

基于维特比算法和最小均方算法的 自适应判决反馈均衡性能比较

张中辉, 邵玉斌

(昆明理工大学 信息工程与自动化学院, 云南 昆明 650051)

摘要: 对 AWGN 信道下具有串扰的通信系统进行了基于维特比算法和最小均方算法 (LMS) 自适应判决反馈均衡的计算机仿真. 然后对它们的性能曲线进行了分析, 得出基于维特比的最大似然估计法 (MLSE) 在对抗码间串扰时要优于基于 LMS 算法的自适应判决反馈均衡法的结论.

关键词: 维特比算法; 最小均方算法; 码间串扰

中图分类号: TN 715 文献标识码: A 文章编号: 1007-855X(2006)01-0052-04

Characteristic Comparison of Adaptive Decision-Feedback Equalization between the LMS Algorithm and the Viterbi Algorithm

ZHANG Zhong-hui, SHAO Yu-bin

(Faculty of Information Engineering and Automation, Kunming University of Science and Technology, Kunming 650051, China)

Abstract First, based on the Viterbi algorithm and the Least-mean-square (LMS) algorithm, the computer simulation of digital communication system with ISI and additive Gaussian noise has been made by means of the adaptive-decision-feedback equalizer. Second, the simulation curves are analyzed. Finally, a conclusion comes up that the adaptive decision-feedback equalization based on the Viterbi algorithm equalizer is superior to the one based on the Least-mean-square algorithm.

Key words Viterbi algorithm; least-mean-square algorithm; inter-symbol interference

0 引言

数字通信中, 由于信道的时变、多径、延迟等非理想传输特性造成了码间串扰 (ISI). 码间串扰和噪声成为造成高误码率的主要因素. 因此, 抗噪和解决码间串扰成为近年来通信领域研究的热点.

目前国内外解决码间串扰的有效方法有最大似然序列估计法 (MLSE), 判决反馈均衡法 (DFE) 和最大后验概率算法. 基于最大似然序列估计法 (MLSE) 的均衡在理论上可以达到最优, 但所需要的计算量随着信道的弥散长度的增加成指数增长. 基于 LMS 算法的自适应判决反馈均衡在算法上相对简单, 运算量要比基于最大似然序列估计法 (MLSE) 的均衡小得多. 但是自适应判决反馈均衡的反馈结构和判决设备的非线性, 使得它在理论上的分析变得复杂, 尤其是在存在判决错误的情况下, 反馈结构能够引起误差的传播, 严重影响了自适应判决反馈均衡器的性能.

本文对加性高斯白噪声 (AWGN) 信道下具有码间串扰的通信系统进行了基于维特比算法和 LMS 算法的自适应判决反馈均衡的计算机仿真, 并绘出了在相同信道特性下基于 LMS 算法的自适应判决反馈均衡和基于维特比算法的最大似然序列估计 (MLSE) 均衡的信噪比-误码率仿真曲线. 得出了基于维特比算法的最大似然序列估计均衡 (MLSE) 在对抗码间串扰时要优于基于 LMS 算法的自适应判决反馈均衡的结论.

收稿日期: 2005-10-11.

第一作者简介: 张中辉 (1978~), 男, 硕士研究生. 主要研究方向: 个人通信, 数字信号处理.

E-mail: zhonghu2003@chinaren.com

1 数字信道模型

本文所采用的数字信道模型为具有 ISI 的等效离散时间白噪声滤波器模型^[1], 可用 (1) 式表示.

$$V_k = \sum_{n=1}^L f_n I_{k-n} + \eta_k \quad (1)$$

式中: $\{f_n\}$ 为等效 ISI 信道的信道系数, $\{\eta_k\}$ 为一个均值为零, 方差为 N_0 的加性高斯白噪声序列, V_k 为 ISI 长度为 L 的离散时间数字信道在第 k 个符号传输时刻的输出信号. $\{I_k\}$ 为信源发送的符号序列. 本文中 I_k 随机等概的取值为 ± 1 , 信源发送的符号为 $M = 2$ 元符号. 本文仿真所采用的两个离散时间信道是信道特性导致严重的符号间串扰的信道. 信道的时域特性和频域特性如图 1、图 2 所示.

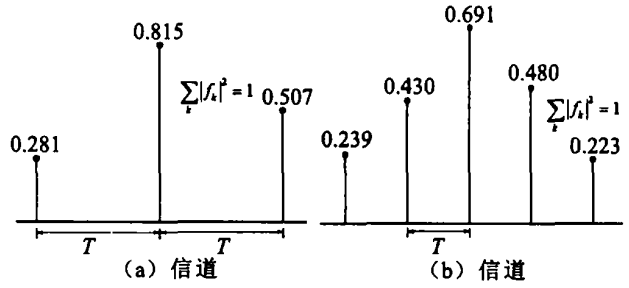


图1 两种离散时间信道时域特性

Fig.1 Two time-dispersive channels' time characteristics

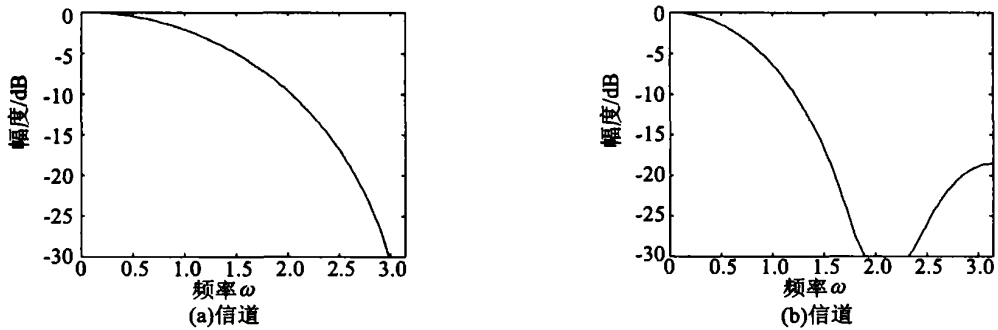


图2 两种离散时间信道频域特性

Fig.2 Two time-dispersive channels' frequency characteristics

2 基于 LMS 算法的自适应判决反馈均衡

在数字传输系统中, 横向滤波器可以作为自适应均衡器, 本文通过对自适应判决反馈均衡器的建模, 运用算法复杂度较小但在自适应均衡中应用广泛的 LMS 算法, 得出了基于 LMS 算法的自适应判决反馈均衡的性能曲线.

LMS 算法的判据是最小均方误差, 即理想信号 $I(k)$ 与滤波器输出 $y(k)$ 之差 $e(k)$ 的均方误差最小, 并根据 $e(k)$ 来调整均衡器抽头权值系数 $C_i(k)$.

设均衡器的输入为 V_k , 则可以利用最优化方法中的最陡下降算法求取均衡器最佳抽头权值系数 $C_i(k)$ 的近似值.

最陡下降算法的形式为

$$C_{k+1} = C_k + \Delta E(\varepsilon_k V_k^*) \quad (2)$$

式中: C_k 为第 k 个信号间隔中的均衡器系数向量. $E(\varepsilon_k V_k^*)$ 为误差信号 $\varepsilon = I_k - \hat{I}_k$ 与 V_k 的互相关, $V_k = [V_{k+K_1} \dots V_k I_{k-1} \dots I_{k-K_2}]'$ 表示 $t = kT$ 时刻前馈和反馈滤波器中的信号值. 当 $k \rightarrow \infty$ 且互相关向量 $E(\varepsilon_k V_k^*) = 0$ 时, 均方误差最小.

因为任何时刻的精确的互相关向量未知, 本文将向量 $\varepsilon_k V_k^*$ 当做估计值, 并通过下列递推方程将估计值中的噪声平均掉:

$$\hat{C}_{k+1} = \hat{C}_k + \Delta \varepsilon_k V_k^* \quad (3)$$

这就是判决反馈均衡器的 LMS 算法. 使用一个训练序列对判决反馈均衡器的系数进行初始调整, 当系数接近最佳系数时, 可以切换到面向判决的模式. 该模式中, 检测器输出端的判决值用来形成误差信号

ε_k , 并反馈给反馈滤波器, 这就是自适应判决反馈均衡模式. 它是由长度为 M_1 的前向滤波器和长度为 M_2 的反馈滤波器组成, $M_1 = 4, M_2 = 3$ 的自适应判决反馈均衡器结构如图 3 所示. 此种情况下, 调整均衡器系数的递推方程是

$$C_{k+1} = C_k + \Delta \varepsilon_k V_k^* \tag{4}$$

式中: $V_k = [V_{k+K_1} \dots V_k I_{k-1} \dots I_{k-K_2}]^T$, $\varepsilon_k = I_k - \hat{I}_k$

自适应判决反馈均衡器是一种非线性均衡器, 与线性均衡器相比, 判决反馈均衡器能够跟踪信道特性的慢速变化, 性能损失要比线性均衡器要小得多. 自适应判决反馈均衡器的检测器的输入信号是前向滤波器输出与反馈滤波器输出之和. 所做出的判决通过反馈滤波器进行反馈, 当某一位码字被检测到后, 它对将来的码字造成的码间串扰可以被估计到, 并在将来的码字被检测前通过减掉被均衡器系数加权的过去的码字值去掉这个码间串扰.

如果信道的 IS 长度为 L , 则 LM S 算法迭代一次需要 $2L$ 次加法, 两次乘法, 和 $2L$ 的存储空间. 在算法复杂度和运算量上相对于基于维特比算法的最大似然序列均衡要小得多.

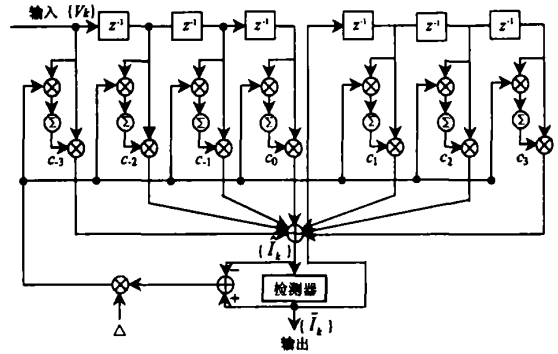


图3 自适应判决反馈均衡器方框图
Fig.3 Pane diagram of the adaptive-decision-feedback equalizer

3 基于 V iterbi 译码算法的最大似然序列均衡

V iterbi 译码算法是一种最大似然估计译码算法. 在对存在码间串扰 (ISI) 和加性高斯白噪声 (AWGN) 的信道进行均衡和信号解调时, 基于欧基里德距离的 MLSE 软判决是最优的, 其工作原理相当于将接收到的信号与所有可能的发送序列比较, 把其中欧基里德距离最小的那条路径作为解调序列.

V iterbi 算法的步骤:

1) 从接收码符号序列 $V_1, V_2, \dots, V_L, V_{L+1}$ 着手, 计算相应的 M^{L+1} 个分支度量值:

$$\sum_{k=1}^{L+1} \ln p(V_k | I_k, I_{k-1}, \dots, I_{k-L}) \tag{5}$$

2) 将 $I_{L+1}, I_L, \dots, I_2, I_1$ 的 M^{L+1} 个可能的序列划分为 M^L 组, 相应于 M^L 个状态 $(I_{L+1}, I_L, \dots, I_2)$. 此时每组状态中的 M 序列的差别在于 (I_1) 不同, 并且相应于通过网络的不同路径, 这些路径会聚于一个单一的节点. 从 M^L 个状态的每一个状态中的 M 个序列选择具有最大概率 (关于 I_1) 的序列并对该幸存序列赋予度量

$$PM_1(I_{L+1}) \equiv \max_{I_1} \sum_{k=1}^{L+1} \ln p(V_k | I_k, I_{k-1}, \dots, I_{k-L}) \tag{6}$$

M^L 组的每一组中的 $M - 1$ 个度量被舍弃. 因此, 保留 M^L 个幸存序列及其度量.

3) 当接收到 V_{L+2} 时, M^L 个幸存序列被延伸一级, 再利用先前的度和新增量来计算延伸序列相应的 M^{L+1} 个概率, 该增量是 $\ln p(V_{L+2} | I_{L+2}, I_{L+1}, \dots, I_2)$. 于是 $M + 1$ 个序列被划分为相应于 M^L 个可能的状态 $(I_{L+2}, I_{L+1}, \dots, I_2)$ 的 M^L 组, 从 M^L 个状态的每一个状态中的 M 个序列选择具有最大概率 (关于 I_2) 的序列作为幸存序列.

4) 上述过程以顺序信号样值的接收继续下去. 将进入某一状态的两条分支度量 (新增度量) 与前面的累积度量累加求和. 比较到达同一状态的两条新的累积度量的大小, 选择较小的作为新的累积度量. 并记住此时的幸存路径对应的信息码元. 对 M^L 个状态都实施上述累加、比较、选择的运算.

5) 对于一个长信息序列, 当直到整个序列全被接收才能解码时, 所有的幸存路径都要存储下来, 解码延时和所需要的存储量都是无法接受的. 当截断幸存序列为 $q \geq 5L$ 时, 由于路径截断造成的性能损失可以忽略不计^[1]. 本文截断幸存序列为 $q = 5L$ 个最近的符号. 当接收信号大于 q 时作为译码输出时刻, 选择 M^L 个幸存路径中累加度量最小的一条路径并开始最佳路径回溯过程获得译码输出.

6) 延伸至下一译码输出时刻, 重复上述过程直至传输完毕。

在 V iterb i算法中, 算法复杂度与路径搜索时的状态数紧密相连, 发送序列的每一级都需要计算 M^{L+1} 个度量, 若 L 增加, 则计算量成指数增加, 存储幸存路径所需要的存储量也急剧增加。

4 仿真结果

仿真时共发送码字 10 万个二数码字, 先求取 (a)、(b) 信道下基于 LMS 算法的自适应判决反馈均衡器在不同的滤波器阶数及调整步长所对的信噪比 - 误码率的曲线。经过大量实验得出了最佳的滤波器阶数及调整步长所对应的曲线, 并把此性能最佳的曲线和基于维特比算法的最大似然序列估计法 (MLSE) 产生的对应信道下的信噪比 - 误码率曲线进行比较。仿真曲线如图 4 所示。其中自适应判决反馈均衡器的性能曲线是均衡器长度为 11 阶, 调整步长为 0.0035, 训练序列个数为 500 个码字时的仿真曲线。为便于性能比较, 无符号间串扰 AWGN 信道下的信噪比 - 误码率曲线也在图 4 中绘出。

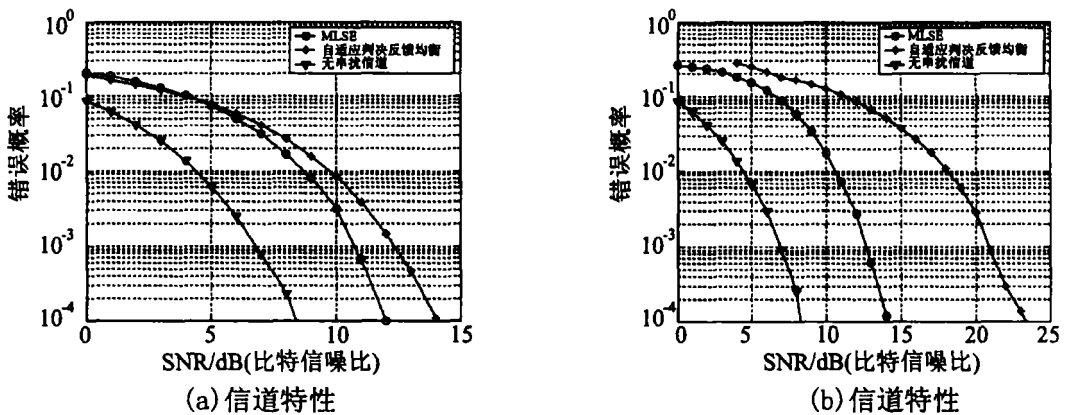


图4 MLSE与自适应判决反馈均衡器性能的比较

Fig.4 Characteristics comparison of MLSE and adaptive decision-feedback equalization

5 结论

仿真结果表明: 基于 LMS 算法的自适应判决反馈均衡在信道严重失真的情况下性能显著下降。在具有相同的信道特性下, 基于 V iterb i算法的 MLSE 均衡的性能要明显好于基于 LMS 算法的自适应判决反馈均衡器。当错误概率减小时, 两种均衡技术下信噪比之差增加。从错误概率的角度看, 基于 V iterb i译码算法的 MLSE 均衡对抗码间串扰的性能要优于基于 LMS 算法的自适应判决反馈均衡。因此基于维特比算法的均衡技术在对抗码间串扰上具有良好的前途, 仍然需对它做更深入的研究, 降低它的算法复杂度, 使它更多地应用于解决码间串扰的场合。由于自适应判决反馈均衡算法复杂性较小, 在实际应用中可以根据信道的特性选择错误概率和算法复杂性的折衷点来选择是选用基于 LMS 算法的自适应判决反馈均衡还是选用基于维特比算法的均衡技术。

参考文献:

- [1] JOHN G Proakis 数字通信 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- [2] ZHOU K, PROAKIS JG, LING F. Decision-Feedback Equalization of T in e-D ispersive Channels with Coded Modulation [J]. IEEE Trans Commun 1990 (1): 18~ 24
- [3] CASSELLNIG, CONTIF, DEL RE, et al. A continuously adaptive MLSE receiver for mobile communications: algorithm and performance [J]. IEEE Trans on Comm, 1997 45(1): 80~ 89.
- [4] GU Y H, THO L N, CHENG S X. Adaptive Decision Feedback Equalization with MLSE Based on Predicted Signals [J]. IEEE International Conference on Communications, 1993 (93): 438~ 442.
- [5] ZHOU K, PROAKIS JG, LING F. Decision-Feedback Equalization of Fading Dispersive Channels with Coded Modulation [J]. Int Conf Commun, 1990 38 18~ 24.