

一种基于残差估计的译码反馈均衡算法

李晓辉, 卫晓博, 石明利, 吕思婷

(西安电子科技大学综合业务网理论及关键技术国家重点实验室, 西安, 710071)

摘要 在航空通信环境尤其是飞行器巡航阶段的空对空通信时,信道会存在严重的多径干扰,导致接收信号畸变和码间串扰,而这会严重影响通信质量。由于现有线性均衡算法存在的残留码间会严重影响均衡性能,产生误码传输错误,而传统的MMSE-RISIC算法又受限于噪声与判决的准确性,使整体均衡性能受限制。考虑到上述问题,为了减少噪声和码间干扰对系统性能的影响,提出了一种基于残差估计的译码反馈均衡算法,即在MMSE均衡的基础上,先利用已知序列对噪声进行估计,然后通过引入译码交织模块的方式来提高判决可靠性,最后再使用判决后的信号去估计残留码间干扰。仿真结果表明,在16QAM调制时,基于残差估计的译码反馈均衡算法在航空通信信道环境下对比传统MMSE均衡算法有0.5 dB的误码性能提升。

关键词 航空通信;MMSE均衡;RISIC估计;SC-FDE

DOI 10.3969/j.issn.2097-1915.2025.03.005

中图分类号 TN913.3 **文献标志码** A **文章编号** 2097-1915(2025)03-0035-07

A Decoding Feedback Equalization Algorithm Based on Residual Estimation

LI Xiaohui, WEI Xiaobo, SHI Mingli, LYU Siting

(State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract In the air communication environment, especially in the air-to-air communication at the cruise phase of aircraft, serious multipath interference existed in channel may lead the received signals to become distortion or inter-symbol crosstalk, seriously affecting the communication quality. In consideration of that the residual inter-code of existing linear equalization algorithm seriously affects the equalization performance, resulting in error transmission errors, and the traditional MMSE-RISIC algorithm is limited by the accuracy of noise and decision to make the overall equalization performance limited, a decoding feedback equalization algorithm is proposed based on the residual estimation to reduce the impact of noise and inter-code interference on system performance. On the basis of MMSE equalization, first, the known sequence is utilized for estimating the noise, and then introducing a decoding interleaving module to improve the decision reliability. Finally, the verdict signal is used to estimate the residual inter-symbol interference. The simulation results show that under the 16QAM modulation, the decoding feedback equalization algorithm based on residual estimation has 0.5 dB error performance improvement compared with the traditional MMSE equalization algorithm in aviation communication channel environment.

Key words aviation communication;MMSE equilibrium;RISIC estimation;SC-FDE

收稿日期: 2024-05-31

作者简介: 李晓辉(1972—),女,河北衡水人,教授,博士生导师,研究方向为通信工程。E-mail: xhli@mail.xidian.edu.cn

引用格式: 李晓辉,卫晓博,石明利,等.一种基于残差估计的译码反馈均衡算法[J].空军工程大学学报,2025,26(3):35-41. LI Xiaohui, WEI Xiaobo, SHI Mingli, et al. A Decoding Feedback Equalization Algorithm Based on Residual Estimation[J]. Journal of Air Force Engineering University, 2025, 26(3): 35-41.

在航空通信环境中,尤其在飞行器巡航阶段的空对空,空对地通信时,通信信道通常伴随着显著的多普勒频移和较大的多径时延^[1-2],对发射信号产生严重干扰和影响^[3],严重干扰通信质量,为了提高通信效率与质量,航空通信接收端通常采用均衡技术来抵抗信道的干扰,而单载频频域均衡技术(single-carrier frequency-domain equalization, SC-FDE)具有低峰均比和低复杂度的频域均衡特点,适合应用于对发射功率受限的航空通信中,同时 SC-FDE 也可以利用循环前缀对抗航空通信信道的大时延特征,以及利用频域均衡技术,解决信道多径效应对接收信号的影响^[4-5]。

在研究初期,通信系统中的信道均衡技术主要采用线性均衡方法,如迫零(zero-forcing, ZF)均衡和最小均方误差(minimum mean square error, MMSE)均衡。随着通信技术和硬件技术的进步,如今可以支持较为复杂的均衡技术。目前,均衡技术的研究重点已转向非线性均衡方向,包括频域判决反馈均衡、时频域混合反馈均衡以及基于噪声预测的反馈均衡器等方面。

针对线性均衡与非线性均衡算法的区别,由文献[6]对常见的线性均衡算法,包括 MMSE 均衡和 ZF 均衡和非线性均衡算法 DFE 做仿真对比,从星座图对比上可以明显看出非线性均衡在深衰落信道时性能更优。但是 DFE 的性能受到决策符号的质量影响,如果决策符号的准确性不高,会导致均衡性能下降,为了解决这一问题,文献[7~8]提出一种块迭代的判决反馈均衡算法,该算法能够通过多次迭代来优化均衡器的系数,从而实现更好的均衡效果,适用于复杂的信道环境。同时为了应对信道的快速时变特性,文献[9]在 IB-DFE 基础上,通过分割数据块并使用扩展卡尔曼滤波器追踪数据块之间的联系,来应对信道时变特性。反馈均衡系数的计算需要精准的信道估计,文献[10]提出了一种基于联合信道参数估计的迭代判决反馈均衡方案,在 IBDFE 基础上提出了多传感器联合均衡结构,并在最小均方误差(MMSE)准则下计算均衡器系数,反馈信道估计结果,提高信道估计精准度。文献[11]在 DFE 反馈均衡基础上,使用预先计算的离线函数线性化计算复杂度的方式,降低复杂度,同时保障一定的性能。但是,这种通过反馈滤波方式的均衡算法,由于反馈滤波器长度需要大于最大多径时延扩展长度,导致在大时延的航空信道环境中反馈滤波器长度较长,计算复杂度大。为了降低计算复杂度,有学者在 MMSE 均衡基础上做研究,文献[12]提出了一种 MMSE-RISIC 均衡算法,其利用 MMSE 均衡后的

信号,对其判决处理后可近似为原始发送信号,并利用判决后的信号估计残余码间干扰,依次提高 MMSE 均衡性能,但是由于噪声的影响,RISIC 估计效果受到噪声影响严重,算法在低信噪比下效果不佳。文献[13]在 MMSE 均衡算法上结合 HDFE 反馈算法,通过反馈得到准确的均衡后使用 RISIC 算法估计残差,以减少码间干扰。为降低噪声影响,文献[14]对传统的噪声预测的 MMSE 均衡算法进行了改进,其在噪声预测基础上添加 LDPC 译码模块,利用译码软判决提高判决准确度,进而提高算法性能。

本文针对 MMSE 均衡后残余码间干扰估计不准确的问题,提出一种基于残差估计的译码反馈均衡算法,改进算法在 MMSE 均衡的基础上通过已知序列对噪声进行估计,并引入译码交织模块提高判决可靠性,最后利用判决后的信号估计残留码间干扰,以此减少噪声和码间干扰对系统性能的影响。

1 SC-FDE 系统模型

本文讨论的单载波航空通信系统收发端框图如图 1 和图 2 所示。

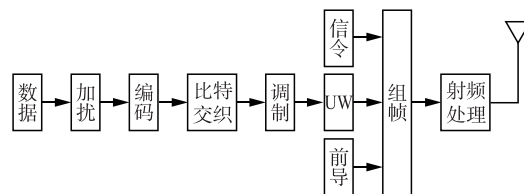


图 1 SC-FDE 发射端系统模型

Fig. 1 SC-FDE transmitter system model

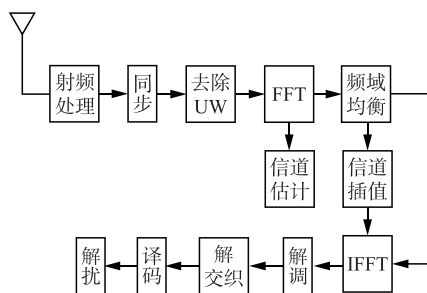


图 2 SC-FDE 接收端系统模型

Fig. 2 SC-FDE receiver system model

通信流程大致为:在发射端对信号进行加扰、编码、交织和调制,然后将信号分块并添加 UW(unique word)序列,与信令、前导进行组帧,并将组好的数据经过射频处理模块后,由发射端天线发出。接收端对信号的处理过程与发送端对应,分别为接收端天线收到射频模拟信号,经过接收端射频处理模块后,信号转化到基带做处理,单载波基带的处理过程依次为,同步(包括符号同步、频率同步),信道估

2.1 MMSE 均衡与初步噪声估计

接收信号 $\mathbf{y}_n$ 在经过串并转换即 FFT 变换后得到频域数据 $\mathbf{Y}_k$, 随后经过 MMSE 均衡, 均衡系数为 C_k , 得到:

$$\hat{\mathbf{X}}_k = C_k \mathbf{Y}_k, k = 1, 2, \dots, N-1 \quad (4)$$

根据最小均方误差准则, 定义代价函数为:

$$J_{\text{MSE}} = E[(\hat{\mathbf{X}}_k - \mathbf{X}_k)^H (\hat{\mathbf{X}}_k - \mathbf{X}_k)] = E[|C_k \mathbf{Y}_k - \mathbf{X}_k|^2], k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (5)$$

代入式(2), 根据最小均方误差的性质, 经过代数计算, 可以得到最终的均衡系数为:

$$J_{\text{MSE}} = E[|C_k(\mathbf{X}_k \mathbf{H}_{k,k} + \mathbf{W}_k) - \mathbf{X}_k|^2] = E[|(C_k \mathbf{H}_{k,k} - 1)\mathbf{X}_k + C_k \mathbf{W}_k|^2] = |C_k \mathbf{H}_{k,k} - 1|^2 \delta_X^2 + |C_k|^2 \delta_W^2 \quad (6)$$

J_{MSE} 对 C_k 求导, 并令导数等于 0:

$$C_{k0} \mathbf{H}_{k,k}^* \mathbf{H}_{k,k} \delta_X^2 + C_k \delta_W^2 - \mathbf{H}_{k,k}^* \delta_W^2 = 0 \quad (7)$$

解得 MMSE 均衡器系数为:

$$C_k = \frac{\mathbf{H}_{k,k}^*}{|\mathbf{H}_{k,k}|^2 + \delta_W^2 / \delta_X^2} \quad (8)$$

式中: δ_W^2 为加性高斯噪声的功率; δ_X^2 为发送信号的功率。

将 $\hat{\mathbf{X}}_k$ 经过 IFFT 得到 MMSE 均衡后的时域信号 $\hat{\mathbf{X}}_n$, 可以表示为:

$$\hat{\mathbf{X}}_n = \mathbf{F}^H \hat{\mathbf{X}} = \mathbf{F}^H C_k \mathbf{Y}_k = \mathbf{F}^H (|\mathbf{H}_{k,k}|^2 + \delta_W^2 / \delta_X^2)^{-1} \mathbf{H}_{k,k}^* \mathbf{Y}_k \quad (9)$$

结合数据块结构可写为:

$$\hat{\mathbf{X}}_n = [\hat{x}_{d,n}, \hat{x}_{u,n}]^T \quad (10)$$

式中: $\hat{x}_{d,n}$ 为 MMSE 均衡后时域的业务数据块部分; $\hat{x}_{u,n}$ 为数据块后 UW 序列部分, 利用 FFT 矩阵可表达为:

$$\hat{x}_{d,n} = \mathbf{F}_d^H (|\mathbf{H}_{k,k}|^2 + \delta_W^2 / \delta_X^2)^{-1} \mathbf{H}_{k,k}^* \mathbf{Y}_k \quad (11)$$

$$\hat{x}_{u,n} = \mathbf{F}_u^H (|\mathbf{H}_{k,k}|^2 + \delta_W^2 / \delta_X^2)^{-1} \mathbf{H}_{k,k}^* \mathbf{Y}_k \quad (12)$$

式中: $\mathbf{F}_d^H$ 为去 $\mathbf{F}^H$ 矩阵前 D 列, $\mathbf{F}_u^H$ 为去 $\mathbf{F}^H$ 矩阵后 G 列。将接收信号 $\mathbf{x}$ 相减与可计算 MMSE 均衡后的误差, 并带入式(2)化简得到:

$$\epsilon = \hat{x} - x = \mathbf{F}^H (|\mathbf{H}|^2 + \delta_W^2 / \delta_X^2 \mathbf{I}_N)^{-1} \mathbf{H}^* \mathbf{Y} - \mathbf{F}^H \mathbf{X} = \mathbf{F}^H (|\mathbf{H}|^2 + \delta_W^2 / \delta_X^2 \mathbf{I}_N)^{-1} (\mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{W} - \delta_W^2 / \delta_X^2 \mathbf{F} \mathbf{X}) \quad (13)$$

式中: $\mathbf{I}_N$ 为 $N \times N$ 的单位阵, 同理误差也分为数据块误差和 UW 序列误差:

$$\epsilon_d = \mathbf{F}_d^H (|\mathbf{H}|^2 + \delta_W^2 / \delta_X^2 \mathbf{I}_N)^{-1} (\mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{W} - \frac{\delta_W^2}{\delta_X^2} \mathbf{F} \mathbf{x}) \quad (14)$$

$$\epsilon_u = \mathbf{F}_u^H (|\mathbf{H}|^2 + \delta_W^2 / \delta_X^2 \mathbf{I}_N)^{-1} (\mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{W} - \frac{\delta_W^2}{\delta_X^2} \mathbf{F} \mathbf{x}) \quad (15)$$

式中: $\epsilon_u = \hat{x}_u - x_u$, x_u 为已知的 UW 序列, 因此可以估计出 UW 序列处的误差, 由 ϵ_u 与 ϵ_d 的线性变换关系, 可以利用 ϵ_u 来预测 ϵ_d 。根据维纳滤波原理:

$$\mathbf{W}_{\epsilon 1} = \min E \|\epsilon_d - \mathbf{W}_{\epsilon 1} \epsilon_u\|^2 \quad (16)$$

式(16)解为:

$$\mathbf{W}_{\epsilon 1} = E[\epsilon_d \epsilon_u^H] (E[\epsilon_u \epsilon_u^H])^{-1} = \mathbf{F}_d^H (|\mathbf{H}|^2 + \delta_W^2 / \delta_X^2 \mathbf{I}_N)^{-1} \mathbf{F}_u ((|\mathbf{H}|^2 + \delta_W^2 / \delta_X^2 \mathbf{I}_N)^{-1} \mathbf{F}_u)^{-1} \quad (17)$$

利用 $\mathbf{W}_{\epsilon 1}$ 可以估计数据块处误差, 同时抵消接收数据 $\hat{x}_d$ 的噪声:

$$\tilde{\epsilon}_d = \tilde{\epsilon}_u \mathbf{W}_{\epsilon 1} \quad (18)$$

$$\tilde{x}_d = \hat{x}_d - \tilde{\epsilon}_d \quad (19)$$

由于在使用硬判决时, 如判决出错, 会将错误判决结果累计叠加到后续数据块中, 判决的正确性严重影响噪声预测的准确性, 通过在判决反馈系统中加入 LDPC 译码和交织模块, 可以由此采用软译码来提高判决的准确性, 保证算法性能, 即对 $\tilde{x}_d$ 逐符号判决得到判决后数据 $\hat{d}$, 可以近似为发射端的业务数据块。

2.2 RISI 估计与精准噪声预测

信号经过 MMSE 均衡后仍然存在残余码间干扰, 将式(2)代入式(9), 化简可得:

$$\hat{x} = (|\mathbf{H}|^2 + \delta_W^2 / \delta_X^2 \mathbf{I}_N)^{-1} \mathbf{H}^* (\mathbf{H} + \mathbf{W}) \mathbf{X} = \mathbf{X} - \frac{\delta_W^2}{\delta_X^2} (|\mathbf{H}|^2 + \delta_W^2 / \delta_X^2 \mathbf{I}_N)^{-1} \mathbf{X} + (|\mathbf{H}|^2 + \delta_W^2 / \delta_X^2 \mathbf{I}_N)^{-1} \mathbf{H}^* \mathbf{W} = \mathbf{X} + \Delta + \mathbf{V} \quad (20)$$

式中: Δ 为 MMSE 后的残余码间干扰; $\mathbf{V}$ 为噪声干扰项。其计算式分别为:

$$\Delta = -\frac{\delta_W^2}{\delta_X^2} (|\mathbf{H}|^2 + \delta_W^2 / \delta_X^2 \mathbf{I}_N)^{-1} \mathbf{X} \quad (21)$$

$$\mathbf{V} = (|\mathbf{H}|^2 + \delta_W^2 / \delta_X^2 \mathbf{I}_N)^{-1} \mathbf{H}^* \mathbf{W} \quad (22)$$

将第 2.1 节中经过软判决估计的数据块 $\hat{d}$ 在进入残留符号间干扰 (residual inter-symbol interference, RISI) 模块后, 经过相同的交织, 译码与调制后与已知的 UW 序列拼接, 得到估计的发送时域数据 $\hat{\mathbf{x}}' = [\hat{d}, x_u]^T$ 并经过 FFT 后得到估计发生信号的频域数据 $\hat{\mathbf{X}}'$, 代入式(21)得到 RISI 估计:

$$\Delta' = -\frac{\delta_W^2}{\delta_X^2} (|\mathbf{H}|^2 + \delta_W^2 / \delta_X^2 \mathbf{I}_N)^{-1} \hat{\mathbf{X}}' \quad (23)$$

对 Δ' 做 IFFT 得到时域 RISI 估计 $\tilde{\delta} = [\tilde{\delta}_d, \tilde{\delta}_u]^T$, 结合数据块结构可分为数据部分的 RISI 估计值 $\tilde{\delta}_d$ 和 UW 序列部分 RISI 估计值 $\tilde{\delta}_u$ 。对式(20)做傅里叶反变换, 得到 MMSE 均衡后的时域信

号可表示为 $\hat{x} = x + \delta + v$, 结合数据块结构可表示为:

$$\hat{x}_d = x_d + \delta_d + v_d \quad (24)$$

$$\hat{x}_u = x_u + \delta_u + v_u \quad (25)$$

由于 $x_u, \hat{x}_u$ 均已知, 使用上文估计的 $\tilde{\delta}_u$ 替代 δ_u , 则估计的 MMSE 均衡后时域噪声信号的 UW 序列部分可表示为:

$$\tilde{v}_u = \hat{x}_u - x_u - \tilde{\delta}_u \quad (26)$$

由于 v_d 与 v_u 属于同一噪声向量的线性变换, 可以利用两者的相关性估计 v_d , 根据维纳滤波原理有:

$$W_{\epsilon 2} = \min E \|\tilde{v}_d - W_{\epsilon 2} \tilde{v}_u\|^2 \quad (27)$$

$$W_{\epsilon 2} = E[\tilde{v}_d \tilde{v}_u^H] (E[\tilde{v}_d \tilde{v}_d^H])^{-1} \quad (28)$$

对式(22)做傅里叶反变换, 可以得到:

$$v = F^H V = F^H (|H|^2 + \delta_w^2 / \delta_x^2 I_N)^{-1} H^* W \quad (29)$$

结合数据块结构可得到 v_d 与 v_u 并代入式(28)可得解为:

$$W_{\epsilon 2} = F_d^H (|H|^2 + \delta_w^2 / \delta_x^2 I_N)^{-1} H^* H [(|H|^2 + \delta_w^2 / \delta_x^2 I_N)^{-1}]^H F_u \{ (|H|^2 + \delta_w^2 / \delta_x^2 I_N)^{-1} H^* H [(|H|^2 + \delta_w^2 / \delta_x^2 I_N)^{-1}]^H F_u \}^{-1} \quad (30)$$

所以估计的 MMSE 均衡后时域噪声信号的数据部分可表示为:

$$\tilde{v}_d = W_{\epsilon 2} \tilde{v}_u \quad (31)$$

于是可以利用式(24), 结合 RISI 估计 $\tilde{\delta} = [\tilde{\delta}_d, \tilde{\delta}_u]^T$ 的 $\tilde{\delta}_d$ 部分, 在 $\hat{x}_d$ 中去除残余码间干扰和噪声干扰, 得到精确的接收数据, 即:

$$\tilde{x}_d = \hat{x}_d - \tilde{\delta}_d - \tilde{v}_d \quad (32)$$

3 仿真分析

使用 MATLAB 作为仿真平台搭建 SC-FDE 通信系统, 对 MMSE 均衡算法, MMSE-NP 均衡算法以及上文提出的基于残差估计的译码反馈均衡算法做仿真分析, 设置采样率为 10 MHz, 帧长为 3.6 ms, 数据块 66 个, 其中包含 1 个信令数据块, 65 个业务数据, 保护间隔 UW 序列长度 G 分别为 32、64、128 来测试不同保护间隔长度对算法性能的影响。业务数据块长度 D 为 480, 并使用 LDPC 编码, 码率 1/3, 调制方式为 QPSK 和 16QAM。

根据相关研究, 飞行器巡航阶段的空对空信道模型具有莱斯特性^[15], 同时存在直射径和散射径, 故信道参数使用 SUI-3 系统模型, 如表 1 所示, 由于 SUI-3 模型中多普勒频移普遍比较小, 而实际的航空通信中飞行器速率大, 同时航空通信频段多为甚高频段甚至 L 波段^[16], 以空对空情况为例, 飞机以 900 km/h 速度飞行, 在甚高频段 118~136.975 MHz, 载

频取 120 MHz, 通过 $f_d = (v/c)f_c$ 可计算得到其最大多普勒频移为 100 Hz。

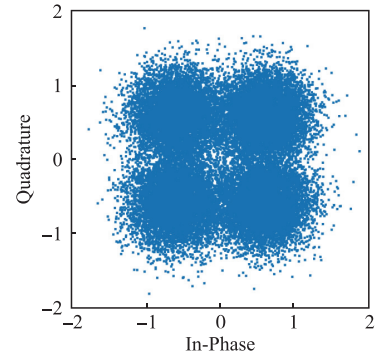
表 1 SUI-3 信道参数

Tab. 1 Channel parameters of SUI-3

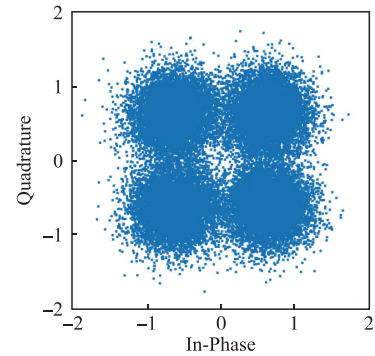
多径数	时延/ μ s	功率/dB	多普勒频移/Hz
1	0.0	0	100
2	0.6	-10	100
3	1.0	-15	100

3.1 均衡算法性能分析

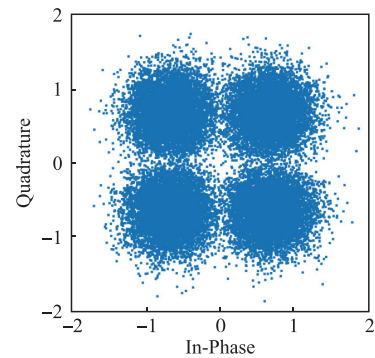
图 5 给出信噪比为 6.4 dB 时 MMSE 均衡算法、MMSE 噪声预测均衡算法和基于残差估计的译码反馈均衡算法在 QPSK 调制下的星座图对比, 可以明显看出 MMSE 均衡效果最差, 经过噪声预测后 MMSE-NP 星座图稍有改善, 经过软判决译码反馈后再消除残余码间干扰的改进算法效果更佳。



(a) MMSE 均衡算法



(b) MMSE-NP 均衡算法



(c) 基于残差估计的译码反馈均衡算法

图 5 不同均衡算法后所得星座图

Fig. 5 Signal-to-noise ratio of different equalization algorithms after constellation

图 6 和图 7 分别为 QPSK 和 16QAM 调制时,不同均衡算法的误码率曲线。在 QPSK 调制时,基于残差估计的译码反馈均衡算法在 5~7 dB 信噪比时,误码率低于 MMSE 和 MMSE-NP 算法,在 10^{-5} 误码率时本文提出的基于残差估计的译码反馈均衡算法对比 MMSE 均衡算法性能提高了 0.4 dB,对比 MMSE-NP 均衡算法性能提高了 0.2 dB,16QAM 在 9~11.75 dB 时,误码率低于 MMSE 和 MMSE-NP,以 10^{-4} 误码率时,本文算法比 MMSE 均衡性能提高了 0.5 dB,比 MMSE-NP 均衡算法提高了 0.25 dB。

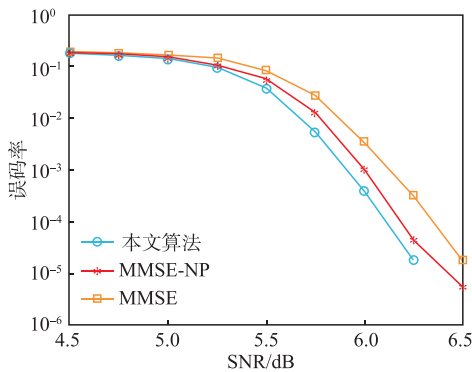


图 6 QPSK 不同均衡算法误码率

Fig. 6 QPSK bit error rate of different equalization algorithms

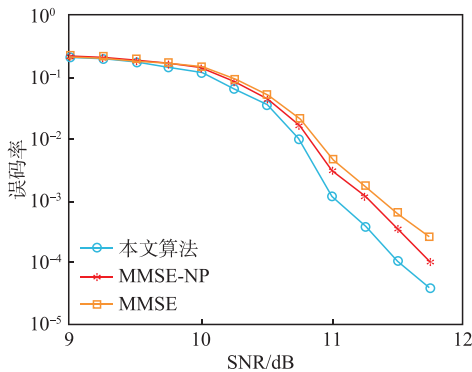


图 7 16QAM 不同均衡算法误码率

Fig. 7 16QAM bit error rate of different equalization algorithms

图 8 为不同保护间隔时本文提出算法的误码性能对比,可以明显看出在增加 UW 序列长度时,算法性能明显提高,这是由于 UW 序列长度越长,算法估计的噪声越精准,从而 RISI 估计的精准度得到提升,算法误码性能有所提高,但是序列长度从 32 提高到 128,仅带来不到 0.1 dB 的误码性能提高,同时由于 UW 序列长度增加,系统开销增加,传输速率下降,因此需要权衡选取。

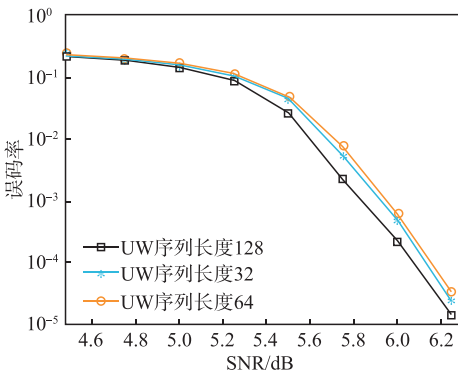


图 8 不同保护间隔下算法误码率对比

Fig. 8 Comparison of bit error rate of algorithm at different protection intervals

3.2 均衡算法复杂度对比

仿真中使用 FFT 点数 N 为 512,业务数据块长度 D 为 480,保护间隔 UW 序列长度 G 为 32,依照此来计算单个数据块做均衡所需要的复数乘法次数。复杂度评价指标比较见表 2,可以看出,MMSE 结构简单,复杂度最低,MMSE-NP 与噪声估计的 UW 序列长度成正比,基于残差估计的译码反馈均衡算法复杂度相较于 MMSE 均衡两者都有一定程度的复杂度提高。

表 2 均衡算法复杂度

Tab. 2 Balancing algorithm complexity analysis table

算法	计算复杂度	计算结果	单符号复杂度
MMSE	$2N$	1 024	2.1
MMSE-NP	$2N + DG$	16 384	34.1
译码反馈算法	$2N + DG + 2N\log N$	22 772	47.4

4 结语

单载波频域均衡系统具有峰均比低,均衡实现简单,在航空通信系统中广泛使用,本文针对航空通信接收机均衡中存在的残余码间干扰估计不精准的问题,提出一种基于残差估计的译码反馈均衡算法,该算法基于 MMSE 均衡基础,利用已知 UW 序列对噪声做估计,并引入译码交织模块提高判决可靠性,最后利用估计的噪声优化 RISI 估计结果,以此减少噪声和码间干扰对系统性能的影响。通过 MATLAB 仿真验证,在牺牲一定计算复杂度的基础上,本文提出的改进算法在航空通信信道环境下对比传统线性均衡算法有明显的性能提高。

参考文献

[1] ZHAO J J,ZHU Y B,CAI K Q,et al. Multiple-Anten-

- na Aided Aeronautical Communications in Air-Ground Integrated Networks: Channel Estimation, Reliable Transmission, and Multiple Access[J]. IEEE Wireless Communications, 2024, 31(2):105-111.
- [2] 毕号旗, 向新, 李娜, 等. SC-FDE 系统中基于压缩感知的慢衰落航空稀疏信道估计[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2020, 21(5):82-88.
- BI H Q, XIANG X, LI N, et al. Estimation of Slow Fading Aeronautical Sparse Channel Based on Compressed Sensing in SC-FDE System[J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2020, 21(5):82-88. (in Chinese)
- [3] HANNA A, EL-HALEEM A A, ALI I. Performance Evaluation of mMIMO NOMA as Applied to Aeronautical Communications System[C]//2024 International Telecommunications Conference (ITC-Egypt). Cairo:IEEE, 2024:380-385.
- [4] CAO C X, LIU G Z, ZOU J, et al. Research on Channel Equalization Algorithm in SC-FDE System[C]//2022 IEEE 5th International Conference on Electronic Information and Communication Technology (ICE-ICT). Hefei:IEEE, 2022:364-369.
- [5] BERRA S, CHAKRABORTY S, DINIS R. A Low Complexity Iterative SC-FDE Receiver for Massive MIMO Systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2024, 73(7):10405-10420.
- [6] FENG B Y, SI L, YIN H. Research on Single Carrier Frequency Domain Equalization in Wideband High Frequency Communication System[C]//2023 8th International Conference on Intelligent Computing and Signal Processing (ICSP). Xi'an: IEEE, 2023:1956-1960.
- [7] 陈安全, 杨培消. 基于块迭代的判决反馈均衡算法研究[J]. 通信技术, 2021, 54(9):2103-2108.
- CHEN A Q, YANG P X. Research on DFE Algorithm Based on Block Iterative[J]. Communications Technology, 2021, 54(9):2103-2108. (in Chinese)
- [8] MEI L, ZHANG B, XUE W Z. Iterative Block Decision Feedback Equalization for the Hybrid Carrier System[J]. IEEE Communications Letters, 2023, 27(11):3028-3032.
- [9] TONG W T, GE W, HAN X, et al. An Iterative Sub-block-Based Receiver for SC-FDE Systems in Time-Varying Underwater Acoustic Channels[J]. Applied Acoustics, 2023, 211:109566.
- [10] ZHANG K, LI S X. Multi-Sensor Iterative Decision Feedback Equalization Based on Joint Channel Parameters Estimation[C]//2022 International Conference on 6G Communications and IoT Technologies (6GloTT). Fuzhou:IEEE, 2022:61-65.
- [11] CIPRIANO A M, ŞAHIN S, POULLIAT C. Practical Frequency-Domain Decision Feedback Equalization Based on Expectation Propagation[J]. IEEE Communications Letters, 2023, 27(10):2777-2781.
- [12] QI Y L, CHEN X H, XIE Z D, et al. An Improved MMSE-RISIC Equalization Algorithm Based on ST-BC-SC-FDE[C]//2018 IEEE 3rd International Conference on Signal and Image Processing (ICSIP). Shenzhen:IEEE, 2018:310-314.
- [13] 刘刚, 庞翔云, 陈镇涛, 等. SC-FDE 散射通信系统 MMSE-HDFE-RISIC 均衡[J]. 西安电子科技大学学报, 2022, 49(5):18-24.
- LIU G, PANG X Y, CHEN Z T, et al. MMSE-HDFE-RISIC Equalization for SC-FDE Scatter Communication Systems[J]. Journal of Xidian University, 2022, 49(5):18-24. (in Chinese)
- [14] 郭雷博. 基于 SC-FDE 散射通信系统的信道估计和均衡技术研究[D]. 西安:西安电子科技大学, 2020.
- GUO L B. Research on Channel Estimation and Equalization Technology Based on SC-FDE Scatter Communication System[D]. Xi'an: Xidian University, 2020. (in Chinese)
- [15] 张建康, 赵悠悠, 尚应博, 等. 基于反馈迭代算法的航空通信系统信道估计算法研究[J]. 郑州大学学报(工学版), 2020, 41(2):1-6.
- ZHANG J K, ZHAO Y Y, SHANG Y B, et al. Feedback-Iterative Channel Estimation Algorithm for Aeronautical Communication System[J]. Journal of Zhengzhou University (Engineering Science), 2020, 41(2):1-6. (in Chinese)
- [16] 朱衍波, 王志鹏, 郭凯, 等. L 波段数字航空通信系统技术发展现状与挑战[J]. 航空学报, 2024, 45(10):029161.
- ZHU Y B, WANG Z P, GUO K, et al. L-Band Digital Aeronautical Communications System Development Status and Challenges[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2024, 45(10):029161. (in Chinese)

(编辑:徐楠楠)