

OFDM 系统中一种基于 LMMSE 的 半盲信道估计算法

周 洁,赵晓晖,林高三

(吉林大学 通信工程学院 信息科学实验室,长春 130012)

摘 要:为克服信道冲激响应长度大于导频数时出现系统性能下降,适应存在大量多径的恶劣信道环境,本文对 OFDM 系统基于 MLE 的半盲信道估计算法进行了改进。该算法采用非均匀间隔导频排列方式以获得更小的系统均方误差。通过简化导频数提高了系统频带利用率,利用奇异值分解进一步简化了算法复杂度。仿真结果表明:如充分利用信道统计信息,在导频数目很少、信道长度很大和低信噪比时,本文提出的算法能够以较低复杂度实现精确的信道估计,从而验证了该算法的有效性和优越性。

关键词:通信技术;半盲信道估计;OFDM 系统;LMMSE;SVD;非均匀间隔导频

中图分类号:TN911.72 **文献标识码:**A **文章编号:**1671-5497(2009)02-0508-06

Improved semi-blind channel estimation algorithm based on LMMSE for OFDM system

ZHOU Jie, ZHAO Xiao-hui, LIN Gao-san

(Laboratory of Information Science, College of Communication Engineering, Jilin University, Changchun 130012, China)

Abstract: In order to overcome the disadvantages of system performance degradation on the condition of pilot numbers smaller than channel impulse length and bad channel environment in many paths, an improved semi-blind channel estimation algorithm based on MLE for OFDM system was presented. The proposed algorithm can reach small system mean square error with non-uniform pilots. And by the reduction of pilot numbers, frequency resource of the system is increased. In addition, with singular value decomposition, the algorithm computational complexity can be simplified. It is known from the simulation results that when full use of channel statistical information, under the condition of small number pilots, long channel impulses and low SNR, the proposed algorithm can achieve better channel estimation with lower computational complexity, which proves the effectiveness and advantage of the algorithm.

Key words: communication; semi-blind channel estimation; OFDM system; LMMSE; SVD; nonuniform space pilots

收稿日期:2007-06-01.

基金项目:吉林省科技发展计划项目(20050521).

作者简介:周洁(1981-),女,博士研究生.研究方向:信号处理理论及应用. E-mail:gegezhoujie@163.com

通信作者:赵晓晖(1957-),男,教授,博士生导师.研究方向:信号处理理论及应用. E-mail:xhzhao@jlu.edu.cn

目前,OFDM 信道估计通常使用基于导频的信道估计和跟踪快衰落信道。极大似然估计(MLE)和最小均方误差估计(MMSE)是两种常用的信道估计方法^[1]。MLE 的优点是简单、不需要知道信道任何统计信息和信噪比(SNR);而 MMSE 方法由于利用了信道统计信息与 SNR 信息,所以提供了优于 MLE 的估计性能,但是复杂度高。文献[2-4]研究了基于子空间的 OFDM 系统的盲和半盲信道估计方法。然而为了获得良好的估计性能这些方法需要使用许多 OFDM 符号块,因而导致了在快衰落信道下算法不能及时跟踪信道变化,造成系统性能下降,此外复杂的计算也使得这些方法的实时性变差。还有一些盲信道估计技术结合对训练信号的研究结果,通常将基于二阶矩的盲算法扩展为半盲算法,具体方法是通过将用于盲估计方案的代价函数和基于训练序列估计方案的最小均方代价函数结合起来。例如将盲信道估计器和基于训练序列估计器的代价函数进行联合线性加权的方法^[5]。

实际信道冲激响应长度大于导频数是很有可能发生的。在 COST 207 信道模型中,宏小区类型,山区、恶劣城区等环境下多径的个数高达 100 径,即使在 CODIT 信道模型下,宏小区类型,郊区的多径个数也达到 20。在此种情况下,文献[5]给出的方法是将导频数目提高到大于信道冲激长度,这要占用大量子载波资源以保证算法正常工作,否则在求信道时域响应时会出现奇异阵导致算法失效。针对此问题,本文提出了一种基于线性最小均方误差(LMMSE)的半盲信道估计算法,算法分导频估计信道和数据估计信道两步进行:先利用基于导频的非盲估计算法对信道进行粗估计,然后通过对代价函数求导获得求信道估值的迭代关系式。以第一步得到的信道粗估计值作为初始值,经过数次迭代得到信道的精细估计值,在导频数远小于信道冲激长度时获得精确的信道估计值,很好地克服了条件不能得到满足时出现的系统性能失真。

1 OFDM 系统模型

考虑一个 OFDM 系统,为了调制需要进行 N 点的 IFFT 变换,采用相移键控(PSK)调制方式。在 IFFT 的输出端,给 OFDM 符号头部加入循环前缀(CP)而构成完整的 OFDM 符号。在第 l 块 OFDM 符号中含有要发送数据和非均匀间隔排

列的导频^[6],表达式为

$$\mathbf{a}^{(D)} = [a_0^{(D)}, a_1^{(D)}, a_{M_1}^{(D)}, 0, \dots, 0, a_{N-M_2}^{(D)}, \dots, a_{N-1}^{(D)}]^T \quad (1)$$

假定信道是瑞利多径衰落信道,混有加性高斯白噪声。第 l 块 OFDM 符号的信道冲激响应为^[7]

$$\mathbf{h}^{(D)} = [h_0^l, h_1^l, h_2^l, \dots, h_{L-1}^l]^T \quad (2)$$

式中: L 为信道冲激响应长度,即路径数。

信道的频率冲激响应 $\mathbf{H}^{(D)}$ 是 $N \times 1$ 的矢量矩阵,即

$$\mathbf{H}^{(D)} = \mathbf{G}\mathbf{h}^{(D)} \quad (3)$$

式中: \mathbf{G} 为 $N \times L$ 的傅立叶变换矩阵,其元素为 $\exp\{-j2\pi mn/N\}$, $0 \leq m \leq N-1$, $0 \leq n \leq L-1$ 。

为了简化,在以后的讨论中去掉上标 l 。频域接收到的信号 \mathbf{Y} 是一个 $N \times 1$ 的矢量,表示为

$$\mathbf{Y} = [Y(0), \dots, Y(N-1)]^T = \text{diag}(\mathbf{a})\mathbf{H} + \mathbf{w} \quad (4)$$

式中: \mathbf{w} 为统计独立加性高斯白噪声矢量,协方差矢量为 $\sigma_n \mathbf{I}$, \mathbf{I} 是 $N \times N$ 的单位矩阵, $\text{diag}\{\mathbf{a}\}$ 将矢量 \mathbf{a} 转换为对角矩阵。

2 基于 LMMSE 的半盲信道估计

2.1 导频估计信道部分

对于使用导频的 OFDM 系统,在矢量 \mathbf{a} 里面有 N_p 个已知的非均匀分布的符号作为导频。用 $\{l_m\}$ 代表导频的位置, $1 \leq m \leq N_p$, 频域接收到的导频符号用 \mathbf{Y}_p 表示,是一个 $N_p \times 1$ 的矢量,相应的表达式为

$$\mathbf{Y}_p = \text{diag}\{\mathbf{a}_p\}\mathbf{B}_p\mathbf{h} + \mathbf{w}_p \quad (5)$$

式中: \mathbf{a}_p 为 $N_p \times 1$ 矢量,代表已知的导频信号; \mathbf{w}_p 为 $N_p \times 1$ 的噪声矢量; \mathbf{B}_p 为导频子载波对应的 $N_p \times L$ 的 FFT 矩阵,其元素为 $\exp\{-j2\pi i_m k/N\}$, $0 \leq m \leq N_p$, $0 \leq k \leq L-1$ 。

导频子载波上的频率响应为

$$\hat{\mathbf{H}}_p = \text{diag}\{\mathbf{a}_p\}^H \mathbf{Y}_p \quad (6)$$

若采用 LMMSE 准则,信道增益的估计向量为^[8]

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{LMMSE}} = \mathbf{R}_{\mathbf{H}_p \mathbf{H}_p} [\mathbf{R}_{\mathbf{H}_p \mathbf{H}_p} + \sigma_n^2 (\mathbf{a}_p \mathbf{a}_p^H)^{-1}]^{-1} \hat{\mathbf{H}}_p \quad (7)$$

式(7)中所示的估计器很复杂,因为导频符号 \mathbf{a}_p 每次变化时都需要矩阵求逆。为了降低计算量,对发送的数据求平均,用 $E\{\mathbf{a}_p \mathbf{a}_p^H\}^{-1}$ 来代替 $(\mathbf{a}_p \mathbf{a}_p^H)^{-1}$,于是可得到一个简化的 LMMSE 估计器为

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{LMMSE}} = \mathbf{R}_{\mathbf{H}_p \mathbf{H}_p} \left[\mathbf{R}_{\mathbf{H}_p \mathbf{H}_p} + \frac{\beta}{\text{SNR}} \mathbf{I} \right]^{-1} \hat{\mathbf{H}}_p \quad (8)$$

式中: $\mathbf{R}_{\mathbf{H}_p \mathbf{H}_p} = E\{\mathbf{H}_p \mathbf{H}_p^H\}$; β 是仅随星座图变化的常数, PSK 调制方式下 $\beta=1$ 。

对 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{LMMSE}}$ 作内插得到所有子载波上的频率响应后经过 IFFT 变换得到时域的信道估计值 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{LMMSE}}$

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{LMMSE}} = \text{IFFT}(\hat{\mathbf{H}}_{\text{LMMSE}}) \quad (9)$$

2.2 简化导频估计信道部分

在有导频的估计信道部分采用 LMMSE 算法, 虽然其计算复杂度小于 MMSE 算法, 均方误差也很小, 但是计算量仍然很大, 在实际应用中可以通过奇异值分解并用其低阶近似来减少计算量。 $\mathbf{R}_{\mathbf{H}_p \mathbf{H}_p}$ 经过分解得到: $\mathbf{R}_{\mathbf{H}_p \mathbf{H}_p} = \mathbf{U} \mathbf{S} \mathbf{V}^H$ 。其中 \mathbf{U} 、 \mathbf{V} 为酉阵, \mathbf{S} 为 $\mathbf{R}_{\mathbf{H}_p \mathbf{H}_p}$ 的特征值 $\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{N_p-1}$ 按照从大到小的顺序组成的对角阵。由于在特征值中只有少数几个较大, 其余都近似为 0, 可以对 $\mathbf{R}_{\mathbf{H}_p \mathbf{H}_p}$ 进行低阶近似, 只保留较大的特征值, 从而得到信道传输函数估计向量的 $m(m \leq N_p - 1)$ 阶近似值为^[9]

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{SVD}} = \mathbf{U} \begin{bmatrix} \mathbf{S}_m & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{V}^H \mathbf{H}_p \quad (10)$$

式中: \mathbf{S}_m 为 m 阶对角阵, 对角线上的元素为

$$\gamma(k) = \frac{\lambda(k)}{\left[\lambda(k) + \frac{\beta}{\text{SNR}} \right]} \quad (11)$$

$$k = 0, 1, \dots, m - 1$$

对 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{SVD}}$ 作内插得到所有子载波上频率响应, 经过 IFFT 变换得到时域的信道估计值 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{SVD}}$ 。

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{SVD}} = \text{IFFT}(\hat{\mathbf{H}}_{\text{SVD}}) \quad (12)$$

2.3 数据估计信道部分

估计信道时, 不仅导频信号可以提供信道信息, 其实数据信号也同样提供了大量的信道响应信息。令 N_d 表示用于信道估计的数据子载波数目, $\{g_m\}, 1 \leq m \leq N_d$ 表示数据子载波位置下标。接收数据 \mathbf{Y}_d 频域是 $N_d \times 1$ 的矢量形式, 表示为

$$\mathbf{Y}_d = [Y(g_1), \dots, Y(g_{N_d})] = \text{diag}\{\mathbf{a}_d\} \mathbf{B}_d \mathbf{h} + \mathbf{w}_d = \text{diag}\{\mathbf{a}_d\} \mathbf{H}_d + \mathbf{w}_d \quad (13)$$

式中: \mathbf{a}_d 为 $N_d \times 1$ 的矢量, 包含有未知的 PSK 信号; \mathbf{w}_d 为 $N_d \times 1$ 噪声矢量; \mathbf{B}_d 为数据子载波对应的 $N_d \times 1$ 的 FFT 矩阵, 其元素为 $\exp\{-j2\pi g_m k / N\}, 0 \leq m \leq N_d, 0 \leq k \leq L - 1$ 。

$$\mathbf{H}_d = \mathbf{B}_d \mathbf{h} = [H(g_1), \dots, H(g_{N_d})]^T \quad (14)$$

定义一个目标函数^[5]

$$F = \lambda \|\mathbf{Z}_p - \mathbf{B}_p \mathbf{h}\|_2^2 + (1 - \lambda) (\|\mathbf{Y}_d\|^\rho - \|\mathbf{H}_d\|^\rho)^T$$

$$\mathbf{K}_d (\|\mathbf{Y}_d\|^\rho - \|\mathbf{H}_d\|^\rho) = \lambda \|\mathbf{Z}_p - \mathbf{B}_p \mathbf{h}\|_2^2 +$$

$$(1 - \lambda) \sum_{m=0}^{N_d-1} \frac{(|Y(g_m)|^\rho - |H_d(g_m)|^\rho)^2}{|H(g_m)|^q} \quad (15)$$

它是频域导频信号误差平方与加权数据信号幅度误差平方之和。其中, λ 是加权参数, $\{\rho, q\}$ 是优化性能的参数, 并且 $\|\mathbf{Y}_d\|^\rho = [|Y(g_1)|^\rho, \dots, |Y(g_{N_d})|^\rho]$, $\|\mathbf{H}_d\|^\rho = [|H(g_1)|^\rho, \dots, |H(g_{N_d})|^\rho]$, $\mathbf{K}_d = \text{diag}\{|H(g_1)|^{-q}, \dots, |H(g_{N_d})|^{-q}\}$ 。

根据文献[10]引出的矩阵定义, 对式(15)求偏导数, 可得

$$\frac{\partial F}{\partial \mathbf{h}} = -\lambda \mathbf{B}_p^H (\mathbf{Z}_p - \mathbf{B}_p \mathbf{h}) - \frac{(1 - \lambda)}{2} \cdot \sum_{m=1}^{N_d} \{ q |Y(g_m)|^{2\rho} + 2(\rho - q) |Y(g_m)|^\rho \cdot |H(g_m)|^\rho - 2(\rho - q) |H(g_m)|^{2\rho} \} \cdot |H(g_m)|^{-(q+2)} \mathbf{B}^H(g_m) \mathbf{B}(g_m) \mathbf{h} \quad (16)$$

式中: $\mathbf{B}^H(g_m)$ 为列矢量, 其元素为 $\exp\{-j2\pi g_m k / N\}, 0 \leq k \leq L - 1$ 。

用迭代算法求最优解 $\hat{\mathbf{h}}_n$, 为了简化迭代条件, 令式(14)中的 $|H(g_m)|^{2\rho - q - 2} = 1$, 得 $2\rho - q - 2 = 0$ 。据此, 为了得到 $\hat{\mathbf{h}}_n$, 令 $\frac{\partial F}{\partial \mathbf{h}^*} = 0$, 迭代算法描述如下^[5]

$$(\lambda \mathbf{B}_p^H \mathbf{B}_p + (1 - \lambda) \mathbf{B}_d^H \mathbf{B}_d) \hat{\mathbf{h}}_{n+1} = \lambda \mathbf{B}_p^H \mathbf{Z}_p + \frac{(1 - \lambda)}{2} \mathbf{B}_d^H \mathbf{M}_n \mathbf{B}_d(g_m) \hat{\mathbf{h}}_n \quad (17)$$

式中: $\mathbf{M}_n = \text{diag}\{M_n(g_1), \dots, M_n(g_{N_d})\}$ (18)

$$M_n(g_m) = [q |Y(g_m)|^{2\rho} + 2(\rho - q) |Y(g_m)|^\rho | \hat{H}_n(g_m) |^\rho | \hat{H}_n(g_m) |^{-(q+2)}] \quad (19)$$

$$\mathbf{B}_d = [\mathbf{B}^H(g_1), \dots, \mathbf{B}^H(g_{N_d})]^H \quad (20)$$

$$\hat{H}_n(g_m) = \mathbf{B}(g_m) \hat{\mathbf{h}}_n \quad (21)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_{n+1} = \mathbf{D}^{-1} \left[\lambda \mathbf{B}_p^H \mathbf{B}_p \mathbf{Z}_p + \frac{(1 - \lambda)}{2} \mathbf{B}_d^H \mathbf{M}_n \mathbf{B}_d \hat{\mathbf{h}}_n \right] = \mathbf{h}_p + \bar{\mathbf{h}}_{n+1} \quad (22)$$

式中: $\mathbf{D} = \lambda \mathbf{B}_p^H \mathbf{B}_p + (1 - \lambda) \mathbf{B}_d^H \mathbf{B}_d$ 是一个关于 λ 的常量恒定矩阵, $\mathbf{h}_p = \lambda \mathbf{D}^{-1} \mathbf{B}_p^H \mathbf{Z}_p$ 是利用导频估计出来的信道, $\bar{\mathbf{h}}_{n+1}$ 是利用数据信号估计出来的信道。根据条件 $2\rho - q - 2 = 0$, 矩阵 \mathbf{D} 变成一个常量恒定矩阵, 它的逆矩阵可以作为常量矩阵预先计算出来。在迭代算法初始时刻只需计算 \mathbf{h}_p 项, 至于 $\bar{\mathbf{h}}_{n+1}$ 项, 可以通过把 q 置零, 简化计算量, 当 $q=0$ 时, $\rho=1$ 。迭代算法的表达式为^[5]

$$\hat{\mathbf{h}}_{n+1} = \mathbf{h}_p + (1 - \lambda) \mathbf{D}^{-1} \mathbf{B}_d^H \mathbf{Y}_d \mathbf{P}_n \quad (23)$$

$$\mathbf{Y}_d = \text{diag}\{|Y(g_1)|, \dots, |Y(g_{N_d})|\} \quad (24)$$

$$\mathbf{P}_n = [\exp\{j\angle \hat{H}_n(g_1)\}, \dots, \exp\{j\angle \hat{H}_n(g_{N_d})\}]^T \quad (25)$$

在式(23)中,预先求出 $(1 - \lambda) \mathbf{D}^{-1} \mathbf{B}_d^H \mathbf{Y}_d$ 这一常量矩阵,然后只需在每次迭代中给常量矩阵乘以上一次估计出的信道频率冲激响应相位矢量 \mathbf{P}_n ,得到信道响应的时域形式,然后通过 FFT 变换得到信道的频率冲激响应。

迭代算法步骤如下:

- (1) 计算 $\mathbf{h}_p = \lambda \mathbf{D}^{-1} \mathbf{B}_p^H \mathbf{Z}_p$;
- (2) 计算 $\mathbf{C}_d = (1 - \lambda) \mathbf{D}^{-1} \mathbf{B}_d^H \mathbf{Y}_d$;
- (3) 计算 $\hat{\mathbf{h}}_0 = \hat{\mathbf{h}}_{\text{LMMSE}}$,如果是简化算法,则 $\hat{\mathbf{h}}_0 = \hat{\mathbf{h}}_{\text{SVD}}$;
- (4) 计算 $\mathbf{P}_0 = \exp\{j\angle \mathbf{B}_d \hat{\mathbf{h}}_0\} = [\exp\{j\angle \mathbf{B}(g_1) \hat{\mathbf{h}}_0\}, \dots, \exp\{j\angle \mathbf{B}(g_{N_d}) \hat{\mathbf{h}}_0\}]^T$;
- (5) 迭代 $\hat{\mathbf{h}}_{n+1} = \mathbf{h}_p + \mathbf{C}_d \mathbf{P}_n$;
- (6) 计算 $\mathbf{P}_{n+1} = \exp\{j\angle \mathbf{B}_d \hat{\mathbf{h}}_{n+1}\}$;
- (7) 重复步骤(5)和步骤(6)。

3 仿真结果分析

本次仿真实验采用的 OFDM 系统子载波数目为 $N=512$,导频数目为 10,循环前缀 CP=40,采用 QPSK 调制方式,带宽 2 MHz,子载波间隔 3.9 kHz,每个多载波符号周期 $T_s=256 \mu\text{s}$,循环保护长度 $T_g=40 \mu\text{s}$,符号周期 $T=T_s+T_g=296 \mu\text{s}$ 。最大多普勒频移 $f_d=100 \text{ Hz}$,采用瑞利衰落多径信道,路径数 L 为 16,均方根时延 τ_{rms} 为 $10 \mu\text{s}$,最大时延为 $19 \mu\text{s}$,小于循环保护长度,所以发生非频率选择性衰落。信道延迟功率服从负指数分布,为: $\exp(-k/\tau_{\text{rms}})$, $k=0, \dots, L-1$ 。假设在一个符号时间内信道保持不变,试验结果通过 100 次独立运行取平均。

定义独立均方差 (MSE) $\gamma = E\{|\hat{\mathbf{H}}(n) - \mathbf{H}(n)|^2\}$,整体均方差 (BMSE) $\Gamma = \frac{1}{2N_a + 1} \sum_{n=-N_a}^{N_a} \gamma(n)$ 。

图 1 给出了 MLE 算法、文献[5]提出的算法、LMMSE 算法、本文提出的算法及其简化算法的 MSE 对比图。从图中可以看到,MLE 算法在导频数目远小于信道冲激响应长度时 MSE 很大,始终在 10^{-1} 之上,此算法已经失效,由此导致了文献[5]的算法精度不高,信道估计的 MSE 很

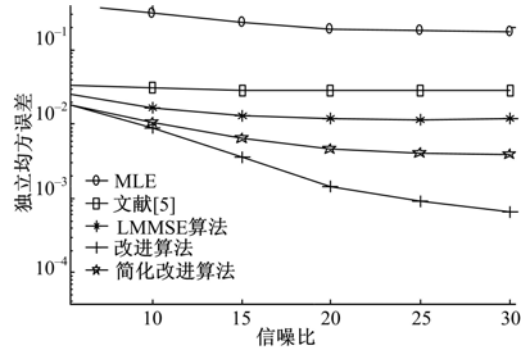


图 1 不同算法信道估计 MSE 性能对比图

Fig. 1 MSE performance comparison for different algorithms

大,几乎不随信噪比的增大而下降。对于 LMMSE 算法,虽然在此种恶劣信道环境中由于利用了信道的统计特性获得的性能优于 MLE 和文献[5]提出的方法,但是其 MSE 仍然很大。而本文提出的算法及其简化算法不仅利用了信道的统计特性,而且还采用了迭代算法,所以在 $N_p < L$ 时 MSE 很小,算法显出明显优势。虽然基于 SVD 的半盲信道估计算法的性能优于文献[5]所提方法和 LMMSE 等算法,但与基于 LMMSE 的半盲信道估计算法相比,在信噪比大于 20 dB 后出现了“地板”效应。这是由于简化的算法通过酉变换向信道子空间投影,通过降秩运算把能量集中于前端少数系数上而忽略后端受噪声影响的分量造成的。一般来说,信道子空间越大,待估计的信道冲激响应的持续时间就越长,从而造成估计的误差就越大,所以正是由于本文提出的简化算法进行了降秩运算才造成了“地板”效应。

文献[5]提出的算法的第一步非盲信道估计采用了 MLE 算法,求得的信道时域形式表达为 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{MLE}} = (\mathbf{B}_p^H \mathbf{B}_p)^{-1} \mathbf{B}_p^H \hat{\mathbf{H}}_p = \mathbf{D}^{-1} \mathbf{B}_p^H \hat{\mathbf{H}}_p$,其中 $\mathbf{D} = \mathbf{B}_p^H \mathbf{B}_p$ 。当 $N_p < L$ 时,MLE 要对 \mathbf{D} 求逆,此时 \mathbf{D} 的逆接近奇异阵,因此 MLE 算法性能急剧下降,从而导致了算法第二步的迭代精度不高。而本文提出的改进算法在第一步采用了 LMMSE 算法,信道时域形式为 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{LMMSE}} = \mathbf{V}^{-1} \mathbf{B}_p^H \hat{\mathbf{H}}_p$,其中 $\mathbf{V} = \mathbf{D} + \sigma_n^2 \mathbf{C}_{hh}^{-1}$, $\mathbf{C}_{hh} = E\{\mathbf{h}\mathbf{h}^H\}$ 。可见, \mathbf{V} 项里不仅有 \mathbf{D} 项,而且还有 $\sigma_n^2 \mathbf{C}_{hh}^{-1}$ 这一项,故对 \mathbf{V} 进行求逆不需要 \mathbf{B}_p 必须满足满秩这一条件,因此,本文提出的算法在第一步就允许存在 $N_p < L$ 这样的恶劣信道环境。

图 2 给出的是几种算法的误码率性能曲线对比图。这几种算法的误码率都随着信噪比的增

加、噪声功率的下降而减小。从图中看到,MLE 算法误码率最大。根据前面推导可知,MLE 在本文提出的无线环境下已经失去意义,由此导致了文献[5]所提算法的性能下降,误码率很大。基于 LMMSE 的半盲信道估计算法误码率最小,在 25 dB 就接近 10^{-3} 。基于 SVD 的半盲信道估计算法则进一步简化了系统的实现复杂度,代价是估计的性能有所降低。然而由于其利用了信道的统计信息,而且经过进一步的信道估计,保证了估计的精度仍然很高。对于传统的信道估计算法来说,SVD 是 LMMSE 算法的简化算法,精度小于 LMMSE 算法,但是本文采用基于 SVD 的半盲信道估计算法精度很高,所以即使采用 SVD 算法,信道估值也优于文献[5]和 LMMSE 算法。

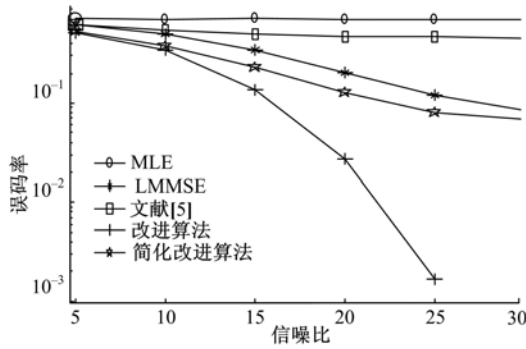


图 2 不同算法误码率曲线对比

Fig. 2 BER comparison for different algorithms

综合以上的分析和仿真可以得到如下结论:采用基于信道统计信息的估计方法在导频数目小于信道冲激响应长度时可以得到较好的估计效果。

图 3 给出了文献[5]提出的方法、基于 LMMSE 的改进半盲信道估计算法及其简化算法在信噪比为 30 dB,调制方式为 QPSK 时的星座对比图。可以看到,文献[5]中的星座图十分模糊,分辨不出星座点,增加了均衡工作的复杂度;基于 SVD 的半盲信道估计算法可以分辨出大体数据位置,因此如果再略微提高信噪比一定会有较好的分辨率;本文提出的信道估计方法的星座图已经清晰可辨。故利用基于 LMMSE 的半盲算法估计信道后仅需在接收端进行简单均衡即可,从而简化了均衡装置。

基于 LMMSE 的改进半盲信道估计算法的整体实现复杂度不大,这是因为算法在第一步时采用 LMMSE 准则,在与 \hat{H}_p 估计结果相乘前进行了两次 $N_p \times N_p$ 阶的矩阵运算,即 1 次矩阵相

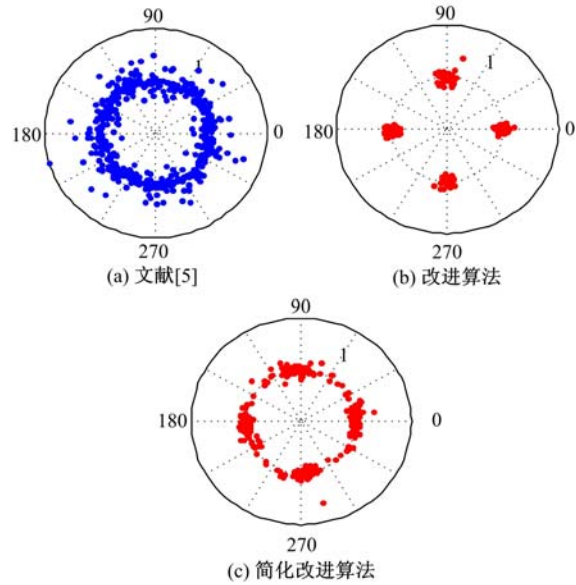


图 3 QPSK 调制下不同算法星座对比图

Fig. 3 Constellation comparison for different algorithms in QPSK modulation

乘、1 次矩阵求逆,2 次运算对应的计算量之和为 N_p^3 数量级,而本算法的优点就是可以利用极少的导频,所以 N_p^3 不大,在获得与 MMSE 算法比较接近的估计效果的基础上,处理复杂度大大降低。由于算法第二步进行迭代运算,故算法复杂度整体增加不大。若在信道估计第一步对 LMMSE 算法进行奇异值分解后,即采用 SVD 方法时矩阵运算的计算量为 $4m + 4(N - m)m^2$,第二步再迭代运算,计算复杂度进一步降低。

图 4 给出文献[5]提出的算法、基于 LMMSE 的改进半盲信道估计算法及其简化算法三种信道估计方法在 QPSK、8PSK 两种不同调制方式下误码率对比关系图。从图中可以看到,每种信道估计方法采用 8PSK 调制方式的误码率要明显大于算法采用 QPSK 调制方式的误码率。这是由于随着调制指数的增长,相邻星座点之间欧式距

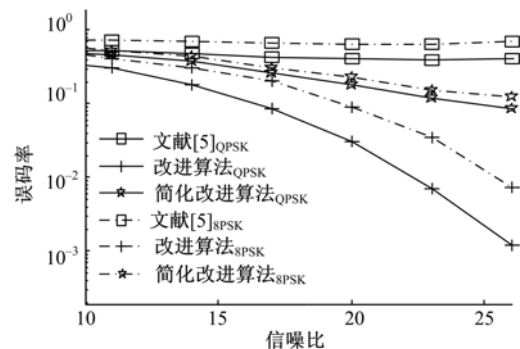


图 4 不同调制方式下误码率对比图

Fig. 4 BER comparison in different modulations

离变小,码元之间的干扰增强,比较容易发生混叠,从而使得误码率增大。但是无论采用何种调制方式,本文提出的算法及其简化算法的误码率都优于文献[5]的误码率。

图 5 为采用 $N_a=433$ 和 $N_a=40$ 两种数目的数据子载波情况下,本文提出的算法及其简化算法的误码率曲线图。从图中可见,本文提出的两种算法的误码率当 $N_a=433$ 时均明显小于 $N_a=40$ 时各自对应的误码率。这是因为数据子载波也含有信道信息,利用越多的数据子载波进行估计可以获得越多信道信息,从而估计准确度更高。

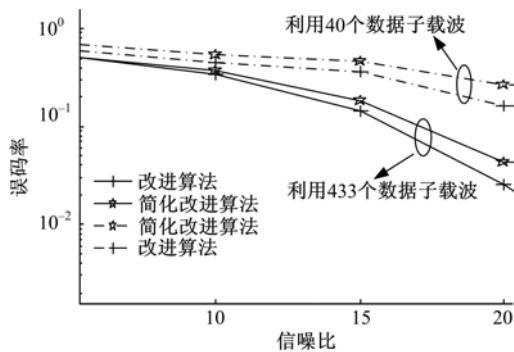


图 5 不同数据子载波的两算法误码率

Fig. 5 BER for two algorithms in different data sub-carriers

4 结束语

本文提出了基于 LMMSE 的改进半盲信道估计算法及其简化算法。与文献[5]中提出的算法相比,本算法在一个 OFDM 符号块内进行信道估计,适合快衰落信道和恶劣的信道环境。即使信道频率冲激响应长度不是很大,使用本方法也可以减少导频数目,导频数目甚至可以减少到远小于信道频率冲激响应长度,从而利用更多的子载波传输数据,提高了子载波利用率,保证跟踪快衰落信道的变化,这时文献[5]给出的方法已经失效。从仿真分析中可以看出,本文提出的基于 LMMSE 的半盲信道估计算法的误码率在信噪比为 25 dB 就可以接近 10^{-3} ,具有良好信道估计性能。其次,为了克服符号间干扰,采用了非均匀间

隔导频而不设置虚载波进行信道估计以获得最小的均方误差。

参考文献:

- [1] Morelli Michele, Mengali Umberto. A comparison of pilot-aided channel estimation methods for OFDM systems[J]. IEEE Trans Signal Processing, 2001, 49 (12): 3065-3073.
- [2] Muquet B, Courville M, Duhamel P. Subspace-based blind and semi-blind channel estimation for OFDM systems[J]. IEEE Trans Signal Processing, 2002, 50 (7): 1699-1712.
- [3] Li C Y, Roy S. Subspace-based blind channel estimation for OFDM by exploiting virtual carriers[J]. IEEE Trans on Wireless Communication, 2003, 2 (1): 141-150.
- [4] Zhou Sheng-li, Giannakis G B. Finite-alphabet based channel estimation for OFDM and related multicarrier systems [J]. IEEE Trans on Communication, 2001, 49 (8): 1402-1414.
- [5] Ho K Y, Leung S H. A generalized semi-blind channel estimation for pilot-aided OFDM systems [J]. IEEE Circuits and Systems, 2005, 6 (5): 6086-6089.
- [6] Negi R, Cioffi J. Pilot tone selection for channel estimation in a mobile OFDM systems [J]. IEEE Trans on Consum Electron, 1998, 44 (3), 1122-1128.
- [7] Tse D, Viswanath P. Fundamentals of Wireless Communication[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2004.
- [8] Wu Wen Rong, Hsu Chao Yuan. A low complexity LMMSE channel estimation for OFDM systems[J]. Circuits and Systems, 2004, 2 (11), 689-692.
- [9] Edfors O, Sandell M, van de Beek J J, et al. OFDM channel estimation by singular value decomposition [J]. IEEE Trans on Communication, 1998, 46 (7): 931-939.
- [10] Haykin S. Adaptive Filter Theory [M]. 3rd ed. USA: Prentice Hall, 1996.