

一种实用的毫米波大规模 MIMO 混合预编码算法

黄天宇 马林华* 胡星 黄绍城 孙康宁 刘士平

(空军工程大学航空航天工程学院 西安 710038)

摘要: 数字模拟混合预编码可以用较少的射频逼近全数字预编码的性能, 可以用来解决毫米波大规模 MIMO 系统中由于射频链路过多造成的硬件损耗和校准问题。为解决传统混合预编码结构难以实现的缺点, 该文的混合预编码研究基于一种简单的固定子连接结构。推导了系统可达速率最大, 模拟预编码矩阵应满足的条件, 从而将混合预编码矩阵设计问题转化为优化问题。采用鸟群算法(BSA)解决此优化问题, 求得最优的预编码矩阵。针对模拟移相器分辨率有限的情况, 提出一种直接量化的解决方案和一种基于改进的离散 BSA 的解决方案。仿真结果表明, 所提算法能够基于简单结构实现较好的性能; 移相器分辨率有限情况下, 所提的两种解决方案都是有效的, 且基于离散 BSA 的方案在分辨率较低时性能更优。

关键词: 毫米波通信; 大规模 MIMO; 混合预编码; 鸟群算法

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2017)08-1788-08

DOI: 10.11999/JEIT161211

Practical Hybrid Precoding Algorithm for Millimeter Wave Massive MIMO

HUANG Tianyu MA Linhua HU Xing HUANG Shaocheng SUN Kangning LIU Shipping

(Institute of Aeronautics and Astronautics Engineering, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China)

Abstract: The digital and analogue Hybrid Precoding (HP) is able to keep the performance close to that of the fully digital precoding with reduced Radio Frequency (RF) chains. In a millimeter wave massive MIMO system, the HP can be used to overcome the undesired hardware cost and calibration workload caused by the excessive RFs. Considering that the conventional HP structure is not practical, the research is based on a simple fixed sub-connection structure. The condition that the analogue precoding matrix should meet to maximize the sum achievable rate is deduced, so that the design of the analogue precoding matrix is transformed into an optimization problem. The optimal analogue precoding matrix is obtained by using Bird Swarm Algorithm (BSA). Considering that finite resolution phase shifters are used, a straightforward quantization solution and an improved discrete BSA based solution are proposed. The simulation results show that the proposed algorithm can achieve good performance based on simple structure. While using finite resolution phase shifter, both of the proposed solutions are effective, furthermore, the solution based on the discrete BSA can get better performance while the resolution is low.

Key words: Millimeter wave communication; Massive MIMO; Hybrid Precoding (HP); Bird Swarm Algorithm (BSA)

1 引言

毫米波通信技术拥有 30~300 GHz 频段内丰富的可用频谱资源, 能够极大提高系统通信速率, 近期吸引广泛的关注, 并且成为 5G 的热门技术^[1-3]。毫米波技术被验证在室内^[1]和室外^[4]环境的无线通信中均有效, 这保证了该项技术能够应用于无线局

域网通信和小区通信。

毫米波相比于现有的小区通信信号, 由于其较高的频率, 会遭受更为严重的路径损耗、穿透损耗和雨衰, 这将会严重影响通信性能^[5,6]。但与此同时, 毫米波波长较短, 便允许在较小的孔径内装配大量的天线, 采用大规模多输入多输出技术, 这将会提供较大的阵列增益以抵消掉毫米波严重的损耗和衰落现象^[7]。

在大规模 MIMO 系统中, 采用线性预编码算法进行多用户干扰消除, 被验证有接近非线性预编码的性能^[8]。传统的线性预编码需要与天线数同等数量

收稿日期: 2016-11-09; 改回日期: 2017-03-17; 网络出版: 2107-05-02

*通信作者: 马林华 land_max@126.com

基金项目: 国家自然科学基金(61472442)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61472442)

的射频链路,这将在大规模 MIMO 系统中大大增加硬件损耗和校准难度^[9]。混合预编码技术便是为了解决射频数量受限问题设计产生的。混合预编码由数字和模拟预编码两部分组成,数字预编码在基带完成,模拟预编码是通过模拟移相器和射频相加器将天线与数量少得多的射频通过一定的规则连接到一起,既充分利用多天线带来的增益,又减少射频数量^[10]。

传统的混合预编码研究是基于全连接的结构,这种结构需要的大量的模拟移相器和相加器,虽性能优异,但也极大增加了硬件损耗和实现难度^[11-17]。文献[9]提出一种基于自适应子连接结构的混合预编码,此种结构需要更少的模拟移相器,且不需要相加器,使其实现复杂度大大降低,但此种结构需要一个射频与天线间的自适应连接网络,同样增加了损耗和实现难度,并且这种算法要求射频数与用户数相等,实际情况下,小区内用户数不可控,这便对该算法的实用性造成影响。

以实用性为原则,本文混合预编码设计采用一种固定的子连接结构,结构的具体细节将在下一节进行介绍。由于迫零预编码(Zero-Forcing, ZF)在大规模 MIMO 系统中性能较好,本文混合预编码算法中的数字预编码将采用 ZF 预编码。推导了当数字预编码采用 ZF 预编码时,为使系统总可达速率最大,模拟预编码矩阵应满足的条件,将此条件作为目标函数,将模拟预编码矩阵设计问题转化为优化问题。采用鸟群算法(Bird Swarm Algorithm, BSA)解决此问题,求得最优的预编码矩阵。针对模拟移相器分辨率有限的情况,提出一种直接量化的解决方案,为弥补该方案在分辨率较低情况下性能不好的缺点,对 BSA 进行改进,使之能够解决变量离散的优化问题,称之为离散 BSA,并将原优化问题转化为离散 BSA 能够解决的形式,采用离散 BSA 进行解决。最后通过计算机仿真,验证本文算法性能。

符号说明: $\|\cdot\|_F$ 表示取 F-范数, $|\cdot|$ 表示取模, $(\cdot)^T$, $(\cdot)^*$ 和 $(\cdot)^H$ 分别表示矩阵的转置、共轭和共轭转置。

2 系统模型

2.1 系统模型

本文研究的是时分双工下行多用户大规模 MIMO 系统,假设基站拥有完全的信道状态信息 \mathbf{H} , 基站装配 M 根天线,用户为单天线,用户数为 K 。混合预编码系统结构可描述为:基站将 K 个数据流进行数字预编码,然后数据通过 N_{RF} 个射频链路流入模拟预编码网络,进行模拟预编码,模拟预编码后数据便被映射到 M 根天线上,占同样的时频资源发送给 K 个用户。混合预编码系统模型如图 1 所示。

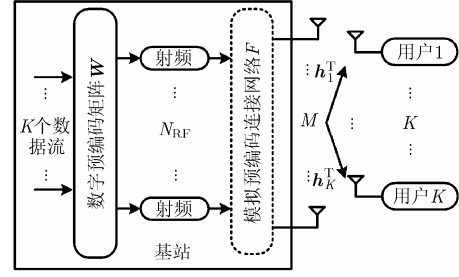


图 1 系统模型

K 个用户的接收信号可以表示为

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}^T \mathbf{F} \mathbf{W} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1)$$

式中, $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \dots \ \mathbf{h}_K] \in \mathbb{C}^{M \times K}$, 表示基站与 K 个用户间的信道矩阵; $\mathbf{F} = [\mathbf{f}_1 \ \mathbf{f}_2 \ \dots \ \mathbf{f}_K] \in \mathbb{C}^{M \times N_{RF}}$ 为模拟预编码矩阵, $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1 \ \mathbf{w}_2 \ \dots \ \mathbf{w}_K] \in \mathbb{C}^{N_{RF} \times K}$ 为数字预编码矩阵, \mathbf{W} 与 \mathbf{F} 应分别满足归一化条件 $\|\mathbf{W}\|_F^2 = 1$, $\|\mathbf{F}\|_F^2 = K$; $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 为发射信号,为分析简单,这里假设功率分配方式为等功率分配,即 $\mathbb{E}\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} = P\mathbf{I}_K/K$, P 为基站总发射功率; $\mathbf{n} = [n_1 \ n_2 \ \dots \ n_K]^T$ 表示加性高斯白噪声向量,第 k 个用户的噪声 $n_k \sim \mathcal{N}(0, \sigma_k^2)$ 。

第 k 个用户的信干比可表示为

$$\text{SINR}_k = \frac{\frac{P}{K} |\mathbf{h}_k^T \mathbf{F} \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K \frac{P}{K} |\mathbf{h}_k^T \mathbf{F} \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_k^2} \quad (2)$$

第 k 个用户的可达速率可表示为

$$R_k = \lg(1 + \text{SINR}_k) \quad (3)$$

2.2 混合预编码结构选择

混合预编码结构的不同主要体现在模拟预编码连接网络的不同。至今为止,大部分的混合预编码研究是基于全连接的结构,如图 2(a)所示。基于此种结构的混合预编码相比于基于其他结构的混合预编码,性能方面往往优异很多,但由于其需要模拟移相器个数为 $N_{RF}M$, 相加器个数为 M , 使其很难在大规模 MIMO 系统中实际应用。文献[9]的自适应子连接结构如图 2(b)所示。此种结构仅需要 M 个模拟移相器,且不需要相加器,使其实现复杂度降低,但此种结构需要一个自适应连接网络,毫米波大规模 MIMO 系统往往需要在很小的天线孔径内布置大量天线,而配置这样一个自适应连接网络,将会增加硬件损耗和实现难度。

以实用性为原则,本文混合预编码研究将基于固定子连接结构,如图 2(c)所示。固定子连接结构中,每根天线配置一个模拟移相器,为分析简单,假设 M 是 N_{RF} 的整数倍,每条射频链路固定与 $N = M/N_{RF}$ 根天线连接。由于结构限制,此种结构

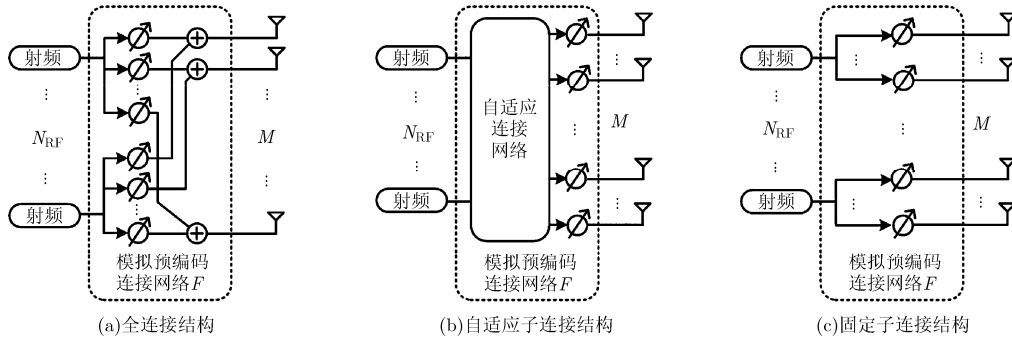


图 2 不同混合预编码连接结构

的模拟预编码矩阵将会有式(4)形式:

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_1 & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & \mathbf{Q}_K \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中, $\mathbf{Q}_i = [e^{j\theta_{i(N+1)}} \dots e^{j\theta_{iN}}]^\top$ ($i = 1, 2, \dots, K$)。此时, \mathbf{F} 是关于变量 $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1 \theta_2 \dots \theta_M]$ 的矩阵, 可记为 $\mathbf{F}(\boldsymbol{\theta})$, 其中 θ_j ($j = 1, 2, \dots, M$) 表示第 j 个模拟移相器的偏转角度。

此种结构仅需要 M 个模拟移相器, 并且不需要相加器和自适应连接网络, 实现难度将大大降低, 但由于预编码矩阵形式的限制, 性能也将会受到影响, 下文主要工作便是基于简单结构实现性能最大化。

3 实用的混合预编码算法

3.1 模拟预编码设计准则

大规模 MIMO 系统中, ZF 预编码算法有接近非线性预编码的性能, 且复杂度低^[8], 因此, 将 ZF 预编码算法作为本文算法的基带数字预编码设计准则。

在本文的混合预编码结构中, ZF 预编码矩阵可表示为 $\mathbf{W} = c\bar{\mathbf{H}}^* (\bar{\mathbf{H}}^\top \bar{\mathbf{H}}^*)^{-1}$, 式中 c 为归一化因子, 满足 $\text{tr}(\mathbf{W}\mathbf{W}^H) = \text{tr}(\bar{\mathbf{H}}^* \bar{\mathbf{H}}^\top)^{-1} c^2 = 1$, $\bar{\mathbf{H}}^\top = \mathbf{H}^\top \mathbf{F}$ 为等效信道矩阵。基于图 2(c)所示的固定子连接结构和 ZF 数字预编码, 为使系统总速率最大, 对模拟预编码进行设计。该优化问题可表示为式(5)所示的问题 $\mathbf{P1}$ 。

$$\mathbf{P1} : \left. \begin{array}{l} \max_{\boldsymbol{\theta}} C_{\text{sum}} = \sum_{k=1}^K R_k \\ \text{s.t. } 0 < \theta_j < 2\pi, j = 1, 2, \dots, M \end{array} \right\} \quad (5)$$

下面给出系统总可达速率最大时, 模拟预编码矩阵满足的条件。

定理 1 在混合预编码系统中, 若数字预编码采用 ZF 预编码, 当模拟预编码矩阵 \mathbf{F} 满足 $\text{tr}(\mathbf{F}^H \mathbf{H}^* \mathbf{H}^\top \mathbf{F})^{-1}$ 最小时, 系统总可达速率最大。

证明 将 $\mathbf{W} = c\bar{\mathbf{H}}^* (\bar{\mathbf{H}}^\top \bar{\mathbf{H}}^*)^{-1}$ 代入到式(1)中, 可得接收信号形式为

$$\mathbf{r} = c\mathbf{I}_K \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (6)$$

由式(2), 式(3), 式(6), 可得到每个用户的可达速率为

$$R_k = \lg(1 + p_k c^2 / \sigma_k^2) \quad (7)$$

式中, $p_k = P/K$, 为基站给用户 k 的发射功率。

每个用户的可达速率都有式(7)形式, 所以使系统总可达速率 C_{sum} 最大, 等价于让 c^2 最大。又由于 $c^2 = 1 / \text{tr}(\bar{\mathbf{H}}^* \bar{\mathbf{H}}^\top)^{-1} = 1 / \text{tr}(\mathbf{F}^H \mathbf{H}^* \mathbf{H}^\top \mathbf{F})^{-1}$ (8)

所以, 使系统总可达速率 C_{sum} 最大等价于使 $\text{tr}(\mathbf{F}^H \mathbf{H}^* \mathbf{H}^\top \mathbf{F})^{-1}$ 最小, 定理 1 得证。

由定理 1, $\mathbf{P1}$ 可等价于式(9)所示的问题 $\mathbf{P2}$ 。

$$\mathbf{P2} : \left. \begin{array}{l} \min_{\boldsymbol{\theta}} \text{tr}(\mathbf{F}^H \mathbf{H}^* \mathbf{H}^\top \mathbf{F})^{-1} \\ \text{s.t. } 0 < \theta_j < 2\pi, j = 1, 2, \dots, M \end{array} \right\} \quad (9)$$

注意到本文的混合预编码矩阵设计方案, 对射频数 N_{RF} 的约束条件仅为 $K \leq N_{\text{RF}} \leq M$, 因此, 本文算法将会破除文献[9]中射频数必须等于用户数的限制, 实用性将会更强。

3.2 基于鸟群算法的解决方法

$\mathbf{P2}$ 为非线性优化问题, 粒子群算法等各类智能优化算法可以有效地寻求此类问题的全局最优解。BSA 算法是 Meng 等人^[18]于 2015 年最新提出的, 灵感来自于鸟群觅食、警觉和迁徙行为的一种元启发式群体智能优化算法, 在解决非线性优化问题时, 被证明比传统的粒子群算法和差分进化算法具有更快的收敛速度和更高的求解精度, 因此, 考虑采用 BSA 算法解决 $\mathbf{P2}$ 。

3.2.1 鸟群算法 在鸟群中，所有粒子共享信息，粒子有3种行为：觅食、警觉和迁徙。

在进行觅食行为时，粒子往本身历史最佳位置和群体历史最佳位置的合方向移动，公式为

$$x_{i,j}^{t+1} = x_{i,j}^t + C(p_{i,j} - x_{i,j}^t)\text{rand}(0,1) + S(g_j - x_{i,j}^t)\text{rand}(0,1) \quad (10)$$

其中， $x_{i,j}^t$ 表示粒子 i 迭代次数 $t(t \in [0, T])$ 时的位置，粒子数为 pop ， $i \in [1, \text{pop}]$ ， j 用来指代维度(若基站天线数为 M ，则问题为 M 维问题， $j \in [1, M]$)。 $p_{i,j}$ 表示此前粒子 i 最佳位置， g_j 表示鸟群中出现过的最佳位置。 C, S 为两个正常数，分别叫认知和社会加速因子。 $\text{rand}(0,1)$ 表示服从区间 $(0,1)$ 内均匀分布的随机数。

在进行警觉行为时，由于在群体边缘的粒子更容易趋于坏值，为规避趋于坏值的危险，粒子往群体中心移动。警觉行为遵循式(11)

$$x_{i,j}^{t+1} = x_{i,j}^t + A1(\text{mean}_j - x_{i,j}^t)\text{rand}(0,1) + A2(p_{k,j} - x_{i,j}^t)\text{rand}(-1,1) \quad (11)$$

其中，

$$A1 = a1 \exp\left(-\frac{\text{pFit}_i \text{pop}}{\text{sumFit} + \varepsilon}\right) \quad (12a)$$

$$A2 = a2 \exp\left(\left(\frac{\text{pFit}_i - \text{pFit}_k}{|\text{pFit}_k - \text{pFit}_i| + \varepsilon}\right) \frac{\text{pFit}_i \text{pop}}{\text{sumFit} + \varepsilon}\right) \quad (12b)$$

式中， $k(k \neq i)$ 随机从 1 和 pop 中取值， $a1, a2$ 是区间 $[0,2]$ 内的正常数， pFit_i 表示粒子 i 最好适应性函数值， sumFit 表示所有粒子最好适应性函数值的和， mean_j 为所有粒子第 j 维位置的平均值， ε 是为避免以 0 为除数而引入的正常数。

进行迁徙行为时，所有粒子划分为两类：生产者和乞讨者，分别遵循式(13a)和式(13b)。

$$x_{i,j}^{t+1} = x_{i,j}^t + \text{randn}(0,1)x_{i,j}^t \quad (13a)$$

$$x_{i,j}^{t+1} = x_{i,j}^t + \text{FL}(x_{k,j}^t - x_{i,j}^t)\text{rand}(0,1) \quad (13b)$$

式中， $\text{randn}(0,1)$ 表示一个服从标准正态分布的随机数， $k \in \{1,2,\dots,\text{pop}\}$ ， $k \neq i$ ， $\text{FL} \in [0,2]$ 。

3.2.2 算法流程 将 **P2** 目标函数作为 BSA 的适应性函数，粒子的位置对应一种模拟预编码方案，将适应性函数值的大小作为模拟预编码方案质量好坏的评价标准，适应性函数值越小，方案越有效。算法中，随机生成模拟预编码方案，迭代过程中，粒子根据 BSA 算法的规则进行觅食、警觉和迁徙等行为，使鸟群整体向适应性函数值好的方向移动，到达迭代次数上限后，评估所有粒子的适应性函数值，选出其中质量最好的解决方案作为最后的预编码方案。具体流程如表 1 伪代码所示。

表 1 算法 1 伪代码

输入: pop : 粒子数, T : 迭代次数上限,
 FQ : 鸟迁徙频率, \mathbf{H} : 信道矩阵,
 PROB : 执行觅食行为的阈值,
 $C, S, a1, a2, \text{FL}$: 5 常数;
输出: $\theta_{\text{opt}} = \arg \min \{\zeta_1(T), \dots, \zeta_{\text{pop}}(T)\}$;
初始化: $t = 0$,
随机生成 $\theta_i^0 (1 \leq i \leq \text{pop})$,
 $\zeta_i(0) = \text{tr}(\mathbf{F}(\theta_i^0)^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{F}(\theta_i^0))^{-1}$;
While $t < T$
 If $t\% \text{FQ} \neq 0$
 For $i = 1: \text{pop}$
 If $\text{rand}(0,1) < \text{PROB}$
 θ_i^t 代入式(10), 得到 θ_i^{t+1} ;
 Else
 θ_i^t 代入式(11), 得到 θ_i^{t+1} ;
 End if End for
 Else
 划分为生产者和乞讨者;
 For $i = 1: \text{pop}$
 If i 为生产者
 θ_i^t 代入式(13a), 得到 θ_i^{t+1} ;
 Else
 θ_i^t 代入式(13b)得到 θ_i^{t+1} ;
 End if End for End if
 For $i = 1: \text{pop}$
 $\zeta_i(t+1) = \text{tr}(\mathbf{F}(\theta_i^{t+1})^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{F}(\theta_i^{t+1}))^{-1}$;
 If $\zeta_i(t+1) > \zeta_i(t)$
 $\theta_i^{t+1} = \theta_i^t$;
 End if End for $t = t + 1$;
 End while
End while

4 移相器分辨率有限的情况

4.1 直接量化的方法

以上分析都是基于移相器分辨率无限的假设，即每个模拟移相器都可以设置为任意的偏转角度。但实际情况下，对偏转角度能够精确控制的模拟移相器都是昂贵的^[19]，在大规模 MIMO 系统中采用这种无限分辨率的模拟移相器往往是不实际的。本节研究移相器分辨率有限的情况下模拟预编码矩阵的设计问题。当模拟移相器为 B bit 量化时，第 j 个模拟移相器的偏转角度 θ_j 的取值范围可表示为

$$\theta_j \in \Omega_B, \Omega_B = \left\{ \frac{2\pi m}{2^B} : m = 0, 1, \dots, 2^B - 1 \right\} \quad (14)$$

则此时，**P2** 的优化问题便转化为式(15)所示的问题 **P3**。

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{P3} : \min_{\boldsymbol{\theta}} \operatorname{tr}(\mathbf{F}^H \mathbf{H}^* \mathbf{H}^T \mathbf{F})^{-1} \\ \text{s.t. } \theta_j \in \Omega_B, j = 1, 2, \dots, M \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

为解决 **P3** 可采用遍历搜索的方法,但所有可能性的个数与天线数和分辨率 B 成指数关系,在大规模 MIMO 系统中这种方法将是不实际的。可行的解决 **P3** 的方法有直接量化法。首先假设移相器分辨率为无限,基于前文的方法解决 **P2**,找到最优解决方案 $\boldsymbol{\theta}_{\text{opt}}$,然后将 $\boldsymbol{\theta}_{\text{opt}}$ 中的每一个元素量化到 Ω_B 中距离最近的点上,得到量化的模拟预编码矩阵。

4.2 基于改进的离散鸟群算法的方法

直接量化方法存在的问题是, **P2** 最优的解决方案 $\boldsymbol{\theta}_{\text{opt}}$ 量化后的结果无法保证还是 **P3** 最优的解决方案,并且分辨率 B 越小, $\boldsymbol{\theta}_{\text{opt}}$ 量化结果所带来的效果将越无法预料。因此,考虑寻求 **P3** 的最优解决方案。**P3** 仍是对变量 $\boldsymbol{\theta}$ 进行求解,并且 $\boldsymbol{\theta}$ 取值离散,无法用智能优化算法直接求解。由式(14)可知,由于 $\theta_j \in \Omega_B$, 是 $m \in \{0, 1, \dots, 2^B - 1\}$ 的函数,因此可将 **P3** 转化为对 $\mathbf{m} = [m_1 \ m_2 \ \dots \ m_M]$ 求解,得到式(16)所示的问题 **P4**。

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{P4} : \min_{\mathbf{m}} \operatorname{tr}(\mathbf{F}^H \mathbf{H}^* \mathbf{H}^T \mathbf{F})^{-1} \\ \text{s.t. } m_j \in \Xi, j = 1, 2, \dots, M \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

式中, $\Xi = \{0, 1, \dots, 2^B - 1\}$ 。传统鸟群算法不能解决 **P4** 这种变量取值离散的优化问题。因此对传统 BSA 做改进,使之能够解决变量离散的优化问题,称之为离散 BSA。再采用离散 BSA 解决 **P4**。具体改进为

(1)初始化粒子位置时,不再在上下边界内随机连续取值,而是随机产生集合 Ξ 内的整数。

(2)调整粒子的觅食、警觉和迁徙行为,分别遵循公式:

$$x_{i,j}^{t+1} = x_{i,j}^t + \operatorname{round}(\Delta_{fo}) \quad (17)$$

$$x_{i,j}^{t+1} = x_{i,j}^t + \operatorname{round}(\Delta_{vi}) \quad (18)$$

$$x_{i,j}^{t+1} = x_{i,j}^t + \operatorname{round}(\Delta_{pr}), \text{ 生产者} \quad (19a)$$

$$x_{i,j}^{t+1} = x_{i,j}^t + \operatorname{round}(\Delta_{sc}), \text{ 乞讨者} \quad (19b)$$

式中, Δ_{fo} , Δ_{vi} , Δ_{pr} , Δ_{sc} 分别表示每次迭代粒子执行觅食、警觉、生产者和乞讨者的迁徙行为时位置的变化量,均按传统 BSA 计算, $\operatorname{round}(\cdot)$ 表示四舍五入取整运算。

(3)由于三角函数存在周期性,对不符合上下边界限制条件粒子的处理方法进行改进。传统算法中,用边界值直接取代溢出边界粒子的位置,本文算法则对位置做循环移位处理,伪代码如下表 2 所示。

表 2 离散 BSA 算法边界判决伪代码

```

For  $j = 1 : M$ 
  If  $m_j > 2^B - 1$ 
     $m_j = m_j - 2^B$ ;
  Else If  $m_j < 0$ 
     $m_j = m_j + 2^B$ ;
  End if
End if
End for

```

5 仿真结果及分析

采用第 1 节介绍的系统模型作为仿真环境,信道采用式(20)所示的模型^[9]。

$$\mathbf{h}_k = \mathbf{g}_k \sqrt{z_k} (r_k/R)^{-\alpha} \quad (20)$$

其中, $\mathbf{g}_k \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_M)$ 表示小尺度衰落, z_k 表示阴影衰落, $10 \lg(z_k) \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{\text{sd}})$, α 为路损指数,本仿真中 $\sigma_{\text{sd}} = 8$ dB, $\alpha = 3$ 。 r_k 表示 k 用户与基站间的距离, R 表示小区半径,这里取 $R = 500$ m。每个仿真循环内,用户随机处于基站 50 m 外的小区任意位置,即 $r_k \in [50 \text{ m}, R]$ 。发射信号采用 QPSK 调制方式。

将本文所提混合预编码算法及有限分辨率情况下的两种解决方案与以下算法作对比:(1)文献[17]中的全连接混合预编码算法;(2)文献[9]中的自适应子连接混合预编码算法;(3)将文献[9]中算法的自适应子连接结构更换为固定子连接结构的情况;(4)天线数与射频数相等时的 ZF 全数字预编码。

图 3,图 4 分别给出当 $M = 128$, $N_{\text{RF}} = K = 32$, $B = 2$ 时,以上算法不同总发射信噪比下的系统总速率情况和误码率情况,此时全数字 ZF 预编码 $M = N_{\text{RF}} = K = 32$ 。由图 3 可见,本文算法的系统总速率性能在此种仿真条件下大大优于文献[9]的算法,性能优势随发射功率增大而增大,并且能够基于简单的结构逼近全连接混合预编码。由图还可见,移相器分辨率有限情况下,基于离散 BSA 的解决方案要优于直接量化的解决方案,并且发射功率越大,优势越明显。

由图 4 可见,本文算法的误码率性能大大优于文献[9]的算法,性能增益可达 10 dB 以上。并且,本文算法具有最接近全连接算法的误码率性能,性能损失大约 5 dB,远小于其他算法的性能损失。说明本文算法能够基于简单结构实现较好的误码率性能,验证了本文算法的可靠性。由图 4 还可见,移相器分辨率有限情况下,基于离散 BSA 算法的误码率性能能够逼近分辨率无限的情况,性能损失大约

2~3 dB, 并且基于离散 BSA 算法的误码率性能要远优于直接量化算法, 性能增益达到 5~10 dB 左右, 可见, 本文基于离散 BSA 的算法能够很好应对实际应用中移相器分辨率有限的情况, 实现较好的误码率性能。

图 5 给出当 $N_{RF} = K = 10, B = 2$, 总发射信噪比为 10 dB 时, 以上算法不同基站天线数下的系统总速率情况, 此时全数字 ZF 预编码 $M = 10$ 保持不变。由图可见, 当 $M < 30$ 时, 本文算法在所对比的算法中具有最优的性能, $M < 70$ 时, 本文算法性能优于自适应混合预编码, 不及全连接混合预编码, 当天线数继续增加时, 本文算法性能增长缓慢。由此可知, 在此种场景下, 本文算法在用户数与天线数之比大于 1:7 时提供较好性能。实际的大规模 MIMO 系统中, 基站天线数是受限的, 而用户数是不可控的, 小区内用户数与天线数之比大于 1:7 也将是非常普遍的情况, 因此本文的算法是具有实用性的。由图还可见, 移相器分辨率有限情况下, 离散 BSA 解决方案优于直接量化方案, 并且性能优势不受基站天线数影响。

图 6 给出当 $M = 200, K = 10, B = 2$, 总发射信噪比为 10 dB 时, 以上算法不同射频数下的系统总速率情况, 由于文献[17], 文献[9]及文献[9]固定子连接情况都要求射频数与用户数相等, 所以本仿真中以上 3 种算法的射频数固定为 $N_{RF} = K = 10$ 。由图可见, 本文算法不要求射频数与用户数相等, 并且算法性能随射频数增加而提升, 当射频数为用户数 3 倍时, 本文算法性能超越文献[9]算法性能。实际情况下, 用户数无法控制, 本文算法放宽了射频数限制, 将会有更强的实用性。由图还可见, 移相器分辨率有限情况下, 离散 BSA 解决方案优于直接量

化方案, 但随射频数增加, 优势变小。

图 7 给出当 $M = 200, N_{RF} = K = 10$, 总发射信噪比为 10 dB 时, 本文算法在不同移相器分辨率下的系统总速率情况。由图可见, 在低分辨率时, 直接量化方法性能较差, 相比无限分辨率情况差距明显, 基于离散 BSA 的算法是低分辨率时更优的解决方案。由图还可见, 当 $B > 3$ 时, 本文算法分辨率有限情况下的性能已经非常逼近分辨率无限的情况, 因此, 本文算法是适合于实际应用的。

图 8 给出当 $M = 200, N_{RF} = K = 10$, 总发射信噪比为 10 dB 时, 本文基于离散 BSA 算法在不同移相器分辨率下的收敛情况。由图可见, 分辨率越高, 离散 BSA 算法越能够逼近更优的目标函数值, 但不需要很高的分辨率, 便可接近分辨率无限的情况, 可观察到, $B = 6$ 时便几乎完全逼近无限分辨率情况, 验证了离散 BSA 解决方案的实用性。

6 结束语

针对传统混合预编码结构复杂, 难以实现的缺点, 本文提出一种基于简单子连接结构的混合预编码方案。首先, 推导了当数字预编码采用 ZF 算法, 为使系统总可达速率最大, 模拟预编码矩阵应满足的条件, 进而将模拟预编码矩阵设计问题转化为优化问题; 其次采用 BSA 解决此优化问题, 求得最优的模拟预编码矩阵; 最后针对移相器分辨率有限的情况, 提出了一种直接量化的解决方案和一种基于改进的离散 BSA 的方案。仿真结果表明, 本文算法能够基于简单的结构实现较好的系统总速率性能和误码率性能, 并且破除了射频数必须与用户数相等的限制; 移相器分辨率有限时的两种解决方案均能较好逼近移相器分辨率无限的情况, 并且, 基于离散 BSA 的解决方案在低分辨率时性能更优。

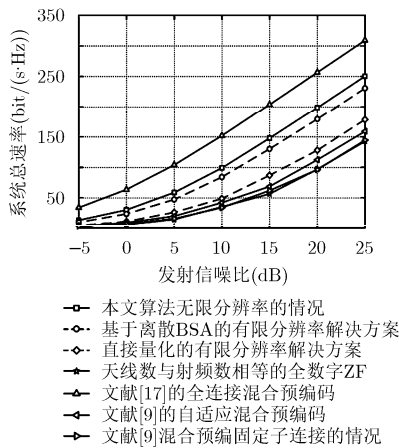


图 3 发射信噪比与系统总速率的关系

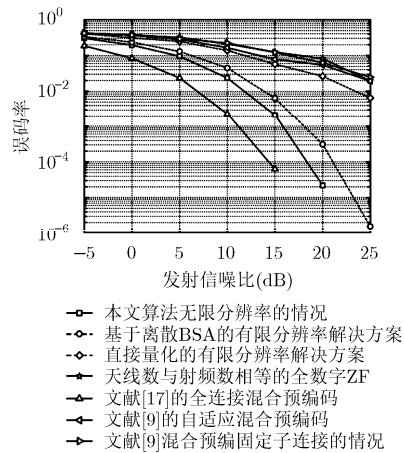


图 4 发射信噪比与误码率的关系

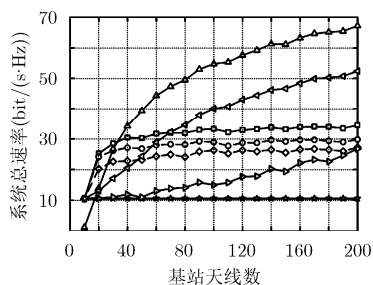


图5 基站天线数与系统总速率的关系

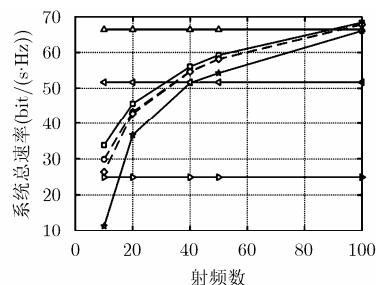


图6 射频数与系统总速率的关系

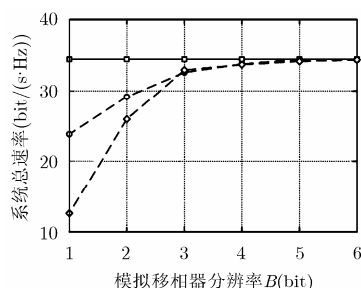


图7 模拟移相器分辨率与系统总速率的关系

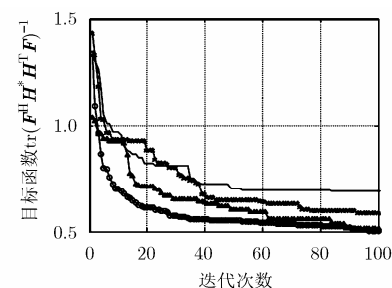


图8 不同模拟移相器分辨率情况下离散BSA算法收敛曲线

参考文献

- [1] YONG S K and CHONG C C. An overview of multigigabit wireless through millimeter wave technology: Potentials and technical challenges[J]. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2006, 1(2): 211–216. doi: 10.1155/2007/78907.
- [2] PI Z and KHAN F. An introduction to millimeter-wave mobile broadband systems[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2011, 49(6): 101–107. doi: 10.1109/MCOM.2011.5783993.
- [3] RAPPAPORT T S, SUN S, MAYZUS R, et al. Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work![J]. *IEEE Access*, 2013, 1(1): 335–349. doi: 10.1109/ACCESS.2013.2260813.
- [4] PAPA ZIAN P B, HUFFORD G A, ACHATZ R J, et al. Study of the local multipoint distribution service radio channel[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 1997, 43(2): 175–184. doi: 10.1109/11.598366.
- [5] WANG Chengxiang, HAIDER F, GAO Xiqi, et al. Cellular architecture and key technologies for 5G wireless communication networks[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(2): 122–130. doi: 10.1109/MCOM.2014.6736752.
- [6] SEIDEL S Y and ARNOLD H W. Propagation measurements at 28 GHz to investigate the performance of local multipoint distribution service (LMDS)[C]. *Global Telecommunications Conference, Singapore, 1995: 754–757*. doi: 10.1109/GLOCOM.1995.502029.
- [7] KIM C, KIM T, and SEOL J. Multi-beam transmission diversity with hybrid beamforming for MIMO-OFDM systems[C]. *GLOBECOM 2013 Workshop-Emerging Technologies for LTE-Advanced and Beyond-4G*, Atlanta, GA, USA, 2013: 61–65. doi: 10.1109/GLOCOMW.2013.6824962.
- [8] RUSEK F, PERSSON D, and LAU B K. Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2013, 30(1): 40–60. doi: 10.1109/MSP.2011.2178495.
- [9] ZHU Xudong, WANG Zhaocheng, DAI Linglong, et al. Adaptive hybrid precoding for multiuser massive MIMO[J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(4): 776–779. doi: 10.1109/LCOMM.2016.2532334.
- [10] AYACH O E, HEATH R W, ABU-SURRA S, et al. Low

- complexity precoding for large millimeter wave MIMO systems[C]. 2012 IEEE International Conference on Communications, Ottawa, Canada, 2012: 3724–3729. doi: 10.1109/ICC.2012.6363634.
- [11] SOHRABI F and YU Wei. 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. doi: 10.1109/JSTSP.2016.2520912.
- [12] RUSU C, MENDEZ-RIAL R, GONZALEZ-PRELCIC N, *et al.* Low complexity hybrid precoding strategies for millimeter wave communication systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, 15(12): 8380–8393. doi: 10.1109/TWC.2016.2614495.
- [13] LIU Jian, XU Wei, JIN Shi, *et al.* RF-chain constrained multi-pair massive MIMO relaying using hybrid precoding and detection[C]. 2016 IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Doha, Qatar, 2016: 1–6. doi: 10.1109/WCNC.2016.7564939.
- [14] LEE Y Y, WANG C H, and HUANG Y H. A hybrid RF/baseband precoding processor based on parallel-index-selection matrix-inversion-bypass simultaneous orthogonal matching pursuit for millimeter wave MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2015, 63(2): 305–317. doi: 10.1109/TSP.2014.2370947.
- [15] ALKHATEEBY A, AYACHY O E, LEUSZ G, *et al.* Hybrid precoding for millimeter wave cellular systems with partial channel knowledge[C]. Information Theory and Applications Workshop, San Diego, GA, USA, 2013: 1–5. doi: 10.1109/ITA.2013.6522603.
- [16] GENG Jian, XIANG Wei, WEI Zaixue, *et al.* Multi-user hybrid analogue/digital beamforming for relatively large-scale antenna systems[J]. *IET Communications*, 2014, 8(17): 3038–3049. doi: 10.1049/iet-com.2013.0873.
- [17] LIANG Le, XU Wei, and DONG Xiaodai. Low-complexity hybrid precoding in massive multiuser MIMO systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2014, 3(6): 653–656. doi: 10.1109/LWC.2014.2363831.
- [18] MENG Xiangbing, GAO X Z, LU Lihua, *et al.* A new bio-inspired optimisation algorithm: bird swarm algorithm[J]. *Journal of Experimental & Theoretical Artificial Intelligence*, 2016, 28(4): 673–687. doi: 10.1080/0952813X.2015.1042530.
- [19] KRIEGER J D, YEANG C P, and WORNELL G W. Dense delta-sigma phased arrays[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2013, 61(4): 1825–1837. doi: 10.1109/TAP.2013.2241719.
- 黄天宇：男，1993年生，博士生，研究方向为大规模MIMO信号处理。
- 马林华：男，1965年生，教授，博士生导师，研究方向为信道编码、无线自组织网络。