

面向 OTFS 的时延-多普勒域信道估计方法综述

邢旺^{1,2}, 唐晓刚³, 周一青^{1,2}, 张冲^{1,2}, 潘振岗⁴

(1. 中国科学院计算技术研究所处理器芯片全国重点实验室, 北京 100190;

2. 中国科学院大学计算机科学与技术学院, 北京 100049;

3. 航天工程大学航天信息学院, 北京 101400;

4. 北京紫光展锐通信技术有限公司, 北京 100088)

摘 要: 为了在高移动性场景中提供稳定可靠的通信服务, 6G 系统可考虑基于时延-多普勒 (DD) 域的正交时频空间 (OTFS) 作为其调制方案。OTFS 通过将发送符号映射到 DD 域, 再将其二维变换到时间-频率 (TF) 域, 使所有发送符号具备获取时频全分集潜力, 有效提高了双选择性信道下的通信性能。由于 DD 域等效信道具有很多良好性质, 现有 OTFS 信道估计方法大多在 DD 域完成。考虑实现思路的差异和算法应用场景的区别, 已有面向 OTFS 的 DD 域信道估计方法被划分为 3 类并进行综述。最后总结分析了当前 DD 域信道估计方法的挑战及潜在解决思路。

关键词: 正交时频空间; 正交频分复用; 时延-多普勒域; 信道估计

中图分类号: TN92

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2022224

Survey of channel estimation method in delay-Doppler domain for OTFS

XING Wang^{1,2}, TANG Xiaogang³, ZHOU Yiqing^{1,2}, ZHANG Chong^{1,2}, PAN Zhengang⁴

1. State Key Lab of Processors, Institute of Computing Technology, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China

2. School of Computer Science and Technology, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China

3. School of Space Information, Space Engineering University, Beijing 101400, China

4. Beijing Unisoc Technologies Co., Ltd., Beijing 100088, China

Abstract: In order to provide reliable communication service for high-mobility scenarios, 6G can consider DD (delay-Doppler) domain based OTFS (orthogonal time frequency space) as its modulation scheme. By mapping the transmitted symbols onto DD domain and transforming them into TF (time-frequency) domain, OTFS endows all the transmitted symbols with the potential of capturing time-frequency full diversity, effectively improving the performance of communication in time-varying fading channels. Due to the superior properties of DD effective channel, the existing OTFS channel estimation methods were mostly carried out in DD domain. Considering the difference of implementation and application scenarios, existing DD channel estimation methods for OTFS were divided into three categories and overviewed, after which the challenges and potential solutions for current DD channel estimation methods were summarized and analyzed.

Keywords: orthogonal time frequency space, orthogonal frequency division multiplexing, delay-Doppler domain, channel estimation

收稿日期: 2022-07-12; 修回日期: 2022-10-10

通信作者: 周一青, zhouyiqing@ict.ac.cn

基金项目: 国家重点研发计划基金资助项目 (No.2021YFA1000500)

Foundation Item: The National Key Research and Development Program of China (No.2021YFA1000500)

0 引言

近年来,移动通信技术迅速发展^[1-5]。随着 5G 移动通信系统的落地应用,学术界和工业界开始了对 6G 的探索^[6-12]。IMT-2030(6G)^[13]在《6G 网络架构愿景与关键技术展望》中指出,未来通信网络将向着空天地海一体化的目标发展,其中将存在海量动态通信节点,从而对 6G 移动通信系统提出支持高达 1 000 km/h 移动性的需求。

当前,4G 和 5G 移动通信系统均无法满足这一需求,主要原因之一是采用的正交频分复用(OFDM, orthogonal frequency division multiplexing)调制技术在高移动性场景下性能会急剧下降^[14-17]。在高移动性场景下,信道特征发生了明显改变,并具有时变衰落的特征^[18]。传统的非时变多径信道仅会造成信号在时间维度发生色散现象,而在时变多径信道下,信号会同时在时间、频率 2 个维度发生色散现象^[18-19]。由于这些原因,OFDM 无法有效应对时变信道造成的信号频率色散问题,因此性能大幅下降。首先,OFDM 的良好性能依赖于子载波之间严格的正交性,但其会被多普勒扩展引起的子载波间功率泄露所破坏,造成严重的载波间干扰(ICI, inter-carrier interference)^[15]。其次,当使用传统的收发器时,信道的双选择性^[18-19]会显著降低 OFDM 系统的信道估计准确性和数据检测性能。另外,为了满足更高的数据传输速率需求^[7],6G 考虑使用对移动性更加敏感的太赫兹频段进行通信。由多普勒理论可知,在相同的相对移动速度下,高频段电磁波的多普勒频偏要比低频段电磁波严重^[15],对高移动性场景通信造成更大挑战。为此,6G 亟须突破 OFDM 调制技术的局限性,提出更加优化的调制方案和波形以支持高频段信号在时变衰落信道下的

可靠传输。

2017 年, Hadani 等^[20]提出了正交时频空间(OTFS, orthogonal time frequency space)调制技术。OTFS 本质上是一种时延-多普勒(DD, delay-Doppler)域通信方式,凭借其优秀的抗信道双选择性的能力吸引了众多关注。OTFS 实现流程如图 1 所示。

在 OTFS 系统中,输入比特经编码、交织等预处理和星座调制后,可得到待发送数据符号。OTFS 将数据符号和导频按特定方式^[21]映射到 DD 域,再利用辛有限傅里叶逆变换(ISFFT, inverse symplectic finite Fourier transform)将 DD 域信号变换到时间-频率(TF, time-frequency)域,最后通过海森堡变换调制器将 TF 域信号变换为时域信号。相应地,接收端依次通过魏格纳变换解调器和辛有限傅里叶变换(SFFT, symplectic finite Fourier transform)将时域信号变换回 DD 域,再结合其中携带的导频信息和适当的信号检测算法完成信道估计和信号检测,最后通过星座解调和解交织、解码等后处理,即可得到输出比特。基于上述变换,DD 域承载的每一个数据符号都被扩展到了整个 TF 域平面,从而获得信道的 TF 域全分集增益^[22-23]。因此,一个 OTFS 数据帧内的所有 DD 域信号经历了近乎相同的衰落,能够实现比 OFDM 更低的峰值平均功率比(PAPR, peak-to-average-power ratio)^[24],从而在时变衰落信道中表现出了更好的传输性能^[25-26]。实验结果表明,在高移动性场景下,无论是无编码 OTFS 系统^[23,25]还是编码 OTFS 系统^[26-27],其性能都显著优于 OFDM。

当前针对 OTFS 的研究主要聚焦于基础理论分析^[23,28-29]、波形架构设计^[25,30-31]和关键技术研究^[21,32-33]3 个方面。其中,基础理论分析重点围绕

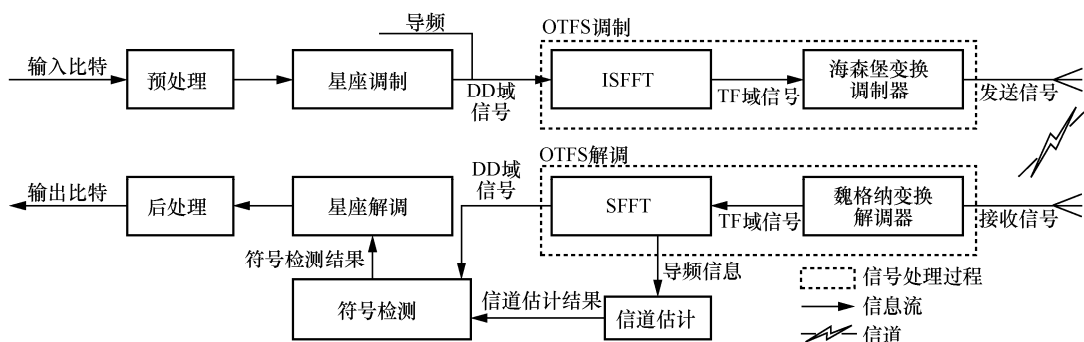


图 1 OTFS 实现流程

OTFS 系统性能分析^[23]、传输容量上界^[28-29]等理论问题展开; 波形架构设计主要关注 OTFS 如何与现有通信系统架构融合, 例如, 多输入多输出(MIMO, multiple-input multiple-output)^[25]、雷达通信^[30]、水声通信^[31]等; 关键技术研究则关注 OTFS 实现过程中的各项关键技术, 探究面向 DD 域信号的信道估计^[21]、信号检测^[32-33]、OTFS 通信安全^[34]等。在 OTFS 中, 信号检测的准确性与信道估计性能紧密相关, 稳健和准确的信道估计算法能够提高信号检测的准确率。OTFS 信道估计的主要目标是获取信道的时频响应或时延-多普勒参数。早期, Murali 等^[35]通过将匹配滤波的方法应用于 OTFS 实现了对信道时频响应的获取, 但这种方法的复杂度比较高, 没有充分利用 OTFS 中引入的 DD 域特有的性质。由图 1 可知, 信道能够在时域、TF 域和 DD 域之间进行等效变换, 并在不同域表现出不同的性质。Wei 等^[36]分析指出 DD 域等效信道表现出了良好的稀疏性、稳定性等, 充分利用这些性能有助于降低信道估计算法的复杂度。Raviteja 等^[21]对 DD 域信道估计展开了深入研究, 通过分析信号在 DD 域信道的响应关系, 提出了多种面向 OTFS 的 DD 域信道估计方法。

本文旨在通过梳理面向 OTFS 的 DD 域信道估计相关研究, 总结当前 DD 域信道估计依然存在的难题, 并提出潜在的解决方案。

1 OTFS 原理

本节首先介绍 OTFS 的调制与解调原理^[20,36]及其具体实现, 并分析 OTFS 与 OFDM 之间的差异^[37]; 然后介绍 OTFS 系统中可能出现的分数多普勒现象及其原因^[38]; 最后介绍 DD 域等效信道的性质^[36]及其信号输入输出关系^[38]。

1.1 OTFS 中的变换

图 2 为 OTFS 信号调制过程。由图 2 可知, OTFS 将待发送数据符号 $x[k, l](0 \leq k \leq N, 0 \leq l \leq M)$ 映射到含 $M \times N(M, N \in \mathbb{N}^+)$ 个发送单元的二维 DD 域平面, 其中, M 和 N 分别表示时延维度和多普勒维度发送单元的数量, 每个发送单元的大小 τ_0 和 ν_0 分别称为时延分辨率和多普勒分辨率。然后对 $x[k, l]$ 进行 ISFFT。ISFFT 是一个二维变换, 能够同时将时延域变换到频率域、将多普勒域变换到时间域。通过 ISFFT, DD 域信号 $x[k, l]$ 被变换到了 TF 域, 从而得到对应的 TF 域信号 $X[n, m](0 \leq n \leq N, 0 \leq m \leq M)$ 。

对应地, TF 域平面同样含 $M \times N(M, N \in \mathbb{N}^+)$ 个发送单元, 此时 M 和 N 分别对应频率维度和时间维度发送单元的数量, 每个发送单元的大小 T 和 Δf 与实际传输系统中的物理资源相对应, 分别为符号持续长度和子载波间隔, 为了保证子载波间的

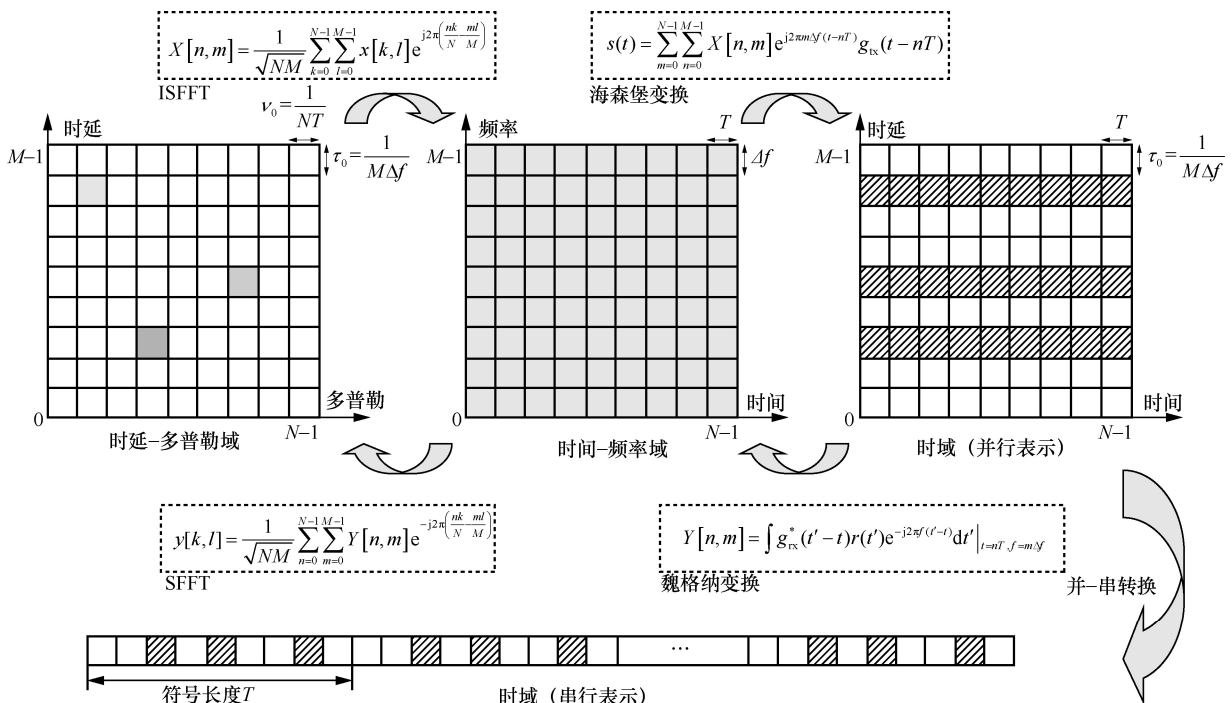


图 2 OTFS 信号调制过程

正交关系, 需要满足 $T\Delta f = 1$ 。由此, 可得一个 OTFS 数据帧的帧长为 $T_f = NT$, 频带宽度为 $B = M\Delta f$ 。

由 ISFFT 关系可得, DD 域发送单元大小与 TF 域发送单元大小满足 $\tau_0 = \frac{1}{B}$ 和 $\nu_0 = \frac{1}{T_f}$ 的转换关系。

由于 TF 域发送单元意义与实际系统中可分配的物理资源意义相对应, 因此在进行 OTFS 系统设计时, 要保证 TF 域发送单元和信道参数之间满足数据帧长 T_f 小于信道相干时间 T_d , 频带宽度 B 小于信道相干频率 B_d 。假设信道的最大时延为 τ_{\max} , 最大多普勒为 ν_{\max} , 推导可得 OTFS 系统的参数设计原则为 $N < \frac{1}{T\nu_{\max}}$ 和 $M < \frac{1}{\Delta f\tau_{\max}}$ 。

经过 ISFFT 后, TF 域信号 $X[n, m]$ 进一步通过海森堡变换调制器变换为时域连续的发送信号 $s(t)$ 。海森堡变换调制器由多载波调制模块和脉冲成形模块构成^[39]。首先对 TF 域信号 $X[n, m]$ 进行多载波调制, 海森堡变换中的多载波调制是快速傅里叶逆变换 (IFFT, inverse finite Fourier transform) 的一种泛化形式, 能够同时对 TF 域信号时间维度的 N 组子载波进行 M 点 IFFT。然后对多载波调制后的信号进行脉冲成形即可得到对应的时域连续的发送信号 $s(t)$ 。

在接收端, OTFS 系统进行信号解调时, 首先通过魏格纳变换解调器完成对接收信号的多载波解调。然后通过 SFFT 将 TF 域符号变换到 DD 域。魏格纳变换解调器由多载波解调和采样构成^[39]。通过对时域接收信号 $r(t)$ 进行匹配滤波^[20]和多载波解调, 再以 T 为周期、 Δf 为频率间隔对其进行二维采样, 得到 TF 域符号。最后通过 SFFT 将 TF 域信号变换为 DD 域信号。SFFT 是 ISFFT 的逆变换, 能够同时将频率域变换到时延域、将时间域变换到多普勒域, 从而完成接收信号从 TF 域向 DD 域的变换。

由图 2 可知, OTFS 与 OFDM 信号调制存在两大差异。一方面, OFDM 信号调制流程面向一维信号, 其首先通过将数据符号映射到频域的不同子载波上得到一维频域信号, 再利用 IFFT 将一维频域信号变换为时域信号进行传输; 而 OTFS 信号调制流程则面向二维信号, ISFFT/SFFT 和海森堡变换/魏格纳变换均为二维变换。另一方面, OFDM 的调制过程仅涉及时域和频域间的转换, 而 OTFS 则引

入了新的时延-多普勒域。但在 OTFS 中, TF 域和时域间的变换过程是可以通过将海森堡变换/魏格纳变换特殊化为 IFFT/FFT 实现的。可见, OTFS 与 OFDM 调制技术是兼容的, 在 OFDM 系统的发送端部署 ISFFT 处理模块并在接收端部署 SFFT 处理模块即可将 OFDM 系统升级为 OTFS 系统。

1.2 分数多普勒问题

当 OTFS 系统参数不满足 $N < \frac{1}{T\nu_{\max}}$ 和 $M < \frac{1}{\Delta f\tau_{\max}}$ 时, OTFS 系统可能出现分数多普勒现象, 对应的 OTFS 系统称为分数多普勒系统。在分数多普勒系统中, DD 域信号会在多普勒维度出现严重串扰, 增加信号检测的难度, 并造成传输性能下降。目前, 有研究通过适当检测算法^[38]或加窗^[40]等方法来改善分数多普勒现象造成的性能下降问题。本节介绍分数多普勒现象的成因。

根据上述内容, OTFS 接收机进行信号解调时, 最小处理单位是一个完整的 OTFS 数据帧。当帧长较大时, OTFS 系统等待接收一个完整数据帧会造成额外的等待时延。为了控制等待时延, 必须限制 OTFS 数据帧的帧长 T_f , 而 DD 域发送单元的多普勒分辨率会因 T_f 的减小而降低 (分辨率数值增大意味着分辨率降低)。

定义信号传输路径的多普勒频偏值按 OTFS 系统多普勒分辨率量化值的绝对值为多普勒系数, 因此可根据各路径的最大多普勒频偏值计算得到对应信道的最大多普勒系数。当多普勒分辨率数值足够高时, 信道中各路径的多普勒系数能够以可接受的误差近似为整数; 但当系统的多普勒分辨率不够高时, 部分信号传输路径的多普勒系数无法以可接受的误差近似为整数, 从而出现分数多普勒现象。

类似地, 信号传输路径的时延系数定义为该路径时延按 OTFS 系统时延分辨率的量化值。在部分窄带通信系统 (一般认为信号带宽小于 4 MHz^[41]) 中, OTFS 数据帧的带宽受限, 可能存在部分路径的时延系数无法在可接受的误差范围内近似为整数, 这种现象称为分数时延现象, 对应的 OTFS 系统则称为分数时延系统, 其信号在时延域存在严重串扰。当前 OTFS 研究主要基于宽带通信系统展开, 因此多数情况下会忽略分数时延问题, 即所有信号传输路径的时延系数均近似为整数。

1.3 DD 域等效信道

由图 2 可知, DD 域信号被变换到时域, 并在时域信道完成传输。从信道的角度来看, 上述过程可以看作 DD 域信号直接通过 DD 域等效信道^[36]进行传输, 其中, DD 域等效信道是信道在 DD 域的等效表达形式, 能够反映无线信道的底层物理特性。由于通信环境中各反射体会造成信号沿不同路径以一定时延和多普勒频偏到达接收端, 而 DD 域等效信道响应脉冲即对应该通信环境下不同信号传输路径的时延-多普勒响应, 因此信道响应脉冲的位置能够直接表征不同信号传输路径的时延和多普勒频偏, 其幅值则表征衰落系数。

Wei 等^[36]对 DD 域等效信道的性质进行了研究, 指出 DD 域等效信道具有良好的稀疏性、可分辨性、紧致性和稳定性。由于一般通信环境中信号反射体的数量是有限的, 且不同信号传输路径的时延和多普勒频偏值是离散的, 存在明显差异, 赋予了 DD 域等效信道良好的稀疏性和可分性。另外, 各信号传输路径对应的时延和多普勒频偏均为有限值, 即存在上限, 使对应信道脉冲均位于 DD 域平面的有限范围内, 赋予了 DD 域等效信道良好的紧致性。DD 域等效信道的稳定性表现在只有信号反射体相对移动速度或它对应的信号传输路径长度发生剧烈变化时, DD 域等效信道才会有明显变化。如图 3 所示, 在短暂的时间 Δt 内, 当不同信号传输路径对应的时延、多普勒频偏发生微小变化时, DD 域等效信道脉冲的波动要明显小于 TF 域信道, 具有更强的稳定性, 因此, 一般情况下可以假

设在一个数据帧传输时间内, DD 域等效信道的各项参数, 包括路径数、衰落系数、时延、多普勒频偏等, 都是不变的。上述特性使 DD 域信道估计和信号检测复杂度明显低于 TF 域。

Raviteja 等^[38]推导了 DD 域等效信道的响应关系。如图 4(a)所示, 在 DD 域等效信道下, 非分数多普勒系统的响应关系为 DD 域发送信号与 DD 域等效信道的时延-多普勒响应脉冲进行卷积运算, 得到对应的 DD 域接收信号, 可以观察到 DD 域信号的衰落和延展叠加。由于信号的延展叠加, 接收端需要通过适当的信道估计算法获取信道信息, 从而对接收信号进行均衡或符号检测以恢复数据。

如图 4(b)所示, 在分数多普勒系统中, 数据符号在时延维度的延展规律与非分数多普勒系统相同, 在多普勒维度则会出现严重的串扰。DD 域信号的延展信号功率在多普勒系数整数部分对应的位置达到最大, 并沿多普勒维度远离该位置的方向逐渐减小。在进行信号处理时, 为了降低计算复杂度, 可近似认为多普勒串扰仅出现在多普勒频偏量化值整数部分对应位置两边的有限范围内, 其范围大小可以根据可接受的误差范围确定。

2 OTFS 信道估计

由上述 DD 域等效信道的响应关系可知, DD 域信号的延展位置反映了信道中信号传输路径的数量及对应的时延、多普勒频偏, 其衰落信息则可用于估计对应路径的衰落系数。因此, 通过在发送信号中合理插频, 接收端可以基于导频信号的原始

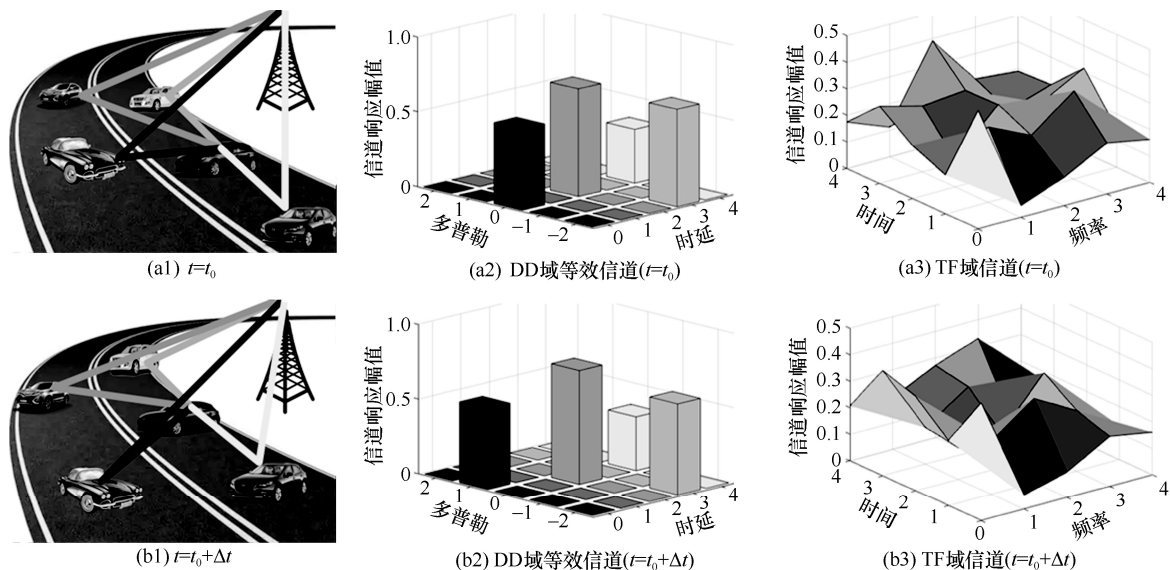


图3 DD 域等效信道稳定性示意

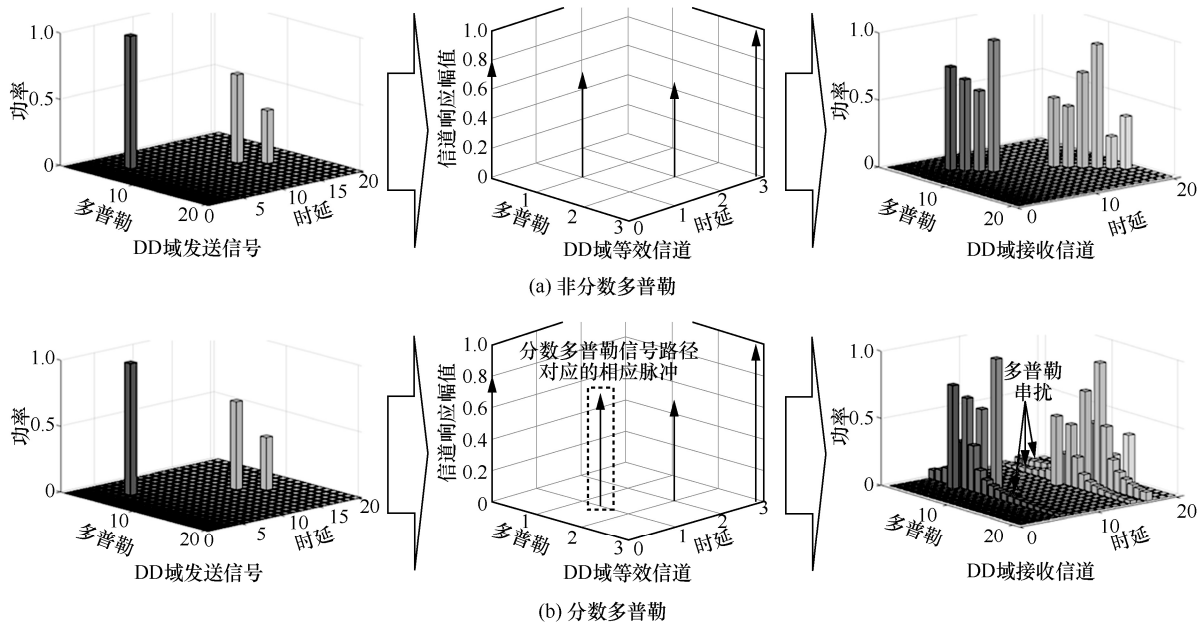


图 4 DD 域等效信道响应关系

信息与接收到的导频信号完成信道估计。由于数据信号延展以及信道白噪声会对导频信号造成干扰，因此精准地完成导频信息识别是信道估计的关键。

Raviteja 等^[21]提出了基于保护带的信道估计方法，通过将导频所在的 DD 域发送单元周围区域置为空白保护带，不传输任何数据符号，可以避免导频与数据符号间的干扰。该方法实现简单，复杂度低，但其代价是保护带的引入降低了资源的利用率。为此，Yuan 等^[42]提出了基于干扰消除的信道估计方法，通过将导频符号与数据符号叠加置于发送单元中并取消保护带，达到提高资源利用率的目的，但后续需要通过干扰消除算法来提高信道估计

性能。另外，也有学者通过引入经典的统计方法或数学模型完成信道估计。本节分别对上述 3 类方法进行介绍和分析，令 k_v 和 l_t 分别表示信道最大多普勒系数和最大时延系数， k_p 和 l_p 分别表示导频位置对应的多普勒系数和时延系数。

2.1 基于保护带的 DD 域信道估计方法

在基于保护带的 DD 域信道估计方法中，理论上只需要一个导频符号即可估计信道，其导频放置模式如图 5(a)所示，导频可安插在 DD 域数据帧的任意位置 (k_p, l_p) 。导频符号周围的空白保护带需要保证数据符号和导频符号的延展信号不会彼此干扰，因此保护带的长宽需要依据 k_v 和 l_t 来确定。由于时间的单向

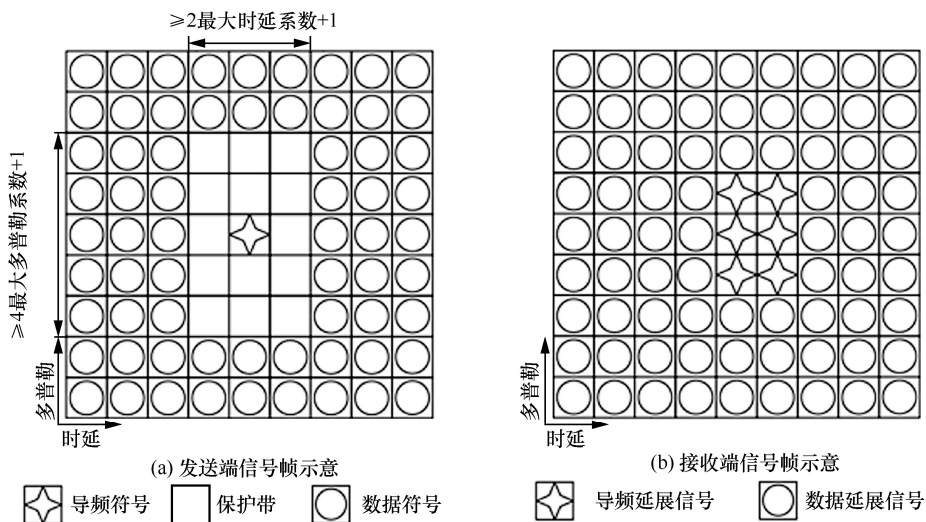


图 5 基于保护带的导频模式

性和相对速度的双向性（相向或相离），DD 域信号在时延维度 $0 \sim \tau_{\max}$ 单向延展，在多普勒维度 $-v_{\max} \sim v_{\max}$ 双向延展。因此，在时延维度，导频符号和数据符号的间距需要大于或等于最大时延系数；而在多普勒维度，其间距则需要大于或等于最大多普勒系数的 2 倍，据此可得图 5(a) 中保护带的设置规则。

数据帧经信道传输后，其中的导频符号在 $(0 \sim l_{\tau}, -k_v \sim k_v)$ 范围内出现延展分量。接收端 DD 域数据帧如图 5(b) 所示，其中，导频延展信号区域用于完成信道估计，数据延展信号区域用于完成信号检测。接收端导频延展信号区域内的数据可以表示为

$$y[k, l] = b[k - k_p, l - l_p] \cdot \hat{h}[k - k_p, l - l_p] x_p + v[k, l] \quad (1)$$

其中， $b[k - k_p, l - l_p] = 1$ 表示存在一条时延系数为 $l - l_p$ 、多普勒系数为 $k - k_p$ 的传输路径，否则表示不存在相应路径； $v[k, l]$ 表示 DD 域加性白高斯噪声。由于 $v[k, l]$ 的影响，常采用设置功率门限 \mathcal{T} 的办法估计信道区域内存在导频偏移量的资源格位置， \mathcal{T} 的取值需要综合考虑白噪声功率和导频功率。如果信号功率大于阈值 \mathcal{T} ，则认为该位置对应存在一条通信路径，根据位置信息与导频位置可以估计得到相应的时延、多普勒估计值，而信道衰落系数可根据接收信号与导频功率计算得到；否则，判定该位置不存在对应路径。

在分数多普勒系统中，导频符号在多普勒维度会延展覆盖所有发送单元，为此上述导频模式可被扩展为全保护带和部分保护带 2 种导频模式，如图 6 所示，其参数估计方式与上述门限判别法相同。

全保护带模式能够完全避免数据符号与导频符号之间的干扰，而部分保护带模式下导频符号会对多普勒维度两端的数据符号造成一定干扰，降低后续信号检测的性能，但部分保护带模式的开销更低。由于基于保护带的信道估计方法默认信号传输路径的多普勒系数为整数，因此在分数多普勒系统中的估计值与实际值有较大误差，性能较差。

上述信道估计方法^[21]是基于单导频展开的，在白噪声严重或衰落严重的信道中，可能出现路径漏检、衰落系数误差过大的情况。为了进一步提升信道估计的性能，文献[43]提出了基于保护带的多导频信道估计方法，通过在 DD 域信号中插入多个导频，并在每个导频周围都设置保护带，从而可以综合考虑多个导频的估计信息来提升信道估计准确性。但当前 DD 域分集机理尚未明晰，且多导频的设置会造成资源利用率下降，因此，最优的多导频模式的设计仍需进一步研究，从而以更小的开销获得最大分集增益。

文献[25]进一步考虑了 MIMO 系统，提出了基于保护带的 MIMO-OTFS 信道估计方案。由于不同发送天线与不同接收天线间信号传输路径的信道参数都是不同的，需要独立估计，因此每个发送天线对应的数据帧内均需要插入导频和保护带，如图 7 所示，使接收机可以根据数据帧内不同导频的延展信号估计对应的信道参数。考虑到不同发送信号会在接收机上叠加，为了避免其中的导频延展信号相互干扰，需要各发送数据帧为彼此预留保护带，以保证接收机能够清晰地分辨来自不同数据帧的导频延展信号。因此，当发送端天线数量比较大时，该算法的开销是比较大的。

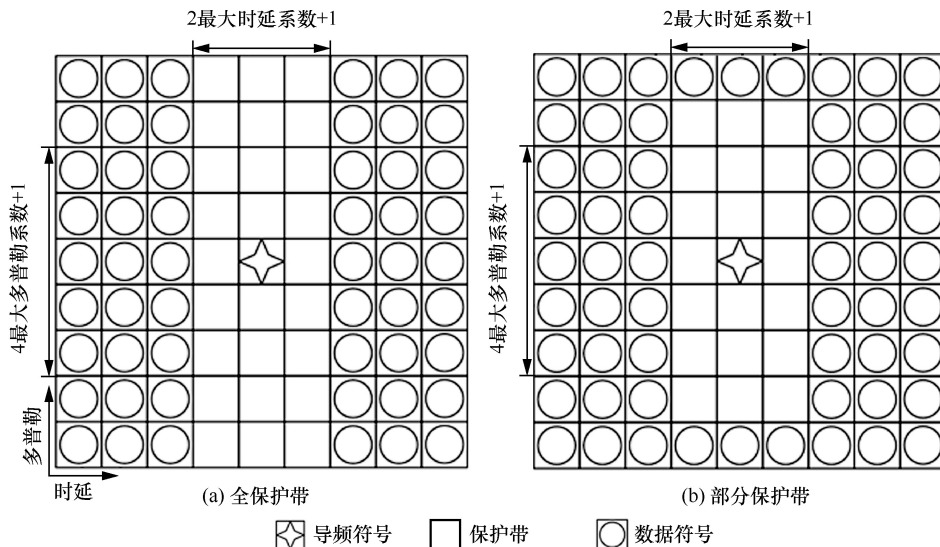
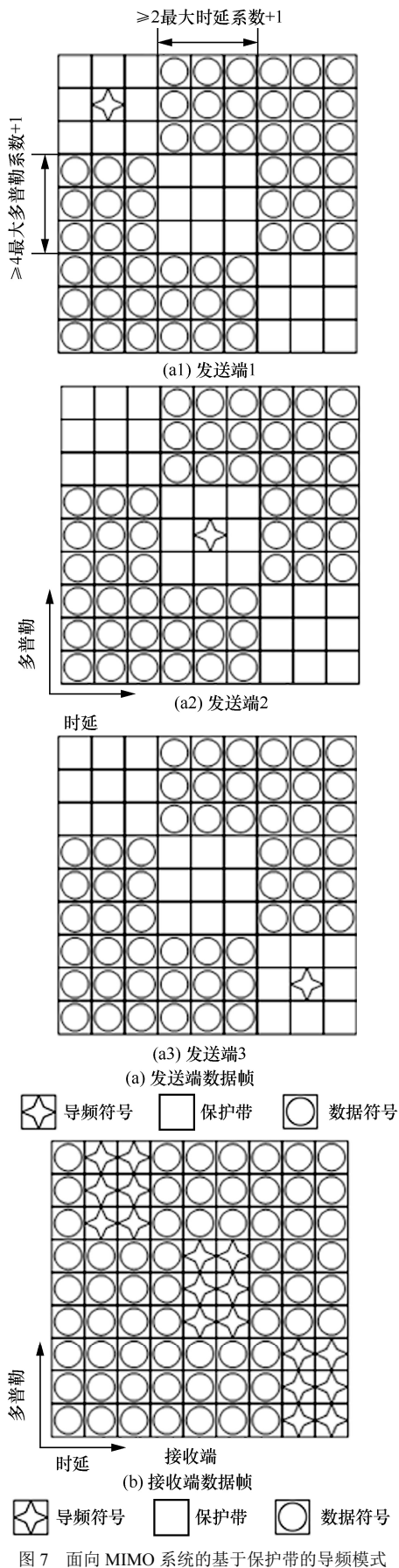


图 6 基于保护带的导频模式（分数多普勒系统）



2.2 基于干扰消除的 DD 域信道估计

基于保护带的信道估计方法简单、易实现，但其数据帧内的保护带造成了较大的系统开销。文献[42]提出了基于干扰消除的信道估计方法，其数据帧内的导频符号叠加放置于数据符号上，并取消了保护带，如图 8 所示，从而降低了信道估计引入的开销。

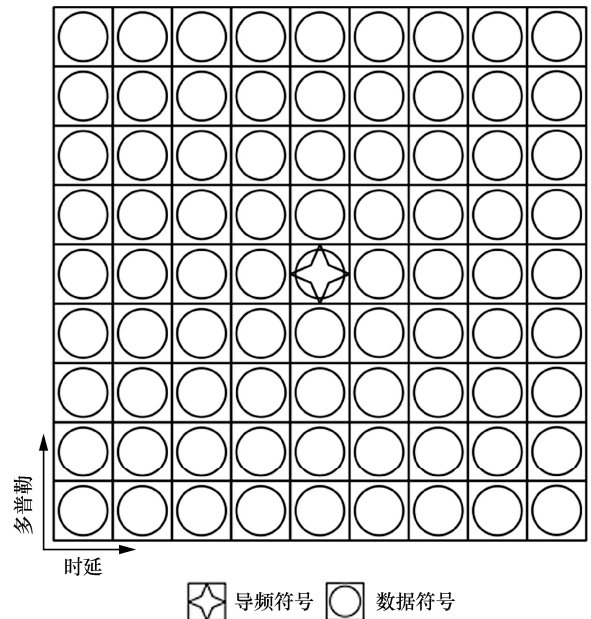


图 8 导频符号与数据符号叠加放置的导频模式

在基于干扰消除的迭代式信道估计方法中，数据延展信号被视为对导频延展信号的干扰，以下简称数据干扰。该方法的实现流程可以划分为粗信道估计和迭代干扰消除 2 个阶段，如图 9 所示。在该方法中，导频信号功率通常设置为数据符号功率的 10 倍以上，以保证接收端能够基于接收信号和判别门限判别出导频延展信号的位置。

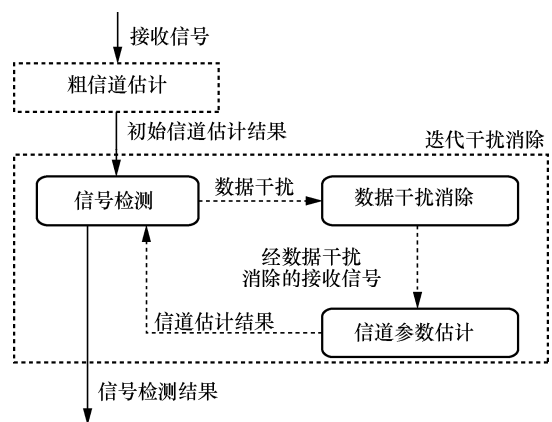


图 9 基于干扰消除的信道估计方法流程

根据理论分析,接收端符号 $y[k,l]$ 所受到的数据干扰 $\mathcal{I}_{k,l}$ 可以通过分析延展至 (k,l) 位置的数据符号所得,即

$$\mathcal{I}_{k,l} = \sum_{i=1}^P h_i x \left[\left[k - k_{v_i} \right]_N, \left[l - l_{\tau_i} \right]_M \right] e^{-j2\pi \frac{k_{v_i} l_{\tau_i}}{NM}} \quad (2)$$

根据式(2)能够计算得到对应干扰能量值的期望 $\mathbb{E} \left\{ \left| \mathcal{I}_{k,l} \right|^2 \right\}$ 。令 E_s 表示发送端发送符号的能量,当假设不同信号传播路径相互独立,且信道系数 h_i 是归一化时,干扰能量值可以化简为 $\mathbb{E} \left\{ \left| \mathcal{I}_{k,l} \right|^2 \right\} = E_s$ 。

当进行信道估计时,接收机首先通过联合考虑数据符号能量 E_s 和白噪声能量 N_0 , 设定导频延展信号脉冲的初始判别门限 \mathcal{T} 。在粗信道估计阶段,接收机根据初始判别门限,对导频信号延展脉冲进行初步识别和对应参数的粗估计,当信号功率值大于判别门限 \mathcal{T} 时,认为该位置对应存在一条通信路径,根据位置信息与导频位置可以估计得到相应的时延和多普勒估计值,而信道衰落系数 \hat{h}_w 可根据接收信号与导频功率计算得到;否则,判定该位置不存在对应路径。

基于初步的信道估计结果 \hat{h}_w ,接收机能够对接接收信号进行信号检测,得到初步信道估计结果 $\hat{x}[k,l]$ 。由于数据延展信号被视为导频的数据干扰,接收机可以根据已有信道估计信息 \hat{h}_w 和信号检测结果 $\hat{x}[k,l]$ 完成数据干扰消除,从而得到受干扰程度较低的导频延展信号。

由于噪声的影响,数据干扰消除通常是不完美的,但可以通过迭代上述过程不断提升信道估计和信号检测的精度,从而得到更加准确的信道估计结果。文献[42]通过仿真实验证明了迭代次数能够提升基于干扰消除的信道估计方法的性能,并与基于保护带的信道估计方法^[21]性能进行了对比,其结果如图 10 所示。

采用的仿真参数如下,星座调制采用四相移相键控; $N=30, M=128$; 考虑 4 径传输信道,每条路径对应的信道系数服从均值为 0 的复高斯分布,时延索引和多普勒索引分别在取值范围内随机取值,最大时延索引和最大多普勒索引分别为 10 和 5。相较于基于保护带的信道估计方法^[21],基于干扰消除的信道估计方法^[42]能够提高约 13%的资源利用率。当迭代次数达到 3 时,2 种方法的性能十分接近。

另外,文献[42]还指出,当信噪比为 10 dB、接收机采用和积算法 (SPA, sum-product algorithm)^[44] 作为信号检测算法时,通过迭代执行上述步骤 2~3 轮,信道估计的归一化均方误差能够从 10^{-2} 降低到 10^{-3} 以下。文献[45-46]考虑了一种稳定型信道,即各信号传输路径对应的时延系数和多普勒系数在多个连续的数据帧传输时间内都是固定不变的,而衰落系数依然是快速变化的。因此,对于多个连续的 OTFS 数据帧,只需在第一帧对时延系数和多普勒系数进行估计,而对衰落系数则需要逐帧估计。因此文献[45]提出了超级数据帧 (SF, super frame) 的概念,每个 SF 由多个连续 OTFS 数据帧构成,其中,首个 OTFS 数据帧采用如图 4(a)所示的导频模式,用于估计每个 SF 内所有数据帧所经历信道的信号传输路径数量及对应的时延系数、多普勒系数等参数。OTFS 数据帧结构采用的导频模式如图 11(a)所示。由于不需要保护带且导频不独占发送单元,因此具有资源利用率高的优势。另外,由于所有发送单元均叠加上数据符号和导频符号,可以通过对数据符号和导频符号进行功率控制,保证各 DD 域发送单元的信号功率相同,有效降低了 PAPR。当进行信道估计时,将数据符号视作对导频符号的干扰,通过最小均方误差 (MMSE, minimum mean square error) 原则实现初步的信道系数估计,再结合消息传递 (MP, message passing) 信号检测算法^[38]完成数据符号检测,可有效消除数据符号对导频符号的干扰。迭代上述过程,可以得到更加准确的信道估计结果。实验结果^[45]表明,该方法在信噪比为 10 dB 的信道中,迭代上述信道估计、MP 信号检测算法^[38]过程 3 次之后的误比特率可以逼近 10^{-4} 。

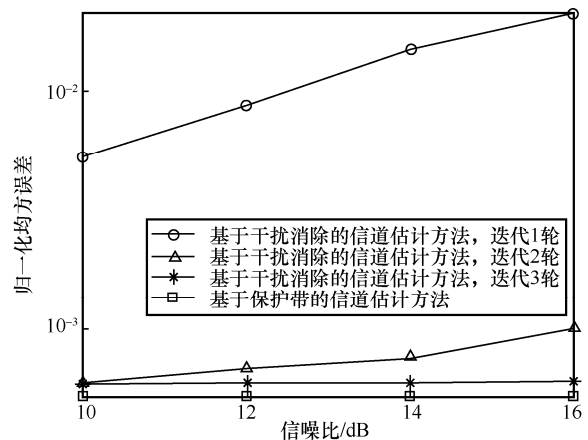


图 10 2 种信道估计方法的性能对比

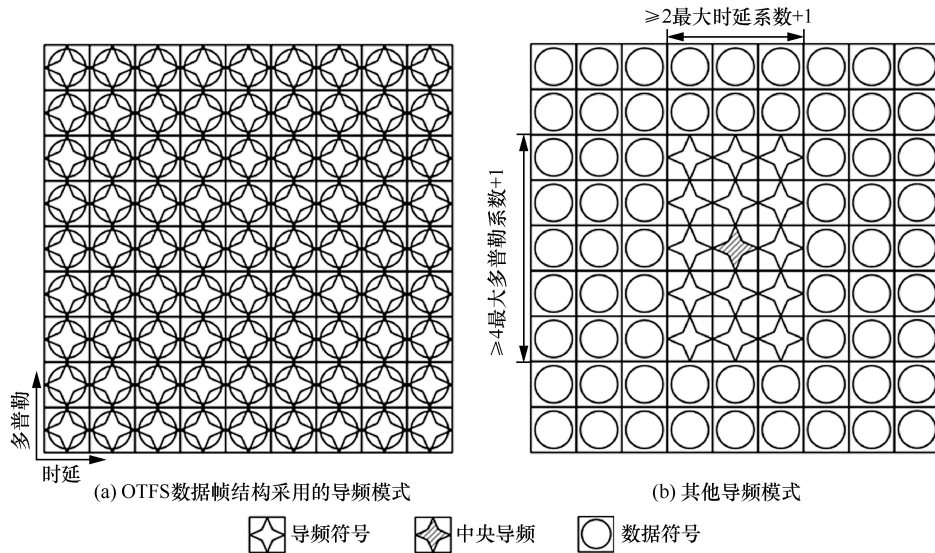


图 11 不同的导频模式

文献[46]通过数值仿真验证了部分导频模式^[21,25,42-43]下导频的高功率会提高 OTFS 信号的 PAPR，通过增加导频符号数量并降低导频功率，能够在保证信道估计性能的同时降低信号 PAPR，据此提出了如图 11(b)所示的导频模式，其中，导频符号与数据符号的功率相同，导频块大小由信道最大时延系数和最大多普勒系数确定，以保证中央导频符号与数据符号之间无相互干扰。为了完成对衰落系数的估计，基于贝叶斯后验概率公式和导频延展信号推导得到了衰落系数与噪声功率的联合概率密度函数，证明了衰落系数服从以噪声功率为条件的高斯分布，即衰落系数均值、方差的取值受噪声功率值的影响。由于理论上无法根据接收信号同时确定衰落系数的分布参数和噪声功率，因此可利用期望最大化 (EM, expectation maximization) 原则对上述参数进行取值，从而完成信道衰落系数的估计。

2.3 其他 DD 域信道估计方法

此外，还有研究针对相对更加复杂的系统模型，如分数多普勒系统、分数时延系统、信号传输路径数量未知的系统和连续多普勒延展信道等，通过引入最大似然法、贝叶斯方法、压缩感知算法、降维法等来辅助完成信道估计。

面向分数多普勒系统，文献[47]将 DD 域信道建模为具有块结构特征的稀疏矩阵，从而将信道估计问题转化为结构化稀疏信号求解问题，并基于其因子结构图表达，通过 MP 检测算法完成对信道分数多普勒系数、衰落系数等参数的求解。基于贝叶斯方法将各信道参数的联合条件概率分布转化为

多个联合概率分布函数或独立概率分布函数的运算表达式，其中，各概率分布函数对应因子图的各层系数。当进行参数估计时，首先通过可变信息传递算法^[48]对第一层参数概率分布进行修正，再基于置信传递算法^[44]将前置参数概率信息传递到后置位，从而修正后置位的参数概率公式，最后通过双向迭代执行置信传递算法至迭代轮次上限，能够有效提高各层参数概率分布式的估计精度，从而确定不同参数的概率分布函数，得到信道参数。另外，文献[49]面向分数多普勒系统提出了一种节省导频资源的脉冲匹配滤波信道估计算法，该算法首先使用数据与导频联合成帧的嵌入式辅助导频方法获得等效信道的估计，然后通过互相关匹配滤波估计出各路径信道状态信息，尽管本文认为这种帧结构能够减少导频对资源的占用，但其结构与图 6 是相同的，因此资源利用率依然比较低。此外，文献[49]通过对 OTFS 信号加窗减少了窗口响应主瓣的整数样点数量并降低旁瓣电平，有效改善了等效信道多普勒响应函数的自相关特性，从而降低了其他符号及噪声对估计符号的干扰。

在同时存在分数多普勒和分数时延的 OTFS 系统中，信号在多普勒维度和时延维度都存在严重串扰，其信道估计需要考虑到多普勒系数和时延系数的分数部分。为了估分数部分的数值，文献[50-51]提出了基于偏格的信道估计方法，偏格即信道响应脉冲偏离整数格点的距离，与前述系数的分数部分相对应。文献[50]所提的二维偏格法理想化假设所有信号传输路径对应的多普勒系数的偏格是相同

的, 局限性较大。为了突破二维偏格法的局限性, 文献[51]提出了偏格稀疏贝叶斯干扰 (OGSBI, off grid sparse Bayesian inference) 估计方法。信道分解理论^[38]表明, 时延维度与多普勒维度存在正交关系, 因此 DD 域等效信道能够分解为时延等效信道和多普勒等效信道的乘积形式。据此, 文献[51]证明了信号在时延维度和多普勒维度的串扰是相互独立的, 因此可以通过将发送信号分别与时延等效信道和多普勒等效信道合并, 得到发送信号与时延等效信道和多普勒等效信道的运算关系。进一步地, 文献[51]证明了时延等效信道和多普勒等效信道的时延和多普勒系数均符合条件复高斯分布, 并推导得到其均值矩阵、协方差矩阵表达式, 可根据最大概率 (MP, maximum probability) 原则确定均值、方差, 完成信道估计。最后, 接收端以加权平均的方式将时延等效信道和多普勒等效信道的参数估计结果进行合并, 得到最终的 DD 域信道估计结果。

在部分场景下, 信道中的信号传输路径数量是未知的。为了完成信道估计, 文献[52]将 DD 域信道估计问题建模为压缩感知求解问题, 充分利用了 DD 域等效信道良好的稀疏性以及不同路径衰落系数近似互不相关的性质, 面向 OTFS 系统的上行信道提出了基于正交匹配跟踪 (OMP, orthogonal matching pursuit)^[53]和子空间追踪 (SP, subspace pursuit)^[54]的信道估计算法。压缩感知算法能够通过一个观测矩阵将满足稀疏性和不相关性的高维信号投影到一个低维空间上, 然后通过适当的求解方法, 如 OMP 算法、SP 算法等, 从少量的投影中以最大的概率完成原信号重构。文献[52]将 DD 域输入输出关系表示为矩阵形式, 其中, 导频信号矩阵对应压缩感知算法中的观测矩阵, DD 域等效信道矩阵对应待求解高维信号, 接收信号矩阵对应 DD 域信道矩阵的低维化投影结果。值得注意的是, DD 域信道矩阵与接收信号矩阵均为一维向量, 其长度对应压缩感知算法中的信号维数, 因此 DD 域信道矩阵与接收信号矩阵的维数是相等的, 但这并不影响压缩感知算法的实现。为了完成对待估信道的求解, 文献[52]分别提出了基于 OMP 算法和 SP 算法的信道估计方法。OMP 压缩感知求解算法采用了贪婪思想, 通过迭代循环来寻找发送信号与接收信号相关性最高的维度, 并以此反推信道估计结果, 对稀疏性一般的 DD 域信道依然能够有比较好的估计结果。另一方面, SP 算法需要以信

道中的信号传输路径数量作为先验信息, 但路径数往往是未知的, 因此文献[52]提出了基于改进型 SP (MSP, modified SP) 算法的压缩感知求解信道估计算法, 能够在信号传输路径数量未知的情况下完成信道估计。相较于 OMP 算法, MSP 算法对信道稀疏性有更高要求, 对高稀疏性信道的估计性能更好。此外, 文献[55]指出在基于 OMP 的压缩感知信道估计方法中可以通过对 OTFS 调制符号进行相位旋转, 增加差分矩阵的秩, 从而提升 OTFS 系统的分集阶数, 进而降低噪声的干扰。

连续多普勒延展信道 (CDSC, continuous-Doppler-spread channel), 如交通工具密集地区的车物连接 (V2X, vehicle to everything) 信道^[56]是一种特殊的信道模型, 其信道系数可能在一个 OTFS 数据帧传输时间内发生显著变化, 从而导致各路径对应的信道响应脉冲在多普勒维度上发生延展, 成为一系列相互关联的子脉冲。由于 CDSC 内传输路径数量大, 对应信号传输路径数量多, 因此其信道呈现出连续态, 稀疏性较差, 如图 12 所示。文献[57]认为已有信道估计方法无法追踪一个数据帧传输时间内信道参数的变化, 从而造成严重的估计误差, 为此将信道估计的时间精度从上述方法对应的 T_i 缩小为 T 。一个 OTFS 数据帧对应的时域信号包括 N 组时长之和为 T 的符号, 每组符号包括 M 个时长为 τ_0 的符号, 文献[57]假设时域上一组 M 个符号经历相同的多普勒频偏和衰落参数。基于上述假设, 文献[57]将 DD 域信道估计的时间跨度从 NT 缩减为 T , 并证明了 CDSC 信道估计问题包含 LMN 个待估衰落系数 (L 表示最大时延扩展), 计算量过高, 可能造成较大的处理时延。为此, 文献[57]提出了基于低维子空间的最小线性均方误差信道估计方法, 利用 CDSC 信道内各响应脉冲对应多普勒参数间的关联关系, 通过一系列域变换操作将 M 维多普勒信道 (以下称为原信道) 变换为 K ($<M$) 维子空间低维信道 (以下称为子信道), 从而将 LMN 个原信道参数映射为 KL 个子信道参数。完成子信道参数估计后, 可通过逆变换操作将其映射变换为 LMN 个原信道参数, 这样的操作能够大幅降低信道估计带来的计算量。在 CDSC 信道下的实验结果^[57]表明, 256QAM 调制的 OTFS 通信系统中, 基于低维子空间变换的信道估计方法与完美信道估计方法的性能约有 3 dB 的差距。

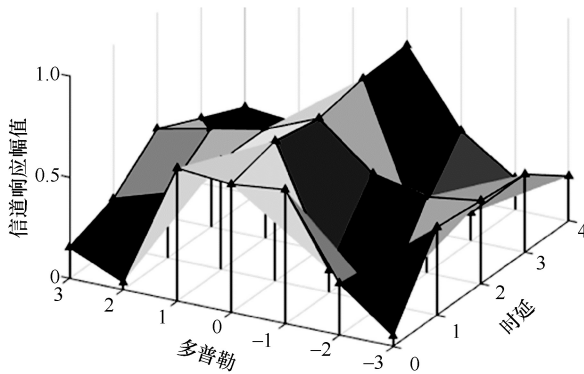


图 12 连续多普勒延展信道响应示意

2.4 DD 域信道估计方法总结

综上所述, 基于保护带的信道估计方法具有简单、易实现的优点, 但其开销比较大, 因此目前 DD 域信道估计的主流趋势是取消保护带, 将导频符号叠加在数据符号上, 并结合适当的干扰消除方法或经典数学方法来获取导频延展信息, 但目前 DD 域信道估计还面临着理论以及实际条件约束等多方面的挑战。

首先, 当前 DD 域信道估计研究的主流思想是通过在 DD 域插入导频, 接收端通过适当方法识别导频信息完成对信道参数的估计。由于 DD 域数据能够获得时频全分集, 多数研究仅在 DD 域插入一个导频完成信道估计, OTFS 的时频全分集理论已经得到了深入研究^[22-23]。由 ISFFT 原理可知, DD 域平面不同位置的信号向 TF 域进行映射变换时的变换核是不同的, 在不同位置插入导频可以获得多个信道信息备份, 因此文献[43]提出在 DD 域上插入多个导频以获得 DD 域分集, 从而提高信道估计性能。但当前 DD 域分集机理尚未明晰, 如何设置 DD 域导频的数量和位置, 以获得全面的信道信息并改善 PAPR 等问题, 还有待进一步研究。

其次, 当前大多数研究都基于一些理想假设, 对双选择信道进行了简化, 因此所提出的信道估计方法在实际系统和通信环境下面临着很多挑战, 如分数多普勒系统^[38]、CDSC 信道^[57]等。如 1.2 节所述, 分数多普勒会造成多普勒串扰, 使导频延展至整个多普勒维度, 如果不采用图 5 所示的导频模式, 则一定会造成导频与数据符号在多普勒维度的严重干扰。但图 5 所示的导频模式开销大, 因此, 面向分数多普勒的信道估计依然有待进一步研究。另外, 在 V2X^[56]等信号反射体相对密集且高速移动的 CDSC 信道中, 多普勒偏移谱图为连续状态, DD 域等效信道稀疏性衰退, 如图 12 所示。目前, 仅

有文献[57]对 CDSC 进行了初步研究并提出了相应的信道估计方法, 但其仅实现了单个符号长度 T 的信道估计精度, 尚未实现时域信号单个符号长度 τ 的信道估计精度, 方法性能有待提升, 因此面向 CDSC 的信道估计问题仍需进一步深入研究。

另外, 智能算法近年来发展迅速, 机器学习、深度学习等方法能够基于训练好的模型快速完成对目标的识别、判断、归类, 并已应用到多个领域。在 OTFS 系统中, 已经有研究基于深度学习完成 DD 域信号检测^[33], 能够以更低的算法复杂度实现优于 MP 算法的检测效果。相较于 2.1~2.3 节介绍的信道估计方法, 智能算法可通过 DD 域信号数据集对模型进行训练, 提高识别导频延展脉冲的准确度, 然后利用已有模型对接收信号中的导频信息进行识别, 完成信道参数的估计, 从而发挥其低复杂度的优势, 以更低的处理时延完成复杂场景下的信道估计。

3 结束语

为了应对高移动性对 6G 移动通信系统造成的巨大挑战, Hadani 等^[20]提出了 OTFS 调制方案。OTFS 在双选择性信道中的通信性能显著优于 OFDM。信道估计是 OTFS 系统的关键技术之一。OTFS 本质上是一种 DD 域通信方式, 得益于 DD 域等效信道良好的稀疏性、可分辨性、紧致性和稳定性, 目前面向 OTFS 的信道估计方法主要在 DD 域完成。相较于 TF 域信道估计, DD 域信道估计具有复杂度低、开销小的特点。本文梳理了 OTFS 的基本原理, 明确了 DD 域等效信道的优点及其信道响应关系, 深入介绍分析了当前 DD 域信道估计的 3 类方法, 并总结了其面临的难点和潜在的解决思路, 期望为 OTFS 系统的研发提供有价值的参考。

参考文献:

- [1] LIU G Y, HUANG Y H, LI N, et al. Vision, requirements and network architecture of 6G mobile network beyond 2030[J]. China Communications, 2020, 17(9): 92-104.
- [2] GUI G, LIU M, TANG F X, et al. 6G: opening new horizons for integration of comfort, security, and intelligence[J]. IEEE Wireless Communications, 2020, 27(5): 126-132.
- [3] YOU X H, WANG C X, HUANG J, et al. Towards 6G wireless communication networks: vision, enabling technologies, and new paradigm shifts[J]. Science China Information Sciences, 2020, 64(1): 1-74.
- [4] LIU L, ZHOU Y Q, YUAN J H, et al. Economically optimal MS association for multimedia content delivery in cache-enabled heterogeneous cloud radio access networks[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2019, 37(7): 1584-1593.

- [5] LIU L, ZHOU Y Q, ZHUANG W H, et al. Tractable coverage analysis for hexagonal macrocell-based heterogeneous UDNs with adaptive interference-aware CoMP[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(1): 503-517.
- [6] 李华, 郝诗雅, 巩彩红, 等. 面向 6G 的新型多址与波形技术[J]. *电信科学*, 2022, 38(10): 36-45.
LI H, HAO S Y, GONG C H, et al. New multiple access and waveform technology for 6G[J]. *Telecommunications Science*, 2022, 38(10): 36-45.
- [7] 张成磊, 付玉龙, 李晖, 等. 6G 网络安全场景分析及安全模型研究[J]. *网络与信息安全学报*, 2021, 7(1): 28-45.
ZHANG C L, FU Y L, LI H, et al. Research on security scenarios and security models for 6G networking[J]. *Chinese Journal of Network and Information Security*, 2021, 7(1): 28-45.
- [8] GERACI G, GARCIA-RODRIGUEZ A, AZARI M M, et al. What will the future of UAV cellular communications be? a flight from 5G to 6G[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2022, 24(3): 1304-1335.
- [9] CHENG X, HUANG Z W, BAI L. Channel nonstationarity and consistency for beyond 5G and 6G: a survey[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2022, 24(3): 1634-1669.
- [10] ZHOU Y Q, LIU L, WANG L, et al. Service-aware 6G: an intelligent and open network based on the convergence of communication, computing and caching[J]. *Digital Communications and Networks*, 2020, 6(3): 253-260.
- [11] ZHOU Y Q, TIAN L, LIU L, et al. Fog computing enabled future mobile communication networks: a convergence of communication and computing[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2019, 57(5): 20-27.
- [12] SU Y T, LIU Y Q, ZHOU Y Q, et al. Broadband LEO satellite communications: architectures and key technologies[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2019, 26(2): 55-61.
- [13] IMT-2030(6G). White paper on 6G network architecture vision and key technology outlook[R]. 2021.
- [14] TSE D, VISWANATH P. *Fundamentals of wireless communication*[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.
- [15] WANG T J, 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.
- [16] HOU Z W, ZHOU Y Q, TIAN L, et al. Radio environment map-aided Doppler shift estimation in LTE railway[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2017, 66(5): 4462-4467.
- [17] ZHOU Y Q, WANG J Z, SAWAHASHI M. Downlink transmission of broadband OFCDM systems-part II: effect of Doppler shift[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2006, 54(6): 1097-1108.
- [18] BELLO P. Characterization of randomly time-variant linear channels[J]. *IEEE Transactions on Communications Systems*, 1963, 11(4): 360-393.
- [19] SAYEED A M, AAZHANG B. Joint multipath-Doppler diversity in mobile wireless communications[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1999, 47(1): 123-132.
- [20] HADANI R, RAKIB S, TSATSANIS M, et al. Orthogonal time frequency space modulation[C]//*Proceedings of 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference*. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-6.
- [21] 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.
- [22] RAVITEJA P, HONG Y, VITERBO E, et al. Effective diversity of OTFS modulation[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(2): 249-253.
- [23] SURABHI G D, AUGUSTINE R M, CHOCKALINGAM A. On the diversity of uncoded OTFS modulation in doubly-dispersive channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(6): 3049-3063.
- [24] SURABHI G D, AUGUSTINE R M, CHOCKALINGAM A. Peak-to-average power ratio of OTFS modulation[J]. *IEEE Communications Letters*, 2019, 23(6): 999-1002.
- [25] KOLLENGODE RAMACHANDRAN M, CHOCKALINGAM A. MIMO-OTFS in high-Doppler fading channels: signal detection and channel estimation[C]//*Proceedings of 2018 IEEE Global Communications Conference*. Piscataway: IEEE Press, 2018: 206-212.
- [26] LI L J, LIANG Y, FAN P Z, et al. Low complexity detection algorithms for OTFS under rapidly time-varying channel[C]//*Proceedings of 2019 IEEE 89th Vehicular Technology Conference*. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-5.
- [27] HADANI R, MONK A. OTFS: a new generation of modulation addressing the challenges of 5G[J]. *arXiv Preprint*, arXiv:1802.02623, 2018.
- [28] PAN J. Cramer-Rao low bound of channel estimation for orthogonal time frequency space modulation system[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(10): 9646-9658.
- [29] RAVITEJA P, VITERBO E, HONG Y. OTFS performance on static multipath channels[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2019, 8(3): 745-748.
- [30] GAUDIO L, KOBAYASHI M, CAIRE G, et al. Joint radar target detection and parameter estimation with MIMO OTFS[C]//*Proceedings of 2020 IEEE Radar Conference*. Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-6.
- [31] FENG X, ESMAIEL H, WANG J F, et al. Underwater acoustic communications based on OTFS[C]//*Proceedings of 2020 15th IEEE International Conference on Signal Processing*. Piscataway: IEEE Press, 2020: 439-444.
- [32] LI S Y, YUAN W J, WEI Z Q, et al. Hybrid MAP and PIC detection for OTFS modulation[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(7): 7193-7198.
- [33] ENKU Y K, BAI B M, WAN F, et al. Two-dimensional convolutional neural network-based signal detection for OTFS systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(11): 2514-2518.
- [34] 李赞, 胡俊凡, 李兵, 等. 基于正交时频空技术的低轨卫星通信的安全分析[J]. *通信学报*, 2021, 42(8): 25-32.
LI Z, HU J F, LI B, et al. Secrecy analysis for orthogonal time frequency space technique based LEO satellite communication[J]. *Journal on Communications*, 2021, 42(8): 25-32.
- [35] MURALI K R, CHOCKALINGAM A. On OTFS modulation for high-Doppler fading channels[C]//*Proceedings of 2018 Information Theory and Applications Workshop (ITA)*. Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-10.
- [36] WEI Z Q, YUAN W J, LI S Y, et al. Orthogonal time-frequency space modulation: a promising next-generation waveform[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2021, 28(4): 136-144.
- [37] GAUDIO L, COLAVOLPE G, CAIRE G. OTFS vs OFDM in the presence of sparsity: a fair comparison[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(6): 4410-4423.
- [38] 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.
- [39] RAVITEJA P, HONG Y, VITERBO E, et al. Practical pulse-shaping

- waveforms for reduced-cyclic-prefix OTFS[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(1): 957-961.
- [40] WEI Z Q, YUAN W J, LI S Y, et al. Transmitter and receiver window designs for orthogonal time-frequency space modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(4): 2207-2223.
- [41] OBATA H, TSUJI N, FURUMOTO K. Frequency bandwidth narrowing technology for pulsed magnetrons[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2009, 56(12): 3191-3195.
- [42] YUAN W J, LI S Y, WEI Z Q, 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.
- [43] ZHAO H, KANG Z Q, WANG H. A novel channel estimation scheme for OTFS[C]//Proceedings of 2020 IEEE 20th International Conference on Communication Technology. Piscataway: IEEE Press, 2020: 12-16.
- [44] KSCHISCHANG F R, FREY B J, LOELIGER H A. Factor graphs and the sum-product algorithm[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2001, 47(2): 498-519.
- [45] MISHRA H B, SINGH P, PRASAD A K, et al. OTFS channel estimation and data detection designs with superimposed pilots[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(4): 2258-2274.
- [46] ZHAO L, GAO W J, GUO W B. Sparse Bayesian learning of delay-Doppler channel for OTFS system[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(12): 2766-2769.
- [47] LIU F, YUAN Z D, GUO Q H, 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.
- [48] WINN J, CHRISTOPHER M B. Variational message passing[J]. Journal of Machine Learning Research, 2005, 6: 661-694.
- [49] 蒋占军, 刘庆达, 张铤, 等. 高速移动通信系统中 OTFS 分数多普勒信道估计加窗研究[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(2): 646-653.
JIANG Z J, LIU Q D, ZHANG H, et al. Study on OTFS fractional Doppler channel estimation and windowing in high-speed mobile communication systems[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2022, 44(2): 646-653.
- [50] WEI Z Q, YUAN W J, LIT S, et al. A new off-grid channel estimation method with sparse Bayesian learning for OTFS systems[C]//Proceedings of 2021 IEEE Global Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-7.
- [51] WANG Q L, JIA B W, ZHANG Z Q, et al. OTFS channel estimation via 2D off-grid decomposition and SBL combination[C]//Proceedings of 2021 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC Workshops). Piscataway: IEEE Press, 2021: 416-421.
- [52] RASHEED O K, SURABHI G D, CHOCKALINGAM A. Sparse delay-Doppler channel estimation in rapidly time-varying channels for multiuser OTFS on the uplink[C]//Proceedings of 2020 IEEE 91st Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-5.
- [53] TROPP J A, GILBERT A C. Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2007, 53(12): 4655-4666.
- [54] DAI W, MILENKOVIC O. Subspace pursuit for compressive sensing signal reconstruction[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2009, 55(5): 2230-2249.
- [55] 蒋占军, 刘庆达. 高速移动通信系统中 OTFS 信道估计算法研究[J]. 电子与信息学报, 2021, 43(10): 2878-2885.
JIANG Z J, LIU Q D. Study on OTFS channel estimation algorithms in high-speed mobile communication systems[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2021, 43(10): 2878-2885.
- [56] 3GPP. Study LTE-based V2X services: TR 36.885 (V14.0.0) Release 14[S]. 2016.
- [57] QU H Y, LIU G H, ZHANG L, et al. Low-dimensional subspace estimation of continuous-Doppler-spread channel in OTFS systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(7): 4717-4731.

[作者简介]



邢旺(1996-), 男, 河北廊坊人, 中国科学院计算技术研究所博士生, 主要研究方向为通信与计算融合、存储通信、正交时频空间调制技术等。



唐晓刚(1977-), 男, 吉林桦甸人, 博士, 航天工程大学副教授, 主要研究方向为空间信号智能处理、电磁频谱管控、人工智能航天应用。



周一青(1975-), 女, 浙江杭州人, 博士, 中国科学院计算技术研究所研究员, 主要研究方向为通信与计算融合、移动边缘计算、存储通信、干扰管控等。

张冲(1995-), 男, 安徽池州人, 中国科学院计算技术研究所博士生, 主要研究方向为无线通信、信号处理、编码调制等。

潘振岗(1975-), 男, 江苏南通人, 博士, 北京紫光展锐通信技术有限公司高级工程师, 主要研究方向为无线信号处理、多天线系统、信道编解码、跨层优化等。