

文章编号:2095-6134(2021)02-0252-08

# 多用户毫米波大规模 MIMO 系统中收发端联合的混合波束成形设计<sup>\*</sup>

殷锋,邱玲<sup>†</sup>,梁晓雯

(中国科学技术大学中国科学院无线光电通信重点实验室,合肥 230027)

(2019 年 7 月 25 日收稿;2019 年 11 月 25 日收修改稿)

Yin F, Qiu L, Liang X W. Joint transmitter-receiver hybrid beamforming design for multi-user mmWave massive MIMO systems[J]. Journal of University of Chinese Academy of Sciences, 2021,38(2):252-259.

**摘 要** 毫米波大规模多输入多输出(MIMO)系统可以带来频谱效率和能量效率数个量级的提升。但是由于硬件成本和能耗的限制,传统的每个天线元件需要一条射频链路的全数字波束成形技术不再可行。为解决这个问题,考虑采用部分连接的数模混合波束成形架构,提出一种联合设计基站(BS)端和用户端波束成形矩阵的方案。为了充分利用大规模 MIMO 系统的阵列增益,提出基于稀疏主成分分析的算法来获得相应的 BS 端模拟预编码和用户端模拟接收矩阵。然后,从最小化系统加权均方误差角度,提出迭代算法以联合优化数字预编码和接收矩阵。经过仿真验证,本文所提方案频谱效率接近现有的全连接混合波束成形架构的方案,而系统能耗大幅降低。

**关键词** 毫米波通信;混合波束成形;多用户大规模 MIMO;能量效率

**中图分类号:**TN919 **文献标志码:**A **doi:**10. 7523/j. issn. 2095-6134. 2021. 02. 011

## Joint transmitter-receiver hybrid beamforming design for multi-user mmWave massive MIMO systems

YIN Feng, QIU Ling, LIANG Xiaowen

(Key Laboratory of Wireless-Optical Communications of Chinese Academy of Sciences, University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China)

**Abstract** Millimeter wave (mmWave) massive multiple-input multiple-output (MIMO) systems can achieve several orders of magnitude improvement in spectral efficiency and energy efficiency. However, due to limitations of hardware complexity and energy cost, the conventional fully digital beamforming methods which require one radio frequency chain per antenna element are no longer viable. To address this challenge, hybrid digital and analog beamforming architectures are proposed. In this paper, we consider the practical partially-connected hybrid beamforming structure and propose to jointly design the hybrid beamformers of both the base station and the users for a multi-user massive MIMO system. For the purpose of achieving a high array gain, a sparse principal

<sup>\*</sup> 国家自然科学基金(61672484)资助

<sup>†</sup> 通信作者,E-mail:lqiu@ustc.edu.cn

component analysis based algorithm is utilized to obtain the corresponding analog precoding and combining matrices. Then we develop an iterative algorithm to jointly design the digital precoding and combining matrices under a weighted minimum mean square error criteria. Simulations over mmWave channels demonstrate that our scheme can approach the performance of those with fully-connected structures, with rather high energy efficiency.

**Keywords** mmWave communication; hybrid beamforming; multi-user massive MIMO; energy efficiency

在大规模多输入多输出(massive multi-input multi-output, MIMO)系统中,通过在收发端部署大量的天线,可以大幅提高系统吞吐量。因此大规模 MIMO 技术被认为是第 5 代移动通信系统(5G)的重要组成部分<sup>[1]</sup>。近年来,基于毫米波(mmWave)的移动通信系统受到研究者和工程师的广泛关注。相比于低频段的电磁波,毫米波的特点是频率较高,能够带来极大的带宽提升;另外其波长较短,使得系统的天线尺寸大大减小。对于毫米波大规模 MIMO 系统,物理尺寸较小的阵列中可以封装数百根天线,具备服务大量用户的能力。

在传统的 MIMO 通信系统中,为消除数据流之间的干扰,提升系统传输性能,需要对基带信号做波束成形(beamforming)处理<sup>[2]</sup>。常见的波束成形技术包括最大比传输(maximum ratio transmission, MRT)、迫零(zero forcing, ZF)和块对角化(block diagonalization, BD)等<sup>[1]</sup>。这类数字波束成形方案,需要为每根天线配置一条射频(radio frequency, RF)链路。而对于毫米波大规模 MIMO 系统,大量的 RF 链路将造成昂贵的硬件成本和过高的能耗,因此全数字的方案不再适用。

为了以合理的硬件复杂度和能量损耗达到较为满意的频谱效率,一种数字/模拟混合波束成形(hybrid beamforming, HBF)方案被提出。HBF 最早作为一种“天线软选择”方案被引入毫米波通信系统<sup>[3]</sup>。其主要思想是将传统的全数字波束成形器(beamformer)分为一个低维度的数字波束成形器和一个模拟波束成形器。其中数字波束成形器由少量的 RF 链路实现,模拟波束成形器由一个模拟移相器网络实现。总的来说,现有两种被广泛认可的 HBF 硬件架构:全连接架构<sup>[4-10]</sup>和部分连接架构<sup>[11-14]</sup>。

对于全连接架构,每个 RF 链路通过移相器网络和阵列中每个天线元素相连接。因此,在全连接架构中每个 RF 链路可以获得全阵列增益。文献[4-6]研究单用户 MIMO 下的 HBF 问题。

对于多用户 MIMO 的场景,文献[7]研究上行链路中的 HBF 设计以及基站端的天线选择问题。文献[8]利用下行链路中基站(base station, BS)到多个用户的组合信道矩阵共轭转置后的相位来更新模拟波束成形矩阵,这是一个充分利用大规模 MIMO 阵列增益的十分简单有效的方法,但文献[8]仅考虑配置单天线的用户。文献[9-10]考虑用户配置多天线的情况。其中文献[9]考虑每个用户仅配置一个 RF 链路,因此只需设计模拟接收器(combiner),无需设计数字接收器,并且每个用户只能接收一个数据流。文献[10]考虑用户配置多个 RF 链路以支持多流传输,提出一种混合块对角化(hybrid-BD)方案设计收发端的波束成形矩阵。但是文献[10]所提算法要求所有用户配置的 RF 链路数之和等于基站配置的 RF 链路数。

全连接架构需要大量的移相器,这使得系统能耗依然较大。因此一种部分连接的架构被提出<sup>[11]</sup>。部分连接架构中,每条 RF 链路仅和阵列中的一部分天线元件相连接,因此硬件上更易于实现。事实上,这种部分连接架构已经被应用于 3GPP LTE 系统(其中每条 RF 链路连接 8 根天线)。另一方面,这种部分连接架构将引入更多的约束,使得波束成形算法更加复杂。文献[12]考虑点对点场景中,部分连接架构下的 HBF 问题;它通过将问题转化为一个每天线功率约束的单流最佳波束成形问题来求解。文献[13-14]研究部分连接架构下的 HBF 问题,但没有考虑用户端的设计。文献[15]基于串行干扰消除(serial interference canceller, SIC)的思想,提出逐个设计子阵列的波束成形矩阵的迭代算法,但是因为这种算法中各个子阵列的波束成形矩阵是单独设计的,其数字波束成形矩阵被约束为实数对角矩阵,这造成了一部分波束成形增益的损失。

本文研究多用户毫米波大规模 MIMO 系统中下行 HBF 问题。基站端部署部分连接的 HBF 架

构。为了支持多流传输,每个用户配置多根天线和多条 RF 链路。因此发送端和接收端都需要 HBF 的设计。据我们所知,在具有部分连接架构的多用户毫米波 MIMO 系统中,很少有文献同时考虑发送端和接收端的混合波束成形设计。

为了得到更好的性能,本文考虑不在用户端采用波束选择的方案<sup>[10]</sup>,而是联合优化基站端和用户端的波束成形矩阵。本文将该 HBF 问题解耦为两个阶段:模拟波束成形阶段和数字波束成形阶段。在第 1 阶段,提出一个基于稀疏主成分分析的算法来获取部分连接阵列的模拟波束成形矩阵,并联合优化基站和用户的模拟波束成形矩阵。在第 2 阶段,为了联合优化基站和用户的数字波束成形矩阵,将系统和速率最大化的问题转化为一个加权均方误差最小化(weighted minimum

mean square error, WMMSE) 问题,并利用块坐标下降算法解决。相比于现有的方案<sup>[10,15]</sup>,本文所提方案不需要在用户数或者数字波束成形矩阵的结构上有额外的约束条件,这将给系统设计带来极大的便利。仿真结果显示本文所提方案在频谱效率上表现出较高的性能,而且系统能耗大幅度降低。

## 1 系统模型

### 1.1 系统模型

如图 1 所示,考虑一个多用户毫米波大规模 MIMO 系统下行链路,基站和  $K$  个用户都部署了混合波束成形的硬件架构。假设基站一共配置了  $M_t$  根天线和  $N_t$  条 RF 链路。每个用户配置了  $M_r$  根天线和  $N_r$  条 RF 链路。

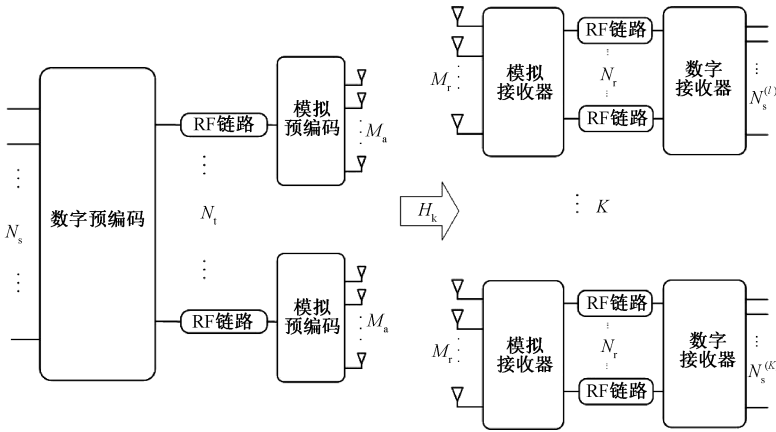


图 1 系统模型

Fig. 1 System model

在混合波束成形架构下,待发送信号首先经过一个维度为  $N_t \times N_s$  的数字预编码器  $\mathbf{V}$ , 然后经过一个维度为  $M_t \times N_t$  的模拟预编码器  $\mathbf{B}$ 。由于模拟预编码器是由移相器网络来实现,只能对信号的相位进行处理,因此对于矩阵  $\mathbf{B}$ , 有恒定模值约束:  $|\mathbf{B}(i,j)| = \frac{1}{\sqrt{M}}$ 。假设基站为用户  $k$  传送  $N_s^{(k)}$  个数据流。

一共有  $N_s = \sum_{k=1}^K N_s^{(k)}$  个数据流经过混合波束成形处理。因此经过天线辐射的信号可以表达为

$$\mathbf{x} = \mathbf{B}\mathbf{V}\mathbf{s}, \quad (1)$$

其中:  $\mathbf{s} = [\mathbf{s}_1^T, \dots, \mathbf{s}_K^T]^T \in \mathbb{C}^{N_s}$  为包含所有用户的信号矢量,且  $\mathbf{V} = [\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2, \dots, \mathbf{V}_K] \in \mathbb{C}^{N_t \times N_s}$  为数字预编码矩阵。本文假设信道状态信息(CSI)对于基站和用户都是即时且完善已知的。不失一般性,认

为  $\mathbb{E}[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \mathbf{I}_{N_s}$ 。对于配置了  $M_r$  根接收天线和  $N_r$  条 RF 链路的用户  $k$ , 接收后的信号可以表达为

$$\hat{\mathbf{s}}_k = \underbrace{\mathbf{W}_k^H \mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{B} \mathbf{V}_k \mathbf{s}_k}_{\text{所需信号}} + \underbrace{\mathbf{W}_k^H \mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{B} \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{V}_j \mathbf{s}_j}_{\text{干扰}} + \underbrace{\mathbf{W}_k^H \mathbf{F}_k^H \mathbf{n}_k}_{\text{噪声}}, \quad (2)$$

其中:  $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{M_r \times M_t}$  为用户  $k$  与基站之间的信道矩阵,  $\mathbf{F}_k \in \mathbb{C}^{M_r \times N_r}$  和  $\mathbf{W}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times N_s^{(k)}}$  分别为用户  $k$  的模拟接收器和数字接收器。式(2)包含该用户所需信号、用户间干扰以及噪声项。

因为 RF 链路的成本较高,在混合波束成形架构中一般 RF 链路数小于天线数,即  $N_t < M_t$ ,  $N_r < M_r$ 。为了减少硬件复杂度和能耗,本文考虑基站端部署部分连接的 HBF 硬件架构。每条 RF 链路将连接  $M_a = M_t/N_t$  根天线。假设第  $j$  条

RF 链路和第  $i$  根天线相连接,那么对应的会有  $\mathbf{B}(i,j)$  元素为非零值。否则,有  $\mathbf{B}(i,j) = 0, \{i,j\} \notin \Psi$ , 其中  $\Psi$  表示矩阵  $\mathbf{B}$  中具有非零元素的索引集合。完整的模拟预编码矩阵可以表达为

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{b}_2 & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \mathbf{b}_{N_t} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

对于用户  $k$ , 其频谱效率可以表达为

$$R_k = \log_2(|\mathbf{I}_{N_s^{(k)}} + \mathbf{W}_k^H \mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{B} \mathbf{V}_k \mathbf{V}_k^H \mathbf{B}^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{F}_k \mathbf{W}_k \bar{\mathbf{\Omega}}_k^{-1}|), \quad (4)$$

其中:  $\bar{\mathbf{\Omega}}_k$  表示即时干扰加噪声协方差矩阵,其表达式为

$$\bar{\mathbf{\Omega}}_k = \mathbf{W}_k^H (\mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{B} \sum_{j \neq k}^K \mathbf{V}_j \mathbf{V}_j^H \mathbf{B}^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{F}_k + \mathbf{F}_k^H \mathbf{F}_k \delta_k^2) \mathbf{W}_k, \quad (5)$$

其中:  $\mathbf{n}_k \sim CN(0, \delta_k^2 \mathbf{I})$  为加性高斯白噪声向量。

## 1.2 信道模型

考虑到高自由空间路径损耗和大型紧密封装的天线阵列,在大规模 MIMO 系统中的毫米波传播特征可以使用有限的空间选择或散射模型刻画,比如 Saleh-Valenzuela 模型。在 Saleh-Valenzuela 模型中,信道矩阵是  $N_{cl}$  个散射簇的贡献之和,其中每个散射簇中有  $N_{ray}$  个传播路径。因此对于用户  $k$ , 其信道矩阵  $\mathbf{H}_k$  可以表达为

$$\mathbf{H}_k = \sqrt{\frac{\mathbf{M}_t \mathbf{M}_r}{N_{cl} N_{ray}}} \sum_{i=1}^{N_{cl}} \sum_{l=1}^{N_{ray}} \alpha_{il}^{(k)} \mathbf{a}_r^{(k)}(\phi_{il}^{(k)}) \mathbf{a}_t^{(k)}(\theta_{il}^{(k)})^H, \quad (6)$$

其中:  $\alpha_{il}^{(k)}$  表示该用户  $k$  第  $i$  个散射簇中第  $l$  个传播路径的增益,假设  $\alpha_{il}^{(k)}$  为独立同分布的复高斯随机变量;  $\mathbf{a}_r^{(k)}(\phi_{il}^{(k)})$  和  $\mathbf{a}_t^{(k)}(\theta_{il}^{(k)})$  分别为接收和发送阵列响应矢量,其中  $\phi_{il}^{(k)}, \theta_{il}^{(k)}$  分别为到达角(angle of arrival, AoA)、出发角(angle of departure, AoD)。在本文中,考虑均匀线性阵列天线(uniform linear array, ULA),因此阵列响应矢量可以表达为

$$\mathbf{a}^{ULA}(\phi) = \frac{1}{\sqrt{M}} [1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\phi)}, \dots, e^{j(M-1)\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\phi)}]^T, \quad (7)$$

其中:  $\phi$  表示出发/到达角,  $M$  为发送/接收天线,  $\lambda$  为波长,  $d$  表示天线间距。

## 2 收发端联合混合波束成形设计

本文考虑系统同时服务  $K$  个用户,每个用户都支持多流传输。为了最大化系统和速率,同时考虑由发送功率预算带来的约束条件,以及由模拟移相器网络引入的对波束成形矩阵结构的限制,待求解的优化问题如表达式(8)所示。

问题(8)中  $R_k$  的表达式由式(4)给出,  $P_t$  为发送功率预算,  $\Psi$  为矩阵  $\mathbf{B}$  中非零元素的索引集合。这里假定用户端部署全连接的硬件架构,因为相比于基站端,用户端的天线数量往往较小,这样的设定是合理的。

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{V}, \mathbf{B}, \mathbf{F}_k, \mathbf{W}_k, \forall k} \sum_{k=1}^K R_k \\ & \text{s. t.} \quad \text{tr}(\mathbf{B} \mathbf{V} \mathbf{V}^H \mathbf{B}^H) \leq P_t \\ & |\mathbf{B}(i,j)| = \frac{1}{\sqrt{M_a}}, \quad \{i,j\} \in \Psi \\ & \mathbf{B}(i,j) = 0, \quad \{i,j\} \notin \Psi \\ & |\mathbf{F}_k(i,j)| = \frac{1}{\sqrt{M_r}}, \quad \forall \{i,j\}, k. \end{aligned} \quad (8)$$

注意到问题(8)是没有直解的,一个简单有效的方法是将该 HBF 问题解耦为两个阶段,即首先进行模拟部分的设计,然后进行数字部分的设计<sup>[5]</sup>。在第1阶段,将联合设计发送和接收端的模拟波束成形矩阵,目的在于充分利用大规模 MIMO 系统的阵列增益。第2阶段,为了减少不同数据流之间的干扰并利用空间复用增益,将问题转化为一个加权均方误差最小化问题,联合优化发送和接收端的数字波束成形矩阵。

### 2.1 模拟波束成形设计

为了最大化用户的可达速率,对于每个用户  $k$ , 定义如下的等效信道矩阵

$$\bar{\mathbf{H}}_k = \mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{B}. \quad (9)$$

在第1阶段,本文尝试最大化上述的等效信道增益,以联合设计收发端的模拟波束成形矩阵。待求解的问题可以表达为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{B}, \mathbf{F}_k, \forall k} \sum_{k=1}^K \|\mathbf{F}_k \mathbf{H}_k \mathbf{B}\|_F^2 \\ & \text{s. t.} \quad |\mathbf{B}(i,j)| = \frac{1}{\sqrt{M_a}}, \{i,j\} \in \Psi \\ & \mathbf{B}(i,j) = 0, \{i,j\} \notin \Psi \\ & |\mathbf{F}_k(i,j)| = \frac{1}{\sqrt{M_r}}, \forall \{i,j\}, k. \end{aligned} \quad (10)$$



该问题是一个非凸问题,因此无法利用传统的优化方法求解。注意到矩阵  $\mathbf{B}$  为具有式(3)所示结构的块对角矩阵,因此可以视作一个稀疏矩阵处理。在这一小节,提出一个基于稀疏主成分分析的方法来构建具有稀疏特性的矩阵  $\mathbf{B}$ 。利用交替优化的思想,矩阵  $\mathbf{B}$  和矩阵  $\mathbf{F}_k, \forall k$  将被迭代地更新。

根据线性代数,式(10)中的目标函数可以写为

$$\sum_{k=1}^K \|\mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{B}\|_F^2 = \sum_{k=1}^K \text{tr}(\mathbf{B}^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{F}_k \mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{B}) = \text{tr}(\mathbf{B}^H \mathbf{P} \mathbf{B}) = \sum_{k=1}^K \text{tr}(\mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{B} \mathbf{B}^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{F}_k) = \text{tr}\left(\sum_{k=1}^K \mathbf{F}_k^H \mathbf{Q}_k \mathbf{F}_k\right).$$

(11)

其中:矩阵  $\mathbf{P}$  和矩阵  $\mathbf{Q}_k$  分别定义为

$$\mathbf{P} = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k^H \mathbf{F}_k \mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_k, \\ \mathbf{Q}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{B} \mathbf{B}^H \mathbf{H}_k^H.$$

(12)

根据文献[5],假定矩阵  $\mathbf{B}$  和矩阵  $\mathbf{F}_k, \forall k$  为半酉 (semi-unitary) 矩阵,满足如下等式

$$\mathbf{B}^H \mathbf{B} = \mathbf{I}_{N_t}, \mathbf{F}_k^H \mathbf{F}_k = \mathbf{I}_{N_r}.$$

(13)

对于大规模 MIMO 系统(天线数目较大),上述等式是渐近成立的。注意到矩阵  $\mathbf{P}$  和矩阵  $\mathbf{Q}_k$  皆为埃尔米特(Hermitian)矩阵,因此如果暂时忽略问题(10)中的约束条件,最优矩阵的  $\mathbf{B}$  和  $\mathbf{F}_k$  可以通过交替对矩阵  $\mathbf{P}$  和  $\mathbf{Q}_k$  求奇异值分解获取。

考虑到矩阵  $\mathbf{B}$  的结构如式(3)所示,可以将其视为一个稀疏矩阵。对于给定的矩阵  $\mathbf{F}_k, \forall k$ ,为了构造稀疏矩阵  $\mathbf{B}$ ,只需找到矩阵  $\mathbf{P}$  的前  $N_t$  个稀疏奇异向量即可。根据文献[16],这种问题可以转化为一个稀疏主成分分析问题,并利用相对应的算法求解。受到文献[16]的启发,可以利用稀疏主成分分析算法逐个恢复出矩阵  $\mathbf{B}$  稀疏列向量。在初始阶段,仅考虑第一个子阵列,为了获取该子阵列对应的模拟波束成形向量,需要求解以下的稀疏主成分分析问题

$$\max \mathbf{x}_1^H \mathbf{P} \mathbf{x}_1 \\ \text{s. t. } \|\mathbf{x}_1\|_2 = 1, \|\mathbf{x}_1\|_0 = M_a.$$

(14)

其中:  $\mathbf{x}_1$  为一个稀疏向量,表示矩阵  $\mathbf{B}$  的第一列。其中的  $\ell_0$  范数约束确保仅有  $M_a$  根天线和第一条

RF 链路连接。在本文的场景下,列向量  $\mathbf{x}_1$  具有固定的稀疏模式,并从矩阵  $\mathbf{P}$  中得以恢复。如表 1 所示,在得到  $\mathbf{x}_1$  后,矩阵  $\mathbf{P}$  经过更新以在下一步恢复稀疏向量  $\mathbf{x}_2$ 。矩阵  $\mathbf{Y}$  为一个稀疏矩阵,指定 RF 链路和天线阵列之间的连接关系,因此  $\mathbf{Y}$  满足  $\mathbf{Y}(i,j) = 1, \forall \{i,j\} \in \Psi$ 。在算法中  $\mathbf{Y}(n)$  表示矩阵  $\mathbf{Y}$  的第  $n$  列,  $\odot$  表示矩阵 Hadamard 积。

表 1 基于稀疏 PCA 的模拟波束成形算法流程

Table 1 Sparse PCA-based algorithm for analog beamforming

算法 1: 基于稀疏 PCA 的模拟波束成形算法	
输入: 矩阵 $\mathbf{P}$ , 矩阵 $\mathbf{Y}$	
输出: 模拟波束成形矩阵 $\mathbf{B}$	
1	<b>for</b> $n = 1$ to $N_t$
2	$i = 0$ , 初始化: $\mathbf{x}^{(i)} = \mathbf{Y}(n)$
3	<b>Repeat</b>
4	$i = i + 1$
5	$\mathbf{x}^{(i)} = \mathbf{P} \mathbf{x}^{(i-1)}$
6	$\mathbf{x}^{(i)} = \mathbf{x}^{(i)} \odot \mathbf{Y}(n)$
7	$\mathbf{x}^{(i)} = \mathbf{x}^{(i)} / \ \mathbf{x}^{(i)}\ _2$
8	<b>Until</b> $\ \mathbf{x}^{(i)} - \mathbf{x}^{(i-1)}\ _2 < \delta$
9	$f_n = \frac{1}{\sqrt{M_a}} e^{j \cdot \angle(\mathbf{x}^{(i)})}$
10	更新 $\mathbf{P} = (\mathbf{I} - \mathbf{x}^{(i)} \mathbf{x}^{(i)H} / \ \mathbf{x}^{(i)}\ _2^2) \mathbf{P}$
11	<b>End for</b>
12	<b>Return</b> $\mathbf{B} = [\mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \dots, \mathbf{f}_{N_t}]$

由于用户端部署全连接架构,矩阵  $\mathbf{F}_k, \forall k$  可以通过对  $\mathbf{Q}_k, \forall k$  奇异值分解来更新。联合设计收发端波束成形矩阵的完整算法如表 2 所示。

表 2 收发端联合的模拟波束成形算法流程

Table 2 Algorithm for joint analog beamforming design

算法 2: 收发端联合的模拟波束成形算法	
输入: 信道矩阵 $\mathbf{H}_k, \forall k$	
输出: 模拟波束成形矩阵 $\mathbf{B}, \mathbf{F}_k, \forall k$	
1	初始化: $\mathbf{F}_k, \forall k$ 为半酉阵
2	<b>Repeat</b>
3	计算 $\mathbf{P} = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k^H \mathbf{F}_k \mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_k$ , 使用算法 1 更新矩阵 $\mathbf{B}$
	计算 $\mathbf{Q}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{B} \mathbf{B}^H \mathbf{H}_k^H, \forall k$ , 对 $\mathbf{Q}_k$ 计算 SVD
4	分解, 用前 $N_r$ 个最大的奇异值对应的奇异向量更新 $\mathbf{F}_k$
5	<b>Until</b> 达到收敛

## 2.2 数字波束成形设计

本小节尝试联合优化收发端的数字波束成形矩阵。给定模拟预编码和接收矩阵,对应的数字预编码和接收矩阵  $\mathbf{V}_k, \mathbf{W}_k, \forall k$ , 可以在等效信道矩阵  $\tilde{\mathbf{H}}_k = \mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{B}, \forall k$  基础上计算。优化问题(8)可以重写为

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{V}_k, \mathbf{W}_k, \forall k} \quad & \sum_{k=1}^K \log_2(|\mathbf{I}_{N_s^{(k)}} + \mathbf{W}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k \mathbf{V}_k \mathbf{V}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{W}_k \bar{\boldsymbol{\Omega}}_k^{-1}|) \\ \text{s. t.} \quad & \sum_{k=1}^K \text{tr}(\mathbf{B} \mathbf{V}_k \mathbf{V}_k^H \mathbf{B}^H) \leq P_t. \end{aligned} \quad (15)$$

上述问题(15)是一个非凸问题。为解决该问题,首先定义以下的均方误差矩阵

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_k &= \mathbb{E}[(\hat{\mathbf{s}}_k - \mathbf{s}_k)(\hat{\mathbf{s}}_k - \mathbf{s}_k)^H] \\ &= \mathbf{W}_k^H (\tilde{\mathbf{H}}_k \mathbf{V}_k \mathbf{V}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k^H + \boldsymbol{\Omega}_k) \mathbf{W}_k + \mathbf{I}_{d_k} - \\ &\quad \mathbf{V}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{W}_k - \mathbf{W}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k \mathbf{V}_k, \end{aligned} \quad (16)$$

其中,矩阵  $\boldsymbol{\Omega}_k$  定义为

$$\boldsymbol{\Omega}_k = \tilde{\mathbf{H}}_k \sum_{j \neq k}^K \mathbf{V}_j \mathbf{V}_j^H \tilde{\mathbf{H}}_k^H + \mathbf{F}_k^H \mathbf{F}_k \delta_k^2. \quad (17)$$

对于问题(15),有以下定理<sup>[17]</sup>

定理1:式(18)中所示的 WMMSE 问题的最优解能够为式(15)的最大和速率问题提供一个下界

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{A}_k, \mathbf{W}_k, \mathbf{V}_k, \forall k} \quad & \sum_{k=1}^K (\text{tr}(\mathbf{A}_k \mathbf{E}_k) - \log_2 |\mathbf{A}_k|) \\ \text{s. t.} \quad & \sum_{k=1}^K \text{tr}(\mathbf{B} \mathbf{V}_k \mathbf{V}_k^H \mathbf{B}^H) \leq P_t, \end{aligned} \quad (18)$$

其中  $\mathbf{A}_k \geq 0$  为一个  $N_s^{(k)} \times N_s^{(k)}$  的权重矩阵。

问题(18)中的目标函数对所有自变量是非凸函数,但是若固定其中2个变量,对另一变量则是凸函数。基于交替优化的思想,本文提出一个块坐标下降算法求解问题(18),也即等效于求解优化问题(15)。

若固定权重矩阵  $\mathbf{A}_k, \forall k$  和数字预编码矩阵  $\mathbf{V}_k, \forall k$ , 最优的数字接收矩阵可以通过一阶最优条件得到

$$\mathbf{W}_k = (\tilde{\mathbf{H}}_k \mathbf{V}_k \mathbf{V}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k^H + \boldsymbol{\Omega}_k)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_k \mathbf{V}_k, \forall k. \quad (19)$$

类似地,可以得到最优  $\mathbf{A}_k, \mathbf{V}_k$  表达式为

$$\mathbf{A}_k = (\mathbf{I}_{d_k} - \mathbf{V}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{W}_k)^{-1}, \forall k, \quad (20)$$

$$\mathbf{V}_k = \left( \sum_{j=1}^K \tilde{\mathbf{H}}_j^H \mathbf{W}_j \mathbf{A}_j \mathbf{W}_j^H \tilde{\mathbf{H}}_j + \lambda \mathbf{B}^H \mathbf{B} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{W}_k \mathbf{A}_k, \forall k. \quad (21)$$

其中  $\lambda$  为拉格朗日乘子,可以通过二分搜索得到。表3展示了联合设计收发两端数字波束成形矩阵的完整算法。

表3 收发端联合的数字波束成形算法流程

Table 3 Algorithm for joint digital beamforming design

算法3:收发端联合的数字波束成形算法	
输入:	等效信道矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}_k, \forall k$ , 总功率预算 $P_t$
输出:	数字波束成形矩阵 $\mathbf{V}_k, \mathbf{W}_k, \forall k$
1	初始化: $\mathbf{V}_k, \forall k$ , 以满足总功率约束条件
2	<b>Repeat</b>
3	根据式(19)计算 $\mathbf{W}_k, \forall k$
4	根据式(20)计算 $\mathbf{A}_k, \forall k$
5	根据式(21)计算 $\mathbf{V}_k, \forall k$
6	<b>Until</b> 达到收敛

## 3 仿真结果与分析

本节对所提的方案进行仿真性能验证,并与现有的 HBF 算法<sup>[10,15]</sup>,以及文献[2]所提的全数字块对角化算法进行对比。考虑基站配置  $M_t = 256$  根天线,  $N_t = 16$  条 RF 链路。每个用户配置  $M_r = 8$  根天线,  $N_r = 4$  条 RF 链路。假设一共有  $K = 4$  个用户,每个用户需要接收4个数据流,基站需要同时传送  $N_s = \sum_{k=1}^K N_s^{(k)} = 16$  个数据流。假设发送端和接收端均为 ULA 天线,且天线间距为  $d = \lambda/2$ , 对应的到达角(AoA)/出发角(AoD)服从  $[0, 2\pi]$  的均匀分布。假设信道模型中有  $N_{cl} = 8$  个散射簇,每个散射簇中有  $N_{ray} = 10$  个传播路径。

图2对所提算法收敛性进行了验证。可以发现,在第1阶段,为了使式(9)所示的等效阵列增益最大化,本文所提的算法2能够在4~5次迭代后收敛;在第2阶段,利用算法3求解问题(18),目标函数在8~9次迭代后也基本收敛。总体而言,本文所提方案复杂度是可以接受的。而且通过收发端的协作,提高了系统对信道条件变化的适应性,提升了系统吞吐量。

图3展示所提方案在频谱效率上的性能表现。将文献[2]的全数字方案作为参考标准。可以发现,本文所提方案在频谱效率上的性能接近文献[10]所提的 Hybrid-BD 方案,而 Hybrid-BD 方案是部署在全连接的 HBF 架构上的。这是因为本文所提的算法充分利用了基站和用户之间的协作,提升波束成形的性能。另外,本文所提方案不需要对用户数进行约束,这有利于系统设计的灵活性。而 Hybrid-BD 方案必须满足  $N_t = KN_t$  的条件。文献[15]所提的基于串行干扰消除(successive interference cancellation-based, SIC-

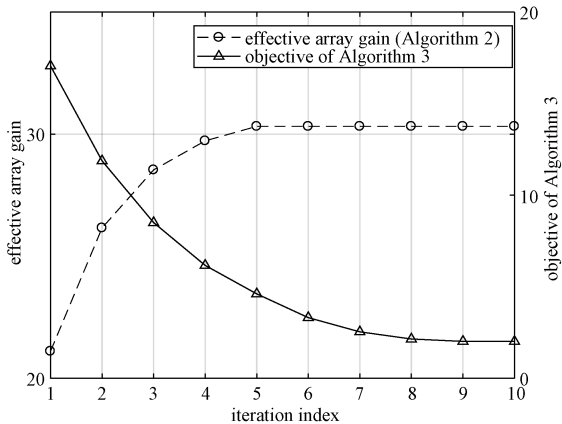


图 2 算法收敛性评估

Fig. 2 Convergence of proposed algorithms

based)的方案部署在部分连接的 HBF 架构上。可以发现本文所提方案频谱效率优于 SIC-based 方案。这是因为 SIC-based 方案要求数字波束成形矩阵为实数对角阵,这导致了部分的性能损失。

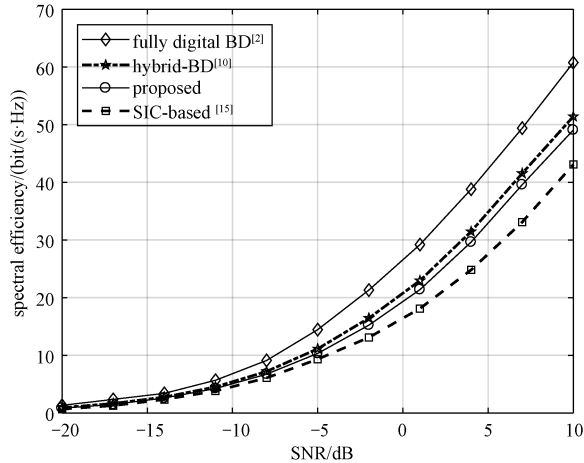


图 3 系统频谱效率与接收信噪比 (SNR) 的关系

Fig. 3 Spectral efficiency versus SNR

图 4 展示不同方案在能量效率上的性能对比。参考文献[18],定义频谱效率表达式为

$$\eta = \frac{R}{P_{\text{total}}} = \frac{R}{P_t + N_{\text{RF}}P_{\text{RF}} + N_{\text{PS}}P_{\text{PS}}}. \quad (22)$$

其中:  $P_t$  为发送功率;  $P_{\text{RF}}$  为每条 RF 链路的消耗的功率,  $P_{\text{PS}}$  为每个移相器消耗的功率;  $N_{\text{RF}}, N_{\text{PS}}$  分别为系统所需 RF 链路数量和移相器数量。本文设定  $P_{\text{RF}} = 250 \text{ mW}, P_{\text{PS}} = 1 \text{ mW}, P_t = 1 \text{ W}$ 。从图中可以看到,本文所提方案能量效率显著优于其他 3 种方案。尽管 Hybrid-BD 方案在频谱效率上表现较好,但其能量效率偏低,这是因为全连接 HBF 架构需要大量移相器。对于配置  $M_t$  根天线、 $N_t$  条 RF 链路的基站,共需要  $M_t N_t$  个移相器,这

大幅增加了系统能耗。全数字 BD 方案在能耗上表现最差,这也证明对于大规模 MIMO 系统而言, HBF 是十分必要的。

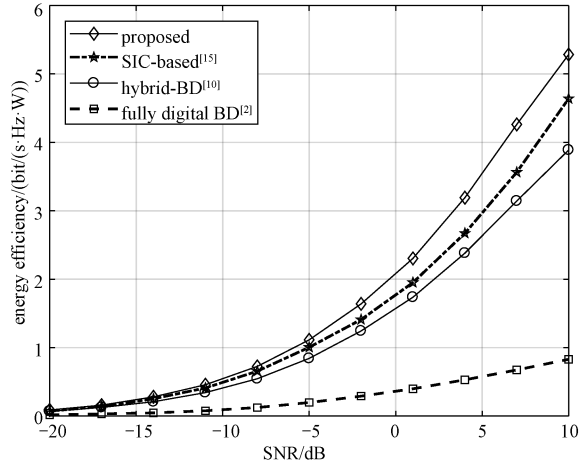


图 4 系统能量效率与接收信噪比 (SNR) 的关系

Fig. 4 Energy efficiency versus SNR

4 结束语

本文研究具有部分连接架构的多用户毫米波大规模 MIMO 系统中混合波束成形问题,提出一个联合设计收发端的数模混合波束成形的完整方案。为了联合优化基站端的模拟预编码矩阵和用户端的模拟接收矩阵,提出一个基于稀疏主成分分析的算法,最大化系统的等效信道增益。然后,将系统频谱效率最大化的问题转化为一个 WMMSE 问题,并利用块坐标下降算法联合优化数字预编码矩阵和接收矩阵。仿真结果显示本文所提方案的频谱效率性能优于部分连接架构下的其他方案,而且系统的能量效率与已有的 HBF 方案相比具有显著优势。

参考文献

[1] 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.

[2] Spencer Q H, Swindlehurst A L, Haardt M. Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(2): 461-471.

[3] Zhang X Y, Molisch A F, Kung S Y. Variable-phase-shift-based RF-baseband codesign for MIMO antenna selection [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(11): 4091-4103.

[4] 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.
- [5] Sohrabi 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.
- [6] Sohrabi F, Liu Y F, Yu W. One-bit precoding and constellation range design for massive MIMO with QAM signaling[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2018, 12(3): 557-570.
- [7] Zhai X F, Shi Q J, Cai Y L, et al. Joint transmit precoding and receive antenna selection for uplink multiuser massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(11): 5249-5260.
- [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] Nguyen D H N, Le L B, Le-Ngoc T. Hybrid MMSE precoding for mmWave multiuser MIMO systems[C]//2016 IEEE International Conference on Communications (ICC). IEEE, 2016: 1-6.
- [10] Ni W H, Dong X D. Hybrid block diagonalization for massive multiuser MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(1): 201-211.
- [11] El Ayach O, Heath R W, Rajagopal S, et al. Multimode precoding in millimeter wave MIMO transmitters with multiple antenna sub-arrays[C]//2013 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). IEEE, 2013: 3476-3480.
- [12] Li N X, Wei Z X, Yang H W, et al. Hybrid precoding for mmWave massive MIMO systems with partially connected structure[J]. IEEE Access, 2017, 5: 15142-15151.
- [13] Yu X H, Zhang J, Letaief K B. Partially-connected hybrid precoding in mm-Wave systems with dynamic phase shifter networks[C]//2017 IEEE 18th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC). IEEE, 2017: 1-5.
- [14] Jin J N, Xiao C S, Chen W, et al. Hybrid Precoding in mmWave MIMO Broadcast Channels with Dynamic Subarrays and Finite-Alphabet Inputs[C]//2018 IEEE International Conference on Communications (ICC). IEEE, 2018: 1-6.
- [15] 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.
- [16] Journée M, Nesterov Y, Richtárik P, et al. Generalized power method for sparse principal component analysis[J]. Journal of Machine Learning Research, 2010, 11(2): 517-553.
- [17] Shi Q J, Razaviyayn M, Luo Z Q, et al. An iteratively weighted MMSE approach to distributed sum-utility maximization for a MIMO interfering broadcast channel[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(9): 4331-4340.
- [18] Cui S G, Goldsmith A J, Bahai A. Energy-constrained modulation optimization[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(5): 2349-2360.