

多載波分碼多重進接系統中

軟性多路徑干擾消除技術之研究

A Study on Soft Multipath Interference
Cancellation Techniques for MC-CDMA Systems

研究生：黃子豪

Student : Tzu-Hao Huang

指導教授：黃家齊 博士

Advisor : Dr. Chia-Chi Huang

國立交通大學

電信工程學系碩士班



A Thesis

Submitted to Institute of Communication Engineering
College of Electrical Engineering and Computer Science

National Chiao Tung University

in Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master of Science

in

Communication Engineering

June 2005

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十四年六月

多載波分碼多重進接系統中 軟性多路徑干擾消除技術之研究

研究生：黃子豪

指導教授：黃家齊 博士

國立交通大學
電信工程研究所



在使用展頻技術的系統中，系統的效能會受限於多重進接干擾(Multiple Access Interference)的限制，而多重進接干擾是由兩種因素互相作用而形成：一是展頻碼之間的互相關性(Cross-correlation)，另外則是通道的多路徑效應。針對上述的問題，本論文提出一個使用具有完美正交性(Orthogonality)的華氏碼(Walsh code)作為展頻碼之多載波分碼多重進接(Multi-Carrier Code Division Multiple Access, MC-CDMA)系統，並在系統接收端使用軟性多路徑干擾消除(Soft Multipath Interference Cancellation)技術，以消除通道對傳送訊號造成的多路徑干擾，並降低導因於硬決策的不完美多路徑干擾消除所招致之系統效能損失。另外我們也提出在接收端的部分等化合併(Partial Equalization Combining)通道匹配方式之最佳化作法，稱為最佳化部分等化合併。同時，我們也將這些技術延伸應用於分碼多重進接系統，並以電腦模擬驗證上述所有技術在多路徑衰減通道中的效能。

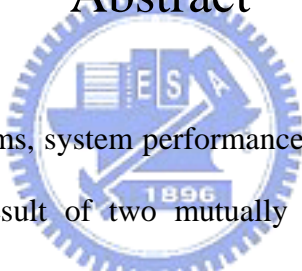
A Study on Soft Multipath Interference Cancellation Techniques for MC-CDMA Systems

Student: Tzu-Hao Huang

Advisor: Dr. Chia-Chi Huang

Institute of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

The logo of National Chiao Tung University is a circular emblem. It features a gear-like outer border. Inside the circle, there are stylized Chinese characters 'ES' and 'A' on the left and right respectively, with a central figure that appears to be a book or a similar symbol. Below the central figure, the year '1896' is inscribed.

In spread spectrum systems, system performances are limited by multiple access interference, which is the result of two mutually interactive factors: one is the cross-correlation of spreading codes, another is the multipath effect introduced by channel. Hence, we proposed a MC-CDMA (Multi-Carrier Code Division Multiple Access) system with walsh codes which has perfect orthogonality for data spreading. In the receiver, soft multipath interference cancellation technique is used to combat the multipath effect induced by channel, and to reduce the possible performance loss resulted from imperfect interference cancellation due to hard data decision. An optimized partial equalization combining channel matching method was also proposed, named optimum partial equalization combining. Meanwhile, as an extension, these techniques were applied to CDMA system. The performances of these techniques were evaluated by computer simulation in multipath fading channels..

誌謝

首先，我要感謝我的指導老師 黃家齊教授在處事態度與人生觀方面的指引，以及在課業與研究上的指導，使我在兩年的研究所生涯中獲益匪淺。

其次我要感謝博士班的黃朝旺與古孟霖學長，在研究方面他們給予我莫大的幫助與教導，他們的研究態度與方法更是我最好的榜樣。我還要感謝香君、慈惠、肖真學姊與有財學長在論文撰寫、學習與生活方面提供的各種協助。我也很幸運的能和永哲一起管理實驗室的電腦，在愉快的合作之餘也向他學習了許多電腦知識。也要謝謝冠樺與清凱，與他們在課業及研究上的討論常使我收穫良多。另外，我還要特別感謝已經畢業的好友兼學長陳永庭，在我一年級時不厭其煩地解決我課業方面所有的疑難雜症。我也要再次感謝無線通訊實驗室的所有成員，陪我一起度過這段有付出、更有豐富收穫的日子。

最後，我更要感謝我的爸爸、媽媽與妹妹，感謝他們從小到大給我無條件的關心與付出，也要謝謝一直在身旁鼓勵我的女友。因為他們的支持，我才能順利地完成我的碩士論文。

目錄

第一章、簡介	1
1.1 行動通訊的演進與多載波分碼多重進接技術...	1
1.2 多路徑干擾消除技術.....	2
1.3 關於本論文.....	3
第二章、多載波分碼多重進接與多路干擾消除技術..	5
2.1 正交分頻多工技術介紹	5
2.1.1 傳統 OFDM 系統的架構.....	5
2.1.2 基於 FFT 的正交分頻多工技術.....	7
2.1.3 OFDM 技術的特色.....	9
2.2 展頻技術簡介.....	11
2.3 多載波分碼多重進接技術簡介.....	13
2.4 多路徑干擾消除技術簡介.....	14
第三章、多載波分碼多重進接系統傳送端與 通道模型.....	17
3.1 傳送端架構	17
3.2 m-序列與華氏碼.....	19
3.2.1 m-序列.....	19
3.2.2 華氏碼.....	20
3.3 通道模型	21
第四章、搭配多路徑干擾消除技術之 多載波分碼多重進接系統接收端.....	23
4.1 接收端架構	23
4.2 干擾消除與重建方塊：類型一.....	24
4.2.1 通道估計與領航訊號干擾消除.....	25

表目錄

表 5.1、搭配多路徑干擾消除技術的 MC-CDMA 系統之電腦模擬參數.....	44
表 6.1、搭配多路徑干擾消除技術的 CDMA 系統之電腦模擬參數.....	70



圖目錄

圖 2.1、基本 OFDM 系統之傳送端與接收端方塊圖·····	6
圖 2.2、FFT 為基礎的 OFDM 系統圖·····	8
圖 2.3、OFDM 系統次載波的頻譜圖·····	9
圖 2.4、OFDM 訊號的示意圖·····	10
圖 2.5、直接序列展頻技術在傳送與接收端的 訊號處理示意圖·····	12
圖 2.6、MC-CDMA 系統傳送端與接收端架構圖·····	13
圖 2.7、多路徑干擾消除技術運作原理示意圖·····	15
圖 3.1、MC-CDMA 系統傳送端架構圖·····	18
圖 3.2、m-序列產生器·····	20
圖 4.1、搭配多路徑干擾消除技術之 MC-CDMA 系統接收端·····	23
圖 4.2、干擾消除與方塊內部架構：類型一·····	24
圖 4.3、干擾消除與方塊內部架構：類型二·····	27
圖 5.1、MC-CDMA 系統在雙路徑固定通道下，接收端 分別搭配 MRC、EGC、ZFC 以及 PEC 通道匹配 方式的系統效能·····	50
圖 5.2、MC-CDMA 系統在雙路徑固定通道下，接收端 使用硬性多路徑干擾消除技術，並搭配不同 通道匹配方式的系統效能·····	51
圖 5.3、MC-CDMA 系統在雙路徑固定通道下，接收端 使用硬性多路徑干擾消除技術，並搭配不同通道 匹配方式的系統效能 (第 4 次遞迴的多路徑干擾消除)·····	52
圖 5.4、MC-CDMA 系統在雙路徑衰減通道下，接收端 分別搭配 MRC、EGC、ZFC 以及 PEC 通道匹配 方式的系統效能·····	53
圖 5.5、MC-CDMA 系統在雙路徑衰減通道下，接收端 使用硬性多路徑干擾消除技術，並搭配不同通道 匹配方式的系統效能·····	54

圖 5.6、MC-CDMA 系統在雙路徑衰減通道下，接收端使用硬性多路徑干擾消除技術，並搭配不同通道匹配方式的系統效能 (第 4 次遞迴的多路徑干擾消除).....	55
圖 5.7、MC-CDMA 系統在雙路徑固定通道下，接收端使用軟性多路徑干擾消除技術，並搭配不同通道匹配方式的系統效能.....	56
圖 5.8、MC-CDMA 系統在雙路徑固定通道下，接收端使用軟性多路徑干擾消除技術，並搭配 MMSEC 與最佳化 PEC 通道匹配方式的系統效能 (進行 1~4 次遞迴的多路徑干擾消除).....	57
圖 5.9、MC-CDMA 系統在雙路徑固定通道下，接收端使用軟性多路徑干擾消除技術，並搭配各種不同通道匹配方式的系統效能 (第 4 次遞迴的多路徑干擾消除).....	58
圖 5.10、MC-CDMA 系統在雙路徑衰減通道下，接收端使用軟性多路徑干擾消除技術，並搭配不同通道匹配方式的系統效能.....	59
圖 5.11、MC-CDMA 系統在雙路徑衰減通道下，接收端使用軟性多路徑干擾消除技術，並搭配 MMSEC 與最佳化 PEC 通道匹配方式的系統效能 (進行 1~4 次遞迴的多路徑干擾消除).....	60
圖 5.12、MC-CDMA 系統在雙路徑衰減通道下，接收端使用軟性多路徑干擾消除技術，並搭配各種不同通道匹配方式的系統效能 (第 4 次遞迴的多路徑干擾消除).....	61
圖 6.1、CDMA 系統傳送端架構圖.....	64
圖 6.2 搭配多路徑干擾消除技術之 CDMA 系統接收端.....	65
圖 6.3、在雙路徑衰減通道下使用 MRC 與 EGC 通道匹配方式與硬/軟性多路徑干擾消除技術之系統效能...	72
圖 6.4、在雙路徑衰減通道下使用 ZFC 與 PEC 通道匹配方式與硬/軟性多路徑干擾消除技術之系統效能...	73
圖 6.5、雙路徑衰減通道下使用最佳化 PEC 與 MMSEC 通道匹配方式與軟性多路徑干擾消除技術之系統效能.....	74



第一章

簡介

1.1 行動通訊的演進與多載波分碼多重進接技術

1983 年晚期，使用類比技術的第一代無線通訊傳輸系統 AMPS (Advanced Mobile Phone System) 在美國芝加哥誕生[1]；90 年代初，在歐洲發展出使用數位技術的第二代行動通訊系統 GSM(Global System for Mobile communication)，此時的行動通訊仍以提供語音服務為主，輔以低速的數據傳送功能以支援單純的文字簡訊；其後俗稱為 2.5 代的 GSM-GPRS (General Packet Radio Service) 系統則提供最大 115kbps 的數據傳輸服務，為手機上網時代的來臨埋下伏筆，也搭起了前往下一代通訊系統的橋樑；由 2.75 代的 EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution 過渡至今，目前第三代系統進一步地提供單一用戶在車行速度下最高 384kbps、室內 2Mbps 的數據傳輸服務。而為了因應無線網際網路的興起與多媒體服務的需求，提供更高的傳輸速率並同時具有良好的頻譜使用率或系統容量，便成為下一代系統設計的首要目標。

第三代行動通訊系統使用的分碼多重進接(Code Division Multiple Access, CDMA)技術[2]，理論上由於傳輸速率的提高將導致嚴重的碼際干擾(Inter Symbol Interference, ISI)。另一方面，前陣子被廣為討論的正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)

技術[3]則因為護衛間隔(Guard interval)的插入而能有效對抗 ISI；且由於其資料是放在不同的次載波(Subcarrier)上傳送，故能減緩通道的頻率選擇(Frequency selective)效應。而結合 OFDM 與 CDMA，使其具備前者的長處與後者的多重進接(Multiple access)能力，即成為所謂的多載波分碼多重進接技術(Multi Carrier-CDMA)，是下一代行動通訊系統的熱門選擇之一[4][5]。


1.2 多路徑干擾消除技術

在無線通訊的環境中，由於傳送端的訊號以無線電波的方式發出，並在通道中經過多重的反射、折射等現象，故在接收端將收到多份的傳送端訊號，且每一份訊號由於經過不同通道路徑，故具有不同的路徑延遲(path delay)與訊號衰減(fading)[6]。這些訊號加總後互相造成對方的干擾，即成為所謂的多路徑干擾(Multipath Interference)，最後造成資料的位元錯誤(Bit error)，而各種不同的傳輸技術與編碼技術，其目的除了高速的資料傳輸外，就是要讓這些位元錯誤盡可能的減少。其中一種有效的方式，便是針對位元錯誤的來源—多路徑干擾進行干擾消除的動作。

多路徑干擾消除技術(Multipath Interference Cancellation, MIC)的概念是由日本 NTT DoCoMo 的幾位成員於 2002 年提出[7]，主要目的是協助寬頻分碼多重進接(Wideband-CDMA)系統中的高速下鏈封包存取(high-speed down link packet access, HSDPA)技術，以達到在 5-MHz 的頻寬下，最高遠大於現有的第三代行動通訊系統室內用戶的理論最高傳輸速率(2Mbps)。其基本精神是在接收端(Receiver)重建資料經過通

道後形成的多路徑干擾，在將這些干擾由接收訊號中扣除，此動作反覆進行多次後逐漸提升系統的訊號對干擾功率比(Signal to Interference power Ratio, SIR)，以達到理想的系統效能。在作法上可以使用平行干擾消除(Parallel Interference Cancellation, PIC) [8]、連續干擾消除(Serial Interference Cancellation, SIC)[9]、兩者的混合形式[10]、部分干擾消除(Partial interference cancellation)[11]、也可以搭配軟性(Soft)的干擾消除[12]等方式。本論文則是參考上述各種方式，設計一使用於 MC-CDMA 系統中的多層級平行軟性多路徑干擾技術，並且延伸應用至 CDMA 系統中。

1.3 關於本論文



本論文將設計一個使用多路徑干擾消除技術的 MC-CDMA 接收機系統，並以電腦模擬評估其在雙路徑衰減通道(2-path fading channel)下的效能。首先，在第二章我們將介紹 OFDM、CDMA 與結合兩者而成的 MC-CDMA 傳輸技術之基本原理與系統架構，以及 MIC 技術的原理；第三章則描述 MC-CDMA 系統傳送端(transmitter)之架構以及通道模型(channel model)；在第四章我們會詳細說明搭配多路徑干擾消除技術的 MC-CDMA 接收機架構、原理以及運作機制；第五章則是以電腦模擬來驗證此接收機的效能；第六章敘述如何將多路徑干擾消除技術延伸應用於 CDMA 系統，並搭配電腦模擬驗證其效能；最後，我們在第七章提出結論並探討未來可供研究的方向。

第二章

多載波分碼多重進接 與多路徑干擾消除技術

MC-CDMA 技術結合了 OFDM 與 CDMA 技術的特色與優點，故成為下一代行動通訊的熱門選擇之一。本章將先分別介紹兩種系統，再說明如何結合兩者成為 MC-CDMA 系統，最後則介紹多路徑干擾消除技術之精神與原理。

2.1 正交分頻多工技術介紹



OFDM 技術[13][14]的主要概念是把原本高速的資料利用多個低速且彼此之間正交的次載波來傳送，以達到節省頻寬的目的，並利用護衛間隔的加入降低通道的多路徑效應造成的 ISI。本小節將詳述 OFDM 技術的原理與特性。

2.1.1 傳統 OFDM 系統的架構

一個基本的 OFDM 系統可表示為下頁圖 2.1，其中資料以速率 $\frac{1}{\Delta t}$ 輸入後被平行的放在 N 個不同的次載波上調變，此時資料的速率降低為 $\frac{1}{N\Delta t}$ ，較不易受到通道延遲擴展(Delay Spread)的影響。若將傳送的二

維資料 $d(k)$ 表示為 $a(k)+jb(k)$ ，則傳輸的訊號 $D(t)$ 可以表示為：

$$D(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \{a(k) \cos(w_k t) + b(k) \sin(w_k t)\} \quad \text{其中 } f_k = f_0 + k\Delta f, \text{ 而 } \Delta f = \frac{1}{N\Delta t} \quad (2.1)$$

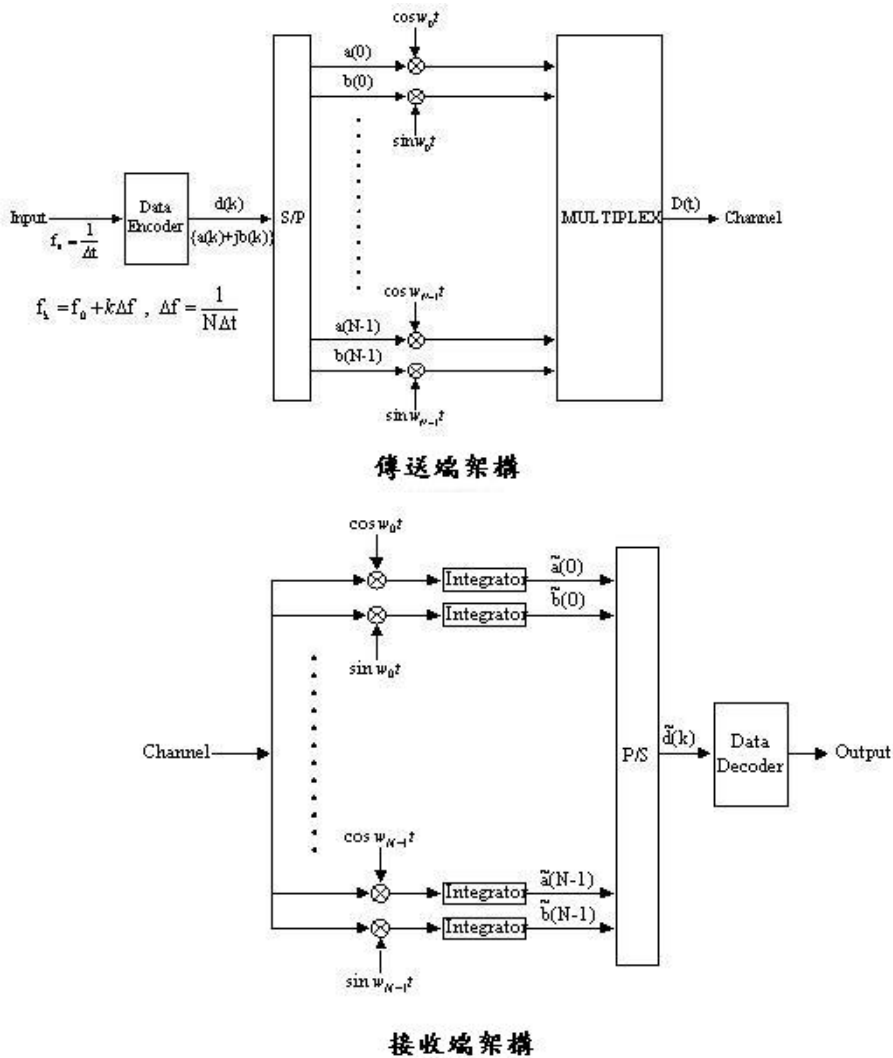


圖 2.1 基本 OFDM 系統之傳送端與接收端方塊圖

由圖 2.1 我們可知，當 OFDM 系統使用很多次載波時，傳送端與接收端的震盪器和同調解調器 (Coherent Demodulator) 實作複雜度將隨之提高，而離散傅立葉轉換 (Discrete Fourier Transform, DFT) 恰巧可以用來產生一個 OFDM 的傳輸訊號。一個 OFDM 訊號的每一個次載波訊號可表示為

$$S_c(t) = A_c(t) \cdot e^{j[w_c t + \phi_c(t)]} \quad (2.2)$$

其中 $A_c(t)$ 和 $\phi_c(t)$ 分別代表次載波訊號的振幅和相位。若有 N 個次載波訊號，則整體的訊號 $S_s(t)$ 可表示為

$$S_s(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A_k(t) \cdot e^{j[w_k t + \phi_k(t)]} \quad (2.3)$$

其中 $w_k = w_0 + k\Delta w$ ，而 $A_k(t)$ 、 $\phi_k(t)$ 及 w_k 分別為第 k 個次載波訊號的振幅、相位及載波頻率。若我們對此訊號以頻率 $\frac{1}{\Delta t}$ 取樣，則取樣後訊號變成 ($A_k(t) = A_k$ 、 $\phi_k(t) = \phi_k$ ，假設 $w_0 = 0$)

$$S_s(n\Delta t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A_k \cdot e^{j\phi_k} \cdot e^{j2\pi(k\Delta f)n\Delta t} \quad (2.4)$$

相對而言，反離散傅立葉轉換(Inverse DFT，IDFT)定義如下：

$$f(n\Delta t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F(k\Delta f) \cdot e^{j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (2.5)$$

比較(2.4)與(2.5)式，我們可發現當 $\Delta f = \frac{1}{N\Delta t}$ 的條件成立時，(2.4)式其實就是一個 IDFT 的運算式。且此時 $A_k \cdot e^{j\phi_k}$ 為頻域訊號而 $S_s(n\Delta t)$ 為時域訊號， Δf 為次載波間隔， $N\Delta t$ 為每個次載波訊號的有效符元時間，這個結果和圖 2.1 中所描述的系統是一致的。因此 IDFT 可用來產生 OFDM 的傳輸訊號。

2.1.2 基於 FFT 的 OFDM 技術

由先前的說明我們了解，OFDM 系統的傳輸訊號可以藉由 IDFT 來產生，而 IDFT 運算又可用快速傅立葉轉換(Fast Fourier Transform，FFT)進行加速。故下頁圖 2.2 便描述了一個以 FFT 為基礎的典型 OFDM 系統。

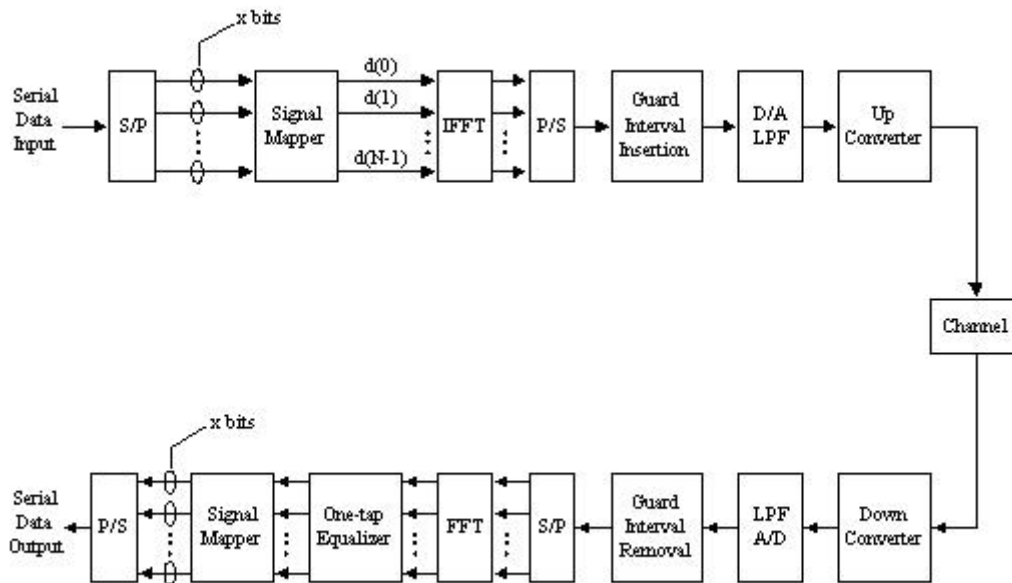


圖 2.2 FFT 為基礎的 OFDM 系統圖

圖中輸入的資料先經過一個串列/並列轉換器(S/P Converter)，在經過訊號對應(mapping)後分成 N 筆資料以當作 N 個次載波的訊號輸入。由於 IFFT 在訊號處理上是把頻域的訊號轉換為時域，故我們可將 N 個次載波的輸入訊號當作是在頻域上的資料，IFFT 的輸出則視為時域的訊號，此輸出再經由一個並列/串列轉換器(P/S Converter)變為串列形式。接著我們在每個有效符元的前端插入護衛間隔，以避免由通道多路徑效應所產生的 ISI。這些數位的資料經由數位/類比轉換器(D/A Converter)轉成類比形式且經過低通濾波器以限定其傳輸頻寬。在接收端方面，工作大致為發射端的反運作，其中單軌等化器(One-Tap Equalizer)的功能是修正每個次載波訊號在經過通道時所產生的失真，因此個別等化器上的相乘係數(Tap Coefficient)也就和對應次載波通道的特性有關。使用 FFT 來實現 DFT 的優點為運算量可以大幅下降(由 N^2 減少為 $N \cdot \log_2 N$ 個相乘計算次數)，大量減少了實作上的困難。

2.1.3 OFDM 技術的特色

正交性

考慮一組 OFDM 的次載波訊號：

$$\psi_k(t) = e^{j2\pi[f_0 + \frac{k}{N\Delta t}]t} \quad \text{for } k = 0, 1, \dots, N-1 \quad 0 \leq t \leq N\Delta t \quad (2.6)$$

此 N 個次載波訊號的有效符元時間為 $N\Delta t$ 。我們可以證明任兩個不同次載波訊號之間互為正交，即是：

$$\frac{1}{N\Delta t} \int_0^{N\Delta t} \psi_p(t) \cdot \psi_q^*(t) dt = \begin{cases} 1 & \text{for } p = q \\ 0 & \text{for } p \neq q \end{cases} \quad (2.7)$$

由(2.7)式可知，次載波頻率的間隔只要為 $\frac{1}{N\Delta t}$ 之倍數就符合正交的條件，而這條件即是先前“使得 OFDM 系統符合 IDFT”所需的條件。圖

2.3 則描述 OFDM 系統次載波之間訊號頻譜的關係，其中 k 代表不同次載波的索引。由此圖亦可看出，在任何一個次載波的峰(Peak)值取樣時，其餘的次載波在此點都會是一個零(Null)值，是故不同次載波訊號間的干擾(Intercarrier Interference, ICI)可因此而避免。

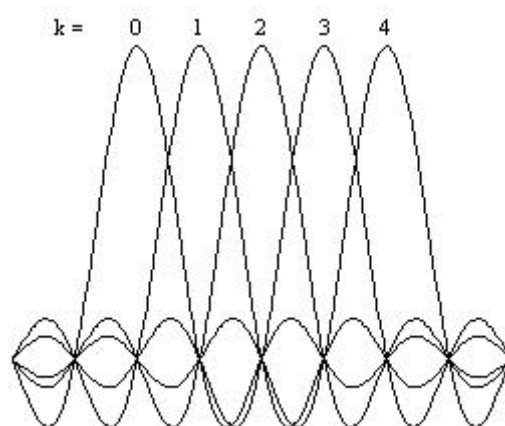


圖 2.3 OFDM 系統次載波的頻譜圖

護衛間隔

當通道的多路徑效應發生時，接收端的訊號就會產生 ISI，在 OFDM 系統中我們以護衛間隔來解決此問題。其作法就是在每個訊號的前面加上有效符元的循環延伸(Cyclic Extension)，使符元時間變為 $T_{\text{Total}}=T_U+\Delta$ ，其中 T_U 是原本的有效符元(Useful Symbol)時間， Δ 是護衛間隔時間。圖 2.4 表示出一個插有護衛間隔的 OFDM 訊號。因為在時域中的循環平移(Cyclic Shift)會在頻域上造成線性相位偏移，而線性相位偏移可用差分檢測技術(Differential Detection Technique)消除，所以我們只要在不受碼際干擾的區間內對訊號取樣一個有效符元的時間，則取樣到的資料都可以用來解調。且護衛間隔的加入亦使得系統時序的問題變小，因為只要接收端與傳送端訊號時間偏移(Timing offset)的長度小於護衛間隔長度，我們就可以得到與傳送端訊號相差一個循環平移的訊號以供解調。

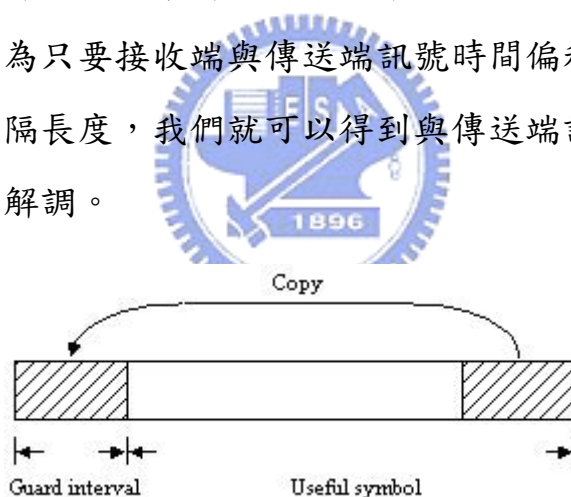


圖 2.4 OFDM 訊號的示意圖

雖然護衛間隔能帶來以上的優點，但代價則是系統要付出較多的傳送功率或頻寬：若是護衛間隔取得太小(小於路徑延遲時間)，則無法發揮它應有的功能；但若護衛間隔取得太大，又會使系統增加太多傳送功率或頻寬。現行系統的一般作法是讓護衛間隔長度成為整個符元長度的百分之 25 左右。

OFDM 技術的優缺點

優點：(1) 可提供高的資料速度

(2) 接收端等化器的複雜度降低。這是因為資料是利用多個較窄的頻寬傳送，通道對每個窄頻寬上的資料造成的效應屬於平坦衰減(Flat fading)

(3) 可降低 ISI 的效應。這是由於通道中的資料是以較低的速度傳送，且加入了護衛間隔。

缺點：(1) 對同步的要求更加的嚴格。因為載波頻率偏移會破壞訊號間的正交性，使得系統的效能大幅降低。

(2) 容易造成非線性失真。在傳送端由於多個次載波訊號輸出時有加總的動作，使其輸出功率的尖峰對平均之比值(Peak to Average Power Ratio)變動範圍變得很大，若沒有搭配很好的線性功率放大器則容易造成非線性失真。

2.2 展頻技術簡介

第三代行動通訊所使用的展頻(Spread spectrum)技術[2]具有多重進接、抗干擾(Jamming & Interference)與保密性(Security)佳的優點，故成為下一代行動通訊系統中與 OFDM 技術搭配的熱門人選。本小節便針對展頻技術做簡單的介紹。

不同於分時多重進接(Time Division Multiple Access)與分頻多重進接(Frequency Division Multiple Access)是以時間或頻率來區別不同用

戶，展頻技術的基本原理是利用不同展頻碼之間在數學上的特性來區別各個使用者(或說單一使用者的不同的資料)。而這種區別用戶的方式還可以同時對抗人為的刻意干擾，並達到不同蜂巢(Cell)的頻率重複使用(Frequency reuse)。以直接序列展頻(Direct sequence spread spectrum)技術為例，傳送端將原本較低速的窄頻訊號與較高速的展頻碼相乘，得到展頻後的寬頻訊號，接收端只要將此寬頻訊號乘上相同的展頻碼，就可還原最初的窄頻訊號，如下圖 2.5 所示。

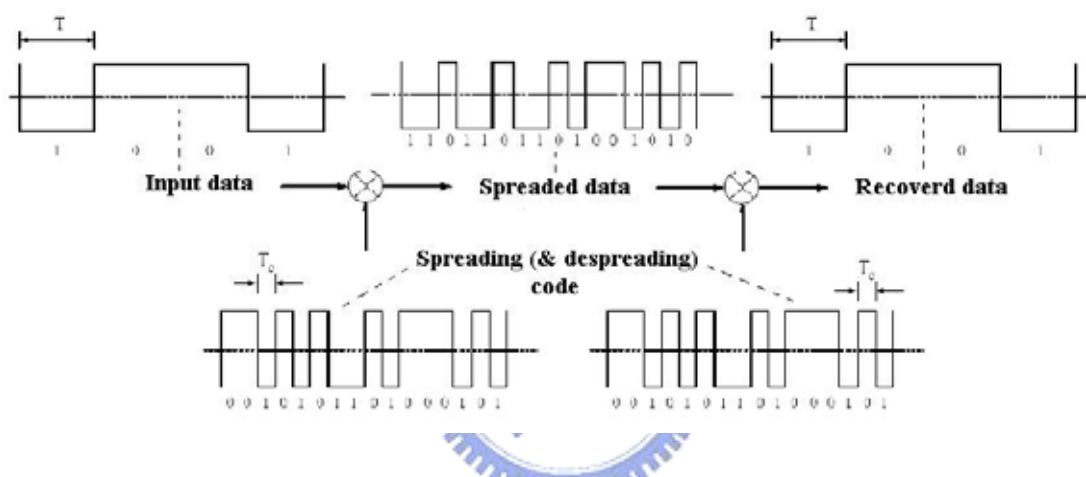


圖 2.5 直接序列展頻技術在傳送與接收端的訊號處理示意圖

這種在接收端乘上展頻碼以還原訊號的方式，好處之一就是展頻後的訊號在通道內遭遇能量集中的窄頻干擾時，此窄頻干擾會在接收端被解展頻的動作變為能量較分散的寬頻干擾，相反地訊號能量則被集中還原成窄頻，通過濾波器後就可以濾除大部分的干擾訊號。而在傳送端有多用戶的情況下，每個用戶的資料使用不同的展頻碼作資料展頻，在接收端對特定用戶解展頻時，由於其他用戶當初使用了不同的展頻碼，故資料無法被還原而形成干擾，此干擾的強度就隨著不同展頻碼之間的互相關性(Cross-correlation)而異。故須慎選具有適當特性的展頻碼，以控制不同展頻碼造成的干擾現象。

2.3 多載波分碼多重進接技術簡介

了解 OFDM 與分碼 CDMA 技術後，本小節將介紹結合兩者的 MC-CDMA 技術[15][16]。基本的 MC-CDMA 系統如下圖 2.6 所示。

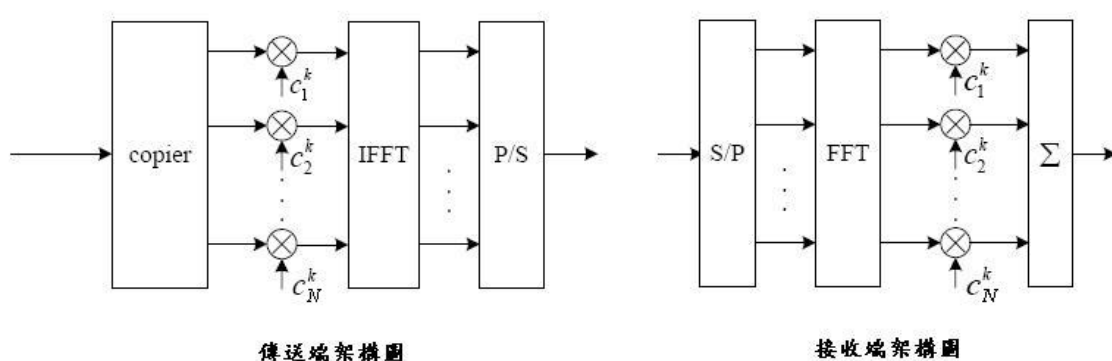


圖 2.6 MC-CDMA 系統傳送端與接收端架構圖

上圖的系統使用不同的展頻碼來區分不同的用戶(或者是同一用戶的不同資料)，以第 k 個用戶的一份資料為例，此資料先複製成 N (展頻碼與 FFT 的長度)份後再分別乘上同一組展頻碼中的不同切片(Chip)，接著再將不同切片的資料放在不同的次載波上進行 OFDM 調變動作，經並列轉串列後傳送出去。接收端只要進行 OFDM 解調後，再將各次載波上的資料用相對應的展頻碼切片解展頻再相加，即可還原最初的資料。

值得注意的是，由於同一組展頻碼中的不同切片經 OFDM 調變後是放在不同的次載波之上，故此可視為在頻域的展頻動作。這樣的好處是同一份資料的訊息(Information)將因此散布於所有的次載波上，故在接收端可達到頻率分集(Diversity)的效果。

2.4 多路徑干擾消除技術簡介

無論使用何種傳輸技術，無線通訊系統面臨的最大挑戰之一就是通道對傳輸訊號造成的效應。從頻域上來看，通道對訊號頻譜進行了頻率選擇性(Frequency selective)的振幅調整作用；從時域上來看，通道則對訊號產生多路徑效應，使接收端收到多份具有不同路徑延遲與衰減的傳送端訊號，這些訊號加總後形成了多路徑干擾，彼此影響以致降低系統效能。重建這些干擾的效應並消除之，便是多路徑干擾消除技術的原理。儘管干擾消除的方式有各種變化[7]~[12]，但是其背後的精神與原理卻是一致。本小節便對此運作原理做一個基本的介紹。

多路徑干擾消除技術運作原理的第一步，是在接收端先利用接收訊號中的領航訊號(pilot signal)做概略的通道估計，而通道估計完成後的領航訊號已失去價值，對資料訊號而言反而成為干擾，故我們可以利用估計出的通道效應與已知的領航訊號重建“經過通道後的領航訊號干擾”，然後將此領航訊號從接收訊號中扣除以減少資料訊號的干擾，接著由資料訊號還原資料符元(Symbol)，此時我們已經完成了原始資料的粗略估計。第二個步驟則是將還原的資料符元搭配通道估計的結果，重建“經過各別多重路徑的傳送訊號”，這些訊號對彼此而言都是多路徑的干擾，故我們將這些干擾訊號各別由最初接收到的訊號中扣除，便可以單獨抽離出許多“不含其他路徑干擾的單一路徑接收訊號”，再將這些單一路徑的接收訊號做適當的合併以收集能量並達到路徑分集的效果。若我們暫時不考慮領航訊號的干擾，則上述的運作可以用下頁圖 2.7 表示。

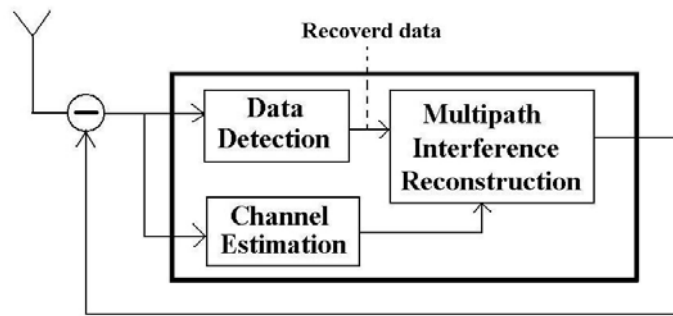


圖 2.7 多路徑干擾消除技術運作原理示意圖

但可想而知的，由於作通道估計時，領航訊號除了同樣經過多重路徑衰減外，更是與資料訊號同時被接收，故領航訊號將會受到自己與資料訊號的嚴重干擾，造成通道估計的不準確，如此也影響接下來的資料決策、多路徑干擾重建等動作，最終降低系統效能。是故上述的第二個步驟將反覆地進行多次，而接收訊號的 SINR 也將隨之提升，終達到理想的通道估計、資料決策與系統效能的表現。

第三章

多載波分碼多重進接系統 傳送機架構和通道模型

介紹完 OFDM 與 CDMA 技術，並簡要說明如何將兩者結合後，本章將詳細說明本論文使用的 MC-CDMA 系統在傳送端的架構與運作機制，並對系統使用的展頻碼與通道模型做一個介紹。

3.1 傳送端架構



本論文使用的 MC-CDMA 系統傳送端架構[10]如下頁圖 3.1 所示。基地台欲傳送 K 筆資料，每一組的資料將分別依序經過 QPSK 調變與展頻的動作，接著再將此 K 組展頻過後的資料疊加起來，經過 IFFT 將資料進行正交分頻多工調變以放在不同的次載波上，此時的訊號被視為由頻域轉至時域，然後再將此時域訊號加上一份亦經過展頻動作的領航訊號，以方便接收端進行通道估計的動作，供多路徑干擾消除機制使用。最後，每個資料訊號與領航訊號加總而得的資料框(Frame)在傳送前尚需各別加上一段護衛間隔，以協助訊號抵抗通道所產生的 ISI 現象。

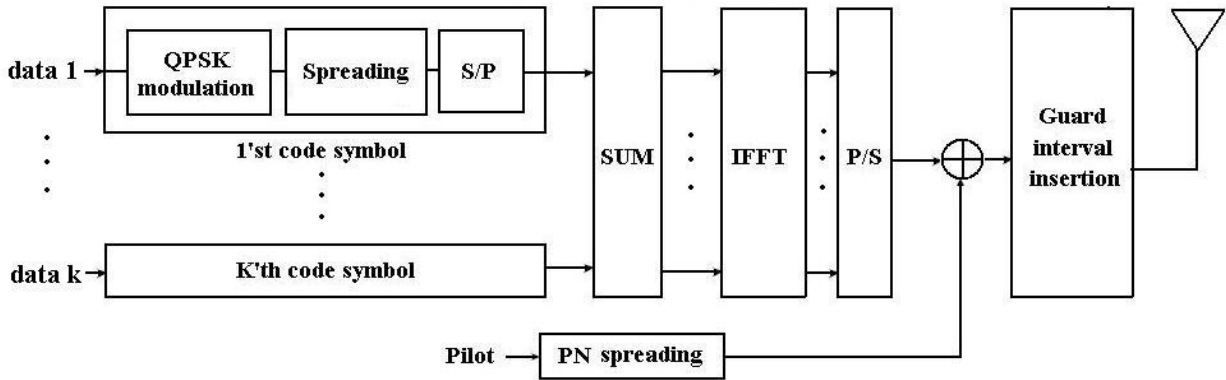


圖 3.1 MC-CDMA 系統傳送端架構圖

首先，K 筆數位的資料分別進行 QPSK 調變，可得到 K 個 QPSK 符元，此 QPSK 符元以數學表示如下：

$$d_k = a_k + jb_k, \quad k = 1, 2, \dots, K, \quad a_k \in \left\{ \pm \frac{1}{\sqrt{2}} \right\}, \quad b_k \in \left\{ \pm \frac{1}{\sqrt{2}} \right\} \quad (3.1)$$

其中 a_k 為 QPSK 符元的實部訊號， b_k 為虛部訊號， j 為 $\sqrt{-1}$ 。接著此 K 個 QPSK 符元將分別以不同組的展頻碼作展頻動作，本論文我們使用華氏碼(Walsh code)作為資料的展頻碼，其特性會在下一小節做敘述。展頻過後的 k 個資料經串列轉並列後進行疊加的動作。是故 IFFT 的輸入訊號以數學式表示如下：

$$IFFT \text{ input} = \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right)_{N \times 1}, \quad \mathbf{c}_k = [c_{k,1}, c_{k,2}, \dots, c_{k,N}]^T, \quad c_{k,i} \in \{-1, 1\} \quad (3.2)$$

其中 \mathbf{c}_k 為第 k 個資料使用的展頻碼，N 為展頻碼的長度。而經過 IFFT 後訊號則成為

$$IFFT \left\{ \sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right\}_{N \times 1} = \mathbf{F}^{-1}_{N \times N} \left\{ \sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right\}_{N \times 1} \quad (3.3)$$

其中 F^{-1} 代表 IFFT 矩陣。接著此訊號再與固定為 1 並經下一小節會介紹的 m-序列(m-sequence)展頻後的領航訊號 \mathbf{c}_p 相加，故成為

$$\mathbf{F}_{N \times N}^{-1} \left\{ \sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right\}_{N \times 1} + \mathbf{c}_p \quad (3.4)$$

$$\mathbf{c}_p = [c_{p,1}, c_{p,2}, \dots, c_{p,N}]^T, \quad c_{p,i} \in \{-1, 1\}$$

最後，將此訊號再加上自己的循環延伸當作護衛間隔，以用來抵抗通道造成的碼際干擾現象，接著再傳送出去便完成傳送端的運作。

3.2 m-序列與華氏碼

本論文所提出的 MC-CDMA 系統共使用了兩種展頻碼，分別為領航訊號使用的 m-序列與資料訊號使用的華氏碼，本小節就對這兩種展頻碼作一個簡單的介紹。



3.2.1 m-序列

m-序列可利用一組平移暫存器(Shift Register)產生，碼的長度 N 與暫存器長度 m 有著 $N=2^m-1$ 的關係，如下頁圖 3.2 所示。而一般在展頻碼的選擇上，會希望展頻碼的互相關值要小且穩定，如此互相關值導致的資料干擾才會小且容易控制，而展頻碼的自相關值即是展頻碼的長度。m-序列即是滿足上述特性的展頻碼，只可惜同樣長度的 m-序列數目有限，故無法用來做資料的展頻碼以區分不同用戶，只夠用來當作領航訊號的展頻碼，而區分用戶資料的責任，則交給下面即將介紹的華氏碼。

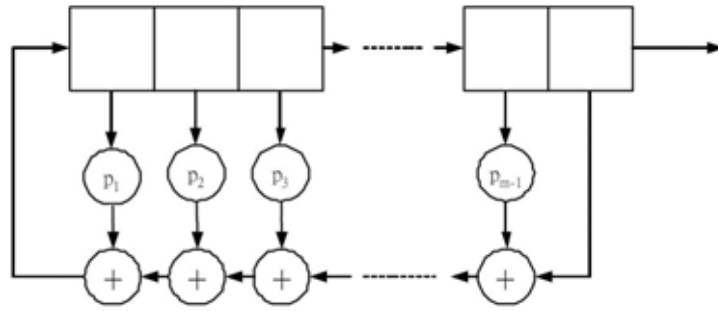


圖 3.2 m-序列產生器

3.2.2 華氏碼

華氏碼可利用一種稱為哈得馬矩陣(Hadamard matrices)的特殊方陣群產生。若需要長度為 N 的華氏碼，則需要先產生一個維度 N 乘 N 的哈得馬矩陣 \mathbf{H}_N ，其行或列向量即為所需的華氏碼。而哈得馬矩陣可依照如下的遞迴步驟產生：

$$\mathbf{H}_1 = [1] \quad \mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 & \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_1 & \bar{\mathbf{H}}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$\mathbf{H}_4 = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_2 & \mathbf{H}_2 \\ \mathbf{H}_2 & \bar{\mathbf{H}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{H}_N = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{N/2} & \mathbf{H}_{N/2} \\ \mathbf{H}_{N/2} & \bar{\mathbf{H}}_{N/2} \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \mathbf{h}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{h}_k \end{bmatrix}$$

其中 \mathbf{h}_k 為 \mathbf{H}_N 矩陣中第 k 列的列向量，即一個長度為 N 的華氏碼。而任意兩個華氏碼間具有下列關係：

$$\mathbf{h}_i \mathbf{h}_j^T = \sum_{k=1}^N h_{ik} h_{jk} = \begin{cases} N & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (3.6)$$

亦即兩相異華氏碼之間滿足正交的特性。

華氏碼的正交性，使得它可以用來作不同用戶之間的展頻碼。假設沒有通道的效應，此正交性可使得用戶資料間的干擾為零。可惜通道的多路徑干擾效應會破壞華氏碼的正交性，此時展頻碼間的互相關值再也不可預測，造成了難以控制的多重進接干擾，故需搭配多路徑干擾消除技術，消除通道的造成的干擾，以還原華氏碼之間的正交性。

3.3 通道模型

本論文在電腦模擬時使用的通道模型有兩種，分別為雙路徑固定通道與雙路徑衰減通道，本小節將說明這兩種通道的數學模型。

雙路徑固定通道



雙路徑固定通道(Two-path fixed channel)為一靜態通道，它的通道基頻脈衝響應為：

$$h(t) = a_1\delta(t) + a_2\delta(t - \tau) \quad (3.7)$$

其中 a_1 與 a_2 為兩條路徑的複數常數增益，本論文設定兩數均為實數 $\sqrt{0.5}$ ， τ 為第二條路徑相對於第一條路徑的時間延遲。

雙路徑衰減通道

雙路徑衰減通道(Two-path fading channel)為一動態通道，它的通道基頻脈衝響應為：

$$h(t) = \sqrt{0.5} \times a_1(t)\delta(t) + \sqrt{0.5} \times a_2(t)\delta(t - \tau) \quad (3.8)$$

其中 τ 為第二條路徑相對於第一條路徑的時間延遲，而 $a_1(t)$ 與 $a_2(t)$ 為兩條路徑的複數變數增益，可表示成 N 個弦波相加，分別由兩個獨立 (independent) 的傑克衰減模型 (Jake's fading model) [17] 所產生，其數學式如下。

$$a_k(t) = \frac{1}{\sqrt{N_f}} \sum_{n=1}^N \exp(j2\pi f_n t + \phi_{k,n}) \quad k = 1, 2 \quad (3.9)$$

其中 $f_n = f_d \cos(\frac{2\pi n}{N_f})$ ， f_d 為最大都普勒頻率 (Doppler frequency)， $\phi_{k,n}$ 是第 k 條路徑第 n 個弦波的初始相位。

傳送端的發射訊號經過通道的效應，數學上即是將訊號與通道的脈衝響應 (Impulse response) 作旋積 (Convolution) 的動作，若在頻域看此效應，則變成頻域的傳送訊號與通道的頻率響應 (Frequency response) 做相乘的動作。若我們忽略傳送與接收端護衛間隔的插入與移除動作，則經過通道後的訊號在頻域可用數學表示如下：

$$\begin{aligned} \text{Channel output} &= \mathbf{H} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k + \mathbf{C}_p \right) + \mathbf{N} \\ \mathbf{H} &= \text{diag} (H_1, H_2, \dots, H_N) ; \\ \mathbf{C}_p &= [C_1, C_2, \dots, C_N]^T ; \\ \mathbf{N} &= [N_1, N_2, \dots, N_N]^T ; \end{aligned} \quad (3.10)$$

其中 \mathbf{H} 代表通道的頻率響應， H_i 則是通道在不同次載波上的頻率增益， \mathbf{C}_p 代表頻域的領航訊號，而 \mathbf{N} 則代表時域上為加成性白色高斯雜訊 (Additive White Gaussian Noise, AWGN) 的向量在頻域上的展現。

第四章

搭配多路徑干擾消除技術之 多載波分碼多重進接系統接收端

介紹完傳送端的架構與通道模型後，此章將說明本論文所設計之多路徑干擾消除技術如何與 MC-CDMA 系統接收端結合，並詳細敘述其運作機制與流程。

4.1 接收端架構

搭配多路徑干擾消除技術之 MC-CDMA 系統接收端如下圖 4.1 所示

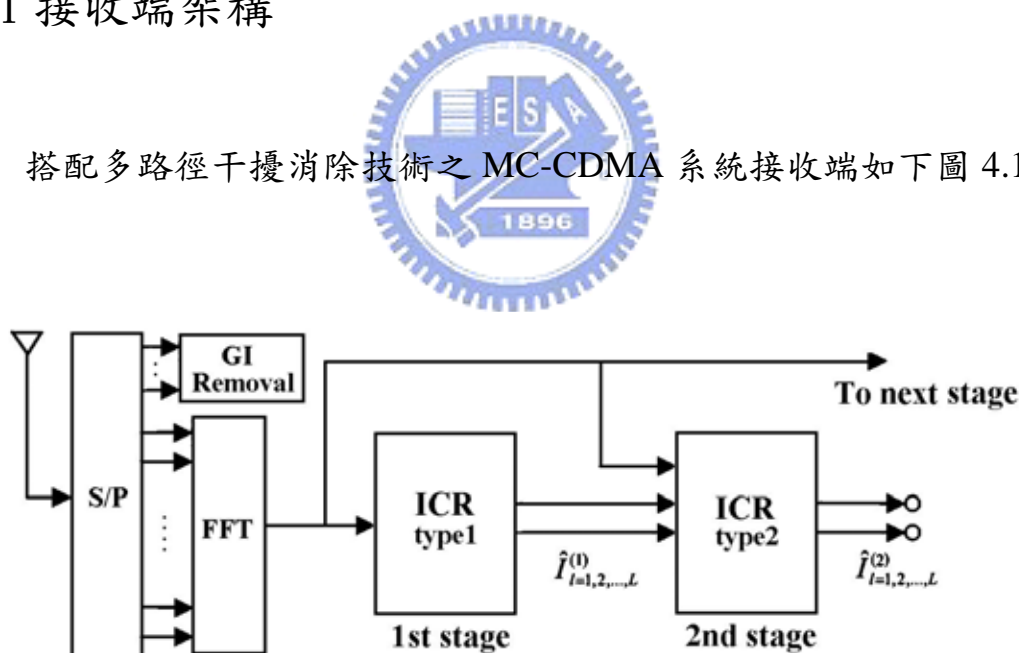


圖 4.1 搭配多路徑干擾消除技術之 MC-CDMA 系統接收端

由通道輸出接收並轉基頻後的訊號，經過串列轉序列後移除護衛間隔並進行 FFT，以利訊號在頻域做處理。此頻域訊號除暫存一份做保留外，將依序經過一次類型一與多次類型二的干擾消除與重建

(Interference Cancellation and Reconstruction, ICR)方塊。第一級干擾消除與重建方塊的輸出為資料粗估後重建的多路徑干擾，而第二級干擾消除方塊就以此重建的干擾與當初保留的頻域訊號做輸入，進行干擾消除與重建的工作，重建後的干擾再搭配當初保留的頻域訊號作為下一級的輸入，重複進行干擾消除重建的動作…，因為多路徑的干擾逐漸被消除乾淨，使得展頻碼之間的完美正交性漸漸被還原，多重進接干擾逐漸降低，系統效能(Performance)也逐漸提升。下面我們就介紹類型一與類型二的干擾消除重建方塊內部運作原理。

4.2 干擾消除與重建方塊：類型一

類型一的干擾消除與重建方塊內部架構如下圖 4.2 所示

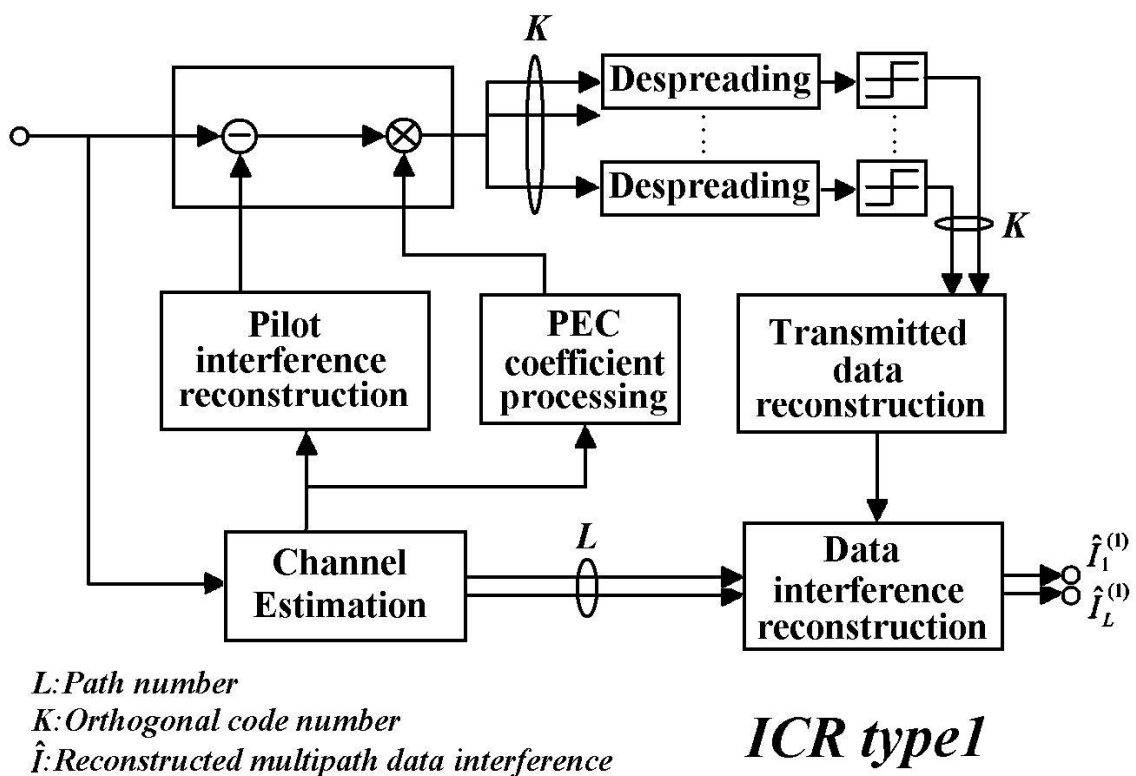


圖 4.2 干擾消除與重建方塊內部架構：類型一

此方塊的功能是針對轉為頻域接收端訊號進行通道估計、領航訊號干擾消除、通道匹配、解展頻、資料決策、傳送資料重建與多路徑干擾重建等處理，以將重建的多路徑干擾傳給下一級使用，以下我們就敘述這些處理的運作機制，並以數學式表示之。

4.2.1 通道估計與領航訊號干擾消除

接收端為了重建多路徑干擾訊號，故必須作通道估計以了解通道的情形，方法則是由傳送端傳送一個與接收端約定好的訊號，稱為領航訊號(Pilot signal)。接收端收到經過通道的領航訊號後，便可以與當初約定好的領航訊號做比較，觀察通道對領航訊號造成的影響，藉以完成通道效應的估計，而本論文假設系統已經完成正確的通道估計。實際應用中通道估計的方法有許多種，各有其優劣之處，也是此研究可供進一步探討的部分，此處則不再討論。

由於通道估計的好壞對系統效能有重要的影響，故傳送端在送領航訊號時常會讓領航訊號的功率大過資料訊號的功率，使領航訊號較不易受到其他資料訊號的干擾。相對地，做完通道估計後的領航訊號除了失去它的作用外，亦因為其功率大於資料訊號功率，故也會反過來造成資料訊號嚴重的干擾，故我們應該設法將領航訊號的干擾完全由接收訊號中扣除。而由於領航訊號在接收端為已知，而完成通道估計後接收端也了解通道的效應，故可輕易地重建經過通道後的領航訊號，並將此訊號由接收訊號中扣除，完成領航訊號的干擾消除動作，延續第三章中頻域的通道響應 \mathbf{H} 與領航訊號 \mathbf{C}_p 的定義，接收訊號在移除護衛間隔並進行 FFT 後，此動作可以數學表示如下：

$$\mathbf{H} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k + \mathbf{C}_p \right) + \mathbf{N} - \mathbf{H} \mathbf{C}_p = \mathbf{H} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{N} \quad (4.1)$$

4.2.2 通道匹配

做完領航訊號干擾消除的動作後，將著就要對訊號進行通道匹配(Channel matching)，以對各次載波上的通道相位做補償還原，並對其增益進行適當的調整。本論文所使用的通道匹配方式共有下列四種：

1. 最大比例合併方式(Maximum Ratio Combining, MRC)

$$W_i^* = H_i^*$$

此種通道匹配方式將各次載波上的相位均調整為零，且乘上與原本通道頻率增益大小相同的值，如此則可以得到最大的訊號對雜訊功率比(Signal to Noise power Ratio, SNR)。在一個傳送訊號只收到雜訊影響，沒有干擾的情況下，最大的訊號對雜訊功率比即可保證最好的系統效能表現，亦即此時 MRC 就是最好的通道匹配方式。

2. 強制歸零合併方式(Zero Forcing Combining, ZFC)

$$W_i^* = H_i^* / |H_i|^2$$

此種通道匹配方式將各次載波上的相位均調整為零，且對原本通道頻率增益大小的平方值做正規化(Normalize)，如此則代表完全還原通道對資料造成的效應，華氏碼之間的正交性也完全恢復。在一個傳送訊號只收到展頻碼之間干擾的影響，沒有雜訊的情況下，此方式將會是最好的辦法。但有雜訊存在時，若通道在某個次載波頻率增益的值很小，則此次載波的訊號會被乘上一個很大的權值(Weighting)，這個

次載波上的雜訊也因此被放大許多，產生所謂的雜訊增強(Noise enhancement)效應，降低系統的效能。

3. 相同增益合併方式(Equal Gain Combining, EGC)

$$W_i^* = H_i^* / |H_i|$$

此種通道匹配方式將各次載波上的相位均調整為零，且對原本通道的頻率增益大小做正規化。此種方式對訊號造成的效應有點像 MRC 與 ZFC 的綜合體，既調整了相位卻又不將通道的頻率增益完全還原。

4. 部份等化合併方式(Partial Equalization Combining)[18]

$$W_i^* = H_i / |H_i|^{1+\beta}, \quad -1 \leq \beta \leq 1$$

此種通道匹配方式將各次載波上的相位均調整為零，而在次載波增益正規化的部份，則引入了可調整的參數。我們可以發現當 $\beta = -1$ 時此方式就變成只有雜訊無干擾時的最佳方式 MRC，而當 $\beta = 1$ 時則變為只有干擾無雜訊時的最佳方式 ZFC，故藉由 β 值的選擇，部份等化合併就可以在干擾或雜訊的抑制中做調整，而實際使用時，最佳 β 值的決定則與干擾及雜訊的強度有關，我們需要在固定干擾及雜訊強度的情況下，嘗試不同的 β 值以求得此狀況下的最佳選擇。

選定了通道匹配方式後，通道匹配的動作可用數學表示如下

$$\begin{aligned} \mathbf{W}^* \left\{ \mathbf{H} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{N} \right\} &= \mathbf{W}^* \mathbf{H} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{W}^* \mathbf{N} \\ \mathbf{W} &= \text{diag}(W_1, W_2, \dots, W_N) \end{aligned} \quad (4.2)$$

其中 W_i 為第 i 個次載波訊號所需要乘上的權值係數。

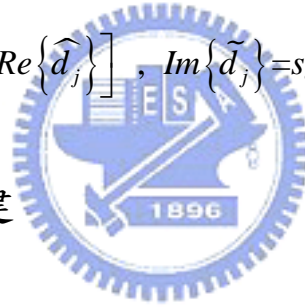
4.2.3 資料解展頻與資料決策

完成了通道匹配的動作後，接著就要先作解展頻的動作再做資料決策，方法即是把通道匹配後的資料乘上不同的華氏碼 \mathbf{c}_k ，再將此數值做硬決策以得到決策後的資料符元 \tilde{d}_j 。對第 j 個資料符元來說，此動作可表示為

$$\begin{aligned}\hat{d}_j &= \mathbf{c}_j^T \left\{ \mathbf{W}^* \mathbf{H} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{W}^* \mathbf{N} \right\} \\ &= d_j \sum_{i=1}^N W_i^* H_i + \sum_{k \neq j} d_k \left(\sum_{i=1}^N W_i^* H_i c_{j,i} c_{k,i} \right) + \sum_{i=1}^N W_i^* H_i c_{j,i} N_{ii}\end{aligned}\quad (4.3)$$

$$\text{Re}\{\tilde{d}_j\} = \text{sgn}\left[\text{Re}\{\hat{d}_j\}\right], \quad \text{Im}\{\tilde{d}_j\} = \text{sgn}\left[\text{Im}\{\hat{d}_j\}\right]$$

4.2.4 多路徑干擾重建



在做資料決策時，由上式(4.3)即可發現，用來決策的訊號除了第一項與所要的資料符元 \tilde{d}_j 通道響應以及匹配係數有關之外，第二項因為通道響應與匹配係數造成來自其他華氏碼的干擾，以及第三項由通道效應、華氏碼與雜訊造成的干擾也都會一起影響決策結果。與雜訊有關的干擾是系統固有的所以無法消除，但我們分析第二項干擾的來源可發現這其實就是多路徑效應與與資料符元的綜合變化，故理論上我們應該可以重建這些干擾並消除之。只要把決策後的資料重新模仿傳送端作展頻的動作，再搭配通道的多路徑資訊即可重建多路徑干擾。假設通道的路徑數目為 L ，則由於離散傅立葉轉換的加成性，頻域的整體通道效應可表示為個路徑的頻率響應和，亦即

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2 + \dots + \mathbf{H}_L \quad (4.4)$$

而重建的第 p 個路徑的干擾 I_p 亦可以表示如下

$$I_p = \mathbf{H}_p \left(\sum_{k=1}^K \hat{d}_k \mathbf{c}_k \right), \quad p=1,2,\dots,L \quad (4.5)$$

此重建出來的 L 個資料多路徑干擾即為第一級干擾消除重建方塊的輸出，供下一級方塊作干擾消除之用。

4.3 干擾消除與重建方塊：類型二

類型二的干擾消除與重建方塊內部架構如下圖 4.3 所示

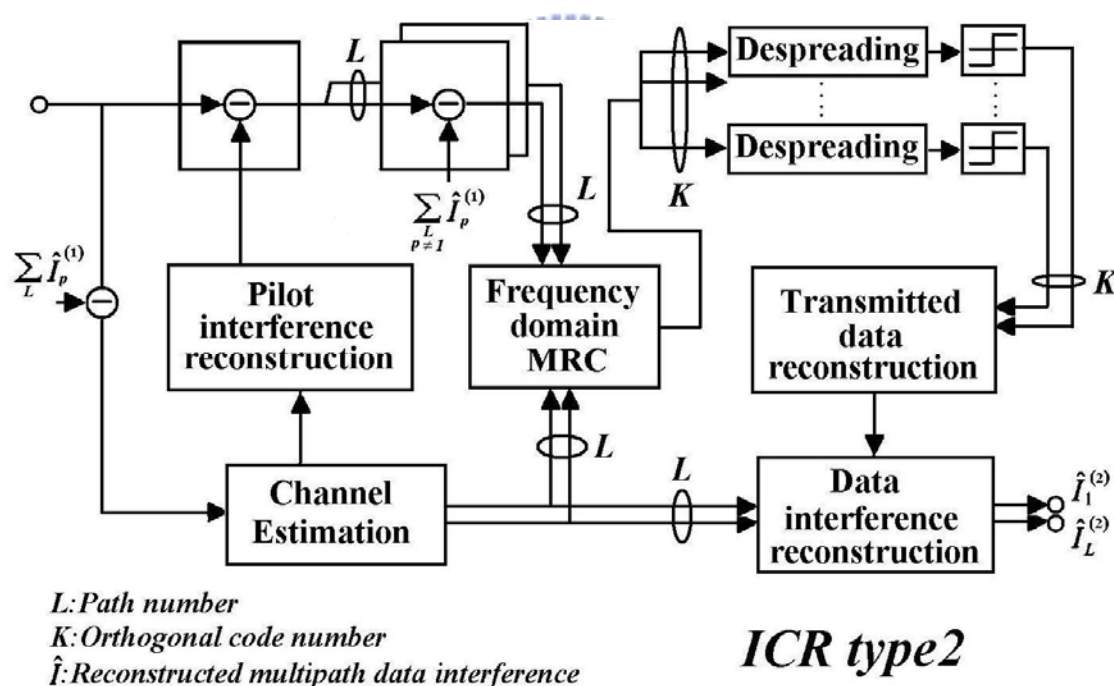


圖 4.3 干擾消除與方塊內部架構：類型二

類型二的干擾重建消除方塊功能與類型一其實很類似，但由於資料訊號造成的多路徑干擾可由前一級提供，故此層級在通道估計與通道匹配的運作上和上一層級略有不同，下面我們針對相異之處做說明。

4.3.1 通道估計與領航訊號干擾消除

在前一級作通道估計時，由於對資料訊號仍一無所知，我們只能將接收端經過 FFT 後的訊號通通用來作通道估計。但事實上此訊號除了領航訊號與雜訊外，尚包括了經過通道的資料訊號，這些干擾都只能藉由對領航訊號的解展頻動作來壓制，最終仍會影響通道估計的性能。而在本層級由於有前級提供資料的干擾訊號，故我們能將此干擾由 FFT 後的訊號中扣除，剩餘的就是不折不扣的領航訊號與雜訊(前提是資料干擾訊號被精確地重建)，故通道估計的效能便能因此提升。

由於我們已經重新做了通道估計，領航訊號對資料形成的干擾再次成為問題，此時我們可仿照上一級的方法重建領航訊號的干擾，並從經過 FFT 後的訊號中扣除。可想而知的，由於通道估計的準確度提升，領航訊號的干擾重建與扣除也能更趨正確，提升後面資料訊號處理時的正確性。此處的數學表示與前級類似，故不再重述。

4.3.2 多路徑干擾消除與路徑資料合併

在前一級，領航訊號干擾消除後的資料訊號接著進行通道匹配的動作。而在此層級中我們由於已知各路徑上的資料訊號干擾，故可以將這些干擾從已經不含領航訊號的整體資料訊號中一一扣除，獨自抽離出各路徑的資料，加上無法移除的雜訊。與前一級的通道匹配比較，由數學式(4.3)即可了解通道匹配並無法還原華氏碼之間的正交性，但此處若成功地將各路徑的資料精準分離，則理論上各個單一路徑上的資料中，其展頻碼之間仍是保有完美正交特性的，此時雜訊成為干擾

的主要來源，故我們只要使用 MRC 對各路徑的資料作通道匹配即可，接著再將匹配後的各路徑資料相加總，以收集分散在各路徑的能量，還可以達到路徑分集(Path diversity)的效果。上述的運作可用數學表示如下

$$\begin{aligned}
 \mathbf{D}_p &= \mathbf{H} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{N} - \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq p}}^L \mathbf{I}_q \\
 &= \mathbf{H} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right) - \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq p}}^L \mathbf{H}_q \left(\sum_{k=1}^K \hat{d}_k \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{N} \\
 &= \mathbf{H}_p \left(\sum_{k=1}^K \hat{d}_k \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{N} \quad , \quad p=1,2,\dots,L
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

Data before despreading

$$\begin{aligned}
 &= \sum_{p=1}^L \mathbf{W}_p^* \mathbf{D}_p \\
 &= \sum_{p=1}^L \mathbf{H}_p^* \left\{ \mathbf{H}_p \left(\sum_{k=1}^K \hat{d}_k \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{N} \right\}
 \end{aligned}$$

其中 \mathbf{D}_p 為單獨分離出來的第 p 個路徑的資料， $\mathbf{W}_p = \mathbf{H}_p$ 是針對第 p 個路徑的頻率響應產生的通道匹配係數， L 則為通道的多路徑數目。

資料進行完多路徑干擾消除、通道匹配與路徑資料合併後，其後的動作與前級均相同，故此處不再贅述。

4.4 軟性多路徑干擾消除技術

多路徑干擾消除技術雖然可以消除通道造成的干擾，但前提是資料訊號必須被正確的決策以製造出正確的路徑資料干擾。當決策後的資料有錯誤時，要不是原本應該被消除的干擾沒有被消除，就是明明本來沒有干擾，但系統就是認為此處有干擾而硬是消除之，兩種結果都不是我們所樂見的。但既然決策後的資料錯誤難免，我們該如何解決上述的問題呢？答案就是本節將介紹的軟性多路徑干擾消除技術。

軟性多路徑干擾消除技術的原理是利用解展頻後的資料進行其可靠度(Reliability)的計算，若我們判斷這筆資料的可靠度較高，那麼我們就可以放心的用決策後的符元作干擾重建與消除的動作；若是這筆資料的可靠度較低，那麼決策後的符元就再以可靠度調整其權值的大小，以期重建出“強度較弱”的干擾訊號，降低錯誤的干擾消除帶來的不利影響。而上述的機制其實就可以藉由在資料決策時使用軟決策(Soft decision)來完成。在先前的介紹中，解展頻之後的資料我們是使用硬決策(Hard decision)還原資料符元，這樣的好處是直接而簡單，只可惜在做硬決策的同時，資料中原本攜帶的可靠度資訊也因此流失。相反地，若我們使用軟決策，則可以得到可靠度的資訊，以進行軟性多路徑干擾消除。本節就將介紹如何由解展頻後的資料進行其可靠度的計算，並用之進行軟決策的方法。

4.4.1 資料軟決策與干擾重建：類型一

要進行軟決策或是可靠度的計算，首先必須知道的就是資料的統

計平均值(Mean)與變異數(Variance)，故我們首先就是對解展頻後的資料進行相關的計算。先假設我們使用 PEC 通道匹配方式，並對第 j 個華氏碼作解展頻，承(4.3)式：

$$\begin{aligned}
\widehat{d}_j &= \mathbf{c}_j^T \left\{ \mathbf{W}^* \mathbf{H} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{W}^* \mathbf{N} \right\} \\
&= d_j \sum_{i=1}^N W_i^* H_i + \sum_{k \neq j} d_k \left(\sum_{i=1}^N W_i^* H_i c_{j,i} c_{k,i} \right) + \sum_{i=1}^N W_i^* H_i c_{j,i} N_{ii} \\
&= d_j \sum_{i=1}^N \frac{|H_i|^2}{|H_i|^{1+\beta}} + \sum_{k \neq j} d_k \left(\sum_{i=1}^N \frac{|H_i|^2}{|H_i|^{1+\beta}} c_{j,i} c_{k,i} \right) + \sum_{i=1}^N c_{j,i} N_i \frac{H_i^*}{|H_i|^{1+\beta}} \\
&= d_j \sum_{i=1}^N |H_i|^{1-\beta} + \sum_{i=1}^N \left(|H_i|^{1-\beta} \sum_{k \neq j} d_k c_{j,i} c_{k,i} \right) + \sum_{i=1}^N c_{j,i} N_i \frac{H_i^*}{|H_i|^{1+\beta}} \quad (4.7) \\
&= d_j \sum_{i=1}^N |H_i|^{1-\beta} + \sum_{i=1}^N \left(\psi_i \sum_{k \neq j} d_k c_{j,i} c_{k,i} \right) + \sum_{i=1}^N c_{j,i} N_i \frac{H_i^*}{|H_i|^{1+\beta}} \\
&\text{where } \psi_i = |H_i|^{1-\beta} - \kappa, \quad \kappa = h_{eq}[0], \quad h_{eq}[n] = IDFT \left\{ |H_i|^{1-\beta} \right\}
\end{aligned}$$

此時解展頻後的資料被分為三項：第一項是經過通道效應與匹配的所要資料(Desired data)；第二項是經過通道效應與匹配之來自展頻碼間互相關值的干擾；最後一項則是經解展頻與通道匹配的頻域雜訊。其中值得注意的是第二項的 ψ_i ，其意義解釋如下：原本第二項中的 $|H_i|^{1-\beta}$ 代表的是各次載波上的通道頻率增益與通道匹配的結果，而這是由通道中所有多路徑的頻域訊號所組成，但事實是多路徑中第一個路徑上的展頻碼在解展頻時並不會產生干擾，意思是第一個路徑的頻率增益在所有的次載波上均為一固定常數，是故解展頻時不會產生干擾，所以我們應該將此固定常數值 κ 自 $|H_i|^{1-\beta}$ 中扣除，亦即各個次載波的資料干擾其實只因 ψ_i 而產生，如此在我們接下來計算各項的平均值與變異數時才不會產生嚴重誤差。

現在我們就要分別計算(4.7)式中第二、三項的平均值與變異數，
首先我們從較簡單的第三項開始

$$\begin{aligned}
 E \left[\operatorname{Re} \left(\sum_{i=1}^N c_{j,i} N_i \frac{H_i^*}{|H_i|^{1+\beta}} \right) \right] &= E \left[\operatorname{Im} \left(\sum_{i=1}^N c_{j,i} N_i \frac{H_i^*}{|H_i|^{1+\beta}} \right) \right] = 0 \\
 \operatorname{Var} \left[\operatorname{Re} \left(\sum_{i=1}^N c_{j,i} N_i \frac{H_i^*}{|H_i|^{1+\beta}} \right) \right] &= \operatorname{Var} \left[\operatorname{Im} \left(\sum_{i=1}^N c_{j,i} N_i \frac{H_i^*}{|H_i|^{1+\beta}} \right) \right] \\
 &= \frac{1}{2} \operatorname{Var} \left[\sum_{i=1}^N c_{j,i} N_i \frac{H_i^*}{|H_i|^{1+\beta}} \right] = \frac{\sigma_n^2}{2} \sum_{i=1}^N |H_i|^{-2\beta}, \quad \text{where } \sigma_n^2 = E[N_i^2]
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

接著，為了便於計算第二項的統計平均與變異數，我們引入一個新的變數 $x_i = \sum_k d_k c_{j,i} c_{k,i}$ ，若我們暫時先將 d_k 視為 ± 1 的訊號，則由於我們使用了 ± 1 的展頻碼，故 $d_k c_{j,i} c_{k,i}$ 的值也是 ± 1 ，而 x_i 就成為一個類似隨機漫步(Random walk)的隨機變數，其值則由 $d_k c_{j,i} c_{k,i}$ 等於 $+1$ 或 -1 的次數來決定。若將 $d_k c_{j,i} c_{k,i}$ 視做一個二項分佈(Binomial distribution)的隨機變數 y_i ，則由觀察可得 x_i 與 y_i 有著 $x_i = (K-1) - 2y_i$ 的關係，其中 K 為展頻碼的數目， $(K-1)$ 亦為二項隨機變數試驗(Trail)的數目，是故

$$\begin{aligned}
 E \left[\sum_{i=1}^N \left(\psi_i \sum_{k \neq j} d_k c_{j,i} c_{k,i} \right) \right] &= E \left[\sum_{i=1}^N (\psi_i x_i) \right] = \sum_{i=1}^N (\psi_i E[x_i]) = 0 \\
 \operatorname{Var} \left[\sum_{i=1}^N (\psi_i x_i) \right] &= E \left[\left(\sum_{i=1}^N (\psi_i x_i) \right)^2 \right] \\
 &= E \left[\left(2 \sum_{i=1}^N \psi_i y_i - K \sum_{i=1}^N \psi_i \right)^2 \right], \quad \text{where } K = (K-1) \\
 &= 4E \left[\left(\sum_{i=1}^N \psi_i y_i \right)^2 \right] - K^2 \left(\sum_{i=1}^N \psi_i \right)^2 \\
 &= 4E[\varphi^2] - K^2 \left(\sum_{i=1}^N \psi_i \right)^2, \quad \text{where } \varphi = \sum_{i=1}^N \psi_i y_i
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

我們先用動差產生函數(Moment-generating function)的觀念來計算 $E[\varphi^2]$ 的值。若我們對一個隨機變數的動差產生函數 $M(t)$ 取自然對數 (Nature logarithm) 得到函數 $R(t)$ ，稱為累積產生函數(cumulant-generating function)，則 $R(t)$ 與 $M(t)$ 之間有如下的關係：

$$R(t) \triangleq \ln[M(t)] \quad , \quad R'(t) = \frac{M'(t)}{M(t)}$$

$$R''(t) = \frac{M(t)M''(t) - [M'(t)]^2}{[M(t)]^2} \quad (4.10)$$

又 $M(0) = 1$ ，故

$$\mu = M'(0) = R'(0)$$

$$\sigma^2 = M''(0) - [M'(0)]^2 = R''(0) \quad (4.11)$$

因此， $E[\varphi^2]$ 的計算可由 y_i 的動差產生函數逐步推導而得：

$$\therefore M_{y_i}(t) = \left(\frac{1}{2}\right)^{K'} (1 + e^t)^{K'}$$

$$\therefore M_{\psi_i y_i}(t) = M_{y_i}(\psi_i t) = \left(\frac{1}{2}\right)^{K'} (1 + e^{\psi_i t})^{K'}$$

$$\therefore M_\varphi(t) = \prod_{i=1}^N \left[\left(\frac{1}{2}\right)^{K'} (1 + e^{\psi_i t})^{K'} \right] = \left(\frac{1}{2}\right)^{NK'} \prod_{i=1}^N (1 + e^{\psi_i t})^{K'}$$

$$\therefore M_\varphi(0) = 1$$

接著

$$R(t) = \ln M_\varphi(t) = NK' \ln\left(\frac{1}{2}\right) + K' \sum_{i=1}^N \ln(1 + e^{\psi_i t})$$

$$R'(t) = \frac{M'_\varphi(t)}{M_\varphi(t)} = K' \sum_{i=1}^N \frac{\psi_i e^{\psi_i t}}{1 + e^{\psi_i t}}$$

$$R''(t) = K' \sum_{i=1}^N \frac{\psi_i^2 e^{\psi_i t} (1 + e^{\psi_i t}) - \psi_i e^{\psi_i t} (\psi_i e^{\psi_i t})}{(1 + e^{\psi_i t})^2}$$

所以

$$R'(0) = \frac{K'}{2} \sum_{i=1}^N \psi_i, \text{ and } R''(0) = \frac{K'}{4} \sum_{i=1}^N \psi_i^2 \quad (4.14)$$

$$E[\phi^2] = R''(0) + R'^2(0) = \frac{K'}{4} \sum_{i=1}^N \psi_i^2 + \frac{K'}{4} \left(\sum_{i=1}^N \psi_i \right)^2$$

至此我們發現直接將(4.14)式代入(4.9)式即可得到

$$\begin{aligned} \text{Var} \left[\sum_{i=1}^N (\psi_i x_i) \right] &= E \left[\left(\sum_{i=1}^N (\psi_i x_i) \right)^2 \right] \\ &= 4E[\phi^2] - K'^2 \left(\sum_{i=1}^N \psi_i \right)^2 \\ &= 4 \left[\frac{K'}{4} \sum_{i=1}^N \psi_i^2 + \frac{K'}{4} \left(\sum_{i=1}^N \psi_i \right)^2 \right] - K'^2 \left(\sum_{i=1}^N \psi_i \right)^2 \\ &= K' \left(\sum_{i=1}^N \psi_i^2 \right) = (K-1) \left(\sum_{i=1}^N \psi_i^2 \right) \end{aligned} \quad (4.15)$$

這裡需要注意的是，在推導的過程中我們是假設 d_k 為 ± 1 的訊號，實際上 d_k 則是實虛部各為 $\pm 1/\sqrt{2}$ 的訊號，所以我們可以將真正的 d_k 實虛部分開看待，兩者的統計特性與上述的推導結果只是相差一個比例的關係，故 \hat{d}_j 在實部或虛部的變異數均為

$$\begin{aligned} \text{Var} \left[\text{Re} \{ \hat{d}_j \} \right] &= \text{Var} \left[\text{Im} \{ \hat{d}_j \} \right] \\ &= \frac{1}{2} \text{Var} \left[\sum_{i=1}^N (\psi_i x_i) \right] + \frac{1}{2} \text{Var} \left[\sum_{i=1}^N c_{j,i} N_i \frac{H_i^*}{|H_i|^{1+\beta}} \right] \\ &= \frac{(K-1)}{2} \left(\sum_{i=1}^N \psi_i^2 \right) + \frac{\sigma_n^2}{2} \sum_{i=1}^N |H_i|^{-2\beta} \end{aligned} \quad (4.16)$$

推導至此，我們終於有足夠的資訊可以計算 \hat{d}_j 的可靠度，並藉以做資料的軟決策。首先在可靠度的計算方面，我們是採用對數可能性比例法(Log-Likelihood Ratio, LLR)，假設收到的符元為 $\hat{d}_j = \hat{a}_j + j\hat{b}_j$ ，並假設傳送端資料為 ± 1 的機率相等，則其可靠度計算如下(以虛部為例)

$$\begin{aligned}
 LLR_{b_j} &= \log \frac{P(b_j = +1 | \hat{b}_j)}{P(b_j = -1 | \hat{b}_j)} = \log \frac{P(\hat{b}_j | b_j = +1)}{P(\hat{b}_j | b_j = -1)} \\
 P(\hat{b}_j | b_j = +1) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{d_j}^2}} \exp\left(-\frac{(\hat{b}_j - m)^2}{2\sigma_{d_j}^2}\right) \\
 P(\hat{b}_j | b_j = -1) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{d_j}^2}} \exp\left(-\frac{(\hat{b}_j + m)^2}{2\sigma_{d_j}^2}\right) \\
 LLR_{b_j} &= \frac{1}{2\sigma_{d_j}^2} \left[(\hat{b}_j + m)^2 - (\hat{b}_j - m)^2 \right] \\
 \text{where } m_{b_j}^+ &= -m_{b_j}^- = m
 \end{aligned} \tag{4.17}$$

其中 m 為 \hat{d}_j 的統計平均值，即為(4.7)式中的 $\sum |H_i|^{1-\beta}$ 。而此可靠度求得以後，由於其值的範圍區間是正負無窮大，故我們就再利用高正切(Hypertangent)函數作一個映射的動作，將其值域對應至 ± 1 的區間，再作比例調整，即成為軟決策後的資料輸出，以數學表示如下

$$\tilde{b}_j = E[\hat{b}_j] = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{LLR_{b_j}}{2}\right) \tag{4.18}$$

軟決策後的資料符元重新經過展頻後，再搭配通道效應便可重建出軟性的多路徑資料干擾，以供下一級進行軟性多路徑干擾消除的動作，這些動作的詳細內容如前述，故此處不再重複。

4.4.2 資料軟決策與干擾重建：類型二

相較於類型一的干擾消除與重建方塊中是針對整體的通道效應做匹配，類型二的方塊中由於已經將各路徑的資料單獨抽離，並對各路徑的頻率響應做 MRC 後再加總不同路徑資料，與類型一的方式不同。故在此層級我們也必須不同的方式進行資料的軟決策，本小節即介紹此方法。

首先我們從簡單的問題看起，假設接收端收到了兩個來自不同路徑 h_0 、 h_1 的資料 x_1 、 x_0 ，並假設雜訊 n 是變異數為 σ_n^2 的 AWGN，則由機率的觀念[19]可得

$$\begin{aligned}
 y &= (h_0 x_0 + h_1 x_1) + n = z + n \\
 P^{\text{int}}(z) &= c_z \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_n^2}(y-z)^2\right) \\
 P^{\text{int}}(x_1 = +1) &= p_1 \\
 P^{\text{int}}(x_1 = -1) &= 1 - p_1 \\
 P^{\text{ext}}(x_0) &= c_{x_0}' \sum_{\substack{(x_0, x_1, z) \in S \\ \sim \{x_0\}}} P^{\text{int}}(x_1) P^{\text{int}}(z)
 \end{aligned} \tag{4.19}$$

上式代表的涵義是說，由於 x_0 、 x_1 與 z 之間存在著一定的關係，故 x_0 的機率分布情況，其實是可以由 x_1 與 z 的機率分布組合而得。繼續推導可得

$$\begin{aligned}
 P^{\text{ext}}(x_0) &= c_{x_0}' \left\{ p_1 \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_n^2}(y - (h_0 x_0 + h_1))^2\right) \right. \\
 &\quad \left. + (1 - p_1) \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_n^2}(y - (h_0 x_0 - h_1))^2\right) \right\}
 \end{aligned}$$

$$\therefore P^{ext}(x_0) \approx c_{x_0}'' \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_n^2}\left(y - (h_0x_0 + h_1(2p_1 - 1))\right)^2\right) \quad (4.20)$$

有了 x_0 的機率分布後，我們就可用此求得 x_0 的可靠度

$$\begin{aligned} LLR^{ext}(x_0) &= \log \frac{P^{ext}(x_0 = +1)}{P^{ext}(x_0 = -1)} \approx \frac{2}{\sigma_n^2} h_0 (y - h_1(2p_1 - 1)) \\ &= \frac{2}{\sigma_n^2} h_0 (y - h_1 E[x_1]) \end{aligned} \quad (4.21)$$

若我們試圖解釋上式，就會發現 x_0 的可靠度是先將收到的訊號扣掉 x_1 的期望值與通道效應形成的干擾值，再與本身經過的通道效應做匹配的動作後，除以雜訊的變異數 σ_n^2 再乘以二的結果。若我們將 x_0 或 x_1 想像成不同次載波上的展頻碼切片，而 h_0 、 h_1 是不同路徑的次載波之頻率響應，則(4.21)式可以衍伸為如下數學式

$$\begin{aligned} LLR_j &= \frac{2}{\sigma_n^2} \mathbf{c}_j^T \left[\sum_{p=1}^L \mathbf{H}_p \left\{ \mathbf{r} - \overline{\mathbf{H}}_p \left(\sum_{k=1}^K E[d_k] \mathbf{c}_k \right) \right\} \right] \\ \text{where } \overline{\mathbf{H}}_p &= \mathbf{H} - \mathbf{H}_p, \quad \mathbf{r} = [r_1, r_2, \dots, r_N]^T \end{aligned} \quad (4.22)$$

其中 $\overline{\mathbf{H}}_p$ 代表的是扣除第 p 個路徑的頻率響應後，其餘路徑的頻率響應之總效應， \mathbf{r} 則是接收端經過快速傅立葉轉換後的頻域訊號。在(4.22)式的中括號裡，行向量的每一個元素都是一個展頻碼切片上的資料，且均經過了類似(4.21)的處理：先從收到的訊號中扣除來自所有相同位置的展頻碼切片、資料符元和“第 p 個路徑以外的其它路徑形成的通道效應”形成的干擾，接著再針對路徑 p 的通道頻率響應做匹配的動作，得到第 p 個路徑上的訊號切片，接著再將所有 L 個路徑得到的切片資料加總。而整個行向量最後再對第 j 組展頻碼進行解展頻的動作，再除以雜訊的變異數 σ_n^2 並乘以二即可得到所要的對數可能性比例，也

就是此資料符元的可靠度，而其中 $E[d_k]$ 的期望值，我們則利用上一級干擾消除重建方塊決策後的資料符元來代替。有了資料符元的可靠度以後，我們便可以利用同於(4.18)式的高正切函數，進行資料符元的軟決策。同樣地，資料符元的實部與虛部均以相同的方式處理如下：

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}\{\tilde{d}_j\} &= E[\operatorname{Re}\{d_j\}] = \tanh\left(\frac{\operatorname{Re}\{LLR_j\}}{2}\right) \\ \operatorname{Im}\{\tilde{d}_j\} &= E[\operatorname{Im}\{d_j\}] = \tanh\left(\frac{\operatorname{Im}\{LLR_j\}}{2}\right) \end{aligned} \quad (4.23)$$

此即為類型二的干擾消除重建方塊中，軟性資料決策的作法。

4.4.3 最佳化部份等化合併技術

在 4.2.2 節提到通道匹配時，我們曾經介紹過 PEC 的通道匹配方式，此方式藉由 β 的選擇而在干擾或雜訊的抑制中做調整。實際使用時，我們是在固定干擾及雜訊強度的情況下，多次嘗試不同的 β 值以找出此狀況下的最佳選擇，例如在雙路徑固定通道下的最佳 β 值為 0.7；而雙路徑衰減通道則是 0.5。但這樣的選擇其實是基於長期平均下的系統效能所作的決定：雖然“平均而言”使用這樣的“固定” β 值可達最佳效能，但對雙路徑衰減通道而言，這樣卻不代表此 β 值對“任何一瞬間”的通道狀況都是最佳的選擇，每一瞬間的通道應該都有對自己而言最適當的 β 值才對。而隨著每次通道情況的改變，即時地調整通道匹配時所使用的 β 值，即是本節所要介紹的最佳化 PEC 技術。

既然為了找出對系統效能最佳化的 β 值，首先我們就要先為系統的“最佳效能”下一個定義，能滿足此條件的 β 值就是最佳化的 β 值。最直覺的定義就是讓系統的位元錯誤率(Bit Error Rate, BER)最低，也就是讓訊號對干擾與雜訊功率比最高，而由 4.2.1 節的推導，訊號、干擾與雜訊功率都可以表示為 β 值的函數，故我們可以直接地定義最佳化的 β 值如下

$$\begin{aligned}\beta_{\text{optimum}} &= \arg \min_{\beta} \{BER\} \\ &\equiv \arg \max_{\beta} \left\{ \left(E[\widehat{d}_j] \right)^2 / \text{Var}[\widehat{d}_j] \right\}\end{aligned}\quad (4.24)$$

其中

$$\begin{aligned}\left(E[\widehat{d}_j] \right)^2 &= \left(\widehat{d}_j \sum_{i=1}^N |H_i|^{1-\beta} \right)^2 = \left(\sum_{i=1}^N |H_i|^{1-\beta} \right)^2 \\ \text{Var}[\widehat{d}_j] &= \frac{(K-1)}{2} \left(\sum_{i=1}^N \psi_i^2 \right) + \frac{\sigma_n^2}{2} \sum_{i=1}^N |H_i|^{-2\beta}\end{aligned}$$

此時訊號的實部與虛部無須分開討論，因為通道實部虛部的效應均已經包含於上式之中。每當通道的情況發生改變時，我們即依照上式計算出此通道狀況下最適當的 β 值，再代入原本的 PEC 匹配方式中作通道匹配，理論上這樣的通道匹配方式應要比 β 值固定不變的 PEC 匹配方式達到更好的系統效能。此即為本論文提出的最佳化 PEC 匹配方式。

第五章

電腦模擬

本論文提出在 MC-CDMA 系統下鏈傳輸架構中，使用硬性資料決策與軟性資料決策結果重建多路徑干擾，並以遞迴的方式消除多路徑干擾之硬/軟性多路徑干擾消除技術。

在本章中，我們將模擬搭配硬/軟性多路徑干擾消除技術的 MC-CDMA 系統下鏈接收機，使用不同的通道匹配方式，在雙路徑固定通道與雙路徑衰減通道下的系統效能表現。

5.1 模擬環境與參數

本論文電腦模擬使用之通道模型與假設條件為：

1. 能量一樣的雙路徑固定通道
 2. 能量一樣的雙路徑衰減通道，由傑克衰減模型產生
- 假設接收端已達到完美通道估計
 - 假設接收端已知傳送端所有的展頻碼。
 - 假設傳送端與接收端已達成載波同步與符元同步。
 - 假設傳送端的功率放大器與類比/數位轉換器均是線性的。
 - 假設來自其它蜂巢的干擾為零。

本論文電腦模擬使用之參數為：

表 5.1 搭配多路徑干擾消除技術的 MC-CDMA 系統之電腦模擬參數

調變方式(modulation)	QPSK
載波頻率(carrier frequency)	2 GHz
頻寬(total bandwidth)	5 MHz
次載波個數(number of subcarriers)	256
有效符元長度(useful symbol time)	51.2 us
護衛間隔長度(guard interval)	12.8 us
完整符元時間(overall symbol time)	64 us
展頻因數(spreading factor)	256
車速(vehicle speed)	120 km/hr
都普勒頻率(Doppler frequency)	222 Hz
路徑個數(path number)	2
最大延遲擴散(max delay spread)	3.2 us
通道匹配方式(Channel matching)	MRC, EGC, ZFC, PEC with $\alpha=0.7$ (雙路徑固定通道) PEC with $\alpha=0.5$ (雙路徑衰減通道) MMSEC, Optimum PEC

5.2 模擬結果與討論

5.2.1 硬性多路徑干擾消除技術之效能討論

圖 5.1 顯示了未加上多路徑干擾消除技術的 MC-CDMA 系統在雙路徑固定通道下的系統效能。很明顯地其系統效能表現與通道匹配的方式有關：使用 MRC 通道匹配的系統在低 SNR，也就是以雜訊為位元錯誤主要來源的環境下有較好的效能；而在較高的 SNR，也就是以多路徑干擾為位元錯誤主要來源的狀況下，使用 ZFC 通道匹配則有較好的表現；EGC 通道匹配的效能則介於 ZFC 與 MRC 匹配方式之間；而 $\beta=0.7$ 的 PEC 通道匹配方式在較低的 SNR 下表現較類似於 ZFC ($\beta=1$) 通道匹配，而在 SNR 具有一定水準 ($>11\text{dB}$) 的環境下，其表現就則大幅的超越其餘各種的通道匹配方式，這是因為藉由 β 值的選擇，使 PEC 通道匹配能在雜訊與干擾的抑制中取得較為平衡的結果，但其效能仍與理論值有著一定的差距(位元錯誤率 10^{-3} 處仍有約 8.3dB 的差距)。

圖 5.2 顯示了加上硬性多路徑干擾消除技術的 MC-CDMA 系統，在雙路徑固定通道下搭配不同通道匹配方式的系統效能。很明顯地，隨著多路徑干擾消除技術遞迴次數的增加，各種通道匹配方式的系統效能均會有改善的現象，改善的程度則隨著通道匹配方式的不同而異。值得注意的是，不論使用何種通道匹配，系統效能改善的程度都會隨著遞迴次數的增加而越趨漸緩，其中尤以使用 MRC 與 PEC 通道匹配方式的系統，系統效能改善減緩的現象特別明顯。

圖 5.3 將第四級硬性多路徑干擾消除並搭配不同通道匹配方式的 MC-CDMA 系統，在雙路徑固定通道下的效能同時比較。我們可以發現：經過三次的硬性多路徑干擾消除技術後，使用 MRC、EGC 以及 ZFC 的通道匹配之系統的效能表現雖然都有一定程度的改善，但是仍比不上使用 PEC 通道匹配之系統。但值得注意的是：在較高 SNR 的環境下，由於使用 PEC 通道匹配之系統效能改善較 EGC 與 MRC 通道匹配方式來得少，故彼此系統效能間的差距已有縮小的趨勢！

圖 5.4 顯示了未加上多路徑干擾消除技術的 MC-CDMA 系統，在雙路徑衰減通道下的系統效能。此處仍可發現其系統效能表現與通道匹配的方式有關，而使用 MRC、EGC 與 ZFC 通道匹配方式在不同 SNR 環境下的系統效能，也有著類似在雙路徑固定通道下的關係：較低 SNR 時 MRC 匹配較佳；較高 SNR 時 ZFC 通道匹配較佳，EGC 通道匹配之效能則介於兩者之間，而使用 PEC 通道匹配則仍擁有最佳的系統效能，而在位元錯誤率 10^{-3} 處的效能表現與理論值的差距則由雙路徑固定通道下的約 8.3dB 縮小為約 4dB。

圖 5.5 顯示了加上硬性多路徑干擾消除技術的 MC-CDMA 系統，在雙路徑衰減通道下搭配不同通道匹配方式的系統效能。此處仍顯示不論使用何種匹配方式，多路徑干擾消除技術均能隨著遞迴次數的增加而逐漸改善系統效能，而改善的程度也隨著次數增加而減緩。

圖 5.6 將搭配不同通道匹配方式的系統，在進行第四級硬性多路徑干擾消除技術後，在雙路徑衰減通道下的系統效能同時比較。值得注意的是：雖然此處使用 PEC 通道匹配的系統效能亦有改善，但是與雙

路徑固定通道的結果(圖 5.3)比較，PEC 通道匹配與其他通道匹配方式的表現差距已有明顯縮小。另外我們還可發現：此時 EGC 通道匹配方式的表現超越了 ZFC 通道匹配方式，成為與 PEC 通道匹配效能最接近的通道匹配方式，這點是和雙路徑固定通道的情形不同之處。

5.2.2 軟性多路徑干擾消除技術之效能討論

圖 5.7 顯示了加上軟性多路徑干擾消除技術的 MC-CDMA 系統，在雙路徑固定通道下搭配不同通道匹配方式的系統效能。與使用硬性多路徑干擾消除技術的系統效能相比(圖 5.2)，由於此處使用了軟決策後的資料進行干擾的重建與消除，是故在決策後資料的可靠度較低時，可以降低錯誤的干擾重建造成的效能損失，使得整體效能較硬性多路徑干擾消除技術有著些許的改善。



圖 5.8 顯示了加上軟性多路徑干擾消除技術的 MC-CDMA 系統，在雙路徑固定通道下使用本論文提出的最佳化 PEC 通道匹配方式的系統效能，並與使用 MMSEC 通道匹配方式的效能做比較。此處我們可以看到雖然使用最佳化 PEC 通道匹配方式的系統有著不錯的效能表現，但在雙路徑固定通道的情況下仍與使用 MMSEC 通道匹配方式的系統效能有一定的差距。

圖 5.9 將第四級軟性多路徑干擾消除並搭配不同通道匹配方式的系統，在雙路徑固定通道下的效能同時比較。此處各種通道匹配方式的系統效能均勝過使用硬性多路徑干擾消除技術(圖 5.3)時的系統效能，而其相對優劣關係在趨勢上則類似，此處不再贅述。

圖 5.10 顯示了加上軟性多路徑干擾消除技術的 MC-CDMA 系統，在雙路徑衰減通道下搭配不同通道匹配方式的系統效能。與使用硬性多路徑干擾消除技術的系統效能相比(圖 5.5)，整體而言此處的系統均有著較好的表現，其原因仍是因為此處使用了軟決策後的資料進行干擾的重建與消除，是故在決策後資料的可靠度較低時，可以降低錯誤的干擾重建造成的效能損失。另外值得一提的是，由此處的結果搭配圖 5.2、5.5 與 5.7 可以發現，軟性與硬性多路徑干擾消除技術的效能差異，在有衰減變化的通道下會比在固定的通道下明顯一些。

圖 5.11 顯示了加上軟性多路徑干擾消除技術的 MC-CDMA 系統，在雙路徑衰減通道下使用本論文提出的最佳化 PEC 通道匹配方式的系統效能，並與使用 MMSEC 通道匹配方式的效能做比較。此處我們可以看到：兩種通道匹配方式的系統效能在經過多次的軟性多路徑干擾消除後差距逐漸縮小至所差無幾的地步！

圖 5.12 將第四級軟性多路徑干擾消除並搭配不同通道匹配方式的系統，在雙路徑衰減通道下的效能同時比較。此處各種通道匹配方式的系統效能均比使用硬性多路徑干擾消除技術(圖 5.6)時有改善，且改善的程度較雙路徑固定通道時來得明顯些，而其相對優劣關係在趨勢上則大致相同，此處也不再贅述。

由以上的模擬結果，我們可以歸納出一些現象：首先，多路徑干擾消除技術經由電腦模擬，可證明的確有改善系統效能表現的功用；其次，位元錯誤率的效能改善程度均會隨著多路徑干擾消除的遞迴次數增加而減緩，如果我們把兩個連續層級“重建之干擾”的“差異”視作系統對“前一次資料決策”的“修正”，則這樣的現象就可以解讀為“系統已經很難再藉由不斷遞迴的動作，找出先前資料決策的錯誤並修正之”；第三，除了多路徑干擾消除在遞迴時的效能改善程度與第一級的通道匹配方式有關外，特別的是在雙路徑衰減通道時，使用EGC通道匹配方式的系統效能竟然一舉超越ZFC通道匹配方式的表現！經由模擬統計後，我們可發現兩者在一個符元內的位元錯誤數目有著不同的分布情況，但是否這就是造成此一現象的主要原因，值得我們做進一步的研究與探討；最後，使用軟資料決策進行干擾重建與消除的軟性多路徑干擾消除技術，由於可以降低錯誤的干擾重建造成的效能損失，故其效能表現的確比硬性多路徑干擾消除技術的效能來得好，而改善的程度在有衰減的通道下會比沒有衰減的通道下來得明顯，而造成此現象的原因是否也與“一個符元內的位元錯誤數目分布”有關，還需要做更進一步的研究才能下定論。

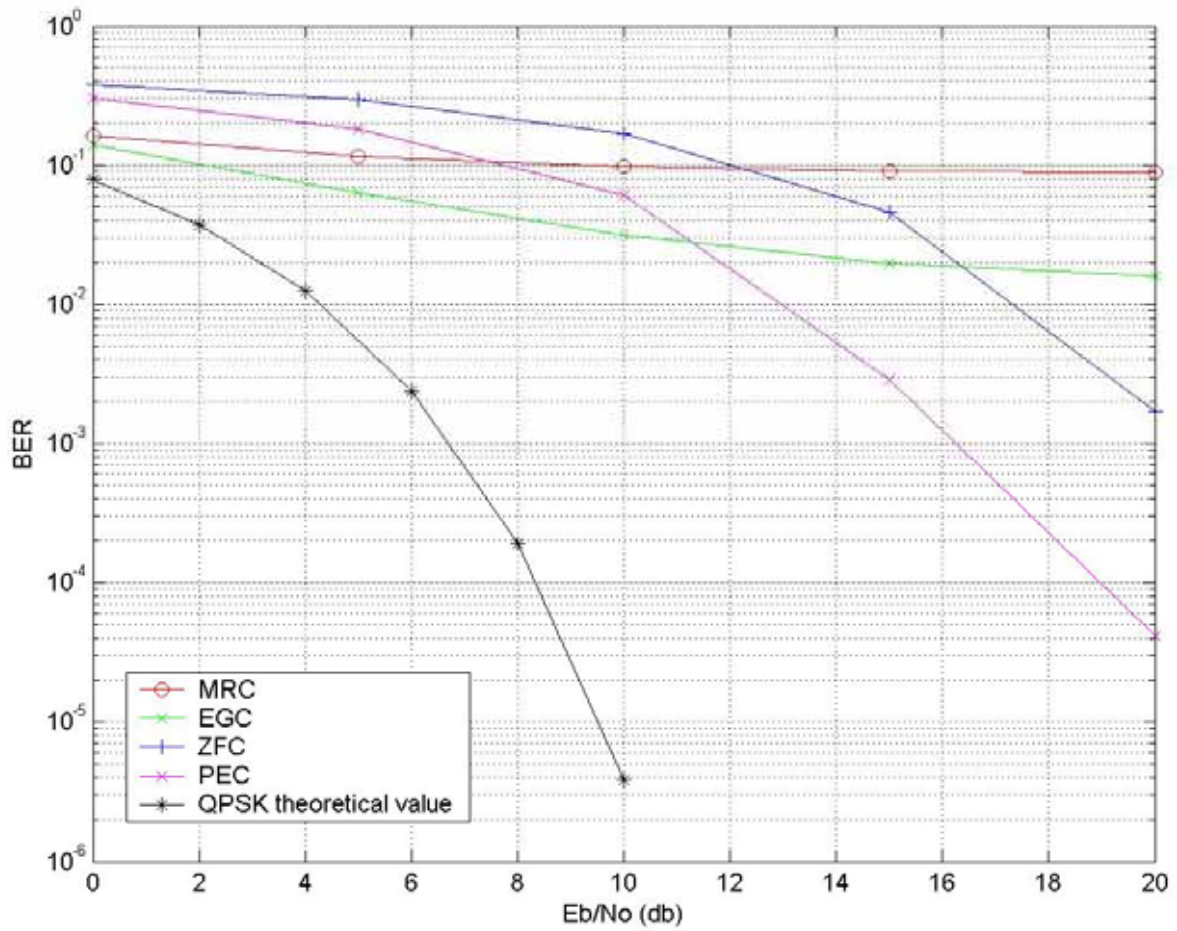
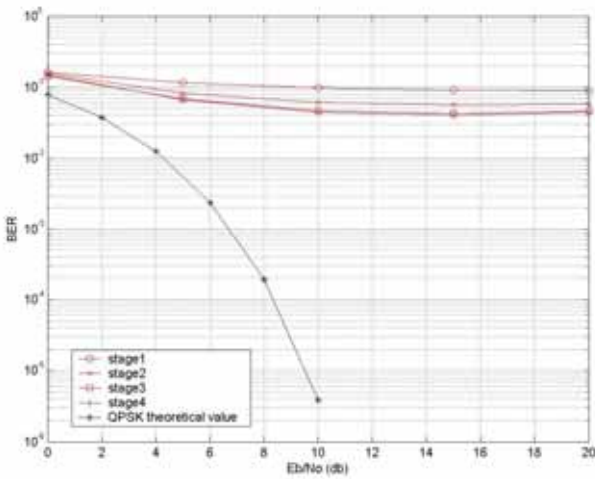
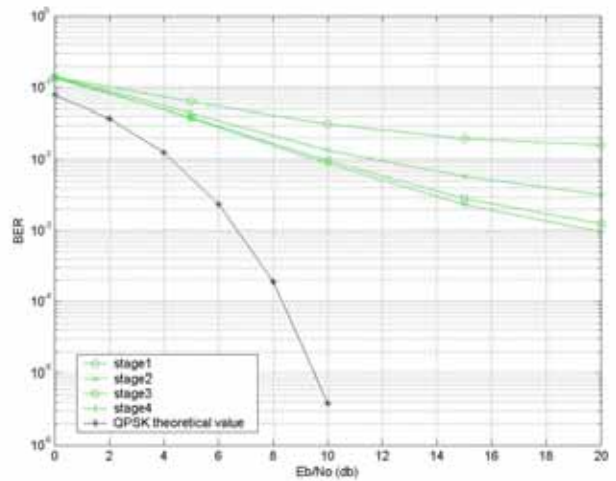


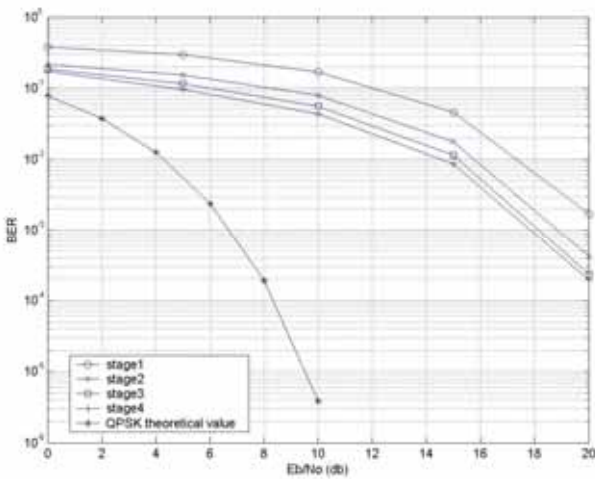
圖 5.1 MC-CDMA 系統在雙路徑固定通道下，接收端分別搭配 MRC、EGC、ZFC 以及 PEC 通道匹配方式的系統效能



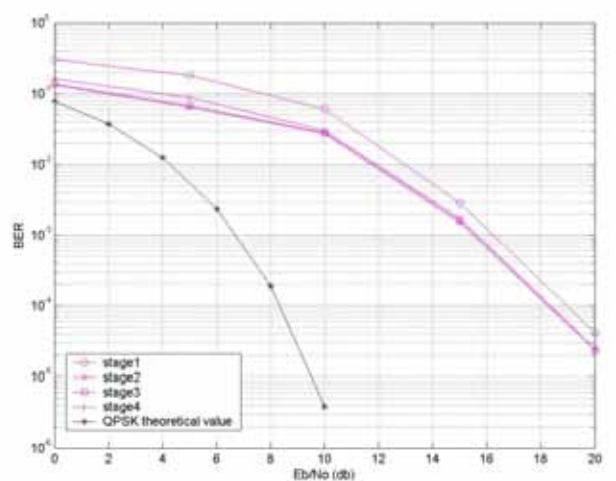
(a)



(b)



(c)



(d)

圖 5.2 MC-CDMA 系統在雙路徑固定通道下，接收端使用硬性多路徑干擾消除技術，並搭配不同通道匹配方式的系統效能

- (a) 使用 MRC 通道匹配方式，進行 1~4 次遞迴的多路徑干擾消除
- (b) 使用 EGC 通道匹配方式，進行 1~4 次遞迴的多路徑干擾消除
- (c) 使用 ZFC 通道匹配方式，進行 1~4 次遞迴的多路徑干擾消除
- (d) 使用 PEC 通道匹配方式，進行 1~4 次遞迴的多路徑干擾消除

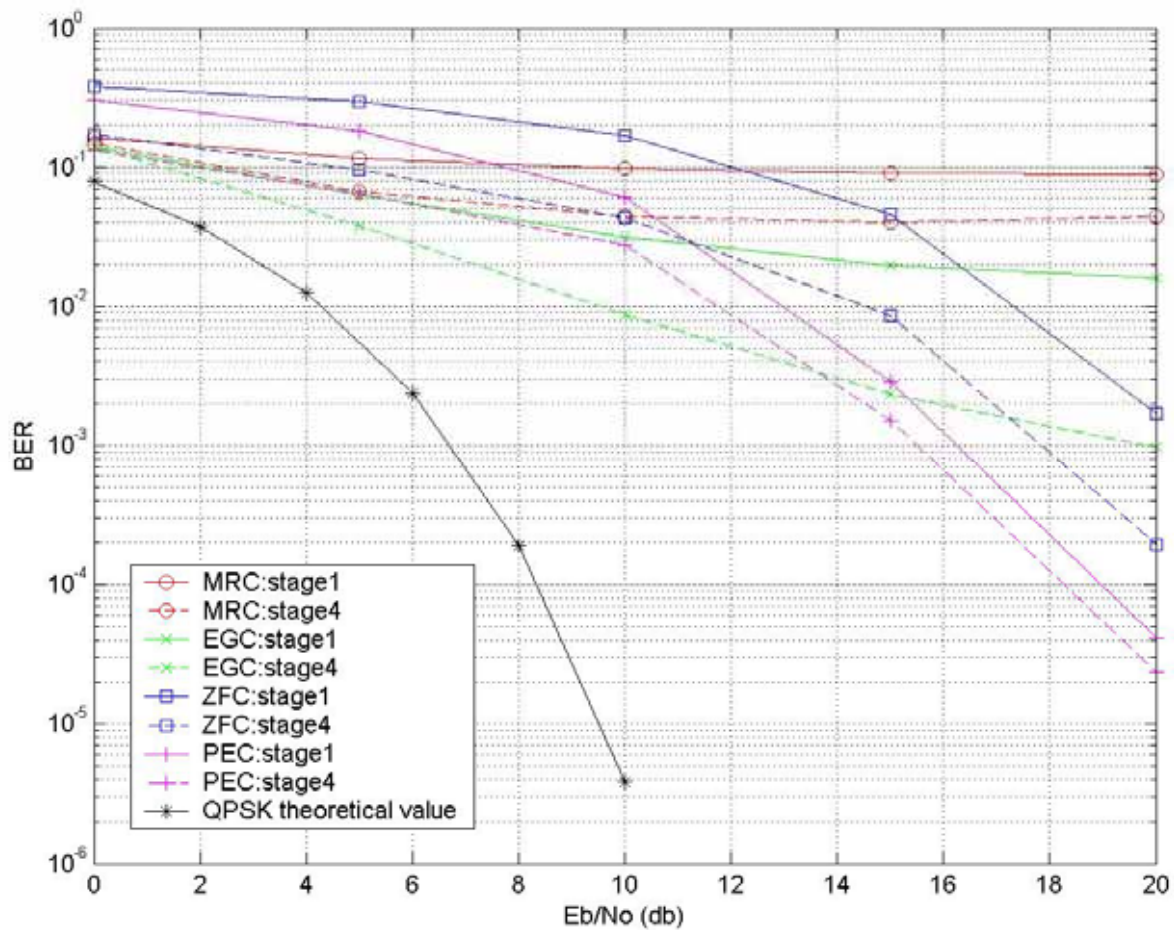


圖 5.3 MC-CDMA 系統在雙路徑固定通道下，接收端使用硬性多路徑干擾消除技術，並搭配不同通道匹配方式的系統效能(第 4 次遞迴的多路徑干擾消除)

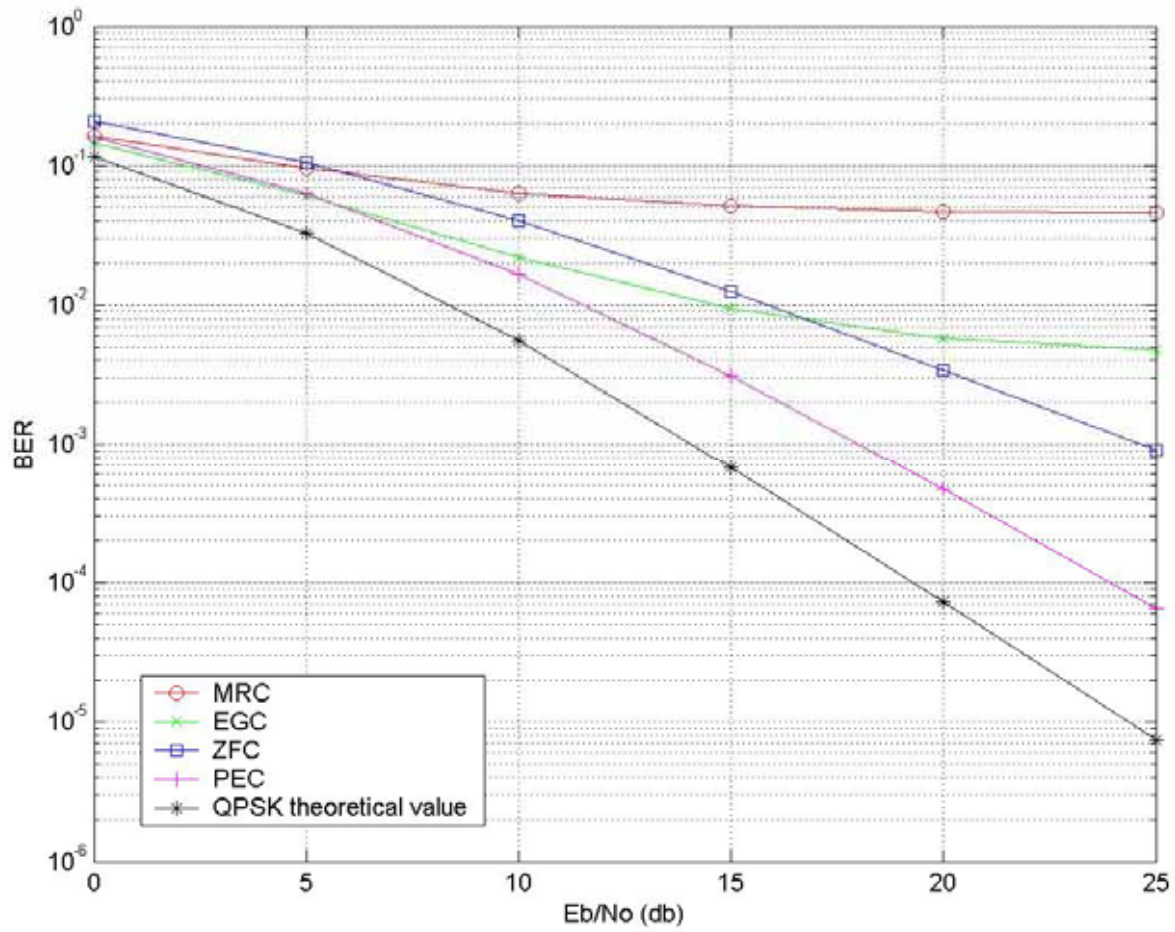
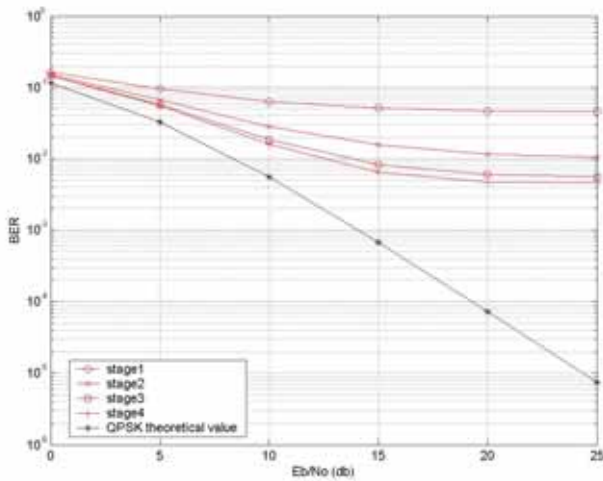
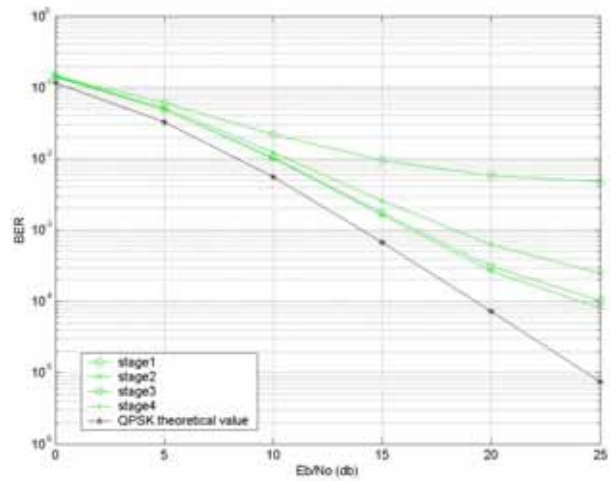


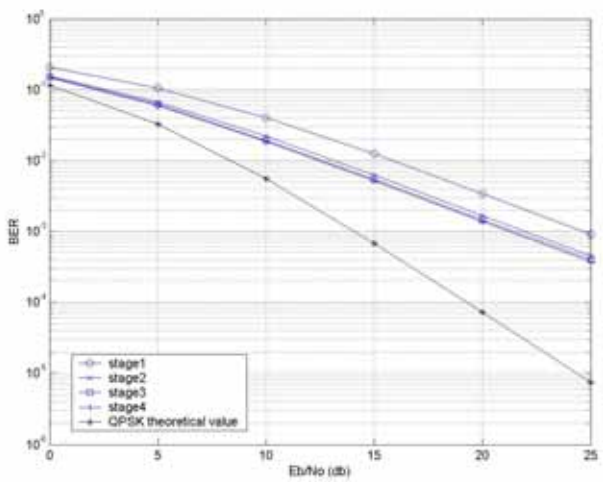
圖 5.4 MC-CDMA 系統在雙路徑衰減通道下，接收端分別搭配 MRC、EGC、ZFC 以及 PEC 通道匹配方式的系統效能



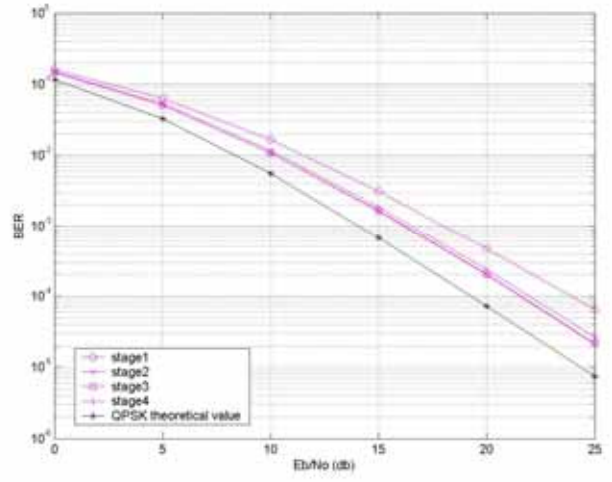
(a)



(b)



(c)



(d)

圖 5.5 MC-CDMA 系統在雙路徑衰減通道下，接收端使用硬性多路徑干擾消除技術，並搭配不同通道匹配方式的系統效能

- (a) 使用 MRC 通道匹配方式，進行 1~4 次遞迴的多路徑干擾消除
- (b) 使用 EGC 通道匹配方式，進行 1~4 次遞迴的多路徑干擾消除
- (c) 使用 ZFC 通道匹配方式，進行 1~4 次遞迴的多路徑干擾消除
- (d) 使用 PEC 通道匹配方式，進行 1~4 次遞迴的多路徑干擾消除

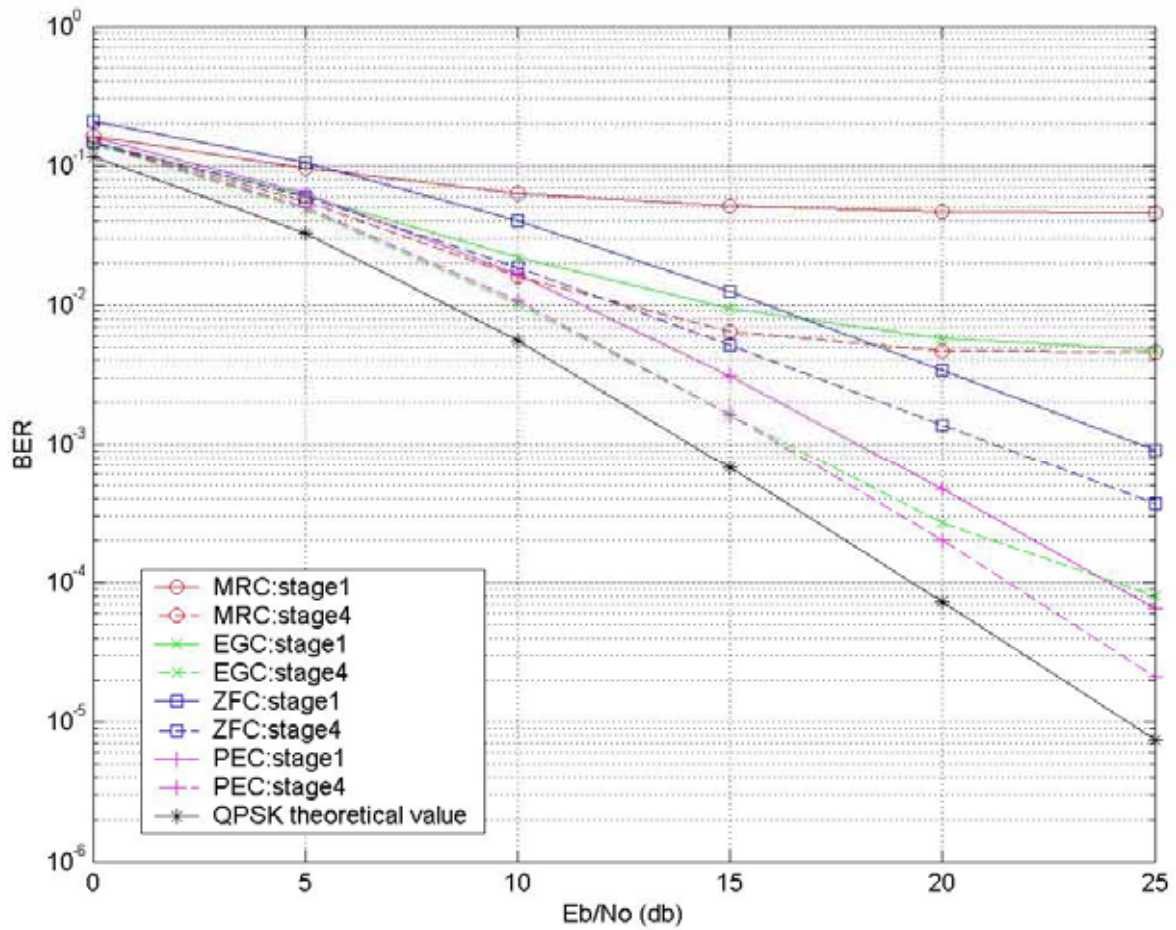
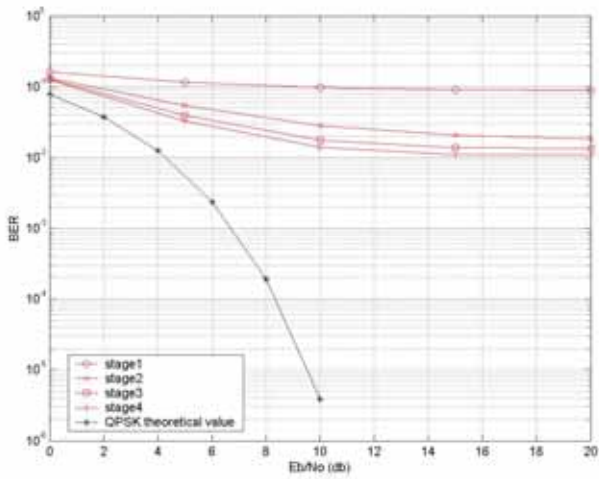
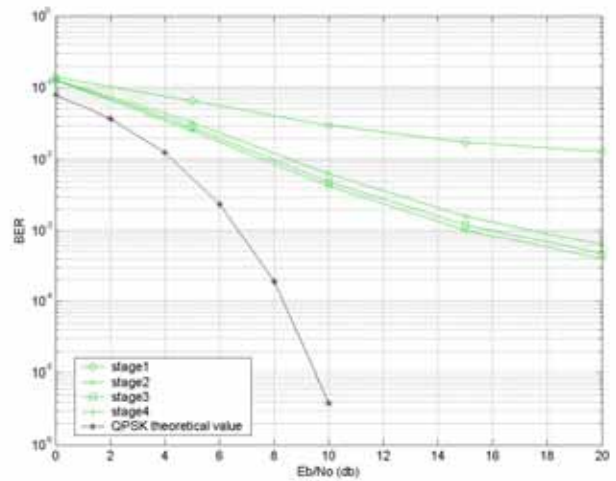


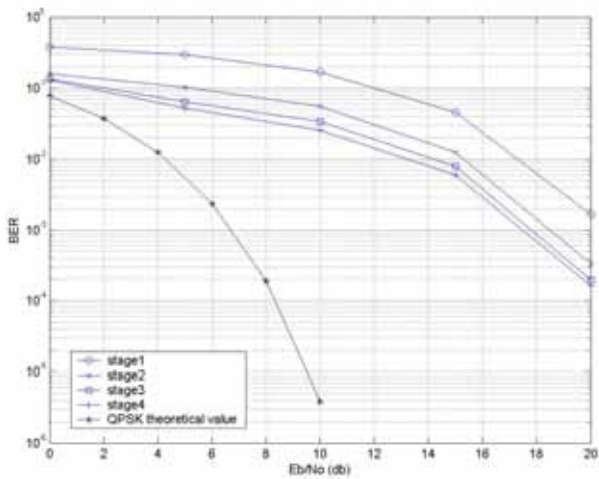
圖 5.6 MC-CDMA 系統在雙路徑衰減通道下，接收端使用硬性多路徑干擾消除技術，並搭配不同通道匹配方式的系統效能(第 4 次遞迴的多路徑干擾消除)



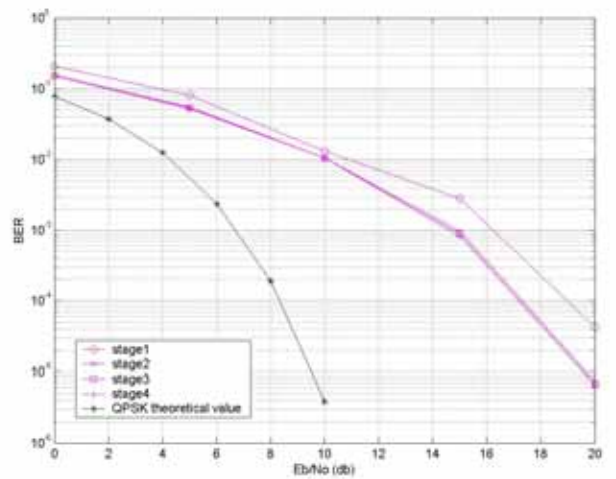
(a)



(b)



(c)



(d)

圖 5.7 MC-CDMA 系統在雙路徑固定通道下，接收端使用軟性多路徑干擾消除技術，並搭配不同通道匹配方式的系統效能

- (a) 使用 MRC 通道匹配方式，進行 1~4 次遞迴的多路徑干擾消除
- (b) 使用 EGC 通道匹配方式，進行 1~4 次遞迴的多路徑干擾消除
- (c) 使用 ZFC 通道匹配方式，進行 1~4 次遞迴的多路徑干擾消除
- (d) 使用 PEC 通道匹配方式，進行 1~4 次遞迴的多路徑干擾消除

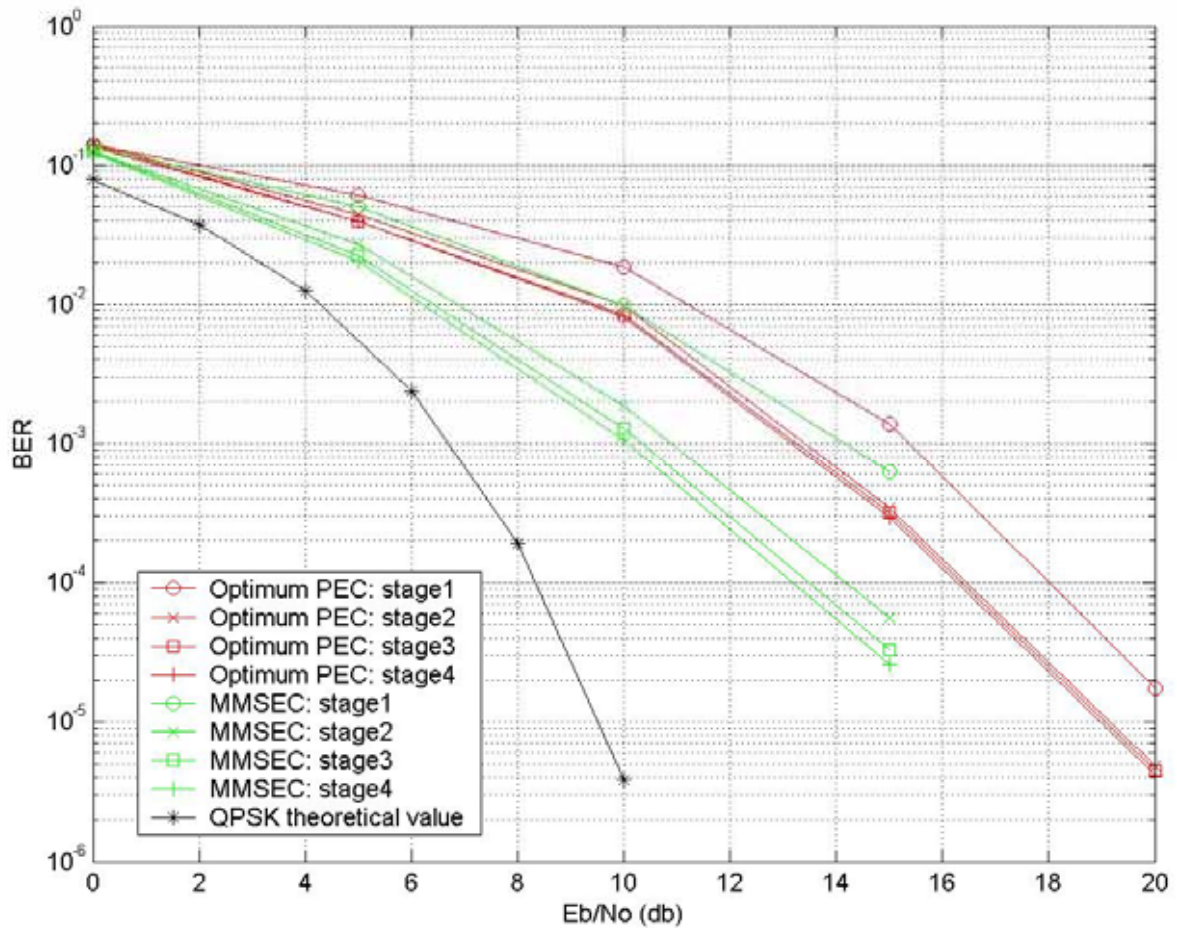


圖 5.8 MC-CDMA 系統在雙路徑固定通道下，接收端使用軟性多路徑干擾消除技術，並搭配 MMSEC 與最佳化 PEC 通道匹配方式的系統效能(進行 1~4 次遞迴的多路徑干擾消除)

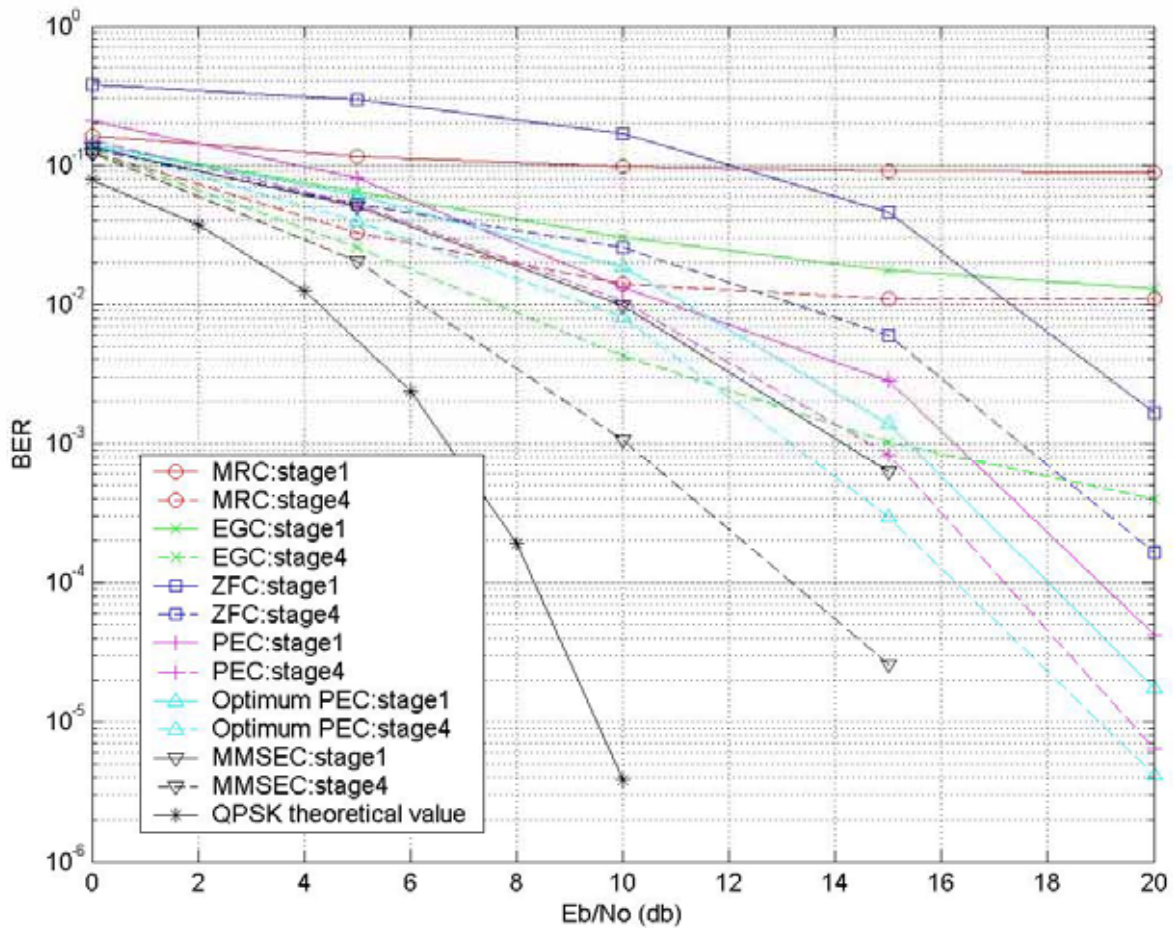
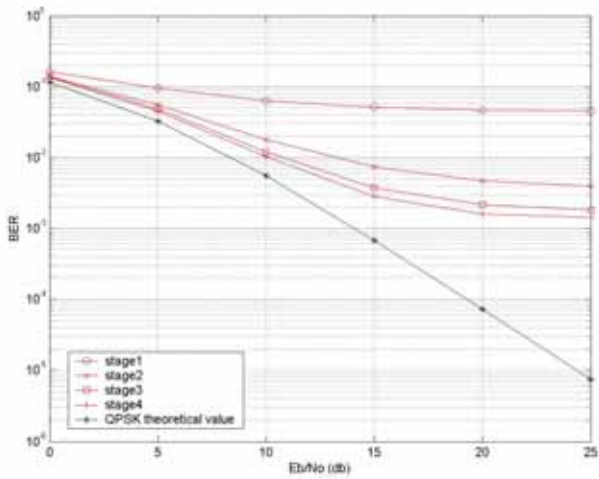
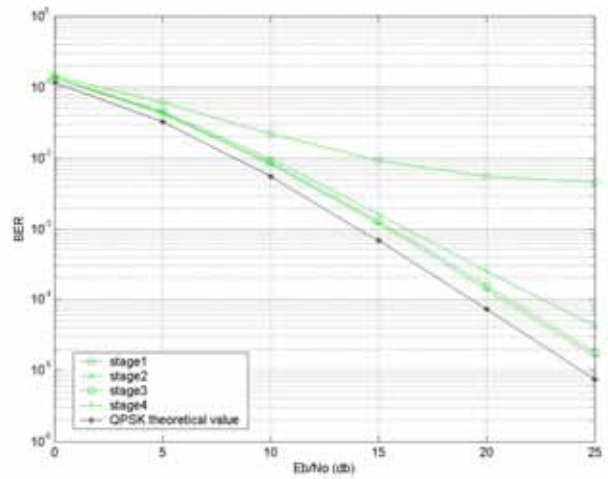


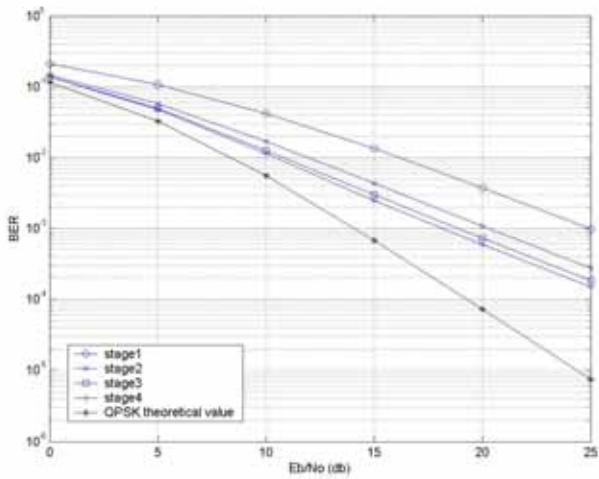
圖 5.9 MC-CDMA 系統在雙路徑固定通道下，接收端使用軟性多路徑干擾消除技術，並搭配各種不同通道匹配方式的系統效能(第 4 次遞迴的多路徑干擾消除)



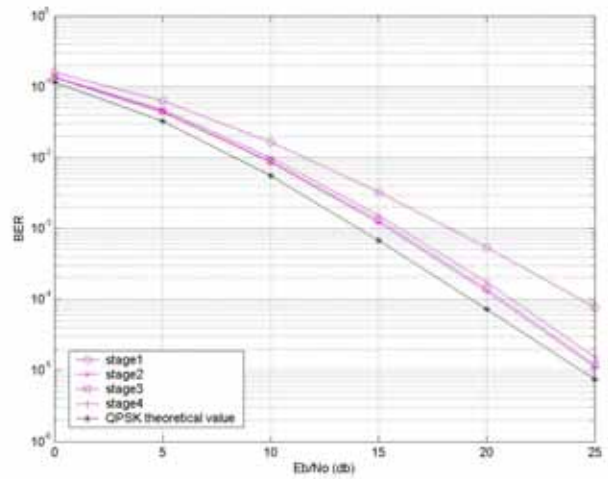
(a)



(b)



(c)



(d)

圖 5.10 MC-CDMA 系統在雙路徑衰減通道下，接收端使用軟性多路徑干擾消除技術，並搭配不同通道匹配方式的系統效能

- (a) 使用 MRC 通道匹配方式，進行 1~4 次遞迴的多路徑干擾消除
- (b) 使用 EGC 通道匹配方式，進行 1~4 次遞迴的多路徑干擾消除
- (c) 使用 ZFC 通道匹配方式，進行 1~4 次遞迴的多路徑干擾消除
- (d) 使用 PEC 通道匹配方式，進行 1~4 次遞迴的多路徑干擾消除

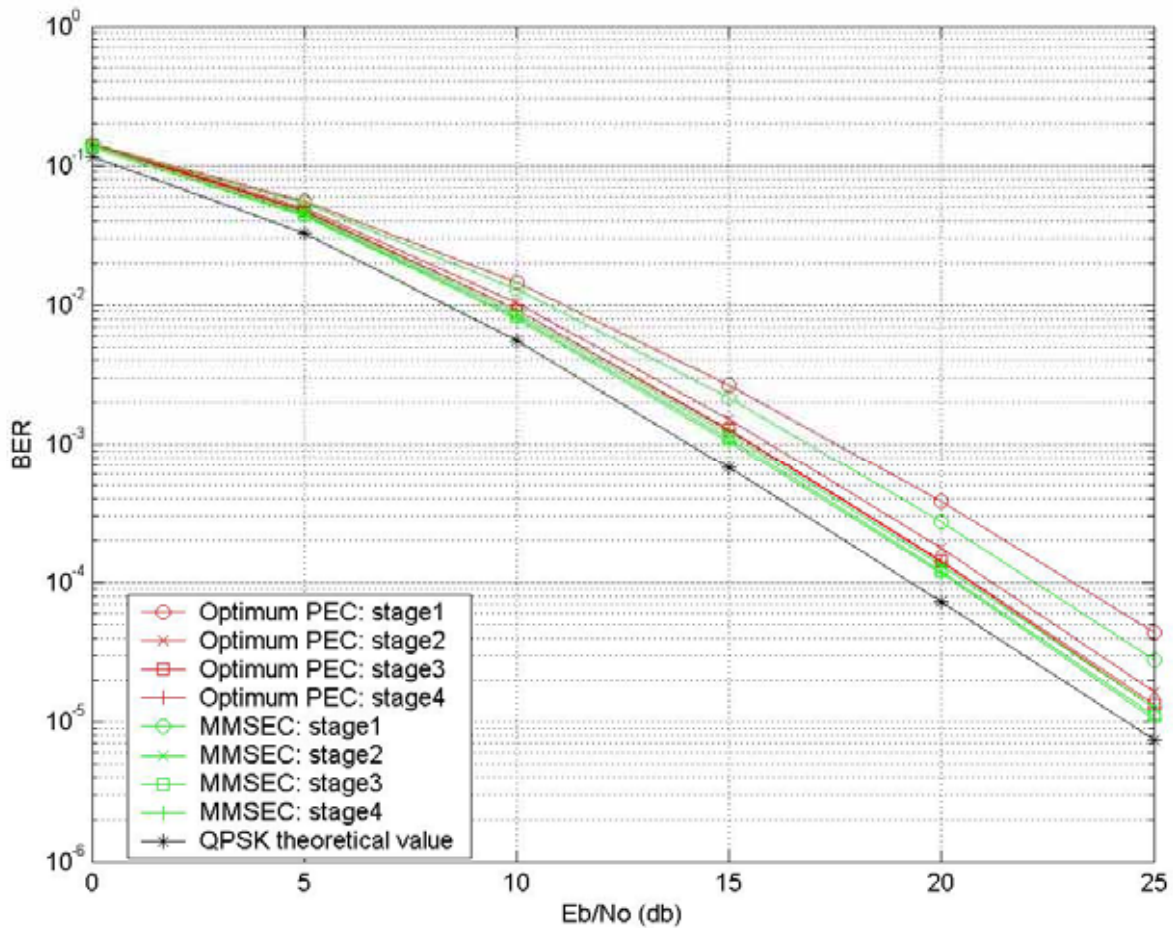


圖 5.11 MC-CDMA 系統在雙路徑衰減通道下，接收端使用軟性多路徑干擾消除技術，並搭配 MMSEC 與最佳化 PEC 通道匹配方式的系統效能(進行 1~4 次遞迴的多路徑干擾消除)

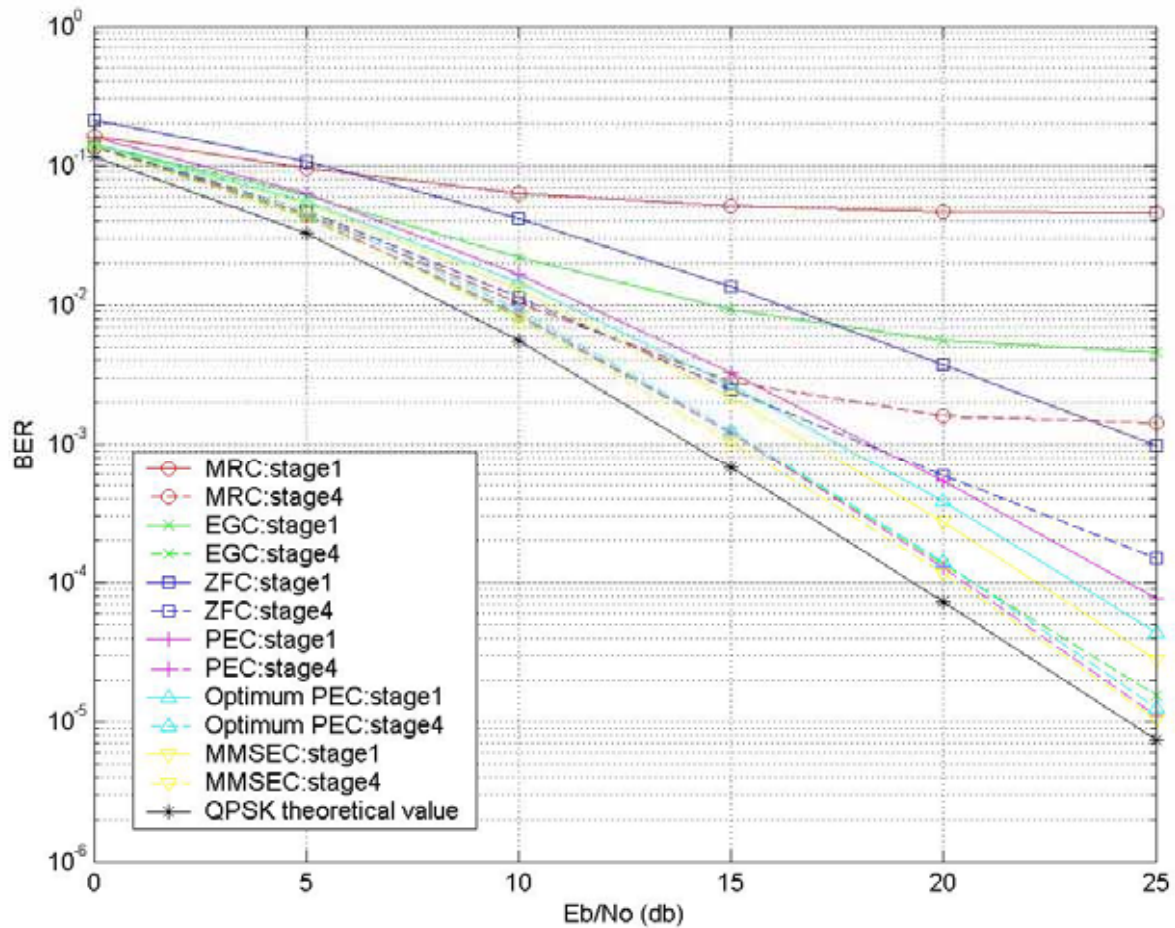


圖 5.12 MC-CDMA 系統在雙路徑衰減通道下，接收端使用軟性多路徑干擾消除技術，並搭配各種不同通道匹配方式的系統效能 (第 4 次遞迴的多路徑干擾消除)

第六章

延伸應用：搭配多路徑干擾消除技術 之分碼多重進接系統

CDMA 系統可視為 MC-CDMA 系統的簡化版本，兩者其實非常類似，故在接收端的訊號處理上也可使用相似的方法。本章就將說明如何將多路徑干擾消除技術使用於 CDMA 系統。首先我們會從傳送端架構開始介紹，接著說明接收端的多路徑干擾消除技術如何運作，並仿效 MC-CDMA 系統，設計出 CDMA 系統的軟決策方式，並在最後佐以電腦模擬，驗證其效能。



6.1 傳送端架構與通道模型

本論文使用的 CDMA 系統傳送端架構如下頁圖 6.1 所示。基地台欲傳送 K 筆資料，每一組的資料將分別依序經過 QPSK 調變與展頻的動作，接著再將此 K 組展頻過後的資料疊加起來，並將此訊號加上一份亦經過展頻動作的領航訊號，以方便接收端進行通道估計的動作，供多路徑干擾消除機制使用。最後，每個資料訊號與領航訊號加總而得的資料框(Frame)在傳送前尚需各別加上一段護衛間隔，以協助訊號抵抗通道所產生的 ISI 現象。將圖 6.1 與圖 3.1 比較，就可以發現 CDMA 系統與 MC-CDMA 系統的傳送端架構極為類似，差別只在於一個 IFFT 而已。

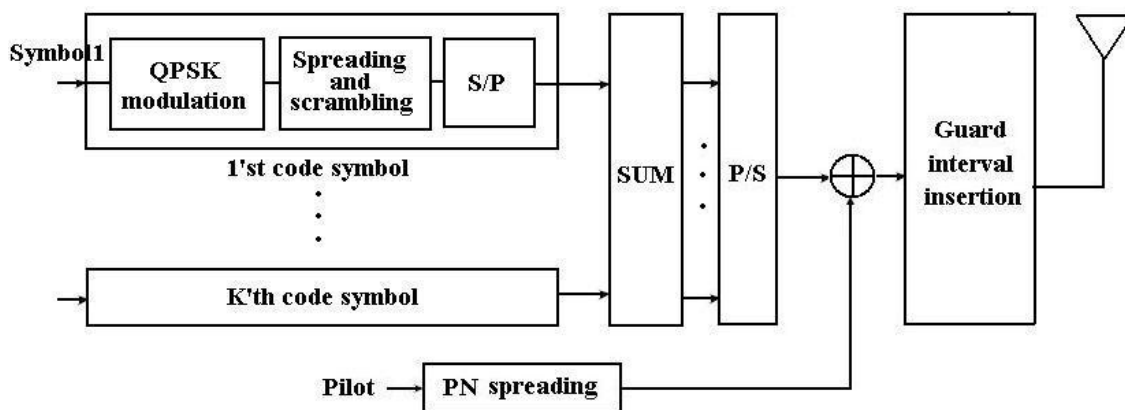


圖 6.1 CDMA 系統傳送端架構圖

除了 IFFT 的動作之外，此系統傳送端的其它流程均與 MC-CDMA 系統傳送端相同，故此處不再重複。參考(3.4)式，CDMA 系統傳送端的傳送訊號可表示為

$$\left\{ \sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right\}_{N \times 1} + \mathbf{c}_p \quad (6.1)$$

在通道模型的部份，此系統亦使用與 MC-CDMA 系統相同的雙路徑衰減通道，其基頻脈衝響應同與(3.8)式。

傳送端的發射訊號經過通道的效應，數學上即是將訊號與通道的脈衝響應作旋積的動作，若在頻域看此效應，則變成頻域的傳送訊號與通道的頻率響應做相乘的動作。若忽略傳送與接收端護衛間隔的插入與移除動作，則經過通道後的訊號在頻域可用數學表示如下：

$$\begin{aligned} \text{Channel output} &= \mathbf{H} \left\{ \mathbf{F} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k + \mathbf{c}_p \right) \right\} + \mathbf{N} \\ &= \mathbf{H} \left\{ \mathbf{F} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{C}_p \right\} + \mathbf{N} \end{aligned} \quad (6.2)$$

其中 \mathbf{F} 代表 FFT 矩陣， \mathbf{H} 代表通道的頻率響應， \mathbf{C}_p 代表頻域的領航訊號，而 \mathbf{N} 則代表時域上的 AWGN 在頻域上的展現。將此式與(3.10)式的多載波分碼多重進接系統傳送訊號比較，可發現兩者的差別僅是資料訊號前的一個 FFT 矩陣而已。

6.2 接收端架構

搭配多路徑干擾消除技術之分碼多重進接系統接收端與分碼多重進接系統大方向上完全相同，這裡再重新簡要介紹如下圖 6.2

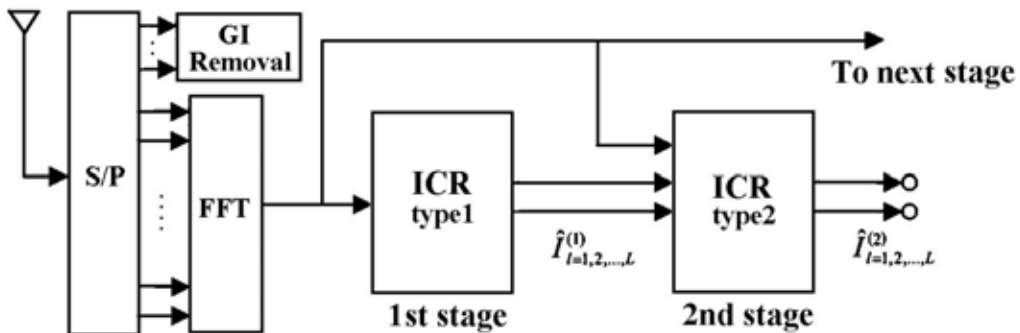


圖 6.2 搭配多路徑干擾消除技術之 CDMA 系統接收端

由通道輸出接收並轉基頻後的訊號，經過串列轉序列後移除護衛間隔並進行 FFT，以利訊號在頻域做領航干擾消除及通道匹配等動作處理。此頻域訊號除暫存一份做保留外，將依序經過一次類型一與多次類型二的干擾消除與重建方塊。而此處干擾消除重建方塊作用均與 MC-CDMA 接收端相同：第一級干擾消除重建方塊的輸出為資料粗估後重建的多路徑干擾，而第二級干擾消除方塊就以此重建的干擾與當初保留的頻域訊號做輸入，進行干擾消除與重建的工作，重建後的

干擾再搭配當初保留的頻域訊號作為下一級的輸入，重複進行干擾消除重建的動作…，因為多路徑的干擾逐漸被消除乾淨，使得展頻碼之間的完美正交性漸漸被還原，多重進接干擾逐漸降低，系統效能 (Performance) 逐漸提升。而干擾消除重建方塊的內部運作機制則大致與 MC-CDMA 系統相同，可參考第四章的介紹。以下只針對不同之處做說明。

6.3 資料解展頻與路徑資料干擾重建

回顧 MC-CDMA 系統，其干擾消除重建方塊內的訊號在完成通道估計與領航訊號干擾消除後可表示為

$$\mathbf{H} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k + \mathbf{C}_p \right) + \mathbf{N} - \mathbf{H} \mathbf{C}_p = \mathbf{H} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{N} \quad (6.3)$$

而 CDMA 系統由於其訊號在傳送端沒有進行過 IFFT，故完成通道估計與領航訊號干擾消除後的訊號可表示為

$$\mathbf{H} \left\{ \mathbf{F} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{C}_p \right\} + \mathbf{N} - \mathbf{H} \mathbf{C}_p = \mathbf{H} \mathbf{F} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{N} \quad (6.4)$$

與(6.3)式做比較，可發現兩系統的訊號形式極為類似，分別是在於 CDMA 系統多了一個 FFT 的矩陣而已。因此，做完通道匹配後的訊號，一是利用頻域的展頻碼作解展頻，不然就要將訊號再次進行 IFFT，才能用時域的展頻碼作解展頻的動作。在此我們選擇後者，其數學式表示如下

$$\mathbf{c}_j^T \mathbf{F}^{-1} \left\{ \mathbf{W}^* \left[\mathbf{H} \mathbf{F} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{N} \right] \right\} \quad (6.5)$$

此即為分碼多重進接系統在接收端的訊號解展頻動作。

完成訊號解展頻後，進行資料決策，然後重新將資料展頻與加總，上述的動作都與 MC-CDMA 系統時相同，不同處是在接下來的路徑資料干擾重建。由於在 MC-CDMA 系統中，接收端經過 FFT 後的訊號移除領航訊號干擾後為

$$\mathbf{H} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{N} \quad (6.6)$$

故來自路徑 p 的重建後路徑資料干擾亦仿效上式，成為

$$\mathbf{I}_p = \mathbf{H}_p \left(\sum_{k=1}^K \hat{d}_k \mathbf{c}_k \right), \quad p=1,2,\dots,L \quad (6.7)$$

而對 CDMA 系統來說，接收端經過 FFT 後的訊號移除領航訊號干擾後則為

$$\mathbf{HF} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{N} \quad (6.8)$$

故其路徑 p 的重建後路徑資料干擾應為

$$\mathbf{I}_p = \mathbf{H}_p \mathbf{F} \left(\sum_{k=1}^K \hat{d}_k \mathbf{c}_k \right), \quad p=1,2,\dots,L \quad (6.9)$$

接著此訊號便可當作下一級干擾消除重建方塊的輸入，而路徑資料干擾消除的方式則與 MC-CDMA 系統的情形完全相同，均是將移除領航訊號干擾後的頻域資料訊號針對每個路徑做資料分離並進行各路徑的通道匹配，接著再合併各路徑的資料進行上述的解展頻動作，然後是傳送訊號與路徑干擾訊號的重建並傳送至下一級。

6.4 軟性多路徑干擾消除

前節所述的系統，在資料決策時是採用硬決策，當決策後的資料不夠精確時，不完美的多路徑干擾消除會造成系統表現的損失。解決之道就是使用軟性多路徑干擾消除技術，藉由軟資料決策的方式讓路徑干擾消除機制的強度隨著決策資料的可靠度做出相對應的改變。而軟決策的方法則類似於第四章所描述，針對解展頻後的資料進行其統計平均與變異數的計算，搭配高切函數的映射便可完成。而此處我們便針對 CDMA 系統解展頻後的資料進行統計特性的推導。

回顧(6.5)式，CDMA 系統解展頻後的資料可表示為

$$\mathbf{c}_j^T \mathbf{F}^{-1} \left\{ \mathbf{W}^* \left[\mathbf{H} \mathbf{F} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{N} \right] \right\} \quad (6.10)$$

若將此數學式展開則可得

$$\begin{aligned} \hat{d}_j &= \mathbf{c}_j^T \mathbf{F}^{-1} \left\{ \mathbf{W}^* \left[\mathbf{H} \mathbf{F} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{N} \right] \right\} \\ &= \mathbf{c}_j^T \mathbf{F}^{-1} \left\{ \mathbf{W}^* \left[\mathbf{H} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{F} \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{N} \right] \right\} \\ &= \mathbf{c}_j^T \mathbf{F}^{-1} \left\{ \mathbf{W}^* \mathbf{H} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{F} \mathbf{c}_k \right) \right\} + \mathbf{c}_j^T \mathbf{F}^{-1} \left\{ \mathbf{W}^* \mathbf{N} \right\} \\ &= \mathbf{c}_j^T \sum_{k=1}^K d_k \left(\mathbf{F}^{-1} \mathbf{W}^* \mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{c}_j^T \mathbf{F}^{-1} \left\{ \mathbf{W}^* \mathbf{N} \right\} \end{aligned} \quad (6.11)$$

推導至此，為了與 MC-CDMA 系統做比較，我們重述(4.7)式並重新展開如下

$$\begin{aligned}
\widehat{d}_j &= \mathbf{c}_j^T \left\{ \mathbf{W}^* \mathbf{H} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{W}^* \mathbf{N} \right\} \\
&= \mathbf{c}_j^T \mathbf{W}^* \left[\mathbf{H} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{N} \right] \\
&= \mathbf{c}_j^T \mathbf{W}^* \mathbf{H} \left(\sum_{k=1}^K d_k \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{c}_j^T \mathbf{W}^* \mathbf{N} \\
&= \mathbf{c}_j^T \sum_{k=1}^K d_k \mathbf{W}^* \mathbf{H} \mathbf{c}_k + \mathbf{c}_j^T \mathbf{W}^* \mathbf{N}
\end{aligned} \tag{6.12}$$

比較(6.11)與(6.12)式的最後一行，我們可以發現兩系統在展頻後的資料在數學上有著極類似的關係，除了在雜訊的部份相差一個 IFFT 矩陣外，傳送訊號的展頻碼也是相差一個 FFT 動作，通道效應與通道匹配的結果也是相差一個 IFFT 的運算，也因為這 FFT 與 IFFT 運算的差異，使得我們無法以類似 MC-CDMA 系統的方法繼續進行推導，故在其後的模擬中，我們只能試著將 MC-CDMA 中計算平均值與變異數的方法直接套用至 CDMA 系統，觀察其效能表現，而其餘類型一干擾消除重建方塊的軟資料決策方式也完全相同，最佳化部份等化合併通道匹配方式的做法亦完全一致。而類型二方塊中資料軟決策的方式是基於“扣除其他展頻碼在相同位置的切片造成的干擾”之原則推導而出，所以決策方法也不會因為資料經過 FFT 導致的形式上差異而有所改變，此處便不再重複說明。

6.5 模擬結果與討論

本章提出在 CDMA 系統下鏈傳輸架構中，使用硬性資料決策與軟性資料決策結果重建多路徑干擾，並以遞迴的方式消除多路徑干擾之硬/軟性多路徑干擾消除技術。

在本章的模擬中，系統的假設條件與通道模型，以及系統參數均與第五章相同，此處再次列出系統參數如下：

表 6.1 搭配多路徑干擾消除技術的 CDMA 系統之電腦模擬參數

調變方式(modulation)	QPSK
載波頻率(carrier frequency)	2 GHz
頻寬(total bandwidth)	5 MHz
次載波個數(number of subcarriers)	256
有效符元長度(useful symbol time)	51.2 us
護衛間隔長度(guard interval)	12.8 us
完整符元時間(overall symbol time)	64 us
展頻因數(spreading factor)	256
車速(vehicle speed)	120 km/hr
都普勒頻率(Doppler frequency)	222 Hz
路徑個數(path number)	2
最大延遲擴散(max delay spread)	3.2 us
通道匹配方式(Channel matching)	MRC, EGC, ZFC, PEC with $\alpha=0.5$ MMSEC, Optimum PEC

圖(6.3)與(6.4)顯示了在雙路徑衰減通道下，CDMA 系統接收端使用不同的通道匹配方式並搭配硬/軟性多路徑干擾消除技術的系統效能，我們並將 MC-CDMA 系統的情形同時畫出以做參考。我們可以由這些模擬結果中發現不同的通道匹配方式導致不同的系統效能，且各種匹配方式的系統效能相對關係與 MC-CDMA 系統的結果類似。而儘管其平均值與變異數的計算是直接套用 MC-CDMA 的方法，但除了使用 EGC 通道匹配方式情形外，使用軟性多路徑干擾消除技術的效能表現仍是優於硬性多路徑干擾消除技術。最後，不論使用何種通道匹配與干擾消除方式，進行四級干擾消除後的系統效能均不如同樣進行四級干擾消除後的 MC-CDMA 系統效能。

圖(6.5)顯示了在雙路徑衰減通道下，分碼多重進接系統接收端使用最佳化 PEC 與 MMSEC 通道匹配方式的效能。與其他通道匹配方式相比，最佳化 PEC 的確可有較好的效能表現，但是卻與固定 β 值為 0.6 的 PEC 差距不大，而比起 MMSEC 通道匹配方式，最佳化 PEC 的效能也仍然有著一些差距。另外，同樣使用這兩種通道匹配方式，CDMA 系統的效能也仍舊是遜於 MC-CDMA 系統。

特別值得注意的是，不同於 MC-CDMA 系統其位元錯誤率必定隨著干擾消除次數的增加而下降的情形，CDMA 系統的位元錯誤率有時會隨著連續層級的干擾消除而有上下振動的情形，此即為所謂的乒乓效應(Ping-pong effect)，常見於使用平行干擾消除(Parallel Interference Cancellation)的 CDMA 系統[20]，其成因與消除的方法屬於另一方面的課題，值得我們在未來進行更深入的研究。

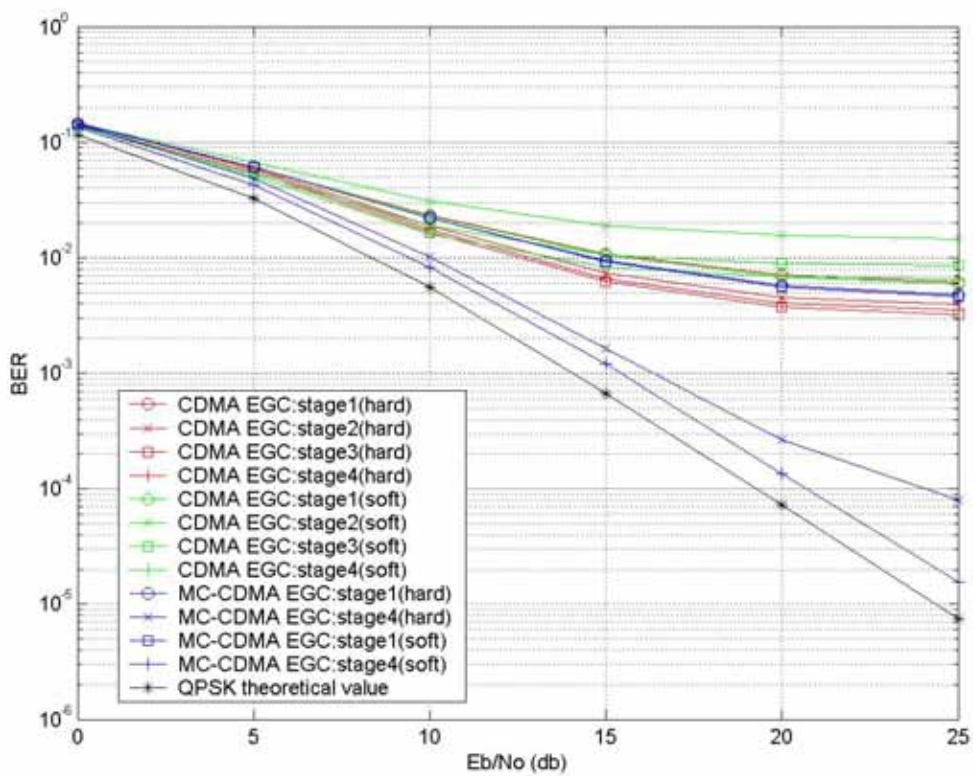
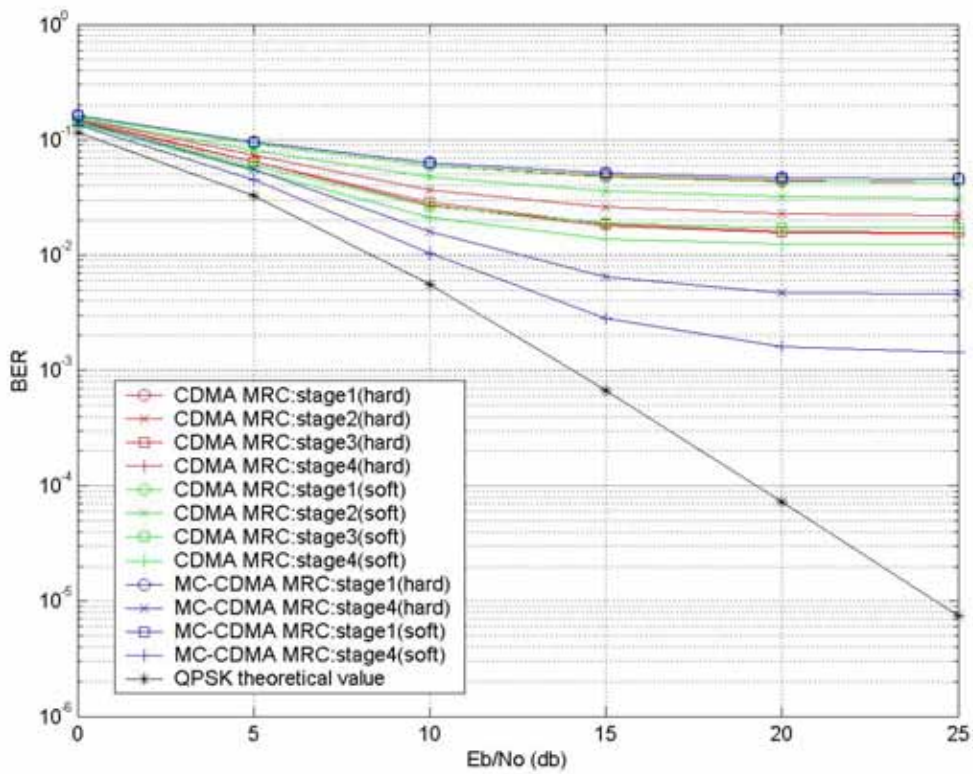


圖 6.3 在雙路徑衰減通道下使用 MRC 與 EGC 通道匹配方式與硬/軟性多路徑干擾消除技術之系統效能

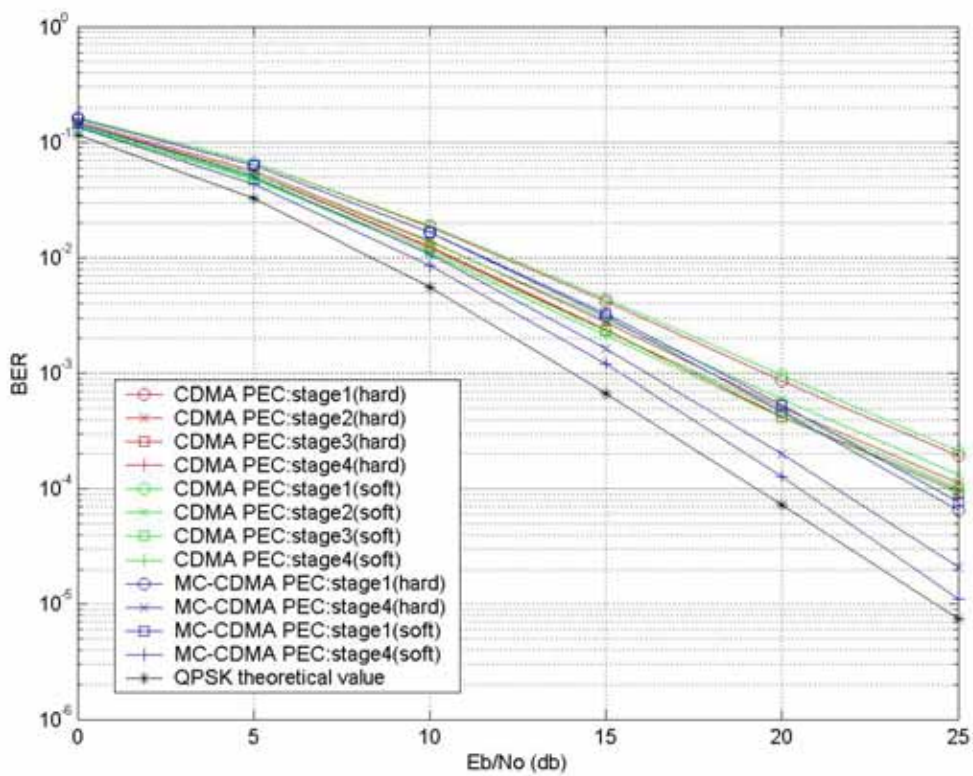
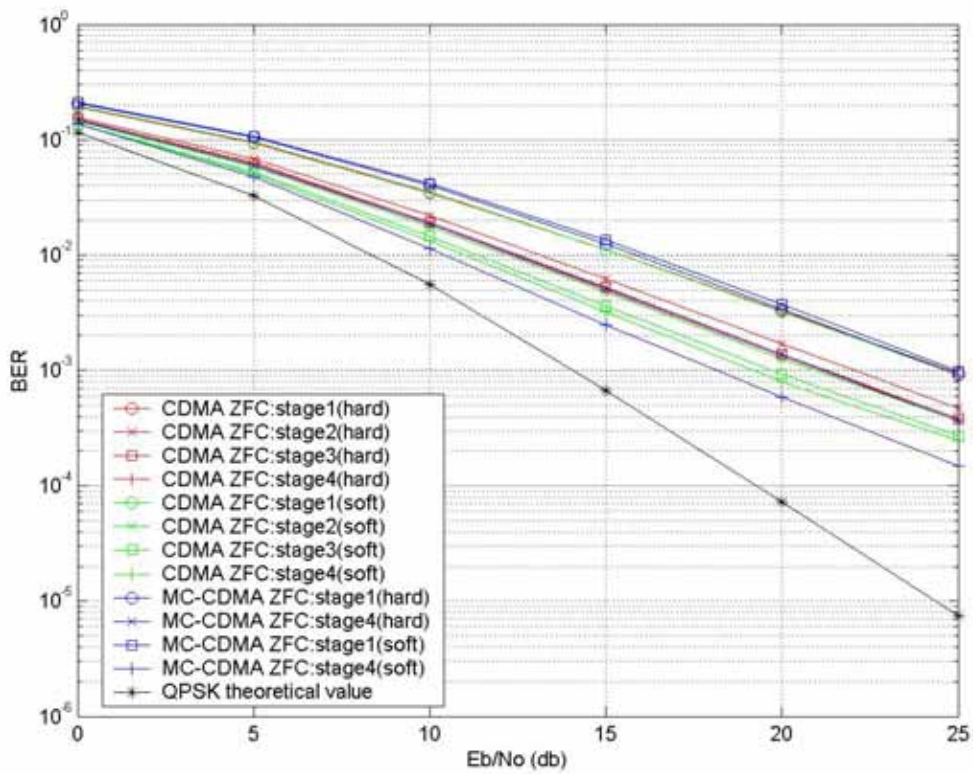


圖 6.4 在雙路徑衰減通道下使用 ZFC 與 PEC 通道匹配方式與硬/軟性多路徑干擾消除技術之系統效能

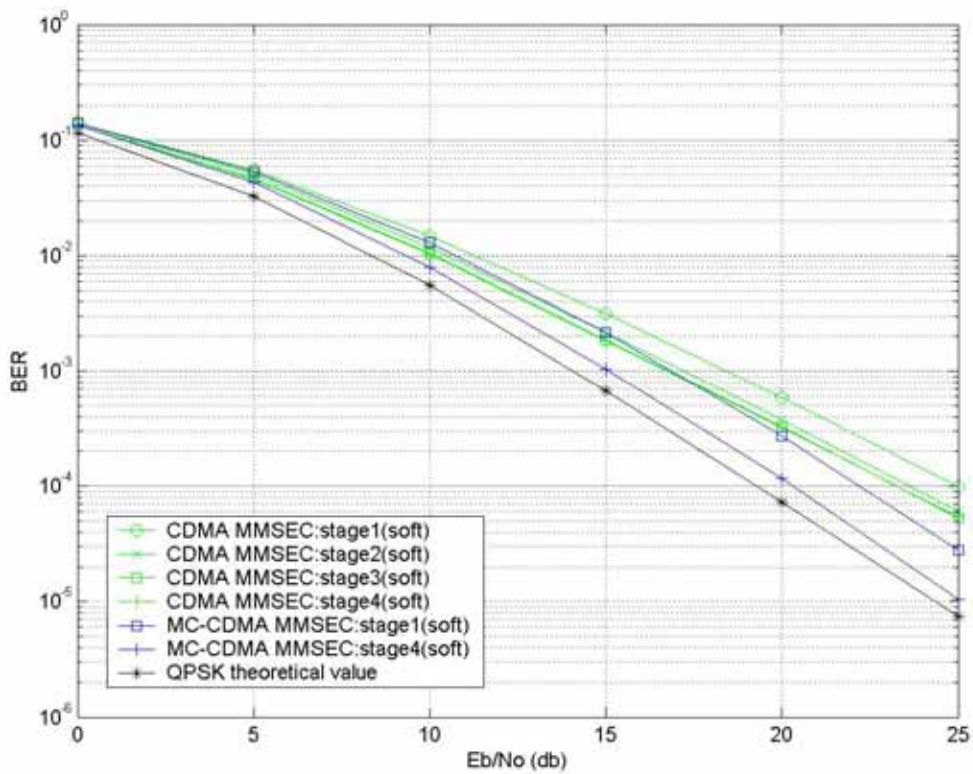
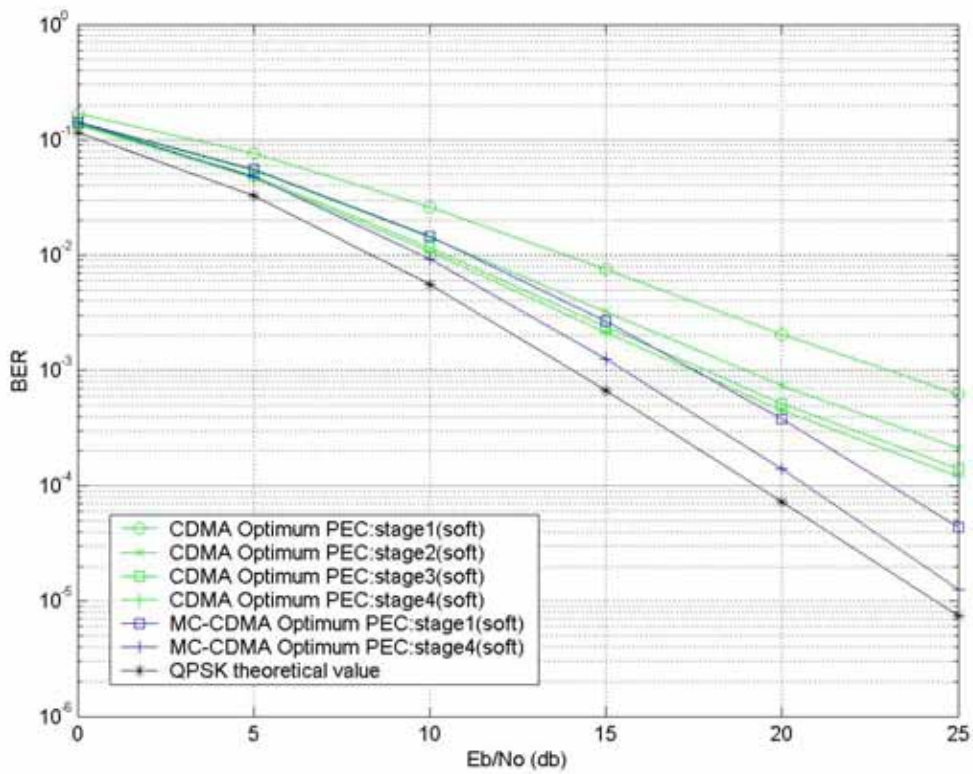


圖 6.5 雙路徑衰減通道下使用最佳化 PEC 與 MMSEC 通道匹配方式
與軟性多路徑干擾消除技術之系統效能

第七章

結論與未來方向

因應無線網際網路的興起與多媒體影音服務的需求，下一代行動通訊系統必須提供較現有的第三代系統更高的傳輸速率，並同時具有良好的頻譜使用率或系統容量，而結合 OFDM 與 CDMA 的 MC-CDMA 技術則是熱門的候選者之一。由於此系統使用了展頻技術，故其系統效能會受到多重進接干擾所限制，於是我們便針對此干擾的兩個來源—展頻碼的互相關性與通道的多路徑效應，設計一個在傳送端使用具有正交性的華氏碼作資料展頻，並在接收端搭配多路徑干擾消除機制的 MC-CDMA 傳輸系統。其中為了降低不完美的多路徑資料干擾消除導致的系統效能損失，我們更進一步提出軟性多路徑干擾消除技術，並搭配最佳化的部份等化合併通道匹配方式，以提升系統效能。

在系統效能的驗證之中，我們嘗試各種不同的通道匹配方式，包括 MRC，EGC，ZFC 與 PEC。模擬結果顯示不同的通道匹配方式會對系統效能有著不一樣的影響，而本論文提出的最佳化 PEC 通道匹配方式，在雙路徑衰減通道中的表現確實優於上述其他方式，在搭配軟性多路徑干擾消除技術後更十分接近使用 MMSEC 通道匹配方式的系統表現。而無論是硬性或軟性多路徑干擾消除技術都確實能改善系統效能，其中又以軟性多路徑干擾消除技術有著較佳的表現。而這些技術也可以應用於 CDMA 系統之中並降低其位元錯誤率，伴隨而來的則是所謂的乒乓效應，常發生於 CDMA 搭配平行干擾消除技術的系統中。此效應的成因與如何改善是未來值得研究的重點之一。

由模擬的結果我們還可以發現，多路徑干擾消除技術經過多層級的干擾消除，雖然可漸漸降低系統的位元錯誤率，但最大的改善都是出現在第一次的干擾消除。而第一次的干擾消除是否理想也對其後的干擾消除效果有著一定的影響。故為了提升第一次干擾消除的效能表現，我們或許可以將系統加入錯誤更正碼(Error Control Coding)，以提升第一級干擾重建的正確率，期能改善系統效能。甚至可以進一步求出接收端解碼器輸出的位元軟資訊，回授給多路徑干擾消除器，形成具有渦輪等化器(Turbo equalization) [21]能力的“渦輪多路徑干擾消除技術”。另外，通道估計的準確與否對系統效能亦有著深遠的影響，是故如何設計一準確的通道估計方法，亦是未來值得我們努力的地方。



參考文獻

- [1] Theodore S. Rappaport, Wireless Communications, Prentice-Hall, Inc.
- [2] Andrew J. Viterbi, CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication, Addison-Wesley, 1995.
- [3] Richard van Nee, Ramjee Prasad, OFDM Wireless Multimedia Communications, Artech House, 2000.
- [4] Hermann Rohling, Rainer Grünheid, “Performance Comparison of Different Multiple Access Schemes for the Downlink of an OFDM Communication System”, Vehicular Technology Conference, Vol. 3, May 1997.
- [5] Abbas Jamalipour, Tadahiro Wada, Takaya Yamazato, “A Tutorial on Multiple Access Technologies for Beyond 3G Mobile Networks”, IEEE Communication Magazine, Feb. 2005.
- [6] John G. Proakis, Digital Communications, McGraw-Hill.
- [7] Kenichi Higuchi, Akihiro Fujiwara, Mamoru Sawahashi, “Multipath Interference Canceller for High-Speed Packet Transmission With Adaptive Modulation and Coding Scheme in W-CDMA Forward Link”, IEEE Journal on selected areas in communication, Vol. 20, No.2

- [8] Taufik Abrao, Paul Jean E. Jeszensky, “Successive Parallel Interference Canceller for Asynchronous Multirate DS-CDMA Systems”, IEEE conference, 2003.
- [9] Rong Hu, Aiping Huang, Hongyu Wang, Weikang Gu, “Multipath interference cancellation and modified RAKE receiver”, IEEE conference, 2001
- [10] Yuhong Wang, Chin Choy Chai, Tjeng Thiang Tjhung, “Multipath Interference Cancellation Scheme for Multicode CDMA Systems in Multipath Fading Channels”, IEEE WCNC conference, 2004.
- [11] Xu Chang Qing, Pan Ju Yan, Zhu Jun Jie, H. Katsuragawa, “Reduced-complexity Multipath Interference Cancellation Technique”, IEEE conference, 2002.
- [12] Nobuhiko Miki, Sadayuki Abeta, Hiroyuki Atarashi, Mamoru Sawahashi, “Multipath Interference Canceller Using Soft-decision Replica Combined with Hybrid ARQ in W-CDMA Forward Link”, IEEE conference, 2001.
- [13] William Y. Zou, Yiyang Wu, “COFDM: AN OVERVIEW”, IEEE Transactions on broadcasting, Vol. 41, No. 1, pages pp.1-8.
- [14] Ashish Pandharipande, “Principles of OFDM”, IEEE Potentials, 2002.
- [15] S. Hara, P. Prasad, “Overview of Multicarrier CDMA”, IEEE Communication Magazine, Vol. 35, pp 126-133, Dec. 1991.

- [16] A. C. McCormick, E. A. Al-Susa, “Multicarrier CDMA for Future Generation Mobile Communication”, Electronics & Communication Engineering Journal, Vol. 14, Apr. 2002.
- [17] W. C. Jakes, Microwave Mobile Communications, New York: Wiley, 1974.
- [18] Slimane Ben Slimane, “Partial Equalization of Multi-Carrier CDMA in Frequency Selective Fading Channel”, IEEE conference, 2000.
- [19] John L. Fan , Constrained Coding and Soft Iterative Decoding, Kluwer Academic Publishers.
- [20] Lars K. Rasnussen, “Ping-Pong Effects in Linear Parallel Interference Cancellation for CDMA”, IEEE Transactions on wireless communications, Vol. 2, No. 2, 1996.
- [21] Hanzo, Liew, Yeap, Turbo Coding, Turbo Equalization and Space-Time Coding, John Wiley & Sons, 2002.
- [22] Hsing-Ju Wei, “Design and Simulation of an Uplink Baseband Multicarrier CDMA System”, NCTU Master Thesis, 2003.
- [23] Mei-Ling Wang, “A Study on Downlink Receiver Design for OFDM/CDMA-based Mobile Communication System”, NCTU Master Thesis, 2002.