

# 正交时频空调制的信道估计与信号检测技术研究现状

王永川, 周平, 黄局

(陆军工程大学石家庄校区, 河北 石家庄 050003)

**摘要:** 正交时频空 (OTFS) 调制是一种适用于高多普勒衰落信道的二维时延-多普勒 (DD) 域复用的技术, 它通过一组二维变换将时间-频率 (TF) 域双选择性信道转换为在 DD 域近乎稳定的信道, 使 OTFS 系统有能力获得时间和频率全分集。OTFS 系统要想获得这种时间和频率全分集增益, 需要为接收机设计高性能的信道估计和信号检测算法。首先介绍了 OTFS 调制的基本原理和系统模型, 然后对信道估计和信号检测算法进行了分类综述和比较, 最后讨论了信道估计和信号检测的未来挑战和解决途径。

**关键词:** 正交时频空调制; 信道估计; 信号检测; 时延-多普勒

**中图分类号:** TN92

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2024151

## Research status of channel estimation and signal detection techniques for orthogonal time frequency space modulation

WANG Yongchuan, ZHOU Ping, HUANG Ju

Shijiazhuang Campus, Army Engineering University, Shijiazhuang 050003, China

**Abstract:** Orthogonal time frequency space (OTFS) modulation is a multiplexing technique designed in the two-dimensional (2D) delay-Doppler domain suited for high Doppler fading channels. OTFS converts a doubly-selective channel into an almost non-fading channel in the delay-Doppler domain through a series of 2D transformations. OTFS has the potential of capturing time-frequency full diversity. In order to obtain the time-frequency full diversity gain, a receiver with advanced channel estimation and signal detection algorithm is needed. The basic principle and system model of OTFS was firstly introduced, then the existing channel estimation and signal detection algorithms were reviewed, finally the future challenges and solutions for channel estimation and signal detection were discussed.

**Keywords:** orthogonal time frequency space modulation, channel estimation, signal detection, delay-Doppler

### 0 引言

随着人们对高移动环境下无线通信需求的不断增长, 现有的 5G 通信技术已不能满足高移动性的需求<sup>[1]</sup>。未来 6G 网络将是集成地面蜂窝网络、卫星、无人机、空中平台等多种通信的空天地一体化网络, 对移动速度的需求超过每小时上千千米<sup>[1]</sup>。正交频分复用 (OFDM, orthogonal frequency division multiplexing) 调制技术的频谱效率高、抗码间

干扰能力强, 被广泛应用于现有的无线通信和网络中。在高移动环境中, 无线信道将不再是单一的频率选择性衰落, 而是时间-频率双选择性衰落, 在双选择性衰落信道下, OFDM 系统的性能会急剧恶化<sup>[2]</sup>。

为了克服双选择性衰落信道对传输信号的影响, Hadani 等<sup>[3]</sup>提出了一种新型的二维多载波调制技术——正交时频空 (OTFS) 调制, 通过引入时

收稿日期: 2024-03-27; 修回日期: 2024-07-01

基金项目: 陆军工程大学装备综合研究基金资助项目 (No.KYSZJKZBXM24041)

**Foundation Item:** Equipment Comprehensive Research Project of Army Engineering University (No.KYSZJKZBXM24041)

延-多普勒 (DD, delay-Doppler) 域的信道表示, 在 DD 域进行二维调制, 可有效克服双选择性信道衰落。在高移动通信环境下, OTFS 系统性能明显优于 OFDM<sup>[4-5]</sup>。OTFS 调制技术一经提出, 就得到学术界的广泛关注, 成为无线通信领域的热点课题之一, OTFS 波形已成为未来 6G 网络中一种非常有潜力的备选波形<sup>[6-8]</sup>。近几年, 学术界围绕 OTFS 的基本原理<sup>[9-11]</sup>、系统架构<sup>[12-14]</sup>、系统性能<sup>[4-5, 15-17]</sup>、发射接收滤波器设计<sup>[18-19]</sup>、信道估计<sup>[20-33]</sup>、信号检测<sup>[34-50]</sup>等方面展开了广泛的研究, 从理论层面论证了 OTFS 调制在高移动场景下的优势和缺点, 从实现层面研究了 OTFS 调制的低复杂度系统结构和算法。

OTFS 是一种二维块传输技术, 其传输数据帧通常具有比较大的二维帧结构<sup>[3]</sup>, 所以 OTFS 系统的接收机复杂度很高。另外, 接收机和发射机之间较高的相对移动速度会引起高多普勒扩展, 使得 OTFS 的信道输出不再像 OFDM 那样只是信道输入和无线信道的一维循环卷积, 而是信道输入和无线信道的二维卷积<sup>[8]</sup>, 接收机从接收信号中恢复发送信号的复杂度就更高。再者, 在双选择性信道中, 时间选择性引起符号间干扰 (ISI, inter-symbol interference), 频率选择性引起载波间干扰 (ICI, inter-carrier interference) 和多普勒间干扰 (IDI, inter-Doppler interference)<sup>[14]</sup>, 接收机在检测发送符号时, 要同时消除这几种干扰, 也会增大其复杂度。因此, 尽管现有的研究已经充分证明 OTFS 在高移动场景下具有优越的传输性能, 但要使得 OTFS 调制在实际无线通信系统中得以应用, 必须设计低复杂度的接收机, 其中信道估计和信号检测是接收机

设计的关键环节。

近几年, 研究者提出了多种信道估计和信号检测方法。文献[51]对 OTFS 调制的信道估计方法进行了综述, 但其只包括 DD 域的信道估计, 没有包括 TF 域、时间域和频率域的方法。文献[52]对 OTFS 调制的信号检测方法进行了综述, 但其只包括 2021 年之前的检测方法, 最近两年又出现了一些新的思路和方法。文献[51-52]均没有涉及联合信道估计和信号检测方法, 也没有涉及基于深度学习的信道估计和信号检测方法, 实际上, 这 2 种方法的计算效率更高、误码性能更好。本文对 OTFS 系统的信道估计、信号检测以及联合信道估计和信号检测方法进行梳理和综述, 并总结信道估计和信号检测方法仍需进一步解决的难点问题和思路。

### 1 OTFS 系统模型

OTFS 系统的实现流程如图 1 所示。由于篇幅所限, 本文只对与 OTFS 系统信道估计、信号检测密切联系的信道特征、系统输入输出关系进行简单介绍, 具体细节可参考文献[3,9,12,14]等。

DD 域的时间信道冲激响应表示为

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

其中,  $P$  是多径信道的路径数,  $h_i$  是第  $i$  条路径的信道增益,  $\tau_i \in [0, \tau_{max}]$  和  $\nu_i \in [-\nu_{max}, \nu_{max}]$  分别表示第  $i$  条路径的时延和多普勒频偏,  $\tau_{max}$  和  $\nu_{max}$  分别表示最大时延和最大多普勒频偏。由式(1)可知, 无线信道的 DD 域表示是稀疏的、可分离的。通常在实际通信场景中  $\tau_{max}$  和  $\nu_{max}$  都是有限的, 所以

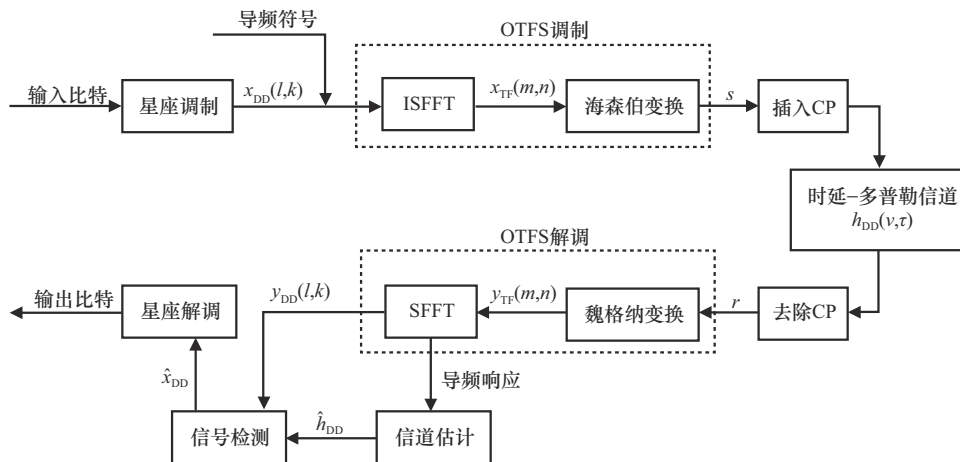


图 1 OTFS 系统的实现流程

DD域信道是紧凑的。由于OTFS调制将TF域数据帧中的每一个符号均扩展到了整个DD平面,因此每一帧发送数据所遭受到的DD域信道衰落都是一样的<sup>[4]</sup>,也就是说,DD域信道是准平稳的。

OTFS系统的时域输入输出关系可表示为

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (2)$$

其中,  $\mathbf{H} \in C^{MN \times MN}$  是OTFS系统的时域信道矩阵,可表示为<sup>[8]</sup>

$$\mathbf{H} = \sum_{i=1}^P h_i \boldsymbol{\Pi}^{l_i} \boldsymbol{\Delta}^{(k_i)} \quad (3)$$

其中,  $l_i$  是信道的时延抽头系数,  $\tau_i = \frac{l_i}{M\Delta f}$  是信道时延,  $l_i \in [0, l_{\max}]$ ,  $l_{\max}$  是多径信道的最大时延抽头系数, 通常要求  $M > l_{\max}$ ;  $k_i$  是信道的多普勒抽头系数,  $v_i = \frac{k_i}{NT}$  是多普勒频偏,  $k_i \in [-k_{\max}, k_{\max}]$ ,  $k_{\max}$  是多径信道的最大多普勒抽头系数;  $\boldsymbol{\Pi}$  和  $\boldsymbol{\Delta}^{(k_i)}$  的表达式分别为

$$\boldsymbol{\Pi} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 1 \\ 1 & \ddots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix}_{MN \times MN}$$

$$\boldsymbol{\Delta}^{(k_i)} = \begin{bmatrix} e^{\frac{j2\pi k_i(0)}{MN}} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{\frac{j2\pi k_i(1)}{MN}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & e^{\frac{j2\pi k_i(MN-1)}{MN}} \end{bmatrix}$$

其中,  $\boldsymbol{\Pi}$  反映了信道的时延特性,  $\boldsymbol{\Delta}^{(k_i)}$  反映了信道的多普勒频偏特性。如果  $M$  足够大, 时延分辨率足够高, 则信道时延抽头系数  $l_i$  近似归一化为整数, 对于宽带通信系统是可以满足的。而信道的多普勒抽头系数  $k_i$  通常不能近似归一化为整数, 因为大部分的通信系统都要求比较低的时延, 也就是多普勒分辨率  $\frac{1}{NT}$  要低, 所以OTFS系统一般都存在分数多普勒, 此时式(3)中的  $\boldsymbol{\Delta}^{(k_i)}$  不再是对角矩阵, 分数多普勒会引起额外的多普勒间干扰。

若发射和接收成形滤波器均采用矩形滤波器, 则OTFS系统的DD域输入输出关系可表示为<sup>[12,14]</sup>

$$\mathbf{y}_{DD} = \underbrace{(\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{H} (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{I}_M)}_{\mathbf{H}_{DD}} \mathbf{x}_{DD} + \underbrace{(\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{w}}_{\mathbf{w}_{DD}} \quad (4)$$

其中,  $\mathbf{F}_N$  表示归一化的  $N$  点离散傅里叶变换矩阵,  $\mathbf{F}_N^H$  表示逆离散傅里叶变换矩阵,  $\mathbf{I}_M$  表示  $M \times M$  维恒等矩阵, “ $\otimes$ ” 表示矩阵的 Kronecker 积,  $\mathbf{H}_{DD} \in C^{MN \times MN}$  表示OTFS系统的DD域信道矩阵。将式(3)代入式(4)中的  $\mathbf{H}_{DD}$ , 可得

$$\mathbf{H}_{DD} = \sum_{i=1}^P h_i \underbrace{[(\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M) \boldsymbol{\Pi}^{l_i} (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{I}_M)]}_{\mathbf{P}^{(i)}} \cdot \underbrace{[(\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M) \boldsymbol{\Delta}^{(k_i)} (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{I}_M)]}_{\mathbf{Q}^{(i)}} = \sum_{i=1}^P h_i \mathbf{P}^{(i)} \mathbf{Q}^{(i)} \quad (5)$$

其中,  $\mathbf{P}^{(i)}$  和  $\mathbf{Q}^{(i)}$  分别表示第  $i$  条路径对传输信号的时延影响和多普勒频偏影响。对式(2)等号两边同时进行傅里叶变换, 得到OTFS系统的TF域输入输出关系为

$$\underbrace{(\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{F}_M) \mathbf{r}}_{\mathbf{y}_{TF}} = \underbrace{(\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{F}_M) \mathbf{H} (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{F}_M^H)}_{\mathbf{H}_{TF}} \cdot \underbrace{(\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{F}_M) \mathbf{s}}_{\mathbf{x}_{TF}} + \underbrace{(\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{F}_M) \mathbf{w}}_{\mathbf{w}_{TF}} \quad (6)$$

其中,  $\mathbf{H}_{TF} \in C^{MN \times MN}$  是TF域信道矩阵。

由式(3)、式(5)和式(6)可知, OTFS系统的时域信道矩阵  $\mathbf{H}$  和DD域信道矩阵  $\mathbf{H}_{DD}$  是稀疏矩阵, 而TF域信道矩阵  $\mathbf{H}_{TF}$  不是稀疏矩阵。所以, OTFS接收机从时域和DD域进行信道估计和信号检测的复杂度要比TF域的信道估计和信号检测低很多。当然, 当存在分数多普勒时, 信道矩阵  $\mathbf{H}$  和  $\mathbf{H}_{DD}$  的稀疏性要差一些, 相应的信道估计和信号检测复杂度也要高一些。

## 2 信道估计

信道估计就是发射机发送已知的训练序列或导频符号, 接收机利用训练序列或导频符号经过信道后的输出信号估计信道状态信息 ( $h_i, \tau_i, v_i, i = 1, 2, \dots, P$ )、信道矩阵 ( $\mathbf{H}, \mathbf{H}_{DD}, \mathbf{H}_{TF}$ ) 或信道矢量 ( $\mathbf{h}, \mathbf{h}_{DD}, \mathbf{h}_{TF}$ )。目前, 已有的OTFS信道估计方法, 按训练序列或导频符号插入的方式分类, 可分为基于训练序列的信道估计、基于嵌入式导频的信道估计、基于叠加导频的信道估计; 按信号处理域的不同分类, 可分为DD域信道估计、TF域信道估计、频率域信道估计、时间域信道估计; 按是否利用了智能学习算法分类, 可分为传统信道估计和基于深度学习的信道估计。本文按照图2所示的分类方式对OTFS系统的信道估计方法进行

综述。图 3 为无线多径信道脉冲响应不同域表示之间的转换关系。

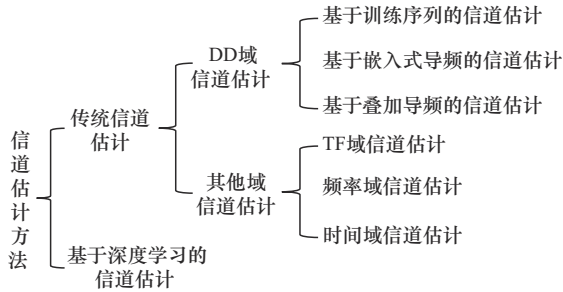


图2 OTFS系统信道估计方法

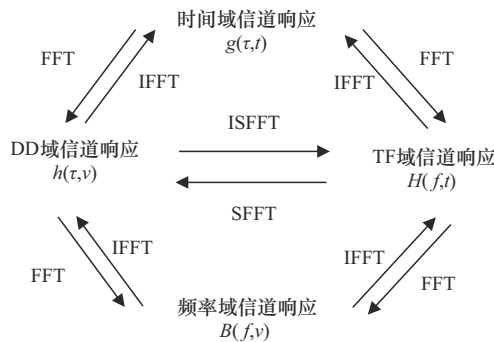


图3 无线多径信道脉冲响应的不同域表示之间的转换关系

### 2.1 DD域信道估计

#### 2.1.1 基于训练序列的信道估计

文献[20]采用伪随机序列作为训练序列获取 DD 域的信道状态信息。发射机发送已知的伪随机序列，接收机用一个匹配滤波器对接收信号进行相关处理，相关值构成一个匹配滤波矩阵。因为伪随机序列具有很强的自相关特性，所以匹配滤波矩阵峰值出现的网格坐标  $(x, y)$  就是要估计的信道时延和多普勒频偏  $(\tau_p, \nu_i)$ ，而匹配滤波器矩阵的  $P$  个最大峰值就是信道增益  $h_i$ 。该方法结构简单，但功率效率和频谱效率较低。文献[25]采用相关处理的思路，利用冲激信号作为训练序列，接收机对训练序列响应进行互相关处理，互相关的非零最大值就是要估计的信道增益，最大值的网格坐标对应信道的时延和多普勒偏移。该方法实际上利用了训练序列的二阶统计信息，所以比文献[20]方法具有更高的信道估计精度。文献[30]采用冲激信号作为训练序列估计 MIMO-OTFS 系统不同收发天线对间的信道响应。在训练序列帧中的不同 DD 网格中插入多个冲激信号，每一个冲激信号对应一对收发天线，如果这些冲激信号在 DD 平面具有足够大的网格距离

(大于时延扩展和多普勒扩展)，在接收机的每一个接收天线上都不会有其他天线对应的冲激信号响应的叠加和干扰。因此，很容易估计到不同收发天线对之间的信道冲激响应。虽然每对收发天线间信道冲激响应的估计只需要一个训练信号，计算简单，但冲激信号不实用。

基于训练序列的信道估计方法是先发送一帧训练序列去估计信道，再发送数据帧，最后用前一帧估计的信道去检测下一帧发送的数据。因此，如果信道是帧间时变的（连续两帧时间内信道状态信息会改变），OTFS 系统的估计和检测性能就会变差。

#### 2.1.2 基于嵌入式导频的信道估计

文献[21]提出了一种嵌入式导频信道估计方案，在每一个 OTFS 传输帧中，同时插入导频、保护符号和数据符号，如图 4 所示，在  $(k_p, l_p)$  处插入一个导频符号  $x(k_p, l_p)$ ，在  $(k_p - 2k_v \leq k \leq k_p + 2k_v, l_p - l_\tau \leq l \leq l_p + l_\tau)$  处插入零符号作为保护符号，其他网格处插入数据符号。导频用于估计信道，保护符号用于避免引起导频和数据符号间干扰。接收机设置一个阈值，当导频响应超过该阈值时，就认为存在一条信道路径，信道估计的精度取决于阈值的选择。这种嵌入式导频信道估计方法是在同一 OTFS 帧内进行信道估计和符号检测，频谱效率高，适应帧间变化。图 4 给出的是针对整数多普勒频偏的导频方案，如果存在分数多普勒频偏，则需要插入更多的保护符号用于避免分数多普勒干扰。该信道估计方法只需要一个导频符号即可估计出信道，计算简单，但它估计的是 DD 域等效信道矩阵，只给出了路径数、时延抽头和多普勒抽头，并没有给出信道增益和多普勒频偏。文献[53]首先利用文献[21]基于阈值的估计器获得等效信道响应，再利用已知的信道时延响应构造线性系统，应用最小二乘法 (LS, least square) 求解线性方程组，估计多普勒频偏和信道增益。

文献[54]采用与文献[21]相似的嵌入式导频方案，根据 DD 域信道的稀疏性，把信道估计问题描述为结构化稀疏信号恢复问题，然后用基于因子图表示的消息传递 (MP, message passing) 算法直接估计信道增益、时延和多普勒频偏。该方法利用多个导频，相比文献[21]的单个导频符号方案可以降低导频符号的功率，从而使得 OTFS 系统发送端的峰均比大大降低。文献[33]采用与文献[54]

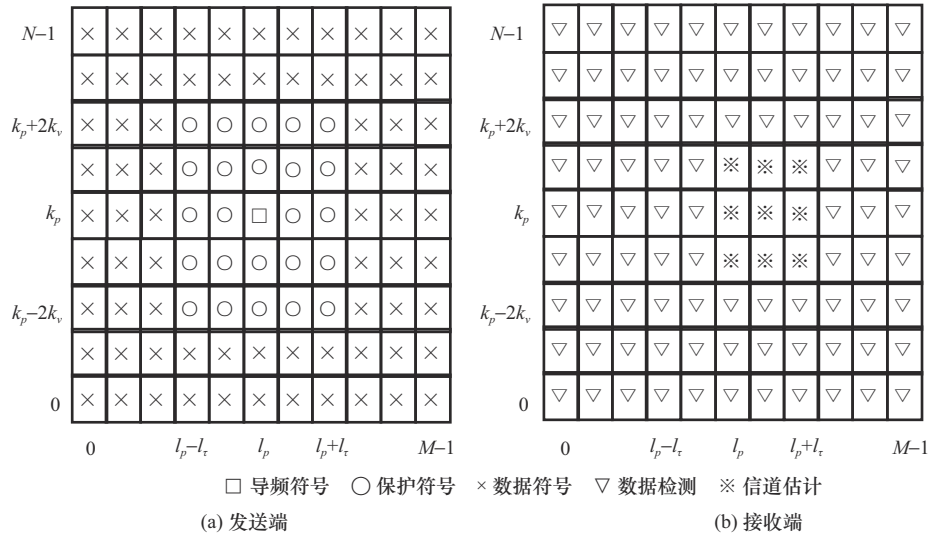


图4 嵌入式导频辅助DD网格帧结构

相同的嵌入式导频方案, 根据 MIMO-OTFS 系统三维 (时延-多普勒-角度维) 信道矩阵的结构化稀疏性 (时延维正常稀疏, 多普勒维块稀疏, 角度维突发稀疏), 将信道估计问题描述为结构化稀疏信号恢复问题, 设计了一种三维结构化正交匹配追踪 (3D-SOMP, 3D-structured orthogonal matching pursuit) 算法。该算法利用了传统的压缩感知稀疏信号恢复算法——正交匹配追踪 (OMP, orthogonal matching pursuit) 算法, 分三步获得每条路径的时延、多普勒和角度维信道参数。3D-SOMP 信道估计法的导频和保护符号开销远低于文献[21,54]方法, 但在多径信道路径数未知的情况下性能会很差。文献[32]利用与文献[54-55]相同的导频方案, 设计了一种离网信道估计方法, 不是直接估计等效 DD 域信道响应, 而是估计原始的 DD 域信道响应。该方法同样将信道估计问题描述为稀疏信号恢复问题, 基于稀疏贝叶斯学习 (SBL, sparse Bayesian learning) 算法进行求解, 通过解耦时延和多普勒频偏平衡信道估计精度和计算复杂度。在分数多普勒扩展严重的情况下, 信道的稀疏性会变差, 以上几种基于稀疏信号恢复的信道估计方法的性能也会变差。

由于多普勒频移的影响, 文献[21,32-33,53-54]估计信道状态信息需要更多的导频和更高的导频功率, 如果功率效率和频谱效率不高, 特别是在分数多普勒的情况下, 频谱效率更低。为了提高频谱效率和功率效率, 文献[23]提出了一种新的导频模式, 导频符号和数据符号之间不需要保护符号, 且

具有相同的功率, 利用 SBL 算法由导频响应重构信道矩阵  $H_{DD}$ ,  $H_{DD}$  中非零值对应的位置就是信道时延抽头  $l_i$  和多普勒抽头  $k_i$ , 非零值就是信道增益  $h_i$ 。该方法在导频开销、导频功耗和抗噪声干扰方面均具有明显优势。由于分数多普勒频移的影响, DD 域信道矩阵是块稀疏的, 文献[55]利用这种块稀疏特性设计了一种块 SBL 算法, 改进了文献[23]中的算法。然而, SBL 的计算复杂度很高, 使得这 2 种算法的实用性较差, 特别是在大 OTFS 数据帧的情况下, 计算复杂度更高。

基于 MP、OMP 和 SBL 算法的信道估计方法是一次性获取所有路径的联合信道参数, 需要矩阵逆运算, 当 OTFS 数据帧比较大的时候, 计算复杂度很高。文献[22]利用 DD 域信道在时延维和多普勒维可分离的特性, 将所有路径信道参数的联合估计解耦, 对每条路径的时延、多普勒频偏和信道增益分别独立进行最大似然 (ML, maximum likelihood) 估计, 不需要矩阵逆运算, 大大降低了信道估计的复杂度。该方法的导频插入方案与文献[21]相同, 不仅适用于整数多普勒情形, 也适用于分数多普勒情形, 且信道估计的精度高于文献[21]。文献[29]根据 DD 域信道的结构化稀疏特性, 应用隐马尔可夫模型来建模信道, 给出了一种基于酉近似消息传递 (UAMP, unitary approximate message passing) 的信道估计方法。由于隐马尔可夫模型很好地利用了信道的块稀疏和突发稀疏特性, 因此具有较高的信道估计精度和较低的复杂度, 估计精度和复杂度均明显优于基于 MP、OMP 和 SBL 的信道估计方法。

### 2.1.3 基于叠加导频的信道估计

基于嵌入式导频的信道估计方法由于导频、保护符号占用了一部分发送资源，因此频谱效率不是很高。为了最大限度地提高频谱利用率，文献[24]提出了一种叠加导频的数据辅助信道估计方法，每帧插入一个导频符号，导频符号和数据符号叠加在一起，无保护符号。在这种方案中，导频符号和数据符号是叠加在一起的，因此导频符号和数据符号间必然存在干扰。为了消除导频符号和数据符号间干扰，文献[24]将导频符号和数据符号间干扰看成噪声，首先基于阈值检测法粗略估计信道，然后利用估计的信道去检测数据，最后利用检测到的数据符号来迭代改善信道估计。因为只有一个导频符号，所以要求导频符号的功率较高，OTFS系统的峰均比很高。为了减小峰均比，文献[56]设计了一种新的叠加导频方案，在DD数据帧中每一个数据符号上均叠加导频符号，可以大大降低导频符号的发送功率，从而减小峰均比。导频符号和数据符号的功率分配按照最大化信干噪比的原则进行优化，能够最小化OTFS系统的误码率，最大化频谱效率。

### 2.2 其他域信道估计

由于信道的DD域表示是稀疏的，因此现有的大部分信道估计方法都是在DD域插入导频，但这类方法通常频谱效率较低、峰均比较高。最近有一些文献探讨在TF域、频率域、时间域等插入导频或训练序列，研究具有更高频谱效率和功率效率的高精度、低复杂度的信道估计方法。

文献[57]直接在TF域插入导频，可减少导频开销和预处理的复杂度，且不需要DD域的保护符号，提高了频谱利用率，采用贝叶斯学习(BL)、MMSE和OMP算法计算复杂度低、估计精度高。文献[28]像OFDM系统那样直接在TF域插入导频，导频符号和数据符号叠加，以减少导频开销。导频符号和数据符号在DD传输帧中呈现的形式是不一样的，数据符号是复数信号，导频符号是复指数信号，这样在估计信道时就可以把数据符号看成干扰。接收机收到TF域信号后，通过FFT到时域，以FFT滤波提取时域导频信号响应，这样信道估计就成了一个二维频率估计问题。在TF域插入导频进行信道估计的好处是，同样的估计方法既适用于OTFS系统也适用于OFDM系统。

文献[27]提供了一种频率域或时间域插入导频的OTFS系统，该系统可以使用一维频率域或时间域信道估计和均衡方法，采用的导频插入方案如图5所示。图5(a)为频率域插入导频，其中 $M_1 \geq l_{\max} + 1$ ；图5(b)为时间域插入导频，其中 $N_2 \geq 2k_{\max} + 1$ 。文献[27]的导频方案相比文献[21]的导频方案开销要低很多，无论是否存在分数多普勒频偏，导频符号和保护符号的数目均不变。接收机在频率域或时间域提取导频响应，可直接应用传统的信道估计法估计信道的频率-多普勒域参数或时间-多普勒域参数。

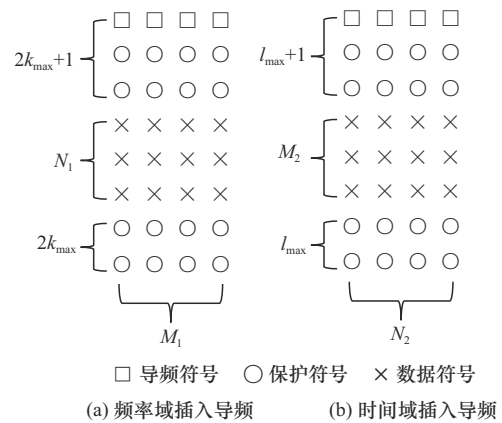


图5 频率域和时间域导频插入方案

文献[58]给出了一种基于DD域嵌入式导频的时域信道估计方法。该方法针对具有残余定时偏差、载波频偏和分数多普勒频移的OTFS系统，将残余定时偏差、载波频偏看作信道的一部分，当信道包含这些残余同步误差时，信道的时域表示比DD域表示更稀疏，因此更适合在时间域进行信道估计。信道估计采用能量阈值检测和3次样条插值获取时域等效信道矩阵。

### 2.3 基于深度学习的信道估计

文献[59]将OTFS信道估计问题转化为稀疏信号恢复问题，利用一种模型驱动深度学习算法结合去噪近似消息传递(DAMP, denoising approximate message passing)算法，形成模型驱动的可学习去噪近似消息传递算法来估计OTFS系统的DD域等效信道矢量。该估计法利用去噪卷积神经网络(DnCNN, denoising convolution neural network)代替DAMP算法中的去噪器，对含噪的DD信道进行去噪估计，在低信噪比条件下具有较好的性能和估计精度。文献[60]采用DD域有保护符号的嵌入式

导频方案, 将导频符号响应输入深度神经网络 (DNN, deep neural network) 去估计信道参数。基于 DNN 估计信道不仅提高了估计精度, 还降低了导频功率消耗。文献[61]采用带保护符号的嵌入式导频方案, 设计了一种基于深度残差收缩网络 (DRSN, deep residual shrinkage network) 的信道估计方法。该方法将稀疏信道估计问题建模为稀疏图像去噪问题, 用带有自适应阈值的深度卷积残差网络去学习残余噪声, 进而从导频符号响应中恢复信道状态信息。该方法具有学习残余噪声的能力, 适合非高斯噪声的通信场景, 且不需要知道噪声的先验信息。文献[62]采用 DD 域叠加导频方案, 提出了一种基于卷积神经网络的信道估计方法。该方案不可避免地会产生导频符号和数据符号间干扰, 将导频符号响应和受干扰的信道矩阵同时输入残差神经网络 (ResNet, residual network), 直接完成去噪去干扰运算, 估计出等效信道矩阵, 既不需要阈值检测也不需要迭代更新。

### 2.4 各类信道估计方法比较

以上按照图 2 所示的分类方式对现有 OTFS 系统的信道估计方法进行了综述。表 1 将现有 OTFS 系统信道估计方法的特点进行了对比。从表 1 可

知, 绝大部分的信道估计方法都是在 DD 域插入导频, 少数方法是在 TF 域或时/频域插入导频, 这是因为 OTFS 系统的等效信道在 DD 域具有稀疏性、可分离性、稳定性和紧凑性, 更容易估计信道响应或信道参数。其中, 有保护符号的嵌入式导频又占大多数, 这是因为保护符号可以避免导频符号和数据符号间干扰, 信道估计的精度较高, 但保护符号会降低频谱效率。叠加导频虽然频谱效率高, 但不可避免地存在导频和数据符号间干扰, 需要检测数据去辅助信道估计, 增加了信道估计的复杂度。基于深度学习的信道估计方法相比传统信道估计方法不需要精确的系统建模, 可消除实际噪声的影响, 使得信道估计更加高效、准确、简单。

### 3 信号检测

到目前为止, 研究者已经提出了多种 OTFS 信号检测器。按照检测算法是否需要迭代处理, 可分为线性检测器和非线性检测器; 按照检测算法信号处理域的不同, 可分为单域处理检测器和多域处理检测器; 按照检测算法是否应用了深度学习, 可分为传统检测器和基于深度学习的检测器。本文按图 6 所示的 OTFS 信号检测器分类进行综述。

表 1 现有 OTFS 系统信道估计方法的特点对比

方法	文献	导频插入域	导频插入方式	核心算法	是否适用于分数多普勒	估计的是信道参数还是等效信道响应
基于训练序列的信道估计	文献[20]	DD 域	PN 序列	匹配滤波	否	信道参数
	文献[25]	DD 域	冲激序列	相关处理	否	信道参数
	文献[30]	DD 域	冲激序列	匹配滤波	否	信道响应
基于嵌入式导频的信道估计	文献[21]	DD 域	有保护符号的嵌入式导频	阈值检测	是	信道响应
	文献[53]	DD 域	有保护符号的嵌入式导频	LS	是	信道参数
	文献[54]	DD 域	有保护符号的嵌入式导频	MP	是	信道参数
	文献[33]	DD 域	有保护符号的嵌入式导频	OMP	否	信道参数
	文献[32]	DD 域	有保护符号的嵌入式导频	SBL	是	信道参数
	文献[22]	DD 域	有保护符号的嵌入式导频	ML	是	信道参数
	文献[29]	DD 域	有保护符号的嵌入式导频	UAMP	是	信道响应
	文献[23]	DD 域	无保护符号的嵌入式导频	SBL	是	信道响应
	文献[57]	TF 域	无保护符号的嵌入式导频	BL	否	信道响应
	文献[28]	TF 域	无保护符号的嵌入式导频	MUSIC、LS	是	信道参数
文献[27]	频域或时域	有保护符号的嵌入式导频	LS	是	信道响应	
基于叠加导频的信道估计	文献[24]	DD 域	单个叠加导频	阈值检测	否	信道响应
	文献[56]	DD 域	多个叠加导频	MMSE	否	信道参数
基于深度学习的信道估计	文献[59]	DD 域	有保护符号的嵌入式导频	CNN	是	信道响应
	文献[60]	DD 域	有保护符号的嵌入式导频	DNN	是	信道参数
	文献[61]	DD 域	无保护符号的嵌入式导频	DRSN	是	信道响应
	文献[62]	DD 域	单个叠加导频	ResNet	是	信道响应

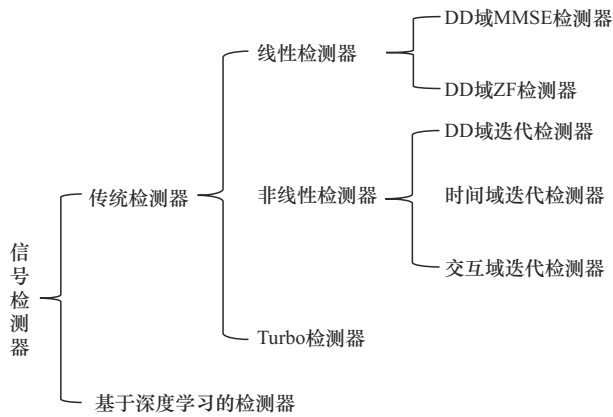


图6 OTFS信号检测器

### 3.1 线性检测器

线性检测器需要进行矩阵的逆运算，当OTFS数据帧比较大的时候，计算复杂度非常高。例如，LMMSE接收机具有很好的干扰消除能力，但要在OTFS系统中直接实现，对于 $M \times N$ 的数据帧，其计算复杂度为 $O(M^3N^3)$ 。文献[35]利用OTFS系统等效信道矩阵的结构稀疏和块循环特性构造了低复杂度的MMSE和迫零（ZF, zero-forcing）线性检测器，基于特征值分解进行求解，计算复杂度为 $O(MN \ln(MN))$ ，而用传统的基于矩阵逆的方法，求解MMSE和ZF需要的复杂度为 $O(M^3N^3)$ 。文献[34]利用DD域等效信道矩阵的稀疏性和准带状结构，采用LU矩阵分解法计算逆矩阵，计算复杂度降低为 $O(MN \ln(MN))$ 。文献[63]对文献[34-35]进行了综合，考虑既有分数多普勒又不满足双正交条件的实际系统的线性检测器，既用到了LU分解求逆，也用到了FFT求特征值，计算复杂度为 $O(MN \ln(N))$ 。线性检测器虽然结构简单，但性能相对较差。

### 3.2 非线性检测器

非线性检测器具有迭代结构，检测精度高，但计算复杂度也高。最大后验概率（MAP, maximum posterior probability）检测器是最优OTFS检测器，但其计算复杂度是指数增长的。为了降低复杂度，文献[14]提出了一种基于MP算法的检测器，可实现联合干扰消除和符号检测，ICI和ISI通过近似相位平移消除，IDI采用MP算法消除。该算法基于稀疏因子图表示，并将干扰项近似为高斯噪声，复杂度为 $O(n_{\text{iter}}MNSQ)$ ，其中， $n_{\text{iter}}$ 为迭代次数， $S$ 为稀疏等效信道矩阵 $\mathbf{H}_{\text{DD}}$ 中每行和每列中非零元素

的个数， $Q$ 为发送符号的调制阶数，检测精度近似于MAP解。MP算法是将干扰项近似为高斯噪声，因为DD域信道是稀疏的，对某一特定符号产生干扰的符号数目很少，基于中心极限定理的高斯干扰假设是不精确的，致使稀疏信道中MP检测器性能变差。为了克服这个缺点，文献[37-38]用高斯分布建模发送信号，而不是码间干扰，设计了一个低复杂度的高斯近似消息传递（GAMP, Gaussian approximate message passing）检测器，它用高斯分布来建模通过联合因子图传播的后验概率。GAMP检测器和MP检测器具有相同的复杂度，但BER性能更优。当信道路径数比较多或存在分数多普勒频偏时，等效信道矩阵的稀疏性会减弱，MP和GAMP检测算法的复杂度就急剧增加。文献[39]提出了一种基于UAMP的OTFS检测器。UAMP检测器利用了DD域等效信道矩阵的块循环结构（每一个块矩阵也是循环的），酉变换可用二维FFT实现，实现效率高。UAMP检测器每一次迭代检测的计算复杂度是OTFS数据帧大小的对数阶，且鲁棒性强，BER性能优于MP和GAMP。传统的MP算法都是单独检测一个一个的数据符号，检测过程中有大量的环形嵌套计算，总的计算时间很长。文献[50]设计了一种低复杂度的并行消息传递（PMP, parallel message passing）算法，可以同时并行检测所有的符号，这就大大缩短了检测时间。

MP算法及其基础上的各种改进算法，如GAMP、UAMP等，尽管在稀疏性强的信道中具有很好的检测性能，但是，当因子图中存在短循环时会收敛到局部最优，特别是在具有丰富散射体的通信环境中，性能不佳。为了克服MP算法收敛到局部最优的问题，文献[40]设计了一种变分贝叶斯（VB, variational Bayes）检测器。与MP检测器相比，无论因子图是否存在短循环，VB检测器的迭代算法都能够收敛到近似MAP检测的全局最优，且与MP检测器具有同样的线性复杂度阶，因为路径数 $P$ 通常小于 $S$ ，所以VB检测器的复杂度还要小于MP检测器。文献[46]在期望传播（EP, expectation propagation）算法框架下设计了一个OTFS系统的迭代检测器。该检测器也能够克服MP检测器收敛到局部最优的缺点，在消息传递过程中，它首先感知信道系数，将因子图上信道系数比较小的多条边捆绑为一条边，增大了因子图的稀疏性，进一步降

低了计算复杂度。文献[47]利用时域等效信道矩阵的稀疏性和分块准带状矩阵结构,设计了一种低复杂度的EP检测器,有效计算均值和方差,避免了复杂度的置信度计算,复杂度降低为线性对数阶。该检测器利用准带状矩阵的LU分解,对上三角或下三角矩阵进行前向或后向代换运算,降低了大尺度矩阵求逆的复杂度,由立方阶降低为线性阶。

文献[43]设计了一种线性复杂度的最大比合并(MRC,maximal ratio combining)检测器。首先从接收信号中提取多径成分,然后利用MRC算法对多径成分进行相关合并,提高合并信号的信噪比,最后通过迭代更新估计发送符号。该检测器仅适用于整数时延和整数多普勒频偏的情形。文献[44]将MRC检测算法进一步拓展到具有分数时延和分数多普勒频偏的情形,设计了一种过采样MRC检测器。该检测器充分利用过采样接收信号去提高BER性能,复杂度等于奈奎斯特采样的MRC检测算法的复杂度乘以过采样因子,仍然低于MP算法的复杂度。

以上描述的各类OTFS信号检测算法大部分都是在DD域进行的,主要利用了DD域信道的稀疏性,部分检测算法(如文献[43,47])是利用时域信道的稀疏性在时域进行符号检测的。文献[64]设计了一种交互域迭代检测算法,将基本的估计/检测方法应用到时域和DD域,在2个域之间迭代更新信息。该算法利用时域的稀疏性和DD域的符号星座约束,通过时域去相关消除信道衰落、多径和多普勒影响,通过DD域去噪声提高检测精度。即使在有分数多普勒频偏的情况下也能收敛,具有和ML检测相同的误码性能,但计算复杂度要比ML检测算法低很多。为了进一步降低交互域检测算法的复杂度,文献[42]利用信道的时域和DD域特性,设计了一种低复杂度的交互域迭代检测算法。从无线信道的时域等效信道矩阵来看,时延只引入相邻时隙采样间干扰,多普勒不影响信道的稀疏性,因此可以在时域进行时延和多普勒解耦处理。文献[42]在时域应用小尺度的LMMSE滤波器消除时延影响,在DD域应用交互域检测算法进行交互域迭代<sup>[64]</sup>,最小化多普勒影响,检测性能近似最优,复杂度低于文献[64]的算法。

### 3.3 Turbo检测器

Turbo检测器是联合迭代符号检测与解码,利用解码信息迭代提高符号检测的精度。Turbo检测器的一般结构如图7所示。

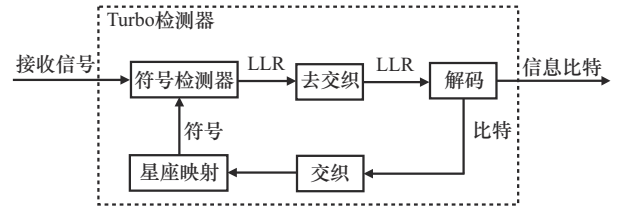


图7 Turbo检测器的一般结构

文献[43]设计了一种联合LDPC解码和MRC检测的Turbo检测器,MRC检测器的输出比特对数似然比(LLR,log likelihood ratio)经过随机去交织后输入LDPC解码器,LDPC解码器的硬判决解码比特经交织、调制后反馈输入MRC检测器进行迭代检测。该Turbo检测器相比未编码系统的MRC检测器可获得2~3 dB的性能增益。文献[39]设计了一种联合软输入软输出(SISO,soft-in soft-out)检测和解码的Turbo检测器,SISO检测器(UAMP检测器)计算每一个编码比特的LLR,输入解码器进行解码,SISO解码器(卷积码解码器)的输出LLR再反馈到SISO检测器进行迭代检测。该Turbo检测器相比未编码系统的UAMP检测器可获得3.5~4 dB的性能增益。文献[36]设计了一种基于滑动窗的LMMSE Turbo检测器,利用滑动窗限制均衡过程中的符号数量,降低接收机的复杂度。通过选择合适的滑动窗,该Turbo检测器的复杂度只有未加滑动窗的LMMSE Turbo检测器的十分之一,调整滑动窗口的大小,可平衡复杂度和误码性能。文献[65]设计了一种双迭代稀疏化最小均方误差(DI-S-MMSE,doubly-iterative sparsified minimum mean square error) Turbo检测器,外迭代在SISO MMSE检测器和SISO解码器之间迭代交换LLR,内迭代在MMSE检测器内降低计算复杂度。该检测器不受因子图中短循环的影响,达到了近似最优逐符号MAP算法的性能。

### 3.4 基于深度学习的检测器

基于深度学习的信号检测器相比传统检测器具有更好的性能,并且不需要复杂的信道估计。文献[66]设计了一种基于二维卷积神经网络(2D-CNN)的OTFS检测器。该检测器将2D-CNN用于OTFS系统DD域的信号检测,并将MP检测器用作数据增强池去增大训练数据的特征,可高效检测发送数据符号矩阵。在高移动通信场景中,该检测器的性能优于MP检测器,接近最优MAP检测器,但检测时间远短于MAP检测器。由于训练阶段和测试阶

段的信道状态不变,因此该检测器的复杂度为线性阶  $O(MN)$ 。文献[67]设计了一种基于神经网络的有监督学习 OTFS 均衡器。该均衡器在每一个 OTFS 数据帧中完成在线学习,训练数据和测试数据在同一个 OTFS 数据帧内,可利用叠加导频模式,导频符号用作训练数据,数据符号用作测试数据。利用储备池计算(RC,reservoir computing)递归神经网络,只需要一次在线学习就能够处理不同 OTFS 数据帧间的信道变化,其复杂度为  $O(N_n MN)$ ,其中,  $N_n$  为神经网络的状态数。该均衡器不需要知道精确的信道状态信息,可直接检测发送符号,相比传统的检测器在低信噪比情况下具有更好的误码性能。文献[68]设计了一种基于 ViterbiNet 的低复杂度 OTFS 信号检测器。该检测器用一个神经网络替换 Viterbi 算法中的对数似然计算模块,原计算模块需要精确的信道状态信息,用神经网络替换后就不需要预先估计信道状态信息。这是因为神经网络只用于计算对数似然值,所以基于

ViterbiNet 的检测器既有数据驱动深度学习的好处(不需要信道状态信息),也有模型驱动深度学习的好处(只需要少量的训练数据),其复杂度为 OTFS 数据帧大小的线性阶,但误码性能却优于传统的 MMSE、MP、MRC 等检测器。

### 3.5 各类检测器比较

线性检测器通过均衡矩阵来消除干扰,一般复杂度不高,但误码性能较差。非线性检测器的误码性能和复杂度往往是矛盾的,误码性能好,迭代次数就会多,复杂度就会增加。Turbo 检测器将信号检测和信道解码联合迭代处理,利用解码信息提高信号检测的性能。以上 3 类传统检测器都需要精确的信道状态信息和检测模型,对未知信道和环境噪声的鲁棒性较差。基于深度学习的检测器借助神经网络强大的非线性表示和处理能力,在未知信道模型和环境噪声的情况下,仍然具有很好的检测性能。表 2 对现有 OTFS 系统接收机检测器的特点进行了对比。

表 2 现有 OTFS 系统接收机检测器的特点对比

类别	文献	检测算法	是否迭代运算	信号处理域	算法复杂度	误码性能
线性检测器	文献[35]	MMSE、ZF	否	DD 域	$O(MN \ln(MN))$	
	文献[34]	LMMSE	否	DD 域	$O(MN \ln(N))$	
非线性检测器	文献[69]	MAP-PIC	是	DD 域	$O(n_{\text{iter}} MN Q^p)$	UAMP>
	文献[14]	MP	是	DD 域	$O(n_{\text{iter}} MNSQ)$	EP>
	文献[37] 文献[38]	GAMP	是	DD 域	$O(n_{\text{iter}} MNSQ)$	MRC>
	文献[39]	UAMP	是	DD 域	$O(n_{\text{iter}} MN \ln(MN)) + O(n_{\text{iter}} MNQ)$	MAP-PIC>
	文献[50]	PMP	是	DD 域	$O(n_{\text{iter}} MNSQ)$	GAMP>
	文献[40]	VB	是	DD 域	$O(n_{\text{iter}} MNPQ)$	VB>
	文献[46]	EP	是	DD 域	$O(n_{\text{iter}} MN(2^Q + S))$	PMP>
	文献[47]	EP	是	时域	$O(n_{\text{iter}} MN \ln(QS))$	交互域>
	文献[43]	MRC	是	DD 域	$O(n_{\text{iter}} MNL)$	MP>
	文献[42] 文献[64]	交互域迭代、时域 LMMSE、DD 域 MP	是	时域和 DD 域	$O(n_{\text{iter}}((M^3 N) + 2MN \ln(N) + MN))$	MMSE>
Turbo 检测器	文献[43]	MRC	是	DD 域		LMMSE>
	文献[39]	UAMP	是	DD 域		ZF
	文献[47]	EP	是	DD 域		
	文献[36]	滑动窗 LMMSE	是	DD 域		
	文献[65]	DI-S-MMSE	是	DD 域		
基于深度学习的检测器	文献[66]	2D-CNN	—	DD 域	$O(MN)$	信道解码辅助迭代的 Turbo 检测器复杂度增大,误码性能提高
	文献[67]	RC	—	DD 域	$O(N_n MN)$	近于 MAP
	文献[68]	ViterviNet	—	DD 域	$O(MN)$	优于 MP

## 4 联合信道估计与信号检测

接收机对信道估计和信号检测进行联合迭代处理,可减少保护符号和导频功率,提高功率效率和频谱效率,选择合适的交互信息和迭代参数,可以提高接收机的误码性能。联合信道估计与信号检测接收机的原理结构如图8所示。

### 4.1 DD域联合信道估计与信号检测

文献[24]采用DD域叠加导频模式设计了一种联合信道估计与信号检测算法,首先基于阈值检测法粗略估计信道,其次基于和-积算法用估计的信道去检测符号,再次用检测到的符号消除接收信号中的干扰,最后用消除干扰后的接收信号去精确估计信道参数。该算法在信道估计、干扰消除和符号检测间联合迭代处理,可以获得较高的估计/检测性能和频谱效率。文献[56]的联合信道估计与信号检测算法与文献[24]的算法类似,不同的是信道估计利用MMSE算法,信号检测利用MP算法。文献[70]提出了一种基于基扩展模型的联合信道估计、信号检测和信道解码Turbo接收机,该接收机通过在信道估计、信号检测和信道解码之间迭代交互软信息(LLR、符号均值和方差)获得优越的接收性能;采用DD域叠加导频方案,可获得最高频谱效率;对导频功率和基扩展的阶数优化,并最小化信干噪比,使得接收机可达到最优误码性能。尽管该接收机的频谱效率高、功率效率高、误码性能优(这3个方面性能都高出文献[56]很多),但复杂度也很高,复杂度几乎为OTFS数据帧大小的立方阶,若要在实际中应用,还需要进一步寻找降低复杂度的方法。

### 4.2 交互域联合信道估计与信号检测

文献[41]设计了一种交互域迭代联合信道估计与信号检测接收机,在TF域进行信道估计,在DD

域进行信号检测和干扰消除。在TF域插入导频,导频为嵌入式导频和叠加导频混合模式,然后估计稀疏信道的等效信道矢量。由于在TF域数据符号对导频响应的干扰更少,因此具有更高的估计精度。由于DD域的信道矩阵稀疏性更强,因此在DD域进行信号检测复杂度更低。该接收机采用混合导频模式,可在导频开销和估计精度之间有一个很好的折中。导频开销减少到文献[21]的五分之一,复杂度降低为文献[14]的四分之一。

## 5 信道估计与信号检测的未来挑战

OTFS系统的等效信道矩阵不再像OFDM系统那样具有循环性,所以适用于OFDM系统的信道估计与信号检测算法中一般不能直接应用在OTFS系统。

### 5.1 更低复杂度的接收机设计

现有的信道估计与检测算法大多是利用OTFS系统等效信道矩阵的稀疏性、块循环性以及多径信号的叠加性、可分离性等设计低复杂度的接收机。但是在许多通信场景中,如散射体丰富、分数多普勒不可避免、信道模型难以准确描述,现有的信道估计与信号检测算法的复杂度会急剧增大。因此,设计更低复杂度的接收机仍是OTFS调制技术能否实际应用的关键问题。充分发掘OTFS系统等效信道在DD域、TF域、时间域、频率域的结构特性、相互转换关系等,设计联合信道估计、信号检测和信道解码的迭代接收机是一个值得关注的方向。

### 5.2 高精度低开销的信道估计算法设计

基于导频的信道估计是目前OTFS系统信道估计的主要方法,但导频插入会增加系统的频谱、功率等资源开销。基于嵌入式导频的信道估计方法复杂度低,但频谱效率和功率效率也低,峰均比高。基于叠加导频的信道估计方法频谱效率高,但存在

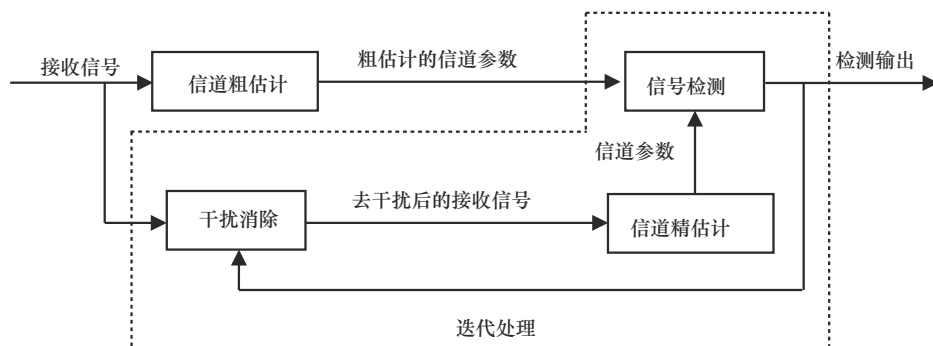


图8 联合信道估计与信号检测接收机的原理结构

数据符号和导频符号间干扰, 检测性能差。信道估计的精度、开销和复杂度是相互影响的, 对导频的要求通常是矛盾的。到目前为止, 还未见到有文献描述导频方案和算法性能关系的数学模型。建模导频方案和算法性能之间的关系, 对导频方案进行最优设计, 是 OTFS 系统信道估计方面一个值得研究的课题。

### 5.3 基于深度学习的信道估计与信号检测

近年来, 基于深度学习的方法被广泛用于无线通信系统的信道估计和信号检测, 取得了很好的效果。例如, 文献[71]将接收信号和信道矩阵输入检测器网络去估计发送信号, 文献[72]将全连接深度神经网络用于 OFDM 系统的联合信道估计和信号检测, 文献[73]将卷积神经网络和递归神经网络用于通信系统的信号检测, 文献[59-62]将深度学习用于 OTFS 系统的信道估计, 文献[66-68]将深度学习用于 OTFS 系统的信号检测。这些研究已充分证明将深度学习算法用于 OTFS 系统的接收机设计是可行的和有效的, 特别是在信道模型未知或信道参数难以准确估计的情况下, 借助神经网络强大的非线性处理和特征提取能力, 可以获得很好的估计和检测效果。基于深度学习的 OTFS 接收机设计也是一个非常值得关注的研究方向。

### 5.4 适用于 OTFS 和 OFDM 的通用接收机设计

OTFS 系统能获得时间频率的全分集增益, 在高移动通信场景下的性能显著优于 OFDM 系统, 但在低移动通信场景下 OFDM 系统的整体性能更优。因此, 用户根据移动速度的不同在 OFDM 和 OTFS 波形之间进行切换, 通信效率会更优, 效果会更好。文献[52]构想了 OFDM 和 OTFS 系统混合应用的通信场景, 文献[58]给出了一个兼容 OFDM 和 OTFS 波形的统一信号处理框架。未来无线通信系统要兼容 OFDM 和 OTFS 波形, 就必须设计既适用于 OTFS 也适用于 OFDM 的通用接收机, 这也是一个非常有挑战的课题。从 OFDM 和 OTFS 发送符号的 TF 域和 DD 域表示出发, 寻找通用的发送符号特征表示, 基于深度学习算法去直接进行信号检测或许是一个可行的办法。

### 5.5 系统不完美消除或补偿

到目前为止, 关于 OTFS 系统的研究大都是围绕基本原理、系统架构、系统性能、信道估计、信

号检测等方面展开的, 从理论层面论证了 OTFS 系统的优势和缺点、结构和算法。但一项新技术要在实践中得以应用, 还需要开发测试系统对其性能进行全面评估, 测试系统要考虑实际通信环境的各种工程问题, 如实际信道环境、峰均功率比、载波不同步、I/Q 不平衡、定时偏差、电磁干扰等因素对 OTFS 系统的影响。文献[5]通过实际信道测量评估了 OTFS 系统在高速铁路 UHF 波段无线通信中的性能, 但并未考虑射频不完美等因素的影响。接收机如何消除或补偿这些实际工程问题对系统的影响, 也是一个值得研究的课题。

## 6 结束语

OTFS 调制是一种新型的二维多载波调制技术, 能够有效克服时间-频率双选择性信道衰落对传输信号的影响, 特别是在高移动通信场景中 OTFS 系统的通信性能显著优于 OFDM。但 OTFS 系统的复杂度很高, 要使 OTFS 调制在实际系统中得以应用, 就必须设计低复杂度、高可靠性的接收机, 信道估计和信号检测是 OTFS 系统接收机设计的关键问题。本文通过对现有的信道估计与信号检测算法进行梳理和综述, 总结了 OTFS 接收机设计面临的一些难点问题, 并给出了一些可能的解决思路, 希望能为该领域的研究人员提供一些有用的参考和帮助。

### 参考文献:

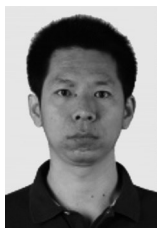
- [1] 栾宁, 熊轲, 张煜, 等. 6G: 典型应用、关键技术与面临挑战[J]. 物联网学报, 2022, 6(1): 29-43.  
LUAN N, XIONG K, ZHANG Y, et al. 6G: typical applications, key technologies and challenges[J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2022, 6(1): 29-43.
- [2] MATZ G, BOLCSKEI H, HLAWATSCH F. Time-frequency foundations of communications: concepts and tools[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2013, 30(6): 87-96.
- [3] HADANI R, RAKIB S, TSATSANIS M, et al. Orthogonal time frequency space modulation[C]//Proceedings of the 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-6.
- [4] LIU H Y, LIU Y M, YANG M, et al. On the characterizations of OTFS modulation over multipath rapid fading channel[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(3): 2008-2021.
- [5] MA Y Y, MA G Y, AI B, et al. Characteristics of channel spreading function and performance of OTFS in high-speed railway[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(10): 7038-7054.
- [6] 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.
- [7] YUAN W J, LI S Y, WEI Z Q, et al. New delay Doppler communication paradigm in 6G era: a survey of orthogonal time frequency space (OTFS)[J]. *China Communications*, 2023, 20(6): 1-25.
- [8] XIAO L X, LI S, QIAN Y, et al. An overview of OTFS for Internet of things: concepts, benefits, and challenges[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2022, 9(10): 7596-7618.
- [9] MOHAMMED S K. Derivation of OTFS modulation from first principles[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(8): 7619-7636.
- [10] LAMPEL F, JOUDEH H, ALVARADO A, et al. Orthogonal time frequency space modulation based on the discrete zak transform[J]. *Entropy*, 2022, 24(12): 1704.
- [11] MOHAMMED S K, HADANI R, CHOCKALINGAM A, et al. OTFS —a mathematical foundation for communication and radar sensing in the delay-Doppler domain[J]. *IEEE BITS the Information Theory Magazine*, 2022, 2(2): 36-55.
- [12] WEI Z Q, LI S Y, YUAN W J, et al. Orthogonal time frequency space modulation: Part I: fundamentals and challenges ahead[J]. *IEEE Communications Letters*, 2023, 27(1): 4-8.
- [13] LI S Y, YUAN W J, WEI Z Q, et al. Orthogonal time frequency space modulation: Part II: transceiver designs[J]. *IEEE Communications Letters*, 2023, 27(1): 9-13.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] RAVITEJA P, VITERBO E, HONG Y. OTFS performance on static multipath channels[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2019, 8(3): 745-748.
- [17] 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.
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] MURALI K R, CHOCKALINGAM A. On OTFS modulation for high-Doppler fading channels[C]//*Proceedings of the 2018 Information Theory and Applications Workshop (ITA)*. Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-10.
- [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] KHAN I A, MOHAMMED S K. A low-complexity OTFS channel estimation method for fractional delay-Doppler scenarios[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2023, 12(9): 1484-1488.
- [23] 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.
- [24] 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.
- [25] HASHIMOTO N, OSAWA N, YAMAZAKI K, et al. Channel estimation and equalization for CP-OFDM-based OTFS in fractional Doppler channels[C]//*Proceedings of the 2021 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops)*. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-7.
- [26] 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.
- [27] ZHANG H Y, HUANG X J, ZHANG J A. Low-overhead OTFS transmission with frequency or time domain channel estimation[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2024, 73(1): 799-811.
- [28] SHENG H T, WU W R. Time-frequency domain channel estimation for OTFS systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(2): 937-948.
- [29] LI Z J, YUAN W J, GUO Q H, et al. UAMP-based delay-Doppler channel estimation for OTFS systems[J]. *China Communications*, 2023, 20(10): 70-84.
- [30] RAMACHANDRAN MK, CHOCKALINGAM A. MIMO-OTFS in high-Doppler fading channels: signal detection and channel estimation[C]//*Proceedings of the 2018 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*. Piscataway: IEEE Press, 2018: 206-212.
- [31] 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.
- [32] WEI Z Q, YUAN W J, LI S Y, et al. Off-grid channel estimation with sparse Bayesian learning for OTFS systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(9): 7407-7426.
- [33] SHEN W Q, DAI L L, AN J P, et al. Channel estimation for orthogonal time frequency space (OTFS) massive MIMO[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2019, 67(16): 4204-4217.
- [34] TIWARI S, DAS S S, RANGAMGARI V. Low complexity LMMSE receiver for OTFS[J]. *IEEE Communications Letters*, 2019, 23(12): 2205-2209.
- [35] SURABHI G D, CHOCKALINGAM A. Low-complexity linear equalization for OTFS modulation[J]. *IEEE Communications Letters*, 2020, 24(2): 330-334.
- [36] LAMPEL F, ALVARADO A, WILLEMS F M J. A sliding-window LMMSE turbo equalization scheme for OTFS[J]. *IEEE Communications Letters*, 2023, 27(12): 3320-3324.
- [37] XIANG L P, LIU Y S, YANG L L, et al. Gaussian approximate message passing detection of orthogonal time frequency space modulation [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(10): 10999-11004.
- [38] LI X, YUAN W J. OTFS detection based on Gaussian mixture distribution: a generalized message passing approach[J]. *IEEE Communications Letters*, 2024, 28(1): 178-182.
- [39] YUAN Z D, LIU F, YUAN W J, 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.

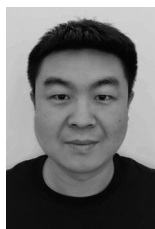
- [40] YUAN W J, WEI Z Q, YUAN J H, et al. A simple variational Bayes detector for orthogonal time frequency space (OTFS) modulation[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(7): 7976-7980.
- [41] ZHANG Y F, ZHU X, LIU Y J, et al. A cross-domain iterative OTFS receiver for sparse doubly selective channels[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2024, 13(1): 54-58.
- [42] LIU M M, LIS Y, BAI B M, et al. Reduced-complexity cross-domain iterative detection for OTFS modulation via delay-Doppler decoupling[C]// *Proceedings of the 2023 IEEE 24th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*. Piscataway: IEEE Press, 2023: 546-550.
- [43] THAJ T, VITERBO E. Low complexity iterative rake decision feedback equalizer for zero-padded OTFS systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(12): 15606-15622.
- [44] PRIYA P, VITERBO E, HONG Y. Low complexity MRC detection for OTFS receiver with oversampling[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(2): 1459-1473.
- [45] ZHANG H J, LV M H, LI J N, et al. An improved MRC-rake symbol detector for OTFS modulation using expectation cancellation[C]// *Proceedings of the 2023 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*. Piscataway: IEEE Press, 2023: 1-6.
- [46] LI H, DONG Y Y, GONG C H, et al. Low complexity receiver via expectation propagation for OTFS modulation[J]. *IEEE Communications Letters*, 2021, 25(10): 3180-3184.
- [47] SHAN Y R, WANG F G, HAO Y X. Orthogonal time frequency space detection via low-complexity expectation propagation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(12): 10887-10901.
- [48] SHAO H, ZHANG H J, ZHOU H, et al. A complexity-reduced QRD-SIC detector for interleaved OTFS[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(2): 950-960.
- [49] YE Z H, YAN S F, SUI Z P, et al. Successive interference cancellation aided bidirectional soft decision feedback equalization for OTFS systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2023, 12(12): 2028-2032.
- [50] YUAN Z M, TANG M, CHEN J H, et al. Low complexity parallel symbol detection for OTFS modulation[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(4): 4904-4918.
- [51] 邢旺, 唐晓刚, 周一青, 等. 面向 OTFS 的时延-多普勒域信道估计方法综述[J]. *通信学报*, 2022, 43(12): 188-201.  
XING W, TANG X G, ZHOU Y Q, et al. Survey of channel estimation method in delay-Doppler domain for OTFS[J]. *Journal on Communications*, 2022, 43(12): 188-201.
- [52] ZHANG Z Q, LIU H, WANG Q L, et al. A survey on low complexity detectors for OTFS systems[J]. *ZTE Communications*, 2021, 19(4): 3-15.
- [53] LI Z J, YUAN W J, YOU C S, et al. Efficient channel estimation for OTFS systems in the presence of fractional Doppler[C]// *Proceedings of the 2023 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*. Piscataway: IEEE Press, 2023: 1-5.
- [54] 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.
- [55] ZHAO L, YANG J, LIU Y L, et al. Block sparse Bayesian learning-based channel estimation for MIMO-OTFS systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2022, 26(4): 892-896.
- [56] 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.
- [57] SRIVASTAVA S, SINGH R K, JAGANNATHAM A K, et al. Bayesian learning aided sparse channel estimation for orthogonal time frequency space modulated systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(8): 8343-8.
- [58] DAS S S, RANGAMGARI V, TIWARI S, et al. Time domain channel estimation and equalization of CP-OTFS under multiple fractional dopplers and residual synchronization errors[J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 10561-10576.
- [59] 蒲旭敏, 刘雁翔, 宋米雪, 等. 基于模型驱动深度学习的 OTFS 信道估计[J]. *电子与信息学报*, 2024, 46(2): 680-687.  
PU X M, LIU Y X, SONG M X, et al. Orthogonal time frequency space channel estimation based on model-driven deep learning[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2024, 46(2): 680-687.
- [60] GUO L, GU P, ZOU J, et al. DNN-based fractional Doppler channel estimation for OTFS modulation[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(11): 15062-15067.
- [61] ZHANG X Q, YUAN W J, LIU C, et al. Deep learning with a self-adaptive threshold for OTFS channel estimation[C]// *Proceedings of the 2022 International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)*. Piscataway: IEEE Press, 2022: 1-5.
- [62] YANG C Y, WANG J L, PAN Z N, et al. Delay-Doppler frequency domain-aided superimposing pilot OTFS channel estimation based on deep learning[C]// *Proceedings of the 2022 IEEE 96th Vehicular Technology Conference (VTC2022-Fall)*. Piscataway: IEEE Press, 2022: 1-6.
- [63] ZOU T T, XU W J, GAO H, et al. Low-complexity linear equalization for OTFS systems with rectangular waveforms[C]// *Proceedings of the 2021 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops)*. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-6.
- [64] LI S Y, YUAN W J, WEI Z Q, et al. Cross domain iterative detection for orthogonal time frequency space modulation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(4): 2227-2242.
- [65] LI H T, YU Q Y. Doubly-iterative sparsified MMSE turbo equalization for OTFS modulation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(3): 1336-1351.
- [66] 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.
- [67] ZHOU Z, LIU L J, XU J R. Learning to equalize OTFS[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(9): 7723-7736.
- [68] GONG Y, LI Q Y, MENG F K, et al. ViterbiNet-based signal detection for OTFS system[J]. *IEEE Communications Letters*, 2023, 27(3): 881-885.
- [69] 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.
- [70] LIU Y J, GUAN Y L, DAVID GONZÁLEZ G. Turbo BEM OTFS receiver with optimized superimposed pilot power[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2024, 72(1): 601-617.
- [71] SAMUEL N, DISKIN T, WIESEL A. Learning to detect[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2019, 67(10): 2554-2564.

- [72] YE H, LI G Y, JUANG B H. Power of deep learning for channel estimation and signal detection in OFDM systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2018, 7(1): 114-117.
- [73] FARSAD N, GOLDSMITH A, FARSAD N, et al. Detection algorithms for communication systems using deep learning[J]. arXiv Preprint, arXiv: 1705.08044, 2017.

#### [作者简介]



王永川 (1977-), 男, 河北元氏人, 博士, 陆军工程大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为通信信号处理、抗干扰通信、无人机通信等。



周平 (1988-), 男, 安徽无为市人, 博士, 陆军工程大学讲师, 主要研究方向为无线通信、无人机通信等。



黄局 (1996-), 男, 山东兰陵人, 陆军工程大学助教, 主要研究方向为无人机通信等。