



改进相位迭代的低精度混合预编码方法

李民政^{1,2}, 刘 宁^{1*}

(1. 桂林电子科技大学计算机与信息安全学院 广西 桂林 541004; 2. 上海电机学院电子信息学院 上海 浦东 201306)

【摘要】针对毫米波大规模天线 (Massive-MIMO) 系统中, 低精度移相器的模拟预编码算法复杂度高的问题, 该文提出一种改进的迭代相位混合预编码算法。该算法将模拟预编码优化矩阵分解为列向量逐个求解, 并采用 2 阶秩矩阵近似得到次优的优化函数, 然后将优化函数转化为求和形式并迭代收敛求得最优相位, 以此降低计算复杂度。同时, 为了最大化硬件效率, 还设计出移相器相位分辨率为 1 bit 的模拟预编码方案。理论分析和仿真结果表明, 所提算法计算复杂度较低, 且其频谱效率更优。

关键词 混合预编码; 毫米波; 多输入多输出; 移相器

中图分类号 TN929.5 **文献标志码** A **doi**:10.12178/1001-0548.2019167

Improved Iterative Phase Based Hybrid Precoding with Low-Resolution Phase Shifter

LI Min-zheng^{1,2} and LIU Ning^{1*}

(1. School of Computer and Information Security, Guilin University of Electronic Technology Guilin Guangxi 541004;

2. School of Electronic Information Engineering, Shanghai Dianji University Pudong Shanghai 201306)

Abstract In the millimeter-wave massive multiple-input multiple-output (Massive-MIMO) system, the analog precoding algorithm with low-resolution phase shifter has a high algorithm complexity. To cope with the computational complexity problem, an improved iterative phase hybrid precoding algorithm is proposed. It decomposes the analog precoding optimization matrix into column vectors one by one, and uses the second-order rank matrix to obtain the suboptimal optimization function approximately. Then, the optimization function is transformed into a summation form and the optimal phase is obtained by iterative convergence. Meanwhile, in order to maximize hardware efficiency, an analog beamforming scheme with 1 bit resolution phaser is designed. Theoretical analysis and simulation results show that the proposed algorithm has lower computational complexity and improving spectral efficiency.

Key words hybrid precoding; millimeter wave; multiple-input multiple-output; phase shifters

毫米波 Massive-MIMO 系统中, 基站天线数量多达上百, 传统 MIMO 系统中射频链与天线一一对应配置的方法硬件成本高。混合预编码通过有效地减少射频链的数量, 能显著降低硬件成本, 成为近年来的研究热点^[1-2]。

在混合预编码中, 模拟预编码通过调整射频链和大规模天线移相器网络相位来抵抗毫米波路径的损耗。为了实施方便, 移相器通常满足恒模约束条件^[3]。这使得模拟预编码优化设计成为非凸的 NP 难问题, 增加了模拟预编码的设计难度。文献 [4] 提出了基于正交匹配追踪的混合预编码算法, 通过

限制模拟预编码矩阵的可行域来降低复杂度, 但当移相器相位为低分辨率时算法的性能明显受损。文献 [5] 基于上下行链路信道对偶性提出混合预编码算法, 但模拟预编码的求解复杂度过高。文献 [6] 提出了一种启发式的混合预编码方法, 通过低分辨率移相器实现模拟预编码, 以最大化频谱效率, 但当相位分辨率降低为 1 bit 时算法性能与最优性能存在较大的差距。文献 [7] 提出了基于 Hadamard 变换的低分辨率移相器模拟预编码方法, 虽然能够提高移相器分辨率为 1 bit 和 2 bit 时的频谱效率, 然而与最优性能仍存在一定差距。文献 [8] 提出了

收稿日期: 2019-07-23; 修回日期: 2020-05-27

基金项目: 国家自然科学基金 (61362007); 广西信息科学实验中心 (YB1407)

作者简介: 李民政 (1972-), 男, 博士, 教授, 主要从事无线协作通信系统中的分集编码、预编码方面的研究。

通信作者: 刘宁, E-mail: 335872413@qq.com

两种移相器模拟预编码器结构, 相位量化分辨率低于 3 bit 时, 该结构与未量化预编码器的性能近似。文献 [9] 提出一种连续优化低精度移相器的模拟预编码器及合并器的迭代算法, 旨在有条件的最大化频谱效率, 但其循环复杂度较高。尽管已提出的方法较好地实现了移相器有限量化精度的混合预编码方案, 但移相器在低精度量化 (1 bit 或 2 bit) 时的性能不够理想, 同时算法复杂度较高。

本文针对毫米波 Massive-MIMO 下行链路单用户系统中, 移相器在低精度量化 (1 bit 或 2 bit) 时, 获取优化频谱效率复杂度较高的问题, 提出改

进的迭代相位混合预编码算法, 将求解最优模拟预编码矩阵分解为多个列向量依次求解, 以此降低计算复杂度。同时, 为了实现最大的硬件效益, 采用构造候选波束集的方法设计移相器量化精度为 1 bit 的模拟预编码和模拟合并器。

1 系统模型

毫米波 Massive-MIMO 系统中, 单用户下行链路通信场景如图 1 所示。基站配备 N_t^{RF} 个射频链和 N_t 根天线, 满足 $N_t \geq N_t^{\text{RF}} \geq N_s$ 。用户接收机配备 N_r 根天线和 N_r^{RF} 个射频链, 满足 $N_r \geq N_r^{\text{RF}} \geq N_s$, N_s 为系统传输的数据流数量。

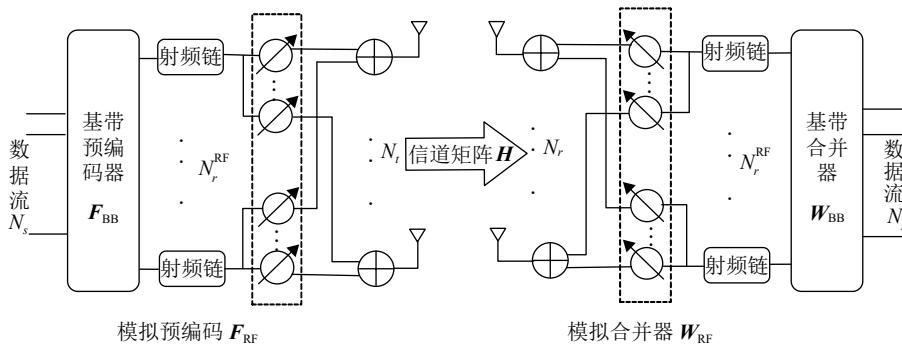


图 1 单用户毫米波 Massive-MIMO 系统模型

毫米波通道采用扩展的 Saleh-Valenzuela 几何模型^[4]。信道转移矩阵 \mathbf{H} 可以表示为:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{N_t N_r}{L}} \sum_{i=1}^L \alpha_i \mathbf{a}_r(\theta_i^r) \mathbf{a}_t(\theta_i^t)^H \quad (1)$$

式中, $(\cdot)^H$ 表示复共轭转置运算; L 为传播路径数; $\alpha_i \sim \text{CN}(0, 1/L)$ 为毫米波信道第 i 条传播路径的独立同分布复增益; θ_i^r 和 $\theta_i^t \in [-\pi/2, \pi/2]$ 为相应路径电磁波的到达角 (angles of arrival, AoAs) 和离开角 (angles of departure, AoDs); $\mathbf{a}_r(\theta^r)$ 和 $\mathbf{a}_t(\theta^t)$ 为对应发射端和接收端阵列响应矢量, 并采用均匀线性阵列 (uniform linear array, ULAs), 可分别表示为:

$$\mathbf{a}_t(\theta^t) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} [1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta^t)}, \dots, e^{j(N_t-1)\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta^t)}]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{a}_r(\theta^r) = \frac{1}{\sqrt{N_r}} [1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta^r)}, \dots, e^{j(N_r-1)\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta^r)}]^T \quad (3)$$

式中, λ 是信号波长; d 是天线单元之间的距离。

模拟预编码 \mathbf{F}_{RF} 和模拟合并器 \mathbf{W}_{RF} 的元素都由移相器实现, 并具有恒定幅度和量化相位。 $\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j) = e^{j\theta_{i,j}} / \sqrt{N_t}$, 其中 $\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j)$ 表示矩阵 \mathbf{F}_{RF} 的第

i 行 j 列个元素, θ 被量化为 $\theta_{i,j} \in \mathbb{B} \triangleq \left\{ \frac{2\pi b}{2^B} \mid b = 1, 2, \dots, 2^B \right\}$, B 是量化 bit 数, $\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j) \in \mathcal{F} \triangleq \left\{ e^{j\frac{2\pi b}{2^B}} / \sqrt{N_t} \mid b = 1, 2, \dots, 2^B \right\}$ 。 \mathbf{W}_{RF} 中的元素与 \mathbf{F}_{RF} 具有相同的约束, $\mathbf{W}_{\text{RF}}(i, j) \in \mathcal{W} \triangleq \left\{ e^{j\frac{2\pi b}{2^B}} / \sqrt{N_r} \mid b = 1, 2, \dots, 2^B \right\}$ 。

2 基站下行链路的混合预编码设计

2.1 混合预编码优化设计目标函数

图 1 为毫米波 Massive-MIMO 通信系统, 在下行链路的传输中, 基站传送给用户数据矢量为 $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$, 用户收到的信号须经模拟合并器和数字合并器处理, 可表示为:

$$\hat{\mathbf{s}} = \sqrt{P} \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{s} + \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{n} \quad (4)$$

式中, P 为基站发射功率; $\mathbf{F}_{\text{BB}} \in \mathbb{C}^{N_t^{\text{RF}} \times N_s}$ 是基带数字预编码矩阵; $\mathbf{F}_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t^{\text{RF}}}$ 为模拟预编码矩阵; $\mathbf{W}_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r^{\text{RF}}}$ 和 $\mathbf{W}_{\text{BB}} \in \mathbb{C}^{N_r^{\text{RF}} \times N_s}$ 分别为模拟合并器和数字合并器; $\mathbf{n} \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_{N_r})$ 表示接收到的复高斯噪声。为了简化设计, 仅考虑基站的混合预编码设计。并通过收发信号间互信息的最大化来设计混合

预编码^[4], 由式 (4) 可得对应的互信息解析式:

$$I(\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}) = \log \left| I + \frac{P}{N_s \sigma^2} \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H \right| \quad (5)$$

2.2 混合预编码设计

由式 (5) 可知基站混合预编码器的优化问题能够建模为:

$$\begin{aligned} \{\mathbf{F}_{\text{RF}}^*, \mathbf{F}_{\text{BB}}^*\} &= \arg \max I(\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}) \\ \text{s.t.} \quad & \text{Tr}(\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H) \leq P \\ & \mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j) \in \mathcal{F} \quad \forall i, j \end{aligned} \quad (6)$$

式中, $\text{Tr}(\cdot)$ 表示求方阵的迹; $\text{Tr}(\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H) \leq P$ 表示为模拟预编码矩阵与数字预编码矩阵的功率上限值。式 (6) 的优化目标函数是多变量约束优化问题, 可先求得模拟预编码, 再求解数字预编码设计。

2.2.1 模拟预编码优化设计目标函数

在大规模天线情况下, 最优 \mathbf{F}_{BB} 总是满足 $\mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \propto \mathbf{I}^{[6]}$, 采用等功率分配时, 在高信噪比中可得到最佳比例常数, 即得 $\mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \approx \beta^2 \mathbf{I}$, 其中 $\beta^2 = P / (N_t N_i^{\text{RF}})$ 。假设 $\mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H = \beta^2 \mathbf{I}$, 将其代入式 (6) 并令 $\mathbf{D} = \mathbf{H}^H \mathbf{H}$, 可得模拟预编码 \mathbf{F}_{RF}^* 优化目标函数:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_{\text{RF}}^* &= \arg \max \log_2 \left(\left| I + \frac{P \beta^2}{N_s \sigma^2} \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{D} \mathbf{F}_{\text{RF}} \right| \right) \\ & \arg \max |\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{D} \mathbf{F}_{\text{RF}}| \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j) \in \mathcal{F}, \forall i, j \end{aligned} \quad (7)$$

为了降低运算复杂度, 将优化解 \mathbf{F}_{RF}^* 分解为对应射频链的模拟预编码矢量 $\mathbf{f}_{\text{RF}, l}$ 后分别求解。若矩阵 \mathbf{D} 的奇异值分解为 $\mathbf{D} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H$, 则 $\mathbf{f}_{\text{RF}, l}$ 的优化目标函数可表示为:

$$\mathbf{f}_{\text{RF}, l}^* = \arg \max_{\mathbf{f}_{\text{RF}, l}(i) \in \mathcal{F} \quad i=1, 2, \dots, N_t} \left| \mathbf{f}_{\text{RF}, l}^H \mathbf{G}_l \mathbf{f}_{\text{RF}, l} \right| \quad (8)$$

式中, $\mathbf{G}_l \triangleq \bar{\mathbf{U}} (\alpha \mathbf{I}_{N_s} + \bar{\mathbf{\Sigma}} \mathbf{V}^H \mathbf{F}_{\text{RF}, \setminus l} \mathbf{F}_{\text{RF}, \setminus l}^H \bar{\mathbf{U}})^{-1} \bar{\mathbf{\Sigma}} \mathbf{V}^H$ 为包含干扰的信道矩阵; α 是一个很小的标量, 确保可逆性; $\mathbf{F}_{\text{RF}, \setminus l}$ 表示 \mathbf{F}_{RF} 中不包含第 l 列, $\mathbf{f}_{\text{RF}, l}$ 表示 \mathbf{F}_{RF} 的第 l 列; $\bar{\mathbf{U}} \triangleq \mathbf{U}(:, 1:K)$, $\bar{\mathbf{V}} \triangleq \mathbf{V}(:, 1:K)$, $\bar{\mathbf{\Sigma}} \triangleq \mathbf{\Sigma}(1:K, 1:K)$ 。若通过穷举搜索求解该优化问题, 则算法复杂度为 $O(\mathcal{F}^{N_t} \times \mathcal{F}^{N_t})$, 具有指数特性。鉴于毫米波 Massive-MIMO 信道的稀疏性, 以低秩矩阵表示干扰信道 \mathbf{G}_l , 以进一步降低计算复杂度, 并获取算法性能和复杂度的性能折衷^[10]。

假设矩阵 \mathbf{G}_l 特征值分解为:

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_l &= \sum_{i=1}^{N_t} \lambda_i \mathbf{q}_i \mathbf{q}_i^H \quad \lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \lambda_3 \geq \dots \geq \lambda_{N_t} > 0 \\ & \|\mathbf{q}_i\| = 1 \quad i = 1, 2, \dots, N_t \end{aligned} \quad (9)$$

式中, λ_i 和 \mathbf{q}_i 分别表示特征值和特征向量。基于上述分析, 仅保留最大的 2 阶秩矩阵特征矢量以降低运算复杂度, 则近似可得 $\mathbf{G}_l \approx \lambda_1 (\mathbf{q}_1)^2 + \lambda_2 (\mathbf{q}_2)^2$, 则式 (8) 可近似表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_{\text{RF}, l}^* &\approx \arg \max \left\{ \lambda_1 (\mathbf{f}_{\text{RF}, l}^H \mathbf{q}_1)^2 + \lambda_2 (\mathbf{f}_{\text{RF}, l}^H \mathbf{q}_2)^2 \right\} = \\ & \arg \max \left\{ \left| \mathbf{f}_{\text{RF}, l}^H \mathbf{z} \right|^2 \right\} = \arg \max \left\{ \left| \mathbf{f}_{\text{RF}, l}^H \mathbf{z} \right| \right\} \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{f}_{\text{RF}, l}(i) \in \mathcal{F} \quad i = 1, 2, \dots, N_t \end{aligned} \quad (10)$$

式中, $\mathbf{z} \triangleq \lambda_1 \mathbf{q}_1 + j \lambda_2 \mathbf{q}_2$ 为复数向量。籍此, 通过穷举搜索算法求解式 (10) 优化矢量的计算复杂度可降为 $O(\mathcal{F}^{N_t})$ 。然而, 在大规模天线 MIMO 系统中, 优化算法对应的计算复杂度仍然很高。

2.2.2 改进相位迭代的模拟预编码算法

为了降低优化矢量 $\mathbf{f}_{\text{RF}, l}^*$ 的计算复杂度, 同时提高编码性能, 提出改进相位迭代的模拟预编码优化矢量 $\mathbf{f}_{\text{RF}, l}^*$ 求解算法。该算法通过迭代搜索得到 $\mathbf{f}_{\text{RF}, l}$ 中的标量元素在条件约束下的最佳相位。假设 $\theta_{l,u}$ ($u = 1, 2, \dots, N_t$) 为模拟预编码矢量 $\mathbf{f}_{\text{RF}, l}$ 对应元素的连续相位, 则 $\mathbf{f}_{\text{RF}, l}$ 最优的连续相位 $\hat{\theta}_{l,u}$ 可表示为:

$$\hat{\theta}_{l,u} = \begin{cases} \text{angle} \left\{ \sum_{u=2}^{N_t} e^{-j\theta_{l,u}} \mathbf{z}(u) \right\} - \text{angle}(\mathbf{z}(1)) & u = 1 \\ \text{angle} \left\{ e^{-j\hat{\theta}_{l,1}} \mathbf{z}(1) \right\} - \text{angle}(\mathbf{z}(u)) & u = 2, 3, \dots, N_t \end{cases} \quad (11)$$

式中, $\text{angle}\{\cdot\}$ 表示提取复数的角度, 对相位 $\hat{\theta}_{l,u}$ 量化, 对应移相器的最优的离散相位 $\tilde{\theta}_{l,u}^*$ 为:

$$\tilde{\theta}_{l,u}^* = \arg \min_{\tilde{\theta}_{l,u} \in \mathbb{B}} |\hat{\theta}_{l,u} - \tilde{\theta}_{l,u}| \quad u = 1, 2, \dots, N_t \quad (12)$$

然后通过迭代算法设计 $\mathbf{f}_{\text{RF}, l}$, 直到 $\mathbf{f}_{\text{RF}, l}$ 每个元素的最优离散相位 $\tilde{\theta}_{l,u}^*$ 都收敛。下面证明该算法可得最优模拟预编码矢量, 即式 (10) 可等效为:

$$\max \left| \frac{1}{\sqrt{N_t}} \sum_{u=1}^{N_t} e^{-j\theta_{l,u}} \mathbf{z}(u) \right| \quad (13)$$

证明: 1) 求 $\hat{\theta}_{l,1}$, 为简化求解, 暂不考虑式 (13) 的常数系数 $1/\sqrt{N_t}$, 则求和公式可展开为 $\max \left| \sum_{u=2}^{N_t} e^{-j\theta_{l,u}} \mathbf{z}(u) + e^{-j\hat{\theta}_{l,1}} \mathbf{z}(1) \right|$ 。可见, 当第一项 $\sum_{u=2}^{N_t} e^{-j\theta_{l,u}} \mathbf{z}(u)$ 的相位与第二项 $e^{-j\hat{\theta}_{l,1}} \mathbf{z}(1)$ 的相位相等时, 式 (13) 可取得最大值, 此时可得最优的

$$\hat{\theta}_{l,1} = \text{angle} \left\{ \sum_{u=2}^{N_l} e^{-j\theta_{l,u}} \mathbf{z}(u) \right\} - \text{angle}(\mathbf{z}(1)).$$

2) 求 $\hat{\theta}_{l,u}$, 将 $\hat{\theta}_{l,1}$ 代入式 (13), 可通过迭代方法分别求得 $\hat{\theta}_{l,u}$, 但由于求和部分的重复计算, 使得循环复杂度过高, 为简化上述的计算复杂度, 令式 (13) 所有展开项相位相等, 即 $\text{angle}\{e^{-j\theta_{l,1}} \mathbf{z}(1)\} = \text{angle}\{e^{-j\theta_{l,2}} \mathbf{z}(2)\} = \dots = \text{angle}\{e^{-j\theta_{l,N_l}} \mathbf{z}(N_l)\}$ 以此降低复杂度, 同时保证式 (13) 的最大化。此时最优连续相位 $\hat{\theta}_{l,u}$ 为:

$$\hat{\theta}_{l,u} = \text{angle}\{e^{-j\hat{\theta}_{l,1}} \mathbf{z}(1)\} - \text{angle}(\mathbf{z}(u)) \quad u = 2, \dots, N_l \quad (14)$$

相应可得低精度移相器最优的离散移相为 $\tilde{\theta}_{l,u} = \arg \min_{\hat{\theta}_{l,u} \in \mathbb{B}} |\hat{\theta}_{l,u} - \tilde{\theta}_{l,u}|$, 最后迭代 $\mathbf{f}_{\text{RF},l}$ 每个元素的相位直到取得收敛。

在上述模拟预编码优化求解过程中, 由于 $\arg \max \{\cdot\}$ 函数返回值对应最大的自变量, 所以优化目标函数 $\mathbf{f}_{\text{RF},l}^* = \arg \max \left\{ \left| \mathbf{f}_{\text{RF},l}^T \mathbf{z} \right| \right\}$ 具有单调递增特性, 并且 $\mathbf{f}_{\text{RF},l}(i) \in \mathcal{F}$ ($i = 1, 2, \dots, N_l$) 集合有限, 因此, 目标函数存在上界, 故而提出的算法能保证其收敛性, 并可收敛至局部最优解。

2.2.3 基于构造候选波束集的模拟预编码算法

为了进一步降低硬件成本, 并提高硬件效率, 通过构造候选波束集方法, 得到移相器量化精度为 1 bit 的模拟预编码向量 $\mathbf{f}_{\text{RF},l}^*$ 的优化算法。为此, 引入辅助变量 $\psi \in [-\pi, \pi]$, 将式 (10) 的优化问题转化为:

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_{\text{RF},l}^* &= \arg \max \left\{ \text{Re} \left\{ \mathbf{f}_{\text{RF},l}^H \mathbf{z} e^{-j\psi} \right\} \right\} = \\ & \arg \max \left\{ \sum_{i=1}^{N_l} \mathbf{f}_{\text{RF},l}(i) |\mathbf{z}(i)| \cos(\psi - \vartheta_i) \right\} \\ \text{s.t. } & \mathbf{f}_{\text{RF},l}(i) \in \mathcal{F} \quad (B = 1) \quad i = 1, 2, \dots, N_l \\ & \psi \in [-\pi, \pi] \end{aligned} \quad (15)$$

式中, $\text{Re}\{\cdot\}$ 表示提取复数的实部; ϑ_i 为 $\mathbf{z}(i)$ 的角度。对任意的 $\psi \in [-\pi, \pi]$, 最优的 $\mathbf{f}_{\text{RF},l}^*(i) = \frac{1}{\sqrt{N_l}} \text{sgn}(\cos(\psi - \vartheta_i))$, $i = 1, 2, \dots, N_l$ 。此时可构造一个小尺度候选波束选集合 $\mathcal{F}_l \triangleq \{f_{l,1}, \dots, f_{l,N_l}\}$, 其中最优的 $\mathbf{f}_{\text{RF},l}^* \in \mathcal{F}_l$ ^[10]。式 (10) 可等效为:

$$\mathbf{f}_{\text{RF},l}^* = \arg \max_{\mathbf{f}_{\text{RF},l} \in \mathcal{F}_l} \left\{ \left| \mathbf{f}_{\text{RF},l}^H \mathbf{z} \right| \right\} \quad (16)$$

此时求解式 (16) 仅多项式复杂度, 即可得最优模拟预编码 $\mathbf{f}_{\text{RF},l}^*$ 。

模拟预编码向量 \mathbf{F}_{RF}^* 优化算法的具体步骤如下:

1) 初始化 $l = 1$, $\mathbf{F}_{\text{RF}} = \mathbf{0}$;

2) 当 $l < N_l$, 计算 \mathbf{G}_l , 然后秩-2 矩阵近似得到 $\mathbf{G}_l \approx \lambda_1 (\mathbf{f}_{\text{RF},l}^H \mathbf{q}_1)^2 + \lambda_2 (\mathbf{f}_{\text{RF},l}^H \mathbf{q}_2)^2$, 定义复数向量 $\mathbf{z} \triangleq \lambda_1 \mathbf{q}_1 + j\lambda_2 \mathbf{q}_2$, 即可得优化函数 $\mathbf{f}_{\text{RF},l}^* = \arg \max \left\{ \left| \mathbf{f}_{\text{RF},l}^H \mathbf{z} \right| \right\}$ 。否则跳转到步骤 4);

3) 利用算法 1(或算法 2) 求解 $\mathbf{f}_{\text{RF},l}^*$ 。然后 $l = l + 1$, 跳转到步骤 2);

4) 如果 \mathbf{F}_{RF}^* 收敛, 则直接输出。否则 $l = 1$ 并跳转到步骤 2)。

2.3 数字预编码设计

基站求得模拟预编码 \mathbf{F}_{RF} 后, 可得等效信道 $\mathbf{H}_e = \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}}$, 代入式 (6), 则数字预编码 \mathbf{F}_{BB} 的优化目标函数可表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_{\text{BB}}^* &= \arg \max \log \left| \mathbf{I} + \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{H}_e \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{H}_e^H \right| \\ \text{s.t. } & \text{Tr}(\mathbf{Q} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H) \leq P \end{aligned} \quad (17)$$

式中, $\mathbf{Q} = \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}$, 优化问题 (17) 可用注水方案求得 $\mathbf{F}_{\text{BB}} = \mathbf{Q}^{-1/2} \mathbf{U}_e \mathbf{\Gamma}_e$, 其中 \mathbf{U}_e 是 $\mathbf{H}_e \mathbf{Q}^{-1/2}$ 的右奇异向量集合, 对应最大的 N_s 个奇异值, $\mathbf{\Gamma}_e$ 是数据流对应的功率分配矩阵, 其 $\mathbf{\Gamma}_e \approx \sqrt{P/N^{\text{RF}}} \mathbf{I}$ ^[6]。

模拟合并器 \mathbf{W}_{RF}^* 的优化问题与求解模拟预编码类似, 确定混合预编码 $\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}$ 和模拟合并器 \mathbf{W}_{RF}^* 后, 采用 MMSE 方法获取最优数字合并器 \mathbf{W}_{BB}^* ^[11]。

3 混合预编码性能及复杂度分析

为了方便性能分析比较, 假定射频链数目 $N^{\text{RF}} = 6$ 和发送端天线数目 $N_t = 64$ 。所提改进相位迭代的模拟预编码算法, 在迭代操作前, 对矩阵 \mathbf{G} 执行 SVD 计算的复杂度为 $O(N_t^3)$ 。每次迭代中计算 \mathbf{Q}_l 的计算复杂度为 $O(N^{\text{RF}} N_l)$, 内部循环具有的复杂度为 $O(N_l^2)$ 。因此, 改进相位迭代的模拟预编码算法的复杂度为 $O(N_t^3 + N_{\text{iter}}^0 N_{\text{iter}} N^{\text{RF}} (N^{\text{RF}} N_l + N_l^2))$, 其中 N_{iter}^0 和 N_{iter}^i 分别表示外部迭代和内部迭代的次数, 分别为 2~4 次和 3~6 次。

在构造候选波束集的模拟预编码算法中, 首先对 \mathbf{Q}_l 进行特征值分解, 对应的计算复杂度为 $O(N_l^3)$, 之后排序操作的计算复杂度为 $O(N_l \log_2 N_l)$ 。最后模拟预编码选择的计算复杂度为 $O(N_l^2)$, 因此构造候选波束集的模拟预编码算法的计算复杂度为 $O(N_t^3 + N_{\text{iter}} N^{\text{RF}} (N_l \log_2 N_l + N_l^2))$, 其中 N_{iter} 为 2~4 次。

将本文算法与混合波束形成方法 (hybrid beamforming, HBF)^[6] 和相位迭代匹配算法 (IPMAN)^[9] 的计算复杂度进行对比, 如表 1 所示。

表 1 计算复杂度

算法	计算复杂度
算法1	$O(N_t^3 + N_{\text{iter}}^0 N_{\text{iter}}^i N^{\text{RF}} (N^{\text{RF}} N_r + N_t^2))$
算法2	$O(N_t^3 + N_{\text{iter}} N^{\text{RF}} (N_t \log_2 N_t + N_t^2))$
HBF	$O(N_t^3 + N_{\text{iter}} N^{\text{RF}2} N_t^2)$
IPMAN	$O(N_{\text{iter}}^0 N_{\text{iter}}^i N^{\text{RF}} (N^{\text{RF}} N_r + N_t^2))$

其中, 混合波束形成方法 N_{iter} 为 3~6 次, 相位迭代匹配算法中, N_{iter}^0 为 2~5 次, N_{iter}^i 为 3~8 次。从表 1 可以看出本文算法近似于混合波束形成方法的计算复杂度, 并且明显低于相位迭代匹配算法的计算复杂度。

4 仿真结果分析

仿真实验环境的相关参数设置如下: 基站发射机和用户接收机都配备 64 根天线 ULA 阵列, 发射机和接收机射频链数目均为 $N^{\text{RF}} = 6$, 并且数据流数也假设为 $N_s = 6$, 以确保空间复用的效率, 发射机和用户之间传播路径数 $L = 6$, 天线间距为 $d = \lambda/2$ 。

为了验证本文提出的低分辨率移相器算法的性能, 将与已有的低分辨率混合预编码算法性能进行比较, 包括正交匹配追踪 (orthogonal matching pursuit, OMP) 算法^[4], IPMAN 算法^[9], 基于 SVD 完全数字波束形赋型方法, 基于相位交替 (PE-AltMin) 的无限精度 ($B=\infty$) 移相器混合预编码算法^[12]。算法 1 为改进相位迭代的模拟预编码算法, 采用 2 bit 分辨率移相器, 算法 2 为基于构造候选波束集的模拟预编码算法, 采用 1 bit 分辨率移相器。

图 2 为频谱效率随信噪比的变化曲线。从图中可以看出, 算法 1 性能接近无限分辨率移相器性能, 并且算法 1 和算法 2 在 2 bit 和 1 bit 相位分辨率下的性能均远优于 OMP 算法且与 IPMAN 算法近似相同。表明本文算法在低分辨率情况下具有较优的频效性能。这主要是由于本文算法将模拟预编码优化矩阵分解为列向量逐个求解, 并采用 2 阶秩矩阵近似得到次优的优化函数, 相比 IPMAN 算法中的仅保留最大秩的矩阵特征矢量, 本文算法能从信道中获取更多的信道状态信息。

图 3 为频谱效率随天线数量的变化曲线, 从图中可以看出算法 1 和算法 2 的性能均远优于 OMP 算法且近似 IPMAN 算法。表明所提算法在大规模

天线的情况下依然保持很好的性能优势。这是因为本文算法比 IPMAN 算法保留更多的矩阵特征矢量信息, 并采用改进的相位迭代方法得到最优相位。

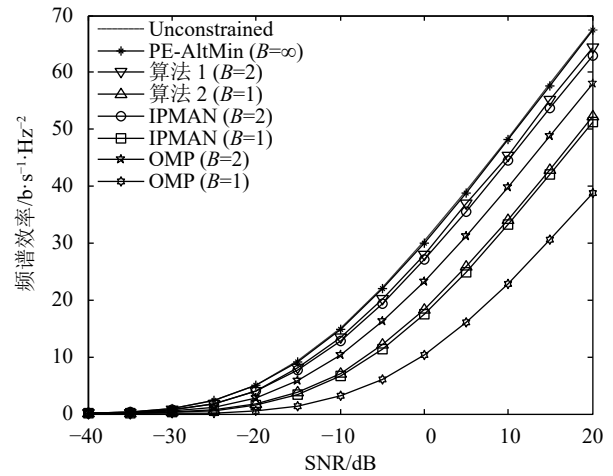


图 2 频谱效率与 SNR

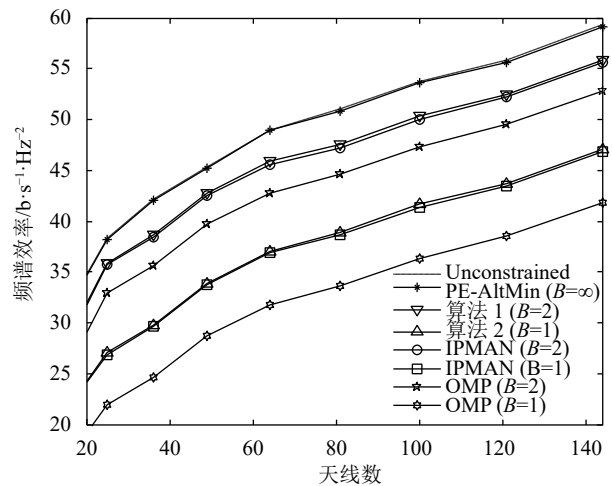


图 3 频谱效率与天线数目 (SNR=10 dB)

图 4 为算法 2 与最优穷举搜索方法进行比较, 由于穷举搜索方法的指数复杂度, 这里选择发射机和用户的天线数为 8, 数据流数为 $N_s = 1$ 。算法 2 通过构造候选波束集求模拟预编码矩阵, 相比穷举搜索方法有更少的计算复杂度, 从图中可以看出, 算法 2 获得的频谱效率与最优穷举搜索方法近似相同, 这表明算法 2 在低计算复杂度情况下, 同时可以提供近似最优的性能。

为了验证所提算法在多用户场景中的性能, 将其扩展到多用户下进行性能仿真, 并与已有的 HBF 算法^[6]和 IPMAN 算法^[9]进行性能比较, 同时使用基于 SVD 的完全数字预编码作为性能基准。

图 5 为和速率随 SNR 的变化曲线, 用户数为

4. 已知所提算法在单用户场景下, 求解最优的模拟预编码矩阵和模拟合并器矩阵具有较优的性能。从图中可以看出相位分辨率为 2 bit 时算法 1 性能优于 IPMAN 算法和 HBF 算法, 并且相位分辨率为 1 bit 时算法 2 的性能接近对比算法为 2 bit 相位分辨率的性能, 表明本文算法在多用户场景下的性能更好。

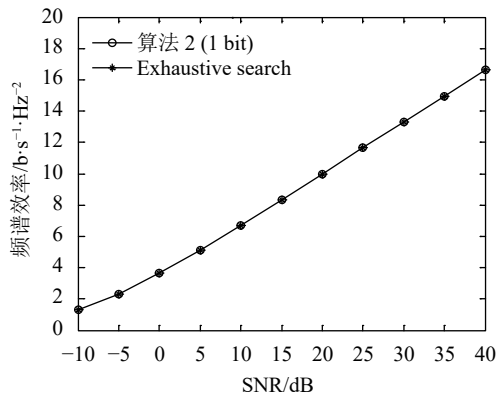


图4 频谱效率与 SNR

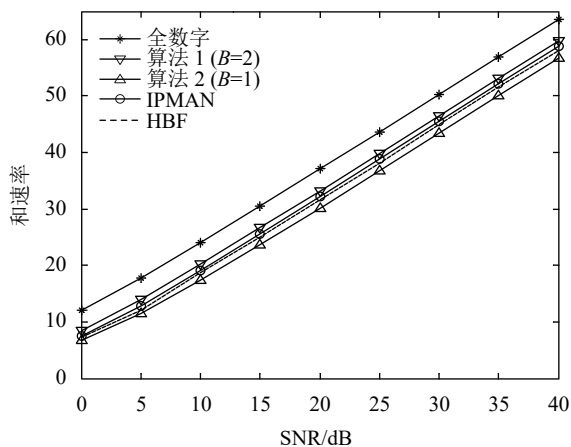


图5 和速率与 SNR

图 6 为和速率随用户数的变化曲线, 信噪比为 20 dB。本文算法与 IPMAN 算法和 HBF 算法相比, 在求解最优的模拟预编码矩阵和模拟合并器矩阵上具有性能优势, 并结合最小均方误差 (minimum mean squared error, MMSE) 准则获得基带合并器数字预编码矩阵, 以进一步消除用户间干扰。从图中可以看出相位分辨率为 2 bit 时算法 1 的性能优于 IPMAN 算法和 HBF 算法, 在用户数较少时与对比算法性能近似, 当用户数 $K > 5$ 时明显优于对比算法。由此可见, 本文算法 1 随着用户增长依然能取得很好的性能优势。

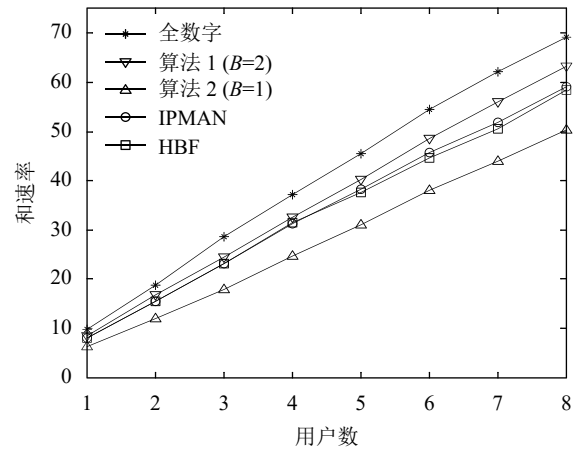


图6 和速率与用户数

5 结束语

在毫米波 Massive-MIMO 系统中, 针对低精度移相器的模拟预编码算法运算复杂度高的问题, 提出改进的相位迭代混合预编码算法, 采用将模拟预编码优化矩阵分解为列向量逐个求解, 并用 2 阶秩矩阵近似得到次优的优化函数, 以此降低计算复杂度。同时, 采用构造候选波束集方法的设计移相器量化精度为 1 bit 的模拟预编码, 来最大化硬件效率。最后仿真结果表明, 所提算法优于现有的混合预编码算法性能。

参考文献

- [1] PI Z, KHAN F. An introduction to millimeter-wave mobile broadband systems[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2011, 49(6): 101-107.
- [2] HEATH R W, GONZALEZ-PRELCIC N, RANGAN S, et al. An overview of signal processing techniques for millimeter wave MIMO systems[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2016, 10(3): 436-453.
- [3] CHEN C E. An iterative hybrid transceiver design algorithm for millimeter wave MIMO systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2015, 4(3): 285-288.
- [4] OMAR E A, SRIDHAR R, SHADI A, et al. Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(3): 1499-1513.
- [5] WANG Z G, LI M, TIAN X, et al. Iterative hybrid precoder and combiner design for mmwave multiuser MIMO systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2017, 21(7): 1581-1584.
- [6] SOHRIABI F, YU W. Hybrid digital and analog beamforming design for large-scale antenna arrays[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2016, 10(3): 501-513.
- [7] SELEEM H, SULYMAN A, ALSANIE A. Hybrid precoding-beamforming design with hadamard RF

- codebook for mmWave large-scale MIMO systems[J]. *IEEE Access*, 2017, 5(13): 6813.
- [8] LIN Y P. On the quantization of phase shifters for hybrid precoding systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2017, 65(9): 2237-2246.
- [9] WANG Z G, LI M, LIU Q. Hybrid precoder and combiner design with low-resolution phase shifters in mmWave MIMO systems[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2018, 12(2): 256-269.
- [10] KAYSTINOS G, PADOS D. Rank-2-optimal adaptive design of binary spreading codes[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2007, 53(9): 3075-3080.
- [11] SOHRIBI F, YU W. Hybrid digital and analog beamforming design for large-scale MIMO systems[C]// 2015 International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Brisbane: IEEE, 2015: 2929-2933.
- [12] YU X, SHEN J C, ZHANG J, et al. Alternating minimization algorithms for hybrid precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2016, 10(3): 485-500.

编辑 叶芳

(上接第 518 页)

- [17] TRIPATHY R M, BAGCHI A, MEHTA S. A study of rumor control strategies on social networks[C]// Proceedings of the 19th ACM International Conference on Information and Knowledge Management. New York: ACM, 2010: 1817-1820.
- [18] WANG Y, YANG X, WANG J. A rumor spreading model with control mechanism on social networks[J]. *Chinese Journal of Physics*, 2014, 52: 816-829.
- [19] YANG X, WU Y, ZHANG J, et al. Dynamical behavior of rumor spreading under a temporal random control strategy[J]. *Journal of Statistical Mechanics: Theory and Experiment*, 2019, 2019(3): 033402.
- [20] COZZO E, BAÑOS R A, MELONI S, et al. Contact-based social contagion in multiplex networks[J]. *Physical Review E*, 2013, 88(5): 050801.
- [21] WU Q, XIAO G. A colored mean-field model for analyzing the effects of awareness on epidemic spreading in multiplex networks[J]. *Chaos*, 2018, 28: 103116.
- [22] GRANELL C, GÓMEZ S, ARENAS A. Dynamical interplay between awareness and epidemic spreading in multiplex networks[J]. *Physical Review Letters*, 2013, 111(12): 128701.
- [23] WANG X, LI W, LIU L, et al. Promoting information diffusion through interlayer recovery processes in multiplex networks[J]. *Physical Review E*, 2017, 96(3): 032304.
- [24] JIANG J, ZHOU T. The influence of time delay on epidemic spreading under limited resources[J]. *Physica A: Statistical Mechanics and its Applications*, 2018, 508(10): 414-423.

编辑 叶芳