

文章编号:1007-5321(2023)05-0118-07

DOI:10.13190/j.jbupt.2022-226

# 智能反射面辅助下行 NOMA 系统中权衡最大化的方法

田心记, 王 坤

(河南理工大学 物理与电子信息学院, 焦作 454000)

**摘要:** 智能反射面(IRS)辅助的单簇下行非正交多址接入(NOMA)系统中,无法同时实现信号传输速率与能量效率最优平衡,对此提出了一种资源分配方法。首先,建立了一个优化问题,旨在使信号传输速率和能量效率权衡最大化,其中的参数包括用户功率和 IRS 相移;然后,对该问题进行了简化,将参数简化为总功率和 IRS 相移;其次,通过最大化等效信道增益之和来确定 IRS 相移,并在已知 IRS 相移的情况下,通过函数极值法找到最大化速率和能量效率权衡的总功率;最后,根据得到的 IRS 相移和总功率,计算单个用户的功率。仿真实验结果表明,在相同速率需求的情况下,所提方案在速率与能量效率的权衡方面优于同一场景中已有的方案。

**关 键 词:** 非正交多址接入;智能反射面;资源分配;功率;相移

中图分类号:TN929.5

文献标志码:A

## Tradeoff Maximization Scheme of the IRS-Aided Downlink NOMA Systems

TIAN Xinji, WANG Kun

(Institute of Physics and Electronic Information, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454000, China)

**Abstract:** Aiming at the problem that the signal transmission rate and energy efficiency cannot be taken into account for single cluster downlink non-orthogonal multiple access (NOMA) systems assisted by intelligent reflecting surface (IRS), a resource allocation scheme is proposed to maximize the tradeoff between signal transmission rate and energy efficiency. First, the tradeoff problem between the rate and energy efficiency is formulated, with power of each user and IRS phase shifts as the optimization parameters. Secondly, the optimization problem is simplified, after which the optimization parameters become total power and IRS phase shifts. Then, the IRS phase shifts are solved by maximizing the sum of the equivalent channel gains, and with given IRS phase shifts, the total power that maximizes the rate and energy efficiency tradeoff is found by the function extremum method. Finally, the power of each user is calculated based on the obtained IRS phase shifts and the total power. The simulation results show that the tradeoff of the proposed scheme is higher than that of existing schemes in the same scenario and rate requirement.

**Key words:** non-orthogonal multiple access; intelligent reflecting surface; resource allocation; power; phase shift

利用智能反射面(IRS, intelligent reflecting surface)技术可以重新配置无线通信环境<sup>[1]</sup>,是未来

第6代移动通信系统的关键技术之一。使用IRS技术时几乎不消耗能量。IRS除了具有传统中继技术

的优点,还可提供额外的分集增益和无源阵列增益<sup>[2]</sup>,从而增强信道增益,提高用户服务质量,并能抑制用户间的干扰<sup>[3]</sup>。因此,IRS 是近年的研究热点之一。非正交多址接入(NOMA, non-orthogonal multiple access)是目前移动通信系统中的物理层关键技术之一。通过在发射端将多个用户的信号线性叠加在同一时频资源上,接收端采用连续干扰消除技术逐个检测每个用户的信号<sup>[4]</sup>。研究结果表明,功率域 NOMA 不仅在时延和可靠性方面优于传统的正交多址接入,还可提高用户间的公平性和系统吞吐量<sup>[5]</sup>,因此,具有广阔的应用前景。将 IRS 和 NOMA 相结合可改变信道传播环境,有利于提升系统性能。针对这一点,学者们展开了大量的研究。在 IRS 辅助的 NOMA 系统中,资源分配涉及用户的功率和 IRS 反射元素的相移和功率等,是影响系统性能的重要因素。对于 IRS 辅助的上行 NOMA 系统,资源分配的目标包括最小化总功率、最大化和速率以及最大化能量效率等。例如:马昊淳等<sup>[6]</sup>和 Ma 等<sup>[7]</sup>以最小化总功率为目标,解决了 IRS 辅助上行 NOMA 系统中功率分配和 IRS 相移的联合优化问题。Zuo 等<sup>[8]</sup>和 Zeng 等<sup>[9]</sup>则研究了 IRS 辅助上行 NOMA 系统中最大化和速率的资源分配方法。Zhang 等<sup>[10]</sup>考虑了用户簇之间的时间分配,提出了 IRS 辅助上行 NOMA 系统中最大化和速率的 IRS 相移设计、用户功率分配以及用户簇之间的时间分配方法。在资源分配方面,Song 等<sup>[11]</sup>以最大化系统和速率为目标,构建了 IRS 辅助 NOMA 系统中发送时间、用户功率和 IRS 相移的联合优化问题,采用极值法和基于交替优化的迭代算法来解决该问题。此外,Fang 等<sup>[12]</sup>研究了最大化能量效率的功率分配和 IRS 相移设计。IRS 辅助下行 NOMA 系统的资源分配目标与上行相同。Wang 等<sup>[13]</sup>采用顺序旋转算法和迭代算法,设计了最小化系统总功率的用户功率和 IRS 相移。对于 IRS 辅助的多用户下行 NOMA 系统,Mu 等<sup>[14]</sup>构建了瑞利衰落信道下最大化和速率的优化问题,并利用拉格朗日对偶方法解决该问题。对于两用户的 IRS 辅助下行 NOMA 系统,Guo 等<sup>[15]</sup>研究了莱斯信道条件下最大化和速率的功率分配方法和 IRS 相移设计。Mu<sup>[14]</sup>和 Guo<sup>[15]</sup>的研究都关注于用户功率和 IRS 相移的优化,而没有涉及子信道分配。Zuo 等<sup>[16]</sup>先利用匹配理论提出了一种低复杂度的子信道分配方法,然后运用交替优化和连续凸近似方法设计了用户功率和 IRS 相移。相

对于 Mu<sup>[14]</sup>、Guo<sup>[15]</sup>和 Zuo 等<sup>[16]</sup>的研究,Mu 等<sup>[17]</sup>在考虑 IRS 的部署位置和用户权重的情况下,采用半正定松弛、交替优化以及连续凸近似算法解决了最大化权重和速率的优化问题,Zhuang 等<sup>[18]</sup>以最大化能量效率为优化目标,研究了基于环境背向散射通信的 IRS 辅助 NOMA 系统中的相移设计和功率分配方法。

笔者提出了适用于 IRS 辅助单簇单天线下行 NOMA 系统的资源分配方法,该方法在最大化速率和能量效率之间取得了平衡。首先,以系统总功率和用户的速率需求作为约束条件,构建优化问题,优化参数包括用户功率和 IRS 相移;然后,根据 NOMA 速率的特性对问题进行了简化;接着,分别求解最大化等效信道增益的 IRS 相移和在速率与能量效率之间取得权衡的总功率;最后,根据得到的 IRS 相移和总功率计算单个用户的功率。

## 1 系统模型

IRS 辅助的下行 NOMA 系统如图 1 所示。该系统由 1 个基站、 $U$  个用户和 1 个 IRS 组成,其中基站和用户都配置单天线。IRS 由  $N$  个反射元素组成,每个反射元素都可以改变入射信号的相移,但不改变入射信号的强度。

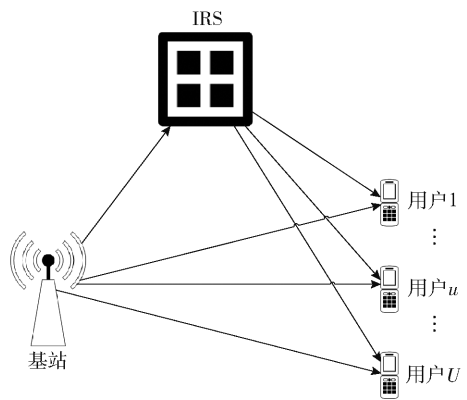


图 1 IRS 辅助的下行 NOMA 系统

第  $u$  个用户的接收信号为

$$y_u = (h_{b,u} + \mathbf{h}_{i,u}^T \boldsymbol{\phi} \mathbf{h}_{b,i}) \sum_{s=1}^U \sqrt{P_u} s_u + n_u \quad (1)$$

其中: $u = 1, 2, \dots, U$ ;  $h_{b,u}$  为基站到用户  $u$  的信道;  $h_{b,i}$  为基站到 IRS 的信道,阶数为  $N \times 1$ ;  $\mathbf{h}_{i,u}$  为 IRS 到用户  $u$  的信道,阶数为  $N \times 1$ 。  $\boldsymbol{\phi} = \text{diag}[e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_N}]$  为 IRS 的对角相移矩阵,  $\theta_n$  为 IRS 的第  $n$  个反射元素的相移,  $\theta_n \in \Delta, n = 1, 2, \dots, N, \Delta = \{0,$

$2\pi/2^D, \dots, 2\pi(2^D - 1)/2^D\}$ ,  $D$  为用二进制表示 IRS 相移时所需的比特数;  $s_u$  为基站发送给用户  $u$  的归一化发送信号;  $P_u$  为给用户  $u$  分配的功率;  $n_u$  为均值为 0, 方差为  $\sigma^2$  的高斯白噪声。

根据连续干扰消除技术的原理, 用户  $u$  在解码自身的期望接收信号  $s_u$  之前, 依次解码出弱用户的期望接收信号, 并从  $y_u$  中消除该信号造成的干扰。

假定  $|h_{b,1} + \mathbf{h}_{1,1}^T \boldsymbol{\phi} \mathbf{h}_{b,1}| \geq |h_{b,2} + \mathbf{h}_{1,2}^T \boldsymbol{\phi} \mathbf{h}_{b,1}| \geq \dots \geq |h_{b,U} + \mathbf{h}_{1,U}^T \boldsymbol{\phi} \mathbf{h}_{b,1}|$ 。用户  $u$  检测  $s_u$  时的信干噪比 (SINR, signal to interference and noise ratio) 为

$$R_u = \frac{|h_{b,u} + \mathbf{h}_{1,u}^T \boldsymbol{\phi} \mathbf{h}_{b,1}|^2 P_u}{\sum_{i=1}^{u-1} |h_{b,i} + \mathbf{h}_{1,i}^T \boldsymbol{\phi} \mathbf{h}_{b,1}|^2 P_i + \sigma^2} \quad (2)$$

其中:  $u=1, 2, \dots, U$ ,  $u=1$  时,

$$\sum_{i=1}^{u-1} |h_{b,i} + \mathbf{h}_{1,i}^T \boldsymbol{\phi} \mathbf{h}_{b,1}|^2 P_i = 0$$

用户  $u$  的速率为

$$V_u = \log(1 + R_u) \quad (3)$$

## 2 资源分配方案

### 2.1 优化问题的建立

在满足用户速率需求的条件下, 通过设计用户功率和 IRS 反射元素的相移, 使系统速率与能量效率的权衡最大化, 用公式表示为

$$\max_{\mathbf{P}, \boldsymbol{\phi}} \beta \sum_{u=1}^U V_u + (1 - \beta) \frac{\sum_{u=1}^U V_u}{\sum_{u=1}^U P_u + P_c} \quad (4)$$

$$\text{s. t. } \sum_{u=1}^U P_u \leq P^{\max}$$

$$V_u \geq e_u, \quad u=1, 2, \dots, U$$

$$\theta_n \in \Delta, \quad n=1, 2, \dots, N$$

其中:  $\beta$  为速率所占比,  $1 - \beta$  为能量效率所占比,  $0 \leq \beta \leq 1$ ;  $P^{\max}$  为基站的最大发送功率,  $P_c$  为电路消耗总功率,  $e_u$  为用户  $u$  所需的信号传输最低速率。  $\mathbf{P}$  为由用户分配功率组成的向量,  $\mathbf{P} = [P_1, P_2, \dots, P_U]$ 。由  $V_u \geq e_u$  可知,  $R_u \geq r_u$ ,  $r_u = 2^{e_u} - 1$ ,  $r_u$  为用户  $u$  所需的最低速率  $e_u$  对应的 SINR。

### 2.2 简化优化问题

根据 Yang 等<sup>[19]</sup>提出的方法可知, 在单簇下行 NOMA 系统中, 为该簇内的第 2 ~  $U$  个用户分配满足最低速率需求的功率, 然后把剩余功率全部分配给第 1 个用户, 即信道最强的用户, 能使该簇内所有

用户的和速率最大化。第 2 ~  $U$  个用户恰好满足速率需求时, 这些用户所需的功率与第 1 个用户的功率有关。

令  $w_u = |h_{b,u} + \mathbf{h}_{1,u}^T \boldsymbol{\phi} \mathbf{h}_{b,1}|^2$ , 由  $R_2 = r_2$  可得

$$P_2 = \frac{r_2(w_1 P_1 + \sigma^2)}{w_2} \quad (5)$$

由  $R_3 = r_3$  可推导出

$$P_3 = \frac{r_3(1 + r_2)(w_1 P_1 + \sigma^2)}{w_3} \quad (6)$$

由  $R_4 = r_4$  可推导出

$$P_4 = \frac{r_4(1 + r_3)(1 + r_2)(w_1 P_1 + \sigma^2)}{w_4} \quad (7)$$

归纳可知,  $R_u = r_u$  时, 有

$$P_u = \frac{c_u(w_1 P_1 + \sigma^2)}{w_u}, \quad u=2, 3, \dots, U \quad (8)$$

其中:  $c_u = r_u \prod_{m=2}^{u-1} (1 + r_m)$ ,  $u=2, 3, \dots, U$ , 当  $u=2$

时,  $\prod_{m=2}^{u-1} (1 + r_m) = 1$ 。

第 2 ~  $U$  个用户恰好满足速率需求时, 有

$$P_1 + (w_1 P_1 + \sigma^2) \eta = P_t \quad (9)$$

其中:  $P_t$  为用户的总功率,  $\eta = \sum_{u=2}^U \frac{c_u}{w_u}$ 。进而可推导出

$$P_1 = \frac{(P_t - \sigma^2 \eta)}{(1 + w_1 \eta)} \quad (10)$$

假设总功率足够大, 能满足每个用户的速率需求, 则式(4)中的优化问题等价于

$$\max_{\mathbf{P}, \boldsymbol{\phi}} \beta \left( \log \left( 1 + \frac{w_1}{\sigma^2} \frac{P_t - \sigma^2 \eta}{1 + w_1 \eta} \right) + \sum_{u=2}^U e_u \right) + (1 - \beta) \frac{\left( \log \left( 1 + \frac{w_1}{\sigma^2} \frac{P_t - \sigma^2 \eta}{1 + w_1 \eta} \right) + \sum_{u=2}^U e_u \right)}{P_t + P_c}$$

$$\text{s. t. } P^{\min} \leq P_t \leq P^{\max}$$

$$\theta_n \in \Delta, \quad n=1, 2, \dots, N \quad (11)$$

其中  $P^{\min}$  为满足所有用户速率需求所需的最小发送功率。由  $R_1 = r_1$  可得, 第 1 个用户所需的最低功率为  $r_1 \sigma^2 / w_1$ 。根据式(5) ~ 式(8)可得, 在恰好满足每个用户速率的需求时, 第  $u$  个用户所需的最低功率为  $\frac{c_u}{w_u} \sigma^2$ , 因此,  $P^{\min} = \sum_{u=1}^U \frac{c_u}{w_u} \sigma^2$ 。其中,  $u=1$  时,

$$\prod_{m=1}^{u-1} (1 + r_m) = 1。$$

式(11)为功率和相移的联合优化问题, 不易求

出该优化问题的最优解。笔者提出一种次优的求解方法,在相同功率下,系统的速率和能量效率均随信道增益的增大而增加,最大化速率与能量效率权衡的 IRS 相移也能使系统的等效信道增益最大化。因此,首先通过最大化等效信道增益之和来求解 IRS 相移;然后,采用函数极值法求出最大化速率与能量效率权衡的总功率。

### 2.3 构建相移优化问题

首先构建最大化等效信道增益之和的优化问题,优化参数为 IRS 相移。最大化等效信道增益之和的 IRS 相移需满足:

$$\max_{\phi} \sum_{u=1}^U w_u = \max_{\phi} \sum_{u=1}^U |h_{b,u} + \mathbf{h}_{1,u}^T \boldsymbol{\phi} \mathbf{h}_{b,1}|^2 \quad (12)$$

s. t.  $\theta_n \in \Delta, n = 1, 2, \dots, N$

令  $\mathbf{d}_u = \text{diag}(\mathbf{h}_{1,u}) \mathbf{h}_{b,1}$ , 用  $\text{diag}(\mathbf{h}_{1,u})$  将  $\mathbf{h}_{1,u}$  转化为  $N \times N$  的对角矩阵, 对角线上的元素依次为  $\mathbf{h}_{1,u}$  的元素, 其他元素为 0。令  $\boldsymbol{\theta} = [e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_N}]$ , 由文献[20]可知

$$\sum_{u=1}^U |h_{b,u} + \mathbf{h}_{1,u}^T \boldsymbol{\phi} \mathbf{h}_{b,1}|^2 = \sum_{u=1}^U |h_{b,u} + \boldsymbol{\theta} \mathbf{d}_u|^2 = \boldsymbol{\theta} \boldsymbol{\Phi} \boldsymbol{\theta}^H + 2\text{Re}(\boldsymbol{\theta} \boldsymbol{\alpha}) + a \quad (13)$$

其中:  $\boldsymbol{\Phi} = \sum_{u=1}^U \mathbf{d}_u \mathbf{d}_u^H$ ;  $\boldsymbol{\alpha} = \sum_{u=1}^U h_{b,u}^* \mathbf{d}_u$ ;  $a$  为常数,  $a = \sum_{u=1}^U h_{b,u} h_{b,u}^*$ 。用  $d_{ui}$  表示向量  $\mathbf{d}_u$  的元素,  $i = 1, 2, \dots, N$ , 则  $\boldsymbol{\Phi}$  可以表示为

$$\boldsymbol{\Phi} = \sum_{u=1}^U \mathbf{d}_u \mathbf{d}_u^H = \begin{bmatrix} d_{u1} d_{u1}^* & d_{u1} d_{u2}^* & \cdots & d_{u1} d_{uN}^* \\ d_{u2} d_{u1}^* & d_{u2} d_{u2}^* & \cdots & d_{u2} d_{uN}^* \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{uN} d_{u1}^* & d_{uN} d_{u2}^* & \cdots & d_{uN} d_{uN}^* \end{bmatrix} \quad (14)$$

令  $\phi_{ki}$  表示  $\boldsymbol{\Phi}$  的第  $k$  行第  $i$  列的元素,  $k = 1, 2, \dots, N, i = 1, 2, \dots, N$ , 则  $\phi_{ki} = \phi_{ik}^*$ 。将  $\boldsymbol{\theta} = [e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_N}]$  代入  $\boldsymbol{\theta} \boldsymbol{\Phi} \boldsymbol{\theta}^H$  可得

$$\boldsymbol{\theta} \boldsymbol{\Phi} \boldsymbol{\theta}^H = \sum_{i=1}^N \phi_{ii} + 2\text{Re} \left( \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{l=i+1}^N \phi_{il} e^{j(\theta_i - \theta_l)} \right) \quad (15)$$

令  $\alpha_i$  表示  $\boldsymbol{\alpha}$  的元素, 则  $\sum_{u=1}^U |h_{b,u} + \mathbf{h}_{1,u}^T \boldsymbol{\phi} \mathbf{h}_{b,1}|^2$  表示为

$$\sum_{u=1}^U |h_{b,u} + \mathbf{h}_{1,u}^T \boldsymbol{\Phi} \mathbf{h}_{b,1}|^2 =$$

$$\sum_{i=1}^N \phi_{ii} + 2\text{Re} \left[ \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{l=i+1}^N \phi_{il} e^{j(\theta_i - \theta_l)} \right] + 2\text{Re} \left[ \sum_{i=1}^N \alpha_i e^{j\theta_i} \right] + a \quad (16)$$

式(16)等号右边的第2项和第3项与 IRS 相移有关, 因此, 式(12)中的优化问题可以转化为

$$\max_{\phi} 2\text{Re} \left[ \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{l=i+1}^N \phi_{il} e^{j(\theta_i - \theta_l)} \right] + 2\text{Re} \left[ \sum_{i=1}^N \alpha_i e^{j\theta_i} \right] \quad (17)$$

s. t.  $\theta_n \in \Delta, n = 1, 2, \dots, N$

其中的优化目标函数分别为

$$2\text{Re} \left[ \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{l=i+1}^N \phi_{il} e^{j(\theta_i - \theta_l)} \right]$$

$$2\text{Re} \left[ \sum_{i=1}^N \alpha_i e^{j\theta_i} \right]$$

当  $\theta_l - \theta_i = \angle \phi_{il}$  时,  $2\text{Re} \left[ \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{l=i+1}^N \phi_{il} e^{j(\theta_i - \theta_l)} \right]$  达到最大值, 其中  $l = 2, 3, \dots, N$ 。此时, 式(17)中的优化问题转化为

$$\max_{\theta_1} 2\text{Re} \left[ \alpha_1 e^{j\theta_1} + \sum_{i=2}^N \alpha_i e^{j(\theta_1 + \angle \phi_{1i})} \right] \quad (18)$$

s. t.  $\theta_1 \in \Delta$

其中的优化问题只包含 1 个优化参数, 用  $F(\theta_1)$  表示式(18)中的目标函数, 则有

$$F(\theta_1) = 2\text{Re} \left[ \alpha_1 e^{j\theta_1} + \sum_{i=2}^N \alpha_i e^{j(\theta_1 + \angle \phi_{1i})} \right] \quad (19)$$

$F(\theta_1)$  的极值出现在导数为 0 的点或边界点 ( $\theta_1 = 0$ )。令  $F(\theta_1)$  关于  $\theta_1$  的一阶导数等于 0, 即

$$\frac{d(F(\theta_1))}{d\theta_1} = 2\text{Re} \left[ j\alpha_1 e^{j\theta_1} + \sum_{i=2}^N j\alpha_i e^{j(\theta_1 + \angle \phi_{1i})} \right] = 0 \quad (20)$$

综上所述, 求解 IRS 相移包括 5 个步骤。

**步骤 1** 令集合  $\Omega$  为空集。

**步骤 2** 令  $F(\theta_1)$  关于  $\theta_1$  的一阶导数等于 0,

得到  $2\text{Re} \left[ j\alpha_1 e^{j\theta_1} + \sum_{i=2}^N j\alpha_i e^{j(\theta_1 + \angle \phi_{1i})} \right] = 0$ 。

**步骤 3** 解式(20)所示的方程, 若该方程有解, 则将取值范围在  $0 \sim 2\pi$  的解放入集合  $\Omega$  中。

**步骤 4** 找出  $\max \{ F(x_1), F(x_2), \dots, F(x_{|\Omega|+1}) \}$  对应集合  $\{\Omega, 0\}$  的元素, 用  $\bar{\theta}_1$  表示, 则  $\Delta$  中与  $\bar{\theta}_1$  距离最近的元素即为式(18)中优化问题的最优解, 用  $\tilde{\theta}_1$  表示。

**步骤 5** 令  $\tilde{\theta}_l = \tilde{\theta}_1 + \angle \phi_{1l}, l = 2, 3, \dots, N$ , 步骤 4 中的  $\tilde{\theta}_1$  和  $\tilde{\theta}_l$  即为最大化等效信道增益之和的 IRS



相移。

## 2.4 最优总功率

令式(11)中的  $\theta_i = \tilde{\theta}_i, i = 1, 2, \dots, N$ , 则有

$$\max_{P_t} \beta \left( \ln \left( 1 + \frac{w_1 P_t - \sigma^2 \eta}{\sigma^2} \right) + \sum_{u=2}^U e_u \right) + (1-\beta) \frac{\left( \ln \left( 1 + \frac{w_1 P_t - \sigma^2 \eta}{\sigma^2} \right) + \sum_{u=2}^U e_u \right)}{P_t + P_c} \quad (21)$$

s. t.  $P_t^{\min} \leq P_t \leq P_t^{\max}$

用  $G(P_t)$  表示式(21)中优化问题的目标函数,

则

$$G(P_t) = \beta \left( \ln \left( 1 + \frac{w_1 P_t - \sigma^2 \eta}{\sigma^2} \right) + \sum_{u=2}^U e_u \right) + (1-\beta) \frac{\left( \ln \left( 1 + \frac{w_1 P_t - \sigma^2 \eta}{\sigma^2} \right) + \sum_{u=2}^U e_u \right)}{P_t + P_c} \quad (22)$$

$G(P_t)$  为  $P_t$  的连续函数, 极值出现在导数为 0 的点或边界点 (即  $P_t = P_t^{\min}$  或  $P_t = P_t^{\max}$ )。推导  $G(P_t)$  关于  $P_t$  的导数, 并令其等于 0, 即

$$\frac{d(G(P_t))}{dP_t} = \beta T + (1-\beta) \frac{(T(P_t + P_c) - V_{\text{sum}})}{(P_t + P_c)^2} = 0 \quad (23)$$

其中

$$T = \frac{w_1 \ln e}{\sigma^2 + w_1 \left( \frac{P_t - \sigma^2 \eta}{1 + w_1 \eta} \right) (1 + w_1 \eta)}$$

$$V_{\text{sum}} = \ln \left( 1 + \frac{w_1}{\sigma^2} \left( \frac{P_t - \sigma^2 \eta}{1 + w_1 \eta} \right) \right) + \sum_{u=2}^U e_u$$

$e_u$  为用户  $u$  所需的信号传输最低速率。

综上所述, 求解最优总功率包括 4 个步骤。

**步骤 1** 令集合  $Q$  为空集。

**步骤 2** 令  $G(P_t)$  关于  $P_t$  的一阶导数等于 0, 得到式(23)。

**步骤 3** 解式(23)所示的方程, 若该方程有解, 则将取值范围在  $P_t^{\min} \sim P_t^{\max}$  的解放入集合  $Q$  中。

**步骤 4** 找出  $\max \{ G(P_{t,1}), G(P_{t,2}), \dots, G(P_{t, \lfloor Q \rfloor + 2}) \}$  对应集合  $\{ Q, P_t^{\min}, P_t^{\max} \}$  的元素, 该元素即为式(21)中优化问题的最优解, 用  $\tilde{P}_t$  表示。

至此求得 IRS 相移最优解  $\tilde{\theta}_i$  和总功率最优解  $\tilde{P}_t, i = 1, 2, \dots, N$ 。为第 1 个用户分配的功率  $P_1 = (\tilde{P}_t - \sigma^2 \eta) / (1 + w_1 \eta)$ 。为第  $u$  个用户分配的功率

$$P_u = c_u (w_1 P_1 + \sigma^2) / w_u, u = 2, 3, \dots, U。$$

## 2.5 复杂度分析

对于 IRS 辅助的单簇下行 NOMA 系统, Guo 等<sup>[15]</sup>采用迭代的方法解决优化问题, 计算复杂度与迭代次数有关。令  $I^s$  表示文献[15]中算法 1 和算法 2 中顺序秩-1 约束松弛方法的迭代次数, 则复杂度为  $O(I^s(3U^2 + N^2)^{3.5})$ , 其中,  $U$  和  $N$  分别为用户和反射元素的数量。Zuo 等<sup>[16]</sup>联合优化 IRS 辅助的单簇下行 NOMA 系统中的功率和相移, 计算复杂度为

$$O \left( \left( \sum_{m=1}^M \frac{U_m(U_m - 1)}{2} + 3U \right) N + N^3 \right)$$

其中  $M$  和  $U_m$  分别为信道数和为第  $m$  个信道分配的用户数。用所提方案分别求解 IRS 相移和总功率, 在解决优化问题时无需迭代, 计算复杂度为  $O(U + N + |Q| + |Q|)$ 。因此, 所提方案的计算复杂度显著低于文献[15-16]中的方案。

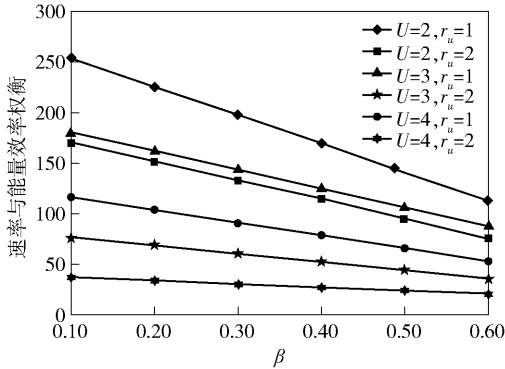
## 3 仿真结果分析

对所提方案的速率与能量效率的权衡进行了仿真实验, 并与 2 种方案<sup>[15-16]</sup>做了对比。仿真中假设信道服从瑞利分布, 高斯白噪声的均值为 0, 方差为 1。基站的功率预算为 15 dBm, 用户的固定功耗为 0。 $r_u$  的取值分别为 1 和 2。

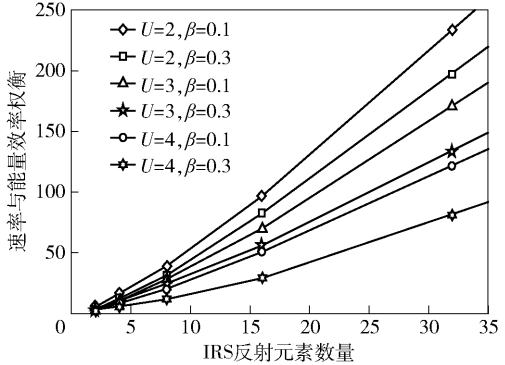
图 2(a) 所示为  $\beta \in [0.1, 0.6]$  时所提方案在速率与能量效率之间的权衡情况。分别考虑了 2 ~ 4 个用户的情况和不同权重因子  $r_u$  的取值, 如 1 和 2。从图 2(a) 可见, 随着速率权重因子  $\beta$  的增加, 速率与能量效率的权衡变得更为倾向于速率。这是因为在基站功率预算为 15 dBm 的条件下, 用户功率之和保持在 1 以下, 这意味着能量效率高于速率; 随着权重因子  $\beta$  的增加, 速率在整体权衡中的占比增加, 使能量效率占比减小, 进而速率与能量效率的权衡随之减小。从图 2(a) 还能看出, 随着用户数  $U$  的增加, 速率与能量效率的权衡也减小。在其他参数不变的情况下, 随着  $U$  的增加, 分配给第 2 ~  $U$  个用户的功率也随之增加, 而分配给第 1 个用户的功率减小, 从而降低了第 1 个用户的速率。由于第 1 个用户的速率在整个系统的速率中占主导地位, 所以系统总速率和能量效率都随着  $U$  的增加而减小。在其他参数相同的情况下,  $r_u = 2$  时, 速率与能量效率的权衡低于  $r_u = 1$  时的情况。这是因为随着  $r_u$  的增加, 分配给第 2 ~  $U$  个用户的功率也随之增加, 从而

减少了分配给第 1 个用户的功率,降低了系统的和速率。因此,随着权重因子的增加,速率与能量效率的权衡减小。

图 2(b) 所示为所提方案在速率和能量效率权衡与 IRS 反射元素数量的关系,其中选取了 2 种  $\beta$  的取值,即 0.1 和 0.3 以及不同数量的 IRS 反射元素。可见,随着 IRS 反射元素数量的增加,速率与能量效率的权衡逐渐增强。这是因为 IRS 能够调整入射信号的相移,IRS 的反射元素越多,可以更灵活地调整信号的等效信道,从而增强信道增益。此外,可以注意到,在相同反射元素数量下,当  $\beta=0.1$  时,所提方案展现出较高的权衡点。这是因为基站的功率为 15 dBm 时,能量效率高于速率。随着能量效率在整体权衡中的占比增加,速率与能量效率的权衡也相应增强。



(a) IRS反射元素数量为32时的权衡



(b) 用户u所需低速率对应的SINR为1时的权衡

图 2 所提方案的权衡

图 3 所示为  $U=2$  时,3 种不同方案在速率和能量效率之间的权衡情况。可见, $r_u=1$  时,系统的速率与能量效率的权衡优于  $r_u=2$  时的情况。在这 3 种方案中,所提方案的权衡结果最佳,文献 [15] 中的方案次之,文献 [16] 中的方案最差。这是因为所提方案的目标是要在速率和能量效率之间取得最佳权衡,而对比方案的目标仅是追求最

大化和速率。

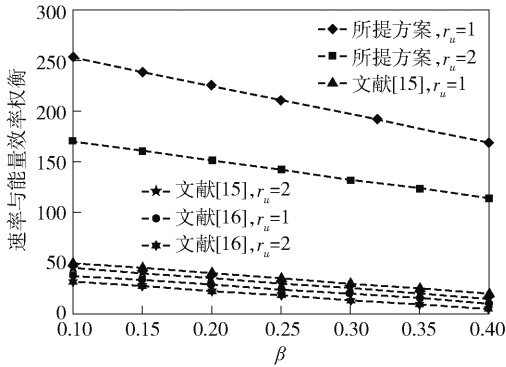


图 3 用户为 2 时 3 种方案的权衡

4 结束语

提出了一种新的资源分配方案,用于 IRS 辅助的下行 NOMA 系统。构建了一个最大化速率与能量效率之间权衡的优化问题,通过使等效信道增益之和最大化来求解 IRS 相移,并在已知 IRS 相移的情况下采用函数极值法计算总功率。在所提方案中可以根据速率和能量效率所占比重调整资源分配。与已有的资源分配方案相比,在所提方案中考虑了速率和能量效率 2 个因素,从而在权衡中使性能得到了提升。鉴于所提的资源分配方案是基于给定的子信道情况下进行的,如何优化子信道分配,进一步提高系统的性能仍需进一步研究。

参考文献:

[1] WU Q Q, ZHANG R. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(11): 5394-5409.

[2] DE SENA ARTHUR S, DICK C, FANG F, et al. What role do intelligent reflecting surfaces play in multi-antenna non-orthogonal multiple access? [J]. IEEE Wireless Communications, 2020, 27(5): 24-31.

[3] LIU Y W, LIU X, MU X D, et al. Reconfigurable intelligent surfaces: principles and opportunities[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2021, 23(3): 1546-1577.

[4] HUANG Y M, ZHANG C, WANG J H, et al. Signal processing for MIMO-NOMA: present and future challenges[J]. IEEE Wireless Communications, 2018, 25(2): 32-38.

[5] RIAZUL ISLAM S M, AVAZOV N, DOBRE O A, et al. Power-domain non-orthogonal multiple access (NOMA)

- in 5G systems: potentials and challenges[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2017, 19(2): 721-742.
- [6] 马昊淳, 王鸿. 智能反射面辅助的上行 NOMA 系统低功耗传输方案研究[J]. 南京邮电大学学报(自然科学版), 2021, 41(5): 30-35.
- MA H C, WANG H. On power minimization for IRS-aided uplink NOMA systems[J]. Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications(Natural Science Edition), 2021, 41(5): 30-35.
- [7] MA H C, WANG H. Power minimization transmission design for IRS-assisted uplink NOMA systems[C]//2021 IEEE 94th Vehicular Technology Conference (VTC2021-Fall). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2021: 1-4.
- [8] ZUO J K, LIU Y W, YANG L, et al. Reconfigurable intelligent surface enhanced NOMA assisted backscatter communication system[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(7): 7261-7266.
- [9] ZENG M, LI X W, LI G, et al. Sum rate maximization for IRS-assisted uplink NOMA[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(1): 234-238.
- [10] ZHANG D C, WU Q Q, CUI M, et al. Throughput maximization for IRS-assisted wireless powered hybrid NOMA and TDMA[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(9): 1944-1948.
- [11] SONG D, SHIN W, LEE J. A maximum throughput design for wireless powered communication networks with IRS-NOMA[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(4): 849-853.
- [12] FANG F, XU Y Q, PHAM Q V, et al. Energy-efficient design of IRS-NOMA networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(11): 14088-14092.
- [13] WANG H, LIU C, SHI Z, et al. On power minimization for IRS-aided downlink NOMA systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(11): 1808-1811.
- [14] MU X D, LIU Y W, GUO L, et al. Capacity and optimal resource allocation for IRS-assisted multi-user communication systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(6): 3771-3786.
- [15] GUO Y Y, QIN Z J, LIU Y W, et al. Intelligent reflecting surface aided multiple access over fading channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(3): 2015-2027.
- [16] ZUO J K, LIU Y W, QIN Z J, et al. Resource allocation in intelligent reflecting surface assisted NOMA systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(11): 7170-7183.
- [17] MU X D, LIU Y W, GUO L, et al. Joint deployment and multiple access design for intelligent reflecting surface assisted networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(10): 6648-6664.
- [18] ZHUANG Y D, LI X, JI H, et al. Exploiting intelligent reflecting surface for energy efficiency in ambient backscatter communication-enabled NOMA networks[J]. IEEE Transactions on Green Communications and Networking, 2022, 6(1): 163-174.
- [19] YANG Z H, XU W, PAN C H, et al. On the optimality of power allocation for NOMA downlinks with individual QoS constraints[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(7): 1649-1652.
- [20] LI X W, XIE Z, HUANG G J, et al. Sum rate maximization for RIS-aided NOMA with direct links[J]. IEEE Networking Letters, 2022, 4(2): 55-58.