

基于 OTFS 的通感一体化感知目标参数估计新算法

赵千禧¹, 刘嘉宁¹, 王帝文², 田 峰¹

(1. 南京邮电大学通信与信息工程学院, 南京 210023; 2. 联通物联网有限责任公司, 南京 210001)

摘 要: 在太赫兹频段利用具有叠加导频的正交时频空间(Orthogonal time frequency space, OTFS)-通信感知一体化(Integrated sensing and communication, ISAC)车联网系统, 能够实现车辆间的高速数据传输, 同时进行高精度参数感知。首先, 建立并分析了 OTFS 信号调制模型、通信信号模型和感知信号模型, 并在接收端推导了包含角度信息的感知信道新模型。其次, 提出了基于均匀网格的多重信号分类(Multiple signal classification, MUSIC)角度粗估计算法和黄金分割法的 MUSIC 角度细估计算法。最后, 提出了基于最大似然估计准则的信道时延和多普勒频移整数部分参数估计和分数部分参数估计算法。仿真结果表明, 所提出的算法能够实现精确的角度、距离和速度等感知参数估计。

关键词: 正交时频空间; 通感一体化; 到达角估计; 信道估计

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

New Target Parameter Estimation Algorithms for Integrated Sensing and Communication Based on OTFS

ZHAO Qianxi¹, LIU Jianing¹, WANG Diwen², TIAN Feng¹

(1. School of Communications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210023, China; 2. Unicom Internet of Things Co., Ltd, Nanjing 210001, China)

Abstract: In the terahertz frequency band, utilizing an orthogonal time frequency space (OTFS)-integrated sensing and communication (ISAC) vehicular networking system with superimposed pilots can achieve high-speed data transmission between vehicles alongside high-precision parameter sensing. First, the OTFS signal modulation model, the communication signal model, and the sensing signal model are established and analyzed. At the receiver, a new sensing channel model containing angle information is derived. Subsequently, a coarse angle estimation algorithm based on the uniform grid multiple signal classification (MUSIC) method and a fine angle estimation algorithm based on the golden section MUSIC method are proposed. Finally, a maximum likelihood estimation criterion-based algorithm is proposed for estimating the integer and fractional parts of the channel delay and Doppler shift parameters. Simulation results demonstrate that the proposed algorithms can achieve accurate estimation of sensing parameters such as angle, distance, and velocity.

Key words: orthogonal time frequency space (OTFS); integrated sensing and communication (ISAC); direction of arrival (DOA) estimation; channel estimation

基金项目: 广东省促进经济发展专项资金(粤自然资合[2023]24号)。

收稿日期: 2024-09-23; **修订日期:** 2024-12-01

引言

近年来,随着无线数据传输速率的不断提高,未来6G移动通信网络需要更高、更宽的频谱来满足其关键性能指标。其中,太赫兹(Terahertz, THz)技术被视为实现6G蓝图的关键技术之一。基于太赫兹频段的超宽带技术,既可以实现每秒太比特(Terabits per second, Tbps)的高速率传输,又可以实现毫米级距离估计和毫度级角度估计等精确感知。同时,通信感知一体化(Integrated sensing and communication, ISAC)系统可以设计优化的波形并将其用于雷达感知和通信传输^[1-2],实现信号处理算法、硬件架构和频谱之间的共享。因此,基于太赫兹频段的ISAC技术研究吸引了学术界和工业界越来越多的关注。

由于正交频分复用(Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)既可以利用多个子载波进行正交通信,同时多个子载波的包络构成脉冲进行感知,因此基于OFDM的ISAC可同时实现通信和感知功能^[3-4]。然而,传统的OFDM-ISAC框架在太赫兹频段上的波形设计遇到了诸多问题^[5]。首先,对于高载频和高速移动场景(例如高速铁路移动通信),OFDM调制方案对该情形下的多普勒频移不具有鲁棒性,链路性能在误码率(Bit error rate, BER)和传输速率等方面严重恶化。其次,OFDM雷达接收机感知参数估计通常采用无载波间干扰(Inter carrier interference, ICI)的感知信号模型,当目标高速移动时会导致较大的估计误差,从而降低感知精度。最后,由于工作频段的提升导致功率放大器饱和输出功率迅速下降^[6],因此,需要严格设计发射信号的峰均功率比(Peak to average power ratio, PAPR),从而最大限度提升太赫兹频段的输出功率和能量效率。

相比于OFDM技术,正交时频空间(Orthogonal time frequency space, OTFS)调制技术^[7]在高速移动场景下的时延多普勒(Delay Doppler, DD)信道中具有更强的鲁棒性,因为多普勒频移会破坏OFDM子载波之间的正交性,引起载波间干扰,从而导致OFDM系统性能急剧下降。OTFS调制依赖于对时延多普勒域符号复用和信道特性的探索,可以从感知估计中推断出时延多普勒域信道响应,这与OFDM调制中采用的传统时频域(Time-frequency domain, TF)符号复用不同,对信道时延和多普勒频移具有更强的适应能力,可广泛适用于高载频和高速率场景。因此,太赫兹频段上的OTFS-ISAC框架逐渐成为当前研究的热点。

基于OTFS-ISAC框架的参数感知不仅能够获取高速移动目标的方位和速度等信息,同时可以进一步辅助通信提升系统性能。其中,文献[8]提出了一种基于OTFS-ISAC系统的高效最大似然估计(Maximum likelihood estimation, MLE)算法,便于目标检测和参数估计。文献[9]提出了一种新的基于OTFS的雷达感知目标距离和速度估计匹配滤波算法,利用了时延多普勒域有效信道矩阵结构,相比OFDM算法具有更好的估计性能。文献[10]提出了一种海豚-切比雪夫(Dolphor-Chebyshev, DC)窗设计OTFS波形,来抑制信道扩频,提高信道估计精度。然而,上述研究仅考虑简化的整数倍情形下的信道脉冲响应时延和多普勒频移,而高速移动场景中需要考虑更为实际更为普遍的分数多普勒频移,其存在可能会导致信道在多普勒指数上扩散,并破坏时延多普勒域的信道稀疏性。其中,文献[11]提出了一种基于稀疏贝叶斯学习的OTFS离网信道估计方法,利用期望最大化方法来估分数时延和多普勒频移,避免了因此引起的信道扩散。文献[12]提出了一种用于补零OTFS系统的迭代耙式(rake)接收机,其在时延域中处理时延多普勒域的信道系数,既不受分数多普勒频移的影响,又充分利用了时延多普勒域的信道稀疏性。文献[13]提出了一种基于酉近似消息传递算法的OTFS信号检测器,与现有检测器相比,在考虑分数多普勒频移时具有更低的复杂度。除此之外,OTFS信道估计中的导频设计也是一个具有挑战性的问题。文献[14]提出了一种基于嵌入式导频的OTFS帧结构可用于信道估计,但其中保护符号的插入会导致时延多普勒域资源开销增加从而降低频谱效率。文献[15]提出了叠加

导频的设计方案,通过叠加导频符号和数据符号,且在不增加额外保护间隔的情况下进行信道估计,从而提高频谱效率。但上述方案的信道估计均未考虑分数时延和分数多普勒频移,从而无法获得精确的信道参数进行感知。

本文考虑在太赫兹频段具有叠加导频的OTFS-ISAC车联网系统,建立并分析了ISAC系统的OTFS信号调制模型、通信信号模型和感知信号模型。其中,对于OTFS系统的多波束成形发射信号,在接收端推导了包含角度信息的感知信道新模型。针对感知目标的角度估计,本文提出了基于均匀网格和黄金分割法的多重信号分类(Multiple signal classification, MUSIC)角度估计算法。首先在均匀角度网格中搜寻MUSIC空间谱的最大值获得角度的粗估计,然后利用黄金分割法进一步得到角度的细估计。针对目标的距离和速度估计,本文提出了基于MLE准则的两阶段信道时延和多普勒频移估计算法,第1阶段基于最大似然准则进行时延多普勒域网格搜索实现参数的整数部分估计,第2阶段利用贪婪算法交替优化实现参数的分数部分估计,通过换算得到距离和速度的估计。仿真结果表明,所提出的算法能够实现精确的感知参数估计,即误差在 0.1° 以内的角度估计以及厘米级的距离估计、分米/秒的速度估计。

1 系统模型

如图1所示,考虑在太赫兹频段,有一个路边单元(Road side unit, RSU),其具有类似基站的功能,支持 P 个目标车辆的OTFS-ISAC系统,实现车联网的通信和感知。其中,RSU配备均匀线性阵列(Uniform linear array, ULA),负责生成和发送ISAC信号,同时接收回波信号和来自车辆的上行信息;对于每一个目标车辆,考虑点目标模型,并假设车辆配备单天线,负责接收RSU的下行信息,并将ISAC信号回波反射给RSU,同时车辆目标之间也存在通信。RSU生成OTFS信号并发送给目标车辆,信号通过无线信道受到信道增益、时延、多普勒频移的影响,被目标反射回RSU。RSU接收信号的回波,通过处理回波对目标的参数(角度、距离和速度)进行估计。相比于经典的基于导频的波束跟踪方法^[16-17],RSU可以利用这些参数预测下一个时间瞬间的角度,并在发射ISAC信号之前制定其发射波束成形器来建立通信链路。如果发射和接收阵列之间有足够隔离,雷达回波将不会干扰RSU的下行传输^[18]。又由于RSU的ULA与道路平行,因此到达角(Direction of arrival, DOA)与离开角(Angle of departure, AOD)相同。在不失一般性的前提下,将道路设置为 x 轴,而车辆只能沿着 x 轴的正负方向移动。

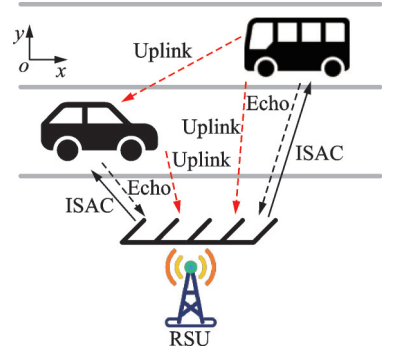


图1 基于OTFS-ISAC的车联网通信感知场景

Fig.1 Vehicle-to-everything sensing scenario based on OTFS-ISAC

1.1 ISAC系统中OTFS信号调制模型

鉴于太赫兹频段上存在的高PAPR问题,在OTFS-ISAC系统框架前加入离散傅里叶变换(Discrete Fourier transform, DFT)扩频模块来降低PAPR,如图2所示。在RSU处将传输的比特流映射到数据帧 $x[l, k]$ 上,每个数据帧包含 $M \times N$ 个信息符号, $0 \leq l \leq M-1, 0 \leq k \leq N-1$,这些信息符号来自正交振幅调制(Quadrature amplitude modulation, QAM)字母表 $A = \{a_1, a_2, \dots, a_Q\}$, M 和 N 分别表示OTFS帧的子载波数和时隙数。

在将信息符号映射到时延多普勒平面之前,将数据符号沿着多普勒轴执行 N 点DFT运算,即

$$x^{\text{DD}}[l, k] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x[l, n] e^{-j2\pi \frac{nk}{N}} \quad (1)$$

式中: $l=0, 1, \dots, M-1; k=0, 1, \dots, N-1$ 。然后将导频数据 $x^p[l, k]$ 根据网格划分叠加到数据符号 $x^{\text{DD}}[l, k]$ 上, 得到 $x[l, k]$ 为

$$x[l, k] = x^{\text{DD}}[l, k] + x_p[l, k] \quad (2)$$

式中: 导频数据 $x_p[l, k] = \begin{cases} \sqrt{MN\sigma_p^2} & (l, k) = (l_p, k_p)_s, 0 \leq l_p \leq M-1, 0 \leq k_p \leq N-1, \text{其中} (l_p, k_p) \text{代表} \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$

导频符号在时延多普勒网格中的位置, σ_p^2 表示导频符号的平均功率。导频符号的放置方案参考文献[2], 与传统嵌入式导频相比, 不需要在导频符号与数据符号之间插入保护区间, 能够有效地减少导频开销, 提高系统的频谱效率。然后, 由发射机对时延多普勒域符号 $x[l, k]$ 进行辛有限傅里叶逆变换 (Inverse symplectic finite Fourier transform, ISFFT)^[19], 将其变换为最终的发送信号 $X[m, n]$, 表达式为

$$X[m, n] = \frac{1}{\sqrt{MN}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} x[l, k] e^{j2\pi\left(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M}\right)} \quad (3)$$

式中: m 和 n 分别为频率和时间的指标, $m=0, 1, \dots, M-1, n=0, 1, \dots, N-1$ 。接下来, 将二维时频域的发送信号 $X[m, n]$ 进行海森堡变换^[19], 变换后的基带时域传输信号 $s_{\text{base}}(t)$ 为

$$s_{\text{base}}(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} X[m, n] e^{j2\pi m \Delta f (t - nT)} g_{\text{tx}}(t - nT) \quad (4)$$

式中: $g_{\text{tx}}(t - nT)$ 为发射滤波器, 其发射脉冲的周期为 $[0, T]$, T 和 Δf 分别表示为符号持续时间和子载波间的频率间隔, 并且 $T\Delta f = 1$, 在这种情况下, 每个符号占用的时长为 $T_s = NT$, 带宽为 $B = M\Delta f$ 。最后, 为了避免数据之间的干扰, 在每个数据符号的时域信号中插入一个循环前缀 (Cyclic prefix, CP) 循环前缀, 表示为

$$s_{\text{cp}}(t) = \begin{cases} s_{\text{base}}(t) & 0 \leq t \leq T_s \\ s_{\text{base}}(t + T_s) & -T_{\text{cp}} \leq t < 0 \end{cases} \quad (5)$$

式中 T_{cp} 为 CP 的周期。

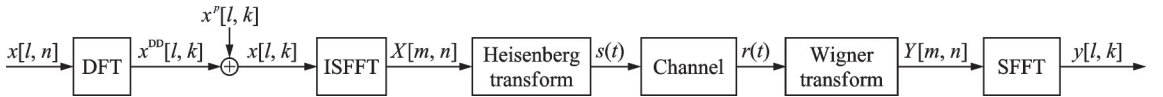


图2 DFT 扩展的 OTFS-ISAC 系统模型

Fig.2 DFT-extended OTFS-ISAC system model

1.2 通信信号模型

为了实现车联网中 P 个车辆目标的感知和通信, RSU 发射的 ISAC 信号 $s_{\text{base}}(t)$ 要求是 P 维的多波束信号, 因此, 发射信号 $s(t), i=1, 2, \dots, P$ 形式为

$$s(t) = [s_{1, \text{base}}(t), s_{2, \text{base}}(t), \dots, s_{P, \text{base}}(t)]^T \quad (6)$$

式中 $s_{i, \text{base}}(t)$ 分别对应发送给第 i 个目标的信号。利用波束成形矩阵 F 将信号 $s(t)$ 搭载到 N_t 根发射天线上

$$\tilde{s}(t) = F \otimes s(t) \quad (7)$$

式中 F 是一个 $N_t \times P$ 的矩阵, 用于将发射波束引导到目标方向, 其第 i 列表示为 $f_i, i=1, 2, \dots, P, f_i$ 的表达式为

$$f_i = \sqrt{\frac{p_i}{N_t}} \mathbf{a}(\theta_i) \quad (8)$$

式中: p_i 为分配给第 i 个目标的发射功率, θ_i 为目标 i 相对于 RSU 的角度, $\mathbf{a}(\theta_i)$ 为发射端的转向矢量, 表

示为 $\mathbf{a}(\theta_i) = [a_1(\theta_i), a_2(\theta_i), \dots, a_{N_i}(\theta_i)]^T$, 其每一项 $a_n(\theta_i) = e^{j(n-1)\pi \sin \theta_i}$ 。然而当信号发射时, θ_i 未知, 因此通常需要用预测角度 $\hat{\theta}_i$ 来替代 θ_i , 以实现期望的波束形成增益。

RSU 向所有车辆发送 OTFS-ISAC 信号, 反射回波在 RSU 处接收, 通过接收回波可以估计目标运动参数, 即速度、距离和角度。根据估计的参数, 主要考虑下行通信, 下行信道可以用视距链路 (Line of sight, LoS) 主导的信道建模^[20], 如

$$\mathbf{h}_i(t) = \beta_i \mathbf{a}^H(\theta_i) \delta(\tau - \tau_i) e^{j2\pi\nu_i t} \quad (9)$$

式中 β_i, τ_i 和 ν_i 分别表示此时第 i 个目标对应的信道增益、时延和多普勒频移。因此, 目标 i 接收到的通信信号 $y_i(t), i = 1, 2, \dots, P$, 为

$$y_i(t) = \mathbf{h}_i(t) \mathbf{f}_i s_i(t) + w_{rx}(t) \quad (10)$$

式中 $w_{rx}(t)$ 表示功率谱密度为 N_0 的高斯白噪声。

在接收机处, 对接收到的信号进行魏格纳变换, 将其从时域变换为时频域信号 $Y_i[m, n], i = 1, 2, \dots, P$, 如

$$Y_i[m, n] = \int y_i(t) g_{rx}^*(t - n\Delta T) e^{-j2\pi m \Delta f (t - n\Delta T)} dt \quad (11)$$

式中 $g_{rx}(t)$ 为接收滤波器。最后通过辛有限傅里叶变换 (Symplectic finite Fourier transform, SFFT) 将时频域信号变换回时延多普勒域信号 $y_i[k, l], i = 1, 2, \dots, P$, 如

$$y_i[k, l] = \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} Y_i[n, m] e^{-j2\pi \left(\frac{kn}{N} - \frac{lm}{M} \right)} \quad (12)$$

考虑在足够多的多普勒分辨率下, 即忽略多普勒频移的分数部分 κ_{ν_i} , 假设发送和接收滤波器均为理想矩形脉冲, 最后可以得到时延多普勒域通信信号的输入输出关系为

$$y_i[k, l] = h_i \mathbf{a}^H(\theta_i) \mathbf{f}_i x_i \left[(k - k_i)_N, (l - l_i)_M \right] + w[k, l] \quad (13)$$

1.3 OTFS-ISAC 雷达信号模型

基于波束成形的多天线发射信号 $\tilde{s}(t)$ 在时变信道上传输, 时延多普勒域上的信道脉冲响应 $h(\tau, \nu)$ 的稀疏表示为^[21]

$$h(\tau, \nu) = \sum_{i=1}^P h_i \delta(\tau - \tau_i) \delta(\nu - \nu_i) \quad (14)$$

式中 P 为目标车辆的数量, h_i, τ_i 和 ν_i 分别代表与第 i 个目标相关的信道增益、时延和多普勒频移, $\delta(\cdot)$ 表示狄拉克函数。此外, 第 i 条路径的时延和多普勒抽头为

$$\tau_i = \frac{l_{\tau_i}}{M\Delta f}; \nu_i = \frac{k_{\nu_i} + \kappa_{\nu_i}}{NT} \quad (15)$$

式中 $l_{\tau_i}, k_{\nu_i} \in \mathbb{Z}$ 为整数部分, 分别表示对应的时延分频和多普勒分频指标, $\kappa_{\nu_i} \in \left(-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}\right]$ 为分数部分, 称为分数多普勒频移, 因为它表示距离最近的多普勒信号 k_{ν_i} 的分数位移。但对于时延, 不需要考虑其分数阶, 因为采样时间为 $\frac{1}{M\Delta f}$, 分辨率足以近似典型宽带系统中最近采样点的路径时延^[22]。对于主动感知, 发射的 ISAC 信号经过信道又被 P 个目标车辆反射, 回波被安装在 RSU 上的雷达探测器接收。从 RSU 的角度来看, 根据上述信道脉冲响应, 雷达感知信道可以写为

$$\mathbf{H}(\tau, \nu) = \sum_{i=1}^P \beta_i \mathbf{b}(\theta_i) \mathbf{a}^H(\theta_i) \delta(\tau - \tau_i) e^{j2\pi\nu_i t} \quad (16)$$

式中: $\mathbf{b}(\theta_i) = [b_1(\theta_i), b_2(\theta_i), \dots, b_{N_t}(\theta_i)]^T$ 是接收转向矢量, 且满足 $a_n(\theta_i) = b_n(\theta_i)$, θ_i 为目标 i 相对于 RSU 的角度; β_i 、 τ_i 和 ν_i 分别表示第 i 个目标对应的信道增益、往返时延和往返多普勒频移。因此通过上述雷达感知信道, 接收到的回波信号表达为

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{i=1}^P \beta_i \mathbf{b}(\theta_i) \mathbf{a}^H(\theta_i) \tilde{\mathbf{s}}(t - \tau_i) e^{j2\pi\nu_i t} + \mathbf{w}_{\text{grid}}(t) \quad (17)$$

式中 $\mathbf{w}_{\text{grid}}(t) \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ 为均值为零、方差为 σ_w^2 的加性高斯白噪声 (Additive white Gaussian noise, AWGN)。最后, 将回波信号 $\mathbf{r}(t)$ 通过接收机处理。

相比于文献[23]的基带时域传输信号 $\mathbf{s}(t)$, 本文发射信号 $\tilde{\mathbf{s}}(t)$ 进一步考虑了波束成形矩阵 \mathbf{F} , 其中包含了发射端的转向矢量 (即目标车辆的角度信息)。因此, 参考文献[23]中的感知信号输入输出关系表达式, 本文利用波束成形发射信号 $\tilde{\mathbf{s}}(t)$ 进行类似推导, 最终可得包含目标车辆角度信息的感知信道矩阵新形式 $H_i(\tau_i, \nu_i)$, $i = 1, 2, \dots, P$, 如

$$\begin{cases} H_i(\tau_i, \nu_i) = (\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M) \cdot (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{F}_M) \cdot \mathbf{A}_i \cdot \mathbf{F} \cdot (\mathbf{I}_N \otimes (\mathbf{F}_M^H \mathbf{B}_{\tau_i} \mathbf{F}_M)) \cdot (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{I}_M) \\ \mathbf{A}_i \mathbf{F} = \Delta^{(\nu_i)} \mathbf{I}_{MN}^{l_{\tau_i}} \mathbf{a}^H(\theta_i) \cdot \sqrt{\frac{p_i}{N_t}} \mathbf{a}(\theta_i) \end{cases} \quad (18)$$

式中: \mathbf{F}_N 、 \mathbf{F}_M 分别表示 N 点、 M 点离散傅里叶变换, $\mathbf{B}_{\tau_i} = \text{diag}\{b^0, b^1, \dots, b^{M-1}\}$, $b = e^{j2\pi\left(\frac{l_{\tau_i}}{M} - \frac{\tau_i}{T}\right)}$, 表示时延

和多普勒频移对信号的影响, $\mathbf{A}_i \mathbf{F}$ 表示信号的角度影响, 其中的 $\mathbf{I}_{MN}^{l_{\tau_i}} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 1 \\ 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix}_{MN \times MN}$ 为正

向循环移位矩阵, $\Delta = \text{diag}\left\{e^{j2\pi\frac{0}{MN}}, e^{j2\pi\frac{1}{MN}}, \dots, e^{j2\pi\frac{MN-1}{MN}}\right\}$ 。

2 OTFS 感知参数估计

2.1 目标到达角估计

为了获得目标车辆的角度信息, 需要在 RSU 处对目标进行 DOA 估计。传统的 DOA 估计算法包括 MUSIC 算法^[24]、基于旋转不变性技术的信号参数估计 (Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques, ESPRIT) 算法^[25]、MLE^[26]等, 其中传统 MUSIC 算法和 MLE 算法需要进行大规模搜索和矩阵分解, 这导致计算开销大且不适合实时应用, 而 ESPRIT 算法虽然计算复杂度较低, 但对天线阵列的几何结构有较高要求, 而实际 OTFS-ISAC 系统中天线阵列结构可能更加复杂或不规则导致难以适用。因此, 本文基于 MUSIC 算法提出了一种基于均匀网格和黄金分割法的角度估计算法来降低传统 MUSIC 算法计算复杂度, 最终实现高精度 DOA 估计。

2.1.1 MUSIC 算法原理

MUSIC 算法的核心思想是待处理信号的协方差矩阵进行特征值分解, 从中分离出信号子空间和噪声子空间, 通过构建谱函数来进行估计。根据接收到的回波 $\mathbf{r}(t)$, 将 $\mathbf{r}(t)$ 构建为 $\mathbf{r}(t) = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{S}(t) + \mathbf{W}(t)$ 的形式, 其中 $\mathbf{A}(\theta)$ 为需要估计的角度阵列, $\mathbf{S}(t)$ 为有用信号矩阵, $\mathbf{W}(t)$ 为噪声部分。计算其协方差矩阵 \mathbf{R} 为

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{r}\mathbf{r}^H] = \mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (19)$$

式中: $E[\cdot]$ 是求期望操作, \mathbf{r}^H 是 \mathbf{r} 的共轭转置向量, σ^2 为噪声的方差, \mathbf{I} 为单位矩阵。接下来对协方差矩

阵 R 进行特征值分解可得 $R = EDE^H$, E 为特征向量矩阵, D 为对角矩阵。由于信号子空间与噪声子空间是正交的, 可以得到

$$RE_w = [E_s E_w] D \begin{bmatrix} E_s^H \\ E_w^H \end{bmatrix} E_w = E_w \sigma^2 I \quad (20)$$

同时

$$RE_w = AR_s A^H E_w + E_w \sigma^2 I \quad (21)$$

式中 E_s 和 E_w 分别为特征向量矩阵中的信号部分和噪声部分。因此, $AR_s A^H E_w = R_s^{-1} (A^H A)^{-1} A^H AR_s A^H E_w = 0$, 由此推出 $A^H E_w = 0$, 这表明角度空间矩阵与噪声子空间是正交的, 所以可以利用噪声特征向量计算每个方向上的谱函数来识别目标的方向。谱函数定义为

$$P(\theta) = \frac{a^H(\theta) a(\theta)}{a^H(\theta) E_w E_w^H a(\theta)} \quad (22)$$

需要估计的目标角度即为使式(22)达到最大值时的 θ 值。

2.1.2 基于均匀网格和黄金分割法的 MUSIC 角度估计算法

为了降低搜索 θ 值的复杂度, 首先在 $(-\pi, \pi)$ 的范围内将角度均匀地划分为网格 $\Lambda = \{-\pi, -\pi + n, \dots, \pi - n, \pi\}$, $0 < n < 2\pi$ 且 $\frac{2\pi}{n} \in \mathbb{Z}^+$, 在网格上计算式(22), 搜索使其达到最大时的 $\hat{\theta}$ 值, 作为角度的粗估计 $\hat{\theta}$ 。在此基础上, 搜索范围变为 $[\hat{\theta} - n, \hat{\theta} + n]$, 利用黄金分割法来减少不确定的间隔并求解式(22), 以此来进行峰值细化, 更新最终 $\hat{\theta}$ 的细估计。

2.2 距离和速度参数估计

为了能够对目标车辆进行定位和跟踪, 需要获得目标距离参数和速度参数的估计, 这与信道的时延和多普勒参数存在相互对应的计算关系, 因此, 本文需要计算估计信道的时延和多普勒频移等感知参数。常见的信道时延和多普勒频移估计方法有 MLE^[26]、Wigner-Ville 分布^[27]和匹配滤波^[28]等方法, 其中 MLE 存在的计算复杂度高、对初始值敏感等问题限制了其在 OTFS 系统中的应用, Wigner-Ville 分布的交叉项干扰会混淆信号的时频信息, 匹配滤波则因噪声敏感性和多径效应而无法有效处理 OTFS-ISAC 系统中动态变化的多径信号。为了克服上述问题, 本文提出了一种基于 MLE 准则的两阶段信道时延和多普勒频移估计算法。

2.2.1 MLE

基于接收回波式(17), 利用估计的角度 $\hat{\theta}$ 构造接收转向矢量 $b(\hat{\theta}_i)$, 然后通过接收的感知信号估计信道的时延和多普勒频移参数。式(17)中的往返时延 $\tau_i = \frac{2d_i}{c}$, 只要在 RSU 估计出信道的时延, 就可以计算出目标相对于 RSU 的距离 d_i 。除此之外, 往返的多普勒频移 ν_i 与目标的速度 v_i 的关系为 $\nu_i = \frac{2f_c v_i}{c}$, 因此, 只要获得信道时延和多普勒频移参数估计, 就可以得到感知目标的距离和速度参数。

针对上述目标, 根据 MLE 准则和式(18), 最终得到目标函数为

$$\begin{cases} (\hat{\tau}, \hat{\nu}) = \arg \min_{(\tau, \nu)} \left\| y - \sum_{i=1}^P \beta_i b(\hat{\theta}_i) H_i x \right\|^2 \\ H_i(\tau_i, \nu_i) = (F_N \otimes I_M) \cdot (I_N \otimes F_M) \cdot A_i \cdot F \cdot (I_N \otimes (F_M^H B_{\tau_i} F_M)) \cdot (F_N^H \otimes I_M) \\ A_i F = \Delta^{(\nu_i)} \mathbf{\Pi}_{MN}^{L_i} a^H(\theta_i) \cdot \sqrt{\frac{p_i}{N_t}} a(\theta_i) \end{cases} \quad (23)$$

式中 $i=1, 2, \dots, P$ 。对目标函数求导, 并令其等于零, 得到 $\hat{\beta} = (H^H H)^{-1} H^H y$, 其中, $H = [H_1 x_1, H_2 x_2, \dots, H_P x_P]$ 为复合信道矩阵。为了解决这个最小化问题, 提出一种两阶段估计信道分数时延和分数多普勒频移的方法。

2.2.2 两阶段信道时延和多普勒估计算法

将上述最小化问题式(23)分为 P 个估计问题, 并改写为目标的最大化

$$(\hat{\tau}_i, \hat{\nu}_i) = \arg \max_{(\tau_i, \nu_i)} \left| (H_i x)^H y \right|^2 \quad (24)$$

由于不同目标之间的信号存在相互干扰, 需要进行干扰消除, 在估计第 i 个目标的参数时, 消除已经估计的前 $(i-1)$ 个目标的干扰信号。因此, 将式(24)改写为

$$(\hat{\tau}_i, \hat{\nu}_i) = \arg \max_{(\tau_i, \nu_i)} \left| (H_i x)^H \left(y - \sum_{j=1}^{i-1} \hat{\beta}_j H_j(\hat{\tau}_j, \hat{\nu}_j) x \right) \right|^2 \quad (25)$$

同时, 第 i 个信道增益估计量的表达式更新为 $\hat{\beta}_i = (H^H H)^{-1} H^H \left(y - \sum_{j=1}^{i-1} \hat{\beta}_j H_j(\hat{\tau}_j, \hat{\nu}_j) x \right)$ 。

(1) 阶段1: 整数部分参数估计

当时延和多普勒频移近似估计为其分辨率的整数倍时, 即 $\tau_i = \frac{l_{\tau_i}}{M\Delta f}$, $\nu_i = \frac{k_{\nu_i}}{NT}$, 此时延时多普勒域的接收信号可以表示为发射信号的二维圆移^[19], 因此式(25)可以写为

$$(\hat{l}_i, \hat{k}_i) = \arg \max_{(l_i, k_i) \in \bar{\Lambda}} \left| \text{vec}(\mathbf{H}_M^{l_i} \mathbf{X} \mathbf{H}_N^{-k_i})^H \left(y - \sum_{j=1}^{i-1} \hat{\beta}_j H_j(\hat{\tau}_j, \hat{\nu}_j) x \right) \right|^2 \quad (26)$$

在时延多普勒网格 $\bar{\Lambda} = \left\{ \left(\frac{l}{M\Delta f}, \frac{k}{NT} \right), l=0, 1, \dots, M-1; k=-\frac{N}{2}, -\frac{N}{2}+1, \dots, \frac{N}{2}-1 \right\}$ 中对于每一个顶点对应的 (l_{τ_i}, k_{ν_i}) 计算式(26), 找到使式(26)达到最大值时的 $(\hat{l}_{\tau_i}, \hat{k}_{\nu_i})$, 其对应的时延和多普勒频移即为最终结果的整数部分, 并作为阶段2的初始估计量。

(2) 阶段2: 分数部分参数估计

在这个阶段, 为了获得时延和多普勒频移的分数部分, 于 $\left\{ (\tau, \nu), \frac{\hat{l}_{\tau_i}-1}{M\Delta f} \leq \tau \leq \frac{\hat{l}_{\tau_i}+1}{M\Delta f}, \frac{\hat{k}_{\nu_i}-1}{NT} \leq \nu \leq \frac{\hat{k}_{\nu_i}+1}{NT} \right\}$ 区域内搜索使式(25)达到最大值对应的 $(\hat{\tau}_i, \hat{\nu}_i)$, 即为最终估计的信道时延和多普勒频移参数。本文基于贪婪算法, 固定 $\nu = \frac{\hat{k}_{\nu_i}}{NT}$, 在当前时延附近的连续范围 $\left(\frac{\hat{l}_{\tau_i}-1}{M\Delta f}, \frac{\hat{l}_{\tau_i}+1}{M\Delta f} \right)$ 内进行搜索, 并不断根据对应式(25)的值动态调整搜索的步长, 最终确定时延的估计值 $\hat{\tau}_i$ 。根据 $\hat{\tau}_i$, 运用相同的策略, 在当前多普勒附近的连续范围 $\left(\frac{\hat{k}_{\nu_i}-1}{NT}, \frac{\hat{k}_{\nu_i}+1}{NT} \right)$ 内进行搜索, 得到最终 $\hat{\nu}_i$ 。通过上面两个步骤进行交替优化, 更新最终的 $(\hat{\tau}_i, \hat{\nu}_i)$ 作为这个二维最大化问题的最优解。

根据估计的 $(\hat{\tau}, \hat{\nu})$, 利用对应的数学关系式 $\tau_i = \frac{2d_i}{c}$ 及 $\nu_i = \frac{2f_c \nu_i}{c}$, 最终可以得到感知目标距离和速度的估计值。

3 仿真分析

本文搭建了太赫兹频段的OTFS-ISAC仿真系统,并在此基础上对其感知性能和通信性能进行仿真验证分析,其中仿真参数包括目标角度、距离、速度估计的均方根误差和通信BER,同时比较了OFDM和OTFS等波形下的ISAC系统性能。系统的相关参数设置为 $M=64, N=16, f_c=0.3\text{ THz}, \Delta f=480\text{ kHz}, T=2.08\text{ }\mu\text{s}$,数据的调制方案为4 QAM。

3.1 DOA估计性能

对所提出的DOA估计算法,计算其均方根误差(Root mean square error, RMSE)作为衡量性能的指标, RMSE的计算公式为 $\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{P} \sum_{i=1}^P (\theta_i - \hat{\theta}_i)^2}$, θ_i 为目标DOA的真实值, $\hat{\theta}_i$ 为目标DOA的估计值。图3表示目标数量 $P=1, 2, 3$ 时,所提出的算法在不同信噪比下的RMSE,并将其克拉美罗下界(Cramer-Rao lower bound, CRLB)作为性能上界,目标DOA参数分别为 $70.5^\circ, 45.6^\circ, 10.7^\circ$ 。随着信噪比的增加,角度估计的RMSE均逐渐降低。并且在相同信噪比下,由于目标数量增加,不同目标信号之间产生相互干扰导致RMSE有所上升,但都在可接受范围之内,这表明所提出的估计算法能够实现较为准确的估计。

图4表示分别用3种不同方法进行角度估计时,其均方根误差随信噪比的变化,随着信噪比增加,均方根误差均逐渐下降。在 $n=\frac{\pi}{36}$ 时,角度分辨率为 5° ,本文提出的角度估计算法相比传统MUSIC算法, RMSE有所下降,角度估计性能有明显提升。此外,当 $n=\frac{\pi}{1800}$ 时,角度分辨率为 0.1° ,此时传统MUSIC算法和本文算法在 $n=\frac{\pi}{36}$ 时具有相似的性能。MUSIC算法的计算复杂度主要在于特征值分解和建立空间谱函数进行谱峰搜索。当达到相似性能时,本文算法的网格划分间隔 n 远大于传统MUSIC算法,仅需在该粗网格上进行空间谱函数的计算,大大减少了谱峰搜索的次数,尽管后续利用黄金分割法在细网格进行了迭代,但在仿真中仅设置了10次迭代就能达到与传统方法相似性能,因此具有更低的计算复杂度。

3.2 距离和速度估计性能

对所提出的时延和多普勒频移估计算法,计算对应距离和速度的RMSE作为其性能指标,计算公式为 $\text{RMSE}_d = \sqrt{\frac{1}{P} \sum_{i=1}^P (d_i - \hat{d}_i)^2}$, $\text{RMSE}_v = \sqrt{\frac{1}{P} \sum_{i=1}^P (v_i - \hat{v}_i)^2}$, d_i 和 v_i 分别为目标距离和速度的真实值, \hat{d}_i 和 \hat{v}_i 分别为目标距离和速度的估计值,目标距离和速度参数分别设定为 $(10.5\text{ m}, -20\text{ m/s})$ 、 $(20\text{ m},$

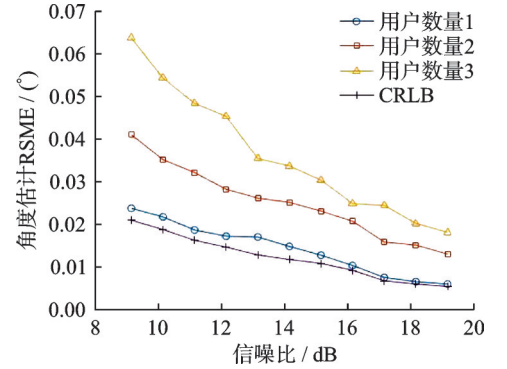


图3 不同用户数下角度估计随信噪比的均方根误差

Fig.3 RMSE of angle estimation versus signal-to-noise ratio under different numbers of users

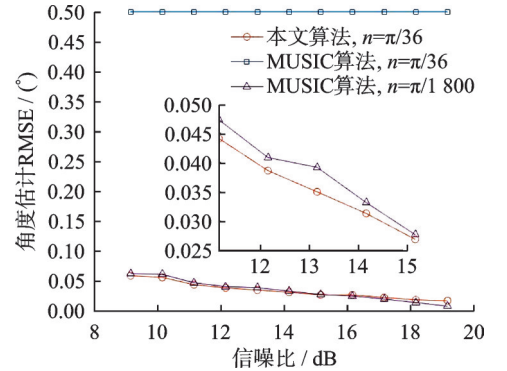


图4 不同角度估计方法随信噪比的均方根误差

Fig.4 RMSE of angle estimation versus signal-to-noise ratio under different angle estimation methods

2.7 m/s)、(30.3 m, 20.6 m/s)。本文采用快速傅里叶变换对 $M \times N$ 矩阵进行 DFT/离散傅里叶逆变换(Inverse discrete Fourier transform, IDFT)运算,利用二维圆移在延迟多普勒域的输入输出关系,第1阶段在网格上进行整数估计,减少了搜索区域,且复杂度较低,两阶段方法的总体计算复杂度为 $O(MN \log_2(MN))$ 。而在现有的 OTFS 感知算法大多在整个连续延迟多普勒域内进行直接搜索,需要很高的计算复杂度。图5表示目标数量 $P=1, 2, 3$ 时,本文算法对目标距离的估计在不同信噪比下的 RMSE,并将其 CRLB 作为性能上界,随着信噪比的增加,距离估计的 RMSE 逐渐降低。相同信噪比下,在 $P=1, 2$ 时距离估计的性能有显著提高,均方根误差能够达到厘米级,这表明本文算法能够实现较为准确的距离估计。

图6表示在距离均为 20 m,速度分别为 10 m/s、50 m/s 和 100 m/s 时,本文算法在 DFT-s-OTFS、OTFS、OFDM 系统下对目标距离估计的 RMSE 随信噪比的变化。随着信噪比的增加,速度估计的 RMSE 逐渐降低。在 OTFS 和 DFT-s-OTFS 系统中,距离估计精度不受速度大小影响且互相之间难以区分。而在 OFDM 系统中,只有在低速时有较好的性能,随着速度的增加,估计误差变大,精度降低。体现了 OTFS 调制系统在高速移动场景下相较于 OFDM 系统的优越性。

图7表示目标数量 $P=1, 2, 3$ 时,本文算法对目标速度的估计在不同信噪比下的 RMSE 及其 CRLB,和距离估计一样,随着信噪比的增加,速度估计的 RMSE 逐渐降低。相同信噪比下,在 $P=1, 2$ 时速度估计的性能有显著提高, RMSE 能够达到分米/秒,这表明所提出的估计算法能够实现准确的速度估计。

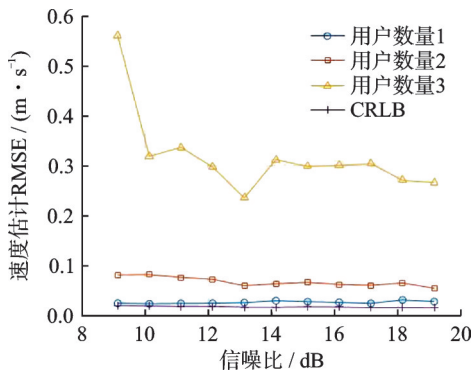


图7 不同用户数下速度估计随信噪比的均方根误差
Fig.7 RMSE of velocity estimation versus signal-to-noise ratio under different numbers of user

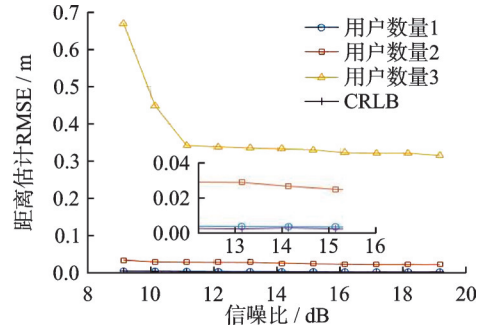


图5 不同用户数下距离估计随信噪比的均方根误差
Fig.5 RMSE of distance estimation versus signal-to-noise ratio under different numbers of users

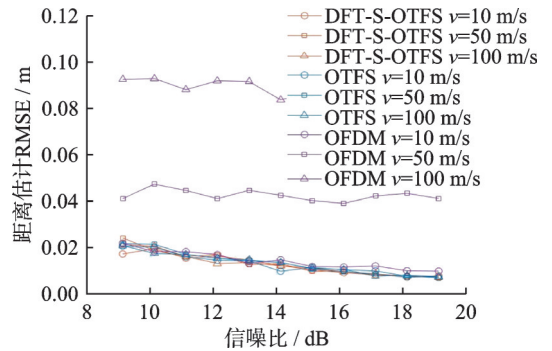


图6 不同速度不同调制方式下距离估计随信噪比的均方根误差
Fig.6 RMSE of distance estimation versus signal-to-noise ratio under different velocities and modulation schemes

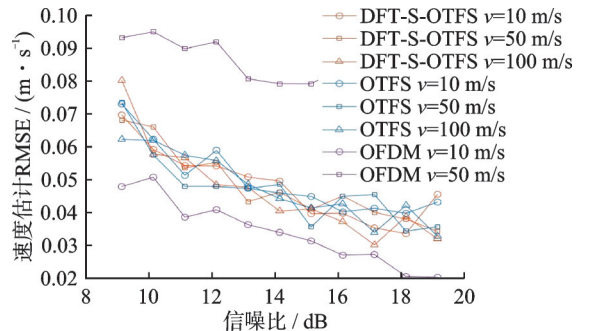


图8 不同速度不同调制方式下速度估计随信噪比的均方根误差
Fig.8 RMSE of velocity estimation versus signal-to-noise ratio under different velocities and modulation schemes

类似地,图8表示在距离均为20 m,速度分别为10 m/s、50 m/s和100 m/s时,本文算法在DFT-s-OTFS、OTFS、OFDM系统下对目标速度估计的RMSE随信噪比的变化。可以得出与距离估计相似的结论,在OTFS和DFT-s-OTFS系统中,速度估计精度同样难以区分。OFDM系统中在低速时有较好的性能,甚至好于DFT-s-OTFS和OTFS系统,而随着速度的增加,估计精度迅速降低。

3.3 通信性能

根据上文提供的算法,估计的目标DOA用于波束形成,调整接收信号的方向,并通过估计的信道时延和多普勒信息,利用基于共轭梯度的时域信道迭代方法^[23]实现信道均衡。图9表示在目标数量 $P=1,2,3$ 时,有无DOA估计的BER随信噪比的变化。仿真结果表明,随着信噪比的增加,误码率均逐渐下降。此外,本文的DOA估计能够准确地调整波束方向,特别是在低信噪比情况下,BER相较没有DOA估计的方法都有所下降。

4 结束语

针对太赫兹频段具有叠加导频的OTFS-ISAC车联网系统,在接收端推导了包含角度信息的感知信道新模型,同时提出了基于均匀网格和黄金分割法的MUSIC角度估计算法和基于最大似然估计法则的两阶段信道时延和多普勒频移估计算法,并根据估计的时延和多普勒频移得到估计目标距离和速度。仿真结果表明,所提的角度估计算法能够实现误差 0.1° 以内的角度估计,同时降低了计算复杂度,所提的信道时延和多普勒频移估计算法能够实现厘米级的距离估计和分米/秒的速度估计,最终实现了精确的感知参数估计。

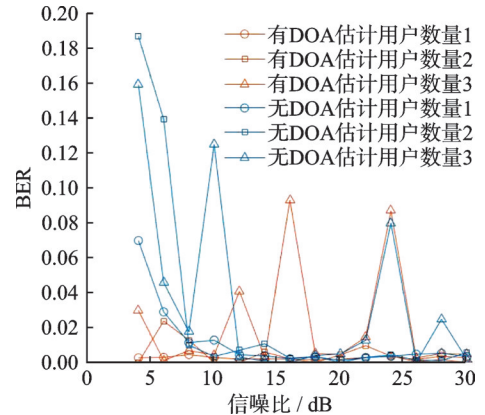


图9 不同用户数下角度估计对误码率的影响
Fig.9 Impact of angle estimation on BER under different numbers of users

参考文献:

- [1] LIU F, ZHOU L, MASOUIROS C, et al. Toward dual-functional radar-communication systems: Optimal waveform design[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(16): 4264-4279.
- [2] YUAN W, WEI Z, LI S, 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.
- [3] 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.
- [4] STURM C, WIESBECK W. Waveform design and signal processing aspects for fusion of wireless communications and radar sensing[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2011, 99(7): 1236-1259.
- [5] BERGER C R, DEMISSIE B, HECKENBACH J Ö, et al. Signal processing for passive radar using OFDM waveforms[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2010, 4(1): 226-238.
- [6] WANG H, WANG F, NGUYEN H T, et al. Power amplifiers performance survey 2000-present[EB/OL]. (2024-12-31). https://gems.ece.gatech.edu/PA_survey.html.
- [7] HADANI R, RAKIB S, KONS S, et al. Orthogonal time frequency space modulation[C]//*Proceedings of 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*. [S.l.]:IEEE, 2017: 1-6.
- [8] GAUDIO L, KOBAYASHI M, CAIRE G, et al. Hybrid digital-analog beamforming and MIMO radar with OTFS modulation[EB/OL]. (2020-09-17). <https://arxiv.org/abs/2009.08785>.
- [9] RAVITEJA P, PHAN K T, HONG Y, et al. Orthogonal time frequency space (OTFS) modulation based radar system[C]//*Proceedings of IEEE Radar Conference (RadarConf)*. [S.l.]: IEEE, 2019: 1-6.
- [10] WEI Z, YUAN W, LI S, et al. Transmitter and receiver window designs for orthogonal time-frequency space modulation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(4): 2207-2223.

- [11] WEI Z, YUAN W, LI S, et al. Off-grid channel estimation with sparse Bayesian learning for OTFS systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(9): 7407-7426.
- [12] THAJ T, VITERBO E. Low complexity iterative rake decision feedback equalizer for zero-padded OTFS systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020(99): 15606-15622.
- [13] YUAN Z, LIU F, YUAN W, et al. Iterative detection for orthogonal time frequency space modulation with unitary approximate message passing[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(2): 714-725.
- [14] RAVITEJA P, PHAN K T, HONG Y. Embedded pilot-aided channel estimation for OTFS in delay-doppler channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(5): 4906-4917.
- [15] YUAN W, LI S, WEI Z, et al. Data-aided channel estimation for OTFS systems with a superimposed pilot and data transmission scheme[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(9): 1954-1958.
- [16] SHAHAM S, DING M, KOKSHOORN M, et al. Fast channel estimation and beam tracking for millimeter wave vehicular communications[J]. IEEE Access, 2019, 7: 141104-141118.
- [17] ZHANG D, LI A, SHIRVANIMOGHADDAM M, et al. Codebook-based training beam sequence design for millimeter-wave tracking systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(11): 5333-5349.
- [18] PALACIOS J, RODRIGUEZ-FERNANDEZ J, GONZALEZ-PRELCIC N. Hybrid precoding and combining for full-duplex millimeter wave communication[C]//Proceedings of 2019 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). [S.L.]: IEEE, 2019: 1-6.
- [19] RAVITEJA P, PHAN K T, HONG Y, et al. Interference cancellation and iterative detection for orthogonal time frequency space modulation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(10): 6501-6515.
- [20] NGO Q H. Massive MIMO: Fundamentals and system designs[M]. Sweden: Linkopings University, 2015.
- [21] LIU F, YUAN Z, GUO Q, et al. Message passing-based structured sparse signal recovery for estimation of OTFS channels with fractional Doppler shifts[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(12): 7773-7785.
- [22] TSE D, VISWANATH P. Fundamentals of wireless communication[J]. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.
- [23] WU Y, HAN C, CHEN Z. DFT-spread orthogonal time frequency space system with superimposed pilots for terahertz integrated sensing and communication[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(11): 7361-7376.
- [24] SCHMIDT R, SCHMIDT R O. Multiple emitter location and signal parameter estimation[J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation, 1986, 34(3): 276-280.
- [25] ROY R, KAILATH T. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques[J]. IEEE Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing, 1989, 37(7): 984-995.
- [26] BOLLERSLEV T, WOOLDRIDGE J M. Quasi-maximum likelihood estimation and inference in dynamic models with time-varying covariances[J]. Econometric Reviews, 1992, 11(2): 143-172.
- [27] IMBERGER J, BOASHASH B. Application of the Wigner ville distribution to temperature gradient microstructure: A new technique to study small-scale variations[J]. Journal of Physical Oceanography, 1986, 16(12): 1997-2012.
- [28] SWINDLEHURST A L. Time delay and spatial signature estimation using known asynchronous signals[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 46(2): 449-462.

作者简介:



赵千禧(2000-),女,硕士研究生,研究方向:通信感知一体化、无线通信与网络信号处理等,E-mail: 1292959086@qq.com。



刘嘉宁(1999-),女,硕士研究生,研究方向:通信感知一体化、无线通信与网络信号处理等。



王帝文(1995-),男,硕士,研究方向:物联网、通信与网络信号处理等。



田峰(1979-),通信作者,男,教授,研究方向:通信感知计算一体化、无线通信与网络信号处理等,E-mail: tianf@njupt.edu.cn。