

文章编号: 2095-4980(2016)05-0771-07

一种基于奇异值分解的改进信噪比盲估计算法

许维伟, 叶江峰, 胡茂海

(中国工程物理研究院 电子工程研究所, 四川 绵阳 621999)

摘要: 针对空间分解类信噪比(SNR)估计算法中子空间维数估计复杂度较高, 低信噪比下估计偏差较大的问题, 提出了一种改进的子空间维数估计算法。该算法首先利用样本自相关矩阵的奇异值序列进行后向差分得到梯度序列, 对梯度序列每一项与后 5 项之和的比值进行搜索, 最大比值所对应的奇异值序号作为信号子空间维数, 最后计算信噪比。合适数据长度下的仿真结果表明: 在信噪比-5 dB~20 dB 范围内, 常规通信信号的信噪比估计平均偏差小于 0.5 dB, 标准差小于 1 dB; 该算法提升了低信噪比下的估计性能, 运算量较小, 无需知道调制方式、载波频率、符号率等先验信息, 在低信噪比时对信噪比时变的跟踪估计更为准确, 且对复杂高阶调制信号同样适用。

关键词: 信噪比估计; 奇异值分解; 差分准则; 维数估计; 信噪比跟踪

中图分类号: TN911

文献标识码: A

doi: 10.11805/TKYDA201605.0771

Improved blind SNR estimation algorithm based on singular value decomposition

XU Weiwei, YE Jiangfeng, HU Maohai

(Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621999, China)

Abstract: Signal Noise Ratio(SNR) estimation algorithms adopting subspace decomposition exhibit some disadvantages such as high complexity of estimating dimension of subspace and large deviation under low SNR region. An improved algorithm to estimate the dimension of subspace is proposed. Firstly, autocorrelation matrix of receiving signals is constructed to decompose the singular values. Then the gradient array is obtained from singular values through backward deviation. The ratio of each element to the sum of next five elements in gradient array is searched to find the max ratio. The sequence number corresponding to the max ratio is the dimension of signal subspace. Finally, SNR estimation value is calculated. Simulations under appropriate length of data indicate that the mean bias of SNR estimation is below 0.5 dB and the standard deviation is below 1 dB for normal modulated signals with SNR from -5 dB to 20 dB. This algorithm improves estimated performance in low SNR region and reduces the amount of calculation without knowing the parameters such as modulation mode, carrier wave frequency and symbol frequency beforehand. It has better performance of SNR tracking estimation in low SNR region and is also suited to complex high order modulation signals.

Key words: SNR estimation; singular value decomposition; deviation principle; dimension estimation; SNR tracking

信噪比(SNR)是反映通信信号质量的重要指标, 在非合作通信中可作为功率控制、信道分配、Turbo 译码所必需的先验信息^[1], 在电磁监测、认知无线电的信号质量估计中有重要作用^[2], 其估计方法根据是否需要训练序列可分为“数据辅助”和“非数据辅助”2类^[3]。非协作通信要求 SNR 估计算法可同时满足“数据盲”和“类型盲”2种情况^[4]。除谱估计方法外^[5-6], 基于空间分解的 SNR 估计算法由于不需要调制样式、载波频率和符号率等先验信息, 对恒模和非恒模信号都可进行有效估计, 因此被广泛研究^[7-9]。基于空间分解的 SNR 估计方法通过计算接收数据的自相关或协方差矩阵, 利用奇异值或特征值分解, 对信号和噪声空间进行判定, 从而估计 SNR。文献[10]指出利用最小描述长度准则(Minimum Description Length, MDL)对信号子空间维数进行估计时不满足调

收稿日期: 2015-06-20; 修回日期: 2015-08-12

制信号与噪声均为独立复高斯随机过程的假设,提出了改进的 MDL 准则,但该方法在信噪比小于 0 dB 时估计误差显著增大。文献[11]提出一种改进的 Akaike 信息论准则(Akaike Information Criterion, AIC)来估计信号子空间维数,但该准则中的系数受调制方式影响较大,在低信噪比时的估计性能难满足实际需求且不适用于小样本条件。文献[12]提出了基于有限样本信息的准则(Finite Sample Information Criterion, FSIC),提高了小样本条件下的空间维数判别性能,但其计算表达式依旧相当复杂。文献[13]提出了基于过采样率信息构造特定维数自相关矩阵的方法,避免了对信号子空间维数的估计,降低了算法复杂度并提升了跟踪估计精确度,但需对样本符号率进行准确估计,否则将产生较大误差。文献[14]提出一种改进的奇异值作差法对子空间维数进行估计,计算量较小且能适应低信噪比和小样本情况,但其估计准确性依赖于特定阈值的选取。

针对上述问题,本文首先对 MDL 准则、AIC 准则和基于过采样率的方法进行原理简介和性能分析,然后基于样本自相关矩阵奇异值分解,提出一种改进的后向差分准则进行空间维数估计,与上述 3 种算法相比,本算法计算量更小,在低 SNR 时具有更高的估计精确度,对 SNR 的实时跟踪估计效果更好。

1 子空间类算法简介

1.1 信号模型

假设调制信号 $s(t)$ 通过加性高斯白噪声信道,接收信号无失真采样后如式(1)所示:

$$y(n) = s(n) + w(n) \quad (1)$$

式中 $w(n)$ 是均值为 0、方差为 σ_w^2 的高斯白噪声,信号和噪声独立分布。将接收长度为 L 的数据分成 K 段,每段数据长度为 M ,其中第 k 段数据构成的向量如式(2)所示:

$$\mathbf{y}_k = [y(kM+1), y(kM+2), \dots, y(kM+M)]^T, \quad k=0,1,\dots,K-1 \quad (2)$$

采用对接收样本取滑动平均的方法计算其自相关矩阵并进行奇异值分解如式(3)所示:

$$\mathbf{R}_{yy} = E[\mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^H] = E\left\{[s_k + w_k][s_k + w_k]^H\right\} = E[s_k s_k^H] + E[w_k w_k^H] = \mathbf{R}_{ss} + \mathbf{R}_{ww} = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda}_y \mathbf{V}^H = \mathbf{V} (\mathbf{\Lambda}_s + \mathbf{\Lambda}_w) \mathbf{V}^H \quad (3)$$

式中: M 为自相关矩阵阶数, $\mathbf{\Lambda}_s = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_p, 0, \dots, 0)_{M \times M}$, $\mathbf{\Lambda}_w = \text{diag}(\sigma_w^2, \sigma_w^2, \dots, \sigma_w^2)_{M \times M}$; $\mathbf{V}$ 为正交阵,故 $\mathbf{\Lambda}_y = \text{diag}(\lambda_1 + \sigma_w^2, \lambda_2 + \sigma_w^2, \dots, \lambda_p + \sigma_w^2, \sigma_w^2, \dots, \sigma_w^2)_{M \times M}$, 因此可得接收信号的 SNR 如式(4)。

$$R_{\text{SN}} = 10 \lg \left[\frac{\sum_{i=1}^p (\lambda_i - \sigma_w^2)}{(M \times \sigma_w^2)} \right] \quad (4)$$

1.2 MDL 和 AIC 准则简介

信号子空间维数 p 估计精确与否直接影响算法性能,当样本较小时得到的特征值都是不一样的,仅通过观察特征值来确定秩 p 较为困难。获得秩 p 最常用的选择标准是 MDL 准则和 AIC 准则,如式(5)和式(6)所示:

$$\text{MDL}(d) = -(M-d)K \left[\frac{1}{M-d} \sum_{i=d+1}^M \lg \lambda_i - \lg \left(\frac{1}{M-d} \sum_{i=d+1}^M \lambda_i \right) \right] + \frac{1}{2} d(2M-d) \lg K \quad (5)$$

$$\text{AIC}(d) = -(M-d)K \left[\frac{1}{M-d} \sum_{i=d+1}^M \lg \lambda_i - \lg \left(\frac{1}{M-d} \sum_{i=d+1}^M \lambda_i \right) \right] + d(2M-d) \quad (6)$$

式中: $d=0,1,\dots,M-1$; $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M$ 为自相关矩阵 $\mathbf{R}_{yy}$ 的 M 个奇异值。使式(5)和式(6)最小的 d 值作为信号子空间维数的估计值:

$$\hat{p}_{\text{MDL}} = d_{\text{MDL}} = \arg \min_{d \in [0, M-1]} \text{MDL}(d) \quad (7)$$

$$\hat{p}_{\text{AIC}} = d_{\text{AIC}} = \arg \min_{d \in [0, M-1]} \text{AIC}(d) \quad (8)$$

MDL 准则和 AIC 准则以样本数量远大于待估计模型阶数为前提,当样本数量较小时,MDL 准则惩罚系数较大,在信噪比较低时会过低估计秩 p ; 而 AIC 准则惩罚系数较小,在信噪比较高时会过高估计秩 p 。2 种准则性能均随样本数量减小而降低。

1.3 基于过采样率方法

设过采样率为 P ,将接收信号分为 J 段 P 维的复向量,对非同步情况,第 j 段信号可表示为式(9):

$$y^{(j)} = h_0^{(j)} a_j + h_1^{(j)} a_{j+1} + w^{(j)} \quad (9)$$

式中： $h_0^{(j)}$ 和 $h_1^{(j)}$ 为成型系数； a_j 和 a_{j+1} 为星座信号； $w^{(j)}$ 为噪声。设失步参数为 n_0 ，可得接收信号自相关矩阵特征值如式(10)所示，其中 ρ 为 SNR。

$$\lambda_1 = [1 + \rho(P - n_0)]\sigma_n^2, \quad \lambda_2 = [1 + \rho n_0]\sigma_n^2, \quad \lambda_i = \sigma_n^2, (i \geq 3) \quad (10)$$

则 SNR 可表示为式(11)：

$$\rho_{\text{dB}} = 10 \lg \left\{ \left[(\lambda_1 + \lambda_2)(P - 2) / \left(\sum_{i=3}^P \lambda_i - 2 \right) \right] / P \right\} \quad (11)$$

基于过采样率构造特定维数自相关矩阵的方法避免了子空间维数估计，但过采样率 $P \geq 3$ 且需为整数，因此需对调制信号的符号率进行准确估计，否则算法性能较差。

2 本文算法

2.1 自相关矩阵奇异值分布

MDL 准则和 AIC 准则计算公式过于复杂，不利于硬件实现，且在小样本条件下均存在一些问题，基于过采样率的方法必须对符号率进行准确估计，实际中很难将过采样率设置为整数，因此具有一定局限性。基于上述原因，提出一种改进的信号子空间维数估计方法。首先对自相关矩阵奇异值序列进行分析，以 16QAM 信号为例，设自相关矩阵维数 $M=50$ ，样本数取 $N=64$ 和 $N=1024$ ，信噪比分别取 $[-5, 5, 15, 25]$ dB 时，自相关矩阵奇异值序列分布曲线如图 1 所示。不同 SNR 时，自相关矩阵奇异值曲线的趋势一致，中后段奇异值幅度变化平稳，在信号和噪声子空间分界处有较明显的分界点，但从图 1(a)中可以看出，在小样本、低 SNR 下奇异值序列的分界点并不明显，用传统 MDL 或 AIC 准则并不能准确判定空间分界点。

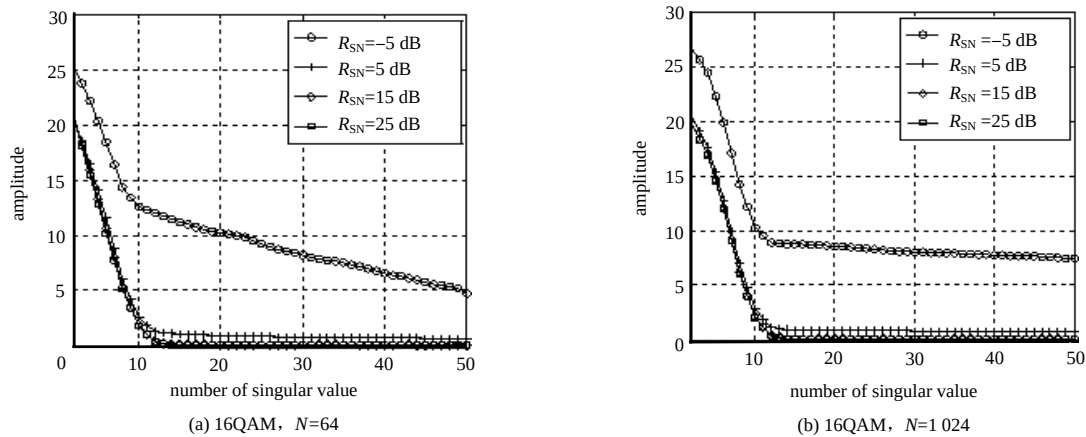


Fig.1 Singular value distribution of autocorrelation matrix

图 1 自相关矩阵奇异值分布曲线图

2.2 改进的奇异值作差法

假设奇异值矩阵主对角线元素组成的序列为 D ， D 中元素按从大到小的顺序排列，奇异值序列从头部开始对相邻 2 项进行差分得到梯度序列 C ，如式(12)所示：

$$C(d) = D(d) - D(d+1), \quad d = 1, 2, \dots, M-1 \quad (12)$$

式中： $D(d)$ 为奇异值序列 D 的第 d 个元素； $C(d)$ 为梯度序列第 d 个元素。文献[14]提出的改进奇异值作差法通过人工设定阈值来选取梯度序列的分界点，该算法严重依赖于阈值选取的准确性，在实际使用中缺少灵活性和自适应性。针对这种情况，本算法采用寻找梯度序列每一项与后 5 项之和的比值序列 $B(d)$ 的最大值作为空间分界点的判别准则。

$$B(d) = C(d) / [C(d) + C(d+1) + \dots + C(d+4)] \quad (13)$$

式中 $d = 1, 2, \dots, M-5$ ，则自相关矩阵的秩 p 如式(14)所示：

$$\hat{p} = d = \arg \max_{d \in [0, M-5]} B(d) \quad (14)$$

通过分析可知, $B(d)$ 的值始终小于 1, 奇异值矩阵具有如下性质:

$$D(1) > \dots > D(p) > D(p+1) \approx \dots \approx D(M) \approx \sigma^2 \quad (15)$$

$$C(1) > \dots > C(p) > C(p+1) \approx \dots \approx C(M-1) \approx \Delta, \Delta \rightarrow 0 \quad (16)$$

因此可知, $\begin{cases} B(d) < 1 & 0 < d < p \\ B(d) \approx 1 & d = p \\ B(d) \approx 0.2 & p < d < M-5 \end{cases}$, 故 $B(d)$ 在秩 p 处有最大值, 因此可将 d 的估计值作为信号子空间与噪声子空间的分界点。

2.3 算法流程及复杂度分析

利用本文算法估计 SNR 的步骤如下:

Step1: 确定含噪信号空间的维数 M , 一般 M 取 50~100, 此处 M 取 50;

Step2: 利用式(3)求接收信号的自相关矩阵并进行奇异值分解;

Step3: 利用式(12)得到奇异值序列的差分序列;

Step4: 利用式(13)得到差分序列的比值序列;

Step5: 利用式(14)进行子空间维数估计;

Step6: 利用式(4)计算 SNR。

若自相关矩阵维数为 M , 则本算法仅需要进行 $(M-1)$ 次减法和 $(M-5)$ 次除法, 即可得到信号子空间维数估计, 算法复杂度在 $O(M)$ 量级, 而普通信息论方法如 MDL 或 AIC 准则, 其计算公式要比本算法复杂得多, 不仅需要进行乘累加操作, 还需对特征值进行求对数操作, 算法复杂度约为 $O(M^2)$ 量级, 而基于过采样率的方法避免了信号子空间维数的估计, 不存在算法复杂度的问题。综上所述, 本文算法与信息论方法相比具有运算简单的优点。

3 仿真结果与性能分析

接收机在不知道接收信号的调制方式、载波频率、符号率等先验信息条件下, 采用频谱扫描的方式确定信号带宽, 利用 16 倍过采样率对信号进行采样, 信噪比估计的平均偏差和标准差作为衡量估计性能的标准。以下仿真中, 含噪信号空间维数 $M=50$, Monte-Carlo 仿真 100 次, 信噪比估计范围 -5 dB~20 dB。

3.1 调制方式对信噪比估计的影响

采样数据长度 $L=1024$, 信号调制样式为 QPSK, 16QAM, 16APSK 和 4FSK, 不同调制样式下 SNR 估计的平均偏差和标准差如图 2 所示。

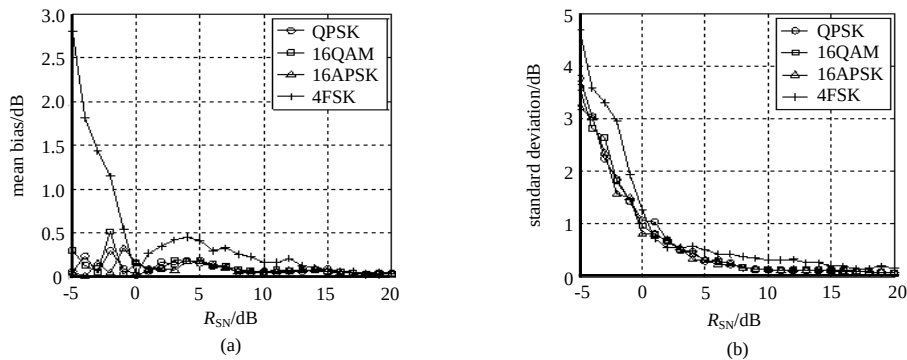


Fig.2 Mean bias and standard deviation of SNR estimation for different modulation signals

图 2 不同调制信号信噪比估计平均偏差和标准差

图 2(a)表明, SNR 在 -5 dB~20 dB 区间内, QPSK, 16QAM 和 16APSK 信号 SNR 估计偏差均值几乎重合, 均在 0.5 dB 以下, 估计效果较好; 4FSK 信号估计偏差均值在 0 dB~20 dB 区间内略高于上述 3 种信号, 在 -5 dB~0 dB 区间内, 估计偏差均值较大, 说明本算法对 FSK 信号在低 SNR 情况下的估计效果较差。图 2(b)给出了 4 种信号 SNR 估计标准差, 标准差随 SNR 的增大而减小, QPSK, 16QAM 和 16APSK 信号的估计标准差在 -5 dB~20 dB 区间内基本重合, 4FSK 信号估计标准差略高于上述 3 种信号, 与估计偏差均值结果相吻合。

3.2 数据长度对信噪比估计的影响

以 16QAM 信号为例,数据长度 L 分别取 256, 1 024 和 4 096 个符号时信噪比估计平均偏差和标准差如图 3 所示。

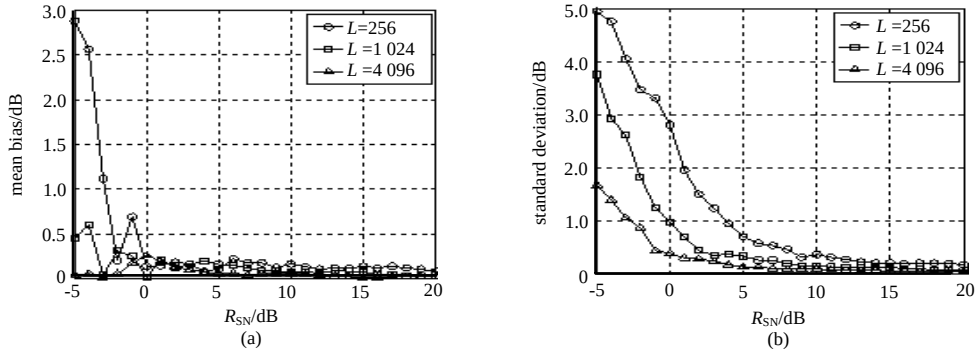


Fig.3 Mean bias and standard deviation of SNR estimation for different data lengths

图 3 不同数据长度下信噪比估计平均偏差和标准差

图 3(a)表明,在 $-5\text{ dB}\sim 0\text{ dB}$ 区间内,数据长度为 256 时 SNR 估计偏差较大,数据长度为 1 024 时估计偏差基本在 0.5 dB 以内,数据长度为 4 096 时,估计值基本趋于真实值;在 $0\text{ dB}\sim 20\text{ dB}$ 区间内,数据长度对估计偏差均值影响不大,基本在 0.3 dB 以下,估计精确度随数据长度的增加略有提升。图 3(b)给出了估计标准差,当数据长度较小时,低 SNR 条件下估计性能较差,随着数据长度的增加,SNR 估计性能明显提升。因此,实际应用中需要在估计性能和数据长度之间进行权衡,在有限的计算资源下达到较好的估计效果。

3.3 4 种方法的信噪比估计性能分析

以 16APSK 信号为例,数据长度 $L=1\,024$,比较本文算法、MDL 方法、AIC 方法和基于过采样率方法的信噪比估计平均偏差和标准差如图 4 所示。

图 4(a)表明,在 $-5\text{ dB}\sim 0\text{ dB}$ 区间内,AIC 准则优于 MDL 准则,基于过采样率的方法优于上述 2 种准则,而本文算法相对于其他算法在低 SNR 下的估计偏差均值更小,估计效果更稳定;高 SNR 条件下,4 种算法的估计性能相近。图 4(b)给出 4 种算法的标准差,当信噪比大于 0 dB 时,4 种算法差别不大,在 $-5\text{ dB}\sim 0\text{ dB}$ 区间内,MDL 和 AIC 准则性能较差,本文算法估计标准差略大于基于过采样率的算法。本文算法更适用于小样本和低信噪比的环境。

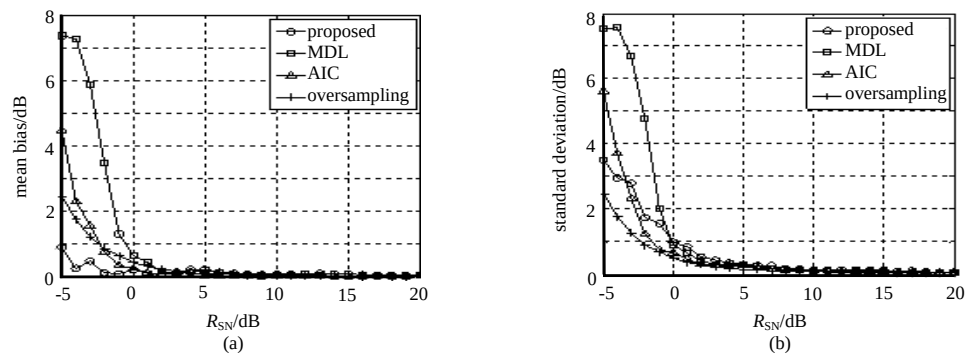


Fig.4 Mean bias and standard deviation of SNR estimation for four algorithms

图 4 4 种方法的信噪比估计偏差均值和标准差

3.4 4 种算法的信噪比跟踪估计性能分析

以 QPSK 和 16QAM 信号为例,数据长度 $L=15\,000$,比较本文算法、MDL 准则、AIC 准则和基于过采样率算法对信噪比跟踪估计性能,采用每 64 个符号估计 1 次 SNR 的方式对变化的信噪比进行跟踪,每段信号的信噪比在 $[18, 10, 2, 5, 15]\text{ dB}$ 之间变换,观察信噪比在突变处的跟踪效果和低 SNR、小样本条件下的跟踪效果,估计结果如图 5 和图 6 所示。

图 5 给出了 4 种算法对 QPSK 信号 SNR 的跟踪估计性能,可以看出,本文算法在整个信号时长内对信号的 SNR 有良好的跟踪性能;MDL、AIC 准则和基于过采样率的算法在 SNR 较高时跟踪效果与本文算法接近,在

SNR 较低时, MDL 和 AIC 准则容易过低地估计信号的 SNR, 基于过采样率的算法则容易过高地估计信号的 SNR。

图 6 给出了 4 种算法对 16QAM 信号 SNR 的跟踪性能, 整体趋势与 QPSK 信号相似, 但是在 SNR 恒定的每段时长内, 估计平坦度略差于 QPSK 信号, 说明子空间类算法的估计性能随着调制模式复杂程度的增加而略有下降。通过比较可知, 本文算法更适用于短数据下的 SNR 跟踪估计, 在实际应用中能够达到更好的效果。

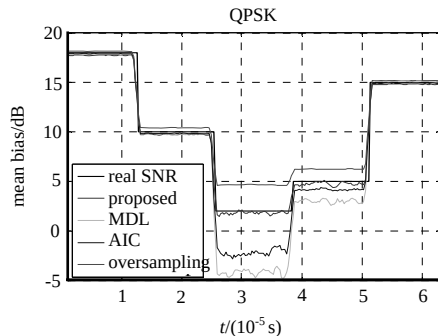


Fig.5 SNR tracking estimation performance of QPSK signal for four algorithms

图 5 4 种算法对 QPSK 信号 SNR 的跟踪性能

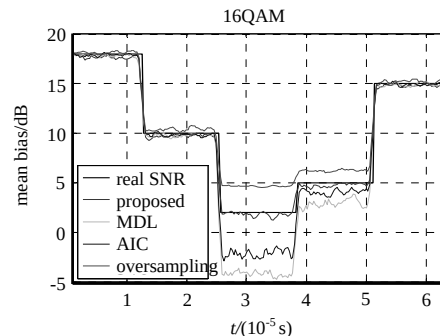


Fig.6 SNR tracking estimation performance of 16QAM signal for four algorithms

图 6 4 种算法对 16QAM 信号 SNR 的跟踪性能

4 结论

本文针对不同调制信号、不同数据长度进行了计算机仿真, 仿真结果表明本文算法具有如下优点: a) 对 QPSK、16QAM 和 16APSK 信号估计效果接近, 对 4FSK 信号的估计效果略差于上述 3 种信号; b) 通过与 MDL、AIC 准则和基于过采样率方法的估计性能对比, 本算法在低 SNR 下的估计精确度更高, 稳健性更好, 计算量更小; c) 通过对比 4 种算法对 SNR 的跟踪估计性能, 本文算法在低 SNR、小样本条件下有更好的性能; d) 本算法不仅适用于恒模的 PSK 信号, 对非恒模的 QAM 信号和 APSK 信号同样能够进行精确盲估计, 无需调制方式、载波频率、符号率等先验知识, 具有十分广泛的应用空间。但是, 本文算法依然需要对接收信号的自相关矩阵进行奇异值分解。如何减少奇异值分解的计算量, 仍是下一步工作的研究重点。

参考文献:

- [1] 许华,王爱粉,杨晓宇. 常规数字通信信号信噪比估计综述[J]. 信号处理, 2013,29(6):723-733. (XU Hua,WANG Aifen, YANG Xiaoyu. Survey of the SNR estimation of conventional digital communication signals[J]. Journal of Signal Processing, 2013,29(6):723-733.)
- [2] 刑辉,李国汉. 基于整体经验模态分解的信噪比估计方法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2014,12(6):445-448. (XING Hui,LI Guohan. A novel ensemble empirical mode decomposition based algorithm of signal to noise ratio estimation[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2014,12(6):445-448.)
- [3] PAULUZZI D R,BEAULIEU N C. A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channel[J]. IEEE Transactions on Communications, 2000,48(10):1681-1691.
- [4] YING S L,LIM H S,TAN A W C. Performance comparison of SNR estimators in Gaussian mixture noise[C]// IEEE International Conference on Signal and Image Processing Applications(ICSIPA). Kuala Lumpur,Malaysia:[s.n.], 2011:327-331.
- [5] 冯炎,安宝坤. 基于加权噪声的递归平滑噪声功率谱估计[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2013,11(5):787-791. (FENG Yan,AN Baokun. Recursive averaging noise power spectrum estimation based on weighted noise[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2013,11(5):787-791.)
- [6] 胡冰舟,张蓉,雷维嘉,等. 一种基于平均周期图的频域信噪比估计算法[J]. 电讯技术, 2014,54(10):1385-1390. (HU Bingzhou,ZHANG Rong,LEI Weijia,et al. A frequency-domain SNR estimation algorithm based on averaged periodogram[J]. Telecommunication Engineering, 2014,54(10):1385-1390.)
- [7] LI W,ZHANG Y,ZHANG Y,et al. Subspace-based SNR estimator for OFDM system under different channel conditions[C]// IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting(BMSB). 2013:1-5.
- [8] IJAZ A,AWOSEYILA A B,EVANS B G. Signal-to-noise ratio estimation algorithm for advanced DVB-RCS systems[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2012,58:603-608.
- [9] WU T,ZHENG H X,YAN D,et al. A modified SNR estimation algorithm based on singular value decomposition[C]// International Conference on Information and Communications Technologies(ICT). 2014:191-200.

- [10] 詹亚峰,曹志刚,马正新. 无线数字通信的盲信噪比估计[J]. 清华大学学报, 2003,43(7):957-960. (ZHAN Yafeng, CAO Zhigang, MA Zhengxin. Blind SNR estimates in wireless digital communications[J]. Journal of Tsinghua University, 2003,43(7):957-960.)
- [11] 隋丹,葛临东. 一种新的基于改进 PASTd 的中频信号盲信噪比估计算法[J]. 电子与信息学报, 2007,29(7):1657-1661. (SUI Dan, GE Lindong. A novel blind SNR estimator based on the modified PASTd algorithm for IF signals[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2007,29(7):1657-1661.)
- [12] 张俊楠,张绍武. 基于有限样本信息准则的非协作盲信噪比估计算法[J]. 科学技术与工程, 2012,12(2):317-321. (ZHANG Junnan, ZHANG Shaowu. Blind SNR estimate algorithm with finite sample information criterion in non-cooperative communication[J]. Science Technology and Engineering, 2012,12(2):317-321.)
- [13] 唱亮,汪芙平. 非协作通信中的盲信噪比估计算法[J]. 通信学报, 2008,29(3):76-81. (CHANG Liang, WANG Fuping. Blind SNR estimation in non-cooperative communications[J]. Journal on Communications, 2008,29(3):76-81.)
- [14] 李鹏,吴杰,许华,等. 一种平坦衰落信道下的盲信噪比估计算法[J]. 电视技术, 2013,37(11):139-143. (LI Peng, WU Jie, XU Hua, et al. Blind SNR estimation algorithm over flat fading channel[J]. Video Engineering, 2013,37(11):139-143.)

作者简介:



许维伟(1988-), 男, 山西省晋中市人, 硕士, 研究实习员, 主要从事数字信号处理研究工作.email:664273825@qq.com.

叶江峰(1974-), 男, 江西省安福县人, 硕士, 研究员, 主要从事通信信号处理研究工作.

胡茂海(1982-), 男, 四川省遂宁市人, 助理研究员, 主要从事数字信号处理研究工作.

(上接第 770 页)

- [3] WU Zhaohua, HUANG N E. Ensemble empirical mode decomposition: a noise assisted data analysis method[J]. Advances in Adaptive Data Analysis, 2011,1(1):1-41.
- [4] 秦品乐,林焰,陈明. 基于平移不变小波阈值算法的经验模态分解方法[J]. 仪器仪表学报, 2008,29(12):2637-2641. (QIN Pinle, LIN Yan, CHEN Ming. EMD based on wavelet threshold[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2008,29(12):2637-2641.)
- [5] DEERING R, KAISER J F. The use of a making signal to improve empirical mode decomposition[C]// International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. [S.l.]: IEEE, 2005:485-488.
- [6] LAILA D S, MESSINA A R, PAL B C. A refined Hilbert-Huang transform with applications to interarea oscillation monitoring[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2009,24(2):610-620.
- [7] 胡爱军,孙敬敬,向玲. 经验模态分解中的模态混叠问题[J]. 振动、测试与诊断, 2011,31(4):429-434. (HU Aijun, SUN Jingjing, XIANG Ling. Mode aliasing in empirical mode decomposition[J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2011,31(4):429-434.)
- [8] 蔡艳平,李艾华,徐斌,等. 集成经验模态分解中加入白噪声的自适应准则[J]. 振动、测试与诊断, 2011,31(6):709-714. (CAI Yanping, LI Aihua, XU Bin, et al. The adaption rule of adding white noise to Empirical Mode Decomposition[J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2011,31(6):709-714.)

作者简介:



甘一鸣(1993-), 男, 太原市人, 本科, 主要研究方向为计算机架构.email:870770312@qq.com.

许家琛(1993-), 男, 吉林省白山市人, 本科, 主要研究方向为雷达信号处理.

任伟基(1993-), 男, 浙江省金华市人, 本科, 主要研究方向为网络通信.