

任意载波分配 OFDMA 上行链路同步^①

王桂彬, 宋高俊, 赵文婷, 王佳仲

(南昌航空大学 信息工程学院, 南昌 330063)

摘要: 为了获得任意载波分配正交频分复用多址(OFDMA)系统上行链路更优的频率偏移(CFOs)和定时误差(TEs)联合估计性能, 利用恒包络零自相关(Constant Amplitude Zero Auto Correlation; CAZAC)序列和增加训练块数对已有的联合估计算法进行改进. 虽然传输效率降低, 但是估计性能有所提高, 这种牺牲是值得的. 仿真结果表明, 这种改进算法估计性能更好, 应用范围更为广泛.

关键词: 任意子载波分配 OFDMA 上行链路; 联合估计; 时频偏移; CAZAC 序列

Synchronization for Generalized-OFDMA Uplink

WANG Gui-Bin, SONG Gao-Jun, ZHAO Wen-Ting, WANG Jia-Zhong

(School of Information Engineering, Nanchang Institute of Aeronautical University, Nanchang 330063, China)

Abstract: In order to obtain a better performance of joint estimation frequency offsets (CFOs) and timing errors (TEs) for the uplink transmission of Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA) accompanied with a generalized carrier assignment scheme, the use of Constant Amplitude Zero Auto Correlation(CAZAC) sequence and increasing the number of training blocks improve the existing algorithm of joint estimation. Although the efficiency of transmission is reduced, the performance of estimation has improved and this sacrifice is worth it. Simulation results show that the performance of improved algorithm of estimation is better than the original algorithm and its application range is more extensive.

Key words: generalized-OFDMA uplink; joint estimation; timing-frequency offset; CAZAC sequence

OFDMA 是以 OFDM 技术为基础的一种多址接入方式, 它秉承了 OFDM 技术的所有优缺点, 具有更灵活的子载波分配方式, 因此 OFDMA 系统上行链路同步更具有挑战性, 引发了广泛的研^[1-5]. 任意子载波 OFDMA 系统上行链路第一个同步方案是由 Morelli^[1]提出的, 假设网络中其他所有用户都已经得到同步, 利用最大释然准则(ML)估计一个新用户进入网络, 但这种假设在实际当中是难以实现的. 接着, Morelli^[2]又提出了利用接收信号进行 ML 联合估计所有用户的频偏和信道, 该方法涉及多维网络搜索, 计算复杂度高. 而基于迭代的频率同步的空间交互投影期望最大化(SAGE)算法^[3]是一种渐近逼近 ML 的有效方法. 虽然这些方案可能实现近似最佳性能, 但是他们不可避免地要进行复杂的迭代信号处理, 这种处理并不适合实际应用. 还有, 这些迭代方案的收敛速度和估计性能也

许会严重影响初始估计的准确性.

对于 OFDMA 系统上行链路时频同步, CFO 估计器只能应用于子带子载波分配方案^[4]、交织子载波分配方案^[5]. 空间交互投影期望最大化(SAGE)迭代频率同步算法可以用于任意子载波分配的 OFDMA 系统, 但是计算复杂度相当高.

本文首先利用 CAZAC 序列恒包络零自相关结构特性, 对任意子载波分配的 OFDMA 系统上行链路现有的时频偏移联合估计算法进行了改进; 然后增加符号训练块数, 实现多用户信号分离和时频偏移联合估计; 最后仿真结果表明, 这种改进是联合估计算法的估计性能和计算复杂度得到了很好的折中.

1 OFDMA 上行链路信号模型和信号结构

首先, 建立 OFDMA 上行链路信号模型和信号结

^① 收稿时间:2013-06-01;收到修改稿时间:2013-07-15

构, 假设 OFDMA 上行链路有 N 个频率间隔为 Δf 的子载波, 这些子载波构成集合 $V = \{0, 1, \dots, N-1\}$. 系统中有 U 个同时激活用户, 信号伴随着 CFOs、TEs, 如图 1 所示.

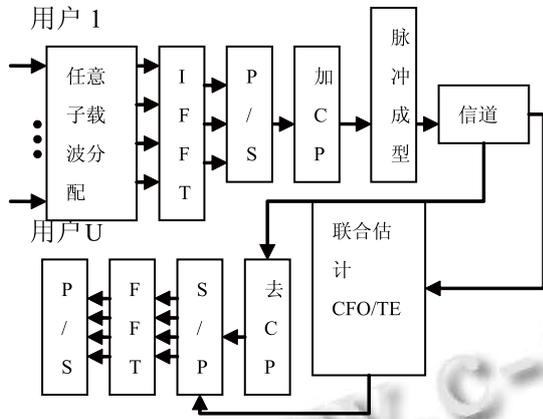


图 1 任意子载波分配 OFDMA 上行链路离散时间基带信号模型

$\varepsilon_u \in (-0.5, 0.5)$ 表示第 u 个用户的 CFO(已用 Δf 标准化), θ_u 表示第 u 个用户的 TE, 且为采样间隔整数倍数的值, 残余的 TE 并入 CIR 并且通过信道均衡进行补偿^[1]. $h_u = [h_u(0), h_u(1), \dots, h_u(L_u - 1)]^T$ 表示为第 u 个用户到 BS 长度为 L_u 的信道冲激响应向量. 由于 L_u 是个未知参数, 写成 $L \times 1$ 向量 $H_u = [h_u^T 0_{(L-L_u) \times 1}^T]^T$, 其中 $L \geq \max_u(L_u)$ 是

根据最大信道延迟传播而预设的值. $\hat{\varepsilon}_u$ 和 $\hat{\theta}_u$ 分别为 ε_u 和 θ_u 的估计值. 由图 1 可知, 上行链路传输经历两个阶段: 训练阶段和同步阶段.

在训练阶段中, 每个用户传送一个训练符号进行联合估计该用户的 CFOs 和 TEs. 每个用户的时域训练符号结构如图 2 所示.

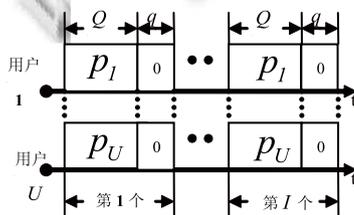


图 2 训练符号结构

其中, $p_u = [p_u(0), \dots, p_u(Q)]$ 为第 u 个用户长度为 Q 的训练子序列, 而 p_u 后面增加 q 个零作为保护间隔. 值

得注意的是, 一个训练符号中有 I 个重复子序列. 长度为 Q 的 CAZAC p_1 定义为式(1), 具有理想的循环自相关特性^[5], p_u 是由 p_1 经过 $(u-1)q$ 次的循环变换得到, 其中 $q = \lfloor Q/U \rfloor \geq \max_u(L_u)$.

$$p_1(n) = \exp\{j\pi\alpha n^2 / Q\}, \quad 0 \leq n \leq Q-1 \quad (1)$$

其中, $p_1(n)$ 是 p_1 的第 n 个元素. α 与 Q 互素. 一个 CAZAC 序列表达式为式(1)的参数为 (Q, α) . 一个 CAZAC 序列的自相关性为:

$$R_p(k) = \sum_{n=0}^{Q-1-k} p_1^*(n) p_1(n+k) = \begin{cases} Q & k=0 \\ 0 & k \neq 0 \end{cases} \quad (2)$$

2 联合估计 CFOs 和 TEs

利用 CAZAC 序列作为用户的训练序列进行发送. 在训练阶段, 接收训练块 $y^{(i)}$ 表达式为:

$$y^{(i)} = \sum_{u=1}^U D_u^{(i)} \begin{bmatrix} 0_{\theta_u \times 1} \\ r_{u(Q+L-1) \times 1} \\ 0_{(q-\theta_u-L+1) \times 1} \end{bmatrix}_{(Q+q) \times 1} + n^{(i)}, \quad (3)$$

$$u = 1, \dots, U; \quad i = 1, 2, \dots, I$$

其中, i 表示一个 TB 的第 i 个子时期; $D_u^{(i)}$ 表示在第 i 个子时期中, 包含第 u 个用户 CFO 的乘法因子, 等式如式(3)所示.

$$D_u^{(i)} = \text{diag} \begin{bmatrix} e^{j2\pi\varepsilon_u[(i-1)(Q+q)+0]/(Q+q)} \\ e^{j2\pi\varepsilon_u[(i-1)(Q+q)+n]/(Q+q)} \\ e^{j2\pi\varepsilon_u[(i-1)(Q+q)-1]/(Q+q)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

r_u 为 p_u 与 h'_u 的线性卷积:

$$r_u = p_u * h'_u \quad (5)$$

其中, $*$ 表示一种线性卷积运算, 假设 h'_u 在一个 TB 时间内恒定, $n^{(i)}$ 是一个 TB 的第 i 个子时期的 $(Q+q) \times 1$ 维加性高斯白噪声(AWGN)向量.

采用一个矩阵 A 乘以 $y^{(i)}$, 可得到 $Q \times 1$ 维向量 $X^{(i)}$:

$$X^{(i)} = Ay^{(i)}, \quad i = 1, 2, \dots, I \quad (6)$$

其中, A 的表达式如下:

$$A = \begin{bmatrix} I_Q & Iq \\ 0_{(Q-q) \times q} \end{bmatrix}_{Q \times (Q+q)} \quad (7)$$

这里 A 完成对 $y^{(i)}$ 的运算为剪切 $y^{(i)}$ 最后 q 行并增加到 $y^{(i)}$ 的前 q 行, 以致于式(4)的线性卷积转变成 p_u 与 h'_u 的循环卷积.

在 BS 中, p_u 与 $X^{(i)}$ 进行循环卷积为:

$$R_u^{(i)} = \frac{1}{Q} C_{p_u}^H X^{(i)} = \frac{1}{Q} E_u^{(i)} \begin{bmatrix} 0_{\theta_u \times 1} \\ h'_u \\ 0_{(q-\theta_u-L) \times 1} \end{bmatrix} + I_u^{(i)} + \frac{1}{Q} C_{p_u}^H A n^{(i)} \quad (8)$$

$n = 1, \dots, Q; i = 1, \dots, I$

其中, C_{p_u} 是 $Q \times q$ 维循环矩阵, $I_u^{(i)}$ 是干扰项, C_{p_u} 的第 j 列是由向量 p_u 经过 $j-1$ 次循环变换而得, 如式(8)所示. $q \times q$ 维矩阵 $E_u^{(i)}$ 由 $D_u^{(i)}$ 推导而来的表达式为式(9).

$$C_{p_u} = \begin{bmatrix} p_u(1) & p_u(Q) & \dots & p_u(Q-q+2) \\ p_u(2) & p_u(1) & & p_u(Q-q+3) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_u(Q) & p_u(Q-1) & \dots & p_u(Q-q+1) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$E_u^{(i)} = \text{diag} \left[\begin{matrix} \sum_{n=0}^{Q-1} e^{j2\pi\epsilon_u[(i-1)(Q+q)+n]/(Q+q)}, \\ \sum_{n=1}^Q e^{j2\pi\epsilon_u[(i-1)(Q+q)+n]/(Q+q)}, \dots, \\ \sum_{n=q-1}^{Q+q-2} e^{j2\pi\epsilon_u[(i-1)(Q+q)+n]/(Q+q)} \end{matrix} \right] \quad (10)$$

从式(7)中, 可以发现 $R_u^{(i)}$ 表达式中包含有 TEs 和 CIRs, 其中第一项前面零元素的个数作为 θ_u 的值. 因此, 可以通过检测 $R_u^{(i)}$ 中第一个峰值的位置来得到 θ_u 的估计值 $\hat{\theta}_u$, 这个峰值对应第一路径 CIR. 但是, 有时候第一信道路径不一定是最佳路径. 所以, 必须选择一个适当的门限值 λ_u 来检测第一路径. 如果 $R_u^{(i)}$ 的幅度大于给定的门限值 λ_u , 可以认为是 $R_u^{(i)}$ 的相关峰值. 所有峰值对应的样值序号中最小值就是 $R_u^{(i)}$ 第一个峰值的位置. λ_u 是根据 q 个样值观察窗观察的最大 $R_u^{(i)}$ 幅度值进行设计的, 表达式如式(10), 其中衰减参数 $a \in (0,1)$ 将会影响 θ_u 的估计性能. 较大的 a 值可以提高抗干扰和噪声能力, 也会增加检测的误差尤其是在第一路径不是最强路径的时候. 而较小的 a 值使 λ_u 淹没在 $R_u^{(i)}$ 噪声和干扰项中. a 的最优值将通过仿真结果来进行描述.

$$\lambda_u = a \left(\frac{1}{I-1} \sum_{i=1}^I \max \{ |R_u^{(i)}(n)| \} \right), \quad n = 0, \dots, q-1 \quad (11)$$

由式(9), 在 $E_u^{(1)}$ 和 $E_u^{(2)}$ 中对应元素之间存在一个固定的相位差. 由于这个相位差与 ϵ_u 成比例, 可以简

单通过计算 $R_u^{(i)}$ 和 $R_u^{(i+1)}$ 之间的相位差来获取 CFO 的估计值 $\hat{\epsilon}_u$:

$$\hat{\epsilon}_u = \frac{1}{2\pi} \arg \left(\frac{1}{I-1} \sum_{i=1}^{I-1} (R_u^{(i)})^H \cdot R_u^{(i+1)} \right), \quad u = 1, \dots, U \quad (12)$$

为了体现改进算法的联合估计性能更优, 接下来进行了性能仿真.

3 性能仿真

对上面改进算法的性能进行仿真, 任意子载波分配 OFDMA 上行链路系统仿真参数如表 1 所示, B_w 为上行带宽, F_s 为采样频率, U 为同时激活的用户数, N 为子载波总数. CAZAC 序列参数 (Q, α) 设为 (2048,2047)和(512,511). 当小区半径为 $R=5\text{km}$ 时, 使用参数 (2048,2047)-CAZAC 序列, 而小区半径为 $R=0.3\text{km}$, 使用参数(512,511)-CAZAC 序列. 主要的仿真参数如表 1 所示.

表 1 仿真参数

用户数 U	4	子载波间隔	4kHz
子载波分配	任意	调制方式	QPSK
系统带宽 B_w	8MHz	编码方式	1/2 速率卷积
采样频率	8.96MHz	TU 信道多径数	6
符号速率	7.56M/s	训练块数	4

3.1 CFO 估计性能

利用 CFO 估计的归一化均方根误差(NRMSE)来衡量 CFO 估计性能, 表达式如下:

$$\text{NRMSE} = \sqrt{\frac{1}{KU} \sum_{b=1}^K \sum_{u=1}^U [(\hat{\epsilon}_u)_b - (\epsilon_u)_b]^2} \quad (13)$$

其中, K 是测试总数, U 为用户总数, $(\hat{\epsilon}_u)_b$ 为 $(\epsilon_u)_b$ 的估计值, $(\cdot)_b$ 表示测试下标序号. 在每一次测试中, 随机产生不同用户的 CFOs 和 TEs. 每个用户的 CFO 均匀分布在 $(-0.5,0.5)$, 而不同用户的 CFOs(或 TEs)都是相互独立的. NRMSE 是通过对所有用户进行 $K=10000$ 次蒙特卡罗测试的结果取平均来求得的.

三种 CFO 估计算法的 NRMSE 性能如图 3 所示. SAGE^[7], 利用(512, 511)-CAZAC 序列的原来算法和改进算法. 为了更准确地比较它们的 CFO 估计性能, 假设已经完成了理想的定时同步. 其中, $\text{SNR} = E_s / N_o$ (E_s 为每个接收训练符号的平均能量, N_o 为高斯白噪声的功率谱密度). 由图 3 可以明显看出改进算法优于

原来算法. 改进算法 CFO 估计性能稍微逊色于 SAGE (基于 ML 准则, 采用迭代交替映射算法来逼近 ML 估计) 的 CFO 估计性能, 把 SAGE 的仿真结果作为准最优参考. 然而, SAGE 的迭代过程极大增加了该算法的计算复杂度. 与 SAGE 相比, 改进算法实现了 CFO 估计和计算复杂度之间的美好折中. 与原来算法相比, 虽然信号的传输率有所降低, 但是改进算法的 CFO 估计精度提高了 15%, 这种牺牲是值得的.

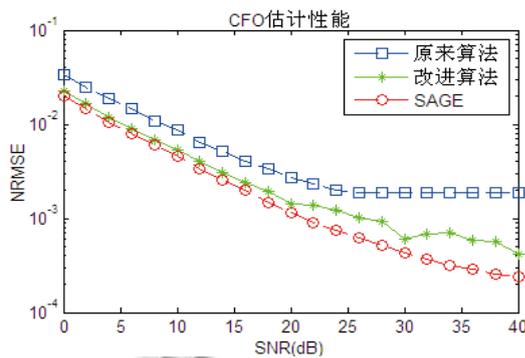


图 3 CFO 估计性能的比较

3.2 TE 估计性能和最佳衰减因子 a

同样利用估计的 NRMSE 来评价 TE 估计性能. 在估计的过程中, 随机产生不同用户的 CFOs 和 TEs, 每个用户的 TE 都是离散变量均匀分布在 $(0, \theta_{\max})$, 其中 θ_{\max} 表示为由采样间隔标准化的往返传播时延, $T_s = 1/F_s \approx 1.12e^{-7}s$ 为采样间隔. 当 $R=5\text{km}$ 时, 取 $\theta_{\max} \approx 298$ 和 $L=41$. 式(10)中, a 会直接影响 TE 的估计性能. TE 估计的 NRMSE 对应于 a 的关系如图 4 所示, 可以发现当 $U=4$, $\text{SNR}=0\text{dB}$, $R=5\text{km}$, (2048, 2047)-CAZAC 训练序列时, a 的最佳值为 0.65, 改进算法和原来算法的定时估计性能几乎相同.

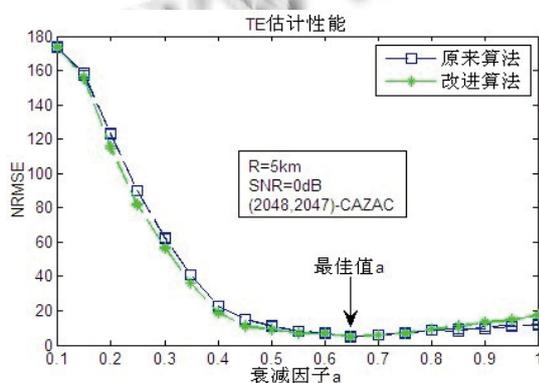


图 4 TE 估计性能

3.3 任意载波分配 OFDMA 上行链路提出同步算法的误比特率

建立任意载波分配 OFDMA 上行链路, 并测试它的误比特率来衡量提出的联合估计 CFOs 和 TEs 算法的有效性和可行性. 当所有的 CFOs $\in (-0.5, 0.5)$, TE 已经利用(2048,2047)-CAZAC 序列得到, 用基于频率补偿算法^[8]均方误差法(MMSE)来恢复所有用户的正交性. TE 的估计只是为了减低 CP 的长度和实现精确的定时同步. BER 性能仿真结果如图 5 所示, 通过不同算法的性能比较, 可以发现改进算法比原来的算法有更好的 BER 性能. 而且, 改进算法的 BER 曲线接近于基线.

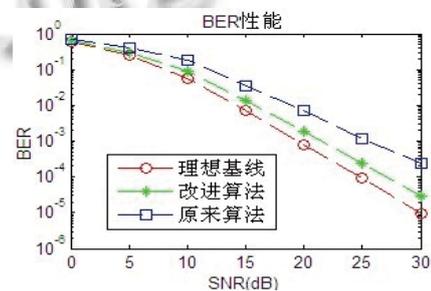


图 5 BER 性能

4 结语

本文利用 CAZAC 序列完美循环卷积自相关特性, 对一种任意载波分配 OFDMA 上行链路联合估计 CFOs 和 TEs 同步参数算法进行改进, 增加训练序列的块数. 虽然传输效率轻微降低了, 但是 OFDMA 系统上行链路的 CFO 估计性能和 BER 性能都得到了提高, 所以这样的牺牲是值得的. 理论推导和仿真表明: 该算法比原来算法具有更好的估计性能和实际应用.

参考文献

- 1 Morelli M. Timing and frequency synchronization for the uplink of an OFDMA system. IEEE Trans. Commun., 2004, 52(2): 296–306.
- 2 Pun MO, Morelli M, Kuo CCJ. Maximum-likelihood synchronization and channel estimation for OFDMA uplink transmissions. IEEE Trans. Commun., 2006, 54(4): 726–736.
- 3 Fessler JA, Hero AO. Space-alternating generalized expectation-maximization algorithm. IEEE Trans. Signal Process., 1994, 42(10): 2664–2677.
- 4 Cao Z, Tureli U, Yao YD. Deterministic multiuser carrier

(下转第 113 页)

中也能取得较好的推荐结果. 随着邻居用户数量的增加, 基于信任偏好的推荐方法的优势越来越明显, 得到的结果更加准确. 从整体上来说, 基于信任偏好的个性化推荐方法具有较好的推荐准确性.

5 结论

本文论述了信任在个性化推荐系统中的应用情况以及现有系统的不足之处, 在此基础上提出基于信任偏好的个性化推荐算法, 解决传统协同过滤模型的冷启动、稀疏性和推荐准确性等问题, 以提高推荐结果的准确性. 最后, 用实验方法验证了此推荐方法的有效性.

参考文献

- 1 Massa P, Avesani P. Trust Metrics in Recommender Systems. *Human-Computer Interaction Series*, 2009: 259–285.
- 2 张富国, 徐升华. 基于信任的电子商务推荐多样性研究. *情报学报*, 2010, 29(2): 350–355.
- 3 Zanette L, Motta LRC, Santoro FM, Elia M. A Trust-based Recommender System for Collaborative Networks. *Proc. of the 2009 13th International Conference on Computer Supported Cooperative Work in Design*. 2009. 197–202.
- 4 张秀杰, 朱克珊, 李钢. 基于标签、得分和偏好时效性的项目推荐方法. *计算机系统应用*, 2012, 21(3): 202–205.
- 5 Massa P. Trust-aware Decentralized Recommender Systems [Ph.D. Thesis]. Italy: University of Trento, 2003.
- 6 Goldbeck J. Generating Predictive Movie Recommendations from Trust in Social Networks. *Int. Conf. on Trust Management*, Italy. 2006. 93–104.
- 7 Wang J, Yin J, Liu YZ, Huang CG. Trust-based Collaborative Filtering. *2011 Eighth International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery*. 2011. 2650–2654.
- 8 Scaler JB, Konstan JA, John Riedl. E-Commerce Recommendation Applications. *Data Mining and Knowledge Discovery*. 2001. 115–153.
- frequency offset estimation for interleaved OFDMA uplink. *IEEE Trans. Commun.*, 2004, 52(9): 1585–1594.
- 5 Pun MO, Morelli M, Kuo CCJ. Iterative detection and frequency synchronization for OFDMA uplink transmissions. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 2007, 6(2): 629–639.
- 6 Cao ZR, et al. Deterministic multiuser carrier-frequency offset estimation for interleaved OFDMA uplink. *IEEE Trans. on Communications*, 2004, 52(9): 1585–1594.
- 7 Pun M, et al. Maximum-likelihood synchronization and channel estimation for OFDMA uplink transmissions. *IEEE Trans. on Communications*, 2006, 54(4): 726–736.
- 8 Cao ZR, Tureli U, Yao YD. Frequency synchronization for generalized OFDMA uplink. *IEEE Global Telecommunication Conference, BLOBECOM 2004, 2007, 3: III-293-III-293*.
- 9 Cao Z, Tureli U, Yao Y. Deterministic multiuser carrier-frequency offset estimation for interleaved OFDMA uplink. *IEEE Trans. Commun.*, 2004, 52: 1585–1594.
- 10 Cao Z, Tureli U, Yao Y. Efficient structure-based carrier frequency offset estimation for interleaved OFDMA uplink. *Proc. 54th IEEE ICC Conf. Anchorage*. 2003. 3361–3365.
- 11 Sanguinetti L, Morelli M, Poor HV. Uplink Synchronization in OFDMA Spectrum-Sharing Systems. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2010, 58(5).
- 12 Proakis JG, Salehi M. *Digital Communications*. 5th ed., Beijing: Publishing House of Electronics Industry. 2012.

(上接第 135 页)