

基于混合量化移相器的毫米波大规模 MIMO 预编码设计

丁青锋, 罗 静, 高鑫鹏, 石 辉

(华东交通大学电气与自动化工程学院, 江西南昌 330013)

摘 要: 针对毫米波大规模 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 系统能量效率低下的问题, 提出一种基于混合精度移相器量化的混合预编码设计方法. 首先考虑到系统能量效率闭合表达式难以直接求解, 通过 Dinkelbach 方法将能量效率优化问题转换为范数最小化的形式, 然后将其进一步解耦为混合预编码矩阵和混合精度移相器量化配比问题, 实现非凸能效低范数和的凸优化转化, 最后通过引入酉矩阵松弛恒模约束求解混合预编码矩阵, 并采用增量搜索算法求解混合量化移相器精度配比向量, 从而实现系统能量效率最大化. 仿真结果表明, 所提出的混合精度量化算法的系统频谱效率优于传统单精度量化算法, 且具有更高的系统能量效率. 同时, 当多数据流传输时, 所提出混合精度量化结构的系统性能接近全数字结构.

关键词: 毫米波通信; 混合预编码; 有限精度移相器; 频谱效率; 能量效率; 增量搜索算法; 混合精度量化
中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2021)12-2349-08
电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.12263/DZXB.20201370

Mixed-Resolution Phase Shifters-Based Precoding Design for the mmWave Massive MIMO Systems

DING Qing-feng, LUO Jing, GAO Xin-peng, SHI Hui

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang, Jiangxi 330013, China)

Abstract: For the insufficient energy efficiency (EE) in mmWave massive MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) systems, a method with mixed-resolution phase shifters is proposed. Considering that the closed expression for EE is difficult to solve directly, the EE optimization problem is converted into norm minimization form through the Dinkelbach method. Then it is further decoupled into the hybrid precoding matrix and the mixed-resolution ratio problems to realize the convex optimization transformation of non-convex EE and low norm sum. Finally, in order to maximize the EE of the system, the unitary matrix relaxation constant modulus constraint is introduced to solve the full-resolution hybrid precoding matrix, and the incremental search algorithm is used to solve the optimal mixed-resolution ratio vector. The simulation results show that the spectrum efficiency performance of the proposed mixed-resolution algorithm is better than that of the traditional finite-resolution algorithm, and it has higher EE performance. Meanwhile, the system performance of the proposed mixed-resolution quantization structure is close to the full-digital structure when multiple data streams are transmitted.

Key words: mmWave communication; hybrid precoding; finite-resolution phase shifter; spectral efficiency; energy efficiency; incremental search algorithm; mixed-resolution quantization

1 引言

毫米波大规模多输入多输出通信和混合波束成形技术结合能有效减少散射波束的功率损耗, 但预编码器的功耗还需要被进一步优化^[1,2]. 预编码器的功率损

耗主要是由射频 (Radio Frequency, RF) 链路和移相器造成, 采用大量 RF 链路和高精度移相器在提升系统频谱效率的同时, 系统功率损耗也会大大提高, 从而造成系统能量效率下降^[3,4].

收稿日期: 2020-12-01; 修回日期: 2021-04-25; 责任编辑: 覃怀银

基金项目: 国家自然科学基金项目 (No.61961018); 江西省杰出青年人才计划项目 (No.20192BCB23013); 江西省自然科学基金项目 (No.20192ACB21003); 江西省研究生创新专项资金资助项目 (No.YC2020-S324)

针对上述问题,文献[5~7]提出了由数字预编码和模拟预编码结合的混合预编码结构,通过减少 RF 链路个数的方法降低系统的功率损耗,进而提高系统能量效率.文献[5]与文献[6]分别采用混合预编码与子链接结构的策略,在牺牲频谱效率的情况下提升能效.文献[7]为了解决硬件带来的功率损耗问题,综合考虑了模拟预编码和天线选择对系统性能的影响.然而文献[5~7]仅仅对模拟预编码器的角度优化进行研究,对高精度移相器的能耗问题考虑欠缺.

为了解决高精度移相器带来的能量损耗问题,在文献[5~7]的基础上,不少学者对混合预编码中模拟预编码的移相器进行深入研究,提出了有限精数量化的移相器模型^[8~13].文献[8]和文献[9]分别通过坐标下降法(Coordinate Descent Method, CDM)和交替优化方法考虑有限精度的移相器量化,进而求解模拟预编码矩阵,再根据奇异值分解(Singular Value Decomposition, SVD)和最小均方根误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)的方法求解混合预编码矩阵.与文献[8]和文献[9]不同,文献[10]和文献[11]考虑单用户结构,并采用单精度移相器量化的预编码矩阵和解码矩阵对系统能效进行优化.文献[12]研究多用户结构动态信道状态信息(Channel State Information, CSI)情况时单精数量化的能效.文献[13]考虑了多用户情况下的混合预编码设计,并采用迫零算法求解预编码矩阵来处理用户间干扰.然而,文献[8~13]考虑的单精度移相器往往存在系统频谱效率与能量效率性能冲突问题,无法满足系统的需求.

为了弥补上述采用单精度移相器时的不足,本文提出一种采用混合精度移相器的混合预编码设计方法.通过求解混合精度移相器量化配比矢量,实现系统的频谱效率和能量效率之间的权衡.首先通过 Dinkelbach 方法将系统能量效率优化目标函数转换为范数最小化形式,从而转变为辅助参数和混合预编码矩阵两个子问题求解,再通过酉矩阵解耦模拟预编码矩阵的恒模约束来求解混合预编码矩阵.通过将模拟预编码矩阵转变为列向量形式,利用交替最小化和增量搜索算法获取混合精数量化预编码矩阵以及最优量化精度配比矢量,求取系统最优能量效率.仿真分析中讨论混合精度移相器量化结构的性能,同时进一步讨论了系统在不同数据流传输时的性能对比和非完美信道条件下对性能的影响.

2 系统模型

考虑一个有限精度混合预编码结构的下行毫米波

大规模 MIMO 通信系统,其中发送端配置 N_t 根发射天线,接收端配置 N_r 根接收天线.发送端通过 N^{RF} 个 RF 链传输 N_s 个经过调制的数据流,其中 $N_s \leq N^{\text{RF}} \leq N_t$.

在发送端,数据流首先经过数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}} \in \mathbb{C}^{N^{\text{RF}} \times N_s}$ 调整信号幅值,再通过模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_t \times N^{\text{RF}}}$ 调整信号角度.在经过信道矩阵 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ 传输后,接收端的信号为

$$\mathbf{y} = \sqrt{p} \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1)$$

其中 $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{N_s}]^T$ 为发送信号并且满足 $\mathbb{E}\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} = \frac{1}{N_s} \mathbf{I}_{N_s}$, p 为基站发送功率,预编码矩阵 \mathbf{F}_{BB} 和 \mathbf{F}_{RF} 满足总

功率约束 $\|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}^2 \leq P_t$. 由于移相器存在幅值固定的约束,模拟预编码矩阵 \mathbf{F}_{RF} 中所有元素都属于集合 \mathcal{F} , \mathcal{F} 为模拟预编码矩阵的可行集且集合内所有元素的模值都为 $1/N_t$, \mathbf{n} 为加性噪声且服从均值为 $\mathbf{0}$ 、方差为 $\sigma^2 \mathbf{I}_{N_r}$ 复高斯分布.

系统信道模型采用基于多径散射簇 Saleh-Valenzuela 空间几何信道模型^[5],其中信道矩阵 \mathbf{H} 由 N_{cl} 个散射簇组成,每个散射簇有 N_{ray} 个子径,则系统的信道模型可以表示为

$$\mathbf{H} = \gamma \sum_{i,l} \alpha_{i,l} \mathbf{a}_r(\phi_{i,l}^r, \varphi_{i,l}^r) \mathbf{a}_t^H(\phi_{i,l}^t, \varphi_{i,l}^t) \quad (2)$$

其中归一化因子 $\gamma = \sqrt{\frac{N_t N_r}{N_{\text{cl}} N_{\text{ray}}}}$, $\alpha_{i,l}$ 表示为第 i 簇的第 l 个子径的信道增益. $\phi_{i,l}^t$ 和 $\varphi_{i,l}^t$ 分别表示信号的水平方向到达角和垂直方向到达角,向量 \mathbf{a}_r 和 \mathbf{a}_t 则分别表示接收和发送阵列相应矢量.考虑采用大小为 $W_1 \times W_2$ 均匀平面分布(Uniform Planar Array, UPA)的天线阵列,因此阵列响应矢量可以表示为

$$\mathbf{a}_{\text{UPA}}(\phi, \varphi) = \frac{1}{\sqrt{N}} [1, \dots, e^{j d k \Gamma(m,n)}, \dots, e^{j d k \Gamma(W_1, W_2)}]^T \quad (3)$$

其中, $\Gamma(m, n) = m \sin(\phi) \sin(\varphi) + n \cos(\varphi)$, $0 \leq m \leq W_1$ 和 $0 \leq n \leq W_2$ 分别表示水平和垂直方向上的天线元素且 $N = W_1 W_2$, $k = 2\pi/\lambda$, λ 为载波的波长,设置天线阵列的天线间距为 $d = \lambda/2$.

系统的能量效率表达式 η 为

$$\eta = \frac{R}{P_T} \times 100\% \quad (4)$$

其中 R 为系统的频谱效率, P_T 为系统消耗的总功率.而系统频谱效率 R 的表达式为

$$R = \log_2 \left(\mathbf{I}_{N_s} + \frac{p \|\mathbf{H} \bar{\mathbf{F}}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}^2}{N_s \sigma^2} \right) \quad (5)$$

其中 $\bar{\mathbf{F}}_{\text{RF}}$ 是根据混合量化精度配比矢量 $\mathbf{g} \in \mathbb{C}^{B_{\max} \times 1}$ 进行对应的精度量化过后的模拟预编码矩阵, B_{\max} 为最高的量化精度.

系统消耗的总功率对应表达式为

$$P_{\text{T}}(\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}) = \kappa P_{\text{t}} + P_{\text{PS}} + P_{\text{RF}} + P_{\text{BB}} \quad (6)$$

$$= \kappa \left\| \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \right\|_{\text{F}}^2 + P_{\text{C}}$$

其中 $P_{\text{C}} = P_{\text{PS}} + P_{\text{RF}} + P_{\text{BB}}$, P_{t} 为系统发送功率, P_{BB} 和 P_{RF} 分别为基带电路单元和 RF 链路功耗, P_{PS} 为所有精度移相器消耗的总功耗, 而功率放大系数 $\kappa \geq 1$.

因此系统的优化目标问题为

$$\text{Q}_1: \left\{ \bar{\mathbf{F}}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}, \mathbf{g}_{\text{opt}} \right\} = \max_{\eta} \quad \eta$$

$$\text{s.t.} \quad C_1: \bar{\mathbf{F}}_{\text{RF}}(i, j) \in F$$

$$C_2: \sum_{i=1}^{B_{\max}} g_i = N_{\text{PS}}$$

$$C_3: R > R_e$$

$$C_4: \left\| \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \right\|_{\text{F}}^2 = P_{\text{t}} \quad (7)$$

其中 \mathbf{g}_{opt} 为优化求解得到的最优精度配置矢量, g_i 表示使用 i 精度量化移相器的个数, N_{PS} 为系统移相器的总个数. R_e 为保证系统通信质量的最低频谱效率, 其值由最高精度 B_{\max} 对应频谱效率的 $R_{B_{\max}}$ 和最低精度 B_{\min} 对应的频谱效率 $R_{B_{\min}}$ 以及分配因子 $\nu \in (0, 1)$ 组成, 即 $R_e = \nu R_{B_{\max}} + (1 - \nu) R_{B_{\min}}$.

3 基于 Dinkelbach 的混合预编码设计

由于问题 Q_1 是一个存在非凸约束的优化问题, 因此可采用分式规划和交替最优方法进行求解. 通过以系统的能量效率最大化为优化目标来对系统混合预编码矩阵和移相器精度进行设计. 问题 Q_1 的优化目标可以分为全精度混合预编码矩阵的优化和最佳混合精度量化矢量求解两部分.

3.1 全精度的混合预编码设计

由于频谱效率 R 以及系统消耗功率 P_{t} 均为正数, 故可以通过 Dinkelbach 方法^[14], 将原来的分式问题 Q_1 转换为多项式和形式的参数规划问题, 再利用交替最优优化对参数规划问题进行求解.

通过引入辅助变量 λ , 将式(7)的分式形式目标问题转变为含参数的多项式形式. 目标函数可转变为

$$\text{Q}_2: f(\lambda) = \max_{\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}} \left\{ R(\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}) - \lambda P_{\text{T}}(\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}) \right\} \quad (8)$$

$$\text{s.t.} \quad \mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j) \in F$$

对于问题 Q_2 来说, 若给定 λ , 则可以采用迭代方法求解 λ 对应的最优预编码矩阵 $(\mathbf{F}_{\text{RF}}^*(\lambda), \mathbf{F}_{\text{BB}}^*(\lambda))$, 再基于最优预编码矩阵更新 λ , 交替迭代得到最优 λ^* 和预编码矩阵. 当已知最优解 λ^* 和基站端功率放大系数 $\kappa =$

1 时, 式(8)可转化为

$$\max_{\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}} \left\{ \log_2 \left| \mathbf{I}_{N_s} + \frac{P \left\| \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \right\|_{\text{F}}^2}{N_s \sigma^2} \right| - \lambda^* \left(\left\| \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \right\|_{\text{F}}^2 + P_{\text{C}} \right) \right\}$$

$$\text{s.t.} \quad \mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j) \in F \quad (9)$$

由于式(9)优化求解得到的是全精度下的混合预编码矩阵, 故本小节中可暂时不考虑约束 C_2 .

式(9)的优化问题因存在非凸约束, 故需要解耦非凸的恒模约束才能直接通过凸优化等工具箱求解. 因此, 根据 $\log_2 | \mathbf{I}_{N_s} + \mathbf{X} | \approx \log_2 (1 + \text{tr}(\mathbf{X})) \approx \text{tr}(\mathbf{X})$, 忽略其中常数项后, 式(9)可以等效为

$$\frac{P}{N_s \sigma^2} \text{tr}(\mathbf{F}_{\text{BB}}^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{H}^{\text{H}} \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}) - \lambda^* \left\| \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \right\|_{\text{F}}^2$$

$$\stackrel{(a)}{=} \frac{P}{N_s \sigma^2} \left\| \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \right\|_{\text{F}}^2 - \lambda^* \left\| (\mathbf{H}^{\text{H}} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^{\text{H}} \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \right\|_{\text{F}}^2$$

$$\stackrel{(b)}{\geq} \frac{P}{N_s \sigma^2} \left\| \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \right\|_{\text{F}}^2 - \lambda^* \left\| (\mathbf{H}^{\text{H}} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^{\text{H}} \right\|_{\text{F}}^2 \left\| \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \right\|_{\text{F}}^2$$

$$= \left(\frac{P}{N_s \sigma^2} - \lambda^* \left\| (\mathbf{H}^{\text{H}} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^{\text{H}} \right\|_{\text{F}}^2 \right) \left\| \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \right\|_{\text{F}}^2 \quad (10)$$

由于信道矩阵的低秩特性, 故步骤(a)可以通过伪逆性质进行等效变换得到, 步骤(b)通过不等式 $\| \mathbf{A} \mathbf{B} \|^2_{\text{F}} \geq \| \mathbf{A} \|^2_{\text{F}} \| \mathbf{B} \|^2_{\text{F}}$ 进行缩放得到.

因此, 当参数 λ 固定时, 式(8)的最大化能量效率问题转变为最大化 $\left\| \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \right\|_{\text{F}}^2$. 通过对信道矩阵进行 SVD 分解, 将目标优化问题转化为右奇异矩阵与预编码矩阵的联合优化子问题. 再利用舒尔补集性质对子问题近似并化简, 最后把子问题转化为最大化 $\text{tr}(\mathbf{V}_1 \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}})$ 问题^[5], 其中 \mathbf{V}_1 为信道矩阵 SVD 分解后得到右奇异矩阵的前 N_s 列.

综上, 式(10)的求解可以等价于混合预编码矩阵的范数最小化形式^[5]

$$\min_{\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}} \left\| \mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \right\|_{\text{F}}^2 \quad (11)$$

$$\text{s.t.} \quad \mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j) \in F$$

其中 \mathbf{F}_{opt} 表示最优全数字预编码矩阵, 且 $\mathbf{F}_{\text{opt}} = \mathbf{V}_1$.

定义辅助酉矩阵 $\Phi \in \mathbb{C}^{N^{\text{RF}} \times N^{\text{RF}}}$ 来松弛公式(11)中的约束, 式(11)可转变为

$$\min_{\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}} \left\| \mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{A}} \Phi \Phi^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{D}} \right\|_{\text{F}}^2 \quad (12)$$

其中 $\mathbf{F}_{\text{RF}} = \mathbf{F}_{\text{A}} \Phi$, $\mathbf{F}_{\text{BB}} = \Phi^{\text{H}} \mathbf{F}_{\text{D}}$, 定义 \mathbf{F}_{A} 和 \mathbf{F}_{D} 矩阵分别为不考虑恒模约束情况下的模拟和数字预编码矩阵. 如

果 $\mathbf{F}_A \Phi$ 满足恒模特性,那么可以直接替代模拟预编码矩阵 \mathbf{F}_{RF} ,从而松弛式(12)中的恒模约束.因此优化目标变为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{F}_A, \Phi} & \left\| \mathbf{F}_{\text{RF}} - \mathbf{F}_A \Phi \right\|_F^2 \\ \text{s.t.} & \mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j) \in F \end{aligned} \quad (13)$$

由于 \mathbf{F}_A 不受恒模条件约束,需要通过酉矩阵 Φ 来保证乘积 $\mathbf{F}_A \Phi$ 满足模拟预编码恒模约束.因此给定 \mathbf{F}_A ,将优化函数定义为

$$\begin{aligned} f(\Phi) = & \text{tr}(\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}) - 2\text{Re}(\text{tr}(\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_A \Phi)) \\ & + \text{tr}(\mathbf{F}_A^H \Phi^H \Phi \mathbf{F}_A) \end{aligned} \quad (14)$$

根据酉矩阵性质 $\Phi^H \Phi = \mathbf{I}$,所以式(14)中只有第二项与辅助变量 Φ 有关.因此,优化函数 $f(\Phi)$ 可以转换为

$$\begin{aligned} \max_{\Phi} f(\Phi) = & \text{Re}(\text{tr}(\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_A \Phi)) \\ \text{s.t.} & \Phi^H \Phi = \mathbf{I} \end{aligned} \quad (15)$$

利用 Hold 不等式的方法来处理问题(15),将目标函数进行放缩,再通过 Schatten 范数对 $\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_A$ 进行奇异值分解,即 $\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_A = \mathbf{USV}^H$ [15].当 $\mathbf{V}^H \Phi \mathbf{U} = \mathbf{I}$ 时,式(15)取得最大值,即

$$\Phi = \mathbf{VU}^H \quad (16)$$

综上所述,全精度的混合预编码矩阵可以通过交替最小化求解,具体算法如算法1所示.

算法1 基于交替最小化的混合预编码设计

- 输入** $H, \mathbf{F}_{\text{opt}}, A_1$
输出 $\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}$
 步骤1 初始化 $n = 1$,随机生成 \mathbf{F}_{RF} 矩阵,保证幅度约束
 步骤2 根据SVD获取 $\mathbf{F}_A, \mathbf{F}_D$
 步骤3 计算酉矩阵 $\Phi, \mathbf{F}_{\text{BB}} = \Phi^H \mathbf{F}_D$
 步骤4 计算误差 $s_1 = \left\| \mathbf{F}_{\text{RF}} - \mathbf{F}_A \Phi \right\|_F^2$
 步骤5 $\mathbf{F}_{\text{RF}} = \frac{1}{\sqrt{N_t}} e^{j \cdot \text{angle}(\mathbf{F}_A \Phi)}$
 步骤6 $s_2 = \left\| \mathbf{F}_{\text{RF}} - \mathbf{F}_A \Phi \right\|_F^2$
 步骤7 判断 $|s_2 - s_1| < \varepsilon_1$,若不满足返回步骤3,否则到步骤8
 步骤8 更新 \mathbf{F}_{BB} 使其满足功率约束

3.2 混合精度的混合预编码设计

根据上节求解得到的全精度混合预编码矩阵,通过解耦模拟预编码的恒模约束和预编码矩阵的功率约束,系统的目标函数由式(7)转变为

$$\begin{aligned} Q_3: & \{ \bar{\mathbf{F}}_{\text{RF}}, \mathbf{g}_{\text{opt}} \} = \max_{\eta} \\ \text{s.t.} & R > R_g \\ & \sum_{i=1}^{B_{\text{max}}} g_i = N_{\text{PS}} \end{aligned} \quad (17)$$

当系统采用全连接结构的混合预编码器时,每个 RF 链路都连接 N_t 个移相器单元,所以总移相器数 $N_{\text{PS}} = N^{\text{RF}} N_t$,若采用子连接结构时,总移相器数 $N_{\text{PS}} = N_t$.

假设模拟预编码矩阵 \mathbf{F}_{RF} 表示为 $\mathbf{F}_{\text{RF}} = [f_1, \dots, f_n, \dots, f_{N_t}]^T$,其中 f_n 表示模拟预编码矩阵的第 n 个列向量.考虑每个 f_n 向量对应量化的精度不完全一样,每个列向量有自己对应的量化精度.当第 n 个列向量的量化位数为 b 时,定义量化集 $\beta_n = [0, \Delta, \dots, (2^b - 1)\Delta]$,量化集共 2^b 个元素,其中均匀量化步长 $\Delta = 2\pi/2^b$.对于有限精度移相器量化有

$$\bar{m} = \min_{m \in \beta_n} |\theta_{n,k} - m\Delta| \quad (18)$$

其中, β_n 为列向量 f_n 对应的量化集, \bar{m} 表示 f_n 列向量元素中最接近量化集中元素的索引值,因此第 n 个列向量的第 k 个元素量化后的相位为 $\bar{\theta}_{n,k} = \bar{m}\Delta$.

通过增量搜索法[16]对精度配比矢量进行优化求解,从而对模拟预编码矩阵进行优化.其基本思想为对于一个长度为 B_{max} 的精度分配权重矩阵 \mathbf{g} ,并初始化为 $[N_{\text{PS}}, 0, \dots, 0]$.然后令第一个元素值减一,同时第二个位置元素值加一,再对向量内元素从前到后逐次增加,每次更新 \mathbf{g} 后,重新计算当前精度配比下系统的频谱效率和能量效率,直到找到最优矢量 \mathbf{g}_{opt} .针对矢量 \mathbf{g} 中的第 i 个元素 g_i ,从模拟预编码矩阵 \mathbf{F}_{RF} 中取 g_i 个行向量进行 i 精度量化,进而得到维度为 $g_i \times N^{\text{RF}}$ 的子量化矩阵 $\bar{\mathbf{F}}_{\text{RF}}^i$.通过遍历配比矢量 \mathbf{g} 的每个元素进行矩阵量化,便可得到由 B_{max} 个子量化矩阵组成的量化矩阵 $\bar{\mathbf{F}}_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_t \times N^{\text{RF}}}$.

所以,结合算法1获取的全精度混合预编码矩阵,系统能效可以通过 Dinkelbach 方法获取,具体算法如算法2所示.

由算法2可以看出,第 $n + 1$ 次迭代的初始值 $\mathbf{F}_{\text{hyb}}^n$

算法2 基于 Dinkelbach 的能效最大化算法

- 输入** $H, \mathbf{F}_{\text{opt}}, A_1$
输出 $\mathbf{g}, \bar{\mathbf{F}}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}$
 步骤1 初始化 $\lambda^{(0)} \geq 0, n, R_{(n)} = 0$
 步骤2 由算法1获取全精度混合预编码矩阵
 步骤3 计算混合精度配比向量 \mathbf{g} 并获取 $\bar{\mathbf{F}}_{\text{RF}}$
 步骤4 计算混合精度量化混合预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{hyb}}^n = \bar{\mathbf{F}}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}$,计算 $R_{(n)}$
 步骤5 根据式(8)的 $\lambda^{(n)}$ 和 $R_{(n)}$ 计算 $f(\lambda^{(n)})$
 步骤6 更新 $\lambda^{(n+1)} = \lambda^{(n)} + \frac{f(\lambda^{(n)})}{\left\| \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \right\|_F^2 + P_C}$
 步骤7 更新 $n = n + 1$
 步骤8 若 $|f(\lambda^{(n-1)})| < \varepsilon_2$,则输出 $\mathbf{F}_{\text{hyb}}^*$ 和 $\lambda^* = \lambda^{(n-1)}$,否则返回步骤2

是前一次算法 1 迭代的最优解,这样就保证了 $f(\lambda)$ 的单调非减性. 同时由于最大发射功率的限制, $f(\lambda)$ 收敛于某一固定值,而 Dinkelbach 方法是收敛的^[14],因此算法 2 最终是达到收敛的.

算法 1 的信道矩阵 SVD 分解的复杂度为 $O(N_t^3)$,而由于模拟预编码的列向量每次迭代所需复杂度 $O(N_s N_t)$,所以获取模拟预编码总复杂度为 $O(N^{RF} N_s N_t)$,因此算法 1 的复杂度为 $O(N_t^3 + N^{RF} N_s N_t)$. 算法 2 的复杂度包括对两个预编码矩阵的求解和最佳量化精度配比矩阵求解,其中 F_{BB} 和 F_{RF} 的复杂度均为 $O(N^{RF} N_s N_t^2)$,对于单个列向量 f_n 的增量搜索算法复杂度为 $O(N^{RF} B_{max}^2 N_t)$,因此结合混合精度量化后算法 2 的总复杂度为 $O(N^{RF} N_t^2 N_s + N^{RF} N_t B_{max}^2)$. 本文提出的算法的复杂度与传统的量化算法对比如表 1 所示.

表 1 复杂度对比表

算法	算法复杂度
算法 1	$O(N_t^3 + N^{RF} N_s N_t)$
算法 2	$O(N^{RF} N_t^2 N_s + N^{RF} N_t B_{max}^2)$
CDM ^[8]	$O(N_{iter}^a N_{iter}^i (N^{RF})^2 N_s N_t^3)$
Binary ^[10]	$O(2N_s N_t^3 + 2N_s N_t^2)$

经过对比发现:因为发送天线数 N_t 远大于其他变量,且所提出算法的发送天线量级低于 CDM 算法和 Binary 算法,所以提出算法的复杂度低于两种对比算法. 尤其是大规模 MIMO 场景下,提出的算法性能优势会更加明显.

4 仿真分析

为了验证本文提出的基于混合精度移相器量化的混合预编码设计的正确性和有效性,本节对系统频谱效率和能量效率的仿真结果进行对比和分析. 对于毫米波信道参数设置,采用 28GHz 的载波频率对信号进行传输,假设信道包含 5 个散射簇,且每个散射簇存在 10 个子径,子径之间角度间隔为 10° ,所有子径的离开角和到达角均服从区间为 $[-\pi/2, \pi/2]$ 和 $[-\pi/3, \pi/3]$ 的均匀分布^[5,17]. 在基站端天线阵列配置 36 根发射天线,接收端配置 16 根接收天线,并均采用 UPA 形式排列. 所有预编码矩阵都采用相同的功率约束,仿真图形中每个结果都是经过 1000 次独立信道实验所得.

图 1 给出了完美信道下不同数据流传输的系统频谱效率随 SNR 的变化关系,其中 RF 链路数为 6, B 表示单精度量化精度. 为了更好地比较,将文献[8]中的 CDM 算法和文献[10]中的 1 精度 Binary 量化算法与

出的 Dinkelbach 混合精度量化方法对比. 同时,由文献[11]可得,当量化精度超过 5 时,再提高量化精度对频谱效率的提升可忽略,故本文引入 5 精度量化曲线与混合量化结构对比,并把通过 SVD 分解获取的全数字预编码结构曲线作为频谱效率上限. 从图 1 中可以看出,提出的混合精度量化算法频谱效率优于传统的 CDM 算法和 Binary 算法的单精度量化曲线. 当传输双数据流时,混合精度移相器量化算法与传统的单精度移相器量化算法在频谱效率上优势并不明显. 但随着数据流数逐渐增加时,提出的混合精度量化算法的优势逐渐体现. 当数据流数为 4 时,提出的混合精度量化算法曲线与传统单精度量化曲线差距增大,且与 5 精度量化曲线接近. 因此,随着数据流数的增大所提出算法的性能相比于传统算法有了更大的提升并且与全数字结构的性能更加接近.

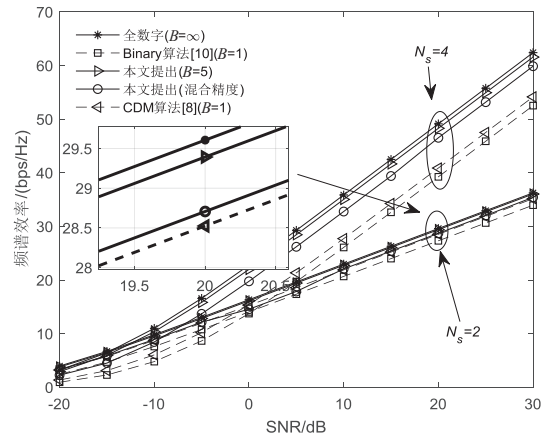


图 1 系统频谱效率随 SNR 变化关系

采用子连接结构下不同发射天线的混合精度量化配比矢量数值如表 2 所示.

表 2 不同精度移相器配比

N_{ps}	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5
64	0.5	0.48	0.02	0	0
81	0.67	0.33	0	0	0
225	0.74	0.26	0	0	0
400	0.76	0.24	0	0	0

其中,量化精度 $B_i = i$. 当基站天线数较少时,通过增量搜索算法得到的精度配比矢量中 1 和 2 比特精度占大部分,还有少量 3 比特. 随着基站天线数增加,1 比特移相器的数目占比逐渐提高,2 比特精度逐渐减少. 这是因为大量天线所带来的空间分集增益可以补偿由量化引起的信号失真,进而频谱效率下降. 增加发送天线数带来的增益使系统对高精度移相器的需求下降,因此低精度移相器的占比逐渐增多,所以表 2 中 B_1 的占比逐渐增大. 但由于要满足系统通信的最低频谱效

率通信需求,所以1精度的占比不能无限接近1.

假设每个 RF 链路的功耗为 40mW,基带功耗为 0.2W^[18,19]. 因为不同精度的移相器有着不同的功率损耗,故可假设移相器精度的损耗呈线性增加趋势^[20]. 假设1比特精度移相器对应的功耗为6mW,则2比特对应的12mW,设置最高量化精度 $B_{\max} = 5$ 且对应为30mW,全精度移相器的功耗为45mW.

完美信道下系统的能量效率随 SNR 变化如图 2 所示. 从图中可以看出,随着信噪比不断增加,系统的能量效率也随之上升,但随着传输功率进一步提高,其所带来的频谱效率提升远没有消耗的功率大,故在高信噪比时能量效率会逐渐减小. 同时,从图中可以看出,由于采用混合精度量化的移相器结构,所提出的混合精度量化算法具有最高的能量效率. 而且从表 2 中可以看到当采用大规模天线时,超过半数的移相器采用 1 比特精度量化,这意味着系统的功耗会因为低精度移相器数量增加而大量减少. 因此,采用混合精度量化结构在能量效率性能上优于传统的单精度量化结构.

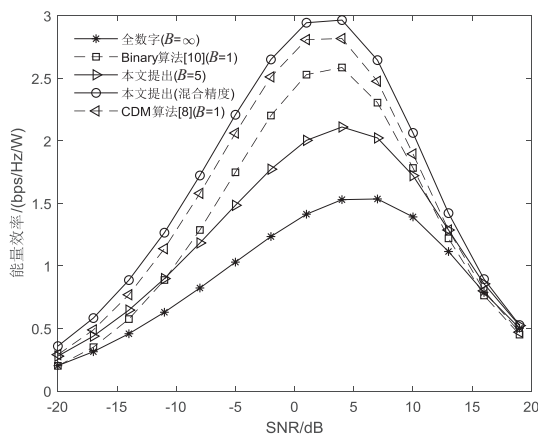


图 2 系统能量效率随 SNR 变化关系

接下来研究 CSI 误差对所提出的混合预编码算法的影响. 信道估计矩阵表达式为^[6]

$$\bar{H} = \xi H + \sqrt{1 - \xi^2} E \quad (19)$$

其中, H 为信道矩阵, $\xi \in [0, 1]$ 为 CSI 误差因子, E 为信道估计误差矩阵且其元素服从均值为 0、方差为 1 的复高斯分布.

图 3 展示了 36×16 和 256×64 两组毫米波系统在非完美信道状态下的频谱效率对比,其中 RF 链路数为 4,数据流数为 2. 由于毫米波的空间稀疏性,天线所带来的分集增益会提升系统的性能,降低信道误差所带来的不利影响. 从图 3 可以看出,CSI 误差对混合精度量化结构的系统影响并不大,当 $\xi = 0.9$ 时系统的频谱效率与完美 CSI 下的性能接近,甚至当误差因子 $\xi = 0.5$ 时,系统的性能也达到了完美 CSI 下的 80%. 对比两个

不同天线阵列,256×64 组由于天线数量多获得更高阵列增益,从而实现更优的频谱效率.

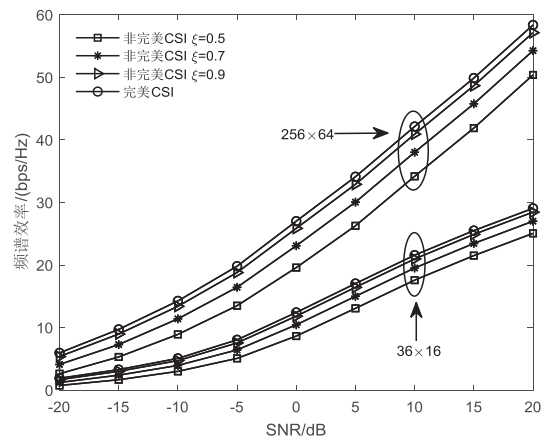


图 3 非完美信道下的频谱效率随 SNR 变化关系

图 4 讨论了 36×16 的完美信道下系统的频谱效率和能量效率随着共同变量 SNR 变化时的趋势,其中 RF 链路数和数据流均为 4. 通过观察可以发现,随着信噪比的提高,提出的混合精度量化算法在能量效率上有着较大的优势,其原因为混合精度量化算法可以采用较低精度的移相器来满足系统的通信需求. 同时,由图 2 可得,系统能量效率存在一个最大值,即图 4 中各个算法的 ★ 标识点 (SNR 为 4dB). 从图 4 中可以看出,当 SNR 为 4dB 时,所提出的算法在能量效率上比 CDM 算法高出 6%,比 Binary 算法高出 14.7%. 同时,两个对比算法的频谱效率与所提出算法的差距较大. 例如,所提出的算法在频谱效率上比表现更好的 CDM 对比算法有着 23.8% 的提升. 其原因为单精度量化结构精度单一,并不能很好地实现频谱效率与能量效率间的权衡. 故综合考虑频谱效率和能量效率两个性能,混合精度量化算法优于传统单精度量化算法.

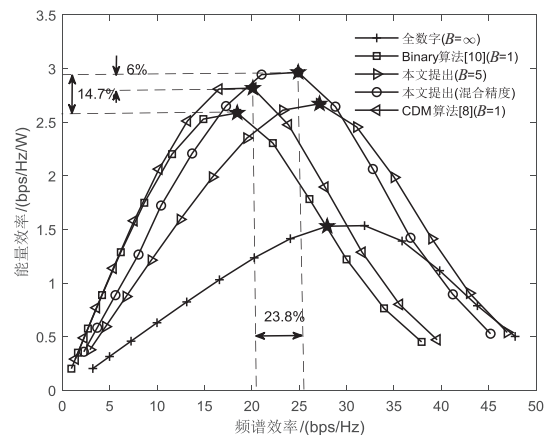


图 4 系统频谱效率和能量效率随 SNR 变化情况

图 5 研究非完美信道下精度配比因子 ν 的改变对系统频谱效率的影响,并给出不同信道误差因子 ξ 下的系统频谱效率。

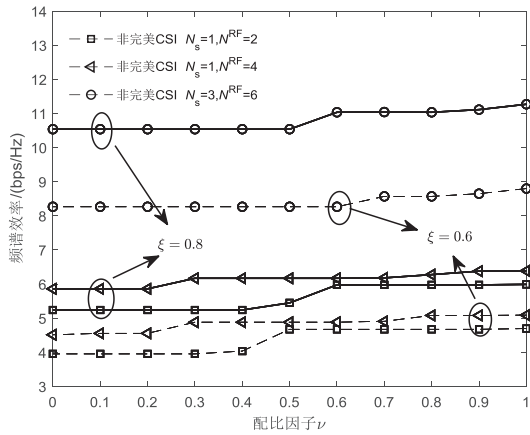


图 5 频谱效率随配比因子 ν 变化情况

从图 5 中可以看出,受 $R_{B_{\max}}$ 和 $R_{B_{\min}}$ 的影响,分配因子 ν 对系统频谱效率的影响呈递增趋势且存在一个跳跃点.同时,不同的数据流与 RF 链路个数对跳跃点的影响不同.首先图中讨论 CSI 误差因子 ξ 为 0.6 和 0.8 两种情况下的频谱效率,可以发现不同的 CSI 精度因子对应的跳跃点的配比因子 ν 取值是不同的,且 CSI 误差因子较低时的跳跃点往往是不低于高精度下的跳跃点.这意味着,当信道状态差时,往往需要较多的高精度移相器来满足系统的通信需求.同时,通过对比不同 RF 链路下的频谱效率表明,提高 RF 链路的个数可以弥补配比因子 ν 较低时带来的频谱效率下降.非完美信道下系统能量效率随配比因子变化情况如图 6 所示。

从图中可以看出信道状态信息的准确度对系统的能量效率的影响较大,从图中可以看出,多数据流传输时,CSI 精度因子 ξ 的影响会造成约 18% 的能量效率下降.此

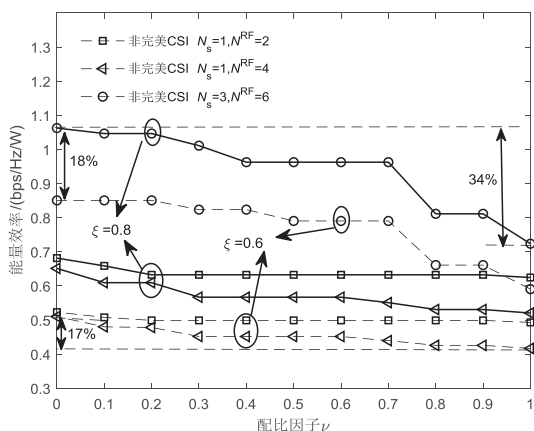


图 6 能量效率随配比因子 ν 变化情况

外,随着配比因子 ν 的增加,依据不同的数据流数和 RF 链路数,系统的能量效率曲线的变化趋势并不一致,当传输单数据流数时,能量效率的变化趋势呈现一个平缓的曲线,其中单数据流的最大降幅为 17%,而数据流数增大至 3 时,能量效率曲线存在一个 34% 下降值.不仅如此,多数数据流曲线对配比因子 ν 的敏感度远高于单数据流曲线.因此针对多数据流传输时,可以通过设计配比因子实现一个能量效率和频谱效率综合权衡。

5 结论

针对毫米波大规模 MIMO 系统能量效率低下的问题,提出了一种基于混合精度移相器量化结构的混合预编码设计方案.在该方案中,通过 Dinkelbach 方法将能量效率的分式表达式转换为范数最小化的形式,进而采用交替优化策略求解问题,通过解耦模拟预编码矩阵的恒模约束获取混合预编码矩阵,最后通过增量搜索算法求解混合量化移相器精度配比向量.仿真结果表明,通过对模拟预编码矩阵移相器精度的频谱效率和能量效率问题深入研究,混合精度移相器量化结构可以在较好地保证系统频谱效率的前提下,通过选取最优精度配比矢量,获取最大的能量效率.相比于 CDM 和 Binary 算法,当多数据流数传输时,所提出的混合精度量化算法具有更高的频谱效率,而且混合精度移相器量化结构更适用于大规模天线阵列.同时,对于非完美信道状态下传输,通过调整配比因子来弥补信道估计误差带来的性能损失。

参考文献

- [1] BJORNSSON E, LARSSON E. Massive MIMO: ten myths and one critical question[J]. IEEE Communications Magazine, 2016, 54(2): 114 – 123.
- [2] GIORDANI M, POLESE M, MEZZAVILLA M, RANGAN S, ZORZI M. Toward 6G networks: use cases and technologies [J]. IEEE Communications Magazine, 2020, 58(3): 55 – 61.
- [3] 冯子奇, 牛勇, 等. 基于混合波束赋形的室内毫米波 MIMO 系统性能分析[J]. 电子学报, 2017, 45(6): 1281 – 1287. FENG Z Q, NIU Y, et al. Performance analysis of the hybrid beamforming based indoor millimeter wave MIMO system[J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(6): 1281 – 1287. (in Chinese)
- [4] MORSALI A, et al. Realizing fully digital precoders in hybrid A/D architecture with minimum number of RF chains[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(10): 2310 – 2313.
- [5] AYACH O E, RAJAGOPAL S, et al. Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(3): 1499 – 1513.
- [6] GAO X, DAI L, HAN S, C I, HEATH R W. Energy-efficient

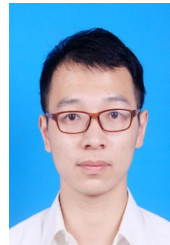
- hybrid analog and digital precoding for mmWave MIMO systems with large antenna arrays[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016, 34(4): 998 – 1009.
- [7] LI H, LIU Z, LI M. Joint antenna selection and analog precoder design with low-resolution phase shifters[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(1): 967 – 971.
- [8] CHEN J. Hybrid beamforming with discrete phase shifters for millimeter-wave massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(8): 7604 – 7608.
- [9] YU X, SHEN J, ZHANG J, LETAIEF K B. 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.
- [10] WANG Z, LI M, LIU Q, SWINDLEHURSTA L. 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.
- [11] ZHANG R, ZOU W, et al. Hybrid precoder and combiner design with finite resolution PSs for mmWave MIMO systems [J]. China Communications, 2019, 16(2): 95 – 104.
- [12] 廖勇, 胡异, 杨馨怡, 姚海梅, 张楠. 高速移动环境下基于动态CSI的MIMO系统改进模代数预编码[J]. 电子学报, 2019, 47(6): 1209 – 1215.
LIAO Y, HU Y, YANG X Y, YAO H M, ZHANG N. An improved tomlinson-harashima precoding based on dynamic CSI in high-speed mobile scenarios[J]. Acta Electronica Sinica, 2019, 47(6): 1209 – 1215. (in Chinese)
- [13] LYU S, LING C. Hybrid vector perturbation precoding: The blessing of approximate message passing[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2019, 67(1): 178 – 193.
- [14] DINKELBACH W. On nonlinear fractional programming[J]. Management Science, 1967, 13(7): 492 – 498.
- [15] 赵宏宇, 姚红艳. 毫米波 massive MIMO 系统中混合连接的混合预编码设计[J]. 通信学报, 2020, 41(03): 45 – 52.
ZHAO H Y, YAO H Y. Design of hybridly-connected hybrid precoding in millimeter-wave massive MIMO system[J]. Journal on Communications, 2020, 41(03): 45 – 52. (in Chinese)
- [16] DING Q, JING Y. Receiver energy efficiency and resolution profile design for massive MIMO uplink with mixed ADC[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(2): 1840 – 1844.
- [17] 郑溢淳, 胡耀明. 基于SVD与GMD的毫米波MIMO系统混合预编码方法[J]. 信息通信, 2017, 180(12): 75 – 78.
ZHEN Y C, HU Y M. Hybrid precoding method for millimeter - wave MIMO systems based on SVD and GMD[J]. Information & Communications, 2017, 180(12): 75 – 78. (in Chinese)
- [18] 郝少伟, 李勇军, 赵尚弘, 王蔚龙, 王星宇. 基于改进粒子群算法的多载波NOMA功率分配策略[J]. 电子学报, 2020, 48(10): 2009 – 2016.
HAO S W, LI Y J, ZHAO S H, WANG W L, WANG X Y. Multicarrier NOMA power allocation strategy based on improved particle swarm optimization algorithm[J]. Acta Electronica Sinica, 2020, 48(10): 2009 – 2016. (in Chinese)
- [19] TAMATE D, SANADA Y. Precoder design algorithm for hybrid MIMO system with discrete phase shifters and D/A converters[A]. 2018 IEEE 88th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall) [C]. Chicago, IL, USA: IEEE, 2018. 1 – 5.
- [20] MÉNDEZ-RIAL R, RUSU C, et al. Hybrid MIMO architectures for millimeter wave communications: Phase shifters or switches?[J]. IEEE Access, 2016, 4(1): 247 – 267.

作者简介



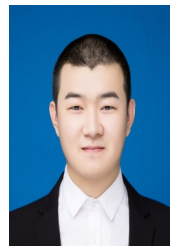
丁青锋 男,1980年生于安徽怀宁.现为华东交通大学电气与自动化工程学院教授、硕士生导师.主要研究方向为轨道交通无线通信、智能优化、下一代无线通信技术等.

E-mail: brandy724@sina.com



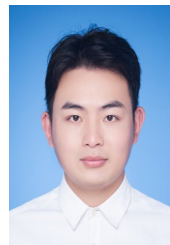
罗静 男,1997年生于江西新余.现为华东交通大学电气与自动化工程学院研究生.主要研究方向为毫米波通信,混合预编码设计.

E-mail: luojing9102@163.com



高鑫鹏 男,1995年生于内蒙古呼伦贝尔.现为华东交通大学电气与自动化工程学院研究生.主要研究方向为中继混合预编码,低复杂度设计.

E-mail: gxinpeng1030@foxmail.com



石辉 男,1997年生于江西鄱阳.现为华东交通大学电气与自动化工程学院研究生.主要研究方向为智能电网与无线通信.

E-mail: 1163621315@qq.com