



研究与开发

高铁场景下多用户OTFS系统的上行多址传输方案

丁青锋, 徐战波

(华东交通大学电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

摘 要: 针对高速铁路快速移动所引起的高多普勒频移进而可实现速率受限的问题, 基于时延分多址和多普勒分多址技术, 提出了高铁场景多用户上行链路的正交时频空间 (orthogonal time frequency space, OTFS) 多址传输方案。首先, 基于高铁场景建立OTFS多址的多用户系统模型; 其次, 在基站处将串行干扰消除应用于上行链路传输, 利用多用户之间的信号差异消除干扰, 实现对用户信号的正确检测; 最后, 根据互信息定理和迹运算的性质推导可实现速率的闭式表达式。仿真结果表明, 相比于传统的多址传输方案, 所提方案能更好地进行资源分配和抵抗多普勒频移, 满足高速场景下车地通信上行传输的可实现速率需求。

关键词: 正交时频空间; 多用户; 多址传输; 可实现速率

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2025112

Uplink multiple access transmission scheme for multi-user OTFS systems in high-speed rail scenarios

DING Qingfeng, XU Zhanbo

School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China

Abstract: To address the high Doppler frequency shift and thus achievable rate limitation caused by rapid movement of the train, an orthogonal time frequency space (OTFS) multiple access transmission scheme was proposed based on the delay division multiple access and Doppler division multiple access techniques for the multi-user uplink in high-speed railway scenario. Firstly, a multi-user system model for OTFS multiple access was established based on the high-speed rail scenario. Secondly, the serial interference cancellation was applied to the uplink transmission at the base station to eliminate the interference by using the signal difference between the multiple users and achieve the correct detection of the user signals. Finally, the closed-form expression for the achievable rate was derived based on the mutual information theorem and the nature of the trace operation. Simulation results show that the proposed scheme has better performance of resources allocation and resistance to Doppler shift than the traditional multiple-access

收稿日期: 2024-11-25; 修回日期: 2025-03-09

通信作者: 丁青锋, brandy724@sina.com

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62461024); 江西省自然科学基金资助项目 (No.20224ACB202001)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.62461024), The Jiangxi Provincial Natural Science Foundation of China (No.20224ACB202001)

transmission scheme, which meets the achievable rate requirement of uplink vehicle-to-infrastructure communication in high-speed scenarios.

Key words: OTFS, multi-user, multiple access transmission, achievable rate

0 引言

截至 2023 年年底, 中国高铁里程数已达 4.5 万千米, 高铁出行成为人们首选的交通方式, 同时, 也对高速列车的行车安全、运营维护等服务提出了更高的要求, 无线通信系统在高铁运行过程中发挥着关键作用^[1]。与日常公用通信场景不同, 高铁运行线路呈现出多样化的通信环境, 包括丘陵、城市、隧道、高架桥等^[2]。要实现高速铁路的高覆盖率, 需要无线通信系统能够针对高速移动场景提供高效、稳定和可靠的无线通信。另外, 考虑在高速移动场景中, 由于受到多普勒效应和多径传播效应的影响, 信道具有快时变性、时延扩展大、视距特性明显、可用带宽有限等特点^[3], 是目前最具挑战性的无线信道之一。传统的正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 技术能够克服时间色散引起的符号间干扰, 然而接收机和发射机相对运动会导致严重的子载波间干扰 (inter-carrier interference, ICI), 使系统性能大幅下降, 无法满足高铁高效可靠的无线通信服务需求^[4-5]。

为了解决 OFDM 技术由多普勒偏移引起的 ICI 问题, 2017 年, Hadani 等^[6]提出了正交时频空间 (orthogonal time frequency space, OTFS) 调制技术。OTFS 在时延—多普勒 (delay-Doppler, DD) 域进行调制, 将时频 (time frequency, TF) 域的时变信道转换为 DD 域的时不变信道, 获得时间和频率上的全部信道分集增益^[7], 使 OTFS 调制系统可以抵抗用户的高移动性带来的高多普勒频移影响, 解决了 OFDM 技术在高移动性情况下通信系统性能下降的问题^[8-9]。文献[10-11]的结果表明, 相比于传统的 OFDM 调制, OTFS 调制

获得了时频全分集的潜能, 可以提供优于 OFDM 调制的显著性能增益。现有的高铁场景中, 基于 OTFS 调制系统的研究已取得了阶段性成果, 如文献[12]构建了高铁场景的信道模型, 结果表明 OTFS 调制在具有时延扩展和多普勒频移的高速移动场景中信道表现良好。此外, 文献[13]为高架桥和隧道下的信道离散扩展函数生成算法提供了一种可行的解决方案, 并验证了该方案的有效性。文献[14]考虑了在非双正交脉冲波形的影响下, 研究 OTFS 调制在丘陵、隧道、城市等不同高速铁路环境中的可实现速率性能, 结果表明, 无论哪种铁路运行环境, OTFS 调制都能提供较高的可实现速率, 且速率相对列车的行驶速度不敏感。

然而, 随着高铁用户数量的不断增加, 传统的传输方案会使系统容量和传输效率降低并产生多用户间干扰 (multi-user interference, MUI)。为满足高铁移动场景的通信需求, 研究人员提出了高移动场景的多用户多址传输方案^[15], 常采用的多址方案是将不同用户的信号分配到 DD 域的非重叠区域。但当时延和多普勒扩展较高时, 时延多普勒资源块上传输的信号可能传播到邻近的资源块上, 导致严重的 MUI。基于 DD 域保护间隔的资源分配可以降低 MUI 的影响, 但这种方法会增大导频开销使系统的传输效率下降^[16-17]。此外, 文献[18]考虑了用户具有不同速度的通信场景, 以高速用户的传输速率为前提, 低速用户的传输速率为优化目标, 实现正交时频空间-非正交多址接入 (orthogonal time frequency space non-orthogonal multiple access, OTFS-NOMA) 系统的波束成形设计。文献[19]研究上行编码 OTFS-NOMA, 并设计了一种基于串行干扰消除 (successive interference cancellation, SIC) 的迭代



Turbo接收机来消除共信道干扰。在文献[20]的基础上,文献[21]提出了一种基于卷积稀疏编码的信道估计方法,解决OTFS上行多用户场景信道估计导频开销随用户数的增加而上升的问题。文献[22]提出了一种OTFS图样分割多址(pattern division multiple access, PDMA)的传输方案,推导了PDMA在DD域采用不同分配方式的输入输出关系,结果表明OTFS-PDMA相比于OTFS-OMA的误码率性能得到了显著的提升。文献[23]研究了时延分多址(delay division multiple access, DDMA)和多普勒分多址(Doppler division multiple access, DoDMA)的可实现速率。尽管目前关于OTFS多址技术研究取得了一定进展,但现有的多址传输方案未充分考虑高铁场景所特有的非平稳信道特性和MUI抑制能力不足的问题。

针对上述问题,对高铁移动场景的多用户OTFS系统的上行DDMA和DoDMA的传输方案进行研究。首先,建立基于高铁场景的OTFS的DDMA和DoDMA的系统模型。然后,将SIC应用于高铁车地通信的上行传输,发挥OTFS抵抗多普勒频移和多址资源分配的优势。最后,基于上述系统模型,根据互信息定理和迹运算的性质推导出上行传输可实现速率的闭式表达式。仿真结果表明,与传统的多址传输方案相比,本文所提方案能够有效地提升快速移动信道上行传输速率,非常适合高铁高移动性的通信场景。

1 系统模型

1.1 OTFS系统模型

考虑高铁场景中多用户OTFS多址上行传输的通信系统模型。采用OTFS调制的DDMA和DoDMA进行高铁通信的上行传输,高铁通信系统上行链路系统模型如图1所示,其中,基站(base station, BS)为车顶移动中继(mobile relay, MR)提供服务,且每节车厢顶部部署一个MR,每个MR配备一个天线发射机,BS配备一个天线接收机。主要聚焦于高铁列车的车地通信,用户代表的即车顶MR,高速列车以速度 V 沿固定轨道行驶,由于列车的高速移动难以直接获取瞬时信道状态信息(channel state information, CSI),因此考虑基于统计的CSI。此外,列车的高速移动会产生显著的多普勒频移,需要考虑多普勒效应的影响,多普勒频移 f_D 可以表示为 $f_D = f_c V \cos \theta / c$,其中, f_c 为载波频率, c 为光速, $\theta \in (-\pi, \pi)$ 为遵循均匀分布的到达角。

在发射端,将DD域的信息符号 $x[k, l]$ 经过逆辛有限傅里叶变换(inverse symplectic finite Fourier transform, ISFFT)得到TF域第 (n, m) 个信息符号 $X_{TF}[n, m]$,表示为:

$$X_{TF}[n, m] = \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} x[k, l] \cdot e^{j2\pi \left[\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M} \right]} = \mathbf{F}_M \mathbf{X} \mathbf{F}_N^H \quad (1)$$

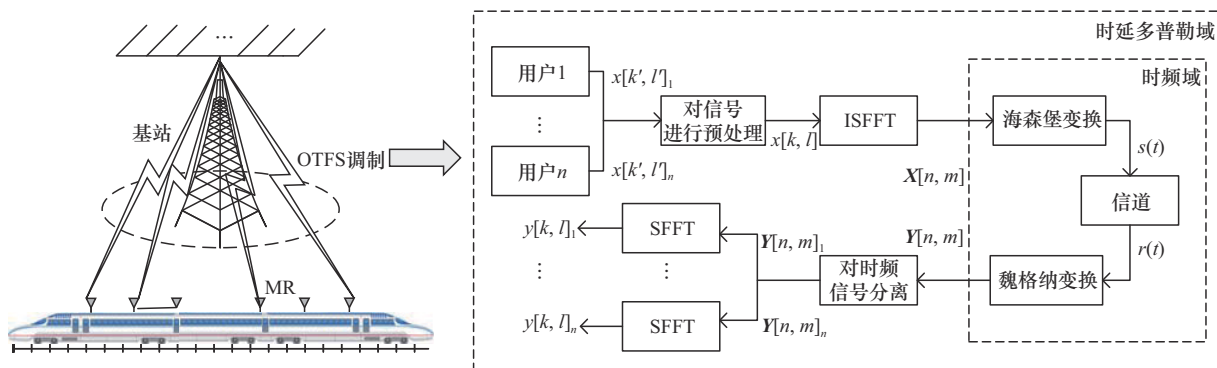


图1 高铁通信系统上行链路系统模型

其中, $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 为发送信号矩阵, $x[k, l]$ 为第 (k, l) 个元素, M 和 N 分别表示每个 OTFS 帧的子载波数和时隙数, $n=0, 1, \dots, N-1$, $m=0, 1, \dots, M-1$. $\mathbf{F}_M$ 表示 M 点快速傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT) 矩阵, $\mathbf{F}_N^H$ 表示 N 点逆快速傅里叶变换 (inverse fast Fourier transform, IFFT) 矩阵。假设矩形脉冲为发射整形脉冲, 经海森堡变换后得到的时域发射信号可以表示为:

$$\mathbf{S} = \mathbf{F}_M^H (\mathbf{F}_M \mathbf{X} \mathbf{F}_N^H) = \mathbf{X} \mathbf{F}_N^H \quad (2)$$

其中, $\mathbf{S} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 为时域传输矩阵, 将式 (2) 得到的时域传输矩阵 $\mathbf{S}$ 转换为时域矢量 $\mathbf{s}$ 的形式为:

$$\mathbf{s} = \text{vec}(\mathbf{S}) = (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{x} \quad (3)$$

其中, $\mathbf{I}_M \in \mathbb{C}^{M \times M}$ 为单位矩阵, $\mathbf{x} \triangleq \text{vec}(\mathbf{X})$, $\otimes$ 为克罗内克积。

OTFS 信号在高速铁路车地通信的时变信道上进行传输, 其 DD 域的信道模型可以表示为:

$$h(\tau, \nu) = \sum_{i=0}^P h_i \delta(\tau - \tau_i) \delta(\nu - \nu_i) \quad (4)$$

其中, $\delta(\cdot)$ 为狄拉克函数, P 为路径损耗数, h_i 、 τ_i 和 ν_i 分别为第 i 条路径对应的信道增益、时延和多普勒频移。第 i 条路径的时延抽头和多普勒频移抽头表示为 $\tau_i = l_i / (M\Delta f)$ 和 $\nu_i = k_i / (NT)$, 其中, l_i 和 k_i 分别为时延域和多普勒域的整数索引, $M\Delta f$ 和 NT 分别表示传输信号帧的总带宽和总时长。

简化后的时域有效信道矩阵表示为:

$$\mathbf{H} = \sum_{i=1}^P h_i \mathbf{\Pi}^{l_i} \mathbf{\Delta}^{k_i} \quad (5)$$

其中, $\mathbf{\Pi}$ 和 $\mathbf{\Delta}$ 分别为 $MN \times MN$ 的置换矩阵和对角

矩阵, $\mathbf{\Delta} = \text{diag}[z^0, z^1, \dots, z^{MN-1}]$, $z = e^{\frac{j2\pi}{MN}}$ 。

$$\mathbf{\Pi} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 1 \\ 1 & \ddots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix}_{MN \times MN} \quad (6)$$

接收端对时域信号进行采样可以得到时域接收信号为:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (7)$$

其中, $\mathbf{w}$ 表示对应的加性高斯白噪声 (additive white Gaussian noise, AWGN), 服从 $\mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ 分布。

在接收端, 时域信号经过魏格纳变换和辛有限傅里叶变换 (symplectic finite Fourier transform, SFFT) 到 DD 域, 根据式 (3) 和式 (7) 可以得到 OTFS 输入输出关系的矢量形式为:

$$\begin{aligned} \mathbf{y} = \text{vec}(\mathbf{Y}) &= (\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{r} = \\ &= (\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{H} (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{x} + (\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{w} = \\ &= \mathbf{H}_{\text{eff}} \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{w}} \end{aligned} \quad (8)$$

其中, $\mathbf{H}_{\text{eff}} = (\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{H} (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{I}_M)$ 为 DD 域的有效信道矩阵, $\tilde{\mathbf{w}} = (\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{w}$ 为 DD 域的等效噪声。

1.2 多址方案的系统模型

考虑 K_u 个用户单输入单输出的 OTFS 上行传输系统模型。根据 OTFS 调制的相关特性, 将不同用户的信息符号映射到大小为 $M \times N$ 的 DD 域网格上, 为最小化 MUI 需要合理分配不同用户的时延和多普勒资源块, 确保资源复用的正交性和独立性。 $M=4$ 、 $N=3$ 的 DD 域网格的多址方案如图 2 所示, 图 2 (a) 为 $M=4$ 的 DDMA 方案, 不同用户通过占用不同的时延索引沿整个多普勒轴复用信息符号, 图 2 (b) 为 $N=3$ 的 DoDMA 方案, 不同用户通过占用不同的多普勒索引沿整个时延轴复用信息符号^[23]。

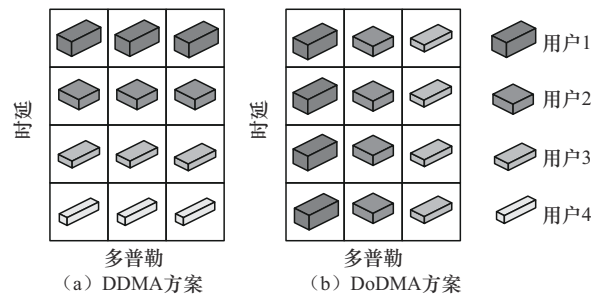


图2 多址方案

在高铁高速移动场景中, 两者结合会显著增加系统复杂度且信道变化也会使资源分配难度加大, 为了揭示时延域和多普勒域资源分配对系统



性能的影响, 分别考虑 DDMA 和 DoDMA 的系统模型。令 $\mathbf{G}_{\text{DDMA}}^{(k)}$ 和 $\mathbf{G}_{\text{DoDMA}}^{(k)}$ 为定义的第 k 个用户的指示符矩阵, $k \in \{1, 2, \dots, K_u\}$, 指示符矩阵表示每个用户在不同多址接入方案中的资源分配情况。DDMA 根据不同的时延索引来分离用户的信息符号, 第 k 个用户的 DDMA 指示符矩阵可以表示为:

$$\mathbf{G}_{\text{DDMA}}^{(k)} = \mathbf{I}_N \otimes \mathbf{a}_M^{(k)} \quad (9)$$

其中, $\mathbf{a}_M^{(k)} = [0, 0, \dots, 1, \dots, 0, 0]^T$ 为长度为 M 的列向量, 第 k 个数为 1, 其他数为 0; $\mathbf{G}_{\text{DDMA}}^{(k)}$ 为 $MN \times N$ 的块对角矩阵, 且每个对角块都为 $\mathbf{a}_M^{(k)}$, 其他为 0。由式 (9) 可以得到 $\mathbf{G}_{\text{DDMA}}^{(k)} (\mathbf{G}_{\text{DDMA}}^{(k)})^H = \mathbf{I}_N \otimes \tilde{\mathbf{G}}_M^{(k)}$, $\tilde{\mathbf{G}}_M^{(k)}$ 为 $M \times M$ 的矩阵, 第 (k, k) 个数为 1, 其他为 0。

DoDMA 根据不同的多普勒索引来分离用户的信息符号, 第 k 个用户的 DoDMA 指示符矩阵表示为:

$$\mathbf{G}_{\text{DoDMA}}^{(k)} = \mathbf{a}_N^{(k)} \otimes \mathbf{I}_M \quad (10)$$

其中, $\mathbf{a}_N^{(k)} = [0, 0, \dots, 1, \dots, 0, 0]^T$ 为长度为 N 的列向量, 第 k 个数为 1, 其他数为 0; $\mathbf{G}_{\text{DoDMA}}^{(k)}$ 为 $MN \times M$ 的列分块矩阵, 且第 k 个 $M \times M$ 块为单位矩阵, 其他为 0。由式 (10) 可以得到 $\mathbf{G}_{\text{DoDMA}}^{(k)} (\mathbf{G}_{\text{DoDMA}}^{(k)})^H = \tilde{\mathbf{G}}_N^{(k)} \otimes \mathbf{I}_M$, $\tilde{\mathbf{G}}_N^{(k)}$ 为 $N \times N$ 的矩阵, 第 (k, k) 个数为 1, 其他为 0。

因此, 可以得到 DDMA 和 DoDMA 上行传输 DD 域接收向量 $\mathbf{y}_1$ 和 $\mathbf{y}_2$ 分别表示为:

$$\mathbf{y}_1 = \sqrt{P_t} \left[\sum_{k=1}^{K_u} \mathbf{H}_{\text{eff}}^{(k)} \mathbf{G}_{\text{DDMA}}^{(k)} \right] \mathbf{x}^{(k)} + \tilde{\mathbf{w}} \quad (11)$$

$$\mathbf{y}_2 = \sqrt{P_t} \left[\sum_{k=1}^{K_u} \mathbf{H}_{\text{eff}}^{(k)} \mathbf{G}_{\text{DoDMA}}^{(k)} \right] \mathbf{x}^{(k)} + \tilde{\mathbf{w}} \quad (12)$$

其中, P_t 为发射功率。

2 可实现速率分析

基于上述系统模型, 对多址方案的上行传输

可实现速率进行分析。SIC 在 BS 处应用于上行传输, 按照信号功率的大小对多用户的数据进行逐个判决, 消除 MUI。其中, 检测的 MUI 在 BS 处被消除以检测当前用户, 而其他未检测的 MUI 视为低复杂度检测的高斯白噪声信号。假设所有用户的信道增益按降序排序, 即: $\sum_{i=1}^P |h_i^{(1)}|^2 \geq$

$\sum_{i=1}^P |h_i^{(2)}|^2 \geq \dots \geq \sum_{i=1}^P |h_i^{(K_u)}|^2$, 其中, $h_i^{(k)}$ 表示与第 k 个用户的第 i 条路径相关的衰落系数。假设传输符号等概率地取自平均符号能量 E_s 的复高斯星座。第 k 个用户的可实现速率可以由互信息定理得到闭合表达式, 表示为:

$$I(y; x_k | x_1, x_2, \dots, x_{k-1}) = \text{lb det}$$

$$\left(\mathbf{I}_K + \frac{E_s P_t}{N_0 + \sigma_k^2} (\mathbf{G}^{(k)})^H (\mathbf{H}_{\text{eff}}^{(k)})^H \mathbf{H}_{\text{eff}}^{(k)} \mathbf{G}^{(k)} \right) \quad (13)$$

其中, N_0 为单边功率谱密度, σ_k^2 为第 k 个用户的 MUI 功率, $\mathbf{G}^{(k)}$ 为第 k 个用户的指示符矩阵。

设 $\lambda_i^{(k)} = (\mathbf{G}^{(k)})^H (\mathbf{H}_{\text{eff}}^{(k)})^H \mathbf{H}_{\text{eff}}^{(k)} \mathbf{G}^{(k)}$, 其中,

$1 \leq i \leq K$, 则式 (13) 可以进一步简化为:

$$I(y; x_k | x_1, x_2, \dots, x_{k-1}) = \sum_{i=1}^K \text{lb} \left(1 + \frac{E_s P_t}{N_0 + \sigma_k^2} \lambda_i^{(k)} \right) \quad (14)$$

根据 MUI 的协方差矩阵和迹运算的性质得到 MUI 功率 σ_k^2 为:

$$\sigma_k^2 = \frac{1}{K} \text{Tr} \left(\sum_{k=1}^{K_u} E_s (\mathbf{G}^{(k+1)})^H (\mathbf{H}_{\text{eff}}^{(k+1)})^H \mathbf{H}_{\text{eff}}^{(k+1)} \mathbf{G}^{(k+1)} \right) \quad (15)$$

根据 Jensen 不等式和对数函数的性质可以得到:

$$\sum_{i=1}^K \text{lb} \left(1 + \frac{E_s P_t}{N_0 + \sigma_k^2} \lambda_i^{(k)} \right) \leq K \text{lb} \left(1 + \frac{E_s P_t}{N_0 + \sigma_k^2} \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \lambda_i^{(k)} \right) \quad (16)$$

当所有特征值 $\lambda_i^{(k)}$ 相等时, 可以得到 $\frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \lambda_i^{(k)} = \lambda^{(k)}$, 式 (16) 左边达到最大值。

$$I(y; x_k | x_1, x_2, \dots, x_{k-1}) \leq K \ln \left(1 + \frac{E_s P_t}{N_0 + \sigma_k^2} \lambda^{(k)} \right) = K \ln \left(1 + \frac{E_s P_t}{N_0 + \sigma_k^2} \frac{\text{Tr} \left(\left(\mathbf{G}^{(k)} \right)^H \left(\mathbf{H}_{\text{eff}}^{(k)} \right)^H \mathbf{H}_{\text{eff}}^{(k)} \mathbf{G}^{(k)} \right)}{K} \right) \quad (17)$$

定义 $\mathbf{H}_T^{(k)} = \left(\mathbf{H}^{(k)} \right)^H \mathbf{H}^{(k)}$ 为第 k 个用户的二阶时域信道矩阵^[24], $\mathbf{H}_T^{(k)}$ 的对角线数值等于 $\sum_{i=1}^P |h_i^{(k)}|^2$ 。由迹运算的循环性质和克罗内克积的性质可以得到:

$$\begin{aligned} & \text{Tr} \left(\left(\mathbf{G}_{\text{DDMA}}^{(k)} \right)^H \left(\mathbf{H}_{\text{eff}}^{(k)} \right)^H \mathbf{H}_{\text{eff}}^{(k)} \mathbf{G}_{\text{DDMA}}^{(k)} \right) \stackrel{(a)}{=} \\ & \text{Tr} \left(\left(\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{I}_M \right) \left(\mathbf{I}_N \otimes \tilde{\mathbf{G}}_M^{(k)} \right) \left(\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M \right) \left(\mathbf{H}^{(k)} \right)^H \mathbf{H}^{(k)} \right) \stackrel{(b)}{=} \\ & \text{Tr} \left(\left(\mathbf{I}_N \otimes \tilde{\mathbf{G}}_M^{(k)} \right) \left(\mathbf{H}^{(k)} \right)^H \mathbf{H}^{(k)} \right) = N \sum_{i=1}^P |h_i^{(k)}|^2 \end{aligned} \quad (18)$$

其中, 式 (18) 中的 (a) 应用了迹运算 $\text{Tr}(\mathbf{ABC}) = \text{Tr}(\mathbf{BCA}) = \text{Tr}(\mathbf{CAB})$ 的循环性质, (b) 应用了 $(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B})(\mathbf{C} \otimes \mathbf{D})(\mathbf{E} \otimes \mathbf{F}) = (\mathbf{ACE}) \otimes (\mathbf{BDF})$ 克罗内克积的性质。

同理可得:

$$\text{Tr} \left(\left(\mathbf{G}_{\text{DoDMA}}^{(k)} \right)^H \left(\mathbf{H}_{\text{eff}}^{(k)} \right)^H \mathbf{H}_{\text{eff}}^{(k)} \mathbf{G}_{\text{DoDMA}}^{(k)} \right) = M \sum_{i=1}^P |h_i^{(k)}|^2 \quad (19)$$

根据式 (17) 得到第 k 个用户的 SINR 为:

$$\text{SINR} = \frac{E_s P_t}{N_0 + \sigma_k^2} \frac{\text{Tr} \left(\left(\mathbf{G}^{(k)} \right)^H \left(\mathbf{H}_{\text{eff}}^{(k)} \right)^H \mathbf{H}_{\text{eff}}^{(k)} \mathbf{G}^{(k)} \right)}{K} \quad (20)$$

根据式 (18)、式 (19) 和式 (20) 可以得到:

$$\text{SINR}_{\text{DDMA}}^{(k)} = \frac{E_s P_t N \sum_{i=1}^P |h_i^{(k)}|^2}{N_0 + E_s N \sum_{k+1=1}^{K_u} \sum_{i=1}^P |h_i^{(k+1)}|^2} \quad (21)$$

$$\text{SINR}_{\text{DoDMA}}^{(k)} = \frac{E_s P_t M \sum_{i=1}^P |h_i^{(k)}|^2}{N_0 + E_s M \sum_{k+1=1}^{K_u} \sum_{i=1}^P |h_i^{(k+1)}|^2} \quad (22)$$

用 $R_{\text{DDMA}}^{(k)}$ 和 $R_{\text{DoDMA}}^{(k)}$ 表示第 k 个用户的可实现速率, 可以得到:

$$R_{\text{DDMA}}^{(k)} = \ln \left(1 + \text{SINR}_{\text{DDMA}}^{(k)} \right) \quad (23)$$

$$R_{\text{DoDMA}}^{(k)} = \ln \left(1 + \text{SINR}_{\text{DoDMA}}^{(k)} \right) \quad (24)$$

3 仿真结果与分析

本节对所提的两种 OTFS 多址传输方案的系统性能与 OTFS-OMA 和传统的 OFDMA 方案进行仿真比较, 并从可实现速率和误码率两方面分析不同系统参数对系统性能的影响。具体地, 如无特别说明, 假定列车的移动速度为 $V=350$ km/h, 且信道系数基于均匀的功率时延曲线随机生成, 时延索引和多普勒索引在 $[0,8]$ 和 $[-8,8]$ 范围内随机生成, 仿真参数见表 1^[25-26]。

表 1 仿真参数

参数	符号	数值
子载波数	M	6
符号数	N	4
基站高度	h_{BS}	10 m
车载中继高度	h_{MR}	5 m
基站覆盖半径	R	500 m
载波频率	f_c	5.9 GHz
子载波间隔	Δf	15 kHz
路径数	P	6
时间间隔	T	66.7 μs
功率谱密度	N_0	-174 dBm



不同多址方案的可实现速率随信噪比的变化曲线如图3所示, 比较了高铁无线通信场景下 OTFS-OMA、OFDMA 和本文所提的基于 DDMA 和 DoDMA 的传输方案在高铁列车速度 $V=100$ km/h 和 $V=350$ km/h 时的可实现速率性能。从图3可以看出, 列车在同等速度情况下, 相比于 OTFS-OMA 及传统的 OFDMA 传输方案, 本文所提的方案在高铁高速移动场景中, 其上行可实现速率得到了较大的提升, 但是由于路径损耗和频繁的信道切换, 多普勒效应加剧了频率偏移产生了更加严重的信号衰落和干扰, 系统需要降低可实现速率来保证列车的通信质量。但是, 从图3总体不难看出, 无论高铁列车是在低速还是在高速移动状态, 本文所提的两种方案均能实现较高的可实现速率, 从而在不同的信噪比条件下实现较佳的通信可靠性。

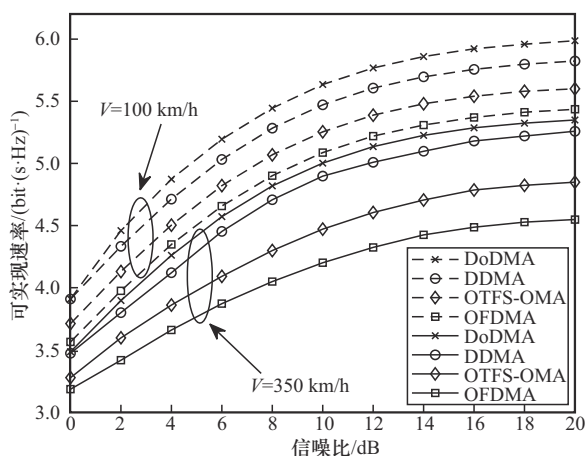


图3 不同多址方案的可实现速率随信噪比的变化曲线

不同多址方案的可实现速率随发射功率的变化曲线如图4所示, 对比了高铁列车速度 $V=350$ km/h 场景中的 OTFS-OMA 方案、OFDMA 方案和本文所提的 DDMA 和 DoDMA 传输方案的可实现速率性能。从图4可以看出, 本文所提的两种方案在高铁高速移动场景下均能保证较优的可实现速率, 且随着发射功率的不断增加, 其可实现速率呈上升趋势。相比于 OTFS-OMA 和传统的

OFDMA 传输方案, 本文所提的基于 DDMA 和 DoDMA 传输方案通过将不同用户的信息符号映射到不同资源块上从而减少 MUI, 能够更好地适应高铁高速移动引起的多普勒频移变化, 减少多普勒效应的干扰, 使 DDMA 和 DoDMA 在高速移动场景中表现出较好的传输性能。OFDMA 传输方案则由于高铁的高速移动, 不能很好地抵抗多普勒频移带来的负面影响, 其传输性能表现最差。

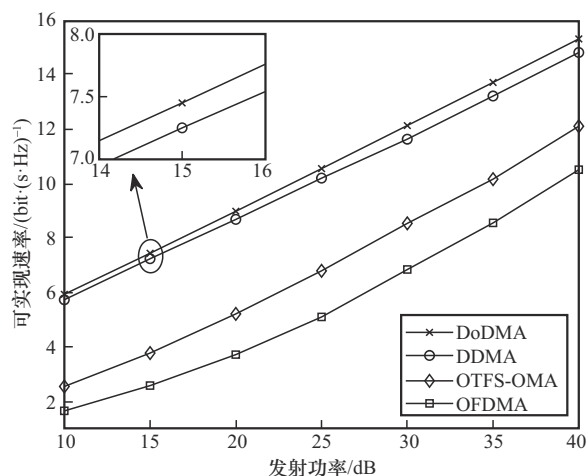


图4 不同多址方案的可实现速率随发射功率的变化曲线

不同多址方案的可实现速率随用户数量的变化曲线如图5所示, 对比了发射功率 $P_t=20$ dBm 和 $V=350$ km/h 场景下的4种传输方案的性能, 分别是 OTFS-OMA 方案、OFDMA 方案和本文所提的 DDMA 和 DoDMA 的传输方案。从图5可以看出, 在用户数量相等时, 本文所提的传输方案在高铁场景中均能实现较好的可实现速率, 但随着用户数量的增加, MUI 加剧及分配给每个用户的资源减少导致系统的可实现速率不断降低。当列车在高速行驶时, OTFS-OMA 方案由于正交性资源未能得到充分利用, OFDMA 方案则由于在传输间隙中载波正交性遭到严重破坏, 资源分配效率低, 速率下降最为明显, 然而 DDMA 和 DoDMA 可以利用时延域和多普勒域的分集效应划分资源来减少 MUI, 保证高铁列车较高的传输速率。

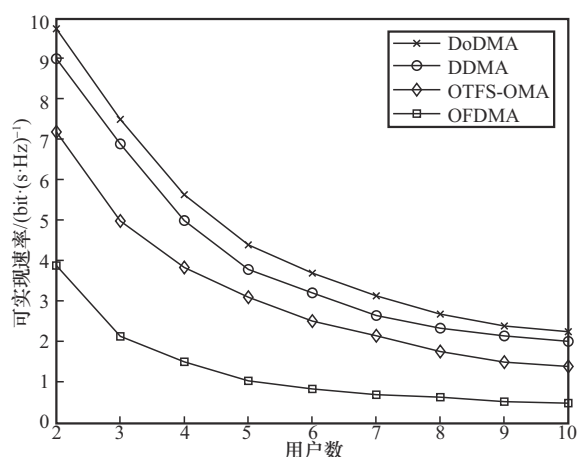


图5 不同多址方案的可实现速率随用户数量的变化曲线

不同多址方案的误码率随信噪比的变化曲线如图6所示,对比了发射功率 $P_t = 20$ dBm 且列车 $V = 350$ km/h 时的4种传输方案的误码率性能。从图6可以看出,不同多址传输方案的误码率随信噪比的增加而降低,但不同多址传输方案之间的误码率存在明显差异。当高铁列车高速移动时,OFDMA 方案的多普勒频移显著,误码率性能方面表现最差,OTFS-OMA 相较于 OFDMA 方案在高铁列车高速行驶时能抵抗多普勒频移,但在多用户系统中不如 DDMA 和 DoDMA。DDMA 通过时延沿多普勒轴复用信息符号,DoDMA 则通过多普勒沿时延轴复用信息符号,能够更好地利用高铁列车高速移动场景中的多普勒效应,从而减少 MUI,因此 DoDMA 在误码率性能方面表现最优。

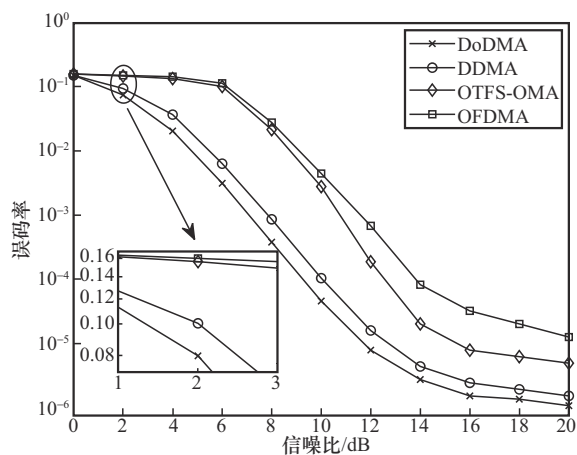


图6 不同多址方案的误码率随信噪比的变化曲线

4 结束语

针对高铁列车快速移动导致的多普勒频移显著和 MUI 问题,提出了基于 DDMA 和 DoDMA 的多用户 OTFS 上行传输方案以解决传输速率受限的问题。将 SIC 技术应用于高铁车地通信的上行传输,并按照信号功率的不同对多用户的信号进行逐个判决以消除 MUI,根据互信息定理及迹运算的性质推导出可实现速率的表达式。仿真结果表明,无论高铁列车在低速还是高速移动状态,相比于传统的 OFDMA 和 OTFS-OMA 传输方案,本文所提的传输方案在高铁高速移动场景中,均能实现更高的可实现速率,并显著地降低误码率。即使在用户数较大时,本文所提方案也可利用 DD 域的分集效应来更好地分配资源,从而保证高铁列车车地通信传输速率的可靠性。

参考文献:

- [1] 钟章队,官科,陈为,等. 铁路新一代移动通信的挑战与思考[J]. 中兴通讯技术, 2021, 27(4): 44-50.
ZHONG Z D, GUAN K, CHEN W, et al. Challenges and perspective of new generation of railway mobile communications[J]. ZTE Technology Journal, 2021, 27(4): 44-50.
- [2] 闫莉,方旭明,李毅,等. 面向高铁毫米波通信智能资源管理研究综述[J]. 电子与信息学报, 2023, 45(8): 2806-2817.
YAN L, FANG X M, LI Y, et al. Overview on intelligent wireless resource management of millimeter wave communications under high-speed railway[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2023, 45(8): 2806-2817.
- [3] HE D P, AI B, GUAN K, et al. Channel measurement, simulation, and analysis for high-speed railway communications in 5G millimeter-wave band[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2018, 19(10): 3144-3158.
- [4] 蒋占军,刘庆达. 高速移动通信系统中 OTFS 信道估计算法研究[J]. 电子与信息学报, 2021, 43(10): 2878-2885.
JIANG Z J, LIU Q D. Study on OTFS channel estimation algorithms in high-speed mobile communication systems[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2021, 43(10): 2878-2885.
- [5] AI B, MOLISCH A F, RUPP M, et al. 5G key technologies for smart railways[J]. Proceedings of the IEEE, 2020, 108(6): 856-893.
- [6] 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.
- [7] MOHAMMED S K. Time-domain to delay-Doppler domain conversion of OTFS signals in very high mobility scenarios[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(6): 6178-6183.
- [8] HARSHAVARDHAN G, BHAT V S, CHOCKALINGAM A. RIS-aided OTFS modulation in high-Doppler channels[C]//Proceedings of the 2022 IEEE 33rd Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC). Piscataway: IEEE Press, 2022: 409-415.
- [9] 龙航, 王森, 徐林飞, 等. OTFS 技术研究现状与展望[J]. 电信科学, 2021, 37(9): 57-63.
- LONG H, WANG S, XU L F, et al. OTFS technology research and prospect[J]. Telecommunications Science, 2021, 37(9): 57-63.
- [10] WEI Z Q, YUAN W J, LI S Y, et al. Orthogonal time-frequency space modulation: a promising next-generation waveform[J]. IEEE Wireless Communications, 2021, 28(4): 136-144.
- [11] BUZZI S, CAIRE G, COLAVOLPE G, et al. LEO satellite diversity in 6G non-terrestrial networks: OFDM vs. OTFS[J]. IEEE Communications Letters, 2023, 27(11): 3013-3017.
- [12] BALAN S, JOSHI S. A study of high-speed railway communication channel models for OTFS-based systems[C]//Proceedings of the 2024 16th International Conference on Communication Systems & NETWORKS (COMSNETS). Piscataway: IEEE Press, 2024: 765-768.
- [13] MA Y Y, MA G Y, AI B, et al. Characteristics of channel spreading function and performance of OTFS in high-speed railway[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(10): 7038-7054.
- [14] LOPEZ L M W, BENGTTSSON M. Achievable rates of orthogonal time frequency space (OTFS) modulation in high speed railway environments[C]//Proceedings of the 2022 IEEE 33rd Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC). Piscataway: IEEE Press, 2022: 982-987.
- [15] MA Y Y, MA G Y, WANG N, et al. Enabling OTFS-TSMA for smart railways mMTC over LEO satellite: a differential Doppler shift perspective[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2023, 10(6): 4799-4814.
- [16] KHAMMAMMETTI V, MOHAMMED S K. OTFS-based multiple-access in high Doppler and delay spread wireless channels[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 8(2): 528-531.
- [17] TARIQ A, SARWAR M S, SHIN S Y. Orthogonal time frequency space index modulation based on non-orthogonal multiple access[C]//Proceedings of the 2023 14th International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC). Piscataway: IEEE Press, 2023: 838-841.
- [18] DING Z G. Robust beamforming design for OTFS-NOMA[J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2019, 1: 33-40.
- [19] GE Y, DENG Q W, CHING P C, et al. OTFS signaling for uplink NOMA of heterogeneous mobility users[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(5): 3147-3161.
- [20] DEKA K, THOMAS A, SHARMA S. OTFS-SCMA: a code-domain NOMA approach for orthogonal time frequency space modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(8): 5043-5058.
- [21] THOMAS A, DEKA K, RAVITEJA P, et al. Convolutional sparse coding based channel estimation for OTFS-SCMA in uplink[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(8): 5241-5257.
- [22] 李华, 郝诗雅, 巩彩红, 等. 面向 6G 的新型多址与波形技术[J]. 电信科学, 2022, 38(10): 36-45.
- LI H, HAO S Y, GONG C H, et al. New multiple access and waveform technology for 6G[J]. Telecommunications Science, 2022, 38(10): 36-45.
- [23] CHONG R X, LI S Y, YUAN J H, et al. Achievable rate upper-bounds of uplink multiuser OTFS transmissions[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(4): 791-795.
- [24] LI S Y, YUAN W J, WEI Z Q, et al. Cross domain iterative detection for orthogonal time frequency space modulation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(4): 2227-2242.
- [25] MA Y Y, MA G Y, WANG N, et al. OTFS-TSMA for massive Internet of things in high-speed railway[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(1): 519-531.
- [26] WANG Z D, LIU Z P, SUN Z G, et al. BER performance analysis of OTFS systems with power allocation[J]. China Communications, 2023, 20(1): 24-35.

[作者简介]



丁青锋 (1980-), 男, 博士, 华东交通大学电气与自动化工程学院教授、博士生导师, 主要研究方向为大规模 MIMO 技术、智能电网通信、轨道无线通信等。



徐战波 (2000-), 男, 华东交通大学电气与自动化工程学院硕士生, 主要研究方向为 OTFS 调制技术和智能超表面等。