

# 基于 SLNR 与矢量扰动的毫米波大规模 MIMO 双层混合预编码算法

廖 勇, 杜洁汝, 杨馨怡

(重庆大学微电子与通信工程学院, 重庆 400044)

**摘 要:** 在多用户毫米波大规模多入多出 (Multiple Input Multiple Output, MIMO) 系统中, 针对现有基于信漏噪比 (Signal-to-Leakage-plus-Noise Ratio, SLNR) 准则的混合预编码算法未考虑用户信道质量不同和信道矩阵具有病态性的问题, 本文提出了一种联合 SLNR 与矢量扰动 (Vector Perturbation, VP) 的双层混合预编码算法. 该算法分两层设计预编码矩阵. 第一层, 考虑用户信道质量不同, 提出了基于 SLNR 准则的匹配加权算法. 该算法充分考虑信道系数、预编码矢量和组合矢量的影响设计信道加权因子, 利用加权因子对 SLNR 算法进行改进, 从而设计更优的混合预编码器, 消除用户间干扰. 第二层, 根据第一层获取到的等效基带信道, 利用迫零 (Zero Force, ZF) 消除用户天线间干扰. 考虑到信道矩阵具有病态性, 采用 VP 算法进一步处理. 通过在发射信号上添加扰动矢量减小发射端功率增强的影响. 仿真结果表明, 相较于同类混合预编码算法, 所提算法可以获取更好的误码率 (Bit Error Rate, BER) 性能和频谱效率.

**关键词:** 毫米波大规模 MIMO; 混合预编码; 信漏噪比; 信道质量; 病态信道矩阵; 矢量扰动

**基金项目:** 国家自然科学基金 (No.61501066); 重庆市自然科学基金项目 (No.cstc2019jcyj-msxmX0017)

**中图分类号:** TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2023)10-2844-11

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.12263/DZXB.20211321

## A Dual-Layer Hybrid Precoding Algorithm Based on SLNR and Vector Perturbation for Millimeter-Wave Massive MIMO

LIAO Yong, DU Jie-ru, YANG Xin-yi

(School of Microelectronics and Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

**Abstract:** In a multi-user millimeter wave massive multiple input multiple output (MIMO) system, aiming at the existing signal-to-leakage-plus-noise ratio (SLNR)-based hybrid precoding algorithm that do not take into account the problems of different user channel quality and ill-conditioned channel matrix, a dual-layer hybrid precoding algorithm that combines SLNR and vector perturbation (VP) is proposed. The algorithm designs the precoding matrix in two layers. In the first layer, considering the different user channel quality, a matching weighting algorithm based on the SLNR is proposed. The algorithm considers the influence of channel coefficients, precoder vectors and combiner vectors simultaneously to design channel weighting factors. The weighting factors are used to improve the SLNR algorithm and design a better hybrid precoder to eliminate inter-user interference. In the second layer, according to the equivalent baseband channel obtained from the first layer, zero force (ZF) is used to eliminate the interference between antennas. Considering the ill-conditioned channel matrix, VP algorithm is used for further processing. The perturbation vector is reduced to the transmit signal to compensate the influence of the increase of transmit power. Simulation results show the proposed algorithm has better bit error rate (BER) and spectrum efficiency than similar hybrid precoding algorithms.

**Key words:** millimeter-wave massive MIMO; hybrid precoding; signal-to-leakage-plus-noise ratio (SLNR); quality of channel; ill-conditioned channel matrix; vector perturbation

**Foundation Item(s):** National Natural Science Foundation of China (No.61501066); Chongqing Natural Science Foundation Project (No.cstc2019jcyj-msxmX0017)

## 1 引言

与 4G 相比,5G 的关键指标之一是数据速率的提升,其峰值数据速率和用户体验数据速率分别增加 20 倍和 10 倍.而数据速率的提升在很大程度上依赖频谱利用率和带宽<sup>[1,2]</sup>.大规模多人多出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)技术通过在发射端和接收端部署大量的天线,大幅提高频谱利用率,且毫米波频段拥有连续可用的超大带宽频谱.因此对大规模 MIMO 和毫米波通信技术的研究成为当前无线通信领域的研究热点.

毫米波大规模多人多出系统具有传输速率快、频谱资源丰富等优点,是 5G 通信的核心技术之一<sup>[3,4]</sup>.然而使用大规模 MIMO 技术也会相应地引入不同用户、不同数据流、不同天线间的干扰.为了消除这些干扰,预编码技术被提出.在传统的 MIMO 系统中,预编码通常在数字域中实现.数字预编码性能优异,但是其需要为每根天线搭载一个专用的射频(Radio Frequency, RF)链.由于天线数目过于庞大并且 RF 链能量消耗非常高,对于毫米波大规模 MIMO 系统来说,能耗、硬件成本和实现复杂度都太高<sup>[5-7]</sup>.传统的模拟预编码架构共享一个 RF 链,仅支持单流传输,对于多流或多用户场景来说不可行.并且通过移相器实现的模拟射频处理只能控制信号的相位,将导致相当大的性能损失.为此,人们提出了替代方案,即混合预编码<sup>[8-10]</sup>.混合预编码器综合了模拟和数字预编码器的优点,能够在获取大阵列增益的基础上,降低硬件成本和功耗.因此,研究混合预编码对 5G 毫米波大规模 MIMO 传输系统非常关键.

本文研究单小区场景下多用户毫米波大规模 MIMO 系统中下行混合预编码问题.目前,已有大量文献对多用户系统的混合预编码算法展开研究,其主要方式均对传统线性数字预编码进行扩展,算法主要分为两类.

一类是基于块对角化(Block Diagonalization, BD).文献[11]提出了一种低复杂度的混合块对角化(Hybrid-BD, Hy-BD)方案,该方案利用射频预编码和组合技术来获得大规模多用户 MIMO 信道中大量天线提供的大阵列增益,在基带进行低维 BD 处理以消除用户间干扰.仿真结果表明,Hy-BD 方案的容量性能接近传统 BD 算法,且复杂度较低.文献[12]提出了一种基于子空间投影的离开角(Angle of Departure, AoD)辅助 BD 算法,所提算法只需要知道各种信道路径的 AoD,就能获得比传统 BD 更好的性能.文献[13]提出了一种基于零空间投影的混合预编码算法.该算法利用毫米波信道中的 AoD 信息和零用户干扰零空间计算,设计了无约束全数字预编码器.该算法遵循模拟和基带设计过

程之间的无约束预编码器分解.仿真结果表明,该混合预编码器的总和速率优于其他传统预编码算法.然而 BD 算法有天线数目的限制,并且其没有考虑噪声影响.

为了解决上述 BD 算法的问题,另一类基于信漏噪比(Signal-to-Leakage-plus-Noise Ratio, SLNR)扩展的混合算法被提出.文献[14]提出了一种基于 SLNR 的混合预编码方案.所提算法首先在用户端设计模拟组合器,然后在发射端构造混合预编码器,以最大化有效信道的 SLNR.仿真结果表明,所提方案在使用少量 RF 链的同时,能产生几乎与全数字预编码器同等的频谱效率,并且优于混合 BD 预编码器.针对频分双工多用户大规模 MIMO 系统,文献[15]提出了一种基于 SLNR 的两级混合预编码器设计方案.该方案利用信道平均值和重构的降秩协方差统计信息联合设计模拟预编码器,利用降维后的有效重构信道的瞬时信道状态设计基带预编码器,有效减少上行链路反馈开销.但是,现有 SLNR 混合预编码算法也存在一些问题:第一,用户的信道质量是不同的,已有算法没有考虑不同用户的信道质量;第二,大规模 MIMO 信道矩阵具有病态性<sup>[16-18]</sup>,涉及信道矩阵求逆时容易引起发射功率增强的问题,导致系统性能受限.

基于上述研究分析,针对现有基于 SLNR 的混合预编码算法没有考虑用户信道质量不同和信道矩阵病态性的问题,本文提出了一种联合 SLNR 与矢量扰动(Vector Perturbation, VP)的双层混合预编码算法.该算法分为两层进行预编码设计.第一层,考虑不同用户的信道质量不同,提出一种基于 SLNR 准则的匹配加权算法,利用该加权算法对 SLNR 算法进行改进设计混合预编码器,以此消除多用户间的干扰.第二层,在第一层设计的混合预编码器得到的等效基带信道的基础上,为了提升系统误码率(Bit Error Rate, BER)性能.首先利用迫零(Zero Force, ZF)消除用户天线之间的干扰;其次,考虑到信道矩阵具有病态性,采用 VP 算法进一步处理,通过在发射信号上叠加扰动矢量,减小病态矩阵引起的发射功率增强问题;最后,对所提算法的复杂度及仿真结果进行分析,验证所提算法的有效性和可行性.

## 2 系统模型

### 2.1 多用户混合预编码模型

在单小区场景下,考虑一个收发端均采用全连接结构的典型多用户毫米波大规模 MIMO 混合预编码下行链路,发射端部署  $N_t$  根天线和  $N_t^{\text{RF}}$  根 RF 链,系统中一共有  $K$  个用户,每个用户部署  $N_r$  根天线和  $N_r^{\text{RF}}$  根 RF 链.发射端向每个用户传输  $N_s$  个独立并行数据流,即

同时传输  $KN_s$  个数据流给所有用户. 为了支持多数据流复用, 天线数目、RF 链数目和数据流数目应满足  $KN_s \leq N_t^{\text{RF}} \leq N_t$  和  $N_s \leq N_r^{\text{RF}} \leq N_r$ .

根据图 1 所示系统模型可以得知多用户混合预编码的处理流程如下. 在发射端, 基站 (Base Station, BS) 发送原始符号矢量  $\mathbf{s}$ , 经过  $N_t^{\text{RF}} \times KN_s$  维的数字预编码器  $\mathbf{F}_{\text{BB}}$  在基带进行处理, 然后利用 RF 链路转换为射频信号, 经过  $N_t \times N_t^{\text{RF}}$  维的模拟预编码器  $\mathbf{F}_{\text{RF}}$  在射频域进行处理, 并通过无线信道进行传输. 在接收端, 接收信号经过  $N_r \times N_r^{\text{RF}}$  维的模拟组合器  $\mathbf{W}_{\text{RF},k}$ , 然后通过 RF 链路转换为基带信号, 再通过  $N_r^{\text{RF}} \times N_s$  维的数字组合器  $\mathbf{W}_{\text{BB},k}$  进行处理, 最后得到各用户接收信号. 经过数字

和模拟预编码器处理后的等效发射信号可以表示为

$$\mathbf{x} = \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{s} \quad (1)$$

其中,  $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_k] \in \mathbb{C}^{KN_s \times 1}$  是原始发送符号矢量, 满足约束条件  $\mathbb{E}[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \mathbf{I}_{KN_s}$ ;  $\mathbf{s}_k \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$  是 BS 发送给第  $k$  个用户的信号矢量. 模拟预编码器通过移相器实现, 因此其矩阵中的元素均满足恒模约束  $|\{\mathbf{F}_{\text{RF}}\}_{i,j}| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}$ ,

其中  $\{\mathbf{F}_{\text{RF}}\}_{i,j}$  表示模拟预编码矩阵  $\mathbf{F}_{\text{RF}}$  的第  $(i,j)$  个元素. 同时, 发射端需满足总发射功率约束, 即  $\|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}^2 = KN_s$ .

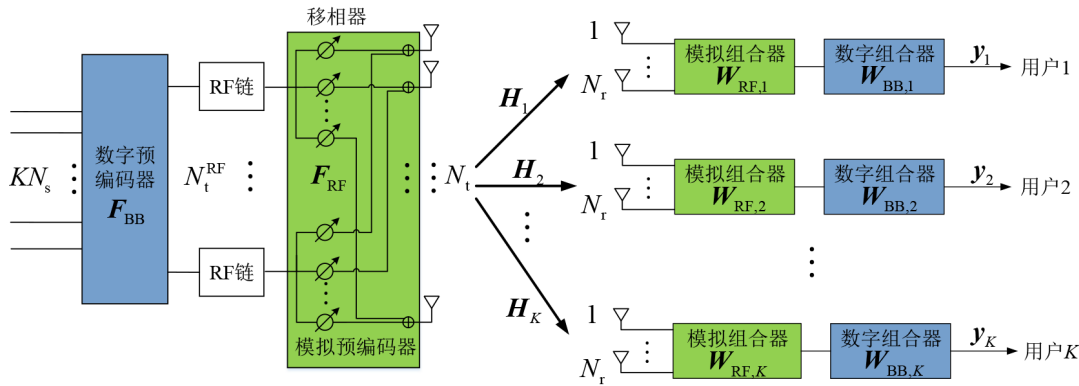


图1 多用户毫米波大规模MIMO混合预编码系统模型

经过接收端模拟组合器和数字组合器处理后, 第  $k$  个用户的接收信号可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k &= \mathbf{W}_{\text{BB},k}^H \mathbf{W}_{\text{RF},k}^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}}_k \\ &= \underbrace{\mathbf{W}_{\text{BB},k}^H \mathbf{W}_{\text{RF},k}^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB},k}}_{\text{有用信号}} \mathbf{s}_k \\ &\quad + \underbrace{\mathbf{W}_{\text{BB},k}^H \mathbf{W}_{\text{RF},k}^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{\text{RF}} \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{F}_{\text{BB},i} \mathbf{s}_i}_{\text{用户间干扰}} + \tilde{\mathbf{n}}_k \end{aligned} \quad (2)$$

其中,  $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$  是发射端与第  $k$  个用户间的信道矩阵;  $\mathbf{F}_{\text{BB},k} \in \mathbb{C}^{N_t^{\text{RF}} \times N_s}$  是第  $k$  个用户的数字预编码器;  $\tilde{\mathbf{n}}_k = \mathbf{W}_{\text{BB},k}^H \mathbf{W}_{\text{RF},k}^H \mathbf{n}_k$  是接收端处理的等效噪声,  $\mathbf{n}_k$  是均值为 0 且方差为  $\sigma_k^2$  的高斯白噪声, 服从独立同分布  $\text{CN}(0, \sigma_k^2)$ .

假设收发端均已知完美状态信息, 此时多用户大规模 MIMO 系统频谱效率为

$$\begin{aligned} \eta &= \sum_{k=1}^K \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{N_s} + \mathbf{R}_i^{-1} \mathbf{W}_{\text{BB},k}^H \mathbf{W}_{\text{RF},k}^H \mathbf{H}_k \right. \\ &\quad \left. \times \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB},k} \mathbf{F}_{\text{BB},k}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{W}_{\text{RF},k} \mathbf{W}_{\text{BB},k} \right) \end{aligned} \quad (3)$$

其中,  $\mathbf{R}_i$  为经过接收端处理后的干扰和噪声协方差矩阵, 表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_i &= \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{W}_{\text{BB},k}^H \mathbf{W}_{\text{RF},k}^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB},i} \\ &\quad \times \mathbf{F}_{\text{BB},i}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{W}_{\text{RF},k} \mathbf{W}_{\text{BB},k} \\ &\quad + \sigma_k^2 \mathbf{W}_{\text{BB},k}^H \mathbf{W}_{\text{RF},k}^H \mathbf{W}_{\text{RF},k} \mathbf{W}_{\text{BB},k} \end{aligned} \quad (4)$$

## 2.2 毫米波信道模型

为了准确描述毫米波信道的稀疏散射特性, 本文采用了基于萨利赫-瓦伦萨 (Saleh-Valenzuela, SV) 扩展的窄带分簇信道模型<sup>[19]</sup>. 假设毫米波大规模 MIMO 系统的下行链路有  $N_{\text{cl}}$  个散射簇, 每个散射簇有  $N_{\text{ray}}$  条子信道, 则离散时间窄带信道  $\mathbf{H}$  可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= \sqrt{\frac{N_t N_r}{N_{\text{cl}} N_{\text{ray}}}} \sum_{i=1}^{N_{\text{cl}}} \sum_{l=1}^{N_{\text{ray}}} \alpha_{i,l} A_r(\phi_{i,l}^r, \theta_{i,l}^r) \\ &\quad \times A_t(\phi_{i,l}^t, \theta_{i,l}^t) \mathbf{a}_r(\phi_{i,l}^r, \theta_{i,l}^r) \mathbf{a}_t(\phi_{i,l}^t, \theta_{i,l}^t)^H \end{aligned} \quad (5)$$

其中,  $N_t$  为发射天线数,  $N_r$  为接收天线数;  $\alpha_{i,l}$  为第  $i$  个散射簇中第  $l$  条子信道的复增益, 服从复高斯分布  $\mathcal{CN}(0, 1)$ ;  $\phi_{i,l}^r$  和  $\phi_{i,l}^t$  分别为到达和离开的方位角;  $\theta_{i,l}^r$  和  $\theta_{i,l}^t$  分别为到达和离开的俯仰角;  $A_r(\phi_{i,l}^r, \theta_{i,l}^r)$  和  $A_t(\phi_{i,l}^t, \theta_{i,l}^t)$  分别表示在相应的到达和离开角度下的接收和发射天线增益;  $\mathbf{a}_r(\phi_{i,l}^r, \theta_{i,l}^r)$  和  $\mathbf{a}_t(\phi_{i,l}^t, \theta_{i,l}^t)$  分别为在相应的到达和离开角度下的归一化接收和发射阵列响应矢量.

发射端第  $i$  个散射簇的离开方位角  $\phi_{i,l}^t$  和离开俯仰角  $\theta_{i,l}^t$  基于均匀分布的均值分别为  $\phi_i^t$  和  $\theta_i^t$ , 角度标准差分别为  $\sigma_{\phi_i^t}$  和  $\sigma_{\theta_i^t}$ . 接收端第  $i$  个散射簇的到达方位角  $\phi_{i,l}^r$  和到达俯仰角  $\theta_{i,l}^r$  基于均匀分布的均值分别为  $\phi_i^r$  和  $\theta_i^r$ , 角度标准差分别为  $\sigma_{\phi_i^r}$  和  $\sigma_{\theta_i^r}$ . 为了适应各种传播场景, 假设本文信道模型中的到达角 (Angles of Arrival, AoA) 和 AoD 均服从拉普拉斯分布. 为了简单起见, 将发射端天线建模为理想的扇形单元, 那么发送和接收天线增益可以表示为

$$A_t(\phi_{i,l}^t, \theta_{i,l}^t) = \begin{cases} 1, & \forall \phi_{i,l}^t \in [\phi_{\min}^t, \phi_{\max}^t], \forall \theta_{i,l}^t \in [\theta_{\min}^t, \theta_{\max}^t] \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (6)$$

$$A_r(\phi_{i,l}^r, \theta_{i,l}^r) = \begin{cases} 1, & \forall \phi_{i,l}^r \in [\phi_{\min}^r, \phi_{\max}^r], \forall \theta_{i,l}^r \in [\theta_{\min}^r, \theta_{\max}^r] \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (7)$$

其中,  $[\phi_{\min}^t, \phi_{\max}^t]$  和  $[\theta_{\min}^t, \theta_{\max}^t]$  分别为均值  $\phi_i^t$  和  $\theta_i^t$  的上下界,  $[\phi_{\min}^r, \phi_{\max}^r]$  和  $[\theta_{\min}^r, \theta_{\max}^r]$  分别为均值  $\phi_i^r$  和  $\theta_i^r$  的上下界.

从式(6)和式(7)可以看出, 当角度在理想扇形单元区间内时, 天线增益没有损耗. 天线阵列响应矢量  $\mathbf{a}_t(\phi_{i,l}^t, \theta_{i,l}^t)$  和  $\mathbf{a}_r(\phi_{i,l}^r, \theta_{i,l}^r)$  仅与发射和接收天线阵列结构有关. 常见的天线阵列结构有均匀线性阵列 (Uniform Linear Array, ULA) 和均匀平面阵列 (Uniform Planar Array, UPA). 对于  $y$  轴上的 ULA, 阵列响应矢量为

$$\mathbf{a}_{\text{ULA}}(\phi) = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\phi)}, \dots, e^{j(N-1)\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\phi)} \end{bmatrix}^T \quad (8)$$

其中,  $N$  为天线数目,  $d$  为天线间的间距,  $\lambda$  为信号波长. 根据式(8)可知,  $\mathbf{a}_{\text{ULA}}$  的参数中不包括  $\theta$ , 因为天线阵列响应在仰角域中是不变的. 对于  $yz$  平面上的 UPA, 阵列响应矢量为

$$\mathbf{a}_{\text{UPA}}(\phi, \theta) = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d (y \sin(\phi) \sin(\theta) + z \cos(\theta))}, \\ \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d ((Y-1) \sin(\phi) \sin(\theta) + (Z-1) \cos(\theta))} \end{bmatrix}^T \quad (9)$$

其中,  $0 \leq y \leq Y, 0 \leq z \leq Z$ ,  $Y$  和  $Z$  分别为  $y$  轴和  $z$  轴上的天线数目, 天线阵列大小  $N = YZ$ .

### 3 联合 SLNR 与 VP 的双层混合预编码算法

#### 3.1 基于 SLNR 的匹配加权算法

基于 SLNR 的算法在考虑噪声的同时, 能够以较低的复杂度减小用户间的干扰, 但是 SLNR 算法有一个较大的缺点, 其没有考虑被干扰用户的信道质量不同的

问题, 导致系统性能受限. 为此, 研究人员提出了基于加权因子的 SLNR 算法<sup>[20,21]</sup>, 通过为每个用户设计加权因子, 从而提升系统性能. 加权因子的本质是有效管理干扰, 其设计目标是实现目标用户功率最大化, 并且使其他用户对目标用户的干扰最小化. 一般来说, 加权因子的设计和系统性能息息相关. 因此, 设计合适的加权因子非常重要.

与原始信道相比, 有效信道更加贴近信号传输的真实信道. 因此, 本文所提算法根据等效信道增益计算加权因子. 在计算加权因子时, 所提算法充分考虑了信道增益、预编码矢量以及接收端组合矢量的影响, 使设计出的加权因子能够和信道有效增益相匹配, 即为信道有效增益大的信道分配较大的加权因子, 为信道有效增益小的信道分配较小的加权因子, 从而, 达到提升系统性能的目的.

结合式(2), 可以得到用户  $k$  的 SLNR 表达式为

$$\text{SLNR}_k = \frac{\|\mathbf{W}_{\text{BB},k}^H \mathbf{W}_{\text{RF},k}^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB},k}\|^2}{\sigma_k^2 N_r + \sum_{i=1, i \neq k}^K \|\mathbf{W}_{\text{BB},i}^H \mathbf{W}_{\text{RF},i}^H \mathbf{H}_i \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB},i}\|^2} \quad (10)$$

根据式(10)可知, 经过发射端的预编码矢量和接收端的组合矢量进行处理后, 用户  $k$  的有效信道为  $\mathbf{W}_{\text{BB},k}^H \mathbf{W}_{\text{RF},k}^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB},k}$ . 因此, 本文设计的匹配加权因子  $\alpha_i$  可写为

$$\alpha_i = \frac{\|\mathbf{W}_{\text{BB},i}^H \mathbf{W}_{\text{RF},i}^H \mathbf{H}_i \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB},i}\|^2}{\sigma_i^2 N_r + \sum_{i=1}^K \|\mathbf{W}_{\text{BB},i}^H \mathbf{W}_{\text{RF},i}^H \mathbf{H}_i \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB},i}\|^2} \quad (11)$$

与式(10)类似, 本文所提匹配加权算法的 SLNR 定义为

$$\text{SLNR}_k = \frac{\|\mathbf{W}_{\text{BB},k}^H \mathbf{W}_{\text{RF},k}^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB},k}\|^2}{\sigma_k^2 N_r + \sum_{i=1, i \neq k}^K \alpha_i^2 \|\mathbf{W}_{\text{BB},i}^H \mathbf{W}_{\text{RF},i}^H \mathbf{H}_i \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB},i}\|^2} \quad (12)$$

进一步将式(12)简化, 得到匹配加权算法 SLNR 的表达式为

$$\text{SLNR}_k = \frac{\|\mathbf{W}_{\text{BB},k}^H \mathbf{W}_{\text{RF},k}^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB},k}\|^2}{\sigma_k^2 N_r + \sum_{i=1, i \neq k}^K \|\alpha_i \mathbf{W}_{\text{BB},i}^H \mathbf{W}_{\text{RF},i}^H \mathbf{H}_i \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB},i}\|^2} \quad (13)$$

#### 3.2 联合 SLNR 和 VP 的混合预编码算法

对于多用户毫米波大规模 MIMO 混合预编码系统而言, 频谱效率是系统性能的一个关键指标. 以最大化系统频谱效率为目标建立最优化函数可表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB},k}, \mathbf{W}_{\text{RF},k}, \mathbf{W}_{\text{BB},k}} \eta \\ \text{s.t.} & \quad \left| \left\{ \mathbf{F}_{\text{RF}} \right\}_{i,j} \right| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}, \left| \left\{ \mathbf{W}_{\text{RF}} \right\}_{i,j} \right| = \frac{1}{\sqrt{N_r}} \quad (14) \\ & \quad \left\| \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB},k} \right\|_{\text{F}}^2 = N_s \end{aligned}$$

其中,模拟预编码矩阵  $\mathbf{F}_{\text{RF}}$  和模拟组合矩阵  $\mathbf{W}_{\text{RF}}$  均满足恒模约束,  $\left\{ \mathbf{W}_{\text{RF}} \right\}_{i,j}$  表示模拟组合矩阵  $\mathbf{W}_{\text{RF}}$  的第  $(i,j)$  个元素. 式(14)中的优化问题是非凸问题,并且模拟预编码和数字预编码矩阵相互耦合,在以最大化频谱效率为目标的同时对模拟预编码和数字预编码进行求解会非常棘手. 因此,本文设计混合预编码器时,首先对模拟预编码和数字预编码进行解耦,然后按照不同的准则分别设计模拟域矩阵和数字域矩阵.

### 3.2.1 模拟域矩阵设计

为了获取大规模天线阵列的阵列增益,以最大化等效信道增益为目标设计模拟预编码矩阵,则模拟预编码矩阵和组合器的优化问题可以写为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{W}_{\text{RF},k}} \sum_{k=1}^K \left\| \mathbf{W}_{\text{RF},k}^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{\text{RF}} \right\|_{\text{F}}^2 \\ \text{s.t.} & \quad \left| \left\{ \mathbf{F}_{\text{RF}} \right\}_{i,j} \right| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}, \left| \left\{ \mathbf{W}_{\text{RF}} \right\}_{i,j} \right| = \frac{1}{\sqrt{N_r}} \quad (15) \end{aligned}$$

利用广义低秩矩阵逼近算法求解式(15). 根据该算法的迭代收敛性,在求解式(15)时,一般迭代两次左右即可结束. 因此,本文采用简化的迭代算法对上式进行求解. 首先,利用大小为  $N_r$  的离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)码本初始化模拟组合器,即

$$\mathbf{W}_{\text{RF},k}^{(0)} = \frac{1}{\sqrt{N_r}} \left[ \mathbf{w}_0, \mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_{N_r-1} \right]^T \quad (16)$$

其中,  $\mathbf{w}_m = \left[ w_{m0}, w_{m1}, \dots, w_{m(N_r-1)} \right]$ ,  $w_{mn} = e^{j \frac{2\pi}{N_r} \times m \times n}$ ,  $m = 0, 1, \dots, N_r - 1, n = 0, 1, \dots, N_r - 1$ . 然后计算初始模拟组合器  $\mathbf{W}_{\text{RF},k}^{(0)}$  与用户  $k$  信道矩阵的 F-范数,找到其中最大的  $N_r^{\text{RF}}$  列:

$$\max_{\mathbf{w}^{(N_r^{\text{RF}})} \in \mathbf{W}_{\text{RF},k}^{(0)}} \left\| \left( \mathbf{W}_{\text{RF},k}^{(0)} \right)^H \mathbf{H}_k \right\|_{\text{F}}^2, \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (17)$$

其中,  $\mathbf{w}^{(N_r^{\text{RF}})}$  表示组合预编码器  $\mathbf{W}_{\text{RF},k}^{(0)}$  中的前  $N_r^{\text{RF}}$  列. 为了最大化等效信道增益,预编码器需满足恒模约束,因此可以从矢量的相位中获取,则模拟预编码器可以表示为

$$\mathbf{F}_{\text{RF},k} = \frac{1}{\sqrt{N_t}} e^{j \cdot \text{angle}(\mathbf{V}(:, 1:N_r^{\text{RF}}))} \quad (18)$$

其中,  $\mathbf{V}(:, 1:N_r^{\text{RF}})$  为  $\left\| \left( \mathbf{w}^{(N_r^{\text{RF}})} \right)^H \mathbf{H}_k \right\|_{\text{F}}^2$  的前  $N_t^{\text{RF}}$  个最大特征值对应的特征矢量,  $\text{angle}(\mathbf{V}(:, 1:N_r^{\text{RF}}))$  为该特征

矢量对应的相位矩阵.

同理,可得模拟组合器表达式为

$$\mathbf{W}_{\text{RF},k} = \frac{1}{\sqrt{N_r}} e^{j \cdot \text{angle}(\mathbf{U}(:, 1:N_r^{\text{RF}}))} \quad (19)$$

其中,  $\mathbf{U}(:, 1:N_r^{\text{RF}})$  为  $\left\| \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{\text{RF},k} \right\|_{\text{F}}^2$  的前  $N_r^{\text{RF}}$  个最大特征值对应的特征矢量,  $\text{angle}(\mathbf{U}(:, 1:N_r^{\text{RF}}))$  为该特征矢量对应的相位矩阵.

通过上述求解过程可以看出,在采用广义低秩矩阵逼近算法进行迭代求解时,首先利用模拟组合器和信道的耦合关系求解模拟预编码器,再根据模拟预编码器和信道的耦合关系求解模拟组合器. 通过在迭代过程中保持耦合关系,能够保证其在满足约束的条件下,最大化等效信道增益.

### 3.2.2 SLNR-VP 数字预编码设计

根据式(18)和式(19)求解出来的模拟预编码器及模拟组合器,得到用户  $k$  的基带等效信道矩阵  $\mathbf{H}_{\text{BB},k}$ ,可以表示为

$$\mathbf{H}_{\text{BB},k} = \mathbf{W}_{\text{RF},k}^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{\text{RF}} \quad (20)$$

则接收信号为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k &= \mathbf{W}_{\text{BB},k}^H \mathbf{H}_{\text{BB},k} \mathbf{F}_{\text{BB},k} \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}}_k \\ &= \mathbf{W}_{\text{BB},k}^H \mathbf{H}_{\text{BB},k} \mathbf{F}_{\text{BB},k} \mathbf{s}_k \\ &\quad + \mathbf{W}_{\text{BB},k}^H \mathbf{H}_{\text{BB},k} \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{F}_{\text{BB},i} \mathbf{s}_i + \tilde{\mathbf{n}}_k \end{aligned} \quad (21)$$

根据第 3.1 节提出基于 SLNR 的匹配加权算法,可以得到此时用户  $k$  的 SLNR 为

$$\text{SLNR}_k = \frac{\left\| \mathbf{W}_{\text{BB},k}^H \mathbf{H}_{\text{BB},k} \mathbf{F}_{\text{BB},k} \right\|_{\text{F}}^2}{\sigma_k^2 N_r + \sum_{i=1, i \neq k}^K \left\| \alpha_i \mathbf{W}_{\text{BB},i}^H \mathbf{H}_{\text{BB},i} \mathbf{F}_{\text{BB},i} \right\|_{\text{F}}^2} \quad (22)$$

其中,匹配加权因子  $\alpha_i$  为

$$\alpha_i = \frac{\left\| \mathbf{W}_{\text{BB},i}^H \mathbf{H}_{\text{BB},i} \mathbf{F}_{\text{BB},i} \right\|_{\text{F}}^2}{\sigma_i^2 N_r + \sum_{i=1}^K \left\| \mathbf{W}_{\text{BB},i}^H \mathbf{H}_{\text{BB},i} \mathbf{F}_{\text{BB},i} \right\|_{\text{F}}^2} \quad (23)$$

为了消除多用户之间的干扰,本节以最大化 SLNR 为目标设计数字预编码器,优化问题可以表示为

$$\begin{aligned} & \mathbf{F}_{\text{BB},k}^{\text{opt}} = \arg \max_{\mathbf{F}_{\text{BB},k}} \text{SLNR}_k \\ \text{s.t.} & \quad \left\| \mathbf{F}_{\text{BB},k} \right\|_{\text{F}}^2 = N_s \end{aligned} \quad (24)$$

根据广义瑞利熵理论<sup>[22]</sup>,可以求出式(24)的最优解为

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_{\text{BB},k} &\propto \lambda_{\max} \left\{ \left( \bar{\mathbf{H}}_{\text{BB},k}^H \bar{\mathbf{H}}_{\text{BB},k} + N_r \sigma_k^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \right. \\ &\quad \left. \times \mathbf{H}_{\text{BB},k}^H \mathbf{H}_{\text{BB},k} \right\} \end{aligned} \quad (25)$$

其中,  $\bar{\mathbf{H}}_{\text{BB},k} = \left[ \mathbf{H}_{\text{BB},1}^H, \dots, \mathbf{H}_{\text{BB},k-1}^H, \mathbf{H}_{\text{BB},k+1}^H, \dots, \mathbf{H}_{\text{BB},K}^H \right]^H$  是

用户  $k$  的基带等效干扰信道,  $\lambda_{\max}$  为矩阵最大特征值,  $\mathbf{F}_{\text{BB},k}$  是最大特征值对应的特征矢量. 获取到基带预编码后, 在发射端进行预编码操作消除多用户干扰, 接收端采用匹配滤波就可以得到原始发送信号, 接收端匹配滤波器可写为

$$\mathbf{W}_{\text{BB},k} = \frac{(\mathbf{H}_{\text{BB},k} \mathbf{F}_{\text{BB},k})^{\text{H}}}{\left\| \mathbf{H}_{\text{BB},k} \mathbf{F}_{\text{BB},k} \right\|_{\text{F}}^2} \quad (26)$$

根据式(25)获取的数字预编码  $\mathbf{F}_{\text{BB},k}$  和式(26)获取的组合矩阵  $\mathbf{W}_{\text{BB},k}$ , 可以得到用户  $k$  的等效信道矩阵为  $\mathbf{H}_{\text{equ},k} = \mathbf{W}_{\text{BB},k}^{\text{H}} \mathbf{H}_{\text{BB},k} \mathbf{F}_{\text{BB},k}$ . 此时, 接收信号  $\mathbf{y}_k$  可以进一步表示为

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_{\text{equ},k} \mathbf{s}_k + \mathbf{W}_{\text{BB},k}^{\text{H}} \mathbf{H}_{\text{BB},k} \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{F}_{\text{BB},i} \mathbf{s}_i + \tilde{\mathbf{n}}_k \quad (27)$$

基于 SLNR 准则获取的数字预编码器  $\mathbf{F}_{\text{BB},k}$  能够有效抑制多用户间的干扰. 用户间干扰也称为外部干扰, 但是单用户本身还存在内部干扰, 即多天线的干扰. 为了消除内部干扰, 本文采用 ZF 预编码算法做进一步处理.

采用 ZF 算法涉及对等效信道矩阵  $\mathbf{H}_{\text{equ},k}$  求逆, 由于信道矩阵具有病态性, 该操作会导致发射功率增强. VP 算法是在原始发射信号矢量上加上一个扰动矢量, 能够改变原始信号矢量的特性, 使扰动后发送信号矢量的模值小于扰动前发送信号矢量的模值, 从而降低发射信号的功率, 提高系统性能. 在接收端, 通过取模操作将扰动矢量去除, 使扰动矢量并不影响信号的均衡和解调. 因此, 为了减小 ZF 算法中等效信道矩阵求逆操作造成的影响, 本文在发射端采用 VP 算法做进一步处理, 利用 VP 算法给发射端各个用户的原始发送信号添加一个扰动矢量, 以减小发送信号的范数.

对于用户  $k$  来说, 叠加了扰动矢量的发射信号矢量  $\tilde{\mathbf{s}}_k$  为

$$\tilde{\mathbf{s}}_k = \mathbf{s}_k + \boldsymbol{\tau} \mathbf{l}_k \quad (28)$$

其中,  $\tau$  表示取模间隔, 其值是一个正实数, 大小由发送符号的调制方式决定, 通常定义为

$$\tau = 2|a|_{\max} + \varepsilon \quad (29)$$

其中,  $|a|_{\max}$  为调制符号实部或虚部的最大幅值,  $\varepsilon$  为调制符号间的最小欧氏距离.  $\mathbf{l}_k$  是一个元素均为复数的扰动矢量, 其实部和虚部都是正数. 经过扰动以后, 实际的发射信号矢量为

$$\mathbf{X}_k = \mathbf{H}_{\text{equ},k}^{-1} \tilde{\mathbf{s}}_k = \mathbf{H}_{\text{equ},k}^{-1} (\mathbf{s}_k + \boldsymbol{\tau} \mathbf{l}_k) \quad (30)$$

VP 算法的关键就在于选择合适的扰动矢量, 使信号的发送功率最小, 求解最佳扰动矢量的问题等效为一个最小二乘问题, 目标函数为

$$\mathbf{l}_k^{\text{opt}} = \arg \min_{\mathbf{l}_k} \left\| \mathbf{H}_{\text{equ},k}^{-1} (\mathbf{s}_k + \boldsymbol{\tau} \mathbf{l}_k) \right\|^2 \quad (31)$$

式(31)的优化问题是一个经典的最小二乘问题, 采用球形译码获取最优解, 考虑到球形译码算法复杂度过高, 引入减格辅助技术降低算法复杂度. 其中, Lenstra-Lenstra-Lovasz (LLL) 算法<sup>[23]</sup>是减格辅助技术的代表算法之一. 虽然 LLL 算法获取的扰动矢量是一个次优解, 但是其可以在很大程度上降低复杂度, 因此本文采用 LLL 算法获取扰动矢量  $\mathbf{l}_k$ .

由于在发射端叠加了扰动矢量, 因此需要在接收端做相应的处理. 对于每个用户来说, 取模间隔  $\tau$  的值是已知的, 因此在接收端只需要对接收到的信号做简单的取模操作就可以去掉扰动信号获取到原始发送信号, 取模操作定义为

$$\text{Mod}_{\tau}(x) = x - \left\lfloor \frac{x + \tau/2}{\tau} \right\rfloor \tau \quad (32)$$

其中,  $\lfloor \cdot \rfloor$  表示向下取整, 因为调制后的符号和叠加的扰动符号都是复数, 因此需要在实数域和复数域单独做取模操作. 此时, 接收端信号可以写为

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{s}_k + \mathbf{W}_{\text{BB},k}^{\text{H}} \mathbf{H}_{\text{BB},k} \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{F}_{\text{BB},i} \mathbf{s}_i + \tilde{\mathbf{n}}_k \quad (33)$$

本文所提基于 SLNR 与 VP 的双层混合预编码算法的详细步骤如算法 1 所示.

#### 算法 1 基于 SLNR 与 VP 的双层混合预编码算法

输入: 用户  $k$  信道矩阵  $\mathbf{H}_k$ , 发射信号矢量  $\mathbf{s}_k$ .

输出: 数字和模拟预编码器  $\mathbf{F}_{\text{BB},k}$ ,  $\mathbf{F}_{\text{RF},k}$ ; 数字和模拟组合器  $\mathbf{W}_{\text{BB},k}$ ,  $\mathbf{W}_{\text{RF},k}$ ; 扰动矢量  $\mathbf{l}_k$ .

第一层: 利用基于匹配加权的 SLNR 混合预编码算法消除用户外部干扰.

步骤 1 初始化大小为  $N_r$  的 DFT 码本  $\mathbf{w}$ , 其中  $w_{mn} = e^{j \frac{2\pi}{N_r} \times m \times n}$ ,  $m = 0, 1, \dots, N_r - 1$ ,  $n = 0, 1, \dots, N_r - 1$ .

步骤 2 利用 DFT 码本初始化模拟组合器  $\mathbf{W}_{\text{RF},k}^{(0)} =$

$$\frac{1}{\sqrt{N_r}} [\mathbf{w}_0, \mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_{N_r-1}]^{\text{T}}, \text{其中 } \mathbf{w}_m = [w_{m0}, w_{m1}, \dots, w_{m(N_r-1)}].$$

步骤 3 计算  $\mathbf{W}_{\text{RF},k}^{(0)}$  与用户  $k$  信道矩阵  $\mathbf{H}_k$  的范数

$$\max_{\mathbf{w} \in \mathbf{W}_{\text{RF},k}^{(0)}} \left\| (\mathbf{W}_{\text{RF},k}^{(0)})^{\text{H}} \mathbf{H}_k \right\|_{\text{F}}^2, k = 1, 2, \dots, K, \text{获取其中最大的 } N_r^{\text{RF}} \text{ 列 } \mathbf{w}(N_r^{\text{RF}}).$$

步骤 4 获取模拟预编码器  $\mathbf{F}_{\text{RF},k} = \frac{1}{\sqrt{N_r}} e^{j \cdot \text{angle}(\mathbf{V}(:, 1:N_r^{\text{RF}}))}$ , 其中,  $\mathbf{V}(:, 1:$

$N_r^{\text{RF}})$  为  $\left\| (\mathbf{w}(N_r^{\text{RF}}))^{\text{H}} \mathbf{H}_k \right\|_{\text{F}}^2$  的前  $N_r^{\text{RF}}$  个最大特征值对应的特征矢量,

$\text{angle}(\mathbf{V}(:, 1:N_r^{\text{RF}}))$  为该特征矢量对应的相位矩阵.

步骤 5 获取模拟组合器  $\mathbf{W}_{\text{RF},k} = \frac{1}{\sqrt{N_r}} e^{j \cdot \text{angle}(\mathbf{U}(:, 1:N_r^{\text{RF}}))}$ , 其中,  $\mathbf{U}(:, 1:$

$N_r^{\text{RF}})$  为  $\left\| \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{\text{RF},k} \right\|_{\text{F}}^2$  的前  $N_r^{\text{RF}}$  个最大特征值对应的特征矢量,

$\text{angle}(\mathbf{U}(:, 1:N_r^{\text{RF}}))$  为该特征矢量对应的相位矩阵.

**步骤6** 获取用户  $k$  的基带等效信道矩阵  $\mathbf{H}_{\text{BB},k} = \mathbf{W}_{\text{RF},k}^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{\text{RF}}$ .

**步骤7** 计算匹配加权因子  $\alpha_i = \frac{\|\mathbf{W}_{\text{BB},i}^H \mathbf{H}_{\text{BB},i} \mathbf{F}_{\text{BB},i}\|^2}{\sigma_i^2 N_r + \sum_{j=1}^K \|\mathbf{W}_{\text{BB},j}^H \mathbf{H}_{\text{BB},j} \mathbf{F}_{\text{BB},j}\|^2}$ , 并根据

加权因子优化用户  $k$  的 SLNR, 即

$$\text{SLNR}_k = \frac{\|\mathbf{W}_{\text{BB},k}^H \mathbf{H}_{\text{BB},k} \mathbf{F}_{\text{BB},k}\|^2}{\sigma_k^2 N_r + \sum_{i=1, i \neq k}^K \|\alpha_i \mathbf{W}_{\text{BB},i}^H \mathbf{H}_{\text{BB},i} \mathbf{F}_{\text{BB},i}\|^2}.$$

**步骤8** 以最大化 SLNR 为目标建立优化函数  $\mathbf{F}_{\text{BB},k}^{\text{opt}} =$

$\arg \max_{\mathbf{F}_{\text{BB},k}} \text{SLNR}_k$ , 根据广义瑞利熵理论得到数字预编码器

$$\mathbf{F}_{\text{BB},k} \propto \lambda_{\max} \left\{ \left( \bar{\mathbf{H}}_{\text{BB},k}^H \bar{\mathbf{H}}_{\text{BB},k} + N_r \sigma_k^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{H}_{\text{BB},k}^H \mathbf{H}_{\text{BB},k} \right\}.$$

**步骤9** 根据匹配滤波原理获取模拟组合器  $\mathbf{W}_{\text{BB},k} = \frac{(\mathbf{H}_{\text{BB},k} \mathbf{F}_{\text{BB},k})^H}{\|\mathbf{H}_{\text{BB},k} \mathbf{F}_{\text{BB},k}\|_F^2}$ .

**第二层:** 利用 ZF-VP 预编码算法消除用户内部干扰.

**步骤10** 获取用户  $k$  的等效信道矩阵为  $\mathbf{H}_{\text{equ},k} = \mathbf{W}_{\text{BB},k}^H \mathbf{H}_{\text{BB},k} \mathbf{F}_{\text{BB},k}$ .

**步骤11** 为用户  $k$  发射信号矢量  $\mathbf{s}_k$  叠加扰动矢量  $\tilde{\mathbf{s}}_k = \mathbf{s}_k + \tau \mathbf{l}_k$ , 其中  $\tau$  表示取模间隔, 由发送符号的调制方式决定,  $\mathbf{l}_k$  是一个元素均为复数的扰动矢量.

**步骤12** 利用 ZF 预编码算法获得实际发射信号矢量  $\mathbf{X}_k = \mathbf{H}_{\text{equ},k}^{-1} \tilde{\mathbf{s}}_k = \mathbf{H}_{\text{equ},k}^{-1} (\mathbf{s}_k + \tau \mathbf{l}_k)$ .

**步骤13** 建立求解最佳扰动矢量的目标函数  $\mathbf{l}_k^{\text{opt}} =$

$$\arg \min_{\mathbf{l}_k} \|\mathbf{H}_{\text{equ},k}^{-1} (\mathbf{s}_k + \tau \mathbf{l}_k)\|^2.$$

**步骤14** 利用 LLL 算法求解扰动矢量  $\mathbf{l}_k$ .

## 4 复杂度分析

本节讨论了 BD 混合预编码算法<sup>[11]</sup>、基于 Householder 的混合预编码算法<sup>[18]</sup>、基于 SLNR 准则的混合预编码算法<sup>[14]</sup>、基于信道系数加权的 SLNR 混合预编码算法<sup>[20]</sup>、本文所提匹配加权 SLNR 的混合预编码算法以及联合 SLNR 与 VP 的双层混合预编码算法 (简称双层混合预编码) 的时间复杂度, 如表 1 所示.

表 1 中 BD 混合算法的时间复杂度为  $O(K(N_t^2 N_r + (K-1)N_t^2 N_r^{\text{RF}} + N_t^2 N_r^{\text{RF}}))$ , 其复杂度主要在于求解预编码矩阵过程中每个用户都涉及 3 次 SVD 分解: 第一次

SVD 分解是为了求得模拟预编码矩阵和模拟组合矩阵, 引入复杂度  $O(KN_t^2 N_r)$ ; 第二次 SVD 分解是为了获取等效干扰矩阵的零空间, 消除用户间干扰, 引入复杂度  $O(K(K-1)N_t^2 N_r^{\text{RF}})$ ; 第三次 SVD 分解是为了消除多天线的干扰, 引入复杂度  $O(KN_r^2 N_r^{\text{RF}})$ . Householder 混合预编码的时间复杂度为  $O(K(N_r^3 + 3N_t^2 N_r + (K + N_r^{\text{RF}})N_t N_r + N_t))$ . 与 BD 混合预编码不同的是, 每个用户均涉及 QR 分解, 引入复杂度为  $O(KN_t^2 N_r)$ , 在求取模拟预编码矩阵和基带预编码矩阵时分别引入复杂度  $O(K(KN_t N_r + N_t))$  和  $O(K(N_r^3 + 2N_t^2 N_r + N_r^{\text{RF}} N_t N_r))$ . SLNR 混合预编码的时间复杂度为  $O(K(N_t^2 N_r + KN_r^2 N_r^{\text{RF}} + N_r^3 + N_r))$ , 和 BD 混合预编码相同, 采用 SVD 分解获取模拟矩阵, 引入复杂度  $O(KN_t^2 N_r)$ , 每个用户均涉及计算  $\mathbf{H}_{\text{BB},k}^H \mathbf{H}_{\text{BB},k}$ ,  $\bar{\mathbf{H}}_{\text{BB},k}^H \bar{\mathbf{H}}_{\text{BB},k}$  和一次广义特征值的分解, 分别引入复杂度  $O(KN_r^2 N_r^{\text{RF}})$ ,  $O(K(K-1)N_t^2 N_r^{\text{RF}})$  和  $O(KN_r^3 + KN_r)$ , 其中  $\mathbf{H}_{\text{BB},k}$  表示用户  $k$  的等效基带信道,  $\bar{\mathbf{H}}_{\text{BB},k}$  表示用户  $k$  的等效基带干扰信道. 基于信道系数加权的 SLNR 混合预编码的算法时间复杂度为  $O(K(N_t^2 N_r + 2KN_r^2 N_r^{\text{RF}} + N_r^3 + N_r))$ , 其在传统 SLNR 混合预编码基础上引入了基于信道系数的加权因子, 对加权因子的计算引入复杂度  $O(K^2 N_r^2 N_r^{\text{RF}})$ . 本文所提基于 SLNR 准则的匹配加权因子算法对基于信道系数的加权因子算法进行改进, 充分考虑信道系数、模拟预编码矩阵和模拟组合矩阵的对信道的影响, 使其匹配信道的有效增益, 因此进一步引入复杂度  $O(K^2 N_r^2 N_r^{\text{RF}} + KN_r^3)$ . 本文所提双层混合预编码算法在加入了匹配加权因子算法的基础上, 联合 SLNR 和 VP 算法设计双层预编码矩阵, 采用 LLL 算法对扰动矢量进行求解, 引入复杂度  $O(KN_r N_t^3)$ . 但是本文没有采用 SVD 分解来获取模拟矩阵, 而是通过本文设计的简化的广义低秩矩阵逼近迭代方式获取模拟矩阵, 仅引入复杂度  $O(KN_t N_r)$ , 而不是上述算法中的  $O(KN_t^2 N_r)$ , 稍

表 1 算法时间复杂度对比

算法	复杂度
BD 混合预编码 <sup>[11]</sup>	$O(K(N_t^2 N_r^{\text{RF}} + N_t^2 N_r + (K-1)N_t^2 N_r^{\text{RF}}))$
基于 Householder 的混合预编码 <sup>[19]</sup>	$O(K(N_r^3 + 3N_t^2 N_r + (K + N_r^{\text{RF}})N_t N_r + N_t))$
基于 Householder 的 SLNR 混合预编码 <sup>[14]</sup>	$O(K(N_r^3 + KN_r^2 N_r^{\text{RF}} + N_t^2 N_r + N_r))$
基于 Householder 的信道系数加权 SLNR 混合预编码 <sup>[20]</sup>	$O(K(N_r^3 + 2KN_r^2 N_r^{\text{RF}} + N_t^2 N_r + N_r))$
匹配加权 SLNR 的混合预编码	$O(K(2N_r^3 + 2KN_r^2 N_r^{\text{RF}} + N_t^2 N_r + N_r))$
双层混合预编码	$O(K(N_t^3 N_r + 2N_r^3 + 2KN_r^2 N_r^{\text{RF}} + N_t N_r + N_r))$

微降低了获取模拟矩阵的复杂度. 本文提出的双层混合预编码算法因为引入了 LLL 算法求解扰动矢量, 因此整个算法复杂度略高于其他几种算法, 但是该算法通过联合 SLNR 和 VP 设计双层预编码, 不仅消除了多用户间的干扰, 还消除了单个用户天线间的干扰, 通过牺牲一定的复杂度换取更好的系统性能.

假设发射天线  $N_t = 64$ , 单用户接收天线  $N_r = 8$ , 每个用户 RF 链数目  $N_r^{\text{RF}} = 2$ , 上述算法的复杂度对比如图 2 所示.

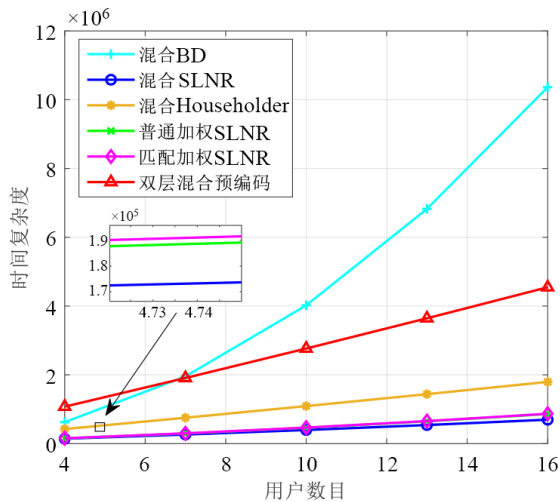


图2 几种预编码算法的复杂度对比

从图2中可以看出,随着用户数量  $K$  的不断增加,各算法的复杂度不断递增. 其中,混合 BD 的复杂度受用户数变化的影响最大,并且随着用户数量的增加,该算法的复杂度要高于其他算法. 混合 SLNR 的复杂度来源于一次 SVD 分解,  $\mathbf{H}_{\text{BB},k}^H \mathbf{H}_{\text{BB},k}$  和  $\bar{\mathbf{H}}_{\text{BB},k}^H \bar{\mathbf{H}}_{\text{BB},k}$  的计算,以及一次广义特征值的分解. 因此相较于其他算法,该算法的复杂度最低. 由于匹配加权 SLNR 在设计加权因子时考虑了信道增益、预编码矢量以及接收端组合矢量的影响,因此匹配加权 SLNR 的复杂度要高于普通加权 SLNR 的复杂度. 混合 Householder 在求解预编码矩阵时涉及矩阵求逆以及 QR 分解操作,从而引入复杂度. 因此,相较于混合 SLNR、普通加权 SLNR 和匹配加权 SLNR 3 种算法,混合 Householder 的复杂度要略高一些. 双层混合预编码算法在匹配加权 SLNR 的基础上采用了 LLL 算法计算扰动矢量,所以其复杂度要高于混合 Householder. 但是该算法有效消除了用户间以及单用户天线间的干扰,获取了更优的系统性能.

## 5 仿真分析

本文采用 MATLAB 仿真软件在毫米波环境下对所提算法进行仿真验证. 在仿真中,本文考虑典型的毫米

波大规模 MIMO 多用户通信场景,设定有  $K$  个用户,每个用户 RF 链数目  $N_r^{\text{RF}} = 4$ ,发射端的 RF 链数目  $N_t^{\text{RF}} = N_r^{\text{RF}} \times K$ ,信噪比定义为发送总功率与每根接收天线上的噪声功率的比值,取值为  $-40 \sim 0$  dB,具体仿真参数如表 2 所示.

表2 仿真参数

参数	值
载波频率	28 GHz
发射天线 $N_t$	64, 128, 256
单用户接收天线 $N_r$	8
单用户数据流数目 $N_s$	2
用户数 $K$	4, 8, 16
信道模型	SV 分簇模型
簇的个数 $N_{\text{cl}}$	5
每个簇中路径数 $N_{\text{ray}}$	10
方位角/俯仰角分布	拉普拉斯分布
收发端方位角均值分布	$[0, 2\pi]$
收发端俯仰角均值分布	$[-\pi/2, \pi/2]$
收发端方位角 $\sigma_\phi$ 角度扩展	$7.5^\circ$
收发端俯仰角 $\sigma_\theta$ 角度扩展	$7.5^\circ$
天线阵列结构	ULA
天线间隔 $d$	$0.5\lambda$
调制方式	QPSK

图 3(a) 和 (b) 所示分别为上述几种算法的 BER 和频谱效率性能对比图. 从图中可以看出,不管是 BER 还是频谱效率,基于 SLNR 准则的混合预编码算法好于 BD 混合算法性能. 这是因为 BD 在预编码过程中没有考虑噪声影响,因此性能最差. 基于信道系数加权的 SLNR 算法优于传统的 SLNR 算法,本文提出的基于匹配加权的算法则优于上述两种 SLNR 算法. 因为基于信道系数加权的 SLNR 算法利用信道增益系数设计加权因子,通过加入加权因子的影响设计了更合适的预编码矩阵,因此与传统 SLNR 算法相比性能有所提升. 本文所提的基于 SLNR 的匹配加权算法不仅考虑了信道增益系数的影响,还考虑了预编码矢量以及接收端组合器的影响,利用等效信道增益设计更加有效和合理的信道加权因子,因此系统性能更好. 基于 Householder 的混合预编码算法与匹配加权算法相比系统性能更好. 这主要是由于混合 Householder 算法通过设计低维正则化破零数字预编码矩阵为系统提供了更高的能量效率. 本文提出的联合 SLNR 和 VP 的双层预编码算法系统性能最好. 因为该算法不仅利用匹配加权算法设计加权因子,消除用户间的干扰,还加入了 VP 算法进行第二层预编码设计,减弱信道矩阵病态性的影响,有效消除了单用户多天线间的干扰,使得系统性能得到了进一步提升.

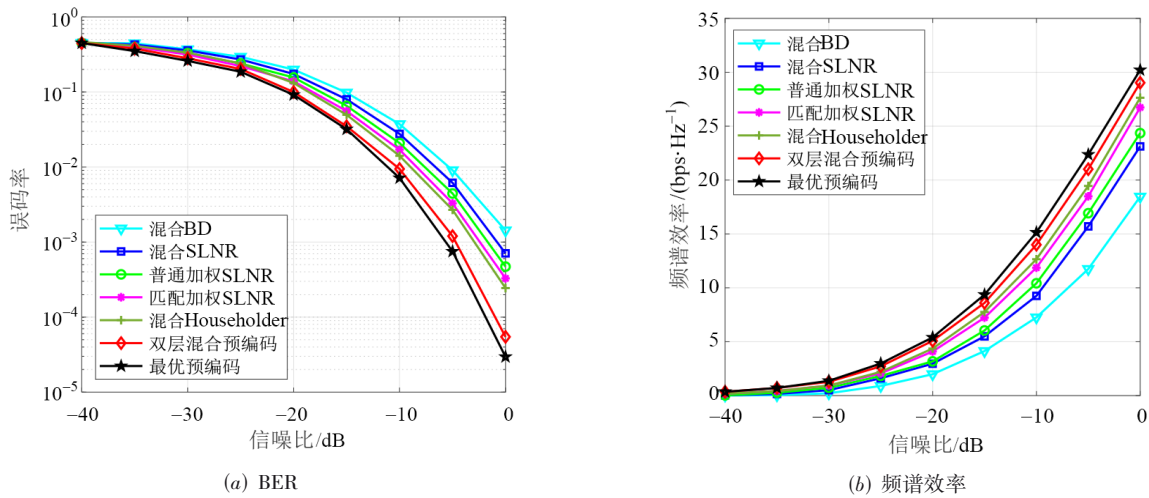


图3 几种预编码算法性能对比

图4(a)所示为几种算法在不同用户数下的BER对比图。从图中可以看出,在不同用户数条件下,本文所提联合SLNR和VP的双层预编码算法最优,这是因为该算法加入了基于匹配加权的SLNR算法,通过同时考虑信道系数、预编码矢量以及接收端组合矢量的影响,设计更为合理的预编码矩阵。同时,通过双层预编码的设计,利用匹配加权SLNR算法有效消除用户间干扰,利用VP算法有效消除多天线的干扰,从而有效提高系统BER性能。

图4(b)所示为几种算法在不同用户数下的频谱效率对比图。从图中可以看出,在不同用户数条件下,本文所提联合SLNR和VP的双层预编码算法最优。这是因为该算法加入了基于匹配加权的SLNR算法,充分考

虑了信道增益、预编码矢量以及接收端组合器的影响,设计了更为合理的预编码矩阵,更好地消除了多用户间的干扰,有效提升了系统性能。从图中还可以看出,随着用户数目的增加,各算法的频谱效率随之提升。这是因为随着用户数量的增加,发射端能够提供更高的分集增益。

将图4(a)和图4(b)同时进行分析,可以看出,随着用户数目的增加,各算法的频谱效率随之提升,但BER性能却随之下降,这是因为虽然用户数目的增多使得发射端的分集增益提高,但同时也使用户间的干扰变得更强。此时,用户间干扰仍然是影响系统BER性能的主要因素,因此各算法的BER性能降低。

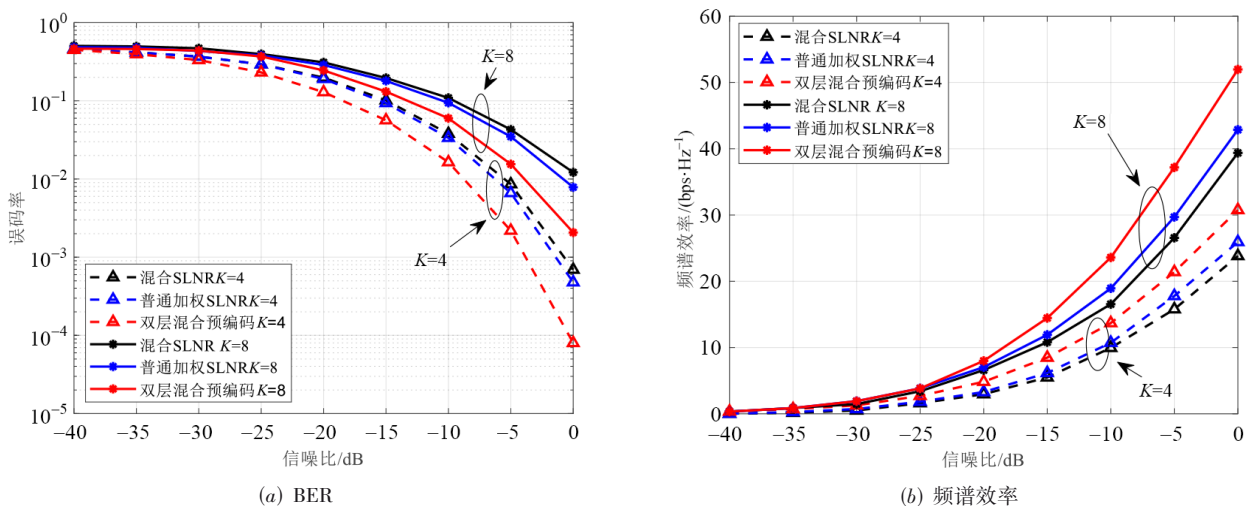


图4 不同用户数下各算法的性能对比

图5(a)和(b)所示分别为不同发射天线数下几种算法的BER和频谱效率性能对比图。从图中可以看

出,随着发射端天线数量的增加,几种算法的BER和频谱效率都随之提升,因为随着在发射端部署发射

天线数量的增加,发射端能够提供的分集增益和天线阵列增益也不断提升,能够有效提升接收端的信干噪比(Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR),从而提高系统的性能.从图中还能看出,不管是 BER 还是频谱效率,联合 SLNR 和 VP 的双层预编码算法

的性能都是最优的,并且随着天线数量的增加,该算法的优势越明显.这是因为该算法除了利用匹配加权 SLNR 算法消除用户间的干扰,还引入了 VP 算法消除天线间的干扰,这也说明所提算法适用于大规模 MIMO 场景.

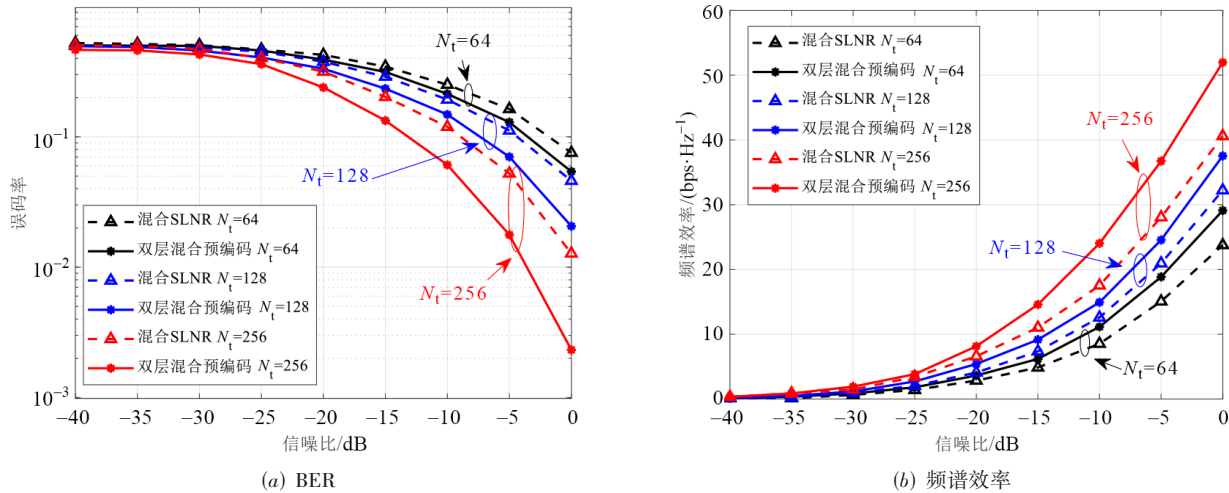


图5 不同发射天线数下各算法的性能对比

## 6 结束语

本文针对现有基于 SLNR 准则的混合预编码算法没有考虑用户信道质量不同和信道矩阵具有病态性的问题进行了研究,提出了一种联合 SLNR 与 VP 的双层混合预编码算法.该算法进行了分层预编码设计:在第一层预编码中,针对不同用户信道质量不同的问题,提出了基于 SLNR 的匹配加权算法,并利用该匹配加权算法对 SLNR 算法进行改进设计更合理的混合预编码器消除用户间干扰;在第二层预编码中,针对信道矩阵具有病态性问题,采用 VP 算法减小发射端功率增大的影响,并根据第一层得到的等效基带信道采用 ZF 算法消除天线间的干扰.最后,对所提算法和其他几种多用户混合预编码算法进行了复杂度和仿真对比分析.结果表明,所提算法虽然复杂度略高于其他几种算法,但是能够有效提升系统的频谱效率和 BER 性能,适用于多用户大规模 MIMO 场景.

### 参考文献

- [1] ZHANG L, ZHAO H, HOU S, et al. A survey on 5G millimeter wave communications for UAV-assisted wireless networks[J]. IEEE Access, 2019, 7: 117460-117504.
- [2] BARB G, OTESTEANU M. 4G/5G: A comparative study and overview on what to expect from 5G[C]//2020 43rd International Conference on Telecommunications and Signal

Processing (TSP). Piscataway: IEEE, 2020: 37-40.

- [3] CHETTRI L, BERA R. A comprehensive survey on Internet of Things (IoT) toward 5G wireless systems[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2020, 7(1): 16-32.
- [4] SHAIKH A, KAUR M J. Comprehensive survey of massive MIMO for 5G communications[C]//2019 Advances in Science and Engineering Technology International Conferences (ASET). Piscataway: IEEE, 2019: 1-5.
- [5] UWAECHIA A N, MAHYUDDIN N M. A comprehensive survey on millimeter wave communications for fifth-generation wireless networks: Feasibility and challenges [J]. IEEE Access, 2020, 8: 62367-62414.
- [6] HONG W, JIANG Z H, YU C, et al. The role of millimeter-wave technologies in 5G/6G wireless communications [J]. IEEE Journal of Microwaves, 2021, 1(1): 101-122.
- [7] YANG B Q, YU Z Q, LAN J, et al. Digital beamforming-based massive MIMO transceiver for 5G millimeter-wave communications[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2018, 66(7): 3403-3418.
- [8] LU Z L, ZHANG Y L, ZHANG J Y. Quantized hybrid precoding design for millimeter-wave large-scale MIMO systems[J]. China Communications, 2019, 16(4): 130-138.
- [9] CUI M Y, ZOU W X. Low complexity joint hybrid precoding for millimeter wave MIMO systems[J]. China Communications, 2019, 16(2): 49-58.

- [10] AHMED I, KHAMMARI H, SHAHID A, et al. A survey on hybrid beamforming techniques in 5G: Architecture and system model perspectives[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2018, 20(4): 3060-3097.
- [11] NI W H, DONG X D. Hybrid block diagonalization for massive multiuser MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(1): 201-211.
- [12] RAJASHEKAR R, HANZO L. Iterative matrix decomposition aided block diagonalization for mm-wave multiuser MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(3): 1372-1384.
- [13] CHO M, LEE H, OH K, et al. Hybrid precoding using projection-aided block diagonalization for mmWave MU-MIMO systems[C]//2019 IEEE 14th Malaysia International Conference on Communication (MICC). Piscataway: IEEE, 2020: 91-95.
- [14] GAUTAM P R, ZHANG L. Hybrid SLNR precoding for multi-user millimeter wave MIMO systems[C]//2019 22nd International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC). Piscataway: IEEE, 2020: 1-6.
- [15] ALMRADI A, MATTHAIU M, XIAO P, et al. Hybrid precoding for massive MIMO with low rank channels: A two-stage user scheduling approach[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(8): 4816-4831.
- [16] MIRZA J, ALI B. Channel estimation method and phase shift design for reconfigurable intelligent surface assisted MIMO networks[J]. IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking, 2021, 7(2): 441-451.
- [17] XU T Y, LIU F, LI A, et al. Constructive interference precoding for reliable non-orthogonal IoT signaling[C]//IEEE INFOCOM 2019 - IEEE Conference on Computer Communications Workshops (INFOCOM WKSHPS). Piscataway: IEEE, 2019: 590-595.
- [18] AHMED I, SHAHID K, DEBRETSION F, et al. Energy efficiency of multiuser sparse massive MIMO system using orthogonalized hybrid beamforming[C]//2021 IEEE 93rd Vehicular Technology Conference (VTC2021-Spring). Piscataway: IEEE, 2021: 1-6.
- [19] AYACH O EL, 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.
- [20] HASSANPOUR N, SMEE J E, HOU J L, et al. Distributed beamforming based on signal-to caused-interference ratio[C]//2008 IEEE 10th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. Piscataway: IEEE, 2008: 405-410.
- [21] 蒋涛. 基于分布式天线的NGB-W系统关键技术研究[D]. 南京: 东南大学, 2015.
- JIANG T. Research on Key Technologies of NGB-W System Based on Distributed Antennas[D]. Nanjing: Southeast University, 2015. (in Chinese)
- [22] GILBERT J, GILBERT L. Linear Algebra and Matrix Theory[M]. Amsterdam: Elsevier, 1995.
- [23] CHO Y S, KIM J, YANG W Y, et al. MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB[M]. Hoboken: Wiley, 2010.

### 作者简介



廖勇 男, 1982年1月生, 四川自贡人。现为重庆大学副研究员、博士生导师。主要研究方向为下一代无线通信、人工智能及其在无线通信中的应用。中国电子学会会员编号: E190005972S。  
E-mail: liaoy@cqu.edu.cn



杜洁汝 女, 1997年7月生, 山东菏泽人。现为重庆大学微电子与通信工程学院研究生。主要研究方向为无线通信中的预编码算法。  
E-mail: dujr@cqu.edu.cn



杨馨怡 女, 1996年10月生, 四川绵阳人。重庆大学微电子与通信工程学院硕士。主要研究方向为无线通信中的预编码算法。  
E-mail: yangxinyi@cqu.edu.cn