

面向车联网的感知辅助通信的大规模 MIMO-OTFS 鲁棒传输方案

王为栋¹, 高晖¹, 粟欣², 肖立民², 索士强³, 龚秋莎³

(1. 北京邮电大学可信分布式计算与服务教育部重点实验室, 北京 100876; 2. 清华大学电子工程系, 北京 100084;
3. 中信科移动通信技术股份有限公司, 北京 100083)

摘要: 面向车联网多用户通感一体系统, 提出了一种感知辅助通信的大规模多输入多输出正交时频空鲁棒传输方案。由于实际雷达感知精度有限, 基于感知参数重构的信道状态信息 (CSI, channel state information) 存在误差, 系统的传输性能也会随之下降。对此, 所提方案首先在发射端基于感知参数在时延多普勒域重构 CSI, 并考虑 CSI 误差设计鲁棒波束成形方案。其次, 在接收端利用感知参数感知用户间干扰及信道估计误差, 并将所感知的干扰误差以解析式的方式融入接收机中完成鲁棒设计。仿真结果表明, 所提方案可以在 CSI 非理想情况下有效降低系统误码率, 增加用户的数据接收速率, 提升系统的整体性能。

关键词: 正交时频空; 通感一体技术; 信号检测器; 鲁棒波束成形

中图分类号: TN92

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.2096-3750.2023.00363

A massive MIMO-OTFS robust transmission scheme for vehicular networks using sensing-assisted communication

WANG Weidong¹, GAO Hui¹, SU Xin², XIAO Limin², SUO Shiqiang³, GONG Qiusha³

1. Key Laboratory of Trustworthy Distributed Computing and Service of Ministry of Education, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China
2. Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China
3. CICT Mobile Communication Technology Co., Ltd., Beijing 100083, China

Abstract: For a multi-user integrated sensing and communication system in the network of vehicles, a robust sensing-assisted communication massive multiple-input multiple-output (MIMO) orthogonal time frequency space (OTFS) transmission scheme was proposed. Due to the limited sensing accuracy of the radar, errors existed in the channel state information (CSI) reconstructed based on sensing parameters. The transmission performance decreased as a result. To address this issue, the CSI in the delay doppler domain was reconstructed based on the sensing parameters by the transmitter firstly. And a robust beam forming scheme was designed considering the CSI error. Secondly, the channel estimation error and inter user interference were perceived by receivers based on sensing parameters. Then the robust receiver was designed by incorporating the perceived interference errors into the signal detector in an analytical way. Finally, numerical simulation results show that the proposed method effectively reduces the system bit error rate and increases the data reception rate of users. The proposed method improves the overall system performance in this situation.

Key words: orthogonal time frequency space, integrated sensing and communication, signal detector, robust beamforming

收稿日期: 2023-04-04; 修回日期: 2023-07-16

通信作者: 高晖, huigao@bupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62071071)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.62071071)

0 引言

随着车联网技术的蓬勃发展^[1-3], 车辆用户对于感知精度及通信质量的要求日益增长^[4-6], 而稀缺的频谱资源问题愈加突出, 这引发了人们对通感一体 (ISAC, integrated sensing and communication) 技术的关注。ISAC 技术将通信和感知两种功能集成在同一个系统中, 通过共享资源来提升频谱利用率^[7]及能量效率^[8], 降低硬件成本。此外, 随着基于多载波波形的 ISAC 技术逐渐成熟^[9-10], 正交时频空 (OTFS, orthogonal time frequency space) 技术的应用引起了学者们的广泛关注^[11-12]。OTFS 的核心思想是利用变换将时频双色散信道表征于时延多普勒 (DD, delay Doppler) 域中, 得到衰落近似平坦的稀疏信道, 从而在高移动性场景中仍然保持良好的通信性能。OTFS-ISAC 波形相较于传统的正交频分复用 (OFDM, orthogonal frequency division multiplexing) 波形需要的循环前缀更少^[13], 符号传输时间更短, 抗多普勒效应更强, 因此采用 OTFS-ISAC 波形可以有效降低基站处理回波信号的时间成本, 加快目标检测的速度^[14-16], 提升系统的通信性能。

近年来, 与 OTFS-ISAC 相关的研究方兴未艾^[17-18], 其中感知辅助通信的方案设计备受关注。文献对比见表 1。一方面, 研究者致力于设计波束成形方案, 以提升 ISAC 系统性能。文献[19]在基于多输入多输出 (MIMO, multiple-input multiple-output) -OTFS 的 ISAC 系统中针对雷达感知阶段设计混合波束成形方案, 以提升雷达感知的精度, 但忽略了通信质量。为此, 文献[20]提出了基于感知参数的波束成形方案, 利用雷达回波感知空域信道状态信息 (CSI, channel state information), 并基于此 CSI 设计波束成形方案, 从而在空域充分消除用户间干扰, 提升通信质量。但上述方案依赖于完美角度域信息, 而实际场景中由于雷达感知精度有限, 收发端无法获得理想的 CSI, 导致上述方案性能的下降。针对这种 CSI 非理想情况, 文献[21]在纯通信场景提出了

MIMO-OFDM 鲁棒波束成形设计方案, 通过优化发射波束成形方案以提升整体用户的数据接收速率。但上述方案只适用于低移动性场景, 当面向车联网这种高移动性场景时, 双色散信道将会大大增加 MIMO-OFDM 鲁棒波束成形优化问题的复杂度, 增大基站的运算成本。相比之下, OTFS 可以在 DD 域设计鲁棒波束成形方案, 利用 DD 域的时不变特性降低优化问题的复杂度, 但相关研究尚未应用在 ISAC 系统, 面向 ISAC 系统的 MIMO-OTFS 鲁棒波束成形方案的相关研究亟待展开。

另一方面, 为了提升 ISAC 系统中的通信传输质量, 一些研究者针对接收机方案展开研究。文献[22]在 OTFS-ISAC 系统中采用消息传递 (MP, message passing) 算法完成数据接收, 获得了良好的通信性能。但上述方案假设信号检测所需的 CSI 是理想的, 而实际场景中由于感知精度以及信道估计精度有限, 收发端无法获得理想的 CSI, 在此情况下将无法保证接收机的性能。针对这种 CSI 非理想情况, 文献[20]提出了 OTFS 鲁棒接收机方案设计, 利用感知参数将信道估计误差建模为高斯噪声, 并利用梅林公式将其融入 MP 算法以完成鲁棒接收机的设计, 在 CSI 非理想情况下依然保持良好的通信性能。然而, 上述方案假设路侧单元 (RSU, roadside unit) 可以获取精确的感知参数来设计完美的波束成形方案, 能够在多用户场景下消除用户间干扰, 因此接收端无须考虑此类干扰问题。但实际场景中由于天线数量有限和感知精度的限制, RSU 端无法实现完美的波束成形方案, 所产生的用户间干扰会导致接收机方案遭受严重的性能损失。因此, 针对车联网 ISAC 多用户场景, 设计更加实用的 MIMO-OTFS 鲁棒接收机方案是有必要的。

本文面向车联网下行通感场景采用基于 MIMO-OTFS 的 ISAC 系统架构, RSU 被部署在公路边并同时服务多个高速移动的车辆用户, 且用户周围存在少量散射体, RSU 及用户端均配备多天线阵列。由于实际场景中雷达感知精度有限, RSU 端

表 1

文献对比

文献	基于 OTFS-ISAC 架构	多用户 MIMO	鲁棒波束成形设计	鲁棒接收机方案设计	感知辅助通信性能优化
[19]	√	√	×	×	×
[20]	√	√	×	√	√
[21]	×	√	√	×	×
[22]	√	×	×	×	×
本文	√	√	√	√	√

基于感知参数合成的 CSI 存在误差，对此，本文创新性地提出了一种感知辅助通信的联合收发端的 MIMO-OTFS 鲁棒传输方案，以提升系统整体性能。本文的主要研究如下。

1) 本文面向车联网 ISAC 系统设计了一种高效的感知辅助通信的 MIMO-OTFS 鲁棒传输框架，其中包括基于雷达回波的信道参数感知机制、基于感知参数的 DD 域 CSI 合成机制、接收端干扰误差感知机制以及联合收发端的 MIMO-OTFS 鲁棒传输方案。与文献[19-20,22]不同，本文主要针对基于感知参数重构的 CSI 非理想情况设计方案，在此情况下本文所提的方案具有较强的鲁棒性。

2) 本文在发射端提出了一种感知辅助的 MIMO-OTFS 鲁棒波束成形方案，不同于现有 ISAC 系统中应用的 MIMO-OTFS 波束成形方案^[19-20]，本方案主要针对基于感知参数合成的非理想 CSI 设计鲁棒波束成形方案，将 CSI 误差作为约束，优化相控阵元素并考虑功率分配方案以最大化最差用户速率，通过求解此复杂非凸优化问题获取波束成形方案，以提升整体用户的服务体验。

3) 本文在接收端提出了一种感知辅助的 MIMO-OTFS 鲁棒接收机设计，与现有 ISAC 系统中采用的接收机方案^[20,22]不同，本方案针对 RSU 无法通过波束成形完全消除的用户间干扰，联合发射端波束成形进行鲁棒接收机设计，利用感知参数感知鲁棒波束成形后残余的误差干扰，并以解析式的方式将误差干扰融入接收机算法完成信号接收，从而在实际场景中获得更好的通信性能。

1 系统模型

高动态下行传输链路示意图如图 1 所示，采用基于 MIMO-OTFS 的 ISAC 系统架构，场景中设置一个 RSU 和 Q 个高速移动的车辆用户，用户周围存在少量散射体，RSU 发送给用户的信号会被周围车辆及散射体散射形成多径信道，信道多径分量总

数设置为 P 。RSU 端配备具有 N_t 个天线的均匀线性阵列（ULA, uniform linear array）用于收发 OTFS-ISAC 信号。由于收发天线位于同一位置，RSU 接收的雷达回波信号的到达角与离开角相同。本文假设雷达回波不会干扰下行链路传输，并且将车辆用户及散射体考虑为点目标模型，每个车辆用户配备具有 N_r 个接收天线的 ULA，车辆用户行驶方向与 RSU 天线阵列的平行方向一致。本文将道路平行方向设置为 x 轴，车辆只沿着 x 轴的正方向或负方向移动。本文认为链路初始建立/入网同步过程中，RSU 已经明确了需要追踪并展开通信的目标用户，并通过上行链路获取通信信道相关的复增益，假设在本文所研究的时隙内信道复增益不变。本文所研究的 MIMO-OTFS 鲁棒传输方案主要应用在目标追踪及通信阶段，基于 MIMO-OTFS 的 ISAC 系统波束追踪及通信阶段时隙图如图 2 所示。

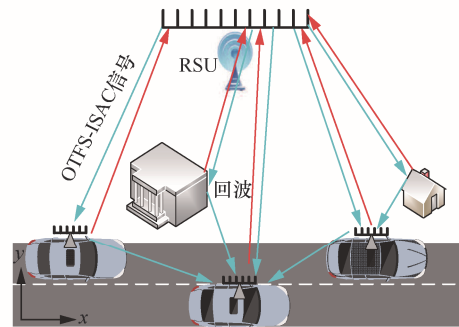


图 1 高动态下行传输链路示意图

本文考虑的下行通感传输过程主要包括 RSU 发射阶段和用户接收阶段，针对第 n 时隙，RSU 首先向所有的车辆用户发射 OTFS-ISAC 信号，数据信号包含上一时隙 RSU 估计得到的感知参数。RSU 基于回波信号完成当前时隙感知参数的估计，并基于几何关系完成对 $n+1$ 及 $n+2$ 时隙参数的估计。其次，RSU 利用 n 时隙估计得到的到第 q 个车辆用

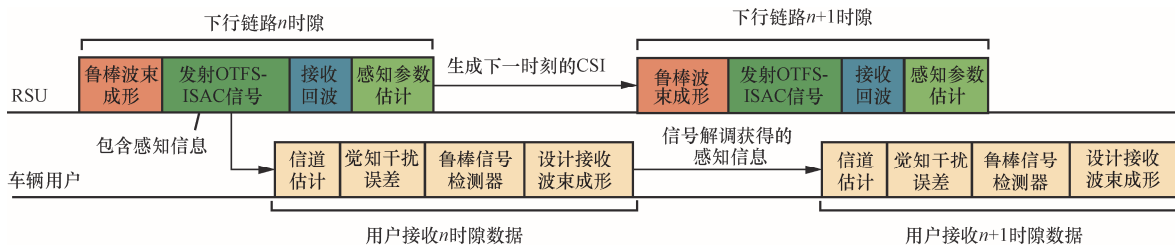


图 2 基于 MIMO-OTFS 的 ISAC 系统波束追踪及通信阶段时隙图

户第 p 个多径分量对应的感知参数 $\hat{\theta}_{q,p}^{n+1/n}$ 、 $\hat{v}_{q,p}^{n+1/n}$ 和 $\hat{\tau}_{q,p}^{n+1/n}$ 以及上行链路反馈的信道复增益 $h_{q,p}$ 合成 DD 域对应的 CSI, 以辅助设计 n 时隙鲁棒波束成形方案。最后, 用户端基于 RSU 反馈的感知参数以及导频完成信道估计, 基于感知参数感知信道估计误差以及残余的用户间干扰, 并将感知的干扰误差融入接收机算法完成鲁棒设计, 同时基于 RSU 反馈的感知参数设计下一时隙的接收波束成形方案。

1.1 基于 MIMO-OTFS 的 ISAC 信号模型

针对基于 MIMO-OTFS 的 ISAC 系统, 在第 n 个时隙中, RSU 将为每一个用户传输维度为 $M \times N$ 的 OTFS-ISAC 二维信号, 其中 M 、 N 分别表示 DD 域网格中沿时延及多普勒轴放置的总符号数量。每个 OTFS 符号持续时间为 T , 载波间间隔表示为 Δf , 且满足关系 $T\Delta f=1$ 。因此, 本文设置的 OTFS 系统带宽为 $M\Delta f$, 帧持续时间为 NT 。此外, 本文所研究系统的 DD 域时延及多普勒轴分辨率分别为 $\Delta\tau=1/M\Delta f$ 和 $\Delta\nu=1/NT$, 令 $\mathbf{X}_{\text{DD},q}^n \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 表示 RSU 发射给第 q 个用户的 DD 域二维信号。辛有限傅里叶逆变换 (ISFFT, inverse symplectic finite Fourier transform) 得到的二维时频信号表示为

$$\mathbf{X}_{\text{TF},q}^n = \mathbf{F}_M \mathbf{X}_{\text{DD},q}^n \mathbf{F}_N^H \in \mathbb{C}^{M \times N} \quad (1)$$

其中, $\mathbf{F}_M \in \mathbb{C}^{M \times M}$ 和 $\mathbf{F}_N^H \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 分别表示离散傅里叶变换和逆变换矩阵, 令 $\mathbf{p}_{\text{tx}}(t)$ 表示发射机处持续时间为 T 的脉冲整形滤波器响应, 对其做离散时间采样有

$$\mathbf{P}_{\text{tx}} = \text{diag} \left\{ \mathbf{p}_{\text{tx}} \left(\frac{iT}{M} \right) \right\}_{i=1}^M \in \mathbb{C}^{M \times M} \quad (2)$$

时频信号 $\mathbf{X}_{\text{TF},q}^n$ 经过离散维格纳变换得到二维时域信号 $\mathbf{S}_q^n \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 。

$$\mathbf{S}_q^n = \mathbf{P}_{\text{tx}} \mathbf{F}_M^H \left(\mathbf{F}_M \mathbf{X}_{\text{DD},q}^n \mathbf{F}_N^H \right) = \mathbf{G}_{\text{tx}} \mathbf{X}_{\text{DD},q}^n \mathbf{F}_N^H \quad (3)$$

矢量化得到时域信号矢量

$$\mathbf{s}_q^n = \text{vec}(\mathbf{S}_q^n) = \left(\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{P}_{\text{tx}} \right) \mathbf{x}_{\text{DD},q}^n \in \mathbb{C}^{MN \times 1} \quad (4)$$

其中, $\mathbf{x}_{\text{DD},q}^n \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ 为 DD 域矢量信号, 令时域多流信号为 $\mathbf{s}^n = [\mathbf{s}_1^n, \dots, \mathbf{s}_Q^n]^T \in \mathbb{C}^{Q \times MN}$, 将波束成形矩阵 $\mathbf{W}_{\text{BF}}^n \in \mathbb{C}^{N_i \times Q}$ 附加到信号上得到 $\mathbf{s}_T^n = \mathbf{W}_{\text{BF}}^n \mathbf{s}^n \in \mathbb{C}^{N_i \times MN}$, $\mathbf{W}_{\text{BF}}^n = [\mathbf{w}_1^n, \dots, \mathbf{w}_Q^n] \in \mathbb{C}^{N_i \times Q}$, $\mathbf{w}_q^n \in \mathbb{C}^{N_i \times 1}$ 为附加到第 q 流信号的波束成形矢量。

1.2 MIMO-OTFS 通信信道模型及接收信号模型

RSU 向所有用户发射 OTFS-ISAC 信号, 信号经多径信道被车辆用户接收, 将 RSU 与第 q 个车辆用户之间的时延-多普勒-角度域信道表示为 $\mathbf{H}_q^n(\tau, \nu, \phi, \theta) \in \mathbb{C}^{N_i \times N_t}$, 具体描述如式(5)。

$$\mathbf{H}_q^n(\tau, \nu, \theta, \phi) = \sum_{p=1}^P h_{q,p} \mathbf{a}_r(\phi) \mathbf{a}_t^H(\theta) \delta(\tau - \tau_{q,p}^n) \delta(\nu - \nu_{q,p}^n) \delta(\phi - \phi_{q,p}^n) \delta(\theta - \theta_{q,p}^n) \quad (5)$$

其中, $h_{q,p}$ 、 $\theta_{q,p}^n$ 、 $\phi_{q,p}^n$ 、 $\nu_{q,p}^n$ 及 $\tau_{q,p}^n$ 分别表示 RSU 到第 q 个用户的多径信道对应的信道复增益、离开角、到达角、多普勒以及时延, 多径信道的总数为 P , 路径索引 $p=1$ 对应的是视距 (LOS, line of sight) 无线传输信道, 且满足时延 $\tau_{q,1}^n = 0$ 。接收端及发射端的导向矢量描述为^[23]

$$\mathbf{a}_r(\phi_{q,p}^n) = [a_1(\phi_{q,p}^n), \dots, a_{N_t}(\phi_{q,p}^n)]^T \in \mathbb{C}^{N_t \times 1} \quad (6)$$

$$\mathbf{a}_t(\theta_{q,p}^n) = [a_1(\theta_{q,p}^n), \dots, a_{N_i}(\theta_{q,p}^n)]^T \in \mathbb{C}^{N_i \times 1}$$

其中, $a_b(\theta_{q,p}^n) = e^{j(b-1)\pi \sin \theta_{q,p}^n}$ 、 $a_b(\phi_{q,p}^n) = e^{j(b-1)\pi \sin \phi_{q,p}^n}$, b 表示天线整数索引。令 $\mathbf{H}_{q,p}^n \in \mathbb{C}^{N_i \times N_t}$ 表示 RSU 到第 q 个用户的第 p 条路径对应的空域信道, 具体描述为^[24-25]

$$\mathbf{H}_{q,p}^n = h_{q,p} \mathbf{a}_r(\phi_{q,p}^n) \mathbf{a}_t^H(\theta_{q,p}^n) \quad (7)$$

则 RSU 到第 q 个用户的时域信道描述为

$$\mathbf{H}_q^n(t) = \sum_{p=1}^P \mathbf{H}_{q,p}^n \delta(t - \tau_{q,p}^n) e^{j2\pi\nu_{q,p}^n t} + \mathbf{z}_q^n(t) = \sum_{p=1}^P h_{q,p} \mathbf{a}_r(\phi_{q,p}^n) \mathbf{a}_t^H(\theta_{q,p}^n) \delta(t - \tau_{q,p}^n) e^{j2\pi\nu_{q,p}^n t} + \mathbf{z}_q^n(t) \quad (8)$$

其中, $\nu_{q,p}^n = k_{q,p}^n / NT$ 、 $\tau_{q,p}^n = l_{q,p}^n / M\Delta f$ 分别为信道第 p 个多径分量对应的多普勒及时延, 本文考虑整数多普勒, $k_{q,p}^n$ 、 $l_{q,p}^n$ 均为整数。信号发射前将长度为 P 的循环前缀附加到信号上, 信号经多径信道到达用户端, 用户对接收信号进行去除循环前缀操作, 并以 T/M 的采样频率进行采样, 将第 $t=iT/M (1 \leq i \leq MN)$ 个采样时刻接收信号描述为

$$\mathbf{r}_q^n(t) = \sum_{p=1}^P \mathbf{u}_q^n \mathbf{H}_{q,p}^n \mathbf{W}_{\text{BF}}^n \mathbf{s}^n \left([i - l_{q,p}^n]_{MN} \right) e^{j2\pi \frac{k_{q,p}^n (i - l_{q,p}^n)}{MN}} + \mathbf{z}_q^n(t) \quad (9)$$

其中, $s^n(i)$ 表示为 s^n 的第 i 列元素, $\mathbf{u}_q^n \in \mathbb{C}^{1 \times N_r}$ 为用户端接收波束成形, 具体描述为 $\mathbf{u}_q^n = \mathbf{a}_r^H(\hat{\phi}_{q,1}^{n|n-2})/N_r$, 角度域信息 $\hat{\phi}_{q,1}^{n|n-2}$ 根据 $n-2$ 时隙的回波完成感知估计。

令第 d 流信号到达第 q 个用户所经历的等效时域信道描述为

$$\tilde{\mathbf{H}}_{q,d}^n = \sum_{p=1}^P \tilde{h}_{q,d,p}^n \mathbf{\Pi}_{q,p}^n \Delta^{k_{q,p}^n} \quad (10)$$

其中, $\tilde{h}_{q,d,p}^n = \mathbf{u}_q^n \mathbf{a}_r(\phi_{q,p}^n) h_{q,p} \mathbf{a}_t^H(\theta_{q,p}^n) \mathbf{w}_d^n$ 表示第 d 流数据到第 q 个用户第 p 个多径分量的等效时域信道复增益; $\mathbf{\Pi} \in \mathbb{C}^{MN \times MN}$ 为置换矩阵, 表示多径信道的时延效果; $\Delta = \text{diag}\{e^{j2\pi i/MN}\}_{i=0}^{MN-1} \in \mathbb{C}^{MN \times MN}$ 为多普勒矩阵, 描述信道时变特性。将式(9)描述为矢量形式, 表示为多流数据的总和

$$\mathbf{r}_q^n = \sum_{d=1}^Q \tilde{\mathbf{H}}_{q,d}^n \mathbf{s}_d^n + \mathbf{z}_q^n \quad (11)$$

其中, 接收信号为 $\mathbf{r}_q^n = [r_q^n(1), \dots, r_q^n(MN)]^T \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$, 用户对接收信号进行 OTFS 逆变换得到 DD 域信号

$$\mathbf{y}_{DD,q}^n = (\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{P}_{\text{rx}}) \mathbf{r}_q^n \in \mathbb{C}^{MN \times 1} \quad (12)$$

将式(12)展开得到 DD 域信号的输入输出关系

$$\mathbf{y}_{DD,q}^n = \sum_{d=1}^Q \tilde{\mathbf{H}}_{DD,q,d}^n \mathbf{x}_{DD,d}^n + \mathbf{z}_{DD}^n = \tilde{\mathbf{H}}_{DD,q,q}^n \mathbf{x}_{DD,q}^n + \sum_{d=1, d \neq q}^Q \tilde{\mathbf{H}}_{DD,q,d}^n \mathbf{x}_{DD,d}^n + \mathbf{z}_{DD}^n \quad (13)$$

其中, 等效 DD 域信道 $\tilde{\mathbf{H}}_{DD,q,d}^n \in \mathbb{C}^{MN \times MN}$ 描述为

$$\tilde{\mathbf{H}}_{DD,q,d}^n = (\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{P}_{\text{rx}}) \tilde{\mathbf{H}}_{q,d}^n (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{P}_{\text{tx}}) \quad (14)$$

由于本文考虑整数多普勒情况, 且采用理想脉冲, 矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}_{DD,q,d}^n$ 均满足双循环特性, 且每一行仅有 P 个非零值, 即 $\tilde{h}_{DD,q,d,p}^n = \tilde{h}_{q,d,p}^n e^{-j2\pi m_{q,p}^n \tau_{q,p}^n}$ 。则 DD 域接收矢量信号 $\mathbf{y}_{DD,q}^n$ 的第 $j = m \cdot M + k$ 个元素有

$$\mathbf{y}_{DD,q,j}^n = \sum_{p=1}^P \tilde{h}_{DD,q,q,p}^n \mathbf{x}_{DD,q,[k-k_{q,p}^n]_N M + [m-l_{q,p}^n]_M}^n + \underbrace{\sum_{d=1, d \neq q}^Q \sum_{p=1}^P \tilde{h}_{DD,q,d,p}^n \mathbf{x}_{DD,d,[k-k_{q,p}^n]_N M + [m-l_{q,p}^n]_M}^n}_{\text{用户间干扰}} + \mathbf{z}_{DD,j}^n \quad (15)$$

由式(15)可知信道增益不随变量 j 的变化而变化, 这是由于 OTFS 调制可以将时域快变信道转为

DD 域平坦衰落信道。接收机采用 MP 算法, 可以近似实现理想信号接收, 则任一符号的信噪比描述为

$$\text{SINR}_{DD,q}^n = \frac{\left| \sum_{p=1}^P \tilde{h}_{DD,q,q,p}^n \right|^2 E_s}{\sum_{d=1, d \neq q}^Q \sum_{p=1}^P \left| \tilde{h}_{DD,q,d,p}^n \right|^2 E_s + \sigma_q^2} \quad (16)$$

令 $h_{DD,q,p}^n = h_{q,p} e^{-j2\pi v_{q,p}^n \tau_{q,p}^n}$, 将 $\tilde{h}_{DD,q,d,p}^n$ 展开可以得到

$$\text{SINR}_{DD,q}^n = \frac{\left| \mathbf{u}_q^n \sum_{p=1}^P \mathbf{a}_r(\theta_{q,p}^n) h_{DD,q,p}^n \mathbf{a}_t^H(\phi_{q,p}^n) \mathbf{w}_q^n \right|^2 E_s}{\sum_{d=1, d \neq q}^Q \sum_{p=1}^P \left| \mathbf{u}_q^n \mathbf{a}_r(\theta_{q,p}^n) h_{DD,q,p}^n \mathbf{a}_t^H(\phi_{q,p}^n) \mathbf{w}_d^n \right|^2 E_s + \sigma_q^2} \quad (17)$$

第 q 个用户的数据接收速率为

$$R_q^n = \text{lb}(1 + \text{SINR}_{DD,q}^n) \quad (18)$$

1.3 MIMO-OTFS 感知信道模型及回波信号模型

RSU 发射的 OTFS-ISAC 信号经车辆用户及周围散射体反射产生雷达回波, 雷达回波到达 RSU 端被接收。用 $\tilde{\mathbf{H}}_R^n(t) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ 表示雷达回波信号所经历的时域信道, 描述具体如下^[26-29]

$$\tilde{\mathbf{H}}_R^n(t) = \sum_{q=1}^Q \sum_{p=1}^P \tilde{h}_{q,p}^n \mathbf{a}_t(\theta_{q,p}^n) \mathbf{a}_t^H(\theta_{q,p}^n) \delta(\tau - \tilde{\tau}_{q,p}^n) e^{j2\pi \tilde{v}_{q,p}^n t} \quad (19)$$

其中, $\tilde{v}_{q,p}^n$ 、 $\tilde{\tau}_{q,p}^n$ 及 $\tilde{h}_{q,p}^n$ 分别是与第 q 个用户相关的雷达多径信道对应的多普勒、时延以及信道复增益。因此, 雷达回波信号的收发关系描述为

$$\tilde{\mathbf{r}}_R^n(t) = \mathbf{H}_R^n(t) \mathbf{s}_R^n(t) + \mathbf{z}_R^n(t) = \sum_{q=1}^Q \sum_{p=1}^P \tilde{h}_{q,p}^n \mathbf{a}_t(\theta_{q,p}^n) \mathbf{a}_t^H(\theta_{q,p}^n) \mathbf{s}_R^n(t - \tilde{\tau}_{q,p}^n) e^{j2\pi \tilde{v}_{q,p}^n t} + \mathbf{z}_R^n(t) \quad (20)$$

其中, $\tilde{\mathbf{r}}_R^n(t) \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 为雷达回波信号, $\mathbf{z}_R^n(t) \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 为雷达信道噪声。

2 方案设计

2.1 感知参数估计的方案设计

本节主要研究感知参数的估计方案, 针对第 n 个时隙, RSU 基于回波信号感知信道相关参数, 包括时延、多普勒及角度域信息, 并基于运动轨迹及几

何关系推算得到 $n+1$ 及 $n+2$ 时隙通信信道相关参数，以辅助后续的鲁棒传输方案设计。

2.1.1 回波信号的时延及多普勒估计

在大规模 MIMO 情况下，天线阵列的导向矢量彼此渐近正交^[20]。因此，来自不同散射体的反射回波不会相互干扰，RSU 可以单独处理每个回波信号，由第 q 个用户区域反射的回波接收信号描述为

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}}_{q,p}^n(t) &= \tilde{\mathbf{h}}_{q,p}^n \mathbf{a}_t(\theta_{q,p}^n) \mathbf{a}_r^H(\theta_{q,p}^n) + \\ & \mathbf{w}_q \delta_q^n(t - \tilde{\tau}_{q,p}^n) e^{j2\pi \hat{v}_{q,p}^n t} + \tilde{\mathbf{z}}_q^n(t) \end{aligned} \quad (21)$$

本文采用匹配滤波方法^[13]完成多路雷达回波信号相关的时延及多普勒的估计，得到时延及多普勒对应的估计值 $(\hat{\tau}_{q,p}^n, \hat{v}_{q,p}^n)$ 。基于估计参数 $\hat{\tau}_{q,p}^n$ 可以推算出 RSU 与目标的距离为 $\hat{d}_{q,p}^n = c \hat{\tau}_{q,p}^n / 2$ ，其中 c 为光速。进一步可以推算出雷达反射系数的估计值 $\hat{h}_{q,p}^n = \xi / 2 \hat{d}_{q,p}^n$ ， ξ 为雷达散射截面。

2.1.2 角度域方位角信息的估计

将估计得到的回波信号相关时延及多普勒分别代入匹配滤波输出函数^[13]，得到等效接收信号 $\tilde{\mathbf{r}}_{q,p}^n \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ 。

$$\tilde{\mathbf{r}}_{q,p}^n = G \hat{\mathbf{h}}_{q,p}^n \mathbf{a}_t(\theta_{q,p}^n) \mathbf{a}_r^H(\theta_{q,p}^n) \mathbf{w}_q^n + \tilde{\mathbf{z}}_{q,p}^n \quad (22)$$

其中， G 是雷达匹配滤波后得到的增益系数，利用最大似然估计算法完成角度域信息的估计，即

$$\hat{\theta}_{q,p}^n = \arg \max_{\theta_{q,p}^n \in \Theta} p(\tilde{\mathbf{r}}_{q,p}^n | \theta_{q,p}^n) \quad (23)$$

2.1.3 位置及速度估计

令 $\boldsymbol{\omega}_{\text{RSU}} = [\omega_{x,\text{RSU}}, \omega_{y,\text{RSU}}]^T$ 表示 RSU 的笛卡儿坐标， $\boldsymbol{\omega}_{q,p}^n = [\omega_{x,q,p}^n, \omega_{y,q,p}^n]^T$ 表示第 q 个用户周围的第 p 个散射体的笛卡儿坐标，其中 $p=1$ 代表车辆用户本身。基于多普勒和角度参数的估计值，可以得到感知目标与 RSU 的相对速度 $\hat{v}_{q,p}^n = c \hat{v}_{q,p}^n / 2 \cos \hat{\theta}_{q,p}^n f_c$ ，基于距离以及角度域估计值得到当前时隙用户 q 及周围散射体的位置坐标为

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_{x,q,p}^n &= \omega_{x,\text{RSU}} + \hat{d}_{q,p}^n \sin \hat{\theta}_{q,p}^n \\ \hat{\omega}_{y,q,p}^n &= \omega_{y,\text{RSU}} + \hat{d}_{q,p}^n \cos \hat{\theta}_{q,p}^n \end{aligned} \quad (24)$$

2.1.4 $n+1$ 及 $n+2$ 时隙通信信道相关参数的估计

RSU 基于当前时隙感知的目标速度及坐标估计下一时隙目标的坐标 $\hat{\boldsymbol{\omega}}_{q,p}^{n+1|n} = \hat{\boldsymbol{\omega}}_{q,p}^n + \Delta T \cdot \hat{v}_{q,p}^n \cdot [1, 0]^T$ ，波束追踪场景示意图如图 3 所示，利用几何关系得到角度域相关参数。

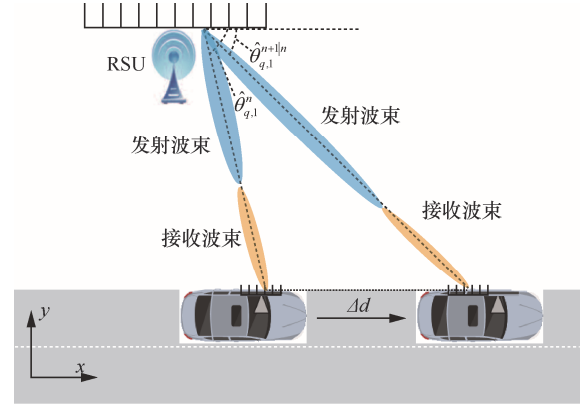


图 3 波束追踪场景示意图

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_{q,1}^{n+1|n} &= \arcsin \frac{\hat{\omega}_{x,q,p}^n - \omega_{x,\text{RSU}}}{\|\hat{\boldsymbol{\omega}}_{q,p}^n - \boldsymbol{\omega}_{\text{RSU}}\|}, \hat{\phi}_{q,1}^{n+1|n} = \\ & \arcsin \frac{\hat{\omega}_{x,q,p}^n - \hat{\omega}_{x,q,1}^n}{\|\hat{\boldsymbol{\omega}}_{q,p}^n - \hat{\boldsymbol{\omega}}_{q,1}^n\|} \end{aligned} \quad (25)$$

其中，由于车辆运动方向与 RSU 平行，所以经 LOS 径到达用户的信号，其发射角 $\hat{\phi}_{q,1}^{n+1|n}$ 和到达角 $\hat{\theta}_{q,1}^{n+1|n}$ 相等。进一步，基于坐标关系可以获得通信信道相关的时延及多普勒估计值。

$$\begin{aligned} \hat{\tau}_{q,p}^{n+1|n} &= \frac{\|\hat{\boldsymbol{\omega}}_{q,1}^{n+1|n} - \hat{\boldsymbol{\omega}}_{q,p}^n\| + \|\hat{\boldsymbol{\omega}}_{q,p}^{n+1|n} - \boldsymbol{\omega}_{\text{RSU}}\| - \|\hat{\boldsymbol{\omega}}_{q,1}^{n+1|n} - \boldsymbol{\omega}_{\text{RSU}}\|}{c} \\ \hat{v}_{q,p}^{n+1|n} &= \frac{\cos \hat{\phi}_{q,p}^{n+1|n} f_c}{c} \hat{v}_{q,p}^n \end{aligned} \quad (26)$$

$n+2$ 时隙的参数 $\hat{\tau}_{q,p}^{n+2|n}$ 、 $\hat{\phi}_{q,p}^{n+2|n}$ 、 $\hat{\tau}_{q,p}^{n+2|n}$ 以及 $\hat{v}_{q,p}^{n+2|n}$

同样可以用上述方法估计得到。

2.2 鲁棒波束成形方案设计

本节主要研究 RSU 端鲁棒波束成形的设计方案，RSU 利用用户反馈的信道复增益信息以及感知参数合成下一时隙的 DD 域 CSI，并针对 CSI 误差设计鲁棒发射波束成形方案。首先，RSU 端利用用户反馈的信道复增益 $h_{q,p}$ 以及感知信息合成 $(n+1)$ 时隙 DD 域信道复增益 $\hat{h}_{\text{DD},q,p}^{n+1} = h_{q,p} e^{-j2\pi \hat{v}_{q,p}^{n+1|n} \hat{\tau}_{q,p}^{n+1|n}}$ ，借助角度域估计参数 $\hat{\theta}_{q,p}^{n+1|n}$ 、 $\hat{\phi}_{q,p}^{n+1|n}$ 合成 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{DD},q,p}^{n+1} = \mathbf{a}_t(\hat{\theta}_{q,p}^{n+1|n}) \hat{h}_{\text{DD},q,p}^{n+1} \mathbf{a}_r^H(\hat{\phi}_{q,p}^{n+1|n}) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ ，表示 RSU 到第 q 个用户第 p 个多径分量的 DDA 域信道。由于感知精度有限，基于感知参数重构的 CSI 存在误差，因此真实信道与重构信道的关系描述为

$$\mathbf{H}_{\text{DD},q,p}^{n+1} = \hat{\mathbf{H}}_{\text{DD},q,p}^{n+1} + \Delta \mathbf{H}_{\text{DD},q,p}^{n+1} \quad (27)$$

其中, $\Delta \mathbf{H}_{DD,q,p}^{n+1} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ 表示对应的 CSI 估计误差, 则第 q 个用户的 DD 域 SINR 描述为

$$\text{SINR}_{DD,q}^n = \frac{\left| \mathbf{u}_q^{n+1} \sum_{p=1}^P \left(\hat{\mathbf{H}}_{DD,q,p}^{n+1} + \Delta \mathbf{H}_{DD,q,p}^{n+1} \right) \mathbf{w}_q^{n+1} \right|^2 E_s}{\sum_{u=1, u \neq q}^Q \sum_{p=1}^P \left| \mathbf{u}_q^{n+1} \left(\hat{\mathbf{H}}_{DD,q,p}^{n+1} + \Delta \mathbf{H}_{DD,q,p}^{n+1} \right) \mathbf{w}_d^{n+1} \right|^2 E_s + \sigma_q^2} \quad (28)$$

为了便于后续优化问题求解, 本文对信干噪比进行放缩, 通过优化其上界设计问题, 具体描述为

$$\frac{\left| \mathbf{u}_q^{n+1} \sum_{p=1}^P \left(\hat{\mathbf{H}}_{DD,q,p}^{n+1} + \Delta \mathbf{H}_{DD,q,p}^{n+1} \right) \mathbf{w}_q^{n+1} \right|^2 E_s}{\sum_{u=1, u \neq q}^Q \sum_{p=1}^P \left| \mathbf{u}_q^{n+1} \left(\hat{\mathbf{H}}_{DD,q,p}^{n+1} + \Delta \mathbf{H}_{DD,q,p}^{n+1} \right) \mathbf{w}_d^{n+1} \right|^2 E_s + \sigma_q^2} \stackrel{(a)}{\leq} \frac{P \left| \mathbf{u}_q^{n+1} \sum_{p=1}^P \left(\hat{\mathbf{H}}_{DD,q,p}^{n+1} + \Delta \mathbf{H}_{DD,q,p}^{n+1} \right) \mathbf{w}_q^{n+1} \right|^2 E_s}{\sum_{d=1, d \neq q}^Q \left| \mathbf{u}_q^{n+1} \sum_{p=1}^P \left(\hat{\mathbf{H}}_{DD,q,p}^{n+1} + \Delta \mathbf{H}_{DD,q,p}^{n+1} \right) \mathbf{w}_d^{n+1} \right|^2 E_s + \sigma_q^2} \quad (29)$$

其中, (a) 采用三角不等式以及柯西不等式, 令上界表示为 $\text{SINR}_{DD,q,\text{up}}^{n+1}$, 对应的速率为 \tilde{R}_q^{n+1} 。将信道重写为 $\hat{\mathbf{H}}_q^{n+1} = \left[\left(\hat{\mathbf{H}}_{DD,q,1}^{n+1} \right)^T, \dots, \left(\hat{\mathbf{H}}_{DD,q,P}^{n+1} \right)^T \right]^T \in \mathbb{C}^{N_r \times P \times N_t}$, 用 $\Delta \mathbf{H}_q^{n+1} = \left[\left(\Delta \mathbf{H}_{DD,q,1}^{n+1} \right)^T, \dots, \left(\Delta \mathbf{H}_{DD,q,P}^{n+1} \right)^T \right]^T \in \mathbb{C}^{N_r \times P \times N_t}$ 表示对应的信道误差矩阵, 将接收波束成形重写为 $\tilde{\mathbf{u}}_q^{n+1} = [\mathbf{u}_q^{n+1}, \dots, \mathbf{u}_q^{n+1}]^T \in \mathbb{C}^{1 \times N_r \times P}$ 。则上界信干噪比为

$$\text{SINR}_{DD,q,\text{up}}^{n+1} = \frac{P \left| \tilde{\mathbf{u}}_q^{n+1} \left(\hat{\mathbf{H}}_q^{n+1} + \Delta \mathbf{H}_q^{n+1} \right) \mathbf{w}_q^{n+1} \right|^2 E_s}{\sum_{d \neq q}^Q \left| \tilde{\mathbf{u}}_q^{n+1} \left(\hat{\mathbf{H}}_q^{n+1} + \Delta \mathbf{H}_q^{n+1} \right) \mathbf{w}_d^{n+1} \right|^2 E_s + \sigma_q^2} \quad (30)$$

本节采用 CSI 有界误差模型表征信道估计的不完美, 从而研究信道状态最坏情况下的鲁棒波束成形设计方法, 完美的 DD 域 CSI 信息 \mathbf{H}_q^{n+1} 与估计值 $\hat{\mathbf{H}}_q^{n+1}$ 的关系为 $\mathbf{H}_q^{n+1} = \hat{\mathbf{H}}_q^{n+1} + \Delta \mathbf{H}_q^{n+1}$, 其中误差界限描述为 $\|\Delta \mathbf{H}_q^{n+1}\|_F \leq \varepsilon_q$, ε_q 代表在 RSU 处已知的 CSI 不确定区域的半径, 本节以最大化最差用户速率为目标设计优化问题, 具体的优化问题描述为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{w}_q^{n+1}, t} t \\ & \text{s. t. C1: } \sum_{q=1}^Q \|\mathbf{w}_q^{n+1}\|^2 \leq P_{\max} \\ & \quad \text{C2: } \min_{\forall q} \tilde{R}_q^{n+1} \geq t, \forall \|\Delta \mathbf{H}_q^{n+1}\|_F \leq \varepsilon_q \end{aligned} \quad (31)$$

其中, P_{\max} 表示 RSU 的最大发射功率, t 表示最差用户速率。C2 约束中 CSI 误差集的连续性导致存在无限数量的不等式约束, 因此该问题是一个复杂非凸的优化问题, 将 C2 等价表示为

$$\begin{aligned} & \left| \tilde{\mathbf{u}}_q^{n+1} \left(\hat{\mathbf{H}}_q^{n+1} + \Delta \mathbf{H}_q^{n+1} \right) \mathbf{w}_q^{n+1} \right|^2 \geq (2^t - 1) \cdot \\ & \left(\sum_{d \neq q}^Q \left| \tilde{\mathbf{u}}_q^{n+1} \left(\hat{\mathbf{H}}_q^{n+1} + \Delta \mathbf{H}_q^{n+1} \right) \mathbf{w}_d^{n+1} \right|^2 + \sigma_q^2 \right), \forall q \end{aligned} \quad (32)$$

通过矩阵迹的运算规则 $\text{Tr}(\mathbf{A}^H \mathbf{B}) = \text{vec}(\mathbf{A})^H \text{vec}(\mathbf{B})$ 及 $\text{vec}(\mathbf{A} \mathbf{X} \mathbf{B}) = (\mathbf{B}^T \otimes \mathbf{A}) \text{vec}(\mathbf{X})$ 将式(32)转化为

$$\begin{aligned} & \text{vec}(\Delta \mathbf{H}_q^{n+1})^H \mathbf{X}_q^{n+1} \text{vec}(\Delta \mathbf{H}_q^{n+1}) + \\ & 2 \text{Re} \left\{ \text{vec}(\hat{\mathbf{H}}_q^{n+1})^H \mathbf{X}_q^{n+1} \text{vec}(\Delta \mathbf{H}_q^{n+1}) \right\} + \mathbf{c}_q^{n+1} \leq 0, \forall q \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} & \text{其中, } \mathbf{X}_q^{n+1} = \left[(2^t - 1) \sum_{d \neq q}^Q \mathbf{w}_d^{n+1} (\mathbf{w}_d^{n+1})^H - \mathbf{w}_q^{n+1} (\mathbf{w}_q^{n+1})^H \right]^T \otimes \\ & \left(\tilde{\mathbf{u}}_q^{n+1} \right)^H \tilde{\mathbf{u}}_q^{n+1} \in \mathbb{C}^{P N_t N_r \times P N_t N_r}, \quad \mathbf{c}_q^{n+1} = \text{vec}(\hat{\mathbf{H}}_q^{n+1})^H \mathbf{X}_q^{n+1}, \\ & \text{vec}(\Delta \mathbf{H}_q^{n+1}) + (2^t - 1) \sigma_q^2 \text{ 利用 S-Procedure 转化为} \\ & \begin{bmatrix} \delta_q^{n+1} \mathbf{I}_{N_t P N_t} - \mathbf{X}_q^{n+1} & -\mathbf{X}_q^{n+1} \text{vec}(\hat{\mathbf{H}}_q^{n+1}) \\ -\text{vec}(\hat{\mathbf{H}}_q^{n+1})^H \mathbf{X}_q^{n+1} & -\delta_q^{n+1} \varepsilon_q^2 - \mathbf{c}_q^{n+1} \end{bmatrix} \geq \mathbf{0}, \forall q \end{aligned} \quad (34)$$

下面将问题转化为半正定规划 (SDP, semidefinite program) 问题进行求解, 令 $\mathbf{W}_q^{n+1} = \mathbf{w}_q^{n+1} (\mathbf{w}_q^{n+1})^H \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$, 且 $\text{rank}(\mathbf{W}_q^{n+1}) = 1$ 。由于秩一约束是非凸的, 本文通过半正定松弛 (SDR, semidefinite relaxation) 算法松弛该秩一约束, 则问题可以转化为下面凸问题形式

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{w}_q^{n+1}, \delta_q^{n+1}, t} t \\ & \text{s. t. } \sum_{q=1}^Q \text{tr}(\mathbf{W}_q^{n+1}) \leq P_{\max} \\ & \delta_q^{n+1} \geq 0, \forall q \\ & \mathbf{W}_q^{n+1} \geq \mathbf{0}, \forall q \end{aligned} \quad (35)$$

在转化得到上述凸问题后, 利用 CVX 进行求解,

在给定 t 值情况下, 通过求解优化问题验证是否可以得到可行的 \mathbf{W}_q^{n+1} 值。具体而言, 在 t 的可行域内基于二分法获取全局最优解 \mathbf{W}_q^{n+1} , 选取上界 t_U 为

$$\frac{\left| \tilde{\mathbf{u}}_q^{n+1} \left(\hat{\mathbf{H}}_q^{n+1} + \Delta \mathbf{H}_q^{n+1} \right) \mathbf{w}_q^{n+1} \right|^2}{\sum_{d \neq q}^Q \left| \tilde{\mathbf{u}}_d^{n+1} \left(\hat{\mathbf{H}}_d^{n+1} + \Delta \mathbf{H}_d^{n+1} \right) \mathbf{w}_d^{n+1} \right|^2 + \sigma_q^2} \stackrel{(a)}{\leq} \frac{\left\| \tilde{\mathbf{u}}_q^{n+1} \right\|^2 \left\| \left(\hat{\mathbf{H}}_q^{n+1} + \Delta \mathbf{H}_q^{n+1} \right) \right\|^2 \left\| \mathbf{w}_q^{n+1} \right\|^2}{\sigma_q^2} \stackrel{(b)}{\leq} \frac{\left(\left\| \hat{\mathbf{H}}_q^{n+1} \right\| + \varepsilon_q \right)^2 P_{\max}}{\sigma_q^2} \quad (36)$$

其中, 不等式(a)和不等式(b)的成立服从柯西-施瓦茨不等式和范数不等式, 选取速率的上界为 $t_U = \min \text{lb} \left(1 + \left(\left\| \hat{\mathbf{H}}_q^{n+1} \right\| + \varepsilon_q \right) P_{\max} / \sigma_q^2 \right), \forall q$, 令初始下界 $t_L = 0$ 。

基于二分法的 MIMO-OTFS 鲁棒波束成形优化算法见算法 1。

算法 1 基于二分法的 MIMO-OTFS 鲁棒波束成形优化算法

输入 $\varepsilon_q, \hat{\mathbf{H}}_q^{n+1}, \sigma_q^2, t, P_{\max}$

初始化 迭代索引 $i = 0, t_L = 0, t^{(0)} = t_U,$

$$t_U = \min_{\forall q} \text{lb} \left(1 + \frac{\left(\left\| \hat{\mathbf{H}}_q^{n+1} \right\| + \varepsilon_q \right)^2 P_{\max}}{\sigma_q^2} \right), \text{ 初始存储可行 } t \text{ 值的集合 } \Gamma_i = \emptyset,$$

初始化存储可行 \mathbf{W}_q^{n+1} 的集合 $\Gamma_{\mathbf{W}_q^{n+1}} = \emptyset$

repeat

设置 $t^{(i)} = (t_U + t_L) / 2$

对于给定的 $t^{(i)}$ 检验凸问题的可行性

if 可行

更新集合 $\Gamma_i = \Gamma_i \cup \{t^{(i)}\}$ 和 $\Gamma_{\mathbf{W}_q^{n+1}} =$

$\Gamma_{\mathbf{W}_q^{n+1}} \cup \{\mathbf{W}_q^{n+1, (i)}\},$ 更新 $t_L = t^{(i)}$

else

更新 $t_U = t^{(i)}$

end

更新迭代次数 $i = i + 1$

until $|t_U - t_L| / t_U < \iota,$ 其中阈值 $\iota > 0,$ 用于控制二分搜索算法的精度

寻找集合 Γ_i 中的最大值 $t^{\max},$ 并得到对应的波束成形矩阵 \mathbf{W}_q^{\max}

输出 t^{\max} 和 \mathbf{W}_q^{\max}

松弛后的凸优化问题利用上述算法完成求解, 但一般来说所求得解可能不会满足秩一的约束条件。因此, 需要基于输出的高阶解构造满足约束的秩一解, 可以采用高斯随机化的方法进一步构造低阶的可行解^[30]。

2.3 基于感知参数的干扰误差感知模型

虽然第 2.2 节中的鲁棒波束成形方案在 CSI 非理想情况下能提升用户的数据接收速率, 降低用户间干扰, 但到达用户端的信号仍然残余少量干扰。此外, 用户需要通过导频完成信道估计, 所产生的估计误差不可忽略。为此本节在用户端考虑基于感知参数的干扰误差感知模型, 以辅助后续鲁棒接收机的设计。

RSU 向车辆用户发送的 OTFS-ISAC 信号含导频, 且无保护间隔, 具体排列方式为

$$X_{\text{DD}, q}^n[k, l] = \begin{cases} x_{\text{pl}} & k = k_{\text{pl}}, l = l_{\text{pl}} \\ \text{数据符号} & \forall k, l \end{cases} \quad (37)$$

用户借助 $(n-1)$ 时隙 RSU 反馈的多普勒及时延的感知估计参数 $\nu_{q,p}^{n|n-2}, \tau_{q,p}^{n|n-2}$ 可以获得 DD 域网格对应的坐标为 $\hat{k}_{q,p}^n = \hat{\nu}_{q,p}^{n|n-2} / NT, \hat{l}_{q,p}^n = \hat{\tau}_{q,p}^{n|n-2} / M\Delta f$ 。令 $j = \lceil l_{\text{pl}} + \hat{l}_{q,p}^n \rceil \cdot N + \lceil k_{\text{pl}} + \hat{k}_{q,p}^n \rceil$, 则导频符号的 DD 域输入输出关系描述为

$$y_{\text{DD}, q, j}^n = \tilde{h}_{\text{DD}, q, q, p}^n x_{\text{pl}} + I_{q,p}^n \quad (38)$$

其中, $I_{q,p}^n$ 为干扰误差的总和, 表示为

$$I_{q,p}^n = \sum_{g=1, g \neq p}^P \tilde{h}_{\text{DD}, q, q, g}^n x_{\text{DD}, q, \lceil k_{\text{pl}} + \hat{k}_{q,p}^n - k_{q,g}^n \rceil_N M + \lceil l_{\text{pl}} + \hat{l}_{q,p}^n - l_{q,g}^n \rceil_M} + \sum_{d=1, d \neq q}^Q \sum_{p=1}^P \tilde{h}_{\text{DD}, q, d, g}^n x_{\text{DD}, d, \lceil k_{\text{pl}} \rceil_N M + \lceil l_{\text{pl}} \rceil_M} + z_{\text{DD}, j}^n \quad (39)$$

其中, $I_{q,p}^n$ 为干扰误差的总和, RSU 到第 q 个用户的第 p 条路径的 DD 域等效信道估计值描述为 $\hat{h}_{\text{DD}, q, q, p}^n = y_{\text{DD}, q, j}^n / x_{\text{pl}}$ 。将估计误差建模成高斯噪声 $\zeta_{q,p}^n$ ^[22], 方差描述为

$$\sigma_{\zeta_{q,p}^n}^2 = E \left\{ \left| \frac{I_{q,p}^n}{x_{\text{pl}}} \right|^2 \right\} \approx \frac{E_{q,p} + E_U + N_0}{E_p} \quad (40)$$

其中, $E_U = \sum_{d=1, d \neq q}^Q \sum_{p=1}^P | \mathbf{u}_d^n \mathbf{a}_r^H(\hat{\theta}_{q,p}^{n|n-2}) \mathbf{a}_r^H(\hat{\theta}_{q,p}^{n|n-2}) \mathbf{w}_d^n |^2$ 、 E_p 和 N_0 分别表示用户接收到的数据能量、其他用

户数据的干扰能量、导频符号能量和噪声能量, E_s 表示为符号能量。

2.4 MIMO-OTFS 鲁棒接收机方案设计

本节将第 2.3 节提出的干扰误差感知模型融入接收机完成鲁棒设计, 与文献[20]不同的是, 本方案除了考虑信道估计误差, 还将用户间干扰融入接收机中进行设计, 以提升用户端接收性能。

基于 MP 算法思想, 将第 q 个用户的 DD 域接收矢量信号 $\mathbf{y}_{\text{DD},q}^n$ 中所有元素作为观察节点, 发射矢量 $\mathbf{x}_{\text{DD},q}^n$ 中所有元素作为变量节点。为了简化后续算法的描述, 令 x_j 、 y_j 表示 $\mathbf{x}_{\text{DD},q}^n$ 、 $\mathbf{y}_{\text{DD},q}^n$ 的第 $j = m \cdot M + k$ 个元素。由式(15)可知, 每个观察节点与 p 个变量节点相关, 令 $\mathbf{X}_j = \{X_{j,p} = x_{\text{DD},q,[k-k_{q,p}]_N M + [m-l_{q,p}]_M}, 1 \leq p \leq P\}$ 表示相关变量节点的集合。每个变量节点与 p 个观察节点关联, 用 $\mathbf{Y}_j = \{Y_{j,p} = y_{\text{DD},q,[k+k_{q,p}]_N M + [m+l_{q,p}]_M}, 1 \leq p \leq P\}$ 表示相关观察节点集合。依据最大后验概率对发射给第 q 个用户的 DD 域符号进行估计, 具体表示为

$$\hat{x}_j = \underset{a_c \in \mathcal{Q}}{\operatorname{argmax}} \Pr(x_j = a_c | \mathbf{Y}_j) = \underset{a_c \in \mathcal{Q}}{\operatorname{argmax}} \frac{1}{|\mathcal{A}|} \Pr(\mathbf{Y}_j | x_j = a_c) \approx \underset{a_c \in \mathcal{Q}}{\operatorname{argmax}} \prod_{Y_{j,p} \in \mathbf{Y}_j} \Pr(Y_{j,p} | x_j = a_c) \quad (41)$$

其中, \mathcal{Q} 表示调制星座集合, \hat{x}_j 表示第 j 个发射符号的估计值, a_c 表示调制星座集合中第 c 个符号。

本节所提的 MIMO-OTFS 鲁棒接收机方案流程如图 4 所示。首先, 每一个观察节点 y_j 向关联的所有变量节点 $X_{j,p}$ 发送干扰项的均值及方差; 其次, 每一个变量节点 x_j 根据观察节点传递的均值及方差信息对星座集 \mathcal{Q} 中的星座点概率质量函数 $\mathbf{p}_{j,p} = \{p_{j,p}(a_c) | a_c \in \mathcal{Q}\}$ 进行更新, 并将更新后的信息传递给相关联的观察节点 $Y_{j,p}$; 最后, 在迭代结束后对收敛因子进行计算, 并给出判决。特别地, 变量节点传递的信息不仅包括信号噪声, 还需要将感知的信道估计误差及用户间干扰融入干扰项。

将干扰误差以及信道估计值描述为 $\hat{\zeta}_p = \zeta_{q,p}^n$ 、 $\hat{h}_p = \hat{h}_{\text{DD},q,p}^n$, 以简化接收机方案描述, 信道估计误差、用户间干扰以及噪声的方差分别为 $\sigma_{\hat{\zeta}_p}^2$ 、 σ_U^2 以及 σ^2 。将观察节点 y_j 和变量节点 $X_{j,p}$ 关系描述为

$$y_j = X_{j,p} h_p + \underbrace{\sum_{g \neq p}^P X_{j,g} (\hat{h}_p + \hat{\zeta}_p)}_{\zeta_{j,p}} + z_{U,j} + z_j \quad (42)$$

其中, $z_{U,j}$ 、 z_j 分别表示第 j 个接受符号包含的用户间干扰信号以及噪声, $\zeta_{j,p}$ 为干扰项的总和, 第 i 次迭代中干扰项 $\zeta_{j,p}$ 的均值 $\mu_{j,p}^{(i)}$ 及方差 $(\sigma_{j,p}^{(i)})^2$ 根据梅林变换^[22]可具体计算为

$$\begin{aligned} \mu_{j,p}^{(i)} &= \mathbb{E}(\zeta_{j,p}) = \sum_{g \neq p}^P \sum_{c=1}^{\mathcal{Q}} p_{j,g}^{(i)}(a_c) a_c h_g \quad (43) \\ (\sigma_{j,p}^{(i)})^2 &= \operatorname{Var}(\zeta_{j,p}) = \sum_{g \neq p}^P (V(X_{j,g}) V(\zeta_g + \hat{h}_g) + \\ &|E(X_{j,g})|^2 V(\zeta_g + \hat{h}_g)) + \sum_{g \neq p}^P |E(\zeta_g + \hat{h}_g)|^2 V(X_{j,g}) + \\ &\sigma_U^2 + \sigma^2 = \sum_{g \neq p}^P \left(\hat{h}_g \left(\sum_{c=1}^{|\mathcal{Q}|} p_{j,g}^{(i)}(a_c) |a_c|^2 - \left| \sum_{c=1}^{|\mathcal{Q}|} p_{j,g}^{(i)}(a_c) a_c \right|^2 \right) + \right. \\ &\left. \sum_{c=1}^{|\mathcal{Q}|} \sum_{g \neq p}^P p_{j,g}^{(i)}(a_c) |a_c|^2 \sigma_{\zeta_g}^2 \right) + \sigma_U^2 + \sigma^2 \quad (44) \end{aligned}$$

基于 MP 的干扰误差感知的 MIMO-OTFS 鲁棒接收机算法见算法 2。

算法 2 基于 MP 的误差干扰感知的 MIMO-OTFS 鲁棒接收机算法

输入 $\mathbf{y}_{\text{DD},q}$ 、 \hat{h}_p 、 $\sigma_{\hat{\zeta}_p}^2$ 、 σ_U^2 、 σ^2

初始化 迭代索引 $i=1$, 概率质量函数初始值 $\mathbf{p}_{j,p}^{(0)} = 1/|\mathcal{Q}|$, 其中 $j \in \{1, \dots, MN\}$, $p \in \{1, \dots, P\}$

步骤 1 观察节点 y_j 向变量节点 $X_{j,p}$ 传递消息, 消息为等效干扰项 $\zeta_{j,p}^{(i)}$ 的均值 $\mu_{j,p}^{(i)}$ 和方差 $(\sigma_{j,p}^{(i)})^2$ 。

第 i 次迭代

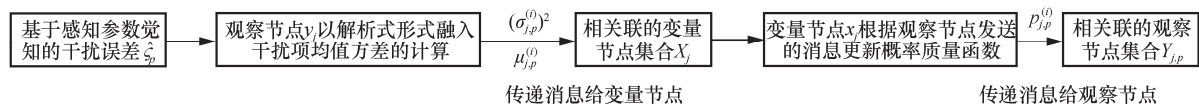


图 4 MIMO-OTFS 鲁棒接收机方案流程

步骤2 变量节点 x_j 向观察节点 $Y_{j,p}$ 传递消息, 消息为概率质量向量 $p_{j,p}^{(i)}$, 其元素表示为

$$p_{j,p}^{(i)}(a_c) = \Delta \cdot \tilde{p}_{j,p}^{(i)}(a_c) + (1 - \Delta) \cdot p_{j,p}^{(i-1)}(a_c)$$

其中, $\Delta \in (0,1]$ 为阻尼因子, 可以用来控制算法的收敛性能。此外有

$$\tilde{p}_{j,p}^{(i)}(a_c) = \prod_{g \neq p} \frac{\xi^{(i)}(j, g, c)}{\sum_{e=1}^O \xi^{(i)}(j, g, e)}$$

$$\xi^{(i)}(j, g, e) = \exp\left(\frac{-|y_j - \mu_{j,p}^{(i)} - \hat{h}_p a_e|^2}{(\sigma_{j,p}^{(i)})^2}\right)$$

其中, O 表示星座集合元素总数, 均值及方差是从观察节点传递的消息中获得。

步骤3 收敛因子计算: 第 i 次迭代的收敛因子 $\Upsilon^{(i)}$ 为

$$\Upsilon^{(i)} = \frac{1}{MN} \sum_{c=0}^{MN-1} F\left(\max_{a_c \in \mathcal{Q}} p_j^{(i)}(a_c) \geq 1 - \varepsilon\right)$$

其中, $F(\cdot)$ 是一个标识函数, 如果括号内为真, 则该函数取 1, 否则取 0, 且有

$$p_j^{(i)}(a_c) = \prod_{g=1}^P \frac{\xi^{(i)}(j, g, c)}{\sum_{e=1}^O \xi^{(i)}(j, g, e)}$$

步骤4 判决更新: 如果 $\Upsilon^{(i)} > \Upsilon^{(i-1)}$, 则更新对发送符号的判决

$$\hat{x}_j = \operatorname{argmax}_{a_c \in \mathcal{Q}} p_j^{(i)}(a_c)$$

其中, $c = 0, \dots, MN - 1$ 。

步骤5 迭代停止准则: 至少满足下列条件之一时, 则停止迭代

- (a) $\Upsilon^{(i)} = 1$ 或达到最大迭代次数;
- (b) $\Upsilon^{(i)} < \Upsilon^{(i^*)} - \epsilon$, 其中 i^* 为集合 $\{1, \dots, (i-1)\}$ 中元素, ϵ 为迭代停止阈值。令 $\Upsilon^{(i^*)}$ 取得最大时的迭代索引。

3 仿真分析

为了验证所提方案的有效性, 本节将对本方案下的系统性能进行仿真分析, 并与现有方案进行对比。设置 RSU 的位置为 $[0,40]$, 服务的总用户数 $Q = 4$, 车辆用户的初始坐标为 $[-20,10]$ 、 $[20,10]$ 、

$[5,20]$ 和 $[40,20]$, 车辆用户的最大运动速度为 20 m/s, RSU 采用 OTFS 波形, 载波频率为 4 GHz, 子载波间隔为 15 kHz, 子载波数 $M = 64$, OTFS 符号数 $N = 16$, 符号调制类型为 16QAM。RSU 端天线数 $N_t = 32$, 用户端天线数 $N_r = 8$ 。RSU 与用户通信的多径信道总数 $P = 6$, 信道的路损描述为 $L(d) = L_0(d/d_0)^{-\alpha}$, 其中路损系数 $\alpha = 2.2$, 参考距离 $d_0 = 1\text{m}$ 时的路径损耗为 $L_0 = -30\text{dB}$ [31]。信道误差边界设为 $\varepsilon_q = \rho \| \mathbf{H}_q \|_F$, $\rho \in [0,1)$ 作为评价 CSI 不确定性的相对参量。

不同波束成形方案下最差用户的数据接收速率对比如图 5 所示, 对比了本文所提的鲁棒波束成形方案与文献[20]中的非鲁棒波束成形方案。具体而言, 文献[20]直接基于感知得到的角度域信息设计波束成形方案, 而忽略了 CSI 误差。由对比曲线可以看出, 在 CSI 误差均为 0.05 和 0.01 情况下, 本文方案所获得的最差用户速率明显高于文献[20]方案, 且随着 RSU 发射功率的增加, 本文方案与文献[20]方案之间的差距也在逐步增大。实验结果证明了本文方案在非理想 CSI 下的优越性。

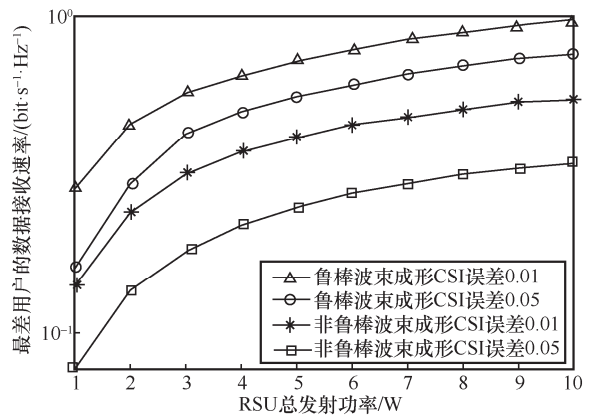


图5 不同波束成形方案下最差用户的数据接收速率对比

鲁棒波束成形方案有效性证明如图 6 所示, 对比了本文所提鲁棒波束成形方案与文献[20]的非鲁棒波束成形方案下的数据接收速率以及性能上界, 在 CSI 误差为 0.01 情况下, 本文通过优化数据接收速率上界实现鲁棒波束成形方案设计, 其中理想上界速率以及实际的数据接收速率对应式(18)和式(30)。可以看出, 随着性能上界的提升, 本文方案下真实的数据接收速率有着明显的提升, 且明显优于文献[20]的方案, 证明了本

文方案通过优化数据接收速率上界实现鲁棒波束成形的有效性。

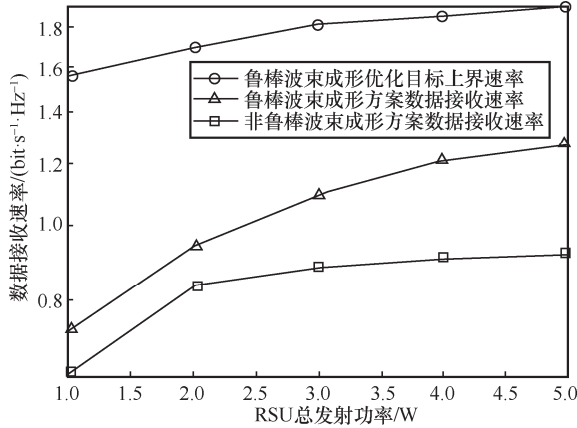


图 6 鲁棒波束成形方案有效性证明

在基于 MIMO-OTFS 的 ISAC 系统中，不同接收机方案下的系统误码率对比如图 7 所示，其中 E_b 为发射符号的比特能量， N_0 为噪声能量。可以看出，在相同的发射波束成形方案下，本文所提的鲁棒接收机方案明显优于文献[20]和文献[22]的接收机性能。这是因为在本文所考虑的多用户高移动性场景下，用户间干扰及信道估计误差不可忽略；文献[22]采用的是非鲁棒 MP 算法，并未针对信道估计误差以及用户间干扰做专属的优化设计；文献[20]的接收机方案仅考虑信道估计误差的影响，并未针对用户间干扰做相关的感知设计。相比之下，本文将用户间干扰以及信道估计误差以解析式的方式融入接收机进行设计，从而在多用户高移动性场景可以获得更好的接收性能。

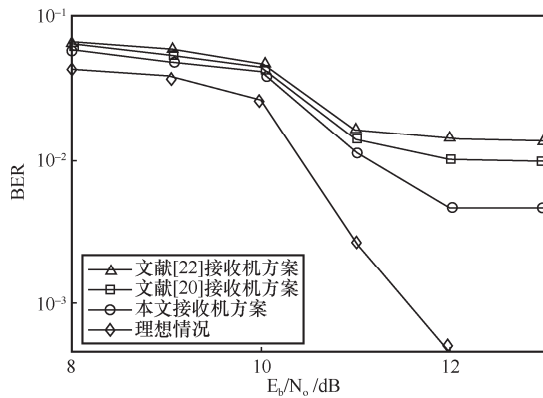


图 7 不同接收机方案下系统误码率对比

不同波束成形方案下感知与通信的二维性能如图 8 所示，以初始坐标为 [5, 20] 的车辆用户为

例，选取角度域感知参数均方根误差 (RMSE, root mean square error) 以及数据接收速率作为感知及通信性能指标。可以看出，针对相同车速的用户，在相同的感知精度下，本文所提的鲁棒波束成形方案可以获得比非鲁棒波束成形方案更好的数据接收速率。另外，在达到相同的数据接收速率时，本文方案可以获得更低的感知估计误差，在提升通信性能的同时，仍然可以保持良好的感知精度。此外，针对不同车速的用户，由于车速越快对应的感知估计精度越低，因此达到相同感知精度所需的信噪比就越大，当达到相同精度时，车速越快的用户所需的信噪比越高，对应数据接收速率越大。在不同车速下，本文所提的鲁棒波束成形方案均优于非鲁棒波束成形方案，更适用于多用户高移动性场景。

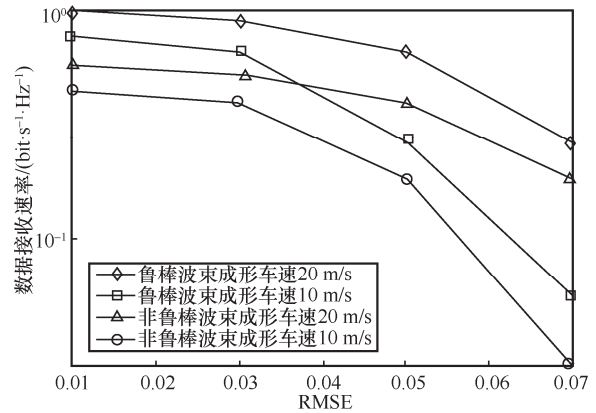


图 8 不同波束成形方案下感知与通信的二维性能

4 结束语

本文面向车联网场景提出了一种感知辅助通信的联合收发端的 MIMO-OTFS 鲁棒传输方案。首先，介绍了鲁棒波束成形方案的设计。其次，在接收端基于感知的干扰误差设计鲁棒接收机，以提升 ISAC 系统的通信传输性能。最后，数值仿真结果表明在多用户高移动性场景下，本文所提的联合收发端的 MIMO-OTFS 鲁棒传输方案可以有效提升系统的整体性能，适用于车联网等高移动性的物联网场景。

参考文献：

[1] WONG V W S, SCHOBBER R, NG D W K, et al. Key technologies for 5G wireless systems[M]. Cambridge: Cambridge university press, 2017.

- [2] YUAN W J, LI S Y, XIANG L, et al. Distributed estimation framework for beyond 5G intelligent vehicular networks[J]. *IEEE Open Journal of Vehicular Technology*, 2020(1): 190-214.
- [3] SIEGEL J E, ERB D C, SARMA S E. A survey of the connected vehicle landscape—architectures, enabling technologies, applications, and development areas[J]. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2017, 19(8): 2391-2406.
- [4] LU N, CHENG N, ZHANG N, et al. Connected vehicles: solutions and challenges[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2014, 1(4): 289-299.
- [5] WYMEERSCH H, SECO-GRANADOS G, DESTINO G, et al. 5G mmWave positioning for vehicular networks[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2017, 24(6): 80-86.
- [6] KUUTTI S, FALLAH S, KATSAROS K, et al. A survey of the state-of-the-art localization techniques and their potentials for autonomous vehicle applications[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2018, 5(2): 829-846.
- [7] ZHANG J A, RAHMANM L, WU K, et al. Enabling joint communication and radar sensing in mobile networks: a survey[J]. *arXiv Print*, 2020: arXiv: 2006.07559.
- [8] LIU F, MASOUIROS C, PETROPULU A P, et al. Joint radar and communication design: applications, state-of-the-art, and the road ahead[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2020, 68(6): 3834-3862.
- [9] SHI C G, WANG F, SELLATHURAI M, et al. Power minimization-based robust OFDM radar waveform design for radar and communication systems in coexistence[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(5): 1316-1330.
- [10] SEN S, NEHORAI A. Adaptive OFDM radar for target detection in multipath scenarios[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(1): 78-90.
- [11] HADANI R, RAKIB S, TSATSANIS M, et al. Orthogonal time frequency space modulation[C]//*Proceedings of 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-6.
- [12] LI S Y, YUAN J H, YUAN W J, et al. Performance analysis of coded OTFS systems over high-mobility channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(9): 6033-6048.
- [13] DU Z, LIU F, YUAN W J, et al. Integrated sensing and communications for V2I networks: dynamic predictive beam forming for extended vehicle targets[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(6): 3612-3627.
- [14] CORREAS-SERRANO A, PETROV N, GONZALEZ-HUICI M, et al. Comparison of radar receivers for OFDM and OTFS waveforms[C]//*Proceedings of 2022 19th European Radar Conference (EuRAD)*. Piscataway: IEEE Press, 2022: 1-4.
- [15] GAUDIO L, KOBAYASHI M, BISSINGER B, et al. Performance analysis of joint radar and communication using OFDM and OTFS[C]//*Proceedings of 2019 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops)*. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-6.
- [16] ZHANG K, YUAN W, LI S, et al. Radar sensing via OTFS signaling: a delay Doppler signal processing perspective[J]. *arXiv Print*, 2023: arXiv: 2301.09909.
- [17] WU K, ZHANG J A, HUANG X J, et al. OTFS-based joint communication and sensing for future industrial IoT[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2023, 10(3): 1973-1989.
- [18] HADANI R, RAKIB S, TSATSANIS M, et al. Orthogonal time frequency space modulation[C]//*Proceedings of 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-6.
- [19] DEHKORDI S K, GAUDIO L, KOBAYASHI M, et al. Beam-space MIMO radar for joint communication and sensing with OTFS modulation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023(99): 1.
- [20] YUAN W J, WEI Z Q, LI S Y, et al. Integrated sensing and communication-assisted orthogonal time frequency space transmission for vehicular networks[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2021, 15(6): 1515-1528.
- [21] ZHANG W L, LI H R, MU P C, et al. Robust multi-branch space-time beam forming for OFDM system with interference[J]. *Digital Signal Processing*, 2017(65): 63-70.
- [22] GAUDIO L, KOBAYASHI M, CAIRE G, et al. On the effectiveness of OTFS for joint radar parameter estimation and communication[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(9): 5951-5965.
- [23] NGO H Q. *Massive MIMO: fundamentals and system designs*[M]. Linköping University Electronic Press, 2015.
- [24] SRIVASTAVA S, SINGH R K, JAGANNATHAM A K, et al. Delay-Doppler and angular domain 4D-sparse CSI estimation in OTFS aided MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(12): 13447-13452.
- [25] SRIVASTAVA S, SINGH R K, JAGANNATHAM A K, et al. OTFS transceiver design and sparse doubly-selective CSI estimation in analog and hybrid beam forming aided mm Wave MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(12): 10902-10917.
- [26] GUO W, ZHANG W L, MU P C, et al. High-mobility wideband massive MIMO communications: Doppler compensation, analysis and scaling laws[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(6): 3177-3191.
- [27] CHIRIYATH A R, PAUL B, BLISS D W. Radar-communications convergence: coexistence, cooperation, and co-design[J]. *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 2017, 3(1): 1-12.

- [28] PATOLE S M, TORLAK M, WANG D, et al. Automotive radars: a review of signal processing techniques[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2017, 34(2): 22-35.
- [29] FRIEDLANDER B. On transmit beamforming for MIMO radar[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(4): 3376-3388.
- [30] LUO Z Q, MA W K, SO A M C, et al. Semidefinite relaxation of quadratic optimization problems[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2010, 27(3): 20-34.
- [31] HUANG Z X, ZHENG B X, ZHANG R. Transforming fading channel from fast to slow: IRS-assisted high-mobility communication[C]/Proceedings of ICC 2021 - IEEE International Conference on Communications. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-6.



梁欣（1962-），男，博士，清华大学电子工程系教授，主要研究方向为宽带无线接入、自组织网络、软件无线电、协作通信。



肖立民（1970-），男，博士，清华大学电子工程系副研究员，主要研究方向为信道测量与建模、无线移动通信和宽带无线传输技术。

[作者简介]



王为栋（1999-），男，北京邮电大学可信分布式计算与服务教育部重点实验室硕士生，主要研究方向为无线通信、通感一体。



索士强（1975-），男，中信科移动通信技术股份有限公司创新中心副总经理，主要研究方向为超大规模天线、人工智能、通信与感知融合。



高晖（1984-），男，博士，北京邮电大学可信分布式计算与服务教育部重点实验室副教授，主要研究方向为毫米波大规模天线系统、智能超表面通信、智能无线通信与网络、通感一体。



龚秋莎（1977-），女，中信科移动通信技术股份有限公司工程师，主要研究方向为移动通信的网络架构、物理层关键技术。