3GPPMIMO系统中无导频传输的无监督学习

Omar M. Sleem[†*]、Mohamed Salah Ibrahim[*]、Akshay Malhotra[*]、Mihaela Beluri[*]和Philip Pietraski[*]
[†] 宾夕法尼亚州立大学电气与计算机工程系
[*] InterDigitalCommunications 电子邮箱：{oms@psu.edu, firstname.lastname@interdigital.com}

arXiv:2302.02191v1 [cs.IT] 4 Feb 2023

摘要——近年来，减少参考信号开销已成为提升系统频谱效率的有效方案。本文提出一种无需解调参考信号（DM-RS）的新型下行数据结构，因此接收端无需进行信道估计。所提出的数据传输结构通过一个简单的重复步骤，将部分用户数据复制到不同的子带上。利用用户侧的重复结构，本文表明可以通过典型相关分析实现可靠恢复。本文还提出两种有效机制，以提升正交频分复用（OFDM）系统中典型相关分析（CCA）的性能：一种用于选择重复模式，另一种用于应对严重的频率选择性问题。所提出的方法具有良好的复杂度-性能权衡，因此适用于实际部署。基于3GPP链路级测试平台得出的数值结果表明，与当前先进方法相比，所提出的方法性能更优。

一、引言

消费级无线设备数量不断增长，加之新兴的数据密集型应用，带来了前所未有的频谱使用挑战[1]。即使目前已采用大规模MIMO[2] 和毫米波通信 [3], 等尖端技术，终端用户数据速率、成本效率和通信时延的进一步提升仍面临诸多挑战。这些挑战促使人们需要开发新技术来提升系统性能。

近年来，减少参考信号（RS）开销的方法作为提升系统性能的手段，受到了广泛关注 [4]。RS 位于时频网格中的特定资源元素（RE）上。5G NR 规范定义了多种 RS，它们以不同方式传输，并用于不同目的 [5], [6], [7]。例如，信道状态信息参考信号是专用于下行链路信道估计的下行链路 RS，而解调参考信号（DM-RS）则用于估计有效信道（预编码信道），作为接收端相干解调的一部分。

在接收端解码目标信号通常需要分两步完成：首先估计信道，然后根据估计出的信道设计均衡器。在蜂窝系统中，基于RS的信道估计可能需要大量RS才能确保估计性能达到可接受水平；这会损害数据传输速率，因为相比数据，需要为RS预留更多资源元素。多用户MIMO场景下，情况会更加复杂，因为不同用户设备之间的RS需要彼此正交，而这本身就很难实现，因为它要求不同基站之间进行紧密协调。信道估计完成后，会设计一个均衡器来恢复目标信号。可以采用复杂度各异的多种均衡方法来解码目标信号[8], [9]。然而，这些方法需要准确的信道估计，才能获得可接受的信道估计性能。

本文旨在通过提出一种新型的无 DM-RS 数据结构，解决上述基于导频的方法的局限性。该数据结构在时频网格中的部分用户数据上采用简单的重复协议。随后，接收端将利用这种重复结构构建两个数据视图——假设接收端已知重复模式，且不同层之间的重复模式各不相同。对每层构建的两个数据视图应用典型相关分析 (CCA) [10]，即可在用户设备 (UE) 处恢复期望信号。我们提出了一种基于信道参数选择重复类型的策略。此外，我们还提出了一种方案，以提升频率选择性严重场景下 CCA 的性能。最后，仿真结果表明，所提方法的性能优于先进方法，同时复杂度更低。

CCA 是一种统计学习工具，在信号处理和无线通信领域有着广泛的应用，包括但不限于到达方向估计 [11], 均衡 [12], 频谱共享 [13], 盲源分离 [14], 小区边缘用户检测 [15], 等。

II. 系统模型与问题陈述

考虑 5G NR 网络中的一种下行链路（DL）传输，其中单个基站（gNB）通过物理下行共享信道（PDSCH）向单个用户设备（UE）发送数据。gNB 配备了 N_{t} 根天线，为配备 N_{r} 根天线的 UE 提供服务。对于子带 n，gNB 传输 L个数据流，每个数据流长度为 N_{data}，并由矩阵 $\mathbf{X}^{(n)} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{data}} \times L}$表示，其中 $n \in [N] := \{1, \cdots, N\}$，且 N为子带数量。于是，子带 n 的接收基带信号可描述如下，

$$\mathbf{Y}^{(n)} = \mathbf{H}^{(n)} \sum_{\ell=1}^{L} \sqrt{\alpha_\ell} \mathbf{f}_\ell^{(n)} \mathbf{x}_\ell^{\top(n)} + \mathbf{W}^{(n)} \tag{1}$$

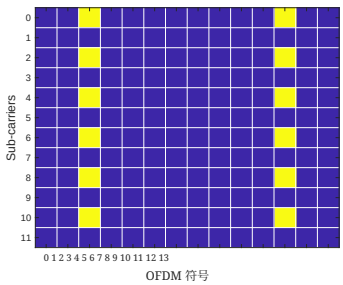
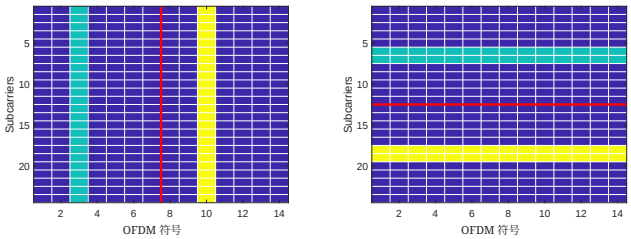


图 1：传统宽带数据信道结构，其中数据资源元素以蓝色标示，解调参考信号资源元素以黄色标示。



（a）模式 1.　　(b) 模式 2。

图 2：所提出的数据结构，其中蓝色和浅蓝色表示数据资源元素，黄色表示预留资源元素。

其中，$\mathbf{Y}^{(n)} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{r}} \times N_{\mathrm{data}}}$ 是 UE 处接收的 N_r维信号，$\mathbf{H}^{(n)} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{r}} \times N_{\mathrm{t}}}$ 是与第 n 个子带关联的下行链路信道响应矩阵，$\mathbf{W}^{(n)} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{r}} \times N_{\mathrm{data}}}$包含均值为零、方差均为 σ^2 的独立同分布（i.i.d）复高斯元素。项α_ℓ 表示分配给第 ℓ 层的功率；除非另有说明，α_ℓ 取值为 $1/\sqrt{L}$，$\forall \ell$。为支持多流传输，gNB 使用预编码器 $\mathbf{f}_\ell^{(n)} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{t}}}$对第 ℓ 个数据流的数据符号 $\mathbf{x}_\ell^{(n)} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{data}}}$ 进行预编码，其中 $\|\mathbf{f}_\ell\|_2^2 = 1$。对于本文所考虑的单用户多输入多输出（SU-MIMO）情形，我们假设采用基于奇异值分解的预编码，其中预编码器 $\mathbf{f}^{(n)}$ 是矩阵 $\mathbf{H}^{(n)}$的第 ℓ 个主导右奇异向量。

在本文中，假设用户设备未知 DL 有效信道矩阵$\bar{\mathbf{h}}_\ell^{(n)} \triangleq \mathbf{H}^{(n)}\mathbf{f}_\ell^{(n)}$。我们假设对整个资源栅格（RG）采用宽带（WB）预编码。由此，每层对应一个预编码器 $\mathbf{f}_\ell^{(n)} = \mathbf{f}_\ell$, $\forall n \in [N]$，该预编码器选为整个 RG 上所有信道矩阵的平均值的第 ℓ 个主导右奇异向量，因此我们省略 $\mathbf{f}_\ell^{(n)}$ 的上标依赖关系。

在 3GPP 5G 新空口中，数据传输会伴随一组参考信号，例如 DM-RS。用于 PDSCH 的 DM-RS 旨在估计 $\bar{\mathbf{h}}_\ell^{(n)}$，以支持相干解调。基于 DM-RS 的信道估计与均衡是计算复杂度很高的过程。信道估计精度取决于 DM-RS 密度；提高 DM-RS 密度可能改善信道估计精度，但由于用于数据传输的资源元素随之减少，数据速率可能会受到影响。此外，对于多用户（MU）传输，与共同调度的用户设备相关联的 DM-RS 序列需要彼此正交，而这一约束在多小区网络中难以实现。接下来，我们将说明如何通过设计一种基于机器学习（ML）的检测方法来克服上述 DM-RS 的不足。该方法倾向于以无监督方式恢复发送数据符号，而且与 DM-RS 方法相比，复杂度要低得多。

III. 所提方法

本节将说明如何利用 CCA 来解决第 II 节中描述的问题。我们不采用图 1 所示、包含 DM-RS 符号预留资源元素（以黄色标示）的帧结构，而是提出一种新的无 DM-RS 数据传输结构。该结构要求在时频网格中重复若干数据符号，如图 2 所示。重复可以在时间或频率上进行，不同的重复模式可能带来不同的性能，具体将在第 III-A 节中说明。随后，用户设备将利用这种重复结构导出合并器，用于解码重复位置及重复符号邻近区域中的 PDSCH 数据，后文将对此进行说明。为解释所提方法的工作原理，令 $\mathbf{x}_{c\ell} \in \mathbb{C}^{\bar{N}}$ 表示子带某一部分内与第 ℓ 层相关联的公共/重复信号，其中 N 表示公共信号的长度，且 $N << N_{\mathrm{data}}$。为此，利用第 ℓ 层的重复模式，可以将这两个独立区域中各自接收信号的基带等效模型表示为：

$$\mathbf{Y}_\ell^{(i)} = \bar{\mathbf{h}}_\ell^{(i)}\mathbf{x}_{\mathrm{c}\ell}^\top + \sum_{j \neq \ell}^{L} \bar{\mathbf{h}}_j^{(i)}\mathbf{x}_{ij}^\top + \overline{\mathbf{W}}_\ell^{(i)} \tag{2}$$

其中，$i = 1,2$ 表示区域/视图索引，而 $\mathbf{x}^{ij}$ 是与第 j 层在第 i 个区域中的接收信号相关联的信号。功率分配项已并入相应的信道向量。需要指出的是，在重复模式各不相同的假设下，式 (2) 中的两个视图共享一个与使用该重复模式的层相关联的公共信号；所有其他层则会被随机置换，因此在两个视图中具有不同的信号。下面将说明如何在用户设备处利用典型相关分析恢复期望信号。

典型相关分析（CCA）是一种广泛使用的机器学习工具，旨在寻找给定的两个随机向量的两个线性组合，使所得的一对随机变量之间的相关性最大。在近期的一项研究中 [15], , 作者提出了对典型相关分析的一种新代数解释：在给定线性生成模型的条件下，识别两个给定数据视图之间的公共子空间。研究表明，如果两个

信号视图除了各自独有的分量外，还包含一个共同的共享分量，那么对这两个视图应用典型相关分析，就能恢复该共同分量，但存在全局复数缩放歧义；通过将少量导频符号与相应的接收符号进行相关运算，即可消除这种缩放歧义。显然，这种解释适用于模型（2），其中两个数据视图仅共享采用重复模式的层所对应的信号。考虑以下典型相关分析的 MAXVAR 表述 [16],

$$\min_{\mathbf{g}_\ell,\mathbf{q}_{1\ell},\mathbf{q}_{2\ell}} \sum_{j=1}^{2} \|\mathbf{Y}^{(i)\top}\mathbf{q}_{i\ell} - \mathbf{g}_\ell\|_2^2, \tag{3a}$$

$$\text{s.t.} \quad \|\mathbf{g}_\ell\|_2^2 = 1. \tag{3b}$$

最优典型向量（在所考虑的问题中称为合并器）$\mathbf{q}_{1\ell}^\star$ 和 $\mathbf{q}_{2\ell}^\star$ 可通过求解特征分解问题获得。为了说明如何将 [15] 的结果映射到本文所考虑的问题中，我们定义矩阵 $\mathbf{X}_{i\ell} := [\mathbf{x}_{c\ell},\ \mathbf{X}_i] \in \mathbb{C}^{\bar{N}\times L}$，其中 $\mathbf{X}_i \in \mathbb{C}^{\bar{N}\times(L-1)}$ 的列表示与其他/干扰 $L-1$ 层相关联的信号。类似地，令矩阵 $\mathbf{H}_i \in \mathbb{C}^{N_r\times L}$ 包含相应的有效信道向量。由此，我们得到以下结果。

定理1. 在无噪声情况下，如果矩阵 $\mathbf{X}_{i\ell}$ 和 $\mathbf{H}_i$（对于 $i=1$、2 和 $\ell \in [L] \triangleq \{1,\dots L\}$）均列满秩，则式 (3) 的最优解 $\mathbf{g}_\ell^\star$ 为 $\mathbf{g}_\ell^\star = \gamma_\ell \mathbf{x}_{c\ell}$，其中 $\gamma_\ell \in \mathbb{C}$ 表示复数相位歧义。

证明。该证明可由 [15] 中的定理1直接得出。 □

注1。矩阵 $\mathbf{X}_{i\ell}$ 的满秩条件要求 CCA视图长度 N 大于或等于层数 L，且 $\mathbf{X}_{i\ell}$ 的列线性无关。由于与不同层相关联的传输彼此独立，因此只需适中的 N，即可轻松满足这些要求。另一方面，若满足以下条件，则有效信道矩阵 $\mathbf{H}_i$ 的满秩条件也可成立：*i*) 接收天线数大于或等于层数；*ii*) $\mathbf{H}_i$ 的列线性无关。由于 *i*) 传输流数 L 始终不超过 N_r，且 *ii*) $\mathbf{H}_i$ 的列实际上彼此正交（因为采用了基于奇异值分解的预编码），因此这两个条件以概率 1 成立。

A. 图样设计

对于第 ℓ 层，我们考虑一个包含 N_{RB} 个资源块（RB）的资源组（RG）。每个 RB 由资源元素（RE）组成，这些资源元素垂直分布在 12 个子载波上，水平分布在 14 个 OFDM 符号上。N_{data} 资源组中的资源元素加载来自发射向量 $\mathbf{x}_\ell$ 的数据符号，使每个符号对应一个资源元素，而 N_{res} 个资源元素则预留用于控制信号。

第 ℓ 层资源组中的资源元素使用矩阵线性索引定位。假设该资源组中某个资源元素的（子载波，时隙）位置为（m，n），且 m 和 n 均从 0 开始，则相应的索引可表示为 $i_{m,n} = 12nN_{\mathrm{RB}}+m+1$。我们将 $\mathcal{I}_{\mathrm{RE}}$ 定义为资源组中所有索引的集合，其中对于 $\ell \in [L]$、$\mathcal{I}_{\mathrm{RE}} = \mathcal{I}_{\mathrm{data}}^\ell \cup \mathcal{I}_{\mathrm{res}}^\ell$，$\mathcal{I}_{\mathrm{data}}^\ell$ 和 $\mathcal{I}_{\mathrm{res}}^\ell$ 是两个互不相交的集合，分别对应第 ℓ 层的数据和预留资源元素的索引。

令索引集 $\mathcal{I}_{\mathrm{s}}^\ell \subset \mathcal{I}_{\mathrm{data}}^\ell$ 满足 $|\mathcal{I}_{\mathrm{s}}^\ell| = N_\ell < |\mathcal{I}_{\mathrm{data}}^\ell| = N_{\mathrm{data}}$，其中 $|.|$ 是集合的基数。为方便记号，我们假设所有层的视图长度相等，即 $N_\ell = \bar{N}, \forall \ell$。在这种情况下，公共信号 $\mathbf{x}_{c\ell} \in \mathbb{C}^{\bar{N}}$ 是由位于索引集 $\mathcal{I}_{\mathrm{s}}^\ell$ 中的资源元素上的数据构成的符号向量。我们还令索引集 $\mathcal{I}_{\mathrm{d}}^\ell \subseteq \mathcal{I}_{\mathrm{res}}^\ell$满足 $|\mathcal{I}_{\mathrm{d}}^\ell| = |\mathcal{I}_{\mathrm{s}}^\ell| = \bar{N}$。我们分别将 $\mathcal{I}_{\mathrm{s}}^\ell$、$\mathcal{I}_{\mathrm{d}}^\ell$ 和元组$\mathcal{P}^\ell \triangleq (\mathcal{I}_{\mathrm{s}}^\ell, \mathcal{I}_{\mathrm{d}}^\ell)$称为源索引集、目标索引集和 CCA 模式。

B. 数据重复

在时隙 t，用户设备为第ℓ层生成源索引集 $\mathcal{I}_{\mathrm{s}}^\ell$，使得相应 CCA 信号 $\mathbf{x}_{c\ell}$ 的符号位于时频相干块 $\mathfrak{B}_1^\ell$ 内。类似地，生成目标索引集 $\mathcal{I}_{\mathrm{d}}^\ell$，使得 $|\mathcal{I}_{\mathrm{d}}^\ell| = |\mathcal{I}_{\mathrm{s}}^\ell| = \bar{N}$ 中的资源元素位于时频相干块 $\mathfrak{B}_2^\ell$ 内。随后，将 CCA 模式 $\mathcal{P}^\ell = (\mathcal{I}_{\mathrm{s}}^\ell, \mathcal{I}_{\mathrm{d}}^\ell)$发送给下一代基站，以供其在下一时隙传输中使用。在时隙 $t+1$，下一代基站将在由 $\mathcal{I}_{\mathrm{d}}^\ell$ 定义的位置上重复 CCA 信号 $\mathbf{x}_{c\ell}$；该信号由 $\mathcal{I}_{\mathrm{s}}^\ell$ 中的索引构成。

用户设备根据式（2）中定义的典型相关分析信号 $\mathbf{x}_{c\ell}$ 构造两个视图 $\mathbf{Y}_\ell^{(i)} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{r}}\times\bar{N}}, i=\{1,2\}$。给定这两个视图 $\mathbf{Y}_\ell^{(i)}$，$i=\{1,2\}$后，用户设备求解式（3）中的问题，以找到合并器 $\mathbf{q}_{i\ell}^* \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{r}}}, i=\{1,2\}$。随后使用 $\mathbf{q}_{i\ell}^*$ 合并 TBC块 $\mathfrak{B}_i^\ell$ 及其邻近区域内的 $N_{\mathfrak{B}_i\ell}$ 个资源元素，使得 $N_{\mathfrak{B}_1\ell} + N_{\mathfrak{B}_2\ell} = N_{\mathrm{data}} - N$。

C. 子网格划分

如上一节所述，合并器 $\mathbf{q}_{i\ell}^*$用于合并 $\mathfrak{B}_i^\ell$邻近区域内的资源元素。然而，这仅仅是这些资源元素所需最优合并器的一种近似。为降低该近似误差，我们引入资源组子网格（SG）方案。资源组被划分为大小相等且互不重叠的子网格，每个子网格包含 N_{BSG} 个资源块，其中子网格 j 具有其自身的典型相关分析模式 $\mathcal{P}_j^\ell = (\mathcal{I}_{s,j}^\ell, \mathcal{I}_{d,j}^\ell)$，以及信号 $\mathbf{x}_{c\ell,j}$。随后使用模式 $\mathcal{P}_j^\ell$构造子网格 j内典型相关分析信号 $\mathbf{x}_{c\ell,j}$ 的两个视图 $\mathbf{Y}_{\ell,j}^{(i)}, i \in \{1,2\}$。给定每个子网格对应的视图后，求解典型相关分析问题，以找到最优合并器 $\mathbf{q}_{i\ell,j}^*, i \in \{1,2\}$。随后使用合并器 $\mathbf{q}_{i\ell,j}^*$ 合并子网格 j内其邻近区域中的资源元素。

我们将集合 $\mathcal{I}_{x,j}^{\ell,m}$ 定义为 RB m 的索引集，$|\mathcal{I}_{x,j}^{\ell,m}| = N_j^m \quad x \in \{s,d\}$、SG j中的源（目的地）资源元素集合，使得 $\bigcup_{m\in[N_{\mathrm{BSG}}]} \mathcal{I}_{x,j}^{\ell,m}$，且，其中 。为减少用户设备与下一代基站之间的信令开销，我们假设集合 $\mathcal{I}_{s,j}^{\ell,m}$ 和 $\mathcal{I}_{d,j}^{\ell,m}$ 在整个 RG 的所有 RB 上均呈对称分布。因此，对于层 ℓ，用户设备向下一代基站发送$\mathcal{P}_1^{\ell,1} \triangleq (\mathcal{I}_{s,1}^{\ell,1}, \mathcal{I}_{d,1}^{\ell,1})$，其中包含下一代基站传输方案所需的信息。基于对称性假设，我们省略对 RB 和 SG 的依赖，

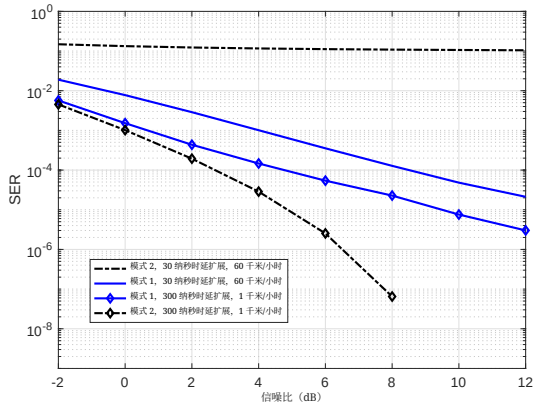


图 3：RG 为 50 个资源块时，$N_{\mathrm{BSG}}=2$、CDL-C 信道模型在 SCS=30kHz 下的符号错误率与信噪比关系。

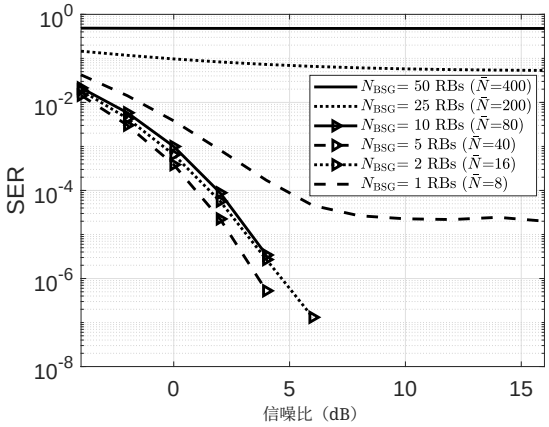


图4：RG包含50个资源块、子载波间隔为=30kHz且每个SG包含$N_{\mathrm{p}}=1$ 个符号时，SER随信噪比的变化。

即逐层资源块（PL-RB）模式 $\mathcal{P}^{\ell,j}{}^{m}=(\mathcal{I}^{\ell,s}{}^{m}{}_{,j},\mathcal{I}^{\ell,d}{}^{m}{}_{,j})$ 中的索引 j和 m，以及 N_j^m，并分别用 $\bar{\bar{\mathcal{P}}}^{\ell}$和 $\bar{N}$ 表示。

当一个资源组（RG）被划分为多个子组（SGs）时，每个 SG 中 TBC 块的大小（记为 $\bar{N}\triangleq\bar{\bar{N}}N_{\mathrm{BSG}}$，并称为视图长度）会减小。因此，尽管子网格划分能够通过减少由同一合并器均衡的资源元素数量来降低合并近似误差，但这也凸显了研究视图长度对性能影响的重要性。在数值结果部分，我们将详细研究视图长度 N和 SG 大小 N_{BSG} 对系统性能的影响。

IV. 仿真结果

我们考虑一种下行传输场景：下一代基站（gNB）配备 $N_{\mathrm{t}}=8$根天线，通过具有 15 kHz 子载波间隔（SCS）和 4 GHz 载波频率的 CDL-C 信道，向配备 $N_{\mathrm{r}}=2$根天线的用户设备（UE）发送正交相移键控（QPSK）数据符号。数据以 10 ms 帧的形式传输，每帧由 10 个时隙组成，每个时隙为 1 ms。我们对 100 个不同信道种子下每个种子点的 100 帧进行仿真，并对结果取平均。

我们首先仿真不同 CCA 模式对平均符号错误率的影响。图 2 给出了每个子组包含 $N_{\mathrm{BSG}}=2$ 个资源块时的不同 CCA 模式。一方面，图 2a 中的模式 1 集中在每个视图的一个符号上，覆盖整个频域，并采用时间重复。另一方面，图 2b 中的模式 2 覆盖整个时域，在每个视图中仅位于两个子载波上，并在频域重复。我们仿真了两种模式在 SCS 为 = 30 kHz、由 50 个资源块组成且划分为多个子组（每个子组包含 $N_{\mathrm{BSG}}=2$ 个资源块）的资源组中，针对 CDL-C 信道的平均符号错误率。我们考虑两种不同的信道设置：1）时延扩展为 30 纳秒、用户设备速度为 60 km/h 的 CDL-C 信道。从图 3 可以看出，模式 2 优于模式 1。2）时延扩展为 300 纳秒、用户设备速度为 1 km/h 的 CDL-C 信道。在第二种设置中，模式 2 完全无法检测到传输的符号，而模式 1 的表现更好。图 3 中的仿真结果表明，必须合理设计 CCA 模式，使模式中的符号经历相同的信道，即符号必须位于同一个 TBC 块内。

接下来，我们研究SG大小 N_{BSG} 对SER性能的影响。我们考虑一个包含 $N_{\mathrm{RB}}=50$ 个资源块的RG，子载波间隔为30 kHz，时延扩展为30 ns，并采用包含$N=8$ 个资源元素的PL-RB模式$\mathcal{P}$ 。这些设置确保信道的相干带宽小于传输带宽，从而形成频率选择性信道。在图4中，我们模拟了不同 N_{BSG}取值下的平均SER。可以看出，当SG大小较大时，$N_{\mathrm{BSG}}\in\{25,50\}$，CCA传输的平均SER会变差。这是因为信道具有频率选择性，CCA信号中的符号经历了不同的信道响应，这违反了这些符号应在同一个TBC块内构造并重复的要求。减小SG大小后，$N_{\mathrm{BSG}}\in\{10,5,2\}$，SER会降低，因为每个SG内影响CCA信号的信道趋于平坦。若SG大小非常小，$N_{\mathrm{BSG}}=1$ 平均SER会再次变差，因为每个SG的视图长度N趋于显著减小。

接下来，我们考虑一种下行传输场景：下一代基站向用户设备传输两个数据层，即 $L=2$。第一层采用包含 $N=8$ 个资源元素的 CCA 模式。为确保 CCA 在每一层都能恢复一个公共信号，我们在第二层传输中使用第一层模式的移位版本；这样一来，两种模式便不会重叠。图 5 分别展示了各层的平均符号错误率，并将 CCA均衡的性能与 [5]–[7], [17] 中定义的映射类型1、配置类型2、长度为 1 且具有 1 个附加位置的解调参考信号模式进行了比较。完美信道知识（PCHAN）的结果作为性能下界纳入其中。可以看出，在所仿真的信道条件下，所考虑的 CCA 模式优于解调参考信号模式。此外，

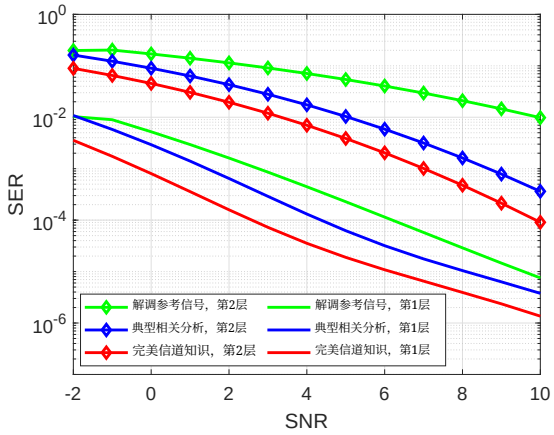


图5：52个资源块的资源组、时延扩展=30 ns 和用户设备速度=5km/hour 条件下， $N_{\mathrm{BSG}}=4$ 以及 8×4 天线系统的符号错误率与信噪比关系。

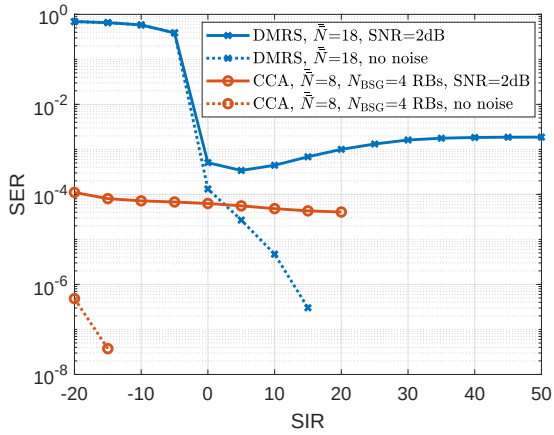


图6：52个资源块的资源组、时延扩展=30 ns 和用户设备速度=5km/hour 条件下，符号错误率与信干比关系。

第1层中 CCA 与解调参考信号之间的差距小于第2层。这是因为在假设各层功率分配相等的情况下，第2层的干扰功率大于第1层；由于均衡时使用了不准确的信道估计，解调参考信号的符号错误率因此恶化。然而，CCA 不受影响，因为无论干扰功率如何，它都倾向于恢复公共信号。

为展示 CCA 对强干扰的鲁棒性，我们现在将第二层视为未知干扰。这可用于对具有两个下一代基站的多用户（MU）MIMO网络进行建模；每个基站都向分配给自己的用户设备传输数据。对于该网络中的任一用户设备，干扰均来自次级下一代基站向其目标用户设备的传输。我们将第一层功率设为 α_1，第二层功率设为 $1-\alpha_1$。由此可轻易得出信干比（SIR）为 $\mathrm{SIR}=\frac{\alpha_1}{1-\alpha_1}$。在满足总功率预算约束的同时，我们在仿真中改变信干比。为确保第一层的信噪比保持不变，噪声功率按 α_1 的比例进行缩放。在图6中，我们仿真了具有 $N=8$ 个资源元素的 CCA_模式下平均符号错误率随信干比的变化，并将其与前一项实验中相同的解调参考信号模式进行比较。一方面，低信干比不会影响 CCA 均衡。这是因为 CCA 旨在恢复公共信号，而不受干扰功率的影响。另一方面，解调参考信号则会受到干扰功率的显著影响。它无法计算出可用于后续均衡的准确有效信道估计，因此在干扰受限（低信干比）范围内符号错误率较高。随着信干比提高，信道转为噪声受限，性能将收敛至仿真噪声范围所达到的平均符号错误率；也就是说，在无噪声情况下，解调参考信号的符号错误率收敛至零；在噪声为 2 dB 时，则收敛至 2×10^{-3} 平均符号错误率。

五、结论

我们针对下行链路单用户MIMO系统提出了一种新的数据结构，以解决RS开销降低问题。该数据结构要求在所有子带上重复部分PDSCH数据。我们展示了，在用户设备侧利用这种重复结构，可以通过典型相关分析可靠地检测期望信号。结果表明，所提出的方案兼具性能和计算方面的优势，具有实际可行性。为进一步提升典型相关分析的性能，我们提出了两种有效策略，用于选择重复模式类型并应对高频率选择性信道场景。数值结果表明，这两种策略均能有效提升典型相关分析的性能。通过在3GPP链路级测试平台上进行大量仿真，我们证明，所提出的方法明显优于当前最先进的方法，同时计算复杂度更低。

参考文献

[1] W. Saad、M. Bennis 和 M. Chen，“6G无线系统展望：应用、趋势、技术与开放研究问题”，IEEE Network，第34卷，第3期，第134–142页，2019年10月。[2] L. Lu、G. Y. Li、A. L. Swindlehurst、A. Ashikhmin 和 R. Zhang，“大规模MIMO概述：优势与挑战”，IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing，第8卷，第5期，第742–758页，2014年。[3] W. Hong、Z. H. Jiang、C. Yu、D. Hou、H. Wang、C. Guo、Y. Hu、L. Kuai、Y. Yu、Z. Jiang 等，“毫米波技术在5G/6G无线通信中的作用”，IEEE Journal of Microwaves，第1卷，第1期，第101–122页，2021年。[4] R. Ahmed、F. Tosato 和 M. Maso，“降低NR Type II CSI的开销以适用于NR Release 16”，载于《第23届国际ITG智能天线研讨会》，2019年，第1–5页。[5] 3GPP TS 38.211，“NR；物理信道与调制”，第三代合作伙伴计划；无线接入网技术规范组。[6] 3GPP TS 38.213，“NR；控制物理层过程”，第三代合作伙伴计划；无线接入网技术规范组。[7] 3GPP TS 38.214，“NR；数据物理层过程”，第三代合作伙伴计划；无线接入网技术规范组。

[8] U. Madhow 和 M. L. Honig，“用于直接序列扩频CDMA的MMSE干扰抑制”，IEEE Transactions on Communications，第42卷，第12期，第3178–3188页，1994年12月。[9] A. Wiesel、Y. C. Eldar 和 S. Shamai，“MIMO信道中16-QAM信号检测的半定松弛”，IEEE信号处理快报，第12卷，第9期，第653–656页，2005年8月。[10] H. Hotelling，“两组变量之间的关系”，Biometrika，第28卷，第3/4期，第321–377页，1936年。[11] Q. Wu 和 K. M. Wong，“Un-music和un-cle：广义相关分析在未知相关噪声中信号到达方向估计中的应用”，IEEE Transactions on Signal Processing，第42卷，第9期，第2331–2343页，1994年9月。[12] A. Dogandzic 和 A. Nehorai，“基于典型相关分析的有限长度MIMO均衡”，IEEE Transactions on Signal Processing，第50卷，第4期，第984–989页，2002年8月。[13] M. S. Ibrahim、P. A. Karakasis 和 N. D. Sidiropoulos，“一种简单实用的短距离次级通信底层方案”，IEEE无线通信汇刊，2022年6月。[14] A. Bertrand 和 M. Moonen，“无线传感器网络中的分布式典型相关分析及其在分布式盲源分离中的应用”，IEEE Transactions on Signal Processing，第63卷，第18期，第4800–4813页，2015年6月。[15] M. S. Ibrahim 和 N. D. Sidiropoulos，“基于典型相关分析可靠检测未知小区边缘用户”，IEEE无线通信汇刊，第19卷，第6期，第4170–4182页，2020年3月。[16] D. R. Hardoon、S. Szedmak 和 J. Shawe-Taylor，“典型相关分析：概述及其在学习方法中的应用”，Neural Computation，第16卷，第12期，第2639–2664页，2004年。[17] 3GPP TS 38.212，“NR；复用与信道编码”，第三代合作伙伴计划；无线接入网技术规范组。