

應用模糊推論機作 OFCDM 無線通訊系統之 2 維 OVSF 碼配置

A Fuzzy Logic Code Allocation for 2-D Coded OFCDM Communication Systems

黃永發^a、劉凱翔^a、蔡智斌^b

朝陽科技大學網路與通訊研究所^a，明泰科技股份有限公司^b
yfahuang@cyut.edu.tw

摘要

本文針對基於 2 維 (two-dimension, 2D) 展頻之 OFCDM(orthogonal frequency and code division multiplexing, OFCDM)無線行動通訊系統，探討於選頻-時性衰退(frequency and time selective fading)及其都卜勒效應(Doppler effect)下之適應性OVSF(orthogonal variable spreading factor)碼配置研究。我們設計一模糊推論系統(fuzzy inferring system)，由用戶數與行動台之都卜勒頻率推論出適當之 2-D 展頻碼配置給各個用戶，由模擬結果知，我們提出之基於模糊系統之適應性OVSF碼配置可降低多重存取干擾(multiple access interference, MAI)並提高通道之分集增益(diversity gain)，進而提升系統效能。

關鍵字：正交分頻多工，2-D 展頻，OFCDM，選頻-時性衰退，分集性增益，多重存取干擾(MAI)，模糊推論系統。

Abstract

In this paper, we investigate the multiuser performance in a 2-D spreading orthogonal frequency coded division multiplexing (OFCDM) communication system over frequency and time selective fading channels. To compromise between the diversity gain and the multiple access interference (MAI), we propose an adaptive fuzzy logic to infer adequate 2-D spreading codes and to assign the OVSF codes to active users for OFCDM mobile communication systems. Simulation results show that the proposed fuzzy-based code allocation (FBCA) scheme can not only suppress the MAIs induced by the non-orthogonality but also exploit the diversity gain over time and frequency selective fading channels and then outperforms the conventional sequential code allocation (SCA) scheme and orthogonal code allocation (OCA) scheme at all system load.

Key words: OFCDM, 2-D spreading code, diversity gain, MAI, frequency and time selective fading channel

1. 前言

正交分頻多工(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)可提供較高資料傳輸，已廣泛應用於行動通訊系統中[1]。在傳統單載波分碼多工傳輸技術，將展頻碼展開於時域，用同一頻帶進行傳輸，稱為直接序列分碼多工存取(direct-sequence code-division multiple-access, DS-CDMA)，因其具有高用戶容量之潛力，已作為第三代行動通訊系統之多重存取技術[2]。但在多用戶環境下，多重存取干擾(multi-access interference, MAI)，導致降低系統效能，而多載波分碼多工(multi-carrier code-division multiple-access, MC-CDMA)系統，利用展頻碼，將所傳輸資料分別展開於頻域上，可提升頻寬使用效益

[3]。然而在選頻性衰退(frequency selective fading)通道中，多用戶之 MC-CDMA 系統效能也受到多重存取干擾影響，因此同時展開於時域以及頻域之二維(two-dimensional, 2D)展頻，被提出應用於 OFDM 系統上[4-5]。在未來第四代(4G)行動通訊系統，最可能採用之技術為正交分頻與分碼多工(orthogonal frequency and coded division multiplexing, OFCDM)[5]，而在下鏈傳輸的行動通訊系統上採用 2-D 展頻碼，可獲得頻域分集以及時域分集增益[5-6]。不過 2-D 展頻碼在時域上會受到行動端與發射端之間的相對位置移動造成都卜勒效應(Doppler Effect)的影響，另外展頻碼展開在頻域上受到選頻性衰退而導致展頻碼無法正交，因此本文將探討通道存在選頻性和選時性衰退時，多重存取干擾對系統效能之影響。

當今模糊理論也被應用於行動通訊架構上，例如應用模糊邏輯於 CDMA 通訊系統之適應性干擾消除多用戶檢測器[7-9]。將模糊機制應用於無線行動通訊系統之某種機制，由以上相關文獻可以得知皆獲得不錯的效能。因此在本文 OFCDM 無線行動通訊系統中，為了要避免多重存取干擾的產生，文獻[9]中提出一般的展頻碼的配置來降低用戶展頻碼間的干擾。在本文中，我們結合模糊邏輯(fuzzy logic)及適應性正交化碼配置(orthogonalized code allocation, OCA)[10]，提出了基於模糊邏輯之適應性碼配置(fuzzy-based code allocation, FBCA)法，由所提出的方法來選擇最適當的展頻碼配置給每個用戶，而得到較佳之系統位元錯誤率(bit error rate, BER)效能。

2. 系統模型

本文探討之 2-D 展頻之 OFCDM 無線通訊系統之架構如圖 1(a)所表示方塊圖為 OFCDM 無線通訊系統下鏈通訊傳輸的發射器。在架構中，將所傳遞各用戶間 k 的二位元資料序列，輸入至調變器轉換成的符元序列，所採用的調變技術為二位元相位鍵移調變，表示為 $b_{k,j}$, $j=0,1,2,\dots,N-1$ 。 T_e 定義為有效的一個 OFCDM 符元週期時間，以及全部 OFCDM 符元週期 T 定義為 $T=T_e+T_g$ ，而 T_g 為保護區間的週期。

符元序列經由串並列的轉換器後，將由可變化的 2-D 展頻系統控制，決定必須於時域間的展頻碼長度，以及控制頻域所需的個數複製可定義為 $d_{k,m,i}=b_{k,j}$ ， $m=(j+1) \bmod (N_c/SF_F)+m_j$ ， $m_j=0,1,2,\dots,SF_F-1$ ， $i=\left\lfloor \frac{j+1}{N_c/SF_F} \right\rfloor \cdot SF_T+m_i$ ， $m_i=0,1,2,\dots,SF_T-1$ 。在寬頻傳輸的訊號中，第 m 個子載波表示成

$$S_m(t) = \sum_{m=0}^{N_c-1} \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{N_D} \sqrt{P_{k,i}} \cdot d_{k,m,i} c_{SF_T}^{k,vT} c_{SF_F}^{k,vF} \cdot e^{j2\pi f_m t} \cdot p(t-iT) \quad (1)$$

其中 $P_{k,i}$ 為第 i 個資料符元之第 k 個用戶的平均功率， $d_{k,m,i}$ 為第 k 個用戶之第 i 個資料符元，而 $vF = (m+1) \bmod(SF_F)$ ， $vT = (i+1) \bmod(SF_T)$ 。由於為了消除相鄰近子載波間具有關聯性的衰退，圖 1 發射器架構中，使用頻率交錯器，來實現擾頻的動作。其中，總和所有子載波 N_c ，並且加入了保護區間，滿足在無線通道中多路徑的延遲時間 T_m 。所傳輸之訊號必須根據符元週期利用匹配濾波器做最適當的取樣，所接收到的訊號表示為

$$r(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^K \sum_{m=0}^{N_c-1} \sqrt{P_{k,i}} d_{k,m,i} \cdot c_{SF_T}^{k,vT} \cdot c_{SF_F}^{k,vF} \cdot h_{m,i} \times \cos[\omega_p(t - \tau_i) + \theta_m(i)] \cdot p_T(t - iT) + n(t) \quad (3)$$

其中 $h_{m,i}$ 是第 m 個子載波之第 i 個時間週期的通道響應，這通道響應是屬於瑞利分佈，而 $n(t)$ 則為平均值為零，平均功率為 $N_o/2$ 的 AWGN 雜訊。 τ_i 為第 m 個子載波之第 i 個時間週期的傳播延遲時間， $\theta_m(i)$ 是屬於隨機變數裡的均勻分布範圍為 $(0, 2\pi)$ 。然而經過離散複利葉轉換，並且還原頻率交錯器的動作，其接收訊號在於第 m 個子載波上第 i 個資料間隔其第 n 個符元可以表示為

$$r_{m,i}(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=0}^{N_c-1} A_{k,m,i} d_{k,m,i}(n) \cdot c_{SF_T}^{k,vT} \cdot c_{SF_F}^{k,vF} + n_m(n), \quad (4)$$

其中 $A_{k,m,i}$ 為第 m 個子載波之第 n 個符元的振幅，和 $n_m(n)$ 為平均值為零，功率頻譜密度為 $N_o/2$ 的 AWGN 雜訊。要獲得最高之分集性增益時，應用最大比例結合技術(MRC)[11]，則第 m 個子載波之第 i 個資料週期為

$$Z_{k,m,i}(n) = \Re[r_{m,i}(n) \cdot c_{SF_T}^{k,vT} \cdot c_{SF_F}^{k,vF} \cdot h_{m,i}^*(n)], \quad (5)$$

最後結合 2-D 展頻之子載波決定第 j 個符元資料可以表示為

$$b_{k,j} = \text{sgn} \left[\sum_{m_j=1}^{SF_F} \sum_{m_i=1}^{SF_T} Z_{k,m,i}(i) \right], \quad (6)$$

其中 $m = [j \bmod (N_c/SF_F)]SF_F + m_j$ ， $m_j = 0, 1, 2, \dots, SF_F - 1$ ，

$$i = \left\lfloor \frac{j+1}{N_c / SF_F} \right\rfloor \cdot SF_T + m_i, \quad m_i = 0, 1, 2, \dots, SF_T - 1。$$

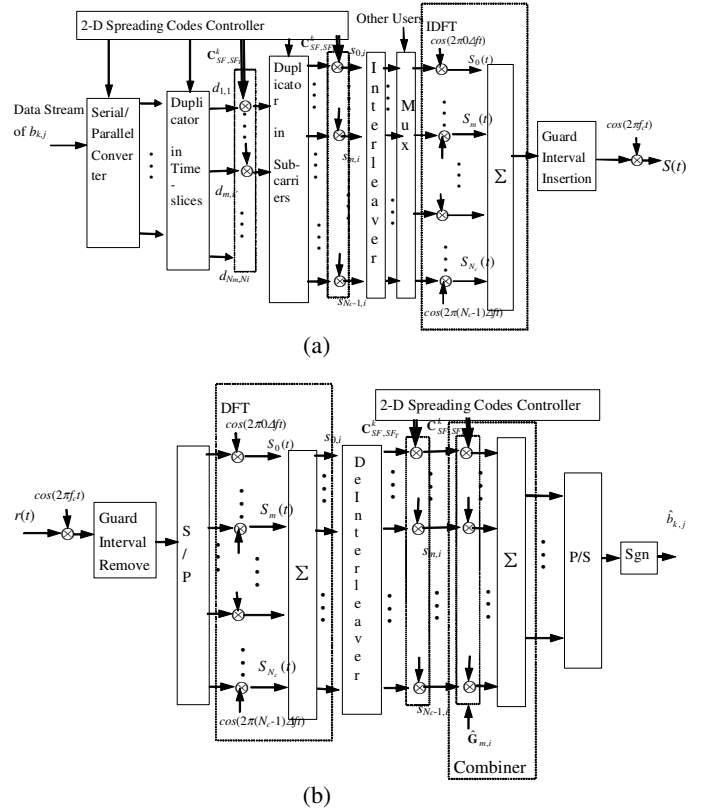


圖 1. OFCDM 無線通訊系統(a)發射器功能方塊圖 (b) 第 k 個用戶之接收器模型

A. 正交化碼配置法(OCA)

本方法中所使用的展頻碼為正交可變展頻碼(orthogonal variable spreading factor code, OVSF code)[11]，在本文中，應用 2-D 展頻碼，可將展頻維度分別應用於時域和頻域。因此在時域展頻係數則定義為 SF_T 、頻域展頻係數為 SF_F ，而 2-D 展頻係數即為 $SF = SF_T \times SF_F$ 。正交化碼配置法(orthogonalized code allocation, OCA)如圖 1 所示，假設 SF 為 16，其 SF_T 為 2， SF_F 為 8，2-D 展頻係數為 $\{C_{16,2}, C_{16,8}\}$ ，假定第一位用戶(User1)所配置展頻碼固定為 $C_{16,1}$ ，為了維持時域上用戶間的正交，因此在 OVSF 碼樹中，能維持 2-D 展頻碼 $\{C_{16,2}, C_{16,8}\}$ 間的正交，只有 $SF=2$ 階層的兩個節點。因此必須選擇 $C_{2,2}$ 以下分支，其第二個用戶配置為 $C_{16,9}$ 。

假設 2-D 展頻係數為 $\{C_{16,8}, C_{16,2}\}$ ，在時域上的 SF_T 為 8，即可維持 8 個用戶間展頻碼的正交，因此採用 OCA 時，必須選擇 $SF=8$ 階層的 8 個節點，以下的節點。假定固定第一個用戶配置為 $C_{16,1}$ ，其 7 個正交的用戶的展頻碼為 $C_{16,3}, C_{16,5}, C_{16,7}, C_{16,9}, C_{16,11}, C_{16,13}, C_{16,15}$ 。而 OCA 的方法為 $\{C_{16,1}, C_{16,9}, C_{16,5}, C_{16,13}, C_{16,3}, C_{16,11}, C_{16,7}, C_{16,15}\}$ 依序配置展頻碼給用戶。

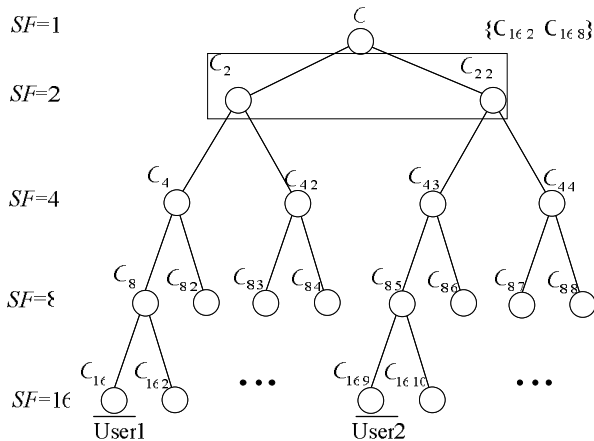


圖 2. OCA 之配置法

B. FBCA-OFCDM

在 OFCDM 系統中，結合了 OFDM 與 CDMA 之優點，擁有抗多重路徑環境(multi-path propagation)的特性，以及較高的頻譜效益和彈性的多重存取技術。圖 3.表示為 FBCA-OFCDM 之多用戶無線通訊系統架構圖。圖中 $b_{1,j}, b_{2,j}, \dots, b_{k,j}, \dots, b_{K,j}$, $j=0, 1, \dots, N-1$ 為 1 至 K 個用戶的二位元資料，輸入至 2-D 展頻之 OFCDM 系統架構中，由我們所提出之 FBCA 架構根據用戶數 K 以及環境中都卜勒頻率兩種參數，經由模糊推論之後選擇最適當之 2-D 展頻係數 SF_T 。而 2-D 展頻碼控制器，會根據所推論出最佳 2-D 展頻係數 SF_T ，傳回至 K 用戶之 2-D 展頻 OFCDM 系統架構中，執行 2-D 展頻的動作，進而達到模糊推論之正交碼配置。其多用戶之頻域上的資料結合後經由逆向離散複利葉轉換調變後，加入保護區間經由載波所傳送出去。

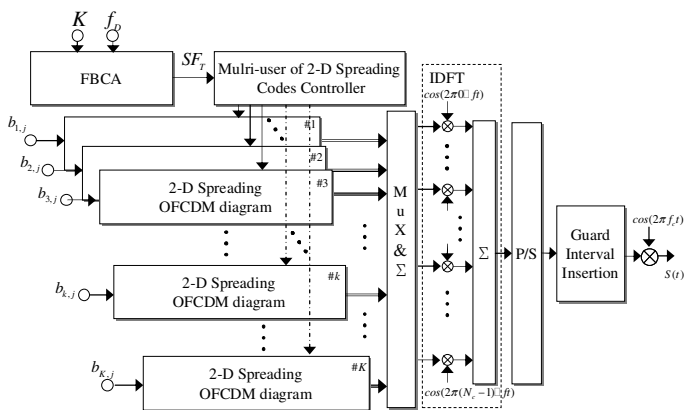


圖 3. FBCA-OFCDM 之多用戶無線通訊系統方塊圖

3. 基於模糊推論機之 OVSF 碼配置

模糊推論系統(fuzzy inferring system, FLS)，主要的決策為條件與作用(IF-THEN)形式表示的控制規則。首先，我們先建立模糊規則(fuzzy rules)之符合輸入與輸出推論之歸屬函數(membership functions, MBFs)，其符合輸入與輸出其兩種變數，並且再針對

輸入變數與輸出變數的空間做模糊分割，所謂模糊分割即是將控制器變數的空間劃分為若干個區域，對部份空間表示為模糊狀態，並以模糊歸屬函數來表示這個模糊空間。

我們選擇高斯歸屬函數(Gaussian MBFs)來代表輸入與輸出兩種變數，輸入變數共為兩種，分別為用戶數 K 以及都卜勒頻率 f_D ，而輸出變數為 2-D 展頻碼之時域的展頻係數 SF_T 。針對輸入變數之都卜勒頻率先定義出高斯歸屬函數，如圖 3。根據系統之模擬環境都卜勒頻率 10-100Hz，分別為五種程度(degree)，各別為非常慢速(Very Slow, VS)、慢速(Slow, S)、中等速(Medium, M)、快速(Fast, F)、非常快速(Very Fast, VF)。而另外圖 4.輸入變數之用戶數，依據系統模擬之用戶數 1 至 16 位，定義出高斯歸屬函數，其根據用戶數也分別為五種程度，為非常少數(Very Few, VF)、少數(Few, F)、中間(Medium, MED)、多數(Many, M)、非常多數(Great Many, GM)。

在圖 5.為最後輸出變數為 2-D 展頻碼之時域的展頻係數 SF_T 。其輸出結果分別為 1-16，根據其展頻係數大小，分為非常小(Very Small, VS)、小(Small, S)、中(Medium, MED)、大(Large, L)、非常大(Very Large, VL)，這五種輸出參數之歸屬函數。

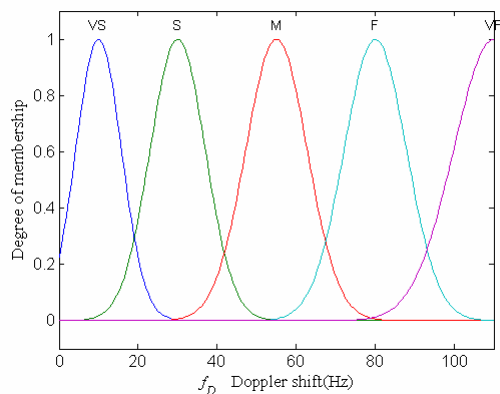


圖 3. FBCA 之都卜勒頻率歸屬函數

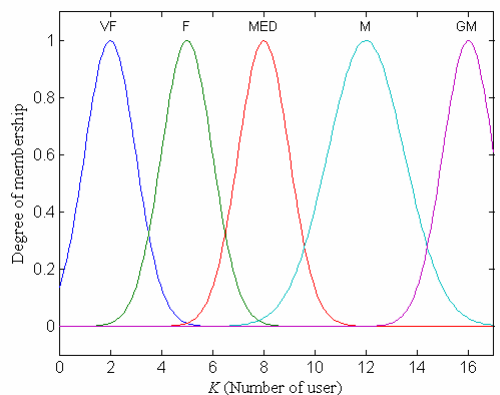
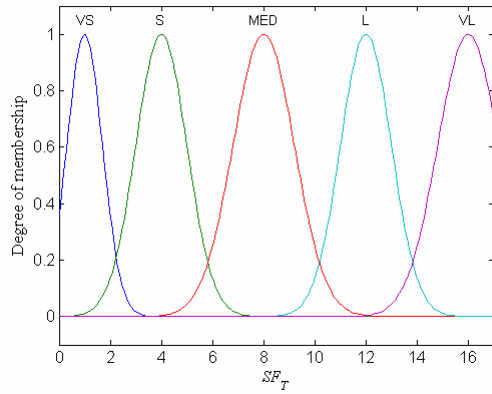


圖 4. FBCA 之用戶數歸屬函數

圖 5. FBCA 之輸出 SF_T 歸屬函數

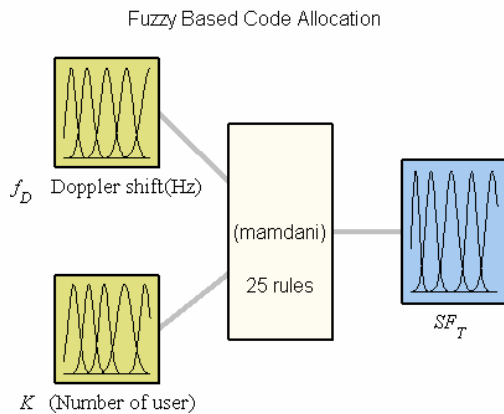
在高斯歸屬函數中，模糊集合表示為 F_i^l 其所值介於 $[C_i^-, C_i^+]$ ，而所有的集合為 U 可以表示為

$$\mu_{F_i^l}(x_i) = \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{x_i - \bar{x}_i^l}{\sigma_i^l} \right)^2 \right], \quad (7)$$

其中 $l=1,2,\dots,5$ 、 $i=1,2,3$ 、 $x_i \in [C_i^-, C_i^+]$ ，以及 $\bar{x}_i^l$ 和 σ_i^l 分別為高斯歸屬函數之平均值和標準差。在本文中，模糊控制(fuzzy control)規則由兩個輸入以及單一輸出可以表示為

$$R^j : \text{IF } f_D \text{ is } F_1^{l_1} \text{ AND } K \text{ is } F_2^{l_2} \\ \text{THEN } SF_T = F_3^{l_3} \quad (8)$$

其中 $F_1^{l_1}$ 、 $F_2^{l_2}$ 和 $F_3^{l_3}$ 為模糊語意(linguistic terms)，分別表示為輸入變數 f_D 、 K 和輸出變數 SF_T 。而 $l_1, l_2, l_3=1,2,\dots,5$ 以及系統之模糊規則指標 $j=1,2,\dots,25$ 。圖 6 為 FBCA 之系統架構，其利用先定義完成之兩種輸入變數的歸屬函數都卜勒頻率以及用戶數，輸入至模糊推論機，根據所定義出之模糊規則，將會輸出其最適當之時域的展頻係數 SF_T 。而本論文所定義 FBCA 之模糊規則，其模糊規則表為表 1。



System Fuzzy Logic System : 2 inputs, 1 outputs, 25 rules

圖 6. FBCA 之系統架構圖

表 1. FBCA 之模糊規則

$f_D \backslash K$	VF	F	MED	M	GM
VS	VS	S	MED	L	VL
S	VS	S	MED	L	VL
M	VS	S	MED	L	VL
F	VS	S	L	VL	VL
VF	VS	S	VL	VL	VL

在模糊推論中，解模糊化(defuzzyfication methods)之主要作用是將推論所得之模糊控制命令轉為一可供外界系統使用之明確控制力，而本文所採用解模糊化之方法為計算採取各歸屬函數所交集之區域中心平均[12]，由下式表示為

$$SF_T = \frac{\sum_{i=1}^q z_i \cdot \mu_{F_3^l}(z_i)}{\sum_{i=1}^q \mu_{F_3^l}(z_i)} \quad (9)$$

其中 q 為輸出歸屬函數之區域量化後的數值， z_i 表示為輸出量化階層 i 的推論結果以及 $\mu_{F_3^l}(z_i)$ 為輸出之模糊集合 F_3^l 之歸屬數值。圖 7 為利用所模糊規則所模擬輸出變數之 SF_T 與都卜勒頻率以及用戶 3-D 立體關係圖。

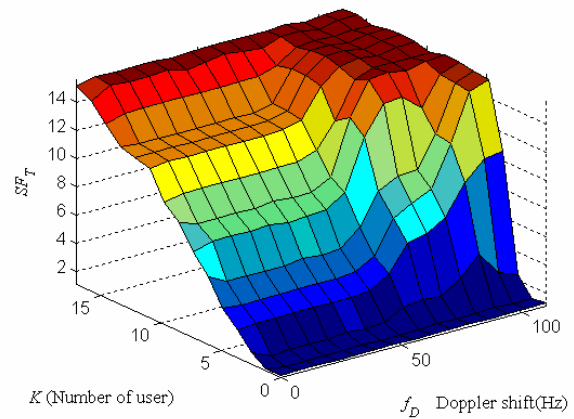


圖 7. FBCA 輸出變數與輸入變數關係圖

4. 模擬結果

為驗證系統效能，我們應用 MATLAB 程式語言作電腦模擬，假設在同步之下鏈傳輸通道環境中，並假設接收端具有理想之通道估測和載波同步，因而並無頻率偏移及相位誤差，表 2 為 FBCA-OFCDM 系統模擬參數。

表 2. FBCA-OFCDM 系統模擬參數

Number of sub-carriers, N_c	1024
Data modulation	BPSK
Spreading factor, SF	16
2-D spreading code	OVSF code
Doppler shift, f_D	10-100 (Hz)
OFDM symbol duration	1 ms
Combining techniques	MRC
Number of users	1-16

首先，當多用戶環境下，分別採用結合器技術 MRC[11]。主要為採用 MRC 技術之多用戶檢測效能，模擬環境為 $f_D=10\text{Hz}$ 、訊號與雜訊比為 9(dB)，其利用 FBCA 探討是否能獲得最佳 2-D 展頻碼。圖 8 為 FBCA 與多用戶 OCA 之模擬結果，由圖中可以得知，當採用 FBCA 方式時，模糊推論機將會根據都卜勒頻率以及當時用戶數，選擇其最佳之 2-D 展頻碼，配置給所有該用戶，以獲得最佳之系統效能。圖 9 為五種 2-D 展頻碼，訊號與雜訊比固定為 9dB、模擬環境都卜勒頻率為 10 至 100Hz 之平均位元錯誤率與 FBCA 之方式做比較。由圖中可以發現，在平均的都卜勒頻率環境中，由於有採用 FBCA 之方式，在用戶數為 4 時，可以得到比採用 OCA 的配置還要好的位元錯誤率表現，因為在不同的環境下，其最佳的 2-D 展頻碼會有所不同，因此在不同的環境下，FBCA 會根據用戶數以及都卜勒頻率會選擇其他的 2-D 展頻碼，而每次都採用最佳之 2-D 展頻碼，所以平均位元錯誤率表現為最好。

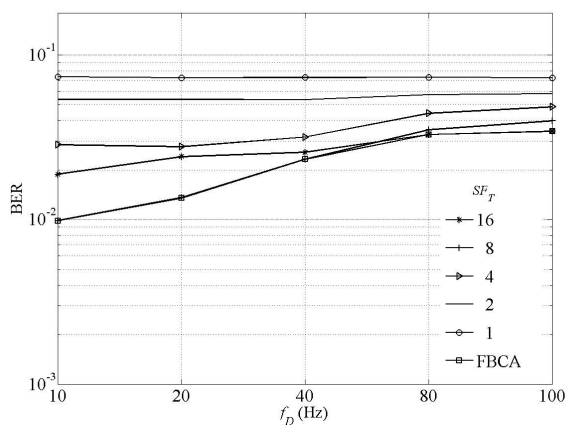
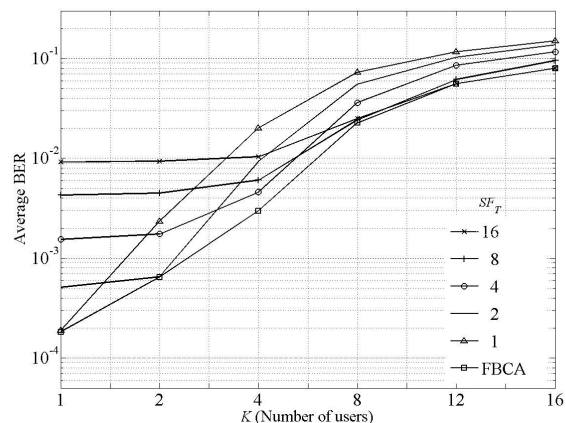


圖 8. FBCA 與 OCA 之多用戶效能比較，用戶數為 8，SNR=9dB

圖 9. OCA 與 FBCA 之多用戶效能比較， $f_D=10\text{-}100\text{Hz}$

由圖 10-11 的模擬結果可以得知，在不同的都卜勒環境下，固定其某用戶數，可以發現，所提出之 FBCA 可以根據不同之都卜勒頻率下，選擇位元錯誤率表現最佳之 2-D 展頻碼，圖 10 表示為固定訊號與雜訊比為 9(dB)，用戶數為 4，採用 MRC 技術。由圖中可以得知，在都卜勒頻率 40 以下，以 $\{C_{16,4}, C_{16,4}\}$ 此 2-D 展頻碼所獲得的位元錯誤率較佳，不過當都卜勒環境改變成 80Hz 時，其表現最佳之 2-D 展頻碼為 $\{C_{16,8}, C_{16,2}\}$ 。都卜勒頻率上升為 100Hz，以 $\{C_{16,16}, C_{16,1}\}$ 2-D 展頻碼的效能最好，本論文所提出之 FBCA 在固定其用戶數為 4 時，在不同的都卜勒環境下，會隨著 OCA 最佳之 2-D 展頻碼有所改變，皆選擇最佳 2-D 展頻碼，而獲得最佳之效能。圖 11 為用戶數為 8，固定訊號與雜訊比為 9(dB)，由模擬結果可以得知，在都卜勒頻率 80Hz 以下，2-D 展頻碼為 $\{C_{16,8}, C_{16,2}\}$ 的表現為最佳，而 FBCA 確實能根據 OCA 表現最佳之展頻碼，在不同的模擬環境下，選擇最佳之 2-D 展頻碼。

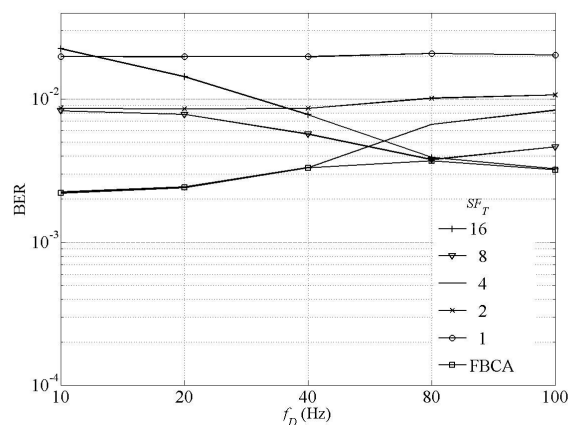


圖 10. OCA 與 FBCA 之多用戶效能比較，用戶數為 4

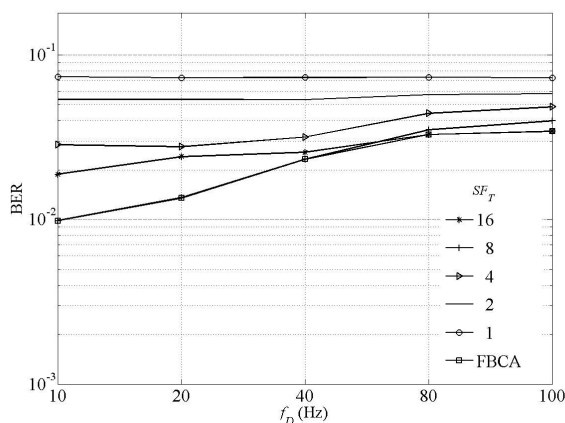


圖 11. OCA 與 FBCA 之多用戶效能比較，用戶數為 8

5. 結論

我們設計模糊系統選擇配置 2-D 展頻碼機制與提出的 OCA 架構互相整合，根據用戶數與用戶間的移動速度來配置最適當的 2-D 展頻碼給所有用戶。主要希望更能符合未來的無線行動通訊的環境下，能給予用戶間能獲得最佳之位元錯誤率以及系統效能，由模擬結果可以得知，FBCA 可以選擇最適當的 2-D 展頻碼分配給該用戶，而獲得最佳之系統效能。

參考文獻

- [1] E. A. Sourour and M. Nakagawa, "Performance of orthogonal multicarrier CDMA in a multi-path fading channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 3, pp. 356-367, Mar. 1996.
- [2] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-SS-CDMA for next-generation mobile communications systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 36, no. 9, pp. 56-69, Sept. 1998.
- [3] S. Hara and P. Ramjee, "Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 48, no. 5, pp. 1584-1595, Sep. 1999.
- [4] A. Matsumoto, K. Miyoshi, M. Uesugi, and O. Kato, "A study on time domain spreading for OFCDM," *Proc. of IEEE Wireless Personal Multimedia Commun.*, vol. 2, pp. 725-728, Oct. 2002.
- [5] H. Atarashi, S. Abeta, and M. Sawahashi, "Variable spreading factor-orthogonal frequency and code division multiplexing (VSF-OFCDM) for broadband packet wireless access," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E86-B, no. 1, Jan. 2003.
- [6] N. Maeda, Y. Kishiyama, and M. Sawahashi, "Variable spreading factor-OFCDM with two dimensional spreading that prioritizes time domain spreading for forward link broadband wireless access," *Proc. of IEEE VTC'03*, pp. 127-132, Apr. 2003.

- [7] J. H. Wen and Y. F. Huang, "Fuzzy-based adaptive partial parallel interference canceller for CDMA communication systems over fading channels," *Proc. of IEE Commun.*, vol. 149, no. 2, pp. 111-116, April 2002.
- [8] Y. F. Huang, "Performance of adaptive multistage fuzzy-based partial parallel interference canceller for multi-carrier CDMA systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E88-B, no. 1, pp.134-140, Jan. 2005.
- [9] Y.-F. Huang, C.-P. Tsai and K.-H. Liu, 2007, "Performance of Multiuser Detection for 2-D Spreading Coded OFCDM Communication Systems over Frequency and Time Selective Fading Channels," *Proc. of IEEE APCC'07*, Oct. 18 - 20, 2007.
- [10] K. Hasegawa, R. Shimura, T. Ohno, N. Yoshimochi and I. Sasase, "OVSF code allocation and two-stage combining method to reduce inter-code interference in OFCDM system," *Proc. of IEEE PIMRC'05*, vol. 4, pp. 2500-2504, Sept. 2005.
- [11] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed., McGraw-Hill, pp. 800-839, 2001.