

IRS 辅助 SIMO-MAC 认知无线电系统频谱感知 优化策略

李 飞¹ 马 俊¹ 李 汀¹ 季 薇¹ 梁 彦¹ 宋云超²

(1. 南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏南京 210003; 2. 南京邮电大学电子与光学工程学院, 江苏南京 210003)

摘 要: 认知无线电(Cognitive Radio, CR)通过允许次用户与主用户共享频谱,在提高无线通信的频谱效率方面具有重要意义。最近,智能反射表面(Intelligent Reflecting Surface, IRS)的提出,使我们可以通过 IRS 反射元件重构信道环境来提高无线通信系统的通信质量。本文提出了一个 IRS 辅助的单输入多输出多址接入信道(Single Input Multiple Output Multiple Access Channels, SIMO-MAC) CR 网络,并结合一种新型的 IRS 辅助多用户协作频谱感知方案来增强感知性能。目标是在次用户的功率约束以及对主用户的干扰约束下,通过联合优化次用户发射功率分配和 IRS 相位,最大化次用户的和速率。为了解决所建立的变量耦合的非凸问题,我们采用基于块坐标下降的高效交替优化算法,首先通过拉格朗日乘子法和注水功率分配算法以及 Karush-Kuhn-Tucker (KKT)算法求解得到最优的功率分配,然后构造多目标优化问题,利用连续凸逼近、半定松弛方法将非凸问题转化为一个半正定规划的凸问题,从而求解出 IRS 相移矩阵的近似最优解。仿真结果表明,本文所提方案可以极大地提高认知无线电网络的频谱感知性能以及频谱效率。

关键词: 单输入多输出; 多址接入信道; 认知无线电; 智能反射面; 多用户协作频谱感知

中图分类号: TN925 **文献标识码:** A **DOI:** 10.16798/j.issn.1003-0530.2023.07.013

引用格式: 李飞,马俊,李汀,等. IRS 辅助 SIMO-MAC 认知无线电系统频谱感知优化策略[J]. 信号处理, 2023, 39(7): 1262-1272. DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2023.07.013.

Reference format: LI Fei, MA Jun, LI Ting, et al. Spectrum sensing optimization strategy of IRS assisted SIMO-MAC cognitive radio system[J]. Journal of Signal Processing, 2023, 39(7): 1262-1272. DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2023.07.013.

Spectrum Sensing Optimization Strategy of IRS Assisted SIMO-MAC Cognitive Radio System

LI Fei¹ MA Jun¹ LI Ting¹ JI Wei¹ LIANG Yan¹ SONG Yunchao²

(1. School of Communications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, Jiangsu 210003, China; 2. College of Electronic and Optimal Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, Jiangsu 210003, China)

Abstract: Cognitive radio (CR) was of crucial importance in improving the spectral efficiency of wireless communications systems by allowing the secondary users (SU) to share the spectrum with the primary user (PU). Recently, the proposal of Intelligent Reflecting Surface (IRS) allowed us to reconstruct the channel environment through IRS reflective elements to improve the performance of wireless communication systems. In this paper, we proposed an IRS-assisted single input multiple output multiple access channels (SIMO-MAC) CR network. Moreover, we proposed a novel IRS-assisted cooperative

spectrum sensing (CSS) scheme to improve the sensing performance. We formulated the sum rate maximization problem by jointly optimizing the power allocation of secondary users and the phase shifts of IRS, subjected to the power constraint of the secondary user and the interference constraint to the primary user. In order to tackle the non-convex problem with couple variables, we exploited an efficient alternating optimization algorithm based on block coordinate descent. Firstly, the optimal power allocation was obtained by adopting the Lagrange multiplier method, the water injection power allocation and Karush-Kuhn-Tucker (KKT) condition. Secondly, the multi-objective optimization problem was constructed, and the non-convex problem was transformed into a convex problem of semi-positive definite programming by using successive convex approximation (SCA) and semi-definite relaxation (SDR), so as to solve the approximate optimal solution of the IRS phase shift matrix. Simulation results show that our proposed scheme can greatly improve spectral sensing performance and the spectrum efficiency of the Cognitive radio network.

Key words: single input multiple output; multiple access channels; cognitive radio; intelligent reflecting surface; multiple users cooperative spectrum sensing

1 引言

随着5G的不断发展,以及可以预见的6G无线通信系统的出现,通信设备数量呈现爆炸性增长的趋势,频谱资源变得越来越稀缺。因此,学者们在更努力地开展对新频段的探索,文献[1]考虑能够同时服务多用户的毫米波通信技术,可以显著提高系统吞吐量。当然,也有大量学者在研究当前通信技术,以便将它们与新技术结合在一起,解决频谱资源短缺的问题^[2]。认知无线电(Cognitive Radio, CR)技术可以充分利用授权用户的可用频谱,是解决未来无线网络频谱稀缺问题的途径之一^[2]。二十多年来,基于CR的设备和应用已经成为一个重要且不断扩展的领域,CR所带来的益处也被大众所知晓。展望即将到来的6G网络,CR成为促进各种无线通信系统共存的重要因素,引入CR可以显著提高系统性能^[3]:有效增加频谱利用率,大多数当前和传统网络的静态频谱分配是非常低效的,如果CR设备正确辨别了频谱的可用性,则可以通过该频谱引入新的服务和应用^[4];可以促进未授权和已授权网络或者不同的未授权的网络之间的共存;提升经济效益,因为次用户(Secondary User, SU)接入价格很低,所以通过CR提升相同频块更高的利用率,可以使运营商经济成本降低。

CR的主要使能因素是频谱感知,它提供了动态评估无线电环境以识别未使用频谱的机会。已有不少的方案提出如何提高频谱感知的性能,大量研究考虑单用户频谱感知方案,如能量检测^[5]、匹配滤波器检测、循环平稳算法^[6]等。单用户频谱感知能快速地检测到主用户(Primary User, PU)是否在

线,但单个SU容易受到环境的影响,降低频谱感知的性能。针对此问题,学者提出多用户协作频谱感知(Cooperative Spectrum Sensing, CSS)方案,多个SU工作在同一个认知无线网络(Cognitive Radio Network, CRN)中,互相协作以完成对频谱的检测^[7]。采用CSS方案的CRN极大的提高无线网络的频谱效率,但也面临在PU和SU性能改进之间存在的挑战。文献[8]提出在SU和次基站之间引入随机中断,并对融合中心进行补偿,意在提高能量利用效率。文献[9]提出信道占用的稀疏性序列,在低采样率的情况下能达到较好的检测性能。文献[10]考虑增加SU处的发射功率以增强信号强度,但这也将对PU产生更大的干扰。为了简单起见,CSS中通常假设由SU对PU的干扰忽略不计^[11],但这在实际的CRN中是不能成立的。本文也对多用户CSS策略展开研究,考虑在对PU存在干扰情况下,提升系统的频谱感知效率。

近年来,智能反射面(Intelligent Reflecting Surface, IRS)的出现,引发了学术界的 research 热潮。IRS由大量无源电磁单元排列组成,可以根据实时信道条件,自适应调整内置的相移^[12]。由于IRS能够调整反射相位,使得IRS反射信号与直连信号在SU处实现相干叠加,从而获得更高的信号强度,这有效弥补了能量检测在微弱信号检测方面的缺点。所以IRS可以仅作为增强信号强度的无源设备,在不改变频谱感知基本机制的情况下,有效扩展至其他的频谱感知算法^[13]。最新研究结果也证实了在CR领域使用IRS在提高系统吞吐量和保护PU免受干扰方面的有效性^[14]。文献[15]研究了一种用于单

用户频谱传感、合作传感和分集接收的 IRS 增强型能量检测方案。文献[16]分析了 IRS 对基于特征值的检测的扩频性能的影响,并通过分析得出需要多少 IRS 元件来满足检测的目标概率。文献[17]中考虑了 CRN 系统的 IRS 增强型频谱检测,其中统计信道状态信息、IRS 相位优化和 IRS 的位置都被考虑。但是目前相关工作大多局限于 IRS 辅助通信传输的研究,有关于 IRS 联合辅助协作频谱感知以及传输的文章很少。

为了进一步增加系统的频谱效率以及多用户 CSS 的可靠性,我们采用多址接入信道(Multiple Access Channels, MAC)。MAC 方案指的是用来区分不同用户的多用户接入技术,目的就是多个用户共享信道、动态分配网络资源。因此,多址方案通常用于允许多用户同时共享资源。同时,大多数传统的 CRN 是基于单输入单输出几何结构的,由于多径传播,这种几何结构会遭受深度衰落。使得在 SU 处接收的 PU 信号实际上非常弱,从而导致不令人满意的高漏检概率或虚警概率,这进一步降低了 SU 的动态频谱接入效率。考虑减轻衰落问题并提高 CRN 的性能,大部分文章都是使用单输入多输出(Single Input Multiple Output, SIMO)和多输入多输出配置的空间分集操作模式^[18]。为了提高频谱效率和 MAC 的可靠性,通常在基站部署多根天线。同时,由于移动终端的尺寸和成本限制,单天线移动用户相当普遍。我们简单地将这种设置称为单输入多输出多址接入信道(SIMO-MAC)^[19]模型。

本文考虑 SIMO-MAC CRN 系统,同时引入 IRS 辅助多用户 CSS。该方案充分利用了 SIMO 这一机制,使其与多用户 CSS 有机结合,并使用 IRS 来增强感知及传输的性能,这大大提升了系统的感知性能以及总速率。同时建立系统和速率最大化问题,优化每个 SU 的功率分配以及 IRS 的相位,考虑 SU 的功率约束和对 PU 的干扰约束,我们结合了连续凸近似(Successive Convex Approximation, SCA),半定松弛(Semi-Definite Relaxation, SDR)以及高斯随机化(Gaussian Randomization, GR)等方法,提出一种交替优化算法来解决所提出的非凸问题。仿真结果表明所提方案可以极大的提高 CRN 的频谱感知性能以及频谱效率。

2 系统模型和问题描述

2.1 系统模型

本文考虑的是 SIMO-MAC CRN 系统模型,如图 1 所示。采取基于频谱感知的机会接入模式。系统中含有主网络的一个具有 N_t 根天线的主基站(Primary Base Station, PBS)和一个单天线接收用户,次级网络中含有一个具有 N_r 根天线的次基站(Secondary Base Station, SBS),也即融合中心,以及 K 个次用户。整个过程分为两个阶段,感知阶段和传输阶段,在含有 M 个元素 IRS 的辅助下,次用户在感知阶段的时隙 τ 内执行多用户 CSS,感知来自 PBS 发送的信号;在传输阶段时隙 $T - \tau$ 内执行与 SBS 通信。其中含有 M 个元素的 IRS 负责增强频谱感知性能以及次级传输性能。

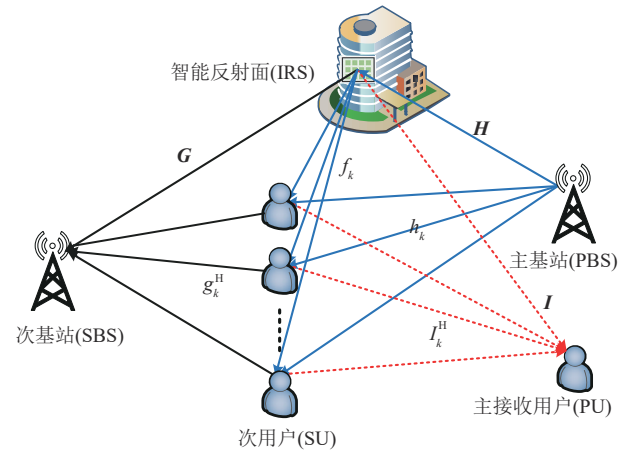


图1 IRS辅助的多用户协作频谱感知SIMO-MAC认知无线电系统

Fig. 1 IRS-assisted multi-user cooperative spectrum sensing SIMO-MAC cognitive radio system

我们定义 IRS 与 SBS、PBS 以及 PU 之间的距离分别为 d_{1-SBS} 、 d_{1-PBS} 和 d_{1-PU} , IRS、SBS、PBS 以及 PU 到各个 SU 之间的距离定义为 d_{1-SU_k} 、 d_{SBS-SU_k} 、 d_{PBS-SU_k} 和 d_{PU-SU_k} , 其中 $k = 1, 2, \dots, K$ 。本文考虑瑞利衰落信道模型,与文献[20]的信道模型类似,假设参考点的路径损耗为 $L_0 = 42$ dB, 路径损耗指数为 ν_β , 瑞利衰落指数为 Ω_β , 那么信道表达式如下:

$$h = \sqrt{L_0 * d^{-\nu_\beta}} * \Omega_\beta \quad (1)$$

其中 $d \in \{d_{1-SBS}, d_{1-PBS}, d_{1-PU}, d_{1-SU_k}, d_{SBS-SU_k}, d_{PBS-SU_k}, d_{PU-SU_k}\}$ 代表不同的信道的距离, $\beta \in \{1-SBS, 1-PBS, 1-PU, 1-SU_k\}$,

$\{s_{\text{BS-SU}_k}, p_{\text{BS-SU}_k}, \text{PU-SU}_k\}$ 代表不同的下标。不同的信道 d , $v_{\beta}, \Omega_{\beta}$ 都不相同。

如图1所示, $h_k (h_k \in \mathbf{C}^{N_s \times 1})$ 为PBS至第 k 个SU的信道响应, $f_k (f_k \in \mathbf{C}^{M \times 1})$ 为IRS至第 k 个SU的信道响应, $\mathbf{H} (\mathbf{H} \in \mathbf{C}^{M \times N_s})$ 代表PBS至IRS的信道, $g_k^H \in \mathbf{C}^{1 \times N_s}$ 为第 k 个SU至SBS的信道响应, $\mathbf{G} \in \mathbf{C}^{M \times N_s}$ 为IRS至SBS的信道, $I_k^H \in \mathbf{C}^{1 \times 1}$ 为第 k 个次用户对主用户的信道响应, 属于次用户对主用户的直接干扰信道, $\mathbf{I} \in \mathbf{C}^{M \times 1}$ 代表IRS到主用户的信道。

2.2 多用户协作感知阶段

多用户的协作可以提高分集增益, 同时也有利于提高频谱感知性能^[10], 在CSS中, SU中至少有一个用户的信噪比(Signal Noise Ratio, SNR)高于单用户SNR的概率增大, 而此概率随着SU个数的增加而增大, 这样CSS性能优于单用户频谱感知^[21]。

我们假设每个SU接收到的信号是遵循以下的一个二元假设检验问题^[22]

$$\begin{cases} \text{H}_0: y_k(t) = n_k(t) \\ \text{H}_1: y_k(t) = \sqrt{P_{\text{PBS}}} (h_k^H + f_k^H \Phi \mathbf{H}) s_k(t) + n_k(t) \end{cases} \quad (2)$$

其中 H_0 表示主用户频段空闲的情况, H_1 表示主用户频段占用的情况, $y_k(t)$ 表示第 k 个次用户接收到的信号, $n_k(t) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_k^2)$ 表示第 k 个SU处的循环对称复高斯白噪声(Circularly Symmetric Complex Gaussian, CSCG)信号, 其中均值为0, 方差用 σ_k^2 表示, P_{PBS} 表示主基站的功率, $s_k(t)$ 表示主基站发射信号, 此处考虑复数字相位调制信号(Phase Shift Keying, PSK), $\Phi = \text{diag}[\alpha_1 e^{j\theta_1}, \dots, \alpha_m e^{j\theta_m}, \dots, \alpha_M e^{j\theta_M}]$ 为IRS相移矩阵, 其中 $\alpha_m \in [0, 1]$, $m \in (1, 2, \dots, M)$ 和 $\theta_m \in [0, 2\pi]$, $m \in (1, 2, \dots, M)$ 分别代表第 m 个IRS元件的幅度反射系数和相移, 类似于文献[17], 我们将 $\alpha_m = 1$, 则可简化 $\Phi = \text{diag}[e^{j\theta_1}, \dots, e^{j\theta_m}, \dots, e^{j\theta_M}]$ 。

考虑协作能量检测方案, 假设 K 个SU独立互不影响, 则IRS辅助协作感知的决策统计量 E_{ICS} 定义为 K 个SU的能量之和^[10, 22]

$$E_{\text{ICS}} = \sum_{k=1}^K E_k = \sum_{k=1}^K \left(\frac{1}{N} \sum_{t=1}^N |y_k(t)|^2 \right) \quad (3)$$

其中 E_k 是第 k 个SU的接收能量, 表示对该SU进行 N 次采样。根据中心极限定理, 当采样点数 N 足够大(e.g., $N \gg 10$), 且噪声功率恒定时, 对于假设 H_0 的情况下, 每个SU的概率密度函数(Probability

Density Function, PDF)可以由均值为 σ_k^2 , 方差为 $\frac{1}{N} \sigma_k^4$ 的高斯分布近似^[10](若一个函数服从高斯分布, 那么其概率分布函数表达式为: $f(x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}$);

同样, 对于假设 H_1 的情况下, 每个SU的PDF则由均值为 $(1 + \gamma_k) \sigma_k^2$, 方差为 $\frac{1}{N} (1 + 2\gamma_k) \sigma_k^4$ 的高斯分布近似^[10], 其中 γ_k 为第 k 个SU的SNR, 在公式(6)中给出定义。那么, 对于多用户CSS, 其决策统计量也服从高斯分布, 如下:

$$E_{\text{ICS}} = \begin{cases} \mathcal{N}(\mu_{\text{ICS},0}, \sigma_{\text{ICS},0}^2) & \text{H}_0 \\ \mathcal{N}(\mu_{\text{ICS},1}, \sigma_{\text{ICS},1}^2) & \text{H}_1 \end{cases} \quad (4a)$$

其中, (4a)代表没有信号时的判决变量, 也即只有噪声; (4b)代表有信号和噪声的情况, 且^[22]

$$\begin{cases} \mu_{\text{ICS},0} = \sum_{k=1}^K \sigma_k^2 \\ \sigma_{\text{ICS},0}^2 = \sum_{k=1}^K \sigma_k^4 / N \\ \mu_{\text{ICS},1} = \sum_{k=1}^K (1 + \gamma_k) \sigma_k^2 \\ \sigma_{\text{ICS},1}^2 = \sum_{k=1}^K (1 + 2\gamma_k) \sigma_k^4 / N \end{cases} \quad (5)$$

其中 $N = \tau f_s$ 为采样点数, τ 表示感知时间, f_s 表示采样频率, γ_k 表示为

$$\gamma_k = \frac{P_{\text{PBS}} |h_k^H + f_k^H \Phi \mathbf{H}|^2}{\sigma_k^2} \quad (6)$$

根据能量检测方案下的概率分布, 得出 K 个次用户协同检测的虚警概率(主用户频段空闲但判决不接入)以及检测概率(主用户频段占用并成功判决不接入)分别为^[10]

$$P_f = \Pr(\text{H}_1 | \text{H}_0) = Q\left(\frac{\lambda - \mu_{\text{ICS},0}}{\sigma_{\text{ICS},0}}\right) \quad (7)$$

$$P_d = \Pr(\text{H}_1 | \text{H}_1) = Q\left(\frac{\lambda - \mu_{\text{ICS},1}}{\sigma_{\text{ICS},1}}\right) \quad (8)$$

其中, λ 为预设的检测门限, $Q(\cdot)$ 表示标准高斯的互补累积分布函数, 表示为: $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-\frac{t^2}{2}) dt$ 。

2.3 传输阶段

从 K 个SU到次级基站的发送-接收信号模型可以表示为:

$$y = \sum_{k=1}^K p_k (g_k^H + f_k^H \Phi \mathbf{G}) x_k + n_k(t) \quad (9)$$

其中 p_k 为第 k 个SU发射功率, 用 $\mathbf{P} = \text{diag}(p_1, p_2, \dots, p_K)$ 表示 K 个SU的发射功率分配矩阵, x_k 为第 k 个

SU发送信号。

次级网络在两种情况下工作:(1)主用户频段占用,仍判决接入;(2)主用户频段空闲,并成功判决接入。则SU和速率可以表达为

$$R(\mathbf{P}, \Phi) = P_{H_0}(1 - P_f) \sum_{k=1}^K \log(1 + \gamma_{0,k}) + P_{H_1}(1 - P_d) \sum_{k=1}^K \log(1 + \gamma_{1,k}) \quad (10)$$

其中, $\gamma_{0,k}$ 和 $\gamma_{1,k}$ 分别为两种情况下次基站的信号与干扰和噪声之比 (Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR), P_{H_0} 和 P_{H_1} 分别表示主基站信道空闲和被占用的概率。

$$\gamma_{0,k} = \frac{p_k |f_k^H \Phi \mathbf{G} + g_k^H|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K p_i |f_i^H \Phi \mathbf{G} + g_i^H|^2 + \sigma_k^2} \quad (11)$$

$$\gamma_{1,k} = \frac{p_k |f_k^H \Phi \mathbf{G} + g_k^H|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K p_i |f_i^H \Phi \mathbf{G} + g_i^H|^2 + P_{\text{PBS}} |h_k^H + f_k^H \Phi \mathbf{H}|^2 + \sigma_k^2} \quad (12)$$

同时,在感知传输阶段,次用户对主用户的泄露干扰也必须低于某个预设值,也即干扰阈值 Γ , 以保证主用户的服务质量,即: $\sum_{k=1}^K p_k |f_k^H \Phi \mathbf{I} + I_k^H|^2 \leq \Gamma$ 。

因此,基于上面的描述,我们建立和速率最大化问题:

$$\max_{\mathbf{P}, \Phi} R(\mathbf{P}, \Phi) \quad (13a)$$

$$\text{s.t. } 0 \leq \phi_m \leq 2\pi, \forall m = 1, \dots, M \quad (13a)$$

$$0 \leq \text{tr}(\mathbf{P}) \leq P_{\max} \quad (13b)$$

$$\sum_{k=1}^K p_k |f_k^H \Phi \mathbf{I} + I_k^H|^2 \leq \Gamma \quad (13c)$$

$$0 \leq \tau \leq T \quad (13d)$$

$$\bar{P}_d \leq P_d \quad (13e)$$

$$\bar{P}_f \geq P_f \quad (13f)$$

其中,(13a)代表的是相移约束,(13b)代表次用户的发射功率约束, $\text{tr}(\mathbf{P})$ 表示功率分配矩阵的迹,也即所有次用户发射功率的总和, P_{\max} 表示最大的次用户发射功率的总和。由于IRS路径可能会额外增加主次用户间干扰,所以我们也考虑了干扰问题,即用(13c)来代表次用户对主用户的泄露干扰约束,利用IRS抑制干扰信号及消除用户间干扰的特性,去实现更低的干扰。(13d)感知时间的约束,(13e)和(13f)分别为对检测概率和虚警概率的限

制,以保证系统的服务质量。

3 基于块坐标下降的优化算法

文中所有涉及的信道在基站均采用迫零传输,因为这在高SNR情况下是最佳的,可以在完美的CSI情况下有效消除多用户间干扰^[19]。则 $\gamma_{0,k}$ 和 $\gamma_{1,k}$

转换为统一形式,即: $\gamma_{0,k} = \frac{p_k |f_k^H \Phi \mathbf{G} + g_k^H|^2}{\sigma_k^2}$, $\gamma_{1,k} = \frac{p_k |f_k^H \Phi \mathbf{G} + g_k^H|^2}{\sigma_k^2}$ 。

如上式所示, H_0 和 H_1 情况下的SINR相等,令 $\gamma_{0,k} = \gamma_{1,k} = \tau_k$,则优化问题转换为:

$$\max_{\mathbf{P}, \Phi} [P_{H_0}(1 - P_f) + P_{H_1}(1 - P_d)] \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \tau_k) \quad (14)$$

$$\text{s.t. } (13a), (13b), (13c), (13d), (13e), (13f)$$

由于所求变量是耦合在一起的,难以求解,我们采用基于块坐标下降的高效交替优化算法,首先固定相移矩阵,求解最优的发射功率矩阵,得到最优的功率分配方案后,再将其固定,求解最优的相移矩阵直至达到收敛条件。

3.1 固定相移矩阵 Φ , 求解发射功率分配矩阵 \mathbf{P}

根据注水(water-filling, WF)功率算法求解最佳次用户发射功率分配 \mathbf{P} , 由于相移矩阵固定,优化问题变为:

$$\max_{\mathbf{P}} [P_{H_0}(1 - P_f) + P_{H_1}(1 - P_d)] \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \tau_k) \quad (15)$$

$$\text{s.t. } (13b), (13c)$$

为了简单起见,令

$$d_k = |f_k^H \Phi \mathbf{G} + g_k^H|^2 \quad (16)$$

$$c_k = |f_k^H \Phi \mathbf{I} + I_k^H|^2 \quad (17)$$

根据传统的注水功率原理,达到最大和速率的最优功率分配可以表示为:

$$p_k = \left(\mu - \frac{\sigma_k^2}{d_k} \right)^+, \quad k = (1, 2, \dots, K)$$

其中 $(x)^+ = \max(0, x)$, 参数 μ 是功率约束满足等式的水位。

然而对于每个次用户,其发射功率不同,所以其水位也不尽相同。因此,对于每个子问题,构建其拉格朗日函数为:

$$L(\mathbf{P}, \kappa, v) = \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{p_k d_k}{\sigma_k^2} \right) + \kappa \left(\Gamma - \sum_{k=1}^K p_k c_k \right) + v(P_{\max} - \text{tr}(\mathbf{P})) \quad (18)$$

使用 Karush-Kuhn-Tucker (KKT) 方法解决上述问题, 运用 KKT 条件

$$(\sigma_k^2 d_k^{-1} + p_k)^{-1} - \kappa c_k - v = 0 \quad (19a)$$

$$v(P_{\max} - \text{tr}(\mathbf{P})) = 0 \quad (19b)$$

$$\kappa \left(\Gamma - \sum_{k=1}^K p_k c_k \right) = 0 \quad (19c)$$

其中 $\alpha \geq 0, v \geq 0$, 那么将 (19b) 和 (19c) 代入到 (19a) 中, 可得到每个 SU 注水功率分配解^[23]

$$p_k^{\text{opt}} = \left(\frac{1}{\kappa c_k + v} - \frac{\sigma_k^2}{d_k} \right)^+, \quad k = (1, 2, \dots, K) \quad (20)$$

参数 κ 和 v 可以通过将 (20) 代入 (19) 得到。式 (20) 类似于常规注水解。然而关键区别在于, 传统的注水原则中所有用户使用相同的水位 μ , 而 (20) 中的解决方案表明, 不同 SU 的水位可能不同。具体来说, 对于每个 SU, 满足功率约束的水位由 $1/(\kappa c_k + v)$ 决定。由于参数 κ 和 v 对于所有 SU 都是相同的, 并且 c_k 量化了从第 k 个 SU 到 PU 的功率增益, 所以对 PU 造成较强干扰的 SU 具有较低的水位, 反之亦然^[24]。同时, 与仅具有单个拉格朗日系数的传统 WF 算法相比, 计算 (20) 变得更加复杂, 幸运的是, 由于功率约束, 分配给每个 SU 的功率是其峰值功率的上限, 该功率分配方案也被称为封顶多级注水功率分配方案。则定义最优的功率分配矩阵为 \mathbf{P}^{opt} , 那么 $\mathbf{P}^{\text{opt}} = \text{diag}(p_1^{\text{opt}}, p_2^{\text{opt}}, \dots, p_k^{\text{opt}})$ 。

3.2 固定发射功率分配矩阵 \mathbf{P} , 求解相移矩阵 Φ

对于给定 \mathbf{P} , 优化问题可以改写为:

$$\begin{aligned} \max_{\Phi} [P_{H_0}(1 - P_f) + P_{H_1}(1 - P_d)] \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \gamma_k) \\ \text{s.t. (13a), (13c), (13d), (13e), (13f)} \end{aligned} \quad (21)$$

由于目标函数是非凸, 这使得 IRS 相位设计问题难以求解, 接下来首先处理非凸目标函数, 具体来说, 我们重写了下列的二次项^[15]:

$$\begin{aligned} |f_k^H \Phi \mathbf{G} + g_k^H|^2 = \\ \text{tr} \left(\begin{bmatrix} \theta^H & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{diag}(f_k^H) \mathbf{G} \\ g_k^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{G}^H \text{diag}(f_k) & g_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ 1 \end{bmatrix} \right) = \\ \text{tr}(\tilde{\theta}^H \mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^H \tilde{\theta}) = \\ \text{tr}(\Theta \mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^H) \end{aligned} \quad (22)$$

其中 $\theta = [e^{j\theta_1}, \dots, e^{j\theta_n}, \dots, e^{j\theta_M}]^H, \tilde{\theta} \in \mathbf{C}^{(M+1) \times 1}, \tilde{\theta} = [\theta^T \ 1]^T$, 同时 $\Theta = \tilde{\theta} \tilde{\theta}^H$, 除此之外, 定义 $\mathbf{G}_k = [(\text{diag}(f_k^H) \mathbf{G})^T \ g_k^H]^T$, 然后 SINR 可以重写为

$$\gamma_k = \frac{p_k \text{tr}(\Theta \mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^H)}{\sigma_k^2} \quad (23)$$

同理, 也可以将约束里面的二次项重写为

$$|f_k^H \Phi \mathbf{I} + I_k^H|^2 = \text{tr}(\Theta \mathbf{D}_k \mathbf{D}_k^H), \forall k \in \{1, \dots, K\} \quad (24)$$

其中 $\mathbf{D}_k \in \mathbf{C}^{(M+1) \times 1}$, 定义为 $\mathbf{D}_k = [(\text{diag}(f_k^H) \mathbf{I})^T \ I_k^H]^T$, 则问题可以转化为

$$\begin{aligned} \max_{\Phi} [P_{H_0}(1 - P_f) + P_{H_1}(1 - P_d)] \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \gamma_k) \\ \text{s.t. (13e), (13f)} \end{aligned} \quad (25a)$$

$$\Theta \geq \mathbf{0} \quad (25a)$$

$$\text{Rank}(\Theta) = 1 \quad (25b)$$

$$\text{diag}(\Theta) = \mathbf{I}_{M+1} \quad (25c)$$

$$\sum_{k=1}^K p_k \text{tr}(\Theta \mathbf{D}_k \mathbf{D}_k^H) \leq \Gamma \quad (25d)$$

同时, 对于感知时刻, 根据能量检测方案下的概率分布, 得出虚警概率(主用户频段空闲但判决不接入)以及检测概率(主用户频段占用并成功判决不接入)分别为式 (7) 和式 (8)。在 CRN 系统中, 通常需要满足一定的检测概率 $\overline{P_d}$ 的约束以保证主用户的 QoS。我们通过调整阈值 λ 使得检测概率 $P_d = \overline{P_d}$, 虚警概率可以表达为^[25]

$$\begin{aligned} P_f = Q \left(\sqrt{2 \sum_{k=1}^K \gamma_k + 1} \cdot Q^{-1}(\overline{P_d}) + \sqrt{\tau f_s} \cdot \sum_{k=1}^K \gamma_k \right) \end{aligned} \quad (26)$$

$Q(\cdot)$ 函数为单调递减函数, 目标函数处为 $1 - P_f$, 因此要最小化 P_f 的值, 使目标函数最大, 则需使得 γ_k 最大。

同理, 重写了下列的二次项:

$$\begin{aligned} |f_k^H \Phi \mathbf{H} + h_k^H|^2 = \\ \text{tr} \left(\begin{bmatrix} \theta^H & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{diag}(f_k^H) \mathbf{H} \\ h_k^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}^H \text{diag}(f_k) & h_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ 1 \end{bmatrix} \right) = \\ \text{tr}(\tilde{\theta}^H \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H \tilde{\theta}) = \\ \text{tr}(\Theta \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H) \end{aligned} \quad (27)$$

$$\text{那么 } \gamma_k = \frac{P_{\text{PBS}} |h_k^H + f_k^H \Phi \mathbf{H}|^2}{\sigma_k^2} = \frac{P_{\text{PBS}} \cdot \text{tr}(\Theta \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H)}{\sigma_k^2},$$

然后问题重写为多目标优化问题^[20]:

$$\begin{aligned} & \max_{\Theta} \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{P_k \text{tr}(\Theta \mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^H)}{\sigma_k^2} \right) \\ & \max_{\Theta} \frac{P_{\text{PBS}} \cdot \text{tr}(\Theta \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H)}{\sigma_k^2} \\ & \text{s.t. (25a), (25b), (25c), (25d)} \end{aligned} \quad (28)$$

为了简化,我们令 $\eta = \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{P_k \text{tr}(\Theta \mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^H)}{\sigma_k^2} \right)$,

$$\xi = \frac{P_{\text{PBS}} \cdot \text{tr}(\Theta \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H)}{\sigma_k^2}.$$

为了解决上述的多目标优化问题,引入 ε 约束因子,则不需要执行目标函数的缩放。特别地, η 最大化保持为目标函数, ξ 最大化的目标函数转换为约束^[26]。那么上述优化问题就转化成:

$$\begin{aligned} & \max_{\Theta} \eta \\ & \text{s.t. } \xi \geq \varepsilon \\ & \text{(25a), (25b), (25c), (25d)} \end{aligned} \quad (29)$$

上述问题的可行性很大程度上取决于 ε 的值, ε 的值不应大于最优的 ξ_{\max} ,也即最大的信噪比。则该问题变为一个SDP问题,但是由于秩一约束,上述问题仍然是非凸的,我们运用SDR方法将秩一约束除去,则上述问题可以简洁地改写如下:

$$\begin{aligned} & \max_{\Theta} \eta \\ & \text{s.t. } \xi \geq \varepsilon \\ & \text{(25a), (25c), (25d)} \end{aligned} \quad (30)$$

那么变量 Θ 可以通过求解问题(30)得到,这是一个标准的凸SDP问题。因此,这s个问题可以采用内点法^[27]求解,本文仿真中直接使用CVX和MOSEK求解器来完成。

由于(30)中忽略了秩一约束,所以得到的最优 Θ 对于原问题(28)可能是不可行的。为了保证收敛解的可行性,即构建秩一解,我们采用高斯随机化方案^[12]。使用 Θ 和随机变量 $z \sim \mathcal{CN}(0_{M+1}, \mathbf{I}_{M+1})$,生成秩一的可能解:

$$\tilde{\theta} = \mathbf{T} \sqrt{\Lambda} \begin{bmatrix} z/\|z\| \\ 1 \end{bmatrix} \in \mathbf{C}^{(M+1) \times 1} \quad (31)$$

其中 \mathbf{T} 是 Θ 的左奇异矩阵, Λ 是其对应的奇异矩阵,其对角元素包含奇异值。用(13a)和(13c)测试随机解 $\tilde{\theta}$,以评估可行性。不断重复地生成和测试高斯随机化解决方案之后,确定可行的并且在(28)中提供最大目标值的最优随机化解决方案,并且用 $\tilde{\theta}^*$ 表示。那么IRS上面第 m 个元素的反射系数由式 $\tilde{\theta}_m^*$

表示,则有:

$$\tilde{\theta}^* = [e^{j\tilde{\theta}_1^*}, \dots, e^{j\tilde{\theta}_m^*}, \dots, e^{j\tilde{\theta}_M^*}, 1]^T \quad (32)$$

实际上,由于硬件限制,IRS元件只能在离散值内移动相位 $\tilde{\theta}_m^*$,所以考虑一个具有 Q 个级别的相位 $\psi \in Q = \left\{ 0, 2\pi \frac{1}{Q}, 2\pi \frac{2}{Q}, \dots, 2\pi \frac{Q-1}{Q} \right\}$ 均匀量化,也即 $\log_2(Q)$ -bit 均匀量化器,则最优的相位表示如下^[12]:

$$\tilde{\theta}_m^* = \arg \min_{\psi \in Q} |\tilde{\theta}_m^* - \psi|, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (33)$$

通过式(33),可得到最优的IRS反射系数向量表示如下:

$$\tilde{\theta}^* = [e^{j\tilde{\theta}_1^*}, \dots, e^{j\tilde{\theta}_m^*}, \dots, e^{j\tilde{\theta}_M^*}, 1]^T \quad (34)$$

表1总结了整体的交替迭代算法流程,具体地,问题(15)和(30)的最大值分别作为问题(15)和(21)的最佳值的下限。在每次迭代中,通过最优地求解(15)和(30),获得的解被用作下一次迭代的输入。迭代算法收敛后,可以得到问题(13)的收敛解,用 \mathbf{P}^{opt} 和 Φ^{opt} 表示。此外,我们注意到非增的 $\mathbf{P}^{(j)}$ 和 $\Phi^{(j)}$ 的任何极限点是问题(13)的平稳点,且 $\mathbf{P}^{(j)}$ 和 $\Phi^{(j)}$ 的值是保证收敛于问题(13)的目标函数的平稳值^[28]。具体如下:

表1 交替迭代算法

Tab. 1 Alternating iterative algorithm

算法一 交替迭代算法

输入: 采样点数 N , 感知时间 τ , 采样频率 f_s , 初始化 $\mathbf{P}^{(j)}, \Phi^{(j)}$, 迭代因子初始化为 $j=1$, 算法收敛容限设置为 $0 < \delta_{\text{AI}} < 1$ 。

输出: \mathbf{P}^{opt} 和 Φ^{opt}

开始:

1. Repeat
2. 给定 $\Phi = \Phi^{(j)}$, 通过求解问题(15)得到 $\mathbf{P}^{(j+1)}$;
3. 通过 $\mathbf{P} = \mathbf{P}^{(j+1)}$ 更新功率分配矩阵;
4. 由给定的 \mathbf{P} , 求解问题(30)得到 $\Theta^{(j+1)}$;
5. 通过解耦 $\Theta^{(j+1)} = \tilde{\theta}^{*(j+1)} (\tilde{\theta}^{*(j+1)})^H$, 恢复相移矩阵 $\Phi^{(j+1)}$;
6. 设置 $j \leftarrow j + 1$;
7. 直到 $\frac{R^{(j)} - R^{(j-1)}}{R^{(j-1)}} \leq \delta_{\text{AI}}$, 其中 $R(\cdot, \cdot)$ 由公式(10)定义;
8. 最优的 $\mathbf{P}^{\text{opt}} = \mathbf{P}^{(j)}$ 和 $\Phi^{\text{opt}} = \Phi^{(j)}$, 结束。

4 仿真与性能分析

4.1 仿真参数设置

对于所提出的上行链路IRS辅助的多用户协作

频谱感知SIMO-MAC CRN系统,我们考虑IRS-SU链路的LoS信道模型以及PU-SU和PU-IRS链路的瑞利衰落信道模型,相应的路径损耗指数设置为 $v_{1-SBS}=v_{SBS-SU_1}=2$, $v_{1-PBS}=v_{PBS-SU_1}=3.5$, $v_{1-PU}=v_{PU-SU_1}=2.5$ 以及 $v_{1-SU_1}=2$ 。我们考虑一个多天线主基站,设置次基站处的天线数 $N_r=4$,次用户数 $K=2$,主用户数为1,IRS元件数为5~25,次用户和主用户均匀分布在主基站和次基站之间。同时,我们将IRS部署在相对较高的位置,以便可以构建间接的反射链路。为了保证QoS,我们将目标检测概率设定为 $\overline{P_d}=0.9$,主基站处的噪声功率设置为-20 dB,所有次用户处的噪声功率设置为-20 dB,次用户的最大发射功率设置为10 dB,同时,次用户消耗功率、基站消耗功率、次基站消耗功率以及对主用户的干扰阈值都设置为相等的值-5 dB。

为了将所提方案自身进行对比,我们考虑了三种情况:所提方案,SDR情况、所提方案,GR情况、所提方案,随机相位情况。同时为了与其他方案进行对比,第一对比方案设置为IRS仅辅助传输但不参与感知的情况;第二种对比方案是[17]中考虑的IRS辅助单用户频谱感知的情况,该方案不存在协作频谱感知的过程;对于第三种对比方案,我们考虑无IRS的情况,即[24]中的单用户频谱感知和[11]中的协作频谱感知方案。

4.2 仿真结果分析

图2描述了SU和速率与IRS元件数之间的关系,对于本文所提算法,我们分为SDR、GR和随机相位的情况。同时与IRS仅辅助传输不参与感知过程以及无IRS辅助感知和传输的情况做对比。可以看出,当系统中配备IRS时,随着IRS元件数的增多,SU和速率都呈现出上升的趋势。当IRS仅辅助传输而不参与感知的情况下,和速率也有一定的提升,但是性能次于本文所提出的方案。而在无IRS辅助感知及传输时,用户和速率最低。

图3对比了在SU最大发射功率增加的情况下,SU和速率的变化情况。此处我们假设IRS元件数 $M=10$,对于每个SU,最大的发射功率设为10 dB。可以看出,随着发射功率的增加,所有情况的SU和速率都有不断的提高。为了体现出干扰功率的影响,我们设置了对PU干扰功率更大的情况,也即干扰功率为-2 dB的曲线。如曲线所示,

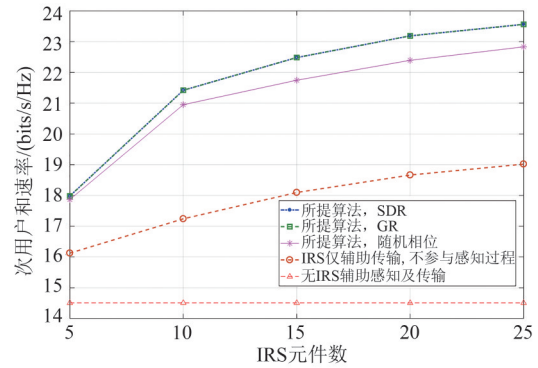


图2 SU和速率随IRS元件数变化曲线图

Fig. 2 Sum rate versus the number of IRS elements

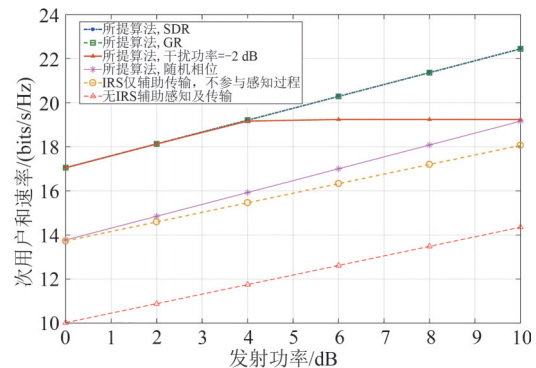


图3 SU和速率随SU最大发射功率变化曲线图

Fig. 3 Sum rates versus the maximum transmit power of SU

当对主用户的干扰功率变大时,次用户和速率在次用户发射功率为4 dB时就达到了峰值,这是由于对主用户的干扰过大,达到所设置的干扰阈值的速度很快,所以曲线会稍早趋于平坦。纵向对比来看,我们所提出的算法也要明显优于IRS仅辅助传输而不参与感知和无IRS辅助感知及传输的情况。由此可见,在本文所提出的CRN下,当我们增大SU的发射功率,IRS辅助的多用户CSS可以明显的提高SU和速率。

图4为和速率随主用户干扰阈值变化曲线图。随着干扰阈值的增加,次用户和速率有不断地提升,但在干扰阈值增加到一定值后,和速率不再增加,这是由于对次用户的最大发送功率的约束条件的影响。观察到,所提出算法性能明显高于IRS仅辅助传输而不参与感知和无IRS辅助感知及传输的情况。由此可知,在相同干扰阈值情况下,所提方案能够获得更好的系统性能。反过来说,在相同系统和速率要求下,所提方案能够容纳更大程度的干

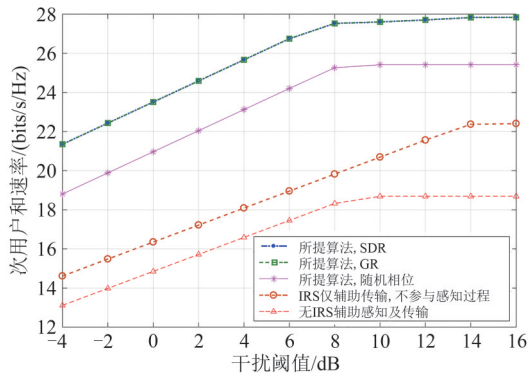


图4 SU和速率随干扰阈值变化曲线图

Fig. 4 Sum rate versus the interference threshold of the PU

扰,具有更好的抗干扰性。

图5对比了感知时间和虚警概率之间的关系,此处我们设IRS元件数 $M=10$,共有 $K=4$ 个SU进行协作频谱感知。观察到,在所提方案下,同一感知时间下,虚警概率随着SNR的增加而降低。从图中可以看出,所提出的算法可以在降低虚警概率的同时明显降低感知时间,极大的提高感知过程的效率。纵向对比来看,我们将所提算法与IRS辅助的单用户频谱感知以及传统的单用户频谱感知和协作感知方案进行对比,相对于这些方案,所提方案可以大大降低虚警概率。因此,所提方案能在减小感知时间的同时,保证更好的感知精度,这使得CRN的传输时间获得了足够的保证,极大地提升了传输性能。

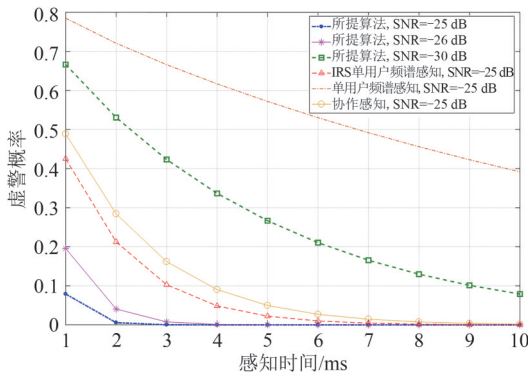


图5 虚警概率和感知时间变化曲线图

Fig. 5 The sensing time versus the false alarm probability

图6展示了随着SU个数的增多,SU和速率的变化情况。由图可知,对于用户数不固定的情况来看,随着SU个数的增加,和速率呈现出稳定上升的

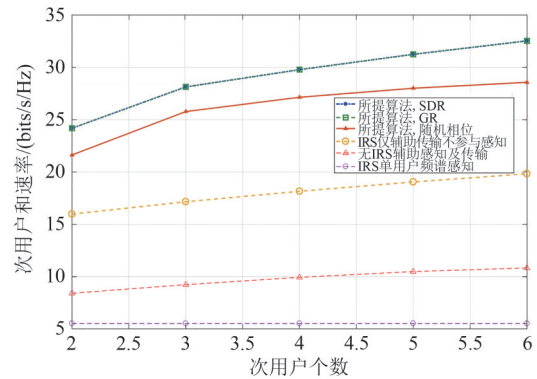


图6 SU和速率随SU个数变化曲线图

Fig. 6 The number of secondary users versus the secondary users sum rate

趋势,这是由于多用户分集技术的应用,而且本文所提出算法的性能比无IRS辅助情况、IRS仅辅助传输不参与感知以及IRS辅助单用户频谱感知的情况要更好。从这种差距可以看出,本文所提方案可以很大程度的提升感知性能以及频谱效率。

5 结论

本文考虑的是上行链路IRS辅助的多用户协作频谱感知的认知无线网络系统。我们研究了一个次用户和速率最大化问题,通过联合设计智能反射面的相移矩阵和次用户的发射功率分配矩阵,来实现对频谱感知性能以及频谱效率的提升。为了处理求解问题复杂的非凸形式,提出了一种交替优化算法,先后得到最优的相移矩阵和发射功率分配矩阵。我们提出的IRS辅助的多用户协作频谱感知策略,在提高频谱感知性能的基础上可以提高系统的频谱效率。

参考文献

- [1] 张博,李飞,季薇,等.角度估计辅助量子密钥分发的毫米波大规模MIMO系统安全传输方案[J].信号处理,2020,36(8):1263-1271.
ZHANG Bo, LI Fei, JI Wei, et al. Secure transmission scheme of millimeter wave massive MIMO system based on angle estimation assisted quantum key distribution[J]. Journal of Signal Processing, 2020, 36(8): 1263-1271. (in Chinese)
- [2] IVANOV A, TONCHEV K, POULKOV V, et al. Probabilistic spectrum sensing based on feature detection for

- 6G cognitive radio: A survey[J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 116994-117026.
- [3] TARIQ F, KHANDAKER M R A, WONG K K, et al. A speculative study on 6G[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2020, 27(4):118-125.
- [4] FAKHRUDEEN A, ALANI O Y. Comprehensive survey on quality of service provisioning approaches in cognitive radio networks: Part one [J]. *International Journal of Wireless Information Networks*, 2017, 24(4): 356-388.
- [5] DIGHAM F F, ALOUINI M S, SIMON M K. On the energy detection of unknown signals over fading channels [C]//*IEEE Transactions on Communications*. IEEE, 2007: 21-24.
- [6] BUDARAJU S M, BHAGYAVENI M A. A novel energy detection scheme based on channel state estimation for cooperative spectrum sensing[J]. *Computers & Electrical Engineering*, 2017, 57:176-185.
- [7] 聂慧锋, 徐声海. 认知无线电中的协作频谱感知技术[J]. *电子技术应用*, 2020, 46(5):63-67, 73.
NIE Huifeng, XU Shenghai. The technology of cooperative spectrum sensing in cognitive radio[J]. *Application of Electronic Technique*, 2020, 46(5): 63-67, 73. (in Chinese)
- [8] ABDI Y, RISTANIEMI T. Random interruptions in cooperation for spectrum sensing in cognitive radio networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2017, 65(1): 49-65.
- [9] NAN Yijiang, ZHAO Chenglin, LI Bin. Joint detection scheme for cooperative spectrum sensing in cognitive radio network[J]. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2016, 2016(1): 79.
- [10] LIANG Yingchang, ZENG Yonghong, PEH E C Y, et al. Sensing-throughput tradeoff for cognitive radio networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(4):1326-1337.
- [11] NAEEM M, ANPALAGAN A, JASEEMUDDIN M, et al. Resource allocation techniques in cooperative cognitive radio networks[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2014, 16(2):729-744.
- [12] YUAN Jie, LIANG Yingchang, JOUNG J, et al. Intelligent reflecting surface-assisted cognitive radio system [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(1):675-687.
- [13] LIN Shaoe, ZHENG Beixiong, CHEN Fangjiong, et al. Intelligent reflecting surface-aided spectrum sensing for cognitive radio [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2022, 11(5):928-932.
- [14] YUAN Jie, LIANG Yingchang, JOUNG J, et al. Intelligent reflecting surface (IRS)-enhanced cognitive radio system [C]//*ICC 2020-2020 IEEE International Conference on Communications (ICC)*. Dublin, Ireland. IEEE, 2020:1-6.
- [15] XU Dongfang, YU Xianghao, SCHOBER R. Resource allocation for intelligent reflecting surface-assisted cognitive radio networks [C]//*2020 IEEE 21st International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*. Atlanta, GA, USA. IEEE, 2020:1-5.
- [16] GE Jungang, LIANG Yingchang, LI Songmin, et al. RIS-enhanced spectrum sensing: How many reflecting elements are required to achieve a detection probability close to 1? [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(10):8600-8615.
- [17] WU Wei, WANG Zi, YUAN Lu, et al. IRS-enhanced energy detection for spectrum sensing in cognitive radio networks[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(10):2254-2258.
- [18] HUSSEIN A H, FOUHA H S, EL-SAID NASR M, et al. A novel T-test based spectrum sensing technique for SIMO and MIMO cognitive radio networks[J]. *IEEE Access*, 2020, 8:140279-140292.
- [19] CHOWDHURY M, MANOLAKOS A, GOLDSMITH A. Scaling laws for noncoherent energy-based communications in the SIMO MAC[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2016, 62(4): 1980-1992.
- [20] WU Yuhang, ZHOU Fuhui, WU Wei, et al. Multi-objective optimization for spectrum and energy efficiency tradeoff in IRS-assisted CRNs with NOMA [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(8):6627-6642.
- [21] ALEJANDRO URQUIZA VILLALONGA D, GÓMEZ J T, GARCÍA M J F G. Optimal sensing policy for energy harvesting cognitive radio systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(6):3826-3838.
- [22] SHEN Feng, DING Guoru, WANG Zheng, et al. UAV-based 3D spectrum sensing in spectrum-heterogeneous networks [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(6):5711-5722.
- [23] NAIDU K. Simple solution to reduce interference in cognitive radio networks [C]//*2019 TEQIP III Sponsored International Conference on Microwave Integrated Circuits, Photonics and Wireless Networks (IMICPW)*. Tiruchirap-

- palli, India. IEEE, 2019:199-203.
- [24] ZHANG Lan, LIANG Yingchang, XIN Yan. Joint beamforming and power allocation for multiple access channels in cognitive radio networks [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2008, 26(1): 38-51.
- [25] WU Yuhang, ZHOU Fuhui, WU Qihui, et al. Resource allocation for IRS-assisted sensing-enhanced wideband CR networks [C]//2021 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops). Montreal, QC, Canada. IEEE, 2021:1-6.
- [26] PENG Zhangjie, ZHANG Zhenkun, PAN Cunhua, et al. Multiuser full-duplex two-way communications via intelligent reflecting surface [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2021, 69:837-851.
- [27] GRANT M, BOYD S. CVX: MATLAB software for disciplined convex programming, Version 2.1. [Online]. Available: <http://cvxr.com/cvx>, Mar.2014.
- [28] BEZDEK J C, HATHAWAY R J. Some notes on alternating optimization [M]//Advances in Soft Computing—AFSS 2002. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2002: 288-300.

作者简介



李飞 女,1966年生,湖南长沙人。南京邮电大学通信与信息工程学院教授,博士生导师,主要研究方向为量子智能计算、群智能算法和无线通信中的信号处理算法。
E-mail: lifei@njupt.edu.cn



马俊(通讯作者) 男,1997年生,江西赣州人。南京邮电大学通信与信息工程学院硕士研究生,主要研究方向为无线通信与通信信号处理。
E-mail: 1220013440@njupt.edu.cn



李汀 男,1979年生,江苏扬州人。南京邮电大学通信与信息工程学院副教授,博士,主要研究方向为5G无线通信技术、基于人工智能的无线通信技术等。
E-mail: lit@njupt.edu.cn



季薇 女,1979年生,江苏淮安人。南京邮电大学通信与信息工程学院副教授,博士,主要研究方向为无线通信与通信信号处理、基于机器学习的信号处理算法和应用。
E-mail: jiwei@njupt.edu.cn



梁彦 女,1979年生,河北唐山。南京邮电大学通信与信息工程学院副教授,硕士生导师、博士,主要研究方向为无线通信、信号处理。
E-mail: liangyan@njupt.edu.cn



宋云超 男,1988年生,江苏常州人。南京邮电大学电子与光学工程学院副教授,硕士生导师,主要研究方向为5G/6G无线通信信号处理。
E-mail: songyc@njupt.edu.cn