

一种不受信道阶数估计影响的 SIMO 直接盲均衡算法

薛 江 彭 华 马 金 全

(解放军信息工程大学信息工程学院, 河南 郑州 450002)

摘 要: 针对单输入多输出 (Single-Input-Multiple-Output, SIMO) 模型提出一种不需要信道阶数估计的直接盲均衡算法。文章利用接收数据的截短协方差矩阵和信号子空间的关系设计一种零延迟均衡器, 并通过信道矩阵和均衡器系数的合响应特性克服了算法相位偏转的问题, 最后得到一种对信道阶数估计鲁棒并且没有相位偏转的盲均衡算法。该算法不同于一般子空间类算法, 不需要直接对接收信号的协方差矩阵进行信号子空间和噪声子空间的分解, 因此对信道阶数估计具有很强的鲁棒性。文章给出了算法的 Batch 实现过程, 同时为更好适应一般时变信道环境和实现实时处理的要求, 通过递归迭代得到算法的自适应实现过程。仿真实验表明该算法几乎不受信道阶数过估计或欠估计的影响, 同时该算法具有良好的均方误差 (Mean Square Error, MSE) 和误符号率 SER (Symbol Error Rate, SER) 性能, 并且具有很快的收敛速度。

关键词: 盲均衡; 单输入多输出; 二阶统计量; 信道阶数

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2012)04-0519-07

Direct SIMO Blind Equalization Algorithm Independent of Channel Order Estimation

XUE Jiang PENG Hua MA Jin-quan

(School of Information Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou, Henan 450002, China)

Abstract: Direct blind equalization algorithm for Single-Input-Multiple-Output (SIMO) model is proposed. The algorithm is independent of channel order estimation. Through the relationship between signal subspace and truncated data covariance, zero-delay equalizer which has random phase rotation problem is investigated. The combined impulse response of the channels matrix and equalizer filter impulse coefficients is used to deal with phase rotation problem of the proposed equalizer, so that a novel blind equalization algorithm is presented in this paper. Unlike many known subspace methods, the algorithm proposed in this paper do not rely on signal and noise subspace separation of received data covariance, and is robust to channel order estimation. The batch processing program of the proposed equalization algorithm is introduced in this paper. Based on recursion and iteration methods, the adaptive processing program of the proposed algorithm is also presented in this paper. Consequently the algorithm can be used in time-varying environment and can be applied to on-line processing. Simulation results illustrate that the performance of the proposed algorithm is also well in the condition of overestimation or underestimation of channel order. Besides that, good Mean Square Error (MSE), Symbol Error Rate (SER) and convergence performance are also presented through the simulation.

Key words: blind equalization; Single-Input-Multiple-Output; Second Order Statistics; channel order

1 引言

随着接收器阵列和多速率抽样理论的应用, 1994

年 Tong Lang 等人^[1]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。即对多天线接收或过采样得到 SIMO

模型,系统输出具有循环平稳性,不仅包含信号的幅度特性,而且包含相位特性,可以仅利用信号的 SOS 对非最小相位系统进行盲辨识与盲均衡。随后,此类算法成为信号处理领域的研究热点。这类算法带来的最大好处是其快速收敛性。研究表明,它可以使盲均衡和盲辨识在几百个观察值的数量级上完成收敛过程。

按照盲均衡的实现方式可以把基于循环二阶统计量的盲均衡技术分为两大类:一类是先利用接收信号估计信道(或称信道辨识),再根据估计的信道设计逆滤波器,称为间接盲均衡^{[1][2]};一类是根据接收数据直接设计均衡器,称为直接盲均衡^{[3]-[10]}。间接盲均衡普遍对信道阶数估计具有严格的要求,当信道阶数欠估计或过估计都会造成算法性能急剧下降。一些直接盲均衡算法对信道过估计具有一定的鲁棒性,但仅在过估计少数几个抽头时有效^[4]。本文提出一种应用于 SIMO 系统模型不需要信道阶数估计的直接盲均衡算法。该算法通过均衡器系数、截短协方差矩阵及信号子空间三者之间的关系,建立一个确定二次方程,得到存在相位偏转的零延迟均衡器。然后,再通过均衡器系数和信道矩阵的合响应特性对其进行相位纠正,最后得到一个没有相位偏转并且独立于信道阶数估计的均衡器系数估计方法。

本文提出的基于截短协方差矩阵的直接盲均衡算法不同于之前的盲辨识或盲均衡算法^{[1]-[8]},这些算法都直接或间接的依赖于信道系数和信道阶数的估计,因此算法对信道阶数的鲁棒性都十分有限^[4],不利于实际的应用。本文算法独立于信道阶数的估计,对于一些传输信道恶劣、信道阶数不确定或不固定的环境具有很强的实际应用意义。同时给出了该均衡算法的 Batch 实现过程和 Adaptive 实现过程,并通过仿真实验对其均方误差性能、误符号性能、收敛速度以及信道阶数对算法的影响进行了实验分析,实验结果表明该算法具有很好的整体性能。

2 SIMO 系统模型

含有 P 个输出的 SIMO 系统模型如图 1^[5] 所示,信道输入输出关系可以表示为^[6]:

$$x_i(n) = \sum_{k=0}^{L_h-1} h_i(k)s(n-k) + v_i(n) \quad (1)$$

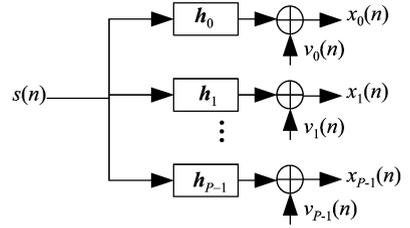


图1 SIMO 系统模型

Fig.1 SIMO system model

其中, $s(n)$ 是源信号, $x_i(n)$ 是第 i 条子信道接收到的观测信号, $\mathbf{h}_i = [h_0(n), \dots, h_{L_h-1}(n)]$ (\mathbf{h}_i 表示第 i 条子信道的冲激响应,另假设子信道冲激响应最大长度为 L_h ,一般称 L_h-1 为信道阶数), $v_i(n)$ 是叠加在信道上的高斯白噪声。输入信号 $s(n)$ 和噪声 $v_i(n)$ 的均值为零,方差分别为 σ_s^2 和 σ_v^2 。

对于 $N(N > L_h - 1)$ 个观察矢量(平滑窗长):

$$\mathbf{x}_N(n) = \mathbf{H}_N s(n) + \mathbf{v}_N(n) \quad (2)$$

其中,

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(n) &= [x_0(n), \dots, x_{p-1}(n)]^T \\ \mathbf{h}(n) &= [h_0(n), \dots, h_{p-1}(n)]^T \\ \mathbf{v}(n) &= [v_0(n), \dots, v_{p-1}(n)]^T \\ \mathbf{x}_N(n) &= [\mathbf{x}(n)^T, \mathbf{x}(n-1)^T, \dots, \mathbf{x}(n-N+1)^T]^T \\ \mathbf{s}(n) &= [s(n), s(n-1), \dots, s(n-N+1)]^T \\ \mathbf{v}_N(n) &= [\mathbf{v}(n)^T, \mathbf{v}(n-1)^T, \dots, \mathbf{v}(n-N+1)^T]^T \end{aligned} \quad (3)$$

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

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

可知 \mathbf{H}_N 是列满秩矩阵。

3 基于截短协方差矩阵的直接盲均衡算法

3.1 算法原理

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{w}_τ 为延迟为 τ ($\tau \in [0, 1, \dots, N+L_h-1]$) 的 MMSE 均衡器向量,则有^[7]:

$$\mathbf{w}_\tau = \arg \min_{\mathbf{w}} E(|s(n-\tau) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}_N(n)|^2) = \mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{g}_\tau$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_N &= E[\mathbf{x}_N(n)\mathbf{x}_N^H(n)] = \sigma_s^2 \mathbf{H}_N \mathbf{H}_N^H + \sigma_v^2 \mathbf{I} \\ \mathbf{g}_\tau &= E[\mathbf{x}_N(n)s^*(n-\tau)] = \sigma_s^2 \mathbf{H}_N(\tau) \end{aligned} \quad (5)$$

$\mathbf{H}_N(\tau)$ 为 Toeplitz 矩阵 \mathbf{H}_N 的第 $\tau+1$ 列, 由于信号子空间等于信道矩阵的列向量所张成的线性空间, 可以看出 \mathbf{w}_τ 属于信号子空间。

对于零延迟均衡器系数 \mathbf{w}_0 , 由式(5)可以得到:

$$\mathbf{R}_N \mathbf{w}_0 = \sigma_s^2 \begin{bmatrix} \mathbf{h}(0) \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

由上式可以得到:

$$\bar{\mathbf{R}} \mathbf{w}_0 = 0 \quad (7)$$

$\bar{\mathbf{R}}$ 是截去 \mathbf{R}_N 前 P 行的第 $P+1$ 行到第 NP 行, 记为 $\bar{\mathbf{R}} = \mathbf{R}_N(P+1:NP, :)$ 。因此 \mathbf{w}_0 属于矩阵 $\bar{\mathbf{R}}$ 的右零空间 ($\bar{\mathbf{R}}$ 的右零空间记为 $\text{null}_r(\bar{\mathbf{R}})$), 记为 $\mathbf{w}_0 \in \text{null}_r(\bar{\mathbf{R}})$ 。

命题: $\text{null}_r(\bar{\mathbf{R}})$ 中只有一个基向量属于信号子空间。

证明:

设 $\mathbf{S} \in \mathbf{C}^{m \times m}$ ($n = NP, m = N + L_h$) 为信号子空间的一组正交基。

$\text{range}(\mathbf{H}_N) = \text{range}(\mathbf{S}) = \text{range}(\mathbf{R}_N \mathbf{S})$, $\text{range}(\cdot)$ 表示值域。

存在 $m \times m$ 维非奇异矩阵 \mathbf{T} 使 $\mathbf{R}_N \mathbf{S} = \mathbf{H}_N \mathbf{T}$ 。

因此, $\bar{\mathbf{R}} \mathbf{S} = [0_{(n-P) \times 1} \quad \mathbf{H}_{N-1}] \mathbf{T}$, \mathbf{H}_{N-1} 为列满秩矩阵。

则有, $\dim(\text{null}_r(\bar{\mathbf{R}} \mathbf{S})) = 1$, $\dim(\cdot)$ 表示维数。

得证, $\text{null}_r(\bar{\mathbf{R}})$ 中只有一个基向量属于信号子空间。

由文献[8], 满足于使信号功率最大的向量 \mathbf{w} 即为 $\text{null}_r(\bar{\mathbf{R}})$ 中属于信号子空间的基向量, 该向量 \mathbf{w} 对应于零延迟均衡器系数 \mathbf{w}_0 , 则 \mathbf{w} 满足如下确定二次方程:

$$\max_{\mathbf{w} \in \text{null}_r(\bar{\mathbf{R}})} E(\|\mathbf{w}^H \mathbf{x}_N(n)\|^2) \Leftrightarrow \max_{\|\tilde{\mathbf{w}}\|=1} (\tilde{\mathbf{w}}^H \mathbf{B} \tilde{\mathbf{w}}) \quad (8)$$

其中 $\mathbf{B} \triangleq \mathbf{A} \mathbf{R}_N \mathbf{A}$, \mathbf{A} 是 $\text{null}_r(\bar{\mathbf{R}})$ 的正交基, $\tilde{\mathbf{w}}$ 是一个 P 维向量, 满足 $\mathbf{w} = \mathbf{A} \tilde{\mathbf{w}}$ 。

由于文献[8]中使用功率最大原则, 由式(8)所得的 \mathbf{w} 均衡结果可能存在相位偏转(在后文实验中详细说明)。

记 $\mathbf{H}_N = [\mathbf{H}_N(0), \mathbf{H}_N(1), \dots, \mathbf{H}_N(\tau), \dots, \mathbf{H}_N(m)]$, $\mathbf{H}_N(\tau)$ 为矩阵 \mathbf{H}_N 的第 $\tau+1$ 列。

$$\begin{aligned} \mathbf{f} &= [f_0, f_1, \dots, f_\tau, \dots, f_m] = \mathbf{w}^H \mathbf{H} = [\mathbf{w}^H \mathbf{H}_N(0), \\ &\quad \mathbf{w}^H \mathbf{H}_N(1), \dots, \mathbf{w}^H \mathbf{H}_N(\tau), \dots, \mathbf{w}^H \mathbf{H}_N(m)] \end{aligned} \quad (9)$$

对于延迟为 τ 的均衡器系数 \mathbf{w}_τ , 有:

$$\begin{aligned} y(n) &= \mathbf{w}_\tau^H \mathbf{x}_N(n) = \mathbf{w}_\tau^H (\mathbf{H}_N \mathbf{s}(n) + \mathbf{v}_N(n)) \\ &= f_\tau s(n-\tau) + \sum_{i=0, i \neq \tau}^m f_i s(n-i) + \mathbf{v}'(n) \end{aligned} \quad (10)$$

式中右边第二部分为残余码间干扰 (Inter-Symbol Interference, ISI), 根据最优接收准则^[9] f_τ 应该是一个实整数, 但由于存在相位偏转的问题, 实际中所得的 f_τ 可能是一复数, 因此可采用下式进行相位纠正:

$$\mathbf{w}^{new} = \frac{f_\tau}{|f_\tau|} \mathbf{w}^{old} \quad (11)$$

由式中可以看出得到 f_τ 需要计算 $\mathbf{H}_N(\tau)$, 即矩阵 \mathbf{H}_N 的第 $\tau+1$ 列。

$\mathbf{H}_N(\tau)$ 的计算:

根据文献[10]一步线性预测算法, 有:

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{12} &= E[\mathbf{x}_N(n)\mathbf{x}_N^H(n-\tau)] \\ \mathbf{W}_{21} &= E[\mathbf{x}_N(n-\tau)\mathbf{x}_N^H(n)] \\ \mathbf{U}_{12} &= E[\mathbf{x}_N(n)\mathbf{x}_N^H(n-\tau-1)] \\ \mathbf{U}_{22} &= E[\mathbf{x}_N(n-\tau-1)\mathbf{x}_N^H(n-\tau-1)] \\ \mathbf{H}_N(\tau)\mathbf{H}_N^H(\tau) &= \mathbf{W}_{12}\mathbf{U}_{22}^+ \mathbf{W}_{21} - \mathbf{U}_{12}\mathbf{U}_{22}^+ \mathbf{U}_{21} \end{aligned} \quad (12)$$

由上式可以得到 $\mathbf{H}_N(\tau)$, 由式(6)可以看出 \mathbf{w} 是关于延迟 $\tau=0$ 的 \mathbf{w}_0 , 因此只需求得 $\mathbf{H}_N(0)$ 即可。

3.2 算法 Batch 实现过程

对于连续 K 个接收数据, 本文算法的实现过程如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_N &= \frac{1}{K} \sum_{n=1}^K \mathbf{x}_N(n)\mathbf{x}_N^H(n) \\ \bar{\mathbf{R}} &= \mathbf{R}_N(P+1:n, :) \\ (\mathbf{U}, \Sigma, \mathbf{V}) &= \text{svd}(\bar{\mathbf{R}}), \text{svd}(\cdot) \text{表示奇异值分解} \\ \mathbf{A} &= \mathbf{V}(:, n-P+1:n) \\ \mathbf{B} &= \mathbf{A} \mathbf{R}_N \mathbf{A} \\ \tilde{\mathbf{w}} &= \mathbf{B} \text{的主特征向量} \\ \mathbf{w} &= \mathbf{A} \tilde{\mathbf{w}} \\ \text{令 } \tau &= 0 \\ \mathbf{W}_{12} = \mathbf{W}_{21} &= \frac{1}{K} \sum_{n=1}^K \mathbf{x}_N(n)\mathbf{x}_N^H(n) \end{aligned}$$

$$\mathbf{U}_{12} = \frac{1}{K-1} \sum_{n=2}^K \mathbf{x}_N(n) \mathbf{x}_N^H(n-1)$$

$$\mathbf{U}_{21} = \frac{1}{K-1} \sum_{n=2}^K \mathbf{x}_N(n-1) \mathbf{x}_N^H(n)$$

$$\mathbf{U}_{22} = \frac{1}{K-1} \sum_{n=2}^K \mathbf{x}_N(n-1) \mathbf{x}_N^H(n-1)$$

$$\mathbf{E} = \mathbf{H}_N(\tau) \mathbf{H}_N^H(\tau) = \mathbf{W}_{12} \mathbf{U}_{22}^+ \mathbf{W}_{21} - \mathbf{U}_{12} \mathbf{U}_{22}^+ \mathbf{U}_{21}$$

$\mathbf{H}_N(\tau) = \mathbf{E}$ 的主特征向量

$$\mathbf{f}_0 = \mathbf{w}^H \mathbf{H}_N(\tau)$$

$$\mathbf{w}^{new} = \frac{\mathbf{f}_0}{|\mathbf{f}_0|} \mathbf{w}$$

3.3 算法 Adaptive 实现过程

实际应用中,为更好实现对信号的实时处理以及跟踪信道的实时变化,这就要求算法能够自适应实现。本文算法的自适应实现过程如下:

初始化:

$$\mathbf{R}_N(0) = \mathbf{0}, \mathbf{W}_{12}(0) = \mathbf{W}_{21}(0) = \mathbf{0}, \mathbf{U}_{12}(0) = \mathbf{0},$$

$$\mathbf{U}_{21}(0) = \mathbf{0}, \mathbf{U}_{22}^{-1}(0) = \delta \mathbf{I}_{n \times n}, \delta \text{ 是小的正数。}$$

$$\begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.049+0.359j & 0.482-0.569j & -0.556+0.587j & 1 & -0.171+0.061j \\ 0.443-0.0364j & 1 & 0.921-0.194j & 0.189-0.208j & -0.087-0.054j \\ -0.221-0.322j & -0.199+0.918j & 1 & -0.284-0.524j & 0.136-0.19j \\ 0.417+0.03j & 1 & 0.873+0.145j & 0.285+0.309j & -0.049+0.161j \end{bmatrix}$$

4.1 算法相位纠正性能及非常模信号均衡性能分析

图2(a)(b)是由式(8)直接得到的 \mathbf{w} 对接收数据进行均衡的输出星座图。可见,直接由截短协方差矩阵和信号子空间的关系并通过最大功率约束得到的结果存在相位偏转(Batch过程的相位偏转示例为图2(a),Adaptive过程的相位偏转示例为图2(a))。图2(e)是以自适应过程为例,对于由式(8)直接得到的 \mathbf{w} 进行均衡输出结果的相位随计算过程的变化情况(注:例如横坐标704所对应的纵坐标Phase值表示Adaptive实现过程在处理第704个符号时所求得的 \mathbf{w} 对接收数据进行均衡的结果的相位偏转值),由图可见其输出结果没有固定的或规则的相位差,其相位变化还会出现不规则相位跳变,一般相位纠正算法难以应用。图2(c)(d)是文章算法的均衡结果输出星座图(实验采用Adaptive实现方式,图2(c)是算法趋于稳定收敛后的输出星座图),由图可见算法克服了相位偏转的问题。图2(d)是文章算法对16QAM信号的均衡结果输

将Batch算法中以下变量替换为如下表达:

$$\mathbf{R}_N(n) = \beta \mathbf{R}_N(n-1) + \mathbf{x}_N(n) \mathbf{x}_N^H(n), \beta \text{ 一般取 } 0.998$$

$$\mathbf{W}_{12}(n) = \mathbf{W}_{21}(n) = \mathbf{R}_N(n)$$

$$\mathbf{U}_{12}(n) = \beta \mathbf{U}_{12}(n-1) + \mathbf{x}_N(n) \mathbf{x}_N^H(n-1)$$

$$\mathbf{U}_{21}(n) = \beta \mathbf{U}_{21}(n-1) + \mathbf{x}_N(n-1) \mathbf{x}_N^H(n)$$

用 \mathbf{U}_{22}^{-1} 代替 \mathbf{U}_{22}^+

$$\mathbf{K}(n) = \frac{\beta^{-1} \mathbf{U}_{22}^{-1}(n-1) \mathbf{x}_N(n)}{1 + \beta^{-1} \mathbf{x}_N^H(n) \mathbf{U}_{22}^{-1}(n-1) \mathbf{x}_N(n)}$$

$$\mathbf{U}_{22}^{-1}(n) = \beta^{-1} \mathbf{U}_{22}^{-1}(n-1) - \beta^{-1} \mathbf{K}^H(n) \mathbf{x}_N(n) \mathbf{U}_{22}^{-1}(n-1)$$

以上即可得到算法相应的自适应实现过程。另外,将算法实现过程中的奇异值分解用FDPM^[11]、PASTd^[12]、YAST^[13]等子空间跟踪算法(subspace tracking algorithm)求解,可很大程度上降低算法复杂度。

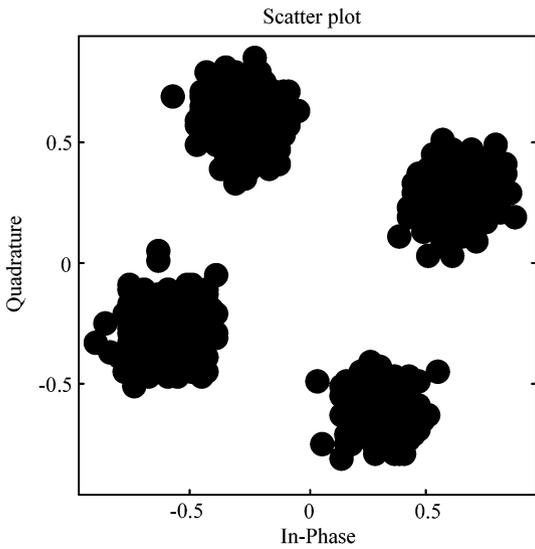
4 性能分析及仿真实验

为验证算法性能,文章采用SIMO系统模型 $P=4$ 、 $L_h=5$,调制方式4QAM信号(无特殊说明都为4QAM信号),信道脉冲响应是:

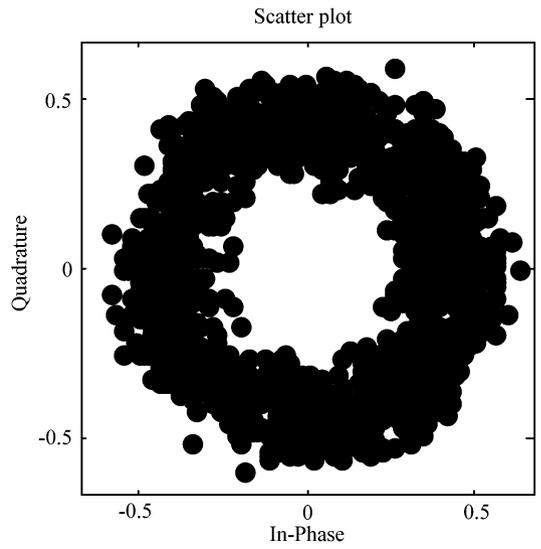
出星座图(图2(d)采用Batch实现方式,数据帧长度为2000),由于本算法并未使用信号的模值特性因此算法同样适用于非常模信号,但16QAM信号星座特性更为复杂所以相对于常模4QAM等信号需要较高信噪比。综合图2(c)(d),本文算法对于Adaptive过程和Batch过程都可以在均衡同时实现相位偏转的克服。

4.2 算法性能对比

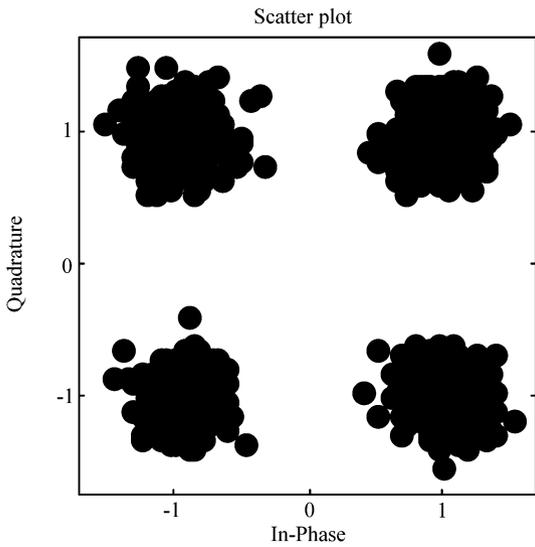
文献[14]提出一种基于线性预测(Linear Prediction, LP)的直接盲均衡算法,该算法具有很好的整体性能,并且对信道阶数具有很好的鲁棒性。图3是采用本文Batch算法和文献[14]基于线性预测的直接均衡算法(由于本文算法是零延迟均衡器,所以文献[14]算法中取延迟为零)在信噪比 $SNR=20\text{dB}$ 时,不同帧长度数据段均衡结果的MSE性能曲线。可见在数据帧长度 ≥ 500 时,本文算法趋于稳定具有很好的MSE性能。图4是采用数据帧长度=500时,两种算法在不同信噪比条件下的SER性能,本文算法SER性能优于文献[14]线性预测算法。



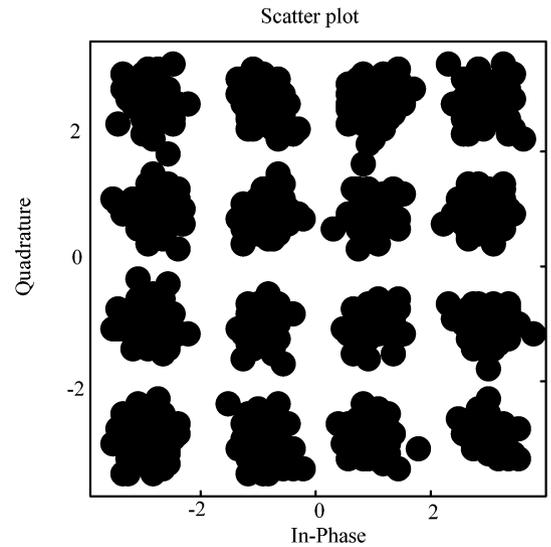
(a) 采用式(8)进行均衡的输出星座图SNR=20dB (Batch)



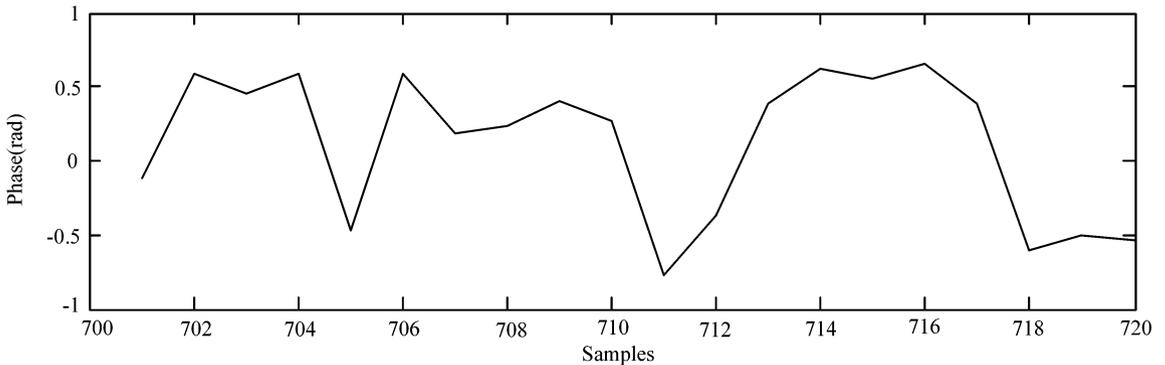
(b) 采用式(8)进行均衡的输出星座图SNR=20dB (Adaptive)



(c) 文章算法进行均衡的输出星座图SNR=20dB



(d) 文章算法进行均衡的输出星座图 (16QAM) SNR=30dB



(e) Adaptive过程中采用式(8)均衡结果的相位随计算过程的变化情况SNR=20dB

图 2 文章算法相位纠正性能及非常模信号均衡性能分析

Fig. 2 Performance analysis of Phase correct and non-constant modulus signal equalization

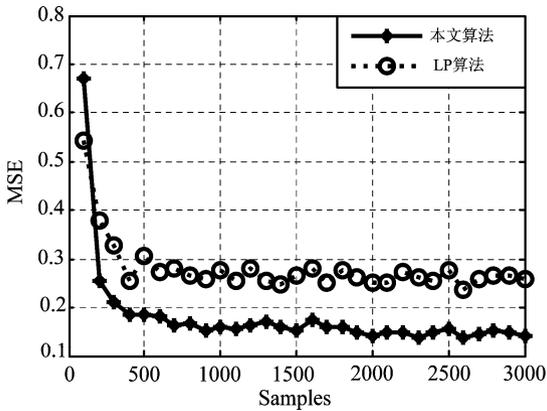


图3 算法 Batch 实现过程在不同数据长度下的 MSE 性能

Fig. 3 MSE performance of batch program versus data number

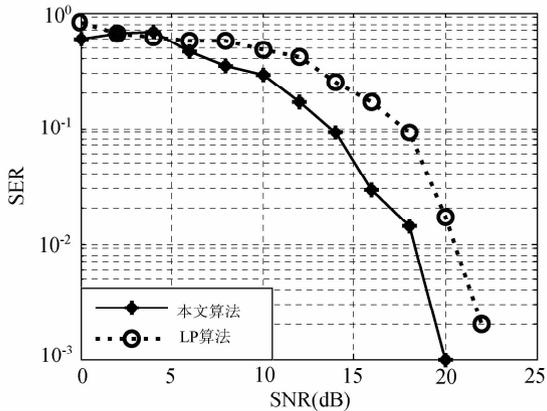


图4 算法 Batch 实现过程在不同信噪比条件下的 SER 性能

Fig. 4 SER performance of batch program versus SNR

图5是本文算法和文献[14]算法SER随估计信道阶数变化的性能曲线(采用Batch方式)。实验中采用 $L_h=5$,数据帧长度=500, $SNR=20\text{dB}$,算法中观察矢量长度 $N=\hat{L}_h$ (\hat{L}_h 表示信道阶数的估计),由图可见本文算法几乎不受信道阶数过估计或欠估计的影响。

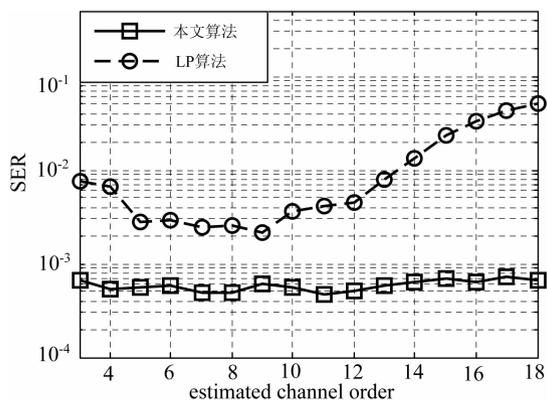


图5 信道阶数估计对本文算法的影响

Fig. 5 Performance of proposed algorithm versus channel order estimation

图6是采用文章 Adaptive 方式, $SNR=20\text{dB}$,算法误符号率随接收数据量的变化性能图,由图可见算法具有很快的收敛速度,在数据长度>500时误符号率趋近于零,性能优于文献[14]的LP算法。

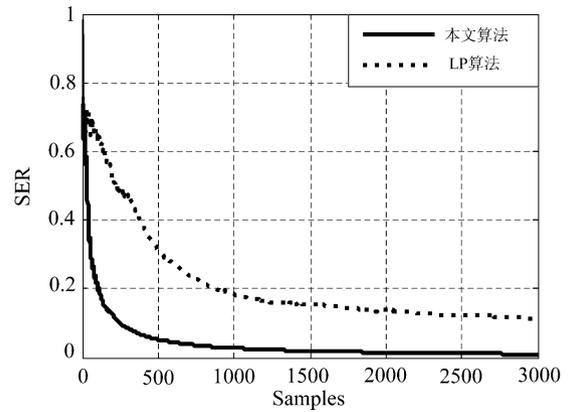


图6 算法 Adaptive 方式均衡结果的 SER 随输入数据量的变化曲线

Fig. 6 SER performance of adaptive program versus data number

5 结语

本文基于零延迟均衡器系数、截短协方差矩阵及信号子空间三者之间的关系,并通过基于线性预测的信道矩阵和均衡器系数合响应特性进行相位纠正,最后得到一个没有相位偏转并且独立于信道阶数估计的均衡器系数估计方法。最后通过仿真实验验证了算法几乎不受信道阶数过估计或欠估计的影响,并表明该算法具有很好的均方误差性能、误符号性能、收敛速度,且算法在较高信噪比时对于非常模信号同样适用。

参考文献

- [1] Tong L., Xu G. and Kailath T. Blind identification and equalization based on second-order statistics: a time domain approach [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1994, 41(1):308-311.
- [2] Gazzah H. SOS-based blind channel equalization with quadratic complexity [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(2): 837-841.
- [3] Li X., Fan H. Direct Estimation of Blind zero-forcing equalizers based on second-order Statistics [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2000, 48(8): 2211-2218.
- [4] Seung Kyung, Cho Juphil, and KiBaik Heung. Blind adaptive channel equalization using multichannel linear prediction-based cross-correlation[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2004, 50(4):1026-1032.

- [5] 田莹, 葛临东, 王彬, 王露. 一种改进的稀疏多径信道盲辨识算法[J]. 信号处理, 2011, 27(7): 1007-1015.
Tian Y., Ge L. d., Wang B., Wang L.. An improved blind channel identification algorithm for sparse multipath channels[J]. Signal Processing, 2011, 27(7): 1007-1015. (in Chinese)
- [6] Liu S. l., Zhu F., Hu J. h.. Research on blind equalization algorithm of modified RLS based on canonical correlation analysis [C] // IEEE 2009 International Conference on Communications and Mobile Computing. Yunnan; 2009: 377-380.
- [7] Gazzah H.. Optimum blind multichannel equalization using the linear prediction algorithm[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, August 2006, 54(08): 3242-3247.
- [8] Kacha I, Meraim K A and Belouchrani A. A low-cost adaptive algorithm for blind equalization without channel order estimation [C] // ISCCSP 2008. Malta; 12-14 March 2008.
- [9] Chen S., Wolfgang A. and Shi Y.. Space-time decision feedback equalization using a minimum bit error rate design for single-input Multi-Output Channels [J]. IET Communications, 2007, 1(4): 671-678.
- [10] Chen F. j., Kwong S., Kok C. w.. Blind MMSE equalization of FIR/IIR channels using oversampling and multichannel linear prediction[J]. ETRI Journal, 2009, 31(2).
- [11] Doukopoulos X. g. Fast and stable subspace tracking[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(04): 1452-1465.
- [12] Lechtenberg Matthias and Gotze Jurgen. On the advantages of subspace tracking for temporal updating [C] //

2010 IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology. Luxor; 2010:338-343.

- [13] Arjomandi-Lari M and Karimi M. Stability and Convergence Analysis of the YAST Subspace Tracking Algorithm [C] // 2010 5th International Symposium on Telecommunications. Tehran; 2010:679-684.
- [14] Zhang Y. b., Zhao J. w., Guo Y. c.. Blind adaptive MMSE equalization of underwater acoustic channels based on the linear prediction method[J]. Journal of Marine Science, 2011, 10:113-120.

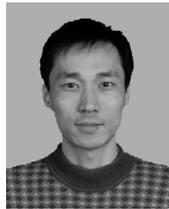
作者简介



薛江(1986-),男,山西运城人,硕士研究生,研究方向:信号分析与处理。
E-mail:xuerjiang0359@163.com



彭华(1973-),江西萍乡人,男,教授/博士生导师,研究方向:信号分析与处理,软件无线电。
E-mail:13598061590@139.com



马金全(1975-),男,甘肃张掖人,讲师/博士研究生,研究方向:信号分析与处理,软件无线电。E-mail:ma7q@163.com