



研究与开发

基于QR分解与波束增益对准的多用户混合预编码设计

张婷婷, 曹海燕, 李斌, 吉杨锐, 凌海坤, 许方敏
(杭州电子科技大学通信工程学院, 浙江 杭州 310018)

摘要: 基于透镜天线阵列的毫米波大规模MIMO系统, 可以在不损失性能的情况下, 有效减少所需的射频链数。为了解决现有波束空间信道中的功率泄露和多用户干扰问题, 提出了一种联合QR分解和波束增益对准 (beam gain alignment, BGA) 的混合预编码方案。首先, 设计了一种移相网络 (phase shift network, PSN) 结构, 使得波束空间MIMO中的每个射频链能够选择多个波束来收集泄露功率。其次, 对波束信道矩阵进行QR分解, 以可达和速率为目标, 按照递增顺序逐一选择合适的波束, 直至选出最优波束选择矩阵。最后利用波束增益对准策略设计模拟预编码, 为了消除系统中的多用户干扰, 设计了一种使信道对角化的数字预编码器。仿真结果表明, 所提算法有着更低的复杂度以及更高的可达和速率及能量效率。

关键词: 大规模MIMO; 混合预编码; QR分解; 波束增益对准; 多用户干扰

中图分类号: TN92

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2024232

Multi-user hybrid precoding design based on QR decomposition and beam gain alignment

ZHANG Tingting, CAO Haiyan, LI Bin, JI Yangrui, LING Haikun, XU Fangmin
School of Communications Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China

Abstract: Millimeterwave massive MIMO systems based on lens antenna arrays can effectively reduce the number of required RF chains without loss of performance. In order to solve the problems of leakage power and multiuser interference in existing beamspace channels, a hybrid precoding scheme was proposed that combining QR decomposition and beam gain alignment (BGA). Firstly, a phase shift network (PSN) structure was designed, so that each RF chain in beamspace MIMO can select multiple beams to collect the leakage power. Secondly, QR decomposition was performed on the beam channel matrix, with the achievable sum rate as the goal, and appropriate beams were selected one by one in increasing order until the optimal beam selection matrix was selected. Finally, the beam gain alignment (BGA) strategy was used to design the analog precoding. In order to eliminate multiuser interference in the system, a digital precoder was designed to diagonalize the channel. Simulation results show that the proposed algorithm has lower complexity and higher achievable sum rate and energy efficiency.

Key words: massive MIMO, hybrid precoding, QR decomposition, beam gain alignment, multiuser interference

收稿日期: 2024-07-20; 修回日期: 2024-10-14

基金项目: 浙江省教育厅科研项目 (No.Y202351797)

Foundation Item: The Scientific Research Project of Zhejiang Provincial Department of Education (No. Y202351797)



0 引言

毫米波 (millimeterwave, mmWave) 大规模多输入多输出 (multiple-input multiple-output, MIMO) 是 5G 以及未来无线通信的关键技术之一^[1-4]。由于毫米波通信时信号的传播衰减较大, 通常采用大规模 MIMO 预编码技术实现高增益的波束成形, 从而提升接收信号强度^[5-6]。然而全数字预编码方案^[7], 需要为每根天线配备独立的射频链, 这种方案在具有大量天线的大规模 MIMO 场景中会导致极大的能量消耗和硬件成本。为了降低能量消耗和硬件成本, 波束空间 MIMO (beam-space MIMO, B-MIMO) 的概念一经提出, 便引起了广泛关注^[1-8]。B-MIMO 利用能量聚焦特性, 将传统的空间信道转换为波束空间信道。由于毫米波的信号传播本质上是高度定向的, 具有能量聚焦的波束是少数, 波束空间信道也是稀疏的^[9-10]。

在基于透镜天线阵列的毫米波大规模 MIMO 技术的研究方面, 模拟预编码的设计主要体现为波束选择网络的设计。文献[11-12]提出了基于最大化信干噪比和最大化信道容量的两种不同的单波束选择方案, 从理论上推导出系统性能损失的原因以及系统性能的上界, 取得了较好的效果, 但这两种波束选择方案均涉及大量矩阵求逆的操作, 算法复杂度较高。文献[13]提出了一种基于蚁群优化的波束选择方案, 利用群体的启发性算法为每个用户选择最优波束, 但该方案没有考虑多用户之间的干扰情况, 同时种群规模太大, 导致整个算法复杂度较高。文献[14]提出了一种基于干扰感知的多波束选择方案, 该方案通过对干扰用户和非干扰用户进行分类, 并分别设计不同的波束选择策略, 有效解决了多用户干扰问题。文献[15]提出了一种基于幅度最大化的波束选择方案, 通过增加所选波束数量, 提高系统性能。但可能会出现多个用户选择相同波束的情况, 进

而造成多用户干扰, 在多用户场景下的系统性能效果不佳。文献[14]和文献[15]都通过多射频链选择多个波束, 即多波束选择 (multiple beam selection via multiple RF, MBMRF) 方案。透镜天线阵列中的元件数量有限, 无法完全采样到路径的随机分布的离开角 (angle of departure, AOD)。因此, 许多路径的功率会分散到相邻天线单元上, 导致功率泄露问题。目前现有的单波束选择方案, 每个信道路径上仅选择一个波束, 因此系统只能收集到部分信道功率, 从而导致可达和速率降低。多波束方案可以在一定程度上减轻功率泄露问题, 但代价是需要更多功耗大、成本高的射频链。因此, 文献[16]中设计了一种移相器网络结构, 通过低成本的移相器代替射频链选择多个波束收集信道功率, 并基于此网络结构设计了一种基于旋转的预编码算法, 有效解决了功率泄露问题。然而, 当信道功率分散到周围天线单元上时, 会增大用户间的干扰, 从而降低了系统性能。文献[17]提出了一种两阶段的波束选择方案, 以等效信道的逆矩阵作为波束选择的优化目标, 通过迭代方式更新波束集, 所提算法的波束选择效率接近于穷举法搜索效率, 可以实现较好的可达和速率性能, 但时间复杂度较高, 与多用户多天线场景不太匹配。因此, 在基于透镜天线阵列的毫米波大规模 MIMO 系统中, 如何在较低的射频链结构下设计出一种联合功率泄露和用户干扰问题的混合预编码算法, 是一个值得研究的问题, 目前相关工作也比较少。

基于以上研究分析, 针对现有基于透镜天线阵列的混合预编码方案中没有同时考虑功率泄露和多用户干扰的问题, 本文提出了一种联合 QR 分解和波束增益对准的混合预编码方案。首先在多用户毫米波大规模 MIMO 下行系统下设计了一种 PSN 结构, 每个用户可利用一条射频链选择多个波束, 有效缓解功率泄露问题带来的性能损失。其次根据波束空间信道的稀疏性构造候选波

束集, 对波束信道进行降维, 从而降低波束选择时的复杂度。然后对降维后的波束信道矩阵进行 QR 分解, 以可达和速率为目标, 以递增顺序逐一选择对可达和速率贡献最大的波束, 并为多个用户选择多个波束, 从而得到降维的波束信道。最后利用波束对准 (BGA) 策略设计模拟预编码。模拟预编码与波束选择信道矩阵组成等效信道, 对等效信道进行 QR 分解的半酉矩阵作为数字预编码, 为了消除降维系统中的多用户干扰, 设计了一种使信道对角化的数字预编码器。最后, 通过多个维度的仿真验证了所提算法的有效性和可行性。

1 系统模型

1.1 多用户毫米波系统混合预编码模型

基于透镜天线阵列的多用户毫米波大规模 MIMO 下行系统结构如图 1 所示。

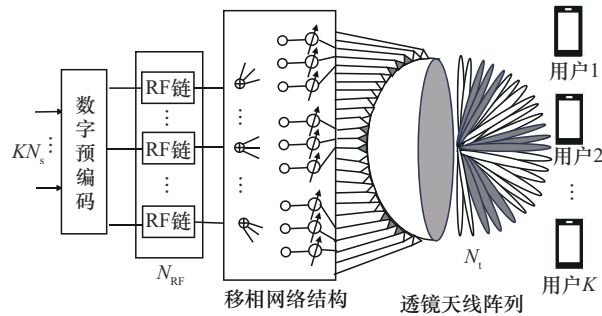


图1 基于透镜天线阵列的多用户毫米波大规模MIMO下行系统结构

基站 (BS) 处采用 N_t 个天线和 N_{RF} 个射频链来服务 K 个用户, 每个用户分配 N_s 个数据流。 $KN_s \times 1$ 维的发送信号经过 $N_{RF} \times KN_s$ 维的数字预编码映射到 N_{RF} 个射频链上, 经过数模转换 (D/A) 将数字信号转换为模拟信号, 再经过 $N_t \times N_{RF}$ 维的模拟预编码, 最后通过信道将发送信号传输到多天线用户。图 1 中的移相网络结构即 PSN, 与部分连接混合预编码中的模拟预编码结构类似, 但在传统 PSN 中, 射频链和移相器之间的连接模式是通常是固定的, 而图 1 中的 PSN 结构中

射频链和移相器的连接模式是高度动态的, 会根据波束选择的结果, 通过开关调整每个射频链上连接的移相器数量。为了平衡系统性能和硬件成本, 采用 PSN 结构解决功率泄露问题, 在图 1 中的 PSN 结构中, 每个射频链通过交换网络选择多个波束, 由于移相器组成的模拟预编码中的元素相位是可调的, 可使用 N_t 个移相器对齐所选波束的增益。为保证多用户毫米波大规模 MIMO 下行链路可以正常通信工作, 需满足 $KN_s \leq N_{RF} \leq N_t$ 。根据上述系统模型, 系统接收到的信号为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1)$$

其中, $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_K] \in \mathbb{C}^{N_t \times KN_s}$ 为信道矩阵, $\mathbf{F}_{RF} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_{RF}}$ 为模拟预编码矩阵, $\mathbf{F}_{BB} \in \mathbb{C}^{N_{RF} \times KN_s}$ 为数字预编码矩阵, $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{KN_s \times 1}$ 为调制后的发送信号, 满足 $E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = (\rho/KN_s) \mathbf{I}_{KN_s}$, ρ 表示基站发送的总功率。 $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{KN_s \times 1}$ 为服从 $\mathcal{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_{KN_s})$ 分布的加性复高斯白噪声, 其中 $\sigma^2 \mathbf{I}_{KN_s}$ 为噪声协方差矩阵。 $[\mathbf{F}_{RF}^{(k)}]_j$ 为第 k 个用户所选波束集合的第 j 个波束的模拟预编码, 由于 $\mathbf{F}_{RF}$ 是由移相器和开关实现的, $\mathbf{F}_{RF}$ 满足幅度恒定的条件:

$$|[\mathbf{F}_{RF}^{(k)}]_j| = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{B_k}}, & j \in B_k \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (2)$$

其中, B_k 为第 k 个用户所选择的波束集合。为了满足发射功率约束的条件, 预编码矩阵需满足 $\|\mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}\|_F^2 = KN_s$ 。

1.2 透镜天线阵列下的混合预编码模型

图 1 中的透镜天线阵列由多个分布在透镜表面的天线元件组成, 透镜的作用是将电磁波聚焦到特定方向, 从而实现波束成形。在图 1 中透镜天线阵列和 PSN 通过微带线连接, 每个天线元件连接一个移相器, 通过调整移相器的相位, 实现对波束方向的精确控制。透镜天线阵列可以将空



间域的传统信道变换到波束空间信道，具体而言，透镜天线阵列发挥了 $N_t \times N_t$ 维的离散空间傅里叶变换酉矩阵 $\mathbf{U}$ 的作用^[9,18]，该矩阵包含覆盖整个空间的 N_t 个正交方向的阵列导向向量。由于透镜天线阵列可以将不同水平角的传输信号能量聚集在不同天线单元上，通过变换后的波束空间信道具有稀疏性。

$$\mathbf{U} = [\mathbf{a}(\hat{\varphi}_1), \mathbf{a}(\hat{\varphi}_2), \dots, \mathbf{a}(\hat{\varphi}_{N_t})]^H \quad (3)$$

由于 $\mathbf{a}(\varphi) \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ 是空间方向 φ 的导向矢量，定义为：

$$\varphi = (\lambda/d) \sin \theta \quad (4)$$

$$\mathbf{a}(\varphi) = (1/\sqrt{N_t})[\mathbf{e}^{-j2\pi\varphi m}]_{m \in \mathcal{L}(N_t)} \quad (5)$$

其中， d 为天线间距， λ 为信号波长， θ 为物理方向， $\mathcal{L}(N_t)$ 为以 0 为中心的对称索引集合， $\mathcal{L}(N_t) = \{s - \frac{N_t-1}{2}, s=0, 1, \dots, N_t-1\}$ 。为了表达简单^[15]，整个空间上的波束方向被归一化并移位为 $\hat{\varphi}_i = (\frac{1}{N_t})\left(i - \frac{N_t+1}{2}\right)$ ， $i=1, 2, \dots, N_t$ 。因此波束空间信道 $\mathbf{H}_b$ 可表示为：

$$\mathbf{H}_b = \mathbf{U}\mathbf{H} = [\mathbf{U}\mathbf{h}_1, \mathbf{U}\mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{U}\mathbf{h}_K] \quad (6)$$

为求混合解预编码，利用波束信道矩阵设计等效信道，则系统接收到的信号可重写为：

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_b^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \mathbf{s} + \mathbf{n} = \bar{\mathbf{H}}_{eq}^H \mathbf{F}_{BB} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (7)$$

其中， $\bar{\mathbf{H}}_{eq} = \mathbf{F}_{RF}^H \mathbf{H}_b = [\bar{\mathbf{h}}_1, \bar{\mathbf{h}}_2, \dots, \bar{\mathbf{h}}_K]$ 为用户的等效信道，利用等效信道进行低维数字预编码。设 $\bar{\mathbf{H}}_{eq}$ 的 QR 分解为 $\bar{\mathbf{H}}_{eq} = (\tilde{\mathbf{Q}}\tilde{\mathbf{R}})^H$ ，其中 $\tilde{\mathbf{Q}} = [\tilde{\mathbf{q}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{q}}_K] \in N_{RF} \times KN_s$ 是标准正交向量组矩阵， $\tilde{\mathbf{R}} \in KN_s \times KN_s$ 是上三角矩阵。令数字预编码 $\mathbf{F}_{BB} = \tilde{\mathbf{Q}}$ ，考虑多用户干扰，将系统接收到的信号重写为：

$$\mathbf{y} = \bar{\mathbf{H}}_{eq}^H \mathbf{F}_{BB} \mathbf{s} + \mathbf{n} = \tilde{\mathbf{R}}^H \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (8)$$

因此，当 KN_s 个数据流在基带复用，第 k

个用户的第 i 个数据流处的接收信号为：

$$y_i = \tilde{r}_{ii} s_i + I_i + \omega_i, i=1, \dots, KN_s \quad (9)$$

其中， $I_i = \sum_{i \neq j} \tilde{r}_{ij} s_j$ 为干扰信号。经过分析发现通过设计对角化 $\tilde{\mathbf{R}}^H$ ，可使所有用户干扰等于 0。通过设计 $\mathbf{F}_{BB} = \tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{G}$ 来实现 $\tilde{\mathbf{R}}^H$ 的对角化，对角化后的矩阵用 $\mathbf{D}$ 表示，即 $\mathbf{D} = \tilde{\mathbf{R}}^H \mathbf{G}$ ，其第 i 个对角线分量等价于 $\tilde{r}_{ii}$ 。当 $I_i = 0$ 时， C_i 仅依赖于第 k 个用户的第 i 个数据流处的有效信道增益 $\tilde{r}_{ii}$ ，故可达和速率可表示为：

$$C = \sum_{i=1}^{KN_s} \log \left(1 + \frac{1}{N_s \sigma^2} \frac{\rho}{K} \tilde{r}_{ii} \right) \quad (10)$$

1.3 多用户毫米波信道模型

本文采用簇类 Saleh-Valenzuela (SV) 信道模型，毫米波空间信道矩阵 $\mathbf{H}$ 可表示为：

$$\mathbf{h}_k = \sqrt{\frac{N_t \mu_k}{N_{c,l}^k N_p^{(k,l)}}} \sum_{l=1}^{N_{c,l}^k} \sum_{i=1}^{N_p^{(k,l)}} \beta_{k,l}^{(i)} \mathbf{a}(\theta_{k,j}^i) \quad (11)$$

其中， μ_k 为大规模衰落因子， $N_{c,l}^k$ 和 $N_p^{(k,l)}$ 分别为信道簇数和路径数， $\beta_{k,l}^{(i)}$ 和 $\theta_{k,j}^i$ 分别为第 i 个路径的复增益和离开角。 $\theta_{k,j}^i$ 均匀分布在 $[\theta_{k,j}^i - \tau_{k,l}/2, \theta_{k,j}^i + \tau_{k,l}/2]$ 范围内，其中 $\tau_{k,l}$ 为角度扩展。基站处采用均匀线性阵列 (ULA)，考虑半波长天线间隔，即 $d = \lambda/2$ ， d 为天线间隔， λ 为信号波长，则天线的阵列响应矢量为：

$$\mathbf{a}_{ULA}(\theta_{k,j}^i) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} [\mathbf{e}^{-j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta_{k,j}^i}, \dots, \mathbf{e}^{-j2\pi \frac{d}{\lambda} (N_t-1) \sin \theta_{k,j}^i}]^T \quad (12)$$

2 联合 QR 分解与波束增益对准的混合预编码设计

本文所提的联合 QR 分解与波束增益对准的混合预编码设计主要分为波束选择和求解混合预编码器两个部分。首先利用 PSN 结构为每个用户选择多个波束，收集部分泄露功率，并构造候选波束集对波束信道进行降维，再以最大化可达和

速率为目标, 利用 QR 分解的增量波束选择算法得到最优的波束信道矩阵, 以波束增益对准的方法设计模拟预编码矩阵, 构造等效信道, 利用 QR 分解得到数字预编码矩阵。最后为了消除多用户干扰, 设计了一种简单的对信道进行对角化的预编码器。

2.1 波束选择

由于波束空间信道的稀疏性, 每个用户的核心波束数量远小于波束总数, 且这些核心波束已经包含了波束空间信道的绝大部分能量, 为了降低传统波束选择搜索空间的冗余, 本文提出利用波束空间的稀疏性和功率分布, 构造一个包含所有用户核心波束的候选波束集 (candidate beam set, CBS), 作为新的波束选择搜索空间, 提高波束选择效率。具体而言, 波束空间信道矩阵 $\mathbf{H}_b \in \mathbb{C}^{N_t \times KN_s}$ 的行数 (天线总数) N_t 远大于总的的数据流数 KN_s , 通过构造候选波束集, 将信道矩阵更新为 $\tilde{\mathbf{H}}_b \in \mathbb{C}^{N_c \times KN_s}$, 其中 N_c 为所有用户候选的核心波束个数。故用户波束选择目标从 N_t 个波束中选择 N_{se} 个波束, 变为从 N_c 个波束中选择 N_{se} 个波束, 其中 $N_t \gg N_c \geq N_{se}$, N_{se} 为总的的数据流数 KN_s 的整数倍。

下面给出构造候选波束空间的构造过程伪代码。

输入: $\mathbf{H}_b$

输出: $\tilde{\mathbf{H}}_b$

初始化 $\tilde{\mathbf{H}}_b = \text{zeros}(N_c, KN_s) \in \mathbb{Z}^{N_c \times KN_s}$

for $k \leq KN_s$ do

计算第 k 个用户数据流的信道功率 $\bar{h} = \|\mathbf{H}_b(:, k)\|^2$

对 $\bar{h}$ 的值按降序排列, 重组后矩阵用 $\bar{h}_s$ 表示

$$\tilde{\mathbf{H}}_b = \bar{h}_s(N_c, KN_s)$$

end for

由于系统支持多用户和多数据流的情况, 在

理想情况下, 每条数据流应该对应一个独立波束, 以确保它们能够在空间上相互区分, 从而减少相互间的干扰。故本文中, 为每个用户选择多个波束时, 是指为每个用户的每个数据流选择多个波束。波束选择部分采用基于 QR 分解的增量波束选择算法, 经过构造波束空间后, 每个用户的信道矩阵变为 $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{N_c \times N_s}$, 初始化第 k 个用户的波束矩阵为空矩阵, 通过依次加入一行, 得到一个新矩阵, 对其进行 QR 分解, 并求解增益指标, 从所有可能的 N_c 个波束中选出使得增益最大的波束组合, 进行多次迭代, 若为第 k 个用户选择一个波束, 那么需要从 N_c 个波束中选出 N_s 个波束集合。若 K 个用户, 为每个用户选择一个波束时, 则需要选出 KN_s 个波束, 若为每个用户选择多个波束, 则需要选出 N_{se} 个波束, 其中 N_{se} 为总数据流数 KN_s 的整数倍。故整体算法由 N_{se} 次迭代组成, 每次迭代中加入使可达和速率最大的一行。考虑任意迭代 i , 设 $\tilde{\mathbf{H}}_{bs}^{(i)}$ 为在第 $(i-1)$ 次迭代结束时的波束信道矩阵, 可表示为:

$$\tilde{\mathbf{H}}_{bs}^{(i)} = [(\mathbf{e}_1^{(i)})^T (\mathbf{e}_2^{(i)})^T \cdots (\mathbf{e}_{N_c-i}^{(i)})^T]^T \quad (13)$$

其中, $\mathbf{e}_j^{(i)} \in \mathbb{C}^{KN_s}$ 为 $\tilde{\mathbf{H}}_{bs}^{(i)}$ 的第 j 行, $j=1, \dots, N_c-i$ 。将 $\tilde{\mathbf{H}}_b$ 的第 j 行 $\mathbf{h}_j^{(i)}$ 附加到 $\tilde{\mathbf{H}}_{bs}^{(i)}$ 上, 得到一个新的矩阵 $\mathbf{T}_j^{(i)}$, 即:

$$\mathbf{T}_j^{(i)} = \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_{bs}^{(i)} \\ (\mathbf{h}_j^{(i)})^T \end{pmatrix} \quad (14)$$

从 $\tilde{\mathbf{H}}_{bs}^{(i)}$ 中, 依次加入一行, 设 $\mathbf{T}^{(i)} = \tilde{\mathbf{H}}_b^{(i)}$, 对于 $j=1, \dots, N_c-i$, 从初始化矩阵 $\mathbf{T}^{(i)}$ 中加入一行得到矩阵 $\mathbf{T}_j^{(i)}$, 求出它的 QR 分解 $\mathbf{T}_j^{(i)} = \mathbf{Q}_j^{(i)} \mathbf{R}_j^{(i)}$, 然后通过式 (15) 求解增益指标可达和速率, 其中 $r_{juu}^{(i)}$ 代表着 $\mathbf{R}_j^{(i)}$ 的第 (u, u) 个元素。

$$\gamma_j^{(i)} = \sum_{u=1}^{N_t-i} \text{lb}(1 + (r_{juu}^{(i)})^2) \quad (15)$$

在求解增益指标可达和速率时, 应考虑用户干扰的影响, 但在基于 QR 分解的增量算法中忽



略了此影响，这是因为在下面求解数字预编码器时，会通过设计对角化使得多用户干扰完全消除。从 $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{bs}}^{(i)}$ 加入第 $\hat{j}$ 行得到 $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{bs}}^{(i+1)}$ ，其中满足 $\hat{j} = \text{argmax}_{j \in \{1, \dots, N_c - 1\}} \gamma_j^{(i)}$ ，以此加入对可达和速率影响最大的波束。

下面给出基于 QR 分解的增量算法的伪代码。

输入: $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{b}}$

输出: $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{bs}}^{(N_{\text{sc}})}$

初始化 $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{b}}^{(0)}$ 和 $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{bs}}^{(i)}$ 为空矩阵

for $i = 0, 1, \dots, N_{\text{sc}} - 1$

for $j = 1, \dots, N_c - i$

通过式 (14) 获得 $\mathbf{T}_j^{(i)}$

计算 $\mathbf{T}_j^{(i)} = \mathbf{Q}_j^{(i)} \mathbf{R}_j^{(i)}$

计算 $\gamma_j^{(i)} = \sum_{u=1}^{N_t-i} \text{lb}(1 + (r_{juu}^{(i)})^2)$

end for

$\hat{j} = \text{argmax}_{j \in \{1, \dots, N_c - 1\}} \gamma_j^{(i)}$

将 $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{b}}^{(i)}$ 的第 $\hat{j}$ 行添加到 $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{bs}}^{(i)}$ 中得到 $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{bs}}^{(i+1)}$

将 $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{b}}^{(i)}$ 的第 $\hat{j}$ 行移除得到 $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{b}}^{(i+1)}$

end for

2.2 混合预编码器求解

在基于透镜天线阵列的毫米波大规模 MIMO 系统中，模拟预编码的设计是一个联合波束选择和波束组合的问题^[16]。根据第 2.1 节求解的降维波束信道矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{bs}}^{(N_{\text{sc}})}$ ， $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{bs}}^{(N_{\text{sc}})} = [\mathbf{h}_{b1}, \mathbf{h}_{b2}, \dots, \mathbf{h}_{bKN_s}]$ ，通过波束增益对准设计模拟预编码 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 。波束增益对准是指通过旋转 $\mathbf{h}_{bi}$ 中选定的波束通过模拟预编码 $\mathbf{F}_{\text{RF}}^{(i)}$ 来对准其最大增益方向，旋转后的 $[\mathbf{h}_{bi}]_p$ 和 $[\mathbf{h}_{bi}]_q$ 可以达到最大组合值，波束增益对准示意图如图 2 所示。每个波束的维度为 $1 \times KN_s$ ，经过波束选择之后的波束信道矩阵维度为 $N_{\text{sc}} \times KN_s$ ，通过式 (16) 求得每个用户所选波束对应的模拟预编码，每个波束对应的模拟预编码维度为 $1 \times KN_s$ ，其中 $i = 1, 2, \dots, KN_s$ ，表示遍历整个波束。

由于本文系统模型支持多数据流，每个用户对应的模拟预编码维度为 $KN_s \times N_s$ 。

$$\frac{[\mathbf{F}_{\text{RF}}^{(i)}]_p^k}{[\mathbf{F}_{\text{RF}}^{(i)}]_q^k} = \left(\frac{[\mathbf{h}_{bi}]_q}{[\mathbf{h}_{bi}]_p} \right) / \left| \frac{[\mathbf{h}_{bi}]_q}{[\mathbf{h}_{bi}]_p} \right|, \forall p \in \mathcal{B}_k \quad (16)$$

其中， $q = \text{arg max } |\mathbf{h}_{bi}|$ 为波束的最大增益方向， $\mathcal{B}_k$ 表示为第 k 个用户所选的所有波束。

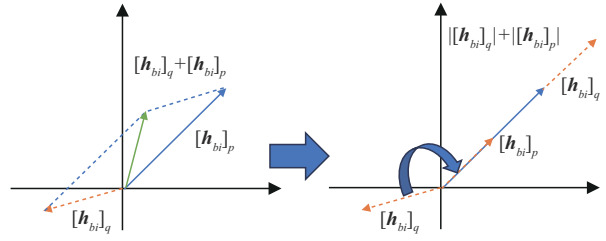


图2 波束增益对准示意图

由式 (16) 可得到模拟预编码 $\mathbf{F}_{\text{RF}} = [\mathbf{F}_{\text{RF}}^{(1)}, \mathbf{F}_{\text{RF}}^{(2)}, \dots, \mathbf{F}_{\text{RF}}^{(KN_s)}]$ ，利用模拟预编码和波束信道矩阵建立等效信道 $\mathbf{H}_{\text{eq}} = \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \tilde{\mathbf{H}}_{\text{bs}}^{(N_{\text{sc}})}$ ，对等效信道 $\mathbf{H}_{\text{eq}}$ 进行 QR 分解，得到的酉矩阵 $\tilde{\mathbf{Q}}$ 作为数字预编码，即 $\mathbf{F}_{\text{BB}} = \tilde{\mathbf{Q}}$ 。为消除式 (9) 的多用户干扰，设计数字预编码为 $\mathbf{F}_{\text{BB}} = \tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{G}$ ，并且该矩阵 $\mathbf{G}$ 可使得式 (8) 中的 $\tilde{\mathbf{R}}^H$ 变为对角矩阵 $\mathbf{D}$ ，即 $\mathbf{D} = \tilde{\mathbf{R}}^H \mathbf{G}$ 。根据矩阵理论中的高斯消元法^[19]，通过行变换消除矩阵 $\tilde{\mathbf{R}}^H$ 不在对角线上的元素，使得矩阵只保留对角线元素，成为对角矩阵 $\mathbf{D}$ 。首先初始化单位矩阵 $\mathbf{G}$ 为 KN_s 阶单位矩阵，遵循高斯消元法的基本原理，通过定义一系列消元系数 $\mathbf{E}^{(i,j)}$ ，并逐步更新矩阵 $\mathbf{R}'$ 和 $\mathbf{G}$ ，确保每次迭代都能准确地记录和反映矩阵状态变化。具体而言，该算法涉及两层循环，分别针对矩阵中的每个非零元素，对于每个选定元素，先计算出对应消元系数，并基于这些系数执行行变换，从而将所有非对角线元素变为 0。在此过程中，矩阵 $\mathbf{G}$ 由一系列连续相乘的消元系数 $\mathbf{E}^{(i,j)}$ 构建而成。例如，对于第 i 行，若要消除 $\tilde{r}_{ij}$ (其中 $i > j$)，可以通过构造一个特殊

矩阵 $\mathbf{E}^{(i,j)}$, 该矩阵在第 i 行的第 j 列有一个消元系数 $-\frac{\tilde{r}_{ij}}{\tilde{r}_{ii}}$, 其他位置则保持为单位矩阵的相应元素。设 $\mathbf{R}' = \tilde{\mathbf{R}}^H \mathbf{E}^{(i,j)}$, 其中 $\mathbf{E}^{(i,j)}$ 是一个 $KN_s \times KN_s$ 维的下三角矩阵, 其中元素 $\mathbf{e}^{(i,j)}$ 通过式 (17) 确定:

$$\mathbf{e}^{(i,j)} = \begin{cases} 1, & i=j \\ -\frac{\tilde{r}_{ij}}{\tilde{r}_{ii}}, & i>j \\ 0, & i<j \end{cases} \quad (17)$$

其中, $i=1, \dots, KN_s, j=1, \dots, KN_s$ 。由于 $\tilde{\mathbf{R}}$ 是上三角矩阵, 则 $\tilde{\mathbf{R}}^H$ 为下三角矩阵, 通过与下三角矩阵 $\mathbf{E}^{(i,j)}$ 相乘可使得 $r'_{ij}=0, i>j$ 。

下面给出如何计算下三角矩阵 $\mathbf{G}$ 的伪代码。

输入: $\tilde{\mathbf{R}}$

输出: $\mathbf{G}$

初始化 $\mathbf{G} = \mathbf{I}_{KN_s}$, 其中 $\mathbf{I}_{KN_s}$ 为 KN_s 阶单位矩阵

初始化 $\mathbf{R}' = \tilde{\mathbf{R}}^H$

for $i = 1, \dots, KN_s$ do

if $\tilde{r}_{ii} \neq 0$ then

for $j = 1, \dots, i-1$ do

通过式 (17) 定义 $\mathbf{E}^{(i,j)}$

计算 $\mathbf{R}' = \tilde{\mathbf{R}}^H \mathbf{E}^{(i,j)}$

$\mathbf{G} = \mathbf{G} \mathbf{E}^{(i,j)}$

end for

end if

end for

如果 $\tilde{r}_{ii}=0$, 则 $\tilde{\mathbf{R}}^H$ 不可对角化。在这种情况下, y_i 不包含针对第 k 个用户的第 i 个数据流处的消息 s_j , 并且不需要服务特定用户。只需考虑剩余用户的等效信道矩阵, 仍然可以使用算法计算 $\mathbf{G}$, 消除所有用户受到的干扰。为了满足发射功率约束, 对矩阵 $\mathbf{G}$ 进行归一化, 即 $\tilde{\mathbf{G}} = \mathbf{G}/(\mathbf{G})_F$, 故求得数字预编码矩阵为 $\tilde{\mathbf{F}}_{BB} = \tilde{\mathbf{Q}}\tilde{\mathbf{G}}$ 。

3 复杂度分析

由于算法复杂度主要来自波束选择部分, 本文只比较了几种算法在波束选择时的时间复杂度。所提算法的时间复杂度主要来自基于 QR 分解的增量算法内循环中的 QR 分解。在第 i 次迭代中, $i=0, 1, \dots, N_{se}-1$, 需执行 $N_{se}-i$ 次 QR 分解, 一次 QR 分解的复杂度为 $O(2(N_c-i)K^2)$, 故整个波束选择过程的复杂度为 $\sum_{i=0}^{N_{se}-1} (N_c-i)O(2(N_c-i)K^2)$ 。文献[11]中最大化容量递减的波束选择算法的复杂度主要来自算法 2 内循环中对信道容量的求解。每一次对信道容量的求解都需要一次求逆运算, 复杂度为 $O(N_t K^2)$, 整个算法共执行 N_t-i 次, 故算法总体复杂度为 $\sum_{i=0}^{N_t-1} (N_t-i)O(N_t K^2)$ 。文献[14]中干扰感知的波束选择算法方案的复杂度主要来自为干扰用户选择波束的过程, 假设 K 个用户中有 K_{IUI} 个干扰用户, 第 k 次迭代中, $k=1, 2, \dots, K_{IUI}$, 需执行选择波束的过程, 每一次选择波束又涉及矩阵求逆的计算, 复杂度为 $O(K^3)$, 因此算法总体复杂度为 $\sum_{i=1}^{K_{IUI}} (N_t-(K-K_{IUI})-(k-1))O(K^3)$ 。文献[16]中算法复杂度主要来自以贪婪方式执行的波束选择, 第 k 次迭代中, $k=1, 2, \dots, K$, 需执行 $N_t-(k-1)$ 次选择波束的过程, 每一次选择波束利用贪婪算法, 复杂度为 $O(N_t K^2)$, 复杂度为 $\sum_{k=1}^K (N_t-(k-1))O(N_t K^2)$ 。由于 $K \ll N_t$, $N_{se} \ll N_t$, 本文所提算法的复杂度低于文献[11]所提算法, 虽高于文献[14]和文献[16]的算法, 但能获得更优的系统性能。

4 仿真结果与分析

本文采用 MATLAB2018 仿真软件在毫米波环境下对所提算法以及对比算法进行多维度仿真, 验证所提算法的有效性及可行性。仿真参数见表 1。对



于毫米波信道模型, 假设每个用户的簇群数量为 $N_{cl}^k=2$, 每个簇内的密集散射情况为 $N_p^{(k,l)}=100, \forall k, l$, 每个簇类的复增益满足 $\beta_{kl}^{(i)} \sim \mathcal{CN}(0, 1), \forall k, l, i$ 。假设路径角 $\theta_{kl}^i, \forall i$ 均匀分布在 $[\theta_{kl}-5/N_t, \theta_{kl}+5/N_t]$, 其中 $\theta_{kl}, \forall k, l$ 根据文献[18]中预定义的集合生成, 第 k 个用户的大规模衰落因子 μ_k 为:

$$\mu_k/\text{dB} = 72 + 29.2\lg(d/\text{m}) + w \quad (18)$$

其中, d 表示基站与用户之间的距离, $w \sim \mathcal{N}(0, 8.7)$ 是扰动因子。假设所有用户都位于距离基站 10 m 的地方。可达和速率 C 通过式 (10) 求得, 故能量效率可建模为:

$$\text{EE} = \frac{C}{P_{\text{total}}} = \frac{C}{P_T + P_{\text{BB}} + N_{\text{RF}}P_{\text{RF}} + \mathcal{B}P_{\text{SW}} + \mathcal{B}P_{\text{PS}}} \quad (19)$$

其中, $\mathcal{B} = \sum_k^K \mathcal{B}_k$ 为所有用户选择波束的总数, 由第 2.1 节可知, $\mathcal{B} = N_{\text{se}}, P_T = 500 \text{ mW}, P_{\text{BB}} = 200 \text{ mW}, P_{\text{RF}} = 240 \text{ mW}, P_{\text{SW}} = 5 \text{ mW}, P_{\text{PS}} = 30 \text{ mW}$, 分别代表信号发射、基带信号处理、射频链、开关和移相器的功耗。

表 1 仿真参数

参数	数值
系统带宽 B	500 MHz
发射天线 N_t	512
信噪比 SNR	$[-20 \text{ dB}, 0]$
每个用户的数据流 N_s	1
用户数 K	8
射频链数 N_{RF}	8
天线阵列	ULA
天线间隔 d	$\lambda/2$
噪声功率谱密度 σ	-174 dBm/Hz

在假设接收端和发射端都能够获取完美信道状态信息 (channel state information, CSI) 的条件下, 本文对全数字预编码算法、单波束预编码算法^[11-12]、MBMRF 预编码算法^[14-15]、基于

旋转的预编码算法^[16], 以及本文所提算法在不同信道环境下的可达和速率和能量效率进行了仿真。

所提算法与对比算法的可达和速率性能如图 3 所示, 所提算法与对比算法的能量效率性能如图 4 所示, 分别展示了上述几种预编码算法在天线数为 512、用户数为 8、信噪比为 $[-20 \text{ dB}, 0]$ 下的可达和速率以及能量效率。从图 3 中可以看出, 所提算法的可达和速率高于对比算法, 并且, 随着信噪比的增大, 所提算法的增长趋势也比较大。从图 3 中可以看出, 所提算法的可达和速率性能优于基于旋转的预编码算法, 这是因为所提算法考虑了用户间干扰, 并利用使信道对角化的数字预编码, 完全消除了用户间干扰, 而基于旋转的预编码算法忽略了用户间的干扰情况, 故所提算法更适合多用户的场景。同时, 所提算法的可达和速率性能略低于 MBMRF 预编码算法, 因为 MBMRF 预编码算法通过多射频链传输信息, 效率较高, 但硬件成本和功耗较大, 从图 4 中可以看出, MBMRF 预编码算法的能量效率较低。为了提高所提算法的可达和速率和能量效率, 本文通过选择多个波束来实现, 因为波束成形是通过调整天线阵列的相位和幅度, 使得信号在目标方向上叠加增强, 即主瓣更加集中, 而在非目标方向上相消减弱。故随着波束数量的增加, 系统可以更精细地控制信号的方向性, 从而实现更高的空间分辨率。在多径信道中, 多个波束可以捕捉到不同路径的信号, 通过合并这些信号来提高接收质量, 从而提高可达和速率和能量效率。由图 3 可以看出所提算法为每个用户选择 4 个波束和 5 个波束时, 可达和速率已经超过 MBMRF 预编码算法, 并且所提算法的能量效率远远超过对比算法, 因为本文通过低功耗低成本的移相器来选择多个波束, 而不是射频链。

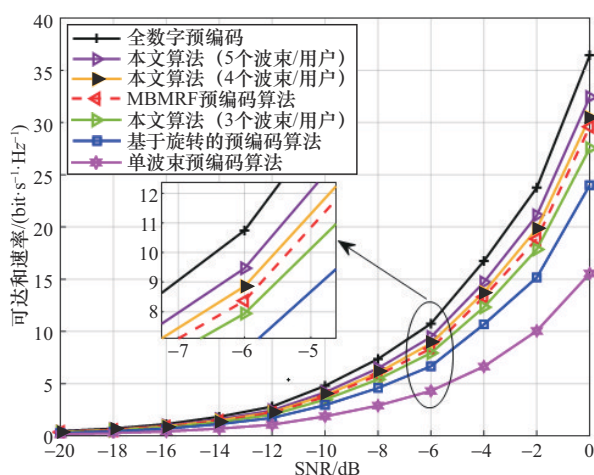


图3 所提算法与对比算法的可达和速率性能

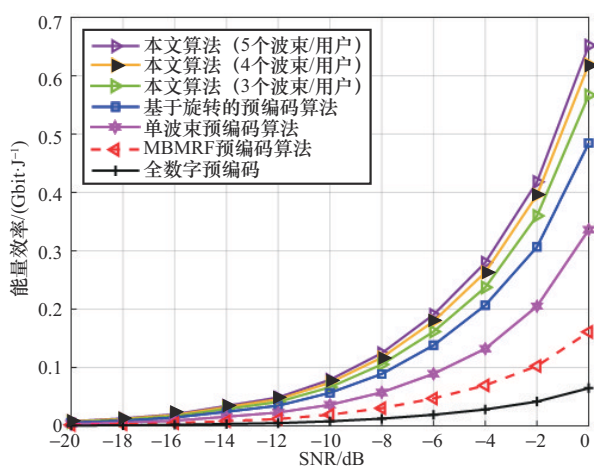


图4 所提算法与对比算法的能量效率性能

不同算法的可达和速率随用户数变化情况如图5所示, 不同算法的能量效率随用户数变化情况如图6所示, 分别展示了上述几种预编码算法在天线数为512, 用户数 K 为5~40, 信噪比为0时的可达和速率以及能量效率。所有算法性能都随着用户数的增加而增加, 当用户数达到20时, 算法性能开始下降。这是由于资源有限, 例如传输功率和天线数量。所提算法仍然优于基准算法。这些结果证明了本文提出的算法在多用户场景下的鲁棒性。由图6可以看出, 所有算法能量效率都随着用户数的增加而降低, 因为每个用户通常需要至少一条射频链来支持其通信需求, 本文仿真时的设定为射频链数 N_{RF} 等于用户数 K ,

故当用户数增加时, 为了支持更多的用户同时通信, 需要更多独立射频链, 故随着用户数的增多, 使用射频链的个数也随之增多, 生成功耗较大。但本文所提算法的能量效率仍然优于对比算法。

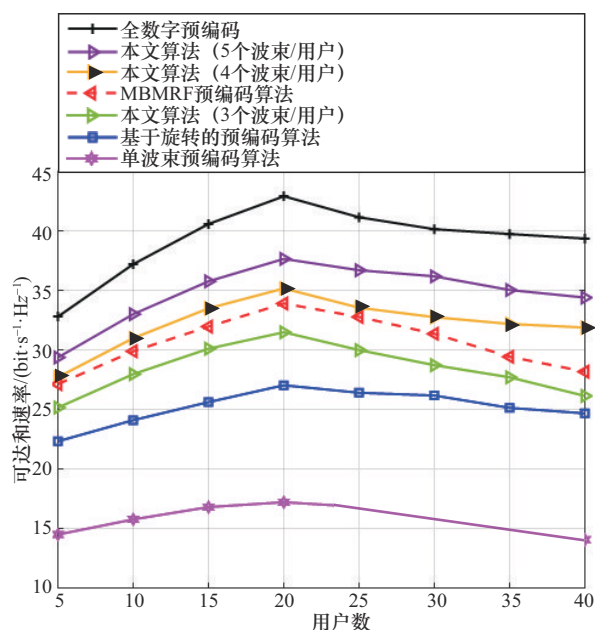


图5 不同算法的可达和速率随用户数变化情况

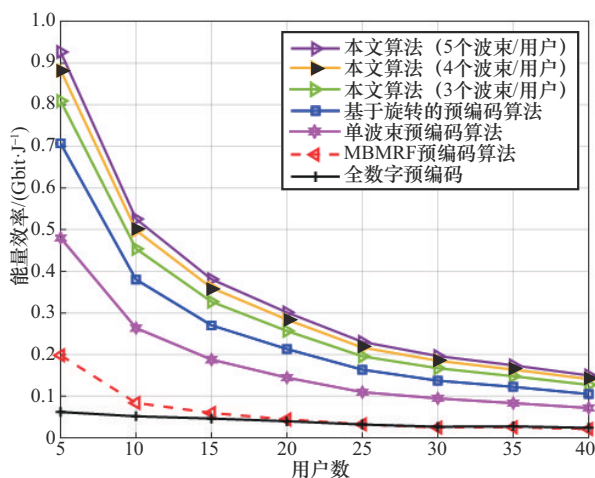


图6 不同算法的能量效率随用户数变化情况

不同算法的可达和速率随天线数变化情况如图7所示, 不同算法的能量效率随天线数变化情况如图8所示, 分别展示了上述几种预编码算法在天线数为128至2 048、用户数为8、信噪比为



0时的可达和速率以及能量效率。随着发射天线数量的不断增加,所有算法的可达和速率均快速增长,这是由于大规模的天线阵列能够提高分集增益。随着发射天线数量的增大,所有算法的能量效率也不断增加,到天线数为512时,能量效率达到最大,发射天线继续增加,能效开始呈下降趋势,这是因为天线数的大幅增加带来更大的硬件成本和功耗。

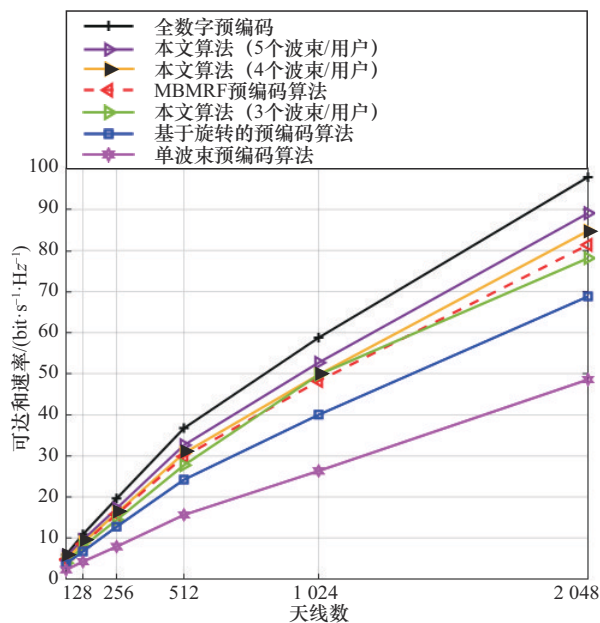


图7 不同算法的可达和速率随天线数变化情况

在不同信噪比下数据流数对两种算法的影响如图9所示,展示了所提算法与文献[16]中基于旋转的预编码算法在每个用户分配数据流数为1至8个、天线数为512、用户数为8、信噪比为-10 dB、-5 dB、0时的可达和速率。由图7可以看出,两种算法在不同信噪比下,都随着每个用户分配数据流数的增加而增加,因为数据流越多,传输数据信息越多,可达和速率也就越高,并且所提算法的可达和速率性能始终优于文献[16]中的算法性能。随着信噪比的增大,所提算法的增长趋势明显大于文献[16]中的算法。

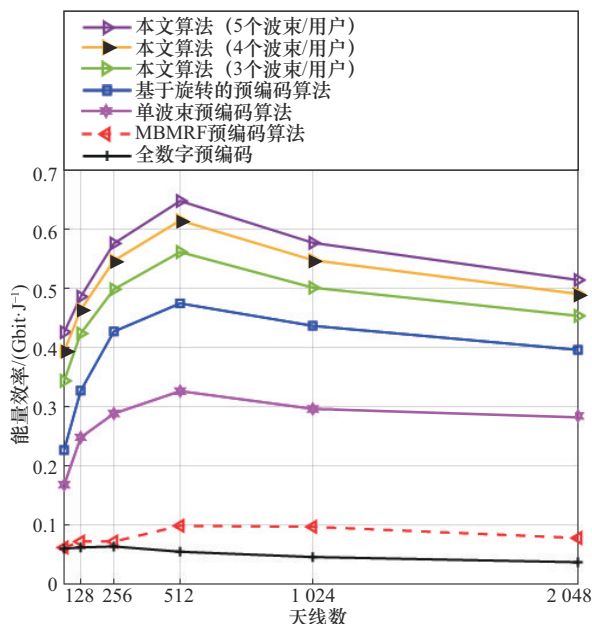


图8 不同算法的能量效率随天线数变化情况

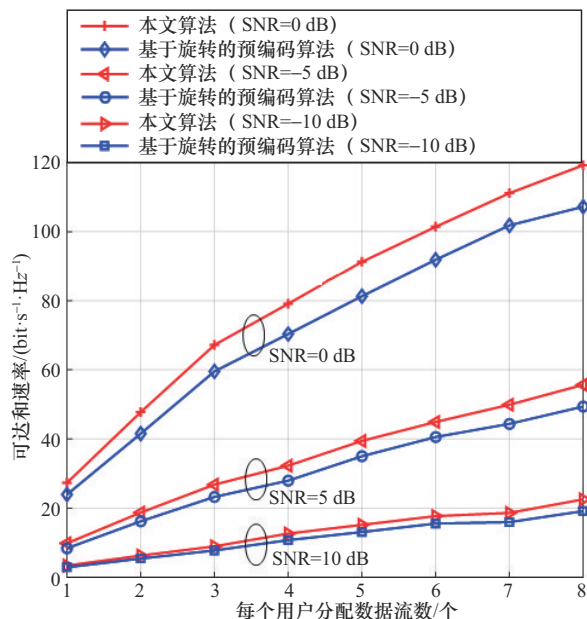


图9 在不同信噪比下数据流数对两种算法的影响

5 结束语

针对多用户多数据流的下行毫米波大规模MIMO通信系统,本文提出了一种基于QR分解的波束选择算法,并设计了对应的预编码器,以解决透镜天线阵列下的大规模MIMO系统中的功率泄露和用户干扰问题。首先通过重构稀疏信

道, 对波束信道进行降维, 以降低波束选择时的复杂度, 其次利用基于 QR 分解的增量算法, 以可达和速率最大化为标准进行波束选择, 并通过波束对准的思想设计模拟预编码, 最后通过对角化等效信道矩阵来消除多用户干扰。仿真表明, 所提算法的可达和速率以及能量效率均优于其他几种算法, 在不损失系统性能的前提下, 节省了硬件成本, 降低了系统功耗。

参考文献:

- [1] BRADY J, THOMAS P, VIRGILIO D, et al. Beam-space MIMO prototype for low-complexity Gigabit/s wireless communication[C]//Proceedings of the 2014 IEEE 15th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC). Piscataway: IEEE Press, 2014: 135-139.
- [2] C-NGAI E, SHAVIT R. Practical deployment of synthetic phased-array and multi-beam antenna sensors for 5G and beyond-5G mobile-wireless network[C]//Proceedings of the 2021 IEEE International Conference on Microwaves, Antennas, Communications and Electronic Systems (COMCAS). Piscataway: IEEE Press, 2021: 413-417.
- [3] GUI G, LIU M, TANG F, et al. 6G: opening new horizons for integration of comfort, security, and intelligence[J]. IEEE Wireless Communications, 2020, 27(5): 126-132.
- [4] WANG H, ZHANG P, LI J, et al. Radio propagation and wireless coverage of LSAA-based 5G millimeterwave mobile communication systems[J]. China Communications, 2019, 16(5): 1-18.
- [5] HUANG H, PENG Y, YANG J, et al. Fast beamforming design via deep learning[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(1): 1065-1069.
- [6] ZHANG A, CAO W, LIU P, et al. Channel estimation for mmWave massive MIMO with hybrid precoding based on log-sum sparse constraints[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2021, 68(6): 1882-1886.
- [7] DU J, XU W, SHEN H, et al. Hybrid precoding architecture for massive multiuser MIMO with dissipation: sub-connected or fully connected structures?[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(8): 5465-5479.
- [8] BRADY J, BEHDAD N, M-SAYEED A. Beam-space MIMO for millimeterwave communications: system architecture, modeling, analysis, and measurements[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, 61(7): 3814-3827.
- [9] GAO X, DAI L, M-SAYEED A. Low RF-complexity technologies to enable millimeterwave MIMO with large antenna array for 5G wireless communications[J]. IEEE Communications Magazine, 2018, 56(4): 211-217.
- [10] SHEN W Q, BU X Y, GAO X Y, et al. Beam-space precoding and beam selection for wideband millimeterwave mimo relying on lens antenna arrays[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2019, 67(24): 6301-6313.
- [11] V-AMADORI P, MASOUIROS C. Low complexity transceivers in multiuser millimeterwave beam-space-MIMO systems[C]//Proceedings of the 2014 IEEE 15th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC). Piscataway: IEEE Press, 2014: 135-139.
- [12] V-AMADORI P, MASOUIROS C. Low RF-complexity millimeter-wave beam-space-MIMO systems by beam selection[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(6): 2212-2223.
- [13] QIU S, LUO K, JIANG T. Beam selection for mmWave massive MIMO systems under hybrid transceiver architecture[J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(7): 1498-1501.
- [14] GAO X, DAI L, CHEN Z, et al. Near-optimal beam selection for beam-space mmWave massive MIMO systems[J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(5): 1054-1057.
- [15] SAYEED A, BRADY J. Beam-space MIMO for high-dimensional multiuser communication at millimeter-wave frequencies[C]//Proceedings of the 2013 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Piscataway: IEEE Press, 2013: 3679-3684.
- [16] XIE T, DAI L, W-K-NG D, et al. On the power leakage problem in millimeterwave massive MIMO with lens antenna arrays[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2019, 67(18): 4730-4744.
- [17] YU H, QU W, FU Y, et al. A novel two-stage beam selection algorithm in mmWave hybrid beamforming system[J]. IEEE Communications Letters, 2019, 23(6): 1089-1092.
- [18] ZENG Y, ZHANG R. Millimeter wave MIMO with lens antenna array: a new path division multiplexing paradigm[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(4): 1557-1571.
- [19] 蔡光兴. 线性代数[M]. 北京: 科学出版社, 2007.
- CAI G X. Linear algebra[M]. Beijing: Science Press, 2007.



[作者简介]



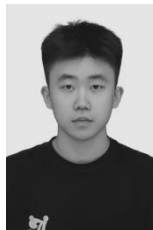
张婷婷 (1999-), 女, 杭州电子科技大学通信工程学院硕士生, 主要研究方向为毫米波和太赫兹中的混合预编码。



吉杨锐 (2000-), 男, 杭州电子科技大学通信工程学院硕士生, 主要研究方向为信道估计。



曹海燕 (1975-), 女, 博士, 杭州电子科技大学通信工程学院副教授, 主要研究方向为信道编码、信道估计、能效优化等。



凌海坤 (2001-), 男, 杭州电子科技大学通信工程学院硕士生, 主要研究方向为毫米波大规模 MIMO 系统中的混合预编码。



李斌 (1998-), 男, 杭州电子科技大学通信工程学院硕士生, 主要研究方向为蜂窝大规模 MIMO 系统能效优化。



许方敏 (1980-), 女, 杭州电子科技大学通信工程学院讲师, 主要研究方向为先进移动通信系统及其关键技术。