

DOI: 10.13382/j.jemi.B2105026

动态网络下交替优化正交匹配追踪混合预编码*

王舟明¹ 李正权^{1,2} 代 涛¹

(1. 江南大学物联网工程学院 无锡 214122; 2. 江苏省未来网络创新研究院 南京 211111)

摘 要:为解决毫米波大规模多输入多输出 (multiple input multiple output, MIMO) 系统中混合预编码频谱性能损失严重的问题,本文提出了一种动态网络下交替优化正交匹配追踪混合预编码算法。首先,通过恒模约束条件下的模拟预编码矩阵确定固定相位移相器与天线之间较好的初始连接状态,以提高迭代收敛速率;然后,根据连接状态构造最佳候选模拟预编码矩阵,从而求解全局最优的索引向量;最后,由最优索引向量组成的数字预编码矩阵反馈到动态网络,可动态实现移相器与天线阵列连接状态的交替优化更新。同时,所提出的算法只需要少量固定相位的移相器,在频谱性能和复杂度之间达到良好平衡。仿真结果表明,与其他现有算法相比,该算法具有更高频谱效率、更高迭代收敛速率和更低复杂度,特别是当射频频链路数大于数据流数时,频谱效率的提升更加显著。

关键词:混合预编码;固定移相器;动态网络;交替优化;频谱效率

中图分类号: TN929 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5015

Alternating optimization orthogonal matching pursuit hybrid precoding in dynamic networks

Wang Zhouming¹ Li Zhengquan^{1,2} Dai Tao¹

(1. School of Internet of Things Engineering, Jiangnan University, Wuxi 214122, China;
2. Jiangsu Future Networks Innovation Institute, Nanjing 211111, China)

Abstract: To solve the problem of serious spectrum performance loss of hybrid precoding in millimeter wave multiple input multiple output (MIMO) systems, a hybrid precoding algorithm based on alternating optimization orthogonal matching pursuit is proposed in this paper. Firstly, an analog precoding matrix under constant mode constraint is used to determine the good initial connection state between the stationary phase displacement phaser and the antenna to improve the iterative convergence rate. Then, the optimal candidate simulation precoding matrix is constructed according to the connection state to solve the global optimal index vector. Finally, the digital precoding matrix composed of the optimal index vector is fed back to the dynamic network, which can dynamically optimize and update the connection state of the phase shifter and the antenna array alternately. At the same time, the proposed algorithm only needs a small number of fixed phase shifters to achieve a good balance between spectrum performance and complexity. Simulation results show that compared with other existing algorithms, the proposed algorithm has higher spectral efficiency, higher iterative convergence rate and lower complexity, especially when the number of RF links is greater than the number of data streams, the improvement of spectral efficiency is more significant.

Keywords: hybrid precoding; fixed phase shifter; dynamic network; alternate optimization; spectrum efficiency

0 引 言

移动通信技术在过去的几十年里得到快速发展^[1],

当前频段的移动通信技术已经无法满足人们对数据通信业务的需求,同时无线网络容量也呈现指数级增长。而毫米波通信系统能够获得很高的带宽^[2],提高了移动通信系统的传输速率^[3]。利用毫米波波长短的特点,通信

系统可以在基站配置大型天线阵列。预编码可以提供足够的阵列增益来克服在发射端和接收端之间的路径损耗^[4],从而可以实现多数据流的传输,使得通信系统的传输性能大幅提高^[5]。同时,毫米波大规模 MIMO 系统通过预编码器获悉信道的状态信息,在系统发射端选择合适发射策略,均衡接收端,提高系统频谱效率^[6-7],使用户获得更好的复用增益。

毫米波大规模 MIMO 系统因为硬件成本和功率限制,所以难以实现大型天线阵列的全数字预编码^[8]。为了该问题,文献[9]中提出了全模拟预编码方案,使用低廉、低功耗的移相器代替了数字预编码的射频链路,构成移相器网络,但是此方案频谱性能远低于全数字预编码。为了平衡通信系统频谱性能和硬件成本,文献[10-13]提出几种混合预编码方案。这些方案在基带进行数字预编码,并通过少量射频链路与移相器连接,保证系统频谱性能的同时降低了硬件成本。对于混合预编码连接结构的研究,主要分为全连接结构^[14]和部分连接结构^[15-16]。全连接结构要求射频链路通过移相器网络将数据流映射到每个天线阵列。但全连接结构带来优越频谱性能和增益的同时也引起了高功耗和高成本的问题。与之对应的部分连接结构则相反,降低了硬件复杂度和功率功耗,但由于结构的局限性和块角矩阵的形式,频谱性能有所下降^[15]。文献[16]中部分连接结构混合预编码只连接少量的射频链,但是移相器的数量随着天线规模增大而增加,未能有效降低高昂的硬件成本。此外,移相器的精度也影响着混合预编码器性能,因此文献[17]提出了基于高精度化移相器的混合预编码算法,但是高精度化的移相器由于计算复杂度高,未能得到实际应用。

基于上述问题,文献[18]提出了一种低复杂度混合预编码算法,通过网格结构求解传输过程所需要的相位信息,但由于只支持有限的离散相位集,传输性能得不到保证。因此文献[19]提出了一种低精度移相器混合预编码算法,通过迭代法分别设计预编码器和组合器,以便提高混合预编码算法的频谱效率。该预编码方案虽然降低了移相器的精度,但是每根射频链路所需的移相器数量依然较多,因此硬件复杂度仍然较高。在实际工作中,连接射频链路的移相器数量随着移相器精度提高而增加,这就提高了硬件的复杂度和增加了功耗。为了减少硬件复杂度,文献[20]提出了一种使用少量具有固定相位的移相器的混合预编码算法。但是相位固定会导致无法快速更新最佳数字预编码矩阵,损失了系统频谱性能。基于此,文献[21]在假设获得完全信道状态信息的情况下,提出一种基于正交匹配追踪算法的低复杂度混合预编码,该算法有效提高了系统的频谱效率和复用增益,但是候选模拟预编码矩阵构造和最大相关性索引增加了系统的复杂度。

基于上述研究分析,本文提出一种动态网络下交替优化正交匹配追踪混合预编码算法。对于 5 G 通信系统,动态网络可以进行有效资源调度,提高网络通信效率,可以更好服务用户。同时,动态网络进行优化网络部署,实时感知网络的动态状态,对此实行动态网络管理和排除故障。首先,通过满足恒模约束条件的模拟预编码矩阵确定固定相位移相器与天线阵列的初始连接状态;然后,根据连接状态构造最佳候选模拟预编码矩阵并求解全局最优的索引向量;最后,由最优索引向量组成的数字预编码矩阵反馈到动态网络,动态实现移相器与天线阵列连接状态的交替优化更新。本文所提算法中最佳候选模拟预编码和最佳数字预编码的构造更新和动态网络的交替优化能实现算法的快速收敛。所提算法只需要少量量化和固定相位的移相器,在性能和复杂度之间达到良好平衡。仿真结果表明,与其他现有算法相比,本文所提算法能提升混合预编码的频谱效率和降低复杂度,特别是当射频链路数大于数据流数时,频谱效率的提升更加显著且接近无约束全数字预编码器性能。

本文主要内容如下:

1) 将频谱效率最大化问题转化为全数字预编码和混合预编码之间欧氏距离的最小化问题。提出一种动态网络下交替优化正交匹配追踪混合预编码算法,获取更好频谱效率和系统性能,降低系统复杂度。

2) 对于提出的优化算法进行仿真分析,将本文优化算法和无约束全数字预编码器^[22]、OMP (orthogonal matching pursuit) 算法^[22]、文献[20]混合预编码算法进行比较,本文优化算法的仿真结果也达到了预期的良好频谱效率,迭代收敛时间也较短。

1 系统模型和问题描述

1.1 系统模型

本文研究点对点单用户毫米波大规模 MIMO 系统,如图 1 所示。发送端发送数据流数为 N_s ,并配置了 N_t 根天线和 N_{RF}^t 条射频链路。接收端配置 N_r 根天线和 N_{RF}^r 条射频链路,分别满足 $N_s \leq N_{RF}^t \leq N_t$ 和 $N_s \leq N_{RF}^r \leq N_r$ 。

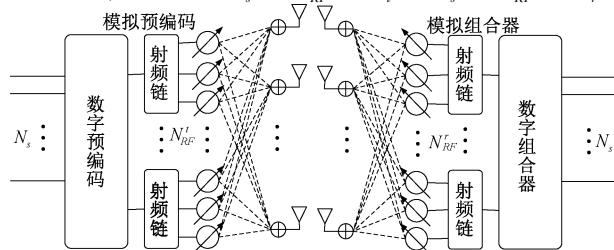


图 1 毫米波多输入多输出系统中的混合预编码器

Fig. 1 Hybrid precoders in millimeter-wave multiple-input multiple-output systems

根据上述系统模型,数据流依次通过数字预编码器

$\mathbf{F}_{BB} \in \mathbb{C}^{N_{RF} \times N_s}$ 和模拟预编码器 $\mathbf{F}_{RF} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_{RF}^t}$ 进行预编码,信道矩阵为 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$,接收端信号表示为:

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

其中,用户总接收信号向量 $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$, ρ 代表平均接收功率, $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 是经过调制的发送信号,满足 $E[\mathbf{s} \mathbf{s}^*] = (N_s)^{-1} \mathbf{I}_{N_s}$, 信道矩阵 $\mathbf{H}$ 满足 $E[\|\mathbf{H}\|_F^2] = N_t N_r$, $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 是均值为0,方差为 σ_n^2 的加性高斯白噪声矢量。由式(1)可知,混合预编码器 $\mathbf{F}$ 满足 $\mathbf{F} = \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}$ 。同时,混合组合器 $\mathbf{W}$ 与混合预编码 $\mathbf{F}$ 类似。为了限制发射功率,预编码矩阵需要满足 $\|\mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}\|_F^2 = N_s$ 。同时,模拟预编码 $\mathbf{F}_{RF}$ 满足恒模约束:

$$|(\mathbf{F}_{RF})_{ij}| = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \quad (2)$$

1.2 毫米波信道模型

由于毫米波信道散射簇数目少,散射能力有限,不适用传统瑞利衰落信道模型,因此本文采用广泛使用的扩展 Saleh-Valenzuela 窄带平坦衰落信道模型^[23]。信道矩阵 $\mathbf{H}$ 可以用 N_{cl} 个散射簇分布表示,每个散射簇包含 N_{ray} 条传播路径,即:

$$\mathbf{H} = \gamma \sum_{i,l}^{N_{cl}, N_{ray}} \alpha_{il} \mathbf{A}_r(\phi_{il}^r, \theta_{il}^r) \mathbf{A}_t(\phi_{il}^t, \theta_{il}^t) \quad (3)$$

其中, γ 满足 $\gamma = \sqrt{N_t N_r (N_{cl} N_{ray})^{-1}}$, 为归一化因子。同时, α_{il} 代表第 i 个散射簇中的第 l 条传播路径的复合增益,服从高斯分布。矩阵 $\mathbf{A}_r(\phi_{il}^r, \theta_{il}^r)$ 和 $\mathbf{A}_t(\phi_{il}^t, \theta_{il}^t)$ 分别表示收发两端天线阵列响应矢量。同时,收发端的天线阵列响应矢量只与天线阵列结构有关。

当收发两端的天线阵列采用均匀平面阵列(uniform planar array, UPA),阵列的响应矢量 $\mathbf{A}_r(\phi_{il}^r, \theta_{il}^r)$ 和 $\mathbf{A}_t(\phi_{il}^t, \theta_{il}^t)$ 可以表示为:

$$\mathbf{A}_{UPA}(\phi, \theta) = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1, \dots, e^{jkd(\sin(\phi)\sin(\theta) + n\cos(\theta))} \\ \dots, e^{jkd((W-1)\sin(\phi)\sin(\theta) + (Z-1)\cos(\theta))} \end{bmatrix}^T \quad (4)$$

其中, d 表示天线之间距离, $k = 2\pi/\lambda$, λ 表示载波波长。为了使得均匀平面阵列响应矢量的参数满足 $0 \leq m < Z$ 和 $0 \leq n < Z$, 天线阵列尺寸满足 $N = WZ$ 。

假设发射端和接收端都可以获得完全信道状态信息,且传输数据流满足高斯分布,系统的频谱效率可以表示为:

$$R = \log_2 \left(\left| \mathbf{I}_{N_s} + \frac{\rho}{N_s} \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{G} \mathbf{G}^* \right| \right) \quad (5)$$

其中, $\mathbf{R}_n = \sigma_n^2 \mathbf{W}_{BB}^* \mathbf{W}_{RF}^* \mathbf{W}_{BB} \mathbf{W}_{RF}$ 为组合噪声协方差矩阵, $\mathbf{G} = \mathbf{W}_{BB}^* \mathbf{W}_{RF}^* \mathbf{H} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}$ 表示等效处理矩阵。

1.3 问题描述

本文将频谱效率最大化问题转化为混合预编码矩阵和最佳无约束全数字预编码矩阵的最小欧氏距离,因此,根据文献[10-13],混合预编码设计问题可以描述为:

$$\begin{aligned} & \underset{\mathbf{F}_{RF}, \mathbf{F}_{BB}}{\operatorname{argmin}} \quad \|\mathbf{F}_{opt} - \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}\|_F^2 \\ & \text{subject to } \mathbf{F}_{RF} \in \psi, \|\mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}\|_F^2 = N_s \end{aligned} \quad (6)$$

其中, ψ 表示模拟预编码 $\mathbf{F}_{RF}$ 码本集合,其中所有的元素满足恒模约束条件。 $\mathbf{F}_{opt} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_s}$ 表示最佳无约束全数字预编码器,由对应信道矩阵 $\mathbf{H}$ 的右奇异矩阵 $\mathbf{V}$ 的前 N_s 列奇异向量组成。式(6)表明可以通过寻找最优预编码矩阵 $\mathbf{F}_{opt}$ 在混合预编码矩阵 $\mathbf{F} = \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}$ 上的最大投影来设计混合预编码。

然而,恒模约束约束下模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{RF}$ 相位离散,难以求解。所以,本文提出了在固定移相器后增加一个由开关矩阵 $\mathbf{S}$ 控制的动态网络来自适应调节相位,以提升频谱性能。使用 N_{cl} 个具有固定相位的移相器,其中 $N_{cl} \ll N_t N_{RF}^t$, N_{cl} 个固定移相器给已知的射频链输出信号提供 N_{cl} 个具有不同相位的信号。射频链路到天线之间应用 N_{cl} 个自适应动态开关实现预编码增益,在整个算法中总共需要 $N_t N_{RF}^t N_{cl}$ 个开关。

因此,模拟射频预编码器矩阵 $\mathbf{F}_{RF}$ 可以分解为:

$$\mathbf{F}_{RF} = \mathbf{S} \mathbf{C} \quad (7)$$

$$\mathbf{C} = \operatorname{diag}(\underbrace{\mathbf{c}, \mathbf{c}, \mathbf{c}, \dots, \mathbf{c}}_{N_{RF}^t}) \quad (8)$$

$$\mathbf{c} = \frac{1}{\sqrt{N_{cl}}} [e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_{N_{cl}}}]$$

其中,二进制开关矩阵 $\mathbf{S} \in \{0, 1\}^{N_t N_{RF}^t N_{cl}}$, $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{N_{cl} N_{RF}^t N_{cl}}$ 表示固定移相器矩阵。

根据式(7)和(8),将式(6)改写为:

$$\begin{aligned} & \underset{\mathbf{S}, \mathbf{F}_{BB}}{\operatorname{argmin}} \quad \|\mathbf{F}_{opt} - \mathbf{S} \mathbf{C} \mathbf{F}_{BB}\|_F^2 \\ & \text{subject to } \mathbf{S} \in \mathbf{B}, \|\mathbf{S} \mathbf{C} \mathbf{F}_{BB}\|_F^2 \leq N_s P \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $\mathbf{B} \in \{0, 1\}^{N_t N_{RF}^t N_{cl}}$, $N_s P$ 是发射功率约束条件。

如上述分析,主要问题是如何在二元约束条件下使得算法整体收敛并同时保证频谱性能。因此,本文提出动态网络下的交替优化匹配追踪算法可以快速求解开关矩阵 $\mathbf{S}$ 以及 $\mathbf{F}_{BB}$, 很好地解决了二元约束问题。本文算法可以提高系统频谱效率,降低复杂度。接收端的组合器优化以相同方式设计,但是不受功率约束。

2 算法设计

2.1 动态网络下交替优化正交匹配追踪混合预编码算法设计

对于混合预编码的设计,1.3节中式(9)发射功率约

束 $P=1$ 。首先,推导出式(9)的上限,然后在此基础上提出交替优化匹配追踪算法。

受到无约束全数字预编码矩阵的正交约束结构启发,对 F_{BB} 实施类似的约束条件,使得数字预编码矩阵 F_{BB} 满足列正交。

$$F_{BB} = \alpha F_{DD} \quad (10)$$

$$F_{BB}^* F_{BB} = \alpha^2 F_{DD}^* F_{DD} = \alpha^2 I_{N_s} \quad (11)$$

其中,射频链的数量有限,为了简化数字预编码矩阵 F_{BB} 的设计,就需要寻找一个维度相同的酉矩阵 F_{DD} 。

根据式(10),式(9)的欧氏距离可以改写为:

$$\begin{aligned} \|F_{opt} - SCF_{BB}\|_F^2 &= \|F_{opt} - \alpha SCF_{DD}\|_F^2 = \\ &\text{tr}(F_{opt}^* F_{opt}) - \alpha \text{tr}(F_{opt}^* SCF_{DD}) - \\ &\alpha \text{tr}(F_{DD}^* (SC)^* F_{opt}) + \alpha^2 \text{tr}(F_{DD}^* (SC)^* SCF_{DD}) = \\ &\|F_{opt}\|_F^2 - 2\alpha \Re \text{tr}(F_{DD} F_{opt}^* SC) + \alpha^2 \|SCF_{DD}\|_F^2 \end{aligned} \quad (12)$$

由于式(8)中的移相器矩阵 C 也是半酉矩阵,满足条件 $C^* C = I_{N_c^t}$ 。因此可以推导出式(12)的最后一项的上限为:

$$\|SCF_{DD}\|_F^2 = \text{tr}(F_{DD}^* C^* S^* SCF_{DD}) \quad (13)$$

由于 CF_{DD} 为半酉矩阵,可以实施奇异值分解得到:

$$CF_{DD} F_{DD}^* C^* = K \text{diag}(I_{N_s}, 0) K^* \quad (14)$$

$$\|SCF_{DD}\|_F^2 = \text{tr}(F_{DD}^* C^* S^* SCF_{DD}) =$$

$$\text{tr}(\text{diag}(I_{N_s}, 0) K^* S^* SK) <$$

$$\text{tr}(K^* S^* SK) = \|S\|_F^2 \quad (15)$$

根据式(15)求出的上限结果,以及最小化问题不考虑常数项 $\|F_{opt}\|_F^2$,混合预编码设计问题从式(9)改写为:

$$\begin{aligned} \underset{\alpha, S, F_{DD}}{\text{argmin}} \quad & \|S\|_F^2 - 2\alpha \Re \text{tr}(F_{DD} F_{opt}^* SC) \\ \text{subject to } & S \in \mathbf{B}, \|F_{DD}^* F_{DD}\|_F^2 = I_{N_s} \end{aligned} \quad (16)$$

在本文算法中,优化一个变量子集的同时保持其他变量不变。式(16)的最小化问题可以转换为式(16)第2项的最大化问题。根据对偶范数的定义和霍尔德不等式,可以得到式(16)中第2项的上限为:

$$\begin{aligned} \alpha \Re \text{tr}(F_{DD} F_{opt}^* SC) &\leq |\text{tr}(\alpha F_{DD} F_{opt}^* SC)| \leq \\ \|F_{DD}^*\|_\infty \|\alpha F_{opt}^* SC\|_1 &= \\ \|\alpha F_{opt}^* SC\|_1 &= \sum_{i=1}^{N_s} \sigma_i \end{aligned} \quad (17)$$

此处的 $\alpha F_{opt}^* SC = U \Sigma V_I^*$ 遵循奇异值分解原理,同时 Σ 是具有非零奇异值的对角矩阵。在交替优化匹配追踪算法中,分别单独更新优化 α 和 S 两个变量,降低复杂度。通过增加常数项 $\|\Im(F_{opt} F_{DD}^* C^*)\|_F^2$ 到式(16)更新变量 α 和 S ,得到:

$$\begin{aligned} \underset{\alpha, S}{\text{argmin}} \quad & \|\Im(F_{opt} F_{DD}^* C^*) - \alpha S\|_F^2 \\ \text{subject to } & S \in \mathbf{B} \end{aligned} \quad (18)$$

开关矩阵 S 是由 0 和 1 元素组成,一旦固定变量 α ,

开关矩阵 S 就可以确定。如果式(18)的 $\Im(F_{opt} F_{DD}^* C^*)$ 在欧几里德空间里接近变量 α ,矩阵 S 与 $\Im(F_{opt} F_{DD}^* C^*)$ 位置对应元素取值为 1。如果式(18)的 $\Im(F_{opt} F_{DD}^* C^*)$ 在欧几里德空间里接近接近 0,对应位置元素取 0。

在交替优化匹配追踪算法中,优化了矩阵 S ,还需要更新优化变量 α 。首先,对式(18)的 $\Im(F_{opt} F_{DD}^* C^*)$ 进行矢量化得到:

$$\mathbf{x} = \text{vec}[\Im(F_{opt} F_{DD}^* C^*)] \quad (19)$$

然后,将式(19)中元素进行升序排列 $\mathbf{x} = [\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, \dots, \tilde{x}_n]^T$,且满足 $\tilde{x}_1 \leq \tilde{x}_2 \leq \dots \leq \tilde{x}_n$ 。将元素划分为 $n+1$ 间隔,假设第 q 个间隔为 $\tau_q = [\tilde{x}_q, \tilde{x}_{q+1}]$ 。将开关矩阵矢量化 $\mathbf{s} = \text{vec}[S] = [s_1, s_1, \dots, s_n]^T$,则开关矩阵 S 可以根据变量 α 得到:

$$S = \begin{cases} M \left[\Im(F_{opt} F_{DD}^* C^*) > \frac{\alpha}{2} \mathbf{1}_{N_t N_c^t N_{RF}} \right], & \alpha > 0 \\ M \left[\Im(F_{opt} F_{DD}^* C^*) < \frac{\alpha}{2} \mathbf{1}_{N_t N_c^t N_{RF}} \right], & \alpha < 0 \end{cases} \quad (20)$$

其中, $M[\cdot]$ 表示开关矩阵 S 的指示, $\mathbf{1}_{N_t N_c^t N_{RF}}$ 表示各个元素都是 1 的矩阵。可以将式(20)具体地表示为:

$$\begin{aligned} \{s_k\}_{k=1}^{i-1} &= \begin{cases} 0, & \alpha > 0 \\ 1, & \alpha < 0 \end{cases} \\ \{s_k\}_{k=i}^n &= \begin{cases} 1, & \alpha > 0 \\ 0, & \alpha < 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (21)$$

其中,每个单独开关 s_k 对应着矢量 $\mathbf{x}$ 中 $\tilde{x}_k$ 。根据元素 $\tilde{x}_k$ 与变量 α 和数值 0 在欧几里德空间里的距离情况确定 s_k 取值 0 还是 1。

对于变量 α 的优化更新,根据式(19)将式(18)改写为:

$$\begin{aligned} \underset{\alpha, S}{\text{argmin}} \quad & \|\mathbf{x} - \alpha \mathbf{s}\|_F^2 \\ \text{subject to } & \mathbf{s} \in \{0, 1\}^n \end{aligned} \quad (22)$$

因此,根据式(21),将式(22)中的欧氏距离改写成关于变量 α 的函数:

$$\begin{aligned} f(\alpha) &= \|\mathbf{x} - \alpha \mathbf{s}\|_2^2 = \\ &\begin{cases} \sum_{j=1}^i (\tilde{x}_j - \alpha)^2 + \sum_{j=i+1}^n \tilde{x}_j^2, & \alpha < 0 \text{ and } \frac{\alpha}{2} \in \tau_i \\ \sum_{j=1}^i \tilde{x}_j^2 + \sum_{j=i+1}^n (\tilde{x}_j - \alpha)^2, & \alpha > 0 \text{ and } \frac{\alpha}{2} \in \tau_i \end{cases} = \\ &\begin{cases} i\alpha^2 - 2\sum_{j=1}^i \tilde{x}_j \alpha + \sum_{j=1}^i \tilde{x}_j^2, & \alpha < 0 \text{ and } \alpha \in [2\tilde{x}_i, 2\tilde{x}_{i+1}] \\ (n-i)\alpha^2 - 2\sum_{j=i+1}^n \tilde{x}_j \alpha + \sum_{j=1}^n \tilde{x}_j^2, & \alpha > 0 \text{ and } \alpha \in [2\tilde{x}_i, 2\tilde{x}_{i+1}] \end{cases} \end{aligned} \quad (23)$$

在式(23)中, $f(\alpha)$ 在每个区间 $[2\tilde{x}_i, 2\tilde{x}_{i+1}]$ 都是二次函数。这意味着 $f(\alpha)$ 只能在区间的两端或者对称轴位置取到最小值。其中, 二次函数 $f(\alpha)$ 的对称轴 $x = \hat{x}_i$ 表示为:

$$\hat{x}_i = \begin{cases} \frac{\sum_{j=1}^i \tilde{x}_j}{i}, \hat{x}_i < 0 \text{ and } \hat{x}_i \in [2\tilde{x}_i, 2\tilde{x}_{i+1}] \\ \frac{\sum_{j=i+1}^n \tilde{x}_j}{n-i}, \hat{x}_i < 0 \text{ and } \hat{x}_i \in [2\tilde{x}_i, 2\tilde{x}_{i+1}] \end{cases} \quad (24)$$

$$\alpha = \underset{\{\tilde{x}_i, \hat{x}_i\}_{i=1}^n}{\operatorname{argmin}} \{f(\tilde{x}_i, \hat{x}_i)\} \quad (25)$$

然后, 比较所有区间和对称轴下的 $f(\alpha)$ 值, 取值最小的 α 为最优解。

为了得到变量 α 最优解, 本文需要对 F_{DD} 进行初始构造。首先通过恒模约束条件得到模拟预编码矩阵 F_{RF} 。然后, 将无约束全数字预编码 F_{opt} 和模拟预编码 F_{RF} 乘积通过矩阵奇异值分解定理得到:

$$F_{opt}^* F_{RF} = [U \Sigma V^*] = [U S V_1^*] \quad (26)$$

根据式(26), 得到初始数字预编码矩阵 F_{DD} 为:

$$F_{DD}^{(0)} = [V_1 U^*] \quad (27)$$

为了实现整体算法的快速收敛和提高频谱效率, 本文提出了基于动态网络的交替优化匹配追踪混合预编码算法。首先, 通过式(20)、(21)和(23)完成动态开关矩阵 S 和变量 α 对模拟预编码 F_{RF} 交替优化。然后, 结合天线阵列响应矢量快速构造候选模拟预编码矩阵为:

$$(SC)^{(N_{RF}^t)} = (F_{RF})^{(N_{RF}^t)} A_t^{(k)} \quad (28)$$

式中: 模拟预编码 F_{RF} 由开关矩阵 S 和移相器矩阵 C 组成。利用式(32)残差矩阵 F_{res} 的更新与天线阵列响应矢量 A_t 的相关性来构造候选模拟预编码矩阵。其中, k 表示相关性最大的列数, 用天线阵列矢量 A_t 相关性最大的第 k 列来替换模拟预编码 F_{RF} 第 N_{RF}^t 列, 构造出候选模拟预编码 $(SC)^{(N_{RF}^t)}$ 。

计算残差矩阵 F_{res} 与天线阵列响应矩阵 A_t 相关性的最优索引为:

$$\begin{aligned} \xi &= A_t^* F_{res} \\ k &= \underset{j=1,2,\dots,N_{cl}N_{ray}}{\operatorname{argmax}} |\langle \xi^*, \xi \rangle| \end{aligned} \quad (29)$$

将构造的候选模拟预编码 $(SC)^{(N_{RF}^t)}$ 的约束条件嵌入优化, 寻找最佳低维数字预编码矩阵 F_{DD} , 将优化问题描述为:

$$F_{DD}^{opt} = \underset{S, C, N_{RF}, F_{DD}}{\operatorname{argmin}} \|F_{opt} - (SC)^{(N_{RF}^t)} F_{DD}\|_F \quad (30)$$

根据奇异值分解公式 $\alpha F_{opt}^* (SC)^{(N_{RF}^t)} = JQK^*$, 可以

得到式(30)的数字预编码矩阵 F_{DD} 为:

$$F_{DD} = KJ^* \quad (31)$$

同时引入候选预编码矩阵 $(SC)^{(N_{RF}^t)}$ 和更新优化的数字预编码矩阵 F_{DD} , 然后与无约束全数字预编码器比较计算出残差矩阵为 F_{res} :

$$F_{res} = \frac{F_{opt} - (SC)^{(N_{RF}^t)} F_{DD}}{\|F_{opt} - (SC)^{(N_{RF}^t)} F_{DD}\|_F} \quad (32)$$

最后对数字预编码进行了归一化, 满足了发射功率约束的最大信噪比。

在本文算法中, 动态网络下的开关矩阵 S 决定最佳候选模拟预编码矩阵 $(SC)^{(N_{RF}^t)}$ 的构造。候选模拟预编码矩阵的构造提高了算法相关性最大索引的速度和准确率。同时, 最佳候选模拟预编码矩阵可以快速优化残差矩阵 F_{res} 。其次, 优化后的残差矩阵 F_{res} 更新了最佳候选模拟预编码矩阵。变量 α 与动态开关矩阵 S 对应, 通过最佳候选模拟预编码矩阵 $(SC)^{(N_{RF}^t)}$ 可以快速更新最佳数字预编码矩阵 F_{DD} 。 F_{DD} 可以反馈到开关矩阵 S 和变量 α 的更新优化算法, 经过多次的循环迭代, 实现本文算法的快速收敛, 同时得到了更好的频谱效率。

基于上述分析, 所提的动态网络下交替优化正交匹配追踪混合预编码算法流程如算法1所示。

算法1 动态网络下交替优化正交匹配追踪混合预编码算法

初始化系统参数: 信道、发射天线数、接收天线数、集群环境、传播路径、扩展角度、实验次数。

输入 F_{opt}, C, A_t ;

输出 F_{RF}, F_{BB} ;

1) 定义初始零矩阵 $F_{RF} = \mathbf{0}, Y = y_{a,b} = \mathbf{0}$;

2) 恒模约束构造 F_{RF} ;

3) 根据步骤2), 特征值分解得到

$$\operatorname{svd}(F_{opt}^* F_{RF}) = U \Sigma V^*;$$

4) 构造初始值 $F_{DD}^{(0)} = [V_1 U^*]$;

5) 设置初始残差矩阵 $F_{res} = F_{opt}$;

6) while 循环 do

7) 固定数字预编码矩阵 F_{DD} , 根据式(20)、(23)和(25)来优化 α 和 S ;

8) 根据步骤7)优化参数, 计算:

$$y_{1,0} = \|F_{opt}^* F_{DD} C^* - \alpha S\|_F^2;$$

9) for 循环 do

10) 计算相关性最大索引 k , $\xi = A_t^* F_{res}, k =$

$$\underset{j=1,2,\dots,N_{cl}N_{ray}}{\operatorname{argmax}} |\langle \xi^*, \xi \rangle|;$$

11) 根据步骤7), 构造初始候选模拟预编码矩阵 $F_{RF} = SC$;

12) 根据步骤10)和11), 结合天线阵列快速构造最佳候选模拟预编码;

$$(SC)^{(N_{RF}^t)} = (F_{RF})^{(N_{RF}^t)} = A_t^{(k)};$$

- 13) 固定最佳候选模拟预编码矩阵 $(SC)^{(N_{RF}^t)}$, 特征值分解得到 $\alpha F_{opt}^*(SC)^{(N_{RF}^t)} = JQK^*$;
- 14) 根据步骤 13), 更新优化数字预编码矩阵 $F_{DD} = KJ^*$;
- 15) 根据步骤 12) 和 13), 计算残差矩阵:
- $$F_{res} = \frac{F_{opt} - (SC)^{(N_{RF}^t)} F_{DD}}{\|F_{opt} - (SC)^{(N_{RF}^t)} F_{DD}\|_F};$$
- 16) 循环 N_{RF}^t 次, 结束 **for** 循环;
- 17) 根据步骤 14) 和 7), 计算:
- $$y_{1,1} = \|F_{opt} F_{DD}^* C^* - \alpha S\|_F^2;$$
- 18) 当满足条件 $|y_{1,0} - y_{1,1}| < 0.001$, 结束 **while** 循环;
- 19) 返回数字预编码矩阵 $F_{BB} = \alpha F_{DD}$;
- 20) 返回模拟预编码矩阵 $F_{RF} = SC$;

由上述算法流程可知, 本文算法首先通过步骤 2) 求解恒模约束条件下的 F_{RF} 从而确定固定相位移相器与天线阵列的初始连接状态。然后, 步骤 7) 在动态网络下更新 α 和 S 参数, 再经过步骤 10)、11) 和 12) 构造了候选最佳模拟预编码矩阵。其次, 将最佳候选模拟预编码矩阵代入到步骤 15) 和 12), 更新残差矩阵和相关性最大索引 k 。最后, 步骤 16) 中完成 N_{RF}^t 次循环的最佳数字预编码矩阵反馈到动态网络, 进行步骤 7) 参数的交替优化更新, 从而加快了整体算法收敛速度。

2.2 计算复杂度分析

本文优化算法需要计算式 (18) 的欧几里德距离, 是影响算法计算复杂度^[24] 的主要因数, 其计算复杂为 $O[N_{RF}^t N_t (N_s + N_{RF}^t N_{cl} + 2N_{cl})]$ 。在本文优化算法中, 初始设定数字预编码 F_{DD} 的计算复杂度为 $O[N_{RF}^t (N_t + N_t N_s + N_s)]$ 。算法步骤 7) 优化 α 和 S 计算复杂度为 $O[N_{RF}^t N_t (N_s + N_{RF}^t N_{cl})]$ 。算法步骤 10) 计算相关性最大索引的计算复杂度为 $O[N_s N_{cl} N_{ray} (N_t + N_{cl} N_{ray})]$ 。

本文算法步骤 13) 和 14) 更新数字预编码矩阵 F_{DD} 计算复杂度为 $O[N_s (N_{RF}^t)^2 (N_s + 2)]$ 。而文献[22]中数字预编码矩阵的更新计算复杂度为 $O[N_{RF}^t (N_t + 1) ((N_{RF}^t)^3 + (N_{RF}^t)^2) + (N_{RF}^t)^2 (N_t N_s + 1)]$ 。文献[20]中数字预编码矩阵更新计算复杂度为 $O[N_s N_{RF}^t (N_s + 2)]$ 。

其中, U_{iter}^1 和 U_{iter}^2 分别表示本文优化算法和文献[20]算法的数字预编码矩阵完成一次实验更新迭代次数。根据第 4 节的图 5 和表 1 可以得到, 本文优化算法每次实验迭代收敛时间较文献[20]短, 这意味着本文优化算法较文献[20]的单次实验迭代次数少, 即 $U_{iter}^1 < U_{iter}^2$, 两者单次更新数字预编码的计算复杂度处于同一量级。本文算法的整体计算复杂度低于文献[22]。

表 1 数字预编码计算复杂度

Table 1 Digital precoding computational complexity

算法	计算复杂度
本文优化算法	$U_{iter}^1 \times O[N_s (N_{RF}^t)^2 (N_s + 2)]$
文献[20]算法	$U_{iter}^2 \times O[N_s N_{RF}^t (N_s + 2)]$
文献[22]算法	$O[N_{RF}^t (N_t + 1) ((N_{RF}^t)^3 + (N_{RF}^t)^2) + (N_{RF}^t)^2 (N_t N_s + 1)]$

3 数值仿真和分析

为了验证本文算法的性能, 毫米波大规模 MIMO 系统采用扩展 Saleh-Valenzuela 窄带信道模型; 集群环境 $N_{cl} = 8$, 同时每个集群配有 $N_{ray} = 10$ 条传播路径并且每个传播路径到达和发射的方位角和仰角满足拉普拉斯分布。相对应的扩展角为 7.5° , 实验次数为 100 次。同时限制发射功率, 使预编码矩阵需要满足条件 $\|F_{RF} F_{BB}\|_F^2 = N_s$ 。设置信噪比 (signal to noise ratio, SNR) 的取值在 $0 \sim 40$ dB, 以 5 dB 为间隔。为了简便仿真过程, 设置所有集群功率相等, 发射端和接收端的角度扩展也相等。考虑到现实实际应用, 本文采用响应为 UPA 天线单元阵列, 假设接收天线相对发射天线阵列规模较小。同时与最佳无约束全数字预编码算法^[22]、文献[20]混合预编码算法、OMP 算法^[22]的频谱效率进行比较。假设信道状态信息已知, 所有的预编码方案均采用相同总功率约束, 比较 4 种算法频谱效率性能的差异。

4 种算法的频谱效率如图 2 所示, 系统采用毫米波大规模 MIMO 系统, 发射端信号数为 256, 接收端天线为 64, 同时设置发射端和接收端的射频链数量 $N_{RF}^t = N_{RF}^r = 4$, 且分别传输 $N_s = 1$ 和 $N_s = 2$ 条数据流。根据图 2 得到, 在 $N_s = 1$ 和 $N_s = 2$ 两种数据流情况下, 本文优化算法的频谱性能更接近最佳无约束全数字预编码^[22], 主要因为本文优化算法通过最大相关性索引构造了数字和模拟预编码矩阵, 反馈到动态网络实现参数的交替优化, 解决了式 (6)、(9)、(18) 中欧氏距离最小化问题, 欧氏距离越小, 越接近最佳无约束全数字预编码^[22] 频谱效率。4 种算法的整体频谱效率随着数据流数 N_s 增加而提高, 这是因为相同射频链路数下流通数据的通道增多, 可以传输更多数据信息, 来提高频谱效率。从图 2 还可以得到, 本文优化算法频谱效率性能优于 OMP 算法^[22] 和文献[20]混合预编码算法。对于多数据流情况, OMP 算法^[22] 频谱效率减弱, 而本文优化算法适用于多数据流情况, 且频谱效率性能优越。

射频链路数 $N_{RF}^t = N_{RF}^r = 8$ 时 4 种算法频谱效率如图 3 所示。由于图 2 已经考虑了本文优化算法单数据流和多数据流情况下的优越性, 所以图 3 只考虑多数据流

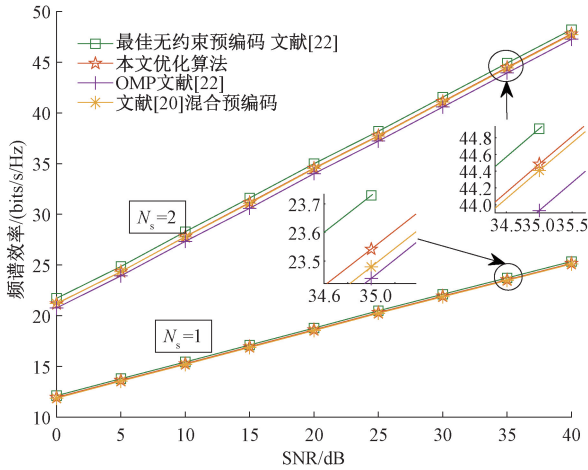


图2 基于4条射频链路的算法频谱效率比较

Fig. 2 Comparison of spectral efficiency of algorithms based on 4 RF links

$N_s = 2$ 和 $N_s = 4$ 情况,同样设置大规模 MIMO 系统的天线阵列规模为 256×64 。从图3得到,本文优化算法的频谱效率性能优于文献[20]混合预编码算法和 OMP 算法^[22],且更接近最佳无约束全数字预编码器。本文优化算法较 OMP 算法^[22]、文献[20]混合预编码算法更适用于多数据流情况,且具有优越的频谱性能。

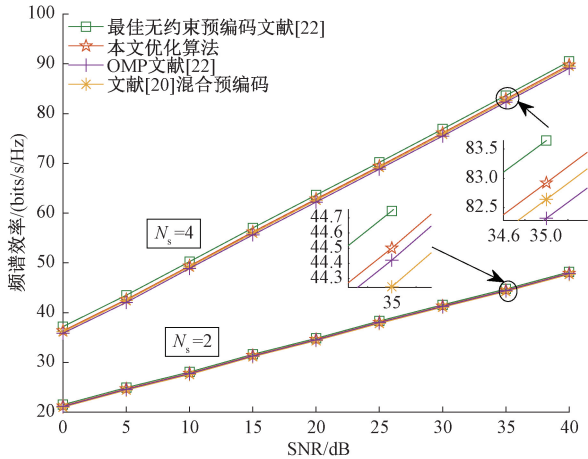


图3 基于8条射频链路的算法频谱效率比较

Fig. 3 Comparison of spectral efficiency of algorithms based on 8 RF links

对比图2和3可以得到,在数据流的数量相同时,射频链数量的增加对4种算法的频谱性能未产生影响。系统的计算复杂度也会随着射频链路数增加而提高,实际应用时硬件的成本和复杂度也会提高。所以本文不考虑更多射频链数的情况和射频链路数变化的频谱效率仿真,只对数据流数变化的频谱效率进行仿真分析。

发射信号为64,接收天线数为16时4种算法频谱效

率如图4所示。设置天线发射系统发射端和接收端的射频链路数设置为 $N_{RF}^t = N_{RF}^r = 4$,分别传输 $N_s = 1$ 和 $N_s = 2$ 条数据流。从图4可以得到,本文优化算法的频谱效率相较于文献[20]混合预编码算法和 OMP 算法^[22]更接近最佳无约束全数字预编码器^[22]的频谱效率,主要是因为本文优化算法通过式(20)、(21)和(23)动态地交替优化开关矩阵 S 和变量 α ,来求解最佳模拟预编码矩阵和数字预编码矩阵,实现了式(5)频谱效率最大化。对比图2和4得到,在相同射频链路数和数据流数下天线阵列规模越大频谱效率也越大,这是因为更大规模的天线阵列可以提高链路的可靠性,从而获得更优的频谱效率性能。

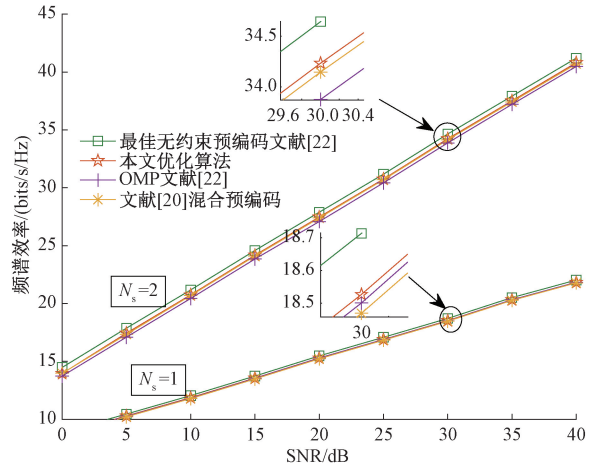


图4 发射天线数为64时算法频谱效率比较

Fig. 4 Comparison of spectral efficiency of algorithms when the number of transmit antennas is 64

射频链路数 $N_{RF}^t = N_{RF}^r = 8$ 时4种算法频谱效率如图5所示。图5考虑了多数据流 $N_s = 4$ 和 $N_s = 5$ 情况,设置系统天线阵列规模为 64×16 。从图5可知,多数据流情况下本文优化算法的频谱效率性能优于文献[20]混合预编码算法和 OMP 算法^[22],且更接近最佳无约束全数字预编码器。

基于射频链数 $N_{RF}^t = N_{RF}^r = 8$ 的不同数据流数下算法频谱效率如图6所示。设置系统天线阵列规模为 256×64 ,信噪比 $SNR = 40$ dB。从图6观察得到,数据流数越大4种算法频谱效率也越大,本文优化算法的频谱效率优于文献[20]混合预编码算法和 OMP 算法^[22],接近最佳无约束全数字预编码的性能。当数据流与射频链路数相等时,以最佳无约束全数字预编码频谱性能为参照,本文算法频谱性能略微降低。因为,在相同射频链路下传输较多数据流,会降低传输可靠性,造成频谱性能损失。所以,仿真表明当射频链路数大于数据流时,频谱效率的提升更加显著且接近最佳无约束全数字预编码器性能。结合图6和3得到,本文的优化算法相较于其他的两种算法更适用于多数据流的情况,频谱性能更优。

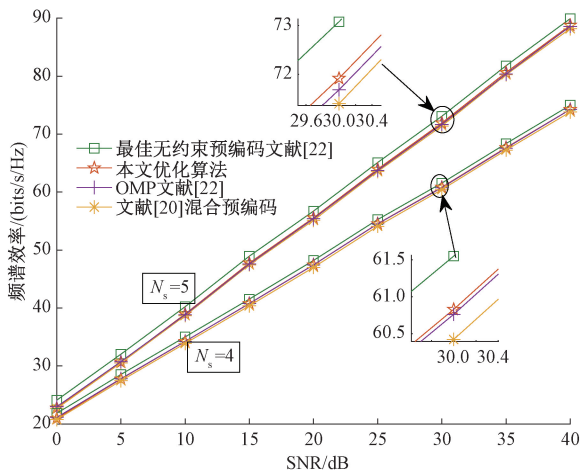


图5 射频链路数为8时算法频谱效率比较

Fig. 5 Comparison of spectral efficiency of algorithms when the number of RF links is 8

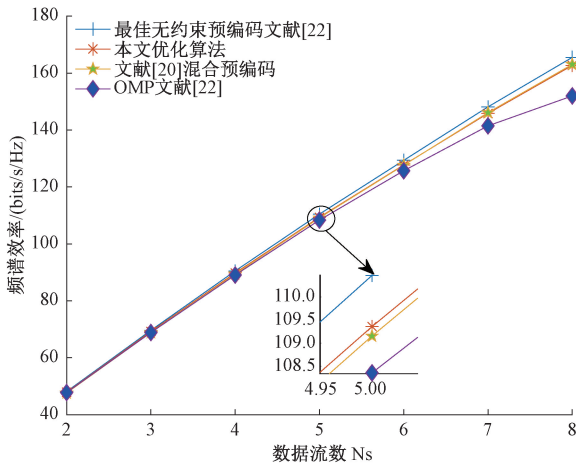


图6 不同数据流数下4种算法频谱效率比较

Fig. 6 Comparison of spectral efficiency of four algorithms with different data streams

图7对比了本文优化算法与文献[20]混合预编码算法迭代时间。设置发射天线数为256,接收天线为64,射频链路数为 $N_{RF}^t = N_{RF}^r = 8$,同时传输 $N_s = 4$ 条数据流。根据图7得到,本文优化算法的迭代时间整体上小于文献[20]混合预编码算法的迭代时间。由于迭代时间长短反映着算法本身的复杂程度,迭代时间越长的算法需要迭代的次数越多,从而造成算法本身复杂度较高。因而,从迭代时间可以得到本文优化算法的复杂度略低于文献[20]混合预编码算法且处于同一量级。

4 结论

综上所述,本文提出一种动态网络下交替优化正交

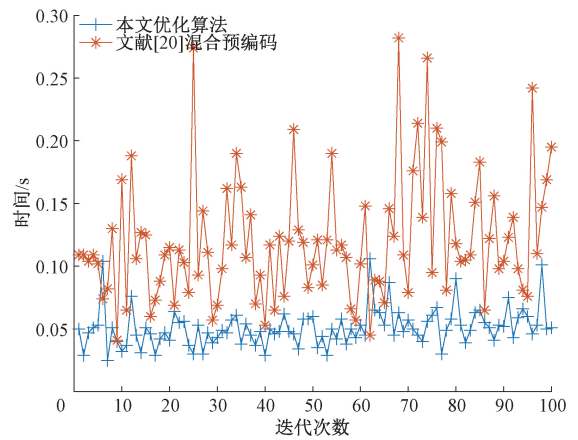


图7 混合预编码算法迭代时间比较

Fig. 7 Comparison of iteration time of hybrid precoding algorithms

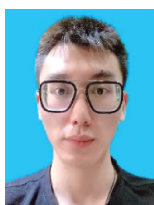
匹配追踪混合预编码算法。首先,通过满足恒模约束条件的模拟预编码矩阵确定固定相位移相器与天线的初始连接状态。然后,根据连接状态构造最佳候选模拟预编码矩阵并求解全局最优的索引向量。最后,由最优索引向量组成的数字预编码矩阵反馈到动态网络,实现移相器与天线阵列连接状态的交替优化更新。同时,最佳的候选模拟预编码矩阵会更新优化出最佳数字预编码。最佳的数字预编码矩阵反馈到动态网络实现移相器与天线阵列的连接状态的优化更新。本文所提出的算法只需要少量量化和固定相位的移相器,在性能和复杂度之间达到良好平衡。仿真结果表明,该算法能提升混合预编码的频谱效率和降低复杂度,特别是当射频链路数大于数据流数时,频谱效率的提升更加显著且接近最佳无约束全数字预编码器性能。

参考文献

- [1] ZENG J, SUN J, WU B, et al. Mobile edge communications, computing, and caching (MEC3) technology in the maritime communication network [J]. China Communications, 2020, 17(5): 223-234.
- [2] SHEN L H, CHANG T W, FENG K T, et al. Design and implementation for deep learning-based adjustable beamforming training for millimeter wave communication systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(3): 2413-2427.
- [3] CHEN X, CHENG J, ZHANG Z, et al. Data-rate driven transmission strategies for deep learning based communication systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(4): 2129-2142.
- [4] RAEESI A, AL-SAEEDI H, ABDEL-WAHAB W M, et al. Ka-band circularly-polarized antenna array with wide gain and axial ratio bandwidth [C]. 2021 IEEE 15th

- European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2021: 1-5.
- [5] LI Y, ZHANG M, ZHU W, et al. Performance evaluation for medium voltage MIMO-OFDM power line communication system [J]. China Communications, 2020, 17(1): 151-162.
- [6] DOMOUCHTSIDIS S, TSINOS C G, CHATZINOTAS S, et al. Constant envelope MIMO-OFDM precoding for low complexity large-scale antenna array systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(12): 7973-7985.
- [7] SHI X, WANG J, PAN C, et al. Low-complexity hybrid precoding algorithm based on Log-Det expansion for genSM-aided mmWave MIMO system [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(2): 1554-1564.
- [8] CHEN C, WANG Y, AÏSSA S, et al. Low-complexity hybrid analog and digital precoding for mmwave MIMO systems [C]. 2020 IEEE 31st Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2020: 1-6.
- [9] ZHAO Y, XU W, XU J, et al. Analog versus hybrid precoding for multiuser massive MIMO with quantized CSI feedback [J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(10): 2319-2323.
- [10] CHEN J C. Constructive interference-based symbol-level precoding design for millimeter-wave massive multiuser MIMO systems with hardware-efficient hybrid precoding architecture [J]. IEEE Access, 2021, 9(1): 18393-18401.
- [11] LI J, CHENG Z, LI H. Hybrid precoding scheme in millimeter wave massive MIMO based on stochastic gradient descent [C]. 2021 IEEE Asia Conference on Information Engineering (ACIE), 2021: 22-26.
- [12] LUO Z, ZHAO L, TONGHUI L, et al. Robust hybrid precoding/combining designs for full-duplex millimeter wave relay systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(9): 9577-9582.
- [13] YUAN M, WANG H, SUN Y. BD-UCD based nonlinear hybrid precoding for millimeter wave massive multiuser MIMO systems [J]. IEEE Communications Letters, 2020, 25(3): 1010-1014.
- [14] ORTEGA A J. Transforming the fully-connected structures of hybrid precoders into dynamic partially-connected structures [C]. 2021 IEEE 28th International Conference on Telecommunications (ICT), 2021: 1-6.
- [15] ZHANG Y, DU J, CHEN Y, et al. Dual-iterative hybrid beamforming design for millimeter-wave massive multi-user MIMO systems with sub-connected structure [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(11): 13482-13496.
- [16] BAI X, LIU F, DU R, et al. Hybrid TH precoding and combining with sub-connected structure for mmWave systems [J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(8): 1821-1824.
- [17] DENG J, TIRKKONEN O, STUDER C. MmWave multiuser MIMO precoding with fixed subarrays and quantized phase shifters [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(11): 11132-11145.
- [18] KAZEMI M, AGHAEINIA H, DUMAN T M. Discrete-phase constant envelope precoding for massive MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(5): 2011-2021.
- [19] WANG Z, LI M, LIU Q, et al. 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.
- [20] YU X, ZHANG J, LETAIEF K B. A hardware-efficient analog network structure for hybrid precoding in millimeter wave systems [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2018, 12(2): 282-297.
- [21] ZHANG Y, HUANG Y, QIN X, et al. Low complexity hybrid precoding based on ORLS for mmWave massive MIMO systems [C]. 2018 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2018: 1-6.
- [22] EL AYACH O, 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.
- [23] GARCÍA-LOYGORRI J M, BRISO C, YUSTE A P. Saleh-valenzuela modelization and clustering information for a mmwave intra-train channel [C]. 2019 IEEE 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2019: 1-5.
- [24] PEREIRA M, CARLOS E D M, MATSUMOTO L. IDM-A new parallel methodology to calculate the determinant of matrices of the order n , with computational complexity $O(n)$ [J]. IEEE Latin America Transactions, 2012, 10(1): 1357-1363.

作者简介



王舟明, 2020 年于苏州科技大学获得学士学位, 现为江南大学在读研究生, 主要研究方向为大规模 MIMO 预编码技术等。

E-mail: 869164420@qq.com

Wang Zhouming received his B. Sc. degree from Suzhou University of Science and

Technology in 2020. Now he is a M. Sc. candidate in Jiangnan University. His main research interests include massive MIMO technology and precoding.



李正权 (通信作者), 2003 年于上海交通大学获得博士学位, 现为江南大学教授, 主要研究方向为大规模 MIMO 技术和可见光通信研究。

E-mail: lzq722@jiangnan.edu.cn

Li Zhengquan (Corresponding author) received his Ph. D. degree from Shanghai Jiaotong University in 2003. Now he is a professor in Jiangnan University. His main

research interests include massive MIMO technology and visible light communication.



代涛, 2020 年于河北大学获得学士学位, 现为江南大学在读研究生, 主要研究方向为大规模 MIMO 信号检测技术等。

E-mail: 6201924065@stu.jiangnan.edu.cn

Dai Tao received his B. Sc. degree from Hebei University in 2020. Now he is a M. Sc. candidate in Jiangnan University. His main research interests include massive MIMO technology and signal detection.