

## 第四章

# 多路徑干擾消除 (Multipath Interference Cancellation)

我們在介紹完多重碼干擾消除後，本論文將針對另一主題，多路徑干擾消除的原理做介紹，在下面的章節之中，我們將介紹多路徑干擾的消除方式與架構及通道估測等運作。

### 4.1 多路徑平行干擾消除

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多路徑的干擾訊號，平行干擾消除第一層級直接對所有多路徑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路徑對其他路徑造成的多路徑干擾。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多路徑干擾消除使用。平行干擾消除每增加一層級，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，本論文使用 3 層級的處理。

## 4.2 MPIC 接收機及其運作

傳送訊號在經過多路徑的衰減頻道之後，由包含 MPIC 的接收機所接收，其架構如圖 4.1 所示，在圖 4.1 中如 MCIC 接收機一般，包含了 3 組頻道估測與干擾消除單元(CEIGU, channel estimate and interference replica generation units)，其組數代表其層級，所以在進入下一層級時，就可將估計出來的上一層級的多路徑干擾輸入下一層級的 CEIGU，幫助下一層級自接收訊號中移除多路徑干擾的部分但不同的是，多重碼干擾消除並未將多路徑分開消除。

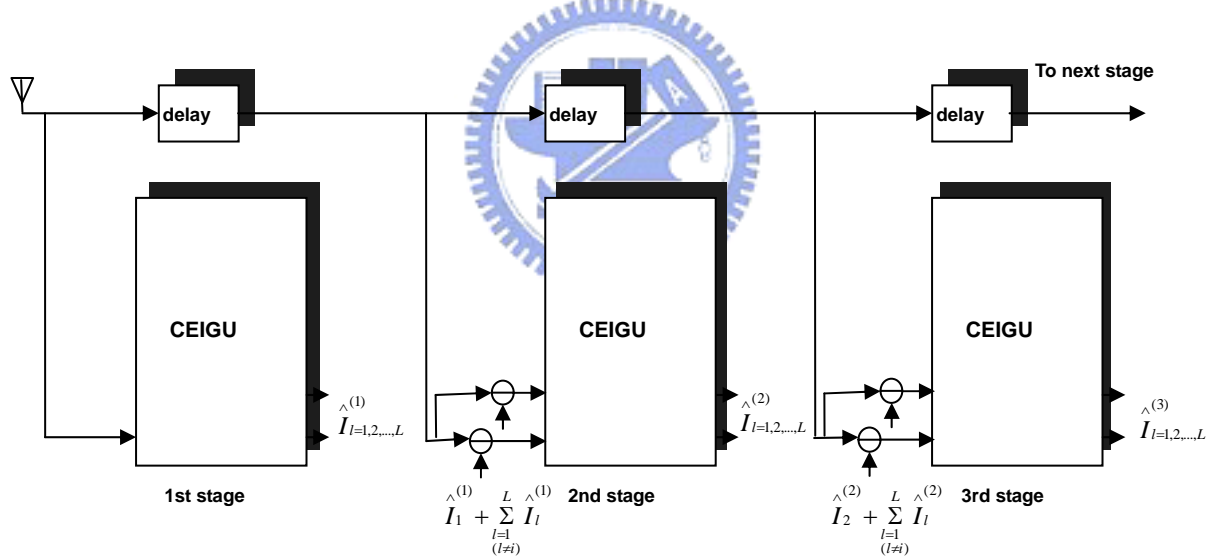


圖 4.1 MPIC 的架構

我們將接收的基頻訊號經由快速傅立葉轉換結果  $R_m[k]$ ，其中  $m$ 、 $k$  為接收資料符元及頻率的索引符號。此處我們假設已達到理想的同步。收到的訊號解調成基頻訊號後進行通道估計，將估出來的通道響應  $H$  乘上領航訊號所用展頻碼的頻域訊號，就可以把領航訊號

重建出來。而後再把收到的訊號扣除重建出來的領航訊號。在此扣除領航訊號的目的在於希望減少領航訊號對訊號的干擾，通常在下鏈傳輸中，為了要使通道的估計更完美，會額外加強領航訊號以抵抗使用者的訊號，故消除領航訊號是無法避免的步驟。經過領航消除的訊號(pilot signal cancellation)，接著就乘上與傳送端相同的展頻碼和攪亂碼，把先前在傳送機做的展頻與攪亂的動作給還原回來，而後再利用不同的通道匹配方式復原通道對訊號所造成的影響，而把原始傳送的訊號解調出來。

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組多重碼領航訊號的成分，分別對每組多重碼進行通道估計，假設通道估計的結果為  $\hat{\mathbf{H}}_m[k] = \{\hat{H}_m^1[k], \hat{H}_m^2[k], \dots, \hat{H}_m^U[k]\}$ ，其中  $\hat{H}_m^u[k]$  代表第  $u$  組碼在第  $m$  個符元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組多重碼的領航訊號  $\hat{\mathbf{P}}_{m-1}[k]$ ，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  $\tilde{R}_m[k]$  進行多層級的平行干擾消除多用戶資料偵測。

接收訊號在進入 CEIGU 後，除了自己的路徑外，將所有的多路徑干擾估測重建並送至下一層級，使下一層級能自接收訊號中將多路徑干擾部分消除。而 MPIC 的 CEIGU 內架構如圖 4.2 所示，在每一個 CEIGU 內，匹配濾波器(MF, match filter)負責將多路徑的接收訊號

解展頻，上半部的 MF 是處理資料部分，再藉由耙式接收機做最大比例合併(MRC, maximum ratio combining), 也就是將每個分集上的接收訊號先調為同相位(co-phase), 各分集訊號再乘上與其個別訊雜比成正比的加權，最後將所有分集的訊號加總，以進行資料決策後，送出我們此層級所還原的訊號，除了 MRC 之外，亦可由其他的通道匹配方式作處理。CEIGU 內的右下半部為將干擾重建以送到下一層級做為消除其他路徑訊號的資料干擾。

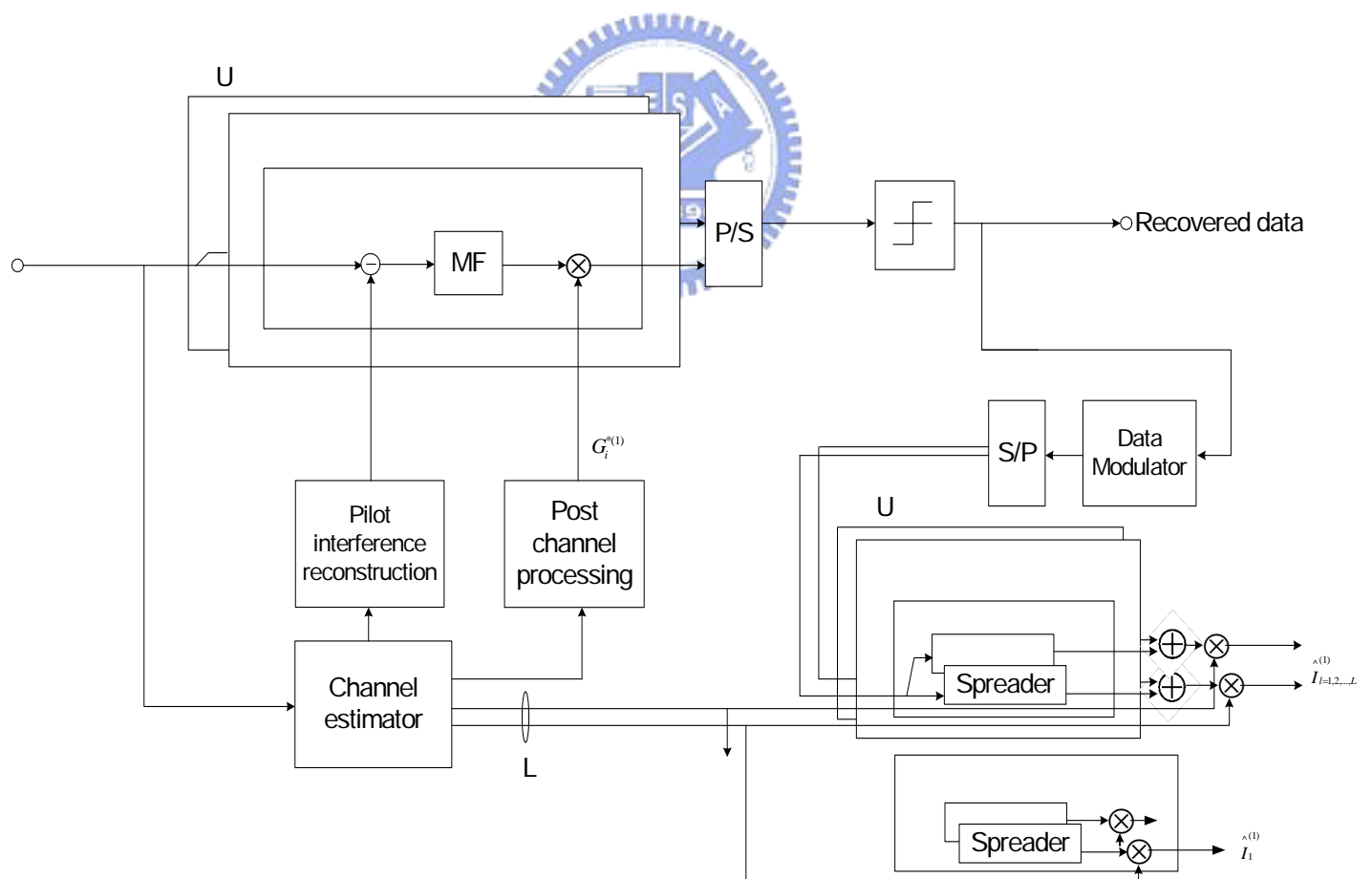


圖 4.2 第一級 MPIC 接收機架構

在我們的架構之中，由於頻道估測以及迴授訊號在每個層級都會更新，所以多路徑的干擾消除隨著級數增加，將隨著頻道估測與迴授資料的錯誤率降低而得到更準確的偵測效果。所以藉由多路徑干擾消除與正交碼的疊合下，當其中一組頻道的決策資料訊號有錯誤產生時，錯誤的決策資料訊號將被多層級的 MPIC 接收機糾正，進而提高整個系統的訊雜比。

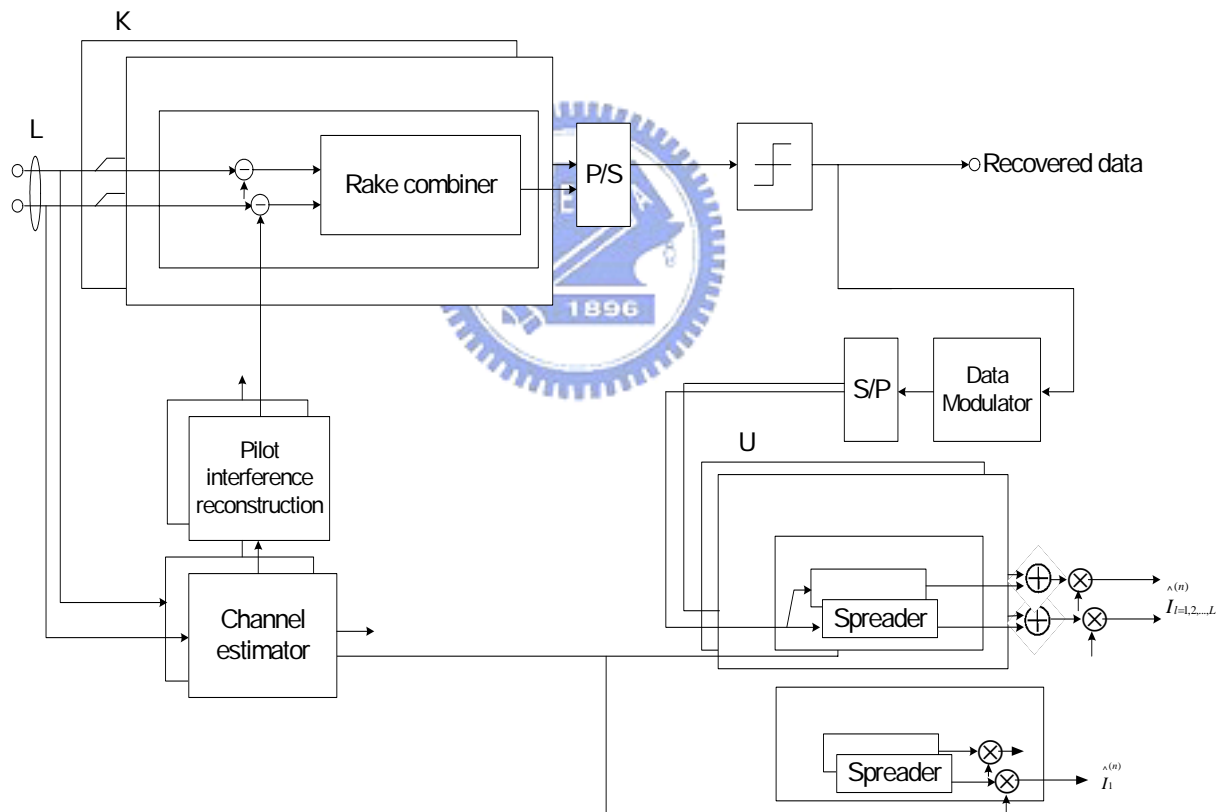
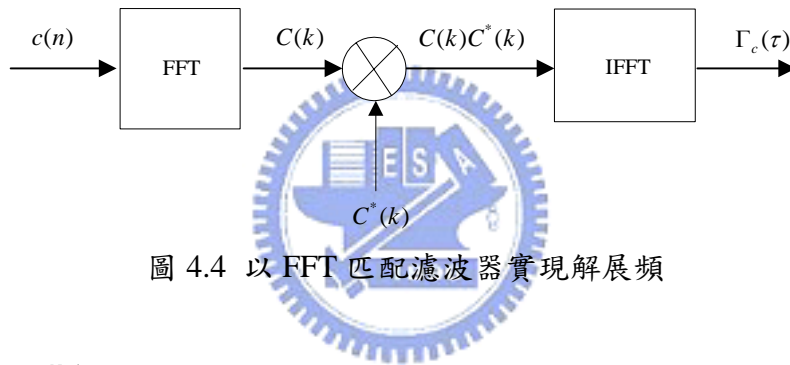


圖 4.3 第  $N$  級 MPIC 接收機架構,  $N \geq 2$

### 4.2.1 通道估計單元

在描述通道估計前，我們先介紹在通道估中所使用到的 FFT 匹配濾波(FFT Match filter)觀念，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：



$$\begin{aligned} \Gamma_{x_1x_2}(\tau) &= \sum_{m=0}^{N-1} x_1(m)x_2^*[(m-\tau)_N] \\ &= \text{IFFT}\{X_1(k)X_2^*(k)\} \end{aligned} \quad (4-1)$$

其中  $(\cdot)_N$  為  $(\cdot) \bmod N$ 。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：

$$\begin{aligned} \Gamma_c(\tau) &= \sum_{m=0}^{N-1} c(m)c^*[(m-\tau)_N] \\ &= \text{IFFT}\{C(k)C^*(k)\} \\ &= \begin{cases} -1 & , \tau \neq 0 \\ N & , \tau = 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (4-2)$$

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。圖 4.4 即為如何以 FFT 匹配濾波器實現解展頻的示意圖。

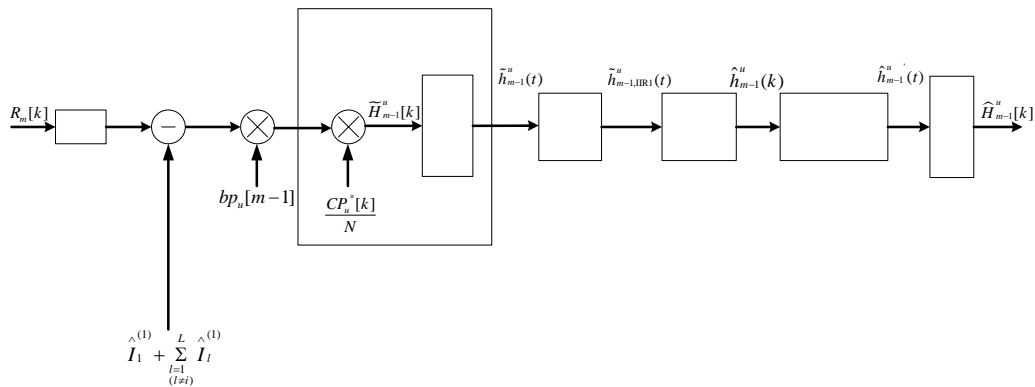


圖 4.5 通道估計架構圖(第  $u$  組多重碼)

應用於本系統的通道估計架構如圖 4.5 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，然後消除全部多重碼的資料訊號干擾和其他多重碼的領航訊號干擾可得到粗略僅包含有第  $u$  組碼領航訊號成分的訊號。其中全部多重碼的資料訊號干擾與為來自 MPIC 接收機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  $u$  組多重碼粗略估計的通道脈衝響應  $\tilde{h}_{m-1}^u(t)$ ，其中  $CP_u[k]$  代表第  $u$  組多重碼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。我們必須估出全部多重碼的通道資訊以提供

Interference  
cancellation

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  $\tilde{h}_{m-1}^u(t)$  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 4.6 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。 $\alpha$  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。 $\alpha$  愈大，濾波器頻寬愈小，因此當雜訊大時，選用較大的  $\alpha$  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  $\alpha$  值。

一階 IIR 濾波器的數學式子可表示如下：

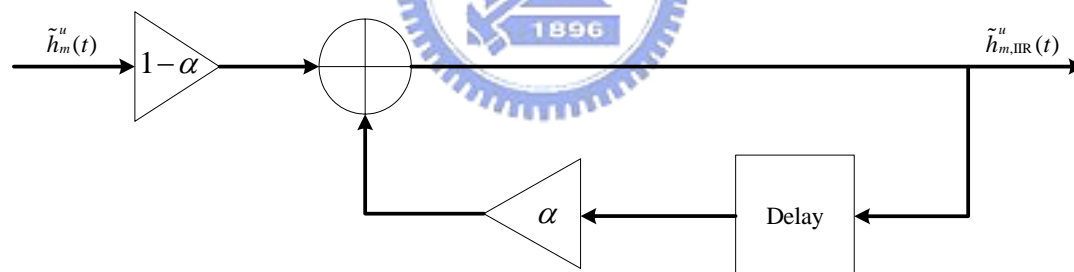


圖 4.6 一階無限脈衝響應濾波器

$$\tilde{h}_{m,IIR}^u(t) = \alpha \times \tilde{h}_{m-1,IIR}^u(t) + (1 - \alpha) \times \tilde{h}_m^u(t) \quad (4-3)$$

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  $\hat{h}_m^u(t)$  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  $\hat{h}_m^{u'}$  再經由 FFT 轉換得到通道頻率響應  $\hat{H}_m^u[k]$ ，提供給後續利用。

#### 4.2.2 路徑選擇

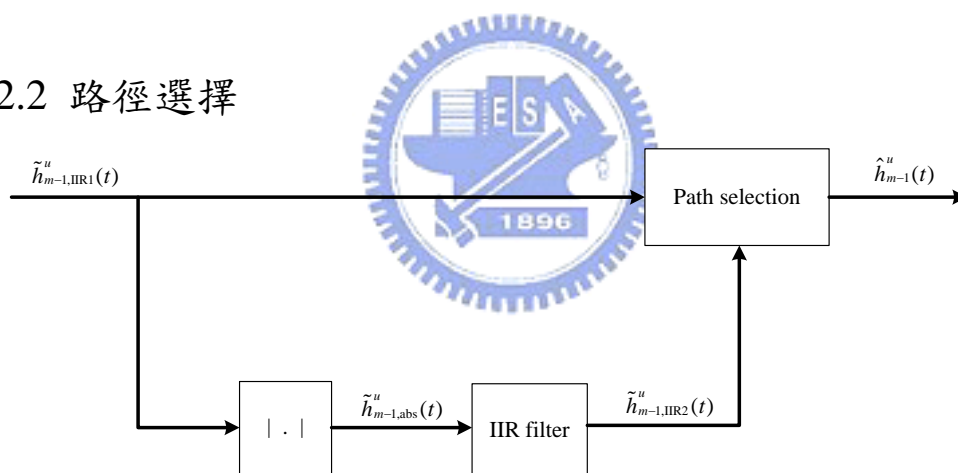


圖 4.7 通道路徑選擇架構圖

選擇路徑位置的作法為將平均的結果依照其能量排列，根據排列結果留下  $\tilde{h}_{m, IIR1}^u(t)$  中能量前  $l$  強的路徑，捨棄其他路徑。

#### 4.2.3 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  $\tau_i$  與第  $j$  個路徑延遲為  $\tau_j$  的相關值  $\rho_{ij}$  為

$$\rho_{ij} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} c p_u(k) \times c p_u^* \left( (k - (\tau_j - \tau_i))_N \right) \quad (4-4)$$

則路徑相關矩陣可表示為

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \rho_{11} & \rho_{12} & \cdots & \rho_{1P} \\ \rho_{21} & \rho_{22} & \cdots & \rho_{2P} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{P1} & \rho_{P2} & & \rho_{PP} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{12} & \cdots & \rho_{1P} \\ \rho_{21} & 1 & \cdots & \rho_{2P} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{P1} & \rho_{P2} & & 1 \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

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：

$$\mathbf{h} = \mathbf{R} \times \mathbf{h}' \quad (4-6)$$

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：

$$\mathbf{h}' = \mathbf{R}^{-1} \times \mathbf{h} \quad (4-7)$$

其中  $\mathbf{h} \triangleq [\hat{h}_m^u(\tau_1) \cdots \hat{h}_m^u(\tau_P)]^T$ 、 $\mathbf{h}' \triangleq [\hat{h}_m^{u'}(\tau_1) \cdots \hat{h}_m^{u'}(\tau_P)]^T$ 。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。

#### 4.2.4 領航訊號干擾消除

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  $u$  組多重碼在重建之領航訊號  $\hat{PI}_m^u[k]$  可表示為：

$$\widehat{PI}_{m-1}^u[k] = \widehat{H}_{m-1}^u[k] \times bp_u[m-1] \times CP_u[k] \quad (4-8)$$

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

$$\widetilde{Rd}_m[k] = R_m[k] - \sum_{u=1}^U \widehat{PI}_{m-1}^u[k] \quad (4-9)$$

所得為剩餘的資料訊號  $\widetilde{Rd}_m[k]$ 。

### 4.3 第一級 MPIC 接收機

見圖 4.2，第一級接收機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  $\widetilde{Rd}_m[k]$  對每組多重碼做資料偵測，即直接針對每組多重碼執行碼匹配(Code matching)與通道匹配(Channel matching)：

$$\Phi_{m,s}^u = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\widetilde{RC}_{m,s}^u[k] \widetilde{cd}_u[k] G_{m-1}^{u*}[k]}{N} \quad (4-10)$$

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  $\widehat{d}_{m,s}^u$ ，通道匹配方式與資料決策方式將做更詳細的介紹。

第二部分利用上一層級的決策結果  $\widehat{d}_{m,1}^u$ 、通道估計結果  $\widehat{H}_{m-1}^u[k]$  和資料訊號展頻碼、攪亂碼相乘的結果  $\widetilde{cd}_u[k]$  去重建資料訊號，提供下一層級作為消除資料訊號干擾之用。第一級檢測器重建的資料訊號可表示為：

$$\widehat{I}_{l=1,2,\dots,L}^{(1)} = \widehat{d}_{m,1}^u \times \widehat{H}_{m-1}^u[k] \times \widetilde{cd}_u[k] \quad (4-11)$$

## 4.4 第 N 級 MPIC 接收機

第 N 級偵測器架構如圖 5.9 所示。相較於第一級偵測器，第 N 級偵測器在資料偵測前，必須先在  $\widetilde{Rd}_m[k]$  中扣除前一層級重建的干擾：

$$\widetilde{RC}_{m,s}^u(k) = \widetilde{Rd}_m(k) - \sum_{\substack{l=1 \\ (l \neq i)}}^L \hat{I}_l^{(N-1)} \quad (4-12)$$

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 N 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。



## 4.5 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)

$$G_m^u[k] = \hat{H}_m^u[k] \quad (4-13)$$

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)

$$G_m^u[k] = \frac{\hat{H}_m^u[k]}{|\hat{H}_m^u[k]|} \quad (4-14)$$

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)

$$G_m^u[k] = \frac{\hat{H}_m^u[k]}{|\hat{H}_m^u[k]|^2} \quad (4-15)$$

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。

- 部份等化通道匹配方式 (Partial equalization combination, PEC)

$$G_m^u[k] = \frac{\hat{H}_m^u[k]}{|\hat{H}_m^u[k]|^{1+\beta}} \quad -1 \leq \beta \leq 1 \quad (4-16)$$

由於 MMSE 對接收端而言並不容易實現，因此另外有一種折衷方式，原理跟 ZF 雷同。雖然 ZF 可以消除用戶間的干擾，但卻會造成雜訊加強。而 PEC 卻可以把通道的效應部份還原，雖然還是會存在用戶間的干擾，但不太會有雜訊加強的問題[17]。

在 PEC 中，由於  $-1 \leq \beta \leq 1$ ，當  $\beta = -1$  則為 MRC 通道匹配方式，當  $\beta = 0$  則為 EGC 通道匹配方式，當  $\beta = 1$  則為 ZF 通道匹配方式，我們可以根據用戶的數目與 SNR 選擇最適當的  $\beta$  值。

## 4.6 資料決策

各層級資料決策皆使用最小均方差 (MMSE) 的軟決定 (Soft decision)[18]，將資料決策時的訊號干擾比一併考量，其數學式子如下：

$$\hat{d}_{m,s}^u = \tanh\left(\frac{\Phi_{m,s}^u \bar{E}_m^u}{[\sigma_{m,s}^u]^2}\right) \quad (4-17)$$

$$\bar{E}_m^u = \sum_{k=0}^{N-1} \left| \hat{h}_m^u(k) \right|^2, \quad [\sigma_{m,N}^u]^2 = \left| \Phi_{m,N}^u \right|^2 - \bar{E}_m^{u2}$$


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， $[\sigma_{m,s}^u]^2$  為第 N 級偵測器中殘留雜訊與干擾總和的變異數 (variance)。或者偵測器針對合併結果  $\Phi_{m,s}^k$  採用硬決定，資料決策結果即為：

$$\hat{d}_{m,s}^u = \text{sgn}\left[\Phi_{m,s}^u\right] \quad (4-18)$$