

# 编码符号串扰信道的迭代判决反馈均衡算法

吴晓富, 凌 聪, 吕 晶

(南京通信工程学院卫星通信重点实验室, 江苏南京 210016)

**摘要:** 本文提出了编码符号串扰信道的两种迭代判决反馈均衡(DFE)算法. 采用 Turbo 原则将卷积码 Viterbi 译码后的判决经重编码、交织后反馈到前端的判决反馈均衡部分, 每次迭代时由于 DFE 中判决反馈部分来自于经 Viterbi 译码后的重编码值(因而更可靠), 经多次迭代后, 系统误码率能得到显著提高. 由于采用了 DFE 算法及迭代硬判决反馈结构, 系统复杂度较低, 从而具有较高的实用价值.

**关键词:** 判决反馈均衡; 符号串扰; Turbo 原则

**中图分类号:** TN914.5      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2001) 09-1192-03

## Iterative Decision Feedback Equalizer for Coded ISI Channels

WU Xiao-fu, LING Cong, LU Jing

(Nanjing Institute of Communications Engineering, Nanjing, Jiangsu 210016, China)

**Abstract:** In this paper, we show that the performance of conventional Decision Feedback Equalizer (DFE) followed by Viterbi decoding for coded Inter-Symbol Interference (ISI) channels may be improved significantly by iterative use of decoding information. At each iteration, DFE may outperform its original form since now feedback decisions are more reliable as some errors are corrected by Viterbi decoding. The proposed algorithms may find some practical applications since they have relatively low complexity.

**Key words:** DFE; ISI; Turbo principle

### 1 引言

在数字通信中, 影响误码率的两个重要因素是码间串扰 (ISI) 和噪声. 在对抗 ISI 的各种算法中, 最大似然序列检测 (MLSD) 及最大后验概率算法 (MAP) 被认为具有几乎最佳的性能, 然而由于这两种算法实现复杂在实际中很少被采用. 而判决反馈均衡 (DFE) 算法由于有较好的性能及较低的复杂度在实践中得到了广泛应用. 为减小噪声对系统误码率的影响, 常采用编码来对抗, 卷积码及相应的 Viterbi 译码由于技术成熟, 性能优异获得了广泛的应用. 对于一个实际的 ISI 信道, 必须同时采用均衡技术及纠错编码技术. 由于 DFE 会带来不可避免的误码扩散, 使得经 DFE 均衡后的误码图样呈突发形式. 另一方面, 前向纠错一般仅对随机错误图样比较有效. 这样, 一般需在编码后加上一交织器, 而相应地在均衡后加上去交织器, 从而使得 Viterbi 译码输入的错误图样呈随机分布.

近年来, Turbo 码的提出被认为是信息编码界的最大突破之一<sup>[1]</sup>. 而随之产生的所谓“Turbo 原则”(即软入软出算法、交织、迭代处理)已被广泛应用于检测和估计问题<sup>[2]</sup>.

M. C. Valenti 等将该原则应用在平坦衰落信道下编码系统的信道估计问题获得成功<sup>[3]</sup>. 同样地, T. Nagayasu 等将“Turbo 原则”应用于编码 ISI 信道的 MLSD 均衡解码问题也获得成功<sup>[4]</sup>, 但由于 MLSD 本身实现的复杂性限制了其实用化. 本文

将“Turbo 原则”应用于编码 ISI 信道的 DFE 均衡解码问题, 提出的算法在系统复杂度增加不大的基础上可显著提高系统性能.

### 2 系统描述及迭代均衡解码算法

新算法框图如图 1 所示. 注意图中的  $b_i, c_i, \hat{b}_i, \hat{c}_i$  属于二元集合  $\{0, 1\}$ . 由图可知, 新算法的发送端与常见系统一致, 所不同的是, 在接收端新算法加了一卷积编码器用于对 Viterbi 译码输出进行重新编码, 而重编码的输出经交织后再反馈回 DFE, 如此反复迭代直至算法收敛. 下面对新算法进行详细描述.

为简单起见, 假设信道模型为经白化滤波的 ISI 信道<sup>[4]</sup>, 接收信号经白化滤波后为:

$$r_k = \sum_{n=0}^L h_n x_{k-n} + w_k \quad (1)$$

这里  $\{x_k\}$  为信号序列, 且  $x_k \in \{+1, -1\}$ ,  $h = \{h_n\}_{n=0}^L$  表示归一化等效信道冲激响应;  $w_k$  是均值为 0, 方差为  $\sigma^2$  的独立高斯白噪声.

DFE 主要由前向滤波 (Feedforward Filter, FF) 和后向滤波 (Feedback Filter, FB) 组成, 设接收信号经 DFE 均衡后输出为:

$$z_k = \sum_{j=-K_1}^0 g_j r_{k-j} + \sum_{j=1}^{K_2} f_j \hat{x}_{k-j} \quad (2)$$

收稿日期: 2000-07-21; 修回日期: 2001-05-16

基金项目: 东南大学访问学者基金及国家自然科学基金 (No. 60002010)

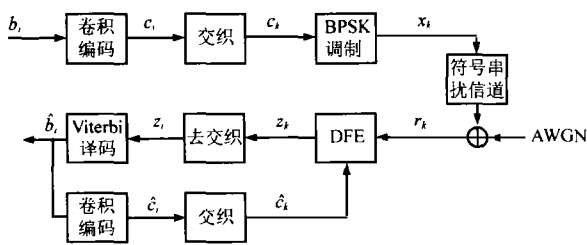


图 1 新算法结构框图

这里,  $\{g_j\}, \{f_j\}$  表示前后向滤波系数;  $K_1 + 1$  及  $K_2$  表示前后向滤波系数的个数;  $x_k \in \{+1, -1\}$  为二进制信息;  $\hat{x}_k$  为判决反馈信息(硬判). 对 BPSK 系统有

$$\hat{x}_k = \text{sgn}(z_k) \quad (3)$$

这里  $\text{sgn}()$  为符号函数. 通常, DFE 均衡中的判决反馈部分仅是信道的原始均衡判决输出. 而在编码系统中后面的 Viterbi 译码可进一步加强判决的可信度, 若这时 DFE 能充分利用 Viterbi 译码的纠错能力, 则 DFE 性能有可能得到进一步提高, 而最终系统性能也将有望提高. 事实上, 这是下面所提新算法的主要思路. 鉴于对 Viterbi 译码后重编码值在 DFE 中应用的差别, 下面将新算法分为两个算法加以阐述.

2.1 算法 1

如图 1, 设 Viterbi 译码后的硬判值经卷积重编码后为  $\hat{c}_k$ , 再经交织器后变为  $\hat{c}_k'$ , 然后将其反馈回 DFE, DFE 重新根据反馈回的判决计算出软输出, 在算法 1 中, DFE 的计算仍然根据式(2), 但这时取:

$$\hat{x}_k = \begin{cases} \text{sgn}(z_k), & \text{首次} \\ 2\hat{c}_k' - 1, & \text{其它迭代} \end{cases} \quad (4)$$

显然, DFE 首次运行时由于还没有 Viterbi 反馈回的信息, 这时 DFE 仍采用原始的判决进行反馈. 这样, DFE 输出软值经去交织后再次输入 Viterbi 译码, 新算法开始新一次迭代.

2.2 算法 2

我们知道, 迭代算法一般建立在分组的基础上, 算法每次处理一个组(Block), 设分组长度为  $N_b$ , 这样采用迭代算法时, 可从 Viterbi 译码返回整个组的信息. 事实上, 这时若能充分利用整个组的信息就有可能对传统 DFE 进行改进. 对传统 DFE 而言, 其思想是利用判决去抵消该判决的发送映像对后续接受信号的影响. 若判决正确, 则显然可将该码元对后续码元的影响消除掉. 但是, 对 ISI 信道而言, 当前接收信号  $\{r_k, \dots, r_{k+K_1}\}$  不但受到以前码元  $c_j (j < k)$  的影响(靠传统的判决反馈可消除)还受到后续码元  $c_j (j > k)$  的影响, 若能消除后续码元的影响, 则有望进一步提高系统性能, 然而对传统 DFE 而言, 由于时序的因果关系不可能将后续码元的判决事先反馈回 DFE 进行抵消. 再回到本系统, 由于迭代建立在分组基础上, 完全可以将后续码元的判决反馈回 DFE, 这时, 式(2)不再适用而有下式成立:

$$z_k = \begin{cases} \sum_{j=-K_1}^0 g_j r_{k-j} + \sum_{j=1}^{K_2} f_j \hat{x}_{k-j}, & \text{首次} \\ \sum_{j=-K_1}^0 g_j r_{k-j} + \sum_{j=1}^{K_2} f_j \hat{x}_{k-j} + \sum_{j=-K_3}^{-1} f_j \hat{x}_{k-j}, & \text{其他迭代} \end{cases} \quad (5)$$

相应地取

$$\hat{x}_k = \begin{cases} \text{sgn}(z_k), & \text{首次} \\ 2\hat{c}_k' - 1, & \text{其它迭代} \end{cases} \quad (6)$$

显然, 若 Viterbi 译码返回的判决误码率极小时, 采用算法 2 可将后续码元产生的 ISI 影响消除, 从而使得 DFE 输出的软值能全面反映当前码元的影响. 事实上, 不难证明, 在理想反馈的情况下, 所有码元(包括前继和后续码元)对当前码元的 ISI 影响都被抵消掉, 此时 DFE 的输出软值为:

$$z_k = \sum_{n=0}^L h_n (h_n x_k + w_{k+n}) / \sum_{n=0}^L h_n^2 = x_k + \eta_k \quad (7)$$

其中,  $\eta_k$  为均值为 0, 方差为  $\sigma^2 / \sum_{n=0}^L h_n^2$  的加性高斯噪声. 显然, 这时 DFE 的软输出已集中了当前码元经 ISI 信道扩散后的所有能量, 因而性能将达到最佳. 这时虽然  $\eta_k$  为具有相关性的高斯噪声, 但由于系统本身采用了交织器从而最终使得 Viterbi 最佳解码的条件(交织后的噪声基本独立)满足.

2.3 算法复杂度分析

算法 1 由于 DFE 及 Viterbi 算法(硬判)都是通常的形式, 因而实现复杂度相比于无迭代的通常系统增加不大. 事实上, 在无迭代时, 两系统是一致的(若设之为基准复杂度  $N_0$ ), 加上迭代后, 算法复杂度( $N_1$ )随迭代次数( $iter\_num$ )呈线性增长且有  $N_1 = N_0 * iter\_num$  成立.

算法 1 的实现复杂度分析基本适用于算法 2, 其区别在于前后向滤波系数的计算. 我们知道算法 1、2 首次运行时都与通常系统一致, 因而在 DFE 训练时都要存储通常的 DFE 前后向滤波系数, 对通常系统及算法 1 而言, 这即是所要存储的滤波系数. 而对算法 2 而言, 除此以外, 还需在 DFE 训练时计算另外一组前后向滤波系数, 该滤波器系数用于迭代时的 DFE 结构中的前后向滤波(见式(5)). 因而最终实现的算法复杂度比算法 1 略有增加.

3 算法性能仿真及讨论

由于对算法 1、2 甚至通常的 DFE 系统都很难进行理论上的性能分析, 文中对所提算法进行了计算机仿真研究. 系统中采用的卷积码码率为 1/2, 约束长度为 4 (Constraint Length = 4), 生成子为  $g_1 = [1 0 1 1], g_2 = [1 1 1 1]$ . 对典型的强 ISI 信道<sup>[5]</sup>  $h = [0.407, 0.815, 0.407]$  的仿真结果如图 2、3 所示. 这里分组长度选择为  $N_b = 1024$ , 滤波系数的个数选择如下: 算法 1 中  $K_1 = K_2 = 4$ , 算法 2 中  $K_1 = K_2 = 4, K_3 = 1$ . 需要指出的是: 图 2、3 的第零次迭代即对应着通常系统. 由图可知, 算法

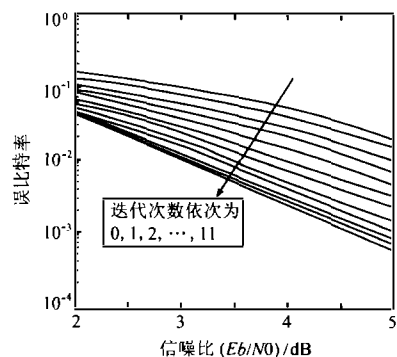


图 2 算法 1 在 12 次迭代后的性能曲线分布

1,2 的性能随迭代的进行而增加,对所仿真信道而言,算法 1 经 11 次迭代和算法 2 经 5 次迭代后,当误比特率(BER)为  $10^{-2}$  时性能比通常系统要提高 2.5dB 左右,由图示曲线的趋势可知:算法在更高的信噪比下有望有更大的增益.显然,算

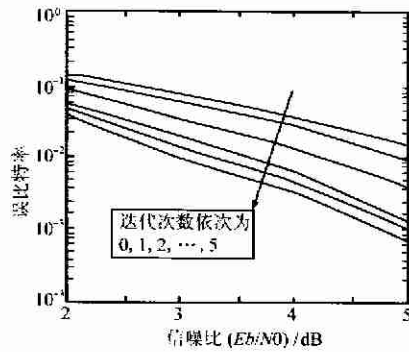


图 3 算法 2 在 6 次迭代后的性能曲线分布

法 2 比算法 1 收敛速度快,但在多次迭代后最后的收敛性能相差不大.在以上仿真中,选择了 ISI 很严重的信道及较弱的卷积编码(实用中约束长度一般较长,如在实际的卫星通信中常采用约束长度为 7 的最佳卷积码),但从仿真结果看性能得到了显著提高.值得注意的是:在系统接收端由 DFE 输出到 Viterbi 译码器的值(经过了去交织)并非通常的硬判值,而是去除了 ISI 效应的软值(见式(2)及式(5)).不难理解:由于随后的 Viterbi 译码是在去交织以后的输出软值中寻找最大似然路径,其最终判决可信度一般要高于 DFE 的直接硬判输出.因而采用本文算法能可靠工作.在实际系统中由于 ISI 效应较以上仿真信道弱且一般采用强卷积码,采用本文算法能有效提高系统性能.

#### 4 结论

文中提出了编码符号串扰信道的两种迭代反馈均衡算法,计算机仿真证明了两种算法的有效性,由于所提算法在原有系统上改动较小且算法的实现复杂度增加不大,因而所提算法有较大的实用价值.当然,一些参数(如前后向滤波系数个数)的选取还有待于进一步的计算机仿真及理论研究.

#### 参考文献:

[1] Berrou C, et al. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes [A]. ICC'93 [C], Geneva, Switzerland, May, 1993: 1064 ~ 1070.

[2] IEEE J Select. Areas Commun. Special issue on "Concatenated coding techniques and iterative decoding: Sailing towards channel capacity" [C], Feb., 1998.

[3] Valenti M C, Woerner B D. Refined channel estimation for coherent detection of Turbo codes over flat-fading channels [J]. IEE Electronics Letter, Aug., 1998, 34(17): 1648 ~ 1649.

[4] Nagayasu T, et al. Receiver with iterative soft decision for frequency selective fading channels [J]. IEE Electronics. Letter., April, 1998, 39(9): 1011 ~ 1012.

[5] Proakis J G. Digital Communications [M]. New York: Mc Graw-Hill, 1995.

#### 作者简介:



**吴晓富** 男, 1975 年生于南京, 1999 年获南京通信工程学院硕士学位, 目前是东南大学移动通信重点实验室访问学者. 主要研究兴趣为移动通信、卫星通信、检测与估计理论、编码与调制等, 在国内外核心期刊发表论文十余篇.



**凌 颢** 男, 1974 年生于安徽, 1997 年获南京通信工程学院硕士学位, 现为该院讲师. 研究兴趣为无线通信, 重点是扩频通信、编码和迭代处理技术、时空调制等, 在国内外核心期刊发表论文十多篇, 负责“第四代移动通信预研”等多项基金项目.



**吕 晶** 男, 1965 年生于重庆, 1988 年毕业于国防科技大学, 获电子与通信系统硕士学位, 现为南京通信工程学院副教授. 研究兴趣为卫星通信系统、卫星通信技术及无线通信中的数字信号处理问题.