

高速移动环境下 OTSM B-LMMSE-PIC 迭代检测方法

李国军^{1,2}, 郑翔^{1,2}, 王杰^{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: 为提升正交时序复用 (OTSM) 在高速移动环境下传输的可靠性, 提出了一种基于并行干扰消除的分块线性最小均方误差 (B-LMMSE-PIC) 迭代检测方法。该方法在时域分块进行 MMSE-PIC 符号估计, 并且使用诺伊曼 (Neumann) 级数逼近涉及的矩阵反演, 将计算复杂度降为线性阶; 随后在时延-序列域计算估计符号的均值与方差作为下一次迭代的先验信息。仿真结果表明, 在移动速度为 540 km/h 的场景下使用 16QAM 调制且误码率为 10^{-4} 时, 所提方法与目前广泛使用的基于最大比合并 (MRC) 的迭代 rake 检测方法相比有 2.48 dB 的性能增益。

关键词: 正交时序复用; 线性最小均方误差; 并行干扰消除; 诺伊曼级数

中图分类号: TN926

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2025010

B-LMMSE-PIC iterative detection method for OTSM in high-speed mobile environment

LI Guojun^{1,2}, ZHENG Xiang^{1,2}, WANG Jie^{1,2}

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

2. Lab of Beyond LOS Reliable Information Transmission, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

Abstract: To improve the reliability of orthogonal time sequency multiplexing (OTSM) transmission in high-speed mobile environments, a block linear minimum mean square error with parallel interference cancellation (B-LMMSE-PIC) iterative detection method was proposed. The MMSE-PIC symbol estimation was performed in the time domain by block, and the Neumann series approximation was used for matrix inversion, which reduced the computational complexity to linear order. Subsequently, the mean and variance of the estimated symbols in the delay-sequency domain were calculated to provide prior information for the next iteration. Simulation results demonstrated that, under conditions of 540 km/h mobile speed and 16QAM modulation with a BER of 10^{-4} , the proposed method achieves a performance gain of 2.48 dB compared to the widely used iterative rake detection algorithm based on maximum ratio combining (MRC).

Keywords: orthogonal time sequency multiplexing, linear minimum mean square error, parallel interference cancellation, Neumann series

0 引言

下一代无线通信系统预计将适应车辆对车辆 (V2V, vehicle-to-vehicle) 和高速铁路等高移动性场景中的各种无线应用。然而高速移动会带来严重的

载波间干扰 (ICI, inter-carrier interference) 和符号间干扰 (ISI, inter-symbol interference), 导致接收端无法正确区分相邻的符号, 从而引发错误解码。考虑到这一点, 正交时频空间 (OTFS, orthogonal

收稿日期: 2024-09-02; 修回日期: 2025-01-04

通信作者: 李国军, ligj@cqupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.U22A2006); 重庆市自然科学基金资助项目 (No.CSTB2023NSCQ-LZX0082)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.U22A2006), The Natural Science Foundation of Chongqing (No.CSTB2023NSCQ-LZX0082)

time frequency and space) [1-2] 调制被认为是下一代无线通信的热门候选方案。OTFS 通过在时延-多普勒 (DD, delay-doppler) 域复用信息符号, 将快时变的时频域信道转换为准静态的 DD 域信道, 以获得更全面的信道分集增益与更强的抗衰落性能, 提升传输的可靠性 [3]。然而, 时频域中的二维预编码 [4] 也导致 OTFS 收发机具有更高的复杂度, 特别是当子载波和符号数较大时。

文献 [5] 首次提出正交时序复用 (OTSM, orthogonal time sequency multiplexing) 调制, 其中序列定义为信息符号每秒变化的次数。与 OTFS 不同, OTSM 在时延-序列 (DS, delay-sequency) 域中调制信息符号, 沿序列域做沃尔什-哈达玛反变换 (IWHT, inverse Walsh-Hadamard transform) 得到时延-时间 (DT, delay-time) 域传输符号。文献 [5] 中提出的 OTSM 的输入输出关系是基于 Bello 系统函数族内时延扩展函数和时延-多普勒扩展函数之间的傅里叶关系推导的, 这使得 OTSM 同样能够利用 DS 域中的时变多径信道的稀疏表示, 类似于 OTFS 的 DD 域信道表示。此外, OTSM 也可以被视为一种单载波调制方案, 其中由时延扩展和多普勒扩展引入的 ISI 分别在时延和序列域中处理 [6-7]。且因为 IWHT 仅需要加减法运算, 使得 OTSM 能够在准静态和高移动性信道中以较低的复杂度实现与 OTFS 类似的误码性能。

由于沃尔什序列带宽不均, OTSM 的低频部分占较大带宽, 高频部分带宽较小, 这使得 OTSM 在信道对高频部分衰减较大或噪声干扰较大的环境中性能下降。因此, 设计出高性能且低复杂度的检测方法将是一项重大挑战 [8]。目前已经有许多学者在 OTSM 信号检测领域开展了深入研究, 文献 [9] 提出了一种时域单抽头和一种基于高斯-塞德尔 (GS, Gauss-Seidel) 的迭代检测方法。然而在高迁移率信道中, 时域单抽头迭代检测方法的误码率 (BER, bit error rate) 性能下降, 而 GS 迭代检测方法包含矩阵反演。为此, 文献 [10] 通过 LU 分解的方法来规避文献 [9] 中的矩阵反演操作。文献 [11] 则是在时域单抽头检测后, 使用线性优化后的连续超松弛 (SOR, successive over relaxation) 方法进一步消除符号间干扰, 以提升性能。文献 [12] 则是利用最大比合并 (MRC, maximum ratio combining) 将 DT 域中接收符号的多径分量提取并相干合并, 以

提升合并信号的信噪比 [12]。不仅如此, 文献 [12] 还设计了一种适用于 OTSM 的 MRC-turbo 接收机, 该方法相较于目前 OTSM 检测方法在性能和复杂度上均有较大提升。然而, 上述检测方法都没有利用 DS 域信道矩阵的稀疏性和调制方案的统计性。为此, 文献 [13] 设计了基于近似消息传递 (AMP, approximate message passing) 的高效检测方法, 尽管该检测方法表现出较好的误码性能, 但计算复杂度过高的问题仍需在后继研究中解决。此外, 基于机器学习的信号检测方法也是当前的研究热点, 尤其是在处理复杂、非线性和高维度的信号时。例如文献 [14-15] 中的 OTFS 检测方法, 分别利用二维卷积神经网络 (2D-CNN, two-dimensional convolutional neural network) 和模型驱动的深度神经网络 (MDL, model-driven deep learning) 方法来训练并检测数据, 这些检测方法不仅复杂度较低, 还能够存在信道估计误差的情况下逼近影响噪声, 而这也为后续 OTSM 的信号检测研究提供了新的思路。

本文为了权衡 OTSM 系统中信号检测的性能与计算复杂度, 提出了一种基于并行干扰消除的分块线性最小均方误差 (B-LMMSE-PIC, block linear minimum mean squared error with parallel interference cancellation) 迭代检测方法。不同于文献 [9] 中简单的时域分块 MMSE 接收机设计, 以及文献 [10-12] 中仅利用 MMSE 来获取检测初始值, 本文所提方法在 MMSE 检测中结合了并行干扰消除思想, 通过在 MMSE-PIC 估计器与解码器之间迭代交互软信息值, 有效地消除了接收序列中的噪声干扰与符号间干扰 [16-17], 从而提升检测性能。此外, 通过使用矩阵分块与诺伊曼级数逼近相结合的方法, 本文还将方法的计算复杂度降低到了线性阶。

本文主要进行了如下工作。

1) 推导了常规 MMSE-PIC 算法在 OTSM 系统中的检测流程。

2) 借助时域信道矩阵的带状对称特性, 将 MMSE-PIC 检测中的符号估计过程放在时域上分块处理, 有效地降低了 OTSM 信道矩阵的维度。此外, 在检测过程中, 使用诺伊曼级数逼近矩阵反演, 将检测的计算复杂度降为线性阶。

3) 本文所提检测方法在保证线性阶计算复杂度的同时, 误码性能优于目前 OTSM 系统的主流检测方法, 并且能够很好地适用于在高速移动环境。

1 OTSM 系统模型

1.1 OTSM 发送端

考虑一个零填充 (ZP, zero padding) OTSM 系统, 其子载波间隔为 Δf 、符号持续时间为 T 、DS 域网格的行数和列数分别为 M 和 N 。此外, 该系统是严格采样的, 即 $T\Delta f = 1$ 。则 1 帧 OTSM 信号的带宽 $B = M\Delta f$, 帧持续时间 $T_f = NT$ 。OTSM 系统框架如图 1 所示, 矩阵形式的传输模型如图 2 所示。比特序列 u 经过码率为 R_c 、生成矩阵为 \mathbf{G} 的卷积码编码器后, 得到编码后的序列 $c = \mathbf{G}u$, 随后交织器将 c 重新排列为 d 。并根据星座图 Q 将其映射为符号序列 \mathbf{x} , 最后将 \mathbf{x} 逐列排为一个 $M \times N$ 的 DS 域矩阵 \mathbf{X}_{DS} 。

接着逐行进行 IWHT, 得到 DT 域发送符号矩阵 $\mathbf{X}_{DT} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 。

$$\mathbf{X}_{DT} = \mathbf{X}_{DS} \mathbf{W}_N \quad (1)$$

其中, $\mathbb{C}^{M \times N}$ 表示 M 行 N 列的符号集, \mathbf{W}_N 为 $N \times N$ 维归一化沃尔什-哈达玛变换 (WHT, Walsh-Hadamard transform) 矩阵, 对于 WHT 和 IWHT, 其归一化矩阵是等效的。DT 域矩阵 \mathbf{X}_{DT} 串并变换后得到时域向量 $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ 。

$$\mathbf{s} = \text{vec}(\mathbf{X}_{DT}) = \mathbf{P}(\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{W}_N) \mathbf{x} \quad (2)$$

其中, \mathbf{I}_M 表示 $M \times M$ 维单位矩阵, \otimes 表示克罗内克积, \mathbf{P} 表示 $MN \times MN$ 维行列交织矩阵^[13], 计算方式为

$$\mathbf{P} = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_N \otimes \mathbf{e}_M^T(0) \\ \mathbf{I}_N \otimes \mathbf{e}_M^T(1) \\ \vdots \\ \mathbf{I}_N \otimes \mathbf{e}_M^T(M-1) \end{pmatrix} \quad (3)$$

其中, \mathbf{I}_N 表示 $N \times N$ 维单位矩阵, $\mathbf{e}_M(m)$ 表示 \mathbf{I}_M 的第 m 列。

1.2 信道模型

对于一个路径数为 L 的时变多径信道, 其第 i 条路径的复值路径增益、时延和多普勒频移分别为 h_i 、 τ_i 和 ν_i , 其信道脉冲响应的时延-多普勒扩展 Bello 函数^[18]为

$$h(\tau, \nu) = \sum_{i=1}^L h_i \delta(\tau - \tau_i) \delta(\nu - \nu_i) \quad (4)$$

其中, τ_i 和 ν_i 与第 i 条路径的归一化整数时延偏移 l_i 和多普勒偏移 k_i 的关系为

$$\tau_i = \frac{l_i}{M\Delta f}, \nu_i = \frac{k_i}{NT} \quad (5)$$

信道的最大时延为 $\tau_{\max} = \frac{l_{\max}}{M\Delta f}$, 其中 $l_{\max} =$

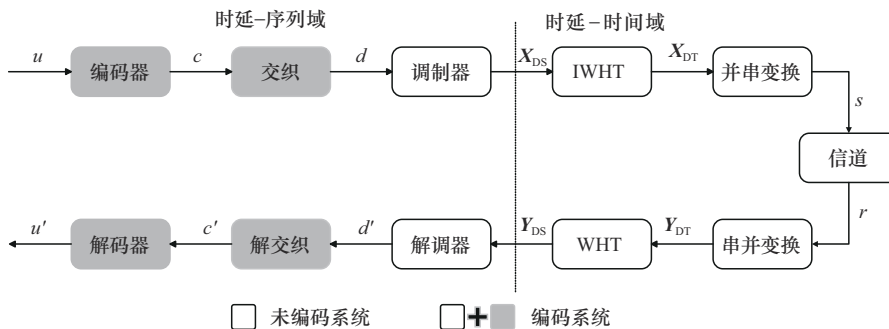


图1 OTSM系统框架

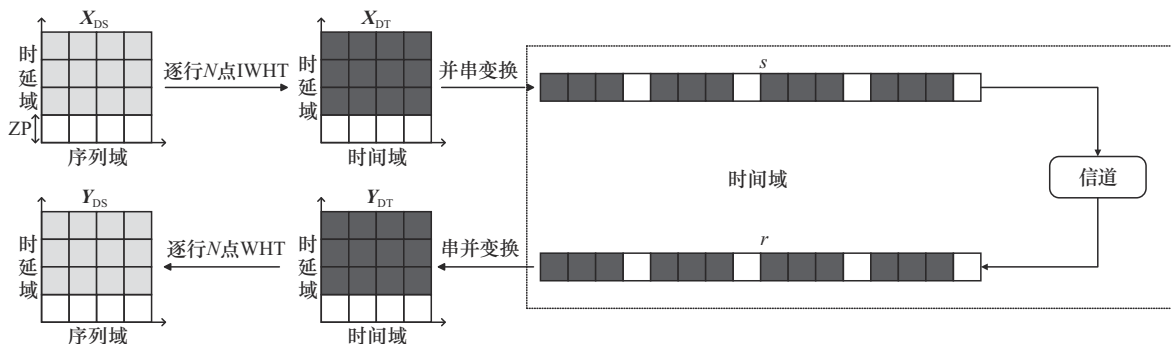


图2 矩阵形式的传输模型

$\max \{l_1, \dots, l_L\}$ 。此外, 设置 $L_{ZP} = l_{\max}$ 以减轻相邻数据块之间的干扰 (IBI, inter-block interference)。基于 Bello 函数之间的内在傅里叶关系^[18], 使用输入时延的扩展函数来表示连续时变信道脉冲响应。

$$h(\tau, t) = \int h(\tau, \nu) e^{j2\pi\nu(t-\tau)} d\nu = \sum_{i=1}^L h_i e^{j2\pi\nu_i(t-\tau_i)} \quad (6)$$

在 $\tau = \frac{l}{M\Delta f}$ 、 $t = \frac{q}{M\Delta f}$ 处进行采样, 得到

$$h(l, q) = \sum_{i=1}^L h_i z_i^{(q-l)} \delta(l - l_i) \quad (7)$$

其中, $z_i = e^{j2\pi \frac{k_i}{MN}}$, $q = 0, 1, \dots, MN - 1$ 。

1.3 OTSM 接收端

给定定时延-多普勒扩展函数 $h(\tau, \nu)$, 则时域接收信号为

$$r(t) = \iint h(\tau, \nu) s(t - \tau) e^{j2\pi\nu(t-\tau)} d\tau d\nu + n(t) \quad (8)$$

其中, $n(t)$ 表示时域加性白高斯噪声 (AWGN, additive Gaussian white noise), 接收机在 $t = \frac{q}{M\Delta f}$ ($q = 0, 1, \dots, MN - 1$) 处对 $r(t)$ 采样, 由式(7)、式(8)可以推导出 $r(t)$ 的离散形式为

$$r(q) = \sum_{l \in \mathcal{L}} h(l, q) s(q - l) + n(q) \quad (9)$$

其中, $s(q) = s(t) \Big|_{t=\frac{q}{M\Delta f}}$, $n(q) = n(t) \Big|_{t=\frac{q}{M\Delta f}}$ 。因此, 时域离散接收信号和噪声可以分别表示为 $\mathbf{r} = [r(0), \dots, r(MN - 1)]^T$, $\mathbf{n} = [n(0), \dots, n(MN - 1)]^T$, 根据式(8)中可以推导出接收符号的向量表示为

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}_T \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (10)$$

其中, $\mathbf{H}_T = \text{diag}[\mathbf{H}_{T,0}, \dots, \mathbf{H}_{T,N-l}] \in \mathbb{C}^{MN \times MN}$ 表示有

效时域信道矩阵, $\mathbf{H}_{T,n} \in \mathbb{C}^{M \times M}$, $n = 0, \dots, N - 1$ 表示第 n 块信道矩阵, 如图 3 所示。 \mathbf{H}_T 的非零值元素为 $\mathbf{H}_T(q, q - l) = h(l, q)$ 。

将 $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ 逆矢量化后, 得到 DT 域矩阵 $\mathbf{Y}_{DT} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 。

$$\mathbf{Y}_{DT} = \text{vec}_{M,N}^{-1}(\mathbf{r}) \quad (11)$$

最后, 对 DT 域矩阵 \mathbf{Y}_{DT} 沿时间维度做 WHT 得到 DS 域接收符号矩阵 $\mathbf{Y}_{DS} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 。

$$\mathbf{Y}_{DS} = \mathbf{Y}_{DT} \mathbf{W}_N \quad (12)$$

上述接收端操作的矩阵表示形式为

$$\mathbf{y} = (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{W}_N) (\mathbf{P}^T \mathbf{r}) \quad (13)$$

其中, $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_0^T, \dots, \mathbf{y}_{M-1}^T]^T$, 根据式(2)、式(10)和式(13)可以得到 DS 域的发送接收关系为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_{DS} \mathbf{x} + \bar{\mathbf{n}} \quad (14)$$

DS 域信道矩阵和等效 AWGN 向量分别表示为

$$\mathbf{H}_{DS} = (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{W}_N) (\mathbf{P}^T \mathbf{H}_T \mathbf{P}) (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{W}_N) \quad (15)$$

$$\bar{\mathbf{n}} = (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{W}_N) (\mathbf{P}^T \mathbf{n}) \quad (16)$$

2 B-LMMSE-PIC 迭代检测方法

本节首先推导了常规 MMSE-PIC 迭代检测方法在 OTSM 系统上的检测流程。进一步, 由于传输符号 \mathbf{X}_{DS} 的后 l_{\max} 行为零向量, 时域信道矩阵具有块对角稀疏性。借助该特性, 对方法进行如下改进以降低复杂度: 将符号估计过程放在时域分块进行以降低矩阵维度; 在涉及矩阵反演操作时使用诺伊曼级数来近似矩阵的逆, 由于 \mathbf{H}_T 的非零元素集中在矩阵对角上, 方法的性能损耗极少。完整的流程如图 4 所示。

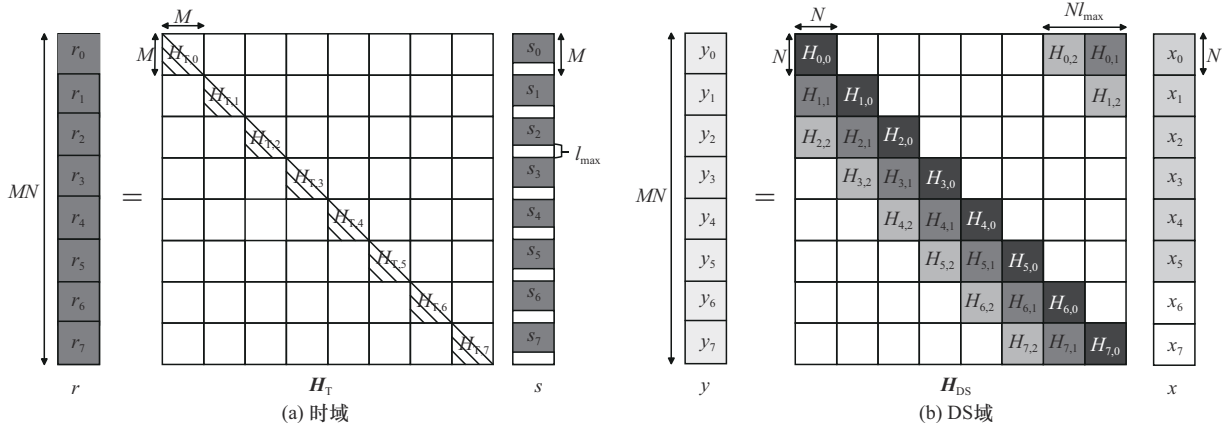


图 3 $M = N = 8, l_{\max} = 2$ 时矩阵形式输入输出关系

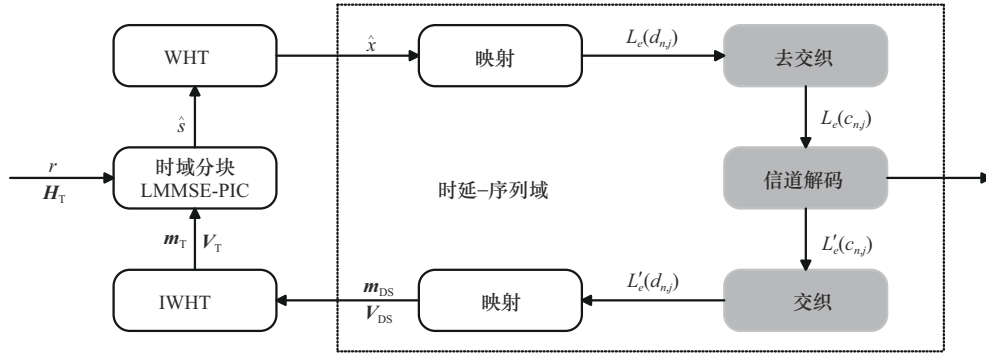


图4 B-LMMSE-PIC 迭代检测流程

2.1 常规 MMSE-PIC 检测流程

在 OTSM 系统上进行常规 MMSE-PIC 检测主要是在 DS 域迭代进行如下 4 个步骤。

1) 计算估计符号的均值与方差

设 $L_e'(d_{n,j})$ 表示解码器输出的先验对数似然比 (LLR, log-likelihood ratio) 信息, 其中 $d_{n,j}$ 表示交织后的符号 x_n 对应的第 j 个比特。则第 n 个软估计符号的均值 m_n 与方差 v_n 为

$$m_n = \sum_{k=1}^Q s_k P(x_n = s_k) \quad (17)$$

$$v_n = \sum_{k=1}^Q |x_n - m_n|^2 P(x_n = s_k) \quad (18)$$

其中, s_k 表示星座图 Q 的第 k 个星座点, $P(x_n = s_k)$ 可由 LLR 的定义推导出

$$P(x_n = s_k) = \prod_{j=1}^Q P(d_{n,j} = s_{k,j}) = \prod_{j=1}^Q \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{sgn}\left(s_{k,j} - \frac{1}{2}\right) \tanh\left(\frac{L_e'(d_{n,j})}{2}\right) \right] \quad (19)$$

其中, $\operatorname{sgn}(\cdot)$ 为符号函数。

2) 对估计符号做并行干扰消除

利用先验信息 $\mathbf{m} = [m_0, \dots, m_{MN-1}]^T$ 和信道矩阵 \mathbf{H} 对估计符号做并行干扰消除, 对于估计符号序列 $\hat{\mathbf{y}}$ 中的任一符号, 来自所有其他符号的估计干扰从接收符号序列 \mathbf{y} 中被抵消。

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{y} - (\mathbf{H} - \operatorname{diag}(\mathbf{H}))\mathbf{m} \quad (20)$$

3) 对估计符号做 MMSE 检测

经过 PIC 消除干扰信号后, 误符号扩散的概率减少, 使得估计符号更加准确, 从而提高 MMSE 算法的性能。利用先验方差矩阵 \mathbf{V} 对符号序列 $\hat{\mathbf{y}}$ 进

行 MMSE 检测生成新的估计符号序列 $\hat{\mathbf{x}}$ 。

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{V}\mathbf{H}^H(\mathbf{H}\mathbf{V}\mathbf{H}^H + N_0\mathbf{I}_{MN})^{-1}\hat{\mathbf{y}} \quad (21)$$

其中, N_0 为噪声干扰项, \mathbf{I}_{MN} 为 MN 维单位矩阵。

4) 计算解码器外部信息

设每个比特相对于接收符号 y_n 的后验概率 $P(d_{n,j}|y_n)$ 是可取的, 由于当 M 和 N 很大时计算 $P(d_{n,j}|y_n)$ 非常耗时, 因此使用估计符号的 $P(d_{n,j}|\hat{x}_n)$ 来代替 $P(d_{n,j}|y_n)$ ^[19]。此时, $P(d_{n,j}|\hat{x}_n)$ 的 LLR 定义为

$$L(d_{n,j}|\hat{x}_n) \triangleq \ln \frac{P(d_{n,j} = 0|\hat{x}_n)}{P(d_{n,j} = 1|\hat{x}_n)} = \ln \frac{\sum_{\forall d_n: d_{n,j} = 0} p(\hat{x}_n|d_n)P(d_n)}{\sum_{\forall d_n: d_{n,j} = 1} p(\hat{x}_n|d_n)P(d_n)} \quad (22)$$

式(22)的第一行为估计器输出的外部 LLR, 记为 $L_e(d_{n,j})$; 第二行为下一次迭代的先验信息 $L_e'(d_{n,j})$ 。

2.2 基于 OTSM 的低复杂度实现方法

2.2.1 分块检测方法

文献[20]指出并行干扰消除与 MMSE 检测可以同时进行, 即将式(20)代入式(21)得到时域估计符号向量 $\hat{\mathbf{s}}$ 为

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{m}_T + N_0\mathbf{I}_{MN}\mathbf{V}_T^P\mathbf{H}_T^H(\mathbf{r} - \mathbf{H}_T\mathbf{m}_T) \quad (23)$$

其中, $\mathbf{m}_T = [m_{T,0}, \dots, m_{T,MN-1}]^T$ 表示时域先验均值向量, \mathbf{V}_T^P 为时域后验方差矩阵, 由时域先验方差矩阵 $\mathbf{V}_T = \operatorname{diag}[v_{T,0}, \dots, v_{T,MN-1}]^T$ 计算。

$$\mathbf{V}_T^P = (\mathbf{V}_T^{-1} + N_0\mathbf{I}_{MN}\mathbf{H}_T^H\mathbf{H}_T)^{-1} \quad (24)$$

在第一次迭代时, 由于解码器还没有输出, 所以将估计器的先验均值初始化为 0, 将先验方差初

始化为 1，而在后续迭代中，估计器的先验信息由上一次迭代中的解码器提供。

分块操作可以将 $MN \times MN$ 维的矩阵拆分为 N 个 $M \times M$ 维的矩阵分别进行处理，如图 3(a) 所示。因此式(10)可以改写为

$$\mathbf{r}_n = \mathbf{H}_{T,n} \mathbf{s}_n + N_0 \mathbf{I}_M \quad (25)$$

其中， $\mathbf{H}_{T,n}$ 和 $\mathbf{s}_n, n \in [0, N-1]$ 分别为时域信道矩阵对角线上的第 n 个时域块和第 n 块时域发送符号，借助该方法在时域进行分块 MMSE-PIC 符号估计，将式(23)与式(24)代入式(25)可得时域分块 MMSE-PIC 的估计符号 $\hat{\mathbf{s}}_n$ 为

$$\hat{\mathbf{s}}_n = \mathbf{m}_{T,n} + \frac{\mathbf{H}_{T,n}^H (\mathbf{r}_n - \mathbf{H}_{T,n} \mathbf{m}_{T,n})}{N_0 \mathbf{I}_M \mathbf{V}_{T,n}^{-1} + \mathbf{H}_{T,n}^H \mathbf{H}_{T,n}} \quad (26)$$

其中， $\mathbf{m}_{T,n} = [m_{T,n}, \dots, m_{T,(n+1)M-1}]^T$ ， $\mathbf{V}_{T,n}$ 为 \mathbf{V}_T 对角线上的第 n 块， $n \in [0, N-1]$ 。由于符号估计过程与符号映射过程分别在时域与 DS 域，因此需要进行跨域传输信息，其中 DS 域 $\hat{\mathbf{x}}$ 与时域 $\hat{\mathbf{s}}$ 的转换关系为

$$\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{W}_N) (\mathbf{P}^T \hat{\mathbf{s}}) \quad (27)$$

将 $\hat{\mathbf{x}}$ 映射为 LLR 并使用式(17)和式(18)更新得到 DS 域均值 \mathbf{m}_{DS} 与方差 \mathbf{V}_{DS} ，随后使用式(28)和式(29)得到下一次迭代的时域先验均值与方差。

$$\mathbf{m}_T = (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{W}_N) (\mathbf{P}^T \mathbf{m}_{DS}) \quad (28)$$

$$\mathbf{V}_T = (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{W}_N) (\mathbf{P}^T \mathbf{V}_{DS} \mathbf{P}) (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{W}_N) \quad (29)$$

2.2.2 诺伊曼级数近似方法

2.2.1 节利用分块处理的方法有效降低了矩阵的维度，但并未解决 MMSE 检测时矩阵求逆带来的高复杂度。采用诺伊曼级数近似方法可以避免直接进行矩阵求逆操作，文献[21]中已经证明了用于信号检测的诺伊曼级数展开的收敛性。其主要思想是将正规化的格拉姆矩阵 $\mathbf{A} = \mathbf{V}_T^{-1} + N_0 \mathbf{I}_{MN} \mathbf{G}$ 分解为 $\mathbf{A} = \mathbf{D} + \mathbf{E}$ ，其中， $\mathbf{G} = \mathbf{H}_T^H \mathbf{H}_T$ ， \mathbf{D} 为 \mathbf{A} 的主对角线。由于 \mathbf{V}_T 是一个对角矩阵，因此计算 \mathbf{D} 的复杂度与计算 \mathbf{G} 的对角元素的复杂度相同。从而用诺伊曼级数逼近 \mathbf{A}^{-1} ，表示为

$$\mathbf{A}^{-1} = \sum_{i=0}^K (\mathbf{I}_K - \mathbf{D}^{-1} \mathbf{A})^i \mathbf{D}^{-1} = \sum_{i=0}^K (\mathbf{I}_K - \mathbf{D}^{-1} \mathbf{V}_T^{-1} - N_0 \mathbf{I}_{MN} \mathbf{D}^{-1} \mathbf{G})^i \mathbf{D}^{-1} \quad (30)$$

其中， \mathbf{I}_K 表示与矩阵 \mathbf{A} 维度相同的单位矩阵。文献[22]

详细分析了在诺伊曼级数近似方法中，迭代次数 K 对计算复杂度的影响，文中指出，当 $K=0$ 时， $\mathbf{A}^{-1} = \mathbf{D}^{-1}$ ，由于 \mathbf{D} 为对角矩阵，因此复杂度为 $O(NM)$ ；当 $K=1$ 时，复杂度主要是计算 $\mathbf{D}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{D}^{-1}$ ，为 $O((NM)^2)$ ；当 $K \geq 2$ 时，计算复杂度主要是矩阵对矩阵的乘法且运算的次数随 K 线性增长。因此，本文使用式(30)中一阶近似 ($K=0$) 的 \mathbf{A}^{-1} 代替式(24)中的 \mathbf{V}_T^{-1} 。此外，文献[22]还指出采用式(30)与直接求逆之间的近似误差随着迭代次数 K 的增大呈指数速度逼近零。诺伊曼级数近似方法如算法 1 所示，本文所提的 B-LMMSE-PIC 迭代检测方法的完整流程如算法 2 所示。

算法 1 诺伊曼级数近似方法

输入 时域接收符号序列 \mathbf{r} 、信道矩阵 \mathbf{H}_T

输出 时域估计符号序列 $\hat{\mathbf{s}}$

- 1) for $n = 1:N$
- 2) $\mathbf{D}_n = \text{diag}(\mathbf{V}_{T,n}^{-1} + N_0 \mathbf{I}_M \mathbf{G}_n)$
- 3) $\mathbf{v}_0 = \mathbf{D}_n^{-1} \mathbf{H}_{T,n}^H (\mathbf{r}_n - \mathbf{H}_{T,n} \mathbf{m}_{T,n})$
- 4) $\mathbf{s}_0 = \mathbf{v}_0$
- 5) for $i = 1:K$
- 6) $\mathbf{v}_i = \mathbf{v}_{i-1} - \mathbf{D}_n^{-1} (\mathbf{V}_{T,n}^{-1} + N_0 \mathbf{I}_M \mathbf{G}_n) \mathbf{v}_{i-1}$
- 7) $\mathbf{s}_i = \mathbf{s}_{i-1} + \mathbf{v}_i$
- 8) end for
- 9) $\hat{\mathbf{s}}_n = \mathbf{m}_{T,n} + N_0 \mathbf{I}_M \mathbf{s}_K$
- 10) end for

算法 2 B-LMMSE-PIC 迭代检测方法

输入 时域接收符号序列 \mathbf{r} 、信道矩阵 \mathbf{H}_T

输出 检测后的数据比特

初始化 $P(x_n = s_k) = \frac{1}{2^Q}$

- 1) for $i = 1:J_{\max}$
- 2) 根据式(17)和式(18)计算 DS 域 \mathbf{m}_n 和 \mathbf{v}_n ;
- 3) 根据式(28)和式(29)计算 \mathbf{m}_T 和 \mathbf{V}_T ;
- 4) 根据算法 1 计算 $\hat{\mathbf{s}}$;
- 5) 根据式(22)计算 $L_e'(d_{n,j})$;
- 6) end for

根据 $L_e'(d_{n,j})$ 的值对输出比特进行软判决。若

$L_e'(d_{n,j}) > 0$ ，对应比特位为 1，反之则为 0。

3 计算复杂度分析

表 1 对比了不同检测方法的计算复杂度。由表 1 可知, 直接进行矩阵求逆运算的计算复杂度为 $O((MN)^3)$, 与 MN 呈立方阶关系; 经过分块操作后, 矩阵维度从 $MN \times MN$ 维降为 $M \times M$ 维, 计算复杂度降为 $O(NM^3)$, 与 M 呈立方阶关系; 再经过一阶诺伊曼级数近似操作后, 计算复杂度降为 $O(NM)$, 与 MN 呈线性阶关系。由于 WHT 和 IWHT 不需要做复数乘法, 因此本文所提检测方法的计算复杂度为 $O(n_{\text{ite}}NM)$, 其中, n_{ite} 为检测迭代次数。

表 1 不同检测方法的计算复杂度

检测方法	计算复杂度
MMSE	$O((MN)^3)$
B-MMSE	$O(NM^3)$
B-LMMSE	$O(NM)$

此外, 表 2 总结了 OTSM 现有方法与本文所提检测方法的计算复杂度, 其中 T_{GS} 和 T_{AMP} 分别表示 GS 和 AMP 算法的迭代次数, Q 表示调制阶数。通过对比可以发现, 相较于 GS 方法^[10]和 AMP 方法^[13], 本文所提检测方法的计算复杂度显著降低, 与 MRC 方法^[12]相近。

表 2 OTSM 现有方法与本文所提检测方法的计算复杂度

检测方法	计算复杂度
B-LMMSE-PIC	$O(n_{\text{ite}}NM)$
GS	$O(M^2NL + M^2NT_{\text{GS}})$
MRC	$O(NM[L + 2\text{lb}M + 3])$
AMP	$O(M^2NT_{\text{AMP}} + MNQT_{\text{AMP}})$

4 仿真分析

本节对 B-LMMSE-PIC 迭代检测 ($K=0$) 方法进行了模拟仿真和讨论, 使用理想信道估计以避免估计误差对检测结果的影响。此外, 文献[20]证明了 MMSE-PIC 检测方法在非理想信道估计情况下, 可以通过其干扰抑制机制和误差补偿手段, 有效降低估计误差对检测结果的影响。采用扩展车辆^[23] (EVA, extended vehicular A) 信道模型作为本系统

的无线信道模型, 表 3 和表 4 给出了仿真参数。此外, 本文所提检测方法在未编码系统中可以不需要解码器, 而是通过将 B-LMMSE-PIC 估计器的输出转换为外部信息后再反馈给估计器以进行迭代。对于编码系统, 使用码率 $R_c = 0.5$ 、生成矩阵多项式 (八进制) 为 (5, 7) 的卷积码编码器和随机交织器。

表 3 EVA 信道模型参数

参数	值
信道多径时延/ns	0, 30, 150, 310, 370, 710, 1 090, 1 730, 2 510
相对功率/dB	0, -1.5, -1.4, -3.6, -0.6, -9.1, -7.0, -12.0, -16.9

表 4 系统仿真参数

参数	值
子载波数 M	32
符号数 N	32
载波频率 f_c /GHz	4
子载波间隔 Δ /kHz	15
调制方案	4QAM
移动速度 v /(km·h ⁻¹)	540
最大多普勒频移 f_d /Hz	2 000
信道估计	理想估计

图 5 和图 6 给出了未编码和编码情况下本文所提检测方法误码性能与迭代次数的关系。可以看出, 在未编码情况下, 本文所提出的 B-LMMSE-PIC 迭代检测方法在迭代次数 $n_{\text{ite}} = 5$ 时收敛, 此时误码性能提升达到最大, 而在编码情况下迭代次数 $n_{\text{ite}} = 3$, 这是因为编码可以改善信号的处理过程, 增强检测的鲁棒性, 从而减少算法的收敛迭代次数。本文在后续仿真中均使用 $n_{\text{ite}} = 5$ 作为 B-LMMSE-PIC 迭代检测方法的仿真结果。

图 7 指出了本文所提检测方法在降低复杂度时会损失一定的性能。仔细分析后可以看出, 相较于直接进行矩阵求逆的 MMSE-PIC 检测方法, B-LMMSE-PIC 迭代检测方法在信噪比较低时几乎没有误码性能的损失, 在 BER 达到 10^{-4} 且未编码的情况下约有 0.3 dB 的性能损耗, 相较于复杂度极大地降低, 这样的损耗是可以接受的。

为不失一般性, 图 8 在未编码情况下对比了几种不同检测方法的误码性能。对于文献[12]中的

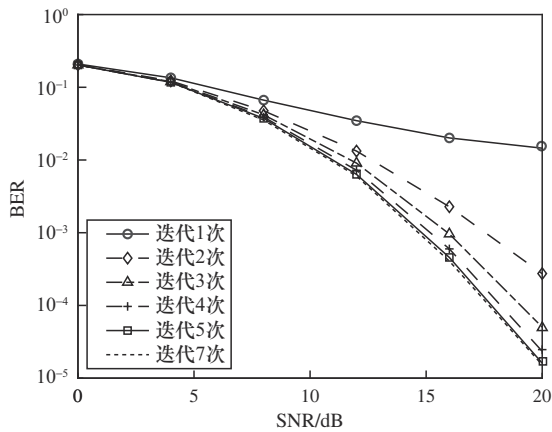


图5 未编码情况下本文所提检测方法误码性能与迭代次数的关系

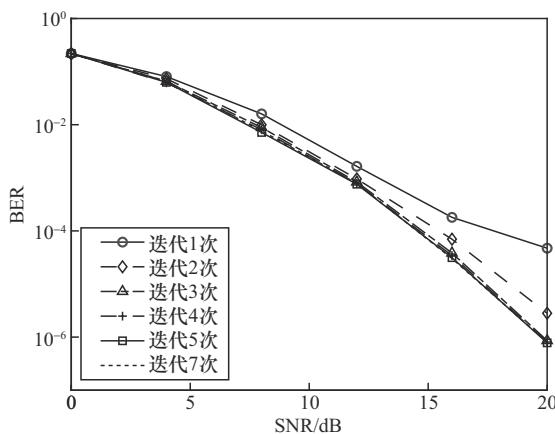


图6 编码情况下本文所提检测方法误码性能与迭代次数的关系

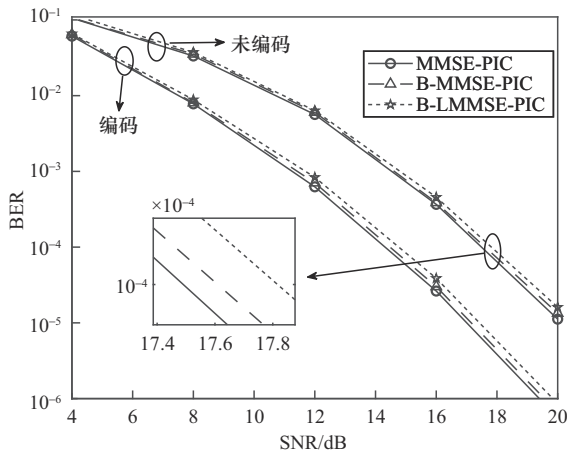


图7 降低复杂度后误码性能变化情况

MRC 迭代 rake 检测方法和文献[10]中的 GS 迭代检测方法，设置其最大迭代次数在 4QAM 调制下为 5，在 16QAM 下为 15。分析图 8 可知，当 $BER = 10^{-4}$ 时，B-LMMSE-PIC 迭代检测方法相较于 MRC 迭代 rake 检测方法在 4QAM 调制下性能提升了

1.88 dB，在 16QAM 调制下提升了 2.48 dB。性能提升的原因是 MRC 迭代 rake 检测方法仅对接收信号进行加权合并来提高信号质量，没有显式地考虑干扰信号，因此在干扰和噪声较为严重的情况下性能会显著下降，而本文所提方法不仅显式地考虑到来自其他符号的干扰，并且在检测时进行干扰抑制，同时使用 MMSE 准则来优化信号检测过程。此外，观察所提方法的曲线斜率可知，当信噪比低于 20 dB 时，方法的性能增益提升明显，而当信噪比在 20~30 dB 时，方法的性能增益趋于平缓，这是因为增高信噪比会降低干扰和噪声的影响，从而降低方法的增益。因此，所提方法在 0~20 dB 时可以获得最好的性能增益。此外，从图 8 中还能看出，使用相同方法检测时，OTSM 和 OTFS 的性能非常接近，这与文献[5]中的结果是一致的。

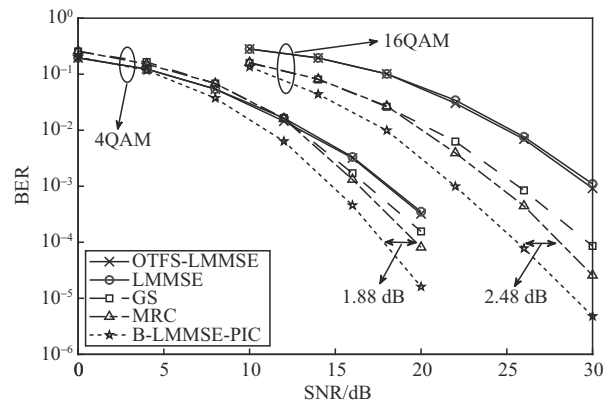


图8 不同检测方法误码性能比较

图 9 的仿真结果表明，加入编码器后，当 $BER = 10^{-4}$ 时，本文所提方法的性能在 4QAM 调制下提升了 3.05 dB，在 16QAM 调制下提升了 3.52 dB。原因是编码器通过引入冗余信息和结构化的规则，可以有效地纠正接收信号中的错误，从而增强信号对噪声和干扰的抵抗能力。此外，文献[13]还指出，降低编码速率可以带来更大的性能提升，这是因为降低编码速率会增加冗余度，使系统在噪声环境中更好地恢复原始信号。

图 10 和图 11 以三维图的形式更加直观地展示了不同参数与信噪比下所提方法的误码性能。其中，图 10 给出了所提方法在移动速度为 100~700 km/h 时的误码性能。通过图 10 可以看出，提高用户的移动速度，误码性能不仅没有下降，反而有所提升。这

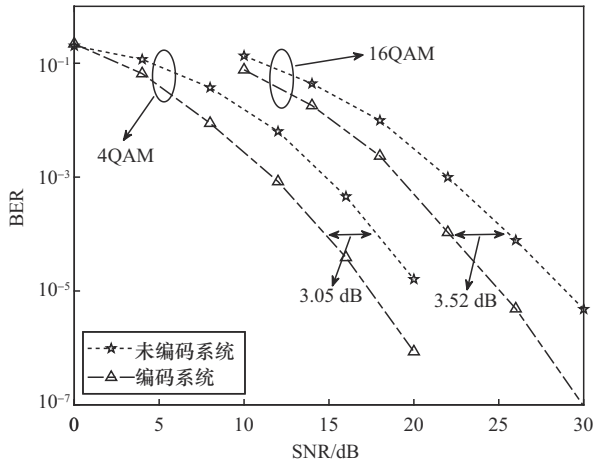


图9 加入编码器后本文所提方法性能变化情况

是因为速度的增大会带来更严重的多普勒频移, 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。

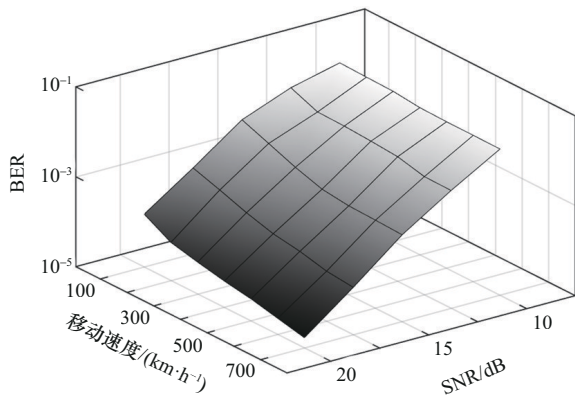


图10 不同移动速度与信噪比下本文所提方法的误码性能

图11在子载波数 $M = 32$ 的情况下分析了不同符号数 N 对误码性能的影响。通过图11可以分析出,系统的误码率与 N 的大小成反比。其原因是增大OTSM传输块大小可以提高DS域的网格分辨率,也能使接收机解析出更多的信道路径。因此,OTSM系统传输块越大,其误码性能越好。

5 结束语

本文提出了一种适用于OTSM系统的低复杂度B-LMMSE-PIC迭代检测方法。该方法通过在时域B-LMMSE-PIC估计器与DS域解码器之间迭代交换软信息以消除噪声干扰与符号间干扰。此外,借助时域矩阵的分块特性,采用先分块,再使用诺伊曼级数近似方法避免了直接进行矩阵反演操作,将

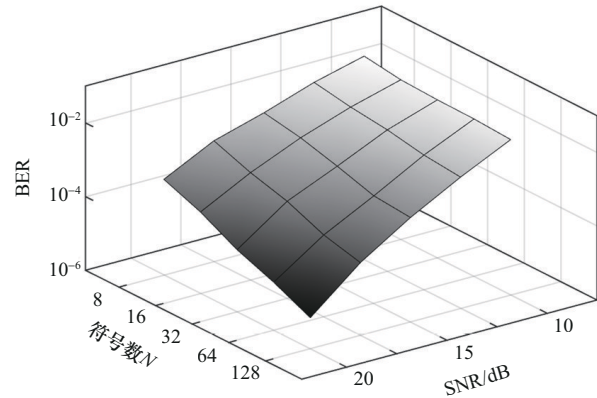


图11 不同符号数与信噪比下本文所提方法的误码性能

检测方法的复杂度降低为线性阶。仿真结果显示,相较于OTSM目前常用的基于MRC的迭代rake检测方法,本文提出的方法性能提升显著且不受高速移动的影响。

参考文献:

- [1] HADANI R, RAKIB S, TSATSANIS M, et al. Orthogonal time frequency space modulation[C]//Proceedings of the 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-6.
- [2] HADANI R, MONK A. OTFS: a new generation of modulation addressing the challenges of 5G[J]. arXiv Preprint, arXiv: 1802.02623, 2018.
- [3] AUGUSTINE R M, SURABHI G D, CHOCKALINGAM A. Space-time coded OTFS modulation in high-Doppler channels[C]//Proceedings of the 2019 IEEE 89th Vehicular Technology Conference (VTC2019-Spring). Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-6.
- [4] ZEMEN T, HOFER M, LÖSCHENBRAND D, et al. Iterative detection for orthogonal precoding in doubly selective channels[C]//Proceedings of the 2018 IEEE 29th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC). Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-7.
- [5] THAJ T, VITERBO E. Orthogonal time sequency multiplexing modulation[C]//Proceedings of the 2021 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-7.
- [6] RASLAN W, ABDEL-ATTY H M, EL-DEN B M. Assessing the efficiency of multi-carrier waveforms in next-generation 6G wireless communication systems[C]//Proceedings of the 2023 International Telecommunications Conference (ITC-Egypt). Piscataway: IEEE Press, 2023: 260-265.
- [7] DOOSTI-AREF A, MASOUIROS C, BASAR E, et al. Pairwise sequency index modulation with OTSM for green and robust single-carrier communications[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2024, 13(4): 1083-1087.
- [8] SINGH A, SHARMA S, SHARMA M, et al. Low complexity deep-decoder for OTSM with hardware impairments[J]. IEEE Communications Letters, 2023, 27(12): 3240-3244.
- [9] THAJ T, VITERBO E, HONG Y. Orthogonal time sequency multiplex-

- ing modulation: analysis and low-complexity receiver design[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(12): 7842-7855.
- [10] 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.
- [11] 王华华, 张旭, 李峰. 面向高速移动环境的二级信号检测算法[J]. 计算机应用, 2024, 44(4): 1236-1241.
WANG H H, ZHANG X, LI F. Secondary signal detection algorithm for high-speed mobile environments[J]. Journal of Computer Applications, 2024, 44(4): 1236-1241.
- [12] 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.
- [13] SUI Z P, YAN S F, ZHANG H M, et al. Performance analysis and approximate message passing detection of orthogonal time sequency multiplexing modulation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(3): 1913-1928.
- [14] ENKU Y K, BAI B M, WAN F, et al. Two-dimensional convolutional neural network-based signal detection for OTFS systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(11): 2514-2518.
- [15] YUE Y, SHI J, LI Z, et al. Model-driven deep learning assisted detector for OTFS with channel estimation error[J]. IEEE Communications Letters, 2024, 28(4): 842-846.
- [16] LIU J S, LIU S Y, LUO Z D, et al. MMSE-PIC MUD for CDMA-based MIMO-OFDM system[C]//Proceedings of the IEEE International Symposium on Communications and Information Technology, 2005. Piscataway: IEEE Press, 2005: 528-531.
- [17] LI H T, YU Q Y. Doubly-iterative sparsified MMSE turbo equalization for OTFS modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2023, 71(3): 1336-1351.
- [18] STEELE R, HANZO L. Mobile radio communications: second and third generation cellular and WATM systems: 2nd[M]. Hoboken: John Wiley and Sons, Inc., 2002.
- [19] 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.
- [20] FANG L C, XU L, HUANG D D. Low complexity iterative MMSE-PIC detection for medium-size massive MIMO[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2016, 5(1): 108-111.
- [21] GUO Q H, HUANG D D. A concise representation for the soft-in soft-out LMMSE detector[J]. IEEE Communications Letters, 2011, 15(5): 566-568.
- [22] WU M, YIN B, WANG G H, et al. Large-scale MIMO detection for 3GPP LTE: algorithms and FPGA implementations[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2014, 8(5): 916-929.
- [23] DEL PERAL-ROSADO J A, LÓPEZ-SALCEDO J A, SECO-GRANADOS G, et al. Evaluation of the LTE positioning capabilities under typical multipath channels[C]//Proceedings of the 2012 6th Advanced Satellite Multimedia Systems Conference (ASMS) and 12th Signal Processing for Space Communications Workshop (SPSC). Piscataway: IEEE Press, 2012: 139-146.

[作者简介]



李国军 (1978-), 男, 四川资阳人, 博士, 重庆邮电大学教授, 主要研究方向为复杂恶劣环境超视距无线通信与网络。



郑翔 (2000-), 男, 四川内江人, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为信号检测。



王杰 (1994-), 男, 重庆人, 重庆邮电大学博士生, 主要研究方向为超视距无线通信与网络。