

STARS辅助SWIPT-NOMA通信系统的功率分配和波束赋形设计

赵鹏飞, 左加阔, 温陈驰

(南京邮电大学 物联网学院, 江苏 南京 210003)

摘要: 基于可重构智能表面(RIS)的无线通信网络要求用户与基站(BS)须在同一侧, 这极大地限制了RIS部署的灵活性和有效性, 而反射和透射智能表面(STARS)突破了RIS半空间通信覆盖的限制, 实现了通信的全空间覆盖率和灵活部署, 因而为无线通信网络的优化提供了新的自由度。为了进一步提高无线携能通信(SWIPT)系统的性能, 基于STARS和NOMA技术, 构建了STARS辅助SWIPT-NOMA通信系统模型。以最小化BS发射功率为目标, 提出了用户发射功率和STARS处波束赋形联合优化的方案。由于优化问题中变量的耦合性和约束的非凸性, 很难直接求解该问题, 为此设计了一种基于交替优化(AO)的优化算法。该算法利用顺序秩一约束松弛(SROCR)算法求解STARS处的反射和透射相移矩阵, 再与用户发射功率进行交替求解。仿真结果表明, 本文所提方案收敛迅速, 相较于其他方案功耗更低, 性能更优越。

关键词: 智能反射面; 无线携能通信; 非正交多址; 可同时反射和透射

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **doi:** 10.62756/jnuc.issn.1673-3193.2023.02.0017

引用格式: 赵鹏飞, 左加阔, 温陈驰. STARS辅助SWIPT-NOMA通信系统的功率分配和波束赋形设计[J]. 中北大学学报(自然科学版), 2025, 46(2): 237-244.

ZHAO Pengfei, ZUO Jiakuo, WEN Chenchi. Power allocation and beamforming design in STARS assisted SWIPT-NOMA systems[J]. Journal of North University of China (Natural Science Edition), 2025, 46(2): 237-244.

Power Allocation and Beamforming Design in STARS Assisted SWIPT-NOMA Systems

ZHAO Pengfei, ZUO Jiakuo, WEN Chenchi

(School of Internet of Things, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

Abstract: Reconfigurable intelligent surfaces (RISs)-based wireless communication networks require that users and base stations (BSs) need to be on the same side, which greatly limits the flexibility and effectiveness of RIS deployment. Whereas the simultaneously transmitting and reflecting reconfigurable intelligent surface (STAR-RIS) breaks through the RIS half-space communication coverage limitation and achieves full spatial coverage and flexible deployment of communication, which provides a new degree of freedom for wireless communication network optimization. To further improve the performance of simulta-

收稿日期: 2023-02-20

基金项目: 中国博士后科学基金资助项目(2021M693699); 泛网无线通信教育部重点实验室(BUPT)资助项目(KFKT-2022105)

作者简介: 赵鹏飞(1999-), 男, 硕士, 主要从事可重构智能表面和无线携能通信。

通信作者: 左加阔(1985-), 男, 副教授, 博士, 主要从事智能超表面、通感一体化、近场通信等方面的研究。E-mail: zuojia-
akuo@njupt.edu.cn。

neous wireless information and power transfer (SWIPT) system, a STARS-assisted SWIPT-NOMA communication system model was constructed based on STARS and non-orthogonal multiple access (NOMA) technologies. With the objective of minimizing the base station (BS) transmit power, a joint optimization scheme of user transmit power and beam assignment at STARS was proposed. Due to the coupling of variables and non-convexity of constraints in the optimization problem, it was difficult to solve the problem directly, for which an optimization algorithm based on alternating optimization (AO) was designed. The algorithm solved the reflection and transmission phase shift matrices of STARS using the sequential rank-one constraint relaxation (SROCR) algorithm, which was then alternated with the user transmit power. Simulation results show that the scheme proposed in this paper converges rapidly, consumes less power and has superior performance compared to other schemes.

Key words: reconfigurable intelligent surface; SWIPT; NOMA; simultaneously transmitting and reflecting

0 引言

随着物联网(Internet of Things, IoT)和无线通信技术的快速发展,无线通信设备的需求数量急剧增加,如何为这些设备供能成为一大难题。近年来,无线携能通信^[1-3](Simultaneous Wireless Information and Power Transfer, SWIPT)技术由于其能够同时传输能量与信息而倍受关注,它能从射频(Radio Frequency, RF)信号中收集能量,被认为是解决能源受限设备供能问题的关键。但由于能量收集操作会破坏信息内容,导致信息解码和能量收集不能同时进行。为此, Liu 等^[3]提出了功率分离(Power Splitting, PS)协议和时隙切换(Time Switching, TS)协议。PS将接收信号分为两个不同的功率流,一部分用于信息解码,另一部分用于能量收集;TS将一个时段分为两个时隙分别进行信息解码和能量收集,并周期性切换。但由于TS要求发射端和接收端双方具备精确的时间同步,复杂度高,且理论上PS有着更高的能量-数据传输权衡^[3],使得研究人员更青睐PS-SWIPT。

5G的大规模商用,以及6G技术的研发,导致频谱资源愈发紧张。为了提高频谱资源的利用效率,同时提高用户的公平性,有学者在SWIPT通信系统中引入了非正交多址^[4](Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)技术。NOMA有别于传统正交多址(Orthogonal Multiple Access, OMA)的地方在于NOMA能够让多个用户共享相同的资源,如时间、频率等,能够有效提高频谱效率,提高通信系统的性能。但是,多个用户会在同一时间和频率上共享资源,为此,NOMA主动引入干扰,通过在接收端采用连续干扰消除(Successive Interference Cancellation, SIC)来解决这个问题。因此,信道条件较好的用户能够消除来自信道条件较弱用户的干扰。Zhou 等^[5]研究了SWIPT-NOMA系统的功耗问题,利用PS协议,在用户QoS和能量约束下,推导出最佳功耗的闭式表达,并证明了SWIPT-NOMA网络性能优于SWIPT-OMA。Yuan 等^[6]在SWIPT-NOMA通信系统中,利用信道条件较好的小区中心位置用户充当中继来辅助小区边缘用户,将PS收集的能量用于协作,实验结果表明系统的EE提升显著。Tang 等^[7]利用PS协议,在SWIPT-NOMA系统中最大化和速率和总能量之和,联合优化了功率分配和PS比例,实验结果表明SWIPT-NOMA系统的性能比传统方案有显著提升。

由于无线信道容易受环境的影响而导致信道衰落,进而影响了接收端信号的接收。为此,在无线通信中引入智能表面技术^[8](Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)。RIS是近几年来兴起的一种技术,其采用了大量低成本无源元件,通过软件定义的方式来改变表面单元响应,从而改变入射信号的相位与幅度,实现了对电磁波的调控。相较于无RIS辅助的通信网络,RIS引入了一条虚拟视距链路与其他路径信号进行叠加,重构了无线传播环境,保障了通信需求。RIS因其独特的优势被学者视为下一代通信的关键技术之一。孙巍等^[9]利用RIS辅助SWIPT,提出了最大化和速率问题,建立了主动波束赋形、功率分配和被动波束赋形的资源分配模型,实验结果表明该方案优于无RIS辅助网络。朱政宇等^[10]利用RIS辅助的SWIPT来为物联网设备持续供能,以最大化能量收集为目标提出了安全波束成形方法,符合绿色发展要求。Xia 等^[11]、Li 等^[12]构建

RIS 辅助的 SWIPT-NOMA 通信系统来最小化基站发射功率, 实验结果表明所提方案具有更低的功耗, 能够达到节能的目的。

仅反射 RIS 半空间覆盖的特点要求基站与用户需在同一侧, 然而在实际情况下用户分布很少满足该条件, 这严重限制了 RIS 的灵活性和有效性, 导致其难以大面积推广。为了突破区域限制, 兼顾 RIS 两侧用户的需求, 同时反射和透射智能表面^[13] (Simultaneously Transmitting and Reflecting RIS, STARS) 被提出。STARS 能够同时反射和透射信号, 为 RIS 的两侧用户提供服务, 实现 360° 全方位覆盖。从基站发射的信号入射到 STARS 上, 经 STARS 的调节, 信号被分为两部分。其中, 一部分为反射信号, 为靠近基站一侧的用户提供服务, 该区域也称反射区域; 另一部分为透射信号, 为远离基站一侧的用户提供服务, 该区域称为透射区域。以这种方式, STARS 能够实现服务全方位用户, 突破了传统仅反射 RIS 的区域限制。此外, 发射和透射相位可以根据实际需要灵活设置。Xu 等^[14] 的实验结果表明 STARS 相比 RIS 有着更低的功耗。Wu^[15]、Zuo^[16] 等研究了 STARS 辅助的通信网络中的资源分配问题, 实验结果表明 STARS 辅助的 NOMA 网络优于传统 RIS 辅助的 NOMA/OMA 网络。

上述研究结果表明 NOMA 和 STARS 能够为通信系统带来显著增益。NOMA 能够提高频谱资源利用率, 而 STARS 相较于 RIS 及无 RIS 辅助的通信网络, 不仅引入了新的视距链路, 而且突破了 RIS 的区域限制, 实现了全空间的覆盖。本文在 SWIPT 通信系统中引入 STARS 和 NOMA 技术, 用以提升 SWIPT 通信系统性能。为此, 构建了 STARS 辅助的 SWIPT-NOMA 通信系统模型, 考虑用户 QoS、能量收集和 STARS 处相移约束, 提出最小化 BS 发射功率资源分配的问题。由于变量的耦合性及约束的非凸性, 很难直接求解该问题, 为此, 提出顺序秩一约束松弛算法(SROCR)来求解非凸约束, 再利用基于交替的优化算法进行求解。最后通过仿真对比分析了 STARS 辅助的 SWIPT-NOMA 通信系统与其它方案的性能。

1 模型与公式

1.1 系统模型

本文 STARS 辅助的 SWIPT-NOMA 通信系

统, 如图 1 所示, 其中部署了具有 M 个反射元件的 STARS, 以协助一个单天线 BS 传输信号。在 STARS 两侧分别部署一个单天线用户, 假设在反射区的用户为强用户, 在透射区的用户为弱用户, 其中, 强用户执行 PS, 将功率分成两部分, 分别用于信息解码和能量收集。BS 与 STARS 之间的信道用 $f \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示; BS 与强用户之间的信道用 $h_d \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ 表示, BS 与弱用户之间的信道用 $g_d \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ 表示; STARS 与强用户之间的信道用 $h \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示, STARS 与弱用户之间的信道用 $g \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示。

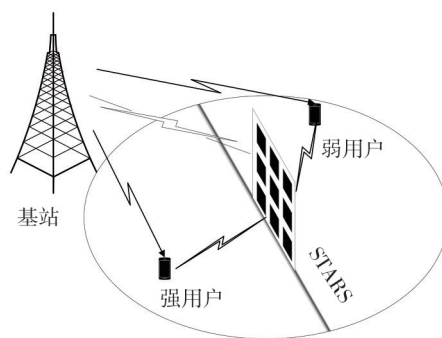


图 1 STARS 辅助的 SWIPT-NOMA 通信系统

Fig. 1 SWIPT-NOMA communications system assisted by STARS

目前, 针对 STARS 提出了 3 种协议^[17], 分别为能量分裂(Energy Splitting, ES)、模式切换(Mode Switching, MS)和时隙切换(Time Switching, TS)。MS 协议将所有 STARS 单元分为发反射单元和透射单元两组, 执行不同的功能, 但仅选择单元的子集分别用于反射和透射, 无法实现全维度波束赋形增益。TS 协议利用时域, 在不同的正交时隙中周期性地切换 STARS 单元, 但周期性开关元件对时间同步的要求严格, 导致硬件实现困难。ES 协议将入射到 STARS 单元的信号能量按一定比例分为反射和透射能量, 提高了通信系统设计的灵活性。因此, 本文选择 ES 协议来完成研究工作。假设 STARS 所有单元工作在 ES 模式下, 其中入射到每个元件上的信号能量被分解为反射和透射信号的能量, 能量分解比为 $\beta_m^r : \beta_m^t$ 。在这种情况下, 反/透射系数矩阵为 $\Theta_k = \text{diag}(\sqrt{\beta_1^k} e^{j\theta_1^k}, \dots, \sqrt{\beta_M^k} e^{j\theta_M^k})$, 其中, $k \in \{r, t\}$, 分解比例满足 $\beta_m^r, \beta_m^t \in [0, 1], \beta_m^r + \beta_m^t = 1$ 。

基站发射信号为

$$x = \sqrt{p_r} x_r + \sqrt{p_t} x_t, \quad (1)$$

式中: x_k 和 p_k 分别表示用户信号和功率, 其中, $k \in \{r, t\}$ 。

强用户的功率需要进行进一步的分配, 分别用于信息解码及能量收集, ρ 表示分配给信息解码的功率分配比例, 其中, $0 < \rho < 1$ 。在功率分配前, 强用户的接收信号为

$$y_r = (\mathbf{h}^H \Theta_r \mathbf{f} + h_d) x + n_r, \quad (2)$$

其中, $n_r \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)$ 表示强用户处的天线噪声。

功率分配后, 用于信息解码的信号表示为

$$y_r^D = \sqrt{\rho} ((\mathbf{h}^H \Theta_r \mathbf{f} + h_d) x + n_r) + z_r, \quad (3)$$

式中: $z_r \sim \mathcal{CN}(0, \delta_r^2)$ 表示强用户处的加性高斯白噪声。

根据 SIC, 强用户对弱用户信号进行解码, 然后从接收到的叠加信号中减去弱用户的信号, 强用户便不受弱用户的干扰, 因此强用户的信息解码速率可以表示为^[5]

$$R_r = \log \left(1 + \frac{\rho |\mathbf{h}^H \Theta_r \mathbf{f} + h_d|^2 p_r}{\rho \sigma_r^2 + \delta_r^2} \right). \quad (4)$$

本文考虑线性能量收集模型, 忽略从噪声处收集的能量, 所以强用户用于能量收集的信号表示为

$$y_r^{EH} = \sqrt{1 - \rho} (\mathbf{h}^H \Theta_r \mathbf{f} + h_d) x. \quad (5)$$

能量收集表示为

$$E = \eta (1 - \rho) |\mathbf{h}^H \Theta_r \mathbf{f} + h_d|^2 (p_r + p_t), \quad (6)$$

式中: η 为能量收集效率。

弱用户的接收信号为

$$y_t = ((\mathbf{g}^H \Theta_t \mathbf{f} + g_d) x + n_t) + z_t. \quad (7)$$

对于弱用户, 它将强用户的信号视为干扰来进行解码, 因此, 弱用户的速率表示为^[18]

$$R_t = \min \{ \log(1 + \text{SINR}_{r \rightarrow t}), \log(1 + \text{SINR}_t) \}, \quad (8)$$

$$\text{SINR}_t = \frac{|\mathbf{g}^H \Theta_t \mathbf{f} + g_d|^2 p_t}{|\mathbf{g}^H \Theta_t \mathbf{f} + g_d|^2 p_r + \sigma_t^2 + \delta_t^2}, \quad (9)$$

$$\text{SINR}_{r \rightarrow t} = \frac{\rho |\mathbf{h}^H \Theta_r \mathbf{f} + h_d|^2 p_t}{\rho |\mathbf{h}^H \Theta_r \mathbf{f} + h_d|^2 p_r + \rho \sigma_r^2 + \delta_r^2}, \quad (10)$$

式中: SINR_t 和 $\text{SINR}_{r \rightarrow t}$ 分别表示弱用户以及强用户解码弱用户的信干噪比 (Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR)。

1.2 问题表示

本文考虑在强用户接收能量、用户 QoS 和 ES

分裂比例约束下, 最小化总发射功率的问题。因此, 优化问题可以表示为

$$\begin{aligned} \min_{p_k, \beta_k^r, \beta_k^t} \sum_{k \in \{r, t\}} p_k \quad \text{s.t.} \quad & \text{C1: } E \geq \epsilon, \\ & \text{C2: } R_r \geq r_r, \quad \text{C3: } R_t \geq r_t, \\ & \text{C4: } \beta_m^r + \beta_m^t = 1, \end{aligned} \quad (11)$$

式中: 约束 C1 表示接收能量约束; C2 表示强用户的最小速率约束; C3 表示弱用户的最小速率约束; C4 表示分裂系数约束。

2 算法设计

2.1 公式处理

为方便解决问题, 将式(6)的信道增益改写为

$$|\mathbf{h}^H \Theta_r \mathbf{f} + h_d|^2 = |\mathbf{v} \text{diag}(\mathbf{h}^H) \mathbf{f} + h_d|^2 = \text{Tr}(\mathbf{V}_r \mathbf{W}), \quad (12)$$

式中: $\mathbf{a} = \text{diag}(\mathbf{h}^H) \mathbf{f}$, $\mathbf{w} = [\mathbf{a}^H \mathbf{h}_d^H]^H$, $\mathbf{W} = \mathbf{w} \mathbf{w}^H$, $\mathbf{v}_r = [\sqrt{\beta_1^r} e^{j\theta_1^r}, \dots, \sqrt{\beta_M^r} e^{j\theta_M^r}]$; $\bar{\mathbf{v}}_r = [\mathbf{v}_r, 1]$, $\mathbf{V}_r = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{v}}_r^H \\ \bar{\mathbf{v}}_r \end{bmatrix}$ 。

同理, 式(9)中的信道增益可以改写为

$$|\mathbf{g}^H \Theta_t \mathbf{f} + g_d|^2 = |\mathbf{v}_t \text{diag}(\mathbf{g}^H) \mathbf{f} + g_d|^2 = \text{Tr}(\mathbf{V}_t \mathbf{U}^H), \quad (13)$$

式中: $\mathbf{e} = \text{diag}(\mathbf{g}^H) \mathbf{f}$, $\mathbf{u} = [\mathbf{e}^H g_d^H]^H$, $\mathbf{U} = \mathbf{u} \mathbf{u}^H$, $\mathbf{v}_t = [\sqrt{\beta_1^t} e^{j\theta_1^t}, \dots, \sqrt{\beta_M^t} e^{j\theta_M^t}]$, $\bar{\mathbf{v}}_t = [\mathbf{v}_t, 1]$, $\mathbf{V}_t = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{v}}_t^H \\ \bar{\mathbf{v}}_t \end{bmatrix}$ 。

因此, 式(13)可重写为

$$\begin{aligned} \min_{p_k, \mathbf{V}_k} \sum_{k \in \{r, t\}} p_k \\ \text{s.t.} \quad & \text{C1: } \eta (1 - \rho) \text{Tr}(\mathbf{V}_r \mathbf{W}) (p_r + p_t) \geq \epsilon, \\ & \text{C2: } \text{Tr}(\mathbf{V}_r \mathbf{W}) p_r \geq \gamma_r (\rho \sigma_r^2 + \delta_r^2), \\ & \text{C3: } \text{Tr}(\mathbf{V}_t \mathbf{U}) p_t \geq \gamma_t (\text{Tr}(\mathbf{V}_t \mathbf{U}) p_r + \sigma_t^2 + \delta_t^2), \\ & \text{C4: } \rho \text{Tr}(\mathbf{V}_r \mathbf{W}) p_t \geq \\ & \quad \gamma_t (\rho \text{Tr}(\mathbf{V}_r \mathbf{W}) p_r + \rho \sigma_r^2 + \delta_r^2), \\ & \text{C5: } \beta_m^r + \beta_m^t = 1, \quad \text{C6: } \text{Rank}(\mathbf{V}_k) = 1, \end{aligned} \quad (14)$$

式中: $\gamma_r = 2^{r_r} - 1$; $\gamma_t = 2^{r_t} - 1$ 。

2.2 功率优化

首先固定矩阵 \mathbf{V}_k , 对 BS 发射功率进行优化。此时, 式(14)可以表示为

$$\begin{aligned} \min_{p_k} \sum_{k \in \{r, t\}} p_k \\ \text{s.t.} \quad & \text{C1: } \eta (1 - \rho) \text{Tr}(\mathbf{V}_r \mathbf{W}) (p_r + p_t) \geq \epsilon, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & C2: \text{Tr}(\mathbf{V}_r \mathbf{W}) p_r \geq \gamma_r (\rho \sigma_r^2 + \delta_r^2), \\
 & C3: \text{Tr}(\mathbf{V}_t \mathbf{U}) p_t \geq \gamma_t (\text{Tr}(\mathbf{V}_t \mathbf{U}) p_r + \sigma_t^2 + \delta_t^2), \\
 & C4: \rho \text{Tr}(\mathbf{V}_r \mathbf{W}) p_r \geq \gamma_r (\rho \text{Tr}(\mathbf{V}_r \mathbf{W}) p_r + \rho \sigma_r^2 + \delta_r^2).
 \end{aligned} \tag{15}$$

式(15)是一个标准的半定规划(SDP)问题,可以直接用 CVX^[19]求解器求解。

2.3 相移矩阵优化

利用式(15)求解出来的 p_k 来求解反/透射矩阵 \mathbf{V}_k , 此时, 式(14)可以表示为

$$\begin{aligned}
 & \text{find } \mathbf{V}_k \\
 & \text{s. t. } C1: \eta(1-\rho)\text{Tr}(\mathbf{V}_r \mathbf{W})(p_r + p_t) \geq \epsilon, \\
 & \quad C2: \text{Tr}(\mathbf{V}_r \mathbf{W}) p_r \geq \gamma_r (\rho \sigma_r^2 + \delta_r^2), \\
 & \quad C3: \text{Tr}(\mathbf{V}_t \mathbf{U}) p_t \geq \gamma_t (\text{Tr}(\mathbf{V}_t \mathbf{U}) p_r + \sigma_t^2 + \delta_t^2), \\
 & \quad C4: \rho \text{Tr}(\mathbf{V}_r \mathbf{W}) p_r \geq \\
 & \quad \quad \gamma_r (\rho \text{Tr}(\mathbf{V}_r \mathbf{W}) p_r + \rho \sigma_r^2 + \delta_r^2), \\
 & C5: \beta'_m + \beta'_m = 1, C6: \text{Rank}(\mathbf{V}_k) = 1.
 \end{aligned} \tag{16}$$

由于式(16)中的非凸秩一约束, 很难直接求解该问题。为此, 采用顺序秩一约束松弛^[20](SROCR)算法, 该算法能将问题转换为标准的 SDP 问题, 可用 CVX 求解器求解。

由于 $\text{Rank}(\mathbf{V}_k)$ 是不连续的非凸函数, 根据文献[20], $\text{Rank}(\mathbf{V}_k) = 1$ 等价表述为

$$\lambda_{\max}(\mathbf{V}_k) = \text{Tr}(\mathbf{V}_k), \tag{17}$$

式中: $\lambda_{\max}(\mathbf{V}_k)$ 表示矩阵 \mathbf{V}_k 的最大特征值; $\text{Tr}(\mathbf{V}_k)$ 表示矩阵 \mathbf{V}_k 的迹。

根据 SROCR 算法, 非凸秩一约束可以替换为

$$\lambda_{\max}(\mathbf{V}_k) \geq \omega^{(i)} \text{Tr}(\mathbf{V}_k), \tag{18}$$

其中,

$$\omega^{(i)} \leq \frac{\lambda_{\max}(\mathbf{V}_k)}{\text{Tr}(\mathbf{V}_k)} \leq 1, \tag{19}$$

$\omega^{(i)}$ 表示迭代的松弛参数, 随着迭代从 0 逐渐增大为 1, 会使得式(18)趋近于秩一解。

$\lambda_{\max}(\mathbf{V}_k)$ 可以等效地表示为

$$\lambda_{\max}(\mathbf{V}_k) = \tilde{\mathbf{v}}_k^H \mathbf{V}_k \tilde{\mathbf{v}}_k, \tag{20}$$

式中: $\tilde{\mathbf{v}}_k$ 表示最大特征值对应的特征向量。

将式(18)、式(19)和式(20)代入式(16), 则式(16)可以改写为

$$\begin{aligned}
 & \text{find } \mathbf{V}_k \\
 & \text{s. t. } C1: \eta(1-\rho)\text{Tr}(\mathbf{V}_r \mathbf{W})(p_r + p_t) \geq \epsilon, \\
 & \quad C2: \text{Tr}(\mathbf{V}_r \mathbf{W}) p_r \geq \gamma_r (\rho \sigma_r^2 + \delta_r^2), \\
 & \quad C3: \text{Tr}(\mathbf{V}_t \mathbf{U}) p_t \geq \gamma_t (\text{Tr}(\mathbf{V}_t \mathbf{U}) p_r + \sigma_t^2 + \delta_t^2),
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & C5: \rho \text{Tr}(\mathbf{V}_r \mathbf{W}) p_r \geq \\
 & \quad \gamma_r (\rho \text{Tr}(\mathbf{V}_r \mathbf{W}) p_r + \rho \sigma_r^2 + \delta_r^2), \\
 & C6: \tilde{\mathbf{v}}_k^H \mathbf{V}_k \tilde{\mathbf{v}}_k \geq \omega^{(i)} \text{Tr}(\mathbf{V}_k), \\
 & C7: [\mathbf{V}_r]_{m,m} + [\mathbf{V}_t]_{m,m} = 1,
 \end{aligned} \tag{21}$$

式中: $\tilde{\mathbf{v}}_k$ 表示前一次迭代的 \mathbf{V}_k 的最大特征值对应的特征向量。这样, 式(21)被转变为标准的 SDP 问题, 可以直接用 CVX 求解器求解。SROCR 算法的具体实现过程总结为算法 1。

算法 1: SROCR 算法求解式(16)

1. 初始化 $\tau_1 = 0$, $\omega^{(0)} = 0$, $p_k, \mathbf{V}_k^{(0)}$; 定义步长 $\delta^{(0)} \in (0, 1 - \lambda_{\max}(\mathbf{V}_k^{(0)}) / \text{Tr}(\mathbf{V}_k^{(0)})$];

2. 迭代;

3. 给定 $\{\omega^{(\tau_1)}, \mathbf{V}_k^{(\tau_1)}\}$, 求解式(21);

4. 如果式(21)可解, 得到 $\mathbf{V}_k^{(\tau_1+1)}$, 更新步长 $\delta^{(\tau_1+1)} \leftarrow \delta^{(0)}$;

如果式(21)不可解, 则 $\mathbf{V}_k^{(\tau_1+1)} = \mathbf{V}_k^{(\tau_1)}$, 更新步长 $\delta^{(\tau_1+1)} \leftarrow \delta^{(\tau_1)} / 2$;

5. $\omega^{(\tau_1+1)} \leftarrow \min\left(1, \frac{\lambda_{\max}(\mathbf{V}_z^{(\tau_1+1)})}{\text{Tr}(\mathbf{V}_z^{(\tau_1+1)})} + \delta^{(\tau_1+1)}\right)$;

6. $\tau_1 \leftarrow \tau_1 + 1$;

7. 直到 $\frac{\lambda_{\max}(\mathbf{V}_z^{(\tau_1)})}{\text{Tr}(\mathbf{V}_z^{(\tau_1)})} \geq 0.999$ 。

2.3 算法总结及复杂度与收敛性的分析

基于上述讨论, 得到解决式(14)的方法。首先通过求解式(15)得到 p_k , 以及 p_k 之和 p_{sum} , 再代入算法 1 求解得到 \mathbf{V}_k , 如此交替求解, 直至达到终止条件。具体过程总结为算法 2。

算法 2: 总体 AO 算法

1. 初始化 $\mathbf{V}_k^{(0)}, \rho = 0.5, \tau_2 = 0$, 设置迭代终止条件 $0 < \epsilon \ll 1$;

2. 迭代;

3. 求解式(15)得到 $p_k^{(\tau_2)}$ 及 $p_{\text{sum}}^{(\tau_2)}$;

4. 将 $p_k^{(\tau_2)}$ 代入算法 1 求解, 得到 $\mathbf{V}_k^{(\tau_2)}$;

5. $\tau_2 \leftarrow \tau_2 + 1$;

6. 直到 $p_{\text{sum}}^{(\tau_2-1)} - p_{\text{sum}}^{(\tau_2)} \leq \epsilon$ 。

1) 收敛性分析。在算法 2 中, 每次迭代求解都会得到一组可行解 $\{p_k, \mathbf{V}_k\}$, 定义该可行解所对应的目标函数值为 $P\{p_k, \mathbf{V}_k\}$ 。每次迭代所求得的目标函数值 $P\{p_k, \mathbf{V}_k\}$ 是非递增的, 即满足

$$P\{p_k^{(\tau_3)}, V_k^{(\tau_3)}\} \geq P\{p_k^{(\tau_3+1)}, V_k^{(\tau_3)}\} \geq P\{p_k^{(\tau_3+1)}, V_k^{(\tau_3+1)}\}. \quad (22)$$

在算法2中,每次根据上一次求得的 $V_k^{(\tau_3)}$ 来求解式(15)得到 $p_k^{(\tau_3+1)}$,此时式(22)中不等式(a)成立。再将 $p_k^{(\tau_3+1)}$ 代入算法1求解得到 $V_k^{(\tau_3+1)}$,此时式(22)中不等式(b)成立。随着算法2的不断迭代,目标函数值会不断减小,但由于用户QoS约束和能量收集约束,使得目标函数值有下界,这样就保证了算法2的收敛性。

2) 复杂度分析。算法1的复杂度为 $\mathcal{O}\left(\tau_1(M+1)^{4.5} \log \frac{1}{\omega}\right)$,其中, τ_1 表示算法1达到终止条件时的执行次数, ω 表示算法1的求解精度。算法2的复杂度为 $\mathcal{O}\left(\tau_2\left(\tau_1(M+1)^{4.5} \log \frac{1}{\omega}\right)\right)$,其中, τ_2 表示算法2达到终止条件时的执行次数。

3 仿真结果

3.1 仿真设置

本节将通过MATLAB仿真模拟来测试算法的性能。设置BS(0,10),STARS(20,10),如图2所示。反射区强用户($x_s, 0$),透射区弱用户($x_w, 0$),其中, $x_s \in [10, 15]$, $x_w \in [40, 45]$ 。噪声设置为 $\sigma_k^2 = \delta_k^2 = -70$ dBm。与距离有关的路径损耗建模为 $\sqrt{10^{-3}d^{-a}}$,其中, d 是链路距离, a 是路径损耗指数。基站-STARS链路、基站-用户链路和STARS-用户链路的损耗指数分别为2.2,3和2.5^[12]。设置能量约束为 $\epsilon = -60$ dBm。此外,若无特别说明,固定 $\rho = 0.5$ 。

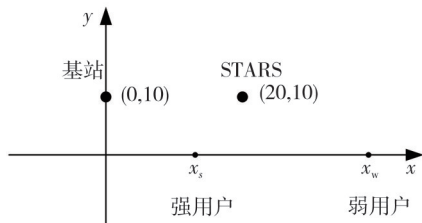


图2 仿真设置

Fig. 2 Simulation setup

3.2 仿真结果及分析

首先展示本文所提算法的收敛性。图3所示为不同的STARS单元数目下BS发射功率随迭代次数变化的情况。可以看出,随着迭代次数的增

加,BS发射功率逐渐降低,在10次以内就达到了收敛,收敛速度很快。同时,不同STARS单元数下的BS收敛功率也不同。当STARS单元数越大时,BS发射功率越低。

为体现本文所提算法的性能,考虑3种对比方案。对比方案1为固定STARS能量分割系数,即 $\beta_m^r = \beta_m^t = 0.5$,随后与本文同样采用SROCR算法对相移系数进行优化;对比方案2与方案1一样是固定 $\beta_m^r = \beta_m^t = 0.5$,但相移系数随机;对比方案3为OMA方案。在以下仿真对比中,STARS单元数取 $M=20$,强用户QoS为 $r_r = 2$ (bit/s)/Hz,弱用户QoS为 $r_t = 0.5$ (bit/s)/Hz。

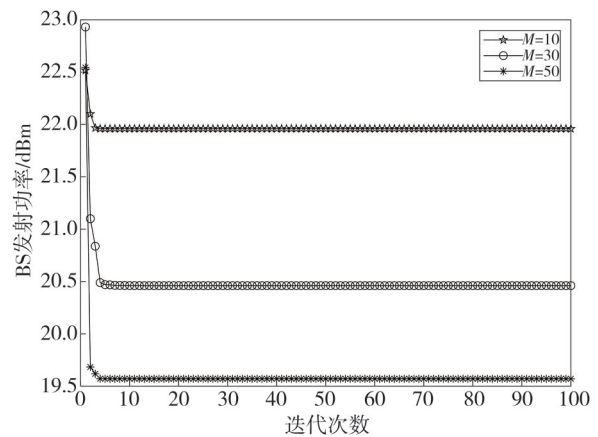


图3 所提算法的收敛性

Fig. 3 Convergence of proposed algorithm

图4比较了4种方案随STARS单元数量 M 变化的结果。

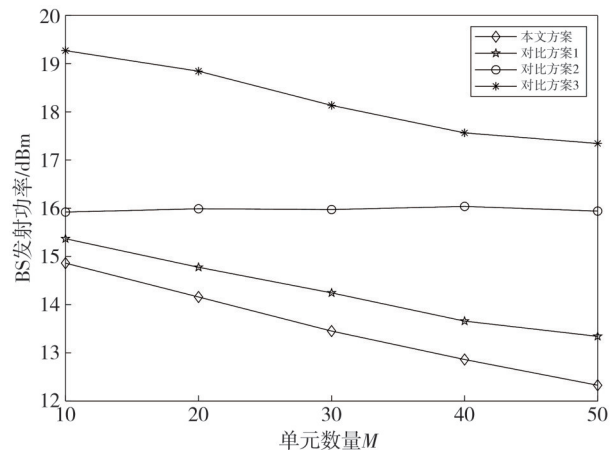


图4 BS发射功率随单元数量M的变化

Fig. 4 BS transmit power versus unit number M

显然,除了对比方案2,通过增大 M 都可以使BS发射功率降低。这是因为 M 的增大,使得更多的STARS元件从BS处接收信号能量,用户的信道增益增大,使得BS发射功率降低。但本文所提方案明

显优于其它方案, 该方案能够根据用户需求动态调整资源分配, 从而降低功耗。

为探究用户 QoS 对 BS 发射功率的影响, 通过增大弱用户的 QoS 约束来进行对比仿真。由图 5 可知, 随着 r_i 的增大, 4 种方案的 BS 发射功率都会增大。当 r_i 增大时, 为了满足弱用户基本的通信需求, 需要将更多的功率分配给弱用户, 从而导致 BS 发射功率增大。若增大强用户的 QoS, 也会有同样的变化。

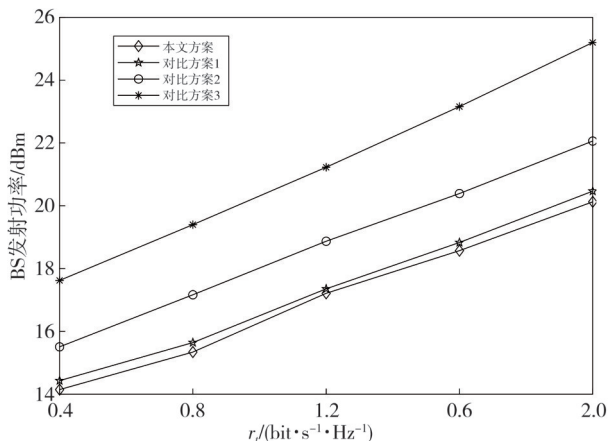


图 5 BS 发射功率随弱用户 QoS r_i 的变化

Fig. 5 BS transmit power versus weak user QoS r_i

4 种方案在不同情况下的对比都表明了本文所提方案的优越性。STARS 的 ES 协议, 能够根据 STARS 两侧用户的需求灵活地调整分割比例, 结合 PS-SWIPT 和 NOMA, 合理分配资源, 能够有效降低 BS 发射功率, 从而达到节能的目的。

最后, 通过遍历的方法来探寻强用户用于信息解码的功率比例 ρ 的变化对 BS 发射功率的影响。图 6 为 BS 发射功率随 ρ 变化的情况。固定弱用户的 QoS 为 $r_i = 0.5(\text{bit/s})/\text{Hz}$, 通过变化强用户的 QoS 约束以及 STARS 单元数 M 来探究 BS 发射功率的变化趋势。由图 6 可知, BS 发射功率随 ρ 的变化是凸的, 因此, 用于信息解码的功率和能量收集的功率可以达到一个权衡, 使得 BS 发射功率最小。当 M 固定时, 在不同的强用户 QoS 约束下, BS 发射功率总是先减小再增大。这是因为当 ρ 较小时, 分配给信息解码的比例较小, 为了满足 QoS 约束, 便要求更大的功率基数来满足约束, 使得 BS 发射功率较大。此时, 起决定作用的是强用户的 QoS 约束。直至强用户的功率分配恰好同时满足信息解码和能量收集约束时, BS 发射功率达到最小。在此之后, 随着 ρ 的增大, 分配给能量收集的功率分配比例变小, 为了满足能量收集约束, 便会要求更大的 BS 发射功率。此时,

起决定作用的是能量约束。随着 QoS 的增大, 会使得达到最低点时的 ρ 变大。当 M 增大时, 在相同的条件下, BS 发射功率会降低, 与先前仿真结果一致。

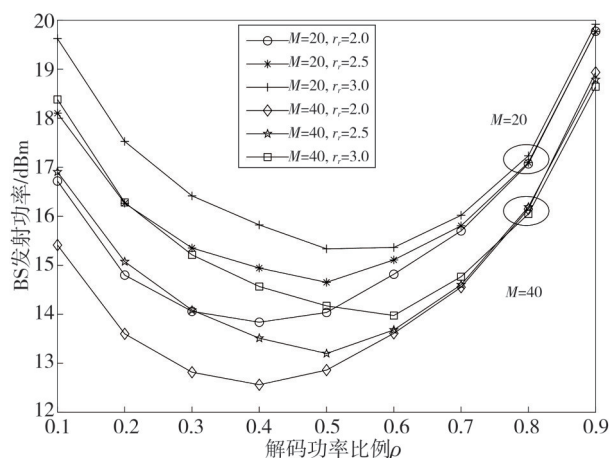


图 6 BS 发射功率随解码功率比例 ρ 的变化

Fig. 6 BS transmit power versus decode power ratio ρ

3.3 复杂度对比分析

为进一步验证本文所提方案的性能, 对比分析 4 种方案求解相移的复杂度, 结果如表 1 所示。可以看出, 方案 2 虽然复杂度低, 但性能较差, 且受 STARS 单元数影响较低, 不适用于本文模型场景。其它方案复杂度相近, 但性能表现明显不如本文方案。

表 1 4 种算法的复杂度对比

Tab. 1 Comparison of complexity of four algorithms

算法	复杂度
SROCR 算法	$\mathcal{O}\left(\tau_1(M+1)^{4.5} \log \frac{1}{\omega}\right)$
对比方案 1	$\mathcal{O}\left(\tau_1(M+1)^{4.5} \log \frac{1}{\omega}\right)$
对比方案 2	$\mathcal{O}(M+1)$
对比方案 3	$\mathcal{O}\left(\tau_1(M+1)^{4.5} \log \frac{1}{\omega}\right)$

4 结 论

本文研究了 STARS 辅助的 SWIPT-NOMA 通信系统, 在用户 QoS、能量收集和 STARS 处相移约束下, 通过联合优化用户发射功率和 STARS 处的反射和透射相移, 最小化了 BS 发射功率。基于 AO 优化算法, 将联合优化问题分解为两部分, 首先利用 SROCR 算法来解决非凸相移矩阵约束, 再与用户发射功率交替求解。仿真结果表明本文所提算法功耗更低。

参考文献:

- [1] VARSHNEY L R. Transporting information and energy simultaneously [C]//IEEE International Symposium on Information Theory, 2008: 1612-1616.
- [2] LIU L, ZHANG R, CHUA K C. Wireless information transfer with opportunistic energy harvesting [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(1): 288-300.
- [3] LIU L, ZHANG R, CHUA K C. Wireless information and power transfer: A dynamic power splitting approach [J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(9): 3990-4001.
- [4] WU Q, CHEN W, TAO M, et al. Resource allocation for joint transmitter and receiver energy efficiency maximization in downlink OFDMA systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(2): 416-430.
- [5] ZHOU J S, SUN Y J, CAO Q, et al. QoS-based robust power optimization for SWIPT NOMA system with statistical CSI [J]. IEEE Transactions on Green Communications and Networking, 2019, 3(3): 765-773.
- [6] YUAN Y, XU Y Q, YANG Z, et al. Energy efficiency optimization in full-duplex user-aided cooperative SWIPT NOMA systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(8): 5753-5767.
- [7] TANG J, YU Y, LIU M Q, et al. Joint power allocation and splitting control for SWIPT-enabled NOMA systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(1): 120-133.
- [8] WU Q Q, ZHANG R. Towards smart and reconfigurable environment: Intelligent reflecting surface aided wireless network [J]. IEEE Communications Magazine, 2020, 58(1): 106-112.
- [9] 孙巍, 宋清洋, 郭磊. 智能反射表面辅助的无线携能通信网络资源分配算法 [J]. 通信学报, 2022, 43(2): 34-43.
SUN Wei, SONG Qingyang, GUO Lei. Resource allocation algorithm for intelligent reflecting surface-aided SWIPT networks [J]. Journal on Communications, 2022, 43(2): 34-43. (in Chinese)
- [10] 朱政宇, 徐金雷, 孙钢灿, 等. 基于 IRS 辅助的 SWIPT 物联网系统安全波束成形设计 [J]. 通信学报, 2021, 42(4): 185-193.
ZHU Zhengyu, XU Jinlei, SUN Gangcan, et al. Secure beamforming design for IRS-assisted SWIPT internet of things system [J]. Journal on Communications, 2021, 42(4): 185-193. (in Chinese)
- [11] XIA L, YANG Z, CUI J J, et al. Transmit power minimization for IRS-assisted cooperative NOMA Networks with SWIPT [C]//13th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), 2021: 1-6.
- [12] LI Z D, CHEN W, WU Q Q, et al. Joint beamforming design and power splitting optimization in IRS-assisted SWIPT NOMA networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(3): 2019-2033.
- [13] LIU Y W, MU X D, XU J Q, et al. STAR: Simultaneous transmission and reflection for 360° coverage by intelligent surfaces [J]. IEEE Wireless Communications, 2022, 28(6): 102-109.
- [14] XU J Q, LIU Y W, MU X D, et al. STAR-RISs: Simultaneous transmitting and reflecting reconfigurable intelligent surfaces [J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(9): 3134-3138.
- [15] WU C Y, MU X D, LIU Y W, et al. Resource allocation in STAR-RIS-aided networks: OMA and NOMA [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(9): 7653-7667.
- [16] ZUO J K, LIU Y W, DING Z G, et al. Joint design for simultaneously transmitting and reflecting (STAR) RIS assisted NOMA systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(1): 611-626.
- [17] MU X D, LIU Y W, GUO L, et al. Simultaneously transmitting and reflecting (STAR) RIS aided wireless communications [J]. IEEE Transactions Wireless Communications, 2022, 21(5): 3083-3098.
- [18] ZHU J Y, HUANG Y M, WANG J H, et al. Power efficient IRS-assisted NOMA [J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(2): 900-913.
- [19] GRANT M, BOYD S. CVX: MATLAB software for disciplined convex programming, version 2.1. [EB/OL]. [2023-02-20]. <http://cvxr.com/cvx/>.
- [20] CAO P, THOMPSON J, POOR H V. A sequential constraint relaxation algorithm for rank-one constrained problems [C]//25th European Signal Processing Conference (EUSIPCO), 2017: 1060-1064.