬。而在時間軸上的變動頻寬就是

都多普勒擴散(Doppler spread) $f_{D_{\max}}$ ，在頻率軸上的變動頻寬則是最
 大的延遲擴散 σ_{\max} 。因此根據取樣定理：取樣頻率要大於兩倍的單
 邊頻寬。

$$f_T > f_{D_{\max}} \quad \Delta t_p < \frac{1}{f_{D_{\max}}} \dots\dots\dots(3.1.1)$$

$$f_f > \sigma_{\max} \quad \Delta f_p < \frac{1}{\sigma_{\max}} \dots\dots\dots(3.1.2)$$

f_T f_f 分別為時間軸和頻率軸的取樣頻率， Δt_p 為 pilot 在時間軸上
 滿足取樣定理的取樣間隔， Δf_p 為 pilot 在頻率軸上滿足取樣定理的

取樣間隔。而 $\frac{1}{f_{D_{\max}}}$ 也就是我們所說的同調時間(coherence time)，

而 $\frac{1}{\sigma_{\max}}$ 則是同調頻寬(coherence bandwidth)。



結論是，時間軸上兩個 pilot 的距離至少要在 coherence time
 裡面；而頻率軸上，兩個 pilot 的距離要在 coherence bandwidth
 裡面。直覺上來想，如果兩個 pilot 的距離在 coherence
 time/bandwidth 裡面，我們可以視為兩個 pilot 之間的通道值並不
 會變動太劇烈，我們使用簡單的內插法就可以得到較高的準確度。

如圖 3.1.2 所示，我們舉其中兩種簡單的排列方式來做說明。

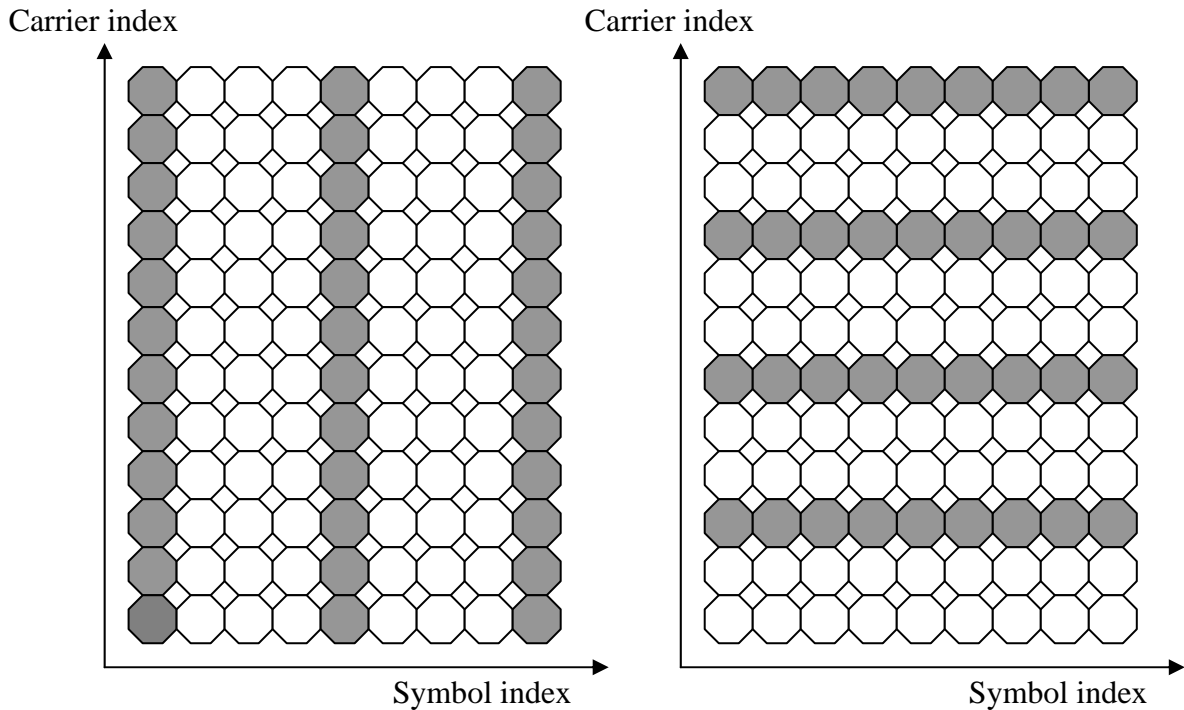


圖 3.1.2 兩種基本 pilot 排列方式(a)block-type (b)comb-type

Block-type 是說把一個 OFDM symbol 當作一個 block，而一整個 OFDM symbol 上的載波都是 pilot；也就是一整個 block 都是 pilot，所以稱之為 block-type。並且每隔固定幾個 OFDM symbol 週期性將 pilot 插入進去。由於每個載波上面都有 pilot，所以不用再內插法。對於通道延遲較長，根據(3.1.2)式，我們知道頻率軸上 pilot 擺設就要越密，因此 block-type 適合通道延遲較長，也就是較能容忍頻率選擇性衰減(frequency selective fading)的通道。不過由於是週期性的在時間軸上插入 pilot，所以對於 Doppler 效應所造成的時間軸上的快速衰減(fast fading)較不適

合(coherence time 較短)。如果是在慢速衰減的 slow fading 的狀況之下，由於 coherence time 較長，在時間軸上的間隔不用太近，因此在這種情況之下 block-type 較為適用。

第二種如圖 3.1.2(b)所示，我們稱之為 comb-type，跟 block-type 相反；comb-type 則是在頻率軸上週期性的插入 pilot，也就是每個 symbol 都在固定的載波上面擺放 pilot 傳送。適用的情形跟 block-type 相反。comb-type 是在頻率上間隔擺設 pilot，所以必須要內插出通道頻率響應，由於還要經過內插的運算，所以較不能對抗頻率選擇衰落的通道。或者說 comb-type 對於通道延遲較長的通道，由於 coherence bandwidth 較短，較不容易滿足兩個 pilot 的距離要在 coherence bandwidth 裡面，也因此 pilot 之間的做內插所造成的通道誤差會較高。所以 comb-type 較適合 flat-fading 的通道。同一個載波上來看，時間軸上都放滿了 pilot，所以較能對抗時間軸上快速衰落的通道(比較容易滿足兩 pilot 之間的距離在 coherence time 裡面)。

在瞭解 pilot 擺放樣式的考量後，下一小節中，我們就解釋如何利用最小平方法實際估測領航符號上的通道。

3.2 最小平方 (LS) 通道估測原理與應用

在此我們使用 comb-type 的 pilot 方式來說明 LS 通道估測。假設一個 OFDM symbol 裡面有 N 個載波，第 k 個載波可以表示成 $\{X(k), k=0,1,\dots,N-1\}$ 。在 N 個載波之中我們週期性的放入 pilot 信號 $\{X_p(m), m=0,1,\dots,N_p-1\}$ 共 N_p 個 pilot。其中

$$X(k) = X(mL + l) = \begin{cases} X_p(m) & l=0 \quad m=0\dots N_p-1 \\ data & l=1\dots L-1 \end{cases} \dots (3.2.1)$$

L 是兩個 pilot 之間的時間隔。 $X_p(m)$ 代表 pilot 所調變的值，可以是任意的複數值。我們也可以把 N_p 個 pilot 都定為某一個固定的複數值 Z 來減少計算的複雜度。接著我們要將 $X_p(m)$ 上面的 N_p 個通道頻率響應值 $H_p(m)$ 估測出來。我們把 N_p 個通道頻率響應值表達成矩陣的形式

$$\mathbf{H}_p = \begin{bmatrix} H(0) \\ H(L) \\ \vdots \\ H((N_p-1)L) \end{bmatrix}_{N_p \times 1} \dots (3.2.2)$$

在 pilot 位置上接收端所收到的 N_p 訊號，表示成矩陣形式

$$\mathbf{Y}_p = \begin{bmatrix} Y(0) \\ Y(L) \\ \vdots \\ Y((N_p-1)L) \end{bmatrix}_{N_p \times 1} \dots (3.2.3)$$

根據 (2.2.1) 式，我們可以把接收訊號表示成：

$$\mathbf{Y}_p = \mathbf{X}_p \cdot \mathbf{H}_p + \mathbf{N}_p \dots (3.2.4)$$

其中傳送端所傳送的 pilot 信號 \mathbf{X}_p 表示成矩陣形式如下式：

$$\mathbf{X}_p = \begin{bmatrix} X(0) & & 0 \\ 0 & X(L) & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & X((N_p-1)L) \end{bmatrix}_{N_p \times N_p} \dots\dots\dots(3.2.5)$$

N_p 則是 pilot 位置上的雜訊。

我們要對 pilot 位置上的通道頻率響應做估測，就是要去求得 (3.2.4) 式中的 \mathbf{H}_p ，在這邊我們利用最小平方差估測法 (Least Square, LS) 來估測我們所要的 \mathbf{H}_p 。有關 LS 演算法的原理說明如下：

[LS 演算法]

問題：

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



假設 X, Y 已知, H 未知, W 是干擾雜訊, 也是未知。今天要找出估測值 $\hat{\mathbf{H}}$ 使得平方誤差為最小。

解法：

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

$\mathbf{X} \cdot \hat{\mathbf{H}} \in \mathbf{X}$ 的行空間 (column space) 跟 \mathbf{Y} 最為接近。所以 $\mathbf{X} \cdot \hat{\mathbf{H}}$ 的最佳選擇就是 \mathbf{Y} 在 \mathbf{X} 的行空間投影 (projection)，也就是正交定理 (orthogonal principle)，可以從圖 3.2.2 得知 $(\mathbf{Y} - \mathbf{X} \cdot \hat{\mathbf{H}}) \perp \mathbf{X} \cdot \hat{\mathbf{H}}$

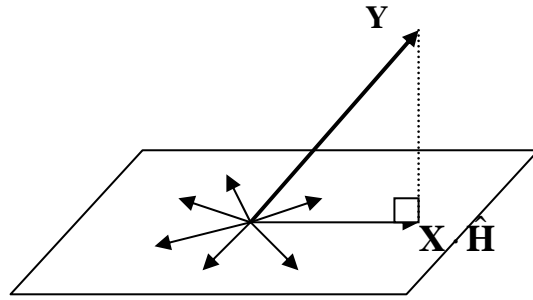


圖 3.2.1 正交原理的幾何說明

經過運算之後可以得到 LS 的解為

$$\hat{\mathbf{H}} = (\mathbf{X}^H \cdot \mathbf{X})^{-1} \cdot (\mathbf{X}^H \cdot \mathbf{Y}) \dots \dots \dots (3.2.6)$$

以上就是有關於 LS 演算法的說明，接著我們將 LS 演算法的結果套

入(3.2.4)式，可以得到

$$\hat{\mathbf{H}}_p = (\mathbf{X}_p^H \cdot \mathbf{X}_p)^{-1} \cdot (\mathbf{X}_p^H \cdot \mathbf{Y}_p) \dots \dots \dots (3.2.7)$$

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

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}_p &= \mathbf{X}_p^{-1} (\mathbf{X}_p^H)^{-1} \cdot (\mathbf{X}_p^H \cdot \mathbf{Y}_p) = \mathbf{X}_p^{-1} \mathbf{Y}_p \\ &= \begin{bmatrix} X(0) & & 0 \\ 0 & X(L) & 0 \\ \vdots & & \ddots \\ 0 & \dots & X((N_p-1)L) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} Y(0) \\ Y(L) \\ \vdots \\ Y((N_p-1)L) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{Y(0)}{X(0)} \\ \frac{Y(L)}{X(L)} \\ \vdots \\ \frac{Y((N_p-1)L)}{X((N_p-1)L)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{H}_p(0) \\ \hat{H}_p(1) \\ \vdots \\ \hat{H}_p(N_p-1) \end{bmatrix} \dots (3.2.8) \end{aligned}$$

利用 LS 演算法我們可以在兼顧系統效能與複雜度的狀況下將 pilot 位置上面通道頻率響應值估計出來。至於其他 data 位置上的通道頻率響應則可以用內插法求出來。而在第五章，我們會實際用 LS 演算法來估測通道的頻率響應，並且探討因為通道估測誤差對系統所造成的影響。



第四章 決策導向雜訊估測

由第三章可知，利用 LS 通道估測已經可以有效地估測出我們所需要的通道，所以在這一章裡面我就要介紹如何估測通道訊雜比中的雜訊部分。一般來說，雜訊的估測可以利用領航符號或利用沒有傳輸的時間，不過這些方法的缺點就是需要較長的時間才可以完成雜訊的估測，因為一般來說領航符號在 OFDM 區塊中只佔了 1/8 或甚至更少。而且有些系統並沒有使用領航符號的設計。這些原因都使我們想要利用一般的資料次載波來做雜訊的估測。所以，接下來我就介紹如何利用決策導向雜訊估測法[9]來做雜訊估測。

4.1 決策導向雜訊估測原理與應用

在決策導向雜訊估測法中，在第 n 個次載波上的決策導向雜訊可由接收的訊號中求得，也就是 $\hat{N}_k = Y_k - H_k \cdot \hat{X}_k$ ，其中 \hat{X}_k 是對接收訊號做決策後所得。但是在實際做適應性調變時我們所需要的是真實的雜訊功率，而非決策導向雜訊。所以接下來就讓我們來研究真實雜訊功率和決策導向雜訊功率之間的關係。

首先，我們先從定義決策導向雜訊的機率密度函數

$f_{\hat{N}}(\hat{n}) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{\Pr[\hat{n} < \hat{N} \leq \hat{n} + h]}{h}$ 開始。為了說明上的方便，在此我們以 M-PAM 系統為例。在 M-PAM 系統中的訊號具有 $\pm \frac{d}{2}, \pm \frac{3d}{2}, \pm \frac{5d}{2}, \dots, \pm \frac{(M-1)d}{2}$ 的大小，其中 d 為兩相鄰訊號點間的距離。由於每個次載波都受到通道 H_k 的影響，因此決策邊界為 $\pm l H_k$ 其中 $l = 0, 1, 2, \dots, \frac{M}{2} - 1$ 。在推導過程中我們假設 H_k 是已知的非負值。在接下來的推導中我們用 $\Pr[\hat{N} = \hat{n}]$ 來取代 $\lim_{h \rightarrow 0} \Pr[\hat{n} < \hat{N} \leq \hat{n} + h]$ 的表示法。

$$\begin{aligned}
 \Pr[\hat{N} = \hat{n}] &= \sum_{l=0}^{M-1} \Pr\left[\hat{N} = \hat{n}, X_l = (2l - (M-1))\frac{d}{2}\right] \\
 &= \sum_{l=0}^{M-1} \Pr\left[\hat{N} = \hat{n} \mid X_l = (2l - (M-1))\frac{d}{2}\right] \times \Pr\left[X_l = (2l - (M-1))\frac{d}{2}\right] \dots\dots
 \end{aligned}$$

.....(4.1.1)

我們先考慮以下的三種狀況：

1. 如圖 4.1.1 當 $\hat{n} > \frac{Hd}{2}$ ，則接收到的訊號 $Y > \frac{MHd}{2}$ 。

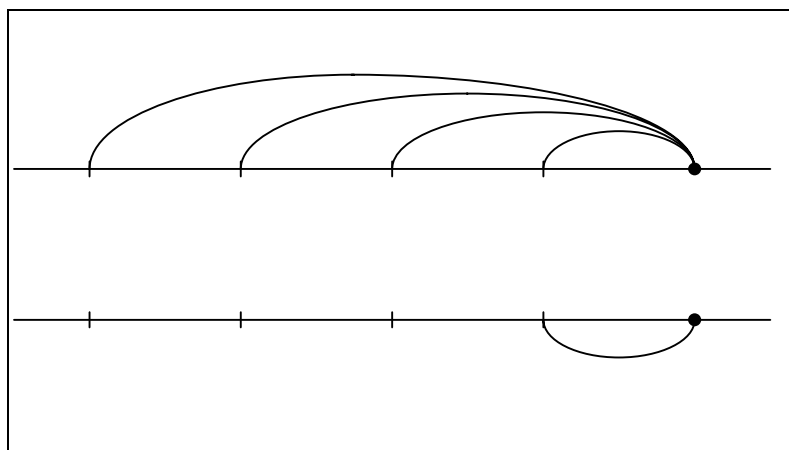


圖 4.1.1 真實雜訊和決策導向雜訊示意圖

此時真實的雜訊 $N = \hat{n} + kHd$ ，而決策 $\hat{X} = \frac{(M-1-2k)d}{2}$ ，其中

$k = 0, 1, 2, \dots, M-1$ 。

因為 X 和 N 為獨立。因此可以代入(4.1.1)式得，

$$\Pr[\hat{N} = \hat{n}] = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \Pr[N = \hat{n} + kHd] \quad \dots\dots\dots(4.1.2)$$

因此，當 $\hat{n} > \frac{Hd}{2}$ 時，

$$f_{\hat{N}}(\hat{n}) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} f_n(\hat{n} + kHd) \quad \dots\dots\dots(4.1.2)$$

若真實雜訊是假設為平均值等於零，變異數為 σ^2 的高斯分佈，則

(4.1.2)式等於

$$f_{\hat{N}}(\hat{n}) = \frac{1}{M\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{\hat{n}^2}{2\sigma^2}} \sum_{k=0}^{M-1} e^{-\frac{(k^2d^2H^2 + 2kdH\hat{n})}{2\sigma^2}} \quad \dots\dots\dots(4.1.3)$$

2. 當 $\hat{n} < \frac{-Hd}{2}$ ，則接收到的訊號 $Y < \frac{-MHd}{2}$ 。

按照上面相同的推導方式可得，

$$f_{\hat{N}}(\hat{n}) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} f_n(\hat{n} - kHd) \quad \dots\dots\dots(4.1.4)$$

3. 當 $\hat{n} \leq \frac{|Hd|}{2}$ ，則接收到的訊號 $|Y| \leq \frac{MHd}{2}$ 。

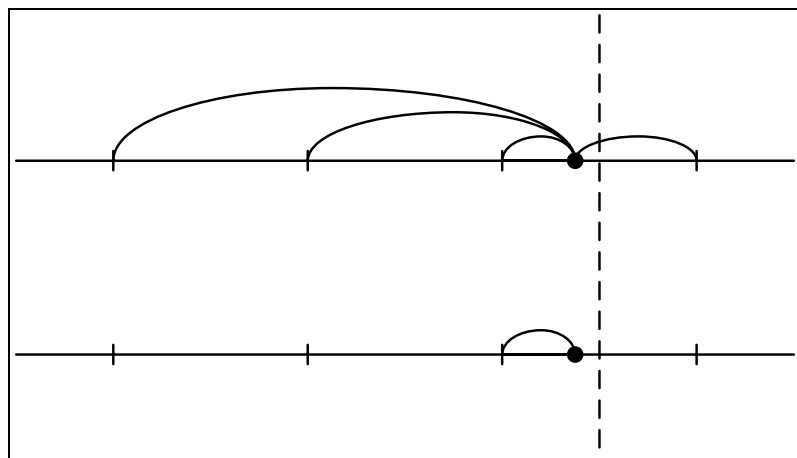


圖 4.1.2 真實雜訊和決策導向雜訊示意圖

同理可得，

$$f_{\hat{N}}(\hat{n}) = f_n(\hat{n}) + \frac{1}{M} \sum_{k=1}^{M-1} (M-k) f_n(\hat{n} + kHd) + \frac{1}{M} \sum_{k=1}^{M-1} (M-k) f_n(\hat{n} - kHd) \dots\dots\dots$$

\dots\dots\dots(4.1.5)

根據上面三種狀況的分析可得，

$$f_{\hat{N}}(\hat{n}) = \begin{cases} f_n(\hat{n}) + \frac{1}{M} \sum_{k=1}^{M-1} (M-k) f_n(\hat{n} + kHd) + \frac{1}{M} \sum_{k=1}^{M-1} (M-k) f_n(\hat{n} - kHd) & \text{if } |\hat{n}| < \frac{Hd}{2} \\ \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} f_n(\hat{n} + \text{sgn}(\hat{n})kHd) & \text{otherwise} \end{cases}$$

\dots\dots\dots(4.1.6)

在推導出機率密度函數後，我們接下來利用機率密度函數來求得我們需要的決策導向功率 $\overline{\hat{\sigma}_{PAM}^2}$ 。以下就是詳細的推導過程。在開始推導前，為了表示上的方便，我們先定義

$$C(x, k, \sigma) = \int_x^{\infty} u^2 f_n(u + kHd, \sigma) du = \int_x^{\infty} n^2 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(n+kHd)^2}{2\sigma^2}} dn \text{。}$$

$$\begin{aligned} \overline{\hat{\sigma}_{PAM}^2} &= \int_{-\infty}^{\infty} \hat{n}^2 f_{\hat{N}}(\hat{n}) d\hat{n} \quad (\text{zero mean}) \\ &= \int_{-\frac{Hd}{2}}^{\frac{Hd}{2}} \hat{n}^2 f_{\hat{N}}(\hat{n}) d\hat{n} + \int_{-\infty}^{-\frac{Hd}{2}} \hat{n}^2 f_{\hat{N}}(\hat{n}) d\hat{n} + \int_{\frac{Hd}{2}}^{\infty} \hat{n}^2 f_{\hat{N}}(\hat{n}) d\hat{n} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\text{The 1st term} &= \int_{\frac{Hd}{2}}^{\frac{Hd}{2}} \hat{n}^2 \left[f_n(\hat{n}) + \frac{1}{M} \sum_{k=1}^{M-1} (M-k) f_n(\hat{n} + kHd) + \frac{1}{M} \sum_{k=1}^{M-1} (M-k) f_n(\hat{n} - kHd) \right] d\hat{n} \\
&= \int_{\frac{Hd}{2}}^{\infty} \hat{n}^2 \left[f_n(\hat{n}) + \frac{1}{M} \sum_{k=1}^{M-1} (M-k) f_n(\hat{n} + kHd) + \frac{1}{M} \sum_{k=1}^{M-1} (M-k) f_n(\hat{n} - kHd) \right] d\hat{n} \\
&\quad - \int_{\frac{Hd}{2}}^{\infty} \hat{n}^2 \left[f_n(\hat{n}) + \frac{1}{M} \sum_{k=1}^{M-1} (M-k) f_n(\hat{n} + kHd) + \frac{1}{M} \sum_{k=1}^{M-1} (M-k) f_n(\hat{n} - kHd) \right] d\hat{n} \\
&= \int_{\frac{Hd}{2}}^{\infty} \hat{n}^2 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{\hat{n}^2}{2\sigma^2}} + \frac{1}{M} \hat{n}^2 \sum_{k=1}^{M-1} (M-k) \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(\hat{n}+kHd)^2}{2\sigma^2}} + \frac{1}{M} \hat{n}^2 \sum_{k=1}^{M-1} (M-k) \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(\hat{n}-kHd)^2}{2\sigma^2}} d\hat{n} \\
&\quad - \int_{\frac{Hd}{2}}^{\infty} \hat{n}^2 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{\hat{n}^2}{2\sigma^2}} + \frac{1}{M} \hat{n}^2 \sum_{k=1}^{M-1} (M-k) \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(\hat{n}+kHd)^2}{2\sigma^2}} + \frac{1}{M} \hat{n}^2 \sum_{k=1}^{M-1} (M-k) \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(\hat{n}-kHd)^2}{2\sigma^2}} d\hat{n} \\
&= C\left(-\frac{Hd}{2}, 0, \sigma\right) + \sum_{k=1}^{M-1} \frac{(M-k)}{M} C\left(-\frac{Hd}{2}, k, \sigma\right) + \sum_{k=1}^{M-1} \frac{(M-k)}{M} C\left(-\frac{Hd}{2}, -k, \sigma\right) \\
&\quad - \left[C\left(\frac{Hd}{2}, 0, \sigma\right) + \sum_{k=1}^{M-1} \frac{(M-k)}{M} C\left(\frac{Hd}{2}, k, \sigma\right) + \sum_{k=1}^{M-1} \frac{(M-k)}{M} C\left(\frac{Hd}{2}, -k, \sigma\right) \right]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\text{The 2nd term} &= \int_{-\infty}^{\frac{Hd}{2}} \hat{n}^2 \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(\hat{n}-kHd)^2}{2\sigma^2}} d\hat{n} \\
&= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} C\left(\frac{Hd}{2}, k, \sigma\right) = \frac{1}{M} C\left(\frac{Hd}{2}, 0, \sigma\right) + \frac{1}{M} \sum_{k=1}^{M-1} C\left(\frac{Hd}{2}, k, \sigma\right)
\end{aligned}$$

$$\text{The 3rd term} = \int_{\frac{Hd}{2}}^{\infty} \hat{n}^2 \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(\hat{n}+kHd)^2}{2\sigma^2}} d\hat{n} = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} C\left(\frac{Hd}{2}, k, \sigma\right)$$

相加可得

$$\begin{aligned}
\text{The 1st} + \text{2nd} + \text{3rd term} &= C\left(-\frac{Hd}{2}, 0, \sigma\right) - \frac{M-2}{M} C\left(\frac{Hd}{2}, 0, \sigma\right) \\
&\quad + \frac{1}{M} \left[\sum_{k=1}^{M-1} ((M-k) C\left(-\frac{Hd}{2}, k, \sigma\right) + (M-k) C\left(-\frac{Hd}{2}, -k, \sigma\right) - (M-k-2) C\left(\frac{Hd}{2}, k, \sigma\right) \right. \\
&\quad \left. - (M-k) C\left(\frac{Hd}{2}, -k, \sigma\right) \right]
\end{aligned}$$

.....(4.1.7)

下圖是根據(4.1.7)式所畫出的圖形，其中訊號能量假設是1。

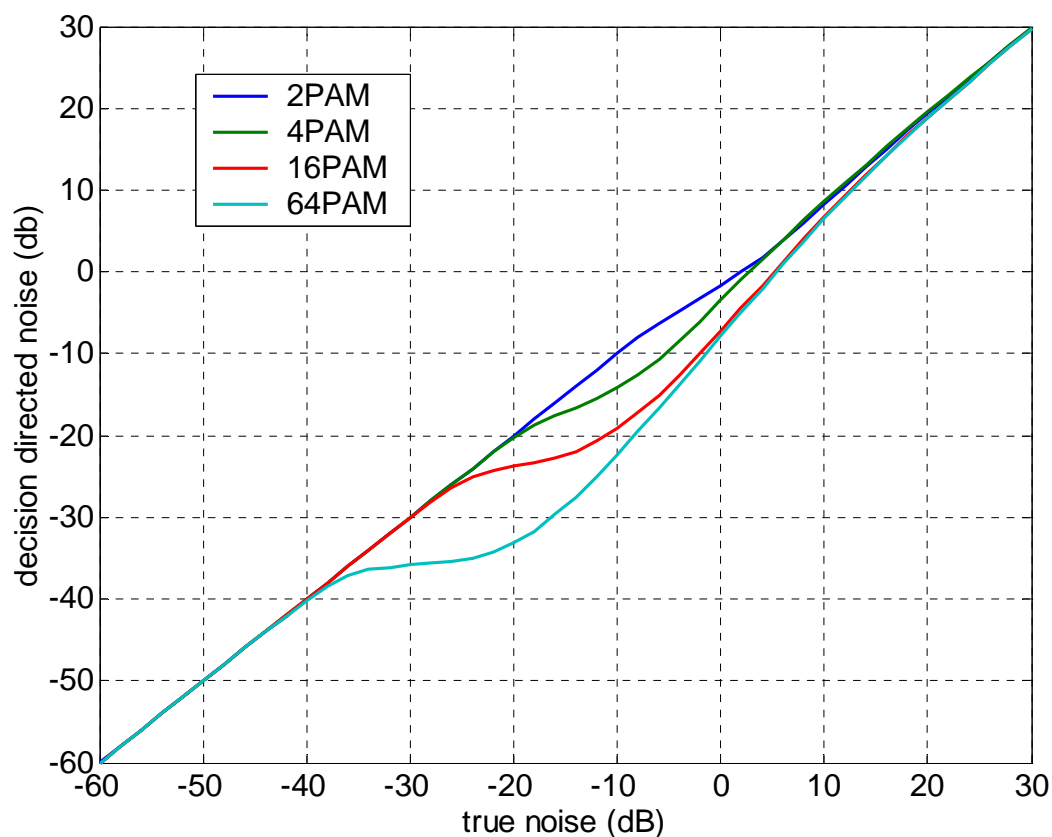


圖 4.1.3 MPAM 真實雜訊和決策導向雜訊的對應圖

由此圖中我們可以發現，決策導向雜訊必定小於或等於真實的雜訊。這樣的現象由之前的圖 4.1.1 和圖 4.1.2 就可以清楚的看出原因。此外，觀察 noise power=-50 附近的區域時，因為雜訊的功率很小，所以不足以造成決策錯誤，因此決策導向雜訊會等於真實的雜訊，如圖 4.1.4(a)所示。而圖 4.1.5(a)則是我們利用 4.1.6 式所畫出的決策導向雜訊和真實雜訊的機率分佈密度，從圖中可以清

楚的看出兩條曲線是完全重合的，這也驗證了上面的解釋。而在雜訊功率很大的時候，訊號點的能量比雜訊能量小很多，如圖 4.1.4(b) 所示，因此決策導向雜訊會非常近似於真實雜訊。同理，圖 4.1.5(b) 是我們利用 4.1.6 式所畫出的決策導向雜訊和真實雜訊的機率分佈密度。圖中我們可以看出，只有在雜訊分佈在零附近的區域，決策導向雜訊和真實雜訊有些微的誤差，從這裡也可以驗證兩者的功率是差不多的。而在 noise power=0db 附近時，決策導向雜訊功率和真實雜訊功率有最明顯的差距。因為在這個狀況下，訊號和雜訊的功率相差不多，因此很容易使得決策從某一個訊號點跳至另一個訊號點，也就是很容易造成決策錯誤，如圖 4.1.4(c) 所示。而若從圖 4.1.5(c) 的機率分佈來解釋，我們可以看到決策導向雜訊主要都分佈在 0 的附近，而真實雜訊分佈的區域則是廣泛了許多。因此，從機率分佈的角度來解釋也可以看出當 noise power \cong 0db 時，真實雜訊

訊功率和決策導向雜訊功率會有最大的誤差。

此外，我們也可以看出越高階的調變會造成兩個雜訊間的誤差越大。這是因為當在雜訊功率相同的時候，越高階的調變越有可能發生決策錯誤。

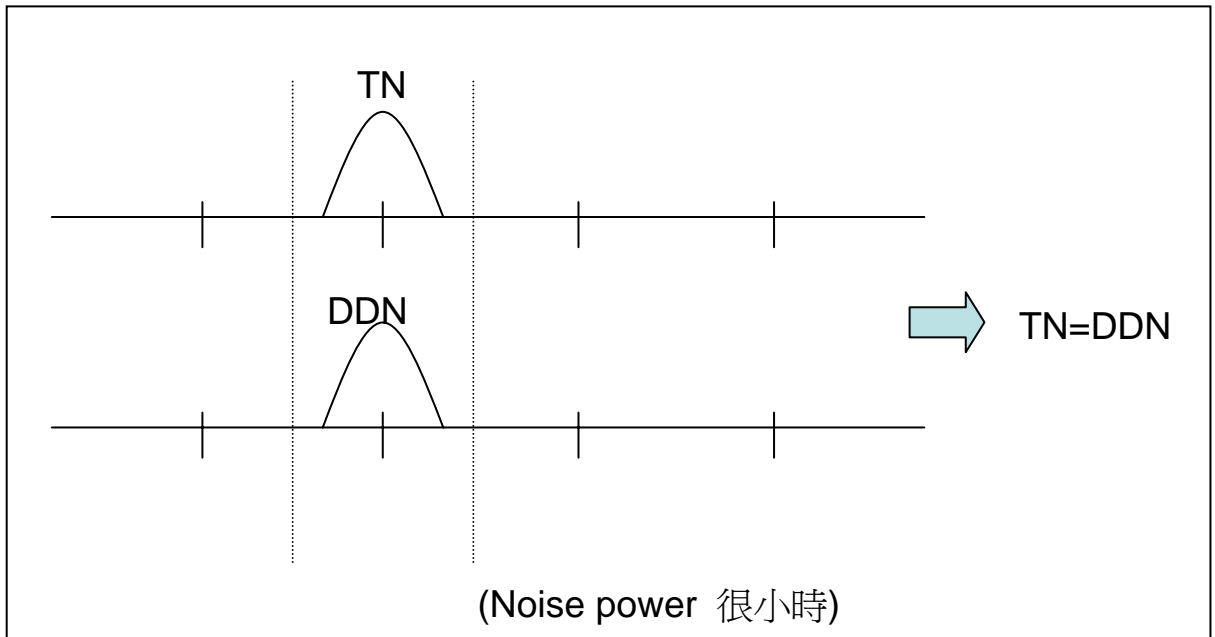


圖 4.1.4(a) 雜訊分佈示意圖

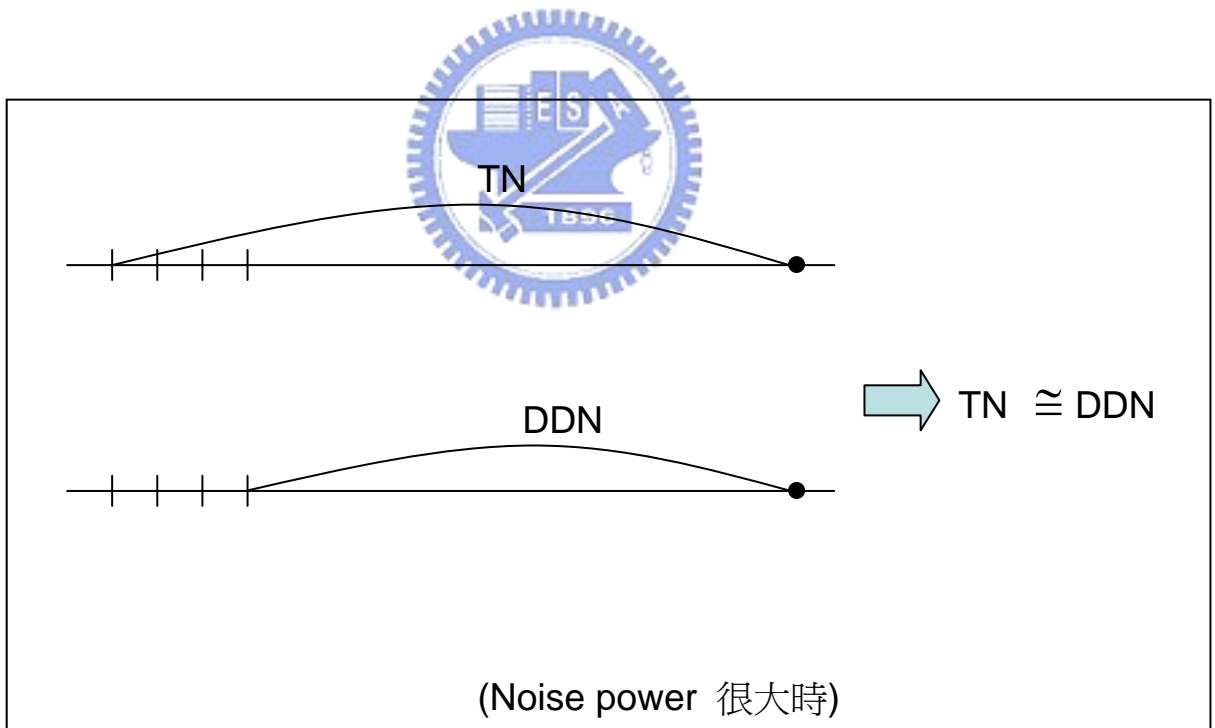


圖 4.1.4(b) 雜訊分佈示意圖

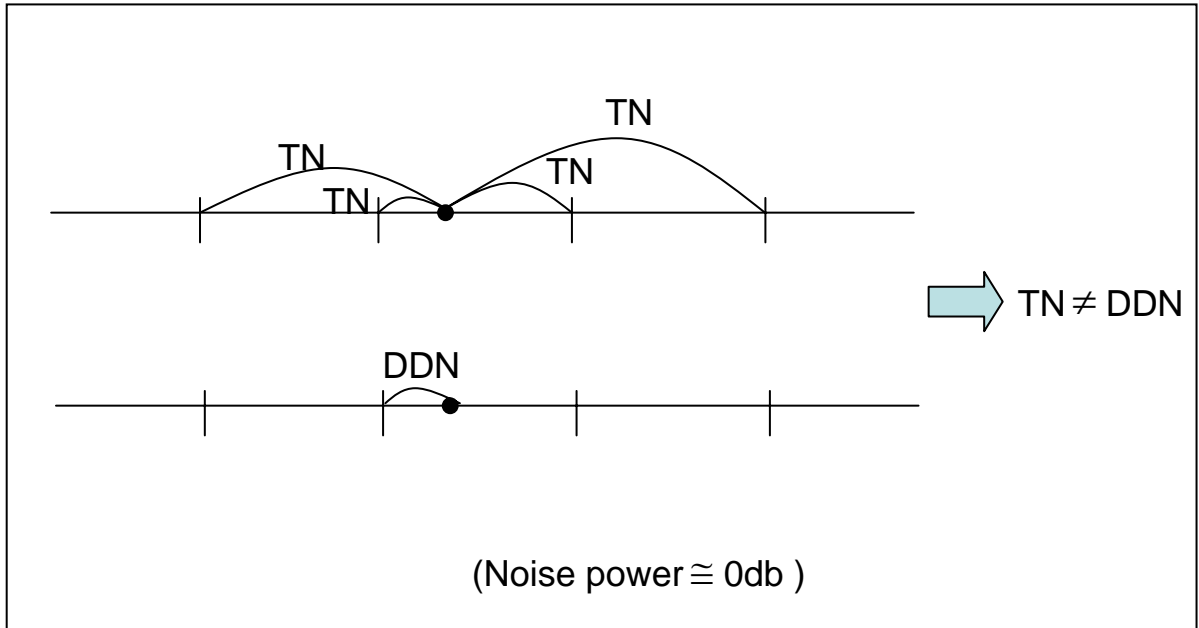


圖 4.1.4(c) 雜訊分佈示意圖

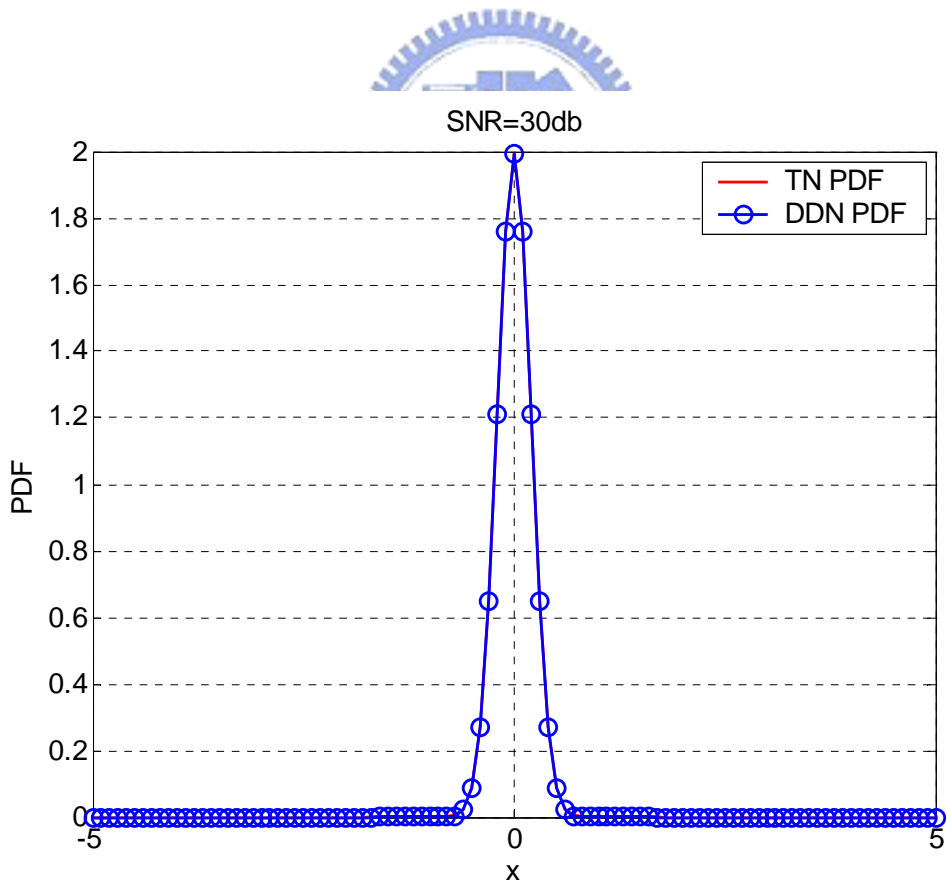


圖 4.1.5(a) 真實雜訊和決策導向雜訊 PDF(SNR=30db)

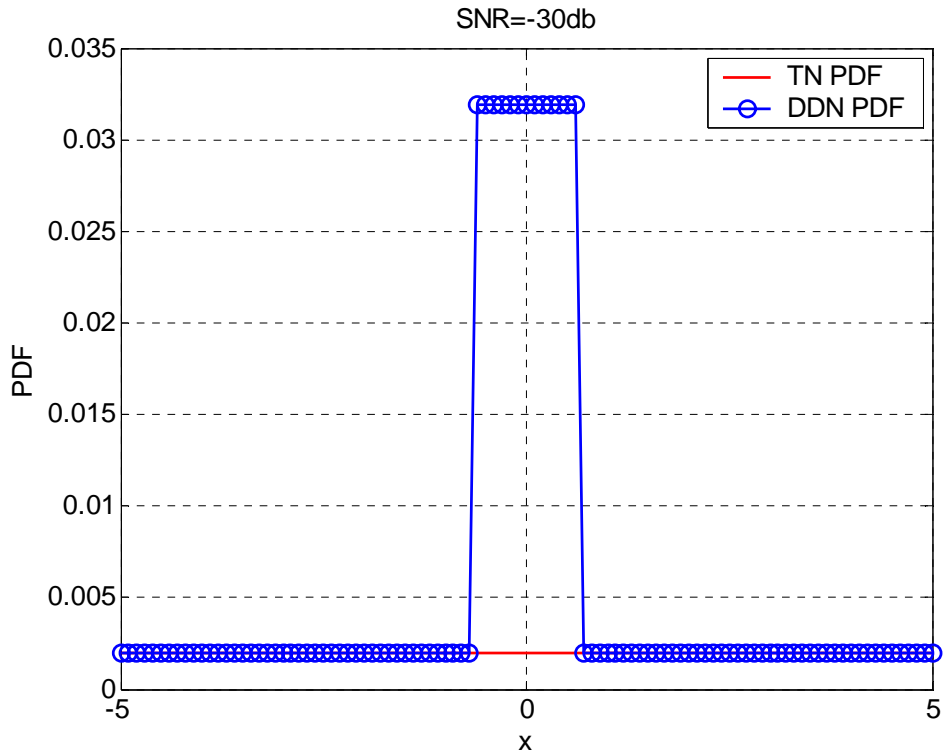


圖 4.1.5(b) 真實雜訊和決策導向雜訊 PDF(SNR=-30db)

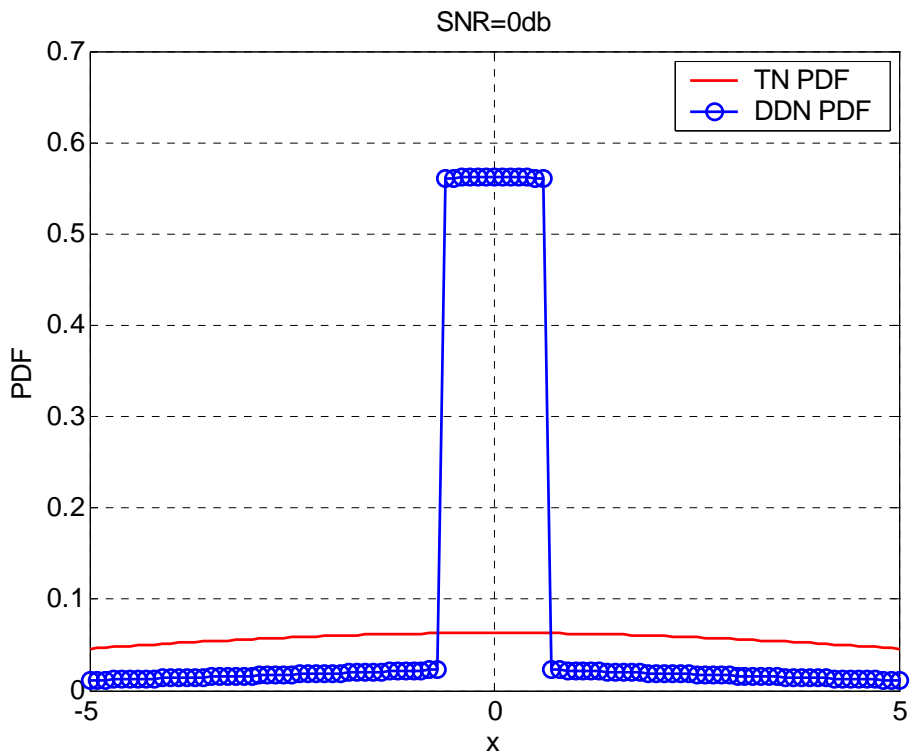


圖 4.1.5(c) 真實雜訊和決策導向雜訊 PDF(SNR=0db)

我們可以再將以上 MPAM 系統所推導出來的結果稍做修改並且應

用到 MQAM 的系統。對於 MQAM 的系統：1)我們用 \sqrt{M} 取代(4.1.7)

式中的 M 。2) $\hat{\sigma}_{QAM}^2 = 2\hat{\sigma}_{PAM}^2$ ，因為 QAM 系統可以看成是兩個獨立的 PAM 系統。

而在公式中的雜訊公式是定義成一維上的雜訊，因此在此不需要再做修改。由以上兩點可得，

$$\hat{\sigma}_{QAM}^2 = 2 \left\{ \begin{aligned} & C\left(-\frac{Hd}{2}, 0, \sigma\right) - \frac{\sqrt{M}-2}{\sqrt{M}} C\left(\frac{Hd}{2}, 0, \sigma\right) + \\ & \frac{1}{\sqrt{M}} \left[\sum_{k=1}^{\sqrt{M}-1} \left((\sqrt{M}-k) C\left(-\frac{Hd}{2}, k, \sigma\right) + (\sqrt{M}-k) C\left(-\frac{Hd}{2}, -k, \sigma\right) - (\sqrt{M}-k-2) C\left(\frac{Hd}{2}, k, \sigma\right) \right. \right. \\ & \quad \left. \left. - (\sqrt{M}-k) C\left(\frac{Hd}{2}, -k, \sigma\right) \right) \right] \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(4.1.8)$$

相同地，由(4.1.8)式我們也可以畫出真實雜訊和決策導向雜訊在

QAM 系統中的關係如下圖

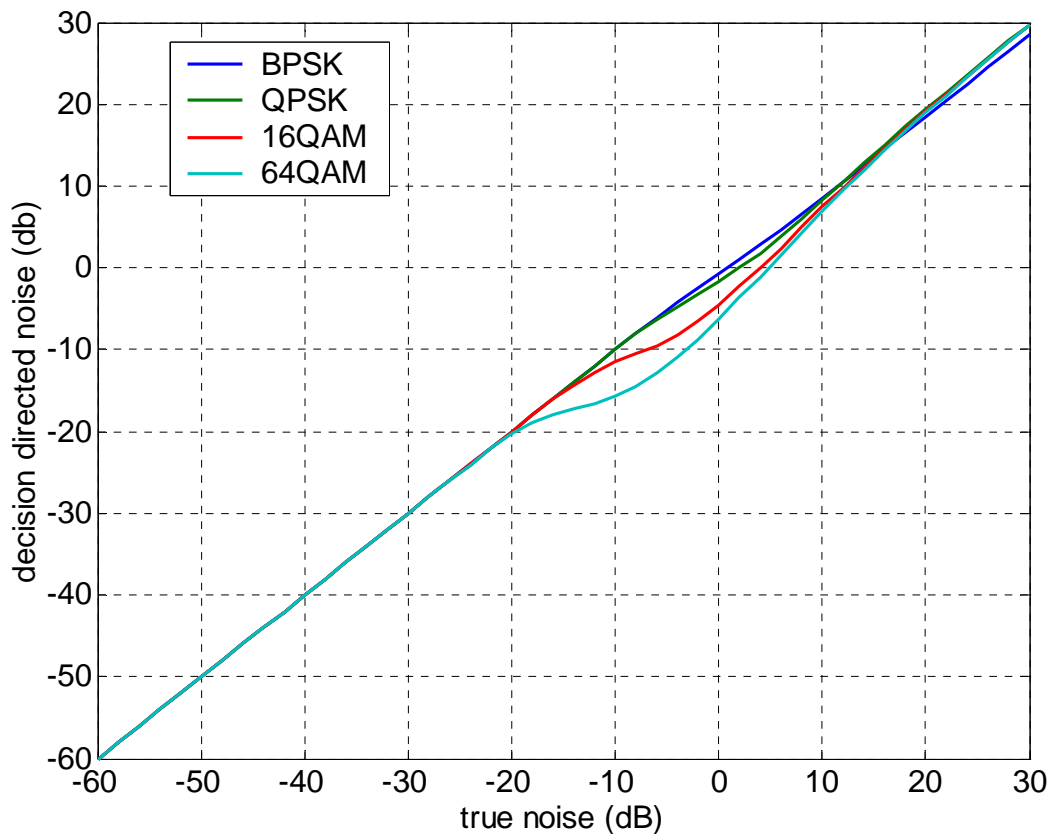


圖 4.1.6 MQAM 系統真實雜訊和決策導向雜訊的對應圖

在實際的系統中，決策導向雜訊功率可以由計算一個長度時間的接收訊號得到，也就是計算 $\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L |Y_k - H_k \hat{X}_k|^2$ 。其中， L 是我們所取樣的接收訊號長度， Y_k 是接收到的頻域訊號， H_k 是通道頻域響應， \hat{X}_k 則是我們將接收訊號等化處理過後所決策出的訊號。而計算出決策導向雜訊後，我們可以再經由(4.1.8)式的反轉換或是經由圖 4.1.6 的對應，就可以求得真正用於適應性調變的真實雜訊。下一小節中我們就把這個方法應用在適應性調變 OFDM 系統上。

4.2 應用決策導向雜訊估測在適應性調變 OFDM 系統

在適應性調變 OFDM 系統上，調變方式會隨著不同的訊雜比而有不同的選擇，因此在測量決策導向雜訊的取樣中可能會有各種不同的調變方式。例如在本篇論文中所選擇的:No TX、BPSK、QPSK、16QAM 和 64QAM。因此無法以單一的圖表對應找出真實的雜訊，在這裡我想了兩種修正的方式：1)直覺上的作法，根據收到訊號中的某種訊號出現的機率，將其所做的對應也分別乘上相同的機率。不過缺點是因為不同的調變會對應不同的圖表，因此當調變方式很多時可能會浪費一些查表的時間和記錄這些表格的記憶體。2)利用系統模擬，實際找出適應性調變系統在不同訊雜比之下決策導向雜訊和真實雜訊之間的關係圖。之後就可以用直接對應的方式，找出我們所需要的真實雜訊。為了降低複雜度，我在這篇論文中就使用這種方法以求得真實雜訊的功率。

下圖就是本文中所用適應性調變 OFDM 系統利用模擬所畫出真實雜訊和決策導向雜訊之間的關係。在比較圖 4.2.1 和圖 4.1.6 時我們可以發現適應性調變系統和固定模式系統最主要的差別就在於雜訊功率為-10db 至 10db 的區間。而在這個區間中，適應性調變所選擇到的傳送模式主要都是較低階的調變，因此曲線的走向就被低階調變的曲線主宰。因此，在 adaptive OFDM 系統中，真實雜訊和決

策導向雜訊的對應曲線和 BPSK 系統是相當類似的。

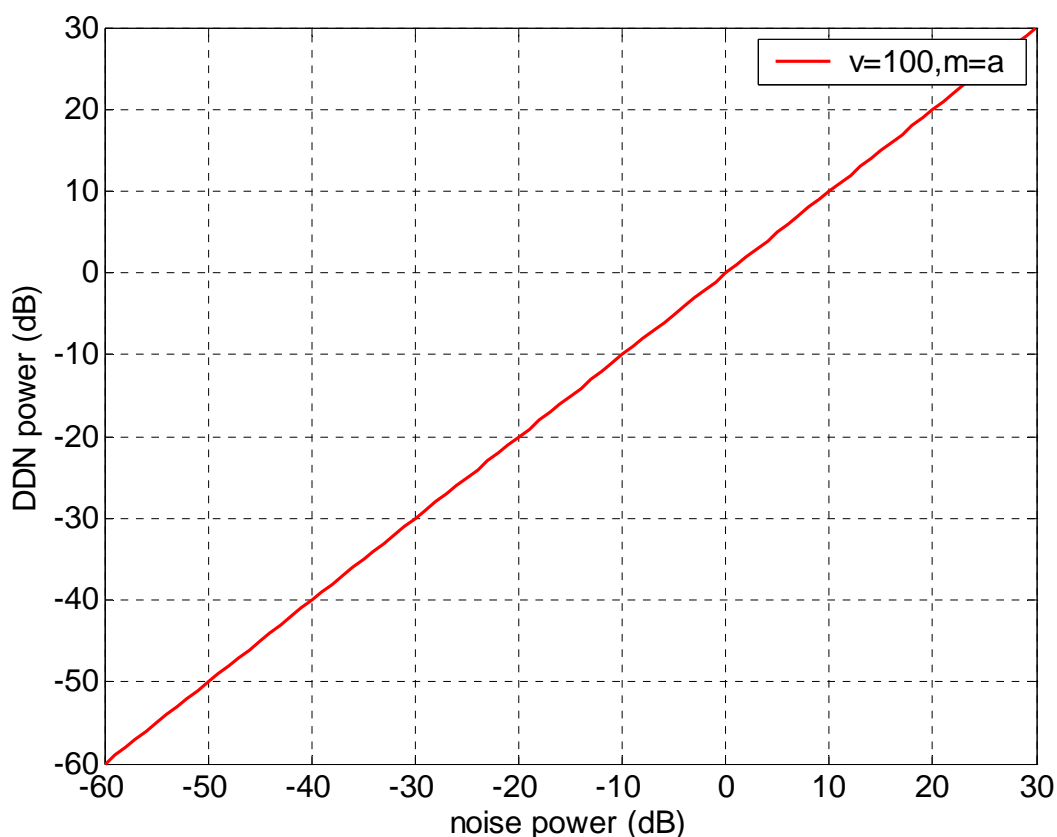


圖 4.2.1 AOFDM 系統真實雜訊和決策導向雜訊的對應圖

圖 4.2.2 是我們使用決策導向雜訊估測法在適應性調變 OFDM 系統下的估測錯誤對取樣點數目的比較，估測錯誤的定義為

$$\left| 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_{est}^2}{\sigma_{true}^2} \right) \right|$$

。而對照表的精確度我們設定為 0.02db，此時的通道

估測是假設是完美的。在這樣的狀況下，由圖中的的誤差值我們可以看出當取樣點較少時 (L=100) 決策導向雜訊估測的精準度還有待加強；但在取樣點 L=500 的時候，誤差僅有 7%。隨著增加取樣點

的數量，誤差也變得越來越小。而且我們在實際應用時，可以利用更改對照表的精確度而控制決策導向雜訊估測的準確度，這使得我們可以在複雜度和效能之間達到一個交換。在介紹完通道估測與雜訊估測後，接下來的一章我們就可以實際利用介紹的通道品質估測來分析適應性調變 OFDM 系統的效能。

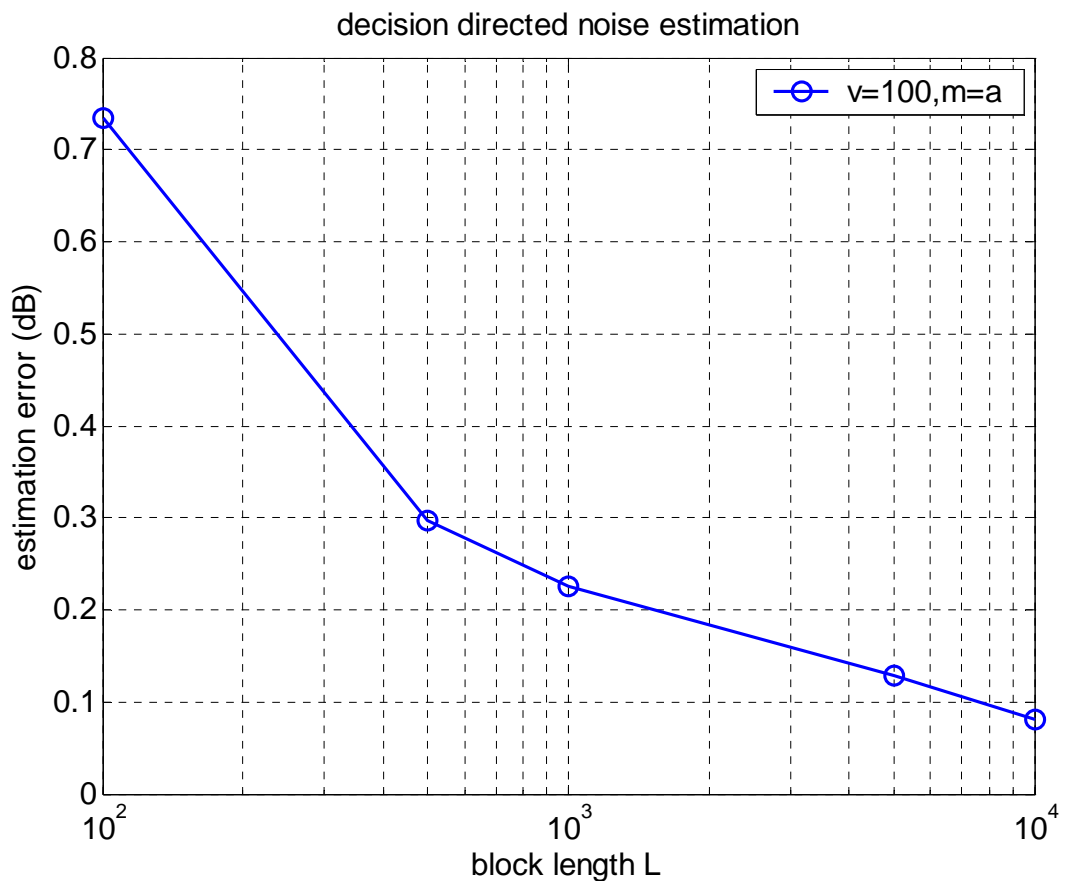


圖 4.2.2 應用決策導向雜訊估測法在 AOFDM 系統的估測錯誤分析圖

第五章 適應性調變正交分頻多工系統模擬與分析

理論上，使用適應性調變在 OFDM 系統上可以有效地克服通道頻率選擇所造成的效能衰減。但實際上適應性調變 OFDM 系統卻會因為通道資訊的不正確而造成系統效能的下降[10][12][12]。通常通道資訊不正確的原因有三個，1)通道資訊的延遲：造成延遲的原因有可能是因為通道資訊從接收端回授給發射端所產的傳輸延遲，也有可能是因為資訊處理所造成的延遲，這將使我們使用到過時的資訊。2)通道估測的錯誤：通道估測不可能是完全正確，通道估測的不準確也可能使我們收到錯誤的資訊因而造成調變方式的選擇錯誤。3)雜訊估測的錯誤：雜訊估測的不準確也會影響通道訊雜比，進而造成通道訊雜比的誤判。在這篇論文中我們不考慮因為通道資訊延遲的問題，因此在這章的前兩節，我們實際地以 LS channel estimator 和 decision directed noise estimator 做為我們系統估測通道和雜訊的演算法，並且利用定義 cost function 的方法來分析系統的效能。

而除了通道資訊的不正確所造成系統效能的下降，適應性調變系統另一個重要的考量就是 overhead 的問題。因為適應性調變系統

必須在接收端和發射端之間互相傳送調變的資訊，以作為發射端調變或是接收端解調之用。但是這些資訊的傳送會佔據我們原本可以使用的頻寬。因此，如何有效的減少 overhead 的產生就是一個相當重要的議題。一個直覺而且實用的作法就是 adaptive by group，也就是在同一個 group 中的 subcarrier 都使用相同的 modulation type[14]。這樣的想法可以有效的減少 overhead 的產生，比起 adaptive by subcarrier 而言，約可以減少 n 倍的 overhead，其中 n 是一個 group 中的 subcarrier 個數。因此，在這章的後半，我們同樣以程式模擬並且透過之前所定義的 cost function 來探討 group size、group modulation type selection 等的參數對 adaptive OFDM 系統的影響。並且在 group modulation type selection 的部分我也提出了兩個新的方法以提升系統的效能。此外我們也考慮迴授通道資訊的型態，也就是直接迴授通道的 channel impulse response 以減少 overhead 的產生。

5.1 系統參數說明

在這一小節中我定義了這次模擬所會用的系統參數、通道[13]和決策邊界。其中的系統參數和通道描繪是根據 802.16 規範，而在第五章的模擬當中若沒有特別指明則我們都使用 channel A 當作我們的模擬通道。決策邊界則是利用 2.2 節中的方法用系統模擬的方

式找出。

Simulation parameters	
Pilot pattern	comb-type
Modulation type	NoTX, BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM
Pilot ratio	1/8
Numbers of subcarriers	2048
OFDM useful symbol duration	307.2us
Guard interval	19.2us
Carrier spacing	3.25KHz
Carrier frequency	5GHz
BW	6MHz

表 5.1.1 系統模擬參數

Tap	Channel A	
	Delay (ns)	Avg power(db)
1	0	0.0
2	300	-1.0
3	750	-9.0
4	1050	-10.0
5	1800	-15.0
6	2550	-20.0

表 5.1.2(a) channel A 的 delay 和功率的 profile

Tap	Channel B	
	Delay (ns)	Avg power(db)
1	0	-2.5
2	300	0
3	8900	-12.8
4	12900	-10.0
5	17100	-25.2
6	20000	-16

表 5.1.2(b) channel B 的 delay 和功率的 profile

Switching level	S1	S2	S3	S4
$P_{th} = 10^{-3}$	6.5323	9.7811	16.4862	22.5691

表 5.1.3(a) switching level for perfect channel estimation

Switching level	S1	S2	S3	S4
$P_{th} = 10^{-3}$	7.9839	12.2005	19.3984	25.5415

表 5.1.3(b) switching level for LS channel estimation

5.2 雜訊估測誤差對 AOFDM 系統的影響

在一般的論文當中通常都假設雜訊是完美估測，而在這篇論文當中，我們使用第四章所介紹的決策導向雜訊估測來估測 AOFDM 系統當中所需要用到的雜訊功率。這樣可以使我們的模擬結果更能接近真實的狀況。下麵我們就 perfect channel estimation 和 imperfect channel estimation 的狀況來探討 DDN noise estimator 對 AOFDM 系統的影響。

在開始分析之前，我們先介紹 cost function 的觀念[2]，因為接下來的分析當中我們將使用 cost function 作為系統效能高低的依據。

$$\Omega = \sum_{SNR=0db}^{40db} \left[10 \log_{10} (\max\{P_{avg}(SNR)/P_{th}, 1\}) + B_{max} - B_{avg}(SNR) \right] \dots \dots \dots (5.2.1)$$

其中 $P_{avg}(SNR)$ 為在固定 SNR 之下的系統平均錯誤率， P_{th} 為 AOFDM 系統所設定的錯誤臨界， B_{max} 為 AOFDM 系統可能的最大輸出率， $B_{avg}(SNR)$ 為固定 SNR 下的的系統平均輸出率。而設定此方程式的意

義就是使得當平均錯誤率比 threshold 低的時候，系統的 cost 是由系統的輸出率決定；輸出率高的會有較小的 cost，輸出率低的有較高的 cost。但當錯誤率遠高於 threshold 時，系統的 cost 會大幅的增加。因此想要使 cost 最小化的方法就是使平均錯誤率盡量靠近 threshold 的狀況下使輸出率盡可能的增加。

1. perfect channel estimation 的狀況：

在此狀況下 noise estimation error 大約只有 $\pm 0.02\text{db}$ 的估測誤差 (見圖 5.2.1)，所以基本上對系統 BER 的影響非常小(見圖 5.2.2(a))，而 BPS 則是不受到 noise estimation error 的影響(見圖 5.2.2(b))。因為在 perfect channel estimation 的狀況下，估測出的 noise power 有可能比實際的 noise power 大或是比實際的 noise power 小，也就是會使我們選擇到較為高階或是較為低階的傳輸模式。而就系統錯誤率而言，高階的傳輸模式所造成的錯誤率會主導整個系統的錯誤率，使得整體的平均錯誤率上升；但對於輸出率來說，較高階的傳輸模式有較高的輸出率，較低階的傳輸模式的輸出率較低，可是平均來說，BPS 還是不變的。

表 5.2.1 是我們利用之前所定義的 cost function 針對模擬出的錯誤率和輸出率所計算出的 cost。因為在這次的系統模擬中兩者的

錯誤率都沒有超過設定的臨界值 ($P_{th}=10^{-3}$) 而且輸出率都非常的接近，因此得到的數值也是非常的相近的。其中的誤差在傳輸的點數逐漸增加的時候會逐漸趨近於零。

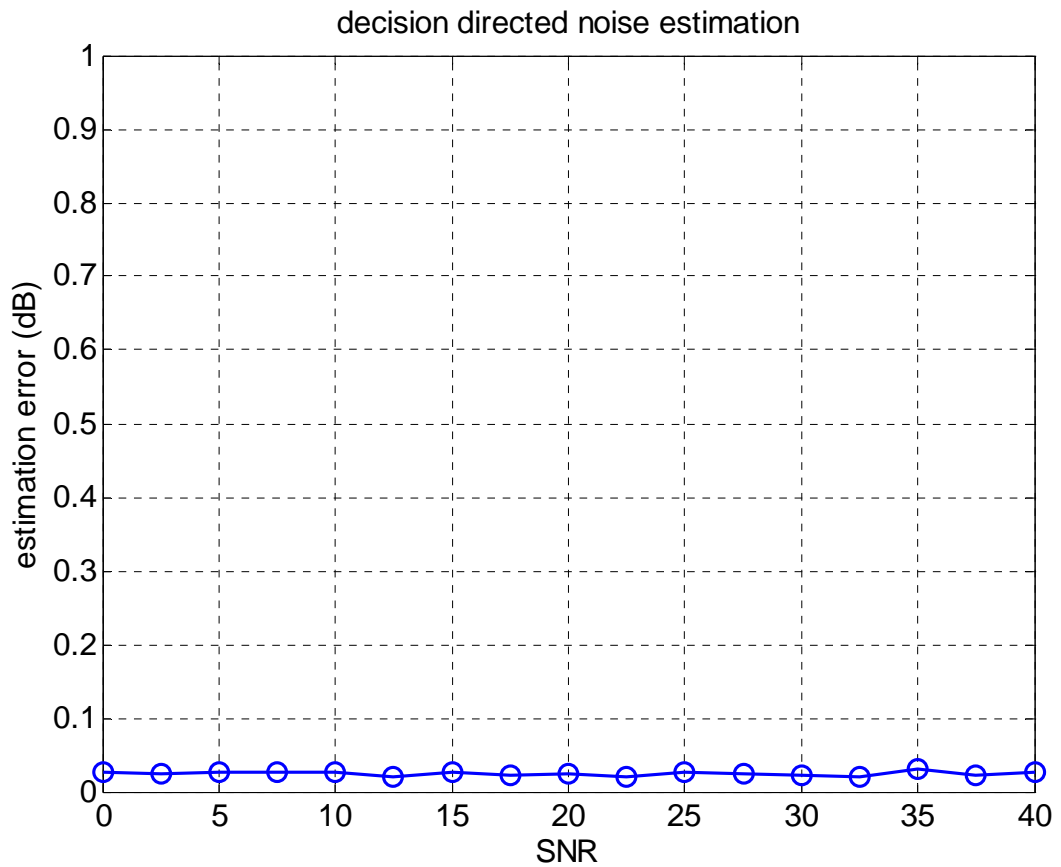


圖 5.2.1 完美通道估測時的雜訊估測誤差

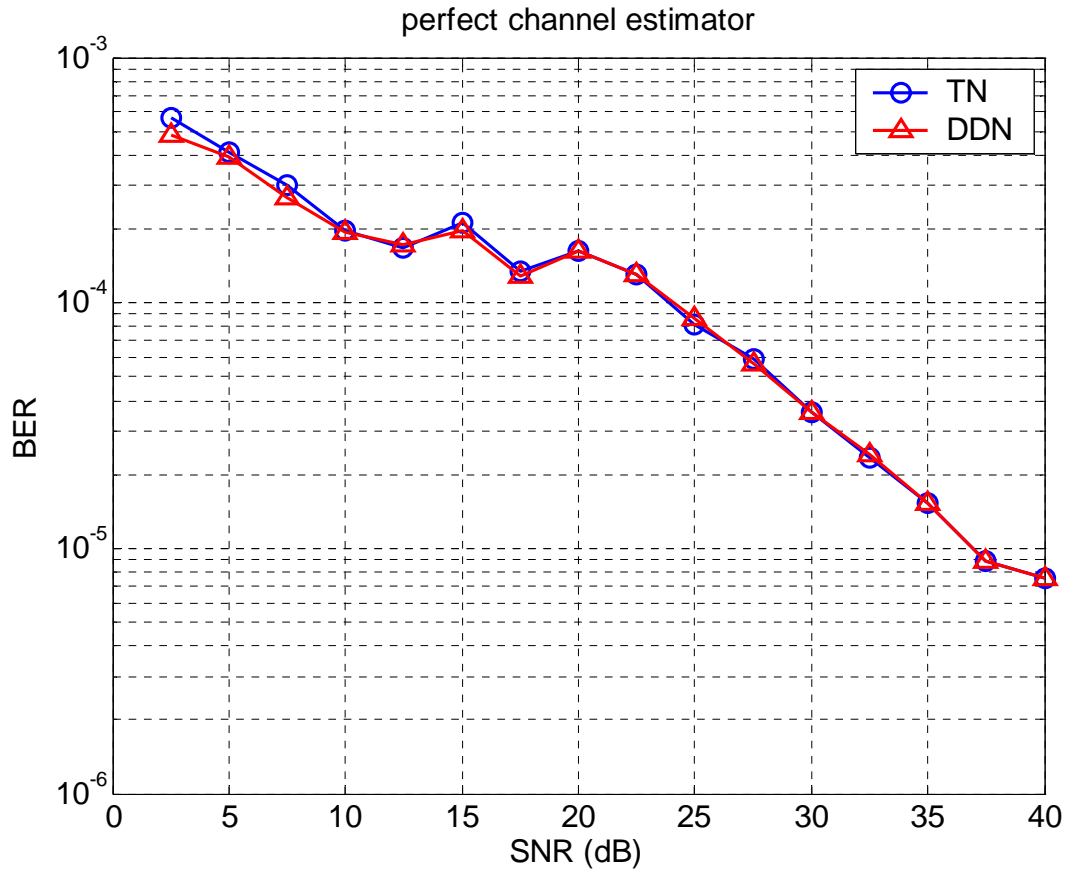


圖 5.2.2(a)使用真實雜訊和決策導向雜訊的平均錯誤率



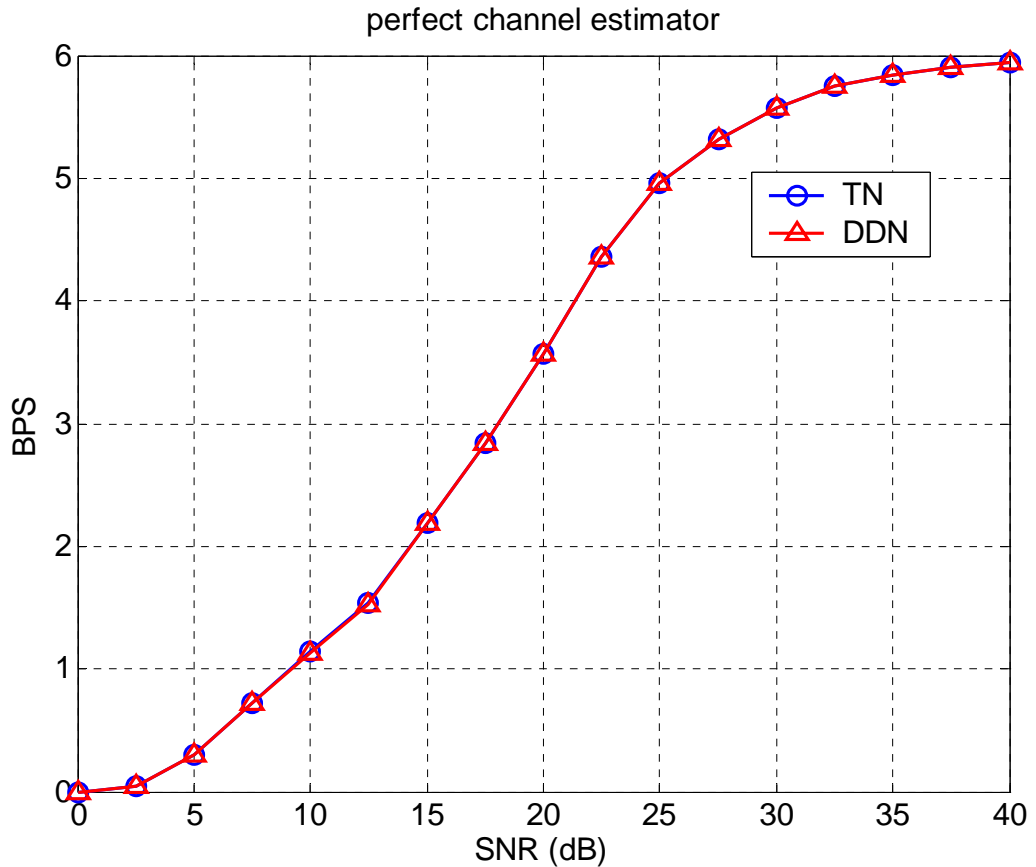


圖 5.2.2(b) 使用真實雜訊和決策導向雜訊的平均輸出率

	TN	DDN
cost	45.9989	46.0217

表 5.2.1 使用真實雜訊和決策導向雜訊的 cost 值

2. imperfect channel estimation 的狀況：

在 imperfect channel estimation 的狀況下(不考慮通道資訊的通道估測誤差)，因為 noise estimation 的誤差較大(約 0.12db)，因此對系統錯誤率的影響較大。由圖 5.2.4(a)中可以看出，系統錯誤率的降低比起 perfect channel estimation 的狀況下明顯，而系統輸出率(圖 5.2.4(b))則是和 perfect channel estimation 的狀況下相

同，不會受到雜訊估測誤差的影響，因此兩條曲線是重和的。而由 cost function 所計算出的 cost(表 5.2.2)，我們也可以看出 TN(true noise)和 DDN(decision directed noise)的 cost 是非常的相近，其中的原因和 perfect channel estimation 是相同的。另外我們也發現，和 perfect channel estimation 下的 cost 相比，cost 從原本的 45 上升到 52。因為在兩個狀況下，系統的錯誤率都沒有超過我們設定的臨界值，因此 cost 上的差距是由輸出率的部分所造成。然而，perfect channel estimation 的 switching level 比上 imperfect channel estimation 的 switching level 較為低，也就是說在相同的通道狀況下，perfect channel estimation 可以選擇到較為高階的傳輸模式，因此會有較高的輸出率，也因此使得 perfect channel estimation 比起 imperfect channel estimation 有較小的 cost。

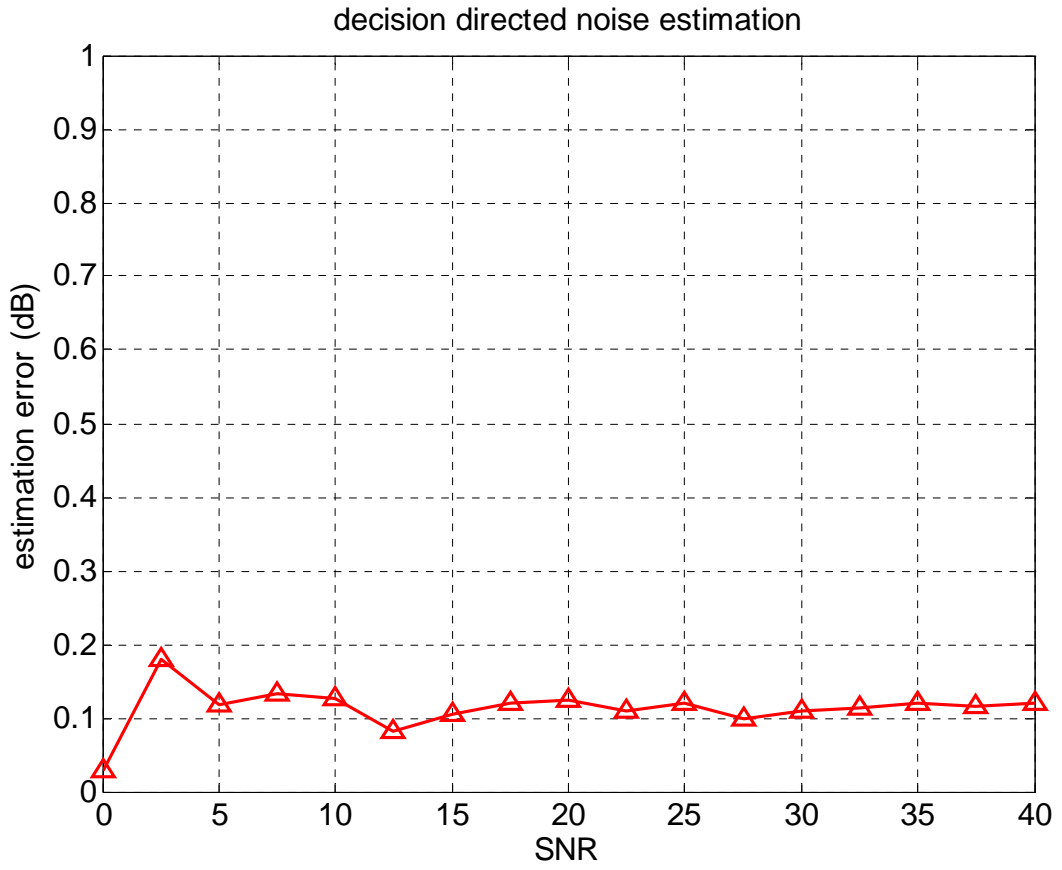


圖 5.2.3 LS 演算法通道估測時的雜訊估測誤差



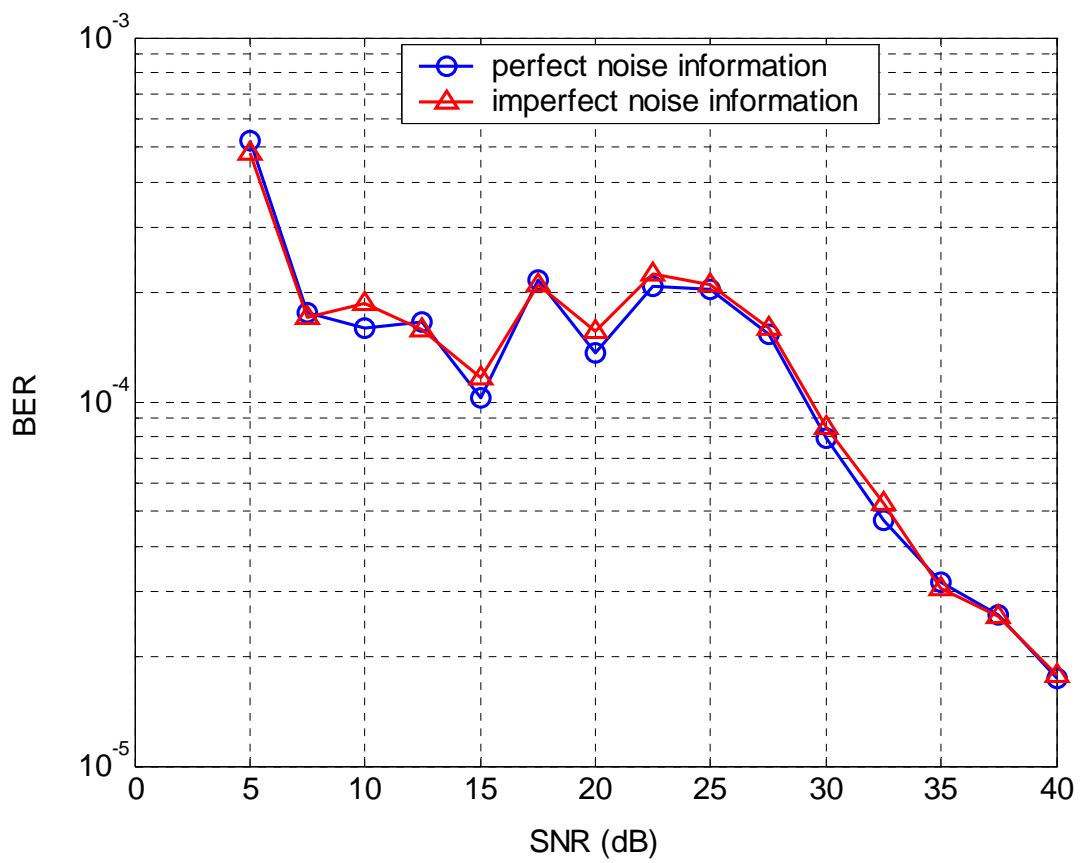


圖 5.2.4(a) 使用真實雜訊和決策導向雜訊的平均錯誤率

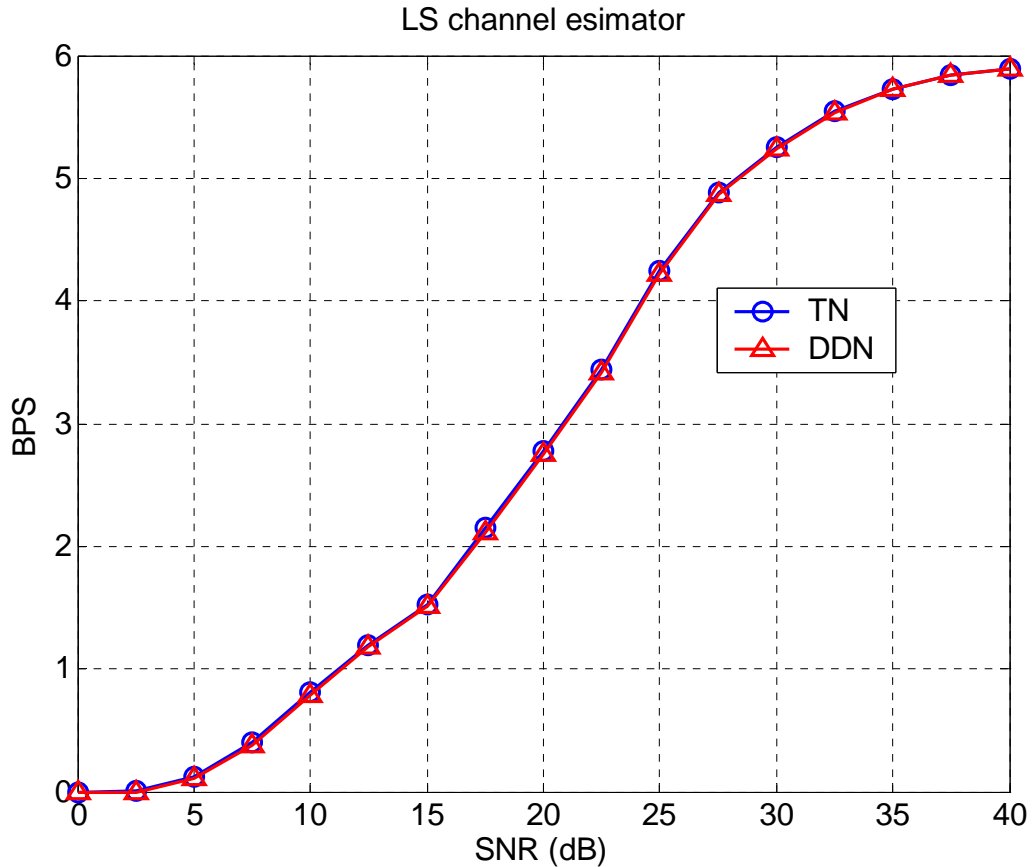


圖 5.2.4(b) 使用真實雜訊和決策導向雜訊的平均輸出率

	TN	DDN
cost	52.2006	52.4505

表 5.2.2 使用真實雜訊和決策導向雜訊的 cost 值

5.3 通道估測誤差對 AOFDM 系統的影響

在上一小節我們已經探討過通道資訊中的雜訊估測誤差對 AOFDM 系統所造成的影響。在這一小節中，我們就接著探討因為通道資訊中通道估測誤差對系統效能的降低。

圖 5.3.1(a)和圖 5.3.1(b)是我們使用 decision directed noise

estimator 時，分別使用完美的通道資訊和 LS 演算法所得到的通道資訊跑出的系統錯誤率和輸出率的的模擬圖形。我們可以發現使用 LS channel information 會使得系統的錯誤率在低 SNR 的區域產生很大的誤差。而產生誤差的主要原因是因為 LS 演算法的估測準確度是和 SNR 成正比的，當 SNR 低的時候，估測的誤差較大；當 SNR 高的時候，估測的誤差較小（如圖 5.3.1(c)所示）。因此當 AOFDM 系統操作在低 SNR 的狀況時，系統所收到用來決定調變模式的通道資訊和真實的通道資訊之間的誤差很大，因此很有可能會產生錯誤決策的狀況，也就是選擇了錯誤的傳輸模式，所以系統的錯誤率很高，甚至超越了我們所設定的臨界值。而至於輸出率的部分，雖然錯誤的通道資訊會造成模式的選擇錯誤，但是平均來說，每一種模式出現的機率還是相同的，所以並不會受到影響。

表 5.3.1 是我們根據圖 5.3.1(a)和圖 5.3.1(b)的模擬結果所計算出的 cost 值，其中利用 LS 演算法的 cost 值遠大於利用真實通道資訊的系統，這主要是因為使用 LS 演算法的系統錯誤率超過我們所設定的臨界值，使得 cost 大幅地增加。因此我們可以利用 cost function 的數值下個簡單的結論：DDN 雜訊估測誤差對於系統的錯誤降低非常的小，甚至是可以忽略。但是通道資訊估測誤差對於系統錯誤率的影響則是非常地嚴重，甚至會使的錯誤率超過臨界值。而對於輸

出率的部分來說，因為錯誤的雜訊估測或是通道估測並不會影響模式機率分佈，所以輸出率並不會受到這些非理想的因素所影響。

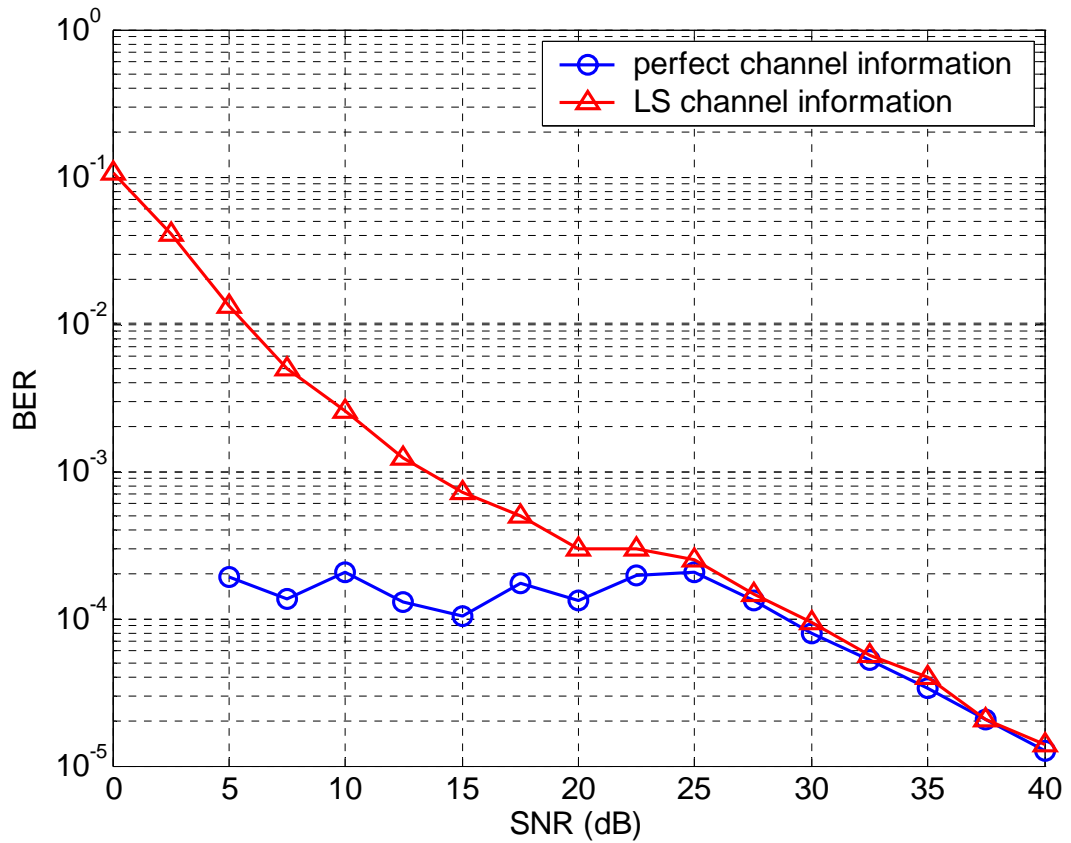


圖 5.3.1(a)使用真實通道資訊和 LS 演算法所得的通道資訊時的平均錯誤率

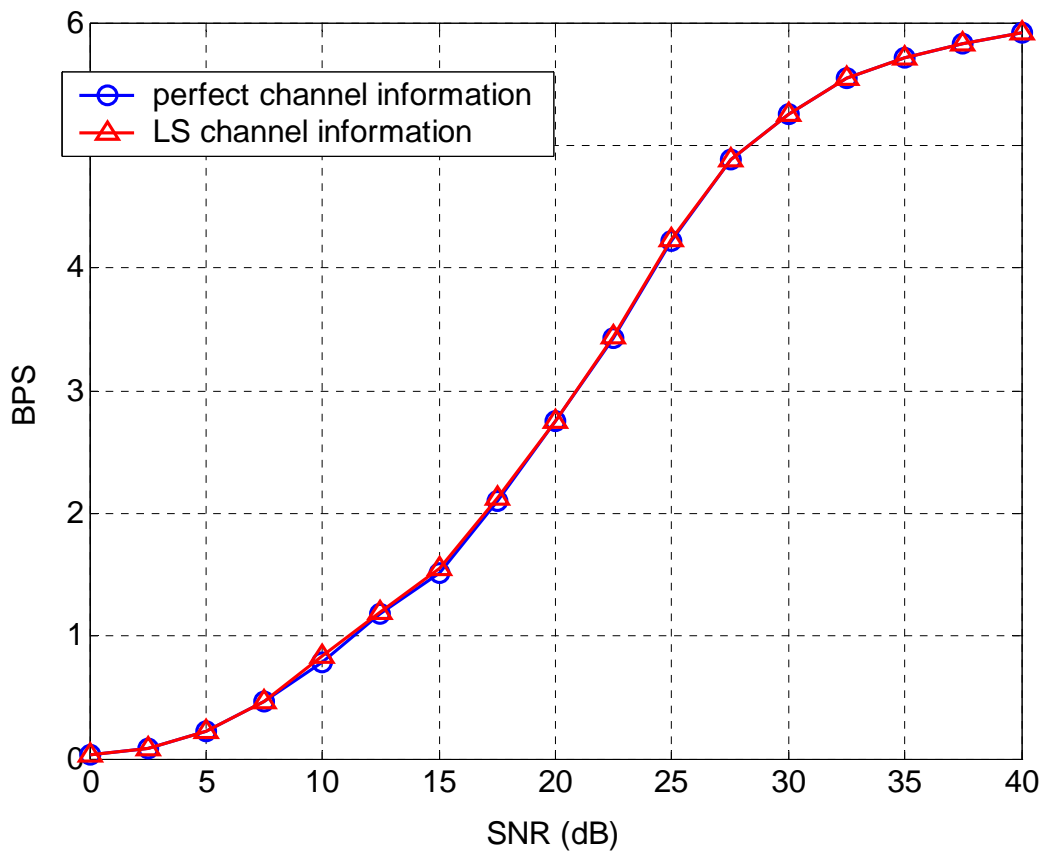


圖 5.3.1(b)使用真實通道資訊和 LS 演算法所得的通道資訊時的平均輸出率

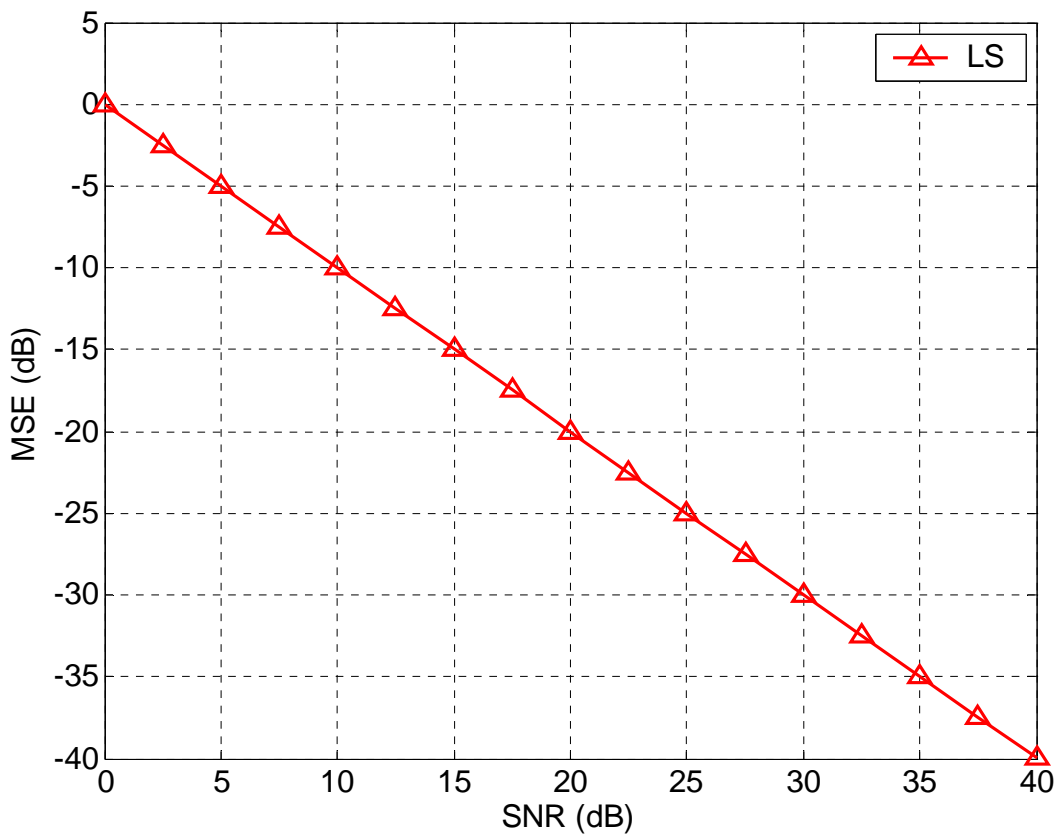


圖 5.3.1(c)LS 演算法的估測誤差

	Perfect channel information	LS channel information
cost	52.3992	111.5510

表 5.3.1 使用真實通道資訊和 LS 演算法所得的通道資訊時的 cost 值

下面的 5.3.2(a)~ 5.3.2(e)是我們在 SNR=20db 時統計分別在 perfect channel information 和 imperfect channel information 狀況下，model~mode5 出現的次數，其中 a/b 代表 perfect channel information 所選定的模式/imperfect channel information 所選定的模式，由這五個統計表中我們可以看出雖然在 imperfect

channel estimation 狀況下，會出現模式選擇錯誤的狀況，但是每一種模式出現的次數平均來說是相差不多的。以 5.3.2(c) 為例：在 perfect channel information 時 mode3 的出現次數是 6411 次，而在 imperfect channel information 時 mode3 出現的次數是 6442 次。其中有 5739 次是正確的決策，也就是說原本應該要選擇 mode3 而我們也正確選擇 mode3；而有 326 次是由 mode2 誤判成 mode3 的狀況（因為 channel estimation error）；有 3 次是由 mode1 誤判成 mode3；有 374 次是由 mode4 誤判成 mode3。雖然會有誤判的狀況發生，但是平均來說 mode3 出現的次數和 perfect channel information 的狀況下是差不多的。



Num of mode 1 for perfect channel information	Num of mode 1 for imperfect channel information				
1306	1278				
	1/1=1019	2/1=253	3/1=6	4/1=0	5/1=0

表 5.3.2(a) 在 SNR=20db，mode 1 在 perfect 和 imperfect channel information 時出現的次數

Num of mode 2 for perfect channel information	Num of mode 2 for imperfect channel information				
1588	1597				
	1/2=344	2/2=1011	3/2=242	4/2=0	5/2=0

表 5.3.2(b) 在 SNR=20db，mode 2 在 perfect 和 imperfect channel information 時出現的次數

Num of mode 3 for perfect channel information	Num of mode 3 for imperfect channel information				
6411	6442				
	1/3=3	2/3=326	3/3=5739	4/3=374	5/3=0

表 5.3.2(c) 在 SNR=20db，mode 3 在 perfect 和 imperfect channel information 時出現的次數

Num of mode 4 for perfect channel information	Num of mode 4 for imperfect channel information				
9316	9374				
	1/4=0	2/4=0	3/4=407	4/4=8967	5/4=0

表 5.3.2(d) 在 SNR=20db，mode 4 在 perfect 和 imperfect channel information 時出現的次數

Num of mode 5 for perfect channel information	Num of mode 5 for imperfect channel information				
0	8				
	1/5=0	2/5=0	3/5=0	4/5=8	5/5=0

表 5.3.2(e) 在 SNR=20db，mode 5 在 perfect 和 imperfect channel information 時出現的次數

由 5.2 和 5.3 節我們可以得到這樣的結論，一旦 modulation type 決定後，系統的錯誤率和輸出率就已經決定了。而 modulation type 的決定是由 switching level 和 SNR_i （通道和雜訊的資訊）所控制。選到較為保守的模式會使得錯誤率和輸出率同時降低；相反地，選到

較為開放的模式會使得錯誤率和輸出率同時增加。若 SNR_i 估測出現誤差，則錯誤率會增加，而輸出率不會受到影響。因為輸出率只會受到模式分佈機率的影響。但是錯誤率卻會因為模式選擇錯誤而增加。

5.4 group AOFDM 系統

在之前的討論和分析中，我們都是利用 OFDM 系統中每個 subcarrier 所看到的通道頻率響應和雜訊功率來決定所使用的傳輸模式，這樣的系統雖然有較好的效能，但是卻有 overhead 過多的問題，因此目前大多數的系統都是使用 group adaptive modulation，也就是在同一個 group 中的 subcarrier 都使用相同的調變模式。所以在這小節中我們利用系統模擬先來探討在真實的通道估測和雜訊估測下，group size 對系統的影響。並且在之後的小節當中分析不同的 group modulation type selection 方法對於系統效能的優劣。

圖 5.4.1(a)和圖 5.4.1(b)是假設通道資訊為完美的狀況下，針對不同的 group size 大小所做的系統模擬，其中 group modulation type 的選定是利用 group 當中通道資訊最差的 subcarrier 來作為模式選擇的依據。由模擬可以發現，這樣的結果是符合我們的預期，也就是 group size 較大的會有較低的系統錯誤率，但是也相對的會有較低的系統

輸出率。我們可以這樣解釋，當 switching level 固定且通道資訊完全正確的狀況下，系統錯誤率和輸出率完全由傳輸的模式決定，而 group size 較大的選擇到較低階的傳輸模式的機率較高，因此會有較低的錯誤率和輸出率。圖 5.4.2 是我們針對 group size=1 和 group size=64 的狀況所畫的模式選擇機率分佈，由圖中我們也可以清楚地看出 group size 較大的選擇到較低階的傳輸模式的機率較高，因此也可以驗證以上的解釋。

表 5.4.1 是針對圖 5.4.1(a)和圖 5.4.1(b)的模擬結果所計算出的 cost 值，因為系統錯誤率並沒有超過臨界值，因此 cost function 是由系統輸出率主導，因此 cost 值是呈現逐漸增加的趨勢，也就是較大的 group size 會有較大的 cost。



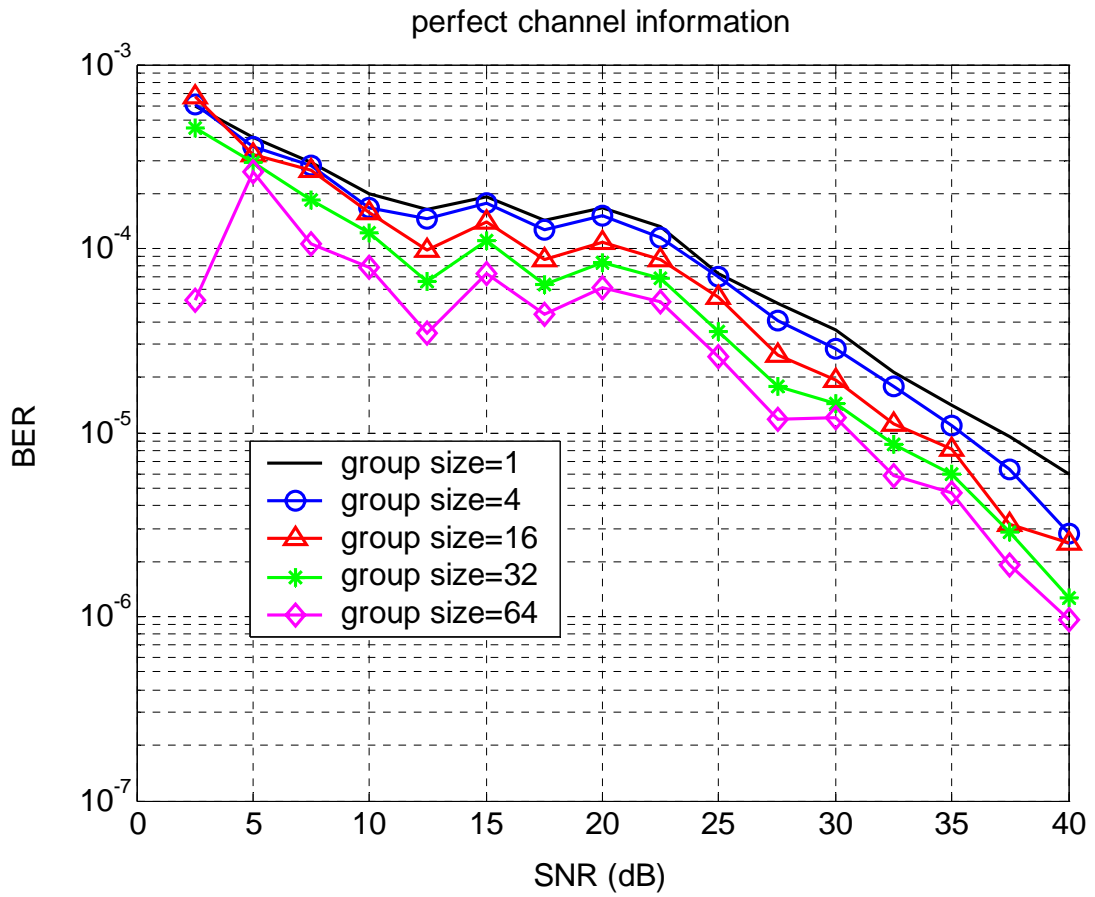


圖 5.4.1(a)不同的 group size 時的平均錯誤率



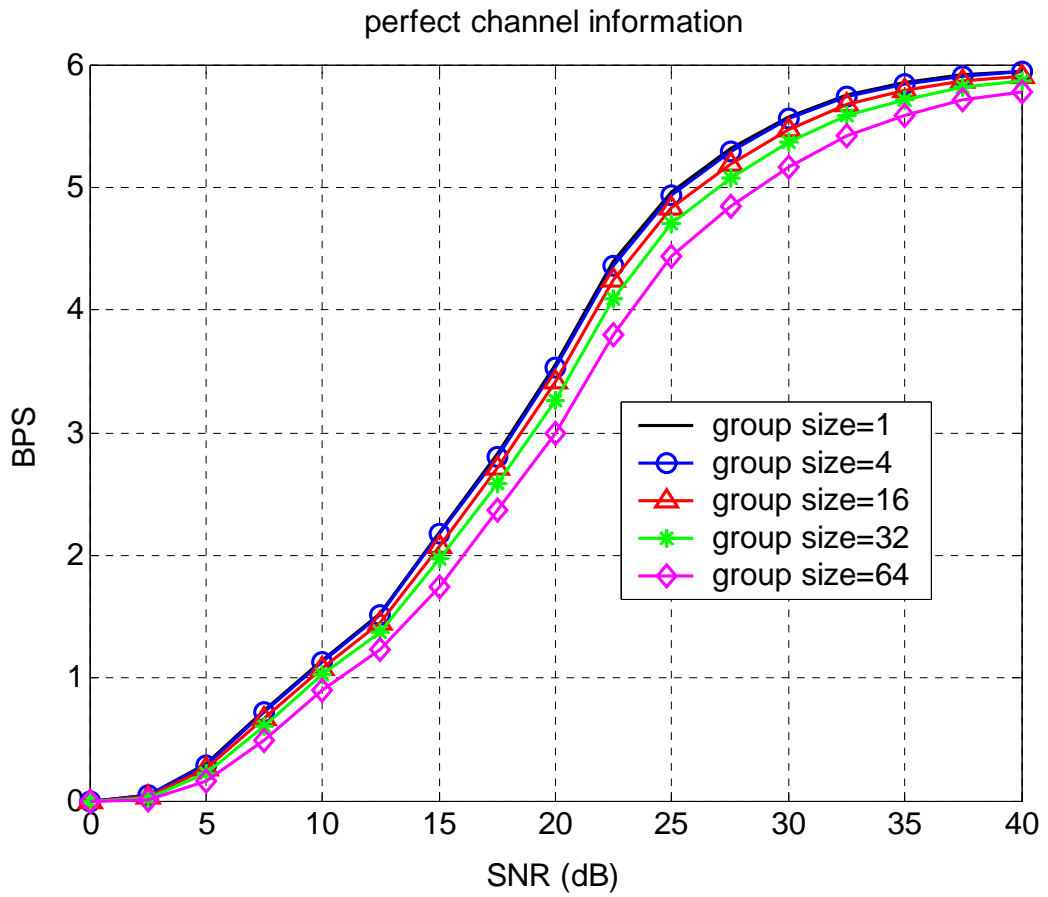


圖 5.4.1(b) 不同的 group size 時的平均輸出率

	Group size=1	Group size=4	Group size=16	Group size=32	Group size=64
cost	45.9803	46.2489	47.3211	48.7159	51.3711

表 5.4.1 不同的 group size 時的 cost 值

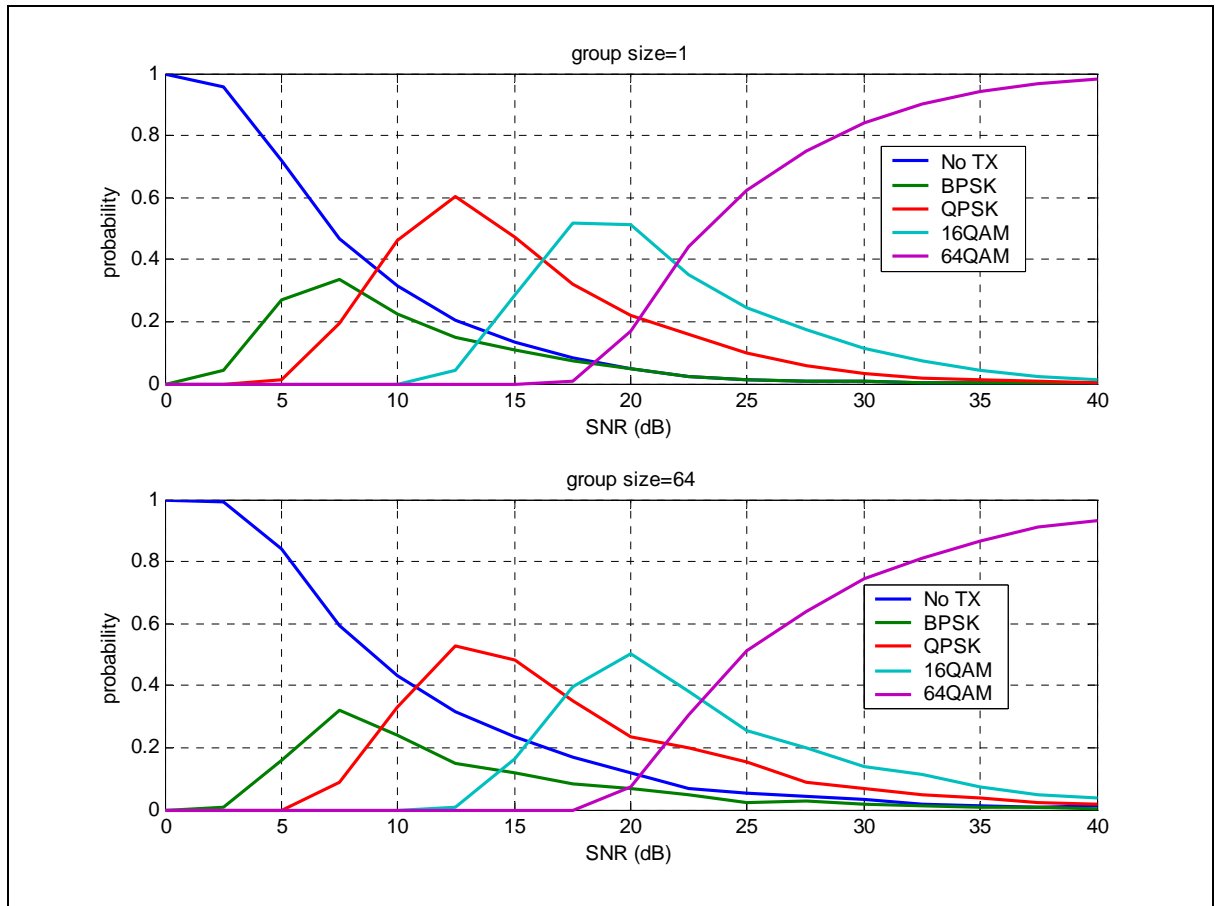


圖 5.4.2 group size=1 和 group size=64 時的模式選擇機率分佈

圖 5.4.3(a)和圖 5.4.3(b)則是當系統接收到的通道資訊為不完美的狀況下 (LS channel estimator 加上 DDN estimator)，系統的錯誤率和輸出率的模擬圖。基本上，曲線的分佈走向和圖 5.4.1(a)、圖 5.4.1(b) 是相同的。比較值得注意的是當 group size=16、32、64 的時候，在低 SNR 的區域錯誤率都是零。造成這種現象的原因是當通道資訊加上 LS 估測的誤差後，其分佈的範圍會比原來的通道資訊寬廣。例如：原本通道資訊是分佈在 1-3 之間，經過 LS channel estimator 估測後所得到的通道資訊範圍變成 0-4 之間。而傳輸模式的選擇是根

據最差的通道資訊，因此當 group size 變大時，低 SNR 的區域總是選擇到 No TX 的傳輸模式。這也從圖 5.4.4 的模式選擇機率分佈可以得到驗證。

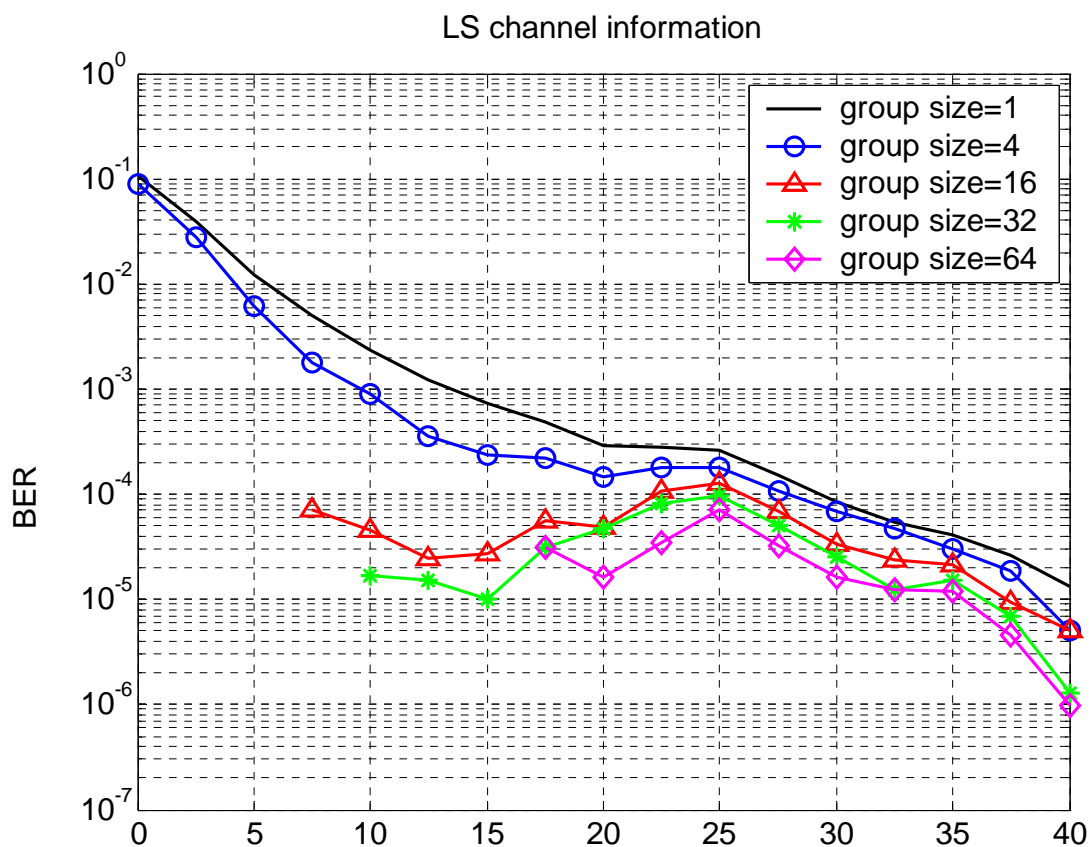


圖 5.4.3(a) 不同的 group size 時的平均錯誤率

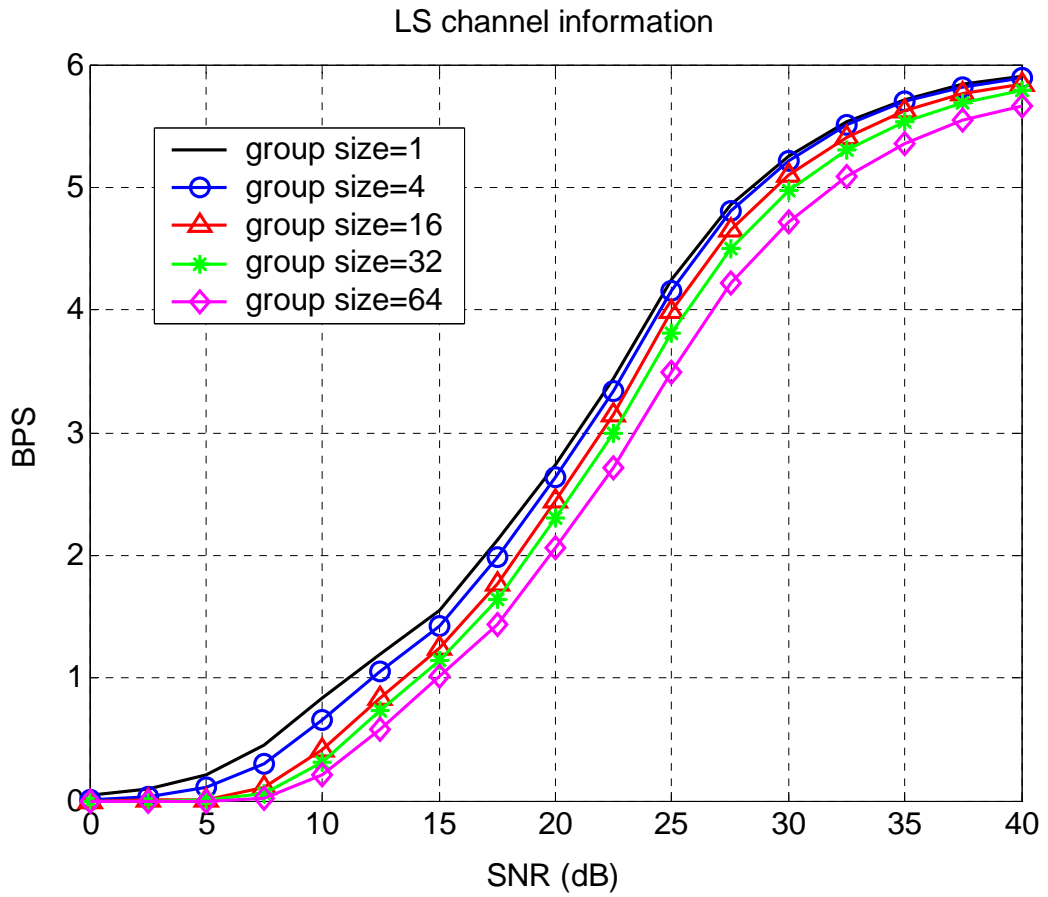


圖 5.4.3(b) 不同的 group size 時的平均輸出率

	Group size=1	Group size=4	Group size=16	Group size=32	Group size=64
cost	110.6523	97.6809	55.6347	57.2218	59.8854

表 5.4.2 不同的 group size 時的 cost 值

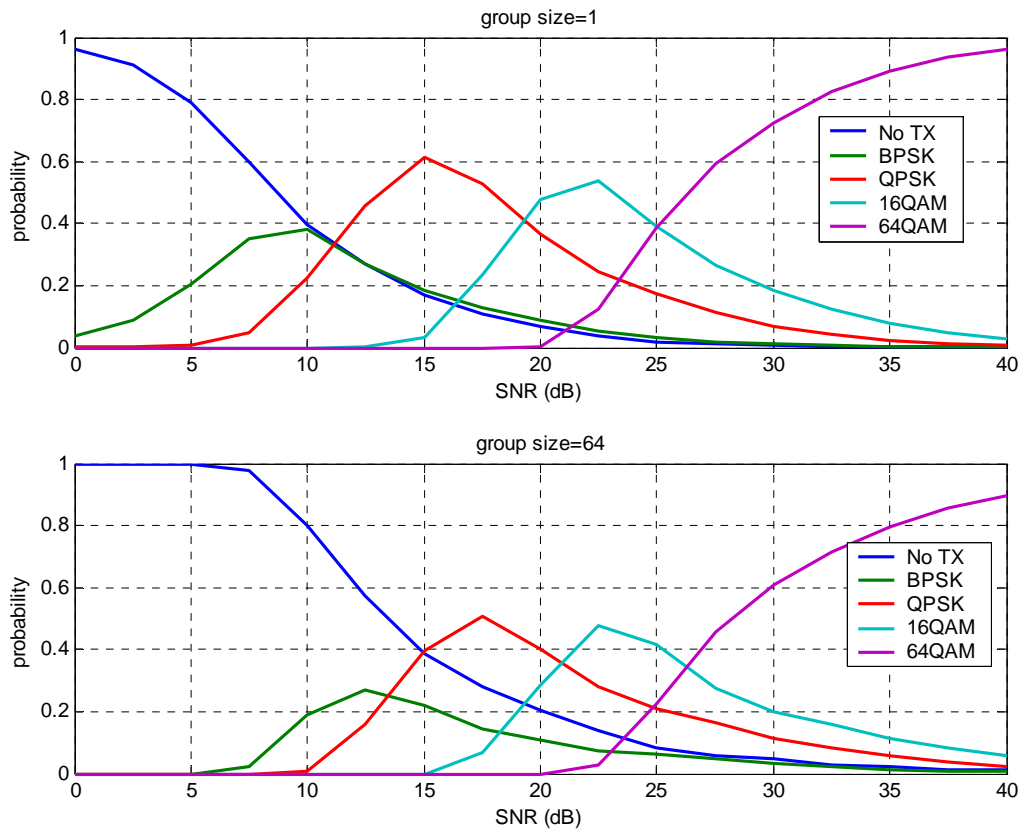



圖 5.4.4 group size=1 和 group size=64 時的模式選擇機率分佈

5.5 group 大小的選擇

由上一小節的討論我們可以知道當 group size 增大的時候，系統的效能會逐漸地下降，而下降的幅度會跟通道的特性有關。因此 group adaptive OFDM 系統在選擇 group 大小的時候，必須考慮通道的特性也就是 delay spread 或是 coherent bandwidth，同一個 group 中的 subcarrier 最好能夠遭遇相同的通道增益，以免整個系統的效能因為較差的 subcarrier 而下降。所以在這一小節中我們就以不同的通道 channel A 和 channel B 來探討不同的通道和 group

size 的關係。

由下面表 5.5.1 中的 coherent bandwidth 和每個 OFDM subcarrier 的頻寬我們可以計算出在 channel A，當 group size 超過 $392.15/3.25 \cong 100$ 時（3.25K Hz 是每個 OFDM subcarrier 的頻寬），group 的頻寬會超過 coherent bandwidth 的範圍，也就是說這個 group 所對應的 channel frequency response 會有較大的起伏，因此系統的效能容易受到較差的 subcarrier 影響而下降。相同地，對於 channel B 而言，當 group size 超過 $50/3.25 \cong 15$ 時，group 的頻寬會超過 coherent bandwidth 的範圍。



	Delay spread	Coherent bandwidth
Channel A	2.55us	392.15K Hz
Channel B	20us	50K Hz

表 5.5.1

表 5.5.2(a)和表 5.5.2(b)是我們利用系統模擬所計算出在不同的 group size 時系統的 cost 值。由表模擬的結果我們可以發現在 channel A 當 group size 小於 100 之前，group size 的增加只會造成 cost 小量的增加，但當 group size=128 時，系統的 cost 由原先的 51.3 增加至 56.1。而在 channel B 中也是相同的狀況，當 group size=16 時，cost 由原先的 51.3 增加至 55.8。

	Size=1	Size=4	Size=8	Size=16	Size=32	Size=64	Size=128
cost	45.9803	46.2489	47.3211	48.2322	48.8159	51.3711	56.1357

表 5.5.2(a) cost value for different group size in Channel A

	Size=1	Size=4	Size=8	Size=16	Size=32
cost	45.9860	48.2155	51.3471	55.8655	59.8007

表 5.5.2(b) cost value for different group size in Channel B

這樣的數據也就驗證了我們之前的說法，當 group 的 bandwidth 超過通道的 coherent bandwidth，group 中每個 subcarrier 所看到的 channel frequency response 是較不一致的，而我們選定 group modulation type 的方法是根據最差的 subcarrier。所以當 group 頻寬超過 coherent bandwidth 時，我們選到較差的 subcarrier 的機率較大，整體的輸出率也會因為選擇到較差的 subcarrier 而下降 (cost 增加)。因此，我們可以下這樣的結論：在選定 group adaptive OFDM 的 group size 時，必須使得 group 的頻寬不超過通道的 coherent bandwidth，這樣會有較好的效能。

5.6 group AOFDM 系統的傳輸模式選擇

當使用 group adaptive modulation 時，我們必須有一個方法來決定我們 group 所使用的 modulation type，在以前所發表的論文當中，大多是選擇 group 當中通道狀況最差的 subcarrier，作為 group 選擇

modulation type 的依據。雖然這個方法可以確保我們系統的錯誤率小於我們所設定的臨界值，但是這樣保守的選擇方法卻也使得系統的輸出率降低了很多。圖 5.6.1(a)和圖 5.6.1(b)是我們使用不同的 subcarrier 以作為模式選擇依據時所作的簡單模擬，其中 $kk=1$ 代表使用最差的 subcarrier 來決定傳輸模式、 $kk=6$ 代表使用第六個差的 subcarrier 來決定傳輸模式、...，由這樣的結果我們可以發現在模擬的通道中，使用 $kk=32$ 時有最好的系統效能，而當 $kk=40$ 時系統錯誤率已經超過我們所設定的臨界值。這也說明瞭選用最差 subcarrier 來決定傳輸模式其實是非常保守的作法，系統效能仍然有很大的進步空間。因此在這個部分，我提出了兩個方法來選擇傳輸的模式。



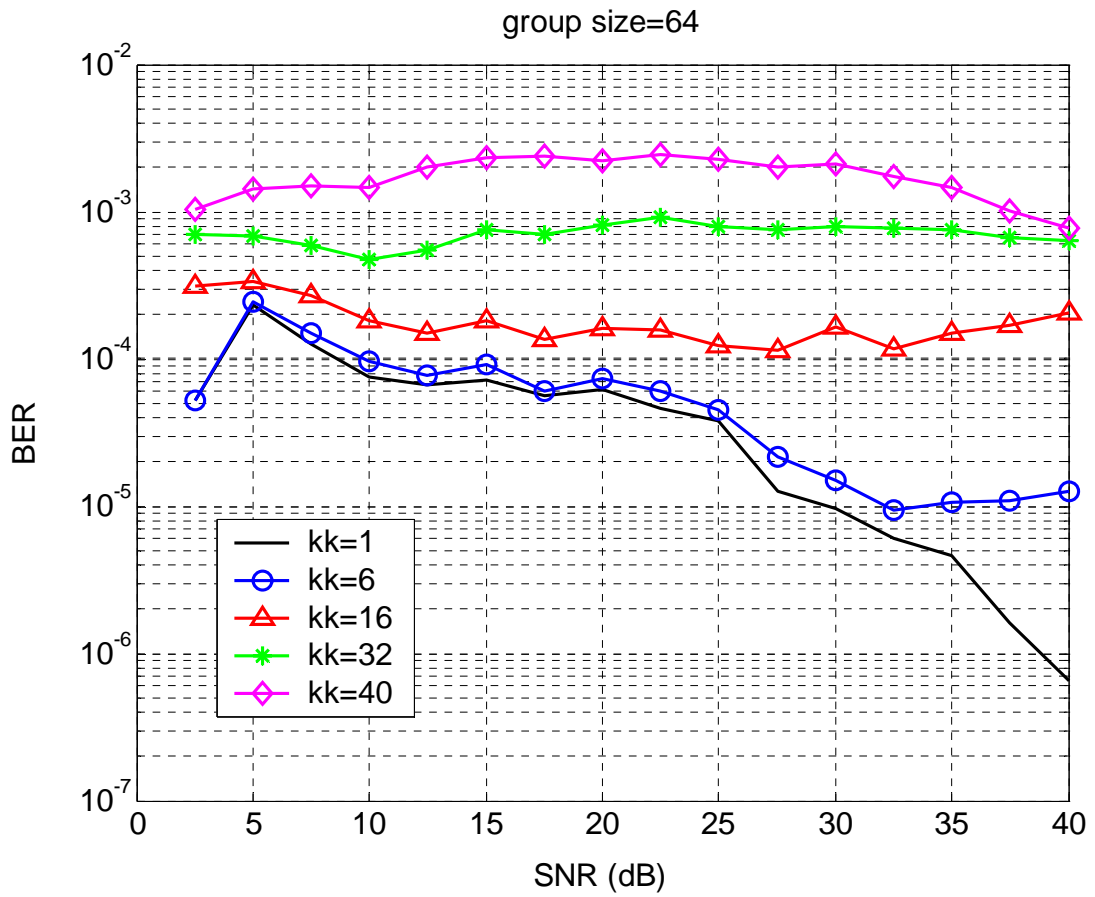


圖 5.6.1(a)選用不同的 subcarrier 作為模式選擇時的平均錯誤率

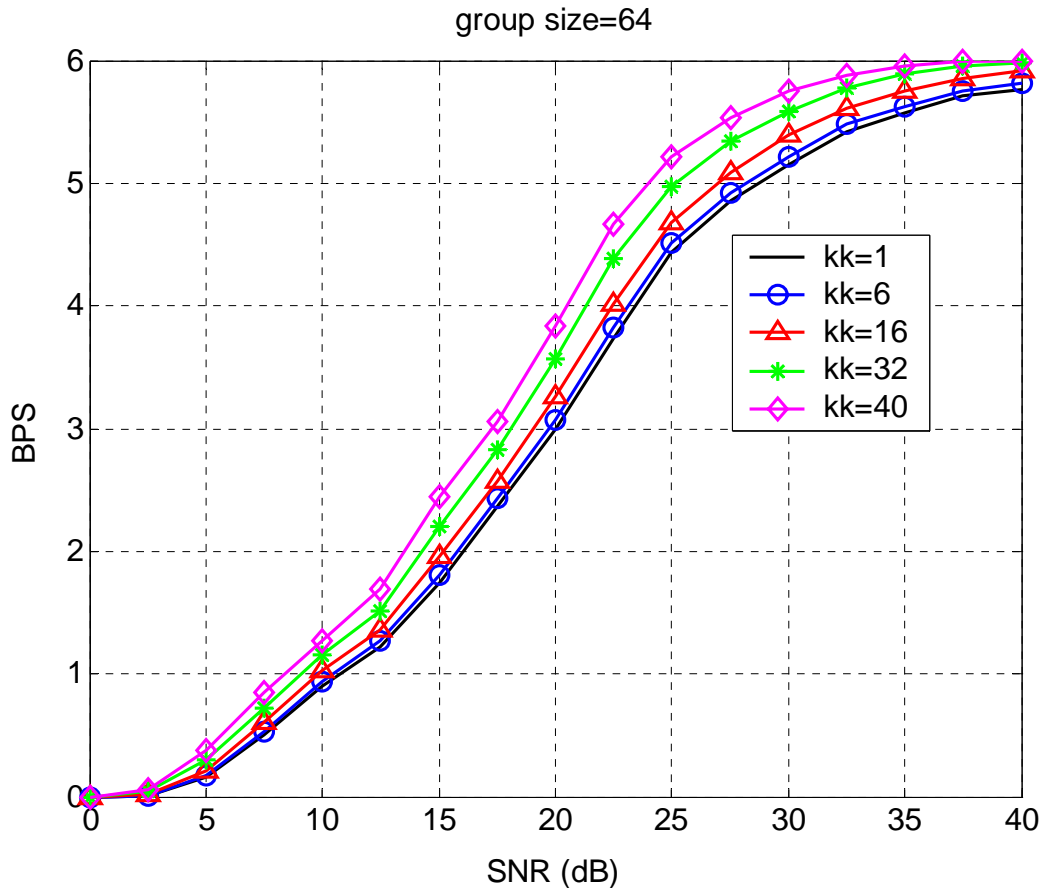


圖 5.6.1(b) 選用不同的 subcarrier 作為模式選擇時的平均輸出率

法一：SNR mapping algorithm

當使用最差的 subcarrier 作為決策的依據時會有系統效能低落的問題，而使用通道資訊較好的 subcarrier 時卻會有錯誤率可能超出臨界值的危險。因此一個最直接的想法就是同時考慮一個 group 中的 n 個最差的 subcarrier 來決定傳輸模式。但是 SNR 和錯誤率之間是非線性的對應，因此我們無法直接將接收到的通道資訊 SNR_i 做平均來決定傳輸模式，解決的辦法就是將 SNR_i 對應成 BER 後再平均。根據這樣簡單的想法，我們將演算法的流程敘述如下。

演算法流程：

1. 根據不同的通道或是複雜度的需求，去決定 SNR mapping 的個數。
2. 根據步驟 1 中 SNR input 求出在各種模式(BPSK、QPSK、16QAM、64QAM)下的平均錯誤率。
3. 選擇最靠近但不超過錯誤臨界的平均錯誤率所對應的模式作為該群體傳輸的模式。

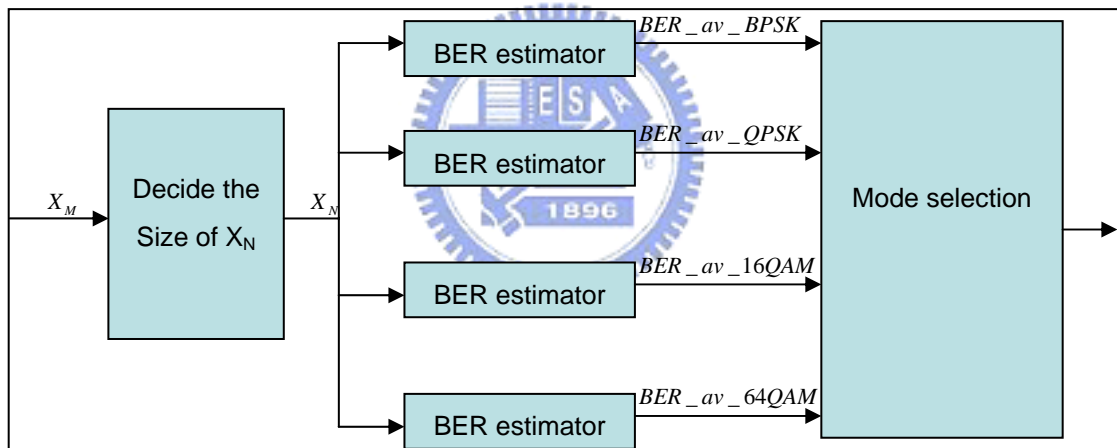


圖 5.6.2 SNR mapping algorithm 的系統方塊圖

其中 $X_M = [SNR_1 \ SNR_2 \ \dots \ SNR_M]$

$X_N = [SNR_1 \ SNR_2 \ \dots \ SNR_N]$ 且 $M \geq N, N \geq 1$

圖 5.6.3(a)和圖 5.6.3(b)是我們實際使用這個方法在 perfect channel information 和 group size=64 時的系統錯誤率和輸出率。

其中 n 代表我們所考慮的 subcarrier 的數量，當 n 越大時系統的錯誤率會越接近我們所設定的臨界而且輸出率會越高。表 5.6.1 則是相對應的 cost 值。由此可知，這個方法可以在確保系統的錯誤率之下提升系統的效能。

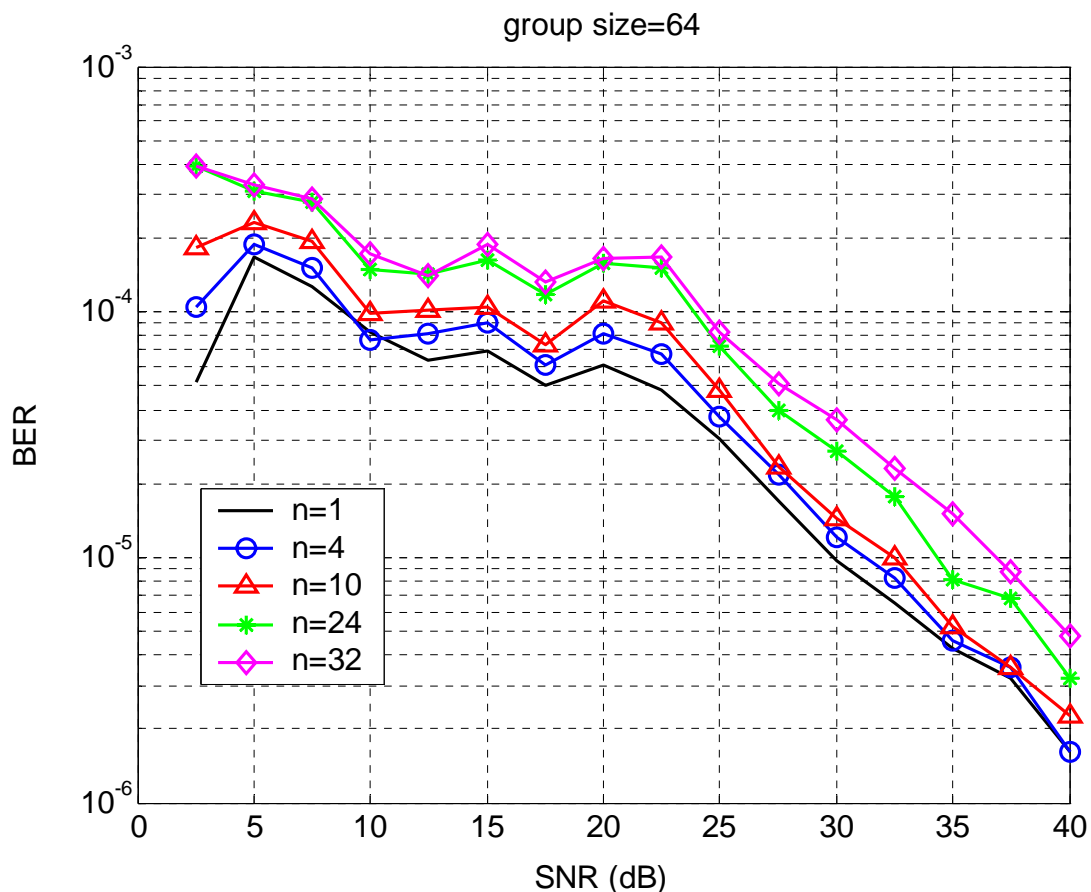


圖 5.6.3(a)不同的 n 值時的平均錯誤率

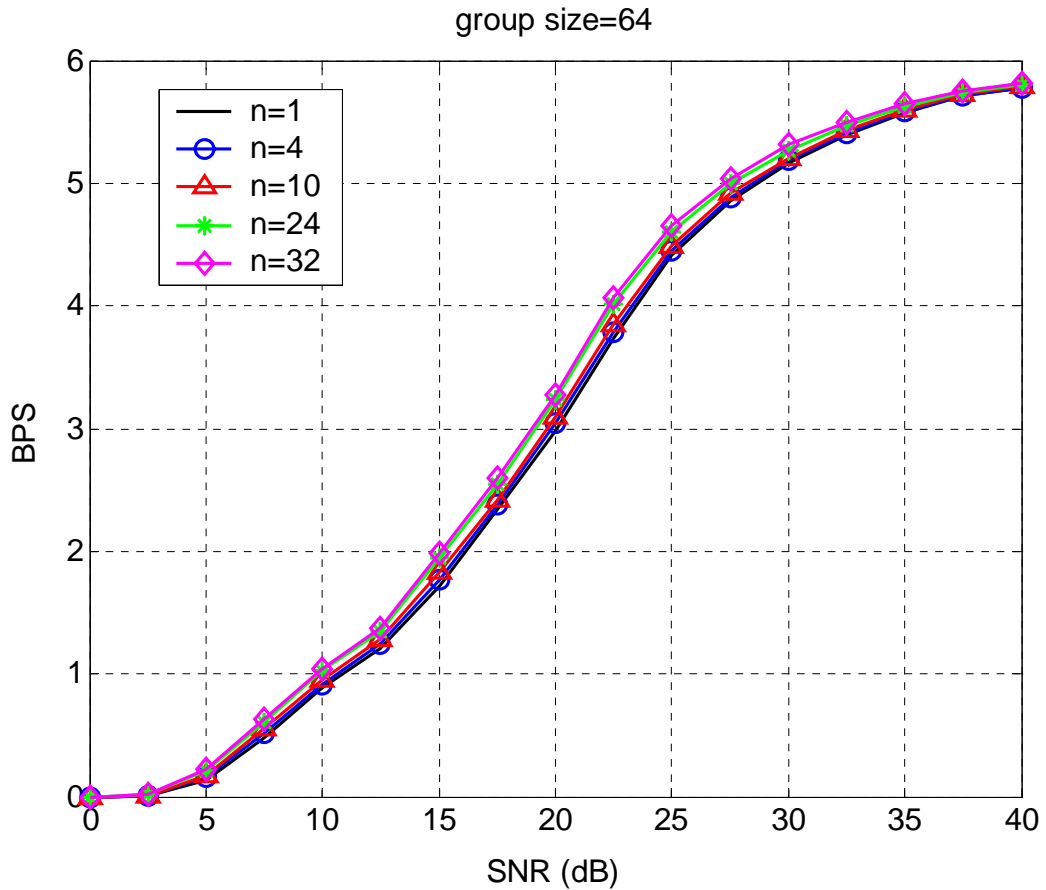


圖 5.6.3(b) 不同的 n 值時的平均輸出率

	n=1	n=4	n=10	n=24	n=32
cost	51.6114	51.1693	50.6861	49.5454	49.0775

表 5.6.1 不同的 n 值時的 cost 值

法二：cost function evaluation

因為選用不同的 subcarrier 來決定傳輸的模式會有不同的錯誤率和輸出率，因此也會有不同的 cost 值。當 group AOFDM 系統操作在固定的環境時，我們可以利用系統模擬找出能讓 cost 值最小化所對應的 subcarrier，並用此 subcarrier 來決定 group modulation type。

圖 5.6.4 是我們根據這樣的想法所模擬出圖形，由此圖中我們可以看出 $k=32$ 時會有最小的 cost。因此，我們就可以利用第 32 個差的 subcarrier 來決定 group 的 modulation type。

圖 5.6.4(b) 是我們用相同的方法在 channel B 之下所跑出來的系統模擬圖形，由結果我們可以看出選擇第 12 個差的 subcarrier 可以獲得最小的 cost。這其中的差異是因為 channel B 的 delay spread 較 channel A 來得大，或是說 channel B 的 coherent bandwidth 較小，因此相同的 group size 時，group 所對應的 channel frequency response 在 channel A 是較平順且一致的，也就是說在 channel A 中通道品質在最差的 subcarrier 和最好的 subcarrier 是相差較小的。因此在 channel A，我們可以嘗試使用通道狀況較為好的 subcarrier 來做 modulation type 選擇。

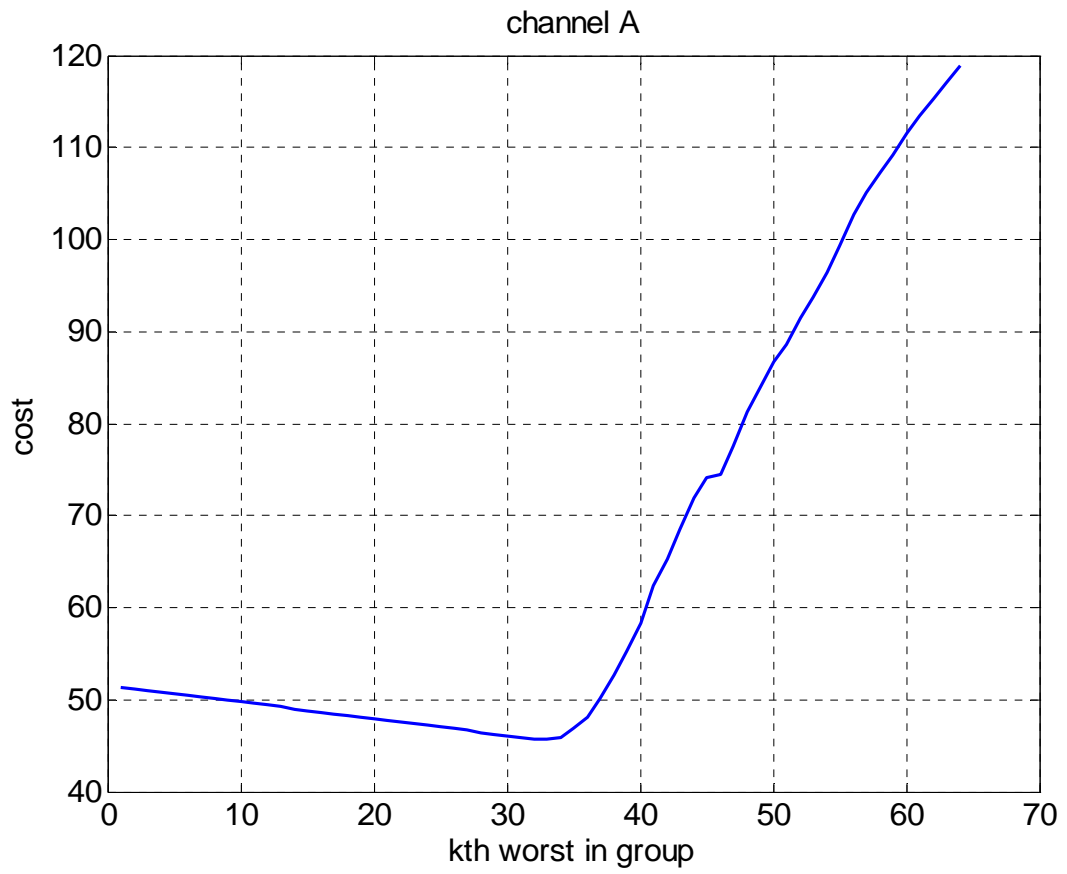


圖 5.6.4(a) channel A 中選用不同的 subcarrier 時所對應的 cost 值



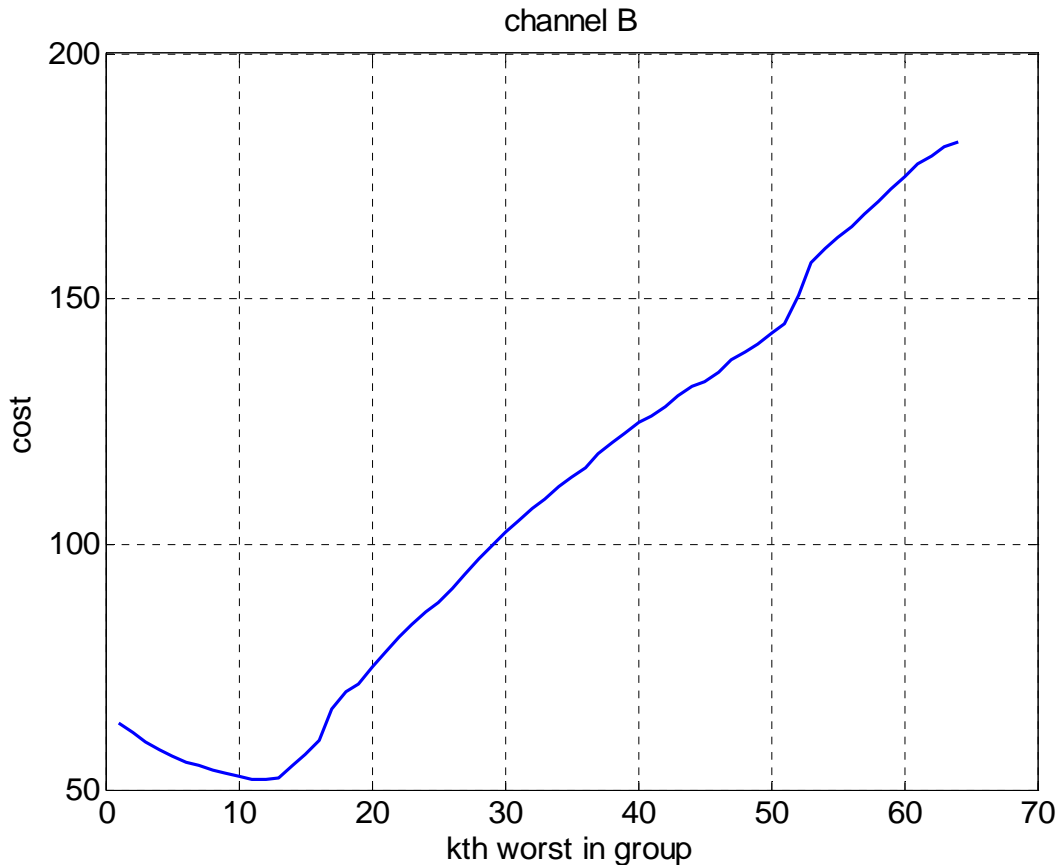


圖 5.6.4(b) channel B 中選用不同的 subcarrier 時所對應的 cost 值

5.7 迴授資訊的考量

降低系統傳輸時的 overhead 除了使用 group adaptive system 以外，另一個想法就是考慮迴授的資訊的型態，除了直接迴授每個 subcarrier 所使用的 modulation type 之外，另一個想法就是迴授 channel impulse response。

以目前的系統參數來概略估計，直接迴授 modulation type 約需要使用 3×2048 個位元，而迴授 channel impulse response 大約需要 $6 \times (7+7)$ 。其中 3 是因為有五種傳輸模式，2048 是 subcarrier 的個數，

6 是 channel 的 impulse 數目，而後面的 7 則分別代表 impulse response 的大小和位置。由此就可以看出傳輸 channel impulse response 可以節省大量的 overhead。圖 5.7.1 是迴授 channel impulse response 時系統的流程圖。

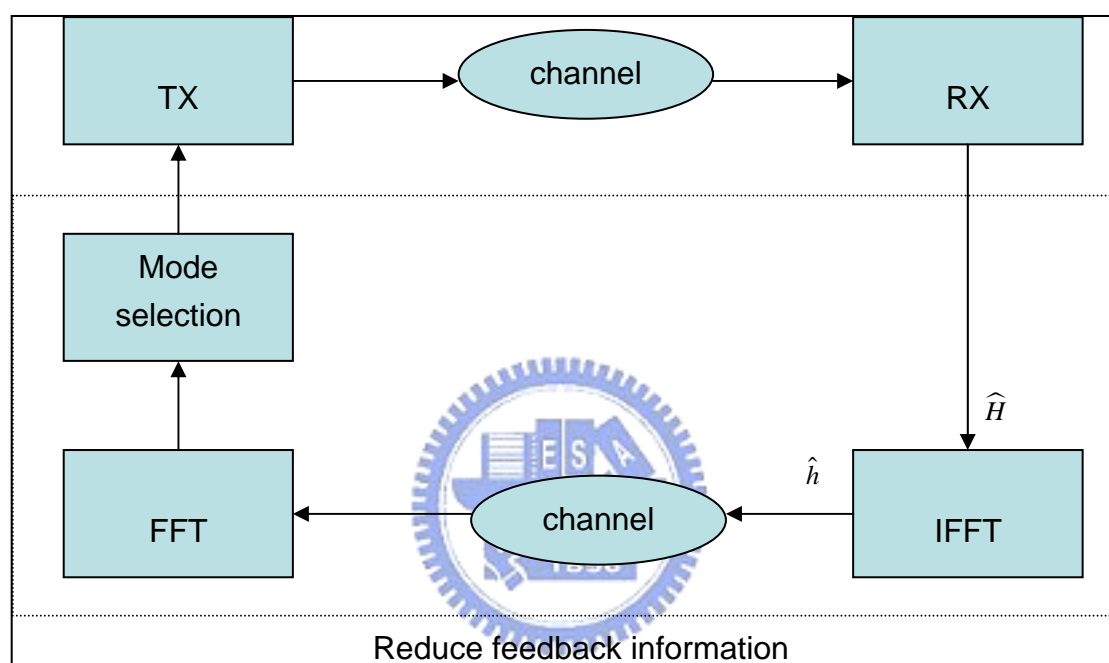


圖 5.7.1 迴授 channel impulse response 時的系統方塊圖

而在使用這個演算法時我們必須決定另外一項參數，也就是 feedback channel impulse response 的 tap 數。因為在接收端估測出來的 channel frequency response 是有誤差的，在 IFFT 轉換之後，除了原本有能量的 channel tap 外，其餘的位置也會因為 frequency domain 估測誤差而出現非零的狀況。因此在估測 channel tap 的時候，若原本能量最弱的 tap 與誤差所造成的能量相近的話，

可能會因此被忽略而造成系統效能的降低。不過在此論文中，我們假設 channel tap 的數量可以正確的被估測出，以下們就以系統模擬來探討迴授不同的系統資訊對 AOFDM 系統的影響。

圖 5.7.2(a)和圖 5.7.2(b)是我們根據以上的想法所做的系統模擬，使用的通道資訊是使用完美的通道資訊。在這種狀況下，傳送端所收到的 channel information 相當於只是接收端的 channel information 經過 IFFT 和 FFT，所以得到的是完全沒有失真的 channel information。由此可預知，迴授傳輸模式或迴授通道脈衝響應的系統錯誤率和輸出率是相同的。而由實驗結果也可以驗證這樣的說法。



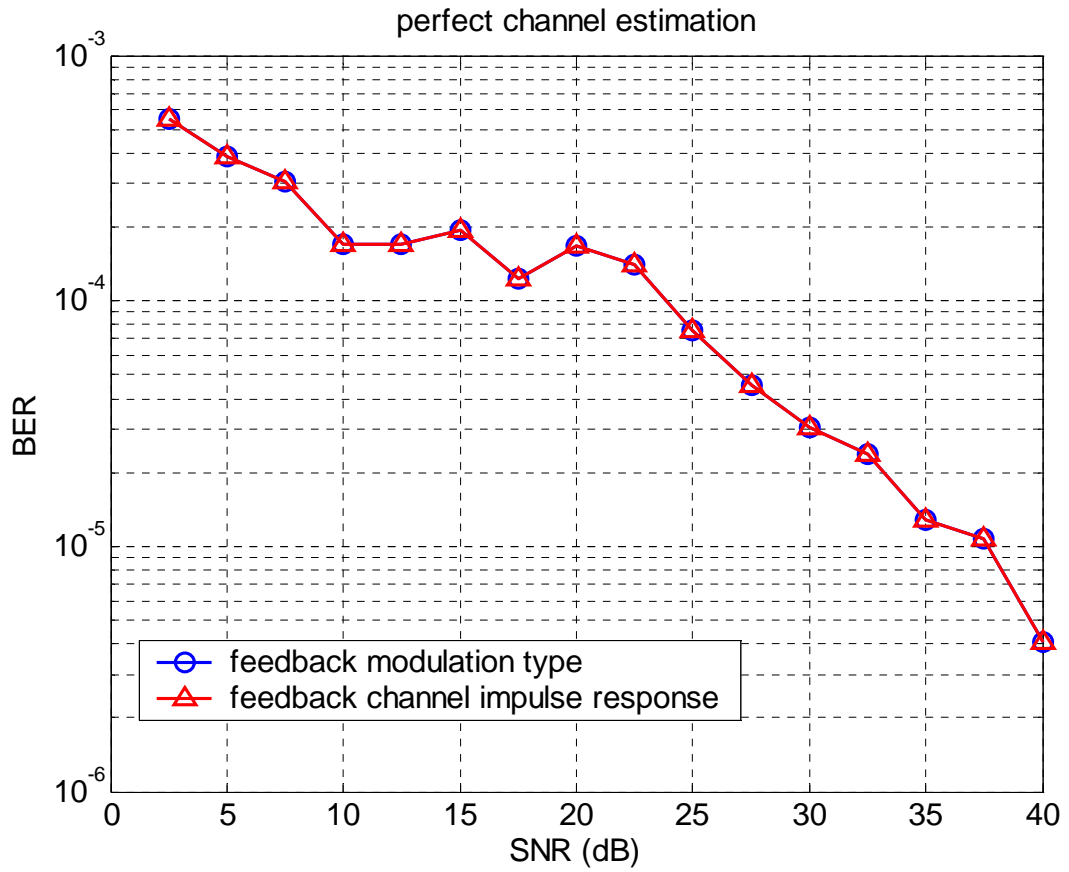


圖 5.7.2(a) 迴授 modulation 和迴授 channel impulse response 時的平均
錯誤率

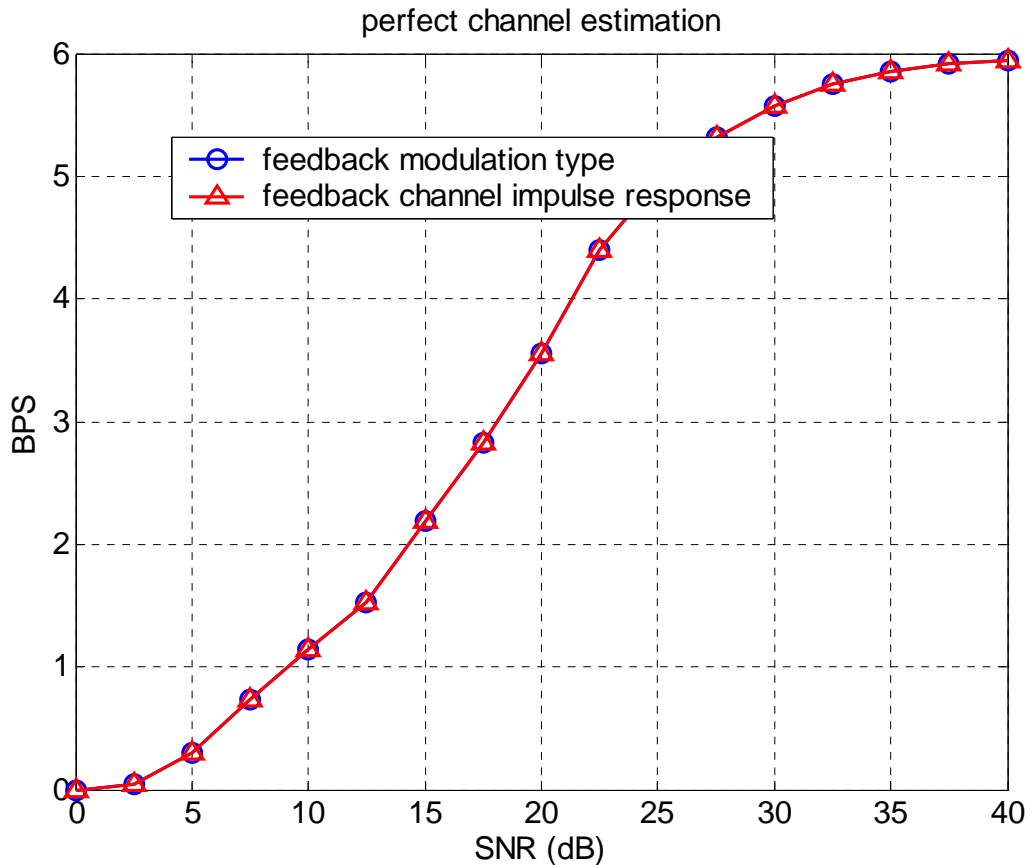


圖 5.7.2(b) 迴授 modulation 和迴授 channel impulse response 時的平均輸出率

但在通道資訊為非理想的狀況，也就是使用 LS 演算法來估測通道時，會存在 channel estimation error。接收端估測出的 channel frequency response 經過 IFFT 後，channel impulse response 不會像在理想的狀況時一樣集中在原本的 tap 上，因此若我們還是只傳送原本的 6 個 tap 的資訊，就會產生誤差。接下來我們就利用系統模擬來探討在 LS channel estimator 中迴授 channel impulse response 的系統效能。首先，圖 5.7.3(a)和圖 5.7.3(b)是假設使用 LS

演算法所估測出的通道資訊。由這兩張圖我們可以看出 feedback channel impulse response 的方法會有較好的系統 BER 表現但是輸出率卻會略微下降在 SNR=0-25db 附近。由此我們可以推論出，當 SNR=0-25db 時，採用迴授 channel impulse response 時會使系統較容易選擇到較為保守的傳送模式。而造成這種現象的原因是當迴授 channel impulse response 時我們只傳送某些 channel tap 的 impulse response，因此造成迴授的 channel impulse response 比接收端估測出的 channel impulse response 能量較小。而 channel 的能量較小會使我們在選擇傳輸模式時選到較為保守的模式。表 5.7.1 則是計算出的 cost 值，其中我們發現迴授 channel impulse response 的系統反而有較低的 cost 值，但這是很合理的。因為就如 5.3 節的所述，若是迴授 modulation type 並使用 LS channel information 會因為在低 SNR 區域時 LS 演算法的估測誤差使得錯誤率上升並超過臨界值，因此 cost 大為增加。反觀使用迴授 channel impulse response 時，因為迴授的通道資訊能量較小，反而意外地彌補了因為通道估測不準確所造成的錯誤率上升，當然輸出率的部分也會因此跟著下降。因此從 cost 值來看，這樣的誤差反而使得系統效能上升了。

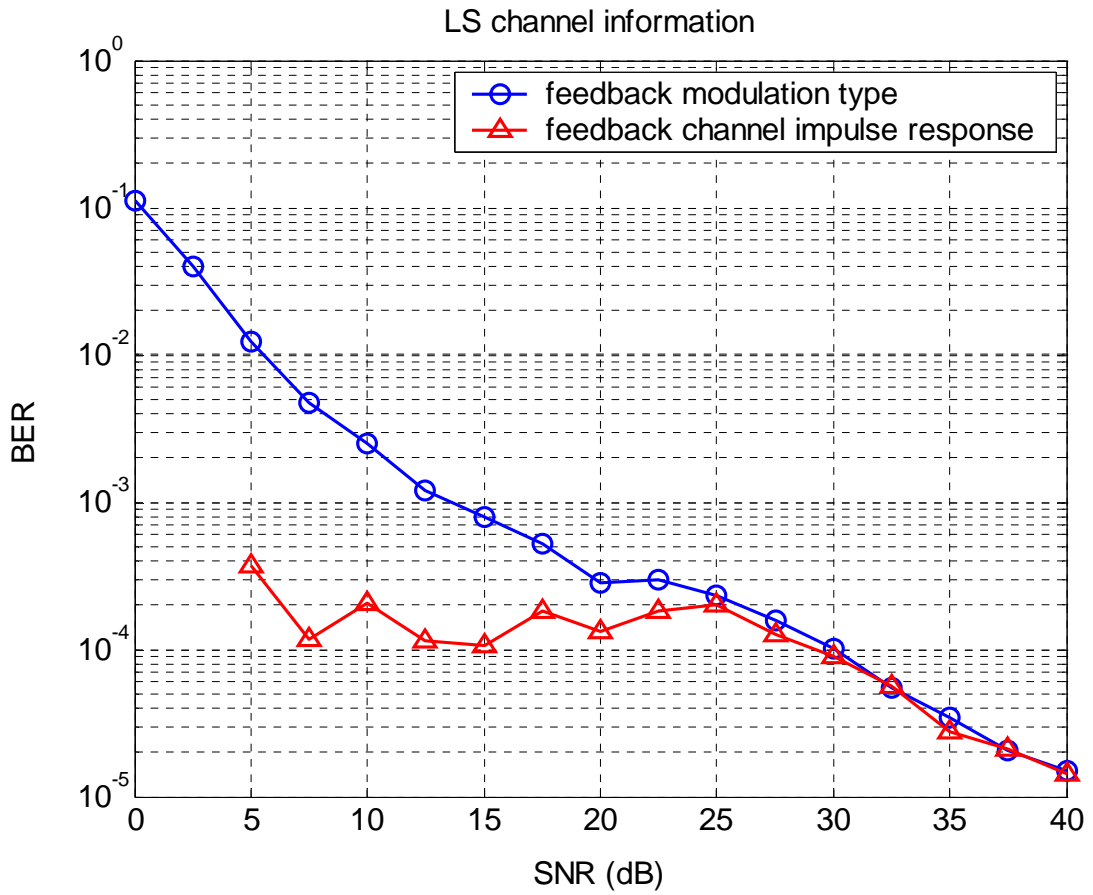


圖 5.7.3(a)迴授 modulation 和迴授 channel impulse response 時的平均
錯誤率

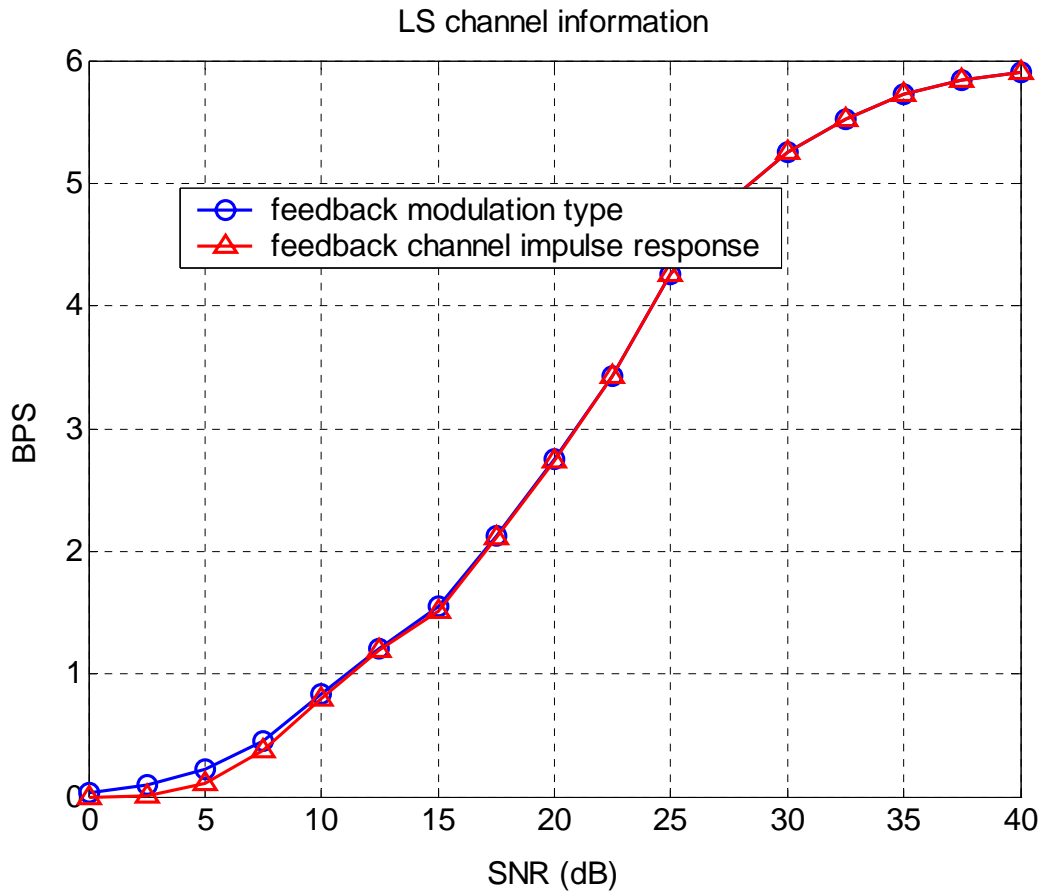


圖 5.7.3(b) 迴授 modulation 和迴授 channel impulse response 時的平均輸出率

	Feedback modulation type	Feedback channel impulse response
cost	110.9139	52.3707

表 5.7.1 迴授 modulation 和迴授 channel impulse response 時的 cost

值

第六章 結論

透過系統的模擬，我們可以瞭解在真實的適應性調變 OFDM 系統中影響平均錯誤率和平均輸出率的機制，通道資訊的誤差不會影響系統的平均輸出率或是系統的模式選擇機率分佈，但是卻會讓系統的平均錯誤率大為上升在低 SNR 的區域，甚至超過我們所設定的臨界值。因此對於某些傳輸上的應用會造成嚴重的問題，例如：streaming、QoS…。而另一個適應性調變 OFDM 系統的問題就是 overhead 會使得有效的使用頻寬減少，雖然使用 adaptive by group 可以減少 overhead 的產生，但是卻會有系統輸出降低的問題，因此我們利用 SNR mapping algorithm 和 cost function 的方法來決定 group 的傳輸模式，以取代傳統使用最差的 subcarrier 的通道資訊來決定傳輸模式，並且獲得效能上的增進。而最後我們利用改變傳輸不同的資訊來減少 overhead 的產生。這樣的作法，會使得輸出率有些微的降低，但是同時也降低了錯誤率，因此在真實的系統上 (LS channel estimator 加上 decision-directed noise estimator)，使用迴授 channel impulse response 不但可以有效地減少 overhead 的產生還可以使得錯誤率在低 SNR 的區域大為降低。

第七章 参考文献

- [1] Theodore, S. Rappaport, *Wireless Communications: principles and practice*, second edition, Prentice Hall, 1996
- [2] L. Hanzo, C. H. Wong, and M. S. Yee, *Adaptive wireless transceivers*, Wiley, 2002.
- [3] T. Keller and L. Hanezo, "Adaptive modulation techniques for duplex OFDM transmission," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 49, pp. 1893-1902, Sept. 2000.
- [4] Severine Catreux, David Gesbert, Vinko Ercge, Robert W. Heath JR., "Adaptive modulation and MIMO coding for broadband wireless data networks," *IEEE communication Magazine*, June 2002.
- [5] W. T. Webb and R. Steele, "Variable rate QAM for mobile radio," *IEEE Trans. Commu.*, vol. 43, no. 7, pp. 2223-2230, July 1995.
- [6] Sinem Coleri, Mustafa Ergen, Anuj Puri, Ahmad Bahai, "Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems," *IEEE Transaction on Broadcasting*, vol. 44, No.3 Sep. 2002
- [7] Meng-Han Hsieh and Che-Ho Wei, "Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels," *IEEE Transaction on Consumer Electronics*, vol. 44, issue 1, pp. 217-225, Feb, 1998
- [8] M.J.Fernandez-Getino Garcia, S.Zazo, and J.M. Paez-Borrallo, "Pilot patterns for channel estimation in OFDM," *IEEE*

Electronics Letters, Vol.36, No.12, pp.1049-1050 june 2000.

- [9] C. H . Aldana, A. A. Salvekar, J. Tallado, J. Cioffi, “Accurate noise estimates in multicarrier systems” Vehicular Technology Conference, 2000. IEEE VTS-Fall VTC 2000. 52nd , Volume: 1 , 24-28 Sept. 2000
- [10] Qiang Su; Cimini, L.J., Jr.; Blum, R.S.” On the problem of channel mismatch in constant-bit-rate adaptive modulation for OFDM” Vehicular Technology Conference, 2002. VTC Spring 2002. IEEE 55th , Volume: 2 , 6-9 May 2002 Pages:585 - 589 vol.2
- [11] Qiang Su; Schwartz, S.” Effects of imperfect channel information on adaptive loading gain of OFDM” Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Fall. IEEE VTS 54th , Volume: 1 , 2001 Pages:475 - 478 vol.1
- [12] Ye, S.; Blum, R.S.; Cimini, L.J., Jr. “Adaptive modulation for variable-rate OFDM systems with imperfect channel information” Vehicular Technology Conference, 2002. VTC Spring 2002. IEEE 55th , Volume: 2 , 6-9 May 2002 Pages:767 - 771 vol.2
- [13] IEEE 802.16e-03/07 "OFDM (FFT 256) fixed and mobile system considerations" Vehicular A
- [14] Yuanrun Teng; Nagaosa, T.; Mori, K.; Kobayashi, H. “Grouping adaptive modulation method for burst mode OFDM transmission system” TENCON '02. Proceedings. 2002 IEEE Region 10 Conference on Computers, Communications, Control and Power Engineering , Volume: 2 , 28-31 Oct. 2002 Pages:929 - 932 vol.2