

高速移动环境 OTSM 通信双迭代判决反馈均衡研究

张洪伟^{1,2}, 李国军^{2*}, 叶昌荣², 金文皓^{1,2}

(1. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065; 2. 重庆邮电大学超视距可信信息传输研究所, 重庆 400065)

摘要: 针对现有正交时序复用(Orthogonal Time Sequence Multiplexing, OTSM)通信均衡方法在高速移动环境下难以有效处理符号间干扰的问题, 提出一种基于最小二乘 QR 分解(Least Square QR, LSQR)的双迭代判决反馈均衡方法. 该方法利用基于零填充的 OTSM 系统时域传输矩阵的分块特性, 使用 LSQR 迭代算法对时域观测数据进行逐块均衡以实现对待检测符号的快速粗估计; 随后将其转换至延迟-序列域中通过数次迭代的方式进行动态门限量化判决, 进而利用判决反馈结果对延迟-序列域观测数据进行分块干扰消除, 最后通过 LSQR 迭代均衡实现符号粗估计的迭代优化. 仿真结果表明, 在 500 km/h 移动速度下该均衡方法与目前广泛使用的基于高斯赛德尔(Gauss-Seidel, GS)的均衡方法和基于最大比合并(Maximum Ratio Combining, MRC)的均衡方法相比, 采用 16-QAM 调制且误码率为 10^{-4} 时分别带来了 2.61 dB 和 1.76 dB 的性能增益.

关键词: 正交时序复用; 延迟-序列域; 动态门限判决; 干扰消除; LSQR 迭代均衡

基金项目: 国家重点研发计划(No.2019YFC1511300); 国家自然科学基金(No.U22A2006); 重庆市基础研究与前沿探索项目(No.cstc2021ycjh-bgzxm0072)

中图分类号: TN926

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2024)06-1801-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20230460

Research on Double Iterative Decision Feedback Equalization of OTSM Communication in High-Speed Mobile Environment

ZHANG Hong-wei^{1,2}, LI Guo-jun^{2*}, YE Chang-rong², JIN Wen-hao^{1,2}

(1. School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China;

2. Laboratory of BLOS Reliable Information Transmission, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: Aiming at the problem that the existing orthogonal time sequence multiplexing (OTSM) communication equalization method is difficult to effectively deal with inter-symbol interference in high-speed mobile environment, a double iterative decision feedback equalization method based on least squares QR (LSQR) decomposition is proposed. The method utilizes the block characteristics of the time-domain transmission matrix of the OTSM system based on zero padding, and uses the LSQR iterative algorithm to equalize the time domain observation data in blocks to realize the rapid preliminary estimation of the signal symbol to be detected. Then, it is converted to the delay-sequence domain for dynamic threshold quantization decision by several iterations, and then the decision feedback results are used to eliminate block interference on the delay-sequence domain observation data. Finally, the iterative optimization of symbol initial estimation is realized by LSQR iterative equalization. The simulation results show that at the moving speed of 500 km/h and compared with Gauss-Seidel equalization method and maximum ratio combining equalization method, the performance gains of 2.61 dB and 1.76 dB are obtained respectively by using 16-QAM modulation with the bit error rate at 10^{-4} .

Key words: orthogonal time sequence multiplexing; delay-sequence domain; dynamic threshold decision; interference elimination; LSQR iterative equalization

Foundation Item(s): National Key Research and Development Program of China (No.2019YFC1511300); National Natural Science Foundation of China (No. U22A2006); Chongqing Basic Research and Frontier Exploration Project (No.cstc2021ycjh-bgzxm0072)

1 引言

未来无线通信系统被设想为支持广泛的服务和应用,包括在高速铁路、无人机、自动驾驶等高移动性环境下的可靠通信^[1,2]. 当前移动通信系统广泛应用的正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)调制技术已显示出在时不变的频率选择信道中能够实现令人满意甚至最佳的性能^[3]. 然而,在高移动性场景下,多普勒频移会破坏子载波之间的正交性引起载波间干扰(Inter-Carrier Interference, ICI),从而显著降低 OFDM 的通信性能. 正交时频空(Orthogonal Time Frequency and Space, OTFS)调制在高移动场景下其通信性能较 OFDM 相比有着显著优势^[4]. OTFS 在延迟-多普勒域(Delay-Doppler, DD)中复用信息符号,这使得每个数据帧中的符号都经历了近似恒定的时延-多普勒域非衰落信道^[5],进而获得较 OFDM 更加优越的通信性能^[6]. 尽管 OTFS 在高移动场景下能够获得优越的通信性能,然而时频域中的二维预编码涉及到的复数乘法将极大的增加收发器调制解调的计算复杂度. 最近, Thaj 等人提出了一种新颖的用于高移动性通信的波形:正交时间序列复用(Orthogonal Time Sequence Multiplexing, OTSM). 相较于 OTFS, OTSM 不仅有着更低的调制解调复杂度,同时表现出与之相当的通信性能^[7,8]. 与 OTFS 将信息符号调制在 DD 域中不同, OTSM 在延迟-序列域(Delay-Sequence, DS)中复用信息符号,随后通过沿序列域使用沃尔什-哈达玛逆变换(Inverse Walsh-Hadamard Transform, IWHT)将信息符号转换至延迟-时间(Delay-Time, DT)域中,最后在时域中进行信号的发送和接收. 因为沃尔什-哈达玛变换只涉及加减法变换,因此 OTSM 为高速移动通信场景提供了一种新颖的低复杂度调制方案.

由于 OTSM 将信息符号调制在延迟-序列域中,因此与以往在时频域进行均衡的方法有所不同,其在延迟-序列域中表现出的信道稀疏性可以给信道均衡带来更多的可能. 针对 OTSM 的信道均衡工作目前已有研究人员开展了相关研究. 文献[8]针对 OTSM 提出了一种基于高斯赛德尔(Gauss-Seidel, GS)的迭代均衡方法,该方法首先在时频域中利用单抽头最小均方均衡器获得待检测信号的初始值,随后在时域中使用 GS 迭代方法进一步消除残余误差. 文献[9]针对文献[8]所提方法做出了改进,其首先在时域中对待检测信号进行逐块 MMSE 均衡,随后再利用 GS 迭代检测进一步消除残余干扰^[9],并利用 LU 分解降低了复杂度,其误码性能较文献[8]有着较大提升. 文献[10]针对 OTSM 提出了一种基于最大比合并(Maximum Ratio Combining, MRC)的迭代均衡方法,其主要思想是利用 MRC 在延迟-时间域中提取并相干合并发射符号的接收多径分量,以提高

合并信号的信噪比^[10],该方法较于目前 OTSM 均衡方法在性能和复杂度上均有较大提升.

为了使 OTSM 系统在高速移动场景下进行可靠数据传输,本文针对 OTSM 系统提出一种基于最小二乘 QR(Least Square QR, LSQR)的双迭代判决反馈均衡方法. 该方法首先在时域中对接收信号进行逐块 LSQR 迭代均衡以实现对待检测信号符号的快速粗估计,随后将其转换至 DS 域中通过数次迭代的方式执行动态门限量化判决,进而利用判决反馈结果对 DS 域观测数据进行分块干扰消除后再执行 LSQR 迭代均衡以实现符号粗估计的迭代优化. 仿真结果表明,与目前较为先进的 GS 迭代均衡方法和 MRC 迭代均衡方法相比,本文所提 OTSM 均衡方法在通过数次迭代优化后其误码性能有着显著的提升,这尤其体现在高阶 QAM 符号中.

2 OTSM 系统模型

如图 1 所示,本文将采用文献[8]给出的基于零填充(Zero-Padding, ZP)的 OTSM 系统模型. OTSM 符号的持续时间和子载波间隔分别表示为 T 和 Δf ,其中 $\Delta f = 1/T$. 变量 M 和 N 分别为延迟-序列网格的行数和列数,则 OTSM 信号帧的持续时间以及带宽分别表示为 $T_f = NT$ 和 $B = M\Delta f$.

2.1 OTSM 发送端

假设有 $M \times N$ 个 QAM 信息符号服从零均值独立同分布,表示为 $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{MN \times 1} = [\mathbf{x}_0^T, \mathbf{x}_1^T, \dots, \mathbf{x}_{M-1}^T]^T$,其中,对于任意的 $m=0, 1, \dots, M-1, \mathbf{x}_m \in \mathbb{C}^{N \times 1}$. 将这 M 个符号向量 \mathbf{x}_m 放置于延迟-序列域矩阵 $\mathbf{X}_{DS} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 中,则

\mathbf{X}_{DS} 定义为

$$\mathbf{X}_{DS} = [\mathbf{x}_0, \mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_{M-1}]^T \quad (1)$$

其中, \mathbf{X}_{DS} 的行和列索引分别代表序列和延迟抽头索引. 随后,沿序列域应用 N 点 WHT,将其转换至延迟-时间域得到延迟-时间域矩阵 $\tilde{\mathbf{X}}_{DT}$:

$$\tilde{\mathbf{X}}_{DT} = [\tilde{\mathbf{x}}_0, \tilde{\mathbf{x}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{x}}_{M-1}]^T = \mathbf{X}_{DS} \cdot \mathbf{W}_N \quad (2)$$

其中, \mathbf{W}_N 为归一化的 N 点 WHT 矩阵,将延迟-时间域矩阵 $\tilde{\mathbf{X}}_{DT}$ 中的符号按列向量化以得到生成时域发送样本 $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$:

$$\mathbf{s} = \text{vec}(\tilde{\mathbf{X}}_{DT}) \quad (3)$$

综上, OTSM 发送端的操作可以用矩阵形式表示为

$$\mathbf{s} = \mathbf{P} \cdot (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{W}_N) \cdot \mathbf{x} \quad (4)$$

其中, \mathbf{I}_M 为大小为 M 的单位矩阵, \otimes 表示为克罗内克积, \mathbf{P} 为行列交织矩阵.

2.2 OTSM 接收端

在接收机处,将接收到的时域向量 $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ 按列折叠成矩阵的形式后得到延迟-时间域矩阵 $\tilde{\mathbf{Y}}_{DT}$:

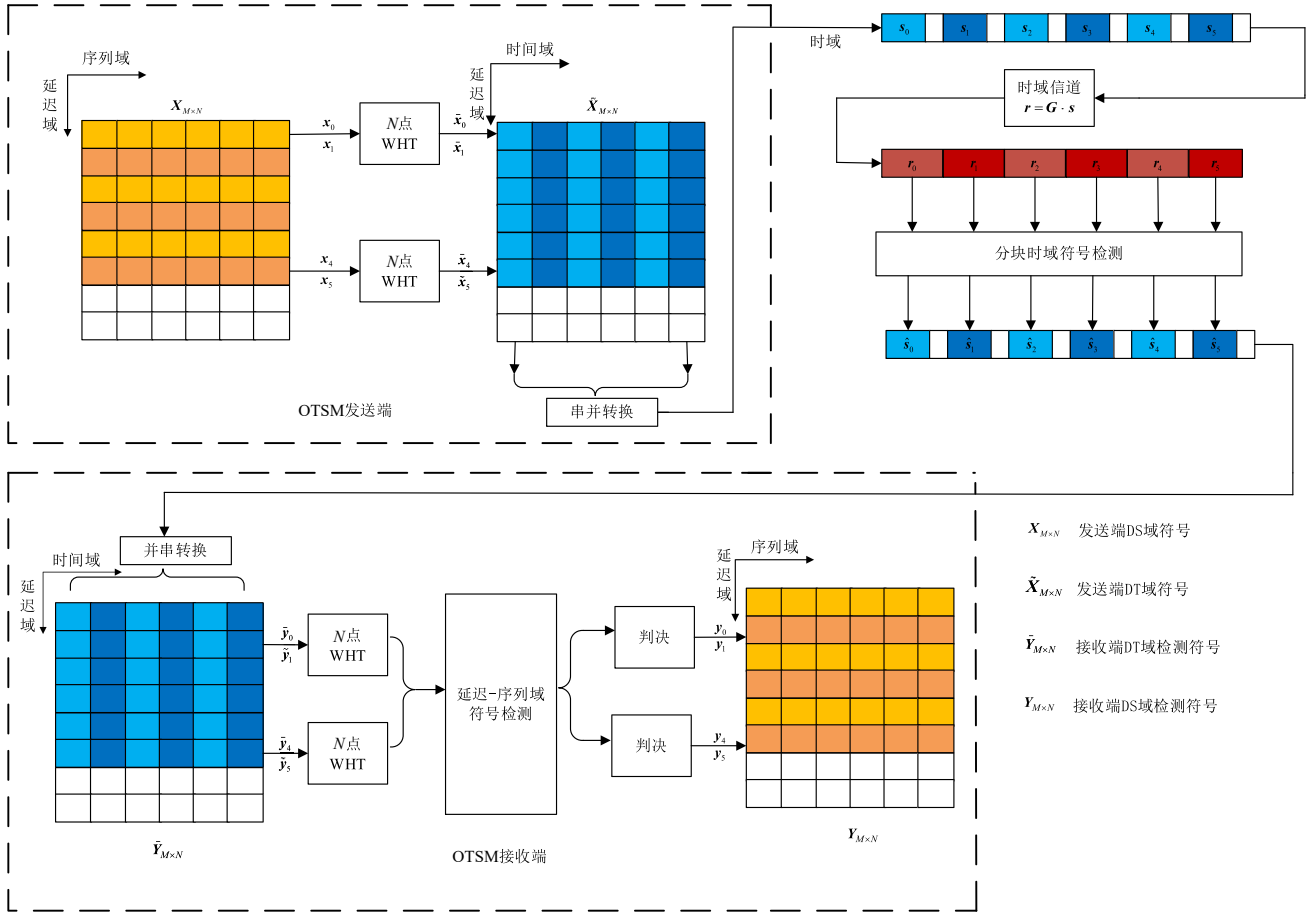


图1 ZP-OTSM系统框图

$$\tilde{Y}_{DT} = [\tilde{y}_0, \tilde{y}_1, \dots, \tilde{y}_{M-1}]^T = \text{vec}^{-1}_{M,N}(\mathbf{r}) \quad (5)$$

随后对延迟-时间域矩阵 \tilde{Y}_{DT} 逐行应用 N 点 WHT 操作以将信息符号转换到延迟-序列中,即可得到延迟-序列域矩阵 Y_{DS} :

$$Y_{DS} = [y_0, y_1, \dots, y_{M-1}]^T = \tilde{Y}_{DT} \cdot W_N \quad (6)$$

接收机处的操作的矩阵表示形式为

$$\mathbf{y} = (\mathbf{I}_M \otimes W_N) \cdot (\mathbf{P}^T \cdot \mathbf{r}) \quad (7)$$

其中, $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{MN \times 1} = [y_0^T, y_1^T, \dots, y_{M-1}^T]^T$.

2.3 OTSM信道输入输出关系

考虑一个传播路径数目为 P 的时变信道,则基于时延-多普勒的信道脉冲响应可以稀疏表示为^[4,5]

$$h(\tau, \nu) = \sum_{i=1}^P h_i \delta(\tau - \tau_i) \delta(\nu - \nu_i) \quad (8)$$

其中, h_i, τ_i 以及 ν_i 分别表示为第 i 条传播路径的复路径增益、时延和多普勒频移. 与之对应的连续时变信道的冲激响应为

$$g(\tau, t) = \int h(\tau, \nu) e^{j2\pi\nu(t-\tau)} d\nu = \sum_{i=1}^P h_i e^{j2\pi\nu_i(t-\tau)} \quad (9)$$

则连续的时域输入输出关系可以写为

$$r(t) = \int_0^{\tau_{\max}} g(\tau, t) s(t-\tau) d\tau + w(t) \quad (10)$$

则矩阵形式的时域输入输出关系可表示为

$$\mathbf{r} = \mathbf{G} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (11)$$

将式(4)和式(7)代入到式(11)中可得到矩阵形式的延迟-序列域输入输出关系为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{x} + \bar{\mathbf{w}} \quad (12)$$

其中, $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{MN \times MN}$ 表示延迟-序列域信道矩阵, $\bar{\mathbf{w}} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ 表示对应的延迟-序列域中的加性高斯白噪声,且有

$$\mathbf{H} = (\mathbf{I}_M \otimes W_N) \cdot (\mathbf{P}^T \cdot \mathbf{G} \cdot \mathbf{P}) \cdot (\mathbf{I}_M \otimes W_N) \quad (13)$$

$$\bar{\mathbf{w}} = (\mathbf{I}_M \otimes W_N) \cdot (\mathbf{P}^T \cdot \mathbf{w})$$

图2给出了OTSM在延迟-序列域上的输入输出关系示意图. 根据分析可知的和延迟-序列域信道矩阵 \mathbf{H} 的每行有 $N(l_{\max} + 1)$ 个非零元素,其中 l_{\max} 为最大离散信道时延扩展索引. 实际情况中信道延迟抽头数往往远小于符号数(即 $l_{\max} \ll M$),由此可见OTSM系统传输矩阵是高维稀疏的.

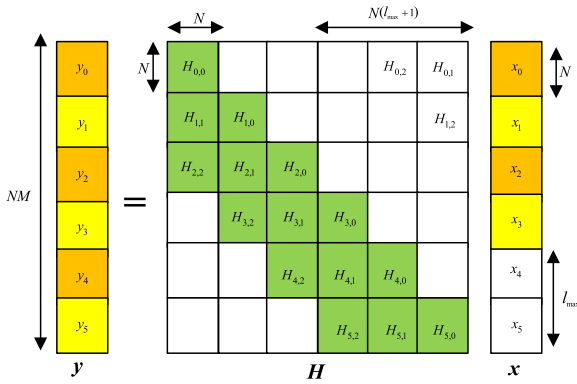


图2 OTSM延迟-序列域输入输出关系

3 OTSM 双迭代判决反馈均衡方法

3.1 LSQR 迭代均衡

根据 OTSM 系统模型可知其传输矩阵具有维度大、稀疏病态特性,忽略噪声影响,通过式(11)和式(12)可以将 OTSM 均衡问题数学建模为求解下式的最小二乘解问题,即

$$\hat{\mathbf{x}} = \min_{\hat{\mathbf{x}} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}\|_2 \quad (14)$$

这为本文针对 OTSM 系统设计均衡方法提供了思路.

LSQR^[11]算法是数值线性代数中求解线性方程组的一种迭代方法,它能够通过迭代的方式求解如式(14)这类高维稀疏病态的最小二乘解.在第*i*次迭代中,LSQR通过构造 Krylov 近似子空间以逼近原始值.其中,Krylov 子空间表示为

$$\mathcal{K}_i(\mathbf{H}^H \mathbf{H}, \mathbf{H}^H \mathbf{y}) = \text{Span}\{\mathbf{H}^H \mathbf{y}, (\mathbf{H}^H \mathbf{H})\mathbf{H}^H \mathbf{y}, \dots, (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{i-1} \mathbf{H}^H \mathbf{y}\} \quad (15)$$

迭代完成后,实现最小残差的模为 $\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}\|_2$,其中 $\hat{\mathbf{x}}$ 表示迭代完成后均衡出的信号向量.

当最小残差满足系统要求或达到最大迭代次数时,求解过程完成^[12].经过数次迭代后,LSQR算法能获得与LMMSE几乎一致的均衡性能^[13].此外,由于传输矩阵的高维稀疏病态特性,LSQR算法可以实现快速收敛,进而计算复杂度大大降低.

基于此,本小节针对 OTSM 系统构建了一个基于 LSQR 的迭代均衡器.得益于文献[8]设计的 ZP 的传输块模式,使得可以在时域中对 OTSM 符号进行分块均衡处理.则式(11)可独立拆分为

$$\mathbf{r}_n = \mathbf{G}_n \cdot \mathbf{s}_n + \mathbf{w}_n, n=0, 1, \dots, N-1 \quad (16)$$

其中, $\mathbf{r} = (\mathbf{r}_0^T, \mathbf{r}_1^T, \dots, \mathbf{r}_{N-1}^T)^T$, $\mathbf{s} = (\mathbf{s}_0^T, \mathbf{s}_1^T, \dots, \mathbf{s}_{N-1}^T)^T$, \mathbf{G}_n 代表第*n*个时域块信道传输矩阵.将每个块所对应的传输矩阵和观测数据输入至 LSQR 迭代均衡器中可得

$$\hat{\mathbf{s}}_n = \text{LSQR}(\mathbf{G}_n, \mathbf{r}_n), n=0, 1, \dots, N-1 \quad (17)$$

其中, $\hat{\mathbf{s}}_n$ 为第*n*个时域块估计符号向量.由此可得时域估计向量 $\hat{\mathbf{s}} = (\hat{\mathbf{s}}_0^T, \hat{\mathbf{s}}_1^T, \dots, \hat{\mathbf{s}}_{N-1}^T)^T$,随后通过式(18)将其转换至 DS 域中以此得到待估计符号的初始解.

$$\hat{\mathbf{x}}^{(0)} = (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{W}_N) \cdot (\mathbf{P}^T \cdot \hat{\mathbf{s}}) \quad (18)$$

3.2 双迭代判决反馈均衡算法

为进一步提升 OTSM 系统误码性能,利用 3.1 节构建的 LSQR 迭代均衡器具有精度高、计算复杂度低等优势,本小节在延迟-序列域中构建了一个基于 LSQR 的双迭代均衡器以对初始解作进一步修正,其描述见算法 1. 具体而言,该算法分为以下几步.

(1) 初始化

本算法首先将延迟-序列域中的观测数据 \mathbf{y} 、信道矩阵 \mathbf{H} 以及延迟-序列域中的初始估计向量 $\hat{\mathbf{x}}^{(0)}$ 输入至均衡器中,以此为本算法提供初始迭代值,并设判决门限阈值的初始值为 W .

(2) 动态门限符号判决

在每次迭代中,通过动态门限符号判决器^[14,15]对数据符号 $\hat{\mathbf{x}}^{(i)}$ 进行逐符号判决.为减少误差传播,与传统接收机采用单一门限阈值对符号进行判决不同,本算法采用基于动态门限阈值的符号判决器以提升判决精度.图 3 给出了 QPSK 和 16-QAM 两种符号的动态门限判决的示例,其门限阈值参数由 W^i 表示.根据门限阈值可将待判决数据符号 $\hat{\mathbf{x}}^{(i)} \in \mathbb{C}^{j \times 1}$ 分为可靠数据集 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{re}}^{(i)} \in \mathbb{C}^{(j-k) \times 1}$ 和不可靠数据集 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{un}}^{(i)} \in \mathbb{C}^{k \times 1}$ 两个集合,其中 $0 < k \leq j \leq MN$.如图 3 所示,如果被判决的符号幅值大于门限阈值就将其判决为可靠数据同时将其量化至最近的 QAM 符号并保存至最终的符号检测结果集 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{fin}} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$;反之则被判决为不可靠数据,将其划入至不可靠数据集以进行下一次迭代优化,当不可靠数据集为空时,本算法达到收敛.

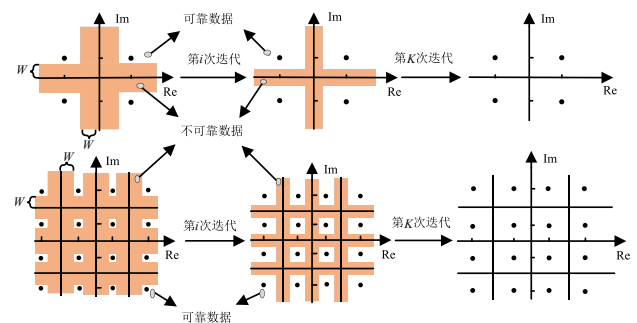


图3 QPSK与16-QAM动态门限判决设计

(3) 传输矩阵更新

根据 OTSM 系统传输结构,依据动态门限符号判决器每一次的判决反馈结果可将传输矩阵 $\mathbf{H}^{(i)} \in \mathbb{C}^{MN \times j}$ 按列分为 $\bar{\mathbf{H}}_{\text{re}}^{(i)} \in \mathbb{C}^{MN \times (j-k)}$ 和 $\bar{\mathbf{H}}_{\text{un}}^{(i)} \in \mathbb{C}^{MN \times k}$ 两个子矩阵.

算法 1 OTSM 双迭代判决反馈均衡算法

1. 输入: DS 域观测数据 \mathbf{y} , DS 域传输矩阵 \mathbf{H} , DS 域初始估计向量 $\hat{\mathbf{x}}^{(0)}$, 判决门限阈值初始值 W

2. 初始化: $\mathbf{y}^0 = \mathbf{y}$, $\mathbf{H}^0 = \mathbf{H}$, $W^0 = W$

3. FOR $i = 0$: 最大迭代次数 K DO

4. 步骤 1: 根据门限阈值对 $\hat{\mathbf{x}}^{(i)}$ 逐符号判决:

- 1) 若符号幅值大于门限阈值, 量化至最近的 QAM 符号, 将其划入可靠数据集 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{re}}^{(i)}$ 并输入至 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{un}}$, 保存与之对应的矩阵 $\bar{\mathbf{H}}_{\text{re}}^{(i)}$ 以进行干扰重构.
- 2) 若符号幅值小于门限阈值, 将其划入不可靠数据集 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{un}}^{(i)}$, 并将其对应的矩阵 $\bar{\mathbf{H}}_{\text{un}}^{(i)}$ 保存以进行下次迭代优化.
- 3) 收敛判断: IF $\hat{\mathbf{x}}_{\text{un}}^{(i)} = \emptyset$, BREAK

5. 步骤 2: 干扰消除及变量更新:

- 1) 根据式(19)更新传输矩阵.
- 2) 根据式(20)重构干扰.
- 3) 根据式(21)消除干扰及更新观测数据.
- 4) 根据式(22)更新判决门限阈值.

6. 步骤 3: LSQR 迭代均衡:

$$\hat{\mathbf{x}}^{(i)} = \text{LSQR}(\mathbf{H}^{(i)}, \mathbf{y}^{(i)}), i > 0$$

END

7. 输出: DS 域检测符号集 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{un}}$

其中, $\bar{\mathbf{H}}_{\text{re}}^{(i)}$ 由 $j-k$ 个列向量组成, 其对应着可靠数据集 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{re}}^{(i)} \in \mathbb{C}^{(j-k) \times 1}$, 用以消除对下一次进行迭代均衡符号的干扰; $\bar{\mathbf{H}}_{\text{un}}^{(i)}$ 由 k 个列向量组成, 它对应着不可靠数据集 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{un}}^{(i)} \in \mathbb{C}^{k \times 1}$. 由此下一次执行 LSQR 迭代的传输矩阵将被更新为

$$\mathbf{H}^{(i+1)} = \bar{\mathbf{H}}_{\text{un}}^{(i)} \quad (19)$$

(4) 观测数据更新

在每次迭代中, 利用接收机判决出的可靠数据集 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{re}}^{(i)}$ 以及与之对应的信道子矩阵 $\bar{\mathbf{H}}_{\text{re}}^{(i)}$ 可重构出对下一次进行迭代均衡符号的干扰

$$\mathbf{I}^{(i)} = \bar{\mathbf{H}}_{\text{re}}^{(i)} \cdot \hat{\mathbf{x}}_{\text{re}}^{(i)} \quad (20)$$

因此, 将观测数据 $\mathbf{y}^{(i)}$ 与之相减即可得到消除一次干扰后的观测数据, 则下一次执行 LSQR 迭代的观测数据将被更新为

$$\mathbf{y}^{(i+1)} = \mathbf{y}^{(i)} - \bar{\mathbf{H}}_{\text{re}}^{(i)} \cdot \hat{\mathbf{x}}_{\text{re}}^{(i)} \quad (21)$$

(5) 判决门限阈值更新

为加快本文所提均衡算法的收敛速度, 在第 i 次迭代中, 判决门限阈值将更新为

$$W^{(i+1)} = W^0 (1 - i/K) \quad (22)$$

当 i 达到最大迭代次数 K 时, 门限阈值将减小至零, 此时该动态符号判决方法退变为对常规 QAM 符号的硬判决方法, 以此确保所有待判决符号 $\hat{\mathbf{x}}^{(i)} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ 均可被量化, 即确保了本算法的收敛性.

(6) LSQR 迭代均衡

在第 $i(i > 0)$ 次迭代中, 将更新后的延迟-序列域观

测数据 $\mathbf{y}^{(i)} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ 及信道矩阵 $\mathbf{H}^{(i)} \in \mathbb{C}^{MN \times k}$ 输入至 LSQR 迭代均衡器中, 对不可靠数据符号集进行迭代优化以提升误码性能.

4 计算复杂度与性能仿真**4.1 计算复杂度分析**

根据文献[11]可知, 由于 LSQR 充分利用信道传输矩阵的稀疏性, 本文设计的时域块 LSQR 迭代均衡需付出 $O(MNI \log M)$ 的计算复杂度, 在延迟-序列域中设计的迭代判决反馈均衡方法的计算复杂度为 $O(MNIK \log MN)$, 其中 I 和 K 分别代表 LSQR 迭代器的迭代次数和延迟-序列中迭代均衡器的迭代次数. 因此本文所提均衡方法的整体计算复杂度为 $O(MN \log MN)$, 其计算复杂度与 OTSM 传输块大小 (M, N) 直接相关. 可以看出, 与经典 LMMSE 线性均衡方法的复杂度 $O(M^3 N^3)$ 相比, 本文所设计的 OTSM 均衡器的整体计算复杂度具有较低的特性.

4.2 性能仿真分析

在本节中, 通过通信系统仿真对本文所提方法的性能进行了研究分析, 采用扩展车辆信道模型^[16] (Extended Vehicular A, EVA) 作为本系统的无线信道模型, 其参数多径时延为 $[0, 30, 150, 310, 370, 710, 1090, 1730, 2510]$ ns, 相对功率为 $[0, -1.5, -1.4, -3.6, -0.6, -9.1, -7.0, -12.0, -16.9]$ dB, 其余仿真参数如表 1 所示. 本节使用误码率 (Bit Error Rate, BER) 表示在未编码情况下的解调性能, 不失一般性, BER 图中每个点都发送 5×10^4 个 OTSM 帧. 此外, 为验证本文所提 OTSM 均衡方法的有效性, 在 BER 性能方面与文献[8]所提的 GS 迭代均衡方法和文献[10]所提的 MRC 迭代均衡方法以及 LMMSE 线性均衡方法进行了比较.

图 4 和图 5 分别对比了用户在 250 km/h 和 500 km/h 移动速度下不同均衡方法所对应的 BER 性能. 其中, 在 QPSK、16-QAM 以及 64-QAM 的三种调制方式下将 GS 迭代均衡器和 MRC 迭代均衡器的最大迭代次数均设置为 5、15、35, 同时将本文所提的迭代均衡器的最大迭代次数分别设置为 4、9、14, 判决门限阈值的初始值设为 0.9. 从图 4 和图 5 中可以看出, 在 QPSK、16-QAM 以及 64-QAM 三种调制方式下, 本文所提均衡方法较于现有的 OTSM 均衡方法均能获得最优的 BER 性能. 具体而言, 如图 4 所示, 给定 $\text{BER} = 1 \times 10^{-4}$, 分别采用 QPSK、16-QAM 以及 64-QAM 调制方式时, 较于 GS 迭代均衡方法分别带来了 2.08 dB、2.28 dB、3.08 dB 的信噪比增益; 采用 QPSK 和 16-QAM 调制方式时, 较于 MRC 迭代均衡方法分别带来了 1.55 dB 和 1.86 dB 的信噪比增益, 当 $\text{BER} = 4 \times 10^{-4}$ 时, 采用 64-QAM 调制方式带来了 4.85 dB 的信噪比增益. 类似地, 在图 5 中, 较 GS 迭代

均衡方法分别获得了 1.95 dB、2.61 dB、3.02 dB 的信噪比增益；较 MRC 迭代均衡方法分别获得了 1.47 dB、1.76 dB、5.13 dB 的信噪比增益。

表 1 系统仿真参数

参数	值
子载波数 M	64
符号数 N	8/16/32
调制方式	QPSK/16-QAM/64-QAM
用户移动速度	0~500 km/h
载波频率	4 GHz
载波间隔	15 kHz
信道模型	EVA
信道估计	理想估计
信道多普勒频谱	Jakes

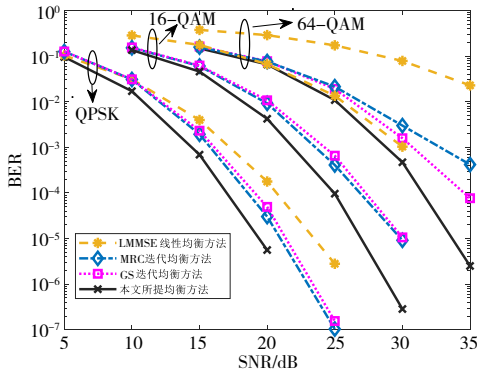


图 4 在 250 km/h 速度下各算法的误码性能

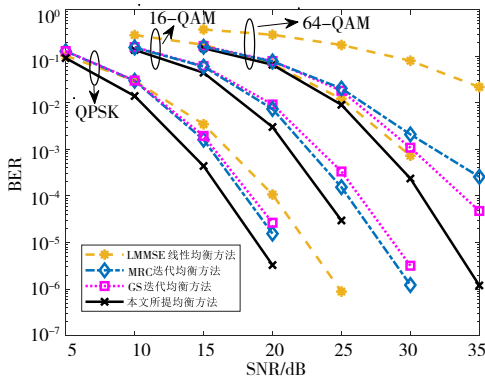


图 5 在 500 km/h 速度下各算法的误码性能

图 6 对比了 OTSM 系统在用户移动速度为 500 km/h 的情况下,不同传输块大小以及不同调制方式所对应的 BER 性能. 从图 6 中可以明显看出随着传输块的增大,本文所提均衡方法的误码性能显著提升. 其实这是由于增大 OTSM 传输块大小能够提高时延-序列域的网格分辨率,OTSM 接收机可以解析出更多的信道路径,进而可以获得更多的分集增益,从而误码率性能得到提升. 因

此,OTSM 系统传输块越大,其误码性能越好.

图 7 和图 8 分别表示用户在采用 QPSK 和 16-QAM 调制方式时本文所提 OTSM 均衡方法所对应的 SNR-速度-BER 三维曲面图. 如图所示,随着用户移动速度的增大,系统的误码性能逐渐提升. 实际上,这是由于用户移动速度越大,信道多普勒频移越大,OTSM 接收机沿序列域维度所能获得的分集增益就越大,即 OTSM 接收机能够解析出更多的路径. 由此,用户移动速度越大,OTSM 系统的误码性能越好. 这一结果弥补了传统波形在超高速移动场景下误码性能表现不佳的遗憾,很好地满足了未来高速移动通信系统对误码性能的要求.

图 9 表示了采用 64-QAM 调制方式时本文所提 OTSM 均衡方法所对应的动态符号判决初始门限阈值-SNR-BER 三维曲面图. 从图中可以明显看出,随着初始判决门限阈值的增大其误码性能显著提升. 实际上这是因为初始判决门限阈值越大,其判决结果就越精确,重构出的干扰也就越准确,以此下次通过 LSQR 迭代均衡出的数据就越接近原始值,进而系统的误码性能就越好.

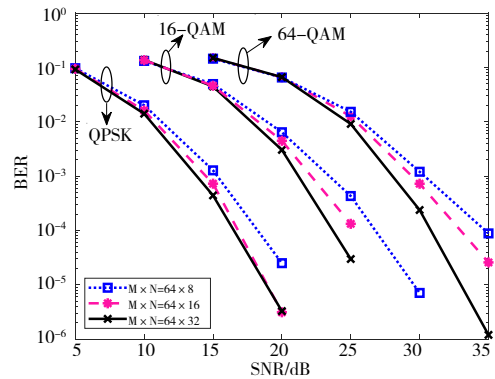


图 6 OTSM 系统在不同传输块大小下的误码性能

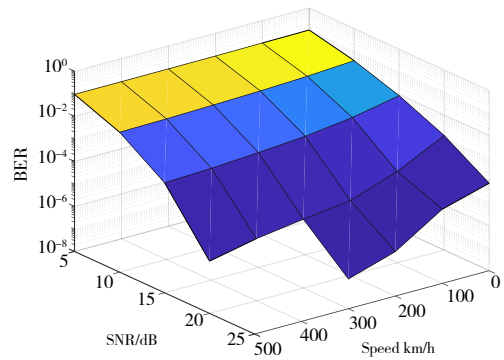


图 7 QPSK 调制 SNR-速度-BER 三维图

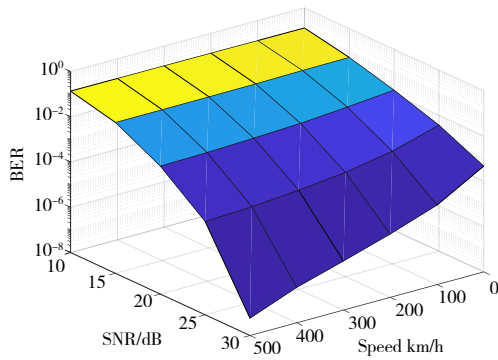


图8 16-QAM调制 SNR-速度-BER 三维图

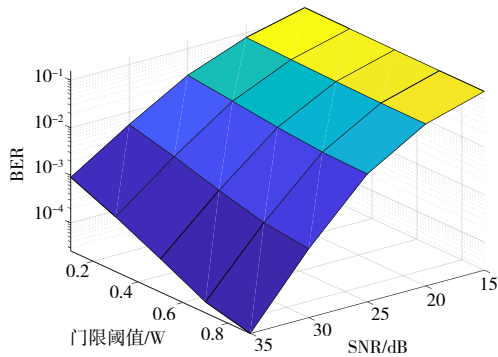


图9 64-QAM调制 门限阈值-SNR -BER 三维图

5 结束语

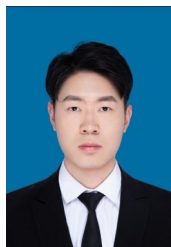
本文针对高速移动场景提出一种低复杂度 OTSM 双迭代判决反馈均衡方法以消除符号间干扰对 OTSM 系统误码性能的影响. 该方法利用 OTSM 信道矩阵的高维稀疏特性, 首先对时域观测信号进行逐块 LSQR 迭代均衡以实现对待检测信号符号的快速粗估计; 随后在延迟-序列域中设计了一种基于动态门限符号判决的迭代反馈均衡方法以实现符号粗估计的迭代优化. 仿真结果表明, 与现有的 OTSM 均衡方法相比, 本文所提均衡方法在误码性能方面有着显著的提升, 且尤其体现在高阶 QAM 符号中, 这为未来超高速移动通信系统提供了一种高效均衡方案.

参考文献

- [1] WANG C X, HUANG J, WANG H M, et al. 6G wireless channel measurements and models: Trends and challenges[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2020, 15(4): 22-32.
- [2] WANG Y R, WANG G P, XU R T, et al. Joint channel estimation and data detection for intelligent transparent surface (ITS) aided wireless communications on railways[C]// 2021 13th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP). Piscataway: IEEE, 2021: 1-5.
- [3] AHMAD S C, UCHE A K, RAZALI N. Study the performance of OFDM radio over fiber for wireless communication systems[C]//2008 IEEE International RF and Microwave Conference. Piscataway: IEEE, 2008: 335-338.
- [4] HADANI R, RAKIB S, TSATSANIS M, et al. Orthogonal time frequency space modulation[C]//2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Piscataway: IEEE, 2017: 1-6.
- [5] RAVITEJA P, HONG Y, VITERBO E, et al. Practical pulse-shaping waveforms for reduced-cyclic-prefix OTFS[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(1): 957-961.
- [6] AUGUSTINE R M, SURABHI G D, CHOCKALINGAM A. Space-time coded OTFS modulation in high-Doppler channels[C]//2019 IEEE 89th Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE, 2019: 1-6.
- [7] THAJ T, VITERBO E. Orthogonal time frequency multiplexing modulation[C]//2021 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Piscataway: IEEE, 2021: 1-7.
- [8] THAJ T, VITERBO E, HONG Y. Orthogonal time frequency multiplexing modulation: Analysis and low-complexity receiver design[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(12): 7842-7855.
- [9] 李国军, 龙锟, 叶昌荣, 等. 高速移动环境下 OTSM 迭代检测算法研究[J]. 电子与信息学报, 2023, 45(6): 2098-2104.
LI G J, LONG K, YE C R, et al. Research on OTSM iterative detection algorithm in high-speed mobile environment[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2023, 45(6): 2098-2104. (in Chinese)
- [10] 李国军, 龙锟, 叶昌荣, 等. 高速移动环境下低复杂度 OTSM 迭代 rake 均衡方法[J]. 通信学报, 2022, 43(10): 86-93.
LI G J, LONG K, YE C R, et al. Iterative rake equalization method for low-complexity OTSM in high-speed mobile environment[J]. Journal on Communications, 2022, 43(10): 86-93. (in Chinese)
- [11] PAIGE C C, SAUNDERS M A. LSQR: An algorithm for sparse linear equations and sparse least squares[J]. ACM Transactions on Mathematical Software, 1982, 8(1): 43-71.
- [12] 宁晓燕, 宋禹良, 孙志国, 等. 双选信道下 OCDM 系统低

- 复杂度均衡[J]. 电子与信息学报, 2023, 45(2): 516-523.
- NING X Y, SONG Y L, SUN Z G, et al. Low complexity equalization algorithm of OCDM systems in doubly-selective channels[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2023, 45(2): 516-523. (in Chinese)
- [13] HRYCAK T, DAS S, MATZ G, et al. Low complexity equalization for doubly selective channels modeled by a basis expansion[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(11): 5706-5719.
- [14] 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.
- [15] CHIANG M. Introducing erasures in decision-feedback equalization to reduce error propagation[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(7): 757-760.
- [16] PERAL-ROSADO J A D, LÓPEZ-SALCEDO J A, SECO-GRANADOS G, et al. Evaluation of the LTE positioning capabilities under typical multipath channels[C]// 2012 6th Advanced Satellite Multimedia Systems Conference (ASMS) and 12th Signal Processing for Space Communications Workshop (SPSC). Piscataway: IEEE, 2012: 139-146.

作者简介



张洪伟 男, 1998年6月生, 四川巴中人. 重庆邮电大学通信与信息工程学院研究生. 主要研究方向为信道均衡.
E-mail: 1310338050@qq.com



李国军 男, 1978年10月生, 四川资阳人. 博士, 重庆邮电大学教授、博士生导师. 主要研究方向为复杂恶劣环境超视距无线通信与网络. 中国电子学会会员编号: E190009327M.
E-mail: ligj@cqupt.edu.cn