



研究与开发

毫米波大规模 MIMO 系统基于等效信道的全连接混合预编码设计

曹海燕, 马智尧, 智应娟, 刘仁清, 许方敏, 方昕
(杭州电子科技大学, 浙江 杭州 310018)

摘要: 为了提升毫米波大规模 MIMO 系统中基于全连接结构的混合预编码性能, 提出一种基于等效信道两步设计法的混合预编码方案。首先结合发送端模拟预编码矩阵、接收端模拟组合矩阵和信道矩阵构造等效信道, 以最大化等效信道增益为目标设计出收发端的模拟部分, 之后对数字预编码矩阵与数字组合矩阵逐列应用最小二乘准则进行求解, 设计出收发端数字部分。仿真结果表明, 所提算法能够逼近最优全数字预编码方案且具有较低的复杂度, 并具有较强的容错性。

关键词: 大规模 MIMO; 等效信道增益; 最小二乘; 容错性

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2021017

Design of full-connected hybrid precoding based on an equivalent channel in millimeter-wave massive MIMO system

CAO Haiyan, MA Zhiyao, ZHI Yingjuan, LIU Renqing, XU Fangmin, FANG Xin
Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China

Abstract: In order to improve the performance of hybrid precoding scheme based on fully connected structure in millimeter-wave massive MIMO system, a hybrid precoding scheme based on an equivalent channel with two-step design method was proposed. Firstly, the equivalent channel was constructed by combining the analog precoding matrix at the transmitter, the analog combining matrix and the channel matrix at the receiver, and the analog part of the transceiver was designed to maximize the equivalent channel gain. Furthermore, the least squares criterion was applied to derive the digital precoding matrix and the digital combination matrix column by column to design the digital part of the transceiver. Simulation results show that the proposed algorithm can approximate the optimal digital precoding scheme and has lower complexity and stronger fault tolerance.

Key words: massive MIMO, equivalent channel gain, least squares criterion, fault tolerance

收稿日期: 2020-05-19; 修回日期: 2020-11-19

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61501158)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.61501158)



1 引言

毫米波因波长较短使得其在很小的空间内封装大量天线成为可能^[1-2]。同时,巨大的天线阵列能够提供显著的波束成形增益,可以有效地补偿毫米波的路径损失^[3]。因而毫米波与大规模 MIMO (multiple-input multiple-output, 多输入多输出) 技术相结合是第五代通信系统的关键技术之一。传统的全数字预编码方案需要与天线数量相等的 RF (radio frequency, 射频) 链,直接应用于收发端具有大量天线的大规模 MIMO 系统,会使硬件成本与功耗急剧增加^[4]。而传统的模拟预编码方案,采用移相器代替 RF 链,虽降低了成本,但也导致了系统性能损失过多。因此,一种将 RF 链和移相器相结合的数字模拟混合预编码方案被提出,其可以在降低硬件成本的同时保证系统的性能不会损失过多^[5-6]。

根据 RF 链与天线的连接方式不同,混合预编码方案主要分为全连接、部分连接以及混合连接。部分连接混合预编码中每个 RF 链只连接部分天线,每根天线连接一个移相器。参考文献[6]针对部分连接混合预编码提出一种基于 SIC (successive cancellation, 连续干扰消除) 的混合预编码方案,预先设定数字预编码矩阵为对角阵,进而将总的优化问题分解为一系列天线子阵的子优化问题。但是此算法只适用于数据流与 RF 链相等的情况下,适用范围太小。混合连接混合预编码是全连接与部分连接的折中,通过 RF 链将天线分为多个子阵,每个子阵采用全连接。参考文献[8]针对混合连接混合预编码提出一种持续干扰消除的混合预编码方案,根据发送数据流与 RF 链数量的关系,先将数字预编码矩阵的形式设计出来,进而利用模拟预编码矩阵的块对角特性将其分解为子阵依次设计,最终得到混合预编码矩阵,该方案优于部分连接混合预编码方案。与部分连接与混合连接相比,全连接混合预编码因其所有 RF

链均连接到发送端每一根天线上,可以为发送信号提供更高的自由度,因而具有更好的性能,更加接近全数字预编码方案。参考文献[9]提出一种 OMP (orthogonal matching pursuit, 正交匹配追踪) 算法的混合预编码方案,通过不断地从候选矢量集合中找出与残差矩阵相关性最大的矢量更新模拟预编码矩阵,最后通过最小二乘准则获得数字预编码矩阵,该方案能够接近最优全数字预编码方案,但其复杂度过高。参考文献[10]提出一种交替迭代混合预编码算法,通过依次固定数字和模拟预编码矩阵,交替迭代使其逼近全数字预编码矩阵。但是,每次迭代前都要更新模拟和数字预编码矩阵,导致其复杂度过高。参考文献[11]提出了一种利用毫米波散射体路径增益最大的发送角与离开角设计模拟预编码矩阵,之后构造等效信道矩阵,通过 RZF 算法获得数字预编码矩阵,该方案复杂度较低,但其接收端仅考虑纯模拟合并器导致性能较差。参考文献[12]提出了一种基于信道 SVD 的混合预编码方案,模拟部分取信道矩阵右酉阵的相位,数字部分通过最小二乘准则逼近全数字预编码矩阵,但由于其模拟部分恒模约束的特性,因而无法逼近理论上最优全数字预编码方案。

总之,部分连接混合预编码复杂度最低,但是牺牲部分天线增益,因此其性能较差。混合连接则是部分连接与全连接的结合,实现了复杂度与性能的折中。全连接可以提供更大的天线增益,获得接近全数字预编码算法的性能。因此,伴随着人们对通信质量和传输速率要求的提升,全连接混合预编码将更加适用于未来天线的部署。

基于上述分析,本文提出一种全连接混合预编码算法,以系统频谱效率最大化为目标,联合设计收发端预编码矩阵和组合矩阵。首先,以等效信道增益最大化为目标设计模拟预编码矩阵和模拟组合矩阵,之后将总的混合预编码矩阵和接收端组合矩阵写成分块矩阵的形式,利用最小二

乘准则, 使其依次逼近最优全数字预编码矩阵和组合矩阵的每一列, 可以达到理论上误差的最小化。仿真结果表明, 本文所提算法优于参考文献[9]所提 OMP 算法与参考文献[12]所提基于信道 SVD 的混合预编码算法, 且复杂度更低。

符号说明: $|\cdot|$ 表示取模, $\|\cdot\|_F$ 表示矩阵的 F-范数, $(\cdot)^H$ 表示矩阵的共轭转置, $\text{tr}(\cdot)$ 表示求迹, $E[\cdot]$ 表示取期望, $\text{angle}(\cdot)$ 表示取相位, $A(i, j)$ 表示矩阵 A 第 i 行 j 列的元素。

2 系统模型

毫米波大规模 MIMO 系统结构如图 1 所示, 发送端配置 N_{RF}^t 个 RF 链和 N_t 根发送天线, 接收端配置 N_{RF}^r 个 RF 链和 N_r 根接收天线。发送端发送 N_s 个数据流, 满足 $N_s \leq N_{\text{RF}}^t \leq N_t$, $N_s \leq N_{\text{RF}}^r \leq N_r$ 。

假设 $N_{\text{RF}}^t = N_{\text{RF}}^r = N_{\text{RF}}$, 经过发送端预编码处理的传输信号可表示为:

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

其中, $\mathbf{s} \in C^{N_s \times 1}$ 为发送信号, 满足 $E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \frac{1}{N_s} \mathbf{I}_{N_s}$;

$\mathbf{F}_{\text{BB}} \in C^{N_{\text{RF}} \times N_s}$ 为数字预编码矩阵; $\mathbf{F}_{\text{RF}} \in C^{N_t \times N_{\text{RF}}}$ 为模拟预编码矩阵, 其元素满足恒模约束:

$$|\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j)| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}.$$

$$\|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F^2 = N_s.$$

接收端经过译码处理的信号可以表示为:

$$\tilde{\mathbf{y}} = \sqrt{\rho} \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{s} + \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{n} \quad (2)$$

其中, $\mathbf{H} \in C^{N_r \times N_t}$ 为信道矩阵; $\mathbf{W}_{\text{RF}} \in C^{N_r \times N_{\text{RF}}}$ 为模拟组合矩阵, 需要满足恒模约束:

$$|\mathbf{W}_{\text{RF}}(i, j)| = \frac{1}{\sqrt{N_r}}; \mathbf{W}_{\text{BB}} \in C^{N_{\text{RF}} \times N_s} \text{ 为数字组合矩阵};$$

ρ 为接收信号的平均功率; $\mathbf{n} \in N_r \times 1$ 为加性高斯白噪声, 服从均值为 0、方差为 1 的复高斯分布, 即 $\mathbf{n} \sim \text{CN}(0, 1)$ 。

毫米波信道可以建模为扩展的 Saleh-Valenzuela 信道模型^[14], 信道矩阵表示为:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{N_r N_t}{L}} \sum_{l=1}^L \alpha_l \boldsymbol{\varphi}_r(\phi_l) \boldsymbol{\varphi}_t^H(\theta_l) \quad (3)$$

其中, L 为收发端传播路径数, α_l 为第 l 条传播路径的复增益, $\phi_l \in [0, 2\pi]$ 和 $\theta_l \in [0, 2\pi]$ 分别表示第 l 条路径的接收角和发送角。 $\boldsymbol{\varphi}_r(\phi_l)$ 和 $\boldsymbol{\varphi}_t(\theta_l)$ 分别代表接收端和发送端的阵列列矢量。对于含有 N 个元素的 ULA (uniform linear array, 均匀线性阵列) 响应向量, 其可以分别表示为:

$$\boldsymbol{\varphi}_r(\phi_l) = \frac{1}{\sqrt{N_r}} [1, e^{jkd \sin \phi_l}, \dots, e^{j(N-1)kd \sin \phi_l}]^T \quad (4)$$

$$\boldsymbol{\varphi}_t(\theta_l) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} [1, e^{jkd \sin \theta_l}, \dots, e^{j(N-1)kd \sin \theta_l}]^T \quad (5)$$

其中, $k = 2\pi/\lambda$, λ 为毫米波波长, d 为每两根天线在空间上的距离^[14]。

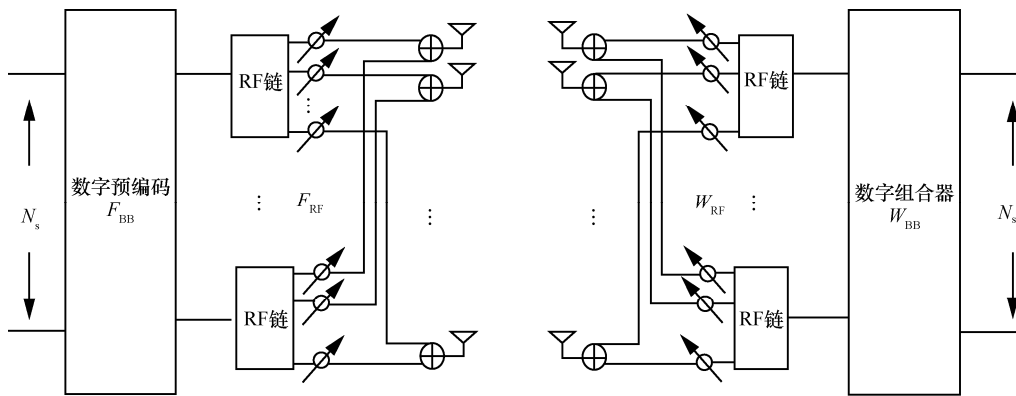


图 1 毫米波大规模 MIMO 系统结构



3 混合预编码矩阵与组合矩阵的设计

3.1 问题描述

针对第 2 章所描述的系统模型, 毫米波大规模 MIMO 系统的频谱效率可表示为:

$$R = \log \left(\mathbf{I}_{N_t} + \frac{\rho}{N_s} \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \cdot \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}} \right) \quad (6)$$

其中, $\mathbf{R}_n = \sigma_n^2 \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}}$ 为噪声合并后的协方差矩阵。

假设发送端和接收端均已知 CSI (channel state information, 信道状态信息), 混合预编码矩阵 $(\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}})$ 和组合矩阵 $(\mathbf{W}_{\text{RF}}, \mathbf{W}_{\text{BB}})$ 的设计目标是使得系统的频谱效率最大化, 则设计问题等效于:

$$\begin{aligned} & (\mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{opt}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}^{\text{opt}}, \mathbf{W}_{\text{RF}}^{\text{opt}}, \mathbf{W}_{\text{BB}}^{\text{opt}}) = \\ & \arg \max_{\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}, \mathbf{W}_{\text{RF}}, \mathbf{W}_{\text{BB}}} \log \left(\mathbf{I}_{N_t} + \frac{\rho}{N_s} \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \times \right. \\ & \left. \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}} \right) \\ & \text{s.t. } \|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F^2 = N_s \\ & |\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j)| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}, \quad \forall i, j \\ & |\mathbf{W}_{\text{RF}}(i, j)| = \frac{1}{\sqrt{N_r}}, \quad \forall i, j \end{aligned} \quad (7)$$

然而, 式 (7) 的求解是含有非凸约束的四变量联合优化问题, 很难直接求解以获得其全局最优解。因此, 本文对其收发端的模拟部分和数字部分分别进行设计, 在保证系统性能的同时, 降低了运算复杂度。下文的工作便是基于此思路设计混合预编码矩阵和组合矩阵, 实现系统频谱效率最大化。

3.2 模拟预编码矩阵和组合矩阵的设计

首先设计收发端模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 和模拟组合矩阵 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$, 根据式 (7) 中的表达形式, 将模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 、模拟组合矩阵 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 和信道矩阵 $\mathbf{H}$ 作为一个整体, 构造等效信道 $\mathbf{H}_e$, 使得:

$$\mathbf{H}_e = \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \quad (8)$$

$(\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{W}_{\text{RF}})$ 的设计目标是使等效信道增益达到最大化, 即:

$$(\mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{opt}}, \mathbf{W}_{\text{RF}}^{\text{opt}}) = \arg \max_{\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{W}_{\text{RF}}} \text{tr}(\mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e) \quad (9)$$

对式 (9) 中的 $\text{tr}(\mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e)$ 做进一步推导, 可得:

$$\begin{aligned} \text{tr}(\mathbf{H}_e^H \mathbf{H}_e) &= \\ \text{tr}(\mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}) &= \|\mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}}\|_F^2 \end{aligned} \quad (10)$$

对信道矩阵 $\mathbf{H}$ 进行 SVD 得:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \quad (11)$$

式 (11) 中, $\mathbf{\Sigma}$ 为信道矩阵 $\mathbf{H}$ 的奇异值按降序排列组成的对角阵, $\mathbf{U}$ 与 $\mathbf{V}$ 分别为其左右奇异向量组成的矩阵。则将式 (11) 代入式 (10) 中, 可得其最优解 $\mathbf{W}_{\text{RF}}^{\text{opt}}$ 、 $\mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{opt}}$ 分别为 $\mathbf{U}$ 、 $\mathbf{V}$ 的前 N_{RF} 列, 即:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{opt}} &= \mathbf{V}(:, 1:N_{\text{RF}}) \\ \mathbf{W}_{\text{RF}}^{\text{opt}} &= \mathbf{U}(:, 1:N_{\text{RF}}) \end{aligned} \quad (12)$$

考虑到模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 和模拟组合矩阵 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 的恒模约束, 无法直接应用其最优解, 因此, 取式 (12) 相位可得模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 和模拟组合矩阵 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$, 表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_{\text{RF}} &= \frac{1}{\sqrt{N_t}} \mathbf{e}^{j \times \text{angle}(\mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{opt}})} \\ \mathbf{W}_{\text{RF}} &= \frac{1}{\sqrt{N_r}} \mathbf{e}^{j \times \text{angle}(\mathbf{W}_{\text{RF}}^{\text{opt}})} \end{aligned} \quad (13)$$

3.3 数字预编码矩阵和组合矩阵的设计

本节在第 3.2 节中收发端模拟部分的基础上, 对数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 和数字组合矩阵 $\mathbf{W}_{\text{BB}}$ 进行设计。由参考文献[10]可知, 最优全数字组合矩阵 $\mathbf{W}^{\text{opt}}$ 和最优全数字预编码矩阵 $\mathbf{F}^{\text{opt}}$ 分别为信道矩阵 $\mathbf{H}$ 进行 SVD 后的左右酉阵的前 N_s 列, 即:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}^{\text{opt}} &= \mathbf{V}(:, 1:N_s) \\ \mathbf{W}^{\text{opt}} &= \mathbf{U}(:, 1:N_s) \end{aligned} \quad (14)$$

因此对于数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 和数字组合矩阵 $\mathbf{W}_{\text{BB}}$ 的设计, 可以分别等效于求其与最优全数字预编码矩阵 $\mathbf{F}^{\text{opt}}$ 和全数字组合矩阵 $\mathbf{W}^{\text{opt}}$ 的欧氏

距离最小值, 即:

$$\mathbf{F}_{\text{BB}}^{\text{opt}} = \arg \min_{\mathbf{F}_{\text{BB}}} \|\mathbf{F}^{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}^2 \quad (15)$$

$$\text{s.t. } \|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}^2 = N_s$$

$$\mathbf{W}_{\text{BB}}^{\text{opt}} = \arg \min_{\mathbf{W}_{\text{BB}}} \|\mathbf{W}^{\text{opt}} - \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}^2 \quad (16)$$

由式(15)、式(16)可知数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 和数字组合矩阵 $\mathbf{W}_{\text{BB}}$ 的设计过程完全一样, 且接收端 $\mathbf{W}_{\text{BB}}$ 无须考虑功率约束。因此, 本文重点介绍数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 的求解过程, 此过程同样适用于数字组合矩阵 $\mathbf{W}_{\text{BB}}$ 。

将数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 按列写成分块矩阵的形式, 式(17)中的 $\mathbf{f}_{\text{BB}_n}$ 表示数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 的第 n 列:

$$\mathbf{F}_{\text{BB}} = [\mathbf{f}_{\text{BB}_1} \quad \mathbf{f}_{\text{BB}_2} \quad \cdots \quad \mathbf{f}_{\text{BB}_{N_s}}] \quad (17)$$

将最优全数字预编码矩阵 $\mathbf{F}^{\text{opt}}$ 按列写成分块矩阵的形式, 式(18)中的 $\mathbf{v}_n$ 表示全数字预编码矩阵 $\mathbf{F}^{\text{opt}}$ 的第 n 列:

$$\mathbf{F}^{\text{opt}} = [\mathbf{v}_1 \quad \mathbf{v}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{v}_{N_s}] \quad (18)$$

将式(17)、式(18)代入式(15), 并进一步推导, 得:

$$\begin{aligned} \|\mathbf{F}^{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}^2 = \\ \text{tr}((\mathbf{F}^{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}})(\mathbf{F}^{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}})^{\text{H}}) = \\ \sum_{n=1}^{N_s} \|\mathbf{v}_n - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}_n}\|_{\text{F}}^2 \end{aligned} \quad (19)$$

由式(19)可知, 对数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 的求解可以转化为对其每一列 $\mathbf{f}_{\text{BB}_n}$ 依次求解。因此, 最优的数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}}^{\text{opt}}$ 第 n 列的求解可以表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_{\text{BB}_n}^{\text{opt}} = \arg \min_{\mathbf{f}_{\text{BB}_n}} \|\mathbf{v}_n - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}_n}\|_{\text{F}}^2 \\ \text{s.t. } \|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}_n}\|_{\text{F}}^2 = 1 \end{aligned} \quad (20)$$

对式(20)展开可得:

$$\begin{aligned} \|\mathbf{v}_n - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}_n}\|_{\text{F}}^2 = \text{tr}((\mathbf{v}_n - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}_n})(\mathbf{v}_n - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}_n})^{\text{H}}) = \\ \text{tr}(\mathbf{v}_n \mathbf{v}_n^{\text{H}}) + \text{tr}(\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}_n} (\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}_n})^{\text{H}}) - \\ \text{tr}(\mathbf{v}_n (\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}_n})^{\text{H}}) - \text{tr}(\mathbf{v}_n^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}_n}) = \text{tr}((\mathbf{f}_{\text{BB}_n} - \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{v}_n) \cdot \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (\mathbf{f}_{\text{BB}_n} - \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{v}_n)^{\text{H}}) - \text{tr}(\mathbf{v}_n^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{RF}} (\mathbf{f}_{\text{BB}_n} - \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{v}_n)^{\text{H}}) + \\ \text{tr}(\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}_n} (\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}_n})^{\text{H}}) + \text{tr}(\mathbf{v}_n \mathbf{v}_n^{\text{H}}) - \text{tr}(\mathbf{f}_{\text{BB}_n} \mathbf{f}_{\text{BB}_n}^{\text{H}}) = \\ \text{tr}((\mathbf{f}_{\text{BB}_n} - \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{v}_n)(\mathbf{f}_{\text{BB}_n} - \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{v}_n)^{\text{H}}) - \text{tr}(\mathbf{v}_n^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{v}_n) + \\ \text{tr}(\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}_n} \mathbf{f}_{\text{BB}_n}^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{H}}) + \text{tr}(\mathbf{v}_n \mathbf{v}_n^{\text{H}}) - \text{tr}(\mathbf{f}_{\text{BB}_n} \mathbf{f}_{\text{BB}_n}^{\text{H}}) \end{aligned} \quad (21)$$

由矩阵的迹的性质可得 $\text{tr}(\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}_n} \mathbf{f}_{\text{BB}_n}^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{H}}) = \text{tr}(\mathbf{f}_{\text{BB}_n}^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}_n})$, 因此式(21)可进一步化简为:

$$\begin{aligned} \|\mathbf{v}_n - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}_n}\|_{\text{F}}^2 = \text{tr}((\mathbf{f}_{\text{BB}_n} - \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{v}_n)(\mathbf{f}_{\text{BB}_n} - \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{v}_n)^{\text{H}}) - \\ \text{tr}(\mathbf{v}_n^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{v}_n) + \text{tr}(\mathbf{f}_{\text{BB}_n}^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}_n}) + \\ \text{tr}(\mathbf{v}_n \mathbf{v}_n^{\text{H}}) - \text{tr}(\mathbf{f}_{\text{BB}_n} \mathbf{f}_{\text{BB}_n}^{\text{H}}) \end{aligned} \quad (22)$$

式(22)中, 当取 $\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{H}} = \mathbf{I}$, 即模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 取式(14)中的最优解时, 式(22)可化简为:

$$\|\mathbf{v}_n - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}_n}\|_{\text{F}}^2 = \text{tr}((\mathbf{f}_{\text{BB}_n} - \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{v}_n)(\mathbf{f}_{\text{BB}_n} - \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{v}_n)^{\text{H}}) \quad (23)$$

对式(23)进行求解, 可得最优的数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}}^{\text{opt}}$ 的第 n 列 $\mathbf{f}_{\text{BB}_n}^{\text{opt}}$ 为:

$$\mathbf{f}_{\text{BB}_n}^{\text{opt}} = \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{v}_n \quad (24)$$

然而实际的模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 为最优模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{opt}}$ 的相位, 其列向量间不存在正交关系, 因此无法获得最优解 $\mathbf{f}_{\text{BB}_n}^{\text{opt}}$, 故通过最小二乘准则计算式(24)的次优解为:

$$\mathbf{f}_{\text{BB}_n} = \text{pinv}(\mathbf{F}_{\text{RF}}) \mathbf{v}_n \quad (25)$$

根据式(25)计算 N_s 次, 并通过式(26)进行功率控制处理:

$$\mathbf{F}_{\text{BB}} = \frac{\sqrt{N_s} \mathbf{F}_{\text{BB}}}{\|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}^2} \quad (26)$$

最终求得数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 。

数字组合器 $\mathbf{W}_{\text{BB}}$ 可采用同样的方法获得, 在此不再赘述。

4 复杂度分析

本节对本文所提算法的复杂度进行分析, 并



与参考文献[9]所提OMP算法与参考文献[12]所提基于信道SVD混合预编码算法进行对比。由第3节分析可知,本文所提算法的复杂度主要集中在矩阵间的乘法。首先,模拟预编码矩阵和模拟组合矩阵的设计是通过对信道矩阵进行SVD获得的,其复杂度为 $O(N_t^2 N_{RF})$;其次,数字预编码矩阵和数字组合矩阵的求解,是通过对最优全数字预编码矩阵和最优全数字组合矩阵逐列进行最小二乘准则计算获得,该部分计算复杂度为 $O(N_{RF}^3 + N_{RF}^2 N_t + N_{RF} N_t N_s)$;最优全数字预编码矩阵与最优全数字组合矩阵在设计收发端模拟部分时对信道矩阵SVD可直接获得,故该部分不再增加额外的复杂度。因此本文所提算法总的复杂度为 $O(N_t^2 N_{RF} + N_{RF}^3 + N_{RF}^2 N_t + N_{RF} N_t N_s)$ 。在参考文献[9]中,首先获得残差矩阵的复杂度为 $O(N_t^2 N_{RF})$;继而求出与残差矩阵相关性最大的阵列响应矢量,复杂度为 $O(N_t^2 N_{RF} N_s)$;最后用最小二乘准则设计数字预编码矩阵并对残差矩阵进行标准化处理,该部分的计算复杂度为 $O(N_t^2 N_{RF} + N_t N_{RF})$ 。因而,总的计算复杂度为 $O(N_t^2 N_{RF} + N_t^2 N_{RF} N_s + N_t^2 N_{RF} + N_t N_{RF})$ 。在参考文献[12]中,首先通过对信道矩阵进行SVD获得模拟预编码矩阵的复杂度为 $O(N_t^2 N_{RF})$;之后通过求伪逆获得数字预编码矩阵的复杂度为 $O(N_{RF}^3 + N_{RF}^2 N_t + N_{RF} N_t N_s)$ 。因此,总的计算复杂度为 $O(N_t^2 N_{RF} + N_{RF}^3 + N_{RF}^2 N_t + N_{RF} N_t N_s)$ 。而在实际大规模MIMO系统中,天线数要远远大于RF链路数,即 $N_t \gg N_{RF}$ 。综上所述,本文所提算法复杂度低于OMP算法,与基于信道SVD混合预编码算法复杂度相当。各算法的复杂度对比见表1。

表1 各算法复杂度对比

算法	复杂度
本文所提算法	$O(N_t^2 N_{RF} + N_{RF}^3 + N_{RF}^2 N_t + N_{RF} N_t N_s)$
OMP算法	$O(N_t^2 N_{RF} + N_t^2 N_{RF} N_s + N_t^2 N_{RF} + N_t N_{RF})$
基于信道SVD算法	$O(N_t^2 N_{RF} + N_{RF}^3 + N_{RF}^2 N_t + N_{RF} N_t N_s)$

5 仿真与分析

5.1 完美CSI下各算法性能对比

本节在完美CSI下对所提算法的性能进行了仿真。分别对比了参考文献[9]所提OMP算法、参考文献[12]所提基于信道SVD的混合预编码算法、纯模拟预编码算法以及最优全数字预编码算法。对比文献均采用全数字接收。本文Saleh-Valenzuela信道参数设置如下:考虑一个点对点大规模MIMO下行链路,收发端均采用ULA天线阵列。假设信道中散射簇的个数 $N_{cl}=5$,每个簇中射线数 $N_{ray}=25$,路径总数为 $N_{cl} N_{ray}=125$ 。发送角AOD与接收角AOA均在 $[0, 2\pi]$ 上服从均匀分布,角度扩展为 10° 。路径增益 α_l 服从均值为0、方差为 σ_l^2 的复高斯分布,满足 $\sum_{l=1}^{N_d} \sigma_l^2 = 1$ 。此外,仿真图上每一个点均通过1000次循环后取平均获得。

天线数 $N_t \times N_r = 128 \times 8$ 、 $N_s = N_{RF} = 4$ 的毫米波大规模MIMO系统,各算法频谱效率与信噪比关系如图2所示,数据流数 N_s 与RF链数量满足 $N_s = N_{RF}$ 。由图2可以看出,混合预编码算法性能上均远远优于纯模拟预编码算法,并且本文所提算法虽略低于全数字预编码算法,但相较于OMP算法和基于信道SVD混合预编码算法的性能更好,更加接近全数字预编码的性能。

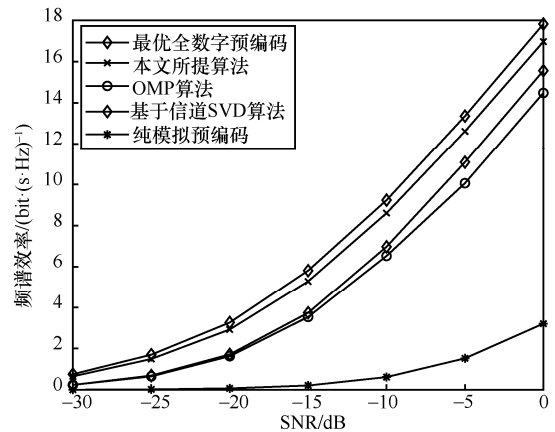


图2 各算法频谱效率与信噪比关系1

天线 $N_t \times N_r = 256 \times 16$ 、 $N_{RF} = 8$ 、 $N_s = 6$ 的毫米波大规模 MIMO 系统, 各算法频谱效率与信噪比关系如图 3 所示, 数据流数 N_s 与 RF 链数量满足 $N_s < N_{RF} < 2N_s$ 。由图 3 可以看出, 本文所提算法与 OMP 算法、基于信道 SVD 混合预编码算法以及纯模拟预编码算法在性能上的对比与图 2 曲线走势基本一致, 说明本文所提算法不依赖于数据流数与 RF 链数之间的数量关系, 同时, 随着收发端天线数以及发送数据流数量的增加, 性能依旧优于 OMP 算法与基于信道 SVD 混合预编码算法。

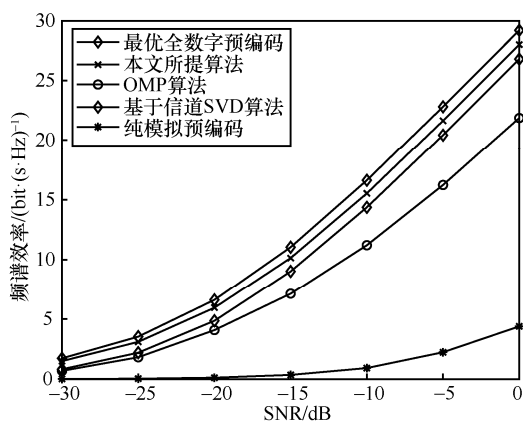


图3 各算法频谱效率与信噪比关系 2

$N_t = 128$ 、 $N_{RF} = N_s = 8$ 、 $SNR = 0$ 的毫米波大规模 MIMO 系统, 各算法性能与接收端天线数关系如图 4 所示。由图 4 可以看出, 当接收端天线数较少时, 本文所提算法与最优全数字预编码算法以及 OMP 算法性能相同, 高于基于信道 SVD 混合预编码算法, 随着接收端天线数的增加, 基于信道 SVD 混合预编码算法性能逐渐优于 OMP 算法。本文所提算法随着接收端天线数的增加逐渐低于最优全数字预编码方案, 但仍优于 OMP 算法以及基于信道 SVD 混合预编码算法。

5.2 不完美 CSI 下各算法容错性与性能分析

上述仿真基于完美的 CSI, 然而在实际的应用中, 由于信道估计存在误差, 往往不能获得完美的 CSI, 因此本节将在不完美的 CSI 下, 对本

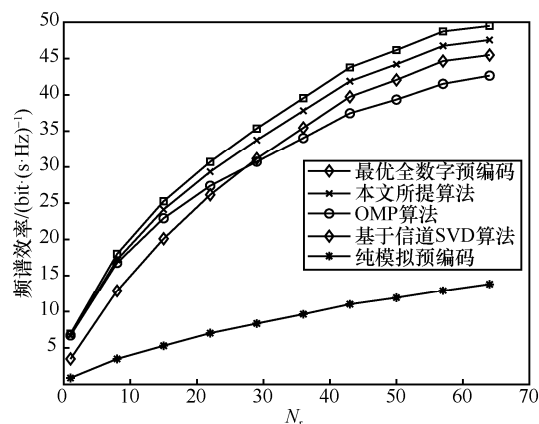


图4 各算法性能与接收端天线数关系

文所提的算法进行评估。根据 MMSE 准则信道估计, 不完美 CSI 下的信道矩阵 $\tilde{H}$ 可以表示为^[15]:

$$\tilde{H} = \lambda H + \sqrt{1 - \lambda^2} E \quad (27)$$

其中, λ 为进行信道估计的准确性因子, 满足 $0 \leq \lambda \leq 1$ 。E 为误差矩阵, 服从均值为 0、方差为 1 的复高斯分布。

图 5~图 7 分别表示 $N_t \times N_r = 128 \times 8$ 、 $N_{RF} = 8$ 、 $N_s = 4$ 毫米波大规模 MIMO 系统, 各算法在不完美 CSI 下所能达到的频谱效率。当 $\lambda = 0.9$ 时各算法性能损失均不大, 仅为 1~2 dB。但随着信道估计误差的增加, 各算法性能损失逐渐增加。当 $\lambda = 0.7$ 时, 本文所提算法达到完美 CSI 下频谱效率的 85.3%, OMP 算法与基于信道 SVD 算法分别为 81.2% 和 76.3%; 当 $\lambda = 0.5$ 时, 本文所提算法达到完美 CSI 下频谱效率的 71.8%, OMP 算法与基于信道 SVD 算法分别为 62.5% 和 57.5%。本文所提算法容错性优于 OMP 算法与基于信道 SVD 算法。

$N_t \times N_r = 256 \times 16$ 、 $N_{RF} = N_s = 8$ 毫米波大规模 MIMO 系统, 本文所提算法在不完美 CSI 下所能达到的频谱效率如图 8 所示。从图 8 中可以看出, 随着收发端天线数以及数据流的增加, 本文算法的频谱效率相应增加。当 $\lambda = 0.9$ 时, 频谱效率损失 2~3 dB; 当 $\lambda = 0.7$ 和 $\lambda = 0.5$ 时, 可以分别达到完美 CSI 频谱效率的 83.4% 和 71.7%。对比

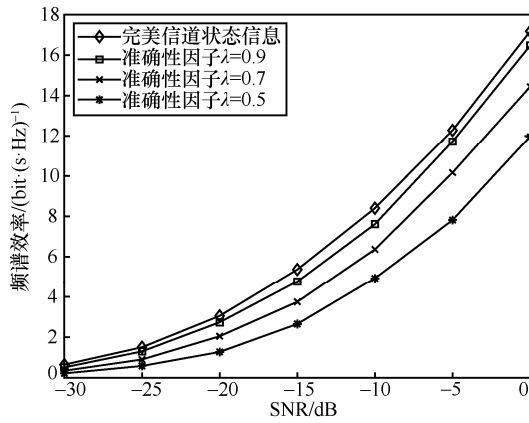


图5 $N_t \times N_r = 128 \times 8$ 、 $N_{RF} = 8$ 、 $N_s = 4$ 本文算法在不同 CSI 下的系统性能

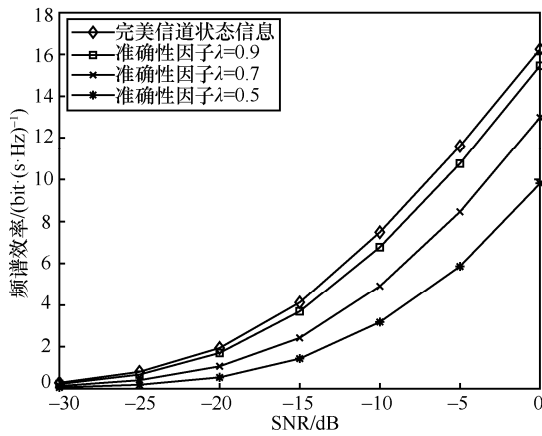


图6 $N_t \times N_r = 128 \times 8$ 、 $N_{RF} = 8$ 、 $N_s = 4$ OMP 算法在不同 CSI 下的系统性能

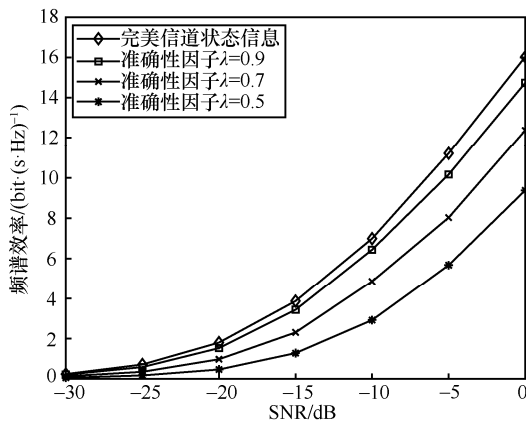


图7 $N_t \times N_r = 128 \times 8$ 、 $N_{RF} = 8$ 、 $N_s = 4$ 基于信道 SVD 算法在不同 CSI 下的系统性能

图 5 与图 8 可知, 本文所提算法的容错性稳定, 不会因收发端天线数的增加或数据流的改变而发生较大的变化, 在信道估计存在较大误差时, 依

旧能保持较好的性能。

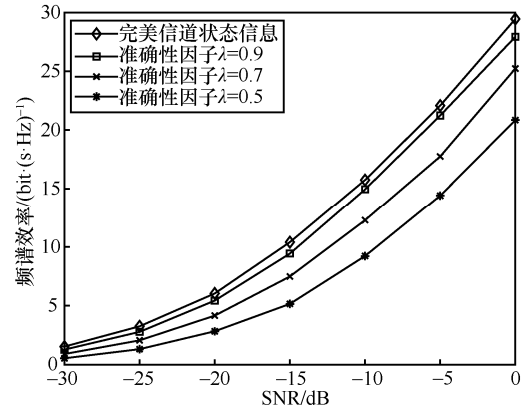


图8 $N_t \times N_r = 256 \times 16$ 、 $N_{RF} = N_s = 8$ 本文算法在不同 CSI 下的系统性能

天线数 $N_t \times N_r = 128 \times 8$ 、 $N_s = N_{RF} = 4$ 的毫米波大规模 MIMO 系统, 各算法在信道估计准确性因子 $\lambda=0.5$ 时的性能对比如图 9 所示。对比图 2 可以看出, 各算法频谱效率均有损失, 其中基于信道 SVD 算法的性能损失最大, OMP 算法在完美 CSI 下性能低于基于信道 SVD 算法, 但其容错性更优。本文所提算法无论性能与容错性均优于 OMP 算法和基于信道 SVD 算法, 在不完美 CSI 下, 依旧更接近最优全数字预编码方案。

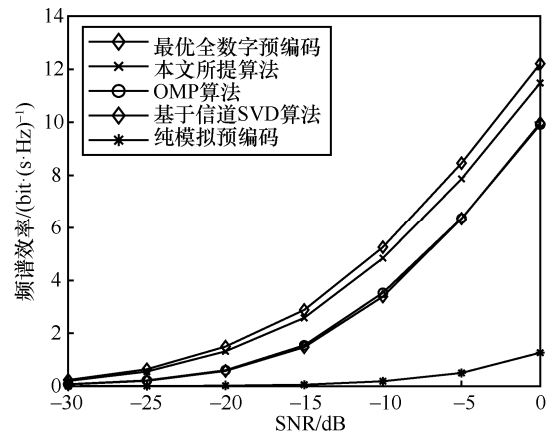


图9 $N_t \times N_r = 128 \times 8$ 、 $N_{RF} = 4$ 、 $N_s = 4$ 、 $\lambda=0.5$ 各算法性能对比

6 结束语

本文提出了一种毫米波大规模 MIMO 系统全

连接混合预编码方案。仿真结果表明, 本文所提算法在并未增加算法复杂度的情况下, 与 OMP 算法和基于信道 SVD 混合预编码算法相比在系统性能上均更优。同时, 本文所提算法的性能不会因信道估计的误差而受到较大的损失, 容错性较强。

参考文献:

- [1] LU L, LI G Y, SWINDLEHURST A L, et al. An overview of massive MIMO: benefits and challenges[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2014, 8(5): 742-758.
- [2] XIE T, DAI L, GAO X, et al. Geometric mean decomposition based hybrid precoding for millimeter wave massive MIMO[J]. China Communications, 2018, 15(5): 229-238.
- [3] LI L, HE J, YANG L L, et al. Spectral and energy-efficiency of multi-pair two-way massive MIMO relay systems experiencing channel aging[J]. IEEE Access, 2019(7): 46014-46032.
- [4] 曹海燕, 杨晓慧, 胡文娟, 等. 毫米波大规模 MIMO 中基于部分连接的混合预编码方案[J]. 电信科学, 2020, 36(2): 35-42.
CAO H Y, YANG X H, HU W J, et al. Hybrid precoding with sub-connected architecture for millimeter wave massive MIMO system [J]. Telecommunications Science, 2020, 36(2): 35-42.
- [5] AYACH E, HEATH R W, ABU-SURRA S, et al. Low complexity precoding for large millimeter wave MIMO systems[C]//Proceedings of 2012 IEEE International Conference on Communications (ICC). Piscataway: IEEE Press, 2012: 3724-3729.
- [6] BUZZI S, ANDREA C D, FOGGI T, et al. Single-carrier modulation versus OFDM for millimeter-wave wireless MIMO[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(3): 1335-1348.
- [7] DAL L, GAO X, HAN S, et al. Near-optimal hybrid analog and digital on precoding for downlink mmWave massive MIMO systems[C]//Proceedings of 2015 IEEE International Conference on Communications. Piscataway: IEEE Press, 2015: 1334-1339.
- [8] ZHANG D, WANG Y, LI X, et al. Hybridly connected structure for hybrid beamforming in mmWave massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 6(2): 662-674.
- [9] ELAYACH 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.
- [10] CUI M Y, ZOU W X. Low complexity joint hybrid precoding for millimeter wave MIMO systems[J]. 中国通信, 2019, 16(2): 59-68.
CUI M Y, ZOU W X. Low complexity joint hybrid precoding for millimeter wave MIMO systems[J]. China Communications, 2019, 16(2): 59-68.
- [11] 谢斌, 谢舒闽, 刘述睿. 基于毫米波大规模 MIMO 的混合 RZF 预编码算法[J]. 电信科学, 2017, 33(3): 29-35.
XIE B, XIE S M, LIU S R. Hybrid RZF precoding algorithm for mmWave massive MIMO system[J]. Telecommunications Science, 2017, 33(3): 29-35.
- [12] ZHANG D, PAN P, YOU R, et al. SVD-based low-complexity

hybrid precoding for millimeter-wave MIMO systems[J]. IEEE Communications Letters, 2018, 2(10): 2176-2179.

- [13] RAGHAVAN V, SAYEED A M. Sublinear capacity scaling laws for sparse MIMO channels[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2010, 57(1): 345-364.
- [14] CROSWELL W. Antenna theory, analysis, and design[J]. IEEE Antennas & Propagation Society Newsletter, 1982, 24(6): 28-29.
- [15] ZHANG D, WANG Y, LI X, et al. Hybridly-connected structure for hybrid beamforming in mmWave massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(2): 662-674.

[作者简介]



曹海燕 (1975—), 女, 博士, 杭州电子科技大学副教授, 主要研究方向为无线通信系统的信道编码、信号检测、LTE 物理层标准等。



马智尧 (1994—), 男, 杭州电子科技大学硕士生, 主要研究方向为无线通信系统、大规模 MIMO 系统中的混合编码技术、导频分配。



智应娟 (1996—), 女, 杭州电子科技大学硕士生, 主要研究方向为无线通信系统、大规模 MIMO 系统中的能效优化技术。

刘仁清 (1997—), 女, 杭州电子科技大学硕士生, 主要研究方向为无线通信系统、毫米波大规模 MIMO 系统中的预编码技术。

许方敏 (1980—), 女, 杭州电子科技大学讲师, 主要研究方向为先进移动通信系统及其关键技术, 包括干扰抑制策略、无线资源管理策略。

方昕 (1975—), 女, 杭州电子科技大学副教授, 主要研究方向为 4G、5G 移动通信物理层算法。