

水声信道线性均衡的研究

杨日杰 李淑华 张宗玉

(海军航空工程学院分院电子系 青岛 266041)

2001年6月20日收到

摘要 本文在对 LMS 和稀疏权自适应均衡算法进行分析的基础上, 将其引入到水声数据传输中。利用 LMS 算法对时不变信道和慢变信道进行了仿真实验; 利用稀疏权自适应均衡算法对深海信道进行了仿真实验, 并获得了仿真结果。

关键词 线性均衡, 数据传输, 信道, 自适应

Study of underwater acoustic channel linear equalization

YANG Rijie LI Shuhua ZHANG Zhunyu

(The Navy College of Navigation Engineering, Qingdao 266041)

Abstract Based on the analyses of the LMS and sparse equalization arithmetic, this paper introduces them into the underwater acoustic data communication, using the LMS arithmetic to do the simulation in time-fixed channel and slow changing channel. While using the sparse equalization arithmetic to do the simulation in deep see channel. Some result have been acquired.

Key words Linear equalization, Data transmission, Channel, Self-adapting.

1 引言

自适应均衡是随着串行数据的高速传输的理论与应用的发展而发展起来的, 它主要用于电话、微波视距信道、对流层散射信道和 HF 信道等数据通讯领域, 现在已有很多成熟的线性均衡与非线性均衡算法。通过研究, 可将其中的一些算法引入到水声信道, 如 LMS 信道均衡等, 使其适合多途扩展和多普勒扩展之积小于 1 的欠扩展水声信道^[1-3]。对于这种信道, 自适应均衡提供了克服由信道时延扩展引起的码间干扰的手段, 从而使得在水声信道进

行数据的高速传输成为可能。本文主要对线性均衡在水声信道的应用进行探讨。

2 基于 LMS 算法的信道均衡

2.1 LMS 算法信道均衡理论

当线性均衡用抽头权系数可调的 FIR 滤波器来实现时, 就得到常规的横向均衡器。在信息传输期间, 滤波器的权系数调整是靠检测器输出的判决形成误差信号来实现的, 当误符号率小于 10^{-2} 时, 符号检测引起的偶发错误对均衡器性能的影响很小。在均衡器的启动期

间, 往往要发送一小段已知的信息序列对抽头权系数进行初始训练。用于线性均衡器权系数优化的常用准则是使理想均衡输出与实际的输出之间的均方误差 (MSE) 最小化。对 MSE 的最小化就得到抽头权向量的最优 Wiener 解, 即 [4,5] :

$$\mathbf{C}_{opt} = \mathbf{\Gamma}^{-1}\xi \quad (1)$$

其中, $\mathbf{\Gamma}$ 是某一瞬时存储于均衡器各级的信号样本的自相关矩阵, ξ 是期望输出与存储于滤波器各级的信号样本的互相关。由于 $\mathbf{\Gamma}$ 和 ξ 通常是未知的, 输入是广义平稳的, 在实际场合常用求时间平均来代替求集合平均。

Widrow 提出的 LMS 算法是实现 MSE 最小化的迭代算法, 它的权系数更新方程可描述为 [5] :

$$\mathbf{C}(k) = \mathbf{C}(k-1) + \alpha \cdot e(k) \cdot \mathbf{X}^*(k) \quad (2)$$

其中 $\mathbf{C}(k)$ 是在迭代时刻 k 的权系数向量, $\mathbf{X}(k)$ 表示在时刻 k 存储于 FIR 滤波器各级的输入信号样本。 $e(k)$ 是传输符号 I_k 与均衡器输出的估值 \hat{I}_k 之间的误差, α 是控制系数调整速率的步长因子, 上标 * 表示取复共轭。

图 1 是根据式 (2) 给出的 LMS 算法进行权系数调整的横向均衡器。符号 z^{-1} 表示单位延迟算子, 控制均衡器权系数更新速率和 LMS 算法收敛的步长因子 α 由下式确定 [5,6] :

$$0 < \alpha < \frac{2}{\lambda_{max}} \quad (3)$$

式中 λ_{max} 是信号协方差阵的最大特征值。当 α 取值接近上限时, LMS 算法具有较快的收敛速度, 但在稳态时, 均衡器的权系数会有很大的波动, 而权系数的波动会导致一个方差与 α 同步增大的自噪声项。因此 α 的取值必须在收敛速率与可容忍的自噪声之间进行折中。

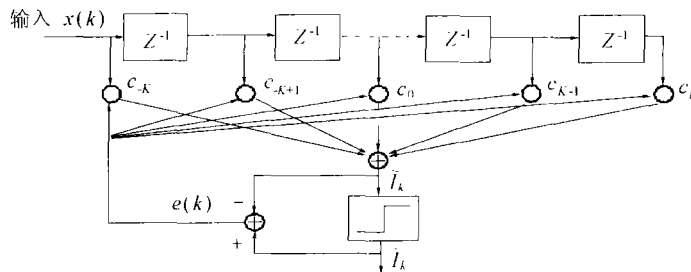


图 1 基于 LMS 算法的横向均衡器结构

2.2 LMS 信道均衡理论在水声信道的仿真

根据 LMS 信道均衡理论, 下面对水声信道数据的传输进行仿真研究。

仿真 1: 假设水声信道为等水深且声速剖面是常数, 海面为支持相干镜面反射的平面, 海底为具有一定反射损失的平面, 水深为 100m 的浅海区; 声源位于水深 40m 处, 接收机距声源 20km, 水深 60m, 此时的水声信道可等效为线性时不变系统; 系统采用 QPSK 调制方式, 载波 20kHz, 符号传输率为 2.5ksps; 信号传输路径为: 直达途径、海面反射途径和海底反射途径。图 2 是针对上述条件得到的仿真

结果, 其中, 图 2(a) 和图 2(b) 分别为该信道脉冲响应的实部和虚部; 图 2(c) 是 QPSK 信号经过该信道传输后的眼图, 由于码间干扰的影响使得信号产生了混叠; 图 2(d) 是接收信噪比为 13dB 时, 经过 LMS 算法均衡后的信号眼图。由图可见, 自适应均衡对这种信道的补偿能力很强。

仿真 2: 假设水声信道为典型浅海负梯度声速分布, 其中海深 125m, 声源所在深度 58m, 接收机距声源 20.0km, 水深 45m; 系统采用 QPSK 调制方式, 载波 15kHz, 符号传输率为 1.0ksps; 收发机间存在相对运动,

收发机间距按式变化, 此时的水声信道可等效为线性时变系统。图 3 是针对该情形得到的仿真结果, 其中, 图 3(a) 是利用声线追踪法求得的信道响应; 图 3(b) 和图 3(c) 分别为均衡器抽头权系数的实部和虚部; 图 3(d) 是接收信

噪比为 13dB 时, 经过 LMS 算法均衡后的信号眼图。由此可见, 对慢变信道, 自适应均衡算法仍具有跟踪补偿能力, 但在同样的接收信噪比下, 性能较时不变信道差。

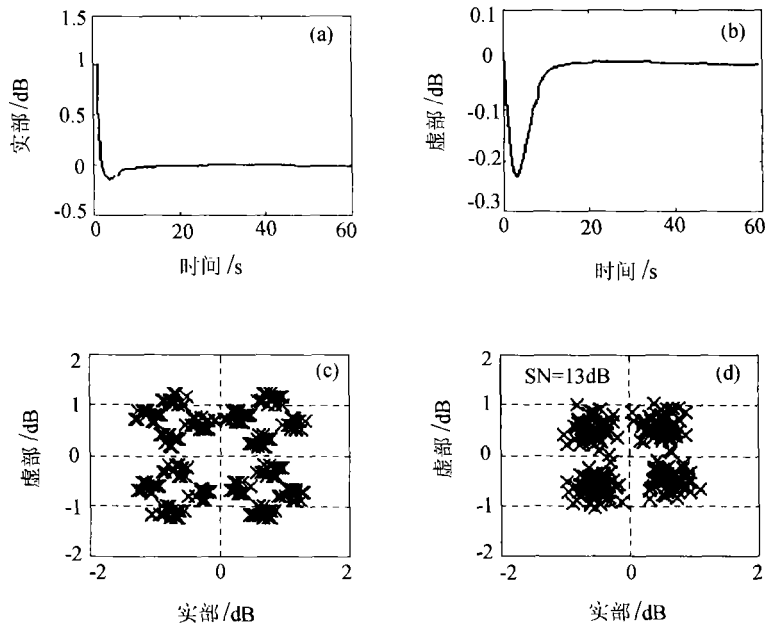


图 2 对三径时不变信道的均衡结果

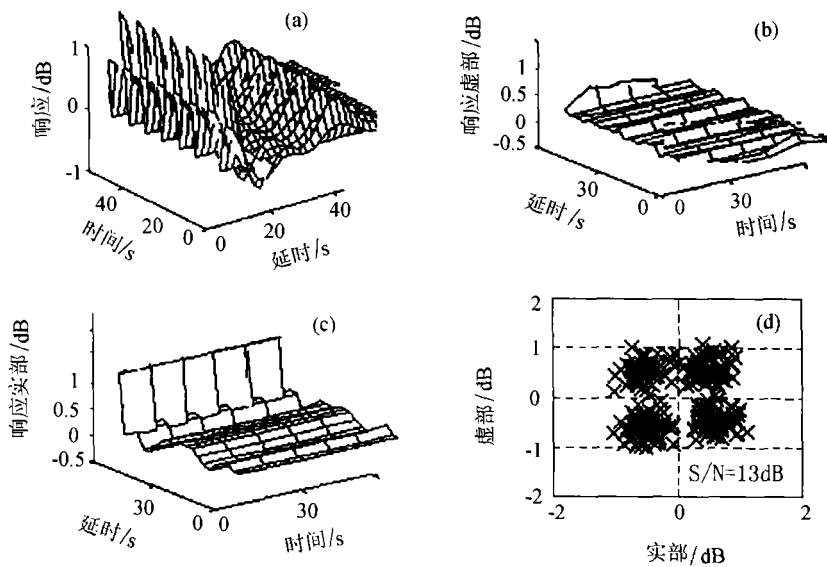


图 3 典型浅海负梯度声速分布慢变信道的仿真结果

由于 LMS 算法的收敛速率仅由一个控制变量 α 来控制, 因而收敛极慢。随后发展了一些具有更快收敛速率的线性均衡算法, 如基于递规最小二乘 (RLS) 准则调整均衡器权系数的算法, 以及快速 RLS 算法等等。在许多实际的海洋声信道中, 存在非常长时间的混响, 此时必须利用数目庞大的抽头权才能抵消混响的不利影响。当进行高速数据传输时, 由于每次需要更新的权数目太多, 造成算法的复杂性太高, 难以完成实时处理, 因而需要寻找低复杂性的均衡器结构。

3 基于稀疏权自适应均衡器

3.1 稀疏权自适应均衡器理论

由于进行高速数据传输和 underwater 局域发展的实际需求, 对水声无线通信已提出了更高的要求。很高的数据传输率和海面与海底反射形成的多途效应使得码间干扰长达几十个符号间隔, 因此要求均衡器能处理信道的缓慢变化以及由于收发设备的运动引起的信道特征突然改变。在实时传输场合, 传统的横向滤波器需要更新的抽头权数目十分庞大 (往往超过 100 个)。由于海洋声信道的混响结构具有稀疏性, 造成横向均衡器的权系数分布也具有稀疏性。一般来说, 均衡器需要更新的抽头权数目大约为信道时间扩展与符号间隔比值的四倍。考虑前述的自适应横向均衡器, 当抽头权数目为 N 时, 在每个迭代周期至少需要完成 $2N$ 次复数乘法。在带宽受限的水声信道实现高速数据传输时, 为了提高信道利用率和数据传输率, 往往采用多电平调制, 如 MPSK 调制。稀疏权均衡器必须在消除码间干扰的同时完成载波相位的估计, 此时横向滤波器的输出如下:

$$\hat{I}_k = \mathbf{X}_k^T \mathbf{C}_{k-1} e^{-i\varphi_{k-1}} \quad (4)$$

其中 $\mathbf{X}_k = [x_k, \Lambda, x_{k-N+1}]^T$ 是在时刻 k 的观测向量, \mathbf{C}_k 是均衡器抽头权系数矩阵, 且仅有其中的一些重要系数为非零, φ_k 是接收

相位。滤波器系数的更新是基于下述均方误差 (MSE) 最小准则:

$$J(C, \varphi) = E\{|e_k|^2\}$$

其中 $e_k = \tilde{I}_k - \bar{F}_k(C, \varphi)$, \bar{F}_k 是均衡器输出, \tilde{I}_k 是在均衡器输出端得到的符号判决。利用最速下降法使 J 最小化, 求 J 对 C 和 φ 的偏导数有:

$$\begin{cases} \nabla_C |e_k|^2 = -2\mathbf{X}_k^* e^{i\varphi_k} \\ \nabla_\varphi |e_k|^2 = -2\text{Im}(e_k^* \hat{I}_k) \end{cases} \quad (5)$$

由上式可导出求稀疏权和相位的估计算法:

$$\begin{cases} \mathbf{C}_k = \mathbf{C}_{k-1} + \mu \mathbf{X}_k^* e^{i\varphi_{k-1}} e_k \\ \varphi_k = \varphi_{k-1} + \gamma \text{Im}(e_k^* \hat{I}_k) \end{cases} \quad (6)$$

其中 $e_k = \tilde{I}_k - \mathbf{X}_k^T \mathbf{C}_{k-1} e^{-i\varphi_{k-1}}$ 。

由于在非平稳场合和没有关于信道平稳性的先验知识时, 确定步长因子 γ 和 μ 是很困难的, 故将稳态 MSE 依赖于这两个因子的表达式改写为 [3]:

$$J(\mu, \gamma) = \lim_{k \rightarrow \infty} E\{|\tilde{I}_k - \mathbf{X}_k^T \mathbf{C}_{k-1} e^{-i\varphi_{k-1}}|^2\} \quad (7)$$

由式 (5) 和 (7) 有

$$J(\mu, \gamma, \mathbf{X}_k, \tilde{I}_k, \varphi_{k-1}) = |\tilde{I}_k - \mathbf{X}_k^T \mathbf{C}_{k-1} e^{-i\varphi_{k-1}}|^2.$$

令 $\mathbf{G}_k = \frac{\partial \mathbf{C}_k}{\partial \mu}$, $F_k = \frac{\partial \varphi_k}{\partial \gamma}$, 则得步长因子的优化算法:

$$\gamma_k = \gamma_{k-1} - \alpha \frac{\partial J}{\partial \gamma} \quad (8)$$

$$\mu_k = \mu_{k-1} - \beta \frac{\partial J}{\partial \mu} \quad (9)$$

滤波器 \mathbf{C}_k 的相位定义为向量 \mathbf{C}_k 的某个抽头的相位, 假定 \mathbf{C}_k 不依赖于 γ , φ_k 也不依赖于 μ 变化。定义一个等同于 μ 和 γ 的变量 ζ , 求 J 对 ζ 的偏导数:

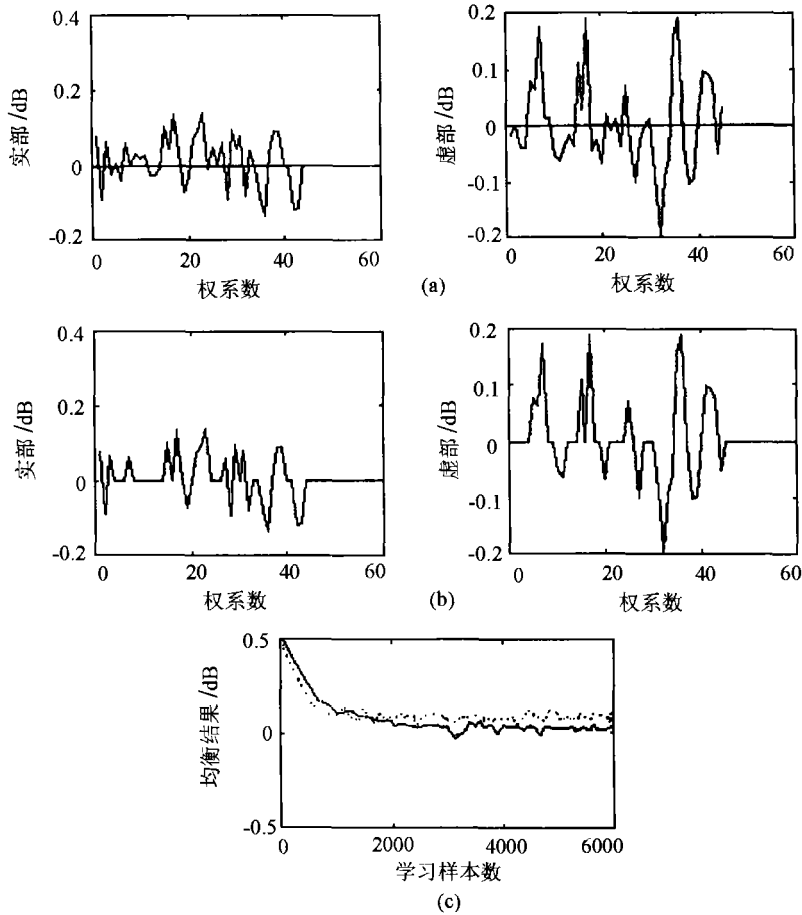


图4 典型深海信道的稀疏化均衡结果

$$-\frac{1}{2} \frac{\partial J}{\partial \zeta} = \text{Re}(\mathbf{X}_K^T \frac{\partial \mathbf{C}}{\partial \zeta} e^{-i\varphi} \cdot e_k^*) + \text{Im}(\tilde{I}_k^* \cdot c_k) \frac{\partial \varphi}{\partial \zeta} \quad (10)$$

步长因子按下式进行更新 [1]:

$$\gamma_k = [\gamma_{k-1} - \alpha F_{k-1} \text{Im}(\tilde{I}_k^* c_k)]_{\gamma_{\min}}^{\gamma_{\max}} \quad (11)$$

$$\mu_k = [\mu_{k-1} - \beta \text{Re}(\mathbf{X}_k^T \mathbf{C}_{k-1} e^{-i\varphi_{k-1}} \cdot e_k^*)]_{\mu_{\min}}^{\mu_{\max}} \quad (12)$$

$$[x]_a^b = \begin{cases} x, & x \in [a, b] \\ a, & x < a \\ b, & x > b \end{cases} \quad (13)$$

这样选取步长因子可避免系统的不稳定。公式(6)对 μ 和 γ 求偏导可得 \mathbf{G}_k 和 F_k 的更新算

法:

$$\mathbf{G}_k = (\mathbf{I} - \mu_k \mathbf{X}_k^* \mathbf{X}_k^T) \mathbf{G}_{k-1} + \mathbf{X}_k^* e^{i\varphi_k} \cdot e_k \quad (14)$$

$$F_k = \text{Im}(\tilde{I}_k^* c_k) + (1 - \gamma_k \cdot \text{Re}(\tilde{I}_k^* c_k)) F_{k-1} \quad (15)$$

3.2 稀疏权自适应均衡理论在水声信道的仿真

根据稀疏权自适应信道均衡理论, 下面对水声信道数据的传输进行仿真研究。

假设水声信道为典型深海声道; 环境噪声是各向同性的, 不考虑混响、多途、散射等效应; 信号采用 QPSK 调制方式; 信道为最简单

的两径传输模型, 由声线追踪法预测到的典型路径延迟为 17, 则其传递函数为: $H(z) = 1 + h_{17}z^{-17}$; 利用全阶均衡器和稀疏权均衡器进行信道的均衡, 图 4 是仿真实验结果。其中, 图 4(a) 和图 4(b) 分别为全阶和稀疏权均衡器的权分布, 图 4(c) 是均衡算法的学习曲线。图中实线表示全阶均衡器的收敛曲线, 点线表示稀疏权均衡器的收敛曲线。由此可见, 采用稀疏权均衡算法的收敛速度很快, 但是收敛后的稳态误差较大。这是由于忽略了能量较小的抽头权后形成的截断误差造成的。

4 小结

本文对线性自适应均衡算法在水声数据传输中的应用, 进行了理论分析和仿真实验, 结果表明: 对于时不变信道和慢变信道, 线性自适应均衡算法具有很好的均衡效果; 但由于水

声信道存在长时间的混响结构, 采用传统的自适应均衡算法将由于每次需要更新的抽头权数目过于庞大而限制了它的应用场合; 混响结构和深海信道固有的结构稀疏性, 使得对均衡器结构进行稀疏化成为可能, 从而能极大地降低算法复杂性, 而由此造成的性能下降仍可控制在限定范围内。

参 考 文 献

- 1 Geller B. *IEEE J.Oceanic.Eng.*, 1996, **21**(2): 150-155.
- 2 Sandsmark G H, Solstad A. *IEEE J.Oceanic.Eng.*, 1991, **16**(1): 32-41.
- 3 Stojanovic M. *IEEE J. Oceanic. Eng.*, 1996, **21**(2): 125-136.
- 4 Proakis J G. *IEEE J. Oceanic. Eng.*, 1991, **16**(1): 21-31.
- 5 B. 维德罗等著, 王永德等译. 自适应信号处理. 成都: 四川大学出版社, 1991.
- 6 Proakis J. *Digital Communications*, New York: McGraw-Hall, 1983.



“淇淇” 辞世

本刊在 1999 年第 18 卷第 2 期曾刊登了应崇福院士所著“南下访‘淇淇’”一文。据媒体报道, “淇淇”已于今年(2002年)7月14日辞世。消息传出后, 原饲养单位两天内收到各界表示关注的电子邮件、传真、电话等 40 余份(见《光明日报》2002 年 7 月 17 日 A2 版)。

“淇淇”是我国独有的一种淡水豚, 也是在茫茫长江中, 以至在全国, 唯一能见得到的白暨豚。“淇淇”被捕 22 年, 以它的顽强、乐观、开朗孤单地在小小的圆池中来回游荡了几乎全生, 为向世界宣告它同

类的存在作出了不可磨灭的贡献。

可能由于“南下访‘淇淇’”一文的发表(文章曾经多次被有关机构和媒体选评和转载), “淇淇”已不仅是冷漠的白暨豚。我们最近采访了“南下访‘淇淇’”的作者应崇福院士, 作者认为, 做起来确实困难, 但近几年为“淇淇”找接班人的工作似乎延误了一些, 急切希望当前更积极抢救国家珍宝, 决不让“淇淇”的的答(超)声和哨叫(可听)声成为绝唱。

(本刊编辑部)