

二維展頻 OFCDM 無線通訊系統之適應性 結合器選擇

黃永發
朝陽科技大學資訊與通訊系
副教授
yfahuang@mail.cyut.edu.tw

王能中
聯合大學資訊工程系
副教授
ncwang@nuu.edu.tw

劉凱翔、葉正明
朝陽科技大學資訊與通訊系
研究生
s9630606@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。我們經由一模糊控制器(fuzzy logic controller)作用戶之2-D展頻碼配置,並在接收器加入一結合器之選擇樹(selection tree)機制,以選出適當之結合器機制。由模擬結果可知,我們提出結合器選擇機制可再高系統負載(system load)時降低多重存取干擾(multiple access interference, MAI),並在低系統負載時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, 選頻-時性衰退, 分集性增益, 多重存取干擾(MAI), 系統負載, 選擇樹。

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 a selection tree to choose a suitable combining scheme for OFCDM mobile communication systems. Simulation results show that the proposed selection tree adaptive combining (STAC) scheme can not only suppress the MAIs induced by the non-orthogonality for heavy system load (SL) but also exploit the diversity gain for light system load over time and frequency selective fading channels.

Keywords: OFCDM, 2-D spreading code, diversity gain, MAI, system load, selection tree

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,因此本文將探討不同之系統負載在選頻性和選時性衰退通道環境中,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

的展頻碼配置來降低用戶展頻碼間的干擾。在之前之成果中[10]，應用模糊控制(fuzzy logic control)及適應性正交化碼配置(orthogonalized code allocation, OCA)，在本文中，我們進一步提出結合器之選擇樹機制，對不同的環境及系統負載選出適當之結合器。

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 所示，圖 1(a)與 1(b)分別為 OFCDM 無線通訊系統下鏈通訊傳輸的發射器與接收器方塊圖。在此架構中，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 $b_{k,j}$, $j = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 。全部 OFCDM 符元週期 T 定義為符元有效週期與保護區間週期之總長度。

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

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

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(a)發射器架構中，使用頻率交錯器，來實現擾頻(frequency scrambling)，使系統免於受到嚴重衰退(deep fading)之影響而效能惡化。而經由逆向離散複利葉轉換進行調變後所得傳輸訊號為

$$S(t) = \sum_{m=1}^{N_c} S_m(t) \quad (2)$$

其中， $S(t)$ 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 $n(t)$ 為平均值為零，平均功率為 $N_0/2$ 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

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

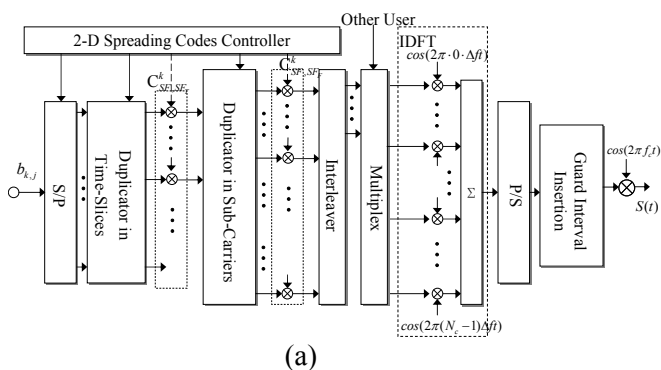
其中 $A_{k,m,i}$ 為第 m 個子載波之第 n 個符元的振幅，和 $n_m(n)$ 為平均值為零，功率頻譜密度為 $N_0/2$ 的 AWGN 雜訊。要獲得最高之分集性增益時，應用最大比例結合技術(MRC)[11]，則第 m 個子載波之第 i 個資料週期為

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

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 $m = [j \bmod (N_c / SF_F)] SF_F + m_j$, $m_j = 0, 1, 2, \dots, SF_F - 1$, $i = \left\lfloor \frac{j+1}{N_c / SF_F} \right\rfloor \cdot SF_T + m_i$, $m_i = 0, 1, 2, \dots, SF_T - 1$ 。



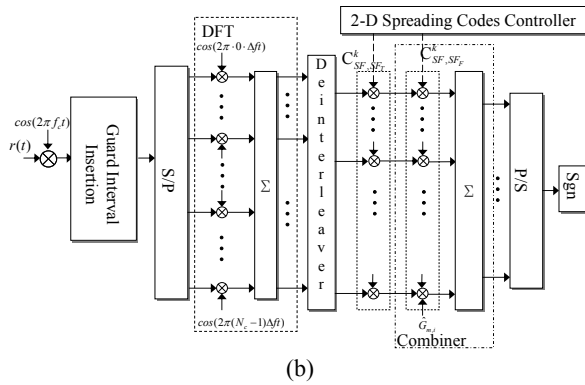


圖 1 OFCDM 無線通訊系統 (a) 發射器功能方塊圖 (b) 第 k 個用戶之接收器模型

2.1 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 2 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 $C_{2,2}$ 之以下分支, 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。

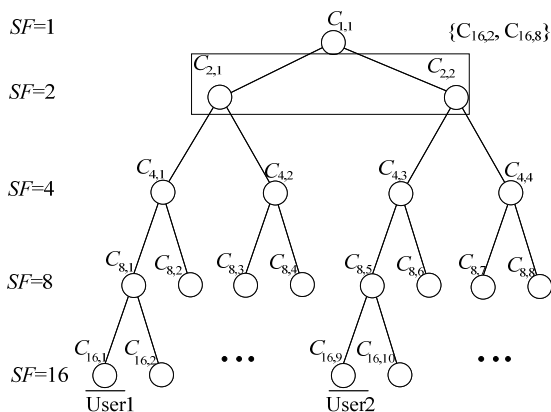


圖 2 OCA 之配置法

2.2 FLC-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 所示為加入 FLC 之 FLC-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, 由我們所提出結合器選擇之 FLC 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 , 傳回至系統負載之 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, 最後加入保護區間經由載波所傳送出去。

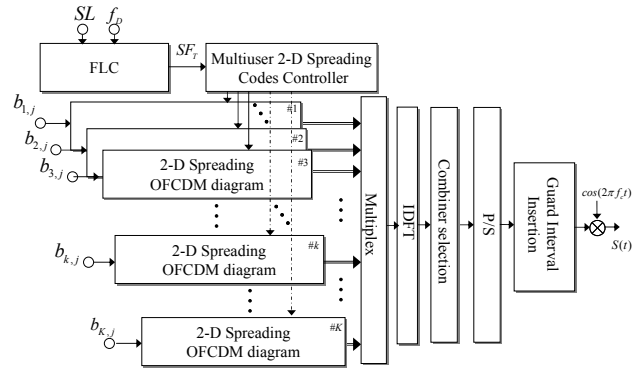


圖 3 加入 FLC 之 2D-OFCDM 系統發射器

3. 結合器之選擇樹(Selection Tree of Adaptive Combining, STAC)

我們先根據表 2 參數模擬 MRC 結合器與 EGC 結合器在不同系統負載時之效能。圖 4 為 $SF=8, SF=16$ 及 $SF=32$ 時使用 MRC 結合器與 EGC 結合器在不同系統負載時之表現, 由圖可得知, 無論展頻因子為何, 系統負載較低時皆是使用 MRC 結合器效能較佳, 而到某一系統負載後, 使用 MRC 結合器由於開始隨著系統負載上升而有較多的 MAI, 效能便開始下降, 即 EGC 結合器在系統負載較高時可得到較佳的表現。

我們依據模擬結果整理出在不同的展頻因子及環境下, 應用選擇樹(selection tree)來對不同的環境及系統負載時, 選出其表現較佳之

結合器種類。使用 MRC 結合器錯誤率之系統負載臨界值之結合器選擇樹，到達臨界值後，系統即使用 EGC 結合器效能較佳。

本文根據對結合器之模擬效能設計出其選擇樹，如圖5所示分別為(a) $SF=8$ ，(b) $SF=16$ 及(c) $SF=32$ 之選擇樹，假定一開始皆使用MRC結合器，知道 SF 後，再依目前系統所使用之 SF_T 及環境之都卜勒頻率來決定在某一臨界系統負載開始即使用EGC結合器。此臨界系統如表1所列，分別為(a) $SF=8$ ，(b) $SF=16$ 及(c) $SF=32$ 之選擇臨界表。

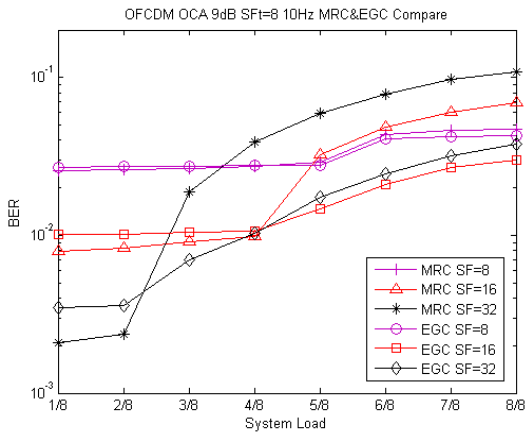


圖4 OFCDM使用不同結合器之多用戶效能， $SF_T=8$ ， $f_D=10\text{Hz}$ 。

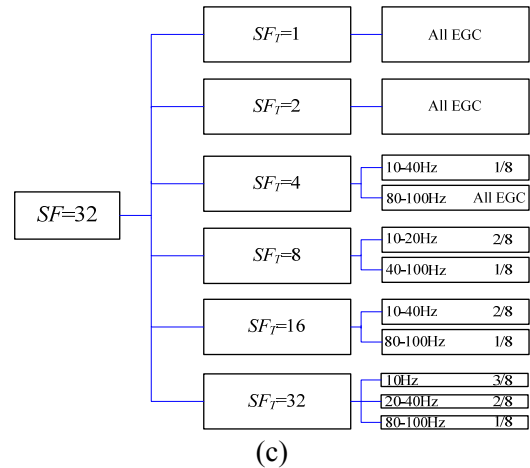
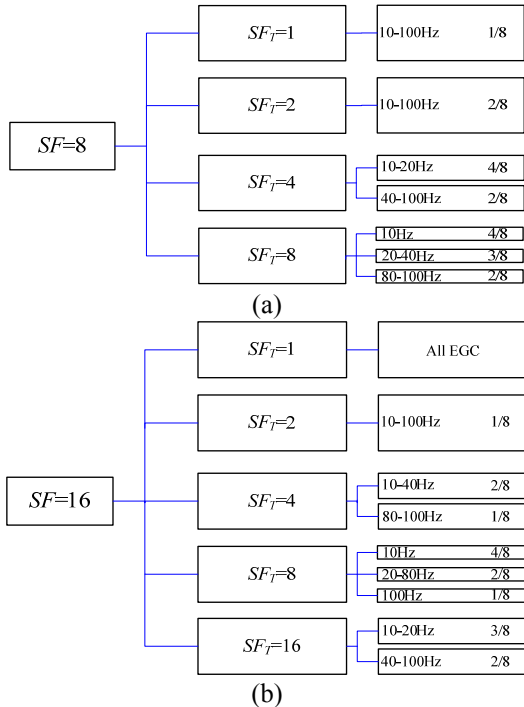


圖5 結合器之選擇樹(Selection Tree of Adaptive Combiner, STAC)，(a) $SF=8$ (b) $SF=16$ (c) $SF=32$

表1 MRC 之系統負載臨界值， $SNR=9\text{dB}$ (a) $SF=8$ (b) $SF=16$ (c) $SF=32$

(a)

$f_D \backslash SF_T$	1	2	4	8
10Hz	1/8	2/8	4/8	4/8
20Hz	1/8	2/8	4/8	3/8
40Hz	1/8	2/8	2/8	3/8
80Hz	1/8	2/8	2/8	2/8
100Hz	1/8	2/8	2/8	2/8

(b)

$f_D \backslash SF_T$	2	4	8	16
10Hz	1/8	2/8	4/8	3/8
20Hz	1/8	2/8	2/8	3/8
40Hz	1/8	2/8	2/8	2/8
80Hz	1/8	1/8	2/8	2/8
100Hz	1/8	1/8	1/8	2/8

(c)

$f_D \backslash SF_T$	4	8	16	32
10Hz	1/8	2/8	2/8	3/8
20Hz	1/8	2/8	2/8	2/8

40Hz	1/8	1/8	2/8	2/8
80Hz		1/8	1/8	1/8
100Hz		1/8	1/8	1/8

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 FLC-OFCDM 系統模擬參數。

首先，當多用戶環境下，我們在接收器末端加入一結合器之選擇機制，採用 EGC 結合器技術與 MRC 結合器技術，來探討 FLC 之 2-D 展頻碼配置是否能獲得最佳之多用戶檢測效能。

表 2 OFCDM 系統 2-D 碼之配置模擬參數

Number of sub-carriers, N_c	4096
Data modulation	BPSK
Spreading factor, SF	8,16,32
2-D spreading code	OVSF code
Doppler shift, f_D	10 (Hz)
OFDM symbol duration	1 ms
Combining techniques	EGC and MRC
Number of users	1-32

圖 6 為模擬環境 $SF=32$ ，都卜勒頻率 10Hz 並固定訊號與雜訊比為 $SNR=9dB$ 時，使用不同結合器和經過結合器選擇樹之系統多用戶效能。我們使用表 1(c)之 $SF=32$ 時之對應表，與模擬環境作對照，可發現當 $f_D=10Hz$ 時，系統負載在 3/8 以下使用 MRC 結合器效果較佳，4/8 開始則是使用 EGC 結合器可以使系統達到最佳的效能。這是因為 MRC 雖然可以得到較多的分集性增益，但在系統負載較大時也會得到較多的 MAI 導致系統效能下降。

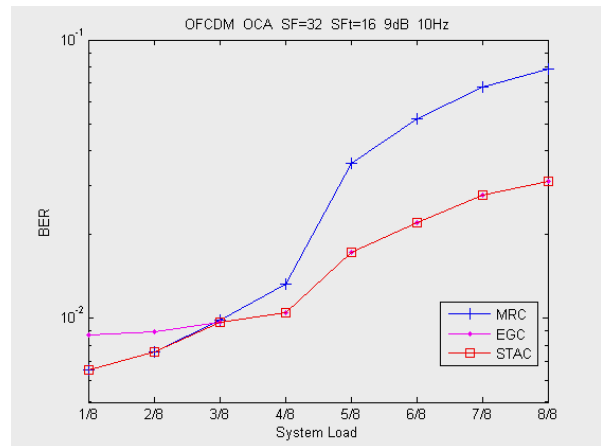


圖 6 用不同結合器與結合器選擇樹之多用戶效能， $SF=32$

圖 7 為模擬環境 $SF=32$ 時，固定訊號與雜訊比為 9dB，都卜勒效應為 $f_D=10Hz$ 及 $f_D=80Hz$ 使用 MRC 結合器與使用 STAC 之模擬，以圖 6， $SF=8$ 、 $f_D=10Hz$ 時為例，經由結合器選擇樹之效能在系統負載大於 2/8 後由於轉為使用 EGC 結合器，可得到較佳的系統效能，而在 $f_D=80Hz$ 時則是從系統負載大於 1/8 後便可得到較低的錯誤率表現。因此，根據 STAC 所挑選之結合器的確可以達到降低錯誤率及增加系統效能的效果。

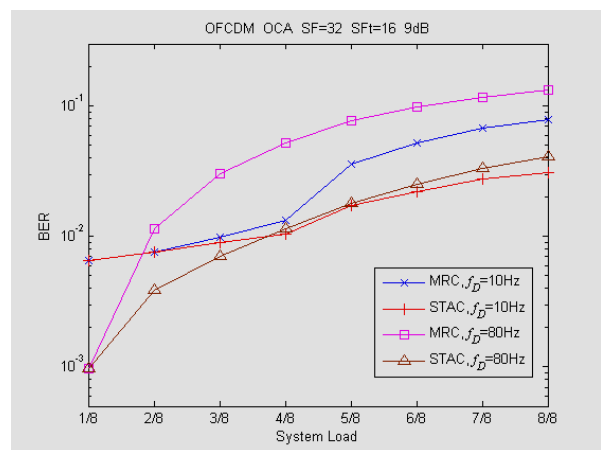


圖 7 使用 MRC 結合器與結合器選擇樹之多用戶效能， $SF=32$

圖 8 及圖 9 為模擬使用模糊機制在不同系統負載時所變動之 SF_T 效能比較，模擬環境為 $SF=16$ ， $f_D=10Hz$ 及 $f_D=80Hz$ ，而由模擬結果可發現，在相同的 SF_T 情況下，使用選擇樹 STAC 可以在不同的負載時選擇最佳的結合器，使系統效能上升，達到比單使用一種結合器更佳的效果。

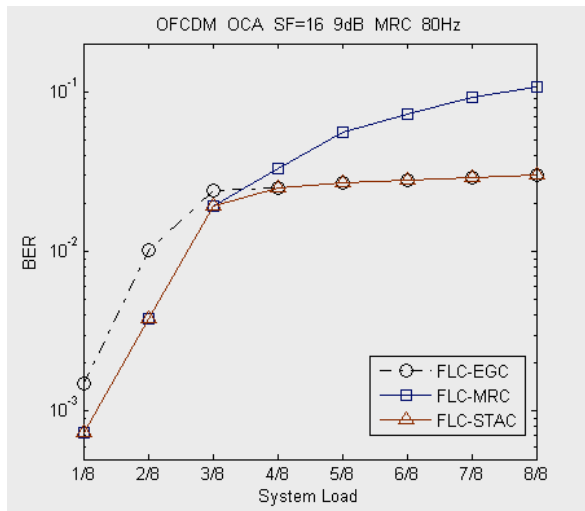


圖 8. 使用 FLC-STAC 與使用不同結合器之多用戶效能, $f_D=10\text{Hz}$

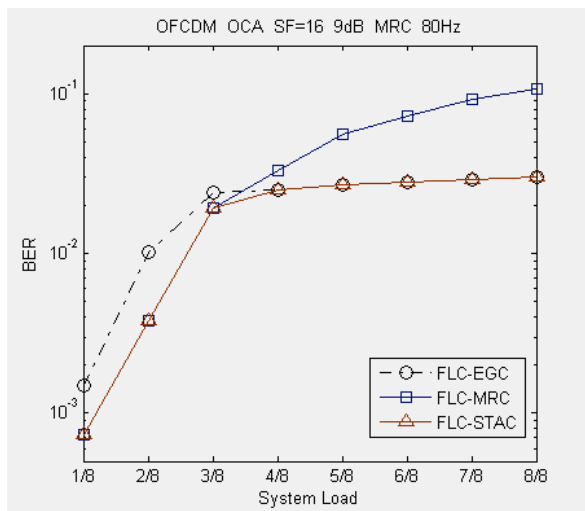


圖 9. 使用 FLC-STAC 與使用不同結合器之多用戶效能, $f_D=80\text{Hz}$

5. 結論

本文中，我們應用選擇樹提出一結合器之選擇機制，由模擬結果可發現在系統負載高時，STAC 可選擇到 EGC 結合器，而減低 MAI 之影響，而在低系統負載時，STAC 則會選擇到 MRC 結合器而獲得較佳之分集性增益，於是我們提出之 STAC 機制可選到適當之結合器在不同的系統負載及都卜勒頻率下，均可獲得較佳之分集性增益及降低 MAI。並可有效地降低錯誤率，達到較佳的系統效能。

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-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.

- [12] J. Yen and R. Langari, *Fuzzy logic: intelligence, control and information*, Prentice Hall, 1999.