

阶数自适应可变均衡器算法的研究与仿真

戴天喆, 邱赐云, 任敏华

(中国电子科技集团公司第三十二研究所, 上海 200233)

摘 要: 自适应判决反馈均衡器(DFE)能跟踪信道时变响应并自动调整抽头系数, 解决数字通信中因信道衰减和噪声引起的符号间干扰问题, 从而大大降低通信系统误码率。针对在自适应均衡过程中均衡器阶数难以确定的问题, 根据最优估计理论, 分析判决反馈均衡器结构, 研究 DFE 的抽头长度对均衡器均方误差性能的影响, 在此基础上提出阈值可变动态长度算法, 找出最小均方误差与滤波器阶数之间的折中。Matlab 分析和仿真结果显示, 当信道衰减和符号间干扰较严重时, 均衡器阶数收敛在 30 阶左右, 且误差可以收敛在较小范围内跟踪信道响应, 并在瞬时累计均方误差准则下收敛到滤波器最优阶数。

关键词: 自适应判决反馈; 均衡器; 符号间干扰; 串行/解串器; 阶数可变; 累计均方误差

Research and Simulation on Order Adaptive Variable Equalizer Algorithm

DAI Tian-zhe, QIU Ci-yun, REN Min-hua

(The 32nd Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Shanghai 200233, China)

【Abstract】 In digital communication systems, Decision Feedback Equalizer(DFE) is usually used to track time-varying response of channel, adaptively adjust filter tap coefficient and remove Inter Symbol Interference(ISI), caused by channel attenuation and noise. Aiming at the problem of difficulty of ascertaining the length of equalizer, this paper uses the method of theoretical analysis to analyze the structure of DFE deeply and research adaptive decision feedback equalization algorithm based on optimal estimation theory and length of filter coefficient influence on Mean Square Error(MSE). On this basis, Varying Threshold-Dynamic Length Algorithm(VT-DLA) is proposed for finding tradeoff between minimum mean square error and optimal filter length. Matlab analysis and simulation result shows that the length of equalizer can converge to 30 taps approximately under the serious channel attenuation and noise, it can track channel response and converge to optimal filter length in some instantaneous accumulative MSE.

【Key words】 adaptive decision feedback; equalizer; Inter Symbol Interference(ISI); serializer/deserializer; order variable; Accumulative Mean Square Error(AMSE)

DOI: 10.3969/j.issn.1000-3428.2013.12.057

1 概述

随着数据通信业务的飞速发展, 带宽需求呈爆炸性增长, 在太比特路由器这些电信设备结构中, 互连是限制系统性能的重要瓶颈, 板间信号的主要载体是铜互连。

对于铜互连, 通常采取 2 种方法增加传输带宽: 一种方法是增加传输路径的数目, 也就是增加铜互连线的数量, 带来的问题是专用集成电路(Application Specific Integrated Circuit, ASIC)的管脚越来越多, 印刷电路板(Printed Circuit Board, PCB)层数增加, 系统成本也随之上升; 另一种方法则是提高线速, 采用差分技术来进行高速串行传输等, 带来的挑战是信号完整性问题, 整个物理链路的设计难度增加。

高速串行信号提高了信号传输的速率, 简化了布局布线的困难, 降低了成本。但是, 高速串行信号在传输过程中, 由于传输信道存在着衰减和噪声干扰, 到达接收端的信号已经发生了扩展和畸变, 产生严重的符号间干扰(Inter Symbol Interference, ISI), 使系统误码率上升, 在严重情况下, 系统无法正常工作。为了克服严重的 ISI, 保证信号的完整性传输, 需要引入均衡技术。

本文根据最优估计理论, 介绍自适应均衡器的原理与算法, 并将最优估计理论进行推广, 研究可对自适应均衡器的抽头长度进行自动调整的算法, 对算法进行仿真和验证, 使自适应可变阶数均衡器能应用于高速互连数据传输, 保证信号的符号间干扰降低至不影响数据正确传输的水平, 同时降低滤波器复杂度。

作者简介: 戴天喆(1987—), 男, 硕士研究生, 主研方向: 数字信号处理, 集成电路设计; 邱赐云、任敏华, 高级工程师

收稿日期: 2013-07-11 **修回日期:** 2013-08-19 **E-mail:** daitianzhe@126.com

2 信道模型

本文主要是针对 40 cm~60 cm PCB 高速背板互连这一信道,设计一款内嵌在 2.5 Gb/s 串并/并传转换(Serializer/Deserializer, Serdes)芯片内部的数字均衡器,保证信号的有效传递。如图 1 所示为高速背板互连的信道模型,它本质上可近似为一个低通滤波器。信道的低通滤波特性^[1]是对数据的各个频谱分量的衰减不同,衰减较少的低频分量与衰减较多的高频分量在接收器上相加,信号发散引起符号间干扰。

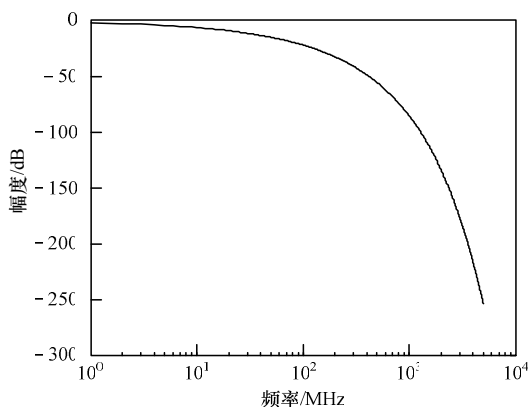


图 1 40 cm~60 cm 高速背板互连信道模型均衡器轨迹

对通信系统的码间干扰进行校正的系统称为均衡器^[2],其实质是传输信道的一个逆滤波器,这些滤波器可以校正和补偿信道的特性,减少码间干扰的影响。

2.1 最优滤波理论

自适应均衡器将带噪声的信号通过横向滤波器输出后,与作为参考信号的延时输入信号进行比较,输出的误差信号对某种自适应算法进行控制,从而实现对自适应滤波器抽头系数的调整,抽头系数在调整的过程中,会逐步逼近与收敛于理论上的最优滤波器系数,即维纳系数^[3]。最优滤波理论是求解维纳-霍夫(Wiener-Hopf)方程的解,维纳-霍夫方程如下:

$$Rw_0 = p \quad (1)$$

其中, R 表示输入信号的自相关矩阵; p 表示输入信号与滤波器输出信号的互相关矩阵; w_0 表示在最小均方误差准则下的最优滤波器系数。若 R 非奇异,可解维纳-霍夫方程。将式(1)两边同时乘以逆矩阵 R^{-1} ,得:

$$w_0 = R^{-1}p \quad (2)$$

w_0 被称为维纳-霍夫方程(Wiener-Hopf)的维纳解。如果运用上式求解,要求对二阶统计如下特性: (1)输入信号自相关矩阵; (2)输入信号与滤波器期望输出信号的互相关矩阵,先验已知,且涉及到矩阵求逆,运算量大,工程上不可行。

2.2 最速梯度算法

一种可行的方法是根据误差性能曲面的特点进行均方误差最小点的搜索,这种算法称为最速梯度算法^[3]。该算法

不需要知道输入信号自相关矩阵,也不需要进行矩阵求逆,常用于自适应均衡中的维纳系数求解。

算法利用梯度信息,分析自适应滤波性能和追踪最佳滤波状态,使均衡器的抽头系数在自适应调整的过程中,使抽头系数的变化朝误差性能曲面最小点方向移动,最终实现最佳维纳滤波。

令 $\Delta(n)$ 代表 n 时刻的 $N \times 1$ 维梯度矢量,这里 N 等于均衡器抽头系数的个数, $w(n)$ 为自适应均衡器在 n 时刻的抽头系数,按照梯度下降的方向调节抽头系数,则在 $n+1$ 时刻的均衡器抽头系数可用下列递归关系来计算:

$$w(n+1) = w(n) + \frac{1}{2} \mu [-\nabla(n)] \quad (3)$$

其中, μ 是一个正实常数,称为自适应收敛步长。

最小均方(Least Mean Square, LMS)算法在最速梯度算法的基础上,进一步减少计算复杂度、缩短自适应收敛时间,用瞬时误差平方值估计梯度矢量,即:

$$\hat{\nabla} = \frac{\partial [e^2(n)]}{\partial w(n)} = -2e(n)r(n) \quad (4)$$

这样可得抽头系数的更新公式为:

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) + \frac{1}{2} \mu [-\hat{\nabla}] = \hat{w}(n) + \mu e(n)r(n) \quad (5)$$

2.3 自适应判决反馈均衡器

在数字通信中,判决反馈均衡器(Decision Feedback Equalizer, DFE)^[4]通常结合前馈均衡器(Forward Feedback Equalizer, FFE)使用。前馈均衡器是线性均衡器,作用是消除信号中的超前码间干扰;判决反馈均衡器结构与前馈均衡器类似,只是其输入是反馈的判决结果,作用是消除信号中的滞后码间干扰。前馈和反馈均衡器使用同样的 LMS 算法依据 $e(n)$ 调整抽头系数。如图 2 所示的判决反馈均衡器可以最大程度去除码间干扰,在基带传输系统的均衡中得到广泛应用。

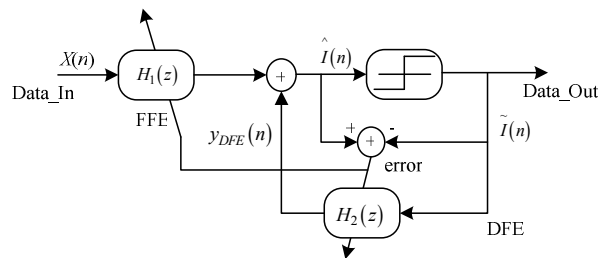


图 2 均衡器分段结构框图

3 阈值可变动态长度算法

对于自适应均衡器,其长度是影响滤波器的性能及计算复杂度的重要因素。本节分析并推导出一种称为阈值可变动态长度(Varying Threshold-Dynamic Length Algorithm, VT-DLA)算法^[3,5,7],在给定信道模型的情况下,搜索均衡器的最佳长度。

3.1 VT-DLA 算法及比率模型

由前面讨论可知, 当均衡器抽头系数收敛到最优维纳系数 w_0 时, 均方误差(Mean Square Error, MSE)达到最小, 这时候的均方误差称为最小均方误差^[6](Minimum Mean Square Error, MMSE)。MMSE 的大小还取决于均衡器的长度, 如果用 $w_{0,N}$ 表示均衡器长度 N 时的维纳解, 那么用 $J_{\text{mmse},\infty}$ 表示在 $w_{0,\infty}$ 取得维纳解时的 MMSE:

$$J_{\text{mmse},\infty} = E\left[\left|d(n) - \sum_{i=-\infty}^{\infty} w_{0,\infty}(i)r(i)\right|^2\right] \quad (6)$$

而在 LMS 准则下, 在稳态状况下的最小均方误差可表示为:

$$J_N(\infty) = \frac{(J_{\text{mmse},N} + \mu J_{\text{mmse},N}(\sigma_d^2 + \sigma_y^2))}{2} \quad (7)$$

其中, $J_{\text{mmse},N}$ 表示的是均衡器长度为 N 时取得的 MMSE; σ_d^2 为信道输入信号 $d(n)$ 的功率; σ_y^2 为均衡器输出信号 $y(n)$ 的功率。

理论上, 均衡器的最佳长度满足:

$$J_{N_0}(\infty) \leq J_N(\infty), N \in [1, \infty) N \neq N_0 \quad (8)$$

由于 $J_{\text{mmse},N}$ 与 N 之间是非线性的关系, 很难得到最佳长度 N_0 的值。为减小运算复杂度, 使最佳长度值可求, 运用以下准则来求得均衡器最佳长度, 称为次最优长度^[7-8]:

$$\min\{N | J_N^{N-K}(\infty) - J_N^N(\infty) \leq \varepsilon\} \quad (9)$$

其中, ε 是一个预先定义了的正常数; 在 $J_N^{N-K}(\infty)$ 中, 下标 N 表示均衡器的总长度, 而上标 $N-K$ 表示所考察均衡器前 $N-K$ 个抽头; $J_N^{N-K}(\infty)$ 则表示由抽头数为 N 的均衡器前 $N-K$ 个抽头在稳态下所得到的均方误差(MSE)。

在调整均衡器长度时, 比率模型^[3,5,9]调整规则如下:

(1) 如果 $J_N^N(\infty) / J_N^{N-K}(\infty) < \alpha_{\text{up}}$, 则增加均衡器的长度 ($0 < \alpha_{\text{up}} \leq 1$)。

(2) 如果 $J_N^N(\infty) / J_N^{N-K}(\infty) > \alpha_{\text{down}}$, 则减小均衡器的长度 ($\alpha_{\text{down}} \geq 1$)。

若 2 个条件都不满足, 则均衡器长度不变。

3.2 VT-DLA 算法的工程实现

$J_N^N(\infty)$ 和 $J_N^{N-K}(\infty)$ 都是稳态值, 不容易求出。因此, 在工程实现时, 使用累积均方误差^[3,5,9](Accumulative Mean Square Error, AMSE)来替代。均衡器第 i 段连续 L 个码元的 AMSE 可表示为:

$$\begin{aligned} \text{AMSE}_i &= \sum_{j=1}^L [\beta^{j-1} |y_i(n-j+1) - d(n-j+1)|^2] = \\ &\sum_{j=1}^L [\beta^{j-1} e_N^{iK}(n-j+1)^2] \end{aligned} \quad (10)$$

其中, $1 < i < H$; β 为遗忘因子; e_N^{iK} 是总长度为 N 的均衡器, 取其第 i 个片段(即均衡器前 $i \times K$ 阶抽头), 得到的均衡器输出信号与理想参考信号之间的误差。

阈值可变动态长度均衡算法的工程可实现表达式为:

$$N(n+1) = N(n) - \delta \times$$

$$\begin{aligned} \Delta \left\{ \alpha_{\text{up}}(n) \leq \frac{\left[\sum_{j=1}^L \beta^{j-1} \left(e_{N(n)}^{N(n)}(n-j+1) \right)^2 \right]}{\left[\sum_{j=1}^L \beta^{j-1} \left(e_{N(n)}^{N(n)-K}(n-j+1) \right)^2 \right]} \leq \alpha_{\text{down}}(n) \right\} \times \\ \text{sgn} \left\{ \sum_{j=1}^L \beta^{j-1} \left[\left(e_{N(n)}^{N(n)}(n-j+1) \right)^2 - \left(e_{N(n)}^{N(n)-K}(n-j+1) \right)^2 \right] \right\} \end{aligned} \quad (11)$$

其中, 函数 $\Delta\{\}$ 是一个判断函数, 依据大括号内的条件不等式是否成立, 返回 0 或者 1; δ 称为长度调整步长。

在工程实现时, α_{down} 的值的调整是通过 AMSE_H 和 AMSE_{H-1} 的比值来估计, 为了降低计算复杂度, 可用以下公式计算:

$$\alpha_{\text{down}} = 1 + \frac{\mu K}{2 + \mu(N-K)} \quad (12)$$

阈值 α_{up} 的下界可以由比值 $\text{AMSE}_H / \text{AMSE}_{H-1}$ 估算:

$$\alpha_{\text{up,lower}}(n) = \frac{\text{AMSE}_H(n)}{\text{AMSE}_{H-1}(n)} \quad (13)$$

通过 α_{up} 的下界来调整 α_{up} :

$$\alpha_{\text{up}}(n) = 1 - \rho \alpha_{\text{up,lower}}(n) \quad (14)$$

其中, ρ 是一个小的正常数, 其值远远小于 1。当下界值 $\alpha_{\text{up,lower}}(n)$ 很小时(即 $\text{AMSE}_H(n) / \text{AMSE}_{H-1}(n)$ 的比值很小)说明这时均衡器长度远远小于最优值, 应快速增加均衡器长度。

4 算法仿真

本文采用 Matlab 进行仿真, 取信道抽头系数为 $[1, x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9]$, 其中, $x_1 \sim x_9$ 这 9 个信道抽头为 0~1 均匀分布的随机数。

在进行 VT-DLA 算法仿真之前, 首先考察在均衡器长度固定的情况下, 不同阶数下的误差收敛曲线图。

在图 3、图 4 中, 横轴就是均衡器系数迭代的次数, 纵轴是误差 $e(n)$ 大小。图 3 和图 4 是在给出的信道条件下, DFE 阶数分别固定为 20 阶时和 40 阶时的误差收敛曲线。可以看出, DFE 阶数为 40 阶时, 误差曲线收敛范围明显小很多, 收敛于 ± 0.02 之间。经过多次仿真, 可得到以下结论: 在上述以给出的信道条件下, 在 40 阶时, 均衡器误差可收敛到最小。

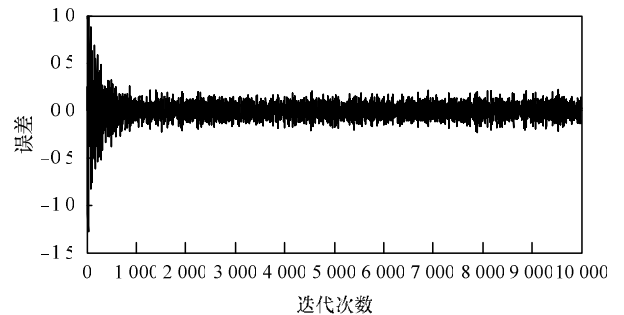


图3 误差收敛曲线(固定阶数为 20)

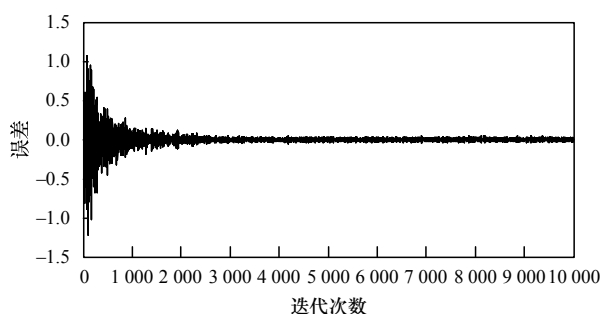


图4 误差收敛曲线(固定阶数为40)

VT-DLA 算法中的参数设置如下:

$L=20$; $K=3$; $\text{SNR}=20$; $\mu=0.007\ 812\ 5$; $\rho=0.05$; $\alpha_{\text{up}}=0.9$;
 $\alpha_{\text{down}}=1.01$; $\beta=0.99$ 。

在本次仿真中:

(1)DFE 初始阶数为 10, 处理二进制码元为 10 000 个, 阶数调整从第 1 000 个码元开始。在以上条件下得到的均衡器阶数变化曲线如图 5 所示。

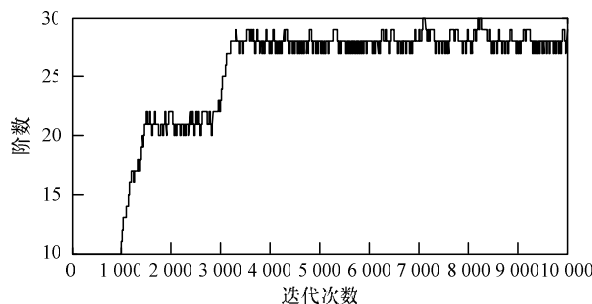


图5 均衡器阶数调整曲线(初始阶数为10)

由图 5 可以看出, 在 1 000 次~3 000 次迭代运算时, 均衡器阶数不断上升。在 3 000 次迭代运算后, 阶数收敛稳定在 28 阶。均衡器的误差收敛曲线如图 6 所示。

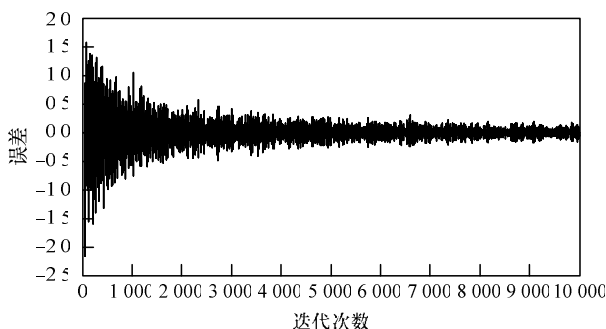


图6 误差收敛曲线(初始阶数为10)

比较图 4、图 5 与图 6, 可以看出均衡器在 30 阶时, 误差虽然比 40 阶时略大一些, 但误差还是可以收敛在较小范围内。说明算法在误差性能与实现复杂度之间实现了折中, 既保证了误差收敛在较小范围内, 又使均衡器阶数适中, 实现复杂度不至于过高。

(2)当 DFE 的初始阶数为 60 时, 处理的二进制码元为 10 000 个。阶数调整从第 1 000 个码元开始, 在以上条件下得到的均衡器阶数变化曲线如图 7 所示。

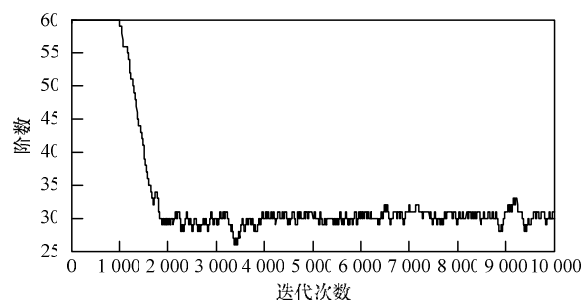


图7 均衡器阶数调整曲线(初始阶数为60)

由图 7 可以看出, 在 1 000 次~2 000 次迭代运算时, 均衡器阶数不断下降。2 000 次迭代运算后, 阶数收敛稳定在 30 阶。均衡器的误差收敛曲线如图 8 所示。

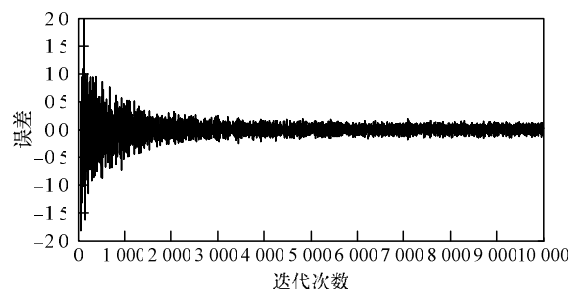


图8 误差收敛曲线(初始阶数为60)

同样, 比较图 4、图 7 和图 8, 可以得到类似的结论: 算法在误差性能与实现复杂度之间实现了折中, 既保证了误差收敛在较小范围内, 又使均衡器阶数适中, 实现复杂度不至于过高。

均衡器的幅频响应如图 9 所示, 它是一个近似的高通滤波器^[10], 是图 1 所示信道的等效逆滤波。

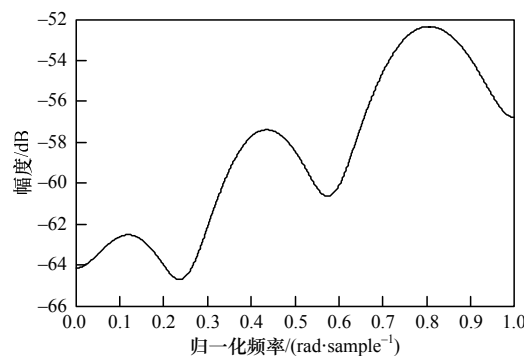


图9 均衡器幅频响应

5 结束语

本文针对高速 Serdes 传输符号间干扰问题, 阐述均衡算法原理, 并用 Matlab 软件对自适应均衡算法进行仿真。在给定的信道环境下, 固定某一阶数, 均衡器误差能收敛到最小, 但付出的代价是均衡器阶数较高, 计算复杂度增加。为解决在自适应均衡过程中, 使误差收敛在一个较小的范围内, 且均衡器阶数又比较适中这一问题, 本文对阈值可变-动态长度(VT-DLA)均衡算法进行了研究和分析,

(下转第 276 页)