

基于分布式部分连接结构的多用户大规模 MIMO 混合预编码

张雷, 王勤

(成都大学电子信息与电气工程学院, 四川 成都 610106)

摘要: 在多用户大规模多输入多输出 (MIMO) 系统中, 针对传统方案受限于集中式部分连接结构和固定匹配相控算法而未能充分利用空间资源的问题, 提出一种基于分布式部分连接结构的低复杂度相控迫零混合预编码方案。所提方案设计了多于射频链路数的逻辑天线子阵列, 以使每个射频链路能连接多个分布子阵列, 从而提供更高的空间分集增益。进一步通过分析相控模拟预编码对迫零数字预编码的影响, 并以最大化系统频谱效率上界为优化目标, 提出串行最大化用户总体子阵列增益的相控模拟预编码算法。分析和仿真结果表明, 所提方案相较于传统方案在略微增加计算复杂度的前提下能显著提升系统频谱效率, 且对非完美信道状态信息不敏感。

关键词: 大规模多输入多输出; 混合预编码; 部分连接结构; 相控模拟预编码; 子阵列增益

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2022008

Hybrid precoding based on distributed partially-connected structure for multiuser massive MIMO

ZHANG Lei, WANG Qin

School of Electronic Information and Electrical Engineering, Chengdu University, Chengdu 610106, China

Abstract: For multiuser massive multiple-input multiple-output (MIMO) systems, to solve the problem of underutilized spatial resources caused by centralized partially-connected structure (PCS) and fixed-matching phase-control algorithm in conventional schemes, a low complexity phased zero-forcing (PZF) hybrid precoding scheme based on distributed PCS was proposed. The logical antenna subarrays with more than the number of radio frequency (RF) chains were designed, so that each RF chain could be connected to multiple distributed subarrays to provide higher spatial diversity gain. Further, by analyzing the influence of phase-control analog precoding on zero-forcing digital precoding, a phase-control analog precoding algorithm via successively maximizing users' total subarray gains was proposed to maximize the upper bound of system spectral efficiency. Analysis and simulation results show that, compared with the conventional schemes, the proposed scheme can significantly improve the system spectral efficiency while slightly increases the computational complexity, and it is also insensitive to imperfect channel state information.

Keywords: massive MIMO, hybrid precoding, partially-connected structure, phase-control analog precoding, subarray gain

0 引言

贝尔实验室 Marzetta 等^[1]提出的大规模 MIMO (massive multiple-input multiple-output) 技术, 通过在基站配置大量天线, 并结合发射预编码和接收合

并处理, 能极大提升系统频谱效率和功率效率, 不仅成为 5G 的关键技术之一^[2], 在后 5G 及 6G 移动通信中还将继续发挥重要作用^[3-4]。

在下行传输中, 大规模 MIMO 理论上可采用全数字预编码以获取最优性能。然而, 基带的数字化

收稿日期: 2021-11-20; 修回日期: 2022-01-04

基金项目: 四川省科技计划重点研发基金资助项目 (No.2021YFG0151); 国家自然科学基金资助项目 (No.62005028)

Foundation Items: The Key Research and Development Project of Sichuan Science and Technology Program (No.2021YFG0151), The National Natural Science Foundation of China (No.62005028)

处理要求每个天线具有独立的射频链路。相较于传统 MIMO, 大规模 MIMO 天线数量巨大, 导致成本和功耗急剧上升 (毫米波频段通信尤甚), 从而制约了其实际应用。因此, 学术界提出了射频链路数小于基站天线数的模数混合预编码方案^[5-6], 其基本思想是将预编码分解为基带低维数字预编码和射频高维模拟预编码 2 个部分, 且后者通常使用简单的移相器实现, 从而以较小性能损失达到大幅降低成本和功耗的目的。

大规模 MIMO 混合预编码的系统结构主要包括全连接和部分连接两大类。早期研究者通常采用全连接结构设计^[5-7], 即每个射频链路通过移相器与所有天线相连, 所需移相器数等于天线数与射频链路数之积, 导致成本和功耗仍然较高。因此, 研究者又提出了部分连接结构^[8-11], 即每个射频链路仅与互不交叠的天线子阵列相连, 所需移相器数等于天线数。在预编码器设计方面, 由于最优的数字预编码和模拟预编码具有内在耦合关系且相应优化问题具有非凸性质, 因此很难求得最优解。文献[8]考虑单用户的全连接结构, 提出基于正交匹配追踪的求解算法, 其性能接近最优全数字预编码, 但复杂度极高。针对单用户的部分连接结构, 文献[9-10]分别研究了单载波情形的串行干扰消除预编码算法和多载波情形的并行预编码处理框架, 文献[11]设计了注水结合迭代算法的混合预编码器。上述研究表明, 相比全连接结构, 部分连接结构虽性能有一定损失, 但成本、功耗和复杂度却更有优势, 故成为近年来大规模 MIMO 混合预编码的主流结构之一。然而, 以上方案也存在两点缺陷: 一是仅针对单用户系统研究, 数字预编码采用的奇异值分解等方法难以推广至多用户情形, 与存在大量少天线甚至单天线用户端的典型场景不太相符; 二是多采用迭代等复杂算法, 难以用于实际系统。

针对多用户的全连接结构, 为降低计算复杂度, 文献[7]摒弃了以上迭代求解的思路, 提出基于相控迫零 (PZF, phased zero-forcing) 的混合预编码方案, 首先直接提取信道系数的相位设计模拟预编码矩阵, 然后对模拟预编码矩阵和信道矩阵之积构成的等效信道矩阵实施简单的迫零数字预编码。该方案能分别获得模拟域和数字域的简单闭合解, 且能在模拟域获得类似传统等增益发送的子阵列增益, 总体性能相对于全数字预编码损失不大。

随后, 文献[12]将文献[7]的相控模拟预编码环节应用于单用户的部分连接结构, 提出“相控模拟预编码+奇异值分解数字预编码”方案; 文献[13-14]将文献[7]方案推广至多用户的部分连接结构, 提出“相控对角模拟预编码+迫零数字预编码”方案。文献[12-14]方案继承了文献[7]方案的优点, 是部分连接结构中使用相控模拟预编码的典型代表。然而, 文献[12-14]方案也存在不足: 考虑的部分连接结构都为集中式, 即每个射频链路仅连接一个子阵列, 子阵列数必须等于射频链路数; 固化了信道相位、子阵列和射频链路之间的匹配关系, 未能充分利用不同子阵列增益存在的差异去优化设计模拟预编码。

针对上述问题, 本文提出一种基于分布式部分连接结构的多用户大规模 MIMO 混合预编码方案, 主要工作如下。

1) 设计分布式部分连接结构。在给定发射天线数和射频链路数条件下, 突破传统集中式部分连接结构子阵列数等于射频链路数的限制, 通过减少单个子阵列的天线数来增加子阵列数, 以使每个射频链路能连接多个分布的子阵列, 从而提供更高的空间分集增益。

2) 分析相控模拟预编码对迫零数字预编码性能的影响。通过推导迫零数字预编码所得频谱效率上界与模拟预编码和等效信道矩阵之间的关系, 得到“增大模拟域的子阵列增益有助于提升系统频谱效率上界”的结论, 为相控模拟预编码设计提供了理论依据。

3) 提出串行最大化用户总体子阵列增益的相控模拟预编码算法。该算法以最大化频谱效率上界为优化目标, 生成的模拟预编码矩阵具有比传统方案的块对角结构更通用的块稀疏结构, 能充分获得分布式部分连接结构的空分集增益, 且计算复杂度仅比传统方案略微增加。仿真表明, 所提方案相较于传统方案能显著提升系统频谱效率。

符号说明: 大小写黑斜体字母分别表示矩阵和向量; \mathbf{I}_N 表示 N 阶单位矩阵; \mathbf{A}^T 和 \mathbf{A}^H 分别表示矩阵 \mathbf{A} 的转置和共轭转置; $\|\mathbf{A}\|$ 表示矩阵 \mathbf{A} 的 Frobenius 范数; $\text{tr}(\mathbf{A})$ 表示矩阵 \mathbf{A} 的迹; $\mathcal{C}^{m \times n}$ 表示 $m \times n$ 阶复数矩阵集合; $\mathcal{CN}(\mu, \sigma^2)$ 表示均值为 μ 、方差为 σ^2 的复高斯随机变量; $\chi^2(n)$ 表示自由度为 n 的卡方分布; $E(X)$ 表示 X 的数学期望; $\mathbb{A} \setminus \mathbb{B}$ 表示集合 \mathbb{B} 关于集合 \mathbb{A} 的相对补集; \mathbb{Z}^+ 表示正整数集合; “ $\lceil x \rceil$ ”表示对 x 向上取整。

1 系统模型

考虑采用部分连接结构的多用户大规模 MIMO 下行链路，如图 1 所示。配有 N_{TX} 个发射天线和 N_{RF} 个射频链路的基站，每次调度 K 个单天线用户与之在同一时频资源通信，向每个用户发射一个数据流，且满足大规模 MIMO 混合预编码基本要求 $K \leq N_{RF} \leq N_{TX}$ 。基带数字预编码和射频模拟预编码分别用矩阵 $F_{BB} \in \mathbb{C}^{N_{RF} \times K}$ 和 $F_{RF} \in \mathbb{C}^{N_{TX} \times N_{RF}}$ 表示。通常 F_{BB} 的幅度和相位都可调整，而 F_{RF} 一般通过移相器实现以满足恒模要求。受总发射功率约束，需满足 $\|F_{RF}F_{BB}\|^2 = K$ 。

与传统方案中子阵列数等于射频链路数的集中式部分连接结构不同，为提供更高的空间分集增益，本文设计新的分布式部分连接结构，即在保持发射天线数和射频链路数不变的条件下，通过减少单个子阵列的天线数来增加子阵列数，以使每个射频链路能连接多个分布的子阵列。一般根据距离就近原则将 N_{TX} 个发射天线划分为 N ($N = DN_{RF}$, $D \in \mathbb{Z}^+$) 个子阵列，各子阵列天线数为 $J = N_{TX}/N$ 。例如，对均匀线性阵列 (ULA, uniform linear array)，设天线依次编号为 $1, 2, \dots, N_{TX}$ ，则编号为 $(n-1)J+1 \sim (n-1)J+J$ ($n=1, \dots, N$) 的 J 个天线属于第 n 个子阵列。每个

射频链路将根据 F_{RF} 的求解结果通过分布式连接器与 D 个子阵列相连 (D 可视为分布阶数)，即共连接 $M = N_{TX}/N_{RF} = DJ$ 个天线。当 $D > 1$ 时，有 $N = DN_{RF}$ ，即子阵列数为射频链路数的整数倍，对应于本文所提分布式部分连接结构；当 $D = 1$ 时，有 $N = N_{RF}$ ，即子阵列数等于射频链路数，退化为传统的集中式部分连接结构。无论何种结构，一个天线均对应于一个移相器，即移相器总数均为 N_{TX} 。必须指出，在该结构中子阵列仅通过逻辑划分而得，不会改变基站天线的物理形态。分布式连接器的具体设计详见第 4 节。

考虑平坦衰落信道，基站到全体用户的下行信道用矩阵 $H \in \mathbb{C}^{K \times N_{TX}}$ 表示，可记为 $H = [h_1, \dots, h_K]^T$ ，其中 h_k^T ($k=1, \dots, K$) 为 H 的第 k 行，表示基站到用户 k 的信道向量。由此，用户 k 的接收信号 r_k 可表示为

$$r_k = h_k^T F_{RF} F_{BB} s + n \tag{1}$$

其中， $s \in \mathbb{C}^K$ 表示基站发送至 K 个用户的原始信号向量，满足 $E(ss^H) = (P/K)I_K$ ， P 为基站总发射功率； n 表示用户端独立同分布的噪声向量，其元素 $n_k \sim \mathcal{CN}(0,1)$ 。因噪声平均功率为 1，故系统平均信噪比在数值上等于 P 。由此，用户 k 的接收信干

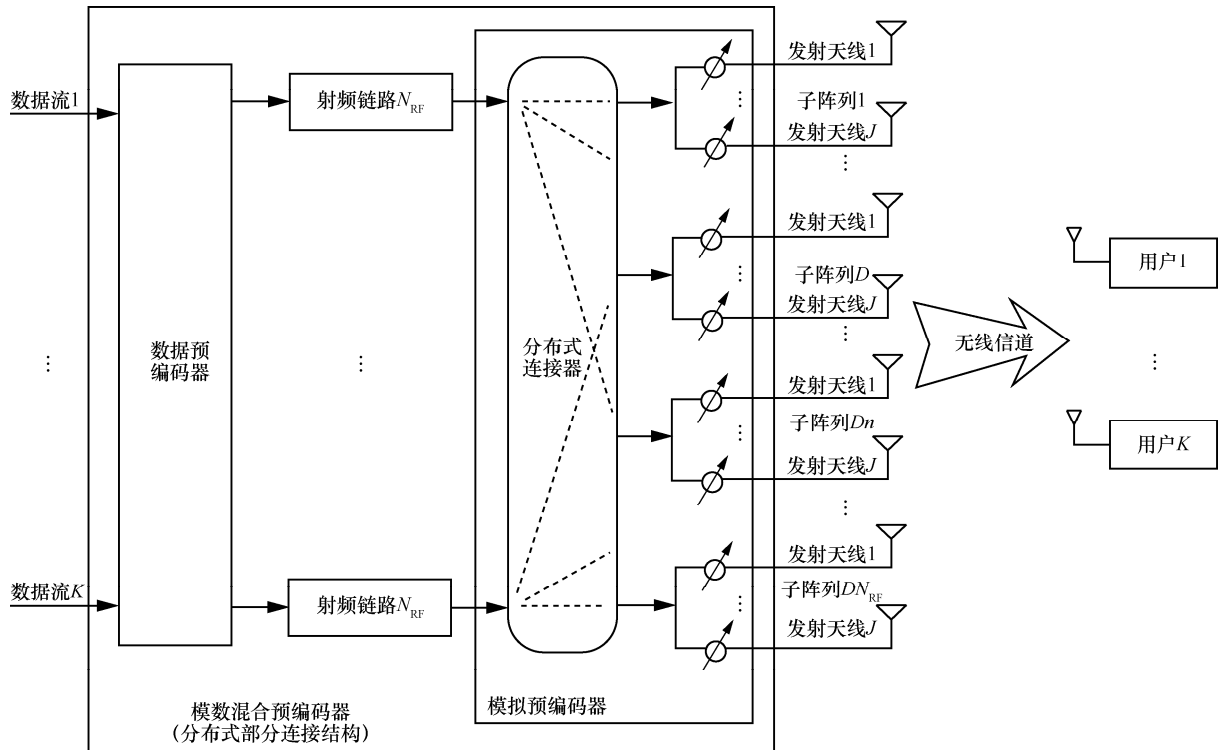


图 1 基于分布式部分连接结构的大规模 MIMO 混合预编码系统

噪比 γ_k 为

$$\gamma_k = \frac{\frac{P}{K} \left| \mathbf{h}_k^T \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB},k} \right|^2}{1 + \frac{P}{K} \sum_{i \neq k} \left| \mathbf{h}_k^T \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB},i} \right|^2} \quad (2)$$

其中, $\mathbf{f}_{\text{BB},k}$ 为矩阵 \mathbf{F}_{BB} 的第 k 列, 表示用户 k 对应的数字预编码向量。通常用如下的平均频谱效率 R 度量混合预编码系统的性能。

$$\begin{cases} R = E(R_{\text{inst}}) \\ R_{\text{inst}} = \sum_{k=1}^K \text{lb}(1 + \gamma_k) \end{cases} \quad (3)$$

其中, R_{inst} 表示瞬时频谱效率。

2 传统方案回顾

本文方案与文献[12-14]基于集中式部分连接的传统方案在模拟预编码环节均采用基于信道系数相位信息的设计框架, 故有必要简要回顾该传统方案的相控模拟预编码处理流程。

记 \mathbf{H} 的第 (k, p) 个元素为 $h_{k,p}$ ($k=1, \dots, K$; $p=1, \dots, N_{\text{TX}}$), 表示基站第 p 个天线到第 k 个用户的信道系数, $|h_{k,p}|$ 和 $\varphi_{k,p}$ 分别表示 $h_{k,p}$ 的幅度和相位。设基站能通过上下行链路互易性(时分双工系统)或用户端反馈(频分双工系统)获得 \mathbf{H} 。

在传统方案中, 因 $N = N_{\text{RF}}$, 即射频链路数等于子阵列数, 每个子阵列天线数等于 M 。定义 $\mathbf{h}_{k,\tilde{n}}^T \triangleq \left[|h_{k,(\tilde{n}-1)M+1}| e^{j\varphi_{k,(\tilde{n}-1)M+1}}, \dots, |h_{k,(\tilde{n}-1)M+M}| e^{j\varphi_{k,(\tilde{n}-1)M+M}} \right]$, $\tilde{n}=1, \dots, N_{\text{RF}}$ 表示第 \tilde{n} 个子阵列到第 k 个用户的信道向量。受部分连接结构约束, 对子阵列 \tilde{n} , 相控模拟预编码需根据一定准则从 K 个候选信道向量 $\{\mathbf{h}_{1,\tilde{n}}, \dots, \mathbf{h}_{K,\tilde{n}}\}$ 中选择一个合适的 $\mathbf{h}_{k,\tilde{n}}$, 并提取 $\mathbf{h}_{k,\tilde{n}}$ 各元素的相位信息以构造子阵列 \tilde{n} 对应的模拟预编码向量 $\mathbf{f}_{k,\tilde{n}} = \left[e^{j\varphi_{k,(\tilde{n}-1)M+1}}, \dots, e^{j\varphi_{k,(\tilde{n}-1)M+M}} \right]^H / \sqrt{M}$, $\mathbf{f}_{k,\tilde{n}}$ 中元素 m ($m=1, \dots, M$) 的相位 $-\varphi_{k,(\tilde{n}-1)M+m}$ 即天线 $(\tilde{n}-1)M+m$ 对应移相器的移相值。同时, 将射频链路 \tilde{n} 通过相应移相器组和子阵列 \tilde{n} 的各天线相连。由此, 可认为通过该准则在用户 k 的信道系数与子阵列(射频链路) \tilde{n} 之间建立了一个匹配关系。传统方案中用户和子阵列(射频链路)的匹配关系固定, 即用户 k 和子阵列(射频链路) $(i-1)K+k$ ($i \in \mathbb{Z}^+$) 匹配。相应子阵列(射频链路)

\tilde{n} 的模拟预编码向量可表示为(上标 C 表示传统方案)

$$\mathbf{f}_{k,\tilde{n}}^{(C)} = \frac{1}{\sqrt{M}} \left[e^{j\varphi_{k,(\tilde{n}-1)M+1}}, \dots, e^{j\varphi_{k,(\tilde{n}-1)M+M}} \right]^H, \quad \begin{cases} k = \text{mod}(\tilde{n}, K), \quad \text{mod}(\tilde{n}, K) > 0 \\ k = K, \quad \text{mod}(\tilde{n}, K) = 0 \end{cases} \quad (4)$$

整体的模拟预编码矩阵由所有子阵列(射频链路)对应的模拟预编码向量组成, 具有如下块对角结构。

$$\mathbf{F}_{\text{RF}}^{(C)} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{k,1}^{(C)} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{f}_{k,2}^{(C)} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{f}_{k,N_{\text{RF}}}^{(C)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

3 相控模拟预编码对迫零数字预编码的影响分析

由于文献[12]针对单用户情形设计, 在用户端可进行集中式接收处理, 可在发射端的数字预编码环节采用最优的奇异值分解。而多用户情形中不同用户只能进行分布式接收处理, 故在发射端的数字预编码环节一般只能采用易于用户端分布式处理的算法。就多个单天线用户情形而言, 迫零算法较成熟且得到广泛应用[7,13-14], 故本文也采用迫零算法进行数字预编码。

给定 \mathbf{F}_{RF} , 在基带可得等效信道矩阵 $\mathbf{G} = \mathbf{H}\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 。对 \mathbf{G} 求伪逆得

$$\mathbf{W} = \mathbf{G}^H (\mathbf{G}\mathbf{G}^H)^{-1} \quad (6)$$

因 $\|\mathbf{W}\|^2 = \text{tr}(\mathbf{W}^H \mathbf{W}) = \text{tr}[(\mathbf{G}\mathbf{G}^H)^{-1}]$, 故可用式(7)对 \mathbf{W} 进行功率归一化处理, 得

$$\mathbf{F}_{\text{BB}} = \frac{K}{\text{tr}[(\mathbf{G}\mathbf{G}^H)^{-1}]} \mathbf{W} \quad (7)$$

由此, 有 $\|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|^2 = \text{tr}(\mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}) = \text{tr}(\mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{BB}}) = K$, 满足总发射功率约束对预编码矩阵的范数要求。

如前所述, 传统方案固化了用户与子阵列和射频链路之间的匹配关系, 未能探索模数预编码之间的联系和充分利用空间资源。接下来, 将分析相控模拟预编码对迫零数字预编码的影响。

由于采用了迫零数字预编码, 理论上各用户接收信号之间干扰可完全消除, 则式(2)可化简为

$$\gamma_k = \gamma = \frac{K}{\text{tr}[(\mathbf{G}\mathbf{G}^H)^{-1}]} \frac{P}{K} \quad (8)$$

故瞬时频谱效率 $R_{\text{inst}} = K \text{lb}(1 + \gamma)$ ，可知 R_{inst} 是 $1/\text{tr}[(\mathbf{G}\mathbf{G}^H)^{-1}]$ 的单调递增函数。设 $\mathbf{A} \triangleq \mathbf{G}\mathbf{G}^H = \mathbf{U}\mathbf{A}\mathbf{U}^H$ ，其中 \mathbf{U} 和 \mathbf{A} 分别为 \mathbf{A} 的特征矩阵和特征值构成的对角矩阵。因 $(\mathbf{G}\mathbf{G}^H)^{-1} = \mathbf{U}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{U}^H$ ，故 $\text{tr}[(\mathbf{G}\mathbf{G}^H)^{-1}] = \sum_{k=1}^K \lambda_k^{-1}$ ，其中 λ_k 为 \mathbf{A} 的第 k 个特征值。由不等式 $\left(\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K a_k^\alpha\right)^{1/\alpha} \leq \left(\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K a_k^\beta\right)^{1/\beta}$ ， $a_1, \dots, a_K > 0$ ， $\alpha < 0 < \beta$ ^[15]，可知

$$\frac{1}{\text{tr}[(\mathbf{G}\mathbf{G}^H)^{-1}]} = \left(\sum_{k=1}^K \lambda_k^{-1}\right)^{-1} \leq \frac{1}{K^2} \sum_{k=1}^K \lambda_k = \frac{1}{K^2} \text{tr}(\mathbf{A}) \quad (9)$$

由式(9)可知， $\text{tr}(\mathbf{A})$ 越大，则 $1/\text{tr}[(\mathbf{G}\mathbf{G}^H)^{-1}]$ 的上界越大， R_{inst} 和 R 的上界也随之越大。因此，若能通过对模拟预编码优化设计而增加 $\text{tr}(\mathbf{A})$ 值，则很有可能提升 R_{inst} 和 R 。

进一步分析 $\text{tr}(\mathbf{A})$ 。因 $\mathbf{G} \in \mathcal{C}^{K \times N_{\text{RF}}}$ 且 $K \leq N_{\text{RF}}$ ，故 K 和 N_{RF} 的关系一般可表示为 $N_{\text{RF}} = (Q-1)K + K_r$ ($Q = \lceil N_{\text{RF}}/K \rceil$, $K_r \leq K$)。为分析方便，不妨假设 N_{RF} 为 K 的正整数倍，即 $N_{\text{RF}}/K = Q \in \mathbb{Z}^+$ 。由此， \mathbf{G} 可按列方向划分为 Q 个 $K \times K$ 阶子矩阵，即 $\mathbf{G} = [\mathbf{G}_1, \dots, \mathbf{G}_Q]$ 。记子矩阵 \mathbf{G}_q ($q=1, \dots, Q$) 的第 (k, i) 个元素为 $g_{q,ki}$ ($k, i=1, \dots, K$)。并进一步假设信道为独立同分布的 Rayleigh 衰落，即 $h_{k,p} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ ($k=1, \dots, K, p=1, \dots, N_{\text{TX}}$)。根据 \mathbf{A} 的定义，有

$$\text{tr}(\mathbf{A}) = \sum_{q=1}^Q \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^K |g_{q,ki}|^2 = \underbrace{\sum_{q=1}^Q \sum_{k=1}^K |g_{q,kk}|^2}_{A_1} + \underbrace{\sum_{q=1}^Q \sum_{k=1}^K \sum_{i \neq k} |g_{q,ki}|^2}_{A_2} \quad (10)$$

在传统方案条件下，若给定 \mathbf{H} ，则 A_1 和 A_2 确定，即 $\text{tr}(\mathbf{A})$ 和 R_{inst} 上界也随之确定。进一步分析 A_1 和 A_2 。

先考察 A_1 。注意到 $g_{q,kk} = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=1}^M |h_{k,(q-1)KM+(k-1)M+m}|$ 是 \mathbf{G}_q 的主对角元。因 $\frac{1}{\sqrt{M}} |h_{k,p}|$ 是均值为 $\sqrt{\pi}/(2\sqrt{M})$ 、方差为 $(1-\pi/4)/M$ 的 Rayleigh 分布随机变量，而有限个 Rayleigh 分布随机变量之和的概率分布函数准确闭合表达式并不存在，其近似表达式非常繁杂^[16]。因此， $g_{q,kk}$ 和 A_1 的准确分布特性难以得到。不过， $g_{q,kk}$ 本质上可视为第 $(q-1)K+k$ 个子阵列提取其到用户 k 的信道向量相位信息以实

施模拟预编码而获得的子阵列增益（形式上与采用等增益发送类似），对应的天线序号是 $(q-1)KM + (k-1)M + 1 \sim (q-1)KM + (k-1)M + M$ 连续 M 个值。事实上，相控模拟预编码完全可突破传统方案的这种约束。设集合 $\mathbb{D} \subset \{1, 2, \dots, N\}$ 且 \mathbb{D} 的势为 D ，将

$$g_{q,kk} \text{ 改写为 } g_{q,kk} = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{d(q,k) \in \mathbb{D}} \sum_{m=1}^J |h_{k,(d(q,k)-1)J+m}|, \text{ 即变}$$

换为 D 个阵元数皆为 J 的子阵列增益之和。在分布式部分连接结构条件下，因总的子阵列数为 $N = DN_{\text{RF}} \gg D$ ，即使给定 \mathbf{H} ，若能引入某种机制，对每一个用户 k ，尽可能从其对应的 N 个子阵列信道向量中选择子阵列增益较大的 D 个与之匹配，则将增大 A_1 。

再考察 A_2 。注意到 $g_{q,ki} = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=1}^M h_{k,(q-1)KM+(k-1)M+m} e^{-j\varphi_{i,(q-1)KM+(i-1)M+m}}$ ($i \neq k$) 是 \mathbf{G}_q 的非主对角元，且为 M 个独立的均值为 0、方差为 $1/M$ 的复高斯随机变量之和，故 $g_{q,ki} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ ，进而 $A_2 \sim \chi^2(N_{\text{RF}}(K-1))$ 。在典型的大规模 MIMO 系统中，因参数 $N_{\text{RF}}(K-1)$ 值一般会达到数十甚至上百，由卡方分布性质知，前述基于子阵列增益的选择对 A_2 影响很小。

当 N_{RF} 不为 K 的正整数倍（即 $K_r > 0$ ）时， \mathbf{G} 可按列方向划分为 $Q-1$ 个 $K \times K$ 阶子矩阵和 1 个 $K \times K_r$ 阶子矩阵，以上分析同样适用。综上，在给定 \mathbf{H} 条件下，若能引入分布式部分连接，并在模拟预编码环节使用某种增大子阵列增益的动态相控匹配机制，则将增大 A_1 且几乎不影响 A_2 ，从而增大 $\text{tr}(\mathbf{A})$ ，并最终提升 R_{inst} 和 R 的上界。此外，以上分析虽假设信道为独立同分布的 Rayleigh 衰落，但第 5 节仿真结果表明，此结论对毫米波大规模 MIMO 中采用较多的几何 Saleh-Valenzuela (S-V) 信道^[7-8] 等典型信道模型同样适用。

4 基于分布式部分连接结构的相控模拟预编码

根据第 3 节分析可知，相控模拟预编码环节的相控匹配机制及可获得的子阵列增益将影响迫零数字预编码性能和系统频谱效率。受此启发，本文提出如下基于分布式部分连接结构的相控模拟预编码。

4.1 优化目标

所提分布式部分连接结构如第 1 节所述，此时有 $D > 1$ 和 $N = DN_{\text{RF}} > N_{\text{RF}}$ 。射频链路和天线子阵列之间的连接由分布式连接器动态调节，其本质是一个可编程的 $N_{\text{RF}} : DN_{\text{RF}}$ 连接网络，具体连接关系和移

相器的移相值均取决于相控模拟预编码的设计结果。设用户序号集合为 $\mathbb{U} = \{1, 2, \dots, K\}$ ，子阵列序号集合为 $\mathbb{A} = \{1, 2, \dots, N\}$ 。将 \mathbf{H} 按列方向划分为 N 个阶数为 $K \times J$ 的子矩阵，即

$$\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1 \quad \mathbf{H}_2 \quad \dots \quad \mathbf{H}_N] \quad (11)$$

其中， $\mathbf{H}_n \in \mathbb{C}^{K \times J}$ ($n \in \mathbb{A}$) 可视为第 n 个子阵列到 K 个用户的下行信道矩阵，并记 \mathbf{H}_n 的第 k ($k \in \mathbb{U}$) 行 $\mathbf{h}_{k,n}^T = [h_{k,(n-1)J+1} e^{j\phi_{k,(n-1)J+1}}, \dots, h_{k,(n-1)J+J} e^{j\phi_{k,(n-1)J+J}}]$ 表示第 n 个子阵列到第 k 个用户的信道向量。

与传统方案类似，所提方案需根据某种准则从 \mathbf{H}_n 的 K 个信道向量 $\{\mathbf{h}_{1,n}, \dots, \mathbf{h}_{K,n}\}$ 中选择一个合适的 $\mathbf{h}_{k,n}$ ，并提取 $\mathbf{h}_{k,n}$ 各元素的相位信息以构造子阵列 n 对应的模拟预编码向量 $\mathbf{f}_{k,n}$ ，即

$$\mathbf{f}_{k,n} = \frac{1}{\sqrt{M}} [e^{j\phi_{k,(n-1)J+1}}, \dots, e^{j\phi_{k,(n-1)J+J}}]^H \quad (12)$$

并且，在模拟预编码向量 $\mathbf{f}_{k,n}$ 和其对应信道向量 $\mathbf{h}_{k,n}$ 的共同作用下，用户 k 对应的子阵列 n 的增益为

$$\eta_k(n) = \mathbf{h}_{k,n}^T \mathbf{f}_{k,n} = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=1}^J |h_{k,(n-1)J+m}| \quad (13)$$

注意到， $\eta_k(n)$ 是关于 n 的函数，即对同一 k 但不同的 n 值， $\eta_k(n)$ 存在差异。如前所述，每个射频链路将基于该准则通过分布式连接器同时连接 D 个子阵列，并生成对应于用户 k 的 D 个模拟预编码向量集合 $\{\mathbf{f}_{k,n(k,1)}, \dots, \mathbf{f}_{k,n(k,D)}\}$ ，进一步设这 D 个子阵列的序号构成集合 $\mathbb{A}^{(k)} \triangleq \{n(k,1), \dots, n(k,D)\} \subset \mathbb{A}$ ，则用户 k 对应的总体子阵列增益为

$$\eta_k = \sum_{n \in \mathbb{A}^{(k)}} \eta_k(n), \quad k \in \mathbb{U} \quad (14)$$

不难发现， η_k 与第3节的 $g_{q,k}$ 等价。因此，为提升系统的频谱效率上界，可将相控模拟预编码的优化目标简化为

$$\max \eta_k, \quad \forall k \in \mathbb{U} \quad (15)$$

4.2 求解算法及分布式连接器设计

针对式(15)的最优设计应同时使所有 η_k 最大化，这需对所有用户和子阵列进行全局优化，其计算复杂度较高。考虑到部分连接结构要求不同 k 值对应的子阵列应互不交叠，本文提出如下次优的串行最大化用户总体子阵列增益的相控模拟预编码算法。其主要思想是依次对每用户在当前可选子阵列集合中选择满

足式(15)的 D 个子阵列，且对后续用户操作时要从可选子阵列集合中剔除这 D 个子阵列。同时，该算法也建立了用户与射频链路和子阵列之间的匹配关系，从而决定了分布式连接器的连接关系。

算法 1 串行最大化用户总体子阵列增益的相控模拟预编码算法

输入 信道矩阵 \mathbf{H} 各元素的模和相位

输出 将所有生成的模拟预编码向量按对应行列序号构造得到相控模拟预编码矩阵 \mathbf{F}_{RF}

初始化 $q=1$ ，可选子阵列序号集合 $\mathbb{A}_0 = \mathbb{A}$

1) for $q=1:Q$

2) 记可分配的子阵列序号集合为 \mathbb{A}_{q-1}

3) if $q < Q$

4) for $k=1:K$

5) 当且仅当 $q=1$ 时，根据式(13)计算 k 对应的所有子阵列增益 $\{\eta_k(n) | n \in \mathbb{A}_{q-1}\}$

6) $\{\eta_k(n) | n \in \mathbb{A}_{q-1}\}$ 中选择对应于前 D 个最大值的 D 个子阵列，将这 D 个子阵列的序号集合记为 $\mathbb{B}_{q,k} \subset \mathbb{A}_{q-1}$ ，使它们与射频链路 $(q-1)K+k$ 对应相连，并根据式(12)提取这 D 个子阵列到用户 k 信道向量的相位信息生成对应的模拟预编码向量

7) 更新 $\mathbb{A}_{q-1} = \mathbb{A}_{q-1} \setminus \mathbb{B}_{q,k}$

8) end for

9) 赋值 $\mathbb{A}_q = \mathbb{A}_{q-1}$

10) else if $q=Q$

11) for $k=1:K_r$

12) 可选子阵列序号集合 \mathbb{A}_{Q-1} 中仅余 DK_r 个元素。从 $\{\eta_k(n) | n \in \mathbb{A}_{Q-1}\}$ 中

选择对应于前 D 个最大值的 D 个子阵列，将这 D 个子阵列的序号集合记为 $\mathbb{B}_{Q,k} \subset \mathbb{A}_{Q-1}$ ，使之与射频链路 $(Q-1)K+k$ 对应相连，并根据式(12)提取这 D 个子阵列到用户 k 信道向量的相位信息生成对应的模拟预编码向量

更新 $\mathbb{A}_{Q-1} = \mathbb{A}_{Q-1} \setminus \mathbb{B}_{Q,k}$

14) end for

15) end if

16) end for

由算法 1 得到的 \mathbf{F}_{RF} 具有如下形式的结构

$$\mathbf{F}_{\text{RF}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \cdots & \vdots & \mathbf{f}_{1,n(2,1,2)}^2 & \cdots & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \ddots & \vdots & \ddots & \mathbf{f}_{1,n(Q,1,1)}^Q & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{f}_{K_r,n(Q,K_r,D)}^Q \\ \mathbf{f}_{1,n(1,1,D)}^1 & \ddots & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \ddots & \vdots & \mathbf{f}_{1,n(2,1,1)}^2 & \ddots & \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{0} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \mathbf{0} & \vdots & \ddots & \mathbf{f}_{K,n(2,K,1)}^2 & \ddots & \vdots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{f}_{K,n(1,K,2)}^1 & \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{0} & \ddots & \vdots \\ \mathbf{f}_{1,n(1,1,2)}^1 & \ddots & \mathbf{0} & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \ddots & \vdots & \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{f}_{1,n(Q,1,2)}^Q & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \mathbf{f}_{1,n(2,1,D)}^2 & \ddots & \vdots & \ddots & \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{f}_{K,n(2,K,D)}^2 & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{f}_{K_r,n(Q,K_r,2)}^Q \\ \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{f}_{K,n(1,K,1)}^1 & \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{0} & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \mathbf{0} & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{f}_{K_r,n(Q,K_r,1)}^Q \\ \mathbf{0} & \ddots & \vdots & \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{f}_{1,n(Q,1,D)}^Q & \ddots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \mathbf{f}_{K,n(2,K,2)}^2 & \ddots & \mathbf{0} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \mathbf{f}_{K,n(1,K,D)}^1 & \mathbf{0} & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{f}_{1,n(1,1,1)}^1 & \cdots & \mathbf{0} & \vdots & \cdots & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \cdots & \vdots \end{bmatrix} \quad (16)$$

其中, $\mathbf{f}_{k,n(q,k,d)}^q (q=1, \dots, Q, k=1, \dots, K, n(q,k,d) \in \mathbb{B}_{q,k}, d=1, \dots, D)$ 由式(12)给出, 引入的上角标 q 表示第 q 轮计算, $n(q,k,d)$ 表示根据算法 1 在第 q 轮计算得到的用户 k 对应的子阵列 d 的序号。具体而言, 式(16)给出的 \mathbf{F}_{RF} 具有如下特点。

1) \mathbf{F}_{RF} 的阶数为 $N_{\text{TX}} \times N_{\text{RF}}$, 可视为由 N 个 J 维向量 $\mathbf{f}_{k,n(q,k,d)}^q$ 和 $(N-1)N_{\text{RF}}$ 个 J 维全零向量组成的块稀疏矩阵。 $\mathbf{f}_{k,n(q,k,d)}^q$ 位于 \mathbf{F}_{RF} 的第 $n(q,k,d)$ 个块行和第 $(q-1)K+k$ 列, 第 $n(q,k,d)$ 个块行的含义是 \mathbf{F}_{RF} 的第 $[n(q,k,d)-1]J+1$ 至第 $n(q,k,d)J$ 行, $n(q,k,d)$ 的具体值取决于算法 1 的计算结果。

2) 第 $n(q,k,d)$ 个块行仅有一个非零块 $\mathbf{f}_{k,n(q,k,d)}^q$, 即每个子阵列仅对应一个射频链路; 第 $(q-1)K+k$ 列有 D 个非零块 $\mathbf{f}_{k,n(q,k,d)}^q$, 即每个射频链路对应 D 个子阵列。这表明 \mathbf{F}_{RF} 满足所提分布式部分连接结构。

3) 每一列所有非零元素的模相等, 这表明 \mathbf{F}_{RF} 只涉及相位变换, 即可通过移相器实现。

4) 每一列的 Frobenius 范数都为 1, 这表明 \mathbf{F}_{RF} 不改变信号的功率。

5) \mathbf{F}_{RF} 具有更一般的块稀疏结构, 可视为式(5)块对角结构的推广。当 $D=1$ 且不采用算法 1 时,

式(16)即退化为式(5)。

与此同时, 各移相器的移相值和分布式连接器的具体连接关系也由算法 1 确定。具体而言, $\mathbf{f}_{k,n(q,k,d)}^q$ 中元素 $m (m=1, \dots, J)$ 的相位 $-\varphi_{k,(n(q,k,d)-1)M+m}$ 即基站天线 $(n(q,k,d)-1)J+m$ 对应的移相器的移相值。同时, 将射频链路 $(q-1)K+k$ 通过相应移相器与子阵列集合 $\mathbb{B}_{q,k}$ 相连。由此, 可认为通过算法 1 在用户 k 、射频链路 $(q-1)K+k$ 和子阵列集合 $\mathbb{B}_{q,k}$ 之间建立了一个匹配关系。

算法 1 以低复杂度提供了式(15)的次优解, 从而能增大 $\text{tr}(\mathbf{A})$, 并最终提升 R_{inst} 和 R 的上界。当然, 由第 3 节可知, 由于 $\text{tr}(\mathbf{A})$ 的表达式十分复杂, 即使在 Rayleigh 衰落信道条件下也难以获得其准确分布特性, 因此, 就作者目前所知, 所研究系统的频谱效率与主要参数 N_{RF} 、 M 、 K 和 D 等之间的定量关系仍是一个开放问题。不过, 从所提方案“分布式部分连接结构+算法 1”的基本原理知, 其相较于传统方案“集中式部分连接结构+固定匹配相控算法”能提供更高的空间分集增益, 且该增益将随分布阶数 D 增加而增大。第 5 节的仿真结果对此提供了充分验证。

4.3 计算复杂度分析

本节主要比较所提方案与文献[12]传统方案 1

和文献[13-14]传统方案 2 的计算复杂度。表 1 列出了它们的特点和计算复杂度。在传统方案 1 和传统方案 2 中，求解模拟预编码矩阵只需对空口信道矩阵相应元素的相位取相反即可，其计算复杂度可忽略不计；求解等效信道矩阵的计算复杂度均为 $\mathcal{O}(KM N_{\text{RF}})$ 次复数乘法；求解数字预编码矩阵的计算复杂度分别为 $\mathcal{O}(K^2 N_{\text{RF}} + K N_{\text{RF}}^2)$ ^[12]和 $\mathcal{O}(K^2 N_{\text{RF}})$ 次复数乘法^[14]。其中，因传统方案 1 针对单用户系统设计，用 K 表示其用户端接收天线数。而所提方案与传统方案 2 都针对多用户系统设计，求解等效信道矩阵和数字预编码环节的处理与传统方案 2 相同，仅在模拟预编码环节增加了分布式连接器的有关处理（即算法 1）。

算法 1 的计算复杂度具体分析如下。

1) 当 $q=1$ 时，对用户 k ，需计算 $N - (k-1)D$ 个子阵列增益，即 $(J-1)(N - (k-1)D)$ 次实数加法；从 $N - (k-1)D$ 个子阵列增益中查找最大 D 个值即经典的 Top-k 查询问题，应用小顶堆算法^[17]，计算复杂度为 $\mathcal{O}((N - (k-1)D)\text{lb}D)$ 次实数加法；计算复杂度合计为 $\mathcal{O}((J-1)(N - (k-1)D) + (N - (k-1)D)\text{lb}D)$ 次实数加法。

2) 当 $2 \leq q \leq Q$ 时，因 $q=1$ 时已计算出各子阵列增益，不需要再次计算。对用户 k ，需从 $N - ((q-1)K + k-1)D$ 个子阵列增益中查找最大 D 个值，计算复杂度为 $\mathcal{O}((N - ((q-1)K + k-1)D)\text{lb}D)$ 次实数加法。

累计以上所有环节，得到总计算复杂度约为 $\mathcal{O}(KM(N_{\text{RF}} - K/2) + D(N_{\text{RF}}^2 \text{lb}D/2 - K(N_{\text{RF}} - K/2)))$ 次实数加法，即 $\mathcal{O}((KM(N_{\text{RF}} - K/2) + D(N_{\text{RF}}^2 \text{lb}D/2 - K(N_{\text{RF}} - K/2)))/2)$ 次复数加法。因 $N_{\text{RF}}^2 \text{lb}D/2 - K(N_{\text{RF}} - K/2) > 0$ ，故算法 1 的计算复杂度与 D 呈单调递增关系。

表 1 最后一行给出了典型参数 $N_{\text{TX}} = 256$ 、 $N_{\text{RF}} = K = 16$ 、 $D = 2, 4, 8, 16$ 条件下 3 种方案的具体计算复杂度。考虑到实际不同软硬件约束条件，单次复数乘法的计算复杂度为单次复数加法的 10~100 倍。即使假设单次复数乘法的计算复杂度约为单次复数加法的 10 倍，该示例中所提方案相较于传统方案 2 增加的计算复杂度最多 ($D=16$ 时) 不超过 5%。更多实例计算表明，在通常参数条件下，所提方案相较于传统方案 2 增加的计算复杂度一般为 1%~10%，且均低于传统方案 1。

此外，在引言部分提及的迭代类复杂算法中，文献[8]和文献[9]方案是典型代表，其计算复杂度分别为 $\mathcal{O}(M^2(N_{\text{RF}}S + K))$ (S 为迭代次数，通常取值为 $S \geq 5$) 和 $\mathcal{O}(N_{\text{RF}}^4 M + N_{\text{RF}}^2 M^2 L + N_{\text{RF}}^2 L^2)$ 次复数乘法，即主要参数的 4 次方或 5 次方。而表 1 中 3 种直接提取信道系数相位的方案的计算复杂度则为主要参数的 3 次方。因此，迭代类方案的计算复杂度一般比后一类方案高 1~2 个数量级。

综上，所提方案的计算复杂度略高于传统方案 2，

表 1 所提方案与传统方案的特点及计算复杂度

特点及计算复杂度	传统方案 1	传统方案 2	所提方案
特点	结构：集中式部分连接，单用户 模拟预编码：固定相控 数字预编码：奇异值分解	结构：集中式部分连接，多用户 模拟预编码：固定相控 数字预编码：迫零	结构：分布式部分连接，多用户 模拟预编码：算法 1 数字预编码：迫零
求解模拟预编码	—	—	$\mathcal{O}((K(M-D)(N_{\text{RF}} - K/2) + D N_{\text{RF}}^2 \text{lb}D/2)/2)$ 次复数加法
求解等效信道矩阵	$\mathcal{O}(M K N_{\text{RF}})$ 次复数乘法	$\mathcal{O}(M K N_{\text{RF}})$ 次复数乘法	$\mathcal{O}(M K N_{\text{RF}})$ 次复数乘法
求解数字预编码	$\mathcal{O}(K^2 N_{\text{RF}} + K N_{\text{RF}}^2)$ 次复数乘法	$\mathcal{O}(K^2 N_{\text{RF}})$ 次复数乘法	$\mathcal{O}(K^2 N_{\text{RF}})$ 次复数乘法
总计算复杂度	$\mathcal{O}(M K N_{\text{RF}} + K^2 N_{\text{RF}} + K N_{\text{RF}}^2)$ 次复数乘法	$\mathcal{O}(M K N_{\text{RF}} + K^2 N_{\text{RF}})$ 次复数乘法	$\mathcal{O}(M K N_{\text{RF}} + K^2 N_{\text{RF}})$ 次复数乘法 + $\mathcal{O}((K(M-D)(N_{\text{RF}} - K/2) + D N_{\text{RF}}^2 \text{lb}D/2)/2)$ 次复数加法
总计算复杂度 (例)	$M K N_{\text{RF}} + K^2 N_{\text{RF}} + K N_{\text{RF}}^2 = 12\,288$	$M K N_{\text{RF}} + K^2 N_{\text{RF}} = 8\,192$	$M K N_{\text{RF}} + K^2 N_{\text{RF}} = 8\,192$ $(K(M-D)(N_{\text{RF}} - K/2) + D N_{\text{RF}}^2 \text{lb}D/2)$ = $\begin{cases} 1\,024, D=2 \\ 1\,280, D=4 \\ 2\,048, D=8 \\ 4\,096, D=16 \end{cases}$

$N_{\text{TX}} = 256$,
 $N_{\text{RF}} = K = 16$

低于传统方案 1，远低于迭代类方案。

5 仿真结果与分析

对不同参数下所提方案与表 1 所列传统方案 1 和传统方案 2 的频谱效率性能进行 Monte Carlo 仿真评估，多用户情形的用户端均为单天线接收。其中，所提方案与传统方案 2 系统结构更接近，因此将传统方案 2 作为主要比较对象，主要区别在于所提方案采用了分布式部分连接结构且在模拟预编码环节采用了算法 1。同时，注意到传统方案 1 针对单用户情形设计，因单用户系统在用户端可进行集中式接收处理（优于多用户系统的分布式接收处理），使传统方案 1 可在发射端的数字预编码环节采用最优的奇异值分解，故在相同条件下可将其视为用户端总天线数一定时（将 K 个单天线用户替换为具有 K 个接收天线的虚拟单用户）多用户预编码的性能上限，因此，将传统方案 2 作为参考对象。

仿真时考虑 2 种信道模型。模型 1 为理论研究普遍使用的 Rayleigh 衰落（如本文第 3 节和文献[7]有关理论分析），假设所有收发天线对之间为独立同分布的 Rayleigh 衰落信道，且 $h_{k,p} \sim \mathcal{CN}(0,1)$ ($k=1, \dots, K; p=1, \dots, N_{TX}$)。模型 2 为几何 S-V 信道^[7-8]。因大规模 MIMO 混合预编码经常应用于毫米波传播情形，而几何 S-V 信道模型较好地刻画了毫米波传播环境的稀疏散射特性，在毫米波大规模 MIMO 有关研究中采用较多。本文考虑二维几何 S-V 信道模型，基站到用户 k 的信道向量 \mathbf{h}_k^T 可表示为^[7]

$$\mathbf{h}_k^T = \sqrt{\frac{N_{TX}}{L}} \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} \mathbf{a}^H(\phi_{k,l}) \quad (17)$$

其中， L 为基站到每用户的传播路径数， $\alpha_{k,l}$ 、 $\phi_{k,l}$ 和 $\mathbf{a}(\phi_{k,l})$ 分别为用户 k 第 l 径的增益、方位角和导向向量。仿真假设如下：使用均匀线性阵列； $\alpha_{k,l} \sim \mathcal{CN}(0,1)$ ；用户 k 的中心方位角 $\phi_{k,0}$ 在 $[0, 2\pi]$ 均匀分布， $\phi_{k,l}$ 在 $[\phi_{k,0} - \pi/9, \phi_{k,0} + \pi/9]$ 均匀分布；

$$\mathbf{a}(\phi_{k,l}) = \frac{\left[1, \exp\left(\frac{j2\pi d}{\lambda \sin(\phi_{k,l})}\right), \dots, \exp\left(\frac{j(N_{TX}-1)2\pi d}{\lambda \sin(\phi_{k,l})}\right) \right]^T}{\sqrt{N_{TX}}}$$

λ 分别为天线间距和波长，且 $d = \lambda / 2$ 。

其他仿真参数统一设置为：基站天线数 $N_{TX} = 256$ ，射频链路数 $N_{RF} = 16$ ，所提方案中分布阶数 $D = 2, 4, 8, 16$ ；未专门说明时，设基站能准确

获取下行信道矩阵 \mathbf{H} 。

5.1 仿真 1：评估信道模型 1 对应的频谱效率性能

图 2 给出了用户数 $K = 16$ 时 3 种方案在不同信噪比时的频谱效率。从图 2 中可以看出，在所信噪比区域，所提方案比传统方案 2 的频谱效率大幅提升，且提升比例随 D 增加而增大；同时，相较于传统方案 1，所提方案在 $D = 8$ 时性能与之相当，在 $D = 16$ 时则更胜一筹。这些结果表明，得益于“分布式部分连接结构+算法 1”相较“集中式部分连接结构+固定匹配相控算法”对空间资源的更好利用，所提方案性能不仅显著优于同为多用户情形的传统方案 2，还在高分布阶数时超过了作为集中式部分连接结构性能上限的传统方案 1。

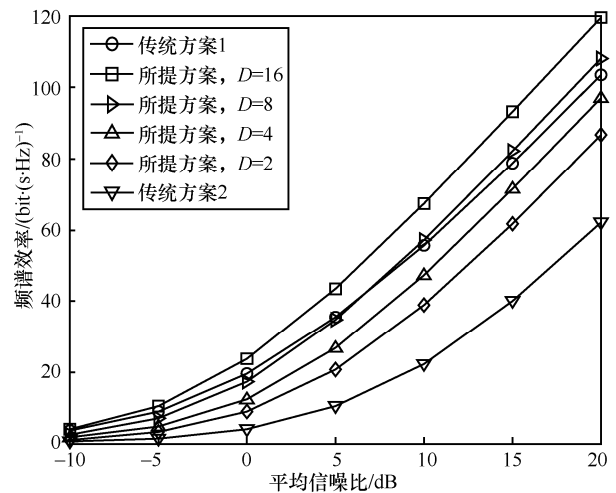


图 2 用户数 $K = 16$ 时 3 种方案在不同信噪比时的频谱效率

文献[7]在设计全连接结构的相控模拟预编码时要求接入用户数要等于射频链路数，而表 1 所列 3 种方案均支持接入用户数（单用户情形）或独立数据流数（多用户情形）少于射频链路数的情形。图 3 和图 4 分别比较了平均信噪比为 0 和 10 dB 时 3 种方案的频谱效率与接入用户数（对传统方案 1，假设独立数据流数等于用户端天线数，且都用 K 表示）之间的关系。从图 3 和图 4 中可以看出，当信噪比固定时，无论接入用户数多少，所提方案的频谱效率在所有分布阶数条件下均高于传统方案 2，在高分布阶数条件下也高于传统方案 1；且所提方案和传统方案 2 的频谱效率都呈现出随用户数增加而先升至一定峰值再降低的特点，而传统方案 1 的频谱效率与用户数呈单调递增关系。具体而言，同一参数条件下，信噪比越高，3 种方案频谱效率峰值对应的最佳用户数越大；分布阶数越大，所提方案频谱效率峰值对应的最佳用户数

越大。以所提方案在 $D=16$ 时与传统方案 1 和传统方案 2 为例具体说明：当平均信噪比为 0 时，三者频谱效率峰值对应的最佳用户数分别为 11、16 和 7，前者频谱效率峰值比后两者分别提升了约 46% 和 65%；当平均信噪比为 10 dB 时，三者频谱效率峰值对应的最佳用户数分别为 15、16 和 11，前者频谱效率峰值比后两者分别提升了约 24% 和 60%。以上表明，所提方案相较于 2 种传统方案，提供了更高的分集增益（在高分布阶数条件下尤其明显），从而可支持更多的接入用户并获得更高的频谱效率峰值。

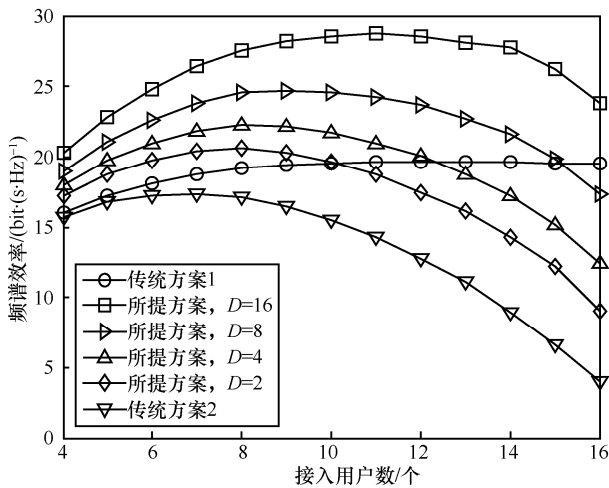


图 3 3 种方案的频谱效率与接入用户数之间的关系 (平均信噪比为 0)

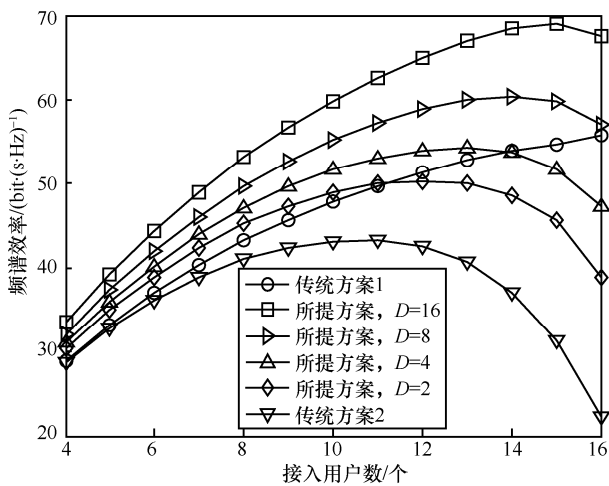
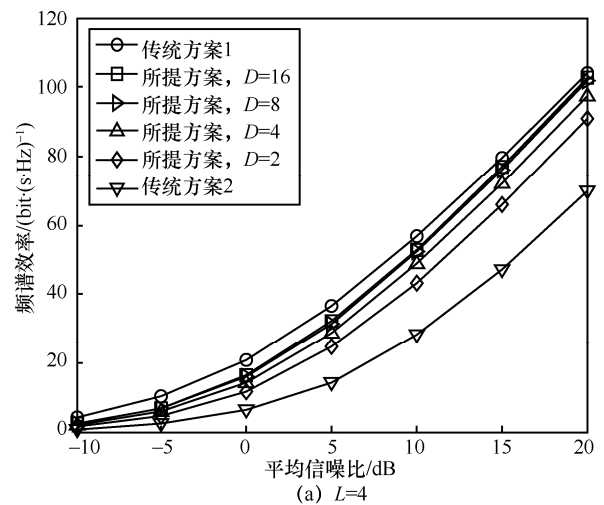


图 4 3 种方案的频谱效率与接入用户数之间的关系 (平均信噪比为 10 dB)

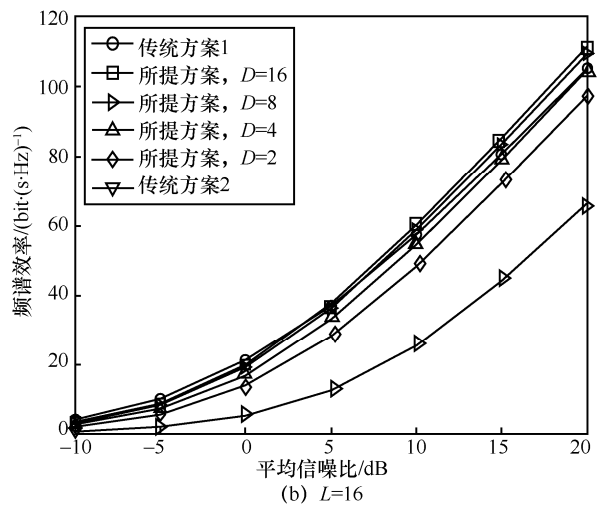
5.2 仿真 2：评估信道模型 2 对应的频谱效率性能

在几何 S-V 信道中，传播路径数 L 刻画了信道的稀疏特性，是影响系统频谱效率性能的重要参数。本组仿真将验证 $L=4$ （路径较稀疏）和 $L=16$ （路径较稠密）2 种情形下 3 种方案的性能。

图 5 给出了用户数 $K=16$ 时 3 种方案在不同信噪比时的频谱效率。从图 5 中可以看出，对 $L=4$ 和 $L=16$ 这 2 种情形，在所示信噪比区域，所提方案相比传统方案 2 的频谱效率仍有较大提升，但提升比例不如 Rayleigh 信道情形；同时， $L=4$ 时所提方案性能略逊于传统方案 1， $L=16$ 时所提方案在高分布阶数和高信噪比条件下略优于传统方案 1。其主要原因在于，相较于 Rayleigh 衰落信道， $L=4$ 时的 S-V 信道较稀疏，导致不同子阵列对应信道之间具有较强的空间相关性，从而减小了所提方案提供的空间分集增益；当 L 增大至 16 时，S-V 信道稀疏性减小，不同子阵列对应信道之间空间相关性降低，导致所提方案获得的空分集增益有所增加，与 Rayleigh 衰落信道的差距进一步减小。大规模 MIMO 混合预编码在几何 S-V 信道中的性能随传播路径数 L 增加而逐渐接近 Rayleigh 衰落信道的特点在文献[12]等其他研究中也有所报道。



(a) $L=4$



(b) $L=16$

图 5 用户数 $K=16$ 时 3 种方案在不同信噪比时的频谱效率

图 6 和图 7 分别比较了平均信噪比为 0 和 10 dB 时 3 种方案的频谱效率与接入用户数之间的关系。3 种方案的频谱效率随用户数增加呈现的变化规律与 Rayleigh 衰落信道情形类似。总体而言, 给定传播路径数和信噪比时, 所提方案的频谱效率在所有分布阶数和接入用户数条件下均高于传统方案 2, 在高分布阶数和大多数接入用户数条件下也高于传统方案 1。以下具体分析所提方案在 $D=16$ 时与传统方案 1 和传统方案 2 的频谱效率峰值。

1) $L=4$ 时, 如图 6(a)和图 7(a)所示。当平均信噪比为 0 时, 三者频谱效率峰值对应的最佳用户数分别为 9、16 和 7, 前者频谱效率峰值比后两者分别提升了约 18%和 38%; 当平均信噪比为 10 dB 时, 三者频谱效率峰值对应的最佳用户数分别为 13、16 和 11, 前者频谱效率峰值比后两者分别提升了约 4%和 34%。

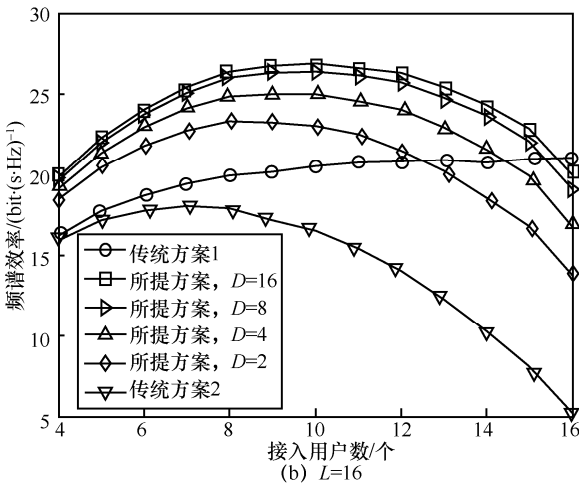
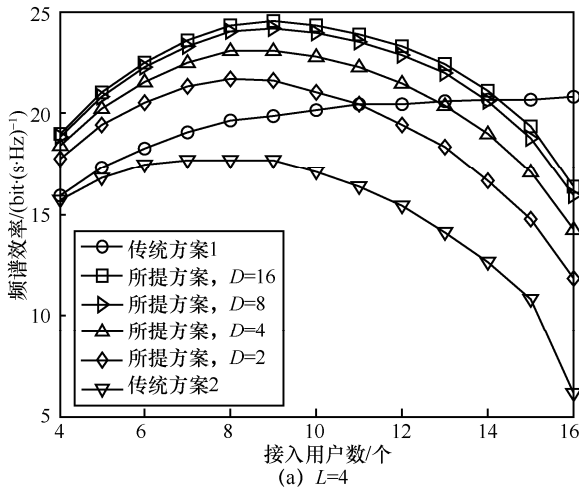


图 6 3 种方案的频谱效率与接入用户数之间的关系 (平均信噪比为 0)

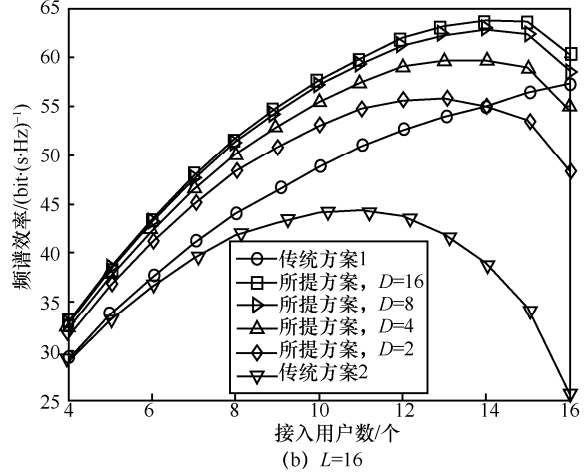
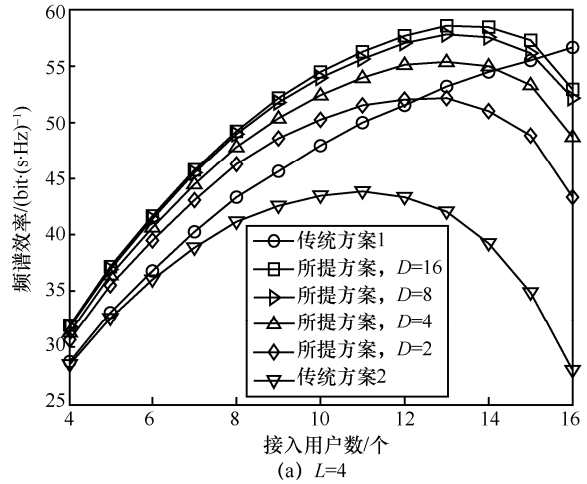


图 7 3 种方案的频谱效率与接入用户数之间的关系 (平均信噪比为 10 dB)

2) $L=16$ 时, 如图 6(b)和图 7(b)所示。当平均信噪比为 0 时, 三者频谱效率峰值对应的最佳用户数分别为 10、16 和 7, 前者频谱效率峰值比后两者分别提升了约 28%和 49%; 当平均信噪比为 10 dB 时, 三者频谱效率峰值对应的最佳用户数分别为 14、16 和 11, 前者频谱效率峰值比后两者分别提升了约 11%和 44%。可以发现, 随着 L 由 4 增大至 16, 所提方案相对于 2 种传统方案的增益有所提升, 但仍小于 Rayleigh 衰落信道情形, 其主要原因与图 5 分析相同。

最后, 考虑到实际情形中基站获取的信道状态信息 (CSI, channel state information) 一般是非完美的, 有必要评估 CSI 误差对所提方案的影响。与许多文献相仿, 将非完美的信道矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}$ 建模为

$$\tilde{\mathbf{H}} = \sqrt{1 - \varepsilon^2} \mathbf{H} + \varepsilon \mathbf{E} \quad (18)$$

其中, \mathbf{E} 表示误差矩阵, 其元素服从独立同分布的 $\mathcal{CN}(0,1)$; ε 表示信道均方误差。

图 8 给出了不同 ε 值条件下所提方案在 $D=4$ 时和传统方案 2 的频谱效率对比, 其他参数设置同图 5。从图 8 中可以看出, 在中低信噪比区域, CSI 误差对 2 种方案的性能影响很小; 在高信噪比区域, CSI 误差对 2 种方案的性能有所恶化; 在所有信噪比区域, 信道均方误差相同时所提方案相较于传统方案 2 仍有明显增益。具体而言, 即使在信噪比为 20 dB 时, $L=4$ 条件下所提方案在 $\varepsilon=0.10$ 和 $\varepsilon=0.05$ 时仍能分别获得完美 CSI 情形频谱效率的约 84% 和 94%, 而 $L=16$ 条件下所提方案在 $\varepsilon=0.10$ 和 $\varepsilon=0.05$ 时则分别提升至完美 CSI 情形频谱效率的约 86% 和 96%, 这表明所提方案对 CSI 误差具有较强的稳健性, 且在高 L 值条件下更是如此。

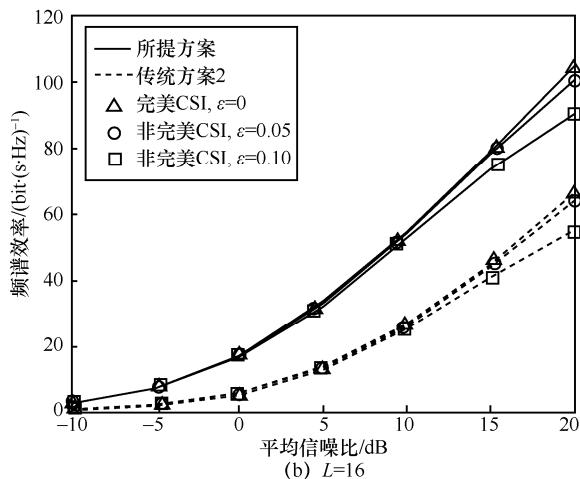
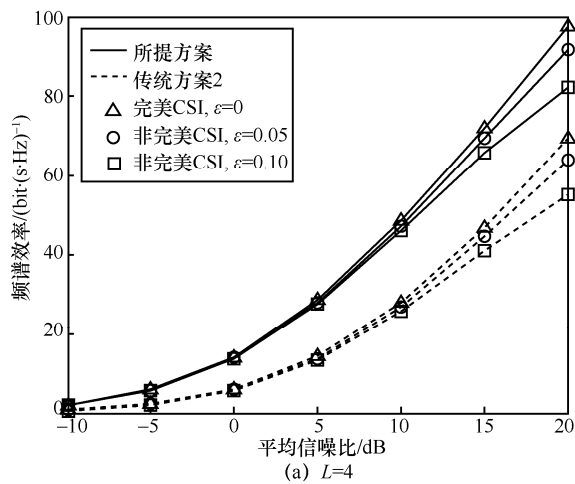


图 8 不同 ε 值条件下所提方案在 $D=4$ 时和传统方案 2 的频谱效率对比

从以上仿真可以看出, 对 Rayleigh 衰落和几何 S-V 这 2 种典型信道模型, 在给定基站天线数和射频链路数条件下, 无论固定接入用户数改变信噪比, 还是固定信噪比改变接入用户数, 所提方案的频谱

效率较同为多用户情形的传统方案 2 均有显著改善, 在中高分布阶数时较单用户情形的传统方案 1 也有一定优势, 性能改善幅度随分布阶数增加而提升; 在几何 S-V 信道中, 所提方案相对于 2 种传统方案的优势随传播路径数增加而增大, 且 CSI 误差对所提方案的性能影响较小。

6 结束语

本文面向部分连接结构的多用户大规模 MIMO 混合预编码系统, 在不改变基站天线数、射频链路数和基站天线物理形态的前提下, 基于相控迫零混合预编码框架, 通过分析相控模拟预编码对迫零数字预编码的性能影响, 提出了基于“分布式部分连接结构+串行最大化用户总体子阵列增益的相控模拟预编码算法”的新方案, 并分析了所提方案的计算复杂度。所提方案比使用“集中式部分连接结构+固定匹配相控算法”的传统方案能获得更高的空间分集增益。典型场景下仿真表明, 所提方案相较于传统方案能大幅提升系统频谱效率而几乎不增加计算复杂度, 改善幅度随分布阶数和传播路径数(几何 S-V 信道)增加而增大, 且对 CSI 误差较稳健。未来将进一步深入研究系统频谱效率与发射天线数、射频链路数、接入用户数和分布阶数之间的定量关系。

参考文献:

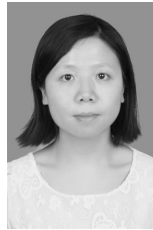
- [1] MARZETTA T L. Massive MIMO: an introduction[J]. Bell Labs Technical Journal, 2015, 20: 11-22.
- [2] LARSSON E G, EDLUND O, TUFVESSON F, et al. Massive MIMO for next generation wireless systems[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2): 186-195.
- [3] 张平, 牛凯, 田辉, 等. 6G 移动通信技术展望[J]. 通信学报, 2019, 40(1): 141-148.
- [4] ZHANG P, NIU K, TIAN H, et al. Technology prospect of 6G mobile communications[J]. Journal on Communications, 2019, 40(1): 141-148.
- [5] AKYILDIZ I F, KAK A, NIE S. 6G and beyond: the future of wireless communications systems[J]. IEEE Access, 2020, 8: 133995-134030.
- [6] HAN S F, I C L, XU Z K, et al. Large-scale antenna systems with hybrid analog and digital beamforming for millimeter wave 5G[J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(1): 186-194.
- [7] MOLISCH A F, RATNAM V V, HAN S Q, et al. Hybrid beamforming for massive MIMO: a survey[J]. IEEE Communications Magazine, 2017, 55(9): 134-141.
- [8] LIANG L, XU W, DONG X D. Low-complexity hybrid precoding in massive multiuser MIMO systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2014, 3(6): 653-656.
- [9] AYACH O E, RAJAGOPAL S, ABU-SURRA S, et al. Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. IEEE Transactions

- on Wireless Communications, 2014, 13(3): 1499-1513.
- [9] GAO X Y, DAI L L, HAN S F, et al. Energy-efficient hybrid analog and digital precoding for mmWave MIMO systems with large antenna arrays[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016, 34(4): 998-1009.
- [10] DSOUZA K B, PRASAD K N R S V, BHARGAVA V K. Hybrid precoding with partially connected structure for millimeter wave massive MIMO OFDM: a parallel framework and feasibility analysis[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(12): 8108-8122.
- [11] 钟鹏, 杨龙祥, 曹浩彤. 基于毫米波大规模 MIMO 系统的混合预编码设计[J]. 电讯技术, 2018, 58(12): 1427-1433.
ZHONG P, YANG L X, CAO H T. Hybrid precoding design for millimeter-wave massive MIMO systems[J]. Telecommunication Engineering, 2018, 58(12): 1427-1433.
- [12] ZHU M, XIE G, QI X L. Low-complexity partially-connected hybrid precoding for massive MIMO systems[C]//Proceedings of 2020 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-6.
- [13] 张雷, 周晓锋, 代红. 大规模 MIMO 系统模数混合预编码方法: CN107046434B[P]. 2020-07-17.
ZHANG L, ZHOU X F, DAI H. Analog-digital hybrid precoding method of massive MIMO system: CN107046434B[P]. 2020-07-17.
- [14] 张雷. 多用户大规模 MIMO 中部分连接结构的混合预编码[J]. 成都大学学报(自然科学版), 2020, 39(3): 272-277.
ZHANG L. Hybrid precoding with partially-connected structure for multiuser massive MIMO systems[J]. Journal of Chengdu University (Natural Science Edition), 2020, 39(3): 272-277.
- [15] 《数学手册》编写组. 数学手册[M]. 北京: 高等教育出版社, 1979. Editing group for Handbook of Mathematics. Handbook of mathematics[M]. Beijing: Higher Education Press, 1979.
- [16] HU J, BEAULIEU N C. Accurate simple closed-form approximations to Rayleigh sum distributions and densities[J]. IEEE Communications Letters, 2005, 9(2): 109-111.
- [17] 牛树梓. Top-k 排序学习研究[D]. 北京: 中国科学院大学, 2014. NIU S Z. Research on learning to Top-K rank[D]. Beijing: University of Chinese Academy of Sciences, 2014.

[作者简介]



张雷 (1979-), 男, 四川达州人, 博士, 成都大学高级工程师, 主要研究方向为新一代移动通信关键无线技术、物联网技术等。



王勤 (1987-), 女, 四川遂宁人, 博士, 成都大学讲师, 主要研究方向为信息与通信系统、光电信息技术等。