

平坦慢衰落信道下基于 HOS 的 PSK 调制盲信道估计

李啸天^{1,2}, 雷菁², 刘伟², 李艳斌¹, 张润生¹

(1. 中国电子科技集团公司 第五十四研究所, 河北 石家庄 050081;

2. 国防科学技术大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘 要: 提出一种基于符号高阶统计量 (HOS, high-order statistics) 的 MPSK 调制信道衰落系数盲估计算法。针对平坦慢衰落信道模型, 首先分析了 MPSK 调制符号高阶统计量特征, 证明了 MPSK 调制符号的 M 次方符号的值是唯一的, 而当 $1 \leq M' < M$ 时, 调制符号的 M' 次方符号在复平面上是对称分布的; 之后利用此特征推导出 MPSK 调制阶数、初始相位和衰落系数估计算法。仿真实验表明, 信噪比高于 12 dB 条件下, HOS 算法估计性能与目前平坦慢衰落信道盲估计的主流方法 Lloyd-Max 算法相同, 而算法复杂度为 Lloyd-Max 算法的 1/50, 并且在接收样本符号较少的条件下 HOS 算法的均方误差曲线收敛于最小二乘估计理论下界。

关键词: 平坦慢衰落; 盲估计; 高阶统计量; PSK 调制; Lloyd-Max 算法

中图分类号: TN911

文献标识码: A

High-order statistics based blind channel estimation for PSK modulation in flat and slow fading channels

LI Xiao-tian^{1,2}, LEI Jing², LIU Wei², LI Yan-bin¹, ZHANG Run-sheng¹

(1. The 54th Research Institute, CETC, Shijiazhuang 050081, China;

2. School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: A blind channel estimator based on high-order statistics (HOS) of PSK constellations was proposed. For flat and slow fading channels, firstly, the high-order statistics of PSK constellations with different alphabet size M was analyzed. The M^{th} power symbols of MPSK constellations are same, whereas the M^{th} power symbols are symmetrically distributed on the complex plane when $1 \leq M' < M$. Secondly, the estimation algorithms of alphabet size M , initial phase and fading coefficient were introduced based on the characteristics above. Finally, simulation results show that when $SNR > 12$ dB, the proposed algorithm has the same estimation performance as the optimal Lloyd-Max algorithm, while the complexity is only 1/50 of Lloyd-Max algorithm. Moreover, the proposed algorithm's mean-square error curve converges remarkably to the least squares (LS) bound on the condition of less received symbols.

Key words: flat and slow fading; blind channel estimation; high-order statistics (HOS); PSK constellations; Lloyd-Max algorithm

1 引言

在现代通信系统中, 为了正确进行相干解调、信道补偿或者预编码, 接收端必须获知信道状态, 因此不可避免地要进行信道估计。信道估计算法从整体上说可以分为 2 大类: 基于数据辅助 (DA, data-aided) 的估计算法和盲估计 (BE, blind esti-

mation) 算法。其中基于数据辅助的估计方法要求发送端发送固定的训练序列, 因此必然降低信息传输效率, 浪费发送功率和带宽资源。相较于此, 盲信道估计方法不需要训练序列作为先验信息, 直接根据接收到的信息序列进行信道估计, 节省了传输资源, 因此成为信道估计研究领域的热点。

Tong^[1]通过对接收信号进行过采样引入循环平

收稿日期: 2014-03-31; 修回日期: 2014-08-30

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61372098, 61101098)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61372098, 61101098)

稳特性, 利用二阶统计量 (SOS, second-order statistics) 实现了非最小相位系统的衰落系数幅度和相位的盲估计。在此基础上一系列基于接收符号统计特性的估计算法被提出, 以基于信号子空间 (SS, signal subspaces) 的估计算法^[2-5]为代表, 被广泛应用于 MIMO、OFDM 等现代通信系统当中。

基于统计特性的估计算法需要构建符号高阶统计量, 因此只有在接收样本符号较多时表现出良好的估计效果。针对此问题, 学者们提出最小二乘 (LS, least squares) 法^[6]、基于接收符号有限集特征的方法^[7]等确定性估计算法。Dizdar 针对窄带衰落信道模型, 利用 Lloyd-Max 迭代实现样本数据量较少时的盲信道估计^[8], 本质上是基于 LS 准则的估计算法。

考虑到盲信道估计的优势在于节省发送资源, 作为合作接收端不需要已知训练序列符号值作为先验信息, 但是可以默认已知调制方式乃至调制阶数和初始相位, 因此基于 Lloyd-Max 迭代的算法要求已知调制方式, 传统的基于信号子空间的算法虽然不需要调制方式作为先验信息, 但是需要大量的样本符号数据估计信号自相关矩阵。陈洪^[9]根据噪声子空间维数小于信号子空间维数特征, 利用噪声子空间迭代跟踪算法实现盲信道估计, 在一定程度上降低了算法复杂度, 但是该算法依然是根据子空间进行估计, 需要样本符号个数依然较多。吴海锋^[10]利用 MC-CDMA 系统上行链路中的扩频码作为训练序列进行信道估计; 景源^[11]将粒子滤波引入盲信道估计算法中, 但仍需要至少一个训练序列符号作为滤波初值; Simois^[12]通过对 OFDM 系统发送端进行预编码来实现盲信道估计, 在一定程度上都依赖于发送端的某些先验信息。然而在一些领域, 如军事通信侦察, 作为非合作接收端很难获取足够的发送端先验信息, 也无法获得大量的样本数据用于估计; 在自适应编码调制系统^[5,13]中, 由于发送端调制方式跟随信道状态快速变化, 接收端也不能实时获知调制方式信息, 每个信道估计周期内样本数据也很少。另外, 现代通信系统日益增长的信息传输速率也对估计算法的运行速度提出了较高的要求。因此, 研究未知调制方式条件下样本数据较少时的快速盲信道估计算法很有意义。

本文针对平坦慢衰落信道模型, 在接收样本符号较少的条件下, 提出一种未知调制阶数和初

始相位情况下 PSK 调制系统的盲信道估计算法, 在高信噪比条件下该算法性能与 Lloyd-Max 迭代算法相同, 而计算复杂度明显降低。另外, 算法在较少的样本符号个数条件下仍能表现出较好的估计性能。

2 系统模型与现有估计算法

2.1 系统模型

假设信道在时域上是慢衰落的, 其衰落系数在一次估计用到的所有样本符号时间内保持恒定; 同时假设频域上信道满足平坦衰落, 不存在多径。该平坦慢衰落信道模型的数学表达式为

$$y_k = hr_k + n_k, k=1, 2, \dots, L \quad (1)$$

其中, L 为接收样本符号个数, k 为样本符号时间序号, r_k 为调制符号, n_k 为零均值加性高斯白噪声, h 为衰落系数, 在 L 个符号时间内保持不变。

2.2 LS 估计算法

在已知发送训练序列信息条件下, 基于数据辅助的最小二乘 (DA-LS) 估计式^[6]为

$$\hat{h} = \frac{\sum_{k=1}^L r_k^* y_k}{L} \quad (2)$$

其中, r_k^* 为 r_k 的共轭符号。该方法由于精确已知训练序列 r_k , 根据克拉美-罗定理, 可得 \hat{h} 为 h 的最小方差无偏 (MVU, minimum variance unbiased) 估计量^[14], 所以为 h 的最佳估计; 在不使用训练序列条件下, 可以先对接收符号进行判决, 根据判决所得的反馈信息作为 r_k 进行衰落系数 h 估计, 这就是基于判决反馈的最小二乘 (DD-LS, decision-directed LS) 估计方法。该方法虽然不需要训练序列信息, 可是在低信噪比条件下判决错误会引起估计误差, 并且该方法需要调制参数作为解调的先验信息。

2.3 Lloyd-Max 算法

Dizdar 将满足式(1)的信道衰落系数估计问题理解为一个量化问题^[8], 即根据一定的准则将接收到的有噪符号量化为近似无噪的衰落符号, 从而利用 Lloyd-Max 量化算法^[15]实现盲信道估计。该方法为目前平坦慢衰落信道盲估计领域中较为主流的方法。但是 Lloyd-Max 算法依然要求已知调制方式, 设调制方式为 MPSK, 则其基本流程如下。

1) 设初始量化点为发送调制星座符号

$$q_m^0 = \alpha_m = \exp\left(j \frac{2\pi(m-1)}{M}\right), m=1, 2, \dots, M \quad (3)$$

2) 定义接收符号集 S_m , 且满足以下准则

$$S_m = \{y_k \mid |y_k - q_m| \leq |y_k - q_p|, \forall p \neq m\} \quad (4)$$

并且定义 $|S_m|$ 为 S_m 的势, 即 S_m 中元素个数。对于每一个符号集合, 计算其元素均值作为新的量化点

$$q_m^1 = \frac{1}{|S_m|} \sum_{k \in S_m} y_k, m=1, 2, \dots, M \quad (5)$$

步骤 1)、2) 循环迭代, 直到满足终止条件或者达到最大迭代次数后, 可得最终量化点 q_m 满足

$$q_m = h\alpha_m, m=1, 2, \dots, M \quad (6)$$

根据式(6)可以求得 h 的估计值为

$$\hat{h} = \frac{\sum_{m=1}^M q_m \alpha_m^*}{M} \quad (7)$$

从上文可以看出, Lloyd-Max 算法也使用了 DD-LS 算法的基本思想。从步骤 2) 可以看出, 算法根据接收符号 y_k 和原始调制符号 q_m 的距离作为判决准则, 将距离最近的 q_m 对应的集合 S_m 作为自己所属的集合, 其本质思想和最大似然符号判决一样, 继而和 DD-LS 估计算法思想相同。只不过, Lloyd-Max 算法通过迭代进一步消除噪声的影响, 因此其性能较 DD-LS 算法有所提高。

3 高阶统计量 (HOS) 估计算法

3.1 PSK 调制符号高阶统计量特征

Zhou 已给出 PSK 调制符号有限集的高阶统计量特征^[7], 但未考虑未知调制阶数和初始相位时情况, 因此首先研究 PSK 调制符号高阶统计量特征。

若调制方式为 MPSK 信号, 则其调制星座符号为

$$\alpha_m = \exp\left(j \left(\frac{2\pi(m-1)}{M} + \varphi \right)\right), m=1, 2, \dots, M \quad (8)$$

其中, 符号能量已做归一化, φ 为调制符号初始相位, 一般情况下, $\varphi = \frac{N}{M}\pi, N \in \{0, 1\}$ 。若无特殊说明, 本文中所有相位的取值范围为 $[0, 2\pi)$ 。

星座符号的 M 次方符号为

$$\begin{aligned} (\alpha_m)^M &= \left(\exp\left(j \left(\frac{2\pi(m-1)}{M} + \varphi \right)\right) \right)^M \\ &= \exp\left(j \left(\frac{2\pi(m-1)}{M} M + \varphi M \right)\right) \\ &= \exp(j(2\pi(m-1) + \varphi M)) \\ &= \exp(j\pi N) \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $m=1, 2, \dots, M, N \in \{0, 1\}$ 。

从式(9)中可以看出, MPSK 星座符号的 M 次方符号只有 -1 或 1 这 2 种取值, 且取值与 m 和 M 无关, 只与调制符号初始相位有关。

设 $1 \leq M' < M$, 则星座符号的 M' 次方符号为

$$\begin{aligned} (\alpha_m)^{M'} &= \left(\exp\left(j \left(\frac{2\pi(m-1)}{M} + \varphi \right)\right) \right)^{M'} \\ &= \exp\left(j \left(\frac{2\pi(m-1)}{M} M' + \varphi M' \right)\right) \end{aligned} \quad (10)$$

可以证明, 当 $1 \leq M' < M$ 时, MPSK 星座符号的 M' 次方符号在复平面上是对称的, 此时所有星座符号的 M' 次方符号的均值为零, 证明过程如下。

根据式(10), 设 $\eta = \frac{M'}{M} 2\pi$ 。若 $\varphi = 0$, 则 MPSK

调制中星座符号的 M' 次方符号的实部分别为

$$\begin{aligned} &\cos 0, \cos \eta, \dots, \cos\left(\frac{M}{2}\eta - \eta\right), \cos \frac{M}{2}\eta, \\ &\cos\left(\frac{M}{2}\eta + \eta\right), \dots, \cos((M-1)\eta) \end{aligned}$$

其中,

$$\begin{aligned} \frac{M}{2}\eta - 0 &= \frac{M}{2}\eta + \eta - \eta = \dots \\ &= (M-1)\eta - \left(\frac{M}{2}\eta - \eta\right) \\ &= \frac{M}{2}\eta = M'\pi \end{aligned} \quad (11)$$

若 M' 为奇数, 则

$$\cos 0 = -\cos \frac{M}{2}\eta, \cos \eta = -\cos\left(\frac{M}{2}\eta + \eta\right), \dots \quad (12)$$

可得 M' 次方符号的实部是相互对称的。

若 M' 为偶数, 则

$$\cos 0 = \cos \frac{M}{2}\eta, \cos \eta = \cos\left(\frac{M}{2}\eta + \eta\right), \dots \quad (13)$$

那么考虑前半部分符号，可得

$$\begin{aligned} \frac{M}{4}\eta - 0 &= \frac{M}{4}\eta + \eta - \eta = \dots \\ &= \left(\frac{M}{2}\eta - \eta\right) - \left(\frac{M}{4}\eta - \eta\right) \\ &= \frac{M}{4}\eta = \frac{M'}{2}\pi \end{aligned} \tag{14}$$

若 $\frac{M'}{2}$ 为奇数，可得之前结论，即 M' 次方符号的实部是相互对称的。

若 $\frac{M'}{2}$ 为偶数，则继续之前步骤，取符号前半部分，依然可得之前结论，直至 $\frac{M'}{2^i}$ 为奇数。

同理计算 M' 次方符号的虚部可得相同结论。

若 $\varphi = \frac{\pi}{M}$ ，则相当于对之前星座符号相位增加

$\frac{M'}{M}\pi$ ，不影响之前推导相位差，结论依然成立。

因此可得：当 $1 \leq M' < M$ 时，星座符号的 M' 次方符号在复平面上是对称的分布。

总结为如下结论：对于 MPSK 调制符号， α_m 的

M 次方符号的相位与 m 无关，即对任意 $m, n = 1, 2, \dots, M$ ，有 $(\alpha_m)^M = (\alpha_n)^M = 1$ 或 -1 ，而当 $M' < M$ 时，则 α_m 的 M' 次方符号在复平面上是对称分布的，其均值为零。

例如，信噪比为 20 dB，无衰落条件下，初始相位为 $\pi/4$ 的 QPSK 各星座符号的 1、2、3、4 次方符号如图 1 所示。

从图 1 可以看出，QPSK 的 1 次方符号即符号本身存在 4 个相位，2 次方符号存在 2 个相位，3 次方符号存在 4 个相位，且 1、2、3 阶符号均围绕坐标原点对称分布；而 4 次方符号仅存在一个相位 π 。因此，分别对接收符号的 1、2、3、4 次方符号进行求均值运算，可得 1、2、3 阶均值的位置接近坐标原点，而 4 阶均值的位置相对较远，此特征可以用于判断调制阶数。

3.2 调制阶数与初始相位估计算法

由于 3.1 节所阐述的 PSK 调制符号特征表征的是符号相位信息，因此在实际应用中，可以对接收到的符号进行模值归一化处理，将由衰落和噪声引起的符号幅度失真消除，增加估计准确度。

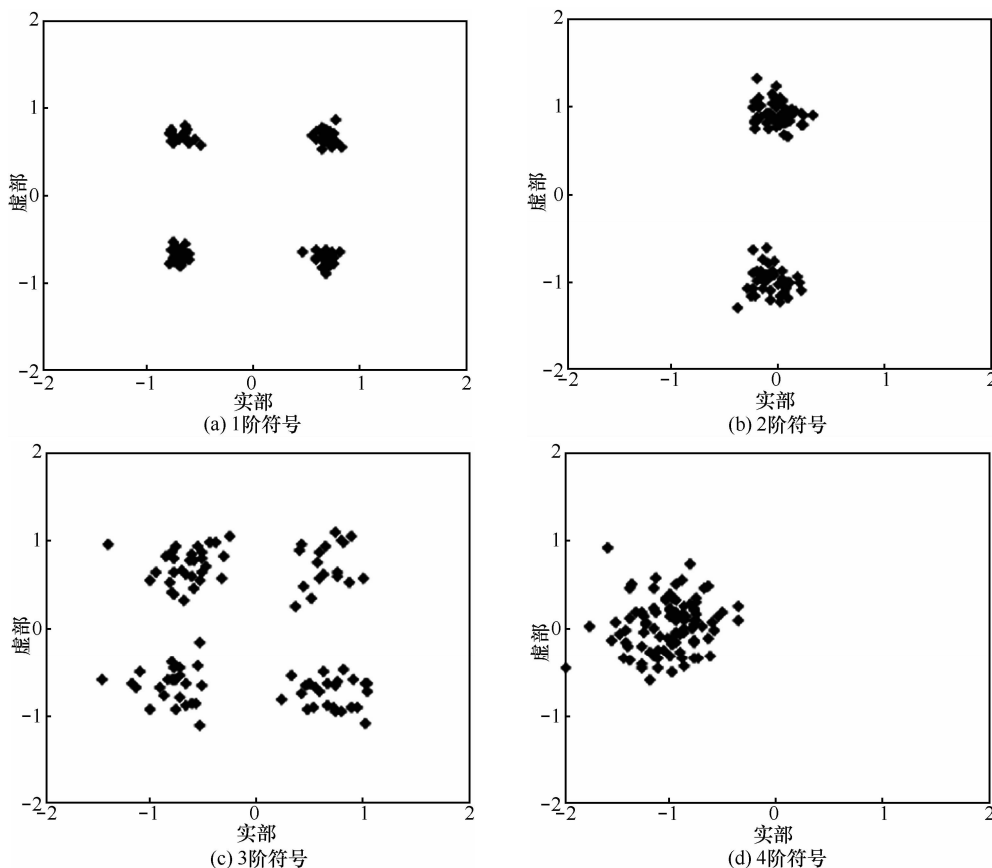


图 1 QPSK 星座 1、2、3、4 阶符号特征

设接收符号满足式(1), 且

$$r_k \in \{\alpha_m \mid m=1,2,\dots,M\} \quad (15)$$

可得调制符号个数估计流程如下。

1) 给定 PSK 信号调制符号个数取值范围集合 $\{S_V = 2^V \mid V=1,2,\dots,V_{\max}\}$, 对所有 $V \in [1, V_{\max}]$, 计算将接收到的样本符号 $\mathbf{y} = [y_1 y_2 \dots y_L]$ 的 S_V 次方符号

$$\mathbf{y}^{S_V} = [(y_1)^{S_V} (y_2)^{S_V} \dots (y_L)^{S_V}] \quad (16)$$

对式(16)进行模值归一化处理

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_V &= [z_{1,V} z_{2,V} \dots z_{L,V}] \\ &= \left[\frac{(y_1)^{S_V}}{\text{abs}((y_1)^{S_V})} \frac{(y_2)^{S_V}}{\text{abs}((y_2)^{S_V})} \dots \frac{(y_L)^{S_V}}{\text{abs}((y_L)^{S_V})} \right] \end{aligned} \quad (17)$$

2) 计算样本符号的 S_V 阶均值 $\bar{z}_V = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L z_{k,V}$ 。

取调制符号个数的估计值

$$\hat{M} = S_{V_m} = 2^{V_m} \quad (18)$$

其中, V_m 满足

$$\begin{aligned} & \text{abs}(\bar{z}_{V_m}) - \text{abs}(\bar{z}_{V_{m-1}}) \\ &= \max \left\{ \text{abs}(\bar{z}_V) - \text{abs}(\bar{z}_{V-1}) \mid V \in [1, V_{\max}], \text{abs}(\bar{z}_0) = 0 \right\} \end{aligned} \quad (19)$$

如果存在多个值 $\{V_{m1}, V_{m2}, V_{m3}, \dots\}$ 满足上述最大准则, 则取

$$\hat{M} = \min \{2^{V_{m1}}, 2^{V_{m2}}, 2^{V_{m3}}, \dots\} \quad (20)$$

在调制符号个数正确估计后, 进行初始相位估计, 即估计式(9)中的 N 。从式(9)可以看出, $N=0$ 时调制符号的 M 次方符号相位为 0, 而 $N=1$ 时调制符号的 M 次方符号相位为 π , 因此可得初始相位估计

$$\hat{\phi} = \begin{cases} 0, & \text{angle}(\bar{z}_M) \in [0, \pi/2) \cup [3\pi/2, 2\pi) \\ \frac{\pi}{M}, & \text{其他} \end{cases} \quad (21)$$

由式(21)判决初始相位存在相位模糊问题, 若保证判决正确, 必须满足

$$M\theta \in [0, \pi/2) \cup [3\pi/2, 2\pi) \quad (22)$$

$$\theta \in \left[0, \frac{\pi}{2M}\right) \cup \left[\frac{3\pi}{2M}, \frac{2\pi}{M}\right) \quad (23)$$

其中, θ 为衰落系数 h 的相位。式(23)限制了 θ 的取

值范围。

上述问题可以被归结为相位模糊问题。对于非最小相位系统, 相位模糊是盲信道估计算法中不可避免的问题。针对此问题, 有以下 2 种解决思路。利用差分调制编码方案消除相位模糊^[8]; 利用少量训练序列符号信息获得精确相位信息^[11,16,17]。第 1 种方案限制了系统设计, 而第 2 种方案是在默认已知调制参数基础上提出的, 不适于本文情况。

考虑到 HOS 算法相位模糊是由估计调制初始相位引起的, 因此实际应用中可以利用判决反馈的思想解决。首先利用式(21)估计初始相位, 进行信道估计和补偿, 如果解调解码之后获得的信息具有比较高的错误概率, 则可认为是初始相位估计错误造成的, 而初始相位一般情况下只有 2 种取值: 0 或 π/M , 即可获得正确初始相位信息。

3.3 衰落系数估计算法

调制阶数和初始相位正确估计后, 推导衰落系数估计算法。

设衰落系数 $h = a \exp(j\theta)$, 其中 a 为幅度衰落, θ 为相位偏移, 则接收符号的 M 阶均值估计值为

$$\begin{aligned} \bar{y}_M &= \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L (y_k)^M \\ &= \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L (hr_k + n_k)^M \\ &= \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L (h^M r_k^M + C_M^1 h^{M-1} r_k^{M-1} n_k + \dots + n_k^M) \end{aligned} \quad (24)$$

根据之前结论, 可得对任意 $1 \leq M' < M$, 有

$$\begin{aligned} \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L r_k^{M'} n_k^{M-M'} &\approx \text{E}(r_k^{M'} n_k^{M-M'}) \\ &= \text{E}(r_k^{M'}) \text{E}(n_k^{M-M'}) + \text{cov}(r_k^{M'} n_k^{M-M'}) \end{aligned} \quad (25)$$

因为 r_k 和 n_k 相互独立, 所以 $\text{cov}(r_k^{M'} n_k^{M-M'}) = 0$ 。并且由之前结论可得 $\text{E}(r_k^{M'}) = 0$, 所以可得

$$\frac{1}{L} \sum_{k=1}^L r_k^{M'} n_k^{M-M'} \approx 0 \quad (26)$$

$$\bar{y}_M \approx \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L (h^M r_k^M + n_k^M) \quad (27)$$

在中高信噪比条件下, $n_k^M \rightarrow 0$, 式(27)可简化为

$$\begin{aligned} \bar{y}_M &\approx \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L (h^M r_k^M) = h^M \exp(j\phi M) \\ &= h^M \exp(j\pi N) \end{aligned} \quad (28)$$

其中, $m=1,2,\dots,M$, $N \in \{0,1\}$ 。

可得衰落系数 h 的估计值

$$\hat{h} = \begin{cases} \sqrt[M]{\frac{1}{L} \sum_{k=1}^L (y_k)^M} & , \varphi = 0 \\ \sqrt[M]{\frac{1}{L} \sum_{k=1}^L (y_k)^M \exp(-j\pi)} & , \varphi = \frac{\pi}{M} \end{cases} \quad (29)$$

式(25)中, L 越大, $\frac{1}{L} \sum_{k=1}^L r_k^{M'} n_k^{M-M'}$ 越逼近于 $E(r_k^{M'} n_k^{M-M'})$, 衰落系数估计便越准确。但是可知 $\frac{1}{L} \sum_{k=1}^L r_k^{M'} n_k^{M-M'}$ 为 $E(r_k^{M'} n_k^{M-M'})$ 的 MVU 估计^[14], 是最优估计, 因此在 L 较小的情况下, 式(29)仍能表现出较好的衰落系数估计性能。

由于调制阶数、初始相位和衰落系数估计都是根据接收符号的高阶统计量特征, 计算接收符号的高阶次方符号的步骤是可以共用的, 可以被归纳为一个算法, 因此相较于调制方式识别和盲信道估计算法的简单串联, HOS 算法在计算复杂度上大大降低。

例如, HOS 算法和串联算法在时间复杂度上进行对比, 其中串联算法中调制参数估计为 3.2 节算法, 衰落系数估计为 Lloyd-Max 迭代算法。由于调制参数估计算法相同, 所以只比较衰落系数估计部分。可得 Lloyd-Max 迭代的时间复杂度为 $O((M+1)LI+M)$, 其中 I 为迭代次数; HOS 算法中的开方部分利用牛顿迭代法^[18], 一次开方的时间复杂度为 $O(I)$ 。为方便比较, 这里假设牛顿迭代法迭代次数等于 Lloyd-Max 迭代次数 (一般情况下 Lloyd-Max 迭代 20 次即可达到良好的效果^[8], 而可以验证牛顿迭代法迭代 20 次亦可达到较高的开平方精度)。在此条件下, HOS 算法的时间复杂度为 $O(L+I \text{lb}M)$ 。可以证明

$$L+I \text{lb}M \ll L+IML < (M+1)LI+M \quad (30)$$

可得 HOS 算法时间复杂度明显低于 Lloyd-Max 迭代算法时间复杂度。

4 数值仿真与结果分析

4.1 仿真条件

在 Matlab 仿真平台上, 利用蒙特卡洛仿真验证 HOS 算法的性能, 仿真次数为 3 000。其中衰落系

数 h 的幅度 a 服从瑞利分布, 而相位偏移 θ 服从式(23)上的均匀分布, 以验证算法的统计特性。设

$$h = h_I + jh_Q \quad (31)$$

其中, h_I 和 h_Q 是零均值方差为 σ^2 的高斯随机变量, 且相互独立, 则 h 的幅度 a 的均值和方差^[19]分别为

$$E(a) = (2\sigma^2)^{1/2} \frac{\sqrt{\pi}}{2}, \text{var}(a) = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) \sigma^2 \quad (32)$$

为方便起见, 仿真中 a 的统计特性均用 σ^2 表示。

仿真图中横坐标为接收信噪比 $|h|^2 / N_0$, 纵坐标为归一化均方误差 (NMSE, normalized mean-square error)

$$NMSE = \frac{1}{N_M} \sum_{i=1}^{N_M} \left(\frac{|h_i - \hat{h}_i|}{|h_i|} \right)^2 \quad (33)$$

其中, N_M 为蒙特卡洛仿真次数, $N_M = 3 000$ 。

仿真图中的估计理论下限为满足最小均方误差准则的 LS 估计下界^[8]:

$$NMSE_{LS} = \frac{N_0}{LE^2(a)} \quad (34)$$

其中, N_0 为单边功率谱密度。

4.2 HOS 算法与 Lloyd-Max 算法对比

设发送端调制方式为 QPSK, 初始相位为 $\pi/4$, 样本符号个数为 50, $\sigma^2 = 1$ 。分别在接收端已知和未知调制阶数和初始相位条件下, 对比文献[8]中 Lloyd-Max 算法和本文提出的 HOS 算法的均方误差性能。Lloyd-Max 算法迭代次数为 20。未知调制参数时, Lloyd-Max 算法应用 HOS 算法估计调制参数。仿真结果如图 2 所示。

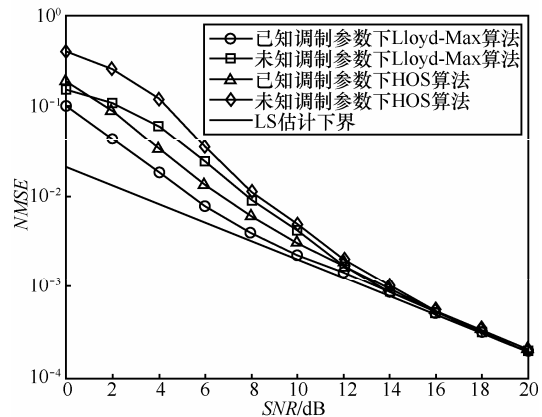


图 2 HOS 算法和 Lloyd-Max 算法性能比较 ($L=50$)

从图 2 可以看出, HOS 算法在样本符号较少的

条件下有着较好的估计性能。在已知和未知调制参数条件下,随着信噪比的增加,2种算法的估计性能逐渐达到LS估计下界;信噪比高于12 dB条件下,HOS算法性能与Lloyd-Max算法相同,而信噪比低于12 dB时Lloyd-Max算法估计性能优于HOS算法。 $NMSE = 10^{-1}$ 条件下,Lloyd-Max算法优于HOS算法2 dB左右。

设发送端调制方式分别为BPSK、QPSK和8PSK,初始相位分别为0、 $\pi/4$ 、0,其他参数不变,在CPU主频为双核2.70 GHz,内存2 GHz的计算机平台上利用Matlab软件仿真估计算法的运行时间,计算未知调制参数条件下3 000次蒙特卡洛仿真Lloyd-Max算法和HOS算法的平均耗时,结果如表1所示。

表1 HOS算法和Lloyd-Max算法耗时对比

调制方式	Lloyd-Max 算法	HOS 算法
BPSK	4.7 ms	0.133 ms
QPSK	5.8 ms	0.175 ms
8PSK	7.9 ms	0.178 ms

从表1中可以看出,HOS算法的平均耗时为Lloyd-Max算法的1/50。HOS算法的优势在于较小的计算量,因此在实际应用中,较好的信道条件下可以采用HOS算法,以降低计算复杂度;较差的信道条件下可以采用HOS算法中的调制参数识别算法和Lloyd-Max算法的串联算法,以保证估计性能。

4.3 不同调制参数条件下HOS算法性能

在接收端未知调制阶数和初始相位条件下,样本符号个数为50, $\sigma^2 = 1$,仿真研究发送端调制方式分别为BPSK、QPSK和8PSK且不同初始相位时HOS算法的估计性能,结果如图3所示。

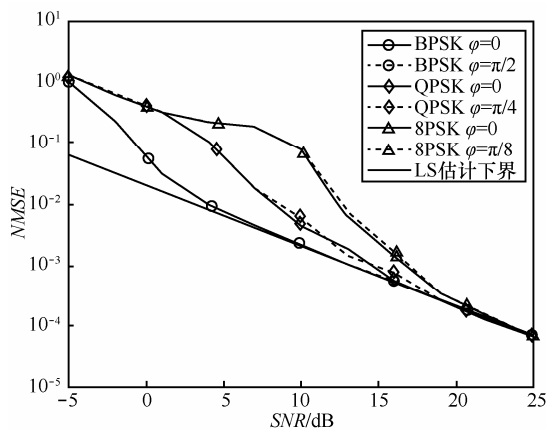


图3 不同调制参数条件下HOS算法性能

从图3中可以看出,HOS估计算法对初始相位不敏感,在相同的调制阶数下,不同的初始相位估计性能完全相同。随着调制阶数的增加,算法的估计性能逐渐下降。对同一调制阶数,随着信噪比的增加,HOS算法的NMSE曲线逐渐收敛于LS估计下界。为保证估计结果较为准确($NMSE < 10^{-2}$),BPSK调制方式要求信噪比在4 dB以上,QPSK调制方式要求信噪比在9 dB以上,而8PSK调制方式要求信噪比在14 dB以上。

4.4 不同样本符号个数条件下HOS算法性能

发送端调制方式为QPSK,初始相位为 $\pi/4$, $\sigma^2 = 1$,在接收端未知调制阶数和初始相位条件下,仿真研究样本符号个数分别为20、100、500和2 500时HOS算法的估计性能,结果如图4所示。

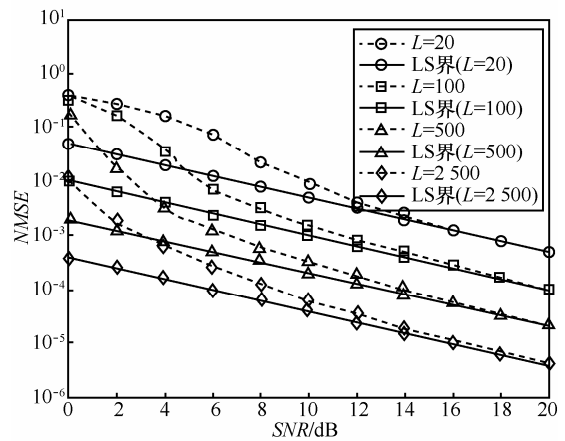


图4 不同样本符号个数条件下HOS算法性能

从图4中可以看出,在相同的调制方式和信噪比条件下,随着样本符号个数的增加,HOS算法的归一化均方误差逐渐降低,并且随着样本符号个数的增加,LS估计下界也逐渐降低。信噪比高于12 dB时,HOS算法的归一化均方误差曲线收敛于LS估计下界,此时样本符号个数增加4倍,估计算法的性能提升6 dB左右。另外可以看出, $L = 20$ 条件下,HOS算法的NMSE曲线仍能较好地收敛于LS估计下界,验证了HOS算法在样本符号个数较少时较好地估计性能。

5 结束语

现代通信系统多变的传输体制和快速的传输速率对信道估计算法的通用性和低复杂度提出了更高的要求。本文提出一种基于MPSK调制符号高阶统计量特征的调制阶数、初始相位和信道衰落系

数联合估计算法。信噪比高于 12 dB 条件下, HOS 算法在已知和未知调制阶数和初始相位条件下性能与 Lloyd-Max 算法相同, 而耗时为 Lloyd-Max 算法的 1/50, 适用于自适应编码调制和跳频等先验信息较少且对估计速度要求较高的系统; 另外, HOS 算法在样本符号个数较少时仍能表现出较好的估计性能。实际应用中可以自适应地选择 HOS 算法或 HOS 调制参数估计与 Lloyd-Max 迭代的串联算法以实现估计性能和估计速率的折衷。

针对 HOS 算法的相位模糊问题本文给出了基于判决反馈的解决思路, 如何更好地解决此问题需要在下一步工作中进行深入研究。

参考文献:

- [1] TONG L, XU G, KAILATH T. Blind channel identification and equalization using second-order statistics: a time-domain approach[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1994, 40(2): 340-349.
- [2] LIU H, XU G, TONG L, *et al.* Recent developments in blind channel equalization: from cyclostationarity to subspaces[J]. *Signal Processing*, 1996, 50(1/2): 83-99.
- [3] KANG W, CHAMPAGNE B. Subspace-based blind channel estimation: generalization and performance analysis[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2005, 53(3): 1151-1162.
- [4] LAMARE R C, SAMPAIO-NETO R. Blind adaptive MIMO receivers for space-time block-coded DS-CDMA systems in multipath channels using the constant modulus criterion[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 58(1): 21-27.
- [5] CHATTERJEE S, FERNANDO W A C. Blind estimation of channel and modulation scheme in adaptive modulation schemes for OFDM-CDMA Based 4G systems[J]. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 2004, 50(4): 1065-1075.
- [6] CROZIER S N, FALCONER D D, MAHMOUD S A. Least sum of squared errors (LSSE) channel estimation[J]. *IEE Proceedings-F*, 1991, 138(4): 371-378.
- [7] ZHOU S, GIANNAKIS G B. Finite-alphabet based channel estimation for OFDM and related multicarrier systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2001, 49(8): 1402-1414.
- [8] DIZDAR O, YILMAZ A O. Blind channel estimation based on the Lloyd-Max algorithm in narrowband fading channels and partial-band jamming[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2012, 60(7): 1986-1995.
- [9] 陈洪, 李子, 张尔扬. 基于噪声子空间跟踪的 OFDM 盲信道估计[J]. *信号处理*, 2007, 23(6): 873-876.
CHEN H, LI Z, ZHANG E Y. OFDM blind channel estimation based on noise subspace tracking[J]. *Signal Processing*, 2007, 23(6): 873-876.
- [10] 吴海锋, 戴宪华, 梁建清. 带有时偏的 MC-CDMA 上行链路的盲信道估计[J]. *通信学报*, 2007, 28(1): 8-16.
WU H F, DAI X H, LIANG J Q. Blind channel estimation for the uplink of MC-CDMA systems with timing offset[J]. *Journal on Communications*, 2007, 28(1): 8-16.
- [11] 景源, 殷福亮, 曾硕. 基于粒子滤波的 MIMO-OFDM 时变信道半盲估计[J]. *通信学报*, 2007, 28(8): 67-75.
JING Y, YIN F L, ZENG S. Particle filtering based semi-blind estimation for MIMO-OFDM time-varying channel[J]. *Journal on Communications*, 2007, 28(8): 67-75.
- [12] SIMOIS F J, MURILLO-FUENTES J J, BOLOIX-TORTOSA R, *et al.* Near the Cramer-Rao bound precoding algorithms for OFDM blind channel estimation[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2012, 61(2): 651-661.
- [13] LJAZ A, AWOSEYILA A B, EVANS B G. Signal-to-noise ratio estimation algorithm for adaptive coding and modulation in advanced digital video broadcasting-radar cross section satellite systems[J]. *IET Communications*, 2012, 6(11): 1587-1593.
- [14] KAY S. *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*[M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.
- [15] NOAH M. Optimal Lloyd-Max quantization of LPC speech parameters[A]. *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*[C]. 1984. 181-184.
- [16] YU J L, ZHANG B L, CHEN P T. Blind and semi-blind channel estimation with fast convergence for MIMO-OFDM systems[J]. *Signal Processing*, 2014, 95: 1-9.
- [17] HUANG W C, PAN C H, LI C P, *et al.* Subspace-based semi-blind channel estimation in uplink OFDMA systems[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2010, 56(1): 58-65.
- [18] 李庆扬, 易大义, 王能超. *现代数值分析*[M]. 北京: 高等教育出版社, 1995.
LI Q Y, YI D Y, WANG N C. *Modern Numerical Analysis*[M]. Beijing: Higher Education Press, 1995.
- [19] PROAKIS J G. *Digital Communications*[M]. New York: McGraw-Hill, 2001.

作者简介:



李啸天(1986-), 男, 河北石家庄人, 中国电子科技集团公司第五十四研究所博士生, 主要研究方向为通信信号处理。



雷菁(1968-), 女, 陕西西安人, 博士, 国防科学技术大学教授、硕士生导师, 主要研究方向为信息论与编码、物理层安全等。

刘伟(1979-), 男, 湖南邵东人, 博士, 国防科学技术大学讲师, 主要研究方向为 MIMO-OFDM 技术、空时编码、物理层安全。

李艳斌(1966-), 男, 河北石家庄人, 博士, 中国电子科技集团公司研究员、博士生导师, 主要研究方向为电子对抗总体技术。

张润生(1984-), 男, 河北保定人, 博士, 中国电子科技集团公司第五十四研究所工程师, 主要研究方向为通信信号处理。