

# 混合动态连接结构的多用户多流混合预编码

赵峰 何晓华\*

(桂林电子科技大学信息与通信学院 桂林 541004)

**摘要:** 混合预编码对于提高多用户毫米波大规模多输入多输出(MIMO)系统的性能至关重要,但目前基于全连接结构与子连接结构的混合预编码分别存在高能耗与性能损失严重的问题。该文综合考虑系统的频谱效率与能量效率,提出混合动态连接结构,并设计该结构下的混合预编码算法。该算法通过最大化信干噪比(SINR)的增量来设计混合动态连接结构的模拟域预编码,然后基于等效信道运用块对角化(BD)设计数字域预编码抑制多用户多流干扰。仿真实验表明,该文所提出的混合动态连接结构的频谱效率介于全连接结构与混合固定连接结构之间且获得的能量效率最高。

**关键词:** 大规模MIMO; 毫米波; 混合预编码; 混合动态连接结构

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)09-2647-07

DOI: 10.11999/JEIT200441

## Multi-user Multi-stream Hybrid Precoding with Hybrid Dynamic Connection Structure

ZHAO Feng HE Xiaohua

(School of Information and Communication, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China)

**Abstract:** Hybrid precoding is essential to improve the performance of multi-user millimeter-wave massive Multiple Input Multiple Output (MIMO) systems, but currently hybrid precoding based on fully connected structures and sub-connected structures have the problems of high energy consumption and severe performance loss, respectively. This paper comprehensively considers the spectral efficiency and energy efficiency of the system, proposes hybrid dynamic connection structure, and designs hybrid precoding algorithm under the structure. In this algorithm, the analog domain precoding of the hybrid dynamic connection structure is designed by maximizing the increment of Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio (SINR), and then the digital domain precoding is designed by Block Diagonalization (BD) to suppress multi-user multi-stream interference through an equivalent channel. Simulation experiments show that the spectral efficiency of the proposed hybrid dynamic connection structure is between the spectral efficiency of the fully connected structure and the spectral efficiency of the hybrid fixed connection structure, but the highest energy efficiency is obtained.

**Key words:** Massive MIMO; Millimeter wave; Hybrid precoding; Hybrid dynamic connection structure

### 1 引言

对于毫米波大规模MIMO混合预编码的研究,主要基于全连接结构<sup>[1-7]</sup>与子连接结构<sup>[8-13]</sup>两种典型结构。全连接结构要求射频链路通过相移网络将数据流映射到每个天线单元,硬件复杂度高,能效低,但能够获得较高的频谱效率;而子连接结构中射频链路通过相移网络将数据流映射到部分天线单

元,降低了硬件复杂度与功率消耗,但是损失了部分频谱效率。综合考虑系统的能量效率与频谱效率,文献[14-16]提出混合连接结构。文献[14,15]中提出的混合连接结构中每个子阵包含两个射频链路,且通过全连接方式与子阵中的天线单元相连接。文献[14]提出能量有效性串行干扰消除混合预编码算法,并利用部分奇异值分解(Singular Value Decomposition, SVD)降低实现复杂度。文献[15]首先利用串行干扰消除的思想设计模拟无约束的混合预编码,然后利用最小化模拟无约束的混合预编码与模拟有约束的混合预编码的欧氏距离来求解最终的混合预编码。文献[16]提出一种广义子阵列连接体系结构,该广义子阵列连接体系是指可以任意调

收稿日期: 2020-06-03; 改回日期: 2021-07-21; 网络出版: 2021-08-12

\*通信作者: 何晓华 xiaohua\_he@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(61871466)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61871466)

整子阵列的射频链路数,并提出一种基于串行干扰消除和相位提取的混合预编码算法,来最大限度地提高任意给定射频链路和天线配置的可达速率。文献[14–16]都是针对单用户毫米波大规模MIMO系统,没有考虑多用户多流之间的干扰管理问题,不易拓展到多用户毫米波大规模MIMO系统。

基于上述分析,本文针对多用户毫米波大规模MIMO系统,提出混合动态连接结构的多用户多流混合预编码。在混合动态连接结构中,每个子阵包含多个射频链路,为进一步提高系统的频谱效率,每个子阵可根据一定的准则动态选择所需连接的天线单元。针对混合动态连接结构的多用户多流混合预编码设计,通过最大化每个用户的SINR增量来设计模拟域预编码,然后基于等效信道使用BD设计数字域预编码。

## 2 系统模型

多用户毫米波大规模MIMO系统中的混合动态连接结构如图1所示。在混合动态连接结构中,每个子阵包含多个射频链路,并通过全连接方式与天线单元相连,并且每个子阵所连接的天线单元可通过一定的准则动态地选择。

本文所提出结构包含 $D$ 个子阵,每个子阵包含 $N$ 个射频链路和 $S_d$ 根天线,其中 $1 \leq S_d \leq N_t$ ,则总的射频链路数为 $N_{RF} = ND$ ,总的天线数目为 $N_t = \sum_{d=1}^D S_d$ 。图1中,基站发送 $N_s$ 个数据流,首先流经基带数字域,然后通过射频链路映射到不同天线单元上,再发送给 $K$ 个用户,每个用户配备 $N_r$ 根天线来支持 $N_u$ 个数据流。为保证有限数量射频链路通信的有效性,基站发送的数据流应满足 $N_s \leq N_{RF} \leq N_t$ ,每个用户接收的数据流应满足 $N_u \leq N_r$ 。

则基站发送信号可以表示为

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

式中, $\mathbf{F}_{BB}$ 表示 $N_{RF} \times N_s$ 的数字域预编码, $\mathbf{F}_{RF}$ 表示 $N_t \times N_{RF}$ 的模拟域预编码,由于基站发射功率限制需满足 $\|\mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}\|_F^2 = N_s$ , $\mathbf{s}$ 表示 $N_s \times 1$ 维的输入信号,满足 $E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = (P/KN_u) I_{N_s}$ ,其中 $I_{N_s}$ 是 $N_s \times N_s$ 维的单位, $P$ 表示总的发射功率。

第 $k$ 个用户端接收信号可以表示为

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{W}_k \mathbf{h}_k \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BBk} s_k + \mathbf{W}_k \mathbf{h}_k \sum_{j \neq k}^K \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BBj} s_j + \mathbf{W}_k \mathbf{n}_k \quad (2)$$

式中, $\mathbf{W}_k \mathbf{h}_k \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BBk} s_k$ 表示用户的期望信号, $\mathbf{W}_k \mathbf{h}_k \sum_{j \neq k}^K \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BBj} s_j$ 表示用户间的干扰, $\mathbf{W}_k \mathbf{n}_k$ 为系统的加性噪声。其中, $\mathbf{h}_k$ 表示基站到第 $k$ 个用户 $N_r \times N_t$ 的下行链路信道矩阵, $\mathbf{W}_k$ 表示第 $k$ 个用户的 $N_u \times N_r$ 维的数字解码矩阵。 $\mathbf{n}_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2 I_{N_r})$ 为第 $k$ 个用户的高斯白噪声。则第 $k$ 个用户的SINR可表示为

$$\text{SINR}_k = \frac{\frac{P}{KN_u} \|\mathbf{W}_k \mathbf{h}_k \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BBk}\|_F^2}{\sigma^2 \|\mathbf{W}_k\|_F^2 + \frac{P}{KN_u} \sum_{j \neq k} \|\mathbf{W}_k \mathbf{h}_k \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BBj}\|_F^2} \quad (3)$$

此时,系统的频谱效率为

$$R = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \text{SINR}_k) \quad (4)$$

采用典型的几何信道模型<sup>[17]</sup>来描述毫米波信道。则第 $k$ 个用户终端的信道矩阵可表示为

$$\mathbf{h}_k = \sqrt{\frac{N_t N_r}{L_k}} \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{k,l} \mathbf{a}_r(\theta_{k,l}) (\mathbf{a}_t(\varphi_{k,l}))^H \quad (5)$$

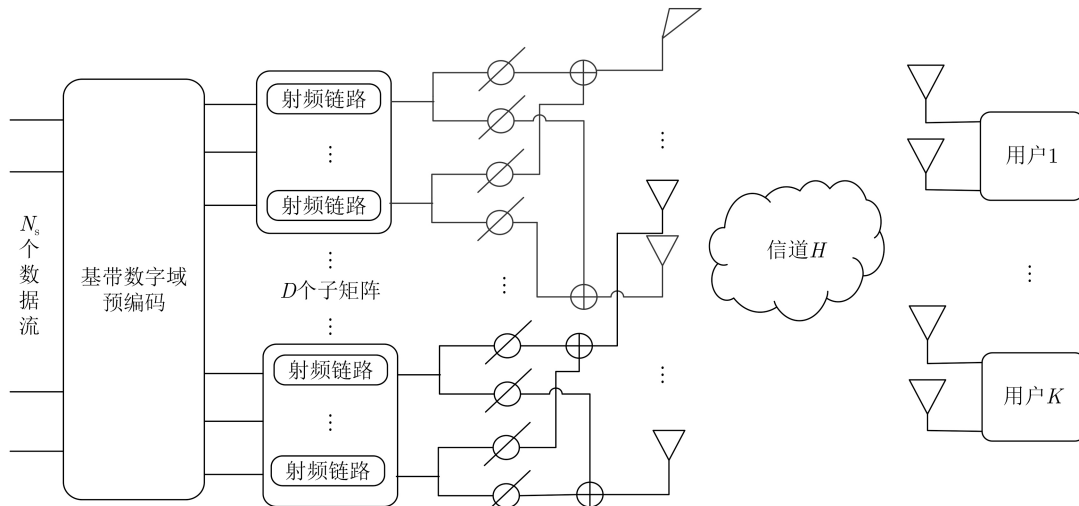


图1 混合动态连接结构

其中,  $\sqrt{N_t N_r / L_k}$  表示正则化因子,  $L_k$  表示第  $k$  个用户的散射路径数目,  $\alpha_{k,l}$  表示基站与第  $k$  个用户终端的第  $k$  个用户第  $l$  条路径的复合增益, 且服从均值为 0, 方差为 1 的复高斯分布,  $\varphi_{k,l} \in [0, 2\pi]$  和  $\theta_{k,l} \in [0, 2\pi]$  分别表示基站发送端的到达角和离开角,  $\mathbf{a}_r^k(\theta_{k,l})$  和  $\mathbf{a}_t^k(\varphi_{k,l})$  分别表示第  $k$  个用户接收端和基站发射端的阵列响应向量, 仅与接收端与发射端的天线阵列结构有关。

对于  $N$  元均匀线阵列 (Uniform Linear Array, ULA), 阵列响应向量可以写成

$$\mathbf{a}_{\text{ULA}}(\varphi) = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[ 1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \varphi}, \dots, e^{(N-1)\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \varphi} \right]^T \quad (6)$$

式中,  $d$  表示天线阵元之间的间距,  $\lambda$  表示波长。

### 3 问题分析

对于图1所示混合动态连接结构的混合预编码设计, 主要是设计模拟域预编码与数字域预编码, 使得系统的频谱效率最大。为了便于混合动态连接结构模拟域预编码的设计, 将模拟域预编码矩阵定义为  $\mathbf{F}_{\text{RF}} \in \{\mathbf{F}, 0\}$ , 其中  $\mathbf{F}$  表示初始化模拟预编码。具体来说, 如果第  $i$  个射频链路与第  $j$  个天线单元相连, 则模拟域预编码  $\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j) \in \{\mathbf{F}\}$ , 且  $|\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j)|^2 = 1$ , 否则,  $\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j) = 0$ , 同时, 为了保证每个天线单元只与一个子阵列相连, 需满足  $|\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, nd)|^2 = 1, n = 1, 2, \dots, N, d \in \{1, 2, \dots, D\}$ 。将设计毫米波大规模 MIMO 系统的混合预编码建模成一个频谱效率最大化问题, 表达式为

$$\left. \begin{aligned} & \operatorname{argmax}_{\mathbf{W}, \mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}} \sum_{k=1}^K R_k \\ & \text{s.t. } \|\mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{RF}}\|_{\text{F}}^2 = N_s \\ & |\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, nd)|^2 = 1, \forall i, n = 1, 2, \dots, N \\ & d \in \{1, 2, \dots, D\} \\ & \mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j) \in \{\mathbf{F}, 0\}, \forall i, j \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

上述最优化问题是  $\mathbf{W}, \mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}$  3 个变量联合优化的具有固定模限制的非凸优化问题, 直接求解上述优化问题是不容易的。为了便于分析求解, 将  $\mathbf{W}, \mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}$  3 个变量解耦, 则上述问题可转化成先设计数字解码矩阵, 然后根据一定的准则设计模拟域预编码, 最后基于等效信道设计数字域预编码抑制多用户多流之间的干扰。

## 4 混合动态连接结构多用户多流混合预编码设计

### 4.1 解码矩阵与初始化模拟域预编码设计

由于对变量进行了解耦, 因此, 接收端解码矩阵的设计可以不用考虑毫米波大规模 MIMO 的混合

动态结构。对于解码矩阵  $\mathbf{W}$  与模拟预编码初始化  $\mathbf{F}$  的设计, 可通过最大化等效信道增益<sup>[10,18]</sup>来设计:

$$\left. \begin{aligned} & \operatorname{argmax}_{\mathbf{W}, \mathbf{F}} \|\mathbf{W} \mathbf{H} \mathbf{F}\|_{\text{F}}^2 \\ & \text{s.t. } |\mathbf{F}(i, j)| = 1, \forall i, j \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

不考虑模拟域预编码限制, 可以将式(8)的目标函数进一步表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{W} \mathbf{H} \mathbf{F} &= \mathbf{W} \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^{\text{H}} \mathbf{F} \\ &= \lambda \mathbf{W} \mathbf{U} \mathbf{V}^{\text{H}} \mathbf{F} \end{aligned} \quad (9)$$

式中,  $\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^{\text{H}}$  表示 SVD,  $\mathbf{U}$  是  $K N_r \times K N_r$  的左酉矩阵,  $\mathbf{V}$  是  $N_t \times N_t$  的右酉矩阵,  $\mathbf{\Sigma}_k$  为  $K N_r \times N_t$  的对角矩阵。很显然, 当  $\mathbf{W} = \mathbf{U}^{\text{H}}, \mathbf{F} = \mathbf{V}$  时, 等效信道增益最大。然而,  $\mathbf{V}$  不满足固定模限制, 因此, 需要进一步求无模约束时的模拟预编码与有固定模约束的欧氏距离来求次优化的模拟域预编码<sup>[18]</sup>, 表达式为

$$\left. \begin{aligned} & \operatorname{argmix}_{\mathbf{F}_{\text{RF}}} \|\mathbf{V} - \mathbf{F}\|_{\text{F}}^2 \\ & \text{s.t. } |\mathbf{F}(i, j)| = 1, \forall i, j \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

可以进一步将式(10)问题的目标函数写为

$$\begin{aligned} \|\mathbf{V} - \mathbf{F}\|_{\text{F}}^2 &= \operatorname{Tr}((\mathbf{V} - \mathbf{F})^{\text{H}} (\mathbf{V} - \mathbf{F})) \\ &= \operatorname{Tr}(\mathbf{V}^{\text{H}} \mathbf{V}) - 2 \operatorname{Re}(\mathbf{V}^{\text{H}} \mathbf{F}) + \operatorname{Tr}(\mathbf{F}^{\text{H}} \mathbf{F}) \\ &= 2N_s - 2 \sum_{i=1}^{N_s} \sum_{j=1}^{N_t} \operatorname{Re}(\mathbf{V} | (i, j) | e^{j\theta(i, j)}) \end{aligned} \quad (11)$$

式中,  $\theta(i, j) = \angle \mathbf{V}(i, j) - \angle \mathbf{F}(i, j)$ , 显然, 当  $\theta(i, j) = 0$  时,  $\|\mathbf{V} - \mathbf{F}\|_{\text{F}}^2$  最小。即  $\mathbf{F} = e^{j\angle \mathbf{V}}, \mathbf{F}(i, j) = e^{j\varphi_{i,j}}, \mathbf{F} = \{\mathbf{F}(i, j), \forall i, j\}$ 。

### 4.2 多用户多数流混合预编码设计

针对混合动态子连接结构的多用户多流混合预编码算法设计, 为了简化分析, 假设混合动态连接结构的子阵数目等于用户的数目, 且每个子阵传输的数据流对应一个用户接收的数据流。则基于优化每个用户的 SINR 设计模拟域预编码, 可以表示成如下优化问题:

$$\left. \begin{aligned} & \operatorname{argmax}_{\mathbf{F}_{\text{RF}}} R_k \\ & \text{s.t. } |\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, nd)|^2 = 1, \forall i, n = 1 \\ & d \in \{1, 2, \dots, D\} \\ & \mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j) \in \{\mathbf{F}, 0\}, \forall i, j \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

混合动态连接结构的多用户多交流模拟域预编码设计算法的具体步骤如表1所示。

然而, 由于模拟域预编码的离散相位值和固定模范数约束, 这个问题仍然很难解决。为了寻找可行的解决方案, 首先将模拟预编码表示成

$$\mathbf{F}_{\text{RF}} = \mathbf{F}\mathbf{S} \quad (13)$$

式中,  $\mathbf{S}$ 表示 $N_{\text{RF}} \times N_{\text{RF}}$ 的由0元素与1元素组成的矩阵。若将数字解码矩阵与信道作为一个整体,则可以表示为 $\tilde{\mathbf{h}}_k = \mathbf{W}_k \mathbf{h}_k$ 。

则第 $k$ 个用户的SINR可以表示为

$$\text{SINR}[\mathbf{S}_k] = \frac{\frac{P}{KN_u} \|\tilde{\mathbf{h}}_k \mathbf{F} \mathbf{S}_k\|_{\text{F}}^2}{\delta^2 + \frac{P}{KN_u} \sum_{j \neq m} \|\tilde{\mathbf{h}}_k \mathbf{F} \mathbf{S}_j\|_{\text{F}}^2} \quad (14)$$

因此,这个模拟域预编码问题可以进一步转化为

$$\left. \begin{array}{l} \operatorname{argmax}_{\mathbf{S}_k} \text{SINR}[\mathbf{S}_k] \\ \text{s.t. } \mathbf{S}_k \in \{\mathbf{A}, \mathbf{B}\} \end{array} \right\} \quad (15)$$

式中,  $\mathbf{A}$ 为 $1 \times N$ 维的全1矩阵,表示某个天线单元与子阵中的所有射频链路相连接,  $\mathbf{B}$ 为 $1 \times N$ 维的全0矩阵,表示某个天线单元不与某个子阵进行连接。

然而,最优化SINR准则会导致严重的不公平,这是因为一个子阵连接的天线数目越多SINR越高,反而不能够最大化系统的可达和速率。因此,根据每个用户SINR的最大增量准则来设计模拟域预编码。每个用户的SINR增量 $\nabla_k$ 可以表示为

$$\nabla_k = \text{SINR}[\mathbf{S}_k(j, :) = \mathbf{A}] - \text{SINR}[\mathbf{S}_k] \quad (16)$$

式中,  $\mathbf{S}_k(j, :) = \mathbf{A}$ ,表示第 $j$ 个天线连接到第 $k$ 个子阵。因此,基于用户SINR的最大增量设计模拟预编码问题的建模为

$$\left. \begin{array}{l} \operatorname{argmax}_{\mathbf{S}_k} \nabla_k \\ \text{s.t. } \mathbf{S}_k \in \{\mathbf{A}, \mathbf{B}\} \end{array} \right\} \quad (17)$$

上述优化问题可以通过贪婪算法<sup>[2]</sup>求解。为进一步降低贪婪算法的计算复杂度,初始化每个用户的模拟域预编码 $\mathbf{F}_{\text{RF}k}(i, j) = 0$ ,即 $\mathbf{S}_k(i, j) = 0$ 。该算法的核心思想是,分别计算每个用户的SINR以及SINR增量值,然后搜索找到具有最大SINR增量值的模拟域预编码,更新模拟域预编码。

对于数字域预编码的设计,首先根据已知的 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 得到等效信道 $\mathbf{H}_{\text{eq}} = \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{F}_{\text{RF}}$ ,然后使用BD<sup>[10]</sup>抑制用户间及同一用户多流之间的干扰。

为了设计 $\mathbf{F}_{\text{BB}} = [\mathbf{F}_{\text{BB}1}, \mathbf{F}_{\text{BB}2}, \dots, \mathbf{F}_{\text{BB}k}]$ ,需构建除第 $k$ 个用户外的其他所有用户的信道矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ :

$$\tilde{\mathbf{H}}_k = [\mathbf{H}_{\text{eq}1}^{\text{T}}, \dots, \mathbf{H}_{\text{eq}k-1}^{\text{T}}, \mathbf{H}_{\text{eq}k+1}^{\text{T}}, \dots, \mathbf{H}_{\text{eq}K}^{\text{T}}]^{\text{T}} \quad (18)$$

对 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 进行SVD,得到:

$$\tilde{\mathbf{H}}_{kk} = \tilde{\mathbf{U}}_k \tilde{\Sigma}_k [\tilde{\mathbf{V}}_k, \tilde{\mathbf{V}}_k]^{\text{H}} \quad (19)$$

式中,  $\tilde{\mathbf{V}}_k$ 是零奇异值的右向量构成的矩阵,  $\tilde{\mathbf{V}}_k$ 是非

表1 混合动态连接结构的多用户多流模拟域预编码设计算法

输入:  $\mathbf{F}$ ,  $N_t$ ,  $N_{\text{RF}}$ ,  $N$ ,  $K$

输出:  $\mathbf{F}_{\text{RF}}$

初始化:  $\mathbf{S} = \text{zeros}(N_{\text{RF}})$

for  $n=1:N_t$

for  $k=1:K$

$$\text{SINR}[\mathbf{S}_k = \mathbf{B}] = \frac{\frac{P}{KN_u} \|\tilde{\mathbf{h}}_k \mathbf{F} \mathbf{S}_k\|_{\text{F}}^2}{\delta^2 + \frac{P}{KN_u} \sum_{j \neq m} \|\tilde{\mathbf{h}}_k \mathbf{F} \mathbf{S}_j\|_{\text{F}}^2}$$

$$\text{SINR}[\mathbf{S}_k = \mathbf{A}] = \frac{\frac{P}{KN_u} \|\tilde{\mathbf{h}}_k \mathbf{F} \mathbf{S}_k\|_{\text{F}}^2}{\delta^2 + \frac{P}{KN_u} \sum_{j \neq m} \|\tilde{\mathbf{h}}_k \mathbf{F} \mathbf{S}_j\|_{\text{F}}^2}$$

end

$$\nabla_k = \text{SINR}[\mathbf{S}_k(n, :) = \mathbf{A}] - \text{SINR}[\mathbf{S}_k(n, :) = \mathbf{B}]$$

$$\mathbf{S}_k^* = \operatorname{argmax}_{\mathbf{S}_k} \nabla_k$$

$$\mathbf{S}(n, N(k-1) + 1) = \mathbf{S}_k^*$$

end

$\mathbf{F}_{\text{RF}} = \mathbf{F}\mathbf{S}$

零奇异值的右向量构成的矩阵。将 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 与 $\tilde{\mathbf{V}}_k$ 相乘,可以推导出

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{H}}_k \tilde{\mathbf{V}}_k &= \tilde{\mathbf{U}}_k \left[ \tilde{\Sigma}_k^1 \ 0 \right] \begin{bmatrix} (\tilde{\mathbf{V}}_k)^{\text{H}} \\ (\tilde{\mathbf{V}}_k)^{\text{H}} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{V}}_k \\ &= \tilde{\mathbf{U}}_k \tilde{\Sigma}_k^1 (\tilde{\mathbf{V}}_k)^{\text{H}} \tilde{\mathbf{V}}_k \\ &= 0 \end{aligned} \quad (20)$$

由式(20)得出,  $\tilde{\mathbf{V}}_k$ 可以消除用户之间的干扰。为了进一步抑制同一用户不同数据流之间的干扰,对 $\tilde{\mathbf{H}}_k \tilde{\mathbf{V}}_k$ 进行SVD分解,有

$$\tilde{\mathbf{H}}_k \tilde{\mathbf{V}}_k = \mathbf{U}_k \Sigma_k (\mathbf{V}_k^{N_u}, \mathbf{V}_k)^{\text{H}} \quad (21)$$

取右奇异值的前 $N_u$ 列作为预编码矩阵,能够抑制用户内多数据流的干扰。因此,用BD设计的数字域预编码为

$$\mathbf{F}_{\text{BB}} = [\tilde{\mathbf{V}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{V}}_K] \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^{N_u} \dots 0 \\ \vdots \vdots \vdots \\ 0 \dots \mathbf{V}_K^{N_u} \end{bmatrix} \quad (22)$$

为了满足功率约束要求,对数字域预编码 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 进行归一化,归一化数字域预编码为

$$\hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}} = \frac{\sqrt{N_s}}{\|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}^2} \mathbf{F}_{\text{BB}} \quad (23)$$

## 5 仿真结果与分析

考虑在多用户多流毫米波大规模MIMO系统中,基站采用ULA,天线单元之间的间距为 $d = \lambda/2$ ,

$\lambda$ 为波长。信道参数设置为：每个用户路径数为  $L = 3$ ，方位达到角AOA和方位离开角AOD服从拉普拉斯分布，角度在  $[0, 2\pi]$ 上服从均匀分布，信噪比  $\text{SNR} = P/\sigma^2$ 。

### 5.1 频谱效率分析

分析本文所提出的混合动态连接结构的系统频谱效率性能，主要比较分析了全连接结构、混合动态连接结构、混合固定连接、子连接结构下的混合预编码算法的频谱效率。基站天线单元数目为64, 128, 射频链路数目为4, 8, 发送4个数据流到2个用户，每个用户配备2根天线。

图2为  $N_{\text{RF}} = 4, N_t = 64$ 时，不同结构下的频谱效率对比图。分析发现，混合连接结构的频谱效率低于全连接结构的频谱效率，高于子连接的频谱效率。全连接能够获得最好的频谱效率，主要是由于流经全连接结构的数据流能够获得所有的天线阵列增益，而流经混合连接结构与子连接结构的数据流只能获得子阵中的天线增益。子连接结构的频谱效率低于混合连接结构的频谱效率，主要原因是子连接结构中的每个子阵中只包含一个射频链路，使得子连接结构中的子阵数目为4，每个数据流经过子连接结构获得的16个天线单元的增益，而混合连接结构中子阵数目为2，每个数据流经过混合连接结构能够获得32个天线单元的增益。综上所述，当基站的射频链路数目与天线单元数目一定时，子阵的数目越少，系统的频谱效率越高。对于混合动态连接结构与混合固定连接结构，混合动态连接能够获得更好的频谱效率。例如，当  $\text{SNR} = 10 \text{ dB}$ 时，混合动态连接结构、混合固定连接结构及子连接结构的频谱效率分别是全连接结构频谱效率的92%，89%和76%。混合动态连接结构的频谱效率相比于子连接结构的频谱效率提高近21%。

图3(a)与图3(b)分别展示了基站配置射频链路数目  $N_{\text{RF}} = 4$ 与  $N_{\text{RF}} = 8$ 时，不同天线单元数目的3种结构的混合预编码算法的频谱效率随SNR的变化情况。如图3(a)所示，天线单元数目为128时3种

结构下的混合预编码算法的频谱效率高于天线单元数目为64时的频谱效率。比较分析图3(a)与图3(b)可知，当  $N_{\text{RF}} = 8$ 时，混合连接结构的频谱效率更接近全连接结构的频谱效率。例如，当天线单元数目为64时，射频链路数目  $N_{\text{RF}} = 4$ 的混合动态连接结构的频谱效率是全连接结构频谱效率的92%，子连接结构的频谱效率是全连接结构的89%，而射频链路数目  $N_{\text{RF}} = 8$ 的混合动态连接结构频谱效率是全连接结构频谱效率的98%，子连接结构频谱效率是全连接结构频谱效率的95%。

图4展示了多用户多流毫米波大规模MIMO系统中不同结构预编码频谱效率随射频链路数目的变化曲线图。仿真参数设置为  $N_t = 64, \text{SNR} = 0 \text{ dB}$ 。在图4中全连接结构、混合动态连接结构与混合固定连接结构的频谱效率随着射频链路数目的增加而增大，但低于数字预编码的频谱效率。同时可知，全连接结构的频谱效率提升不高，频谱效率提升约6%，且随着射频链路数目的增加，趋近平缓。而混合动态连接结构与混合固定连接结构的频谱效率提升显著，分别为32%，44%。

### 5.2 能量效率分析

在通信系统中，能量的消耗取决于功率消耗与频谱效率两个要素<sup>[19]</sup>。由此可得，能量有效性的表达式为

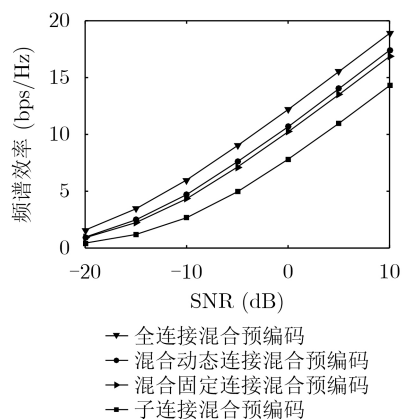


图2 不同结构下的频谱效率对比图

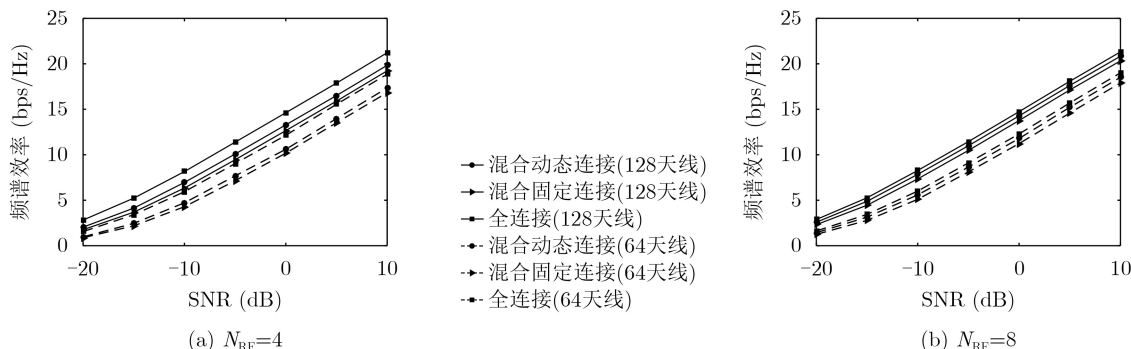


图3 不同天线数目的频谱效率对比图

$$\eta = R/P_{\text{total}} \quad (24)$$

式中,  $P_{\text{total}}$ 表示总的功率消耗。在全连接混合预编码结构中, 硬件的功率消耗主要包括 $N_{\text{RF}}$ 个射频链路,  $N_{\text{RF}}N_t$ 个移相器。因此, 在全连接结构中总的功率消耗可以表示为

$$P_{\text{total}}^{\text{FC}} = P + N_{\text{RF}}P_{\text{RF}} + N_tN_{\text{RF}}P_{\text{Ps}} \quad (25)$$

式中,  $P$ 表示发送功率,  $P$ 与 $P_{\text{RF}}$ 表示每个射频链路的功率消耗,  $P_{\text{Ps}}$ 是相移器的功率消耗。

对于混合结构, 射频链路的数目 $N_{\text{RF}} = D \times N$ , 移相器的数目为 $N_{\text{RF}}N$ , 则混合结构总的功率消耗为

$$P_{\text{total}}^{\text{DS}} = P + N_{\text{RF}}P_{\text{RF}} + N_tNP_{\text{Ps}} \quad (26)$$

射频链路的数目是影响毫米波大规模MIMO系统能量效率的关键因素之一。本小节通过仿真来分析射频链路数目对采用不同混合预编码结构的毫米波大规模MIMO系统的能量效率的影响。在仿真中, 假设 $P_s = 1 \text{ mW}$ ,  $P_{\text{RF}} = 250 \text{ mW}$ ,  $N_t = 128$ , 系统的SNR=0 dB。

图5展示了不同结构下射频链路数对能量效率的影响对比图。观察发现, 当射频链路的数目 $N_{\text{RF}} = 4$ 时, 全连接结构的能量效率最优, 而随着射频链路数目的增加, 全连接结构的能量效率开始低于混合动态连接结构与混合固定连接结构的能量效率。混合固定连接结构的能量效率始终低于混合动态连接结构的能量效率, 且随着射频链路数目的增加, 逐渐接近混合动态连接结构的能量效率。

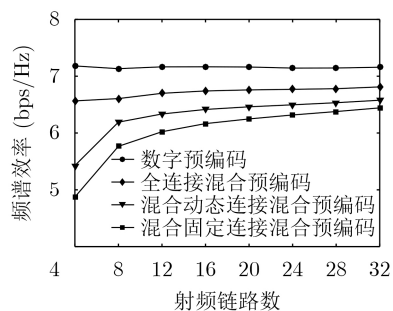


图4 射频链路数对频谱效率的影响对比图

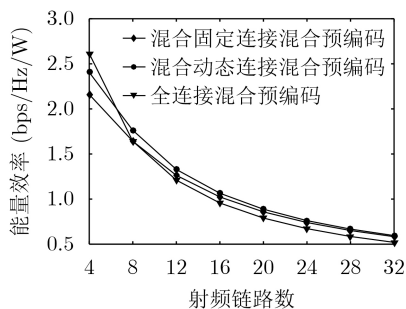


图5 射频链路数对能量效率的影响对比图

## 6 结束语

综合考虑系统的频谱效率与能量效率, 本文提出混合动态连接结构及用户多流混合预编码算法。首先综合考虑毫米波大规模MIMO系统的能量效率与频谱效率, 提出一种混合动态连接结构, 该结构的每个子阵包含多个射频链路, 且每个子阵可动态选择天线单元。然后基于提出的混合动态连接结构设计多用户多流混合预编码, 根据最大化SINR的增量来设计模拟域预编码, 基于等效信道设计BD数字域预编码, 抑制多用户以及用户内数据流的干扰。仿真结果表明, 本文所提出的混合动态连接结构的频谱效率略低于全连接结构的频谱效率, 高于子连接结构的频谱效率, 且混合动态连接结构相比混合固定连接结构能够获得更好的频谱效率; 对于能量效率, 随着射频链路数目的增加, 混合动态连接结构的能量效率高于混合固定连接结构与全连接结构的能量效率。

## 参考文献

- [1] 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.
- [2] YU Xianghao, SHEN J C, ZHANG Jun, *et al.* Alternating minimization algorithms for hybrid precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2016, 10(3): 485–500.
- [3] XING Yaxin, CHEN Yueyun, and YANG Liuqing. MMSE-based wideband hybrid precoding for massive MIMO systems[C]. 2016 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC), Jeju, Korea, 2016: 18–20.
- [4] 解培中, 孙锐, 李汀, 等. 基于连续干扰消除的毫米波MIMO系统混合预编码算法[J]. 电子与信息学报, 2019, 41(2): 409–416. doi: 10.11999/JEIT180379.
- XIE Peizhong, SUN Rui, and LI Ting. Hybrid precoding algorithm based on successive interference cancellation for millimeter wave MIMO systems[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2019, 41(2): 409–416. doi: 10.11999/JEIT180379.
- [5] 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.
- [6] KONG Lingxiao, HAN Shengqian, and YANG Chenyang. Hybrid precoding with rate and coverage constraints for wideband massive MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(7): 4634–4647.
- [7] LING 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.
- [8] 黄天与, 马林华, 胡星, 等. 一种适用的毫米波大规模MIMO混合预编码算法[J]. *电子与信息学报*, 2017, 39(8): 1788–1795. doi: [10.1199/JEIT161211](https://doi.org/10.1199/JEIT161211).  
HUANG Tianyu, MA Linhua, HU Xing, *et al.* Practical hybrid precoding algorithm for millimeter wave massive MIMO[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2017, 39(8): 1788–1795. doi: [10.1199/JEIT161211](https://doi.org/10.1199/JEIT161211).
- [9] DAI Linglong, GAO Xinyu, QUAN Jinguo, *et al.* Near-optimal hybrid analog and digital precoding for downlink mmWave massive MIMO systems[C]. 2015 IEEE International Conference on Communications (ICC), London, UK, 2015: 1334–1339.
- [10] NI Weiheng and DONG Xiaodai. Hybrid block diagonalization for massive multiuser MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2016, 64(1): 201–211.
- [11] DAI Linglong, GAO Xinyu, and WANG Zhaocheng. Energy-efficient hybrid precoding based on successive interference cancelation for millimeter-wave massive MIMO systems[C]. 2015 Radio and Antenna Days of the Indian Ocean (RADIO), Belle Mare, Mauritius, 2015: 1–2.
- [12] ZHANG Zhilong, WU Xiaoyong, and LIU Danpu. Joint precoding and combining design for hybrid beamforming systems with subconnected structure[J]. *IEEE Systems Journal*, 2020, 14(1): 184–195.
- [13] JIANG Jing, YUAN Yue, and ZHEN Li. Multi-user hybrid precoding for dynamic subarrays in mmWave massive MIMO systems[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 101718–101728.
- [14] LIU Yang, FENG Qingxia, WU Qiong, *et al.* Energy-efficient hybrid precoding with low complexity for mmWave massive MIMO systems[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 95021–95032.
- [15] ZHANG Didi, WANG Yafeng, LI Xuehua, *et al.* Hybridly connected structure for hybrid beamforming in mmWave massive MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2018, 66(2): 662–674.
- [16] CHEN Yun, CHEN Da, JIANG Tao, *et al.* Millimeter-wave massive MIMO systems relying on generalized sub-array-connected hybrid precoding[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(9): 8940–8950.
- [17] RAPPAPORT T S, GUTIERREZ F, BEN-DOR E, *et al.* Broadband millimeter-wave propagation measurements and models using adaptive-beam antennas for outdoor urban cellular communications[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2013, 61(4): 1850–1859.
- [18] CUI Mingyang and ZOU Weixia. Low complexity joint hybrid precoding for millimeter wave MIMO systems[J]. *China Communications*, 2019, 16(2): 49–58.
- [19] 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.

赵峰: 男, 1974年生, 研究员, 博士生导师, 研究方向为MIMO无线通信网络.

何晓华: 女, 1995年生, 硕士生, 研究方向为大规模MIMO无线通信系统.

责任编辑: 陈倩