

自适应非零延迟 MMSE 盲均衡算法

高从芮, 许 华

(空军工程大学信息与导航学院, 西安, 710077)

摘要 针对单输入多输出(SIMO)模型提出一种基于非零延迟均衡器的自适应最小均方误差(MMSE)盲均衡算法,该方法通过均衡器系数、不同延迟下的截短协方差矩阵及信号子空间三者之间的关系将零延迟均衡器推广到非零延迟均衡器。该方法不同于传统的零延迟均衡算法,可利用信道的多阶参数进行盲均衡使其减小信道一阶参数对均衡效果的影响,且对信道阶数过估计具有鲁棒性。文章给出了算法的 Batch 实现过程,同时为更好地适应一般时变信道环境和实现实时处理的要求,利用快速次子空间追踪算法(FDPM)通过递归迭代得到算法的自适应实现过程。仿真实验表明在信道一阶参数能量较小或信道阶数过估计的条件下,即使信噪比较低,算法仍具有良好的均方误差(MSE)性能,此外自适应算法能够在几百个样本值内使信号快速达到收敛。

关键词 盲均衡;非零延迟;自适应;最小均方误差

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2018.06.013

中图分类号 TN911.7 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2018)06-0079-05

An Adaptive Non-Zero Delay MMSE Blind Equalization Algorithm

GAO Congrui, XU Hua

(Information and Navigation College, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Abstract: In view of SIMO model, an adaptive MMSE blind equalization algorithm is proposed based on the non-zero delay equalizer. The method, through the relationships between the equalizer coefficients, the Variance matrices and the signal subspaces, is to extend the zero-delay equalizer to a non-zero delay equalizer. This method is different from the traditional zero-delay equalization algorithm, and can be utilized by the channel's multi-level parameters for performing blind equalization to reduce the influence of the first-order parameters of the channel on the equalization effect, and has robust to the overestimation of the channel order. In order to better adapt to the general time-varying channel environment and realize the real-time processing requirements, this paper presents a fast implementation of the algorithm by FDPM through recursive iteration. The simulation experiments show that the algorithm still has a good Mean Square Error (MSE) performance even if the signal-to-noise ratio is low under the condition that the first-order energy of the channel is small or the channel order is overestimated. In addition, the adaptive algorithm can quickly converge within a few hundred sample values.

Key words: blind equalization; non-zero delay; adaptive; minimum mean-square error

收稿日期: 2018-01-04

基金项目: 国家自然科学基金(61001111)

作者简介: 高从芮(1990—),男,吉林长春人,硕士生,主要从事信道均衡、盲信号处理研究。E-mail:1090375406@qq.com

引用格式: 高从芮,许华.自适应非零延迟 MMSE 盲均衡算法[J].空军工程大学学报(自然科学版),2018,19(6):78-83. GAO Congrui, XU Hua. An Adaptive Non-Zero Delay MMSE Blind Equalization Algorithm[J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2018, 19(6): 79-83.

在无线通信系统中,由于传输信道的非理想特性,当信号调制带宽大于信道相干带宽时产生符号间干扰,使误码率升高^[1]。信道均衡可有效克服码间串扰,提高系统性能。与自适应均衡相比,盲均衡算法不需要训练序列即可跟踪信道的变化,补偿信道特性,提升系统的可靠性和传输速率^[2]。

1994年 Tong Lang 等人^[3]指出信号经过多通道或过采样后具有循环平稳性,提出了基于循环二阶统计量(Second Order Statistics, SOS)非最小相位系统的盲辨识和盲均衡算法,该方法具有收敛速度快、需要数据量少的优点而受到广泛的关注。发展至今,大致可分为经典子空间(Subspace Method, SS)法^[4-5]、交叉相关(Cross Relation, CR)法^[6]、线性预测(Linear Prediction, LP)法^[7-10]等几类;SS法和CR法对信道阶数估计有严格要求,过估计和欠估计都会使算法性能下降;LP法对信道阶数估计具有鲁棒性,但是均衡性能有待提高。

基于截短协方差矩阵的直接盲均衡方法^[11-15]截短信号输出协方差矩阵产生零延迟均衡器,尽管对信道阶数过估计具有鲁棒性^[11]或不需要信道阶数估计^[12-15],但其仅利用到信道一阶参数,尤其是当信道一阶参数能量低时,使其不能得到令人满意的结果,这种方法还可根据零延迟均衡器二次估计出非零延迟均衡器,但其本质上仍只利用信道一阶参数,同时需要设计2个均衡器,提高了设计成本。文献^[10]、文献^[15]对算法在病态信道下性能失效的原因进行分析,提出具有鲁棒性的盲均衡算法。

为实现信号实时处理,文献^[6]利用CR法提出基于二阶统计量的新型协作式最小均方(Least Mean Squares, LMS)自适应盲均衡算法,文献^[8]则利用LP法实现了LMS和递归最小二乘(Recursive Least Squares, RLS)盲均衡算法,但是在自适应方法的实现中,涉及到成本昂贵(例:RLS)或收敛慢(例:LMS)的问题。与此同时,子空间追踪技术^[16-20]也广泛应用到了基于截短协方差矩阵的盲均衡算法中,文献^[11]利用YAST(Yet Another Subspace Tracking, YAST)^[16]子空间追踪算法将运算复杂度由 $O(N^3)$ 减少为 $O(N^2\tau)$,文献^[12]利用OPAST(orthogonal PAST)^[17]子空间追踪算法将运算复杂度减少为 $O(N\tau^2)$,文献^[13]采用快速次子空间追踪算法(FDPM)^[18]将运算复杂度减少至 $O(N\tau)$,其中 N 为观测矢量长度, τ 为追踪子空间维数。文献^[14]解决了自适应过程中相位偏转的问题。文献^[19~20]分别比对了主、次子空间追踪算法性能的优缺点以及对算法稳态误差性能进行分析。

本文通过均衡器系数、不同延迟下的截短协方差矩阵及信号子空间三者之间的关系,将零延迟均衡器推广,提出一种广义下的基于非零延迟均衡器的盲均衡算法,该算法在信噪比低或信道一阶参数能量低时,均衡性能有着显著的改善,同时该方法对信道阶数过估计具有鲁棒性。为了减少计算复杂度,我们利用近似投影方法^[21]和次子空间追踪算法(FDPM)实现自适应均衡过程。

1 系统模型

含有 M 个输出的SIMO系统,第 i 条子信道输入输出关系可以表示为:

$$x_i(n) = \sum_{k=0}^{L-1} \mathbf{h}_i(k) s(n-k) + \mathbf{b}_i(n) \quad (1)$$

式中: $s(n)$ 表示源信号; $\mathbf{h}_i = [h_0(n), h_1(n), \dots, h_{L-1}(n)]$ 表示第 i 条子信道冲激响应;另假设信道的冲激响应最大长度为 L , $\mathbf{b}_i(n)$ 为叠加在第 i 条子信道上的高斯白噪声,输入信号 $s(n)$ 与 $\mathbf{b}_i(n)$ 的均值为0,方差分别为 σ_s^2 和 σ_b^2 。

对于 N 个连续观测矢量,有:

$$\mathbf{H}_N \mathbf{s}(n) + \mathbf{b}_N(n) \quad (2)$$

其中:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(n) &= [x_0(n), \dots, x_{M-1}(n)]^T \\ \mathbf{h}(n) &= [h_0(n), \dots, h_{M-1}(n)]^T \\ \mathbf{b}(n) &= [b_0(n), \dots, b_{M-1}(n)]^T \\ \mathbf{s}(n) &= [s(n), \dots, s(n-N-L+1)]^T \\ \mathbf{b}_N(n) &= [\mathbf{b}^T(n), \dots, \mathbf{b}^T(n-N+1)]^T \end{aligned} \quad (3)$$

\mathbf{H}_N 是维数为 $NM \times (N+L)$ 的Toeplitz矩阵:

$$\mathbf{H}_N = \begin{bmatrix} \mathbf{h}(0) & \cdots & \mathbf{h}(L-1) & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{h}(0) & \cdots & \mathbf{h}(L-1) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \mathbf{h}(0) & \cdots & \mathbf{h}(L-1) \end{bmatrix} \quad (4)$$

2 算法实现

2.1 MMSE均衡器

盲MMSE均衡器是利用最小均方误差准则来线性估计输入信号,令 \mathbf{v}_τ 为延迟 τ ($\tau \in \{0, 1, \dots, N+L-1\}$)的MMSE均衡器向量,则有:

$$\mathbf{v}_\tau = E(\|s(n-\tau) - \mathbf{v}^H \mathbf{x}_N(n)\|^2) = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{g}_\tau \quad (5)$$

$$\mathbf{R} = E(\mathbf{x}_N(n) \mathbf{x}_N^H(n)) = \mathbf{H}_N \mathbf{H}_N^H + \sigma_b^2 \mathbf{I}_{MN} \quad (6)$$

$$\mathbf{g}_\tau = E(\mathbf{x}_N(n) s^*(n-\tau)) = \mathbf{H}_N(:, \tau+1) \quad (7)$$

$\mathbf{H}_N(t)$ 为Toeplitz矩阵 \mathbf{H}_N 的 $t+1$ 列,由于信号子空间等于信道矩阵的列向量张成的线性空

间^[11],可以看出 \mathbf{v}_τ 属于信号子空间。因此, \mathbf{H}_N 的值域为 \mathbf{v}_τ , 且 \mathbf{v}_τ 可表示为:

$$\mathbf{v}_\tau = \mathbf{W}\tilde{\mathbf{v}}_\tau \quad (8)$$

式中: \mathbf{W} 表示信号子空间的一组基向量, 通过文献[11], 可以类比推导如下结论:

命题 1 令 \mathbf{R}_τ 为 \mathbf{R} 截下 $(\tau+1)M$ 行截短协方差矩阵($\mathbf{R}_{\tau-1}$ 为 \mathbf{R} 截下 τM 行截短协方差矩阵), 假定 $N > L+1+\tau$, $\mathbf{W}^H \mathbf{R}_\tau^H \mathbf{R}_\tau \mathbf{W}$ 右零空间的维度为 $\tau+1$, 并且包含所有 τ 延迟均衡器向量。

证明: 对 \mathbf{R} 进行特征值分解, $\mathbf{R} = \mathbf{W}\mathbf{T}\mathbf{W}^H + \sigma_b^2 \mathbf{U}\mathbf{U}^H$, \mathbf{W} 和 \mathbf{U} 分别为信号子空间和噪声子空间的特征向量, \mathbf{W} 和 \mathbf{U} 是正交的, 得:

$$\mathbf{R}\mathbf{W} = \mathbf{W}\mathbf{T} \quad (9)$$

因此, $\text{Range}(\mathbf{R}\mathbf{W}) = \text{Range}(\mathbf{W}) = \text{Range}(\mathbf{H}_N)$ 。则存在一个非奇异矩阵 \mathbf{P} 使得 $\mathbf{R}\mathbf{W} = \mathbf{H}_N \mathbf{P}$, 得出:

$$\mathbf{R}_\tau \mathbf{W} = [\mathbf{0}_{(N-\tau-1)M \times \tau+1} \mathbf{H}_{N-\tau-1}] \mathbf{P} \quad (10)$$

综上, 当 $N > L+1+\tau$ 时, $\mathbf{H}_{N-\tau-1}$ 为满秩矩阵, 且 $\mathbf{R}_\tau \mathbf{W}$ 右零空间的维数为 $\tau+1$ 。

2.2 基于非零延迟的盲均衡器

如式(4)所示, 零延迟均衡器均衡时只利用到信道矩阵的第一列, 即信道一阶参数 $\mathbf{h}(0)$, 尤其是当信道一阶参数 $\mathbf{h}(0)$ 能量低时, 均衡效果并不尽如人意, 因此我们有必要研究均衡性能较理想的能够利用多阶信道参数非零延迟均衡器。

首先, 令 \mathbf{F}_τ 表示由 \mathbf{R}_τ 的右零空间以及 \mathbf{W} 的值域的交集组成的线性空间, $\mathbf{B}_\tau = \{\tilde{\mathbf{v}}_0, \tilde{\mathbf{v}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{v}}_\tau\}$ 为 \mathbf{F}_τ 的一组基, 我们可以看出, 由于 $\mathbf{F}_{\tau-1} \in \mathbf{F}_\tau$, \mathbf{F}_τ 的一组基同时可以表示由 $\mathbf{B}_{\tau-1}$ 和另一个向量 $\tilde{\mathbf{v}}_\tau$ 组成, 且 $\tilde{\mathbf{v}}_\tau$ 不能由 $\mathbf{B}_{\tau-1}$ 中的任意元素线性构成。

因此我们要找到一个正确的 $\tilde{\mathbf{v}}_\tau$ 使其对应 τ 延迟均衡器, 为解决这个问题, 我们利用各延迟下均衡器向量近似正交关系, $\mathbf{v}_t^H \mathbf{x}_N \oslash s(n-t)$ 以及 $\mathbf{v}_t^H \mathbf{x}_N \oslash s(n-t')$, 并且由于输入信号是独立自相关的, 得到:

$$0 = E(s(n-t)s^*(n-t')) \oslash \mathbf{v}_t^H \mathbf{R} \mathbf{v}_t \quad (11)$$

由于 \mathbf{v}_t^H 属于 \mathbf{W} 的值域, 且 $\mathbf{R} = \mathbf{W}\mathbf{T}\mathbf{W}^H + \sigma_b^2 \mathbf{U}\mathbf{U}^H$, 式(11)改写为:

$$\mathbf{v}_t^H \mathbf{W}\mathbf{T}\mathbf{W}^H \mathbf{v}_t \oslash 0 \quad (12)$$

令 $\tilde{\mathbf{v}}_\tau = \mathbf{T}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{W}^H \mathbf{v}_\tau$, 即 $\mathbf{v}_\tau = \mathbf{W}\mathbf{T}^{-\frac{1}{2}} \tilde{\mathbf{v}}_\tau$, 可以看出 $\tilde{\mathbf{v}}_\tau$ 与 $\tilde{\mathbf{v}}_{\tau'}$ 在 τ 与 τ' 不相等时相互正交。因此, 只需找到正交 $\mathbf{F}_{\tau-1}$ 值域的变量 $\tilde{\mathbf{v}}_\tau$ 即可。综上, 本文算法实现过程如下:

1) 计算自相关矩阵。

$$\hat{\mathbf{R}}_K = \sum_{n=1}^K \mathbf{x}_N(n) \mathbf{x}_N^H(n) \quad (13)$$

对 $\hat{\mathbf{R}}_K$ 进行特征值分解, 分离出信号子空间的特征向量以及 d 个特征值。

$$(\mathbf{W}, \mathbf{T}) = \text{Eig}(\hat{\mathbf{R}}_K, d) \quad (14)$$

2) 计算与 \mathbf{T}_τ 正交的基向量 \mathbf{E} 。

计算 $\mathbf{T}_\tau = \mathbf{R}_\tau \mathbf{W}\mathbf{T}^{-\frac{1}{2}}$, $\mathbf{E} = [\mathbf{e}_0, \mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_\tau]$ 为 $\mathbf{T}_\tau^H \mathbf{T}_\tau = \mathbf{T}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{W}^H \mathbf{R}_\tau^H \mathbf{R}_\tau \mathbf{W}\mathbf{T}^{-\frac{1}{2}}$ 的 $\tau+1$ 个最小特征向量。

3) 计算与 $\mathbf{T}_{\tau-1}$ 正交的基向量 \mathbf{F} 。

计算 $\mathbf{T}_{\tau-1} = \mathbf{R}_{\tau-1} \mathbf{W}\mathbf{T}^{-\frac{1}{2}}$, $\mathbf{F} = [\mathbf{f}_0, \mathbf{f}_1, \dots, \mathbf{f}_{\tau-1}]$ 为 $\mathbf{T}_{\tau-1}^H \mathbf{T}_{\tau-1} = \mathbf{T}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{W}^H \mathbf{R}_{\tau-1}^H \mathbf{R}_{\tau-1} \mathbf{W}\mathbf{T}^{-\frac{1}{2}}$ 的 τ 个最小特征向量。

4) 求出包含在基向量 \mathbf{E} 的值域且与基向量 \mathbf{F} 正交的向量 $\tilde{\mathbf{v}}_\tau$ 。即, $\tilde{\mathbf{v}}_\tau$ 的位置 \mathbf{G} 为 $\mathbf{B} = \mathbf{E}^H \mathbf{F}\mathbf{F}^H \mathbf{E}$ 的最小特征向量。因此 τ 延迟均衡器可以表示为:

$$\mathbf{v}_\tau = \mathbf{W}\mathbf{T}^{-\frac{1}{2}} \tilde{\mathbf{v}}_\tau \quad (15)$$

注: 特征值矩阵 $\mathbf{T}^{-\frac{1}{2}}$ 能够确保在信道阶数过估计的情况下仍能具有较好的鲁棒性, 实际上, 在中等或高信噪比的情况下, 由于它们被 $\frac{1}{\sigma_b}$ 加权, 能够减少噪声子空间中的特征向量带的影响。

3 自适应 MMSE 盲均衡算法

为实现对信号实时处理以及能够跟踪信道实时变化, 我们采用子空间追踪算法, 令:

$$\mathbf{Q}_\tau = \mathbf{T}_\tau^H \mathbf{T}_\tau = (\mathbf{R}_\tau \mathbf{W}\mathbf{T}^{-\frac{1}{2}})^H (\mathbf{R}_\tau \mathbf{W}\mathbf{T}^{-\frac{1}{2}}) \quad (16)$$

$$\mathbf{R}_N(t) = \sum_{k=1}^t \beta^{-k} \mathbf{x}_N(k) \mathbf{x}_N^H(k) = \beta \mathbf{R}_N(t-1) + \mathbf{x}_N(t) \mathbf{x}_N^H(t) \quad (17)$$

β 为遗忘因子, $0 < \beta < 1$, 因此 $\mathbf{R}_\tau, \mathbf{R}_{\tau-1}$ 可以用以下递归替代(以 \mathbf{R}_τ 为例):

$$\mathbf{R}_\tau = \beta \mathbf{R}_\tau(t-1) + \mathbf{x}_N(t-1) \mathbf{x}_N^H(t-1) \quad (18)$$

因 $\mathbf{T}(t)^{-\frac{1}{2}}$ 循环递归比较复杂, 因此我们做以下近似, 由式(9), $\mathbf{T}(t)^{-\frac{1}{2}} = \mathbf{W}(t)^H \mathbf{R}(t)^{-\frac{1}{2}} \mathbf{W}(t)$, $\mathbf{R}(t) \approx \mathbf{R}(t-1)$, 可得 $\mathbf{T}(t)^{-\frac{1}{2}} \approx \mathbf{T}(t-1)^{-\frac{1}{2}}$ 。

根据投影近似方程^[21],

$$\mathbf{R}(t) \mathbf{W}(t) \approx \mathbf{R}(t) \mathbf{W}(t-1) \quad (19)$$

综合式(16)、式(19), 可得:

$$\mathbf{Q}_\tau(t) = \beta^2 \mathbf{Q}_\tau(t-1) + \mathbf{q}_1(t) \mathbf{q}_1^H(t) + \mathbf{q}_2(t) \mathbf{q}_2^H(t) \quad (20)$$

$\mathbf{q}_1(t), \mathbf{q}_2(t)$ 分别为 $L \times \tau, L \times (\tau-1)$ 维矩阵:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{q}_1(t) = \sigma(t-1) (\beta \mathbf{x}'(t-1) + \lambda(t-1) \mathbf{x}''(t)) \\ \mathbf{q}_2(t) = \sigma(t-1) (\beta \mathbf{x}'(t-1) - \frac{1}{\lambda(t-1)} \mathbf{x}''(t)) \\ \mathbf{x}'(t) = (\mathbf{R}_\tau(t) \mathbf{W}(t) \mathbf{T}(t)^{-\frac{1}{2}})^H \mathbf{x}_{N-1}(t) \\ \mathbf{x}''(t) = \mathbf{T}(t)^{-\frac{1}{2}} \mathbf{W}^H \mathbf{x}_N(t) \\ \sigma(t) = \sqrt{\frac{\lambda(t)}{1+\lambda(t)^2}} \\ \lambda(t) = \frac{1}{2} (\|\mathbf{x}_{N-1}(t)\|^2 + \sqrt{4 + \|\mathbf{x}_{N-1}(t)\|^4}) \end{array} \right. \quad (21)$$

因此 $\mathbf{E}(t)$ 可以看作是序列 $\{\mathbf{q}_1(t), \mathbf{q}_2(t)\}_{t \in \mathcal{Z}}$ 的协方差矩阵 $\mathbf{Q}(t)$ 生成的次子空间正交基, 从数据向量 $\mathbf{q}_1(t)$ 和 $\mathbf{q}_2(t)$ 看, 可以通过执行 2 次快速次子空间追踪算法来提取 $\mathbf{E}(t)$ 。

FDPM 算法流程见式(22):

$$\begin{cases} \mathbf{y}(t) = \mathbf{E}(t-1)\mathbf{q}(t) \\ \mathbf{T}(t) = \mathbf{E}(t-1) - \frac{v}{\|\mathbf{q}(t)\|^2} \mathbf{q}(t)\mathbf{y}(t)^H \\ \mathbf{a}(t) = \mathbf{y}(t) - \|\mathbf{y}(t)\| \mathbf{e}_1 \\ \hat{\mathbf{T}}(t) = \mathbf{T}(t) - \frac{1}{\mathbf{y}(t)^H \mathbf{a}(t)} (\mathbf{T}(t)\mathbf{a}(t))\mathbf{a}(t)^H \\ \mathbf{E}(t) = \text{normalization}(\hat{\mathbf{T}}(t)) \end{cases} \quad (22)$$

使用式(22)中总结的快速次子空间追踪(FDPM)算法, 其中 $\mathbf{e}_1 = [1 \mathbf{0}_{1 \times (\tau-1)}]^T$, $v > 0$, “归一化”表示将 $\mathbf{T}(t)$ 的列向量归一化。当次子空间维度远低于总子空间维度时 ($\tau \ll n$), 与文献[13]所示其他子空间跟踪算法相比, FDPM 算法在跟踪次子空间的问题上性能十分出色, 而大多数次子空间追踪算法具有直接出现歧义或者性能不佳等问题, 同时, 计算量也从 $O(N^3)$ 减少到 $O(N\tau)$ 。

同理, 可求出延迟为 $\tau-1$ 的次子空间基向量 $\mathbf{F}(t)$, 而 $\tau \times \tau$ 的低维度矩阵 $\mathbf{B}(t)$ 的最小特征向量可通过特征值分解求得。

4 实验仿真

为验证算法性能, 采用 SIMO 系统模型 $M=4, L=5$, 调制方式为 4QAM 信号, 各路信道参数服从随机复高斯分布, 窗长 $N=6$ 。实验中使用平均最小均方误差 (MSE) 来衡量算法性能, $\text{MSE} = \frac{1}{K} \sum_{t=\tau}^{K+\tau+1} (|s(t-\tau) - \hat{v}_t^H \mathbf{x}_N(t)|^2)$, 其中 K 为蒙特卡洛仿真次数。

图 1 为文献[11]提出的零延迟均衡器以及二次估计下的非零延迟均衡器与本文算法星座图收敛性能比较, 在 15 dB 的低信噪比条件下, 采样点数为 1 000, 可以看出, 本文算法星座图收敛更为清晰。

图 2 中, SNR=20 dB, 延迟 $\tau=2$ 和 $\tau=3$ 的情况下与文献[11~12]中提出的零延迟均衡器以及二次估计下的非零延迟均衡器 ($\tau=3$) 的 MSE 性能曲线相比较, 从图中可看出, 文献[11]基于零延迟的均衡算法要优于文献[12], 而二次估计后两者算法性能相近, 本文算法要优于上述算法, 而 $\tau=3$ 延迟下利用的信道参数多, 要优于 $\tau=2$ 的情况, 由此可以推断, 当利用到信道全部参数时, 算法性能是最

优的。

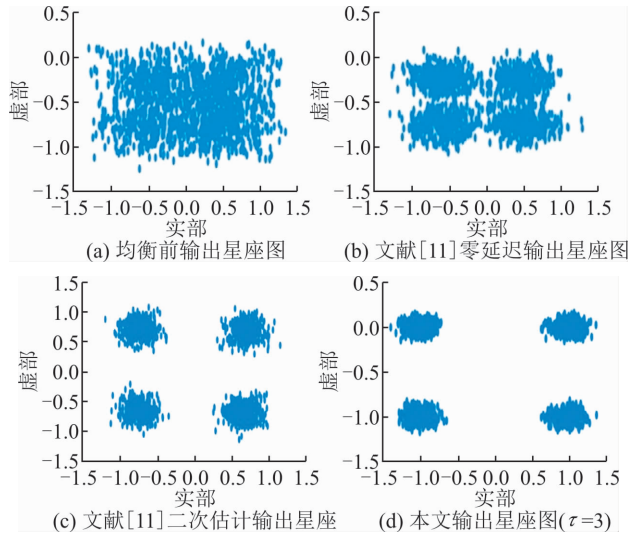


图 1 3 种算法收敛后的星座图比较

Fig. 1 Three kinds of algorithms after the convergence of the constellation comparison

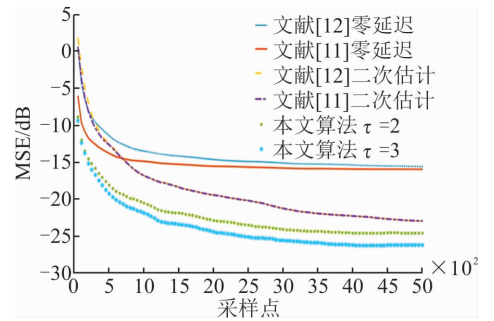


图 2 MSE 性能曲线比较

Fig. 2 MSE performance curve comparison

接下来我们考虑信道第一阶系数对均衡效果的影响, 如图 3 中, 零延迟均衡器只利用信道一阶参数, 因此 $\mathbf{h}(0)$ 能量的大小直接影响到盲均衡的性能, 当其参数能量过小的时候直接导致性能失效, 且直接影响到二次估计下的均衡效果, 而基于非零延迟的盲均衡算法利用信道的多阶参数, 相比较来说受到其中一阶参数的影响较小。

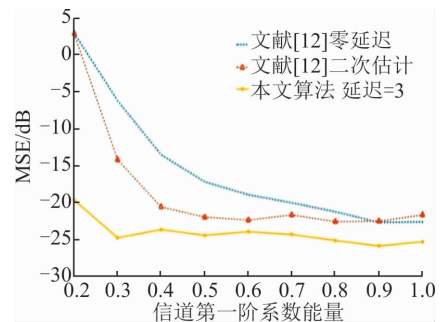


图 3 信道第一阶系数对 3 种算法均衡效果的影响

Fig. 3 Channel first-order coefficients of the three algorithms affect the effect of the balance

当信道阶数过估计时,如图 4 所示,本文算法(令 $\tau = 3$)即使在信噪比很低的情况下(SNR = 0 dB, 5 dB, 10 dB),算法性能仍然不受信道阶数影响,具有很好的鲁棒性。

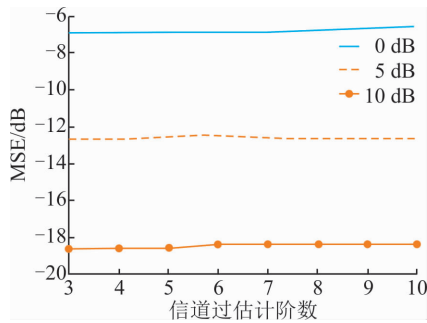


图 4 信道过估计时鲁棒性分析

Fig. 4 Channel over estimation robustness analysis

图 5 给出了当信噪比为 20 dB 时本文算法与文献[13]基于零延迟均衡器的盲均衡算法利用次子空间追踪(FDPM)算法的收敛速度,我们可以看出,使用次子空间追踪的自适应均衡算法能够跟踪信道变化,使信号快速收敛状态。

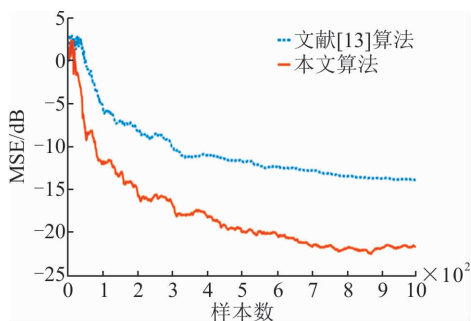


图 5 Adaptive 性能分析

Fig. 5 Adaptive performance analysis

5 结语

本文通过均衡器系数、不同延迟下的截短协方差矩阵及信号子空间三者之间的关系,将零延迟盲均衡算法推广到任意延迟的盲均衡算法,并且利用次子空间追踪技术,得到自适应算法。仿真实验表明此方法对信道一阶参数的敏感程度要小得多,而且在低信噪比下,仍然具有较好的均方误差性能,且对信道阶数过估计具有鲁棒性。

参考文献 (References):

[1] KHAN Q U, VIQAR S, SHEIKH S A. Two Novel Blind Equalization Algorithms for Rectangular Quadrature Amplitude Modulation Constellations[J]. IEEE Access, 2016, 4:9512-9519.

[2] 马济通, 邱天爽, 李蓉, 等. 基于概率密度函数匹配

与分数低阶矩的并行盲均衡算法[J]. 电子与信息学报, 2017, 39(7): 1532-1538.

MA J T, QIU T S, LI R, et al. Concurrent Blind Equalization Algorithm Based on Probability Density Function Matching and Fractional Lower Order Moments[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2017, 39(7): 1532-1538. (in Chinese)

- [3] TONG L, XU G, KAILATH T. A New Approach to Blind Identification and Equalization of Multipath Channels[C]// The 25th Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers. Pacific Grove, CA: IEEE, 1992:856-860.
- [4] MOULINES E, DUHAMEL P, CARDOSO J F, et al. Subspace Methods for the Blind Identification of Multichannel FIR Filters[J]. IEEE Signal Processing Society, 1995, 43(2): 516-525.
- [5] GAZZAH H. SOS-Based Blind Channel Equalization with Quadratic Complexity[J]. IEEE Signal Processing Society, 2011, 59(2):837-841.
- [6] SCARANO G, PETRONI A, BIAGI M, et al. Second Order Statistics Driven LMS Blind Fractionally Spaced Channel Equalization[J]. IEEE Signal Processing Society, 2017, 24(2):161-165.
- [7] LI X H, FAN H. Linear Prediction Methods for Blind Fractionally Spaced Equalization[J]. IEEE Signal Processing Society, 2000, 48(6):1667-1675.
- [8] CHEN F, KWONG S, KOK C. Blind MMSE Equalization of FIR/IIR Channels Using Oversampling and Multichannel Linear Prediction[J]. IEEE Vehicular Technology Society, 2009, 31(2):162-172.
- [9] ZHANG Y B, ZHAO J W, GUO Y C, et al. Blind Adaptive MMSE Equalization of Underwater Acoustic Channels Based on the Linear Prediction Method[J]. Journal of Marine Science & Application, 2011, 10(1):113-120.
- [10] YANG J M, KANG H G. An Efficient Multichannel Linear Prediction-Based Blind Equalization Algorithm in Near Common Zeros Condition[J]. IEEE Signal Processing Society, 2014, 21(3): 306-310.
- [11] KACHA I K, ABED-MERAIM K. Fast Adaptive Blind MMSE Equalizer for Multichannel FIR Systems[J]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2006(3):1-17.
- [12] KACHA I, ABED-MERAIM K, BELOUCHRANI A. Blind Adaptive Equalization Method without Channel Order Estimation[C]// IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Toulouse France: IEEE, 2006: 585-588.

- [M]. Beijing: Science Press, 1999. (in Chinese)
- [13] WU L, LIU Y, YAO L, et al. The Effect of Sample Size on the Grey System Model[J]. Applied Mathematical Modeling, 2013, 37(9): 6577-6583.
- [14] 田雨波. 混合神经网络技术[M]. 北京: 科学出版社, 2009.
TIAN Y B. Hybrid Neural Network Technology [M]. Beijing: Science Press, 2009. (in Chinese)
- [15] 陈标. 短期电力负荷的小波神经网络预测[D]. 长沙: 湖南大学, 2012.
CHEN B. Wavelet Neural Network for Short-Term Power Load Forecasting [D]. Changsha: Hunan University, 2012. (in Chinese)
- [16] ZHAO Q, FANG X, LI Q, et al. WNN-Based NGN Traffic Prediction[J]. Autonomous Decentralized System, 2005, 37(1): 230-234.
- [17] LEI Y, HE Z, ZI Y. EEMD Method and WNN for Fault Diagnosis of Locomotive Roller Bearings[J]. Expert Systems with Applications, 2011, 38(6): 7334-7341.
- [18] 王沁飞, 南建国, 黄金科, 等. 基于加权的无人机集群组网分簇算法[J/OL]. 计算机应用研究, 2019, 36(5). [2018-03-19]. <http://www.aocmag.com/article/02-2019-05-044.html>.
- WANG Q F, NAN J G, HUANG J K, et al. Weighting Based Clustering Algorithm for FANETs [J/OL]. Application Research of Computers, 2019, 36(5). [2018-03-19]. <http://www.aocmag.com/article/02-2019-05-044.html>. (in Chinese)
- [19] YU Y L, RU L, FANG K. Bio-Inspired Mobility Prediction Clustering Algorithm for Ad Hoc UAV Networks [J]. Engineering Letters, 2016, 24(3): 328-337.
- [20] 孙佩刚, 赵海, 罗玎玎, 等. 无线传感器网络通信链路评估问题[J]. 东北大学学报(自然科学版), 2008, 29(4): 500-503.
SUN P G, ZHAO H, LUO D D, et al. A Communication Link Evaluation Model for Wireless Sensor Networks [J]. Journal of Northeastern University (Natural Science), 2008, 29(4): 500-503. (in Chinese)

(编辑: 徐楠楠)

(上接第 83 页)

- [13] KACHA I, ABED-MERAİM K, BELOUCHRANI A. A Low-Cost Adaptive Algorithm for Blind Equalization without Channel Order Estimation[C]// 2008 3rd International Symposium on Communications, Control and Signal Processing. St Julians, Malta: IEEE, 2008: 1384-1388.
- [14] 薛江, 彭华, 马金全. 一种不受信道阶数估计影响的 SIMO 直接盲均衡算法[J]. 信号处理, 2012, 28(4): 519-525.
XUE J, PENG H, MA J Q. SIMO Direct Blind Equalization Algorithm Unaffected by Channel Order Estimation [J]. Signal Processing, 2012, 28(4): 519-525. (in Chinese)
- [15] XIANG Y, YANG L, PENG D, et al. A Second-order Blind Equalization Method Robust to Ill-conditioned SIMO FIR Channels[J]. Digital Signal Processing, 2014, 32(2): 57-66.
- [16] BADEAU R, DAVID B, RICHARD G. Yet Another Subspace Tracker[C]//IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. IEEE, 2014: 329-332.
- [17] ABED-MERAİM K, CHKEIF A, HUA Y. Fast Orthogonal PAST Algorithm[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2000, 7(3): 60-62.
- [18] DOUKOPOULOS X, MOUSTAKIDES G. Techniques De La Puissance Pour L'estimation Aveugle D'un Canal Dans Des Systèmes De Communication Sans Fil[J]. Bibliogr, 2004, 22: 217-245. (in French)
- [19] BADEAU R, GAËL R, BERTRAND D. Fast and Stable YAST Algorithm for Principal and Minor Subspace Tracking[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(8): 3437-3446.
- [20] FARZAN H. Steady-State Statistical Performance Analysis of Subspace Tracking Methods [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(18): 4781-4791.
- [21] YANG B. Projection Approximation Subspace Tracking [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 43(1): 95-107.

(编辑: 徐楠楠)