

OFDM 系统上行链路的一种载波偏差估计算法¹

边东明 冉崇森 仪新颖*

(解放军信息工程大学信息技术学院 郑州 45002)

*(解放军理工大学工程兵学院 南京 210007)

摘要: 通过分析 OFDM 信号的特点, 该文给出了 OFDM 系统上行链路的一种基于高倍钟采样的载波偏差估计算法. 与采用循环前缀的载波偏差估计算法相比, 该算法实现复杂度低, 算法精度高, 受用户子载波数目影响较小, 适宜于多用户 OFDM 系统. 计算机仿真表明该算法具有优良的性能, 优于采用循环前缀的载波偏差估计算法.

关键词: 载波偏差估计, 载波同步, OFDM, 上行链路

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)06-0864-07

A Carrier Frequency Offset Estimation Algorithm for Uplink of OFDM Systems

Bian Dong-ming Ran Chong-sen Yi Xin-ying*

(PLA University of Information and Engineering, Zhengzhou 45002, China)

*(PLA University of Science and Technology, Nanjing 210007, China)

Abstract By analyzing the OFDM signal, a carrier frequency offset estimation algorithm for uplink of OFDM systems is proposed. The algorithm with high accuracy can be implemented easily, and the performance of the algorithm is almost not affected by the sub-carrier number per user, which makes the algorithm suit for the multi-user OFDM system. The simulation shows that the algorithm has a better performance than the algorithm based on cyclic prefix.

Key words Carrier frequency offset estimation, Carrier synchronization, OFDM, Uplink

1 引言

OFDM 子载波的正交性可以直接用来区分多用户, 已经应用于欧洲的 UMTS、WLAN's, 被 IEEE802.11a, HyperLAN II 等标准所采纳, 并逐渐成为第四代移动通信和未来无线局域网的核心技术.

在多用户 OFDM 系统内, 一个 OFDM 符号包含多个用户的信号, 在这种系统的上行链路中, 用户必须在时间和频率上对齐来维持子载波间的正交性. OFDM 利用载波的正交性克服子载波间的干扰, 对载波偏差十分敏感. 文献 [1] 表明载波偏差的影响表现为 3 个方面: (1) FFT 输出信号幅度减小; (2) 用户的频率不同步造成子载波正交性损失, 产生 ICI; (3) 造成子载波相位旋转, 可以部分地通过信道估计来克服. 文献 [2] 对多用户 OFDM 系统地分析表明, 为了维持大于 30dB 的信干比, 频率准确度必须在 1%-2% 的载波间隔范围内, 所以载波偏差估计和同步是现在研究的一个重点.

大量文献对载波偏差同步进行了研究, 但主要针对广播信道或者下行链路信道, 通过循环前缀、插入导频序列、虚载波或者二阶、高阶统计量来实现载波偏差的估计. 上行链路因为一个 OFDM 符号包含多个参数各不相同的多个用户信号, 所以其载波偏差的同步更具有挑战性. 文

¹ 2002-12-20 收到, 2003-04-21 改回

献 [3] 给出了一种基于循环前缀的载波偏差估计算法, 但算法受数据、噪声和信道的影响较大, 算法的工作信噪比高, 估计精度低, 波形成形和循环前缀样点数对算法性能的影响比较大 [4], 同时每个用户的子载波数也直接影响算法的性能 [3]。文献 [5] 给出了基于循环平稳的上行链路载波偏差估计算法, 需要大量样本, 算法实现复杂度高, 而其它采用插入导频序列的载波偏差估计算法, 减小了系统有效的传输速率。

在分析 OFDM 信号的基础上, 本文结合文献 [3] 提出的采用滤波器分离多用户的策略, 针对载波偏差估计精度低、算法性能受用户子载波数影响大的问题, 给出一种上行链路的载波偏差估计算法。该算法针对分离多用户后的高倍钟采样序列进行处理, 将处理后的信号按照二倍钟采样分为奇、偶序列, 利用载波偏差在奇、偶序列上引起的相位差来估计载波偏差, 经过公式推导, 给出时域实现的载波偏差估计算法。该算法估计精度高, 受定时同步误差影响小, 同时克服了调制信息和载波偏差对算法的影响, 在不同的载波偏差下算法的估计精度一致。第 2 节导出了载波偏差估计算法; 算法性能分析和计算机仿真结果在第 3 节中给出; 第 4 节总结全文。

2 信号模型和算法推导

为了实现多用户的同步, 文献 [3] 给出了多用户 OFDM 系统中的上行链路同步机制: 基站接收机首先采用滤波器分离多用户信号, 估计每个用户的时频偏差, 然后通过下行链路将这些参数传递给用户, 用户根据接收到的参数来调整自己的发射参数达到系统同步。为了进一步消除残余载波偏差的影响, 我们可以在基站接收机 FFT 处理后采用文献 [6] 给出的一种载波偏差前向校正的算法来分别校正每个用户的载波偏差的影响, 同时采用下行链路预同步上行链路, 保证上行链路参数只存在较小的偏差 [7]。

根据文献 [1-7], 考虑信道载波频率偏差 f_c 和相位偏差 θ_c 的影响, 在基站 OFDM 解调器, 采用理想滤波器分离的第 n 个用户去循环前缀后的第 i 个接收符号可以表示为

$$r_{i,n}(t) = e^{j(2\pi f_c t + \theta_c)} \sum_{k \in \psi_n} a_{i,k} H_{i,k} e^{j2\pi f_k t} + w(t) \quad (1)$$

这里 $a_{i,k}$ 表示在第 i 个时隙第 k 个子载波发射的数据, $H_{i,k}$ 代表在第 i 个时隙与第 k 个子载波 f_k 对应的信道传输函数, $f_k = k/T$, T 为有效的 OFDM 符号长度, ψ_n 为第 n 个用户使用的子载波, $w(t)$ 是复的 AWGN 过程。

考虑到用户未使用的子载波等效为传输信号功率为 0, 即 $a_k = 0$, 故不失一般性, 下面论述中我们不考虑用户和 OFDM 符号编号, 这时采样后的接收信号可以表示为

$$r(n) = e^{j(\frac{2\pi}{N} n \epsilon + \theta_c)} \sum_{k=0}^{N-1} a_k H_k e^{j\frac{2\pi}{N} n k} + w(n) \quad (2)$$

其中 $\epsilon = T f_c = N f_c / f_s$, $f_s = N/T$ 为系统的采样速率, $w(n)$ 为 $w(t)$ 的采样, 其余符号与式 (1) 的相应符号一致。

与文献 [8] 类似, 接收信号进行二倍钟采样, 同时将得到的采样序列根据顺序分为奇、偶序列: $\{r_n^o\}$ 和 $\{r_n^e\}$, 根据式 (2), 同时为了表达简洁, 忽略噪声项, 两序列可分别表示为

$$r_n^o = e^{j(\frac{2\pi}{N} \epsilon n + \theta_c)} \sum_{k=0}^{N-1} a_k H_k e^{j\frac{2\pi}{N} n k} \quad (3)$$

$$r_n^e = e^{j(\frac{2\pi}{N} \epsilon (n+1/2) + \theta_c)} \sum_{k=0}^{N-1} a_k H_k e^{j\frac{2\pi}{N} k (n+1/2)} \quad (4)$$

相应的两个相邻奇偶采样序列的共轭乘可以表示为 (* 表示复共轭)

$$r_n^e \cdot r_n^{o*} = e^{-j\frac{\pi f_s}{N}} \sum_{k=0}^{N-1} a_k H_k e^{j\frac{2\pi}{N}k(n+1/2)} \left[\sum_{k=0}^{N-1} a_k H_k e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \right]^* \quad (5)$$

根据傅氏变换的相关性质, 我们可以知道:

$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^{N-1} r_n^e r_n^{o*} &= \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\frac{\pi f_s}{N}} \sum_{k=0}^{N-1} a_k H_k e^{j\frac{2\pi}{N}k(n+1/2)} \left[\sum_{k=0}^{N-1} a_k H_k e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \right]^* \\ &= N e^{-j\frac{\pi f_s}{N}} \sum_{k=0}^{N-1} |a_k H_k|^2 e^{j\frac{\pi}{N}k} \end{aligned} \quad (6)$$

根据相关参考文献 [1-3] 和前面的介绍, 各用户一方面通过基站反馈的参数调整上行链路, 使得各用户同步于基站 FFT 处理块, 同时系统采用时分双工 (TDD) 方式, 使上行链路和下行链路具有严格的相关性. 用户利用接收到的下行链路信息实现参数初始同步, 并根据下行链路的信道估计对上行链路信道进行预畸变, 保证基站接收的上行链路信道为一平坦信道, 也就是说各用户到达基站的信号是平坦衰落信号. 显然, 这时 H_k 仅与基站接收机采用的分离多用户的滤波器有关, 在系统设计时可以直接得到, 所以我们可以采用式 (6) 来实现上行链路的载波偏差估计.

考虑到各子载波的数据调制方式为 PSK 调制, 即 $|a_k| = 1$, 故有

$$\hat{f}_c = -\frac{\hat{\epsilon}}{T_{\text{sub}}} = -\frac{N}{\pi T_{\text{sub}}} \arg\left(\sum_{k=0}^{N-1} |H_k|^2 e^{-j\frac{\pi}{N}k} \sum_{n=0}^{N-1} r_n^o r_n^{e*} \right) = -\frac{f_s}{\pi} \arg\left(\sum_{k=0}^{N-1} |H_k|^2 e^{-j\frac{\pi}{N}k} \sum_{n=0}^{N-1} r_n^o r_n^{e*} \right) \quad (7)$$

3 算法性能分析

根据前面的推导知, 本算法将 OFDM 符号作为一个整体进行考虑, 通过时域的二倍钟采样奇偶序列的载波偏差等效相位差来估计载波偏差, 消除了调制信息的影响, 使得算法与调制信息无关, 是一种盲载波偏差估计算法. 根据式 (6) 和式 (7), 为了消除延时导致的频域信号相位旋转带来的影响, 我们在载波偏差计算的累加中采用准相干累加, 算法的性能有所损失. 附录中给出了载波偏差算法的性能闭式:

$$E(\xi^2) = \frac{f_s^2}{K K^* \pi^2 \text{SNR}} \sum_{k=0}^{N-1} |H_k|^2 \quad (8)$$

为了验证算法性能和可行性, 这里我们对算法进行了计算机仿真, 根据文献 [3], 在仿真中, 我们采用理想低通滤波器和多相滤波器两种策略进行多用户分离. 图 1 给出了以系统载波频率范围 f_s 为归一化因子的算法性能曲线, 总载波数为 64, 循环前缀为 16, 实线表示用户子载波数为 16 时本文算法和文献 [3] 提供的基于循环前缀算法的计算机仿真曲线; 而虚线表示用户子载波数为 64 时两种算法的计算机仿真曲线. 从计算机仿真曲线我们可以看出: 用户占用全部载波时, 两算法的性能相当, 而随着载波数的减少, 本文算法的性能明显优于文献 [3] 的算法. 这主要因为随着载波数的减少, 一方面循环前缀的相关性减弱 [2], 另一方面信号能量降低, 所以文献 [3] 的算法性能降低. 而本文算法由于利用整个 OFDM 符号进行运算, 不存在相关性减弱这个问题, 同时由于用户载波数的减少, 载波数之间的相关性增强, 部分地抵消了由

于用户载波数减少的影响, 所以算法性能减小不大, 根据附录中用户子载波数为 M 时算法表达式 (A5), 我们也可以得到这个结论。

根据式 (5), (6), 我们的算法将载波偏差等效为相邻奇偶样点之间的相位差, 与频域实现算法不同, 该算法通过相邻奇偶序列共轭乘消除了载波偏差对算法的影响, 所以算法与载波偏差无关。根据文献 [1-3], 下行链路同步上行链路, 上行链路的载波偏差很小, 一般认为无载波偏差。根据系统设计, 这里采用 64 个子载波, 每个用户 32 个子载波, 包括 2 个空子载波作为保护频带。图 2 给出了载波偏差在 0, 0.4, 1.0, 2.0 个子载波间隔时算法的性能曲线, 这组性能曲线

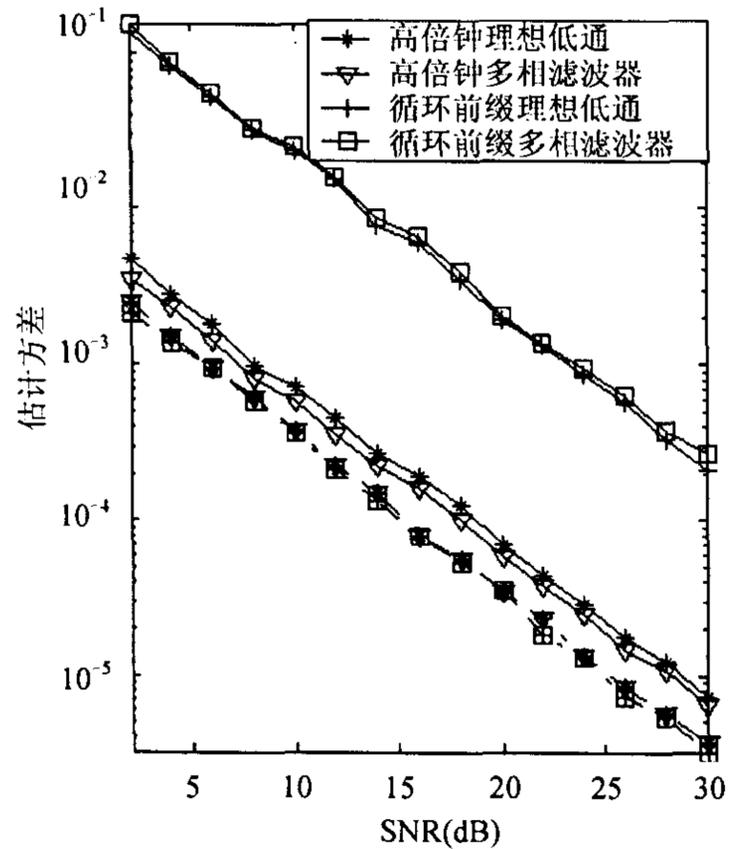


图 1 用户不同子载波数算法性能曲线

也明确显示算法与载波偏差无关。由于在接收端我们假设接收信号无载波偏差来处理的, 所以存在载波偏差时, 信道模型不匹配, 根据式 (7) 我们可以知道这时存在估计偏差, 也就是说这时的载波偏差估计为有偏估计, 但由于系统模型固定, 估计偏差为固定偏差, 可以通过加权系数进行纠正, 对算法的性能没有影响。图 3 采用和图 2 相同的仿真条件, 给出了信噪比为 20dB 时采用理想低通滤波器和多相滤波器分离用户的载波偏差估计曲线, 从图 3 中也可以看出随着实际载波偏差的增大, 算法对载波偏差的估计偏差也增大, 相对于采用理想低通滤波器分离多用户, 采用多相滤波器算法的偏差比较大, 这主要是因为存在载波偏差时信道模型具有较大的误差。

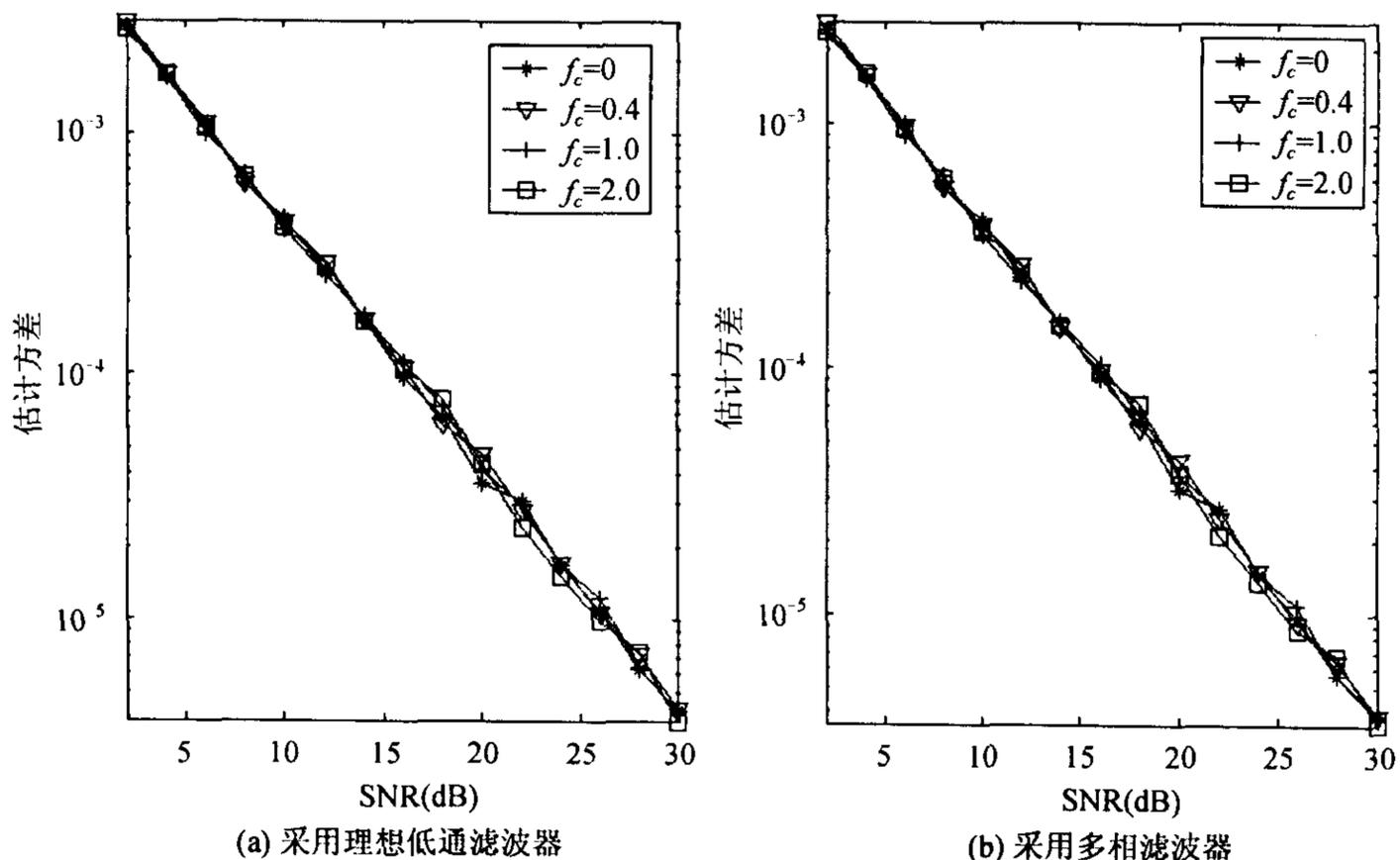


图 2 不同载波偏差下算法性能

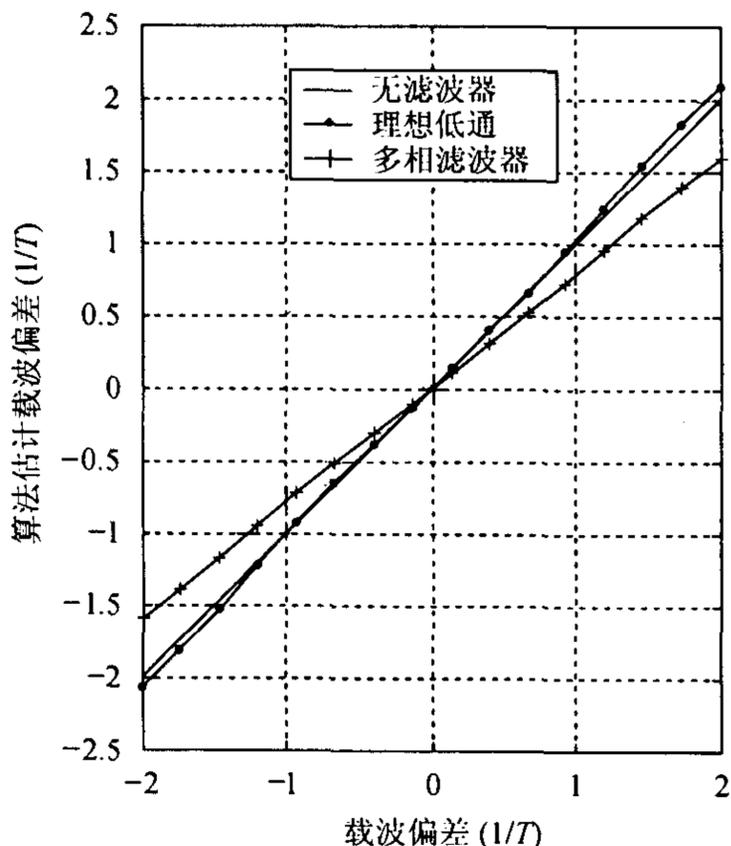


图 3 不同载波偏差下算法估计均值

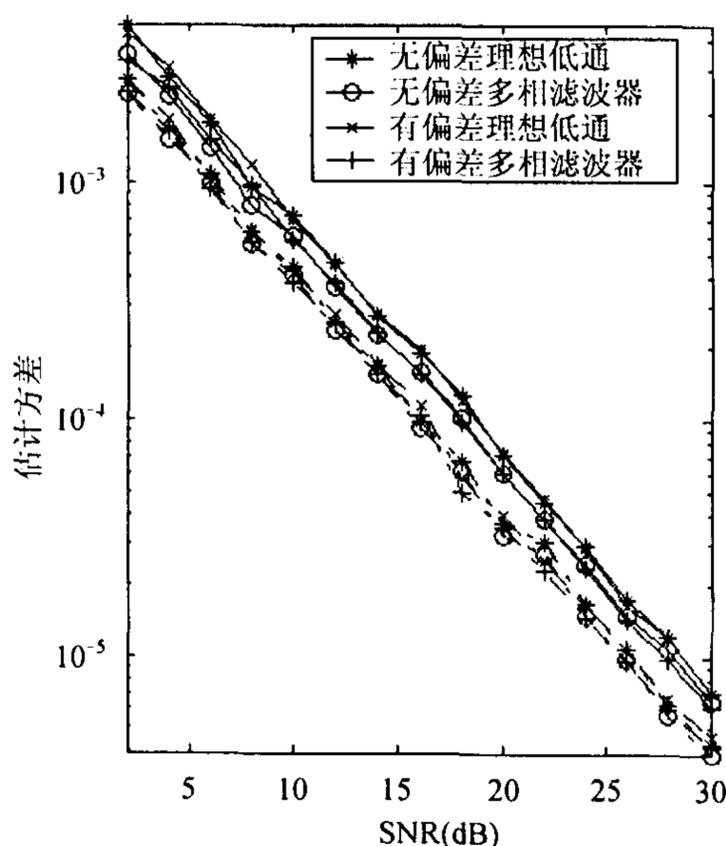


图 4 定时偏差对算法的影响

文献 [3] 指出：采用循环前缀的算法由于其循环前缀似然函数的特性，存在定时估计偏差，对采用循环前缀的载波偏差估计算法存在一定的影响，文献 [9] 明确指出是定时偏差而不是信道类型在采用循环前缀的载波偏差估计算法的性能损失中起主要作用。与循环前缀算法相比，本文提出的载波偏差估计算法由于采用 OFDM 符号进行载波偏差估计，与循环前缀无关；同时系统添加的循环前缀保证在定时偏差不大于循环前缀与信道冲击响应长度的差值时，信道为无 ISI 信道，所以在一定的定时偏差范围内，载波偏差估计算法不受定时偏差影响。图 4 给出的总载波数为 64，定时偏差分别为 0, 1 个采样时的计算机仿真曲线也说明了这个问题，其中实线表示用户子载波数为 16，而虚线为 32。

4 结论

本文提出了多用户 OFDM 系统上行链路的一种载波偏差估计算法，该算法针对多用户分离后的信号，利用载波偏差在奇、偶序列上的时延相位差来估计载波偏差，是一种时域实现算法。与频域实现算法相比，算法克服了载波偏差和调制数据的影响；算法将 OFDM 符号作为一个整体，充分利用了信号的有效能量，其估计精度高于文献 [3] 给出的采用循环前缀的载波偏差估计算法；同时，计算机仿真结果也表明该算法估计精度不受载波偏差和调制数据的影响，算法性能受用户占有子载波数的影响较小，适宜于多用户 OFDM 系统的载波偏差估计；此外，算法直接利用信号采样进行计算，实现复杂度低。

附录

算法性能分析

根据傅氏变换性质，结合式 (2)，我们可以将式 (3), (4) 改写为

$$r_n^o = e^{j(\frac{2\pi}{N}\epsilon n + \theta_c)} \left[\sum_{k=0}^{N-1} a_k H_k e^{j\frac{2\pi}{N}nk} + u(n) \right] \tag{A1}$$

$$r_n^e = e^{j(\frac{2\pi}{N}\epsilon(n+1/2) + \theta_c)} \left[\sum_{k=0}^{N-1} a_k H_k e^{j\frac{2\pi}{N}k(n+1/2)} + v(n) \right] \tag{A2}$$

其中 $u(n) = e^{-j(\frac{2\pi}{N}\epsilon n + \theta_c)}w(n)$ 对应奇序列噪声采样, $v(n) = e^{-j(\frac{2\pi}{N}\epsilon(n+1/2) + \theta_c)}w(n)$ 对应偶序列噪声采样, 根据随机信号特性, $u(n)$, $v(n)$ 和 $w(n)$ 具有相同的统计特性. 令 $n_{1k} = e^{-j\frac{\pi}{N}k} \text{DFT}(v(n))$, $n_{2k} = \text{DFT}(u(n))$, 显然, n_{1k} , n_{2k} 也具有相同的统计特性, 式 (5) 可以改写为

$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^{N-1} r_n^e r_n^{o*} &= \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\frac{\pi}{N}\epsilon n} \left[\sum_{k=0}^{N-1} a_k H_k e^{j\frac{2\pi}{N}k(n+1/2)} + u(n) \right] \left[\sum_{k=0}^{N-1} a_k H_k e^{j\frac{2\pi}{N}kn} + v(n) \right]^* \\ &= e^{-j\frac{\pi}{N}\epsilon} \sum_{k=0}^{N-1} [(a_k H_k + n_{1k})(a_k H_k + n_{2k})^* e^{j\frac{\pi}{N}k}] \end{aligned} \quad (\text{A3})$$

根据式 (A3), (7), 我们可以得到算法的估计偏差为

$$\begin{aligned} \xi &= \hat{f}_c - f_c = \frac{f_s}{\pi} \arg \left(e^{j\frac{\pi}{f_s} f_c} \sum_{k=0}^{N-1} |H_k|^2 e^{-j\frac{\pi}{N}k} \sum_{n=0}^{N-1} r_n^e r_n^{o*} \right) \\ &= \frac{f_s}{\pi} \arg \left\{ \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |H_k|^2 e^{-j\frac{\pi}{N}k} \sum_{n=0}^{N-1} [(a_k H_k + n_{1k})(a_k H_k + n_{2k})^* e^{j\frac{\pi}{N}k}] \right\} \\ &= \frac{f_s}{\pi} \arg \left\{ \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |H_k|^2 e^{-j\frac{\pi}{N}k} \sum_{n=0}^{N-1} (|a_k H_k|^2 + a_k^* H_k^* n_{1k} + a_k H_k n_{2k}^* + n_{1k} n_{2k}^*) e^{j\frac{\pi}{N}k} \right\} \end{aligned} \quad (\text{A4})$$

这里令 $K = \sum_{k=0}^{N-1} |H_k|^2 e^{-j\frac{\pi}{N}k}$, 当 $\text{SNR} = \frac{E_s}{\delta^2} \gg 1$ (E_s 为信号能量, δ^2 为噪声功率) 时, $n_{1k}, n_{2k} \ll |H_k|$, 所以忽略 $n_{1k} n_{2k}^*$ 的影响, 这时式 (A4) 可以简化为

$$\begin{aligned} \xi &\cong \frac{f_s}{\pi} \arg \left\{ \frac{K}{N} \left[K^* + \sum_{k=0}^{N-1} (a_k^* H_k^* n_{1k} + a_k H_k n_{2k}^*) e^{j\frac{\pi}{N}k} \right] \right\} \\ &= \frac{f_s}{\pi} \arg \left\{ \frac{K K^*}{N} \left[1 + \frac{1}{K^*} \sum_{k=0}^{N-1} (a_k^* H_k^* n_{1k} + a_k H_k n_{2k}^*) e^{j\frac{\pi}{N}k} \right] \right\} \\ &\cong \frac{f_s}{\pi} \text{Im} \left\{ \frac{1}{K^*} \sum_{k=0}^{N-1} (a_k^* H_k^* n_{1k} + a_k H_k n_{2k}^*) e^{j\frac{\pi}{N}k} \right\} \end{aligned} \quad (\text{A5})$$

故算法的估计方差为

$$\begin{aligned} E(\xi^2) &= \frac{f_s^2}{\pi^2} \frac{1}{2K K^*} E \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (a_k^* H_k^* n_{1k} + a_k H_k n_{2k}^*) e^{j\frac{\pi}{N}k} \right. \\ &\quad \left. \times \left[\sum_{k=0}^{N-1} (a_k^* H_k^* n_{1k} + a_k H_k n_{2k}^*) e^{j\frac{\pi}{N}k} \right]^* \right\} \\ &= \frac{f_s^2}{K K^* \pi^2} \frac{1}{\text{SNR}} \sum_{k=0}^{N-1} |H_k|^2 \end{aligned} \quad (\text{A6})$$

假设用户的子载波数为 M , 单位信道幅度为 $|H_k| = 1$, $I_m \leq k < I_m + M$, I_m 为该用户的第一个子载波编号, 其余子载波对应信道幅度为 0, 这里

$$\begin{aligned}
 KK^* &= \sum_{k=0}^{N-1} |H_k|^2 e^{j\frac{\pi}{N}k} \sum_{k=0}^{N-1} |H_k|^2 e^{-j\frac{\pi}{N}k} = \sum_{k=I_m}^{I_m+M-1} e^{j\frac{\pi}{N}k} \sum_{k=I_m}^{I_m+M-1} e^{-j\frac{\pi}{N}k} \\
 &= \frac{\sin^2[M\pi/(2N)]}{\sin^2[\pi/(2N)]}
 \end{aligned} \tag{A7}$$

将式 (A7) 带入式 (A6) 中, 我们可以得到算法性能的函数表达式:

$$\begin{aligned}
 E[(\hat{f}_c - f_c)^2] &= E(\xi^2) = \frac{f_s^2}{KK^*\pi^2} \frac{M}{\text{SNR}} = \frac{f_s^2}{\pi^2} \frac{M}{\text{SNR}} \frac{\sin^2[\pi/(2N)]}{\sin^2[M\pi/(2N)]} \\
 &\xrightarrow{N \gg 1} \frac{Mf_s^2}{4N^2 \cdot \text{SNR} \sin^2[M\pi/(2N)]}
 \end{aligned} \tag{A8}$$

参 考 文 献

- [1] Van de Beek J J, Sandell M, Börjesson P O. ML estimation of timing and frequency offset in OFDM systems. *IEEE Trans. on SP*, 1997, 45(7): 1800-1805.
- [2] Wei L, Schlegel C. Synchronization requirements for multi-user OFDM on satellite mobile and two-path Rayleigh-fading channels. *IEEE Trans. on Comm.*, 1995, 43(2/3/4): 887-895.
- [3] Van de Beek J J, Börjesson P O, Marie-Laure Boucheret, A time and frequency synchronization scheme for multiuser OFDM. *IEEE Trans. on SAC*, 1999, 17(11): 1900-1914.
- [4] Dusan Matic, Ton A. J. R. M. Coenen, Frits C. Schoute, Ramjee Prasad. OFDM timing synchronization—Possibilities and limits to the usage of the cyclic prefix for maximum likelihood estimation. *VTC'99 Fall*, Amsterdam, Sep. 1999, Vol.2: 668-672.
- [5] Helmut bolcskei. Blind high-resolution for uplink synchronization of OFDM-based multiple access schemes. *IEEE ICASSP'99*, Phoenix, USA, Mar. 1999, Vol.5: 2749-2752.
- [6] Jihoon Choi, Changoo Lee, Hae Won Jung, Yong Hoon Lee. Carrier frequency offset compensation for uplink of OFDM-FDMA systems. *IEEE Comm. Letters*, 2000, 4(12): 414-416.
- [7] Samir Kapoor, Daniel J. Marchok, Yih-Fang Huang. Pilot assisted synchronization for wireless OFDM systems over fast time varying fading channels. *Proc. VTC'98*, Ottawa, May 1998, Vol.4: 2077-2088.
- [8] Ji Sung Oh, Young Mo Chung, Sang Uk Lee. A carrier synchronization technique for OFDM on the frequency-selective fading environment. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference'96*, 1996, vol.46: 1574-1578.
- [9] Navid Lashkarian, Sayfe Kiaei. Class of cyclic-based estimators for frequency-offset estimation of OFDM systems. *IEEE Trans. on Comm.*, 2000, 48(12): 2139-2149.

边东明: 男, 1975 年生, 博士生, 主要研究方向为移动通信系统、软件无线电和载波同步。
 冉崇森: 男, 1939 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为无线局域网、移动通信系统。
 仪新颖: 女, 1977 年生, 讲师, 主要研究方向为计算机仿真。