OTFS-SCMA：高移动性信道中的海量连接下行非正交多址方案

Haifeng Wen，Weijie Yuan，*IEEE*会员，
Zilong Liu，*IEEE*高级会员，以及Shuangyang Li，*IEEE*会员　*E*

arXiv:2301.00933v1 [cs.IT] 3 Jan 2023

摘要

本文研究了一种下行系统，该系统结合正交时频空间（OTFS）调制和稀疏码多址（SCMA），以支持高移动性环境中的海量连接。我们针对所研究的OTFS-SCMA系统提出了一种跨域接收机，能够以联合方式高效执行OTFS符号估计和SCMA解码。具体而言，通过相应的酉变换，在时域和时延-多普勒（DD）域之间迭代传递外信息，从而确保来自各个域的误差具有主要正交性。我们证明，当所提出的OTFS-SCMA检测算法收敛时，其在状态演化中存在一个不动点。为进一步提升所提出OTFS-SCMA系统的误差性能，我们研究了下行用户之间的协作，以利用分集增益，并借助信念共识开发了一种分布式协作检测（DCD）算法。数值结果表明，所提出算法具有良好的有效性和收敛性，并且与传统OTFS传输相比，能够提高频谱效率。

索引词

正交时频空间（OTFS）、多址接入、非正交多址接入（NOMA）、稀疏码多址接入（SCMA）、分布式协作、状态演化。

Haifeng Wen 任职于信息枢纽，香港科技大学（广州），中国广州（电子邮箱：hwen904@connect.hkust-gz.edu.cn）。Weijie Yuan 任职于南方科技大学电气与电子工程系，中国深圳 518055（电子邮箱：yuanwj@sustech.edu.cn）。Zilong Liu 任职于埃塞克斯大学计算机科学与电子工程学院，英国科尔切斯特校区 1NW.4.12（电子邮箱：zilong.liu@essex.ac.uk）。Shuangyang Li 任职于新南威尔士大学电气工程与电信学院，澳大利亚悉尼 NSW 2052（电子邮箱：shuangyang.li@unsw.edu.au）。

I. 引言

A. 背景

随着5G网络在全球范围内陆续商用，超越5G（B5G）时代移动通信系统的研究受到广泛关注 [1]。在未来的无线网络中，互联自动驾驶车辆和无人驾驶飞行器不断增多，以及地面网络与非地面网络（例如卫星间通信和星地通信）的融合，都对高移动性环境下极其可靠、快速的数据服务提出了更高要求。虽然5G网络旨在实现最高时速达500 km/h时的稳健通信，但当前6G研究已将这一目标提高到1000 km/h及以上 [2], [3]。广泛采用的正交频分复用（OFDM）调制可能难以胜任，因为多普勒效应所导致的载波间干扰加剧，可能会严重破坏系统正交性 [4]。

近年来，正交时频空（OTFS）调制已成为一种颇具前景的技术，可用于在高移动性无线信道中实现稳健的数据传输 [5]–[8]。与采用时频域符号复用的 OFDM 调制相比，OTFS 调制在时延-多普勒（DD）域中表示信号，此域中的信道响应相对稀疏且紧凑 [5]。不同于传统的双选择性信道，OTFS 在时延-多普勒域中形成可分离的准静态信道，可据此实现更高效的通信系统设计 [5]。此外，OTFS 调制将每个在时延-多普勒域中调制的信息符号扩展至整个时频域，从而能够充分利用信道分集来提升误差性能 [9]–[11]。

除了对高可靠性的要求外，随着频谱日益拥挤且服务质量要求愈发严格，要在高速移动信道中同时支持海量通信链路也颇具挑战。在此背景下，非正交多址接入（NOMA）近年来受到了广泛关注，成为满足频谱效率、时延和连接性等异构需求的一种赋能型无线范式 [12]。现有主流NOMA方案可分为两大类：功率域NOMA和码域NOMA。功率域NOMA通过为用户分配不同的功率等级来区分用户，而码域NOMA则依赖于精心设计的码本/序列。具体而言，稀疏码

多址接入（SCMA）是一种颠覆性的码域NOMA技术，它采用不同的稀疏码本 [10], [13]。通过采用高效的消息传递算法（MPA），可以利用码本稀疏性，实现近乎最优的多用户检测性能 [14]。

本文旨在通过结合正交时频空间与稀疏码多址，利用两种方案各自的优势，以应对上述技术挑战。此外，鉴于在下行系统中每个用户也会接收到其他用户的信息，我们进一步考虑采用协作检测。通过与不同用户协作交换检测结果，可以获得用户分集增益。具体而言，在协作网络中，每个用户只需与相邻用户共享其局部信息。这种分布式协作方案已应用于感知和通信系统 [15]–[19]。

B. 相关工作

近年来，高移动性环境下的OTFS辅助多址接入设计受到了广泛关注。文献 [20], 提出了一种适用于上行链路OTFS系统的正交多址接入（OMA）方案，其中不同用户的信息符号以互不重叠的方式置于时频域。文献 [22] 表明，与传统正交频分多址（OFDMA）系统相比，适用于上行链路OTFS系统的两种延迟-多普勒域多址接入方案（时延分割和多普勒分割）的可达速率显著提高。文献 [23] 通过在时域将功率域NOMA与OTFS相结合，证明功率域NOMA-OTFS的总频谱效率高于OTFS-OMA。然而，在高移动性信道中进行快速实时功率分配可能并不实际。相比之下，码域OTFS-NOMA颇具吸引力，因为码本/序列分配独立于用户的具体位置。文献 [21] 提出了一种OTFS-SCMA方案，分别针对下行链路和上行链路系统采用两阶段检测器和单阶段检测器。然而，非迭代两阶段下行检测器先进行线性最小均方误差（LMMSE）均衡，再在延迟-多普勒域执行消息传递算法译码，其性能可能不佳。这是因为面对叠加SCMA码本，LMMSE估计器很难达到贝叶斯最优性，进而可能导致后续消息传递算法译码部分的性能下降。为便于进行OTFS-SCMA检测，经典的OTFS信道估计方法可直接应用于下行链路OTFS-SCMA系统，例如基于阈值的导频嵌入方法 [24]、基于稀疏贝叶斯学习的方法 [25], 以及基于正交匹配追踪（OMP）的方法

方法 [26]。关于OTFS-SCMA系统，文献中讨论了两种方法 [21], [27]。文献 [21] 提出了一种信道估计方案，在导频与SCMA码字之间设置保护带以避免干扰。文献 [27]利用OTFS输入输出关系的卷积特性和延迟-多普勒域有效信道的稀疏性，提出了一种基于卷积稀疏编码的信道估计方法，其频谱效率与单用户情况相当。

采用矩形脉冲成形波形时，分数多普勒效应会导致多普勒域中的信道系数增多，使延迟-多普勒域中的信道响应变得稠密，进而给信道估计和信号检测带来挑战。迄今为止，已知针对上述分数多普勒频移问题的研究寥寥无几。例如，文献 [28]提出了一种采用RAKE接收机的零填充OTFS系统，通过在时延-时间域进行均衡，使信道稀疏性不受分数多普勒频移的影响。文献 [29] 针对增强型脉冲成形OTFS系统，考虑了时域分数间隔采样。文献 [30]提出了一种跨域OTFS检测器，而非仅在单一域中进行检测。文献 [30] 的思路是在时域进行均衡，以利用OTFS系统中时域有效信道的自然稀疏性，同时在延迟-多普勒域进行去噪。与正交近似消息传递（OAMP） [32], [33], 的核心思想类似，跨域检测器通过相应的酉变换在两个域之间传递外信息（例如均值和协方差矩阵），以确保来自各域的误差基本正交。

C. 研究动机与贡献

尽管已有上述关于 OTFS 辅助多址系统的研究 [20]–[23], ，但如何在高移动性信道中实现海量连接，仍是一个尚未充分解决的研究课题。受 [30], [32], [33], 启发，我们提出在不同域中分别进行 OTFS 符号估计和 SCMA 解码，以充分发挥 OTFS 和 SCMA 的优势。此外，我们观察到，所有 SCMA 用户的 OTFS 帧均承载相同的信息符号，而不同用户可能经历不同的物理信道。基于这一观察，我们

在所提出的跨域 OTFS-稀疏码多址检测器中，我们构思了分布式协作检测（DCD）[1] [19]，并设计了一种新颖的多层检测结构，以获得用户分集增益。

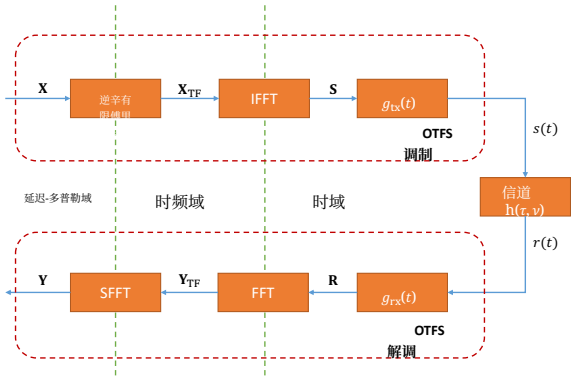
本文的主要贡献如下：

1) 我们提出了一种基于跨域检测的单层联合 OTFS-SCMA 检测器，其中，OTFS 均衡通过线性最小均方误差（L-MMSE）均衡器在时域进行，而 SCMA 信号则由传统的 MPA 解码器在延迟-多普勒域进行解码 [14]。各域的外信息通过酉变换进行迭代传递和更新，即跨域消息传递[30]。借助外信息传递，一个域中的估计/译码误差基本上与另一个域中的误差正交。由于 SCMA 码本具有稀疏性，译码码字的协方差矩阵是秩亏的，这给低复杂度计算带来了困难。直接应用 [30] 中的技术可能无法解决这些困难。为此，我们假设每个延迟-多普勒域资源中的叠加码字独立同分布（i.i.d.）。因此，协方差矩阵可视为对角矩阵，从而简化矩阵求逆的计算。

2) 我们通过允许下行用户之间进行协作，将单层 OTFS-SCMA 检测器扩展为一种新型多层检测器。该协作在所有下行用户之间进行，而单层检测仅在一个下行用户中进行。具体而言，我们首先提出一种联合跨域检测和 DCD，在每次跨域消息传递迭代中（时域均衡之后）对各层（用户）之间进行迭代信念共识。不同于联合结构，我们考虑一种分离结构：在本地 OTFS-SCMA 跨域检测之后，先进行若干次信念共识迭代，再执行一次额外的 MPA 译码。此外，为了进一步降低协作过程中的能耗，我们提出了一种简化信念共识方案，仅广播部分本地信息。

3）我们分析了所提出的 OTFS-SCMA 跨域检测器的状态演化（SE） [35] ，并推导出 SE 的一个不动点。我们证明，当检测器收敛时，不动点处时域的平均均方误差（MSE）值与延迟-多普勒域中的相同。

[1]DCD 旨在就全局消息达成共识，并通过信念共识 [34]从所有下行用户中获得用户分集增益。信念共识是一种置信传播算法，允许在因子图中针对同一变量节点 [19]对多个局部函数的乘积进行分布式计算。



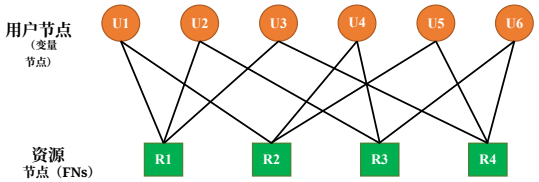


图1. OTFS调制/解调系统图。图2. 含有 $d_v = 2$、 $d_c = 3$的 $J = 6$ $K = 4$ SCMA系统因子图。

不动点的存在意味着所提出的检测器有望实现贝叶斯最优性，即如果 SE 恰好有一个不动点，所提出的检测器就能收敛到最小均方误差（MMSE）。

D. 符号说明

$\mathbb{C}^{k\times n}$ 表示$(k\times n)$维复矩阵空间；$\mathbf{X}^{\mathrm{T}}$ 和$\mathbf{X}^{\mathrm{H}}$ 分别表示矩阵X的转置和共轭转置； $\otimes$表示克罗内克积； $\propto$ 表示相差一个常数归一化因子的相等关系；tr(X)和diag(X)分别表示矩阵X的迹和由其主对角线元素组成的向量。$\mathbf{I}_M$ 是大小为 $M \times M$的单位矩阵；$\mathbf{X}[i,j]$ 表示矩阵X中第 i 行、第 j 列的元素； $|\cdot|$ 表示复数的模或集合的基数； $\mathbb{E}[\cdot]$ 表示期望算子；vec(·)表示向量化算子； δ(·)表示狄拉克δ函数；$(\cdot)^{a}$、$_{\mathrm{T}}$，$(\cdot)^{p}$、$_{\mathrm{T}}$，$(\cdot)^{e}$、$_{\mathrm{T}}$ 分别表示时域的先验信息、后验信息和外信息。延迟-多普勒域中的对应量表示为$(\cdot)^{a}$、$_{\mathrm{DD}}$，$(\cdot)^{p}$、$_{\mathrm{DD}}$，$(\cdot)^{e}$、$_{\mathrm{DD}}$；变量x的均值和协方差矩阵分别表示为$\mathbf{m}_{\mathbf{x}}$ 和$\mathbf{C}_{\mathbf{x}}$。

II. 预备知识

A. 正交时频空间

我们考虑图 1 所示的正交时频空间系统，该系统在延迟-多普勒域网格 $\Gamma = \left\{ \left(\frac{m}{M\Delta f}, \frac{n}{NT} \right), \ m = 0, \ \ldots\ldots, \ M-1, \ \ n = 0, \ \ldots\ldots, \ N-1 \right\}$上传输符号 $X[m,n]$，其中 $M\Delta f$为 OTFS 帧的带宽， NT为 OTFS 帧时长，且 $\Delta f = 1/T$。OTFS发射机

首先通过逆辛有限傅里叶变换（ISFFT）将符号 $X[m,n]$ 映射到时频域网格 $\Pi = \{(l\Delta f, kT) \quad l = 0, \ldots\ldots, M-1, k = 0, \ldots\ldots, N-1\}$，具体如下：

$$X_{\mathrm{TF}}[l,k] = \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} X[m,n] e^{j2\pi\left(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M}\right)}, \tag{1}$$

其中，$X_{\mathrm{TF}}[l,k]$ 表示时频域发送符号。因此，时域信号 $s(t)$可由传统 OFDM 调制器生成，即时频域符号 $X_{\mathrm{TF}}[l,k]$通过传统 OFDM 调制器，利用发射机成形脉冲 $g_{\mathrm{tx}}(t)$（持续时间为 T）转换为连续时间波形 $s(t)$，即

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} X_{\mathrm{TF}}[l,k] g_{\mathrm{tx}}(t - kT) e^{j2\pi l\Delta f(t-kT)}. \tag{2}$$

信号 $s(t)$通过一个时变无线信道传输，该信道由冲激响应 $h(\tau,\nu)$表征，其时延为 τ，多普勒为 ν，表示为

$$h(\tau,\nu) = \sum_{i=1}^{P} h_i \delta(\tau - \tau_i)\delta(\nu - \nu_i), \tag{3}$$

其中，P 表示路径数；h_i、τ_i和 ν_i 分别表示第 i条路径的路径增益、时延和多普勒频移。注意，τ_i 和 ν_i 取决于第 i条路径的时延和多普勒索引，其定义为 [36]

$$\tau_i = \frac{l_i}{M\Delta f}, \quad \nu_i = \frac{k_i + \kappa_i}{NT} \tag{4}$$

其中整数为 l_i、k_i，分数多普勒项为 $-1/2 \le \kappa_i \le 1/2$。在接收端，接收信号 $r(t)$表示为

$$\begin{aligned} r(t) &= \int\int h(\tau,\nu) s(t-\tau) e^{j2\pi\nu(t-\tau)}\, d\tau\, d\nu + n(t) \\ &= \sum_{i=1}^{P} h_i s(t-\tau_i) e^{j2\pi\nu_i(t-\tau_i)} + n(t), \end{aligned} \tag{5}$$

其中，$n(t)$ 是加性高斯白噪声（AWGN）信号，其单边功率谱密度为 N_0。接收到 $r(t)$后，OTFS 接收机使用匹配滤波器 $g_{\mathrm{rx}}(t)$ 将时域信号转换为时频域符号 $Y_{\mathrm{TF}}[l,k]$，即 [5]

$$Y_{\mathrm{TF}}[l,k] = \int r(t) g_{\mathrm{rx}}^{*}(t - kT) e^{-j2\pi l\Delta f(t-kT)}\, dt. \tag{6}$$

最后，对 $Y_{\text{TF}}[l,k]$ 执行辛有限傅里叶变换（SFFT），即可得到延迟-多普勒域接收符号 $Y[m,n]$，如下所示：

$$Y[m,n]=\frac{1}{\sqrt{NM}}\sum_{k=0}^{N-1}\sum_{l=0}^{M-1}Y_{\text{TF}}[l,k]e^{-j2\pi\left(\frac{nk}{N}-\frac{ml}{M}\right)}+\tilde{n}[m,n], \tag{7}$$

其中，$\tilde{n}[m,n]$ 表示延迟-多普勒域中对应的加性高斯白噪声样本。

接下来，我们可以将不同域的输入输出关系改写为向量形式，以简化后续推导。本文沿用文献 [28] 中正交时频空间系统的矩阵/向量表示法。令$\mathbf{X}$、$\mathbf{Y}$ $\in\mathbb{C}^{M\times N}$ 分别表示发送和接收的延迟-多普勒域符号矩阵，相应的时频域符号矩阵分别记为$\mathbf{X}_{\text{TF}}\in\mathbb{C}^{M\times N}$ 和$\mathbf{Y}_{\text{TF}}\in\mathbb{C}^{M\times N}$。对于时域，发送符号矩阵和接收符号矩阵分别记为$\mathbf{S}\in\mathbb{C}^{M\times N}$ 和$\mathbf{R}\in\mathbb{C}^{M\times N}$。

令$\mathbf{F}_M$和$\mathbf{F}_N$分别为归一化的 M 点和 N 点离散傅里叶变换（DFT）矩阵。式 (1) 可改写为

$$\mathbf{X}_{\text{TF}}=\mathbf{F}_M\mathbf{X}\mathbf{F}_N^{\text{H}}. \tag{8}$$

采用矩形脉冲时，由时频域采样得到的发送时域信号可改写为

$$\mathbf{S}=\mathbf{I}_M\mathbf{F}_M^{\text{H}}\mathbf{X}_{\text{TF}}=\mathbf{X}\mathbf{F}_N^{\text{H}}. \tag{9}$$

因此，时域发送向量$\mathbf{s}\in\mathbb{C}^{NM\times 1}$ 可表示为

$$\mathbf{s}\triangleq\text{vec}\left(\mathbf{S}\right)=(\mathbf{F}_N^{\text{H}}\otimes\mathbf{I}_M)\mathbf{x}, \tag{10}$$

采用该 $\mathbf{x}\triangleq$vec(X) 的记法。

考虑缩短循环前缀帧格式，在接收机侧，丢弃循环前缀后，我们可以通过以速率 $f_s=M\Delta f$ 对时域接收信号进行离散化，将式（5）改写为向量形式，如下： [36]

$$r[q]=\sum_{i=1}^{P}h_i e^{j2\pi\frac{(k_i+\kappa_i)(q-l_i)}{MN}}s\left[[q-l_i]_{MN}\right]+n[q], \tag{11}$$

其中，$[\cdot]_{MN}$表示模MN运算，$q=0$，……，$MN-1$。因此，离散时域输入输出关系的向量形式可表示为

$$\mathbf{r}=\mathbf{H}_{\text{T}}\mathbf{s}+\mathbf{n}, \tag{12}$$

其中，有效时域信道矩阵$\mathbf{H}_{\mathrm{T}}$ 表示为

$$\mathbf{H}_{\mathrm{T}}=\sum_{i=1}^{P} h_i e^{-j2\pi\frac{(k_i+\kappa_i)l_i}{MN}}\mathbf{\Delta}^{k_i+\kappa_i}\mathbf{\Pi}^{l_i}, \tag{13}$$

其中，$\mathbf{\Delta}=\mathrm{diag}\left(\left[1,e^{j2\pi\frac{1}{MN}},...,e^{j2\pi\frac{MN-1}{MN}}\right]\right)$ 是相位旋转矩阵，$\mathbf{\Pi}$ 是置换矩阵（前向循环移位），其定义如下:

$$\mathbf{\Pi}=\begin{bmatrix}0 & \cdots & 0 & 1\\ 1 & \cdots & 0 & 0\\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots\\ 0 & \cdots & 1 & 0\end{bmatrix}_{MN\times MN}. \tag{14}$$

根据式 (6)–(10)，并假设采用矩形脉冲成形波形，延迟-多普勒域接收符号向量 $\mathbf{y}\triangleq\mathrm{vec}(\mathbf{Y})$ 表示为

$$\mathbf{y}=\left(\mathbf{F}_N\otimes\mathbf{I}_M\right)\mathbf{r}=\mathbf{H}_{\mathrm{DD}}\mathbf{x}+\tilde{\mathbf{n}}, \tag{15}$$

其中，延迟-多普勒域有效信道矩阵$\mathbf{H}_{\mathrm{DD}}$ 表示为

$$\mathbf{H}_{\mathrm{DD}}=\left(\mathbf{F}_N\otimes\mathbf{I}_M\right)\mathbf{H}_{\mathrm{T}}\left(\mathbf{F}_N^{\mathrm{H}}\otimes\mathbf{I}_M\right). \tag{16}$$

可以看出，在存在分数多普勒频移时，式 (16) 中延迟-多普勒域的有效信道矩阵 $\mathbf{H}_{\mathrm{DD}}$ 可能变为稠密矩阵，而式 (13) 中时域的有效信道矩阵$\mathbf{H}_{\mathrm{T}}$ 仍保持稀疏。具体而言，$\mathbf{H}_{\mathrm{T}}$的每行和每列至多有 $l_{\max}$ 个非零元素。$\mathbf{H}_{\mathrm{T}}$ 的稀疏性促使我们在时域进行均衡。此外，在时域完成信道均衡后，我们能够在延迟-多普勒域进行低复杂度的近最大似然（ML）检测。

B. 稀疏码多址

考虑一个下行链路 $K\times J$ SCMA系统，其中 J 个用户通过 K 个资源节点进行多址接入。通常，$J>K$ 表示同时通信的用户数大于正交资源总数，过载因子定义为 $\lambda=J/K>1$。

为每个用户预先分配一个码本 $\mathcal{X}_j\in\mathbb{C}^{K\times M_{\mathrm{mod}}}$ 和 $j\in\{1,2,...,J\}$，其中包含 M_{mod} 个维度为 K 的码字。我们考虑满足 $\mathrm{Tr}(\mathcal{X}_j\mathcal{X}_j^{\mathrm{H}})/M_{\mathrm{mod}}=$ 的功率预算。

1. 用户 j 的 SCMA编码器 从码本 $\mathcal{X}_j$ 中选择一个与输入二进制消息 b_j 相对应的码字，该消息包含 $\log_2(M_{\text{mod}})$ 比特。设用户 j 的码字为 $X_j = [X_{j,1}, X_{j,2}, ..., X_{j,K}]^{\text{T}} \in \mathbb{C}^{K\times 1}$。然后，将 J 个用户的码字叠加到 K 个资源节点上，即:

$$\mathbf{x}_{\text{SCMA}} = \sum_{j=1}^{J} X_j, \tag{17}$$

其中，$\mathbf{x}_{\text{SCMA}} \in \mathbb{C}^{K\times 1}$ 称为叠加码字，可视为一个大型叠加星座中的点，其大小为 M_{mod}^{J}。对于稀疏码多址，码本是稀疏的，即 $\mathcal{X}_j, \forall j$中的每个码字都由 $K-d_v$ 个零元素和 d_v 个非零元素组成，并且每个资源节点承载 d_c 个用户的符号。用户节点（变量节点）与资源节点（因子节点）之间的关系可以用因子图表示，如图2所示，其中 $J=6$、 $K=4$、 $d_v=2$和$d_c=3$。当且仅当第 j个用户节点占用第 k个资源节点时，才在这两个节点之间连边，即$X_{j,k}\neq 0$。

因子图的另一种表示形式是指示矩阵，其中每一行表示一个特定的资源节点，该行中所有非零项对应于该资源节点上的活跃用户。具体而言，图2所示因子图的指示矩阵为

$$\mathbf{F}^{\text{ind}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \tag{18}$$

给定信道矩阵 $\mathbf{H}_{\text{DD}}$，下行链路 SCMA 系统的接收信号 $\mathbf{y}_{\text{SCMA}}$ 可表示为

$$\mathbf{y}_{\text{SCMA}} = \mathbf{H}_{\text{DD}}\mathbf{x}_{\text{SCMA}} + \tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{H}_{\text{DD}} \sum_{j=1}^{J} X_j + \tilde{\mathbf{n}}, \tag{19}$$

其中，$\tilde{\mathbf{n}}$是延迟-多普勒域中对应的加性高斯白噪声样本向量。

基于 SCMA 因子图，可以采用消息传递算法解码器对 SCMA 码字 [10]进行解码。

C. 正交时频空间网格中的 *SCMA* 码字分配

不失一般性，我们假设 SCMA 码字沿时延方向以大小为 $K\times 1$ 的块分配在延迟-多普勒域平面上。值得指出的是，

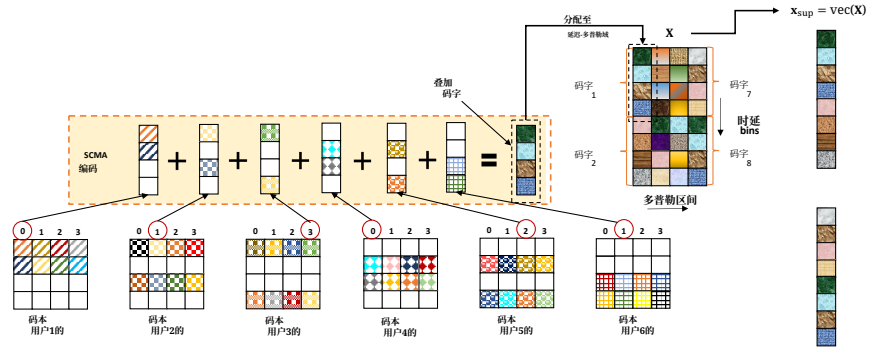


图3. SCMA编码与分配示意图，其中 $M = 8,\ N = 4, M_{\text{mod}} = 4,$ $J = 6$ $K = 4$ 1 013021 6 和 。该码字承载用户的“ ”信息。

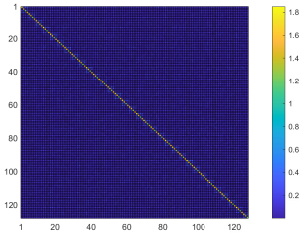


图4. 使用 $M = 16,\ N = 8$ 且码本如 [31]所示的 $\mathbb{E}(\mathbf{s}^{\text{sup}}\mathbf{s}_{\text{sup}}^{\text{H}})$示例。

所提出的 OTFS-SCMA检测器也适用于其他分配方案 .

因此，一个OTFS帧包含 $\lfloor \frac{MN}{K} \rfloor$ 个SCMA码字。第 j个用户发送的延迟-多普勒域符号向量可表示为（以下假设 MN 恰好是 K 的整数倍）

$$\mathbf{x}_j = [\mathbf{x}_{\text{SCMA},1}^{\text{T}}, \mathbf{x}_{\text{SCMA},2}^{\text{T}}, \cdots, \mathbf{x}_{\text{SCMA},\frac{MN}{K}}^{\text{T}}]^{\text{T}}, \tag{20}$$

其中，$\mathbf{x}_{\text{SCMA},\ i}$ 表示用户 j的第 i个SCMA码字。然后，发射机在延迟-多普勒域中将所有用户的符号向量叠加，构造相应的叠加码字向量$\mathbf{x}^{\text{sup}}$，即

$$\mathbf{x}_{\text{sup}} = \sum_{j=1}^{J} \mathbf{x}_j. \tag{21}$$

对于下行用户 j，接收到的延迟-多普勒域符号向量可建模为

$$\mathbf{y}_j = \mathbf{H}_{j,\text{DD}}\mathbf{x}_{\text{sup}} + \tilde{\mathbf{n}}_j, \tag{22}$$

其中，下标 j 用于区分不同用户的信道和接收信号。同样，我们可以得到用户 j 在时域中的发送向量和接收向量，即

$$\mathbf{s}_{\text{sup}} = (\mathbf{F}_N^{\text{H}} \otimes \mathbf{I}_M)\mathbf{x}_{\text{sup}},\ \mathbf{r}_j = \mathbf{H}_{j,\text{T}}\mathbf{s}_{\text{sup}} + \mathbf{n}_j. \tag{23}$$

图3展示了DD域中的SCMA编码和分配。为便于说明，我们仅展示 $M = 8, N = 4$ 的情形。不过，由于SCMA码字是按块分配的，所提出的算法可以扩展到更大的OTFS-SCMA系统。

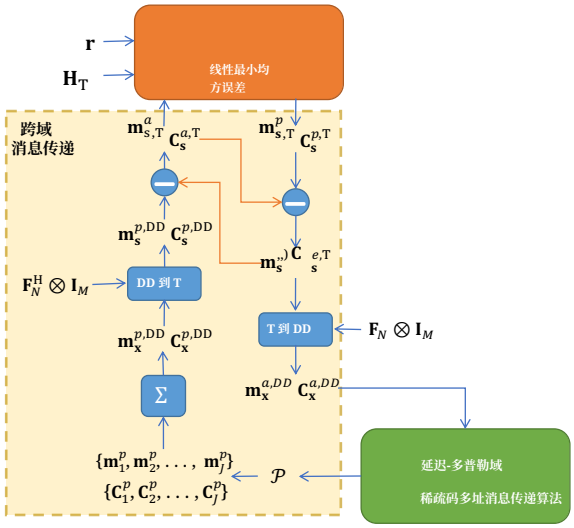


图5. 所提出的 OTFS-SCMA 跨域检测器的单层结构。模块“T to DD”表示从时域到延迟-多普勒域的酉变换，而“DD to T”表示反向变换。“$\mathcal{P}$”表示式（38）中定义的后验概率集合。“Σ”表示在延迟-多普勒域中针对叠加码字计算后验信息的操作，其定义见式（46）和式（48）。

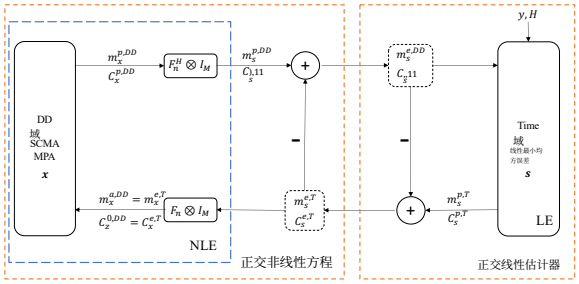


图6. 从正交线性估计器和非线性估计器的角度对跨域 OTFS-SCMA 检测器的示意图。

III. 使用跨域检测器进行联合OTFS-SCMA解码

本节提出一种具有单层结构的跨域 OTFS-SCMA 检测器，如图5所示，该检测器在下行用户端本地执行。具体而言，我们假设每个资源节点上的归一化叠加码字是独立同分布（i.i.d.）的，即 $\mathbb{E}(\mathbf{x}^{\mathrm{sup}}\mathbf{x}^{\mathrm{H}}_{\mathrm{sup}}) = \mathbf{I}_{MN}$。图4通过1000帧的蒙特卡洛仿真展示了 $\mathbb{E}(\mathbf{x}^{\mathrm{sup}}\mathbf{x}^{\mathrm{H}}_{\mathrm{sup}})$ 的一个示例，表明这一假设在很大程度上是成立的。基于酉变换，关于$\mathbf{s}^{\mathrm{sup}}$ 的独立同分布假设也同样适用，即，

$$\mathbb{E}(\mathbf{s}_{\mathrm{sup}}\mathbf{s}^{\mathrm{H}}_{\mathrm{sup}}) = (\mathbf{F}^{\mathrm{H}}_{N} \otimes \mathbf{I}_{M})\mathbb{E}(\mathbf{x}_{\mathrm{sup}}\mathbf{x}_{\mathrm{sup}}{}^{\mathrm{H}})(\mathbf{F}_{N} \otimes \mathbf{I}_{M}) = \mathbf{I}_{MN}. \tag{24}$$

此外，由于逆辛有限傅里叶变换的扩频效应，我们假设$\mathbf{s}^{\mathrm{sup}}$ 中的元素为高斯变量。

受 OAMP 的误差正交性原理启发， [32], [37],我们设计了一种跨域 OTFS-SCMA 检测器，该检测器由时域中的线性估计器（LE）和经酉变换后在延迟-多普勒域中的非线性估计器（NLE）组成。为满足误差正交性，我们开发了一种跨域消息传递算法，如图5黄色区域所示。从正交 LE 和 NLE 的角度来看，所提出的跨域检测器也可以

ˆ 可如图6所示。将图6中的 NLE 和正交 NLE 分别记为 $\phi(\mathbf{x})$ 和 $\phi(\mathbf{x})$，将 LE 和正交线性估计器分别记为 ˆ$\gamma(\mathbf{x})$ 和 $\gamma(\mathbf{x})$。因此，跨域 OTFS-SCMA 检测器可写为[2]

$$\gamma(\mathbf{x}^{\phi\to\gamma}) = \left(\mathbf{C}_s^{e,T}\left(\mathbf{C}_s^{p,T}\right)^{-1}\right)\hat{\gamma}(\mathbf{x}^{\phi\to\gamma}) - \left(\mathbf{C}_s^{e,T}\left(\mathbf{C}_s^{a,T}\right)^{-1}\right)\mathbf{x}^{\phi\to\gamma}, \tag{25}$$

$$\phi(\mathbf{x}^{\gamma\to\phi}) = \left(\mathbf{C}_s^{e,DD}\left(\mathbf{C}_s^{p,DD}\right)^{-1}\right)\hat{\phi}(\mathbf{x}^{\gamma\to\phi}) - \left(\mathbf{C}_s^{e,DD}\left(\mathbf{C}_s^{a,DD}\right)^{-1}\right)\mathbf{x}^{\gamma\to\phi}. \tag{26}$$

我们可以观察到，上述迭代过程确实是一种期望传播（EP）。此外，根据 [37],，采用局部最优原型时（例如线性最小均方误差估计器和 SCMA 消息传递算法解码器），EP 与 OAMP 等价。因此，在跨域消息传递的帮助下，时域线性最小均方误差与延迟-多普勒域 SCMA 消息传递算法解码器之间的误差相互正交，从而提高了迭代译码的收敛性。需要注意的是，所提出的基于误差正交性的 OTFS-SCMA 迭代检测器与基于 turbo 的迭代检测器存在本质区别，例如基于 turbo 的低密度奇偶校验稀疏码多址检测器 [38] 以及联合极化码-稀疏码多址检测器 [39], ，后者要求每个局部估计器的输入输出误差相互独立。此外，所提出的方法利用酉变换取代了基于 turbo 的检测器中的传统交织器。

A. 时域线性最小均方误差均衡

采用传统的线性最小均方误差均衡器来估计时域 OTFS-SCMA 叠加符号向量 $\mathbf{s}^{\text{sup}}$。将接收时域符号向量 $\mathbf{r}$ 和时域信道矩阵 $\mathbf{H}_{\text{T}}$ ，以及先验均值 *a priori* $\mathbf{m}_{\mathbf{s}}^{a\,\text{T}}$,和先验协方差矩阵 $\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{a\,\text{T}}$, 输入线性最小均方误差均衡器，以计算估计矩阵并得到粗略估计。注意，由于独立同分布假设，$\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{a\,\text{T}}$,为对角矩阵，因此初始化为单位矩阵 $\mathbf{I}_{MN}$。先验均值*a priori* $\mathbf{m}_{\mathbf{s}}^{a\,\text{T}}$,则初始化为零。基于线性最小均方误差估计矩阵，$\mathbf{s}^{\text{sup}}$ 的后验估计均值*a posteriori* $\mathbf{m}_{\mathbf{s}}^{p\,\text{T}}$,和协方差矩阵$\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{p\,\text{T}}$,可表示为

$$\mathbf{m}_{\mathbf{s}}^{p,\text{T}} = \mathbf{m}_{\mathbf{s}}^{a,\text{T}} + \mathbf{W}_{\text{MMSE}}(\mathbf{r} - \mathbf{H}_{\text{T}}\mathbf{m}_{\mathbf{s}}^{a,\text{T}}), \tag{27}$$

$$\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{p,\text{T}} = \mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{a,\text{T}} - \mathbf{W}_{\text{MMSE}}\mathbf{H}_{\text{T}}\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{a,\text{T}}, \tag{28}$$

[2]（25）和（26）的推导细节将在以下小节中介绍。

其中，$\mathbf{W}_{\text{MMSE}}$ 为线性最小均方误差估计矩阵，其定义为 [40]

$$\mathbf{W}_{\text{MMSE}} = \mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{a,\text{T}} \mathbf{H}_{\text{T}}^{\text{H}} \left(\mathbf{H}_{\text{T}} \mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{a,\text{T}} \mathbf{H}_{\text{T}}^{\text{H}} + N_0 \mathbf{I}_{MN} \right)^{-1}. \tag{29}$$

注意，根据独立同分布假设，$\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{p\,\text{T}}$,中的非对角元素均视为零，因为我们只关注对角元素。

得到后验 均值$\mathbf{m}_{\mathbf{s}}^{p\,\text{T}}$,和协方差矩阵$\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{p\,\text{T}}$,后，可计算时域外信息，并通过酉变换将其传递给延迟-多普勒域稀疏码多址解码器，相关内容将在III-C小节讨论。

B. 基于消息传递算法的*SCMA*解码器

由时域均衡器的外信息计算得到的先验 均值$\mathbf{m}_{\mathbf{x}}^{a\,\text{DD}}$,和协方差矩阵$\mathbf{C}_{\mathbf{x}}^{a\,\text{DD}}$,被输入SCMA解码器。由于先验 均值$\mathbf{m}_{\mathbf{x}}^{a\,\text{DD}}$,可视为叠加码字的粗略估计，因此可在延迟-多普勒域中将稀疏码多址检测问题表述为

$$\mathbf{m}_{\mathbf{x}}^{a,\text{DD}} = \mathbf{x}_{\text{sup}} + \hat{\mathbf{n}}, \tag{30}$$

其中，$\hat{}\mathbf{n}$ 被建模为白高斯噪声样本向量，用于表征时域估计的不确定性，其均值为零，协方差矩阵为$\mathbf{C}_{\mathbf{x}}^{a\,\text{DD}}$ [37], [41]。

注意，$\mathbf{x}^{\text{sup}}$是$\mathbf{x}^j$的求和，而$\mathbf{x}^j$由 MN/K 个SCMA码字叠加而成。因此，我们可以采用逐码字方式进行SCMA解码。具体而言，我们定义$X_{i,j} \in \mathbb{C}^K, 0 \le i \le \frac{MN}{K} - 1$ 为$\mathbf{x}^j$中的第 i 个码字，$X_{i,\text{sup}} \in \mathbb{C}^K$ 为$\mathbf{x}^{\text{sup}}$中的第i个叠加码字，即$X_{i,\text{sup}} = \sum_j X_{i,j}$，而$\mathbf{m}_i \in \mathbb{C}^K$ 是$\mathbf{m}_{\mathbf{x}}^{a\,\text{DD}}$中的第 i个粗略估计的叠加码字,。采用逐码字方式，式（30）可改写为

$$\mathbf{m}_i = X_{i,\text{sup}} + \hat{\mathbf{n}}_i, \quad \forall i, \tag{31}$$

其中，$\hat{}\mathbf{n}_i$ 是与第 i个码字对应的高斯不确定性项。对于稀疏码多址解码器，第 i个码字的最大后验概率 （MAP）检测为

$$\{\hat{X}_{i,j}\}_{1 \le j \le J} = \arg \max_{X_{i,j} \in \mathcal{X}_j, \forall j} p(X_{i,\text{sup}} | \mathbf{m}_i). \tag{32}$$

然而，最大后验概率检测的复杂度为 $\mathcal{O}(M_{\text{mod}}^J)$，当用户数量较大时，复杂度极高。借助因子图（例如图2），消息传递算法解码器可以

用于解码SCMA码字，并达到最大后验概率检测器的误码性能[10], [14]。具体而言，解码可分为三个步骤。

1）初始化：给定因子图 $\mathbf{F}^{\text{ind}}$ （见式（18）），$\mathbf{F}^{\text{ind}}$ 的位置集合定义为$\zeta_j = \{k|\mathbf{F}^{\text{ind}}[k,j] = 1, \ \forall k\}$ 对于 $\forall j$，以及 $\xi_k = \{j|\mathbf{F}^{\text{ind}}[k,j] = 1, \ \forall j\}$ 对于 $\forall k$。然后，对于每个因子节点，即第 k个资源节点，将似然函数初始化为

$$f\left(\mathbf{m}_i[k]\middle|X_{i,\text{sup}}\right) = \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma_{\hat{\mathbf{n}}}^2}\left|\mathbf{m}_i[k] - \sum_{j\in\xi_k} X_{i,j}[k]\right|^2\right\}, \ \forall \ X_{i,j} \in \mathcal{X}_j, \tag{33}$$

其中，由于延迟-多普勒域中的独立同分布假设，$\sigma_{\hat{\mathbf{n}}}^2 = \frac{1}{MN}\text{Tr}(\mathbf{C}_{\mathbf{x}}^{a\ \text{DD}})$。

从变量节点传递至第 k 个因子节点的初始消息设为 $\frac{1}{M_{\text{mod}}}$，即 ——

$$p_a = \eta_{j\to k}^0(X_{i,j}) = \frac{1}{M_{\text{mod}}}, \tag{34}$$

这是由于假设每个码字具有相同的先验概率。

2）在变量节点与因子节点之间迭代交换外信息：在第 q次迭代中，消息传递表示为

$$\eta_{k\to j}^q(X_{i,j}) = \sum_{\tilde{X}_{i,\text{sup}}:\tilde{X}_{i,j}=X_{i,j}} \left(f(\mathbf{m}_i[k]|\tilde{X}_{i,\text{sup}}) \prod_{\tilde{j}\in\xi_k\backslash j} \eta_{\tilde{j}\to k}^{q-1}(\tilde{X}_{i,\tilde{j}})\right), \tag{35}$$

and

$$\eta_{j\to k}^q(X_{i,j}) = \text{normalize}\left(p_a \prod_{\tilde{k}\in\zeta_j\backslash k} \eta_{\tilde{k}\to j}^q(X_{i,j})\right), \tag{36}$$

~ ~ ~其中 $X_{i,\ \text{sup}} : X_{i,\ j} = X_{i,\ j}$ 表示满足$X_{i,\ j} = X_{i,\ j}$的所有可能叠加码字，~ ~$j \in \xi_k\backslash j$ 表示因子节点 k 所承载的除第 j 个变量节点之外的所有变量节点，而 $k \in \zeta_j\backslash k$ 表示与第 j个变量节点相连的除第 k个因子节点之外的所有因子节点。

3) 码字选择：经过 I_q 迭代计算后，估计每个 j 的第 i个码字为

$$\hat{X}_{i,j} = \arg\max_{X_{i,j}\in\mathcal{X}_j}\left\{\prod_{k\in\zeta_j} \eta_{k\to j}^{I_q}(X_{i,j})\right\}. \tag{37}$$

注意，$P(X_{i,\ j} = (\mathcal{X}_j)_m|\mathbf{m}_i) = p_a\prod_{k\in\zeta_j}\eta_{k\to j}^{I_q}(X_{i,\ j})$ 是第 j 个用户 $X_{i,\ j} \in \mathcal{X}_j$ 任意码字的后验概率，其中 $(\mathcal{X}_j)_m$ 是大小为 M_{mod} 的码本 $\mathcal{X}_j$ 中第 m 个码字。因此，我们可以构建后验概率集合

该集合由所有满足 $\forall i,\ j$ 的 $P(X_{i,\ j})$ 组成，即

$$\mathcal{P}=\left\{P\left(X_{i,j}=(\mathcal{X}_j)_m\middle|\mathbf{m}_i\right),1\le j\le J,\ 0\le i\le MN/K,\ 1\le m\le M_{\text{mod}}\right\}. \tag{38}$$

$\mathcal{P}$ 的基数为 $|\mathcal{P}|=\frac{MNJM_{\text{mod}}}{K}$。

然后，可以计算第 j个用户的第 i个码字的后验均值$\mathbf{m}_{j\ ,\ X_{i,\ j}}^{p}$ 和协方差矩阵$\mathbf{C}_{j\ ,\ X_{i,\ j}}^{p}$，即

$$\mathbf{m}_{j,X_{i,j}}^{p}=\sum_{\beta\in\mathcal{X}_j}\beta P\left(X_{i,j}=\beta|\mathbf{m}_i\right), \tag{39}$$

and

$$\mathbf{C}_{j,X_{i,j}}^{p}=\sum_{\beta\in\mathcal{X}_j}\left\{\left(\beta-\mathbf{m}_{j,X_{i,j}}^{p}\right)\left(\beta-\mathbf{m}_{j,X_{i,j}}^{p}\right)^{H}P\left(X_{i,j}=\beta|\mathbf{m}_i\right)\right\}. \tag{40}$$

由于独立同分布假设，$X_{i,\ j}$ 的$\mathbf{C}_{j\ ,\ X_{i,\ j}}^{p}$ 是一个对角矩阵，其主对角线上的第 k个元素是 $X_{i,\ j}[k]$ 的后验方差，表示为

$$\begin{aligned}\mathbf{C}_{j,X_{i,j}}^{p}[k,k]&=\mathbb{E}\left[\left|X_{i,j}[k]-\mathbb{E}\left[X_{i,j}[k]|\mathbf{m}_{j,X_{i,j}}^{p}\right]\right|^2\right]\\&=\sum_{\beta\in\mathcal{X}_j}|X_{i,j}[k]|^2P(X_{i,j}[k]=\beta[k]|\mathbf{m}_i)-|\mathbf{m}_{j,X_{i,j}}^{p}[k]|^2.\end{aligned} \tag{41}$$

值得注意的是，由于稀疏码本的稀疏性，$\mathbf{C}_{j\ ,\ X_{i,\ j}}^{p}$ 的主对角线上只有 d_v 个非零元素，并且$\mathbf{C}_{j\ ,\ X_{i,\ j}}^{p}$ 是秩亏的。

然后，将用户 j 在延迟-多普勒域中的后验均值$\mathbf{m}_j^p$ 和协方差矩阵$\mathbf{C}_j^p$，按照延迟-多普勒域网格中的SCMA分配方案，对所有 i对应的<style id='$\mathbf{m}_{j\ ,\ X_{i,\ j}}^{p}$ 和$\mathbf{C}_{j\ ,\ X_{i,\ j}}^{p}$ 进行堆叠，即可得到其表达式。

C. 跨域消息传递

在本小节中，我们推导时域与延迟-多普勒域之间的外信息传递，即图 5 中的黄色部分。

1) 从时域到延迟-多普勒域：首先，我们通过时域均衡器计算外信息均值和协方差矩阵：

$$\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{e,\mathrm{T}}=\left(\left(\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{p,\mathrm{T}}\right)^{-1}-\left(\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{a,\mathrm{T}}\right)^{-1}\right)^{-1}, \tag{42}$$

$$\mathbf{m}_{\mathbf{s}}^{e,\mathrm{T}}=\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{e,\mathrm{T}}\left(\left(\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{p,\mathrm{T}}\right)^{-1}\mathbf{m}_{\mathbf{s}}^{p,\mathrm{T}}-\left(\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{a,\mathrm{T}}\right)^{-1}\mathbf{m}_{\mathbf{s}}^{a,\mathrm{T}}\right). \tag{43}$$

注意，式 (43) 等价于式 (25)。借助从时域到延迟-多普勒域的酉变换“$\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M$”，先验 均值和协方差矩阵$\mathbf{x}$ 可表示为：

$$\mathbf{m}_{\mathbf{x}}^{a,\mathrm{DD}} = \mathbf{m}_{\mathbf{x}}^{e,\mathrm{T}} = (\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M)\mathbf{m}_{\mathbf{s}}^{e,\mathrm{T}}, \tag{44}$$

$$\mathbf{C}_{\mathbf{x}}^{a,\mathrm{DD}} = \mathbf{C}_{\mathbf{x}}^{e,\mathrm{T}} = (\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M)\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{e,\mathrm{T}}(\mathbf{F}_N^{\mathrm{H}} \otimes \mathbf{I}_M). \tag{45}$$

注意，对于较大的 MN 设置，根据强大数定律，对角矩阵$\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{e\ \mathrm{T}}$,的对角元素趋于相同的值，因此矩阵$\mathbf{C}_{\mathbf{x}}^{a\ \mathrm{DD}}$,趋于对角矩阵。

2) 从延迟-多普勒域到时域：经过消息传递算法译码后，我们得到了后验均值$\mathbf{m}_j^p$ 和协方差矩阵$\mathbf{C}_j^p$ 。然而，时域中的正交时频空间符号估计是针对叠加码字进行的，即$\mathbf{s}^{\mathrm{sup}}$。我们必须将每个用户译出的 SCMA码字相加，以重构叠加码字。因此，延迟-多普勒域中 $\mathbf{x}$ 对应的后验均值和协方差矩阵为

$$\mathbf{m}_{\mathbf{x}}^{p,\mathrm{DD}} = \sum_{j=1}^{J} \mathbf{m}_j^p, \tag{46}$$

and

$$\mathbf{C}_{\mathbf{x}}^{p,\mathrm{DD}} = \left(\sum_{j=1}^{J} \left(\mathbf{C}_j^p\right)^{-1} \right)^{-1}. \tag{47}$$

然而，第 j 个协方差矩阵$\mathbf{C}_j^p$ 是秩亏的，因此可能不可逆。由于独立同分布假设，$\mathbf{C}_{\mathbf{x}}^{p\ \mathrm{DD}}$, 是一个对角矩阵，可通过以下方式得到

$$\mathbf{C}_{\mathbf{x}}^{p,\mathrm{DD}}[i,i] = \left(\sum_{j \in \xi_k} \frac{1}{\mathbf{C}_j^p[i,i]} \right)^{-1}, \tag{48}$$

其中 $k =$(i模 M) $+1$和 $0 \le i \le MN-1$。

然后，我们将$\mathbf{m}_{\mathbf{x}}^{p\ \mathrm{DD}}$,和$\mathbf{C}_{\mathbf{x}}^{p\ \mathrm{DD}}$,转换为时域正交时频空间信号$\mathbf{s}$ 的后验均值和协方差矩阵，方法如下：

$$\mathbf{m}_{\mathbf{s}}^{p,\mathrm{DD}} = \left(\mathbf{F}_N^{\mathrm{H}} \otimes \mathbf{I}_M\right) \mathbf{m}_{\mathbf{x}}^{p,\mathrm{DD}}, \tag{49}$$

$$\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{p,\mathrm{DD}} = (\mathbf{F}_N^{\mathrm{H}} \otimes \mathbf{I}_M)\mathbf{C}_{\mathbf{x}}^{p,\mathrm{DD}}(\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M). \tag{50}$$

与（35）和（36）类似，关于$\mathbf{s}$ 的外信息，其均值和协方差

矩阵表示为

$$\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{a,\mathrm{T}} = \mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{e,\mathrm{DD}} = \left(\left(\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{p,\mathrm{DD}} \right)^{-1} - \left(\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{e,\mathrm{T}} \right)^{-1} \right)^{-1}, \tag{51}$$

and

$$\mathbf{m}_{\mathbf{s}}^{a,\mathrm{T}} = \mathbf{m}_{\mathbf{s}}^{e,\mathrm{DD}} = \mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{e,\mathrm{DD}} \left(\left(\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{p,\mathrm{DD}} \right)^{-1} \mathbf{m}_{\mathbf{s}}^{p,\mathrm{DD}} - \left(\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{e,\mathrm{T}} \right)^{-1} \mathbf{m}_{\mathbf{s}}^{e,\mathrm{T}} \right). \tag{52}$$

同理，式（52）等价于式（26）。

经过若干次跨域消息传递迭代（例如 $L_{\max}$ 或 $\frac{1}{MN}\mathrm{Tr}(\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{a\,\mathrm{T}}) < 10^{-3}$）后，检测器根据式（37）返回检测到的SCMA码字。

D. 复杂度分析

时域L-MMSE均衡器的复杂度主要由式（29）中的矩阵求逆决定，其复杂度阶为 $\mathcal{O}((MN)^3)$。在SCMA解码部分，传统MPA解码器的复杂度为 $\mathcal{O}\left(I_q MN (M_{\mathrm{mod}})^{d_c} d_c^2\right)$ [13]，其中 I_q是MPA迭代次数， d_c 是式（18）中指示矩阵$\mathbf{F}^{\mathrm{ind}}$ 每行的非零元素个数。在跨域消息传递过程中，关于$\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M$ 和$\mathbf{F}_N^{\mathrm{H}} \otimes \mathbf{I}_M$ 的酉变换可通过快速傅里叶变换（FFT）和逆快速傅里叶变换高效计算，其复杂度为 $\mathcal{O}(MN\log\ N)$。根据独立同分布假设，只需计算对角元素即可降低式（42）、（43）、（51）和（52）中协方差矩阵求逆的计算复杂度，其复杂度阶为 $\mathcal{O}(MN)$。所提出的OTFS-SCMA检测器每次迭代的总检测复杂度可表示为 $\mathcal{O}\left((MN)^3 + I_q MN (M_{\mathrm{mod}})^{d_c} d_c^2 + MN\log\ N + MN\right)$。由于L-MMSE均衡器中的矩阵求逆计算复杂度较高，因此总体复杂度较高。不过，可以采用一些能够逼近L-MMSE性能的低复杂度估计/均衡算法进一步降低复杂度。例如，文献 [42] 和 [43] 提出的复杂度呈对数线性阶的MMSE均衡器，可直接替代所提出的OTFS-SCMA检测器中的时域L-MMSE均衡器。

E. 讨论

所提出的跨域检测使 OTFS-SCMA 相较于传统 OFDM-SCMA 具有一些优势。所提出的跨域检测使 OTFS-SCMA 相较于传统 OFDM-SCMA 具有一些优势。首先，OTFS-SCMA系统继承了正交时频空间的优点，例如具备利用满分集增益的潜在能力、能够抵御窄带干扰、峰均功率比（PAPR）低等，

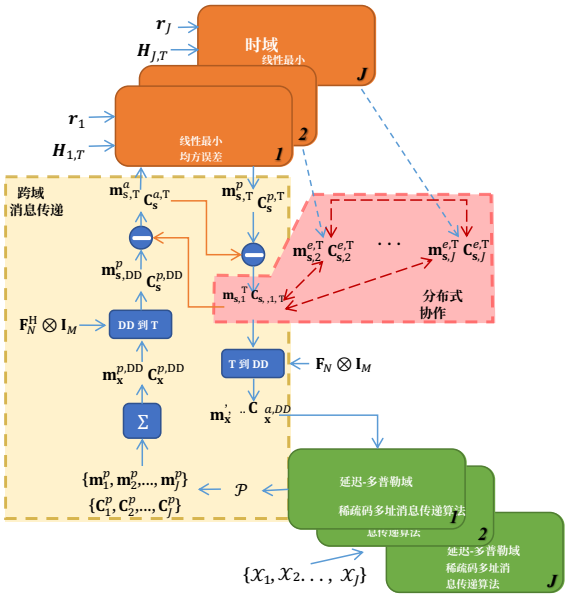


图7. 所提出的正交时频空间-SCMA跨域检测器的多层结构。

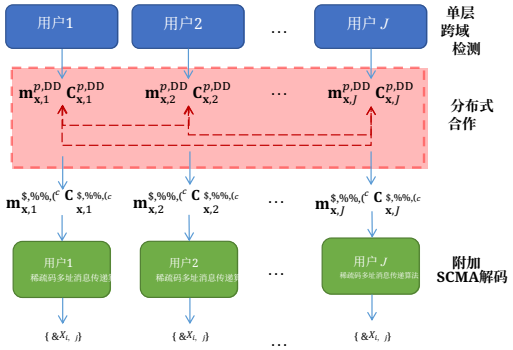


图8. 所提出的分离式跨域与DCD示意图。框“用户 j”表示用户 j 的本地单层跨域检测，如图5所示。 $\{\hat{X}_{i,\ j}\}$ 是由式（37）定义的已解码SCMA码字集合。

而这些优势是 OFDM-SCMA系统所不具备的 [5], [6]。另一方面，稀疏码多址系统的误差性能主要取决于叠加码字之间的最小欧氏距离（MED）和最小乘积距离（MPD）。在传统 OFDM-SCMA系统中，较大的最小欧氏距离可提升高斯信道上的误码率性能，而较大的最小乘积距离则有助于改善瑞利衰落信道上的性能 [44], [45]。然而，要设计同时具有较大最小欧氏距离和最小乘积距离的稀疏码多址码本并不容易 [13], [46]。针对 OTFS-SCMA系统的跨域检测有望解决这一问题。根据式（30）的观察结果，延迟-多普勒域中稀疏码多址解码器的输入可近似视为加性高斯白噪声信道上的信号。因此，延迟-多普勒域中稀疏码多址解码器的误差性能主要取决于叠加码字的最小欧氏距离，而非最小乘积距离。这一观察使我们认识到，针对加性高斯白噪声信道设计、具有较大最小欧氏距离的优质稀疏码多址码本适用于 OTFS-SCMA传输。我们通过第四节中的数值结果验证了这一观察。

IV. 联合跨域与分布式协作检测

本节考虑图7所示的所提出的 OTFS-SCMA检测器的多层结构。通过引入协作网络，前文所述的单层结构

第三节可以扩展为多层结构，相较于以往的单层检测，可从其他下行用户获得更大的用户分集增益。本文假设存在一种简单高效的通信方案，支持邻近用户彼此共享信息，例如蜂窝车联网 [47], ，且不会占用太多无线资源。

由于下行用户的接收信号经历不同的信道，我们考虑所有下行用户将其时域外信息共享给邻近用户，以利用分集增益。具体而言，在每次跨域消息传递迭代中，第 j个用户的时域均衡器输出的外信息会根据给定的距离阈值或给定的邻居集合广播给若干邻近用户。同时，第 j个用户基于从邻近用户接收到的外信息更新其本地外信息。

令 $\mathcal{S}_j$ 为用户 j的邻居集合，即 $\mathcal{S}_j$ 中的用户可以接收来自用户j的信息。然后，我们的目标是以分布式方式获得所有用户消息的乘积，即每个用户仅通过本地处理以及与邻近用户的协作，就能对全局消息达成一致。

A. 基于置信共识的方法

基于置信共识的方法能够以分布式方式高效计算关于同一变量的多个局部函数的乘积 [34]。在高斯消息的假设下，用户可以交换消息的参数，而不是交换分布，即我们只需广播均值和协方差矩阵。在这种情况下，第 j个用户根据标准的信念共识递推更新其本地信念，即

$$\theta_{i,j}^{c+1} = \gamma_{jj}\theta_{i,j}^{c} + \sum_{g\in\mathcal{S}_j} \gamma_{jg}\theta_{i,g}^{c}, \quad 0 \le i \le MN-1, \tag{53}$$

其中，上标 c 表示共识迭代的索引， γ 为更新率，其定义为 [34]

$$\gamma_{jg} = \gamma_{gj} = \begin{cases} 1/\max(|\mathcal{S}_j|, |\mathcal{S}_g|), & \text{for } j \neq g, \\ 1 - \sum_{j'\in\mathcal{S}_g} \gamma_{j'g}, & \text{for } j = g. \end{cases} \tag{54}$$

对于所提出的联合跨域与DCD算法，信念共识迭代被整合到跨域消息传递过程中。待共享的局部信息为

构造为　　时域均衡器提供的外信息均值和协方差矩阵，即　　.

$$\theta_{i,j}^{c}=\left[\mathbf{m}_{\mathbf{s},j}^{e,\mathrm{T},c}[i]/\mathbf{C}_{\mathbf{s},j}^{e,\mathrm{T},c}[i,i],1/\mathbf{C}_{\mathbf{s},j}^{e,\mathrm{T},c}[i,i]\right]^{T}, \tag{55}$$

其中 $\mathbf{m}^{e}{}_{,\mathrm{T},c\ \mathbf{s}\,j}$ 和 $\mathbf{C}^{e}{}_{,\mathrm{T},c\ \mathbf{s}\,j}$ 分别表示用户 j 在第 c 次信念共识迭代中的外信息均值和协方差矩阵。

根据 [48], 中针对每个用户至少有一个邻居的连通图所给出的命题3和引理1，在有限次共识迭代下（例如， I_c），所有用户都能够就全局消息达成共识。换言之，所有SCMA用户都能达到与集中式处理 [19], 相同的分集阶数，即:

$$\mathbf{m}_{\mathbf{s},j}^{e,\mathrm{T},I_c}[i]\rightarrow\frac{1}{J}\sum_{j=1}^{J}\mathbf{m}_{\mathbf{s},j}^{e,\mathrm{T},I_c}[i],\quad \frac{1}{\mathbf{C}_{\mathbf{s},j}^{e,\mathrm{T},I_c}[i,i]}\rightarrow\frac{1}{J}\sum_{j=1}^{J}\frac{1}{\mathbf{C}_{\mathbf{s},j}^{e,\mathrm{T},I_c}[i,i]}. \tag{56}$$

然后，用户 j 的本地外信息均值和协方差矩阵分别更新为 $\mathbf{m}^{e}{}_{,\mathrm{T},I_c\mathbf{s}\,j}$ 和 $\mathbf{C}^{e}{}_{,\mathrm{T},I_c\mathbf{s}\,j}$，并馈送至SCMA解码器。

然而，在用户之间交换外信息时，用户间的链路可能受到加性噪声的影响。为了解决这一问题，引入消失参数 α，并将（53）重新表述为 [19]

$$\theta_{i,j}^{c+1}=\theta_{i,j}^{c}+\alpha^{c}\sum_{g\in\mathcal{S}_j}\gamma_{jg}\left(\theta_{i,g}^{c}+\omega_{jg}^{c}-\theta_{i,j}^{c}\right), \tag{57}$$

其中， ω_{jg} 是用户 j 与用户 g之间链路上的加性噪声。

B. 基于简化信念共识的方法

上一小节所述的方法要求每个用户在每次跨域迭代中向相邻用户广播所有外信息，这可能导致显著的能耗。为解决这一问题，本小节提出一种降低能耗的方法。

基本思路是共享 $\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{e}{}^{\mathrm{T}}$ 中较小的值及其对应的均值，因为 $\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{e}{}^{\mathrm{T}}$ 中较大的值表示线性最小均方误差均衡器的估计准确度较低，而用户之间传递这类信息带来的性能增益有限。具体而言，在每次信念共识迭代中，由于独立同分布假设，我们对协方差矩阵进行对角化，即 $\mathbf{c}^{e}{}_{,\mathrm{T},c\ \mathbf{s}\,j}=\mathrm{diag}\{\mathbf{C}^{e}{}_{,\mathrm{T},j}{}^{c}\}\mathbf{s}$。然后，我们按升序排列 $\mathbf{c}^{e}{}_{,\mathrm{T},c\ \mathbf{s}\,j}$，并存储对应的索引。令 $\tilde{\mathbf{c}}^{e}{}_{,\mathrm{T},c\ \mathbf{s}\,j}$ 为排序后的向量， $\mathcal{I}$ 为对应的索引集合。定义共享率 $0\leq r_c\leq 1$，它决定

应向邻近用户共享多少局部信息。我们只向邻近用户共享最可靠的局部信息。 $\tilde{\mathbf{c}}^{e,\mathrm{T},c}_{\mathbf{s},j}$ 中前 $\lfloor MN \times r_c \rfloor$ 个值及其对应的均值被视为值得共享的可靠局部信息。因此，共享均值 $\tilde{\mathbf{m}}^{e,\mathrm{T},c}_{\mathbf{s},j}$ 和协方差矩阵 $\tilde{\mathbf{C}}^{e,\mathrm{T},c}_{\mathbf{s},j}$ 定义如下：

$$\tilde{\mathbf{m}}^{e,\mathrm{T},c}_{\mathbf{s},j} = \mathbf{m}^{e,\mathrm{T},c}_{\mathbf{s},j}[\mathcal{I}_{[r_c]}], \quad \tilde{\mathbf{C}}^{e,\mathrm{T},c}_{\mathbf{s},j}[i,i] = \mathbf{c}^{e,\mathrm{T},c}_{\mathbf{s},j}[i], \tag{58}$$

其中， $\mathcal{I}_{[r_c]}$ 表示集合 $\mathcal{I}$ 和 $0 \le i \le \lfloor MN \times r_c \rfloor - 1$ 中的前 $\lfloor MN \times r_c \rfloor$ 个元素。请注意，传输 $\mathcal{I}_{[r_c]}$ 几乎不会增加带宽，例如，我们可以使用额外的小数位来表示索引。根据信念共识递推，$\theta^{c}_{i,j}$ 表示为 $\theta^{c}_{i,j} = \left[\tilde{\mathbf{m}}^{e,\mathrm{T}c}_{j}[i] / \tilde{\mathbf{C}}^{e,\mathrm{T}c}_{j}[i,i], \; 1/\tilde{\mathbf{C}}^{e,\mathrm{T}c}_{j}[i,i] \right]^{T}_{\mathbf{s}}$。

这样一来，需要共享的外信息就减少了，也就是说，我们只需根据共享率 r_c 传输部分信息，从而降低能耗。在实际应用中，我们可以使用一个标志变量来指示算法是否采用基于简化信念共识的方法。

C. 分离式结构

分离式结构如图8所示。与图7所示的多层OTFS-SCMA检测器不同，另一种分布式协作方案是在经过 $L_{\max}$ 次跨域迭代后，共享来自延迟-多普勒域的后验信息。具体而言，在本地 OTFS-SCMA 跨域检测后，我们先进行信念共识，再进行额外的 MPA 译码。该方案称为分离式跨域检测与 DCD，而非图7中的联合结构，因为协作是在跨域检测后进行的。分离式结构的协作过程有望带来一定的分集增益，但其整体性能提升有限，因为与联合结构不同，该协作过程无法利用跨域消息传递迭代带来的进一步增益。因此，在相同的 DCD 设置下，分离式结构的性能应劣于联合结构。

V. 基于状态演化的所提 OTFS-SCMA 检测器不动点分析

本节中，我们利用状态演化 [35]，研究当 MN 足够大时所提出的 OTFS-SCMA 跨域检测算法的不动点。请注意，SE

在 [30] 中推导出的结果可能无法直接应用于此处，因为所提出检测器的消息传递过程和非线性估计器与 [30]中的有本质区别。因此，需要仔细重新推导状态演化过程。

将跨域的第 l 次迭代中的误差项定义为$\mathbf{h}(l) \equiv \hat{\mathbf{s}}(l) - \mathbf{s}$ 和$\mathbf{q}(l) \equiv \hat{\mathbf{x}}(l) - \mathbf{x}$。我们假设$\mathbf{h}(l)$由独立于$\mathbf{H}_{\mathrm{T}}$和$\mathbf{n}$的独立同分布分量构成，且$\mathbf{q}(l)$由独立于$\mathbf{x}$的零均值高斯独立同分布分量构成。然后，我们定义两个误差度量如下:

$$v_{\mathbf{s}}^{p,\mathrm{T}}(l) = \frac{1}{MN}\mathbb{E}\left\{\|\mathbf{h}(l)\|^2\right\}, \quad v_{\mathbf{x}}^{p,\mathrm{DD}}(l) = \frac{1}{MN}\mathbb{E}\left\{\|\mathbf{q}(l)\|^2\right\}. \tag{59}$$

在假设延迟-多普勒域符号和时域符号均为独立同分布的条件下，协方差矩阵为对角矩阵。因此，度量 $v^{p,\mathrm{T}}_{\mathbf{s}}(l)$和 $v^{p,\mathrm{DD}}_{\mathbf{x}}(l)$可表示为

$$v_{\mathbf{s}}^{p,\mathrm{T}}(l) = \lim_{MN\to\infty}\frac{1}{MN}\mathrm{Tr}\left(\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{p,\mathrm{T}}\right), \quad v_{\mathbf{x}}^{p,\mathrm{DD}}(l) = \lim_{MN\to\infty}\frac{1}{MN}\mathrm{Tr}\left(\mathbf{C}_{\mathbf{x}}^{p,\mathrm{DD}}\right). \tag{60}$$

给定第 l 次迭代的先验度量 $v^{a,\mathrm{T}}_{\mathbf{s}}(l)$，其定义为 $v^{a,\mathrm{T}}_{\mathbf{s}}(l) \equiv \lim_{MN\to\infty}\frac{1}{MN}\mathrm{Tr}\left(\mathbf{C}_{\mathbf{s}}^{a,\mathrm{T}}\right)$，OTFS-SCMA跨域检测的状态演化由以下递推关系定义:

线性最小均方误差均衡器:

$$v_{\mathbf{s}}^{p,\mathrm{T}}(l) = v_{\mathbf{s}}^{a,\mathrm{T}}(l) - \frac{\left(v_{\mathbf{s}}^{a,\mathrm{T}}(l)\right)^2}{MN}\mathrm{Tr}\left(\mathbf{H}_{\mathrm{T}}^{\mathrm{H}}\left(v_{\mathbf{s}}^{a,\mathrm{T}}(l)\mathbf{H}_{\mathrm{T}}\mathbf{H}_{\mathrm{T}}^{\mathrm{H}} + N_0\mathbf{I}_{MN}\right)^{-1}\mathbf{H}_{\mathrm{T}}\right), \tag{61}$$

从时域到延迟-多普勒域:

$$v_{\mathbf{x}}^{a,\mathrm{DD}}(l) = v_{\mathbf{s}}^{a,\mathrm{DD}}(l) = v_{\mathbf{s}}^{e,\mathrm{T}}(l) = \left(\frac{1}{v_{\mathbf{s}}^{p,\mathrm{T}}(l)} - \frac{1}{v_{\mathbf{s}}^{a,\mathrm{T}}(l)}\right)^{-1}, \tag{62}$$

由于式（44）中的酉变换，$v^{a,\mathrm{DD}}_{\mathbf{x}}(l) = v^{a,\mathrm{DD}}_{\mathbf{s}}(l)$成立，而外在度量（状态）$v^{e,\mathrm{T}}_{\mathbf{s}}(l)$可通过对式（42）进行一些运算得到。

*SCMA*消息传递算法解码器:

$$v_{\mathbf{x},j}^{p,\mathrm{DD}}(l) = \mathbb{E}\left\{\left[X_{i,j}[k] - \mathbb{E}\left\{X_{i,j}[k] + \sqrt{v_{\mathbf{x}}^{a,\mathrm{DD}}(l)}Z\right\}\right]^2\right\} = \lim_{MN\to\infty}\frac{1}{MN}\mathrm{Tr}(\mathbf{C}_j^p), \quad \forall j, \tag{63}$$

其中，$v^{p,\mathrm{DD}}_{\mathbf{x}\,j}(l)$[3] 表示每个用户的消息传递算法解码器的误差度量，j，Z 是方差为 $Z \sim N(0,1)$的加性高斯白噪声样本，且与$X_{i,j}[k]$相互独立；式（63）中的期望是关于

[3]由于消息传递算法解码器是近似求解最大后验概率检测的一种近优方法，因此在高斯假设下，消息传递算法解码器的误差度量可表示为式（63）中的最小均方误差形式。

索引 i 和 k 求取的，其中 $0 \le i \le \frac{MN}{K} - 1$ 且 $1 \le k \le K$。遗憾的是， $v^{p,\mathrm{DD}}_{\mathbf{x}\,j}(l)$的闭式表达式可能难以获得。不过， $v^{p,\mathrm{DD}}_{\mathbf{x}\,j}(l)$可以视为SCMA系统在加性高斯白噪声信道下关于信噪比的函数，即 $v^{p,\mathrm{DD}}_{\mathbf{x}\,j}(l) = f(SNR)$，该函数可通过蒙特卡洛仿真获得。

叠加码字重构：

$$v^{p,\mathrm{DD}}_{\mathbf{x}}(l) = \lim_{MN\to\infty} \frac{1}{MN}\mathrm{Tr}\left(\mathbf{C}^{p,\mathrm{DD}}_{\mathbf{x}}\right) \overset{(a)}{=} \left(\sum_{j=1}^{j} \frac{1}{v^{p,\mathrm{DD}}_{\mathbf{x},j}(l)}\right)^{-1}, \tag{64}$$

其中，(a) 是通过对 (48) 进行一些简单运算得到的。

从延迟-多普勒域到时域：

$$v^{p,\mathrm{DD}}_{\mathbf{s}}(l) = v^{p,\mathrm{DD}}_{\mathbf{x}}(l), \tag{65}$$

$$v^{a,\mathrm{T}}_{\mathbf{s}}(l+1) = v^{e,\mathrm{DD}}_{\mathbf{s}}(l) = \left(\frac{1}{v^{p,\mathrm{DD}}_{\mathbf{s}}(l)} - \frac{1}{v^{a,\mathrm{DD}}_{\mathbf{s}}(l)}\right)^{-1}, \tag{66}$$

其中，由于 (50 中的酉变换，满足 $v^{p,\mathrm{DD}}_{\mathbf{s}}(l) = v^{p,\mathrm{DD}}_{\mathbf{x}}(l)$).

基于上述分析，从状态 $v^{a,\mathrm{T}}_{\mathbf{s}}(l)$ 到 $v^{a,\mathrm{T}}_{\mathbf{s}}(l+1)$ 的状态演化现已明确定义。此外，所提出的 OTFS-SCMA检测器的均方误差可预测为

$$\mathrm{MSE}(l) = \frac{1}{MN}\mathbb{E}\left\{\|\mathbf{q}(l)\|^2\right\} = v^{p,\mathrm{DD}}_{\mathbf{x}}(l), \tag{67}$$

因为我们的目标是在延迟-多普勒域中检测 SCMA码字。

接下来，我们推导状态演化的不动点。

性质1：当算法收敛时，时域估计和延迟-多普勒域检测输出的后验方差平均值相同，即，

$$v^{p,\mathrm{DD}}_{\mathbf{x}} = v^{p,\mathrm{T}}_{\mathbf{s}}. \tag{68}$$

证明： 如果算法已收敛，状态 $v^{a,\mathrm{T}}_{\mathbf{s}}(l)$ 和 $v^{a,\mathrm{T}}_{\mathbf{s}}(l+1)$ 的取值将不会随迭代次数的增加而变化。因此，当算法收敛时，$v^{a,\mathrm{T}}_{\mathbf{s}}(l+1) = v^{a,\mathrm{T}}_{\mathbf{s}}(l)$ 成立，从而得到

$$v^{a,\mathrm{T}}_{\mathbf{s}}(l+1) = \left(\frac{1}{v^{p,\mathrm{DD}}_{\mathbf{s}}(l)} - \frac{1}{v^{a,\mathrm{DD}}_{\mathbf{s}}(l)}\right)^{-1} = \left(\frac{1}{v^{p,\mathrm{DD}}_{\mathbf{s}}(l)} - \frac{1}{v^{p,\mathrm{T}}_{\mathbf{s}}(l)} + \frac{1}{v^{a,\mathrm{T}}_{\mathbf{s}}(l)}\right)^{-1}, \tag{69}$$

$$\frac{1}{v_{\mathbf{s}}^{a,\mathrm{T}}(l+1)}-\frac{1}{v_{\mathbf{s}}^{a,\mathrm{T}}(l)}=\frac{1}{v_{\mathbf{s}}^{p,\mathrm{DD}}(l)}-\frac{1}{v_{\mathbf{s}}^{p,\mathrm{T}}(l)}, \tag{70}$$

$$v_{\mathbf{s}}^{p,\mathrm{DD}}(l)=v_{\mathbf{s}}^{p,\mathrm{T}}(l). \tag{71}$$

由此完成性质1的证明。 ■

性质1表明，当所提出的算法收敛时，时域 OTFS符号检测和延迟-多普勒域 SCMA码字解码在数据恢复方面都能达到相同的准确度。此外，由于所提出的跨域 OTFS-SCMA 检测器遵循误差正交性原理，若其状态演化恰好只有一个不动点，则该检测器可以收敛至贝叶斯最优性 [37]。换言之，所提出的方法有望达到贝叶斯最优性。然而， [21] 中的两阶段检测很难做到这一点，因为线性最小均方误差估计器对于通常服从复杂分布的叠加SCMA码字而言可能并非最优。此外，当信道均衡不充分时，误差传播可能会降低两阶段检测器后续消息传递算法部分的解码性能，尤其是在存在分数多普勒的情况下。相比之下，所提出的方法借助误差正交性原理，通过均衡器与解码器之间的迭代提升检测性能。

VI. 仿真结果

本节通过数值仿真，验证所提出的 OTFS-SCMA 跨域检测器的误比特率性能和收敛性。

为节省篇幅，我们在表I[4]中汇总了仿真参数。信道存在分数多普勒。我们假设接收机已完美获得信道状态信息（CSI）。

我们首先考虑不同的 OTFS-SCMA检测器，包括图5所示的单层OTFS-SCMA跨域检测器（称为“跨域”）、图7所示的多层OTFS-SCMA检测器（称为“方案1”）、第四节中所述的独立跨域检测器和分布式协作检测器（称为“方案2”），以及

[4] [31] 中的码本在据我们所知已提出的 SCMA 码本中具有最大的最小欧氏距离（等于 1.3）。华为码本 [10] 具有较大的最小乘积距离，在 OFDM-SCMA 系统的瑞利信道上表现良好。通过比较这两种码本，可以验证第III-E小节中提出的见解。

表I 仿真参数

参数	值	参数	值
带宽	$B = 10$ MHz	最大多普勒索引（含分数偏移）	$k_{\nu_{\max}} = 6$
帧持续时间	$T_f = 1$ ms	最大时延索引	$l_{\tau_{\max}} = 3$
时延扩展	1.6 微秒	稀疏码多址设置	$K \times J = 4 \times 6$, $M_{\text{mod}} = 4$ 采用图2所示的因子图
多普勒扩展	8 千赫	SCMA码本	[31] 和 [10]
子载波数量	$M = 16$	跨域迭代次数	$L_{\max} = 5$
时隙数量	$N = 8$	MPA解码迭代次数	$I_q = 10$
路径数	$P = 4$	信念共识迭代次数	$I_c = 2$ 适用于方案1 $I_c = 10$ 适用于方案2
信道	由式 (13) 和 (16) 生成	蒙特卡洛（遇到 5000 比特时停止），20000 帧	

[21]中提出的两阶段检测器。跨域迭代次数 $L_{\max}$、SCMA MPA迭代次数 I_q、方案1中的信念共识迭代次数 I_c 和方案2中的信念共识迭代次数 I_c 分别设为5、10、2和10，因此方案1和方案2的信念共识迭代总次数相同。不失一般性，在我们的仿真中，邻接集合$\mathcal{S}_j$，$\forall j$，固定为 $\mathcal{S}_1 = \{6, 2, 3\}$，$\mathcal{S}_2 = \{1, 3, 5\}$，$\mathcal{S}_3 = \{1, 2, 4\}$，$\mathcal{S}_4 = \{3, 5, 6\}$，$\mathcal{S}_5 = \{2, 4, 6\}$，和 $\mathcal{S}_6 = \{1, 4, 5\}$，，从而构成一个连通图。

图9比较了采用两种不同SCMA码本时上述检测器的未编码误码率性能。可以观察到，[21] 中提出的两阶段检测器误码率性能较差，这是因为分数多普勒频移使信道均衡效果变差，进而导致后续SCMA解码的性能严重下降。这是两阶段检测器的缺点：它在延迟-多普勒域中分别执行均衡和解码，且不进行任何迭代。所提出的OTFS-SCMA跨域检测器（蓝线和绿线）避免了上述缺点，并且由于在延迟-多普勒域中进行近似最大似然检测以及跨域迭代，其性能显著优于 [21]中的两阶段检测器。此外，在所提出的跨域检测器下，在高 E_b/N_0 区域，具有较大最小欧氏距离和较小最小乘积距离的 [31] 码本优于具有较大最小乘积距离但较小最小欧氏距离的 [10] 码本。这验证了第III-E小节中阐述的见解。因此，默认采用 [31] 码本，以提升误差性能。接下来，我们重点关注方案1和方案2的结果。在跨域检测后简单引入分布式协作，即方案2（红线），便可带来显著的性能增益。借助跨域消息传递和多层结构，即使信念共识迭代总次数与方案2相同，方案1（黄线）仍可进一步提升性能，其误码率性能增益约为5分贝，

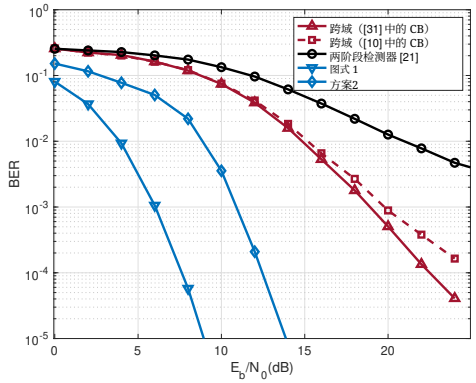


图9. 不同检测器下 OTFS-SCMA 系统的误码率性能。这里的“CB”表示“码本”。对于未注明码本的仿真，默认采用 [31] 的码本。

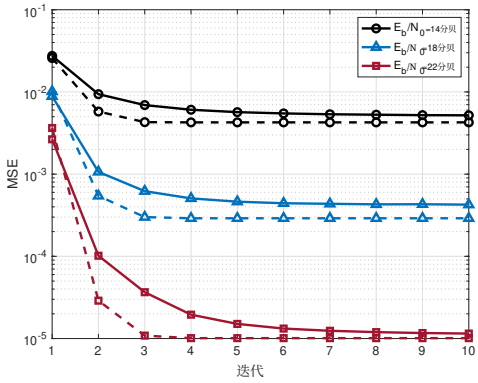


图10. 延迟-多普勒域中的仿真（实线）和预测（虚线）均方误差。

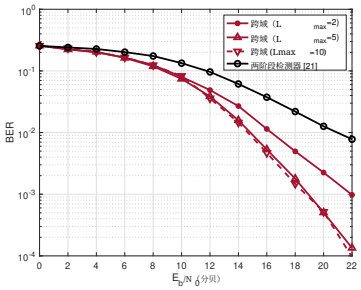


图 11. 所提出的单层 OTFS-SCMA检测器与 [21] 的误比特率比较。

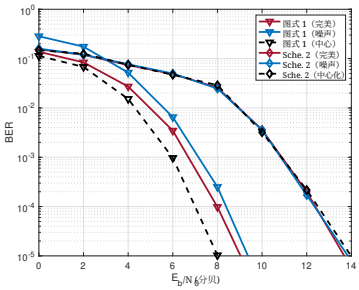


图 12. 多层 OTFS-SCMA 检测器与独立的跨域分布式协作检测器在中心化、理想和有噪用户间链路下的误比特率比较。

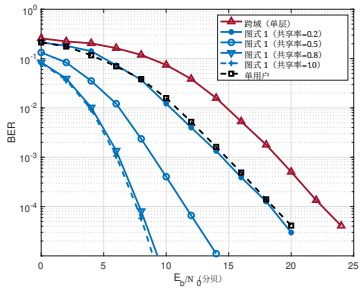


图 13. 多层 OTFS-SCMA 检测器在不同共享率下的误比特率比较。虚线表示传输 QPSK 符号的单用户跨域正交时频空间系统 [30]。

与方案2相比。方案1和方案2都从其他下行用户获得了显著的分集增益，因此与另外两种方案相比，性能均有显著提升。

图 10 比较了延迟-多普勒域中单层 OTFS-SCMA 检测器的仿真均方误差与 SE 预测值，其中均方误差定义见式 (67)。首先可以观察到，仿真均方误差与 SE 预测的均方误差相吻合，这表明所提出算法的性能可以通过 SE 加以表征。此外，均方误差先随迭代次数增加而减小，随后趋于稳定，在 10^{-5} 附近达到饱和，此时$E_b/N_0 = 22$ 分贝。这表明所提出的 OTFS-SCMA 检测器确实能够在少量跨域迭代（少于 5 次迭代）后收敛。

图 11 展示了单层 OTFS-SCMA 检测器在不同

跨域迭代次数以及 [21] 下的误码率性能。图 11 中的误码率结果与图 10 所示的均方误差性能一致。可以观察到，在图 11 中，与 [21] 相比，少量跨域迭代（例如 $L_{\max} = 2$）即可带来显著的误码率性能增益。

为说明所提出的分布式协作方案的稳健性，我们考虑了用户间链路的不同方案，包括中心链路、理想链路和噪声链路。具体而言，中心链路是指将用户 j 的局部信息广播给所有其他用户；理想链路是指式（57）中的噪声项为零，而噪声链路中式（57）的噪声项是从均值为零、方差为一的高斯分布中随机抽取的值。图12展示了不同用户间链路下两种分布式协作方案（图式 1 和方案2）的误码率性能。尽管方案2在不同用户间链路条件下的表现几乎相同，但在 $E_b/N_0 \geq 4$分贝时，在相同的信念共识迭代总次数（$I_c^{\text{total}} = 10$）下，图式 1在所有条件下均优于方案2。由于在我们的仿真中，图式 1的每次跨域迭代所需的信念共识迭代次数较少，例如 $I_c = 2$，因此在低 E_b/N_0 区域内，式（57）中的噪声无法消除。出于同样的原因，图式 1只有在中心链路下才能实现完整的用户分集增益，而方案2在中心链路和分布式链路（即理想链路和噪声链路）下均能实现完整的用户分集增益。尽管图式 1无法在分布式链路下实现完整的用户分集增益，但其误差性能非常出色，与中心方案的差异小于1分贝。

图 13 展示了理想链路中不同共享率下多层OTFS-SCMA检测器的误比特率对比。文献 [30] 提出的传输 4QAM 符号的单层 OTFS-SCMA 检测器和单用户跨域 OTFS 系统也纳入了比较。可以观察到，当共享率为 0。8 时，其性能接近共享所有局部信息的方案。当仅向邻近用户共享一半（$r = 0.5$）局部信息时，性能下降约 5 分贝。尽管如此，它在误比特率 $= 10^{-4}$处仍以约 7 分贝的增益显著优于单用户 OTFS 跨域系统。最令人印象深刻的结果是，当共享率为 0。2 时，也就是说仅向邻近用户共享 20% 的局部信息，图式 1 的误差性能接近单用户跨域系统，在高 E_b/N_0 区域甚至更优。即使$r = 0.2$，图式 1 在误比特率 $= 10^{-4}$处仍比单层检测器提升约 5 分贝。这一观察表明，所提出的多层 OTFS-SCMA 跨域

域检测器能够支持大规模多址接入，从而提高频谱效率（过载因子大于 1），并且能以较低的能量和时延代价优于单用户跨域系统。在现实环境中，我们可以根据误码率要求调整共享率。

VII. 结论

本文提出了一种融合正交时频空间（OTFS）与稀疏码多址（SCMA）的新型下行链路码域NOMA方案。我们首先为OTFS-SCMA系统提出了一种单层跨域检测算法。对于跨域OTFS-SCMA系统，我们指出，采用针对加性高斯白噪声信道设计且具有较大最小欧氏距离的SCMA码本是理想的。随后，通过引入协作网络，我们开发了一种联合跨域检测与DCD算法（多层OTFS-SCMA检测器），以实现较大的用户分集增益。此外，我们基于状态演化技术分析了所提出的OTFS-SCMA检测算法的不动点。数值结果表明，与以往方法相比，所提出的方案能够收敛并获得显著的性能增益。此外，仿真结果证明，所提出的协作方案优于单用户系统，并能在高移动性环境中支持大规模多址通信，同时以极低的能耗实现出色的误差性能。

尽管所提出的下行链路 OTFS-SCMA 系统性能优异，但研究上行链路OTFS-NOMA仍很有意义，因为要快速、准确地估计不同用户的信道状态信息颇具挑战。

参考文献

[1] W. Saad、M. Bennis 和 M. Chen，“6G无线系统愿景：应用、趋势、技术与开放研究问题”，*IEEE Netw.*，第34卷，第3期，第134–142页，2020年5/6月。[2] M. Giordani、M. Polese、M. Mezzavilla、S. Rangan 和 M. Zorzi，“迈向6G网络：用例与技术”，*IEEECommun. Mag.*，第58卷，第3期，第55–61页，2020年3月。[3] M. Noor-A-Rahim、Z. Liu、H. Lee、M. O. Khyam、J. He、D. Pesch、K. Moessner、W. Saad 和 H. V. Poor，“面向车联网（V2X）通信的6G：使能技术、挑战与机遇”，*Proc. IEEE Proc.IRE**，第110卷，第6期，第712–734页，2022年。[4] P. Raviteja、Y. Hong、E. Viterbo 和 E. Biglieri，“用于降低循环前缀的OTFS实用脉冲成形波形”，*IEEE Trans. Veh. Technol.*，第68卷，第1期，第957–961页，2019年1月。[5] R. Hadani、S. Rakib、M. Tsatsanis、A. Monk、A. J. Goldsmith、A. F. Molisch 和 R. Calderbank，“正交时频空间调制”，载于*2017 IEEE Wireless Commun. Netw. Conf. (WCNC)*，2017年，第1–6页。

[6] Z. Wei、W. Yuan、S. Li、J. Yuan、G. Bharatula、R. Hadani 和 L. Hanzo，“正交时频空间调制：一种前景广阔的下一代波形”，*IEEE Wireless Commun.*，第28卷，第4期，第136–144页，2021年8月。[7] S. Li、W. Yuan、Z. Wei、R. Schober 和 G. Caire，“正交时频空间调制——第二部分：收发机设计”，*IEEE* 通信快报，第1–1页，2022年。[8] W. Yuan、Z. Wei、S. Li、R. Schober 和 G. Caire，“正交时频空间调制——第三部分：一体化感知与通信及潜在应用”，*IEEE* 通信快报，第1–1页，2022年。[9] P. Raviteja、E. Viterbo 和 Y. Hong，“静态多径信道上的OTFS性能”，*IEEE Wireless Commun. Lett.*，第8卷，第3期，第745–748页，2019年。[10] H. Nikopour 和 H. Baligh，“稀疏码多址接入”，载于*2013 IEEE24th Annu.Int. Symp. Pers.,Indoor, MobileRadio Commun. (PIMRC)*，2013年，第332–336页。[11] S. Li、J. Yuan、W. Yuan、Z. Wei、B. Bai 和 D. W. K. Ng，“高移动性信道中编码OTFS系统的性能分析”，*IEEE* 无线通信汇刊，第20卷，第9期，第6033–6048页，2021年9月。[12] Z. Ding、X. Lei、G. K. Karagiannidis、R. Schober、J. Yuan 和 V. K. Bhargava，“5G网络非正交多址接入综述：研究挑战与未来趋势”，*IEEE J. Sel. Areas Commun.*，第35卷，第10期，第2181–2195页，2017年10月。[13] Z. Liu 和 L.-L. Yang，“稀疏还是稠密：码域NOMA系统的比较研究”，*IEEE* 无线通信汇刊，第20卷，第8期，第4768–4780页，2021年8月。[14] R. Hoshyar、F. P. Wathan 和 R. Tafazolli，“加性高斯白噪声信道中同步CDMA系统的新型低密度签名”，*IEEE* 信号处理汇刊，第56卷，第4期，第1616–1626页，2008年4月。[15] H. Wymeersch、J. Lien 和 M. Z. Win，“无线网络中的协作定位”，*Proc. IEEE Proc. IRE**，第97卷，第2期，第427–450页，2009年2月。[16] F. Meyer、O. Hlinka、H. Wymeersch、E. Riegler 和 F. Hlawatsch，“包含非合作目标的移动网络分布式定位与跟踪”，*IEEE Trans. Signal Inf. Process. Netw.*，第2卷，第1期，第57–71页，2016年3月。[17] B. L. Ng、J. S. Evans、S. V. Hanly 和 D. Aktas，“协作基站的分布式下行波束成形”，*IEEE* 信息论汇刊，第54卷，第12期，第5491–5499页，2008年12月。[18] Z. Ding、M. Peng 和 H. V. Poor，“5G系统中的协作非正交多址接入”，*IEEE* 通信快报，第19卷，第8期，第1462–1465页，2015年8月。[19] W. Yuan、N. Wu、Q. Guo、Y. Li、C. Xing 和 J. Kuang，“下行MIMO-SCMA迭代接收机：消息传递与分布式协作检测”，*IEEE* 无线通信汇刊，第17卷，第5期，第3444–3458页，2018年5月。[20] V. Khammammetti 和 S. K. Mohammed，“高多普勒和大时延扩展无线信道中的基于OTFS的多址接入”，*IEEE Wireless Commun. Lett.*，第8卷，第2期，第528–531页，2019年4月。[21] K. Deka、A. Thomas 和 S. Sharma，“OTFS-SCMA：一种用于正交时频空间调制的码域NOMA方法”，*IEEE* 通信汇刊，第69卷，第8期，第5043–5058页，2021年8月。[22] R. Chong、S. Li、J. Yuan 和 D. W. K. Ng，“上行多用户OTFS传输的可达速率上界”，即将在*IEEEWirelessCommun.Lett.*发表，2022年。[23] A. Chatterjee、V. Rangamgari、S. Tiwari 和 S. S. Das，“采用正交时频空间信号传输的非正交多址接入”，*IEEE Syst. J.*，第15卷，第1期，第383–394页，2021年3月。[24] P. Raviteja、K. T. Phan 和 Y. Hong，“时延-多普勒信道中OTFS的嵌入式导频辅助信道估计”，*IEEETrans.Veh.Technol.*，第68卷，第5期，第4906–4917页，2019年。[25] Z. Wei、W. Yuan、S. Li、J. Yuan 和 D. W. K. Ng，“基于稀疏贝叶斯学习的OTFS系统非网格信道估计”，*IEEE* 无线通信汇刊，第21卷，第9期，第7407–7426页，2022年。

[26] W. Shen、L. Dai、J. An、P. Fan 和 R. W. Heath，“正交时频空间（OTFS）大规模 MIMO 的信道估计”，IEEE 信号处理汇刊，第 67 卷，第 16 期，第 4204–4217 页，2019 年。[27] A. Thomas、K. Deka、P. Raviteja 和 S. Sharma，“基于卷积稀疏编码的上行链路 OTFS-SCMA 信道估计”，IEEE 通信汇刊，第 70 卷，第 8 期，第 5241–5257 页，2022年。[28] T. Thaj 和 E. Viterbo，“适用于零填充 OTFS 系统的低复杂度迭代 Rake 判决反馈均衡器”，IEEE Trans. Veh. Technol.，第 69 卷，第 12 期，第 15 606–15622 页，2020 年 12 月。[29] Y. Ge、Q. Deng、P. C. Ching 和 Z. Ding，“采用分数间隔采样方法的 OTFS 接收机设计”，IEEE 无线通信汇刊，第 20 卷，第 7 期，第 4072–4086 页，2021 年 7 月。[30] S. Li、W. Yuan、Z. Wei 和 J. Yuan，“正交时频空间调制的跨域迭代检测”，IEEE 无线通信汇刊，第 21 卷，第 4 期，第 2227–2242 页，2022年。[31] C. Huang、B. Su、T. Lin 和 Y. Huang，“通过最大化叠加码字的最小欧氏距离实现低误码率的下行链路 SCMA 码本设计”，IEEE Trans. Veh. Technol.，第 71 卷，第 5 期，第 5231–5245 页，2022年。[32] J. Ma 和 L. Ping，“正交 AMP”，IEEE Access，第 5 卷，第 2020–2033 页，2017 年。[33] L. Liu、C. Liang、J. Ma 和 L. Ping，“编码系统中 AMP 的容量最优性”，IEEE 信息论汇刊，第 67 卷，第 7 期，第 4429–4445 页，2021 年 7 月。[34] L. Xiao、S. Boyd 和 S. Lall，“基于平均一致性的鲁棒分布式传感器融合方案”，载于 IPSN 2005：第四届信息处理传感器网络国际研讨会，2005 年，第 63–70 页。[35] J. Ma、X. Yuan 和 L. Ping，“采用部分 DFT 感知矩阵的 Turbo 压缩感知”，IEEE 信号处理快报，第 22 卷，第 2 期，第 158–161 页，2015 年 2 月。[36] Y. Hong、T. Thaj 和 E. Viterbo，《时延-多普勒通信》。学术出版社，2022年。[37] L. Liu、S. Liang 和 L. Ping，“OAMP 的容量最优性：超越独立同分布感知矩阵和高斯信号传输”，载于 2021 年 IEEE 信息论国际研讨会（ISIT），2022 年 7 月。[38] B. Xiao、K. Xiao、S. Zhang、Z. Chen、B. Xia 和 H. Liu，“采用 LDPC 码的 SCMA 系统迭代检测与译码”，载于 2015 年无线通信与信号处理国际会议（WCSP），2015 年，第 1–5 页。[39] S. Li、M. Cai、L. Jin、Y. Sun、H. Wu 和 P. Wang，“超可靠低时延非二进制极化码 SCMA 方案”，IEEE Trans. Veh.Technol.，第 71 卷，第 6 期，第 6518–6533 页，2022 年 6 月。[40] S. M. Kay，《统计信号处理基础：估计理论》。Prentice-Hall 公司，1993 年。[41] X. Yuan、L. Ping、C. Xu 和 A. Kavcic，“采用线性预编码和迭代 LMMSE 检测的 MIMO 系统可达速率”，IEEE 信息论汇刊，第 60 卷，第 11 期，第 7073–7089 页，2014 年。[42] S. Tiwari、S. S. Das 和 V. Rangamgari，“OTFS 的低复杂度 LMMSE 接收机”，IEEE 通信快报，第 23 卷，第 12 期，第 2205–2209 页，2019 年 12 月。[43] G. D. Surabhi 和 A. Chockalingam，“OTFS 调制的低复杂度线性均衡”，IEEE 通信快报，第 24 卷，第 2 期，第 330–334 页，2020 年 2 月。[44] J. Boutros 和 E. Viterbo，“ 信号空间分集：一种适用于瑞利衰落信道的功率和带宽高效分集技术”，IEEE 信息论汇刊，第 44 卷，第 4 期，第 1453–1467 页，1998 年 7 月。[45] M. Vameghestahbanati、I. D. Marsland、R. H. Gohary 和 H. Yanikomeroglu，“上行链路 SCMA 系统的多维星座——比较研究”，IEEE 通信调查与教程，第 21 卷，第 3 期，第 2169–2194 页，2019 年第三季度。[46] M. Taherzadeh、H. Nikopour、A. Bayesteh 和 H. Baligh，“SCMA 码本设计”，载于 2014 年第 80 届 IEEE 车辆技术会议（VTC2014-Fall），2014 年，第 1–5 页。[47] P. Wang、B. Di、H. Zhang、K. Bian 和 L. Song，“免许可频谱中的蜂窝车联网通信：与 5G 系统中车载自组网的和谐共存”，IEEE 无线通信汇刊，第 17 卷，第 8 期，第 5212–5224 页，2018 年。

[48] H. Zhu、A. Cano 和 G. B. Giannakis，《基于分布式共识的解调：算法与误差分析》，*IEEE* 无线通信汇刊，第 9 卷，第 6 期，第 2044–2054 页，2010 年。