

# 基于时延线阵列的毫米波 NOMA 系统混合预编码设计和功率分配

孙钢灿<sup>1,2</sup>, 吴新李<sup>1</sup>, 郝万明<sup>1,2</sup>, 朱政宇<sup>1,3</sup>

(1. 郑州大学信息工程学院, 河南 郑州 450001; 2. 郑州大学产业技术研究院, 河南 郑州 450003;  
3. 郑州大学电子材料与系统国际联合研究中心, 河南 郑州 450001)

**摘要:** 针对传统毫米波非正交多址接入 (NOMA) 系统中高精度移相器复杂度高、功耗大的问题, 将可进行连续相位调制的低复杂度、低功耗的时延线阵列引入毫米波 NOMA 系统, 研究了该系统能效和谱效。首先, 提出一种改进 K-means 算法对用户进行分组, 每组用户采用 NOMA 技术传输信息; 然后, 设计了一种基于开关控制时延线阵列的低复杂度混合模拟数字预编码; 最后, 构建了一个在用户服务质量和系统总功率约束下优化发送功率的能效最大化问题, 并提出一种基于 Dinkelbach 算法和交替优化的两层迭代算法。仿真结果表明, 与传统基于移相器的结构相比, 所提方案的系统能效和谱效分别提高了 32.3% 和 10.7%。

**关键词:** 毫米波; 非正交多址接入; 混合预编码; 功率分配

**中图分类号:** TN92

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2022120

## Hybrid precoding and power allocation for mmWave NOMA systems based on time delay line arrays

SUN Gangcan<sup>1,2</sup>, WU Xinli<sup>1</sup>, HAO Wanming<sup>1,2</sup>, ZHU Zhengyu<sup>1,3</sup>

1. School of Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China

2. Industrial Technology Research Institute, Zhengzhou University, Zhengzhou 450003, China

3. National Center for International Joint Research of Electronic Materials and Systems, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China

**Abstract:** Considering the high complexity and power consumption for high-precision phase shifter in traditional millimeter wave (mmWave) non-orthogonal multiple access (NOMA) system, a low complexity and low power consumption time delay line arrays that can perform continuous phase modulation was introduced into mmWave NOMA system, and the energy efficiency (EE) and spectrum efficiency (SE) of the system were investigated. Firstly, an improved K-means algorithm was proposed for user grouping, and users belonging to the same group were serviced with NOMA technology. Next, a low complexity hybrid analog-digital precoding based on switch-controlled delay line arrays was designed. Finally, an EE maximization problem was constructed by optimizing the transmit power under users' quality of services and total transmit power constraints, and a two-layer iterative algorithm was proposed based on the Dinkelbach and alternating optimization (AO) techniques. The numerical results show that compared with the traditional phase shifter-based structure, the system EE and SE of the proposed scheme are improved by 32.3% and 10.7%, respectively.

**Keywords:** mmWave, NOMA, hybrid precoding, power allocation

收稿日期: 2021-09-18; 修回日期: 2022-02-07

通信作者: 郝万明, iewmhao@zzu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62101499); 中国博士后科学基金资助项目 (No.2020M682345); 河南省博士后经费基金资助项目 (No.202001015)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.62101499), China Postdoctoral Science Foundation Project (No.2020M682345), Henan Postdoctoral Foundation (No.202001015)

## 0 引言

随着 5G 的普及,无线网络将会接入越来越多终端设备。毫米波(频率为 30~300 GHz)具有丰富的频谱资源,可以为终端设备提供高速率数据传输<sup>[1-2]</sup>。另外,由于毫米波信号传输路径损耗较大,基站通常配备大规模天线以形成高增益的方向性波束。因此,毫米波大规模多输入多输出(MIMO, multiple input multiple output)已作为未来无线通信候选技术之一<sup>[3-4]</sup>。在传统大规模 MIMO 中,为实现全数字预编码,每根天线连接一个射频链。但是,射频链功耗较大,大量射频链将导致较大的能量消耗。为降低系统功耗,稀疏射频链天线结构被提出,即少量射频链通过移相器连接到所有天线,这种结构降低了大量射频链带来的硬件成本和能耗<sup>[5-6]</sup>。非正交多址接入(NOMA, non-orthogonal multiple access)技术近几年获得较多研究,它通过串行干扰消除(SIC, successive interference cancellation)技术降低/消除用户间干扰,有效提高了系统频谱效率<sup>[7-8]</sup>。因此,结合以上两大技术构建基于 NOMA 的毫米波大规模 MIMO 系统,可为未来无线网络提供高速率低功耗数据传输。

目前,相关文献已经对 NOMA 技术在毫米波通信系统中的应用进行了较深入的研究。文献[9]研究了单射频链下毫米波 NOMA 系统的功率分配和波束设计联合优化问题,提出了一种有效的优化方法。文献[10]扩展到多个射频链,提出了一种基于 K-means 的用户分组算法,在此基础上设计了一种混合预编码和功率分配方案,实现系统谱效最大化。文献[11]以信漏噪比为性能指标,联合优化模拟数字混合预编码和功率分配以最大化系统谱效。文献[12]考虑了全连接和子连接 2 种混合预编码结构,提出了一种低复杂度的功率分配算法以最大化系统能效。文献[13]研究了两用户下系统能效最大化问题,并提出一种基于 Dinkelbach 和拉格朗日对偶法的两层迭代优化算法,但其复杂度较高。文献[14]为最大化系统谱效提出了一种联合簇内和簇间的功率分配算法。文献[15]研究了基于开关反向器结构下系统的能效最大化问题,提出了一种两阶段功率分配策略。

然而在以上工作中,文献[9-13]研究的 NOMA 系统均基于高分辨率高能耗的移相器调制网络,这将导致较大的能量消耗。文献[14-15]研究的 NOMA 系统均基于开关反相器的混合预编码架构,虽然可

以显著提高系统能效,但却造成频谱效率的严重损失。文献[16-17]提出通过简单的开关控制时延线阵列来实现连续相位调制,其硬件实现简单、功耗低。文献[18]将时延线阵列引入毫米波通信系统,研究了系统混合预编码设计问题,但其在基于 NOMA 的毫米波通信系统中的研究尚未开展。基于此,本文研究了基于时延线阵列的毫米波 NOMA 系统的能效问题。

本文的主要研究工作如下。

1) 为实现连续相位调制及降低硬件设计复杂度,提出将开关控制的时延线阵列引入毫米波 NOMA 系统,研究了系统能效最大化问题。为降低用户间的干扰,提出改进 K-means 算法对用户进行分组,并为每组用户选择一个簇头;然后根据簇头集合组成的相关用户信道矩阵,设计了一种低复杂度的模拟预编码;之后采用迫零技术设计数字预编码以消除波束间用户干扰,并形成优化发送功率的能效最大化问题。

2) 针对上述所形成的非凸优化问题,提出了一种两层迭代算法。在外层应用 Dinkelbach 算法将能效优化中目标函数的分式结构转化为相减结构;在内层将其转化为凸优化问题,提出一种交替优化(AO, alternating optimization)迭代算法。最后通过内外两层循环迭代获得最初问题的解。

3) 仿真结果表明,所提两层迭代算法在 5 次迭代后即可达到收敛状态。与传统基于移相器的毫米波 NOMA 系统相比,所提方案的系统能效和谱效分别提高了 32.3%和 10.7%。

## 1 系统模型

基于时延线阵列的下行毫米波 NOMA 系统如图 1 所示。将射频链和天线均进行分组,每个组中的射频链通过开关和时延线组成的时延线阵列网络连接到所有天线。假设基站配备  $N_{TX}$  根发射天线和  $N_{RF}$  个射频链,发射天线和射频链的分组数为  $m$ ,  $K$  ( $K \geq N_{RF}$ ) 个单天线用户随机分布在基站覆盖范围内。为了充分利用系统的复用增益,假设波束数  $G$  等于射频链数量  $N_{RF}$ <sup>[19]</sup>,将  $K$  个用户分为  $G$  个簇,定义每个簇的用户集合为  $C_g$  ( $g=1, \dots, G$ ),且  $C_g \geq 1$ 。设第  $g$  个簇中第  $k$  个用户为  $(g, k)$ ,每个簇内所有用户采用 NOMA 技术进行数据传输。通过串行干扰消除技术消除弱信道增益用户对强信道增益用户的干扰<sup>[20]</sup>。

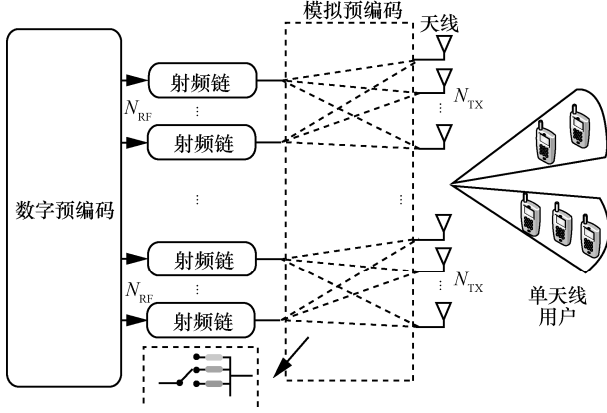


图1 基于时延线阵列的下行毫米波 NOMA 系统

经过混合预编码之后，可以获得用户的等效信道增益，则用户  $(g, k)$  的接收信号为

$$y_{g,k} = \underbrace{\mathbf{h}_{g,k}^T \mathbf{A} \mathbf{d}_g \sqrt{p_{g,k}} s_{g,k}}_{\text{期望信号}} + \underbrace{\mathbf{h}_{g,k}^T \mathbf{A} \sum_{i \neq g} \sum_{j=1}^{C_g} \mathbf{d}_i \sqrt{p_{i,j}} s_{i,j}}_{\text{波束间干扰}} + \underbrace{\mathbf{h}_{g,k}^T \mathbf{A} \mathbf{d}_g \sum_{j=1}^{k-1} \sqrt{p_{g,j}} s_{g,j}}_{\text{波束内干扰}} + n_{g,k} \quad (1)$$

其中， $s_{g,k}$  和  $p_{g,k}$  分别表示基站为用户  $(g, k)$  发射的信号和功率， $n_{g,k}$  表示均值为 0、方差为  $\sigma_2$  的高斯白噪声， $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{N_{\text{TX}} \times N_{\text{RF}}}$  表示模拟波束矩阵， $\mathbf{d}_g \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times 1}$  表示第  $g$  个波束对应的数字预编码向量。对于每一个波束均需满足  $\|\mathbf{A} \mathbf{d}_g\|_{\text{F}}^2 = 1$ 。 $\mathbf{h}_{g,k} \in \mathbb{C}^{N_{\text{TX}} \times 1}$  表示基站和用户  $(g, k)$  之间的信道向量，表示为<sup>[15]</sup>

$$\mathbf{h}_{g,k} = \sqrt{\frac{N_{\text{TX}}}{F}} \sum_{f=1}^F \gamma_{g,k}^f \mathbf{a}(\ell_{g,k}^{(f)}, \phi_{g,k}^{(f)}) \quad (2)$$

其中， $F$  表示用户信道的路径数量， $\gamma_{g,k}^f$  表示基站到用户  $(g, k)$  第  $f$  条路径的复增益。假设天线应用均匀平面阵列结构， $\ell_{g,k}^{(f)}$  和  $\phi_{g,k}^{(f)}$  分别表示水平和垂直离开角，则阵列向量  $\mathbf{a}(\ell_{g,k}^{(f)}, \phi_{g,k}^{(f)}) \in \mathbb{C}^{N_{\text{TX}} \times 1}$  可以表示为

$$\mathbf{a}(\ell, \varphi) = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{TX}}}} \begin{bmatrix} 1, \dots, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d (n_1 \sin \ell \sin \phi + n_2 \cos \phi)}, \dots, \\ e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d ((N_1 - 1) \sin \ell \sin \phi + (N_2 - 1) \cos \phi)} \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中， $d$  和  $\lambda$  分别表示相邻天线的间距和信号的波长，满足  $d = \frac{\lambda}{2}$ ； $n_1 = 0, \dots, N_1$ ， $n_2 = 0, \dots, N_2$ ， $N_1$  和  $N_2$  分别表示水平方向和垂直方向上的天线数，且  $N_{\text{TX}} = N_1 N_2$ 。

## 2 用户分组和混合预编码

为充分利用 NOMA 传输技术特性，降低不同波束之间的干扰，本文首先利用信道状态信息对用户进行分组，并找出每一簇中的簇头用户。然后，设计了一种两阶段混合预编码，在保证最大化天线阵列增益的同时，最小化用户间的干扰。

### 2.1 用户分组

为降低波束间干扰，可以尽可能提高同一簇用户信道的相关性，降低不同簇用户间的相关性。针对多用户的 NOMA 技术，本文提出改进 K-means 用户分组算法，初始簇头通过最小化簇头之间的信道相关性进行选择。其中，用户  $k_1$  和  $k_2$  之间的信道相关性定义为<sup>[11]</sup>

$$\text{Corr}_{k_1, k_2} = \frac{|\mathbf{h}_{k_1}^T \mathbf{h}_{k_2}|}{\|\mathbf{h}_{k_1}\|_2 \|\mathbf{h}_{k_2}\|_2} \quad (4)$$

定义选择的簇头集合为  $\Omega = \{\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_G\}$ 。根据式(4)计算剩余用户与每个簇头的相关性，并将相关性高的用户分在相应簇。分组完成后，为进一步减少波束间干扰，对每簇的簇头进行更新，选择每个簇中与其他簇具有最低信道相关性的用户作为新的簇头。定义单个用户与别簇用户的信道相关性之和为

$$\hat{\text{Corr}}_k = \sum_{1 \leq j \leq K}^{j \in C^k} \text{Corr}_{k,j} \quad (5)$$

因此，第  $g$  簇的簇头可以被更新为

$$\Omega_g = \arg \min_{1 \leq m \leq C_g} \hat{\text{Corr}}_m \quad (6)$$

当簇头被更新后，再根据式(4)进行用户分组。然后进行新一轮簇头更新，直到簇头不再变化，具体过程如算法 1 所示。

#### 算法 1 用户分组算法

初始化 所有用户  $K$ ，总簇数  $G$ ，信道向量  $\mathbf{h}_k$

簇头选择

1) 随机选择一个用户作为第一个簇头  $\Omega_1$

2) for  $g=2:G$

3)  $\Omega_g = \arg \min_{k \in (K - \Omega)} \sum_{i=1}^{g-1} (\text{Corr}_{k, \Omega_i})$

4) end for

用户分组及簇头更新

5) for  $k \in (K - \Omega)$

- 6)  $g = \arg \max_{1 \leq g \leq G} \text{Corr}_{k, \Omega_g}$
- 7)  $C_g \leftarrow k$ , 将用户  $k$  分到第  $g$  个簇中
- 8) end for
- 9) 根据式(5)和(6)更新簇头  $\Omega_g (g=1, \dots, G)$
- 10) 判断更新前后的簇头是否变化, 如果不一致, 回到步骤 5); 否则, 执行步骤 11)
- 11) 输出用户分组集合  $C_g$  和簇头集合  $\Omega_g (g=1, \dots, G)$

### 2.2 模拟预编码

基于开关控制的时延线阵列结构如图 2 所示, 它是由复杂可编程逻辑器件 (CPLD, complex programmable logic device) 通过控制一个开关连接到 4 条时延线来实现的<sup>[16]</sup>。在一个调制周期  $T_p$  期间, 只选择 2 条相邻的时延线。不同的时延线表示不同的相位时延<sup>[16]</sup>。每次选择的 2 条时延线分别标记为  $\alpha$  和  $\beta$ , 开关接通  $\alpha$  和  $\beta$  的持续时间为  $\tau_1$  和  $\tau_2$ 。每根天线元件被相应的脉冲  $P(t)$  调制, 其幅度和相位如图 3(a)和图 3(b)所示。

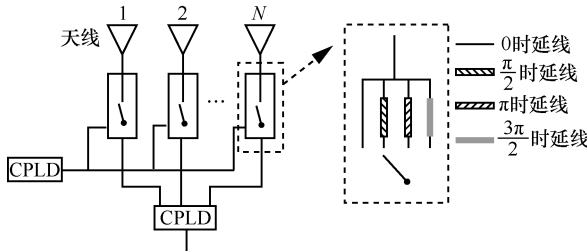


图 2 基于开关控制的时延线阵列结构

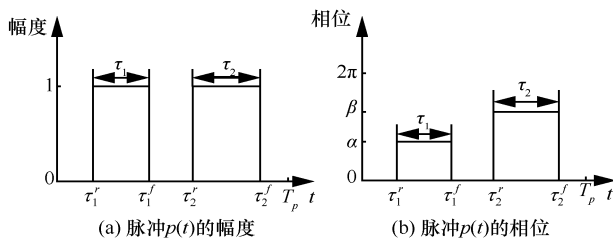


图 3 脉冲  $p(t)$  的幅度和相位

将  $P(t)$  分解为傅里叶级数可得

$$P(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} p_m e^{jm2\pi f_p t} \quad (7)$$

由式(7)可得傅里叶系数  $p_m$  为

$$p_m = \frac{1}{m\pi} \left[ e^{j\alpha} \sin(m\pi \tau_1 f_p) e^{-jm\pi f_p (\tau_1 + 2\tau_1')} + e^{j\beta} \sin(m\pi \tau_1 f_p) e^{-jm\pi f_p (\tau_2 + 2\tau_2')} \right] \quad (8)$$

其中,  $\tau_1$  和  $\tau_2$  分别表示时延线  $\alpha$  和  $\beta$  上的脉冲持续时间, 有  $\tau = \tau_2 + \tau_1 \leq T_p$ , 在中心频率处有

$$p_0 = f_p \tau_1 e^{j\alpha} + f_p \tau_2 e^{j\beta} \quad (9)$$

由于  $\tau \leq T_p$ , 式(9)可以改写为

$$p_0 = f_p \left[ \tau e^{j\alpha} + \tau_2 (e^{j\beta} - e^{j\alpha}) \right] \quad (10)$$

根据图 2 可知,  $(\alpha, \beta)$  有 4 对可能组合, 分别是  $(0, \frac{\pi}{2})$ 、 $(\frac{\pi}{2}, \pi)$ 、 $(\pi, \frac{3\pi}{2})$ 、 $(\frac{3\pi}{2}, 2\pi)$ , 因此可以根据式(10)得到  $p_0$  的可覆盖区域, 即图 4 的阴影部分。由图 4 可知, 在  $[0, 2\pi]$  范围内给定天线的预期角度, 则均可以通过时延线阵列控制实现, 图 4 阴影部分就是模拟预编码的可行域。

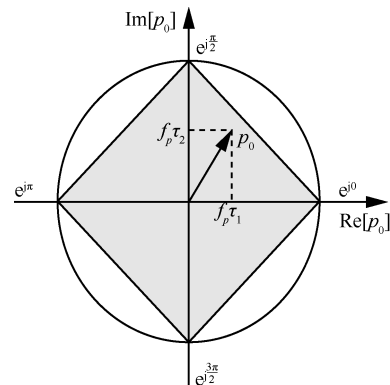


图 4  $p_0$  的可行域

在完成用户分组后, 每簇中的用户与簇头具有高度相关性。所有簇头的信道矩阵可写为  $\mathbf{H}_\Omega = [\mathbf{h}_{\Omega_1}, \mathbf{h}_{\Omega_2}, \dots, \mathbf{h}_{\Omega_g}]$ 。本文提出的分组连接结构, 模拟预编码  $\mathbf{A}$  是块对角矩阵, 即

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{\text{RF},1} & & & \\ & a_{\text{RF},2} & & \\ & & \ddots & \\ & & & a_{\text{RF},m} \end{bmatrix}_{N_{\text{TX}} \times N_{\text{RF}}} \quad (11)$$

其中,  $a_{\text{RF},j} \in \mathbb{C}^{\frac{N_{\text{TX}}}{m} \times \frac{N_{\text{RF}}}{m}}$ , 且  $j=1, \dots, m$ 。从图 4 可以发现, 通过时延线阵列可以实现连续相位调制, 同时在调节相位时其模拟预编码的幅度不受恒定的模值约束。受此启发, 为了在增大用户阵列增益的同时降低用户间干扰。使用迫零技术构造低复杂度预编码矩阵  $\tilde{\mathbf{A}}$  作为中间变量,  $\tilde{\mathbf{A}} = \lambda \mathbf{H}_\Omega^T (\mathbf{H}_\Omega \mathbf{H}_\Omega^T)^{-1}$ , 其中  $\lambda$  需要保证足够小, 可以满足预编码矩阵的所有元素  $\tilde{A}_{i,j}$  都在矩形的可行域

里。可得  $\mathbf{A}$  中的每一列  $\mathbf{a}_{\text{RF},j}$  为

$$\mathbf{a}_{\text{RF},j} = \tilde{\mathbf{A}} \left( \frac{N_{\text{TX}}}{m} (j-1) + 1 : \frac{N_{\text{TX}}}{m} j, j : \frac{N_{\text{RF}}}{m} \right) \quad (12)$$

### 2.3 数字预编码

在用户分组和模拟预编码完成后，可以获得用户的等效信道为  $\bar{\mathbf{h}}_k^T = \mathbf{h}_k^T \mathbf{A}$ 。假设每个簇中的第一个用户具有最强的等效信道，即

$$\mathbf{H} = [\bar{\mathbf{h}}_{1,1}, \bar{\mathbf{h}}_{2,1}, \dots, \bar{\mathbf{h}}_{G,1}] \quad (13)$$

为消除波束间最强信道的干扰，使用经典的迫零技术可得数字预编码矩阵为

$$\bar{\mathbf{D}} = [\bar{\mathbf{d}}_1, \bar{\mathbf{d}}_2, \dots, \bar{\mathbf{d}}_G] = \mathbf{H}^T (\mathbf{H}\mathbf{H}^T)^{-1} \quad (14)$$

然后，对数字预编码矩阵的每一列进行归一化操作，即  $\mathbf{d}_g = \frac{\bar{\mathbf{d}}_g}{\|\mathbf{A}\bar{\mathbf{d}}_g\|_2}$ 。当混合预编码都固定之后，每一簇中的用户被重新排序，满足  $\|\bar{\mathbf{h}}_{g,1}^T \mathbf{d}_g\|_2 \geq \|\bar{\mathbf{h}}_{g,2}^T \mathbf{d}_g\|_2 \geq \dots \geq \|\bar{\mathbf{h}}_{g,C_g}^T \mathbf{d}_g\|_2$ 。

### 3 功率分配问题及其求解

在完成用户分组和混合预编码后，用户  $(g,k)$  的速率可表示为

$$R_{g,k} = \text{lb}(1 + \text{SINR}_{g,k}) \quad (15)$$

根据式(1)可得用户  $(g,k)$  的信干噪比为

$$\text{SINR}_{g,k} = \frac{\|\bar{\mathbf{h}}_{g,k}^T \mathbf{d}_g\|_2^2 P_{g,k}}{\zeta_{g,k}} \quad (16)$$

其中，

$$\zeta_{g,k} = \|\bar{\mathbf{h}}_{g,k}^T \mathbf{d}_g\|_2^2 \sum_{j=1}^{k-1} P_{g,j} + \sum_{i \neq g} \|\bar{\mathbf{h}}_{g,k}^T \mathbf{d}_i\|_2^2 \sum_{j=1}^{|C_i|} P_{i,j} + \sigma^2 \quad (17)$$

系统总速率可表示为

$$R_{\text{sum}} = \sum_{g=1}^G \sum_{k=1}^{C_g} R_{g,k} \quad (18)$$

则系统能效定义为

$$\eta_{\text{EE}} = \frac{\sum_{g=1}^G \sum_{k=1}^{C_g} R_{g,k}}{\sum_{g=1}^G \sum_{k=1}^{C_g} P_{g,k} + P_C} \quad (19)$$

其中， $P_C$  是电路功耗，定义为

$$P_C = P_B + N_{\text{RF}} P_{\text{RF}} + \frac{N_{\text{RF}} N_{\text{TX}} P_{\text{DL+SW}}}{m} \quad (20)$$

其中， $P_{\text{DL+SW}} = 2P_{\text{DL}} + P_{\text{SW}}$ ， $P_B$ 、 $P_{\text{RF}}$ 、 $P_{\text{DL}}$  和  $P_{\text{SW}}$  分别表示基站、射频链、开关和时延线的电路功耗。因此，最大化系统能效问题可表示为

$$\begin{aligned} & \max_{P_{g,k}} \eta_{\text{EE}} \\ & \text{s.t. } C_1: R_{g,k} \geq R_k^{\min}, \quad \forall g,k \\ & C_2: \sum_{g=1}^G \sum_{k=1}^{C_g} P_{g,k} \leq P_{\text{max}} \end{aligned} \quad (21)$$

其中， $C_1$  表示用户服务质量约束， $C_2$  表示基站发射总功率约束。依据 Dinkelbach 算法<sup>[22]</sup>，首先将式(21)中目标函数由分式规划问题转化为减法形式，即

$$\begin{aligned} & \max_{P_{g,k}} \sum_{g=1}^G \sum_{k=1}^{C_g} R_{g,k} - \eta \left( \sum_{g=1}^G \sum_{k=1}^{C_g} P_{g,k} + P_C \right) \\ & \text{s.t. } C_1, C_2 \end{aligned} \quad (22)$$

其中， $\eta \geq 0$ 。设式(22)的最优解为  $F(\eta)$ ，式(21)的最优解为  $\eta^*$ ，由 Dinkelbach 算法可得<sup>[22]</sup>

$$\eta = \eta^* \Leftrightarrow F(\eta) = 0 \quad (23)$$

这意味只要找到  $F(\eta) = 0$  的根，则可以获得式(21)的最优解。当获得  $\eta$  时，需要重新求解式(22)。此时，式(22)的目标函数和  $C_1$  约束仍然是非凸优化问题。首先，把式(15)和式(16)代入  $C_1$  中，将其转化为如下凸约束。

$$\begin{aligned} & \gamma_{g,k} \left( \|\bar{\mathbf{h}}_{g,k}^T \mathbf{d}_g\|_2^2 \sum_{j=1}^{k-1} P_{g,j} + \sum_{i \neq g} \|\bar{\mathbf{h}}_{g,k}^T \mathbf{d}_i\|_2^2 \sum_{j=1}^{|C_i|} P_{i,j} \right) - \\ & \|\bar{\mathbf{h}}_{g,k}^T \mathbf{d}_g\|_2^2 P_{g,k} \leq -\gamma_{g,k} \sigma^2 \end{aligned} \quad (24)$$

其中， $\gamma_{g,k} = 2^{R_k^{\min}} - 1$ 。接下来，将式(22)的目标函数转化为容易求解的形式。对于  $R_{g,k}$ ，根据式(15)和式(16)可得

$$R_{g,k} = \text{lb} \psi_{g,k} - \text{lb} \zeta_{g,k} \quad (25)$$

其中，

$$\begin{aligned} \psi_{g,k} &= \zeta_{g,k} = \|\bar{\mathbf{h}}_{g,k}^T \mathbf{d}_g\|_2^2 P_{g,k} = \\ & \|\bar{\mathbf{h}}_{g,k}^T \mathbf{d}_g\|_2^2 \sum_{j=1}^k P_{g,j} + \sum_{i \neq g} \|\bar{\mathbf{h}}_{g,k}^T \mathbf{d}_i\|_2^2 \sum_{j=1}^{|C_i|} P_{i,j} + \sigma^2 \end{aligned} \quad (26)$$

很明显，式(25)的前半部分是凸函数，同理， $-\text{lb} \zeta_{g,k}$  是非凸的，为了解决这个问题，引入引理 1 对其进行化简。

**引理 1** 定义函数  $y(t) = -xt + \ln(t) + 1$ , 其中  $x$  是正实数, 则有

$$\max_{t>0} y(t) = -\ln(x) \quad (27)$$

其中, 当  $t = \frac{1}{x}$  时,  $y(t)$  取最大值。

**证明** 可以发现  $y(t)$  是关于变量  $t$  的凹函数, 则其最优值  $t^*$  可以表示为

$$y'(t)|_{t=t^*} = 0 \Rightarrow -x + \frac{1}{t} = 0 \Rightarrow t^* = \frac{1}{x} \quad (28)$$

将式(28)代入  $y(t)$  可得式(27)。

证毕。

根据引理 1, 式(25)可化简为

$$R_{g,k} \ln 2 = \max_{t_{g,k}>0} (\ln \psi_{g,k} - t_{g,k} \zeta_{g,k} + \ln t_{g,k} + 1) \quad (29)$$

将式(29)代入式(22)可得等效的优化问题为

$$\begin{aligned} \max_{p_{g,k}, t_{g,k}} \sum_{g=1}^G \sum_{k=1}^{C_g} \frac{1}{\ln 2} (\ln \psi_{g,k} - t_{g,k} \zeta_{g,k} + \ln t_{g,k} + 1) - \\ \eta \left( \sum_{g=1}^G \sum_{k=1}^{C_g} p_{g,k} + P_C \right) \\ \text{s.t. 式(24), } C_2 \end{aligned} \quad (30)$$

接下来, 采用 AO 算法, 求解松弛变量  $t_{g,k}$  和功率分配  $P_{g,k}$ 。给定  $r-1$  次迭代的功率分配  $p_{g,k}^{(r-1)}$ , 由式(28)和引理 1 可得, 在第  $r$  次最优的  $t_{g,k}$  为

$$t_{g,k}^{(r)} = \frac{1}{\zeta_{g,k}^{(r-1)}} \quad (31)$$

最后, 基于获得的松弛变量  $t_{g,k}^{(r)}$ , 可以通过求解式(32)所示优化问题获得  $p_{g,k}^{(r)}$ 。

$$\begin{aligned} \max_{p_{g,k}^{(r)}} \sum_{g=1}^G \sum_{k=1}^{C_g} \frac{1}{\ln 2} (\ln \psi_{g,k}^{(r)} - t_{g,k}^{(r)} \zeta_{g,k}^{(r)} + \ln t_{g,k}^{(r)} + 1) - \\ \eta \left( \sum_{g=1}^G \sum_{k=1}^{C_g} p_{g,k}^{(r)} + P_C \right) \\ \text{s.t. 式(24), } C_2 \end{aligned} \quad (32)$$

此时, 式(32)是一个凸优化问题, 可以通过凸优化工具 CVX 对其直接求解<sup>[23]</sup>。最后采用本文所提出的基于 Dinkelbach 算法和 AO 的两层迭代算法得到原始问题式(21)的解。具体过程如算法 2 所示。

**算法 2** 两层迭代算法

**初始化** 外层迭代阈值  $\varepsilon = 1 \times 10^{-5}$ , 初始  $\eta = 0$ ,

可行的初始值  $p_{g,k}^{(0)}$

1) 根据式(31)计算  $t_{g,k}^{(r)}$

2) 根据式(32)计算  $p_{g,k}^{(r)}$

3) 如果步骤 2)中  $p_{g,k}^{(r)}$  收敛, 则执行步骤 4), 否则返回步骤 1), 继续迭代计算

4) 计算

$$\varepsilon^* = \sum_{g=1}^G \sum_{k=1}^{C_g} R_{g,k}^{(r)} - \eta \left( \sum_{g=1}^G \sum_{k=1}^{C_g} R_{g,k}^{(r)} + P_C \right)$$

5) 更新  $\eta = \frac{\sum_{g=1}^G \sum_{k=1}^{C_g} R_{g,k}^{(r)}}{\sum_{g=1}^G \sum_{k=1}^{C_g} R_{g,k}^{(r)} + P_C}$

6) 如果  $\varepsilon^* \leq \varepsilon$ , 结束迭代执行步骤 7), 否则返回步骤 1), 继续迭代求解

7) 输出  $\eta_{EE} = \eta$

## 4 仿真分析

本节对所提方案性能进行仿真验证。具体仿真参数如表 1 所示。

**表 1** 仿真参数

参数	数值
载波中心频率/ GHz	30
带宽/ MHz	20
天线数目 $N_{TX}$	64
射频链数目 $N_{RF}$	4
用户数目 $K$	6
信道路径数目 $F$	6
射频链功率 $P_{RF}$ / mW	300
基带功率 $P_B$ / mW	200
开关功率 $P_{SW}$ / mW	5 <sup>[18]</sup>
时延线功率 $P_{DL}$ / mW	1.3 <sup>[18]</sup>
移相器功率 $P_{ps\_2}$ bit/ mW	15 <sup>[14]</sup>
天线和射频链分组数 $m$	1,2,4

表 1 中, 信道路径数目  $F = 6$  包括一条可视路径和 5 条非可视路径。 $m=1$  代表全连接结构,  $m=2$  代表混合连接结构,  $m=4$  代表子连接结构。另外, 本文对比了传统基于 2 bit 移相器的全连接和子连接混合预编码结构 (简称为传统基于移相器全连接和子连接结构) 以及基于全数字预编码结构下系统的谱效和能效。

所提算法的收敛性分析如图 5 所示。其中, 内层迭代收敛如图 5(a)所示, 可以发现 5 次迭代后趋于收敛。外层迭代收敛如图 5(b)所示, 可以发现 4 次迭代后趋于收敛。这充分表明了所提算法的有效性。

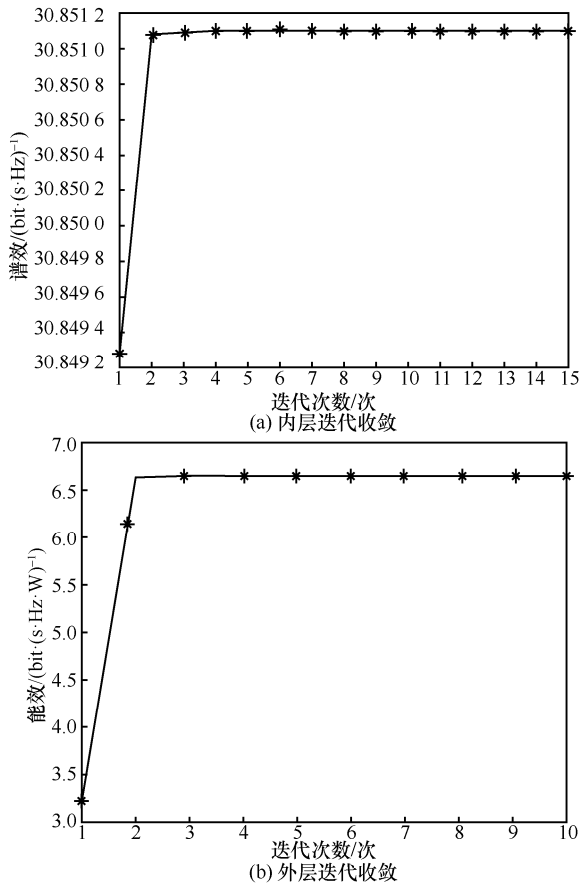
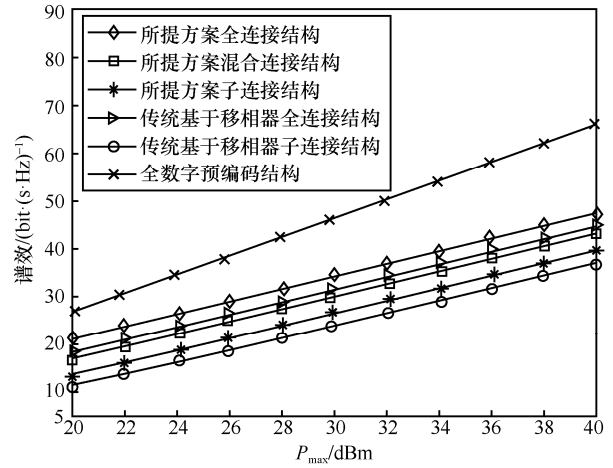


图 5 所提算法的收敛性分析

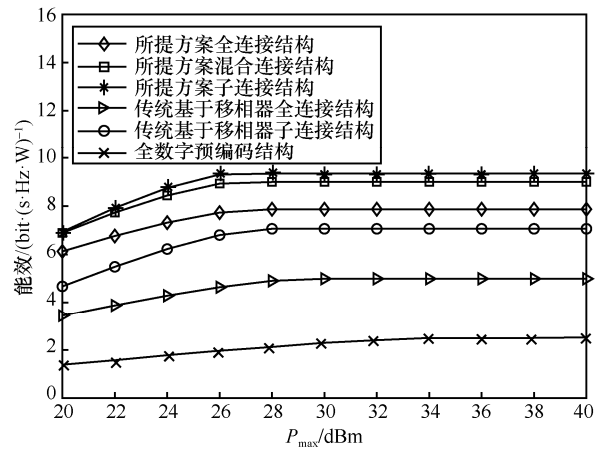
图 6 展示了不同连接结构和不同调制网络下，系统谱效和能效与总功率  $P_{\max}$  的关系。图 6(a)中计算系统谱效时，令式(22)中  $\eta = 0$ ，根据算法 2 的内层迭代算法进行求解。从图 6(a)可以看出，所有方案下系统的谱效均随着  $P_{\max}$  增加而增加。其中，全数字预编码结构下系统的谱效最高，这是因为该结构下每根天线连接唯一的射频链，拥有充分自由度。所提方案下全连接结构的系统谱效优于混合连接和子连接结构。此外，在图 6(a)中还可以发现，所提方案下全连接和子连接混合预编码结构的系统谱效均高于传统基于移相器的全连接和子连接结构的系统谱效。

从图 6(b)中可以看出，在总功率  $P_{\max}$  较小时，所有方案下系统的能效均随着  $P_{\max}$  增加而增加。与图 6(a)不同的是，全数字预编码结构下系统的能效最低，这是由于大量高功耗的射频链导致系统功耗增加。当  $P_{\max} \geq 28$  dBm 时，系统能效趋于稳定，这是因为当总功率  $P_{\max}$  较小时，系统能效取决于系统的可达速率；而当  $P_{\max}$  到达 30 dBm 后，用户速率的增加无法补偿总功率的消耗。另外，所提方案下

系统的子连接结构能效优于混合连接和全连接结构，这与图 6(a)中连接结构与系统谱效的关系相反。因此，可以根据对谱效和能效的实际需求选择连接结构。此外可以发现，所提方案的系统能效也均优于传统基于移相器和全数字预编码结构的系统能效。



(a) 不同连接结构和不同调制网络下系统谱效与  $P_{\max}$  关系



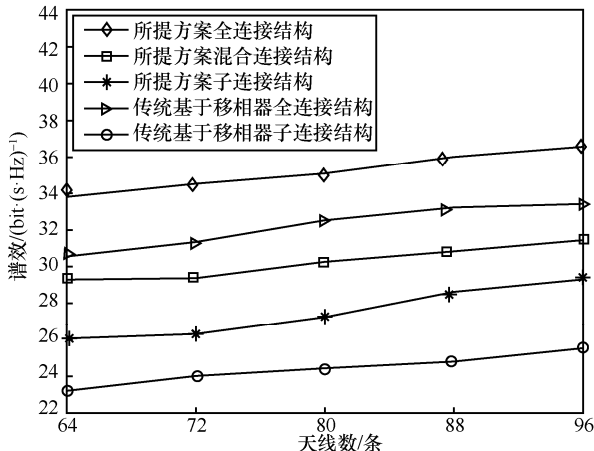
(b) 不同连接结构和不同调制网络下系统能效与  $P_{\max}$  关系

图 6 不同连接结构和不同调制网络下系统的能效和谱效与总功率  $P_{\max}$  关系

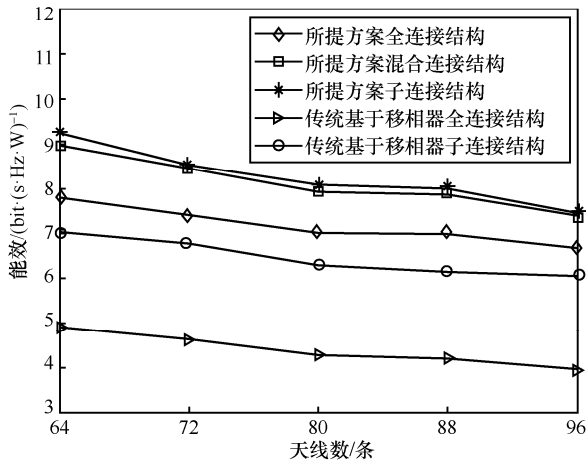
设  $P_{\max} = 30$  dBm，不同连接结构和不同网络下系统谱效和能效与天线数的关系如图 7 所示。从图 7(a)中可以看出，所有方案下系统的谱效都随着天线数的增加而增长。这是因为当天线增多时，天线的阵列增益将变大。此外，从图 7(a)中也可以发现，全连接结构的系统谱效优于混合连接和子连接结构，所提方案的系统谱效优于传统基于移相器的系统谱效。

从图 7(b)中可以看出，所有方案下系统的能效都随着天线数的增加而降低。这是因为当天线增多

时,所需的调制网络器件增多,导致更多的能量消耗,因此许多文献都采用典型的天线数量  $N_{TX} = 64$ 。此外,从图 7(b)中也可以发现,子连接结构的系统能效优于混合连接和全连接结构,所提方案的系统能效优于传统基于移相器的系统能效。



(a) 不同连接结构和不同网络下系统谱效与天线数关系

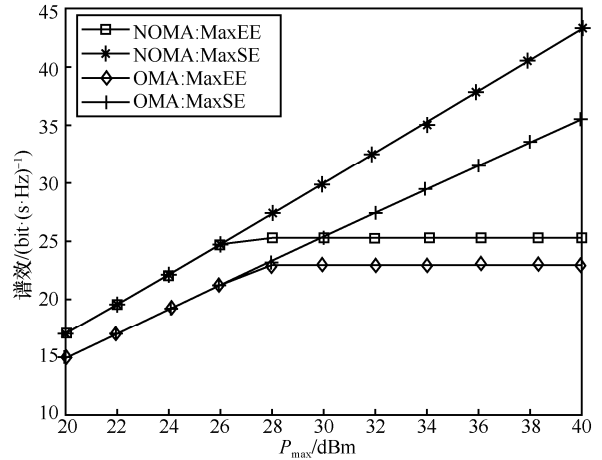


(b) 不同连接结构和不同网络下系统能效与天线数关系

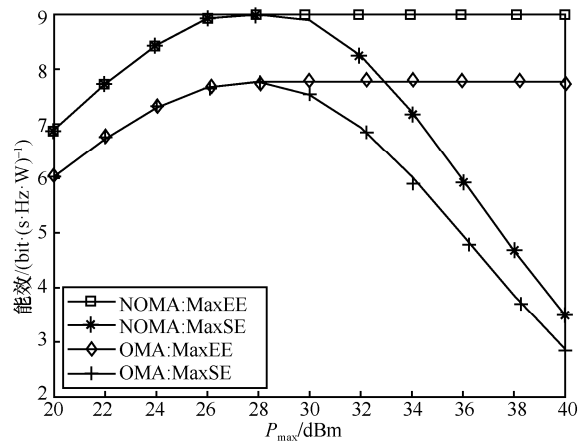
图 7 不同连接结构和不同网络下系统的能效和谱效与天线数关系

不同方案下系统的谱效和能效与总功率的关系如图 8 所示。从图 6 和图 7 可以发现当  $m=2$  时,即天线和射频链之间采用混合连接时,系统在频谱和能效方面可以达到一个更好的平衡关系,因此在图 8(a)和 8(b)的仿真中,设置  $m=2$ 。其中,MaxEE 表示系统能效最大化,而 MaxSE 表示系统谱效最大化,即式(22)中  $\eta = 0$ 。本文的 OMA 方案采用的是频分多址接入 (FDMA, frequency division multiple access) 技术<sup>[10]</sup>。从图 8(a)中可以看出,当总功率  $P_{max} \leq 26$  dBm 时,MaxEE 和 MaxSE 的谱效相同,当  $P_{max} > 26$  dBm 时,MaxEE 的谱效增速变慢并最终稳定在峰值保持不变。而 MaxSE 的谱效随

着总功率的增加而增加,这是因为对于 MaxSE,系统为了最大化谱效,将总功率分配给了所有的用户。在图 8(a)中还可以发现,与 OMA 方案相比,NOMA 传输技术可以实现更高的谱效。



(a) 不同方案下系统谱效与  $P_{max}$  关系

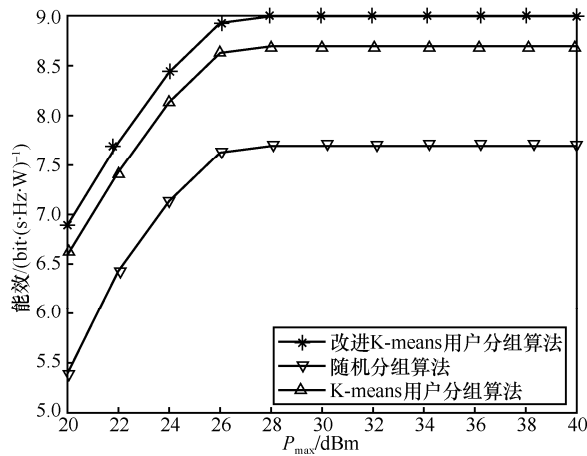


(b) 不同方案下系统能效与  $P_{max}$  关系

图 8 不同方案下系统的能效和谱效与总功率  $P_{max}$  关系

从图 8(b)可以看出,  $P_{max}$  为 26~28 dBm 时,MaxSE 和 MaxEE 的能效增加均变缓,当发射总功率  $P_{max} > 28$  dBm 时,MaxSE 能效降低,MaxEE 能效趋于稳定。此外,在能效方面,NOMA 传输技术也是优于 OMA 方案的。

图 9 展示了不同用户分组方案下系统能效与总功率的关系。可以看出,本文所提改进 K-means 用户分组算法性能是最优的。K-means 用户分组算法<sup>[11]</sup>虽然可以根据信道的状态信息较好地完成用户分组,但其初始簇头的随机性将会影响算法收敛性和系统性能。另外,随机分组算法的性能最差,这是因为 NOMA 系统存在用户干扰,而随机分组将会使同一簇内的用户干扰增大。

图 9 不同用户分组方案下系统能效与总功率  $P_{max}$  关系

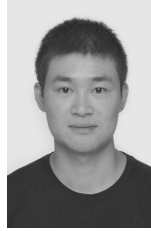
## 5 结束语

本文将 NOMA 技术与基于时延线阵列的毫米波系统相结合, 研究其能效和谱效最大化问题。其中混合模拟数字预编码设计方面考虑了全连接、混合连接和子连接 3 种结构。在完成用户分组和混合预编码设计之后, 形成了一个优化功率分配的能效最大化问题。针对该非凸问题, 提出一种两层迭代优化算法求得原问题的解。仿真结果表明, 与基于时延线阵列的毫米波 OMA 系统相比, 所提方案在能效和谱效方面均可以获得更好的性能。与传统基于移相器的毫米波 NOMA 系统相比, 所提方案的系统能效和谱效分别提高 32.3% 和 10.7%。并且通过对比所提方案下 3 种不同连接结构的能效和谱效发现, 全连接结构谱效最优, 子连接结构能效最优, 而混合连接结构可以更好地权衡系统谱效和能效。

## 参考文献:

- [1] XIAO M, MUMTAZ S, HUANG Y M, et al. Millimeter wave communications for future mobile networks[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(9): 1909-1935.
- [2] 张平, 陶运铮, 张治. 5G 若干关键技术评述[J]. 通信学报, 2016, 37(7): 15-29.  
ZHANG P, TAO Y Z, ZHANG Z. Survey of several key technologies for 5G[J]. Journal on Communications, 2016, 37(7): 15-29.
- [3] SWINDEHURST A L, AYANOGLU E, HEYDARI P, et al. Millimeter-wave massive MIMO: the next wireless revolution?[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(9): 56-62.
- [4] HAO W M, MUTA O, GACANIN H, et al. Power allocation for massive MIMO cognitive radio networks with pilot sharing under SINR requirements of primary users[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(2): 1174-1186.
- [5] AYACH O E, RAJAGOPAL S, ABU-SURRA S, et al. Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(3): 1499-1513.
- [6] ZHANG H J, ZHANG H S, LIU W, et al. Energy efficient user clustering, hybrid precoding and power optimization in terahertz MIMO-NOMA systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(9): 2074-2085.
- [7] 曹雍, 杨震, 冯友宏. 新的 NOMA 功率分配策略[J]. 通信学报, 2017, 38(10): 157-165.  
CAO Y, YANG Z, FENG Y H. New NOMA power allocation strategy[J]. Journal on Communications, 2017, 38(10): 157-165.
- [8] SUN X L, YANG W W, CAI Y M. Secure and reliable transmission in mmWave NOMA relay networks with SWIPT[J]. IEEE Systems Journal, 2021, PP(99): 1-12.
- [9] XIAO Z Y, ZHU L P, CHOI J, et al. Joint power allocation and beamforming for non-orthogonal multiple access (NOMA) in 5G millimeter wave communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(5): 2961-2974.
- [10] ZHU L P, ZHANG J, XIAO Z Y, et al. Millimeter-wave NOMA with user grouping, power allocation and hybrid beamforming[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(11): 5065-5079.
- [11] PANG L H, WU W J, ZHANG Y, et al. Joint power allocation and hybrid beamforming for downlink mmWave-NOMA systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(10): 10173-10184.
- [12] YU X B, XU F C, YU K, et al. Power allocation for energy efficiency optimization in multi-user mmWave-NOMA system with hybrid precoding[J]. IEEE Access, 2019, 7: 109083-109093.
- [13] HAO W M, ZENG M, CHU Z, et al. Energy-efficient power allocation in millimeter wave massive MIMO with non-orthogonal multiple access[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2017, 6(6): 782-785.
- [14] QI X L, GANG X, LIU Y A. Hardware-efficient hybrid precoding and power allocation in multi-user mmWave-NOMA systems[C]//Proceedings of 2020 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC). Piscataway: IEEE Press, 2020: 184-189.
- [15] QI X L, XIE G, LIU Y A. Energy-efficient power allocation in multi-user mmWave-NOMA systems with finite resolution analog precoding[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(4): 3750-3759.
- [16] YANG J, LI W T, SHI X W. Phase modulation technique for four-dimensional arrays[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2014, 13: 1393-1396.
- [17] SUN C, YANG S W, CHEN Y K, et al. An improved phase modulation technique based on four-dimensional arrays[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, 16: 1175-1178.
- [18] HEI Y Q, YU S J, LIU C, et al. Energy-efficient hybrid precoding for mmWave MIMO systems with phase modulation array[J]. IEEE Transactions on Green Communications and Networking, 2020, 4(3): 678-688.
- [19] DAI L L, WANG B C, PENG M G, et al. Hybrid precoding-based millimeter-wave massive MIMO-NOMA with simultaneous wireless information and power transfer[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2019, 37(1): 131-141.

- [20] CAO Y, WANG S, JIN M L, et al. Joint user grouping and power optimization for secure mmWave-NOMA systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(5): 3307-3320.
- [21] 赵飞, 郝万明, 孙钢灿, 等. 基于 SWIPT 的毫米波大规模 MIMO-NOMA 系统下安全能效资源优化[J]. 通信学报, 2020, 41(8): 79-86.
- ZHAO F, HAO W M, SUN G C, et al. Resource optimization of secure energy efficiency based on mmWave massive MIMO-NOMA system with SWIPT[J]. Journal on Communications, 2020, 41(8): 79-86.
- [22] DINKELBACH W. On nonlinear fractional programming[J]. Management Science, 1967, 13(7): 492-498.
- [23] GRANT M. CVX: MATLAB software for disciplined convex programming[Z]. (2014-02) [2020-07-11].



吴新李 (1995- ), 男, 河南固始人, 郑州大学硕士生, 主要研究方向为毫米波通信、NOMA 无线通信、资源分配等。



郝万明 (1988- ), 男, 河南安阳人, 博士, 郑州大学副研究员, 主要研究方向为太赫兹通信、智能反射表面技术、边缘计算等。

#### [作者简介]



孙钢灿 (1977- ), 男, 河南濮阳人, 博士, 郑州大学教授, 主要研究方向为深度学习、机器学习、无线通信、物理层安全技术等。



朱政宇 (1988- ), 男, 河南周口人, 博士, 郑州大学副教授, 主要研究方向为无线通信与信号处理、智能反射表面技术、物理层安全技术等。