

自适应盲均衡信道的设计与实现

操礼长¹, 王小雨², 谢学东¹, 王小旗³, 韩菁¹

(1 西安卫星测控中心 西安 710043;

2 南京农业大学 南京 210095;

3 西安理工大学 西安 710048)

摘要: 针对星地高速遥感传输信道中客观存在的码间串扰、信道不确定性等情况, 提出采用双模式自适应盲均衡方法, 综合了CMA (Constant Modulus Algorithm, 恒模算法) 均衡器的高稳健性以及LMS (Least Mean Square, 最小均方算法) 均衡器的高精度等优势。方法在均衡初期, 利用CMA均衡器实现快速收敛; 在MSE (Mean Square Error, 均方误差) 较小时切换为LMS均衡器, 完成高精度收敛, 实现了星地高速传输信道失真信号的快速高精度校正。

关键词: 星地高速遥感数据传输; 自适应均衡; 盲均衡; 分数间隔均衡器

中图分类号: TN911.5 文献标志码: A 文章编号: 2095-1000(2023)01-0043-05

DOI: 10.12347/j.ycyk.20220523002

引用格式: 操礼长, 王小雨, 谢学东, 等. 自适应盲均衡信道的设计与实现[J]. 遥测遥控, 2023, 44(1): 43-47.

Design and implementation of adaptive blind equalization channel

CAO Lichang¹, WANG Xiaoyu², XIE Xuedong¹, Wang Xiaoqi³, Han Jing¹

(1. Xi'an Satellite Control Center, Xi'an 710043, China;

2. Nanjing Agricultural University, Nanjing 210095, China;

3. Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: Aiming at the inter-symbol interference (ISI) and channel uncertainty in satellite-to-ground high-speed remote sensing transmission channel, a dual-mode adaptive blind equalization method is proposed, combine the advantages of high robustness of CMA equalizer and high precision of LMS equalizer. At the beginning of equalization, CMA equalizer is used to realize fast convergence, and when MSE is small, LMS equalizer is used to achieve high precision convergence.

Keywords: Satellite-ground high-speed remote sensing data transmission; Adaptive equalization; Blind equalization; Fractional interval equalizer

Citation: CAO Lichang, WANG Xiaoyu, XIE Xuedong, et al. Design and implementation of adaptive blind equalization channel [J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2023, 44(1): 43-47.

引 言

在地面测控站与在轨卫星的天地信息交互过程中, 由于无线传输信道的多径干扰、信号衰减、相位噪声、幅频特性不平坦、放大器的非线性以及群时延特性等原因, 地面接收端会产生码间串扰, 使得传输信号的误码率增大。为了减少码间串扰, 降低地面接收信号的误码率, 提高传输信道的接收性能, 通常在接收端采用信道均衡技术提高信道性能, 即在接收端增加均衡器来产生与

传输信道相反的特性, 以补偿传输信道的信号损失, 达到减小或消除码间串扰的目的。

由于传输距离、空间环境、任务卫星、地面测控站等具有变化的特点, 使得星地无线传输信道特性均具有不确定性^[1]。为此, 需要采用盲均衡的方式适配信道, 并要求均衡系数随着传输信道的特性而“自适应”变化, 在无辅助数据训练的情况下, 能够自适应传输信道的特性变化, 以实现信号失真的校正^[2]。

然而在实际应用中, 一些跟踪精度较高的均

衡器很难同时满足自适应和盲均衡这两项指标要求, 如 LMS 均衡器在无辅助数据训练的条件下, 常常会陷入性能较差的局部收敛点, 甚至会输出完全错误的信号, 很难收敛到均衡性能最好的收敛点^[3]; 而另一些跟踪精度相对低一些的均衡器, 如 CMA 均衡器, 虽然能够在无辅助数据训练的条件下收敛, 但又很难达到技术指标所需的传输信道接收精度^[4]。为此, 本文采用分数间隔的线性横向结构, 利用“CMA+LMS”的双模式自适应均衡算法, 设计了既能稳健收敛、又能实现精度较高的自适应盲均衡器, 可有效实现自适应与盲均衡双向指标。

1 均衡器结构设计

横向均衡器是自适应均衡技术中较为简单的

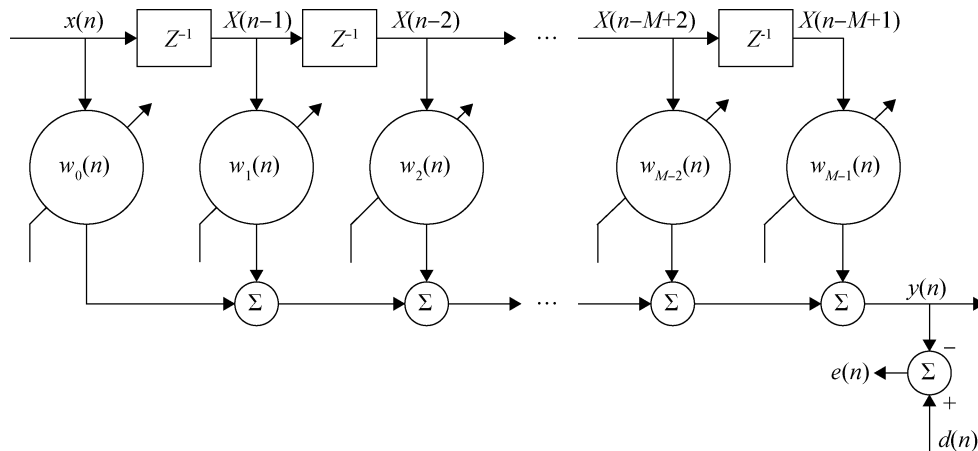


图 2 FIR 线性横向滤波器结构图

Fig. 2 FIR linear transversal filter structure diagram

FIR 线性横向均衡器由多层抽头因子延迟线构成, 延迟时间间隔即为码元间隔 T 。从图 1 和图 2 可以看出, 输入信号的当前值和输入值, 经横向均衡器的时变抽头系数线性加权求和后输出^[6]。然后根据其输出值和期望值之间的差别, 设计误差消除自适应方法, 修正时变抽头系数, 实现误差系数满足设计指标。在实际应用设计中, 期望值一般是未知的。为了使参数的调整得以进行, 折中的方法就是把输出信号进行判决得到的估计信号作为期望值。此时, 数字均衡器转变为非线性系统, 在结构上仍可看成线性横向结构的均衡器。

在图 1 和图 2 中, $s(n)$ 为判决器的输出, $d(n)$ 为期望响应, $\mathbf{X}(n)$ 为输入信号矢量, $\mathbf{W}(n)$ 为自适应滤波器权矢量, $y(n)$ 为均衡器的输出, $e(n)$ 为估计

一种。其采用线性横向均衡器的设计结构, 设计自适应权值控制算法, 即可完成遥感信号信道的自适应盲均衡。FIR(Finite Impulse Response, 有限冲激响应)线性横向均衡器及其滤波器的结构如图 1 和图 2 所示^[5]。

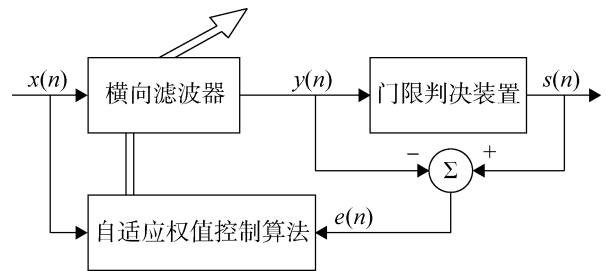


图 1 FIR 线性横向均衡器结构图

Fig. 1 Diagram of FIR linear transversal equalizer

误差, 它们之间的关系如下:

$$\mathbf{X}(n) = [X(n), X(n-1), X(n-2), \dots, X(n-M+1)]^T \quad (1)$$

$$\mathbf{W}(n) = [W_0(n), W_1(n), W_2(n), \dots, W_{M-1}(n)]^T \quad (2)$$

$$y(n) = \mathbf{W}^H(n)\mathbf{X}(n) \quad (3)$$

$$e(n) = d(n) - y(n) = d(n) - \mathbf{W}^H(n)\mathbf{X}(n) \quad (4)$$

通常, 均衡器的抽头间隔都是码元间隔。由于其速率均衡, 故这种码元间隔是最佳匹配。在实际情况下, 真实传输信道响应是无法准确得出的, 一般只能通过接收端的滤波器匹配失真的发射脉冲。此时, 均衡器的性能特性对采样间隔反馈较大, 分数间隔均衡器可解决此问题。一般取采样间隔为 mT/n (m, n 均为整数, 且 $m < n$)。最常用的分数间隔均衡器的抽头间隔一般设定为

$T/2$ ^[7]。若输入信号按照 $2/T$ 速率实现间隔采样，均衡器的抽头间隔则为 $T/2$ ，再以 $1/T$ 的采样速率恢复输入信号。

与传统的码元间隔均衡器相比较， $T/2$ 分数间隔均衡器对输入信号以 $2/T$ 的速率进行采样，避免了因欠采样引起的频谱混叠，有效补偿了信道特性的畸变，较好地改善了均衡器对采样间隔的滤波性能和敏感特性；不足之处在于均衡器的抽头数量增加了一倍。

2 均衡器算法设计

在均衡器的设计过程中，要同时实现自适应和盲均衡这两项需求，常规均衡器已无法满足接收信号的失真校正要求。一方面，一些精度较高的均衡器无法满足盲均衡的需求，在无训练序列的情况下极易收敛到性能较差的局部收敛点或完全错误的假锁。另一方面，一些均衡器虽然收敛性较好，但由于其收敛精度较低，若反馈信号的波动不是太大时，很难进入全局收敛点；而只有在反馈信号的波动较大时，才能使得其跳出可能存在的局部收敛点而进入全局收敛点，故这类均衡器在自适应过程中，很难完成高性能的信号失真校正。

针对上述情况，本文提出采用双模式自适应盲均衡方法，它综合了CMA均衡器的高稳健性以及LMS均衡器的高精度，并在此基础上，引入了切换控制机制。在均衡初期，由于均衡系数往往离全局收敛点较远，采用CMA均衡器使这些系数能够快速收敛到全局收敛点，避免陷入局部收敛点；当检测到输出MSE逼近算法设定的控制误差时，则认为系数已完成全局收敛，并将其切换为LMS均衡器，完成精度更高的收敛，以获得更好的均衡性能。采用这种新的双模式自适应盲均衡器，可在避免局部收敛或假锁的同时，保证失真信号的高性能校正。

根据信道传输特性以及高码率星地传输信道的要求，通过模拟幅频失真、群时延失真、相位噪声引起的失真，来对双模式自适应盲均衡器进行算法设计及仿真。

2.1 群时延失真

在L频段范围内，高码率星地传输信道一般要求群时延不超过10 ns。高速宽带信号经过无线空间传输路径或接收端电子器件时，频谱分量的相移特性不同。也就是说，接收信道电子器件对各

频点的频移特性不同，从而接收信号因时延和相移特性导致相位特性畸变，随即产生群时延失真以及相位失真，使得波形拖尾至下一码元，继而比特扩散。这会引引起码间串扰，尤其是接收1 Gbps以上的Ka频段高速遥感数据时，码间串扰更为严重，直接导致星地链路误码率明显上升。

信道的幅度相位频率特性函数为：

$$H(e^{j\omega}) = |H(e^{j\omega})| e^{j\varphi(\omega)} \quad (5)$$

其中， $H(e^{j\omega})$ 是信道的幅频特性函数， $\varphi(\omega)$ 是信道的相频特性函数。

群时延特性为^[8]：

$$\tau(\omega) = \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} \quad (6)$$

群时延值 $\tau(\omega)$ 利用差商法对测量的相位值 $\varphi(\omega)$ 对角频率 ω 微分。其中的负号，则说明系统的输出信号总是比输入信号滞后。如果群时延值 $\tau(\omega)$ 是一个常数，则表示 $\varphi(\omega)$ 与 ω 是线性关系，此时，信号的群时延实现归一化。因此，传输信号将消除畸变现象。反之，若 $\tau(\omega)$ 为一个变量，则信号的不同频率部分通过传输信道时，将会导致信道群时延无法归一化。

自适应盲均衡器的群时延特性仿真结果如图3所示。

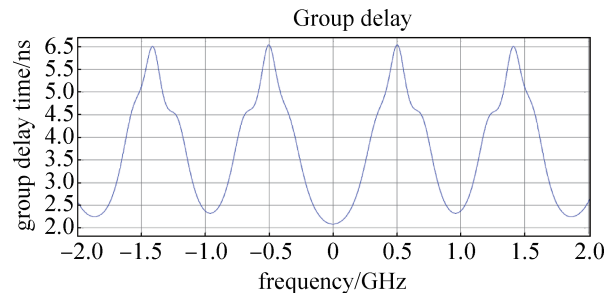


图3 群时延特性仿真结果

Fig. 3 Simulation results of group delay characteristics

2.2 幅频失真

对于高码率星地传输信道，在 ± 700 MHz频率范围内，带内平坦度要求不超过 ± 1.6 dB。从星地无线传输信道的频率特性公式(5)中得知，当 $H(e^{j\omega})$ 不为常数时，将会产生波形失真，形成码间串扰，使得信道的误码率增加^[9]。以非限带信道为例，其传输函数 $H(e^{j\omega})$ 可用幂级数来逼近。由于 $f = \omega/2\pi$ ，因此， $H(e^{j\omega})$ 可表示为：

$$H(f) = b_0 + b_1 f + b_2 f^2 + b_3 f^3 + \dots \quad (7)$$

其中, f 为 f_0 的频率偏移量。工程上, 一般取一次项和二次项即可近似满足要求。一次振幅失真、二次振幅失真引起信噪比恶化, 其带内平坦度的仿真结果如图 4 所示。

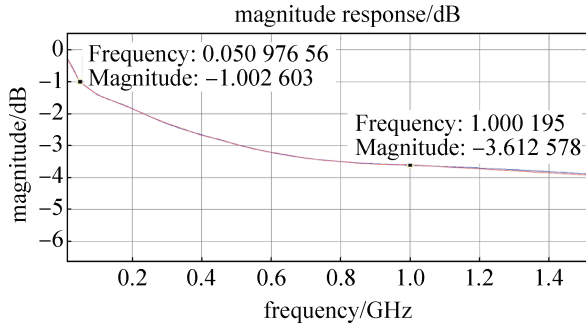


图 4 带内平坦度的仿真结果

Fig. 4 Simulation results of in-band flatness

2.3 相位噪声

在星地高速遥感数据传输信道中, 由于实际下传的信号源存在不稳定性, 存在无用的、波动起伏的信号幅度、频率或者相位噪声等。相位噪声引起的载波频谱扩展范围可以从偏离载波小于 1 Hz, 一直延伸至数兆 Hz, 导致输出信号精确度降低、电路工作稳定度下降, 会直接影响接收机的灵敏度^[10]。当传输信道中相位噪声较大时, 信号信噪比降低, 信道特性恶化。因此, 在设计时通常通过对传输信道相位噪声最大的单元进行优化设计, 从而达到降低传输信道中的相位噪声。

单位带宽内单边带噪声功率和载波功率的比值为

$$L(\Delta f) = 10 \lg \frac{P_n}{P_c} \quad (8)$$

其中, P_c 为载波功率, P_n 为偏离载波频率 Δf 处的噪声功率。在实际电路中, 相位抖动可分为周期性相位抖动和随机相位抖动两种类型, 表征相位噪声的数学模型有高斯分布、幂率谱等多种模型。自适应盲均衡器的相位噪声的仿真结果如图 5 所示。

3 测试结果

对于 1 Gbps 以上的高速星地遥感传输信道, 在上述幅频失真、群时延失真、相位噪声引起的失真情况下, 对于不同的 E_b/N_0 经过新的双模式自

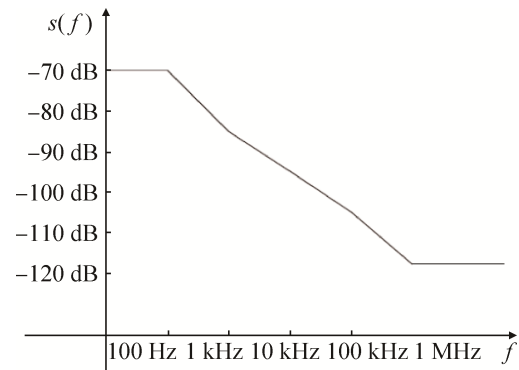


图 5 相位噪声的仿真结果
Fig. 5 Phase noise simulation results

适应盲均衡器后, 测试结果如图 6 所示。

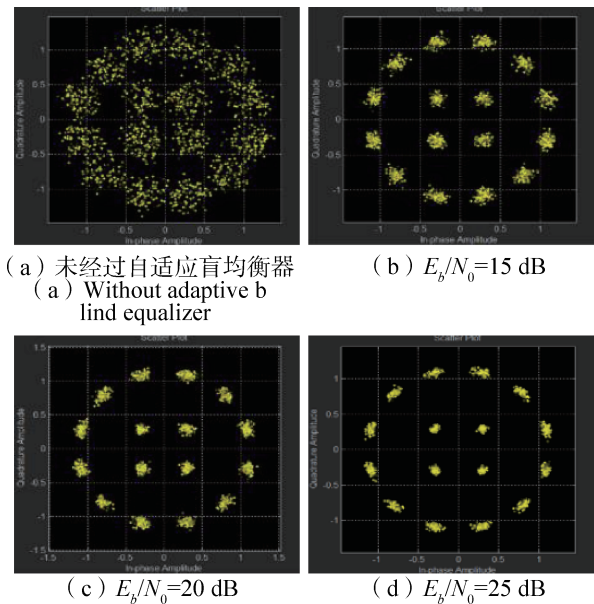


图 6 自适应盲均衡器的测试结果
Fig. 6 Test results of adaptive blind equalizer

在图 6 中, 图 6 (a) 为未经过自适应盲均衡器的接收端信号, 而图 6 (b)、图 6 (c)、图 6 (d) 则为经过 E_b/N_0 分别为 15 dB、20 dB、25 dB 的双模式自适应盲均衡器后, 接收端的信号测试结果。从仿真结果可以得出, 未经过自适应盲均衡处理前, 输出信号误码率高于 1×10^{-8} , 无法满足解调器处理要求。采用“CMA+LMS”的双模式自适应盲均衡器后, 输出信号误码率均低于 1×10^{-6} 。通过星座图的收敛情况可以看出, 经过双模式自适应盲均衡处理后, 能够较好地实现星地无线传输信道的失真校正。且随着 E_b/N_0 的提高, 信号的收敛特性越优, 失真校正效果越为明显。

4 结束语

本文针对卫星高速无线信道特性复杂、宽带信号内失真严重等特点,充分结合CMA和LMS均衡器的优缺点,提出“CMA+LMS”双模式自适应盲均衡器的设计思路。通过理论分析验证,算法的盲均衡特性满足宽带通信信道需求,仿真推算了在不同信噪比情况双模式自适应盲均衡器信道失真效果。双模式的均衡器根据接收机的特征具体分析误差MSE收敛点,作为双模式切换的基准点。通过仿真结果可知:该均衡器可实现信道盲均衡,并满足宽带信号频带内平衡处理,达到信道处理需求。但双模式的自适应盲均衡器的算法复杂度高于常规的自适应盲均衡算法,在硬件平台处理单元设计中,需要优化算法资源的调度,提高运行效率。若需进一步提高输出信号质量,要在交叉信道的收敛特性和信号质量损耗补偿方面作进一步研究。

参考文献

- [1] 户凌志,张海勇,贺寅.卫星通信链路计算方法研究[J].舰船电子工程,2019,39(11):72-75.
HU Lingzhi, ZHANG Haiyong, HE Yin. Research on the calculation method of satellite communication link[J]. Ship Electronic Engineering, 2019, 39(11): 72-75.
- [2] 杨凌,程丽,韩琴,等.基于卡尔曼滤波的极限学习机在线盲均衡算法[J].系统工程与电子技术,2021,43(3):623-630.
YANG Ling, CHENG Li, HAN Qin, et al. Online blind equalization algorithm using extreme learning machine based on Kalman filter[J]. Systems Engineering and Electronics, 2021, 43(3): 623-630.
- [3] 戴忱,张萌,吴宁,等.一种用于QAM解调信号的LMS自适应均衡器[J].电子器件,2005,28(1):196-199.
DAI Chen, ZHANG Meng, WU Ning, et al. A LMS adaptive equalizer for QAM demodulation signal[J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2005, 28(1):196-199.
- [4] 纪建义,朱江.高速数据传输中均衡器的FPGA设计与研究[J].电子工程师,2009,35(1):23-25.
JI Jianyi, ZHU Jiang. Design and analysis of equalizer in high-speed data transmission based on FPGA[J]. Informa-

tization Research, 2009, 35(1): 23-25.

- [5] 徐恋青. MIMO通信系统中的自适应均衡技术研究[D].上海:上海大学,2007.
- [6] 梅蓉.通信系统中均衡器的自适应算法研究[D].安徽:安徽理工大学,2009.
- [7] 侯瑞博,陈自力,白勇博,等. T/2分数间隔均衡器的FPGA设计与实现[J].仪表技术,2010(3):8-10.
HOU Ruibo, CHEN Zili, BAI Yongbo, et al. Design and implementation of T/2 fractional spaced equalizer based on FPGA[J]. Instrumentation Technology, 2010(3): 8-10.
- [8] 侯利明,孙宝升,陆晓明.群时延特性对卫星高速数传中继系统的影响[J].飞行器测控学报,2006,25(2):54-58.
HOU Liming, SUN Baosheng, LU Xiaoming. Impact of group delay on BER performance in high data rate satellite relay systems[J]. Journal of Spacecraft TT & C Technology, 2006, 25(2): 54-58.
- [9] 王文涛,江友平,张允,等.一种改善宽带DDS带内平坦度的设计方法[J].舰船电子对抗,2016,39(1):80-84.
WANG Wentao, JIANG Youping, ZHANG Yun, et al. A design method to improve in-band flatness of wide-band DDS[J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2016, 39(1): 80-84.
- [10] 姜军,李兴成,任卫华.存在幅相误差的ASLC系统性能分析[J].电光与控制,2009,16(5):52-54.
JIANG Jun, LI Xingcheng, REN Weihua. Performance analysis of ASLC with amplitude and phase error[J]. Electronics Optics & Control, 2009, 16(5): 52-54.

作者简介

操礼长 1966年生,硕士,高级工程师,主要研究方向为航天测运控技术。

王小雨 2001年生,本科,主要研究方向为遥控机器人技术。

谢学东 1984年生,硕士,高级工程师,主要研究方向为航天测运控技术。

王小旗 1999年生,本科,主要研究方向为空间仪器仪表。

韩菁 1972年生,硕士,高级工程师,主要研究方向为航天测运控质量标准化。

(本文编辑:杨秀丽)