

快速实现盲序列估计的一种新算法¹

杨晓东 车松会 杨日杰* 赵俊渭*

(交通部第一公路勘察设计院 西安 710068)

*(西北工业大学航海工程学院 西安 710072)

摘要 当信道响应未知时,盲序列估计(BSE)利用接收到的有噪声信号直接恢复出源信息。作为一种最优信息检测方法,基于 Viterbi 算法实现的 BSE 需要搜索与观察序列长度成指数关系的状态树。当观察序列的长度不断增长时,运算消费的急剧上升将严重制约算法的实时实现。本文提出的盲序列估计新算法仅利用前几个信息的估值来恢复当前信息,它与观察序列的长度无关,因而能大大降低运算消费。仿真结果表明了该方法的可行性。

关键词 信道响应,盲估计,序列,运算量

中图分类号 TN919

1 引言

盲均衡是数字通信中一个较活跃的研究领域。近年来陆续提出了一些性能较好的算法,比如 Moulines 等人提出的子空间法(SS)、Xu 等人提出的互相关法(CR)、Hua 提出的两步最大似然法(TSML)等,首先利用信道输出对信道进行盲辨识,然后构造信道的逆滤波器来实现均衡处理^[1]。当信道响应随时间不断变化时,反复对信道进行辨识需要大量的运算消费。最近由 L.Tong 提出的盲序列估计方法克服了上述缺点,它不需要进行信道辨识,而是利用有噪接收序列直接估计出源信息。由于采用 Viterbi 算法实现盲估计,当观察序列长为 L ,信道响应持续期为 d ,对 M-QAM 调制,进行信息序列估计需搜索 M^{L+d-1} 态的状态树^[2]。显然当观察序列长度不断增加时,其运算消费将成指数增长。

为了降低盲序列估计的运算量,本文在文献[3]的基础上,构造了一种新的盲估计算法,它仅需要利用前几个符号的估值来恢复当前信息,而与观察序列的长度无关,因而更适合数据的实时处理,特别适用于带宽受限信道和一发多收的通信场合。

2 信道模型

对于具有多个接收单元的多通道系统,发射信号经信道传输后,在第 i 个单元接收信号可表示为^[4]

$$x_i(t) = \sum_n s_n h_i(t - nT) + n_i(t), \quad i = 1, \dots, P, \quad (1)$$

P 是接受单元的数目, s_n 是信息符号流, T 为符号间隔, $h_i(t)$ 是包含了传输信道、发送滤波器和接收滤波器的复合信道的冲激响应, $n_i(t)$ 是零均值白高斯噪声。假定 $h_i(t)$ 持续 d 个符号间隔,且以 D 倍的符号传输率对接收信号进行采样,则有

¹ 1997-12-16 收到, 1999-01-27 定稿
国家教委高校博士点基金资助

$$\begin{aligned}
\mathbf{x}_i(k) &= [x_i((k+(D-1)/D)T), x_i((k+(D-2)/D)T), \dots, x_i(kT)]^T, \\
\mathbf{n}_i(k) &= [n_i((k+(D-1)/D)T), n_i((k+(D-2)/D)T), \dots, n_i(kT)]^T, \\
\mathbf{h}_i(k) &= [h_i((k+(D-1)/D)T), h_i((k+(D-1)/D)T), \dots, h_i(kT)]^T, \\
\mathbf{H}_i &= [\mathbf{h}_i(0), \dots, \mathbf{h}_i(d-1)], \\
\mathbf{s}(k) &= [s_k, s_{k-1}, \dots, s_{k-d+1}]^T.
\end{aligned}$$

由此可得 (1) 式的矢量表示:

$$\mathbf{x}_i(k) = \mathbf{H}_i \mathbf{s}(k) + \mathbf{n}_i(k). \quad (2)$$

将从 P 个接收单元得到的采样信号写成统一的矢量形式, 有

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{H} \mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k). \quad (3)$$

其中 $\mathbf{x}(k) = [\mathbf{x}_1(k), \dots, \mathbf{x}_p(k)]^T \in C^{N \times 1}$ ($N = P \times d$), $\mathbf{n}(k) = [\mathbf{n}_1(k), \dots, \mathbf{n}_p(k)]^T \in C^{N \times 1}$, $\mathbf{H}(k) = [\mathbf{H}_1(k), \dots, \mathbf{H}_p(k)]^T \in C^{N \times d}$.

定义 $\mathbf{x}(k)$ 的自相关矩阵:

$$\mathbf{R}_x(m) \equiv E[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^*(k-m)], \quad (4)$$

其中上标 τ 表示转置, $*$ 表示复共轭转置, s_k 是 $s(k)$ 的简化表示, d 表示复合信道冲激响应持续的符号间隔数, 文中类似表示方法的含意类同.

3 信息序列恢复

3.1 信息检测原理

为了处理方便, 现作如下假设: (1) 所传输的信息流 s_n 属于一有限符号集; (2) 信息序列是零均值的, 且符号间独立同分布, $E[s_i s_j^*] = \delta(i-j)$; (3) 噪声是零均值的白噪声, 满足 $E[n(i)n^*(j)] = \sigma^2 \delta(i-j)$, 且与信息序列不相关; (4) \mathbf{H} 是 $N \times d$ 维列满秩阵.

根据上述假设, 由 (4) 式得

$$\mathbf{R}_x(0) = \mathbf{H}\mathbf{H}^* + \sigma^2 \mathbf{I}, \quad (5)$$

其中 \mathbf{I} 为单位矩阵, 对 $\mathbf{R}_x(0)$ 作奇异值分解 (SVD):

$$\mathbf{R}_x(0) = \mathbf{U} \text{diag}(\pi_1^2, \dots, \pi_N^2) \mathbf{U}^* = \mathbf{U}_s \text{diag}(\lambda_1^2, \dots, \lambda_d^2) \mathbf{U}_s^* + \sigma^2 \mathbf{I}, \quad (6)$$

式中的 \mathbf{U}_s 是由 \mathbf{U} 的前 d 列组成的子矩阵, 且 $\pi_i^2 = \lambda_i^2 + \sigma^2$, $\mathbf{A}_s = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_d)$.

为了获得源信息的最优估计, 定义变换 $\mathbf{y}(t) = \mathbf{T}_m \mathbf{x}(t)$, 并令 $r_y^{(m)} = \mathbf{y}^*(k)\mathbf{y}(k-m)$, $r_s^{(m)} = \mathbf{s}(k)^* \mathbf{s}(k-m)$. 当 $m=1$ 时, 对实现序列估计已足够了. 此时有

$$r_s = \sum_{r=0}^d S_{k-r}^* S_{k-r-1}. \quad (7)$$

当满足 $\mathbf{T}_0 = (\sigma^2 \mathbf{I} + \mathbf{A}_s^2)^{-1} \mathbf{A}_s \mathbf{U}_s^*$ 时, \mathbf{T}_0 是使下式最小化的变换^[3]:

$$J(\mathbf{T}) = E(|r_y(k) - r_s(k)|^2). \quad (8)$$

其最小估计误差为

$$J(T_0) = \sum_{i=1}^d (1 - \lambda_i^4 / \pi_i^4). \quad (9)$$

此时有

$$r_y^{(1)} = \mathbf{y}^*(k)\mathbf{y}(k-1) = \mathbf{s}^*(k)\mathbf{s}(k-1) = r_s^{(1)}. \quad (10)$$

上式表明, 在未知信道响应时, 信息序列 $s(k)$ 的相关可由接收到的有噪序列变换后作相关来获得. 为了克服解调时的相位模糊现象, 这里采用差分 QPSK 调制, 即每个信息符号对应于相邻两信号间的相位差 $\Delta\varphi = \{2m\pi/4; m = 0, 1, 2, 3\}$ 中的一个. 定义最优信息检测如下^[3]:

$$\Delta\varphi_k = \arg\{\min_{S_k} \sum_k |r_y - r_s|^2\}. \quad (11)$$

上式可以利用 Viterbi 算法来实现. 对于 MPSK 调制, 当接收符号的长度为 L 时, Viterbi 算法需搜索 M^{L+d-1} 态的状态树.

3.2 盲序列估计的快速实现

为了减小运算量, 现作进一步的处理. 将 (7) 式代入 (11) 式有

$$\min_{\{S_k\}} \sum_k |\mathbf{y}^*(k)\mathbf{y}(k-1) - \sum_{r=0}^d \mathbf{s}^*(k-r)\mathbf{s}(k-r-1)|^2 \Rightarrow \Delta\varphi_k. \quad (12)$$

将上式的左边展开为

$$|\mathbf{y}^*(k)\mathbf{y}(k-1)|^2 + \left| \sum_{r=0}^d \mathbf{s}^*(k-r)\mathbf{s}(k-r-1) \right|^2 - 2\operatorname{Re} \left\{ \mathbf{y}(k)\mathbf{y}^*(k-1) \left[\sum_{r=0}^d \mathbf{s}^*(k-r)\mathbf{s}(k-r-1) \right] \right\}.$$

由于前两个固定的能量项与最小化无关. 因此, 求 (12) 式的最小化等效于使式 $\operatorname{Re}\{\mathbf{y}(k)\mathbf{y}^*(k-1) \left[\sum_{r=0}^d \mathbf{s}^*(k-r)\mathbf{s}(k-r-1) \right]\}$ 最大化.

设发送信号的归一化复基带表示为 $s_k = \exp(i\varphi_k)$. 由于采用了差分调制, 则当前符号信息由相差 $\Delta\varphi_k$ 来表示. 且有^[5]

$$\exp(\Delta\varphi_k) = s_k s_{k-1}^* = \exp\{i(\varphi_k - \varphi_{k-1})\}. \quad (13)$$

因此当前相位差的估计式为

$$\begin{aligned} \Delta\hat{\varphi}_k &= \max_{\Delta\varphi_k} \operatorname{Re} \left\{ \mathbf{y}(k)\mathbf{y}^*(k-1) \left[\sum_{r=0}^d \mathbf{s}^*(k-r)\mathbf{s}(k-r-1) \right] \right\} \\ &= \max_{\Delta\varphi_k} \operatorname{Re} \left\{ \mathbf{y}_k \mathbf{y}_{k-1}^* \left[\sum_{r=0}^d \exp(-\Delta\varphi_{k-r}) \right] \right\}. \end{aligned} \quad (14)$$

将上式右边的相位差用其估计值代替, 有

$$\Delta\hat{\varphi}_k = \max_{\Delta\varphi_k} \operatorname{Re} \left\{ \mathbf{y}_k \mathbf{y}_{k-1}^* \left[\sum_{r=0}^d \exp(-\Delta\hat{\varphi}_{k-r}) \right] \right\}. \quad (15)$$

$\Delta\varphi_k$ 属于一有限符号集, 利用求上式的最大化可以估计出相位差信息并逐位实现符号判决. 在每次求估计时只用到前 d 个相差的估计值, 其运算量远较前述最优信息检测方法小, 具体的算法流程归纳如下:

(1) 以 D 倍的数据传输率对接收信号进行过采样, 得到信号矢量:

$$\mathbf{x}_i(k) = [x_i((k + (D-1)/D)T), x_i((k + (D-2)/D)T), \dots, x_i(kT)]^T.$$

将所有接收单元的信号采样写成单一矢量形式: $\mathbf{x}(k) = [x_1(k), \dots, x_P(k)]^T$.

(2) 估计相关 $\mathbf{R}_x(0)$: $\hat{\mathbf{R}}_x(0) = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} \mathbf{x}(k-i) \mathbf{x}^*(k-i)$, 在估计时加上合适的数据窗.

(3) 作 $\hat{\mathbf{R}}_x(0)$ 的奇异值分解 (SVD): $\hat{\mathbf{R}}_x(0) = \mathbf{U} \operatorname{diag}(\pi_1^2, \dots, \pi_N^2) \mathbf{U}^*$.

(4) 估计噪声方差 σ^2 , 并提取 \mathbf{U} 的前 d 个奇异矢量:

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{N-d} \sum_{i=d+1}^N \pi_i^2, \quad \mathbf{U}_s = [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_d], \quad \mathbf{\Lambda}_s = \operatorname{diag}(\sqrt{\pi_1^2 - \hat{\sigma}^2}, \dots, \sqrt{\pi_d^2 - \hat{\sigma}^2}).$$

(5) 构造变换 $\mathbf{T}_0 = (\sigma^2 \mathbf{I} + \mathbf{\Lambda}_s^2)^{-1} \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{U}_s^*$, 求得 $\mathbf{y}(k) = \mathbf{T}_0 \mathbf{x}(k)$, 并计算 $\mathbf{y}(k)$ 的相关值:

$$r_y = \mathbf{y}(k)^* \mathbf{y}(k-1).$$

(6) 由式 $\Delta\hat{\varphi}_k = \max_{\Delta\varphi_k} \operatorname{Re} \left\{ \mathbf{y}_k \mathbf{y}_{k-1}^* \left[\sum_{r=0}^d \exp(-\Delta\hat{\varphi}_{k-r}) \right] \right\}$ 估计当前的相位差并作出符号判决.

决.

上述算法要求已知起始的前 d 个荷载信息的相位差信息, 这可由发送一定长度的导码来实现. 导码后紧接的信息序列可由上述流程连续估计出来.

4 仿真结果

考虑一个三径传播信道模型, 以直达路径的时延为 0, 另外两条路径相对直达路径的时延分别为 τ_1 和 τ_2 . 假设有三个接收单元, 并以四倍的符号传输率对接收信号进行过采样 ($D=4$), 信道的脉冲响应记为

$$h_i(t) = a_{i1}p(t) + a_{i2}p(t - \tau_1) + a_{i3}p(t - \tau_2), \quad i = 1, 2, 3, \quad (16)$$

其中 a_{ij} 是经过第 j 条路径到达第 i 个接收单元的接收增益, 用具有零均值单位方差高斯分布的随机序列来模拟得到, 其具体取值见 (17) 式.

$$[a_{ij}] = \begin{Bmatrix} 1.0051 + 0.8691i & -0.3162 + 0.5191i & -0.2764 - 0.1054i \\ 0.2884 + 0.9012i & 0.5458 - 0.045i & 0.2894 - 0.33i \\ -0.6937 - 0.0571i & -0.4174 + 0.3754i & -0.2398 + 0.1941i \end{Bmatrix}. \quad (17)$$

$p(t)$ 是滚降系数, 是 20% 的升余弦脉冲, 矩阵 H 是在期间 $0 \leq t \leq 4T$ 对信道响应进行截短得到的。对矩阵的第一列和最后一列进行比较可知, 截短误差是很小的。而从矩阵的行向量的取值可知, 经过该信道传输后, 码字间将存在严重的码间干扰。

$$H = \begin{pmatrix} -0.1449 + 0.7812i & -0.2530 - 0.114i & 0.0906 + 0.0746i & -0.0479 - 0.0424i & 0.0258 + 0.0226i \\ 0.2546 + 1.0913i & -0.4541 - 0.0709i & 0.1412 + 0.0712i & -0.0755 - 0.0409i & 0.0410 + 0.0220i \\ 0.6314 + 1.2421i & -0.5388 + 0.1099i & 0.1050 + 0.0175i & -0.0590 - 0.0103i & 0.0325 + 0.0053i \\ 0.8570 + 1.1769i & -0.4359 + 0.4176i & -0.0382 - 0.0631i & -0.0060 + 0.0375i & -0.0022 - 0.0213i \\ 0.7386 + 0.0379i & 0.0750 - 0.3244i & 0.0046 + 0.1173i & -0.0052 - 0.0621i & 0.0024 + 0.0337i \\ 0.7938 + 0.4480i & 0.2141 - 0.4839i & -0.0139 + 0.1387i & 0.0044 - 0.0735i & -0.0026 + 0.0399i \\ 0.7361 + 0.7841i & 0.3996 - 0.4948i & -0.0241 + 0.0627i & 0.0137 - 0.0365i & -0.0079 + 0.0201i \\ 0.5788 + 0.9342i & 0.5918 - 0.3107i & -0.0018 - 0.1104i & 0.0152 + 0.0403i & -0.0096 - 0.0212i \\ 0.3066 + 0.4301i & 0.1748 + 0.0774i & -0.0559 - 0.0114i & 0.0289 + 0.0046i & -0.0156 - 0.0026i \\ 0.0346 + 0.3837i & 0.3592 + 0.1924i & -0.1047 - 0.0344i & 0.0518 + 0.0169i & -0.0302 - 0.0093i \\ -0.2591 + 0.2271i & 0.4792 + 0.3133i & -0.0928 - 0.0378i & 0.0091 + 0.0212i & -0.0286 - 0.0118i \\ -0.4750 + 0.1436i & 0.4684 + 0.4028i & 0.0053 - 0.0031i & 0.0289 + 0.0111i & -0.0060 - 0.0070i \end{pmatrix}$$

定义接收信噪比为

$$\text{SNR} = 10 \lg [E(\|Hs(k)\|^2)/E(\|n(k)\|^2)]. \quad (18)$$

发送的信息流由高斯白噪声序列来模拟, 估计相关 $R_x(0)$ 时采用的数据窗长度为 120 个符号间隔。在不同的信噪比下, 根据前述的快速序列盲估计算法来恢复源信息, 并同原始信息符号进行比较。分别对发送的 10^7 个信息符号进行差错测试, 如图 1 所示是当 SNR 变化时模拟得到的误码特性。先取 $d = 1$ 进行模拟, 并依据得到的错误概率大小不断增大 d 的取值, 直到错误概率达到最小为止。为了对比, 图中同时用虚线示出了采用文献 [3] 的方法模拟得到的误码性能。由此可见, 两种算法的误码性能比较接近。

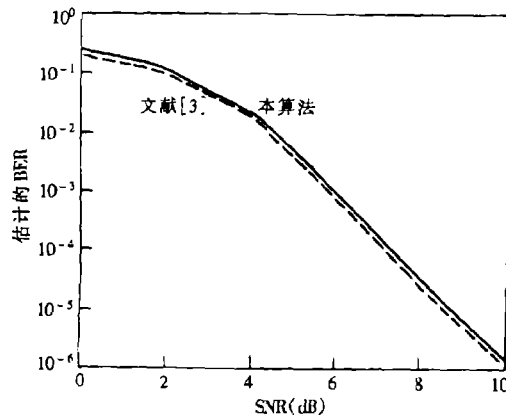


图 1 模拟得到的误码性能

5 结 论

当信息流属于一有限符号集时, 可通过构造由多倍码速率采样得到的周期循环平稳序列的二阶统计量, 经过变换后来估计源信息序列的相关, 由此实现对发送信息序列的估计。文中提出的盲序列估计方法的计算消费远低于文献 [3] 介绍的方法。当观察数据窗长度为 L , 信道响应持续长度为 d , 采用多电平 DPSK 调制时, 对当前信息符号的恢复只需用到前 d 个符号的

估值, 而不像 Viterbi 算法那样需要搜索 M^{L+d-1} 态的状态树。仿真结果验证了该方法的有效性, 在克服信道的多径传播方面利用本方法是十分有效的。

参 考 文 献

- [1] Qiu W, Bo Y. Performance analysis of the subspace method for blind channel identification. *Signal Processing*, 1996, 50(1): 71-81.
- [2] Adachi F. Reduced-state Viterbi differential detection using a recursively estimated phase reference for M -ary DPSK. *IEE Proc.-I*, 1995, 142(4): 263-270.
- [3] Tong L. Blind sequence estimation. *IEEE Trans. on Commun*, 1995, 43(12): 2987-2994.
- [4] Liu H, Xu G. Closed-form blind symbol estimation in digital communications. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1995, 43(11): 2714-2723.
- [5] Adachi F. Adaptive differential detection for M -ary DPSK. *IEE Proc.-I*, 1996, 143(1): 21-28.

A NOVEL FAST ALGORITHM FOR BLIND SOURCE SEQUENCE ESTIMATION

Yang Xiaodong Mou Songhui Yang Rijie* Zhao Junwei*

(*The First Highway Survey & Design Institute, Ministry of Comm., Xi'an 710068*)

*(*College of Marine Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072*)

Abstract Under the situation of unknown channel response, blind sequence estimation(BSE) recovers source symbols from received noisy data directly. As an optimal information detection approach, BSE based on Viterbi algorithm needs searching a trellis whose state number is exponential to the observation length. It is not practical when observation length increases unceasingly. A novel BSE scheme is proposed in this paper, which uses several first estimated results to recover current symbol. The computation burden is lower because it is irrelevant to observation length. The feasibility has been checked by simulation results.

Key words Channel response, Blind estimation, Sequence, Computation burden

杨晓东: 男, 1970 年生, 工程师, 博士, 主要从事现代通信理论及应用、数字信号处理方面的研究工作。

牟松会: 女, 1970 年生, 助理讲师, 主要从事电子技术、计算机应用方面的教学和研究。

杨日杰: 男, 1966 年生, 讲师, 博士生, 主要从事模式识别、信号处理方面的研究。

赵俊渭: 男, 1938 年生, 教授, 博士生导师, 多年来从事水声工程、数字信号处理方面的研究和教学工作。