

DOI:10.20079/j.issn.1001-893x.230410001

RIS 辅助共生无线电通信的速率分拆多址资源分配方案*

陈 静,邓炳光,伍志攀,冯彦博

(重庆邮电大学 通信与信息工程学院,重庆 400065)

摘 要:随着通信场景和网络架构的日益复杂,无线电网络频谱资源稀缺与能耗问题是无线通信的关键挑战,为此,提出了一种新的基于速率分拆多址接入技术(Rate Splitting Multiple Access, RSMA)广播信号的可重构智能表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)辅助共生无线电(Symbiotic Radio, SR)系统方案。在该方案中主发射机采用 RSMA 的方式广播信号,并将传统高功耗次发射机用低功耗 RIS 替代协作信号的后向散射传输。在主发射机发射波束形成,RIS 相移系数和公有信息速率分配约束下,构建了最大化主接收最小速率的问题。由于问题的非凸性和变量的耦合性,提出了一种基于逐次凸逼近,凸差函数,罚函数的交替优化方法以求得次优解。仿真结果表明,与空分多址接入和非正交多址接入方案相比,所提 RSMA 方案能显著提升用户速率。

关键词:共生无线电(SR);可重构智能表面(RIS);速率分拆多址接入(RSMA)

开放科学(资源服务)标识码(OSID):  微信扫描二维码
听独家语音原文
与作者在线交流
享本刊专属服务

中图分类号:TN929.5 文献标志码:A 文章编号:1001-893X(2024)02-0184-08

Rate Splitting Multiple Access Resource Allocation Scheme for RIS-assisted Symbiotic Radio Communication

CHEN Jing, DENG Bingguang, WU Zhipan, FENG Yanbo

(School of Communications and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: With the increasing complexity of communication scenarios and network architectures, spectrum resource scarcity and energy consumption problems in radio networks are key challenges for wireless communications. To address these issues, a new reconfigurable intelligent surface(RIS)-assisted symbiotic radio(SR) system scheme based on rate splitting multiple access(RSMA) technique for broadcasting signals is proposed. In this system scheme the primary transmitter broadcasts the signal by RSMA and replaces the conventional high power subtransmitter(ST) with a low power RIS for backward scattering transmission of the collaborative signal. The problem of maximizing the minimum rate of the primary receiver(PR) is constructed under the constraints of PT transmit beamforming, RIS phase shift coefficient and public information rate allocation. Due to the nonconvexity of the problem and the coupling of variables, an alternating optimization(AO) method based on successive convex approximations, convex difference functions, and penalty functions is proposed to find the suboptimal solution. Simulation results show that the proposed RSMA scheme can significantly improve the user rate compared with the non-orthogonal multiple access(NOMA) and space division multiple access(SDMA) schemes.

Key words: symbiotic radio(SR); reconfigurable intelligent surface(RIS); rate splitting multiple access(RSMA)

* 收稿日期:2023-04-10;修回日期:2023-06-19
基金项目:国家自然科学基金资助项目(61831002)
通信作者:陈静 Email:1679309193@qq.com

0 引言

物联网已被设想为未来 6G 网络核心驱动力之一^[1]。随着物联网的蓬勃发展^[2]以及相应设备部署的增加,对频谱资源以及能源供应提出了挑战^[3-5]。近年来,共生无线电(Symbiotic Radio, SR)因其在频谱和能量域的共享特性而受到了学术界和产业界的广泛关注^[4],被列为 6G 的关键候选技术之一^[6-7]。SR 由主要系统和次要系统组成,前者使用主发射机(Primary Transmitter, PT)发射有源信号,后者的高功耗次发射机(Secondary Transmitter, ST)使用后向散射技术,使得主发射机的射频信号携带次要发射机的信号,减少了次系统发射机(Secondary Transmitter, STx)系统中的能源损耗。同时对于有源信号而言,后向散射的引入提供了额外的路径来增强主系统发射的有源信号。

可重构智能表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)具有波束选择的特性,能够选择信号的人射方向和反射方向,因此能有效抑制同频干扰^[8]。故将 RIS 替代传统的次要系统,来辅助后向散射链路通信,能够有效增强通信系统的后向散射通信。针对 RIS 辅助 SR 通信系统模型,文献[9-10]研究了基于单播信号 RIS 辅助多输入单输出以及多输入多输出的后向散射系统,联合设计 PT 的有源波束以及 ST 的无源波束,有效提高了反向散射链路的传输速率。而文献[11-12]则是研究了基于广播信号 RIS 辅助的共生无线电,即基站在 RIS 的辅助下向多个主接收机(Primary Receiver, PR)广播,并通过仿真实验证明了 RIS 辅助的系统优于传统的无 RIS 广播系统。

另一方面,速率分拆多址接入(Rate Splitting Multiple Access, RSMA)技术是一种能够在多个用户利用相同的频谱资源传输数据的同时,还能有效抑制用户间干扰的关键技术。在下行 RSMA 系统中,发送给用户的信息由公有信息和私有信息两部分组成,发送时将公有信息编码为公有流,将私有信息编码为私有流,在接收端使用连续干扰相消技术(Successive Interference Cancellation, SIC)使得公有流在私有流之前解码^[13]。文献[14]将 RSMA 与 NOMA 和 SDMA 传统策略相比,证明了 RSMA 能实现更高的能效和频谱效率。文献[15]则是研究了针对认知无线电(Cognitive Radio, CR)的 RSMA 技术方案,仿真结果表明,相对于非正交多址接入(Non-orthogonal Multiple Access, NOMA)和空分多址接入(Space Division Multiple Access, SDMA)方案而

言,所提 RSMA 方案进一步增强了频谱资源的使用。文献[16]研究了多输入单输出的 CR 系统的 RSMA 框架,联合 CR 系统的功率分配,提出了一种基于粒子群的优化算法,并用仿真实验证明了基于 RSMA 方案优于基于 SDMA 的方案。

与以上文献研究不同的是,针对物联网环境中传统的 SR 广播场景,本文提出了一种新型的基于 RSMA 技术传输信号的风险辅助 SR 广播系统方案,将传统 SR 模型中的次要系统用 RIS 替代,即 RIS 既辅助 PT 信号传输,又作为 SR 的后向散射设备,同时为了提升用户速率以及减少用户间的信息干扰,采用 RSMA 的多址方式传输 PT 的广播信号。在 SR 的信噪比约束下,通过联合优化 PT 处的有源波束形成, RIS 处相移系数以及公有信息速率分配,构建了 PR 的最小速率最大化的问题。为解决这一问题,提出了一种基于逐次凸逼近、罚函数、凸差函数等方法的交替优化(Alternative Optimization, AO)算法,仿真结果表明采用 RSMA 技术的 RIS 辅助 SR 通信系统对最小用户速率的提升优于基于 NOMA 和 SDMA 的 RIS 辅助 SR 系统。

1 系统模型

本文模型如图 1 所示,该模型由 PT、RIS,以及多个 PR 组成。其中 PT 由 M 个天线组成, RIS 由 N 个被动反射单元组成, PR 考虑单天线接收,用于辅助 PT 的信息传输以及次要系统信息传输。

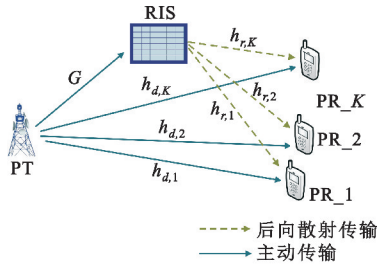


图 1 系统模型
Fig. 1 System model

本文考虑一个块平坦衰落信道,并假设在此系统中信道的状态信息是完全已知的。在系统通信中,将 PT 到 RIS, RIS 到第 k 个 PR, 以及 PT 到第 k 个 PR 的信道增益分别用 $G \in \mathbb{C}^{N \times M}$, $\mathbf{h}_{r,k}^H \in \mathbb{C}^{1 \times N}$, $\mathbf{h}_{d,k}^H \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ 表示。每个信道的通道响应都由大尺度衰落和小尺度衰落^[10]两部分组成。其中对于大尺度衰落因子建模为

$$\eta(d) = \frac{1}{\lambda d^{\gamma_e}} \tag{1}$$

式中: d 表示发射端到接收端的链路距离; λ 表示参考距离为 1 m 的路径损耗; γ_e 为路径损耗指数。假设小尺度衰落分量遵循 Rician 衰落信道模型。Rician 信道衰落模型由视距分量 (Line of Sight, LOS) 和非视距分量 (Non Line of Sight, NLOS) 组成, 如式 (2) 所示:

$$\mathbf{h} = \sqrt{\eta(d)} \left(\sqrt{\frac{\kappa_h}{\kappa_h + 1}} \mathbf{h}^{\text{LoS}} + \sqrt{\frac{1}{\kappa_h + 1}} \mathbf{h}^{\text{NLoS}} \right) \quad (2)$$

式中: κ_h 表示 Rician 因子; $\mathbf{h}^{\text{LoS}}$ 表示信道的 LoS 分量, 其中 $\mathbf{h}^{\text{LoS}} = \mathbf{a}_N(\theta^{\text{AOA}}) \mathbf{a}_M(\theta^{\text{AOD}})$; $\mathbf{a}_X$ 表示角度的矢量向量, 其中 $X = \{N, M\}$, $\mathbf{a}_X$ 的计算式如下:

$$\mathbf{a}_X(\theta) = [1, e^{j\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta}, \dots, e^{j\frac{2\pi d}{\lambda} (X-1) \sin \theta}]^T \quad (3)$$

式中: d_a 表示天线增益; θ^{AOA} 为 RIS 处的到达角; θ^{AOD} 为 PT 处的离去角。

由于反射链路时延的随机性, $\mathbf{h}^{\text{NLoS}}$ 符合循环高斯分布即 $\mathbf{h}^{\text{NLoS}} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ 。

设 s_k 表示 PT 传输的信号, 发射波束形成向量用 $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示。RIS 承载的信号用 c 表示。由于实现成本和工艺限制, 在 RIS 处采用二进制相移键控 (Binary Phase Shift Keying, BPSK) 调制方案, 即 $c(n) \in \mathcal{C} = \{1, -1\}$ 。令 $\theta_i = e^{j\varphi_i}$ 为第 i 个 RIS 单元处的反射波束形成参数, 其中 $\varphi_i \in \mathcal{A} = [0, 2\pi)$ 表示 RIS 每个单元的相移, 故 RIS 的相移矩阵为 $\boldsymbol{\Theta} = \text{diag}(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_N)$, $\text{diag}(\mathbf{x})$ 表示 $\mathbf{x}$ 对角线矩阵。同时, 假设在 RIS 处的调制效率为 $\sqrt{\beta}$, 因此 RIS 处得到反射信号表示为 $\sqrt{\beta} \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G} \mathbf{w} s_k$ 。将 PTx 的发送符号周期记为 T_s , RIS 发送符号 c 的周期为 T_s 的 L 倍, 则有 $T_c = LT_s$ (假设 $L \gg 1$)。在 PT 中采用一层 RS 策略^[15], 假定用波束形成 $\mathbf{w}_0$ 传输公有信号 s_0 , 用 $\mathbf{w}_k$ 和 $s_k (k > 0)$ 传输第 k 个用户私有波束形成向量和私有信号。所以在第 l 个符号周期 PT 发送的信号可以表示为

$$\mathbf{s}(l) = \mathbf{w}_0 s_0(l) + \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k s_k(l) \quad (4)$$

式中: $E \|\mathbf{s}_k(l) s_k(l)^H\|^2 = 1, l = 1, 2, 3, \dots, L$ 。根据文献[16]可知, 直连链路和反向散射链路之间的到达时延, 通常情况下可以忽略, 由于 c 的符号周期远长于 s_k , 因此在解调 s_k 时, 假设 c 在接收端完全已知, 因此可将反向散射链路作为一条附加的多径分量, 故在 PT 的第 l 个符号周期, 第 k 个 PR 接收到的信号为

$$\mathbf{y}_k(l) = \mathbf{h}_{d,k}^H \mathbf{s}(l) + c \sqrt{\beta} \mathbf{h}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G} \mathbf{w} s_k(l) + z_k(l) \quad (5)$$

式中: $z_k(l)$ 是均值为 0、方差为 σ^2 的复高斯噪声^[17]。按照一层 RS 解码顺序, 用户 k 先解码公有信号 $s_0(l)$, 此时将私有信息作为干扰信号。用户解码公有信号 $s_0(l)$ 的信噪比 $\gamma_{c,k}$ 为

$$\gamma_{c,k} = \frac{(\mathbf{h}_{d,k}^H + c \sqrt{\beta} \mathbf{h}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G}) \mathbf{w}_0 \mathbf{w}_0^H (\mathbf{h}_{d,k} + c \sqrt{\beta} \mathbf{G}^H \boldsymbol{\Theta}^H \mathbf{h}_{r,k})}{\sum_{i=1}^K |(\mathbf{h}_{d,k}^H + c \sqrt{\beta} \mathbf{h}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G}) \mathbf{w}_i|^2 + \sigma^2} \quad (6)$$

由于 c 的不确定性, 一次信号传输的 s_0 的可达速率需要用 c 的期望来表示。同时, 假设 RIS 发送符号“1”的概率为 P , 发送符号“-1”的概率为 $1-P$ 。在不失一般性的情况下, 我们假设发送每个符号的概率为 $\frac{1}{2}$, 则有

$$r_{c,k} = E_c [\text{lb}(1 + \gamma_{c,k})] = \frac{1}{2} \text{lb} \left(1 + \frac{|(\mathbf{h}_{d,k}^H + \sqrt{\beta} \mathbf{h}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G}) \mathbf{w}_0|^2}{\sum_{i=1}^K |(\mathbf{h}_{d,k}^H + \sqrt{\beta} \mathbf{h}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G}) \mathbf{w}_i|^2 + \sigma^2} \right) + \frac{1}{2} \text{lb} \left(1 + \frac{|(\mathbf{h}_{d,k}^H - \sqrt{\beta} \mathbf{h}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G}) \mathbf{w}_0|^2}{\sum_{i=1}^K |(\mathbf{h}_{d,k}^H - \sqrt{\beta} \mathbf{h}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G}) \mathbf{w}_i|^2 + \sigma^2} \right) \quad (7)$$

为了保证所有用户都能成功解码公有信息, 选择公有消息速率为 $\min_{k \in \mathcal{K}} c_k$ 。在公有消息速率为 $\min_{k \in \mathcal{K}} c_k$ 的情况下, 假定分配给用户 k 速率为 a_k , 则每个用户 k 接收公有消息的数据速率约束为

$$\sum_{k=1}^K a_k \leq \min_{k \in \mathcal{K}} c_k \quad (8)$$

式 (8) 表示所有接收公有消息的用户总数据速率必需小于公有消息速率 $\min_{k \in \mathcal{K}} c_k$ 。

在解码完公有消息 $s_0(l)$ 后, 用户 k 通过 SIC 将其从接收信号中移除, 然后解码自己的私有信息 $s_k(l)$, 将其他用户私有信息 $s_n(l) (n \neq k)$ 作为干扰信号。用户 k 解码自己的私有信息 $s_k(l)$ 的信噪比为

$$\gamma_{p,k} = \frac{(\mathbf{h}_{d,k}^H + c \sqrt{\beta} \mathbf{h}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G}) \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H (\mathbf{h}_{d,k} + c \sqrt{\beta} \mathbf{G}^H \boldsymbol{\Theta}^H \mathbf{h}_{r,k})}{\sum_{i=1, i \neq k}^K |(\mathbf{h}_{d,k}^H + c \sqrt{\beta} \mathbf{h}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G}) \mathbf{w}_i|^2 + \sigma^2} \quad (9)$$

同理, 私有信息可达速率为

$$r_{p,k} = E_c [\text{lb}(1 + \gamma_{p,k})] = \frac{1}{2} \text{lb} \left(1 + \frac{|(\mathbf{h}_{d,k}^H + \sqrt{\beta} \mathbf{h}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G}) \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K |(\mathbf{h}_{d,k}^H + \sqrt{\beta} \mathbf{h}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G}) \mathbf{w}_i|^2 + \sigma^2} \right) + \frac{1}{2} \text{lb} \left(1 + \frac{|(\mathbf{h}_{d,k}^H - \sqrt{\beta} \mathbf{h}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G}) \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K |(\mathbf{h}_{d,k}^H - \sqrt{\beta} \mathbf{h}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G}) \mathbf{w}_i|^2 + \sigma^2} \right) \quad (10)$$

通过给定的公有消息速率 a_k 和可实现的私有

消息速率 r_k 可以得到用户 k 的总传输速率为

$$R_k = a_k + r_{p,k} \quad (11)$$

在解码符号 s_k 后,采用 SIC 技术从接收信号中去除主信号分量,对符号 c 采用最大比组合 (Maximal Ratio Combining, MRC) 解码,因此解码 c 的信噪比近似为

$$\gamma_{sc,k} = \frac{L}{\sigma^2} |\mathbf{h}_{r,k}^H \mathbf{\Theta} \mathbf{G} \mathbf{w}|^2 \quad (12)$$

2 模型求解

本文旨在通过联合设计发射波束 $\mathbf{w}$ 、速率分配 $\mathbf{a}$ 和 RIS 相位 $\mathbf{\Theta}$,在满足发射功率约束的条件下使得用户的最小速率最大化。最大化 PR 最小速率问题的公式为

$$(P1) \max_{\mathbf{\Theta}, \mathbf{w}, \mathbf{a}} \min_{k \in K} R_k$$

s. t.

$$C1: \sum_{k=1}^K a_k \leq \min_{k \in K} c_k$$

$$C2: \text{Tr}(\mathbf{w} \mathbf{w}^H) \leq P$$

$$C3: |\mathbf{\Theta}_{n,n}| = 1, \forall n \in \mathcal{N}$$

$$C4: a_k \geq 0, \forall i \in \mathcal{K}$$

$$C5: \gamma_{sc,k} \geq \gamma_{sc}$$

C1 表示公有信息速率分配约束;C2 表示 PT 发射功率的约束,其中 P 表示 PT 发射的最大功率;C3 表示 RIS 的相移系数的约束;C4 表示对共有信息分配速率的最低要求约束;C5 表示对次级信息 c 解码的信噪比的约束,其中 γ_{sc} 表示 RIS 设备传输的最小信噪比要求。由于问题一中的变量 $\mathbf{\Theta}$ 和 $\mathbf{w}$ 是耦合的,因此问题一是非凸问题,该问题难以直接进行求解,我们采用交替优化的方式进行求解。

2.1 波束成形向量和公有信息速率分配的优化

模型求解采用交替优化的方法,假定 $\mathbf{\Theta}$ 是已知的,所以 PT、RIS、PR 之间的信道是已知的,假定 $\mathbf{g}_{1,k}^H = (\mathbf{h}_{d,k}^H + \sqrt{\alpha} \mathbf{h}_{r,k}^H \mathbf{\Theta} \mathbf{G})$, $\mathbf{g}_{2,k}^H = (\mathbf{h}_{d,k}^H - \sqrt{\alpha} \mathbf{h}_{r,k}^H \mathbf{\Theta} \mathbf{G})$ 。 $\mathbf{m}_k = \mathbf{h}_{r,k}^H \mathbf{\Theta} \mathbf{G}$ 同时引入辅助变量 t 来对问题 P1 进行转化,即

$$(P2) \max_{\mathbf{\Theta}, \mathbf{w}} t$$

s. t. C1, C2, C4, C5

$$C6: \min_{k \in K} R_k \geq t, \forall i \in \mathcal{K}$$

由于约束条件 C1 和 C5 的速率表达式 c_k 是非凸的。对于 C5,利用二阶锥规划,将其转为凸条件如下:

$$C7: 2\Re((\mathbf{w}^r)^H \mathbf{m}_k^H \mathbf{m}_k \mathbf{w}) - |\mathbf{m}_k \mathbf{w}^r|^2 \geq \frac{\gamma_{sc} \sigma^2}{\beta}$$

而对于 C1,为了求解,引入松弛变量

$$\begin{cases} \boldsymbol{\alpha}_p = [a_{p,1}, \dots, a_{p,K}]^T \\ \boldsymbol{\alpha}_c = [a_{c,1}, \dots, a_{c,K}]^T \\ \boldsymbol{\gamma}_p = [\gamma_{p,1}, \dots, \gamma_{p,K}]^T \\ \boldsymbol{\gamma}_c = [\gamma_{c,1}, \dots, \gamma_{c,K}]^T \end{cases}$$

式中: $\boldsymbol{\alpha}_p$ 和 $\boldsymbol{\alpha}_c$ 分别表示用户的私有信息速率分配松弛向量和公有信息速率分配松弛向量; $\boldsymbol{\gamma}_p$ 和 $\boldsymbol{\gamma}_c$ 分别表示用户的私有信息信噪比分配松弛向量和公有信息信噪比分配松弛向量。故 P2 等效的转换为

$$(P2.1) \max_{\mathbf{w}, \boldsymbol{\alpha}_p, \boldsymbol{\alpha}_c, \boldsymbol{\gamma}_p, \boldsymbol{\gamma}_c, t} t$$

s. t. C2, C4, C7

$$C8: \boldsymbol{\alpha}_{c,k} \geq \sum_{k=1}^K a_k, \forall i \in \mathcal{K}$$

$$C9: a_k + \alpha_{p,k} \geq t, \forall i \in \mathcal{K}$$

$$C10: 1 + \gamma_{p,k} - 2^{\alpha_{p,k}} \geq 0, \forall i \in \mathcal{K}$$

$$C11: 1 + \gamma_{c,k} - 2^{\alpha_{c,k}} \geq 0, \forall i \in \mathcal{K}$$

$$C12: \frac{|\mathbf{h}_{d,k}^H \mathbf{w}_0 + \sqrt{\beta} \mathbf{h}_{r,k}^H \mathbf{\Psi} \mathbf{G} \mathbf{w}_0|^2}{\sum_{i=1}^K (|\mathbf{h}_{d,k}^H \mathbf{w}_i + \sqrt{\beta} \mathbf{h}_{r,k}^H \mathbf{\Psi} \mathbf{G} \mathbf{w}_i|^2) + \sigma_k^2} \geq \gamma_{c,k}$$

$$C13: \frac{|\mathbf{h}_{d,k}^H \mathbf{w}_0 - \sqrt{\beta} \mathbf{h}_{r,k}^H \mathbf{\Psi} \mathbf{G} \mathbf{w}_0|^2}{\sum_{i=1}^K (|\mathbf{h}_{d,k}^H \mathbf{w}_i - \sqrt{\beta} \mathbf{h}_{r,k}^H \mathbf{\Psi} \mathbf{G} \mathbf{w}_i|^2) + \sigma_k^2} \geq \gamma_{c,k}$$

$$C14: \frac{|\mathbf{h}_{d,k}^H \mathbf{w}_k + \sqrt{\beta} \mathbf{h}_{r,k}^H \mathbf{\Psi} \mathbf{G} \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K (|\mathbf{h}_{d,k}^H \mathbf{w}_i + \sqrt{\beta} \mathbf{h}_{r,k}^H \mathbf{\Psi} \mathbf{G} \mathbf{w}_i|^2) + \sigma_k^2} \geq \gamma_{p,k}$$

$$C15: \frac{|\mathbf{h}_{d,k}^H \mathbf{w}_k - \sqrt{\beta} \mathbf{h}_{r,k}^H \mathbf{\Psi} \mathbf{G} \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K (|\mathbf{h}_{d,k}^H \mathbf{w}_i - \sqrt{\beta} \mathbf{h}_{r,k}^H \mathbf{\Psi} \mathbf{G} \mathbf{w}_i|^2) + \sigma_k^2} \geq \gamma_{p,k}$$

对于非凸约束 C12~C15,将 C12~C15 变换为凸差形式,进而采用逐次凸逼近的方法,通过一阶泰勒近似来重构凸差函数约束得到凹部分,迭代 r 次中约束 C12~C15 的值用 $\gamma_{p,k}^r, \gamma_{c,k}^r, w_k^r$ 。则 C12~C15 可转化为

$$C16: \sum_{i=1, i \neq k}^K |\mathbf{g}_{1,k}^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma^2 - \frac{2\Re((\mathbf{w}_k^r)^2 \mathbf{g}_{1,k}^H \mathbf{g}_{1,k}^H \mathbf{w}_k)}{\gamma_{p,k}^r} +$$

$$\frac{|\mathbf{g}_{1,k}^H \mathbf{w}_k^r|^2 \gamma_{p,k}}{(\gamma_{p,k}^r)^2} \leq 0, \forall i \in \mathcal{K}$$

$$C17: \sum_{i=1, i \neq k}^K |\mathbf{g}_{2,k}^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma^2 - \frac{2\Re((\mathbf{w}_k^r)^2 \mathbf{g}_{2,k}^H \mathbf{g}_{2,k}^H \mathbf{w}_k)}{\gamma_{p,k}^r} +$$

$$\frac{|\mathbf{g}_{2,k}^H \mathbf{w}_k^r|^2 \gamma_{p,k}}{(\gamma_{p,k}^r)^2} \leq 0, \forall i \in \mathcal{K}$$

$$C18: \sum_{i=1}^K |\mathbf{g}_{1,k}^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma^2 - \frac{2\Re((\mathbf{w}_k^r)^2 \mathbf{g}_{1,k}^H \mathbf{g}_{1,k}^H \mathbf{w}_0)}{\gamma_{c,k}^r} +$$

$$\frac{|\mathbf{g}_{1,k}^H \mathbf{w}_0^r|^2 \gamma_{p,k}}{(\gamma_{c,k}^r)^2} \leq 0, \forall i \in \mathcal{K}$$

$$\text{C19: } \sum_{i=1}^K |\mathbf{g}_{1,k}^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma^2 - \frac{2\mathcal{R} \{ (\mathbf{w}_k^r)^2 \mathbf{g}_{2,k}^H \mathbf{g}_{2,k}^H \mathbf{w}_0^r |^2 }{\gamma_{c,k}^r} +$$

$$\frac{|\mathbf{g}_{2,k}^H \mathbf{w}_0^r|^2 \gamma_{p,k}}{(\gamma_{c,k}^r)^2} \leq 0, \forall i \in \mathcal{K}$$

利用上述近似,问题 P2. 2 转变为一个凸问题,可以利用 CVX 工具包进行求解。

$$\begin{aligned} & (\text{P2. 2}) \max_{\mathbf{w}, \alpha_p, \alpha_c, \gamma_p, \gamma_c, t} t \\ & \text{s. t. C2, C4, C7} \sim \text{C11, C16} \sim \text{C19} \end{aligned}$$

2.2 RIS 相移系数的优化

给定发射波束形成向量和公有信息速率分配向量,引入辅助变量 u ,问题 P1 转为

$$(\text{P3}) \max_{\theta}$$

$$\text{s. t. C1, C3} \sim \text{C5}$$

$$\text{C20: } R_i \geq u, \forall i \in \mathcal{K}$$

令 $\mathbf{a}_k = \text{diag}(\mathbf{h}_{r,k}^H) \mathbf{G} \mathbf{w}$, 则有 $\mathbf{h}_{d,k}^H \mathbf{w}_k = g_k, \mathbf{h}_{r,k}^H \mathbf{G} \mathbf{w} = \theta^H \mathbf{a}_k$, 其中 $\theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_N]^H$ 。并引入 $\eta_p, \eta_c, \mathbf{v}_p, \mathbf{v}_c$ 分别表示私有信息信干噪比,公有信息的信干噪比,私有信息速率,公有信息速率的松弛变量。其中 $\eta_p = [\eta_{p,1}, \eta_{p,2}, \dots, \eta_{p,K}]^T, \eta_c = [\eta_{c,1}, \eta_{c,2}, \dots, \eta_{c,K}]^T, \mathbf{v}_p = [\mathbf{v}_{p,1}, \mathbf{v}_{p,2}, \dots, \mathbf{v}_{p,K}]^T, \mathbf{v}_c = [\mathbf{v}_{c,1}, \mathbf{v}_{c,2}, \dots, \mathbf{v}_{c,K}]^T$ 。因此问题 P3 进一步转化为

$$(\text{P3. 1}) \max_{\theta, \eta_p, \eta_c, \mathbf{v}_p, \mathbf{v}_c} u$$

$$\text{s. t. C4, C5, C20}$$

$$\text{C21: } \sum_{k=1}^K a_k \leq v_{c,k}, \forall i \in \mathcal{K}$$

$$\text{C22: } 1 + \eta_{p,k} - 2^{v_{p,k}} \geq 0, \forall i \in \mathcal{K}$$

$$\text{C23: } 1 + \eta_{c,k} - 2^{v_{c,k}} \geq 0, \forall i \in \mathcal{K}$$

$$\text{C24: } \frac{|g_k + c\sqrt{\beta} \theta^H \mathbf{a}_k|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K |g_i + c\sqrt{\beta} \theta^H \mathbf{a}_i|^2 + \sigma^2} \geq \eta_{p,k}, \forall i \in \mathcal{K}$$

$$\text{C25: } \frac{|g_0 + c\sqrt{\beta} \theta^H \mathbf{a}_0|^2}{\sum_{i=1}^K |g_i + c\sqrt{\beta} \theta^H \mathbf{a}_i|^2 + \sigma^2} \geq \eta_{c,k}, \forall i \in \mathcal{K}$$

为了处理非凸约束 C3,采用罚函数法将 P3. 1 转化为

$$(\text{P3. 2}) \max_{\theta, \eta_p, \eta_c, \mathbf{v}_p, \mathbf{v}_c} u + C \sum_{n=1}^N (|\theta_n|^2 - 1)$$

$$\text{s. t. C4, C5, C20} \sim \text{C25}$$

$$\text{C26: } |\theta_n| < 1, \forall n \in \mathcal{N}$$

其中 C 是一个正的惩罚系数。由于目标函数 P3. 2 是非凸的,故需要利用一阶泰勒展开式在第 r 次迭代附近进行近似。则有

$$\begin{aligned} & (\text{P3. 3}) \max_{\theta, \eta_p, \eta_c, \mathbf{v}_p, \mathbf{v}_c} u + C \sum_{n=1}^N \mathcal{R} \{ 2(\theta_n^r)^* \theta_n - |\theta_n^r|^2 - 1 \} \\ & \text{s. t. C4, C5, C20} \sim \text{C26} \end{aligned}$$

对于 C5 的非凸性,利用二阶锥规划,转化为

$$\text{C27: } 2\Re((\theta^r)^H \mathbf{a}_k \mathbf{a}_k^H \theta) - |(\theta^r)^H \mathbf{a}_k| \geq \frac{\gamma_{sc} \sigma^2}{L}$$

由于约束 C24, C25 的非凸性,引入松弛变量 $\kappa_p = [\kappa_{p,1}, \kappa_{p,2}, \dots, \kappa_{p,K}]^T, \kappa_c = [\kappa_{c,1}, \kappa_{c,2}, \dots, \kappa_{c,K}]^T$, 因此 C24 可以改写为

$$\text{C28: } \sum_{i=1, i \neq k}^K |g_i + c\sqrt{\beta} \theta^H \mathbf{a}_i|^2 + \sigma^2 \leq \kappa_{p,k}$$

$$\text{C29: } |g_k + c\sqrt{\beta} \theta^H \mathbf{a}_k|^2 \geq \gamma_{p,k} \kappa_{p,k}$$

其中约束 C28 仍然是非凸的,故采用两个凸函数之差来进行近似:

$$|g_k + c\sqrt{\beta} \theta^H \mathbf{a}_k|^2 \geq \frac{1}{4} ((\gamma_{p,k} + \kappa_{p,k})^2 - (\gamma_{p,k} - \kappa_{p,k})^2) \quad (13)$$

由于上式依旧是非凸的,故需要利用 $|g_k + c\sqrt{\beta} \theta^H \mathbf{a}_k|^2$ 在 θ^r 的一阶泰勒展开式进一步进行转化,如下式:

$$\begin{aligned} & \text{C30: } 2\mathcal{R} \{ (\theta^r)^H \mathbf{A} \theta \} - (\theta^r)^H \mathbf{A} \theta^r + 2\mathcal{R} (c \theta^H \mathbf{a}_k \mathbf{g}_k^H) + \\ & |g_k|^2 \geq \frac{1}{4} ((\gamma_{p,k} + \kappa_{p,k})^2 - 2(\gamma_{p,k}^r - \kappa_{p,k}^r)(\gamma_{p,k} - \kappa_{p,k}) + \\ & (\gamma_{p,k}^r - \kappa_{p,k}^r)^2) \end{aligned}$$

同理对于 C23 可以改写为

$$\text{C31: } |g_0 + c\sqrt{\beta} \theta^H \mathbf{a}_0|^2 \geq \gamma_{c,k} \kappa_{c,k}$$

$$\begin{aligned} & \text{C32: } \mathcal{R} \{ (\theta^r)^H \mathbf{A} \theta \} - (\theta^r)^H \mathbf{A} \theta^r + 2\mathcal{R} (c \theta^H \mathbf{a}_0 \mathbf{g}_0^H) + \\ & |g_0|^2 \geq \frac{1}{4} ((\gamma_{c,k} + \kappa_{c,k})^2 - 2(\gamma_{c,k}^r - \kappa_{c,k}^r)(\gamma_{c,k} - \kappa_{c,k}) + \\ & (\gamma_{c,k}^r - \kappa_{c,k}^r)^2) \end{aligned}$$

在上述逼近方法的基础上,将 P3. 3 近似为迭代 r 时的凸问题。针对问题 P1 提出的交替迭代优化总算法具体步骤如下:

- 1 初始化 $n \leftarrow 0, u^r \leftarrow 0, \theta^r, \mathbf{w}^r, \mathbf{a}^r$
- 2 重复
- 3 $r \leftarrow r+1$
- 4 使用 $\theta^{r-1} \mathbf{w}^{r-1}, \gamma_p^{r-1}, \gamma_c^{r-1}, \alpha_p^{r-1}, \alpha_c^{r-1}$ 求解问题 P2. 2, 得到最优解 $\mathbf{w}^*, \gamma_p^*, \gamma_c^*, \alpha_p^*, \alpha_c^*$
- 5 更新变量值 $\mathbf{w}^r \leftarrow \mathbf{w}^*, \gamma_p^r \leftarrow \gamma_p^*, \gamma_c^r \leftarrow \gamma_c^*, \alpha_p^r \leftarrow \alpha_p^*, \alpha_c^r \leftarrow \alpha_c^*$
- 6 使用 $\theta^{r-1}, \mathbf{w}^r, \gamma_p^r, \gamma_c^r, \alpha_p^r, \alpha_c^r$ 解决问题 P3. 4, 并得到最优解用 θ^* 以及 $\mathbf{a}^*$
- 7 更新 $\theta^r \leftarrow \theta^*, \mathbf{a}^r \leftarrow \mathbf{a}^*$ 计算目标函数最优值 u^*
- 8 直到 $|u^r - u^{r-1}| < \varepsilon$
- 9 结束

2.3 算法收敛性分析

所提算法的收敛性由定理 1 给出。

定理 1:保证收敛。

首先,在所提算法的步骤 4 中,对于给定 Θ^{-1} 得到了最优解 $\mathbf{w}^r$,因此有如下不等式:

$$R(\Theta^{-1}, \mathbf{w}^{r-1}) \leq R(\Theta^{-1}, \mathbf{w}^r) \quad (14)$$

其次,在步骤 6 中,因为 Θ^r 是最优解,因此以下不等式成立:

$$\mathbf{R}(\Theta^{-1}, \mathbf{w}^r) \leq R(\Theta^r, \mathbf{w}^r) \quad (15)$$

由式 (14) 和式 (15),进一步可以得到

$$R(\Theta^{-1}, \mathbf{w}^{r-1}) \leq R(\Theta^r, \mathbf{w}^r) \quad (16)$$

式 (16) 表示问题 P1 的目标值在每一次交替迭代后始终增加,同时因为问题 P1 的可行解结合是连续的,并且它的下界是某个有限正数^[18],该解为局部最优解。因此所提算法收敛,证明完毕。

2.4 算法复杂度分析

对于所提算法,收敛需要的迭代次总次数近似为 $O(\ln(\varepsilon_1^{-1}))$,其中 ε_1 为设置的收敛精度。约束 C8 和 C9 为指数锥约束,可近似为二阶锥序列。其中二阶锥编程的计算复杂度为 $O([KM]^{3.5})$,因此最差情况下的计算复杂度为 $O(\ln(\varepsilon_1^{-1})[KM]^{3.5})$,通过类似分析,提出的基于逐次凸逼近的相位优化方法复杂度为 $O(\ln(\varepsilon_2^{-1})[KM]^{3.5})$,因此总的复杂度为 $O(S(\ln(\varepsilon_1^{-1})[KM]^{3.5}) + S(\ln(\varepsilon_2^{-1}) \cdot [KM]^{3.5}))$,S 表示交替优化的迭代次数。

3 仿真分析

在本节中,将对本文提出的模型进行相关的性能分析。比较方案如下:

- 1) 基于 RSMA 的 AO 算法——系统模型采用 RSMA 广播信号,采用本文所提的交替优化方法。
- 2) 仅优化波束 RSMA——系统模型采用 RSMA 广播信号,但是不优化 RIS 相移系数的方案。
- 3) 基于 SDMA 的 AO 算法——系统模型采用 SDMA 广播信号,当公信息的功率为 0 时,RSMA 退化为 SDMA,采用本文所提的交替优化方法进行优化。
- 4) 仅优化波束 SDMA——系统模型采用 SDMA 广播信号,但是不优化 RIS 相移系数的方案。
- 5) 基于 NOMA 的 AO 算法——系统模型采用 NOMA 广播信号的交替优化方案^[19]。
- 6) 仅优化波束 NOMA——系统模型采用 NOMA 广播信号,但是不优化 RIS 相移系数的优化方案。
- 7) 无 RIS 辅助的信道 (RSMA)——基站广播信号模型采用 RSMA 广播信号,但不使用 RIS 的传统方案^[20]。

设置基站的位置为 (0,0)m,RIS 的位置为 (50,0)m,PR1 的位置为 (50,5)m,PR2 的位置为 (55,5)m。基站与 RIS 之间的路损因子为 2.2,RIS 与用户之间的路损因子为 2.2,基站与 PR 之间的路损因子为 3.6,链路 PT-RIS、RIS-PR1、RIS-PR2 的莱斯因子设置为 3,其他的链路莱斯因子均设为 0,同时设置天线数量 $M=4$,噪音 $\sigma^2=-80$ dBm, $C=1\ 000$, $L=50$ 。

图 2 为最大化最小化速率与 PT 发射功率的曲线。从图 2 可以看出,随着发射功率的增大,系统的最小用户速率也在增加,与 NOMA 和 SDMA 方案相比,本文提出的方案明显优于对比方案。即使在 RIS 的相移系数都不优化的时候,也能看出,提出的基于 RSMA 的分址方式,相对于 SDMA 和 NOMA 方案,有着明显的优势。对比于不优化相移的方案而言,相移系数的优化有着更为明显的优势,这是因为相移系数的调整,很大程度上增强了信号的接收功率。针对所提方案的最小用户速率总是高于 SDMA 和 NOMA 所提方案的原因,主要因为 RSMA 方案和 SDMA 方案不同,RSMA 可以依靠公共信息和私有信息的叠加传输,SDMA 方案仅仅依赖私有信息的传输,当发射功率变高时,无法进行灵活的调配,导致对用户速率的提升有限,而 NOMA 方案则是牺牲了空间复用的增益,来保证各个用户都能够进行解码,导致该方案用于资源分配的灵活性不如所提 RSMA 的方案高。

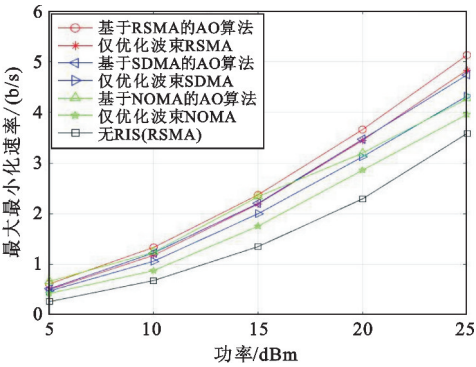


图 2 用户最小化速率与 PT 发射功率关系曲线
Fig. 2 User minimisation rate versus PT transmit power curve

图 3 为智能反射面数量与用户最小速率变化的曲线,研究了智能反射面数量对用户最大化最小化速率的影响。当 PT 发射功率为 20 dBm 时,从图 3 可以看出,随着智能反射面数量的增加,用户的最小速率除了无智能反射面的信道,其他的方案都呈现递增趋势。这是因为 RIS 数量越多,对系统能够提供更多的传输通道,证明了由于后向散射的引入,所以提供了额外的多路径来增强主系统发射的有源信

号,从而提高了用户的最小速率。

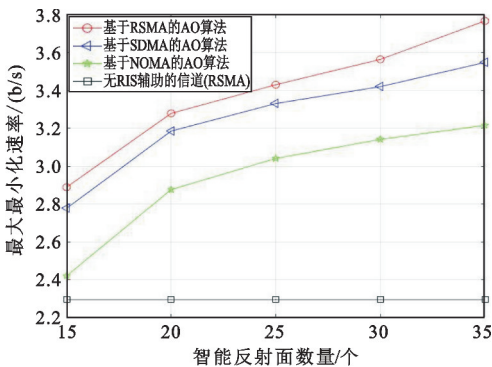


图3 智能反射面数量与用户最小速率变化曲线

Fig.3 Variation curve of the number of reconfigurable intelligent surfaces versus the minimum user rate

同时,不难看出,相对于无 RIS 辅助信道通信而言,有智能反射面辅助系统的无线通信具有更高的性能。这进一步表明,本文所提的方案在提高最小用户速率问题上有着较为明显的优势。从图 3 也可以看出,随着 RIS 的数量上升,SDMA 的方案性能优于 NOMA 方案的性能。实际上这是由于 NOMA 方案无法高效利用 RIS 的反射单元所提供的空间自由度,来提升用户的最小化速率。

图 4 为不同用户的信息速率与私有信息速率,曲线其中相关参数设置为 $M=32,N=4$ 。由图 4 可以看出用户 2 获得的私有信息速率小于用户 1,因此将所有可实现的公共信息速率分配给用户 2,以提高用户 2 的总信息速率,从而保证用户 1 和用户 1 分配信息速率的公平性。

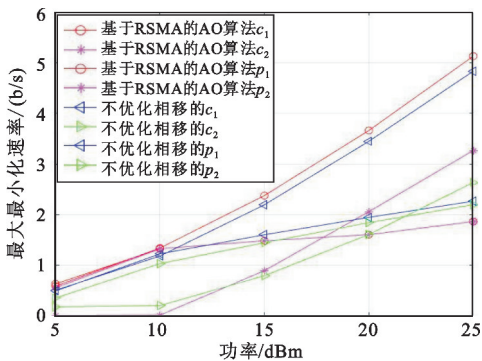


图4 不同用户的公有信息速率与私有信息速率曲线

Fig.4 Public versus private information rate curves for different users

针对 RSMA 辅助 RIS 的后向散射通信的公有信息与私有信息功率分配情况如图 5 所示。其中图 5 的相关参数设置为 $M=32,N=4$ 。从图 5 可以看出,随着发射功率的提升,公有信息 s_0 的比例在不断地降低,而私有信息 s_1 和私有信息 s_2 的比例则在一定

程度有所增加。仿真结果说明在功率较小时,公有信息的分配对用户速率的提升较大,而随着功率的增加,公有信息对用户速率的提升不大。

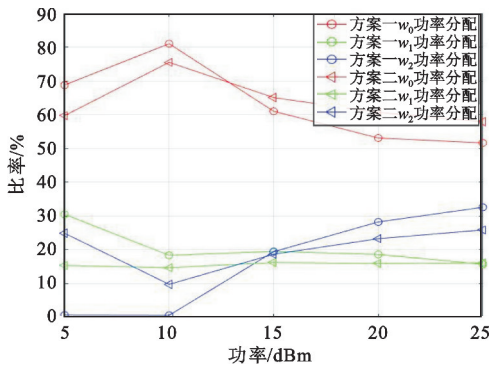


图5 不同方案的功率分配

Fig.5 Power distribution for different scenarios

图 6 为本文所提算法的迭代次数与 PT 发射功率的仿真曲线图,其中天线数量设置为 4,PT 发射功率设置为 20 dBm。从图 6 可以看出,随着 RIS 数量的上升,算法的迭代次数总体也在上升。这是由于随着智能反射面数量的增加,所需优化 RIS 相移系数矩阵的维度也在增加,需要迭代更多的次数才能得到最优解。但总体变化范围不大,从图中可以得到在 RIS 数量较少的时候迭代次数为 14 左右,在 RIS 数量较多时候迭代次数为 26 左右,表明本文所提的算法具有良好的收敛性。

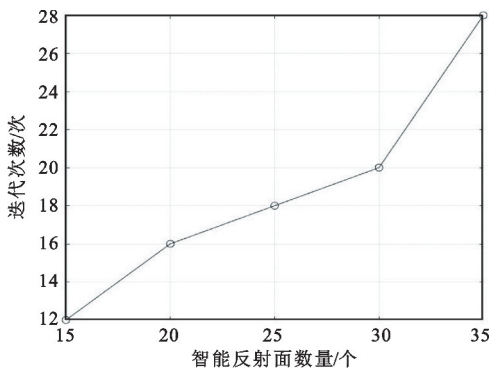


图6 算法迭代次数与 PT 发射功率关系

Fig.6 The number of iterations of the algorithm versus the PT transmitter power

4 结束语

针对通信中频谱和能量资源的优化问题,本文提出了一种新型的采用 RSMA 传输的 RIS 辅助 SR 系统模型。该方案基于传统的 SR 系统,将 RIS 替代 SR 通信系统中的次要系统,并采用 RSMA 技术传输信号,增强后向散射通信的同时,降低能源消

耗,实现了绿色通信。为了实现用户最小速率的最大化,本文定义了关于 PT 发射波束形成、RIS 的相移系数和公有信息速率分配的联合优化问题,并通过引入辅助变量的迭代算法进行了相应的求解。仿真结果表明,本文提出的基于 RSMA 辅助的 RIS 辅助无线通信系统模型算法收敛性高,同时提出的模型比基于 SDMA 和 NOMA 辅助的 RIS 辅助无线通信系统模型有着更高的用户信息速率。

下一步将针对信道不完美的情况以及采用广义的 RS 策略等情况进行研究。

参考文献:

[1] ZHOU H, LIANG Y C, KANG X, et al. Cooperative beamforming for large intelligent surface assisted symbiotic radios [C]//Proceedings of 2020 IEEE Global Communications Conference. Taipei, China; IEEE, 2020: 1-6.

[2] 张荣海翔. 基于非正交多址技术的反向散射通信系统资源分配及性能优化[D]. 成都: 电子科技大学, 2022.

[3] 张倩倩. 认知反向散射通信互惠传输理论与资源配置方法研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2021.

[4] LIANG Y C, ZHANG Q, LARSSON E G, et al. Symbiotic radio: cognitive backscattering communications for future wireless networks [J]. IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking, 2020, 6(4): 1242-1255.

[5] KANG X, HO C K, SUN S. Full-duplex wireless-powered communication network with energy causality [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(10): 5539-5551.

[6] PANDIT S, SINGH G. An overview of spectrum sharing techniques in cognitive radio communication system [J]. Wireless Networks, 2017, 23(2): 497-518.

[7] ZHANG L, XIAO M, WU G, et al. A survey of advanced techniques for spectrum sharing in 5G networks [J]. IEEE Wireless Communications, 2017, 24(5): 44-51.

[8] 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.

[9] ZHANG Q, LIANG Y C, POOR H V. Symbiotic radio: a new application of large intelligent surface/antennas (LISA) [C]//Proceedings of 2020 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Seoul: IEEE, 2020: 1-6.

[10] ZHANG Q, LIANG Y C, POOR H V. Reconfigurable intelligent surface assisted MIMO symbiotic radio networks [J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(7): 4832-4846.

[11] XU X, LIANG Y C, YANG G, et al. Reconfigurable

intelligent surface empowered symbiotic radio over broadcasting signals [J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(10): 7003-7016.

[12] XU X, LIANG Y C, YANG G, et al. Reconfigurable intelligent surface empowered symbiotic radio over broadcasting signals [C]//Proceedings of 2020 IEEE Global Communications Conference. Taipei, China: IEEE, 2020: 1-6.

[13] YANG Z, SHI J, LI Z, et al. Energy efficient rate splitting multiple access (RSMA) with reconfigurable intelligent surface [C]//Proceedings of 2020 IEEE International Conference on Communications Workshops. Dublin: IEEE, 2020: 1-6.

[14] MAO Y, CLERCKX B, LI V O K. Rate-splitting multiple access for downlink communication systems: bridging, generalizing, and outperforming SDMA and NOMA [J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2018, 2018(1): 133-167.

[15] GAMAL S, RIHAN M, HUSSIN S, et al. Multiple access in cognitive radio networks; from orthogonal and non-orthogonal to rate-splitting [J]. IEEE Access, 2021, 9: 95569-95584.

[16] ACOSTA M R C, MORETA C E G, KOO I. Joint power allocation and power splitting for MISO-RSMA cognitive radio systems with SWIPT and information decoder users [J]. IEEE Systems Journal, 2021, 15(4): 5289-5300.

[17] 张倩倩, 王俊, 梁应敞. 面向 6G 的共生散射通信技术: 原理、方法与应用 [J]. 中国科学: 信息科学, 2022, 52(8): 1393-1416.

[18] 谭子谦, 姜浩, 韩士莹. IRS 辅助的共生无线电系统鲁棒优化算法设计 [J]. 电讯技术, 2023, 63(10): 1455-1463.

[19] DING Z, POOR H V. Advantages of NOMA for multi-user BackCom networks [J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(10): 3408-3412.

[20] CASTRO J A D, LIMA F R M. Subcarrier assignment, user matching and power allocation for weighted sum-rate maximization with RSMA [C]//Proceedings of 2022 Global Information Infrastructure and Networking Symposium. Argostoli: IEEE, 2022: 20-24.

作者简介:

陈 静 女, 1999 年生于四川广安, 2021 年获学士学位, 现为硕士研究生, 主要研究方向为资源分配、智能反射面。

邓炳光 男, 1978 年生于广东东莞, 2004 年获硕士学位, 现为副教授, 主要研究方向为通信网与测试技术、物联网应用与估计、资源分配。

伍志攀 男, 1999 年生于江西吉安, 2021 年获学士学位, 现为硕士研究生, 主要研究方向为资源分配、智能反射面。

冯彦博 男, 1997 年生于四川达州, 2021 年获学士学位, 现为硕士研究生, 主要研究方向为移动通信技术、智能反射面、鲁棒资源分配。