

一种基于信道盲辨识和盲均衡的多径信道调制方式识别算法

王彬^① 葛临东^① 徐立清^② 刘媛涛^①

^①(解放军信息工程大学信息工程学院 郑州 450002)

^②(解放军 69010 部队 乌鲁木齐 830031)

摘要: 针对多径环境下 MPSK 和 MQAM 信号的调制识别问题, 该文提出了一种基于信道盲辨识和盲均衡的调制识别算法。算法首先进行信道阶数精确估计, 然后以矩阵外积分解为基础, 加入特征值扰动分析, 提高了信道盲辨识和盲均衡的稳定性, 最后, 对均衡后的星座图进行多级减法聚类, 得到信号的调制方式。与现有算法相比, 算法结构简单, 所需数据量小, 适用范围广, 实用性强。仿真结果证明了算法的有效性。

关键词: 无线通信; 调制识别; 信道盲辨识与盲均衡; 阶数估计; 扰动; 减法聚类

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)08-1810-05

A Novel Modulation Identification Algorithm for Multi-path Channels Based on Blind Channel Identification and Equalization

Wang Bin^① Ge Lin-dong^① Xu Li-qing^② Liu Yuan-tao^①

^①(Institute of Information Engineering, Information Engineering University of PLA, Zhengzhou 450002, China)

^②(Unit 69010 of PLA, Urumchi 830031, China)

Abstract: A modulation identification algorithm based on blind channel identification and equalization is proposed for MPSK and MQAM signals in multi-path environments. The channel order is estimated accurately first. Then, the eigenvalue perturbation analysis is done on the basis of matrix outer-product decomposition to get the more stable performance of channel blind identification and equalization. Finally, the multistage blind subtractive clustering method is used for the equalized constellation to determine the modulation type. Compared with the existing methods, it is a simple solution with smaller number of symbols for more modulation types and is more suitable for the practical application. Simulation results prove the effectiveness of the algorithm.

Key words: Wireless communication; Modulation identification; Blind channel identification and equalization; Order estimation; Perturbation; Subtractive clustering

1 引言

实际通信中, 多径效应以及发送和接收滤波器不匹配等原因将造成码间干扰(Inter-Symbol Interference, ISI), 使得接收信号的幅度和相位在不同程度上发生畸变, 给调制识别带来很大困难。研究多径信道条件下的调制识别已经成为国内外学者关注的热点和难点。MPSK(M-ary Phase-Shift Keying) 和 MQAM (M-ary Quadrature Amplitude Modulation) 调制方式是现代数字通信常用的调制方式, 目前, 针对这两类信号在多径条件下的调制识别算法可以分为 3 类: 一类是采用多天系统^[1], 利用天线的空间分集降低多径的影响, 这种方法不适用于单天线系统; 另一类是根据特定信道条件提取识别参数^[2, 3], 其中, 文献[2]所提算法只适用于 MPSK 信号, 对于 MQAM 信号的调制识别无效。文献[3]所提算法仅针对 BPSK, QPSK 和 16QAM 有效; 第 3 类方法是先对信号进行盲均衡, 去除信道影响, 对均衡后的

数据采用基于 AWGN 信道条件的识别算法进行调制识别^[4-8], 这种方法适用范围比较广, 是一种有应用前途的调制识别思路。第 3 类算法的关键在于盲均衡环节, 根据盲均衡方法不同又分为基于常模(Constant Modulus Algorithm, CMA)线性盲均衡方法^[4-6]和基于循环平稳二阶统计量盲均衡方法^[7, 8], 其中, 文献[4]采用单个常模均衡器对 MPSK 和 MQAM 信号进行盲均衡, 由于 CMA 算法与信号的调制方式有关, 在未知调制方式条件下盲均衡效果比较差; 文献[5]采用双模式盲均衡算法, 用一组均衡器对接收信号进行盲均衡, 每个均衡器对应一种调制方式, 对均衡器的输出进行基于高阶累积量的调制识别, 这种算法的盲均衡和调制识别效果明显优于文献[4], 文献[6]在文献[5]的基础上, 提出了联合盲均衡和调制识别算法, 完成盲均衡的同时识别出信号的调制方式, 而且所需数据量明显低于文献[5]。这类盲均衡方法本质上都是通过使代价函数最小化达到均衡目的, 具有收敛速度慢、所需数据量大(一般大于 5000 个采样点)、依赖输入信号的调制方式和可能收敛到局部最小点的缺点。文献[7, 8]利用基于循环平稳二阶统计量信道盲辨识和盲均衡方法,

这类算法所需数据量小、不依赖接收信号的调制方式, 而且不存在局部收敛点的问题, 但是, 文献[7]采用的信号子空间方法和文献[8]采用的噪声子空间算法均需要确切已知信道的阶数, 这在实际情况中是很难满足的, 限制了算法的实用性。

本文针对多径信道中 MPSK 和 MQAM 调制信号, 提出了一种新的基于循环平稳二阶统计量信道盲辨识和盲均衡的调制识别算法。在仅知道信道阶数上界的条件下, 首先进行信道阶数精确估计, 然后以矩阵外积分解算法^[9](Outer-Product Decomposition Algorithm, OPDA)为基础, 在信道盲辨识过程中加入特征值扰动分析, 提高辨识稳定性, 再通过反卷积实现对接收信号的盲均衡, 恢复出信号的星座图, 最后, 对星座图进行多级减法聚类, 得到信号的调制方式。理论分析和计算机仿真证明了算法的有效性。

文中所用上标 T, H 和 # 分别表示矩阵转置运算, Hermitian 运算和伪逆运算。

2 信号模型

本文讨论的信号模型为

$$x(n) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} s(k)h(n-kT_s) + w(n), \quad n = 0, 1, \dots, N_x - 1 \quad (1)$$

其中 $x(n)$ 是接收端等效基带信号; $h(\cdot)$ 是信道冲激响应函数, 包括发送脉冲成型滤波、多径信道冲激响应和接收滤波器冲激函数; $s(k)$ 表示发送端等效基带符号序列, 是均值为零的独立同分布随机变量; T_s 是符号周期; $w(n)$ 是加性高斯白噪声, 其均值为 0, 方差为 σ_w^2 ; N_x 表示观察数据抽样点数。

3 调制识别算法

本文在接收信号完成载波同步和符号同步的前提下, 首先对接收信号 $x(n)$ 进行信道盲辨识和盲均衡, 恢复出发送信号 $\hat{s}(n)$, 然后对 $\hat{s}(n)$ 进行多级盲抽取聚类, 得到信号的星座点数 M , 从而达到调制识别的目的。

3.1 信道盲辨识和盲均衡算法

基于过采样多信道模型的循环平稳二阶统计量(Second-Order Statistics, SOS)信道盲辨识算法以其数据量小、不依赖信号的调制方式、不存在局部收敛点等优点受到广泛关注, 提出了一些具有代表性的算法^[10-13], 这些算法仅在欠估计或者过估计少数几个抽头时有效, 而且对噪声比较敏感。本文以矩阵外积分解信道盲辨识算法为基础, 从信道阶数精确估计和提高算法对噪声等因素的鲁棒性两方面进行改进, 提高了算法的实用性。

过采样多信道模型如图 1 所示, 对接收信号 $x(n)$ 进行 p 倍过采样, 其中 $x^{(i)}(\cdot)$ 、 $h^{(i)}(\cdot)$ 和 $w^{(i)}(\cdot)$ 分别表示第 i 条子信道的输出、信道的冲激响应和加性高斯白噪声。对于有限冲激响应信道, 假设信道为 M 阶的, 其输入输出关系表示为

$$x^{(i)}(n) = \sum_{k=0}^M s(k)h^{(i)}(n-k) + w^{(i)}(n), \quad i = 0, 1, \dots, p-1 \quad (2)$$

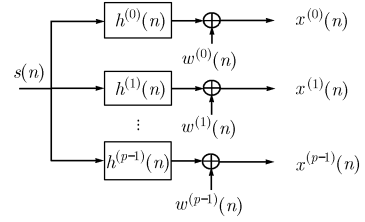


图 1 过采样信道的多信道模型

假设数据块长为 N ($N > M$), 定义输入向量 $\mathbf{s}[k] = [s(k), s(k+1), \dots, s(k-M-N+1)]^T$, 加性高斯白噪声向量 $\mathbf{w}[k] = [w^{(0)}(k), w^{(1)}(k), \dots, w^{(p-1)}(k), \dots, w^{(p-1)}(k+N)]$, 信道冲激响应向量 $\mathbf{H}_i = [h^{(0)}(i), h^{(1)}(i), \dots, h^{(p-1)}(i)]^T$, 构造信道冲激响应矩阵 $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_0, \mathbf{H}_1, \dots, \mathbf{H}_M]^T$, 可以得到如下输入输出关系 $\mathbf{X}[k] = [x^{(0)}(k), x^{(1)}(k), \dots, x^{(p-1)}(k)]^T = \sum_{i=0}^M \mathbf{H}_i s(k-i) + [w^{(0)}(k), w^{(1)}(k), \dots, w^{(p-1)}(k)]^T$ 。

构造一个维数为 $Np \times (M+N)$ 的块 Toeplitz 矩阵,

$$\mathbf{T}(\mathbf{H}) = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_0 & \mathbf{H}_1 & \dots & \mathbf{H}_M & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_0 & \mathbf{H}_1 & \dots & \mathbf{H}_M & \ddots & \dots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{H}_0 & \mathbf{H}_1 & \dots & \mathbf{H}_M \end{bmatrix} \quad (3)$$

长度为 $(M+1)p$ 的信道输出信号可以写成下面的矩阵形式

$$\mathbf{x}[k] = [x^{(0)}(k), x^{(1)}(k), \dots, x^{(p-1)}(k), x^{(0)}(k+1), \dots, x^{(p-1)}(k+M)]^T = \mathbf{T}(\mathbf{H})\mathbf{s}[k] + \mathbf{w}[k] \quad (4)$$

OPDA 算法的基本思想是^[9]: 基于过采样多信道模型, 计算接收数据的二阶统计量, 构造出信道参数矩阵 \mathbf{H} 的外积, 再对外积矩阵进行特征值分解, 最后得到信道参数 \mathbf{H} 。

实际二阶统计量的计算采用有限数据的时间平均代替统计平均, 必然会引入估计误差。另外, 算法需要估计噪声平均功率, 一般采用特征值分解方法, 需要知道信道阶数, 常用的信道阶数估计方法在信噪比较低的时候估计误差很大。上述误差直接影响了算法的准确性和稳定性。

3.1.1 信道阶数估计算法 常用的信道阶数估计算法有信息论准则(Akaike Information Criterion, AIC), 最小描述长度准则(Minimum Description Length, MDL)^[14]和 Liavas 准则^[15], 它们在信噪比较低时估计性能较差。

最近, Via 提出了一种新的信道阶数估计方法^[16](简称 Via 算法), 它不同于上述两类准则, 而是根据 LS 信道盲辨识算法^[17]和直接盲均衡算法^[18]的特点, 构造两个代价函数 $J_1(\cdot)$ 和 $J_2(\cdot)$, 在不考虑加性噪声的影响时, 代价函数 $J_1(\cdot)$ 在信道估计阶数不小于实际阶数时为零^[16], 代价函数 $J_2(\cdot)$ 在信道估计阶数不大于实际阶数时为零^[16], 那么, 当实际阶数等于估计阶数时, 两个代价函数之和应该等于零。以 $J(\cdot) = J_1(\cdot) + J_2(\cdot)$ 作为信道阶数估计的代价函数, 在已知信道阶数上界的条件下, 对代价函数 $J(\cdot)$ 穷举该范围内信道阶数, 使代价函数最小的信道阶数就是信道的实际阶数的估计值。对

文献[16]所采用的信道, 正确估计所需信噪比较低, 但是, 算法对于其它信道(比如文献[11]信道), 对信噪比的要求远远大于文献[16]的信道所需信噪比。这是因为, 上述分析都是基于理想信道可辨识条件, 并且不考虑加性噪声的影响, 但是, 实际信道千差万别, 信道可辨识性有强有弱, 而且加性噪声是不可避免的, LS 信道盲辨识和直接盲均衡算法的性能随信道条件发生改变, 当信道可辨识条件变差时, 两个代价函数($J_1(\cdot)$ 和 $J_2(\cdot)$)为零的条件不再以实际信道阶数为临界, 而会发生偏移, 特别是直接盲均衡算法的代价函数变化更明显。此时, 在实际信道阶数 M 处, 代价函数 $J_i(\cdot) = \bar{J}_i(\cdot) + \Delta_i$, $i = 1, 2$, $J_i(\cdot)$ 表示实际代价函数, $\bar{J}_i(\cdot)$ 表示理想情况下的代价函数, Δ_i 表示由信道不理想带来的偏差。如果仍然以两个代价函数之和作为信道阶数估计的代价函数, 只能使误差积累, 导致估计失败。但是, 如果以两个代价函数差的绝对值作为信道阶数估计的代价函数, 即

$$J(\cdot) = |J_1(\cdot) - J_2(\cdot)| = |\bar{J}_1(\cdot) + \Delta_1 - \bar{J}_2(\cdot) - \Delta_2| \quad (5)$$

一定程度上减小了偏差, 提高算法对信道的鲁棒性。

3.1.2 扰动分析 实际运算中采用有限数据的时间平均代替统计平均计算自相关函数, 引入了估计误差 $\delta \mathbf{R}_K$, 另外, 信道阶数估计不准确又引入了另一种估计误差 $\delta \mathbf{R}^{\hat{M}}$ 。如果用 $\hat{\mathbf{R}}_x^{\hat{M}}$ 表示信道阶数估计为 \hat{M} 时信道的输出自相关矩阵的估计值, $\hat{\mathbf{R}}_x^{\hat{M}}$ 表示信道阶数估计为 \hat{M} 时信道输出自相关矩阵的理论值, \mathbf{R}_x^M 表示信道阶数为准确值 M 时信道输出自相关矩阵的理论值, 三者的关系可以写为

$$\hat{\mathbf{R}}_x^{\hat{M}} = \mathbf{R}_x^{\hat{M}} + \delta \mathbf{R}_K = \mathbf{R}_x^M + \delta \mathbf{R}^{\hat{M}} + \delta \mathbf{R}_K = \mathbf{R}_x^M + \delta \mathbf{R} \quad (6)$$

称 $\delta \mathbf{R}$ 为 \mathbf{R}_x^M 的扰动。矩阵的扰动引起特征值的变化, 造成较大的噪声方差估计误差, 导致 \mathbf{R}_n 和 $\Delta \mathbf{D}$ 存在较大的估计偏差, 影响了信道估计的可靠性, 这种影响在信噪比较低时更为显著。

为了减小扰动的影响, 需要分析 $\hat{\mathbf{R}}_x^{\hat{M}}$ 矩阵和无扰动 \mathbf{R}_x^M 矩阵特征值之间的关系, 在 Eisenstat 和 Ipsen 定理^[19]的基础上, 可以得到 $\hat{\mathbf{R}}_x^{\hat{M}}$ 和 \mathbf{R}_x^M 特征值之间关系的推论。

推论 λ_i 和 λ'_i 分别表示非负定矩阵和的第 i 个特征值, 令 $\hat{\mathbf{R}}_x(\hat{M}) = \mathbf{R}_x(M) + \delta \mathbf{R} = \mathbf{B}^T \mathbf{R}_x(M) \mathbf{B}$, \mathbf{B} 为非奇异矩阵, 则

$$\frac{\lambda'_i}{1 + \|\mathbf{B}^T \mathbf{B} - \mathbf{I}\|_F} \leq \lambda_i \leq \frac{\lambda'_i}{1 - \|\mathbf{B}^T \mathbf{B} - \mathbf{I}\|_F} \quad (7)$$

显然, 非奇异矩阵 \mathbf{B} 反映了矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_x(\hat{M})$ 和 $\mathbf{R}_x(M)$ 的偏离程度, 当且仅当没有扰动时 $\lambda'_i = \lambda_i$, 否则 $\lambda_i = \lambda'_i / \eta$, η 由矩阵的扰动程度决定。虽然式(7)不能给出 λ_i 的精确取值, 但是在这个范围内取值可以一定程度上减小扰动的影响, 提高信道估计的可靠性。

3.1.3 盲辨识与盲均衡算法小结 根据上述分析, 考虑到信道阶数估计和扰动的影响, 信道盲辨识和盲均衡算法总结如下:

(1) 假定信道输出 L 个波特率采样值为 $\{\mathbf{X}[1], \mathbf{X}[2],$

$\dots, \mathbf{X}[L]\}$, 计算信道输出采样值的自相关矩阵估计值 $\hat{\mathbf{R}}(n)$ 和 $\hat{\mathbf{R}}_x$:

$$\hat{\mathbf{R}}(n) = \frac{1}{L-n} \sum_{k=1}^{L-n} \mathbf{X}(n+k) \mathbf{X}(k)^H \quad (8)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_x(N) = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{R}}(0) & \hat{\mathbf{R}}(1) & \dots & \hat{\mathbf{R}}(N-1) \\ \hat{\mathbf{R}}(1)^H & \hat{\mathbf{R}}(0) & \dots & \hat{\mathbf{R}}(N-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{\mathbf{R}}(N-1)^H & \hat{\mathbf{R}}(N-2)^H & \dots & \hat{\mathbf{R}}(0) \end{bmatrix} \quad (9)$$

(2) 已知信道阶数的上界为 \hat{M}_{\max} , 设信道估计阶数为 \hat{M} , $\hat{M} = 1, 2, \dots, \hat{M}_{\max}$, 将每一个估计阶数代入式(5), 计算相应的代价函数 $J(\hat{M})$, 使代价函数为最小的信道阶数作为最终估计值。

(3) 估计噪声方差 $\hat{\sigma}_w^2$

$$\hat{\sigma}_w^2 = \frac{1}{Np - (\hat{M} + N)} \sum_{i=\hat{M}+N+1}^{Np} \lambda'_i \quad (10)$$

其中 λ'_i 为矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_x(N)$ 的特征值, 且 $\lambda'_1 > \lambda'_2 > \dots > \lambda'_{Np}$ 。

(4) 根据式(7)取 $\lambda_i = \lambda'_i / \eta$, 重新计算噪声估计方差 $\hat{\sigma}_w^2$, 得到

$$\hat{\sigma}_w^2 = \hat{\sigma}_w^2 / \eta \quad (11)$$

(5) 构造矩阵

$$\hat{\mathbf{R}}_a = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{R}}(0) - \hat{\sigma}_w^2 \mathbf{I} & \hat{\mathbf{R}}(1) & \dots & \hat{\mathbf{R}}(\hat{M}) \\ \hat{\mathbf{R}}(1) & \hat{\mathbf{R}}(2) & \dots & \hat{\mathbf{R}}(\hat{M}+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{\mathbf{R}}(\hat{M}) & \hat{\mathbf{R}}(\hat{M}+1) & \dots & \hat{\mathbf{R}}(2\hat{M}) \end{bmatrix} \quad (12)$$

计算矩阵

$$\hat{\mathbf{D}}(\hat{M}) = \hat{\mathbf{R}}_a (\hat{\mathbf{R}}_x(\hat{M}) - \hat{\sigma}_w^2 \mathbf{I})^\# \hat{\mathbf{R}}_a^H \quad (13)$$

信道的外积矩阵为

$$\Delta \hat{\mathbf{D}} = \hat{\mathbf{D}}(\hat{M}) - \mathbf{J}^p \hat{\mathbf{D}}(\hat{M}) (\mathbf{J}^p)^H \quad (14)$$

其中移位矩阵 \mathbf{J} 定义为

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 \end{bmatrix}$$

(6) 对 $\Delta \hat{\mathbf{D}}$ 进行 QR 矩阵分解, 取 Q 矩阵的第一列作为信道冲激响应的估计值 $\hat{\mathbf{H}}$ 。

(7) 估计出信道冲激响应之后, 通过线性反卷积完成对信道的盲均衡, 即

$$\hat{\mathbf{s}} = \hat{\mathbf{H}}^\# \mathbf{x} \quad (15)$$

$\hat{\mathbf{s}}$ 为均衡器的输出数据, 是发送数据序列的估计值。

3.2 多级减法聚类

接收信号经过盲均衡后, 恢复出了信号的星座图, 利用减法聚类算法^[20]能够得到星座图的星座点数。传统的减法聚类过程中, 邻域半径 r_n 起着很重要的作用, 它与信号星座点

间相对距离有关: 调制阶数越高, 星座点之间的距离越小, 邻域半径越小。显然, 减法聚类过程中, 如果以较大值作为邻域半径, 低阶调制信号的识别效果较好; 反之, 高阶调制信号的识别效果较好。如果待识别信号种类比较多, 星座点数间距离变化比较大, 选用一个固定的 r_a 很难达到良好的识别效果, 本文采用多 r_a , 多判决门限的多级减法聚类识别算法。

对于待识别信号集 $A = \{BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM, 32QAM, 64QAM\}$, 信号的星座点数 $M = 2^k, k = 1, 2, \dots, 6$, 星座点在水平或垂直方向上作用的范围依次为 $1/2, 1/2, 1/4, 1/4, 1/6, 1/8$, 即 r_b 依次为 $1/2, 1/2, 1/4, 1/4, 1/6, 1/8$, 相应选取 r_a 为 $1/3, 1/3, 1/6, 1/6, 1/9, 1/12$, 星座点判决门限 th 为 $2, 4, 8, 16, 32, 64$ 。先假定当前聚类星座图为待识别信号中最简单的星座结构(BPSK 信号星座图), 以最大的邻域半径进行减法聚类, 如果聚类正确, 聚类点数小于或等于星座点数 ($M=2$), 反之, 说明当前假设不正确, 继续假定当前聚类星座图为 QPSK 信号星座图, 进行下一轮减法聚类, 依此类推, 直到聚类点数小于或等于当前假定的星座图中的点数。聚类完成后, 聚类中心点数就是星座图中星座点数。

4 仿真结果与性能分析

为了验证算法的有效性, 分别对信道阶数估计性能、扰动分析对信道盲辨识性能的影响、算法盲均衡性能以及最后的调制识别性能进行了仿真。简便起见, 将本文算法称为新算法。仿真实验中, 采用文献[11]中的典型信道, 过采样倍数为 4, 信道阶数 $M = 4$ 。首先, 假定信道阶数上界 $M_{max} = 9$, 数据样点数为 500, 信号的调制类型为 16QAM。

为了检验信道盲辨识算法的性能, 对原始 OPDA 算法和改进后的新算法分别进行 50 次独立仿真实验, 图 2(a)是 OPDA 算法信道估计结果, 图 2(b)是新算法的估计结果。从仿真结果可以看出新算法的辨识性能明显优于原始算法。图 3 比较了新算法和原始 OPDA 算法均衡后的均方误差 (Mean Squared Error, MSE) 性能, 每条曲线是 100 次独立实验的平均结果, 显然, 新算法的 MSE 性能优于 OPDA 算法。

最后, 验证新算法的调制识别性能。定义数字调制信号集合为 $\Omega = \{BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM\}$, 信噪比 SNR=10dB~30dB 范围内, 间隔 2dB, 数据采样点数为

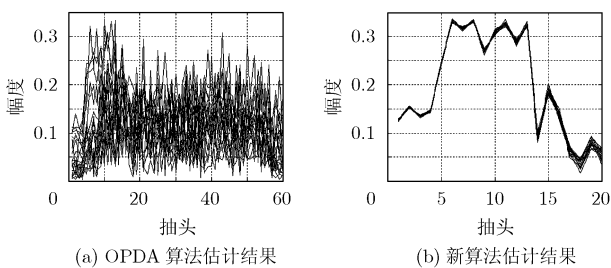


图 2

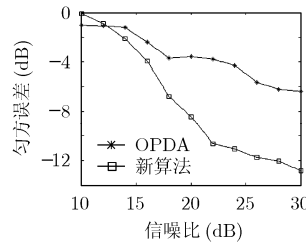


图 3 均衡后均方误差曲线

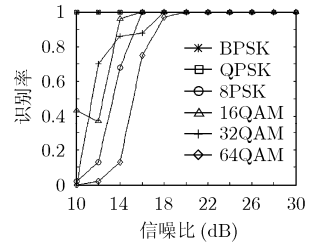


图 4 集合 Ω 新算法识别率

1000。图 4 是本文算法针对集合 Ω 的识别率曲线, 从图上可以看出, 识别效果与调制方式有关, 在信噪比较低时, 低阶调制方式的识别效果比高阶调制方式好, 当信噪比大于 20dB 时, 6 种调制方式的识别率均达到 100%。与文献[2]和文献[3]相比, 可识别的调制方式明显扩大。

5 结束语

本文针对多径信道中 MPSK 和 MQAM 信号的调制识别问题, 提出了一种新的基于信道盲辨识和盲均衡的调制识别算法。与现有算法相比, 信道盲辨识和盲均衡性能比文献[9]显著提高; 可识别的信号种类比文献[2,3]算法增多; 所用的数据量明显低于文献[4-6]算法, 而且结构简单; 算法仅需要知道信道阶数的上界就可以完成信道的盲辨识和盲均衡, 与文献[7,8]相比, 提高了实用性。仿真表明, 这种算法具有良好的盲均衡和调制识别性能。

参考文献

- [1] Abdi A, Dobre O A, and Choudhry R. Modulation classification in fading channels using antenna arrays[A]. In Proc. IEEE MILCOM 2004[C], Monterey, California, USA, 2004, 1: 211-217.
- [2] 陈卫东, 杨绍全, 董春曦, 徐松涛. 多径信道中 MPSK 信号的调制识别算法[J]. 通信学报, 2002, 23(6): 14-21.
Chen Wei-dong, Yang Shao-quan, Dong Chun-xi, and Xu Song-tao. Algorithm for classification of MPSK signals in multipath channel environments[J]. *Journal of China Institute of Communications*, 2002, 23(6): 14-21.
- [3] 冯祥, 李建东. 调制识别算法与性能分析[J]. 电波科学学报, 2005, 20(6): 737-740.
Feng Xiang and Li Jian-dong. Modulation classification algorithm and performance analysis[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2005, 20(6): 737-740.
- [4] Venalainen J, Terho L, and Koivunen V. Modulation classification in fading multipath channel[A]. In Proc. IEEE Conference on Signals, Systems and Computers 2002[C], 2002, 2: 1890-1894.
- [5] Barbarossa S, Swami A, Sadler B, and Spsdofora G. Classification of digital constellations under unknown multipath propagation conditions[A]. In Proc. SPIE 2000[C], 2000, 4045: 175-185.

- [6] Wang Bin and Ge Lindong. A joint blind equalization and modulation identification algorithm[A]. In Proc. ICCAS 2006[C], Gui Lin, China, 2006, 1: 593-598.
- [7] 王建新, 宋辉. 基于星座图的数字调制方式识别[J]. 通信学报, 2004, 25(6): 166-173.
Wang Jian-xin and Song Hui. Digital modulation recognition based on constellation diagram[J]. *Journal of China Institute of Communications*, 2004, 25(6): 166-173.
- [8] 王彬, 葛临东, 徐立清. 多径信道中的MPSK/MQAM信号调制识别算法[A]. 通信理论与信号处理年会论文集[C], 天津, 2006: 38-48.
Wang Bin, Ge Lin-dong, and Xu Li-qing. Algorithm for modulation classification of MPSK/MQAM signals in multi-path channels[A]. Proc. of Communication Theory and Signal Processing[C], Tian Jin, 2006: 38-48.
- [9] Ding Z. Matrix outer-product decomposition method for blind multiple channel identification[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1997, 45(12): 3053-3061.
- [10] Tong L, Xu G, and Kailath T. Blind identification and equalization based on SOS: A time domain approach[J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1994, 40(3): 340-349.
- [11] Moulines E, Duhamel P, Cardoso J F, and Mayrargue S. Subspace methods for the blind identification of multi-channel FIR filters[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1995, 43(2): 516-525.
- [12] Abed-Meriam K, *et al.* Prediction error methods for time-domain blind identification of multi-channel FIR filters[A]. In Proc. IEEE ICASSP1995[C], Detroit Michigan, USA, 1995: 1968-1971.
- [13] Gazzah H, Regalia P A, Delmas J P, and Abed-Meraim K. A blind multichannel identification algorithm robust to order overestimation[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(6): 1449-1458.
- [14] Wax M and Kailath T. Detection of signals by information theoretic criteria[J]. *IEEE Trans. on Acoust. Speech Signal Processing*, 1985, ASSP-33(2): 387-392.
- [15] Liavas A P, Regalia P A, and Delmas J P. Blind channel approximation: effective channel order determination[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1999, 47(12): 3336-3344.
- [16] Via J, Santamarfa I, and Perez J. Effective channel order estimation based on combined identification/equalization[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2006, 54(9): 3518-3526.
- [17] Xu G, Liu H, Tong L, and Kailath T. A least-squares approach to blind channel identification[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1995, 43(12): 2982-2993.
- [18] Giannakis G B and Tepedelenlioglu C. Direct blind equalizers of multiple FIR channels: A deterministic approach[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1999, 47(1): 62-74.
- [19] Eisenstat S C and Ipsen I C F. Relative perturbation techniques for singular value problems[J]. *SIAM J Numer Anal*, 1995, 32(6): 1972-1988.
- [20] Chius S. A cluster estimation method with extension to fuzzy model identification[A]. In Proc. the third IEEE Conference on Fuzzy Systems[C], Orlando, FL, USA, 1994, 2: 1240-1245.
- 王彬: 女, 1971年生, 博士生, 研究方向为通信信号处理、信道盲辨识与盲均衡技术、调制识别技术.
- 葛临东: 男, 1946年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为通信信号处理、软件无线电、通信信号盲处理技术.
- 徐立清: 女, 1974年生, 工程师, 硕士, 研究方向为信号与信息处理.
- 刘媛涛: 女, 1981年生, 硕士生, 研究方向为信道盲辨识与盲均衡技术.