



基于 IAFS 算法的毫米波大规模 MIMO 混合预编码方法

陈浩椅, 李光球, 李辉

(杭州电子科技大学通信工程学院, 浙江 杭州 310016)

摘要: 毫米波大规模多输入多输出系统可以通过部分连接混合预编码方法克服其信号路径损耗带来的不利影响, 具有硬件实现复杂度低、能量效率高的优点, 当输入的数据流数与射频链路数相等时, 可以采用基于串行干扰消除的混合预编码方法。当输入的数据流数与射频链路数不相等时, 提出了一种基于改进人工鱼群 (IAFS) 算法的混合预编码方法。其核心思想是基于频谱效率最优化准则和部分连接结构的特点, 将针对模拟预编码矩阵变量的频谱效率优化问题转化为基于矢量变量的频谱效率最优化问题, 利用 IAFS 算法进行寻优求解完成预编码矩阵设计。仿真结果表明, 所提方法在低信噪比条件下具有较好的频谱效率与能量效率性能, 有望在现实场景中得到应用。

关键词: 毫米波; 大规模多输入多输出; 部分连接; 混合预编码; 改进人工鱼群算法

中图分类号: TN919

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2021192

Hybrid precoding method for millimeter-wave massive MIMO systems based on IAFS algorithm

CHEN Haoyi, LI Guangqiu, LI Hui

School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310016, China

Abstract: The millimeter-wave massive multiple-input multiple-output (MIMO) systems can overcome the adverse effects of the free-space signal path loss through the partial connection hybrid precoding method, which has the advantages of low hardware complexity and high energy efficiency. When the number of input data streams is equal to the number of radio frequency (RF) links, the hybrid precoding method based on partially connected structure and serial interference cancellation can be used. When the number of input data streams is not equal to the number of RF links, a hybrid precoding method based on improved artificial fish swarm (IAFS) algorithm was proposed. The core idea is that based on the spectral efficiency optimization criteria and the characteristics of partial connected structure, the spectral efficiency optimization problem of analog recoding matrix variables was transformed into the spectral efficiency optimization problem based on vector variables, and then the IAFS algorithm was used to solve the spectrum efficiency optimization problem. The simulation results show that the proposed method has good spectral efficiency and energy efficiency under the condition of low signal-to-noise ratio, and is expected to be applied in the real scene.

Key words: millimeter wave, massive MIMO, partially connected, hybrid precoding, improved artificial fish swarm algorithm



1 引言

毫米波大规模多输入多输出 (multiple input multiple output, MIMO) 混合预编码器包括基带数字预编码器和射频模拟预编码器两个组成部分, 因具有较好的性能与实现复杂度折中, 是 5G 移动通信系统中的一项关键技术^[1], 其中采用移相器结构射频模拟编码的全连接或部分连接混合预编码设计为目前的研究热点^[2-3]。全连接混合预编码的设计方法有正交匹配追踪 (orthogonal matching pursuit, OMP) 算法^[4]、采用低分辨率量化移相器的深度学习法^[5]、字典约束法^[6]以及采用最小均方误差准则的混合预编码方法^[7]等。

由于全连接结构混合预编码器的每个射频链路均与所有的移相器相连, 所以实现复杂。为降低实现复杂度, 提出了硬件成本低、能量效率高、具有较好性能与实现复杂度折中的部分连接结构混合预编码器^[8-11]。参考文献[8]提出一种基于串行干扰消除 (successive interference cancellation, SIC) 的混合预编码方法, 将混合预编码矩阵设计问题转化为子天线阵列的优化问题, 其特点是将其中的数字预编码矩阵设计为对角阵, 适用于输入的数据流数与发送的射频链路数相等的应用场景, 并具有较好的能量效率。参考文献[9]针对高信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR) 与低 SNR 条件分别提出了两种混合预编码矩阵设计方法, 均能获得不错的频谱效率性能。参考文献[10-11]假定给定了模拟预编码矩阵, 将模拟预编码矩阵与信道矩阵的乘积定义为等效矩阵, 数字预编码矩阵在等效矩阵的基础上进行设计。参考文献[10]提出了一种基于频谱效率最大化准则和鸟群算法的混合预编码方法, 该方法将混合预编码的设计转为优化问题, 用鸟群算法进行寻优, 获取了较好的频谱效率与误码率性能。参考文献[11]直接利用信道矩阵的相位信息设计模拟预编码矩阵, 通过对等效矩阵进行奇异值分解设计数字预编码矩

阵, 避免了复杂的迭代或者搜索, 具有实现复杂度低的特点。

综上, 全连接或部分连接混合预编码的设计大多表现为基于频谱效率或能量效率准则的寻优问题。人工鱼群 (artificial fish swarm, AFS) 算法的全局性寻优能力较强, 对算法的各个参量的取值不敏感, 对目标函数的搜索空间与初值无特殊的限制^[12-13]。但是传统的 AFS 算法存在算法收敛速度较慢的缺点^[13], 为此提出了改进的人工鱼群 (improved artificial fish swarm, IAFS) 算法, 与传统 AFS 算法的区别在于算法初期采用大步长、后期采用小步长, 能够加快算法的收敛速度和提升算法性能。

本文借鉴参考文献[10-11]的设计思想, 尝试将 IAFS 算法应用于毫米波大规模 MIMO 系统, 提出一种基于 IAFS 算法的部分连接结构混合预编码方法。本文使用的符号说明如下: $(\cdot)^T$ 与 $(\cdot)^H$ 分别代表矩阵的转置与共轭转置, $A_{m,n}$ 表示矩阵 A 的第 (m,n) 个元素, $\|\cdot\|$ 是 L2 范数, $E(\cdot)$ 代表求期望。

2 系统模型

考虑平坦衰落信道上采用部分连接混合预编码方法的毫米波大规模 MIMO 系统, 如图 1 所示。假定如下内容。

- 发射端配备有 N_t 根发射天线、 N_{RF}^t 个射频链路及与其相连接的基带数字预编码器与射频模拟预编码器, 基带与射频预编码矩阵分别为 $N_t \times N_{RF}^t$ 维的 F_{RF} 与 $N_{RF}^t \times N_s$ 维的 F_{BB} 。
- 接收端配备有 N_r 根接收天线、 N_{RF}^r 个射频链路及与其相连接的数字与模拟合并器, 数字合并矩阵与模拟合并矩阵分别为 $N_{RF}^r \times N_s$ 维的 W_{BB} 与 $N_r \times N_{RF}^r$ 维的 W_{RF} 。
- N_s 个输入数据流先进行编码矩阵为 F_{BB} 的数字预编码, 再进行编码矩阵为 F_{RF} 的模拟预编码, 之后由 N_t 根发射天线发射至信

道。 N_r 根接收天线上的信号依次经模拟、数字合并处理后得到 N_s 个输出数据流。

- $N_s \leq N_{RF}^t \leq N_t$, $N_s \leq N_{RF}^r \leq N_r$, 发射端移相器数 $N_{ps} = N_t$ 。
- 信道矩阵为 $N_r \times N_t$ 维的 $\mathbf{H}$ 。

本文采用拓展的 Saleh-Valenzuela 毫米波信道模型^[14]:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{N_t N_r}{N_{cl} N_{ray}}} \sum_{i=1}^{N_{cl}} \sum_{l=1}^{N_{ray}} \delta_{i,l} \mathbf{a}_{MS}(\varphi_{i,l}) \mathbf{a}_{BS}^H(\theta_{i,l}) \quad (1)$$

其中, N_{cl} 与 N_{ray} 分别代表群簇数目和每个群簇的路径数, $\delta_{i,l}$ 表示第 i 个群簇的第 l 条散射波束路径的增益, 服从高斯分布。 $\varphi_{i,l} \in [0, 2\pi]$ 、 $\theta_{i,l} \in [0, 2\pi]$ 分别表示第 i 个群簇的第 l 条路径的到达角和离开角, $\mathbf{a}_{MS}(\varphi_{i,l})$ 和 $\mathbf{a}_{BS}(\theta_{i,l})$ 分别表示用户天线阵列响应矢量和基站天线阵列响应矢量。假定收/发天线阵列采用均匀线性阵列, $\mathbf{a}_{MS}(\varphi_{i,l})$ 和 $\mathbf{a}_{BS}(\theta_{i,l})$ 可表示为:

$$\mathbf{a}_{MS}(\varphi_{i,l}) = \frac{1}{\sqrt{N_r}} [1, e^{j\frac{2\pi}{k}d \sin \varphi_{i,l}}, \dots, e^{j(N_t-1)\frac{2\pi}{k}d \sin \varphi_{i,l}}]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{a}_{BS}(\theta_{i,l}) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} [1, e^{j\frac{2\pi}{k}d \sin \theta_{i,l}}, \dots, e^{j(N_r-1)\frac{2\pi}{k}d \sin \theta_{i,l}}]^T \quad (3)$$

其中, k 表示电磁波波长, d 表示天线之间的距离, 假定 $d = k/2$ 。

假定发射端具有理想的信道状态信息

(channel state information, CSI), 则经合并矩阵为 $\mathbf{W}_{RF}$ 、 $\mathbf{W}_{BB}$ 的模拟与数字合并后的接收信号为^[4]:

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

其中, ρ 为平均接收功率, $\mathbf{n} \in C^{N_r \times 1}$ 为加性高斯白噪声矢量, 服从复高斯分布, 即 $\mathbf{n} \in CN(0, \sigma^2 \mathbf{I}_{N_r})$, σ^2 为噪声方差, $\mathbf{I}_{N_r}$ 是 $N_r \times N_r$ 维的单位阵。

采用与参考文献[4]相同的假定, 如下。

- 信道矩阵 $\mathbf{H}$ 满足 $E(\|\mathbf{H}\|_F^2) = N_r N_t$ 。
- $\mathbf{F}_{RF}$ 与 $\mathbf{F}_{BB}$ 满足功率限制 $\|\mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}\|_F^2 = N_s$ 。
- $\mathbf{F}_{RF}$ 的元素满足恒模约束, 即 $|\mathbf{F}_{RF(m,n)}| = 1/\sqrt{N_t}$, 其中, $1 \leq m \leq N_t$, $1 \leq n \leq N_{RF}^t$ 。
- 发送信号 $\mathbf{s} \in C^{N_s \times 1}$ 满足 $E(\mathbf{s} \mathbf{s}^H) = \mathbf{I}_{N_s}/N_s$, 其中, $\mathbf{I}_{N_s}$ 是 $N_s \times N_s$ 维的单位阵。

部分连接结构的模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{RF}$ 可具有

下面特殊的块对角矩阵形式^[8]:

$$\mathbf{F}_{RF} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{f}}_1 & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \bar{\mathbf{f}}_2 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \bar{\mathbf{f}}_{N_{RF}^t} \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中, $\bar{\mathbf{f}}_i \in C^{M \times 1}$, $M = N_t/N_{RF}^t$, 元素 $\bar{f}_{i,j}$ 表示第 i 根射频链路连接的第 j 个移相器的偏转角度。

图 1 所示系统的频谱效率 R 可表示为^[4]:

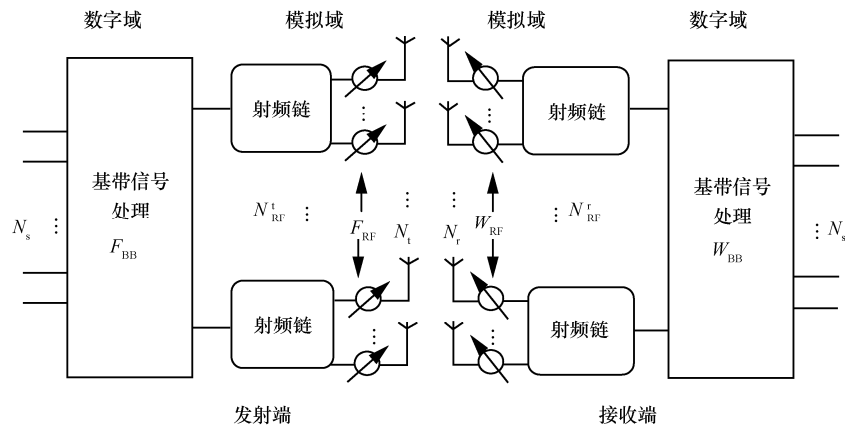


图 1 采用部分连接混合预编码的毫米波大规模 MIMO 系统



$$R = \text{lb} \left| I_{N_s} + \frac{\rho}{N_s} \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \times \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}} \right| \quad (6)$$

其中, $\mathbf{R}_n^{-1} = \sigma^2 \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}}$ 为经模拟、数字合并后的噪声协方差矩阵。

采用参考文献[8]的能耗模型, 图 1 所示系统的能量效率 η 可表示为:

$$\eta = \frac{R}{P_t + N_{\text{RF}}^t P_{\text{RF}} + N_{\text{PS}} P_{\text{PS}}} \quad (7)$$

其中, P_t 为总发射功率, P_{PS} 为单个移相器功率, P_{RF} 为单个射频链路功率。

3 基于 IAFS 的混合预编码方法

3.1 问题描述

采用频谱效率最大化准则设计图 1 所示系统的混合预编码矩阵, 为了简化问题, 只考虑发送端的数字与模拟预编码矩阵的设计, 此时系统的频谱效率可以表示为^[14]:

$$R = \text{lb} \left| I_{N_s} + \frac{\rho}{N_s \sigma^2} \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H \right| \quad (8)$$

设计 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 与 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$, 使式 (8) 的频谱效率最大化是本文的目标, 要直接求解将非常棘手。此外, $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 要满足功率限制, $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 要满足恒模限制与式 (5) 的块对角化形式。式 (8) 的优化问题是一个多元素非凸优化问题, 目前尚无通用的解决方案^[4], 下面尝试用 IAFS 算法进行求解。

3.2 求解方案

将 IAFS 算法应用于混合预编码设计的具体思路如下。

(1) 假定模拟预编码 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 已知, 令信道矩阵 $\mathbf{H}$ 与 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 的乘积作为一个等效信道矩阵 $\mathbf{H}_{\text{eq}}$ 。

(2) 为了降低实现复杂度, 可以将 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 设计为等效矩阵的最大比传输预编码矩阵^[15]: $\mathbf{F}_{\text{BB}} = \mathbf{H}_{\text{eq}}^H$ 。

(3) 通过前两个步骤可知, 整个混合预编码设计只需设计一个未知变量 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$, 可将式 (8) 进

行转化, 建立下面基于频谱效率的目标函数 Y :

$$Y = \arg \max_{\mathbf{F}_{\text{RF}}} \text{lb} \left| I_{N_r} + \frac{\rho}{N_s \sigma^2} \mathbf{H}_{\text{eq}} \mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{H}_{\text{eq}} \mathbf{H}_{\text{eq}}^H \right| \quad (9)$$

s.t. $\mathbf{F}_{\text{RF}} \in \mathbf{F}, \mathbf{H}_{\text{eq}} = \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}}$

(4) 利用 IAFS 算法优化目标函数 Y 完成混合预编码设计。

式 (9) 中的 $\mathbf{F}$ 为 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 的候选解集合。通过步骤 (1) 与 (2) 可将多元的优化问题转化为单一元素的优化问题; 由上述设计步骤可知 IAFS 方法所设计的 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 无参考文献[8]的对角阵的限制, 所以对于 N_{RF}^t 不等于 N_s 的系统, IAFS 方法也同样适用。

而式 (9) 的求解需寻找到一个最优的模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 以最大化目标函数 Y ; 考虑到 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 的特殊限制, 这是一个非线性优化问题, 直接优化自变量为矩阵的 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 将极为复杂; 为了简化过程, 对矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 做一个处理, 将对矩阵的寻优转换为对矢量的寻优: 考虑到 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 的式 (5) 矩阵形式, $N_t \times N_{\text{RF}}^t$ 维的矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 可以转化成一个满足恒模限制的 $1 \times N_t$ 维矢量, 定义这个 $1 \times N_t$ 维矢量为个体鱼的状态 $\mathbf{X}$, 每一个状态 $\mathbf{X}$ 对应一个 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 。下面给出目标函数 Y 与个体鱼状态 $\mathbf{X}$ 的对应关系。

输入 个体鱼的状态 $\mathbf{X}$ 。

步骤 1 从候选解集合 $\mathbf{F}$ 中抽取 $1 \times N_t$ 维矢量作为个体鱼的状态 $\mathbf{X}$ 。

步骤 2 把 $\mathbf{X}$ 的 N_t 个恒模元素按从左到右的顺序分为 N_{RF}^t 组, 每组 M 个元素, 第一组构成 $\bar{\mathbf{f}}_1$, 第二组构成 $\bar{\mathbf{f}}_2, \dots$, 第 N_{RF}^t 组构成 $\bar{\mathbf{f}}_{N_{\text{RF}}^t}$ 。

步骤 3 使步骤二的 N_{RF}^t 组矢量构成式 (5) 的块对角矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$, 再恒模处理。

步骤 4 将步骤 3 的 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 代入式 (8) 计算得到的频谱效率作为目标函数 Y 。

输出 目标函数 Y 。

由以上步骤可知目标函数 Y 由 $\mathbf{X}$ 构造的 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$

对应的频谱效率,明确这两个值后可以利用 AFS 算法进行寻优求解。

借鉴参考文献[12]的算法设计思想,提出本文基于 AFS 的混合预编码设计方法,具体步骤如下。

步骤 1 给定总迭代次数 z 、初始步长 Step 、拥挤因子 δ 、尝试次数 Trynumber 、鱼群数目 num 、视野范围 Vision , 初始化当前迭代次数 $m=1$ 。

步骤 2 初始化人工鱼群,随机从候选解集合 F 中选取 num 个 $1 \times N_t$ 维矢量 (num 条鱼)。

步骤 3 计算每条人工鱼的目标函数值 Y 并将最大值 $Y_{\max}$ 记录在计分板。

步骤 4 对人工鱼分别执行觅食、聚群、追尾算子。

对人工鱼执行觅食算子: 人工鱼 X_i 利用式 (10) 在其视野范围 Vision 内随机选择一个状态为 X_j 的人工鱼,并分别计算它们的目标函数值;如果 $Y_i < Y_j$,则按式 (11) 所示,向 X_j 方向移动一步 Step ;若不满足前进条件,利用式 (10) 再次计算,重新选择状态 X_j ,并再次判断是否满足前进条件;重复尝试 Trynumber 次后,如果仍不满足前进条件,则按式 (12) 执行随机行为,其中 $\text{rand}(1, N_t)$ 代表生成元素满足随机分布的 $1 \times N_t$ 维矢量。

$$X_j = X_i + \text{rand}(1, N_t) \cdot \text{Vision} \quad (10)$$

$$X_{\text{next}} = X_i + \text{rand}(1, N_t) \cdot \text{step} \cdot \frac{X_j - X_i}{\|X_j - X_i\|} \quad (11)$$

$$X_{\text{next}} = X_i + \text{rand}(1, N_t) \cdot \text{step} \quad (12)$$

对人工鱼执行聚群算子: 人工鱼 X_i 探索周围的伙伴数目 n_f 与中心位置 X_c 。如果满足 $Y_c/n_f > \delta Y_i$,则表明伙伴附近食物浓度高、拥挤度低,此时人工鱼 X_i 向伙伴的中心位置 X_c 方向前进一步,形成新的状态 X_{next} ,如式 (13) 所示;如不满足,回到步骤 4。

$$X_{\text{next}} = X_i + \text{rand}(1, N_t) \cdot \text{step} \cdot \frac{X_c - X_i}{\|X_c - X_i\|} \quad (13)$$

对人工鱼执行追尾算子: 人工鱼 X_i 探索周围的目标函数最大的伙伴 $X_{\max}$ 及人工鱼数目 $n_{\max}$,如果存在 $Y_{\max}/n_{\max} > \delta Y_i$,则表明伙伴 $X_{\max}$ 的状态较优,具有较高的食物浓度并且周围不拥挤,此时按式 (14) 向 $X_{\max}$ 方向前进一步并计算目标函数记录在计分板上;如果不存在,回到步骤 4。若达到迭代次数仍然没有找到更优值,则取现有的最优值记录在计分板上。

$$X_{\text{next}} = X_i + \text{rand}(1, N_t) \cdot \text{step} \cdot \frac{X_{\max} - X_i}{\|X_{\max} - X_i\|} \quad (14)$$

步骤 5 $m = m + 1$ 。

步骤 6 判断 $m < z$,若成立,回到步骤 4。

步骤 7 选取计分板中最大的状态值作为最后结果,算法结束。

对 AFS 算法应用变步长改进方法的具体步骤为将第 m 次迭代的步长 Step_m 变为初始步长乘迭代次数的反比例函数:

$$\text{Step}_m = \text{Step} \cdot \frac{k_1}{m} \quad (15)$$

其中, k_1 为合适的反比例系数。通过在步骤 5 之后加入一个更新步长的步骤,这样处理可以使得迭代的步长随着迭代次数增加而变小,实现变步长的目的。改进后基于 IAFS 方法的混合预编码设计流程如图 2 所示,虚框部分为改进步骤。

4 仿真分析

本节利用 MATLAB 软件对 OMP 混合预编码方法、SIC 方法、AFS 方法、IAFS 方法在理想 CSI 条件下进行计算机仿真,性能评价指标为频谱效率 R 与能量效率 η 。假设信道簇角度在 $[\pi/6, 5\pi/6]$ 上服从均匀分布,角度拓展设为 10° 。所有仿真结果均通过蒙特卡罗法对信道实现 1 000 次取平均得到的,信道与 IAFS 算法以及相关功率仿真参数见表 1。

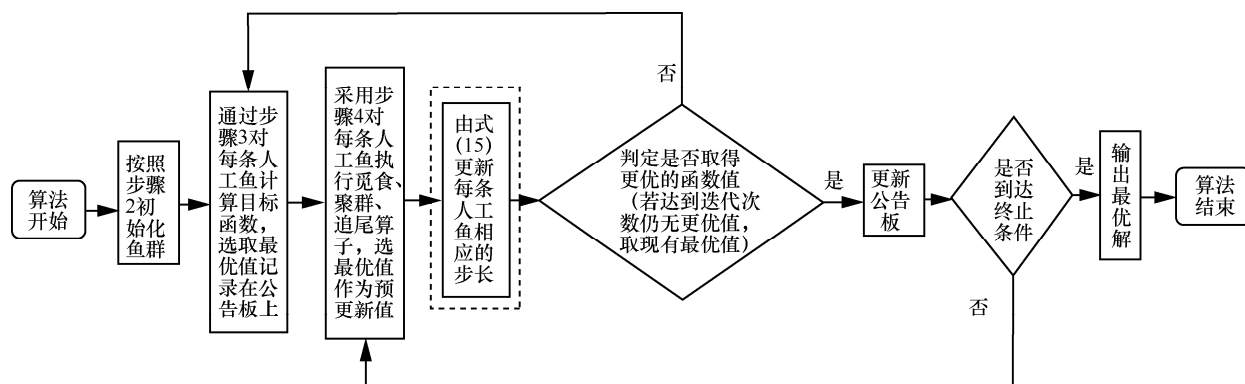


图 2 IAFS 方法流程

表 1 仿真参数

参数	定义	仿真取值
P_t	总发射功率/W	1
P_{PS}	单个移相器功率/W	0.001
P_{RF}	单个射频链路功率/W	0.25
N_{cl}	群簇数	6
N_{ray}	每簇路径数	10
$\sigma_{i,j}^2$	每簇平均功率	1
δ	拥挤因子	0.6
z	迭代次数	10
num	人工鱼数	10
Step	初始步长	$\pi/2$
k_1	反比例系数	1
Vision	人工鱼视野	π
Trynumber	最大尝试次数	10

图 3 给出 $N_t = 128$ 、 $N_r = 16$ 、 $N_{\text{RF}}^t = N_s = 16$ 时, 不同大规模 MIMO 混合预编码方法所获得的频谱效率随着 SNR 的变化情况。由图 3 可知, 随着 SNR 的增加, 各混合预编码方法的频谱效率性能均有一定的提高。在低 SNR ($\text{SNR} < -15 \text{ dB}$) 时, IAFS 方法与 AFS 方法频谱效率性能表现良好, 与 OMP 方法十分接近。大约 SNR 为 2 dB 时, IAFS 方法与 SIC 方法的曲线相交, 因为 IAFS 方法数字端采用最大比传输准则设计, 可以最大限度地增加用户的信号增益^[15], 抗噪声能力强, 所以在低

SNR 下有优势,但随着 SNR 增加其性能表现不如 SIC 方法。IAFS 方法的频谱效率性能优于 AFS 方法,在 SNR 为 10 dB 与-10 dB 时,大约分别有 2.5 bit/(s·Hz)、1.1 bit/(s·Hz)的频谱效率增益,这是因为加入了变步长的改进,IAFS 算法的性能更优越。

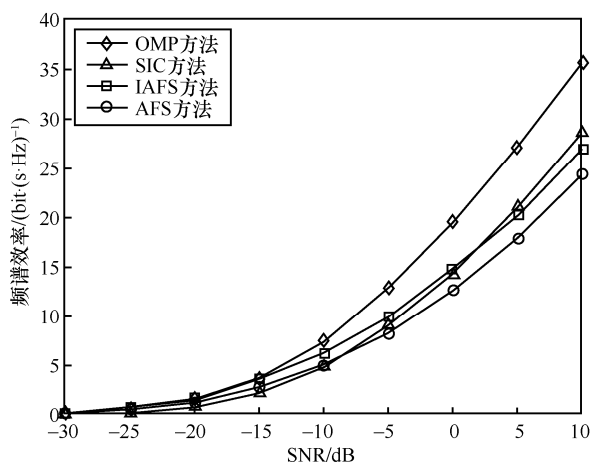
图 3 $N_{\text{RF}} = N_s$ 条件下不同混合预编码方法的频谱效率

图 4 给出 $N_t = 128$ 、 $N_r = 16$ 、 $N_{\text{RF}}^t = N_s = 16$ 、 $\text{SNR} = 0 \text{ dB}$ 时, IAFS 与 AFS 方法所获得的频谱效率随着迭代次数 z 的变化情况。由图 4 可知, IAFS 算法的收敛速度比 AFS 算法要快, 大约在迭代次数为 10 次时, IAFS 算法基本收敛, 这是因为加入了变步长的改进, 验证了 IAFS 方法的有效性。当迭代次数为 50 次时, IAFS 方法接近收敛, 两种混合预编码方法性能大致相等, 体现了 IAFS 方法的优越性。

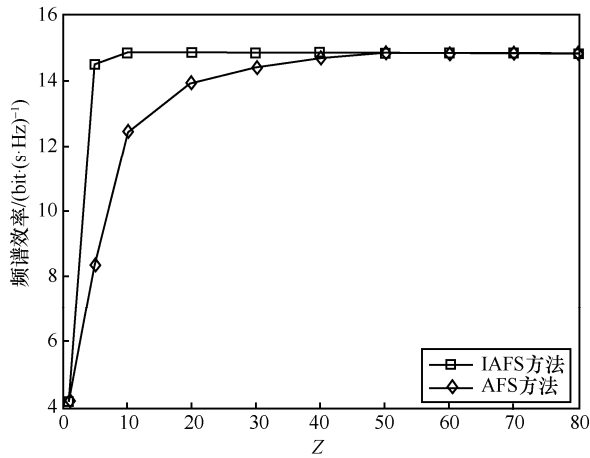
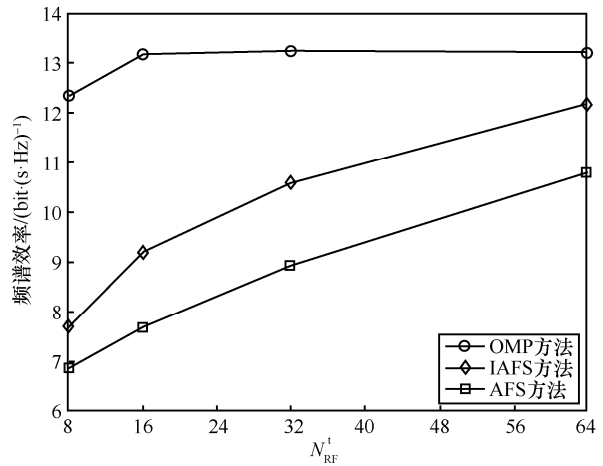
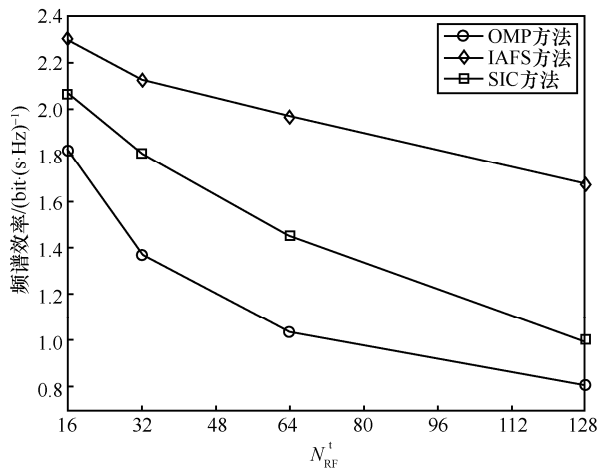


图4 IAFS/AFS 方法的 Z 与频谱效率的关系

图 5 给出 $N_t = 128$ 、 $N_r = 6$ 、 $N_s = 6$ ， $\text{SNR} = 0 \text{ dB}$ 时不同大规模 MIMO 混合预编码方法所获得的能量效率随着 N_{RF}^1 的变化情况，取 $N_{\text{RF}}^1 = [8, 16, 32, 64]$ 。由图 5 可知：混合预编码方法的频谱效率性能随着 N_{RF}^1 在一定范围的增加会有所提升；对于 IAFS 方法而言，从 $N_{\text{RF}}^1 = 8$ 到 $N_{\text{RF}}^1 = 32$ ，频谱效率提高了 $2.9 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 左右。大约当 $N_{\text{RF}}^1 = 16$ 时，OMP 方法的频谱效率性能不会再随着 N_{RF}^1 的增加而提升，而 AFS 方法与 IAFS 方法的频谱效率性能则不同，当 N_{RF}^1 从 16 增加到 64 时，ASF 方法与 IAFS 方法的频谱效率性能大约分别提升了 $3.1 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 与 $3 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 。AFS 与 IAFS 方法在固定 $N_s = 6$ 时， N_{RF}^1 可取不同的值，所以对于 N_{RF}^1 与 N_s 相等或者不等的大规模 MIMO 系统均适用。

图 6 给出 $N_t = 256$ 、 $\text{SNR} = -5 \text{ dB}$ 、 $N_{\text{RF}}^1 = N_s = N_r$ 时不同大规模 MIMO 混合预编码方法所获得的能量效率随着 N_{RF}^1 的变化情况。由图 6 可知：随着 N_{RF}^1 增加，3 种混合预编码方法对应的能量效率都呈现下降趋势，当 N_{RF}^1 由 16 变为 32 时，IAFS 方法、SIC 方法、OMP 方法的能量效率分别大约下降了 $0.07 \text{ bit}/(\text{J} \cdot \text{Hz})$ 、 $0.26 \text{ bit}/(\text{J} \cdot \text{Hz})$ 、 $0.46 \text{ bit}/(\text{J} \cdot \text{Hz})$ ，OMP 方法能量效率下降的最为明显，这是因为该方法这个阶段由 N_{RF}^1 增加导致了相当多的能量损耗，而提升

的频谱效率较为有限。基于部分连接结构的 IAFS 方法与 SIC 方法要比基于全连接结构的 OMP 方法对应的能量效率性能优秀，这是部分连接结构的优势所在，与理论分析相吻合。而同为部分连接结构的 IAFS 方法比 SIC 方法的能量效率性能表现更令人满意。

图5 相同 N_s 不同 N_{RF}^1 条件下不同混合预编码方法的频谱效率图6 不同 N_{RF}^1 条件下不同混合预编码方法的能量效率

5 结束语

针对部分连接结构毫米波大规模 MIMO 系统，提出了一种基于 IAFS 算法的混合预编码方法，通过将混合预编码设计转化为寻优问题，利用 IAFS 算法进行优化求解，从而完成混合预编码



设计。与参考文献[8]相比,本文的方法对于输入数据流数与射频链路数不相等的毫米波大规模MIMO系统同样适用,且低SNR条件下,在频谱效率、能量效率性能方面有一定的优势,有望在异构通信等多种场景得到应用^[16]。此外,IAFS算法中的变步长等相关参数能通过神经网络等工具予以优化,可作为下一步的研究工作

参考文献:

- [1] 朱龙昶, 纪晓东, 张欣然, 等. 5G 增强移动宽带关键技术性能研究[J]. 电信科学, 2020, 36(1): 41-48.
ZHU L C, JI X D, ZHANG X R, et al. Performance evaluation on key techniques for 5G enhanced mobile broadband[J]. Telecommunications Science, 2020, 36(1): 41-48.
- [2] HEATH R W, GONZÁLEZ-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] ZHANG D D, WANG Y F, LI X H, et al. Hybridly connected structure for hybrid beamforming in mmWave massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(2): 662-674.
- [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] MA W Y, QI C H, ZHANG Z C, et al. Sparse channel estimation and hybrid precoding using deep learning for millimeter wave massive MIMO[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(5): 2838-2849.
- [6] BAHINGAYI E E, LEE K. Low-complexity incremental search-aided hybrid precoding and combining for massive MIMO systems[J]. IEEE Access, 2020, 8: 66867-66877.
- [7] 申敏, 徐浩, 何云, 等. 毫米波 MIMO 系统中迭代最小均方误差混合波束成形算法[J]. 电信科学, 2017, 33(8): 77-84.
SHEN M, XU H, HE Y, et al. Alternating minimum mean square error hybrid beamforming algorithm in mmWave MIMO system[J]. Telecommunications Science, 2017, 33(8): 77-84.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 黄天宇, 马林华, 胡星, 等. 一种实用的毫米波大规模 MIMO 混合预编码算法[J]. 电子与信息学报, 2017, 39(8): 1788-1795.
HUANG T Y, MA L H, HU X, et al. Practical hybrid precoding algorithm for millimeter wave massive MIMO[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2017, 39(8): 1788-1795.
- [11] ZHU M, XIE G, QI X L. Low-complexity partially-connected hybrid precoding for massive MIMO systems[C]//Proceedings of 2020 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-6.
- [12] 李晓磊, 钱积新. 基于分解协调的人工鱼群优化算法研究[J]. 电路与系统学报, 2003, 8(1): 1-6.
LI X L, QIAN J X. Studies on artificial fish swarm optimization algorithm based on decomposition and coordination techniques[J]. Journal of Circuits and Systems, 2003, 8(1): 1-6.
- [13] 李晓磊, 邵之江, 钱积新. 一种基于动物自治体的寻优模式: 鱼群算法[J]. 系统工程理论与实践, 2002, 22(11): 32-38.
LI X L, SHAO Z J, QIAN J X. An optimizing method based on autonomous animats: fish-swarm algorithm[J]. Systems Engineering-Theory & Practice, 2002, 22(11): 32-38.
- [14] 向建伟, 于秀兰, 景小荣. 毫米波大规模 MIMO 系统中低复杂度混合预编码方法[J]. 电信科学, 2016, 32(9): 10-15.
XIANG J W, YU X L, JING X R. Low complexity hybrid precoding method in mmWave massive MIMO system[J]. Telecommunications Science, 2016, 32(9): 10-15.
- [15] FATEMA N, HUA G, XIANG Y, et al. Massive MIMO linear precoding: a survey[J]. IEEE Systems Journal, 2018, 12(4): 3920-3931.
- [16] LI C G, WANG J, ZHENG F C, et al. Overhearing-based co-operation for two-cell network with asymmetric up-link-downlinktraffics[J]. IEEE Transactions on Signal and Information Processing Over Networks, 2016, 2(3): 350-361.

[作者简介]



陈浩椅(1995—), 男, 杭州电子科技大学通信工程学院硕士生, 主要研究方向为毫米波通信。

李光球(1966—), 男, 博士, 杭州电子科技大学教授, 主要研究方向为无线通信、信息论与编码。

李辉(1996—), 男, 杭州电子科技大学硕士生, 主要研究方向为无线通信。