

應用 2-D 展頻之 OFCDM 無線行動通訊系統之分集性增益效能

蔡智斌

朝陽科技大學 網路與

通訊研究所研究生

e-mail : s9430601@cyut.edu.tw

黃永發

朝陽科技大學 網路與

通訊研究所 副教授

e-mail : yfahuang@mail.cyut.edu.tw

摘要

本文針對結合正交分頻多工(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)與 2-D 展頻碼之 OFCDM 無線行動通訊系統架構,探討於選頻性衰退通道(frequency selective fading)及其都卜勒效應(Doppler spread)之分集增益(diversity gain)之效能。使用 2-D 展頻碼同時於頻域及時域做展頻編碼,於不同之選頻時性衰退通道(frequency and time selective fading channel)將獲得不同之分集增益,我們提出由 2-D 展頻子通道(subchannel)之變異量(variance)估計其分集增益,由模擬結果知,其通道分集增益獲得之系統效能增益與所提出之子通道變異量差有線性之關係。

關鍵詞：正交分頻多工, 2-D 展頻, OFCDM, 選頻性衰退, 分集增益。

Abstract

This paper investigates the performance of diversity gain in a 2-D spreading coded orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) communication system over frequency and time selective fading channels. We propose a variance-based diversity gain estimation from the sub-channels in the 2-D spreading coded OFCDM mobile communication systems. Simulation results show that the proposed estimation method can exhibits an approximately linear to the diversity gain.

Keywords: OFCDM, 2-D spreading code, frequency and time selective fading channels, diversity gain

1. 前言

在未來的無線通訊系統中,所需求的是能夠提供較高的傳輸速率,是為了給予大量的語音和多媒體影像的服務,一般傳統單載波分碼多工傳輸技術,稱為直接序列分碼多工存取(direct-sequence code-division multiple-access, DS-CDMA) [1],因為容易受到 MPI 以及導致展頻碼之間無法正交,造成了多重存取干擾(Multi-Access Interference, MAI),降低系統效能和容量。而第三代所採用的正交分頻多工(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM),在於寬頻無線通道中,擁有抵抗多路徑干擾(multipath interference, MPI)的特性,在無線行動通訊系統下鏈的傳輸技術中,近年來,第四代無線行動通訊系統的研究領域,逐漸被重視,為了提供更多使用者,展頻的概念被結合應用在 OFDM 系統上,而 OFDM 系統搭配展頻的概念應用於時域和頻域,將信號先展頻於時域並結合 OFDM 系統,即為 MC-DS-CDMA(multi-carrier DS-CDMA) [2]。另一方面,將所傳輸的信號展開於頻域,即為是 MC-CDMA(multi-carrier CDMA)[3]。此外,OFDM 系統的二維(two-dimension, 2-D)展頻在多載波系統上,分別應用時域和頻域各別被提出於[4]和[5]。利用展頻碼之間的正交特性,結合 OFDM 系統而組成正交分頻及分碼多工(OFCDM)系統[7-8]。有關於 2-D 架構結合,OFCDM 架構,可將正交展頻碼完全展開於頻域上,經由數個的子載波傳送,具有頻率分集(Frequency diversity)的特性,亦可將正交展頻

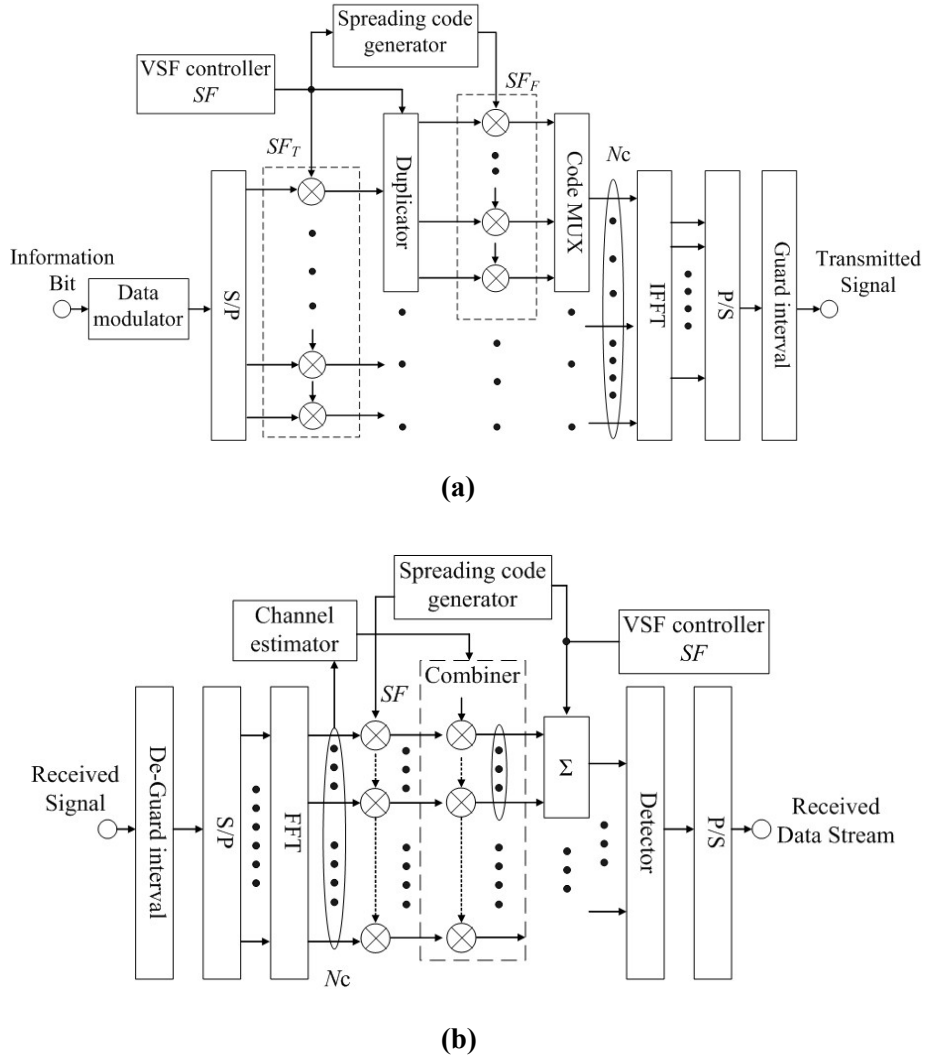


圖 1. OFCDM 無線通訊系統方塊架構圖(a)發射器 (b)接收器

碼展開於時域，可具有彈性的不同資料傳輸率，因此 OFCDM 系統結合正交碼的 2-D 展頻 [9-10]，被提出未來可能應用第四代(4G)無線行動通訊系統中。文獻[9-10]，探討的環境皆為模擬傳輸於存有選頻性衰退 (frequency selective fading) 的通道中，而此類的通道環境則是來自於發送端與行動台之間的移動而造成。

因此當行動台的移動速度下，衰減通道間存在的一種效應，都卜勒效應(Doppler Effect)的影響，因此本文將採用 OFCDM 架構應用於下鏈無線行動通訊中，存在都卜勒效應，探討

使用 OVFS code 於不同的 2-D 展頻所能得到的效能，以及展開於頻域及時域，所能夠獲得的分集增益(diversity gain)，另一方面探討不同接收檢測技術下所能獲得的位元錯誤率。

2. 系統模型 (System model)

在 OFCDM 系統中，利用了 2-D 展頻特性，展開於時域與頻域。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 $SF = SF_T * SF_F$ ，所使用的 2-D 展頻碼為 OVFS code[6]，圖 1 所表示方塊圖為 OFCDM 無線通訊系統下鏈通訊傳輸的架構，

圖 1(a)表示為發射器的架構，將所需要的傳遞的二位元資料序列，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(binary phase shift keying)， $b_j, j = 0, 1, \dots, N-1$ 。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得序列 $d_{m,i}$ 。 $m = j \bmod (N_c/SF_F) \cdot SF_F + mj$ ， $mj = 1, 2, \dots, SF_F$ ， $i = \lfloor j/N_c/SF_F \rfloor \cdot SF_T$ ， $mi = 1, 2, \dots, SF_T$ 。達到 2-D 展頻後，將相關的子載波，經由反快速複利葉轉換(IFFT)轉換成信號之後傳輸。接收器部分，則表示為圖 1(b)，在接收信號之後必須先經由快速複利葉轉換(FFT)，還原成 2-D 展頻訊號並且由 2-D 展頻係數，以對應方式乘回上展頻係數，得到解展頻後符元序列，再經由通道估測技術，估測通道中的影響，再把所得到的估測資料與解展頻後符元序列作結合，並且實現最適當的決策，還原成傳送之前的二位元資料。所傳送的 OFCDM 符元串第 m 個子載波在可表示為

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

其中 P 為資料符元的平均信號功率， $d_{m,i}$ 為第 i 個的資料符元，而 2-D 展頻碼為 $\{C_{SF_T}^{vT}, C_{SF_F}^{vF}\}$ ， $C_{SF_T}^{vT} = \{c_{SF_T}^1, c_{SF_T}^2 \dots c_{SF_T}^{SF_T}\}$ ， $C_{SF_F}^{vF} = \{c_{SF_F}^1, c_{SF_F}^2 \dots c_{SF_F}^{SF_F}\}$ ，時域與頻域展頻係數分別為 SF_F 、 SF_T ，此外， $vT = i \bmod (SF_T)$ 、 $vF = i \bmod (SF_F)$ ， $p(t)$ 則為脈波整形濾波器(pulse-shaping filter)的脈衝響應， $f_m = m/T_e$ 為第 m 個子載波的基頻等效頻率， T_e 定義為有效的一個 OFCDM 符元週期時間，以及 $T = T_e + T_g$ 包含了 T_g 保護區間的週期。而通道間所傳輸信號表示為

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

傳輸信號通過寬頻通道之後，由接收端接收，經由精確的移除訊號的保護區間，其接收信號經過適當的 FFT 轉換和取樣之後，第 m 個子載

波可以表示為

$$r_m(n) = \sqrt{P} \left[\sum_{m=1}^{N_c} \sum_{i=1}^{N_D} h_{m,i}(n) d_{m,i} c_{SF_T}^{(vT)} c_{SF_F}^{(vF)}(n) + n_m(n) \right] \quad (3)$$

$h_{m,i}$ 表示為瑞利通道(Rayleigh channel)的通道響應， $n_m(n)$ 則定義為通道中之 AWGN 雜訊。

3. 模擬環境

表 1 為 OFCDM 系統模擬參數，在系統架構中所提出為模擬系統參數，本研究採用 2-D 展頻係數固定為 16，來探討在通道間所可以獲得之分集性增益，而分集性增益則是取決於 2-D 展頻子通道的差異性，子通道之間的差異性愈大，所能得到的分集性增益越多。本模擬系統架構 OFCDM 子載波共有 1024 個。

表 1. 系統模擬參數

Number of sub-carriers, N_c	1024
Data modulation	BPSK
Variable Spreading Factor, SF	16
Spreading code	OVSF Code
Maximum Doppler Shift, f_D	10~100(Hz)
System of Combiners	EGC、MRC

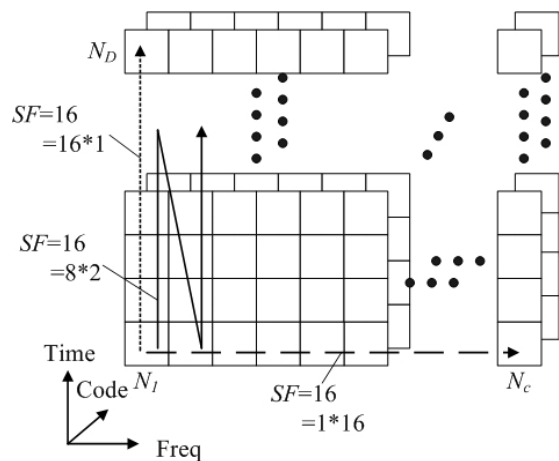


圖 2. 2-D 展頻碼之展開方式

在 OFCDM 系統架構中，使用正交的 OVSF code 以 2-D 的方式，展開於傳輸的時域和頻域上，是由不同的兩種展頻技術

MC-CDMA 及 MC-DS-CDMA 技術之結合，如圖 2 所示。在圖 2 中， SF 為 16 時， $SF_T * SF_F$ 為 $16*1$ ，展頻係數展開於時域，在系統架構上可視為 MC-DS-CDMA。 $SF_T * SF_F$ 為 $1*16$ 即為 MC-CDMA，當 SF 為 16，展開於 $SF_T * SF_F$ ，分別為 8 和 2，所需傳送的二位元資料會被先複製於時域，再展開於頻域，乘上正交展頻碼，即為 2-D 展頻。

在 OFCDM 系統中，將信號複製後，每個複製的信號在不同的子通道(sub-channel)中傳送，在接收端皆可以解析而得，並且應用結合器(Combiner)作結合，那麼即可獲得分集性(Diversity)之增益；為估計 2-D 展頻子通道之分集增益，我們先計算子通道響應的平均值，並進一步估計子通道響應中的變異量，如下式

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{N_{SF} - 1} \sum_{m=1}^{N_{SF}} (\hat{h}_m - \mu)^2 \quad (4)$$

其中 μ 為每個 2-D 展頻子通道間的平均值， N_{SF} 為 2-D 展頻子通道總數。

都卜勒飄移(Doppler Shift)效應主因為傳輸端與接收端的相對位置改變，所造成的通道衰減，由於相對位置的改變，產生了相對速度，因而發生都卜勒飄移的現象。假設通道間的轉移函數表示為

$$H(f, t) = \sum_{l=0}^L a_l e^{j(2\pi(f_{D,l}t - f\tau_l) + \phi_l)} \quad (5)$$

其中 a_l 、 $f_{D,l}$ 、 ϕ_l 和 τ_l 分別為信號振幅、都卜勒頻率(Doppler frequency)、相位和延遲時間，而傳輸路徑 $l=1, 2, \dots, L$ 。則都卜勒頻率可以表示成

$$f_D = \frac{vf_c \cos(\alpha)}{c} \quad (6)$$

其中 v 為發射與接收端之相對移動速度、 c 為光速、 f_c 為載波頻率，而 α 定義為路徑入射角。

使用者檢測主要是在接收端加裝等化

器，利用等化器使展頻碼回覆正交或有最佳的解調效能，所採用的技術有二，等效增益法(Equal Gain Combining, EGC)、最大比例法(Maximum Ratio Combining, MRC)。等效增益法(EGC)，主要為補償通道相位衰減，等效增益法使子載波信號維持在接收時的增益，不改變通道所造成的振幅衰減。

$$G_{j,j} = \frac{H_{j,j}^*}{|H_{j,j}|} \quad (7)$$

$j=0, \dots, j-1$ ，代表為 H 的對角線元素，而 $()^*$ 則定義為共軛複數。等效增益法是為較簡單的檢測技術，只需精準估測通道中的相位。而且用戶人數較多時，等效增益法比最大比例法還要佳。最大比例法(MRC)，其主要概念為，將每個子載波的接收信號乘上其通道衰減參數的共軛複數用來消除通道的相位衰減。

$$G_{j,j} = H_{j,j}^* \quad (8)$$

最大比例法會並且根據通道振幅衰減程度來加強信號，其所加強的增益恰為所受到通道振幅衰減大小，這代表在決策裝置前的合成信號中，原本接收強度較強的信號會更強，其所佔的比例也會更大。在單一使用者情形下，此法有最佳的功率與雜訊比(Signal to Noise Ratio, SNR)。

4. 模擬結果

為驗證分析系統之架構，我們應用 MATLAB 程式語言作電腦模擬，所有的模擬均假設為單一用戶條件於下鏈傳輸，Rayleigh 分布的選擇性衰減通道。此外，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。

首先，OFCDM 系統所使用 $SF=16$ 之 2-D 展頻碼，都卜勒頻率定於 10Hz，子通道(sub-channel)由 2-D 展頻碼中頻率子載波及時域時間片(time-chip)所組成，我們比較三個 2-D

展頻碼，SF(8*2)、SF(4*4)與 SF(2*8)，並應用兩種不同的結合器 MRC 與 EGC 所獲得的分集增益，其系統效能如圖 3 所示。由圖 3 可得知，在單一用戶情況下，採用 MRC 技術的 2-D 展頻所得到的位元錯誤率皆為較佳。而使用 EGC 的 2-D 展頻調變方式，比使用 MRC 的技術較差。

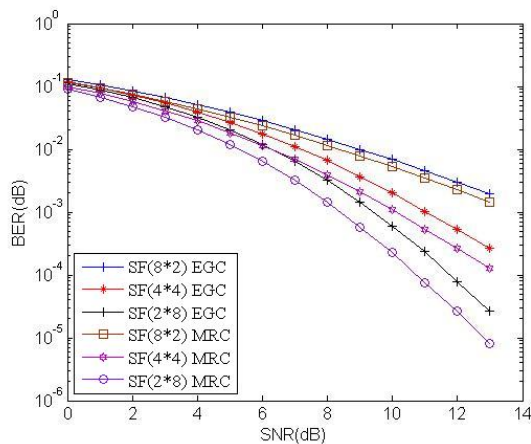


圖 3. 不同 2-D 展頻應用 EGC 與 MRC 之效能比較

我們進一步探討 2-D 展頻之頻域或時域係數，在選頻性衰減通道中，所獲得的分集性增益。圖 4 所示為不同 2-D 展頻碼的 BER 效能比較，在圖 4 中，都卜勒頻率定於 10Hz，採用 EGC 作結合器，由圖 4 可得，當展頻係數著重於時域上，如 SF(4*1)、SF(8*1)、SF(16*1)，所獲得的位元錯誤率並無明顯的改善，而當 2-D 展頻碼為 SF(1*4)、SF(1*8)、SF(1*16)，且衰減通道的都卜勒頻率只有 10Hz 時，由於信號在頻域上展開，可以得到較佳的頻率分集，當展頻於頻域上的信號越多，越能獲得頻率分集，而得更佳的系統效能。

為探討不同的都卜勒頻率下之分集增益，我們在 OFCDM 系統中選用之 2-D 展頻碼為 SF(16*1)，單一使用者採用 EGC 接收，模擬在五種不同的都卜勒頻率下之位元錯誤率如圖 5 所示，由圖 5 可知，在選頻性衰減通道中較高的都卜勒頻率環境下，能夠獲得更好的效能。

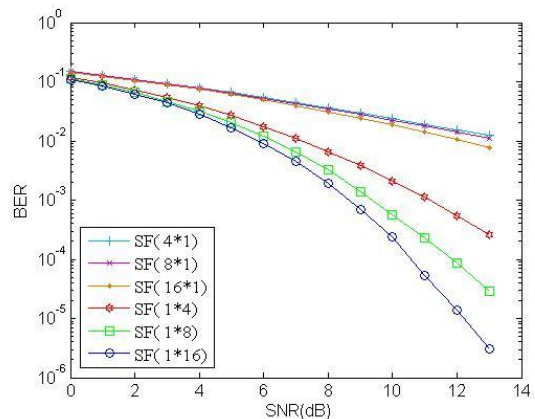


圖 4. 展開於時域與頻域的比較，EGC， $f_D = 10\text{Hz}$

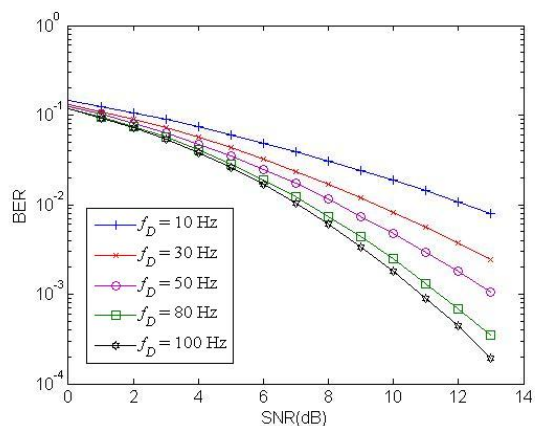


圖 5. 不同都卜勒環境下之效能比較，EGC，SF(16*1)

圖 6 代表為各種不同都卜勒頻率下，OFCDM 子載波之間不同的 2-D 展頻方式所獲得的展頻子通道變異量。可變化的展頻係數 SF 可分為 SF_T 和 SF_F ，本架構模擬的展頻參數 SF 分別為 (16*1)、(8*2)、(4*4)、(2*8)、(1*16)，五種 2-D 展頻係數。在 OFCDM 系統架構，SF(16*1)方式下，由於信號展開於時域，在選頻性的衰減通道中，都卜勒飄移的影響，於不同的都卜勒頻率變化下 $f_D = 10\text{Hz}$ 至 100Hz 的衰減通道中，由圖 6 可看出在都卜勒頻率較高情況下，通道中的 2-D 展頻子通道間變異量的變化較大，此外，使用 2-D 展頻 SF(1*16)時，信號展開於頻域之間，在不同的都卜勒頻率變化下，子通道之間的變異量，卻不會因為都卜勒環境

不同，而有所變化。

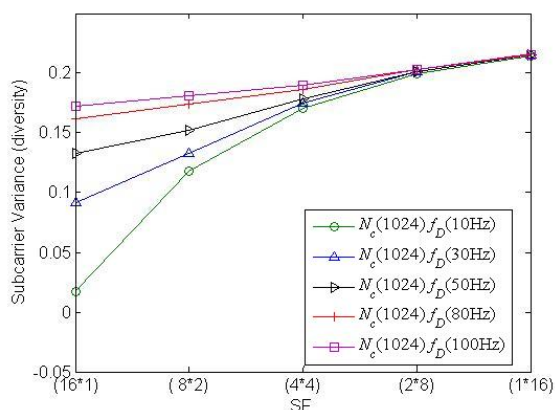


圖 6. 2-D 展頻與子通道變異量比較

由圖 3-6 所示之 BER 效能比較中，我們可以求出在下鏈通道中，由於不同都卜勒頻率下及其頻率分集性，而對照其所獲得之系統效能增益(system gain)如圖 7 所示，當定義系統所接收的 BER 定於 10^{-2} ，所得到的 SNR 功率之差，假設 2-D 展頻係數為 SF(16*1)，固定相同的都卜勒頻率下，採用兩種不同結合器技術，橫軸為 SF(16*1)與其它不同 2-D 展頻係數間的變異量差 $\hat{\sigma}_2^2 - \hat{\sigma}_1^2$ ，其中 $\hat{\sigma}_1^2$ 及 $\hat{\sigma}_2^2$ 分別為 SF(16*1)與其他不同之 2-D 碼之變異量，縱軸為 SNR 增益差，求此增益時，我們先求將 BER = 10^{-2} 時 SF(16*1)所需之 SNR，並求其他 2-D 展頻在 BER = 10^{-2} 時之 SNR，在求得兩者之差。於是由圖 7 中可看出，系統由於 2-D 展頻在不同之都卜勒頻率下鏈通道環境下，其分集性增益獲得之效能增益與其子通道(subchannel)變異量差有一線性之關係，其關係式可表為

$$\hat{G}_{D(dB)} = \eta \cdot (\hat{\sigma}_2^2 - \hat{\sigma}_1^2)_{(dB)} \quad (9)$$

其中代表可以由 2-D 載波子通道間的 σ^2 之間的差值，估計出系統所能得到的分集性增益，由圖 7 可以得知 EGC 分集性增益與 σ^2 之間的係數 η 大約為 1.22，而 MRC 分集性增益與 σ^2 之間的係數 η 大約為 1.38。因此 2-D 展頻子通道的分集性增益可由變異量 $\hat{\sigma}^2$ 來估測。

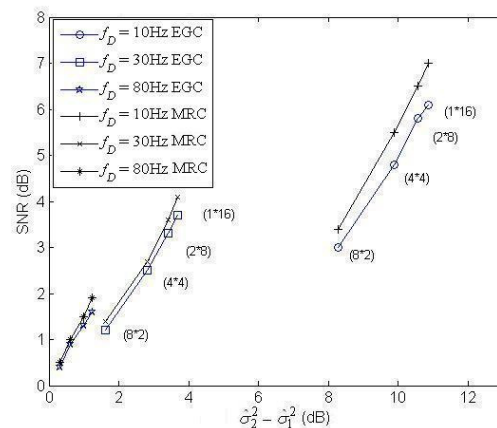


圖 7. 效能增益與 2-D 展頻子通道間變異量差 $\hat{\sigma}^2$ 之比

5. 結論

本文中，我們針對 OFCDM 寬頻無線通訊系統探討其 2-D 展頻應用於選頻性衰減通道之分集性增益效能，由模擬結果，可以得知 2-D 展頻之子通道變異量與分集性增益之關係為一線性之關係。因此若能精確估測選頻性衰減通道中不同環境下，2-D 展頻子通道之間的變異量，即可以估計出其 2-D 展頻所能得到的分集性增益。

參考文獻

- [1] S. Abeta, H. Atarashi, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Performance of coherent multi-carrier/DS-CDMA and MC-CDMA for broadband packet wireless access," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E84-B, no. 3, pp. 406-413, Mar. 2001.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] A. Sumasu, T. Nihei, K. Kitagawa, M. Uesugi, and O. Kato, "An OFDM-CDMA system using combination of time and frequency domain spreading," *Tech. Rep., IEICE, RCS2000-3*, Apr. 2000.
 - [5] A. Persson, T. Ottosson, and E. Strom, "Time-frequency localized CDMA for downlink multi-carrier systems," *Proc. of IEEE ISSSTA*, pp. 118-122, Sep. 2002.
 - [6] 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, Sep. 1998.
 - [7] 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
 - [8] 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.
 - [9] Y. Zhou, J. Wang, and M. Sawahashi, "Downlink transmission of broadband OFCDM systems-part I: Hybrid detection," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 4, pp. 718-729, April 2005.
 - [10] Y. Zhou, J. Wang, and M. Sawahashi, "Downlink transmission of broadband OFCDM Systems-part II: effect of Doppler shift," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 54, no. 6, pp. 1097-1108, June 2006.