

交织正交频分多址上行频偏和定时同步 联合盲估计算法

张莹, 殷勤业, 王毅

(西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安)

摘要: 提出了一种基于功率谱叠加的交织正交频分多址系统上行链路载波频偏和定时同步联合估计算法。该算法利用同一用户在各个子载波上具有相同载波频偏的特点, 采用一个未受之前符号污染的循环前缀样值, 通过抽取自相关矩阵, 将属于同一用户的子载波在功率谱上进行叠加, 得到更尖锐的谱峰, 从而实现对载波频偏的精确估计。对不同时刻估计到的谱峰量级进行比较, 可同时实现定时同步。仿真结果表明, 算法在估计精度上明显优于循环平稳算法, 当一帧中的符号数较大时, 算法的估计精度略优于子空间法, 且计算复杂度更低。

关键词: 正交频分多址; 载波频偏; 定时同步; 循环前缀

中图分类号: TN911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253-987X(2007)12-1436-05

Joint Blind Estimation for Uplink Interleaved Orthogonal Frequency Division Multiple Access Frequency Offset and Timing Synchronization

Zhang Ying, Yin Qinye, Wang Yi,

(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A joint blind estimation method based on spectrum overlap for uplink interleaved orthogonal frequency division multiple access carrier frequency offset and timing synchronization is proposed. Using the cyclic prefix samples that are not affected by the fore-symbol and the feature that each user owes the same carrier frequency offset in each sub-carrier, the sharper spectrum peaks are obtained by summing up the sub-carriers' spectrum of the same user and extracting the auto-correction matrix, and then the accurate estimation of carrier frequency offset is realized. Through the comparison of the order of estimated spectrum magnitude at different time, the timing synchronization can be realized simultaneously. Simulation results validate that the proposed algorithm has higher precision than cyclo-stationary method. When the number of symbols in a frame is bigger, it has lower complexity and the estimation precision is slightly better than that of subspace method.

Keywords: orthogonal frequency division multiple access; carrier frequency offset; timing synchronization; cyclic prefix

正交频分多址 (OFDMA) 是正交频分复用 (OFDM) 与频分多址 (FDMA) 技术的结合。该方法通过为每个用户提供相互正交的子载波来实现多用户接入。OFDMA 具有抗频率选择性衰落等优点, 尤

其是交织 OFDMA, 具有良好的频率分集增益, 但也易受载波频率偏移 (CFO) 影响。因此, 对于 OFDMA 系统来说, 高准确度、高效的 CFO 估计尤为重要。

OFDMA 系统的频偏估计及定时同步主要有基

于导频或训练序列辅助估计的方法^[1-3],这类方法参数估计精度高、速度较快,但额外的导频信息降低了频谱资源利用率.为了提高频谱利用率,文献[4]利用信号的二阶循环平稳特性,提出了系统频偏和时延的盲估计算法,但该方法需要一帧内的符号数较多,因此计算复杂度很大.文献[5]利用交织 OFDMA 系统上行链路的信号结构,通过子空间分解,进一步降低了频偏估计的计算复杂度.但该方法假设定时同步已经完成,并且需要一个空的子信道(不承载信息)用于噪声空间提取,在频谱利用率方面又有不足.文献[6]利用特征结构法对未受 ISI 干扰的信号进行功率谱估计,但由于该方法对各个子载波分别进行载波频偏估计,因此计算复杂度较高并且需要虚拟子载波.本文对子载波交织分配的 OFDMA 系统提出了一种无需预先定时同步、无需空子信道的载波频偏盲估计方法,同时还对接收信号进行了有效的定时同步.

1 系统模型

假设系统有 M 个子载波,分为 Q 个子信道,每个子信道包含 $P=M/Q$ 个子载波 $\{C_{i,1}, C_{i,2}, \dots, C_{i,P}\}, i=1, \dots, Q$. 各子信道中第 p 个子载波的集合构成第 p 个载波组, $p=1, \dots, P$. 假设用户 $i (i \leq Q)$ 占用某个子信道,其对应子载波为 $(p-1)Q+q^{(i)}, p=1, \dots, P$, 其中 $q^{(i)}$ 是第 1 个子载波组分配给用户 i 的子信道,且 $q^{(i)} \neq q^{(j)}, i \neq j$. 系统结构如图 1 所示.

各用户数据流被分成长度为 P 的数据块 $\{s_{i,1}, s_{i,2}, \dots, s_{i,P}\}, i=1, 2, \dots, U (U \text{ 为用户数}, U \leq Q)$. 这些数据块被分配到相应的子载波上,经过逆傅里叶变换 (IFFT)、加循环前缀 (CP), 调制到射频并发射.

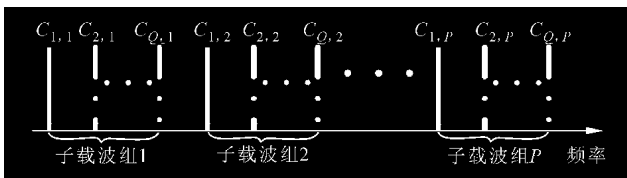


图 1 交织 OFDMA 系统的子载波分配

接收端接收到的信号是带有不同时延和频偏、经过不同信道的各用户信号之和. 设一帧内各用户信道不变,则在一帧内接收到的基带信号为

$$r(n) = \sum_{i=1}^U \exp[j2\pi\Delta f_i(n-n_i)/M] \cdot \sum_{l=0}^{L_i-1} h_i(l) x_i(n-n_i-l) + \omega(n) \quad (1)$$

式中: $x_i(n) = \sum_{k=0}^{M-1} s_{i,k} \exp(j2\pi kn/M)$ 为用户 i 的基带发射信号; $\Delta f_i, h_i(l), n_i$ 和 L_i 分别为用户 i 的归一化载波频偏、信道冲击响应、时延和信道长度; $\omega(n)$ 为均值为 0、方差为 σ_0^2 的高斯白噪声.

当 $N_{cp} > L + L_T$ (N_{cp}, L 和 L_T 分别为 CP 的长度、最大的信道长度和用户间最大时延) 时,接收信号中未受符号间干扰 (ISI) 影响的数据可表示为

$$r(n) = \sum_{i=1}^U \exp[j2\pi\Delta f_i(n-n_i)/M] \cdot \sum_{k=0}^{M-1} s_{i,k} H_{i,k} \exp[j2\pi k(n-n_i)/M] + \omega(n) \quad n = -N_d, \dots, M-1 \quad (2)$$

式中: $H_{i,k} (i=1, \dots, U)$ 为用户 i 的信道在子载波 k 上的频率响应; N_d 为各用户 CP 部分未受上一符号干扰的采样数.

当各用户随机产生一组数据 $\{s_{i,1}, s_{i,2}, \dots, s_{i,P}\}$, 经过载波映射和 IFFT 变换,并以周期 M 进行传输时,由于对于同一用户各符号传送的信息相同,多径信道造成的符号间干扰仅是信道与发送信号主值序列的周期卷积,因此接收信号可表示为

$$r(n) = \sum_{i=1}^U \exp[j2\pi\Delta f_i(n-n_i)/M] \cdot \sum_{k=0}^{M-1} s_{i,k} H_{i,k} \exp[j2\pi k(n-n_i)/M] + \omega(n) \quad (3)$$

$r(n)$ 的自相关函数为

$$E\{r(n)r^*(n-\tau)\} = \sum_{i=1}^U \exp(j2\pi\Delta f_i\tau/M) \cdot \sum_{k=0}^{M-1} E\{s_{i,k}s_{i,k}^*\} |H_{i,k}|^2 \exp(j2\pi k\tau/M) + \sigma_0^2 \delta(\tau) \quad (4)$$

式中: r^* 为 r 的共轭.

由式(4)可见,接收信号为平稳随机信号. 比较式(2)和式(3),未受 ISI 干扰的数据可看作是周期性发送数据时接收到的 $M+N_d$ 个数据.

2 功率谱叠加

同一用户在各个子载波上具有相同的载波频偏,且各用户在各子载波组中按序排布,若能将各个子载波组进行叠加,则需要估计的载波频偏数将大大减少,估计的运算量也将大大减少. 本文基于离散信号的抽取原理,对未受 ISI 干扰信号的自相关函数进行适当抽取,则同一用户的多个子载波的功率谱将叠加,所形成的谱峰更加尖锐,从而提高了估计精度并降低了算法复杂度.

2.1 未受 ISI 干扰信号的功率谱叠加

假设 $N_{cp} > L + L_T$, 则在一个符号中至少可以获得 $M+1$ 个未受 ISI 干扰的采样值. 由式(3)可知, 接收端来自用户 i 未受 ISI 干扰的数据为

$$r_i(n) = \exp[j2\pi\Delta f_i(n - n_i)/M] \cdot \sum_{k=0}^{M-1} s_{i,k} H_{i,k} \exp[j2\pi k(n - n_i)/M] \quad (5)$$

可以推出

$$r_i(n + mP) = \exp(jm\omega_i) r_i(n) \quad (6)$$

式中: $\omega_i = 2\pi(\Delta f_i + q^{(i)})/Q$.

若定时同步已完成, 则对每个符号中未受 ISI 干扰的数据按间隔 P 进行抽取, 并排成新的矩阵 $\mathbf{Y} = [\mathbf{r}(n), \mathbf{r}(n+P), \dots, \mathbf{r}(n+M)]^T$. 为简单起见, 以两用户情况为例进行说明, 此时 $Q=2$, 则抽取阵 $\mathbf{Y}$ 可表示为

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^2 \mathbf{r}_i(n) + \omega(n), \\ \sum_{i=1}^2 \mathbf{r}_i(n) \exp(j\omega_i) + \omega(n + M/2), \\ \sum_{i=1}^2 \mathbf{r}_i(n) \exp(j2\omega_i) + \omega(n + M) \end{bmatrix}^T$$

令 $a_{im} = r_i(n + mP)$, $m=0, \dots, Q-1$, 表示用户 i 未受干扰数据按间隔 P 进行抽取的第 m 个抽取值, 可得出抽取矩阵 $\mathbf{Y}$ 的自相关为

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{Y}\mathbf{Y}^H\} =$$

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^2 a_{i0}^2 + \sigma_0^2 & \sum_{i=1}^2 a_{i0}^2 \exp(-j\omega_i) & \sum_{i=1}^2 a_{i0}^2 \exp(-2j\omega_i) \\ \sum_{i=1}^2 a_{i0}^2 \exp(j\omega_i) & \sum_{i=1}^2 a_{i0}^2 + \sigma_0^2 & \sum_{i=1}^2 a_{i0}^2 \exp(-j\omega_i) \\ \sum_{i=1}^2 a_{i0}^2 \exp(2j\omega_i) & \sum_{i=1}^2 a_{i0}^2 \exp(j\omega_i) & \sum_{i=1}^2 a_{i0}^2 + \sigma_0^2 \end{bmatrix}$$

$\mathbf{R}$ 中对应最小特征值的特征向量即为噪声向量.

2.2 接收信号的功率谱叠加

在没有定时同步的情况下, 以任意一点作为各用户最后一个公共 CP 时的功率谱叠加, 仍以两用户为例, 选取的参考点及其后抽取到的 $Q=2$ 个点将会有以下 8 种情况出现, 如图 2 所示.

当参考点位于图 2 中 A 或 B 部分时, 在参考点 a 处, 用户 1 为受 ISI 干扰的 CP, 用户 2 在情况 1 时为上一个 OFDM 符号, 在情况 2 时为受 ISI 干扰的 CP. 这 2 种情况下, 由于频域弥散使得功率谱不可能是线谱, 因此 3 个抽取点不能满足式(6)的关系, 此时的接收信号的抽取矩阵为

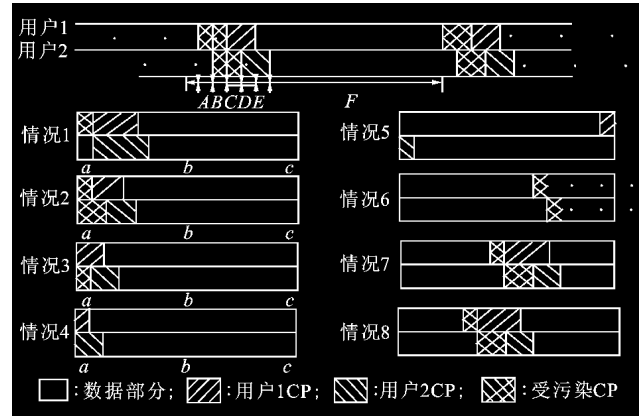


图2 上行接收信号符号交迭示意图

$$\mathbf{Y} =$$

$$\begin{bmatrix} r_1(n) + r_2(n) + \omega(n) \\ r_1(n + M/2) + r_2(n + M/2) + \omega(n + M/2) \\ r_1(n + M/2) \exp(j\omega_1) + r_2(n + M/2) \exp(j\omega_2) + \omega(n + M) \end{bmatrix}$$

抽取矩阵 $\mathbf{Y}$ 的自相关为

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{Y}\mathbf{Y}^H\} =$$

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^2 a_{i0}^2 + \sigma_0^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sum_{i=1}^2 a_{i0}^2 + \sigma_0^2 & \sum_{i=1}^2 a_{i0}^2 \exp(-j\omega_i) \\ 0 & \sum_{i=1}^2 a_{i0}^2 \exp(j\omega_i) & \sum_{i=1}^2 a_{i0}^2 + \sigma_0^2 \end{bmatrix}$$

对 $\mathbf{R}$ 进行特征分解, 由于频域弥散, 最小特征值对应的特征向量不再是噪声空间特征向量, 因而不能得到正确的功率谱. 其他几种情况也可进行类似分析. 当信噪比 $R_{SN} = 20$ dB, 两用户相对时延为 3, $L_1 = L_2 = 5$ 时, 8 种不同参考点位置下的功率谱叠加结果如图 3 所示. 图 3 中, 仅在情况 4 时存在线谱, 即只有当抽取的第 1 点在图 2 中 D 部分内时, 才能得到线谱, 此时所有抽取的数据均不受其余符号的影响. 根据此结果, 可以通过移动参考点的位置, 考察不同参考点下的叠加功率谱, 以确定接收信号中未受 ISI 干扰的 CP 部分, 从而实现定时同步.

2.3 载波频偏盲估计算法

各用户的载波频偏可以根据叠加功率谱中的线谱位置获得. 假设一包含 U 个用户的 OFDMA 系统, 每帧包含 N_s (远大于 1) 个符号, 各用户的信道在一帧内保持不变, 可以按照如下步骤实现载波频偏估计和定时同步:

(1) 假设第 n 个采样值为某符号 CP 部分最后一个采样, 从位置 n 开始, 将接收数据分成长度为 $M + N_{cp}$ 的数据块, 并取每个数据块的前 $M+1$ 个数据构造矩阵 $\mathbf{X}$, 即取得假设未受 ISI 干扰的数据

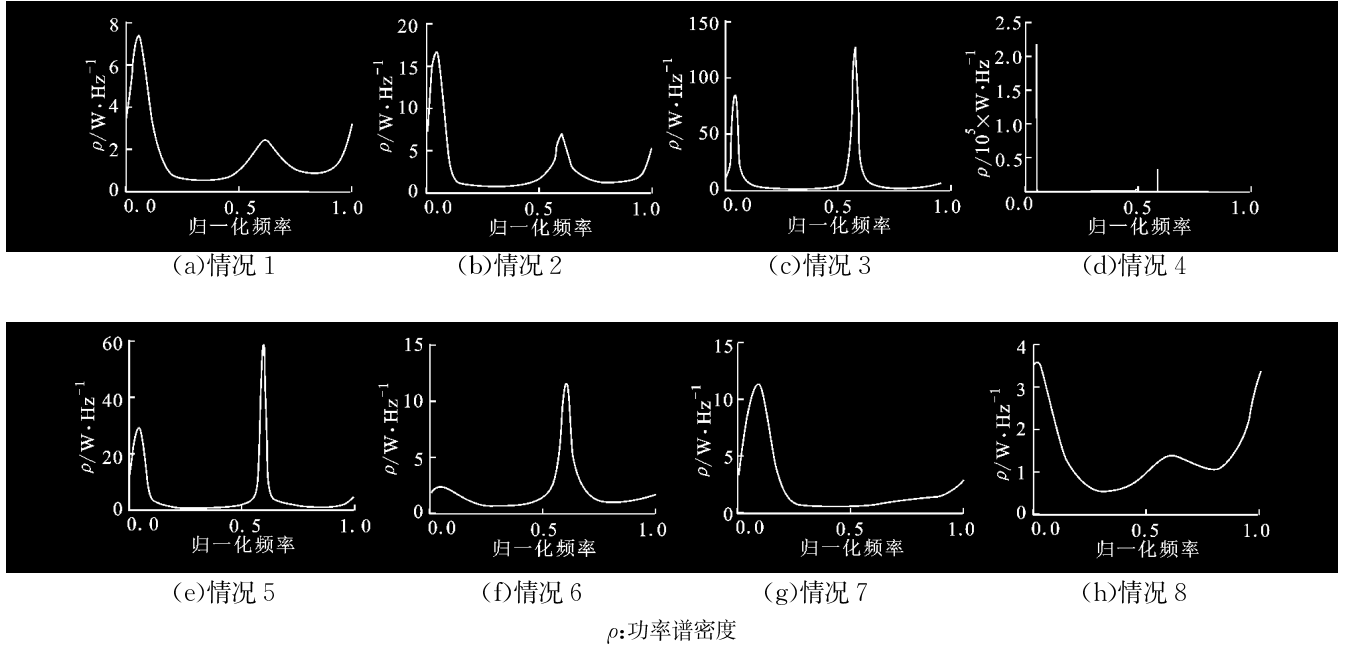


图3 不同参考点下的功率谱图

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}(n) & \mathbf{r}(n+M+N_{cp}) & \mathbf{r}(n+2M+2N_{cp}) & \cdots \\ \mathbf{r}(n+1) & \mathbf{r}(n+M+N_{cp}+1) & \mathbf{r}(n+2M+2N_{cp}+1) & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{r}(n+M) & \mathbf{r}(n+2M+N_{cp}) & \mathbf{r}(n+3M+2N_{cp}) & \cdots \end{bmatrix}$$

(2)抽取矩阵 $\mathbf{X}$ 中第 $iP+1$ ($i=0, \dots, Q$) 行,得矩阵

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}(n) & \mathbf{r}(n+M+N_{cp}) & \mathbf{r}(n+2M+2N_{cp}) & \cdots \\ \mathbf{r}(n+P) & \mathbf{r}(n+M+N_{cp}+P) & \mathbf{r}(n+2M+2N_{cp}+P) & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{r}(n+M) & \mathbf{r}(n+2M+N_{cp}) & \mathbf{r}(n+3M+2N_{cp}) & \cdots \end{bmatrix}$$

(3)用 MUSIC 方法对 $\mathbf{Y}$ 进行功率谱估计;

(4)若估计频谱中有 U 个剧烈的峰(峰值为平均值 100 倍以上),记录下各峰值大小和位置,回到步骤(1)并更新起始点为点 $n+1$,否则进行步骤(5);

(5)记录下此时的位置 $n, n-1$ 为当前符号最后一个干净 CP 的位置,根据出现急剧下降前记录各峰值对应频率 $\hat{f} = \{\hat{f}_1, \dots, \hat{f}_U\}$ 来估计载波频偏 $\Delta \hat{f}_i = \lceil \hat{f}_i - (i-1)/U \rceil U$.

3 仿真结果

对载波数 $M=64$ 的交织 OFDMA 系统进行了仿真,子信道数 $Q=U=4$. 各用户数据采用 QPSK 调制,独立同分布. 信噪比定义为 $R_{SN} = 10 \lg(\sigma_s^2 / \sigma_0^2)$, σ_s^2 为发射信号的功率. 不同用户的载波频偏随机产生,且 $|\Delta f_i| < 0.5$. 各用户信道均采用归一化

多径信道,用户时延随机产生,保证 $N_{cp} > L + L_T$.

所有的仿真结果均通过 $K=2000$ 次独立的蒙特卡罗实验获得. 仿真性能用归一化的均方根误差

$$E_{RMS} = \left(\frac{1}{KU} \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^U (\Delta \hat{f}_{k,i} - \Delta f_{k,i})^2 \right)^{1/2}$$

表示,其中 $\Delta \hat{f}_{k,i}$ 、 $\Delta f_{k,i}$ 分别为频偏的估计值和设定值.

图 4 列出了一帧中符号数不同时的估计性能. 可以看出,信噪比越高,载波频偏估计性能越好,一帧中可用符号数越多,载波频偏估计性能越好.

图 5 对比了 $U=3, Q=4$ 时,3 种频偏估计算法的性能仿真结果. 由图 5 可以看出,循环平稳算法性能与信噪比 R_{SN} 无关. 本文算法和子空间算法的性能随着同一帧内符号数 N_s 的增多而有所改善,且两种算法均比循环平稳算法的性能优良许多. 当 N_s 较大的情况下,本文算法优于子空间法. 这是因为子空间法首先取同一符号内多个采样点的时间平均,增加了平均次数,而当 N_s 较大,时间平均足够代替

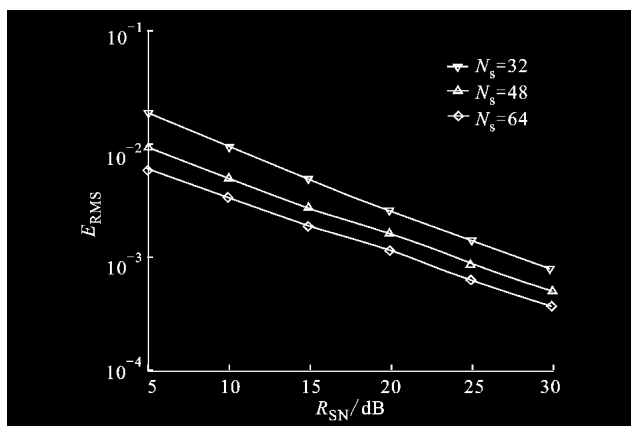


图4 不同符号数时的估计性能

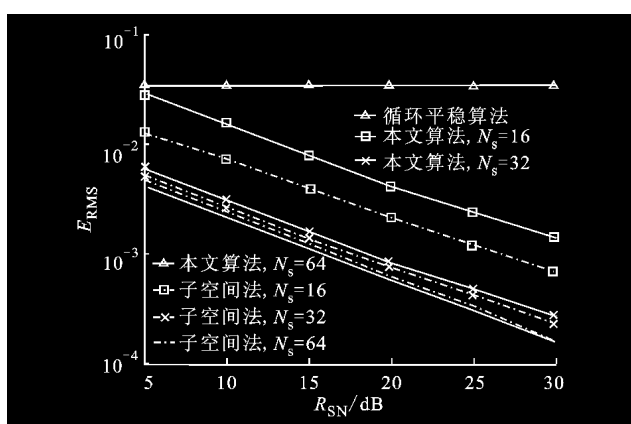


图5 不同算法的性能比较

统计平均时,由于本文算法的噪声子空间较子空间法多一维,因而具有更好的估计结果。

结合图4和图5,在相同的信噪比条件下,图5所示性能更好,这是因为图5中用户数少于子信道数,噪声空间估计更准确,因而能取得更好的性能,但这样也会降低频谱利用率。

定时同步是指找到各用户最后一个公共CP,其性能用 $E_T = \frac{1}{K} \left[\sum_{k=1}^K (\hat{n}_k - n_{cp})^2 \right]^{1/2}$ 表示,其中 $\hat{n}_k$ 和 n_{cp} 分别为最后一个CP位置的估计值和设定值。对于本文算法的定时同步性能,表1列出了不同信噪比条件下定时同步的平均偏差。当信噪比 $R_{SN} \geq 20$ dB时,将没有定时偏差存在。

表1 不同信噪比条件下的定时偏差

R_{SN}/dB	5	10	15	20	25	30
E_T	0.019	4.1×10^{-3}	2.9×10^{-3}	0	0	0

从估计精度考虑,本文算法通过时域抽取,将同一用户不同子载波的频偏值重复叠加,使实际的估计精度大大提升。从计算复杂度考虑,若只做频偏估计,循环平稳算法至少需要进行 $N+N_{cp}$ 次 $P \times P$ 维

矩阵的特征分解。子空间法利用接收信号的结构特征对接收信号进行了抽取,只需要进行1次 $P \times P$ 维矩阵的特征分解,本文算法也仅需要1次 $P \times P$ 维矩阵的特征分解,即可实现频偏估计,计算复杂度较低。

4 结束语

本文介绍了一种基于频谱混叠的上行交织OFDMA载波频偏和定时同步联合盲估计方法。该方法利用对自相关矩阵进行抽取,使得功率谱发生混叠,将系统中属于同一用户的子载波叠加在一起,得到尖锐的谱峰,从而实现载波频偏的精确估计。对不同时刻估计到的频谱进行分析比较,则可在估计频偏的同时实现定时同步。仿真结果验证了算法对频偏估计和定时同步的有效性。

参考文献:

- [1] Morelli M. Timing and frequency synchronization for the uplink of an OFDMA system [J]. IEEE Trans on Communications, 2004, 2(52): 296-306.
- [2] Kim T, Cho N, Cho J. A fast burst synchronization for OFDM based wireless asynchronous transfer mode systems [C] // Proc of Global Telecommunication Conf. Piscataway, USA: IEEE Press, 1999: 543-547.
- [3] Su Huan, Zhang Jianhua, Zhang Ping. ZCZ sequences-based frequency synchronization for interleaved OFDMA uplink [C] // Proc of VTC 2006-Spring. Piscataway, USA: IEEE Press, 2006: 2033-2036.
- [4] 花梦,朱近康. 一种基于周期平稳的上行OFDMA系统同步参数盲估计方法[J]. 电子与信息学报, 2006, 7(7): 1287-1290.
Hua Meng, Zhu Jinkang. A blind uplink OFDMA synchronization parameters estimation based on cyclostationarity[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2006, 7(7): 1287-1290.
- [5] Cao Zhongren, Tureli U, Yao Yudong. Efficient structure-based carrier frequency offset estimation for interleaved OFDMA uplink [C] // Proc of IEEE International Conference on Communications. Piscataway, USA: IEEE Press, 2003: 3361-3365.
- [6] Liu Hui, Tureli U. A high-efficiency carrier estimator for OFDM communications [J]. IEEE Communications Letters, 1998, 2(4): 104-106.

(编辑 刘杨)