

第三章

多重碼干擾消除 (Multicode Interference Cancellation)

WCDMA 系統的容量(capacity)與效能主要受到多重進接干擾(Multiple access interference, MAI)與遠近效應(Near/far effect)的限制，有鑑於此，儘管解回原來的傳送的資料有很多種方法，而多重碼干擾消除(MCIC, Multicode interference cancellation)為較直接及多路徑干擾消除(MPIC, Multipath interference cancellation)是複雜度較低而且效能較佳的方式，本章將對多重碼干擾消除做一介紹。



3.1 傳統接收機

傳統之直接序列分碼多重進接(DS-SS)接收機(圖 3.1)採用單一用戶偵測(Single user detection)，可視為多組相關器(correlator)或匹配濾波器(Matched filter)的組合。接收機只針對單一組碼資料偵測[7]，其他組多重碼一律視為干擾(interference)來源，因此在資料偵測的過程中不需知道其他組多重碼的資訊。

此接收機效能的好壞決定於展頻碼的特性，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：

$$\rho_{i,k} = \langle g_i(t), g_k(t) \rangle = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} g_i(t)g_k(t)dt \quad (3.1)$$

當 $i=k$ ，自相關值 $\rho_{i,i}$ 等於 1，當 $i \neq k$ ，互相關值 $\rho_{i,k}$ ： $0 < \rho_{i,k} < 1$ 。因為

相異展頻碼的互相關值不等於零，彼此間的資料訊號會彼此干擾造成

多重碼干擾(Multicode interference, MCI)。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，因此當多重碼的數目

增加或其訊號功率變大，MCI 將更加嚴重，系統效能將呈現干擾限制

(Interference-limited)的特性。

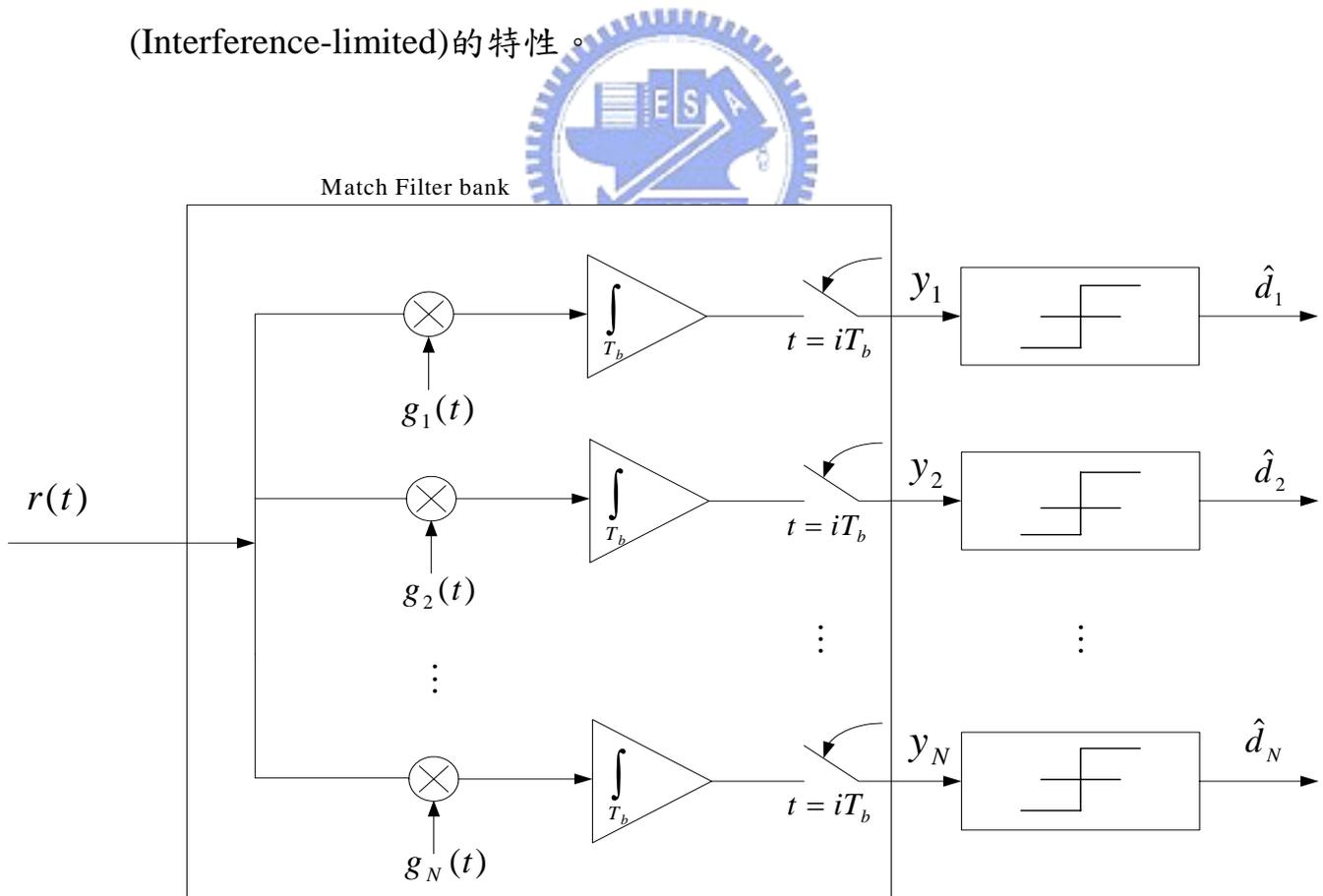


圖 3.1 傳統 DS-SS 接收機

我們亦可將上述的系統視為多用戶偵測，因此當相異展頻碼的互相關值不為零時，彼此用戶間的資料訊號相互干擾產生 MAI，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[8-9]等，本論文將著重於將多用戶偵測技術運用在單一用戶的多重碼偵測技術上。所謂多用戶偵測技術，基本原則即便是在檢測各用戶所傳遞的資料時，綜合地參考所有用戶的資訊，提供接收機進行資料決策。由於決策時所擁有的訊息較多，每個決策結果具有較高的正確性。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(基地台傳送訊號至行動台)的行動台接收機只需對自己的訊號進行偵測，上鏈(uplink)傳輸(行動台傳送訊號至基地台)的基地台接收機則必須同時偵測所有行動台的訊號。一般而言，上鏈與下鏈傳輸會使用不同的頻帶，也因此多用戶偵測技術會衍生出幾項限制，如在蜂巢式的 CDMA 系統中，不同的蜂巢其上鏈與下鏈傳輸頻帶會被重複使用，使得每個蜂巢內傳送的訊號會造成彼此鄰近蜂巢的 MAI，如上述所提，當用戶增加，我們可視作多重碼的數目提高，干擾大小也當正比加增，相較於干擾總和，我們可忽略雜訊的影響，系統容量將主要受限於全部的干擾總和。

接下來，我們將針對單一用戶給予多重碼在 WCDMA 的系統架

構下結合多重碼干擾消除並分析其運作。

3.2 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。干擾消除偵測器的原則就是透過多層級接收機的方式[9-11]，每一層級的處理都負有資料檢測與訊號重建的任務，重建的目的在模擬本身資料對其他多重碼所造成的干擾大小。而下一層級會依據前一層級所重建的訊號，視作干擾源加以消除再進行檢測。如此而達到干擾消除的效果來提昇性能。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)。

3.2.1 多重碼平行干擾消除

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重碼的干擾訊號，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多重碼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組碼對其他多

重碼造成的 MCI。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 3.2 是總層級數為三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[12]：

$$\hat{d}_k = \text{sgn}(y_k - \sum_{j \neq k} A_j \rho_{jk} \hat{d}_j) \quad (3-2)$$

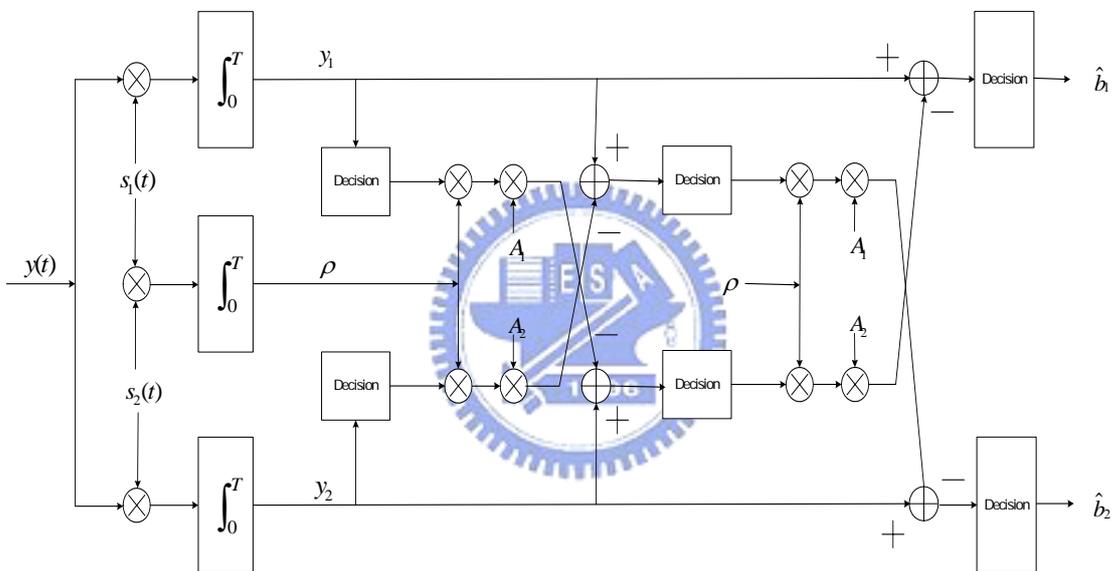


圖 3.2 三層級的平行干擾消除架構圖(碼個數為二)

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。平行多用戶干擾消除法由於是平行的進行干擾消除，在接收機的每一層級處理中，都需要針對每個用戶分別進行檢測，需要較多的硬體來實現，同時估計通道響應的準確度對於干擾消除的效果影響更為顯著，所以在通道估計的準確度上也必須要求相當精確。我們可將多重碼平行干

擾消除的概念表示如圖 3.3。

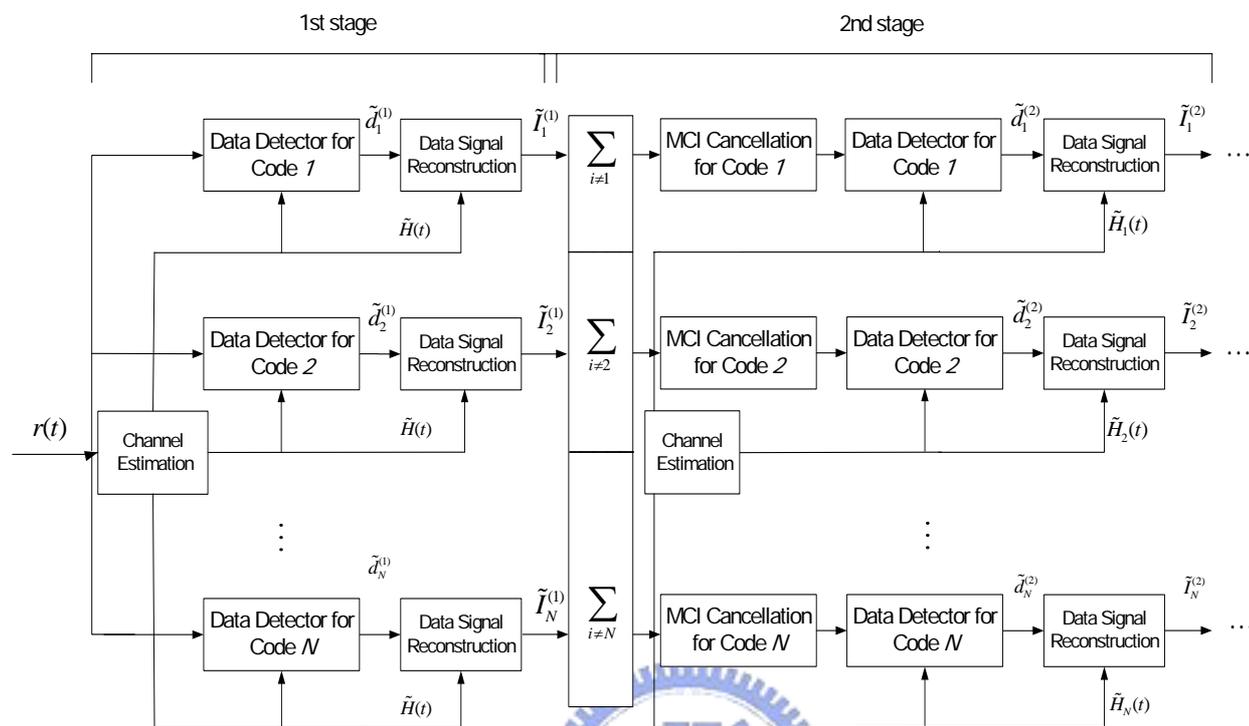


圖 3.3 多重碼平行干擾消除流程示意圖

3.3 傳送機架構

系統發射機的架構如圖 3.4 所示，每個用戶所傳送的訊號包含有資料訊號與領航訊號(pilot signal)，其中資料訊號為經 BPSK 調變後的訊號；而領航訊號則是未經調變的訊號，主要用來進行接收端用戶通道估計所使用。另外為了形成多重碼的傳輸系統，在展頻碼的使用上採用兩層的架構[13]，分別為頻道碼(channelization code)以及攪亂碼(scrambling code)。前者用來區分每組多重碼的資料訊號與領航訊號，故採用彼此正交的華氏碼(Walsh code)， $cp_u[n]$ 與 $cd_u[n]$ 。兩者相加後再乘上第二級的攪亂碼。攪亂碼用來區分不同的 cell，故採用碼與

碼之間有良好相關性的金氏碼(Gold code), $cs_u[n]$, 以降低多重進接干擾的影響[14]。

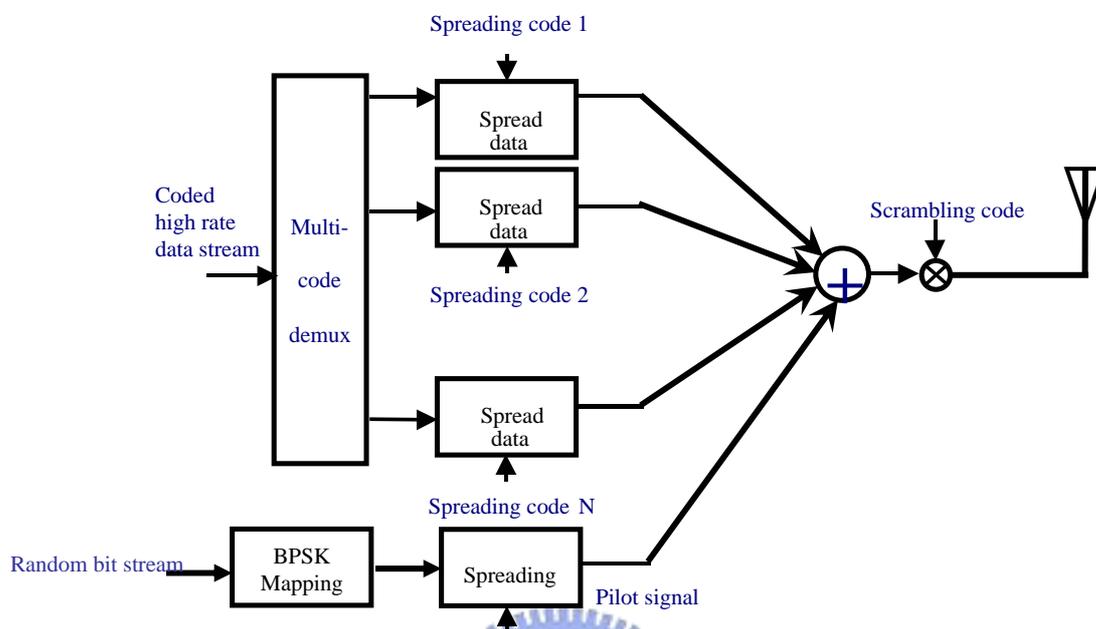


圖 3.4 傳送機示意圖

3.3.1 華氏碼

在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[15]。

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：

$$\begin{aligned}
\mathbf{H}_1 &= [1] \\
\mathbf{H}_2 &= \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \\
\mathbf{H}_4 &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_2 & \mathbf{H}_2 \\ \mathbf{H}_2 & \bar{\mathbf{H}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \\
&\vdots \\
&\vdots \\
\mathbf{H}_N &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{N/2} & \mathbf{H}_{N/2} \\ \mathbf{H}_{N/2} & \bar{\mathbf{H}}_{N/2} \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \mathbf{h}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{h}_N \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3-3}$$

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：

$$\mathbf{h}_i \mathbf{h}_j^T = \sum_{k=1}^N h_{ik} h_{jk} = \begin{cases} N & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \tag{3-4}$$

即兩相異華氏碼滿足正交的特性。

上述的正交性僅存在於當碼與碼同步的條件下，倘若不同步則相異華氏碼間的互相關值並不能保持為零。所以華氏碼可於同步的系統中，提供完美的正交性。

3.3.2 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 $\frac{(N+1)}{2}$ ， $N \triangleq 2^m - 1$ 。

- 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

$$R_c(\tau) = \frac{1}{T_b} \int_{-T_b/2}^{T_b/2} p(t)p(t-\tau)dt \quad (3-5)$$
$$T_b = NT_c$$

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：

$$R_c(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{(N+1)}{NT_c} |t|, & |t| \leq T_c \\ -1/N, & \text{for the remainder of the period} \end{cases} \quad (3-6)$$

3.3.3 金氏碼

在 WCDMA 系統的應用中，展頻碼對於系統的性能有顯著的影響。選用展頻碼的原則是，希望盡可能找到一組支援多重碼並且彼此互相關值小的展頻碼。雖然虛擬隨機碼(Pseudo random code)和華氏碼在同步的狀態下各自的互相關值都很低，但在不同步的狀態下華氏碼

的互相關值則無法預測。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：

$$\begin{aligned} \mathbf{a} &= \{a_n\} = (a_0 a_1 \dots a_{N-1}) \\ \mathbf{b} &= \{b_n\} = (b_0 b_1 \dots b_{N-1}) \end{aligned} \quad (3-7)$$

由 \mathbf{a} 、 \mathbf{b} 產生的金氏碼為：

$$G(\mathbf{a}, \mathbf{b}) = \{\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{a} \oplus \mathbf{b}, \mathbf{a} \oplus T\mathbf{b}, \mathbf{a} \oplus T^2\mathbf{b}, \dots, \mathbf{a} \oplus T^{N-1}\mathbf{b}\} \quad (3-8)$$

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：

$$t(m) = \begin{cases} 1 + 2^{\frac{m+1}{2}} & \text{若 } m \text{ 為奇數} \\ 1 + 2^{\frac{m+2}{2}} & \text{若 } m \text{ 為偶數} \end{cases} \quad (3-9)$$

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。

3.4 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：

$$h(t) = \delta(t) + \delta(t - \tau) \quad (3-10)$$

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：

$$h(t) = a_1(t)\delta(t) + a_2(t)\delta(t - \tau) \quad (3-11)$$

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：

$$a_k(t) = \frac{1}{\sqrt{N_f}} \sum_{n=1}^N \exp(j2\pi f_n t + \phi_{k,n}) \quad k=1,2 \quad (3-12)$$

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。

3.5 多重碼傳輸環境

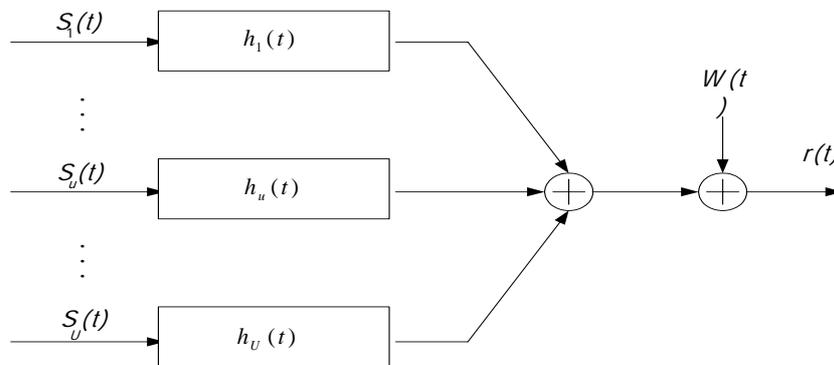


圖 3.5 多重碼傳輸架構圖

如圖 3.5 所示，對下鏈傳輸的基地台接收機而言，所接收到的訊號是來自不同多重碼的訊號經過獨立通道的總和：

$$r(t) = \sum_{u=1}^U s_u(t) * h_u(t) + W(t) \quad (3-13)$$

其中

$s_u(t)$: 第 u 組多重碼的傳送訊號。

$h_u(t)$: 第 u 組多重碼傳送訊號所經過的通道。

$W(t)$: 加成性白色高斯雜訊(AWGN)。

3.6 MCIC 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 MCIC 的接收機所接收，其架構如圖 3.6 所示，在圖 3.6 中包含了 3 組頻道估測與干擾消除單元 (CEIGU, channel estimate and interference replica generation units)[16]，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重碼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重碼干擾的部分。

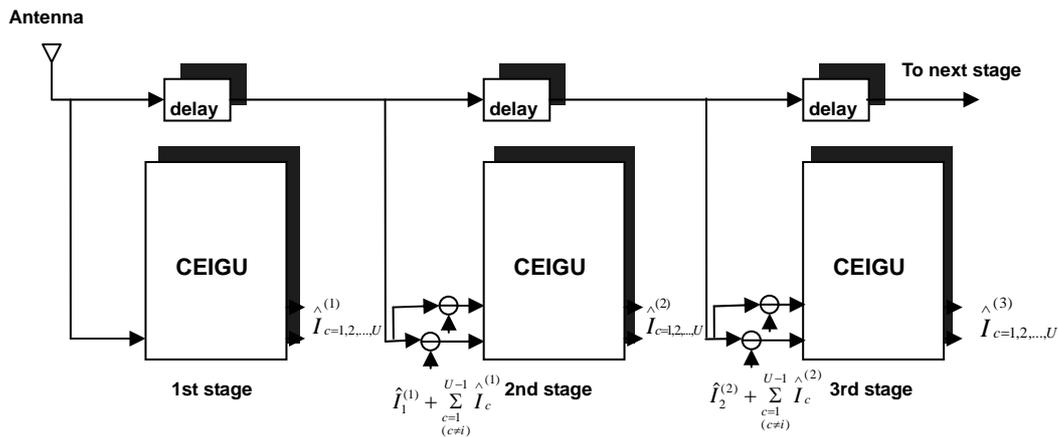


圖 3.6 MCIC 的架構

而 CEIGU 內的架構如圖 3.7 所示，在每一個 CEIGU 內，匹配濾波器(MF, match filter)負責將多重碼的接收訊號做不同的通道匹配方式復原通道對訊號所造成的影響，接著乘上與傳送端相同的展頻碼與攪亂碼，把先前傳送機所做的展頻跟攪亂的動作還原回來，再將原始傳送的訊號解調出來。第一層級如圖 3.7 所示直接對所有多重碼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組碼對其他多重碼造成的 MCI。第二層級之後如圖 3.6 所表示，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。其第二層級後的頻域訊號干擾消除表示如下：

$$R(k) - \sum_{i=1}^{U-1} S_i(k) H_i(k) \quad (3-14)$$

其中

$S_i(k)$: 第 i 組多重碼的傳送訊號。

$H_i(k)$: 第 i 組多重碼傳送訊號所經過的通道。

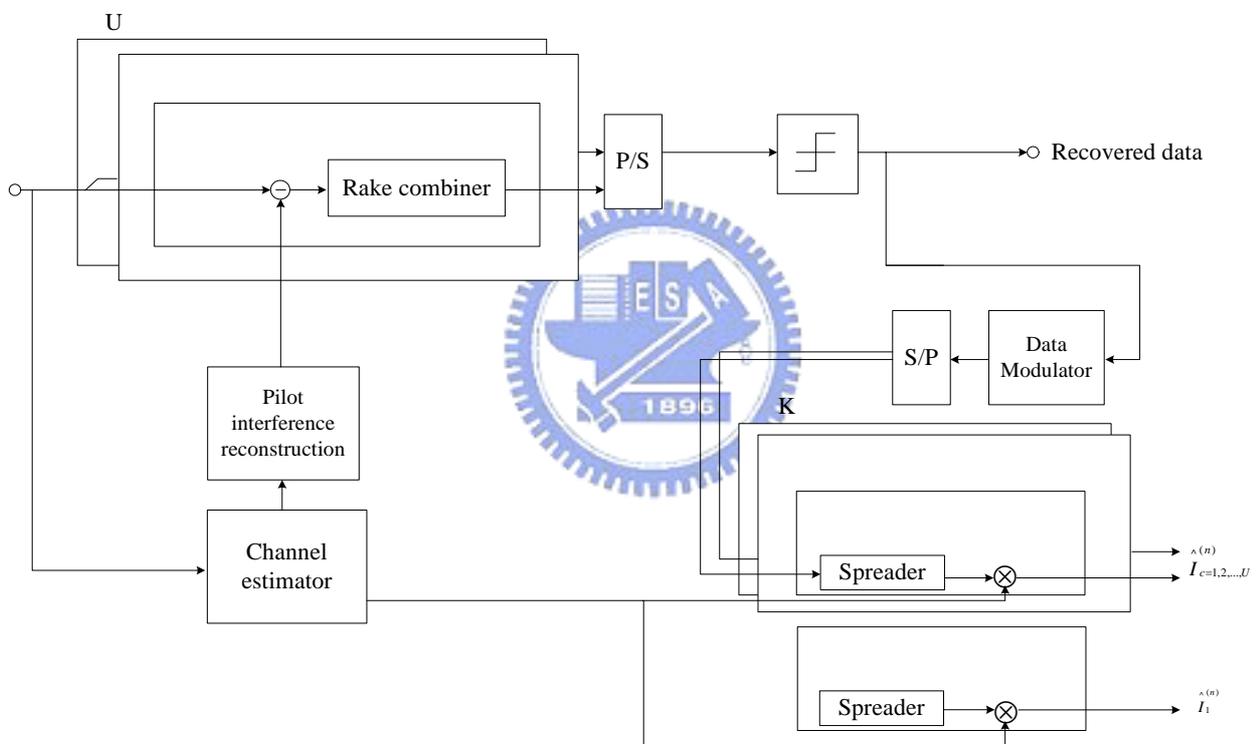


圖 3.8 第二級之後 CEIGU 示意圖(MCIC)

在我們的架構之中，由於多重碼的干擾消除隨著級數增加，將隨著頻道估測與資料的錯誤率降低而得到更準確的偵測效果。所以藉由多重碼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 MCIC 接收機糾正，進而提高整個系統的訊雜比。通道估計及其內部運作，將在下一章節與 MPIC 一同詳細探討。

