

# Interleaved-OFDMA 中基于子空间的上行链路载波频偏估计方法

范 达,曹志刚

(清华大学电子工程系,北京 100084)

**摘 要:** 在 OFDMA 系统中,通过为每个用户分配不同的子载波可以实现并行数据传输.采用 Interleaved 子载波分配方法可以提高频率分集和系统容量,但是发射机和接收机之间的载波频率偏移会破坏子载波间的正交性,从而导致本用户的载波间干扰 (ICI) 以及用户间干扰 (MUI). 本文提出了一种基于子空间的两阶段频偏搜索方法,该方法只采用一个 OFDMA 符号块就可以实现 Interleaved-OFDMA 上行链路多个用户频偏的联合估计,并且不需要知道接入的用户个数及用户所占用的子信道,因此适用于随机分配子信道的情况.仿真结果验证了算法的精确度和有效性.

**关键词:** 正交频分多址; 载波频率偏移; 子空间; 标准均方根误差; 世界互操作性微波接入

**中图分类号:** TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 04-0629-05

## Subspace-Based Uplink Carrier-Frequency Offset Estimation for Interleaved-OFDMA

FAN Da, CAO Zhi-gang

(Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

**Abstract:** In orthogonal frequency-division multiple access (OFDMA), closely spaced multiple subcarriers are assigned to different users for parallel signal transmission. An interleaved subcarrier-assignment scheme is preferred because it provides maximum frequency diversity and increases the capacity in frequency-selective fading channels. Carrier-frequency offsets (CFOs) between the transmitter and the receiver destroy the orthogonality and introduce ICI and multiuser interferences. A subspace-based two stages searching algorithm is proposed in this paper for estimating the CFOs of all users simultaneously in the uplink of Interleaved OFDMA systems using only one OFDMA block. Compared with existing CFO-estimation algorithms, it does not need the a priori info, such as the number of users and their occupied subchannels, so it is suitable for the case that subchannels randomly assigned. Simulation results illustrate the high accuracy and efficiency of the proposed algorithm.

**Key words:** orthogonal frequency-division multiple access (OFDMA); carrier frequency offset (CFO); subspace; normalized root mean square error (NRMSE); world interoperability microwave access (WiMAX)

### 1 引言

近年来,宽带无线接入技术 WiMAX (World interoperability Microwave Access, 世界互操作性微波接入) 引起了广泛的关注. 在 WiMAX 的系列空中接口标准中, IEEE 802.16d<sup>[1]</sup> 和 802.16e<sup>[2]</sup> 协议都采用了 OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access, 正交频分多址) 技术.

OFDMA 是指在多用户 OFDM 系统中,通过为每个用户分配不同的子载波,从而得到的一种新的多址方式. 在 OFDMA 系统中,用户占用不同的子载波,因此多个用户可以同时进行数据传输;并且由于各个子载波之间相互交叠,不需要为每个用户加入保护频带,从而提

高了频谱利用率;同时子载波的正交性可以防止载波间干扰 (Inter-Carrier Interference: ICI) 以及用户间干扰 (Multiuser Interference: MUI). 因此,作为一种灵活的多址方式,并且随着 WiMAX 技术的广泛推广,OFDMA 必将成为未来宽带无线移动通信系统中最具竞争力的空中接口标准.

但是 OFDMA 系统对载波频偏 (Carrier Frequency Offset: CFO) 很敏感, CFO 不仅会导致本用户信号幅度的衰减,而且还会引起本用户子载波间的自干扰 (self-ICI), 同时还存在由其他用户的频率偏移所引起的用户间干扰<sup>[3]</sup>. 为了获得理想的性能,用户与基站之间的载波必须保持同步,例如:在 IEEE 802.16d 协议<sup>[1]</sup>中就要求载

波频率的偏差应小于子载波间隔的 2%。因此载波频偏估计是影响 OFDMA 应用前景的关键问题。

目前大量频偏估计方法<sup>[4-6]</sup>的研究都是针对于单用户或下行链路 OFDM 系统的,然而这些频率偏差估计方法不适用于多用户上行链路系统中,因为每个用户的频偏在被估计之前,首先要将该用户同其他用户分离开,所以 OFDMA 系统的子载波分配方案与频偏的估计方法是紧密联系的.并且由于用户具有不同的载波频偏,因此 OFDMA 上行链路系统的 CFO 估计就成为了一个多参数估计问题。

在 OFDMA 系统中,主要有两种子载波分配方法:Block 方法和 Interleaved 方法<sup>[3]</sup>,如图 1 所示.前者是将整个频带划分为若干个连续的子频带,每个用户占据一个或几个子频带;而后者分配给每个用户的子载波是交织分布在整个频带内的. Block 分配方法的频率分集度不高、单个用户的载波间干扰最大.在现有的方法<sup>[7,8]</sup>中,一般都采用滤波器的方法将用户进行分离.如果滤波器不理想,就会引入用户间干扰(MUI),并且用户之间需要子载波保护间隔,这样就会导致接入用户的个数减少,同时该方法也限制了信道分集的自由度,可能会造成某个用户的子载波完全处于深衰落之中。

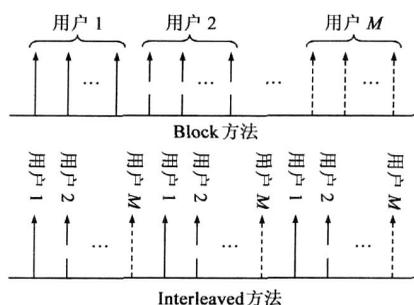


图 1 子载波分配方法

Interleaved 分配方法可以提供最大的频率分集和信道分集,但该方法容易引入用户间干扰,而且频偏估计算法也比较复杂.文献[9]提出了一种适用于 Interleaved-OFDMA 上行链路系统的多用户载波频偏联合估计方法,将其定义为 Cao-Tureli-Yao (CTY) 方法,但是该方法需要预知用户个数及用户所占用的子信道等先验信息,因此具有一定的局限性.本文提出了一种基于子空间的两阶段频偏搜索方法,该方法不需要知道接入的用户个数及用户所占用的子信道,因此适用于随机分配子信道的情况.并且与 CTY 方法相比,该方法降低了频偏搜索的复杂度,仿真结果验证了算法的精确度和有效性。

## 2 Interleaved-OFDMA 上行链路的系统结构<sup>[9]</sup>

图 2 为 Interleaved-OFDMA 上行链路的发射机结构框图<sup>[9]</sup>,假设系统的子载波个数为  $N$ 、用户个数为  $M$ 、

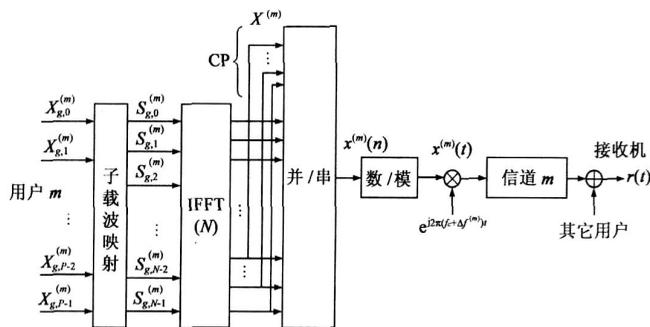


图 2 Interleaved-OFDMA 上行链路发射机结构

子信道数为  $Q$ ,并且每个用户分配的子载波个数相同,则每个子信道有  $P = N/Q$  个子载波.对于 Interleaved 子载波分配方法,子信道  $q$  的子载波序号为  $\{q, Q + q, \dots, (P - 1)Q + q\}, q = 0, 1, \dots, Q - 1$ . 设  $m$  个用户所占用的子信道为  $q^{(m)}, \{X_{g,0}^{(m)}, X_{g,1}^{(m)}, \dots, X_{g,P-1}^{(m)}\}$  为该用户在第  $g$  个 OFDMA 符号块内的  $P$  个调制符号,则  $\{X_{g,p}^{(m)}\}_{p=0}^{P-1}$  映射到  $N$  个子载波上的符号为:  $\{S_{g,i}^{(m)}\}_{i=0}^{N-1}$

$$S_{g,i}^{(m)} = \begin{cases} X_{g,p}^{(m)}, & i = pQ + q^{(m)} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (1)$$

假定在基站接收端已经实现定时及采样同步,经过去循环前缀 (CP) 之后,  $N$  点的 OFDMA 符号  $\{r(n)\}_{n=0}^{N-1}$  可以排列成  $Q \times P$  的矩阵形式:

$$Y = \begin{bmatrix} r(0) & \dots & r(P-1) \\ r(P) & \dots & r(2P-1) \\ \dots & \ddots & \dots \\ r(N-P) & \dots & r(N-1) \end{bmatrix}_{Q \times P} = VS + Z = V\{U (BF_P)\} + Z \quad (2)$$

其中  $\cdot$  表示 Schur 乘积 (点积运算);  $V = [v^{(1)}, v^{(2)}, \dots, v^{(M)}]$  为  $Q \times M$  维的范德蒙矩阵;  $S = U (BF_P)$ ;  $U = [u^{(1)}; u^{(2)}; \dots; u^{(M)}]_{M \times P}$ ;  $B = [b^{(1)}; b^{(2)}; \dots; b^{(M)}]_{M \times P}$ ;  $F_P$  为  $P \times P$  维的 IFFT 矩阵,其元素为  $[F_P]_{n,k} = e^{2\pi jnk/P}$ ;  $Z$  为  $Q \times P$  维的加性高斯白噪声 (AWGN) 矩阵,其元素为零均值、方差为  $\sigma^2$  的高斯随机变量。

$v^{(m)}, u^{(m)}$  和  $b^{(m)}$  分别定义为:

$$v^{(m)} = [1 \quad e^{j2\pi f^{(m)}} \quad \dots \quad e^{j2\pi(Q-1)f^{(m)}}]^T$$

$$u^{(m)} = [1 \quad e^{j2\pi f^{(m)}/P} \quad \dots \quad e^{j2\pi(P-1)f^{(m)}/P}]$$

$$b^{(m)} = [H_1^{(m)} X_1^{(m)} \quad H_2^{(m)} X_2^{(m)} \quad \dots \quad H_P^{(m)} X_P^{(m)}]$$

其中  $H_p^{(m)}$  表示在一个 OFDMA 符号块内,第  $m$  个用户在第  $(pQ + q^{(m)})$  个子载波上的信道频率响应;  $(\cdot)^T$  表示转置运算。

$f^{(m)} \in (-0.5, 0.5)$  为第  $m$  个用户的归一化频偏,如果  $\{f^{(m)}\}_{m=0}^M$  表示用户的频偏,而  $f$  表示子载波间隔,则  $f^{(m)}$  定义为:  $f^{(m)} = f^{(m)}/f$ .  $f^{(m)}$  为第  $m$  个用户

的有效频偏,其定义式为:

$$\hat{\omega}^{(m)} = \frac{(\hat{q}^{(m)} + \omega^{(m)})}{Q} \quad (3)$$

### 3 多用户频偏联合估计

#### 3.1 频偏谱的定义

观察式(2), Interleaved-OFDMA 上行链路接收信号的矩阵形式类似于阵列信号处理中多天线接收信号的矢量表达式<sup>[10]</sup>, 矩阵  $\mathbf{v}$  的列向量相对于信号的导向矢量, 而有效频偏 则对应于信号的来波方向 (Direction of Arrival :DOA),  $y_l, s_l, z_l$  分别为  $\mathbf{Y}, \mathbf{S}, \mathbf{Z}$  的第  $l$  列,  $l = 1, 2, \dots, P$ , 他们之间的关系为:  $y_l = \mathbf{V}s_l + z_l$ .  $y_l$  的协方差矩阵可以表示为:

$$\mathbf{R}_y = E[y_l y_l^H] = \mathbf{V} \mathbf{V}^H + \sigma_z^2 \mathbf{I} \quad (4)$$

其中,  $\mathbf{R}_s = E[s_l s_l^H]$  为  $s_l$  的协方差矩阵,  $\mathbf{I}$  为  $Q \times Q$  维的单位矩阵,  $(\cdot)^H$  表示共轭转置. 由于  $\mathbf{R}_y$  为 Hermitian 矩阵, 所以其特征值为正值<sup>[10]</sup>. 若将  $\mathbf{R}_y$  的  $Q$  个特征值按大小依次排列, 则前  $M$  个与信号有关, 其数值大于  $\sigma_z^2$ , 即  $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_M > \sigma_z^2$ , 而后面的特征值完全决定于噪声, 即  $\lambda_{M+1} = \lambda_{M+2} = \dots = \lambda_Q = \sigma_z^2$ . 并且由  $\lambda_1, \dots, \lambda_M$  对应的特征向量组成的矩阵  $\mathbf{U}_s$  所张成的空间 为 的信号子空间, 由  $\lambda_{M+1}, \dots, \lambda_Q$  对应的特征向量组成的矩阵  $\mathbf{U}_z$  所张成的空间  $Z$  为 的噪声子空间. 由于  $\mathbf{U}_s$  和  $Z$  相互正交, 这样  $\{\hat{\omega}^{(m)}\}_{m=1}^M$  则对应于式(5)的  $M$  个峰值,

$$P_{\text{CFO}}(\omega) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\omega) \mathbf{U}_z \mathbf{U}_z^H \mathbf{a}(\omega)} \quad (5)$$

其中  $\mathbf{a}(\omega) = [1, e^{j\omega}, \dots, e^{j\omega(Q-1)}]^T$ , 由于  $\omega$  与归一化频偏有关, 并且根据阵列信号处理中 MUSIC 空间谱<sup>[10]</sup>的概念, 定义  $P_{\text{CFO}}(\omega)$  为频偏谱.

$\mathbf{Y}$  为  $Q \times P$  维矩阵,  $P$  为一个子信道中的子载波个数. 当  $P$  较大时, 协方差矩阵 可以由式(6)估计得到:

$$\hat{\mathbf{R}}_y = \frac{1}{P} \mathbf{Y} \mathbf{Y}^H = \frac{1}{P} \sum_{l=1}^P y_l y_l^H \quad (6)$$

对  $\hat{\mathbf{R}}_y$  进特征值分解, 就可以得到  $\mathbf{U}_z$  的估计值:  $\hat{\mathbf{U}}_z$ .

#### 3.2 基于子空间的两阶段频偏搜索方法

由 3.1 节可知,  $P_{\text{CFO}}(\omega)$  的谱峰所对应的  $\omega$  值即为  $\{\hat{\omega}^{(m)}\}_{m=1}^M$  的估计值  $\{\hat{\omega}^{(m)}\}_{m=1}^M$ , 但是在用户的个数以及用户所占用的子信道未知的情况下, 根据式(5), 则需要对  $P_{\text{CFO}}(\omega)$  在  $\omega$  的全域  $[(0 - 0.5)/Q, (Q - 1 + 0.5)/Q]$  内进行谱峰搜索<sup>[9]</sup>, 因此运算量比较大. 针对这种情况, 本文提出了一种基于子空间的两阶段频偏搜索方法, 其结构框图如图 3 所示.

第一阶段(粗估计):

首先采用 AIC 或 MDL 准则<sup>[11]</sup>估计用户个数  $M$ , 然后对频偏谱  $P_{\text{CFO}}(\omega)$  在  $[(0 - 0.5)/Q, (Q - 1 +$

$0.5)/Q]$  的全域内进行大尺度搜索, 确定用户占用的子信道序号, 并且得到载波频偏的粗略估计值, 的递增值为  $\omega_{inc} = 0.1/Q$ . 该算法类似于多重信号分类法 (MUSIC), 可以总结为:

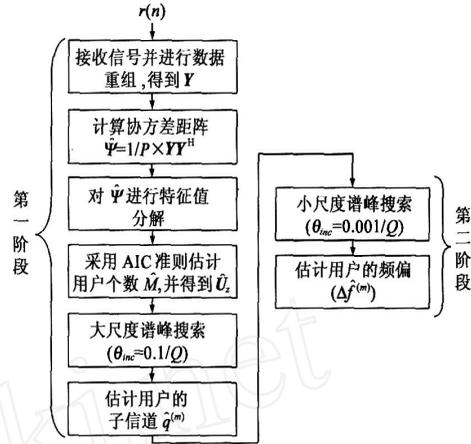


图 3 两阶段法频偏估计

(1) 将接收到的信号进行数据重组, 得到矩阵的形式  $\mathbf{Y}$ ;

(2) 利用式(6)估计协方差矩阵, 得到  $\hat{\mathbf{R}}_y$ ;

(3) 对  $\hat{\mathbf{R}}_y$  进行特征值分解, 并将  $Q$  个特征值按大小依次排列得到  $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_Q$ ;

(4) 利用 AIC 或 MDL 准则估计用户的个数  $M$ , 将特征值  $\lambda_{M+1}, \dots, \lambda_Q$  对应的特征向量选出来组成矩阵  $\mathbf{U}_z$ , 从而得到  $\mathbf{U}_z$  的估计值;

(5) 对频偏谱  $P_{\text{CFO}}(\omega)$  在  $[(0 - 0.5)/Q, (Q - 1 + 0.5)/Q]$  内进行全域搜索, 的递增值为  $\omega_{inc} = 0.1/Q$ . 利用  $P_{\text{CFO}}(\omega)$  的  $M$  个峰值位置得到  $\{\hat{\omega}_L^{(m)}\}_{m=1}^M$  大尺度搜索的估计值:  $\{\hat{\omega}_L^{(m)}\}_{m=1}^M$ ;

(6) 利用式(7)估计用户占用的子信道:

$$\hat{q}^{(m)} = \lfloor \hat{\omega}_L^{(m)} \cdot Q + 0.5 \rfloor \quad (7)$$

第二阶段(精确估计):

对频偏谱  $P_{\text{CFO}}(\omega)$  在每个用户的  $\omega \in [(\hat{q}^{(m)} - 0.5)/Q, (\hat{q}^{(m)} + 0.5)/Q]$  范围内进行小尺度搜索, 得到频偏的精确估计值,  $\hat{\omega}^{(m)}$  的递增值为  $\omega_{inc} = 0.001/Q$ . 其具体步骤为:

(1) 从  $M$  个用户中选定一个用户  $m$ ;

(2) 对频偏谱  $P_{\text{CFO}}(\omega)$  在  $[(\hat{q}^{(m)} - 0.5)/Q, (\hat{q}^{(m)} + 0.5)/Q]$  内进行搜索, 的递增值为  $\omega_{inc} = 0.001/Q$ . 利用  $P_{\text{CFO}}(\omega)$  的峰值位置得到  $\hat{\omega}^{(m)}$  小尺度搜索的估计值:  $\hat{\omega}^{(m)}$ ;

(3) 利用式(8)得到用户  $m$  的频偏估计值;

$$\hat{f}^{(m)} = \hat{\omega}^{(m)} f = (Q_s^{(m)} - \hat{q}^{(m)}) f \quad (8)$$

(4) 返回第一步, 直到  $M$  个用户的频偏估计完成为止.

### 3.3 算法的复杂度分析

因为  $a(\cdot)$  和  $U_2$  的维数分别为  $Q \times 1$  和  $Q \times (Q - M)$ , 所以计算式(5)的频偏谱需要  $f(Q, M) = 2Q(Q - M) + Q = 2Q^2 - 2QM + Q$  次复数相乘. 在大尺度搜索中, 需要  $10Q + 1$  次循环运算; 在小尺度搜索中, 需要  $1001M$  次循环运算. 因此本文提出的两阶段载波频偏估计方法需要  $[1001M + (10Q + 1)] \cdot f$  次复数相乘.

而文献[9]提出的方法(CTY方法), 在未知用户个数及用户所占用的子信道时, 需要  $(1000Q + 1)$  循环运算, 因此需要  $(1000Q + 1) \cdot f$  次复数相乘.

表1给出了在不用子信道及用户个数时, 本文提出的两阶段方法与CTY方法频偏搜索的运算复杂度. 从表中可以看到, 两阶段方法大大降低了频偏搜索时的运算量.

表1 复数相乘的次数

类型	4个用户( $10^6$ )	8个用户( $10^6$ )	12个用户( $10^6$ )
$N = 2048$			
CTY法	6.40	4.35	2.30
两阶段法	1.67	2.22	1.75
$Q = 16$			
CTY法	58.37	50.18	41.99
两阶段法	7.89	13.06	16.18

## 4 计算机仿真

### 4.1 系统参数及信道模型

在仿真中, 系统参数采用 IEEE802.16d 标准[11]中的定义. 上行链路带宽(BW)为 20MHz, 子载波个数  $N = 2048$ , 循环前缀(CP)长度为 256, 调制方式为 QPSK, 采样频率  $f_s = BW \cdot 8/7$ , 因此子载波间隔  $f$  为 11.16kHz. 并且采用瑞利衰落信道模型[12], 时延均方根  $\tau_{ms} = 1.4\mu s$ , 最大多径数为 6.

### 4.2 频偏估计算法的性能

#### 实验一: 验证算法的有效性

首先验证本文提出的基于子空间的两阶段频偏搜索方法的有效性及其精确度. 采用 Interleaved 子载波分配方法将全部子载波分成 16 个子信道 ( $Q = 16$ ), 用户个

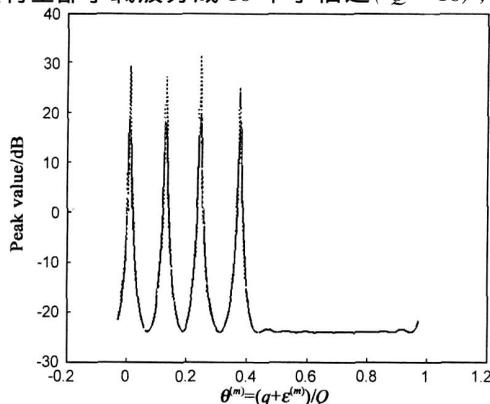


图4 四个用户时的频偏谱

数为 4, 占用的子信道分别为  $[0, 2, 4, 6]$ , 其归一化频偏分别为  $[0.15, 0.05, -0.15, -0.05]$ . 图4为经过两阶段谱峰搜索之后得到的频偏谱, 图5为对用户的谱峰进行放大之后的频偏谱. 图中实曲线为第一阶段谱峰搜索得到的频偏谱, 虚曲线为第二阶段谱峰搜索得到的频偏谱, 竖虚线表示子信道的位置, 横坐标为  $\theta$  的值, 纵坐标为频偏谱值.

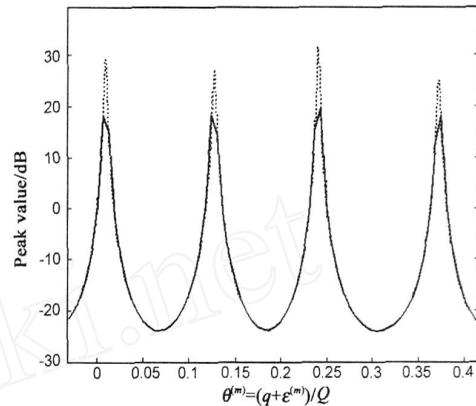


图5 放大以后的频偏谱

经过两阶段频偏搜索之后, 得到用户频偏的估计值:  $[0.150, 0.049, -0.150, -0.050]$ , 接近于实际值, 从而验证了该方法的有效性.

#### 实验二: 标准均方根误差 (NRMSE)

目前一般采用标准均方根误差来评定频偏估计的性能, 其定义为:

$$E_{NRMSE} = \sqrt{\frac{1}{NM} \sum_{m=1}^M [\hat{\theta}^{(m)} - \theta^{(m)}]^2} \quad (9)$$

其中  $M$  表示蒙特卡罗实验的次数,  $\hat{\theta}^{(m)}$  为归一化频偏  $\theta^{(m)}$  的估计值. 仿真中, 采用 500 次蒙特卡罗实验, 子信道个数  $Q$  为 16. 在每次实验中, 随机产生每个用户的载波频率偏差(CFO)及信道的冲激响应. 图6给出了用户个数分别为 4, 8, 12 时的标准均方根误差曲线. 其中点划线表示两阶段方法, 虚线表示 CTY 方法.

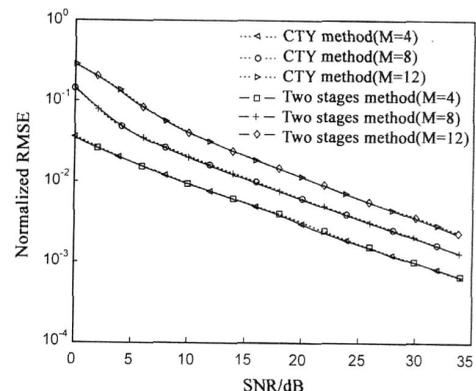


图6 标准均方根误差曲线, 用户个数分别为 4, 8, 12

从图中可以看到,本文提出的两阶段方法与 CTY 方法的标准均方根误差性能相当. 在用户个数为 4 的情况下,当 SNR 较大(大于或等于 10dB)时,频偏估计的标准均方根误差小于子载波间隔的 1%,当 SNR 较小(3dB)时,频偏估计的标准均方根误差大约为子载波间隔的 2%. 当用户个数增多时,算法的性能会有所下降.

### 实验三:复杂度的对比

图 7 给出了两阶段方法与 CTY 方法在不同用户个数的情况下,计算机仿真时间的对比. 仿真环境为:主频为 2.8GHz 的台式机,软件为 Matlab 7.0. 仿真参数为:子信道个数  $Q = 16$ ,信噪比  $SNR = 20\text{dB}$ ,100 次蒙特卡罗实验.

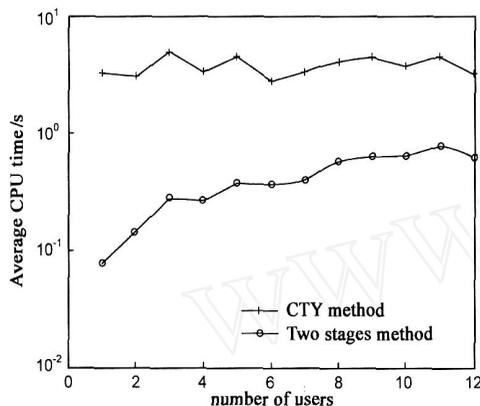


图 7 平均 CPU 时间的对比

从图中可以看到,两阶段方法的运算时间要显著小于 CTY 方法.

## 5 结论

本文研究了采用 Interleaved 子载波分配方法的 OFDMA 上行链路系统的载波频偏估计问题,提出了一种基于子空间的两阶段频偏搜索方法,该方法可以实现 Interleaved-OFDMA 上行链路多个用户频偏的联合估计.

该方法不需要知道接入的用户个数及用户所占用的子信道,因此适用于随机分配子信道的情况,与文献 [9] 提出的 CTY 方法相比,该方法降低了频偏搜索的复杂度. 由于超分辨率估计方法 (MUSIC) 的采用,使得该方法具有较高的精确度,并且也可以采用多个 OFDMA 符号块或者多天分集接收的方法来提高算法的精确度. 仿真结果验证了算法的有效性.

### 参考文献:

- [1] IEEE Std. 802.16d. Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems [S]. New York: IEEE, 2004.
- [2] IEEE P802.16e/D12. Draft IEEE Standard for Local and metropolitan area networks-Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems-Amendment for

Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands [S]. New York: IEEE, 2005.

- [3] M Tonello, N Laurenti, S Pupolin. Analysis of the uplink of an asynchronous multi-user DMT OFDMA system impaired by time offsets, frequency offsets, and multi-path fading [A]. In Proc IEEE Vehicular Technology Conf - Fall [C]. Boston, Massachusetts, USA: IEEE Press, 2000. 1094 - 1099.
- [4] T M Schmidl, D C Cox. Robust frequency and timing synchronization for OFDM [J]. IEEE Trans Commun, 1997, 45 (12): 1613 - 1621.
- [5] J J van de Beek, M Sandell, and P O Borjesson. ML estimation of timing and frequency offset in OFDM systems [J]. IEEE Trans. Signal Processing, 1997, 45 (7): 1800 - 1805.
- [6] P H Moose. A technique for orthogonal frequency-division multiplexing frequency offset correction [J]. IEEE Trans Commun, 1994, 42 (10): 2908 - 2914.
- [7] J J van de Beek, P O Borjesson, M L Boucheret, et al. A time and frequency synchronization scheme for multiuser OFDM [J]. IEEE J Select Areas Commun, 1999, 17 (11): 1900 - 1914.
- [8] S Barbarossa, M Pompili, G B Giannakis. Channel-independent synchronization of orthogonal frequency division multiple access systems [J]. IEEE J Select Areas Commun, 2002, 20 (2): 474 - 486.
- [9] Z Cao, U Tureli, Y D Yao. Deterministic multiuser carrier-frequency offset estimation for interleaved OFDMA uplink [J]. IEEE Trans Commun, 2004, 52 (9): 1585 - 1594.
- [10] 张贤达, 保铮. 通信信号处理 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2000.  
ZHANG Xianda, BAO Zheng. Communication Signal Processing [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2000. (in Chinese)
- [11] M Wax, T Kailath. Detection of signals by information theoretic criteria [J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1985, 33 (2): 387 - 392.
- [12] O Edfors, M Sandell, J J van de Beek, et al. OFDM channel estimation by singular value decomposition [J]. IEEE Trans Commun, 1998, 46 (7): 931 - 939.

### 作者简介:



范 达 男, 1978 年出生于河北省保定市, 2000 年、2003 年分别在郑州信息工程大学获得学士、硕士学位, 2003 年 9 月起在清华大学电子工程系攻读博士学位. 主要研究方向为多天线路 OFDMA 系统中的频率同步、资源分配、交叉层设计等. E-mail: fand03@mails.tsinghua.edu.cn