

行政院國家科學委員會專題研究計畫 成果報告

子計畫三：以垂直正交分頻分碼多工調變為基礎之基地台接收機架構之設計(1)(電信科技合作案)

計畫類別：整合型計畫

計畫編號：NSC91-2219-E-009-020-

執行期間：91年08月01日至92年07月31日

執行單位：國立交通大學電信工程學系

計畫主持人：黃家齊

計畫參與人員：黃朝旺, 魏杏如, 洪碩言, 古孟霖

報告類型：完整報告

處理方式：本計畫可公開查詢

中 華 民 國 93 年 2 月 3 日

發展軟體無線電技術(I)： 智慧型天線系統/技術之研發

期末報告

整合型總計畫主持人：彭松村教授

子計畫主持人：黃家齊教授

本子計畫中文名稱：

以垂直正交分頻分碼多工調變為基礎之基地台
接收機架構之設計

本子計畫英文名稱：

A Study on Base Station Receiver Design for
OFDM/CDMA-based Cellular Mobile
Communications Systems

申請機關：國立交通大學電信工程學系

全程執行期限：自民國 91 年 08 月 01 日起至民國 92 年 07 月 31 日

目錄 (Part 1: 多載波分碼多重進接系統 上鏈基頻接收機之設計與模擬)

第一章.....	1
1.1 多載波分碼多重進接(Multicarrier CDMA)系統.....	1
1.2 關於本論文.....	2
第二章.....	3
2.1 正交分頻多工系統.....	3
2.2 正交分頻多工/分頻多重進接.....	6
2.3 正交分頻多工/分時多重進接.....	7
2.4 正交分頻多工/分碼多重進接.....	8
第三章.....	10
3.1 單一用戶偵測.....	10
3.2 多用戶偵測.....	11
3.2.1 聯合偵測.....	12
3.2.1.1 最大可能序列估計.....	12
3.2.1.2 解相關偵測器.....	12
3.2.1.3 最小均方差偵測器.....	14
3.2.2 干擾消除.....	14
3.2.2.1 連續干擾消除.....	15
3.2.2.2 平行干擾消除.....	17
3.3 混合式多用戶偵測.....	18
第四章.....	19
4.1 傳送機架構.....	19
4.2 展頻碼.....	21
4.2.1 m-序列.....	21
4.2.2 華氏碼.....	22
4.2.3 金氏碼.....	23
4.3 通道模型.....	24
4.4 上鏈多用戶環境.....	25
第五章.....	27
5.1 接收機架構.....	27
5.2 通道估計.....	28
5.2.1 解展頻.....	29
5.2.2 通道估計架構.....	30

5.2.2.1 路徑選擇.....	32
5.2.2.2 路徑解相關.....	33
5.3 領航訊號干擾消除.....	34
5.4 應用於頻域之多用戶偵測技術.....	35
5.4.1 第一級偵測器.....	35
5.4.2 第 S 級偵測器.....	37
5.4.3 通道匹配.....	38
5.4.4 資料決策.....	39
第六章.....	40
6.1 直接序列-分碼多重進接(DS-CDMA)系統之傳送機與接收機架構.....	40
6.2 模擬環境.....	41
6.3 模擬結果與討論.....	43
第七章.....	63
參考文獻.....	65

第一章

簡介

1.1 多載波分碼多重進接(Multicarrier CDMA)系統

未來第四代蜂巢式(cellular)行動通訊系統除了傳統的聲音和資料傳輸之外，尚有多媒體影音服務，因此需要高速的傳輸速率。對於傳統的分碼多重進接(Code Division Multiple Access, CDMA)系統，提高位元傳輸率(Bit rate)將導致嚴重的符際干擾(Inter Symbol Interference, ISI)，而採用正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)調變能有效對抗 ISI，由於資料是放在不同的次載波(subcarrier)上傳送，它能克服頻率選擇性衰減通道(Frequency selective channel)的效應。目前 OFDM 技術已被廣泛應用於數位音響廣播系統(Eureka 147 DAB System)、數位影像傳播系統(DVB-T System)與無線區域網路(Wireless LANs)如 802.11a、HYPERLAN-2 等。

OFDM 調變本身不具有多重進接(Multiple access)的能力，為了因應蜂巢式行動通訊系統多重進接的需求，配合 CDMA 的使用，提供其多重進接的能力，此即所謂多載波分碼多重進接(Multicarrier Code Division Multiple Access, MC-CDMA)。MC-CDMA 系統結合了 CDMA 與 OFDM 調變的優點，是第四代蜂巢式行動通訊系統熱門的選擇。

1.2 關於本論文

本論文將設計一 MC-CDMA 系統上鏈(uplink)接收機架構，包含了通道估計與多用戶偵測(Multiuser detection)技術的應用。論文各章節內容簡述如下：第二章將描述 OFDM 傳輸技術的基本原理與系統架構，並討論其與三種不同多重進接方式結合的可能性。在第三章中，我們將不同的多用戶偵測技術加以分類並分別介紹之。第四章和第五章提出一完整的 MC-CDMA 傳送機(transmitter) 接收機(receiver) 架構與通道模型(channel model)，接著第六章為電腦模擬的結果，最後在第七章提出結論並探討未來可能的研究方向。

第二章

基於正交分頻多工(OFDM)之多重進接方式

OFDM 技術降低了 ISI 對接收訊號的影響，具有高速的傳輸能力，但必須配合分頻多重進接(Frequency Division Multiple Access, FDMA)、分時多重進接(Time Division Multiple Access, TDMA)、分碼多重進接(Code Division Multiple Access, CDMA)等多重進接方式，以應用於多用戶的蜂巢式行動系統中。本章首先簡介 OFDM 調變技術，接著分別對結合三種不同進接方式的 OFDM 系統：OFDM/FDMA、OFDM/TDMA、OFDM/CDMA 做一說明。

2.1 正交分頻多工系統

傳統單一載波系統將所有的資料載在一個載波上送出，OFDM 系統則使用 N 個頻率正交的次載波以平行(parallel)的多工(multiplexing)方式傳送較低速的資料，在相同的傳輸速率下，多載波系統由於整個 OFDM 符元(symbol)長度為原本的 N 倍，因此 OFDM 系統能忍受較大的通道延遲，適用於頻率選擇性衰減通道。

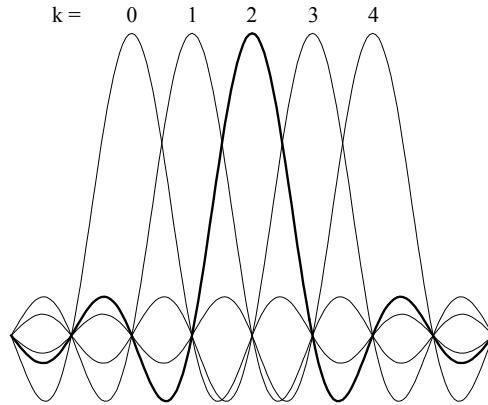


圖 2.1 彼此正交之次載波功率頻譜密度

相較於單一載波系統與分頻多工 (Frequency Division Multiplexing, FDM)，其相鄰的載波間不能互相重疊，OFDM 調變的次載波功率頻譜密度(Power Density Spectrum, PSD)如上圖 2.1 所示，每個次載波分佈於其他次載波頻率的成分為零，此即正交(orthogonal)之性質。其中 N 是所有次載波的個數， T 是整個 OFDM 符元時間，彼此正交之次載波間距為 $1/T$ 。由於 OFDM 系統允許次載波間的重疊，因此擁有較佳的頻譜效率(Spectral efficiency)。

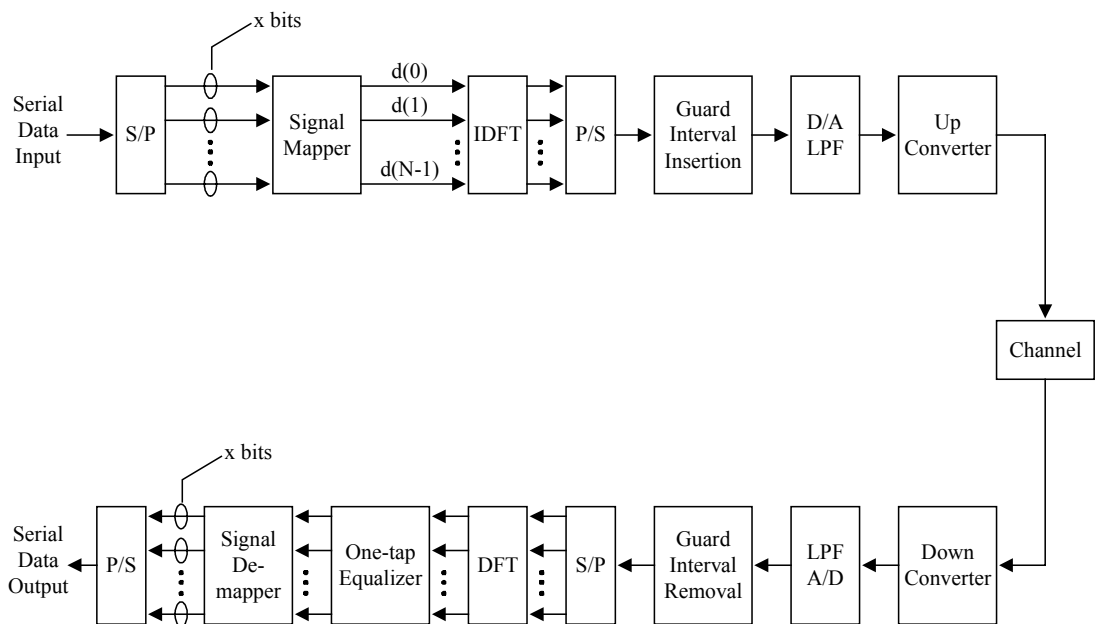


圖 2.2 基於離散傅立葉轉換之 OFDM 系統

以震盪器產生 N 個彼此正交的次載波在實作上並不可行,而利用反離散傅立葉轉換(Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT)得以降低硬體的複雜度實現 OFDM 系統。圖 2.2 是基於 DFT 之 OFDM 系統架構圖。傳送端首先將高速的序列數位訊號經由序列轉並列(Serial to parallel)轉換成 N 筆訊號,經過訊號對映(Signal mapping)(如 QPSK 對映),再把訊號放在不同的次載波上,接著藉由 IDFT 轉換成為時域訊號並經過並列轉序列(Parallel to serial)轉換,最後加上一段護衛間隔(Guard interval)。每一個次載波上的接收訊號可視為經過一平緩衰減通道(Flat fading channel),因此接收端只需要一個簡單的等化器(equalizer),再執行與傳送端相反的動作即可將信號還原。

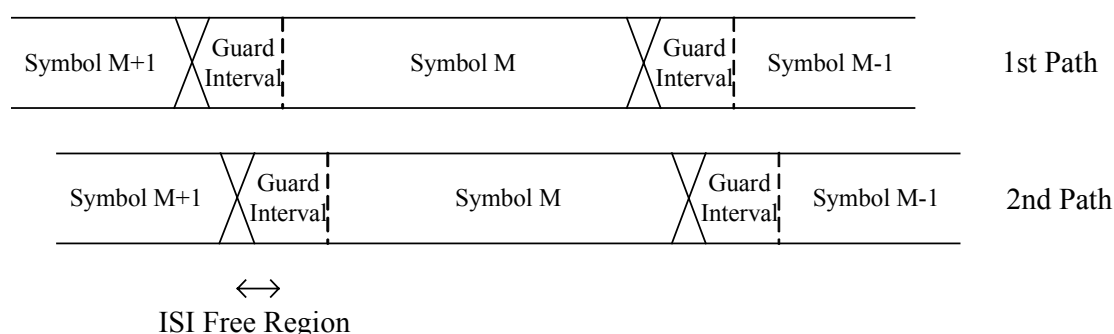


圖 2.3 雙重路徑通道下之非 ISI 區

OFDM 系統中,將原符元後端部分複製至符元之前,即所謂護衛間隔,一般選擇護衛間隔長度為原符元長度的四分之一。護衛間隔的放置使得接收端取樣結果等於通道脈衝響應(Channel impulse response)和符元的環旋積(Circular convolution),DFT 轉換後相當於通道頻率響應(Channel frequency response)與符元的乘積。假設護衛間隔長度大於通道延遲,只要在非符際干擾區(ISI free region)內取樣(上圖 2.3),由於在時域上之循環位移(Cyclic shift)等效於頻域上之線性的相位位移(Phase shift),此相位位移在通道匹配中補償(compensate)後,仍可將訊號還原。但護衛間隔長度如果小於通道延遲,則 ISI 對訊號的破壞將不可避免。

OFDM 系統面臨的挑戰為其輸出訊號的峰值對平均功率比例 (Peak to Average Power Ratio, PAPR) 太高，造成射頻(Radio frequency, RF)傳送機與功率放大器(Power amplifier)的設計複雜度提高，功率效率降低。在高移動性(mobility)的應用環境下，次載波間難以維持正交的關係，將導致交互載波干擾(Inter Carrier Interference, ICI)的產生。此外，些許的頻率偏移將破壞次載波間的正交性，所以 OFDM 系統對於頻率同步的要求非常嚴格。

2.2 正交分頻多工/分頻多重進接

正交分頻多工/分頻多重進接(OFDM/FDMA)亦稱為正交頻率多重進接(Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA)。此系統將所有次載波分配給不同的用戶使用，利用 OFDM 次載波間彼此正交的特性區分不同用戶的訊號。應用於無線都會網路(Wireless Metropolitan Area Network, WMAN)的 IEEE 802.16 採用 OFDMA 方式，我們以 IEEE 802.16 為例說明各用戶使用次載波的分配原則[3]。

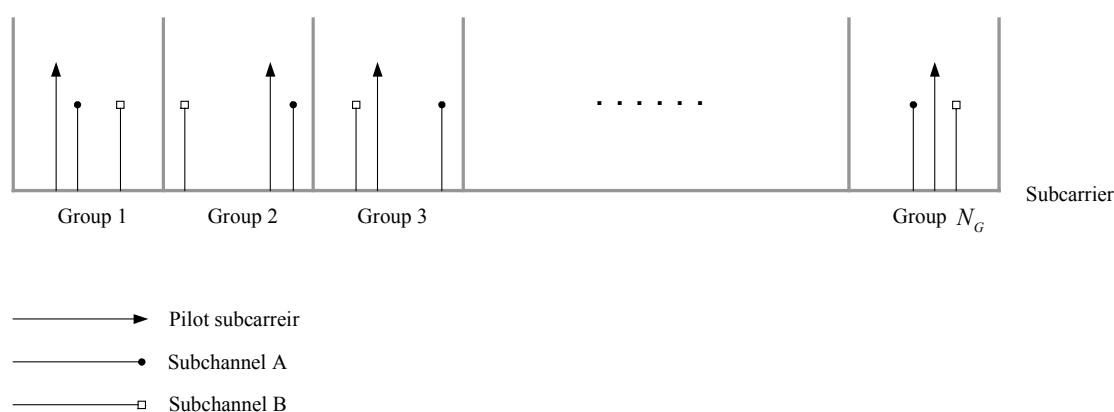


圖 2.4 OFDMA 之次載波分配(Subcarrier allocation)

IEEE 802.16 中共使用 2048 個次載波，為了緩和頻率選擇性衰減通道的效應，單一用戶將不使用連續相鄰的次載波。如圖 2.4 所示，我們將 2048 個次載波分成 N_G 個群(group)，領航載波(Pilot carrier)集合與各用戶分別所使用的次載波集合可視為不同的次通道(subchannel)。在各次載波群中，根據隨機分配的原則，將一個次載波分配給一個次通道使用。各次通道所有次載波的分佈等效於跳頻展頻(Frequency Hopping Spread Spectrum, FHSS)。

OFDMA 系統在頻譜資源的分配上有極佳的彈性(flexibility)，每位用戶所使用的次載波個數可隨個別之傳輸速率而改變，而對於較“差”的次載波，如低訊號雜訊比(Signal to Noise Ratio, SNR)，可選擇捨棄不用，因此，配合適當的次載波分配(Subcarrier allocation)演算法，將能有效地提升系統效能(performance)。

2.3 正交分頻多工/分時多重連接

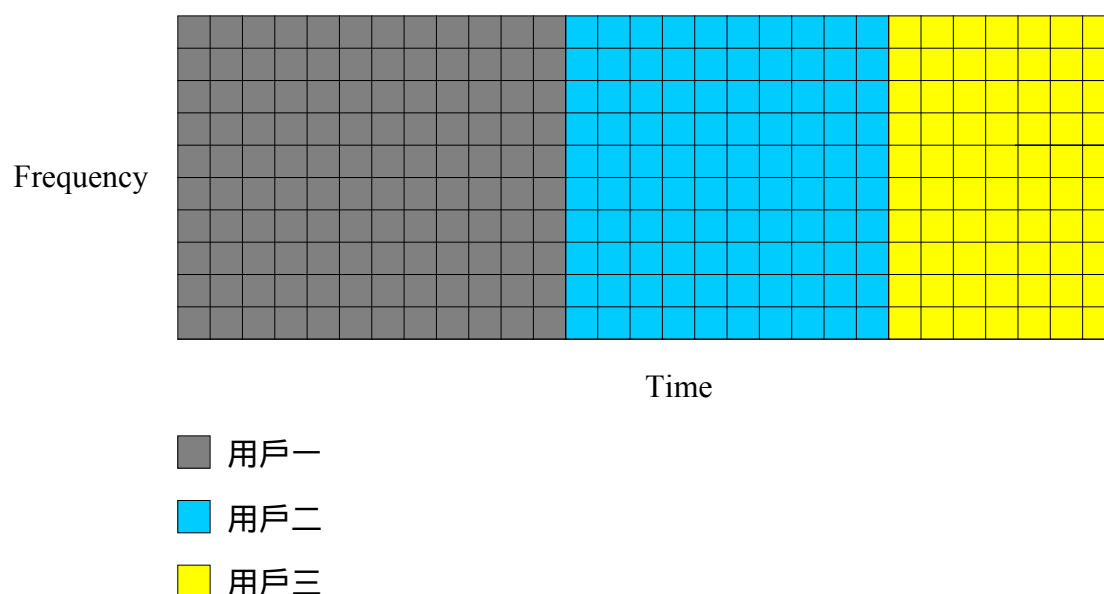


圖 2.5 正交分頻多工/分時多重連接時間-頻寬資源分配圖

在正交分頻多工/分時多重進接(OFDM/TDMA)系統[4]中，所有的頻寬(次載波)一次只分配給一個用戶使用，不同的用戶在不同的時槽(Time slot)內傳送資料。相較於 OFDM/FDMA，OFDM/TDMA 方式有較大的頻率分集(Frequency diversity)。上圖 2.5 為其時間-頻寬資源分配的示意圖，各用戶使用的時槽長短可依實際需要做調整。無線區域網路(Wireless Local Area Network, WLAN)之 IEEE 802.11 即為採用 OFDM/TDMA 技術的現行系統之一。

2.4 正交分頻多工/分碼多重進接

本小節將介紹正交分頻多工與分碼多重進接(OFDM/CDMA)結合的兩種方式[5][6]：多載波分碼多重進接(Multicarrier Code Division Multiple Access, MC-CDMA)與多載波直接序列分碼多重進接(Multicarrier Direct Sequence Code Division Multiple Access, MC-DS-CDMA)。它們使用不同的展頻碼區分用戶，但由於多路徑通道會破壞展頻碼間彼此正交的特性，且展頻碼本身特性可能不盡完美，用戶間彼此訊號會互相干擾，此多重進接干擾(Multiple Access Interference, MAI)的存在將會嚴重降低系統的效能。

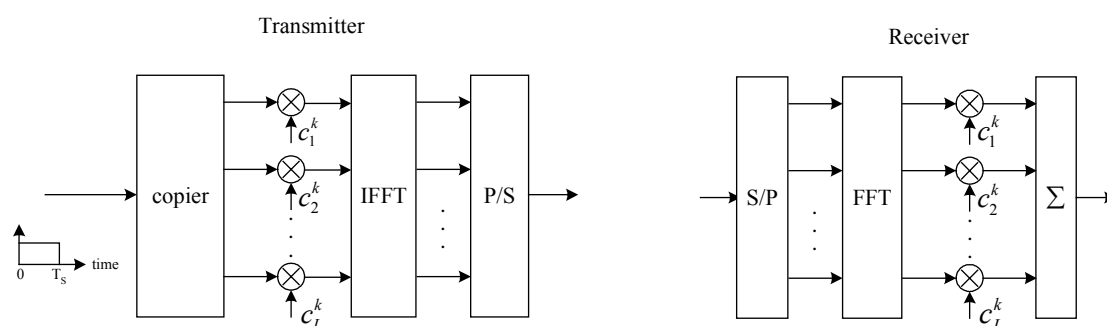


圖 2.6 MC-CDMA 系統傳送機與接收機架構圖

上圖 2.6 是 MC-CDMA 系統的傳送機與接收機架構 資料符元先複製成 L 筆資料，接著在頻域(Frequency domain)執行展頻(spreading)的動作，再經由 OFDM 調變後將訊號送出，其中 k 是用戶的索引符號。接收端針對接收之訊號的處理步驟依序為：OFDM 解調、解展頻(despreading)，最後是資料偵測(Data detection)。

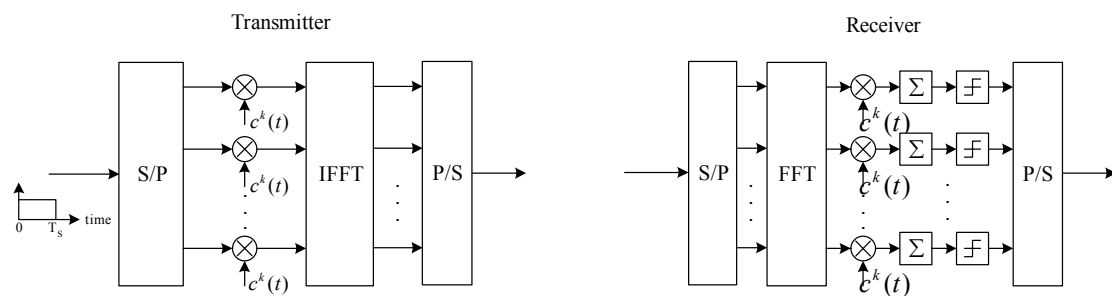


圖 2.7 MC-DS-CDMA 系統傳送機與接收機架構圖

MC-DS-CDMA 系統傳送機與接收機架構圖如上圖 2.7 所示。與上述 MC-CDMA 系統唯一的相異之處在於它是將訊號展頻後放在不同的次載波傳送，因此是在時域(Time domain)上完成展頻的動作。

第三章

多用戶偵測 (Multiuser Detection)

CDMA 系統的容量(capacity)與效能主要受到 MAI 與遠近效應 (Near/far effect)的限制。本論文 MC-CDMA 系統的傳輸品質亦受限於 MAI，有鑑於此，我們在每個次載波上採用多用戶偵測技術，以降低 MAI 對 MC-CDMA 系統上鏈傳輸的影響。本章將針對多用戶偵測技術的發展與分類做一介紹[7][8]。

3.1 單一用戶偵測

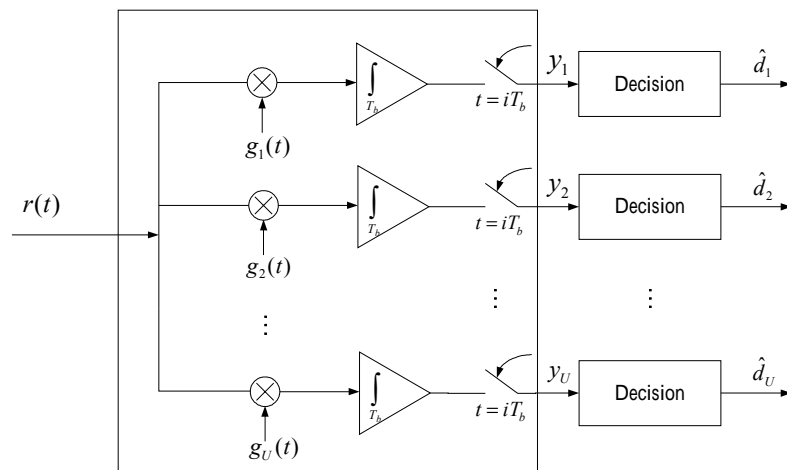


圖 3.1 傳統 DS-SS 接收機

傳統之直接序列分碼多重進接(Direct sequence code division multiple access, DS-CDMA)接收機(圖 3.1)採用單一用戶偵測(Single user detection), 可視為多個相關器(correlator)或匹配濾波器(Matched filter)的組合。接收機只針對單一用戶資料偵測, 其他用戶的訊號一律視為干擾(interference)來源, 因此在資料偵測的過程中不需知道其他用戶的資訊。

此接收機效能的好壞決定於用戶展頻碼的特性, 也就是展頻碼的自相關值 (Auto-correlation) 應遠大於展頻碼間的互相關值 (Cross-correlation)。定義 $\rho_{i,k}$ 為展頻碼間的相關係數:

$$\rho_{i,j} = \langle g_i(t), g_j(t) \rangle = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} g_i(t) g_j(t) dt \quad (3-1)$$

當 $i = j$, 自相關值 $\rho_{i,i}$ 等於 1, 當 $i \neq j$, 互相關值 $\rho_{i,j}$: $0 < \rho_{i,j} < 1$ 。因為相異展頻碼的互相關值不等於零, 用戶間的資料訊號會彼此干擾, 此即 MAI。此外, 展頻碼通過通道後由於隨機時間的位移不再保持原有的正交特性, 因此當用戶人數增加或其訊號功率變大, MAI 將更加嚴重, 系統效能將呈現干擾限制(Interference-limited)的特性。

一般對抗 MAI 的方法有展頻碼的設計、功率控制(Power control)、通道編碼(Channel coding)、智慧型天線(Smart antenna)與多用戶偵測技術等。以下我們將針對多用戶偵測技術做進一步的探討。

3.2 多用戶偵測

多用戶偵測同時對所有用戶進行資料偵測, 資料決策(Data decision)前, 由於綜合了所有用戶的資訊, 將能提高決策結果的準確

性。多用戶偵測技術可分類為聯合偵測(Joint detection)與干擾消除(Interference cancellation)。

在蜂巢式系統中，基地台(Base station)同時與多個行動台(Mobile station)通訊，相較於下鏈(downlink)傳輸(基地台 → 行動台)的行動台接收機只需對自己的訊號進行偵測，上鏈(uplink)傳輸(行動台 → 基地台)的基地台接收機則必須同時偵測所有行動台的訊號。由於基地台擁有所有行動台的資訊，其次再考量行動台需符合低複雜度的要求，因此，多用戶偵測技術較適合應用於上鏈傳輸中。

3.2.1 聯合偵測

本小節將詳細介紹採用聯合偵測技術的三種多用戶偵測器，依序是最大可能序列估計(Maximum Likelihood Sequence Estimator, MLSE)、解相關偵測器(Decorrelator Detector)和最小均方差偵測器(Minimum Mean Square Error Detector)。

3.2.1.1 最大可能序列估計

Verdú[9]於 1986 年提出最大可能序列估計：在傳統的多組相關器後接上一 Viterbi 解碼器(decoder)，此為多用戶偵測技術的最佳化(optimum)作法，然而其複雜度隨用戶個數的成長以指數方式上升，需要大量的運算，考量實作上的需要，最佳化作法並沒有被廣泛地運用。

3.2.1.2 解相關偵測器

解相關偵測器的基本原則是針對傳統多組相關器的輸出結果，透過線性轉換，以降低用戶訊號間的相互干擾，其系統複雜度和用戶個數呈線性關係。以下介紹兩種主要的解相關偵測器：多路徑解相關偵

測器(Multipath Decorrelator Detector, MD)和逼零區塊線性等化器(Zero-Forcing Block Linear Equalizer, ZF-BLE)。

- 多路徑解相關偵測器

我們以三位用戶，假設通道只有一根路徑的傳輸為例，多組相關器的輸出可表示成向量(Vector)形式：

$$\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{D} + \mathbf{n}$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{2,1} & \rho_{3,1} \\ \rho_{1,2} & 1 & \rho_{3,2} \\ \rho_{1,3} & \rho_{2,3} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 & 0 & 0 \\ 0 & A_2 & 0 \\ 0 & 0 & A_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

其中 \mathbf{R} ， \mathbf{A} ， \mathbf{D} 和 \mathbf{n} 分別是用戶展頻碼間的相關係數矩陣、接收訊號振幅矩陣、傳送資料訊號向量與雜訊向量。接著，將每個相關器的輸出結果乘上相關係數矩陣的反矩陣 \mathbf{R}^{-1} ，

$$\mathbf{d} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{D} + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{n} \quad (3-3)$$

經由反矩陣 \mathbf{R}^{-1} 的線性轉換可完全消除用戶間的相互干擾，還原用戶的資料，但卻放大了雜訊部分($\mathbf{R}^{-1}\mathbf{n}$)。此外，展頻碼也必須謹慎地選擇以確保反矩陣 \mathbf{R}^{-1} 存在。

- 逼零區塊線性等化器

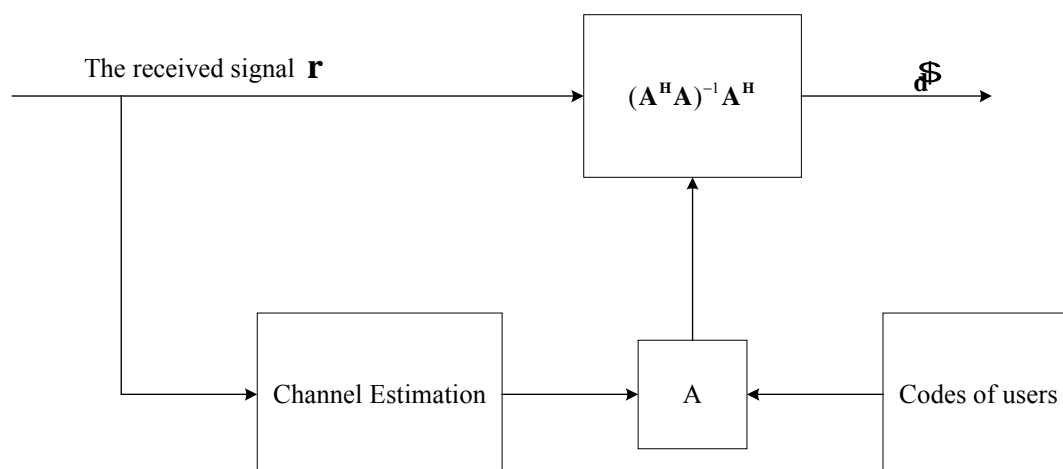


圖 3.2 逼零區塊線性等化器架構圖

上圖 3.2 為逼零區塊線性等化器的架構圖。假設接收訊號為：

$$\mathbf{r} = \mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{n} \quad (3-4)$$

其中 \mathbf{A} 是展頻碼與通道脈衝響應做迴旋(convolution)後的矩陣。它的基本作法類似多路徑解相關偵測器，也需計算反矩陣 \mathbf{A}^{-1} ，然後再對接收訊號做一線性的轉換：

$$\hat{\mathbf{d}} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{r} \quad (3-5)$$

逼零區塊線性等化器的複雜度較多路徑解相關偵測器高，但雜訊加強(Noise enhancement)情形較為輕微，它的性能與通道估計的準確與否密切相關，當通道估計不夠準確時，其效能將會大幅地下降。

3.2.1.3 最小均方差偵測器

最小均方差偵測器根據最小化誤差的均方差之準則，在干擾消除與雜訊放大間做一最佳的權衡(tradeoff)。接收訊號經由以下的線性轉換可得最後的資料偵測結果。

$$\hat{\mathbf{d}} = (\mathbf{R} + \mathbf{N}_0 / 2\mathbf{I})^{-1} \mathbf{r} \quad (3-6)$$

$$\mathbf{R} @ \begin{bmatrix} 1 & \rho_{2,1} & \rho_{3,1} \\ \rho_{1,2} & 1 & \rho_{3,2} \\ \rho_{1,3} & \rho_{2,3} & 1 \end{bmatrix}$$

\mathbf{R} 定義成用戶展頻碼間的相關係數矩陣。它的性能在 SNR 高時和多路徑解相關偵測器相近，當 SNR 降低時，性能則接近於傳統的匹配濾波器。在複雜度的考量下，因為反矩陣運算帶來了龐大的運算量，最小均方差偵測器與上述兩個解相關偵測器皆面臨複雜度太高的問題。此外，最小均方差偵測器還需計算全部用戶接收訊號的功率大小。

3.2.2 干擾消除

所謂干擾消除，簡而言之，就是干擾訊號的估計(estimation)、重建(reconstruction)與消除(cancellation)三個步驟，是非線性的演算法。

干擾消除屬於次佳化的作法，但精確的通道估計能改善其效能。如果根據有誤的估計結果去重建干擾訊號再消除之，如此反而會加倍干擾的影響性，此為錯誤之行進(error propagation)。一般干擾消除的作法主要有連續干擾消除(Successive interference cancellation, SIC)、平行干擾消除(Parallel interference cancellation, PIC)兩類[10]，以下將討論其個別的作法與優缺點。

3.2.2.1 連續干擾消除

連續干擾消除的基本原則為每一層級偵測器首先將所有用戶的接收訊號依其能量大小排序，接著只針對最大能量的用戶訊號進行估計與消除，此舉的原因為能量大的用戶能獲得較精確的資料決策結果。上述動作將一直被重複直到所有用戶的訊號都被偵測出來為止。

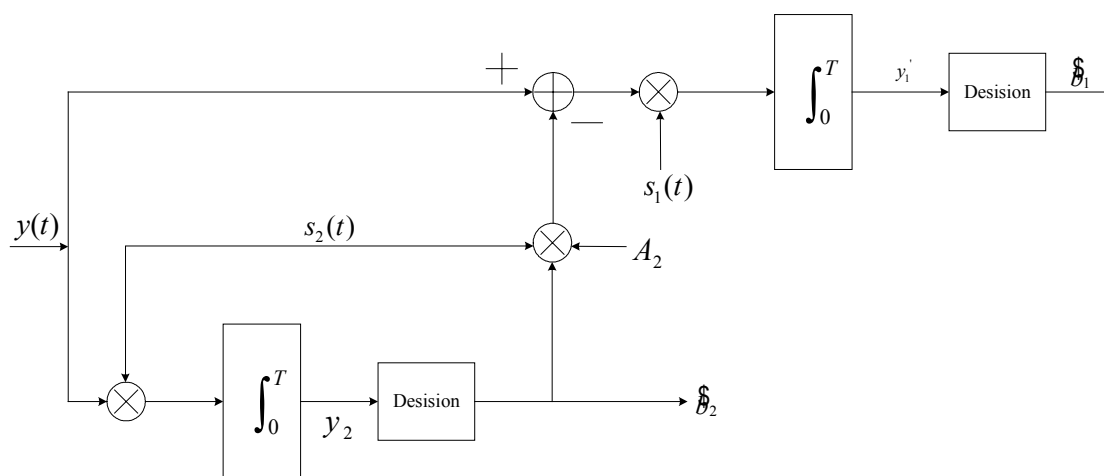


圖 3.3 連續干擾消除架構一(用戶個數為二)

以下我們舉用戶個數為二的例子(上圖 3.3)說明連續干擾消除的詳細過程。假設第二個用戶的訊號能量大於第一個用戶的訊號能量，根據上述的原則，先對第二個用戶匹配濾波器的輸出 y_2 做決策：

$$y_2 = (\langle y, s_2 \rangle) = \int_0^T y(t) \times s_2(t) dt \quad (3-7)$$

$$\hat{\theta}_2 = \text{sgn}(y_2)$$

再於接收訊號 $y(t)$ 中扣除第二個用戶重建後的訊號 $A_2 \hat{b}_2 s_2(t)$:

$$\begin{aligned} \hat{y}(t) &= y(t) - A_2 \hat{b}_2 s_2(t) \\ (y(t) &= A_1 b_1 s_1(t) + A_2 b_2 s_2(t) + n(t)) \end{aligned} \quad (3-8)$$

接下來將 $\hat{y}(t)$ 通過第一個用戶的匹配濾波器，最後進行資料決策可偵測出第一個用戶的資料訊號 \hat{b}_1 ,

$$\begin{aligned} \hat{b}_1 &= \text{sgn}(\langle \hat{y}, s_1 \rangle) \\ &= \text{sgn}(y_1 - A_2 \hat{b}_2 \rho) \\ &= \text{sgn}(y_1 - A_2 \rho \text{sgn}(y_2)) \\ &= \text{sgn}(A_1 b_1 + A_2 (b_2 - \hat{b}_2) \rho + \sigma \langle n, s_1 \rangle) \end{aligned} \quad (3-9)$$

其中 $\rho @ \int_0^T s_2(t) s_1(t) dt$ 。由以上的式子推導，可得等效於圖 3.3 的另一種連續干擾消除架構(圖 3.4)。

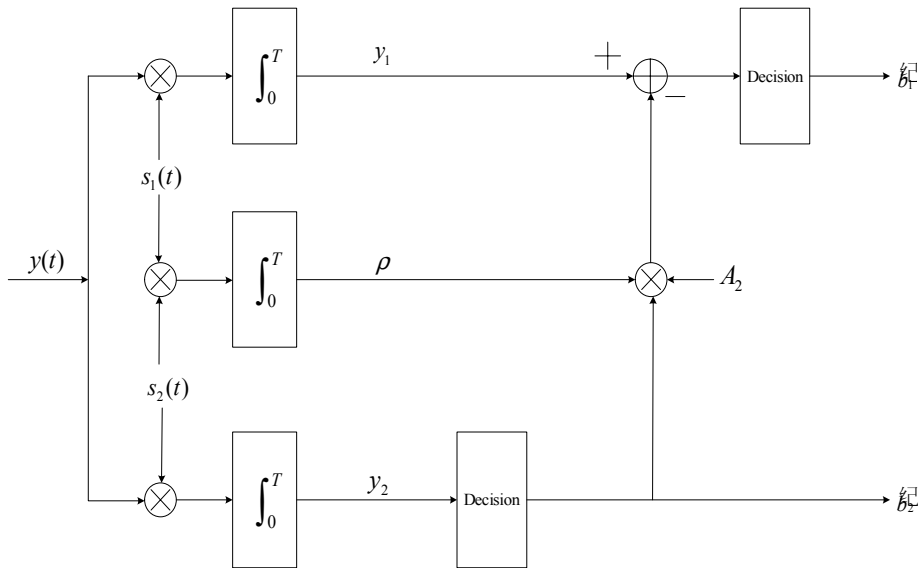


圖 3.4 連續干擾消除架構二(用戶個數為二)

藉由連續干擾消除法，能較可靠地偵測出訊號強度較弱的用戶資料。然而當用戶總數增加時，對於高速的資料傳輸系統而言，其在資料重建與干擾消除過程中所導致的延遲現象將不容被忽略。

3.2.2.2 平行干擾消除

Varanasi 和 Aazhang[11]首先提出多層級(multi-stage)平行干擾消除。不同於連續干擾消除每一層級中只消除能量最大的用戶資料干擾，多層級平行干擾消除除了第一層級之外，其他層級將同時消除其他所有用戶的干擾訊號，平行干擾消除適用於良好功率控制的系統。

平行干擾消除第一層級直接對所有用戶匹配濾波器的輸出結果進行決策並重建此訊號，重建訊號的目的在於模擬該用戶對其他用戶造成的 MAI。第二層級之後，先消除上一層級各用戶重建的干擾訊號，接著進行資料決策，最後再重建資料訊號以提供下一層級干擾消除使用。

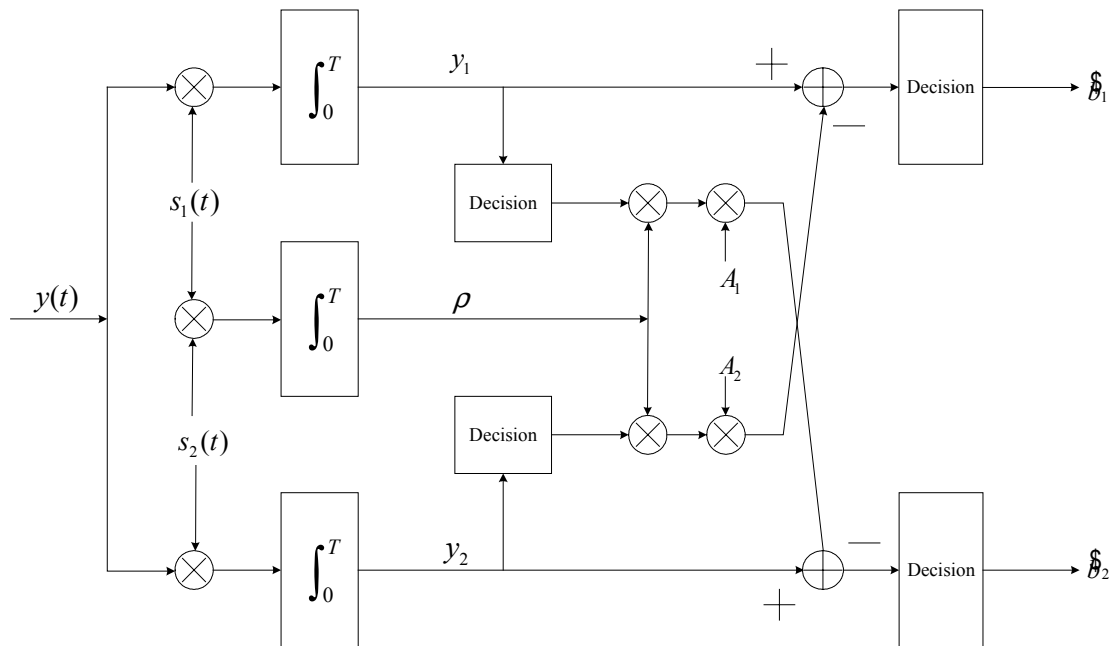


圖 3.5 二層級的平行干擾消除架構圖(用戶個數為二)

上圖 3.5 是總層級數為二的平行干擾消除架構圖。最後一層級得到的偵測結果如下所示：

$$\hat{d}_k = \text{sgn}(y_k - \sum_{j \neq k} A_j \rho_{jk} \hat{d}_j) \quad (3-10)$$

平行干擾消除的優點在於其平行化的處理方式能確保資料偵測延遲不至於太大，處理速度較快，但須付出較大的硬體成本。

考量多層級平行干擾消除在前幾個層級資料偵測的準確度不高，Divsalar[12]提出了部分平行干擾消除(Partial parallel interference cancellation, PPIC)，亦可稱為加權平行干擾消除(Weighted parallel interference cancellation)。其作法為在干擾消除的過程中只消除部分的 MAI，但隨著層級數的增加，干擾訊號的估計也愈可靠，因此將逐步地提高干擾消除的加權(weighting)大小。此架構的第 m 個層級資料偵測結果可表示如下：

$$\hat{d}_k[m] = w[m] \times \left(y_k - \sum_{j \neq k} A_j \rho_{jk} \hat{d}_j[m] \right) + (1 - w[m]) \times \hat{d}_k[m-1] \quad (3-11)$$

其中 $w[m]$ 是第 m 個層級干擾消除的加權係數(weighting coefficient)。

3.3 混合式多用戶偵測

合併使用以上各小節所敘述的演算法即所謂的混合式多用戶偵測。例如線性演算法與干擾消除的組合。除了採用的方法不同外，其架構也不盡相同。以下列出三種混合式多用戶偵測技術：

- 最小均方差偵測器結合平行干擾消除(MMSE with PIC)
- 解相關偵測器結合連續干擾消除(Decorrelator with SIC)
- 解相關偵測器結合平行干擾消除(Decorrelator with PIC)

以最小均方差偵測器結合平行干擾消除為例，最小均方差偵測器提供了較精確的初始資料估計，如此能提升後續平行干擾消除的效能。

第四章

多載波分碼多重進接(MC-CDMA)系統 傳送機架構和通道模型

在 MC-DS-CDMA 系統下，資料符元是展頻在相同的頻帶上，通道衰減嚴重時，各切片訊號將同時受到通道衰減的影響，以致於無法正確偵測訊號，因此，我們採用 MC-CDMA 的系統架構。在本章中，我們將建構一 MC-CDMA 系統上鏈傳送機架構，並對系統所使用之展頻碼、通道模型和上鏈多用戶環境做詳細的介紹。

4.1 傳送機架構

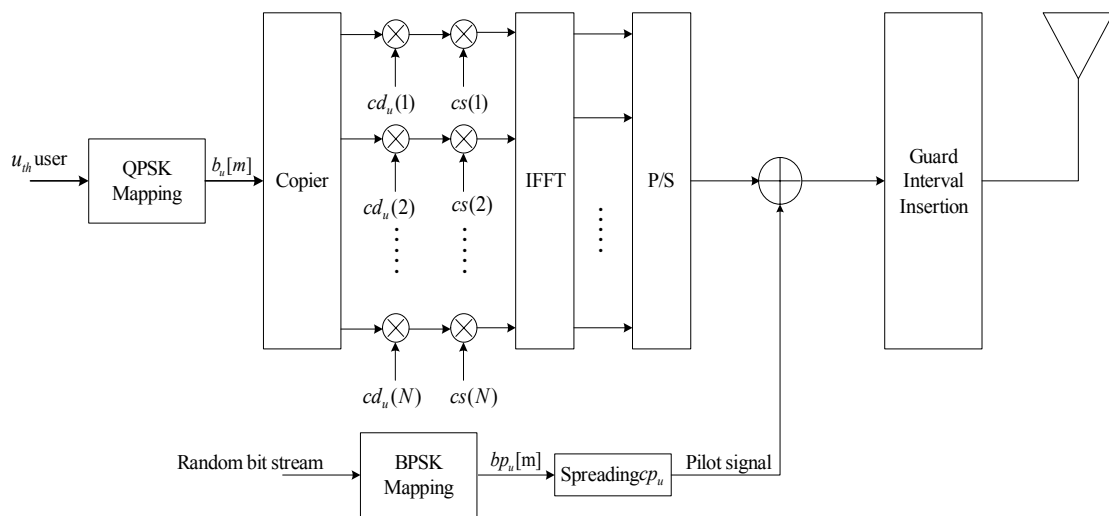


圖 4.1 MC-CDMA 上鏈傳送機架構圖 (第 u 個用戶)

上圖 4.1 為 MC-CDMA 系統的傳送機架構圖。每個用戶要傳送的訊號分為資料訊號(Data signal)與領航訊號(Pilot signal)。頻域的資料訊號依序經過 QPSK 對映(mapping)、展頻、攪亂，也就是說 QPSK 對映後的資料先複製成 N 組資料(N 為 FFT 或展頻碼的長度)，每一組資料再分別乘上展頻碼與攪亂碼(Scrambling code)的各個切片(chip)，可視為將 N 組資料放在不同的次載波上傳送。接著做 IFFT 運算轉換成時域訊號，再加入時域上的領航訊號。領航訊號是 BPSK 對映後再做展頻的訊號，在接收端作為估計每個用戶的通道之用。在傳送訊號前，每個資料框要加上一段護衛間隔。

我們使用 m -序列(m -sequence)為攪亂碼以區分蜂巢式行動通訊系統中不同的蜂巢(cell)。為了降低 MAI 的影響，採用彼此正交的華氏碼(Walsh code)區分每個用戶的資料訊號，而有良好相關性的金氏碼(Gold code)則用來區分不同用戶的領航訊號。

依照上述的傳送機架構，假設完美的耐奎斯取樣法(Nyquist sampling)，第 u 個用戶欲傳給基地台的基頻資料訊號可表示如下：

$$D_u(n) = b_u[m] \times \left[\sum_{k=0}^{N-1} cd_u(k) \exp(j2\pi kn/N) \right] \times P_{T_c}(t - nT_c - (m-1)T_s) \quad (4-1)$$

IFFT

$$cd_u(k) @ cd_u(k) \times cs(k)$$

其中

$b_u[m]$: 第 u 個用戶的第 m 個傳送資料符元(Data symbol)。

$cd_u(k)$: 第 u 個用戶資料訊號展頻碼的第 k 個切片。

$cs(k)$: 攪亂碼的第 k 個切片。

N : IFFT 的長度。

T_c : 展頻碼的切片時間(chip time)。

$$P_{T_c}(t) : P_{T_c}(t) = \begin{cases} 1, & t = 0 \\ 0, & t = nT_c, n \neq 0 \end{cases}$$

假設第 u 個用戶領航訊號其展頻碼為 cp_u ，則第 u 個用戶的領航訊號 $P_u(n)$ 為：

$$P_u(n) = bp_u[m] \times cp_u(n) \times P_{T_c}(t - nT_c - (m-1)T_s) \quad (4-2)$$

其中

$bp_u[m]$ ：第 u 個用戶的第 m 個傳送領航符元 (Pilot symbol)。

$cp_u(n)$ ：第 u 個用戶領航訊號展頻碼的第 n 個切片。

T_c ：展頻碼的切片時間(chip time)。

$$P_{T_c}(t) : P_{T_c}(t) = \begin{cases} 1, & t = 0 \\ 0, & t = nT_c, n \neq 0 \end{cases}$$

每個用戶欲傳給基地台的訊號 $s_u(n)$ 即為其資料訊號與領航訊號相加：

$$s_u(n) = D_u(n) + P_u(n) \quad (4-3)$$

4.2 展頻碼

展頻碼特性對於系統效能有顯著的影響。選用展頻碼的原則是：找到一組支援多個用戶並且彼此互相關值小的展頻碼。以下將分別探討本系統所使用的三種展頻碼：m-序列、華氏碼與金氏碼。

4.2.1 m-序列

當一個序列其二元符號 0 和 1 出現的機率相同時，稱之為隨機二元序列(Random binary sequence)。m-序列由線性回饋平移暫存器 (Linear feedback shift register) 所產生，擁有許多隨機二元序列的特性：

- 平衡性(Balance property)：在每一週期的 m-序列中，1 的總數比 0 的總數多一個。
- 活動性(Run property)：“run” 的意義為 0 或 1 在週期序列中連續出現的長度。例如 “run” 長度為 1 的機率等於 $\frac{1}{2}$ ，“run” 長度為 2 的機率等於 $\frac{1}{4}$ ，“run” 長度為 3 的機率等於 $\frac{1}{8}$ 。對於長度為 m 的線性回饋平移暫存器產生的 m-序列，其 “run” 的總數為 $\frac{(N+1)}{2}$ ， $N @ 2^m - 1$ 。

- 相關性(Correlation property)：m-序列的自相關函數為週期性。
m-序列的週期為 $2^m - 1$ ， m 是平移暫存器的長度。定義一週期為 T_b 之週期訊號 $p(t)$ 的自相關函數為

$$R_c(\tau) = \frac{1}{T_b} \int_{-T_b/2}^{T_b/2} p(t)p(t-\tau)dt$$

$$T_b = NT_c$$

(4-4)

其中 T_c 為切片時間。根據上式的定義，m-序列的自相關函數可表示如下：

$$R_c(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{(N+1)}{NT_c} |t|, & |t| \leq T_c \\ -\frac{1}{N}, & \text{for the remainder of the period} \end{cases}$$

(4-5)

4.2.2 華氏碼

在一傳送機和接收機同步的系統中，華氏碼提供完美的正交性，任兩個不同華氏碼的互相關值為零。但在不同步的系統中，相異華氏碼之間的互相關值無法預測其大小，此外，華氏碼的自相關值亦無法掌握。

華氏碼是由一組稱為哈得馬矩陣(Hadamard matrices)的特殊方陣群所產生。欲得到 $N \times N$ 的哈得馬矩陣 \mathbf{H}_N 以產生所需要長度為 $N = 2^n$ 的華氏碼可依照如下的遞迴步驟：

$$\begin{aligned}
 \mathbf{H}_1 &= [1] \\
 \mathbf{H}_2 &= \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \\
 \mathbf{H}_4 &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_2 & \mathbf{H}_2 \\ \mathbf{H}_2 & \bar{\mathbf{H}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \\
 &\quad \text{g} \\
 &\quad \text{g} \\
 &\quad \text{g} \\
 \mathbf{H}_N &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{N/2} & \mathbf{H}_{N/2} \\ \mathbf{H}_{N/2} & \bar{\mathbf{H}}_{N/2} \end{bmatrix} @ \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \mathbf{h}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{h}_N \end{bmatrix} \tag{4-6}
 \end{aligned}$$

其中 \mathbf{h}_i 為 \mathbf{H}_N 矩陣中第 i 列的列向量，即一個長度為 N 的華氏碼。任意兩個不同華氏碼間滿足下列特性：

$$\mathbf{h}_i \mathbf{h}_j^T = \sum_{k=1}^N h_{ik} h_{jk} = \begin{cases} N & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \tag{4-7}$$

即兩相異華氏碼滿足正交的特性。

4.2.3 金氏碼

金氏碼是一符合低互相關值同時碼的個數也夠多的特殊序列。其優點為互相關值大小是可預測且平均分佈的。在本節中將介紹金氏碼產生的方法和其相關值的特性。

金氏碼是由兩個為偏好碼對(preferred pair)的 m -序列所組成。選定一組偏好碼對序列 \mathbf{a} 、 \mathbf{b} ，序列 \mathbf{a} 、 \mathbf{b} 皆是長度為 $N = 2^m - 1$ 的 m -序列：

$$\begin{aligned}\mathbf{a} &= \{a_n\} = (a_0 a_1 \dots a_{N-1}) \\ \mathbf{b} &= \{b_n\} = (b_0 b_1 \dots b_{N-1})\end{aligned}\tag{4-8}$$

由 \mathbf{a} 、 \mathbf{b} 產生的金氏碼為：

$$G(\mathbf{a}, \mathbf{b}) = \{\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{a} \oplus \mathbf{b}, \mathbf{a} \oplus T\mathbf{b}, \mathbf{a} \oplus T^2\mathbf{b}, \dots, \mathbf{a} \oplus T^{N-1}\mathbf{b}\}\tag{4-9}$$

其中 T^i 為移位運算(shift operation)，共有 $2^m + 1$ 個金氏碼。

一組偏好碼對的互相關值已證明必定為下列三個值： $-t(m)$ 、 -1 和 $t(m) - 2$ ，其中 $t(m)$ 的定義如下：

$$t(m) = \begin{cases} 1 + 2^{\frac{m+1}{2}} & \text{若 } m \text{ 為奇數} \\ 1 + 2^{\frac{m+2}{2}} & \text{若 } m \text{ 為偶數} \end{cases}\tag{4-10}$$

在所產生的碼集合 $G(\mathbf{a}, \mathbf{b})$ 中，任兩對碼的互相關值皆符合上述偏好碼對的特性。

為了與 FFT 的長度相對應，我們在金氏碼的最後加上一個額外的切片，並令其大小等於原金氏碼第一個切片的值，以補齊碼的長度。

4.3 通道模型

通道模型可分類為靜態通道(Static channel)與動態無線電通道(Mobile radio channel)。

加成性白色高斯雜訊(AWGN, Additive White Gaussian Noise)通道和固定雙路徑通道(Fixed two-path channel)屬於靜態通道。固定雙路徑通道的基頻脈衝響應可表示如下：

$$h(t) = \delta(t) + \delta(t - \tau) \quad (4-11)$$

其中 τ 為第二條路徑相對於第一條路徑的延遲。

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

$$h(t) = a_1(t)\delta(t) + a_2(t)\delta(t - \tau) \quad (4-12)$$

其中 $a_1(t)$ 、 $a_2(t)$ 為兩條路徑的複數增益，可表示成 N 個弦波相加，分別由兩獨立(independent)之傑克衰變通道模型(Jake's fading channel model)所產生：

$$a_k(t) = \frac{1}{\sqrt{N_f}} \sum_{n=1}^N \exp(j2\pi f_n t + \phi_{k,n}) \quad k = 1, 2 \quad (4-13)$$

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。

4.4 上鏈多用戶環境

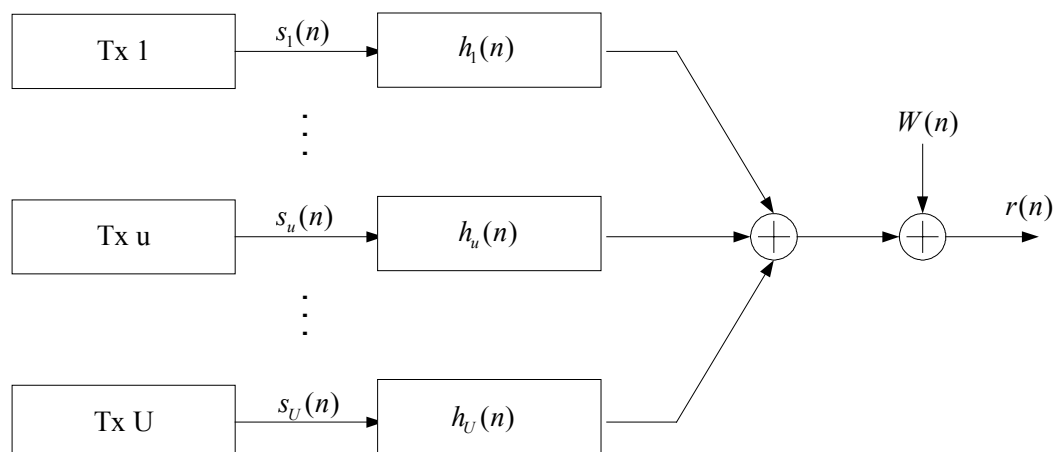


圖 4.2 上鏈多用戶傳輸模型

如上圖 4.2 所示，對上鏈傳輸的基地台接收機而言，所接收到的訊號是來自不同用戶的訊號經過獨立通道的總和：

$$r(n) = \sum_{u=1}^U s_u(n) * h_u(n) + W(n)$$

(4-14)

其中

$s_u(n)$: 第 u 個用戶的傳送訊號。

$h_u(n)$: 第 u 個用戶傳送訊號所經過的通道。

$W(n)$: 加成性白色高斯雜訊(AWGN)。

第五章

多載波分碼多重進接(MC-CDMA)系統接收機與多用戶偵測技術之結合

在本章中，我們提出一 MC-CDMA 系統的上鏈接收機架構，利用領航訊號估計個別用戶的通道，並結合多用戶偵測技術以降低 MAI 的影響 [17]，進而提升系統的用戶容量與效能。

5.1 接收機架構

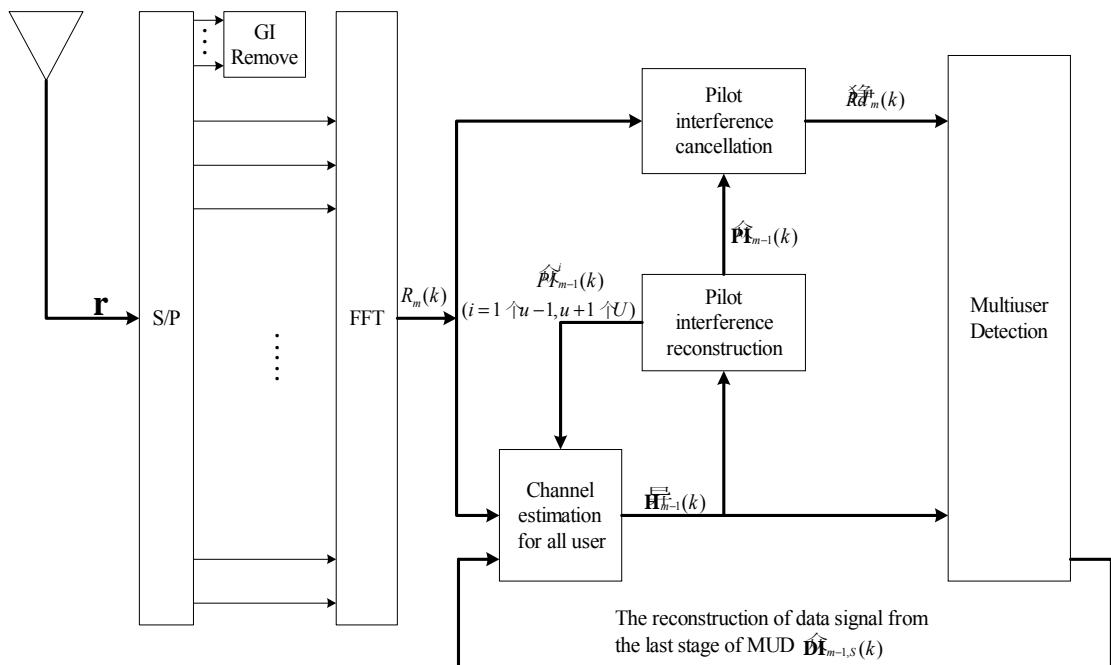


圖 5.1 MC-CDMA 上鏈接收機架構圖 (第 u 個用戶)

本論文提出之 MC-CDMA 系統上鏈接收機架構如上圖 5.1 所示。首先假設系統已達到理想的同步。無線電頻率(Radio frequency, RF)訊號經由射頻頭端(RF front end)轉換成基頻訊號 \mathbf{r} 後，接著移除訊號中護衛間隔的部分，再經過 FFT 轉換，可得到第 k 個次載波上的訊號 $R_m(k)$ ，提供給基頻接收機進行後續的處理，其中 m 是接收資料符元的時間索引符號。

頻域訊號 $R_m(k)$ 的訊號處理主要包含兩部分。一部份利用接收訊號中每個用戶領航訊號的成分，分別對每個用戶進行通道估計，假設通道估計的結果為 $\mathbf{H}_m(k) = \{H_m^1(k), H_m^2(k), \dots, H_m^U(k)\}$ ，其中 $H_m^u(k)$ 代表第 u 個用戶在第 m 個符元第 k 個次載波上所估出之通道頻率響應。另一部份我們利用前一個符元通道估計的結果去重建每個用戶的領航訊號 $\mathbf{PI}_{m-1}(k)$ ，接著再扣除 $R_m(k)$ 中所有用戶領航訊號的部份，最後將剩餘的資料訊號 $Rd_m(k)$ 進行多層級的平行干擾消除多用戶資料偵測。

5.2 通道估計

上鏈傳輸中，每個用戶的訊號經過不同的通道到達基地台，接收機需要估出所有用戶的通道以提供多層級的平行干擾消除多用戶偵測進行干擾訊號重建與消除的動作。為了估計每位用戶的通道，所有用戶必須在傳送端傳送一已知的領航訊號。因為接收訊號中領航訊號部分解展頻的結果即為粗估之通道頻率響應乘上展頻碼的長度 N ，所以接收機收到訊號之後，先針對不同用戶的領航訊號解展頻，之後再進行更精確的通道估計。本節將詳細描述此一通道估計的方法。

5.2.1 解展頻

我們採用 FFT 匹配濾波器(FFT matched filter)的觀念完成解展頻的動作。以下將對如何以 FFT 匹配濾波器實現解展頻做詳細的解釋。假設 $x_1(n)$ 、 $x_2(n)$ 是兩個長度為 N 之序列， $X_1(k)$ 、 $X_2(k)$ 則為 $x_1(n)$ 與 $x_2(n)$ 的 FFT 轉換， $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 的互相關函數 $\Gamma_{x_1x_2}(\tau)$ 可表示如下：

$$\begin{aligned}\Gamma_{x_1x_2}(\tau) &= \sum_{m=0}^{N-1} x_1(m)x_2^*[(m-\tau)_N] \\ &= \text{IFFT}\{X_1(k)X_2^*(k)\}\end{aligned}\quad (5-1)$$

其中 $(g)_N$ 為 $(g) \bmod N$ 。由上式可知，兩訊號之互相關函數可由其頻域訊號相乘之後，再做一 IFFT 的轉換獲得。

若 $x_1(n)$ 與 $x_2(n)$ 為相同之 m -序列 $c(n)$ ，則 $c(n)$ 的自相關係數為：

$$\begin{aligned}\Gamma_c(\tau) &= \sum_{m=0}^{N-1} c(m)c^*[(m-\tau)_N] \\ &= \text{IFFT}\{C(k)C^*(k)\} \\ &= \begin{cases} -1 & , \tau \neq 0 \\ N & , \tau = 0 \end{cases}\end{aligned}\quad (5-2)$$

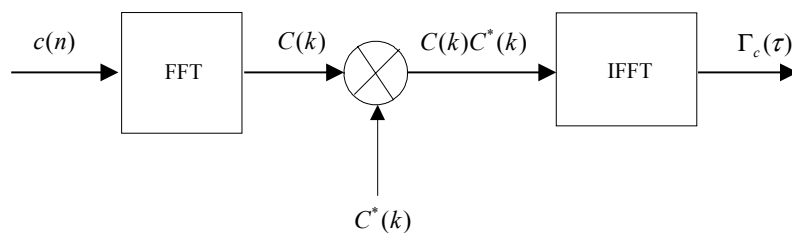


圖 5.2 以 FFT 匹配濾波器實現解展頻

展頻碼 $c(n)$ 的自相關函數亦可由頻域上之展頻碼 $C(k)$ 先相乘後再做 IFFT 轉換得之。自相關函數相當於展頻碼解展頻的結果，在系統完美同步的假設下 ($\tau = 0$)，可得到一高峰(peak)值。上圖 5.2 即為如何以 FFT 匹配濾波器實現解展頻的示意圖。

5.2.2 通道估計架構

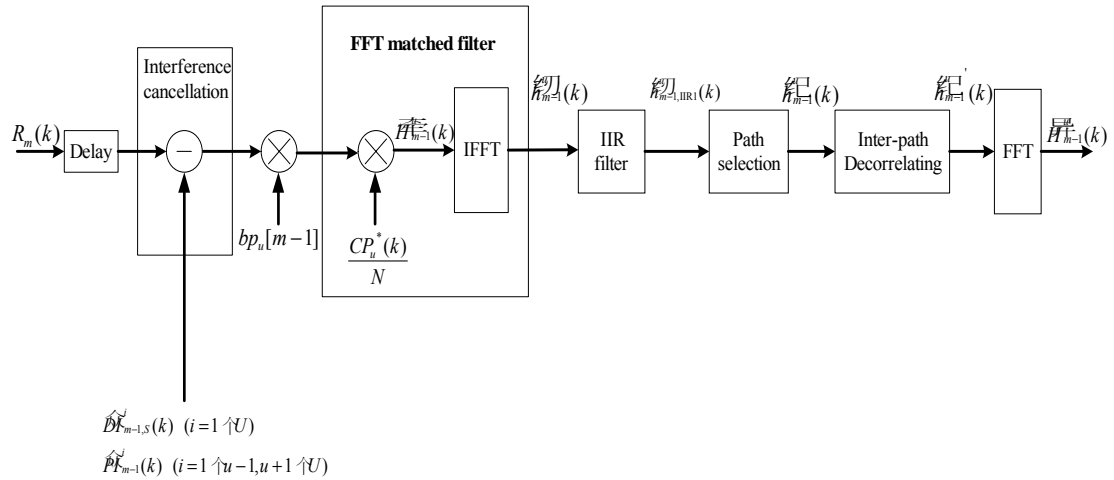


圖 5.3 通道估計架構圖(第 u 個用戶)

應用於本系統的通道估計架構如上圖 5.3 所示。首先，頻域訊號 $R_m(k)$ 經過一個符元的延遲使訊號與多用戶偵測接收機最後一級回授的訊號同步，然後消除全部用戶的資料訊號干擾和其他用戶的領航訊號干擾可得到粗略僅包含有第 u 位用戶領航訊號成分的訊號。其中全部用戶的資料訊號干擾與為來自多用戶偵測器最後一級回授的資料重建訊號。

接著把訊號通過 FFT 匹配濾波器做領航訊號的解展頻，可得到第 u 位用戶粗略估計的通道脈衝響應 $\hat{h}_{m-1}^j(k)$ ，其中 $CP_u(k)$ 代表第 u 個用戶領航訊號的頻域展頻碼，除上 N 是正為了正規化(normalize)自相關係數。我們必須估出全部用戶的通道資訊以提供多用戶偵測接收機做後續的處理。

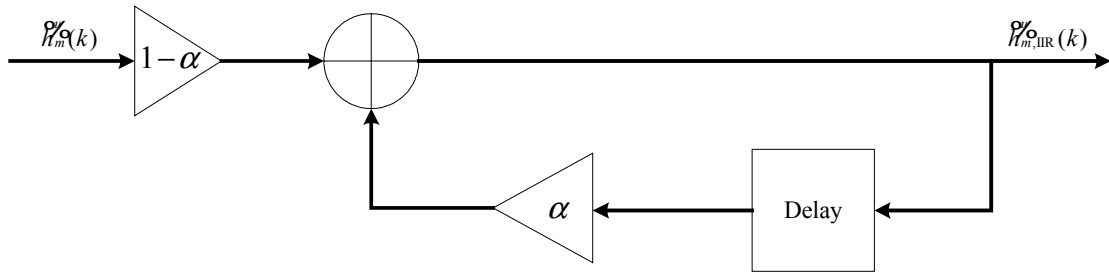


圖 5.4 一階無限脈衝響應濾波器

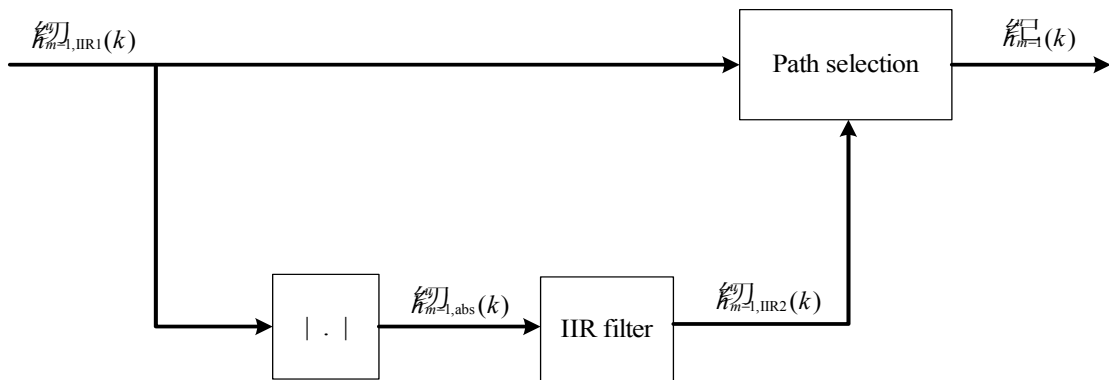


圖 5.5 通道路徑選擇架構圖

由於通道估計的準確度會受到雜訊與通道衰減等因素的影響，我們將粗估之通道脈衝響應 $H_{m-1}^o(k)$ 經過一個一階無限脈衝響應濾波器 (First order IIR filter) 與路徑選擇 (Path selection) 方塊，以得到更精確的通道估計。

圖 5.4 是一階 IIR 濾波器的架構圖，它是一個低通的濾波器，可降低每個符元中雜訊的強度。 α 是它的衰減因子，其大小的選擇和訊號雜訊比 (SNR)、通道變化快慢有關。 α 愈大，濾波器頻寬愈小，因此當雜訊大時，選用較大的 α 值平均效果較好。然而平均太長，通道響應便無法及時更新，當通道變化快 (車速快) 時，則選用較小的 α 值。一階 IIR 濾波器的數學式子可表示如下：

$$H_{m, IIR}^o(k) = \alpha \times H_{m-1, IIR}^o(k) + (1 - \alpha) \times H_m^o(k) \quad (5-3)$$

我們藉由第一個 IIR 濾波器平均的動作降低雜訊對通道估計的干擾。而路徑選擇機制中，取絕對值後的第二個 IIR 濾波器目的在於平均通道衰減對路徑振幅大小的影響，因此需要較長的平均長度，最後經由一次的路徑選擇找出通道脈衝響應的位置。

通道估計進行至此，確認了通道脈衝響應中路徑位置的部分。然而，我們在傳送端以金氏碼作為領航訊號的展頻碼，由於金氏碼的自相關特性並不完美，也就是其自相關值不全為零，相異路徑間會交互影響，因此，上述估計的通道脈衝響應 $\hat{H}_m(k)$ 大小並不準確。我們採用一個路徑解相關(Inter-path Decorrelating)機制，透過路徑相關矩陣(Path correlation matrix)的反矩陣運算，消除路徑間的交互關係，修正粗估的路徑值大小。最後估計出之通道脈衝響應 $\hat{H}_m'(k)$ 再經由 FFT 轉換得到通道頻率響應 $H_m^u(k)$ ，提供給後續的多用戶偵測器利用。

5.2.2.1 路徑選擇

本小節將介紹兩種選擇路徑位置的作法。第一個方法為先找出平均結果 $\hat{H}_{m,\text{IIR2}}^o = \{\hat{H}_{m,\text{IIR2}}^o(1), \hat{H}_{m,\text{IIR2}}^o(2), \dots, \hat{H}_{m,\text{IIR2}}^o(N)\}$ 中能量最強的路徑 $\hat{H}_{m,\text{IIR2}}^o(k)_{\max}$ ，並決定一臨界值 E_{th} ， E_{th} 為與最大能量路徑 $\hat{H}_{m,\text{IIR2}}^o(k)_{\max}$ 的能量差，又定義 Th 等於 $(\hat{H}_{m,\text{IIR2}}^o(k)_{\max} - E_{th})$ 。路徑位置選擇的準則是僅保留原估計通道脈衝響應 $\hat{H}_{m,\text{IIR1}}^o(k)$ 中能量強度大於 Th 的路徑，只留下能量與最大能量路徑的能量差小於臨界值 E_{th} 的路徑，其餘路徑位置設為零，視為雜訊和通道衰減所造成的假象。上述之數學表示式如下所示：

$$\hat{H}_m'(k) = \begin{cases} 0 & , \hat{H}_{m,\text{IIR2}}^o(k) < Th \\ \hat{H}_{m,\text{IIR1}}^o(k) & , \hat{H}_{m,\text{IIR2}}^o(k) \geq Th \end{cases} \quad (5-4)$$

第二個作法是將平均的結果依照其能量排列，根據排列結果留下 $\hat{H}_{m,\text{IIR1}}^o(k)$ 中能量前 l 強的路徑，捨棄其他路徑。考量第一個作法中找

出能量門檻 Th 的收斂速度較慢，需要很長的平均，本論文通道估計採用第二個路徑選擇方法。

5.2.2.2 路徑解相關

不完美的展頻碼特性導致不同路徑的訊號會相互影響，所以，通道估計效能受限於用戶本身領航訊號展頻碼不全為零的自相關值。假設所有用戶的展頻碼在接收機為已知，以第 m 個符元、通道脈衝響應路徑個數 P 為例，第 i 個路徑延遲為 τ_i 與第 j 個路徑延遲為 τ_j 的相關值 ρ_{ij} 為

$$\rho_{ij} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} cp_u(k) \times cp_u^* \left((k - (\tau_j - \tau_i))_N \right) \quad (5-5)$$

則路徑相關矩陣可表示為

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \rho_{11} & \rho_{12} & \text{L} & \rho_{1P} \\ \rho_{21} & \rho_{22} & \text{L} & \rho_{2P} \\ \text{M} & \text{M} & \text{O} & \\ \rho_{P1} & \rho_{P2} & & \rho_{PP} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{12} & \text{L} & \rho_{1P} \\ \rho_{21} & 1 & \text{L} & \rho_{2P} \\ \text{M} & \text{M} & \text{O} & \\ \rho_{P1} & \rho_{P2} & & 1 \end{bmatrix} \quad (5-6)$$

實際的通道脈衝響應向量 \mathbf{h} 與未經過路徑解相關的通道脈衝響應向量 \mathbf{h}' 的關係式如下所示：

$$\mathbf{h} = \mathbf{R} \times \mathbf{h}' \quad (5-7)$$

因此透過路徑相關矩陣的反矩陣運算，可消除路徑間的交互影響，得到實際的通道脈衝響應：

$$\mathbf{h}' = \mathbf{R}^{-1} \times \mathbf{h} \quad (5-8)$$

其中 $\mathbf{h} @ \left[\mathcal{F}_m^s(\tau_1) \text{ L } \mathcal{F}_m^s(\tau_P) \right]^T$ 、 $\mathbf{h}' @ \left[\mathcal{F}_m^s(\tau_1) \text{ L } \mathcal{F}_m^s(\tau_P) \right]^T$ 。此外，

當所需路徑解相關的路徑數目增加，反矩陣龐大的運算量在實作上並不可行，因此，我們僅針對路徑選擇後的路徑位置進行路徑解相關。

5.3 領航訊號干擾消除

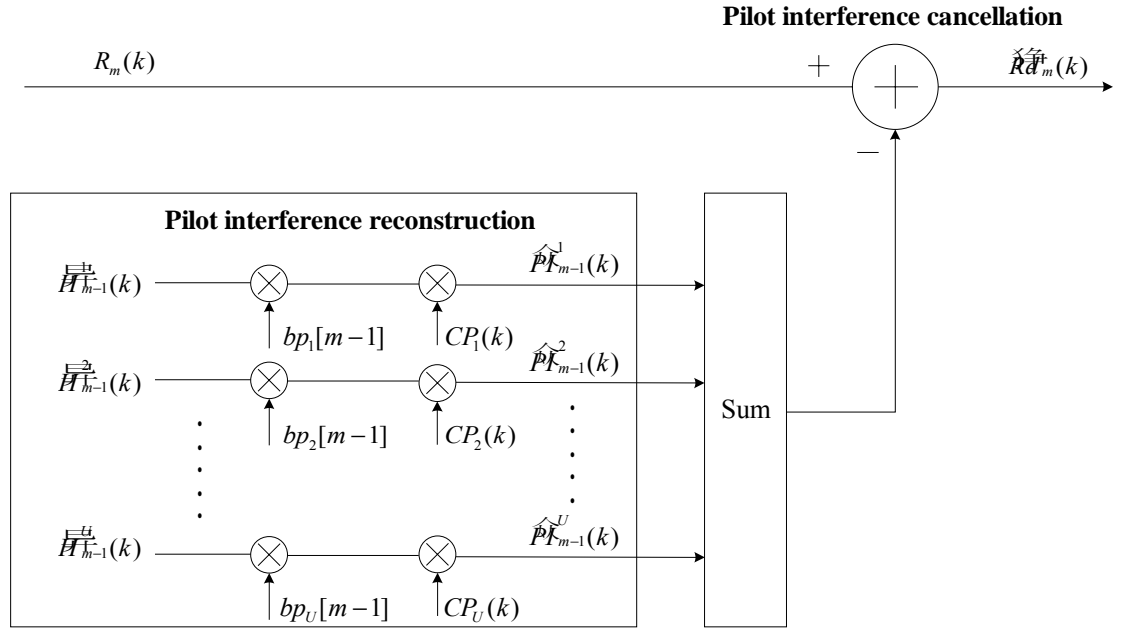


圖 5.6 領航訊號干擾重建與消除架構圖

為配合上鏈接收機多用戶偵測技術的使用，每位用戶必須傳送一已知的領航訊號供接收機通道估計之用。令領航訊號的能量等於資料訊號的能量。為了不使領航訊號干擾資料的決策，進行資料偵測之前，先消除所有用戶的領航訊號干擾(上圖 5.6)。

根據前一符元的通道估計結果與領航訊號的頻域展頻碼重建領航訊號干擾，第 u 位用戶在第 k 個次載波上重建之領航訊號 $PI_m^u(k)$ 可表示為：

$$PI_{m-1}^u(k) = H_{m-1}^u(k) \times bp_u[m-1] \times CP_u(k) \quad (5-9)$$

其中 m 是符元的時間索引符號。然後扣除 $R_m(k)$ 中所有重建領航訊號的部分，即

$$Rd_m(k) = R_m(k) - \sum_{u=1}^U PI_{m-1}^u(k) \quad (5-10)$$

所得為剩餘的資料訊號 $Rd_m(k)$ 。

5.4 應用於頻域之多用戶偵測技術

我們採用多層級的平行干擾消除多用戶偵測器。在每一級偵測器中主要包含三個動作：消除其他用戶的資料訊號干擾、資料偵測與資料重建。資料重建的目的在於模擬用戶本身資料對其他用戶造成的干擾，下一層級再根據前一層級重建的資料訊號消除 MAI。平行干擾消除每增加一層級，對個別用戶的接收機而言，其訊號與雜訊比將獲得改善，因此經過多層級的干擾消除後，能得到更精確的偵測結果。但平行干擾消除隨著級數的增加，系統容量的改善漸趨飽和，一般使用 2~3 級的處理即可。

5.4.1 第一級偵測器

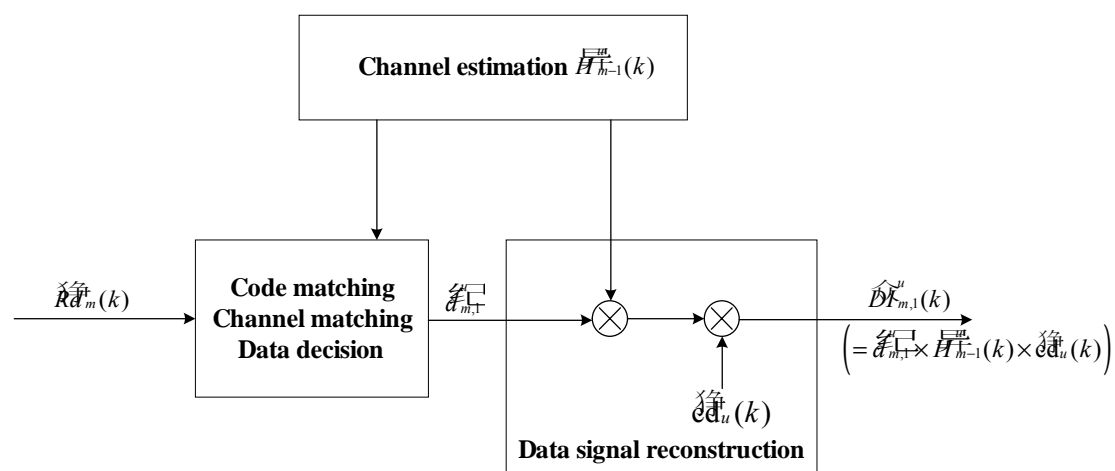


圖 5.7 平行干擾消除第一級偵測器

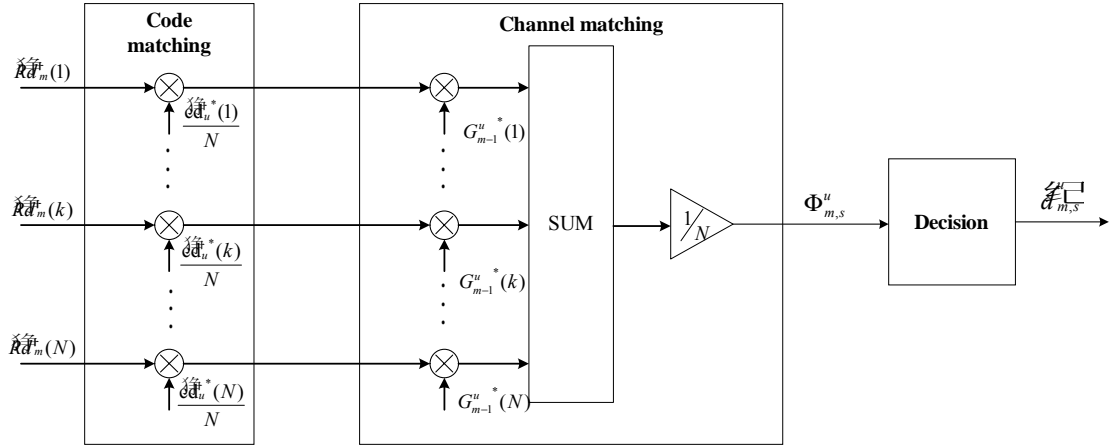


圖 5.8 第 s 級資料偵測架構圖

第一級接收機(圖 5.7)只包含資料偵測與資料重建。第一部份由扣除領航訊號後的資料訊號 $Rd_m(k)$ 對每位用戶做資料偵測，即直接針對每位用戶執行碼匹配(Code matching)與通道匹配(Channel matching)：

$$\Phi_{m,s}^u = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{RC_{m,s}^u(k)cd_u(k)G_{m-1}^{u*}(k)}{N} \quad (5-11)$$

其中 $G_{m-1}^{u*}(k)$ 為不同通道匹配方式之係數，最後進行決策得結果為 $\mathcal{S}_{m,s}^u$ ，通道匹配方式與資料決策方式將於 5.4.3 與 5.4.4 小節中做更詳細的介紹。圖 5.8 為適用於每一層級的資料偵測架構圖。

第二部分利用上一層級的決策結果 $\mathcal{S}_{m,1}^u$ 、通道估計結果 $H_{m-1}^u(k)$ 和用戶資料訊號展頻碼、攪亂碼相乘的結果 $cd_u(k)$ 去重建資料訊號，提供下一層級作為消除用戶資料訊號干擾之用。用戶 u 於第一級檢測器重建的資料訊號 $DI_{m,1}^u(k)$ 可表示為：

$$DI_{m,1}^u(k) = \mathcal{S}_{m,1}^u \times H_{m-1}^u(k) \times cd_u(k) \quad (5-12)$$

5.4.2 第 s 級偵測器

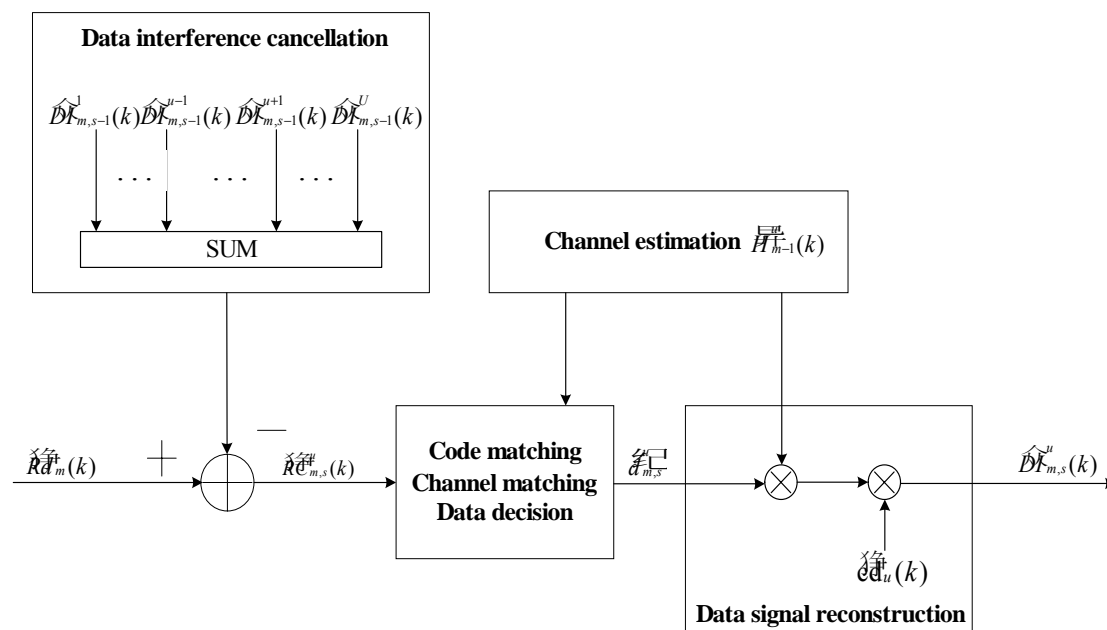


圖 5.9 平行干擾消除第 s 級偵測器

第 s 級偵測器架構如圖 5.9 所示。相較於第一級偵測器，第 s 級偵測器在資料偵測前，必須先在 $Rd_m(k)$ 中扣除前一層級重建的 MAI：

$$RC_{m,s}^u(k) = Rd_m(k) - \sum_{i \neq u} DI_{m,s-1}^i(k) \quad (5-13)$$

接著進行資料偵測與資料重建，步驟與第一級偵測器相同，在此不再詳述。

最後一層級第 S 級偵測器可得到較精確之決策結果，而其重建的資料訊號即為通道估計所需之回授訊號，用以消除資料訊號對通道估計的干擾。

5.4.3 通道匹配

通道匹配的目的在於還原通道效應對訊號所造成的破壞，以下分別介紹四種常見的通道匹配方式：

- 最大比例合併 (Maximum Ratio Combining, MRC)

$$G_m^u(k) = H_m^u(k) \quad (5-14)$$

接收機每一個分集(branch)上的接收訊號先調成同相位(co-phase)，各分集訊號再乘上與其個別訊號雜訊比成正比的加權，最後將所有分集的訊號加總。在 AWGN 通道下，最大比例合併後可獲得最大的訊號雜訊比以進行資料決策。

- 相同增益合併 (Equal Gain Combining, EGC)

$$G_m^u(k) = \frac{H_m^u(k)}{|H_m^u(k)|} \quad (5-15)$$

在某些情況下，接收機無法得知各分集上的訊號雜訊比，因此把每一個分集的加權都設為 1，各分集上之接收訊號調成同相位後，直接加總。此即所謂相同增益合併。相同增益合併作法與最大比例合併作法類似，但較為簡單。

- 強制歸零 (Zero Forcing, ZF)

$$G_m^u(k) = \frac{H_m^u(k)}{|H_m^u(k)|^2} \quad (5-16)$$

強制歸零為每一分集之接收訊號乘上通道頻率響應的倒數，將通道效應消除為零，但在衰減嚴重的某一頻率上，其通道頻率響應的倒數值很大，雜訊將被無限放大，導致雜訊加強效應，一般而言，此方式不常被使用於無線傳輸上。

- 最小均方差 (Minimum Mean Square Error, MMSE)

$$G_m^u(k) = \frac{H_m^u(k)}{\left|H_m^u(k)\right|^2 + \frac{\sigma_n^2}{\varepsilon}} \quad (5-17)$$

最小均方差通道匹配方式使得決策後資料錯誤率的均方差最小，此法在抵抗雜訊與干擾間做權衡，在消除干擾的同時也抑制雜訊加強現象，但需要額外的資訊如各別用戶的訊號雜訊比以供處理，當用戶人數增加，運算量的增加將不容小覷。

在本系統架構下，各次載波上的各展頻碼切片可視為不同的分集，我們分別將最大比例合併與相同增益合併應用於平行干擾消除多用戶偵測技術中，並討論不同通道匹配方式對系統效能所造成的影響。

5.4.4 資料決策

平行干擾消除除了最後一級的資料決策採取硬決定(Hard decision)之外，其餘各層級資料決策皆使用最小均方差(MMSE)的軟決定(Soft decision)[19]，將資料決策時的訊號干擾比一併考量，其數學式子如下：

$$\hat{d}_{m,s}^u = \tanh\left(\frac{\Phi_{m,s}^u \bar{E}_m^u}{\left[\sigma_{m,s}^u\right]^2}\right) \quad (5-18)$$

$$\bar{E}_m^u = \sum_{k=0}^{N-1} \left|H_m^u(k)\right|^2, \quad \left[\sigma_{m,s}^u\right]^2 = \left|\Phi_{m,s}^u\right|^2 - \bar{E}_m^u$$

其中 \bar{E}_m^u 代表接收訊號中不含雜訊與干擾部分的能量估計， $\left[\sigma_{m,s}^u\right]^2$ 為第 s 級偵測器中殘留雜訊與干擾總和的變異數(variance)。最後第 S 級偵測器針對合併結果 $\Phi_{m,S}^u$ 採用硬決定，最後的資料決策結果即為：

$$\hat{d}_{m,S}^u = \text{sgn}\left[\Phi_{m,S}^u\right] \quad (5-19)$$

第六章

電腦模擬

本論文所提之 MC-CDMA 上鏈基頻接收機架構主要包含通道估計方式與平行干擾消除多用戶偵測器兩部分。以下將以電腦模擬評估所設計之接收機性能，最後並針對模擬結果進行討論。

6.1 直接序列-分碼多重進接(DS-CDMA)系統之傳送機與接收機架構

我們將比較 MC-CDMA 與 DS-CDMA 兩系統在單一用戶時的接收機效能，因此以下先分別介紹 DS-CDMA 系統的傳送機與接收機架構：

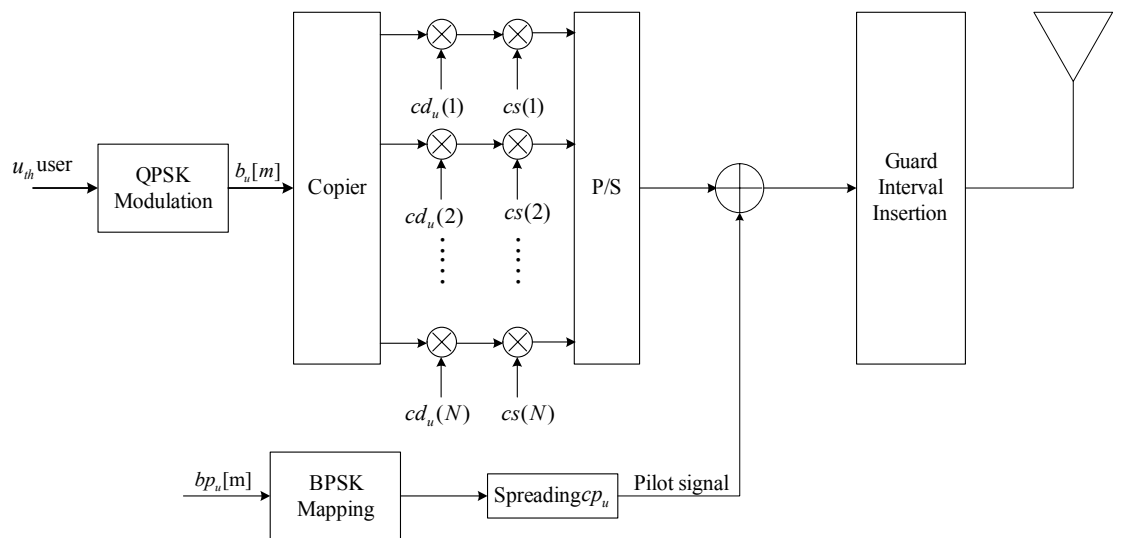


圖 6.1 DS-CDMA 上鏈傳送機架構圖 (第 u 個用戶)

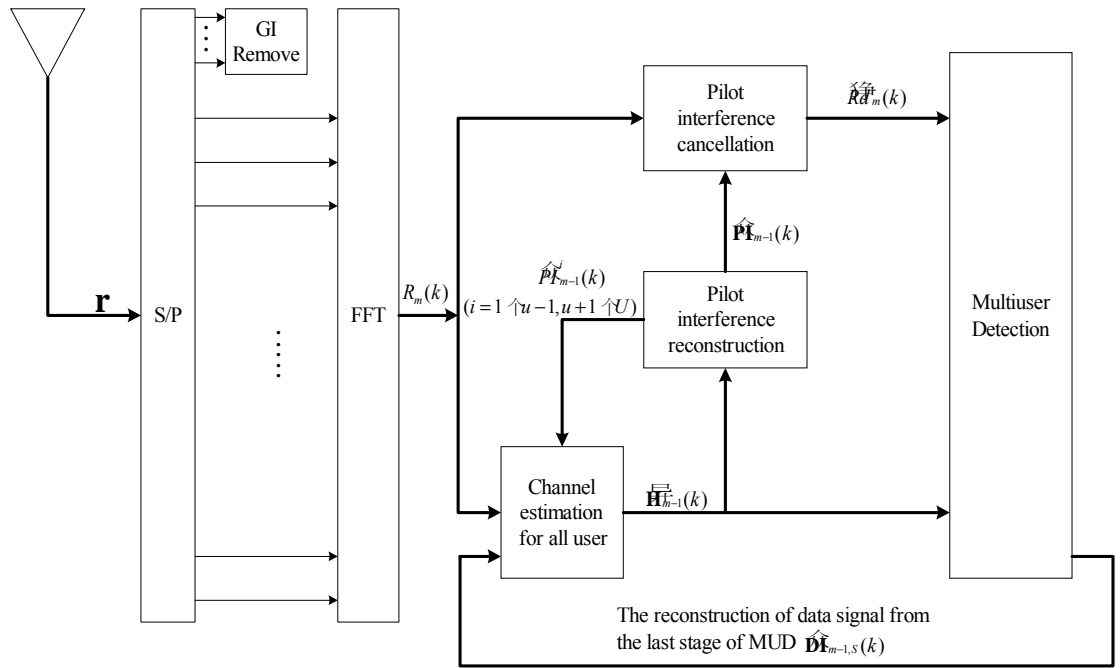


圖 6.2 DS-CDMA 上鏈接收機架構圖 (第 u 個用戶)

上圖 6.1 所示為 DS-CDMA 上鏈傳送機架構圖，傳送端各用戶的資料訊號先經過 QPSK 調變、展頻、攪亂後與用為通道估計的領航訊號相加，最後加上一段護衛間隔對抗 ISI。DS-CDMA 系統傳送機與 MC-CDMA 系統傳送機的架構差異在於前者的資料符元在時域做展頻，後者的資料符元則在頻域展頻。值得一提的是，兩系統之接收機架構完全相同[18]，其接收機皆在頻域進行後續的訊號處理動作，詳見第五章，於此不再贅述。

6.2 模擬環境

電腦模擬的通道模型為：

- 等能量之雙路徑 AWGN 通道。
- 等能量之雙路徑瑞雷衰減通道 (Rayleigh fading channel)，其衰減模型 (fading pattern) 由傑克衰變通道模型所產生。

又電腦模擬之假設條件為：

- 假設接收機已知所有用戶的展頻碼。
- 假設系統已完成載波同步與符元同步。
- 假設傳送機的功率放大器與類比數位轉換器 (Analog to digital converter) 是線性的。

系統的環境參數設定如下：

- MC-CDMA 系統

調變(modulation)	QPSK
載波頻率(carrier frequency)	2GHz
頻寬(total bandwidth)	6.4MHz
次載波個數(number of subcarriers)	512
有效符元時間(useful symbol time)	80 μs
護衛間隔(guard interval)	20 μs
整個符元時間(overall symbol time)	100 μs
資料速率(data rate)	20Kbps
展頻因數(spreading factor)	512
攪亂因數(scrambling factor)	512
車速(vehicle speed)	30 km/hr (100 km/hr)
都普勒頻率(Doppler frequency)	55.56 Hz (185.19 Hz)
路徑個數(path number)	2
最大延遲擴散(max delay spread)	15 μs

表 6.1 MC-CDMA 系統模擬參數表

- CDMA 系統

調變(modulation)	QPSK
載波頻率(carrier frequency)	2GHz
頻寬(total bandwidth)	6.4MHz
資料速率(data rate)	20Kbps
切片週期(chip duration)	0.1563 μs
護衛間隔(guard interval)	20 μs
展頻因數(spreading factor)	512
攪亂因數(scrambling factor)	512
車速(vehicle speed)	30 km/hr (100 km/hr)
都普勒頻率(Doppler frequency)	55.56 Hz (185.19 Hz)
路徑個數(path number)	2
最大延遲擴散(max delay spread)	15 μs

表 6.2 CDMA 系統模擬參數表

6.3 模擬結果與討論

以下我們分別針對等能量雙路徑 AWGN 通道與等能量雙路徑瑞雷衰減通道進行電腦模擬，內容包含 MC-CDMA 系統與 CDMA 系統單一用戶接收機效能比較、平行干擾消除多用戶偵測器效能驗證、通道匹配

方式的探討與通道估計效應評估等，圖 6.3~圖 6.11 為電腦模擬之結果。

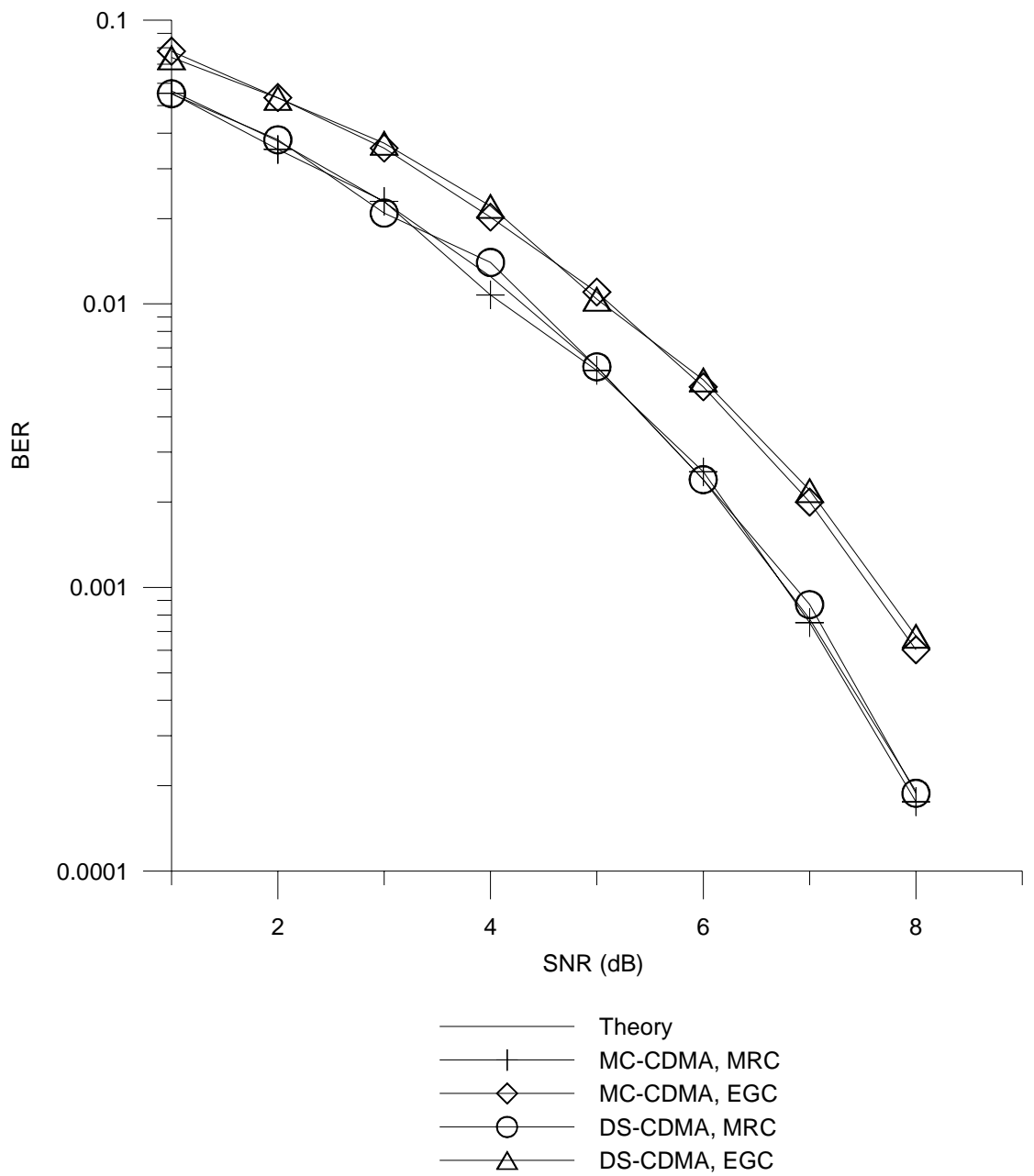


圖 6.3 理想通道估計下雙路徑 AWGN 通道之 MC-CDMA 系統與 DS-CDMA 系統單一用戶接收機效能比較

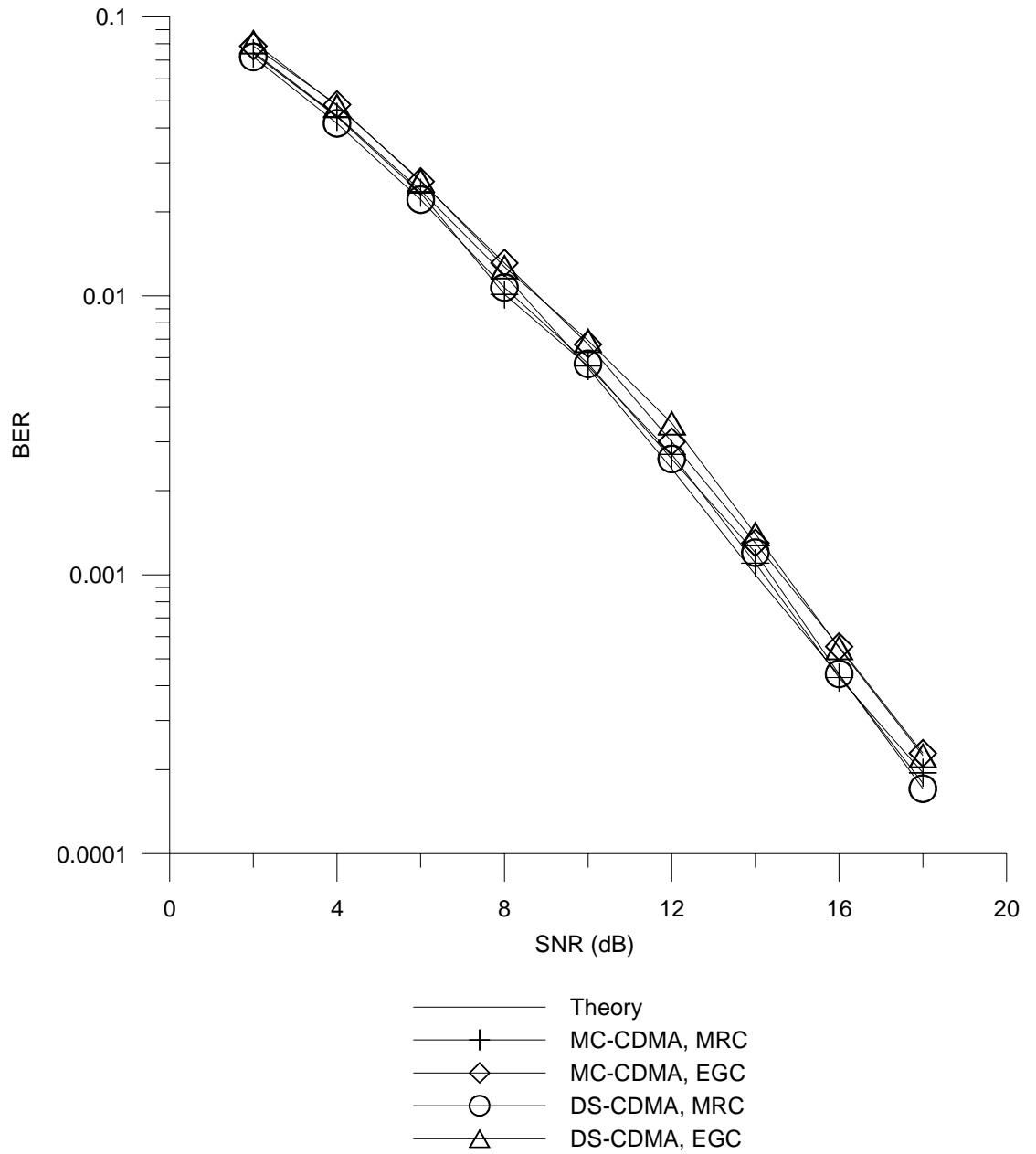


圖 6.4 理想通道估計下雙路徑衰減通道之 MC-CDMA 系統與 DS-CDMA 系統單一用戶接收機效能比較

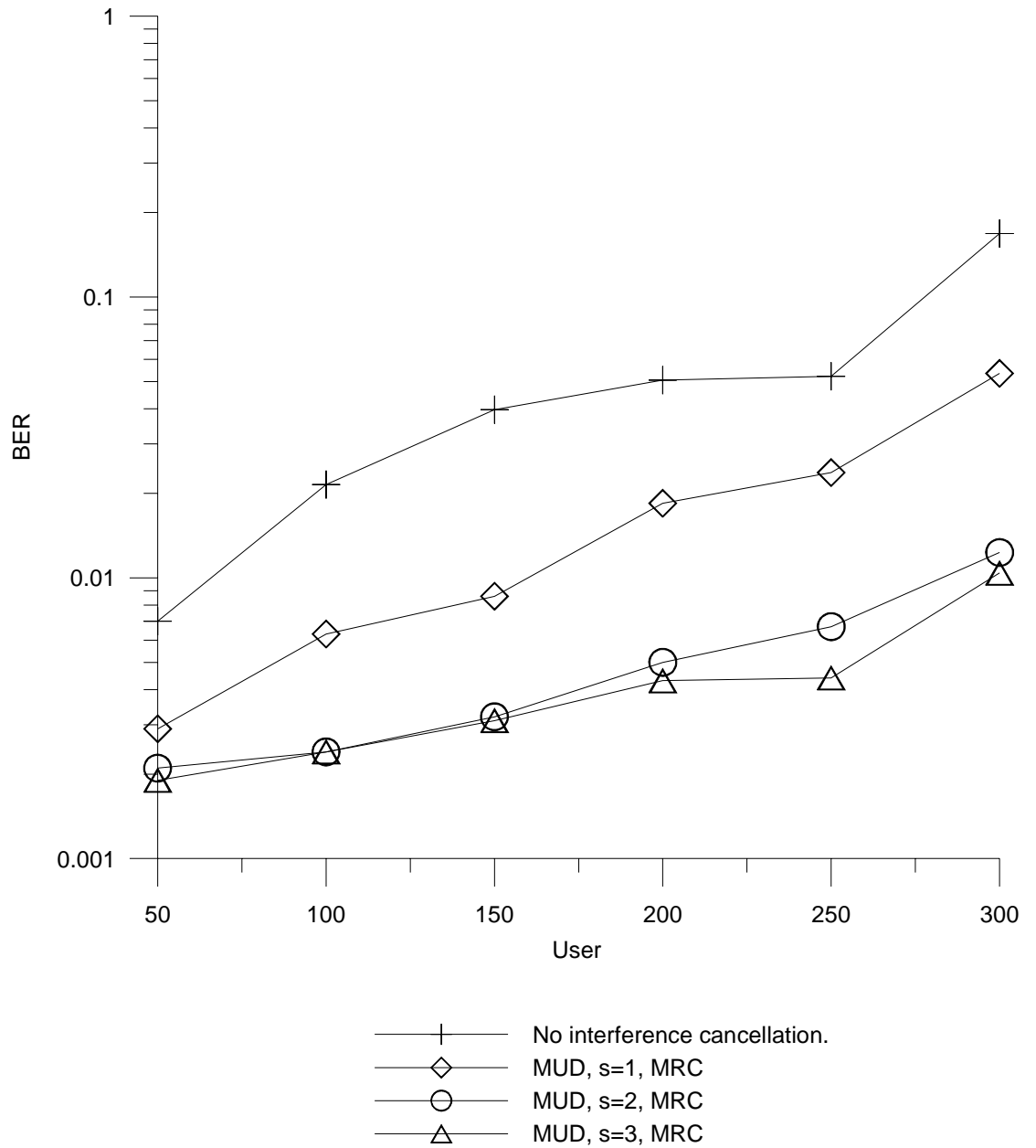


圖 6.5 MC-CDMA 理想通道估計下雙路徑 AWGN 通道之接收機

錯碼率與用戶數目關係圖 ($SNR = 6dB$)

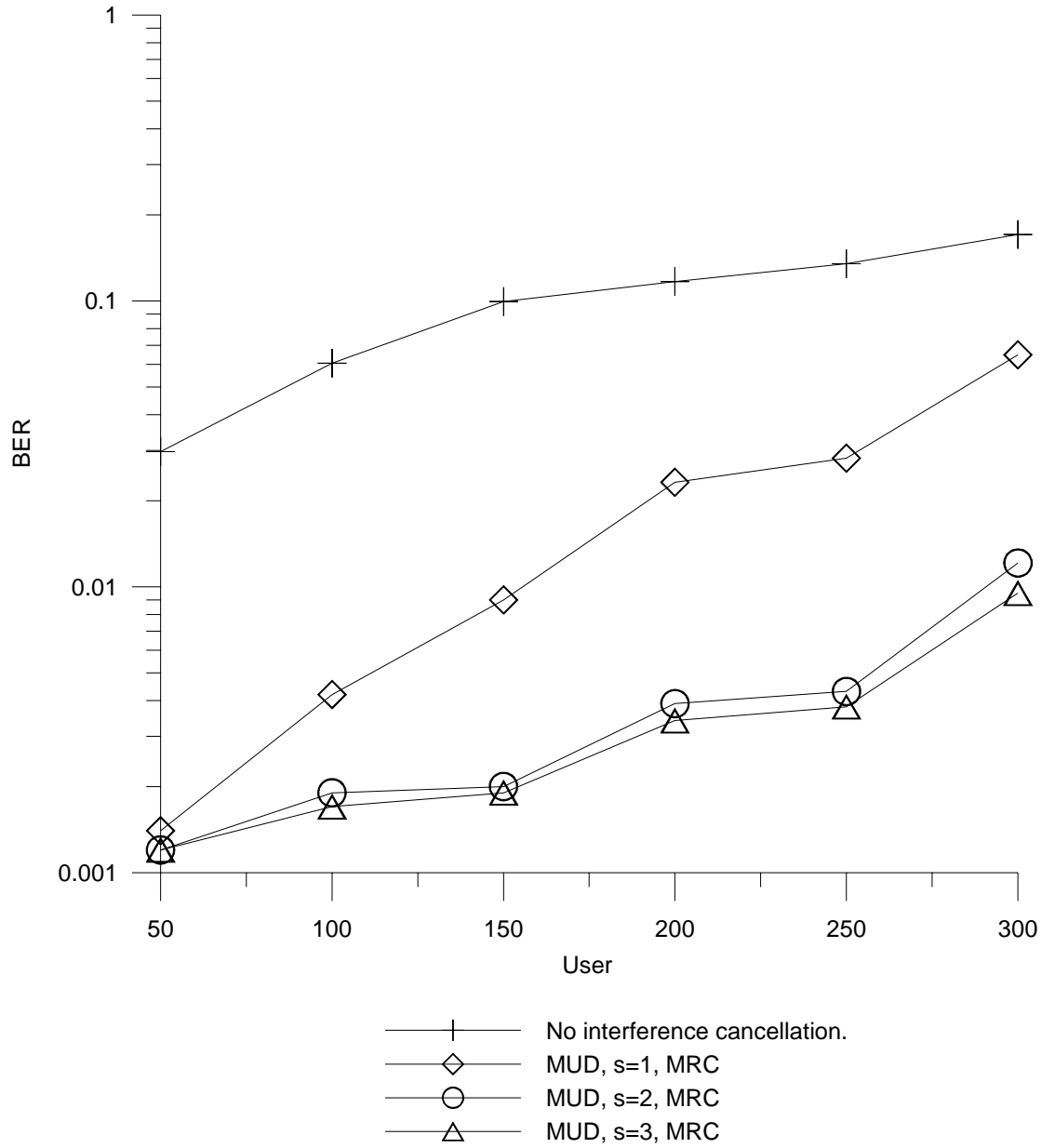


圖 6.6 MC-CDMA 理想通道估計下雙路徑衰減通道之接收機錯

碼率與用戶數目關係圖 ($SNR = 14dB$, $v = 30km/hr$)

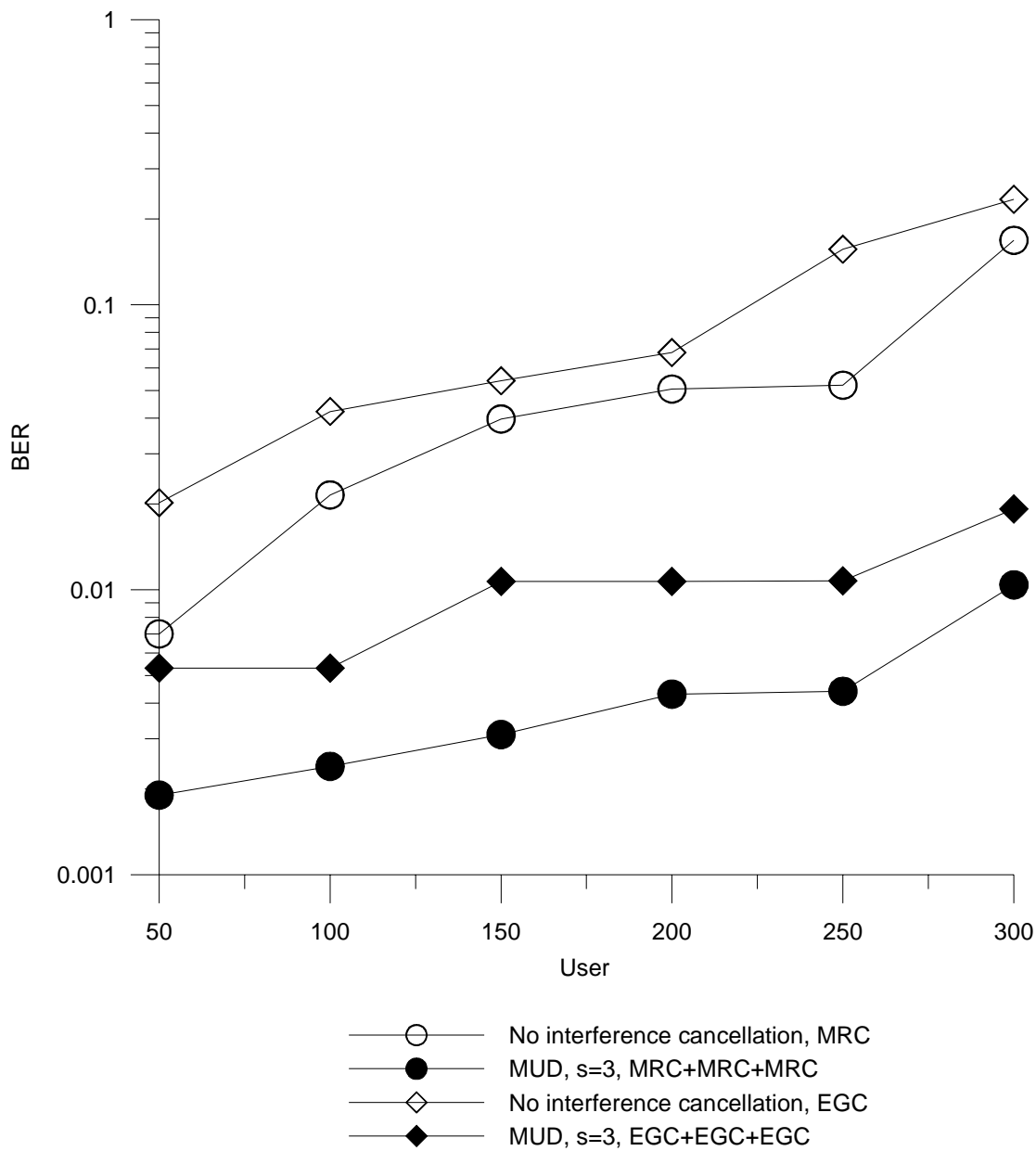


圖 6.7 MC-CDMA 理想通道估計下採用不同通道匹配方式雙路

徑 AWGN 通道之接收機效能比較 ($SNR = 6dB$)

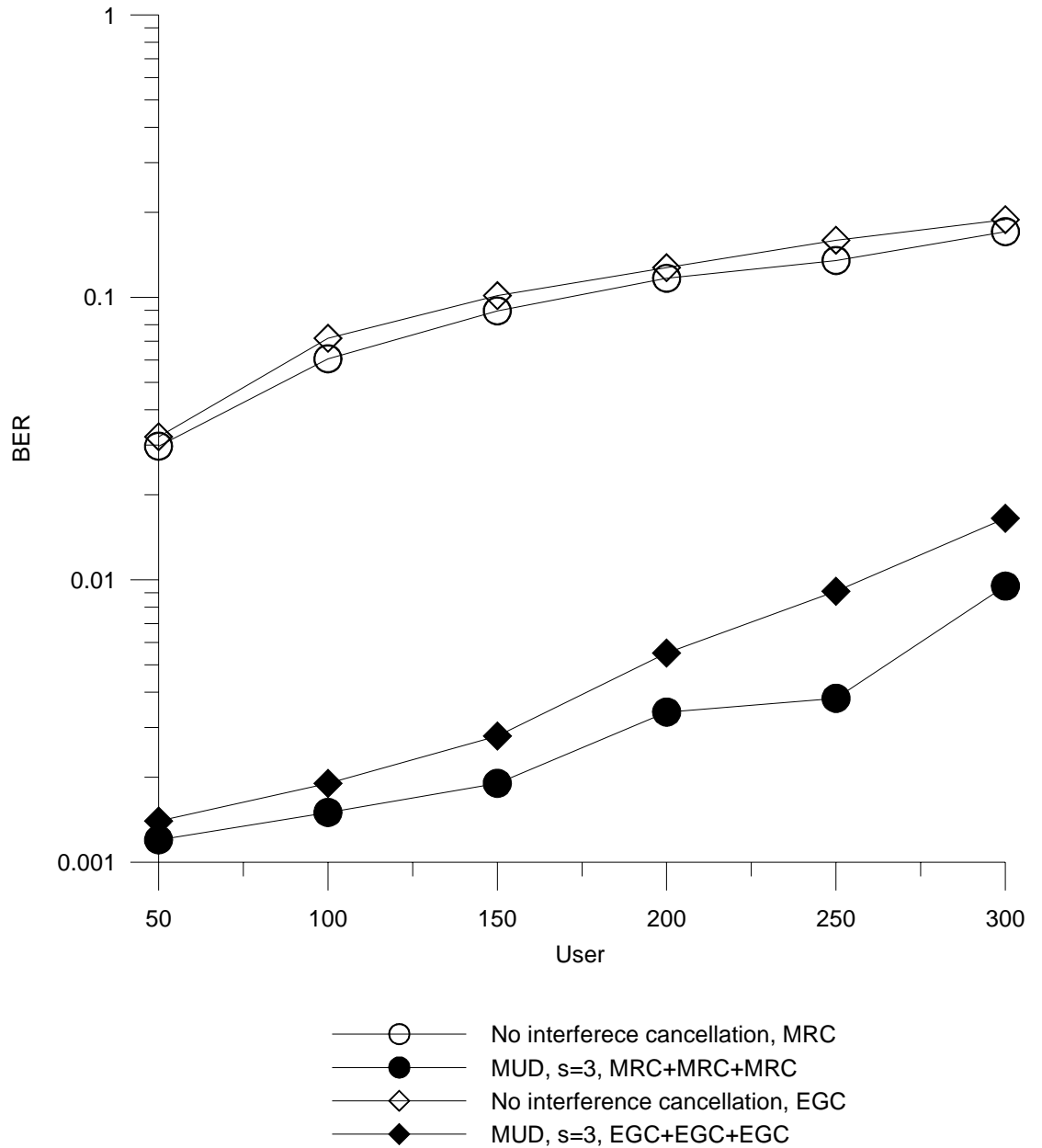


圖 6.8 MC-CDMA 理想通道估計下採用不同通道匹配方式雙

路徑衰減通道之接收機效能比較 ($SNR = 14dB$)

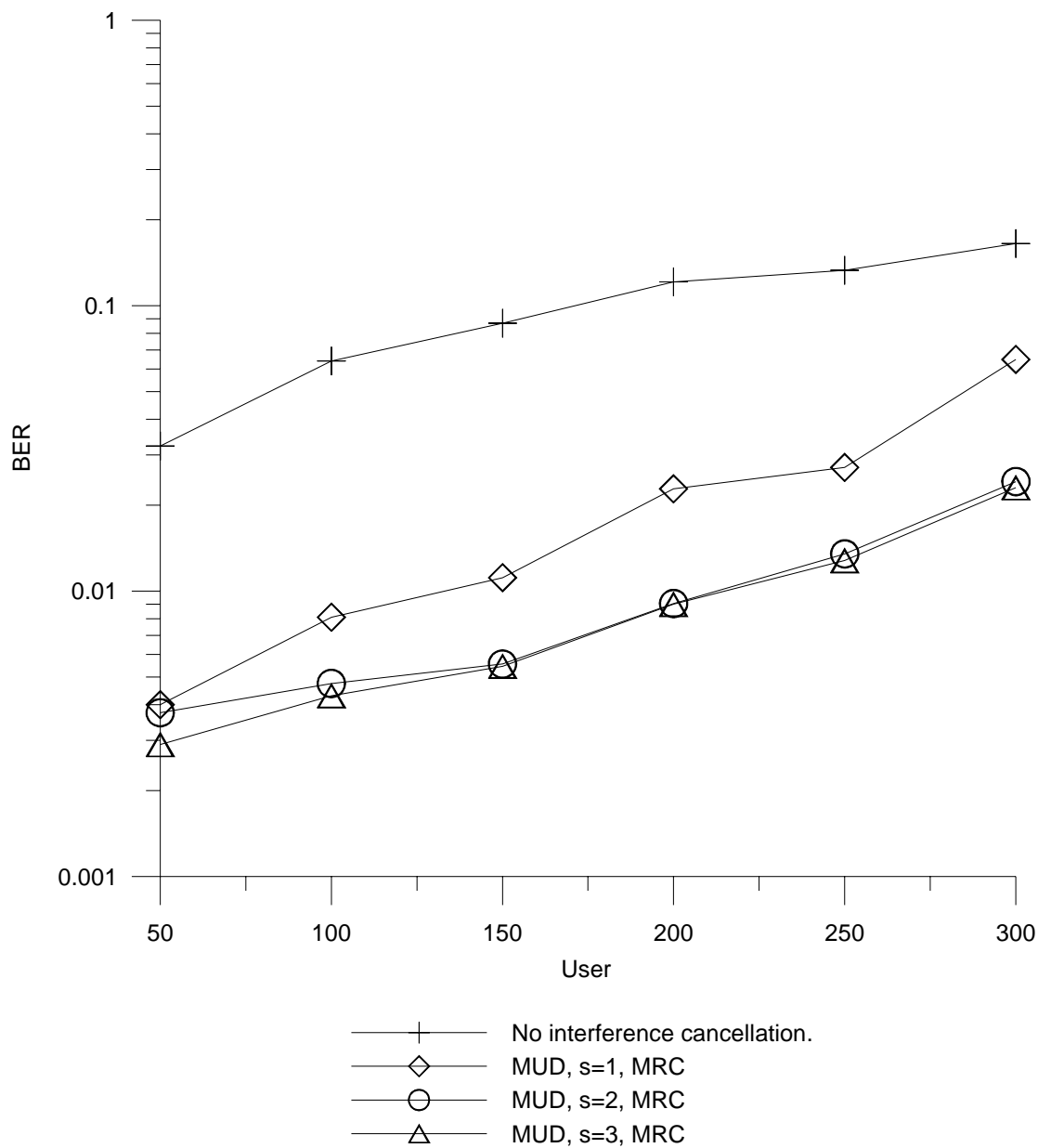


圖 6.9 MC-CDMA 通道估計下雙路徑 AWGN 通道之接收機錯誤碼率與用戶數目關係圖 ($SNR = 6dB$, $\alpha_1 = 0.95$, $\alpha_2 = 0.999$)

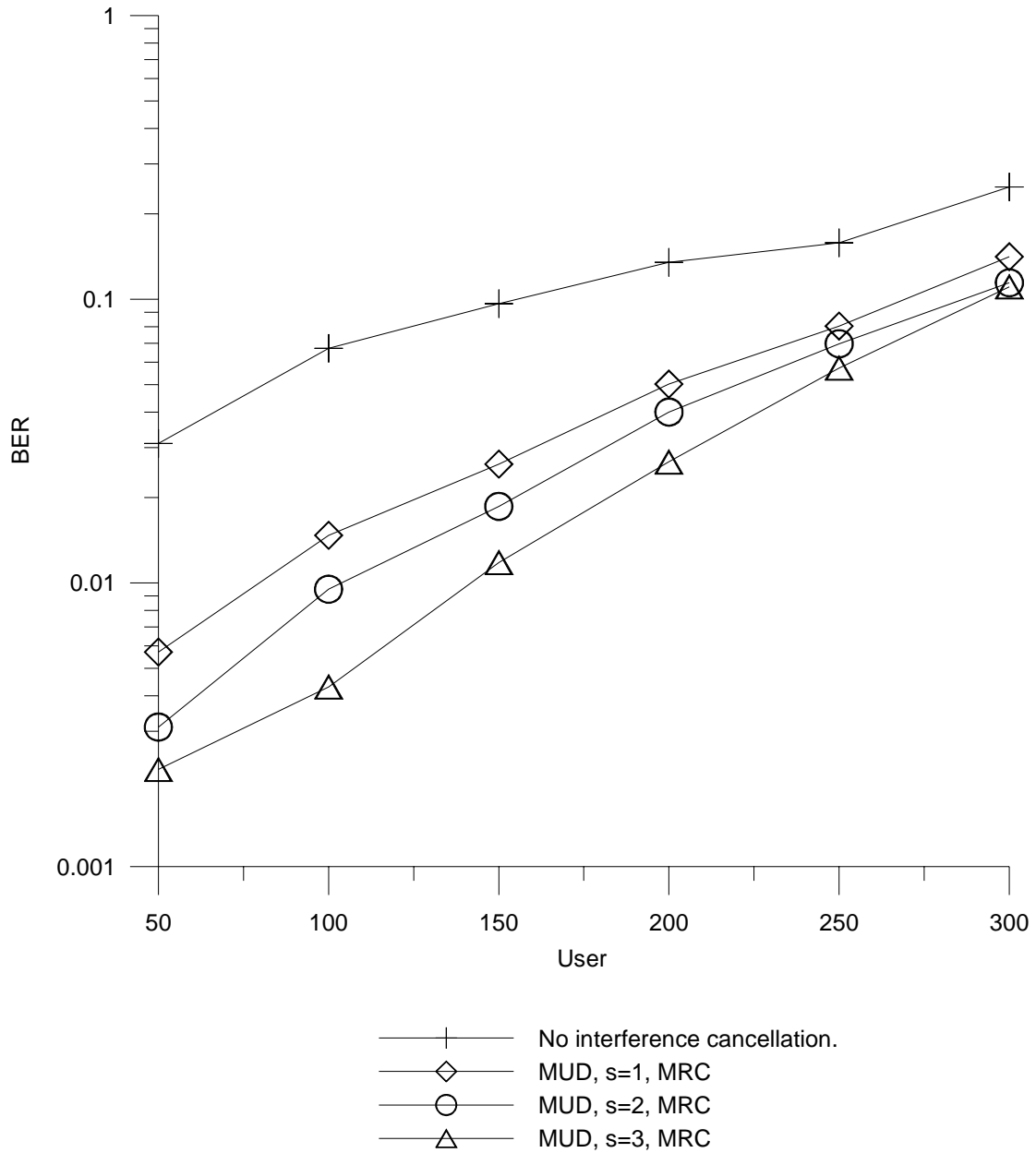


圖 6.10 MC-CDMA 通道估計下雙路徑衰減通道之接收機錯碼率與用戶數目關係圖
 ($SNR = 14dB$, $v = 30km/hr$, $\alpha_1 = 0.75$, $\alpha_2 = 0.999$)

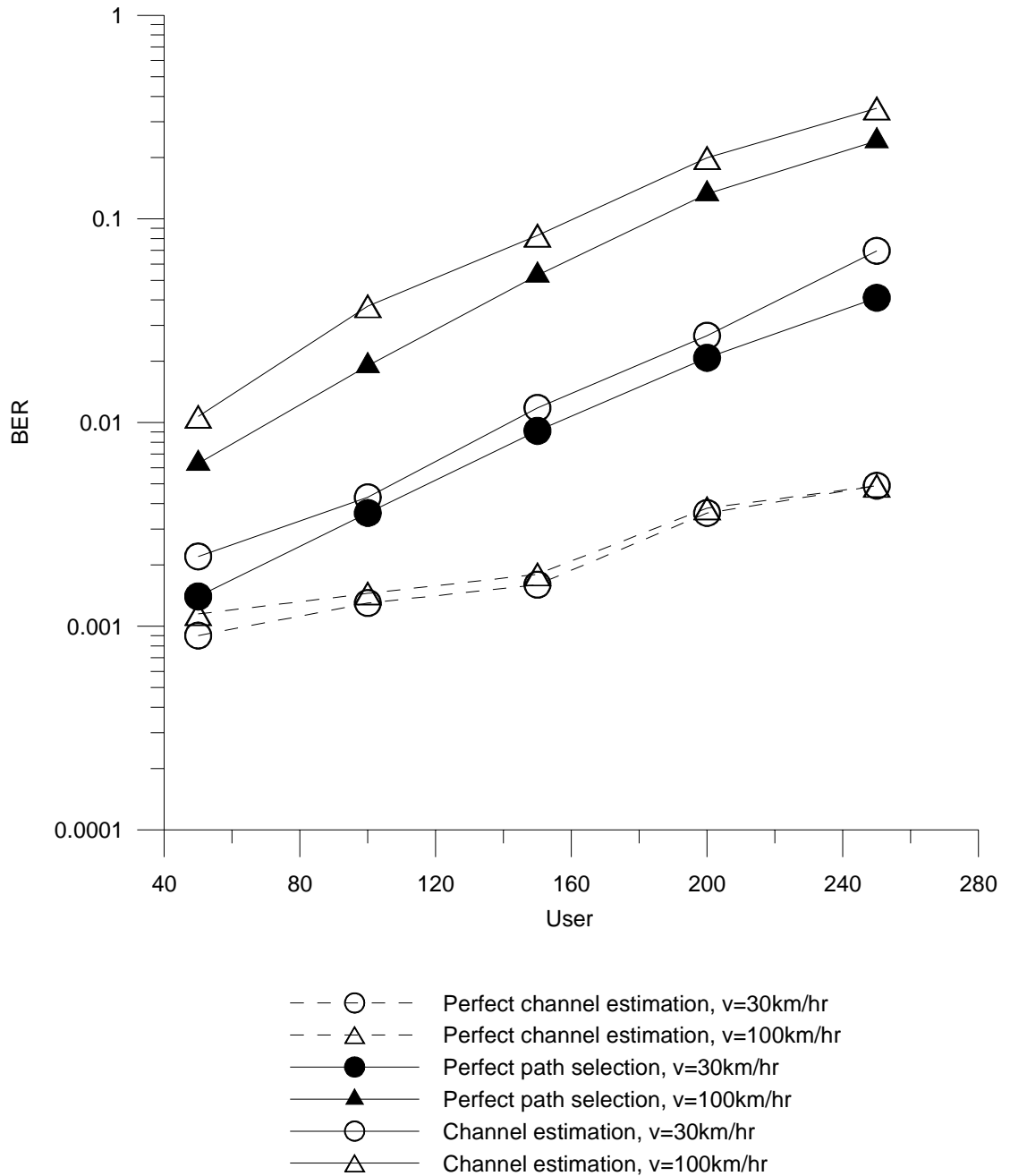


圖 6.11 MC-CDMA 雙路徑衰減通道下接收機錯碼率與用戶
數目關係圖

($SNR = 14dB, s = 3$)

通道估計 $\left(\begin{array}{l} v = 30km/hr, \alpha_1 = 0.75, \alpha_2 = 0.999 \\ v = 100km/hr, \alpha_1 = 0.4, \alpha_2 = 0.999 \end{array} \right)$

在傳輸頻寬與資料速率一致的基準點上，我們比較 MC-CDMA 與 DS-CDMA 兩系統單一用戶的接收機效能，兩系統的接收機架構完全相同，此外，假設理想通道估計。圖 6.3 與圖 6.4 顯示在雙路徑 AWGN 通道或雙路徑衰減通道下，採用相同的通道匹配方式，兩系統效能相差無幾。接著比較不同通道匹配方式的影響，MRC 通道匹配方式不管在雙路徑 AWGN 通道或雙路徑衰減通道下，系統效能皆十分貼近理論值，在雙路徑 AWGN 通道下，其表現優於 EGC 通道匹配方式，但在雙路徑衰減通道下，分別使用 MRC 與 EGC 兩種通道匹配方式，兩者的系統效能差異不大。MC-CDMA 系統可視為一展頻碼為頻域展頻碼之 DS-CDMA 系統，在傳輸頻寬、SNR、展頻碼特性相同的條件下，兩系統效能沒有太大的差異。

第二部分進行多用戶偵測技術效能之驗證，我們將平行干擾消除多用戶偵測技術應用在每個次載波上，亦假設理想的通道估計。圖 6.5 與圖 6.6 為在不同的通道環境下接收機錯碼率與用戶數目關係圖。在不做任何干擾消除時，隨著用戶人數的增加，用戶彼此間訊號干擾非常嚴重，因此，接收機效能劇降。當 $s = 1$ 時，加入了領航訊號干擾消除的機制，目的在於消除領航訊號對資料訊號的影響，此時的系統容量有顯著的提升。之後採用多層級的平行干擾消除進一步消除用戶間資料訊號互相干擾的部分，在 $s = 2$ 時，其效果顯而易見，但隨著層級數的增加，系統容量的提升漸趨緩和，接收機效能仍隨著用戶數目的增加而降低，此歸因於無法完全消除的 MAI，因此，一般使用

2~3 級的平行干擾消除即可。

同樣假設理想的通道估計，我們在多層級平行干擾消除中嘗試不同的通道匹配方式：MRC 或 EGC。模擬結果如圖 6.7 與圖 6.8 所示，相較於未進行任何干擾消除動作，平行干擾消除進行至 $s = 3$ 時，兩通道匹配方式之系統容量皆獲得相當程度的改善。但 MRC 在雙路徑 AWGN 通道下呈現了較佳的系統效能，兩者差異在雙路徑衰減通道下有變小的趨勢。

最後，加入通道估計機制，每一個用戶的領航訊號使用金氏碼展頻，利用金氏碼的自相關特性在接收端針對每位用戶進行解展頻可估出個別用戶的通道脈衝響應，但通道的估計值包含了雜訊、通道衰減等因素造成的誤差，因此，之後再使用兩個 IIR 濾波器提高通道估計之準確度。IIR 濾波器的衰減因子 α 值大小和濾波器頻寬及平均長度相關，我們必須根據不同的使用目的，找出合適的 α 值，以下我們就電腦模擬中兩個 IIR 濾波器的衰減因子 α_1 、 α_2 的選定做一解釋。

第一個 IIR 濾波器為平均雜訊之用，濾波器的平均長度應設計在通道產生變化的時間範圍之內，又車子行進的速度代表通道變化的快慢，一般而言，在行進距離為 0.5λ (λ ：波長) 的範圍內假設通道大小不變，通道的相位變化在行進距離為 0.02λ 的範圍內假設可忽略，綜合以上所述，我們假設車子行進距離小於 0.02λ 時，其通道(包含大小與相位)沒有變化。因此，IIR 濾波器的時間常數 τ (Time constant) 必須限制在行進距離 0.02λ 所經之行進時間內，根據上述之原則推導車速與 IIR 濾波器衰減因子 α_1 的關係式如下：

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

$$\begin{cases} \text{criterion: } \tau_1 \leq \frac{0.02\lambda}{v} \\ \alpha_1^n = e^{-1} \Rightarrow \alpha_1 = e^{-\frac{1}{\tau_1}} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \alpha_1 \leq e^{-\frac{v}{0.02\lambda}}$$

(6-1)

其中

$c(m/s)$: 光速($=3 \times 10^8 m/s$)

$f(Hz)$: 載波頻率

$\lambda(m)$: 波長

$v(m/s)$: 車速

$\tau_1(s)$: 第一個 IIR 濾波器的時間常數

在車速 $v=30km/hr$ 、 $100km/hr$ 時分別計算 α_1 的大小，得 $\alpha_1(30km/hr)=0.75$ 、 $\alpha_1(100km/hr)=0.4$ 。

考量第二個 IIR 濾波器的目的在平均通道衰減的影響，需要較長的平均長度，因此選定 α_2 為 0.999。

圖 6.9、圖 6.10 與圖 6.11 為經過通道估計後的模擬結果。圖 6.9 和圖 6.10 分別是在雙路徑 AWGN 通道與雙路徑衰減通道(車速 $v=30km/hr$) 下接收機錯碼率與用戶數目關係圖。如圖所示，可得到與圖 6.5、圖 6.6 相同的結論。但其接收機效能下降，歸咎於不正確的通道估計結果，由於平行干擾消除多用戶偵測器需要精確通道估計

資訊的配合，一旦通道估計不甚準確，重建的訊號有誤，扣除錯誤之重建干擾訊號除了造成之後各層級無法有效消除來自其他用戶的干擾訊號與領航訊號外，亦對本身訊號造成不可回復的破壞，如此惡性循環之下，系統容量的提升有限。

圖 6.11 探討接收機移動速度之影響與通道估計效應。都普勒頻率偏移和接收機的移動速度成正比，和通道的同調時間(Coherence time)成反比，即接收機移動速度愈快，通道變化愈快。模擬的結果顯示，假設完美通道估計時，平行干擾消除多用戶偵測器能有效地消除 MAI 的部分，提升系統容量。加入通道估計之後，通道估計誤差導致無法確實重建干擾訊號的部分，因此平行干擾消除多用戶偵測技術對系統效能的改善較小，尤以在雙路徑衰減通道下，接收機在高速的移動速度($v = 100\text{km/hr}$)時，系統容量大幅降低的情況更為嚴重。我們若假設理想的路徑選擇，意即將路徑的位置設為已知，此時，接收機性能只有些微的改善，因此推論造成通道估計誤差的可能原因在於通道估計結果無法及時反應通道衰減變化。

第七章

結論

本文對各類多用戶偵測技術做了概要性的介紹，其中最佳化作法以及次佳化作法中的線性多用戶偵測器皆面臨運算量太大的困難，連續干擾消除多用戶偵測器處理時間延遲會隨著用戶數目增加而漸至不可忽略，因此在本文所提之 MC-CDMA 上鏈接收機架構下，我們採用平行干擾消除多用戶偵測技術。在通道估計方面，我們傳送時域之領航訊號去估計每位用戶的通道，增加了傳輸頻寬的使用率。

根據電腦模擬的結果，我們做出以下的結論：

- MC-CDMA 系統與 CDMA 系統兩者接收機架構相同，此時，兩系統單一用戶的接收機效能差異不大，此乃 MC-CDMA 系統可視為一展頻碼為頻域展頻碼之 DS-SS-SS-SS 系統，假設傳輸頻寬、SNR、展頻碼特性在相同的比較點上，兩系統接收機的理论錯碼率應一致。
- 通道匹配方式對多用戶偵測器效能的影響為 MRC 通道匹配方式優於 EGC 通道匹配方式，其差異在 AWGN 通道下較顯著，在衰減通道下兩者差異變小。
- 在理想通道估計假設下，平行干擾消除用戶偵測器有效消除來自其他用戶的干擾訊號，對系統容量的提升助益甚大。但與實際通

道估計結果相較，由於此方式對通道估計的精確度要求相當嚴格，後者仍有相當大的改善空間。又隨著層級數的增加，接收機效能改善的情況漸趨緩和，一般使用 2~3 級的處理即可。

通道估計的正確與否主宰了接收機效能的好壞，未來工作可針對領航訊號的自相關特性加以改善，並加入適當的適應性訊號處理相關演算法以提高通道估計的準確度。

參考文獻

- [1] S. B. Weinstein, Paul M. Ebert, *Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform*, IEEE Transactions on Communications, Volume: 19, Issue: 5, page(s): 628-634, Oct. 1971.
- [2] Richard van Nee, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, 2000.
- [3] I. Koffman and V. Roman, *Broadband Wireless Access Solutions Based on OFDM Access in IEEE 802.16*, IEEE Communication Magazine, Volume: 40, Issue: 4, page(s): 96-103, Apr. 2002.
- [4] Hermann Rohling and Rainer Grünheid, *Performance Comparison of Different Multiple Access Schemes for the Downlink of an OFDM Communication System*, Vehicular Technology Conference, Volume: 3, page(s): 1365-1369, May 1997.
- [5] S. Hara and P. Prasad, *Overviews of Multicarrier CDMA*, IEEE Communication Magazine, Volume: 35, Issue: 12, page(s): 126-133, Dec. 1997.
- [6] A. C. McCormick and E. A. Al-Susa, *Multicarrier CDMA for Future Generation Mobile Communication*, Electronics & Communication Engineering Journal, Volume: 14, Issue: 2, page(s): 52-60, Apr. 2002.
- [7] D. Koulakiotis and A.H. Aghvami, *Data Detection Techniques for DS/CDMA Mobile Systems: A Review*, IEEE Personal Communications, Volume: 7, Issue: 3, page(s): 24-34, Jun. 2000.
- [8] Duel Hallen and Jack Holtzman, *Multiuser Detection for CDMA Systems*, IEEE Personal Communications, Volume: 47, Issue: 4, page(s): 1352-1367, May 2001.

- [9] S. Verdú, *Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple-Access Channels*, IEEE Trans. Info. Theory, Volume. IT-32., page(s): 85-96, Jan. 1986.
- [10] S. Verdú, *Multiuser Detection*, Cambridge, UK: Cambridge University Press, 1998.
- [11] M. K. Varanasi and B. Aazhang, *Multistage Detection in Asynchronous Code-Division Multiple-Access Communications*, IEEE Trans. Communication, Volume: 38, Issue: 2, page(s): 522-526, Apr. 1990.
- [12] D. Divsalar, M. K. Simon, and D. Raphaeli, *Improved Parallel Interference Cancellation for CDMA*, IEEE Trans. Communications, Volume: 46, Issue: 2, page(s): 258-268, Feb. 1998.
- [13] Andrew J. Viterbi, *CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication*, Addison Wesley, 1995.
- [14] Therodore S. Rappaport, *Wireless Communications Principles and Practice*, Prentice Hall PTR, 1996.
- [15] J. G. Proakis, *Digital Communications*, New York: McGraw-Hill, 1989.
- [16] Simon Haykin, *Communication System*, 4th ed. John Wiley & Sons, 2001.
- [17] Chun-Ming Cho, *A Study on the Integration of a 2D RAKE Receiver with a Multiuser Detector in Wideband CDMA Systems*, NCTU Master Thesis, 2001.
- [18] Mei-Ling Wang, *A Study on Downlink Receiver Design for OFDM/CDMA-based Mobile Communication System*, NCTU Master Thesis, 2001.
- [19] R. Wichman and A. Hottinen, *Soft Multiuser Detection for Downlink CDMA Communication in Multipath Fading Channel*, Vehicular Technology Conference, Volume: 3, page(s): 1839-1843, May, 1998.

目錄 (Part 2: 垂直正交分頻分碼多工調變系統之訊號同步子系統)

目錄.....	67
圖目錄.....	69
表目錄.....	71
第一章.....	72
簡介.....	72
1.1 垂直正交分頻分碼多工調變(OFDM-CDMA)系統.....	72
1.2 關於本論文.....	72
第二章.....	74
CDMA(DSSS)訊號同步的演算法.....	74
2.1 整數部分頻率漂移估計(Integral frequency offset estimation).....	77
2.1.1 小數部分頻率漂移正負判斷(決定方向旗標).....	83
2.2 小數部分頻率漂移估計(Fractional frequency offset estimation).....	86
2.2.1 整數及小數部分頻率漂移估計錯誤修正.....	87
2.3 符元時序估計.....	89
第三章.....	91
OFDM 訊號同步的演算法.....	91
3.1 符元時序估計.....	93
3.2 小數部分的頻率漂移估計.....	105
3.3 整數部分的頻率漂移估計(DAB 數位音訊廣播中求法).....	106
第四章.....	108
Downlink OFDM-CDMA 訊號同步的演算法.....	108
4.1 傳送端架構.....	108
4.1.1 下鏈傳輸環境.....	110
4.2 以領航訊號來達成 Downlink OFDM-CDMA 的同步.....	111
4.2.1 整數部分頻率漂移估計.....	111
4.2.2 小數部分頻率漂移估計.....	116
4.2.3 符元時序估計.....	118
4.3 以護衛間隔來達成 Downlink OFDM-CDMA 的同步.....	120
4.3.1 符元時序估計.....	120
4.3.2 小數部分的頻率漂移估計.....	121
4.3.3 整數部分的頻率漂移估計.....	121
4.4 電腦模擬(Downlink OFDM-CDMA).....	122
4.4.1 模擬環境.....	122
4.4.2 模擬結果與分析.....	124

第五章.....	129
Uplink OFDM-CDMA 訊號同步的演算法.....	129
5.1 傳送端架構.....	129
5.1.1 上鏈傳輸環境.....	131
5.2 以領航訊號來達成 Uplink OFDM-CDMA 的同步.....	132
5.2.1 整數部分頻率漂移估計.....	133
5.2.2 小數部分頻率漂移估計.....	134
5.2.3 符元時序估計.....	135
5.3 以護衛間隔來達成 Uplink OFDM-CDMA 的同步.....	136
5.3.1 符元時序估計.....	137
5.4 電腦模擬 (Uplink OFDM-CDMA).....	139
5.4.1 模擬環境.....	139
5.4.2 模擬結果與分析.....	141
第六章.....	146
結論.....	146
參考書目.....	147

圖目錄

圖 2.1 展頻碼格式.....	75
圖 2.2 訊號經多重路徑通道後取樣.....	76
圖 2.3 快速傅利葉匹配濾波器架構圖.....	77
圖 2.4 在有頻率漂移下，匹配濾波器的輸出.....	81
圖 2.5 衰減因子量值 $ W $ 與 q 的關係圖.....	81
圖 2.6 整數頻率漂移估計、粗略符元時序估計及決定方向旗標的架構圖.....	82
圖 2.7 方向旗標 $\text{sign}(\delta)$ 的判斷.....	84
圖 2.8 門檻 1、門檻 2 示意圖.....	85
圖 2.9 小數頻率漂移估計架構圖.....	86
圖 2.10 整數及小數部分頻率漂移估計錯誤修正.....	88
圖 2.11 三條路徑與領航展頻碼匹配後之通道響應圖.....	89
圖 2.12 符元時序估計架構圖.....	90
圖 2.13 $D[j]$ 計算方法示意圖.....	90
圖 3.1 OFDM 訊號含護衛間隔.....	91
圖 3.2 訊號經多重路徑通道後取樣與 ISI free region.....	92
圖 3.3 訊號延遲相乘圖.....	95
圖 3.4 (a) $c(n)$ 的相位圖 (b)移動平均長度 N_g (c)移動平均長度 $N_g/2$ (d)符元-符元平均.....	95
圖 3.5 $\arg\{c(n)\}$ 在完美通道下，有無頻率漂移的情形.....	96
圖 3.6 兩條路徑下， $c(n)$ 的情形.....	98
圖 3.7 符元時序圖.....	98
圖 3.8 符元時序估計架構圖.....	98
圖 3.9 符元-符元平均 $L=3$ 的情形.....	99
圖 3.10 分別為在完美通道及二個路徑衰減通道中模擬結果，為 $c(n)$ 經過平均取量值後與時間的關係圖。.....	100
圖 3.11 符元時序估計架構圖(修正後).....	101
圖 3.12 符元時序估計各部分輸出相位圖.....	102
圖 3.13 分別為在完美通道及二個路徑衰減通道中模擬結果.....	103
圖 3.14 頻率漂移的影響.....	105
圖 3.16 符元-符元平均後的量值與相位圖.....	106
圖 3.17 整數部分頻率漂移估計架構圖.....	107
圖 4.1: OFDM-CDMA 的下鏈傳送端.....	108
圖 4.2:資料訊號展頻碼與攪亂碼.....	109
圖 4.3: 下鏈傳輸模型.....	110
圖 4.4 訊號取樣及匹配示意圖.....	112
圖 4.5 前後兩匹配結果的共軛相乘圖.....	113

圖 4.6 整數頻率漂移估計、決定方向旗標的架構圖.....	114
圖 4.7 小數頻率漂移估計架構圖.....	117
圖 4.8 符元時序估計架構圖.....	118
圖 4.9 通道脈衝響應圖例.....	119
圖 4.10 符元時序圖.....	120
圖 4.11 符元時序估計架構圖.....	120
圖 4.12 小數部分頻率漂移估計架構圖.....	121
圖 4.13 整數部分頻率漂移估計架構圖.....	122
圖 4.14 方向旗標對整數頻率漂移估計的影響.....	125
圖 4.15 領航訊號及護衛間隔兩方法估計整數頻率漂移的比較.....	126
圖 4.16 領航訊號及護衛間隔兩方法估計小數頻率漂移的比較.....	127
圖 4.17 領航訊號及護衛間隔兩方法估計符元時序的比較.....	128
圖 5.1 OFDM-CDMA 的上鏈傳送端.....	129
圖 5.2: 上鏈傳輸模型.....	131
圖 5.3 整數頻率漂移估計、決定方向旗標的架構圖.....	133
圖 5.4 小數頻率漂移估計架構圖.....	134
圖 5.5 符元時序估計架構圖.....	136
圖 5.6 符元時序估計架構圖.....	137
圖 5.7 Uplink OFDM-CDMA 各用戶訊號及其 ISI free region.....	137
圖 5.8 各用戶頻率漂移補償與否訊號比較.....	139
圖 5.9 整數頻率漂移估計與 L1 關係.....	141
圖 5.10 整數頻率漂移估計與用戶數目關係.....	142
圖 5.11 小數頻率漂移估計與用戶數目關係.....	142
圖 5.12 符元時序估計(領航訊號方法)與 L1 關係.....	143
圖 5.13 符元時序估計(領航訊號方法)與用戶數目關係.....	143
圖 5.14 符元時序估計(護衛間隔方法)與 L1 關係.....	144

表目錄

表 1.1 論文講述的順序表.....	73
表 4.1 OFDM -CDMA 系統模擬參數表.....	124
表 4.2 以領航訊號估計的同步系統模擬參數表.....	124
表 5.1 OFDM -CDMA 系統模擬參數表.....	140
表 5.2 以領航訊號估計的同步系統模擬參數表.....	140

第一章

簡介

1.1 垂直正交分頻分碼多工調變(OFDM-CDMA)系統

垂直正交分頻分碼多工調變(OFDM-CDMA)系統是未來第四代蜂巢式 (cellular)行動通訊系統熱門的方向，他結合了垂直正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)以及分碼多重進接(Code Division Multiple Access, CDMA)，並擁有兩者的優點：OFDM 具有高速資訊傳輸的能力並能對抗頻率選擇性衰減通道(frequency selective fading channel)與窄頻干擾(narrowband interference)，避免 CDMA 提高位元傳輸率(Bit rate)所導致的嚴重符際干擾(Inter Symbol Interference, ISI)，CDMA 則提供其多重進接(Multiple access)的能力，將能夠提供高數據傳輸速率給無線網際網路來應用，又能夠具有高頻譜使用率及高系統容量。

1.2 關於本論文

信號同步(signal synchronization)是通訊中一個很重要的部分，包含有頻率漂移的估計：分成整數部分頻率漂移(integral frequency offset)及小數部分頻率漂移(fractional frequency offset)，以及符元時序的估計，在本論文中將針對新一代通訊系統下鏈(Downlink)及上鏈(Uplink) OFDM-CDMA 其信號同步的部分作研

究，在 OFDM-CDMA 系統中，由於同時具有 CDMA 及 OFDM 系統的特性，我們可利用 CDMA 中的領航訊號(pilot signal)或 OFDM 中的護衛間隔(Guard interval)兩種不同的信號特性來達成信號同步的目的，這裡的 CDMA 指的是直接序列展頻(Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS)系統。

以下為論文講述的順序，主要有以領航訊號及護衛間隔為主的兩種方法達成同步，CDMA 是利用其領航訊號，OFDM 利用其護衛間隔，OFDM –CDMA(Downlink)則兩種皆可用，OFDM –CDMA(Uplink) 主要用領航訊號但補償了頻率漂移後可用護衛間隔求其符元時序，其中 IF：整數部分頻率漂移為 FF：小數部分頻率漂移 T：符元時序，其排列順序即為估計的順序。

Method \ System	Pilot	Guard interval
CDMA (DSSS)	IF. FF. T.	
OFDM		T. FF. IF.(DAB)
OFDM –CDMA (Downlink)	IF. FF. T.	T. FF. IF.
OFDM –CDMA (Uplink)	IF. FF. T.	T.

表 1.1 論文講述的順序表

CDMA(DSSS)系統同步方法參考自[1][2]，OFDM 系統架構及同步方法參考

自[3][4] [5][6] , Downlink OFDM –CDMA 系統架構參考自[7] , Uplink
OFDM –CDMA 系統架構參考自[8]。

第二章

CDMA(DSSS)訊號同步的演算法

利用領航訊號(pilot) , 先求整數部分頻率漂移 , 再求小數部分頻率漂移 , 最後搜尋符元時序。

發射機所傳送的第 M 個符元的等效基頻訊號(equivalent baseband signal)為

$$x_M(n) = d_M \cdot c_d(n) + c_p(n) \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

(2.1)

其中

T_c : chip time 即一個切片時間

T_s : symbol time. 即一個符元時間 $T_s = NT_c$

$d_M : \{\pm 1\}$ 為資訊訊號，長度 T_s

$c_d(n), c_p(n) : \{\pm \frac{1}{\sqrt{N}}\}$ 分別為資訊訊號展頻碼與領航訊號展頻碼，每切片長度

T_c ，週期 T_s (圖 2.1)

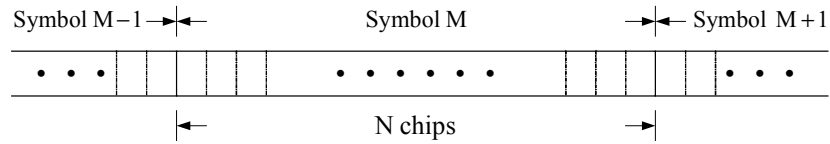


圖 2.1 展頻碼格式

展頻碼有以下特性：

$$c_d(n) = c_d(n + pN) ; c_p(n) = c_p(n + pN) \quad , \rho \text{ 為一整數}$$

$$\sum_{m=0}^{N-1} c_p^*(m) \cdot c_p((n+m)_N) = \delta((n)_N)$$

$$\sum_{m=0}^{N-1} c_d^*(m) \cdot c_d((n+m)_N) = \delta((n)_N)$$

$$\sum_{m=0}^{N-1} c_p^*(m) \cdot c_d((n+m)_N) = 0$$

如圖 2.2，在經過多重路徑通道後，我們以一個取樣窗(sampling window)

取下一符元來做解調。

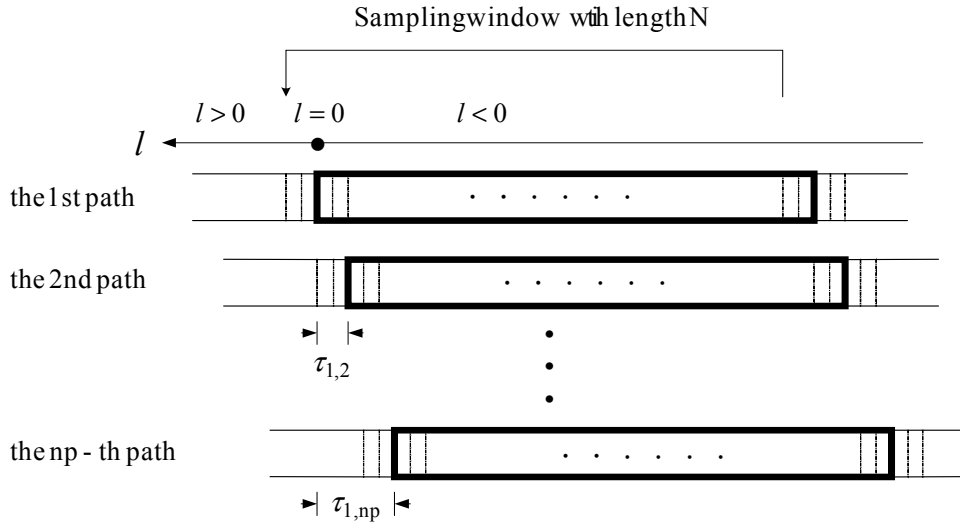


圖 2.2 訊號經多重路徑通道後取樣

假設最長的訊號延遲不超過一個符元長度，即 $\tau_{1,np} \leq N$ ， l 為取樣窗起始點，共 np 條路徑，接下來我們將 $x_M(n)$ 經過通道後取樣下的訊號以領航訊號展頻碼對其作循環迴旋(circular convolution)，由於資訊訊號展頻碼與領航訊號展頻碼的循環迴旋的值很小，所以這裡只討論 $x_M(n)$ 中領航訊號的部分，則接收端取下的符元中領航訊號部份(對每條路徑而言)為

$$c_{p,i}(n) = c_p((N - \tau_{1,i} - l + n)_N) \quad n = 0, 1, 2, \dots, N - 1$$

(2.2)

通道脈衝響應為

$$h(n) = \sum_{i=1}^{np} a(i) \cdot \delta(n - \tau_{1,i})$$

(2.3)

其中 $c_{p,i}(n)$ 為一領航訊號展頻碼的循環平移(cyclic shift)， $a(i)$ 為一複數，代表任

意取樣窗取下之一符元，皆包含一領航訊號的循環平移，接收到的訊號為

$$r(n) = \sum_{i=1}^{np} a(i) \cdot c_{p,i}(n) = \sum_{i=1}^{np} a(i) \cdot c_p((N - \tau_{1,i} - l + n)_N) \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.4)$$

$$\begin{aligned} R(k) = \text{FFT}\{r(n)\} &= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{i=1}^{np} a(i) \cdot c_p((N - \tau_{1,i} - l + n)_N) \right\} \cdot e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \\ &= \sum_{i=1}^{np} a(i) \cdot \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} c_p((N - \tau_{1,i} - l + n)_N) \cdot e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \right\} \\ &= \sum_{i=1}^{np} a(i) \cdot \left\{ C_p(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi k(\tau_{1,i} + l)}{N}} \right\} \\ &= C_p(k) \cdot H(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi kl}{N}} \end{aligned}$$

(2.5)

2.1 整數部分頻率漂移估計 (Integral frequency offset estimation)

在尚未討論符元時序同步與頻率漂移補償之前，先來描述快速傅利葉匹配濾波器(FFT Matched Filter)的工作原理， $x_1(n)$ 及 $x_2(n)$ 是二個長度為 N 的數位訊號(n 介於 0 和 $N-1$ 之間)，其FFT分別為 $X_1(k)$ 及 $X_2(k)$ ，以FFT及IFFT做頻域的匹配，如圖 2.3：

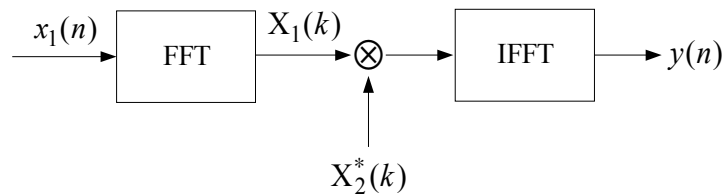


圖 2.3 快速傅利葉匹配濾波器架構圖

$$\begin{aligned}
& Y(k) = X_1(k) \cdot X_2^*(k) \\
& \begin{array}{c} \uparrow \text{FFT} \\ \downarrow \text{IFFT} \end{array} \\
& y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} x_2^*(m) \cdot x_1((n+m)_N) = x_1(n) \otimes x_2^*((-n)_N)
\end{aligned}
\tag{2.6}$$

由(2.6)式可知 $y(n)$ 即為 $x_1(n)$ 和 $x_2^*((-n)_N)$ (註： $((x)_N) = x \bmod N$, $((x)_N)$ 介於 0 和 $N-1$ 之間) 循環迴旋(circular convolution)的結果。

情況一

在沒有頻率漂移、雜訊下，我們取 $x_1(n)=r(n)$ ， $x_2(n)=c_p(n)$ 代入(2.6)式得如

下結果：

$$\begin{aligned}
x_1(n) &\equiv r(n) = \sum_{i=1}^{np} a(i) \cdot c_p((N-\tau_{1,i}-l+n)_N) \\
x_2(n) &\equiv c_p(n) \\
Y(k) &= X_1(k) \cdot X_2^*(k) = \{C_p(k) \cdot H(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi kl}{N}}\} \cdot C_p^*(k) \\
&= H(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi kl}{N}} \xrightarrow{\text{IFFT}} h((n-l)_N) \\
y(n) &= \sum_{m=0}^{N-1} x_2^*(m) \cdot x_1((n+m)_N) \\
&= \sum_{m=0}^{N-1} c_p^*(m) \cdot \left\{ \sum_{i=1}^{np} a(i) \cdot c_p((N-\tau_{1,i}-l+n+m)_N) \right\} \\
&= \sum_{i=1}^{np} a(i) \cdot \left\{ \sum_{m=0}^{N-1} c_p^*(m) \cdot c_p((N-\tau_{1,i}-l+n+m)_N) \right\} \\
&= \sum_{i=1}^{np} a(i) \cdot \delta((n-\tau_{1,i}-l)_N) \\
&= h((n-l)_N)
\end{aligned}$$

(2.7)

可知 $y(n)$ 即為通道脈衝響應做一循環平移(cyclic shift)。

情況二

在頻率漂移存在、但無雜訊時

$$\text{頻率漂移 } \Delta f = (\Delta + \delta) \frac{1}{T_s}$$

分為整數部分 Δ 及小數部分 δ , $0 \leq \delta < 1$, 以 $\frac{1}{T_s} = \frac{1}{NT_c}$ 為單位。

則接收到的訊號(等效基頻訊號) $r(n)$ 將多乘一項

$$e^{j2\pi\Delta f n T_c} = e^{j2\pi \frac{(\Delta + \delta)}{NT_c} n T_c} = e^{j2\pi \frac{n(\Delta + \delta)}{N}}$$

同樣利用快速傅利葉匹配濾波器如下：

$$x_1(n) \equiv r(n) = \left\{ \sum_{i=1}^{np} a(i) \cdot c_p((N - \tau_{1,i} - l + n)_N) \right\} \cdot e^{j \frac{2\pi n(\Delta + \delta)}{N}}$$

$$x_2(n) \equiv c_p(n) \cdot e^{j \frac{2\pi np}{N}} \xleftarrow{\text{IFFT}} C_p((k - p)_N) \quad p \text{ is an integer.}$$

$$\begin{aligned}
y(n) &= \sum_{m=0}^{N-1} x_2^*(m) \cdot x_1((n+m)_N) \\
&= \sum_{m=0}^{N-1} \{c_p^*(m) \cdot e^{-j\frac{2\pi mp}{N}}\} \cdot \left\{ \sum_{i=1}^{np} a(i) \cdot c_p((N-\tau_{1,i}-l+n+m)_N) \cdot e^{j\frac{2\pi(n+m)(\Delta+\delta)}{N}} \right\} \\
&= \sum_{i=1}^{np} a(i) \cdot e^{j\frac{2\pi n(\Delta+\delta)}{N}} \cdot \left\{ \sum_{m=0}^{N-1} c_p^*(m) \cdot c_p((N-\tau_{1,i}-l+n+m)_N) \cdot e^{j\frac{2\pi m(\Delta+\delta-p)}{N}} \right\} \\
&\approx \sum_{i=1}^{np} a(i) \cdot e^{j\frac{2\pi n(\Delta+\delta)}{N}} \cdot \delta((n-\tau_{1,i}-l)_N) \cdot \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi m(\Delta+\delta-p)}{N}} \\
&= h((n-l)_N) \cdot e^{j\frac{2\pi n(\Delta+\delta)}{N}} \cdot W
\end{aligned}$$

(2.8)

$$\text{where } W = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi m(\Delta+\delta-p)}{N}}$$

$$|y(n)|^2 = |h((n-l)_N)|^2 \cdot |W|^2$$

(2.9)

由(2.9)式可知 $|y(n)|$ 即為通道脈衝響應做一循環平移後，乘上一個衰減量

$|W|$ ，圖 2.4 為一示意圖，對應不同 p 值會有不同之衰減因子 $|W|$ ，與通道脈衝響

應相乘會使 $|y(n)|$ 峰值 $A[p]$ 高低不同， $A[p]$ 定義為 $|y(n)|^2$ 在 p 時能量最強的路徑的

量值，圖中 $A[3] > A[2] > A[4]$ 。

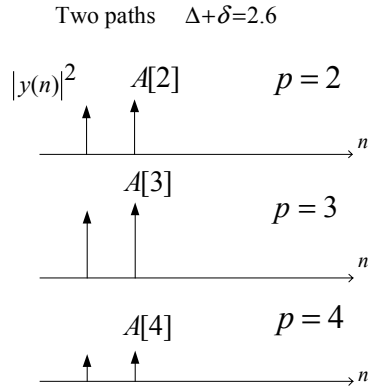


圖 2.4 在有頻率漂移下，匹配濾波器的輸出

$$W = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi m q}{N}} \quad (N = 256) \quad q = \Delta + \delta - p$$

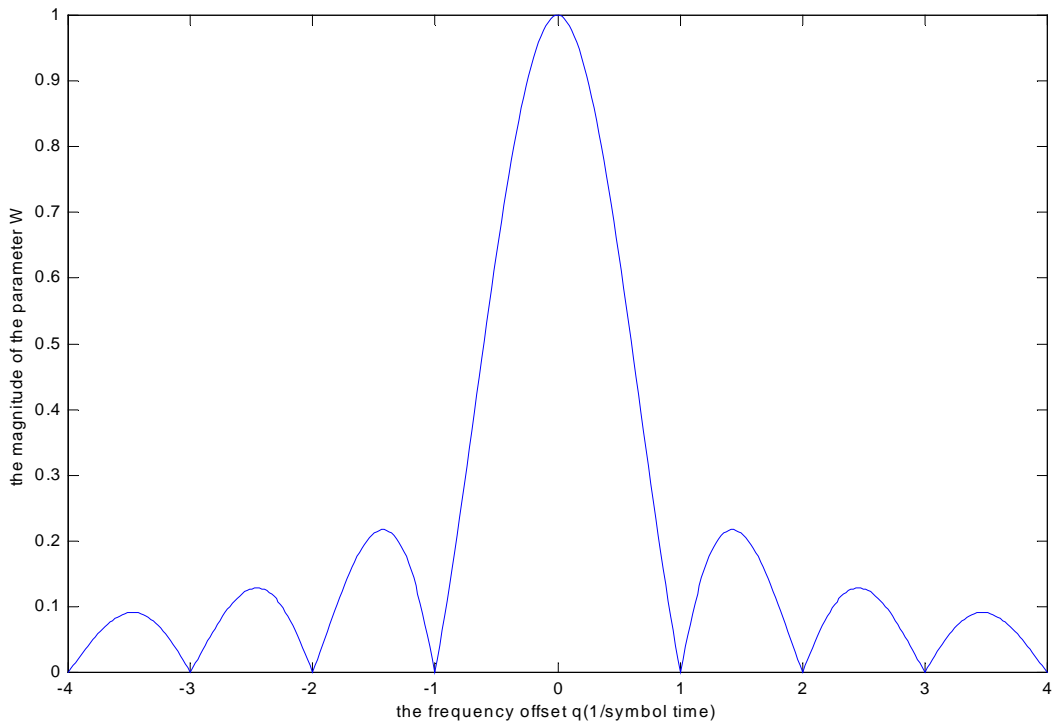


圖 2.5 衰減因子量值|W|與 q 的關係圖

圖 2.5 為衰減因子量值|W|與 q 的關係圖, q 為真正頻率漂移 + 與 p 差值,

而此計算只需搜尋可能的整數頻率漂移，以載波頻率 $f_c=2.4\text{GHz}$ ，

$1/T_c=10\text{MHz}$ ， $N=1024$ 為例，若整數頻率漂移誤差在 10ppm 以下，則：

$$\left(\frac{\Delta + \delta}{NT_c}\right) < f_c \cdot 10\text{ppm} \Rightarrow (\Delta + \delta)_{\max} = 2.4576$$

只需搜尋 $p=\{-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3\}$ 。

其中符元-符元平均(symbol-by-symbol average)目的在增加輸出 $y(n)$ 中每個路徑強度，平均掉雜訊的影響，使其更易偵測出強度最大的路徑，而 $y(n)$ 與其延遲一符元的共軛複數 $y^*(n-N)$ 相乘的目的為消除頻率漂移 $e^{j\frac{2\pi n(\Delta+\delta)}{N}}$ 的影響，使其變為一個常數相位項 $e^{j2\pi(\Delta+\delta)}$ ，在做符元-符元平均時由於相位相同，量值(magnitude)便可以累加，同時 $n'(n)$ 由於相位為隨機，所以量值便有相消的效果，消除頻率漂移也可用取絕對值

$$|y_p(n)| \approx \left| h((n-l)_N) \cdot e^{j\frac{2\pi n(\Delta+\delta)}{N}} \cdot W_p + n(n) \right| \approx |h((n-l)_N)| \cdot |W_p| + \text{noise}，$$

但由於雜訊

同樣取絕對值，所以做符元-符元平均時與路徑能量一樣會累加，不會相消，故不採用。

2.1.1 小數部分頻率漂移正負判斷(決定方向旗標)

由圖 2.4 中已知整數部分頻率漂移 $=3$ ，因為 $|y(n)|^2$ 的峰值在 $p=2$ 較接近於 $p=3$ ($p=4$ 較小)， $A[3] > A[2] > A[4]$ ，可知真正頻率漂移 $+ 介於 2、3 之間且偏$

向 3，所以 為負，且 $|q| < 0.5$ ，因此我們決定方向旗標 $\text{sign}(\hat{\delta}) = -1$ 。

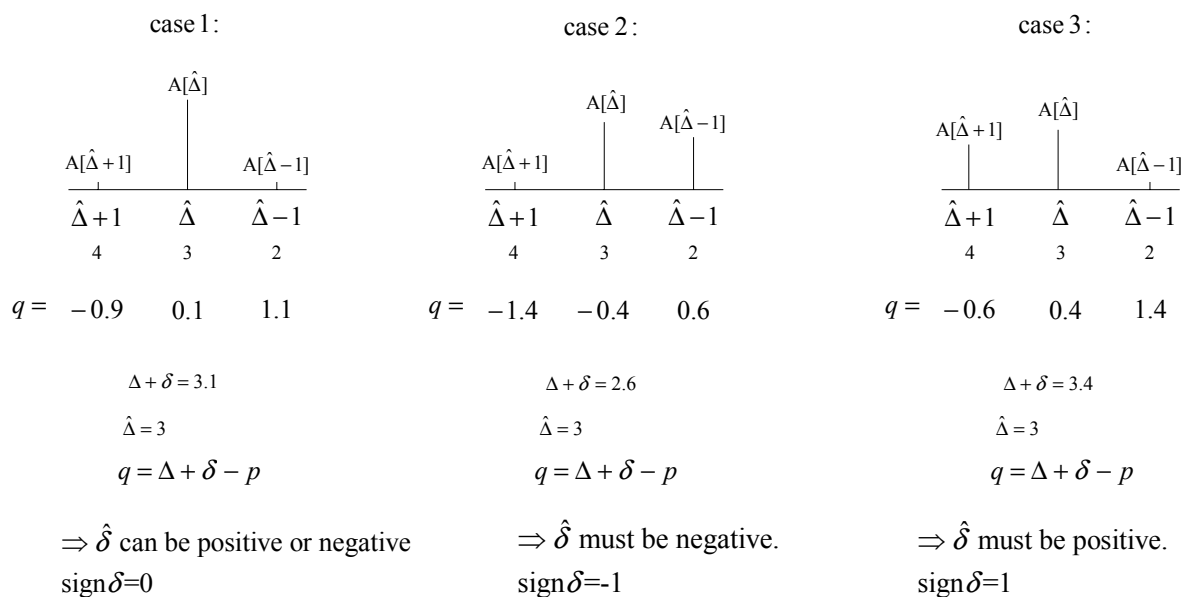


圖 2.7 方向旗標 $\text{sign}(\hat{\delta})$ 的判斷

$A[\hat{\Delta}-1]$ 接近於 $A[\hat{\Delta}]$ 決定 $\text{sign}(\hat{\delta}) = -1$ ， $A[\hat{\Delta}+1]$ 接近於 $A[\hat{\Delta}]$ 決定 $\text{sign}(\hat{\delta}) = 1$ ，

若 $A[\hat{\Delta}-1]$ 、 $A[\hat{\Delta}+1]$ 皆遠小於 $A[\hat{\Delta}]$ 決定 $\text{sign}(\hat{\delta}) = 0$ 。

以上所說的”接近”我們以門檻 1 來實現，如圖：

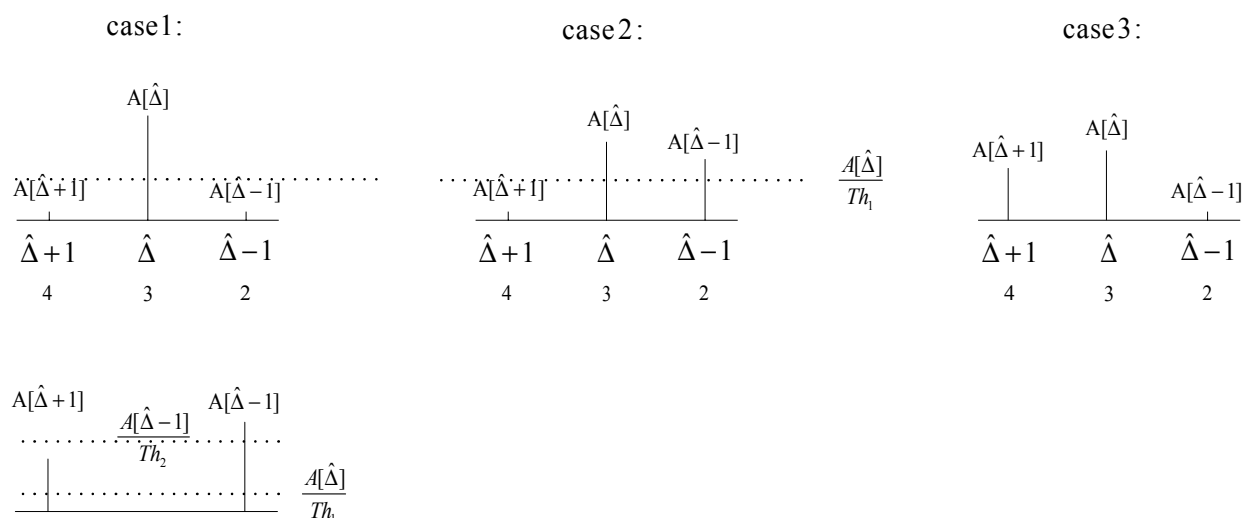


圖 2.8 門檻 1、門檻 2 示意圖

當 $A[\hat{\Delta}-1]$ 、 $A[\hat{\Delta}+1]$ 皆小於 $\frac{A[\hat{\Delta}]}{Th_1}$ ，代表不”接近”，決定 $\text{sign}(\)=0$ ，當 $A[\hat{\Delta}-1]$ 或 $A[\hat{\Delta}+1]$ 大於 $\frac{A[\hat{\Delta}]}{Th_1}$ 才比較 $A[\hat{\Delta}-1]$ 、 $A[\hat{\Delta}+1]$ ，在干擾很大時有可能發生 case1 左下圖情形，本來不應該判斷方向旗標即 $\text{sign}(\)=0$ ，但因為左右 ($A[\hat{\Delta}+1]$ 、 $A[\hat{\Delta}-1]$) 有發生大於 $\frac{A[\hat{\Delta}]}{Th_1}$ 的情形而進入判斷，但因為左右值小且差不多，所以加入門檻 2，以左右較大者定一門檻例如 $\frac{A[\hat{\Delta}-1]}{Th_2}$ ，左右較小者 $A[\hat{\Delta}+1]$ 若大於 $\frac{A[\hat{\Delta}-1]}{Th_2}$ ，代表兩者過於”接近”亦不判斷方向旗標即 $\text{sign}(\)=0$ ，若小於 $\frac{A[\hat{\Delta}-1]}{Th_2}$ 代表兩者相差大才判斷方向旗標，門檻 2 用於干擾很大時如之後介紹的上鏈 OFDM-CDMA 多用戶系統。

判斷方向旗標時：

$$A[\hat{\Delta}+1] > A[\hat{\Delta}-1] \Rightarrow \text{sign} \delta = 1$$

$$A[\hat{\Delta}-1] > A[\hat{\Delta}+1] \Rightarrow \text{sign} \delta = -1$$

2.2 小數部分頻率漂移估計(Fractional frequency offset estimation)

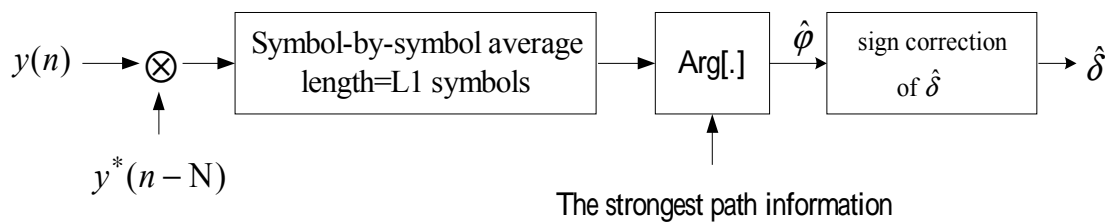


圖 2.9 小數頻率漂移估計架構圖

After we compensate $\hat{\Delta}$,

$$y(n) \approx h((n-l)_N) \cdot e^{j \frac{2\pi n \delta}{N}} \cdot W + n(n)$$

$$y(n)y^*(n-N) = \left| h((n-l)_N) \right|^2 e^{j 2\pi \delta} |W|^2 + n'(n) \quad (2.11)$$

$$\text{where } W = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi m \delta}{N}} \quad n'(n) \text{ } n(n) : \text{ noise}$$

The strongest path information : the time index of the strongest path

當我們補償了整數部分頻率漂移後，將領航訊號展頻碼對接收訊號匹配後(即時域之循環迴旋)的結果 $y(n)$ 乘上其延遲 N 後的共軛複數，此乘積為一經過循環平移之通道脈衝響應之量值平方乘上衰減因子量值平方，再包含一個常數相

位 2 ，所以對此乘積做符元-符元平均後取主幅角，可得 $2 \hat{\phi}$ 介於 $-\pi \sim \pi$ ，再加上之前已知的正負，以方向旗標修正 $\hat{\phi}$ 正負及其值，即可得小數部分頻率漂移的估計 $\hat{\delta}$ 。

另外在求整數部分頻率漂移時，我們已知 $y(n)$ 之峰值發生時間點，此即為最強路徑的時間點，所以在取主幅角時，只取最強路徑的相位，這是由於最強路徑之量值很大，若加上一複數干擾雜訊，其相位變化極小，若不是取主要路徑時間點上的相位，則會因為量值太小而輕易被干擾改變其相位。

2.2.1 整數及小數部分頻率漂移估計錯誤修正

理想上 $\hat{\Delta}$ 應該為頻率漂移 q 的四捨五入值，但當頻率漂移 q 介於兩整數正中間附近，會發生整數部分頻率漂移估計錯誤，例如 $q = 2.6$ 時，應該估計 $\hat{\Delta} = 3$ ，但可能估計 $\hat{\Delta} = 2$ 或 3 ，這是由於 $A[3] \approx A[2]$ ，由圖 2.5 及 2.7 的 case2 可看得出來， $\hat{\Delta} = 2$ 對應 $q = 0.6$ ， $\hat{\Delta} = 3$ 對應 $q = -0.4$ ，在 $q = 0.6$ 與 -0.4 時 $|W|$ 相近，當受到干擾影響時可能會導致 $A[2]$ 略大於 $A[3]$ ，而估計 $\hat{\Delta} = 2$ 。

當我們估計 $\hat{\Delta} = 2$ 時，雖然發生估計錯誤，但依舊可以從方向旗標 $\text{sign}(\hat{\delta})$ 的判斷，也就是判斷小數部分頻率漂移的正負修正回來，如下圖。

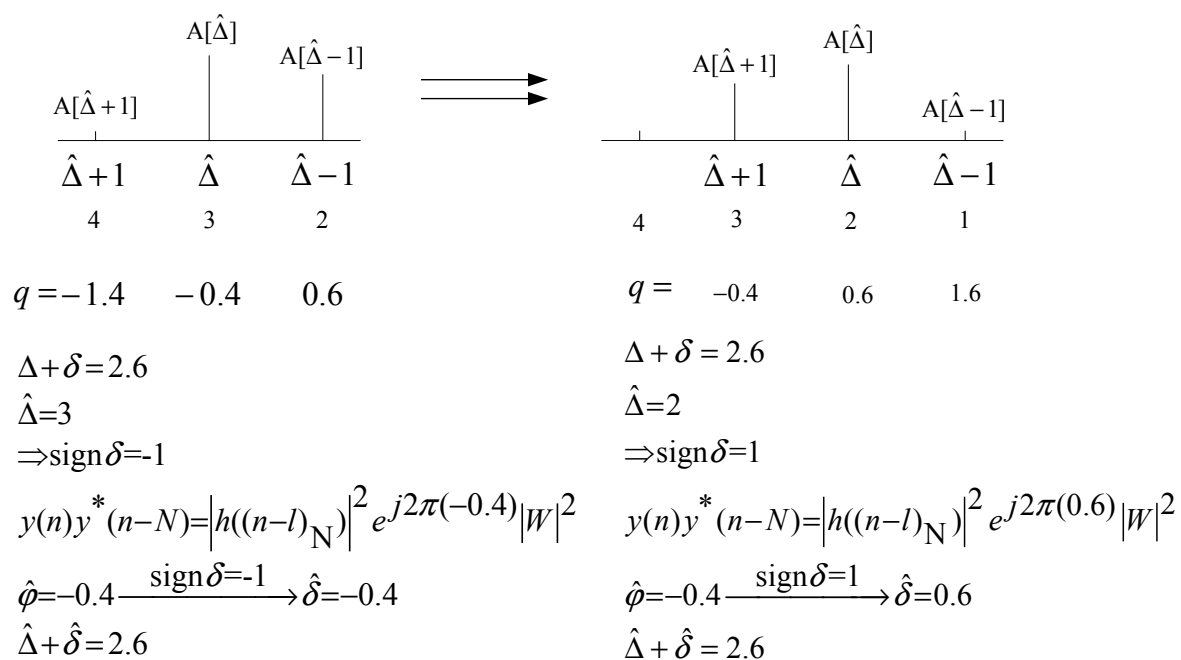


圖 2.10 整數及小數部分頻率漂移估計錯誤修正

圖左為理想上的情形，圖右補償了整數部分頻率漂移後所帶的常數相位項為 $e^{j2\pi(0.6)}$ ，取主幅角得 $\hat{\phi} = -0.4$ ，此時已從整數部分頻率漂移估計得知方向旗標 $\text{sign}(\quad) = 1$ ，於是修正 $\hat{\delta} = \hat{\phi} + 1 = 0.6$ ，同樣可得 $\hat{\Delta} + \hat{\delta} = 2.6$ 可同時修正整數及小數部分頻率漂移估計錯誤。

2.3 符元時序估計

由(2.10)式 $y_p(n) \cdot y_p^*(n-N) \approx |h((n-l)_N)|^2 \cdot e^{j2\pi(\Delta+\delta)} \cdot |W_p|^2 + n'(n)$

經過 $\hat{\Delta}$ 和 $\hat{\delta}$ 的頻率漂移補償後，上式變為

$$y(n) \cdot y^*(n-N) \approx |h((n-l)_N)|^2 + n'(n)$$

(2.12)

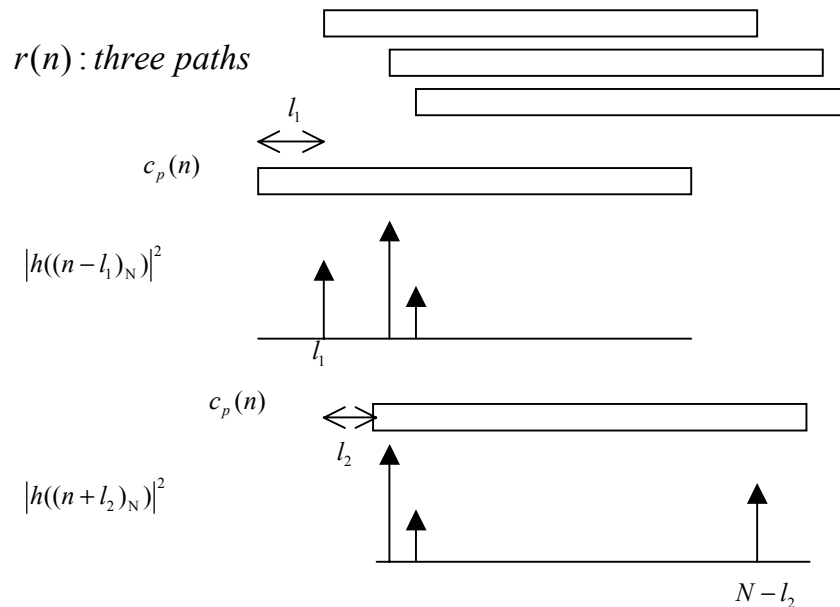


圖 2.11 三條路徑與領航展頻碼匹配後之通道響應圖

我們所要求的符元時序為第一條路徑的起始點，由圖中可看出 l_1 及 $N-l_2$ (下一符元第一條路徑的起始點) 皆為所求，皆對應訊號中的第一條路徑起始點的位置，以下將介紹如何找出第一條路徑。

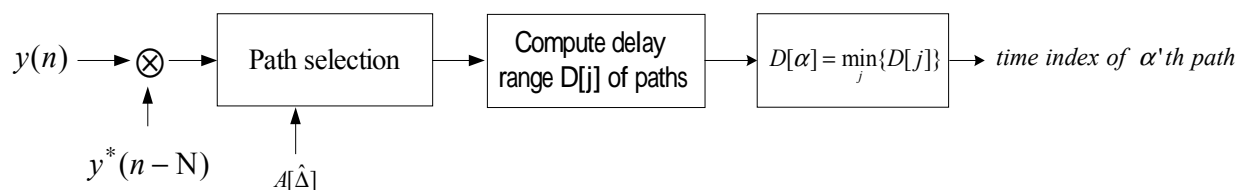


圖 2.12 符元時序估計架構圖

圖 2.12，首先經過路徑選擇，設下門檻將強度較小的路徑及雜訊忽略，大於門檻者定義為主要路徑，並假設通道是一最小相位系統，最小相位系統有最小能量延遲的性質，所以通道脈衝響應的主要路徑會較集中，即主要路徑分散範圍最小或延遲分散(delay spread)最小，接下來以每個主要路徑為起始點計算主要路徑延遲分散範圍 $D[j]$ 。 $D[j]$ 計算方法如下：定義以主要路徑所在的時間點 j 為起始點的一個週期，此週期是由時間點 j 到匹配濾波器輸出 $y(n)$ 的最後一點，接著是匹配濾波器輸出的第一點到時間點 j 的前一點為止。 $D[j]$ 是此週期中，第一個主要路徑與最後一個主要路徑的時間間隔，選擇最小的 $D[j] = D[\alpha]$ ，則第 α 條路徑則為訊號中的第一條路徑，其時間點即為符元時序，並可得通道脈衝響應即 $\hat{h}((n-l)_N) \rightarrow h((n)_N)$ ，如下圖 $D[3]$ 最短 $j=3$ 為訊號中的第一條路徑。

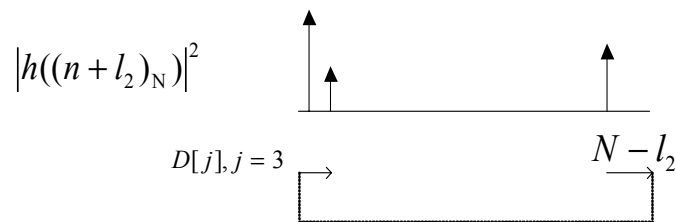


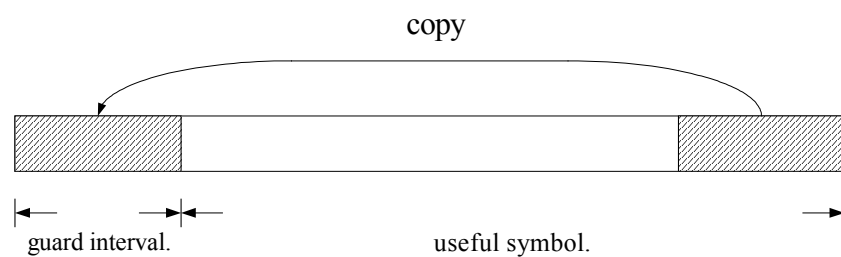
圖 2.13 $D[j]$ 計算方法示意圖

第三章

OFDM 訊號同步的演算法

利用護衛間隔，先搜尋符元時序，再求小數部分頻率漂移，最後求整數部頻率漂移。

OFDM 訊號 $x(n)$ 是由 useful symbol (N_U 點) 及護衛間隔 Guard interval (N_g 點) 所組成，其中護衛間隔為符元後面部份資訊的複製放在前面，目的為降低符元間干擾(ISI)，如下圖：



$$x(n) \quad n = 0, 1, 2, \dots, N_U - 1$$

$$x_i(n) = x((N_U - N_g + n)_{N_U}) \quad n = 0, 1, 2, \dots, N_U + N_g - 1$$

where $(k)_{N_U}$ means the residual after k is divided by N_U .

圖 3.1 OFDM 訊號含護衛間隔

圖 3.2 中，在多重路徑的通道中，以取樣窗(sampling window)取下一符元做解調時，取樣窗的起始點 l 必須落在 $(0 \sim N_g - 1, np)$ 的區間中，若不在此區間，則會發生 ISI，此區間稱為 ISI free region，例如 $l > N_g - 1, np$ 將取到第 np 路徑的前一符元，若 $l < 0$ 會取到第一路徑的後一符元，所以只要找到 ISI free region 中任何一個時間點即是我們的符元時序(不會失去資訊，亦無 ISI)，圖中 Region A 為一符元中與 ISI free region 帶有相同的資料的區間。

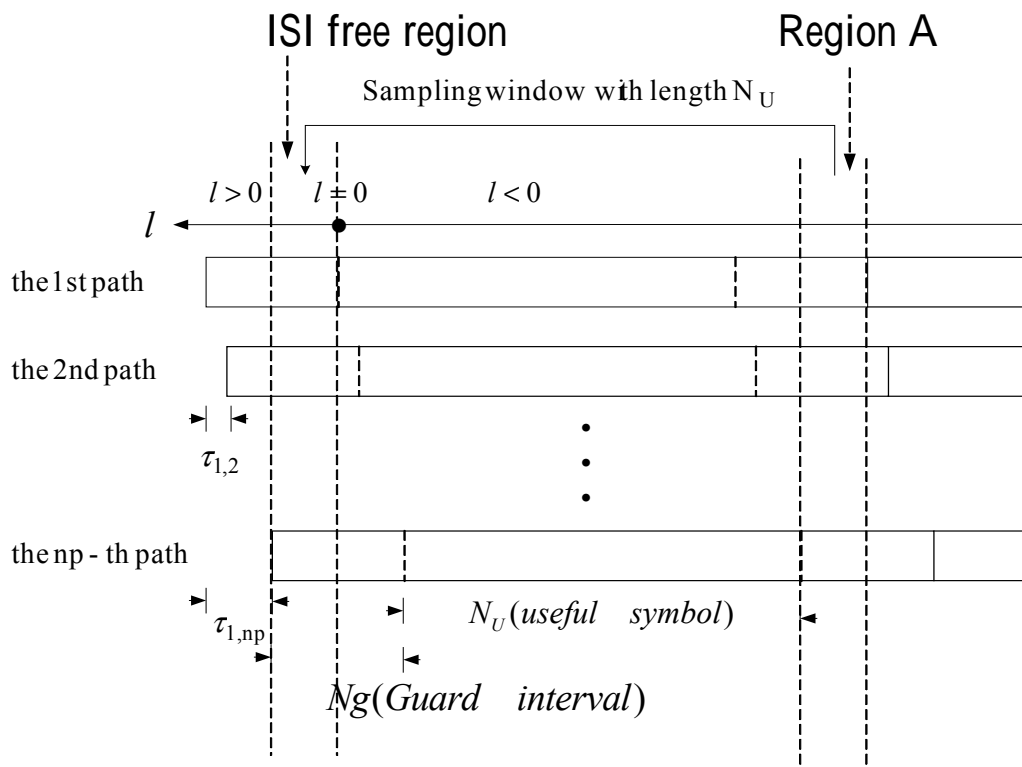


圖 3.2 訊號經多重路徑通道後取樣與 ISI free region

發射機所傳送的等效基頻訊號 $x_t(n)$ 經過多重路徑通道脈衝響應 $h(n)$ 後得 $r_t(n)$ (為未經取樣窗取樣訊號，無時序偏移(timing offset))，以取樣窗取得一符元訊號 $r(n)$ 及其快速傅利葉轉換 $R(k)$ 在無 ISI 時如下：

$$h(n) = \sum_{i=1}^{np} c(i) \cdot \delta(n - \tau_{1,i}) \quad r_i(n) = x_i(n) \otimes h(n) = \sum_{i=1}^{np} c(i) \cdot x_i(n - \tau_{1,i})$$

if the sampling window starts at l , $0 \leq l \leq N_g - \tau_{1,np}$

$$r(n) = \sum_{i=1}^{np} c(i) \cdot x_i(n) \quad n = 0, 1, 2, \dots, N_U - 1 \quad \text{where } x_i(n) = x((N_U - \tau_{1,i} - l + n)_{N_U})$$

$$\begin{aligned} R(k) = \text{FFT}\{r(n)\} &= \sum_{n=0}^{N_U-1} \left\{ \sum_{i=1}^{np} c(i) \cdot x((N_U - \tau_{1,i} - l + n)_{N_U}) \right\} \cdot e^{-j\frac{2\pi nk}{N_U}} \\ &= \sum_{i=1}^{np} c(i) \cdot \left\{ \sum_{n=0}^{N_U-1} x((N_U - \tau_{1,i} - l + n)_{N_U}) \cdot e^{-j\frac{2\pi nk}{N_U}} \right\} \\ &= \sum_{i=1}^{np} c(i) \cdot \left\{ X(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi k(\tau_{1,i} + l)}{N_U}} \right\} \\ &= X(k) \cdot H(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi kl}{N_U}} \end{aligned}$$

$$\text{for } l \in (0, N_g - \tau_{1,np}) \quad R(k) = X(k) \cdot H(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi kl}{N_U}}$$

for $l \notin (0, N_g - \tau_{1,np})$ ISI exists.

當有頻率偏移存在時， $\Delta f = (\Delta + \delta) \frac{1}{T_U}$

分為整數部分 Δ 及小數部分 δ ，以 $\frac{1}{T_U}$ 為單位。

$$\text{則接收到的訊號 } r(n) \text{ 將多乘一項 } e^{j2\pi\Delta f n T_s} = e^{j2\pi\frac{(\Delta+\delta)}{T_U} n T_s} = e^{j2\pi\frac{n(\Delta+\delta)}{N_U}}$$

3.1 符元時序估計

在時序的同步方面，我們提出兩種方法來找出接收訊號的正確符元時序，以達成訊號在時序方面的同步。

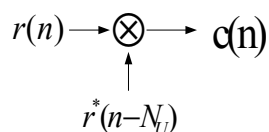
方法一.

在頻率漂移存在下經完美通道後接收的訊號為

$$r(n) = x(n)e^{j2\pi\Delta f n T_S} = x(n)e^{j2\pi\frac{n(\Delta+\delta)}{N_U}}$$

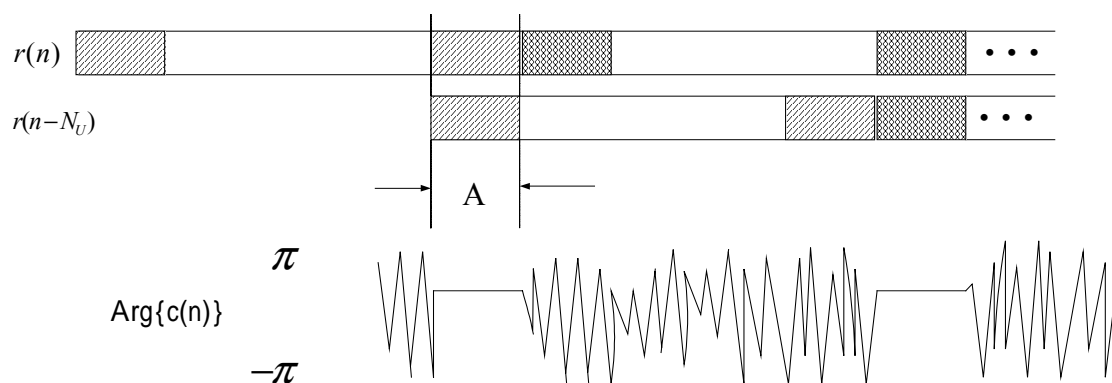
(3.1)

此處 $x(n)$ 指接收到經取樣的訊號，長度 $N_U + N_g$ ，即 $x_t(n-l)$ ，如圖，將接收到的訊號 $r(n)$ 乘上其延遲 N_U 後的共軛複數得 $c(n)$ ， $c(n)$ 在 A 區間會有相同護衛間隔重疊相乘的現象，此區間其相位為定值，其他區間相位為隨機為其特性。



$$c(n) = r(n) \cdot r^*(n-N_U) = x(n)e^{j2\pi\frac{n(\Delta+\delta)}{N_U}} \cdot x^*(n-N_U)e^{-j2\pi\frac{(n-N_U)(\Delta+\delta)}{N_U}} = |x(n)|^2 e^{j2\pi(\Delta+\delta)}, n \in A$$

(3.2)



A: the phases of the received signal in the region are the same for each OFDM symbol.

(if the channel is perfect)

圖 3.3 訊號延遲相乘圖

如圖 3.4， $e(n)$ 為對 $c(n)$ 做移動平均(moving average)，將 $c(n)$ 每一段長度資料就做一次平均，可以平均掉雜訊部分（即隨機相位部分）的影響，並增強 A 區間中資料的部分，(b) (c)圖為移動平均長度 N_g 及 $N_g/2$ ，取峰值皆可得 ISI free region 中時間點即符元時序，移動平均長度愈長愈準，但不宜超過 N_g ，否則會取到隨機相位的部分，第四張圖為對做 $c(n)$ 符元-符元平均，將數個接收到的 $c(n)$ 符元相加平均，同樣可以平均掉雜訊部分，並增強資料部分，取峰值可得符元時序，此方式將更為準確，但必須等待接收到一定量的符元才可做平均，較耗時。

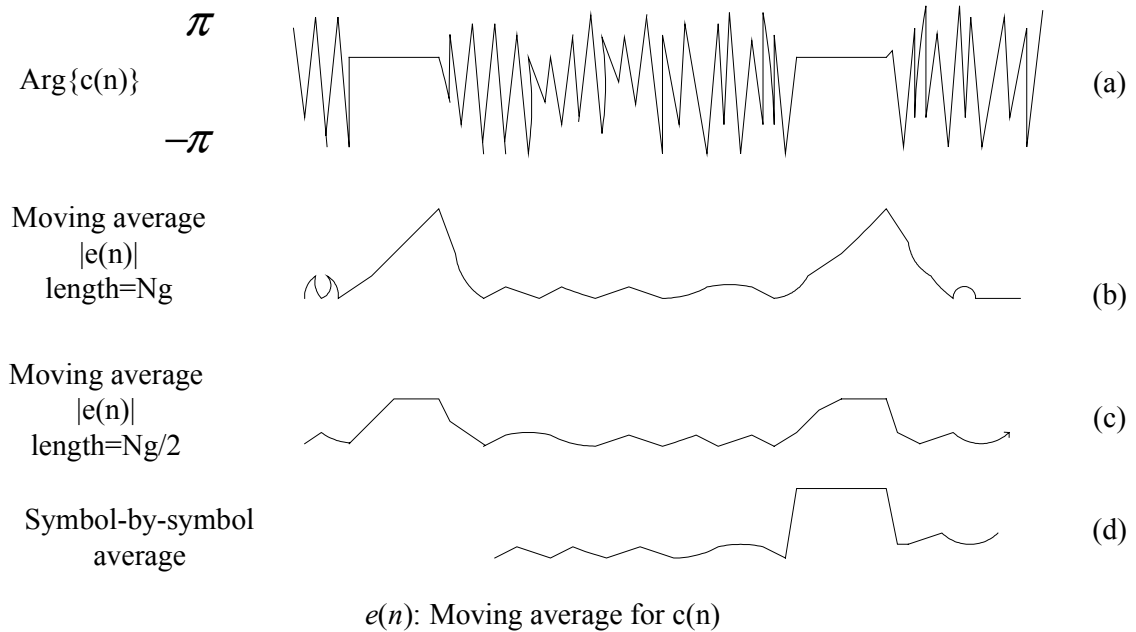
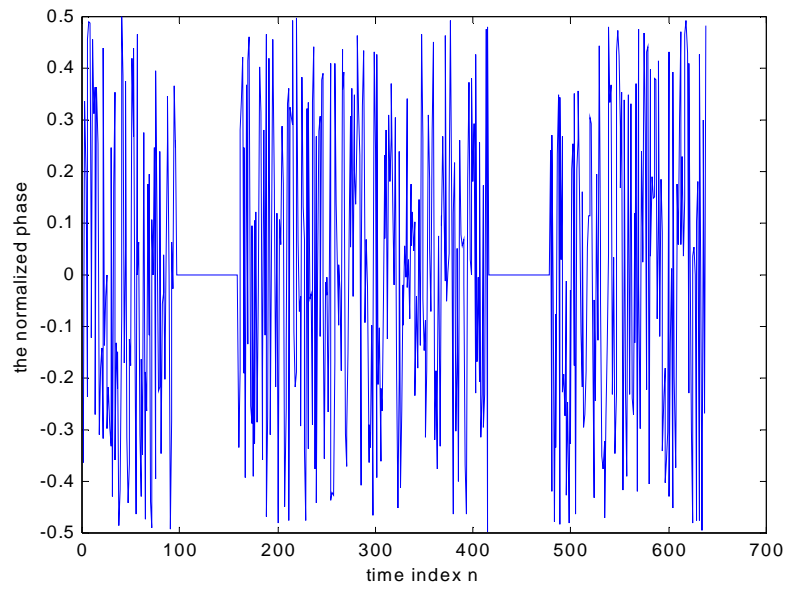


圖 3.4 (a) $c(n)$ 的相位圖 (b)移動平均長度 N_g (c)移動平均長度 $N_g/2$ (d)符元-符元平均

Case 1 : Perfect channel and no frequency offset ($N = 256$ and $N_g = 63$)



Case 2 : Perfect channel and frequency offset exists ($\Delta + \delta = 3.3$) ($N = 256$ and $N_g = 63$)

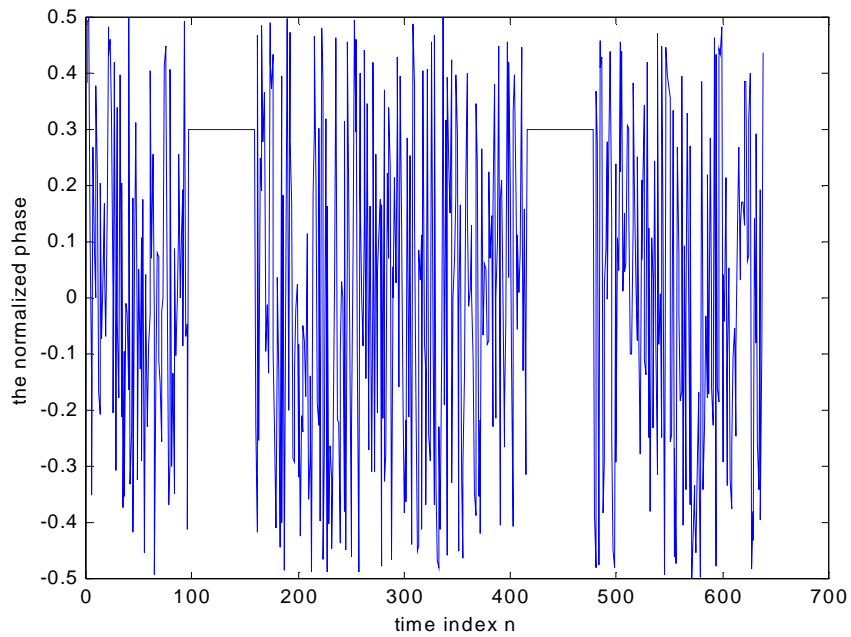


圖 3.5 $\arg\{c(n)\}$ 在完美通道下，有無頻率漂移的情形

若有多重路徑通道中，如下圖 3.6 為兩條路徑的情形，(1)、(2)為 $r(n)$ 的第一、第二條路徑，(3)、(4)為 $r(n - N_U)$ 的第一、第二條路徑， $r(n)$ 與 $r(n - N_U)$ 的共軛複數相乘時，會產生兩種相同護衛間隔重疊相乘的現象，即(1)乘(3)與(2)乘(4)，此時其相位在重疊的部分為定值，但(1)乘(4)與(2)乘(3)時，由於護衛間隔並無重疊，所以相位在全時間區間皆為隨機，由(1)*(3)與(2)*(4)圖中可知 $c(n)$ 則只有在相對於 ISI free region 的 A 區間會有相位為定值的特性，利用此特性，我們做符元-符元平均，再做移動平均(moving average)，可使符元-符元平均時符元數不需太多，減少需要過多符元平均以求準確的負擔，但移動平均長度不宜超過 ISI free region 長度，否則會取到隨機相位的部分，最後由一最大值偵測器偵測其最大值發生的時間點，即為 A 區間中任一時間點，往前推 N_U 點可找到 ISI free region 中之時間點即符元時序，如圖 3.7，其中 A 區間平均完之量值比兩旁區域高一倍，此因為兩旁區域在平均時一半機率為常數相位一半機率為隨機的緣故，

圖 3.8 為符元時序估計架構圖。

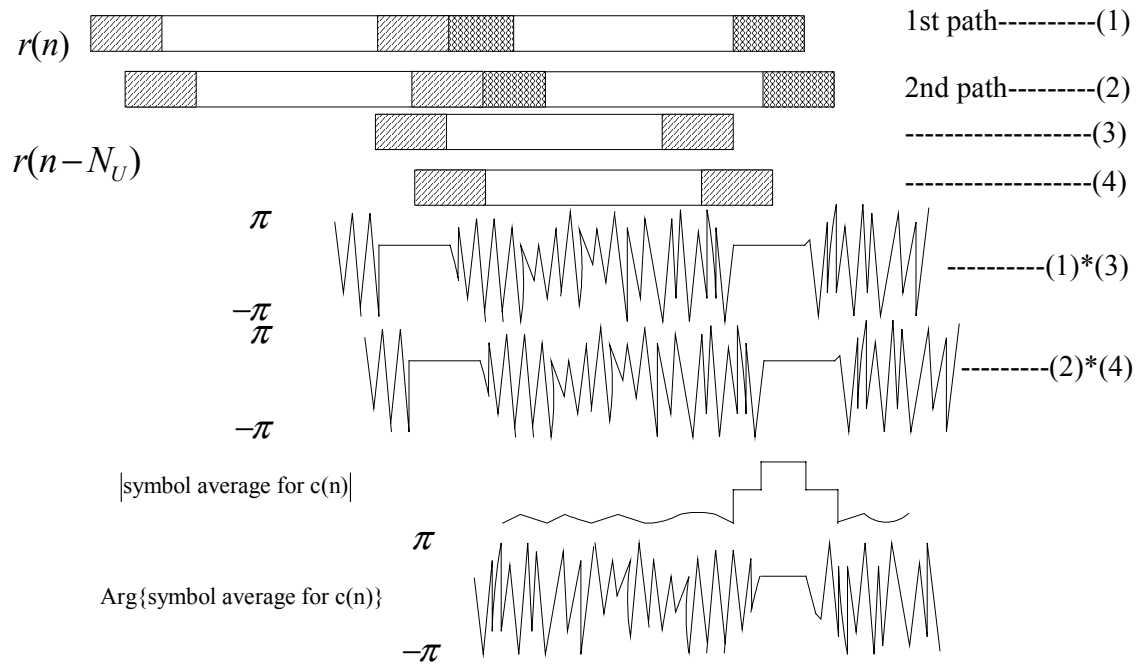


圖 3.6 兩條路徑下， $c(n)$ 的情形

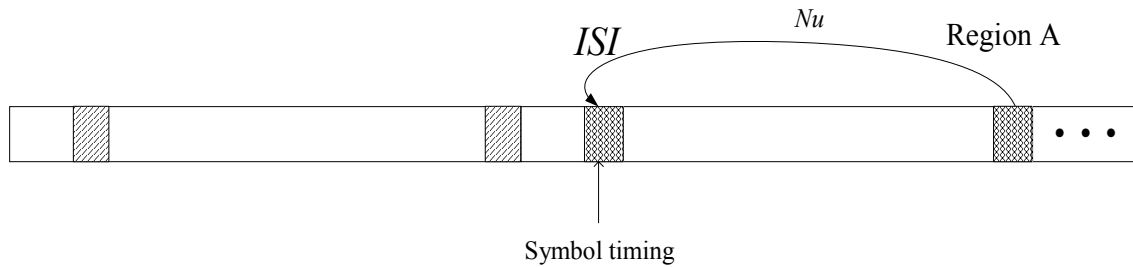


圖 3.7 符元時序圖

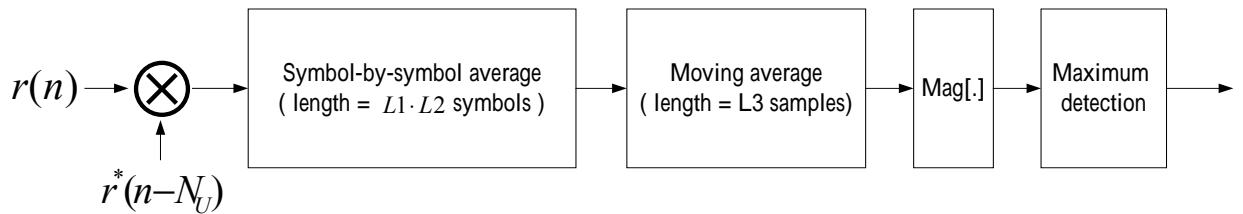


圖 3.8 符元時序估計架構圖

以下為符元-符元平均，移動平均公式，將序列 r_{in} 平均得 r_{out} 。

Symbol-symbol average (length=L symbols) $\Rightarrow r_{out}(iN+j) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L r_{in}((l-1)N + iN + j)$ $\begin{matrix} j = 1, 2, \dots, N \\ i = 0, 1, 2, \dots \end{matrix}$

Moving average (length=L samples) $\Rightarrow r_{out}(iN+j) = \frac{1}{L} \sum_{k=iN+j-(L-1)}^{iN+j} r_{in}(k)$ $\begin{matrix} j = 1, 2, \dots, N \\ i = 0, 1, 2, \dots \end{matrix}$

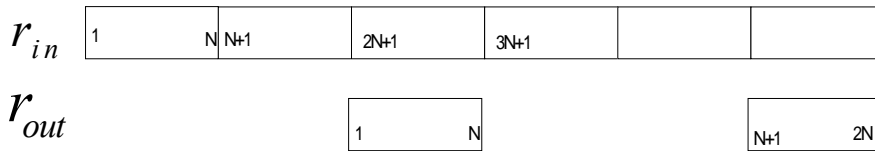
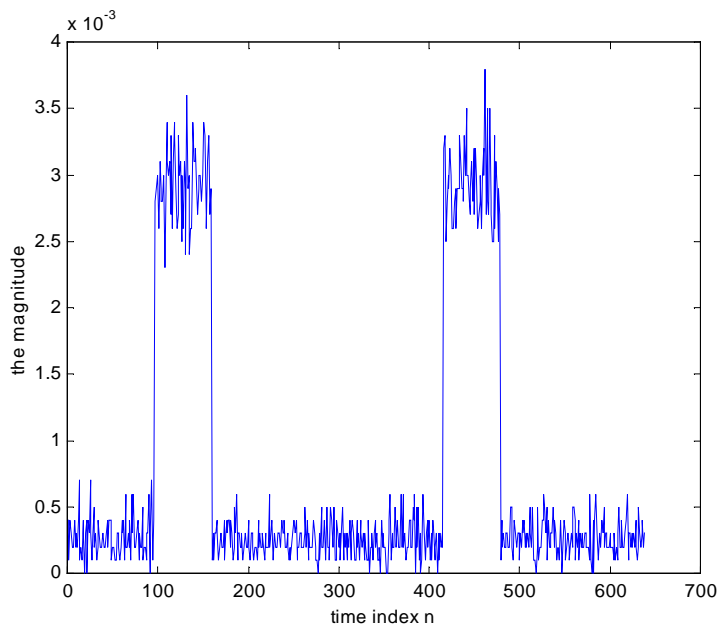


圖 3.9 符元-符元平均 $L=3$ 的情形

Perfect channel ($L_1 \times L_2 = 100$)



The channel is two-path fading channel:
the power ratio is 1 : 1, the delay is $25\mu\text{sec}$
and the $f_d = 277.78\text{Hz}$.

The average SNR is 7dB. ($L_1 \times L_2 = 200$)

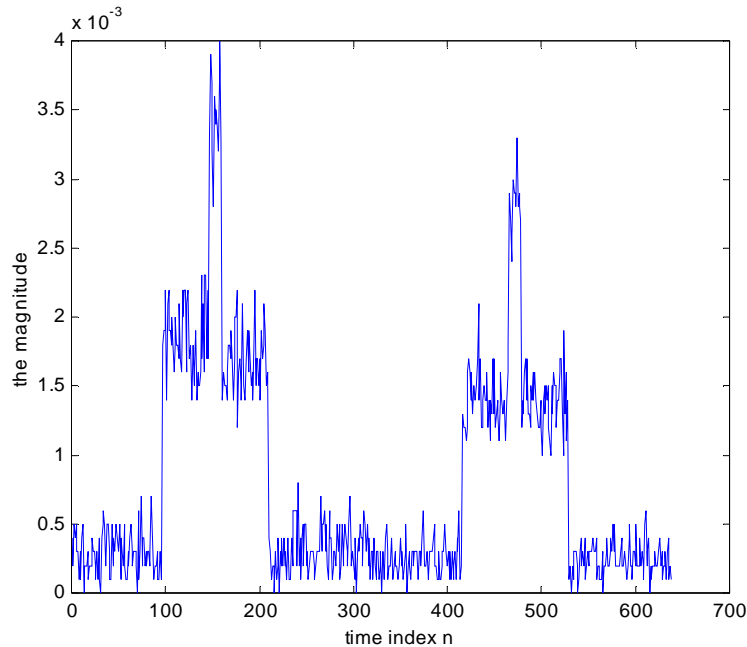


圖 3.10 分別為在完美通道及二個路徑衰減通道中模擬結果，為 $c(n)$ 經過平均取量值後與時間的關係圖。

方法二.

圖 3.11 為符元時序估計修正後的架構圖，在衰減通道(fading channel)中，由於通道變化快，接收到的 $r(n)$ 與 $r(n-N)$ 其護衛間隔中資料可能會改變，所以第一個符元-符元平均長度 L_1 選擇較小，取相位(圖 3.12(a))，將資料相位與延遲一取樣點的相位相減(圖 3.12(b))取其量值(圖 3.12(c))，此時資料在相對於 ISI free region 的 A 區間中相位的部分將趨近於零，其他區間相位為隨機，第二個符元-符元平均長度 L_2 可選擇較大，經移動平均後(圖 3.12(d))求最小值，即可得符元

時序。相位相減其意義為因為通道變化快時，若通道對訊號相位的影響在兩取樣點間改變不大，將兩取樣點相位相減，則會抵消掉通道對訊號相位的影響，此將有助於抵抗通道的變化，如圖 3.12(a)，通道對訊號有相位的影響 ϕ_{11} 、 ϕ_{12} 等、、若前後取樣點的相位相減， ϕ_{11} 、 ϕ_{12} 會相消，圖 3.13 為方法二分別在完美通道及二個路徑衰減通道中模擬結果。

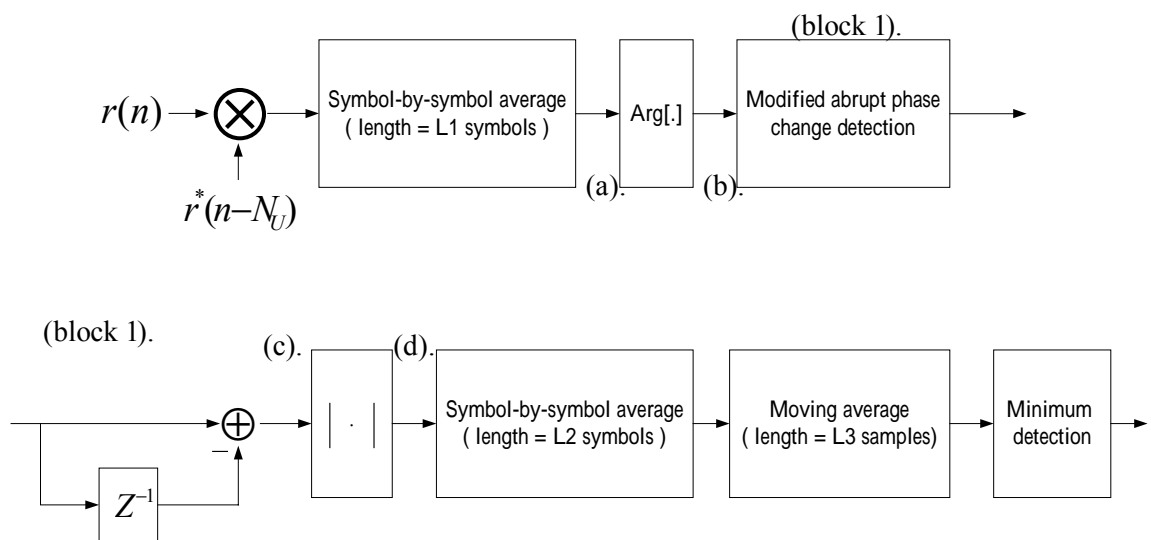


圖 3.11 符元時序估計架構圖(修正後)

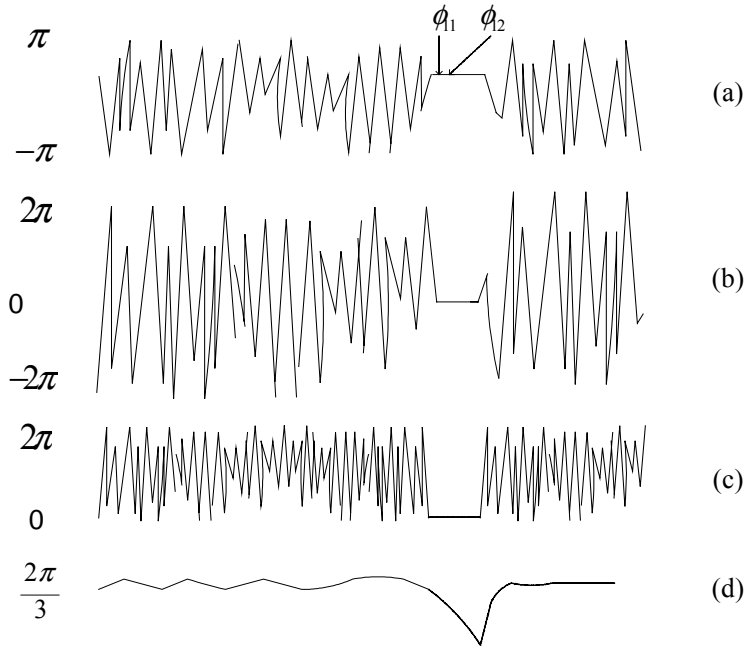
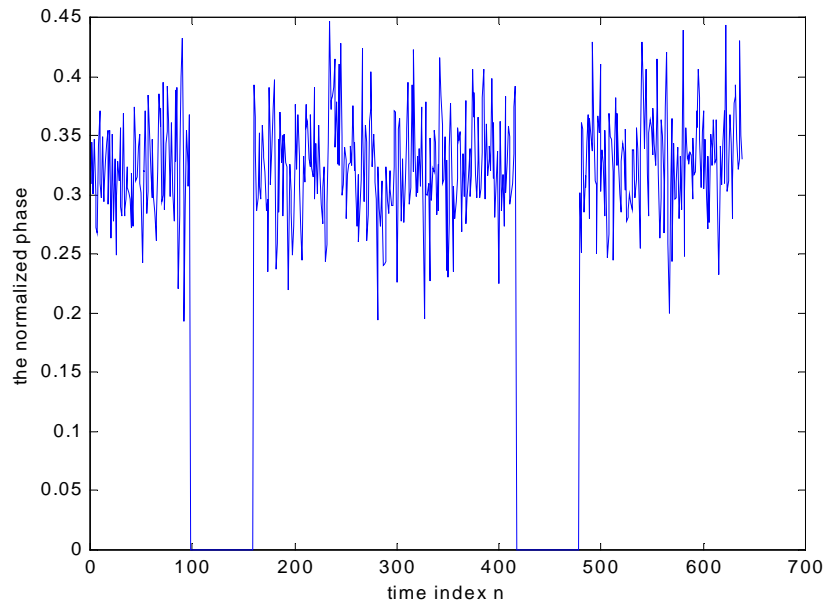


圖 3.12 符元時序估計各部分輸出相位圖

Perfect channel ($L_1 = 3$ and $L_1 \times L_2 = 100$)



The channel is two-path fading channel:
the power ratio is 1:1, the delay is $25\mu\text{sec}$
and the $f_d = 277.78\text{Hz}$.

The average SNR is 7dB. ($L_1 = 3$ and $L_1 \times L_2 = 200$)

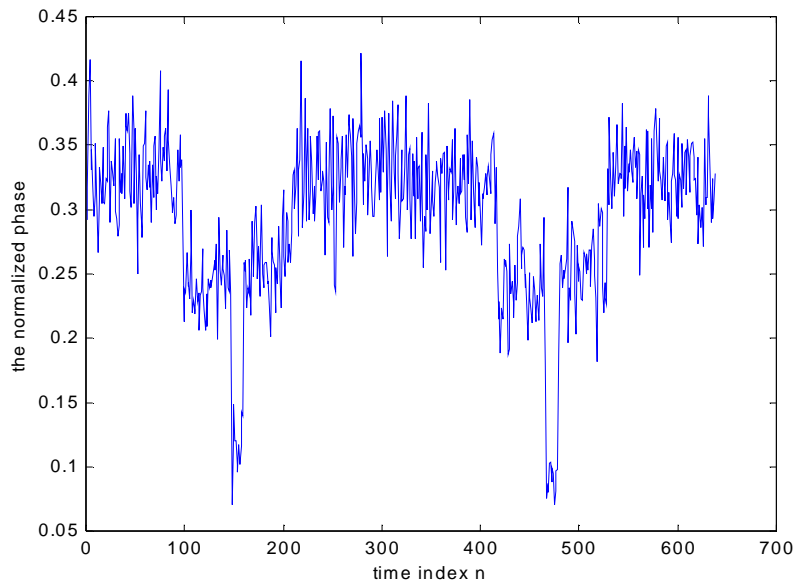


圖 3.13 方法二分別在完美通道及二個路徑衰減通道中模擬結果

在介紹頻率漂移的估計前，先談若無頻率漂移補償，訊號將有怎樣的影響，OFDM 系統接收端必須在各次載波的峰值做取樣，則載在次載波上的資料就不會受到鄰近次載波資料的影響(ICI)，由(3.3)式，可知 δ 估計準確時，取樣時資料有一個 Δ 的平移，此時將取到別的次載波上的資料，完全錯誤，所以必須要求 Δ 的估計完全準確。但 δ 估計不準確時，將會受到 ICI 的影響(3.4)式，以上皆可由圖 3.14 中看出，頻率漂移會將 OFDM 訊號頻譜整個平移，導致接收端以 FFT 解回資料時，會取到不正確或有偏移的次載波上的資料。

$$\begin{aligned}
r(n) &= s(n) \cdot e^{j\frac{2\pi n(\Delta+\delta)}{N_U}} \quad \text{where } s(n) = \text{IFFT}\{X(k) \cdot H(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi kl}{N_U}}\} \\
&= \frac{1}{N_U} \sum_{k=0}^{N_U-1} \{X(k) \cdot H(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi kl}{N_U}}\} \cdot e^{j\frac{2\pi nk}{N_U}} \cdot e^{j\frac{2\pi n(\Delta+\delta)}{N_U}} \\
&= \frac{1}{N_U} \sum_{k=0}^{N_U-1} \{X(k) \cdot H(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi kl}{N_U}}\} \cdot e^{j\frac{2\pi n(k+\Delta+\delta)}{N_U}}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
R(m) &= \text{FFT}\{r(n)\} = \sum_{n=0}^{N_U-1} r(n) \cdot e^{-j\frac{2\pi nm}{N_U}} \\
&= \sum_{n=0}^{N_U-1} \left\{ \frac{1}{N_U} \sum_{k=0}^{N_U-1} X(k) \cdot H(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi kl}{N_U}} \cdot e^{j\frac{2\pi n(k+\Delta+\delta)}{N_U}} \right\} \cdot e^{-j\frac{2\pi nm}{N_U}} \\
&= \sum_{k=0}^{N_U-1} X(k) \cdot H(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi kl}{N_U}} \cdot \frac{1}{N_U} \sum_{n=0}^{N_U-1} e^{j\frac{2\pi n(k+\Delta+\delta-m)}{N_U}} \\
R(m) &= \sum_{k=0}^{N_U-1} X(k) \cdot H(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi kl}{N_U}} \cdot \frac{1}{N_U} \sum_{n=0}^{N_U-1} e^{j\frac{2\pi n(k+\Delta+\delta-m)}{N_U}}
\end{aligned}$$

$$\text{for } \delta = 0, \quad \frac{1}{N_U} \sum_{n=0}^{N_U-1} e^{j\frac{2\pi n(k-m+\Delta)}{N_U}} = \begin{cases} 1 & \text{if } (k-m+\Delta)_{N_U} = 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$\therefore R(m) = X((m-\Delta)_{N_U}) \cdot H((m-\Delta)_{N_U}) \cdot e^{-j\frac{2\pi(m-\Delta)l}{N_U}} \quad (3.3)$$

$$\begin{aligned}
\text{for } \delta \neq 0, \quad R(m) &= \sum_{k=0}^{N_U-1} X(k) \cdot H(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi kl}{N_U}} \cdot \frac{1}{N_U} \sum_{n=0}^{N_U-1} e^{j\frac{2\pi n(k+\Delta+\delta-m)}{N_U}} \\
&= X(m) \cdot H(m) \cdot e^{-j\frac{2\pi ml}{N_U}} \cdot \frac{1}{N_U} \sum_{n=0}^{N_U-1} e^{j\frac{2\pi n(\Delta+\delta)}{N_U}} \\
&\quad + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq m}}^{N_U-1} X(k) \cdot H(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi kl}{N_U}} \cdot \frac{1}{N_U} \sum_{n=0}^{N_U-1} e^{j\frac{2\pi n(k+\Delta+\delta-m)}{N_U}} \\
&= X(m) \cdot H(m) \cdot e^{-j\frac{2\pi ml}{N_U}} \cdot W_1 + ICI \quad (3.4)
\end{aligned}$$

$$W_1 = \frac{1}{N_U} \sum_{n=0}^{N_U-1} e^{j\frac{2\pi n(\Delta+\delta)}{N_U}} \quad ICI = \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq m}}^{N_U-1} X(k) \cdot H(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi kl}{N_U}} \cdot W_2, \quad W_2 = \frac{1}{N_U} \sum_{n=0}^{N_U-1} e^{j\frac{2\pi n(k+\Delta+\delta-m)}{N_U}}$$

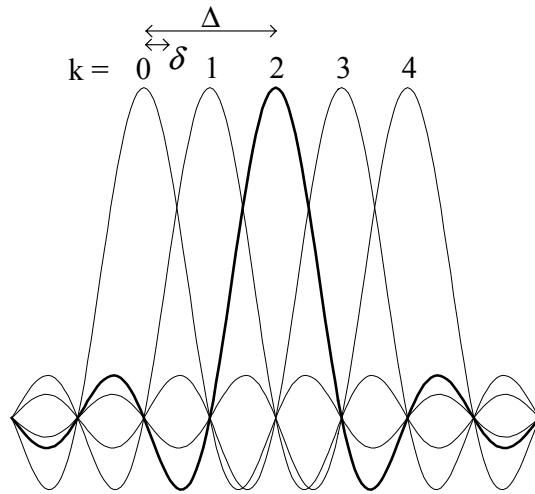


圖 3.14 頻率漂移的影響

3.2 小數部分的頻率漂移估計

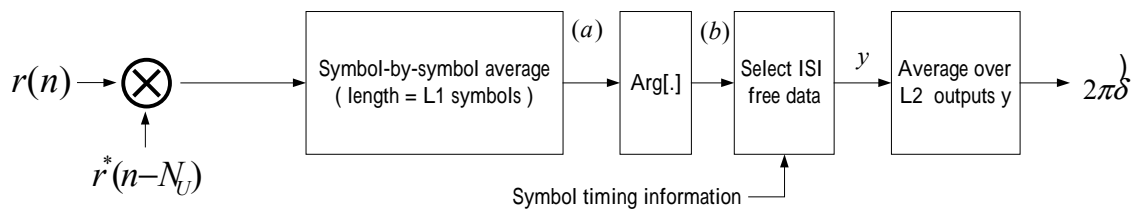


圖 3.15 小數部分頻率漂移估計架構圖

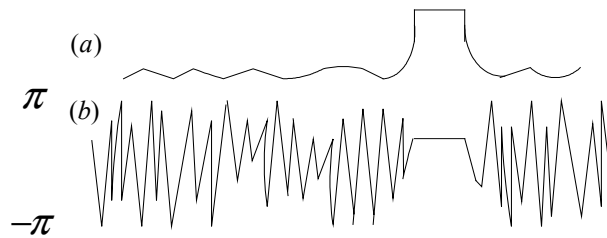


圖 3.16 符元-符元平均後的量值與相位圖

圖 3.16 為符元-符元平均後的量值與相位，由(3.2)式可知 A 區間的相位為 $2\pi(\Delta+\delta)$ ，又已知符元時序，所以取符元時序上的相位資訊，做 L2 次平均即可得小數部分的頻率漂移。

舉例： $\Delta=2$ ， $\delta=0.3$ ，取主幅角可得 δ (因為 為整數，取主幅角時無法判斷其值)

$$e^{j2\pi(2+0.3)} = e^{j4.6\pi} \text{ 取 Arg} = 0.6\pi \rightarrow \delta = \frac{0.6\pi}{2\pi} = 0.3$$

3.3 整數部分的頻率漂移估計(DAB 數位音訊廣播中求法)

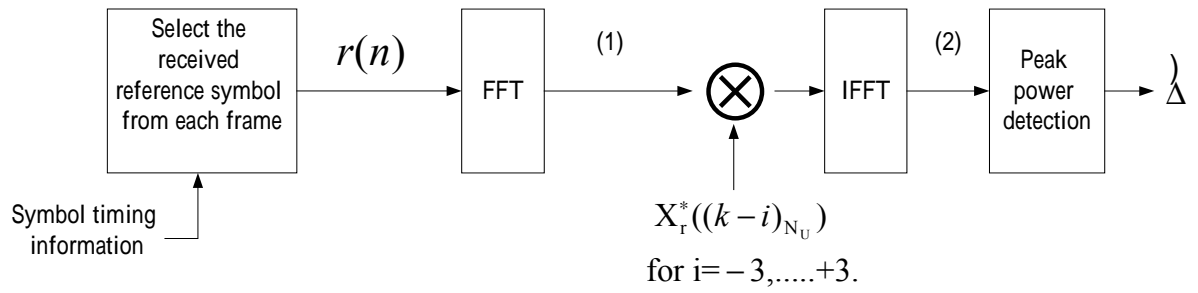


圖 3.17 整數部分頻率漂移估計架構圖

消除了已知的小數部分頻率偏移， $r(n)$ 將只受到整數部分頻率偏移與通道的影響，由於已知正確符元時序，我們可以取得一接收端已知的參考符元(reference symbol)訊號，而且完全沒有 ISI 的影響，以 $x_r(n)$ 從頻域去匹配 $r(n)$ ，其中

$$x_r(n) \xrightleftharpoons[IFFT]{FFT} X_r(k)$$

$$r(n) = \text{IFFT} \{ X_r(k) \cdot H(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi kl}{N_U}} \cdot e^{j2\pi\frac{n\Delta}{N_U}} \}$$

$$(1) : \text{FFT} \{ r(n) \} = X_r((k-\Delta)_{N_U}) \cdot H((k-\Delta)_{N_U}) \cdot e^{-j\frac{2\pi(k-\Delta)l}{N_U}} \quad (3.5)$$

$$(2) : \text{IFFT} \{ X_r((k-\Delta)_{N_U}) \cdot H((k-\Delta)_{N_U}) \cdot e^{-j\frac{2\pi(k-\Delta)l}{N_U}} \cdot X_r^*((k-i)_{N_U}) \} \\ = e^{j2\pi\frac{n\Delta}{N_U}} h((n-l)_{N_U}) \quad , \text{ if } i = \Delta \quad (3.6)$$

由於 $x_r(n)$ 有類似 pn 序列的特性，當 $i \neq \Delta$ 時，圖中(2)的結果會很小，所以當我們滑動 i 值在一定的頻率漂移範圍中，若發生最大值的出現，此時的 i 值即估計為整數部分頻率漂移。

第四章

Downlink OFDM-CDMA 訊號同步的演算法

4.1 傳送端架構

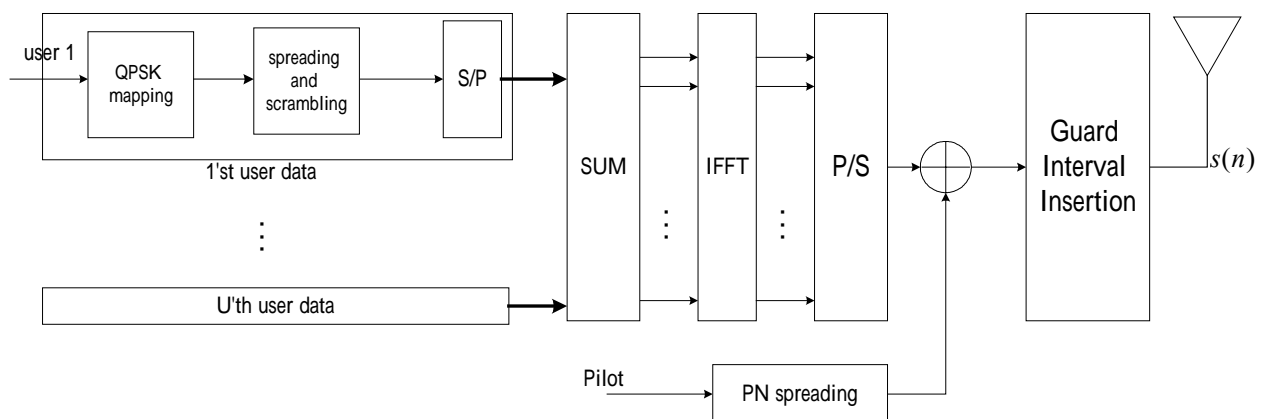


圖 4.1: OFDM-CDMA 的下鏈傳送端

在圖 4.1 中，基地台要下傳 U 組資料給 U 個用戶，每一組的資料會分別依序經過 QPSK 調變、展頻和攪亂，將這 U 組資料相加起來做 IFFT 運算把資料轉換成時域的資料，再加上為了要估計通道所外加的領航訊號，最後在傳送訊號前

須在每個資料框加上一段護衛間隔用以對抗 ISI。

在加上護衛間隔前，傳送的第 i 個符元的基頻訊號為：

$$s_i(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \left[\sum_{u=1}^U d_i^u \cdot c_d^u(k) \cdot c_s(k) \right] \cdot e^{j\frac{2\pi kn}{N}} + c_p(n) \quad n = 0, 1, \dots, N-1$$

(4.1)

其中

d_i^u : 第 u 個用戶的第 i 個傳送資料符元 (Data symbol) ,

$$d_i^u \in \left\{ \pm \frac{1}{\sqrt{2}} \pm j \frac{1}{\sqrt{2}} \right\}.$$

$c_d^u(k)$: 第 u 個用戶資料訊號展頻碼的第 k 個切片。

$c_s(k)$: 攪亂碼的第 k 個切片。

N : IFFT 的長度，展頻碼、攪亂碼切片數。

$c_p(n)$: 領航訊號展頻碼的第 n 個切片。

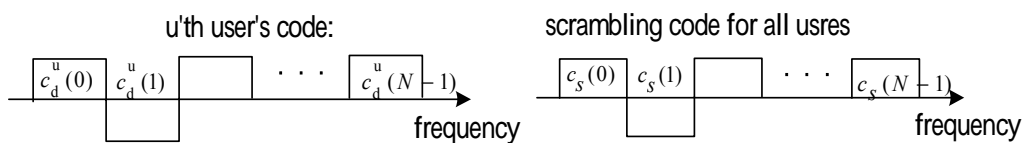


圖 4.2:資料訊號展頻碼與攪亂碼

加上護衛間隔後傳送訊號為 $s(n)$ ，在這裡我們資料訊號展頻碼用華氏碼

(Walsh code)區分每個用戶的資料訊號,以一個 m-序列(m-sequence)為攪亂碼以區分蜂巢式通訊系統中不同的蜂巢(cell),另一個 m-序列當作領航訊號展頻碼,而訊號(useful symbol)長度 $N_U = N$, 符元長度 $N_s = N + N_g = 1.25N$ 。

4.1.1 下鏈傳輸環境

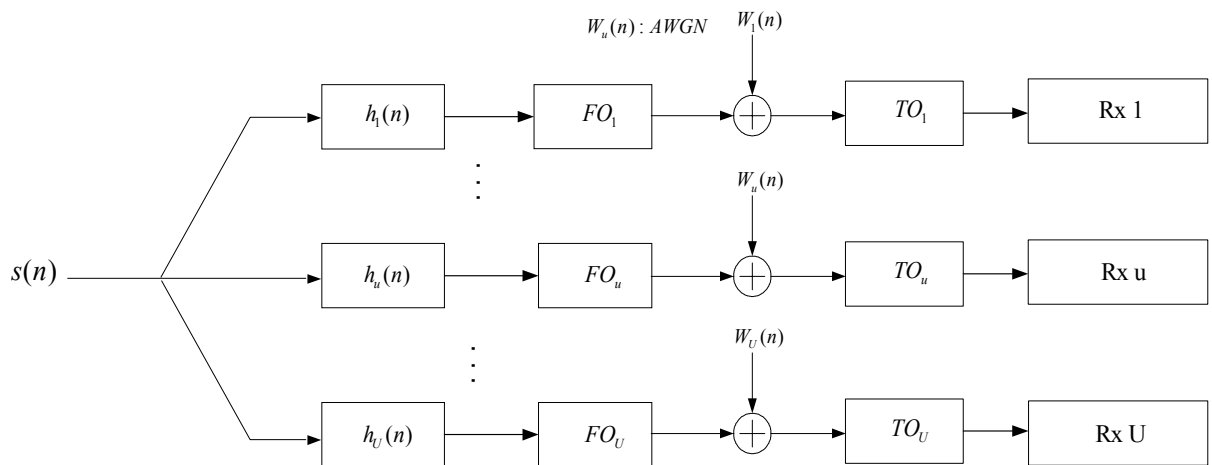


圖 4.3: 下鏈傳輸模型

其中

$h_u(n)$: 第 u 個用戶傳送訊號所經過的通道。

FO_u : (frequency offset)第 u 個用戶的頻率漂移。

$W_u(n)$: 第 u 個用戶的加成性白色高斯雜訊(AWGN)。

TO_u : (sample timing offset)第 u 個用戶的取樣時的時序偏移。

4.2 以領航訊號來達成 Downlink OFDM-CDMA 的同步

4.2.1 整數部分頻率漂移估計

由於 CDMA(DSSS)訊號沒有加入護衛間隔，所以任意取下一段訊號必包含一完整領航訊號的迴旋平移，對其以領航訊號作匹配則可找到通道脈衝響應，但此時 OFDM-CDMA 由於有加上護衛間隔，為了取到一完整領航訊號，我們將任意取五段長度 N 的訊號每段相差 $N/2$ ，如圖 4.4，五段為一個循環，第六段訊號匹配情形將與第一段相同，且可確保對任一條路徑而言，必可保證其中一段是從護衛間隔中為起始點所取下，此時必包含一完整領航訊號的迴旋平移，可匹配出通道脈衝響應，其他段若不包含一近乎完整領航訊號，則匹配結果很小，其實每段相差 $N/4$ 亦可，同樣也是取五段一循環。

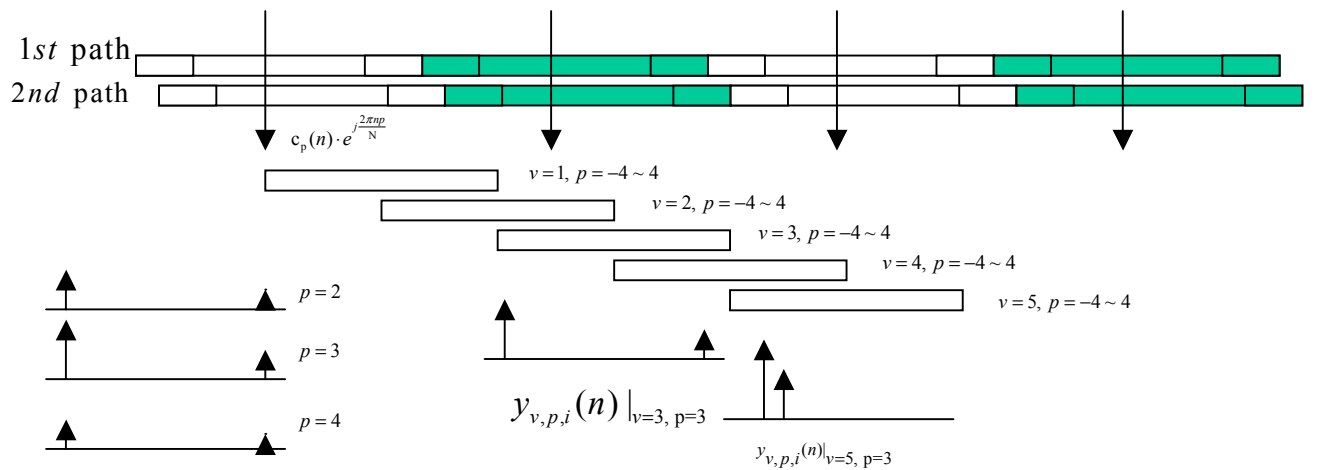


圖 4.4 訊號取樣及匹配示意圖

圖 4.4 為雙路徑匹配情形的範例，首先接收的訊號為雙路徑訊號相加，再乘上頻率漂移 $e^{j \frac{2\pi n(\Delta+\delta)}{N}}$ ，對此接收的訊號任意取五段， $v=1 \sim 5$ ，再分別以 $c_p(n) \cdot e^{j \frac{2\pi np}{N}}$ 作匹配， $p=-4 \sim 4$ ，下方 $y_{v,p,i}(n)$ 為對應不同 v 、 p 值匹配的結果，可看出匹配出通道脈衝響應，左下角的圖則代表對應不同 p 值，匹配出通道脈衝響應量值高度亦不同，如第二章所述， p 最接近 $\Delta + \delta$ ，會有最大高度圖中 $\Delta + \delta = 2.6$ ， $y_{v,p,i}(n)|_{v=5, p=3}$ 左邊的路徑大是因為第五段訊號取到第一條路徑中完整的領航訊號，右邊的路徑中等是因為對第二條路徑中取到的領航訊號有些許不完整， $y_{v,p,i}(n)|_{v=3, p=3}$ 左邊的路徑大是由於取到第二條路徑中完整的領航訊號，右邊的路徑最小是由於對第一條路徑中取到的領航訊號更不完整(取到了下一符元)，由以上討論可知，若某一段是由多路徑的 ISI free region 開始取訊號，則匹配結果每個路徑都大，若為上述例子，沒有任何一段是從 ISI free region 開始取

訊號，則搜尋最大值時，會有兩段皆可能產生路徑能量最強的情形，但此最大值依舊發生在 p 最接近 $\Delta + \delta$ ，仍可依此找出整數部分頻率漂移。

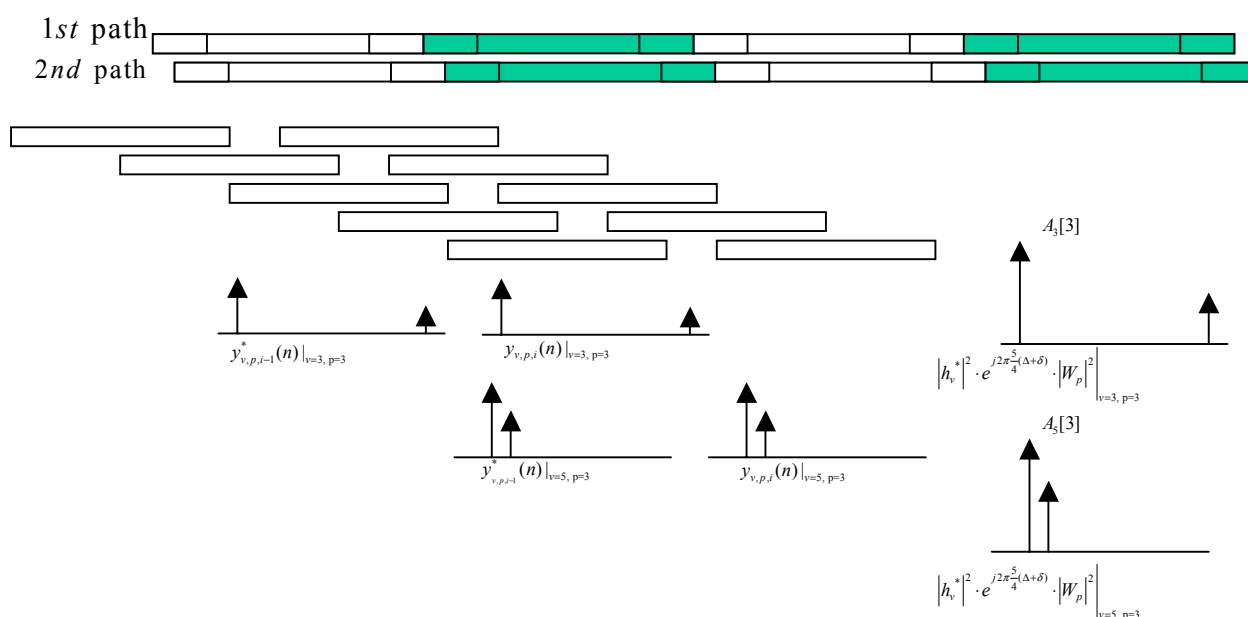


圖 4.5 前後兩匹配結果的共軛相乘圖

圖 4.5 左邊五段為前一次匹配結果，與右邊五段有相同對應位置，所以匹配結果相似，匹配結果 $y_{v,p,i}(n)$ 乘上其前一符元之共軛複數 $y_{v,p,i-1}^*(n)$ ，等於

$|h_v^*|^2 \cdot e^{j2\pi\frac{5}{4}(\Delta+\delta)} \cdot |W_p|^2$ ，在取下近乎完整領航訊號時， h_v 代表通道脈衝響應與 v 有關， W_p 為衰減因子與 p 有關，相乘後結果帶有一項常數相位 $e^{j2\pi\frac{5}{4}(\Delta+\delta)}$ ， $\frac{5}{4}(\Delta+\delta)$ 是因為符元長度為 $\frac{5}{4}N$ ，所以兩次匹配結果會有 $\frac{5}{4}(\Delta+\delta)$ 的相位旋轉，之後會以數學

式推導，由於帶有常數相位，所以可對其做符元-符元平均增強其路徑能量，原先有五段訊號，每段又以 $p = -4 \sim 4$ 去匹配，共可得 45 段訊號，前後匹配結果共

軌相乘、符元-符元平均後亦為 45 段訊號，搜尋這 45 段訊號取量值後的最大值，

記錄為 $A_v[p]$ ，圖中可知最大值可能為 $A_3[3]$ 或 $A_5[3]$ ，但皆對應 $p=3$ ，可估計

$\hat{\Delta} = 3$ ，以下為架構圖。

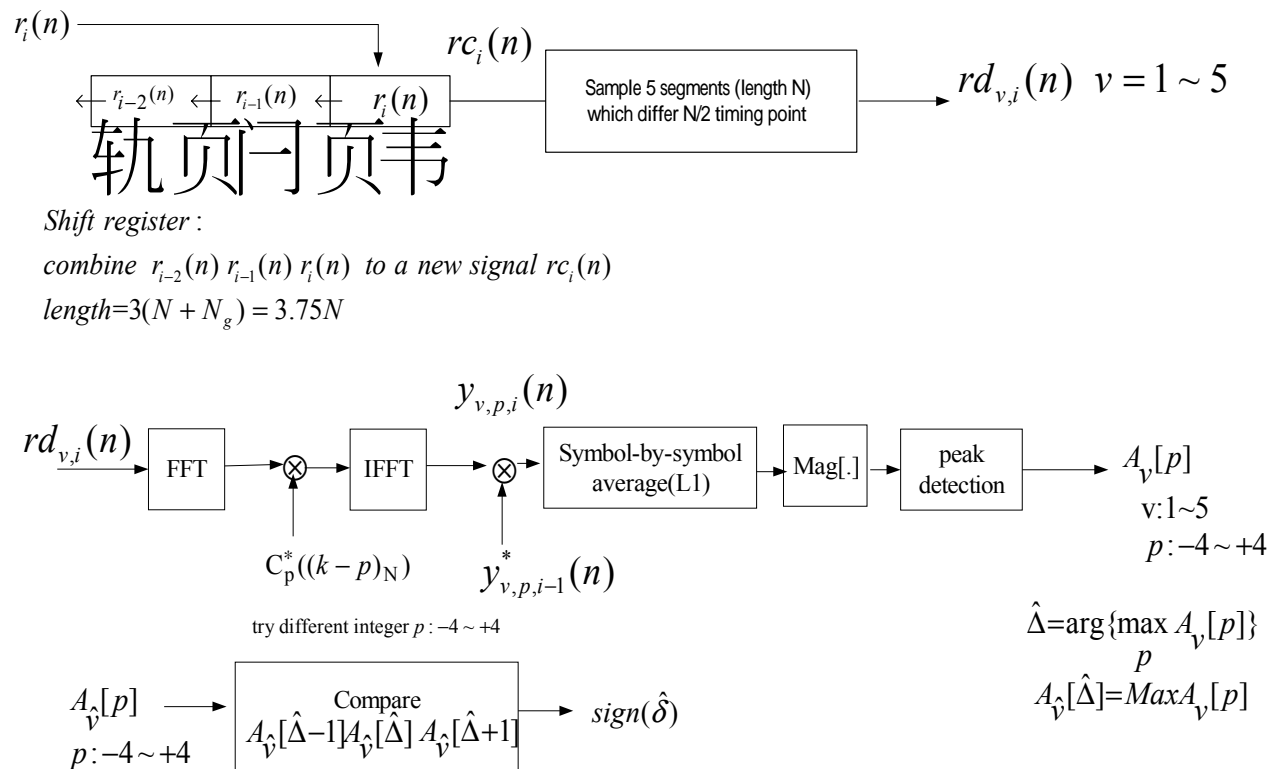


圖 4.6 整數頻率漂移估計、決定方向旗標的架構圖

當我們接收到第 i 個符元 $r_i(n)$ ，長度 $1.25N$ ，將他存入一個平移暫存器的第三區中，前兩區分別為 $r_{i-1}(n)$ 與 $r_{i-2}(n)$ ，結合這三區訊號成一個新訊號 $rc_i(n)$ ，長度 $3.75N$ ，將他分成五段長度 N 的訊號 $rd_{v,i}(n)$ ，每段間隔 $N/2$ ，與領航訊號匹配

後結果 $y_{v,p,i}(n)$ 與前次匹配結果的共軛複數相乘，符元-符元平均後取量值，其中最大值將發生在第 \hat{v} 段及 $p = \hat{\Delta}$ 時，比較第 \hat{v} 段 $A_{\hat{v}}[\hat{\Delta}-1]$ 、 $A_{\hat{v}}[\hat{\Delta}]$ 、 $A_{\hat{v}}[\hat{\Delta}+1]$ 以第二章的方法可找出方向旗標。

以下為數學式推導：

If v 'th segment $rd_{v,i}(n)$ contains nearly whole pilot code,

$$y_{v,p,i}(n) = h((n-l_v)_N) \cdot e^{j \frac{2\pi n'(\Delta+\delta)}{N}} \cdot W_p = h_v \cdot e^{j \frac{2\pi n'(\Delta+\delta)}{N}} \cdot W_p$$

$$y_{v,p,i-1}^*(n) = h^*((n-l_v)_N) \cdot e^{j \frac{2\pi(N_s - n')(\Delta+\delta)}{N}} \cdot W_p = h_v^* \cdot e^{j \frac{2\pi(\frac{5}{4}N - n')(\Delta+\delta)}{N}} \cdot W_p$$

$$y_{v,p,i}(n) \cdot y_{v,p,i-1}^*(n) = |h_v|^2 \cdot e^{j 2\pi \frac{5}{4}(\Delta+\delta)} \cdot |W_p|^2 + n(n') \quad n(n') : \text{noise}$$

$$\text{where } W_p = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi m(\Delta+\delta-p)}{N}}$$

otherwise $y_{v,p,i}(n)$ is small.

(4.2)

其中在 $rd_{v,i}(n)$ 包含近乎完整領航訊號時，會匹配出通道脈衝響應的迴旋平移，平移量 l_v 與 v 有關，簡寫 h_v ， $rd_{v,i}(n)$ 沒有包含近乎完整領航訊號時，匹配結果很小。

Without losing generality, we assume $n' = iN_s + n$

$$\begin{aligned}
r(n) &= \left\{ \sum_{i=1}^{np} a(i) \cdot c_p((N - \tau_{1,i} - l + n)_N) \right\} \cdot e^{j \frac{2\pi n'(\Delta + \delta)}{N}} \\
y_{p,i}(n) &= \sum_{m=0}^{N-1} \left\{ c_p^*(m) \cdot e^{-j \frac{2\pi mp}{N}} \right\} \cdot \left\{ \sum_{i=1}^{np} a(i) \cdot c_p((N - \tau_{1,i} - l + n + m)_N) \cdot e^{j \frac{2\pi(iN_s + n + m)(\Delta + \delta)}{N}} \right\} \\
&= \sum_{i=1}^{np} a(i) \cdot e^{j \frac{2\pi n(\Delta + \delta)}{N}} \cdot \left\{ \sum_{m=0}^{N-1} c_p^*(m) \cdot c_p((N - \tau_{1,i} - l + n + m)_N) \cdot e^{j \frac{2\pi m(\Delta + \delta - p)}{N}} \right\} \cdot e^{j \frac{2\pi(iN_s)(\Delta + \delta)}{N}} \\
&\approx \sum_{i=1}^{np} a(i) \cdot e^{j \frac{2\pi n(\Delta + \delta)}{N}} \cdot \delta((n - \tau_{1,i} - l)_N) \cdot \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi m(\Delta + \delta - p)}{N}} \cdot e^{j \frac{2\pi(iN_s)(\Delta + \delta)}{N}} \\
&= h((n - l)_N) \cdot e^{j \frac{2\pi n(\Delta + \delta)}{N}} \cdot W_p \cdot e^{j \frac{2\pi(iN_s)(\Delta + \delta)}{N}} \quad \text{where } W_p = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi m(\Delta + \delta - p)}{N}} \\
y_{p,i}(n) \cdot y_{p,i-1}^*(n) &\approx \left| h((n - l)_N) \right|^2 \cdot e^{j \frac{2\pi N_s(\Delta + \delta)}{N}} \cdot \left| W_p \right|^2 + n(n') \quad n(n') : \text{noise}
\end{aligned}$$

(4.3)

其中 n' 代表訊號真正傳送時間， n 則為 $0 \sim N-1$ ，在不失一般性可假設

$n' = iN_s + n$ ， N_s 為符元長度， i 為傳送了 i 個符元，與下面 $\tau_{1,i}$ 的 i 為第 i 個路

徑不同，可得最後第 i 個符元對不同 p 匹配結果，式(4.3)可看出帶有常數相位

$$\frac{N_s(\Delta + \delta)}{N} = \frac{5}{4}(\Delta + \delta)^\circ$$

4.2.2 小數部分頻率漂移估計

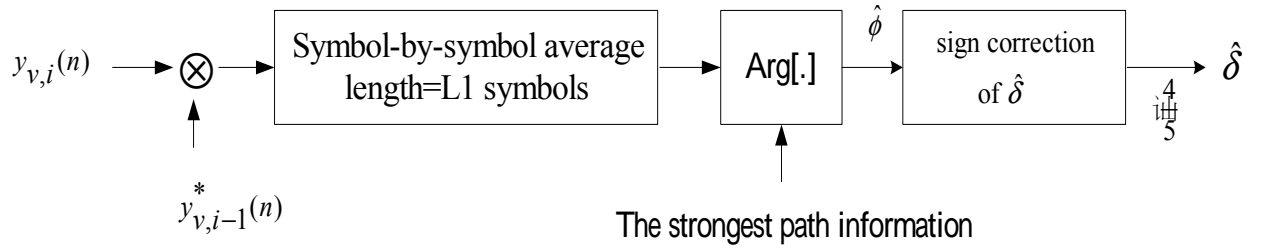


圖 4.7 小數頻率漂移估計架構圖

在補償了整數部分的頻率漂移後，得五段匹配結果 $y_{v,i}(n)$ 與前次匹配結果的共軛複數相乘，符元-符元平均後取量值，找最大值，可得最大值發生的時間點即為最強路徑的位置，此最強路徑上帶有常數相位 $\frac{5}{4}\delta$ ，在此最強路徑上取相位可得 $\hat{\phi}$ ，再由方向旗標修正小數頻率漂移正負號，可得 $\hat{\delta}$ ，修正法如下：

$$\begin{aligned} \text{sign}\hat{\delta} &= -1 \\ \left. \begin{array}{l} \hat{\phi} > 0 \\ \hat{\phi} < 0 \end{array} \right\} &\Rightarrow \hat{\delta} = (\hat{\phi} - 1) \cdot \frac{4}{5} \\ \text{sign}\hat{\delta} &= 1 \\ \left. \begin{array}{l} \hat{\phi} > 0 \\ \hat{\phi} < 0 \end{array} \right\} &\Rightarrow \hat{\delta} = (\hat{\phi} + 1) \cdot \frac{4}{5} \end{aligned}$$

以下為數學式推導：

After we compensate $\hat{\Delta}$,

$$y_{v,i}(n) = h((n-l_v)_N) \cdot e^{j\frac{2\pi n'\delta}{N}} \cdot W = h_v \cdot e^{j\frac{2\pi n'\delta}{N}} \cdot W$$

$$y_{v,i-1}^*(n) = h^*((n-l_v)_N) \cdot e^{j\frac{2\pi(N_s-n')\delta}{N}} \cdot W = h_v^* \cdot e^{j\frac{2\pi(\frac{5}{4}N-n')\delta}{N}} \cdot W$$

$$y_{v,i}(n) \cdot y_{v,i-1}^*(n) = |h_v|^2 \cdot e^{j2\pi\frac{5}{4}\delta} \cdot |W|^2 + n(n') \quad n(n') : \text{noise}$$

$$\text{where } W = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi m\delta}{N}}$$

The strongest path information : the time index of the strongest path in $v=1\sim 5$

(4.4)

4.2.3 符元時序估計

由(4.2)式 $y_{v,p,i}(n) \cdot y_{v,p,i-1}^*(n) = |h_v|^2 \cdot e^{j2\pi\frac{5}{4}(\Delta+\delta)} \cdot |W_p|^2 + n(n')$

經過 $\hat{\Delta}$ 和 $\hat{\delta}$ 的頻率漂移補償後，上式變為

$$y_{v,i}(n) \cdot y_{v,i-1}^*(n) = |h_v|^2 + n(n')$$

(4.5)

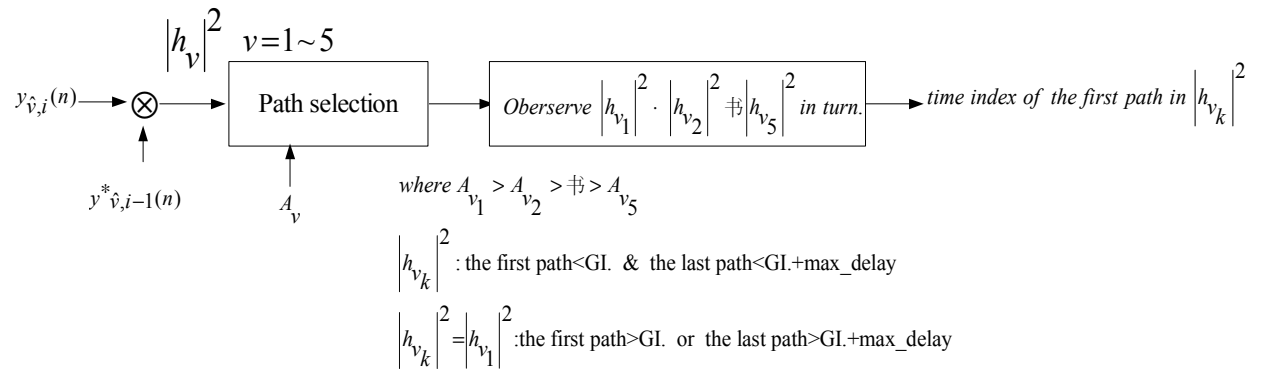


圖 4.8 符元時序估計架構圖

我們將得到五段通道脈衝響應量值，每段皆有一最大值 A_v ，以其各段的最大值 A_v ，設下門檻做路徑選擇，觀察第 v_1 段通道脈衝響應(因為 A_{v_1} 最大)，假若其第一條路徑的時序不超過護衛間隔長度，最後一條路徑不超過護衛間隔加上路徑最大延遲的長度，代表所有路徑皆集中於通道響應前段，沒有路徑因為循環迴

旋而落於後段，此時則取第一條路徑的時序為符元時序，若不符合上述情形，觀察第 v_2 段的通道響應，依序到第 v_5 段(因為 $A_{v_1} > A_{v_2} > \dots > A_{v_5}$)，假若皆不符合路徑集中於前段，則回到第 v_1 段取第一條路徑的時序為符元時序。

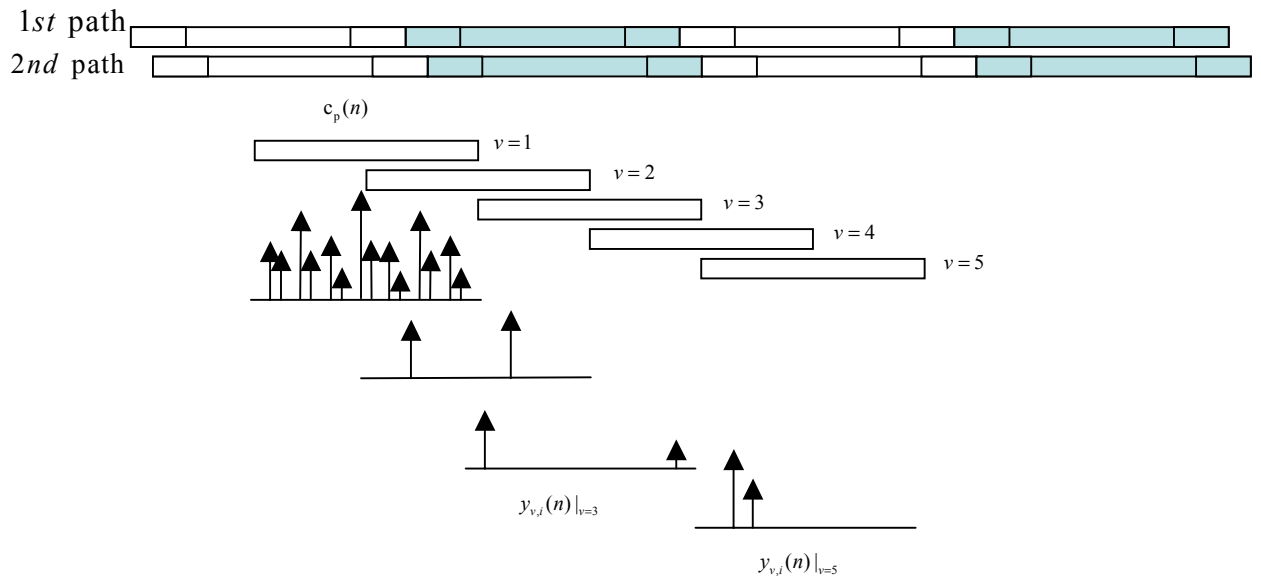


圖 4.9 通道脈衝響應圖例

觀察上圖，五段通道脈衝響應中最大值落於第一段($v=1$)，但由於受到干擾影響，第一段選到的路徑能量都相當強，以此判斷符元時序將會發生錯誤，所以我們利用其他各段的資訊，可找到第五段($v=5$)選到的路徑皆落於前方，此時取第一條路徑的時序為符元時序。

上述某段路徑能量都相當強的情形常發生於上鏈 OFDM-CDMA 在用戶較多的時候。

如果我們已知最大路徑延遲 $delay_{max}$ ，即已知最小 ISI free region 長度

$(ISI\ free\ region)_{min}$ ，將第一條路徑的時序往前推 $(ISI\ free\ region)_{min}$ 長度當作真正符元時序，這好處是即使第一條路徑在路徑選擇時沒被選到，把第二或之後的路徑當第一條路徑，往前推 $(ISI\ free\ region)_{min}$ 依舊可能落於 ISI free region 中，符元時序仍舊正確，如下圖 4.10。

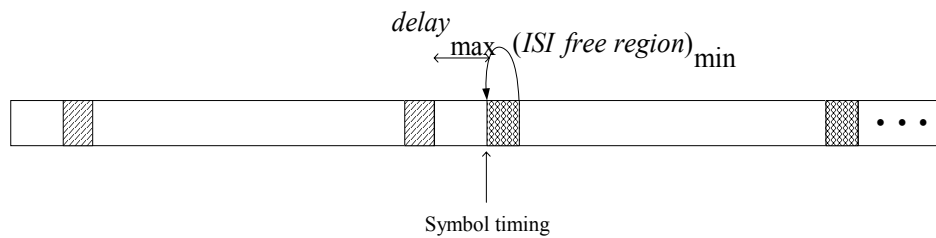


圖 4.10 符元時序圖

4.3 以護衛間隔來達成 Downlink OFDM-CDMA 的同步

4.3.1 符元時序估計

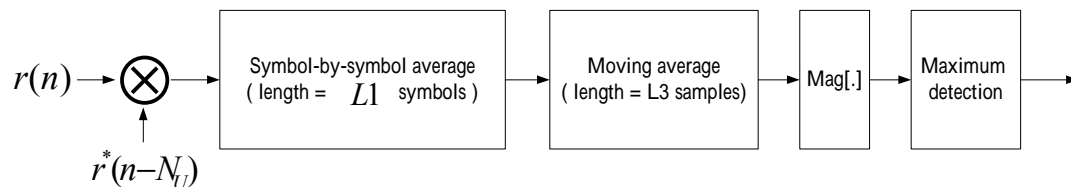


圖 4.11 符元時序估計架構圖

4.3.2 小數部分的頻率漂移估計

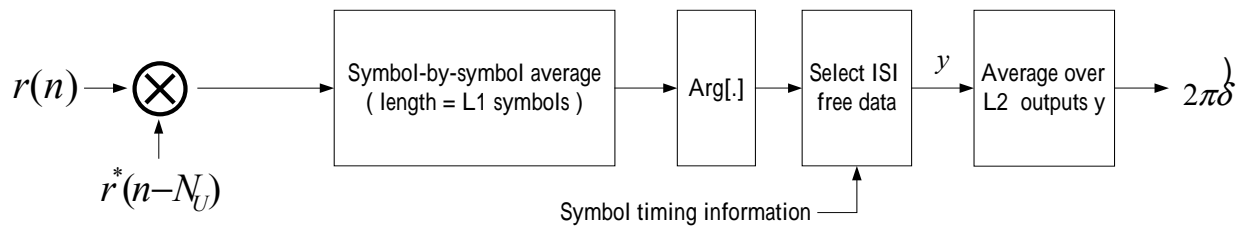


圖 4.12 小數部分頻率漂移估計架構圖

由於下鏈 OFDM-CDMA 由於有加上護衛間隔，其訊號型式完全與 OFDM 相同，所以可以用與第二章中完全相同的符元時序估計及小數部分頻率漂移估計，其中各用戶的資料是先相加再加上護衛間隔，所以即使用戶數目增加，亦不影響其 ISI free region 與相對的 A 區間資料相同的情形，即用戶數目不影響此同步演算法的效能。

4.3.3 整數部分的頻率漂移估計

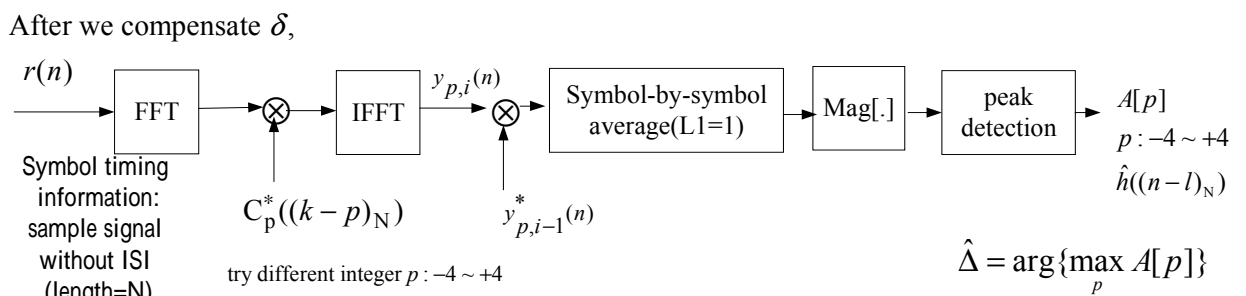


圖 4.13 整數部分頻率漂移估計架構圖

消除了已知的小數部分頻率偏移， $r(n)$ 將只受到整數部分頻率偏移與通道的影響，由於已知正確符元時序，我們不需要如前面取五段資料，可以在接收端從 ISI free region 中正確的取到一長度 N 的訊號，而且完全沒有 ISI 的影響，並且包含有完整的領航訊號，同樣的以領航訊號從頻域對其匹配，方式同前，不同處在於此時不需符元-符元平均即平均符元數 $L=1$ ，數學式如下：

$$y_{p,i}(n) \cdot y_{p,i-1}^*(n) \approx |h((n-l)_N)|^2 \cdot e^{j \frac{2\pi N_s(\Delta+\delta)}{N}} \cdot |W_p|^2 + n(n')$$

$$= |h((n-l)_N)|^2 \cdot e^{j 2\pi \frac{\Delta}{4}} \cdot |W_p|^2 + n(n') \quad n(n') : \text{noise}$$

where $W_p = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi m(\Delta-p)}{N}}$

(4.6)

4.4 電腦模擬(Downlink OFDM-CDMA)

4.4.1 模擬環境

電腦模擬的通道模型為：

- 等能量之雙路徑瑞雷衰減通道 (Rayleigh fading)

channel) , 其衰減模型(fading pattern)由傑克衰變通道模型所產生。

又電腦模擬之假設條件為：

- 假設接收機已知所有用戶的展頻碼。
- 假設傳送機的功率放大器與類比數位轉換器(Analog to digital convertor)是線性的。

系統的環境參數設定如下：

- Downlink OFDM-CDMA 系統

調變(modulation)	QPSK
載波頻率(carrier frequency)	2GHz
頻寬(total bandwidth)	6.4MHz
次載波個數(number of subcarriers)	512
有效符元時間(useful symbol time)	80 μs
護衛間隔(guard interval)	20 μs
整個符元時間(overall symbol time)	100 μs
資料速率(data rate)	20Kbps

展頻因數(spreading factor)	512
攪亂因數(scrambling factor)	512
車速(vehicle speed)	30 km/hr (100 km/hr)
都普勒頻率(Doppler frequency)	55.56 Hz (185.19 Hz)
路徑個數(path number)	2
最大延遲擴散(max delay spread)	15 μ s
領航訊號資訊訊號功率比(pilot to signal ratio)	16(線性比值)
資訊訊號雜訊功率比(signal to noise ratio: Eb/N0)	15dB

表 4.1 OFDM -CDMA 系統模擬參數表

決定方向旗標判斷的門檻(Th1)	2.44
決定方向旗標判斷的門檻 2(Th2)	1
選擇路徑的門檻	300

表 4.2 以領航訊號估計的同步系統模擬參數表

4.4.2 模擬結果與分析

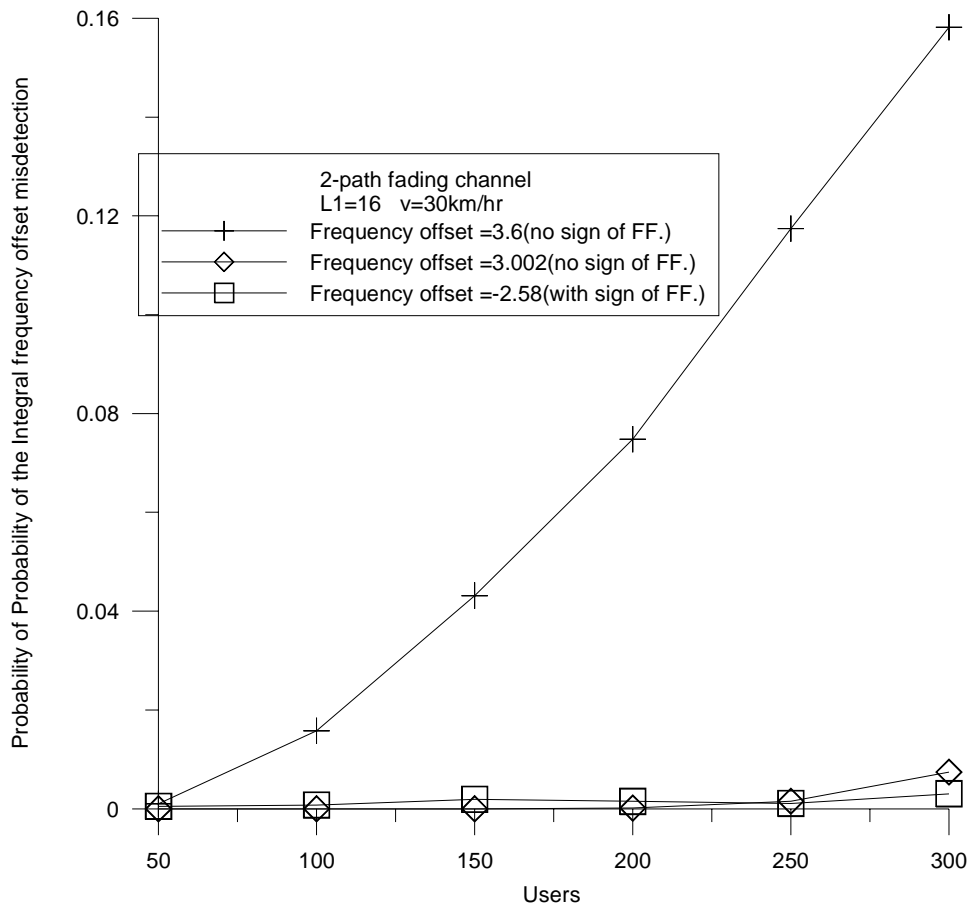


圖 4.14 方向旗標對整數頻率漂移估計的影響

圖 4.14 是以領航訊號估計整數頻率漂移的方法(圖中 sign of FF.代表方向旗標),可看出若無方向旗標時頻率漂移在兩整數之間如 3.6 在用戶數目多,符元平均數不足時會發生較大錯誤機率,頻率漂移在整數附近則表現良好,加上方向旗標的判斷機制,可維持良好表現。

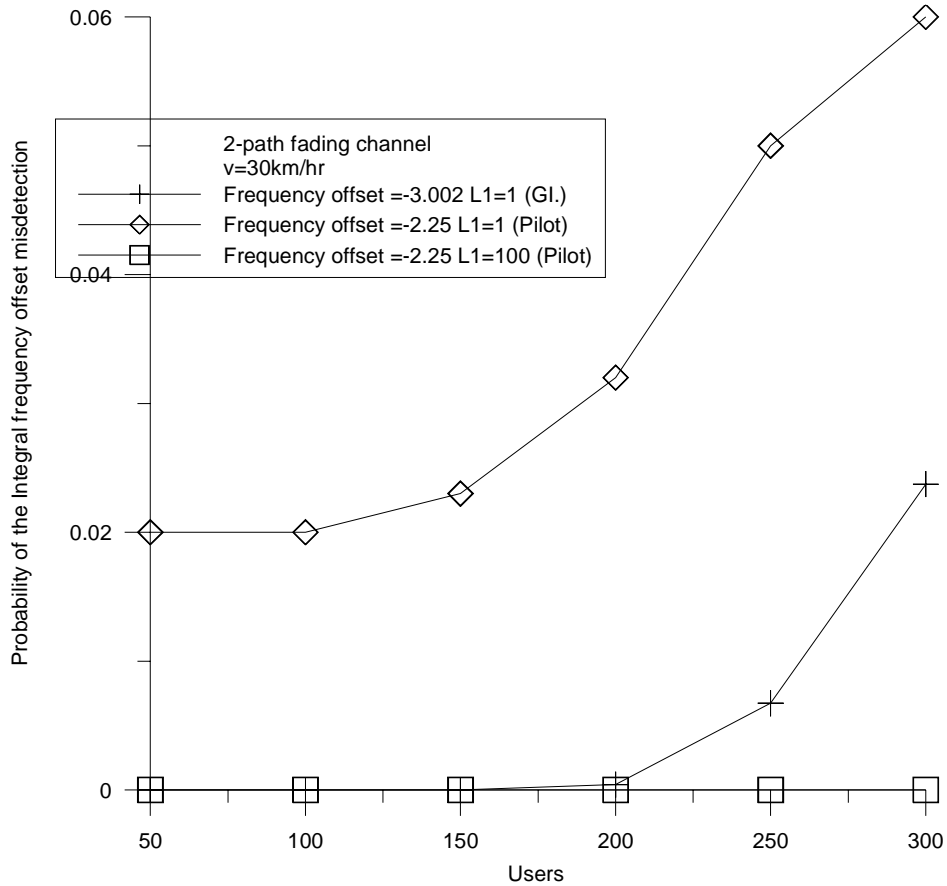


圖 4.15 領航訊號及護衛間隔兩方法估計整數頻率漂移的比較

圖 4.15 由於兩者比較基準不同，以護衛間隔的方法，由於已知小數頻率漂移，所以不會出現頻率漂移在兩整數間的臨界現象，已知符元時序所以可以取到無 ISI 的訊號，並未做符元-符元平均，比較以領航訊號的方法亦不做符元-符元平均，則如圖效能偏差，若符元平均數 100 則可以有良好表現。

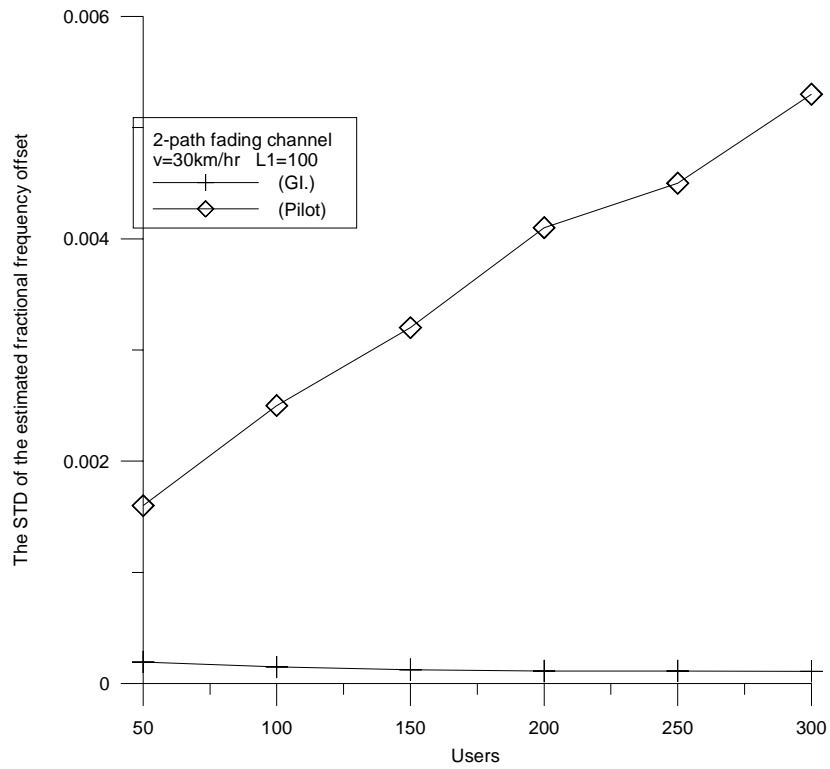


圖 4.16 領航訊號及護衛間隔兩方法估計小數頻率漂移的比較

圖 4.16 以領航訊號估計小數頻率漂移時，可看出隨用戶數目增加對領航訊號的干擾亦增加，而護衛間隔的方法則不受影響，因為即使用戶數目再多，ISI free region 依舊有資料重複的性質，所以可知以護衛間隔的方法估計小數頻率漂移較佳。

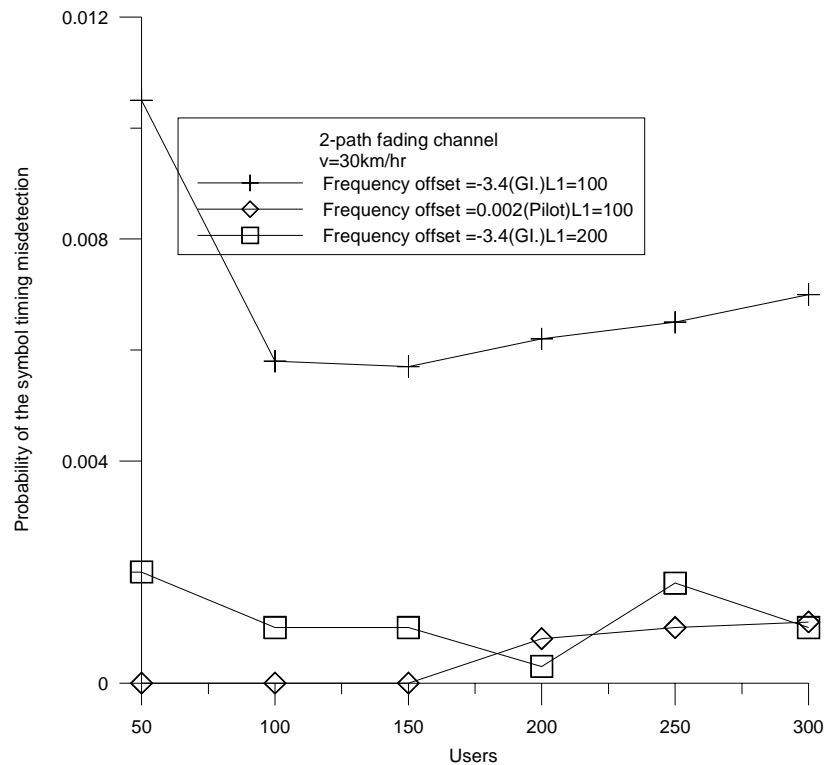


圖 4.17 領航訊號及護衛間隔兩方法估計符元時序的比較

圖 4.17 領航訊號估計符元時序由於處理增益(processing gain)相當大，作路徑選擇時可以相當正確的找到第一條路徑，但對護衛間隔方法在符元平均數 100 還不是很足夠，若再加大平均數應為一水平表現，如圖中 L1=200 有一很低的近乎水平線，可知若平均數大護衛間隔方法將不隨用戶數改變其表現，領航訊號方法則隨用戶數增加而表現較差，若平均數少則無法顯現護衛間隔方法的優點。

由以上模擬結果可知兩方法皆可行，符元平均數 100 即可有良好表現，唯有領航訊號估計小數頻率漂移在用戶數多稍差，若護衛間隔方法在求整數頻率漂移時，亦加上符元平均將有更好表現，歸納欲用戶數多護衛間隔方法較好，欲符元平均少增加處理速度則領航訊號估計較好。

第五章

Uplink OFDM-CDMA 訊號同步的演算法

5.1 傳送端架構

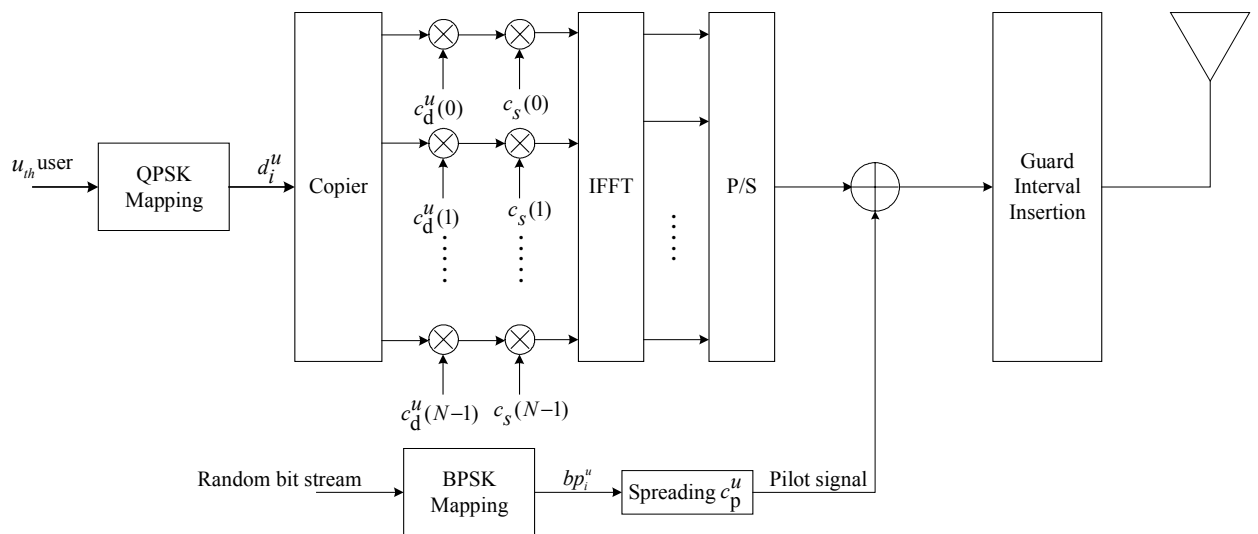


圖 5.1 OFDM-CDMA 的上鏈傳送端

每個用戶要傳送的訊號分為資料訊號(Data signal)與領航訊號(Pilot signal)。

頻域的資料訊號依序經過 QPSK 對應(mapping)、展頻、攪亂，也就是說 QPSK 調變後的資料先複製成 N 組資料 (N 為 FFT 或展頻碼的長度)，每一組資料再分別乘上展頻碼與攪亂碼(Scrambling code)的各個切片(chip)，可視為將 N 組資料放在不同的次載波上傳送。接著做 IFFT 運算轉換成時域訊號，再加入時域上的領航訊號。領航訊號是一個隨機位元經 BPSK 對應後的乘上領航訊號展頻碼而得。在傳送訊號前，每個資料框要加上護衛間隔。

隨機位元的目的在於接收端解展頻時不同用戶的領航訊號展頻碼會有交互相關(cross correlation)，做符元-符元平均時會累加造成很大的干擾，若指派給每個用戶一個接收端已知隨機位元組成之序列（每符元皆不同），則解展頻做符元-符元平均時，對於自己這個用戶自相關(autocorrelation) 會累加，其他用戶對自己的交互相關會相消。

我們使用 m-序列(m-sequence)為攪亂碼以區分蜂巢式通訊系統中不同的蜂巢(cell)。為了降低 MAI 的影響，採用彼此正交的華氏碼(Walsh code)區分每個用戶的資料訊號，而有良好相關性的金氏碼(Gold code)則用來區分不同用戶的領航訊號，而訊號(useful symbol)長度 $N_U = N$ ，符元長度 $N_s = N + N_g = 1.25N$ 。

在加上護衛間隔前，第 u 個用戶欲傳給基地台的第 i 個符元之基頻訊號為：

$$s_i^u(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \left[d_i^u \cdot c_d^u(k) \cdot c_s(k) \right] \cdot e^{j \frac{2\pi kn}{N}} + bp_i^u \cdot c_p^u(n) \quad n = 0, 1, L, N-1$$

(5.1)

其中

d_i^u : 第 u 個用戶的第 i 個傳送資料符元 (Data symbol) ,

$$d_i^u \in \left\{ \pm \frac{1}{\sqrt{2}} \pm j \frac{1}{\sqrt{2}} \right\}.$$

$c_d^u(k)$: 第 u 個用戶資料訊號展頻碼的第 k 個切片。

$c_s(k)$: 攪亂碼的第 k 個切片。

N : IFFT 的長度, 展頻碼、攪亂碼切片數。

bp_i^u : 第 u 個用戶的第 i 個傳送資料符元(隨機), $bp_i^u \in \{\pm 1\}$ 。

$c_p^u(n)$: 第 u 個用戶導航訊號展頻碼的第 n 個切片。

5.1.1 上鏈傳輸環境

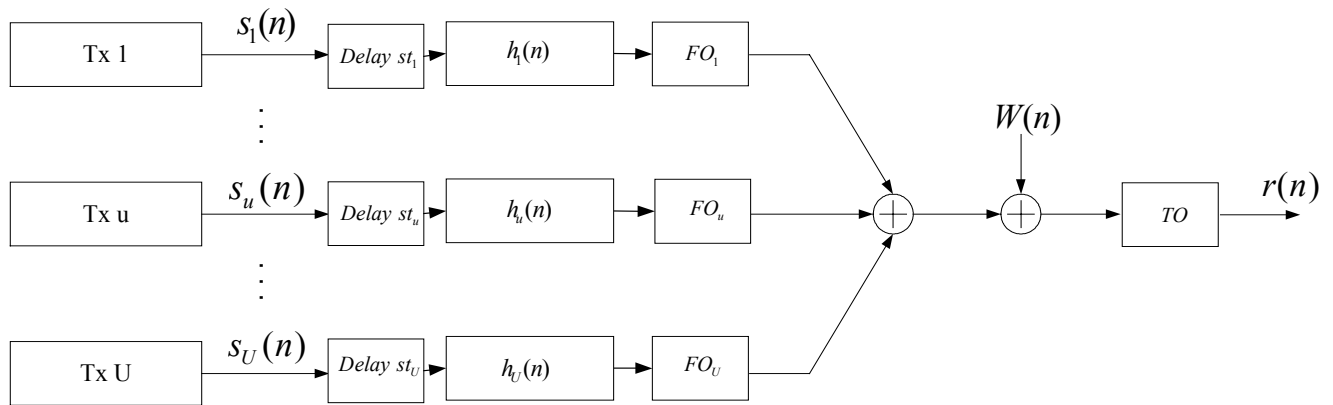


圖 5.2: 上鏈傳輸模型

其中

$s_u(n)$: 第 u 個用戶的傳送訊號。

st_u : 第 u 個用戶傳送訊號出發時的延遲, 模擬

出發的時間不同。

$h_u(n)$: 第 u 個用戶傳送訊號所經過的通道。

FO_u : (frequency offset)第 u 個用戶的頻率漂移。

$W(n)$: 加成性白色高斯雜訊(AWGN)。

TO : (sample timing offset)取樣時的時序偏移。

每個用戶傳送的訊號經過各自出發時的時間延遲、各自通道、各自接收時的頻率偏移，最後相加在一起，加上白色高斯雜訊經一取樣窗取得一符元的訊號，我們將視為第 u 個用戶的訊號，其他用戶訊號皆視為干擾，找出第 u 個用戶的頻率漂移和符元時序，所以結果將得到 U 個頻率漂移和符元時序。

5.2 以領航訊號來達成 Uplink OFDM-CDMA 的同步

5.2.1 整數部分頻率漂移估計

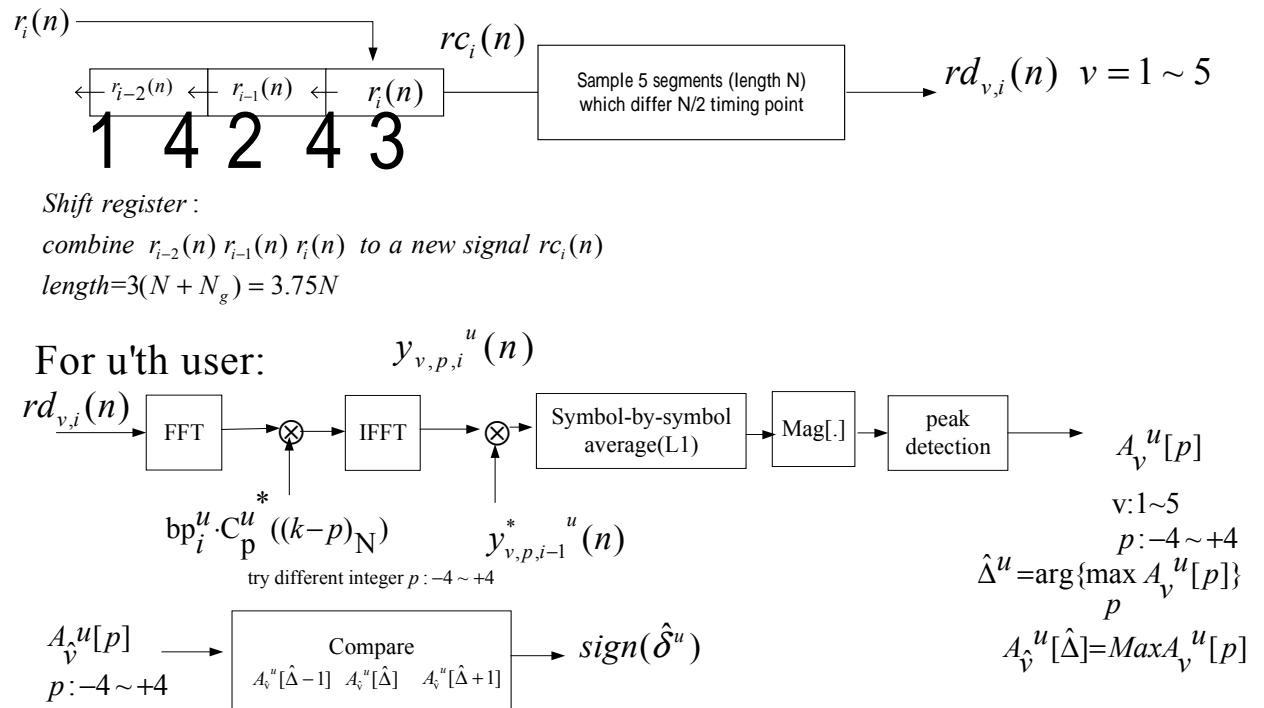


圖 5.3 整數頻率漂移估計、決定方向旗標的架構圖

基本上方法與 4.2.1 相同，不同處在於以領航訊號匹配時是以第 u 個用戶的領航訊號展頻碼 $bp_i^u \cdot C_p^u \cdot ((k-p)_N)^*$ 作匹配，匹配時視其他用戶訊號為干擾，如前述，對其他用戶的領航訊號展頻碼有交互相關，做符元-符元平均時會累加干擾，以每符元指派隨機位元避免之，最後求出第 u 個用戶的整數頻率漂移及方向旗標。

以下為數學式推導：

If v'th segment $rd_{v,i}^u(n)$ contains nearly whole pilot code,

$$y_{v,p,i}^u(n) = h((n-l_v^u)_N) \cdot e^{j\frac{2\pi n(\Delta^u + \delta^u)}{N}} \cdot W_p^u = h_v^u \cdot e^{j\frac{2\pi n(\Delta^u + \delta^u)}{N}} \cdot W_p^u$$

$$y_{v,p,i-1}^{*u}(n) = h^*((n-l_v^u)_N) \cdot e^{j\frac{2\pi(N_s - n')(\Delta^u + \delta^u)}{N}} \cdot W_p^u = h_v^{*u} \cdot e^{j\frac{2\pi(\frac{5}{4}N - n')(\Delta^u + \delta^u)}{N}} \cdot W_p^u$$

$$y_{v,p,i}^u(n) \cdot y_{v,p,i-1}^{*u}(n) = |h_v^u|^2 \cdot e^{j2\pi\frac{5}{4}(\Delta^u + \delta^u)} \cdot |W_p^u|^2 + n(n') \quad n(n') : \text{noise}$$

where $W_p^u = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi m(\Delta^u + \delta^u - p)}{N}}$

otherwise $y_{v,p,i}^u(n)$ is small.

(5.2)

5.2.2 小數部分頻率漂移估計

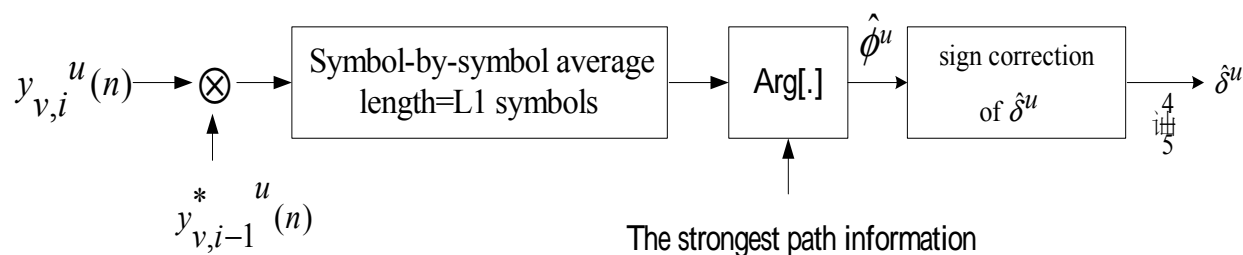


圖 5.4 小數頻率漂移估計架構圖

方法與 4.2.2 相同，方向旗標修正小數頻率漂移正負號 $\hat{\delta}$ ，修正法如下：

$$\text{sign}\hat{\delta}^u = -1$$

$$\hat{\phi}^u > 0 \Rightarrow \hat{\delta}^u = (\hat{\phi}^u - 1) \cdot \frac{4}{5}$$

$$\text{sign}\hat{\delta}^u = 1$$

$$\hat{\phi}^u < 0 \Rightarrow \hat{\delta}^u = (\hat{\phi}^u + 1) \cdot \frac{4}{5}$$

以下為數學式推導：

After we compensate $\hat{\Delta}^u$,

$$y_{v,i}^u(n) = h((n-l_v^u)_N) \cdot e^{j\frac{2\pi n'\delta}{N}} \cdot W^u = h_v^u \cdot e^{j\frac{2\pi n'\delta}{N}} \cdot W^u$$

$$y_{v,i-1}^{*u}(n) = h^*((n-l_v^u)_N) \cdot e^{j\frac{2\pi(N_s-n')\delta}{N}} \cdot W^u = h_v^{u*} \cdot e^{j\frac{2\pi(\frac{5}{4}N-n')\delta}{N}} \cdot W^u$$

$$y_{v,i}^u(n) \cdot y_{v,i-1}^{*u}(n) = |h_v^u|^2 \cdot e^{j2\pi\frac{5}{4}\delta} \cdot |W^u|^2 + n(n')$$

$n(n')$: noise

$$\text{where } W^u = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi m\delta^u}{N}}$$

The strongest path information : the time index of the strongest path in $v=1\sim 5$

(5.3)

5.2.3 符元時序估計

$$\text{由(5.2)式 } y_{v,p,i}^u(n) \cdot y_{v,p,i-1}^{*u}(n) = |h_v^u|^2 \cdot e^{j2\pi\frac{5}{4}(\Delta^u + \delta^u)} \cdot |W_p^u|^2 + n(n')$$

經過 $\hat{\Delta}^u$ 和 $\hat{\delta}^u$ 的頻率漂移補償後，上式變為

$$y_{v,i}^u(n) \cdot y_{v,i-1}^{*u}(n) = |h_v^u|^2 + n(n')$$

(5.4)

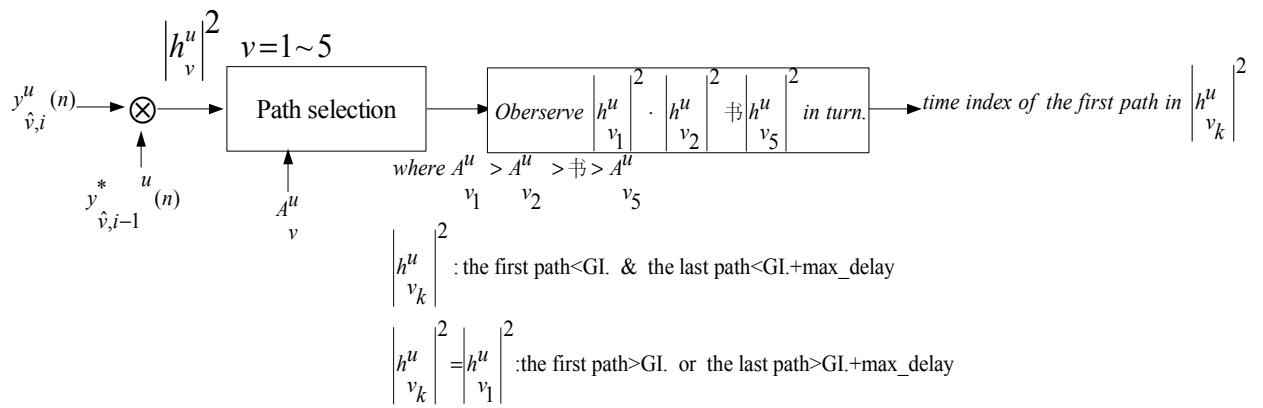


圖 5.5 符元時序估計架構圖

方法與 4.2.3 相同。

5.3 以護衛間隔來達成 Uplink OFDM-CDMA 的同步

在上鏈 OFDM-CDMA 系統中護衛間隔並不能用來求各用戶的頻率漂移，一個簡單的原因為各用戶頻率漂移都耦合在接收到的同一個訊號之中，所以無法由一個護衛間隔區分出各用戶頻率漂移，只能用各用戶的領航訊號才能加以區分計算，且 3.1 的符元時序估計方法在各用戶頻率漂移存在下不能使用，但若用 5.2.1 及 5.2.2 求出各用戶頻率漂移並將其補償掉，此時又可以用 3.1 的符元時序估計方法求出各用戶 ISI free region 的交集的時序(假設交集存在)。

5.3.1 符元時序估計

經過 $\hat{\Delta}^u$ 和 $\hat{\delta}^u$ 的頻率漂移補償後：

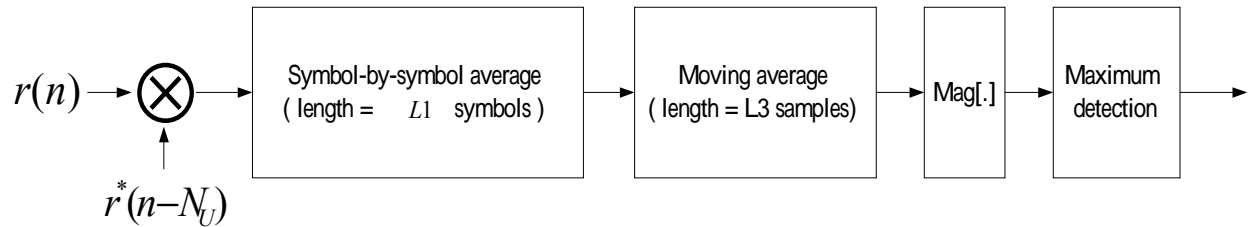


圖 5.6 符元時序估計架構圖

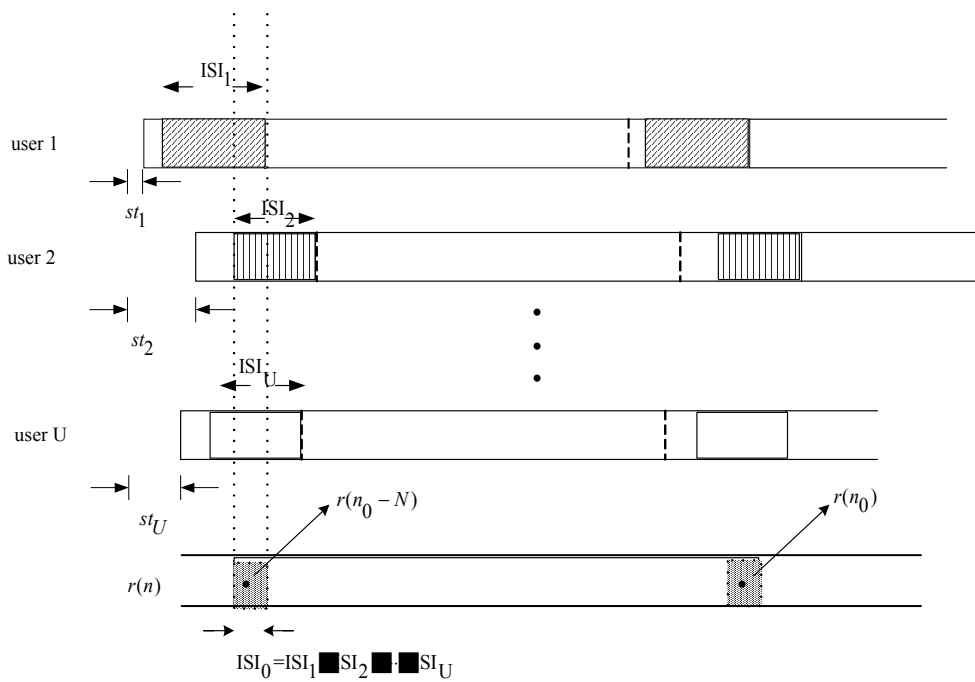


圖 5.7 Uplink OFDM-CDMA 各用戶訊號及其 ISI free region

以下為數學式推導：

$$\begin{aligned}
r(n_0) &= x_1 e^{j\Delta\phi_1} + x_2 e^{j\Delta\phi_2} + \dots + x_U e^{j\Delta\phi_U} \\
r(n_0 - N) &= x_1 + x_2 + \dots + x_U \\
r(n_0) \cdot r^*(n_0 - N) &= \sum_{u=1}^U |x_u|^2 e^{j\Delta\phi_u} + \sum_{i \neq j} x_i^* x_j e^{j\Delta\phi_j} \\
&\approx \sum_{u=1}^U |x_u|^2 + 2 \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i \neq j} x_i^* x_j \right\}
\end{aligned}$$

$\Delta\phi_u$ is very small when frequency offset is compensated

x_u : the data of u 'th user is a complex number

$\Delta\phi_u$: phase rotation of the data of u 'th user

(5.5)

其中 ISI_0 為各用戶 ISI free region ISI_1 ISI_U 的交集， $\Delta\phi_u$ 為第 u 個用戶的相位旋轉來自於頻率漂移， x_u 為 ISI_0 中某點第 u 個用戶的資料，由式可看出當 $\Delta\phi_u$ 存在， ISI_0 中某點並非保持常數相位，當 $\Delta\phi_u$ 很小，即頻率漂移被補償時，可簡化為式，其左項恆正，右項正負不一定，在作符元-符元平均時，左項累加，右項相消，仍然會在 ISI_0 中產生一最大量值。

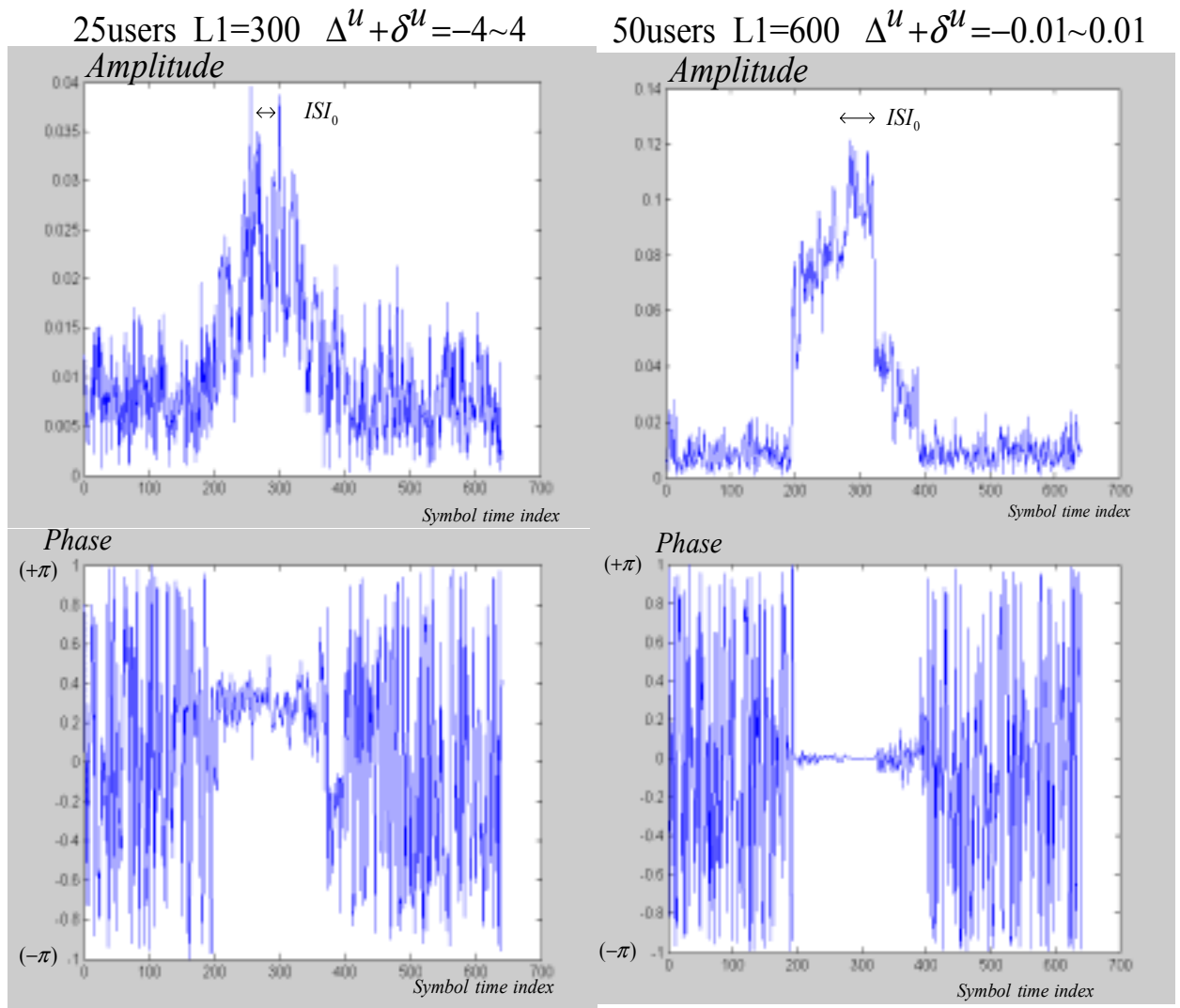


圖 5.8 各用戶頻率漂移補償與否訊號比較

5.4 電腦模擬 (Uplink OFDM-CDMA)

5.4.1 模擬環境

系統的環境參數設定如下：

● Uplink OFDM-CDMA 系統

調變(modulation)	QPSK
載波頻率(carrier frequency)	2GHz
頻寬(total bandwidth)	6.4MHz
次載波個數(number of subcarriers)	512
有效符元時間(useful symbol time)	80 μs
護衛間隔(guard interval)	20 μs
整個符元時間(overall symbol time)	100 μs
資料速率(data rate)	20Kbps
展頻因數(spreading factor)	512
攪亂因數(scrambling factor)	512
車速(vehicle speed)	30 km/hr (100 km/hr)
都普勒頻率(Doppler frequency)	55.56 Hz (185.19 Hz)
路徑個數(path number)	2
最大延遲擴散(max delay spread)	15 μs
各用戶領航訊號資訊訊號功率比 (pilot to signal ratio)	1(線性比值)
資訊訊號雜訊功率比(signal to noise ratio: Eb/N0)	15dB
各用戶訊號出發時的最大延遲 (maximum of st_u)	2.5 μs

表 5.1 OFDM -CDMA 系統模擬參數表

決定方向旗標判斷的門檻(Th1)	4.0143
決定方向旗標判斷的門檻 2(Th2)	1.1046
選擇路徑的門檻	4

表 5.2 以領航訊號估計的同步系統模擬參數表

5.4.2 模擬結果與分析

以下將對整數頻率漂移估計、小數頻率漂移估計及符元時序估計在 200 個用戶下，符元平均數對其表現的影響，以其定出參數符元平均數 $L1$ ，再模擬不同用戶數目在不同車速下的表現。

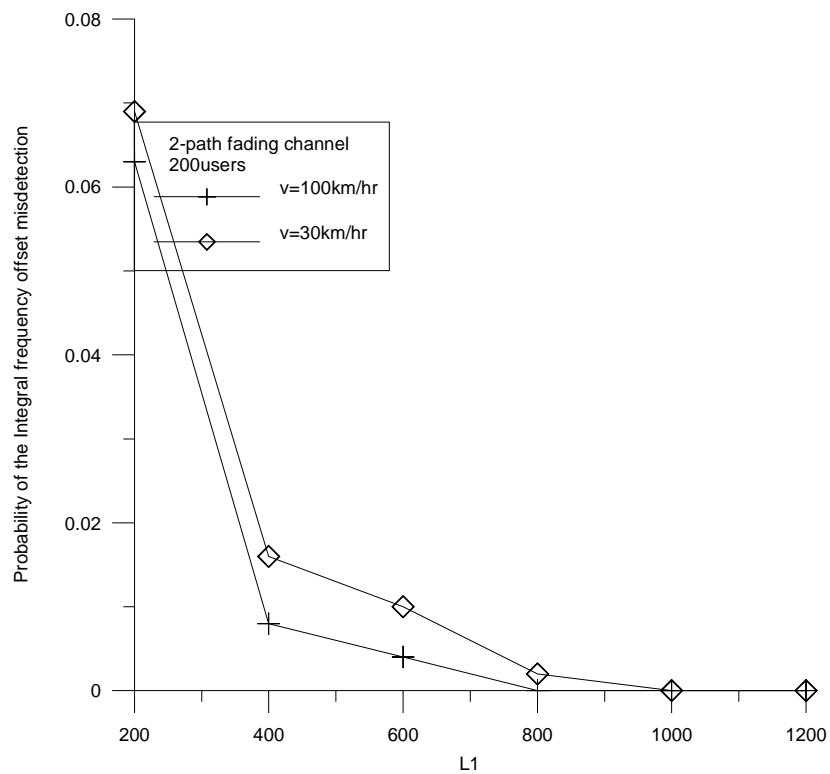


圖 5.9 整數頻率漂移估計與 $L1$ 關係

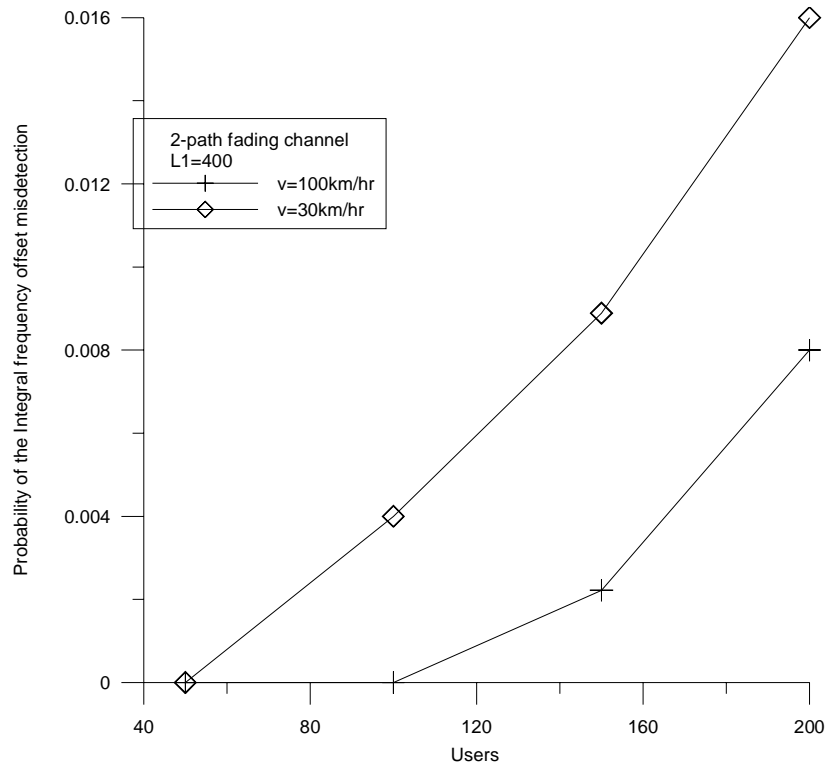


圖 5.10 整數頻率漂移估計與用戶數目關係

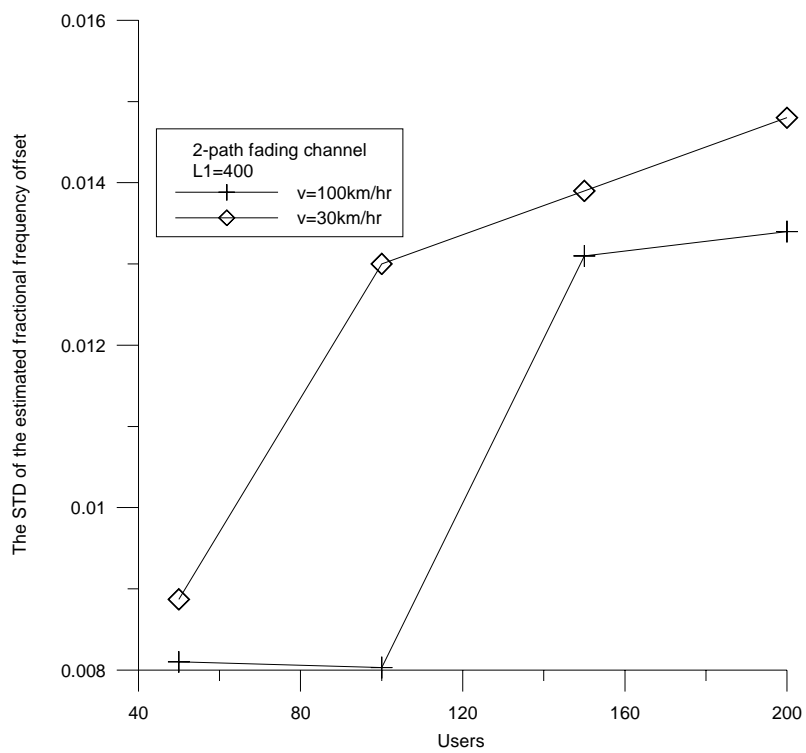


圖 5.11 小數頻率漂移估計與用戶數目關係

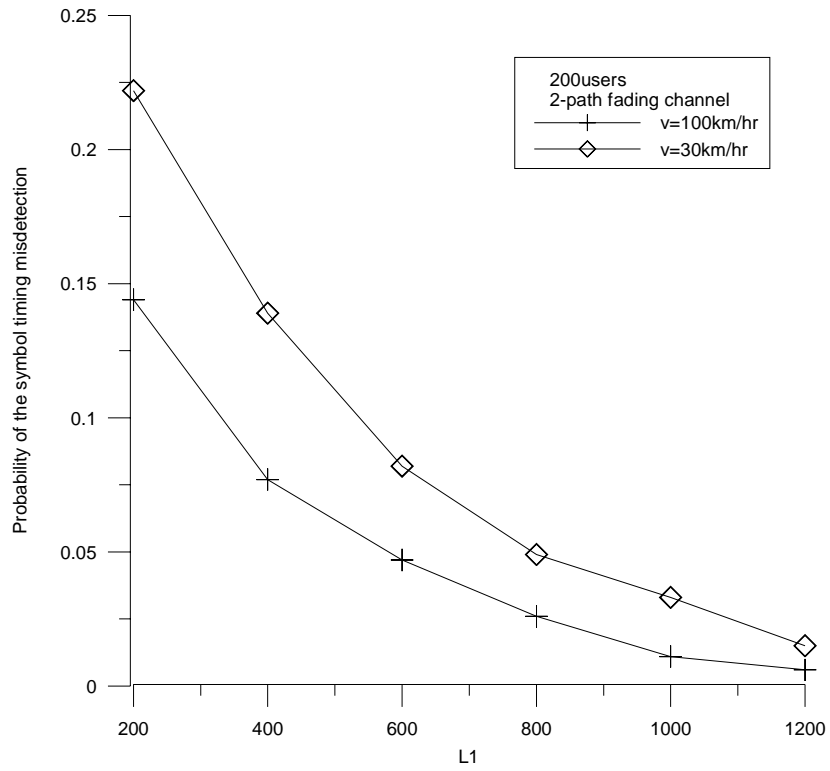


圖 5.12 符元時序估計(領航訊號方法)與 L1 關係

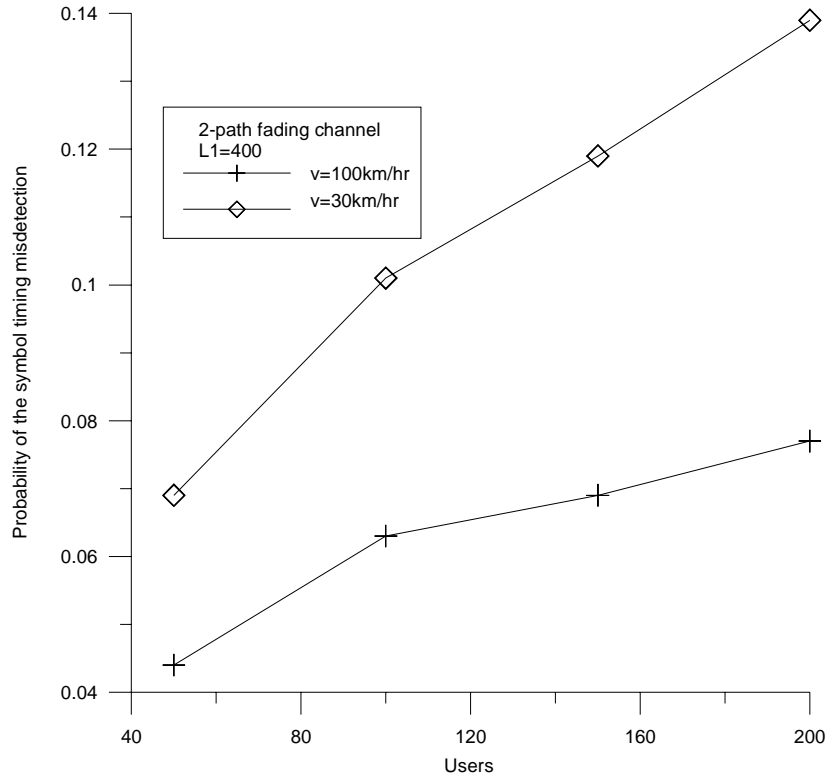


圖 5.13 符元時序估計(領航訊號方法)與用戶數目關係

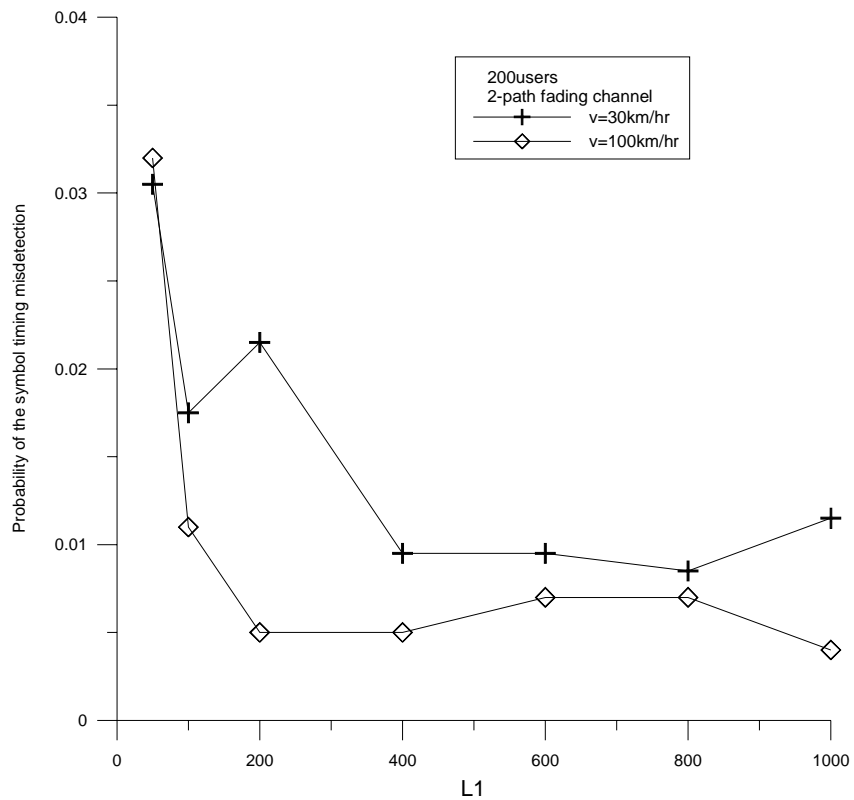


圖 5.14 符元時序估計(護衛間隔方法)與 L1 關係

圖 5.9 知整數頻率漂移估計 200 個用戶下， $L1=400$ 錯誤機率將大幅下降，之後增加 $L1$ 也可小幅改善錯誤率，所以以 $L1=400$ 模擬不同用戶數目(圖 5.10)，可看到用戶數愈大錯誤率愈高但都在 1.6% 以下。

圖 5.11 小數頻率漂移估計也有相仿的情形，在 $L1=400$ 用戶數 200 以內，標準差皆在 1.5% 以下。

然而圖 5.13 估計符元時序 (領航訊號方法)時 $L1=400$ 錯誤率接近 10%，必須到達 $L1=1000$ ，錯誤率才接近 4%，可知在估計符元時序時 200 個用戶下必須以 1000 以上符元平均才有較佳效果(圖 5.12)，這是由於干擾太大，做路徑選擇時會選到許多能量強的干擾，導致判斷錯誤。

圖 5.14 估計符元時序 (護衛間隔方法)是已經補償了頻率漂移，此方法可使用的條件為各用戶的 ISI free region 必須有交集，這裡我們讓其有最小交集 $2.5\mu s$ ，相當 16 個取樣點，此方法好處為運算簡單不需各用戶領航訊號的複雜匹配運算，且即使錯誤找到的時序也必在各用戶 ISI free region 的聯集之中，不會與正確時序相差太遠，但實際情形可能此交集並不存在，所以必須用領航訊號方法來求出各用戶自身的符元時序。

其中車速 100km/hr 皆比 30km/hr 的表現來得良好，這是由於車速 30km/hr 的衰減週期(fading cycle)較長，大約 100 個符元長度，所以 $L1=400$ ，符元平均並未平均很多週期，但對車速 100km/hr 則平均了較多週期，導致效能較佳。

第六章

結論

本文對介紹了各系統同步的方式，並以電腦模擬之，對 Downlink OFDM-CDMA 及 Uplink OFDM-CDMA 皆提供了有效的同步方法，其中由於 OFDM-CDMA 取樣速率大，屬於緩慢衰減(slow fading)通道，所以在 Downlink OFDM-CDMA 介紹的兩種方法在符元-符元平均符元數大時都適用，大約 100 個以上平均符元數，但 Uplink OFDM-CDMA 則因為各用戶間各自經過通道各自有頻率漂移，所以只能用領航訊號的方式來同步，並且符元-符元平均符元數要多，大約 1000 個以上平均符元數，才有較準確的估計。

未來要針對此 Uplink OFDM-CDMA 同步系統加以改善，可以從展頻碼及領航訊號所帶的隨機位元序列著手，隨機位元序列亦可以賦予其具良好特性的碼，其中以領航訊號求符元時序的方式，其實是一種通道的估計，找出通道脈衝響應的第一條路徑，我們可以研究其他通道估計法，或是利用多用戶偵測消除其他用戶的干擾，提升系統效能，或是去掉一些門檻及判斷機制，減低系統複雜度，使其更具有實現的可能。

參考書目

- [20] Huang Chia-Chi, et al., *Method and Architecture for Correcting Carrier Frequency Offset and Spreading Code Timing Offset in a Direct Sequence Spread Spectrum Communication System*, U.S. Patent Pending, applied by CSIST.
- [21] Jen-Tang Chang, *An FFT-based DPSK RAKE Receiver*, NCTU Master Thesis, 2000.
- [22] Chorng-Ren Sheu, *A Study on COFDM Transmission Technique and Its Application to Eureka 147 DAB System*, NCTU Master Thesis, 1995.
- [23] Chorng-Ren Sheu, *Joint Symbol, Frame, and Carrier Synchronization for Eureka 147 DAB System*, ICUPC 1997.
- [24] Chorng-Ren Sheu, *Synchronization Method and Apparatus for Guard Interval-Based OFDM Signals*, U.S. patent No. 5991289.
- [25] Chia-Chi Huang and Chorng-Ren Sheu, *Joint Synchronization in Eureka 147 DAB System Based on Abrupt Phase Change Detection*, JSAC 1999.
- [26] Mei-Ling Wang, *A Study on Downlink Receiver Design for OFDM/CDMA-based Mobile Communication System*, NCTU Master Thesis, 2002.

- [27] Hsing-Ju Wei, *Design and Simulation of an Uplink Baseband Receiver for a Multicarrier CDMA System*, NCTU Master Thesis, 2003.