

信道时域均衡技术研究

濮琪玲

(天地(常州)自动化股份有限公司 江苏 常州 213015)

摘要: 当发送信号通过非理想信道时,通常会产生码间干扰。采用均衡技术可以有效的进行补偿。均衡能够有效地克服传输中的多径干扰和消除码间串扰,是无线通信系统中的一项重要技术,并且在许多相关领域都有非常广泛的应用,目前已广泛用于通信、雷达、声纳、控制和生物医学工程等诸多领域。介绍非线性均衡器,对非线性的判决反馈均衡和线性均衡做对比。仿真结果表明,判决反馈均衡器有着比线性均衡器更好的性能。

关键词: 符号间干扰;均衡;判决反馈均衡

中图分类号: TN911.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 1671-7597(2011)0520088-02

1 非线性均衡

均衡技术可以分为线性均衡和非线性均衡。如果接收信号经过均衡后,再经过判决器的输出被反馈给均衡器,并改变了均衡器的后续输出,那么均衡器就是非线性的。当信道失真较严重以致线性均衡器不易处理时,采用非线性均衡器处理会比较好。当信道中有深度频谱衰落时,用线性均衡器不能取得满意的效果,这是因为为了补偿频谱失真,线性均衡器会对出现深衰落的那段频谱及近旁的频谱产生较大的增益,从而也就增加了那段频谱的噪声从而增加了误码率。非线性均衡有着比线性均衡更好的性能,尤其是在信道中有深度衰落导致失真较严重的时候。

2 判决反馈均衡

判决反馈均衡基于这样一个原理:一旦你检测了一个当前的发送符号的值,你就可以精确的移除由这个符号给以后的信号带来的码间干扰。非线性因素是因为那用来检测最有可能实际发送的离散信号值的判决反馈装置。一旦当前的符号被检测出来就能用来移除这个信号对接下来信号的码间干扰值以及补偿下一个样点的判决反馈输入值。

图1是判决反馈均衡器的结构,从中可以看出判决反馈均衡器(DFE)由两个滤波器组成,一个前馈滤波器和一个反馈滤波器。如图所示,两个滤波器的抽头间隔均是符号间隔T,前馈部分的输入是接收信号序列。在这一方面,前馈滤波器与前面所述的线性横向均衡器相同。反馈滤波器以对先前被检测符号的判决序列作为其输入。从功能上讲,反馈滤波器用来从当前估计值中除去由先前被检测符号引起的那部分码间干扰。

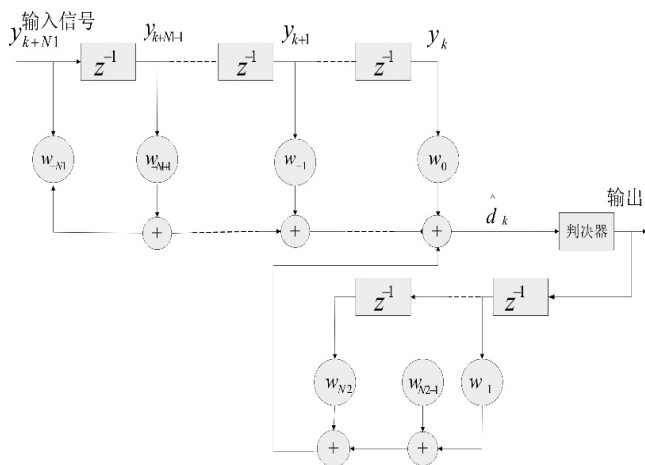


图1 判决反馈均衡器结构

均衡器的前馈滤波器有 $N_1 + 1$ 阶,反馈滤波器有 N_2 阶,则判决反馈均衡器的输出为

$$\hat{a}_n = \sum_{k=-N_1}^0 w_k y_{n-k} + \sum_{k=1}^{N_2} w_k \hat{a}_{n-k} \quad (1)$$

其中 \hat{a}_{n-k} 为估计的检测信号。一旦由公式(1)得出 \hat{a}_n ,即可判决出 a_k ,而 a_k 又将与以前的判决结果 a_{k-1}, a_{k-2}, \dots 一起返回给均衡器,并进而得

出判决反馈均衡器的下一个输出 \hat{a}_{n+1} 。

判决反馈均衡器系数的最优化可以是峰值失真准则或者最小均方误差准则。我们以最小均方误差为例。

构造误差函数

$$J = E \left[(\hat{a}_n - a_n)^2 \right] \quad (2)$$

由于误差函数是多元函数,因此如果上面误差函数存在最小值,则必在极值处满足如下条件

$$\frac{\partial J}{\partial w_k} = 0 \quad (3)$$

将式(1)代入得

$$E \left[\frac{\partial \left(\sum_{k=-N_1}^0 w_k y_{n-k} + \sum_{k=1}^{N_2} w_k \hat{a}_{n-k} - a_n \right)^2}{\partial w_k} \right] \quad (4)$$

则可以得到

$$E \left[(\hat{a}_n - a_n) y_{n-k} \right] = 0, k = -N_1, \dots, 0 \quad (5)$$

$$E \left[(\hat{a}_n - a_n) \hat{a}_{n-k} \right] = 0, k = 1, 2, \dots, N_2 \quad (6)$$

由上面的推导可以得出 $N_1 + N_2 + 1$ 个方程,按照前面一章MSE均衡器的计算方法,就可以解出判决反馈均衡器的 $N_1 + N_2 + 1$ 个权系数。此时判决反馈均衡器的系数就达到了最佳化。

3 判决反馈均衡性能

下面讨论判决反馈均衡器的性能。由于检测器偶尔会做出不正确的判断,并且把结果向下传播到反馈部分,对性能做出精确地评价比较困难,因此我们考虑判决器不会判决错误的情况下的判决反馈均衡器的性能。当不存在判决差错的情况下,将前馈滤波器的抽头系数取无限大,判决反馈均衡器可以达到的最小均方误差就为

$$J_{\min} = E[|e(n)|^2]_{\min} = \exp \left\{ \frac{T}{2\pi} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} \ln \left[\frac{N_0}{|F(e^{j\omega T})|^2 + N_0} \right] d\omega \right\} \quad (7)$$

除非 $|F(e^{j\omega T})|$ 是常数(即不需要自适应均衡器时),也就是理想信道。公式(7)的DFE最小均方误差总比式的线性均衡器要小。而一般来说,信道不可能是理想的。如果有深衰落,使 $|F(e^{j\omega T})|$ 很小,那么判决反馈的最小均方误差将大大小于线性均衡器的。因此,当频谱衰落较平坦时,线性横向均衡器会良好地工作;而当频谱衰落严重不均时,线性横向均衡器的性能会恶化,而采用判决反馈的均衡器则明显优于采用线性横向均衡器。因而判决反馈均衡更适用于严重失真的无线信道。

4 仿真分析

设计一个存在码间干扰的离散信道,信道噪声用加性高斯白噪声序列表示,设计基于MSE准则的判决反馈均衡器。信道如图2,图3,下面是判决反馈均衡的Matlab仿真的图片。

图2(a), (b)为两种等效离散时间信道模型。

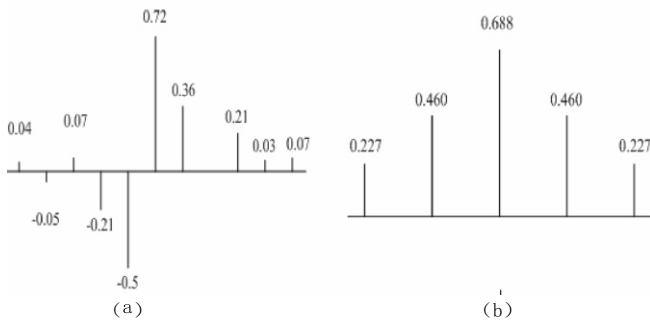


图2 两种等效离散时间信道模型

图3 (a), (b) 为图1中两个信道的幅度谱。

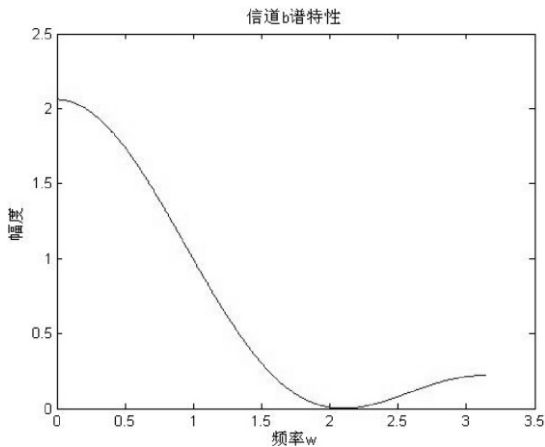


图3 (a) 信道a幅度谱

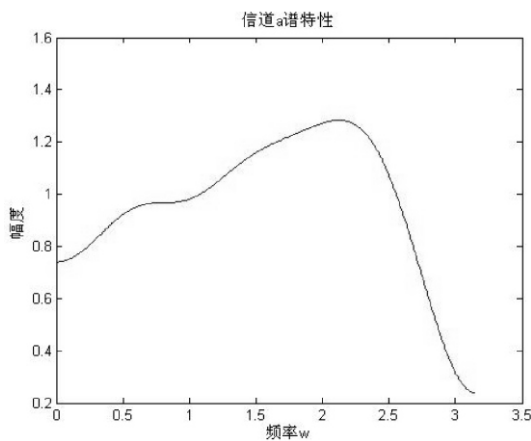


图3 (b) 信道b幅度谱

对这两条信道总的响应能量都归一化到1。从上面图中可以看出, 信道b产生更为严重的ISI, 在信道b中有一个谱为零。

图4 (a), (b) 分别为判决反馈均衡与线性均衡分别在信道a和信道b情况下的误码率对比。

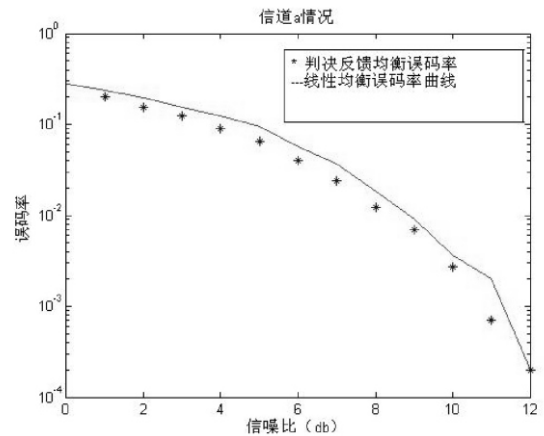


图4 (a) 判决反馈均衡和线性均衡在信道a情况下误码率曲线

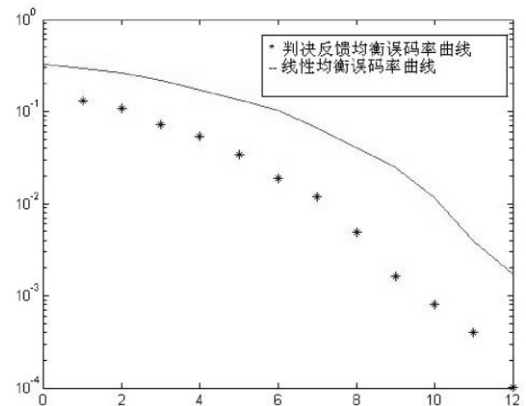


图4 (b) 判决反馈均衡和线性均衡在信道b情况下误码率曲线

从上面的仿真结果可以看出, 信道b比信道a的符号间干扰要严重, 在信道a情况下, 判决反馈均衡效果和线性均衡相差不多, 判决反馈均衡略比线性均衡好; 但在符号间干扰较严重的信道b情况下, 判决反馈均衡效果要比线性均衡好很多。线性均衡适用于符号间干扰不严重的情况下, 在较严重的情况下, 判决反馈均衡能比线性均衡得到较好的效果。

参考文献:

- [1]张辉、曹丽娜, 现代通信原理技术, 西安: 西安电子科技大学出版社, 2002: 100-108.
- [2]David Smalley, Equalization Concepts: A Tutorial. Application Report, 1994: 1-6.
- [3]Bernard Sklar, 数字通信-基础与应用, 徐平等译, 北京: 电子工业出版社, 2002: 216-223.
- [4]周杨、黄元峰, 自适应均衡技术的研究, 国外电子器件, 2008年8月, 11期.

(上接第74页)

[6]Huang Bi-ping, Zheng Zi-qiao. Independent and combined roles of trace Mg and Ag additions in properties precipitation process and precipitation kinetics of Al-Cu-Li (Mg) (Ag) -Zr-Ti alloys. Acta Materialia, 1998, 46 (12): 4381-4388.

[7]吴平、贺信来, 晶界非平衡偏聚研究的回归与展望, 金属学报, 1999, 35 (10): 1009-1020.

[8]余琨、黎文献、王日初, 镁合金塑性变形机制, 有色金属学报, 2005, 15 (7): 1081-1086.

作者简介:

陈革新 (1975-), 男, 汉族, 黑龙江齐齐哈尔人, 燕山大学在读博士, 燕山大学机械工程学院副院长。