



专题：6G 无线传输技术

面向 6G 的新型多址与波形技术

李华, 郝诗雅, 巩彩红, 李倩倩, 戴晓明

(北京科技大学计算机与通信工程学院, 北京 100083)

摘 要: 随着互联网终端海量接入, 传统正交多址接入 (orthogonal multiple access, OMA) 技术接入效率低, 5G NR 系统面临拥塞及高时延问题, 并且在高速场景下, 基于正交频分复用 (orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM) 的系统由于多普勒效应性能严重恶化。为满足 6G 在高速移动场景下低时延、高可靠、海量接入需求, 首先, 结合正交时频空间 (orthogonal time frequency space, OTFS) 和图样分割多址接入 (pattern division multiple access, PDMA) 技术, 提出了一种 OTFS-PDMA 联合方案; 然后, 推导 PDMA 传输码字在时延-多普勒 (delay-Doppler, DD) 域采用不同分配方式的系统输入-输出关系; 最后, 提出了一种基于期望传播算法 (expectation propagation algorithm, EPA) 的低复杂度接收机。仿真结果表明, OTFS-PDMA 较传统的 OTFS-OMA 技术能够显著提升误码率性能; 对于规则码本, 不同码字分配方案性能相似, 而对于非规则码本, 发送信号采用集中式扩频优于离散式扩频, 且对于离散式扩频, PDMA 扩频信号沿多普勒轴分配, 系统可取得较好性能; 此外 EPA 接收机性能优于其他传统接收机。

关键词: 正交时频空间; 图样分割多址接入; 码字分配; 期望传播算法

中图分类号: TP393

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2022271

New multiple access and waveform technology for 6G

LI Hua, HAO Shiya, GONG Caihong, LI Qianqian, DAI Xiaoming

School of Computer and Communication Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China

Abstract: With the explosive growth of Internet devices, the 5G new radio (NR) system faces congestion and high latency issues due to the low access efficiency of traditional orthogonal multiple access (OMA). Besides this, the performance of the orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM)-based system is severely degraded due to the Doppler effect in high-speed scenarios. To meet the low-latency, high-reliability, and massive connection requirements of 6G communication in high-mobility scenarios, firstly, a novel orthogonal time frequency space (OTFS)-based pattern division multiple access (PDMA) scheme, shortened as OTFS-PDMA, was proposed. Then, the system input-output relationship of different types of PDMA codeword allocation schemes in the delay-Doppler (DD) domain was derived. Finally, a low-complexity expectation propagation algorithm (EPA)-based receiver was proposed. Simulation results illustrate that the proposed OTFS-PDMA scheme achieves significant performance gains

收稿日期: 2022-08-22; 修回日期: 2022-10-11

通信作者: 戴晓明, daixiaoming@ustb.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61871029)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.61871029)

over the conventional OTFS-OMA scheme. For regular PDMA patterns, the PDMA codeword allocation has a slight impact on the system performance. For irregular patterns, the centralized spreading method outperforms the discrete one. For discrete spreading scheme, the system can achieve better performance by assigning irregular PDMA spread signals along the Doppler direction. In addition, the proposed EPA receiver outperforms its conventional counterparts.

Key words: orthogonal time frequency space, pattern division multiple access, pattern allocation, expectation propagation algorithm

0 引言

随着互联网海量终端的接入, 移动数据流量呈爆炸式增长, 6G 通信需要满足更高频谱效率、更低传输时延和海量连接需求。1G 到 5G NR 通信系统均采用正交多址接入 (orthogonal multiple access, OMA) 方式避免多址干扰, 但在海量接入场景下, OMA 接入效率较低, 限制了无线通信资源的自由度, 系统会面临阻塞、高时延等问题^[1-2]。此外正交频分复用 (orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM) 作为长期演进 (long term evolution, LTE) 技术和 5G NR 标准的调制技术, 对多普勒效应敏感, 导致其在高速场景下的应用受限。因此, 为满足 6G 移动通信系统在高动态场景下的超低时延、高可靠及超大连接等需求, 需要进一步探索新型多址技术和波形技术。

非正交多址接入 (non-orthogonal multiple access, NOMA) 技术通过功率复用或特征码本设计, 允许不同用户复用相同的时、频、空域资源, 在理论上相对 OMA 技术可以获得更高的频谱效率, 受到学术界和工业界的广泛关注。目前, 主流 NOMA 技术方案包括基于功率分配的 NOMA、基于交织的 NOMA (如交织分割多址接入)^[3]、基于扰码的 NOMA (如资源扩展多址接入)^[4]、基于扩频的 NOMA (如稀疏码多址接入 (sparse code multiple access, SCMA))^[5]、图样分割多址接入 (pattern division multiple access, PDMA)^[6] 等。然而, 许多关于 NOMA 的现有工作都集中在低移动性场景上。随着高速铁路和自动驾驶汽车

等发展, 传统基于 OFDM 的通信系统由于子载波正交性破坏, 性能严重恶化。且 6G 通信系统的高频段通信, 如毫米波 (millimeter wave, MMW)、太赫兹 (terahertz, THz) 等技术对多普勒效应更加敏感。正交时频空间 (orthogonal time frequency space, OTFS) 是一种二维调制技术, 在高速移动场景中相对 OFDM 表现出良好的鲁棒性^[7]。与传统 OFDM 不同, OTFS 将发送数据放置在时延-多普勒 (delay-Doppler, DD) 域, 可以充分利用时延和多普勒域的分集增益。在 DD 域, 每帧 OTFS 数据几乎经过相同的信道, 即 OTFS 可以将时频域的快速时变信道转换为时延-多普勒域的准平稳信道, 简化了信道估计和检测过程^[8-9]。文献[10-12]对 OTFS 与多址技术的结合模型进行了研究, 文献[10]提出将 DD 域资源以等间隔的方式分配给每个用户, 以避免多用户干扰, 每个用户的信号仅被限制在时频域平面上的一个子块上; 文献[11]提出将多用户的信号在 DD 网格上沿多普勒轴或时延轴分配在不重叠且相邻的子块上, 以解决显著的同信道干扰; 文献[12]提出一种 SCMA-OTFS 结合的方案, 并针对下行和上行系统分别设计了二阶段和一阶段接收机, 然而接收机复杂度仍然很高, 且只针对规则码本进行研究, 对于非规则码本扩频信号, 在 DD 域分配方案研究尚不充分。

为满足 6G 通信在高速场景下高可靠、低时延、海量接入的需求, 本文结合 OTFS 和 NOMA 技术, 首先提出一种新型的 OTFS-PDMA 模型。PDMA 是一种兼顾发送端和接收端的联合设计技术。在发送端, 可以将多用户的发送信号在不同



域进行复用，如功率域、空域、编码域、频域、时延域和多普勒域；在接收端，可以利用消息传递算法或串行干扰删除技术实现多用户信号检测。接着推导用户 PDMA 扩频信号在 DD 网络上不同分配方式下的系统等效输入—输出关系式。考虑 PDMA 码本和 DD 域信道稀疏性，提出一种基于期望值传播算法（expectation propagation algorithm, EPA）的低复杂度接收机。最后给出仿真结果及性能分析。

1 OTFS-PDMA 系统模型

本文考虑 OTFS-PDMA 上行编码系统，OTFS-PDMA 系统流程如图 1 所示。假设 K 个用户共享 J 个时延—多普勒域资源元素（delay-Doppler resource element, DDRE）。PDMA 扩频信号分配在 OTFS 系统 DD 域网络上：

$$L_{\text{DD}} = \left\{ \left(\frac{m}{M\Delta f}, \frac{n}{NT} \right), m=0,1,\dots,M-1, n=0,1,\dots,N-1 \right\} \quad (1)$$

其中，时延和多普勒域维度分别为 M 和 N 。每帧 OTFS 信号占据带宽为 $M\Delta f$ ，周期为 NT ，其中 $\Delta f = 1/T$ 。每个用户可传输的符号数为 $N_s = MN/J$ 。

1.1 PDMA

不失一般性，本文以第 $k \in (1, 2, \dots, K)$ 个用户为例。在发送端，首先对用户 k 比特信息 $\mathbf{b}_k$ 进行 Turbo 编码，得到编码比特流 $\mathbf{c}_k$ ，接着将编码比特映射为正交振幅调制（quadrature amplitude modulation, QAM）星座图符号，其中每个 QAM

符号由 Q 个比特组成。然后每个用户根据自己的码本图样对发送 N_s 个 QAM 符号组成的向量进行 PDMA 编码。扩频方式有两种，即基于块的集中式和基于载波的离散式方案。集中式扩频可以表示为：

$$\mathbf{x}_{\text{DD}}^k = \mathbf{x}^k \otimes \mathbf{v}^k \quad (2)$$

其中， $\otimes$ 表示克罗内克积。离散式扩频可以表示为：

$$\mathbf{x}_{\text{DD}}^k = \mathbf{v}^k \otimes \mathbf{x}^k \quad (3)$$

其中， $\mathbf{v}^k$ 表示用户 k 的扩频码本向量，多个用户的码本组成码本矩阵 $\mathbf{V}_{\text{PDMA}}$ ，表示每个用户的资源映射规则。6 个用户共享 4 个 DDRE 的规则和非规则 PDMA 码本矩阵为：

$$\mathbf{V}_{\text{PDMA},1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$\mathbf{V}_{\text{PDMA},2} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

其中，行表示资源数，列表示用户数，码本中的“1”和“0”分别表示用户是否占用对应的 DDRE。例如，对于规则码本 $\mathbf{V}_{\text{PDMA},1}$ ，用户 1 的数据映射在第一个和第二个 DDRE 上。定义 d_f 为码本矩阵的行重（“1”的个数），表示每个 DDRE 上的信号复用度； d_v^k 为码本矩阵的列重，表示每个用户的发送分集度。对于式（4）的 PDMA 码本 $\mathbf{V}_{\text{PDMA},1}$ ，每个用户等分集，即 $d_v^1 = \dots = d_v^6 = d_v = 2$ 、 $d_f = 3$ ，称为规则码本。 $\mathbf{V}_{\text{PDMA},2}$ 为非规则码本。为便于分

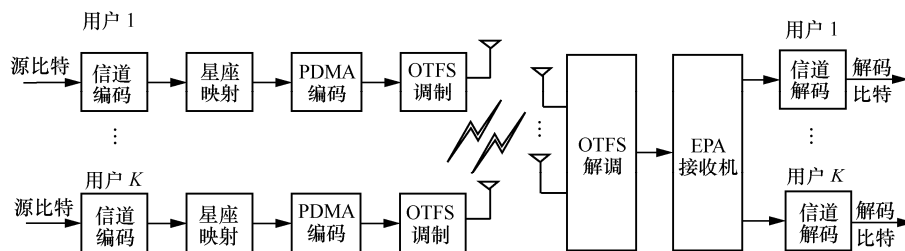


图 1 OTFS-PDMA 系统流程

析, 本文以规则码本 $V_{\text{PDMA},1}$ 为例, PDMA 6 个用户在 4 个 DDRE 上复用方式如图 2 所示。

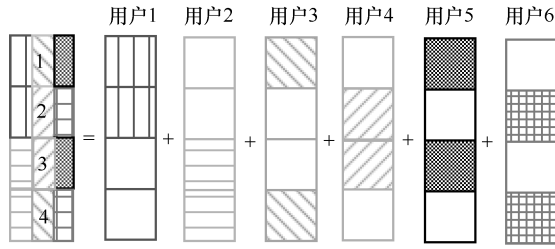


图2 PDMA 6 个用户在 4 个 DDRE 上复用方式

1.2 OTFS

OTFS 调制解调系统框架如图 3 所示。首先, 将用户 k 的 OTFS 信号映射在 DD 域网格 L_{DD} 上,

OTFS 信号可以沿时延轴或多普勒轴分配, PDMA 扩频码字在 DD 网格分配方式如图 4 所示 (假设 $M=N=8$ 、 $K=6$ 、 $J=4$)。本文以沿时延域为例, 首先利用逆离散辛快速傅里叶变换 (inverse symplectic fast Fourier transform, ISFFT) 将用户在 DD 域的二维信号 X_{DD}^k 变换到时频域:

$$X_{\text{TF}}^k = F_M \text{vec}_{M,N}^{-1}(x_{\text{DD}}^k) F_N^H = F_M X_{\text{DD}}^k F_N^H \quad (5)$$

其中, $\text{vec}_{M,N}^{-1}(x_{\text{DD}}^k)$ 表示将向量按列 (M 维度) 矩阵化, $F_M \in \mathbb{C}^{M \times M}$ 和 $F_N \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 为快速傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT) 矩阵。接着, 将时频域信号通过 FFT 变换到时域, 并进行脉冲成形得到:

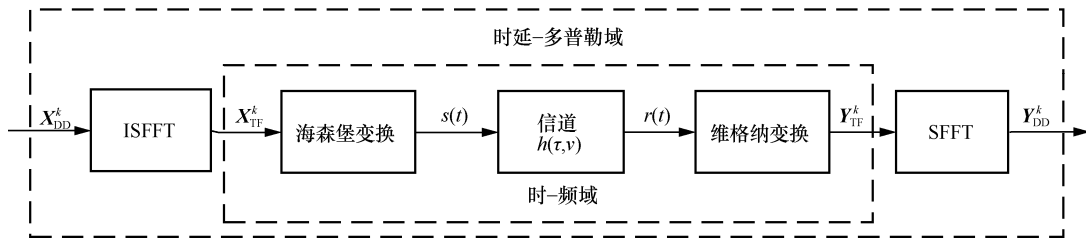


图3 OTFS 调制解调系统框架

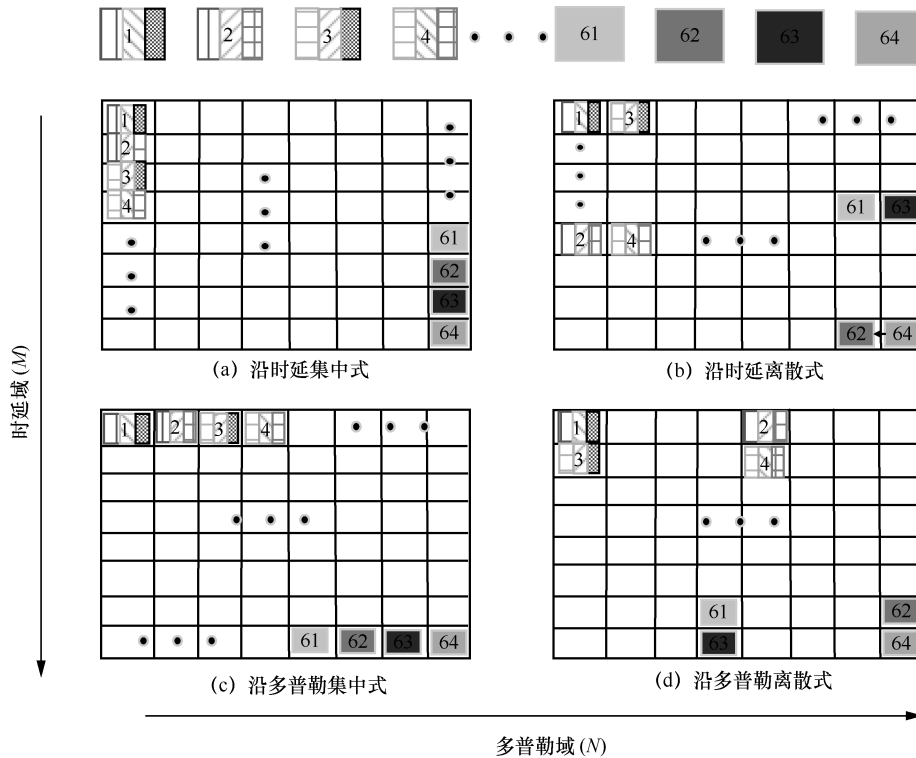


图4 PDMA 扩频码字在 DD 网格分配方式



$$\mathbf{S}^k = \mathbf{G}_{\text{tx}} \mathbf{F}_M^H \mathbf{X}_{\text{TF}}^k \quad (6)$$

其中, $\mathbf{G}_{\text{tx}} = \text{diag}[g_{\text{tx}}[0], g_{\text{tx}}[T/M], \dots, g_{\text{tx}}[(M-1)T/M]]$ 为发送端脉冲成形矩阵。经过并串转换得到时域发送信号向量 $\mathbf{s}^k = \text{vec}_{M,N}^{-1}(\mathbf{S}^k) = (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{G}_{\text{tx}}) \mathbf{x}_{\text{DD}}^k$, 添加循环前缀(cyclic prefix, CP), 并经过无线信道得到时域信号为:

$$r(t) = \iint_{\nu \tau} h(\tau, \nu) s(t - \tau) e^{j2\pi\nu(t-\tau)} d\tau d\nu \quad (7)$$

其中, $h(\tau, \nu)$ 为 DD 域信道脉冲响应:

$$h(\tau, \nu) = \sum_{l=1}^L h_l \delta(\tau - \tau_l) \delta(\nu - \nu_l) \quad (8)$$

其中, h_l 、 τ_l 和 ν_l 为第 l 径的信道增益、时延和多普勒频移。对时延和多普勒进行量化得到:

$$\nu_l = \frac{k_l}{NT}, \tau_l = \frac{g_l}{M\Delta f} \quad (9)$$

其中, k_l 和 g_l 分别对应时延域和多普勒域的整数索引。接收端对时域接收信号以 $M\Delta f$ 频率进行采样, 得到时域离散信号为:

$$r(n) = \sum_{l=1}^L h_l e^{j2\pi \frac{k_l(n-g_l)}{MN}} s([n-g_l]_{MN}) \quad (10)$$

以向量形式表示为 $\mathbf{r}^k = \mathbf{H}_{\text{Time}}^k \mathbf{s}^k$, 其中时域信道矩阵表示为:

$$\mathbf{H}_{\text{Time}}^k = \sum_{l=1}^L h_{n_r, l} \mathbf{\Pi}^{g_l} \Delta_l^{(k_l + \kappa_l)} \quad (11)$$

其中, $\mathbf{\Pi} = \text{circ}\{[0, 1, 0, \dots, 0]_{MN \times 1}^T\}$ 为置换矩阵,

$$\Delta_l^{(k_l + \kappa_l)} = \text{diag}\{[z^0, z^1, \dots, z^{MN-1-g_l}, z^{-g_l}, \dots, z^{-1}]\} \quad ,$$

$$\mathbf{y}_{\text{DD}}^k = \underbrace{(\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{H}_{\text{Time}}^k (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{I}_M)}_{\mathbf{H}_{\text{DD}}^k} \mathbf{x}_{\text{DD}}^k = \mathbf{H}_{\text{DD}}^k (\mathbf{x}^k \otimes \mathbf{v}^k) =$$

$$(\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M) \begin{bmatrix} h_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & z^{-1}h_2 \\ h_2 & h_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & z^1h_2 & h_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & z^2h_2 & h_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & z^3h_2 & h_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & z^4h_2 & h_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & z^5h_2 & h_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & z^6h_2 & h_1 \end{bmatrix} (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{I}_M) \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} =$$

$\mathbf{z} = e^{j2\pi k_l/MN}$ 。在接收端, 时域信号经过维格纳变换转换到时频域:

$$\mathbf{Y}_{\text{TF}}^k = \mathbf{F}_M \mathbf{G}_{\text{rx}} \mathbf{R}^k \quad (12)$$

其中, $\mathbf{R}^k = \text{vec}_{M,N}^{-1}(\mathbf{r}^k)$, $\mathbf{G}_{\text{rx}}$ 为接收端脉冲矩阵。本文考虑实际矩形波, 即 $\mathbf{G}_{\text{tx}} = \mathbf{G}_{\text{rx}} = \mathbf{I}_M$ 。将时频域信号通过 SFFT 变换到 DD 域为:

$$\mathbf{Y}_{\text{DD}}^k = \mathbf{F}_M^H \mathbf{Y}_{\text{TF}}^k \mathbf{F}_N \quad (13)$$

对于 PDMA 码字集中式映射方式, 联合上述 OTFS-PDMA 发送和接收过程, 用户 k 的输入—输出关系, 以向量形式表示为:

$$\mathbf{y}_{\text{DD}}^k = \frac{(\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{H}_{\text{Time}}^k (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{I}_M)}{\mathbf{H}_{\text{DD}}^k} \mathbf{x}_{\text{DD}}^k = \mathbf{H}_{\text{DD}}^k (\mathbf{x}^k \otimes \mathbf{v}^k) = \mathbf{H}^k \mathbf{x}^k \quad (14)$$

其中, $\mathbf{y}_{\text{DD}}^k = \text{vec}_{M,N}(\mathbf{Y}_{\text{DD}}^k) \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ ($\text{vec}_{M,N}(\mathbf{Y}_{\text{DD}}^k)$ 表示将矩阵 $\mathbf{Y}_{\text{DD}}^k$ 按列向量化, $\mathbf{H}_{\text{DD}}^k \in \mathbb{C}^{MN \times MN}$ 、 $\mathbf{H}^k \in \mathbb{C}^{MN \times N}$ 。为了进一步说明集中式和离散式等效信道 $\mathbf{H}^k$ 的表达形式, 以用户 1 为例, 假设 $N=2$ 、 $M=4$ 、 $J=4$, 用户 1 可发送 QAM 符号 $N_s=2$, 即 $\mathbf{x}^k = [x_1; x_2; x_2]$, 参考式 (4) 用户 1 的 PDMA 码本为 $\mathbf{v}^1 = [1; 1; 0; 0]$ 。考虑系统有两条径, 即 $L=2$, 对应的多普勒和时延抽头分别为 $k_l = \{0, 1\}$ 和 $g_l = \{0, 1\}$ 。

(1) 发送端 PDMA 码字集中式映射 (参考式 (2)), 等效输入—输出关系可以表示为:

$$\left[\underbrace{\begin{bmatrix} h_{DD,1}^1 & h_{DD,2}^1 & h_{DD,3}^1 & h_{DD,4}^1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{h_1^1}, \underbrace{\begin{bmatrix} h_{DD,5}^1 & h_{DD,6}^1 & h_{DD,7}^1 & h_{DD,8}^1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{h_2^1} \right] \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} h_1^1 & h_2^1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \mathbf{H}^k \mathbf{x}^k \quad (15)$$

其中, $\mathbf{H}^1 = \begin{bmatrix} h_1^1 & h_2^1 \end{bmatrix}$ 为用户 1 的等效信道矩阵。

(2) 发送端 PDMA 码字离散式映射 (参考式 (3)), 等效输入-输出关系可以表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{DD}^k &= \underbrace{(\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{H}_{\text{Time}}^k (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{I}_M)}_{\mathbf{H}_{DD}^k} \mathbf{x}_{DD}^k = \mathbf{H}_{DD}^k (\mathbf{v}^k \otimes \mathbf{x}^k) = \underbrace{(\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{H}_{\text{Time}}^k (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{I}_M)}_{\mathbf{H}_{DD}^k} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \otimes \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \\ &= \left[\underbrace{\begin{bmatrix} h_{DD,1}^1 & h_{DD,3}^1 & h_{DD,5}^1 & h_{DD,7}^1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{h_1^1}, \underbrace{\begin{bmatrix} h_{DD,2}^1 & h_{DD,4}^1 & h_{DD,6}^1 & h_{DD,8}^1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{h_2^1} \right] \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} h_1^1 & h_2^1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \mathbf{H}^k \mathbf{x}^k \end{aligned} \quad (16)$$

与集中式不同, 在 DD 域信道矩阵 $\mathbf{H}_{DD}^k$ 与扩频码字相乘时, 对于离散映射方式, 需要对 $\mathbf{H}_{DD}^k$ 的列向量进行重组, 构成新的 $\mathbf{H}_{DD}^k$ 矩阵。对于 PDMA 扩频信号沿多普勒轴的分配方式, 等效表达式为:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{DD}^k &= \underbrace{(\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{H}_{\text{Time}}^k (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{I}_M)}_{\mathbf{H}_{DD}^k} \mathbf{x}_{DD}^k = \\ &= \mathbf{H}_{DD}^k \left(\text{vec}_{M,N} \left(\text{vec}_{N,M}^{-1} (\mathbf{x}^k \otimes \mathbf{v}^k) \right) \right)^T = \mathbf{H}^k \mathbf{x}^k \end{aligned} \quad (17)$$

此时需要重组等效信道 $\mathbf{H}_{DD}^k$, 与按时延域分配码字类似, 此处不赘述。

1.3 OTFS-PDMA

考虑含有背景噪声的实际场景, 则对于 K 个用户, OTFS-PDMA 系统的输入-输出关系为:

$$\mathbf{y} = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}^k \mathbf{x}^k = \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (18)$$

其中, $\mathbf{H} = [\mathbf{H}^1, \mathbf{H}^2, \dots, \mathbf{H}^K] \in \mathbb{C}^{MN \times KN_s}$ 为等效信道

矩阵, $\mathbf{x} = [(\mathbf{x}^1)^T, (\mathbf{x}^2)^T, \dots, (\mathbf{x}^K)^T]^T \in \mathbb{C}^{KN_s \times 1}$ 为 K 个用户的发送信号向量, $\mathbf{w}$ 为每个元素服从均值为 0、方差为 σ^2 高斯白噪声。

2 基于 EPA 的低复杂度接收机

2.1 EPA 接收机

考虑到 PDMA 码本矩阵和 OTFS 等效信道矩阵的稀疏特性, 本文提出采用基于 EPA 算法的低复杂度接收机。EPA 的核心思想是通过矩匹配将复杂的后验分布近似为简单的指数家族分布, 如高斯分布。EPA 基于高斯近似, 在因子图的变量节点 (variable node, VN) 和因子节点 (function node, FN) 之间迭代更新均值方差^[13-14]。

对于用户 k 在 DD 域的信道矩阵 $\mathbf{H}_{DD}^k \in \mathbb{C}^{MN \times MN}$, 当不存在分数多普勒时, 每行每列的 MN 个元素中非零元素个数为 L 。考虑



PDMA 码本稀疏性, 即用户分集 $d_v^k \leq J$ 。参考式 (15) ~ 式 (18), 对于规则 PDMA 码本矩阵 $\mathbf{V}_{\text{PDMA},1}$, K 个用户的等效信道矩阵为 $\mathbf{H} = [\mathbf{H}^1, \mathbf{H}^2, \dots, \mathbf{H}^K] \in \mathbb{C}^{MN \times KN_s}$, 每行每列分别有 $d_f L = 3L$ 和 $d_v L = 2L$ 个非零元素。根据式 (18), 联合分布可分解为:

$$p(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = p(\mathbf{y} | \mathbf{x}) p(\mathbf{x}) = \prod_b p(y_b | \mathbf{x}) \prod_a p(x_a) \quad (19)$$

其中, x_a 和 y_b 分别是 $\mathbf{x}$ 和 $\mathbf{y}$ 的第 a 个和第 b 个元素, $a \in [1, 2, \dots, KN_s]$ 、 $b \in [1, 2, \dots, MN]$ 。似然函数可表示为:

$$p(y_b | \mathbf{x}) = \frac{1}{\pi \sigma^2} \exp \left(- \left| y_b - \sum_a h_{b,a} x_a \right|^2 / \sigma^2 \right) \quad (20)$$

其中, $h_{b,a}$ 为 $\mathbf{H}$ 的第 b 行、第 a 列元素。则式 (19) 可以利用因子图进行表示, OTFS-PDMA 系统因子图如图 5 所示。

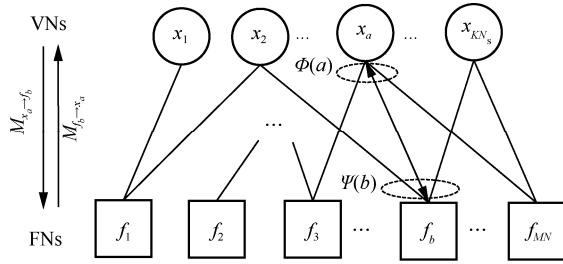


图 5 OTFS-PDMA 系统因子图

其中, VN x_a 表示所有用户符号, FN f_b 表示似然函数 $p(y_b | \mathbf{x})$ 。基于和积算法^[15], 将离散的发送符号 x_a 近似为连续分布, 假设 VN 和 FN 传递的信息服从高斯分布, 即 $M_{f_b \rightarrow x_a}^i(x_a) = \mathcal{N}(x_a; u_{f_b \rightarrow x_a}^i, v_{f_b \rightarrow x_a}^i)$ 、 $M_{x_a \rightarrow f_b}^i(x_a) = \mathcal{CN}(x_a; u_{x_a \rightarrow f_b}^i, v_{x_a \rightarrow f_b}^i)$ 。则根据和积算法, 变量节点的符号后验概率为:

$$\beta^i(x_a) = \frac{p(x_a) \prod_{b \in \Phi(a)} M_{f_b \rightarrow x_a}^{i-1}(x_a)}{\sum_{x_a \in \mathcal{Q}} p(x_a) \prod_{b \in \Phi(a)} M_{f_b \rightarrow x_a}^{i-1}(x_a)} \quad (21)$$

其中, $p(x_a) = 1/2^Q$ 为先验概率。在第 i 次迭代时, 后验均值和方差通过矩匹配可以计算为:

$$u_{x_a}^i = \sum_{\xi \in \mathcal{Q}} \xi \beta^i(x_a = \xi) \quad (22)$$

$$v_{x_a}^i = \sum_{\xi \in \mathcal{Q}} |\xi - u_{x_a}^i|^2 \beta^i(x_a = \xi) \quad (23)$$

其中, ξ 为星座图 $\mathcal{Q}$ 中的星座点。VN 和 FN 之间传递的均值方差可以表示为:

$$v_{x_a \rightarrow f_b}^i = \left(\frac{1}{v_{x_a}^i} - \frac{1}{v_{f_b \rightarrow x_a}^{i-1}} \right)^{-1} \quad (24)$$

$$u_{x_a \rightarrow f_b}^i = v_{x_a \rightarrow f_b}^i \left(\frac{u_{x_a}^i}{v_{x_a}^i} - \frac{u_{f_b \rightarrow x_a}^{i-1}}{v_{f_b \rightarrow x_a}^{i-1}} \right) \quad (25)$$

$$v_{f_b \rightarrow x_a}^i = \frac{1}{|h_{b,a}|^2} \left(\sum_{a' \in \Psi(b) \setminus a} |h_{b,a'}|^2 v_{x_{a'} \rightarrow f_b}^i + \sigma^2 \right) \quad (26)$$

$$u_{f_b \rightarrow x_a}^i = \frac{1}{h_{b,a}} \left(y_b - \sum_{a' \in \Psi(b) \setminus a} h_{b,a'} u_{x_{a'} \rightarrow f_b}^i \right) \quad (27)$$

当达到预设的最大迭代次数时, 利用最后一次迭代的后验概率计算对数似然比 (log-likelihood ratio, LLR) 为:

$$\text{LLR}(c_a^q) = \ln \frac{p(c_a^q = 1 | \mathbf{y})}{p(c_a^q = 0 | \mathbf{y})} = \ln \frac{\sum_{x_a \in \mathcal{Q}_q^1} \beta^i(x_a = \xi)}{\sum_{x_a \in \mathcal{Q}_q^0} \beta^i(x_a = \xi)} \quad (28)$$

其中, $\mathcal{Q}_q^1$ 和 $\mathcal{Q}_q^0$ 表示星座图集合 $\mathcal{Q}$ 中每个星座点第 q 位比特 c_a^q 分别为 1 和 0 的所有星座图集合。

EPA 算法流程如算法 1 所示。

算法 1 EPA 算法流程

输入: 等效信道矩阵 $\mathbf{H}$ 、接收信号 $\mathbf{y}$ 、噪声方差 σ^2 、最大迭代次数 I

初始化: $u_{f_b \rightarrow x_a}^0 = 0$ 、 $v_{f_b \rightarrow x_a}^0 = \infty$

计算:

(1) 当迭代次数小于最大迭代次数, 即 $i < I$ 时, 重复步骤 (2) ~ 步骤 (5)。

(2) 通过式 (21) 计算符号置信度 (后验概率): $\beta^i(x_a) = \frac{p(x_a) \prod_{b \in \Phi(a)} M_{f_b \rightarrow x_a}^{i-1}(x_a)}{\sum_{x_a \in \mathcal{Q}} p(x_a) \prod_{b \in \Phi(a)} M_{f_b \rightarrow x_a}^{i-1}(x_a)}$ 。

(3) 通过式 (22) 和式 (23) 计算 VN 的后验均值和方差: $u_{x_a}^i = \sum_{\xi \in \mathcal{Q}} \xi \beta^i(x_a = \xi)$ 、 $v_{x_a}^i = \sum_{\xi \in \mathcal{Q}} |\xi - u_{x_a}^i|^2 \beta^i(x_a = \xi)$ 。

$$v_{x_a}^i = \sum_{\xi \in \mathcal{Q}} \left| \xi - u_{x_a}^i \right|^2 \beta^i(x_a = \xi)。$$

(4) 通过式 (24) 和式 (25) 计算 VN 到 FN 的方差和均值： $v_{x_a \rightarrow f_b}^i = \left(\frac{1}{v_{x_a}^i} - \frac{1}{v_{f_b \rightarrow x_a}^{i-1}} \right)^{-1}$ 、 $u_{x_a \rightarrow f_b}^i = v_{x_a \rightarrow f_b}^i \left(\frac{u_{x_a}^i}{v_{x_a}^i} - \frac{u_{f_b \rightarrow x_a}^{i-1}}{v_{f_b \rightarrow x_a}^{i-1}} \right)。$

(5) 通过式 (26) 和式 (27) 计算 VN 到 FN 的方差和均值： $v_{f_b \rightarrow x_a}^i = \frac{1}{|h_{b,a}|^2} \left(\sum_{a' \in \mathcal{P}(b) \setminus a} |h_{b,a'}|^2 \cdot v_{x_{a'} \rightarrow f_b}^i + \sigma^2 \right)$ ， $u_{f_b \rightarrow x_a}^i = \frac{1}{h_{b,a}} \left(y_b - \sum_{a' \in \mathcal{P}(b) \setminus a} h_{b,a'} u_{x_{a'} \rightarrow f_b}^i \right)。$

(6) 当迭代次数达到最大 I 时，通过式 (28) 计算 LLR： $\text{LLR}(c_a^q) = \ln \frac{p(c_a^q = 1 | y)}{p(c_a^q = 0 | y)} = \ln \frac{\sum_{x_a \in \mathcal{Q}_1^q} \beta^I(x_a = \xi)}{\sum_{x_a \in \mathcal{Q}_0^q} \beta^I(x_a = \xi)}。$

输出： $\text{LLR}(c_a^q)$

2.2 复杂度分析

本文通过复数乘法次数衡量 EPA 计算复杂度，其中 EPA 的复杂度主要来自 VN 和 FN 之间均值方差以及在 VN 处后验信息的计算，复杂度分析见表 1，可以看出，EPA 的计算复杂度与 MN 、 L 呈线性关系，而传统基于最小均方误差（minimum mean-square error, MMSE）的接收机与 MN 呈立方关系^[14]。

表 1 复杂度分析

EPA 模块	复杂度值
计算 VN 到 FN 均值方差	$6KN_s L d_v$
计算 FN 到 VN 均值方差	$4MNL d_f$
计算 VN 后验均值方差	$KN_s(6 \times 2^Q + 2L d_v + 3)$
总复杂度	$I(KN_s(6 \times 2^Q + 8L d_v + 3) + 4MNL d_f)$

3 仿真验证分析

本节通过仿真验证所提 OTFS-PDMA 模型和 EPA 接收机的有效性。考虑 $L=7$ 的多径信道，其中信道增益 h_l 服从均值为 0、方差为 $1/L$ 的高斯

独立同分布 $h_l \sim \mathcal{N}(0, 1/L)$ 。多普勒索引 k_l 和时延索引 g_l 均匀分布在区间 $[1, L]$ 中，系统子载波数为 $M=32$ ，时域符号数 $N=16$ ，Turbo 编码速率设置为 0.4，系统采用 16QAM 调制，假设理想信道估计。

PDMA 扩频信号在 DD 平面不同分配方式性能对比如图 6 所示。EPA 接收机的迭代次数为 $I=15$ 。结果表明对于规则码本 $V_{\text{PDMA},1}$ ，所有信号在 DD 域分配方式性能类似，而对于非规则码本 $V_{\text{PDMA},2}$ ，PDMA 扩频码字的分配方式影响较大。其中，对于集中式扩频方案，信号沿多普勒轴和时延轴的分配方式性能基本一致，沿多普勒轴略优。而对于离散式扩频，沿着多普勒轴分配方案相对沿时延轴在误比特率（bit error rate, BER）为 10^{-3} 时，可以获得 1 dB 的性能增益。此外针对沿时延轴或多普勒轴方案，由于离散式扩频增加了多用户干扰，因此集中式性能都优于离散式。

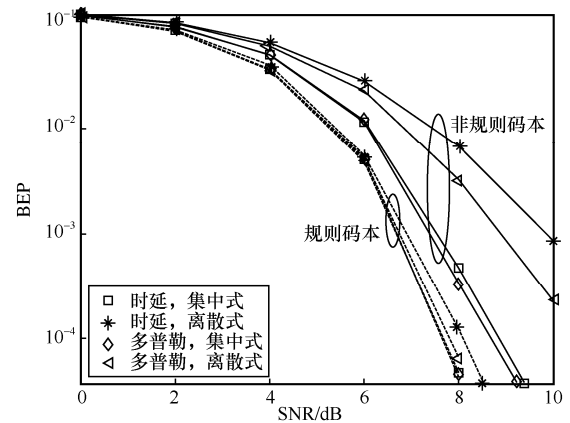


图 6 PDMA 扩频信号在 DD 平面不同分配方式性能对比

OTFS-PDMA 与 OTFS-OMA 不同接收机性能对比如图 7 所示。其中，传统 MMSE 接收机和基于消息传递算法（message passing algorithm, MPA）的接收机作为比较，PDMA 码本采用规则码本 $V_{\text{PDMA},1}$ 。可以看出，对于 OTFS-PDMA 和 OMA-OTFS 系统，所提出的 EPA 接收机都能获得最好的性能，且 OTFS-PDMA 系统在不同接收机下性能都优于 OTFS-OMA 系统。

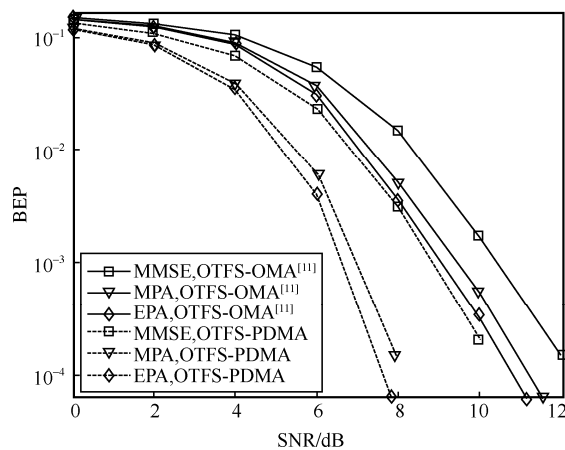


图7 OTFS-PDMA 与 OTFS-OMA 不同接收机性能对比

4 结束语

本文针对 6G 通信在高速场景中高可靠、低时延和海量接入的需求,对 NOMA 和 OTFS 技术进行了研究。首先,推导 OTFS-PDMA 系统等效模型,并针对在 DD 网格上不同的 PDMA 码字分配方式,给出对应的输入-输出表达式;考虑到 PDMA 码本和 DD 域信道的稀疏性,提出一种基于 EPA 的低复杂度迭代接收机;最后,仿真验证所提 OTFS-PDMA 模型与 EPA 接收机的优越性。结果表明,OTFS-PDMA 性能优于 OTFS-OMA;对于 PDMA 规则码本,在 DD 域的信号分配方案对性能影响较小,而对于非规则码本,PDMA 信号采用集中式扩频优于离散式方案,当采用集中式扩频时,沿多普勒轴和沿时延轴 PDMA 信号分配方案系统性能相似,当采用离散式扩频时,信号沿多普勒轴分配方案可以取得较好的性能;此外,所采用的 EPA 接收机性能和复杂度都优于传统的算法。

参考文献:

- [1] 董园园, 巩彩红, 李华, 等. 面向 6G 的非正交多址接入关键技术[J]. 移动通信, 2020, 44(6): 57-62.
DONG Y Y, GONG C H, LI H, et al. The key technologies of non-orthogonal multiple access for 6G systems[J]. Mobile Communications, 2020, 44(6): 57-62.
- [2] DAI L, WANG B, YUAN Y, et al. Non-orthogonal multiple

- access for 5G: solutions, challenges, opportunities, and future research trends[J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(9): 74-81.
- [3] LI P, LIU L, WU K, et al. Interleave-division multiple-access[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(4): 938-947
- [4] Qualcomm Incorporated. RSMA: RAN1 #85. May: R1-164688[R]. 2016.
- [5] NIKOPOUR H, BALIGH H. Sparse code multiple access[C]// Proceedings of IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC). Piscataway: IEEE Press, 2013.
- [6] DAI X, ZHANG Z, BAI B, et al. Pattern division multiple access: a new multiple access technology for 5G[J]. IEEE Wireless Communications, 2018, 25(2): 54-60.
- [7] HADANI R, RAKIB S, TSATSANIS M, et al. Orthogonal time frequency space modulation[C]// Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-6.
- [8] 龙航, 王森, 徐林飞, 等. OTFS 技术研究现状与展望[J]. 电信科学, 2021, 37(9): 57-63.
LONG H, WANG S, XU L F, et al. OTFS technology research and prospect[J]. Telecommunications Science, 2021, 37(9): 57-63.
- [9] RAVITEJA P, HONG Y, VITERBO E, et al. Practical pulse-shaping waveforms for reduced-cyclic-prefix OTFS[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 68(1): 957-961.
- [10] KHAMMAMMETTI V, MOHAMMED S K. OTFS-based multiple-access in high Doppler and delay spread wireless channels[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2018, 8(2): 528-531.
- [11] SURABHI G D, AUGUSTINE R M, CHOCKALINGAM A. Multiple access in the delay-Doppler domain using OTFS modulation[J]. arXiv preprint arXiv:1902.03415, 2019.
- [12] DEKA K, THOMAS A, SHARMA S. OTFS-SCMA: a code-domain NOMA approach for orthogonal time frequency space modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(8): 5043-5058.
- [13] WU S, KUANG L, NI Z, et al. Low-complexity iterative detection for large-scale multiuser MIMO-OFDM systems using approximate message passing[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2014, 8(5): 902-915.
- [14] LI H, DONG Y, GONG C, et al. Low complexity receiver via

expectation propagation for OTFS modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(10): 3180-3184.

- [15] 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.

[作者简介]



李华（1995-），男，北京科技大学计算机与通信工程学院博士生，主要研究方向为 5G+/6G、非正交多址接入、正交时频空调制技术和大规模 MIMO 信号检测与信道估计。



郝诗雅（1995-），女，北京科技大学计算机与通信工程学院博士生，主要研究方向为 5G+/6G、非正交多址接入、正交时频空调制技术和大规模 MIMO 信号检测。



巩彩红（1988-），女，北京科技大学计算机与通信工程学院博士生，主要研究方向为物理层安全、非正交多址接入技术和智能超表面。



李倩倩（1993-），女，北京科技大学计算机与通信工程学院博士生，主要研究方向为非正交多址接入技术、智能超表面技术和信号检测与估计。



戴晓明（1973-），男，博士，北京科技大学计算机与通信工程学院教授、博士生导师，图样分割多址技术提出者，IMT-2020（5G）新型多址接入技术组副组长，主要研究方向为 5G+/6G、大规模 MIMO 天线、非正交多址接入和 ASIC 芯片设计等。