

# 一种减小 DTV 接收机 DFE 误差传播的新算法

武晓华<sup>1)</sup> 龙必起<sup>2)</sup> 周长明<sup>2)</sup> 王劲林<sup>1)</sup>

<sup>1)</sup>(中国科学院声学研究所 DSP 中心, 北京 100080) <sup>2)</sup>(上海明波通信技术有限公司, 上海 201203)

**摘要** 对于减少基于残留边带调制(VSB)的数字电视(DTV)接收机的符号间干扰(ISI), 尽管判决反馈均衡器(DFE)是一种非常有效的方案, 但这种方案由于受误差传播的影响而降低了接收质量。为减少误差传播, 提出了一种使用软判决的 DFE 算法。该优化算法在判决器中使用了双曲正切函数, 以改善 DFE 对抗误差传播的能力。此外, 为了加快误差传播的仿真过程, 还对反馈部分的抽头权值更新过程做了一个简单而有效的修改。计算机仿真结果表明, 新算法对抗误差传播的性能远优于疑符算法, 与理想 DFE 具有近似的表现。

**关键词** 判决反馈均衡器 误差传播 软判决

中图分类号: TN911.5 文献标识码: A 文章编号: 1006-8961(2006)11-1600-05

## A Novel Algorithm of Mitigating Error Propagation in DFE for DTV Receivers

WU Xiao-hua<sup>1)</sup>, LONG Bi-qi<sup>2)</sup>, ZHOU Chang-ming<sup>2)</sup>, WANG Jin-lin<sup>1)</sup>

<sup>1)</sup>(DSP Center, Institute of Acoustics, CAS., Beijing 100080) <sup>2)</sup>(Shanghai Wuave Technology Co., Ltd., Shanghai 201203)

**Abstract** Decision feedback equalizer (DFE) is an efficient scheme for suppressing intersymbol interference (ISI) in vestigial sideband (VSB) based digital TV (DTV) receivers. However, it suffers from error propagation (EP). This paper considers the use of soft decisions in mitigating EP in a DFE. An optimized soft decision algorithm using the hyperbolic tangent function in the decision device is proposed to improve performance over reducing EP. Furthermore, in order to speed up the EP simulation process, a simple but effective modification is made in the feedback tap weight updating process. Computer simulation results show that the proposed soft decision algorithm nearly meets the EP performance of ideal DFE, which is far better in performance compared to the erasure algorithm.

**Keywords** decision feedback equalizer, error propagation, soft decision

## 1 引言

在对付存在严重的长时延扩散多径信道时, 尤其是在基于 VSB (vestigial sideband) 的 DTV (digital television) 系统中训练序列较少的情况下, DFE (decision feedback equalizer) 是必需的。由于 DFE 使用了一个非线性的反馈均衡环路, 可以非常显著地减少输出的均方差 (mean square error, MSE), 因此比单独使用线性均衡器的性能好得多。现在用于 DTV 的 DFE 已经发展到第 5 代。随着芯片速度和规模的进步, DFE 使用了越来越复杂的技术, 以提高性能。

前向滤波器 (feedforward equalizer, FFE) 主要用于抑制前径符号间干扰 (intersymbol interference, ISI) 以及信道噪声, 而反馈滤波器 (feedback equalizer, FBE) 则主要抑制后径 ISI。判决器发生误判时, 将造成残留后径 ISI, 其经过反馈环路后可能造成更多的误判, 这样就形成了误差传播。

近年来, 研究人员在减少 DFE 误差传播方面做了各种各样的尝试。Russul 和 Bergmans 提出了一种将部分响应预编码和检测装置与 DFE 组合的技术, 以减少 M-ary 系统的误差传播<sup>[1]</sup>。Chiani 提出一种使用疑符的技术, 以减少误差传播<sup>[2]</sup>。Ferber 提出一种以临时判决代替不可信判决, 并在下一判

收稿日期: 2006-06-23; 改回日期: 2006-09-13

第一作者简介: 武晓华 (1980 ~ ), 男。2004 年于信息产业部电信科学技术研究院获硕士学位, 现为中国科学院声学研究所 DSP 中心博士生。主要研究方向为宽带通信。E-mail: wuxh@dsp.ac.cn

决时刻将之更正的方法来减少误差传播<sup>[3]</sup>。另外,有些文献还提到了通过在判决器中使用判决门限来减少误差传播。文献[4]提出一种检测错误发生的门限技术,其主要基于残留在反馈寄存器中的判决错误会在限幅器中造成一个偏移量的观点。文献[5]提出了一种基于软判决的方法,其是通过动态调整门限来获得更好的性能。

以上所述的研究主要是基于磁记录信道的,但磁记录信道与数字电视所面对的地面广播信道有很大的不同。由于长时延多径和动态信道的存在,使地面广播信道的分析更加复杂,所以,这些技术中的很多方式不适用于数字电视 DFE 的使用。本文提出了一种使用基于双曲正切函数的软判决算法,以减少 DFE 的误差传播。为了更快地获得仿真结果,本文还给出了一种快速的仿真方法。

## 2 误差传播与硬判决概述

一个典型的 DFE 结构如图 1 所示,首先源序列  $\{s_k\}$  经过多径信道被 AWGN (additive white Gauss noise) 信号  $n_k$  恶化;然后接收信号  $r_k$  经线性滤波器处理,其结果减去反馈滤波器的输出,就产生了滤波器的输出  $y_k$ 。判决错误  $e_k$  可以表示为滤波器输出  $y_k$  与源序列  $\{s_k\}$  的差,即

$$\begin{aligned}
 e_k &= y_k - s_k \\
 &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} h_i s_{k-i} + \sum_{i=1}^{N_{FFE}} f_i n_{k-i} - \sum_{i=1}^{N_{FBE}} \bar{h}_i d_{k-i} - s_k \\
 &= \sum_{i=-\infty}^{-1} h_i s_{k-i} + \sum_{i=N_k+1}^{\infty} h_i s_{k-i} + \sum_{i=1}^{N_{FFE}} f_i n_{k-i} + \\
 &\quad \sum_{i=1}^{N_{FBE}} (h_i - \bar{h}_i) d_{k-i} + (h_0 s_k - s_k) + \sum_{i=1}^{N_{FBE}} h_i (s_{k-i} - d_{k-i})
 \end{aligned} \tag{1}$$

其中,  $h_i$  为信道和前向滤波器的组合冲击响应;  $\bar{h}_i$  为  $h_i$  的估计值;  $d_k$  为判决器输出符号;  $N_{FBE}$  为 FBE 的长度;  $N_{FFE}$  为 FFE 的长度。

前三项表示处于均衡器均衡能力外的前径、后径和噪声部分,第 4 项表示均衡误差,这 4 项可以看作噪声,它们的和表示为  $\hat{n}_k$ ;第 5 项与信道响应的主径大小有关,在正常模式下,该项等于 0;最后一项代表以前的 DFE 误判带来的影响,可表示为

$$\varepsilon_k = \sum_{i=1}^{N_{FBE}} h_i (s_{k-i} - d_{k-i}), \text{ 则式(1)可以重新写为}$$

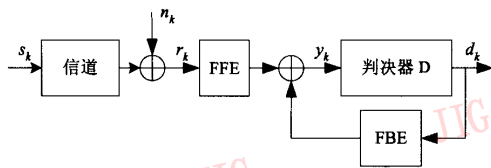


图 1 DFE 系统框图

Fig. 1 Block diagram of the DFE system

$e_k = \varepsilon_k + \hat{n}_k$ , 而且正确的判决  $d_k$  可以将单个符号的错误  $e_k$  消除。

在基于 VSB 的 DTV 系统中,判决器输出  $d_k$  与判决门限的距离等于 1。判决门限居于两个符号值之间。如果条件  $|e_k| = |\varepsilon_k + \hat{n}_k| \geq 1$  满足,将发生误判。判决器输入输出关系如图 2 所示,遵循该关系的判决方式一般称为硬判决。

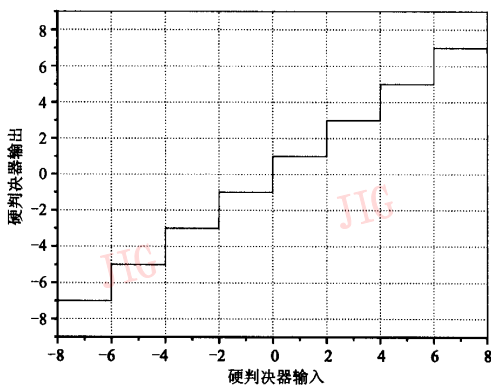


图 2 硬判决器输入/输出关系

Fig. 2 Hard decision device I/O relation

发生误判时,相应的后径不但没有被减弱,相反却增强了,因而就很可能造成下一个误判。这样经过一定数目的误差传播后,DFE 就会崩溃。

## 3 软判决器优化

不仅均衡器 FFE 和 FBE 可以消除多径干扰,判决器也有消除多径影响的效果。使用  $D\{\cdot\}$  表示判决器的输入输出关系式,其可以使用最小化 MSE 的方法使其最小化,此时最优化的判决器输入输出关系式可表示为

$$D_{opt} = \arg \min_D E[|y_k - s_k|^2] \tag{2}$$

$E[|y_k - s_k|^2]$  表示判决器输入端的 MSE。对于给定的输入  $y_k$ ,软判决  $d_k$  表示为

$$d_k = D\{y_k\} \tag{3}$$

这里假定

- (1)  $\{s_k\}$  为独立同分布序列;
- (2)  $\{e_k\}$  为方差为  $\sigma^2$  的零均值高斯随机过程;
- (3)  $\{s_k\}$  和  $\{e_k\}$  不相关。

由于最优化判决器可由下列的条件期望给定

$$D_{opt} = E\{s_k | y_k\} \tag{4}$$

因此在上述条件下,对于任意 1 维等概率信号,若以  $A$  表示信号集, $S$  表示信号集中的元素,则最优化判决器的输入输出关系可以描述为<sup>[6]</sup>

$$D_{opt}(y_k) = \frac{\sum_{s \in A} S \exp\left[\frac{-S^2 + 2Sy_k}{2\sigma^2}\right]}{\sum_{s \in A} \exp\left[\frac{-S^2 + 2Sy_k}{2\sigma^2}\right]} \tag{5}$$

特别的,对于一个 BPSK (binary phase shift keying) 系统有  $A = \{-1, 1\}$ 。此时最优化的非线性判决器可表示为以下双曲正切函数

$$D_{opt}(y_k) = \tanh\left(\frac{y_k}{\sigma^2}\right) \tag{6}$$

而对于基于 VSB 的 DTV 系统,由于基带信号分析一般采用 8PAM 信号集  $A = \{\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7\}$ <sup>[7]</sup>,所以对于每一次判决,使用式(5)计算时,需要进行 8 次指数运算。显然这种运算量对于判决器来说比较复杂。对于 DTV 系统,由于各输入信号间符合独立同分布,所以可考虑使用如下由 BPSK 最优化判决器扩展的分段判决器:

$$D_{opt}(y_k) = \begin{cases} 7 & y_k > 7 \\ \tanh\left(\frac{y_k - 6}{\sigma^2}\right) + 6 & 5 < y_k \leq 7 \\ \tanh\left(\frac{y_k - 4}{\sigma^2}\right) + 4 & 3 < y_k \leq 5 \\ \tanh\left(\frac{y_k - 2}{\sigma^2}\right) + 2 & 1 < y_k \leq 3 \\ \tanh\left(\frac{y_k}{\sigma^2}\right) & -1 \leq y_k \leq 1 \\ \tanh\left(\frac{y_k + 2}{\sigma^2}\right) - 2 & -3 \leq y_k < -1 \\ \tanh\left(\frac{y_k + 4}{\sigma^2}\right) - 4 & -5 \leq y_k < -3 \\ \tanh\left(\frac{y_k + 6}{\sigma^2}\right) - 6 & -7 \leq y_k < -5 \\ -7 & y_k < -7 \end{cases} \tag{7}$$

在  $y_k$  处于  $\pm 7$  范围外时,根据 DTV 判决器的要

求,可以将输出直接置为  $\pm 7$ 。图 3 给出了使用式(7)的优化软判决器的输入输出关系。

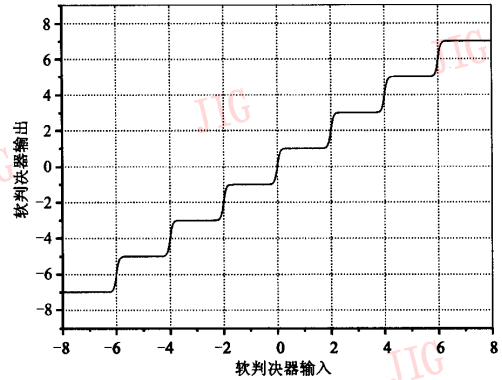


图 3 软判决器输入/输出关系

Fig. 3 Soft decision device I/O relation

由于源序列  $\{s_k\}$  在接收端是未知的,所以在解调前得不到  $\sigma^2$ ,这里只能使用与之相近的均方差替换之

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (y_k - d_k)^2 \tag{8}$$

参数  $N$  表示计算 MSE 的时间间隔,其选择过程将在下一节讨论。

由于使用式(5)得到的结果与使用式(7)的结果差别极小,且其输入输出曲线与图 3 基本吻合,故此不再列出。这也证明了由 BPSK 最优化判决器扩展的正确性。式(7)的计算复杂度远小于式(5),使用式(5)计算一个判决值,需要 8 次模指数运算,而使用式(7)计算一个判决值,仅需要 2 次模指数运算,可见后者计算量只有前者的 1/4。

### 4 仿真结果

本节给出了软判决算法的仿真结果,以说明新算法性能的优越性。信道模型和系统参数如下所述:输入数据采用随机 8PAM 信号,多径信道模型采用 Brazil D(见表 1)。前向均衡器 250 抽头,后向均衡器 500 抽头。由于误差传播在高信噪比时危害更甚,故系统设计采用 30dB 的信噪比。算法性能使用突发错误长度 (burst error length, BEL) 来度量。突发错误数目及 BEL 最长的值越小,误差传播的影响就越小,反之亦然。每次仿真进行  $10e-8$  个符号。

表 1 Brazil D 信道具体参数

Tab. 1 Brazil D Channel profile details

延迟 ( $\mu\text{s}$ )	衰减 (dB)	相位 ( $^\circ$ )
0.15	0.1	0
0.63	3.8	0
2.22	2.6	0
3.05	1.3	0
5.86	0	0
5.93	2.8	0

### 4.1 误差传播快速算法

精确的 BEL 评估需要非常耗时的仿真,因为在高信噪比的情况下,误码率会低至  $10\text{e-}6$  或更小。新的快速仿真算法采用以下措施解决这个问题:在反馈滤波器的抽头更新过程中插入一个小的偏置量 bias,这样错误的产生就会频繁很多。如图 4 所示,  $\lambda_k$  表示反馈抽头权值  $b_k$  的更新值,  $b_{k+1}$  表示更新后的抽头权值。

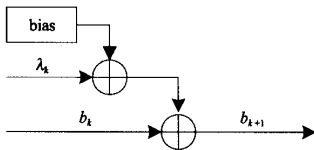


图 4 误差传播的快速仿真算法

Fig. 4 Fast algorithm for error propagation simulation

经多次实验,将偏置值取为  $10\text{e-}10$ ,这样偏置值的插入虽不影响 DFE 初始阶段的均衡过程,但其在 DFE 的反馈中会造成噪声积累,使 DFE 在完成初始化后的均衡过程中突发错误剧增。快速仿真算法的使用,大大加快了评价算法误差传播性能的速度。

### 4.2 MSE 时间间隔的选择

在仿真过程中,很明显,计算 MSE 采用不同的时间间隔对 BEL 的性能影响很大。这就意味着,要得到减小误差传播的最优性能,就需选择一个合适的时间间隔。具体仿真结果如图 5、图 6 所示。

从图 5、图 6 的结果来看,将 MSE 的时间间隔选为 300 个符号可以得到最好的结果。在此条件下,突发错误的总数及最长 BEL 值都是最小的。当然,这不是一个普适的结论,它仅适于本文的 DFE 设计。当 DFE 设计改变时,必须测试新的时间间隔以适应新的结构(与信道特性变化无关)。

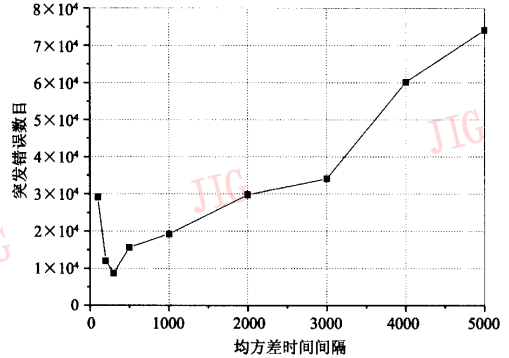


图 5 突发错误数目与均方差时间间隔关系

Fig. 5 Total number of burst errors versus MSE time-span

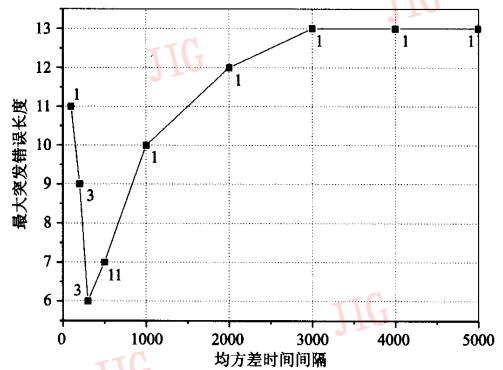


图 6 BEL 最大值与 MSE 时间间隔关系

(曲线旁数字为 BEL 最大的数目)

Fig. 6 Max BEL versus MSE time-span

(number beside the curve is the number of the max BEL)

### 4.3 不同判决方式比较

将新的软判决算法与文献[3]中使用的疑符算法及理想 DFE(即全部符号均被正确反馈,没有误差传播)做了比较。图 7 为突发错误长度与数目的对比,erasure 代表疑符算法,tanh 代表新的软判决算法,IDFE 代表理想 DFE。

由图 7 可知,新算法大大提高了 DFE 减少误差传播的性能。无论是突发错误的数目还是最长 BEL,新算法都远小于疑符算法,并且接近理想 DFE 的表现,特别是在突发错误数目方面。

## 5 结论

文中提出了一种用于 DFE 的软判决算法,其适用于基于 VSB 信号的 DTV 接收机。新算法中使用

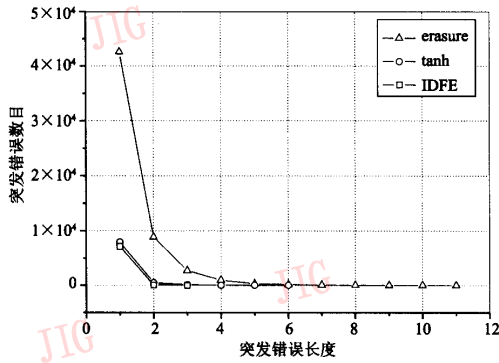


图 7 突发错误数目与长度的对比

Fig. 7 Comparison of Number of bursts and BEL

了非线性的反馈链,其不同于传统的单门限限幅器。为了加快仿真速度,提出了一种新的快速仿真算法。文章还讨论了计算 MSE 的恰当时间间隔的选取问题。仿真结果表明,新算法大大减少了误差传播的影响,其表现远优于疑符算法,与理想 DFE 的性能接近。

## 参考文献 (References)

- 1 Russel M, Bergmans J W M. A technique to reduce error propagation in M-ary decision feedback equalization [J]. IEEE Transactions on Communication, 1995, 43(12): 2878 ~ 2881.
- 2 Chiani M. Introducing erasures in decision-feedback equalization to reduce error propagation[J]. IEEE Transactions on Communication, 1997, 45(7): 757 ~ 760.
- 3 Fertner A. Improvement of bit-error-rate in decision feedback equalizer by preventing decision error propagation [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1998, 46(7): 1872 ~ 1877.
- 4 Zhao F, Mathew G, Farhang-Boroujeny B. Techniques for minimizing error propagation in decision feedback detectors for recording channels [J]. IEEE Transactions on Magnetic, 2001, 37(1): 592 ~ 602.
- 5 Lin C, Wu A. Soft-threshold-based multilayer decision feedback equalizer (STM-DFE) algorithm and VLSI architecture [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(8): 1872 ~ 1877.
- 6 Balakrishnan J, Viswanatan H, Johnson Jr C R. Decision device optimization for soft decision feedback equalization [A]. In: IEEE Conference on Information Sciences and System [C], Princeton University, New Jersey, USA, Mar. 2000.
- 7 ATSC (Advanced Television Systems Committee). Digital television standard revision B, with amendment 1 [S]. Doc. A/53B ITU-T, August 2001.