

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2518418

双模式盲均衡算法在卫星通信系统中的应用*

凌雨欣 张天骐 孙浩源 邹涵

(重庆邮电大学通信与信息工程学院 重庆 400065)

摘要: 在高速卫星通信系统中,随着信息传输速度的提高,码间串扰问题日益突出。为有效解决该问题,本文提出了一种先定时同步再双模式切换盲均衡算法。该算法通过定时同步对信号进行重采样,随后采用双模式切换机制:首先使用修正恒模算法进行初步均衡,以加快收敛速度并确保收敛方向正确;其次切换至改进判决引导算法,以获得更优的稳态性能。这种先对信号进行位定时以准确对齐信号的符号边界,再用双模式切换机制结合了修正恒模算法的快速收敛特性和判决引导算法的高精度均衡能力,特别适用于卫星通信中复杂多变的信道环境。通过与不同调制方式和信道的星座图、均方误差及码间串扰的对比分析,仿真结果表明,所提算法显著提升了星座图的清晰度和紧凑性,均方误差最大可降低 18.77 dB,同时有效抑制码间串扰,最多降低 14.32 dB,从而显著提高了通信系统的性能。

关键词: 卫星通信;盲均衡;定时同步;双模式算法;码间串扰;星座图;均方误差

中图分类号: TN911.5 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.105

Application of dual-mode blind equalization algorithm in satellite communication system

Ling Yuxin Zhang Tianqi Sun Haoyuan Zou Han

(School of Communications and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: In high-speed satellite communication systems, the problem of inter-symbol interference (ISI) becomes increasingly prominent as the data transmission rate increases. To effectively mitigate this issue, this paper proposes a blind equalization algorithm that first performs timing synchronization followed by a dual-mode switching mechanism. The proposed algorithm initially employs timing synchronization to resample the received signal, ensuring accurate symbol boundary alignment. Subsequently, a dual-mode switching strategy is implemented: first, the Modified Constant Modulus Algorithm (MCMA) is applied for preliminary equalization, accelerating convergence and ensuring the correct convergence direction; then, the algorithm switches to an improved Decision-Directed (DD) equalization scheme to achieve superior steady-state performance. By integrating timing synchronization with the dual-mode switching mechanism, this approach leverages the rapid convergence property of MCMA and the high-precision equalization capability of the DD algorithm, making it particularly suitable for the complex and dynamic channel conditions encountered in satellite communications. Through comparative analyses of constellation diagrams, mean squared error (MSE), and ISI across different modulation schemes and channel conditions, simulation results demonstrate that the proposed algorithm significantly enhances constellation clarity and compactness. The MSE is reduced by up to 18.77 dB, while ISI suppression reaches a maximum improvement of 14.32 dB, thereby significantly improving the overall performance of the communication system.

Keywords: satellite communication; blind equalization; timing synchronization; dual-mode algorithm; inter-symbol interference (ISI); constellation diagram; mean squared error (MSE)

0 引言

高速卫星通信系统的目标是提供更可靠、更有效的信

息传输^[1]。然而,卫星通信系统通常需要面对长距离传输、多径传播、时变衰落等一系列复杂的信道特性^[2],这些因素使得信号在传输过程中遭遇严重的失真,极大地影响了通

收稿日期:2025-03-24

* 基金项目:国家自然科学基金(61671095,61371164,61071196)、重庆市自然科学基金(cstc2021jcyj-msxmX0836)项目资助

信质量,均衡技术可以缓解这些影响和补偿信道失真^[3]。卫星通信信道具有长时延特性,传输训练序列会占用大量带宽资源,而盲均衡技术无需训练序列,能够有效节省带宽;其次卫星信道环境复杂多变,传统均衡算法难以实时跟踪信道变化^[4],而盲均衡技术能够自适应地调整均衡器参数,适应信道的时变特性;最后,在高速卫星通信中,信号传输速率高,码间串扰问题突出,盲均衡技术能够有效抑制码间串扰,提高信号恢复的准确性。因此,盲均衡技术成为近年来卫星通信领域的研究热点^[5]。

在现有的盲均衡算法范畴内,恒模算法(constant modulus algorithm, CMA)因其结构简易且稳定性出色而获得了极为广泛的运用^[6]。然而,CMA的收敛特性并不依赖于载波恢复,这就导致其收敛后的输出星座会产生相位旋转现象。故而,必须在均衡器的输出端额外增设一个旋转器,如此一来,便增加了接收机在稳态运行过程中的实现难度与复杂性。为了有效提升CMA的性能表现,修正恒模算法(modified constant modulus algorithm, MCMA)应运而生^[7]。MCMA能够实现可靠的初始收敛,并且在稳态时无需旋转器,不过该算法在降低均方误差以及提高收敛速度方面并未取得显著成效。基于此,双模式盲均衡(dual-mode blind equalization, DM-BE)算法被提出。在这一算法的发展历程中,Lyu等^[8]提出了修正恒模算法与决策引导(decision-directed, DD)规则相结合的双模算法,但该算法中的DD算法并没有利用相位信息,可能使均衡效果变差;此后,毛忠阳等^[9]也把可变步长恒模分数间隔均衡算法和判决导向最小均方算法(decision-directed least mean square, DD-LMS)相结合,具有更好的均衡性和抗噪声性能,但该实验信道环境并不复杂,不能证明在复杂环境下均衡的有用性;随后,基于Bussgang算法和DD-LMS相结合的原理,杜慧敏等^[10]首先针对经典盲均衡算法收敛速度较慢和稳态误差较大的问题开展研究,将变步长CMA与DD-LMS相结合,成功显著加快了收敛速度并降低了均方误差。然而,该实验所使用的仅为QPSK信号,实验信号单一且简单。综上,这类双模式盲均衡算法在适应复杂信道环境和多种调制方式方面表现欠佳,且在复杂通信信道下均方误差较大、码间串扰严重,仍有较大的优化和改进空间^[11]。

在卫星通信系统的运行过程中,多种调制方式被广泛应用,其中包括16PSK、16QAM以及16APSK等^[12]。针对每种调制方式所对应的接收信号,盲均衡处理是不可或缺的关键环节。本文创新性地提出一种面向不同调制方式的信号先定时同步重采样再进行双模式切换盲均衡算法。其具体运行流程如下:首先,对接收信号进行定时同步重采样,以此为后续处理奠定基础。随后,借助MCMA盲均衡算法开展初步的均衡工作,初步调整接收信号的状态。紧接着,此算法会精准地比较初均衡后的星座点与理想星座点之间的距离,以此作为重要依据来判定是否有必要切换

至改进的DD均衡算法。一旦判定距离呈现减小的态势,系统便会自动且智能地切换到改进的DD均衡模式,从而进一步对均衡效果进行深度优化。通过采用这种双模式切换盲均衡技术,能够有效地降低均方误差,提升星座图的清晰度与紧凑性,减少码间串扰现象的发生,提升通信系统的性能。

1 相关原理

1.1 盲均衡算法

图1为盲均衡算法的系统框图^[13],其中 $c(n)$ 是高速卫星发射的调制信号, $\mathbf{X}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-L+1)]^T$ 为均衡器输入的复矢量序列, $\mathbf{W}(n) = [\omega_0(n), \omega_1(n), \dots, \omega_{L-1}(n)]^T$ 为均衡器的复抽头系数(权重向量)。 $y(n) = \mathbf{W}^T \mathbf{X}$ 是均衡器的输出, $\hat{c}(n)$ 是判决器的输出信号, $e(n)$ 是误差函数。其中 L 是均衡器抽头权值的个数。与非盲均衡算法相比,它的最大优势在于不需要依赖训练序列,这使得其在计算上比非盲均衡算法更为高效。除此之外,盲均衡能够更有效地利用带宽,即使在较差的信道条件下,也能使均衡器达到收敛。

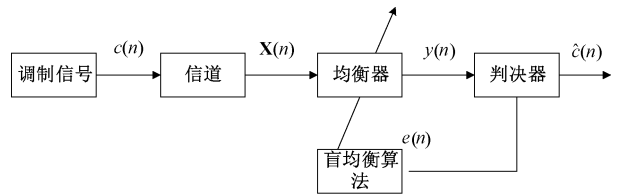


图1 盲均衡算法的系统框图

Fig. 1 System block diagram of a blind equalization algorithm

1.2 Bussgang 盲均衡算法

Bussgang 算法的主要思想是通过构造一个代价函数,其中理想通信系统的最优解对应于代价函数的极值点,该算法利用不同的自适应均衡方法来逐步逼近并求解这个极值点^[14]。Bussgang 盲均衡算法因其较低的硬件需求和易于实现的特点,已经广泛应用于实际通信工程中。

1.3 MCMA 均衡

MCMA 通过将畸变信号的同相和正交分量分开来处理,分别选取各自的模值,使得均衡输出信号朝着模值逼近。由于它利用了信号的相位信息,一定程度上解决了CMA算法相位误差较大的问题,但实际上该算法仍然具有较慢的收敛速度以及较大的稳态误差^[15]。MCMA 均衡的代价函数为:

$$J_{\text{MMA}} = E[(y_R^*(n) - \gamma_R)^2 + (y_I^*(n) - \gamma_I)^2] \quad (1)$$

式中: $E[\cdot]$ 表示统计期望; $y_R(n)$ 和 $y_I(n)$ 分别表示均衡器输出 $y(n)$ 的实部和虚部。 γ_R 和 γ_I 的计算公式为:

$$\gamma_R = \frac{E[c_R^4(n)]}{E[c_R^2(n)]}, \quad \gamma_I = \frac{E[c_I^4(n)]}{E[c_I^2(n)]} \quad (2)$$

式中: $c(n) = c_R(n) + jc_I(n)$ 是传输的数据符号; j 表示复数虚部。

对应的 MCMA 算法抽头系数更新公式为:

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) - \mu_{\text{MCMA}} e_{\text{MCMA}} \mathbf{X}^*(n) \quad (3)$$

式中: μ_{MCMA} 为 MCMA 均衡算法的步长参数; * 表示复共轭。

误差函数 $e_{\text{MCMA}}(n)$ 可以表示为:

$$e_{\text{MCMA}}(n) = e_{\text{MCMA,R}}(n) + j e_{\text{MCMA,I}}(n) = y_{\text{R}}(n)(y_{\text{R}}^2(n) - \gamma_{\text{R}}^2) + j y_{\text{I}}(n)(y_{\text{I}}^2(n) - \gamma_{\text{I}}^2) \quad (4)$$

1.4 DD 盲均衡算法

DD 均衡的代价函数为:

$$J_{\text{DD}} = E[(y(n) - \hat{c}(n))^2] \quad (5)$$

式中: $\hat{c}(n) = \operatorname{argmin} \|y(n) - c_k(n)\|$, 其中 $k = 1, 2, \dots, M$; M 为调制阶数。这种算法的抽头系数更新公式为:

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) - \mu_{\text{DD}} e_{\text{DD}} \mathbf{X}^*(n) \quad (6)$$

式中: μ_{DD} 为 DD 均衡算法的步长参数; 误差函数 $e_{\text{DD}}(n)$ 可以表示为:

$$e_{\text{DD}}(n) = y(n) - \hat{c}(n) \quad (7)$$

2 改进算法

2.1 定时同步

由于高速卫星通信系统中的信道模型较为复杂, 直接对通过信道后的信号进行均衡会导致均衡效果不佳。因此, 本研究首先采用基于 Gardner 算法的时序同步方法对信号进行重采样^[16]。在该过程中, 通过时域滤波器和自适应权重更新机制来调整时序误差, 从而优化信号的同步性能^[17]。经过时序同步后, 得到重采样后的信号, 随后再对其进行盲均衡处理, 以恢复原始信号。

经过 Gardner 定时同步后得到输出信号 $y(kT_i)$ 为:

$$y(kT_i) = \sum_{i=-N_1}^{N_2} h_i[(i + \mu_k)T_s] x[(m_k - i)T_s] \quad (8)$$

式中: $h_i[(i + \mu_k)T_s]$ 表示插值滤波器的系数; 对应的 $h_i(t)$ 是假想的连续时间的模拟滤波器的有限冲击响应; i 是插值滤波器系数的标号, 范围从 $-N_1$ 到 N_2 ; 基本指针 m_k 指明了在 $N_1 + N_2 + 1$ 个样点值中哪个样点值参加插值运算; T_s 为采样间隔。将 $y(kT_i)$ 替换原来通过信道后的 $\mathbf{X}(n)$ 中的 $x(n)$, 再继续后续盲均衡步骤。

2.2 改进 DD 算法

根据 MCMA 算法的研究, 可以发现将误差函数的实部和虚部分开同样适用于 DD 算法, 因此改进 DD 算法的误差函数可以定义为:

$$e_{\text{DD}}(n) = y_{\text{R}}(y_{\text{R}}(n)^2 - \hat{c}_{\text{R}}(n)^2) + j(y_{\text{I}}(n)^2 - \hat{c}_{\text{I}}(n)^2) \quad (9)$$

式中: $y_{\text{R}}(n)$ 和 $y_{\text{I}}(n)$ 分别是均衡器输出 $y(n)$ 的实部和虚部; $\hat{c}_{\text{R}}(n)$ 和 $\hat{c}_{\text{I}}(n)$ 分别是判决器输出 $\hat{c}(n)$ 的实部和虚部。

改进 DD 算法改变了原来算法的误差函数, 利用了信号的相位信息, 这样就可以克服相位模糊, 同时进一步降低

均方误差。

2.3 MCMA-DD 算法

MCMA 算法通过对信号的均方误差进行控制, 逐步更新均衡器的抽头系数。如果直接使用 MCMA 算法进行均衡, 可能存在收敛到错误方向的风险, 导致错误的均衡结果。为了克服 MCMA 算法的这一缺陷, 本文先将通过信道后的信号进行定时同步重采样, 再将定时同步后的信号进行均衡, 均衡方法则采用 MCMA 算法改进 DD 算法相结合。改进 DD 算法依赖于决策点和滤波器输出之间的误差, 而该误差可以通过迭代调整, 使其接近于零。即当 $|y_{\text{out}}(n) - \hat{c}(n)| > |y_{\text{I}}(n) - \hat{c}(n)|$ 时:

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) - \mu_{\text{MCMA}} e_{\text{MCMA}} \mathbf{X}^*(n) \quad (10)$$

否则:

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) \quad (11)$$

式中: $y_{\text{I}}(n)$ 为原始第 n 点均衡输出; $y_{\text{out}}(n)$ 为使用误差更新后均衡输出; $\hat{c}(n)$ 为判决点。

在迭代开始时, MCMA 迭代的同时进行可靠性判断, 所谓可靠性判断就是通过计算每轮迭代后的均方误差, 如果误差标准差较大, 表明信号还未充分稳定, 这时可以继续优化, 防止提前进入稳态。若误差标准差小于设定的阈值, 则说明信号已经接近目标状态, 可以开始进入稳态处理。通过设置合理的迭代终止条件, 比如均方误差值或者理想星座点等, 可以避免不必要的计算从而实现快速收敛。在达到判决条件后, 更换为稳态残差更小的改进 DD 算法, 由于使用改进 DD 算法时数据已经比较可靠, 因而不用再对其进行可靠性判决, 在快速收敛的同时可以进一步实现更好的稳态性能。

在均衡初期, 由于步长大小和均衡器阶数的个数的选择可能不准确, 所以并不能很好的进行均衡, 均衡器输出点可能离理想星座点较远, 即 $y(n) \notin D_k$ 时 (D_k 为调制点附近半径为 d 的圆), 采用 MCMA 算法进行迭代。首先使用 MCMA 算法的抽头系数进行初均衡, 得到均衡结果为:

$$y_1(n) = \mathbf{W}^T(n) \mathbf{X}(n) \quad (12)$$

利用当前输出结果进行抽头系数更新:

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) - \mu_{\text{MCMA}} e_{\text{MCMA}} \mathbf{X}^*(n) \quad (13)$$

计算抽头系数更新后均衡器的输出结果为:

$$y_{\text{out}}(n) = \mathbf{W}^T(n+1) \mathbf{X}(n) \quad (14)$$

运用决策引导的方法来评判均衡器输出是不是接近正确的判决点。要是在当前迭代中, 均衡器的输出接近目标星座点, 那么就认定这一轮迭代是有效的, 均衡器可继续更新。否则就把本次迭代所得到的结果舍弃掉, 依旧保留上一次的抽头系数。

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) + \mu_{\text{MCMA}} \tilde{e}_{\text{MCMA}} \mathbf{X}^*(n) = \mathbf{W}(n) + \mu_{\text{MCMA}} (f_{\text{R}}(n) e_{\text{MCMA,R}} + j f_{\text{I}}(n) e_{\text{MCMA,I}}) \mathbf{X}^*(n) \quad (15)$$

其中,

$$f_{\text{R}}(n) = \begin{cases} 1, & |y_{\text{R,out}}(n) - \hat{c}_{\text{R}}(n)| > |y_{\text{R,I}}(n) - \hat{c}_{\text{R}}(n)| \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

$$f_1(n) = \begin{cases} 1, & |y_{1,\text{out}}(n) - \hat{c}_1(n)| > |y_{1,1}(n) - \hat{c}_1(n)| \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (16)$$

当均衡器输出信号在理想星座点邻域内 ($y(n) \in D_k$), 则使用 DD 算法进行抽头系数迭代:

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) + \mu_{\text{DD}} e_{\text{DD}} \mathbf{X}^*(n) \quad (17)$$

具体算法流程框图如图 2 所示。

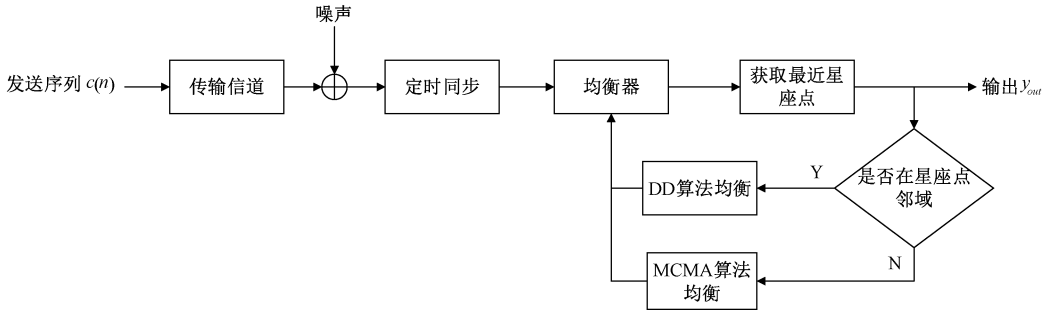


图 2 本文算法流程图

Fig. 2 The flowchart of the algorithm in this paper

表 1 信道参数

Table 1 Channel parameters

信道	信道时延/ns	相对功率/dB
1	[0,30,70,90,110,190,410]	[0,-1.0,-2.0,-3.0,-8.0,-17.2,-20.8]
2	[0,50,120,200,230,500,1 600,2 300,5 000]	[-1.0,-1.0,-1.0,0,0,-3.0,-5.0,-7.0,-20.0]

信道特性主要模拟了地球同步轨道 (geosynchronous earth orbit, GEO) 卫星与地面站之间的通信场景。

表中信道时延表明多径信号到达时间的不同延迟值, 相对功率表明对应的每条路径的信号相对功率。每种模型通过延迟、功率参数, 准确模拟实际信道的传播环境。

通过将信号分别传输在这两种不同的信道环境中, 能够模拟卫星通信过程中可能遇到的各种传播情况, 涵盖了信号传播的短时延与长时延、多径路径差异以及信号衰减等复杂因素。实验证明, 所提方法在两种不同信道模型和 3 种不同调制信号条件下均能保持稳定的均衡性能, 验证了算法良好的泛化能力, 同时也能够更好地展示该算法在优化卫星通信系统性能, 抑制码间串扰方面的优越性。

为了验证本文中提出算法的性能, 以图 2 的结构来搭建仿真模型, 信道采用上述两个信道, 信噪比为 30 dB, 均衡器的抽头系数初始化中间为 1, 其余为 0。实验数据集包括 16PSK 调制信号、16QAM 调制信号和 16APSK 调制信号经过信道后的信号。

3.1 星座图仿真结果

图 3~8 为 3 种信号分别经过两种信道后的各种情况下的星座图仿真结果。其中图 3(a) 为 16PSK 信号经过第 1 个信道后的星座图, 图 3(b) 为经过位定时后的星座图, 图 3(c) 为经过 MCMA 算法均衡后的星座图, 图 3(d) 为经

3 仿真及分析

本文实验中的信道参数如表 1 所示, 信道一特点是信道时延较短, 功率衰减较快, 这种信道特性主要模拟了卫星通信中低轨 (low earth orbit, LEO) 卫星或中轨 (medium earth orbit, MEO) 卫星与地面站之间的通信场景; 信道二的特点为信道时延较长, 且部分路径具有较强功率。这种

过本文算法均衡后的星座图; 图 4(a) 为 16PSK 信号经过第 2 个信道后的星座图, 图 4(b) 为经过位定时后的星座图, 图 4(c) 为经过 MCMA 算法均衡后的星座图, 图 4(d) 为经过本文算法均衡后的星座图; 图 5(a) 为 16QAM 信号经过第 1 个信道后的星座图, 图 5(b) 为经过位定时后的星座图, 图 5(c) 为经过 MCMA 算法均衡后的星座图, 图 5(d) 为经过本文算法均衡后的星座图; 图 6(a) 为 16QAM 信号经过第 2 个信道后的星座图, 图 6(b) 为经过位定时后的星座图, 图 6(c) 为经过 MCMA 算法均衡后的星座图, 图 6(d) 为经过本文算法均衡后的星座图; 图 7(a) 为 16APSK 信号经过第 1 个信道后的星座图, 图 7(b) 为经过位定时后的星座图, 图 7(c) 为经过 MCMA 算法均衡后的星座图, 图 7(d) 为经过本文算法均衡后的星座图; 图 8(a) 为 16APSK 信号经过第 2 个信道后的星座图, 图 8(b) 为经过位定时后的星座图, 图 8(c) 为经过 MCMA 算法均衡后的星座图, 图 8(d) 为经过本文算法均衡后的星座图。可以看出经过信道后的星座图由于受到了信道的多径、衰减等影响后信号幅度大幅提升, 整个图像乱成一片, 经过位定时重采样之后信号的星座图坐标范围缩小, 散点集中在中心区域。经过 MCMA 均衡后, 星座点还是部分较为分散, 但是已经能看清楚大致轮廓了, 经过 MCMA-DD 算法后, 星座点散乱部分明显减少, 星座图更加集中, 更加清晰。

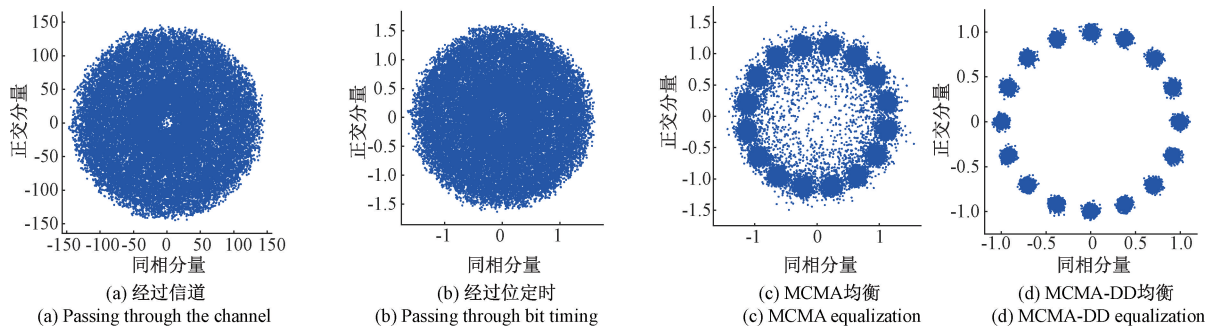


图 3 16PSK 信号经过第一个信道

Fig. 3 16PSK signal passes through the first channel

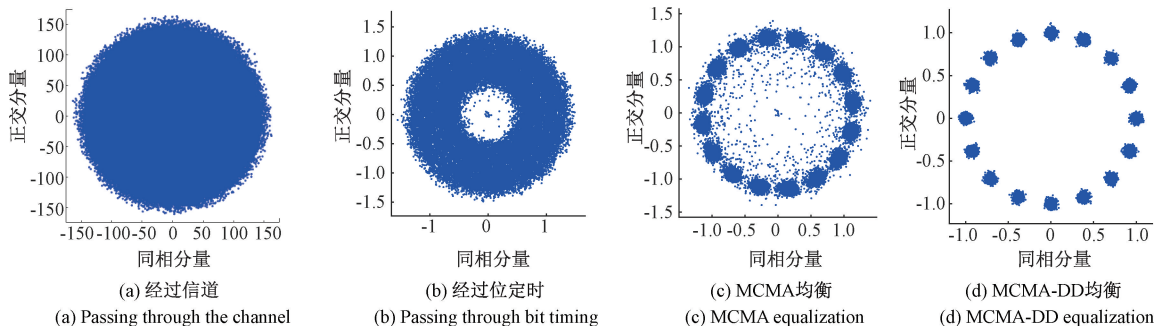


图 4 16PSK 信号经过第二个信道

Fig. 4 16PSK signal passes through the second channel

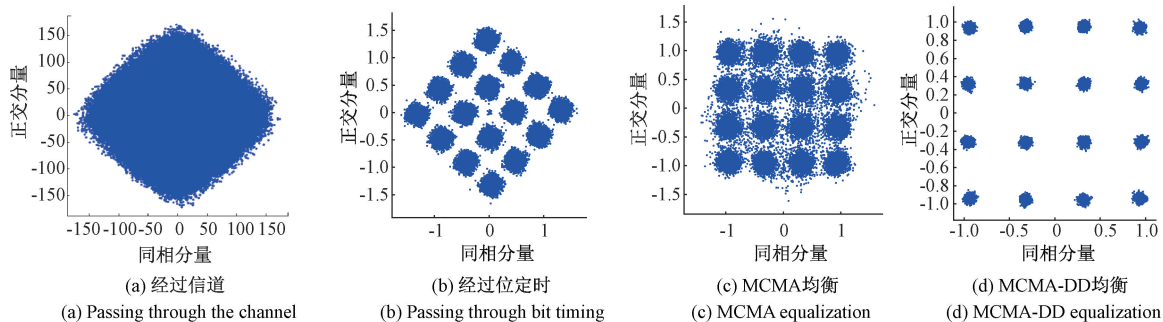


图 5 16QAM 信号经过第一个信道

Fig. 5 16QAM signal passes through the first channel

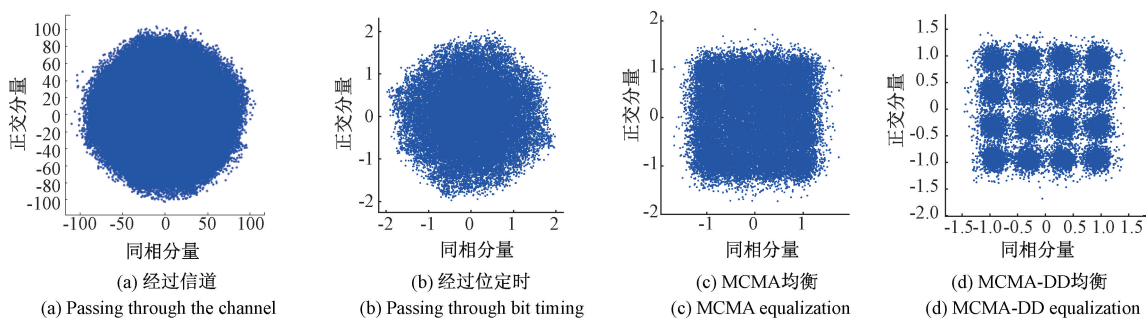


图 6 16QAM 信号经过第二个信道

Fig. 6 16QAM signal passes through the second channel

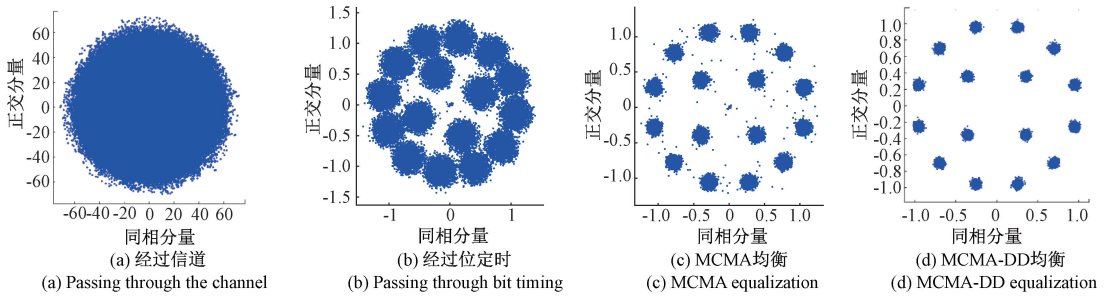


图 7 16APSK 信号经过第一个信道

Fig. 7 16APSK signal passes through the first channel

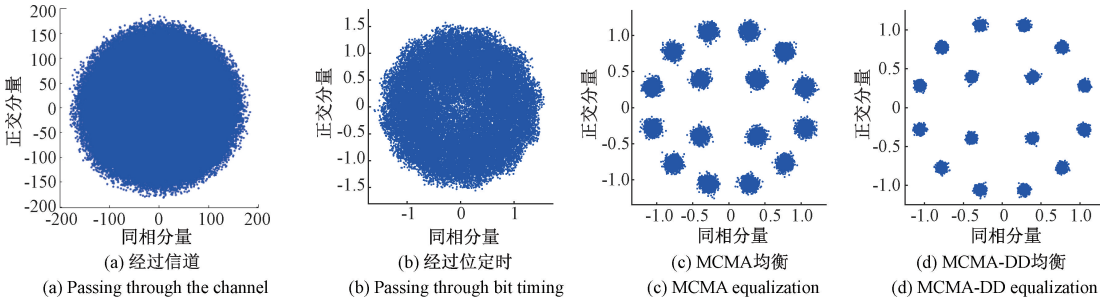


图 8 16APSK 信号经过第二个信道

Fig. 8 16APSK signal passes through the second channel

3.2 均方误差对比仿真结果

图 9 为 3 种信号分别经过两种信道后的各种情况下的均方误差对比曲线。其中图 9(a)为 16PSK 信号在第 1 个信道下的两种均衡方式下的均方误差,图 9(b)为 16PSK 信号在第 2 个信道下的两种均衡方式下的均方误差,

图 9(c)为 16QAM 信号在第 1 个信道下的两种均衡方式下的均方误差,图 9(d)为 16QAM 信号在第 2 个信道下的两种均衡方式下的均方误差,图 9(e)为 16PSK 信号在第 1 个信道下的两种均衡方式下的均方误差,图 9(f)为 16PSK 信号在第 2 个信道下的两种均衡方式下的均方误差。

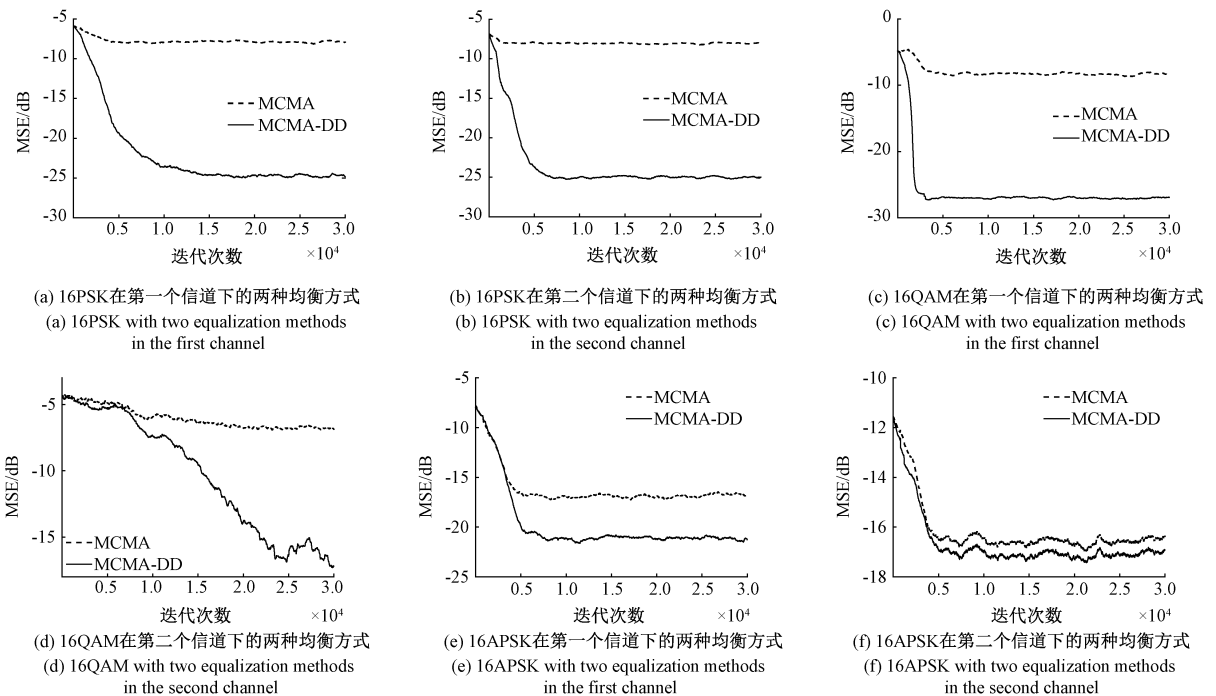


图 9 均方误差对比曲线

Fig. 9 Comparison curves of mean squared error

表 2 数据为 MCMA-DD 算法较 MCMA 算法降低的均方误差数据,清晰地体现了所提算法在不同调制方式和信道条件下的均方误差增益差异。可以发现,MCMA-DD 算法相较于 MCMA 算法,在各种调制方式和信道环境下均实现了一定程度的误差降低。其中,对于 16PSK 调制信号,MCMA-DD 算法表现最为突出,降低的均方误差数值最大,为 18.77 dB。通过在不同信道模型和不同调制方式设定下的实验,均方误差的值最终都稳定在一个较低水平,验证了所提算法具有较强的鲁棒性,能够适应不同信道和调制方式的通信环境。

3.3 码间干扰对比仿真结果

图 10 为 3 种信号分别经过两种信道后的各种情况下的码间干扰仿真结果。其中图 10(a)为 16PSK 信号在第 1 个信道下的两种均衡方式下的码间干扰,图 10(b)为 16PSK 信号在第 2 个信道下的两种均衡方式下的码间干

表 2 均方误差增益
Table 2 Mean squared error gain

调制方式	信道 1/dB	信道 2/dB
16PSK	17.12	17.14
16QAM	18.77	8.65
16APSK	4.8	0.77

扰,图 10(c)为 16QAM 信号在第一个信道下的两种均衡方式下的码间干扰,图 10(d)为 16QAM 信号在第二个信道下的两种均衡方式下的码间干扰,图 10(e)为 16PSK 信号在第一个信道下的两种均衡方式下的码间干扰,图 10(f)为 16PSK 信号在第二个信道下的两种均衡方式下的码间干扰。通过对比可以看出,MCMA-DD 算法能够有效降低码间串扰。

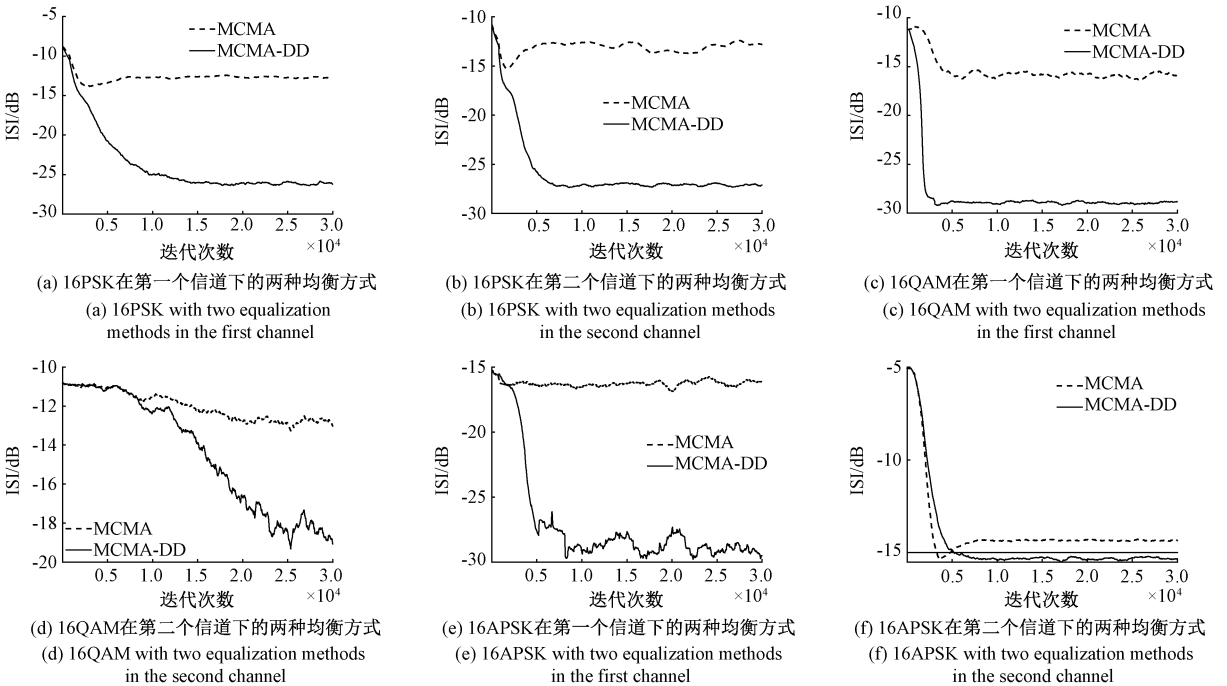


图 10 码间串扰对比曲线

Fig. 10 Comparison curves of inter-symbol interference

表 3 数据为 MCMA-DD 算法较 MCMA 算法降低的码间干扰数据,清晰地体现了所提算法在不同调制方式和信道条件下的码间干扰增益差异。结果表明,MCMA-DD

算法在各种调制方式和信道环境下均实现了不同程度的干扰降低,整体上,信道 1 的增益普遍高于信道 2,其中对于 16PSK 调制信号的改善最为显著。

表 3 码间干扰增益
Table 3 Inter-symbol interference gain

调制方式	信道 1/dB	信道 2/dB
16PSK	13.68	14.32
16QAM	12.69	4.78
16APSK	4.18	3.89

4 结 论

本文提出一种在卫星通信系统中将信号先经过定位时之后再行双模式变换的盲均衡方法,由于信道时延高,衰减大,经过信道后的信号幅度大幅提升,直接对信号进行盲均衡很难均衡出来,所以对信号先通过定时同步对信号进行重采样之后再通过 MCMA 算法均衡,经过判决

后决定是否要更换为改进的 DD 算法均衡,综合他们的优点,提高了盲均衡算法的收敛性能。基于对三种信号进行两种信道的模拟实验,结果表明,根据本文提出的算法均衡之后星座图更加聚拢,均方误差显著降低,最大降幅达 18.77 dB;同时,码间干扰得到了有效抑制,最大降幅达 14.32 dB。实验结果验证了该方法在提高盲均衡性能和通信质量方面的有效性。

参考文献

- [1] 尹旭东,王恒,行鸿彦,等. 基于改进粒子群算法的多波束卫星带宽功率联合分配[J]. 电子测量技术, 2023, 46(24): 41-46.
YIN X D, WANG H, XING H Y, et al. Joint bandwidth and power allocation of multi-beam satellite based on improved particle swarm optimization algorithm[J]. *Electronic Measurement Technology*, 2023, 46(24): 41-46.
- [2] 杨桃. 卫星通信中的盲同步关键技术研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2024.
YANG G. Research on the pivotal technologies of blind synchronization in satellite communications [D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2024.
- [3] 王刚,杨畅,韩明,等. 多径信道下基于恒模算法的遥测信号盲均衡[J]. 上海航天, 2024, 41(2): 62-66,80.
WANG G, YANG Y, HAN M, et al. Blind equalization of telemetry signals in multipath channels based on constant modulus algorithm[J]. *Aerospace Shanghai*, 2024, 41(2): 62-66,80.
- [4] XUE B, LYU Y, JI B, et al. Genetic algorithm-based iterative channel parameter estimation method [C]. 2023 IEEE 6th International Conference on Electronic Information and Communication Technology (ICEICT). Qingdao, China, 2023: 677-680.
- [5] AHMED S, KHAN Y, WAHAB A. A review on training and blind equalization algorithms for wireless communications[J]. *Wireless Personal Communications*, 2019, 108: 1759-1783.
- [6] CHEN Y, WENG G, LUAN S, et al. Parallel-blind adaptive equalization of improved block constant modulus algorithm with decision-directed mode [J]. *IEEE Access*, 2023, 11: 85268-85283.
- [7] 陈轶驰. 矢量信号分析中的高阶 QAM 盲均衡算法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2023.
CHEN Y CH. Research on blind equalization algorithm for high order QAM invector signal analysis[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2023.
- [8] LYU Z, FENG B, TAN L. An improved dual-mode blind equalization algorithm for QAM signals [C]. 2022 6th International Conference on Robotics and Automation Sciences(ICRAS), Wuhan, China, 2022, 283-287, doi: 10.1109/ICRAS55217.2022.9842274.
- [9] 毛忠阳,徐雪颖,陆发平,等. 一种空潜蓝绿激光通信双盲均衡方法[J]. 海军航空工程学院学报, 2023, 38(5): 375-381.
MAO ZH Y, XU X Y, LU F P, et al. A double-blind equalization method for air-submarine blue-green laser communication [J]. *Journal of Naval Aviation University*, 2023, 38(5): 375-381.
- [10] 杜慧敏,刘洋,马元中. 变步长 CMA 和 DD-LMS 双模式切换盲均衡算法[J]. 西安邮电大学学报, 2024, 29(1): 53-63.
DU H M, LIU Y, MA Y ZH. Variable step size CMA and DD-LMS dual mode switching blind equalization algorithm[J]. *Journal of Xi'an University of Posts and Telecommunications*, 2024, 29(1): 53-63.
- [11] YANG Y, YANG F, LIU W, et al. Performance analysis of dual-mode adaptive switching blind equalization algorithm in an underwater wireless optical communication system[J]. *Optical Engineering*, 2021, 60(12): 126104-126104.
- [12] MARAL G, BOUSQUET M, SUN Z. Satellite communications systems: Systems, techniques and technology [M]. New York: John Wiley & Sons, 2020.
- [13] 李辉,王庆林,谢礼志,等. 一种并行双模式盲均衡算法的研究与实现[J]. 电子测量技术, 2023, 46(12): 54-60.
LI H, WANG Q L, XIE L ZH, et al. Research and implementation of a parallel dual-mode blind equalization algorithm [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2023, 46(12): 54-60.
- [14] 张成. 非合作通信中盲均衡技术研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2024.
ZHANG CH. Research on blind equalization technology in non-cooperative communication [D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2024.
- [15] SAHU J, MAJUMDER S. A particle swarm optimization based training algorithm for mcma blind adaptive equalizer[C]. 2021 International Conference on Emerging Smart Computing and Informatics (ESCI). IEEE, 2021: 462-465.
- [16] ZHU J, JIANG Y, ZHAO K, et al. An improved timing recovery method based on gardner algorithm[C]. The 8th International Symposium on Test Automation & Instrumentation (ISTAI 2020). IET Conference

Proceedings, 2020, 2: 1-6.

- [17] 罗艳飞,冯智波,谭家乐,等. 基于 FPGA 的 LEO 卫星通信大频偏时钟恢复算法设计[J]. 电子测量技术, 2023, 46(21): 43-48.
- LUO Y F, FENG ZH B, TAN J L, et al. Design of clock recovery algorithm for large frequency offset in LEO satellite communication based on FPGA [J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(21): 43-48.

作者简介

凌雨欣(通信作者), 硕士研究生, 主要研究方向为卫星

通信系统中的盲均衡。

E-mail:1720397354@qq.com

张天骐, 博士, 教授, 主要研究方向为通信信号的调制解调、盲处理、语音信号处理、神经网络实现以及 FPGA、VLSI 实现。

E-mail:zhangtg@cqupt.edu.cn

孙浩源, 硕士研究生, 主要研究方向为卫星通信系统中的定时同步与载波同步。

E-mail:2674989319@qq.com

邹涵, 博士研究生, 主要研究方向为通信信号盲处理。

E-mail:694816156@qq.com