5G NR协议中的预编码矩阵指示符：3GPP波束成形码本教程

Boyu Ning、Haifan Yin、Sixu Liu、Hao Deng、Songjie Yang、Yuchen Zhang、
Weidong Mei、David Gesbert、Jaebum Park、Robert W. Heath Jr. 和 Emil Bj¨ornson

arXiv:2601.05092v1 [cs.IT] 8 Jan 2026

摘要——**5G增强版（5G-A）系统的发展高度依赖先进的波束成形技术，以实现高频谱效率和网络容量。尽管已有大量理论研究致力于基于完整信道状态信息（CSI）优化波束成形，但对于实际部署而言，第三代合作伙伴计划（3GPP）标准所定义的基于码本的波束成形仍存在重大研究空白。协议描述本身往往复杂晦涩，这进一步加剧了这一脱节。本文从理论、标准化和实现角度，系统考察5G新空口中的波束成形码本技术，即预编码矩阵指示（PMI），以弥合这一关键差距。我们首先介绍多输入多输出（MIMO）系统中的波束成形背景，以及实际5G系统中基于码本的波束成形信令流程。随后，我们阐述3GPP标准中常规码本和端口选择码本的基础。接着，我们对第15至18版3GPP码本的演进进行严谨的技术分析，重点包括：1）阐明码本设计的核心原理；2）清晰解释码本公式中各符号变量的物理含义，并以表格形式汇总；3）通过直观的可视化图示，说明码本参数如何传递信息。这些重要的教学内容在晦涩难懂的标准化文档中几乎完全缺失。通过数学建模、性能基准测试、反馈比较和场景相关适用性分析，我们为研究人员和工程师提供对真实系统中波束成形码本的统一认识。此外，我们还指出了未来研究方向及其他波束成形场景，为持续的研究与开发工作提供参考。本文既是一篇内容丰富的教程，也为未来研究提供指导，有助于促进学术界与产业界更有效地协作，共同推动无线通信技术的发展。**

索引词—**5G-A Pro、6G、3GPP版本、MIMO、信道状态信息参考信号、SRS、预编码矩阵指示、时分双工、频分双工、综述、信道反馈。**

I. 引言

第五代（5G）增强型（5G-A）无线通信系统的部署，给电信格局带来了变革性变化。多输入多输出（MIMO）等标志性技术发挥着关键作用，有助于实现其所承诺的高吞吐率、低时延和高可靠性 [1],[2]。大规模MIMO的特点是在基站（BS） [3],使用大量天线，目前已成为作为 5G 和 5G-A 新空口（NR）系统的基石，其显著提升了频谱效率 [4]。通过利用空间分集和先进的信号处理技术，大规模MIMO 能够同时向多个用户传输多个数据流，从而显著提升网络容量和用户体验[5]–[8]。人们希望，毫米波频段运行性能的提升能够使实际部署更具吸引力 [9], 但这也给射频架构和算法处理带来了重大挑战。首先，为了降低设备中的硬件开销，人们提出了一种混合数字与模拟架构的折中方案 [10]。除了最大限度地减少信道估计开销并确保稳定的初始接入之外，人们还开发了波束管理技术 [11]。这些技术旨在管理已初始化的波束，以平衡通信性能与开销[12]。为了降低波束成形的计算开销，人们引入了大量低复杂度算法，例如压缩感知算法 [13], [14],。这些算法旨在利用信号在某个域中的稀疏特性，高效处理高维数据 [15]。未来，无线通信系统预计将采用更大规模的多天线技术 [16],，例如上中频段的巨型MIMO [17] 以及太赫兹频段的超大规模MIMO [18],，并结合先进的信道估计和波束成形技术，有效利用空间域来提升通信质量和容量。这些技术使系统能够将发射能量聚焦于目标用户所在方向，同时最大限度地减少干扰，从而优化整体网络性能 [19]。

无线通信系统中采用时分双工（TDD）还是频分双工（FDD）方案，会对信道估计和波束成形产生深远影响。在 TDD 频段中，可以利用信道互易性，根据上行链路信道测量直接估计下行链路信道，从而减少获取信道状态信息（CSI）所需的开销 [20], [21]。在上行链路信噪比（SNR）良好的场景中，这种互易性尤为有利，因为此时只需理论上最少量的上行链路参考信号传输，就能获得高质量的 CSI。相比之下，FDD 系统依靠用户设备（UE）根据下行链路参考信号传输估计下行链路信道，并通过反馈信道质量指示（CQI）、预编码矩阵指示（PMI）和秩指示（RI）等隐式信道信息 [22], [23]。其中，PMI,

Weidong Mei 的工作部分得到了中国国家重点研发计划项目（项目编号：2024YFB2907900）的支持，部分得到了四川省自然科学基金项目（项目编号：2025ZNSFSC0514）的支持。David Gesbert 的工作部分得到了 3IA C ̂ote d’Azur Investments（ANR）的支持，参考编号为 ANR-23- IACL-0001。Emil Bj¨ornson 的工作得到了瑞典研究委员会项目（项目编号：2022- 04222）的支持。

也称为波束成形码本，在下行波束成形中发挥着关键作用，它向基站提供有关首选预编码矩阵的信息，用于传输 [24]。在学术研究中，“波束成形码本”通常指一组预定义的波束成形向量或波束，用户设备将最佳预定义波束的索引反馈给基站。这种方法通过限制需要传输的信息量简化了反馈过程，但也限制了波束成形过程的灵活性和适应性[25]。然而，第三代合作伙伴计划（3GPP）Release 18 中规定的波束成形码本标志着 5G-A [26], 的启动，它以 Release 15-17 [27]–[29],确立的基础框架为基础，为下行波束成形提供了更先进、更灵活的反馈框架。该框架采用复杂的波束成形向量重构机制，通过结合空间、频谱和时间基，从 Type I 演进至 Type II 码本 [30], [31]。这一演进反映了 5G 系统处理多样化部署场景和用户需求的复杂性与能力不断提升，使其能够在广泛的环境中实现更高效、更有效的通信。

尽管 PMI 技术已在现实世界的 MIMO 系统中得到广泛应用，但学术界对码本的理论研究与产业界在行业标准中的实际实现之间仍存在显著差距。这是因为 5G NR协议中对 PMI 的描述晦涩难懂，缺乏详细见解和解释。虽然一些学者对标准进行了详细解读，并分析了码本的功能，但他们的研究尚未在学术界引起广泛关注。例如， [32]中的作者全面概述了移动通信标准中的多输入多输出，重点介绍了 5G新空口中新颖的基于波束的反馈系统。他们还阐述了波束成形、码本和反馈如何实现更大规模阵列的部署。此外， [33]中的作者追溯了 5G NR标准中码本的演变，简要说明了其设计动机、相应的反馈机制以及各类指示符的格式。遗憾的是，尽管付出了这些努力，这些研究仍未能在学术界引发足够的兴趣或讨论，而学术论文往往侧重于理想化场景和简化模型。这一差距可能会妨碍研究成果有效转化为实际应用，因为学术研究并不总能充分探讨产业界从业者面临的实际挑战和限制。

目前，还没有全面的教程或全局概述能够有效弥合波束成形码本理论与实践之间的鸿沟。这种认知上的不足促使我们深入探讨预编码矩阵指示（PMI）及其在 5G 和 5G-A 中的演进。只有弥合这一鸿沟，学术界和产业界才能携手开发适用于第六代（6G）系统的波束成形码本，从而实现关于 MIMO 演进的前瞻性研究所展现的 MIMO 优势。本文旨在通过全面介绍波束成形码本，解决这些挑战，重点探讨其在 5G 和 5G-A 系统中的演进、设计原则和实际应用。具体

本文的贡献如下：

1) 波束成形的准确概述：我们简要概述了波束成形技术，涵盖从基于完整 CSI 的波束成形到基于码本的波束成形。我们介绍正交频分复用（OFDM）MIMO 系统的基础知识，并系统总结经典的线性预编码方案。读者通过阅读本教程，将深入了解最先进的波束成形技术，并可参考附录A，高效复现未来研究中的仿真。

2)连接学术界与产业界：我们比较了学术界和产业界所讨论的基于码本的波束成形方案，突出介绍了PMI码本的重要性及其在5G NR系统中的实际实现。这包括对附录B和C中标准化流程的说明，例如用于信道状态获取的信道状态信息参考信号资源分配，以及定义周期性和触发机制的报告配置。我们进一步剖析了码本矩阵结构与实际天线配置之间的关系。

3) 深入的协议分析：我们对5G新空口中的PMI描述进行了清晰而富有洞察力的分析，涵盖R15至R18以及Type I至Type II，厘清了那些常常令人困惑的术语，并帮助读者更深入地理解其功能。为便于理解3GPP规范，我们明确保留了原始文档中的部分表格。然而，与直接阅读协议文本不同，本教程经过系统重组，形成了更清晰的逻辑叙述。此外，文中还配有大量原创图示，用于阐明物理原理，并提供精确的参数解释。读者可以在第IV节快速掌握码本的核心概念，在第VI节了解码本的简明数学建模和对比分析，并通过第V节提供的小节标题查阅详细讨论。

4)全面教程与未来方向：本工作为研究人员、工程师和从业者提供了一份全面的教程，针对预编码矩阵指示及其在大规模MIMO系统中的关键作用，提出了统一的见解。此外，我们还概述了波束成形码本的未来研究方向，涵盖码本基的设计、整体框架、分层结构以及全模拟码本。除了这些改进之外，我们还展望了码本技术在未来6G系统中的新型波束成形场景、新兴MIMO相关功能、新频段和先进阵列几何结构中的应用。

本文其余部分安排如下。第II节介绍多输入多输出系统中波束成形的背景。第III节介绍 3GPP 标准中基于码本的波束成形背景。第IV节讲述码本基础，包括常规码本和端口选择码本。第V节详细介绍波束成形码本的演进，涵盖从 R15 到 R18 的各种码本。第VI节从紧凑模型、性能、反馈开销和适用场景等方面讨论各种 5G

码本。第七节讨论未来研究方向及其他场景。最后，我们在第八节总结全文。

II. 波束成形背景

MIMO通信系统利用波束成形来增强接收信号功率，以不同的空间方向性对数据流进行复用，并保护这些数据流免受相互干扰。波束成形设计对于有效利用 MIMO 提供的空间自由度至关重要，因此在实际系统中，发射机和接收机都采用天线阵列是值得的。本节聚焦于下行传输，简要概述常见的波束成形方案。根据 CSI 获取方案的不同，这些波束成形方案大致分为：a）基于完整 CSI 的波束成形；b）基于码本的波束成形。我们首先介绍 OFDM MIMO 的系统模型，并着重说明多用户波束成形对可达速率的影响。随后，我们将深入探讨基于完整 CSI 的波束成形和基于码本的波束成形，后者采用了码本技术。

A. 下行*OFDM MIMO*系统

考虑一个具有 M 个子载波的下行OFDM MIMO系统，其中基站配备 N_t 根天线，为 K个用户提供服务，每个用户配备 N_r 根天线。第 k个用户在第 m个子载波上接收到的信号可表示为

$$\mathbf{y}_k[m] = \mathbf{H}_k[m]\mathbf{W}_k[m]\mathbf{s}_k[m] + \underbrace{\sum_{i=1,i\neq k}^{K}\mathbf{H}_k[m]\mathbf{W}_i[m]\mathbf{s}_i[m]}_{\text{Inter-user interference}} + \mathbf{n}_k[m], \quad (1)$$

其中 $\mathbf{H}_k[m] \in \mathbb{C}^{N_r\times N_t}$ 是基站与第 k个用户之间的信道矩阵，$\mathbf{s}_k[m] \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{v_k})$表示发往第 k个用户的数据流，其中 v_k 为数据流数量；[1], $\mathbf{W}_k[m] \in \mathbb{C}^{N_t\times v_k}$ 是用于传输$\mathbf{s}_k[m]$的波束成形矩阵，而$\mathbf{n}_k[m] \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma_k^2\mathbf{I}_{N_r})$表示加性白复高斯噪声（AWGN），其中 σ_k^2为噪声功率。此外，假设不同用户的传输数据向量彼此独立，噪声向量也彼此独立。

第 k个用户在 M个子载波上的累积可达速率如本页底部的式（2）所示。该速率是在采用假设的线性波束成形、将用户间干扰视为额外噪声，并使用针对加性白高斯噪声信道设计的信道编码时实现的。在每个子载波上，基站可以采用波束成形技术，以便：1）更好地使单数据流与信道特性相匹配，或者 2）在保持流间正交性的同时传输多个数据流。在这两种情况下，还必须设计波束成形以限制用户间干扰。接下来，我们将分别分析每个子载波的波束成形设计，因此为简化符号表示，省略子载波索引。

[1]在 3GPP 中，空间复用的数据流称为“空间层”。

B. 基于完整 *CSI* 的波束成形

下行 CSI 对基站设计波束成形策略至关重要，这些策略既能实现多数据流传输，又能控制相互干扰。在 TDD 系统中，上行链路-下行链路信道互易性使基站能够根据上行导频估计推导下行 CSI，例如，利用 3GPP 协议中的探测参考信号（SRS），从而直接计算出最理想的波束成形向量。这种方法依赖于准确的信道估计，以及对上行和下行硬件链路进行完美校准。获得 CSI 后，基站便可优化波束成形以最大化可实现的和数据速率，例如运行加权最小均方误差（WMMSE）算法 [34]。

在这种情况下，用户设备发送上行导频信号，无需显式反馈。然而，由于基站的波束成形不受协议约束，且独立于码本，因此必须使用选定的波束成形矩阵发送下行解调导频信号，以便每个用户设备估计其信道与波束成形矩阵的乘积 $\mathbf{H}_k[m]\mathbf{W}_k[m]$。在 3GPP 中，这种导频称为解调参考信号（DMRS）。尽管基于 CSI 的波束成形并非本教程的主要重点，但它是 MIMO 系统的重要组成部分，且通常是大规模 MIMO 教科书推荐采用的方法 [35]，[36]。我们在附录A中总结了单用户多输入多输出（SU-MIMO）和多用户多输入多输出（MU-MIMO）系统中几种有代表性的波束成形方法，欢迎感兴趣的读者阅读。

C. 基于码本的波束成形

在频分双工系统中，由于频带不对称导致缺乏信道互易性，因此必须由每个用户设备显式反馈CSI；对于采用大规模MIMO或具有大型天线阵列的毫米波系统而言，这会产生巨大的开销。由于硬件校准误差、上行导频的信噪比较低（源于显著较低的上行功率），或动态环境要求的导频信令频率高于3GPP协议所允许的频率，在时分双工系统中采用替代方法也可能更为理想。为应对这些限制，基于码本的波束成形成为一种务实的替代方案。用户设备无需显式反馈CSI，而是从预定义码本中确定一个有效的预编码向量，并反馈其对应的索引，从而大幅降低反馈

$$R_k = \sum_{m=1}^{M}\log_2\det\left[\mathbf{I}_{N_r} + \left(\sum_{i\neq k}\mathbf{H}_i[m]\mathbf{W}_i[m]\mathbf{W}_i^H[m]\mathbf{H}_i^H[m] + \sigma_k^2\mathbf{I}_{N_r}\right)^{-1}\mathbf{H}_k[m]\mathbf{W}_k[m]\mathbf{W}_k^H[m]\mathbf{H}_k^H[m]\right] \quad (2)$$

开销，前提是码本足够紧凑。该框架无需基站掌握完整的信道知识，同时还能保持合理的波束成形性能，因此对于5G-A及后续技术至关重要，尤其适用于CSI获取能力受限的场景。然而，成功的关键在于码本设计能够实现高效的CSI压缩。

基于码本的波束成形主要依赖三种机制，即穷举式波束训练、多阶段波束训练和码本指示符反馈。

1）穷举式波束训练：该方法通过测试码本中的所有预定义波束，找到最佳波束对准。基站依次使用每个波束发送导频，用户设备测量每个波束接收到的信号能量。随后，用户设备选择能量最高的波束索引并反馈给基站。虽然这一过程简单且稳健，但需要测试所有波束，因此会产生显著的训练开销。

2）多阶段波束训练：该方法通过使用具有多个波束分辨率级别的分层码本来降低训练开销。该过程从初始阶段覆盖大范围区域的宽波束开始。根据用户设备在每个阶段提供的反馈，基站和用户设备在后续阶段通过测试更精细、方向性更强的波束，逐步缩小搜索范围。这种迭代优化避免了一开始就使用窄波束进行穷举搜索，从而提高了波束训练过程的效率。

3) 码本指示符反馈：在这一机制中，基站和用户设备共享一个预定义的结构化预编码矩阵码本。基站发送导频信号，用户设备估计信道，以从该码本中选择最优预编码矩阵。用户设备无需发送完整的信道信息，只需反馈该矩阵的索引，即预编码矩阵指示符（PMI）。这种方法利用信道稀疏性和结构化码本来最大限度地降低反馈开销，因此对于反馈资源有限的系统而言具有很高的效率 [37]–[39]。

每种机制都带来了独特的研究挑战。对于穷举式波束训练而言，波束图样和解决方案的设计至关重要。远场系统采用基于离散傅里叶变换（DFT）的波束来实现全空间覆盖[40], [41], ，而近场场景则需要具备距离感知能力的“波束聚焦”来应对球面波前 [42]–[44]。宽带系统必须通过依赖频率的波束码本来减轻波束斜视 [45]–[47], ，而混合模拟-数字架构会对波束成形器设计施加恒模约束 [48]–[50]。多阶段波束训练侧重于协议优化，包括并行训练 [51], 、分层训练 [52], 、自适应训练 [53],、单侧训练 [54], 等。对于码本指示符反馈，尽管其已被广泛应用于3GPP标准中，但学术界对其设计的研究仍然不足。

III. 3GPP 标准背景

本节介绍 3GPP 标准中基于码本的波束成形的背景和上下文。如图 1 所示，基站（称为下一代节点B（gNB））通过向

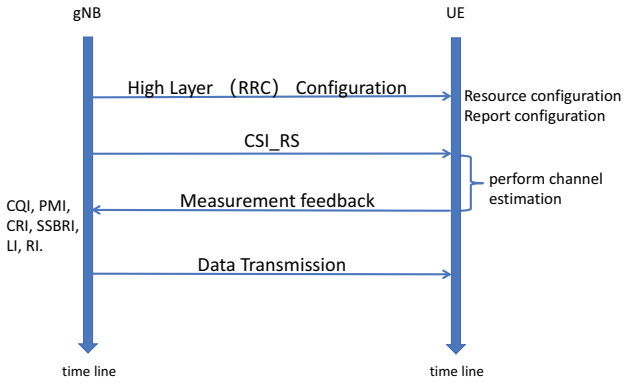

图 1：CSI-RS测量与反馈流程图。

用户设备发送无线资源控制（RRC）信号，启动这一流程。资源配置信息涉及测量资源的详细信息，并在协议中采用三级结构进行配置：*CSI-ResourceConfig, ResourceSet* 和资源[2]。报告配置信息则涉及测量结果报告的相关细节，并通过 *CSI-ReportConfig* 进行配置。随后，gNB 发送信道状态信息参考信号，用户设备根据 CSI-RS 测量无线信道的质量并进行信道估计。这些测量对于用户设备确定适用于当前信道条件的最佳波束成形向量至关重要。之后，用户设备向 gNB 提供反馈，其中的波束成形信息以预编码矩阵指示（PMI）的形式呈现。这些反馈使 gNB 能够根据码本结构构建波束成形向量，用于后续传输。

*A. CSI-RS*测量与反馈

在5G新空口中，CSI-RS测量和预编码矩阵指示反馈是提升大规模MIMO系统性能的关键组成部分。图 1 展示了CSI-RS测量与预编码矩阵指示反馈过程的总体流程图，可概括如下。

(i) 高层配置（*RRC* 配置）：gNB向用户设备发送RRC配置。该配置包括信道状态信息参考信号的资源配置和报告配置，其中指定了gNB使用的信道状态信息参考信号信号和导频周期，以及用户设备应如何以及何时向gNB报告测量结果。

(ii) 信道状态信息参考信号的传输：gNB向用户设备发送信道状态信息参考信号。这些参考信号供用户设备测量无线信道状况。信道状态信息参考信号的配置（例如周期性和时频资源映射）基于此前发送的RRC配置。

（iii）测量反馈：用户设备使用信道状态信息参考信号测量无线信道的状况，并编制一份报告，其中可能包括：1）信道质量指示（CQI），用于指示信道质量；2）预编码矩阵指示（PMI），用于建议适合空间复用的最佳预编码矩阵；3）CSI-RS资源指示（CRI），用于标识测量所使用的CSI-RS资源；4）SS/PBCH块资源指示（SSBRI），用于指示与小区接入相关联的同步信号块（SSB）；5）层指示（LI）

[2]协议中定义的信息元素已标准化。 化。

用于指示所报告的预编码矩阵指示（PMI）对应的预编码矩阵中哪一列对应最强的数据流；6）秩指示符（RI），用于指示信道矩阵的有效秩，该秩对应于信道所能支持的空间流数量。用户设备通过物理上行控制信道（PUCCH）或物理上行共享信道（PUSCH）将此测量反馈发送给gNB。通常，CQI/PMI等控制信息通过PUCCH发送；但如果用户设备还需要发送数据，则可以将其包含在PUSCH中。

(iv) 下行链路数据传输：基于从用户设备接收到的反馈，gNB调整其传输参数，并可使用所选的预编码矩阵，即基于码本的波束成形向量，通过物理下行共享信道（PDSCH）向用户设备发送数据。这确保数据能够根据当前信道条件，采用高效的波束成形方式进行传输。

5G NR系统中的CSI-RS配置涉及多层流程。CSI-RS报告框架将已配置的资源汇总为资源集，指示用户设备应测量哪些资源以及如何报告结果。这些协议配置不会影响码本技术本身。对于希望了解这些细节的读者，建议在需要时参阅附录B和C。

B. 码本矩阵和天线配置

现在，我们来介绍5G NR系统中采用的波束成形码本。基于通过PMI反馈的信息，可以构造预编码矩阵。术语“矩阵”意味着系统中传输了多个数据流，而当仅承载单个数据流时，矩阵则简化为向量。这些PMI波束成形码本的组合方式和底层技术将在第V节中详细介绍。在本小节中，我们主要介绍这些码本的共同特征，以帮助读者更好地理解码本框架。

基站配备了一个物理天线阵列，其形状为带有双极化天线的均匀平面阵列（UPA）。双极化天线由两个共址天线单元组成，可通过相反的极化方式发射/接收信号，通常采用倾斜 ± 45 极化配置，以使两种极化方式具有相似的传播条件。[3] 物理天线阵列中的天线数量由所考虑部署场景所需的等效全向辐射功率（EIRP）决定。不过，基于硬件限制以及减少参考信号传输的需求，可以将其映射到规模较小的逻辑天线阵列。

CSI-RS端口的配置基于逻辑天线阵列。逻辑天线阵列与物理天线阵列之间的关系可通过两种典型情况来理解，如图2所示。情况1中，逻辑天线阵列与物理天线阵列的维度相同，二者均为 $N_1 \times N_2$。此时，CSI-RS会分别测量所有物理天线上的完整信道，而根据PMI码本得出的波束成形向量则直接应用于这些天线。情况2中，逻辑天线阵列的维度小于物理阵列，

[3]如果改用水平和垂直极化，由于与接地平面和垂直建筑物的相互作用，这两种极化可能会经历显著不同的衰落特性。

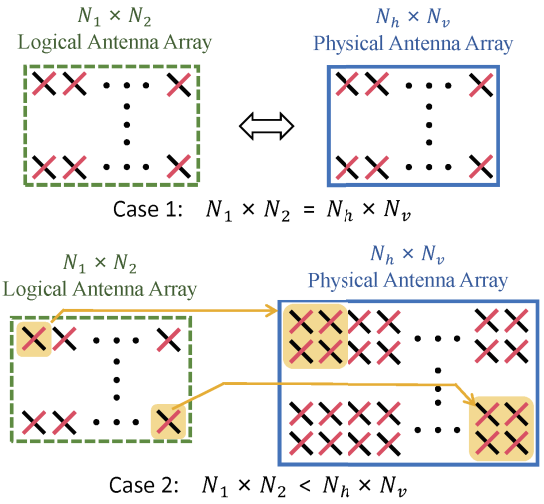

图2：逻辑天线阵列与物理天线阵列。

记为 $N_h \times N_v$，其中 N_h 和 N_v 分别是 N_1 和 N_2 的整数倍。随后，从逻辑天线阵列到物理天线阵列应用一种增加维度的线性映射，称为端口外部波束成形（PEB）。PEB可通过数字、模拟或混合波束成形架构实现。在数字波束成形中，逻辑端口对应虚拟端口，而天线端口为数字端口；在模拟波束成形中，逻辑端口直接实现为数字端口；在混合波束成形中，逻辑端口可以代表数字端口，也可以代表数字端口与数据流之间的虚拟端口。基站自主设计这一映射，将尺寸为 $2N_1N_2$ 的较小逻辑阵列映射到尺寸为 $2N_hN_v$ 的较大物理阵列；协议对此并未作出标准化规定。重要的是，用户设备并不知道这一映射操作。在这种配置下，波束成形CSI-RS测量的是与降维逻辑阵列相关的有效信道，而由PMI得出的波束成形向量则应用于该有效信道。

请注意，CSI-RS端口越多，所需的测量时机就越多；测量时机越多，就意味着需要占用更多资源元素（RE），如附录中的图18所示。在信道估计模型中，通常假设这些资源元素上的信道相同，并通过时分、频分或码分实现多次测量。如果端口数量过多，这一假设可能不再成立，从而降低信道估计的性能。因此，*5G NR*协议定义了逻辑天线阵列，以限制*gNB*支持用于传输*CSI-RS*的端口数量，从而支持更多天线。目前，3GPP Release 18支持的端口数量包括4、8、12、16、24和32。对于每种给定的端口数量，所支持的阵列形状也有限，如图3所示。可以看出，逻辑天线阵列不仅支持UPA，也支持均匀线性阵列（ULA）。

来看一下最基础、最简单的PMI码本，即表

Number of CSI-RS antenna ports	(N1,N2)	CSI Antenna Port Array (Logical Configuration)
4	(2,1)	
8	(2,2)	
	(4,1)	
12	(3,2)	
	(6,1)	
16	(4,2)	
	(8,1)	
24	(4,3)	
	(6,2)	
	(12,1)	
32	(4,4)	
	(8,2)	
	(16,1)	

图3：逻辑天线阵列的支持配置。

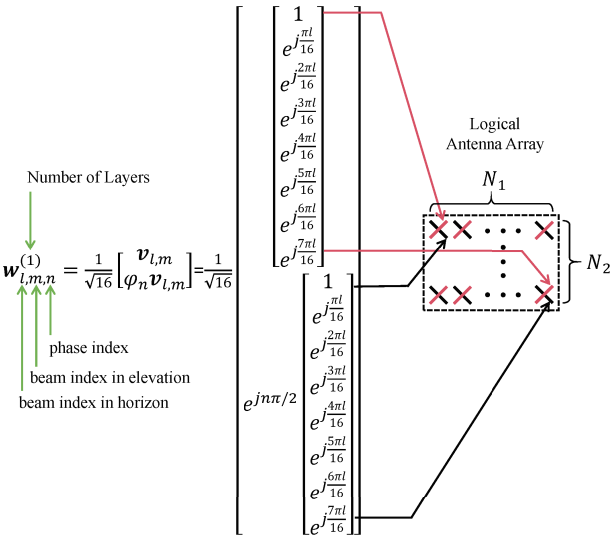

图4：映射到逻辑天线阵列的码本向量。

TS 38.214 的 5.2.2.2.1-5 中用于单数据流的 I型码本，码本向量为

$$\mathbf{w}_{\text{Type I}} = \frac{1}{\sqrt{P_{\text{CSI-RS}}}} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{l,m} \\ \varphi_n \mathbf{v}_{l,m} \end{bmatrix}, \tag{2}$$

其中， $P_{\text{CSI-RS}}$ 为 CSI-RS端口的数量，$\mathbf{v}_{l,m}$ 是适用于一种极化天线的波束， $\varphi_n \mathbf{v}_{l,m}$ 是适用于另一种极化天线的波束，而 φ_n 是两种极化天线之间的相位差。 l, m 是用于从波束集合中选择波束 $\mathbf{v}_{l,m}$ 的索引，具体内容将在第V节详述。令 $\mathbf{H}_1$ 和 $\mathbf{H}_2$ 分别表示两种极化天线上的信道，并假设发射信号为 $s = \sqrt{P_{\text{CSI-RS}}}$，那么用户设备处的接收信号

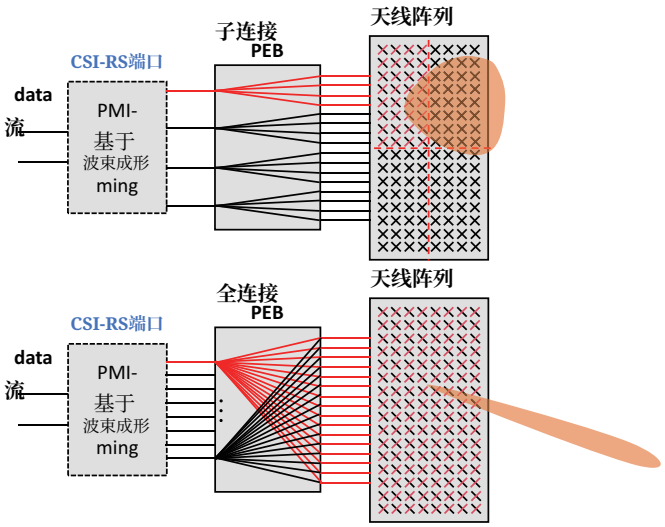

图5：子连接和全连接PEB结构。

可表示为

$$\mathbf{y} = [\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2]\, \mathbf{w}_{\text{Type I}} s = \mathbf{H}_1 \mathbf{v}_{l,m} + \varphi_n \mathbf{H}_2 \mathbf{v}_{l,m}. \tag{3}$$

可以看出，信道$\mathbf{H}_1$ 和$\mathbf{H}_2$ 具有相同的$\mathbf{v}_{l,\ m}$，这意味着它们基本上具有相似的空间结构。换言之，我们认为$\mathbf{v}_{l,\ m}$ 是在信道$\mathbf{H}_1 + \varphi_n \mathbf{H}_2$，下选取的最优波束，其中 φ_n 是两个信道之间用于最大合并的相位差。以这种方式设计码本的根本原因是采用了双极化天线。图4给出了一个 16×1 维I型码本的示例，其中水平逻辑天线单元的数量为 $N_1 = 8$，垂直逻辑天线单元的数量为 $N_2 = 1$。[4] CSI-RS端口总数为$P_{\text{CSI-RS}} = 16$，层数为1。

因此，两种极化的天线组具有相同的维度（$N_1 \times N_2$）和物理位置。因此，它们的信道相似，只需进行相位补偿 φ_n 即可合并功率。

IV. 码本基础

3GPP 码本的核心组成部分是为波束成形矩阵设计的基，其中包括空间域、频域和时域基。这些基分别表示不同的波束、时延抽头和多普勒移位。频域基和时域基只是 DFT 向量，而空间域基则更为复杂，它由基于 PEB 和阵列拓扑的两个基向量的克罗内克积构成。

A. 端口外部波束成形

PEB 决定用户设备使用常规码本还是端口选择码本进行反馈，两者具有不同的空间域基；而阵列拓扑则决定这两个基向量的维度。如图所示

[4]本例中的水平过采样因子为 $O_1 = 4$，垂直过采样因子为 $O_2 = 1$。相关概念将在第V节中详细介绍。

在图5中，PEB可分为子连接结构和全连接结构。在子连接结构中，每个 CSI-RS端口通过 PEB 独立映射到一个子阵列，通常采用 DFT向量映射。PEB 的波束图样可等效视为 CSI-RS端口处的天线辐射图样，因此用户设备测量逻辑天线域信道，并使用常规码本进行反馈。在全连接结构中，每个 CSI-RS端口通过 PEB 映射到整个阵列，映射方式可以采用 DFT向量或信道的奇异向量。该 PEB 使每个 CSI-RS 都能承载一个独立波束；因此，用户设备测量波束域信道，并使用端口选择码本进行反馈。

B. 常规码本基础

首先，我们简要介绍常规码本的空间基，并假设未应用 PEB[5]，，即 CSI-RS端口等同于物理天线端口。考虑一个采用双极化、具有 $2N_HN_V$ 根天线的 UPA，其中N_H 根天线水平排列， N_V 根天线垂直排列，水平波束赋形向量可表示为

$$\mathbf{a}_l = [1, e^{j2\pi\frac{l}{N_H}}, \ldots, e^{j2\pi(N_H-1)\frac{l}{N_H}}]^T, \tag{4}$$

其中 $l = 0, 1, \ldots\ldots, N_H - 1$ 表示不同水平方向的波束索引。注意，这是一列 DFT矩阵。在半波长天线间距下，对于 $l \le N_H/2$ ，波束指向水平方向角 $\arcsin(x)(2l/N_H)$；对于 $l > N_H/2$，波束则指向方向 $\arcsin(x)(2l/N_H - 1)$。类似地，垂直波束赋形向量为

$$\mathbf{u}_m = [1, e^{j2\pi\frac{m}{N_V}}, \ldots, e^{j2\pi(N_V-1)\frac{m}{N_V}}]^T, \tag{5}$$

其中， $m = 0、1、\ldots\ldots、 N_V - 1$ 表示不同垂直方向的波束索引。 $\{\mathbf{a}_l\}_{l=0}^{N_H-1}$（分别为 $\{\mathbf{u}_m\}_{m=0}^{N_V-1}$）称为正交波束组，其中包含水平方向（分别为垂直方向）的正交波束。

在5G码本中，空间域中考虑的波束数量可以超过正交波束的数量，从而实现与实际信道更好的匹配。假设水平方向考虑 O_HN_H 个波束，其中 O_H 称为过采样因子。这些波束可以划分为 O_H 个正交DFT波束组。补充的 $O_H - 1$ 个波束组称为过采样DFT波束组，如图6所示。在这种情况下，水平方向和垂直方向的过采样波束可以分别表示为

$$\hat{\mathbf{a}}_l = [1, e^{j2\pi\frac{l}{N_HO_H}}, \ldots, e^{j2\pi(N_H-1)\frac{l}{N_HO_H}}]^T \tag{6}$$

and

$$\hat{\mathbf{u}}_m = [1, e^{j2\pi\frac{m}{N_VO_V}}, \ldots, e^{j2\pi(N_V-1)\frac{m}{N_VO_V}}]^T, \tag{7}$$

其中 $l = 0、1、\ldots\ldots、 N_HO_H-1, m = 0、1、\ldots\ldots、 N_VO_V-1$，且$O_V$ 为垂直过采样因子。任意水平波束与垂直波束结合后，均可形成用作码本空间基的二维波束，即，

$$\mathbf{v}_{l,m} = \hat{\mathbf{a}}_l \otimes \hat{\mathbf{u}}_m, \tag{8}$$

其中， $\otimes$ 表示克罗内克积算子。如图 6 所示，共有 $O_HO_V = 16$ 组正交基向量，每组包含 $N_HN_V = 16$ 个基向量。每组中的基向量彼此正交，例如图中以绿色标示的基向量。

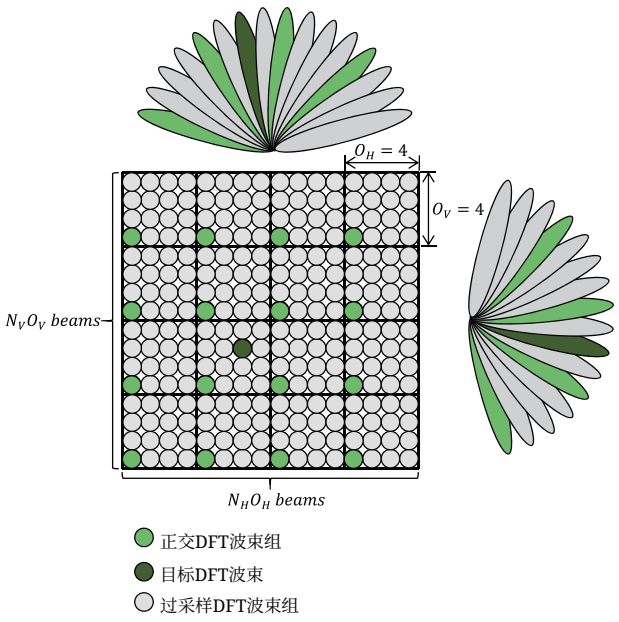

图 6：逻辑天线阵列的支持配置。

对于 Type II 常规码本，用户设备将从选定的正交DFT波束组中选择 L个波束基，并将其线性组合后应用于极化天线。读者可参考第 V-C 节中的图 9，以直观理解该码本的物理含义。这些波束基的索引表示为 $l(i)$ $m(i)$，其中$i = 0, \ldots, L-1$。因此，单数据流的码本向量可表示为

$$\mathbf{w}_{\text{Type II}} = \frac{1}{\sqrt{\beta}} \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^{L-1} a_{1,i}\mathbf{v}_{l(i),m(i)} \\ \sum_{i=0}^{L-1} a_{2,i}\mathbf{v}_{l(i),m(i)} \end{bmatrix}, \tag{9}$$

其中， β 表示功率缩放系数。$a_{1,\,i}$ 和 $a_{2,\,i}$分别表示第 i 个波束在第一和第二极化方向上的加权系数。如果发射信号为 $s = \sqrt{\beta}$，则用户设备应用 $\mathbf{w}_{\text{Type II}}$ 后接收到的信号可写为

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= [\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2]\, \mathbf{w}_{\text{Type II}} s \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} a_{1,i}\mathbf{H}_1\mathbf{v}_{l(i),m(i)} + \sum_{i=0}^{L-1} a_{2,i}\mathbf{H}_2\mathbf{v}_{l(i),m(i)}. \end{aligned} \tag{10}$$

C. 端口选择码本基础

接下来，我们介绍端口选择码本的空间基，并假设采用全连接PEB。这

[5]常规码本面向采用子连接式预编码波束成形器或不采用预编码波束成形器的基站。对于全连接式预编码波束成形器配置，用户设备利用端口选择码本进行预编码矩阵指示反馈。

类码本尤其适用于毫米波通信，其特点是天线数量众多，并采用混合波束成形而非全数字波束成形，以降低功耗和硬件复杂度。全连接PEB架构能够灵活映射逻辑CSI-RS端口与物理天线，因此非常适合同时集成模拟和数字组件的混合波束成形。此外，毫米波传播通常以视距（LoS）路径和少量强散射体为主，因此信道在角度域具有稀疏特性。在全连接PEB架构下，用户设备在该角度域中观测信道；由于信道具有内在的稀疏性，只需选择一部分能量较高的CSI-RS端口，因此较小的 L 就足够了。随后，将选定的端口进行线性组合，形成数据流与CSI-RS端口之间的波束成形向量。这种方法在兼容全连接PEB架构的同时，降低了反馈开销。在这种情况下，波束基就是标准向量基。假设CSI-RS端口的数量为 $P_{\text{CSI-RS}}$，端口选择码本的波束基$\mathbf{p}_d \in \mathbb{R}^{P_{\text{CSI-RS}}/2}$ 可表示为[6]

$$\mathbf{p}_d = \begin{cases} [1,0\ldots,0]^T, & \text{if } d=0, \\ [0,0,\ldots,1]^T, & \text{if } d=\dfrac{P_{\text{CSI-RS}}}{2}-1, \\ [0,\ldots,1,\ldots,0]^T, & \text{otherwise}, \end{cases} \tag{11}$$

其中，$d = 0, 1, .., P_{\text{CSI-RS}}/2 - 1$，波束基$\mathbf{p}_d$在第（$d+1$）个元素处的值为 1，其余元素均为 0。于是，单数据流的码本向量可表示为

$$\mathbf{w}_{\text{Type II}}^{\text{PS}} = \frac{1}{\sqrt{\beta}} \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^{L-1} a_{1,i}\mathbf{p}_{d(i)} \\ \sum_{i=0}^{L-1} a_{2,i}\mathbf{p}_{d(i)} \end{bmatrix}. \tag{12}$$

令$\mathbf{F}$ 表示每种极化上的信道状态信息参考信号全连接PEB，它将信道状态信息参考信号逻辑端口映射到物理天线端口。用户设备估计的有效信道可写为

$$\mathbf{H}_{\text{eff}} = [\mathbf{H}_1\mathbf{F}, \mathbf{H}_2\mathbf{F}], \tag{13}$$

其中，矩阵$\mathbf{F}$ 通常由 DFT 向量构成，即$\mathbf{F} = [\mathbf{v}_0, \mathbf{v}_1, \ldots, \mathbf{v}_{P_{\text{CSI-RS}}-1}]$，其中$\mathbf{v}_n$ 与式（8）一致。若发射信号为$s = \sqrt{\beta}$，则用户设备通过应用$\mathbf{w}_{\text{Type II}}^{\text{PS}}$ 获得的接收信号可写为

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{H}_{\text{eff}}\mathbf{w}_{\text{Type II}}^{\text{PS}} s = [\mathbf{H}_1\mathbf{F}, \mathbf{H}_2\mathbf{F}]\, \mathbf{w}_{\text{Type II}}^{\text{PS}} s \\ &= \mathbf{H}_1[\mathbf{v}_0, \mathbf{v}_1, \ldots, \mathbf{v}_{P_{\text{CSI-RS}}-1}] \sum_{i=0}^{L-1} a_{1,i}\mathbf{p}_{d(i)} \\ &\quad + \mathbf{H}_2[\mathbf{v}_0, \mathbf{v}_1, \ldots, \mathbf{v}_{P_{\text{CSI-RS}}-1}] \sum_{i=0}^{L-1} a_{2,i}\mathbf{p}_{d(i)} \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} a_{1,i}\mathbf{H}_1\mathbf{v}_{d(i)} + \sum_{i=0}^{L-1} a_{2,i}\mathbf{H}_2\mathbf{v}_{d(i)}, \end{aligned} \tag{14}$$

其中为简洁起见省略了噪声。比较式（10）和式（14）可知，常规码本和端口选择码本在数据传输中发挥相同的作用。前者直接从数据流生成 DFT 波束的组合，并将其映射到天线端口；后者则在 PEB 中选择 DFT 波束的组合，即从 CSI-RS端口映射到物理天线端口。

V. 5G码本演进

我们以最简单的单流反馈假设为基础，介绍了 Type I 和 Type II 的基本框架与空间基，旨在帮助读者快速掌握码本的核心概念。在 3GPP 码本协议中，码本还考虑了其他方面，例如多流反馈、幅度量化、相位量化、子带量化、最强系数的指定、位图限制等。此外，自 3GPP Release 15 首次推出 Type I 和 Type II 码本以来，后续版本进一步升级了 Type II 码本。例如，Release 16 针对常规和端口选择情形引入了增强型 II 类码本，该码本面向频谱基设计，并支持对不同子带上的波束成形向量进行压缩反馈。Release 17 对协议进行了更新，加入进一步增强型端口选择Type II码本，取消了只能选择连续端口的限制，允许自由选择端口，并进一步增强了频域压缩。Release 18 提出了预测 PMI 的增强型 II 类码本，通过设计时间基，支持在移动场景中基于预测反馈未来的波束成形向量。这些码本均在 3GPP TS 38.214 5.2.2.2 中介绍，但协议文档并未阐释这些码本更深层次的意义及其设计动机。在以下各小节中，我们将定义并解释协议码本中使用的各个符号，描述其设计思路和物理意义，以便读者获得更深入的理解。

A. R15 Type I 常规码本模式 *1*

3GPP Release 15 中的码本是 5G 时代首个标准化码本，全面定义了 Type I 和 Type II 码本的结构。Type I 仅包含常规码本，不包括端口选择码本。不过，根据不同子带的反馈行为，Type I 进一步分为码本模式 1 和模式 2。与 Type II 相比，Type I 的主要特点是只选择一个波束。如果该波束在整个带宽部分（BWP）内保持一致，则用户设备使用模式 1 进行反馈；否则，使用模式 2 进行反馈。Type I 码本支持 1 至 8 个数据流。协议为每种数据流数量规定了专用码本表。如果数据流数量超过 3，协议便不再区分模式 1 和模式 2，而是将二者统称为模式 1-2[7] 。协议中两个数据流对应的 Type I 常规码本模式 1 的表达式见表 I，其参数在表II中解释。

[6]在 3GPP协议中，端口选择码本的空间基表示为$\mathbf{v}_d$。为避免与常规码本的空间基混淆，本小节暂时用$\mathbf{p}_d$ 表示空间基。

[7]基于码本的设计理念，作者认为模式 1-2 是模式 1 的扩展。

表 I R15类型I码本模式1（TS 38.214 表 5.2.2.2.1-6）

码本模式 = 1			
$i_{1,1}$	$i_{1,2}$	i_2	
$0, 1, \cdots, N_1O_1 - 1$	$0, 1, \cdots, N_2O_2 - 1$	$0, 1$	$\mathbf{W}^{(2)}_{i_{1,1},i_{1,1}+k_1,i_{1,2},i_{1,2}+k_2,i_2}$
预编码矩阵：$\mathbf{W}^{(2)}_{l,l',m,m',n} = \frac{1}{\sqrt{2P_{\text{CSI-RS}}}} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{l,m} & -\varphi_n\mathbf{v}_{l',m'} \\ \varphi_n\mathbf{v}_{l,m} & \mathbf{v}_{l',m'} \end{bmatrix}$。			

个数据流的表达式见表 I，其中的参数在表II中解释。

实际反馈给 gNB 的 PMI 参数为 $i_1 = [i_{1,1}, i_{1,2}, i_{1,3}]$ 和 i_2，它们决定了 l、l'、m、m'以及 $n\,\mathbf{W}^{(2)}_{l\,l'}$、$m$、$m'$、$n$ 中的取值。逻辑天线阵列 $N_1 \times N_2$的大小和过采样大小 $O_1 \times O_2$由更高层的 RRC 配置。然后，如表 I 所示，具体的对应关系可表示为

$$\mathbf{W}^{(2)}_{i_{1,1},i_{1,1}+k_1,i_{1,2},i_{1,2}+k_2,i_2} = \mathbf{W}^{(2)}_{l,l',m,m',n}, \tag{15}$$

其中

$$\begin{aligned} &i_{1,1} \in \{0, 1, \ldots, N_1O_1 - 1\}, \\ &i_{1,2} \in \{0, 1, \ldots, N_2O_2 - 1\}, \\ &i_{1,3} \in \{0, 1, 2, 3\},\ i_2 \in \{0, 1\}. \end{aligned} \tag{16}$$

在式 (15) 中可以看到，$i_{1,\,3}$ 并未显式出现；但是，k_1 和 k_2 通过 $i_{1,\,3}$ 指示。它在表中定义[8]，，例如 TS 38.214 表 5.2.2.2.1-3 或 5.2.2.2.1-4。根据码本矩阵，每一列都表示用于各数据流的波束成形向量。显然，一对极化所采用的波束相同，仅相位因子不同，即

$$\varphi_n = e^{j\pi n/2},\ \ n = i_2 \in \{0, 1\}. \tag{17}$$

这两个数据流使用不同的波束，即$\mathbf{v}_{l,\,m}$ 和$\mathbf{v}_{l',\,m'}$。第一个数据流的波束索引由 l 和 m指示，而第二个数据流的波束索引则由l' 和 m'指示。值得注意的是，l 和 m 直接从 $N_1O_1 \times N_2O_2$ 预定义波束中选出，而 l' 和 m' 则由相对于第一个数据流波束索引的偏移量 k_1 和 k_2 指示。$N_1O_1 \times N_2O_2$ 预定义波束由以下公式给出

$$\mathbf{v}_{l,m} = \left[\mathbf{u}_m,\ e^{j\frac{2\pi l}{O_1N_1}}\mathbf{u}_m,\ \cdots,\ e^{j\frac{2\pi l(N_1-1)}{O_1N_1}}\mathbf{u}_m\right]^T, \tag{18}$$

其中 $l = 0$、1、$\ldots$、$N_1O_1 - 1$和 $m = 0$、1、$\ldots$、$N_2O_2 - 1$其中

$$\mathbf{u}_m = \left[1,\ e^{j\frac{2\pi m}{O_2N_2}},\ \cdots,\ e^{j\frac{2\pi m(N_2-1)}{O_2N_2}}\right]. \tag{19}$$

上述内容基本上支持基于码本的波束成形矩阵报告，但 3GPP 标准还考虑了多用户传输中的干扰和调度问题，并进一步限制了预编码矩阵指示反馈。这里的一个关键概念是位图和比特序列。在空间波束选择过程中，可通过位图指示 $N_1O_1 \times N_2O_2$ 波束基，即

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} v_{0,0} & v_{0,1} & \cdots & v_{0,N_2O_2-1} \\ v_{1,0} & v_{1,1} & \cdots & v_{1,N_2O_2-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ v_{N_1O_1-1,0} & v_{N_1O_1-1,1} & \cdots & v_{N_1O_1-1,N_2O_2-1} \end{bmatrix},$$

其中$v_{l,\ m} \in \{0, 1\}$ 与波束$\mathbf{v}_{l,\ m}$相关联。位图中的零值表示码本中不允许使用相应的波束。比特序列$\mathbf{a} = [a_0, a_1, \ldots, a_{N_1O_1N_2O_2-1}]^T$通过以下方式从位图中提取

$$\mathbf{a} = \text{vec}(\mathbf{V}^T), \tag{20}$$

其中，$a_{N_2O_2l+m}$ 与波束$\mathbf{v}_{l,m}$相关联。该比特序列会限制特定方向上的波束，从而避免对特定用户（例如信号较弱的用户或优先用户）或其他基站造成干扰。另有一个用于数据流限制的比特序列，表示为

$$\mathbf{r} = [r_0, r_1, \ldots, r_7]^T, \tag{21}$$

其中，r_0 是最低有效位（LSB），r_7 是最高有效位（MSB）。当 r_i 设为零时，禁止对任何对应于 $i+1$ 个数据流的预编码器进行PMI上报。例如，如果比特序列为$\mathbf{r} = [1, 1, 0, 1, 0, 0, 0, 0]^T$，则表示PMI仅支持用于1流、2流和4流传输的预编码器。

B. R15 Type I 常规码本模式 *2*

在R15 Type I 常规码本模式 1中，整个带宽内的预编码向量采用相同的波束基，但可通过PMI 参数 i_2为不同子带配置不同的极化相位，如式（17）所示。为使子带级预编码向量具有更高的灵活性，码本模式 2引入了一种新机制，可通过PMI 参数 i_2同时改变不同子带的波束基和极化相位。具体而言，码本模式 2中的波束选择分为两个步骤。第一步，使用索引 i_1 中的两个索引参数$i_{1,1}$ 和$i_{1,2}$，选择一个包含4个波束的波束组。第二步，使用参数 i_2 从该组中选择一个特定波束。值得注意的是，参数 i_2 还提供了相位调整选项，可在最终确定波束选择时使用。

协议中针对两个数据流的 Type I 常规码本模式 2 的表达式见表IV。

[8]表 III 展示了 i_3 到 k_1 和 k_2 的部分映射。

表II I型码本中的参数。

参数	解释
N_1, N_2	水平和垂直方向上的天线数量 分别表示维度。
O_1, O_2	水平和垂直方向的过采样因子， 分别。
$P_{\text{CSI-RS}}$	CSI-RS端口的数量，等于 $2N_1N_2$。
$\mathbf{v}_{l,m}$	第一个数据流的波束基。
$\mathbf{v}_{l',m'}$	第二个数据流的波束基。
l	第一个数据流中选定波束的水平索引 数据流。
l'	所选波束在 第二个数据流中的水平索引。
m	第一个数据流中选定波束的垂直索引 数据流。
m'	第二个数据流中选定波束的垂直索引 数据流。
k_1	该波束水平索引的偏移量，相对于 第二个数据流中的波束与第一个数据流中的波束相比 数据流。
k_2	波束的垂直索引相对于 第一条数据流中的波束，第二条数据流中的 数据流。
i_1	一个包含 3 个元素 $i_{1,\ 1}$、 $i_{1,\ 2}$ 和 $i_{1,\ 3}$的 PMI 向量， 由 UE 上报。
$i_{1,1}$	确定所用波束的水平索引 第一数据流和水平索引基准 用于第二数据流。
$i_{1,2}$	确定以下所用波束的垂直索引 第一数据流和垂直索引基准 用于第二数据流。
$i_{1,3}$	确定所用波束索引的偏移量 相对于索引基准的第二个数据流。
i_2	确定码本模式 1 和模式 2 中的参数 {v1}，并且还确定波束 码本模式 2 中的波束基。
n	极化相位索引。
φ_n	两个.....之间的极化相位系数 极化天线组。
$\mathbf{u}_m$	垂直方向的 N_2 信道状态信息- RS端口的阵列响应向量，以及 水平方向的 N_1 信道状态信息参考信号端口的阵列 响应向量构成空间波束基$\mathbf{v}_{l,\ m}$。

与表 I 相比，主要区别在于索引参数$i_{1,\ 1}$、 $i_{1,\ 2}$和 i_2 的取值范围变为

$$\begin{aligned} i_{1,1} &\in \{0,1,\ldots,N_1O_1/2-1\},\\ i_{1,2} &\in \{0,1,\ldots,N_2O_2/2-1\},\\ i_2 &\in \{0,1,\ldots,7\}. \end{aligned} \tag{22}$$

也就是说，索引参数 $i_{1,\ 1}$ 和 $i_{1,\ 2}$ 不再表示波束基，而是表示数量较少的波束组基。索引 i_2 表示所选组内的波束基及相应的极化相位。如图8所示，由两个水平波束和两个垂直波束构成的波束组总共形成四个波束。该

波束组的索引可由宽带 PMI 参数 $i_1=[i_{1,1},i_{1,2}]$ 指示。索引 i_1 选定波束组后， i_2 完成不同子带的波束选择。

表 III $i_{1,\ 3}$ 到 k_1 和 k_2 的映射

$i_{1,3}$	$N_1>N_2>1$		$N_1=N_2$		$N_1>2,\ N_2=1$	
	k_1	k_2	k_1	k_2	k_1	k_2
0	0	0	0	0	0	0
1	O_1	0	O_1	0	O_1	0
2	0	O_2	0	O_2	$2O_1$	0
3	$2O_1$	0	O_1	O_2	$3O_1$	0

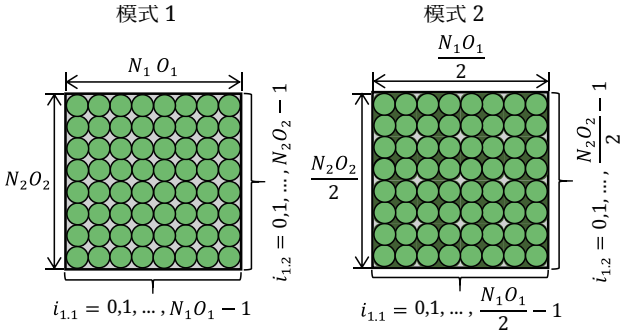

图 7：I 型码本——模式 1 和模式 2 示意图。

从表中可以看出， i_2 的取值范围为 0 到 7，共有 8 个值。在此范围内，有 4 个偶数和 4 个奇数，分别对应极化相位系数的两个取值：0 和 1。换言之，当 i_2 为偶数时，极化相位系数 n 等于 0；当 i_2 为奇数时，极化相位系数 n 等于 1。4 个偶数或奇数值分别代表波束组中的 4 个波束。通过这一过程，索引 i_2 取值 0 到 7，即可完成极化相位系数的报告和波束组内的波束选择。图 7 展示了 Type I 码本的模式 1 和模式 2。

C. R15 II 型常规码本

Type II 码本又称为高精度码本。这体现在单极化波束成形不再是单个 DFT 波束，而是通过对 $L\in\{2,3,4\}$ DFT 波束基进行加权组合得到。不同极化的波束成形使用相同的 DFT 波束基，但组合权重可以不同。因此，在波束基所张成的空间内，波束成形向量可以线性无关，而不是像 I 型码本中那样，仅存在相位差的平行向量。

协议中 Type II 常规码本的表达式见表 V。与 Type I 类似，波束基从两个维度（水平和垂直）上对 $N_1\times N_2$ 个正交 DFT 波束进行 $O_1\times O_2$ 过采样后选取，得到 $N_1O_1\times N_2O_2$ 个预定义波束，即:

$$\mathbf{v}_{m_1,m_2}=\left[\mathbf{u}_{m_2},\ e^{j\frac{2\pi m_1}{O_1N_1}}\mathbf{u}_{m_2},\ \cdots,\ e^{j\frac{2\pi m_1(N_1-1)}{O_1N_1}}\mathbf{u}_{m_2}\right]^T, \tag{23}$$

where $m_1=0,1,\ldots,N_1O_1-1$ and $m_2=0,1,\ldots,N_2O_2-1$ with

$$\mathbf{u}_{m_2}=\left[1,\ e^{j\frac{2\pi m_2}{O_2N_2}},\ \cdots,\ e^{j\frac{2\pi m_2(N_2-1)}{O_2N_2}}\right]. \tag{24}$$

表IV R15 Type I 常规码本模式 2（TS 38.214 表 5.2.2.2.1-6）

码本模式 = 2, $N_2 > 1$			
$i_{1,1}$	$i_{1,2}$	i_2 **0**	i_2 **1**
$0, 1, \cdots, \frac{N_1 O_1}{2} - 1$	$0, 1, \cdots, \frac{N_2 O_2}{2} - 1$	$\mathbf{W}^{(2)}_{2i_{1,1},\ 2i_{1,1}+k_1,\ 2i_{1,2},\ 2i_{1,2}+k_2 0}$	$\mathbf{W}^{(2)}_{2i_{1,1},\ 2i_{1,1}+k_1, 2i_{1,2},\ 2i_{1,2}+k_2 1}$
$i_{1,1}$	$i_{1,2}$	i_2 **2**	i_2 **3**
$0, 1, \cdots, \frac{N_1 O_1}{2} - 1$	$0, 1, \cdots, \frac{N_2 O_2}{2} - 1$	$\mathbf{W}^{(2)}_{2i_{1,1}+1,2i_{1,1}+1+k_1,\ 2i_{1,2},\ 2i_{1,2}+k_2,\ 0}$	$\mathbf{W}^{(2)}_{2i_{1,1}+1,\ 2i_{1,1}+1+k_1,\ 2i_{1,2},\ 2i_{1,2}+k_2,\ 1}$
$i_{1,1}$	$i_{1,2}$	i_2 **4**	i_2 **5**
$0, 1, \cdots, \frac{N_1 O_1}{2} - 1$	$0, 1, \cdots, \frac{N_2 O_2}{2} - 1$	$\mathbf{W}^{(2)}_{2i_{1,1},\ 2i_{1,1}+k_1,\ 2i_{1,2}+1,\ 2i_{1,2}+1+k_2,\ 0}$	$\mathbf{W}^{(2)}_{2i_{1,1},\ 2i_{1,1}+k_1,\ 2i_{1,2}+1,\ 2i_{1,2}+1+k_2,\ 1}$
$i_{1,1}$	$i_{1,2}$	i_2 **6**	i_2 **7**
$0, 1, \cdots, \frac{N_1 O_1}{2} - 1$	$0, 1, \cdots, \frac{N_2 O_2}{2} - 1$	$\mathbf{W}^{(2)}_{2i_{1,1}+1,\ 2i_{1,1}+1+k_1,\ 2i_{1,2}+1,\ 2i_{1,2}+1+k_2,\ 0}$	$\mathbf{W}^{(2)}_{2i_{1,1}+1,\ 2i_{1,1}+1+k_1,\ 2i_{1,2}+1,\ 2i_{1,2}+1+k_2,\ 1}$
预编码矩阵：$\mathbf{W}^{(2)}_{l,\ l',\ m,\ m',\ n} = \frac{1}{\sqrt{2P_{\text{CSI-RS}}}} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{l,m} & \mathbf{v}_{l',\ m'} \\ \varphi_n \mathbf{v}_{l,\ m} & -\varphi_n \mathbf{v}_{l',\ m'} \end{bmatrix}$。			

表 V R15 II 型常规码本（TS 38.214 表 5.2.2.2.4-1）

层	
$v = 1$	$\mathbf{w}^{(1)}_{q_1,q_2,n_1,n_2,p^{(1)}_1,p^{(2)}_1,i_{2,1,1}} = \mathbf{w}^{1}_{q_1,q_2,n_1,n_2,p^{(1)}_1,p^{(2)}_1,i_{2,1,1}}$
$v = 2$	$\mathbf{W}^{(2)}_{q_1,q_2,n_1,n_2,p^{(1)}_1,p^{(2)}_{1,i_{2,1,1}},p^{(1)}_2,p^{(2)}_{2,i_{2,1,2}}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{w}^{1}_{q_1,\ q_2,\ n_1,\ n_2,\ p^{(1)}_1,p^{(2)}_{1,i_{2,1,1}}} & \mathbf{w}^{2}_{q_1,\ q_2,\ n_1,\ n_2,\ p^{(1)}_2,p^{(2)}_{2,i_{2,1,2}}} \end{bmatrix}$
预编码向量：$\mathbf{w}^{l}_{q_1,q_2,n_1,n_2,p^{(1)}_l,p^{(2)}_l,c_l} = \frac{1}{\sqrt{N_1 N_2 \sum_{i=0}^{2L-1} (p^{(1)}_{l,i} p^{(2)}_{l,i})^2}} \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^{L-1} \mathbf{v}_{m_{(i)1},\ m_{(i)2}} p^{(1)}_{l,\ i} p^{(2)}_{l,\ i} \varphi_{l,\ i} \\ \sum_{i=0}^{L-1} \mathbf{v}_{m_{(i)1},\ m_{(i)2}} p^{(1)}_{l,\ i+L} p^{(2)}_{l,\ i+L} \varphi_{l,\ i+L} \end{bmatrix}$，$l = 1, 2$。	

N_1 和 N_2 的值通过高层参数 *n1-n2-codebookSubsetRestriction* 配置。O_1 和 O_2 的值与 N_1 和 N_2 的值相关，如表 VI 所示。由于使用了两种极化天线，CSI-RS端口数量 $P_{\text{CSI-RS}}$ 等于 $2N_1N_2$，其中 $P_{\text{CSI-RS}} \in \{4, 8, 12, 24, 32\}$.。支持的层数 v 属于集合 $\{1, 2\}$，层数表示数据流的数量。因此，用户设备不应报告大于 2 的 RI。令 $\mathbf{v}_{m_1^{(i)},m_2^{(i)}}$ 表示式（23）中的第 i 个选定波束。基于上述波束基的预编码矩阵可写为

$$\mathbf{w}^{l}_{q_1,q_2,n_1,n_2,p_l^{(1)},p_l^{(2)},c_l} = \frac{1}{\sqrt{\beta_l}} \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^{L-1} a^1_{l,i} \cdot \mathbf{v}_{m_1^{(i)},m_2^{(i)}} \\ \sum_{i=0}^{L-1} a^2_{l,i} \cdot \mathbf{v}_{m_1^{(i)},m_2^{(i)}} \end{bmatrix}, \tag{25}$$

其中，$\beta_l = N_1 N_2 \sum_{i=0}^{2L-1} (p_{l,\ i}^{(1)} p_{l\ i}^{(2)})_2$ 是功率缩放系数，$a^1_{l,\ i} = p_{l\ ,\ i}^{(1)} p_{l\ ,\ i}^{(2)} \varphi_{l,\ i}$ 是第一极化方向的波束基组合权重；而 $a^2_{l,\ p^{(1)}_{l\ i+L} p^{(2)}_{l\ i+L} \varphi_{l\ i+L}}$、、、是波束基在第二极化方向上的组合权重。参数 $p_l^{(1)}$ 和 $p_l^{(2)}$ 分别表示数据流数量$l \in \{1, 2\}$对应的宽带幅度系数和子带幅度系数。二者都是长度为 $2L$ 的向量，即：

$$\begin{aligned} p_l^{(1)} &= [p_{l,0}^{(1)}, p_{l,1}^{(1)}, \ldots, p_{l,2L-1}^{(1)}], \\ p_l^{(2)} &= [p_{l,0}^{(2)}, p_{l,1}^{(2)}, \ldots, p_{l,2L-1}^{(2)}], \end{aligned} \tag{26}$$

其中，$L \in \{2, 3, 4\}$ 的值由高层参数 numberOfBeams 配置。用户设备配置的高层参数 subbandAmplitude 可设为 true 或 false。后者表示，对于所有 l 和 i，均有 $p_l^{(2)}{}_{,\ i} = 1$。$p_l^{(1)}$ 由指示符 $i_{1,4,l}$ 报告，而 $p_l^{(2)}$ 由指示符 $i_{2,2,l}$ 报告。每个向量的前 L 个阵元决定所选 L 个波束在第一极化方向上、第 l 个数据流的幅度系数，而最后 L 个阵元则决定其在第二极化方向上的幅度系数。幅度系数指示符 $i_{1,4,l}$ 和 $i_{2,2,l}$

表 VI (N_1, N_2) 和 (O_1, O_2) 的支持的配置

$P_{\mathrm{CSI-RS}}$	(N_1, N_2)	(O_1, O_2)
4	(2,1)	(4,1)
8	(2,2)	(4,4)
	(4,1)	(4,1)
12	(3,2)	(4,4)
	(6,1)	(4,1)
16	(4,2)	(4,4)
	(8,1)	(4,1)
24	(4,3)	(4,4)
	(6,2)	(4,4)
	(12,1)	(4,1)
32	(4,4)	(4,4)
	(8,2)	(4,4)
	(16,1)	(4,1)

由.....组成

$$\begin{aligned} i_{1,4,l} &= \left[k_{l,0}^{(1)}, k_{l,1}^{(1)}, \ldots, k_{l,2L-1}^{(1)}\right],\ k_{l,i}^{(1)} \in \{0,1,\ldots,7\}, \\ i_{2,2,l} &= \left[k_{l,0}^{(2)}, k_{l,1}^{(2)}, \ldots, k_{l,2L-1}^{(2)}\right],\ k_{l,i}^{(2)} \in \{0,1\}. \end{aligned} \tag{27}$$

从 $k_{l\ i}^{(1)}$,到幅度系数 $p_{l\ i}^{(1)}$,的映射见表VII，而从 $k_{l\ i}^{(2)}$,到幅度系数 $p_{l\ i}^{(2)}$,的映射见表 VIII。可以看出，预编码矩阵指示（PMI）并不直接指示数值，而是指向表中与这些数值对应的索引，从而减少反馈开销。此外，宽带幅度系数需要 3 位指示，而子带幅度系数仅需 1 位。这种结合宽带与子带指示的混合方法，旨在兼顾反馈精度与开销。参数 $\varphi_{l,i}$ 表示第 l 个数据流在第 i 个波束基上的子带相位系数。相位系数指示符如下所示

$$i_{2,1,l} = [c_{l,0}, c_{l,1}, \ldots, c_{l,2L-1}], \tag{28}$$

以及从 $c_{l,\ i}$ 到$\varphi_{l,\ i}$ 的映射为

$$\varphi_{l,i} = e^{j2\pi c_{l,i}/N_{\mathrm{PSK}}}, \tag{29}$$

其中，$N_{\mathrm{PSK}} \in \{4,8\}$ 由高层参数 *phaseAlphabetSize* 配置。

公式 (27) 和 (28) 展示了用户设备如何通过预编码矩阵指示反馈，上报 (25) 中 L 波束的组合权重，即 $a_{l,\ i}^{1} = p_{l}^{(1)}{}_{,\ i}\, p_{l}^{(2)}{}_{,\ i}\varphi_{l,\ i}$ 和 $a_{l,\ i}^{2} = p_{l}^{(1)}{}_{,\ i+L} p_{l}^{(2)}{}_{,\ i+L}\varphi_{l,\ i+L}$，其中 i =0、1、.....、$L-1$。此前，用户设备还必须告知 gNB 选中了哪些 L 波束。为减少波束指示的开销，该过程分为两个步骤，如图8所示。

表VII $i_{1,\ 4,\ l}$的阵元映射： $k_{l\ i}^{(1)}$，到 $p_{l\ i}^{(1)}$，

$k_{l,i}^{(1)}$	$p_{l,i}^{(1)}$
0	0
1	$\sqrt{1/64}$
2	$\sqrt{1/32}$
3	$\sqrt{1/16}$
4	$\sqrt{1/8}$
5	$\sqrt{1/4}$
6	$\sqrt{1/2}$
7	1

表 VIII $i_{2,\ 2,\ l}$的阵元映射： $k_{l\ i}^{(2)}$，到 $p_{l\ i}^{(2)}$，

$k_{l,i}^{(2)}$	$p_{l,i}^{(2)}$
0	$\sqrt{1/2}$
1	1

这种方法将$\mathbf{v}_{m_1^{(i)},\ m_2^{(i)}}$ 的波束索引表示为

$$\begin{aligned} m_1^{(i)} &= O_1 n_1^{(i)} + q_1, \\ m_2^{(i)} &= O_2 n_2^{(i)} + q_2, \end{aligned} \tag{30}$$

其中

$$\begin{aligned} q_1 &\in \{0,1,\ldots,O_1-1\}, \\ q_2 &\in \{0,1,\ldots,O_2-1\}, \\ n_1^{(i)} &\in \{0,1,\ldots,N_1-1\}, \\ n_2^{(i)} &\in \{0,1,\ldots,N_2-1\}. \end{aligned} \tag{31}$$

在步骤1中，用户设备使用 q_1和 q_2（即水平和垂直索引）选择一个正交波束组；图8中不同颜色的波束表示不同的正交波束组。在步骤2中，用户设备使用水平和垂直索引 $n_1^{(i)}$ 和 $n_2^{(i)}$，在选定波束组内选择 L 个波束。选定波束组及其相关波束由$i_{1,\ 1}$ 和$i_{1,\ 2}$标识，即，

$$i_{1,1} = [q_1, q_2], \quad i_{1,2} \in \{0,1,\ldots,C(N_1N_2,L)-1\}, \tag{32}$$

其中，$C(x,\ y)$的取值见38.214表5.2.2.2.3-1。事实上，$C(x,\ y)$表示从包含 y 个阵元的集合中选取 x 个阵元的方式数，也可以通过以下公式计算

$$C(x,y) = \frac{x!}{y!(x-y)!},\ \ x > y. \tag{33}$$

可以看出，$i_{1,2}$ 并不单独指示 L 波束的索引，而是指示波束组合的索引。这种方法可以减少反馈开销。当基站接收到$i_{1,2}$时，需要根据协议中预先定义的算法，从中恢复 $\{n_1^{(i)}, n_2^{(i)}\}_{i=0}^{L-1}$，如算法 1 所示。

算法 1 将 $i_{1,\ 2}$ 映射到 $\{n_1^{(i)}, n_2^{(i)}\}_{i=0}^{L-1}$

输入： L，N_1，N_2，$i_{1,\ 2}$

初始化： $s_{-1} = 0$
对于 $i = 0\,1, \ldots, L-1$ **执行**
  找到最大的 $x^* \in \{L-1-i, \ldots, N_1N_2-1-i\}$ 使得 $i_{1\quad,2} - s_{i-1} \geq C(x^*,\ L-i)$。
  $e_i = C(x^*,\ L-i)$
  $s_i = s_{i-1} + e_i$
  $n^{(i)} = N_1N_2 - 1 - x^*$
  $n_1^{(i)} =$ 模 N_1
  $n_2^{(i)} = \left(n^{(i)} - n_1^{(i)}\right)/N_1$
结束循环
输出： $\{n_1^{(i)}, n_2^{(i)}\}_{i=0}^{L-1}$

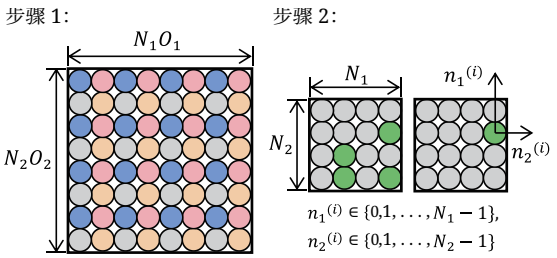

图8：Type II 常规码本中的波束指示。

算法 1 展示了在一组特定规则下，L 波束组合类型与其索引之间的映射关系。这种映射并非唯一；因此，算法 1 只是 3GPP协议采用的一种算法，并非将$i_{1,2}$ 映射到 $\{n_1^{(i)}, n_2^{(i)}\}_{i=0}^{L-1}$ 的唯一算法。

现在，我们已经介绍了如何通过反馈 PMI 来构造预编码矩阵。总而言之，指示符i_1 负责报告选定波束的索引、每层最强系数的位置以及宽带幅度系数。指示符 i_2 负责报告子带幅度系数和相位系数的索引。当前协议支持反馈RI值 $v \in \{1,2\}$，其中对应于 v 的每个PMI值由以下公式给出：

$$i_1 = \begin{cases} [i_{1,1}\ \ i_{1,2}\ \ i_{1,3,1}\ \ i_{1,4,1}], & v=1, \\ [i_{1,1}\ \ i_{1,2}\ \ i_{1,3,1}\ \ i_{1,4,1}\ \ i_{1,3,2}\ \ i_{1,4,2}], & v=2, \end{cases}$$

$$i_2 = \begin{cases} [i_{2,1,1}], & \text{SA} = \text{false},\ v=1, \\ [i_{2,1,1}\ \ i_{2,1,2}], & \text{SA} = \text{false},\ v=2, \\ [i_{2,1,1}\ \ i_{2,2,1}], & \text{SA} = \text{true},\ v=1, \\ [i_{2,1,1}\ \ i_{2,2,1}\ \ i_{2,1,2}\ \ i_{2,2,2}], & \text{SA} = \text{true},\ v=2, \end{cases}$$

其中，SA表示高层参数 子带幅度，可设置为 true 或 false。可以观察到，$i_{1,\ 1}$ 和 $i_{1,\ 2}$ 独立于层，即不存在诸如 $i_{1,\ 1,\ l}$ 和 $i_{1,\ 2,\ l}$这样的参数，其中 $l = 1,\ 2$。这表明，不同层之间会选用一组共同的波束基，并利用不同的组合系数生成正交预编码向量，如图9所示。

总而言之，除了 $i_{1,3,l},\ \ l = 1,2$ 之外，我们已经介绍了所有 PMI 参数。该参数用于指示层l上的最强系数，旨在减少反馈开销并对幅度进行

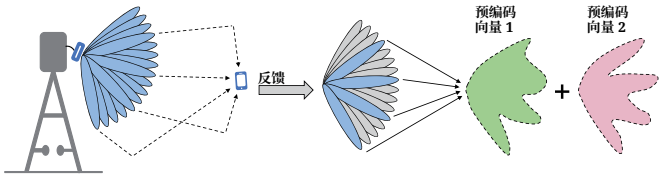

图 9：Type II 常规码本生成的预编码向量。

缩放归一化。因此，指示符 $k_{l\ i_1}^{(1)}{}_{,,3,l} = 7$，$k_{l\ i_1}^{(2)}{}_{,,3,l} = 1$和 $c_{l,i_{1,3,}}{}_{l} = 0$的默认值会采用相应设定，而对于$l = 1,\ldots,v$，则不会报告这些参数。为进一步减少反馈开销，3GPP协议中提出了多种策略。例如，当 SA 设置为 false 时，对于所有 l 和 i，不报告 $k_l^{(2)}{}_{,\ i} = 1$ 和 $i_{2\,2\,l}{}_{,,}$，而子带仅报告相位信息。当 SA 设置为 true 时，也采用以下原则来减少开销：

- 不报告与最强系数对应的波束的子带幅度。
- 当关联的宽带幅度为零时，不报告子带幅度和相位。
- 对于 $L = 2$ 或 3，每层报告的子带幅度数量不超过 4。
- 当 $L = 4$ 时，每层报告的子带幅度数量不超过 6。

设 M_l 为满足 $k_l^{(1)}{}_{,4,l\,i} > 0$ 的 $i_{1,4,l}$ 阵元数量。那么，对于 $l = 1,\ldots,v$，与最强的 $\min\left(M_l, K^{(2)}\right) - 1$ 个系数（不包括 $i_{1,3,l}$ 指示的最强系数）对应的 $i_{2,2,l}$ 和 $i_{2,1,l}$ 阵元将被报告，其中

$$\begin{aligned} &k_{l,i}^{(2)} \in \{0,1\}, \quad c_{l,i} \in \{0,1,\ldots,N_{\text{PSK}}-1\}, \\ &K^{(2)} = 4 \text{ if } L = 2,3; \quad K^{(2)} = 6 \text{ if } L = 4, \end{aligned} \tag{34}$$

其中 $K^{(2)}$ 是每层报告的子带幅度的最大允许数量。$i_{2,2,l}$的其余 $2L - \min\left(M_l, K^{(2)}\right)$ 个阵元不予报告，并设为 $k_l^{(2)}{}_{,\ i} = 1$。$i_{2,1,l}$中对应于最弱的 $M_l - \min\left(M_l, K^{(2)}\right)$ 个非零系数的元素将予以报告，其中 $c_{l,i} \in \{0,1,2,3\}$。$i_{2,1,l}$ 的其余 $2L - M_l$ 个元素不予报告，并设为 $c_{l,i} = 0$。

在 I型码本中，有一个比特序列 $\mathbf{a}$ （见 (20)）用于限制预编码向量中使用的波束。在 Type II 码本中，有一个联合波束和功率限制序列 $B = B_1B_2$ （串接），它首先使用 11 位位图选择 4 个波束组，即

$$B_1 = b_1^{(10)} b_1^{(9)} \ldots b_1^{(0)}, \tag{35}$$

然后限制所选波束组中每个波束允许的最大功率值，并附加一个包含 $8N_1N_2$ 位的位图，即，

$$\begin{aligned} B_2 &= B_2^{(0)} B_2^{(1)} B_2^{(2)} B_2^{(3)}, \\ B_2^{(k)} &= b_2^{(k,2N_1N_2-1)}, \ldots, b_2^{(k,0)}, \end{aligned} \tag{36}$$

对于 $k = 0,\ 1,\ 2,\ 3$，其中每个位图 $B_2^{(k)}$ 包含 $2N_1N_2$ 个比特。比特 $b_2^{(k,2(N_1x_2+x_1}{}_{+1}\ b_2^{(k,2(N_1x_2+x_1}{}_{)))}$ 表示

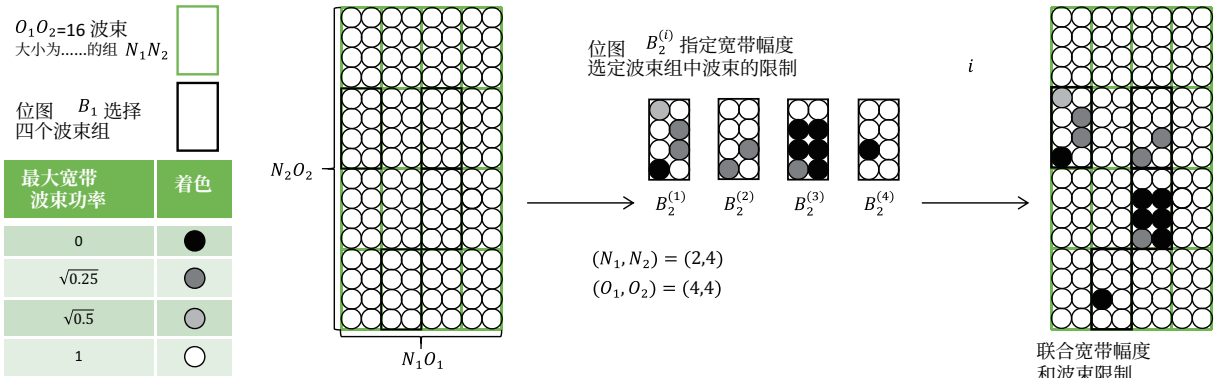

图10：II 型码本中波束与波束功率限制。

表 IX 最大允许幅度系数

$b_2^{(k,\ 2(N_1x_2+x_1)+1)}\ b_2^{(k,\ 2(N_1x_2+x_1))}$	$p_{l,i}^{(1)}$
00	0
01	$\sqrt{1/4}$
10	$\sqrt{1/2}$
11	1

向量的最大允许幅度系数 $p_{l\ i}^{(1)}$，该向量属于由 x_1，x_2索引的组 $g^{(k)}$，其中最大幅度系数列于表 IX。比特序列B_1和 B_2 连接起来，构成完整的限制序列 B。

3GPP协议将其称为码本子集限制，并使用高度复杂的数学方法对该过程进行了详细描述。具体而言，协议首先将 O_1O_2 向量组定义为

$$G(r_1,r_2)=\left\{v_{N_1r_1+x_1,N_2r_2+x_2}\middle|\begin{matrix}x_1=0,1,\ldots,N_1-1\\x_2=0,1,\ldots,N_2-1\end{matrix}\right\}$$

对于 $r_1\in\{0,1,\ldots,O_1-1\}$和 $r_2\in\{0,1,\ldots,O_2-1\}$。用户设备应配置由 $\left(r_1^{(k)},r_2^{(k)}\right)$ 为 $k=0$，1，2，3所指示的4个向量组的限制，并由组索引标识

$$g^{(k)}=O_1r_2^{(k)}+r_1^{(k)},\tag{37}$$

其中，索引的分配方式使得 $g^{(k)}$ 随 k的增加而增加。$B_1=b_1^{(10)}\cdots b_1^{(0)}$ 是整数 β_1 的二进制表示，其中

$$\beta_1=\sum_{k=0}^{3}C\left(O_1O_2-1-g^{(k)},4-k\right),\tag{38}$$

其中，$C(x,\ y)$在式(33)中定义。$g^{(k)}$的组索引和 $\left(r_1^{(k)},\ r_2^{(k)}\right)$ 指示符（对应 $k=0$，1，2，3）可通过以下算法2从 β_1中获得。

为便于理解以上给出的协议细节，图10展示了如何通过比特序列 $B=B_1B_2$指示对波束和功率的限制，并结合图中所示的符号关系。

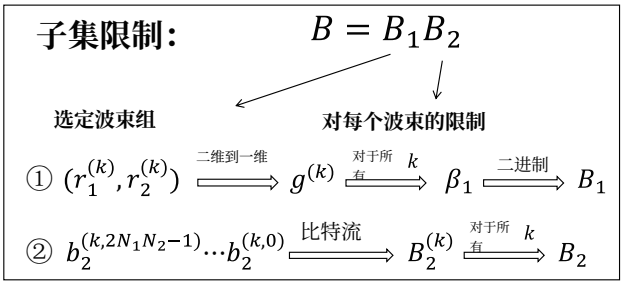

图11：子集限制中的符号关系。

算法2 β_1 到 $g^{(k)}$ 和 $\left(r_1^{(k)}\right.$，$\left.r_2^{(k)}\right)$的映射

在中： O_1，O_2，β

Initialize: $s_{-1}=0$
for $k=0,1,\ldots,3$ **do**
  Find the largest $x^*\in\{3-k,\ldots,O_1O_2-1-k\}$ such that $\beta_1-s_{k-1}\geq C(x^*,4-k)$.
  $e_k=C(x^*,4-k)$
  $s_k=s_{k-1}+e_k$
  $g^{(k)}=O_1O_2-1-x^*$
  $r_1^{(k)}=g^{(k)}\bmod O_1$
  $r_2^{(k)}=\left(g^{(k)}-r_1^{(k)}\right)/O_1$
end for
Output: $g^{(k)}$ and $\left(r_1^{(k)},r_2^{(k)}\right)$

11，以理解算法2。首先，我们将 $N_1O_1\times N_2O_2$ 网格内所有可用的波束划分为 O_1O_2 组，每组包含 N_1N_2 个波束。B_1 选取其中四个波束组，B_2 则对这些选定波束组施加波束和功率限制。由于 B_1是一个比特序列，我们需要先确定 $k=0$，1，2，3 的组索引 $\left(r_1^{(k)}\right.$，$\left.r_2^{(k)}\right)$，其中 $r_1^{(k)}$和 $r_2^{(k)}$分别表示水平和垂直组索引。利用（37），我们可以将二维索引 $\left(r_1^{(k)}\right.$，$\left.r_2^{(k)}\right)$ 转换为一维索引 $g^{(k)}$。然后，（38）允许我们用一个数 β_1表示所有四个波束组的索引，而 B_1 是这个数的二进制表示。因此，算法2本质上是从 β_1推导出 $g^{(k)}$，再推断出$\left(r_1^{(k)}\right.$，$\left.r_2^{(k)}\right)$。在 B_2 中，四个 $B_2^{(k)}$ 分别表示四个选定波束组的波束和功率限制。由于每个波束组包含 N_1N_2 个波束，并且每个波束

表 X Type II 常规码本中的新参数。

参数	解释
$i_{1,1}$	表示所选正交波束的索引 在过采样波束组中。
$i_{1,2}$	表示 L 波束组合的索引 位于选定波束组中。
$i_{1,3,l}$	表示层 l上的最强系数。
$i_{1,\ 4,\ l}$	表示以下对象的宽带幅度系数: 层 l上的选定波束。
$i_{2,1,l}$	表示选定波束的子带相位系数 层 l上的
$i_{2,2,l}$	表示该项的子带幅度系数。 层 l上选定波束的子带幅度系数。
L	选定波束的数量。
β_l	层 l上的功率缩放系数。
$\mathbf{v}_{m_1,\ m_2}$	方向 $(m_1,\ m_2)$ 上的波束基。
$p_{l,i}^{(1)}$ 以及 $k_{l,i}^{(1)}$	宽带幅度系数及其相关 层 l 上第 i个波束的索引，分别。
$p_{l,i}^{(2)}$ 以及 $k_{l,i}^{(2)}$	子带幅度系数及其相关 层 l 上第 i个波束的索引，分别。
$\varphi_{l,\ i}$ 和$c_{l,\ i}$	子带相位系数及其相关量- 第 i个波束在第 l层上的标识，分别为。
q_1 和 q_2	指示所选的正交波束组，该波束组来自 过采样波束组。
$n_1^{(i)}$ 以及 $n_2^{(i)}$	指示 i- 波束组中的第 th 个选定波束。
M_l	表示非零宽带幅度系数的数量。 幅度系数。
$K^{(2)}$	表示允许报告的最大子带幅度数量 （每层）。
B_1	用于选择四个受限波束的比特序列 波束组中的组数为 O_1O_2 。
B_2	用于详细说明波束限制条件的比特序列 以及所选四个波束组的功率。

指示其限制需要 2 比特，$B_2^{(k)}$ 需要 $2N_1N_2$比特，因此 B_2 需要 $8N_1N_2$ 比特。至此，R15 Type II 码本的教程告一段落，相关参数的含义见表 X。

随着第一个 Type II 常规码本的标准化，Release 15 也冻结了第一个 Type II 端口选择码本。该码本的设计理念与常规码本基本相同，唯一的区别是将波束选择替换为端口选择。感兴趣的读者可参阅附录 D-A。

D. R16 增强型 Type II 常规码本

Release 15 中提出的 Type II 常规码本通过采用空间域压缩来降低用户设备的反馈开销，该方法通过 L 个空间基的线性组合来表示N_1N_2 维空间域。然而，对于每个子带，用户设备都需要报告 L 个波束的组合系数，以生成子带级 PMI 矩阵。在 Release 16 中，增强型 II 类码本进一步考虑了频域压缩，通过 M_v 个频谱基的线性组合来表示 N_3 维频域。空间基可以称为波束，而频谱基可以称为抽头（或时延抽头）。之所以可以同时在空间域和频域中进行压缩，是因为 MIMO 系统中的无线信道及其相关预编码矩阵，在角度域和时延域中天然都具有稀疏性，尤其是在毫米波频段。

协议中对增强型 Type II 常规码本的描述见表 XI。如表中所示，与 Type II 常规码本相比，支持的层数集合有所增加，其中包括 $v \in \{1,2,3,4\}$。此外，该码本将公式（23）中的空间基 $\mathbf{v}_{m_1,\ m_2}$ 与新引入的谱基 $\mathbf{y}_f$结合，即:

$$\mathbf{y}_f = \left[y_{0,l}^{(f)}, y_{1,l}^{(f)}, \ldots, y_{N_3-1,l}^{(f)}\right]^T, \tag{39}$$

其中，$f = 0,\ 1,\ \ldots,\ M_v - 1$ 是选定抽头的索引，M_v 是时延域中选定抽头的总数（与角度域中的参数 L 类似），并且

$$y_{t,l}^{(f)} = e^{j\frac{2\pi t n_{3,l}^{(f)}}{N_3}},\ n_{3,l}^{(f)} \in \{0,1,\ldots,N_3-1\}, \tag{40}$$

其中，$t = 0,\ 1,\ \ldots,\ N_3-1$ 表示频域中报告的预编码矩阵的索引。$n_{3\,l}^{(f)}$，表示时延域中第 f 个选定抽头的索引。为便于说明，我们将 t 称为频率索引。[9] 尽管协议中没有明确说明，为了便于理解该码本，我们将谱基重写为

$$\mathbf{y}_f = \left[1, e^{j\frac{2\pi n_{3,l}^{(f)}}{N_3}}, \ldots, e^{j\frac{2\pi(N_3-1)n_{3,l}^{(f)}}{N_3}}\right]^T, \tag{41}$$

其中包含一个维度为 N_3 的 DFT向量。因此，总共有 N_3 个正交DFT向量，$n_{3\,l}^{(f)} \in \{0,1,\ldots,N_3-1\}$，从中选出的 M_v 向量位于第 l 层，其索引为 $f = 0,\ 1,\ \ldots,\ M_v - 1$，用于表示各个子带上的预编码矩阵。

参数 $R \in \{1,2\}$由高层参数 *numberOfPMI-SubbandsPerCQI-Subband,* 配置，表示每个子带的预编码矩阵数量。根据*CSI* 报告频带中配置的子带，它决定了整个带宽部分内预编码矩阵的总数 N_3 ，如 PMI 所示。如图12所示，配置的子带数量由带宽部分大小以及附录C中表XXIX给出的相应子带大小决定。由于每个子带中报告了 R 个预编码矩阵，配置的子带数量也可以表示为

$$csi\text{-}ReportingBand = \frac{N_3}{R}. \tag{42}$$

根据表XXIX，可以推断 $csi\text{-}ReportingBand$的可能取值范围为 $\{3,4,\ldots,18\}$，而 N_3的可能取值范围为 $\{3,4,\ldots,36\}$。所选时延抽头的数量M_v 小于配置的子带数量，从而进一步减少了频域中的 PMI 报告数量 N_3。在协议中，通过计算来配置 M_v

$$M_v = \left\lceil p_v \frac{N_3}{R} \right\rceil,\quad p_v \in \left\{\frac{1}{4}, \frac{1}{8}\right\}, \tag{43}$$

[9]虽然不常见，但在协议码本中，t 用于表示各子带上预编码矩阵的频率索引，而 f 表示时延域中预编码矩阵主抽头的时间索引。

表 XI R16 增强型 II 类码本（TS 38.214 表 5.2.2.2.5-5）

层	
$v=1$	$\mathbf{w}^{(1)}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,1,p}\ \ {}^{(1)}_{1}p^{(2)}_{1}i_{2,5,1,t}} = \mathbf{w}^{1}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,1,p}\ \ {}^{(1)}_{1}p^{(2)}_{1}i_{2,5,1,t}}$
$v=2$	$\mathbf{W}^{(2)}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,1,p}\ \ {}^{(1)}_{1},p^{(2)}_{1,}i_{2,\,5,\,1,\,n_{3,\,2,\,p}}\ {}^{(1)}_{2},p^{(2)}_{2,}i_{2,5,2,t}} = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}\mathbf{w}^{1}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,1,p}\ \ {}^{(1)}_{1},p^{(2)}_{1,}i_{2,5,1,t}} & \mathbf{w}^{2}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,\,2,p}\ \ {}^{(1)}_{2},p^{(2)}_{2,}i_{2,5,2,t}}\end{bmatrix}$
$v=3$	$\mathbf{W}^{(3)}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,1,p}\ \ {}^{(1)}_{1}p^{(2)}_{1}i_{2,5,1,n_{3,2,p}}\ {}^{(1)}_{2}p^{(2)}_{2}i_{2,5,2,n_{3,3,p}}\ {}^{(1)}_{3}p^{(2)}_{3}i_{2,5,3,t}} = \frac{1}{\sqrt{3}}\begin{bmatrix}\mathbf{w}^{1}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,1,p}\ \ {}^{(1)}_{1},p^{(2)}_{1,}i_{2,5,1,t}} & \mathbf{w}^{2}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,\,2,p}\ \ {}^{(1)}_{2},p^{(2)}_{2,}i_{2,5,2,t}} & \mathbf{w}^{3}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,\,3,p}\ \ {}^{(1)}_{3},p^{(2)}_{3,}i_{2,\,5,\,3,\,t}}\end{bmatrix}$
$v=4$	$\mathbf{W}^{(4)}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,1,p}\ \ {}^{(1)}_{1}p^{(2)}_{1}i_{2,5,1,n_{3,2,p}}\ {}^{(1)}_{2}p^{(2)}_{2}i_{2,5,2,n_{3,3,p}}\ {}^{(1)}_{3}p^{(2)}_{3}i_{2,5,3,n_{3,4,p}}\ {}^{(1)}_{4}p^{(2)}_{4}i_{2,5,4,t}} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix}\mathbf{w}^{1}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,1,p}\ \ {}^{(1)}_{1},p^{(2)}_{1,}i_{2,5,1,t}} & \mathbf{w}^{2}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,\,2,p}\ \ {}^{(1)}_{2},p^{(2)}_{2,}i_{2,5,2,t}} & \cdots\ \mathbf{w}^{4}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,4,p}\ \ {}^{(1)}_{4},p^{(2)}_{4,}i_{2,\,5,\,4,\,t}}\end{bmatrix}$
预编码向量：$\mathbf{w}^{l}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,l,p}\ \ {}^{(1)}_{l},p^{(2)}_{l,}i_{2,5,l,t}}$	$= \frac{1}{\sqrt{N_1 N_2 \gamma_{t,l}}}\begin{bmatrix}\sum_{i=0}^{L-1}\mathbf{v}_{m_1^{(i)}m_2^{(i)}}p^{(1)}_{l,0}\sum_{f=0}^{M_v-1}y^{(f)}_{t,l}p^{(2)}_{l,i,f}\varphi_{l,i,f}\\ \sum_{i=0}^{L-1}\mathbf{v}_{m(i)m(i)}{}_{1}{}_{2}p^{(1)}_{l,1}\sum_{f=0}^{M_v-1}{}^{y^{(f)}_{t}}{}_{,l}\,{}^{p^{(2)}_{l}}{}_{,i+L,f}\varphi_{l,i+L,f}\end{bmatrix}$，$l=1,2,3,4$， $\gamma_{t,l}=\sum_{i=0}^{2L-1}(P^{(1)}_{l}\cdot\lfloor\frac{i}{L}\rfloor)^2\left\lvert\sum_{f=0}^{M_v-1}y^{(f)}_{t,l}p^{(2)}_{l,i,f}\varphi_{l,i,f}\right\rvert^2$.

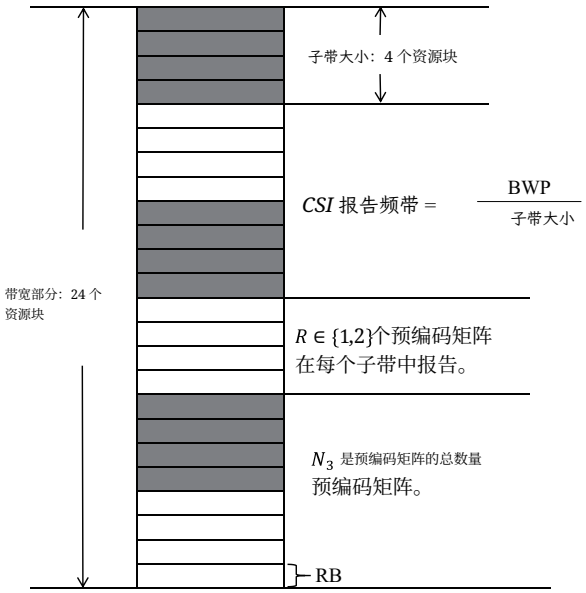

图12：增强型 Type II 常规码本在频域中的预编码矩阵报告粒度。

其中，$\lceil\cdot\rceil$ 是向上取整算子，p_v 是压缩因子。对于常见的 100 MHz带宽和 15 kHz子载波间隔，带宽部分通常包含 273 个资源块。根据表XXIX，子带大小可以为 16，因此共有 18 个子带。因此，M_v 可以是 3 或 5。用户设备应向 gNB 报告从 N_3 个可用抽头中选出的M_v 个抽头，这些抽头由索引$i_{1,\,5}\in\{0,1,\ldots,2M_v-1\}$（对于 $N_3>19$）和

$$i_{1,6,l}\in\begin{cases}\{0,1,\ldots,C\,(N_3-1,M_v-1)-1\}, & N_3\le 19,\\ \{0,1,\ldots,C\,(2M_v-1,M_v-1)-1\}, & N_3>19,\end{cases}$$

对于 $l=1,\ 2,\ldots,\ v$，其中 $C(x,\ y)$ 的定义见（33）。如图 13 所示，用户设备首先确定时延域中的波束成形系数，并识别出具有最大幅度的抽头。随后，用户设备重新映射抽头索引，使最强抽头的索引为 0。为了压缩预编码矩阵的表示，需要从 N_3 个可用抽头中选择 M_v 个抽头。由于索引为零的抽头始终会被选中，因此只需从剩余的 N_3-1 个抽头中选择 M_v-1 个抽头。选择结果可由组合模式索引 $i_{1,\,6,\,l}$ 表示。当 N_3 相对较大，即 $N_3>19$ 时，采用两级指示方法以进一步降低开销。首先，$i_{1,\,5}$ 指示一组包含索引为零的抽头的 $2M_v$ 个抽头，然后使用 $i_{1,\,6,\,l}$ 指示该组中的 M_v-1 个抽头。具体而言，$i_{1,\,5}$ 指示包含 $2M_v$ 个抽头的连续组的起始位置，即

$$M_{\text{initial}}\in\{-2M_v+1,-2M_v+2,\ldots,0\}\,, \tag{44}$$

而$i_{1,5}$ 与 M_{initial} 之间的关系为

$$i_{1,5}=\begin{cases}M_{\text{initial}}, & M_{\text{initial}}=0,\\ M_{\text{initial}}+2M_v, & M_{\text{initial}}<0.\end{cases} \tag{45}$$

令 $n^{(f_l^*)}{}_{3,l}$ 表示最强抽头的索引。然后，报告的抽头索引 $n_{3,l}=\left[n^{(0)}_{3,l},\ldots,n^{(M_v-1)}_{3}{}_{,l}\right]$ 相对于 $n^{(f_l^*)}{}_{3,l}$ 重新映射为

$$n^{(f)}_{3,l}=\left(n^{(f)}_{3,l}-n^{(f_l^*)}_{3,l}\right)\bmod N_3, \tag{46}$$

其中，$n^{(f_l^*)}{}_{3,l}=0$ 为重新映射后的值。(41) 中的索引 f 相对于 f_l^* 重新映射为

$$f=(f-f_l^*)\ mod\ M_v, \tag{47}$$

其中，$f_l^*=0$ 重新映射后。所选抽头的指示在索引重映射后进行。因此，

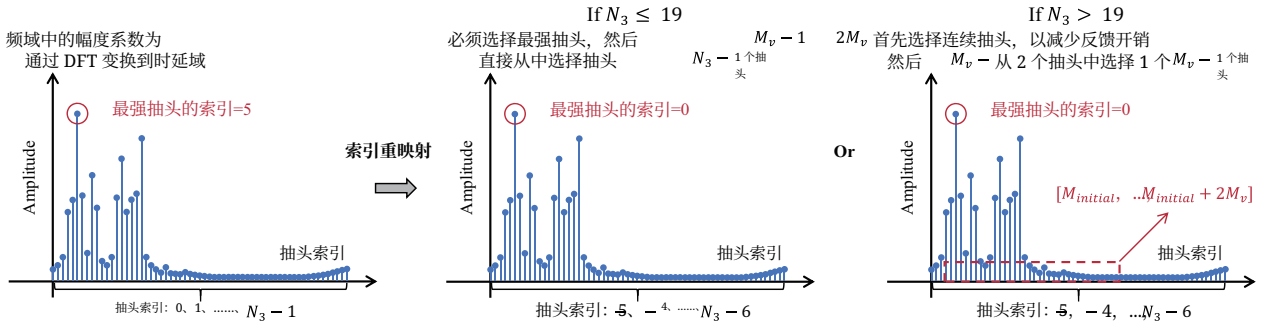

图 13：增强型 II 类码本中宽带预编码矩阵的抽头指示。

我们有 $n_3^{(0)}{}_{,\,l} = 0$，抽头索引 $n_{3\,l}^{(1)}{}_{,}$ ，…， $n^{(M_v-1)}{}_{3,\,l}$ 由 $i_{1,\,6,\,l}$ 针对 $N_3 \leq 19$ 得出，并由 $i_{1,\,6,\,l}$ 和 M_{initial} 针对 $N_3 > 19$ 得出，使用以下算法 3。

算法 3 将 $i_{1、\,6、\,l}$ 和 M_{initial} 映射到选定抽头的索引 $n_{3\,l}^{(1)}$ 、、……、 $n^{(M_v-1)}{}_{3、\,l}$

Input: M_v, M_{initial}, N_3
Initialize: $s_0 = 0$
for $f = 1, \ldots, M_v - 1$ **do**
  Find the largest $x^* \in \{M_v - 1 - f, \ldots, N_3 - 1 - f\}$ such that $i_{1,6,l} - s_{f-1} \geq C(x^*, M_v - f)$.
  $e_f = C(x^*, M_v - f)$
  $s_f = s_{f-1} + e_f$
  if $N_3 < 20$ **then**
    $n_{3,l}^{(f)} = N_3 - 1 - x^*$
  else
    $n_l^{(f)} = 2M_v - 1 - x^*$
    if $n_l^{(f)} \leq M_{\text{initial}} + 2M_v - 1$ **then**
      $n_{3,l}^{(f)} = n_l^{(f)}$
    else
      $n_{3,l}^{(f)} = n_l^{(f)} + (N_3 - 2M_v)$
    end if
  end if
end for
Output: $n_{3,l}^{(1)}, \ldots, n_{3,l}^{(M_v-1)}$

$i_{2、\,4、\,l}$, $i_{2、\,5、\,l}$ 和 $i_{1、\,7、\,l}$ 的索引分别表示重新映射后的幅度系数、相位系数和位图。具体而言，宽带幅度指示符为

$$i_{2,3,l} = \left[k_{l,0}^{(1)}, k_{l,1}^{(1)}\right], \quad k_{l,p}^{(1)} \in \{1, \ldots, 15\}, \tag{48}$$

其中， $k_{l\,0}^{(1)}$ 、和 $k_{l\,1}^{(1)}$ 、分别表示第一和第二极化方向的指示符。在时延域中压缩的子带幅度指示符为

$$i_{2,4,l} = \left[\mathbf{k}_{l,0}^{(2)}, \ldots, \mathbf{k}_{l,M_v-1}^{(2)}\right], \tag{49}$$

其中 M_v 包含系数向量，每个向量表示两个极化方向上 $2L$ 波束的幅度指示符，即，

$$\mathbf{k}_{l,f}^{(2)} = \left[k_{l,0,f}^{(2)}, \ldots, k_{l,2L-1,f}^{(2)}\right], \quad k_{l,i,f}^{(2)} \in \{0, \ldots, 7\}. \tag{50}$$

表 XII L、 β和 p_v的参数配置

paramCombination-r16	L	p_v		β
		$v \in \{1,2\}$	$v \in \{3,4\}$	
1	2	1/4	1/8	1/4
2	2	1/4	1/8	1/2
3	4	1/4	1/8	1/4
4	4	1/4	1/8	1/2
5	4	1/4	1/4	3/4
6	4	1/2	1/4	1/2
7	6	1/4	–	1/2
8	6	1/4	–	3/4

从 $k_l^{(1)}{}_{,\,p}$ 到幅度系数 $p_l^{(1)}{}_{,\,p}$ 的映射见表XIII；从 $k_{l\,i}^{(2)}{}_{,}$ ，$_{,\,f}$ 到幅度系数 $p_{l\,i}^{(2)}{}_{,}$ ，$_{,\,f}$ 的映射见表XIV。宽带幅度系数表示为

$$p_l^{(1)} = \left[p_{l,0}^{(1)}, p_{l,1}^{(1)}\right], \tag{51}$$

由式（49）映射得到的子带项可写为

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_l^{(2)} &= \left[\mathbf{p}_{l,0}^{(2)}, \ldots, \mathbf{p}_{l,M_v-1}^{(2)}\right], \\ \mathbf{p}_{l,f}^{(2)} &= \left[p_{l,0,f}^{(2)}, \ldots, p_{l,2L-1,f}^{(2)}\right]. \end{aligned} \tag{52}$$

相位系数指示符定义为

$$i_{2,5,l} = \left[\mathbf{c}_{l,0} \ldots \mathbf{c}_{l,M_v-1}\right], \ \mathbf{c}_{l,f} = \left[c_{l,0,f} \ldots c_{l,2L-1,f}\right], \tag{53}$$

其中，相位系数表示为

$$\varphi_{l,i,f} = e^{j\frac{2\pi c_{l,i,f}}{16}}, \quad c_{l,i,f} \in \{0, \ldots, 15\}. \tag{54}$$

为限制报告开销，协议将参数 K_0 定义为

$$K_0 = \lceil \beta 2LM_1 \rceil, \tag{55}$$

其中， M_1 由式（43）中的 M_v 给出，且 $v = 1$， β 见表 XII。层 l上所有抽头和所有波束的权重反馈条目数记为K_l^{NZ}，不得超过 K_0。为此，使用一个位图来标识$i_{2,\,4,\,l}$ 和$i_{2,\,5,\,l}$ 中的哪些系数会被报告，该位图由

$$i_{1,7,l} = \left[\mathbf{k}_{l,0}^{(3)}, \ldots, \mathbf{k}_{l,M_v-1}^{(3)}\right], \tag{56}$$

其中

$$\mathbf{k}_{l,f}^{(3)} = \left[k_{l,0,f}^{(3)} \dots k_{l,2L-1,f}^{(3)}\right], k_{l,i,f}^{(3)} \in \{0,1\}, \quad (57)$$

对于 $l = 1, \dots, v$，使得

$$K_l^{NZ} = \sum_{i=0}^{2L-1} \sum_{f=0}^{M_v-1} k_{l,i,f}^{(3)} \le K_0 \quad (58)$$

是非零系数的数量。非零系数的总数满足

$$K^{NZ} = \sum_{l=1}^{v} K_l^{NZ} \le 2K_0. \quad (59)$$

设 $i_l^* \in \{0,1,\dots,2L-1\}$ 为用于标识层 l上最强抽头的最强系数的索引。该索引由以下内容指示

$$i_{1,8,l} = \begin{cases} \sum_{i=0}^{i_1^*} k_{1,i,0}^{(3)} - 1, & v = 1, \\ i_l^*, & 1 < v \le 4, \end{cases} \quad (60)$$

对于 $l = 1, \dots, v$。如图 14 所示，有两种不同的方法来指示最强波束，分别适用于单流 $v = 1$和多流 $1 < v \le 4$ 场景。一种方法直接指示 $2L$ 蓝色波束中的索引，另一种方法则使用位图指示绿色波束中的索引。这种设计的依据更多受到标准化要求的影响，而非科学视角。设 $p^* = \left\lfloor \frac{i_l^*}{L} \right\rfloor$ 为用于标识最强极化方向索引的索引，幅度和相位系数指示符报告如下：

- $k(1)_{l,p^*} = 15, k(2)_{l,i_l^*,0} = 7, k(3)_{l,i_l^*,0} = 1$和 $c_{l,i_l^*,0} = 0$。
- 指示符 $k(1)_{l,p^*}$, $k(2)_{l,i_l^*,0}$, 和 $c_{l,i_l^*,0}$ 不予报告。
- 指示符 $k(1)_{l,(p^*+1)} \mod 2$ 予以报告。
- $K^{NZ} - v$ $k_{l,i,f}$ $k_{l,i,f} = 1$ $i \neq$指示 i_l^* $f \neq 0$ $K^{NZ} - v$ $c_{l,i,f}$ 符 (2)，，（其 (3)，，，，）予以报告。指示符，，（其 $k(3)_{l,i,f} = 1, i \neq i_l^*, f \neq 0$）予以报告。
- 其余 $2L \cdot M_v \cdot v - K^{NZ}$指示符 $k(2)_{l,i,f}$不予报告。其余 $2L \cdot M_v \cdot v - K^{NZ}$指示符$c_{l,i,f}$ 不予报告。

表 XV 对新增参数进行了说明。PMI值对应于 i_1 和 i_2的码本索引，可表示为

$$i_1 = \left[i_{1,1} \;\; i_{1,2} \;\; i_{1,5} \;\; \{i_{1,6,l}\}_{l=1}^{v} \;\; \{i_{1,7,l}\}_{l=1}^{v} \;\; \{i_{1,8,l}\}_{l=1}^{v}\right],$$
$$i_2 = \left[\{i_{2,3,l}\}_{l=1}^{v} \;\; \{i_{2,4,l}\}_{l=1}^{v} \;\; \{i_{2,5,l}\}_{l=1}^{v}\right]. \quad (61)$$

相应的 R16 增强型 II 类端口选择码本参见附录 D-B。

E. R17 进一步增强型 II 类端口选择码本

在 Release 17 中，协议新增了进一步增强型端口选择Type II码本，这是对增强型端口选择 II 类码本的修改。尽管协议对该码本给出了大量新的描述，但其本质仍与增强型端口选择 II 类码本高度相似。首先，

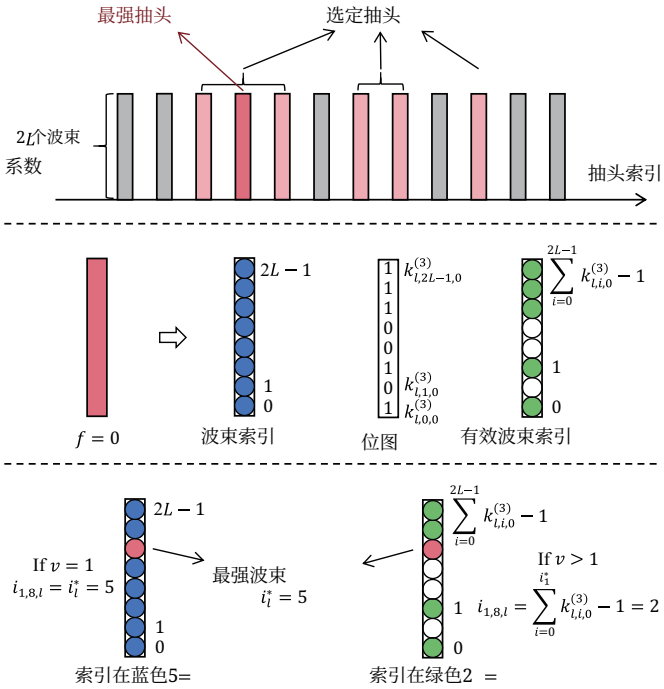

图 14：增强型 II 类码本中通过$i_{1,8,l}$ 指示最强抽头上的最强波束。

表XIII $i_{2,3,l}$中元素 $k_l^{(1)}$，p 至 $p_l^{(1)}$，p的映射

$k_{l,p}^{(1)}$	$p_{l,p}^{(1)}$	$k_{l,p}^{(1)}$	$p_{l,p}^{(1)}$
0	保留	8	$(\frac{1}{128})^{1/4}$
1	$\frac{1}{\sqrt{128}}$	9	$\frac{1}{\sqrt{8}}$
2	$(\frac{1}{8192})^{1/4}$	10	$(\frac{1}{32})^{1/4}$
3	$\frac{1}{8}$	11	$\frac{1}{2}$
4	$(\frac{1}{2048})^{1/4}$	12	$(\frac{1}{8})^{1/4}$
5	$\frac{1}{2\sqrt{8}}$	13	$\frac{1}{\sqrt{2}}$
6	$(\frac{1}{512})^{1/4}$	14	$(\frac{1}{2})^{1/4}$
7	$\frac{1}{4}$	15	1

用户设备仍会在空间域和频域中分别压缩宽带预编码矩阵，其中空间域涉及端口选择，而频域则基于对 DFT基的选择，即对时延域中抽头的选择。不同之处在于空间基和频谱基的选择原则如下：

- 用户设备现在可以自由指示任意 L 端口，而不再是选择连续的 L 端口。
- 单流和多流传输在频域选定的抽头数量相同，M_v 统一为 M。
- 选定抽头的数量 M 减少了 $M \in \{1,2\}$，并取消了两级指示方法。

减少反馈开销的基本原理

表XIV 元素映射$i_{2,\ 4,\ l}$：$k_{l\ i}^{(2)}$，，f 至$p_{l\ i}^{(2)}$，，f

$k_{l,p}^{(1)}$	$p_{l,p}^{(1)}$	$k_{l,p}^{(1)}$	$p_{l,p}^{(1)}$
0	$\frac{1}{8\sqrt{2}}$	4	$\frac{1}{2\sqrt{2}}$
1	$\frac{1}{8}$	5	$\frac{1}{2}$
2	$\frac{1}{4\sqrt{2}}$	6	$\frac{1}{\sqrt{2}}$
3	$\frac{1}{4}$	7	1

在于上行链路和下行链路信道的路径角度和时延具有一致性。这种固有的互易性使基站能够利用通过上行探测估计的信道来改进所报告的下行预编码矩阵，从而最大限度地减少对大量下行 CSI 反馈的需求。此外，该协议还定义了一些新参数，例如双极化下报告的波束总数 $K_1 = 2L$，以及空间压缩比因子 α。因此，针对这一码本的协议也经过了重新阐述，以适应这些新参数。

协议中新型增强 Type II 端口选择常规码本的表达式见表XVI。支持的CSI-RS端口数由 $P_{\text{CSI-RS}} \in \{4, 8, 12, 16, 24, 32\}$ 给出，并通过高层参数 *nrofPorts*进行配置。选定波束的数量 L不再由高层参数 *numberOfBeams*直接配置，而是通过参数α 推导得出：

$$L = K_1/2, \quad K_1 = \alpha P_{\text{CSI-RS}}, \tag{62}$$

其中，数值 α 由表XVII所示的高层参数*paramCombination-r17* 确定。从 $P_{\text{CSI-RS}}$ 个端口中选出的 K_1个端口由以下方式标识：

$$\begin{aligned} \mathbf{m} &= \left[m^{(0)}, \ldots, m^{(L-1)}\right], \\ m^{(i)} &\in \left\{0, 1, \ldots, \frac{P_{\text{CSI-RS}}}{2} - 1\right\}, \end{aligned} \tag{63}$$

这些端口由索引$i_{1,\ 2}$表示，其中

$$i_{1,2} \in \left\{0, 1, \ldots, \binom{P_{\text{CSI-RS}}/2}{L} - 1\right\}. \tag{64}$$

如果 $\alpha = 1$，则对于 $i = 1,$ ……，$L-1$有 $m^{(i)} = i$，且不报告$i_{1,\ 2}$。否则，使用式（33）中定义的 C（$x,\ y$）和以下算法4，从$i_{1,\ 2}$中找出$\mathbf{m}$ 的元素。

除了在空间域的 $P_{\text{CSI-RS}}$ 个波束中选择 L 个波束外，还需要在频域的 N_3 个抽头中选择 M 个抽头。鉴于信道及其相关预编码矩阵在时延域中具有稀疏性，且集中在视距径附近，用户设备可以利用这些先验信息，仅针对部分时延抽头计算预编码矩阵，从而降低 DFT 计算开销。因此，协议限制了抽头选择范围：如果 N_3 超过阈值 N，则只能从集合 $\{0, 1, \ldots, N-1\}$ 中选择抽头。由于 M 的取值仅限于 1 或 2，抽头的指示方式也因此大为简化：

表 XV 增强型 II 类码本中的新参数。

参数	解释
$i_{1,1}$	指示所选正交波束的索引 组（从过采样波束组中选择）。
$i_{1,2}$	指示 L 波束组合的索引 在选定波束组内。
$i_{1,5}$	指示由 $2M_v$组成的连续组的起始位置 当 $N_3 > 19$时，用于两级指示的抽头。
$i_{1,\ 6,\ l}$	指示从 $N_3 - 1$ 个抽头中选出的 $M_v - 1$ 个抽头（或从 $2M_v$ 抽头，当 $N_3 > 19$) 位于第 l 层时。
$i_{1,7,l}$	表示非零报告系数的位图 在 i_{2}中$_{,4,l}$ 和 $i_{2\ ,5,l}$ 在第 l层上。
$i_{1,8,l}$	表示最强波束的索引，位于The 第 l层最强抽头上的最强波束的索引。
$i_{2,3,l}$	表示.....的宽带幅度系数 第 l 层选定波束的宽带幅度系数。
$i_{2,4,l}$	表示以下内容的子带幅度系数 层 l 上选定波束的。
$i_{2,5,l}$	表示经过压缩的子带相位系数 在选定波束的时延域中 层 l 上的波束。
$\mathbf{v}_{m_1,\ m_2}$	方向 $(m_1,\ m_2)$ 上的波束基。
$\mathbf{y}_f$	时延域中的第 f 个谱基。
N_3	可用抽头总数。
$\overline{\beta}_l$	层 l 上的功率缩放系数。
f	表示选定抽头的索引。
t	表示已报告的频域预编码矩 阵的索引。
$n_{3,l}^{(f)}$	时延域中第 f 个选定抽头的索引。
M_v	表示选定抽头的总数。
M_{initial}	表示连续组的起始索引 当 $N_3 >$时用于两级指示的 $2M_v$ 个抽头 19.
K_0	指示每个层的报告限制。
K_l^{NZ}	表示以下各项中报告系数的数量： $i_{2,\ 4,\ l}$ 和 $i_{2,\ 5,\ l}$ 层 l。
K^{NZ}	表示以下各项中报告系数的数量： $i_{2,\ 4,\ l}$ 和 $i_{2,\ 5,\ l}$ 所有层。
f_l^*	表示最强抽头的索引 p among $\{0, 1, \ldots, M_v - 1\}$ 选定抽头。
$n_{3,l}^{(f_l^*)}$	表示以下对象中最强抽头的索引 $\{0, 1, \ldots, N_3 - 1\}$ 所有抽头。
i_l^*	表示以下对象的最强系数的索引 层 l 上的最强抽头。
p^*	最强极化方向的索引。

• 若 $M = 1$，或 $M = 2$ 且 $N = 2$，则不报告 $i_{1,\ 6}$。• 若 $M = 2$ 且 $N = 4$，则报告 $n_{\ (0)\ 3}$与$n_{\ (1)\ 3}$之间的非零偏移量$i_{1,\ 6}$，并假设 $n_{\ (0)\ 3}$（该偏移量对应的最强抽头的参考）为 0。

令 $n_3^{(f)}$ 表示满足 $f \in \{0, \ldots, M-1\}$ 的第 f 个抽头的索引，使得 $n_3^{(f)}$ 随 f 递增。根据上述规则，我们有

$$n_3^{(f)} \in \begin{cases} \{0\}, & M = 1, \\ \{0, 1, \ldots, \min(N, N_3) - 1\}, & M = 2. \end{cases} \tag{65}$$

用于 $l =$的幅度系数指示符 $i_{2,\ 3,\ l}$ 和 $i_{2,\ 4,\ l}$

表XVI R17 进一步增强型II类端口选择码本（TS 38.214 表 5.2.2.2.7-3）

层	
$v=1$	$\mathbf{w}^{(1)}_{m,n,p^{(1)}_1,p^{(2)}_1,i_{2,5,1},t} = \mathbf{w}^{1}_{m,n,p^{(1)}_1,p^{(2)}_1,i_{2,5,1},t}$
$v=2$	$\mathbf{W}^{(2)}_{m,n,p^{(1)}_1,p^{(2)}_1,i_{2,5,1},p\ p^{(1)}_2,p^{(2)}_2,i_{2,5,2},t} = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}\mathbf{w}^{1}_{m,n,p^{(1)}_1,p^{(2)}_1,i_{2,5,1},t} & \mathbf{w}^{2}_{m,n,p^{(1)}_2,p^{(2)}_2,i_{2,5,2},t}\end{bmatrix}$
$v=3$	$\mathbf{W}^{(3)}_{m,n,p^{(1)}_1,p^{(2)}_1,i_{2,5,1},p\ p^{(1)}_2,p^{(2)}_2,i_{2,5,2},p\ p^{(1)}_3,p^{(2)}_3,i_{2,5,3},t} = \frac{1}{\sqrt{3}}\begin{bmatrix}\mathbf{w}^{1}_{m,n,p^{(1)}_1,p^{(2)}_1,i_{2,5,1},t} & \mathbf{w}^{2}_{m,n,p^{(1)}_2,p^{(2)}_2,i_{2,5,2},t} & \mathbf{w}^{3}_{m,n,p^{(1)}_3,p^{(2)}_3,i_{2,5,3},t}\end{bmatrix}$
$v=4$	$\mathbf{W}^{(4)}_{m,n,p^{(1)}_1,p^{(2)}_1,i_{2,5,1},p\ p^{(1)}_2,p^{(2)}_2,i_{2,5,2},p\ p^{(1)}_3,p^{(2)}_3,i_{2,5,3},p\ p^{(1)}_4,p^{(2)}_4,i_{2,5,4},t} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix}\mathbf{w}^{1}_{m,n,p^{(1)}_1,p^{(2)}_1,i_{2,5,1},t} & \mathbf{w}^{2}_{m,n,p^{(1)}_2,p^{(2)}_2,i_{2,5,2},t} & \mathbf{w}^{3}_{m,n,p^{(1)}_3,p^{(2)}_3,i_{2,5,3},t} & \mathbf{w}^{4}_{m,n,p^{(1)}_4,p^{(2)}_4,i_{2,5,4},t}\end{bmatrix}$
预编码向量：$\mathbf{w}^{l}_{m,n,p^{(1)}_l,p^{(2)}_l,i_{2,5,l},t} = \frac{1}{\sqrt{\gamma_{t,l}}}\begin{bmatrix}\sum_{i=0}^{L-1}\mathbf{v}_{m^{(i)}}p^{(1)}_{l,0}\sum_{f=0}^{M-1}y^{(f)}_t p^{(2)}_{l,i\ f}\varphi_{l,i,f}\\ \sum_{i=0}^{L-1}\mathbf{v}_{m^{(i)}}p^{(1)}_{l,1}\sum_{f=0}^{M-1}y^{(f)}_t p^{(2)}_{l\ i+L,,f}\varphi_{l,i+L,f}\end{bmatrix}$，$l=1,2,3,4$，$\gamma_{t,l}=\sum_{i=0}^{2L-1}(p^{(1)}_l{}_{,\lfloor \frac{i}{L}\rfloor})^2\left\lvert\sum_{f=0}^{M-1}y^{(f)}_t p^{(2)}_{l,i,f}\varphi_{l,i,f}\right\rvert^2$.	

算法4 $i_{1,\ 2}$到 $m^{(0)},\ \ldots,\ m^{(L-1)}$的映射

输入： L, $P_{\text{CSI-RS}}$

1: **初始化：** $s_{-1}=0$2: **对于** $i=0,1,\ldots,L-1$ **执行** 3: 找出最大的 $x^*\in\{L-1-i,\ldots,P_{\text{CSI-RS}}/2-1-i\}$，使得 $i_{1,2}-s_{k-1}\geq C(x^*,4-k)$。4: $e_i=C(x^*,L-i)$ 5: $s_i=s_{i-1}+e_i$6: $m^{(i)}=P_{\text{CSI-RS}}/2-1-x^*$7: **结束循环 输出：** $m^{(0)},\ldots,m^{(L-1)}$

表XVII
α、M 和 β的参数配置

paraCombination-r17	M	α	β
1	1	3/4	1/2
2	1	1	1/2
3	1	1	3/4
4	1	1	1
5	2	1/2	1/2
6	2	3/4	1/2
7	2	1	1/2
8	2	1	3/4

$1,\ldots,v$由下式给出

$$i_{2,3,l}=\left[k^{(1)}_{l,0},k^{(1)}_{l,1}\right],\ k^{(1)}_{l,p}\in\{1,\ldots,15\},\tag{66}$$

其中 $k^{(1)}_{l\ 0}$,和 $k^{(1)}_{l\ 1}$,分别表示第一和第二极化方向的指示符。时延域中的子带幅度指示符为

$$i_{2,4,l}=\left[\mathbf{k}^{(2)}_{l,0},\ldots,\mathbf{k}^{(2)}_{l,M-1}\right],\tag{67}$$

其中包括 M 系数向量，每个向量表示两个极化方向上 $2L$ 个波束的幅度指示符，即，

$$\mathbf{k}^{(2)}_{l,f}=\left[k^{(2)}_{l,0,f},\ldots,k^{(2)}_{l,K_1-1,f}\right],\ k^{(2)}_{l,i,f}\in\{0,\ldots,7\}.\tag{68}$$

从 $k^{(1)}_{l\ ,p}$ 到幅度系数 $p^{(1)}_{l\ ,p}$ 的映射见表XIII，从 $k^{(2)}_{l\ i\ ,,f}$ 到幅度系数 $p^{(2)}_{l\ i\ ,,f}$ 的映射见表XIV。宽带幅度系数表示为

$$p^{(1)}_l=\left[p^{(1)}_{l,0},p^{(1)}_{l,1}\right],\tag{69}$$

而由式（67）映射得到的子带项可写为

$$\begin{aligned}\mathbf{p}^{(2)}_l&=\left[\mathbf{p}^{(2)}_{l,0},\ldots,\mathbf{p}^{(2)}_{l,M-1}\right],\\ \mathbf{p}^{(2)}_{l,f}&=\left[p^{(2)}_{l,0,f},\ldots,p^{(2)}_{l,K_1-1,f}\right].\end{aligned}\tag{70}$$

相位系数指示符表示为

$$i_{2,5,l}=[\mathbf{c}_{l,0}\ldots\mathbf{c}_{l,M-1}],\ \mathbf{c}_{l,f}=[c_{l,0,f}\ldots c_{l,K_1-1,f}],\tag{71}$$

其中，相位系数表示为

$$\varphi_{l,i,f}=\ e^{j\frac{2\pi c_{l,i,f}}{16}},\ \ c_{l,i,f}\in\{0,\ldots,15\}.\tag{72}$$

为限制报告开销，层l上所有抽头和所有波束的权重反馈条目数（记为 K^{NZ}_l）不得超过 K_0，其中

$$K_0=\lceil\beta K_1 M\rceil,\tag{73}$$

其中，M 和 β 由表XVII中所示的高层参数 *paramCombination-r17* 确定。为此，

通过一个位图指示其中的非零比特，以标识$i_{2,4,l}$和$i_{2,5,l}$中的哪些系数已上报

$$i_{1,7,l}=\left[\mathbf{k}_{l,0}^{(3)},\ldots,\mathbf{k}_{l,M-1}^{(3)}\right], \tag{74}$$

其中

$$\mathbf{k}_{l,f}^{(3)}=\left[k_{l,0,f}^{(3)}\ldots k_{l,K_1-1,f}^{(3)}\right],\quad k_{l,i,f}^{(3)}\in\{0,1\}, \tag{75}$$

对于 $l=1,\ldots,v$，使得

$$\begin{aligned}K_l^{NZ}&=\sum_{i=0}^{K_1-1}\sum_{f=0}^{M-1}k_{l,i,f}^{(3)}\le K_0,\\ K^{NZ}&=\sum_{l=1}^{v}K_l^{NZ}\le 2K_0.\end{aligned} \tag{76}$$

令 $i_l^*\in\{0,1,\ldots,2L-1\}$ 为用于标识层 l上最强抽头的最强系数的索引。用于标识层 l 上所有抽头中最强波束系数的索引由

$$i_{1,8,l}=K_1f_l^*+i_l^*,\quad i_{1,8,l}\in\{0,1,\ldots,K_1M-1\}, \tag{77}$$

对于 $l=1,\ldots,v$。令 $p^*=\left\lfloor\frac{i_l^*}{L}\right\rfloor$ 为用于标识最强极化方向的索引，幅度和相位系数指示符报告如下：

- $k_{l,p^*}^{(1)}=15,k_{l,i_l^*,0}^{(2)}=7,k_{l,i_l^*,0}^{(3)}=1$ and $c_{l,i_l^*,0}=0$.
- The indicators $k_{l,p^*}^{(1)}$, $k_{l,i_l^*,0}^{(2)}$, and $c_{l,i_l^*,0}$ are not reported.
- The indicator $k_{l,(p^*+1)\ mod\ 2}^{(1)}$ is reported.
- The $K^{NZ}-v$ indicators $k_{l,i,f}^{(2)}$ for which $k_{l,i,f}^{(3)}=1$, $i\neq i_l^*,\ f\neq f^*$ are reported. The $K^{NZ}-v$ indicators $c_{l,i,f}$ for which $k_{l,i,f}^{(3)}=1$, $i\neq i_l^*,\ f\neq f^*$ are reported.
- The remaining K_1Mv-K^{NZ} indicators $k_{l,i,f}^{(2)}$ are not reported. The remaining K_1Mv-K^{NZ} indicators $c_{l,i,f}$ are not reported.

预编码矩阵指示值对应于 i_1 和i_2的码本索引，可表示为

$$\begin{aligned}i_1&=\left[i_{1,2}\ \ i_{1,6}\ \ \{i_{1,7,l}\}_{l=1}^{v}\ \ \{i_{1,8,l}\}_{l=1}^{v}\right],\\ i_2&=\left[\{i_{2,3,l}\}_{l=1}^{v}\ \ \{i_{2,4,l}\}_{l=1}^{v}\ \ \{i_{2,5,l}\}_{l=1}^{v}\right].\end{aligned} \tag{78}$$

将进一步增强型 II 类端口选择码本中式（78）的索引与增强型 Type II 端口选择码本中式（146）的索引进行比较，可将一些变化解读如下。$i_{1,1}$ 已被 $i_{1,2}$取代，因为此码本不再指示连续 L 个波束的初始索引，而是指示所有端口中任意 L 个波束的组合索引。$i_{1,5}$ 已被移除，因为选定抽头不再需要两级指示。$\{i_{1,6,l}\}_{l=1}^{v}$ 已统一为 $i_{1,6,l}$，因为频域中选定抽头的数量对于单流和多流传输相同。

F. 预测 *PMI* 的 *R18* 增强型 *II* 类码本 *PMI*

Release 16（分别为 Release 17）提出的增强型（分别为进一步增强型）Type II 码本，通过在空间域和频域同时进行压缩，减少了用户设备的反馈开销。这种压缩通过空间基的线性组合，将空间域压缩至{

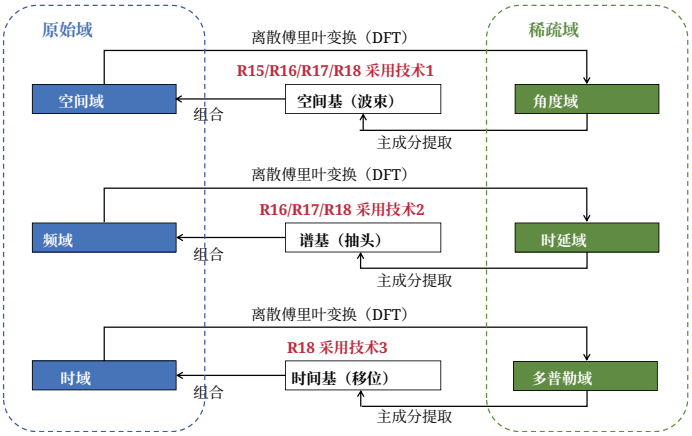

图 15：R18（5G-A）码本中使用的技术。

N_1N_2 维；并通过 M_v （分别为 M）个频谱基的线性组合，将频域压缩至 N_3 维。不过，对于配置为报告的每个时隙间隔，用户设备都必须报告组合系数，以生成间隔级 PMI 矩阵。在 Release 18 中，预测 PMI 的增强型 II 类码本进一步考虑了时域压缩，通过 Q 个时间基的线性组合，将 N_4 维的时域表示出来。空间基和频谱基可称为波束和抽头（或时延抽头），而时间基可称为移位（或多普勒移位）。图 15 展示了 R18 码本采用的反馈压缩技术，同时也包含了以往码本采用的相关技术。

协议中给出了用于预测 PMI 的增强型 II 类常规码本的表达式，如表XIX所示。新引入的时间基$\mathbf{z}_\tau$ 可表示为

$$\mathbf{z}_\tau=\left[z_{0,l}^{(\tau)},z_{1,l}^{(\tau)},\ldots,z_{N_4-1,l}^{(\tau)}\right]^T, \tag{79}$$

其中，$\tau=0,\ldots,Q-1$ 是选定移位的索引，Q 是多普勒域中选定移位的总数（这与角度域中的参数 L 以及时延域中的参数 M 类似）。目前，协议将 Q 固定为 2，因此 τ 的取值范围为 0 和 1。时间基$\mathbf{z}_\tau$ 中的元素为

$$z_{\iota,l}^{(\tau)}=e^{j\frac{2\pi\cdot\iota\cdot n_{4,l}^{(\tau)}}{N_4}}, \tag{80}$$

其中，$\iota=0,1,\ldots N_4-1$ 表示时域中报告的预编码矩阵的索引。为便于阐述，我们将 τ 称为时间索引。尽管协议中未明确说明，为便于理解该码本，我们将时间基改写为

$$\mathbf{z}_\tau=\left[1,e^{j\frac{2\pi n_{4,l}^{(\tau)}}{N_4}},\ldots,e^{j\frac{2\pi(N_4-1)n_{4,l}^{(\tau)}}{N_4}}\right]^T, \tag{81}$$

其包含一个维度为 N_4 的 DFT向量。因此，共有 $Q=2$ 个正交DFT向量，$n_4^{(\tau)}$，其中选取索引为 $\tau=0,1$ 的向量，用作第 l 层的向量，以表示各个时隙间隔上的预编码矩阵。

表XVIII R18预测 PMI 的增强型 II 类码本（TS 38.214 表 5.2.2.2.10-2）

层	
$v=1$	$\mathbf{w}^{(1)}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,1},n_{4,1},p\ \ i_1^{(1)}\ p_1^{(2)}\ \varphi_1,t,\iota} = \mathbf{w}^{1}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,1},n_{4,1},p\ \ i_1^{(1)}\ p_1^{(2)}\ \varphi_1,t,\iota}$
$v=2$	$\mathbf{W}^{(2)}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,1},n_{4,1},p\ \ i_1^{(1)}\ p_1^{(2)}\ \varphi_1,n_{3,2},n_{4,2},p\ \ i_2^{(1)}\ p_2^{(2)}\ \varphi_2,t,\iota} = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}\mathbf{w}^{1}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,1},n_{4,1},p\ \ i_1^{(1)},p_1^{(2)},\varphi_1,t,\iota} & \mathbf{w}^{2}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,2},n_{4,2},p\ \ i_2^{(1)},p_2^{(2)},\varphi_2,t,\iota}\end{bmatrix}$
$v=3$	$\mathbf{W}^{(3)}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,1},n_{4,1},p\ \ i_1^{(1)}\ p_1^{(2)}\ \varphi_1,n_{3,2},n_{4,2},p\ \ i_2^{(1)}\ p_2^{(2)}\ \varphi_2,n_{3,3},n_{4,3},p\ \ i_3^{(1)}\ p_3^{(2)}\ \varphi_3,t,\iota} = \frac{1}{\sqrt{3}}\begin{bmatrix}\mathbf{w}^{1}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,1},n_{4,1},p\ \ i_1^{(1)},p_1^{(2)},\varphi_1,t,\iota} & \mathbf{w}^{2}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,2},n_{4,2},p\ \ i_2^{(1)},p_2^{(2)},\varphi_2,t,\iota} & \mathbf{w}^{3}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,\Xi},n_{4,\Xi},p\ \ i_3^{(1)},p_3^{(2)},\varphi_3,t,\iota}\end{bmatrix}$
$v=4$	$\mathbf{W}^{(4)}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,1},n_{4,1},p\ \ i_1^{(1)}\ p_1^{(2)}\ \varphi_1,n_{3,2},n_{4,2},p\ \ i_2^{(1)}\ p_2^{(2)}\ \varphi_2,n_{3,3},n_{4,3},p\ \ i_3^{(1)}\ p_3^{(2)}\ \varphi_3,n_{3,4},n_{4,4},p\ \ i_4^{(1)}\ p_4^{(2)}\ \varphi_4,t,\iota} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix}\mathbf{w}^{1}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,1},n_{4,1},p\ \ i_1^{(1)},p_1^{(2)},\varphi_1,t,\iota} & \mathbf{w}^{2}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,2},n_{4,2},p\ \ i_2^{(1)},p_2^{(2)},\varphi_2,t,\iota} & \cdots & \mathbf{w}^{4}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,\ 4},n_{4,\ 1},p\ \ i_4^{(1)},p_4^{(2)},\varphi_4,t,\iota}\end{bmatrix}$
预编码向量：$\mathbf{w}^{l}_{q_1,q_2,n_1,n_2,n_{3,\ l},n_{4,\ l},p\ \ i_l^{(1)},p_l^{(2)},\varphi_l,t,\iota} = \frac{1}{\sqrt{N_1N_2\gamma_{t,\iota,l}}}\begin{bmatrix}\sum_{i=0}^{L-1}\mathbf{v}_{m_1^{(i)}m_2^{(i)}}p_{l,0}^{(1)}\sum_{f=0}^{M_v-1}y_{t,l}^{(f)}\sum_{\tau=0}^{Q-1}z_{\iota,l}^{(\tau)}p_{l,i,f,\tau}^{(2)}\varphi_{l,i,f,\tau}\\ \sum_{i=0}^{L-1}\mathbf{v}_{m(i)m(i)}p_{l,1}^{(1)}\sum_{f=0}^{M_v-1}y_{t,l}^{(f)}\sum_{\tau=0}^{Q-1}z_{\iota,l}^{(\tau)}p_{l,i+L,f,\tau}^{(2)}\varphi_{l,i+L,f,\tau}\end{bmatrix}$，$\gamma_{t,\iota,l} = \sum_{i=0}^{2L-1}(p_l^{(1)}{}_{,l}^{i}{}_{L}^{-})^2\left|\sum_{f=0}^{M_v-1}y_{t,l}^{(f)}\sum_{\tau=0}^{Q-1}z_{\iota,l}^{(\tau)}p_{l,i,f,\tau}^{(2)}\varphi_{l,i,f,\tau}\right|^2$ $l=1,2,3,4.$	

$R\in 1,2$ 的值由高层参数 *numberOfPMI-SubbandsPerCQI-Subband-Doppler-r18* 配置，其中 R 和对应的 N_3 值已在第 V-D 节的增强型 Type II 常规码本中定义。用户设备应根据配置的高层参数 *typeII-Doppler-RI-Restriction-r18* 上报 RI 值 v。位图参数 *typeII-Doppler-RI-Restriction-r18* 构成比特序列 r_3，r_2，r_1，r_0，其中 r_0 为最低有效位，r_3 为最高有效位。当 r_i 为零时，$i\in\{0,1,\ldots,3\}$，PMI 和 RI 上报不得对应于任何与 $v=i+1$ 层相关联的预编码器。$N_4\in\{1,2,4,8\}$ 的值由高层参数*N4*配置，因此 PMI 会为每个由 N_4 个连续时隙间隔组成的区间指示 N_3 个预编码矩阵，每个间隔的时长为 d 个时隙。如果 $N_4=1$，则 1 至 4 层的预编码矩阵将从 PMI码本中获取，如表 XI 所示，即预测 PMI 的增强型 II 类码本退化为增强型 II 类码本。

波束和抽头的指示方法，即 $v_{m_1^{(i)},\ m_2^{(i)}}$ 和 $\mathbf{y}f$，与增强型 Type II 常规码本的方法一致，此处不再赘述。$Q=2$ 移位的指示可表示为

$$n_{4,l}=\left[n_{4,l}^{(0)}\ n_{4,l}^{(1)}\right],\ n_{4,l}^{(\tau)}\in 0,1,\ldots,N_4-1, \tag{82}$$

索引 $\tau\in 0,1$ 的分配方式使得 $n_{4\,l}^{(\tau)}{}_{,}$ 随 τ递增。参数 $n_{4\,l}^{(\tau)}{}_{,}$ 表示所有 N_4-1 个移位中第 τ 个选定移位的索引，其指示方式为

$$i_{1,10,l}\in\{0,1,\ldots,N_4-2\}, \tag{83}$$

其中，$n_{4\,l}^{(0)}$,被设为重新映射后的参考点，$i_{1,10,l}$ 是 $n_{4\,l}^{(0)}$ ，与 $n_{4\,l}^{(1)}$,之间的非零偏移量。偏移量值 1 映射到索引值 0。因此，我们有

$$n_{4,l}^{(0)}=0,\ \ n_{4,l}^{(1)}=i_{1,10,l}+1. \tag{84}$$

宽带幅度指示由下式给出

$$i_{2,3,l}=\left[k_{l,0}^{(1)},k_{l,1}^{(1)}\right],\ \ k_{l,p}^{(1)}\in\{1,\ldots,15\}, \tag{85}$$

其中，$k_{l\,0}^{(1)}$ ，和 $k_{l\,1}^{(1)}$ ，分别表示第一和第二极化方向的指示符。在时延域压缩的子带幅度指示由下式给出

$$i_{2,4,l}=[i_{2,4,l,0},i_{2,4,l,1}], \tag{86}$$

其中包含两个选定移位上系数的指示符，即

$$i_{2,4,l,\tau}=\left[\mathbf{k}_{l,0,\tau}^{(2)},\ldots,\mathbf{k}_{l,M_v-1,\tau}^{(2)}\right], \tag{87}$$

其中包含 M_v 个系数向量，每个向量表示两个极化方向上 $2L$ 个波束的幅度指示符，即

$$\mathbf{k}_{l,f,\tau}^{(2)}=\left[k_{l,0,f,\tau}^{(2)},\ldots,k_{l,2L-1,f,\tau}^{(2)}\right],\ \ k_{l,i,f,\tau}^{(2)}\in\{0,\ldots,7\}. \tag{88}$$

从 $k_{l}^{(1)}{}_{,\ p}$ 到幅度系数 $p_{l,\ p}$ 的映射见表XIII；从 $k_{l\,i}^{(2)}{}_{,}^{(1)}{}_{f}$ 到幅度系数 $p_{l\,i}^{(2)}{}_{,\ ,\ f}$ 的映射见表XIV，这与增强型 Type II 常规码本的映射相同。宽带幅度系数表示为

$$p_l^{(1)}=\left[p_{l,0}^{(1)},p_{l,1}^{(1)}\right], \tag{89}$$

而由式（87）映射得到的子带指示符可写为

$$\begin{aligned}\mathbf{p}_{l,\tau}^{(2)}&=\left[\mathbf{p}_{l,0,\tau}^{(2)},\ldots,\mathbf{p}_{l,M_v-1,\tau}^{(2)}\right],\\ \mathbf{p}_{l,f,\tau}^{(2)}&=\left[p_{l,0,f,\tau}^{(2)},\ldots,p_{l,2L-1,f,\tau}^{(2)}\right].\end{aligned} \tag{90}$$

相位系数指示符为

$$i_{2,5,l} = [i_{2,5,l,0}\ i_{2,5,l,1}] \tag{91}$$

其中

$$\begin{aligned} i_{2,5,l,\tau} &= [\mathbf{c}_{l,0,\tau} \dots \mathbf{c}_{l,M_v-1,\tau}], \\ \mathbf{c}_{l,f,\tau} &= [c_{l,0,f,\tau} \dots c_{l,2L-1,f,\tau}], \end{aligned} \tag{92}$$

其中相位系数表示为

$$\varphi_{l,i,f,\tau} = e^{j\frac{2\pi c_{l,i,f,\tau}}{16}},\ c_{l,i,f,\tau} \in \{0,\dots,15\}. \tag{93}$$

表XIX L、β 和 p_v的码本参数配置

参数组合-Doppler-r18	L	p_v		β
		$v \in \{1,2\}$	$v \in \{3,4\}$	
1	2	1/8	1/16	1/4
2	2	1/4	1/8	1/2
3	4	1/4	1/8	1/4
4	4	1/4	1/4	1/4
5	4	1/4	1/4	1/2
6	4	1/4	1/4	3/4
7	4	1/2	1/4	1/2
8	6	1/4	–	1/2
9	6	1/4	–	3/4

同样，为了控制报告开销，层 l上跨所有抽头、波束和时隙间隔的权重反馈条目数（表示为 K_l^{NZ}）不应超过

$$K_0 = \lceil 2\beta L M_1 Q \rceil, \tag{94}$$

其中，M_1 通过计算以下内容进行配置：

$$M_v = \left\lceil p_v \frac{N_3}{R} \right\rceil,\quad p_v \in \left\{\frac{1}{4}, \frac{1}{8}\right\}, \tag{95}$$

其中 $v=1$，p_v 为压缩因子。参数 β、L、p_v 由表XIX中所示的高层参数*paramCombination-Doppler-r18* 确定。为此，指示一个位图，其非零比特标识$i_{2,4,l}$ 和 $i_{2,5,l}$ 中的哪些系数会被报告，具体如下：

$$\begin{aligned} i_{1,7,l} &= [i_{1,7,l,0}, i_{1,7,l,1}], \\ i_{1,7,l,\tau} &= \left[\mathbf{k}^{(3)}_{l,0,\tau}, \dots, \mathbf{k}^{(3)}_{l,M_v-1,\tau}\right], \end{aligned} \tag{96}$$

其中

$$\mathbf{k}^{(3)}_{l,f,\tau} = \left[k^{(3)}_{l,0,f,\tau}, \dots, k^{(3)}_{l,2L-1,f,\tau}\right],\ k^{(3)}_{l,i,f} \in \{0,1\}, \tag{97}$$

对于 $l=1,\dots,v$，使得

$$\begin{aligned} K_l^{NZ} &= \sum_{\tau=0}^{Q-1}\sum_{i=0}^{2L-1}\sum_{f=0}^{M_v-1} k^{(3)}_{l,i,f,\tau} \le K_0, \\ K^{NZ} &= \sum_{l=1}^{v} K_l^{NZ} \le 2K_0. \end{aligned} \tag{98}$$

令 $\tau_l^* \in 0, 1,\ f_l^* \in \{0,1,\dots,M_v-1\}$和 $i_l^* \in \{0,1,\dots,2L-1\}$为用于标识最强

表 XX 预测 PMI 的 II 型码本中的新增参数。

参数	解释
$i_{110,\ l}$	表示所有移位中选定的移位的索引 N_4-1 移位。
$\mathbf{v}_{m_1,\ m_2}$	方向为（m_1、m_2）的波束基。
$\mathbf{y}_f$	时延域中的第 f个谱基。
$\mathbf{z}_\tau$	多普勒域中的第 τ个时间基。
N_3	可用抽头的总数。
N_4	连续时隙间隔的数量。
f	表示选定抽头的索引。
t	表示所报告的预编码矩阵在频域中的索引。
τ	表示选定移位的索引。
ι	表示所报告的预编码矩阵在时域中的索引。
M_v	表示选定抽头的总数。
Q	表示所选移位的总数。

层 l的系数。f 和 $n_{3,\ l}$ 的码本索引会相对于

$$\begin{aligned} f &= (f - f_l^*) \bmod M_v, \\ n_{3,l}^{(f)} &= \left(n_{3,l}^{(f)} - n_{3,l}^{(f_l^*)}\right) \bmod N_3, \end{aligned} \tag{99}$$

其中，$f_l^* = 0$ 和 $n^{(f_l^*)}{}_{3,\ l} = 0$ 在重新映射之后。标识该层 l 上所有抽头和所有移位中的最强波束系数的索引由以下内容指示：

$$i_{1,8,l} = \begin{cases} \sum_{I=0}^{2L\tau_1^*+i_1^*} \kappa^{(3)}_{1,I,0} - 1, & v=1, \\ 2L\tau_l^* + i_l^*, & 1 < v \le 4, \end{cases} \tag{100}$$

对于 $l=1,\ \dots,\ v$。此分类指示方法的含义与图 14 所示相同，但此码本要求指示最强抽头的多个移位中的最强波束。设 $p^* = \left\lfloor \frac{i_l^*}{L} \right\rfloor$ 为最强极化方向的索引，则幅度和相位系数指示如下：

p

- $k^{(1)}_{l,p^*} = 15, k^{(2)}_{l,i_l^*,0,\tau_l^*} = 7, k^{(3)}_{l,i_l^*,0,\tau_l^*} = 1$ and $c^{(3)}_{l,i_l^*,0,\tau_l^*} = 0$, where $k^{(1)}_{l,p^*}$, $k^{(2)}_{l,i_l^*,0,\tau_l^*}$, and $c_{l,i_l^*,0,\tau_l^*}$ are not reported.
- The indicator $k^{(1)}_{l,(p^*+1)\ mod\ 2}$ is reported.
- The $K^{NZ}-v$ indicators $k^{(2)}_{l,i,f,\tau}$ for which $k^{(3)}_{l,i,f,\tau}=1$, $\tau \ne \tau_l^*$, $i \ne i_l^*$, $f \ne 0$ are reported. The $K^{NZ}-v$ indicators $c_{l,i,f,\tau}$ for which $k^{(3)}_{l,i,f,\tau}=1$, $\tau \ne \tau_l^*$, $i \ne i_l^*$, $f \ne 0$ are reported.
- The remaining $2LM_vQv - K^{NZ}$ indicators $k^{(2)}_{l,i,f,\tau}$ are not reported. The remaining $2LM_vQv - K^{NZ}$ indicators $c_{l,i,f,\tau}$ are not reported.

PMI值对应于 i_1 和i_2的码本索引，可表示为

$$\begin{aligned} i_1 = \Big[& i_{1,1}\ \ i_{1,2}\ \ i_{1,5}\ \ \{i_{1,6,l}\}_{l=1}^{v}\ \ \{i_{1,7,l}\}_{l=1}^{v} \\ & \{i_{1,8,l}\}_{l=1}^{v}\ \ \{i_{1,10,l}\}_{l=1}^{v}\Big], \\ i_2 = \Big[& \{i_{2,3,l}\}_{l=1}^{v}\ \ \{i_{2,4,l}\}_{l=1}^{v}\ \ \{i_{2,5,l}\}_{l=1}^{v}\Big]. \end{aligned} \tag{101}$$

将预测 PMI 的增强型 II 类码本中的 (101) 索引与增强型 Type II常规码本中的 (61) 索引进行比较，可以看到新增了一个指示符 $\{i_{1,10,l}\}_{l=1}^{v}$，用于指示选定的移位。其他指示符所表示的内容保持不变，但其组合结构可能略有调整。至此，R18 Type II码本教程结束，表 XX 对新出现的参数进行了解释。

VI. 5G码本讨论

上一节中，我们深入探讨了各种码本框架及其参数组成。本节将提炼每种码本的简化模型，分析其性能差异，评估反馈开销，并总结其应用场景。

A. 紧凑模型

码本的每个版本都包含协议中复杂的数学模型。如果不考虑缩放、归一化、量化、位图及其他因素等次要因素的建模，我们可以使用紧凑模型来表示这些码本。这种简化的表达方式有助于我们更好地理解码本的关键特性和结构组成。

为了定义空间域、频域和时域的基，我们分别将完整基 和有效基建模如下：

1) 空间域中的基：考虑到波束过采样和双极化，空间域中的基表示相比频域和时域中的表示更为复杂。过采样的DFT矩阵$\mathbf{V}_s \in \mathbb{C}^{N_1N_2\times N_1O_1N_2O_2}$ 可表示为

$$\mathbf{V}_s = [\mathbf{v}_{0,0}, \mathbf{v}_{0,1}, \cdots, \mathbf{v}_{N_1O_1-1,N_2O_2-1}], \tag{102}$$

其中，每个波束$\mathbf{v}_{l,m}$ 都是一个DFT向量，已在（18）中定义。一旦由$i_{1,1}=[q_1,q_2]$确定正交波束组，相关的DFT矩阵 $\bar{\mathbf{V}}_s \in \mathbb{C}^{N_1N_2\times N_1N_2}$为

$$\bar{\mathbf{V}}_s = [\bar{\mathbf{v}}_{0,0}, \bar{\mathbf{v}}_{0,1}, \cdots \bar{\mathbf{v}}_{N_1-1,N_2-1}], \tag{103}$$

其中

$$\bar{\mathbf{v}}_{i,j} = \mathbf{v}_{iO_1+q_1,jO_2+q_2}, \tag{104}$$

其中 $i=0,1,\ldots,N_1-1$ 以及 $j=0,1,\ldots,N_2-1$。DFT矩阵$\mathbf{V}_s$ 提供了 N_1N_2 个正交波束，并且每个预编码向量应选择 L个波束。完整基是指表示码本完整正交空间基向量集合的矩阵。由于存在双极化，常规码本中的完整基矩阵可写为

$$\mathbf{W}_s = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{V}}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \bar{\mathbf{V}}_s \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{2N_1N_2\times 2N_1N_2}, \tag{105}$$

其中，$\mathbf{W}_s$ 的维度也可写作 $P_{\text{CSI-RS}}\times P_{\text{CSI-RS}}$ ，因为我们有 $P_{\text{CSI-RS}}=2N_1N_2$。有效基矩阵表示由 PMI报告中选定波束组成的波束集合，即

$$\hat{\mathbf{W}}_s = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{V}}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \hat{\mathbf{V}}_s \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{2N_1N_2\times 2L}, \tag{106}$$

其中

$$\hat{\mathbf{V}}_s = \left[\mathbf{v}_{m_1^{(0)},m_2^{(0)}} \cdots \mathbf{v}_{m_1^{(L-1)},m_2^{(L-1)}}\right], \tag{107}$$

其中，$\mathbf{v}_{m_1^{(i)},\, m_2^{(i)}}$ 表示完整矩阵中的第 i个选定波束。($m_1^{(i)}$， $m_2^{(i)}$)的索引与$i_{1,\,1}$ 和$i_{1,\,2}$有关。

对于端口选择码本，其基不再由DFT向量组成，而是由标准基向量组成。因此，端口选择码本中的完整基矩阵可表示为[10]

$$\mathbf{W}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{P_{\text{CSI-RS}}/2} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I}_{P_{\text{CSI-RS}}/2} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{P_{\text{CSI-RS}}\times P_{\text{CSI-RS}}}, \tag{108}$$

其中，矩阵$\mathbf{I}_{P_{\text{CSI-RS}}/2}$ 是维度为$P_{\text{CSI-RS}}/2$的单位矩阵。端口选择码本中的有效基矩阵可写为

$$\hat{\mathbf{W}}_s = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{I}}_{P_{\text{CSI-RS}}/2\times L} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \hat{\mathbf{I}}_{P_{\text{CSI-RS}}/2\times L} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{P_{\text{CSI-RS}}\times 2L}, \tag{109}$$

ˆ其中，$\mathbf{I}_{P_{\text{CSI-RS}}\times L}$ 是一个截断单位矩阵，用于从完整单位矩阵中选择 L列。

2) 频域中的基：频域中的完整基矩阵可表示为

$$\mathbf{W}_f = [\bar{\mathbf{y}}_0, \bar{\mathbf{y}}_1, \ldots, \bar{\mathbf{y}}_{N_3-1}] \in \mathbb{C}^{N_3\times N_3}, \tag{110}$$

其中

$$\bar{\mathbf{y}}_n = [1, e^{j\frac{2\pi n}{N_3}}, \ldots, e^{j\frac{2\pi(N_3-1)n}{N_3}}]^T, \tag{111}$$

对于 $n=0$，1，...，N_3-1。频域中的有效基矩阵可写为

$$\hat{\mathbf{W}}_f = [\mathbf{y}_0, \mathbf{y}_1, \ldots, \mathbf{y}_{M_v-1}] \in \mathbb{C}^{N_3\times M_v}, \tag{112}$$

其中，每个时延抽头 $\mathbf{y}_n$ 已在（41）中定义。（112）中的选定抽头与（110）中的抽头具有以下关系，即

$$\mathbf{y}_n = \bar{\mathbf{y}}_{n_{3,l}^{(n)}}, \quad n=0,1,\ldots,M_v-1, \tag{113}$$

其中，$\{n_{3,l}^{(n)}\}_{n=0}^{M_v-1}$ 的值由 $i_{1,\,6,\,l}$确定。

3）时域中的基：时域中的完整基矩阵可表示为

$$\mathbf{W}_t = [\bar{\mathbf{z}}_0, \bar{\mathbf{z}}_1, \ldots, \bar{\mathbf{z}}_{N_4-1}] \in \mathbb{C}^{N_4\times N_4}, \tag{114}$$

其中

$$\bar{\mathbf{z}}_n = [1, e^{j\frac{2\pi n}{N_4}}, \ldots, e^{j\frac{2\pi(N_4-1)n}{N_4}}]^T, \tag{115}$$

对于 $n=0$，1，...，N_4-1。时域中的有效基矩阵可写为

$$\hat{\mathbf{W}}_t = [\mathbf{z}_0, \mathbf{z}_1, \ldots, \mathbf{z}_{Q-1}] \in \mathbb{C}^{N_4\times Q}, \tag{116}$$

其中，每个移位 $\mathbf{z}_n$ 已在 (81) 中定义。式 (116) 中从 (114) 得到的选定的移位具有如下关系，即：

$$\mathbf{z}_n = \bar{\mathbf{z}}_{n_{4,l}^{(n)}}, \quad n=0,1,\ldots,Q-1, \tag{117}$$

其中，$\{n_{4,l}^{(n)}\}_{n=0}^{Q-1}$ 的值由 $i_{1,\,10,\,l}$确定。

[10]为了统一后续讨论中码本的紧凑模型，我们使用相同的矩阵表示法来表示常规码本和端口选择码本的空间基。不过，读者需要了解，每种情况下的空间基都各不相同。

4）R15 类型 I 的紧凑模型：R15 类型 I 码本仅选择一个波束，两个极化均选择相同的波束，且极化之间存在相位差。因此，其紧凑模型 $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{P_{\text{CSI-RS}} \times 1}$可表示为

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{V}}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \bar{\mathbf{V}}_s \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{e}_{l,m} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{e}_{l,m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \varphi_n \end{bmatrix}}_{\mathbf{w}_{\text{PMI}}} = \mathbf{W}_s \mathbf{w}_{\text{PMI}}, \tag{118}$$

其中，向量 $\mathbf{e}_{l,m}$ 只有一个元素等于 1，其余元素均为 0。元素 1 的位置由索引 l 和 m确定。用户设备反馈的信息决定矩阵$\mathbf{w}_{\text{PMI}}$中的参数。

5) R15 Type II 的紧凑模型：R15 Type II 码本选择 L 个波束，两个极化使用相同的波束集合。然而，不同极化对应的波束组合系数各不相同。不同数据流也使用相同的波束，但其组合系数不同。每个子带独立报告其预编码矩阵。因此，单个子带内单个数据流的预编码向量$\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{P_{\text{CSI-RS}} \times 1}$ 可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{w} &= \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{V}}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \hat{\mathbf{V}}_s \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} p_0^{(1)} & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & p_{2L-1}^{(1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_0^{(2)} \varphi_0 \\ \vdots \\ p_{2L-1}^{(2)} \varphi_{2L-1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{w}_c} \\ &\overset{(a)}{=} \underset{P_{\text{CSI-RS}} \times 2L}{\hat{\mathbf{W}}_s} \times \underset{2L \times 1}{\mathbf{w}_c} \overset{(b)}{=} \underset{P_{\text{CSI-RS}} \times P_{\text{CSI-RS}}}{\mathbf{W}_s} \times \underset{P_{\text{CSI-RS}} \times 1}{\mathbf{w}_{\text{PMI}}}, \end{aligned} \tag{119}$$

其中，模型 (a) 使用有效基的表达式，而模型 (b) 使用完整基的表达式。向量 $\mathbf{w}_c$ 表示 $2L$ 个波束的权重，由宽带幅度、子带幅度和相位组成。需要注意的是，在模型 (a) 中，$\mathbf{w}_c$ 并未包含预编码矩阵指示（PMI）的全部信息，因为它未考虑波束选择过程。相比之下，在模型 (b)中，$\mathbf{w}_{\text{PMI}}$ 可以表示预编码矩阵指示（PMI）的完整信息。$\mathbf{w}_{\text{PMI}}$ 是一个稀疏向量，稀疏度为 $2L$；其支撑集表示波束选择过程，非零值则表示 $2L$个波束的权重。

6) R16 Type II 的紧凑模型：R16 Type II 码本不再采用让每个子带独立报告自身预编码矩阵的方法。相反，它联合压缩并报告 N_3个子带的预编码矩阵。首先，该码本选择 L 个波束，且两种极化使用同一组波束。此外，不同子带具有不同的波束组合系数，但这些系数会被压缩到 M_v 个频谱基上。因此，码本还需要在时延域中从 N_3 个抽头中选择占主导地位的M_v 个抽头，以构成预编码矩阵。 consequently，单数据流的所有子带对应的预编码矩阵$\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{P_{\text{CSI-RS}} \times N_3}$ 可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{W} &= \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{V}}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \hat{\mathbf{V}}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_0^{(1)} & & & & \mathbf{0} \\ & \ddots & & & \\ & & p_0^{(1)} & & \\ & & & p_1^{(1)} & \\ & & & & \ddots \\ \mathbf{0} & & & & p_1^{(1)} \end{bmatrix} \\ &\quad \times \begin{bmatrix} p_{0,0}^{(2)} \varphi_{0,0} & \cdots & p_{0,M_v-1}^{(2)} \varphi_{0,M_v-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ p_{2L-1,0}^{(2)} \varphi_{2L-1,0} & \cdots & p_{2L-1,M_v-1}^{(2)} \varphi_{2L-1,M_v-1} \end{bmatrix} \\ &\quad \times \begin{bmatrix} y_0^{(0)} & \cdots & y_{N_3-1}^{(0)} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ y_0^{(M_v-1)} & \cdots & y_{N_3-1}^{(M_v-1)} \end{bmatrix} \\ &\overset{(a)}{=} \underset{P_{\text{CSI-RS}} \times 2L}{\hat{\mathbf{W}}_s} \times \underset{2L \times M_v}{\mathbf{W}_c} \times \underset{M_v \times N_3}{\hat{\mathbf{W}}_f^T} \\ &\overset{(b)}{=} \underset{P_{\text{CSI-RS}} \times P_{\text{CSI-RS}}}{\mathbf{W}_s} \times \underset{P_{\text{CSI-RS}} \times N_3}{\mathbf{W}_{\text{PMI}}} \times \underset{N_3 \times N_3}{\mathbf{W}_f^T}, \end{aligned} \tag{120}$$

其中，模型（a）采用有效基的表达式，而模型（b）采用完整基的表达式。 $y_t^{(f)}$ 的定义与（40）中的定义相同，只是省略了层的索引 l。不同于R15 Type II 码本中每个 $2L$ 个波束都具有独立的宽带幅度，在R16 Type II 码本中，每种极化下的 L 个波束共享相同的宽带幅度。通过$\mathbf{W}_c$中的$2L \times M_v$ 个参数，码本利用频谱基获得 N_3个子带的波束组合系数。$\mathbf{W}_{\text{PMI}}$ 是一个稀疏矩阵，其中只有 $2L$ 行和 M_v 列具有非零值。其支撑集反映了波束和抽头的选择，非零值表示波束组合系数。

7）R17 Type II 紧凑模型：R17 Type II 码本采用与 R16 Type II 码本相同的空频压缩技术。不过，端口选择码本现在支持更灵活的端口选择：双极化的连续 L 个端口由可自由选择的 L 个端口取代。此外，波束选择的数量由 K_1表示，抽头选择的数量由 M表示。因此，单数据流在所有子带上的预编码矩阵$\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{P_{\text{CSI-RS}} \times N_3}$ 可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{W} &= \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{V}}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \hat{\mathbf{V}}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_0^{(1)} & & & & \mathbf{0} \\ & \ddots & & & \\ & & p_0^{(1)} & & \\ & & & p_1^{(1)} & \\ & & & & \ddots \\ \mathbf{0} & & & & p_1^{(1)} \end{bmatrix} \\ &\quad \times \begin{bmatrix} p_{0,0}^{(2)} \varphi_{0,0} & \cdots & p_{0,M-1}^{(2)} \varphi_{0,M-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ p_{K_1-1,0}^{(2)} \varphi_{K_1-1,0} & \cdots & p_{K_1-1,M-1}^{(2)} \varphi_{K_1-1,M-1} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

表XXI：不同版本码本的综合评估

码本类型	频谱压缩	端口选择	移动性	反馈开销	波束成形性能	码本性能
R15类型I	No	不支持	不支持	Low	Poor	Fair
R15 型 II	No	支持	不支持	High	优秀	Good
R16 型 II	Yes	支持	不支持	中等	Fair	Good
R17 型 II	Yes	支持	不支持	中等	Good	优秀
R18 型 II	Yes	不支持	支持	中等	Good	优秀

$$\times \begin{bmatrix} y_0^{(0)} & \cdots & y_{N_3-1}^{(0)} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ y_0^{(M-1)} & \cdots & y_{N_3-1}^{(M-1)} \end{bmatrix}$$
$$\overset{(a)}{=} \underset{P_{\text{CSI-RS}}\times K_1}{\hat{\mathbf{W}}_s} \times \underset{K_1\times M}{\mathbf{W}_c} \times \underset{M\times N_3}{\hat{\mathbf{W}}_f^T}$$
$$\overset{(b)}{=} \underset{P_{\text{CSI-RS}}\times P_{\text{CSI-RS}}}{\mathbf{W}_s} \times \underset{P_{\text{CSI-RS}}\times N_3}{\mathbf{W}_{\text{PMI}}} \times \underset{N_3\times N_3}{\mathbf{W}_f^T}, \tag{121}$$

其中，模型（a）采用有效基的表达式，模型（b）采用完整基的表达式。由于 Release 17 仅增强了端口选择码本，R17 Type II 码本的空间域基特指式（108）和式（109）中定义的标准向量基。

8) R18 Type II紧凑模型：R18 Type II码本采用三种基，即空间基、频谱基和时间基。该码本将 $P_{\text{CSI-RS}}$ 端口的权重映射到 $2L$波束，将 N_3 子带的权重映射到 M_v 抽头，并将 N_4 时隙间隔的权重映射到 Q 移位。R18 Type II码本通过张量联合反馈空间域、频域和时域的预编码矩阵。因此，预编码张量的维度应为 $P_{\text{CSI-RS}}\times N_3\times Q$。为了用矩阵表示，我们将空间域和频域展平到行维度。为此，我们将 R16 码本向量化为

$$\text{Vec}(\hat{\mathbf{W}}_s\mathbf{W}_c\hat{\mathbf{W}}_f^T) = \left(\hat{\mathbf{W}}_f \otimes \hat{\mathbf{W}}_s\right)\text{Vec}(\mathbf{W}_c), \tag{122}$$

其中 $\otimes$ 是克罗内克积算子，并且

$$\text{Vec}(\mathbf{W}_c) = \begin{bmatrix} p_0^{(1)}p_{0,0}^{(2)}\varphi_{0,0} \\ \vdots \\ p_1^{(1)}p_{2L-1,0}^{(2)}\varphi_{2L-1,0} \\ \vdots \\ p_1^{(1)}p_{2L-1,M_v-1}^{(2)}\varphi_{2L-1,M_v-1} \end{bmatrix}. \tag{123}$$

然后，单个数据流在所有时隙间隔内的预编码矩阵$\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{P_{\text{CSI-RS}}N_3\times Q}$ 可表示为

$$\mathbf{W} = \left(\begin{bmatrix} y_0^{(0)} & \cdots & y_0^{(M_v-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ y_{N_3-1}^{(0)} & \cdots & y_{N_3-1}^{(M_v-1)} \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{V}}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \hat{\mathbf{V}}_s \end{bmatrix}\right) \times$$
$$\begin{bmatrix} p_{0,0}^{(1)}p_{0,0,0}^{(2)}\varphi_{0,0,0} & \cdots \\ \vdots & \vdots \\ p_{1,0}^{(1)}p_{2L-1,0,0}^{(2)}\varphi_{2L-1,0,0} & \cdots \\ \vdots & \vdots \\ p_{1,0}^{(1)}p_{2L-1,M_v-1,0}^{(2)}\varphi_{2L-1,M_v-1,0} & \cdots \end{bmatrix}$$
$$\begin{bmatrix} \cdots & p_{0,Q-1}^{(1)}p_{0,0,Q-1}^{(2)}\varphi_{0,0,Q-1} \\ & \vdots \\ \cdots & p_{1,Q-1}^{(1)}p_{2L-1,0,Q-1}^{(2)}\varphi_{2L-1,0,Q-1} \\ & \vdots \\ \cdots & p_{1,Q-1}^{(1)}p_{2L-1,M_v-1,Q-1}^{(2)}\varphi_{2L-1,M_v-1,Q-1} \end{bmatrix}$$
$$\times \begin{bmatrix} z_0^{(0)} & \cdots & z_{N_4-1}^{(0)} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ z_0^{(Q-1)} & \cdots & z_{N_4-1}^{(Q-1)} \end{bmatrix}$$
$$\overset{(a)}{=} \underset{P_{\text{CSI-RS}}N_3\times 2LM_v}{\left(\hat{\mathbf{W}}_f \otimes \hat{\mathbf{W}}_s\right)} \times \underset{2LM_v\times Q}{\mathbf{W}_c} \times \underset{Q\times N_4}{\hat{\mathbf{W}}_t^T}$$
$$\overset{(b)}{=} \underset{P_{\text{CSI-RS}}N_3\times P_{\text{CSI-RS}}N_3}{(\mathbf{W}_f \otimes \mathbf{W}_s)} \times \underset{P_{\text{CSI-RS}}N_3\times N_4}{\mathbf{W}_{\text{PMI}}} \times \underset{N_4\times N_4}{\mathbf{W}_t^T}, \tag{124}$$

其中，模型（a）采用有效基的表达式，模型（b）采用完整基的表达式。$z_\iota^{(\tau)}$的定义与式（80）中的定义相同，只是省略了层索引 l。通过$\mathbf{W}_c$中的 $2LM_v\times Q$ 参数，码本利用频谱基和时间基，获得适用于 N_3 个子带和 N_4 个时隙间隔的波束组合系数。$\mathbf{W}_{\text{PMI}}$ 是一个稀疏矩阵，其中仅 $2LM_v$ 行和 Q 列具有非零值。其支撑集反映了波束、抽头和移位的选择，非零值则表示波束组合系数。

由于该码本联合报告所有三个域的预编码矩阵，因此可以使用张量表示对其进行简化。具体而言，令 $\mathcal{W}\in\mathbb{C}^{P_{\text{CSI-RS}}\times N_3\times N_4}$ 表示单数据流在所有子带和所有时隙间隔上的预编码矩阵。那么，R18 Type II码本的结构可用Tucker分解表示，即

$$\mathcal{W} \overset{(a)}{=} \underset{2L\times M_v\times Q}{\mathcal{W}_c} \times_1 \underset{P_{\text{CSI-RS}}\times 2L}{\hat{\mathbf{W}}_s} \times_2 \underset{N_3\times M_v}{\hat{\mathbf{W}}_f} \times_3 \underset{N_4\times Q}{\hat{\mathbf{W}}_t} \tag{125}$$
$$\overset{(b)}{=} \underset{P_{\text{CSI-RS}}\times N_3\times N_4}{\mathcal{W}_{\text{PMI}}} \times_1 \underset{P_{\text{CSI-RS}}\times P_{\text{CSI-RS}}}{\mathbf{W}_s} \times_2 \underset{N_3\times N_3}{\mathbf{W}_f} \times_3 \underset{N_4\times N_4}{\mathbf{W}_t},$$

其中，$\times_n$ 是模-n 乘积算子。$\mathcal{W}_c$ 是Tucker分解的核心张量，涵盖了所有

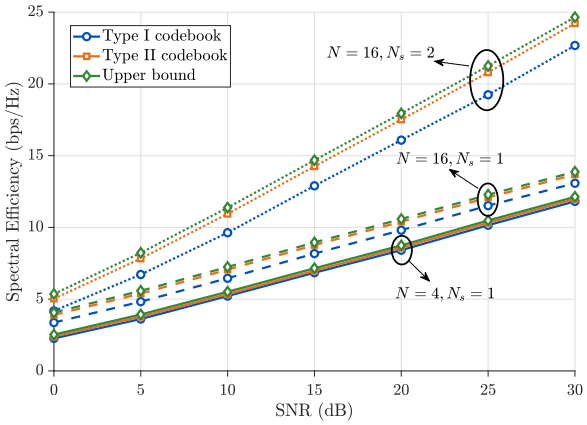

图16：频谱效率与信噪比的关系。

码本中的波束权重。 $\mathcal{W}_{\text{PMI}}$ 是一个稀疏张量，其中仅有 $2L$ 行、 M_v 列和 Q 管包含非零值，表示波束组合系数。

B. 码本性能

码本的性能并不等同于波束成形性能。码本性能指的是所报告预编码矩阵的准确度与反馈开销之间的权衡。对于波束成形性能而言，所报告的预编码矩阵与理想预编码矩阵之间的误差越小，波束成形性能就越高。因此，如果直接报告理想预编码矩阵，波束成形性能将达到最大。然而，报告理想预编码矩阵会导致巨大的反馈开销，使这种非结构化码本的实际性能较差。

表XXI比较了不同3GPP版本中的码本，展现了从R15到R18性能的逐步提升。这一演进得益于多项进展，例如R16引入频谱压缩以降低反馈开销，R17优化端口选择以提高波束成形精度，以及R18支持面向移动用户设备的预测 PMI。早期版本侧重于基本功能（R15类型I），或以较高开销为代价实现高精度（R15 型 II）；后续版本则在效率与适应性之间取得平衡，最终通过改进的压缩技术和针对具体场景的权衡，在R17和R18中实现了优秀的码本性能。这些改进体现了3GPP致力于应对多样化5G-A部署挑战的努力，涵盖从静态、低开销用例到高速移动场景。

图 16 展示了天线配置（N_1， N_2） =（4，1），（16，1）下，Type I 和 Type II 码本的频谱效率，其中过采样因子（O_1， O_2） =固定为（4，1）。分析重点在于单极化、单流数据的空间压缩，以隔离每载波容量差异。在理想反馈条件下，波束成形向量应为信道协方差的主特征向量。Type I 码本通过反馈投影能量最大的空间基来近似实现这一点，从而最大限度地降低开销。然而，Type II 码本采用多个空间基的线性组合。我们的配置使用 $L = 4$ 个波束。宽带幅度 $p_l^{(1)}$ 量化为 3 比特，并禁用子带幅度报告；相位量化为 3 比特，即 $N_{\text{PSK}} = 4$。Type II 的实现从四个正交集合中选取投影能量最高的波束组，然后使用正交匹配追踪（OMP）选出四个空间基。通过最小二乘算法得出的权重，分别在幅度和相位上进行量化。从图 16 可以看出，当天线数量较少时，Type I 和 Type II 之间的性能差距并不显著。随着天线数量增加，差距变得更加明显。此外，数据流数量增加时，差距还会进一步扩大。

C. 反馈比较

码本中的反馈信息，即预编码矩阵指示，主要由两部分组成： i_1 和 i_2。反馈开销可用 i_1 和 i_2中的信息元素的比特开销表示。由于每种码本通常都支持多流传输，因此不同数据流数量的方案，其反馈开销也各不相同。此外，某些码本（例如 R16 常规码本和端口选择码本）的反馈机制会根据子带数量 $N_3 \leq 19$ 和 $N_3 > 19$而有所不同。因此，为了比较不同版本码本的反馈开销，我们考虑了秩为 $v = 2$ 且子带数量为$N_3 > 19$的情形。 i_1和 i_2 中信息元素的比特开销分别列于表XXII和表XXIII。

图17比较了Release 15至Release 18定义的常规码本的反馈开销。请注意，由于Release 17的增强仅针对端口选择码本，因此本次比较不包括Release 17。在宽带和多时间间隔报告条件下，计算了配置为 $L = 1$，2，3，4时的总反馈比特负载。 $L = 1$ 的情形实际上将II型码本简化为I型码本。仿真参数设置如下：逻辑端口数量 $N_1N_2 = 16$、过采样因子 $O_1O_2 = 4$、子载波数量 $N_3 = 18$、时间间隔数量 $N_4 = 4$、时间移位 $Q = 2$、秩 $v = 2$、抽头数量 $M_v = 5$、相位量化比特数 $N_{\text{PSK}} = 4$、每层报告的最大子带幅度数$K^{(2)} = 6$以及非零系数总数 $K^{NZ} = 20$。结果表明，R15码本的反馈开销最高，超过R16码本的十倍。与R16相比，R18码本进一步降低了反馈开销。随着空间基数量 L 增加，这三种码本的反馈开销均以相同速率增长。

D. 适用场景

R15 Type I码本仅支持单流和单波束传输，实现了码本最基本的功能。它适用于对复杂度和功耗要求较低的场景。因此，市场上的所有5G手机都必须支持该码本。在Type I的基础上，R15 Type II 码本提升了预编码精度。它支持单流多波束联合传输和更高阶的调制与编码方案传输模式。因此，它适用于

表XXII： i_1 信息元素的比特开销（ $v=2$ 和 $N_3>19$）

i_1 阵元	R15常规	R15端口选择	R16常规	R16端口选择	R17端口选择	R18 常规
$i_{1,1}$	$\lceil \log_2(O_1O_2) \rceil$	$\left\lceil \log_2\left\lceil \frac{P_{\text{CSI-RS}}}{2d} \right\rceil \right\rceil$	$\lceil \log_2(O_1O_2) \rceil$	$\left\lceil \log_2\left\lceil \frac{P_{\text{CSI-RS}}}{2d} \right\rceil \right\rceil$	N/A	$\lceil \log_2(O_1O_2) \rceil$
$i_{1,2}$	$\left\lceil \log_2\left(\frac{N_1N_2}{L}\right) \right\rceil$	N/A	$\left\lceil \log_2\left(\frac{N_1N_2}{L}\right) \right\rceil$	N/A	$\left\lceil \log_2\left(\frac{P_{\text{CSI-RS}}/2}{K_1/2}\right) \right\rceil$	$\left\lceil \log_2\left(\frac{N_1N_2}{L}\right) \right\rceil$
$i_{1,3,l}$	$\lceil \log_2(2L) \rceil$	$\lceil \log_2(2L) \rceil$	N/A	N/A	N/A	N/A
$i_{1,4,l}$	$3(2L-1)$	$3(2L-1)$	N/A	N/A	N/A	N/A
$i_{1,5}$	N/A	N/A	$\left\lceil \log_2\left(\frac{2M_v}{2}\right) \right\rceil$	$\left\lceil \log_2\left(\frac{2M_v}{2}\right) \right\rceil$	N/A	$\left\lceil \log_2\left(\frac{2M_v}{2}\right) \right\rceil$
$i_{1,6,l}$	N/A	N/A	$\left\lceil \log_2\left(\frac{2M_v}{M_v-1}\right) \right\rceil$	$\left\lceil \log_2\left(\frac{2M_v}{M_v-1}\right) \right\rceil$	$\lceil \log_2(N-1) \rceil$	$\left\lceil \log_2\left(\frac{2M_v}{M_v-1}\right) \right\rceil$
$i_{1,7,l}$	N/A	N/A	$4LM_v$	$4LM_v$	$2K_1M$	$4LM_vQ$
$i_{1,8,l}$	N/A	N/A	$\lceil \log_2(2L) \rceil$	$\lceil \log_2(2L) \rceil$	$\lceil \log_2(K_1M) \rceil$	$\lceil \log_2(2LQ) \rceil$
$i_{1,10,l}$	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	$\lceil \log_2(N_4-1) \rceil$

表XXIII：包含 i_2 信息元素以及 $v=2$ 和 $N_3>19$的比特开销

i_2 阵元	R15常规	R15端口选择（PS）	R16常规	R16 PS	R17 PS	R18 常规
$i_{2,1,l}$	最小值 $\left(M_v, K^{(2)}\right) \cdot \log_2 N_{\text{PSK}}$ $+2\left(M_v - \text{最小值}\left(M_v, K^{(2)}\right)\right)$	最小值 $\left(M_v, K^{(2)}\right) \cdot \log_2 N_{\text{PSK}}$ $+2\left(M_v - \text{分钟}\left(M_v, K^{(2)}\right)\right)$	N/A	N/A	N/A	N/A
$i_{2,2,l}$	分钟 $\left(M_v,\ K^{(2)}\right)-1$	分钟 $\left(M_v,\ K^{(2)}\right)-1$	N/A	N/A	N/A	N/A
$i_{2,3,l}$	4	4	4	4	4	4
$i_{2,4,l}$	$3(K^{NZ}-2)$	$3(K^{NZ}-2)$	$3(K^{NZ}-2)$	$3(K^{NZ}-2)$	$3(K^{NZ}-2)$	$3(K^{NZ}-2)$
$i_{2,5,l}$	$4(K^{NZ}-2)$	$4(K^{NZ}-2)$	$4(K^{NZ}-2)$	$4(K^{NZ}-2)$	$4(K^{NZ}-2)$	$4(K^{NZ}-2)$

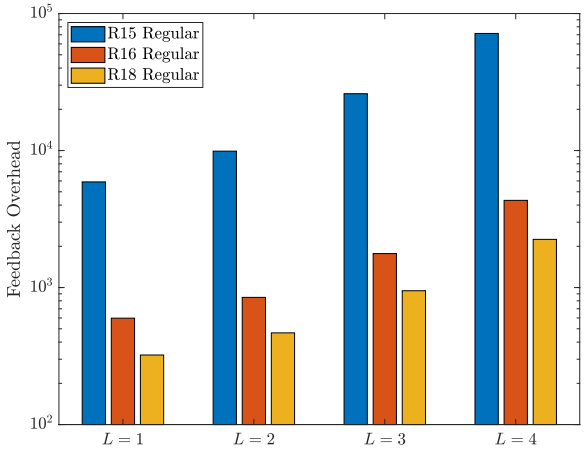

图17：反馈开销与 L的关系。

要求更高数据速率和系统容量的场景，例如增强型移动宽带（eMBB）。由于结构复杂，目前市场上仅约20%的5G终端支持该码本。R16和R17型II码本引入了频域压缩在 R15类型II 的基础上采用相关技术，从而降低反馈开销。因此，它们被应用于要求高可靠性和低时延的场景，例如非地面网络（NTN）和智能交通系统（ITS）。R18 型 II 码本进一步融入了时域压缩技术。该技术针对不同的块预测信道，因此适用于移动用户场景，例如高速列车和车辆。这对于支持增强型移动宽带（eMBB）和超可靠低时延通信（URLLC）等应用至关重要。对于 R17 及更高版本，可能只有旗舰手机支持这些版本，在市场上的5G终端中占比不到1%。协议的标准化通常早于市场部署。因此，未来将有更多终端支持这些先进码本，而针对这些码本的算法设计也将变得极为重要。

VII. 未来方向及其他情景

波束成形作为一种多天线传输技术，催生了众多研究课题，包括信道估计和码本设计。在 3GPP 5G 协议中，PMI码本主要用于在大规模MIMO系统中反馈波束成形矩阵。本节首先概述可能影响未来网络、但仍远未进入标准化进程的波束成形

码本相关研究方向。随后，我们总结大规模MIMO波束成形之外可能需要码本的其他场景；由于这些场景具有独特的信道特性和传输特征，因此需要设计新的码本。

*A. R*大规模*MIMO*波束赋形的研究方向

1）码本基的演进：现有常规码本采用空间基、频谱基和时间基来压缩预编码矩阵的反馈。然而，这些基要么是DFT向量（即频谱基和时间基），要么是DFT向量的克罗内克积（空间基）。这类基能够在角度域、时延域和多普勒域中表示预编码，并已验证具有稀疏特性。展望未来，我们需要思考是否存在更好的基，能够在某些新域中以更稀疏的方式表示预编码向量。一个典型例子是近场通信，其中每条传播路径都会形成弯曲或球面波前；而对于均匀阵列，DFT向量刻画的是平面波引起的响应。因此，DFT空间基无法在近场中稀疏地表示预编码矩阵，这就需要研究更适用于构建码本的基。在端口选择码本中，空间基是标准基向量，即一个元素为1，其余元素为0。这类基不如常规码本中的基灵活，后者通常包含多组过采样的DFT正交基。因此，端口选择码本中过采样基的设计也是未来研究的重要内容。此外，现有码本通常针对均匀平面阵列设计。如果考虑非均匀阵列或圆形阵列等其他形状的阵列，就应针对不同的拓扑结构提供不同的基。

2）码本的创新框架：未来对码本框架的研究与开发可沿两个主要方向推进：统一码本框架和人工智能（AI）赋能的码本框架。a）前者涉及统一现有的码本结构。目前，对于单面板码本，有 15 组 I 型码本和 7 组 II 型码本，支持多种预编码阶数、空间基、阵列配置和层数要求。未来的码本应更加简洁灵活，这就需要一种统一码本框架，其报告机制能够满足现有码本的大部分或全部功能。例如，本文构想了一种码本的张量结构，如（125）所提出，重点关注 Tucker核和因子矩阵上的报告参数与基的设计。b）第二类旨在利用人工智能技术应用于码本。现有码本中的通用方法和底层模型深深植根于过去几十年发展起来的信号处理方法。因此，可以准确地说，当代反馈设计是基于模型的。借助深度学习网络，反馈设计仍有进一步改进的空间，从而使反馈协议由数据辅助 [55]–[59]。人工智能码本框架的具体应用可以多种多样，例如直接设计一个用于反馈压缩与重构的标准化网络，类似于自编码器。或者，可以将网络标准化，使其学习和发现无线信道中存在的统计结构，并生成码本的基，随后使其具备特定站点特性，以捕获特定小区中的信道、硬件、移动性和数据流量特征[60], [61]。此外，还可以将可训练参数引入基于模型的码本中，并通过控制信令对其进行指定。其主要目的是补偿支撑协议的模型中的不准确性，例如硬件损伤和信道特性描述方面的不准确性，并获得一种增强的解决方案，使其能够在运营商网络中通用。

3) 分层码本结构：现有5G系统中的码本结构可直接反馈数据流与CSI-RS端口之间的预编码矩阵。在高稀疏信道场景（例如毫米波或太赫兹频段）中，分层测量可通过采用多阶段测量和反馈来减少导频开销，帮助基站确定合适的预编码矩阵。学术研究已探索采用分层波束训练来快速识别令人满意的DFT 波束 [40], [48], [62]。然而，标准中尚无采用多阶段测量和反馈来快速确定合适预编码矩阵的分层码本。其主要原因在于，基站执行穷举式波束训练属于小区级行为；例如，完成一轮波束扫描后，所有用户设备都可以同时提供反馈。相比之下，分层波束训练是面向特定用户的过程，不同用户设备必须各自独立执行。此外，虽然分层搜索可以减少波束扫描次数，却会增加反馈轮次。反过来，这会增加波束对齐时延并带来额外的调度开销。当前的5G系统已实现两阶段测量过程：先使用宽波束扫描SSB信号，再在最优SSB波束内发送信道状态信息参考信号。不过，在SSB波束内进行测量，是通过PEB实现的，而PEB独立于码本。另一方面，分层码本可定义多阶段预编码矩阵，从而在数据流与CSI-RS端口之间创建一个或多个虚拟端口层。在每个阶段，用户设备都会反馈各阶段的预编码信息，而整个过程由分层码本定义。值得注意的是，不同阶段所使用的预编码基和系数精度可能有所不同。

4）模拟波束成形码本：当前的 5G 基站通常采用混合波束成形架构，其中天线端口的数量多于数字端口，数字端口的数量则大于或等于 CSI-RS 端口的数量。在该架构中，从数字端口到天线端口的线性映射（忽略功率放大器造成的非线性失真）称为模拟波束成形。当前的码本旨在反馈从数据流到 CSI-RS 端口的预编码矩阵，本质上是对数字波束成形的反馈。尽管如此，

模拟波束成形设计在系统中同样发挥着重要作用。在当今的 5G 协议中，基站通过扫描模拟波束覆盖整个服务区域，并选择最佳模拟波束进行子空间信道测量。因此，基站需要模拟波束成形码本，以确保信号覆盖能力。由于这项操作属于基站内部流程，因此尚未纳入标准。未来的下行信道估计可能会从通过模拟波束测量信道子空间，转变为测量天线端口的完整空间。在这种新方法中，基站可以通过不同的模拟波束发送 CSI-RS。如果用户设备知晓模拟波束成形向量以及不同子空间的信道测量结果，就可以结合这些信息来重建完整的信道特征。因此，必须对模拟波束成形码本进行标准化，以便用户设备以最小开销了解基站所使用的模拟波束成形向量。

B. 其他多输入多输出相关特性

在 5G 的每个版本中，多输入多输出信道估计和反馈机制都得到了改进。其基本目标是在降低反馈开销的同时提升通信性能，这可以通过利用信道中的固有结构来实现。这些改进所节省的资源既可用于数据传输，也可用于支持更多天线端口。除了这些大规模MIMO方面的改进之外，还涌现出新的多输入多输出相关功能、频段和阵列几何结构，这些都需要对现有协议进行彻底改变。

预计 6G 将扩展支持的频率范围，涵盖上中频段（例如 7–24 GHz）和太赫兹频段（100 GHz 以上）。前者旨在以与 5G 相近的覆盖范围提供更高容量，而后者则面向需要极高容量的短距离链路，例如无线回传或接入。在上中频段运行的未来网络需要更多物理天线，才能维持与下中频段（例如 3.5 GHz）相同的物理阵列孔径。由于这可能支持包含更多数据流的多用户MIMO传输，因此 3GPP 标准最终支持比目前更多的信道状态信息参考信号天线端口将是可取的。有人提议将配备 256、512 或更多端口的未来系统称为巨型MIMO（gMIMO） [17]，以区别于目前配备 16、32 或 64 个端口的大规模MIMO系统。这些发展也为近场通信和分布式波束成形创造了条件，后文将对此进行详细讨论。

研究界为未来MIMO相关特性引入了许多其他名称。超大规模MIMO（UM-MIMO）是太赫兹频段未来 MIMO技术的常用名称 [63]–[65], ，该技术可在小型化形态中容纳数千个阵元，其主要目标是实现能够克服路径损耗问题的波束成形增益。相比之下，超大孔径阵列（ ELAA） [7] 和超大规模MIMO（XL-MIMO）[44], [66] 这两个术语可互换使用，指的是配备阵列的基站；这些阵列通常在物理尺寸上大于当前基站，但尤其在电气尺寸上相较于波长更大。其主要原因是获得更多的空间自由度即天线端口数量至少比当前系统多一个数量级。这类系统将呈现各种近场传播效应，与5G相比，需要新的信道模型和反馈机制。由于不同术语之间存在重叠（且业界并不总是一致地使用这些术语），本节其余部分将重点介绍需要进一步研究以支持未来标准化的主要技术特性，但不使用具体的MIMO术语。

1) 太赫兹波束成形：太赫兹频段覆盖 0.1 至 10 太赫兹的频率，是无线通信技术的新前沿，其带宽可支持每秒数太比特的数据传输速率 [67]–[69]。这一电磁频谱频段具有独特的传播特性，使其有别于较低频段。一个关键特点是必须使用大量天线单元，因为每个单元都变得非常微小，从而实现极具方向性的波束成形传输与接收。由于分子吸收显著，且太赫兹波的反射/散射能力较弱，太赫兹通信将主要受限于视距传输 [18]。此外，太赫兹波的高频特性会形成低秩信道，意味着显著传播路径的数量有限。太赫兹信道的低秩特性表明，这类信道所用的 PMI码本可能与较低频段所用的码本大不相同。由于需要考虑的空间和频谱基（即波束和时延抽头）较少，这种简化也意味着，与其他波束成形场景相比，太赫兹通信中的信道预测或波束成形预测更易实现。此外，在太赫兹波束成形中，受大带宽下波束斜视或波束分裂现象的影响，设计模拟波束成形码本尤其具有挑战性 [45], [70], [71]。当发射阵列相对于波长变得非常大时，还可以合成传统波束成形无法产生的其他类型波前，包括贝塞尔波束和艾里波束 [72]。如果网络需要根据传播场景在这些波前之间切换，则必须为此采用新的反馈机制。

2）近场波束成形：现有的波束成形码本专为远场信道设计，这类信道可描述为来自不同方向的平面波之和。如果未来系统采用比当前更大规模的阵列和/或更高的载波频率，我们将无法再依赖远场信道近似，因为夫琅禾费距离可能达到数百米。在这种情况下，每条传播路径都会产生弯曲的球面波前。这种现象称为辐射近场效应；在此类信道中进行通信时，聚光灯式波束成形将被透镜式波束聚焦取代，这称为近场波束成形 [73]。这一特性对未来系统颇具吸引力，因为它赋予基站深度感知能力，可用于将不同数据流聚焦到位于不同距离的接收机 [74], ，即使这些用户在角度域中无法区分。由于近场传播特性，产生的稀疏性无法在

DFT域中得到良好表示。一种潜在的解决方案是基于极域字典 [75]–[78]，开发新的码本，以捕捉球面波固有的信道变化。未来研究需要探讨在CSI压缩和反馈中，哪些改进方案最有效地捕捉近场特性。近场通信中的另一个复杂因素是存在空间非平稳多径传播 [44]，，在这种传播中，来自某些散射体的信号只能在阵列的部分区域内被观测到。要揭示此类传播环境中的稀疏性，就需要采用与波在整个阵列上均可见时截然不同的基底。

3) 无源波束成形：可重构智能表面（RIS）是由许多电磁特性可调的无源阵元构成的可编程超表面[79]。在通信过程中，可以调整这些特性来实现无源波束成形，即将入射波反射到所需方向。最引人注目的应用场景是创建虚拟视距路径：利用表面绕过障碍物进行波束成形，从而获得比信号必须穿过障碍物时更强的接收信号功率 [80]–[82]。RIS既可以视为一种无噪声无线中继器，利用其物理尺寸增强传播链路，而非使用有噪声放大器；也可以视为将部分天线单元从多输入多输出发射机/接收机移至中间位置。配置RIS类似于传统的多输入多输出波束成形：需要发送参考信号，在接收机处确定合适的RIS配置，然后通过资源有限的控制信道将配置反馈给RIS。近期关于这一主题的研究见 [83]–[85]，用于波束训练和反馈压缩的工具与多输入多输出通信中使用的工具类似，但两者存在几个关键差异：a) 典型RIS的反射阵元数量比多输入多输出阵列的逻辑天线端口多一个数量级；b) RIS的应用场景可能更多局限于空间稀疏环境；c) RIS无法进行频率选择性波束成形。因此，需要设计新的波束训练和反馈压缩算法 [86], [87]，并在现实条件下进行测试。根据部署场景和载波频率，RIS信道可能具有近场传播特性。

4) 分布式*MIMO*波束成形： 目前，一个持续发展的趋势是将基带处理从基站站点迁移到由多个站点共享的边缘云。这样做的主要动机是降低总体计算资源需求，并使用运行在通用硬件上的虚拟化机器。重要的是，这一发展也可能为分布式MIMO（亦称无小区大规模MIMO）提供实现基础 [88]–[90]，，在这种架构中，邻近基站通过相干联合传输为其用户提供服务。学术文献倡导使用上行导频信号进行信道估计（例如SRS），但仍可能需要CSI码本：或者用于在基站与边缘计算机之间共享CSI，或者用于实际网络中类似CSI-RS的信道估计。这引出了一个问题：需要什么样的码本？最简单的答案是针对每个基站分别采用已经标准化的3GPP协议，但这样将忽略实际存在的信道相关性。实际上，不同基站之间的小尺度衰落实现几乎不相关，但信道角度支持、移动性特征和频率选择性可能存在很强的相关性。如果在同一屋顶或相邻屋顶上部署多个基站面板，以增加天线数量并实现近场式深度感知 [91]，这一点将尤为重要。上述特定于站点的增强功能很可能在学习基站之间的CSI相关性方面发挥关键作用。

5) 感知应用： 未来的蜂窝网络有望转变为大规模雷达感知系统，将通信不需要的传输资源用于探索传播环境。这通常称为通感一体化（ISAC） [92]，[93] ，3GPP 多年来一直在研究这一领域 [94]。感知可以通过跟踪用户移动并预测未来的资源分配需求，提高网络运行效率。通过感知获得的环境感知能力，涵盖静止和移动物体，也可能有助于网络上运行的各种应用，例如监测道路和空域、设施入侵检测，以及实时完善数字孪生。感知系统的一项基本功能是让波束向不同方向扫描，并探究信号在抵达接收机之前如何被物体反射。一种可能的实现方式是让一个基站在下行时隙发送雷达脉冲，再由另一个基站接收“回波”。这种双基地感知需要用于波束扫描的码本，还可能需要不同的目标检测和目标跟踪机制。用于通感一体化（ISAC）的波束成形码本设计仍是一个具有重要实际意义的研究课题 [95]–[97]。

VIII. 结论

本文对 PMI 码本进行了全面且通俗易懂的介绍，旨在帮助研究人员和工程师清晰地理解相关内容，而无需深入研读复杂的协议规范。我们首先回顾了基于码本的波束成形基本原理，随后深入讨论了 CSI-RS 测量和 PMI 反馈机制的实际实现。接着，我们分析了 3GPP 码本从 Release 15 到 Release 18 的演进，涵盖 Type I 和 Type II 码本，包括常规码本和端口选择码本，并介绍了相关的协议实现细节。此外，我们还为每种码本建立了简化模型，分析其性能差异，评估其反馈开销，并总结其应用场景。最后，本教程指出了有前景的未来研究方向，并探讨了与波束成形码本持续发展相关的其他波束成形场景。我们希望本文能成为一份及时且有价值的参考资料，促进学术界与产业界开展更有效的合作，共同推动这项至关重要的无线技术发展。

附录A 基于完整 CSI 的波束成形详情

为了让多输入多输出领域的研究人员能够快速复现经典的波束成形方案，我们总结了几种具有代表性的

适用于单用户多输入多输出和多用户多输入多输出系统的基于完整 CSI 的波束成形方法。

A. 单用户多输入多输出

如表XXIV所示，已开发出多种波束成形技术。

- 奇异值分解（*SVD*）：这是单用户多输入多输出系统的主要方法。SVD将信道矩阵分解为其奇异值 $\mathbf{\Sigma}$ 以及奇异向量$\mathbf{U}$ 和$\mathbf{V}$。这种分解通过沿信道的特征模进行传输，有助于实现最优功率分配和有效的干扰管理。然而，如果基站或用户设备仅部分掌握信道状态信息，则可以考虑其他方法。
- 最大比传输（*MRT*）：该方法通过使发射波束与信道的主特征方向对齐，最大化信噪比。然而，它无法解决多输入多输出系统中固有的流间干扰，因此通常不理想。
- 迫零（*ZF*）：通过求逆信道矩阵，迫零可有效消除流间干扰，从而改善信号分离。当信道矩阵的条件数较大时，其逆矩阵的元素可能会很大。这可能导致某些天线对应的权重超过功率放大器（PA）的功率约束，因此需要整体降低发射功率。[11]
- 正则化迫零（*RZF*）：该技术引入正则化因子 ξ 以减轻噪声放大。通过调节 ξ，RZF 可以适应不同的工作状态：当 $\xi \to \infty$时趋近于 MRT，当$\xi = 0$时趋近于 ZF，当 $\xi = \frac{\sigma^2}{P_t}$ 时趋近于 MMSE，其中 P_t 和 σ^2 分别表示发射功率和噪声功率。选择正则化因子的一种常见方法是$\xi = \frac{\sigma^2}{P_t}$，该方法称为最小均方误差（MMSE）波束成形，并在表格中单独列出。
- 几何均值分解（*GMD*）：该方法解决了 SVD 产生的空间流之间的不平衡问题，因为这种不平衡会对误比特率（BER）产生不利影响。当使用单个码字传输多个数据流时，该方法通过提供更加均衡的功率分配方法来改善 BER 性能。对信道执行 GMD 可得到 $\mathbf{H} = \mathbf{QRP}^H$，其中 $\mathbf{R}$ 为对角元素相同的上三角矩阵 $\sigma = (\prod_{i=1}^{r} \sigma_i)$，$r$ 为$\mathbf{H}$的秩，$\{\sigma_i\}_{i=1}^{r}$ 表示奇异值，$\mathbf{Q}$ 和$\mathbf{P}$为酉矩阵。

B. 多用户多输入多输出

与单用户多输入多输出不同，多用户MIMO系统必须明确处理用户间干扰。表XXV总结了几种常用的基于完整 CSI 的多用户多输入多输出波束成形方法。值得注意的是，通过将所有用户的信道矩阵堆叠为 $\widetilde{\mathbf{H}} = [\mathbf{H}_1^H, \ldots, \mathbf{H}_K^H]^H$，可以将迫零、最小均方误差和正则化迫零波束成形技术扩展到多用户多输入多输出。其他技术详述如下：

[11]对于 ZF合并器，这些较大的阵元与噪声相乘时可能导致噪声放大，从而降低接收机处的信噪比。

表XXIV：单用户多输入多输出的波束成形方案

方案	描述	闭式解
SVD	$\mathbf{H} = \mathbf{U\Sigma V}^H$, $\mathbf{W} = [\mathbf{V}]_{:,\,1:N_s}$	✓
MRT	$\mathbf{W} = \mathbf{H}^H$	✓
ZF	$\mathbf{W} = \mathbf{H}^H \left(\mathbf{HH}^H\right)^{-1}$	✓
RZF	$\mathbf{W} = \mathbf{H}^H \left(\mathbf{HH}^H + \xi \mathbf{I}_{N_r}\right)^{-1}$	✓
MMSE	$\mathbf{W} = \mathbf{H}^H \left(\mathbf{HH}^H + \frac{\sigma^2}{P_t}\mathbf{I}_{N_r}\right)^{-1}$	✓
GMD	$\mathbf{H} = \mathbf{QRP}^H, \mathbf{W} = [\mathbf{P}]_{:,1:N_s}$	✓

- 特征零迫（*EZF*）：此方法将奇异值分解与迫零相结合，以在抑制用户间干扰的同时最大化信号强度。对于每个用户 k，通过应用奇异值分解提取主特征向量，即

$$\mathbf{H}_k = \mathbf{U}_k \mathbf{\Sigma}_k \mathbf{V}_k^H, \tag{126}$$

其中，右奇异矩阵可表示为

$$\mathbf{V}_k = [\mathbf{v}_{1,k}, \mathbf{v}_{2,k}, \ldots, \mathbf{v}_{N_t,k}]. \tag{127}$$

令$\hat{}\mathbf{V}_k = [\mathbf{v}_1, \ldots, \mathbf{v}_{v_k}]$ 表示用户 k 的特征波束成形器，其中 v_k 表示分配的数据流数量。为消除用户间干扰，将所有用户的特征波束成形器汇集起来进行迫零，即

$$\mathbf{V}_{\text{eff}} = \left[\hat{\mathbf{V}}_1, \hat{\mathbf{V}}_2, \ldots, \hat{\mathbf{V}}_K\right]. \tag{128}$$

假设 $v_k = v$，扩展零强迫波束成形为

$$\mathbf{W} = \mathbf{V}_{\text{eff}} \left(\mathbf{V}_{\text{eff}}^H \mathbf{V}_{\text{eff}} + \xi \mathbf{I}_{Kv}\right)^{-1}, \tag{129}$$

其中 ξ 是用于平衡噪声的正则化因子。

- 块对角化：此方法将每个用户的信号投影到其他用户信道的零空间中，以消除干扰。对于用户 k，对汇集后的干扰信道进行奇异值分解，即

$$\mathbf{H}_{\overline{k}} = [\mathbf{H}_1^H, \cdots, \mathbf{H}_{k-1}^H, \mathbf{H}_{k+1}^H, \cdots, \mathbf{H}_K^H]^H. \tag{130}$$

通过以下方式提取$\mathbf{H}_k$ 的零空间基

$$\mathbf{H}_{\overline{k}} = \mathbf{U}_{\overline{k}} \mathbf{\Sigma}_{\overline{k}} \left[\mathbf{V}_{\overline{k}}^{(1)}, \mathbf{V}_{\overline{k}}^{(0)}\right]^H, \tag{131}$$

并使用 $\mathbf{V}_{\overline{k}}^{(0)}$ 作为预波束成形器，它是由与特征值 0 对应的特征向量组成的矩阵。因此，有效信道 $\mathbf{H}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{V}_k^{(0)}$ 不再受到干扰，从而可以独立地对每个用户进行多输入多输出处理。对用户 k 的有效信道进行奇异值分解，得到

$$\overline{\mathbf{H}}_k = \overline{\mathbf{U}}_k \overline{\mathbf{\Sigma}}_k \left[\overline{\mathbf{V}}_k^{(1)}, \overline{\mathbf{V}}_k^{(0)}\right]^H. \tag{132}$$

于是，块对角化波束成形可表示为

$$\mathbf{W} = \left[\mathbf{V}_1^{(0)} \overline{\mathbf{V}}_1^{(1)}, \cdots, \mathbf{V}_K^{(0)} \overline{\mathbf{V}}_K^{(1)}\right]. \tag{133}$$

该方法能够实现完美的干扰抑制，但由于需要反复进行零空间奇异值分解，计算复杂度较高，且仅在 $K \leq N_t$ 时可行。

表XXV：多用户多输入多输出的波束成形方案

方案	描述	闭式解
ZF	$\tilde{\mathbf{H}}^H\left(\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}^H\right)^{-1}$	✓
RZF	$\tilde{\mathbf{H}}^H\left(\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}^H+\xi\mathbf{I}_{KN_r}\right)^{-1}$	✓
MMSE	$\tilde{\mathbf{H}}^H\left(\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}^H+\frac{\sigma^2}{P_t}\mathbf{I}_{KN_r}\right)^{-1}$	✓
EZF	$\mathbf{V}_{\text{eff}}\left(\mathbf{V}_{\text{eff}}^H\mathbf{V}_{\text{eff}}+\xi\mathbf{I}_{Kv}\right)^{-1}$	✓
BD	$\left[\mathbf{V}_1^{(0)}\mathbf{V}_1^{(1)},\cdots,\mathbf{V}_K^{(0)}\mathbf{V}_K^{(1)}\right]$	✓
加权最小均方误差	参见算法5	✗
DPC	将干扰嵌入 通过非线性映射嵌入发射信号	✗

- 加权最小均方误差：该迭代方法通过引入一个辅助矩阵，在加权和速率最大化问题与加权最小均方误差公式之间建立等价关系，从而联合优化波束成形器和合并器 [34], [98], [99]。迭代次数记为 $\mathcal{I}$ ，用户优先级表示为 $\{\chi_k\}_{k=1}^K$，加权最小均方误差波束成形算法总结于算法5中。

- 脏纸编码（*DPC*）：作为一种非线性波束成形技术，在信道状态信息完美已知时，DPC 通过在发射机处预先消除干扰，在多用户多输入多输出系统中实现最优和速率性能。在实践中，DPC 通常采用 Tomlinson-Harashima 预编码（THP）实现。尽管 DPC 在理论上能够通过消除多用户干扰达到信道容量，但其较高的计算复杂度和严格的信道状态信息要求限制了它的实际部署。

算法5 加权最小均方误差波束成形的流程。

Input: Iterative number $\mathcal{I}$, transmit power P_t, user priority $\{\chi_k\}_{k=1}^K$, noise power $\{\sigma_k^2\}_{k=1}^K$, and stacked channel $\widetilde{\mathbf{H}}$.

Initialize: Random $\mathbf{W}$ with $\text{Tr}\left(\mathbf{W}\mathbf{W}^H\right)=P_t$.
for $i=1,\ldots,\mathcal{I}$ **do**
——— ***Update Combiner*** $\mathbf{C}_k,\forall k$ ———
  $\gamma_{1,k}=\frac{\sigma_k^2}{P_t}\text{Tr}\left(\mathbf{W}\mathbf{W}^H\right)$.
  $\mathbf{C}_k=\left(\mathbf{H}_k\mathbf{W}\mathbf{W}^H\mathbf{H}_k^H+\gamma_{1,k}\mathbf{I}_{N_r}\right)^{-1}\mathbf{H}_k\mathbf{W}_k$.
——— ***Update Auxiliary Matrix*** $\mathbf{B}_k,\forall k$ ———
  $\mathbf{B}_k=\left(\mathbf{I}_D-\mathbf{W}_k^H\mathbf{H}_k^H\mathbf{C}_k\right)^{-1}$.
——— ***Update Beamformer*** $\mathbf{W}_k,\forall k$ ———
  $\gamma_2=\sum_k\frac{\chi_k\sigma_k^2}{P_t}\text{Tr}\left(\mathbf{C}_k\mathbf{B}_k\mathbf{C}_k^H\right)$.
  $\mathbf{W}_k=\chi_k(\sum_k\chi_k\mathbf{H}_k^H\mathbf{C}_k\mathbf{B}_k\mathbf{C}^H\mathbf{H}_k+\gamma_2\mathbf{I}_{N_t})^{-1}\mathbf{H}_k^H\mathbf{C}_k\mathbf{B}_k$.
end for
$\mathbf{W}=[\mathbf{W}_1,\mathbf{W}_2,\cdots,\mathbf{W}_K]$.
Normalize $\mathbf{W}\leftarrow\sqrt{\frac{P_t}{\text{Tr}(\mathbf{W}\mathbf{W}^H)}}\mathbf{W}$.
Output: Beamformer $\mathbf{W}$ and combiner $\{\mathbf{C}_k\}_{k=1}^K$

C. 功率分配

波束成形通过抑制干扰并匹配信道特性，对发射信号进行预处理以提高传输效率；功率分配则通过动态调整各子信道上的发射功率，最大化系统容量、能量效率或用户公平性。在单用户多输入多输出（SU-MIMO）中，常见的功率分配方案包括等功率分配、注水算法和调和平均数。在多用户多输入多输出（MU-MIMO）中，通常采用注水算法和面向服务质量（QoS）的动态分配。应用波束成形后，数据流通过相互正交（或准正交）的子信道传输，其中 λ_i^2 表示第 i 个子信道的信噪比。随后，用户的数据速率可表示为

$$R=\sum_{i=1}^{D}\log\left(1+P_i\lambda_i^2\right), \tag{134}$$

其中， P_i 是分配给第 i 个子信道的功率。

- 注水算法：注水算法是一种用于 MIMO 系统的功率分配方法，它通过向较强的子信道分配更多功率来最大化数据速率。其目标函数表示为

$$\begin{aligned}&\max_{P_i}\sum_{i=1}^{D}\log\left(1+P_i\lambda_i^2\right),\\&\text{s.t. }\ P_i\geq 0,\ \sum_{i=1}^{D}P_i=P_t.\end{aligned} \tag{135}$$

利用拉格朗日乘子法，可得最优注水解：

$$P_i^*=\left(\mu-\frac{1}{\lambda_i^2}\right)^+, \tag{136}$$

其中， P_i^* 是分配给第 i 个子信道的最优功率， μ 是水位（由总功率约束 $\sum P_i^*=P_t$ 确定），而 $(x)^+=\max(0,x)$ 确保功率分配非负。

- 调和平均数：注水算法会贪婪地向较强的子信道分配更多功率；从理论上说，这对于最大化信道容量是最优的。然而，在实际系统中，多个数据流会在同一码字下联合解码，流之间过大的功率差异可能会降低整体解码性能。为了在容量最大化与解码鲁棒性之间取得平衡，另一种方法是最大化子信道信噪比的调和平均数，即：

$$\begin{aligned}&\max_{P_i}\frac{D}{\sum_{i=1}^{D}\frac{1}{P_i\lambda_i^2}}\\&\text{s.t.}\quad P_i\geq 0,\ \sum_{i=1}^{D}P_i=P_t.\end{aligned} \tag{137}$$

利用拉格朗日乘子法，可得最优调和平均解：

$$P_i=\beta\frac{1}{\lambda}, \tag{138}$$

其中， β 是满足总功率约束的因子。

- *QoS*感知动态分配：QoS感知动态功率分配是一种多用户MIMO系统中的方法，

表XXVI 时隙内的信道状态信息参考信号位置（TS 38.211表7.4.1.5.3的部分内容）。

Row	端口 X	密度 ρ	CDM类型	$(\bar{k}, \bar{l})$	码分复用组索引 j	k'	l'
1	1	3	无CDM	$(k_0, l_0), (k_0+4, l_0), (k_0+8, l_0)$	0,0,0	0	0
2	1	1,0.5	无CDM	$(k_0, \ l_0)$	0	0	0
3	2	1,0.5	FD-CDM2	$(k_0, \ l_0)$	0	0,1	0
4	4	1	FD-CDM2	$(k_0, \ l_0), \ (k_0+2, \ l_0)$	0,1	0,1	0
5	4	1	FD-CDM2	$(k_0, \ l_0), \ (k_0, \ l_0+1)$	0,1	0,1	0
6	8	1	FD-CDM2	$(k_0, l_0), (k_1, l_0), (k_2, l_0), (k_3, l_0)$	0,1,2,3	0,1	0
7	8	1	FD-CDM2	$(k_0, l_0), (k_1, l_0), (k_0, l_0+1), (k_1, l_0+1)$	0,1,2,3	0,1	0
8	8	1	CDM4 (FD2,TD2)	$(k_0, \ l_0), \ (k_1, \ l_0)$	0,1	0,1	0,1

可确保每个用户满足其特定的服务质量要求，同时高效利用可用的功率资源。其目标可表述为

$$\begin{aligned} &\min_{P_i} \sum_{i=1}^{K} P_i, \\ &\text{s.t. } \gamma_i \geq \gamma_i^{\text{tgt}}, \ \ P_i \geq 0, \end{aligned} \tag{139}$$

其中， K 为用户数量， γ_i 表示第 i个用户接收到的信干噪比（SINR）， γ_i^{tgt} 表示服务质量保证的目标信干噪比。采用拉格朗日乘子法，最优的服务质量感知功率分配解为

$$P_i^* = \frac{\gamma_i^{\text{tgt}}}{\lambda_i^2} \left(\sum_{j \neq i} P_j^* |h_{ij}|^2 + \sigma^2 \right), \tag{140}$$

其中， h_{ij} 表示第 i个用户与第 j个用户之间的干扰信道系数， σ^2 为噪声功率。由于各数据流之间的功率分配相互耦合，因此应采用迭代不动点算法，直至解收敛。该方法在系统效率与用户公平性之间实现了实用的平衡，适用于具有多样化业务需求的异构网络。

附录B 信道状态信息参考信号的资源分配

5G新空口系统中的信道状态信息参考信号配置涉及多层流程，以确保参考信号在资源栅格中的位置精确，从而实现有效的信道估计。信道状态信息参考信号配置的分层方法可概述如下：

(i) 通过*CSI-RS-ResourceMapping*将信道状态信息参考信号符号映射到单个资源块（RB）内的资源元素上。

(ii) 通过*CSI-RS-ResourceMapping.freqBand*配置频域中的资源块位置。

(iii) 通过*NZP-CSI-RS-Resource*和/或*ZP-CSI-RS-Resource*[12]配置时域中的周期性和偏移量。

(iv) 随后，通过*PDSCH-Config* 和/或*CSI-MeasConfig*应用涵盖上述步骤（i、ii 和 iii）的完整配置。

首先，我们解释什么是信道状态信息参考信号符号，以及这些符号如何映射到资源栅格上的资源元素。信道状态信息参考信号符号由伪随机序列生成，并在适当进行功率缩放后，在频域和/或时域乘以正交覆盖码。在同一组资源元素上可以传输多个信道状态信息参考信号，每个信号承载不同的正交覆盖码，用于估计与多个信道状态信息参考信号端口相关的信道。可以将一个信道状态信息参考信号端口视为单根天线，但它通常是由基站阵列创建的逻辑天线端口，而非物理天线。这种方法称为码分复用。具体而言，伪随机序列 $r_l(m)$ 源自长度为 31 的 Gold序列$c(m)$，表示为

$$r_l(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}\big(1 - 2c(2m)\big) + \frac{j}{\sqrt{2}}\big(1 - 2c(2m+1)\big). \tag{141}$$

然后，频率索引为 k 、时间索引为 l 的资源元素（RE）上与第 p 个天线端口对应的 CSI-RS 符号表示为

$$a_{k,l}^{(p)} = \beta \omega_f(k') \omega_t(l') r_l(m), \tag{142}$$

其中， β 表示功率缩放系数。术语$\omega_f(k')$和 $\omega_t(l')$分别表示频域和时域中的正交覆盖码。频率索引 k 和时间索引 l 分别定义为$k = nN_{SC}^{RB} + k + k'$ 和 $l = l + l'$。在这些公式中，N_{SC}^{RB} 表示一个资源块内子载波的数量， n 表示资源块的索引。 k 和l 分别表示频域和时域中每个资源块内正交覆盖码的起始位置。集合$(k, \ l, \ k', \ l')$选自预定义表，该表可参见表XXVI，用于规定时隙内信道状态信息参考信号符号的映射

[12]CSI-RS 可以分配给不同的用户设备。因此，当某个用户设备占用的物理下行共享信道资源块中包含多个 CSI-RS，且这些 CSI-RS 可能属于不同的用户设备时，也就是说，它们可能是该用户设备自身的 CSI-RS，也可能来自其他用户设备。此时，该用户设备如何识别这些 CSI-RS？协议定义了非零功率信道状态信息参考信号（NZP-CSI-RS）和零功率信道状态信息参考信号（ZP-CSI-RS）的时频资源集。对于 NZP-CSI-RS，该用户设备可以对接收信号进行 CSI-RS测量。对于 ZP-CSI-RS 的时频资源集，该用户设备会将其视为其他用户设备的 CSI-RS 资源，不接收或处理这些资源。

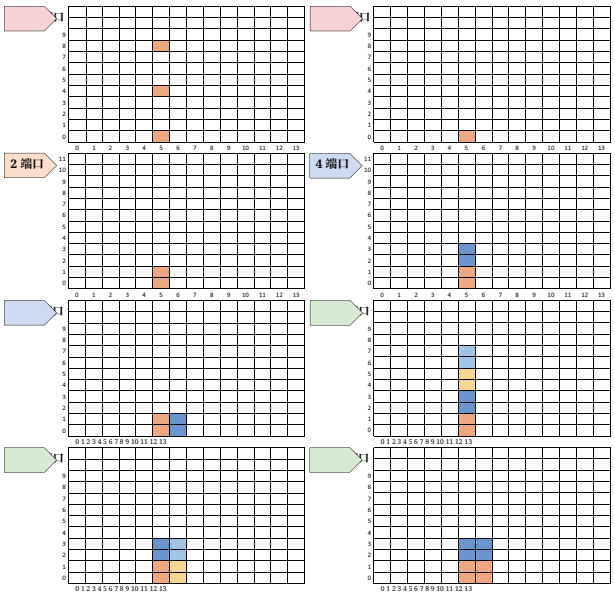

图18：单个时隙内一个资源块中CSI-RS端口占用的RE位置示意图。

。除了参数(k，l，k'，l')外，表XXVI中的一些重要术语解释如下：

- 端口：表示CSI-RS的天线端口数量，该信息通过信息元素*nrofPorts* 传递给用户设备，可配置为1、2、4、8、12、16、24或32个端口。8、12、16、24和32个端口的配置由2个和4个端口组合而成。
- 密度：指信道状态信息参考信号（CSI-RS）的密度，该参数通过信息元素*CSI-RS-ResourceMapping* 或 *CSI-RS-CellMobility*中的参数 ρ 传递给用户设备。密度可设置为3、1或0.5。密度为3表示每个资源块有三个资源元素；密度为1表示每个资源块上都有CSI-RS；密度为0.5表示每两个资源块中只有一个资源块上有CSI-RS。
- CDM类型：这表示一组信道状态信息参考信号的复用方法，该方法通过信息元素*CSI-RS-ResourceMapping*提供给用户设备。配置如下：1）无CDM：表示信道状态信息参考信号不进行复用，即一个资源元素对应一个天线端口。2）FD-CDM2：表示信道状态信息参考信号占用频域中两个连续的资源元素，并使用CDM进行复用，两个叠加的正交覆盖码分别对应两个CSI-RS端口。3）CDM4（FD2，TD2）：表示信道状态信息参考信号占用四个资源元素，包括频域中两个连续的资源元素和时域中两个连续的资源元素。采用CDM进行复用，使用的四个正交覆盖码分别对应四个CSI-RS端口。

通过表XXVI，可以了解CSI-RS符号如何映射到单个RB内的资源元素上，其中不同行代表不同的映射方案。为便于理解，我们在图18中以可视化方式展示了这些映射方案。值得注意的是，截至3GPP Release 18，该协议已定义18种映射方案，其中仅有8种在表XXVI和图18中进行了展示。这些方案中包含四种CDM类型，即无CDM、FD-CDM2、CDM4（FD2、TD2）和CDM8（FD2、TD4）。不同的CDM类型将导致（142）中的CSI-RS符号不同。

附录C 信道状态信息参考信号的报告配置

CSI-RS报告框架由两个主要部分组成。第一部分是报告配置，它定义了信道状态信息测量和报告所需的参数与资源。第二部分与触发/激活状态有关，这些状态关联到特定配置，并根据预定义的条件和事件决定用户设备何时应发送CSI报告。

在本小节中，我们主要关注报告配置。应当理解，只有在建立资源、资源集和*CSI-ResourceConfig*后，gNB 才能指定*CSI-ReportConfig* 。下面将阐释这些信息元素的意义：

(i) 资源：此参数用于标识无线帧中信道状态信息参考信号的物理位置。此类资源分为三种不同类型：NZP CSI-RS、ZP CSI-RS 和信道状态信息干扰测量（CSI-IM）资源。确定这些资源确切位置的方法较为复杂，已在 B 节中作了简要介绍。

(ii) 资源集：虽然资源 定义了单个信道状态信息参考信号，但在 5G新空口中，所有这类单独的资源都必须归入特定的资源集 才能投入使用。即使只需要单个资源，也必须将其关联到一个资源集。这种方法简化了资源管理与调度，从而优化资源利用率，并简化用户设备的报告机制。

(iii) *CSI-ResourceConfig*：此配置确定参考信号传输的具体细节，例如 NZP CSI-RS、ZP CSI-RS、CSI-IM资源以及传输模式（周期性、非周期性或半持续）。虽然 资源和 *ResourceSet* 概述了 CSI 资源结构，但它们本身不会触发这些资源的传输。根据所定义的调度和条件激活资源传输，是 *CSI-ResourceConfig* 的作用。

(iv) *CSI-ReportConfig*：此配置指示用户设备应使用哪些*CSI-ResourceConfig* 进行测量。它提供了一个映射表，将测量类型与相应的 *CSI-ReportConfig* ID 关联起来。此配置使用户设备能够向基站报告准确且相关的 CSI 数据，这对于优化网络性能至关重要。

通过将这些元素整合到一个协调统一的框架中，5G NR标准实现了灵活且稳健的 CSI获取与报告机制，这对于动态优化网络资源和提升用户体验至关重要。具体而言，*CSI-ResourceConfig*中提到的三种传输模式说明如下。

- 周期性：gNB 配置信道状态信息参考信号报告周期和时频资源位置，并按照配置的周期进行传输。周期性报告始终通过物理上行控制信道进行传输。因此，对于周期性报告，资源配置

表XXVII 报告粒度：宽带与子带

格式指示符	宽带	子带
CQI	为用户设备整个带宽部分的码字报告一个信道质量指示	每个码字报告一个信道质量指示，适用于信道状态信息报告带中的每个子带。
PMI	针对用户设备整个带宽部分的波束成形报告一个预编码矩阵指示	整个带宽部分的宽带指示符通过通过 i_1 和子带指示进行报告 for each subband is report via i_2。

表XXVIII 信道状态信息报告的触发/激活状态

CSI-RS配置	周期性CSI报告	半持续CSI报告	非周期性CSI报告
周期性CSI-RS	无动态触发/激活	对于在物理上行控制信道上的报告，用户设备接收激活命令；对于在物理上行共享信道上的报告，用户设备通过下行控制信息接收触发	由下行控制信息或子选择指示触发
半持续CSI-RS	不支持	对于通过PUCCH进行的报告，用户设备接收激活命令；对于通过PUSCH进行的报告，用户设备在DCI上接收触发	由DCI或子选择指示触发。
非周期性信道状态信息参考信号	不支持	不支持	由下行控制信息或子选择指示触发。

还包括有关可定期使用的物理上行控制信道资源的信息，以供报告使用。

- 非周期性：用户设备通过下行控制信息（DCI）信令获知每次信道状态信息参考信号报告，具体而言，是通过上行调度授权格式（DCI格式0-1）中的信道状态信息请求字段获知。由于非周期性报告始终通过已调度物理上行共享信道发送，因此需要上行调度授权。
- 半持续：gNB配置信道状态信息参考信号报告周期和时频资源位置。媒体接入控制控制元素（MAC CE）激活或停用信道状态信息参考信号报告，并通知用户设备。与周期性报告类似，半持续报告可以通过周期性分配的物理上行控制信道资源进行。或者，也可以通过半持续分配的物理上行共享信道发送，该信道通常用于较大的报告载荷。

在信道状态信息报告参数中，主要元素包括信道质量指示、CRI、预编码矩阵指示、秩指示和层指示，这些内容已在第III-A节（iii）中介绍。由于可能要求不同用户设备报告不同参数，因此可以为用户设备配置一个信道状态信息报告配置，并通过高层参数报告数量指定需要报告的参数。需要注意的是，并非每次信道状态信息参考信号测量都需要报告。报告数量可以设为“无”“cri-RI-PMI-CQI”“cri-RI-i1”“cri-RI-i1-CQI”“cri-RI-CQI”“cri-RSRP”等选项。其中一个重要概念是报告粒度，它表示报告值代表整个频带（即宽带），还是频带中的特定部分（即子带）。报告粒度主要适用于信道质量指示和预编码矩阵指示。如表XXVII所示，报告粒度决定了整个频带内的码字[13] 和波束成形是否相同，或是否因不同频段而异。

[13]码字是指在物理层传输前经过信道编码和调制处理的数据块，其大小和结构取决于信道质量指示（CQI）的反馈。CQI的值决定了最适合当前信道条件的调制与编码方案（MCS）。根据CQI反馈，gNB可以选择适当的调制阶数和编码率来生成码字。

表XXIX 可配置的子带大小

带宽部分（RB）	子带大小（RB）
24 - 72	4 或 8
73 - 144	8 或 16
145 - 275	16 或 32

我们已经知道，CSI-RS配置分为三种传输模式：周期性、非周期性和半持续。同样，信道状态信息报告也有三种触发/激活状态：周期性、非周期性和半持续。不同配置下支持的触发/激活模式总结于表XXVIII中。需要注意的是，“宽带”并非指基站的整个带宽，而是指用户设备使用的带宽，通常称为带宽部分（BWP）。理论上，为了在OFDM系统中实现最佳性能，每个子载波都需要独立的波束成形，这意味着预编码矩阵指示反馈应在每个资源元素（RE）上进行。然而，为了减少反馈开销，最小的反馈单位是子带，它由多个资源块（RB）组成。3GPP标准针对不同的BWP配置支持不同大小的子带，如表XXIX所示。

附录D
R15-16 中的端口选择码本

A. R15类型II端口选择码本

Type II 端口选择码本源于对 Type II 常规码本的修改，因此，要理解该码本背后的设计 rationale，首先需要熟悉正文中介绍的第V-C节。Type II 端口选择码本适用于采用全连接 PEB 的基站，其中 PEB 利用信道的结构特性，将天线域信道转换为波束域信道，从而使 CSI-RS 端口测得的信道呈现稀疏性。此外，由于

表XXX R15类型II端口选择码本（TS 38.214 表 5.2.2.2.4-1）

层	
$v=1$	$\mathbf{w}^{(1)}_{i_{1,1},p_1^{(1)}\,p_1^{(2)}\,i_{2,1,1}} = \mathbf{w}^{1}_{i_{1,1},p_1^{(1)}\,p_1^{(2)}\,i_{2,1,1}}$
$v=2$	$\mathbf{W}^{(2)}_{i_{1,1},p_1^{(1)},p_1^{(2)},i_{2,1,1},p_2^{(1)},p_2^{(2)},i_{2,1,2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} \mathbf{w}^{1}_{i_{1,1},p_1^{(1)},p_1^{(2)},i_{2,1,1}} & \mathbf{w}^{2}_{i_{1,1},p_2^{(1)},p_2^{(2)},i_{2,1,2}} \end{bmatrix}$
预编码向量：$\mathbf{w}^{l}_{i_{1,1},p^{(1)}l,p^{(2)}l,i_{2,1,l}} = \frac{1}{\sqrt{\sum_{i=0}^{2L-1} p^{((1)l,i}\,p^{(2)l,i)^2}}}\begin{bmatrix} \sum_{i=0}^{L-1} \mathbf{v}_{i_{1,1}d+i} p^{(1)}_{l,i} p^{(2)}_{l,i}\varphi_{l,i} \\ \sum_{i=0}^{L-1} \mathbf{v}_{i_{1,1}d+i} p^{(1)}_{l,i+L} p^{(2)}_{l,i+L}\varphi_{l,i+L} \end{bmatrix}$，$l=1,2$。	

PEB 将每个逻辑天线单元进行映射，而每个 CSI-RS 都会传输至物理天线阵列，用户设备无需了解完整的物理天线阵列结构。这种映射对用户设备是透明的。

新参数汇总于表 XXXI，协议中 Type II 端口选择码本的表达式见表XXX。Type II 常规码本在每层选择 L 个波束以构成预编码向量，而 Type II 端口选择码本在每层选择L 个端口以构成预编码向量。实际上，由于 PEB 的存在，选择 L 个端口相当于选择 L 个外部波束。因此，端口选择码本与 PEB 结合后的预编码向量等同于常规码本的预编码向量。根据表XXX，预编码矩阵可写为

$$\mathbf{w}^{l}_{i_{1,1},p_l^{(1)},p_l^{(2)},i_{2,1,l}} = \frac{1}{\sqrt{\beta_l}}\begin{bmatrix} \sum_{i=0}^{L-1} a^{1}_{l,i}\cdot \mathbf{v}_{i_{1,1}d+i} \\ \sum_{i=0}^{L-1} a^{2}_{l,i}\cdot \mathbf{v}_{i_{1,1}d+i} \end{bmatrix}, \quad (143)$$

其中 $\beta_l = \sum_{i=0}^{2L-1} (p_l^{(1)}{}_{,i}\, p_l^{(2)}{}_{,i})^2$。与式 (25) 中所示的常规码本相比，主要区别在于空间基$\mathbf{v}_{i_{1,1}d+i}$，其形式为

$$\mathbf{v}_{i_{1,1}d+i} = \begin{cases} [1,0\ldots,0]^T, & \text{if } i_{1,1}d+i=0, \\ [0,0,\ldots,1]^T, & \text{if } i_{1,1}d+i=\dfrac{P_{\text{CSI-RS}}}{2}-1, \\ [0,\ldots,1,\ldots,0]^T, & \text{otherwise}, \end{cases} \quad (144)$$

其中，$\mathbf{v}_{i_{1,1}d+i}$ 是一个包含 $P_{\text{CSI-RS}}/2$ 个元素的向量，第 $m+1$ 个元素的值为 1，其余元素的值为 0。支持的CSI-RS端口数量由高层参数*nrofPorts*配置为 $P_{\text{CSI-RS}} \in \{4,8,12,16,24,32\}$。尽管参数 L 指的是 L 个端口，但仍通过高层参数 *numberOfBeams*进行配置。 d 的值由高层参数 *portSelectionSamplingSize*配置，其中 $d \in \{1,2,3,4\}$ 且$d \le \min(P_{\text{CSI-RS}}/2, L)$。每种极化下连续的 L 个天线端口由以下方式选取

$$i_{1,1} \in \left\{0,1,\ldots,\left\lceil \frac{P_{\text{CSI-RS}}}{2d}\right\rceil - 1\right\}, \quad (145)$$

其中，$\lceil\cdot\rceil$ 是向上取整算子。该协议支持反馈RI值 $v \in \{1,2\}$，其中每个PMI值对——

表 XXXI
Type II 端口选择码本中的新参数。

参数	解释
$i_{1,1}$	均匀采样端口的起始索引。
d	均匀采样端口的采样间隔。
$\mathbf{v}_m$	在第 m个 CSI–RS 端口。
$\overline{\beta}_l$	层 l上的功率缩放系数。
$P_{\text{CSI}-\text{RS}}$	由 gNB 配置的 CSI-RS端口数量，且与逻辑天线阵列结构无关，即 N_1 和 N_2。

对应于 v 的表达式为

$$i_1 = \begin{cases} [i_{1,1}\ \ i_{1,3,1}\ \ i_{1,4,1}], & v=1, \\ [i_{1,1}\ \ i_{1,3,1}\ \ i_{1,4,1}\ \ i_{1,3,2}\ \ i_{1,4,2}], & v=2, \end{cases}$$

$$i_2 = \begin{cases} [i_{2,1,1}], & \text{SA}=\text{false},\ v=1, \\ [i_{2,1,1}\ \ i_{2,1,2}], & \text{SA}=\text{false},\ v=2, \\ [i_{2,1,1}\ \ i_{2,2,1}], & \text{SA}=\text{true},\ v=1, \\ [i_{2,1,1}\ \ i_{2,2,1}\ \ i_{2,1,2}\ \ i_{2,2,2}], & \text{SA}=\text{true},\ v=2, \end{cases}$$

其中，SA 表示高层参数 子带幅度，可设置为 true 或 false。其余参数的定义与 Type II 常规码本中的定义相同。

B. R16 增强型 *II* 类端口选择码本

要理解增强型 Type II 端口选择码本的设计逻辑，必须先了解上文第 V-D 节详述的增强型 Type II 常规码本。端口选择码本专为采用全连接 PEB 的基站设计。该 PE B 利用信道的固有特性，将空间域中的信道转换为角度域中的信道，随后 CSI-RS 端口将其测量为稀疏信道。

该协议在表 XXXII 中详细说明了增强型 Type II 端口选择码本。Type II 常规码本为每层选择 L 个波束，以构建预编码向量。相比之下，Type II 端口选择码本为每层选择 L个 CSI-RS端口来实现相同目的。给定 PEB，选择 L 个 CSI-RS端口实际上等同于选择 L个外部波束。因此，与 PEB 结合后，端口选择码本的预编码向量在功能上与常规码本的预编码向量完全相同。

表 XXXII R16 增强型 II 类端口选择码本（TS 38.214 表 5.2.2.2.6-2）

层	
$v=1$	$\mathbf{w}^{(1)}_{i_{1,1},n_{3,1},p\ {}^{(1)}_{1}\ p^{(2)}_{1}\ i_{2,5,1},t} = \mathbf{w}^{1}_{i_{1,1},n_{3,1},p\ {}^{(1)}_{1}\ p^{(2)}_{1}\ i_{2,5,1},t}$
$v=2$	$\mathbf{W}^{(2)}_{i_{1,1},n_{3,1},p\ {}^{(1)}_{1},p^{(2)}_{1},i_{2,5,1},n_{3,2},p\quad {}^{(1)}_{2},p^{(2)}_{2},i_{2,5,2},t} = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} \mathbf{w}^{1}_{i_{1,1},n_{3,1},p\ {}^{(1)}_{1},p^{(2)}_{1},i_{2,5,1},t} & \mathbf{w}^{2}_{i_{1,1},n_{3,2},p\ {}^{(1)}_{2},p^{(2)}_{2},i_{2,5,2},t} \end{bmatrix}_{\mathbf{w}}$
$v=3$	$\mathbf{W}^{(3)}_{i_{1,1},n_{3,1},p\ {}^{(1)}_{1}\ p^{(2)}_{1}\ i_{2,5,1},n_{3,2},p\quad {}^{(1)}_{2}\ p^{(2)}_{2}\ i_{2,5,2},n_{3,3},p\quad {}^{(1)}_{3}\ p^{(2)}_{3}\ i_{2,5,3},t} = \frac{1}{\sqrt{3}}\begin{bmatrix} \mathbf{w}^{1}_{i_{1,1},n_{3,1},p\ {}^{(1)}_{1},p^{(2)}_{1},i_{2,5,1},t} & \mathbf{w}^{2}_{i_{1,1},n_{3,2},p\ {}^{(1)}_{2},p^{(2)}_{2},i_{2,5,2},t} & \mathbf{w}^{3}_{i_{1,1},n_{3,3},p\ {}^{(1)}_{3},p^{(2)}_{3},i_{2,5,3},t} \end{bmatrix}_{\mathbf{w}}$
$v=4$	$\mathbf{W}^{(4)}_{i_{1,1},n_{3,1},p\ {}^{(1)}_{1}\ p^{(2)}_{1}\ i_{2,5,1},n_{3,2},p\quad {}^{(1)}_{2}\ p^{(2)}_{2}\ i_{2,5,2},n_{3,3},p\quad {}^{(1)}_{3}\ p^{(2)}_{3}\ i_{2,5,3},n_{3,4},p\quad {}^{(1)}_{4}\ p^{(2)}_{4}\ i_{2,5,4},t} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} \mathbf{w}^{1}_{i_{1,1},n_{3,1},p^{(1)}_{1}\ p^{(2)}_{1}\ i_{2,5,1},t} & \mathbf{w}^{2}_{i_{1,1},n_{3,2},p^{(1)}_{2}\ p^{(2)}_{2}\ i_{2,5,2},t} & \cdots & \mathbf{w}^{4}_{i_{1,1},n_{3,4},p^{(1)}_{4}\ p^{(2)}_{4}\ i_{2,5,4},t} \end{bmatrix}_{\mathbf{w}}$
预编码向量：$\mathbf{w}^{l}_{i_{1,1},n_{3,l},p(1)\ l\ ,p(2)\ l\ ,i_{2,5,l},t} = \frac{1}{\sqrt{\gamma_{t,l}}}\begin{bmatrix} \sum_{i=0}^{L-1}\mathbf{v}_{i_{1,1}d+i}p^{(1)}_{l\ 0}\sum_{f=0}^{M_v-1}y^{(f)}_{t\ ,l}\,p^{(2)}_{l\ i}\ ,f\varphi_{l,i,f} \\ \sum_{i=0}^{L-1}\mathbf{v}_{i_{1,1}d+i}p^{(1)}_{l,1}\sum_{f=0}^{M_v-1}y^{(f)}_{t\ ,l}\,p^{(2)}_{l\ ,i+L,f}\varphi_{l,i+L,f} \end{bmatrix}$，$l=1,2,3,4$， $\gamma_{t,l}=\sum_{i=0}^{2L-1}(p^{(1)}_{l}\cdot\lfloor\frac{i}{L}\rfloor)^2\left|\sum_{f=0}^{M_v-1}y^{(f)}_{t,l}p^{(2)}_{l,i,f}\varphi_{l,i,f}\right|^2$.	

增强型 Type II 端口选择码本在空间频率域中的压缩方法与增强型 Type II 常规码本完全相同。因此，指示波束、抽头、双映射等的机制也完全相同。通过比较表 XXXII 和表 XI 可以发现，PMI 信息省略了q_1、 q_2、 n_1和 n_2，但明确包含一个$i_{1,\ 1}$。[14] 因此，PMI值可表示为

$$i_1=\left[i_{1,1}\ \ i_{1,5}\ \ \{i_{1,6,l}\}_{l=1}^{v}\ \ \{i_{1,7,l}\}_{l=1}^{v}\ \ \{i_{1,8,l}\}_{l=1}^{v}\right],$$
$$i_2=\left[\{i_{2,3,l}\}_{l=1}^{v}\ \ \{i_{2,4,l}\}_{l=1}^{v}\ \ \{i_{2,5,l}\}_{l=1}^{v}\right]. \tag{146}$$

审阅协议描述后，可以发现增强型 Type II 端口选择码本与增强型 Type II 常规码本之间有两个主要区别：

- 空间域基已从二维 DFT向量$\mathbf{v}_{m_{(i)\ 1}\ \ m_{(i)}}{}^{2}$ 转变为$\mathbf{v}_{i_{1,\ 1}d+i}$ 即式（144）中定义的标准基向量。
- L、 β和 p_v 的支持取值列于新表中，详见 TS38.214 表 5.2.2.2.6-1；这些取值与表 XII 中给出的参数不同。

此外，配置了高层参数*codebookType* 的用户设备将设置为*typeII-PortSelection-r16*。由高层参数*nrofPorts*配置的CSI-RS端口支持数量为 $P_{\text{CSI-RS}}\in\{4,8,12,16,24,32\}$。尽管参数 L 指的是 L 个端口，但仍通过高层参数*numberOfBeams*进行配置。 d 的取值由高层参数*portSelectionSamplingSize*配置，其中 $d\in\{1,2,3,4\}$ 和 $d\le\min(P_{\text{CSI-RS}}/2,L)$。每种极化选择连续的 L 个天线端口，具体如下：

$$i_{1,1}\in\left\{0,1,\ldots,\left\lceil\frac{P_{\text{CSI-RS}}}{2d}\right\rceil-1\right\}. \tag{147}$$

[14]在表 XI 中，PMI 信息 $i_{1,\ 1}$ 是隐式的，表示为 $i_{1,\ 1}=[q_1,q_2]$。

致谢

Boyu Ning 是一名独立研究人员，地址为中国成都 611731（电子邮箱：boydning@outlook.com）。

Haifan Yin 和 Sixu Liu 任职于中国武汉华中科技大学，邮编 430074（电子邮箱：yin@hust.edu.cn；sxliu@hust.edu.cn）。

Hao Deng、Songjie Yang 和 Weidong Mei 任职于中国成都电子科技大学无线通信全国重点实验室，邮编 611731（电子邮箱：haod@std.uestc.edu.cn；yangsongjie@std.uestc.edu.cn；wmei@uestc.edu.cn）。

Yuchen Zhang 任职于沙特阿拉伯王国图瓦勒 23955-6900 的阿卜杜拉国王科技大学（KAUST）计算机、电气与数学科学及工程学院（CEMSE）电气与计算机工程项目（邮编：23955-6900；电子邮箱：yuchen.zhang@kaust.edu.sa）。

David Gesbert 任职于法国索菲亚·安蒂波利斯 06410 的 EURECOM（电子邮箱：david.gesbert@eurecom.fr）。

Jaebum Park 和 Robert W. Heath Jr. 任职于加利福尼亚大学圣迭戈分校电气与计算机工程系，地址为美国加利福尼亚州圣迭戈市，邮编 92093（电子邮箱：jp261@ucsd.edu；rwheathjr@ucsd.edu）。

Emil Bj¨ornson 任职于瑞典斯德哥尔摩 KTH皇家理工学院计算机科学系（电子邮箱：emil- bjo@kth.se）。他获得了瑞典研究委员会 2022-04222号资助。

参考文献

[1] R. W. H. Jr. 和 A. Lozano，《MIMO通信基础》。剑桥：剑桥大学出版社，2018年。[2] M. Shafi、A. F. Molisch、P. J. Smith、T. Haustein、P. Zhu、P. De Silva、F. Tufvesson、A. Benjebbour 和 G. Wunder，“5G：标准、试验、挑战、部署与实践教程概述”，《IEEE 通信领域选刊》，第35卷，第6期，第1201–1221页，2017年。[3] S. Parkvall、E. Dahlman、A. Furuskar 和 M. Frenne，“新空口：全新的5G无线接入技术”，《IEEE通信标准杂志》，第1卷，第4期，第24–30页，2017年。[4] E. Bj¨ornson、E. G. Larsson 和 T. L. Marzetta，“大规模MIMO：十个误区与一个关键问题”，《IEEE通信杂志》，第54卷，第2期，第114–123页，2016年。[5] T. Rappaport、R. Heath、R. Daniels 和 J. Murdock，《毫米波无线通信》。普伦蒂斯·霍尔，2015年，包含参考文献（第585-651页）和索引。

[6] T. S. Rappaport、S. Sun、R. Mayzus、H. Zhao、Y. Azar、K. Wang、G. N. Wong、J. K. Schulz、M. Samimi 和 F. Gutierrez，“面向5G蜂窝通信的毫米波移动通信：它将会成功！”，IEEE Access，第1卷，第335–349页，2013年。[7] E. Bj¨ornson、L. Sanguinetti、H. Wymeersch、J. Hoydis 和 T. L. Marzetta，“大规模MIMO已成为现实——下一步是什么？：天线阵列的五个有前景研究方向”，《数字信号处理》，第94卷，第3–20页，2019年。[8] X. Shao、C. You、W. Ma、X. Chen 和 R. Zhang，“利用智能反射面进行目标感知：架构与性能”，IEEE《通信领域精选期刊》，第40卷，第7期，第2070–2084页，2022年。[9] S. A. Busari、K. M. S. Huq、S. Mumtaz、L. Dai 和 J. Rodriguez，“面向未来无线系统的毫米波大规模MIMO通信：综述”，IEEE通信调查与教程，第20卷，第2期，第836–869页，2018年。[10] S. Park、J. Park、A. Yazdan 和 R. W. Heath，“利用空间信道协方差实现大规模MIMO系统中的混合预编码”，《IEEE信号处理汇刊》，第65卷，第14期，第3818–3832页，2017年。[11] M. Giordani、M. Polese、A. Roy、D. Castor 和 M. Zorzi，“毫米波频段3GPP新空口波束管理教程”，IEEE通信调查与教程，第21卷，第1期，第173–196页，2019年。[12] A. Alkhateeb、Y.-H. Nam、M. S. Rahman、J. Zhang 和 R. W. Heath，“毫米波蜂窝系统中的初始波束关联：分析与设计洞见”，IEEE《无线通信汇刊》，第16卷，第5期，第2807–2821页，2017年。[13] A. Alkhateeb、G. Leus 和 R. W. Heath，“基于压缩感知的多用户毫米波系统：需要多少次测量？”，载于2015年IEEE国际声学、语音与信号处理会议（ICASSP），2015年，第2909–2913页。[14] O. E. Ayach、S. Rajagopal、S. Abu-Surra、Z. Pi 和 R. W. Heath，“毫米波MIMO系统中的空间稀疏预编码”，IEEE《无线通信汇刊》，第13卷，第3期，第1499–1513页，2014年。[15] R. W. Heath、N. Gonz´alez-Prelcic、S. Rangan、W. Roh 和 A. M. Sayeed，“毫米波MIMO系统信号处理技术概述”，IEEE《信号处理精选主题期刊》，第10卷，第3期，第436–453页，2016年。[16] Z. Wang、J. Zhang、H. Du、W. E. I. Sha、B. Ai、D. Niyato 和 M. Debbah，“超大规模MIMO：基础、挑战、解决方案与未来方向”，IEEE无线通信，第31卷，第3期，第117–124页，2024年。[17] E. Bj¨ornson、F. Kara、N. Kolomvakis、A. Kosasih、P. Ramezani 和 M. B. Salman，“通过从大规模MIMO转向巨型MIMO，实现上中频段的6G性能”，IEEE《通信学会开放期刊》，第6卷，第5450–5463页，2025年。[18] B. Ning、Z. Tian、W. Mei、Z. Chen、C. Han、S. Li、J. Yuan 和 R. Zhang，“太赫兹通信中的超大规模MIMO波束成形技术”，IEEE 通信学会开放期刊，第4卷，第614–658页，2023年。[19] Z. Wang、J. Zhang、H. Du、D. Niyato、S. Cui、B. Ai、M. Debbah、K. B. Letaief 和 H. V. Poor，“面向6G的超大规模MIMO教程：基础、信号处理与应用”，IEEE通信调查与教程，第26卷，第3期，第1560–1605页，2024年。[20] T. L. Marzetta，“具有无限数量基站天线的非协作蜂窝无线通信”，IEEE《无线通信汇刊》，第9卷，第11期，第3590–3600页，2010年。[21] S. Chen、S. Sun、Y. Wang、G. Xiao 和 R. Tamrakar，“从TD-SCDMA 3G到TD-LTE(A) 4G及5G方向的基于TDD的移动通信系统综合综述”，《中国通信》，第12卷，第2期，第40–60页，2015年。[22] J. Choi、D. J. Love 和 P. Bidigare，“频分双工大规模MIMO系统的下行训练技术：带记忆的开环与闭环训练”，IEEE《信号处理精选主题期刊》，第8卷，第5期，第802–814页，2014年。[23] K. Li、Y. Li、L. Cheng 和 Z.-Q. Luo，“通过信道质量指示增强5G新空口频分双工大规模MIMO通信中的多流波束成形：一种免调优方案”，IEEE《无线通信汇刊》，第23卷，第11期，第17 508–17 521页，2024年。[24] Z. Gao、L. Dai、Z. Wang 和 S. Chen，“基于空间共同稀疏性的频分双工大规模MIMO自适应信道估计与反馈”，IEEE《信号处理汇刊》，第63卷，第23期，第6169–6183页，2015年。[25] D. J. Love、R. W. Heath、V. K. N. Lau、D. Gesbert、B. D. Rao 和 M. Andrews，“无线通信系统中的有限反馈概述”，《IEEE 通信领域选刊》，第26卷，第8期，第1341–1365页，2008年。[26] W. Chen、J. Montojo、J. Lee、M. Shafi 和 Y. Kim，“3GPP中的5G增强版标准化”，《IEEE通信杂志》，第60卷，第11期，第98–104页，2022年。

[27] A. Ghosh、A. Maeder、M. Baker 和 D. Chandramouli，《5G演进：对3GPP Release 15之后5G蜂窝技术的展望》，IEEE Access，第7卷，第127 639–127 651页，2019年。[28] S. Baek、D. Kim、M. Tesanovic 和 A. Agiwal，《3GPP新空口第16版发布：面向工业物联网的5G演进》，IEEE《通信杂志》，第59卷，第1期，第41–47页，2021年。[29] H. Yin 和 D. Gesbert，《基于部分信道互易性的宽带FDD大规模MIMO码本》，IEEE 无线通信汇刊，第21卷，第9期，第7696–7710页，2022年。[30] 3GPP，新空口；物理信道与调制（Release 18.5）。技术规范TS 38.211，网址：https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications，2025年。[31] ——，新空口；数据物理层过程（Release 18.5）。技术规范TS 38.214，网址：https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications，2025年。[32] R. M. Dreifuerst 和 R. W. Heath，《5G中的大规模MIMO：波束成形、码本和反馈如何支持更大规模阵列》，IEEE《通信杂志》，第61卷，第12期，第18–23页，2023年。[33] Q. Ziao 和 Y. Haifan，《5G新空口及后续技术中CSI反馈码本综述》，《中国通信》，第22卷，2025年第2期，第112–127页。[34] S. S. Christensen、R. Agarwal、E. De Carvalho 和 J. M. Cioffi，《采用加权最小均方误差的MIMO广播信道波束成形设计加权和速率最大化》，IEEE 无线通信汇刊，第7卷，第12期，第4792–4799页，2008年。[35] T. L. Marzetta、E. G. Larsson、H. Yang 和 H. Q. Ngo，《大规模MIMO基础》，剑桥大学出版社，2016年。[36] E. Bj¨ornson、J. Hoydis 和 L. Sanguinetti，《大规模MIMO网络：频谱效率、能效与硬件效率》，《信号处理基础与趋势》，第11卷，第3-4期，第154–655页，2017年。[37] K. Huang、J. G. Andrews 和 R. W. Heath，《有限反馈下SDMA正交波束成形的性能》，IEEE《车辆技术汇刊》，第58卷，第1期，第152–164页，2009年。[38] J. Mo 和 R. W. Heath，《采用一比特量化的多天线系统中的有限反馈》，载于《2015年第49届阿西洛马会议：信号、系统与计算机》，2015年，第1432–1436页。[39] T. Inoue 和 R. W. Heath，《用于有限反馈预编码MIMO系统的Kerdock码》，IEEE信号处理汇刊，第57卷，第9期，第3711–3716页，2009年。[40] Z. Xiao、T. He、P. Xia 和 X.-G. Xia，《用于毫米波通信波束成形训练的分层码本设计》，IEEE 无线通信汇刊，第15卷，第5期，第3380–3392页，2016年。[41] R. M. Dreifuerst、R. W. Heath 和 A. Yazdan，《6 GHz以下5G新空口中的大规模MIMO波束管理》，载于《2022年IEEE第95届车辆技术会议：（VTC2022-春季）》，2022年，第1–5页。[42] F. Zheng、H. Yu、C. Wang、L. Sun、Q. Wu 和 Y. Chen，《超大规模阵列系统：近场码本设计与性能分析》，IEEE通信汇刊，2025年。[43] K. Chen、C. Qi、C.-X. Wang 和 G. Y. Li，《超大规模MIMO通信中的波束训练与跟踪》，IEEE 无线通信汇刊，第23卷，第5期，第5048–5062页，2024年。[44] H. Lu、Y. Zeng、C. You、Y. Han、J. Zhang、Z. Wang、Z. Dong、S. Jin、C.-X. Wang、T. Jiang、X. You 和 R. Zhang，《面向6G的近场超大规模MIMO通信教程》，IEEE通信调查与教程，第26卷，第4期，第2213–2257页，2024年。[45] B. Ning、W. Mei、L. Zhu、Z. Chen 和 R. Zhang，《太赫兹通信中宽带波束成形的码本设计与性能分析》，IEEE 无线通信汇刊，第23卷，第12期，第19 618–19 633页，2024年。[46] H. Yu、P. Guan、Y. Wang 和 Y. Zhao，《存在波束斜视的毫米波波束成形系统性能分析与码本设计》，IEEE 无线通信快报，第10卷，第9期，第2013–2016页，2021年。[47] Y. Chen、D. Chen、T. Jiang 和 L. Hanzo，《利用信道协方差与出发角辅助宽带多用户毫米波MIMO系统的混合预编码》，IEEE通信汇刊，第67卷，第12期，第8315–8328页，2019年。[48] B. Ning、Z. Chen、W. Chen、Y. Du 和 J. Fang，《智能反射面辅助的太赫兹多用户大规模MIMO：波束训练与混合波束成形》，IEEE《车辆技术汇刊》，第70卷，第2期，第1376–1393页，2021年。[49] H. Seleem、A. I. Sulyman 和 A. Alsanie，《采用Hadamard射频码本的毫米波大规模MIMO系统混合预编码与波束成形设计》，IEEE Access，第5卷，第6813–6823页，2017年。[50] K. Chen、C. Qi 和 G. Y. Li，《采用量化移相器的毫米波大规模MIMO系统两步码字设计》，IEEE信号处理汇刊，第68卷，第170–180页，2020年。[51] H. Yan 和 D. Liu，《多条射频链辅助的毫米波混合波束成形系统并行波束搜索》，载于《2018年IEEE Globecom研讨会（GC Wkshps）》，2018，第 1–6 页。

[52] C. Qi、K. Chen、O. A. Dobre 和 G. Y. Li，“基于分层码本的毫米波大规模MIMO多用户波束训练”，IEEE 无线通信汇刊，第 19 卷，第 12 期，第 8142–8152 页，2020年。[53] A. Alkhateeb、O. El Ayach、G. Leus 和 R. W. Heath，“毫米波蜂窝系统的信道估计与混合预编码”，IEEE J. Sel. Top. Signal Process.，第 8 卷，第 5 期，第 831–846 页，2014年。[54] T. Nitsche、C. Cordeiro、A. B. Flores、E. W. Knightly、E. Perahia 和 J. C. Widmer，“IEEE 802.11ad：面向多千兆比特每秒 Wi-Fi 的定向 60 GHz通信 [特邀论文],”，IEEE Commun. Mag.，第 52 卷，第 12 期，第 132–141 页，2014年。[55] A. Abdallah、A. Celik、M. M. Mansour 和 A. M. Eltawil，“RIS辅助系统中用于波束码本设计的多智能体深度强化学习”，IEEE 无线通信汇刊，第 23 卷，第 7 期，第 7983–7999 页，2024年。[56] R. M. Dreifuerst 和 R. W. Heath，“面向超大规模MIMO波束管理的分层机器学习码本设计”，IEEE Trans. Mach. Learn. Commun. Netw.，第 2 卷，第 688–702 页，2024年。[57] K. Xu、F.-C. Zheng、P. Cao、H. Xu、X. Zhu 和 X. Xiong，“多径环境下用于频分双工毫米波大规模MIMO系统的深度神经网络辅助码本波束成形”，IEEE《车辆技术汇刊》，第 71 卷，第 1 期，第 437–452 页，2022年。[58] R. M. Dreifuerst 和 R. W. Heath，“面向初始接入和 6 GHz以下 5G新空口中 CSI Type-II反馈的机器学习码本设计”，IEEE 无线通信汇刊，第 23 卷，第 6 期，第 6411–6424 页，2024年。[59] ——“用于MIMO网络波束管理的神经网络码本设计”，IEEE《无线通信汇刊》，第 1–1 页，2025年。[60] Y. Heng、Y. Zhang、A. Alkhateeb 和 J. G. Andrews，“通过深度学习实现面向 6G 的特定场地波束对准”，IEEE《通信杂志》，第 62 卷，第 8 期，第 162–168 页，2024年。[61] J. W. Kwak、H. Yoo、I. P. Roberts 和 C.-B. Chae，“无需显式信道知识、通过深度学习实现特定场地波束对准”，载于阿西洛马会议：信号、系统与计算机，2024年，第 1139–1143 页。[62] B. Ning、T. Wang、C. Huang、Y. Zhang 和 Z. Chen，“太赫兹大规模MIMO的宽波束设计：SCA-ATP 和 S-SARV”，IEEE Internet Things J.，第 10 卷，第 12 期，第 10 857–10 869 页，2023年。[63] I. F. Akyildiz 和 J. M. Jornet，“实现（0.06–10）太赫兹频段的超大规模MIMO（1024×1024）通信”，《纳米通信网络》，第 8 卷，第 46–54 页，2016年，纳米尺度电磁通信。[64] S. Tarboush、H. Sarieddeen、H. Chen、M. H. Loukil、H. Jemaa、M.-S. Alouini 和 T. Y. Al-Naffouri，“TeraMIMO：宽带超大规模MIMO太赫兹通信的信道仿真器”，IEEE《车辆技术汇刊》，第 70 卷，第 12 期，第 12 325–12 341 页，2021年。[65] B. Ning、Z. Tian、W. Mei、Z. Chen、C. Han、S. Li、J. Yuan 和 R. Zhang，“太赫兹通信中超大规模MIMO的波束成形技术”，IEEE《通信学会开放期刊》，第 4 卷，第 614–658 页，2023年。[66] Z. Wang、J. Zhang、H. Du、D. Niyato、S. Cui、B. Ai、M. Debbah、K. B. Letaief 和 H. V. Poor，“面向 6G 的超大规模MIMO教程：基础、信号处理与应用”，IEEE通信调查与教程，第 26 卷，1605，2024 3，1560 no. pp. –。[67] C. Han、Y. Wang、Y. Li、Y. Chen、N. A. Abbasi、T. K¨urner 和 A. F. Molisch，“太赫兹无线信道：关于测量、建模与分析的全面综述”，IEEE Commun. Surv. Tuts.，第 24 卷，第 3 期，第 1670–1707 页，2022年。[68] H. Chen、H. Sarieddeen、T. Ballal、H. Wymeersch、M.-S. Alouini 和 T. Y. Al-Naffouri，“面向 6G通信系统的太赫兹频段定位教程”，IEEE Commun. Surv. Tuts.，第 24 卷，第 3 期，第 1780–1815 页，2022 年。[69] W. Jiang 、 Q. Zhou 、 J. He 、 M. A. Habibi、S. Melnyk、M. El-Absi、B. Han、M. D. Renzo、H. D. Schotten、F.-L. Luo、T. S. El-Bawab、M. Juntti、M. Debbah 和 V. C. M. Leung，“面向 6G 及未来的太赫兹通信与感知：全面综述”，IEEE Commun. Surv. Tuts.，第 26 卷，第 4 期，第 2326–2381 页，2024年。[70] B. Ning、W. Mei、L. Zhu、Z. Chen 和 R. Zhang，“用于太赫兹宽带通信的最大-最小波束成形器”，载于 IEEE 国际通信会议（ICC），2023年，第 1747–1752 页。[71] B. Ning、L. Li、W. Chen 和 Z. Chen，“采用 AOSA 的宽带太赫兹通信：波束分裂聚合与复用”，载于 IEEE全球通信会议，2022年，第 1709–1714 页。[72] V. Petrov、H. Guerboukha、D. M. Mittleman 和 A. Singh，“波前跳变：实现面向 6G 及未来的可靠与安全近场太赫兹通信”，IEEE《无线通信》，第 31 卷，第 1 期，第48–55页，2024年。[73] A. Kosasih， ¨O. T. Demir、N. Kolomvakis 和 E. Bj¨ornson，“空间频率与自由度：它们在近场通信中的作用”，IEEE 信号处理杂志，第 42 卷第 1 期，第 33–44 页，2025年。[74] P. Ramezani、A. Kosasih、A. Irshad 和 E. Bj¨ornson，“利用深度域和角度域实现大规模近场空间复用”，IEEE BITS 信息论杂志，第 3 卷，第 26 页，2023 1，14no. pp. – 。[75] Z. Wu 和 L. Dai，“近场通信的多址接入：SDMA 还是 LDMA？”，IEEE 通信领域选刊，第 41 卷第 6 期，第 1918–1935 页，2023年。[76] ¨O. T. Demir 和 E. Bj¨ornson，“超大孔径阵列近场区域的新型极域字典设计”，载于《2023年IEEE第9届多传感器自适应处理计算进展国际研讨会》（CAMSAP），2023年，第 251–255 页。[77] Y. Zhang、X. Wu 和 C. You，“超大规模阵列的快速近场波束训练”，IEEE 无线通信快报，第 11 卷第 12 期，第 2625–2629 页，2022年。[78] A. Abdallah、A. Hussain、A. Celik 和 A. M. Eltawil，“探索近场信道估计与波束训练的极域码本前沿：综合分析、案例研究及其对 6G 的影响”，IEEE 信号处理杂志，第 42 卷第 1 期，第 45–59 页，2025年。[79] E. Bj¨ornson、H. Wymeersch、B. Matthiesen、P. Popovski、L. Sanguinetti 和 E. de Carvalho，“可重构智能表面：面向无线应用的信号处理视角”，IEEE 信号处理杂志，第 39 卷第 2 期，第 135–158 页，2022年。[80] B. Ning、Z. Chen、W. Chen 和 J. Fang，“智能反射面辅助多输入多输出的波束成形优化：总路径增益最大化方法”，IEEE 无线通信快报，第 9 卷第 7 期，第 1105–1109 页，2020年。[81] X. Wei、L. Dai、Y. Zhao、G. Yu 和 X. Duan，“超大规模 RIS 的码本设计与波束训练：远场还是近场？”，《中国通信》，第 19 卷第 6 期，第 193–204 页，2022年。[82] S. Lv、Y. Liu、X. Xu、A. Nallanathan 和 A. L. Swindlehurst，“RIS 辅助近场 MIMO通信：码本与波束训练设计”，IEEE 无线通信汇刊，第 23 卷第 9 期，第 12 531–12 546 页，2024年。[83] F. Saggese、V. Croisfelt、R. Kotaba、K. Stylianopoulos、G. C. Alexan-droupoulos 和 P. Popovski，“控制信令对 RIS 赋能无线通信的影响”，IEEE 通信学会开放期刊，第 5 卷，第 4383–4399 页，2024年。[84] J. Carlson、M. R. Castellanos 和 R. W. Heath，“利用动态超表面天线进行高能效阵列的分层码本设计”，IEEE 无线通信汇刊，第 23 卷，14 804，2024年 10，14 790 no. pp. – 。[85] A. Enqvist， ¨O. T. Demir、C. Cavdar 和 E. Bj¨ornson，“可重构智能表面的控制信令：需要多少比特？”，载于 IEEE 国际通信会议（ICC），2025年。[86] A. Zappone、M. Di Renzo、F. Shams、X. Qian 和 M. Debbah，“智能无线环境中可重构智能表面的开销感知设计”，IEEE 无线通信汇刊，第 20 卷第 1 期，第 126–141 页，2021年。[87] A. Enqvist， ¨O. T. Demir、C. Cavdar 和 E. Bj¨ornson，“针对短时传输优化可重构智能表面：如何承担精细配置的开销？”，IEEE 无线通信汇刊，第 23 卷第 4 期，第 3377–3391 页，2024年。[88] E. Nayebi、A. Ashikhmin、T. L. Marzetta、H. Yang 和 B. D. Rao，“无小区大规模多输入多输出系统中的预编码与功率优化”，IEEE 无线通信汇刊，第 16 卷第 7 期，2017年。[89] H. Q. Ngo、A. Ashikhmin、H. Yang、E. G. Larsson 和 T. L. Marzetta，“无小区大规模MIMO与小小区的比较”，IEEE 无线通信汇刊，第 16 卷第 3 期，第 1834–1850 页，2017年。[90] O. T. Demir、E. Bj¨ornson 和 L. Sanguinetti，“以用户为中心的无小区大规模MIMO基础”，《信号处理基础与趋势》，第 14 卷第 3–4 期，第 162–472 页，2021年。[91] A. Kosasih， ¨Ozlem Tu˘gfe Demir 和 E. Bj¨ornson，“利用模块化线性阵列实现近场波束聚焦、定位与信道估计”，2025 [ ] 2505 07991 。在线[92]版。可访问：https://arxiv.org/abs/ 。K. V. Mishra、M. Bhavani Shankar、V. Koivunen、B. Ottersten 和 S. A. Vorobyov，“面向毫米波联合雷达通信：信号处理视角”，IEEE 信号处理杂志，第 36 卷第 5 期，第 100–114 页，2019年。[93] F. Liu、Y. Cui、C. Masouros、J. Xu、T. X. Han、Y. C. Eldar 和 S. Buzzi，“感知与通信一体化：面向 6G 及未来的双功能无线网络”，IEEE 无线通信汇刊，第 40 卷第 6 期，第 1728–1767 页，2022年。[94] H. Li、J. Xu、C. Sun、S. Wang、X. Wang 和 H. Zhang，“感知与通信一体化：3GPP 标准化进展”，载于《移动、自组织与无线网络建模与优化国际研讨会》（WiOpt），2023，第 1–7 页。

[95] X. Li、H. Min、Y. Zeng、S. Jin、L. Dai、Y. Yuan 和 R. Zhang，《用于通感一体化的稀疏MIMO：新机遇与挑战》，*IEEE*无线通信，第 1–9 页，2025年。[96] A. Hussain、A. Abdallah、A. Celik 和 A. M. Eltawil，《近场通感一体化：双用途码本与空时自适应处理的协同作用》，2025 [ ] 2501 08776 。在线。[97] 获取地址：https://arxiv.org/abs/。G. Chai、Z. Yu、X. Wu、M. Nabeel 和 G. Caire，《用于毫米波通感一体化终端设备自干扰抑制的联合发射与接收码本设计》，载于*IEEE*声学、语音与信号处理国际会议研讨会（*ICASSPW*），2024年，第 575–579 页。[98] Q. Shi、M. Razaviyayn、Z.-Q. Luo 和 C. He，《针对MIMO干扰广播信道分布式和效用最大化的迭代加权MMSE方法》，*IEEE Trans. Signal Process.*，第 59 卷，第 9 期，第 4331–4340 页，2011年。[99] Q. Hu、Y. Cai、Q. Shi、K. Xu、G. Yu 和 Z. Ding，《迭代算法诱导的深度展开神经网络：多用户MIMO系统的预编码设计》，*IEEE* 无线通信汇刊，第 20 卷，第 2 期，第 1394–1410 页，2021年。



Boyu Ning（IEEE会员）于2018年和2023年分别获得中国电子科技大学（UESTC）通信科学与技术国家重点实验室的工程学学士学位和博士学位。他的研究兴趣包括5G/6G网络、所有多输入多输出相关技术（如波束成形和码本设计）、深度学习、太赫兹通信、可移动天线、智能反射面、贝叶斯估计和凸优化。

他已发表100多篇期刊和会议论文，并获得30多项国家专利。他拥有通信产业界的从业经验，涉及5G基站架构的演进、5G新空口的基带算法设计，以及3GPP第19/20版发布版本的标准化工作。他于2021年获得中国国家奖学金。2022年，他获评UESTC十大优秀学生；2023年，他获得四川省教育厅优秀毕业生奖。2022年至2023年，她曾在新加坡国立大学担任访问研究学者。他于2023年获选加入华为Top Minds计划。2024年，他获得中国电子教育学会优秀博士学位论文奖。自2025年以来，他一直入选斯坦福大学全球前2%顶尖科学家榜单。他曾多次担任IEEE顶级会议工作坊和产业界专题讨论会的大会主席/技术程序委员会联合主席及主持人，相关会议包括Globecom、ICC、VTC和ICCC。



Haifan Yin（IEEE高级会员）于2009年和2012年分别获得华中科技大学电气与电子工程理学学士学位和电子与信息工程理学硕士学位。该校位于中国武汉。他于2015年获得T´el´ecom ParisTech博士学位。2009年至2011年，他在武汉国家光电实验室担任研发工程师，负责TD-LTE系统的实现。2016年至2017年，他曾任DSP工程师任职于法国巴黎的 Sequans Communications（物联网芯片制造商）。2017年至2019年，他在上海华为技术有限公司担任高级研究工程师，致力于5G标准化工作，并为5G标准，尤其是5G码本，作出了重大贡献。自2019年5月起，他担任华中科技大学电子信息与通信学院正教授。目前的研究兴趣包括5G和6G网络、信号处理、机器学习和大规模MIMO系统。他曾获中国工程院颁发的2021年高潜力创新奖全国冠军、中国青年五四奖章（中国青年最高荣誉），并于2024年获颁 Stephen O. Rice奖。



Sixu Liu 于2025年获得中国武汉华中科技大学电子与信息工程理学学士学位，目前正在该校攻读信息与通信工程工学硕士学位。她目前的研究兴趣包括信道估计、信号处理、可重构智能表面和码本设计。



Hao Deng 于2024年获得电子科技大学通信工程理学学士学位，目前正在攻读电子信息专业理学硕士学位。他的研究兴趣包括5G新空口、波束成形、码本设计和太赫兹频谱态势感知。



Songjie Yang 于2020年获得上海大学通信工程工学学士学位。目前，他在电子科技大学无线通信全国重点实验室攻读博士学位；此外，他还曾通过联合培养项目，作为访问博士生赴新加坡科技设计大学和新加坡南洋理工大学交流。他曾担任IEEE国际通信会议、IEEE无线通信与网络会议和IEEE全球通信会议的技术程序委员会委员。他的研究兴趣包括可重构MIMO、近场超大规模天线阵列通信、感知与通信一体化以及稀疏信号处理。



Yuchen Zhang（IEEE会员）于2018年和2024年分别获得电子科技大学通信工程工学学士学位和博士学位。他的博士研究由无线通信全国重点实验室主任唐万斌教授指导。2022年至2023年，他在Yonina C. Eldar教授指导下，于以色列魏茨曼科学研究所担任访问博士生。他于2024年起担任Tareq Y. Al-Naffouri教授的博士后研究员，并于2025年通过KAUST全球学者计划晋升为全球博士后研究员。目前的研究方向包括非地面网络，尤其是低地球轨道卫星系统，以及面向6G及后续通信、定位和感知的可重构天线。



Weidong Mei （IEEE会员）于2014年和2017年分别获得电子科技大学（中国成都）的通信工程学士学位和通信与信息系统硕士学位，并于2021年在综合科学与工程计划（ISEP）奖学金资助下，获得新加坡国立大学研究生院的博士学位。

他曾是国立电气与计算机工程系的研究员。2021年7月至2023年1月在新加坡国立大学电气与计算机工程系担任研究员。他目前是电子科技大学教授。他的研究兴趣包括可重构MIMO、智能反射面、无线无人机通信和凸优化技术。

自2021年起，Mei博士入选斯坦福大学发布的全球前2%顶尖科学家榜单。他曾获2021年IEEE国际通信会议最佳论文奖、2025年未来通信与网络国际会议最佳学生论文奖，以及2017年中国电子学会优秀硕士论文奖。2024年，他指导学生获得IEEE通信学会SPCC技术委员会学生挑战赛及视频竞赛奖。2024年，他获评IEEE《通信学会开放期刊》杰出编辑；他还曾获评IEEE《通信汇刊》2019年和2020年杰出审稿人、IEEE《通信学会开放期刊》2021年和2024年杰出审稿人、IEEE《无线通信快报》2019年、2021年、2022年和2023年杰出审稿人、IEEE《通信快报》2021年和2022年杰出审稿人，以及《中国科学：信息科学》2024年杰出审稿人。他担任IEEE《通信汇刊》、IEEE《无线通信快报》和IEEE《通信学会开放期刊》的副编辑，并于2024年至2025年担任IEEE全球通信大会专题研讨会面向未来无线通信与感知的智能可移动及可重构天线共同主席，并于2025年至2026年担任IEEE国际通信会议该专题研讨会共同主席。



David Gesbert （IEEE会士）现任法国索菲亚·安蒂波利斯EURECOM主任。他于2017年从法国巴黎电信学院获得博士学位。1997年至1999年期间，他任职于斯坦福大学信息系统实验室。他是Iospan Wireless Inc.的创始工程师之一，该公司率先开展多输入多输出-OFDM（现为英特尔）。2004年加入EURECOM之前，他曾任职于奥斯陆大学信息学系。他已发表约350篇论文并拥有25项专利，其中7项获得IEEE最佳论文奖。他曾担任ICC 2017技术程序联合主席，并入选汤森路透计算机科学领域高被引研究人员。他是OpenAirInterface（OAI）软件联盟的董事会成员。他曾获得欧洲研究理事会高级资助，研究领域为未来网络。2020年，他还获得法国跨学科人工智能研究所的资助，担任未来物联网人工智能领域的讲席教授职位。2021年，他与IMT及法国科学院共同授予研究大奖。



Jaebum Park （IEEE学生会员）于2015年获得韩国首尔延世大学电气与电子工程理学学士学位，并于2017年获得韩国大田韩国科学技术院（KAIST）电气与电子工程理学硕士学位。2017年至2024年，他在韩国首尔三星研究院的6G研究团队工作。目前，他正在加利福尼亚大学电气与计算机工程系攻读博士学位

美国加利福尼亚州圣迭戈。他的研究兴趣包括先进的多输入多输出收发器算法、面向下一代无线接入网架构的节能多输入多输出技术，以及中高频频段的无线通信。



Robert W. Heath Jr. （S'96 - M'01 - SM'06 - F'11）是加利福尼亚大学圣迭戈分校电气与计算机工程系的Charles Lee Powell无线通信讲席教授。他同时担任MIMO Wireless Inc. 总裁兼首席执行官。2020年至2023年，他在北卡罗来纳州立大学担任 Lampe杰出教授，并联合创立了 6GNC。2002年至2020年，他任职于德克萨斯大学奥斯汀分校，最近担任 Cockrell Family工程学讲席教授和 UT SAVES 主任。他著有《无线数字通信导论》（普伦蒂斯·霍尔，2017年）和《数字无线通信：使用NI USRP的物理层探索实验室》（国家科技出版社，2012年），并合著了《毫米波无线通信》（普伦蒂斯·霍尔，2014年）和《MIMO通信基础》（剑桥大学出版社，2018年）。Heath博士曾合著多篇获奖会议论文和期刊论文，其中包括近期获得的2017年马可尼奖论文奖、2019年IEEE通信学会Stephen O. Rice奖、2020年IEEE信号处理学会Donald G. Fink综述论文奖、2021年IEEE车辆技术学会Neal Shepherd纪念最佳传播论文奖，以及2022年IEEE车辆技术学会最佳车载电子论文奖。其他重要奖项包括2017年EURASIP技术成就奖、2019年IEEE Kiyo Tomiyasu奖、2021年IEEE车辆技术学会James Evans先锋奖，以及2025年IEEE/RSE詹姆斯·克拉克·麦克斯韦奖章。2017年，他当选美国国家发明家科学院会士。2024年，他当选美国科学促进会会士。他曾担任IEEE通信学会理事会（2020年至2022年）和IEEE信号处理学会理事会（2016年至2018年）的无任所成员。2018年至2020年，他担任IEEE 信号处理杂志主编。他还是持证业余无线电操作员、私人飞行员，也是得克萨斯州注册专业工程师。他当选为美国国家工程院成员。



Emil Bj¨ornson （IEEE会士）于2007年获得瑞典隆德大学工程数学理学硕士学位，并于2011年获得瑞典KTH皇家理工学院电信博士学位。

2012年至2014年，他在法国SUPELEC阿尔卡特朗讯灵活无线电讲席担任博士后研究员。2014年至2021年，他在瑞典林雪平大学担任过多个不同的教授职位。自2020年起，他一直担任KTH无线通信正教授，并且自2024年起担任通信系统部主任。他著有教材协同多小区系统中的最优资源分配（2013年）、大规模*MIMO*网络：频谱效率、能量效率与硬件效率 （2017年）、以用户为中心的无蜂窝大规模*MIMO*基础 （2021年）以及多天线通信与可重构表面导论 （2024年）。他致力于可复现研究，并已发表大量仿真代码。他的研究方向包括多天线通信、可重构智能表面、无线电资源分配、通信机器学习以及能量效率。

Bj¨ornson博士自2006年起从事多输入多输出研究。他发表的论文已获得超过40000次引用，已提交30多项专利申请，并获评科睿唯安高被引科学家。他与人共同主持播客Wireless Future，并运营着一个颇受欢迎的同名YouTube频道。他是瓦伦堡学院研究员、Digital Futures研究员和SSF未来研究领袖。他曾获得2014年IEEE通信学会欧洲、中东和非洲区杰出青年研究员奖、2015年英瓦尔·卡尔松奖、2016年EURASIP最佳博士论文奖、2018年和2022年IEEE马可尼无线通信论文奖、2019年EURASIP早期职业奖、2019年IEEE通信学会Fred W. Ellersick奖、2019年IEEE《信号处理杂志》最佳专栏奖、2020年皮埃尔-西蒙·拉普拉斯早期职业技术成就奖、2020年CTTC早期成就奖、2021年IEEE通信学会RCC早期成就奖、2023年IEEE通信学会杰出论文奖，以及2024年IEEE通信学会Stephen O. Rice奖。他还与人合著的论文曾在五个会议上获得最佳论文奖。