

IRS 辅助的异构 SWIPT-NOMA 系统资源分配方案

季薇, 刘子卿

(南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003)

摘要: 考虑到未来大型物联网中待服务用户的异构性 (接收机产自不同制造商, 且具有不同结构、不同功能) 和服务需求的多样性, 针对功率分割 (PS) 用户和时间切换 (TS) 用户共存的异构场景, 提出一种 IRS 辅助的无线携能通信 (SWIPT) 非正交多址接入 (NOMA) 通信系统模型。在满足两类用户服务质量的条件下, 通过联合优化基站的有源波束成形、IRS 的无源相移矩阵、PS 用户的功率分割系数、TS 用户时间切换系数以及两类用户的串行干扰消除解码顺序来最小化基站的发射功率。为解决该非凸问题, 采用基于连续凸逼近的交替迭代方法将问题拆分成多个子问题。针对 IRS 相移的无源波束成形优化子问题, 采用连续秩一约束松弛方法求解。仿真结果表明, IRS 辅助的通信系统基站发射功率明显低于无 IRS 方案; IRS 辅助的 NOMA 通信系统基站发射功率低于 IRS 辅助的正交多址接入通信系统; IRS 辅助的 PS-SWIPT 系统基站发射功率低于 IRS 辅助的 TS-SWIPT 系统。

关键词: 智能发射面; 无线携能通信; 非正交多址接入; 资源分配

中图分类号: TN92

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2024027

Resource allocation scheme for IRS assisted heterogeneous SWIPT-NOMA system

Ji Wei, Liu Ziqing

College of Telecommunications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China

Abstract: Considering the heterogeneity of users to be served (different receiver structures) and the diversity of service requirements in the future large-scale Internet of things, an IRS-assisted simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT) non-orthogonal multiple access (NOMA) communication system model for heterogeneous scenarios where power splitting (PS) users and time switching (TS) users coexist was proposed. Under the condition of satisfying the quality of service of the proposed scheme was better than other schemes two types of users, the transmit power of the base station was minimized by jointly optimizing the active beamforming of the base station, the passive phase shift matrix of the IRS, the power splitting ratio of the PS users, the time switching coefficient of the TS users and the successive interference cancellation decoding order of the two types of users. In order to solve the non-convex problem, an alternating iterative method based on successive convex approximation was used to split the problem into multiple sub-problems. For the passive beamforming optimization sub-problem of IRS phase shift, the sequential rank-one constraint relaxation approach was used to solve it. Simulation results show that the base station transmission power of the IRS-assisted communication system is significantly lower than that of the non-IRS scheme, the base station transmission power of IRS-assisted NOMA communication system is lower than that of IRS-assisted orthogonal multiple access communication system, the base station transmission power of the IRS-assisted PS-SWIPT system is lower than that of the IRS-assisted TS-SWIPT system.

Keywords: IRS, SWIPT, NOMA, resource allocation

收稿日期: 2023-10-12; 修回日期: 2023-12-26

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61871238, No.62271265)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61871238, No.62271265)

0 引言

随着物联网和移动互联网等新兴服务的蓬勃发展,全球物联网设备(如电子平板电脑、传感器、可穿戴设备等)的数量预计从2021年的138亿猛增至2025年的309亿^[1]。无线设备的激增给6G通信系统的大规模连接、频谱效率、能耗和部署成本等关键指标带来了前所未有的挑战^[2-3]。为满足未来网络的大规模连接和用户更高的服务要求,非正交多址接入(NOMA, non-orthogonal multiple access)技术在学术界和工业界引起了广泛关注。与传统的正交多址接入(OMA, orthogonal multiple access)技术不同,NOMA支持多个用户共享相同的资源,如时间、频率和编码等,因此,它可以支持用户的大规模连接。具体而言,以下行链路的功率域NOMA为例,分别在基站和用户处应用叠加编码和串行干扰消除(SIC, successive interference cancellation)技术,信道增益较强的用户可以在解码之前消除信道增益较弱的用户造成的同信道干扰,从而提高频谱效率并且满足用户更高的服务质量要求^[4-6]。

另一方面,随着无线设备的激增,网络设备的能耗也将呈指数级增加。大规模的物联网无线传感器设备通常需配备电池供电,然而电池的寿命有限,需定期进行更换,特别是固定在高风险地区的无线传感器设备,电池的更换势必会带来高额的成本。为了解决这一问题,人们将无线能量收集技术应用于无线传感器设备,使其能够从风能、太阳能等自然资源中收集能量,然而这些资源具有随机性和脉冲性的特点,不能够提供持续稳定的供电服务,难以满足服务质量(QoS, quality of service)的要求^[7]。射频(RF, radio frequency)信号具有既可以承载信息,又可以承载能量的物理特性,并且成本低廉,易于从基站、电视或者无线电广播信号中获得,能够提供持续稳定的服务^[8]。因此,基于RF信号的无线携能技术受到了广泛关注,其全称是无线携能通信(SWIPT, simultaneous wireless information and power transfer),是无线信息传输和无线能量传输融合后的产物,可以通过RF信号同时传输信息和能量。目前,SWIPT技术主要存在3种接收机结构^[9-10]。一种是分离的接收机结构,即信息解码和能量收集分别由2个分离的接收机实现,这种接收器结构可以根据信道状态信息和2个

分离的接收机对发射机的反馈来解决可达信息速率和收集能量之间的权衡问题。然而,分离的接收机结构会造成SWIPT的物理层安全问题,能量收集接收机通常是通信系统中潜在的窃听者,在通信过程中窃听信息解码接收机的信息^[11]。为解决这一问题,文献[12]提出另外2种接收机:功率分割(PS, power splitting)接收机和时间切换(TS, time switching)接收机。功率分割接收机将接收机接收的信号分割成2个不同的功率流,其中一部分用于信息的解码,另一部分用于能量的收集,通过调整功率分割系数,便可根据系统需要实现信息速率和能量收集之间的平衡;时间切换接收机的接收机天线周期性地在信息解码和能量收集之间进行切换,即一个时隙内将接收到的RF信号进行能量收集,另一个时隙内将接收到的RF信号进行信息解码,该接收机主要由射频能量收集器、信息解码器和用于时间切换的开关三部分组成。此外,TS接收机通常需要精确的信息/能量调度和时间同步^[9-10]。

最近,智能反射面(IRS, intelligent reflecting surface)因其能够灵活调整和操控收发器之间的无线信道,吸引了学术界和工业界的广泛关注。此外,智能反射面可以大大提高频谱效率、能源效率和网络覆盖率,同时降低网络成本,被认为是6G无线通信系统的关键技术。具体而言,智能反射面由大量低成本和无源的反射元件组成,每个元件都能够对入射到其上的信号施加相位变化,通过调整入射信号的幅度和相位,实现无线信道的重构^[13]。与传统的中继不同,智能反射面是一种无源器件,它只被动地反射入射信号而不进行信号处理,因此不会引入额外噪声。此外,智能反射面是一种补充设备,因此它可以很容易地集成到当前的无线网络中,而不需要修改物理层标准,从而使其对用户透明^[14]。总而言之,智能反射面辅助的无线网络可以在大规模连接、频谱效率、能源效率和成本等方面满足未来6G网络的挑战^[15]。

基于智能反射面的这些显著优势,IRS辅助的无线通信网络在不同场景和不同技术中的应用得到了广泛研究,包括IRS辅助的下行多用户通信^[16]、IRS辅助的多输入多输出(MIMO, multiple input multiple output)^[17]、IRS辅助的大规模MIMO^[18]、IRS辅助的移动边缘计算^[19]、IRS辅助的物理层安全通信^[20]和IRS辅助的无人机通信^[21]等。此外,

许多学者正致力于研究IRS辅助的NOMA通信和IRS辅助的SWIPT。对于IRS辅助的NOMA通信,文献[22]考虑了一种单输入单输出的NOMA网络,通过联合优化解码顺序、信道选择和IRS相移矩阵,最大化系统的吞吐量。文献[23]提出了一种用于多小区IRS辅助的NOMA通信系统的资源分配新框架,来最大化系统的可达和速率。文献[24]提出了IRS辅助的下行链路能量效率MISO传输方案,该方案通过优化基站端有源的波束成形向量和IRS的相移,大大降低了基站端的总发射功率。文献[25]研究了IRS辅助的毫米波NOMA系统,在满足SIC解码速率约束、最低速率约束以及IRS相移约束的条件下,最大化系统和速率。文献[26]考虑不完美信道状态信息(CSI, channel status information)下的IRS辅助的NOMA通信系统,通过联合优化有源以及无源波束成形矩阵最大化系统和速率。文献[27]提出了一种IRS辅助的NOMA通信系统,分别讨论了理想IRS相移、连续IRS相移、离散IRS相移对性能的影响。

与此同时,对于IRS辅助的SWIPT系统,学术界也进行了大量研究。文献[28]研究了IRS辅助的SWIPT系统的和速率最大化问题,针对系统中存在的两类用户即信息用户和能量用户,证明了不需为能量用户设计专用的能量信号。文献[29]采用一种新的优化算法,在分别满足信息用户和能量用户的服务质量的条件下,通过联合优化基站的预编码和IRS的相移,最小化基站的发射功率。文献[30]研究了IRS辅助的SWIPT物联网系统中的物理层安全问题,联合优化干扰机协方差矩阵、基站以及IRS波束成形,最大化能量收集功率。文献[11]提出了一种IRS辅助的PS-SWIPT系统,考虑物理层安全通信问题,联合优化基站的波束成形矩阵、IRS无源波束成形和PS功率分配系数,最大化用户可达保密速率。文献[31]研究了IRS辅助的SWIPT-MIMO系统,其中将能量用户放于基站侧,采用块坐标下降法联合优化基站的发送预编码矩阵和IRS相移矩阵,最大化信息用户的加权和速率。文献[32]考虑信息用户和能量用户对服务质量的不同需求,提出一种IRS辅助的SWIPT-NOMA系统,仿真结果表明,所提方案可以更好地服务信息用户以及能量用户。文献[33]提出了一种IRS辅助的SWIPT-NOMA网络架构,其中IRS用于提高

NOMA性能和SWIPT的无线功率传输效率,在满足每个用户的服务质量要求和能量收集阈值的条件下,联合优化串行干扰消除解码顺序、基站发射波束成形向量、功率分割比和IRS相移向量,最小化基站的发射功率,仿真结果表明,与无IRS的辅助网络相比,IRS辅助的SWIPT-NOMA网络可以将基站的发射功率降低51.13%。

在现有的IRS辅助的SWIPT系统的研究中,大多数仅考虑单一类型无线携能通信接收机存在的通信场景,然而在实际的网络系统中,需要服务的用户多种多样,如移动设备、笔记本等,并且需要服务的用户可能由不同的制造商生产且具有不同的结构、功能以及不同的服务需求,异构的SWIPT更符合未来6G网络万物互联的通信场景。此外,IRS被认为是6G无线通信系统中的关键技术。IRS的引入,一方面可以提高通信系统的整体性能,另一方面可以增大不同用户之间的信道差异性。在NOMA系统中,用户之间的信道差异性越明显,其性能越好,IRS的引入可以充分发挥NOMA系统的优势。因此,本文主要研究工作如下。

1) 针对未来6G网络万物互联的通信场景,提出一种PS用户和TS用户共存的IRS辅助的SWIPT-NOMA通信系统模型。在满足两类用户服务质量以及SIC解码速率约束的条件下,通过联合优化基站的有源波束成形、IRS的无源相移矩阵、PS用户的功率分割比、TS用户的时间切换系数以及两类用户的SIC解码顺序来最小化基站的发射功率。与传统的SWIPT-OMA通信系统模型相比,SIC解码速率约束为多变量非凸约束,难以直接处理,且优化问题为更复杂的多变量相互耦合的非凸优化问题,同样难以直接求解。

2) 为了解决该非凸问题,采用基于连续凸逼近(SCA, successive convex approximation)的交替迭代方法将问题拆分成多个子问题。首先,基于等效信道增益确定SIC解码顺序。然后,在给定两类用户的SIC解码顺序下,固定IRS相移矩阵以及PS用户的功率分割系数和TS用户的时间分配系数,优化基站的波束成形向量;已知SIC解码顺序,在基站有源波束成形以及PS用户的功率分割系数和TS用户的时间分配系数的条件下优化IRS无源波束成形向量,针对IRS相移的无源波束成形优化子问题,采用连续秩一约束松弛方法求解。最后,在

已知 SIC 解码顺序, 基站有源波束成形以及 IRS 无源波束成形向量的条件下优化 PS 用户的功率分割系数和 TS 用户的时间分配系数。

3) 仿真结果表明, IRS 辅助的通信系统基站发射功率明显低于无 IRS 方案; IRS 辅助的 NOMA 通信系统基站发射功率低于 IRS 辅助的 OMA 通信系统。本文将 IRS 辅助的纯 PS 用户场景和 IRS 辅助的纯 TS 用户场景进行比较, 2 种场景 (用户个数、所处位置、信道增益、最小信息速率需求和最小能量收集需求相同, 用户工作模式不同), 仿真结果表明, 在本文提出的通信场景中, IRS 辅助的 PS-SWIPT 系统基站发射功率低于 IRS 辅助的 TS-SWIPT 系统。此外, 本文提出的方案基站总能耗均低于其他方案。

1 系统模型

1.1 系统模型

本文考虑如图 1 所示的 IRS 辅助的下行 SWIPT-NOMA 通信系统, 假设基站端具有 M 个发射天线, IRS 配备 N 个反射单元, 服务于系统内的两类 SWIPT 单天线用户, 即 K 个 PS 用户和 L 个 TS 用户。本文假设所有信道为准静态衰落信道, 且所有信道状态信息在基站和 IRS 处是已知的。 $\Theta = \text{diag}(e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_N}) \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 表示 IRS 的相移矩阵, $\mathbf{q} = [q_1, q_2, \dots, q_N] \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ 表示 IRS 的相移向量, 其中 IRS 的第 n 个反射元件由 $q_n = e^{j\theta_n} \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ 表示, $\theta_n \in [0, 2\pi]$ 。需要注意的是, 在实际应用中, 实现连续相移的成本是非常昂贵的, 因此考虑 IRS 的离散相移系数更为实际。然而, 本文考虑计算出系统的理论最优值, 因此仍采用连续相移, 而离散相移作为后续研究工作。如何根据连续相移确定最终的离散相移已得到广泛研究^[34-35], 本文不再赘述。

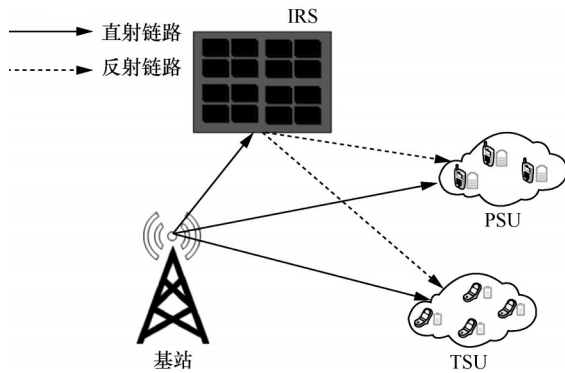


图1 IRS 辅助的下行 SWIPT-NOMA 通信系统

基站端发射信号可以表示为

$$\mathbf{x} = \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k s_k + \sum_{l=1}^L \mathbf{v}_l s_l \quad (1)$$

其中, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示发射信号, $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 和 $\mathbf{v}_l \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 分别表示基站端服务于 PS 用户 k 和 TS 用户 l 的有源波束成形向量, $s_k \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ 和 $s_l \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ 分别表示 PS 用户 k 和 TS 用户 l 的目标信息接收信号。

1.2 PS 用户信息传输和能量收集

对于系统中的第 k 个 PS 用户而言, 其中 $k \in 1, 2, \dots, K$, 其接收信号可以表示为

$$y_{\text{PS},k} = \mathbf{h}_k^H \mathbf{x} + n_k \quad (2)$$

其中, $\mathbf{h}_k^H = \mathbf{h}_{r,k}^H \Theta \mathbf{F} + \mathbf{h}_{d,k}^H \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ 表示第 k 个 PS 用户的等效信道, $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 表示从基站到 IRS 的信道, $\mathbf{h}_{r,k}^H \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ 和 $\mathbf{h}_{d,k}^H \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ 分别表示从 IRS 到 PS 用户 k 以及从基站到 PS 用户 k 的信道, $n_k \sim \text{CN}(0, \sigma_k^2)$ 表示 PS 用户 k 的加性白高斯噪声。

PS 用户工作模式^[9]如图 2 所示。

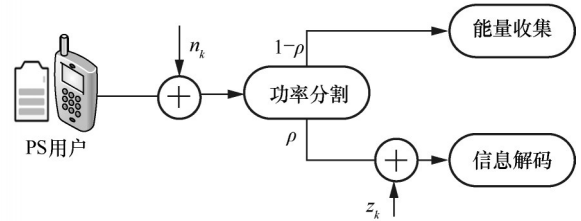


图2 PS 用户工作模式

假设所有 PS 用户的功率分割比分别为 ρ 和 $1 - \rho$, 则其用于信息解码的接收信号可以表示为

$$y_{\text{PS},k}^{\text{ID}} = \sqrt{\rho} (\mathbf{h}_k^H \mathbf{x} + n_k) + z_k \quad (3)$$

其中, $z_k \sim \text{CN}(0, \delta_k^2)$ 表示其功率分割过程中产生的加性白高斯噪声。用于能量收集的接收信号可以表示为

$$y_{\text{PS},k}^{\text{EH}} = \sqrt{1 - \rho} (\mathbf{h}_k^H \mathbf{x} + n_k) \quad (4)$$

由于 PS 用户采用 NOMA 的传输策略, 每个用户采用 SIC 来消除小区内干扰, SIC 的解码顺序由用户的信道功率增益决定, 信道功率增益较强的用户可以对信道功率增益较弱的用户进行消除而不会受到其干扰^[5]。然而, 在 IRS 辅助的 NOMA 系统中, IRS 的引入使基站到用户之间的信道功率增益变得更加复杂。IRS 相移矩阵的变化会影响用户间信道功率增益的强弱顺序, 进而影响其 SIC 解码顺序。因此, 第 k 个 PS 用户的接收信干噪比可以表

示为

$$\text{SINR}_{\text{PS},k}^k = \frac{\rho |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\rho \sum_{D(i) > D(k)} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + \rho \sum_{i=1}^L |\mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_i|^2 + \rho \sigma_k^2 + \delta_k^2} \quad (5)$$

其中, $\mathbf{h}_k^H = \mathbf{h}_{r,k}^H \mathbf{\Theta} \mathbf{F} + \mathbf{h}_{d,k}^H \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ 表示第 k 个 PS 用户的等效信道, $D(k)$ 表示第 k 个 PS 用户的解码顺序, $D(i)$ 表示第 i 个 PS 用户的解码顺序, 其中 $i \in 1, 2, \dots, K$ 。根据这个顺序, 用户 k 在解码自己的信号之前, 先对 $D(i) < D(k)$ 的用户 i 的信号进行解码, 并将 $D(i) > D(k)$ 的用户 i 的信号视为干扰。式(5)分母中第一项表示第 k 个 PS 用户受到解码顺序在其之后的用户的信息干扰, 分母中第二项表示 TS 用户的信息干扰。对应的可达速率可以表示为

$$R_{\text{PS},k}^k = \text{lb}(1 + \text{SINR}_{\text{PS},k}^k) \quad (6)$$

当采用 OMA 传输策略时, 本文采用时分多址接入 (TDMA, time division multiple access) 进行传输, 第 k 个 PS 用户的信干噪比可以表示为

$$\text{SINR}_{\text{PS},k}^{k, \text{OMA}} = \frac{\rho |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\rho \sum_{i=1}^L |\mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_i|^2 + \rho \sigma_k^2 + \delta_k^2} \quad (7)$$

对应的可达速率可以表示为

$$R_{\text{PS},k}^{k, \text{OMA}} = \frac{1}{K} \text{lb}(1 + \text{SINR}_{\text{PS},k}^{k, \text{OMA}}) \quad (8)$$

此外, 对于 $D(k) < D(\bar{k})$ 的第 \bar{k} 个用户, 即在第 \bar{k} 个用户上解码第 k 个用户的信干噪比可以表示为

$$\text{SINR}_{\text{PS},\bar{k}}^k = \frac{\rho |\mathbf{h}_{\bar{k}}^H \mathbf{w}_k|^2}{\rho \sum_{D(i) > D(k)} |\mathbf{h}_{\bar{k}}^H \mathbf{w}_i|^2 + \rho \sum_{i=1}^L |\mathbf{h}_{\bar{k}}^H \mathbf{v}_i|^2 + \rho \sigma_{\bar{k}}^2 + \delta_{\bar{k}}^2} \quad (9)$$

其中, $\mathbf{h}_{\bar{k}}^H = \mathbf{h}_{r,\bar{k}}^H \mathbf{\Theta} \mathbf{F} + \mathbf{h}_{d,\bar{k}}^H \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ 表示第 \bar{k} 个 PS 用户的等效信道, $D(k)$ 表示第 k 个 PS 用户的解码顺序, $D(i)$ 表示第 i 个 PS 用户的解码顺序, 其中 $i \in 1, 2, \dots, K$ 。式(9)分母中第一项表示第 k 个 PS 用户受到解码顺序在其之后的用户的信息干扰, 分母中第二项表示 TS 用户的信息干扰。为保证 SIC 能够成功执行, 需满足以下 SIC 解码速率约束^[33]。

$$\text{SINR}_{\text{PS},k}^k \leq \text{SINR}_{\text{PS},\bar{k}}^k, \quad D(k) < D(\bar{k}) \quad (10)$$

例如, 假设 3 个 PS 用户的解码顺序为 $D(k) = i, i = 1, 2, 3$, 则 PS 用户 2 和 PS 用户 3 的 SIC 解码条件应满足 $\text{SINR}_{\text{PS},1}^1 \leq \text{SINR}_{\text{PS},2}^1$, $\text{SINR}_{\text{PS},1}^1 \leq \text{SINR}_{\text{PS},3}^1$ 和 $\text{SINR}_{\text{PS},2}^2 \leq \text{SINR}_{\text{PS},3}^2$ 。

第 k 个 PS 用户收集的能量可以表示为

$$E_{\text{PS},k} = \eta(1 - \rho) \left(\sum_{i=1}^K |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + \sum_{i=1}^L |\mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_i|^2 + \sigma_k^2 \right) \quad (11)$$

其中, $0 < \eta \leq 1$ 表示能量转换效率。

1.3 TS 用户信息传输和能量收集

对于系统中的第 l 个 TS 用户而言, 其中 $l \in 1, 2, \dots, L$, 其接收信号可以表示为

$$y_{\text{TS},l} = \mathbf{g}_l^H \mathbf{x} + n_l \quad (12)$$

其中, $\mathbf{g}_l^H = \mathbf{g}_{r,l}^H \mathbf{\Theta} \mathbf{F} + \mathbf{g}_{d,l}^H \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ 表示第 l 个 TS 用户的等效信道, $\mathbf{g}_{r,l}^H \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ 和 $\mathbf{g}_{d,l}^H \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ 分别表示从 IRS 到 TS 用户 l 和从基站到 TS 用户 l 的信道, $n_l \sim \text{CN}(0, \sigma_l^2)$ 表示 TS 用户 l 的加性白高斯噪声。

TS 用户工作模式^[9]如图 3 所示。

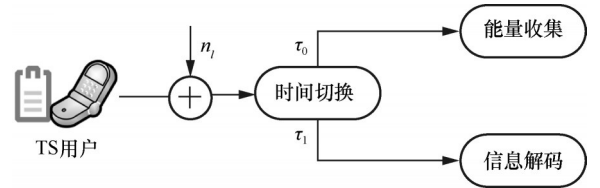


图3 TS用户工作模式

假设 TS 用户在 τ_0 时隙内进行能量收集, 在 τ_1 时隙内进行信息传输, 其中 $\tau_0 + \tau_1 = 1$ 。对于第 l 个 TS 用户, 其在 τ_0 时隙内收集的能量可以表示为

$$E_{\text{TS},l} = \tau_0 \eta \left(\sum_{k=1}^K |\mathbf{g}_l^H \mathbf{w}_k|^2 + \sum_{j=1}^L |\mathbf{g}_l^H \mathbf{v}_j|^2 + \sigma_l^2 \right) \quad (13)$$

其中, $0 < \eta \leq 1$ 表示能量转换效率。TS 用户在 τ_1 时隙内进行信息传输, 同样采用 NOMA 的传输策略, 第 l 个 TS 用户的接收信干噪比可以表示为

$$\text{SINR}_{\text{TS},l}^l = \frac{|\mathbf{g}_l^H \mathbf{v}_l|^2}{\sum_{k=1}^K |\mathbf{g}_l^H \mathbf{w}_k|^2 + \sum_{S(j) > S(l)} |\mathbf{g}_l^H \mathbf{v}_j|^2 + \sigma_l^2} \quad (14)$$

其中, $\mathbf{g}_l^H = \mathbf{g}_{r,l}^H \mathbf{\Theta} \mathbf{F} + \mathbf{g}_{d,l}^H \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ 表示第 l 个 TS 用户的等效信道, $S(l)$ 表示第 l 个 TS 用户的解码顺序, $S(j)$ 表示第 j 个 TS 用户, 其中 $j \in 1, 2, \dots, L$ 。用户 l 在解码自己的信号之前, 先对 $S(j) < S(l)$ 的用户 j 的信号进行解码, 并将 $S(j) > S(l)$ 的用户 j 的信号视为干扰。式(14)分母中第一项表示 PS 用户的信息干扰, 第二项表示第 l 个 TS 用户受到解码顺序在其之后的 TS 用户的信息干扰。对应的可达速率可以表示为

$$R_{\text{TS},l}^l = \tau_1 \text{lb}(1 + \text{SINR}_{\text{TS},l}^l) \quad (15)$$

当采用 OMA 传输策略时, 这里同样采用

TDMA, 第 l 个 TS 用户的接收信干噪比可以表示为

$$\text{SINR}_{\text{TS},l}^{\text{OMA}} = \frac{|\mathbf{g}_l^H \mathbf{v}_l|^2}{\sum_{k=1}^K |\mathbf{g}_l^H \mathbf{w}_k|^2 + \sigma_l^2} \quad (16)$$

其对应的可达速率可以表示为

$$R_{\text{TS},l}^{\text{OMA}} = \frac{\tau_1}{L} \text{lb}(1 + \text{SINR}_{\text{TS},l}^{\text{OMA}}) \quad (17)$$

此外, 对于 $S(l) < S(\bar{l})$ 的第 \bar{l} 个用户, 在第 \bar{l} 个用户上解码第 l 个用户的信号的信干噪比可以表示为

$$\text{SINR}_{\text{TS},\bar{l}}^l = \frac{|\mathbf{g}_{\bar{l}}^H \mathbf{v}_l|^2}{\sum_{k=1}^K |\mathbf{g}_{\bar{l}}^H \mathbf{w}_k|^2 + \sum_{S(j) > S(l)} |\mathbf{g}_{\bar{l}}^H \mathbf{v}_j|^2 + \sigma_{\bar{l}}^2} \quad (18)$$

为了保证 SIC 能够成功执行, 需满足以下 SIC 解码速率约束。

$$\text{SINR}_{\text{TS},\bar{l}}^l \leq \text{SINR}_{\text{TS},\bar{l}}^{\bar{l}}, \quad S(l) < S(\bar{l}) \quad (19)$$

2 问题描述

考虑到未来 6G 物联网通信场景中, 需要服务的用户多种多样, 本文提出一种 PS 用户和 TS 用户共存的 IRS 辅助的 SWIPT-NOMA 通信系统模型。在满足两类用户 (PS 用户和 TS 用户) 服务质量的条件下, 通过联合优化基站的有源波束成形 $\mathbf{w}_k, \mathbf{v}_l$ 、IRS 的无源波束相移矩阵 Θ 、PS 用户的功率分割系数 ρ 、TS 用户时间切换系数 τ_0, τ_1 以及两类用户的 SIC 解码顺序 $D(k), S(l)$ 来最小化基站的发射功率。该优化问题可以表示为

$$\text{P0:} \quad \min_{\mathbf{w}_k, \mathbf{v}_l, \theta_n, \rho, \tau_0, \tau_1, D(k), S(l)} \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 + \sum_{l=1}^L \|\mathbf{v}_l\|^2 \quad (20)$$

$$\text{s.t.} \quad R_{\text{PS},k}^k \geq \gamma_{\text{PS},k} \quad (21)$$

$$E_{\text{PS},k} \geq Q_{\text{PS},k} \quad (22)$$

$$0 < \rho < 1 \quad (23)$$

$$R_{\text{TS},l}^l \geq \gamma_{\text{TS},l} \quad (24)$$

$$E_{\text{TS},l} \geq Q_{\text{TS},l} \quad (25)$$

$$\tau_0 + \tau_1 = 1, \tau_0 \geq 0, \tau_1 \geq 0 \quad (26)$$

$$0 \leq \theta_n \leq 2\pi, \forall n \quad (27)$$

$$D(k) \in \Omega_1, S(l) \in \Omega_2 \quad (28)$$

式(10), 式(19)

其中, 式(21)和式(22)表示 PS 用户的服务质量需求, $\gamma_{\text{PS},k}$ 和 $Q_{\text{PS},k}$ 分别表示 PS 用户 k 的最小信息速率需求和最低能量收集需求; 式(23)表示 PS 用户的 PS 系数; 式(24)和式(25)表示 TS 用户的服务质量需求, $\gamma_{\text{TS},l}$ 和 $Q_{\text{TS},l}$ 分别表示 TS 用户 l 的最小信息速率需求和最低能量收集需求; 式(26)表示 TS 用户的

时间切换系数; 式(27)表示 IRS 反射单元的相移约束; 式(28)表示两类用户的 SIC 解码顺序, Ω_1 和 Ω_2 分别表示 PS 用户和 TS 用户的所有解码顺序的集合; 式(10)和式(19)分别表示 PS 用户和 TS 用户的 SIC 解码速率约束, 保证 SIC 能够成功执行。该问题为多变量相互耦合的非凸优化问题, 难以直接求解。

为了解决该非凸问题, 本文提出一种基于 SCA 的交替迭代方法, 将问题拆分成多个子问题, 针对不同的非凸优化子问题, 采用 SCA 方法将非凸约束转变为凸约束, 然后通过使用 CVX 工具箱求解凸优化问题。

3 优化问题求解

本节采用基于 SCA 的交替迭代方法将原始优化问题拆分成多个子问题。首先, 确定两类用户的 SIC 解码顺序。SIC 的解码顺序由用户的信道功率增益决定, 通过优化 IRS 相移矩阵最大化所有用户的等效信道增益之和, 根据基站到用户的直连信道和基站通过 IRS 反射的级联信道的联合等效信道增益分别确定两类用户的 SIC 解码顺序。然后, 在给定两类用户的 SIC 解码顺序下, 交替迭代优化基站的波束成形向量、IRS 的无源相移矩阵, 以及 PS 用户的功率分割系数和 TS 用户的时间分配系数, 针对各个子问题中的非凸约束, 采用 SCA 方法转化成凸约束, 将非凸问题转化为凸问题。

3.1 基于等效信道增益的 SIC 解码顺序

在 IRS 辅助的 NOMA 通信系统中, 用户的 SIC 解码顺序是一个极其重要的问题。因为在下行 NOMA 通信系统中, 等效信道增益小的用户优先解码, 等效信道增益较高的用户解码顺序更靠后。然而, 在 IRS 辅助的 NOMA 通信系统中, IRS 的反射相移矩阵会影响用户间等效信道增益的排序, 进而影响其 SIC 解码顺序^[24]。此外, 相同的 IRS 相移矩阵对不同用户的等效信道增益的影响也不尽相同。因此先通过优化 IRS 相移矩阵最大化系统内所有用户的等效信道增益之和, 然后通过求得的 IRS 反射相移矩阵, 根据基站到用户的直连信道和基站通过 IRS 反射的级联信道的联合等效信道增益分别确定两类用户的 SIC 解码顺序。其中, 最大化所有用户等效信道增益之和可以表示为

$$\text{P1:} \quad \max_{\Theta} \sum_{k=1}^K \|\mathbf{h}_k^H\|^2 + \sum_{l=1}^L \|\mathbf{g}_l^H\|^2 \quad (29)$$

其中, \mathbf{h}_k^H 和 \mathbf{g}_l^H 分别表示第 k 个 PS 用户和第 l 个 TS 用户的等效信道。引入辅助变量 $\bar{\mathbf{q}} = [\mathbf{q}, 1]^H \in \mathbb{C}^{N+1 \times 1}$, $\mathbf{q} = [q_1, q_2, \dots, q_N] \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ 表示 IRS 的反射相移向量, 其中 $q_n = e^{j\theta_n}$, $\theta_n \in [0, 2\pi]$ 。令 $\mathbf{Q} = \bar{\mathbf{q}}\bar{\mathbf{q}}^H \in \mathbb{C}^{N+1 \times N+1}$, \mathbf{H}_k 和 \mathbf{G}_l 分别为

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} \text{diag}(\mathbf{h}_{r,k}^H)\mathbf{F} \\ \mathbf{h}_{d,k}^H \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N+1 \times M} \quad (30)$$

$$\mathbf{G}_l = \begin{bmatrix} \text{diag}(\mathbf{g}_{r,l}^H)\mathbf{F} \\ \mathbf{g}_{d,l}^H \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N+1 \times M} \quad (31)$$

则有

$$\|\mathbf{h}_{r,k}^H\mathbf{Q}\mathbf{F} + \mathbf{h}_{d,k}^H\|^2 = \|\bar{\mathbf{q}}^H\mathbf{H}_k\|^2 = \text{Tr}(\mathbf{H}_k\mathbf{Q}\mathbf{H}_k^H) \quad (32)$$

$$\|\mathbf{g}_{r,l}^H\mathbf{Q}\mathbf{F} + \mathbf{g}_{d,l}^H\|^2 = \|\bar{\mathbf{q}}^H\mathbf{G}_l\|^2 = \text{Tr}(\mathbf{G}_l\mathbf{Q}\mathbf{G}_l^H) \quad (33)$$

因此, P1 可以转化为

$$\text{P2: } \max_{\mathbf{Q}} \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{H}_k\mathbf{Q}\mathbf{H}_k^H) + \sum_{l=1}^L \text{Tr}(\mathbf{G}_l\mathbf{Q}\mathbf{G}_l^H) \quad (34)$$

$$\text{s.t. } [\mathbf{Q}]_{mm} = 1, n = 1, 2, \dots, n+1 \quad (35)$$

$$\mathbf{Q} \geq \mathbf{0} \quad (36)$$

$$\text{rank}(\mathbf{Q}) = 1 \quad (37)$$

其中, 式(37)为非凸约束, 可以采用半正定松弛 (SDR, semi-definite relaxation) [16]、罚函数法[36]进行处理。传统的 SDR 方法将非凸秩一约束松弛进行求解, 然后使用高斯随机化方法构造秩一解, 这种方法的缺点是构造的秩一解通常是次优解, 甚至是不可行的。本文采用连续秩一约束松弛方法进行求解[37], 该方法使用式(38)替换秩一非凸约束

$$\mathbf{u}_{\max}(\mathbf{Q}^{(i)})^H \mathbf{Q} \mathbf{u}_{\max}(\mathbf{Q}^{(i)}) \geq \alpha^{(i)} \text{Tr}(\mathbf{Q}) \quad (38)$$

其中, $\mathbf{u}_{\max}(\mathbf{Q}^{(i)})$ 表示 $\mathbf{Q}^{(i)}$ 的最大特征值对应的最大特征向量, $\mathbf{Q}^{(i)}$ 表示在第 i 次迭代中 $\alpha^{(i)}$ 所对应的优化解, 通过在每次迭代后将参数 $\alpha^{(i)}$ 从 0 增加到 1, 可以得到局部最优秩一解[37]。P2 问题可以进一步表示为

$$\text{P3: } \max_{\mathbf{Q}} \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{H}_k\mathbf{Q}\mathbf{H}_k^H) + \sum_{l=1}^L \text{Tr}(\mathbf{G}_l\mathbf{Q}\mathbf{G}_l^H) \quad (39)$$

$$\text{s.t. 式(35), 式(36), 式(38)}$$

该问题为一个标准凸问题, 可以使用 CVX 工具箱进行求解, 无源波束成形向量 $\bar{\mathbf{q}}$ 可通过特征值分解求出, 例如 $\mathbf{Q} = \bar{\mathbf{q}}\bar{\mathbf{q}}^H$, 整个算法详细步骤如算法 1 所示。

算法 1 基于连续秩一约束松弛的算法

令 $i = 0$, $\varepsilon = 10^{-3}$, $\alpha^{(i)} = 0$ 求解问题 P3, 获得

$\mathbf{Q}^{(i)}$, 步长 $\delta^{(i)} \in \left[0, \frac{1 - T_{\max}(\mathbf{Q}^{(i)})}{\text{Tr}(\mathbf{Q}^{(i)})}\right]$, 其中

$$T_{\max}(\mathbf{Q}^{(i)}) = \mathbf{u}_{\max}(\mathbf{Q}^{(i)})^H \mathbf{Q} \mathbf{u}_{\max}(\mathbf{Q}^{(i)})$$

1) for 交替更新求解

2) 已知 $\alpha^{(i)}$, $\mathbf{Q}^{(i)}$, 求解问题 P3;

3) if 问题 P3 可解

4) 获得解 $\mathbf{Q}^{(i)}$

5) 更新步长 $\delta^{(i+1)} = \delta^{(i)}$

6) else 问题 P3 不可解

7) 更新步长 $\delta^{(i+1)} = \frac{\delta^{(i)}}{2}$

8) end if

9) 更新 $\alpha^{(i+1)} = \min\left(1, \frac{T_{\max}(\mathbf{Q}^{(i+1)})}{\text{Tr}(\mathbf{Q}^{(i+1)})} + \delta^{(i+1)}\right)$

10) 更新 $i = i + 1$

11) end for

3.2 基站有源波束成形优化

在给定两类用户的 SIC 解码顺序下, 交替迭代优化基站的波束成形向量、IRS 的无源相移矩阵, 以及 PS 用户的功率切割比和 TS 用户的时间分配系数。本节在已知 SIC 解码顺序、IRS 相移矩阵以及 PS 用户的功率分割系数和 TS 用户的时间分配系数的条件下优化基站的波束成形向量。

令 $\mathbf{W}_k = \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \in \mathbb{C}^{M \times M}$, $\mathbf{V}_l = \mathbf{v}_l \mathbf{v}_l^H \in \mathbb{C}^{M \times M}$, 则有

$$|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 = \text{Tr}(\mathbf{W}_i \mathbf{H}_k^H \mathbf{Q} \mathbf{H}_k) = \mathbf{A}_{i,k} \quad (40)$$

$$|\mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_j|^2 = \text{Tr}(\mathbf{V}_j \mathbf{H}_k^H \mathbf{Q} \mathbf{H}_k) = \mathbf{B}_{j,k} \quad (41)$$

$$|\mathbf{g}_l^H \mathbf{w}_i|^2 = \text{Tr}(\mathbf{W}_i \mathbf{G}_l^H \mathbf{Q} \mathbf{G}_l) = \mathbf{C}_{i,l} \quad (42)$$

$$|\mathbf{g}_l^H \mathbf{v}_j|^2 = \text{Tr}(\mathbf{V}_j \mathbf{G}_l^H \mathbf{Q} \mathbf{G}_l) = \mathbf{D}_{j,l} \quad (43)$$

基站波束成形优化问题可以表示为

$$\text{P4: } \min_{\mathbf{W}_k, \mathbf{V}_l} \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k) + \sum_{l=1}^L \text{Tr}(\mathbf{V}_l) \quad (44)$$

$$\text{s.t. } \frac{\mathbf{A}_{k,k}}{\sum_{D(i) > D(k)} \mathbf{A}_{i,k} + \sum_{l=1}^L \mathbf{B}_{l,k} + \sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho}} \geq 2^{\gamma_{\text{rs},k}} - 1 \quad (45)$$

$$\sum_{i=1}^K \mathbf{A}_{i,k} + \sum_{l=1}^L \mathbf{B}_{l,k} \geq \frac{Q_{\text{PS},k}}{\eta(1-\rho)} - \sigma_k^2 \quad (46)$$

$$\frac{\mathbf{D}_{j,l}}{\sum_{k=1}^K \mathbf{C}_{k,l} + \sum_{S(j) > S(l)} \mathbf{D}_{j,l} + \sigma_l^2} \geq 2^{\gamma_{\text{ts},j}} - 1 \quad (47)$$

$$\sum_{k=1}^K \mathbf{C}_{k,l} + \sum_{j=1}^L \mathbf{D}_{j,l} \geq \frac{Q_{\text{TS},l}}{\eta\tau_0} - \sigma_l^2 \quad (48)$$

$$\frac{\frac{A_{k,k}}{\sum_{D(i)>D(k)} A_{i,k} + \sum_{l=1}^L B_{l,k} + \sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho}}}{\frac{A_{k,\bar{k}}}{\sum_{D(i)>D(k)} A_{i,\bar{k}} + \sum_{l=1}^L B_{l,\bar{k}} + \sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho}}} \leq D(k) < D(\bar{k}) \quad (49)$$

$$\frac{\frac{D_{l,l}}{\sum_{k=1}^K C_{k,l} + \sum_{S(j)>S(l)} D_{j,l} + \sigma_l^2}}{\frac{D_{l,\bar{l}}}{\sum_{k=1}^K C_{k,\bar{l}} + \sum_{S(j)>S(l)} D_{j,\bar{l}} + \sigma_l^2}} \leq S(l) < S(\bar{l}) \quad (50)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_k &\geq \mathbf{0}, \mathbf{V}_l \geq \mathbf{0} & (51) \\ \text{rank}(\mathbf{W}_k) &= 1, \text{rank}(\mathbf{V}_l) = 1 & (52) \end{aligned}$$

其中, 式(49)和式(50)分别为 PS 用户和 TS 用户的非凸 SIC 解码速率条件约束。首先对式(49)两边取对数并移项

$$\begin{aligned} \ln(A_{k,k}) - \ln\left(\sum_{D(i)>D(k)} A_{i,k} + \sum_{l=1}^L B_{l,k} + \sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho}\right) - \\ \ln(A_{k,\bar{k}}) + \ln\left(\sum_{D(i)>D(k)} A_{i,\bar{k}} + \sum_{l=1}^L B_{l,\bar{k}} + \sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho}\right) \leq 0 \end{aligned} \quad (53)$$

其中, 第一项和第四项为凹函数, 分别用 $f_1(\mathbf{W}_k)$ 和 $f_2(\mathbf{W}_k, \mathbf{V}_l)$ 表示。采用 SCA 获取 $f_1(\mathbf{W}_k)$ 和 $f_2(\mathbf{W}_k, \mathbf{V}_l)$ 对应的上界分别为^[33]

$$\begin{aligned} f_1(\mathbf{W}_k) &\leq f_1(\mathbf{W}_k^{(t-1)}) + \\ \text{Tr}\left(\nabla_{\mathbf{W}_k}^H f_1(\mathbf{W}_k^{(t-1)})(\mathbf{W}_k - \mathbf{W}_k^{(t-1)})\right) &= \bar{f}_1(\mathbf{W}_k) \quad (54) \\ f_2(\mathbf{W}_k, \mathbf{V}_l) &\leq f_2(\mathbf{W}_k^{(t-1)}, \mathbf{V}_l^{(t-1)}) + \\ \text{Tr}\left(\nabla_{\mathbf{W}_k}^H f_2(\mathbf{W}_k^{(t-1)}, \mathbf{V}_l^{(t-1)})(\mathbf{W}_k - \mathbf{W}_k^{(t-1)})\right) + \\ \text{Tr}\left(\nabla_{\mathbf{V}_l}^H f_2(\mathbf{W}_k^{(t-1)}, \mathbf{V}_l^{(t-1)})(\mathbf{V}_l - \mathbf{V}_l^{(t-1)})\right) &= \\ \bar{f}_2(\mathbf{W}_k, \mathbf{V}_l) & \quad (55) \end{aligned}$$

其中, $\mathbf{W}_k^{(t-1)}$ 和 $\mathbf{V}_l^{(t-1)}$ 表示第 $t-1$ 次迭代时对应的值, $\bar{f}_1(\mathbf{W}_k)$ 和 $\bar{f}_2(\mathbf{W}_k, \mathbf{V}_l)$ 的表达式详见附录 1。因此, 式(53)可以转化为

$$\begin{aligned} \bar{f}_1(\mathbf{W}_k) - \ln\left(\sum_{D(i)>D(k)} A_{i,k} + \sum_{l=1}^L B_{l,k} + \sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho}\right) - \\ \ln(A_{k,\bar{k}}) + \bar{f}_2(\mathbf{W}_k, \mathbf{V}_l) \leq 0 \end{aligned} \quad (56)$$

同理, 式(50)可以转化为

$$\begin{aligned} \ln(D_{l,l}) - \ln\left(\sum_{k=1}^K C_{k,l} + \sum_{S(j)>S(l)} D_{j,l} + \sigma_l^2\right) - \\ \ln(D_{l,\bar{l}}) + \ln\left(\sum_{k=1}^K C_{k,\bar{l}} + \sum_{S(j)>S(l)} D_{j,\bar{l}} + \sigma_l^2\right) \leq 0 \end{aligned} \quad (57)$$

进一步, 可以转化为

$$\begin{aligned} \bar{g}_1(\mathbf{V}_l) - \ln\left(\sum_{k=1}^K C_{k,l} + \sum_{S(j)>S(l)} D_{j,l} + \sigma_l^2\right) - \\ \ln(D_{l,l}) + \bar{g}_2(\mathbf{W}_k, \mathbf{V}_l) \leq 0 \end{aligned} \quad (58)$$

其中, $\bar{g}_1(\mathbf{V}_l)$ 和 $\bar{g}_2(\mathbf{W}_k, \mathbf{V}_l)$ 分别表示式(57)中第一项和第四项的 SCA 上界, 表达式详见附录 1。式(52)为秩一非凸限制, 采用 SDR 方法松弛秩一约束。因此, 问题 P4 可以转化为

$$\text{P5: } \min_{\mathbf{W}_k, \mathbf{V}_l} \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k) + \sum_{l=1}^L \text{Tr}(\mathbf{V}_l) \quad (59)$$

s.t. 式(45)~式(48), 式(51), 式(56), 式(58)

该问题为凸的半正定规划问题, 可以使用 CVX 工具箱直接求解。

3.3 IRS 无源波束成形优化

本节在已知 SIC 解码顺序、基站有源波束成形以及 PS 用户的功率分割系数和 TS 用户的时间分配系数的条件下优化 IRS 无源波束成形向量。

令

$$|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 = \text{Tr}(\mathbf{Q} \mathbf{H}_k \mathbf{W}_i \mathbf{H}_k^H) = \mathbf{X}_{k,i} \quad (60)$$

$$|\mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_j|^2 = \text{Tr}(\mathbf{Q} \mathbf{H}_k \mathbf{V}_j \mathbf{H}_k^H) = \mathbf{Y}_{k,j} \quad (61)$$

$$|\mathbf{g}_l^H \mathbf{w}_i|^2 = \text{Tr}(\mathbf{Q} \mathbf{G}_l \mathbf{W}_i \mathbf{G}_l^H) = \mathbf{S}_{l,i} \quad (62)$$

$$|\mathbf{g}_l^H \mathbf{v}_j|^2 = \text{Tr}(\mathbf{Q} \mathbf{G}_l \mathbf{V}_j \mathbf{G}_l^H) = \mathbf{T}_{l,j} \quad (63)$$

优化问题可以表示为

$$\text{P6: find } \mathbf{Q} \quad (64)$$

$$\text{s.t. } \frac{\mathbf{X}_{k,k}}{\sum_{D(i)>D(k)} \mathbf{X}_{k,i} + \sum_{l=1}^L \mathbf{Y}_{k,l} + \sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho}} \geq 2^{\gamma_{\text{ps},k}} - 1 \quad (65)$$

$$\sum_{i=1}^K \mathbf{X}_{k,i} + \sum_{l=1}^L \mathbf{Y}_{k,l} \geq \frac{Q_{\text{ps},k}}{\eta(1-\rho)} - \sigma_k^2 \quad (66)$$

$$\frac{\mathbf{T}_{l,l}}{\sum_{k=1}^K \mathbf{S}_{l,k} + \sum_{S(j)>S(l)} \mathbf{T}_{l,j} + \sigma_l^2} \geq 2^{\gamma_{\text{ts},l}} - 1 \quad (67)$$

$$\sum_{k=1}^K \mathbf{S}_{l,k} + \sum_{j=1}^L \mathbf{T}_{l,j} \geq \frac{Q_{\text{ts},l}}{\eta\tau_0} - \sigma_l^2 \quad (68)$$

$$\frac{\frac{\mathbf{X}_{k,k}}{\sum_{D(i)>D(k)} \mathbf{X}_{k,i} + \sum_{l=1}^L \mathbf{Y}_{k,l} + \sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho}}}{\frac{\mathbf{X}_{\bar{k},k}}{\sum_{D(i)>D(k)} \mathbf{X}_{\bar{k},i} + \sum_{l=1}^L \mathbf{Y}_{\bar{k},l} + \sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho}}} \leq D(k) < D(\bar{k}) \quad (69)$$

$$\frac{\frac{\mathbf{T}_{l,l}}{\sum_{k=1}^K \mathbf{S}_{l,k} + \sum_{S(j)>S(l)} \mathbf{T}_{l,j} + \sigma_l^2}}{\frac{\mathbf{T}_{l,\bar{l}}}{\sum_{k=1}^K \mathbf{S}_{l,k} + \sum_{S(j)>S(l)} \mathbf{T}_{l,j} + \sigma_l^2}} \leq$$

$$\frac{T_{l,l}}{\sum_{k=1}^K S_{l,k} + \sum_{S(j) > S(l)} T_{l,j} + \sigma_l^2}, S(l) < S(\bar{l}) \quad (70)$$

$$[\mathbf{Q}]_{nn} = 1, n = 1, 2, \dots, n+1 \quad (71)$$

$$\mathbf{Q} \geq 0 \quad (72)$$

$$\text{rank}(\mathbf{Q}) = 1 \quad (73)$$

其中, 式(69)和式(70)分别为PS用户和TS用户的非凸SIC解码速率条件约束。首先对式(69)两边取对数并移项

$$\begin{aligned} & \ln(\mathbf{X}_{k,k}) - \ln\left(\sum_{D(i) > D(k)} \mathbf{X}_{k,i} + \sum_{l=1}^L \mathbf{Y}_{k,l} + \sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho}\right) - \\ & \ln(\mathbf{X}_{\bar{k},k}) + \ln\left(\sum_{D(i) > D(k)} \mathbf{X}_{\bar{k},i} + \sum_{l=1}^L \mathbf{Y}_{\bar{k},l} + \sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho}\right) \leq 0 \end{aligned} \quad (74)$$

其中, 第一项和第四项为凹函数, 分别用 $F_1(\mathbf{Q})$ 和 $F_2(\mathbf{Q})$ 表示。采用SCA获取 $F_1(\mathbf{Q})$ 和 $F_2(\mathbf{Q})$ 对应的上界分别为^[33]

$$\begin{aligned} & F_1(\mathbf{Q}) \leq F_1(\mathbf{Q}^{(t-1)}) + \\ & \text{Tr}(\nabla_{\mathbf{Q}}^H F_1(\mathbf{Q}^{(t-1)})(\mathbf{Q} - \mathbf{Q}^{(t-1)})) = \bar{F}_1(\mathbf{Q}) \end{aligned} \quad (75)$$

$$\begin{aligned} & F_2(\mathbf{Q}) \leq F_2(\mathbf{Q}^{(t-1)}) + \\ & \text{Tr}(\nabla_{\mathbf{Q}}^H F_2(\mathbf{Q}^{(t-1)})(\mathbf{Q} - \mathbf{Q}^{(t-1)})) = \bar{F}_2(\mathbf{Q}) \end{aligned} \quad (76)$$

其中, $\mathbf{Q}^{(t-1)}$ 表示第 $t-1$ 次迭代时对应的值, $\bar{F}_1(\mathbf{Q})$ 和 $\bar{F}_2(\mathbf{Q})$ 的表达式详见附录1, 因此式(74)可以转化为

$$\begin{aligned} & \bar{F}_1(\mathbf{Q}) - \ln\left(\sum_{D(i) > D(k)} \mathbf{X}_{k,i} + \sum_{l=1}^L \mathbf{Y}_{k,l} + \sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho}\right) - \\ & \ln(\mathbf{X}_{\bar{k},k}) + \bar{F}_2(\mathbf{Q}) \leq 0 \end{aligned} \quad (77)$$

同理, 式(70)可以转化为

$$\begin{aligned} & \ln(T_{l,l}) - \ln\left(\sum_{k=1}^K S_{l,k} + \sum_{S(j) > S(l)} T_{l,j} + \sigma_l^2\right) - \\ & \ln(T_{l,j}) + \ln\left(\sum_{k=1}^K S_{l,k} + \sum_{S(j) > S(l)} T_{l,j} + \sigma_l^2\right) \leq 0 \end{aligned} \quad (78)$$

进一步, 可以转化为

$$\begin{aligned} & \bar{\mathbf{G}}_1(\mathbf{Q}) - \ln\left(\sum_{i=1}^K S_{l,i} + \sum_{S(j) > S(l)} T_{l,j} + \sigma_l^2\right) - \\ & \ln(T_{l,l}) + \bar{\mathbf{G}}_2(\mathbf{Q}) \leq 0 \end{aligned} \quad (79)$$

其中, $\bar{\mathbf{G}}_1(\mathbf{Q})$ 和 $\bar{\mathbf{G}}_2(\mathbf{Q})$ 分别表示式(78)中第一项和第四项的SCA上界, 表达式详见附录1。式(73)为秩一非凸限制, 采用3.1节中的连续秩一约束松弛方法, 使用式(38)替换非凸秩一约束。因此问题P6可以转化为

$$\text{P7: find } \mathbf{Q} \quad (80)$$

s.t. 式(38), 式(65)~式(68), 式(71), 式(72), 式(77), 式(79)

该问题为一个标准凸问题, 可以使用CVX工具箱进行求解, 无源波束成形向量 $\bar{\mathbf{q}}$ 可通过特征值分解求出, 例如 $\mathbf{Q} = \bar{\mathbf{q}}\bar{\mathbf{q}}^H$ 。

3.4 PS功率分割系数和TS时间分配系数优化

本节在已知SIC解码顺序、基站有源波束成形以及IRS无源波束成形向量的条件下优化PS用户的功率分割系数和TS用户的时间分配系数。时间分配系数采用一维搜索法求解寻找最优的时间分配系数。此时, 当固定其余优化变量, 功率分割系数优化问题可以表示为

$$\text{P8: find } \rho \quad (81)$$

s.t. 式(45), 式(46), 式(49)

该问题为凸优化问题, 可直接使用CVX工具箱求解。

4 算法与性能分析

4.1 基于SCA的交替迭代算法

综上所述, 采用基于SCA的交替迭代方法将原始优化问题拆分成多个子问题。首先, 确定两类用户的SIC解码顺序。然后, 在给定两类用户的SIC解码顺序下, 交替迭代优化基站的波束成形向量、IRS的无源相移矩阵, 以及PS用户的功率分割系数和TS用户的时间分配系数, 针对各个子问题中的非凸约束, 采用SCA方法转化成凸约束。整个算法详细步骤如算法2所示。

算法2 基于连续凸逼近的交替迭代算法

通过求解问题P3确定两类用户的SIC解码顺序

- 1) for 已知两类用户的SIC解码顺序, 一维搜索时间分配系数 $\tau_0 \in (0, 1)$
- 2) 初始化可行解 $\{\mathbf{w}_i\}^{(0)}, \{\mathbf{v}_j\}^{(0)}, \{\boldsymbol{\theta}_n\}^{(0)}, \rho^{(0)}$, 令 $t = 0, \varepsilon = 10^{-3}$
- 3) for 交替迭代 $\{\mathbf{w}_i\}, \{\mathbf{v}_j\}, \{\boldsymbol{\theta}_n\}, \rho$
- 4) 已知IRS相移矩阵 $\{\boldsymbol{\theta}_n\}^{(t)}$, 时间分配系数 τ_0 , 功率分割系数 $\rho^{(t)}$, 求解问题P5, 并获得 $\{\mathbf{w}_i\}^{(t+1)}$ 和 $\{\mathbf{v}_j\}^{(t+1)}$
- 5) 已知基站波束成形 $\{\mathbf{w}_i\}^{(t+1)}$ 和 $\{\mathbf{v}_j\}^{(t+1)}$, 时间分配系数 τ_0 , 功率分割系数 $\rho^{(t)}$, 求解问题P7, 并获得

- 6) 已知基站波束成形 $\{\mathbf{w}_i\}^{(t+1)}$ 和 $\{\mathbf{v}_j\}^{(t+1)}$, 时间分配系数 τ_0 , IRS 相移矩阵 $\{\boldsymbol{\theta}_n\}^{(t+1)}$, 求解问题 P8, 并获得 $\rho^{(t+1)}$
- 7) 更新 $t = t + 1$
- 8) end for
- 9) end for
- 10) 输出最优时间分配系数 τ_0^* , 及其对应的 $\{\mathbf{w}_i\}, \{\mathbf{v}_j\}, \{\boldsymbol{\theta}_n\}, \rho$

4.2 算法复杂度以及收敛分析

4.2.1 算法复杂度分析

在每一次迭代中, 由于问题 P3 和 P5 均为优化 IRS 相移, 两者都是通过内点法求解松弛的 SDP 问题, 因此问题 P3 和 P5 在求解 SDP 问题的计算复杂度可以表示为 $\mathcal{O}((N+1)^{3.5})$, 采用内点法求解问题 P7 的计算复杂度为 $\mathcal{O}((K+L)M^{3.5})$ ^[38-39], 优化功率分割系数和时间分配系数的算法复杂度为 $\mathcal{O}(I_0)$, 其中 I_0 表示一维搜索迭代次数。假设算法达到收敛所需的迭代次数为 I_1 , 则算法 2 的整体计算复杂度为 $\mathcal{O}(I_1((N+1)^{3.5} + (K+L)M^{3.5} + I_0))$ 。

4.2.2 算法收敛性分析

算法 2 中首先确定 SIC 解码顺序, 然后一维搜索时间分配系数 τ_0 , 整体算法收敛性主要取决于内部交替迭代过程, 其收敛性证明如下。

定义 $\{\mathbf{w}_i\}^{(t)}$ 和 $\{\mathbf{v}_j\}^{(t)}$ 为第 t 次迭代问题 P5 的解, $\{\boldsymbol{\theta}_n\}^{(t)}$ 和 $\rho^{(t)}$ 分别为问题 P7 和 P8 的解, 目标函数可以表示为 $\mathcal{P}(\{\mathbf{w}_i\}^{(t)}, \{\mathbf{v}_j\}^{(t)}, \{\boldsymbol{\theta}_n\}^{(t)}, \rho^{(t)}, \tau_0)$ 。在算法 2 的步骤 4) 中, 给定 $\{\boldsymbol{\theta}_n\}^{(t)}$, $\rho^{(t)}$ 和 τ_0 , 可以得到基站发射波束成形向量。因此有

$$\begin{aligned} & \mathcal{P}(\{\mathbf{w}_i\}^{(t)}, \{\mathbf{v}_j\}^{(t)}, \{\boldsymbol{\theta}_n\}^{(t)}, \rho^{(t)}, \tau_0) \geq \\ & \mathcal{P}(\{\mathbf{w}_i\}^{(t+1)}, \{\mathbf{v}_j\}^{(t+1)}, \{\boldsymbol{\theta}_n\}^{(t)}, \rho^{(t)}, \tau_0) \end{aligned} \quad (82)$$

在算法 2 的步骤 5) 中, 已知基站波束成形 $\{\mathbf{w}_i\}^{(t+1)}$ 和 $\{\mathbf{v}_j\}^{(t+1)}$, 时间分配系数 τ_0 , 功率分割系数 $\rho^{(t)}$, 求解问题 P7, 并获得 $\{\boldsymbol{\theta}_n\}^{(t+1)}$ 。因此有

$$\begin{aligned} & \mathcal{P}(\{\mathbf{w}_i\}^{(t+1)}, \{\mathbf{v}_j\}^{(t+1)}, \{\boldsymbol{\theta}_n\}^{(t)}, \rho^{(t)}, \tau_0) \geq \\ & \mathcal{P}(\{\mathbf{w}_i\}^{(t+1)}, \{\mathbf{v}_j\}^{(t+1)}, \{\boldsymbol{\theta}_n\}^{(t+1)}, \rho^{(t)}, \tau_0) \end{aligned} \quad (83)$$

在算法 2 的步骤 6) 中, 已知基站波束成形 $\{\mathbf{w}_i\}^{(t+1)}$ 和 $\{\mathbf{v}_j\}^{(t+1)}$, 时间分配系数 τ_0 , IRS 相移矩阵 $\{\boldsymbol{\theta}_n\}^{(t+1)}$, 求解问题 P8, 并获得 $\rho^{(t+1)}$ 。因此有

$$\begin{aligned} & \mathcal{P}(\{\mathbf{w}_i\}^{(t+1)}, \{\mathbf{v}_j\}^{(t+1)}, \{\boldsymbol{\theta}_n\}^{(t)}, \rho^{(t)}, \tau_0) \geq \\ & \mathcal{P}(\{\mathbf{w}_i\}^{(t+1)}, \{\mathbf{v}_j\}^{(t+1)}, \{\boldsymbol{\theta}_n\}^{(t+1)}, \rho^{(t+1)}, \tau_0) \end{aligned} \quad (84)$$

基于以上分析, 可以得到

$$\begin{aligned} & \mathcal{P}(\{\mathbf{w}_i\}^{(t)}, \{\mathbf{v}_j\}^{(t)}, \{\boldsymbol{\theta}_n\}^{(t)}, \rho^{(t)}, \tau_0) \geq \\ & \mathcal{P}(\{\mathbf{w}_i\}^{(t+1)}, \{\mathbf{v}_j\}^{(t+1)}, \{\boldsymbol{\theta}_n\}^{(t+1)}, \rho^{(t+1)}, \tau_0) \end{aligned} \quad (85)$$

这表明在算法 2 的内部循环内, 每次迭代后目标函数的值都不增加, 由于 P5、P7、P8 的目标函数值有一个有限的下界, 可以保证整个算法 2 的收敛性。

5 仿真与性能分析

本节通过 MATLAB 仿真结果来展示本文提出的 IRS 辅助的 SWIPT-NOMA 的性能。基站到 IRS、基站到 PS 用户、基站到 TS 用户、IRS 到 PS 用户、IRS 到 TS 用户的距离分别用 d_{BI} 、 $d_{\text{BP},k}$ 、 $d_{\text{BT},l}$ 、 $d_{\text{IP},k}$ 、 $d_{\text{IT},l}$ 表示。所有信道的路径损耗模型^[14]可以表示为

$$\text{PL}(d) = C_0 \left(\frac{d}{d_0} \right)^{-a} \quad (86)$$

其中, $C_0 = -30$ dB 为参考距离 $d_0 = 1$ m 处的路径损耗, d 为路径距离, a 为路径损耗指数。基站到两类用户的路径损耗指数 $a_1 = 3.8$, 基站到 IRS 的路径损耗指数 $a_2 = 1.6$, IRS 到两类用户的损耗指数 $a_3 = 2.2$ 。对于小尺度衰落, 基站到两类用户和 IRS 到两类用户均采用瑞利衰落信道模型^[9], 其对应的信道模型可以表示为

$$\mathbf{h}_{d,k} = \sqrt{\text{PL}(d_{\text{BP},k})} \mathbf{h}_{d,k}^{\text{NLoS}} \quad (87)$$

$$\mathbf{g}_{d,l} = \sqrt{\text{PL}(d_{\text{BT},l})} \mathbf{g}_{d,l}^{\text{NLoS}} \quad (88)$$

$$\mathbf{h}_{r,k} = \sqrt{\text{PL}(d_{\text{IP},k})} \mathbf{h}_{r,k}^{\text{NLoS}} \quad (89)$$

$$\mathbf{g}_{r,l} = \sqrt{\text{PL}(d_{\text{IT},l})} \mathbf{g}_{r,l}^{\text{NLoS}} \quad (90)$$

其中, $\mathbf{h}_{d,k}^{\text{NLoS}}$ 、 $\mathbf{g}_{d,l}^{\text{NLoS}}$ 、 $\mathbf{h}_{r,k}^{\text{NLoS}}$ 、 $\mathbf{g}_{r,l}^{\text{NLoS}}$ 分别表示对应的瑞利衰落分量。基站到 IRS 采用莱斯衰落信道模型^[14], 其对应的信道模型可以表示为

$$\mathbf{F} = \sqrt{\text{PL}(d_{\text{BI}})} \left(\sqrt{\frac{K_{\text{BI}}}{K_{\text{BI}} + 1}} \mathbf{F}^{\text{LoS}} + \sqrt{\frac{1}{K_{\text{BI}} + 1}} \mathbf{F}^{\text{NLoS}} \right) \quad (91)$$

其中, K_{BI} 表示莱斯因子, \mathbf{F}^{LoS} 和 \mathbf{F}^{NLoS} 分别表示确定性视线线路 (LoS, line of sight) 路径分量和瑞利衰落分量。假设基站和 IRS 分别位于 (0, 0) 和 (10, 10), 其中基站天线数 $M = 16$, IRS 元件数 $N = 40$ 。 $K = 3$ 个 PS 用户随机分布在中心为 (40, 0)、半径为 5 m 的圆内, $L = 3$ 个 TS 用户随机分布在中心为

(30, 0)、半径为5 m的圆内。假设两类用户信息速率需求为 $\gamma_{PS,k} = \gamma_{TS,l} = -10$ dB, 能量收集需求为 $Q_{PS,k} = Q_{TS,l} = -20$ dBm, 能量转换效率为 $\eta = 0.75$, 天线噪声功率 $\sigma_k^2 = \sigma_l^2 = -90$ dBm, PS用户信息解码额外噪声功率 $\delta_k^2 = -70$ dBm。为了在性能和计算复杂度之间取得平衡, 所提算法的收敛阈值为 $\varepsilon = 10^{-3}$ 。仿真实验部分均采用蒙特卡罗仿真, 即100次信道实现求均值。

首先, 对本文算法2的收敛性进行评估。图4为在不同IRS元件数下, 基站发射功率随着迭代次数的变化。从图4中可以看出, 随着迭代次数的增加, 基站发射功率逐渐减小, 增大IRS元件数, 也能降低基站发射功率。此外, 在不同IRS元件数下, 算法在第10次迭代时均基本收敛, 进一步证明了算法2的有效性以及收敛性。

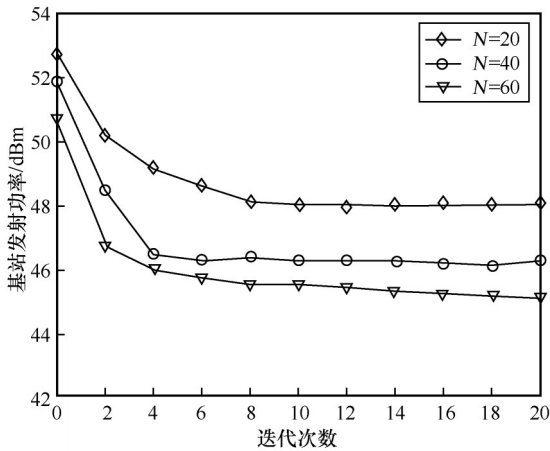


图4 在不同IRS元件数下, 基站发射功率随着迭代次数的变化

考虑所提系统模型的一种特殊情况（即系统内仅存在PS用户, 不存在TS用户), 称其为IRS辅助的PS-SWIPT系统。 $K = 3$ 个PS用户随机分布在中心为(40, 0)、半径为5 m的圆内, 基站天线数和基站发射功率关系如图5所示。考虑所提系统模型的另一特殊情形（即系统内仅存在TS用户, 不存在PS用户), 称其为IRS辅助的TS-SWIPT系统。 $L = 3$ 个TS用户随机分布在中心为(40, 0)、半径为5 m的圆内, 基站天线数和基站发射功率关系如图6所示。仿真中OMA方案均采用传统的TDMA作对比。

从图5中可以看出, 交替迭代NOMA-IRS方案基站发射功率低于交替迭代NOMA-IRS随机PS系数方案, 这是因为在PS用户中, 通过合理调整PS

系数可以有效地控制用户信息解码和能量收集的比重, 从而更好地提高系统性能, 由此可以看出PS系数优化的重要性。从图6中可以看出, 交替迭代NOMA-IRS方案基站发射功率低于交替迭代NOMA-IRS随机TS系数方案, 这是因为在TS用户中, 通过合理调整TS系数可以有效地控制用户信息解码和能量收集的比重, 从而更好地提高系统性能, 由此可以看出TS系数优化的重要性。此外, 从图5和图6中均可以看出, 随着基站天线数的增加, 基站发射功率降低, 因此, 增加基站天线数可以降低基站发射功率; 有IRS辅助的3种方案均优于无IRS方案, 因此, IRS的引入也可以降低基站发射功率; 交替迭代IRS方案优于随机相移IRS方案, 由此可以看出交替迭代IRS的重要性; 交替迭代NOMA方案基站发射功率低于交替迭代OMA方案, 因此, 采用NOMA的传输策略可以降低基站发射功率。

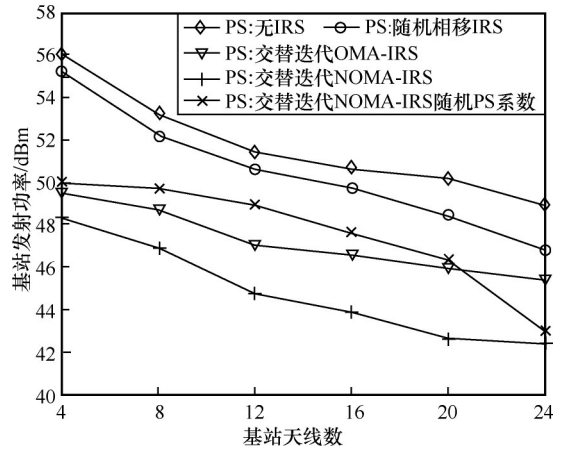


图5 PS-SWIPT系统中基站天线数和基站发射功率关系

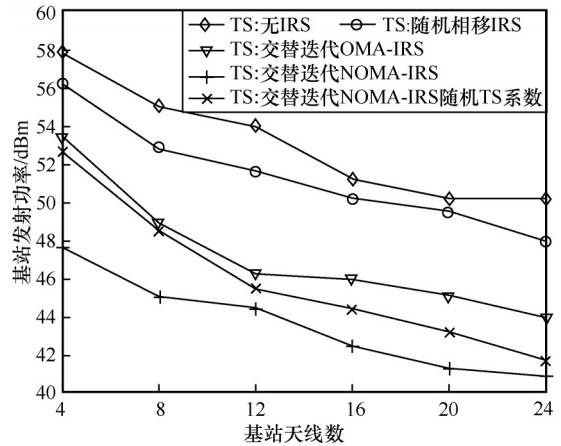


图6 TS-SWIPT系统中基站天线数和基站发射功率关系

图7中将IRS辅助的纯PS用户场景和IRS辅助的纯TS用户场景进行比较, 2种场景下用户个数、所处位置、信道增益、最小信息速率需求和最小能量收集需求也相同, 不同的是用户工作模式。仿真结果表明, 无论是OMA通信系统还是NOMA通信系统, IRS辅助的PS-SWIPT系统基站发射功率低于IRS辅助的TS-SWIPT系统。这是因为在信息速率需求中, PS用户最小信干噪比为 $2^{\gamma_{PS,k}} - 1$, TS用户最小信干噪比为 $2^{\frac{\gamma_{TS,k}}{\tau_1}} - 1$, 其中, 时间分配系数 $0 \leq \tau_1 \leq 1$, 在同样的信息速率要求下, TS用户最小信干噪比大于PS用户最小信干噪比, 因此在本文提出的通信场景中, IRS辅助的PS-SWIPT系统基站发射功率低于IRS辅助的TS-SWIPT系统。

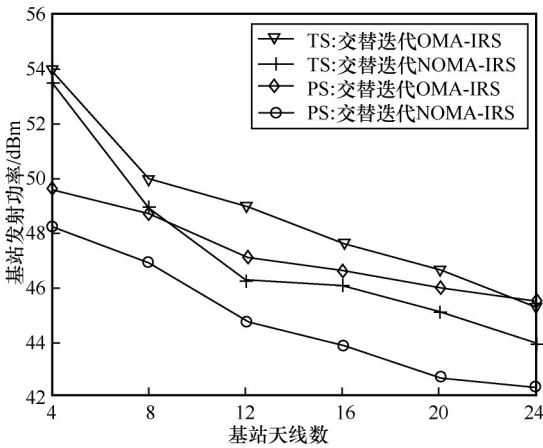


图7 PS-SWIPT系统和TS-SWIPT系统对比

对于PS用户和TS用户共存的异构场景, $K = 3$ 个PS用户随机分布在中心为(40,0)、半径为5m的圆内, $L = 3$ 个TS用户随机分布在中心为(30, 0)、半径为5m的圆内。图8和图9分别探讨了基站天线数和IRS元件数对系统性能的影响。从图8中可以看出, 增加基站天线数, 基站发射功率降低。从图9中可以看出, 增加IRS元件数, 基站发射功率降低。从图8和图9中均可以看出, 本文采用的交替迭代IRS方案和传统的SDR方案均优于随机相移IRS方案的性能, 由此可以看出交替迭代IRS的重要性; 本文采用的交替迭代IRS方案略优于SDR方案, 由此可以看出本文方案的优越性。此外, 从图8可以看出, 在IRS元件数固定的情况下, 本文所提方案性能大体上优于其他4种方案。从图9可以看出, 在基站天线数固定的情况下, 本文所提方案性能大体上优于其他4种方案。

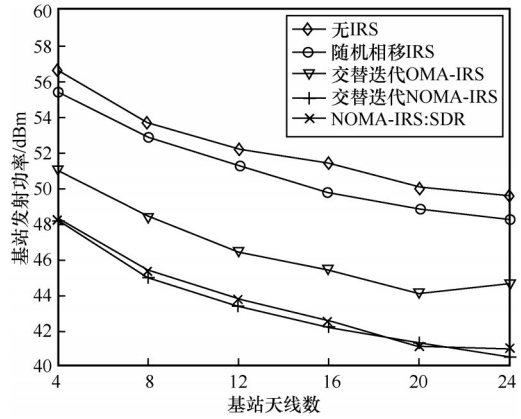


图8 基站天线数对系统性能的影响

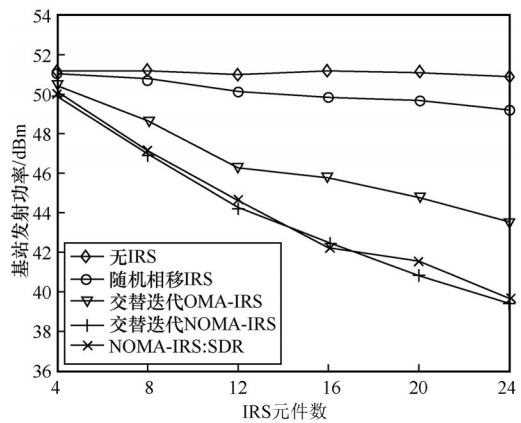


图9 IRS元件数对系统性能的影响

对于PS用户和TS用户共存的异构场景, 图10和图11分别探讨了系统内PS用户个数和TS用户个数对基站发射功率的影响。图10为PS用户个数改变、TS用户个数不变的系统仿真曲线。从图10中可以看出, 随着PS用户个数的增加, 基站发射功率也随之增加。图11为TS用户个数改变、PS用户个数不变的系统仿真曲线。从图11中可以看出, 随着TS用户个数的增加, 基站发射功率也随之增加。

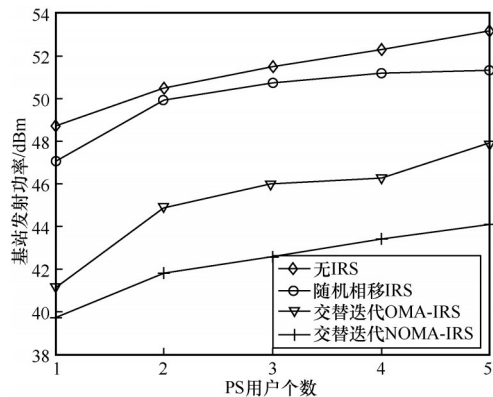


图10 PS用户个数对基站发射功率的影响

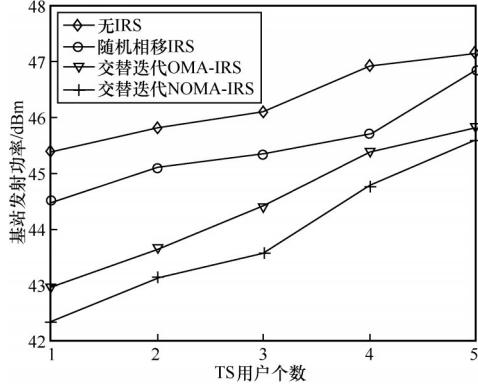


图11 TS用户个数对基站发射功率的影响

6 结束语

本文针对未来6G网络万物互联的通信场景,提出一种PS用户和TS用户共存的IRS辅助的SWIPT-NOMA通信系统模型,在满足两类用户服务质量以及SIC解码速率约束的条件下,最小化基站的发射功率。为了解决该非凸问题,本文提出一种基于SCA的交替迭代方法。仿真结果表明,与无IRS方案相比,IRS辅助的通信系统基站发射功率更低;IRS辅助的NOMA通信系统基站发射功率低于IRS辅助的OMA通信系统;在满足相同服务质量的条件下,IRS辅助的PS用户SWIPT系统基站发射功率低于IRS辅助的TS用户SWIPT系统。此外,本文所提方案的性能均优于其他方案。

附录1 优化问题求解推导

令

$$|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i^{(t-1)}|^2 = \text{Tr}(\mathbf{W}_i^{(t-1)} \mathbf{H}_k^H \mathbf{Q} \mathbf{H}_k) = \mathbf{A}_{i,k}^{(t-1)} \quad (92)$$

$$|\mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_j^{(t-1)}|^2 = \text{Tr}(\mathbf{V}_j^{(t-1)} \mathbf{H}_k^H \mathbf{Q} \mathbf{H}_k) = \mathbf{B}_{j,k}^{(t-1)} \quad (93)$$

$$|\mathbf{g}_i^H \mathbf{w}_i^{(t-1)}|^2 = \text{Tr}(\mathbf{W}_i^{(t-1)} \mathbf{G}_i^H \mathbf{Q} \mathbf{G}_i) = \mathbf{C}_{i,i}^{(t-1)} \quad (94)$$

$$|\mathbf{g}_i^H \mathbf{v}_j^{(t-1)}|^2 = \text{Tr}(\mathbf{V}_j^{(t-1)} \mathbf{G}_i^H \mathbf{Q} \mathbf{G}_i) = \mathbf{D}_{j,i}^{(t-1)} \quad (95)$$

其中, $t-1$ 表示第 $t-1$ 次迭代, 则式(54)中的 $\bar{f}_1(\mathbf{W}_k)$ 和式(55)中的 $\bar{f}_2(\mathbf{W}_k, \mathbf{V}_l)$ 的表达式分别为

$$\begin{aligned} \bar{f}_1(\mathbf{W}_k) &= \ln(\mathbf{A}_{k,k}^{(t-1)}) + \\ & \text{Tr} \left(\left(\frac{\mathbf{H}_k^H \mathbf{Q} \mathbf{H}_k}{\mathbf{A}_{k,k}^{(t-1)}} \right)^H (\mathbf{W}_k - \mathbf{W}_k^{(t)}) \right) \end{aligned} \quad (96)$$

$$\begin{aligned} \bar{f}_2(\mathbf{W}_k, \mathbf{V}_l) &= \ln \left(\sum_{D(i) > D(k)} \mathbf{A}_{i,k}^{(t-1)} + \sum_{l=1}^L \mathbf{B}_{l,k}^{(t-1)} + \sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho} \right) + \\ & \sum_{D(i) > D(k)} \text{Tr} \left(\left(\frac{\mathbf{H}_k^H \mathbf{Q} \mathbf{H}_k (\mathbf{W}_i - \mathbf{W}_i^{(t-1)})}{\sum_{D(i) > D(k)} \mathbf{A}_{i,k}^{(t-1)} + \sum_{l=1}^L \mathbf{B}_{l,k}^{(t-1)} + \sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho}} \right)^H \right) + \end{aligned}$$

$$\sum_{j=1}^L \text{Tr} \left(\left(\frac{\mathbf{H}_k^H \mathbf{Q} \mathbf{H}_k (\mathbf{V}_l - \mathbf{V}_l^{(t-1)})}{\sum_{D(i) > D(k)} \mathbf{A}_{i,k}^{(t-1)} + \sum_{l=1}^L \mathbf{B}_{l,k}^{(t-1)} + \sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho}} \right)^H \right) \quad (97)$$

则式(58)中的 $\bar{g}_1(\mathbf{V}_l)$ 和 $\bar{g}_2(\mathbf{W}_k, \mathbf{V}_l)$ 的表达式分别为

$$\begin{aligned} \bar{g}_1(\mathbf{V}_l) &= \ln(\mathbf{D}_{l,l}^{(t-1)}) + \\ & \text{Tr} \left(\left(\frac{\mathbf{G}_l^H \mathbf{Q} \mathbf{G}_l}{\mathbf{D}_{l,l}^{(t-1)}} \right)^H (\mathbf{V}_l - \mathbf{V}_l^{(t-1)}) \right) \end{aligned} \quad (98)$$

$$\begin{aligned} \bar{g}_2(\mathbf{W}_k, \mathbf{V}_l) &= \ln \left(\sum_{k=1}^K \mathbf{C}_{k,l}^{(t-1)} + \sum_{S(j) > S(l)} \mathbf{D}_{j,l}^{(t-1)} + \sigma_l^2 \right) + \\ & \sum_{k=1}^K \text{Tr} \left(\frac{\mathbf{G}_k^H \mathbf{Q} \mathbf{G}_k (\mathbf{W}_k - \mathbf{W}_k^{(t-1)})}{\sum_{k=1}^K \mathbf{C}_{k,l}^{(t-1)} + \sum_{S(j) > S(l)} \mathbf{D}_{j,l}^{(t-1)} + \sigma_l^2} \right) + \\ & \sum_{S(j) > S(l)} \text{Tr} \left(\frac{\mathbf{G}_j^H \mathbf{Q} \mathbf{G}_j (\mathbf{V}_j - \mathbf{V}_j^{(t-1)})}{\sum_{k=1}^K \mathbf{C}_{k,l}^{(t-1)} + \sum_{S(j) > S(l)} \mathbf{D}_{j,l}^{(t-1)} + \sigma_l^2} \right) \end{aligned} \quad (99)$$

令

$$|\mathbf{h}_k^{(t-1)H} \mathbf{w}_i|^2 = \text{Tr}(\mathbf{Q}^{(t-1)} \mathbf{H}_k \mathbf{W}_i \mathbf{H}_k^H) = \mathbf{X}_{k,i}^{(t-1)} \quad (100)$$

$$|\mathbf{h}_k^{(t-1)H} \mathbf{v}_j|^2 = \text{Tr}(\mathbf{Q}^{(t-1)} \mathbf{H}_k \mathbf{V}_j \mathbf{H}_k^H) = \mathbf{Y}_{k,j}^{(t-1)} \quad (101)$$

$$|\mathbf{g}_i^{(t-1)H} \mathbf{w}_i|^2 = \text{Tr}(\mathbf{Q}^{(t-1)} \mathbf{G}_i \mathbf{W}_i \mathbf{G}_i^H) = \mathbf{S}_{i,i}^{(t-1)} \quad (102)$$

$$|\mathbf{g}_i^{(t-1)H} \mathbf{v}_j|^2 = \text{Tr}(\mathbf{Q}^{(t-1)} \mathbf{G}_i \mathbf{V}_j \mathbf{G}_i^H) = \mathbf{T}_{i,j}^{(t-1)} \quad (103)$$

其中, $\mathbf{h}_k^{(t-1)H}$ 和 $\mathbf{g}_i^{(t-1)H}$ 分别表示第 $t-1$ 次迭代时第 k 个PS用户和第 l 个TS用户的等效信道, 则式(75)中的 $\bar{F}_1(\mathbf{Q})$ 和式(76)中的 $\bar{F}_2(\mathbf{Q})$ 的表达式分别为

$$\begin{aligned} \bar{F}_1(\mathbf{Q}) &= \ln(\mathbf{X}_{k,k}^{(t-1)}) + \\ & \text{Tr} \left(\left(\frac{\mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{H}_k^H}{\mathbf{X}_{k,k}^{(t-1)}} \right)^H (\mathbf{Q} - \mathbf{Q}^{(t-1)}) \right) \end{aligned} \quad (104)$$

$$\begin{aligned} \bar{F}_2(\mathbf{Q}) &= \ln \left(\sum_{D(i) > D(k)} \mathbf{X}_{k,i}^{(t-1)} + \sum_{l=1}^L \mathbf{Y}_{k,l}^{(t-1)} + \sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho} \right) + \\ & \text{Tr} \left(\frac{\left(\sum_{D(i) > D(k)} \mathbf{H}_k \mathbf{W}_i \mathbf{H}_k^H \right)^H (\mathbf{Q} - \mathbf{Q}^{(t-1)})}{\sum_{D(i) > D(k)} \mathbf{X}_{k,i}^{(t-1)} + \sum_{l=1}^L \mathbf{Y}_{k,l}^{(t-1)} + \sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho}} \right) + \\ & \text{Tr} \left(\frac{\left(\sum_{l=1}^L \mathbf{H}_k \mathbf{V}_l \mathbf{H}_k^H \right)^H (\mathbf{Q} - \mathbf{Q}^{(t-1)})}{\sum_{D(i) > D(k)} \mathbf{X}_{k,i}^{(t-1)} + \sum_{l=1}^L \mathbf{Y}_{k,l}^{(t-1)} + \sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho}} \right) \end{aligned} \quad (105)$$

则式(79)中的 $\bar{G}_1(\mathbf{Q})$ 和 $\bar{G}_2(\mathbf{Q})$ 的表达式分别为

$$\begin{aligned} \bar{G}_1(\mathbf{Q}) &= \ln(\mathbf{T}_{l,l}^{(t-1)}) + \\ & \text{Tr} \left(\left(\frac{\mathbf{G}_l \mathbf{V}_l \mathbf{G}_l^H}{\mathbf{T}_{l,l}^{(t-1)}} \right)^H (\mathbf{Q} - \mathbf{Q}^{(t-1)}) \right) \end{aligned} \quad (106)$$

$$\bar{G}_2(\mathbf{Q}) = \ln \left(\sum_{k=1}^K \mathbf{S}_{l,k}^{(t-1)} + \sum_{S(j) > S(l)} \mathbf{T}_{l,j}^{(t-1)} + \sigma_l^2 \right) +$$

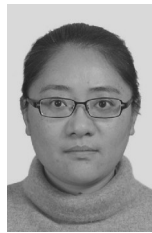
$$\sum_{k=1}^K \text{Tr} \left[\frac{\left(\sum_{k=1}^K \mathbf{G}_i \mathbf{W}_k \mathbf{G}_i^H \right)^H (\mathbf{Q} - \mathbf{Q}^{(t-1)})}{\sum_{k=1}^K \mathbf{S}_{l,k}^{(t-1)} + \sum_{s(j) > s(l)} \mathbf{T}_{l_j}^{(t-1)} + \sigma_l^2} \right] + \sum_{s(j) > s(l)} \text{Tr} \left[\frac{\left(\sum_{s(j) > s(l)} \mathbf{G}_i \mathbf{V}_j \mathbf{G}_i^H \right)^H (\mathbf{Q} - \mathbf{Q}^{(t-1)})}{\sum_{k=1}^K \mathbf{S}_{l,k}^{(t-1)} + \sum_{s(j) > s(l)} \mathbf{T}_{l_j}^{(t-1)} + \sigma_l^2} \right] \quad (107)$$

参考文献:

- [1] WU Q Q, GUAN X R, ZHANG R. Intelligent reflecting surface-aided wireless energy and information transmission: an overview[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2022, 110(1): 150-170.
- [2] 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.
- [3] CHATAUT R, AKL R. Massive MIMO systems for 5G and beyond networks-overview, recent trends, challenges, and future research direction[J]. *Sensors*, 2020, 20(10): 2753.
- [4] DAI L L, WANG B C, YUAN Y F, et al. Non-orthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities, and future research trends[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2015, 53(9): 74-81.
- [5] ISLAM S M R, 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] GHAFOOR U, ALI M, KHAN H Z, et al. NOMA and future 5G & B5G wireless networks: a paradigm[J]. *Journal of Network and Computer Applications*, 2022, 204: 103413.
- [7] LU X, WANG P, NIYATO D, et al. Wireless networks with RF energy harvesting: a contemporary survey[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2015, 17(2): 757-789.
- [8] SHERAZI H H R, ZORBAS D, O'FLYNN B. A comprehensive survey on RF energy harvesting: applications and performance determinants[J]. *Sensors*, 2022, 22(8): 2990.
- [9] PERERA T D P, JAYAKODY D N K, SHARMA S K, et al. Simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT): recent advances and future challenges[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2018, 20(1): 264-302.
- [10] ÖZYURT S, COŞKUN A F, BÜYÜKÇORAK S, et al. A survey on multiuser SWIPT communications for 5G+[J]. *IEEE Access*, 2022, 10: 109814-109849.
- [11] LI B G, SIF Q, HAN D S, et al. IRS-aided SWIPT systems with power splitting and artificial noise[J]. *China Communications*, 2022, 19(4): 108-120.
- [12] TANG J, LUO J C, LIU M Q, et al. Energy efficiency optimization for NOMA with SWIPT[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2019, 13(3): 452-466.
- [13] GONG S M, LU X, HOANG D T, et al. Toward smart wireless communications via intelligent reflecting surfaces: a contemporary survey[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2020, 22(4): 2283-2314.
- [14] RENZO M D, ZAPPONE A, DEBBAH M, et al. Smart radio environments empowered by reconfigurable intelligent surfaces: how it works, state of research, and the road ahead[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(11): 2450-2525.
- [15] PAN C H, ZHOU G, ZHI K D, et al. An overview of signal processing techniques for RIS/IRS-aided wireless systems[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2022, 16(5): 883-917.
- [16] 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.
- [17] YAN W J, YUAN X J, HE Z Q, et al. Passive beamforming and information transfer design for reconfigurable intelligent surfaces aided multiuser MIMO systems[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(8): 1793-1808.
- [18] UR REHMAN H, BELLILI F, MEZGHANI A, et al. Joint active and passive beamforming design for IRS-assisted multi-user MIMO systems: a VAMP-based approach[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(10): 6734-6749.
- [19] BAI T, PAN C H, DENG Y S, et al. Latency minimization for intelligent reflecting surface aided mobile edge computing[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(11): 2666-2682.
- [20] DONG L M, WANG H M. Enhancing secure MIMO transmission via intelligent reflecting surface[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(11): 7543-7556.
- [21] LI S X, DUO B, YUAN X J, et al. Reconfigurable intelligent surface assisted UAV communication: joint trajectory design and passive beamforming[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(5): 716-720.
- [22] 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.
- [23] NI W L, LIU X, LIU Y W, et al. Resource allocation for multi-cell IRS-aided NOMA networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(7): 4253-4268.
- [24] 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.
- [25] 赵赛, 邹章晨, 黄高飞, 等. 智能反射面辅助毫米波 NOMA 系统的资源分配联合设计方案[J]. *通信学报*, 2022, 43(12): 113-122.
- [25] ZHAO S, ZOU Z C, HUANG G F, et al. Joint design scheme of resource allocation for intelligent reflecting surface assisted millimeter wave NOMA system[J]. *Journal on Communications*, 2022, 43(12): 113-122.
- [26] OMID Y, MAHDI SHAHABI S M, PAN C H, et al. Robust beamforming design for an IRS-aided NOMA communication system with CSI uncertainty[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 19(4): 108-120.
- [27] MU X D, LIU Y W, GUO L, et al. Exploiting intelligent reflecting surfaces in NOMA networks: joint beamforming optimization[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(10): 6884-6898.

- [28] WU Q Q, ZHANG R. Weighted sum power maximization for intelligent reflecting surface aided SWIPT[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(5): 586-590.
- [29] WU Q Q, ZHANG R. Joint active and passive beamforming optimization for intelligent reflecting surface assisted SWIPT under QoS constraints[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(8): 1735-1748.
- [30] 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 Z Y, XU J L, SUN G C, et al. Secure beamforming design for IRS-assisted SWIPT Internet of things system[J]. Journal on Communications, 2021, 42(4): 185-193.
- [31] PAN C H, REN H, WANG K Z, et al. Intelligent reflecting surface aided MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(8): 1719-1734.
- [32] 季薇, 赵亚楠, 刘子卿, 等. 面向服务质量的RIS辅助的多用户NOMA系统功率分配方案[J]. 电子与信息学报, 2023, 45(10): 3603-3611.
JI W, ZHAO Y N, LIU Z Q, et al. QoS-oriented power allocation scheme for multi-user NOMA system assisted by RIS[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2023, 45(10): 3603-3611.
- [33] 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.
- [34] WU Q Q, ZHANG R. Beamforming optimization for intelligent reflecting surface with discrete phase shifts[C]//Proceedings of the 2019 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Piscataway: IEEE Press, 2019: 7830-7833.
- [35] GUO H Y, LIANG Y C, CHEN J, et al. Weighted sum-rate maximization for intelligent reflecting surface enhanced wireless networks[C]//Proceedings of the 2019 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-6.
- [36] CAO H Q, LI Z D, CHEN W. Resource allocation for IRS-assisted wireless powered communication networks[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(11): 2450-2454.
- [37] CAO P, THOMPSON J, POOR H V. A sequential constraint relaxation algorithm for rank-one constrained problems[C]//Proceedings of the 2017 25th European Signal Processing Conference (EUSIPCO). Piscataway: IEEE Press, 2017: 1060-1064.
- [38] BEN-TAL A, NEMIROVSKIĬ A S. Lectures on modern convex optimization: analysis, algorithms, and engineering applications[M]. Philadelphia: Society for Industrial and Applied Mathematics, 2001.
- [39] BOYD S, VANDENBERGHE L. Convex optimization[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2004.

[作者简介]



季薇 (1979-), 女, 江苏淮安人, 博士, 南京邮电大学教授、硕士生导师, 主要研究方向为无线通信与通信信号处理、智能信号处理等。



刘子卿 (2000-), 男, 河南商丘人, 南京邮电大学硕士生, 主要研究方向为无线移动通信、智能反射面等。