

行政院國家科學委員會研究計畫成果報告

以垂直正交多工調變為基礎之下一代蜂巢行動通訊系統之研究

A Study on OFDM-based Next Generation Cellular Mobile Radio Communication Systems

國科會計畫編號：NSC90-2218-E009-036

執行期限：90年8月1日至91年7月31日

主持人：黃家齊 國立交通大學電信工程系

計畫參與人員：許崇仁,王玟玲,卓俊銘,鄭有財 國立交通大學電信工程系

摘要:下一代的蜂巢式行動通訊系統必須提供高速資訊傳輸之無線網路應用。而最可能使用之無線多重進階方式為 OFDM/CDMA。這篇論文將介紹 OFDM/CDMA 下鏈接收機之基頻架構設計並探討 OFDM/CDMA 系統效能。這個接收機除了具有訊號偵測功能，還包含通道估計功能。訊號偵測的部分需要設計一個通道等化器與決策器。其中通道等化器主要有最大比例合併等化器 (Maximum ratio combination)、強制歸零等化器 (Zero forcing)、部份等化器 (Partial equalizer)、最小均方差等化器 (MMSE) 與相同增益合併等化器 (Equal gain combination) 等五種。本論文將研究各種等化器之效能以應用在下鏈接收機之架構。在通道估計方面我們是使用一已知的領航訊號 (pilot signal)，利用 FFT 匹配濾波器 (FFT Matched filter) 觀念與移動平均的技術來完成。

關鍵字: 垂直頻分多工, 分碼多工, 通道等化

Abstract: Next-generation cellular mobile radio communication systems need to provide and support high-speed wireless network applications. OFDM/CDMA is a very likely radio interface technique to be use in the next-generation systems. This report will describe a new OFDM/CDMA downlink receiver architecture and simulate its performance. Our receiver has both channel estimation and data detection capabilities. For data detection we considered maximum ratio combining, zero forcing, partial equalization, minimum mean-squared-error method, and equal gain combining. For channel estimation we used FFT-based matched filtering with a known pilot signal.

Keyword: OFDM, CDMA, Channel Equalization

一、計畫緣由與目的

蜂巢式行動通訊系統從第一代類比系統到第二代數位系統，多用於提供語音服務。第二代之 GSM-GPRS 系統可以提供最高約 115 kbps 的無線分封 (packet switch) 數據服務。而第三代系統則更進一步可以提供單一用戶在車行速度下 144 kbps 到 384 kbps 之數據傳輸，對於室內之用戶數據傳輸速率更可達到 2 Mbps。隨著有線網際網路的盛行，因此也帶動了無線網際網路的需求。雖然第三代蜂巢

式行動通訊系統能提供至 2 Mbps 之數據傳輸速率，但在網際網路中常使用的高速且短暫之傳輸模式卻仍然無法有效率地被執行。在戶外大區域使用環境中，第三代蜂巢式行動通訊系統的傳輸速率 (< 384 kbps) 更是無法滿足網際網路的需求。

在戶外大區域使用環境中，能夠提供高數據傳輸速率給無線網際網路來應用，又具有高頻譜使用率或是高系統容量，將是第四代蜂巢式行動通訊系統設計的重要課題。為了使 OFDM 能應用於蜂巢式行動通訊系統，需要將多重進階功能及頻譜重複使用功能加入 OFDM 系統中。目前提出較為可行的方法有以下這三種：(1) 將 OFDM 和分頻多工 (FDMA) 結合為 OFDM/FDMA；(2) 將 OFDM 和分時多工 (TDMA) 結合為 OFDM/TDMA；(3) 將 OFDM 和分碼多工 (CDMA) 結合為 OFDM/CDMA。其中又以 OFDM/CDMA 受到較多的關注 [1]。OFDM/CDMA 用在下鏈傳輸中，所有的用戶皆可以同步起來，只要適當的設計多重進階碼，再加上每個次載波皆正交，即可讓用戶間的干擾降到最低。又 OFDM/CDMA 使用所有的次載波 (subcarrier)，因此具頻率分集 (frequency diversity) 的特性，可以用來對抗通道衰減。

本論文將介紹可高速傳輸之 OFDM/CDMA 下鏈傳送接收機設計。為了提高頻譜使用效率，將參考第三代 CDMA 系統以頻率重覆使用為設計目標。基地台將傳送一寬頻領航 (pilot) 信號，此領航信號可以用來作為通道響應之估計，以提供用戶端進行訊號檢測之用。此外，每個用戶的展頻碼必需能夠儘量正交，使得每個用戶間的干擾最小。所以我們需要設計一組展頻碼，使得展頻碼間儘量具有正交性，另外又將使用攪亂技術來避免蜂巢間的干擾。

二、結果與討論：單符元 MC-CDMA

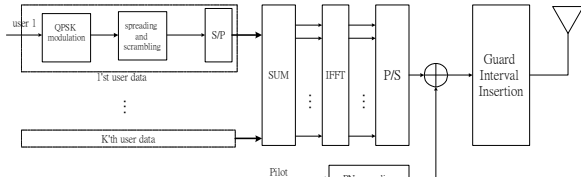
(1) **傳送端:** 圖一為所設計之單符元 MC-CDMA 下鏈傳送端架構圖，基地台要下傳 K 組資料給 K 個用戶，每一組的資料會分別依序經過 QPSK 調變、展頻和攪亂，將這 K 組資料相加起來做 IFFT 運算把在不同次載波次之資料轉換成時域的資料，再加上展頻後的領航訊號 (pilot signal)，最後在傳送訊號前須在每個資料框加上一段護衛間隔用以對抗符元間的干擾 (ISI)。

以第 k 個用戶傳送的資料為例，首先資料位元經過 QPSK 調變，而後再做展頻和攪亂的動作。為了區分在同一蜂巢不同的用戶，我們使用具有正交性的華氏碼 (walsh code) 做為展頻碼。另外為應用在蜂巢結構中區分不同的蜂巢，我們使用 m -序列做為攪亂碼，同一蜂巢的每個用戶乘上製成

L 份相同的攪亂碼。經 QPSK 調變後的資料先複 (L 為 FFT 的長度或是展頻碼的長度)，每一份再分別乘上同一組展頻碼中的不同的切片，接著再乘上攪亂碼中不同的切片，而後把這 L 份資料放在不同的次載波上傳送。基地台欲傳送給第 k 個用戶的資料訊號可寫為：

$$g^{(k)}[n] = \sqrt{P_c} \sum_{i=0}^{\infty} e_i^{(k)} \cdot \sum_{p=1}^L c_p^{(k)} \cdot s_p \cdot P_{T_c}(n - iT_s - pT_c)$$

其中 $e_i^{(k)} \in \{\pm\sqrt{2}/2, \pm j\sqrt{2}/2\}$ ，為第 k 個用戶的 i 個 QPSK 符元， T_s 為符元長度， $P_{T_s}(n)$ 為長度 T_s 的方波， P_c 為切片的能量， $c_p^{(k)}$ 與 s_p 為第 k 個用戶所使用展頻碼與攪亂碼 (m -序列) 中的第 p 個切片。假設基地台要傳送資料給 K 個用戶，則會把這 K 個資料相加後再傳送。此外基地台還會再傳送領航訊號來做估計通道之用，而領航訊號是使用 m -序列為展頻信號。

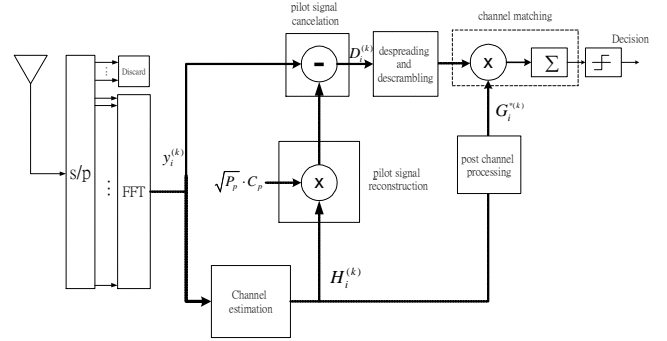


圖一、單符元 MC-CDMA 下鏈傳送端

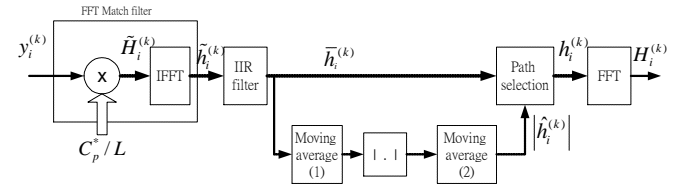
(2)接收端：我們所提出的單符元 MC-CDMA 的接收機如圖二所示。假設已達到理想的同步。在 FFT 之後我們以收到的訊號來估計通道響應 H ，然後將估計出來的通道響應 H 乘上領航訊號所用展頻碼的頻域訊號，就可以把領航訊號重建出來。而後再把收到的訊號扣除重建出來的領航訊號，如此可以減少領航訊號對訊號的干擾。經過領航消除的訊號 (pilot signal cancellation)，接著就乘上與傳送端相同的展頻碼和攪亂碼，把先前在傳送機做的展頻與攪亂的動作給還原回來，而後再利用不同的通道匹配方式補償通道對訊號所造成的影響，再做訊號決策。

(a)通道估計：本系統是傳送一個已知的領航訊號，且於接收端根據此領航訊號來估計通道響應。我們使用 FFT 匹配濾波器來完成解展頻的動作，而領航訊號所帶的訊息在解展頻後即為粗略估計出的通道頻譜響應 $\tilde{H}_i^{(k)}$ ，此處 $\tilde{H}_i^{(k)}$ 代表第 k 個用戶接收機使用收到的第 i 個資料框所粗估的通道頻譜響應。圖三(a)為通道估計的架構圖，其中 C_p 為領航訊號所使用的展頻碼 c_p 在頻域的信號， L 為展頻碼的長度。我們把粗估的通道頻譜響應 $\tilde{H}_i^{(k)}$ 轉換成時域，即為粗估的通道響應 $\tilde{h}_i^{(k)}$ 。為了使通道估計更準確，減少雜訊的干擾，我們將 $\tilde{h}_i^{(k)}$ 通過一個一階無限脈衝響應濾波器，如圖三(b)所示，其中 α 為一階無限脈衝響應濾波器的衰減因數，其大小可以隨著車速、訊號雜訊比 (SNR) 等而變。通常當雜訊很大時，會選用較大的 α ，而當車速快時通道的變化也快，這時就必須選用較小的 α ，以免造成通道估計不準確。當通道為多重路徑時，接收端為了把正確的路徑位置與大小和相位找出來，就得更進一步地消除衰減對訊號的影響。為了找出路徑的大小，

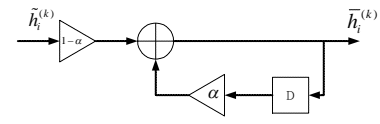
我們把粗估的通道 $\tilde{h}_i^{(k)}$ 取其絕對值而後做移動平均 (2) (moving average) [2]，藉以消除衰減所造成振幅的變化。然而為了避免這些非線性運算會造成雜訊的放大，所以之前必須先做移動平均 (1) 的動作，把雜訊藉由平均使之對訊號的影響降低，但此處所做的移動平均 (1) 時間不能太久，以免正確路徑的相位失真。圖三(c)為一長度較短的移動平均 (1)，其目的是為了要降低雜訊的干擾。圖三(d)為一長度很長的移動平均 (2)，其目的是要消除衰減對路徑振幅的影響，通常當通道路徑變化很慢時，移動平均 (2) 的長度愈長，愈能將路徑找出，但如果當通道路徑變化很快時，移動平均 (2) 的長度就



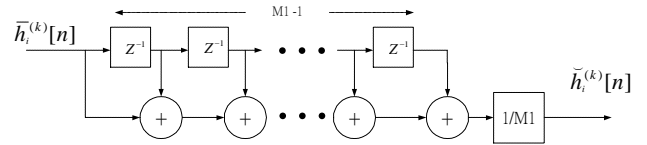
圖二、單符元 MC-CDMA 下鏈接收端



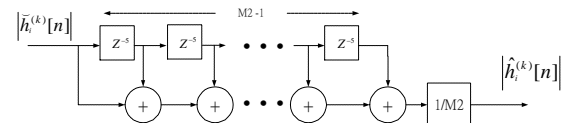
(a)



(b)



(c)



(d)

圖三、(a)通道估計 (b)一階無限脈衝響應濾波 (c)移動平均 (1) (d)移動平均 (2)

不能太久，否則會無法做到即時更新路徑的機制。我們可根據移動平均 (2) 之後的結果來做路徑選擇的動作。為了要再一次減少雜訊和衰減對 $\tilde{h}_i^{(k)}$ 的干

擾，我們根據之前找出的 $|\hat{h}_i^{(k)}|$ 來選擇適當的路徑加以保留，把其它的路徑捨棄，因為這些路徑極可能是由雜訊和衰減所造成的假象。我們首先在 $|\hat{h}_i^{(k)}|$ 中找出能量最強的路徑，根據它的強度取一個臨界值 A_m (threshold)，只要路徑的能量小於 A_m ，則就當作此路徑不存在而在 $\bar{h}_i^{(k)}$ 中將此路徑值設為 0，反之，則保留此路徑。其作法如下式：

$$h_i^{(k)}[n] = \begin{cases} 0 & \text{if } |\hat{h}_i^{(k)}[n]| < A_m \\ \bar{h}_i^{(k)}[n] & \text{if } |\hat{h}_i^{(k)}[n]| \geq A_m \end{cases}, n = 1, 2, \dots, L$$

(b) 領航訊號消除：在 MC-CDMA 下鏈傳輸中為了要估計通道，我們使用了領航訊號，而為了要讓資料訊號不至太過於干擾領航訊號進而能使通道的估計更準確，我們讓領航訊號的能量大於資料訊號的能量。在本系統中，我們讓領航訊號能量是資料訊號能量的 32 倍。但相對而言，接收端在做解相關 (decorrelation) 時，除了其它用戶的干擾外，領航訊號對資料訊號也會造成干擾，所以在做資料決策前必須先把領航訊號消除掉，這就是所謂的領航訊號消除 [2]。如圖二所示，只要把估出來的通道頻譜響應乘上領航訊號所使用的展頻碼的頻域訊號即可將收到的訊號中領航訊號所佔的成份解析出來，進而將它扣除以減少對資料訊號的干擾。經過領航訊號消除的資料訊號將接著進行解攪亂和解展頻的動作。

(c) 四種通道匹配方式：由於本系統架構是屬於下鏈傳輸，各個用戶無法得知其它用戶的展頻碼，所以無法使用多用戶偵測法將其它用戶訊號對接收機的干擾消除，故得使用適當的通道匹配方式。在此我們介紹四種通道匹配的方式將之用於接收端，如圖二所示。

傳送端將展頻後的資料送到通道後由於各個切片會受到通道 $H_i^{(k)}[m]$, $m = 1 \sim L$ 的影響，其中 k 代表第 k 個用戶， i 代表第 i 個符元， L 為展頻碼的長度。假設所接收到的訊號在頻域做完領航訊號消除後為 $D_i^{(k)}[m]$, $m = 1 \sim L$

$$D_i^{(k)}[m] = \sqrt{P_c} \left\{ \sum_{h=1}^K e_i^{(h)} \cdot c_m^{(h)} \cdot s_m \right\} H_i^{(k)}[m] + n[m]$$

其中 $c_m^{(h)}$ 代表第 h 個用戶所使用的展頻碼中第 m 個切片，而 s_m 代表每個用戶使用的攪亂碼中的第 m 個切片，而 $n[m]$ 為第 m 個切片所受到頻譜雜訊。完成解展頻解攪亂之後的資料為：

$$D_i^{(k)}[m] \cdot \sqrt{P_c} \cdot c_m^{(k)} \cdot s_m = P_c \cdot e_i^{(k)} \cdot H_i^{(k)}[m] + I_m + N_m \quad (1)$$

where

$$I_m = P_c \left\{ \sum_{h=1, h \neq k}^K e_i^{(h)} \cdot c_m^{(h)} \right\} H_i^{(k)}[m] \cdot c_m^{(k)}$$

$$N_m = \sqrt{P_c} \cdot n[m] \cdot c_m^{(k)} \cdot s_m$$

其中 I_m 代表其它用戶對第 m 個切片的干擾。我們將所估出來的通道經過調整後應用在 (1) 式中，即為四種不同的通道匹配方式，如 (2) 式所示。接收

端再根據 (2) 式做 QPSK 的解調即為決策後的訊號。

$$\begin{aligned} & \sum_{m=1}^L D_i^{(k)}[m] \cdot \sqrt{P_c} \cdot c_m^{(k)} \cdot s_m \cdot G_i^{*(k)}[m] \\ &= \sum_{m=1}^L \{ P_c \cdot e_i^{(k)} \cdot H_i^{(k)}[m] + I_m + N_m \} \cdot G_i^{*(k)}[m] \\ &= \sum_{m=1}^L P_c \cdot e_i^{(k)} \cdot H_i^{(k)}[m] \cdot G_i^{*(k)}[m] + I'_m + N'_m \end{aligned} \quad (2)$$

where

$$I'_m = P_c \cdot \left\{ \sum_{h=1, h \neq k}^K e_i^{(h)} \cdot c_m^{(h)} \right\} H_i^{(k)}[m] \cdot c_m^{(k)} \cdot G_i^{*(k)}[m]$$

$$N'_m = \sqrt{P_c} \cdot n[m] \cdot c_m^{(k)} \cdot s_m \cdot G_i^{*(k)}[m]$$

$$G_i^{(k)}[m]: \text{a function of } H_i^{(k)}[m]$$

(i) 最大比例合併 (MRC):

$$G_i^{*(k)}[m] = H_i^{*(k)}[m]$$

當接收端收到 L 個分集訊號，而每個分集訊號的強度為 r_i ，則根據 MRC，只要將各個分集訊號的相位調成相同，而各個分集再乘上與訊號強度成正比的增益，再把這 L 個分集相加在一起來做資料決策，則可得到最大的 SNR 比 [3, 4, 5]。我們可以把 MRC 的觀念應用在接收端的架構上，因為傳送使用到展頻的方式，我們可以把 L 個切片看成是 L 個分集訊號，而這 L 個分集訊號為複數的形式。如果我們使用 MRC 的通道匹配方式來做決策，則須一方面把每個切片訊號的相位調成相同，另一方面再乘上與每個切片訊號的振幅成正比的增益，最直觀的做法就是在每個切片乘上 $H_i^{*(k)}$ 而後再將這 L 個切片相加，即

$$\begin{aligned} & \sum_{m=1}^L D_i^{(k)}[m] \cdot \sqrt{P_c} \cdot c_m^{(k)} \cdot s_m \cdot H_i^{*(k)}[m] \\ &= \sum_{m=1}^L P_c \cdot e_i^{(k)} \cdot H_i^{(k)}[m] \cdot H_i^{*(k)}[m] + I_m^M + N_m^M \\ &= \sum_{m=1}^L P_c \cdot e_i^{(k)} \cdot |H_i^{(k)}[m]|^2 + I_m^M + N_m^M \end{aligned}$$

where

$$I_m^M = P_c \left\{ \sum_{h=1, h \neq k}^K e_i^{(h)} \cdot c_m^{(h)} \right\} H_i^{(k)}[m] \cdot c_m^{(k)} \cdot H_i^{*(k)}[m]$$

$$= P_c \left\{ \sum_{h=1, h \neq k}^K e_i^{(h)} \cdot c_m^{(h)} \right\} |H_i^{(k)}[m]|^2 \cdot c_m^{(k)}$$

$$N_m^M = \sqrt{P_c} \cdot n[m] \cdot c_m^{(k)} \cdot s_m \cdot H_i^{*(k)}[m]$$

(ii) 相同增益合併 (EGC):

$$G_i^{*(k)}[m] = \frac{H_i^{*(k)}[m]}{|H_i^{*(k)}[m]|}$$

EGC 與 MRC 有個共通點，均要把 L 個分集訊號轉成相同的相位再做合併，但 MRC 在合併前，每個分集訊號會乘上與收到的訊號大小成正比的增益而 EGC 則不須要再乘上增益。同樣的，我們也可以把 EGC 應用在接收架構上。我們把 L 個切片視作為 L 個分集，將每個切片乘上 $H_i^{*(k)}[m]/|H_i^{*(k)}[m]|$ ，則每個切片上的複數訊號會轉成實數訊號，而各個切片乘上的增益為 1 [4, 5]。式子 (2) 在使用 EGC 之後將改為

$$\begin{aligned} & \sum_{m=1}^L D_i^{(k)}[m] \cdot \sqrt{P_c} \cdot c_m^{(k)} \cdot s_m \cdot \frac{H_i^{*(k)}[m]}{|H_i^{(k)}[m]|} \\ &= \sum_{m=1}^L P_c \cdot e_i^{(k)} \cdot H_i^{(k)}[m] \cdot \frac{H_i^{*(k)}[m]}{|H_i^{(k)}[m]|} + I_m^E + N_m^E \\ &= \sum_{m=1}^L P_c \cdot e_i^{(k)} \cdot |H_i^{(k)}[m]| + I_m^E + N_m^E \end{aligned}$$

where

$$\begin{aligned} I_m^E &= P_c \left\{ \sum_{h=1, h \neq k}^K e_i^{(h)} \cdot c_m^{(h)} \right\} H_i^{(k)}[m] \cdot c_m^{(k)} \cdot \frac{H_i^{*(k)}[m]}{|H_i^{(k)}[m]|} \\ &= P_c \left\{ \sum_{h=1, h \neq k}^K e_i^{(h)} \cdot c_m^{(h)} \right\} |H_i^{(k)}[m]| \cdot c_m^{(k)} \\ N_m^E &= \sqrt{P_c} \cdot n[m] \cdot c_m^{(k)} \cdot s_m \cdot \frac{H_i^{*(k)}[m]}{|H_i^{(k)}[m]|} \end{aligned}$$

(iii) 強制歸零通道匹配方式(ZF):

$$G_i^{*(k)}[m] = \frac{H_i^{*(k)}[m]}{|H_i^{*(k)}[m]|^2}$$

所謂的 ZF 是希望能把通道對資料的效應歸為零 [4, 5]，如此一來由於用戶間所用的華氏碼正交特性，使得用戶間不會互相干擾，亦即

$$\begin{aligned} & \sum_{m=1}^L D_i^{(k)}[m] \cdot \sqrt{P_c} \cdot c_m^{(k)} \cdot s_m \cdot \frac{H_i^{*(k)}[m]}{|H_i^{(k)}[m]|^2} \\ &= \sum_{m=1}^L P_c \cdot e_i^{(k)} \cdot H_i^{(k)}[m] \cdot \frac{H_i^{*(k)}[m]}{|H_i^{(k)}[m]|^2} + I_m^Z + N_m^Z \\ &= \sum_{m=1}^L P_c \cdot e_i^{(k)} + I_m^Z + N_m^Z \\ &= L \cdot P_c \cdot e_i^{(k)} + 0 + \sum_{m=1}^L N_m^Z, \quad \because \sum_{m=1}^L I_m^Z = 0 \quad (3) \end{aligned}$$

where

$$\begin{aligned} I_m^Z &= P_c \left\{ \sum_{h=1, h \neq k}^K e_i^{(h)} \cdot c_m^{(h)} \right\} H_i^{(k)}[m] \cdot c_m^{(k)} \cdot \frac{H_i^{*(k)}[m]}{|H_i^{(k)}[m]|^2} \\ &= P_c \left\{ \sum_{h=1, h \neq k}^K e_i^{(h)} \cdot c_m^{(h)} \right\} c_m^{(k)} \\ N_m^E &= \sqrt{P_c} \cdot n[m] \cdot c_m^{(k)} \cdot s_m \cdot \frac{H_i^{*(k)}[m]}{|H_i^{(k)}[m]|^2} \end{aligned}$$

由(3)可看到其它用戶對接收機的干擾因為正交的因素而化為零。但由於我們乘上的是通道的倒數，當通道在某個頻率受到非常大的衰減時，其倒數為非常大的值，在此頻率上的雜訊也因此瞬間放大造成對訊號嚴重的干擾，這就是所謂的雜訊加強 (noise enhancement) 現象，因此 ZF 通常只適用在 SNR 大也就是當雜訊對系統影響較小的情況。

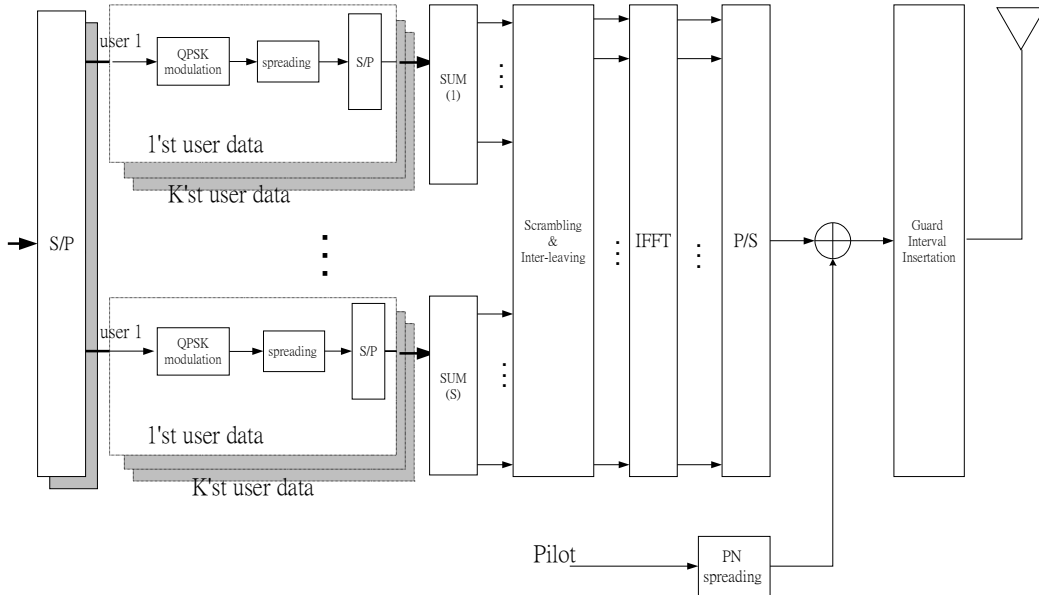
(iv) 部份等化通道匹配方式(PEC):

$$G_i^{*(k)}[m] = \frac{H_i^{*(k)}[m]}{|H_i^{*(k)}[m]|^{1+\beta}} \quad -1 \leq \beta \leq 1$$

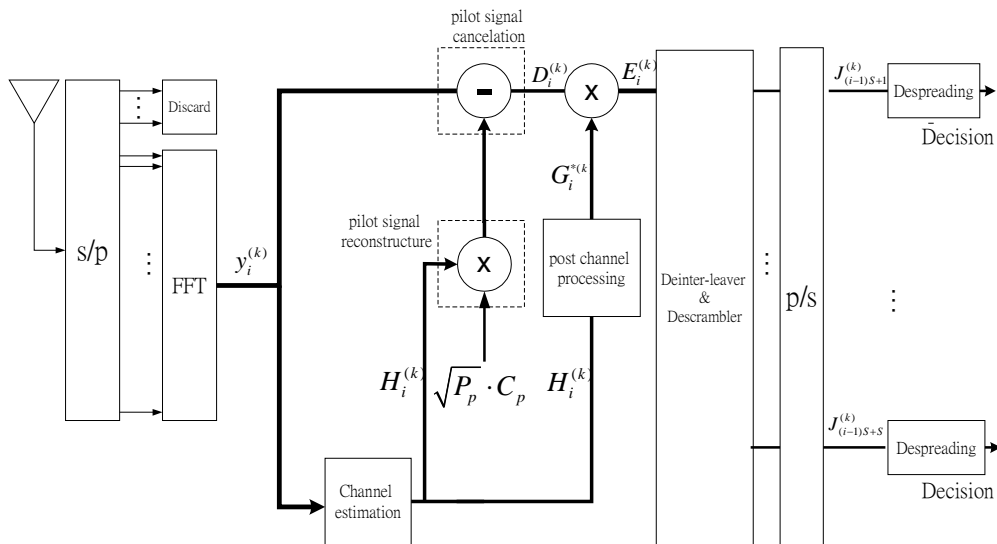
雖然 ZF 可以消除用戶間的干擾，但卻會造成雜訊加強。而 PEC 卻可以把通道的效應部份還原，雖然還是會存在用戶間的干擾，但不太會有雜訊加強的問題 [6]。在 PEC 中，由於 $-1 \leq \beta \leq 1$ ，當 $\beta = -1$ 則為 MRC 通道匹配方式，當 $\beta = 0$ 則為 EGC 通道匹配方式，當 $\beta = 1$ 則為 ZF 通道匹配方式，我們可以根據用戶的數目與 SNR 選擇最適當的 β 值。

三、 結果與討論：多符元 MC-CDMA

(1) 傳送端：多符元傳送端與單符元傳送端相似，其間差異在於：基地台要傳送 K 組資料給 K 個用戶，但傳給各個用戶的那組資料中由原先只包含一個符元的訊息變成包含 S 個符元的訊息，也因此傳送的資料速率增為原來的 S 倍。用來避免蜂巢之間干擾所使用的攪亂程序也轉換成這 S 個符元共同使用，如圖四所示。基地台一次傳送 S 個符元的訊號給第 k 個用戶，而每個符元在做完 QPSK 調變後會乘上第 k 個用戶的展頻碼，而在攪亂方面與單符元系統不同的地方在於每個符元乘上的攪亂碼是長度為 $S \cdot L$ 的 m -序列中的一部份，與展頻碼的長度相同，此乃因為我們是針對一個 FFT 長度的資料框來做攪亂，如此才能做到區分不同蜂巢資料的效果。為了要避免因為通道衰減造成同一個符元的資料會發生叢發錯誤 (burst error)，我們使用區段交錯器 (block interleaver) 來打散叢發錯誤 [3, 7]，如此才能利用編碼的技巧將錯誤的資料還原。



圖四、多符元 MC-CDMA 下鏈傳送端



圖五、多符元 MC-CDMA 下鏈接收端

(2)接收端：圖五所示，同單符元接收機，接收到的訊號會針對其中的領航訊息來做通道估計，同樣的也為了避免領航訊號對資料訊號造成太大的干擾，在估計完通道後會把在收到的訊號中領航所佔的成份消除掉，即為領航訊號消除，而後再選擇適當的通道匹配方式(MRC, EGC, ZF, PEC)來減少用戶間的干擾。在傳送端為了打散叢發錯誤所做的交錯在此時得做反向的運算將同一符元的訊號聚集在一起做解攪亂和解展頻的動作[3, 7]，而後各個符元的資料再去QPSK的解調即可把這S個符元資料還原。至於通道估計方面則與單符元所使用的架構方式相同，在此不再贅述。

四、結果與討論：模擬結果

為了要驗證所提出的多符元 MC-CDMA 下鏈接收機效能，我們使用能量一樣的雙路徑瑞雷衰減通道來做電腦模擬。另外我們也假設接收機的載波同步與 OFDM 符元同步系統是理想的，並假設傳送接收機的功率放大器與類比數位轉換器是線性的，並不會造成 OFDM 訊號的失真。我們系統模擬的參數如表格一所示。對於此多符元 MC-CDMA 系統而言，系統最大流量為

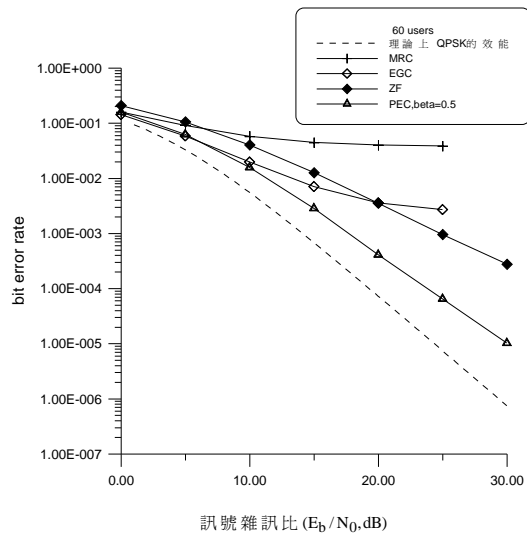
$$2 \text{ bits} \times \frac{1}{125 \mu\text{s}} \times 64 \times 8 = 8.192 \text{ Mbps}$$

頻譜使用效率為

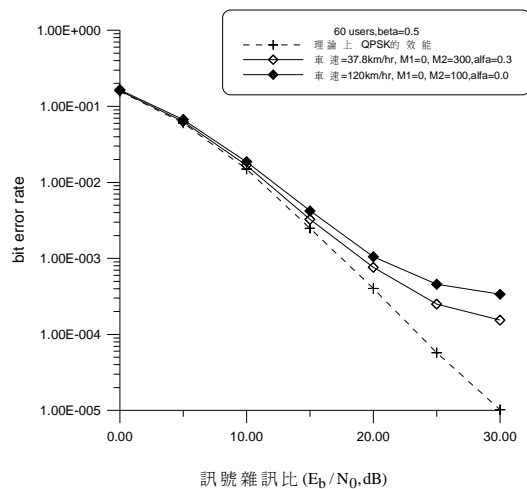
$$\frac{8.192 \text{ Mbps}}{5.12 \text{ MHz}} = 1.6 \text{ bps/Hz}$$

調變	QPSK
載波頻率(carrier frequency)	2GHz
頻寬(total bandwidth)	5.12MHz
次載波個數(number of subcarriers)	$L \cdot S = 512$
有效符元時間(useful symbol time)	100 μs
護衛間隔(guard interval)	25 μs
整個符元時間(overall symbol time)	125 μs
展頻因數(spreading factor)	$L = 64$
攪亂因數(scrambling factor)	$L \cdot S = 512$
車速(vehicle speed)	37.8km/hr 或 120km/hr
都普勒頻(Doppler frequency)	70Hz 或 222Hz
路徑個數(path number)	2
最大二路徑延遲(max delay spread)	6.25 μs

表格一：多符元 MC-CDMA 傳送接收機的模擬參數



圖六、多符元 MC-CDMA 傳送接收機在雙路徑衰減通道下理想通道估計 60 個用戶的效能

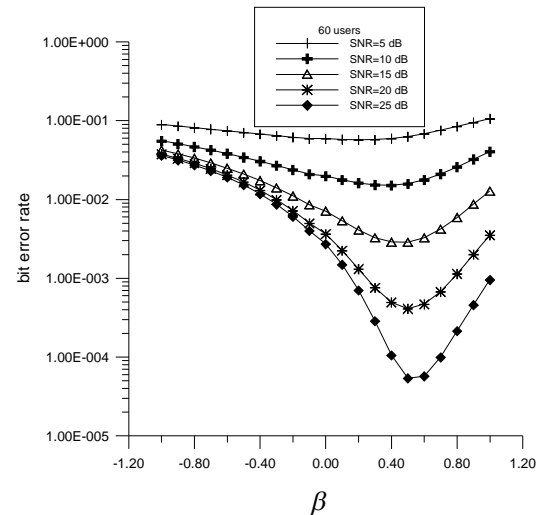


圖七、多符元 MC-CDMA 傳送接收機在雙路徑衰減通道下 60 個用戶的效能

圖六顯示多符元 MC-CDMA 傳送接收機在雙路徑衰減通道下當用戶數目為 60 時的系統效能，此時假設我們能做到理想的通道估計。在使用 PEC 的通道匹配方式，只要選擇適合的 β 值，就能使系統效能與理論值只有著 3dB 的差異。圖七為多符元 MC-CDMA 傳送接收機在雙路徑衰減通道下當用戶數目為 60 並使用 PEC 的通道匹配方式，利用我們所設計的架構並選擇合適的參數來估計通道。由圖形可看出，當車速愈快，一階無線脈衝響應濾波器的衰減因數與移動平均(1)的長度就愈小，這是因為此時通道的變化速度快，並不適合使用平均的方式來估計通道以免路徑相位失真。另外，我們也可由圖形看出當車速增加時通道估計愈不準確，error floor 愈高，這也是由於通道的變化速度快所造成的影響。

四-1、如何選擇適當的 β 值

在 PEC 通道匹配方式中使用到的 β 值會根據用戶的數目和訊號所受的雜訊大小有關[6]。圖八顯示多符元 MC-CDMA 系統在雙路徑衰減通道中用戶數目為 60 時，SNR 與 β 的關係成一曲線圖，而在不同的 SNR 下我們可以找出一最佳的 β 值。由圖八中亦可發現，當 SNR 小時，其對於 β 值較不敏感，而當 SNR 較大時， β 值會嚴重影響系統效能。因此針對 60 個用戶數目而言，我們可以選擇 $\beta = 0.5$ 。針對不同的用戶數目與 SNR 的情況下，我們建構出表格二，接收端可以根據表格二選擇適合的 β 值。



圖八、不同 β 對於多符元 MC-CDMA 傳送接收機在雙路徑衰減通道下理想通道估計 60 個用戶的效能的影響

SNR User number	5dB	10dB	15dB	20dB	25dB
1	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0
5	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0
10	-0.5	-0.1	0.1	0.3	0.4
15	-0.4	0.0	0.2	0.3	0.4
20	-0.3	0.0	0.2	0.3	0.4
25	-0.1	0.2	0.3	0.4	0.5
30	0.0	0.2	0.4	0.4	0.5
35	0.0	0.2	0.4	0.4	0.5
40	0.1	0.3	0.4	0.5	0.5
45	0.1	0.3	0.4	0.5	0.5
50	0.2	0.3	0.4	0.5	0.5
55	0.2	0.4	0.5	0.5	0.5
60	0.2	0.4	0.5	0.5	0.5
64	0.2	0.4	0.5	0.5	0.6

表格二、在不同的用戶數目與 SNR 下最佳的 β 值

五、計畫成果自評: 結論

近年來 OFDM 技術已廣泛應用在有線和無線傳輸中，在本篇論文中，我們提出了將 CDMA 應用在 OFDM 上的系統傳送接收架構，希望能達到高傳輸速率與高頻譜使用率。在此計畫執行中，我們發現 OFDM/CDMA 接收機資料偵測方面之研究已經相當複雜，因此我們在此暫時假設 OFDM/CDMA 系統已達成同步，至於 OFDM/CDMA 系統的同步問題，我們將在本 (91) 年度執行的國科會計畫中與 OFDM/CDMA 上鏈傳輸問題一併探討。

在多用戶傳輸系統中，系統效能會隨著用戶的增加而下降，因此我們使用具有正交性的華氏碼來區分不同的用戶。只有在接收端使用 ZF 通道匹配方式時，用戶間的干擾才為零，但卻衍生出雜訊加強的困擾。因而我們建議 OFDM/CDMA 系統可以考慮使用 PEC 之通道匹配方式，基地台再依據用戶的數目選擇合宜的 β 值，如此既可適當地減少用戶間的干擾，又能盡量避免雜訊加強。

六、參考文獻

- [1] Richard van Nee, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, 2000.
- [2] Shin-Yuan Wang, "On Design and Simulation of FFT-based RAKE Receiver Architectures for Wideband CDMA Systems", NCTU Ph. D Thesis, 2001.
- [3] John G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-HILL
- [4] Theodore S. Rappaport, *Wireless Communications*, Prentice-Hall, Inc 1996.
- [5] Kaiser, S., "On the performance of different detection techniques for OFDM-CDMA in fading channels", Global Telecommunications Conference, 1995. GLOBECOM '95., IEEE, Volume: 3, 1995 pp: 2059-2063 volume.3
- [6] Slimane, S.B., "Partial equalization of multi-carrier CDMA in frequency selective fading channels",

Communications, 2000. ICC 2000. 2000 IEEE International Conference on, Volume: 1, 2000 pp: 26-30 Volume.1.

- [7] Ziemer Tranter, *Principles of Communications*, Houghton Mifflin Company, pp:570-579.