

國立中山大學電機工程研究所  
碩士論文

指導教授： 陳巽璋 教授

題目：編碼多重速率正交分頻多工技術於行動  
通訊之研究

Coded Multi-rate OFDM Techniques for Mobile  
Communications

研究生： 鐘茂榮 撰

中華民國九十一年六月十八日

## 感謝詞

作者由衷感謝陳元堽教授在世時的指導與鼓勵，亦由衷感謝陳昭宏教授與江景泰教授在本篇論文研究過程中不斷的指導與鼓勵，並感謝他們對本論文寫作期間多次的修改與校正。並同時感謝陳巽璋教授的鼓勵與支持。

作者亦由衷感謝無線通訊實驗室之學長姊陳昱璇、林玉峰、蔡尚華、游豪志、張朝曦、及同學蔡承融、朱建安、張峻議在研究上或生活上的幫助與精神鼓勵。此外亦感謝作者的家人、親人、友人的支持，並感謝那些曾在這個領域上做過貢獻的學者，因為有你們的文獻，本論文才得以順利完成。



## 摘要

在行動通訊系統中，經過展頻的分碼多重接取(CDMA)系統，訊號的頻寬會變得相當大。若訊號頻寬大於通道的同調頻寬，多重路徑延遲效應會造成訊號的失真。正交分頻多工(OFDM)技術利用平行傳輸的觀念將寬頻訊號分成多個窄頻訊號傳送，若依據通道環境來選擇適當的載波數，讓訊號頻寬小於通道的同調頻寬，即可克服多重路徑問題。

在未來的行動通訊中，傳輸多媒體資訊的需求日增，例如行動電話的語音傳輸以及無線區域網率中的高速數據傳輸等服務項目，因此不同目的使用者對於傳輸速率的需求產生不同。在最近幾年，多重傳輸速率的系統因應而生。

然而行動通訊的通道特性，是隨著移動速度及傳輸環境而作變化。因此，如以頻譜效率(bps/Hz)、資料位元錯誤率(BER)、傳輸功率而言，並無單一固定模式的一組傳送及接收機(收發機)，在任何通道特性中，皆有最佳的效能表現。

在本論文中，將以電腦模擬的方式探討以編碼多重速率 OFDM 技術為基礎的通訊系統在不同無線環境中的傳輸性能表現，希望在不同的無線環境中找出較佳的傳輸模式。

# Abstract

In mobile radio systems, the bandwidth of spread spectrum signals for CDMA system is very wide. When the bandwidth exceeds the coherence bandwidth of the channel, the effect of multi-path fading become serious and the transmission signals are severely distorted. In OFDM systems, the available bandwidth is divided into a lot of small parts. By well selecting the number of sub-carriers according to the characteristics of the mobile channel will let the bandwidth of transmission signals smaller than the coherence bandwidth of channel. Then the multi-path fading problem can be overcome.

In future mobile communications, the demand for multimedia will grow spectacularly. For example, the need of voice transmission for mobile phone and the need of high data rate transmission for wireless local area network (WLAN). Therefore, multi-rate system was developed in the recent years.

Yet, the characteristics of mobile channel vary with the moving velocity of the systems and the environment of the mobile channel. Therefore no single transmission mode owns the best performance in terms of spectrum efficiency, bit error rate, and transmission power.

In this thesis, we study coded multi-rate OFDM systems in different mobile environment and evaluate their performance by means of computer simulation. Hoping to find better transmission modes in different mobile channel.

# 目錄

頁次

感謝詞.....	i
中文摘要.....	ii
英文摘要.....	iii
目錄.....	iv
圖表目錄.....	vi
第一章 緒言.....	1
1.1 文獻探討.....	1
1.2 研究動機.....	3
第二章 行動通道與正交分頻多工技術.....	5
2.1 無線通道的傳輸現象.....	5
2.2 無線通道的參數定義.....	7
2.3 各式通道.....	10
2.3.1 加成性白色高斯雜訊(AWGN)通道.....	10
2.3.2 衰減(Fading)通道.....	10
2.3.3 多重接取干擾(MAI)通道.....	14
2.4 正交分頻多工技術的發展與基本原理.....	16
2.4.1 正交分頻多工信號產生.....	19
2.4.2 保護時間的功能.....	21
2.4.3 正交分頻多工系統的基本模型.....	25
第三章 多重速率系統.....	28

3.1 多重速率系統簡介.....	29
3.2 多重速率 DS-CDMA(直接序列分碼多重接取)系統.....	30
3.2.1 DS-CDMA 技術原理.....	30
3.2.2 多重速率 DS-CDMA 系統.....	31
3.3 多重速率正交分頻多工系統.....	36
3.4 多重編碼速率系統.....	36
3.4.1 編碼原理簡介.....	37
3.4.2 迴旋碼.....	38
3.4.3 RCPC 碼與多重編碼速率系統.....	38
第四章 編碼多重速率正交分頻多工系統.....	41
4.1 編碼多重速率正交分頻多工系統模型.....	41
4.2 編碼多重速率正交分頻多工系統的偵測方式.....	42
4.3 編碼多重速率正交分頻多工系統於 AWGN 通道之電腦模擬與 分析.....	45
4.4 編碼多重速率正交分頻多工系統於衰減通道之電腦模擬與分 析.....	49
4.5 編碼多重速率正交分頻多工系統於強烈衰減通道之電腦模擬 與分析.....	53
4.6 策略法則.....	60
第五章 討論與建議.....	62
參考文獻.....	63
縮寫表.....	68

# 圖表目錄

頁次

圖 2.1: 多重路徑時變離散時間脈衝響應通道模型.....	6
圖 2.2: 都卜勒飄移說明圖.....	7
圖 2.3: $ f_c(\Delta f) $ 與 $f_c(t)$ 之關係圖.....	9
圖 2.4: $ f_c(\Delta t) $ 與 $S_c(I)$ 之關係圖.....	9
圖 2.5: 頻率選擇性衰減通道的特性圖.....	11
圖 2.6: 平緩衰減通道的特性圖.....	12
圖 2.7: 分別以(a)訊號週期大小及(b)訊號頻寬大小 來說明衰減的種類.....	15
圖 2.8: (a)非重疊多載波頻道調變技術 (b)重疊多載波頻道調變技術.....	17
圖 2.9: OFDM 調變器.....	20
圖 2.10: (a)原始傳送符號的星座圖 (b)延遲時間小於保護時間 (c)延遲時間大於保護時間百分之 15 (d) 延遲時間大於保護時間百分之 40	
圖 2.11: OFDM 系統方塊圖.....	26
圖 2.12: OFDM 發射機的細部架構.....	26
圖 2.13: OFDM 接收機的細部架構.....	27
圖 3.1: 多重速率系統架構圖.....	30
圖 3.2: 耙式接收器多載波分碼多重接取系統的傳送端.....	32
圖 3.3: 可調式展頻方式之系統架構圖.....	33
圖 3.4: 使用者展頻碼長度 128 干擾者展頻碼長度 512.....	34
圖 3.5: 使用者展頻碼長度 128 干擾者展頻碼長度 256.....	35

圖 3.6：使用者展頻碼長度 128 干擾者展頻碼長度 64.....	35
圖 3.7：可調式子載波方式之系統架構圖.....	36
圖 3.8：可調式編碼率之系統架構圖.....	37
圖 3.9：利用 RCPC 碼可達到的傳輸速率說明圖.....	39
圖 3.10：RCPC 碼在 AWGN 系統下的效能。橫座標為 SNR，縱座標 為誤碼率.....	40
圖 3.11：RCPC 碼架構圖.....	40
圖 4.1：多重速率系統架構圖.....	41
圖 4.2 使用 256 個切片傳輸一資料位元的效能比較.....	48
圖 4.3 使用 128 個切片傳輸一資料位元的效能比較.....	48
圖 4.4 使用 64 個切片傳輸一資料位元的效能比較.....	49
圖 4.5 使用 256 個切片傳輸一位元於瑞雷通道的效能比較.....	50
圖 4.6 使用 128 個切片傳輸一位元於瑞雷通道的效能比較.....	52
圖 4.7 使用 64 個切片傳輸一位元於瑞雷通道的效能比較.....	53
圖 4.8 使用 256 個切片傳輸一位元於強烈瑞雷通道的效能比較.....	56
圖 4.9 使用 128 個切片傳輸一位元於強烈瑞雷通道的效能比較.....	56
圖 4.10 使用 64 個切片傳輸一位元於強烈瑞雷通道的效能比較.....	57
圖 4.11 低傳輸速率方案一在不同通道品質的位元錯誤率.....	58
圖 4.12 低傳輸速率方案二在不同通道品質的位元錯誤率.....	59
圖 4.13 低傳輸速率方案三在不同通道品質的位元錯誤率.....	59
圖 4.14 低傳輸速率方案四在不同通道品質的位元錯誤率.....	60
表 4.1 模擬結果整理.....	61



# 第一章

## 緒言

### 1.1 文獻探討

有限頻譜被日益增加的使用者共用是行動通訊的一大挑戰，而為了使多個使用者能同時利用頻譜來進行接取(access)，常用的接取方法有三種：分頻多重接取(Frequency Division Multiple Access, FDMA)、分時多重接取(Time Division Multiple Access, TDMA)以及分碼多重接取(Code Division Multiple Access, CDMA)等方法。其中近來以分碼多重接取技術較受到重視[1]。

分碼多重接取系統的訊號經過展頻之後頻寬會變的相當大，若訊號頻寬若大於通道的同調頻寬時，訊號在無線通道傳輸會遭受到頻率選擇性衰減(frequency selective fading)的問題[2]，這樣的結果使訊號產生多重路徑衰減(multipath fading)，需要使用複雜的等化技術來克服，也就是接收端利用耙式接收器(Rake receiver)來接收每個路徑的能量才能改善其效能。

結合了分碼多重接取技術與多載波傳輸技術或正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)[3]的多載波分碼多重接取(Multi-Carrier Code Division Multiple Access, MC-CDMA)技術，將頻寬切割成多個窄頻訊號，可克服多重路徑衰減的問題[4][5]。多載波分碼多重接取的載波均為正交載波，載波調變的動作在硬體上

可由 DFT 與 IDFT 取代，使得傳送器與接收器不難完成，並且與分碼多重接取系統作比較，多載波分碼多重接取系統有較好的效能 [6]~[8]，多載波分碼多重接取系統可達到高速傳輸資料的要求，可能會被應用於第四代的行動通訊。

多載波分碼多重接取系統的偵測方式，可使用組合性偵測方式，如最大比例組合(Maximum Ratio Combining, MRC)偵測方式[9]，相等增益組合(Equal Gain Combining, EGC)偵測方式與回覆正交(Orthogonal Restoring Combining, ORC)偵測方式在文獻[10]~[11]中提出，以上的偵測方式需要知道通道環境參數，在偵測之前必須先估測出通道參數[12]。

高頻譜效率及可變的資料傳輸速率為未來行動通訊的趨勢。但是由於行動通訊的通道特性隨著移動速度及傳輸環境而變化。因此，如以頻譜效率(bps/Hz)、資料位元錯誤率(BER)、傳輸功率而言，並沒有單一固定模式的一組傳送機及接收機，在任何通道特性中，皆有最佳的效能表現。而且，在衰減通道(fading channel)傳輸高速率之資料有其困難性。為了能有效運用傳輸功率，提升頻譜效率及提高傳輸速率，各種可調式技術應用於多載波/分碼多重接取/正交分頻多工技術便因運而生，也為滿足不同使用者需要及通道特性之變化。如語音之傳輸，僅須要較低傳輸速率，但對延遲參數要求較嚴格；相對的，對資料傳輸，便較須要較高傳輸速率，但對於延遲參數，便不是十分注重。也因此各種可調式技術的組合，可能適用於具有特定性質的資料上。例如對語音的傳輸，將固定傳輸速率，但須調整傳輸功率；而傳輸資料，則須要使平均資料傳輸速率為最大。因此，基於上述的理由，確立了對此可調式多載波/分碼多重接取/正交分頻多工之技術研究的

必要性。此外，可調式技術在未來的可行性，也在於硬體是否能實現所研發出的可調性演算法。

而關於“可調式多載波/分碼多重接取/正交分頻多工”技術之研究已經有許多陸續被發表在文獻上。

## 1.2 研究動機

多載波分碼多重接取系統，使用多個正交載波傳送訊號，只要選擇適當的載波數，使得每個頻道都可成為獨立的窄頻通道，即可克服分碼多重接取系統所遭遇到的多重路徑衰減問題。多載波調變與解調可應用 DFT 與 IDFT 在 DSP 晶片上完成，這樣其傳送器和接收器的複雜度可以大幅降低。

高頻譜效率及可變的資料傳輸速率為未來無線通訊的趨勢。但是由於行動通訊的通道特性隨著移動速度及傳輸環境而變化。因此，如以頻譜效率(bps/Hz)、資料位元錯誤率(BER)、傳輸功率而言，並沒有單一固定模式的一組傳送機及接收機，在任何通道特性中，皆有最佳的效能表現。而且，在衰減通道(fading channel)傳輸高速率之資料有其困難性。為了能有效運用傳輸功率，提升頻譜效率及提高傳輸速率，各種可調式技術應用於多載波/分碼多重接取/正交分頻多工技術便因運而生。觀念上，在衰退通道環境之下，在諸多可調式傳輸技術中，如傳輸的功率、調變、及編碼能隨著通道特性加以調整，系統的效能便能提高。可以調整的部分，大致上有符元傳輸速率[13]、傳輸功率[14]、座標符元量(constellation size)[15]、編碼率及編碼方法[16]、子載波數目，或考慮上述各種可調參數之組合[17]。

在本篇論文中，因為可調式技術非常廣泛，我們將針對其中三種可以只藉由軟體控制的可調式方法進行綜合研究，分別為可調式**展頻碼長度**，可調式**載波傳輸數目**以及可調式**編碼速率**，如此一來可以藉由軟體的控制來改變傳輸的方案，不需要額外的硬體。希望找出在不同行動通道傳輸環境中以及不同使用者的狀況下系統的最佳傳輸模式。

本篇論文的編排如下：第二章介紹無線通道的傳輸效應與正交分頻多工(OFDM)技術。第三章對多重速率系統作一簡介並且將我們所用的三種可調式方法作一介紹。第四章針對我們研究的系統於各種行動通道下進行效能的研究以找出各種通道環境以及使用者下的最佳傳輸模式。第五章為討論與建議。

## 第二章

# 行動通道與正交分頻多工技術

### 2.1 無線通道的傳輸現象

相對於有線通道於線路中傳輸，無線通道的傳輸是直接利用電波在空氣中傳播，通常具有一種稱為多重路徑(Multipath)的特性。所謂多重路徑產生的原因如下：假設發射機(Transmitter)送出一個脈衝訊號傳輸到無線通道中，然後由接收機(Receiver)接收到，在無線通道傳輸的過程中可能會撞到很多障礙物，如地面、湖泊、建築物、樹木等，形成種種不同強弱的反射才到達接收機，所以接收機所接收到的信號是經由許多不同路徑到達的訊號，這就是多重路徑效應。多重路徑通道的脈衝響應(Impulse response)一般可表示如下：

$$h(t;t) = \sum_{n=1}^{N-1} a_n(t) e^{jq_n(t)} \mathbf{d}(t - t_n(t)) \quad (2-1)$$

其中  $N$  為多重路徑總數， $a_n(t)$ 、 $q_n(t)$ 、 $t_n(t)$  分別為第  $n$  條路徑的訊號強度(Signal strength)、訊號相位(Signal phase)、以及相對於最早抵達路徑的時間延遲(Time delay)。圖 2.1 為  $h(t;t)$  的一個例子。

如果在發射機與接收機之間，訊號無直接到達的路徑，即無 LOS (Line of Sight)，則此時  $h(t;t)$  完全是由空氣中的雜亂反射產生，那麼我們令  $a_n(t) e^{jq_n(t)} = \mathbf{a}(t) + j\mathbf{b}(t)$ ，若多重路徑總數夠多，根據中央極限定律(The Central Limit Theorem)， $\mathbf{a}(t)$  與  $\mathbf{b}(t)$  是零平均(Mean)，方差(Variance)為  $s^2$  之高斯分布(Gaussian Distribution)， $a_n(t) = \sqrt{\mathbf{a}^2(t) + \mathbf{b}^2(t)}$

便是瑞雷分佈(Rayleigh Distribution)。

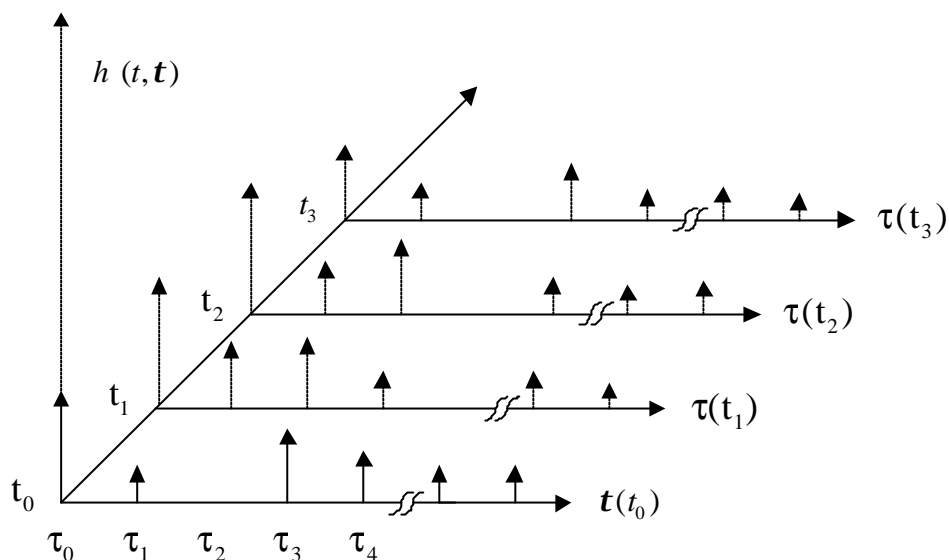


圖 2.1: 多重路徑時變離散時間脈衝響應通道模型

除了多重路徑效應以外，無線通道傳輸的重要效應還有另一種，稱為都卜勒效應(Doppler Effect)，當傳送端與接收端之間有相對的移動，就要考慮。以圖 2.2 來說明，無線電波源以  $S$  表示，當接收機由  $X$  移動至  $X'$ ，兩者距離  $d$ ，行進速度為  $v$ ， $\Delta t$  為從  $X$  移動至  $X'$  所需的時間， $q$  為電波源與接收機移動方向的夾角，無線電波移動距離可表示為

$$\Delta d = d \cos q = v \Delta t \cos q \quad (2-2)$$

當電波源與接收機距離很遠時， $X$  和  $X'$  與電波的夾角都可視為是  $q$ ，其對應的相角變化為

$$\Delta f = \frac{2\pi}{l} \Delta d = \frac{2\pi v \Delta t}{l} \cos q \quad (2-3)$$

其中  $l$  為無線電波長，因此當有相對移動速度時，接收的頻率會有所變化，此變化稱做都卜勒頻率飄移(Doppler-shift)，如下所示

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta f}{\Delta t} = \frac{v}{l} \cos q \quad (2-4)$$

由(2-4)式，可知當傳送端與接收端之間相對移動速度越大，都卜勒效應就越明顯，頻率飄移情形越嚴重，通道瞬時強度和相位變化越快，也就是代表通道的時變(Time Variation)效應越嚴重。

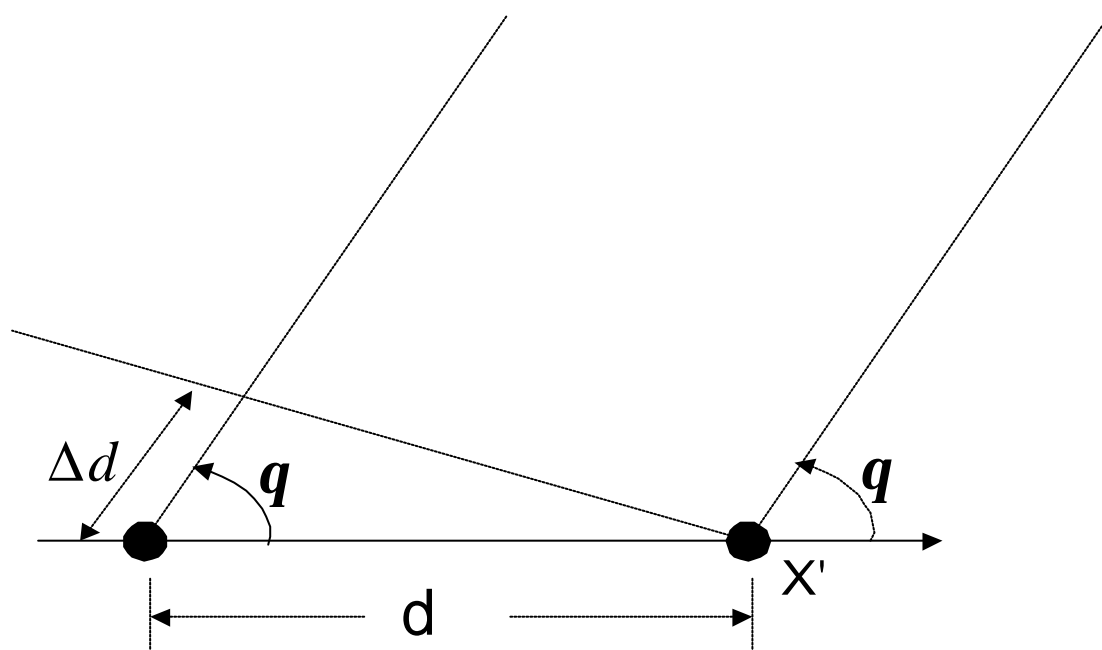


圖 2.2: 都卜勒飄移說明圖

## 2.2 無線通道的參數定義

我們已經在上一節介紹了一些在無線通道所會遭遇到的一些基本現象，而這些基本現象可將其用數學函數以及參數來定義，如此一來可以更清楚描述無線通道的特性。一般假設通道為廣義靜態通道 (Wide sense stationary, WSS)，我們定義一個通道脈衝響應之自相關函數 (Autocorrelation Function)

$$f_c(t_1, t_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[h^*(t_1; t)h(t_2; t + \Delta t)] \quad (2-5)$$

其中  $h(t; t)$  為通道的脈衝響應， $t$  為通道輸出的觀測時間， $t$  為多重路徑的延遲時間(Path delay)，假設不同延遲的散射路徑為非相關性散射 (Uncorrelated scattering, US)，可由上式推得

$$\frac{1}{2} E[h^*(t_1; t)h(t_2; t + \Delta t)] = f_c(t_1; \Delta t) d(t_1 - t_2) \quad (2-6)$$

我們若先不考慮通道的都卜勒頻率飄移效應所造成的瞬時通道時變現象，則當  $\Delta t = 0$  時， $f_c(t; \Delta t) = f_c(t)$ ，將  $f_c(t)$  定義為延遲輪廓函數 (Delay Profile)，而  $f_c(t)$  對  $t$  之傅利葉轉換函數則稱為 delay power spectrum function

$$f_c(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} f_c(t) e^{-j2\pi\Delta f t} dt \quad (2-7)$$

$f_c(t)$  與  $f_c(\Delta f)$  之間的關係可由圖 2-3 可看出，圖上的參數  $(\Delta f)_c$  為通道的同調頻寬 (coherence bandwidth)，參數  $s_t$  為通道的延遲擴展 (delay spread)，延遲擴展的倒數為通道的同調頻寬， $(\Delta f)_c$  與  $s_t$  這兩個參數與多重路徑效應有關。

另一方面如果不考慮通道的多重路徑效應，從不同的觀測時間來觀察通道的變化，當  $t = 0$  時， $f_c(t; \Delta t) = f_c(\Delta t)$ ，而它對  $t$  的傅利葉轉換函數稱為 Doppler power spectrum function

$$S_c(l) = \int_{-\infty}^{\infty} f_c(\Delta t) e^{-j2\pi l \Delta t} d\Delta t \quad (2-8)$$

由圖 2-4 可看出  $f_c(\Delta t)$  與  $S_c(l)$  兩者的關係，圖 2-4 上的參數  $(\Delta t)_c$  為通道的同調時間 (coherence time)，參數  $B_d$  為通道的都卜勒擴展 (Doppler spread)，可以表示都卜勒頻譜的寬度，都卜勒擴展的倒數為通道的同調時間， $(\Delta t)_c$  與  $B_d$  這兩個參數與通道時變速度的快慢有關。



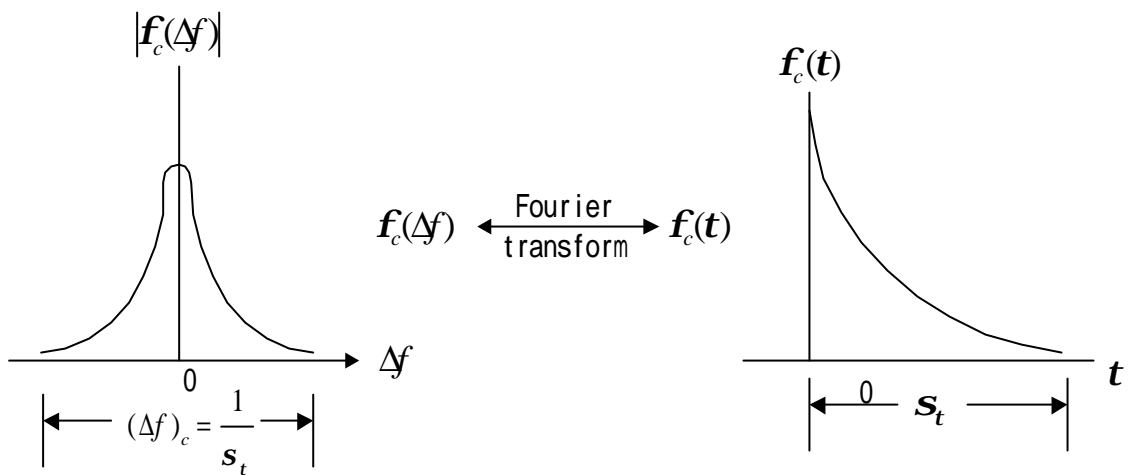


圖 2.3:  $|f_c(\Delta f)|$  與  $f_c(t)$  之關係圖

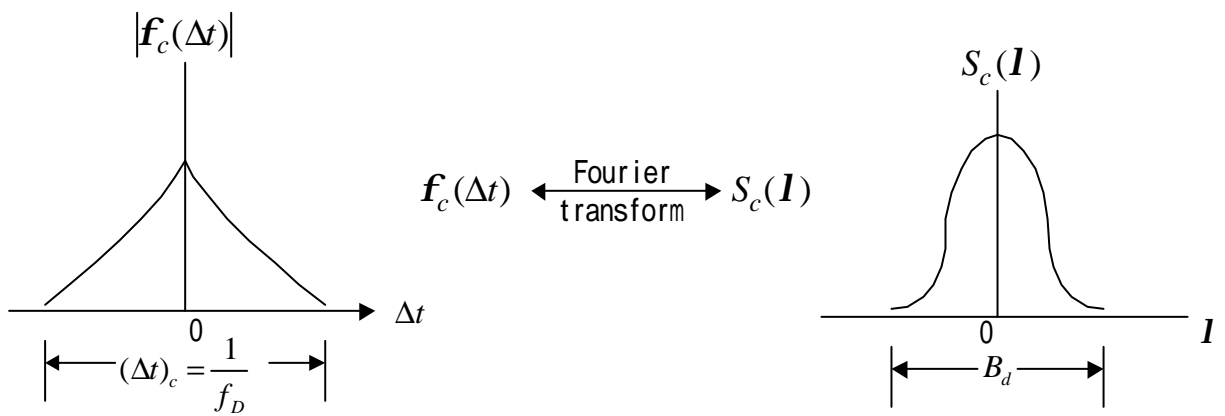


圖 2.4:  $|f_c(\Delta t)|$  與  $S_c(I)$  之關係圖

## 2.3 各式通道

上一節介紹了一些無線通道的效應以及相對應所定義的參數，本節將會介紹這些效應和參數對無線通道所造成的影響。除此之外，本節亦會介紹一個人為造成的效應，稱為多重接取干擾(Multiple Access Interference, MAI)。

### 2.3.1 加成性白色高斯雜訊(AWGN)通道

加成性白色高斯雜訊(Additive White Gaussian Noise, AWGN)通道因為分析容易，常常被使用於通訊系統的分析。其通道效應就是將傳送訊號與白色高斯雜訊相加，成為接收訊號。

### 2.3.2 衰減(Fading)通道

根據 2.2 節介紹的無線通道的效應以及相對應所定義的參數，可將無線通道分類如下：

#### 2.3.2.1 頻率選擇性衰減(Frequency Selective Fading)

根據同調頻寬的定義，當兩個弦波(Sinusoid)的頻率間格超過通道的同調頻寬，則這兩個弦波受到無線通道的影響就會有差異，這就是說，當通道的同調頻寬小於傳送訊號的頻寬，接收訊號的增益和相位會隨著頻率改變而變化，會造成接收訊號因為通道的影響而大大的失真，此時我們稱此通道為頻率選擇性衰減。

圖 2-5 可以說明此現象，由頻域(Frequency Domain)來看，當通道的同調頻寬小於傳送訊號的頻寬時，接收端所收到的訊號在不同的頻率將會有不同增益。由時域來看，也就是訊號的週期時間小於通道的多重路徑延遲擴展，接收訊號會包含多個不同時刻的傳送訊號經過延遲的波形，因而產生碼際干擾(ISI)，造成接收訊號失真。此時

$$B_s > (\Delta f)_c \text{ 和 } T_s < \tau_t \quad (2-10)$$

其中  $B_s$  和  $T_s$  分別為訊號的頻寬和週期。

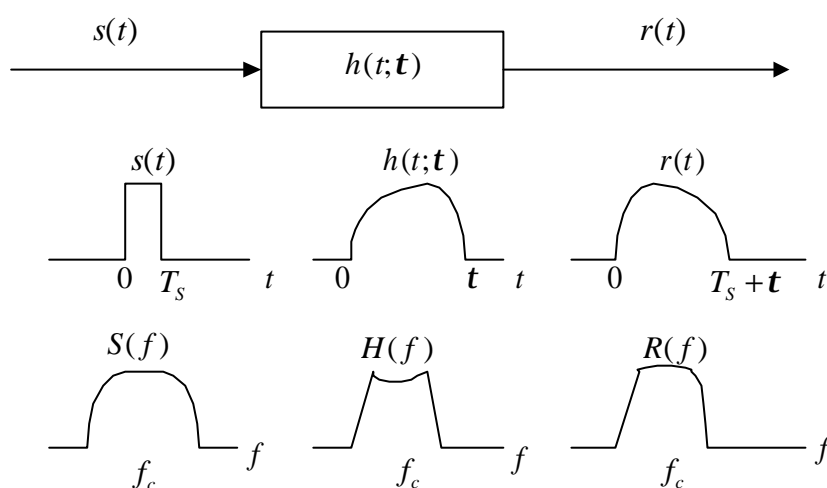


圖 2.5: 頻率選擇性衰減通道的特性圖

### 2.3.2.2 頻率非選擇性衰減(Frequency Nonselective Fading)

相對於頻率選擇是衰減，當通道的同調頻寬大於傳送訊號的頻寬時，接收訊號的增益和相位可以視為不隨著頻率改變而變化，那麼訊號的特性則不會受到多重路徑的影響而產生失真，此時我們稱通道為頻率非選擇性衰減或平緩衰減(flat fading)。

頻率非選擇性衰減的通道特性可以圖 2-6 來說明，由頻域來看，當通道的同調頻寬大於傳送訊號的頻寬時，接收端所收到的訊號頻譜保持和原來訊號一樣的特性；由時域來看，也就是訊號的週期時間大於通道的延遲擴展，延遲效應相對訊號週期來說可以忽略，通道的多重路徑結構將不會影響傳送訊號特性， $h(t;t)$  可近似一個脈衝函數  $d(t)$ 。一個訊號為頻率非選擇性衰減的條件是

$$B_s < (\Delta f)_c \text{ 和 } T_s > \tau_t \quad (2-9)$$

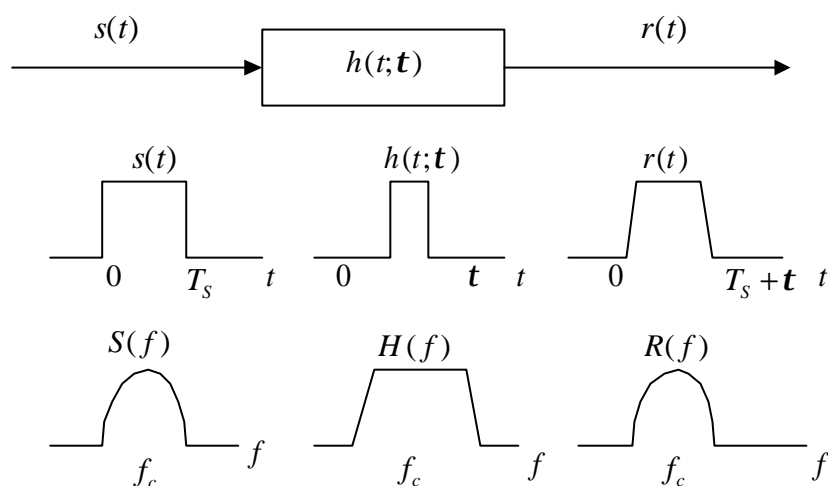


圖 2.6: 平緩衰減通道的特性圖

### 2.3.2.3 快速衰減(Fast Fading)

上述兩種所謂頻率非選擇性衰減和頻率選擇性衰減是由時間延遲擴展效應所造成的，可以由頻域上來了解，現在我們要介紹由於都卜勒效應所造成的快速衰減和緩慢衰減，並從時間上來其效應的影響。

上一節提到，當傳送機和接收機之間相對移動的速度越大時，都

卜勒效應越嚴重，造成通道的瞬時強度和相位改變越快，同調時間則越小，當訊號傳送速度越快，接收端訊號被通道影響改變的速度相對變慢，反之當訊號傳送速度越慢，接收端訊號被通道影響改變的速度相對變快，當訊號傳送的週期比同調時間大時，也就是說通道的改變速度大於訊號傳送的速度時，在一個傳送符號週期就有顯著變化，我們就稱之為快速衰減。定義快速衰減的條件是

$$T_S > (\Delta t)_c \quad \text{和} \quad B_S < B_d \quad (2-11)$$

#### 2.3.2.4 緩慢衰減(Slow Fading)

緩慢衰減可假設通道在幾個訊號週期內是靜態不變的，故接收訊號在幾個訊號週期內的衰減維持不變，緩慢衰減對於傳送訊號的效能比快速衰減好，通道參數也較容易估測得出來。

訊號為緩慢衰減的條件有兩點，其一是傳送端和接收端之間相對的移動速度較小時，都卜勒效應較不明顯，使得通道的同調時間較大，通道的都卜勒擴展頻寬較小，通道瞬時變化越輕微；其二是訊號傳送的速度越快，接收端的訊號被通道改變的相對速度越慢。當訊號傳送的週期比同調時間小時，訊號的頻寬大於都卜勒擴展頻寬時，也就是通道的改變速度比訊號傳送的速度慢，我們就稱之為緩慢衰減，緩慢衰減的條件定義如下

$$T_S < (\Delta t)_c \quad \text{和} \quad B_S > B_d \quad (2-12)$$

造成通道衰減快慢和是否頻率選擇性的通道參數是不同且獨立，由圖 2-7 可看出傳送訊號週期和傳送訊號頻寬大小所容易形成的衰減種類。

### 2.3.3 多重接取干擾(MAI)通道

展頻系統當不只一個使用者使用一個通道時，因為不同使用者間展頻碼的交互關聯(Cross-correlation)，會造成不同使用者之間接收訊號的互相干擾，此種干擾是因為分碼多工所造成，稱之為多重接取干擾(MAI)。在 CDMA 系統中，多重接取干擾是限制系統最多使用者個數的一大因素，因為使用者數目太多造成 MAI 的效應太大時系統誤碼率太高是無法工作的。如何找尋低交互相關的碼一直是研究者研究的方向。

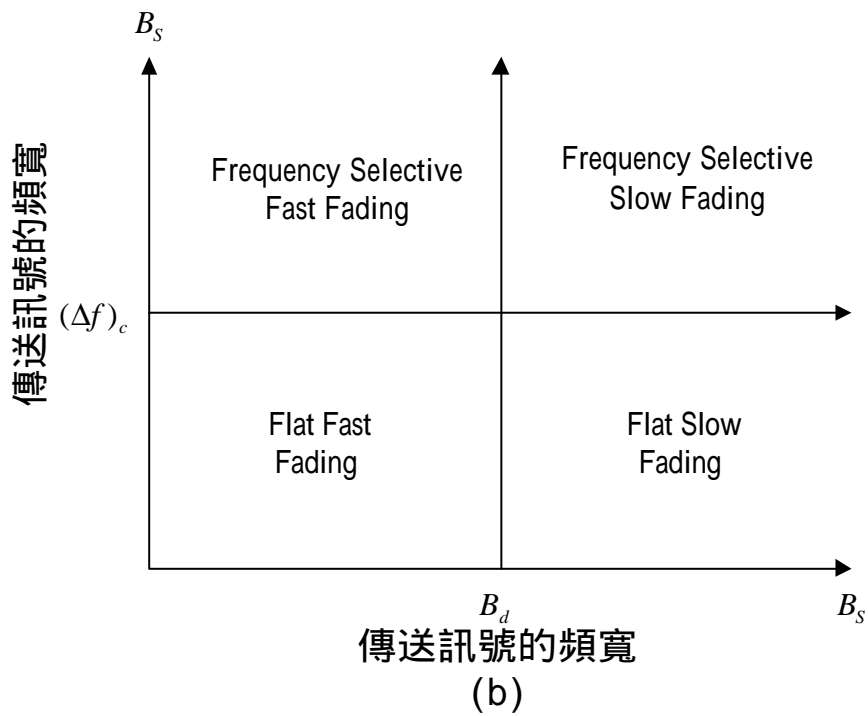
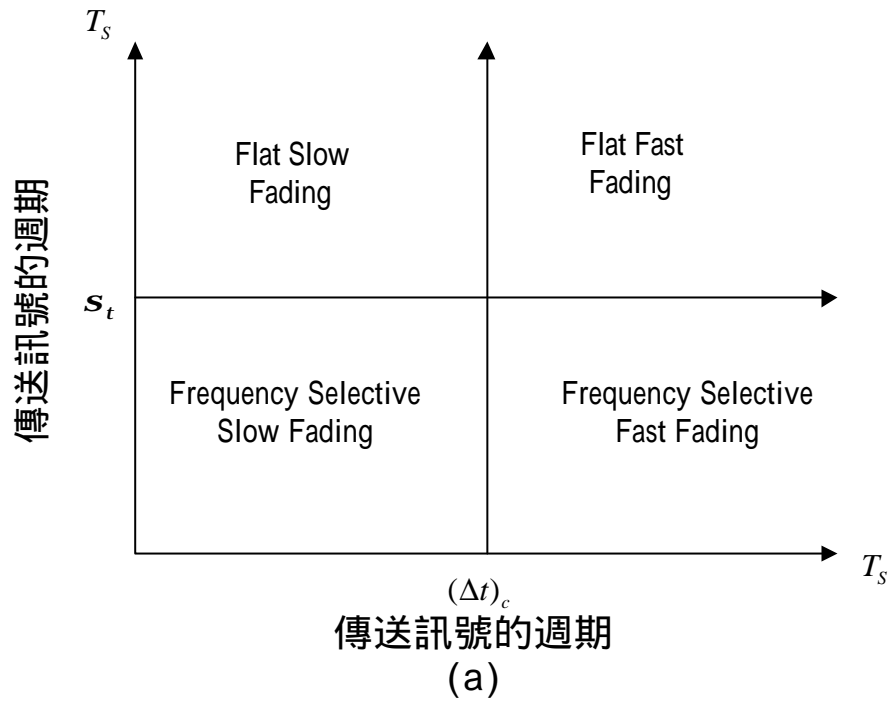


圖 2.7: 分別以(a)訊號週期大小及(b)訊號頻寬大小來說明衰減的種類

## 2.4 正交分頻多工技術的發展與基本原理

正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)是多? 波(Multi-carrier)傳輸技術的一種特例，這種技術將單一的資料流(Data stream)利用數個較低速率的子載波(Sub-carrier)同時平行傳輸。因此 OFDM 可以被視為一種調變(Modulation)技術或是一種多工(Multiplexing)技術。

使用 OFDM 的主要原因之一是其對抗頻率選擇性衰減以及窄頻干擾(Narrowband Interference)的強健性。在單一載波的系統，一個單一的衰減或是干擾可能會導致整個傳輸失敗，但是在多載波的系統下只有一小部份的子載波會因此受到影響，而此時可以使用錯誤更正碼的技術來更正這些小部份受到影響而錯誤的子載波，將錯誤部分更正回正確的資料。

在傳統的平行資料傳輸系統，所有的訊號頻帶被分為  $N$  個沒有重疊的子頻道(Non-overlapping sub-channels)，每個子頻帶再用不同的符號來調變，則這  $N$  個子頻道是頻率多工。雖然這種方法可以避免子通道間互相干擾(Interchannel Interference)，但是在頻譜的使用上十分的沒有效率。為了解決這個沒有效率的問題，在 1960 年代中期，利用平行資料傳輸和子頻道重疊(Overlapping)的分頻多工概念被提出，由圖 2.8 可以看出使用子頻道重疊的多載波調變幾乎可以省下一半的頻寬，但是節省頻寬的同時子頻道的重疊也會產生相互間的干擾(Crosstalk)。



為了減低子頻道間的相互干擾，利用適當的安排可以使子載波間產生正交性(Orthogonality)，如此一來雖然子載波之間的頻帶有互相重疊的部分也不會產生相互間的干擾。正交(Orthogonal)一詞指在這樣的系統中每個子載波的頻率存在一個精確的數學關係式，這個概念我們將在後文有詳細的描述。

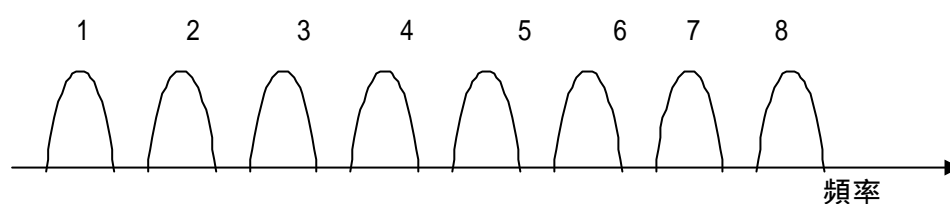


圖 2.8(a)

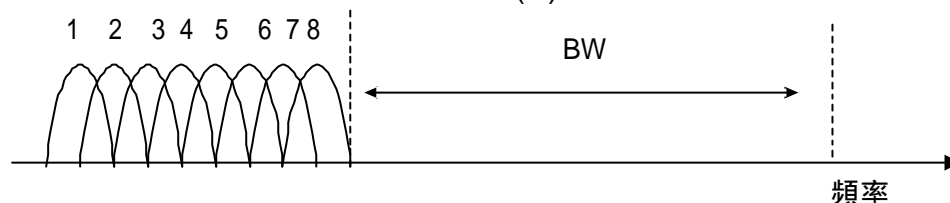


圖 2.8(b)

圖 2.8: (a)非重疊多載波頻道調變技術(b)重疊多載波頻道調變技術

因為子頻道之間的重疊和正交，所以我們把擁有這樣性質的分頻多工系統稱為正交分頻多工(OFDM)系統。

在 1960 年代，OFDM 技術被使用在許多的高頻軍事系統，例如 KINEPLEX[18]，ANDEFT[19]，以及 KATHRYN[20]。在 1980 年代使用 OFDM 於高傳輸速率，行動通訊，以及高密度紀錄器的研究持續進行中，例如基於 OFDM 技術的可變速率數據機被發展並使用在電話網路系統。

到了九零年代，OFDM 被廣泛的使用在無線行動分頻多工通道的寬頻資料通訊，高速率數位用戶迴路(HDSL; 1.6Mbps) ，非對稱數位用戶迴路(ADSL; up to 6Mbps) ，超高速數位用戶迴路(VDSL; 100Mbps) ，數位音訊廣播(DAB) ，高解析電視(HDTV)陸地廣播等用途[21][22]。

OFDM 的傳輸架構有下列幾個關鍵性的優點

1. 在對抗多重路徑干擾上 OFDM 是一十分有效率的方式，假設一個系統已知其延遲擴展，則 OFDM 可以利用簡單的接收機克服延遲擴展所造成的影響，不像單一載波系統需要利用複雜度高的等化器來消除延遲拓展所引起的信號干擾。
2. 在相對緩慢時變通道，根據個別子載波的訊雜比來動態調整資料傳輸速度是可行的，進而有可能可以大大的增加整個系統的含量(Capacity)。
3. OFDM 對於窄頻干擾的強健性非常的好，因為窄頻干擾對於 OFDM 系統產生的影響只有少數的子載波。
4. OFDM 使得單頻網路(Single Frequency)可行，這點特別是在廣播應用上十分的吸引人。

在一般的傳輸系統中，資料中的符號是以串列的方式連續傳送，此時每一個符號的頻譜佔滿了所有可用的頻寬。OFDM 的基本概念是將高速串列傳輸的資料流並列分為許多較低速的資料流然後同時以多個低速的子載波傳輸，每個子載波所傳輸的資料符號只佔全體使用頻寬的一小部份，因為每個子載波佔據的頻寬是相對較小的，所以訊號即使在多重路徑的影響下所受到的衰減也只是頻率非選擇性的衰減，這樣一來接收機的設計複雜度可以大大減輕。

訊號由並列傳輸轉換成串列(serial to parallel)傳輸後，再將訊號由反向離散傅立葉轉換(Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT)進行調變，使調變之後的訊號互相正交，成為 OFDM 訊號。為了減少通道多重路徑的延遲擴展所產生的符號間干擾問題，在將 OFDM 訊號傳送到行動通道前，我們會在每個 OFDM 符號間加入保護時間(Guard Time)，根據通道特性選取適當保護時間的加入 OFDM 符號間是維持訊號彼此之間的正交性質的一大角色。接下來我們將分三個部分來說明 OFDM 訊號的產生，保護時間的功能，以及 OFDM 系統的基本模型。

## 2.4.1 正交分頻多工信號產生

OFDM 訊號的子載波通常使用相位移鍵(Phase Shift Keying, PSK)或是正交振幅調變(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)技術進行調變。為了方便起見我們先考慮一個單一的 OFDM 符號，假設有一個複數(Complex)串列資料流  $(d_1, d_2, \dots, d_{N_s})$ ，在此串列中的每一個  $d_n, n=1, 2, \dots, N_s$  都是 QAM 或是 PSK 符號， $N_s$  代表子載波的總數。進一步的，如果  $T$  代表符號的持續時間， $f_c$  代表載波中心頻率，我們可以用下式來表示一個起始時間為  $t = t_s$  的單一 OFDM 符號：

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}+1}^{\frac{N_s}{2}} d_{i+\frac{N_s}{2}} \exp(j2\pi(f_c + \frac{i-0.5}{T})(t-t_s)) \right\}, t_s \leq t \leq t_s + T$$

$$s(t) = 0, t < t_s \wedge t > t_s + T$$

(2-13)

為了分析的方便起見，文獻中常常可以見到(2-13)式的相等意義基頻(Baseband)表示式：

$$s(t) = \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}} d_{i+\frac{N_s}{2}} \exp(j2\pi \frac{i-0.5}{T}(t-t_s)) , t_s \leq t \leq t_s + T$$

$$s(t) = 0 , t < t_s \wedge t > t_s + T$$

(2-14)

在(2-14)式，實部和虛部分別代表 OFDM 的同相相位(in-phase)和正交(quadrature)相位，當被分別乘上所欲的載波頻率的餘弦和正弦就成為最後的 OFDM 訊號。在圖 2.9 中可以看到 OFDM 調變器的機制方塊圖。

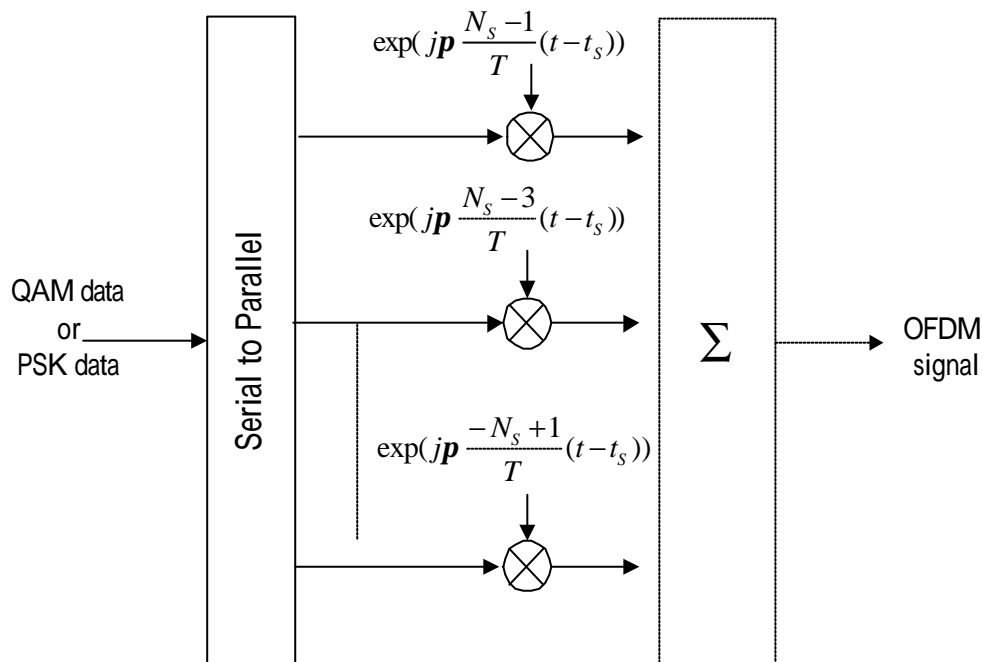


圖 2.9: OFDM 調變器

現在我們要來驗證是否 OFDM 訊號中每個子載波皆為正交。首先我們任意選取兩個子載波，假設為第  $i$ ， $k$  個子載波，只要將這兩個子載波傳送的訊號做內積，也就是相乘之後積分一個 OFDM 符號週期即可，積分過程見下式：

$$\begin{aligned}
& \int_{t_s}^{t_s+T} d_{i+\frac{N_s}{2}} \exp(j2\mathbf{p} \frac{i-0.5}{T}(t-t_s)) \cdot (d_{k+\frac{N_s}{2}} \exp(j2\mathbf{p} \frac{k-0.5}{T}(t-t_s)))^* dt \\
&= d_{i+\frac{N_s}{2}} (d_{k+\frac{N_s}{2}})^* \int_{t_s}^{t_s+T} \exp(j2\mathbf{p} \frac{i-0.5}{T}(t-t_s)) \cdot \exp(j2\mathbf{p} \frac{k-0.5}{T}(t-t_s)) dt \\
&= \begin{cases} \left| d_{i+\frac{N_s}{2}} \right|^2 \cdot T, i = k \\ 0, \text{ otherwise} \end{cases}
\end{aligned} \tag{2-15}$$

(2-15)驗證了 OFDM 子載波間的正交性，再次說明子載波間的互相干擾被避免了。而由上列(2-14)亦可以發現其實複數基頻 OFDM 訊號不過是  $N_s$  個經由 PSK 或是 QAM 調變的符號經過反向傅立葉轉換的結果。基於數位訊號處理的好處，(2-14)在離散時間上可表示為下式，其中連續時間  $t$  被改用取樣數  $n$  所取代

$$s(n) = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \exp(j2\mathbf{p} \frac{in}{N}) \tag{2-16}$$

同樣的，(2-16)是可看成  $N_s$  個經由 PSK 或是 QAM 調變的符號經過離散傅立葉轉換(IDFT)的結果。在實際的應用中，IDFT 可用複雜度低的 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)來實現。

## 2.4.2 保護時間的功能

使用 OFDM 技術來傳輸的最重要原因之一就是其對抗多重路徑延遲擴展的能力；如果傳送之前在每個 OFDM 符號間插入一個大於通道多重路徑延遲擴展的時間，並且在這時間內不傳送任何訊號，那麼經過通道後被接收的 OFDM 訊號就不會有碼際干擾(Intersymbol

interference, ISI)的問題，這也是保護時間的功能。

但是保護時間內不傳送任何訊號卻會因為多重路徑延遲產生子載波的正交性遭到破壞，進而產生子載波間互相干擾(intercarrier interference, ICI)的情形[23]，因此為了解決 ICI 的問題我們通常在保護區間內加入循環字首(cyclic prefix)或是循環字尾(cyclic suffix)。

現在我們實際模擬一個例子來說明保護時間和多重路徑延遲之間的關係。模擬的環境是 32 個子載波，每個子載波皆使用 DPSK (differential phase-shift keying)調變，通道環境則假設有兩條路徑從傳送機到接收機，第二條路徑的功率比第一條小 3 dB，第一條路徑沒有延遲，而第二條路徑的延遲分三種情形，分別為圖 2.10 的(b)、(c)、(d)三種。從圖 2.10(b)中可以清楚的看到，當延遲時間小於保護時間時，由於不會有 ISI 的現象產生，因此接收機所接收到符號的星座圖並不會有散開或偏移的現象，此與圖 2.10(a)完全相同，因此在接收機做決策的時候可以把資料完全還原，不會產生決策錯誤的情形。在圖 2.10(c)中，延遲時間超過保護時間約為 15%，此時將有 ISI 的問題存在，因此接收到的符號星座圖會有些許散開的現象，但是符號散開偏移的程度並不太大，在做決策的時候亦可以做容易的判斷，將接收的符號還原成傳送的資料，但是此時多少還是會有決策錯誤發生。到了圖 2.10(d)的情形，延遲時間超過保護時間的 40%，此時 ISI 的問題相當嚴重，可以看到符號的星座圖散開的偏移量相當的大，非常大比例的符號都失真了，接收機做決策時會有極大的錯誤率產生。

由這個例子我們可以知道保護時間所扮演的角色，而在本文第四章中我們模擬皆假設路徑延遲時間小於保護時間。

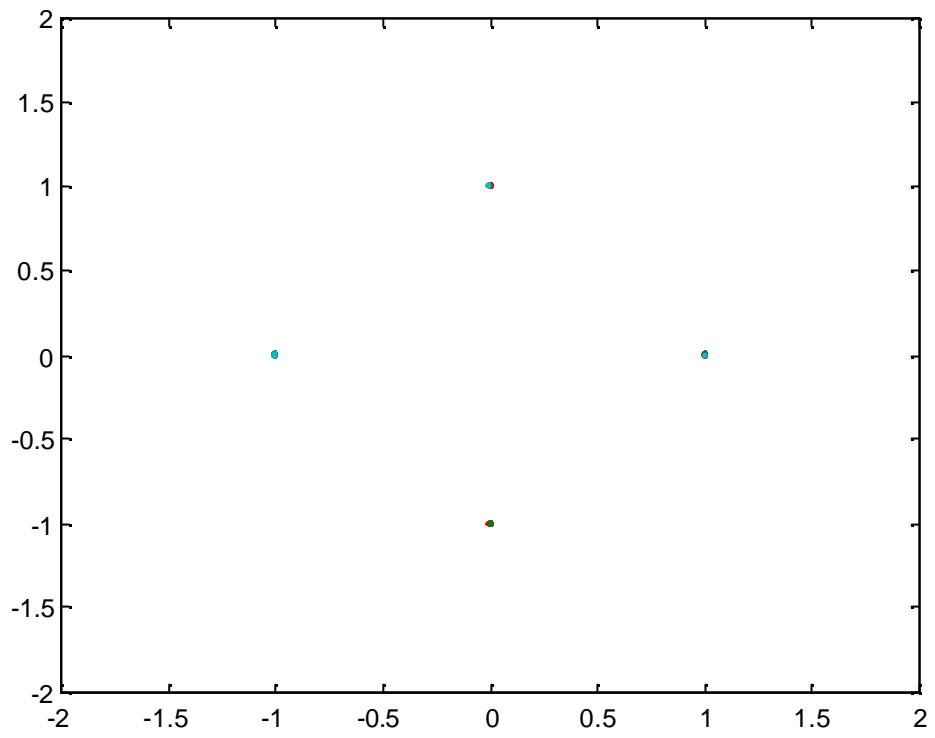


圖 2.10 (a)原始傳送符號的星座圖

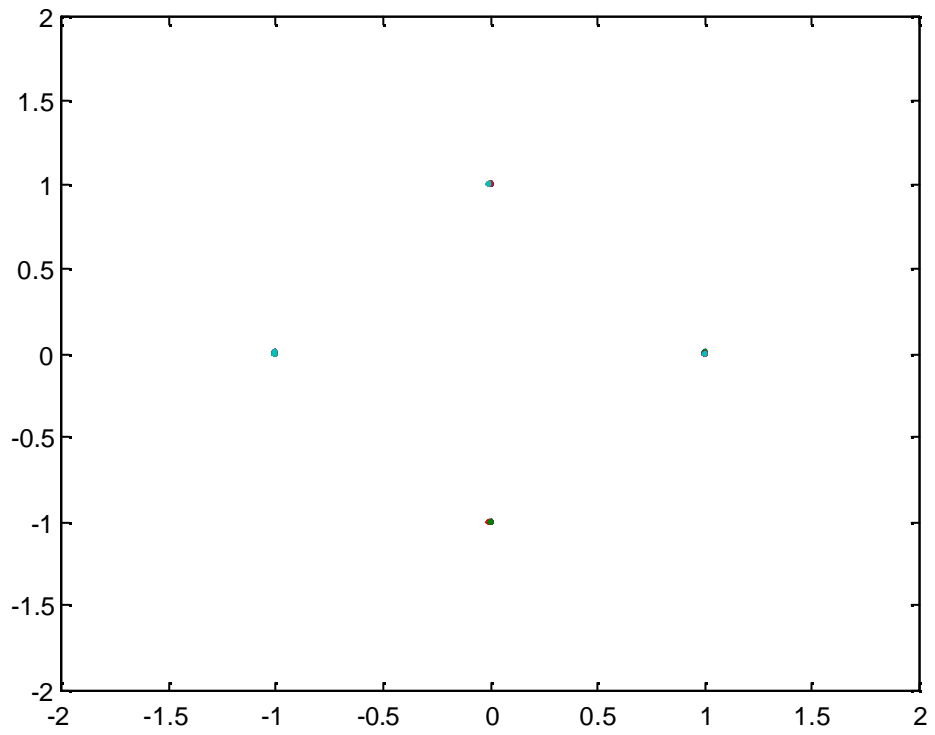


圖 2.10 (b)延遲時間小於保護時間

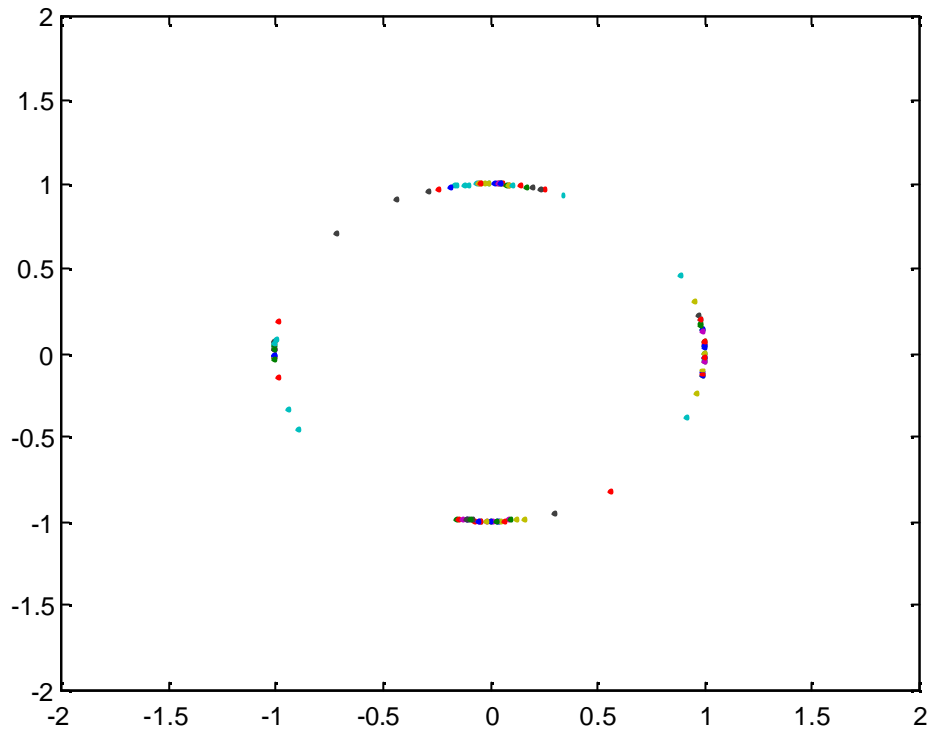


圖 2.10 (c) 延遲時間大於保護時間百分之 15

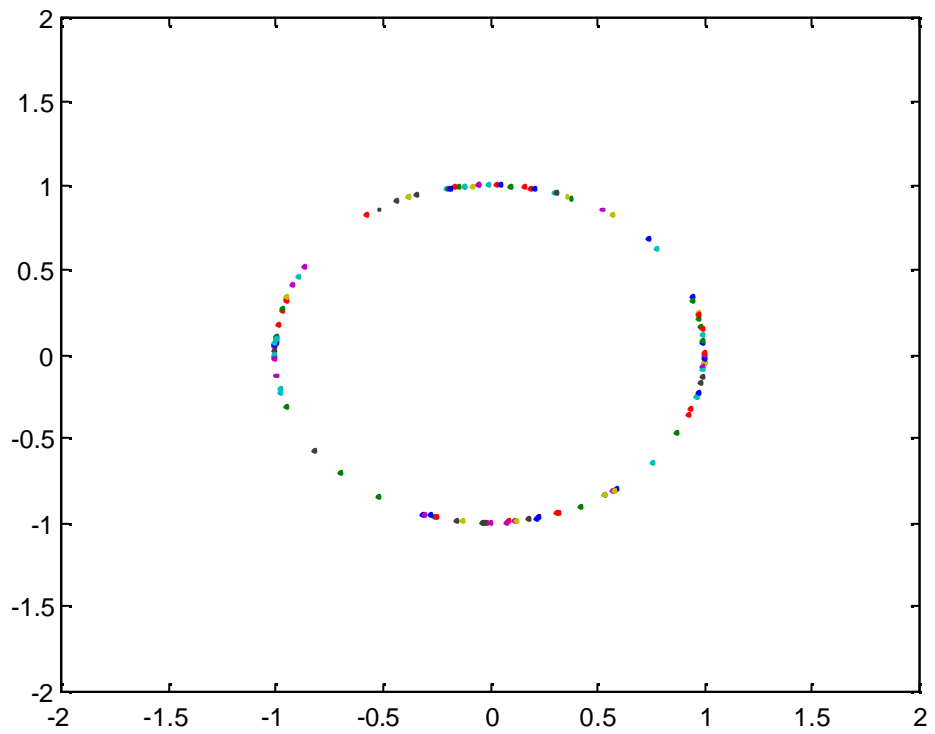


圖 2.10 (d) 延遲時間大於保護時間百分之 40



### 2.4.3 正交分頻多工系統的基本模型

現在我們可以根據 2.4.1 小節中的離散時間訊號的觀念以及 2.4.2 小節中保護時間的概念來建構 OFDM 系統模型的方塊圖，如圖 2.11。

圖 2.11 的上半部分為發射機的基本架構，下半部則為接收機的基本架構，其詳細的說明描繪如下：首先我們先將發射機的細部架構描繪出來，如圖 2.12 所示。一開始在頻域所傳送的串列符號經過 S/P 的轉換之後符號就變成並列傳送的形式，然後再經過  $N$  點的 IFFT 調變後把符號轉換到時域(time domain)上，然後把保護時間加上。其中  $G$  代表保護時間的長度，也就是把一個 OFDM 符號裡的  $N$  個子符號中的最後  $G$  個複製後加入到原來  $N$  個子符號的最前面，形成  $N+G$  個子符號，然後傳送出去。

接下來我們把接收機的細部架構描繪出來如圖 2.13 所示，由於 OFDM 訊號發射出去以後會受到通道的效應影響，以及加成性白色高斯雜訊(AWGN)的併入，所以接收機收到的訊號和原先發射機發射的訊號有所不同。

如圖 2.13，接收到符號以後先將保護時間移除，因為保護時間內的訊號受到多重路徑的影響而有 ISI 的存在，所以保護時間內的訊號都屬於雜訊，必須去除掉。剩下的訊號經過 FFT(fast Fourier transform) 的處理，將訊號從時域轉到頻域上，最後再經過 P/S 轉換器變成跟原始相同形式的一串列符號。

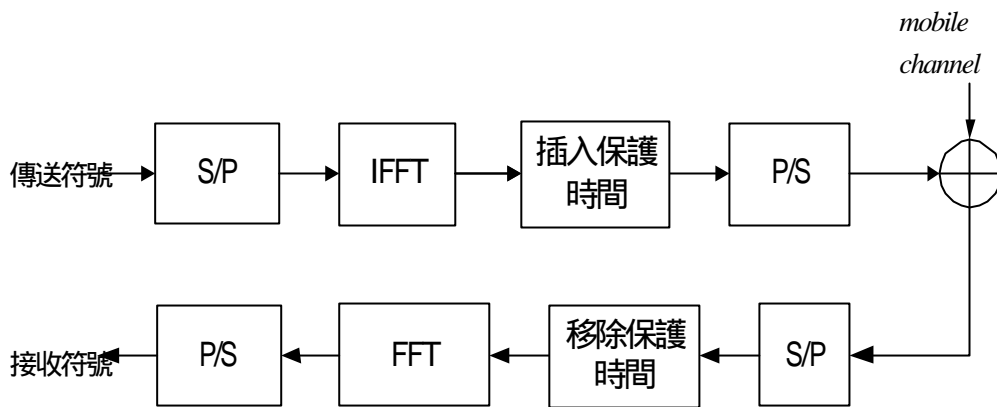


圖 2.11: OFDM 系統方塊圖

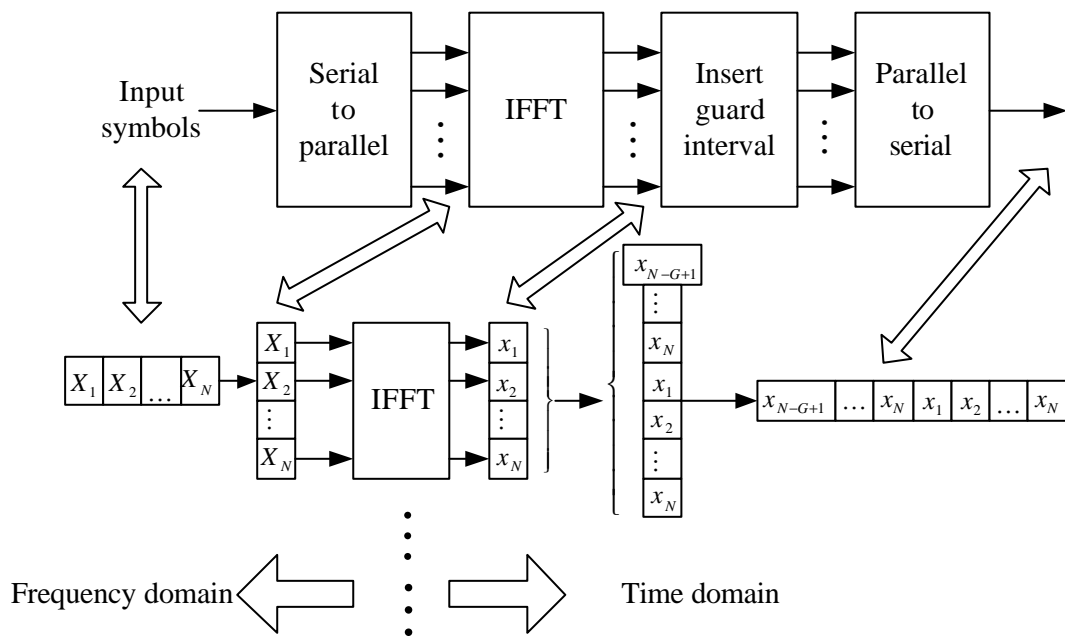


圖 2.12: OFDM 發射機的細部架構

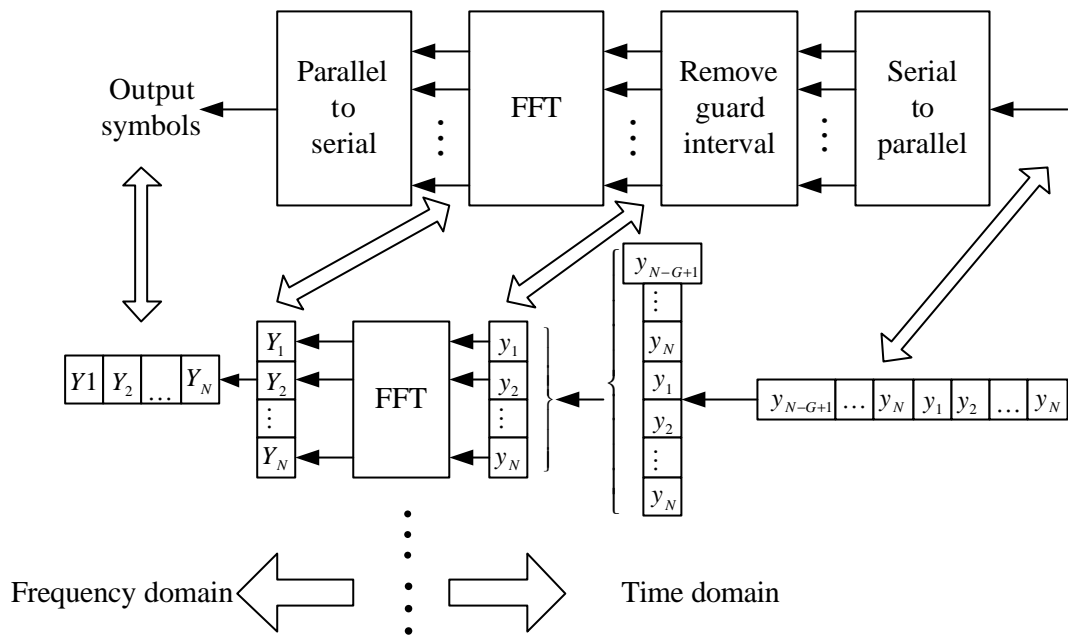


圖 2.13: OFDM 接收機的細部架構

### 第三章 多重速率系統

高頻譜效率及可變的資料傳輸速率為未來無線通訊的趨勢。但是由於行動通訊的通道特性隨著移動速度及傳輸環境而變化。因此，如以頻譜效率(bps/Hz)、資料位元錯誤率(BER)、傳輸功率而言，並沒有單一固定模式的一組傳送機及接收機，在任何通道特性中，皆有最佳的效能表現。而且，在衰減通道(fading channel)傳輸高速率之資料有其困難性。為了能有效運用傳輸功率，提升頻譜效率及提高傳輸速率，各種可調式技術應用於多載波/分碼多重接取/正交分頻多工技術便因運而生，也為滿足不同使用者需要及通道特性之變化。如語音之傳輸，僅須要較低傳輸速率，但對延遲參數要求較嚴格；相對的，對資料傳輸，便較須要較高傳輸速率，但對於延遲參數，便不是十分注重。也因此各種可調式技術的組合，可能適用於具有特定性質的資料上。例如對語音的傳輸，將固定傳輸速率，但須調整傳輸功率；而傳輸資料，則須要使平均資料傳輸速率為最大。因此，基於上述的理由，確立了對此可調式多載波/分碼多重接取/正交分頻多工之技術研究的必要性。此外，可調式技術在未來的可行性，也在於硬體是否能實現所研發出的可調性演算法。

觀念上，在衰退通道環境之下，在諸多可調式傳輸技術中，如傳輸的功率、調變、及編碼能隨著通道特性加以調整，系統的效能便能提高。可以調整的部分，大致上有符元傳輸速率、傳輸功率、座標符元量(constellation size)、編碼率及編碼方法，或考慮上述各種可調參數之組合。基本上，可調式技術的目的在於增加頻譜效率、降低資料位元錯誤率、降低傳輸的功率而仍能符合傳輸品質要求，除此之外，

也能降低對其它使用者的干擾、符合各種服務或各類型資料之所要求之服務品質(延遲, 資料速率, 位元錯誤率)。另外, 在可調式傳輸方法中, 在通道情況良好時, 便以較高的傳輸速率傳送, 例如以較高階之正交調幅(QAM)傳輸; 不佳時便減少資料傳輸速度, 甚至不傳送資料以節省功率, 減少對其它使用者的干擾。此法在分碼多重接取系統中, 可進而增加系統容量。在多載波/正交分頻多工系統中, 彈性的分配多重時槽(multiple time slot)/多重載波, 也可輕易達到變換多重資料傳輸速率目的。

關於”可調式多載波/分碼多重接取/正交分頻多工”技術之研究已經有許多陸續被發表在文獻上。

可調式技術非常廣泛, 我們將針對其中三種可調的方法進行綜合研究, 分別為可調式**展頻碼長度**, 可調式**載波傳輸數目**以及可調式**編碼速率**, 在本章中先針對單一可調式的方法 2.3 節所提出的各式通道進行比較。於第四章中將針對三種可調式技術進行綜合研究, 希望找出在不同行動通道傳輸環境中以及不同使用者的狀況下系統的最佳策略。

### 3.1 多重速率系統簡介

圖 3.1 為系統架構圖。如圖所示, 二進位的輸入資料先經由可調式的編碼速率進行編碼, 然後經過 BPSK 的調變, 之後進行可調式的展頻碼長度的展頻, 最後經由可調式的輸出載波數傳播到行動通道。

在編碼方式方面，我們使用迴旋碼中的 RCPC 碼，因為這種編碼的方法在硬體實現上較理想，可以不需要改變硬體而改變編碼速率。在展頻碼方面我們使用隨機 PN 碼以及最大長度碼 詳細的說明於 3.2 至 3.4 節。

為了專注於我們要研究的可調式技術，可調式的編碼率，展頻碼長度，載波數目，我們只使用 BPSK( binary phase shift keying)的調變技術，不再增加可調式的調變技術。

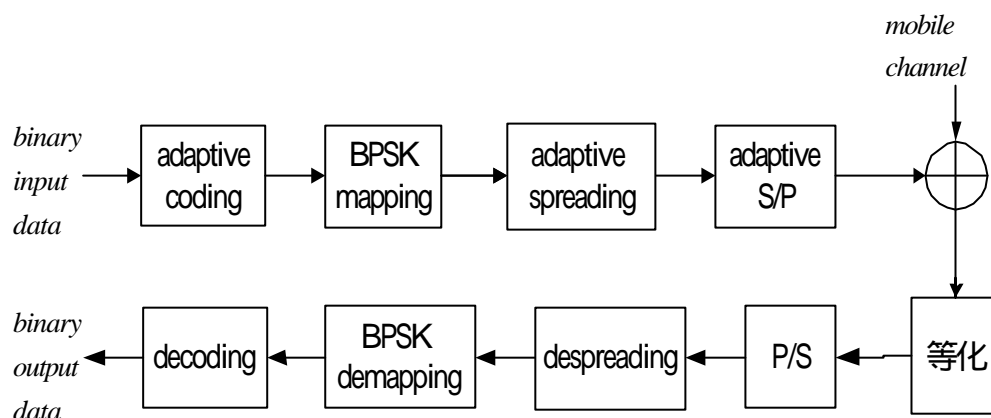


圖 3.1 多重速率系統架構圖

## 3.2 多重速率 DS-CDMA(直接序列分碼多重接取)系統

### 3.2.1 DS-CDMA 技術原理

分碼多重接取技術是由展頻的原理來的，每個使用者的訊號均先乘上不同的展頻碼，這就是所謂的分碼多重接取(CDMA)，假設我們

先不考慮雜訊與干擾， $b(t)$  表示二位元資料訊號， $c(t)$  表示使用者的展頻碼，展頻碼的振幅為+1或-1，被傳送的訊號為資料訊號乘上展頻碼可表示為

$$m(t) = b(t)c(t) \quad (3-1)$$

為了還原訊號，我們在接收端乘上使用者的展頻碼，則在接收端的乘法器輸出為

$$z(t) = c(t)m(t) = c^2(t)b(t) \quad (3-2)$$

因為

$$c^2(t) = 1, \forall t \quad (3-3)$$

所以(3-3)式就變成

$$z(t) = b(t) \quad (3-4)$$

原資料被還原回來。

我們從頻譜上看，傳送端的頻譜等於被傳送的訊號頻譜與展頻碼的頻譜的迴旋積(Convolution integral)，當一個訊號週期所乘上的展頻碼長度越長時，展頻碼的頻譜越寬，傳送端被調變的訊號頻譜越寬，當訊號的頻寬大於通道的同調頻寬時，訊號就會經過頻率選擇性衰減通道，訊號將受到多重路徑效應的影響，我們就必須在接收端上去收集每個路徑的能量，接收器就會變得相當複雜，稱之為耙式接收器，如圖 3.2 為耙式接收器(Rake receiver)的一種。

### 3.2.2 多重速率 DS-CDMA 系統

為了先專注於不同展頻碼長度對於整個系統的效能影響，在本小節我們只以展頻碼長度為改變的方式，利用電腦模擬的方式來了解不

同展頻碼長度於多使用者的狀況之下對於系統的影響程度。

圖 3.3 為多速率 DS-CDMA 系統的架構圖。進入系統的二進位數位資料先進行編碼，然後經過 BPSK 的調變以後經由可調式不同長度的展頻碼展頻。在選擇上，我們使用 64, 128 以及 256, 512 四種不同速率的 PN 碼來進行展頻的動作。最後經過載波數 32 的 OFDM 子載波傳送。

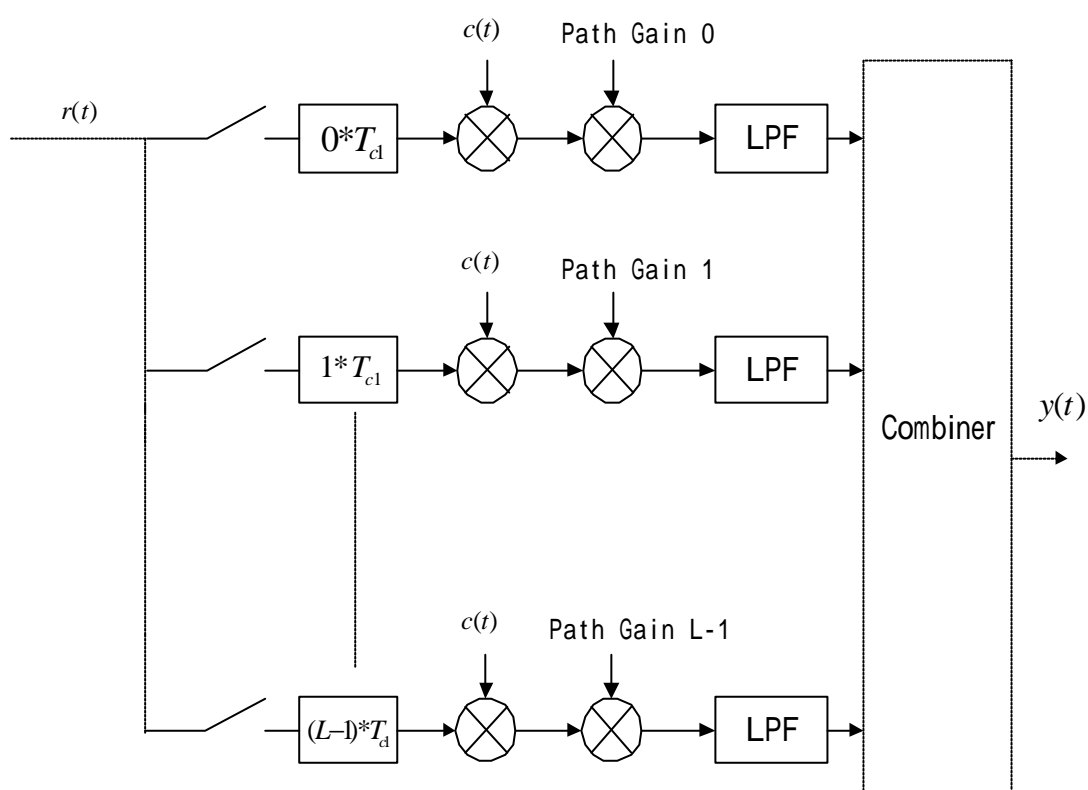


圖 3.2: 耙式接收器



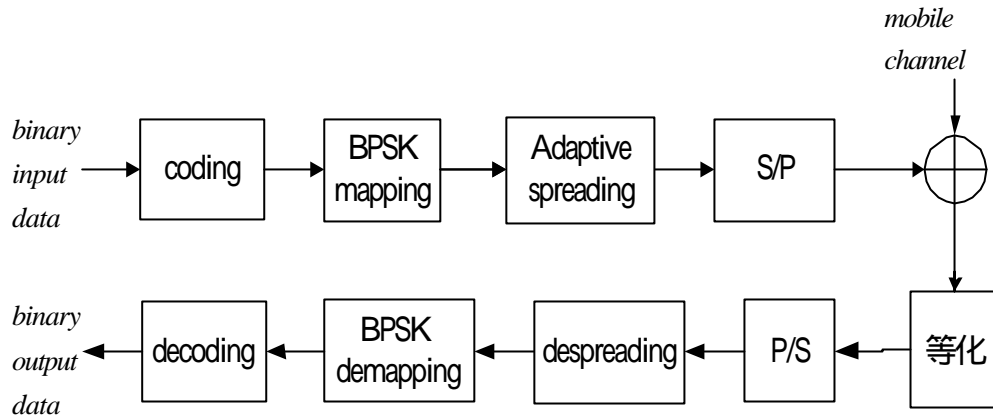


圖 3.3: 可調式展頻方式之系統架構圖

經過對系統的描述以後我們進來幾個電腦模擬來研究展頻碼長度對整個系統的影響。

電腦模擬一：我們假設使用者的展頻碼長度為 128，展頻碼為 PN 碼，在五個干擾者的情形下，圖 3.4，圖 3.5，圖 3.6 分別為干擾者的展頻碼長度為 512，256，64 的情形下訊雜比(SNR)對於錯誤率之圖形。從圖上可以發現若固定編碼率為  $1/3$ ，則當使用者展頻碼固定為 128 時，在不同的 SNR 下，干擾者展頻碼長度越長則系統的效能越好，例如干擾者展頻碼長度為 512 的情形下 SNR 只要到達 1dB，系統錯誤率即可達到  $10^{-3}$ 。相對的，干擾者展頻碼長度 256 則 SNR 要到達 3dB 才有誤碼率  $10^{-3}$  的效能，而在干擾者展頻碼長度 64 的情形下無論多少 SNR 都無法達到  $10^{-3}$  的誤碼率，這是由於對於展頻碼長度 64 的系統而言，MAI 的效應太過嚴重，因為當展頻碼長度 64 時，PN 碼的交互相關到達 0.25 左右，而在載頻碼長度到達 256 以及 512 時，PN 碼的交互相關大大的降低。

干擾者的展頻碼長度增長時，系統所需要的頻寬因此增加，因此如何適當選取展頻碼的長度是十分重要的，若選取的太短則系統無法運作，若選取的太長則太浪費頻寬資源。

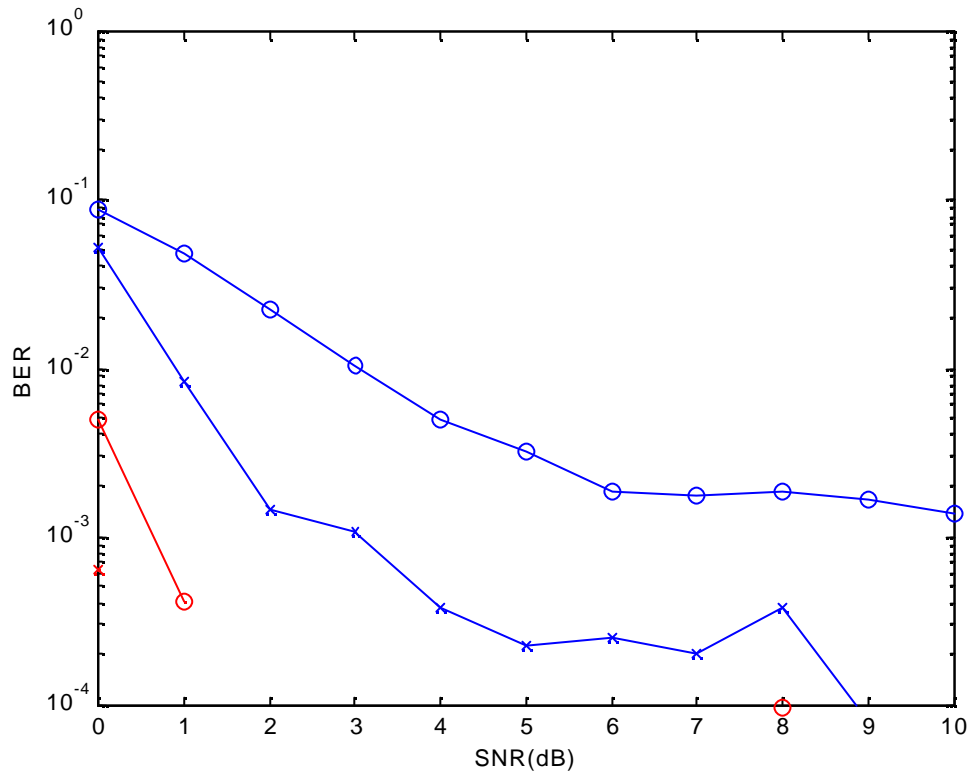


圖 3.4: 使用者展頻碼長度 128 干擾者展頻碼長度

512

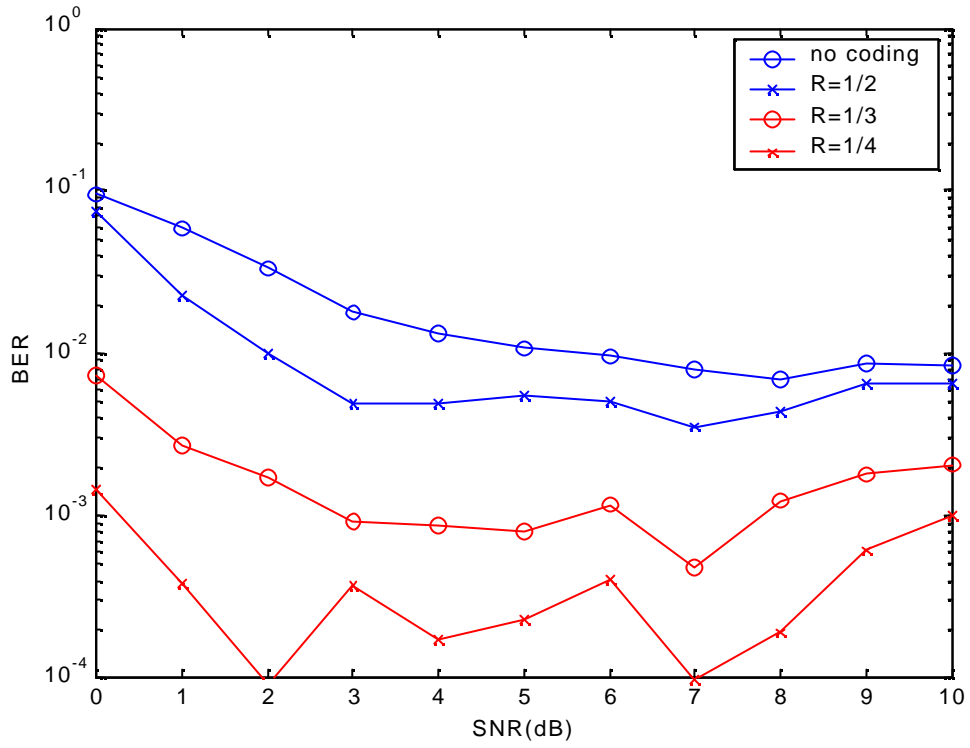


圖 3.5: 使用者展頻碼長度 128 干擾者展頻碼長度 256

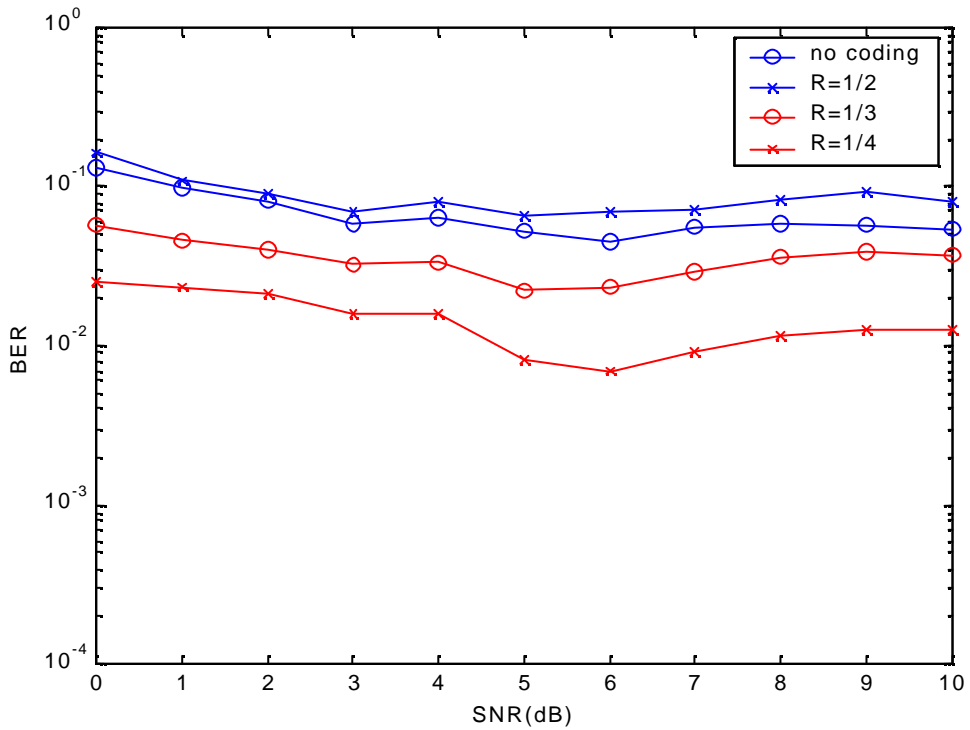


圖 3.6: 使用者展頻碼長度 128 干擾者展頻碼長度 64

### 3.3 多重速率正交分頻多工(OFDM)系統

利用傳送載波數的不同也可以作為系統傳輸速率的調整，如圖 3.7，與圖 3.3 所不同的，多重速率 OFDM 系統利用載波數目的多寡來調整傳輸速率，例如每個載波的頻寬是 20kbit/s，則我們可以依據使用者的需求來調整給予使用者的載波個數，例如使用者在下載影像或是僅僅進行語言通話，前者系統提供較多的子載波給予使用者，後者所需要系統提供的子載波數較少。

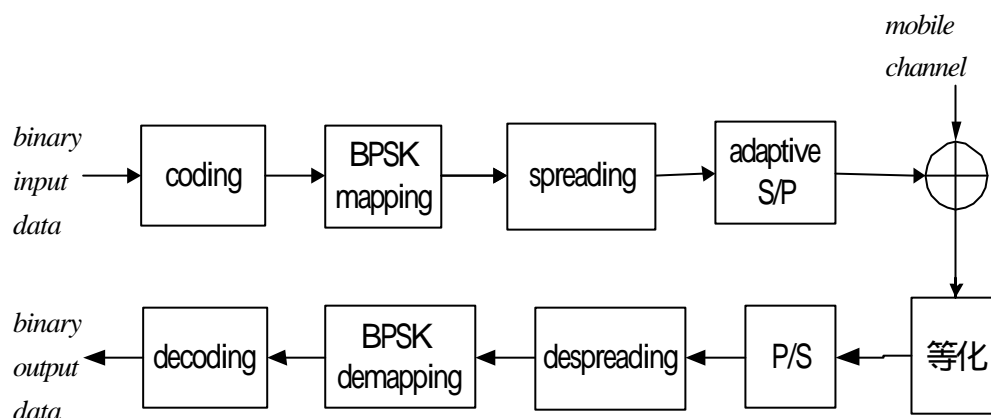


圖 3.7: 可調式子載波方式之系統架構圖

### 3.4 多重編碼速率系統

利用多重編碼率也可以來調整傳輸速度，但是在整體考量中，對於編碼率的多寡常常是用來保護資料的依據。在上一小節中，在通道環境相等的情形下唯一調整載波數目則影響到的結果只有傳輸速率的改變，位元傳送的錯誤率是不會改變的，但是利用編碼率的調整來改變系統傳輸速率卻會大大的改變系統的誤碼率，因為改變編碼率等於改變保護傳輸資料的保護能力，因此編碼率的改變對於不同通道環

境可能會有極大的差別的誤碼率。接下來我們對編碼原理做一簡單的介紹，然後介紹迴旋碼以及本文用來改變編碼率的 RCPC 碼。圖 3.8 為可調式編碼率之系統架構圖。

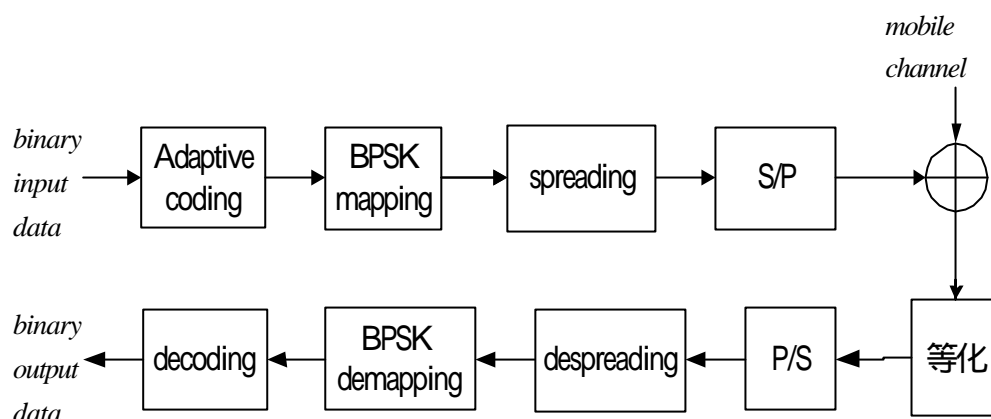


圖 3.8 可調式編碼率之系統架構圖

### 3.4.1 編碼原理簡介

編碼原理的概念其實很簡單，主要是於傳送端在所欲傳送的二進位資料位元中，利用某些規則(稱之為編碼方式)產生一些和資料有關的冗餘(redundancy)位元，然後將這些冗餘位元加入所欲傳送的資料進入通道。在接收端則利用對等的規則將接收到的位元還原成傳送的資料位元。由於在傳輸的資料位元中加入冗餘位元，即使再經過通道時某些傳送資料產生錯誤也會因此而被更正，由於加入的冗餘碼有更正的效力所以也被稱為錯誤更正碼。

主要的錯誤更正碼分為線性段碼(linear block codes)和迴旋碼(convolutional code)，各有其優缺點，我們的系統使用的是迴旋碼中的 RCPC 碼，所以接下來我們將介紹迴旋碼。

### 3.4.2 迴旋碼

一個二位元迴旋碼編碼器速率為  $1/n$  位元/字符可以視為有限狀態機，它包含  $M$  級移位暫存器、二進位加法器、乘法器。若輸入  $L$  位元訊息則產生  $n(L+M)$  位元，則編碼速率(code rate)為

$$r = \frac{L}{n(L+m)} \quad \text{bits/symbol} \quad (3.5)$$

一般而言  $L$  遠大於  $m$ ，因此上式可以簡化為

$$r \cong \frac{1}{n} \quad \text{bits/symbol} \quad (3.6)$$

迴旋碼的解碼方式通常使用威特比演算法(Viterbi algorithm)。

### 3.4.2 RCPC 碼與多重編碼速率系統

RCPC 碼是利用迴旋碼經過週期循環以及刪除其特定位元後的結果，可以提供許多編碼速率而不需要改變編碼器以及解碼器的架構，舉例而言，以母碼(mother code)為  $1/4$  經過週期 8 及特定位元刪除以後我們可以得到  $8/9, 8/10, 8/12, 8/14, 8/16, 8/20, 8/22, 8/24, 8/26, 8/28, 8/30, 8/32$  等十二種編碼速率，相較於傳統的迴旋碼一改變編碼速率就必須改變硬體架構而言大大的減低的複雜度。

圖 3.9 是說明利用 RCPC 碼來改變傳輸速率的例子，在此圖中我們假設在沒有展頻的情形下，系統總共可用的子載波數目為 16，每個子載波傳輸速率為 20 kbits/s，則利用剛剛所敘述的 RCPC 碼並和傳送的子載波數做搭配，可以得到各種不同的傳輸速度。

圖 3.10 則是此 RCPC 碼在 AWGN 通道傳輸的誤碼率比較。從此

電腦模擬也可說明編碼後所加的冗餘較多則對於資料的保護能力較佳，可以達到較好的誤碼率。

圖 3.11 則是對 RCPC 碼的原理作一說明，在圖 3.11 的右半部分是一個編碼速率  $1/2$  的迴旋碼，資料位元經過此迴旋碼編碼後經過一個週期為 4 的 puncturing table，將部分的編碼位元(coded bits)刪除，然後再將沒有刪除的編碼位元傳送出去。編碼位元經過不同的 puncturing table 可以產生許多不同編碼速率的碼，並且不需要改變硬體架構。

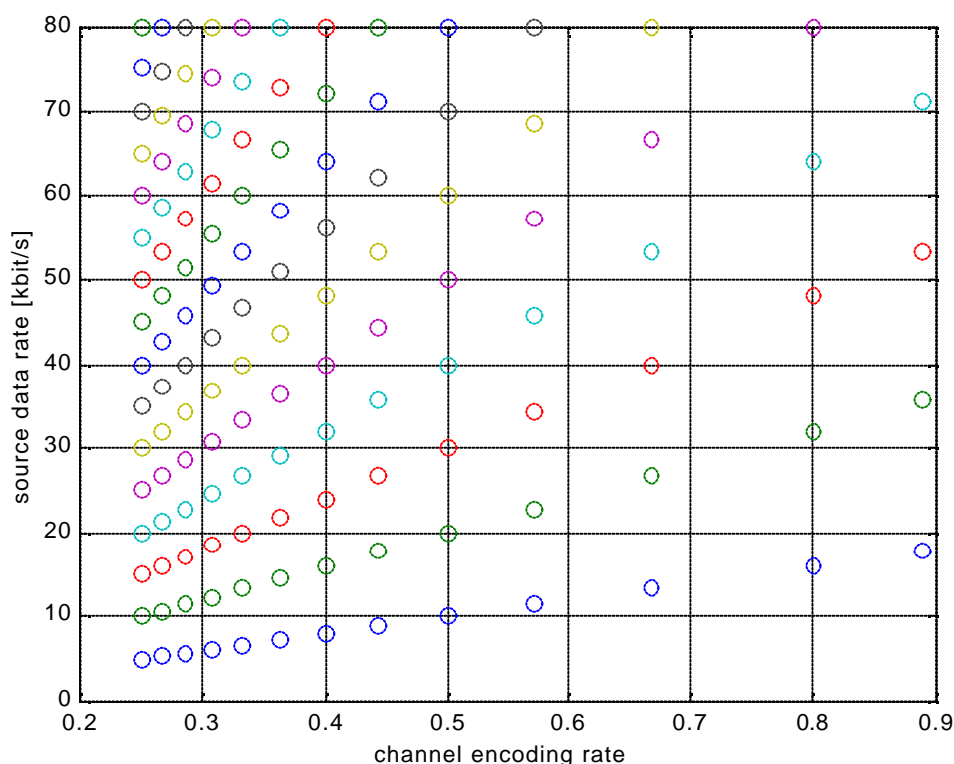


圖 3.9 利用 RCPC 碼可達到的傳輸速率說明圖

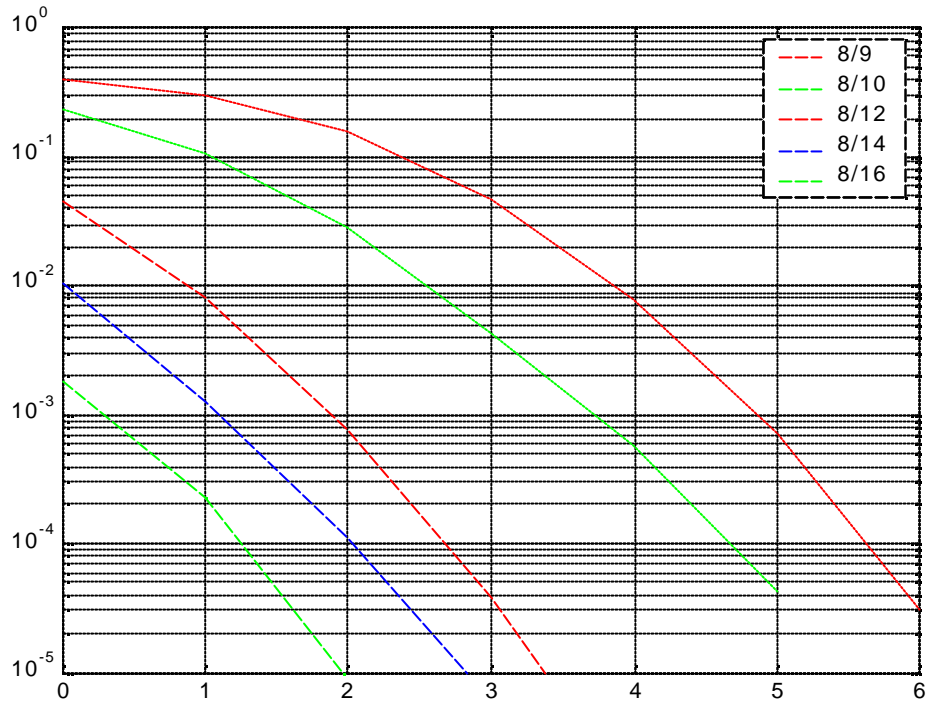


圖 3.10 RCPC 碼在 AWGN 系統下的效能。橫座標為 SNR，縱座標為誤碼率

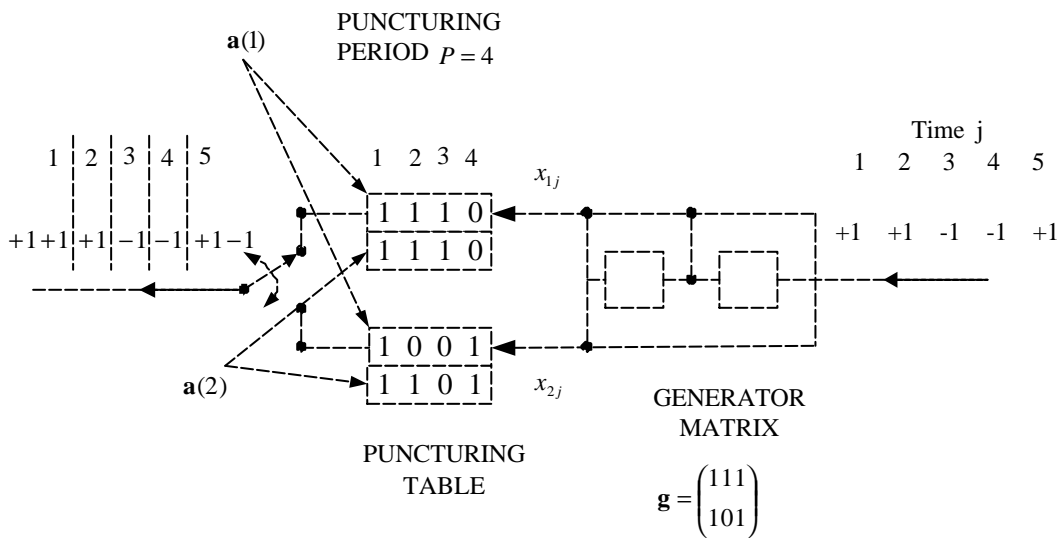


圖 3.11 RCPC 碼架構圖



## 第四章

### 編碼多重速率OFDM系統

#### 4.1 編碼多重速率正交分頻多工系統模型

本章我們將利用電腦模擬的方式來研究編碼多重速率正交分頻多工系統在各種通道環境下的效能表現，並且研究在不同通道環境以及不同使用者個數的情形下較佳的傳輸模式。

首先我們要設定系統參數，假設我們的 OFDM 系統中總共有 32 個子載波可供使用，而 PN code 使用最大長度碼，碼長最長為 511，可以使用的編碼率為 1, 1/2, 1/3, 1/4，調變的方式使用 BPSK，而等化技術使用的是 ORC 技術。系統架構如圖 4.1

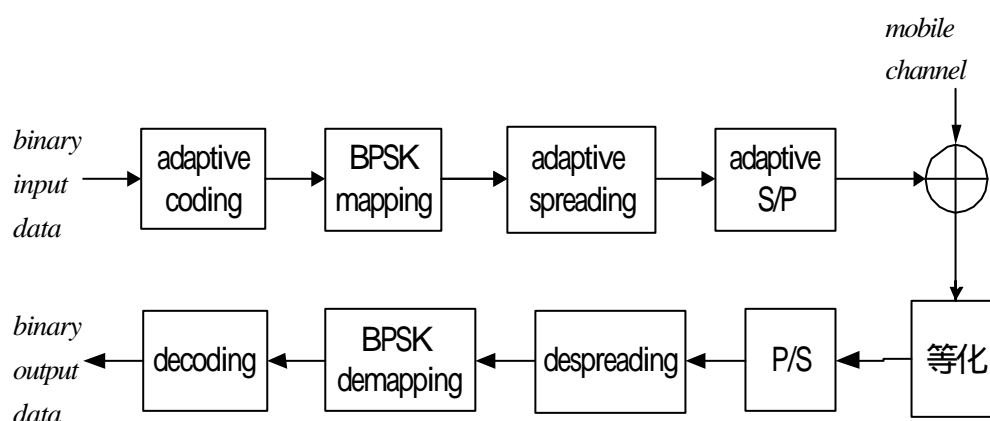


圖 4.1 多重速率系統架構圖

## 4.2 編碼多重速率正交分頻多工系統的偵測方式

對系統描述完以後，本節將介紹一些常見的偵測方式並分析其效能，這些偵測方式需要知道通道參數，我們假設通道參數都已經事先估測出來，不同通道的衰減是彼此獨立的，偵測器為一等化器。

### 4.2.1 最大比例組合(Maximum Ratio Combining, MRC)偵測方式

在這裡所使用的偵測方式之權重都與通道環境有關，必須估測通道參數，才能得到權重，假設是下行傳輸，可達到所有使用者訊號傳送同步，同一個載波下每個使用者傳送訊號的通道環境相同，定義第  $m$  個載波的通道參數為

$$h_m = a_m e^{jq_m} \quad (4-1)$$

當接收端的訊號經過等化器等化，根據 MRC 偵測方式在接收端的接收訊號乘上一個和通道增益相同且補償相位的權重係數。最大比例組合偵測方式的等化器權重為

$$w_m = a_m e^{-jq_m} \quad m = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (4-2)$$

然後再經過解展頻，乘上所欲使用者的展頻碼，假設對第  $u$  個使用者做偵測，對其效能作分析，可得到判別器輸入訊號為

$$\begin{aligned}
g_u &= \sum_{m=0}^{M-1} c_m^u w_m \left( \sum_{k=0}^{K-1} b^k c_m^k h_m + \mathbf{b}_m + \mathbf{x}_m \right) \\
&= \sum_{m=0}^{M-1} (a_m)^2 b^u + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq u}}^{K-1} \left[ \sum_{m=0}^{M-1} (a_m)^2 c_m^u c_m^k \right] b^u \\
&\quad + \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jq_m} c_m^u \mathbf{b}_m + \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jq_m} c_m^u \mathbf{x}_m
\end{aligned} \tag{4-3}$$

第一項為所欲訊號項，第二項為多重使用者干擾訊號項，第三項為延遲干擾項，第四項為雜訊項。在此雖然我們使用的是完全正交的展頻碼，由於最大比例組合偵測方式的權重增益等於通道增益，通道增益大時乘上大的權重增益，通道增益小時乘上小的權重增益，會嚴重的破壞其正交性，使得干擾訊號項  $\sum_{m=0}^{M-1} (a_m)^2 c_m^u c_m^k, k \neq u$  被放大，即多重接收干擾(MAD)變得嚴重，由於此種偵測方式只考慮單一使用者之情形，並未考慮其他使用者所造成的干擾，所以在使用者變多時效能會變差。故最大比例組合偵測方式對多重使用者干擾較為敏感。當載波數過少時，系統無法抵抗多重路徑延遲干擾，則第三項延遲干擾會變大，影響 MRC 偵測效能。

#### 4.2.2 相等增益組合(Equal Gain Combining, EGC)偵測方式

相等增益組合偵測方式，各載波輸出所乘權重之振幅皆相同，由於此偵測方式不考慮通道的增益，只考慮通道的相位所造成的影響，故此偵測方式又可稱為相位等化法(phase equalization)，等化器權重為

$$w_m = e^{-jq_m} \quad m = 0, 1, 2, \dots, M-1 \tag{4-4}$$

對第  $u$  個使用者做偵測並分析其效能，可得到

$$\begin{aligned}
g^u &= \sum_{m=0}^{M-1} c_m^u w_m \left( \sum_{k=0}^{K-1} b^k c_m^k h_m + \mathbf{x}_m \right) \\
&= \sum_{m=0}^{M-1} a_m b_u + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq u}}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_m c_m^u c_m^k b^k \\
&\quad + \sum_{m=0}^{M-1} e^{-jq_m} c_m^u \mathbf{b}_m + \sum_{m=0}^{M-1} e^{-jq_m} c_m^u \mathbf{x}_m
\end{aligned} \tag{4-5}$$

第一項為所欲訊號項，第二項為多重使用者干擾訊號，第三項為延遲干擾，第四項為雜訊所造成的部分。和最大比例組合一樣，展頻碼的正交性還是會被通道的增益破壞  $\sum_{m=0}^{M-1} a_m c_m^u c_m^k \neq 0, k \neq u$ ，不同使用者的展頻碼之間失去正交性，使用者數目增加其效能也會跟著變差。由於此種偵測方式的權重對展頻碼的正交性破壞沒有非常嚴重，僅通道增益  $a_m$  會影響其正交性，所以它對其他使用者干擾的敏感性不像最大組合偵測方式那麼嚴重。一樣當載波數過少時，系統無法抵抗多重路徑延遲干擾，則第三項延遲干擾會變大。

### 4.2.3 回覆正交(Orthogonal Restoring Combining, ORC)偵測方式

之前兩種偵測方式因為有其他使用者的干擾而效能變差，干擾的產生是由於各展頻碼之間失去正交性，我們雖然使用完全正交的展頻碼，展頻碼的正交特性還是會被通道的增益破壞。回覆正交偵測方式在文獻中被提出，此種偵測方式是希望能回覆原本正交的特性，故其權重的增益和通道的增益成反比，以補償被通道增益破壞的展頻碼的正交特性，等化器的權重為

$$w_m = \frac{1}{a_m} e^{-jq_m} \quad m = 0, 1, 2, \dots, M-1 \tag{4-6}$$

對第  $u$  個使用者做偵測並分析其效能，可得到

$$\begin{aligned}
 g_u &= \sum_{m=0}^{M-1} c_m^u w_m \left( \sum_{k=0}^{K-1} b^k c_m^k h_m + \mathbf{x}_m \right) \\
 &= Mb^u + \sum_{m=0}^{M-1} \frac{1}{a_m} e^{-jq_m} c_m^u \mathbf{b}_m + \sum_{m=0}^{M-1} \frac{1}{a_m} e^{-jq_m} c_m^u \mathbf{x}_m
 \end{aligned} \tag{4-7}$$

由於各展頻碼之間的正交性被權重回覆了，從(4-7)式看來，若通道估測準確，則剩下所欲訊號項、延遲干擾項、雜訊項，故此種偵測方式不像前面兩種偵測方式會因其他使用者干擾而降低其效能。不過此種偵測方式的權重增益和通道的增益成反比，在越弱的通道訊號下，權重增益越大，雖然其他使用者干擾項被拿掉了，但多重路徑延遲干擾和雜訊項卻被放大了。這種延遲干擾和雜訊放大的效應會降低此種偵測方式的效能，因為消除了其他使用者干擾，在訊號雜訊比很高、或延遲干擾很小的情況下此種偵測方式會表現得很好，但在訊號雜訊比很低或嚴重延遲干擾的情況下此種偵測方式會表現得很差。在我們的系統中，假設訊號雜訊比很高，延遲干擾可被保護時間克服，所以我們的模擬使用 ORC 的方法，以達到較好的效能。

### 4.3 編碼多重速率正交分頻多工系統於 AWGN 通道之電腦模擬與分析

此節我們首先模擬編碼多重速率 OFDM 系統於 AWGN 通道的效能，假設所有的傳輸皆為在下行傳輸。編碼方式：利用一組母碼 1/4， $M=4$  的 RCPC 碼，可產生十幾種編碼速率，我們選用其中的編碼速率 1/4，1/3，1/2。展頻碼使用：由長度 511 最大長度序列(M sequence) 取出長度不同的展頻碼。在模擬之前我們假設系統可以接受的誤碼率為  $10^{-3}$ ，此假設在語音系統相當足夠，但是若為數據傳輸系統則不

足，但於數據傳輸系統可以利用 CRC 碼等方式做補足，此與本論文無關不多贅述。

電腦模擬一：32 個載波皆使用，SNR=15 dB，四種傳輸方案皆使用 256 個切片(chip)傳輸一個資料位元，也就是使用相同頻寬。四種傳輸方案分別為(1)展頻碼長度 256，編碼率為 1。(2) 展頻碼長度 128，編碼率為 1/2。(3) 展頻碼長度 85，編碼率為 1/3。(4) 展頻碼長度 64，編碼率為 1/4。其中傳輸方案(3)的傳輸每個資料位元切片數是 255，那麼可以將多的那一個切片傳輸零符號以達到四種方案相通頻寬的狀況。圖 4.2 是電腦模擬的結果，其中橫軸為使用者人數縱軸為位元錯誤率(BER)，我們可以發現當使用者數目較少(少於 5 人)的時候利用編碼速率低的方案有比較好的位元錯誤率，而隨著使用者人數增加，使用展頻碼較長的方案則有較好的效能表現，其原因是因為當使用者人數較少時，因為展頻碼間交互關聯而產生的 MAI 對系統影響很小，因此編碼速率較小者可以將系統傳輸產生的少數錯誤更正；但是隨著使用者人數增加因為編碼速率較小者的展頻碼長度較短，展頻碼的交互關聯較大所以 MAI 的程度比較嚴重，而且此時編碼速率較低者因為系統錯誤位元的增加所以把錯誤位元更正的能力也會變差。在此系統下最多的使用者人數為 5 人。

電腦模擬二：32 個載波皆使用，SNR=15 dB，四種傳輸方案皆使用 128 個切片(chip)傳輸一個資料位元，也就是使用相同頻寬。四種傳輸方案分別為(1)展頻碼長度 128，編碼率為 1。(2) 展頻碼長度 64，編碼率為 1/2。(3) 展頻碼長度 43，編碼率為 1/3。(4) 展頻碼長度 32，編碼率為 1/4。圖 4.3 是電腦模擬的結果，其中橫軸為使用者

人數縱軸為位元錯誤率(BER)，和電腦模擬一的結果相仿的是我們可以發現當使用者數目較少的時候利用編碼速率低的方案有比較好的位元錯誤率，而隨著使用者人數增加，使用展頻碼較長的方案則有較好的效能表現，其原因是因為當使用者人數較少時，因為展頻碼間交互關聯而產生的 MAI 影響很小，因此編碼速率較小者可以將系統傳輸產生的少數錯誤更正；但是隨著使用者人數增加反而因為編碼速率較小者的展頻碼長度較短，展頻碼的交互關聯較大所以 MAI 的程度比較嚴重，而且此時編碼速率較低者因為系統錯誤位元的增加所以把錯誤位元更正的能力也會變差。在此系統下最多的使用者人數為 3 人，但是每人的傳輸速率比電腦模擬一的增加兩倍。

電腦模擬三：32 個載波皆使用，SNR=15 dB，四種傳輸方案皆使用 64 個切片(chip)傳輸一個資料位元，也就是使用相同頻寬。四種傳輸方案分別為(1)展頻碼長度 64，編碼率為 1。(2) 展頻碼長度 32，編碼率為 1/2。(3) 展頻碼長度 21，編碼率為 1/3。(4) 展頻碼長度 16，編碼率為 1/4。其中傳輸方案(3)的傳輸每個資料位元切片數是 63，那麼可以將多的那一個切片傳輸零符號以達到四種方案相通頻寬的狀況。圖 4.4 是電腦模擬的結果，其中橫軸為使用者人數縱軸為位元錯誤率(BER)，我們可以發現因為展頻碼長度比電腦模擬一和電腦模擬二中的情形短很多，造成使用者數一增加 MAI 對系統的影響速度急速變大，所以此電腦模擬的情形四種方案的效能在使用人數增加下皆很差，而其中以方案一因為展頻碼長度最長所以抵抗 MAI 能力較佳所以效能好一些。在此系統下最多的使用者人數為 3 人，但是每人的傳輸速率比電腦模擬一的增加四倍。

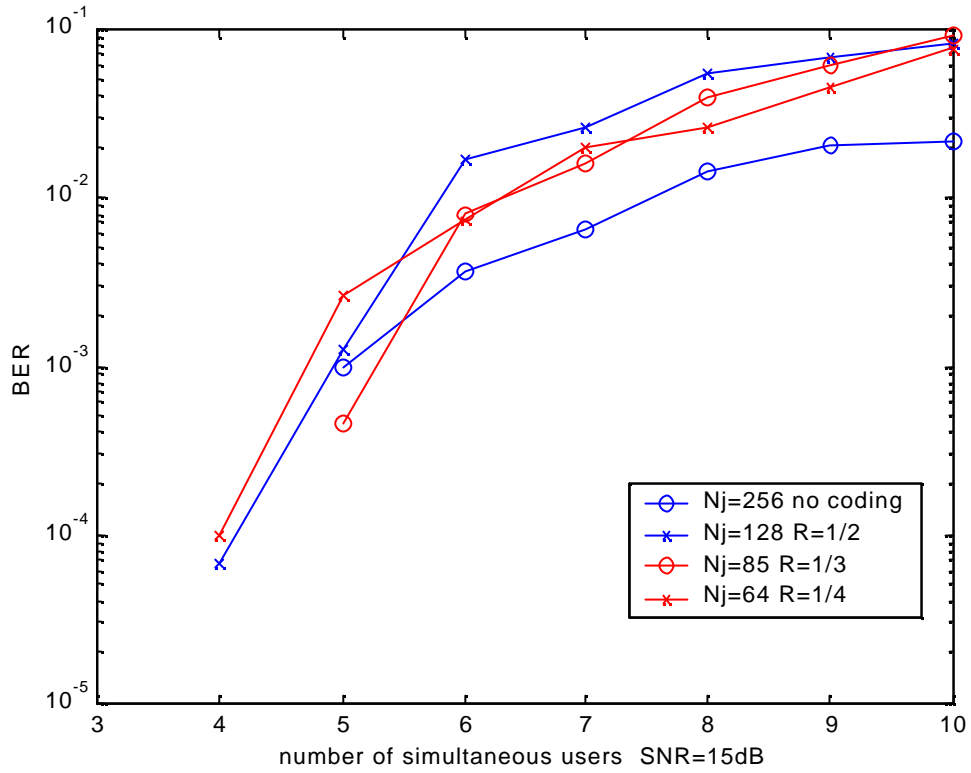


圖 4.2 使用 256 個切片傳輸一資料位元的效能比較

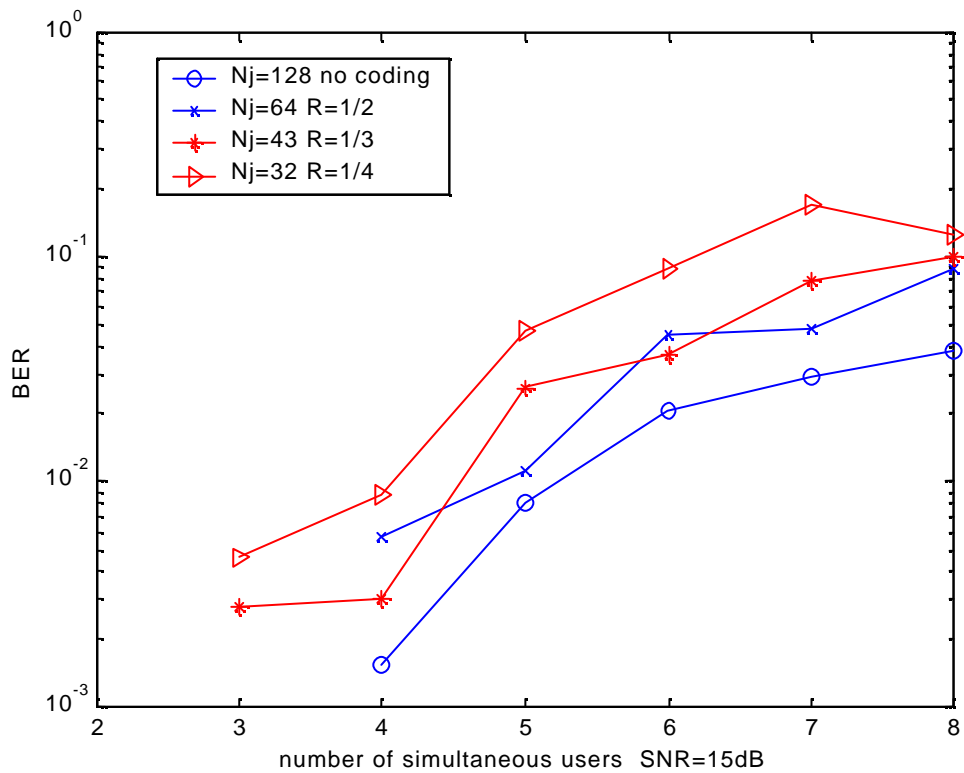


圖 4.3 使用 128 個切片傳輸一資料位元的效能比較



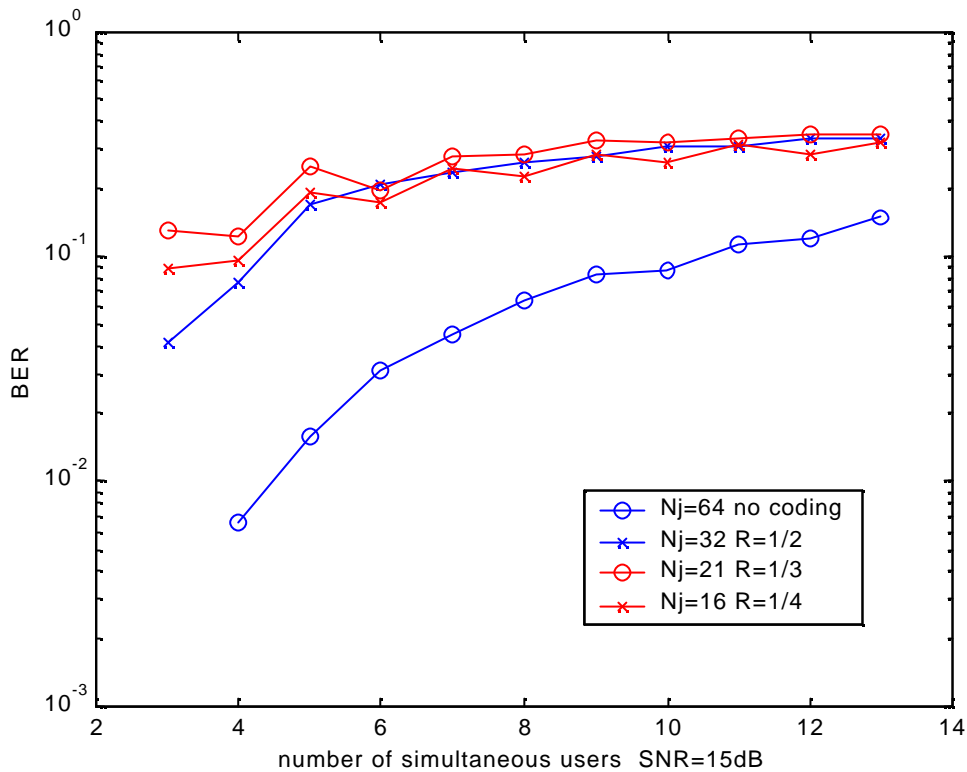


圖 4.4 使用 64 個切片傳輸一資料位元的效能比較

## 4.4 編碼多重速率正交分頻多工系統於衰減通道之電腦模擬與分析

瑞雷衰減通道是常見的無線通道模型，尤其在都市地區十分適合作為無線通道模型，接下來我們將編碼多重速率 OFDM 系統在瑞雷衰減通道做電腦分析，所有的模擬還是假設在下行傳輸。

電腦模擬一：32 個載波皆使用，SNR=15 dB，四種傳輸方案皆使用 256 個切片(chip)傳輸一個資料位元，也就是使用相同頻寬。四種傳輸方案分別為(1)展頻碼長度 256，編碼率為 1。(2)展頻碼長度 128，編碼率為 1/2。(3)展頻碼長度 85，編碼率為 1/3。(4)展頻碼長度 64，編碼率為 1/4。其中傳輸方案(3)的傳輸每個資料位元切片數是

255，那麼可以將多的那一個切片傳輸零符號以達到四種方案相通頻寬的狀況。圖 4.5 是電腦模擬的結果，其中橫軸為使用者人數縱軸為位元錯誤率(BER)，我們可以發現當使用者數目較少(少於 4 人)的時候利用編碼速率低的方案有比較好的位元錯誤率，而隨著使用者人數增加，使用展頻碼較長的方案則有較好的效能表現，其原因是因為當使用者人數較少時，因為展頻碼間交互關聯而產生的 MAI 影響很小，因此編碼速率較小者可以將系統傳輸產生的少數錯誤更正；但是隨著使用者人數增加反而因為編碼速率較小者的展頻碼長度較短，展頻碼的交互關聯較大所以 MAI 的程度比較嚴重，而且此時編碼速率較低者因為系統錯誤位元的增加所以把錯誤位元更正的能力也會變差。在此系統下最多的使用者人數為 4 人。我們可以發現在瑞雷衰減通道中，系統的效能變化趨勢和 AWGN 通道類似。

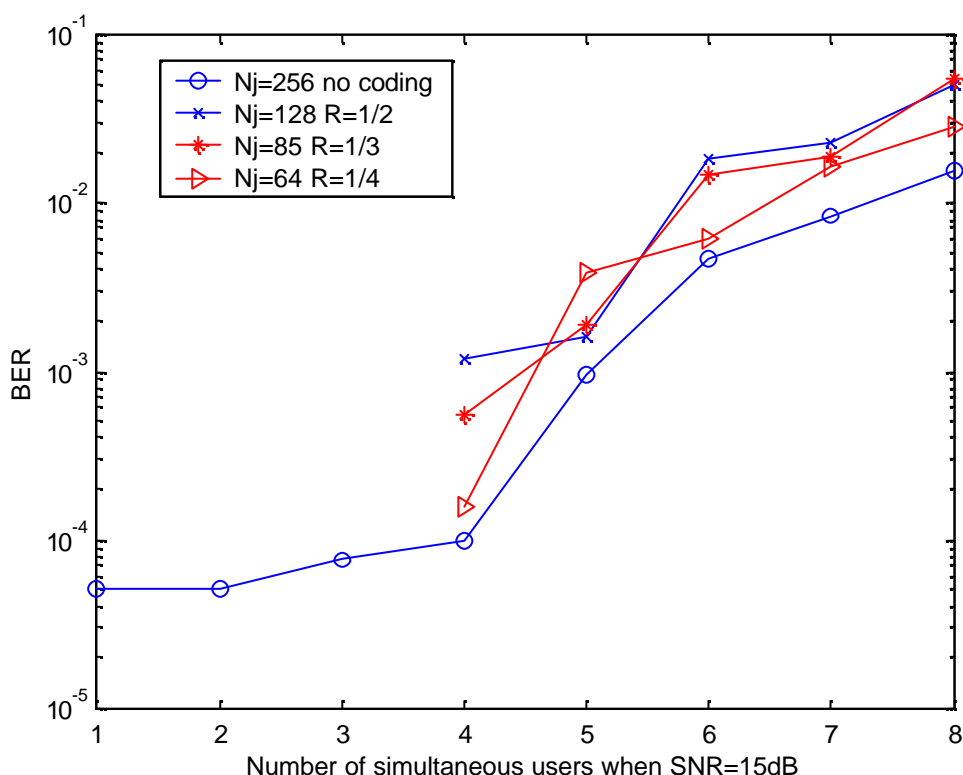


圖 4.5 使用 256 個切片傳輸一位元於瑞雷通道的效能比較

電腦模擬二：32 個載波皆使用，SNR=15 dB，四種傳輸方案皆使用 128 個切片(chip)傳輸一個資料位元，也就是使用相同頻寬。四種傳輸方案分別為(1)展頻碼長度 128，編碼率為 1。(2) 展頻碼長度 64，編碼率為 1/2。(3) 展頻碼長度 43，編碼率為 1/3。(4) 展頻碼長度 32，編碼率為 1/4。圖 4.3 是電腦模擬的結果，其中橫軸為使用者人數縱軸為位元錯誤率(BER)，和電腦模擬一的結果相仿的是我們可以發現當使用者數目較少的時候利用編碼速率低的方案有比較好的位元錯誤率，而隨著使用者人數增加，使用展頻碼較長的方案則有較好的效能表現，其原因是因為當使用者人數較少時，因為展頻碼間交互關聯而產生的 MAI 影響很小，因此編碼速率較小者可以將系統傳輸產生的少數錯誤更正；但是隨著使用者人數增加反而因為編碼速率較小者的展頻碼長度較短，展頻碼的交互關聯較大所以 MAI 的程度比較嚴重，而且此時編碼速率較低者因為系統錯誤位元的增加所以把錯誤位元更正的能力也會變差。在此系統下最多的使用者人數為 3 人，但是每人的傳輸速率比電腦模擬一的增加兩倍。

電腦模擬三：32 個載波皆使用，SNR=15 dB，四種傳輸方案皆使用 64 個切片(chip)傳輸一個資料位元，也就是使用相同頻寬。四種傳輸方案分別為(1)展頻碼長度 64，編碼率為 1。(2) 展頻碼長度 32，編碼率為 1/2。(3) 展頻碼長度 21，編碼率為 1/3。(4) 展頻碼長度 16，編碼率為 1/4。其中傳輸方案(3)的傳輸每個資料位元切片數是 63，那麼可以將多的那一個切片傳輸零符號以達到四種方案相通頻寬的狀況。圖 4.4 是電腦模擬的結果，其中橫軸為使用者人數縱軸為位元錯誤率(BER)，我們可以發現因為展頻碼長度比電腦模擬一和電腦模擬二中的情形短很多，造成使用者一增加 MAI 的影響很大，所以此電

腦模擬的情形四種方案的效能在使用人數增加下皆很差，而其中以方案一因為展頻碼長度最長所以抵抗 MAI 能力較佳所以效能好一些。在此系統下最多的使用者人數為 3 人，但是每人的傳輸速率比電腦模擬一的增加四倍。

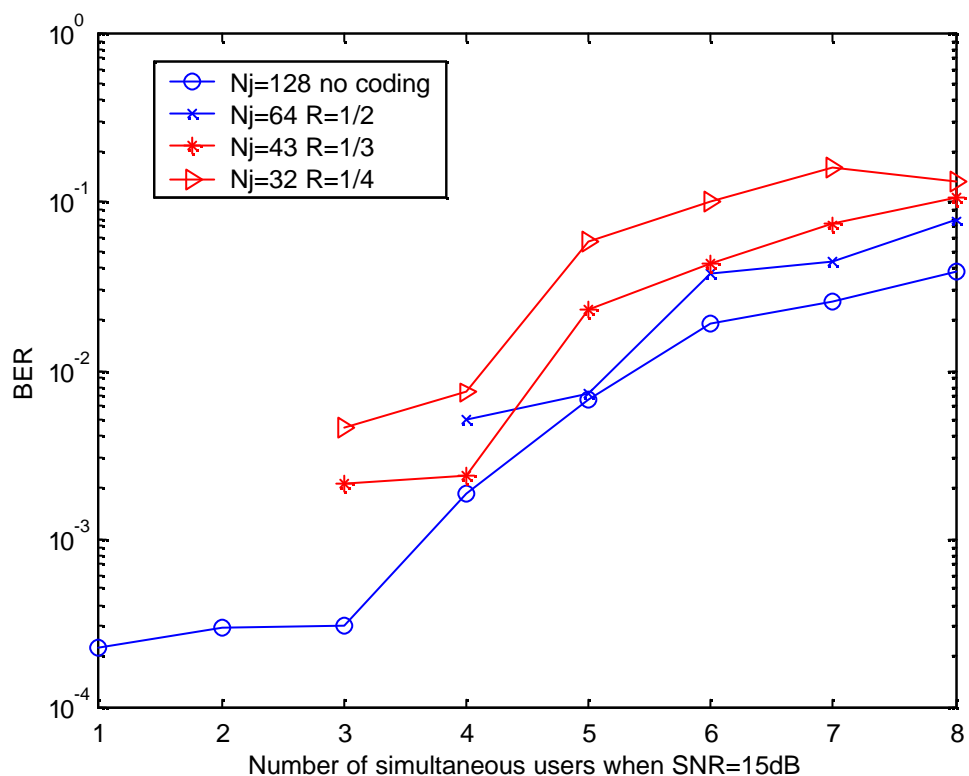


圖 4.6 使用 128 個切片傳輸一位元於瑞雷通道的效能比較

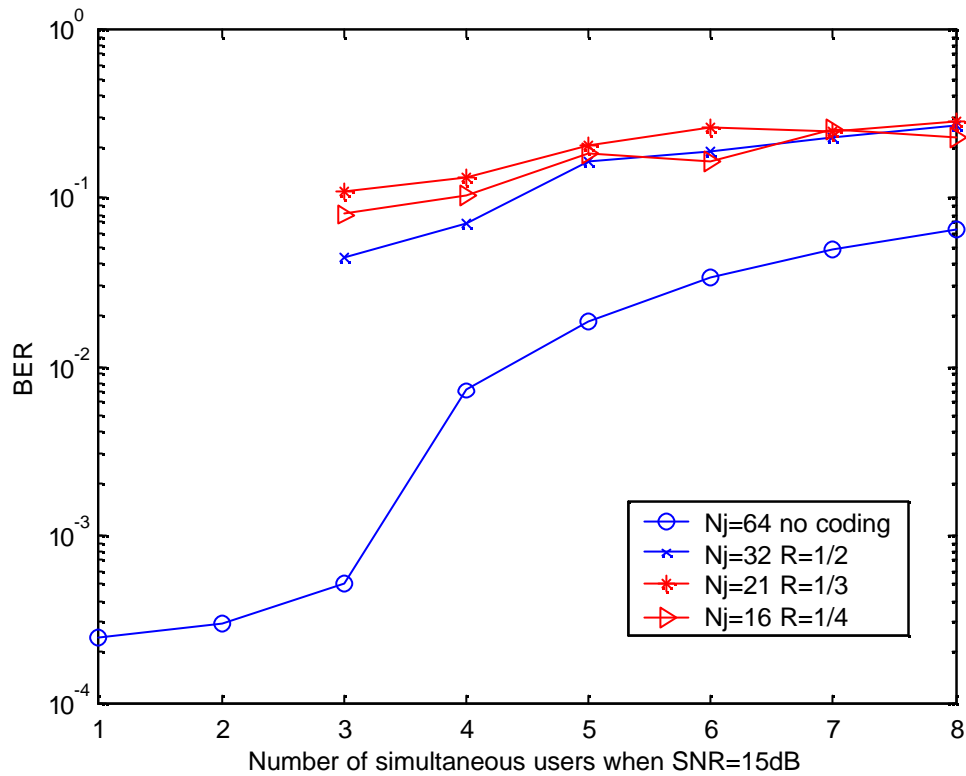


圖 4.7 使用 64 個切片傳輸一位元於瑞雷通道的效能比較

## 4.5 編碼多重速率正交分頻多工系統於強烈衰減通道之電腦模擬與分析

由於 OFDM 技術使用許多的子載波來進行平行傳輸，因此不同子載波間的子通道效應會有所不同，某些子載波可能受到各種傳輸效應而產生強烈的衰減。

例如當子通道有遮蔽效應(shadowing)時，可能會產生高達 40dB 的衰減，那麼利用此子通道傳輸的子載波等同於無法判斷傳輸訊號，所以可以預期的在此種通道中利用低編碼速率的方式傳輸會有顯著的較好效能。

接下來我們將針對在下行傳輸的強烈衰減通道做一連串的電腦模擬，找出較佳的傳輸模式。在模擬的參數設定方面我們假設通道環境十分惡劣，有半數的子載波有強烈的衰減。

電腦模擬一：32 個載波皆使用，SNR=20 dB，16 個子載波有 40 dB 的強烈衰減。四種傳輸方案皆使用 256 個切片(chip)傳輸一個資料位元，也就是使用相同頻寬。四種傳輸方案分別為(1)展頻碼長度 256，編碼率為 1。(2) 展頻碼長度 128，編碼率為 1/2。(3) 展頻碼長度 85，編碼率為 1/3。(4) 展頻碼長度 64，編碼率為 1/4。其中傳輸方案(3)的傳輸每個資料位元切片數是 255，那麼可以將多的那一個切片傳輸零符號以達到四種方案相通頻寬的狀況。圖 4.8 是電腦模擬的結果，其中橫軸為使用者人數縱軸為位元錯誤率(BER)，我們可以發現編碼速率較高者(1, 1/2)效能十分的不好，這是由於有一半的子載波傳送的符號經過強烈衰減之後已經無法復原，所以必須利用編碼速率較低者來更正錯誤的符號，因此編碼速率較低者在強烈衰減通道效能遠優於編碼速率高者。另外此系統可使用的人數為四人。

電腦模擬二：32 個載波皆使用，SNR=20 dB，16 個子載波有 40 dB 的強烈衰減。四種傳輸方案皆使用 128 個切片(chip)傳輸一個資料位元，也就是使用相同頻寬。四種傳輸方案分別為(1)展頻碼長度 128，編碼率為 1。(2) 展頻碼長度 64，編碼率為 1/2。(3) 展頻碼長度 43，編碼率為 1/3。(4) 展頻碼長度 32，編碼率為 1/4。圖 4.9 是電腦模擬的結果，其中橫軸為使用者人數縱軸為位元錯誤率(BER)，我們可以發現編碼速率較高者(1, 1/2)效能十分的不好，這是由於有一半的子載波傳送的符號經過強烈衰減之後已經無法復原，所以必須利

用編碼速率較低者來進行更正錯誤的符號，因此編碼速率低者在強烈衰減通道效能遠優於編碼速率高者。另外此系統可使用的人數為四人。此系統最多的使用者人數為 2 人，但是每人的傳輸速率比電腦模擬一的增加兩倍。

電腦模擬三：32 個載波皆使用，SNR=20 dB，16 個子載波有 40 dB 的強烈衰減。四種傳輸方案皆使用 64 個切片(chip)傳輸一個資料位元，也就是使用相同頻寬。四種傳輸方案分別為(1)展頻碼長度 64，編碼率為 1。(2) 展頻碼長度 32，編碼率為 1/2。(3) 展頻碼長度 21，編碼率為 1/3。(4) 展頻碼長度 16，編碼率為 1/4。其中傳輸方案(3)的傳輸每個資料位元切片數是 63，那麼可以將多的那一個切片傳輸零符號以達到四種方案相通頻寬的狀況。圖 4.10 是電腦模擬的結果，其中橫軸為使用者人數縱軸為位元錯誤率(BER)，我們可以發現編碼速率較高者(1，1/2)效能十分的不好，這是由於有一半的子載波傳送的符號經過強烈衰減之後已經無法復原，所以必須利用編碼速率較低者來進行更正錯誤的符號，因此編碼速率低者在強烈衰減通道效能遠優於編碼速率高者。系統最多的使用者人數為 2 人，但是每人的傳輸速率比電腦模擬一的增加四倍。

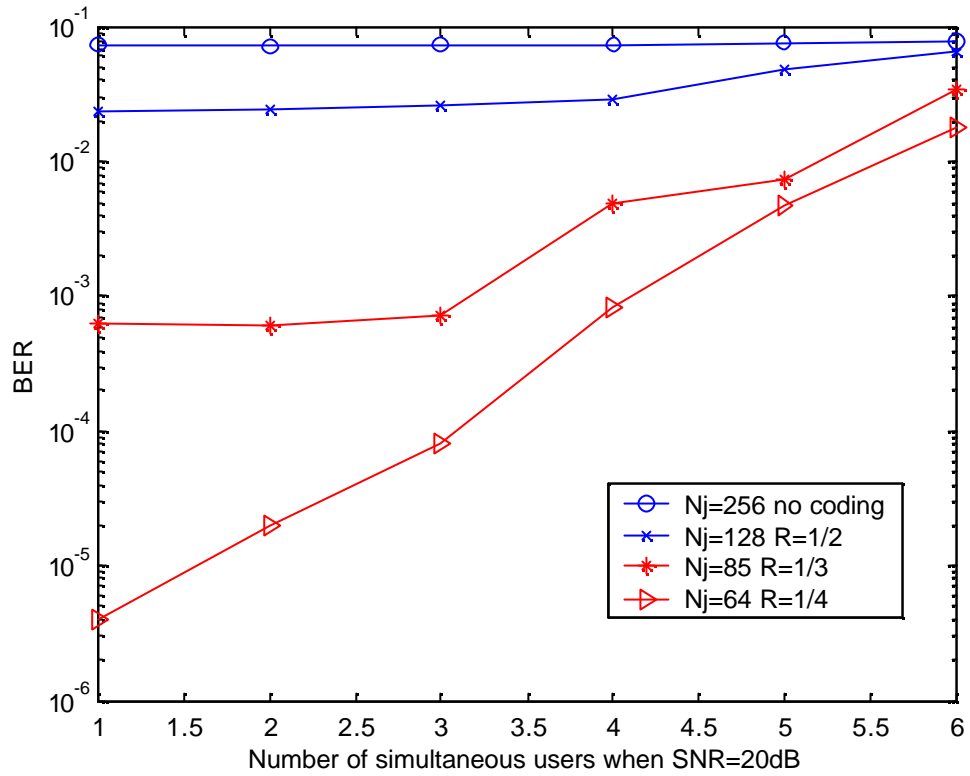


圖 4.8 使用 256 個切片傳輸一位元於強烈瑞雷通道的效能比較

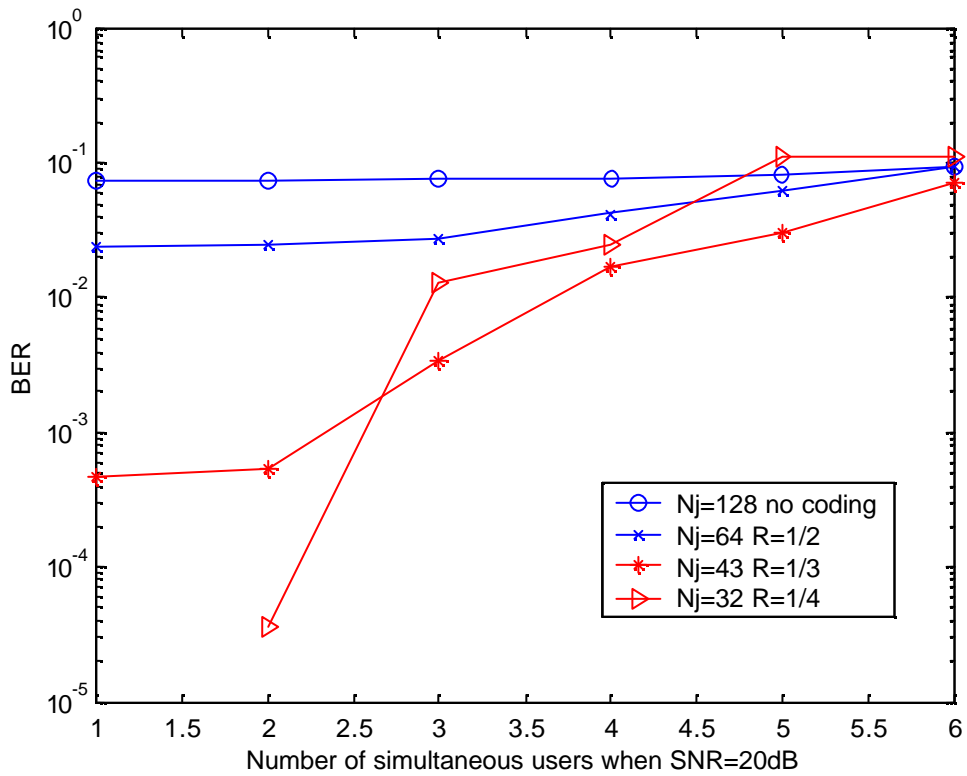


圖 4.9 使用 128 個切片傳輸一位元於強烈瑞雷通道的效能比較



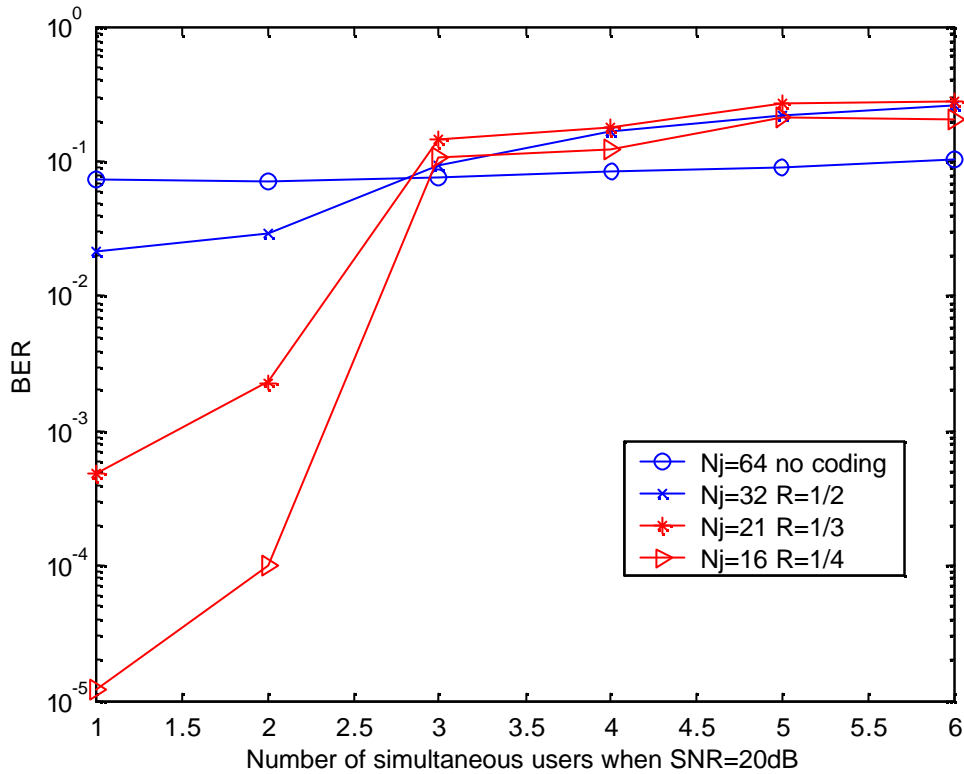


圖 4.10 使用 64 個切片傳輸一位元於強烈瑞雷通道的效能比較

在瑞雷衰減通道中，通道品質的好壞不可能像本節和上一節我們所分析的那麼極端，除非通道品質極好或極壞，否則強烈衰減的子載波數目不會一個都沒有也不會高達一半。所以接下來我們將針對在下行傳輸的強烈衰減通道做一電腦模擬，模擬的條件分別是圖中的 1-10 分別代表 32 個載波中有 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16, 24, 32 個子載波有強烈衰減 40 dB。另外前面模擬的例子都是每個使用者都使用 32 個子載波，但是這樣一來可以同時使用的使用者數目很少，而且使用者需求的速率不一定那麼大所以我們現在模擬的參數們假設每個使用者使用的子載波數為 8 個，如此一來系統的使用者人數理論上可以增加大約四倍左右。圖 4.11, 4.12, 4.13, 4.14 分別為四種傳輸方案，皆使用 256 個切片(chip)傳輸一個資料位元，也就是使用相同頻寬。分別為圖 4.11 為方案一：展頻碼長度 256，編碼率為 1。圖

4.12 為方案二：展頻碼長度 128，編碼率為 1/2。圖 4.13 為方案三：展頻碼長度 85，編碼率為 1/3。圖 4.14 為方案四：展頻碼長度 64，編碼率為 1/4。其中傳輸方案三的傳輸每個資料位元切片數是 255，那麼可以將多的那一個切片傳輸零符號以達到四種方案相通頻寬的狀況。從圖中我們可以發現當子載波強烈衰減數目增加，編碼速率低者效能較好，當子載波強烈衰減的數目為 2，4，方案二方案三方案四的效能都不錯，使用者人數皆可以到達 13 人以上，只有方案一個效能因為沒有編碼而非常的糟。當子載波強烈衰減數目為 6，8，10 方案二的編碼方式顯然也無法對抗通道的強烈衰減狀況，此時只有方案三與方案四可以達到較好的效能，使用者人數還可以維持到 13 人。而當通道環境更糟的時候就只有方案四可以繼續維持高使用者人數的效能。下一節我們將綜合整理這幾小節所模擬的結果。

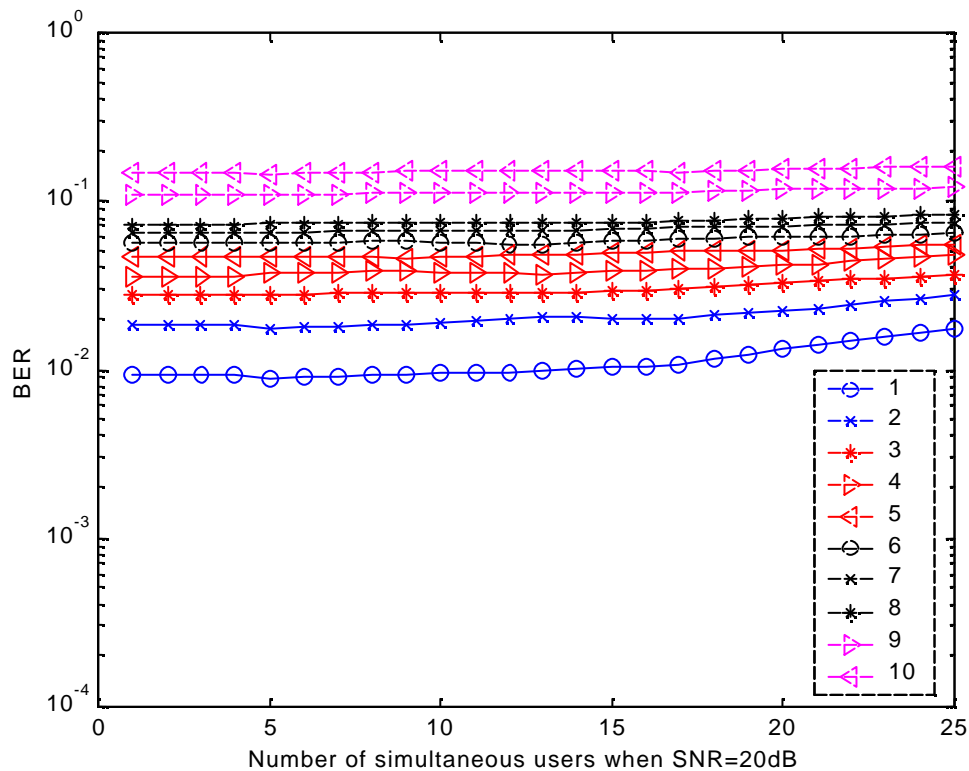


圖 4.11 低傳輸速率方案一在不同通道品質的位元錯誤率

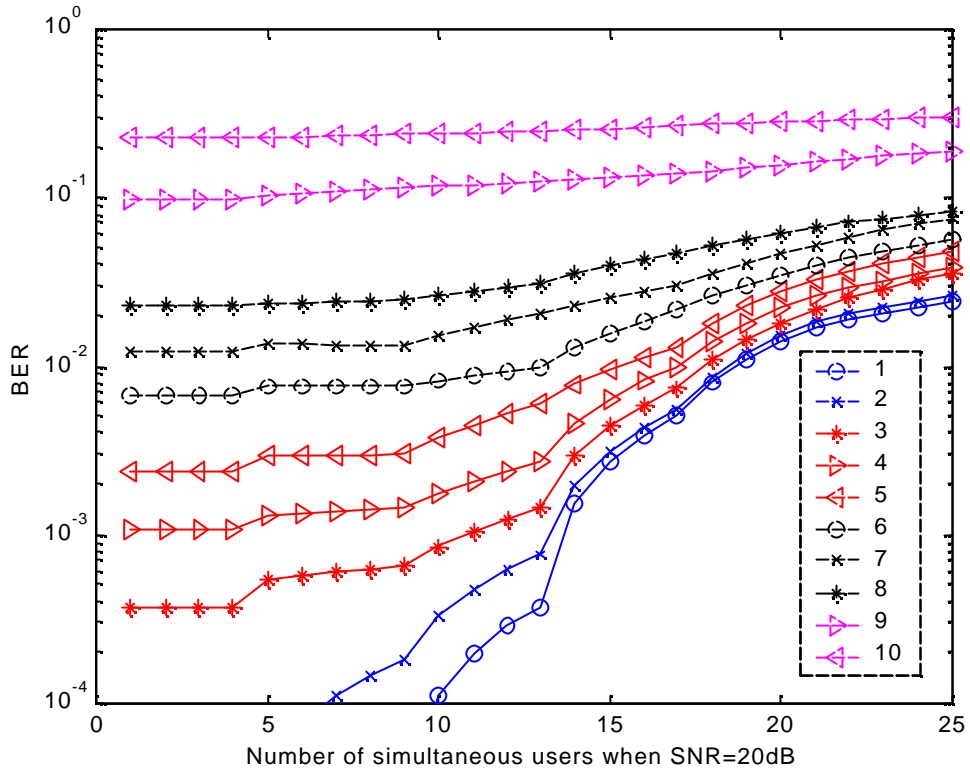


圖 4.12 低傳輸速率方案二在不同通道品質的位元錯誤率

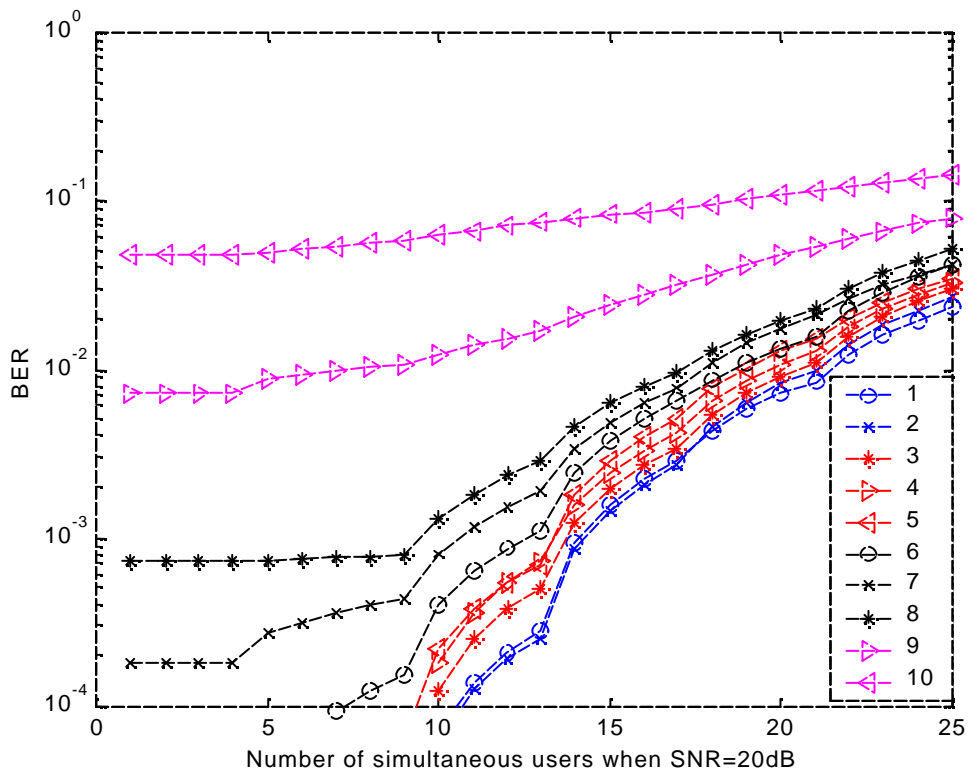


圖 4.13 低傳輸速率方案三在不同通道品質的位元錯誤率

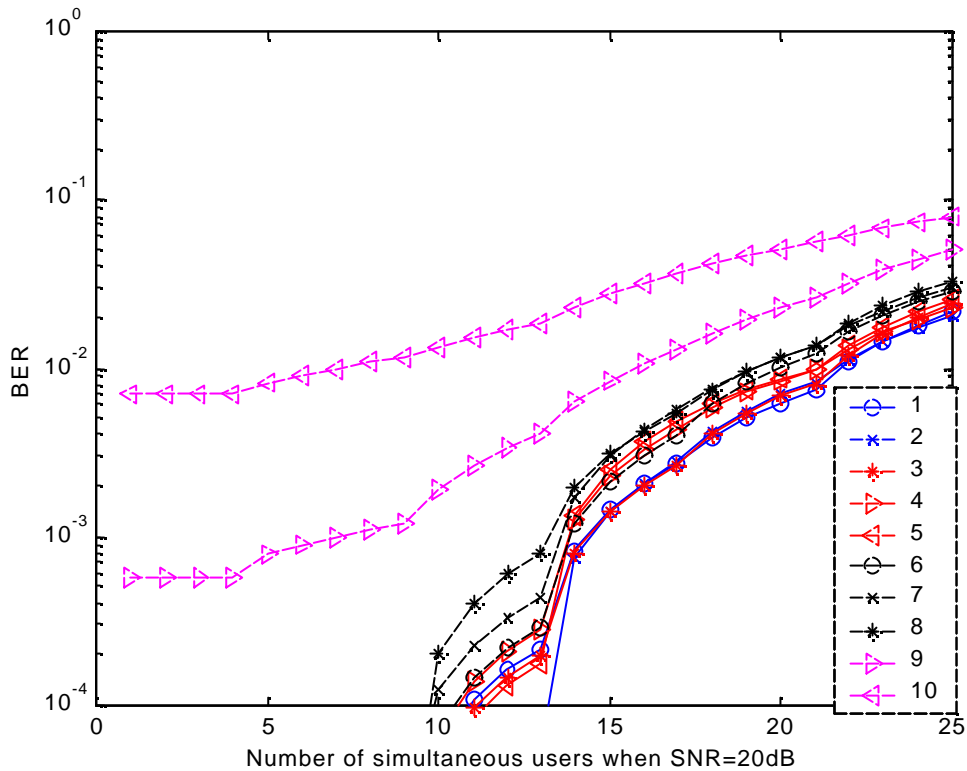


圖 4.14 低傳輸速率方案四在不同通道品質的位元錯誤率

## 4.6 策略法則

本小節對 4.3 小節，4.4 小節和 4.5 小節所模擬的狀況做一綜合分析。首先我們所有的電腦模擬可以分為高傳輸速率和低傳輸速率，高傳輸速率是指每個使用者皆使用到所有的 32 個子載波，低傳輸速率則是指每個使用者使用 8 個子載波。高傳輸速率又可以每個資料位元使用的切片數( $N_t$ )分為三種傳輸速率，分別是切片數為 256，128，64 者。低傳輸速率則全部使用切片數 256 來傳輸一個資料位元。在高傳輸速率的狀況下，我們分別在 AWGN 通道( $SNR=15$  dB)，一般的瑞雷衰減通道( $SNR=15$  dB)以及有一半子載波強烈衰減 40dB 的強烈瑞雷衰減通道( $SNR=20$  dB)做使用者人數相對於誤碼率的分析，在  $10^{-3}$  位元錯誤率的假設下，不同傳輸方案系統可以支援的使用者人數如表

4.1 的上半部分所示，其中有\*符號者代表在可支援相同使用者人數下其位元錯誤率較佳。表 4.1 的下半部分則是低傳輸速率的情形下四種傳輸方案可以支持的使用者人數。

由此表格我們可以對不同通道狀況下做較佳傳輸方案的結論，我們發現到當使用者人數少，系統容量小，以及子載波有強烈衰減的時候利用低編碼速率的傳輸方案較佳。當使用者人數中等，知道通道狀況時我們可以避開強烈衰減的通道，所以利用載波數目做調配的方法較佳。而當使用者人數很多，通道為 AWGN 或是瑞雷衰減時，使用較長的展頻碼的方案有較佳的效能。

方案			一	二	三	四
高傳輸速率	AWGN	Nt=256	5	5	5*	4
	SNR=15	Nt=128	3*	3	2	2
		Nt=64	3*	2	2	2
		Rayleigh	Nt=256	5*	4	4
	SNR=15	Nt=128	3*	2	2	2
		Nt=64	3*	2	2	2
		deepfade	Nt=256	0	0	3
	SNR=20	Nt=128	0	0	2	2*
		Nt=64	0	0	1	2
低傳輸速率		deepfade 2/32	Nt=256	0	13	14
	deepfade 4/32	Nt=256	0	13	14	15
	deepfade 6/32	Nt=256	0	11	14	14
	deepfade 8/32	Nt=256	0	4	13	14
	deepfade 10/32	Nt=256	0	0	13	14
	deepfade 12/32	Nt=256	0	0	12	13
	deepfade 14/32	Nt=256	0	0	10	13
	deepfade 16/32	Nt=256	0	0	9	13

表 4.1 模擬結果整理

## 第五章 討論與建議

分碼多重接取(CDMA)系統已普遍使用於行動通訊上，展頻的結果使得分碼多重接取系統的頻寬變得相當大，頻寬越大越容易受到多重路徑的影響，其接收端必須收集每一條路徑的能量才能克服多重路徑所導致的衰減。正交分頻多工(OFDM)系統使用正交載波調變，將頻寬分成多個窄頻訊號，每個通道都可近似獨立，只要通道頻寬小於同調頻寬，即可克服多重路徑衰減的問題。

高頻譜效率及可變的資料傳輸速率為未來無線通訊的趨勢。但是由於行動通訊的通道特性隨著移動速度及傳輸環境而變化。因此，如以頻譜效率(bps/Hz)、資料位元錯誤率(BER)、傳輸功率而言，並沒有單一固定模式的一組傳送機及接收機，在任何通道特性中，皆有最佳的效能表現。而且，在衰減通道(fading channel)傳輸高速率之資料有其困難性。為了能有效運用傳輸功率，提升頻譜效率及提高傳輸速率，各種可調式技術應用於多載波/分碼多重接取/正交分頻多工技術便因運而生。

在本篇論文中，因為可調式技術非常廣泛，我們針對其中三種可調的方法進行綜合研究，分別為可調式展頻碼長度，可調式載波傳輸數目以及可調式編碼速率，並在不同行動通道傳輸環境中以及不同使用者的狀況下找出系統的最佳傳輸模式。

但是經過電腦模擬分析有許多通道環境下在我們的系統下並沒有找到最佳的傳輸模式，這是未來可以探討與改進的問題。

## 參考文獻

- [1] P. Jung, P. W. Basier, and A. Steil, “Advantages of CDMA and spread spectrum techniques over FDMA and TDMA in cellular mobile radio applications,” IEEE Trans. Vehicular. Tech. Vol. 4, pp. 357-364,1993.
  
- [2] J. G. Proakis, Digital Communication, McGraw-Hill, third Ed, 1995.
  
- [3] Essam Sourour and Masao Nakagawa “Performance of orthogonal Multi-Carrier CDMA in a multipath fading channel“ Proc. IEEE Global Telecommunication Conference (GLOBECOM), pp. 390-394,1994.
  
- [4] Essam A. Sourour and Masao Nakagawa “Performance of orthogonal MultiCarrier CDMA in a multipath fading channel” IEEE Trans. Commun., Vol. 44, pp. 356-367, 1996.
  
- [5] Shiro Kondo and Laurence B. Milstein “Performance of MultiCarrier DS CDMA Systems” IEEE Trans. Commun., Vol. 44, pp. 238-246, 1996.

- [6] S. Kasier, "OFDM-CDMA versus DS-CDMA: performance evaluation for fading channels," Proc. IEEE International Conference on Communication(ICC), pp. 1722-1725, 1995.
- [7] S. Hara,T-L. Lee,and R. Prasad, "BER comparison of DS-CDMA and MC-CDMA for frequency selective fading channels" Proc. Of 7th International Workshop on Digital Communication, 1995.
- [8] R. Prasad, and S. Hara, "An overview of multi-carrier CDMA," Proc. IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Application(ISSSTA),pp.107-114,1996.
- [9] N. Yee, J.P. Linnartz, and G.Fettweis, " multi-carrier CDMA in indoor wireless radio network," Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communication(PIMRC), pp. 109-113,1993.
- [10]Shinsuke Hara and Ramjee Prasad, "DS-CDMA, MC-CDMA and MT-CDMA for Mobile Multi-Media Communications," Proc. IEEE Vehicular Technology Communication (VTC), pp. 1106-1110, 1996.
- [11] Kaiser, S., "On the performance of different detection techniques for



OFDM-CDMA in fading channels” IEEE Global

Telecommunications Conference on Vol. 3 , pp. 2059 –2063, 1995.

[12] D. N. Kalofonos, M. Stojanovic, and J. G. Proakis “On the performance of adaptive MMSE Detectors for a MC-CDMA system in fast fading Rayleigh channel”, Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communication (PIMRC), pp. 1309-1313, 1998.

[13] J. K. Cavers, “Variable rate transmission for Rayleigh Fading Channels,” IEEE Trans. on Communication, Feb., 1972, pp.15-22.

[14] J. F. Hayes, “Adaptive Feedback Communications,” IEEE Trans. on Communication., Feb. 1968, pp.29-34.

[15] L. Hanzo, W.T. Webb and T. Keller, “Single and multi-carrier quadrature amplitude modulation,” New York: Wiley-IEEE Press, 2000.

[16] B. Vucetic, “An Adaptive coding scheme for time-Varying channels,” IEEE Trans. on Comm., May, 1991, pp 653-663.

- [17] S. M. Alamouti and S. Kallel, "Adaptive trellis-coded multiple-phased-shift keying for Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. on Comm.*, June 1994, pp.2305-2314.
- [18] Mosier, R. R., and R.G. Clabaugh, "Kineplex, a Bandwidth Efficient Binary Transmission System," *AIEE Trans.*, Vol. 76,pp, 723-728, Jan. 1958
- [19] Porter, G.. C., "Error Distribution and Diversity Performance of a Frequency Differential PSK HF modem," *IEEE Trans. Comm.*, Vol., COM-16, pp.567-575, Aug. 1968.
- [20] Zimmerman, M. S., and A. L. Kirsch, "The AN/GSC-10(KATHRYN) variable rate data modem for HF radio," *IEEE Trans. Comm.*, Vol., COM-15, pp.197-2055, April 1967.
- [21] Sari, H., G. Karma, and I. Jeanclaude, ""Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting." *IEEE Comm. Mag.*, Vol. 33, pp.100-109, Feb. 1995.
- [22] Blahut, R. E., "Fast Algorithm for Digital Signal Processing. Reading," MA: Addison-Wesley, 1985

[23] Richard van Nee, and Ramjee Prasad, "OFDM Wireless Multimedia  
Communications," Artech House, 2000

## 縮寫表

AWGN	additive white Gaussian noise
BER	bit error rate
BPSK	binary phase shift keying
CDMA	code division multiple access
DFT	discrete Fourier transform
DS CDMA	direct sequence CDMA
DPSK	differential phase shift keying
EGC	equal gain combining
FDMA	Frequency division multiple access
FFT	Fast Fourier Transform
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Intersymbol interference
ICI	Intercarrier interference

LOS	Light of sight
MAI	Multiple Access Interference
MC-CDMA	Multi-carrier CDMA
MRC	Maximum ratio combining
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
ORC	Orthogonal restoring combining
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
SNR	Signal to noise ratio
TDMA	Time division multiple access
US	Uncorrelated scattering
WSS	Wide sense stationary