

低复杂度单载波时域均衡算法

何世文^{1,2,3}, 官沛雯², 彭丞佐², 邓训喆², 安振宇³

(1.新疆大学软件学院, 新疆 乌鲁木齐 830049; 2.中南大学计算机学院, 湖南 长沙 410083; 3.紫金山实验室, 江苏 南京 211111)

摘要: 由于卫星通信体制的约束, 接收机信号处理在时域进行, 致使传统信道均衡算法面临高维矩阵求逆困境。充分利用 Toeplitz 矩阵的特殊结构和连续干扰消除思想, 提出了一种低复杂度单载波时域均衡算法, 将高维信道均衡系统转换成多个低维信道均衡系统, 依次对低维信道均衡系统进行均衡, 从而避免对高维矩阵求逆操作。实验结果表明, 与传统信道均衡算法相比, 所提算法能以更低的计算复杂度实现更相近甚至更优的误码性能。

关键词: 卫星通信; 单载波时域均衡; Toeplitz 矩阵; 连续干扰消除; 高维矩阵求逆

中图分类号: TN92

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2024162

Low-complexity single carrier time domain equalization algorithm

HE Shiwen^{1,2,3}, GUAN Peiwen², PENG Chengzuo², DENG Xunzhe², AN Zhenyu³

1. School of Software, Xinjiang University, Urumqi 830049, China

2. School of Computer Science and Engineering, Central South University, Changsha 410083, China

3. Purple Mountain Laboratories, Nanjing 211111, China

Abstract: Due to the constraints of the satellite communication systems, the receiver signal processing was carried out in the time domain, which made traditional channel equalization algorithms face the challenge of high-dimensional matrix inversion. Taking full advantage of the special structure of Toeplitz matrix and the idea of successive interference cancellation, a low-complexity single carrier time domain equalization algorithm was proposed to avoid high-dimensional matrix inversion, by converting the high-dimensional channel equalization system into multiple low-dimensional channel equalization systems and performing channel equalization successively. Simulation results show that compared with the traditional channel equalization algorithms, the proposed algorithm can achieve similar or better performance with lower complexity.

Keywords: satellite communication, single carrier time domain equalization, Toeplitz matrix, successive interference cancellation, high-dimensional matrix inversion

0 引言

随着 5G 移动通信技术的广泛应用, 6G 移动通信技术标准化研究正式启动, 其中, 星地融合网络 (STIN, satellite-terrestrial integrated network) 被设想为 6G 网络真正实现全球互联的有效解决方案^[1]。卫

星通信作为地面通信网络的补充, 覆盖范围更广, 更适用于地面通信网络无法覆盖的广阔空域和海域^[2]。同时, 利用卫星可以将无线网络扩展到网络服务不足的乡村, 减小乡村与城市之间的数字鸿沟^[3]。随着场景智能化需求的不断增加, 卫星通信对支持未

收稿日期: 2024-02-23; 修回日期: 2024-07-15

通信作者: 安振宇, anzhenyu@pmlabs.com.cn

基金项目: 国家重点研发计划基金资助项目 (No.2023YFB2504700); 国家自然科学基金资助项目 (No.62171474)

Foundation Items: The National Key Research and Development Program of China (No.2023YFB2504700), The National Natural Science Foundation of China (No.62171474)

来无处不在的物联网设备也具有重要意义^[4]。面对海啸、地震等紧急情况,地面基础设施容易被破坏从而导致网络故障,而卫星通信稳定性强、灵活度高,因此在抢险救灾、科考勘察等方面具有明显优势^[5]。

尽管多层立体的STIN提供了更好的全球覆盖性和更高的通信质量^[6],但同时也面临一些挑战。一方面,卫星(特别是近地轨道卫星)与地面终端之间存在明显的相对移动,多普勒频移剧烈^[7];另一方面,发送信号沿着视距路径和经物体反射、折射后的其他非视距路径到达接收端。经不同路径的信号到达接收端的时间、增益和相位不同,符号之间互相交叠,引起了符号间干扰(ISI, inter symbol interference)^[8]。同时,由于传播过程中各种噪声的干扰、收发端时钟晶振相互独立、无线信道干扰、估计误差等因素影响,接收端误比特率(BER, bit error rate)和误块率增大,严重影响了系统的通信质量^[9]。为了矫正多普勒效应、ISI、噪声等因素导致的信号畸变,保证接收端能正确解调和解码接收信号,需要使用信道均衡技术。

与正交频分复用系统等多载波系统不同,单载波系统由于较低的峰均功率比和结构简单的发射机设计,在卫星通信领域中被广泛应用。但单载波系统对多径效应很敏感,且ISI现象严重^[10],因此需要在时域或者频域对信号进行均衡处理^[11]。单载波频域均衡(SC-FDE, single carrier frequency domain equalization)虽然适用于长期演进(LTE, long term evolution)、IEEE 802.11ad^[12]、IEEE 802.11ay^[13]等无线通信标准,但他们的帧格式中需要采用循环前缀(CP, cyclic prefix)或者独特字(UW, unique words)等冗余信息。单载波时域均衡(SC-TDE, single carrier time domain equalization)的优势是时延低、不需要CP等冗余信息^[14],适用于通信距离远、时延高和带宽窄的卫星通信场景。常见的SC-TDE技术包括线性均衡和非线性均衡,线性均衡典型算法包括迫零(ZF, zero-forcing)均衡^[15]、最小均方误差(MMSE, minimum mean square error)均衡^[16]等,非线性均衡典型算法包括最大似然序列估计(MLSE, maximum likelihood sequence estimation)均衡^[17]、递归最小二乘(RLS, recursive least squares)、最小均方(LMS, least mean squares)等

自适应均衡算法^[18]。在这些算法中,ZF和MMSE均衡需要对高维矩阵求逆,MLSE均衡在最小化BER上性能最优,但其采用穷举搜索思路,算法复杂度高,难以在实际场景中应用。自适应均衡算法根据滤波器的输出和期望响应间的误差训练均衡器使其适应信道变化,但若训练序列较短则会使均衡器无法收敛,也无法准确传输^[19]。因此,研究低复杂度的信道均衡技术对卫星通信具有重要意义。

针对多输入多输出系统,文献[20]以最小化多个数据流的均方误差为目标,结合并行干扰消除和连续干扰消除(SIC, successive interference cancellation)思想,提出了一种单载波频域均衡最优均衡系数排序算法。基于MMSE准则,文献[21]提出了一种低复杂度的频域迭代判决反馈均衡方法。文献[22]提出了一种宽线性MMSE均衡器结构,该均衡器结构复杂度比传统均衡器结构低,且优于计算量相似的MMSE均衡器。文献[23]和文献[24]利用正交时频空间(OTFS, orthogonal time frequency space)信道矩阵的块循环性质,提出了用于OTFS调制的低复杂度均衡器。针对单载波广义空间调制系统,文献[25]提出了一种基于软干扰消除辅助和MMSE准则的低复杂度时域Turbo均衡方法。然而,这些低复杂度的优化方法大多在频域进行,并不能满足单载波卫星通信系统的帧结构和带宽要求。对单载波时域均衡算法的研究也主要集中于自适应均衡算法。文献[18]基于最小误符号率准则,结合RLS自适应均衡算法,设计了一种具有比归一化自适应最小误符号率(NAMSER, normalized adaptive minimum symbol error rate)均衡器收敛性能更好的RLS-NAMSER均衡器。文献[26]基于最小化递归时域LMS准则,提出了幅度-时延最小均方均衡算法,以较低的计算复杂度实现了超分辨率的时延估计。

针对单载波卫星通信系统,基于Toeplitz矩阵的特殊结构和SIC思想,本文提出了一种低复杂度单载波时域均衡算法,将高维信道均衡系统转化成多个低维信道均衡系统,从而避免对高维矩阵求逆操作。实验结果表明,与传统信道均衡算法相比,本文算法不仅计算复杂度显著降低,而且还实现了与其相近甚至更优的误码性能。本文主要的研究及贡献如下。

1) 为解决信道均衡中的高维 Toeplitz 矩阵求逆问题, 本文针对该矩阵结构特点设计了一种无线接收信号的高效分解策略。该策略将高维度信号分解为多个可重叠的低维度向量。相应地, 原本的高维信道矩阵也被转化为一组重叠的低维子矩阵。这一策略有效地将高维矩阵求逆的信道均衡问题转化为一组低维矩阵求逆的信道均衡子问题, 为后续的高效处理奠定了基础。

2) 针对上述低维化的一系列信道均衡子问题, 本文融合 ZF/MMSE 均衡算法与 SIC 思想, 设计了一套迭代处理流程。该流程包括均衡操作与基于 SIC 的符号判决步骤, 逐级减少并最终消除各符号间的干扰, 确保后续符号判决的准确性。

3) 本文通过仿真实验全面对比了不同传输条件及传输参数下, 本文算法与现行的传统信道均衡算法的性能。仿真结果表明, 本文算法在计算复杂度上相比传统信道均衡算法大幅降低, 同时其 BER 表现与传统信道均衡算法相当, 甚至在某些场景下性能更为优越。

1 系统模型

考虑一个下行链路的单载波卫星通信系统, 其包括一个卫星和一个地面站, 如图 1 所示, 从卫星发射端到地面接收端是一个全时域的过程。

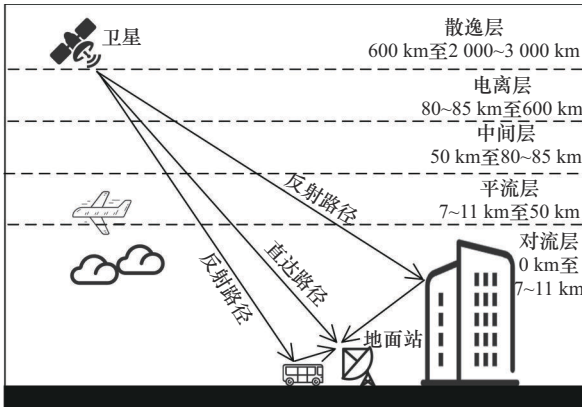


图 1 单载波卫星通信系统

考虑多径效应的影响, 信道模型表示为有限长度的信道冲激响应 (CIR, channel impulse response), 即

$$h(\tau) = \sum_{k=1}^L h_k \delta(\tau - (k-1)T_s) \quad (1)$$

其中, L 表示路径数, T_s 表示符号周期, h_k 和 $(k-1)T_s$

分别表示第 $k \in \{1, 2, \dots, L\}$ 条路径的强度和时延。需要注意的是, 本文假设路径强度包含卫星、地面站的天线阵列增益且接收端已完成信道估计。另外, 真实物理环境中的 CIR 为实数, 但为了便于仿真, 本文将 CIR 设置为复数。

在时域中, 接收端的第 j 个采样符号 r_j 可以表示为

$$r_j = \sqrt{P} \sum_{k=1}^L h_k s_{j+1-k} + n_j, \forall j \in \{1, 2, \dots, N_r\} \quad (2)$$

其中, N_r 为接收信号的长度, $s_k, \forall k \in \{1, 2, \dots, N_s\}$ 为发送符号, 满足 $\|s_k\|_2^2 = 1$, N_s 为发送信号的长度, P 为发射功率, $n_j \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$ 为第 j 个采样符号的高斯白噪声, 且 $N_r = N_s + L - 1$ 。

单载波卫星通信系统突发传输帧结构如图 2 所示, UW 作为导频用于信道估计。由于 UW1、UW2 和 UW3 的长度和内容不一定相同, UW1 和 UW2 间数据与 UW2 和 UW3 间数据的长度也不一定相同, 通常无法转到频域处理, 需要采用时域均衡处理方法。现有采用 SC-FDE 的无线通信系统的传输帧结构如图 3 所示, UW 作为 CP 存在且总是相同, 各数据段长度也相同, 式(2)所示的线性卷积可以转换为循环卷积, 即可利用快速傅里叶变换 (FFT, fast Fourier transform) 转到频域进行均衡处理^[27]。



图 2 单载波卫星通信系统突发传输帧结构

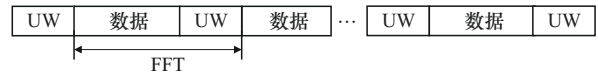


图 3 SC-FDE 传输帧结构

为了方便描述, 接收信号处理简要模型如图 4 所示, 式(2)可以用矩阵乘法表示为

$$\mathbf{r} = \sqrt{P} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (3)$$

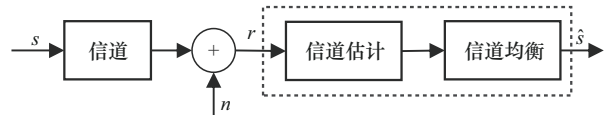


图 4 接收信号处理简要模型

其中, $\mathbf{r} \triangleq [r_1, r_2, \dots, r_{N_r}]^T \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 表示接收信号, $\mathbf{s} \triangleq [s_1, s_2, \dots, s_{N_s}]^T \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 表示发送信号, $\mathbf{n} \triangleq [n_1,$

$n_2, \dots, n_{N_r}]^T \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 表示噪声向量。矩阵 \mathbf{H} 是一个左上至右下每条对角线上元素相同的 Toeplitz 矩阵^[28], 它的第一行为 $[h_1, 0, 0, \dots, 0] \in \mathbb{C}^{1 \times N_s}$, 第一列为 $[h_1, h_2, \dots, h_L, 0, 0, \dots, 0]^T \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$, 如式(4)所示。

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1 & 0 & \cdots & 0 \\ h_2 & h_1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & h_2 & \ddots & 0 \\ h_L & \vdots & \ddots & h_1 \\ 0 & h_L & \ddots & h_2 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_L \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_s} \quad (4)$$

本文主要解决如何在接收端通过均衡器模块重构发送信号 \mathbf{s} 的问题。在卫星通信系统中, 传统 ZF 和 MMSE 均衡直接对图 2 所示的每一个突发传输帧独立进行信道均衡, ZF 和 MMSE 均衡的均衡器分别表示为

$$\hat{\mathbf{s}}_{\text{ZF}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{r} \quad (5)$$

$$\hat{\mathbf{s}}_{\text{MMSE}} = \left(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{\sigma^2}{P} \mathbf{I}_{N_s} \right)^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{r} \quad (6)$$

其中, \mathbf{I}_{N_s} 表示单位矩阵。由式(5)和式(6)可知, ZF 和 MMSE 均衡需要对 $N_s \times N_s$ 维矩阵求逆, 矩阵求逆的运算复杂度为 $\mathcal{O}(N_s^3)$ ^[29]。为了降低矩阵求逆的运算复杂度, 基于 Toeplitz 矩阵的特殊结构和 SIC 思想, 本文提出了一种低复杂度单载波时域均衡算法。

2 算法设计

根据信道矩阵 \mathbf{H} 的 Toeplitz 矩阵的特殊结构, 本文提出了一种低复杂度单载波时域均衡算法, 分块分段示意如图 5 所示, 将高维信道均衡转化成低维信道均衡, 从而避免对高维矩阵求逆操作。

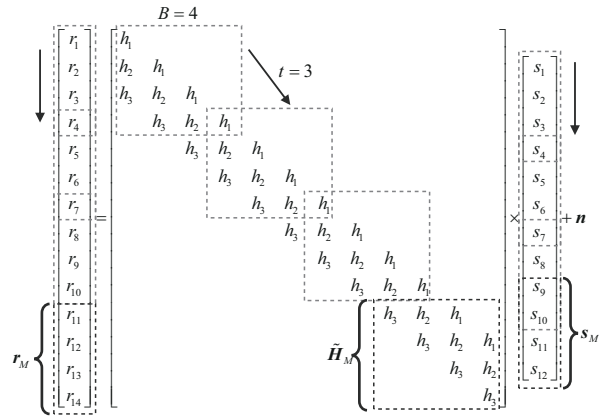
特别地, 将接收信号 $\mathbf{r} \triangleq [r_1, r_2, \dots, r_{N_r}]^T \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 采用可重叠的方式分解成长度为 $B \in \{1, 2, \dots, N_s - 1\}$ 的 M 个低维向量 \mathbf{r}_i , 进而将高维信道均衡转化成低维信道均衡, M 的取值为

$$M = 2 + \left\lfloor \frac{N_s - B}{t} \right\rfloor \quad (7)$$

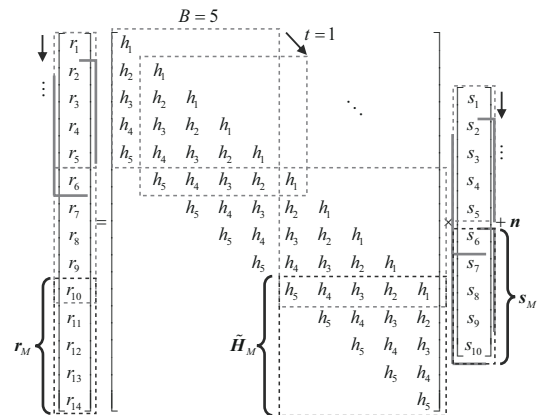
其中, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整操作, 步长 $t \in \{1, 2, \dots, B\}$ 表示相邻低维向量的起始符号的间距, 相邻低维向量之间的重叠符号数为 $B - t$ 。特别地, 前 $M - 1$ 个低维向量为 $\mathbf{r}_1 \triangleq [r_1, r_2, \dots, r_B]^T, \mathbf{r}_2 \triangleq [r_{1+t}, r_{2+t}, \dots, r_{B+t}]^T, \dots,$

$\mathbf{r}_{M-1} \triangleq [r_{1+(M-2)t}, r_{2+(M-2)t}, \dots, r_{B+(M-2)t}]^T$, 最后一个低维向量为 $\mathbf{r}_M = [r_{N_r-B+1}, r_{N_r-B+2}, \dots, r_{N_r}]^T \in \mathbb{C}^{B \times 1}$ 。这样, 高维信道均衡系统可以转换成 M 个低维信道均衡系统, 表示为

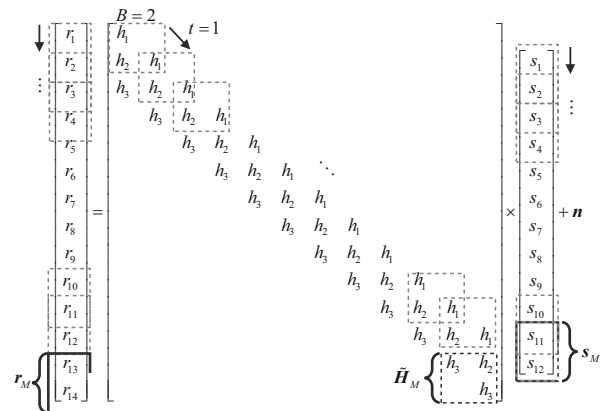
$$\tilde{\mathbf{r}}_i = \sqrt{P} \tilde{\mathbf{H}}_i \mathbf{s}_i + \mathbf{n}_i, \forall i \in \{1, 2, \dots, M\} \quad (8)$$



(a) $L=3, B=4, t=3, N_s=12, N_r=14$



(b) $L=5, B=5, t=1, N_s=10, N_r=14$



(c) $L=3, B=2, t=1, N_s=12, N_r=14$

图 5 本文算法分块分段示意

其中, \mathbf{s}_i 是 $\mathbf{s} \triangleq [s_1, s_2, \dots, s_{N_s}]^T \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 以可重叠的方式分解成的大小为 B 的低维向量, 其中前 $M-1$ 个低维向量为 $\mathbf{s}_1 = [s_1, s_2, \dots, s_B]^T$, $\mathbf{s}_2 = [s_{1+t}, s_{2+t}, \dots, s_{B+t}]^T$, $\dots, \mathbf{s}_{M-1} = [s_{1+(M-2)t}, s_{2+(M-2)t}, \dots, s_{B+(M-2)t}]^T$, 第 M 个低维向量为 $\mathbf{s}_M = [s_{N_s-B+1}, s_{N_s-B+2}, \dots, s_{N_s}]^T$; \mathbf{n}_i 与 \mathbf{r}_i 一一对应, 当 $i < M$ 时, $\mathbf{n}_i \triangleq [n_{1+(i-1)t}, n_{2+(i-1)t}, \dots, n_{B+(i-1)t}]^T$, 当 $i = M$ 时, $\mathbf{n}_i = [n_{N_s-B+1}, n_{N_s-B+2}, \dots, n_{N_s}]^T$ 。如图5所示, $\tilde{\mathbf{H}}_i$ 实质上是由信道矩阵 \mathbf{H} 分成大小为 $B \times B$ 的可重叠的低维矩阵, 表示为

$$\tilde{\mathbf{H}}_i = \begin{cases} \mathbf{H}_{(1+(i-1)t:(i-1)t+B, 1+(i-1)t:(i-1)t+B)}, & i \neq M \\ \mathbf{H}_{(N_s-B+1:N_s, N_s-B+1:N_s)}, & i = M \end{cases} \quad (9)$$

其中, $\mathbf{H}_{(a_1:a_2, b_1:b_2)}$ 表示该矩阵在矩阵 \mathbf{H} 的第 a_1 至 a_2 行和第 b_1 至 b_2 列。 $\tilde{\mathbf{H}}_i$ 在矩阵 \mathbf{H} 的列索引与 \mathbf{s}_i 在 \mathbf{s} 的索引相同, 行索引与 \mathbf{r}_i 在 \mathbf{r} 的索引相同。 $\tilde{\mathbf{r}}_i$ 的取值分为以下4种情况。

- 1) 当 $i = 1$ 时, $\tilde{\mathbf{r}}_i = \mathbf{r}_1$ 。
- 2) 当 $i > 1$ 且 $(i-1)t < L$ 时, $\tilde{\mathbf{r}}_i$ 为

$$\tilde{\mathbf{r}}_i = \mathbf{r}_i - \mathbf{H}_{(1+(i-1)t:(i-1)t+B, 1:(i-1)t)} \hat{\mathbf{s}}_{(1:(i-1)t)} \quad (10)$$

其中, $\hat{\mathbf{s}} = [\hat{s}_1, \hat{s}_2, \dots, \hat{s}_{N_s}]$ 表示判决后的发送信号估计值, $\hat{\mathbf{s}}_{(a_1:a_2)}$ 表示该向量为 $\hat{\mathbf{s}}$ 向量的第 a_1 至 a_2 行。

- 3) 当 $i < M$ 且 $(i-1)t \geq L$ 时, $\tilde{\mathbf{r}}_i$ 为

$$\tilde{\mathbf{r}}_i = \mathbf{r}_i - \mathbf{H}_{(1+(i-1)t:(i-1)t+B, (i-1)t+2-L:(i-1)t)} \hat{\mathbf{s}}_{((i-1)t+2-L:(i-1)t)} \quad (11)$$

- 4) 当 $i = M$ 时, $\tilde{\mathbf{r}}_i = \mathbf{r}_M$ 。

若仅以步长 t 为相邻低维向量的起始符号的间距划分多个长度为 B 的低维向量, 在分解发送信号低维向量 \mathbf{s}_i 时有可能出现最后一个低维向量的符号不足 B 个的情况。为了保证 \mathbf{s} 中的每个符号都包含在式(8)的1个或多个低维信道均衡系统中, 将第 M 个特殊的低维信道均衡系统中的 \mathbf{r}_M 定义为 \mathbf{r} 中的最后 B 个符号, \mathbf{s}_M 为 \mathbf{s} 中的最后 B 个符号。

针对转换后的 M 个低维信道均衡系统, 可以直接采用 ZF 或 MMSE 准则进行均衡处理, 表示为

$$\tilde{\mathbf{s}}_i = \mathbf{W}_i \tilde{\mathbf{r}}_i, \forall i \in \{1, 2, \dots, M\} \quad (12)$$

其中, 当使用 ZF 准则时, 均衡器系数 $\mathbf{W}_i = (\tilde{\mathbf{H}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_i^H$; 当使用 MMSE 准则时, 均衡器系数 $\mathbf{W}_i = \left(\tilde{\mathbf{H}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i + \frac{\sigma^2}{P} \mathbf{I}_B \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_i^H$ 。 $\tilde{\mathbf{s}}_i$ 为第 $i \in \{1, 2, \dots, M\}$ 个发送信号低维向量的估计值, $\tilde{\mathbf{s}}_i$ 表示为

$$\tilde{\mathbf{s}}_i = \begin{cases} [\tilde{s}_{1+(i-1)t}, \tilde{s}_{2+(i-1)t}, \dots, \tilde{s}_{(i-1)t+B}]^T \in \mathbb{C}^{B \times 1}, & i \neq M \\ [\tilde{s}_{N_s-B+1}, \tilde{s}_{N_s-B+2}, \dots, \tilde{s}_{N_s}]^T \in \mathbb{C}^{B \times 1}, & i = M \end{cases} \quad (13)$$

根据式(10)和式(11), 当 $1 < i < M$ 时, $\mathbf{s}_i, \forall i \in \{1, 2, \dots, M\}$ 求解关系式需要利用已经估计出的符号值。若某个低维向量的求解出现误差, 受误差积累效应的影响, 则后面估计值的误差将越来越大。受 SIC 思路启发, 基于星座映射方法, 本文对当前低维向量的估计值 $\tilde{\mathbf{s}}_i, \forall i \in \{1, 2, \dots, M\}$ 进行判决得到 $\hat{\mathbf{s}}_i, \forall i \in \{1, 2, \dots, M\}$ 。

$$\hat{\mathbf{s}}_i = \begin{cases} [\hat{s}_{1+(i-1)t}, \hat{s}_{2+(i-1)t}, \dots, \hat{s}_{(i-1)t+B}]^T \in \mathbb{C}^{B \times 1}, & i \neq M \\ [\hat{s}_{N_s-B+1}, \hat{s}_{N_s-B+2}, \dots, \hat{s}_{N_s}]^T \in \mathbb{C}^{B \times 1}, & i = M \end{cases} \quad (14)$$

对当前估计符号进行判决可有效抑制对后续估计符号的码间干扰影响。另外, 为了进一步确保估计的准确性, 每段 $\hat{\mathbf{s}}_i$ 仅保留其中与后一段没有交叠的部分, 即前 t 个符号。特殊地, 当 $B = 1, t = 1$ 时, 本文算法与高斯消元法类似, 不同之处在于本文算法增加了 SIC 的步骤, 防止了误差累积效应导致系统无效的现象。

本文所提低复杂度单载波时域均衡算法流程如图6所示, 对接收机而言, 其均衡器逐次传入长度为 B 的接收符号 $\mathbf{r}_i, \forall i \in \{1, 2, \dots, M\}$ 。当 $i < M$ 时, $\mathbf{r}_i \triangleq [r_{1+(i-1)t}, r_{2+(i-1)t}, \dots, r_{B+(i-1)t}]^T$; 当 $i = M$ 时, $\mathbf{r}_i = [r_{N_s-B+1}, r_{N_s-B+2}, \dots, r_{N_s}]^T$ 。 \mathbf{r}_i 经过连续干扰消除后与利用 ZF 准则或 MMSE 准则计算的均衡器系数 \mathbf{W}_i 相乘得到初步估计的低维向量 $\tilde{\mathbf{s}}_i$, 经过判决得到最终的估计值 $\hat{\mathbf{s}}_i$ 。本文所提低复杂度单载波时域均衡算法如算法1所示。

算法1 低复杂度单载波时域均衡算法

输入 接收信号 \mathbf{r} , 信道向量 $\mathbf{h} \triangleq [h_1, h_2, \dots, h_L]^T \in$

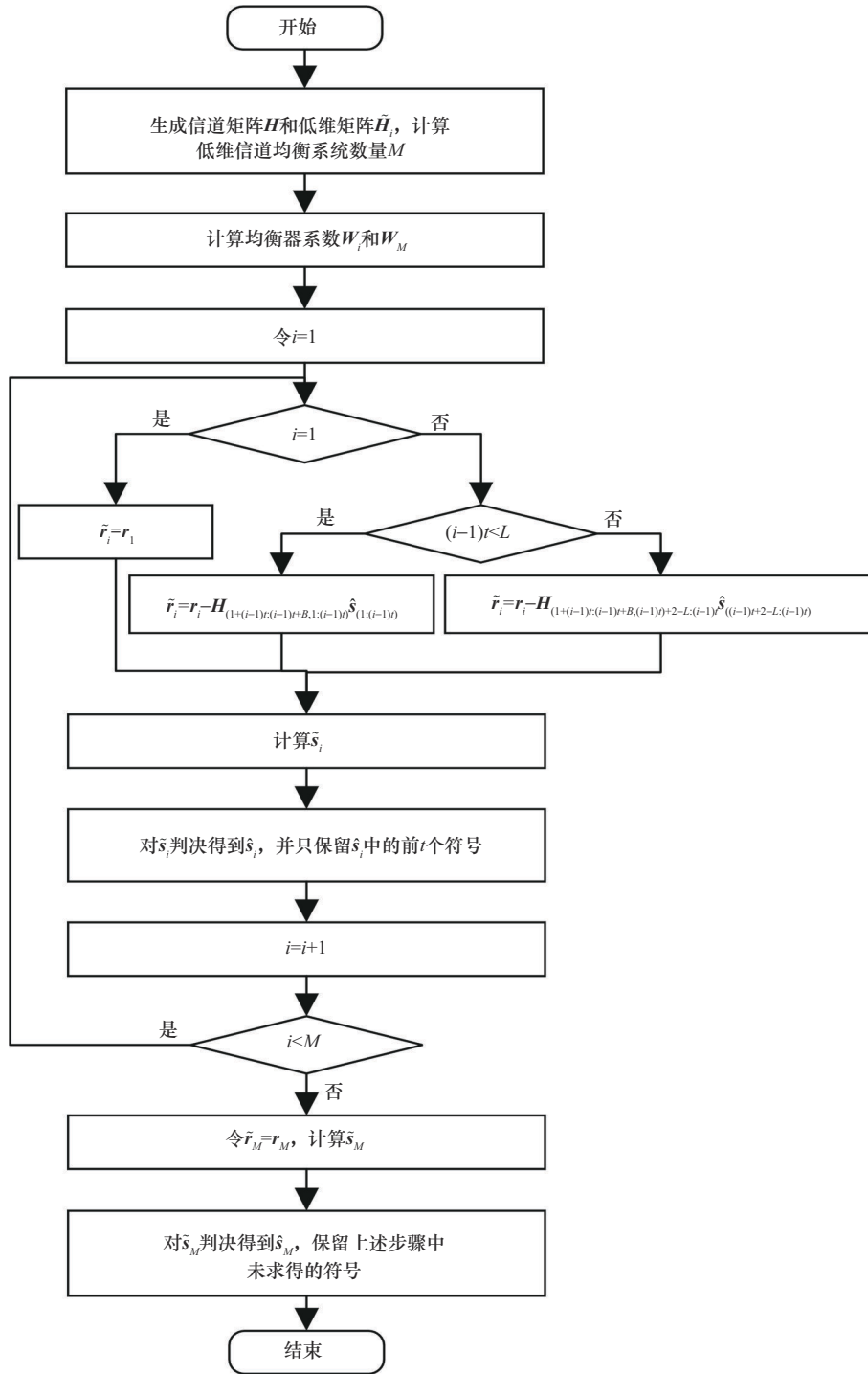


图6 低复杂度单载波时域均衡算法流程

$\mathbb{C}^{L \times 1}$, 低维向量长度 B , 步长 t

输出 发送信号的估计值 $[\hat{s}_1, \hat{s}_2, \dots, \hat{s}_{N_s}]^T$

- 1) 生成信道矩阵 H 和低维矩阵 \tilde{H}_i , 通过式(7) 计算低维信道均衡系统数量 M
- 2) 计算均衡器系数 $W_1 = W_i, \forall i \in \{2, 3, \dots, M-1\}$ 和 W_M

- 3) 循环开始, i 从 1 遍历至 $M-1$
- 4) 如果 $i = 1$, 则 $\tilde{r}_i = r_1$
- 5) 如果 $i > 1$ 且 $(i-1)t < L$, 通过式(10)计算 \tilde{r}_i
- 6) 如果 $i < M$ 且 $(i-1)t \geq L$, 通过式(11)计算 \tilde{r}_i
- 7) 通过式(12)计算 \tilde{s}_i
- 8) 对 \tilde{s}_i 进行判决得到 \hat{s}_i , 并只保留当前低维向

量 \hat{s}_i 中的前 t 个符号

9) 循环结束

10) 令 $\tilde{\mathbf{r}}_M = \mathbf{r}_M$, 通过式(12)计算 $\tilde{\mathbf{s}}_M$

11) 对 $\tilde{\mathbf{s}}_M$ 进行判决得到 $\hat{\mathbf{s}}_M$, 只保留上述步骤中未求得的符号

适当设计本文算法的低维向量长度 B 和步长 t 的取值可有效增加算法的实现并行度, 也可进一步减少存储开销和降低信号处理时延, 以图 5(a) 为例, 本文算法流水线并行实现的数据通路, 如图 7 所示。本文算法的计算复杂度主要集中在 \mathbf{W}_i 、 $\tilde{\mathbf{r}}_i$ 和 $\tilde{\mathbf{s}}_i$ 三部分。使用 ZF 准则和 MMSE 准则进行一次均衡器系数 \mathbf{W}_i 的计算复杂度分别为 $\mathcal{O}(3B^3)$ 和 $\mathcal{O}(3B^3 + B^2)$, 后续使用 $\mathcal{O}(3B^3 + B^2)$ 计算 $\tilde{\mathbf{H}}_i$ 的取值仅有 2 种, 只需要计算两次均衡器

系数 \mathbf{W}_i , 因此均衡器系数的计算复杂度为 $\mathcal{O}(6B^3 + 2B^2)$ 。 $\tilde{\mathbf{r}}_i$ 使用式(10)或式(11)计算, 计算复杂度分别为 $\mathcal{O}(Bt(i-1)), \forall i \in \left\{2, 3, \dots, \left\lfloor \frac{L}{t} + 1 \right\rfloor\right\}$ 和 $\mathcal{O}(B(L-1))$, 这里利用复杂度更高的式(11)来计算开销, 计算复杂度为 $\mathcal{O}(B(L-1)(M-2))$ 。对于低维向量 $\tilde{\mathbf{s}}_i$, 计算复杂度为 $\mathcal{O}(MB^2)$ 。因此, 本文算法的计算复杂度为 $\mathcal{O}(6B^3 + (M+2)B^2 + B(L-1)(M-2))$ 。相比于计算复杂度分别为 $\mathcal{O}(3N_s^3 + (2L-1)N_s^2 + (L-1)N_s)$ 和 $\mathcal{O}(3N_s^3 + 2LN_s^2 + (L-1)N_s)$ 的经典的 ZF 和 MMSE 均衡, 本文算法优势更明显, 特别是在序列较长的场景中, 详见第 3.6 节。

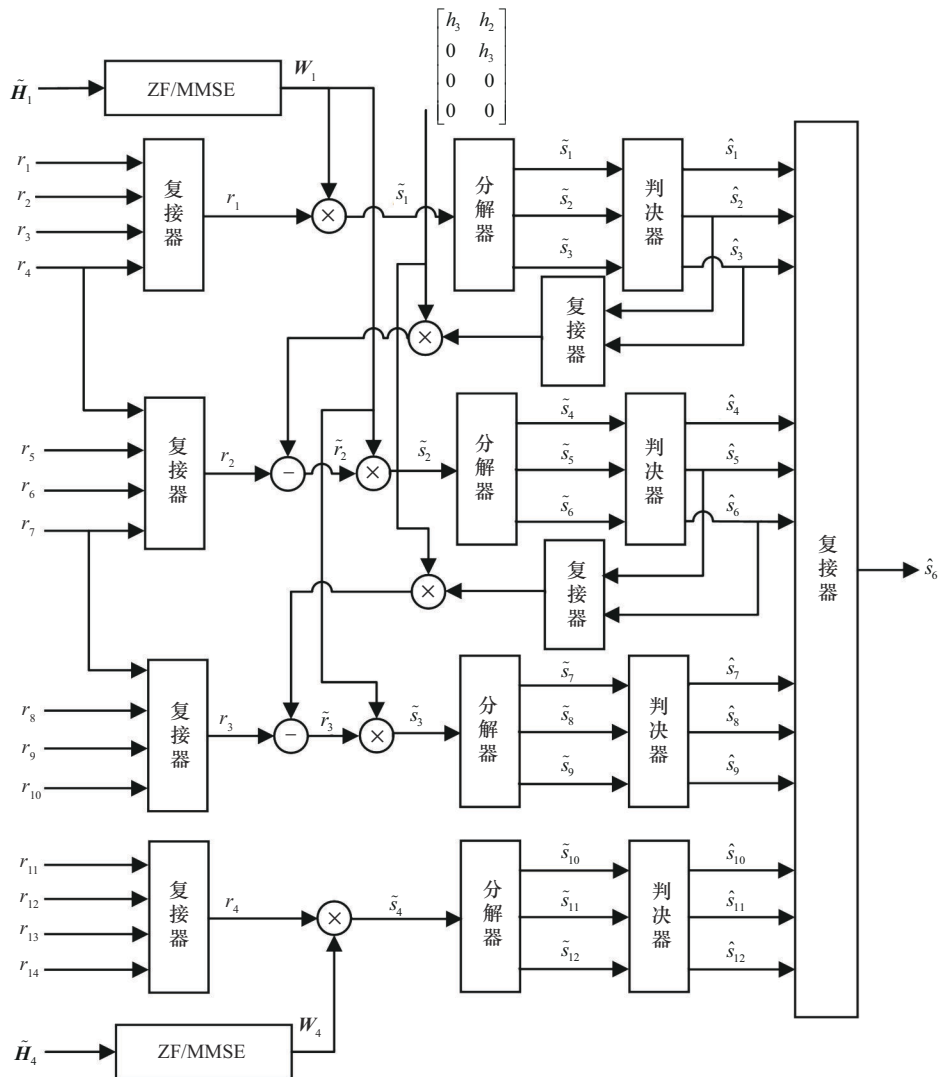


图 7 本文算法流水线并行实现的数据通路(以图 5(a)为例)

3 仿真分析

本节通过仿真实验分别利用ZF准则和MMSE准则评估本文算法的性能, 分别用Block-ZF(B,t)和Block-MMSE(B,t)表示。实验使用的单载波卫星通信系统如图8所示, 编码使用码率为 $\frac{1}{3}$ 的卷积码, 交织为分组交织, 星座映射使用正交相移键控(QPSK, quadrature phase shift keying)。使用如图2所示的帧结构, 对UW1使用MMSE信道估计。定义发送信号的信噪比(SNR, signal to noise ratio)满足 $SNR = 10\lg\left(\frac{P}{\sigma^2}\right)$ dB, 符号信噪比 $\frac{E_s}{N_0}$ 满足

$$\frac{E_s}{N_0} = SNR + 10\lg\left(\frac{T}{T_s}\right) = SNR + 10\lg(U) \quad (15)$$

其中, T 为符号周期, T_s 为采样周期, U 为上采样倍数。若无特殊说明, 仿真实验默认参数设置如表1所示。

参数	参数值
上采样倍数 U	10
UW1、UW2和UW3符号数量	18、16和14
滤波器滚降系数	0.6
信噪比 SNR/dB	-18~ -2
符号信噪比($E_s \cdot N_0^{-1}$)/dB	-8~8
路径数 L	3
符号数量 N_s	200
发送帧数	50 000

3.1 不同步长的算法比较

本节实验讨论不同步长 t 对算法误码性能的影响。具体地, 在使用ZF准则和MMSE准则的情况下, 设置 $t \in \{1,2,3,4\}$ 、 $B = 4$, 而其他参数采用默认值, 结果如图9所示。本文算法基于ZF准则或MMSE准则计算均衡器系数, 在低维向量量长度 $B = 4$ 、步长 $t \in \{1,2,3,4\}$ 的情况下, 均得到了

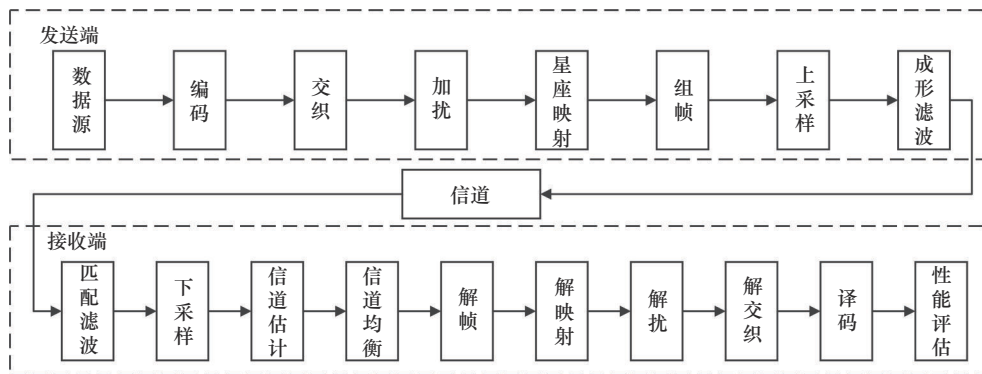


图8 单载波卫星通信系统

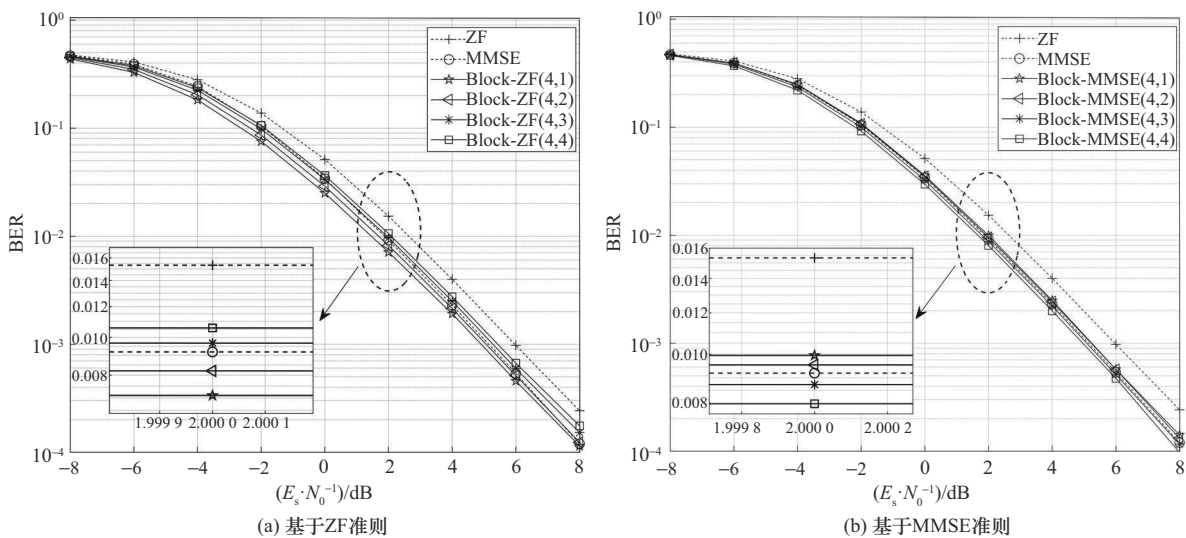


图9 不同步长 t 对算法误码性能的影响

比传统 ZF 均衡更低的误码率，有 0.5~1 dB 的增益，且与传统 MMSE 均衡有相近的误码表现，但计算复杂度能够一定程度上降低。在使用 ZF 准则、步长 $t = \{1,2\}$ ，以及使用 MMSE 准则、步长 $t = \{3,4\}$ 的情况下，本文算法实现了比传统 MMSE 均衡更优秀的误码性能表现。这是因为本文算法在对低维信道均衡系统逐个均衡的过程中，对当前低维向量的估计值进行判决后再进行下一块的求解，缓解了对后续估计符号的码间干扰，一定程度上提高了 ZF 均衡和 MMSE 均衡的误码性能。对使用 ZF 准则的情况，步长 t 越小，相邻低维向量重叠符号数越多，误码性能越好；在重叠符号数为 $B - 1$ 时，误码性能最好。对使用 MMSE 准则的情况，步长 t 越大，相邻低维向量重叠符号数越少，误码性能越好；在完全不重叠时，误码性能最好。这是因为 ZF 准则没有考虑噪声的影响^[30]，每次对 B 个发送符号的求解，前几个符号估计值更准确，所以步长 t 越小，保留的符号越少，且误码性能越好。而 MMSE 准则考虑了噪声的影响，可以令步长 $t = B$ 。

3.2 不同低维向量长度的算法比较

本节实验讨论不同低维向量长度 B 对算法误码性能的影响。具体地，在使用 ZF 准则和 MMSE 准则的情况下，设置 $B \in \{4,8,12,16\}$ 、 $t = 1$ ，而其他参数采用默认值，结果如图 10 所示。本文算法在使用 ZF 准则、步长 $t = 1$ 时，相比传统 ZF 均衡，大约有 1 dB 的增益；相比传统 MMSE 均

衡，大约有 0.5 dB 的增益。本文算法在使用 MMSE 准则、步长 $t = 1$ 时，相比传统 ZF 均衡，大约有 0.5 dB 的增益，且与传统 MMSE 均衡有相近的误码表现。无论是使用 ZF 准则或者 MMSE 准则，在 $t = 1$ 时，不同低维向量长度 B 对应的误码曲线几乎重合，因此其可能对算法误码性能的影响不大，但适当设计低维向量长度 B 和步长 t 的取值可有效增加本文算法的实现并行度，进一步减少存储开销和降低信号处理时延。

3.3 不同路径数的算法比较

本节实验讨论不同路径数 L 对算法误码性能的影响。具体地，在使用 ZF 准则和 MMSE 准则的情况下，设置路径数 $L \in \{3,4,5\}$ ，低维向量长度 $B = 8$ ，步长 $t \in \{1,8\}$ 。由于路径数 L 较大，本实验将 3 段 UW 联合用于信道估计。其他参数采用默认值，结果如图 11 所示。由图 11(a)~图 11(c)可知，本文算法在不同路径数 $L \in \{3,4,5\}$ 下都有效。图 11(d)表明，由于接收端多路信号合并带来的多径分集增益^[31]，在信道估计能力范围内，即每一条路径的信号能被区分的情况下，路径数 L 越大，接收信号强度越强，BER 下降越快，误码性能越好。

3.4 SIC 有效性分析

本节实验将对本文算法进行 SIC 有效性分析。具体地，在使用 ZF 准则和 MMSE 准则的情况下，设置 $B = 1$ 、 $t = 1$ 和 $B = 4$ 、 $t = \{1,4\}$ ，而其他参数采用默认值，结果如图 12 所示。

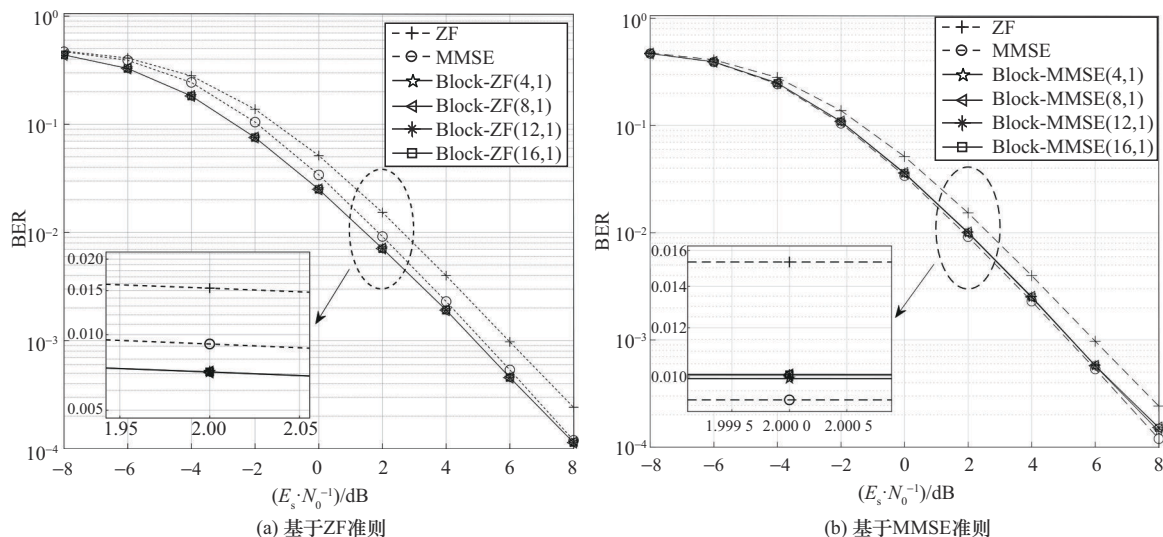


图 10 不同低维向量长度 B 对算法误码性能的影响

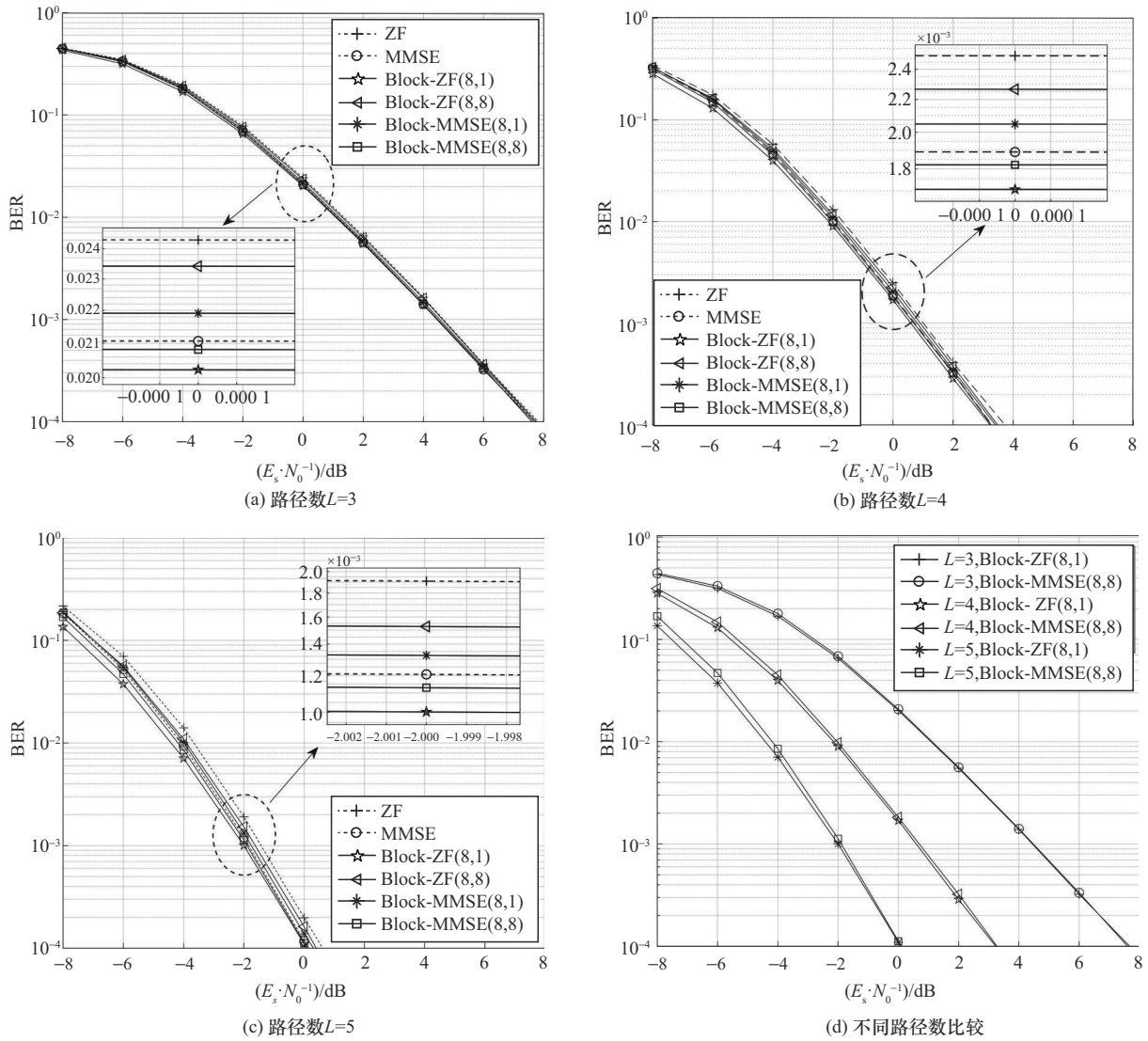


图 11 不同路径数 L 对算法误码性能的影响

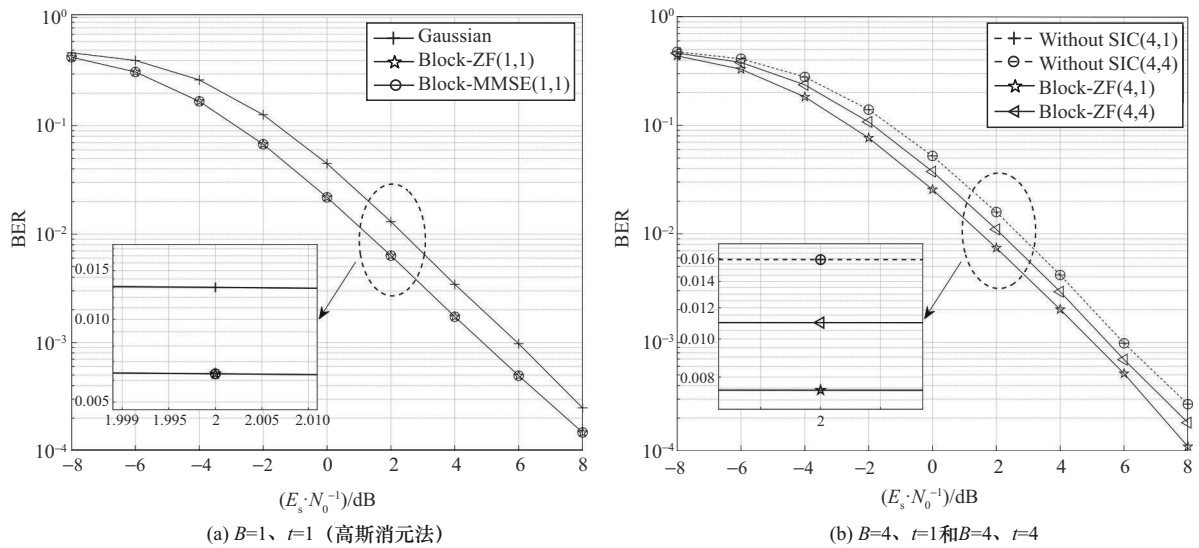


图 12 SIC 有效性分析

从图 12 可知, 本文算法在不同的参数设置下, 相比不增加 SIC 步骤 BER 更低, 证明了本文算法增加 SIC 步骤, 可以有效缓解误差累积效应。另外, 在低 $\frac{E_s}{N_0}$ 时, 是否增加 SIC 步骤已经无法正确重构发送信号 \mathbf{s} , 这是因为判决前的低维向量估计值与正确值差距过大, 经过判决也无法恢复, 使得后续的低维信道均衡也存在误差积累的问题。

3.5 非地面网络信道下算法性能评估

本节实验采用 3GPP TR 38.811 定义的非地面网络 (NTN, non-terrestrial network) 信道模型^[32]对本文算法的有效性和性能进行评估分析。假设一颗距离地面为 600 km、运行在 S 波段的低轨卫星, 地面移动设备的速度为 3 m/s, 表 2 给出了 NTN 信道参数设置。本文算法在使用 ZF 准则和 MMSE 准则的情况下, 设置 $t \in \{1,4\}$ 、 $B = 4$, 其他参数采用默认值, 与 ZF 均衡、MMSE 均衡、RLS 自适应均衡和归一化最小均方 (NLMS, normalized least mean squares) 自适应均衡进行对比测试, 结果如图 13 所示。由于 RLS 和 NLMS 自适应均衡需要较长的已知序列进行训练, 所以本实验将使用 3 段 UW 序列用于训练和信道估计。从图 13 可知, 本文算法在 NTN 信道上有效, 且适用于实际的卫星通信场景。本文算法基于 ZF 或 MMSE 准则计算均衡器系数, 在 $t \in \{1,4\}$ 、 $B = 4$ 的情况下, 均得到了比 ZF 均衡、RLS 自适应均衡和 NLMS 自适应均衡更低的误码率, 且与 MMSE 均衡接近。自适应均衡受限于训练序列的长度, 误码表现不如本文算法。

表 2 NTN 信道参数设置

参数	参数值
卫星高度/km	600
波段(S 波段)/Hz	2×10^9
移动设备速度/(m·s ⁻¹)	3
采样率/Hz	9.6×10^5
信噪比 SNR/dB	-14 ~ -6
符号信噪比($E_s \cdot N_0^{-1}$)/dB	-4 ~ -4
路径数 L	3
发送帧数	5 000

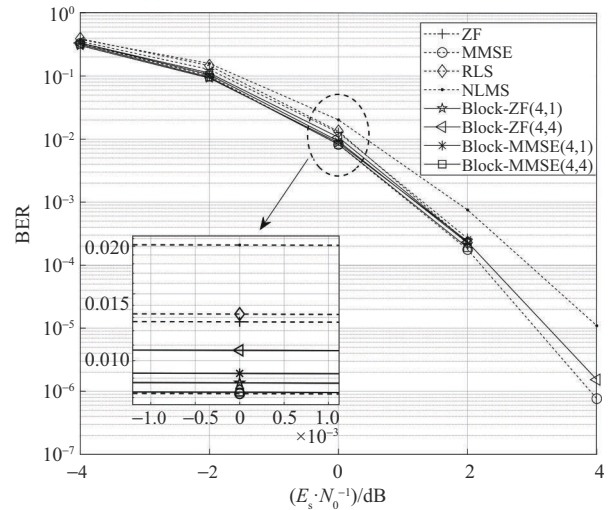


图 13 不同算法在 NTN 信道条件下的测试结果

3.6 计算复杂度比较

在以下 3 种场景中探讨本文算法与经典的 ZF 均衡和 MMSE 均衡的计算复杂度对比。1) $t = 1$ 、 $B = 4$ 、 $L = 3$, 不同符号数量 $N_s = \{50, 100, \dots, 500\}$ 。2) $t = 1$ 、 $N_s = 200$ 、 $L = 3$, 不同低维向量长度 $B = \{1, 2, \dots, 16\}$ 。3) $t = 1$ 、 $B = 4$ 、 $N_s = 200$, 不同路径数 $L = \{2, 3, \dots, 16\}$, 其他系统参数保持默认值不变。使用 $\mathcal{O}(6B^3 + (M+2)B^2 + B(L-1)(M-2))$ 计算本文算法的复数计算量, 分别利用 $\mathcal{O}(3N_s^3 + (2L-1)N_s^2 + (L-1)N_s)$ 和 $\mathcal{O}(3N_s^3 + 2LN_s^2 + (L-1)N_s)$ 计算 ZF 均衡和 MMSE 均衡的复数计算量, 浮点数计算量 (FLOP, floating point operation) 为复数计算量的 4 倍, FLOP 对比结果如图 14 所示。从图 14 可知, 本文算法的 FLOP 主要受 B 的影响, 受 L 和 N_s 的影响较小。若选择合适的参数 (B 和 t), 则该算法在复杂度方面优势明显, 特别是在序列较长的场景中。

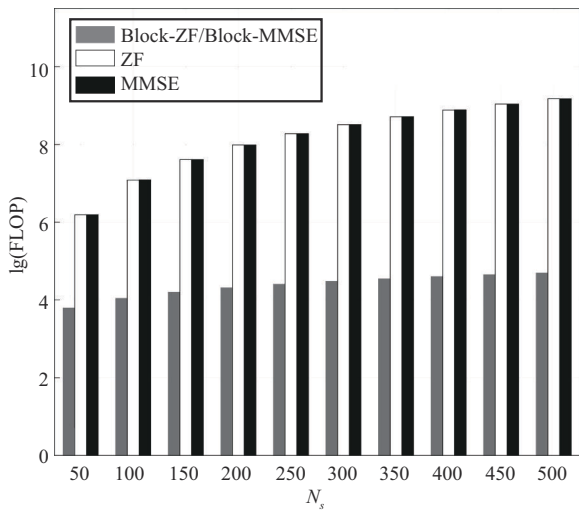
4 结束语

单载波时域通信系统的信道均衡是一个线性卷积的逆运算问题, 通常可以转换为高维矩阵求逆问题, 但高维矩阵求逆的计算复杂度极高。为了降低传统均衡算法的计算复杂度, 本文基于 Toeplitz 矩阵的特殊结构和 SIC 思想, 提出了一种低复杂度单载波时域均衡算法, 将高维信道均衡系统转化成多个低维信道均衡系统, 进而避免对高维矩阵求逆操作。仿真结果表明, 本文算法不仅具有与传统信道均衡算法相近的误码表现, 同时也拥有比 ZF 均衡和 MMSE 均衡

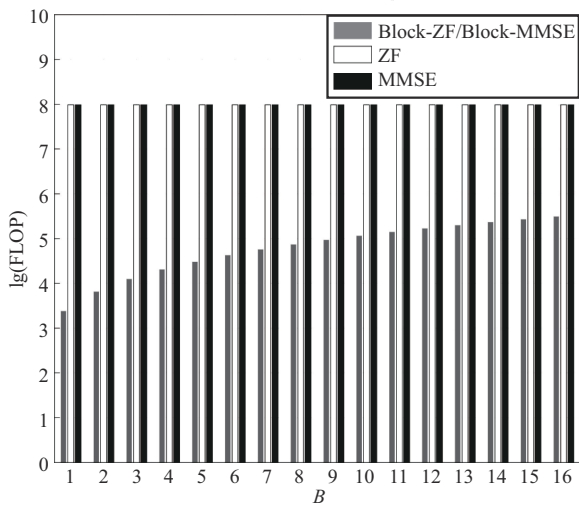
更低的计算复杂度。在后续的研究中,将进一步探讨单载波时域均衡算法的智能化解决方案。

参考文献:

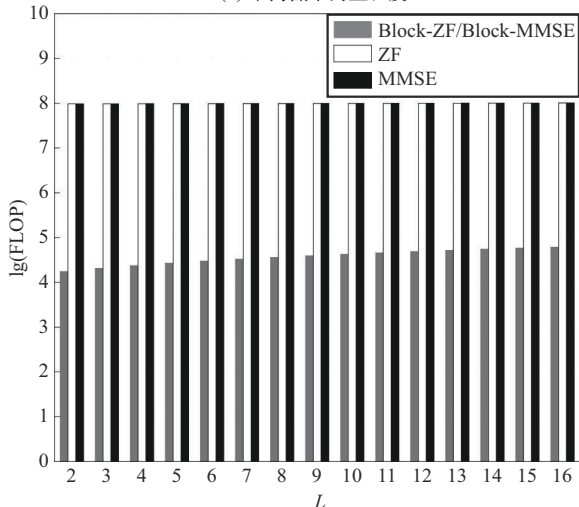
- [1] SHENG M, ZHOU D, BAI W G, et al. Coverage enhancement for 6G satellite-terrestrial integrated networks: performance metrics, constellation configuration and resource allocation[J]. Science China Information Sciences, 2023, 66(3): 130303.
- [2] JIANG W, HAN B, HABIBI M A, et al. The road towards 6G: a comprehensive survey[J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2021, 2: 334-366.
- [3] KHALIL M, SHAMSI Z, SHABBIR A, et al. A comparative study of rural networking solutions for global Internet access[C]//Proceedings of the 2019 International Conference on Information Science and Communication Technology (ICISCT). Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-5.
- [4] ZHU X M, JIANG C X. Integrated satellite-terrestrial networks toward 6G: architectures, applications, and challenges[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2022, 9(1): 437-461.
- [5] HEIN G W. Status, perspectives and trends of satellite navigation[J]. Satellite Navigation, 2020, 1(1): 22.
- [6] 赵柏, 林敏, 肖圣杰, 等. 基于速率分割的可重构智能表面辅助星地融合网络鲁棒安全传输方案[J]. 通信学报, 2023, 44(12): 50-60.
- [7] ZHAO B, LIN M, XIAO S J, et al. Rate splitting based robust secure transmission scheme in RIS-assisted satellite-terrestrial integrated network[J]. Journal on Communications, 2023, 44(12): 50-60.
- [8] YU Z Y, GAO J X, HE L, et al. Joint physical layer frame optimization and carrier synchronization for satellite communications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(3): 3517-3531.
- [9] CHO S, COON J P, SYKES T C, et al. Intersymbol interference for electrophoretic molecular communication in circular duct channels[J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(10): 2307-2311.
- [10] DEGUCCI M, KIDA Y, SHIMURA T. Experimental demonstration of equalization with phase lock loops against Doppler shifts of multipath signals on underwater acoustic communications[C]//Proceedings of the 2023 IEEE Underwater Technology (UT). Piscataway: IEEE Press, 2023: 1-6.
- [11] KIBRIA M G, LAGUNAS E, MATURO N, et al. Carrier aggregation in satellite communications: impact and performance study[J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2020, 1: 1390-1402.
- [12] WANG Y, DONG X D. Comparison of frequency offset and timing offset effects on the performance of SC-FDE and OFDM over UWB channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(1): 242-250.
- [13] IEEE 802.11ad Part 11. Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications amendment 3: enhancements for very high throughput in the 60 GHz band[S]. 2012.
- [14] IEEE 802.11ay Part 11. Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications amendment 2: enhanced throughput for operation in license-exempt bands above 45 GHz[S]. 2021.
- [15] ZEDKA R, GÖTTTHANS T, MARŠÁLEK R. Spectral efficient time-domain equalization single-carrier system[C]//Proceedings of the 2021 31st International Conference Radioelektronika. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-5.
- [16] JIANG Y, VARANASI M K, LI J. Performance analysis of ZF and MMSE equalizers for MIMO systems: an in-depth study of the high



(a) 不同符号数量 N_s



(b) 不同低维向量长度 B



(c) 不同路经数 L

图14 计算复杂度比较

- SNR regime[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2011, 57(4): 2008-2026.
- [16] TUCHLER M, SINGER A C, KOETTER R. Minimum mean squared error equalization using a priori information[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(3): 673-683.
- [17] FORNEY G. Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1972, 18(3): 363-378.
- [18] ZHANG M H, WANG Y F, TU X B, et al. Recursive least squares-algorithm-based normalized adaptive minimum symbol error rate equalizer[J]. IEEE Communications Letters, 2023, 27(1): 317-321.
- [19] MALIK G, SAPPAL A S. Adaptive equalization algorithms: an overview[J]. International Journal of Advanced Computer Science and Applications, 2011, 2(3): 62-67.
- [20] ZHE P F, ZHU Y, LETAIEF K B. Robust single-carrier frequency-domain equalization for broadband MIMO systems with imperfect channel estimation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(7): 4432-4446.
- [21] ZHANG C, WANG Z C, PAN C Y, et al. Low-complexity iterative frequency domain decision feedback equalization[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(3): 1295-1301.
- [22] CHAE J, CHOI J, KIM J, et al. A low-complexity widely-linear MMSE equalizer for DFT-spread OFDM with frequency-domain spectrum shaping[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(4): 3465-3479.
- [23] QU H Y, LIU G H, ZHANG L, et al. Low-complexity symbol detection and interference cancellation for OTFS system[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(3): 1524-1537.
- [24] SURABHI G D, CHOICKALINGAM A. Low-complexity linear equalization for OTFS modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(2): 330-334.
- [25] XIAO L X, XIAO Y, ZHAO Y, et al. Time-domain turbo equalization for single-carrier generalized spatial modulation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(9): 5702-5716.
- [26] FERREDOONY F, JISHI A, HEDAYATI M, et al. Magnitude-delay least mean squares equalization for accurate estimation of time of arrival[J]. IEEE Sensors Journal, 2021, 21(16): 18075-18084.
- [27] SOUTO N, DINIS R, SILVA J C. Impact of channel estimation errors on SC-FDE systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(5): 1530-1540.
- [28] LIU Y C, JIAO S M, LIM L H. LU decomposition and Toeplitz decomposition of a neural network[J]. Applied and Computational Harmonic Analysis, 2024, 68: 101601.
- [29] MACEDO H D. Gaussian elimination is not optimal, revisited[J]. Journal of Logical and Algebraic Methods in Programming, 2016, 85(5): 999-1010.
- [30] 张昀, 周婧, 黄经纬, 等. 基于深度学习的正交频分复用系统信道估计[J]. 通信学报, 2023, 44(12): 124-133.
- ZHANG Y, ZHOU J, HUANG J W, et al. Channel estimation for OFDM system based on deep learning[J]. Journal on Communications, 2023, 44(12): 124-133.
- [31] SANAYEI S, NOSRATINIA A. Antenna selection in MIMO systems[J]. IEEE Communications Magazine, 2004, 42(10): 68-73.
- [32] 3GPP TR 38.811 V15.4.0. Study on new radio (NR) to support non-terrestrial networks[R]. 2020.

[作者简介]



何世文 (1978-), 男, 湖南汝城人, 博士, 中南大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信与网络、分布式学习与优化计算理论、智能物联网 (AIoT)、大数据分析的基础理论、无线通信网络平台开发及先进理论技术验证。



官沛雯 (2000-), 女, 广东韶关人, 中南大学硕士生, 主要研究方向为无线业务智能预测、卫星通信物理层。



彭丞佐 (1999-), 男, 湖南武冈人, 中南大学博士生, 主要研究方向为卫星通信物理层、MAC层、射频智能控制、内生智能等。



邓训喆 (2000-), 男, 湖南临武人, 中南大学硕士生, 主要研究方向为卫星通信物理层、MAC层、内生智能等。



安振宇 (1988-), 男, 安徽蚌埠人, 博士, 紫金山实验室高级工程师, 主要研究方向为超可靠低时延通信、跨层优化、智能优化等。