

一种适用于 OFDM-TDMA 系统的载波频率偏移估计算法¹

刘 刚 葛建华 刘 培 郭 漪

(西安电子科技大学综合业务网国家重点实验室 西安 710071)

摘 要: 该文提出了一种适用于 OFDM-TDMA 系统的载波频率偏移盲估计算法, 它利用 OFDM 载波信道间内在的正交性, 寻找与最小估计均方误差相对应的频偏来校正系统的频率偏移. 通过计算机仿真表明, 这种算法在频率选择性衰落信道下具有高的估计精度, 且适用于时变环境下的频偏跟踪.

关键词: OFDM-TDMA, 载波频率偏移, 均方误差, 误比特率

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)06-0876-06

A Carrier Offset Estimation Algorithm for OFDM-TDMA System

Liu Gang Ge Jian-hua Liu Pei Guo Yi

(National Key Lab of ISN, Xidian Univ. Xi'an 710071, China)

Abstract In this paper, a carrier offset estimation algorithm for OFDM-TDMA system is presented by taking advantage of the inherent orthogonality among OFDM subchannels. The simulation results illustrate that the algorithm offers a higher accuracy in the frequency-selected fading channel and fits the carrier tracking in time-variant environments.

Key words OFDM-TDMA, Carrier frequency offset, MSE, BER

1 引言

OFDM 技术以其高的带宽利用率及强的抗多径干扰能力成为实现无线信道高速数据传输最具希望的解决方案之一, 具有广阔的研究和发展前景. 然而 OFDM 对频率偏移尤其敏感, 频偏会破坏载波间的正交性, 导致解调不能准确完成, 从而带来严重的误码, 因此估计载波频率偏移是 OFDM 系统设计中的一项重要任务. 通常的频偏估计方法有基于导频符号、基于循环扩展的保护间隔以及盲估计等等. 利用导频符号或者训练序列是通信系统中常见的做法, 这会导致频带和功率资源的浪费; 利用保护间隔的最大似然估计 ML 算法, 由于它是在理想信道中完全同步的情况下提出的, 因而在多径衰落环境中性能较差, 且估计均方误差在高信噪比下呈现平板效应^[1].

本文提出一种适用于 OFDM-TDMA 系统的频率偏移盲估计算法, 它利用处于深衰落而被系统丢弃的载波信道与数据载波信道间内在的正交性来估计频偏. 由于它不需要导频数据或周期性发送训练序列, 从而频带利用率较高, 同时, 通过计算机仿真表明该算法较传统的 ML 算法更适于多径衰落环境.

2 系统模型

假设 OFDM-TDMA 系统可容纳 4 个用户, 且各个用户占用 OFDM 符号数目相等, 系统下行链路帧结构如图 1 所示, 图中 64 个 OFDM 符号构成一帧, 起始的 4 个符号为帧隔离信号、帧同步信号, 其余 60 个符号平均分给各用户. 在实际中, 各用户占用的 OFDM 符号数目并非相同, 随业务需求的变化而改变.

¹ 2002-11-02 收到, 2003-10-15 改回

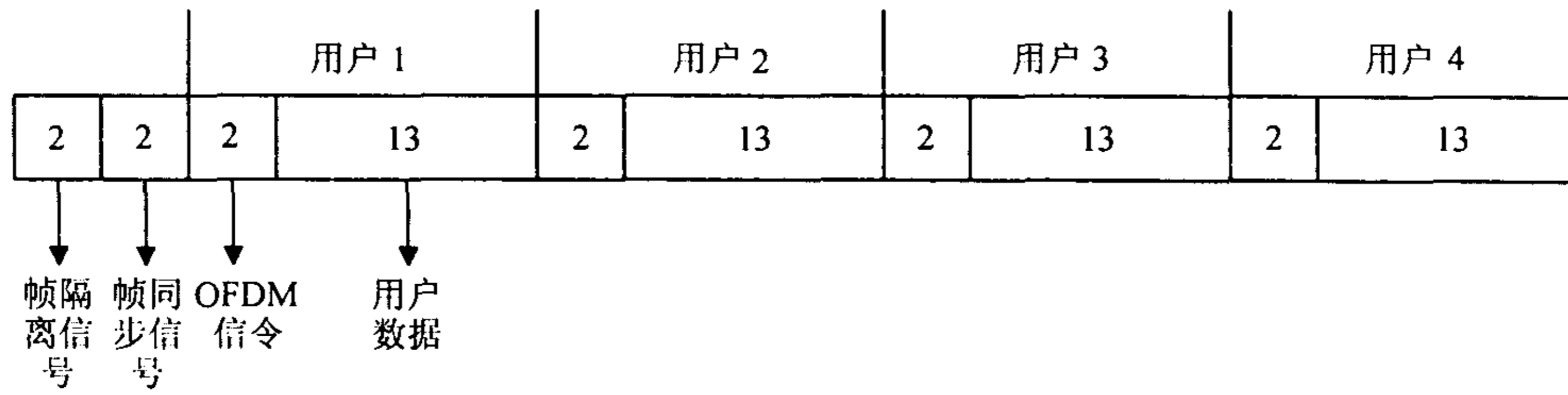


图 1 OFDM-TDMA 系统下行链路帧结构示意图

频率选择性衰落信道中, OFDM 系统各子载波经历着不同的衰落, 其中一部分载波由于严重畸变从而没有足够的能量传送信息. OFDM-TDMA 系统根据当前载波能量, 选取良好的载波来传输信息, 由于避免使用较差载波信道, 从而减少了畸变载波对系统 BER 性能的影响. 本文将讨论在上述 OFDM-TDMA 系统中下行链路的载波频率偏移估计算法.

3 频偏估计算法

3.1 信号模型

假设 OFDM 符号由 $N + L$ 个采样点组成, N 为正交载波个数, L 为保护间隔的长度. 系统根据当前的信道状态信息, 选取第 a_0, a_1, \dots, a_{M-1} 个载波传输信息数据, 称这 M 个载波为有用载波, 其序号集合记为 $A = \{a_0, a_1, \dots, a_{M-1}\}$, 其余 $N - M$ 个载波不承载任何信息, 称之为空载波, 其序号集合记为 B . 集合 A, B 满足关系式: $A \cup B = [0, N - 1]$.

基站发送的第 p 个 OFDM 符号在 n 时刻的信号表达式为

$$x(p, n) = \sum_{k=0}^{M-1} d_k e^{j(2\pi/N)a_k n}, \quad n \in [-L, N - 1], \quad a_k \in A \quad (1)$$

d_k 为信息数据, 对应的矢量表达式为

$$\mathbf{X}(p) = \mathbf{W}_a \mathbf{d}(p)$$

$$\mathbf{W}_a = \begin{bmatrix} W_N^{0a_0} & W_N^{0a_1} & \dots & W_N^{0a_{M-1}} \\ W_N^{1a_0} & W_N^{1a_1} & \dots & W_N^{1a_{M-1}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W_N^{(N-1)a_0} & W_N^{(N-1)a_1} & \dots & W_N^{(N-1)a_{M-1}} \end{bmatrix}, \quad W_N^{nk} = e^{j2\pi nk/N} \quad (2)$$

假设用户 k 与基站间基带等效信道冲激响应为 $h(t)$, 系统定时偏移为 τ , 载波频率偏移为 Δf , 信息传输速率为 $1/T$, 加性高斯白噪声为 $n(t)$, 则用户 k 的接收信号为

$$y(t) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-L}^{N-1} x(p, n) h(t - \tau - p(N + L)T - nT) e^{j2\pi \Delta f t} + n(t) \quad (3)$$

经采样后的信号表达为

$$y(q, i) = e^{j2\pi \bar{v}(q(N+L)+i-\bar{\tau})} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-L}^{N-1} \sum_{k=0}^{M-1} d_k e^{j(2\pi/N)a_k n} \times h((q-p)(N+L)T + (i-n)T - \tau) + n(q, i), \quad \bar{v} = \Delta f T, \quad \bar{\tau} = \tau/T \quad (4)$$

假设系统已定时同步, 即 $\tau = 0$, 则式 (4) 可以进一步简化为

$$y(q, i) = e^{j2\pi\bar{\nu}(q(N+L)+i)} \sum_{k=0}^{M-1} \tilde{d}_k e^{j(2\pi/N)a_k i} + n(q, i) \quad (5)$$

其中 $\tilde{d}_k = d_k H(a_k)$, $H(l) = \sum_{r=0}^{L-1} h(r) e^{-j2\pi lr/N}$, $l \in [0, N-1]$. 与式 (5) 对应的矢量表达式为

$$\mathbf{y}(q) = \Phi \mathbf{W}_a \mathbf{H} \mathbf{d}(q) e^{j\Phi_0(q(N+L))} + \mathbf{n}(q) \quad (6)$$

其中 $\mathbf{H} = \text{diag}(H(a_0) \ H(a_1) \ \cdots \ H(a_{M-1}))$, $\Phi = \text{diag}(1, e^{j\Phi_0}, \dots, e^{j(N-1)\Phi_0})$, $\Phi_0 = 2\pi\bar{\nu}$.

3.2 频偏估计算法

若记 IDFT 矩阵 $\mathbf{W} = \begin{bmatrix} W_N^{00} & W_N^{01} & \cdots & W_N^{0(N-1)} \\ W_N^{10} & W_N^{11} & \cdots & W_N^{1(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W_N^{(N-1)0} & W_N^{(N-1)1} & \cdots & W_N^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix}$, 矩阵 \mathbf{W} 中的 $a_0, a_1, a_2,$

\cdots, a_{M-1} 共 M 个列向量组成 $\mathbf{W}_a = [\mathbf{w}_{a_0}, \mathbf{w}_{a_1}, \cdots, \mathbf{w}_{a_{M-1}}]$, 那么, 由矩阵 \mathbf{W} 的正交性可知, 矩阵 \mathbf{W} 中的其余 $N-M$ 个列向量与矩阵 \mathbf{W}_a 正交. 即, 若记第 $a_j (\in \mathbf{B})$ 个列向量为 \mathbf{w}_j , 则 $\mathbf{w}_j^H \mathbf{W}_a = 0, j \in [1, N-M]$.

由上, 当不考虑加性噪声时, 若载波频偏 $\Phi_0 = 0$, 由式 (6) 有

$$\mathbf{w}_j^H \mathbf{y}(p) = \mathbf{w}_j^H \mathbf{W}_a \mathbf{H} \mathbf{d}(p) = 0, \quad j \in [1, N-M] \quad (7)$$

若载波频偏 $\Phi_0 \neq 0$, 令 $\mathbf{Z} = \text{diag}(1, z, z^2, \cdots, z^{N-1})$, 则当且仅当 $z = e^{j\Phi_0}$ 时,

$$\mathbf{w}_j^H \mathbf{Z}^H \mathbf{y}(p) = \mathbf{w}_j^H \mathbf{Z}^H \Phi \mathbf{W}_a \mathbf{H} \mathbf{d}(p) = 0 \quad (8)$$

由此得到代价函数:

$$P(z, y) = \sum_{i=1}^{L'} \sum_{p=1}^K \mathbf{w}_i^H \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{y}(p) \mathbf{y}^H(p) \mathbf{Z} \mathbf{w}_i, \quad L' \leq N-M \quad (9)$$

其中 K 为选取的 OFDM 符号数目, L' 为选取正交向量的个数.

当且仅当 $z = e^{j\Phi_0}$ 时, $P(z, y) = 0$, 因此, 可以通过求 $P(z, y)$ 在单位圆上的最小值点来获得估计频偏 $\hat{\Phi}_0$. 上述算法可实现如下:

第 1 步 由接收的 K 个 OFDM 符号 $\mathbf{y}(p)$, 得到阶数为 $2(N-1)$ 的多项式函数 $P(z, y)$;

第 2 步 计算 $P(z, y)$ 在单位圆上的根, 其相位值即为估计的频偏 $\hat{\Phi}_0$. 当考虑到加性高斯白噪声时, 估计的频偏 $\hat{\Phi}_0$ 是代价函数 $P(z, y)$ 最小值点.

以上给出的频偏估计算法有如下优点:

(1) 适用范围广. 通常的估计算法频偏范围限制在载波频率间隔的 $1/2$ 以内, 而本算法适用于 $\bar{\nu} \in [0, N]$ 的情况, 即对频偏为载波频率间隔的小数倍以及整数倍都适用.

(2) 实现简单可行. 算法可以利用 LMS 算法自适应实现, 尤其适用于时变环境下的频偏跟踪. 图 2 为用户 k 的 OFDM 接收机结构原理图, 图示部分主要完成频偏跟踪与补偿任务.

(3) 估计精度可调. 算法最终归结为代价函数 $P(z, y)$ 在 $\|z\| = 1$ 条件下的最小值点的求解, 因此可以通过调整求解精度控制频偏估计精度, 在实现上, 就是调整单位圆上的抽样间隔 μ_f , 见图 2.

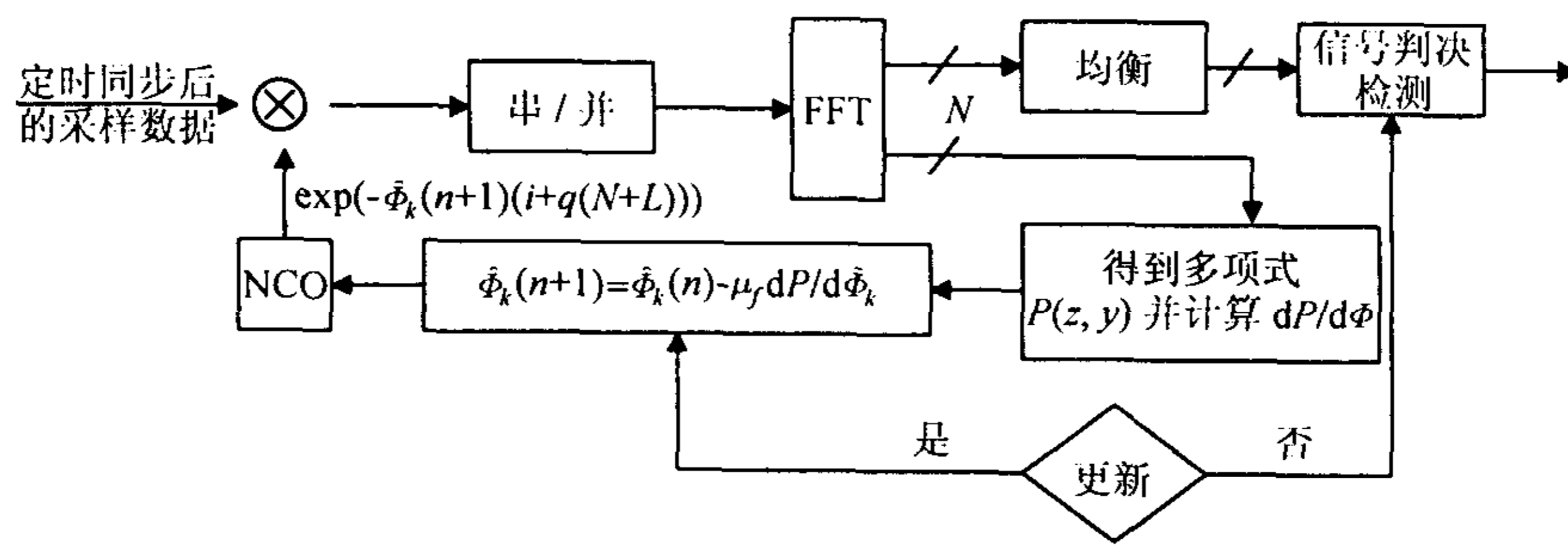


图 2 用户 k 的 OFDM 接收机结构

4 仿真结果

对上述频偏估计算法进行仿真实验，仿真参数如下：OFDM-TDMA 系统容纳用户数为 4，OFDM 载波数目为 $N = 64$ ，循环前缀长度 $L = 8$ ，数据采用 BPSK 相关调制。仿真中信道采用 8 节点时延线模型建立，各节点服从瑞利衰落且相互独立；归一化频偏 $\bar{\nu}$ 在 $[0, 0.5]$ 中任意选取，仿真结果如图 3 所示。

图 3(a), 3(b) 依次为算法归一化估计均方误差 - 信噪比 (NMSE-SNR) 曲线与系统误码率 - 信噪比 (BER-SNR) 曲线。图中的两条曲线分别表示系统采用固定信道分配、自适应信道分配方案时的算法性能，这里的固定信道分配是指系统固定地使用前 M 个子载波传输信息数据；自适应信道分配指系统根据当前载波能量大小自适应地选取最优的 M 个载波来传输数据，为了能及时地跟踪信道变化，每帧都要重新选取一次。（需要特别指出，在理想情况下，由于信道状态信息 (CSI) 已知，系统根据信道幅频响应对各子载波能量进行排序，从中选取最优的 M 个传输数据。在实际中，CSI 是未知的，必须由信道估计器给出）。容易看出，算法在频率选择性衰落信道下具有高的估计精度，同时当 OFDM-TDMA 系统采用自适应信道分配方案时，算法性能优于固定分配的情况，即算法更适于 OFDM-TDMA 自适应系统。

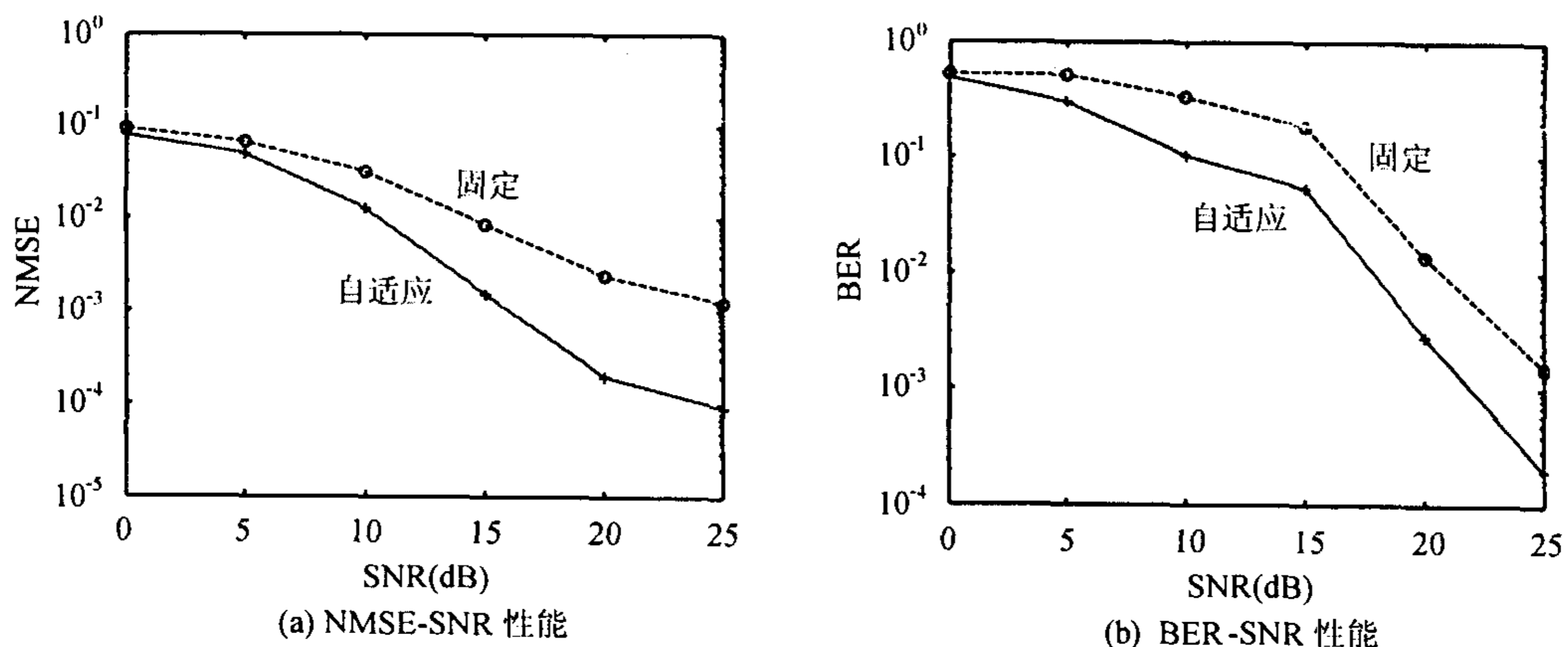


图 3 算法性能曲线

算法的性能与诸多因素有关，如单位圆上相位点的抽样间隔 μ_f ，采样 OFDM 符号数目 K 等等。图 4 给出了算法在不同抽样间隔 μ_f 下的 NMSE-SNR 曲线，可以看出，抽样间隔越小，

估计频偏越精确,且图中当 μ_f 小于0.01以后,NMSE-SNR曲线几乎重合.图5给出了采样符号数目 K 与估计均方误差的关系,随着采样符号数目的增多,频偏估计均方误差逐渐减小.这是因为采样OFDM符号数目 K 越多,得到的多项式函数 $P(z,y)$ 越可靠.

上述情况表明,通过减小单位圆上抽样间隔 μ_f ,或增大采样符号数目 K 都可以提高估计性能,但它们都是以增大计算复杂度为代价的.在实际的应用中,往往取实现复杂度与估计精度的折衷,通常情况下 K 取4, μ_f 取0.01即可.

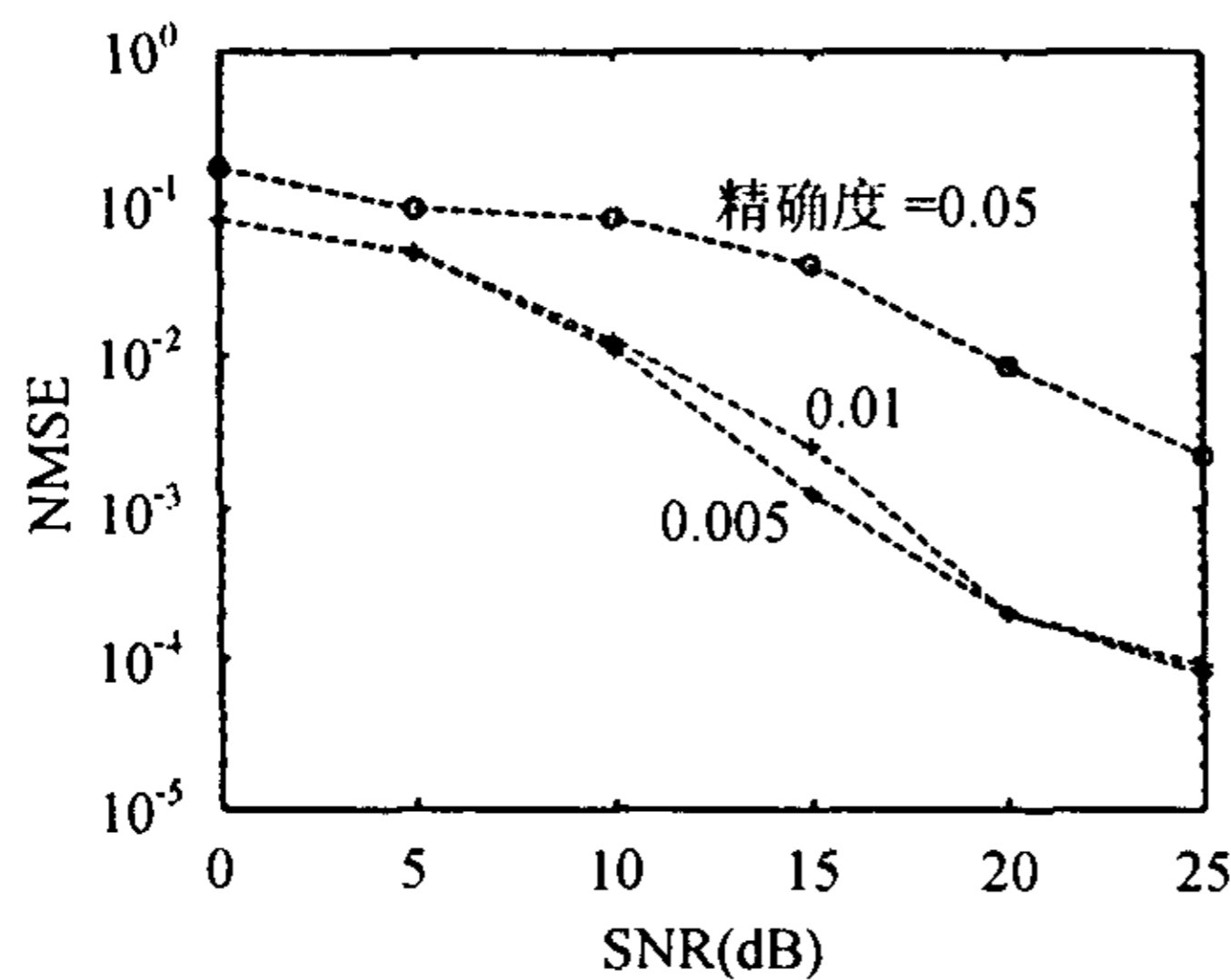


图4 NMSE的性能比较
 $K=4$

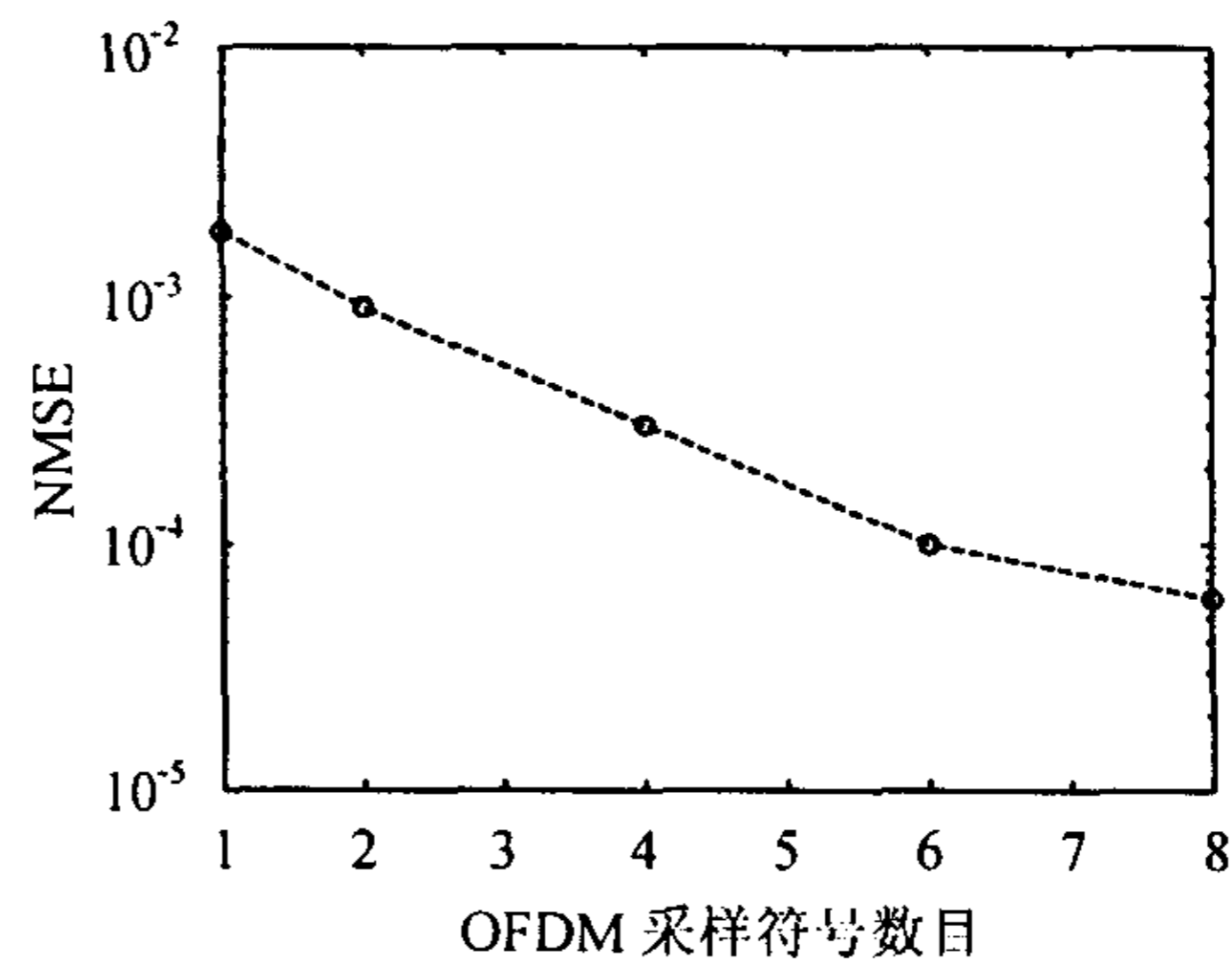


图5 NMSE-采样符号数 K 关系图
 $\text{SNR}=20, \mu_f=0.01$

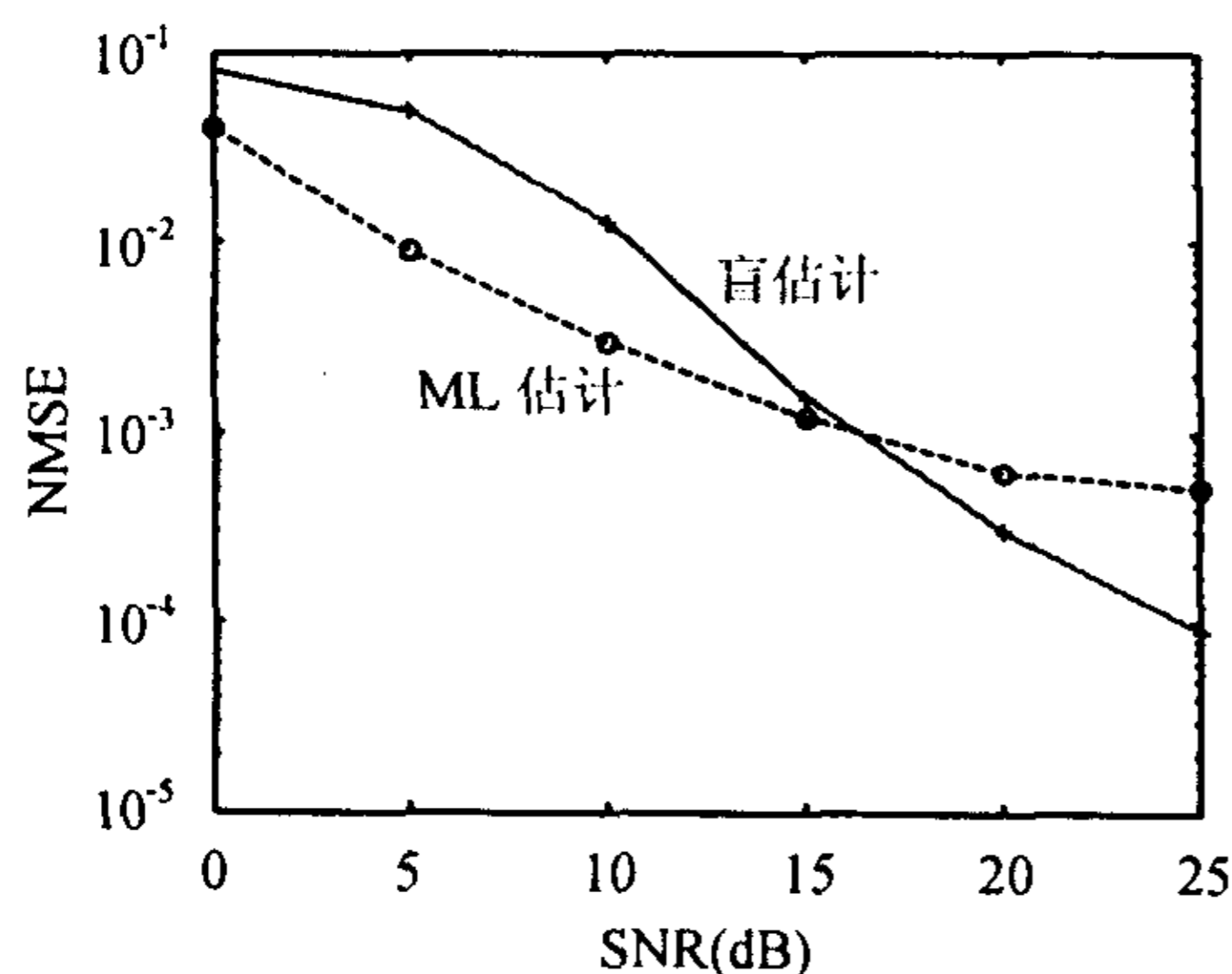


图6 算法NMSE性能比较

图6比较了算法与传统的ML算法在频率选择性衰落信道下的性能曲线.从图中可以看出:在高信噪比的情况下,ML算法的均方误差MSE随着信噪比的增加变化很小,而本算法较之有所改善,MSE曲线呈下降趋势.这是因为在高信噪比情况下,信道多径衰落的影响占主导地位,ML算法基于理想信道提出的,在多径环境中不匹配,从而呈现出平板效应,因此本算法更适于多径衰落环境.

5 结论

本文提出了一种适用于OFDM-TDMA自适应系统的频偏盲估计算法,它利用了OFDM-TDMA自适应系统中废弃的载波信道与数据载波信道间的内在正交性来估计频偏,通过计算机仿真得出结论,本算法具有高的估计精度,且适用于时变环境下的频偏跟踪.

参 考 文 献

- [1] Van de Beek J J, Sandell M, Borjesson P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM system. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1997, 45(7): 1800-1805.
- [2] Barbarossa S, Giannakis G B. Channel-independent synchronization of orthogonal frequency division multiple access systems. *IEEE J. on Select. Areas. Commun.*, 2002, 20(2): 474-486.

- [3] Tureli U, Liu Hui. Blind carrier synchronization and channel identification for OFDM communications. *Proc. ICASSP'98, Seattle, WA, May 1998*: 3509–3512.
- [4] Rohling H, Grunheid R. Performance of an OFDM-TDMA mobile communications system. *Proc. VTC, Atlanta, 1996*: 1589–1593.
- [5] Rohling H, Grunheid R. Performance comparison of different multiple access scheme for the downlink of an OFDM communication systems. *Proc. VTC, Phoenix, AZ, 1997*: 1365–1369.
- [6] Viswanathan H, Krishnamoorthy R. A frequency offset estimation technique for frequency-selective fading channels. *IEEE Communication Letters*, 2001, 5(4): 166–168.

刘刚: 男, 1977年生, 在职博士生, 研究方向: OFDM系统中同步及信道估计技术.
葛建华: 男, 1961年生, 教授, 博士生导师, 研究方向: 数字电视、信号处理、密码学.
刘培: 男, 1968年生, 博士生, 研究方向: 数字移动多媒体通信、通信信号处理等.
郭漪: 女, 1977年生, 在职博士生, 研究方向: 数字多媒体通信中的编码技术等.