

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

上鏈無線通訊系統中分碼與分交錯器多重存取  
渦輪接收機之電腦模擬與效能評估

Computer Simulation and Performance Evaluation of CDMA  
and IDMA Turbo Receivers in Uplink Wireless Communication  
systems

研究生：陳人豪

指導教授：黃家齊 博士

中華民國九十八年九月

上鏈無線通訊系統中分碼與分交錯器多重存取渦輪  
接收機之電腦模擬與效能評估

Computer Simulation and Performance Evaluation of CDMA and  
IDMA Turbo Receivers in Uplink Wireless Communication systems

研究生：陳人豪

Student：Ren-Hao Chen

指導教授：黃家齊 博士

Advisor：Dr. Chia-Chi Huang



Submitted to Institute of Communication Engineering  
College of Electrical and Computer Engineering  
National Chiao Tung University  
in partial Fulfillment of the Requirements  
for the Degree of  
Master of Science  
in  
Communication Engineering  
September 2009  
Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十八年九月

# 上鏈無線通訊系統中分碼與分交錯器多重存取渦輪接收機之電腦模擬與效能評估

學生：陳人豪

指導教授：黃家齊 博士

國立交通大學電信工程研究所 碩士班

## 摘 要



分碼多重存取(CDMA)為第 3 代行動通訊的核心，是近二十年來各種多重存取技術中，能夠提供較多系統容量的一種技術。多重存取干擾(MAI)是影響 CDMA 系統容量與效能的重要因素。最近幾年分交錯器多重存取(interleave division multiple access, IDMA)被提出，此技術利用不同的交錯器來辨別用戶，也可以利用簡單的切片到切片(chip by chip, CBC)多用戶偵測的方法，藉由這個方法每個用戶計算的複雜度不會隨著用戶數增加。相較於 CDMA 需設計好的展頻碼，才能有較好的效能，IDMA 用隨機產生的交錯器，即可達到不錯的效能。在本篇論文中，我們基於多路徑區塊瑞雷衰減通(block Rayleigh fading channel)及國際電信聯盟(ITU)所制定的 Veh. A 通道的假設，探討 CDMA 和 IDMA 在上鏈的傳輸系統中，使用不同多用戶偵測及渦輪式解碼方法的系統效能。從模擬結果中發現 IDMA 用 CBC 多用戶偵測之位元錯誤率效能比 CDMA 所採用的最小均方等化器-軟式平行干擾消除(MMSE-SPIC)及 CBC 二種多用戶偵測好。

# Computer Simulation and Performance Evaluation of CDMA and IDMA Turbo Receivers in Uplink Wireless Communication Systems

Student : Ren-Hao Chen

Advisors : Dr. Chia-Chi Huang

Institute of Communication Engineering

National Chiao Tung University



Nowdays CDMA took the core of the 3rd generation of cellular mobile radio communication systems, and it is a multiple access technology that can provide more system capacity. Multiple access interference (MAI) is the major factor which limits the capacity and performance of a CDMA system. In recent years, interleave division multiple access (IDMA) was proposed. It uses different interleavers to distinguish users, and it employs simple chip by chip (CBC) multiuser detection method for which each user's computation complexity does not increase with the number of users. In contract to CDMA which need many good spreading codes to provide good system performance, IDMA can achieve good system performance by using randomly generated interleavers. In this paper, assuming a predefined multipath block Rayleigh fading channel and the International Telecommunication Union (ITU) developed Veh.A channel, we explored the uplink transmission system performance of CDMA and IDMA, in which turbo decoder is used with different type of multiuser detection methods. From our simulation results, BER performance of IDMA use the CBC multiuser detection method are better than that of CDMA using MMSE-SPIC and CBC multiuser detection methods.

## 誌謝

在研究所這二年多來，首先要感謝老師黃家齊教授對於我學業上的指導，讓我得以順利完成學業，也要感謝口試委員吳文榕教授和陳紹基教授給予本論文的指教，使我的論文更加完備。

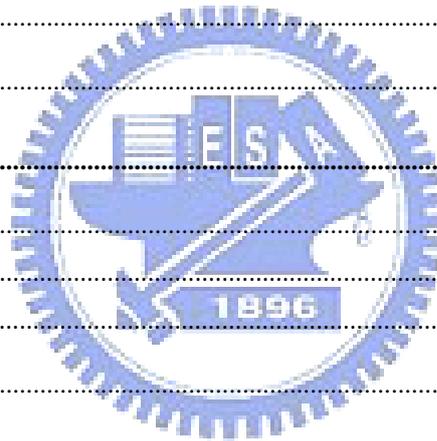
其次要感謝古孟霖學長和鄭有財學長，對於我研究上的問題給予指導與幫助；也感謝實驗室的同學，冠群、奕近、曉顛和王森在研究與生活上的幫忙與照顧。感謝無線通訊實驗室所有成員，陪我度過這二年多的碩士生涯。

最後要感謝我的父母、哥哥和弟弟，給予我物質以及精神上的支持，讓我得以專心在課業上，在此我獻上最誠摯的祝福和感謝。



# 目錄

中文摘要.....	i
ABSTRACT.....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
圖表目錄.....	vi
<b>第一章 簡介.....</b>	<b>1</b>
1.1 多用戶偵測.....	2
1.2 交錯器.....	3
1.3 關於本論文.....	4
<b>第二章 分碼多重存取(CDMA).....</b>	<b>5</b>
2.1 發射機架構.....	6
2.1.1 用戶識別展頻碼.....	7
2.1.2 攪亂碼.....	7
2.2 上鏈多用戶環境模型.....	8
2.3 接收機架構.....	11
2.3.1 最小均方等化器-軟式平行干擾消除 多用戶偵測.....	13
2.3.2 切片到切片 多用戶偵測.....	15
2.3.3 複雜度分析.....	19
<b>第三章 分交錯器多重存取(IDMA).....</b>	<b>20</b>
3.1 發射機架構.....	21
3.2 上鏈多用戶環境模型.....	22
3.3 接收機架構.....	24
3.3.1 高斯近似-軟式平行干擾消除 多用戶偵測.....	26
3.3.2 切片到切片 多用戶偵測.....	28
3.3.3 GA-SPIC 與 CBC 的等效性.....	32
<b>第四章 軟式輸入軟式輸出解碼器(SISO decoder).....</b>	<b>35</b>



4.1 BCJR 演算法.....	35
4.2 修改 BCJR 演算法.....	38
<b>第五章 電腦模擬.....</b>	<b>41</b>
5.1 CDMA 和 IDMA 在多路徑區塊衰減通道的效能.....	41
5.1.1 模擬參數.....	41
5.1.2 模擬結果及討論.....	42
5.2 CDMA 和 IDMA 在 ITU Veh. A 通道下不同都卜勒頻率的效能.....	46
5.2.1 模擬參數.....	46
5.2.2 模擬結果及討論.....	48
<b>第六章 結論與未來研究方向.....</b>	<b>52</b>
<b>參考書目.....</b>	<b>53</b>



# 圖表目錄

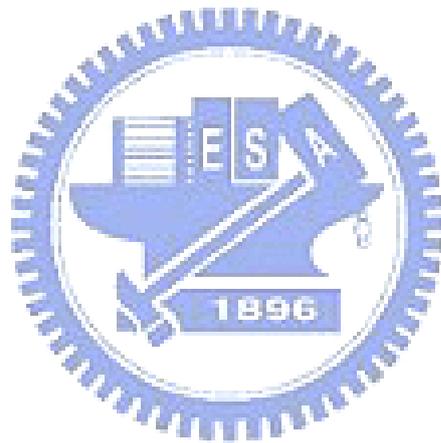
圖 1.1 交錯器運作示意圖 .....	4
圖 2.1 訊號解展頻 .....	5
圖 2.2 CDMA 發射機 .....	6
圖 2.3 CDMA 上鏈多用戶環境模型 .....	8
圖 2.4 CDMA 接收訊號與傳送符元間示意圖 .....	10
圖 2.6 CDMA MMSE-SPIC 多用戶偵測的方塊圖 .....	13
圖 2.7 CDMA CBC 多用戶偵測的方塊圖 .....	15
圖 3.1 CDMA 和 IDMA 的傳送端架構圖 .....	20
圖 3.3 IDMA 上鏈多用戶環境模型 .....	22
圖 3.4 IDMA 接收訊號與傳送符元間示意圖 .....	23
圖 3.5 IDMA 接收機架構 .....	24
圖 3.6 IDMA GA-SPIC 多用戶偵測 .....	26
圖 3.7 IDMA CBC 多用戶偵測 .....	28
圖 3.8 IDMA GA-SPIC 多用戶偵測簡化圖 .....	32
圖 3.9 IDMA CBC 多用戶偵測簡化圖 .....	32
圖 5.1 CDMA 渦輪接收機使用 MMSE-SPIC 多用戶偵測，4 個用戶在 8 個路徑區塊瑞雷衰減通道下，不同疊代數的系統效能 .....	44
圖 5.2 CDMA 渦輪接收機使用 CBC 多用戶偵測，4 個用戶在 8 個路徑區塊瑞雷衰減通道下，不同疊代數的系統效能 .....	44
圖 5.3 IDMA 渦輪接收機使用 CBC 多用戶偵測，4 個用戶在 8 個路徑區塊瑞雷衰減通道下，不同疊代數的系統效能 .....	45
圖 5.4 CDMA 和 IDMA 渦輪接收機使用不同的多用戶偵測方法，4 個用戶在 8 個路徑區塊瑞雷衰減通道下的系統效能 .....	45
圖 5.5 CDMA 和 IDMA 渦輪接收機使用不同的多用戶偵測方法，4 個用戶在 ITU VEH. A 通道下且 $F_N=0.0001$ 的系統效能 .....	49
圖 5.6 CDMA 和 IDMA 渦輪接收機使用不同的多用戶偵測方法，4 個用戶在 ITU VEH. A 通道下且 $F_N=0.0003$ 的系統效能 .....	50
圖 5.7 CDMA 和 IDMA 渦輪接收機使用不同的多用戶偵測方法，4 個用戶在 ITU VEH. A 通道二次疊代下且 $F_N=0.0001, 0.0003$ 的系統效能 .....	50
圖 5.8 CDMA 和 IDMA 渦輪接收機使用 CBC 多用戶偵測方法，4 個用戶在 ITU VEH. A 通道下且 $F_N=0.0001$ 至	

$F_N=0.001$  的系統效能 ..... 51

表 2.1 多用戶偵測複雜度比較..... 19

表 5.1 CDMA 和 IDMA 在多路徑區塊瑞雷衰減通道模擬參數..... 41

表 5.2 CDMA 和 IDMA 在 ITU VEH. A 通道模擬參數..... 46



# 第一章 簡介

分碼多重存取(CDMA)，利用展頻的調變方式，使用高於資料本身所需的頻譜來傳送資料，以單一個用戶來看，頻譜的使用效率是不好的，但當用戶多的時候，多個使用者可以同時使用相同的頻寬，而不會造成太大的干擾，相較於分時多重存取(TDMA)和分頻多重存取(FDMA)可以有較好的頻譜使用效率。CDMA 使用不同的展頻碼來區別不同的用戶，透過設計展頻碼可以降低用戶間的干擾，如使用正交展頻碼，由於透過展頻碼所處理過的資料會有正交性，因此接收端在收到訊號，如果計算結果為 0 就表示所接收到的為其它無關的訊號，但是當有延遲多路徑的時候，正交的特性會被破壞，因而降低系統的效能。

分交錯器多重存取(interleave-division multiple access, IDMA) [1]，在 2002 年由 Li Ping 等人所提出的，這個方法是利用交錯器的不同來區別用戶，而將原本用來展頻的展頻因子(spreading factor)利用到碼率較低的通道編碼，進而可以提高編碼增[2]，而 IDMA 也繼承了 CDMA 系統對抗干擾與多重路徑衰減的優點。傳統 CDMA 系統中，交錯器是用來對抗因通道不完美而導致連續性的錯誤(burst error)，使通道編碼可以運作，通常都將交錯器置於調變之前，即展頻之前。而 IDMA 系統中，交錯器有區別用戶的功能，同樣是將交錯器置調變之前，不過卻是在展頻之後，因此通

常稱此交錯器為切片交錯器(chip interleaver)。

## 1.1 多用戶偵測

傳統的 CDMA 接收機，採用單一用戶偵測(single-user detection)，只針對某一個用戶做資料偵測，而將其它用戶的資料當成雜訊，因此在資料偵測的過程中，並不需要知道其它用戶的資訊，當用戶展頻碼間的交相關性(cross-correlation)不為 0，則會造成多重存取干擾(multiple access interference, MAI)，當用戶數目增多，會因為干擾的功率過大，而使得整個系統的效能變的很差。在上鏈(uplink)的時候，基地台可以收到多個同時在使用的用戶資料，使用多用戶偵測(multiuser detection)的方法，藉由利用其它用戶的資訊，來幫助本身的資料做偵測，這樣可以改善多重存取干擾的問題。

最佳的多用戶偵測方法，利用最大概似(maximum likelihood, ML)的方法，需要的複雜度很高，所以在本論文中只使用次佳的多用戶偵測的方法。次佳的多用戶偵測器可以分成線性偵測器以及非線性偵測器，線性偵測器是將收到的訊號經過一組線性濾波器再經過量化處理，而非線性的偵測器，則是利用干擾消除的方法。

干擾消除的方法可以分為二種

### (1). 連續干擾消除(successive interference cancellation, SIC)

將訊號的能量大小排列之後，從能量大的先作偵測，因為其能量較大

所以偵測正確的機率較高，之後將其效應從收到的訊號中扣除，使剩下還未偵測的訊號所面對的干擾變小，因而提高其偵測正確的機率，改善系統的效能。

缺點：功率控制複雜度較高、當用戶數多需要花較多的時間。

## (2). 平行干擾消除(parallel interference cancellation, PIC)

同時對所有的用戶做干擾消除，當用戶數多時相較於 SIC 所需要花的時間較短。且當用戶的訊號能量都差不多時，用 PIC 的方法會比用 SIC 的方法來的好。

缺點：當用戶數多複雜度較高。

在本篇論文中，CDMA 的多用戶偵測採用平行干擾消除結合最小均方等化器的方法[3][4]與切片到切片的方法[1]，IDMA 採用平行干擾消除結合高斯近似的方法[4]與切片到切片的方法，第二章和第三章中，會針對 CDMA 和 IDMA 所使用的多用戶偵測方法作詳細說明。

## 1.2 交錯器

在本論文中所使用的交錯器為隨機產生的交錯器，而且無論是 CDMA 或者是 IDMA，不同的用戶都分配給不同的交錯器。交錯器的作用就是將輸入的資料  $b_i, i=1, \dots, N$  的順序進行重新排列，如圖 1.1 所示，圖中的  $N=7$ 。原本交錯器的目的在於打散輸入資料之間的相關性，避免在解碼時因為傳輸錯誤而造成錯誤蔓延的現象。在 IDMA 中，交錯器的主要目的，則是利用交錯

器的不同來區別用戶。例如收到的是用戶 1 的資料，針對用戶 1 的交錯器進行解交錯之後則可以得到用戶 1 的訊息，至於收到的其他用戶資料，使用用戶 1 的交錯器進行解交錯，相當於再做一次交錯，而形成互相獨立且不相關的干擾。在[5][6]中有針對 IDMA 設計交錯器產生的方法，只要少數的參數即可以描述交錯的序列。

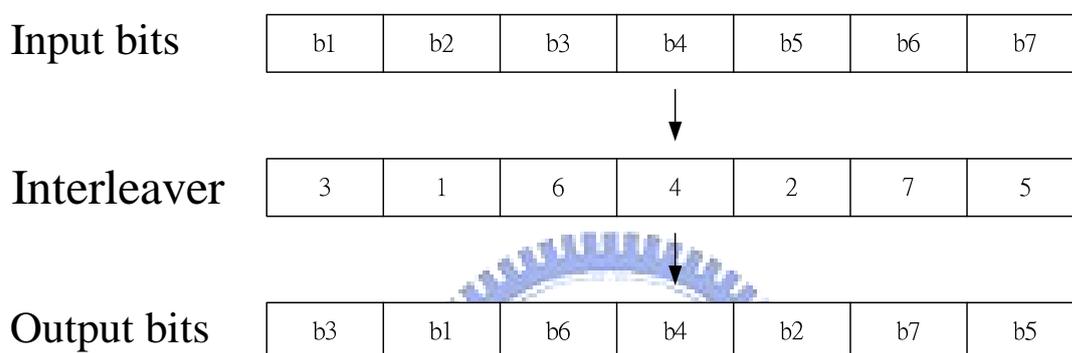


圖 1.1 交錯器運作示意圖

### 1.3 關於本論文

本論文中，考慮上鏈的情形，在第二章介紹 CDMA 的系統模型與其多用戶偵測的方法，第三章介紹 IDMA 的系統模型與其多用戶偵測的方法，第四章則是介紹系統中用來解通道編碼的軟式輸入軟式輸出解碼器，第五章為電腦模擬在 (1)多路徑區塊瑞雷衰減通道(block Rayleigh fading channel)，(2)不同的都卜勒頻率下國際電信聯盟(ITU)所制定的 Veh. A 通道[7]，兩種通道下的系統效能比較，第六章為結論與未來研究方向。

## 第二章 分碼多重存取(CDMA)

CDMA對於不同的用戶，使用不同的展頻碼，在接收端每個用戶只要乘上自己的展頻碼，便可以回復自己的訊號，而其他的干擾和雜訊由於又乘上了一個展頻碼，又被展頻了一次，再通過低通濾波器，可以把訊號頻寬以外的雜訊去掉，因而提高了訊號雜訊比，如圖2.1所示。傳統CDMA接收機，當用戶多的時候，多重存取干擾會影響系統的效能，這裡我們採用渦輪接收機，藉由多用戶偵測與解碼器之間軟訊息的傳遞，使得資料決策可以更加準確。

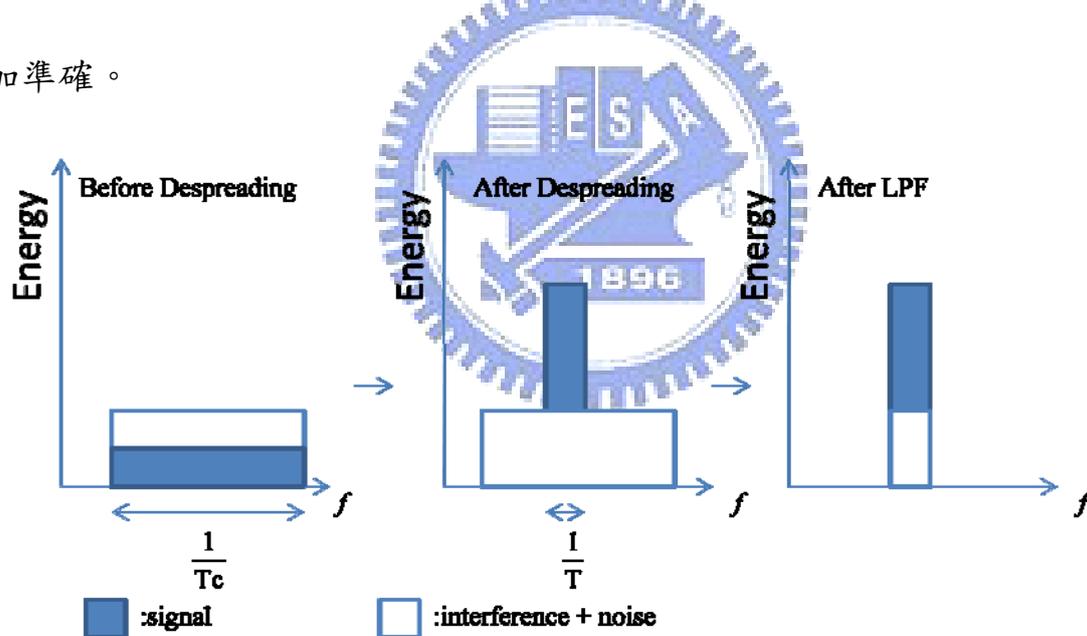


圖 2.1 訊號解展頻

## 2.1 發射機架構

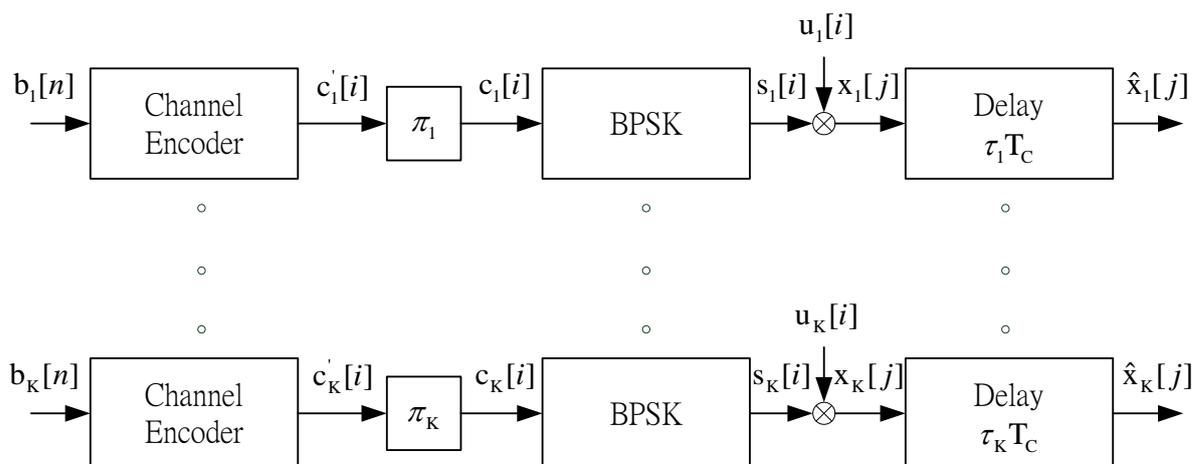


圖 2.2 CDMA 發射機

每個用戶的資料先經過相同的通道編碼之後再經過交錯器，之後用二元相位鍵移(BPSK)調變，再乘上每個用戶各自的展頻碼及攪亂碼之後便傳送出去。而圖2.2中，其中的延遲 $\tau_k T_C$ 為用來模擬用戶到接收機不同時的現象。

而圖中的變數分別為：

$K$ : 用戶數 ( $k=1, \dots, K$ )

$b_k[n]$ : 第 $k$ 個用戶第 $n$ 個訊息訊號 (information signal) ( $n=0, \dots, N_b-1$ )

$c'_k[i]$ : 第 $k$ 個用戶第 $i$ 個編碼後的訊號 ( $i=0, \dots, N_c-1$ , 單位: 符元時間)

$c_k[i]$ : 第 $k$ 個用戶第 $i$ 個交錯後的訊號

$s_k[i]$ : 第 $k$ 個用戶第 $i$ 個調變後的訊號

$u_k[i]$ : 第 $k$ 個用戶第 $i$ 個符元時間對應的展頻碼乘上攪亂碼，展頻碼長度  $N_u$

$\hat{x}_k[j]$ : 第 $k$ 個用戶第 $j$ 個傳送的訊號 ( $j=0, \dots, N-1, N=N_u \cdot N_c$ , 單位: 切片時間)

$\tau_k$ : 第 $k$ 個用戶的延遲

### 2.1.1 用戶識別展頻碼

在本論文中所採用的用戶識別展頻碼，為華許正交碼(Walsh orthogonal code)，華許正交碼可由疊代的方式產生：

$$H_1=[0] ; H_2=\begin{bmatrix} H_1 & H_1 \\ H_1 & \bar{H}_1 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} ; H_{2N}=\begin{bmatrix} H_N & H_N \\ H_N & \bar{H}_N \end{bmatrix}$$

其中 $\bar{H}_N$ 為 $H_N$ 中的每一項取二位元的補數，即「0變1」，「1變0」。

由這種方式產生的矩陣，將0視為+1而1視為-1，則可發現任取矩陣中的二列做內積等於0，也就是任二列彼此為正交的。但華許正交碼只有當同步有做好時，才会有正交，當沒有同步好，不同二列的互相關係數無法預測。



### 2.1.2 攪亂碼

在上鏈的時候，攪亂碼可以用來區別不同來源的訊號，所以當用戶使用相同的展頻碼時，仍可以用不同的攪亂碼來區別用戶。在這裡所用的攪亂碼為 IS-95 系統中所使用的長攪亂碼[8]，為假隨機序列 (pseudo-random sequence)，其生成多項式為：

$$1+x+x^2+x^3+x^5+x^6+x^7+x^{10}+x^{16}+x^{17}+x^{18}+x^{19}+x^{21}+x^{22}+x^{25}+x^{26}+x^{27}+x^{31}+x^{33}+x^{35}+x^{42}$$

其週期為 $2^{42}-1$ 。不同的用戶使用不同的初始相位，即一開始在移位暫存器中所存的值為不同。攪亂碼只是將原本的訊號打亂，使傳送的訊號沒有一長串的+1或者是-1，並沒有展頻的效果。

## 2.2 上鏈多用戶環境模型

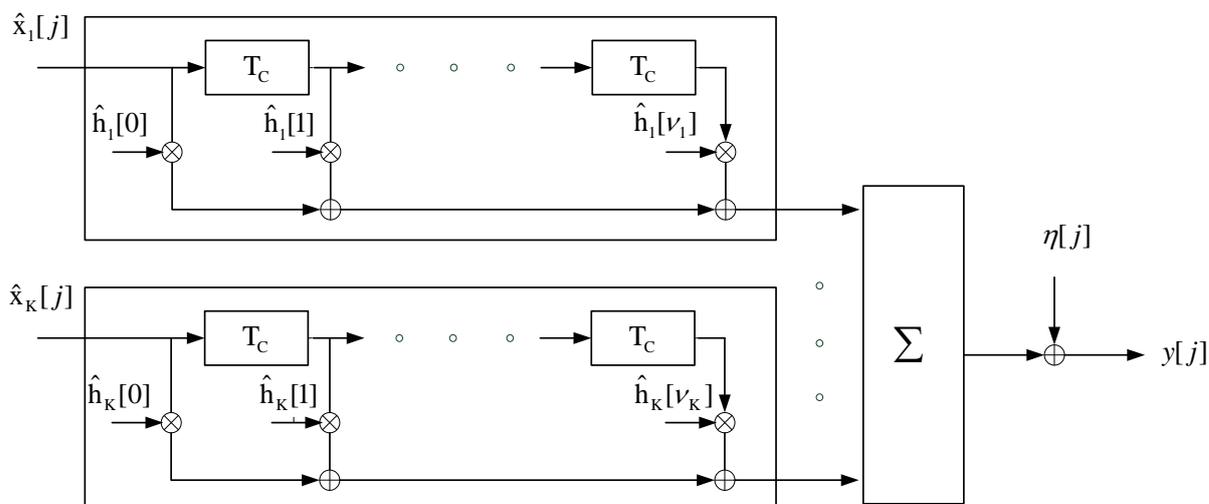


圖 2.3 CDMA 上鏈多用戶環境模型

在這系統中，我們考慮上鏈情形，通道模型為有限長度的脈衝響應 (finite-length impulse response)，用戶  $k$  的通道延遲為  $\nu_k T_C$ ，且  $\hat{h}_k[l]$  為複數高斯分布的某個取樣。我們正規化(normalize)每一個用戶通道的能量，即  $\sum_{l=0}^{\nu_k} E[\hat{h}_k[l]^2] = 1$ 。而在多個用戶的混合訊號中在加上一個變異數為  $\sigma_\eta^2 = N_0$  的

可加性白色高斯雜訊(AWGN)  $\eta[j]$ ，因此收到的訊號可以表示為：

$$\begin{aligned}
 y[j] &= \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{\nu_k} \hat{h}_k[l] \hat{x}_k[j-l] + \eta[j] \\
 &= \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{D_C} h_k[l] x_k[j-l] + \eta[j] \\
 &= \sum_{k=1}^K r_k[j] + \eta[j] \tag{2.1}
 \end{aligned}$$

其中的  $j$  為切片時間，且  $r_k[j]$  為接收到第  $k$  個用戶的訊號部分。延遲最多的用戶其延遲時間為  $D_C = \max_k \tau_k + \nu_k$  個切片時間，相當於  $D_s = \lceil D_C / N_u \rceil$  個符元時間，(2.1)式中的第二個等式為將用戶的非同時傳送的效應併到通道上。

原本的用戶  $k$  的通道響應為  $\hat{\mathbf{h}}_k = [\hat{h}_k[0] \dots \hat{h}_k[v_k]]^T_{(v_k+1) \times 1}$ ，併入用戶非同時傳送的效應後  $\mathbf{h}_k = [\mathbf{0}_{\tau_k}^T \ \hat{\mathbf{h}}_k^T \ \mathbf{0}_{D_C - \tau_k - v_k}^T]^T_{(D_C+1) \times 1}$ ， $\mathbf{0}_{\dim}$  為維度為  $\dim$  的零向量

先考慮接收到訊號中，用戶  $k$  的訊號部分為：

$$r_k[j] = (\hat{\mathbf{h}}_k \otimes \hat{\mathbf{x}}_k)[j] = (\mathbf{h}_k \otimes \mathbf{x}_k)[j] \quad (2.2)$$

其中  $\otimes$  為摺積(convolution)的符號  $\hat{\mathbf{x}}_k = [\mathbf{0}_{\tau_k}^T \ \mathbf{x}_k^T]^T_{(N+\tau_k) \times 1}$

式子(2.2)可以表示成矩陣的型式：

$$\mathbf{r}_k = \begin{bmatrix} r_k[0] \\ \vdots \\ r_k[N + D_C - 1] \end{bmatrix}_{(N+D_C) \times 1} = \begin{bmatrix} h_k[0] & & & \mathbf{0} \\ h_k[1] & h_k[0] & & \\ \vdots & h_k[1] & \ddots & \\ h_k[D_C] & \vdots & h_k[0] & \\ & h_k[D_C] & \vdots & \\ \mathbf{0} & & & h_k[D_C] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k[0] \\ \vdots \\ x_k[N-1] \end{bmatrix}_{N \times 1}$$

$\mathbf{H}_k$   
 $\mathbf{r}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k$

(2.3)

而展頻和攪亂後的訊號可以表示為訊號乘上時間上對應的展頻碼和攪亂碼，

即

$$\mathbf{x}_k = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{u}_k[0] & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & \mathbf{u}_k[Nc-1] \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}_k} \underbrace{\begin{bmatrix} s_k[0] \\ \vdots \\ s_k[Nc-1] \end{bmatrix}}_{\mathbf{s}_k}_{Nc \times 1} \quad (2.4)$$

所以收到用戶  $k$  的訊號與符元間的關係為：

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{u}_k \mathbf{s}_k \quad (2.5)$$

有了用戶  $k$  訊號與符元的關係之後，可以將基地台收到的訊號表示為：

$$\mathbf{y} = \underbrace{[\mathbf{H}_1 \mathbf{u}_1 \cdots \mathbf{H}_K \mathbf{u}_K]}_{\mathbf{G}} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{s}_K \end{bmatrix} + \boldsymbol{\eta} = \mathbf{G} \begin{bmatrix} \mathbf{s}[0] \\ \vdots \\ \mathbf{s}[Nc-1] \end{bmatrix} + \boldsymbol{\eta} \quad (2.6)$$

式子(2.6)中的  $\mathbf{s}[i] = [s_1[i], \dots, s_K[i]]^T$ ，而第二個等號是將用戶的符元訊號的排列方式改變一下，將同一個時間的不同用戶符元排在一起，目的是方便之後運算，由於符元訊號排列改變所以相對的  $\mathbf{G}$  的行向量也要重新排列，而排列完成的以  $\mathbf{G}$  來表示。

如圖 2.3 所示，因為延遲的關係每一個符元受到前面  $D_s$  個符元的影響，而本身又會影響後面  $D_s$  個符元。為了降低運算的複雜度，再計算符元  $i$  的時候我們只考慮與  $i, \dots, i + D_s$  個符元時間所收到的訊號，也就是用虛線所框起來的部分。

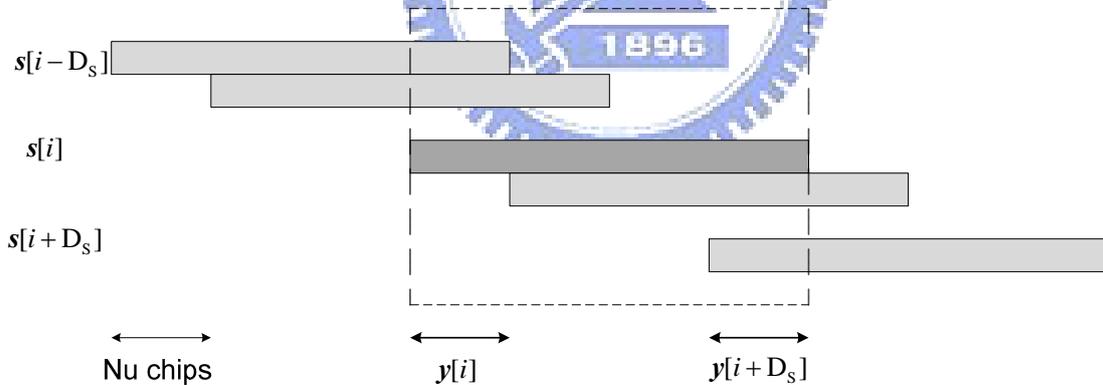


圖 2.4 CDMA 接收訊號與傳送符元間示意圖

將上面的所描述的表示成矩陣的關係：

$$\underline{\mathbf{y}} = \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{s}} + \underline{\boldsymbol{\eta}} \quad (2.7)$$

而各個變數為：

$$\underline{\mathbf{y}} = [\mathbf{y}^T[i], \dots, \mathbf{y}^T[i + D_s]]^T \in \mathbb{C}^{(D_s+1)Nu \times 1}$$

$$\underline{s} = [s^T[i - D_s] \cdots s^T[i] \cdots s^T[i + D_s]]^T \in \mathbb{R}^{(2D_s+1)K \times 1}$$

$$s[i] = [s_1[i], \dots, s_k[i]]^T \in \mathbb{R}^{K \times 1}$$

$$\underline{\eta} = [\eta^T[i], \dots, \eta^T[i + D_s]]^T \in \mathbb{C}^{(D_s+1)N_u \times 1}$$

$$\underline{H} = \begin{bmatrix} \underline{G}_{[iNu+1][(i-D_s)K+1]} & \cdots & \underline{G}_{[iNu+1][(i+D_s+1)K]} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{G}_{[iNu+(D_s+1)Nu][(i-D_s)K+1]} & \cdots & \underline{G}_{[iNu+(D_s+1)Nu][(i+D_s+1)K]} \end{bmatrix}_{(D_s+1)Nu \times (2D_s+1)K}$$

$\underline{H}$  為從式子(2.6)的  $\underline{G}$  中取出對應於  $\underline{y}$  和  $\underline{s}$  的元素， $\underline{G}_{[A][B]}$  表示原本  $\underline{G}$  中的第 A 個列，第 B 個行的元素，若  $A < 0$  或  $B > KN_c$  不屬於  $\underline{G}$  的維度，則  $\underline{G}_{[A][B]} = 0$ 。

### 2.3 接收機架構

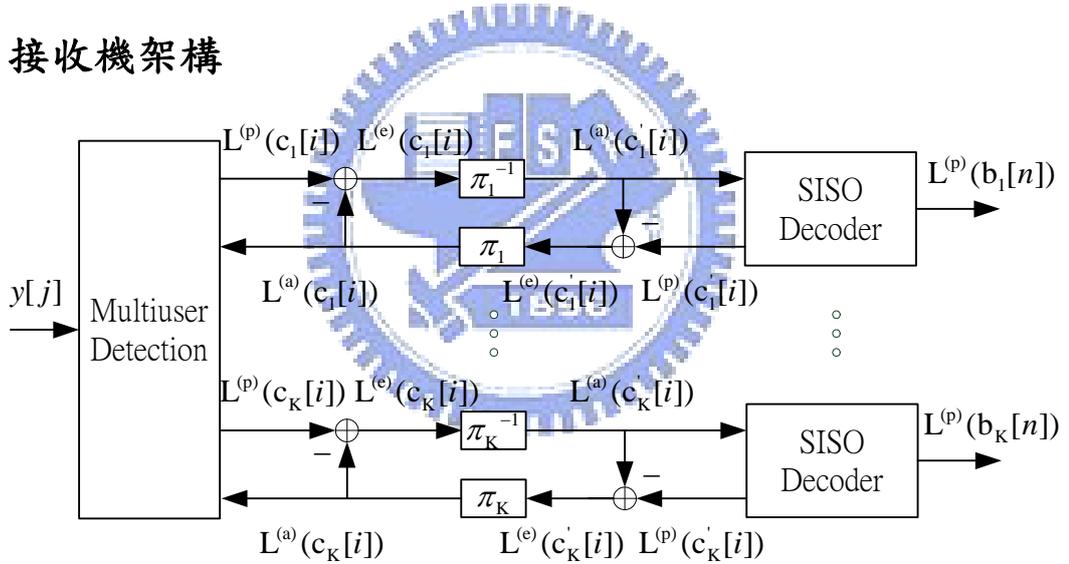


圖 2.5 CDMA 接收機

圖中的大寫「L」是表示對數相似比(log-likelihood ratio, LLR)，上小括號「a」表示為事前(a priori)，「p」則表示事後(a posteriori)，「e」則表示為外質(extrinsic)。

接收機架構的型式為渦輪接收機(turbo receiver)，在多用戶偵測，會利用收到的訊號和由軟式輸入軟式輸出解碼器所得到的每一個用戶交錯後

碼元 (code bit) 的事前對數相似比  $L^{(a)}(c_k[i])$ ，來計算每一個用戶交錯後碼元的外質對數相似比  $L^{(e)}(c_k[i])$ ，其經過解交錯之後可以當成軟式輸入軟式輸出解碼器的事前資訊(a priori information)。

當不是最後一次疊代，在軟式輸入軟式輸出解碼器的階段，利用  $L^{(a)}(c_k[i])$  得到每個碼元的事後對數相似比  $L^{(p)}(c_k[i])$ ，扣掉上一次疊代的編碼後訊號事前對數相似比  $L^{(a)}(c_k[i])$ ，經過交錯之後可以得到多用戶偵測所需要的每一個用戶交錯後訊號的外質對數相似比  $L^{(e)}(c_k[i])$ ，當最後一次疊代，解碼器輸出為每一個資訊位元的事後對數相似比  $L^{(p)}(b_k[n])$ ，利用  $L^{(p)}(b_k[n])$  的正負號可以判斷  $b_k[n]$  為1或者是0。

多用戶偵測的時候，用戶  $k$  交錯後碼元  $i$  的事後對數相似比為：

$$\begin{aligned}
 L^{(p)}(c_k[i]) &= \log \frac{\Pr\{c_k[i]=1 | \underline{y}\}}{\Pr\{c_k[i]=0 | \underline{y}\}} \\
 &= \log \underbrace{\frac{\Pr\{\underline{y} | c_k[i]=1\}}{\Pr\{\underline{y} | c_k[i]=0\}}}_{L^{(e)}(c_k[i])} + \log \underbrace{\frac{\Pr\{c_k[i]=1\}}{\Pr\{c_k[i]=0\}}}_{L^{(a)}(c_k[i])} \quad (2.8)
 \end{aligned}$$

我們將求得的外質對數相似比送到解碼器，做為碼元的事前資訊來幫忙解碼。接著介紹二種多用戶偵測的方法，第一種為最小均方等化器-軟式平行干擾消除(MMSE-SPIC)的方法[3][4]，將訊號先經過軟式平行干擾消除之後在經過最小均方等化器，再由等化器的結果計算外質對數相似比  $L^{(e)}(c_k[i])$ ，而另一種為切片到切片(chip by chip, CBC)演算法[1]，將要求切片的干擾視為高斯雜訊，求得每個切片的對數相似比之後再經由解展頻和解攪亂得

到要計算的外質對數相似比  $L^{(e)}(c_k[i])$ 。

### 2.3.1 最小均方等化器-軟式平行干擾消除 多用戶偵測

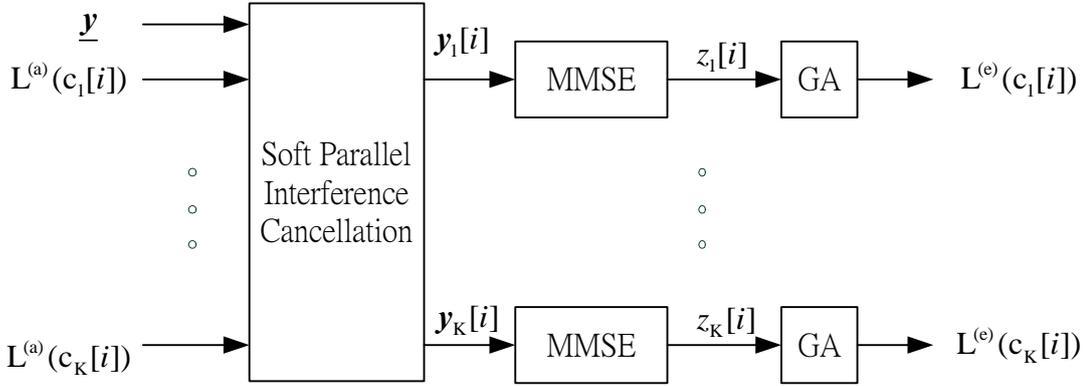


圖 2.6 CDMA MMSE-SPIC 多用戶偵測的方塊圖

因為要直接由式子(2.8)計算，有點困難，於是我們用一個近似的模型來計算

$$z_k[i] = \mu_k[i]s_k[i] + \zeta_k[i] \quad (2.9)$$

$k = 1, \dots, K$  且  $i = 1, \dots, N_c$ ，而  $z_k[i]$  為先經過軟性干擾消除再經過最小均方等化器出來的結果，如圖2.6所示，而殘留的干擾訊號  $\zeta_k[i]$  可以視為一個高斯雜訊  $\mathcal{N}(0, \sigma_{\zeta_k[i]}^2)$ ，因此計算  $L^{(e)}(c_k[i])$  變為

$$L^{(e)}(c_k[i]) = \log \frac{\Pr\{c_k[i] = 1 | \underline{y}\}}{\Pr\{c_k[i] = 0 | \underline{y}\}} \approx \log \frac{\Pr\{z_k[i] | s_k[i] = +1\}}{\Pr\{z_k[i] | s_k[i] = -1\}} \quad (2.10)$$

在軟性干擾消除的部分，利用先前得到的事前對數相似比，取其期望值，

$$\tilde{s}_k[i] = E[s_k[i]] = \tanh(L^{(a)}(c_k[i])/2) \quad (2.11)$$

並將(2.11)式所得到的值視為傳送的訊號，而重建其干擾從收到的訊號  $\underline{y}$  中扣除，

$$\mathbf{y}_k[i] = \underline{\mathbf{y}} - \underline{\mathbf{H}}(\tilde{\mathbf{s}} - \tilde{s}_k[i]\mathbf{e}_\kappa) \quad (2.12)$$

式子中的  $\tilde{\mathbf{s}} = [\tilde{\mathbf{s}}^T[i-D_S], \dots, \tilde{\mathbf{s}}^T[i], \dots, \tilde{\mathbf{s}}^T[i+D_S]]^T$ ， $\mathbf{e}_\kappa$  為單位矩陣(identity matrix)

中的第  $\kappa$  個欄向量(column vector)，而  $\kappa = D_S K + k$ 。

干擾消除之後的訊號接著進入最小均方等化器，其運算如下

$$z_k[i] = \mathbf{w}_k^H[i] \mathbf{y}_k[i] \quad (2.13)$$

$$\mathbf{w}_k[i] = \arg \min_{\mathbf{w}_k[i]} E[(s_k[i] - \mathbf{w}_k^H[i] \mathbf{y}_k[i])^2] = \mathbf{R}_{y_k[i]}^{-1} \mathbf{r}_{y_k[i]s_k[i]} \quad (2.14)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{y_k[i]} &= E[\mathbf{y}_k[i] \mathbf{y}_k^H[i]] \\ &= E[(\mathbf{H}\mathbf{s} - \mathbf{H}(\tilde{\mathbf{s}} - \tilde{s}_k[i]\mathbf{e}_\kappa) + \boldsymbol{\eta})(\mathbf{H}\mathbf{s} - \mathbf{H}(\tilde{\mathbf{s}} - \tilde{s}_k[i]\mathbf{e}_\kappa) + \boldsymbol{\eta})^H] \\ &= E[(\mathbf{H}\mathbf{s} - \mathbf{H}(\tilde{\mathbf{s}} - \tilde{s}_k[i]\mathbf{e}_\kappa))(\mathbf{H}\mathbf{s} - \mathbf{H}(\tilde{\mathbf{s}} - \tilde{s}_k[i]\mathbf{e}_\kappa))^H] + E[\boldsymbol{\eta}\boldsymbol{\eta}^H] \\ &= \mathbf{H}(\mathbf{I} - \tilde{\mathbf{S}}^2 + \tilde{s}_k^2[i]\mathbf{e}_\kappa \mathbf{e}_\kappa^T)\mathbf{H}^H + \sigma_\eta^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$\mathbf{r}_{y_k[i]s_k[i]} = E[\mathbf{y}_k[i] s_k[i]] = \underline{\mathbf{H}} \mathbf{e}_\kappa \quad (2.16)$$

而其中的  $\tilde{\mathbf{S}} = \text{diag}\{\tilde{\mathbf{s}}\}$  為軟訊息的對角矩陣，為了要得到  $L^{(c)}(c_k[i])$  我們必需要

知道  $z_k[i] | s_k[i]$  條件隨機變數的平均值和變異數，而其可由下面算式求得：

$$\begin{aligned} \mu_k[i] &= E[z_k[i] | s_k[i]] = E[\mathbf{w}_k^H[i] \mathbf{y}_k[i] | s_k[i]] = \mathbf{w}_k^H[i] E[\mathbf{y}_k[i] | s_k[i]] \\ &= \mathbf{r}_{y_k[i]s_k[i]}^H \mathbf{R}_{y_k[i]}^{-1} \mathbf{r}_{y_k[i]s_k[i]} \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{z_k[i]}^2 &= E[\|z_k[i] - \mu_k[i] s_k[i]\|^2] = E[\|z_k[i]\|^2] - \mu_k^2[i] \\ &= \mathbf{w}_k^H[i] E[\mathbf{y}_k[i] \mathbf{y}_k^H[i]] \mathbf{w}_k[i] - \mu_k^2[i] \\ &= \mathbf{w}_k^H[i] \mathbf{R}_{y_k[i]} (\mathbf{R}_{y_k[i]}^{-1} \mathbf{r}_{y_k[i]s_k[i]}) - \mu_k^2[i] = \mu_k[i] - \mu_k^2[i] \end{aligned} \quad (2.18)$$

由(2.17)和(2.18)兩式，則

$$\begin{aligned}
L^{(e)}(c_k[i]) &\approx \log \frac{\Pr\{z_k[i] | s_k[i] = +1\}}{\Pr\{z_k[i] | s_k[i] = -1\}} \\
&= \log \frac{\frac{1}{2\pi\sigma_{\zeta_k[i]}^2} \exp\left(-\frac{\|z_k[i] - \mu_k[i]\|^2}{\sigma_{\zeta_k[i]}^2}\right)}{\frac{1}{2\pi\sigma_{\zeta_k[i]}^2} \exp\left(-\frac{\|z_k[i] + \mu_k[i]\|^2}{\sigma_{\zeta_k[i]}^2}\right)} = \frac{4\mu_k[i] \operatorname{Re}(z_k[i])}{\sigma_{\zeta_k[i]}^2} \\
&= \frac{4\operatorname{Re}(z_k[i])}{1 - \mu_k[i]} \tag{2.19}
\end{aligned}$$

有了多用戶偵測所求得的  $L^{(e)}(c_k[i])$  之後，軟式輸入軟式輸出解碼器便可以利用這些資訊，使得對於通道編碼的解碼可以更加的正確。第四章會針對軟式輸入軟式輸出解碼器作詳細的介紹。

### 2.3.2 切片到切片 多用戶偵測

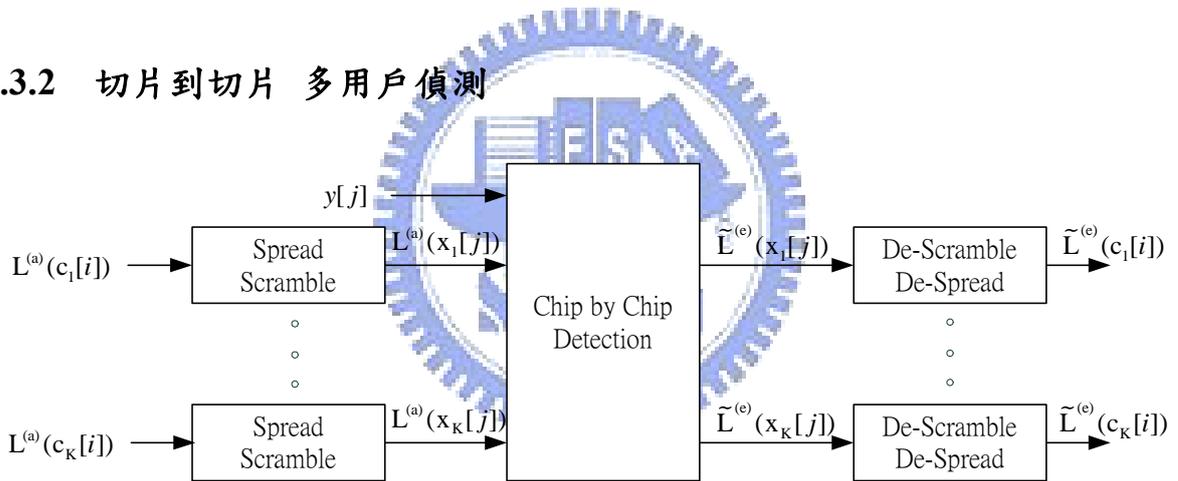


圖 2.7 CDMA CBC 多用戶偵測的方塊圖

切片到切片演算法之所以稱為切片到切片，是因為每一次只用到一個通道切片的觀察值  $y[j]$ ，當考慮用戶  $k$  的第  $j$  個切片  $x_k[j]$  在  $l$  個路徑的切片事後資訊  $\tilde{L}_l^{(e)}(x_k[j])$ ，可以將收到的訊號表式成

$$y[j+l] = h_k[l]x_k[j] + \sum_{l' \neq l} h_k[l']x_k[j+l-l'] + \sum_{k' \neq k, l'} h_{k'}[l']x_{k'}[j+l-l'] + \eta[j+l] \tag{2.20}$$

其中  $l = \tau_k + l$ ,  $l = 0, \dots, \nu_k$ ，第一項為想要的訊號，第二項為用戶  $k$  的其他切片的干擾，第三項為其他用戶的干擾，第四項為雜訊干擾。可以將第二項到

第四項干擾的部分定義成

$$\psi[j+l] = \sum_{l' \neq l} h_k[l'] x_k[j+l-l'] + \sum_{k' \neq k, l'} h_{k'}[l'] x_{k'}[j+l-l'] + \eta[j+l] \quad (2.21)$$

由於用 BPSK 調變的關係訊號只在實數的部分，只看實部就滿足充分統計 (sufficient statistic)，所以將(2.20)式對其通道做匹配在取實部，即

$$\begin{aligned} \tilde{z}_k^{(l)}[j] &= \text{Re}(h_k^*[l]y[j+l]) \\ &= \text{Re}(h_k^*[l](h_k[l]x_k[j] + \psi[j+l])) \\ &= \underbrace{|h_k[l]|^2 x_k[j]}_{\mu_k^{(l)}[j]} + \underbrace{\text{Re}(h_k^*[l]\psi[j+l])}_{\theta_k^{(l)}[j]} \end{aligned} \quad (2.22)$$

由(2.21)式可以發現在干擾訊號為許多訊號相加的結果，因此由中央極限定理，可以將(2.22)式中的干擾訊號 $\theta_k^{(l)}[j]$ 可以視為一個平均值 $E[\theta_k^{(l)}[j]]$ 和變異數 $\text{Var}[\theta_k^{(l)}[j]]$ 的高斯隨機變數。

當在計算 $E[\theta_k^{(l)}[j]]$ 和 $\text{Var}[\theta_k^{(l)}[j]]$ 的時候，我們會假設 $x_k[j]$ 在不同用戶和不同的切片時間彼此是獨立的，則

$$\begin{aligned} E[\theta_k^{(l)}[j]] &= E[\text{Re}(h_k^*[l]y[j+l])] - E[|h_k[l]|^2 x_k[j]] \\ &= \text{Re}(h_k[l])E[\text{Re}(y[j+l])] + \text{Im}(h_k[l])E[\text{Im}(y[j+l])] - |h_k[l]|^2 E[x_k[j]] \end{aligned} \quad (2.23)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}[\theta_k^{(l)}[j]] &= \text{Re}(h_k[l])\text{Var}[\text{Re}(y[j+l])] + \text{Im}(h_k[l])\text{Var}[\text{Im}(y[j+l])] \\ &\quad + 2\text{Re}(h_k[l])\text{Im}(h_k[l])\text{Cov}[\text{Re}(y[j+l]), \text{Im}(y[j+l])] - |h_k[l]|^4 \text{Var}[x_k[j]] \end{aligned} \quad (2.24)$$

而由(2.23)式和(2.24)式中的 $E[x_k[j]]$ 和 $\text{Var}[x_k[j]]$ 可以由軟式輸入軟式輸出解碼器所得到的 $L^{(a)}(c_k[l])$ 再經過展頻碼和攪亂碼重建的 $L^{(a)}(x_k[j])$ 所求得，其關係為：

$$E[x_k[j]] = \tanh(L^{(a)}(x_k[j])/2) \quad (2.25)$$

$$\text{Var}[x_k[j]] = E[x_k^2[j]] - E[x_k[j]]^2 = 1 - E[x_k[j]]^2 \quad (2.26)$$

而要得到  $E[\theta_k^{(l)}[j]]$  和  $\text{Var}[\theta_k^{(l)}[j]]$  需要有  $E[\text{Re}(y[j])]$ 、 $E[\text{Im}(y[j])]$ 、 $\text{Var}[\text{Re}(y[j])]$ 、 $\text{Var}[\text{Im}(y[j])]$  和  $\text{Cov}[\text{Re}(y[j]), \text{Im}(y[j])]$ 。

我們定義  $\Psi[j] = \text{Cov}[\text{Re}(y[j]), \text{Im}(y[j])]$ ，而這五項可以由(2.25)式和(2.26)式來求得。

$$E[\text{Re}(y[j])] = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{v_k} \text{Re}(h_k[\tau_k + l]) E[x_k[j - (\tau_k + l)]] \quad (2.27)$$

$$E[\text{Im}(y[j])] = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{v_k} \text{Im}(h_k[\tau_k + l]) E[x_k[j - (\tau_k + l)]] \quad (2.28)$$

$$\text{Var}[\text{Re}(y[j])] = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{v_k} \text{Re}(h_k[\tau_k + l])^2 \text{Var}[x_k[j - (\tau_k + l)]] + \frac{1}{2} \sigma_\eta^2 \quad (2.29)$$

$$\text{Var}[\text{Im}(y[j])] = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{v_k} \text{Im}(h_k[\tau_k + l])^2 \text{Var}[x_k[j - (\tau_k + l)]] + \frac{1}{2} \sigma_\eta^2 \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} \Psi[j] &= E[\text{Re}(y[j]) \text{Im}(y[j])] - E[\text{Re}(y[j])] E[\text{Im}(y[j])] \\ &= \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{v_k} \text{Re}(h_k[\tau_k + l]) \text{Im}(h_k[\tau_k + l]) \text{Var}[x_k[j - (\tau_k + l)]] \end{aligned} \quad (2.31)$$

由(2.25)式到(2.31)式可以求得  $\tilde{L}_l^{(e)}(x_k[j])$ ，

$$\tilde{L}_l^{(e)}(x_k[j]) = \log \frac{\Pr\{\tilde{z}_k^{(l)}[j] | x_k[j] = +1\}}{\Pr\{\tilde{z}_k^{(l)}[j] | x_k[j] = -1\}} = \frac{2\mu_k^{(l)}[j] (\tilde{z}_k^{(l)}[j] - E[\theta_k^{(l)}[j]])}{\text{Var}[\theta_k^{(l)}[j]]} \quad (2.32)$$

經過軟式犁耙(soft rake)，將所得到各個路徑的對數相似比做合併[9]，

可得到每一個切片的外質資訊：

$$\tilde{L}^{(e)}(x_k[j]) = \sum_{l=0}^{v_k} \tilde{L}_l^{(e)}(x_k[j]) \quad (2.33)$$

則將(2.33)式乘上用戶的攪亂碼和展頻碼，進行解攪亂和解展頻，在解攪亂和解展頻中有假設每個切片彼此是互相獨立的，這個假設可能會導致部

分系統效能的降低。得到每個編碼位元的外質資訊  $\tilde{L}^{(e)}(c_k[i])$  之後，軟式輸入軟式輸出解碼器便可以利用這些資訊，使得對於通道編碼的解碼更加的正確。從(2.27)式到(2.31)式可以發現其對於不同的用戶  $k$  是可以共用的，因此可以省到一些運算量。

對上面的式子做整理可以將切片對切片演算法分成二部分

(一)、計算干擾訊號的平均值和變異數

$$E[x_k[j]] = \tanh(L^{(a)}(x_k[j])/2)$$

$$\text{Var}[x_k[j]] = 1 - E[x_k[j]]^2$$

$$E[\text{Re}(y[j])] = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{v_k} \text{Re}(h_k[\tau_k + l]) E[x_k[j - (\tau_k + l)]]$$

$$E[\text{Im}(y[j])] = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{v_k} \text{Im}(h_k[\tau_k + l]) E[x_k[j - (\tau_k + l)]]$$

$$\text{Var}[\text{Re}(y[j])] = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{v_k} \text{Re}(h_k[\tau_k + l])^2 \text{Var}[x_k[j - (\tau_k + l)]] + \frac{1}{2} \sigma_\eta^2$$

$$\text{Var}[\text{Im}(y[j])] = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{v_k} \text{Im}(h_k[\tau_k + l])^2 \text{Var}[x_k[j - (\tau_k + l)]] + \frac{1}{2} \sigma_\eta^2$$

$$\Psi[j] = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{v_k} \text{Re}(h_k[\tau_k + l]) \text{Im}(h_k[\tau_k + l]) \text{Var}[x_k[j - (\tau_k + l)]]$$

$$E[\theta_k^{(l)}[j]] = \text{Re}(h_k[l]) E[\text{Re}(y[j + l])] + \text{Im}(h_k[l]) E[\text{Im}(y[j + l])] - |h_k[l]|^2 E[x_k[j]]$$

$$\begin{aligned} \text{Var}[\theta_k^{(l)}[j]] &= \text{Re}(h_k[l]) \text{Var}[\text{Re}(y[j + l])] + \text{Im}(h_k[l]) \text{Var}[\text{Im}(y[j + l])] \\ &\quad + 2 \text{Re}(h_k[l]) \text{Im}(h_k[l]) \Psi[j + l] - |h_k[l]|^4 \text{Var}[x_k[j]] \end{aligned}$$

(二)、計算對數相似比和軟式犁耙

$$\tilde{L}_l^{(e)}(x_k[j]) = \frac{2\mu_k^{(l)}[j] (\tilde{z}_k^{(l)}[j] - E[\theta_k^{(l)}[j]])}{\text{Var}[\theta_k^{(l)}[j]]}$$

$$\tilde{L}^{(e)}(x_k[j]) = \sum_{l=0}^{v_k} \tilde{L}_l^{(e)}(x_k[j])$$

其中  $k=1, \dots, K$ 、 $j=1, \dots, N$  及  $l=0, \dots, v_k$

### 2.3.3 複雜度分析

多用戶偵測使用 MMSE-SPIC 的方法，從(2.11)式到(2.19)式，與使用 CBC 方法，從(2.25)式到(2.33)式並包含開始對事先對數相似比  $L^{(a)}(c_k[i])$  的展頻和攪亂，以及之後的解展頻及解攪亂，所有用戶所使用的實數乘法器的個數，如表 2.1 所示，這裡假設每個用戶的同時傳送且通道延遲都為  $D_c$  以便分析 CBC。而從表中也顯示用 CBC 的方法複雜度與用戶數是成線性的關係，就平均用戶數來看，複雜度是一樣的。

表 2.1 多用戶偵測複雜度比較

多用戶偵測方法	實數乘法器個數
MMSE-SPIC	$(8A^3+4A^2+4A^2B+4A+4AB+4)KN_c$
CBC	$(27NL+4N+2N_c)K$
例子	$K=4, D_c=7, N_u=4 \Rightarrow L=8, A=12, B=20$ $N_c=264, N=1056$
MMSE-SPIC	31075968
CBC	931392

其中

$$L=D_c+1; \quad A=(D_s+1)N_u; \quad B=(2D_s+1)K$$

### 第三章 分交錯器多重存取(IDMA)

IDMA與CDMA不一樣的地方是在區別用戶的方法，在CDMA，不同的用戶有不同的展頻碼，來區別不同的用戶；而在IDMA，則利用不同的交錯器來區別不同的用戶。通常IDMA的系統，會在交錯器之前加上一個重複碼，有點類似CDMA展頻的作用，所以IDMA和CDMA的主要架構可以用圖3.1來描述，IDMA經過通道編碼和展頻也就是重複碼之後，再經過交錯器，而CDMA則是在通道編碼之後便經過交錯器，最後在展頻。

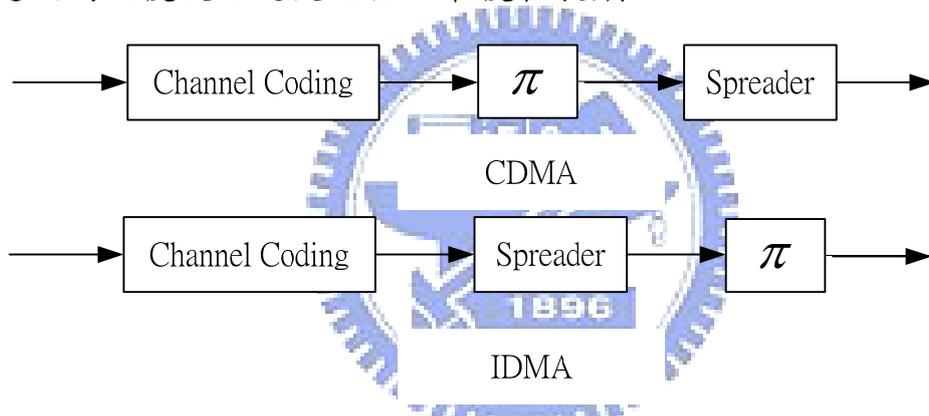


圖 3.1 CDMA 和 IDMA 的傳送端架構圖

這裡為了方便說明，我們稱在重複碼之後的為切片，不同的切片交錯器，不僅可以用來辨別用戶，在時間選擇性通道也可提供多樣性增益 (diversity gain)。在安全性上，由於其它用戶並不知道其它用戶所做用的交錯器，因此並無法正確的解交錯別用戶的信息，所以交錯器也相當於是一種加密的動作。

### 3.1 發射機架構

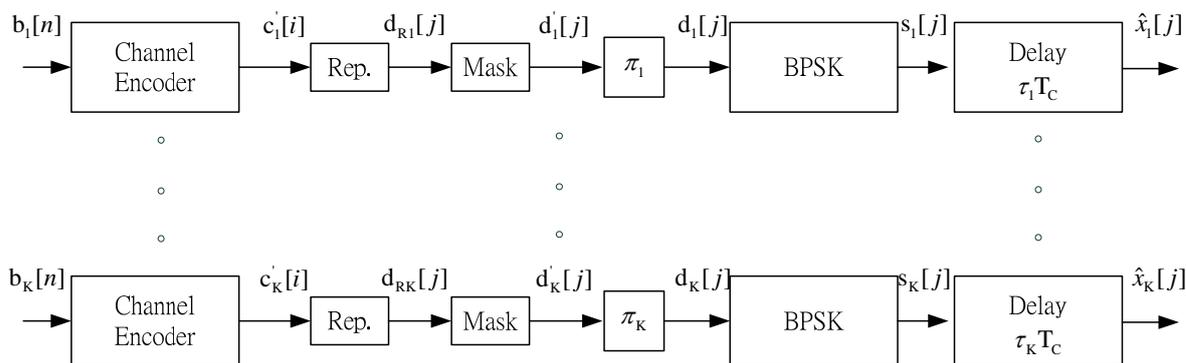


圖 3.2 IDMA 發射機

每一個用戶經過相同的通道編碼和重複碼，再後面用一個遮罩(mask)，如果沒有它，對於較短的封包編碼後的信息可能有偏差(biased)，也就是0和1的個數不夠接近，通常遮罩只要將偶數的位元做二位元的補數就行了

[10]，即

$$Mask: \begin{cases} d_k'[j] = d_{Rk}[j] & j \in odd \\ d_k'[j] = \overline{d_{Rk}[j]} & j \in even \end{cases} \quad (3.1)$$

遮罩之後的訊號不同的用戶使用不同的交錯器，使得在接收端可以區別，然後用BPSK調變進入通道，其中的延遲  $\tau_k T_c$  為用來模擬用戶到接收機不同時的現象。

圖中的變數分別為：

K: 用戶數 ( $k = 1, \dots, K$ )

$b_k[n]$ : 第k個用戶第n個訊息訊號(information signal) ( $n = 0, \dots, N_b - 1$ )

$c_k'[i]$ : 第k個用戶第i個編碼後的訊號 ( $i = 0, \dots, N_c - 1$ )

$d_{Rk}[j]$ : 第k個用戶第j個重複碼後的訊號，重複碼的長度為  $N_{rep}$

$$(j = 0, \dots, N-1, N = N_{\text{rep}} \cdot N_c)$$

$d_k[j]$ : 第k個用戶第j個遮罩後的訊號。

$d_k[j]$ : 第k個用戶第j個交錯後的訊號

$s_k[j]$ : 第k個用戶第j個調變後的訊號

$\hat{x}_k[j]$ : 第k個用戶第j個傳送的訊號

$\tau_k$ : 第k個用戶的延遲

### 3.2 上鏈多用戶環境模型

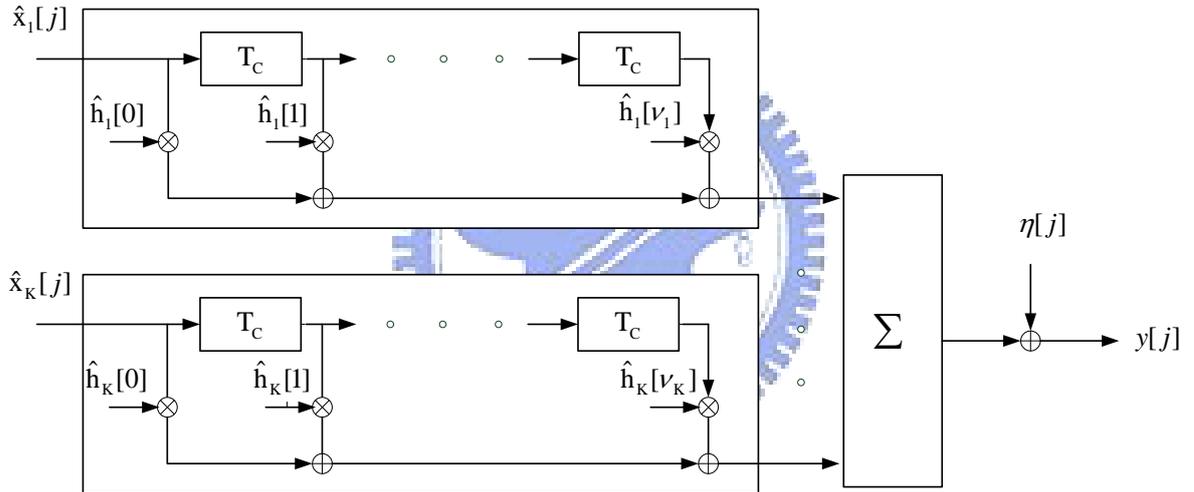


圖 3.3 IDMA 上鏈多用戶環境模型

由圖3.3的上鏈多用戶環境模型可以將  $y[j]$  與表示為：

$$y[j] = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{v_k} \hat{h}_k[l] \hat{x}_k[j-l] + \eta[j] \quad (3.2)$$

其中  $\hat{\mathbf{x}}_k = [\mathbf{0}_{\tau_k}^T \ \mathbf{s}_k^T]^T_{(N+\tau_k) \times 1}$ ，同樣的可以将用戶不同時傳送的效應併到通道響應，

則

$$y[j] = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{D_c} h_k[l] s_k[j-l] + \eta[j] \quad (3.3)$$

矩陣表示：

$$\mathbf{y} = \underbrace{[\mathbf{H}_1 \cdots \mathbf{H}_K]}_{\mathbf{G}} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{s}_K \end{bmatrix} + \boldsymbol{\eta} = \mathbf{G} \begin{bmatrix} \mathbf{s}[0] \\ \vdots \\ \mathbf{s}[N-1] \end{bmatrix} + \boldsymbol{\eta} \quad (3.4)$$

其中

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} h_k[0] & & & \mathbf{0} \\ h_k[1] & h_k[0] & & \\ \vdots & h_k[1] & \ddots & \\ h_k[D_C] & \vdots & & h_k[0] \\ & h_k[D_C] & & \\ & & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & h_k[D_C] \end{bmatrix}_{(N+D_C) \times N}$$

而第二個等號是將用戶的符元訊號的排列方式改變一下，將同一個時間的不同用戶符元排在一起，目的是方便之後運算，由於符元訊號排列改變所以相對的  $\mathbf{G}$  的行向量也要重新排列，而排列完成的以  $\mathbf{G}$  來表示。

與CDMA相同，在計算切片  $j$  時，我們只取出  $j, \dots, j+D_C$  的收到訊號來進行運算如圖3.4。

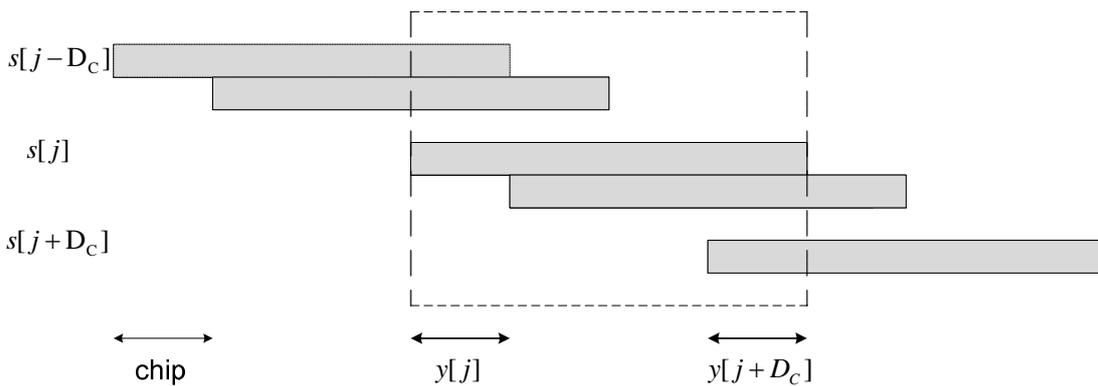


圖 3.4 IDMA 接收訊號與傳送符元間示意圖

將上面的所描述的表示成矩陣的關係：

$$\underline{\mathbf{y}} = \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{s}} + \underline{\boldsymbol{\eta}} \quad (3.5)$$

而各個變數為：

$$\underline{y} = [y[j], \dots, y[j + D_c]]^T \in \mathbb{C}^{(D_c+1) \times 1}$$

$$\underline{s} = [s[j - D_c] \cdots s[j] \cdots s[j + D_c]]^T \in \mathbb{R}^{(2D_c+1) \times 1}$$

$$s[j] = [s_1[j], \dots, s_k[j]]^T \in \mathbb{R}^{K \times 1}$$

$$\underline{\eta} = [\eta[j], \dots, \eta[j + D_c]]^T \in \mathbb{C}^{(D_c+1) \times 1}$$

$$\underline{H} = \begin{bmatrix} \underline{G}_{[j+1][(j-D_c)K+1]} & \cdots & \underline{G}_{[j+1][(j+D_c+1)K]} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{G}_{[j+D_c+1][(j-D_c)K+1]} & \cdots & \underline{G}_{[j+D_c+1][(j+D_c+1)K]} \end{bmatrix}_{(D_c+1) \times (2D_c+1)K}$$

### 3.3 接收機架構

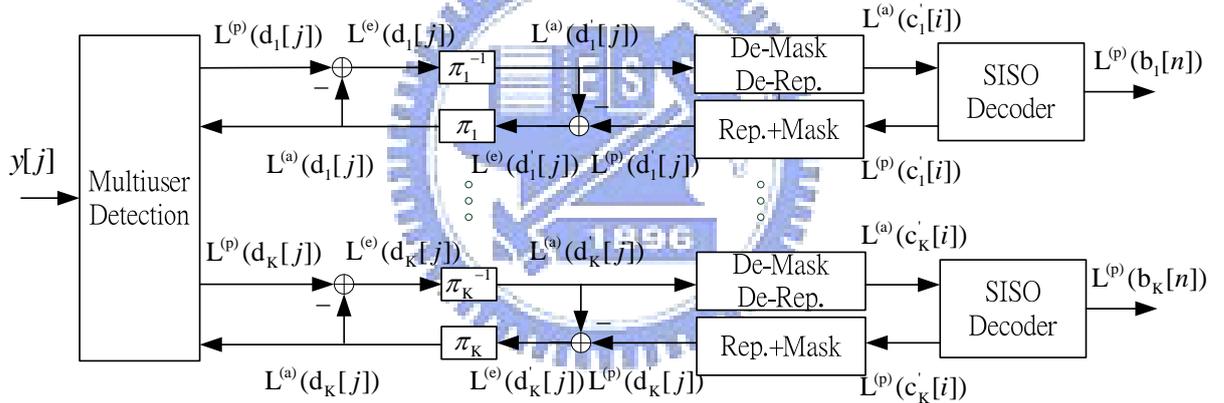


圖 3.5 IDMA 接收機架構

接收機架構的型式為渦輪接收機，在多用戶偵測的地方，利用收到的訊號和軟式輸入軟式輸出解碼器所得到的每一個用戶交錯後切片的事前對數相似比，計算每一個用戶交錯後切片的外質對數相似比  $L^{(e)}(d_k[j])$ 。將得到的外質對數相似比經過解遮罩、解交錯和解重複碼之後當成是碼元事前對數相似比  $L^{(a)}(c'_k[i])$ ，幫忙軟式輸入軟式輸出解碼器作通道的解碼。解遮罩和解重複碼是將交錯後訊號的事前對數相似比  $L^{(e)}(d'_k[j])$  乘上遮罩之後，把屬

於同一個摺積碼(convolutional code)碼元的加起來，因為交錯器的關係，可以將每個  $d_k[j]$  視為是不相關的，所以交錯後訊號的事前機率變相乘，交錯後訊號的事前對數相似比變成相加。

當不是最後一次疊代，在軟式輸入軟式輸出解碼器的地方，利用  $L^{(a)}(c_k[i])$  得到每個碼元的事後對數相似比  $L^{(p)}(c_k[i])$ ，經由重複碼編碼和遮罩後，扣掉上一次疊代的遮罩後切片事前對數相似比  $L^{(e)}(d_k[j])$ ，經過交錯之後可以得到多用戶偵測所需要的每一個用戶交錯後切片的事前對數相似比  $L^{(a)}(d_k[j])$ ，當最後一次疊代，解碼器的輸出為每一個資訊位元的事後對數相似比  $L^{(p)}(b_k[n])$ ，利用  $L^{(p)}(b_k[n])$  的正負號可以判斷  $b_k[n]$  為1或者是0。

多用戶偵測的時候，用戶  $k$  第  $j$  個交錯後切片的事後對數相似比為：

$$\begin{aligned}
 L^{(p)}(d_k[j]) &= \log \frac{\Pr\{d_k[j]=1|\underline{y}\}}{\Pr\{d_k[j]=0|\underline{y}\}} \\
 &= \log \underbrace{\frac{\Pr\{\underline{y}|s_k[j]=+1\}}{\Pr\{\underline{y}|s_k[j]=-1\}}}_{L^{(e)}(d_k[j])} + \log \underbrace{\frac{\Pr\{s_k[j]=+1\}}{\Pr\{s_k[j]=-1\}}}_{L^{(a)}(d_k[j])} \quad (3.6)
 \end{aligned}$$

我們將求得的外質對數相似比  $L^{(e)}(d_k[j])$  送到解碼器，做為碼元的事前資訊來幫忙解碼。接著介紹二種多用戶偵測的方法，第一種為高斯近似-軟式平行干擾消除(GA-SPIC)多用戶偵測[4]，先將收到的訊號做軟式平行干擾消除，之後做通道匹配取實部，並利用高斯近似將殘餘的干擾視為高斯隨機變數，計算每個切片不同路徑的外質資訊，再用軟式犁耙結合而得每個切片的外質資訊  $L^{(e)}(d_k[j])$ ，第二種為切片到切片演算法[1]，將要求切片的干

擾視為高斯雜訊，求得每個切片的所有路徑的對數相似比之後再用軟式犁耙結合而得每個切片的外質資訊  $L^{(e)}(d_k[j])$ 。

### 3.3.1 高斯近似-軟式平行干擾消除 多用戶偵測

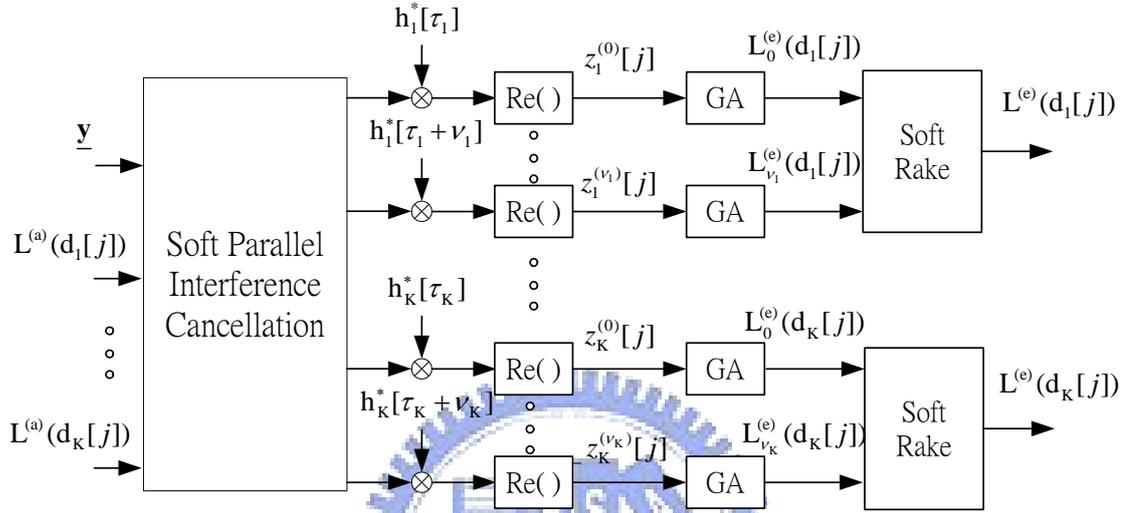


圖 3.6 IDMA GA-SPIC 多用戶偵測

我們要求外質對數相似比，即(3.4)式中的第一項，送到解碼器去做為事前資訊，因為要直接由式子(3.4)計算有點困難，於是我們用一個近似的模型來計算

$$z_k^{(l)}[j] = \mu_k^{(l)}[j]s_k[j] + \zeta_k^{(l)}[j] \quad l \in 0, \dots, v_k \quad (3.7)$$

而  $z_k^{(l)}[j]$  為從軟性干擾消除之後的  $y_k[j]$ ，用  $e_l^T$  取出相對於第  $k$  個用戶第  $l$  個延遲路徑的元素，經過匹配通道的大小和相位再取出實數的部分所得到的。 $e_l^T$  為一指標向量，只有在  $l = \tau_k + l$  的位置為 1 其它的位置為 0，而殘留的干擾訊號  $\zeta_k^{(l)}[j]$  可以視為一個高斯雜訊  $\mathcal{N}(0, \sigma_{\zeta_k^{(l)}}^2)$ ，因此每個延遲路徑可以得到一個外質對數相似比：

$$L_l^{(e)}(d_k[j]) = \log \frac{\Pr\{z_k^{(l)}[j] | s_k[j] = +1\}}{\Pr\{z_k^{(l)}[j] | s_k[j] = -1\}} = \frac{2\mu_k^{(l)}[j]z_k^{(l)}[j]}{\sigma_{\zeta_k^{(l)}[j]}^2} \quad (3.8)$$

之後我採用軟式犁耙的方式將各個路徑的外質對數相似比結合，而得到解碼所需的外質對數相似比：

$$\begin{aligned} L^{(e)}(d_k[j]) &= \log \frac{\Pr\{\underline{\mathbf{y}} | s_k[j] = +1\}}{\Pr\{\underline{\mathbf{y}} | s_k[j] = -1\}} \approx \log \frac{\prod_{l=0}^{v_k} \Pr\{z_k^{(l)}[j] | s_k[j] = +1\}}{\prod_{l=0}^{v_k} \Pr\{z_k^{(l)}[j] | s_k[j] = -1\}} \\ &= \sum_{l=0}^{v_k} L_l^{(e)}(d_k[j]) = \sum_{l=0}^{v_k} \frac{2\mu_k^{(l)}[j]z_k^{(l)}[j]}{\sigma_{\zeta_k^{(l)}[j]}^2} \end{aligned} \quad (3.9)$$

在軟性干擾消除的部分，利用先前得到的事前對數相似比，取其期望值，

$$\tilde{s}_k[j] = E[s_k[j]] = \tanh(L^{(a)}(d_k[j])/2) \quad (3.10)$$

並將(3.10)式所得到的值視為傳送的訊號，而重建其干擾從收到的訊號 $\underline{\mathbf{y}}$ 中扣除，

$$\underline{\mathbf{y}}_k[j] = \underline{\mathbf{y}} - \underline{\mathbf{H}}(\tilde{\mathbf{s}} - \tilde{s}_k[j]\mathbf{e}_\kappa) \quad (3.11)$$

式子中的 $\tilde{\mathbf{s}} = [\tilde{s}[j-D_c], \dots, \tilde{s}[j], \dots, \tilde{s}[j+D_c]]^T$ ， $\mathbf{e}_\kappa$ 為單位矩陣中的第 $\kappa$ 個欄向量，

而 $\kappa = D_c K + k$ 。

定義一個變數 $\Lambda_\kappa = \sum_{j \neq \kappa} \mathbf{e}_j \mathbf{e}_j^T$ ，則(3.5)式可以表示為：

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{y}} &= \underline{\mathbf{H}}(\Lambda_\kappa + \mathbf{e}_\kappa \mathbf{e}_\kappa^T) \underline{\mathbf{s}} + \underline{\boldsymbol{\eta}} \\ &= \underbrace{\underline{\mathbf{H}} \mathbf{e}_\kappa s_k[j]}_{\text{desired signal}} + \underbrace{\underline{\mathbf{H}} \Lambda_\kappa \underline{\mathbf{s}}}_{\text{MAI and ISI}} + \underbrace{\underline{\boldsymbol{\eta}}}_{\text{noise}} \end{aligned} \quad (3.12)$$

則由(3.11)式與(3.12)式可以得到

$$\begin{aligned} z_k^{(l)}[j] &= \text{Re}(\mathbf{h}_k^*[l] \mathbf{e}_l^T \underline{\mathbf{y}}_k[j]) = \text{Re}(\mathbf{h}_k^*[l] \mathbf{e}_l^T (\underline{\mathbf{y}} - \underline{\mathbf{H}}(\tilde{\mathbf{s}} - \tilde{s}_k[j]\mathbf{e}_\kappa))) \\ &= \text{Re}(\mathbf{h}_k^*[l] \mathbf{e}_l^T ((\underline{\mathbf{H}} \mathbf{e}_\kappa s_k[j] + \underline{\mathbf{H}} \Lambda_\kappa \underline{\mathbf{s}} + \underline{\boldsymbol{\eta}}) - \underline{\mathbf{H}}(\tilde{\mathbf{s}} - \tilde{s}_k[j]\mathbf{e}_\kappa))) \end{aligned}$$

$$= \underbrace{|h_k[l]|^2 s_k[j]}_{\mu_k^{(l)}[j]} + \underbrace{\text{Re}(h_k^*[l] e_i^T \underline{H} (\Lambda_\kappa \mathbf{s} - \tilde{\mathbf{s}} + \tilde{s}_k[j] \mathbf{e}_\kappa)) + \text{Re}(h_k^*[l] e_i^T \boldsymbol{\eta}))}_{\zeta_k^{(l)}[j]} \quad (3.13)$$

只取實部的原因可以從(3.13)式看出，因為用BPSK調變的關係，訊號只存在實部，只看實部就滿足充分統計。

由(3.13)式的  $\zeta_k^{(l)}[j]$ ，可由下面式子求得其變異數：

$$\sigma_{\zeta_k^{(l)}[j]}^2 = \frac{1}{2} \text{Re}((h_k^*[l])^2 e_i^T \underline{H} (\mathbf{I} - \tilde{\mathbf{s}}^2) \Lambda_\kappa \underline{H}^T e_i) + \frac{1}{2} |h_k[l]|^2 e_i^T \underline{H} (\mathbf{I} - \tilde{\mathbf{s}}^2) \Lambda_\kappa \underline{H}^T e_i + |h_k[l]|^2 \frac{\sigma_\eta^2}{2} \quad (3.14)$$

由(3.13)式和(3.14)式得到不同的路徑的  $\mu_k^{(l)}[j]$  和  $\sigma_{\zeta_k^{(l)}[j]}^2$  之後，再由(3.9)式則可以得到外質對數相似比  $L^{(e)}(d_k[j])$ ，經由解遮罩、解交錯和解重複碼之後，輸入解碼器作為碼元事前對數相似比  $L^{(a)}(c_k[l])$ 。

### 3.3.2 切片到切片 多用戶偵測

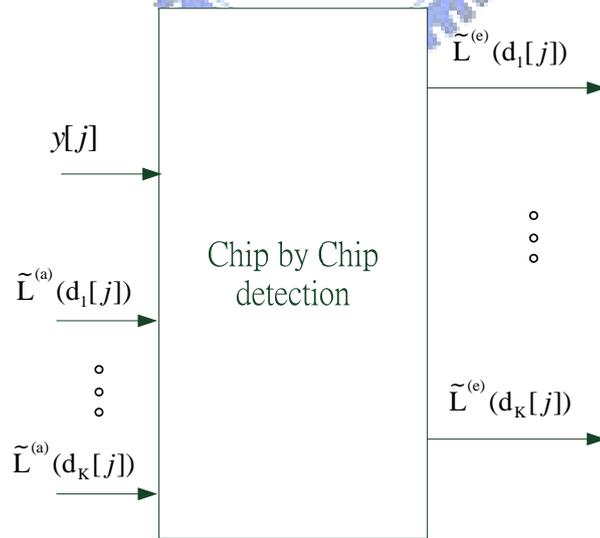


圖 3.7 IDMA CBC 多用戶偵測

與 CDMA 不同在於沒有乘上展頻碼和攪亂碼，所以多用戶偵測輸出也是切片為單位，當考慮用戶  $k$  的第  $j$  個切片  $s_k[j]$  在  $l$  個路徑的切片事後資訊

$\tilde{L}_l^{(e)}(d_k[j])$ ，可以將收到的訊號表式成

$$y[j+l] = h_k[l]s_k[j] + \sum_{l' \neq l} h_k[l']s_k[j+l-l'] + \sum_{k' \neq k, l'} h_{k'}[l']s_{k'}[j+l-l'] + \eta[j+l] \quad (3.15)$$

其中  $l = \tau_k + l$ ， $l = 0, \dots, v_k$

而可以將干擾的部分定義成

$$\psi[j+l] = \sum_{l' \neq l} h_k[l']s_k[j+l-l'] + \sum_{k' \neq k, l'} h_{k'}[l']s_{k'}[j+l-l'] + \eta[j+l] \quad (3.16)$$

由於用 BPSK 調變的關係訊號只在實數的部分，只看實部就滿足充分統計，所以將(3.15)式對其通道做匹配在取實部，即

$$\begin{aligned} \tilde{z}_k^{(l)}[j] &= \text{Re}(h_k^*[l]y[j+l]) \\ &= \text{Re}(h_k^*[l](h_k[l]s_k[j] + \psi[j+l])) \\ &= \underbrace{|h_k[l]|^2 s_k[j]}_{\mu_k^{(l)}[j]} + \underbrace{\text{Re}(h_k^*[l]\psi[j+l])}_{\theta_k^{(l)}[j]} \end{aligned} \quad (3.17)$$

由(3.16)式可以發現在干擾訊號為許多訊號相加的結果，因此由中央極限定理，可以將(3.17)式中的干擾訊號  $\theta_k^{(l)}[j]$  可以視為一個平均值  $E[\theta_k^{(l)}[j]]$  和變異數  $\text{Var}[\theta_k^{(l)}[j]]$  的高斯隨機變數。

當在計算  $E[\theta_k^{(l)}[j]]$  和  $\text{Var}[\theta_k^{(l)}[j]]$  的時候，我們會假設  $s_k[j]$  在不同用戶和不同的切片時間彼此是獨立的，則

$$\begin{aligned} E[\theta_k^{(l)}[j]] &= E[\text{Re}(h_k^*[l]y[j+l])] - E[|h_k[l]|^2 s_k[j]] \\ &= \text{Re}(h_k[l])E[\text{Re}(y[j+l])] + \text{Im}(h_k[l])E[\text{Im}(y[j+l])] - |h_k[l]|^2 E[s_k[j]] \end{aligned} \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}[\theta_k^{(l)}[j]] &= \text{Re}(h_k[l])\text{Var}[\text{Re}(y[j+l])] + \text{Im}(h_k[l])\text{Var}[\text{Im}(y[j+l])] \\ &\quad + 2\text{Re}(h_k[l])\text{Im}(h_k[l])\text{Cov}[\text{Re}(y[j+l]), \text{Im}(y[j+l])] - |h_k[l]|^4 \text{Var}[s_k[j]] \end{aligned} \quad (3.19)$$

而由(3.18)式和(3.19)式中的  $E[s_k[j]]$  和  $Var[s_k[j]]$  可以由軟式輸入軟式輸出解碼器所得到的  $L^{(a)}(d_k[j])$  所求得，其關係為：

$$E[s_k[j]] = \tanh(L^{(a)}(d_k[j])/2) \quad (3.20)$$

$$Var[s_k[j]] = E[s_k^2[j]] - E[s_k[j]]^2 = 1 - E[s_k[j]]^2 \quad (3.21)$$

而要得到  $E[\theta_k^{(l)}[j]]$  和  $Var[\theta_k^{(l)}[j]]$  需要有  $E[\text{Re}(y[j])]$ 、 $E[\text{Im}(y[j])]$ 、 $Var[\text{Re}(y[j])]$ 、 $Var[\text{Im}(y[j])]$  和  $Cov[\text{Re}(y[j]), \text{Im}(y[j])]$ 。

我們定義  $\Psi[j] = Cov[\text{Re}(y[j]), \text{Im}(y[j])]$ ，而這五項可以由(3.20)式和(3.21)式來求得。

$$E[\text{Re}(y[j])] = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{\nu_k} \text{Re}(\mathbf{h}_k[\tau_k + l]) E[s_k[j - (\tau_k + l)]] \quad (3.22)$$

$$E[\text{Im}(y[j])] = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{\nu_k} \text{Im}(\mathbf{h}_k[\tau_k + l]) E[s_k[j - (\tau_k + l)]] \quad (3.23)$$

$$Var[\text{Re}(y[j])] = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{\nu_k} \text{Re}(\mathbf{h}_k[\tau_k + l])^2 Var[s_k[j - (\tau_k + l)]] + \frac{1}{2} \sigma_\eta^2 \quad (3.24)$$

$$Var[\text{Im}(y[j])] = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{\nu_k} \text{Im}(\mathbf{h}_k[\tau_k + l])^2 Var[s_k[j - (\tau_k + l)]] + \frac{1}{2} \sigma_\eta^2 \quad (3.25)$$

$$\begin{aligned} \Psi[j] &= E[\text{Re}(y[j]) \text{Im}(y[j])] - E[\text{Re}(y[j])] E[\text{Im}(y[j])] \\ &= \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{\nu_k} \text{Re}(\mathbf{h}_k[\tau_k + l]) \text{Im}(\mathbf{h}_k[\tau_k + l]) Var[s_k[j - (\tau_k + l)]] \end{aligned} \quad (3.26)$$

由(3.19)式到(3.25)式可以求得  $\tilde{L}_l^{(e)}(d_k[j])$ ，

$$\tilde{L}_l^{(e)}(d_k[j]) = \log \frac{\Pr\{\tilde{z}_k^{(l)}[j] | s_k[j] = +1\}}{\Pr\{\tilde{z}_k^{(l)}[j] | s_k[j] = -1\}} = \frac{2\mu_k^{(l)}[j] (\tilde{z}_k^{(l)}[j] - E[\theta_k^{(l)}[j]])}{Var[\theta_k^{(l)}[j]]} \quad (3.27)$$

經過軟式犁耙，可得到每一個切片的外質資訊：

$$\tilde{L}^{(e)}(d_k[j]) = \sum_{l=0}^{v_k} \tilde{L}_l^{(e)}(d_k[j]) \quad (3.28)$$

有了多用戶偵測所求得的  $\tilde{L}^{(e)}(d_k[j])$  之後，軟式輸入軟式輸出解碼器便可以利用這些資訊，使得對於通道編碼的解碼可以更加的正確。從(3.22)式到(3.26)式可以發現其對於不同的用戶  $k$  是可以共用的，因此可以省到一些運算量。

對上面的式子做整理可以將切片對切片演算法分成二部分

(一)、計算干擾訊號的平均值和變異數

$$E[s_k[j]] = \tanh(L^{(a)}(d_k[j])/2)$$

$$Var[s_k[j]] = 1 - E[s_k[j]]^2$$

$$E[\text{Re}(y[j])] = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{v_k} \text{Re}(h_k[\tau_k + l]) E[s_k[j - (\tau_k + l)]]$$

$$E[\text{Im}(y[j])] = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{v_k} \text{Im}(h_k[\tau_k + l]) E[s_k[j - (\tau_k + l)]]$$

$$Var[\text{Re}(y[j])] = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{v_k} \text{Re}(h_k[\tau_k + l])^2 Var[s_k[j - (\tau_k + l)]] + \frac{1}{2} \sigma_\eta^2$$

$$Var[\text{Im}(y[j])] = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{v_k} \text{Im}(h_k[\tau_k + l])^2 Var[s_k[j - (\tau_k + l)]] + \frac{1}{2} \sigma_\eta^2$$

$$\Psi[j] = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{v_k} \text{Re}(h_k[\tau_k + l]) \text{Im}(h_k[\tau_k + l]) Var[s_k[j - (\tau_k + l)]]$$

$$E[\theta_k^{(l)}[j]] = \text{Re}(h_k[l]) E[\text{Re}(y[j+l])] + \text{Im}(h_k[l]) E[\text{Im}(y[j+l])] - |h_k[l]|^2 E[s_k[j]]$$

$$\begin{aligned} \text{Var}[\theta_k^{(l)}[j]] = & \text{Re}(h_k[l])\text{Var}[\text{Re}(y[j+l])] + \text{Im}(h_k[l])\text{Var}[\text{Im}(y[j+l])] \\ & + 2\text{Re}(h_k[l])\text{Im}(h_k[l])\Psi[j+l] - |h_k[l]|^4 \text{Var}[s_k(j)] \end{aligned}$$

(二)、計算對數相似比和軟式犁耙

$$\tilde{L}_l^{(e)}(d_k[j]) = \frac{2\mu_k^{(l)}[j](z_k^{(l)}[j] - E[\theta_k^{(l)}[j]])}{\text{Var}[\theta_k^{(l)}[j]}}$$

$$\tilde{L}^{(e)}(d_k[j]) = \sum_{l=0}^{v_k} \tilde{L}_l^{(e)}(d_k[j])$$

其中  $k=1, \dots, K$ 、 $j=1, \dots, N$  及  $l=0, \dots, v_k$

### 3.3.3 GA-SPIC與CBC的等效性

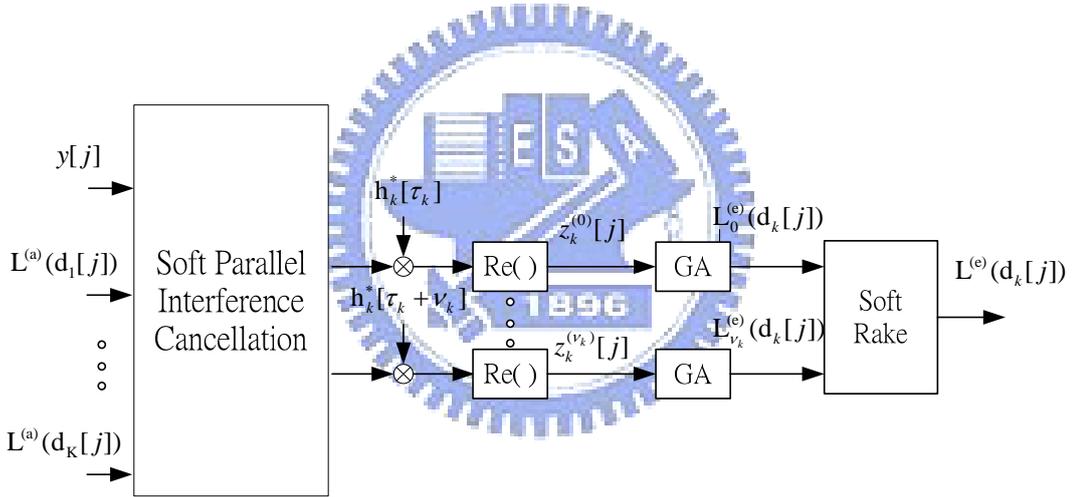


圖 3.8 IDMA GA-SPIC 多用戶偵測簡化圖

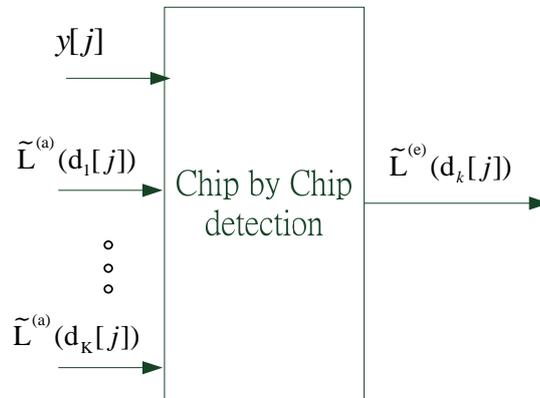


圖 3.9 IDMA CBC 多用戶偵測簡化圖

GA-SPIC多用戶偵測，當只考慮用戶k，如圖3.8所示，外質對數相

似比  $L^{(e)}(d_k[j])$  為先計算(3.13)式的  $\mu_k^{(l)}[j]$  和  $\zeta_k^{(l)}[j]$  再代入(3.9)式即可求得。

而(3.13)又可以表示為：

$$\begin{aligned}
 z_k^{(l)}[j] &= \text{Re}(\mathbf{h}_k^*[l] \mathbf{e}_l^T \mathbf{y}_k[j]) \\
 &= \text{Re}(\mathbf{h}_k^*[l] (\mathbf{e}_l^T \underline{\mathbf{y}} - E[\psi[j+l]])) \\
 &= \text{Re}(\mathbf{h}_k^*[l] (\mathbf{h}_k[l] s_k[j] + \psi[j+l] - E[\psi[j+l]])) \\
 &= \underbrace{|\mathbf{h}_k[l]|^2 s_k[j]}_{\mu_k^{(l)}[j]} + \underbrace{\text{Re}(\mathbf{h}_k^*[l] \psi[j+l]) - E[\text{Re}(\mathbf{h}_k^*[l] \psi[j+l])]}_{\zeta_k^{(l)}[j]} \quad (3.29)
 \end{aligned}$$

則

$$\sigma_{\zeta_k^{(l)}[j]}^2 = \text{Var}(\text{Re}(\mathbf{h}_k^*[l] \psi[j+l])) \quad (3.30)$$

$$L^{(e)}(d_k[j]) = \sum_{l=0}^{v_k} L_l^{(e)}(d_k[j]) = \sum_{l=0}^{v_k} \frac{2\mu_k^{(l)}[j] z_k^{(l)}[j]}{\sigma_{\zeta_k^{(l)}[j]}^2} \quad (3.31)$$

而CBC多用戶偵測，針對用戶k如圖3.9所示，外質對數相似比  $\tilde{L}^{(e)}(d_k[j])$  為先計算(3.17)式的  $E[\theta_k^{(l)}[j]]$  和  $\text{Var}[\theta_k^{(l)}[j]]$  再代入(3.27)式和(3.28)式即可求得。

將(3.17)式的等號兩側同時減掉  $E[\text{Re}(\mathbf{h}_k^*[l] \psi[j+l])] = E[\theta_k^{(l)}[j]]$ ，則

$$\tilde{z}_k^{(l)}[j] - E[\text{Re}(\mathbf{h}_k^*[l] \psi[j+l])] = |\mathbf{h}_k[l]|^2 s_k[j] + \text{Re}(\mathbf{h}_k^*[l] \psi[j+l]) - E[\text{Re}(\mathbf{h}_k^*[l] \psi[j+l])] \quad (3.32)$$

比較(3.29)式和(3.32)式，發現等號的右邊是相等的，因此

$$\tilde{z}_k^{(l)}[j] - E[\theta_k^{(l)}[j]] = z_k^{(l)}[j] \quad (3.33)$$

而由(3.16)式和(3.29)式可得

$$\text{Var}[\theta_k^{(l)}[j]] = \sigma_{\zeta_k^{(l)}[j]}^2 \quad (3.34)$$

有了(3.32)式和(3.33)式則可得

$$L_i^{(e)}(d_k[j]) = \frac{2\mu_k^{(l)}[j]z_k^{(l)}[j]}{\sigma_{\zeta_k^{(l)}[j]}^2} = \frac{2\mu_k^{(l)}[j](\tilde{z}_k^{(l)}[j] - E[\theta_k^{(l)}[j]])}{\text{Var}[\theta_k^{(l)}[j]]} = \tilde{L}_i^{(e)}(d_k[j]) \quad (3.35)$$

$$L^{(e)}(d_k[j]) = \tilde{L}^{(e)}(d_k[j]) \quad (3.36)$$

因此使用SPIC-GA與CBC多用戶偵測方法可得到相同的外質對數相似比，所以在第五章的電腦模擬中，只使用CBC的方法來分析IDMA的效能。



## 第四章 軟式輸入軟式輸出解碼器(SISO decoder)

現代的通訊中，為了對抗雜訊，增加通道的容量，通常都會使用錯誤更正碼。在傳送資料的位元中加入一些額外的位元，而這些額外的位元可以幫助在接收端，將收到的訊號還原為傳送的資料，這個動作被稱為通道編碼(channel coding)。常用的通道編碼有區塊碼(block code)和摺積碼。

而在解碼的時候，可以用維特比解碼器(Viterbi decoder)、BCJR 解碼器…等，在這裡的軟式輸入軟式輸出解碼器主要是用 BCJR 演算法，再做一點修改而成，所以接下來先描述 BCJR 演算法，之後再針對修改的部分說明。



### 4.1 BCJR演算法

L. R. Bahl、J. Cocke、F. Jelinek 及 J.Raviv 四個人 在 1974 年提出一種，當馬可夫消息源 (markov source) 經過離散無記憶通道 (discrete memoryless channel) 後，觀察通道輸出，來估計狀態及其狀態轉換的最大事後機率演算法 (maximum a posterior probability algorithm，簡稱 MAP)[11]。因為是由這 L. R. Bahl、J. Cocke、F. Jelinek 及 J.Raviv 四個人所提出的，所以這種演算法也被稱為 BCJR 演算法。

要推導 BCJR 演算法之前，先定義一些參數：

$R_1^t = (r_1, r_2, \dots, r_t)$ ：經過離散無記憶通道時間  $1 \sim t$  所收到的訊號

M : 狀態的個數

$X_t$  : 在時間 t 馬可夫消息源送出資料的隨機變數

$x_t$  : 在時間 t 馬可夫消息源送出的資料

$S_t$  : 表示消息源在時間點 t 的時候所到達的狀態

$S'_1$  : 表示消息源在時間點 1~t 的時候所到達的狀態序列

$\tau$  : 全部觀察的時間

當收到  $R_1^\tau$  要決定  $x_t$  是+1 或-1 時, MAP 解碼器是由最大的事後機率來決定所送的資料為+1 或-1, 也就是:

$$L^{(p)}(X_t) = \log \frac{\Pr(X_t = +1 | R_1^\tau)}{\Pr(X_t = -1 | R_1^\tau)} > 0 \quad (4.1)$$

由(4.1)知道只要求得  $\Pr(X_t = \pm 1 | R_1^\tau)$ , 便可以決定  $x_t$  是+1 或-1, 而

$$\begin{aligned} L^{(p)}(X_t) &= \log \frac{\Pr(X_t = +1 | R_1^\tau)}{\Pr(X_t = -1 | R_1^\tau)} = \log \frac{\sum_{S^+} \Pr(S_{t-1} = s'; S_t = s | R_1^\tau)}{\sum_{S^-} \Pr(S_{t-1} = s'; S_t = s | R_1^\tau)} \\ &= \log \frac{\sum_{S^+} \Pr(S_{t-1} = s'; S_t = s; R_1^\tau)}{\sum_{S^-} \Pr(S_{t-1} = s'; S_t = s; R_1^\tau)} \end{aligned} \quad (4.2)$$

其中  $S^+$  為  $X_t = +1$  時的所有可能的  $(S_{t-1} = s', S_t = s)$ , 其中  $S^-$  為  $X_t = -1$  時的所有可能的  $(S_{t-1} = s', S_t = s)$ 。

由(4.2)式知道, 目標為求  $\Pr(S_{t-1} = s'; S_t = s; R_1^\tau)$ , 而

$$\begin{aligned} \Pr(S_{t-1} = s'; S_t = s; R_1^\tau) &= \Pr(S_{t-1} = s'; R_1^{t-1}) \frac{\Pr(S_{t-1} = s'; S_t = s; R_1^{t-1}; R_t)}{\Pr(S_{t-1} = s'; R_1^{t-1})} \frac{\Pr(S_{t-1} = s'; S_t = s; R_1^{t-1}; R_t)}{\Pr(S_{t-1} = s'; S_t = s; R_1^{t-1}; R_t)} \\ &= \underbrace{\Pr(S_{t-1} = s'; R_1^{t-1})}_{\alpha_{t-1}(s')} \underbrace{\Pr(S_t = s; R_t | S_{t-1} = s')}_{\gamma_t(s', s)} \underbrace{\Pr(R_1^\tau | S_t = s)}_{\beta_t(s)} \end{aligned} \quad (4.3)$$

第二個等式是由於馬可夫的特性，就是當  $S_{t-1}$  已知，則在時間  $t-1$  之後的事件(event)並不會受到  $R_1^{t-1}$  的影響。

而(4.3)式中的  $\alpha_{t-1}(s')$  和  $\beta_t(s)$  和  $\gamma_t(s',s)$  的意義分別為：

將  $\alpha_{t-1}(s')$  的型式改變一下

$$\alpha_{t-1}(s') = \Pr(S_{t-1} = s'; \mathbf{R}_1^{t-1}) = \frac{\Pr(S_0 = 0; S_{t-1} = s'; \mathbf{R}_1^{t-1})}{\Pr(S_0 = 0)} \quad (4.4)$$

第二個等號是由於一開始的狀態為 0，所以  $\Pr(S_0 = 0) = 1$ ，由(4.4)式可以將  $\alpha_{t-1}(s')$  看成已知開始在狀態 0，在時間  $t-1$  時在狀態  $s'$ ，且收到  $R_1^{t-1}$  的機率。

而對於  $\beta_t(s)$ ，也將其型式變為

$$\beta_t(s) = \Pr(\mathbf{R}_{t+1}^r | S_t = s) = \Pr(\mathbf{R}_{t+1}^r, S_r = 0 | S_t = s) \quad (4.5)$$

同樣的第二個等號是由於  $\Pr(S_r = 0) = 1$ ，所以  $\beta_t(s)$  為已知時間  $t$  在狀態  $s$ ，最後在狀態 0 並且收到  $R_{t+1}^r$  的機率。

至於  $\gamma_t(s',s)$  可以直接由(4.3)式中發現，為已知時間  $t-1$  時在狀態  $s'$ ，在時間  $t$  變為狀態  $s$ ，在這個狀態變化中收到的是  $R_t$  的機率。

而  $\alpha_t(s)$  和  $\beta_t(s)$  可以藉由與  $\gamma_t(s',s)$  的關係，用疊代的方式來求得

$$\begin{aligned} \alpha_t(s) &= \sum_{s'=0}^{M-1} \Pr(S_{t-1} = s'; S_t = s; \mathbf{R}_1^t) = \sum_{s'=0}^{M-1} \Pr(S_{t-1} = s'; \mathbf{R}_1^{t-1}) \frac{\Pr(S_{t-1} = s'; S_t = s; \mathbf{R}_1^t)}{\Pr(S_{t-1} = s'; \mathbf{R}_1^{t-1})} \\ &= \sum_{s'=0}^{M-1} \Pr(S_{t-1} = s'; \mathbf{R}_1^{t-1}) \Pr(S_t = s; \mathbf{R}_t | S_{t-1} = s') \\ &= \sum_{s'=0}^{M-1} \alpha_{t-1}(s') \gamma_t(s', s) \end{aligned} \quad (4.6)$$

$$\beta_t(s) = \sum_{s'=0}^{M-1} \Pr(S_{t+1} = s'; \mathbf{R}_{t+1}^r | S_t = s) = \sum_{s'=0}^{M-1} \frac{\Pr(S_{t+1} = s'; S_t = s; \mathbf{R}_{t+1}^r)}{\Pr(S_{t+1} = s'; S_t = s; \mathbf{R}_{t+1}^r)} \Pr(S_{t+1} = s'; \mathbf{R}_{t+1}^r | S_t = s)$$

$$\begin{aligned}
&= \sum_{s'=0}^{M-1} \Pr(\mathbf{R}_{t+2}^r | S_{t+1} = s') \Pr(S_{t+1} = s'; R_{t+1} | S_t = s) \\
&= \sum_{s'=0}^{M-1} \beta_{t+1}(s') \gamma_{t+1}(s, s')
\end{aligned} \tag{4.7}$$

所以只要知道  $r_t(s', s)$  還有  $\alpha_0(0) = 1, \alpha_0(s \neq 0) = 0, \beta_\tau(0) = 1, \beta_\tau(s \neq 0) = 0$  等邊界條件，便可以求得  $\Pr(S_{t-1} = s'; S_t = s; \mathbf{R}_1^r)$ 。

而  $r_t(s', s)$  可以被表示為：

$$\begin{aligned}
\gamma_t(s', s) &= \Pr(S_t = s; R_t | S_{t-1} = s') \\
&= \frac{\Pr(S_t = s; S_{t-1} = s') \Pr(S_{t-1} = s'; S_t = s; R_t)}{\Pr(S_{t-1} = s') \Pr(S_t = s; S_{t-1} = s')} \\
&= \Pr(S_t = s | S_{t-1} = s') \Pr(R_t | S_{t-1} = s'; S_t = s)
\end{aligned} \tag{4.8}$$

則(4.2)式的  $L^{(p)}(X_t)$  可以改寫成

$$L^{(p)}(X_t) = \log \frac{\Pr(X_t = +1 | \mathbf{R}_1^r)}{\Pr(X_t = -1 | \mathbf{R}_1^r)} = \log \frac{\sum_{s'} \alpha_{t-1}(s') \gamma_t(s', s) \beta_t(s)}{\sum_s \alpha_{t-1}(s') \gamma_t(s', s) \beta_t(s)} \tag{4.9}$$

我們也可以用相同的方法也得每一個碼元的事後可能性比例：

$$L^{(p)}(c_t^m) = \log \frac{\Pr(c_t^m = +1 | \mathbf{R}_1^r)}{\Pr(c_t^m = -1 | \mathbf{R}_1^r)} = \log \frac{\sum_{C_m^+} \alpha_{t-1}(s') \gamma_t(s', s) \beta_t(s)}{\sum_{C_m^-} \alpha_{t-1}(s') \gamma_t(s', s) \beta_t(s)} \tag{4.10}$$

其中  $c_t^m$  為輸入為  $X_t$  時所輸出碼字中的第  $m$  個碼元， $C_m^+$  為  $c_t^m = +1$  時的所有可能的  $(S_{t-1} = s', S_t = s)$ ，其中  $C_m^-$  為  $c_t^m = -1$  時的所有可能的  $(S_{t-1} = s', S_t = s)$ 。

## 4.2 修改BCJR演算法

在本論文中，(4.8)式的  $\Pr(S_t = s | S_{t-1} = s')$  由於沒有其事先機率的資訊，所以用0.5代入，即0與1的機率均等，而  $\Pr(R_t | S_{t-1} = s'; S_t = s)$  可以由多用戶偵測端所提供的資訊來求得

$$\Pr(R_t | S_{t-1} = s'; S_t = s) = \prod_{m=1}^{n_0} \Pr(c_t^m(s', s)) \quad (4.11)$$

(4.11)式為考慮碼率(code rate)為 $1/n_0$ 的情形， $c_t^m(s', s)$ 為狀態從 $s'$ 到 $s$ 所輸出的第 $m$ 個碼元， $1 \leq m \leq n_0$ ，由於在編碼後有交錯器的關係，所以可以假設每個碼元是互相獨立，由

$$\begin{cases} \Pr(c_t^m(s', s) = 1) + \Pr(c_t^m(s', s) = -1) = 1 \\ \log\left(\frac{\Pr(c_t^m(s', s) = 1)}{\Pr(c_t^m(s', s) = -1)}\right) = L^{(a)}(c_t^m) \end{cases} \quad (4.12)$$

則事前機率可由事前對數相似比來計算：

$$\begin{aligned} \Pr(c_t^m(s', s) = +1) &= \frac{\exp(L^{(a)}(c_t^m))}{1 + \exp(L^{(a)}(c_t^m))}; \Pr(c_t^m(s', s) = -1) = \frac{1}{1 + \exp(L^{(a)}(c_t^m))} \\ \Rightarrow \Pr(c_t^m(s', s)) &= \frac{\exp(c_t^m(s', s)L^{(a)}(c_t^m))}{1 + \exp(c_t^m(s', s)L^{(a)}(c_t^m))} \end{aligned} \quad (4.13)$$

而(4.13)式又可以表示為

$$\begin{aligned} \Pr(c_t^m(s', s)) &= \frac{\exp(c_t^m(s', s)L^{(a)}(c_t^m))}{1 + \exp(c_t^m(s', s)L^{(a)}(c_t^m))} \\ &= \frac{\exp\left(\frac{1}{2}c_t^m(s', s)L^{(a)}(c_t^m)\right)}{\exp\left(-\frac{1}{2}c_t^m(s', s)L^{(a)}(c_t^m)\right) + \exp\left(\frac{1}{2}c_t^m(s', s)L^{(a)}(c_t^m)\right)} \\ &= \frac{\frac{1+c_t^m(s', s)}{2}\exp\left(\frac{1}{2}L^{(a)}(c_t^m)\right) + \frac{1-c_t^m(s', s)}{2}\exp\left(\frac{1}{2}L^{(a)}(c_t^m)\right)}{\exp\left(-\frac{1}{2}L^{(a)}(c_t^m)\right) + \exp\left(\frac{1}{2}L^{(a)}(c_t^m)\right)} \\ &= \frac{1}{2}\left[1 + c_t^m(s', s)\tanh\left(\frac{1}{2}L^{(a)}(c_t^m)\right)\right] \end{aligned} \quad (4.14)$$

從(4.11)式和(4.14)式可以得到 $r_t(s', s)$ ，之後 $\alpha_t(s)$ 和 $\beta_t(s)$ 可以利用(4.6)式和(4.7)式來得到。

如果直接用(4.6)式和(4.7)式計算 $\alpha_t(s)$ 、 $\beta_t(s)$ ，因為用疊代的方式來求會有小於1的數做連乘，也就是會在很小的值上做運算，所以在模擬時會有數值上不穩定的問題，為了解決這個問題，將每一個時間所得到的 $\alpha_t(s)$ 和 $\beta_t(s)$ 做正規化的動作[3]：

$$\tilde{\alpha}_t(s) = \frac{\alpha_t(s)}{\sum_s \alpha_t(s)} \quad (4.15)$$

$$\tilde{\beta}_t(s) = \frac{\beta_t(s)}{\sum_s \beta_t(s)} \quad (4.16)$$

由於(4.9)和(4.10)式分子和分母都做同樣的正規化動作，所以使用(4.15)和(4.16)並不影響我們計算事後對數相似比。

將(4.9)和(4.10)式可以改寫為：

$$L^{(p)}(X_t) = \log \frac{\Pr(X_t = +1 | \mathbf{R}_1^r)}{\Pr(X_t = -1 | \mathbf{R}_1^r)} = \log \frac{\sum_{s'} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \gamma_t(s', s) \tilde{\beta}_t(s)}{\sum_s \tilde{\alpha}_{t-1}(s) \gamma_t(s', s) \tilde{\beta}_t(s)} \quad (4.15)$$

$$L^{(p)}(c_t^m) = \log \frac{\Pr(c_t^m = +1 | \mathbf{R}_1^r)}{\Pr(c_t^m = -1 | \mathbf{R}_1^r)} = \log \frac{\sum_{C_m^+} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \gamma_t(s', s) \tilde{\beta}_t(s)}{\sum_{C_m^-} \tilde{\alpha}_{t-1}(s') \gamma_t(s', s) \tilde{\beta}_t(s)} \quad (4.16)$$

而當渦輪接收機不是最後一次疊代，軟式輸入軟式輸出解碼器使用(4.16)式，得到碼元事後對數相似比再經過一些運算可得到多用戶偵測所需要的事前資訊。在最後一次疊代，解碼器使用(4.15)式得到每個資訊位元的事後對數相似比，則可以進行資料的檢測。

## 第五章 電腦模擬

本章內容為利用電腦模擬的方式，使用第二章和第三章所提到的接收機架構，比較 CDMA 和 IDMA 在不同的通道環境下的位元錯誤率，在模擬中假設用戶不同時傳送的延遲  $\tau_k$ 、通道路徑數、通道功率、通道延遲時間和雜訊的能量皆為已知。

### 5.1 CDMA和IDMA在多路徑區塊衰減通道的效能

區塊瑞雷衰減通道(block Rayleigh fading channel)是假設通道在一個傳送的資料區塊是沒有變化，下一個區塊通道才會有變化。

#### 5.1.1 模擬參數

表 5.1 CDMA 和 IDMA 在多路徑區塊瑞雷衰減通道模擬參數

系統設定	
載波頻率	900 MHz
切片速率	1.2288 Mcps
資料速率	153.6 kbps
資料位元	128 bit
區塊長度	1056 chip
用戶數	4
調變	BPSK
交錯器	隨機交錯器

摺積碼	
碼率	1/2
產生多項式	$(23, 35)_8$
通道	
路徑數目(L)	8
通道功率	$(0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0)$ dB
CDMA	
展頻碼	華許正交碼
展頻碼長度(Nu)	4
攪亂碼	IS-95 上鏈長攪亂碼
IDMA	
重複碼長度( $N_{rep}$ )	4

### 5.1.2 模擬結果及討論

圖 5.1 和圖 5.2 為 CDMA 的渦輪接收機使用 MMSE-SPIC 和 CBC 兩種多用戶偵測方法，在不同的疊代數下的效能。從圖中可以發現使用渦輪接收機，一次疊代就可以有不錯的系統效能了，隨著疊代的次數增加，系統的效能也就越好，使用 MMSE-SPIC 的方法在二次疊代之後收斂，使用 CBC 則是在三次疊代之後收斂。

圖 5.3 為 IDMA 的渦輪接收機使用 CBC 多用戶偵測方法，在不同的疊代次數下的效能，與 CDMA 的結果相似，在三次的疊代後系統效能就收斂了，而且與單一用戶的錯誤率效能相同。

圖 5.4 顯示了 CDMA 和 IDMA 中渦輪接收機使用不同多用戶偵測方法，疊代次數為零的和疊代次數為二的位元錯誤率，圖中第零次疊代，CDMA 使用 MMSE-SPIC 多用戶偵測方法有最好的位元錯誤率效能，這是由於第零次疊代沒有軟資訊的情況下，已知 CBC 多用戶偵測與 GA-SPIC 多用戶偵測是等效的，所以不論是 CDMA 或者是 IDMA 沒有做干擾消除下 CBC 多用戶偵測所得到的外質資訊是不夠好的，而使用 MMSE-SPIC 多用戶偵測至少有做 MMSE 等化，所以在第零次疊代有較好的效能。而當疊代次數為二時，可以發現 IDMA 使用 CBC 多用戶偵測可以比 CDMA 同樣使用 CBC 多用戶偵測更接近單一用戶的效能，因為 IDMA 在解展頻時假設每個重複碼的碼元間是互相獨立的，由於交錯器是在展頻之後，每個重複碼的碼元間是接近互相獨立的。而 CDMA 的交錯器是在展頻之前，所以每個展頻碼的碼元間是有相關性的，也因此會造成效能的下降。CDMA 使用 MMSE-SPIC 多用戶偵測做用聯合(joint)的方式來得到外質資訊，而並沒有使用到展頻碼間互相獨立這個假設，因此效能又比用 CBC 多用戶偵測來的好，不過還是比 IDMA 用 CBC 多用戶偵測還來的差。

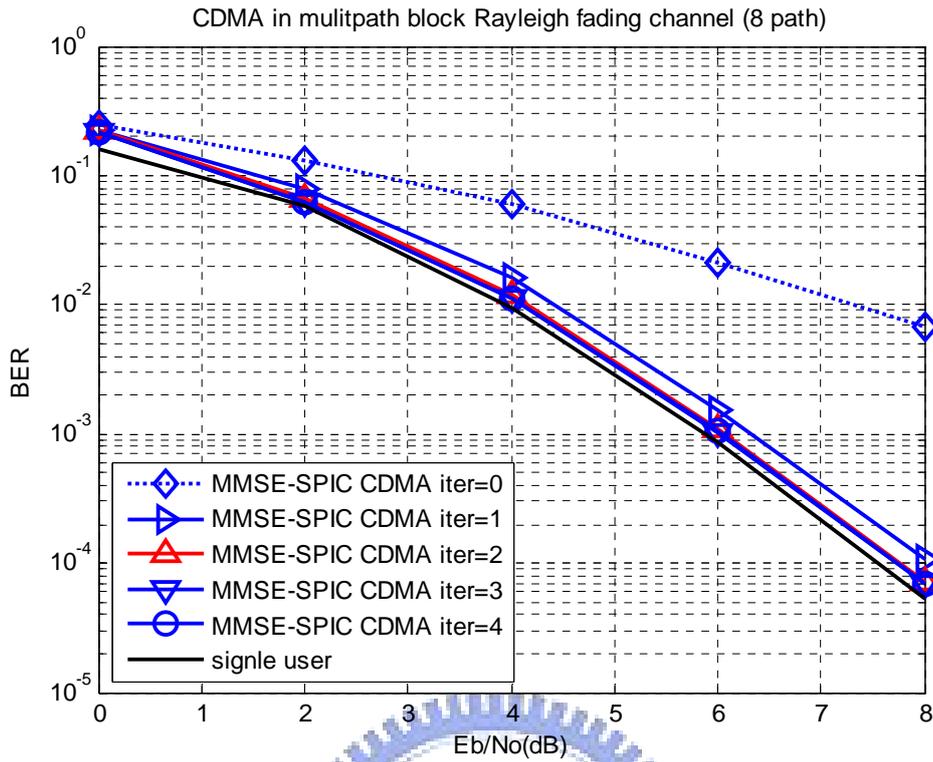


圖 5.1 CDMA 渦輪接收機使用 MMSE-SPIC 多用戶偵測，4 個用戶在 8 個路徑區塊瑞雷衰減通道下，不同疊代數的系統效能

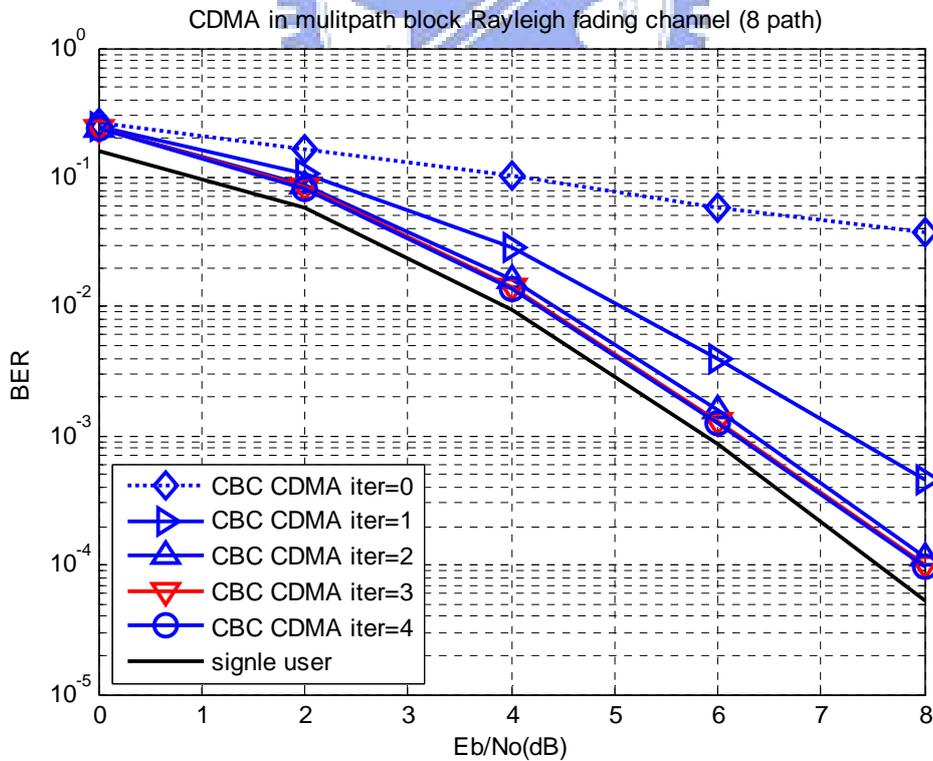


圖 5.2 CDMA 渦輪接收機使用 CBC 多用戶偵測，4 個用戶在 8 個路徑區塊瑞雷衰減通道下，不同疊代數的系統效能

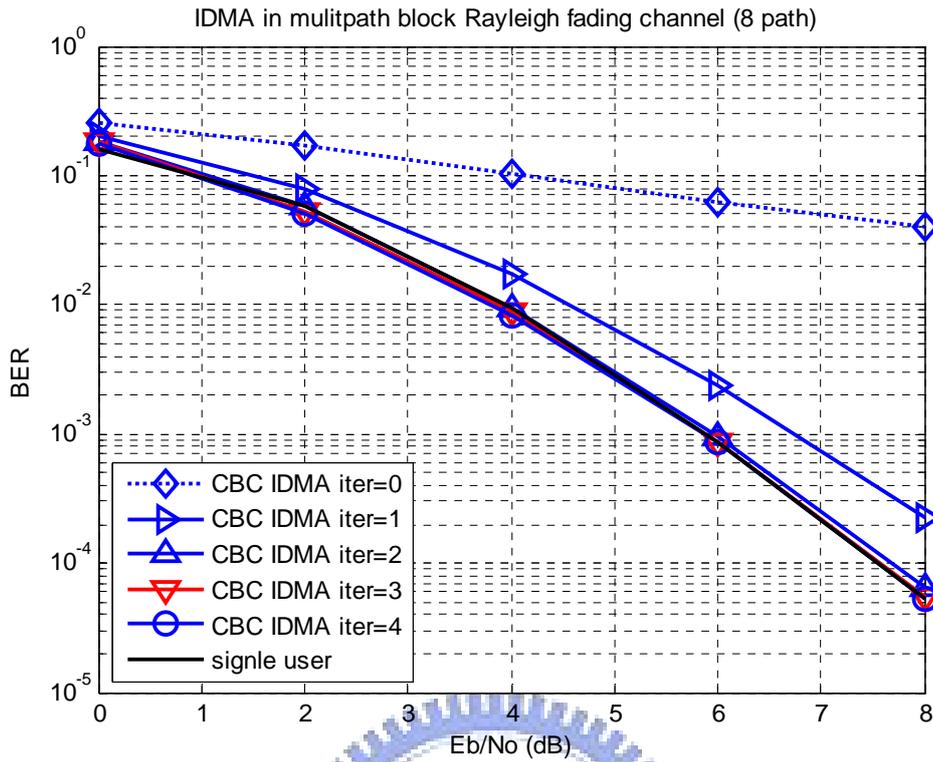


圖 5.3 IDMA 渦輪接收機使用 CBC 多用戶偵測, 4 個用戶在 8 個路徑區塊瑞雷衰減通道下, 不同疊代數的系統效能

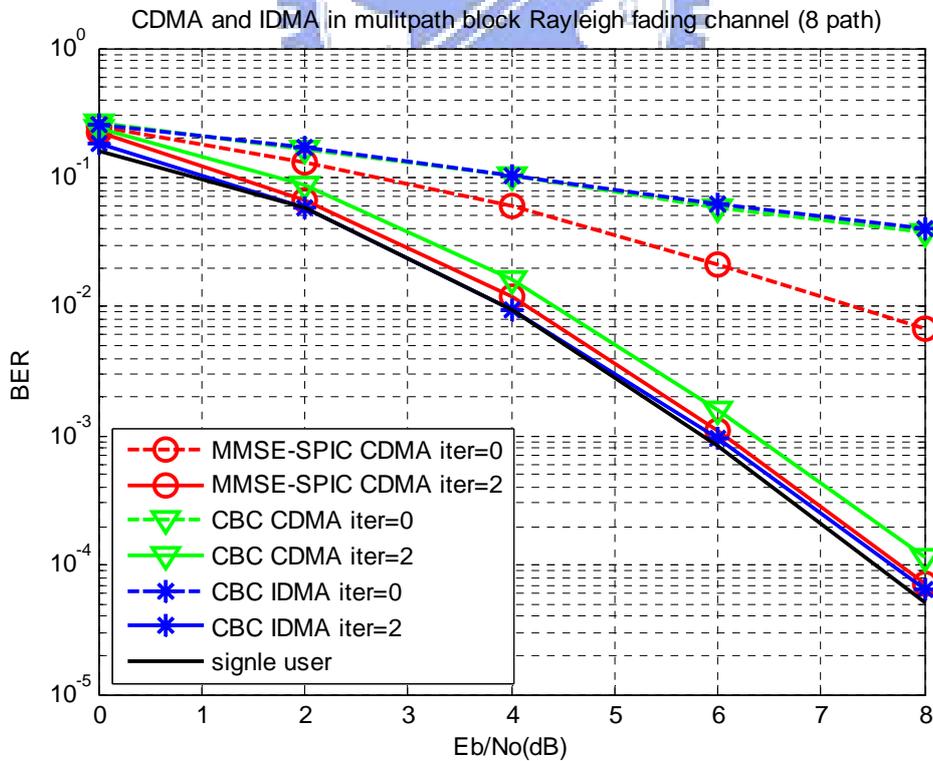


圖 5.4 CDMA 和 IDMA 渦輪接收機使用不同的多用戶偵測方法, 4 個用戶在 8 個路徑區塊瑞雷衰減通道下的系統效能

## 5.2 CDMA和IDMA在ITU Veh. A通道下不同都卜勒頻率的效能

模擬參數中，由於車速 $v$ 、載波頻率 $F_c$ 、都卜勒頻率 $F_D$ 和光速 $C$ 間是有關係的，而其關係為：

$$F_D = \frac{F_c v}{C} \quad (5.1)$$

如果直接使用(5.1)式，可能會因為系統不同的載波頻率還有頻寬而改變一個區塊大小所受到的通道的衰減情形，因此我們定義了一個新的參數，稱之為正規化的都卜勒頻率：

$$F_N = F_D T_c \quad (5.2)$$

新定義的參數為將都卜勒頻率乘上切片速率，當固定 $F_N$ ，在不同的載波頻率與傳送頻寬下，只會影響 $F_D$ 和 $v$ 的大小，並不影響一個區塊大小所受到的通道衰減情形。

在電腦模擬的時候，用戶的通道延遲假設是均勻分佈在30個切片時間內，而用戶不同時傳送的 $\tau_k$ 假設均勻分佈在16個切片時間內。

### 5.2.1 模擬參數

表 5.2 CDMA 和 IDMA 在 ITU Veh. A 通道模擬參數

系統設定	
載波頻率	900MHz
切片速率	1.2288Mcps
資料速率	153.6 kbps

資料位元	128 bit
區塊長度	1056 chip
用戶數	4
調變	BPSK
交錯器	隨機交錯器
摺積碼	
碼率	1/2
產生多項式	$(23, 35)_8$
通道	
路徑數目(L)	6
平均通道功率	ITU Veh. A (0 -1 -9 -10 -15 -20)dB
正規化的都卜勒頻率( $F_N$ )	
$F_N = 0.0001 \Rightarrow$ 車速=147km/hour	
$F_N = 0.0003 \Rightarrow$ 車速=442km/hour	
CDMA	
展頻碼	華許正交碼
展頻碼長度( $N_u$ )	4
攪亂碼	IS-95 上鏈長攪亂碼
IDMA	
重複碼長度( $N_{rep}$ )	4

## 5.2.2 模擬結果及討論

圖 5.5 為 CDMA 和 IDMA 渦輪接收機使用不同的多用戶偵測方法，4 個用戶在 ITU Veh. A 通道下且  $F_N = 0.0001$  的系統效能，在 IS-95 的系統下相當於車速為 147 公里/小時，圖中可以看到與區塊瑞雷衰減通道有相同的情形，這是由於在這個車速下， $F_D = 122.88\text{Hz}$ ，車子經過半波長所需要的時間為  $4.12 \times 10^{-3}$  秒，因此每  $4.12 \times 10^{-3}$  秒通道衰減行為才改變一次，而一個區塊的長度為 1056 個切片，則傳送一個區塊所需的時間為  $8.59 \times 10^{-4}$  秒，因此在區塊長度內的通道是接近不變的。從圖中可以發現在這個通道下，CDMA 和 IDMA 用不同的多用戶偵測方法，在二次的疊代其位元錯誤率都很接近。

而圖 5.6 是 CDMA 和 IDMA 渦輪接收機使用不同的多用戶偵測方法，4 個用戶在 ITU Veh. A 通道下且  $F_N = 0.0003$  時的效能，在 IS-95 的系統下相當於車速為 442 公里/小時，此時  $F_D = 368.64\text{Hz}$ ，車子經過半波長所需要的時間為  $1.36 \times 10^{-3}$  秒，同樣的在區塊長度內的通道是變化是不大的。但是由圖中可以看到，在這個通道下 IDMA 的位元錯誤率是比 CDMA 還要好。這主要是由於 IDMA 的交錯器是在切片時間做交錯，因此相較於 CDMA 有比較好的時間分集(time diversity)。圖 5.7 則顯示出，在車速較高的情況下不論是 CDMA 或者是 IDMA 都有比較好的效能，這主要是由於 CDMA 或者是 IDMA 都有使用交錯器，因此可以有效能上的提升。

圖 5.8 和圖 5.9 是比較 CDMA 和 IDMA 使用 CBC 多用戶偵測，在固定

$E_b/N_0=6$  情形下，不同正規化都卜勒頻率的系統效能，由圖中可以發現 CDMA 和 IDMA 隨著正規化都卜勒頻率的增加，其錯誤率相差越來越大。從圖 5.9 中可以發現錯誤率在  $F_N = 0.006$  之後的改善幅度就明顯的降低了許多。

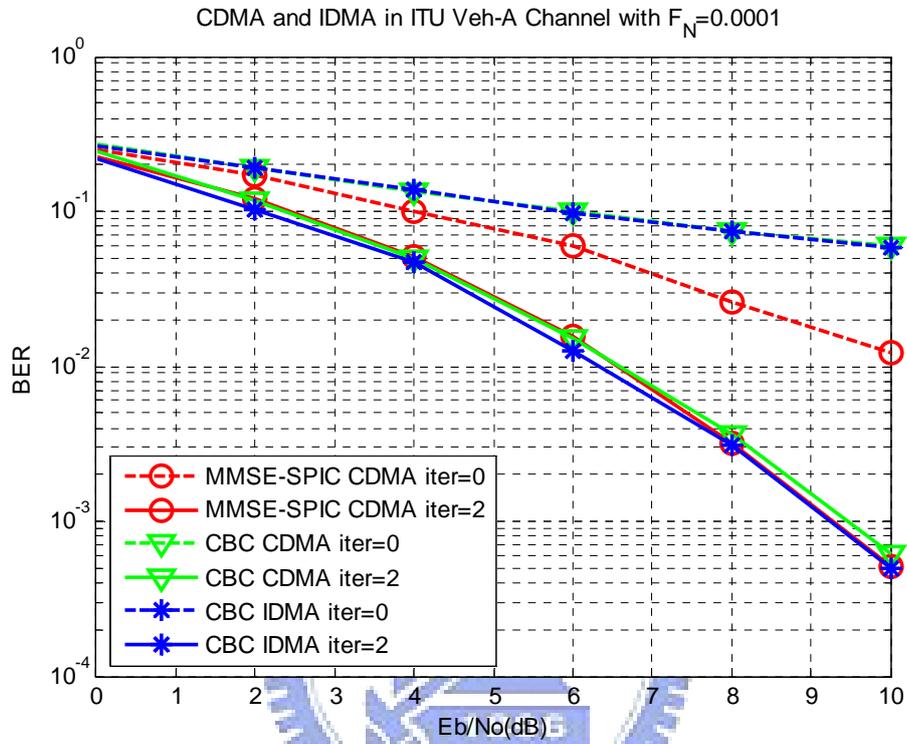


圖 5.5 CDMA 和 IDMA 渦輪接收機使用不同的多用戶偵測方法，4 個用戶在 ITU Veh. A 通道下且  $F_N=0.0001$  的系統效能

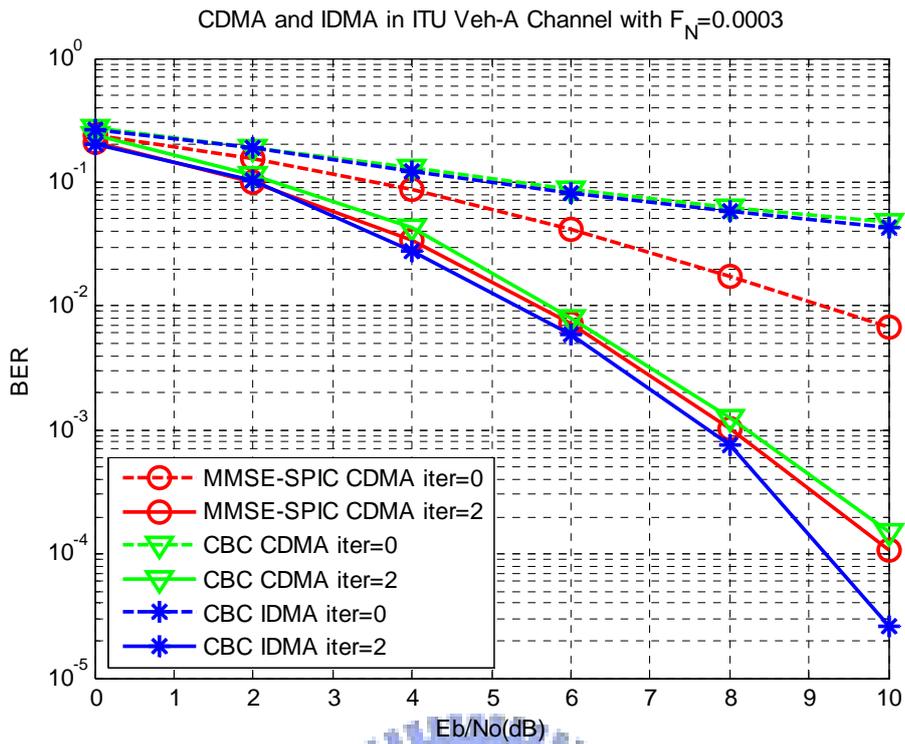


圖 5.6 CDMA 和 IDMA 渦輪接收機使用不同的多用戶偵測方法，4 個用戶在 ITU Veh. A 通道下且  $F_N=0.0003$  的系統效能

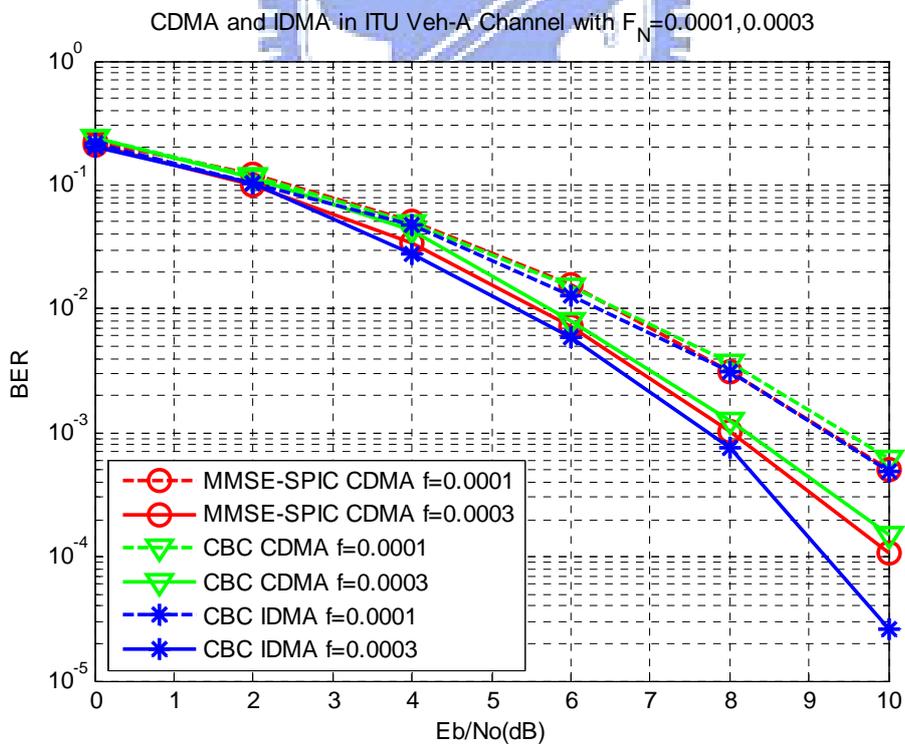


圖 5.7 CDMA 和 IDMA 渦輪接收機使用不同的多用戶偵測方法，4 個用戶在 ITU Veh. A 通道二次疊代下且  $F_N=0.0001, 0.0003$  的系統效能

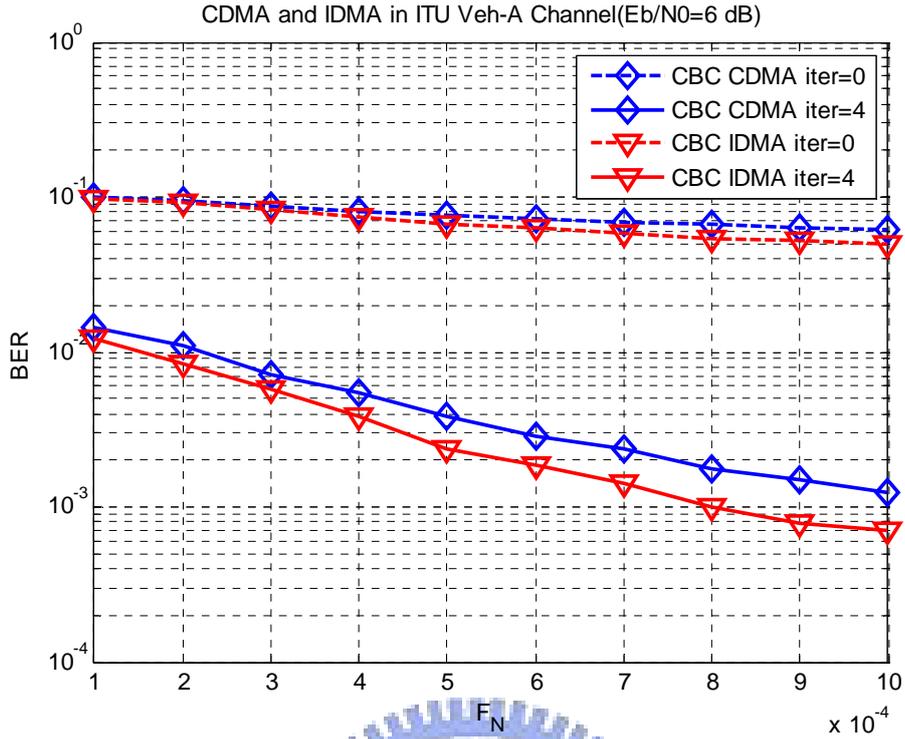


圖 5.8 CDMA 和 IDMA 渦輪接收機使用 CBC 多用戶偵測方法，4 個用戶在 ITU Veh. A 通道

下且  $F_N=0.0001$  至  $F_N=0.001$  的系統效能

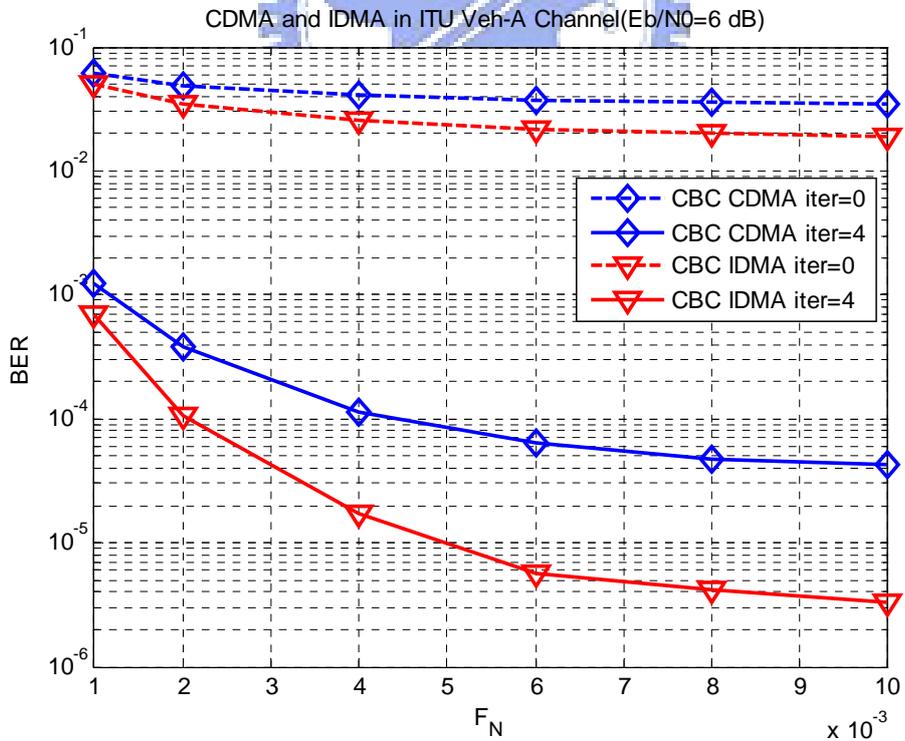


圖 5.9 CDMA 和 IDMA 渦輪接收機使用 CBC 多用戶偵測方法，4 個用戶在 ITU Veh. A 通道

下且  $F_N=0.001$  至  $F_N=0.01$  的系統效能

## 第六章 結論與未來研究方向

在本論文中，介紹 CDMA 和 IDMA 用渦輪接收機的方式來偵測用戶所傳送的資料，CDMA 的多用戶偵測使用了 MMSE-SPIC 還有 CBC 的方法，從模擬中可以發現用 MMSE-SPIC 的效能會比用 CBC 的方法來的好，只不過其複雜度相對的也比較高，而在第三章中，證明了 IDMA 的二種多用戶偵測的方式 GA-SPIC 還有 CBC 其實是一樣的，GA-SPIC 是先將收到的訊號作軟式平行干擾消除再用高斯近似的方式來求外質資訊，而 CBC 則是直接將所要的訊號以外的干擾訊號看成是高斯雜訊，進而求得外質資訊，兩種方法所得到的外質資訊是相同的。由於 IDMA 是使用切片交錯器因此從第五章的模擬中可以發現 IDMA 在較高的都卜勒頻率下的位元錯誤率會比 CDMA 來的好。在實作上由於 IDMA 每個用戶都必須使用不同的交錯器，因此相對於 CDMA 而言必須使用較多的記憶體來存交錯序列。

由於在本論文中都是假設通道是已知的，在實際的情況下，通道是必須要用估測的，當通道估測的不準時，對於 IDMA 的效能有明顯的影響[12]，因此在未來的研究方面，對 IDMA 系統的通道估測結合多用戶偵測，做更進一步的研究，以增進接收機的效能。

## 參考書目

- [1] L. Ping, L. Liu, K. Y. Wu, and W. K. Leung, "A unified approach to multi-user detection and space-time coding with low complexity and nearly optimal performance," in *Proc. 40th Allerton Conference*, Allerton House, USA, pp. 170–179, October 2002,
- [2] L. Ping, L. Liu, K. Y. Wu and W. K. Leung, "Interleave-division multiple-access (IDMA) communications," in *Proc. 3rd International Symposium on Turbo Codes & Related Topics*, pp. 173-180, 2003.
- [3] X. Wang and H. V. Poor, "Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, no. 7, pp. 1046-1061, July 1999.
- [4] K. Katsutoshi, B. Gerhard, "CDMA and IDMA: Iterative Multiuser Detections for Near-Far Asynchronous Communications," in *Proc. IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2005)*, vol. 1, 11-14, pp. 426-431, September 2005.
- [5] K. Kusume and G. Bauch, "Cyclically shifted multiple interleavers," in *Globecom*, IEEE, November/December 2006.
- [6] H. Wu, L. Ping, and A. Perotti, "User-specific chip-level interleaver design for IDMA systems," *Electronics Letters*, vol. 42, pp. S233-S234, February 2006.
- [7] J. Laiho, A. Wacker, and T. Novosad, "Radio Network Planning and Optimisation for UMTS," New York: Wiley, 2002.
- [8] M. Yacoub, "Wireless Technology: Protocols, Standards, and Techniques," CRC Press, 2002.
- [9] L. Liu, W. K. Leung, and L. Ping, "Simple iterative chip-by-chip multiuser detection for CDMA systems," in *Proc. IEEE VTC 2003*, Korea, April 2003.
- [10] P.A. Hoeher, and W. Xu, "Multi-layer interleave-division multiple access for 3GPP long

term evolution,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Communications(ICC)*, Glasgow, United Kingdom, pp. 5508–5513, June 2007.

[11] L. R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, “Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate,” *IEEE Trans. Information Theory*, vol. IT-20, pp. 284–287, March 1974.

[12] X. Xiong, J. Hu, F. Yang, and X. Ling, “Effect of channel estimation error on the performance of Interleave-Division Multiple Access systems,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Advanced Communication Technology*, vol. 3, 15-18, pp. 1538 – 1542, February 2009.

