

頻率載波偏移於 OFDMA 無線通訊系統的影響之效能分析

鄭佳圻
國立虎尾科技大學
電機工程系副教授

徐靈承
國立台北科技大學
電機工程系研究生

李文慶
國立虎尾科技大學
電機工程系研究生

黃耀宏
國立虎尾科技大學
電機工程系研究生

chcheng@nfu.edu.tw

摘要

目前無線通訊系統的傳輸速率，發展出使用多載波傳輸通訊的技術，而針對多使用者的想法，發展出正交分頻多重存取(Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA)系統。本文在OFDMA無線通訊系統下，探討頻率載波偏移在各種不同調變方式下，多用戶的效能分析與影響。

關鍵詞：OFDMA、CFO、Modulation。

Abstract

The current transmission of the wireless communication system is using multi-carrier transmission technique. Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA) system is developed for multiuser environments. In the paper, we discuss the effect on Central Frequency Offset (CFO) of the different kinds of modulation in the multiuser OFDMA systems.

Keywords: OFDMA, CFO, Modulation.

1. 前言

無線通訊系統的需求不斷快速成長，這種趨勢在未來還會繼續，相較於第三代行動通訊系統，下一代行動通訊系統的特點在於高速資料傳送與高頻寬使用效率，其資料傳送速度上行可高達50Mbps且下行可高達100Mbps，隨著高速無線下載需求的增加，為要滿足此要求，大部分的技術採用正交分頻多工/正交分頻多工存取(Orthogonal Frequency Division Multiplexing/ Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDM/OFDMA)，因為OFDM/OFDMA可有效對抗符際干擾(Inter Symbol Interference, ISI)進而達到較好的傳送情況，現階段WiMAX與LTE系統皆是使用上述技術來達成高速率的目的。

正交分頻多工系統最初想法是希望能提

高頻譜使用效率和將頻率選擇性轉換成平坦通道的子通道集合，通過將輸入資料流平均分到平行且彼此互相正交的子資料流中傳送來實現這種想法。與傳統的單載波系統相比，正交分頻多工系統能有效抵抗多路徑干擾、通道等化簡易、高傳輸速率等優點。正交分頻多工系統目前已廣泛應用於商業系統，如數位音樂廣播(Digital Audio Broadcasting, DAB)[1]、地面數位影像廣播(Terrestrial Digital Video Broadcasting, DVB-T)[2]、無線區域網路(Wireless Local Area Network, WLAN)[3]等。

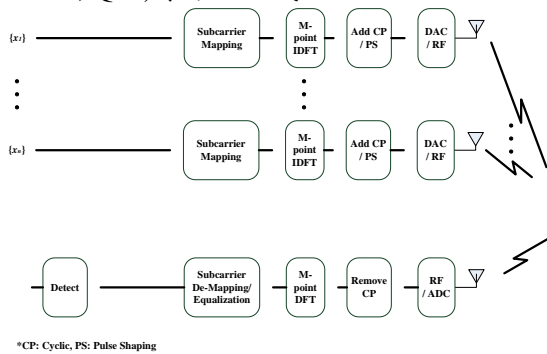
正交分頻多工系統實用化後，期望導入多使用者的想法，發展出正交分頻多重存取(Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA)系統[4]。正交分頻多重存取系統是結合了正交分頻多工系統和分頻多重存取系統(Frequency Division Multiple Access, FDMA)，最早是由Sari and Karam for cable TV (CATV)所提出[5]，目前規格制訂於無線都市網路(Wireless Metropolitan Area Networks, WMANs) IEEE 802.16 中[6]，而在LTE中則用來做下行鏈路，因此正交分頻多重存取系統引起學術界及工業界的廣泛討論及研究。

OFDMA系統繼承了正交分頻多工系統的優點且能夠同時服務多位使用者，因子載波(Subcarriers)之間彼此互相正交，能夠減少多重存取干擾(Multiple Access Interference, MAI)的影響。通過動態子載波分配方式能使資源分配有很高的靈活性。雖然有許多吸引人的特點，但正交分頻多重存取系統的設計面臨許多技術上的挑戰，最基本的就是頻率和時間上的同步有嚴格的要求[7]。和正交分頻多工系統類似，正交分頻多重存取系統對於頻率偏移相當敏感[8]，頻率的不同步會破壞子載波之間的正交性，造成載波間干擾(Inter Carrier Interference, ICI)和多重存取干擾。時間不同步則導致符元間干擾(Inter Symbol Interference, ISI)，因此必須將頻率及時間的誤差加以補償，避免系統的

傳輸效能嚴重下降。

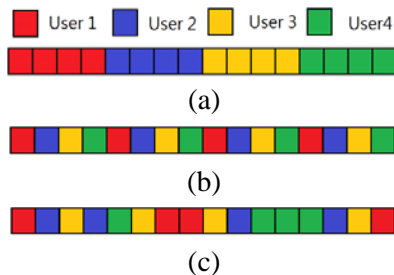
2. 系統架構

OFDMA 系統流程圖如圖一所示，假設系統中共有 N 個子載波，時間同步已完成，每位使用者所使用的子載波由系統指定，載波分配方式大致可分為三種：子頻帶(Sub-Band)分配、交錯式(Interleaved)分配和隨機式(Generalized)分配，如圖二所示。圖二(a)是子頻帶式分配，複雜度最低且僅有少數子載波會和其他少用者相鄰，不易受到 MAI 的影響。但是每位使用者所分配到的子載波會集中在一個連續頻帶，當此頻帶的通道狀況不佳時，會使傳輸效能受到嚴重影響。圖二(b)交錯式分配複雜度次高，每位使用者所分配到的所有子載波會和其他使用者所使用之子載波相鄰，比較容易受到 MAI 的影響，但是同一使用者所使用的載波距離相隔較遠，能有效利用通道的多樣性(Diversity)，使傳輸效能較佳。圖二(c)隨機式則複雜度最高，與交錯式相同，使用者所分配到的子載波容易與其他使用者所使用之子載波相鄰，MAI 影響相當明顯，也能有效利用通道多樣性，此外，由於只有基地台和使用者之間知道自己所使用的子載波位置，因此擁有極佳的安全性。上述三種只是大略分類，此外還有結合子載波和交錯式、結合子載波和隨機式、依通道狀況分配、依服務質量(Quality of Service, QoS)等分配方式。



*CP: Cyclic, PS: Pulse Shaping

圖一、OFDMA 系統示意圖



圖二、(a)子頻帶式載波分配示意圖；(b)交錯式

載波分配示意圖；(c)隨機式載波分配示意圖

我們考慮當系統中共有 K 位使用者時，全部的子載波會平均分配給全部的使用者，將第 k 位使用者所使用的子載波索引定義為 $U_k = \{c_k^0, c_k^1, \dots, c_k^{N/K-1}\}$ 且第 k 位使用者與第 k 位使用者之 $U_k \cap U_j = \emptyset$ ，當 $k \neq j$ 時。信號在傳送端會先將第 k 位使用者所傳送的頻域信號從串列轉變成並列，然後經過調變後得到 $S_k^o(n)$ ，則傳送信號 $X_k^o(n)$ 可表示為

$$X_k^o(n) = \begin{cases} S_k^o(n), & n \in U_k \\ 0, & otherwise \end{cases} \quad (1)$$

$X_k^o(n)$ 經過 N -point IDFT 之後得到時域信號 $x_k^o(m)$ ，表示成

$$x_k^o(m) = \sum_{n=0}^{N-1} X_k^o(n) e^{j2\pi mn/N}, \quad m, n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2)$$

我們假設共有 L 條路徑， $h_k(l)$ 和 τ_k^l 分別為第 k 位使用者、第 l 個通道的響應和時間延遲， α_k^l 為第 l 個通道之通道響應， $h_k(l)$ 可以表示為

$$h_k(l) = \sum_{l=1}^L \alpha_k^l (\tau_k - \tau_k^l), \quad l = 1, 2, \dots, L \quad (3)$$

$h_k(l)$ 經過 DFT 後得到頻域通道響應 $H_k^o(n)$

$$H_k^o(n) = \sum_{l=1}^L h_k(l) e^{j2\pi nl/N}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (4)$$

接收端所接收到第 k 位使用者的時域信 $y_k^o(m)$ 為

$$y_k^o(m) = \sum_{n=0}^{N-1} X_k^o(n) H_k^o(n) e^{j2\pi mn/N} + \omega_k(m), \quad m, n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (5)$$

3. CFO 之影響

CFO 對於傳送信號的影響，定義為 Δf_k 第 k 位使用者的 CFO， $y_k^o(m)$ 可改寫為

$$\begin{aligned} y_k^o(m) &= \sum_{n=0}^{N-1} X_k^o(n) H_k^o(n) e^{j2\pi mn/N} e^{j2\pi m \Delta f_k / N} + \omega_k(m) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} X_k^o(n) H_k^o(n) e^{j2\pi m(n + \Delta f_k) / N} + \omega_k(m) \end{aligned} \quad (6)$$

所有使用者所傳送的信號在時域會彼此疊加，因此接收端所接收到全部使用者的時域信號 $y(m)$ 為

$$\begin{aligned}
y^o(m) &= \sum_{k=1}^K y_k^o(m) \\
&= \sum_{k=1}^K \left(\sum_{n=0}^{N-1} X_k^o(n) H_k^o(n) e^{j2\pi m(n+\Delta f_k)/N} + \omega_k(m) \right) \\
&\quad m, n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (7)
\end{aligned}$$

我們定義估測後所得到第 k 位使用者之 CFO 為 $\hat{\Delta f}_k$ ，則補償後的信號 $\hat{y}^o(m)$ 為

$$\begin{aligned}
\hat{y}^o(m) &= \sum_{k=1}^K \left(\sum_{n=0}^{N-1} X_k^o(n) H_k^o(n) e^{j2\pi m(n+\Delta f_k)/N} + \omega_k(m) \right) e^{-j2\pi m \hat{\Delta f}_k^o / N} \\
&= \sum_{k=1}^K \left(\sum_{n=0}^{N-1} X_k^o(n) H_k^o(n) e^{j2\pi m(n+\Delta f_k - \hat{\Delta f}_k^o)/N} + \omega_k(m) e^{-j2\pi m \hat{\Delta f}_k^o / N} \right) \\
&\quad m, n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (8)
\end{aligned}$$

假設能完美估測到 CFO，也就是 $\Delta f_k = \hat{\Delta f}_k^o$ ，則 $\hat{y}^o(m)$ 經過 DFT 後可得到補償後的頻域信號 $\hat{Y}^o(n)$

$$\begin{aligned}
\hat{Y}^o(n) &= \sum_{m=0}^{N-1} \hat{y}^o(m) e^{-j2\pi mn/N} \\
&= \sum_{k=1}^K \left(X_k^o(n) H_k^o(n) + \sum_{m=0}^{N-1} \omega_k(m) e^{-j2\pi m(n+\Delta f_k^o)/N} \right) \\
&\quad m, n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (9)
\end{aligned}$$

將每位使用者的信號分離出來解調後，從並列轉回串列即可得到不同使用者所傳送的資料。

4. 模擬結果

本模擬使用的參數設定如表 1。應用 MATLAB 程式語言模擬，在各種不同調變方式與各種不同載波分配方式下受到 CFO 的影響，以及若沒有 CFO 影響之位元錯誤率。

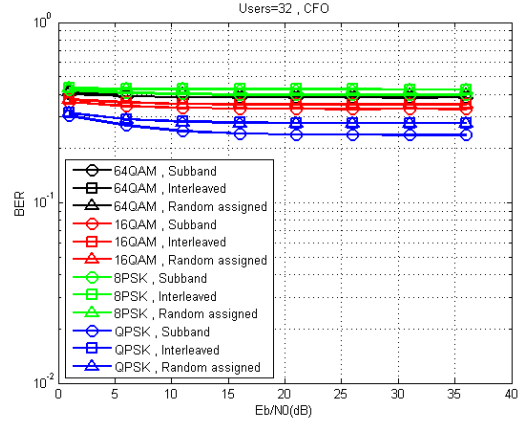
表 1 OFDMA 模擬參數

參數名稱	參數值
使用者數量	2~32
子載波數量	256
調變方式	QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM
載波分配方式	子頻帶, 交錯式, 隨機式
符元數量	10000
通道模型	Rayleigh Fading Channel
載波頻率偏移	-0.5~0.5

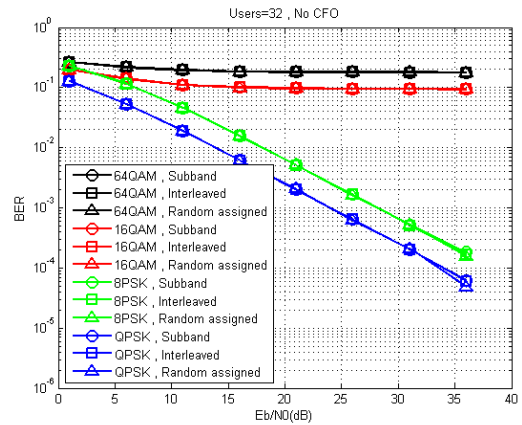
本模擬使用的 CFO 參數設定為 -0.5 至 0.5 之隨機亂數，此可模擬現實在接收端接收未知訊號受到 CFO 影響之情況。

以下皆為訊號雜訊比 (E_b/N_0) 在 1 至 36 dB

時的位元錯誤率之模擬結果圖，圖三與圖四是使用者數量為 32 時，受到 CFO 影響與沒有 CFO 影響之結果。由圖三模擬結果可以明顯看出以子頻帶的載波分配方式，在各種不同調變的方法，其位元錯誤率皆較低，可看出使用者使用不同載波分配的方式會影響其效能。



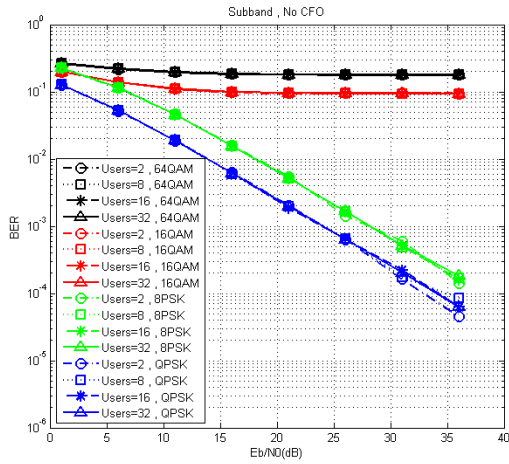
圖三、使用者 32，有 CFO 影響



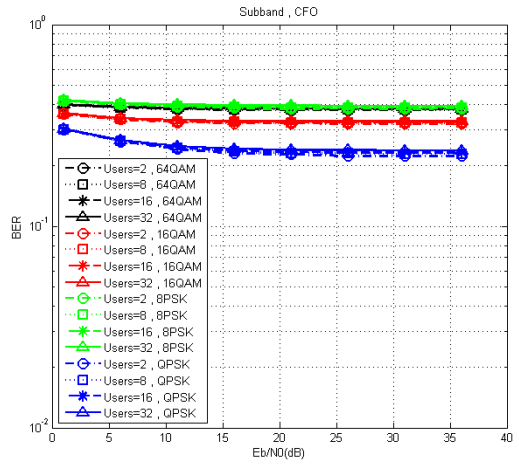
圖四、使用者 32，沒有 CFO 影響

由圖四模擬結果可以得知在使用者 32，沒有 CFO 影響，以三種載波分配方式的位元錯誤率並沒有明顯的差距，與圖三比較，有 CFO 時，多用戶的載波分配方式，會影響系統的效能較大。但每一種載波分配皆有各自的優缺點，其優缺點於第二章節所示。

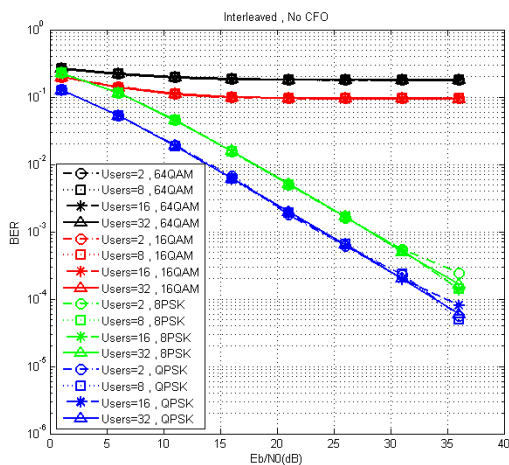
接下來圖五至圖十的模擬結果是分別探討使用者數量為 2 至 32 時，受到 CFO 影響與沒有 CFO 影響之結果，並且分別在相同的載波分配方式下與不同的使用者數量及調變方式之位元錯誤率。



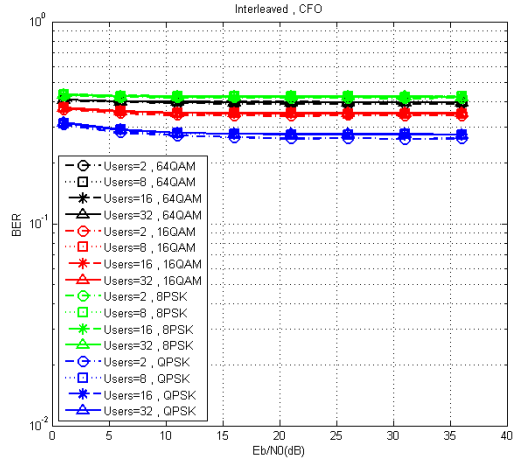
圖五、子頻帶，沒有 CFO 影響



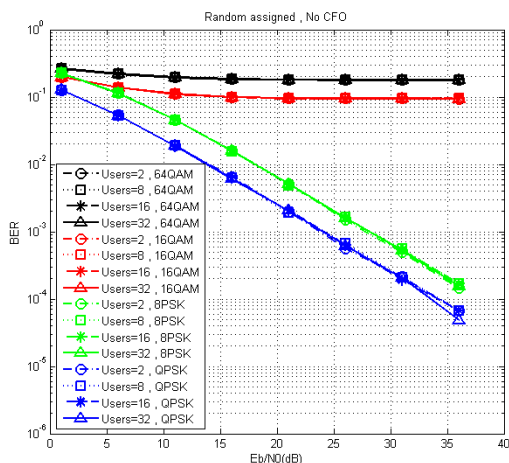
圖八、子頻帶，有 CFO 影響



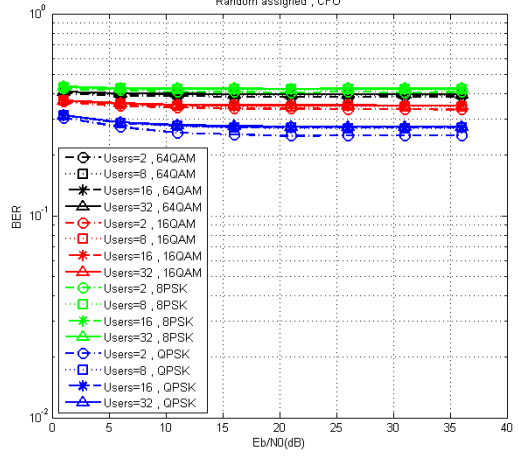
圖六、交錯式，沒有 CFO 影響



圖九、交錯式，有 CFO 影響



圖七、隨機式，沒有 CFO 影響



圖十、隨機式，有 CFO 影響

由圖五、圖六和圖七模擬結果得知，在沒有 CFO 影響的情況下，三種載波分配方式的位元錯誤率只有些微的差距。

由圖八、圖九和圖十模擬結果可以明顯看出，在受到 CFO 影響的情況下，使用者數量為 2 的位元錯誤率較低。而在圖九與圖十，多用戶的載波分配方法為交錯式與隨機式，在有 CFO 下，其效能比載波分配方法用子載波的效能差，主要是多用戶干擾所造成。

5. 結論

本文針對OFDMA無線通訊系統，探討於受到CFO影響與沒有CFO影響的情況下，使用不同的調變方式與三種載波分配方式，並且模擬使用者數量為2至32時的效能分析。由模擬結果看來載波分配方式以子頻帶分配與使用者數量為2時，所受到CFO影響的位元錯誤率較低，並且可以明顯看出調變方式為QPSK與8PSK時，所受到CFO影響會非常嚴重。因此在多用戶的OFDMA系統下，未來的研究可於如何消除CFO的影響，以及調變方式為16QAM與64QAM時，如何降低其位元錯誤率之研究。

參考文獻

- [1] Radio Broadcasting Systems: *Digital Audio Broadcasting to Mobile, Portable and Fixed Receivers*, ETS 300 401, Eur. Telecommun. Standard, 1995, ETSI.
- [2] Digital Video Broadcasting (DVB-T): *Frame Structure, Channel Coding, Modulation for Digital Terrestrial Television*, ETS 300 744, Eur. Telecommun. Standard, 1997, ETSI.
- [3] M. Morelli, C.-C. Jay Kuo, Pun, M.-O., Man-On Pun, "Synchronization Techniques for Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA): A Tutorial Review," *Proceedings of the IEEE*, vol.95, no.7, pp.1394-1427, July 2007.
- [4] Part 11: *Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, Higher-Speed Physical Layer Extension in the 5 GHz Band*, IEEE802.11a, 1999.
- [5] H. Sari and G. Karam, "Orthogonal frequency-division multiple access and its application to CATV networks," *Eur. Trans. Commun.*, vol. 45, pp. 507–516, Nov.–Dec. 1998.
- [6] Draft Amendment to IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks, Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems-Amendment 2: Medium Access Control Modifications and Additional Physical Layer Specifications for 2–11 GHz, IEEE P802.16a/D3-2001, Mar. 2002.
- [7] T. Pollet, M. Van Bladel, and M. Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM to carrier frequency offset and Wiener phase noise," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 2, pp. 191–193, Feb. 1995.
- [8] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, "Single Carrier FDMA for Uplink Wireless Transmission," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 1, no. 3, pp. 30-38, Sep. 2006.