

一种 MIMO-OTFS 低复杂度信号检测算法

韩 飞, 纪金伟, 刘成朋, 吴 涵

(中国电子科技集团公司 第 54 研究所, 石家庄 050081)

摘要: 由于高速多径环境下频率色散现象严重破坏正交频分复用 (OFDM) 系统子载波正交性, 为解决高速多径环境下的频率色散问题, 正交时频空调制技术 (OTFS) 应运而生; 而多输入多输出技术 (MIMO) 具有可以有效提升信道容量和系统可靠性的特点, 文章采用了 MIMO 技术与 OTFS 技术结合的方法, 推导了 MIMO-OTFS 系统中最大比合并信号检测算法 (MRC) 理论并加以仿真; 针对 MIMO-OTFS 系统中 MRC 信号检测算法复杂度过高的情况, 提出了一种低复杂度信号检测算法; 该算法的基本思想是利用最大比合并方法对时延-多普勒网格中传输符号的接收多径分量进行提取和相干合并, 以提高合并信号的信噪比, 同时利用 Cholesky 矩阵分解理论, 对信道增益矩阵进行求逆运算的优化, 降低了算法复杂度, 为 MIMO-OTFS 系统的实际应用做出贡献。

关键词: 高速多径; 信号检测; 正交时频空调制; MIMO; 空时编码; Cholesky 分解

A Low Complexity MIMO-OTFS Signal Detection Algorithm

HAN Fei, JI Jinwei, LIU Chengpeng, WU Han

(The 54th Research Institute of China Electronics Technology Corporation, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: Frequency dispersion phenomenon has significantly influenced the subcarriers' orthogonality of an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system under high-speed multipath circumstance. To solve this problem, a multiplexing orthogonal time frequency space (OTFS) modulation technology has emerged. The application of multiple-input multiple-output technology (MIMO) and OTFS technology is named a MIMO-OTFS system, which takes both advantage of the channel capacity and reliability benefits of MIMO and the robustness of OTFS in multipath dispersion. The theory and simulation of maximum ratio merging detection algorithm are derived and finished in the the MIMO-OTFS system. Aimed at the high complexity of the MRC signal detection in the MIMO-OTFS system, a low-complexity MRC estimation algorithm is proposed to reduce the computational cost. The basic idea is the extraction and coherent combination of received multipath components of transmitted signals in delay-Doppler grid by using maximum ratio combining method. To enhance the signal-to-noise ratio of the signal in the observation space, the Cholesky decomposition is used to optimally invert the signal channel gain matrix, and decrease the complexity of the algorithm, which provides the actual application in the MIMO-OTFS system.

Keywords: high speed multipath; signal detection; OTFS; MIMO; space time coding; Cholesky decomposition

0 引言

伴随着通信技术的发展, 现代通信技术已经发展到现在的第五代移动通信技术 (5G, 5th generation mobile communication technology), 在未来通信展望中, 空天地海一体化, 万物互联等移动通信应用前景开始映入人们的眼帘, 新的应用场景也就对新的移动通信技术提出了新的挑战。其中, 高速多径环境将成为一个重要且普遍的通信环境, 这对于通信系统的调制技术以及发射接收机设计也就提出了新的要求。在这种场景下, 接收机与发射端的相对高速运动以及信道的多径效应会影响信道产生时间色散与频率色散现象^[1]。而在目前第四代移动通信技术 (4G, 4th generation mobile communication technology) 以及 5G 技术中, 应对高速多径通信环境广泛采用的正交频分复用调制技术 (OFDM, orthogonal frequency division multiplexing), 该技

术可以较好地解决时间色散带来的符号间干扰 (ISI, inter-symbol interference) 问题。但是面对频率色散问题, 在收发端的相对高速运动情况下, 较高的多普勒频移将会严重影响 OFDM 系统的子载波正交性, 从而造成严重的载波间干扰 (ICI, inter-carrier interference) 问题^[2], 这就不能满足空天地海一体化, 万物互联等移动通信应用场景对于移动通信可靠性的要求。面对高速多径环境所带来的这种问题, 为了得到准确的发射信号, 提高移动通信系统的可靠性, 在接收机设计的时候就要采用复杂度较高的信道均衡算法加以消除, 这大大增加了接收机的设计难度与系统算法整体复杂度。

伴随着 2015 年正交时频空调制技术 (OTFS, orthogonal time frequency space) 由 R. Hadani 等人的提出^[3], 高速多径环境下的通信发射接收机的设计问题得到了一个合理的解决方案。在 OTFS 技术中, 时频域信号可以通过一系

收稿日期: 2022-11-28; 修回日期: 2022-12-05。

作者简介: 韩 飞 (1995-), 男, 河北衡水人, 硕士研究生, 主要从事正交时频空调制技术和信号检测与信道估计技术方向的研究。

引用格式: 韩 飞, 纪金伟, 刘成朋, 等. 一种 MIMO-OTFS 低复杂度信号检测算法[J]. 计算机测量与控制, 2023, 31(2): 190-195, 203.

列的二维傅里叶变换, 将信号调制到时延-多普勒域网格中成为时延-多普勒域信号。同时, 时频域信道也可以转换为时延-多普勒域信道, 在高速多径条件下, 时频域信道会表现出快时变的特性, 但是在时延-多普勒域可以采用脉冲响应等效表示时频域的快时变信道, 从而表现出时不变特性^[4]。因此相对于 OFDM 调制技术, OTFS 调制技术在面对高速多径环境时受快时变信道环境的影响较小, 这就避免了 OFDM 系统中为应对高速多径环境所需要的高复杂度信道均衡算法设计, 降低了通信系统设计的难度。因此, 研究基于 OTFS 调制技术设计接收机的信号检测算法与信道估计方案以实现高速多径环境下的可靠通信成为了学者们广泛关注的问题。2018 年 P. Raviteja 等人利用时延-多普勒域信道的稀疏性问题, 提出了一种基于消息传递的信号检测算法。随后 2020 年 W. Yuan 等人在此基础上提出一种基于变分贝叶斯算法的信号检测器, 证明相比现有消息传递检测算法具有更好的收敛性能。2021 年 S. Li 等人提出了一种利用干扰消除思想对接收信号进行最大后验概率检测的信号检测算法。但是这些算法都有一个共同的问题, 就是算法复杂度相对于实际系统的应用还有一段距离。

传统的线性信号检测算法需要对信道矩阵进行求逆运算, 由于时延-多普勒域信道矩阵维度较大, 求逆复杂度很高, 但是为保证高速多径环境下的通信设备实现的可行性与可靠性, 这就要求 OTFS 接收机的信号检测复杂度不能太高, 因此如何优化时延-多普勒域信号检测算法的复杂度, 成为解决 OTFS 接收机信号检测算法复杂度问题的关键之一。而多输入多输出 (MIMO, multiple-input multiple-output) 技术作为高速无线通信技术的重要技术之一^[5], 通过采用多个发射天线与接收天线传输信号, 可以为 OTFS 通信系统提供分集增益与复用增益, 具有覆盖范围广、频谱效率高、链路可靠性高等优点, MIMO 和 OTFS 结合的 MIMO-OTFS 技术可同时具有这两种技术优势。但是由于 MIMO 通信系统信道相对于单输入单输出 (SISO, single-input single-output) 通信系统的信道环境要复杂的多, 适用于 SISO 系统的 OTFS 信号检测算法并不能直接应用于 MIMO 系统下, 如何利用现有 SISO-OTFS 信号检测算法进行改进和设计, 研究出适用于 MIMO-OTFS 系统的信号检测算法, 成为了又一学者们广泛关注的问题。

因此, 本文推导并研究了在 MIMO-OTFS 系统下最大比合并 (MRC, maximal ratio combining) 信号检测算法原理, 并利用 Cholesky 矩阵分解理论对算法进行了复杂度的降低, 提出了 MIMO-OTFS 系统下的一种低复杂度 MRC 信号检测方法并基于 MATLAB 软件进行了误码率仿真。

1 OTFS 技术原理介绍

1.1 OTFS 系统

不同于传统的时频域调制技术, OTFS 技术是一种设计于时延-多普勒域的调制技术, 该技术通过一种二维变换即辛傅里叶变换 (SFFT, symplectic finite furier transform)

将时频域的信号调制到大小为 $M \times N$ 的时延-多普勒域网格中, 其中 M 为载波个数, N 为 OTFS 符号个数。在时延-多普勒域中进行发射信号与接收信号的信号处理, 完成信息的传递。OTFS 系统的系统如图 1 所示。



图 1 OTFS 系统框图

如图 1 所示, 在发射端, 时延-多普勒域的发射信号 \mathbf{X}_{DD} 经过一级逆辛傅里叶变换 (ISFFT, inverse symplectic finite fourier transform) 在时间和频率上扩展所有的信息符号 (如 QAM), 将延迟多普勒域的信息符号转换为熟悉的时频域信号 \mathbf{X}_{TF} , 以实现最大有效分集, 用矩阵形式表示 ISFFT 变换如式 (1) 所示, 其中 \mathbf{F}_M 表示 M 点快速傅里叶变换 (FFT, fast fourier transform) 矩阵, \mathbf{F}_N^H 表示 N 点快速逆傅里叶变换 (IFFT, inverse fast fourier transform) 矩阵。

$$\mathbf{X}_{tf} = \mathbf{F}_M \cdot \mathbf{X}_{DD} \cdot \mathbf{F}_N^H \quad (1)$$

时频域信号再经过海森堡变换使用 M 点 IFFT 和脉冲整形 (成) 形波函数 $g_{ix}(t)$ 从时频域样本中产生时域信号转换为时域信号 \mathbf{S} , 过程如式 (2) 所示, 其中 \mathbf{G}_{ix} 为以 $g_{ix}(t)$ 为样本产生的对角矩阵, $\mathbf{G}_{ix} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ 的表达式由式 (3) 给出:

$$\mathbf{S} = \mathbf{G}_{ix} \cdot (\mathbf{F}_M^H \cdot \mathbf{X}_{tf}) = \mathbf{G}_{ix} \cdot (\mathbf{X} \cdot \mathbf{F}_N^H) \quad (2)$$

$$\mathbf{G}_{ix} = \text{diag}[g_{ix}(t)] \quad (3)$$

时域信号 \mathbf{S} 传递过程中在时域与信道发生耦合, 在接收端可以得到时域接收信号 \mathbf{r} , 然后再在接收端进行海森堡变换的反变换维纳变化得到时频域接收信号 \mathbf{Y}_{tf} , 经过 SFFT 变换后得到时延-多普勒域信号 \mathbf{Y}_{DD} , 此时系统可以在时延-多普勒域进行信道估计, 得到可靠的时延-多普勒域信道信息, 再利用估计出的信道信息对接收信号进行信号检测处理, 最终得到有效信息, 完成信息传递。

1.2 OTFS 帧结构设计

为方便 MRC 信号检测算法的设计, 本文采用置零 OTFS (ZP-OTFS, zero padding-OTFS) 帧结构进行信号的发射与接收, ZP-OTFS 帧结构是在时延-多普勒域中插入空符号, 即插入零符号进行填充, 进而参与整个 OTFS 系统的发射端与接收端的信号处理过程。本文采用在 OTFS 时延-多普勒域网格末端进行置零填充的方案, 这样置零的空间可以在时域形成交错保护带, 防止信号在时域产生帧间干扰, 可以有效提升信号检测精度, 提高系统可靠性。

同时置零空间还可以作为基于导频设计的信道估计方案的导频插入空间, 为信道估计导频提供保护空间^[6], 这样在后续 OTFS 接收机的整体设计中可以利用置零空间进行信道估计方案的设计, 相对于在独立传输帧中放置导频的信道估计方案, 在置零空间进行信道估计的嵌入式导频信道估计方案可以获得更为及时有效地信道信息, 降低信道估计信息过时对信号检测结果带来的负面影响, 进一步

提升实际具体 OTFS 通信系统中信号检测算法应用的检测精度。在本文中为方便信号检测算法设计所采用的 ZP-OTFS 帧结构如图 2 与图 3 所示, 设计中取时延一多普勒域网格中最后 l_{\max} 行为置零空间, 其中 l_{\max} 为多径信道中可分辨的最大时延径所对应的归一化时延的大小。

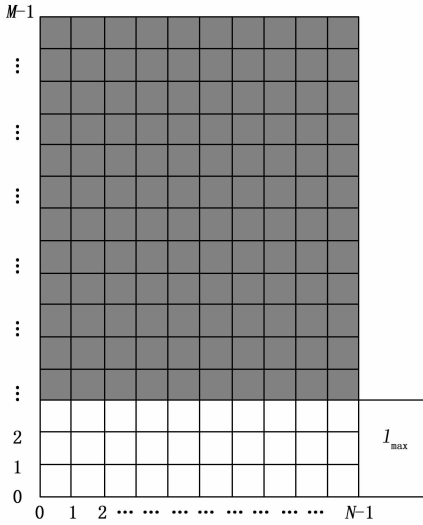


图 2 时延一多普勒域 ZP-OTFS 帧结构



图 3 时域 ZP-OTFS 帧结构

2 OTFS 信道模型

与 OFDM 系统所经历的时频双选信道不同, 由于 OTFS 技术的时延一多普勒域二维变换作用, 其信道可以认为是平稳信道, 受到信道的快时变效应的影响较小, 由此可以认为所有接收到的信息符号都经历了大致相同的信道增益^[7]。因此, 在多径条件下, 对于每个接收帧的信息符号, 所有时延一多普勒域中的接收信号分量都可以按照每条时延路径被分离和相干组合^[8-9]。将 OTFS 系统的单天线信道响应表示为每条时延径叠加的形式如式 (4) 所示:

$$\mathbf{y}_m = \sum_{l \in L} \mathbf{v}_{m,l} \otimes \mathbf{x}_{m-l} \quad (4)$$

其中: L 为时延径的集合, $\mathbf{v}_{m,l}$ 为时延一多普勒域中第 m 行第 l 条时延径的离散信道响应, 如式 (5) 所示:

$$\mathbf{v}_{m,l}(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i \in L} \left(\sum_{k \in K} \nu_l(k) z^{k(m-l)} \zeta_N(k_f) \right) \text{sinc}(l_f) \quad (5)$$

其中: $\nu_l(k)$ 为第 l 条时延径的多普勒响应, K 为第 l 条时延径对应的归一化多普勒频移量 k 的集合。 $z = e^{j2\pi(NM)}$ 表示相位变化, $\zeta_N(k_f)$ 为离散信道响应中因为分数多普勒频移而产生的相位变化和幅度变化, k_f 表示分数多普勒频移, $\text{sinc}(l_f)$ 包含了因为分数时延而产生的信道响应信息, l_f 表示分数时延。

当 N 很小时, OTFS 帧持续时间比较短, 一个具有分数多普勒频移的路径可以被看做多个整数多普勒路径的叠

加, 为了在接收端可以进行准确的信号检测, 就需要更为精确的信道信息, 因此在计算分数时延与分数多普勒频移对信道的影响时, 相当于变相增加了需要估计的信道的总径数, 大大提高了准确估计出信道信息的复杂度。为了缓解这个问题, 可以增加 N 的值, 增大 OTFS 帧的持续时间。而当 M 和 N 足够大时, 将信道的归一化时延和多普勒频移作为整数则对信道表示的准确性影响较小^[10]。因此本文 MRC 信号检测算法设计中只考虑整数归一化时延与整数多普勒的情况。此时 $\mathbf{v}_{m,l}$ 表示为如式 (6) 所示:

$$\mathbf{v}_{m,l}(k) = \begin{cases} h_i z^{k(m-l)}, & l = \ell_i, k = k_i \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (6)$$

其中: h_i, ℓ_i, k_i 为时延一多普勒域信道矩阵中第 i 条径所对应的信道系数, 归一化时延量与归一化多普勒频移量。

为了方便研究, 把式 (4) 的卷积形式表示为矩阵相乘的形式, 定义一个包含时延径信道信息的二维时延径信道矩阵 $\mathbf{H}_{m,l}$ 如式 (7) 所示, 则式 (4) 表示的 OTFS 系统的信道响应可以表示为式 (8) 所示:

$$\mathbf{H}_{m,l} = \text{circ}[\mathbf{v}_{m,l}(0), \dots, \mathbf{v}_{m,l}(N-1)] = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{m,l}(0) & \mathbf{v}_{m,l}(N-1) & \dots & \mathbf{v}_{m,l}(1) \\ \mathbf{v}_{m,l}(1) & \mathbf{v}_{m,l}(0) & \dots & \mathbf{v}_{m,l}(2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{v}_{m,l}(N-1) & \mathbf{v}_{m,l}(N-2) & \dots & \mathbf{v}_{m,l}(0) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{y}_m = \sum_{l \in L} \mathbf{H}_{m,l} \cdot \mathbf{x}_{m-l} \quad (8)$$

3 MIMO-OTFS 系统的低复杂度信号检测算法

MIMO 技术在发射端和接收端配置多个天线来实现系统通信, 通过对发射信号的编码, 可以在系统中并行传输信号, 提升系统的信道容量。在多径环境下, MIMO 技术还可以通过多径系统的合成技术提高系统性能^[10-14]。因此在 OTFS 系统中引入 MIMO 技术, 具有重要意义。由于 OTFS 技术将信号调制在时延一多普勒域中, 传统的时频域 MIMO 信号检测算法在 OTFS 系统中性能相比时频域会大大降低, 因此设计适用于 OTFS 系统的 MIMO 信号检测算法成为实现 MIMO-OTFS 系统实际性的关键之一。而设计低复杂度的信号检测算法降低系统实际应用难度, 成为学者们广泛关注的问题。现有低复杂度 MIMO-OTFS 系统信号检测算法主要有利用 MIMO-OTFS 双循环信道矩阵的特性进行求逆运算的优化的迫零 (ZF, zero forcing) 信号检测算法和最小均方误差 (MMSE, minimum mean squared error) 信号检测算法^[15], 以及利用干扰消除思想降低复杂度的消息传递 (MP, message passing) 信号检测算法^[16]。以下提出一种新的基于 MRC 信号检测算法的低复杂度信号检测算法方案。

3.1 MIMO-OTFS 系统

对于多发多收 MIMO-OTFS 系统, n_r 表示接受天线的数量, n_t 表示发射天线的数量, 则 MIMO-OTFS 系统的输入输出关系可以表示为式 (9) 所示:

$$\mathbf{y}_{\text{MIMO}} = \mathbf{H}_{\text{MIMO}} \mathbf{x}_{\text{MIMO}} + \mathbf{n}_{\text{MIMO}} \quad (9)$$

其中: \mathbf{H}_{MIMO} 为 MIMO-OTFS 系统信道矩阵, 如式 (10) 所示:

$$\mathbf{H}_{\text{MIMO}} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} & \cdots & H_{1n} \\ H_{21} & H_{22} & \cdots & H_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{n,1} & H_{n,2} & \cdots & H_{n,n} \end{bmatrix} \quad (10)$$

式 (10) 中, $\mathbf{H}_{ij} \in \mathbb{C}^{MN \times MN}$ 表示第 j 个发射天线与第 i 个接收天线之间的等效信道矩阵。 $\mathbf{x}_{\text{MIMO}} \in \mathbb{C}^{n, NM \times 1}$ 表示 MIMO-OTFS 系统的发射信号, $\mathbf{y}_{\text{MIMO}} \in \mathbb{C}^{n, NM \times 1}$ 表示系统的接收信号, \mathbf{n}_{MIMO} 为噪声项。

3.2 MIMO-OTFS 系统编码与解码

现阶段广泛应用于 MIMO 系统中的编解码技术主要有空时编码 (STC, space-time coding) 技术^[17-18]与空频编码 (SFC, space-frequency coding) 技术。其中, STC 编码技术是通过不同天线在不同时刻对信号进行发射与接收来获取多天线分集增益, 主要为时间增益与空间增益, 可以有效地提高 MIMO 系统的信道容量利用率。而 SFC 编码技术主要应用于高速多径下的 MIMO-OFDM 系统中, 通过对子载波进行 SFC 编码来对抗接收端与发射端相对高速移动引起的较大多普勒频移量对子载波正交性的破坏, 可以得到频率分集增益与空间分集增益。

在 OTFS 系统中, 由于 OTFS 信道是平稳信道, 可以有效地对抗收发端高速移动引起的多普勒频移, 所以本文考虑采用 STC 编码技术对 MIMO-OTFS 系统进行编解码。本文以两发单收 MIMO-OTFS 系统为例, 采用 Alamouti 码结构的发射信号 STC 编码与接收信号解码, 通过将发射信号映射为相互正交的两个信号在两个不同发射天线上进行发送, 然后在接收端对两个信号进行线性合并得到接收信号, 在此基础上提出 MIMO-OTFS 系统的低复杂度 MRC 信号检测算法。

对发射信号进行 Alamouti 码结构的 STC 编码, 得到一个大小 $2MN \times 2MN$ 的 STC-OTFS 矩阵, 如式 (11) 所示:

$$\tilde{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1 & -\mathbf{X}_2^H \\ \mathbf{X}_2 & \mathbf{X}_1^H \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中: \mathbf{X}_1 和 \mathbf{X}_2 分别表示 OTFS 传输矢量在第一帧持续时间内分别从第一根发射天线和第二根发射天线发送的信号矢量, \mathbf{X}_1^H 和 $-\mathbf{X}_2^H$ 分别表示在第二帧持续时间内, 从第一根发射天线和第二根发射天线发送的信号矢量, 两个信号矢量相互正交, $[\cdot]^H$ 表示矩阵的共轭转置操作。

STC-OTFS 的系统输入输出关系可以表示如式 (12) 所示, 式中 \mathbf{h}'_1 与 \mathbf{h}'_2 分别表示第一根发射天线和第二根发射天线与接收天线之间的信道信息, \mathbf{y}_1^T 与 \mathbf{y}_2^T 分别表示第一根接收天线与第二根接收天线接收到的信号矢量, \mathbf{n}_1^T 与 \mathbf{n}_2^T 表示噪声矢量, 仿真中一般看做为符合正态分布的高斯白噪声。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1^T & \mathbf{y}_2^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}'_1 & \mathbf{h}'_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1 & -\mathbf{X}_2^H \\ \mathbf{X}_2 & \mathbf{X}_1^H \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1^T & \mathbf{n}_2^T \end{bmatrix} \quad (12)$$

为了方便理论推导与信号检测算法设计, MIMO-OTFS 系统的第一帧与第二帧的接收信号向量与发射信号的关系用信道矩阵形式如式 (13)、(14) 所示:

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{H}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{H}_2 \mathbf{x}_2 + \mathbf{n}_1 \quad (13)$$

$$\mathbf{y}_2 = -\mathbf{H}_1 (\hat{\mathbf{x}}_2)^* + \mathbf{H}_2 (\hat{\mathbf{x}}_1)^* + \mathbf{n}_2 \quad (14)$$

为将 STC-OTFS 系统的输入输出关系表示为式 (14) 所示, 这里引入了排列矩阵 $\mathbf{P} \in \mathbb{C}^{MN \times MN}$, 式 (14) 中, $\hat{\mathbf{x}}_k = \mathbf{P} \mathbf{x}_k$, 由 $\mathbf{P} = \mathbf{P}'_M \otimes \mathbf{P}'_N$ 给出, \otimes 表示克罗那卷积, \mathbf{P}'_M 与 \mathbf{P}'_N 如式 (15)、(16) 所示:

$$\mathbf{P}'_M = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix}_{M \times M} \quad (15)$$

$$\mathbf{P}'_N = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (16)$$

接收端的解码过程为对接收信号 \mathbf{y}_2 用矩阵 \mathbf{P} 重新排列再取共轭, 两发单收 MIMO-OTFS 的输入输出关系可以表示为式 (17) 所示:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \hat{\mathbf{y}}_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 & \mathbf{H}_2 \\ \mathbf{H}_2^H & -\mathbf{H}_1^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \hat{\mathbf{n}}_2^* \end{bmatrix} \quad (17)$$

为了表示出接收端接收到的两个信号所经历的等效信道, 公式两边同时乘上矩阵 $\begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^H & \mathbf{H}_2 \\ \mathbf{H}_2^H & -\mathbf{H}_1 \end{bmatrix}$ 式 (17), 如式 (18) 所示:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{z}_1 \\ \mathbf{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^H \mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2 \mathbf{H}_2^H & 0 \\ 0 & \mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2 + \mathbf{H}_1 \mathbf{H}_1^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1 \\ \mathbf{w}_2 \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中, $\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2$ 表示高斯白噪声 $\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2$ 表示解码后的接收信号, 则等效信道矩阵可以表示为: $\mathbf{H}_{11} = \mathbf{H}_1^H \mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2 \mathbf{H}_2^H, \mathbf{H}_{21} = \mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2 + \mathbf{H}_1 \mathbf{H}_1^H$ 。

3.3 MIMO-OTFS 系统 MRC 信号检测算法

MRC 信号检测中的最大比合并思想可以视为时延—多普勒网格中不同时延径接收到的信号分量的最大比率组合, 每个时延径分支中的噪声加干扰 (NPI, noise plus interference) 的功率是不同的, 并且功率的大小取决于信道响应。在信号检测算法的每次迭代过程中, 需要选择用于合并的路径利用估计的信号向量消除符号间干扰, 从而提高 MRC 算法的信号与干扰加噪声比 (SINR, signal to interference plus noise ratio)。由式 (8) 所得时延—多普勒域发送 \mathbf{x}_m 和接收 \mathbf{y}_m 的符号向量之间的输入输出关系如式 (19) 所示:

$$\mathbf{y}_{m+l} = \sum_{l \in L} \mathbf{H}_{m+l,l} \cdot \mathbf{x}_m + \mathbf{w}_{m+l} \quad (19)$$

其中: \mathbf{w}_{m+l} 是方差为 σ^2 的高斯白噪声。

由于时延扩展引起的符号间干扰的存在, 对于 $l \in L$

时,所有符号向量 \mathbf{x}_m 在 L 个接收符号向量 \mathbf{y}_{m+l} 中都有一个信号分量。令 $\mathbf{b}_m^l \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 表示在 $k \neq m$ 的情况下,去除了其他传输符号向量 \mathbf{x}_k 的干扰后,在时延索引 $m+l$ 处接收到的 \mathbf{y}_{m+l} 向量中 \mathbf{x}_m 经过信道后的信号分量。假设已知来自先前进代的符号向量 \mathbf{x}_m 的估计,我们可以将 $l \in L$ 的 \mathbf{b}_m^l 写为式 (20) 所示:

$$\mathbf{b}_m^l = \mathbf{H}_{m+l,l} \cdot \hat{\mathbf{x}}_m + \mathbf{w}_{m+l} \quad (20)$$

式中,对于每个符号向量我们需要计算 L 个向量,但在算法具体实现时并不是在 $l \in L$ 的情况下去分别估计传输的每个符号向量,而是去估计的最大比合并后的符号向量,然后进行逐符号的 QAM 解映射, MRC 的输出向量如式 (21) 所示:

$$\mathbf{c}_m = \mathbf{D}_m^{-1} \cdot \mathbf{g}_m \quad (21)$$

其中: \mathbf{D}_m 和 \mathbf{g}_m 表达式形式分别如式 (22)、(23) 所示:

$$\mathbf{D}_m = \sum_{l \in L} \mathbf{H}_{m+l,l}^H \cdot \mathbf{H}_{m+l,l} \quad (22)$$

$$\mathbf{g}_m = \sum_{l \in L} \mathbf{H}_{m+l,l}^H \cdot \mathbf{b}_m^l \quad (23)$$

根据最大似然准则进行硬判决得到估计出的发射符号如式 (24) 所示:

$$\hat{\mathbf{x}}_m(n) = \operatorname{argmin}_{a_j \in \mathcal{Q}} |a_j - c_m(n)| \quad (24)$$

对于 MIMO-OTFS 系统,为了得到包含信道信息的时延-多普勒域等效时延径信道矩阵 $\mathbf{H}_{m+l,l}$, 需要利用解码后的等效信道矩阵 \mathbf{H}_{11} 与 \mathbf{H}_{21} 进行推导。

推导过程如下,首先给出时延-多普勒域信道矩阵 \mathbf{H}_{11} 与 \mathbf{H}_{21} 与时域信道矩阵 \mathbf{G}_{11} 与 \mathbf{G}_{21} 的关系如式 (25)、(26) 所示,排列矩阵 $\mathbf{P} \in \mathbb{C}^{MN \times MN}$ 在 3.2 节中给出。

$$\mathbf{G}_{11} = (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{I}_M) \cdot (\mathbf{P} \cdot \mathbf{H}_{11} \cdot \mathbf{P}^T) \cdot (\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M) \quad (25)$$

$$\mathbf{G}_{21} = (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{I}_M) \cdot (\mathbf{P} \cdot \mathbf{H}_{21} \cdot \mathbf{P}^T) \cdot (\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M) \quad (26)$$

时域信道矩阵 \mathbf{G}_{11} 与 \mathbf{G}_{21} 与时延域时延径信道矩阵之间的关系表示为式 (27) 所示:

$$\mathbf{G}_n(m, m-l) = \mathbf{K}_{m,l}(n, n) \quad (27)$$

利用时延域时延径信道矩阵 $\mathbf{K}_{m,l}(n, n)$ 可以得到时延-多普勒域信道矩阵如式 (28) 所示:

$$\mathbf{H}_{m+l,l} = \mathbf{F}_N \cdot \mathbf{K}_{m,l} \cdot \mathbf{F}_N^H \quad (28)$$

由式 (25) ~ (28) 完成了利用 MIMO-OTFS 系统的信道等效矩阵到 MRC 信号检测算法所需的时延径信道矩阵的推导,这样就可以利用 MRC 信号检测算法完成对基于 Alamouti 码结构的 STC 编码 MIMO-OTFS 系统进行信号检测,但是该信号检测算法的复杂度还算是相对较高,对实际硬件系统的算力要求过高,不利于实际系统的实现,以下提出一种降低复杂度的适用于该 MIMO-OTFS 系统的信号检测算法。

3.4 低复杂度 MRC 信号检测算法

由式 (19) ~ (24) 可以看出 MRC 信号检测算法的运算量主要来自于对于矩阵 \mathbf{D}_m 的求逆运算,为了避免分数时延与分数多普勒偏移量带来的庞大运算量,当 N 取值较大既符号数较大时,会造成矩阵 \mathbf{D}_m 较大,求逆运算的运算量过大,在实际应用中计算复杂度过高,对硬件的算力要求

过高。因此对 \mathbf{D}_m 矩阵进行求逆运算的简化,可以有效降低复杂度,提高实际系统应用的可能性。常见的矩阵求逆优化方法主要有 QR 分解, LU 分解, Cholesky 分解等,由于 \mathbf{D}_m 矩阵具有共轭对称的特性,完美满足 Cholesky 分解对于矩阵条件的要求。所以利用 Cholesky 分解来求解逆矩阵的复杂度降低效果最好。

利用 Cholesky 分解理论^[19-21]可以将 \mathbf{D}_m 分解为一个下三角矩阵 \mathbf{L}_m 和它的共轭转置矩阵相乘的形式,如式 (29) 所示:

$$\mathbf{D}_m = \mathbf{L}_m \cdot \mathbf{L}_m^H \quad (29)$$

此时对于 \mathbf{D}_m 的求逆运算被简化为对于下三角矩阵 \mathbf{L}_m 的求逆运算,大大降低了求逆运算所需的计算量此时 \mathbf{D}_m 的求逆过程如式 (30) 所示:

$$\mathbf{D}_m^{-1} = \mathbf{L}_m^{-1} \cdot (\mathbf{L}_m^{-1})^H \quad (30)$$

这样,改进后适用于 MIMO-OTFS 系统的低复杂度 MRC 信号检测算法检测过程如下:

- 1) 输入解码后接收信号 z_1, z_2 , 等效信道矩阵 \mathbf{H}_{11} 与 \mathbf{H}_{21} 迭代次数 ite 。
- 2) 利用式 (25) ~ (28) 计算等效时延-多普勒域时延径信道矩阵 $\mathbf{H}_{m+l,l}$ 。
- 3) 利用式 (20) 计算时延索引 $m+l$ 处接收到的 \mathbf{y}_{m+l} 向量中 \mathbf{x}_m 经过信道后的信号分量。
- 4) 利用式 (22) 计算矩阵 \mathbf{D}_m 。
- 5) 利用 Cholesky 矩阵分解理论如式 (29) 与式 (30) 所示求矩阵 \mathbf{D}_m 的逆矩阵。
- 6) 利用式 (23) 求得矩阵 \mathbf{g}_m 。
- 7) 利用式 (21) 求得输出向量 \mathbf{c}_m 。
- 8) 利用式 (24) 进行硬判决得到估计出的发射信号。
- 9) 达到最大迭代次数,跳出迭代,输出信号检测结果。

4 仿真结果与分析

研究采用 Matlab 软件进行信号检测算法的仿真与分析,采用不同信噪比下的误码率 (BER, bit error ratio) 性能作为信号检测算法的评判标准,根据高速多径情况下的通信系统应用的背景前提,所采用的信道模型为 3GPP 公布的 EVA 信道,移动端速度设为 500 km/h,采用 QPSK 调制方式,仿真假设接收端已经获得完美信道估计信息。Matlab 软件仿真参数的设置如表 1 所示。

表 1 Matlab 仿真参数

参数	数值
载波频率/GHz	4
子载波间隔/kHz	15
天线数量	2×1
(M, N)	(16, 16)
SNR/dB	0~20
ite	25

两发单收 MIMO-OTFS 系统与单发单收 SISO-OTFS 系

统的低复杂度 MRC 信号检测结果对比如图 4 所示。

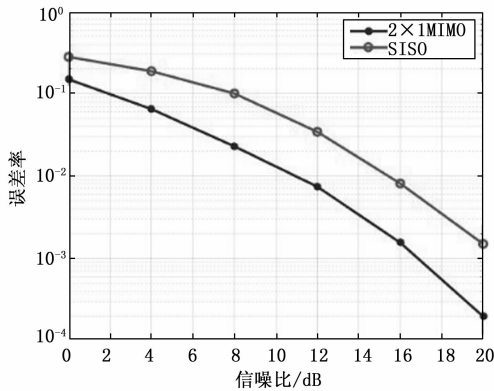


图 4 MIMO 与 SISO 信号检测结果

原 MRC 信号检测算法与改进后的低复杂度 MRC 信号检测算法的仿真结果对比如图 5 所示。

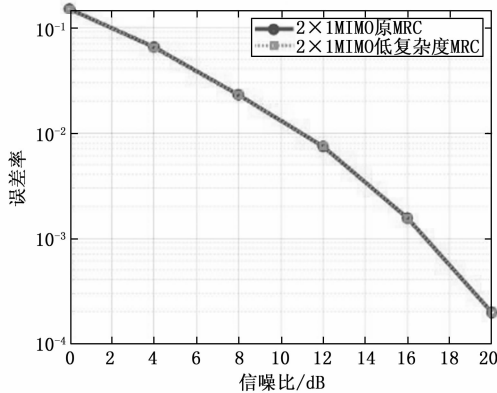


图 5 MRC 与低复杂度 MRC 信号检测结果

由仿真结果可以看出, MIMO-OTFS 系统的应用相对于 SISO-OTFS 系统有效提高了信号检测结果精确度, 误码率整体降低, 提高了系统可靠性, 证明了对于 MRC 信号检测算法在 Alamouti 码结构的 STC 编码技术下的 MIMO-OTFS 中应用的理论推导正确。与此同时, Cholesky 分解后的结果为两个矩阵之间是互为共扼转置的关系, 因此在求逆过程中减少了很大的运算量, 进而降低了 MRC 信号检测算法的整体复杂度。经过计算, 利用 Cholesky 矩阵分解理论求 \mathbf{D}_m 矩阵的逆矩阵的复杂度只有 $N^3/2 + O(N^2)$, 而直接求 \mathbf{D}_m 的逆矩阵的复杂度为 $O(N^3)$ 。

如图 5 所示, 在 MIMO-OTFS 系统中, 原 MRC 信号检测算法检测结果与低复杂度 MRC 信号检测算法信号检测结果曲线重合, 该结果表示在大大降低了 MRC 信号检测算法复杂度的同时, 保证了信号检测精度不受影响。相对于原 MRC 信号检测算法具有工程优越性, 降低了对硬件的要求, 提高了 MIMO-OTFS 系统实际应用的可行性。

5 结束语

本文针对对高速多径条件的应用场景, 推导了 MIMO-OTFS 系统中 MRC 信号检测算法应用的理论依据, 建立了

一个基于 Alamouti 码结构的 STC 编码技术的 MIMO-OTFS 系统并仿真, 并基于该系统针对现有 MRC 信号检测算法中求逆复杂度过高的问题, 提出了一种低复杂度的应用于 MIMO-OTFS 系统的 MRC 信号检测算法, 算法在保证信号检测精度没有降低的同时降低了算法复杂度, 为 MIMO-OTFS 系统的整体应用做出了贡献。在未来高速多径通信场景如高铁、无人机、车联网、卫星通信等应用场景中, 均具有广阔的应用前景, 同时, 由于算法复杂度较低, 对于硬件设备的要求也较低, 有利于现有设备的更新升级。同时, 针对该算法的 ZP 帧结构设计, 还可进一步设计利用置零空间进行信道估计的导频放置, 设计信道估计信号检测联合检测算法。进一步提升实际应用的可能性。

参考文献:

- [1] 程俊强. 面向高动态场景的正交时频空波形与传输方法研究 [D]. 北京: 北京邮电大学, 2021.
- [2] ROBERTSON P, KAISER S. The effects of Doppler spreads in OFDM (A) mobile radio systems [C] // Gateway to 21st Century Communications Village. VTC 1999-Fall. IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference (Cat. No. 99CH36324), IEEE, 1999, 1: 329-333.
- [3] HADANI R, RAKIB S, TSATSANIS M, et al. Orthogonal time frequency space modulation [C] // 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), IEEE, 2017: 1-6.
- [4] RAVITEJA P, HONG Y, VITERBO E, et al. Effective diversity of OTFS modulation [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 9 (2): 249-253.
- [5] 邓肖中. 基于信噪比判决的多维信号检测方法 [J]. 电子测量技术, 2011, 34 (3): 29-32, 53.
- [6] THAJ T, VITERBO E, HONG Y. General I/O relations and low-complexity universal MRC detection for all OTFS variants [J]. IEEE Access, 2022, 9 (8): 96026-96037.
- [7] NAIKOTI A, CHOCKALINGAM A. Signal detection and channel estimation in OTFS [J]. ZTE Communications, 2021, 19 (4): 16-33.
- [8] HONG E K, KIM K J, WHANG K C. Performance evaluation of DS-CDMA system with M-ary orthogonal signaling [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1996, 45 (1): 57-63.
- [9] ZHANG Z, LIU H, WANG Q, et al. A survey on low complexity detectors for OTFS systems [J]. ZTE Communications, 2022, 19 (4): 3-15.
- [10] 程鹏. 高精度授时测距与无线通信一体化技术研究 [D]. 上海: 上海交通大学, 2020.
- [11] JINDAL N. MIMO broadcast channels with finite-rate feedback [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52 (11): 5045-5060.
- [12] 任立刚, 宋梅, 郝松楠, 等. 移动通信中的 MIMO 技术 [J]. 现代电信科技, 2004 (1): 42-45.

(下转第 203 页)