引用格式：秦天柱, 王秋实, 张轩博, 等. 空间色噪声干扰下基于白化的 SCMA 检测技术[J]. 电子科技大学学报, 2026, 55(4): 481-487.
Qin Tianzhu, Wang Qiushi, Zhang Xuanbo, et al. Whitening-based SCMA detection techniques under spatially colored interference[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2026, 55(4): 481-487. (in Chinese)

空间色噪声干扰下基于白化的 SCMA 检测技术

秦天柱，王秋实，张轩博，韩凯宁，胡剑浩*

（电子科技大学通信抗干扰全国重点实验室，成都 611731）

摘要：为解决超密集无线网络中空间有色干扰的挑战，提出了一种结合白化处理的新型上行稀疏码分多址接入（SCMA）检测框架。首先，采用白化处理技术对空间有色干扰进行去相关，并提出一种基于白化的消息传递算法（W-MPA）以提升检测性能。其次，为解决 W-MPA 算法的高复杂度问题，进一步提出一种基于白化的去中心化期望传播算法（W-DEPA），该算法将去中心化处理与近似分布传递原理协同融合以实现低复杂度运算。仿真结果表明，白化技术能有效抑制 SCMA 系统中的共道干扰和窄带干扰等色噪声干扰。此外，W-DEPA 不仅拥有与 W-MPA 相当的检测性能，而且显著降低了计算复杂度。

关键词：稀疏码分多址接入；空间有色干扰；白化；期望传播
中图分类号：TN92 **文献标志码：**A DOI: 10.12178/1001-0548.2025229

Whitening-based SCMA detection techniques under spatially colored interference

QIN Tianzhu, WANG Qiushi, ZHANG Xuanbo, HAN Kaining, and HU Jianhao*

(National Key Laboratory of Wireless Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: A novel uplink sparse code multiple access (SCMA) detection framework with whitening processing is proposed to address the challenge of spatially colored interference in ultra-dense wireless networks. First, the whitening processing technique is applied to decorrelate the interference, and a whitening-based message passing algorithm (W-MPA) is developed to enhance detection performance. Second, to tackle the high complexity of W-MPA, a whitening-based decentralized expectation propagation algorithm (W-DEPA) is further introduced, which synergistically integrates a decentralized processing architecture with approximate distribution passing principles. Simulation results validate the effectiveness of the whitening technique in mitigating both co-channel and narrowband interference, and show that W-DEPA not only achieves comparable detection performance to W-MPA but also reduces computational complexity significantly.

Key words: sparse code multiple access (SCMA); spatially colored interference; whitening; decentralized EPA

随着 5G/6G 系统中物联网设备与超密集网络的指数级增长，非正交多址技术因其支持大规模连接的能力而得到广泛应用。其中，稀疏码分多址（sparse code multiple access, SCMA）技术因其独特的扩容能力和通过多维稀疏码本实现的高频谱效率，已成为一种前景广阔的候选方案[1-3]。

近年来，科学家已研究了多种 SCMA 接收机设计方法。消息传递算法（message passing algorithm, MPA）虽能实现接近最优的检测性能，但其计算复杂度随着用户增加而指数级膨胀，严重阻碍了在超密集网络中的实际应用。为此，文献 [4-5] 提出了基于期望传播算法（expectation passing algorithm, EPA）的低复杂度接收机方案，其核心是利用连续期望−方差度量的传递，替代了离散码字概率计算。进而，面向高用户活跃度场景，基于预激活残差神经网络的深度学习检测器[6] 实现了优异的检测性能。

然而，在超密集通信网络中普遍存在类似共道干扰与窄带干扰的空间色噪声干扰，必须采用有效的干扰抑制技术以保证通信系统性能。波束成形技术[7] 通过调整天线权重来增强目标信号减弱干扰信

收稿日期：2025−11−14
基金项目：国家自然科学基金（62371099）
作者简介：秦天柱，博士生，主要从事非正交多址接入方面的研究。
*通信作者 E-mail: jhhu@uestc.edu.cn

号，但在干扰方向模糊的场景下效果不佳。线性最小均方误差滤波[8]虽能实现接近最优的干扰消除性能，但其计算成本对于大规模多输入多输出（multiple-input multiple-output, MIMO）系统而言过高。为降低对信道状态信息的依赖性，广泛研究了针对 MIMO 系统的白化技术。文献 [9] 证明了经过白化预处理后能显著提升空间相关信道下的检测性能。文献 [10] 将其白化技术与机器学习框架相结合用于 MIMO 检测。空间有色干扰同样存在于超密集 SCMA 传输网络中，但遗憾的是，目前少有文献探讨空间有色干扰下的 SCMA 检测技术。

本文针对空间有色干扰下的多接收天线 SCMA 系统，提出了一种基于白化预处理的检测框架，利用多接收天线提供的空间自由度实现干扰消除。首先，采用白化处理技术对空间有色干扰解相关，并提出基于白化的消息传递算法（whitening-based MPA, W-MPA）以实现近似最优的检测性能；其次，提出基于白化的去中心化期望传播算法（whitening-based decentralized EPA, W-DEPA）。相较于 W-MPA， W-DEPA 在保持相当检测性能的同时显著降低了复杂度，尤其适用于大规模天线和高阶调制系统。

1 信号模型

1.1 SCMA 系统架构

不同于传统多址技术采用正交接入准则，SCMA 技术允许多个用户的信号在相同的时频资源块上非正交叠加传输。如图 1 所示，本文考虑一个 LDPC 编码的多接收天线上行 SCMA 系统，具体配置为J个资源单元（resource element, RE）和K个用户装置（user equipment, UE），基站配备N_r根接收天线，且每个用户设备配备单根天线。图 2 给出了常用的4×6 SCMA 码本，即$J=4$和$K=6$，同时这也意味着每个 RE 的度η为 3，每个 UE 的度λ为 2。在第k个用户处，SCMA 调制器基于码本执行映射操作，将$\log_2 M$个编码比特映射为一个J维码字$\boldsymbol{x}_k=[x_{k,1},x_{k,2},\cdots,x_{k,J}]^{\mathrm{T}}$，$x_{k,j}$为第$k$个用户在第$j$个 RE 上的发送符号。

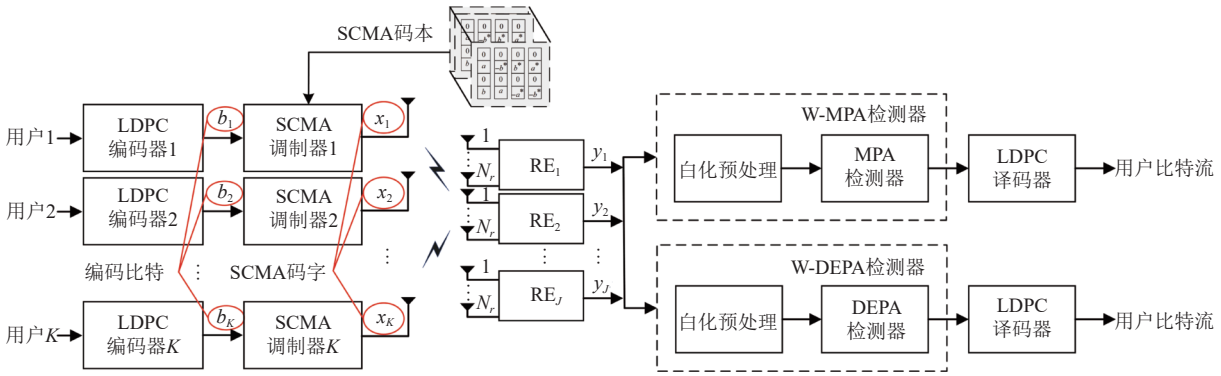


图 1 多接收天线 SCMA 系统

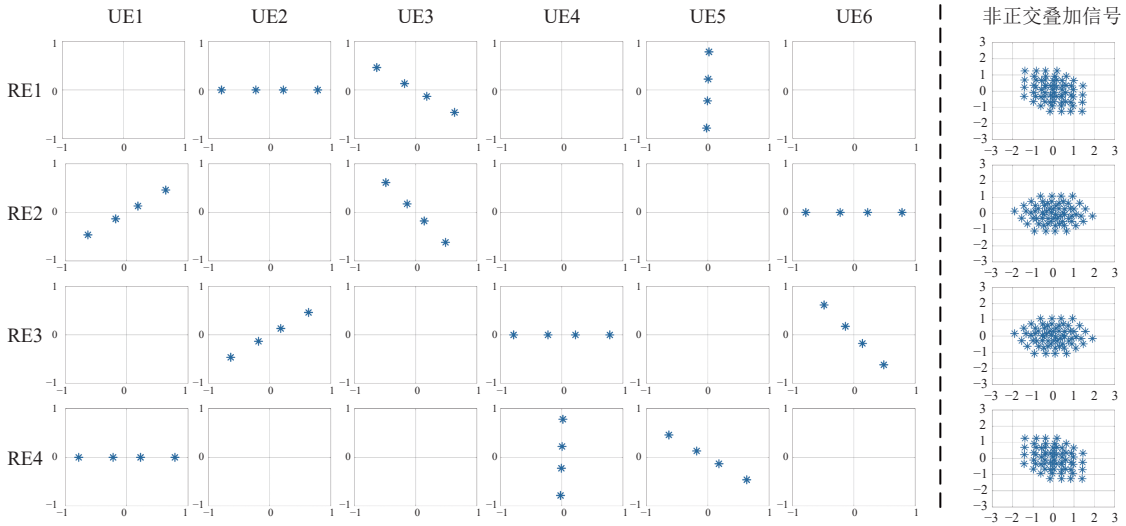


图 2 SCMA 码本

在第j个 RE 的第n_r根接收天线上，接收信号$y_j^{n_r}$可以表示为：

$$y_j^{n_r}=\sum_{k=1}^{K}h_{k,j}^{n_r}x_{k,j}+w_j^{n_r} \tag{1}$$

式中，$h_{k,j}^{n_r}$是第k个用户与第j个 RE 的第n_r根天线的信道响应；$w_j^{n_r}$是对应的加性高斯白噪声。由于接收信号$y_j^{n_r}$为多用户非正交叠加结果，传统线性检测器无法正确解调，SCMA 信号检测方案将在下文中详细介绍。

1.2　干扰感知的信号模型

在实际配备多接收天线的超密集 SCMA 网络中，基站接收到的信号不仅包含网络内授权用户信号，还包含空间色噪声干扰。为应对这种混合干扰场景，干扰感知系统模型值得研究。

共道干扰和窄带干扰信号这类空间色噪声干扰常见于超密集传输网络。有别于公式所定义的模型，本研究考虑的 SCMA 系统额外包含$\tilde{K}$个干扰用户设备。将第$\tilde{k}$个干扰设备在第j个 RE 上发送的干扰分量记作$\tilde{x}_{\tilde{k},j}$，其在第n_r根接收天线处对应的信道响应为$\tilde{h}_{\tilde{k},j}^{n_r}$。据此，在第$j$个 RE 的第$n_r$根天线上接收到的信号$y_j^{n_r}$可重新定义为：

$$y_j^{n_r}=\sum_{k=1}^{K}h_{k,j}^{n_r}x_{k,j}+\underbrace{\sum_{\tilde{k}=1}^{\tilde{K}}\tilde{h}_{\tilde{k},j}^{n_r}\tilde{x}_{\tilde{k},j}+w_j^{n_r}}_{u_j^{n_r}} \tag{2}$$

式中，$u_j^{n_r}$是空间有色干扰信号和高斯白噪声之和。

为了得到N_r根天线的接收信号向量$\boldsymbol{y}_j=[y_j^1,y_j^2,\cdots,y_j^{N_r}]^{\mathrm{T}}$，分别定义期望信号项的相关变量为$\boldsymbol{h}_{k,j}=[h_{k,j}^1,h_{k,j}^2,\cdots,h_{k,j}^{N_r}]^{\mathrm{T}}$、$\boldsymbol{H}_j=[\boldsymbol{h}_{1,j},\boldsymbol{h}_{2,j},\cdots,\boldsymbol{h}_{K,j}]$和$\boldsymbol{x}_j=[x_{1,j},x_{2,j},\cdots,x_{K,j}]^{\mathrm{T}}$，干扰信号项的相关变量为$\tilde{\boldsymbol{h}}_{\tilde{k},j}=[\tilde{h}_{\tilde{k},j}^1,\tilde{h}_{\tilde{k},j}^2,\cdots,\tilde{h}_{\tilde{k},j}^{N_r}]^{\mathrm{T}}$、$\tilde{\boldsymbol{H}}_j=[\tilde{\boldsymbol{h}}_{1,j},\tilde{\boldsymbol{h}}_{2,j},\cdots,\tilde{\boldsymbol{h}}_{\tilde{K},j}]$和$\tilde{\boldsymbol{x}}_j=[\tilde{x}_{1,j},\tilde{x}_{2,j},\cdots,\tilde{x}_{\tilde{K},j}]^{\mathrm{T}}$，和噪声项为$\boldsymbol{w}_j=\left[w_j^1,w_j^2,\cdots,w_j^{N_r}\right]^{\mathrm{T}}$，因此$\boldsymbol{y}_j$可以表示为：

$$\boldsymbol{y}_j=\boldsymbol{H}_j\boldsymbol{x}_j+\tilde{\boldsymbol{H}}_j\tilde{\boldsymbol{x}}_j+\boldsymbol{w}_j=\boldsymbol{H}_j\boldsymbol{x}_j+\boldsymbol{u}_j \tag{3}$$

式中，$\boldsymbol{u}_j$是第j个 RE 的N_r根天线上干扰信号和高斯白噪声的和向量。

2　结合白化处理的 SCMA 检测方案

在受干扰影响的 SCMA 系统中，干扰信号对传统接收机而言未知而只能被视作噪声，其强相关性会导致系统性能显著下降。如图 1 所示，本文提出 W-MPA 与 W-DEPA 两种新型的检测器方案。首先，采用白化技术以消除空间色噪声干扰的相关性，并提出了 W-MPA 算法来达到近似最优检测性能。为降低 W-MPA 的计算复杂度，进一步研究了适用于大规模天线和高阶调制系统的 W-DEPA 算法。

2.1　基于白化预处理的干扰解相关技术

对于式 (3) 中的$\boldsymbol{u}_j$而言，不同天线间的干扰噪声叠加项具有相关性，白化处理的核心目标是根据其统计特性将其转化为统计独立的白色噪声。在 MIMO 系统中，白化通过对所有接收天线的数据联合处理来实现。然而，对于具有JN_r根接收天线的 SCMA 系统，其固有的稀疏扩频特性导致不同资源单元上的干扰信号各异，因此需在每个资源单元上分别处理。具体地，第j个 RE 上$\boldsymbol{u}_j$的协方差矩阵$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{u}_j\boldsymbol{u}_j}$可通过导频辅助估计得出，其组成分量可以表示为：

$$\begin{aligned}\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{u}_j\boldsymbol{u}_j}=&\mathrm{E}\left[\boldsymbol{u}_j\boldsymbol{u}_j^{\mathrm{H}}\right]=\\&\mathrm{E}\left[\left(\tilde{\boldsymbol{H}}_j\tilde{\boldsymbol{x}}_j+\boldsymbol{w}_j\right)\left(\tilde{\boldsymbol{H}}_j\tilde{\boldsymbol{x}}_j+\boldsymbol{w}_j\right)^{\mathrm{H}}\right]=\\&\tilde{\boldsymbol{H}}_j\boldsymbol{R}_{\tilde{\boldsymbol{x}}_j\tilde{\boldsymbol{x}}_j}\tilde{\boldsymbol{H}}_j^{\mathrm{H}}+\sigma_{w_j}^2\boldsymbol{I}_{N_r}\end{aligned} \tag{4}$$

式中，$\tilde{\boldsymbol{H}}_j$中的每个元素服从均值为 0、方差为 1 的独立标准高斯分布；$\boldsymbol{R}_{\tilde{\boldsymbol{x}}_j\tilde{\boldsymbol{x}}_j}$是$\tilde{\boldsymbol{x}}_j$的协方差矩阵；$\boldsymbol{I}_{N_r}\in\mathcal{R}^{N_r\times N_r}$是维度为$N_r$的单位矩阵，$\sigma_{\boldsymbol{w}_j}^2$是$\boldsymbol{w}_j$的平均功率。根据中心极限定理，当干扰信号数较多时，$\tilde{\boldsymbol{H}}_j\tilde{\boldsymbol{x}}_j$趋近于高斯分布。$\boldsymbol{w}_j$服从高斯分布，因此$\tilde{\boldsymbol{H}}_j\tilde{\boldsymbol{x}}_j$与$\boldsymbol{w}_j$之和$\boldsymbol{u}_j$也趋近于高斯分布。考虑$\tilde{\boldsymbol{x}}_j$和$\boldsymbol{w}_j$的均值为 0，所以$\boldsymbol{u}_j$服从联合高斯分布$\boldsymbol{u}_j\sim\mathcal{CN}\left(\boldsymbol{0},\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{u}_j\boldsymbol{u}_j}\right)$。

进一步地，考虑到$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{u}_j\boldsymbol{u}_j}$是一个正定对称矩阵，可以对其进行 Cholesky 分解得到$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{u}_j\boldsymbol{u}_j}=\boldsymbol{L}_j\boldsymbol{L}_j^{\mathrm{H}}$，$\boldsymbol{L}_j$为下三角矩阵且可逆。假设独立同分布向量$\overline{\boldsymbol{w}}_j$服从均值为 0、方差为 1 的标准复高斯分布，即$\overline{\boldsymbol{w}}_j\sim\mathcal{CN}(\boldsymbol{0},\boldsymbol{I}_{N_r})$。那么$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{u}_j\boldsymbol{u}_j}$可以转换为：

$$\begin{aligned}\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{u}_j\boldsymbol{u}_j}=&\boldsymbol{L}_j\boldsymbol{L}_j^{\mathrm{H}}=\boldsymbol{L}_j\boldsymbol{I}_{N_r}\boldsymbol{L}_j^{\mathrm{H}}=\\&\boldsymbol{L}_j\boldsymbol{R}_{\overline{\boldsymbol{w}}_j\overline{\boldsymbol{w}}_j}\boldsymbol{L}_j^{\mathrm{H}}=\mathrm{E}\left[\left(\boldsymbol{L}_j\overline{\boldsymbol{w}}_j\right)\left(\boldsymbol{L}_j\overline{\boldsymbol{w}}_j\right)^{\mathrm{H}}\right]\end{aligned} \tag{5}$$

对比式 (4)，可以得到$\boldsymbol{u}_j=\boldsymbol{L}_j\overline{\boldsymbol{w}}_j$。至此，将$\boldsymbol{u}_j$转换成了一系列独立同分布高斯变量的线性组合，完成了对$\boldsymbol{u}_j$的解相关处理。

最后，对$\boldsymbol{u}_j$的白化预处理可表示为$\boldsymbol{L}_j^{-1}\boldsymbol{u}_j=\overline{\boldsymbol{w}}_j$。相应地，将所有资源单元上的$\boldsymbol{u}$转换为：

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{L}_1^{-1}&&&\\&\boldsymbol{L}_2^{-1}&&\\&&\ddots&\\&&&\boldsymbol{L}_j^{-1}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{u}_1\\\boldsymbol{u}_2\\\vdots\\\boldsymbol{u}_j\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\overline{\boldsymbol{w}}_1\\\overline{\boldsymbol{w}}_2\\\vdots\\\overline{\boldsymbol{w}}_j\end{bmatrix} \tag{6}$$

式 (3) 表示的信号模型可以重构为：

$$\overline{\boldsymbol{y}}_j=\overline{\boldsymbol{H}}_j\boldsymbol{x}_j+\overline{\boldsymbol{w}}_j \tag{7}$$

式中，$\bar{\boldsymbol{y}}_j=\boldsymbol{L}_j^{-1}\boldsymbol{y}_j$和$\overline{\boldsymbol{H}}_j=\boldsymbol{L}_j^{-1}\boldsymbol{H}_j$。值得说明的是，白化后的噪声向量$\bar{\boldsymbol{w}}_j$中每个分量均服从均值为 0、方差为 1 的标准复高斯分布，式 (1) 中噪声向量$\boldsymbol{w}_j^{n_r}$服从均值为 0、方差为σ_w^2的复高斯分布，二者均服从复高斯分布只是方差各异，至此完成了干扰和噪声叠加项的白化预处理。

2.2 基于白化的 MPA 检测器

为了获得近似最优的检测性能，针对空间色噪声干扰下的多接收天线 SCMA 系统，提出了 W-MPA 检测器。通过白化预处理技术，式 (7) 呈现了与式 (1) 一致的信号模型，因此完成了空间有色干扰信号的解相关。

图 3 展示了 W-MPA 的迭代检测流程，包含联合条件概率计算、功能节点（function node, FN）更新、变量节点（variable node, VN）更新以及对数似然比（logarithmic likelihood ratio, LLR）计算。

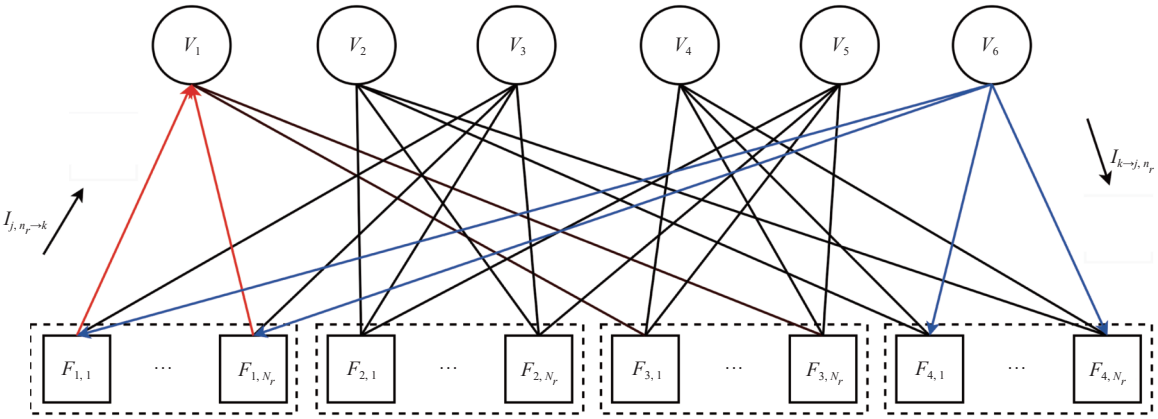


图 3 W-MPA 检测器的因子图

首先，进行联合条件概率的计算。对于承载用户a、b和c的第j个 RE，接收信号与对应星座点之间的欧氏距离表示为：

$$d_j^{n_r}(m_a,m_b,m_c)=\frac{-\left\|\bar{y}_j^{n_r}-\bar{h}_{a,j}^{n_r}x_{a,j}(m_a)-\bar{h}_{b,j}^{n_r}x_{b,j}(m_b)-\bar{h}_{c,j}^{n_r}x_{c,j}(m_c)\right\|^2}{\sigma_{\bar{w}}^2} \tag{8}$$

因此联合条件概率可计算为：

$$\phi_j^{n_r}(m_a,m_b,m_c)=\exp\left[d_j^{n_r}(m_a,m_b,m_c)\right] \tag{9}$$

其次，执行 FN 和 VN 更新处理，且它们的信息更新为：

$$I_{j,n_r\to a}^t(m)=\sum_{m_b=1}^{M}\sum_{m_c=1}^{M}I_{b\to j,n_r}^{t-1}(m_b)I_{c\to j,n_r}^{t-1}(m_c)\phi_j^{n_r}(m_a,m_b,m_c) \tag{10}$$

$$I_{k\to j,n_r}^t(m')=\frac{\prod\limits_{j'\in\Omega_k}\prod\limits_{n_r'=1}^{N_r}I_{j',n_r'\to k}^t(m)}{\sum\limits_{m'}\prod\limits_{\substack{j'\in\Omega_k\\ j'\neq j\&n_r'\neq n_r}}\prod\limits_{n_r'=1}^{N_r}I_{j',n_r'\to k}^t(m')} \tag{11}$$

式中，Ω_k表示第k个用户承载的资源单元集合。

最后，给出 LLR 计算公式：

$$\Lambda_{k,b}=\ln\left(\frac{\sum\limits_{m:\,m_1}\prod\limits_{j\in\Omega_k}\prod\limits_{n_r=1}^{N_r}I_{j,n_r\to k}^t(m)}{\sum\limits_{m:\,m_0}\prod\limits_{j\in\Omega_k}\prod\limits_{n_r=1}^{N_r}I_{j,n_r\to k}^t(m)}\right) \tag{12}$$

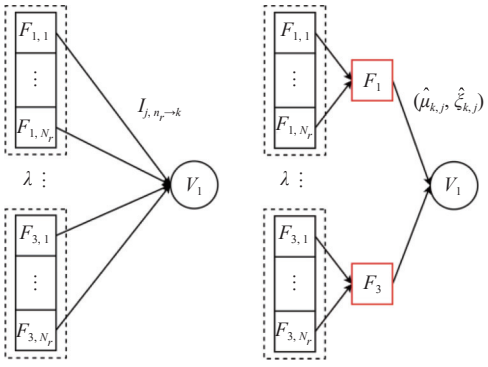
式中，m_1和m_0分别为第b个比特为 1 和 0 时对应的调制阶数。

2.3 基于白化的去中心化 EPA 检测器

尽管 W-MPA 可获得接近最优的检测性能，但其高昂的计算复杂度却使其难以应用于实时通信系统。为此，本研究提出了 W-DEPA 检测器，在保持相当检测性能的同时，能大幅降低计算复杂度。

W-DEPA 检测器工作流程如下。首先，对接收信号进行白化处理，得到式 (7) 所示的信号模型。受文献 [5] 中去中心化处理框架的启发，本研究将去中心化处理机制运用到多接收天线 SCMA 系统中。如图 4 所示，与 W-MPA 相比，W-DEPA 通过两大关键机制降低了计算复杂度。其一，该算法不在每个调制维度上传递具体的符号概率，而是传播符号概率分布的近似统计特征。该特性尤其有利于高阶调制系统，可实现高效的近似计算。其二，该算法采用去中心化功能节点处理与消息传递，将计算最密集的exp(·)操作与接收天线数量解耦，从而展现出对大规模天线系统的良好扩展性。以从功能节点侧传递至变量节点 VN1 的消息为例，W-MPA 算法中功能节点侧向 VN1 传递$\lambda N_r M$个符号概率，而 W-DEPA 将其减少为2λ个近似分

布统计特征。



a. W-MPA　　b. W-DEPA

图 4　W-DEPA 检测器的因子图

根据高斯密度函数的乘积规则，在第t次迭代中，从第j个 RE 传递给第k个用户的估计方差与均值可表示为：

$$\hat{\xi}_{k,j}^{t}=\left(\sum_{n_r=1}^{N_r}\frac{1}{\xi_{j,n_r\to k}^{t-1}}\right)^{-1} \tag{13}$$

$$\hat{\mu}_{k,j}^{t}=\hat{\xi}_{k,j}^{t}\sum_{n_r=1}^{N_r}\frac{\mu_{j,n_r\to k}^{t-1}}{\xi_{j,n_r\to k}^{t-1}} \tag{14}$$

式中，$\mu_{j,n_r\to k}^{t-1}$和$\xi_{j,n_r\to k}^{t-1}$分别为第$t-1$次迭代中，第k个用户传递给第j个 RE 上第n_r根天线的均值和方差。相应地，置信概率和后验概率可分别表示为：

$$p_{k,j}^{t}(m)=\exp\left(-\frac{\left|x_{k,j}(m)-\hat{\mu}_{k,j}^{t}\right|^2}{\hat{\xi}_{k,j}^{t}}\right) \tag{15}$$

$$q_k^t(m)=\frac{\prod\limits_{j\in\Omega_k}p_{k,j}^{t}(m)}{\sum\limits_{m'=1}^{M}\prod\limits_{j\in\Omega_k}p_{k,j}^{t}(m')} \tag{16}$$

然后，后验均值和方差可分别表示为：

$$\mu_{k,j}^{t}=\sum_{m=1}^{M}q_k^t(m)\,x_{k,j}(m) \tag{17}$$

$$\xi_{k,j}^{t}=\sum_{m=1}^{M}q_k^t(m)\left|x_{k,j}(m)-\mu_{k,j}^{t}\right|^2 \tag{18}$$

因此，VN 的方差和均值更新为：

$$\xi_{k\to j,n_r}^{t}=\left(\frac{1}{\xi_{k,j}^{t}}-\frac{1}{\xi_{j,n_r\to k}^{t-1}}\right)^{-1} \tag{19}$$

$$\mu_{k\to j,n_r}^{t}=\xi_{k\to j,n_r}^{t}\left(\frac{\mu_{k,j}^{t}}{\xi_{k,j}^{t}}-\frac{\mu_{j,n_r\to k}^{t-1}}{\xi_{j,n_r\to k}^{t-1}}\right) \tag{20}$$

FN 的均值和方差更新为：

$$\mu_{j,n_r\to k}^{t}=\frac{1}{h_{k,j}^{n_r}}\left(\bar{y}_j^{n_r}-\sum_{k'\in\Xi_j,k'\neq k}\bar{h}_{k',j}^{n_r}\mu_{k'\to j,n_r}^{t}\right) \tag{21}$$

$$\xi_{j,n_r\to k}^{t}=\frac{1}{\left|\bar{h}_{k,j}^{n_r}\right|^2}\left(\sigma_{\bar{w}}^2+\sum_{k'\in\Xi_j,k'\neq k}\left|\bar{h}_{k',j}^{n_r}\right|^2\xi_{k'\to j,n_r}^{t}\right) \tag{22}$$

式中，Ξ_j是承载在第j个 RE 的用户集合。

迭代更新处理结束后，LLR 的计算表达式为：

$$\Lambda_{k,b}=\ln\left(\frac{\sum\limits_{m:\,m_1}q_k(m)}{\sum\limits_{m:\,m_0}q_k(m)}\right) \tag{23}$$

3　数值实验和分析

考虑一个 LDPC 编码的多接收天线 SCMA 系统作为典型场景案例。LDPC 编码器与解码器遵循 IEEE 802.11ad 标准，码率为 1/2；SCMA 体制包含$J=4$个资源单元与$K=6$个用户，其码本调制阶数$M=4$。SCMA 检测与 LDPC 译码的最大迭代次数分别设置为 5 次和 30 次。此外，采用干扰噪声比（interference over thermal noise, IOT）来衡量干扰信号强度，其定义为：

$$\mathrm{IOT(dB)}=10\log_{10}\left(\frac{\tilde{K}\tilde{P}+\sigma_{w_j}^2}{\sigma_{w_j}^2}\right) \tag{24}$$

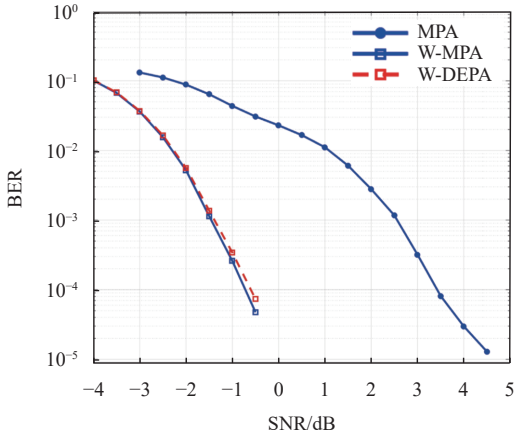
式中，$\tilde{P}$是干扰信号的平均功率。

3.1　误码率性能

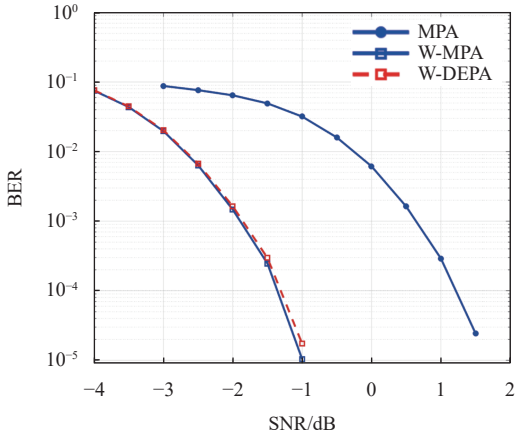
为验证白化处理技术的有效性，首先在不同空间有色干扰场景下，对 MPA、W-MPA 及 W-DEPA 3 种检测器叠加 LDPC 译码器的性能进行了评估。干扰场景被划分为两类：相邻用户的共道干扰以及外部源的窄带干扰。在仿真参数设定为$N_r=4$、$\tilde{K}=1$和IOT = 10 dB的条件下，各检测器在不同干扰机制下的检测性能对比结果分别展示于图 5a 与图 5b 中。结果表明，所提两种方法相较于 MPA 均实现了显著的性能提升，从而验证了白化技术应对空间有色干扰的有效性。此外，与 W-MPA 相比，所提 W-DEPA 在检测性能上仅有微小损失，却实现了计算复杂度的大幅降低。兼顾干扰抑制与计算效率的双重优势，验证了 W-DEPA 在实际受干扰 SCMA 系统中的有效性。

在接收天线数$N_r=8$的条件下，进一步探究了干扰信号功率与干扰源数量对检测性能的影响。图 6a 展示了干扰源个数$\tilde{K}=1$时，不同 IOT 值下的误码率曲线。结果表明，即使 IOT 增加至 20 dB，所提算法也未表现出明显的性能下降，对强干扰也具有较好的容忍性。图 6b 展示了在IOT = 10 dB时，不同$\tilde{K}$值下的误码率曲线。可见，检测性能随

$\tilde{K}$的增加而下降，其原因是不同干扰源占据了不同的资源单元。$\tilde{K}$的增加导致受污染的资源单元增多，从而恶化了多用户迭代检测的性能。此现象可采用更多的接收天线来缓解，W-DEPA 凭借其低复杂度特性成为优选接收机方案。总而言之，在两种测试条件下，W-DEPA 均能实现与 W-MPA 相媲美的性能，且同时拥有显著的复杂度优势，进一步证实了 W-DEPA 的优越性。

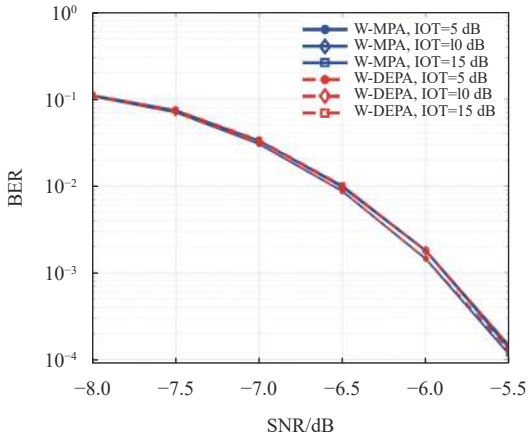


a. 共道干扰

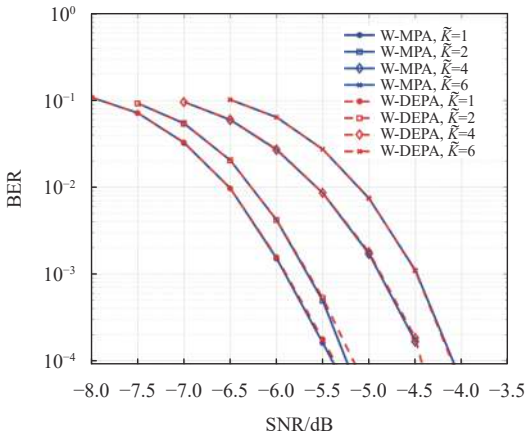


b. 窄带干扰

图 5　不同空间色噪声干扰下的 BER 性能



a. $\tilde{K}$=1; IOT=5, 10, 20 dB



b. IOT=10 dB; $\tilde{K}$=1, 2, 4, 6

图 6　不同干扰系数的 BER 性能

3.2　复杂度分析

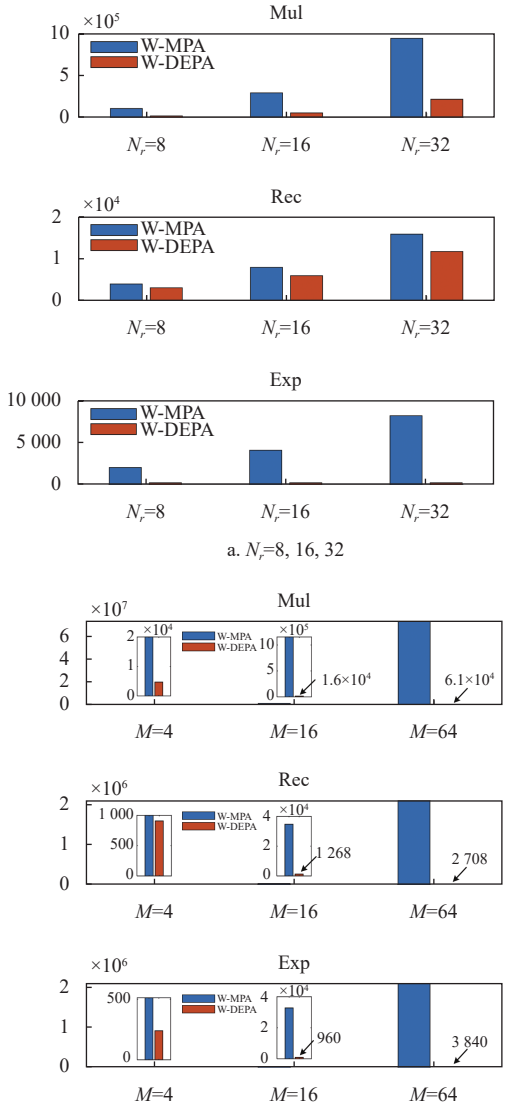
本节对所提算法的计算复杂度进行评估，从乘法（Mul）、倒数（Rec）及指数（Exp）3 个运算符对比分析了 W-MPA 与 W-DEPA 的复杂度。每个资源单元上的白化处理主要包含两个关键计算步骤：$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{u}_j\boldsymbol{u}_j}$的估计以及采用 Cholesky 分解的矩阵求逆。前者需要$N_r^2N_p$次乘法运算（N_p为导频符号数），而后者需要$5/\left(6N_r^3\right)$次乘法运算[11]。如表 1 所示，W-MPA 中 3 种运算的计算复杂度均包含指数项M^η，表明其复杂度随调制阶数M增加而急剧增长。相比之下，W-DEPA 的计算复杂度增长速率显著更为缓慢。

表 1　复杂度对比

算法	Mul	Rec	Exp
W-MPA	$JN_r^2N_p+\frac{5}{6}JN_r^3+(\eta+2)M^\eta JN_r+((\eta-1)\eta M^\eta JN_r+(\lambda N_r)^2MK)N_{\text{iter}}$	$JN_r+M^\eta JN_r+\lambda MN_rKN_{\text{iter}}$	$M^\eta JN_r$
W-DEPA	$JN_r^2N_p+\frac{5}{6}JN_r^3+(((3M+1)(N_r+1)+(M+1)3N_r)\lambda+M)K+2\eta JN_r)N_{\text{iter}}$	$JN_r+(((4N_r+1)\lambda+M)K+2\eta JN_r)N_{\text{iter}}$	$M\lambda KN_{\text{iter}}$

图 7 展示了接收天线数量N_r和调制阶数M对计算复杂度的影响。从图 7a 可以看出，在不同N_r取值下，W-DEPA 在 3 种运算上的计算量始终低于 W-MPA。这一优势在最复杂的指数运算上尤为显著：W-DEPA 所需计算量远少于 W-MPA，且其数值不随N_r的增加而改变。图 7b 表明，当M增大时，W-MPA 的复杂度呈指数级增长，而 W-DEPA 始终保持明显较低的计算开销。具体而言，在$M=64$时，W-DEPA 在 3 种运算上的计算量均比 W-MPA 降低超过 3 个数量级。分析结果验证了

W-DEPA 是采用高阶调制方案或大规模天线阵列系统中一种低复杂度、高可靠性的解决方案。



a. N_r=8, 16, 32

b. M=4, 16, 64

图 7　不同天线规模和调制阶数下的复杂度对比

4　结束语

本文针对超密集无线网络中空间有色干扰下的 SCMA 信号检测这一关键问题展开研究。首先，采用白化处理技术消除空间有色干扰的相关性，并提出了近似最优检测性能的 W-MPA 检测器。其次，为降低其计算复杂度，提出了低复杂度的 W-DEPA 检测器。数值结果表明，基于白化的所提方法能显著提升在共道干扰与窄带干扰下的检测精度，且在不同干扰功率下均保持强鲁棒性。特别地，W-DEPA 在实现与 W-MPA 相当检测性能的同时，尤其在大规模天线与高阶调制系统中显著降低了计算复杂度。因此，W-DEPA 可作为下一代超密集 SCMA 网络中的一种高效信号检测方案。

参 考 文 献

[1] Nikopour H, Baligh H. Sparse code multiple access[C]//The 2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications. London: IEEE, 2013: 332-336.

[2] Yu Lisu, Liu Zilong, Wen Miaowen, et al. Sparse code multiple access for 6G wireless communication networks: Recent advances and future directions[J]. IEEE Communications Standards Magazine, 2021, 5(2): 92-99.

[3] Liu Zilong, Yang Lieliang. Sparse or dense: A comparative study of code-domain NOMA systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(8): 4768-4780.

[4] Meng Xiangming, Wu Yiqun, Chen Yan, et al. Low complexity receiver for uplink SCMA system via expectation propagation[C]//The 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. San Francisco: IEEE, 2017: 1-5.

[5] Wang Pan, Liu Leibo, Zhou Sheng, et al. Near-optimal MIMO-SCMA uplink detection with low-complexity expectation propagation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(2): 1025-1037.

[6] Thushan S, Ali S, Mahmood N H, et al. Deep learning-based blind multiple user detection for grant-free SCMA and MUSA systems[J]. IEEE Transactions on Machine Learning in Communications and Networking, 2023, 1: 61-77.

[7] Rao Mingzhao, Jiang Yuan, Zhao Lei, et al. Robust adaptive beamforming with projection-based covariance matrix reconstruction under colored noise[C]//The 2024 16th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing. Hefei: IEEE, 2024: 229-234.

[8] Park S. Low-complexity LMMSE-based iterative soft interference cancellation for MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2022, 70: 1890-1899.

[9] Gao Yuan, Niu Han, Kaiser T. Massive MIMO detection based on belief propagation in spatially correlated channels[C]//The 11th International ITG Conference on Systems, Communications and Coding. Hamburg: VDE, 2017: 1-6.

[10] Chaudhari S, Kwon H J. Machine learning based interference whitening in 5G NR MIMO receiver[C]//The 2022 IEEE 95th Vehicular Technology Conference. Helsinki: IEEE, 2022: 1-6.

[11] Krishnamoorthy A, Menon D. Matrix inversion using Cholesky decomposition[C]//The 2013 Signal Processing: Algorithms, Architectures, Arrangements, and Applications. Poznan: IEEE, 2013: 70-72.

责任编辑　刘飞阳