

基于正交时延多普勒分路复用调制的太赫兹通信感知一体化方案

李美琳 韩充*

(上海交通大学太赫兹无线通信实验室 上海 200240)

摘要: 太赫兹频段被认为可实现太比特每秒的通信速率并实现高精度感知, 因此太赫兹通信感知一体化是未来无线通信系统的关键技术。该文聚焦于一种时延多普勒域波形——正交时延多普勒分路复用(ODDM)调制, 提出了一种基于ODDM的太赫兹通信感知一体化传输方案。针对现有信号模型的局限性, 该文推导了一种更为通用的离网ODDM调制输入/输出关系, 突破了信道路径时延和多普勒频移必须为其分辨率整数倍的假设限制。针对ODDM符号检测问题, 该文基于共轭梯度的时域信道均衡器优化计算复杂度, 发现ODDM相比OFDM具有针对多普勒效应更高的鲁棒性。最后, 该文设计了一种多目标感知估计算法, 该算法能够在低复杂度下实现高精度估计, 其多目标估计精度与克拉美罗下界相近。

关键词: 通信感知一体化; 太赫兹频段; 正交时延多普勒分路复用调制; 时延多普勒域波形; 感知估计

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2025)04-0829-13

DOI: 10.12000/JR24238

CSTR: 32380.14.JR24238

引用格式: 李美琳, 韩充. 基于正交时延多普勒分路复用调制的太赫兹通信感知一体化方案[J]. 雷达学报(中英文), 2025, 14(4): 829–841. doi: 10.12000/JR24238.

Reference format: LI Meilin and HAN Chong. Terahertz communication and sensing framework based on orthogonal delay-Doppler division multiplexing modulation[J]. *Journal of Radars*, 2025, 14(4): 829–841. doi: 10.12000/JR24238.

Terahertz Communication and Sensing Framework Based on Orthogonal Delay-Doppler Division Multiplexing Modulation

LI Meilin HAN Chong*

(Terahertz Wireless Communications (TWC) Laboratory Shanghai Jiao Tong University,
Shanghai 200240, China)

Abstract: Because the Terahertz (THz) band is capable of achieving terabit-per-second communication rates and high-precision sensing, THz Integrated Sensing And Communication (ISAC) has become a key technology for future wireless systems. We propose a THz ISAC framework based on a delay-Doppler waveform, *i.e.*, the Orthogonal Delay-Doppler Multiplexing (ODDM) modulation. A more general off-grid ODDM modulation input/output relationship is derived to eliminate the assumption that channel path delays and Doppler frequency shifts are integer multiples of their resolutions. For ODDM symbol detection, a time-domain channel equalizer based on the conjugate gradient method is proposed to optimize the computational complexity. Compared with orthogonal frequency division multiplexing, ODDM demonstrates higher Doppler robustness against the Doppler effect. A sensing estimation algorithm is designed to achieve high-precision estimates with low complexity. The results show that the multi-target estimation accuracy approaches Cramér-Rao Lower Bounds (CRLB).

收稿日期: 2024-11-29; 改回日期: 2025-03-24; 网络出版: 2025-04-25

*通信作者: 韩充 chong.han@sjtu.edu.cn *Corresponding Author: HAN Chong, chong.han@sjtu.edu.cn

责任编辑: 尉志青 Corresponding Editor: WEI Zhiqing

©The Author(s) 2025. This is an open access article under the CC-BY 4.0 License
(<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)

Key words: Integrated Sensing And Communication (ISAC); Terahertz band; Orthogonal Delay-Doppler Multiplexing (ODDM); Delay-Doppler domain waveform; Sensing and estimation

1 引言

从二十世纪初至二十一世纪, 雷达领域与通信领域在其各自的专业范畴内, 依靠特定的硬件设施和先进的信号处理架构, 分别开发出了具备高度精确追踪及定位能力的雷达系统, 以及拥有高可靠性的数据传输能力的通信系统。经过多年的深入研究和积累, 这两个领域的相关技术已经逐渐走向成熟, 系统的性能也日益提升, 雷达感知系统和通信系统都朝着使用更高频段、更大规模的天线阵列以及更加紧凑的设计的方向演进, 因此, 在硬件设计、信道特性分析和信号处理技术等方面展现出了越来越多的共通之处^[1]。这种相似性为无线感知功能融入通信设备创造了条件, 而通信感知一体化(Integrated Sensing And Communication, ISAC)的研究正是着眼于在同一套硬件平台上综合设计感知和通信功能, 以达到硬件结构的一体化、频谱资源的有效共享, 乃至信号波形的统一设计^[2]。这一趋势不仅促进了雷达与通信技术的深度融合, 还为未来无线通信与感知技术的发展开辟了全新的可能性。

太赫兹频段覆盖0.1~10 THz的频率范围, 兼有微波和光波的特性, 其在推广与实现通信感知一体化方面具有显著的优势。太赫兹频段的工作带宽大, 可支持太比特(Terabit-per-second, Tbps)级别的室内无线链路速率^[3,4]; 另外, 太赫兹波段的超宽带宽也为实现高精度感知提供了巨大的潜力^[5], 工作带宽大, 则其距离分辨率高, 同时, 由于太赫兹频段存在严重的路径损耗, 往往会采用超大规模多输入多输出技术(Ultra-Massive Multiple-Input Multiple-Output, UM MIMO)形成高增益的定向波束, 与此同时也使其角度分辨率提高; 太赫兹波因其特殊的波长与较低的光子能量对于特定材料表现出较强的穿透能力、实现高分辨率的成像, 同时太赫兹波的短波长还赋予其极高的灵敏度, 能够迅速捕捉到被感知物体的移动或变化, 因此太赫兹频段有望支持呼吸检测、手势识别、姿态识别等应用; 除此以外, 由于太赫兹波段的波长较短, 有利于在较小的尺寸内集成足够多的天线, 进而实现小型化的ISAC设备。以上所描述的太赫兹频段在通信感知一体化实现上展现的优势, 为未来的超高数据速率通信和高分辨率感知开辟新的应用场景和功能, 太赫兹通信感知一体化可赋能智能交通、智能健康、智能网络、智能工业^[6]等应用场

景, 在高速率、低时延通信与高精度感知方面发挥其优势。

太赫兹通信感知一体化技术根据通信和感知功能的整合深度可以划分为4个不同的层级^[6]。在最基本的层级上, 通信和感知功能是共存的, 它们通过频率复用的方式在同一频段内操作, 以此来提高频谱的使用效率。进入第2个层级后, 系统可以通过部分利用或者完全共享硬件设备来传输独立的通信或感知信号, 这种方式不仅能有效减少系统的成本, 还能缩小其物理尺寸, 从而使得设备更加便携和经济。在第3个层级, 通信和感知功能的信号处理开始共享, 这意味着需要对传输波形进行共同设计和优化, 以便同时支持通信和感知任务的需求, 这样的设计能够进一步提高系统的整体性能。最后, 在最高层级, 通信和感知功能实现了全面的集成, 不仅在物理层面上, 而且在传输层和网络层面上也能实现资源共享, 这种深层次的整合为系统的灵活性和效率带来了极大的提升。因此, 作为实现高集成度的一种重要手段, 通信感知一体化波形设计近年来受到了广泛的关注和深入的研究, 成为该领域的一个热点话题。

在当今的移动通信系统中, 一种被广泛采用的调制技术是正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)。近年来, 许多研究人员对基于OFDM的通信感知一体化解决方案产生了浓厚的兴趣, 并进行了大量的研究工作^[7,8]。OFDM技术的优势主要体现在几个方面: 首先, 它具有较高的频谱效率, 能够有效地利用频谱资源; 其次, OFDM可以实现单抽头均衡, 这对于简化接收机设计是非常有利的; 再者, OFDM对于多路径传播环境中的多径效应表现出良好的鲁棒性^[9], 这在复杂的无线环境中尤为重要; 最后, OFDM技术与现有的4G、5G通信标准以及多输入多输出(MIMO)技术有着良好的兼容性^[10], 这些特点使得OFDM成为通信感知一体化(ISAC)系统中一个极具潜力的候选波形。

然而, 当考虑将OFDM应用于太赫兹通信感知一体化场景时, 仍面临一些挑战和局限性。首要的问题是, OFDM波形的峰均功率比(Peak-to-Average Power Ratio, PAPR)相对较高^[11], 这可能导致信号在传输过程中出现削波失真的现象, 进而严重影响系统的误码率性能^[12]。其次, OFDM技术产生的带外辐射水平较高, 这种特性可能对邻近的无线

通信信道造成干扰，影响通信质量。此外，OFDM在面对快速变化的多普勒频移时表现不佳，高多普勒频偏环境下容易引发载波间干扰(Inter-Carrier Interference, ICI)^[13]，影响通信性能。特别地，考虑到多普勒效应引起的频谱扩展与载波频率呈正相关关系，太赫兹频段特有的高载波频率会加剧多普勒效应的影响，导致更为显著的频谱扩展，从而进一步降低工作于时频域内的波形的误码率性能和数据传输速率，其中典型时频域波形如OFDM、离散傅里叶变换扩频OFDM (Discrete Fourier Transform Spread OFDM, DFT-s-OFDM)等。以上这些问题限制了OFDM在太赫兹频段通信感知一体化应用中的效能，促使研究人员探索其他可能的解决方案。

图1对比了频率选择性信道与双选择性信道(doubly selective channel)在时频域、时延-多普勒域(Delay-Doppler domain, DD domain)的信道响应。图1(a)和图1(b)描述的是频率选择性信道，其特点是多普勒频偏非常小可以忽略不计，时频域传

输特性与时间无关，或者变化极为缓慢；图1(c)和图1(d)描述的是双选择性信道，其双选择性体现在，无线信道会变成由多径时延扩展造成的频率选择性衰落和多普勒频偏造成的时间选择性衰落共同影响的时间-频率双选择性衰落信道。因此，不难发现，无论双选择性信道还是频率选择性信道，当信道在时频域中的响应在时频格点上不断波动时，其时延-多普勒域的信道响应则是稀疏准静态的。因此，有学者提出了时延-多普勒域波形，例如正交时频空间调制^[14] (Orthogonal Time Frequency Space, OTFS)、正交时延-多普勒分路复用调制^[15] (Orthogonal Delay-Doppler Multiplexing, ODDM)，通过充分利用双选择性信道的特点，进而得以克服高多普勒频偏带来的困扰。

OTFS调制首先利用辛有限傅里叶逆变换(Inverse Symplectic Finite Fourier Transform, ISFFT)将时延域-多普勒域数据变换到时频域，随后利用海森伯变换(Heisenberg transform)将二维时频域符号变换为基带时域传输信号^[16]，反之，接收信号首先经

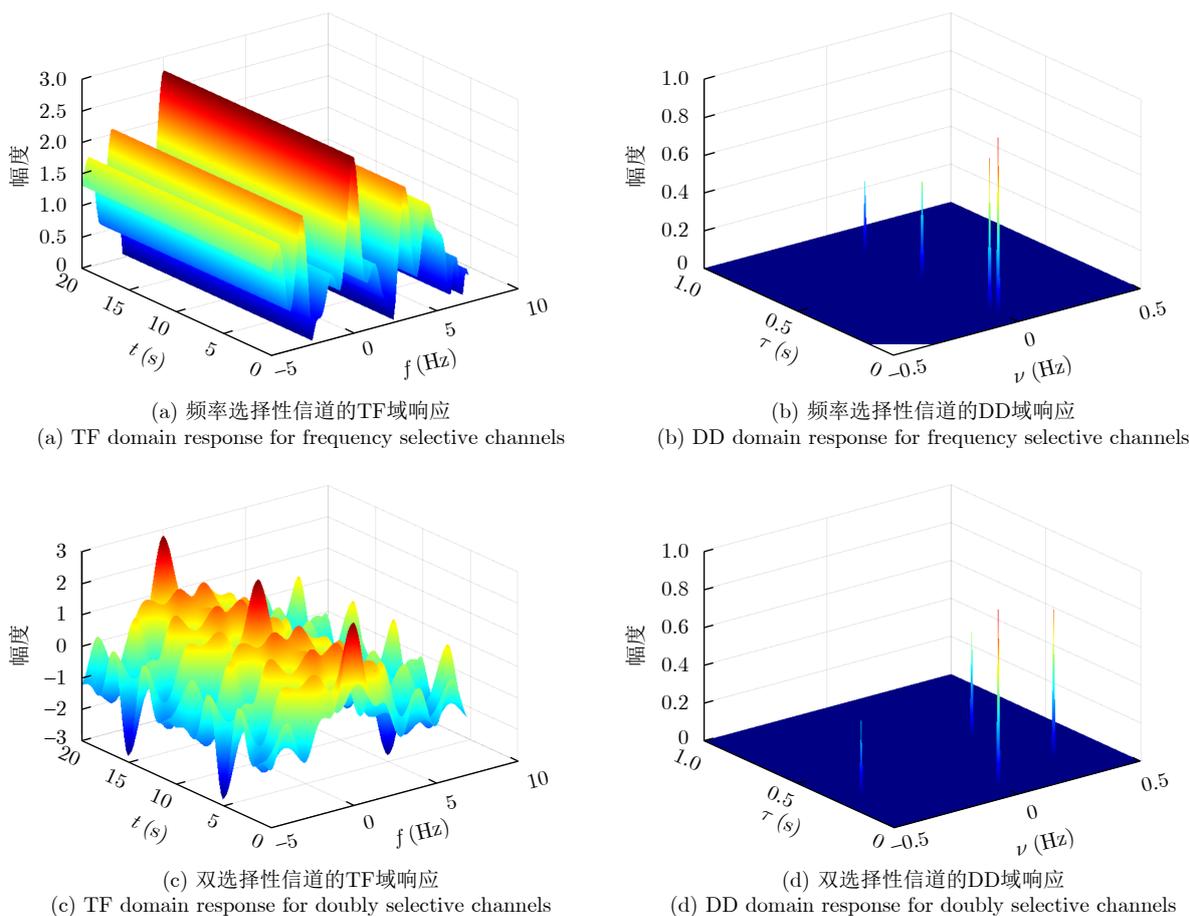


图1 频率选择性信道、双选择性信道在时频域、时延多普勒域的信道响应

Fig. 1 Channel response of frequency selective channel or doubly selective channel in Time-Frequency (TF) domain and Delay-Doppler (DD) domain

过韦格纳变换(Wigner transform)转换为时频域符号,再利用辛有限傅里叶变换(Symplectic Finite Fourier Transform, SFFT)将时频域变换为时延-多普勒域。图2展示了时延-多普勒域与时频域的变换关系。OTFS自提出后便引起关注,在通信和感知方面的性能已经被广泛研究^[17-20],尤其是在高移动性场景下^[21]。然而,由于OTFS调制提出时并未设计其执行海森伯变换时所应用的脉冲,因此大多数关于OTFS的研究都利用矩形脉冲。矩形脉冲是一个TF域正交脉冲,但在时延多普勒平面的精细分辨率要求下,其正交性无法得到满足,因此与DD平面的高分辨率特性并不匹配。因此,ODDM调制作为一种更实际的DD平面调制引起了人们的关注,该调制方式设计了一种DD平面正交脉冲,并证明其双正交性。与OTFS相比,ODDM在带外泄露和误码率方面表现出优越的性能。

作为一种新提出的调制方式,ODDM当前尚未得到充分研究,主要集中在信号检测算法的开发上^[22,23],而对于该调制方式下的感知性能研究则相对匮乏^[24]。此外,现有的大多数关于ODDM的研究工作均建立在一个理想化的假设之上,即认为信道中的路径时延以及多普勒频移均为它们各自分辨率的整数倍。这种假设使得在构建ODDM系统的输入与输出关系时,通常是在信道路径时延和多普勒频移均符合网络要求的理想条件下进行的。然而,基于此类信道模型所获得的感知性能可能会受到时延和多普勒分辨率的显著影响,进而限制系统的整体效能。鉴于此,本文致力于深入探讨并推导出适用于非理想条件下的ODDM调制输入/输出关系,即当信道路径时延及多普勒频移并不严格符合上述整数倍假设时的情况。通过这样的研究,我们希望能够克服现有文献中因简化的假设而产生的感知精度瓶颈,为未来基于ODDM的研究发展提供更加坚实的基础和更广阔的探索空间。

基于上述研究背景,本文专注于正交时延多普勒分路复用调制研究,提出了一种基于ODDM的太赫兹通信感知一体化传输方案。首先,针对现

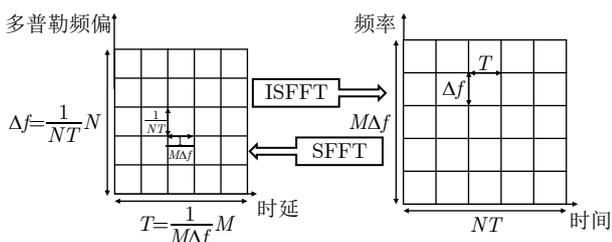


图2 时频域与时延-多普勒域的变换

Fig. 2 Transformation between TF domain and DD domain

有信号模型的局限性,推导出一种更为通用的ODDM调制输入/输出关系,从而突破了信道路径时延和多普勒频移必须为其对应分辨率整数倍的假设限制,为实现高精度感知奠定了理论基础。接着,为了解决基于ODDM的符号检测问题,本文提出了一个具有低计算复杂度的基于共轭梯度的时域信道均衡器,这一方法的独特之处在于它巧妙地利用了信号模型中的循环矩阵特性降低计算复杂度;此外,本文提出了一个具有低计算复杂度的多目标感知估计算法。面对多目标同时存在的情况,该算法能够通过迭代的方式有效地减少不同目标之间可能产生的干扰,最终实现了几乎与理论预期相吻合的多目标估计精度。

2 正交时延-多普勒分路复用调制信号模型

ODDM调制的过程如图3所示。在ODDM调制的具体实施中,通过将OTFS调制中的辛有限傅里叶逆变换与海森伯变换的操作简化为 N 点逆离散傅里叶变换(Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT),从而实现了从时延-多普勒域的数据向离散时域样本的高效转换。接下来,通过执行串行到并行的转换过程,以 T/M 的时间间隔将这些时域样本进行堆叠处理。之后,这些样本会经历脉冲成型处理,以改善信号的频谱特性,并且在信号序列前添加循环前缀(Cyclic Prefix, CP)。最后,通过这一系列处理步骤,原始数字信号被成功转换为适合无线传输的模拟信号。

考虑具有 M 个时延区间和 N 个多普勒区间的ODDM帧,在这种结构中,时延和多普勒分辨率为 T/M 和 $1/(NT)$,其中 $T = 1/\Delta f$, Δf 是子载波间隔。在这个框架下,系统首先会生成一个大小为

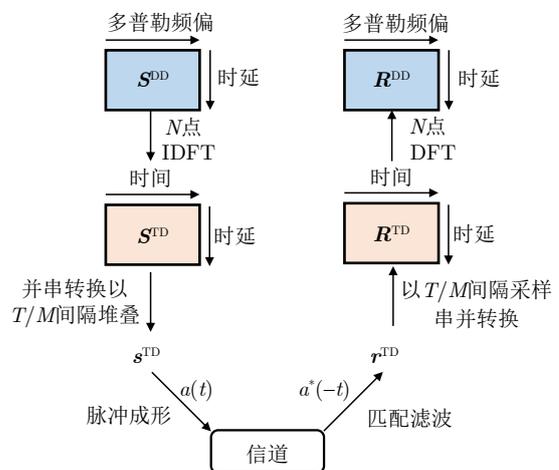


图3 用于太赫兹通信感知一体化的ODDM系统框图

Fig. 3 Block diagram of ODDM system for Terahertz ISAC

$M \times N$ 的信息符号矩阵 $\mathbf{S}^{\text{DD}} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ ，该矩阵中的信息符号被放置在时延-多普勒域中，矩阵中每个符号 $\mathbf{S}^{\text{DD}}[m, n]$ 表示放在第 m 个时延区间和第 n 个多普勒区所构成的格点中的符号 ($0 \leq m \leq M-1$, $0 \leq n \leq N-1$)。然后，通过 N 点 IDFT 生成时域离散样本，并以 T/M 的间隔将 M 组数据流堆叠，随后利用时延-多普勒平面正交脉冲 $u(t) = \sum_{\dot{n}=0}^{N-1} a(t - \dot{n}T)$ 变换为连续时间信号，其中 \dot{n} 表示间隔为 T 的时域离散样本的索引。其中， $a(t)$ 为根升余弦脉冲，满足时延-多普勒域双正交条件，时域连续发射信号表示为

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{S}^{\text{DD}}[m, n] u\left(t - m\frac{T}{M}\right) \cdot e^{j2\pi\frac{n}{NT}\left(t - m\frac{T}{M}\right)} \quad (1)$$

其中，将 T/M 记为 T_s ，基带时域传输信号可以用 $t = qT_s$ 时的采样值 $s[q]$ 表示，有

$$s(t) = \sum_{q=0}^{MN-1} s[q] a\left(t - q\frac{T}{M}\right) \quad (2)$$

每个 ODDM 帧在时域传输信号中插入一个循环前缀，即

$$s_{\text{cp}}(t) = \sum_{q=-M_{\text{cp}}}^{MN-1} s[q] a\left(t - q\frac{T}{M}\right) \quad (3)$$

其中， M_{cp} 表示 CP 的大小，且

$$s[q] = \begin{cases} s[q], & 0 \leq q \leq MN-1 \\ s[q+MN], & -M_{\text{cp}} \leq q < 0 \end{cases} \quad (4)$$

发射信号 $s(t)$ 也可以用矩阵形式表示。脉冲整形后的发射信号采样值可表示为 $\mathbf{S}^{\text{TD}} = \mathbf{S}^{\text{DD}} \mathbf{F}_N^{\text{H}}$ ，因此，时域发射矢量 $\mathbf{s}^{\text{TD}} = s[q]_{0 \leq q \leq MN-1}$ 可表示为

$$\mathbf{s}^{\text{TD}} = \text{vec}(\mathbf{S}^{\text{TD}}) = (\mathbf{F}_N^{\text{H}} \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{s}^{\text{DD}} \quad (5)$$

其中， $\mathbf{F}_N \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 表述归一化 DFT 矩阵， \otimes 表示为两个矩阵的克罗内克积， $\text{vec}(\cdot)$ 表示矩阵的向量化操作。

我们考虑一个包含 P 条传输径的双选择性信道，其脉冲响应可表示为

$$h(\tau, \nu) = \sum_{p=1}^P \alpha_p \delta(\tau - \tau_p) \delta(\nu - \nu_p) \quad (6)$$

其中， α_p 为复系数，该值满足太赫兹频段无线通信的多径信道模型^[25]。若考虑发射机与通信接收机的通信信道， τ_p 和 ν_p 分别为第 p 条传输路径的时延和多普勒频移；若考虑发射机与感知接收机的感知信

道， τ_p 和 ν_p 分别为第 p 个目标的回波信号的时延和多普勒频移，可以计算为

$$\tau_p = \frac{2r_p}{c_0}, \nu_p = \frac{2f_c v_p}{c_0} \\ \left(\tau_p \in \left[0, M_{\text{cp}} \frac{T}{M}\right], \nu_p \in \left(-\frac{1}{2T}, \frac{1}{2T}\right) \right)$$

其中，第 p 个目标相对于感知接收机的距离和速度用 r_p 和 ν_p 表示， c_0 代表光速， f_c 表示载波频率。

接收机应用匹配滤波器 $a^*(-t)$ ，其输出可表示为两者的卷积，即^[26]

$$r(t) = y(t) * a^*(-t) = h(\tau, \nu) * s_{\text{cp}}(t) * a^*(-t) + w(t) \quad (7)$$

其中， $w(t)$ 为 t 时刻的加性高斯白噪声。 $s_{\text{cp}}(t)$ 可写为

$$s_{\text{cp}}(t) = \left(\sum_{q=-M_{\text{cp}}}^{MN-1} s[q] \delta(t - qT_s) \right) * a(t) \quad (8)$$

则接收信号可重写为

$$r(t) = \sum_{q=-M_{\text{cp}}}^{MN-1} \sum_{p=1}^P \alpha_p s[q] g(t - qT_s - \tau_p) e^{j2\pi\nu_p t} + w(t) \quad (9)$$

其中， $g(t) \triangleq a(t) * a^*(-t)$ 。接收信号 $r(t)$ 在 $t = kT_s = k(T/M)$ 时被采样，即

$$r[k] = \sum_{q=-M_{\text{cp}}}^{MN-1} \sum_{p=1}^P \alpha_p s[q] g(kT_s - qT_s - \tau_p) \cdot e^{j2\pi\nu_p kT_s} + w[k] \quad (10)$$

定义 $l_p = \tau_p/T_s$ ， $k_p = \nu_p MNT_s$ 为第 p 条路径的归一化时延和多普勒频移，并做了一个更一般的假设，即 l_p 和 k_p 不必是整数。这一假设突破了传统信道模型中关于路径时延和多普勒频移必须为相应分辨率整数倍的限制，从而能够更灵活、更精确地描述实际信道特性。因此，式(10)进一步表示为

$$r[k] = \sum_{q=-M_{\text{cp}}}^{MN-1} \sum_{p=1}^P \alpha_p s[q] g((k - q - l_p)T_s) \cdot e^{j2\pi\frac{1}{MN}k_p k} + w[k] \quad (11)$$

将式(11)表示为更紧凑的向量形式：

$$\mathbf{r}^{\text{TD}} = \sum_{p=1}^P \alpha_p \mathbf{\Delta}_p \mathbf{G}_{l_p} \mathbf{s}^{\text{TD}} + \mathbf{w} \quad (12)$$

其中， $\mathbf{r}^{\text{TD}} = \{r[k]\}_{0 \leq k \leq MN-1}$ ， $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ 为表示均值为0、方差为 σ^2 加性高斯白噪声，而 $\mathbf{\Delta}_p$ 为

$$\mathbf{\Delta}_p = \text{diag}[z^0, z^1, \dots, z^{MN-1}] \quad (13)$$

其中， $z = e^{j\frac{2\pi}{MN}k_p}$ 。 $\mathbf{G}_{l_p} \in \mathbb{C}^{MN \times MN}$ 是一个循环矩阵，矩阵的每个元素可以表示为

$$\mathbf{G}_{l_p}[k, q] = g((k - q - l_p + M_{\text{cp}})_{MN} - M_{\text{cp}})T_s \quad (14)$$

因此整个矩阵可表示为

$$\mathbf{G}_{l_p} = \begin{bmatrix} g(-l_p T_s) & g((-1-l_p)T_s) & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & g((1-l_p)T_s) \\ g((1-l_p)T_s) & g(-l_p T_s) & \cdots & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \vdots \\ \vdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ g((-1-l_p)T_s) & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & g(-l_p T_s) \end{bmatrix} \quad (15)$$

由于路径时延 $\tau_p \in (0, M_{cp}(T/M)]$, 则归一化时延满足 $l_p < M_{cp}$. 由于 $g(t)$ 是持续 $2Q(T/M)$ 时间的升余弦函数。因此, 在矩阵 \mathbf{G}_{l_p} 的每一行中, MN 个元素中只有 $(2Q+1)$ 个是非零的。此处, \mathbf{G}_{l_p} 和 Δ_p 分别代表路径时延和多普勒频移的影响。

特别地, 如果路径时延和多普勒频移是其对应分辨率的整数倍, 则循环矩阵 \mathbf{G}_{l_p} 简化为 $\mathbf{\Pi}_{MN}^{l_p}$, $\mathbf{\Pi}$ 即前向循环矩阵, 式(12)变为

$$\mathbf{r}^{\text{TD}} = \sum_{p=1}^P \alpha_p \Delta_p \mathbf{\Pi}_{MN}^{l_p} \mathbf{s}^{\text{TD}} + \mathbf{w} \quad (16)$$

其中, $\Delta_p = \text{diag}[z^0, z^1, \dots, z^{MN-1}]$, $z = e^{j\frac{2\pi}{MN}}$.

我们使用 \mathbf{r}^{TD} 和 \mathbf{R}^{TD} 来分别表示时域接收向量与矩阵, 两者的关系是 $\mathbf{r}^{\text{TD}} = \text{vec}(\mathbf{R}^{\text{TD}})$ 。通过 N 点 DFT 可以将其转变为时延多普勒域接收信号矩阵 $\mathbf{R}^{\text{DD}} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 与向量 $\mathbf{r}^{\text{DD}} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$, 即

$$\mathbf{r}^{\text{DD}} = \text{vec}(\mathbf{R}^{\text{DD}}) = (\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{r}^{\text{TD}} \quad (17)$$

3 ODDM符号检测问题

符号检测问题的目标是从带噪声的接收信号中恢复出原始信号, 我们考虑通过求解 l_2 正则化最小二乘问题, 即

$$\min_{\mathbf{s}} \|\mathbf{H}\mathbf{s} - \mathbf{r}\|_2^2 + \lambda \|\mathbf{s}\|_2^2 \quad (18)$$

其中, 由于本节仅考虑时域的信号, 如 \mathbf{r} 为时域接收向量, \mathbf{s} 为时域发送向量, 因此相关的矩阵和向量均省略上标。 \mathbf{r} 和 \mathbf{s} 的关系根据式(12)表示为

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (19)$$

其中, 信道矩阵 $\mathbf{H} = \sum_{p=1}^P \alpha_p \Delta_p \mathbf{G}_{l_p}$, 与信道多径的参数 α , τ 与 ν 有关, 而 λ 是信噪比的倒数。

对于上述 l_2 正则化最小二乘问题, 我们可以利用最小均方误差均衡方法来求解, 并且存在解析解, 但是对应的解析式需要包含矩阵求逆的操作, 这对于当 M 和 N 比较大的情况计算复杂度非常大。因此, 我们考虑充分利用 ODDM 信号模型的性质, 基于共轭梯度的时域信道均衡器^[21]进行改善, 进而大幅降低计算复杂度。

我们观察到, 所推导出的 ODDM 信号模型, 即式(16), 如不进行任何的简化处理, 计算 $\Delta_p \mathbf{G}_{l_p} \mathbf{s}$

的复杂度为 $\mathcal{O}((MN)^3)$ 。因此, 我们考虑充分利用循环矩阵 \mathbf{G}_{l_p} 与循环卷积 \otimes 的性质, 以降低高维矩阵相乘带来的计算复杂度, 即 $\mathbf{G}_{l_p} \mathbf{s}$ 等价于长度为 MN 的 \mathbf{s} 与长度为 $(2Q+1)$ 的根升余弦滤波器 g 的移位循环卷积, 其中 $g = \{g(qT_s)\}_{-Q \leq q \leq Q}$, 可表示为

$$\mathbf{G}_{l_p} \mathbf{s} = \mathbf{\Pi}_{MN}^{\lfloor l_p \rfloor} (g \otimes \mathbf{s}) \quad (20)$$

其中, \otimes 表示循环卷积运算, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整运算。由于时域的循环卷积等价于频域傅里叶系数的乘积, 因此 $\mathbf{G}_{l_p} \mathbf{s}$ 一项的计算复杂度由 $\mathcal{O}((MN)^2)$ 降低到 $\mathcal{O}(MN \log_2(MN))$ 。随后, 对于对角矩阵 $\Delta_p \in \mathbb{C}^{MN \times MN}$, 我们将其主对角线元素记为向量 $\delta(\nu_p) \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$, 由于 $\mathbf{G}_{l_p} \mathbf{s}$ 为向量, $\Delta_p \cdot \mathbf{G}_{l_p} \mathbf{s}$ 可逐点计算, 因此信道模型可更新为

$$\mathbf{r} = \sum_{p=1}^P \alpha_p \Delta_p \mathbf{G}_{l_p} \mathbf{s} = \sum_{p=1}^P \alpha_p \delta(\nu_p) \odot \left[\mathbf{\Pi}_{MN}^{\lfloor l_p \rfloor} (g \otimes \mathbf{s}) \right] \quad (21)$$

其中, \odot 代表 Hadamard 积。

算法流程如算法1所示。

算法1 基于共轭梯度的信道均衡迭代算法

Alg. 1 Conjugate gradient based iterative algorithm for channel equalization

输入: 时域接收向量 \mathbf{r} , 信道参数 α, τ, ν , 信号模型函数

$h_{1,2}(\mathbf{s}|\alpha, \tau, \nu)$, 信噪比的倒数 λ

输出: 基带时间域传输向量 $\hat{\mathbf{s}}$

初始化:

$\mathbf{s}_0 = 0_{MN \times 1}, \mathbf{r}_0 = \mathbf{r} - \mathbf{h}_1(\mathbf{s}_0|\alpha, \tau, \nu)$,

$\mathbf{x}_0 = \mathbf{p}_0 = \mathbf{h}_2(\mathbf{r}_0|\alpha, \tau, \nu), \gamma_0 = |\mathbf{x}_0|^2, t = 0$

重复以下操作:

$\mathbf{q}_t = \mathbf{h}_1(\mathbf{p}_t|\alpha, \tau, \nu), \beta_t = \frac{\gamma_t}{\|\mathbf{q}_t\|^2 + \lambda \|\mathbf{p}_t\|^2}$

$\mathbf{s}_{t+1} = \mathbf{s}_t + \beta_t \mathbf{p}_t, \mathbf{r}_{t+1} = \mathbf{r}_t - \beta_t \mathbf{q}_t$

$\mathbf{x}_{t+1} = \mathbf{h}_2(\mathbf{r}_{t+1}|\alpha, \tau, \nu) - \lambda \mathbf{s}_{t+1}$

$\gamma_{t+1} = \|\mathbf{x}_{t+1}\|^2$

$\mathbf{p}_{t+1} = \mathbf{x}_{t+1} + \frac{\gamma_{t+1}}{\gamma_t} \mathbf{p}_t$

$t = t + 1$

直到收敛

返回:

$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{s}_t$

其中，信号模型 $\mathbf{h}_1(\mathbf{s}|\boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{\nu}) = \mathbf{H}\mathbf{s}$, $\mathbf{h}_2(\mathbf{s}|\boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{\nu}) = \mathbf{H}^H\mathbf{s}$, 分别定义了两个快速实现信道矩阵与信号向量的乘积、信道矩阵的共轭转置与信号向量的乘积的函数句柄，并且这一快速计算方法是通过充分利用循环卷积的性质实现的。以 $\mathbf{h}_1(\mathbf{s}|\boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{\nu}) = \mathbf{H}\mathbf{s}$ 为例，

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_1(\mathbf{s}|\boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{\nu}) &= \sum_{p=1}^P \alpha_p \boldsymbol{\Delta}_p \mathbf{G}_{l_p} \mathbf{s} \\ &= \sum_{p=1}^P \alpha_p \delta(\boldsymbol{\nu}_p) \odot \boldsymbol{\Pi}_{MN}^{[l_p]}(\mathbf{g} \otimes \mathbf{s}) \end{aligned} \quad (22)$$

类似地， $\mathbf{h}_2(\mathbf{s}|\boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{\nu}) = \mathbf{H}^H\mathbf{s}$ 可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_2(\mathbf{s}|\boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{\nu}) &= \sum_{p=1}^P \alpha_p (\mathbf{G}_{l_p})^H (\boldsymbol{\Delta}_p)^H \mathbf{s} \\ &= \sum_{p=1}^P (\alpha_p)^* \boldsymbol{\Pi}_{MN}^{-[l_p]}(\check{\mathbf{g}} \otimes (\delta(\boldsymbol{\nu}_p) \odot \mathbf{s})) \end{aligned} \quad (23)$$

其中， $\check{\mathbf{g}}$ 表示 \mathbf{g} 的翻转。

4 多目标ODDM感知算法

4.1 最大似然估计器的目标函数

如第2节所述，时域输入/输出关系可以表示为 $\mathbf{r} = \sum_{p=1}^P \alpha_p \boldsymbol{\Delta}_p \mathbf{G}_{l_p} \mathbf{s} + \mathbf{w}$, 即式(12)。其中，待估计的未知参数包括路径时延 $\boldsymbol{\tau} = [\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_P]^T$, 路径多普勒 $\boldsymbol{\nu} = [\nu_1, \nu_2, \dots, \nu_P]^T$, 路径增益 $\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_P]^T$ 。这些参数的最大似然估计(Maximum Likelihood Estimator, MLE)可以表示为

$$(\hat{\boldsymbol{\tau}}, \hat{\boldsymbol{\nu}}, \hat{\boldsymbol{\alpha}}) = \arg \min_{(\boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{\nu}, \boldsymbol{\alpha})} \left\| \mathbf{r} - \sum_{p=1}^P \alpha_p \boldsymbol{\Delta}_p \mathbf{G}_{l_p} \mathbf{s} \right\|^2 \quad (24)$$

其中， $\boldsymbol{\Delta}_p$ 由第 p 条路径的多普勒频偏 ν_p 决定，而 \mathbf{G}_{l_p} 与第 p 条路径的时延 τ_p 有关。为了更准确地估计多个目标的参数，我们考虑定义一个新的矩阵变量为

$$\mathbf{S}(\boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{\nu}) = [\boldsymbol{\Delta}_1 \mathbf{G}_{l_1} \mathbf{s}, \boldsymbol{\Delta}_2 \mathbf{G}_{l_2} \mathbf{s}, \dots, \boldsymbol{\Delta}_P \mathbf{G}_{l_P} \mathbf{s}] \in \mathbb{C}^{MN \times P} \quad (25)$$

因此，式(24)可更新为

$$(\hat{\boldsymbol{\tau}}, \hat{\boldsymbol{\nu}}, \hat{\boldsymbol{\alpha}}) = \arg \min_{(\boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{\nu}, \boldsymbol{\alpha})} \|\mathbf{r} - \mathbf{S}(\boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{\nu}) \boldsymbol{\alpha}\|^2 \quad (26)$$

当 $\boldsymbol{\tau}$ 和 $\boldsymbol{\nu}$ 固定时，最优信道增益为

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}} = \left(\mathbf{S}(\boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{\nu})^H \mathbf{S}(\boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{\nu}) \right)^{-1} \mathbf{S}(\boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{\nu})^H \mathbf{r} \quad (27)$$

为简单起见，将 $\mathbf{S}(\boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{\nu})$ 写作 \mathbf{S} 。将 $\hat{\boldsymbol{\alpha}}$ 代入式(20)，得到

$$\|\mathbf{r} - \mathbf{S}\hat{\boldsymbol{\alpha}}\|^2 = \mathbf{r}^H \mathbf{r} - \mathbf{r}^H \mathbf{S} (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \mathbf{r} \quad (28)$$

式(24)中的最小化问题可以归结为

$$(\hat{\boldsymbol{\tau}}, \hat{\boldsymbol{\nu}}) = \arg \max_{(\boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{\nu})} \left(\mathbf{r}^H \mathbf{S} (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \mathbf{r} \right) \quad (29)$$

4.2 多目标感知算法

本文提出的多目标感知算法分为初始估计和精细估计两个阶段。该算法主要应用于目标追踪阶段，因此我们可以做出假设，即感知接收机已知目标数量。这种情况下，在初始估计期间，通过消除已估计目标带来的干扰可以依次估计参数。在初步估计的基础上，精细估计通过迭代得到更精确的结果。

(1) 第1阶段：初始估计。在第1阶段，我们按照目标功率降序的顺序来估计该目标的时延和多普勒频移。特别地，对于单目标估计，参数的估计可以由式(30)得出

$$(\hat{\tau}_1, \hat{\nu}_1) = \arg \max_{(\tau_1, \nu_1)} \frac{\left| (\boldsymbol{\Delta}_1 \mathbf{G}_{l_1} \mathbf{s})^H \mathbf{r} \right|^2}{(\boldsymbol{\Delta}_1 \mathbf{G}_{l_1} \mathbf{s})^H (\boldsymbol{\Delta}_1 \mathbf{G}_{l_1} \mathbf{s})} \quad (30)$$

对于多目标，我们首先用式(30)估计第1个目标的时延和多普勒频移。通过减去前 $p-1$ 个目标的干扰信号，可以估计第 p 个目标 ($p > 1$) 的参数，由式(31)得出

$$(\hat{\tau}_p, \hat{\nu}_p) = \arg \max_{(\tau_p, \nu_p)} \frac{\left| (\boldsymbol{\Delta}_p \mathbf{G}_{l_p} \mathbf{s})^H \left(\mathbf{r} - \sum_{i < p} \hat{\alpha}_i \boldsymbol{\Delta}_i \mathbf{G}_{l_i} \mathbf{s} \right) \right|^2}{(\boldsymbol{\Delta}_p \mathbf{G}_{l_p} \mathbf{s})^H (\boldsymbol{\Delta}_p \mathbf{G}_{l_p} \mathbf{s})} \quad (31)$$

$$\hat{\alpha}_p = \frac{(\boldsymbol{\Delta}_p \mathbf{G}_{l_p} \mathbf{s})^H \left(\mathbf{r} - \sum_{i < p} \hat{\alpha}_i \boldsymbol{\Delta}_i \mathbf{G}_{l_i} \mathbf{s} \right)}{(\boldsymbol{\Delta}_p \mathbf{G}_{l_p} \mathbf{s})^H (\boldsymbol{\Delta}_p \mathbf{G}_{l_p} \mathbf{s})} \quad (32)$$

(2) 第2阶段：精细估计。仅当目标数目 $P \geq 2$ 时，才需要完成第2阶段的精细估计，因为多目标的存在会导致其他目标对本目标估计问题的交叉干扰。因此，第2阶段通过迭代来完成更精准的估计，第1阶段的估计结果被认为是迭代过程的初始数值。时延和多普勒频偏在迭代的过程中不断更新，计算式为

$$(\hat{\boldsymbol{\tau}}, \hat{\boldsymbol{\nu}}) = \arg \max_{(\boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{\nu})} \left(\mathbf{r}^H \mathbf{S} (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \mathbf{r} \right) \quad (33)$$

当达到预先设置的迭代次数时，迭代停止。则复系数可计算为

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}} = \left(\mathbf{S}(\hat{\boldsymbol{\tau}}, \hat{\boldsymbol{\nu}})^H \mathbf{S}(\hat{\boldsymbol{\tau}}, \hat{\boldsymbol{\nu}}) \right)^{-1} \mathbf{S}(\hat{\boldsymbol{\tau}}, \hat{\boldsymbol{\nu}})^H \mathbf{r} \quad (34)$$

4.3 算法复杂度分析

本节分析了所提出算法的计算复杂度。

本文提出的多目标感知算法分为两个阶段。

第1阶段中,我们利用循环矩阵的特点完成循环卷积以降低信道矩阵乘法的复杂度,将计算 $\Delta_p \mathbf{G}_{l_p} \mathbf{s}$ 复杂度从 $\mathcal{O}((MN)^3)$ 降低到 $\mathcal{O}(MN \log_2(MN))$ 。因此,由于计算分数的复杂度为 $\mathcal{O}(1)$,且计算 $(\Delta_p \mathbf{G}_{l_p} \mathbf{s})^H (\Delta_p \mathbf{G}_{l_p} \mathbf{s})$ 的复杂度为 $\mathcal{O}(MN \log_2(MN))$,则第1阶段的总体复杂度为 $\mathcal{O}(MN \log_2(MN))$ 。

第2阶段涉及多目标的精细估计,则需要计算式(28)的复杂度。若直接对 $\mathbf{S}(\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H$ 进行计算,复杂度为 $\mathcal{O}(MNP^2 + M^2 N^2 P)$ 较高,因此在实际计算时,先完成 $\mathbf{S}^H \mathbf{S}$ 和 $\mathbf{S}^H \mathbf{r}$ 的计算再完成共轭转置矩阵乘法、求逆的运算,由于 $\mathbf{S}(\tau, \nu) \in \mathbb{C}^{MN \times P}$,计算 $\mathbf{S}^H \mathbf{S}$ 和 $\mathbf{S}^H \mathbf{r}$ 的复杂度为 $\mathcal{O}(MNP^2)$ 和 $\mathcal{O}(MNP)$,矩阵 $(\cdot)^{-1}$ 求逆的复杂度为 $\mathcal{O}(P^3)$,所以经简化后的第2阶段的总体计算复杂度 $\mathcal{O}(MNP^2 + P^3)$ 。

综上所述,算法通过充分利用循环卷积的性质降低计算复杂度,算法整体复杂度为 $\mathcal{O}(MN \log_2(MN) + MNP^2 + P^3)$ 。

4.4 克拉美罗下界

克拉美罗下界(Cramér-Rao Lower Bounds, CRLB)是关于无偏参数估计器性能的一个众所周知的下界,已被广泛应用。为了评估本文所提多目标估计算法的感知性能,考虑到经不同目标反射的信号功率不同,我们分别计算了每个目标的CRLB。由于目标距离和速度与其路径时延和多普勒频移紧密相关,因此,计算目标距离和速度的CRLB需要计算出路径时延和多普勒频偏的Fisher信息矩阵(Fisher Information Matrix, FIM)并求逆。定义 $\boldsymbol{\theta} = [\tau; \nu; |\alpha|; \angle \alpha]$,则对应的Fisher矩阵 $\mathbf{F}(\boldsymbol{\theta})$ 的第 i 行第 j 列的元素可计算为

$$\mathbf{F}_{i,j} = \frac{2}{\sigma^2} \text{Re} \left\{ \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \theta_j} \mathbf{s} \right)^H \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \theta_i} \mathbf{s} \right\} \quad (35)$$

其中, $1 \leq i, j \leq 4P$, $\mathbf{A} = \sum_{p=1}^P \alpha_p \Delta_p \mathbf{G}_{l_p}$ 。 σ^2 为噪声方差。 $\mathbf{F}(\boldsymbol{\theta})$ 的逆矩阵的对角元素即为 $\boldsymbol{\theta}$ 的期望CRLB。

5 仿真结果

本节针对第3节阐述的符号检测算法与第4节提出的感知算法进行细致的仿真分析,评估分析了ODDM的脉冲滚降因子对通信、感知性能的影响,从通信和感知两个角度对3种不同波形,即ODDM, OFDM, OTFS的多普勒鲁棒性进行了评估,同时,对于感知算法的多目标估计性能进行评估。本文中使用的表1中的参数进行仿真。

5.1 滚降因子对于符号检测与感知精度的影响

由于ODDM采用根升余弦函数进行脉冲整形,因此滚降因子的影响不可忽略。图4评估了不同信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)下滚降因子 β 对其误比特率的影响,利用第3节提出的基于共轭梯度的均衡器在已知完美信道信息的情况下进行解调恢复,除调制阶数和滚降因子外其余仿真参数参考表1。可以发现,随着SNR的增加,所有配置的误比特率均呈现下降趋势,表明系统性能随信噪比的提升而改善,4QAM在不同 β 值下的误比特率均低于16QAM。

从图4可以发现,较小的滚降因子下,误比特率越低,当系统采用较高阶的调制方式下,滚降因子的影响越小。

与符号检测性能不同,滚降因子对感知性能的影响更大。图5(a)和图5(b)评估了不同信噪比下滚降因子 β 对距离和速度估计均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)及其相应的CRLB的影响。

表1 仿真参数

Tab. 1 Simulation paramters

参数	数值
载波频率 f_c	0.3 THz
子载波间隔 Δf	480 kHz
时延区间的数量 M	128
多普勒区间的数量 N	32
滚降因子 β	0.1

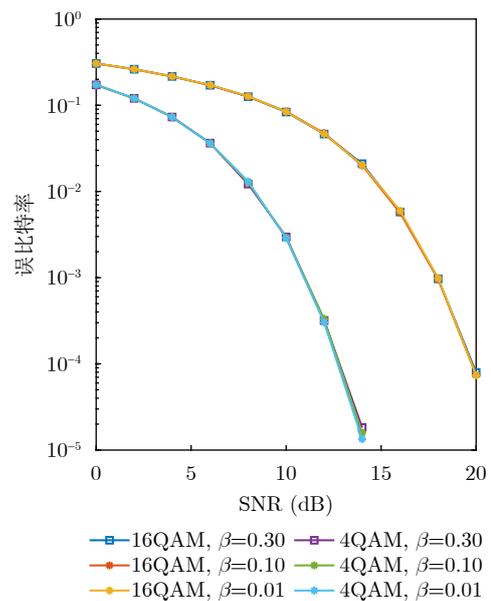


图4 不同滚降因子下ODDM误比特率对比

Fig. 4 Bit error rate of ODDM given different rolling factors

图中实线代表不同滚降因子情况下所提出算法在不同信噪比下的估计均方根误差，虚线代表不同滚降因子情况下在不同信噪比下感知参数的CRLB。仿真设置时固定目标相对于ISAC收发机的距离为10 m，速度为300 km/h以评估滚降因子对感知精度的影响，其余仿真参数参考表1。

由图5所示，当SNR大于-20 dB，距离与速度的估计均方根误差随SNR增加线性降低，本文所提出的感知算法可以达到与CRLB相近的精度。我们发现，不同滚降因子的脉冲会影响ODDM的距离感知精度，滚降因子越小，其距离估计的CRLB越好，同时，本文提出的算法所能达到的估计精度非常接近于理论极限， β 为0.10和0.01时，距离估计精度基本可视为相同，故后续仿真均采用值为0.1的滚降因子。

由图5所示，可以看出速度(对应多普勒频偏)的估计误差与滚降因子无关。结果表明，当信噪比超过25 dB时，距离估计误差小于 10^{-3} m，而在信噪比为30 dB时，速度估计误差接近 10^{-3} m/s。

5.2 不同波形的通信、感知性能对比

图6与图7分别评估了当目标的相对速度，即多普勒频偏不同时，对于OFDM, ODDM和另一种时延-多普勒域波形OTFS的符号检测性能与感知估计性能的影响。符号的调制方式是16QAM，目标的最大相对速度为10 km/h和300 km/h。图6评估了当目标的相对速度为10 km/h和300 km/h时3种波形的误码率。根据图6所示的结果我们可以观察到，当信噪比为20 dB时，无论信道路径多普勒效应如

何，ODDM和OTFS的误码率都小于 10^{-4} 。同时发现，相较于时延多普勒域波形，OFDM的多普勒鲁棒性较低，随着多普勒频偏增大，其误码率增加。

图7(a)和图7(b)对比了3种不同波形OFDM, OTFS, ODDM在不同信噪比下的距离和速度感知精度。为了凸显时延-多普勒波形对于多普勒频偏的鲁棒性，设置目标相对于ISAC收发机以10 km/h或300 km/h的速度移动，目标的距离为10 m，ODDM的滚降因子设置为0.1。

由图7可以看出，OFDM的感知精度要明显低于其他波形，目标的移动速度越高，OFDM的感知估计误差越大。相较之下，OTFS和ODDM在不同多普勒频偏情况下均能达到毫米级的距离估计精度和毫米每秒级的速度估计精度。

5.3 ODDM波形参数对其感知精度的影响

图8描述了ODDM波形参数，如时延区间数量 M ，多普勒区间数量 N 对感知精度的影响。仿真考虑单目标情况，其相对接收机的速度为300 km/h。从图8(a)可以看出，随着参数 M 的增加，距离估计的CRLB降低，所提感知算法RMSE接近对应CRLB。这表明，时延区间数量 M 可以影响时延的估计精度，进而影响距离的估计精度。同样，图8(b)显示了速度估计的RMSE随SNR的变化情况。可以看到，较高的 N 值同样有助于降低速度估计的RMSE。

除此以外，为了凸显所推导的离网ODDM输入输出关系对感知精度的影响，图8评估了大多数研究工作所使用的在网模型与本文所推导的离网模型的感知精度，直观展示了在信道路径时延和多普

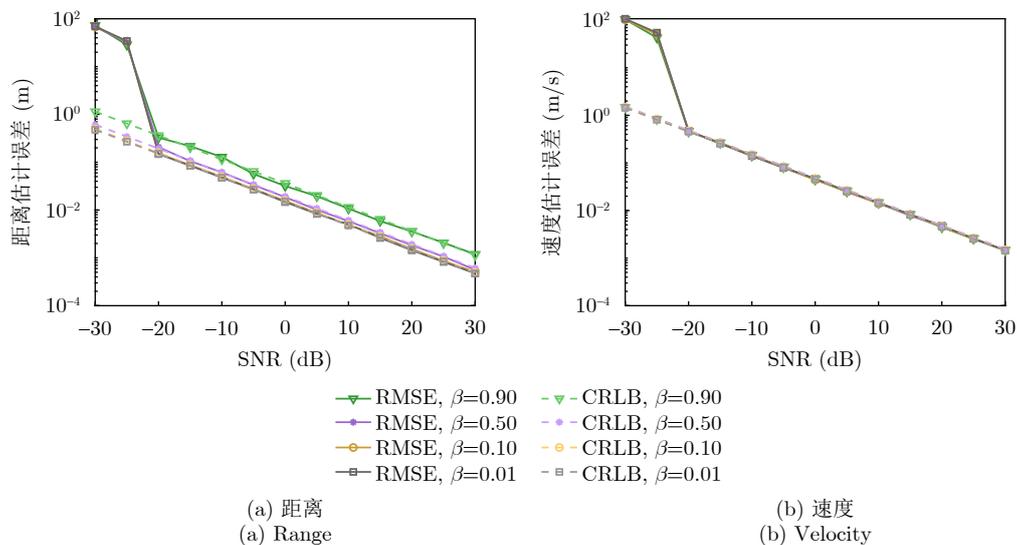


图5 不同滚降因子下单目标感知精度的对比

Fig. 5 Single-target sensing accuracy with different rolling factors

勒频移必须为其对应分辨率整数倍的假设下,从SNR约为-5 dB起,在网模型的感知精度趋于稳定,无法达到更高的精度。

5.4 多目标感知估计精度

利用提出的多目标感知算法,我们评估了多个目标存在时的感知精度。图9描述了当 $P = 4$ 个目标存在时所提感知算法的性能,目标按距离由远即近的顺序排序,由于距离越远自由空间路径损耗(free-space path loss)越大,则经过第1个目标反射的回波信号功率最大,第2个与第3个目标其次,第4个目标功率最小。因此,图9(a)使用一个给定虚警率为 $P_{fa} = 10^{-5}$ 的恒虚警检测器(Constant False Alarm Rate, CFAR)来完成目标检测,在信噪比较低的情况下,第1个目标被检测到的概率最大。

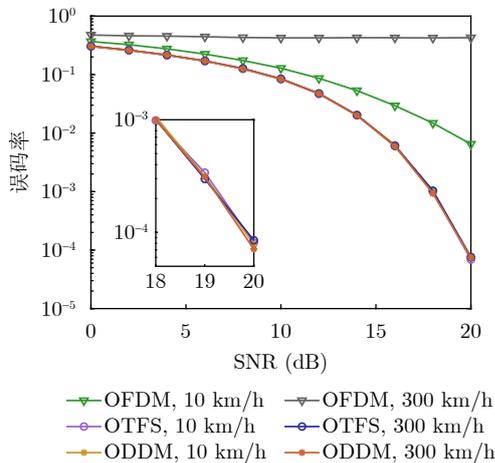


图6 用户相对速度为10 km/h和300 km/h时3种波形误码率的对比
Fig. 6 Comparison of bit error rate with three different waveforms when the velocity is 10 km/h or 300 km/h

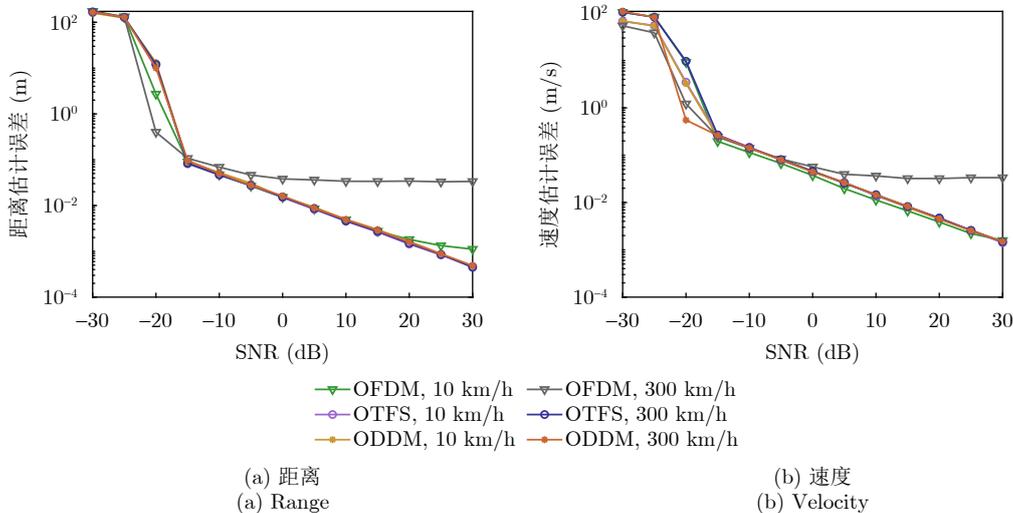


图7 目标速度为10 km/h和300 km/h时3种波形单目标感知精度的对比($\beta = 0.1$)

Fig. 7 Comparison of sensing accuracy with three different waveforms when the velocity is 10 km/h or 300 km/h ($\beta = 0.1$)

图9(b)和图9(c)展示了利用所提多目标感知算法的距离与速度估计精度。由图可知,算法估计出的目标参数近于理论CRLB;多目标估计时,目标的功率越大,其估计精度越高。我们设定单目标估计情况下的目标位置与多目标估计情况下最高功率目标的位置相同,即可视作两者的功率相同,由图7(a)与图9(a)对比可以发现,所提出的算法能够达到相近的估计精度,算法估计精度不受目标数目影响。

通过将图9(a)与图9(b)、图9(c)对比可以观察到,当第1个目标信噪比为-15 dB,第2个目标信噪比为-10 dB,第3个与第4个目标信噪比为0 dB时,距离和速度均方根误差接近其根CRLB。以第1个目标为例,当信噪比为-15 dB时,CFAR检测器的检测概率达到100%,因此可以得出结论,感知精度与检测概率密切相关,一旦目标被检测到,我们的感知算法可以达到接近最优的感知精度。

6 结语

本文提出了一种基于正交时延多普勒分路复用调制的太赫兹通信与感知一体化传输方案。通过系统地分析现有信号模型的局限性,推导出一种更为通用的ODDM调制输入/输出关系,突破了信道路径时延和多普勒频移必须为相应分辨率整数倍的假设限制。

基于该信号模型,我们提出了基于共轭梯度法的ODDM时域信道均衡器,该方法充分利用了信号模型的独有特点进而减小计算复杂度。仿真结果表明,ODDM相比OFDM具有更高的多普勒频偏鲁棒性,能够在多普勒效应较严重的情况下仍具有较低的误码率。

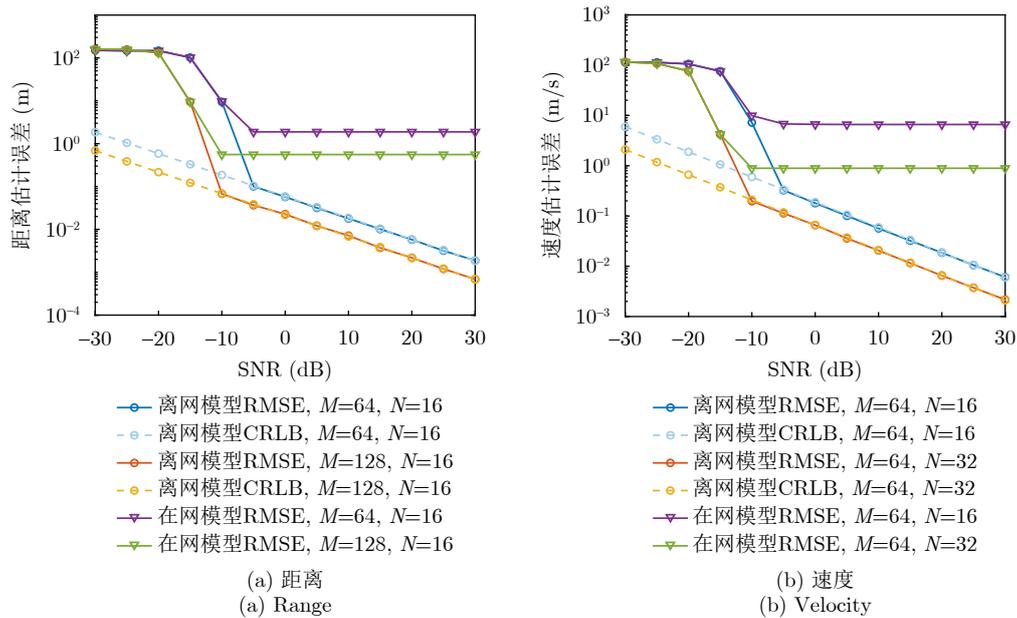


图 8 参数 M 和 N 对感知精度的影响
Fig. 8 Influence of M and N on sensing accuracy

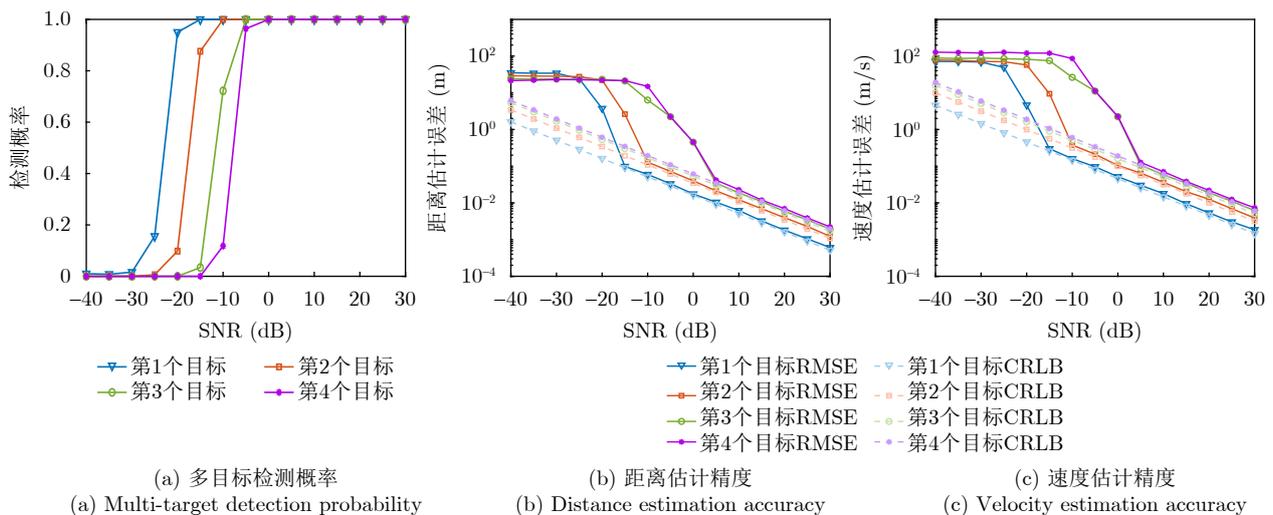


图 9 检测概率与多目标估计精度
Fig. 9 Detection probability and multi-target estimation accuracy

针对ODDM的感知估计能力，本文提出了一种低计算复杂度的多目标感知估计算法。该算法充分利用了信号模型中的循环矩阵特性，不仅在保持较低计算成本的前提下实现了高精度的目标距离和速度估计，而且通过迭代方式有效减少了多目标环境下的干扰，达到了接近理论预期的多目标估计精度。结果表明该感知估计算法可达到毫米级距离估计精度和毫米每秒级速度估计精度。

利益冲突 所有作者均声明不存在利益冲突

Conflict of Interests The authors declare that there is no conflict of interests

参考文献

- [1] LIU Fan, CUI Yuanhao, MASOUIROS C, *et al.* Integrated sensing and communications: Toward dual-functional wireless networks for 6G and beyond[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2022, 40(6): 1728–1767. doi: [10.1109/JSAC.2022.3156632](https://doi.org/10.1109/JSAC.2022.3156632).
- [2] YUAN Weijie, ZHOU Lin, DEHKORDI S K, *et al.* From OTFS to DD-ISAC: Integrating sensing and communications in the delay Doppler domain[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2024, 31(6): 152–160. doi: [10.1109/MWC.018.2300607](https://doi.org/10.1109/MWC.018.2300607).
- [3] ZHANG Hongqi, YANG Zuomin, LYU Zhidong, *et al.* 300 GHz photonic-wireless transmission with aggregated 1.034

- Tbit/s data rate over 100 m wireless distance[C]. Optical Fiber Communication Conference 2024, San Diego, USA, 2024: M2F.1. doi: [10.1364/OFC.2024.M2F.1](https://doi.org/10.1364/OFC.2024.M2F.1).
- [4] ZHANG Hongqi, ZHANG Lu, WANG Shiwei, *et al.* Tbit/s multi-dimensional multiplexing THz-over-fiber for 6G wireless communication[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2021, 39(18): 5783–5790. doi: [10.1109/JLT.2021.3093628](https://doi.org/10.1109/JLT.2021.3093628).
- [5] CHEN Zhi, HAN Chong, WU Yongzhi, *et al.* Terahertz wireless communications for 2030 and beyond: A cutting-edge frontier[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2021, 59(11): 66–72. doi: [10.1109/MCOM.011.2100195](https://doi.org/10.1109/MCOM.011.2100195).
- [6] HAN Chong, WU Yongzhi, CHEN Zhi, *et al.* THz ISAC: A physical-layer perspective of terahertz integrated sensing and communication[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2024, 62(2): 102–108. doi: [10.1109/MCOM.001.2200404](https://doi.org/10.1109/MCOM.001.2200404).
- [7] WEI Zhiqing, PIAO Jinghui, YUAN Xin, *et al.* Waveform design for MIMO-OFDM integrated sensing and communication system: An information theoretical approach[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2024, 72(1): 496–509. doi: [10.1109/TCOMM.2023.3317258](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2023.3317258).
- [8] XIANG Yang, GAO Yuxing, YANG Xinru, *et al.* An ESPRIT-based moving target sensing method for MIMO-OFDM ISAC systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2023, 27(12): 3205–3209. doi: [10.1109/LCOMM.2023.3325531](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2023.3325531).
- [9] MAO Tianqi, CHEN Jiakuan, WANG Qi, *et al.* Waveform design for joint sensing and communications in millimeter-wave and low terahertz bands[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(10): 7023–7039. doi: [10.1109/TCOMM.2022.3196685](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2022.3196685).
- [10] ROU H S, DE ABREU G T F, CHOI J, *et al.* From OTFS to AFDM: A comparative study of next-generation waveforms for ISAC in doubly-dispersive channels[EB/OL]. <https://arxiv.org/abs/2401.07700>, 2024.
- [11] WU Yongzhi and HAN Chong. Time-frequency-space transmit design and signal processing with dynamic subarray for terahertz integrated sensing and communication[EB/OL]. <https://arxiv.org/abs/2307.04440v1>, 2023.
- [12] TOM A, ŞAHIN A, and ARSLAN H. Suppressing alignment: Joint PAPR and out-of-band power leakage reduction for OFDM-based systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2016, 64(3): 1100–1109. doi: [10.1109/TCOMM.2015.2512603](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2015.2512603).
- [13] WANG Tiejun, PROAKIS J G, MASRY E, *et al.* Performance degradation of OFDM systems due to Doppler spreading[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2006, 5(6): 1422–1432. doi: [10.1109/TWC.2006.1638663](https://doi.org/10.1109/TWC.2006.1638663).
- [14] HADANI R, RAKIB S, TSATSANIS M, *et al.* Orthogonal time frequency space modulation[C]. 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), San Francisco, USA, 2017: 1–6. doi: [10.1109/WCNC.2017.7925924](https://doi.org/10.1109/WCNC.2017.7925924).
- [15] LIN Hai and YUAN Jinhong. Orthogonal delay-Doppler division multiplexing modulation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(12): 11024–11037. doi: [10.1109/TWC.2022.3188776](https://doi.org/10.1109/TWC.2022.3188776).
- [16] WEI Zhiqiang, YUAN Weijie, LI Shuangyang, *et al.* Orthogonal time-frequency space modulation: A promising next-generation waveform[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2021, 28(4): 136–144. doi: [10.1109/MWC.001.2000408](https://doi.org/10.1109/MWC.001.2000408).
- [17] RAVITEJA P, PHAN K T, HONG Yi, *et al.* Interference cancellation and iterative detection for orthogonal time frequency space modulation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(10): 6501–6515. doi: [10.1109/TWC.2018.2860011](https://doi.org/10.1109/TWC.2018.2860011).
- [18] RAVITEJA P, HONG Yi, VITERBO E, *et al.* Practical pulse-shaping waveforms for reduced-cyclic-prefix OTFS[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(1): 957–961. doi: [10.1109/TVT.2018.2878891](https://doi.org/10.1109/TVT.2018.2878891).
- [19] LI Shuangyang, YUAN Weijie, LIU Chang, *et al.* A novel ISAC transmission framework based on spatially-spread orthogonal time frequency space modulation[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2022, 40(6): 1854–1872. doi: [10.1109/JSAC.2022.3155538](https://doi.org/10.1109/JSAC.2022.3155538).
- [20] WEI Xinyuan, ZHANG Lingyan, YUAN Weijie, *et al.* SDR system design and implementation on delay-Doppler communications and sensing[C]. 2023 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), Glasgow, UK, 2023: 1–6. doi: [10.1109/WCNC55385.2023.10118889](https://doi.org/10.1109/WCNC55385.2023.10118889).
- [21] WU Yongzhi, HAN Chong, and CHEN Zhi. 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. doi: [10.1109/TWC.2023.3250267](https://doi.org/10.1109/TWC.2023.3250267).
- [22] HUANG Kehan, QIU Min, TONG Jun, *et al.* Performance of ODDM with imperfect channel estimation[C]. 2023 IEEE 24th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), Shanghai, China, 2023: 561–565. doi: [10.1109/SPAWC53906.2023.10304518](https://doi.org/10.1109/SPAWC53906.2023.10304518).
- [23] CHENG Qingqing, SHI Zhenguang, YUAN Jinhong, *et al.* A novel environmentally robust ODDM detection approach using contrastive learning[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(9): 5274–5286. doi: [10.1109/TCOMM.2023.3282959](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2023.3282959).
- [24] TONG Jun and XI Jiantao. Super-resolution estimation of

- delay-Doppler-angle parameters of doubly selective channels in hybrid MIMO systems[C]. 2023 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops), Rome, Italy, 2023: 800–806. doi: [10.1109/ICCWorkshops57953.2023.10283616](https://doi.org/10.1109/ICCWorkshops57953.2023.10283616).
- [25] HAN Chong, BICEN A O, and AKYILDIZ I F. Multi-ray channel modeling and wideband characterization for wireless communications in the terahertz band[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015, 14(5): 2402–2412. doi: [10.1109/TWC.2014.2386335](https://doi.org/10.1109/TWC.2014.2386335).
- [26] TONG Jun, XI Jiangtao, YUAN Jinhong, *et al.* On the input-output relation of ODDM modulation over general physical channels[C]. 2023 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops), Rome, Italy, 2023: 289–294. doi: [10.1109/ICCWorkshops57953.2023.10283746](https://doi.org/10.1109/ICCWorkshops57953.2023.10283746).

作者简介

李美琳，博士生，主要研究方向为太赫兹通信感知一体化。

韩 充，博士，副教授，主要研究方向为太赫兹无线通信。

(责任编辑：于青)