DOI:10. 20079/j. issn. 1001-893x. 220613001
引用格式:晏万才,李方伟,王明月. IRS 和人工噪声辅助的 MIMO-SWIPT 系统安全传输方案设计[J]. 电讯技术,2023,63(12):1985-1994.
[YAN W C,LI F W,WANG M Y. Design of secure transmission scheme for MIMO-SWIPT system assisted by IRS and artificial noise[J]. Telecommunication Engineering,2023,63(12):1985-1994.]

IRS 和人工噪声辅助的 MIMO-SWIPT 系统安全传输方案设计*

晏万才[1],李方伟[2],王明月[1,2]

(1. 重庆邮电大学 通信与信息工程学院,重庆 400065;
2. 公共大数据安全技术重庆市重点实验室,重庆 401420)

摘　要:针对多天线无线携能通信系统中能量收集节点作为潜在窃听者的信息安全问题,提出了一种智能反射面(Intelligent Reflecting Surface,IRS)和人工噪声辅助的物理层安全传输方案。首先考虑发射功率、能量收集门限以及 IRS 单位模约束,以最大化系统安全速率为优化目标,在合法用户直射链路不可用的情况下,联合设计发射端波束赋形矩阵、人工噪声协方差矩阵以及 IRS 相移矩阵,建模一非线性多变量耦合的非凸优化问题;接着利用均方误差准则等价转换非凸目标函数,并利用连续凸逼近方法(Successive Convex Approximation,SCA)处理非凸的能量收集约束;最后基于交替优化框架,分别用拉格朗日对偶方法和基于价格机制的优化最小化(Majorization-Minimization,MM)算法求解发射端变量和 IRS 端变量。仿真结果表明,与现有方案相比,所提算法能够在保障能量收集需求的同时大幅度提升系统的安全性能。

关键词:无线携能通信(SWIPT)系统;多输入多输出(MIMO);物理层安全;智能反射面(IRS);人工噪声

开放科学(资源服务)标识码(OSID):

微信扫描二维码
听独家语音释文
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(2023)12-1985-10

Design of Secure Transmission Scheme for MIMO-SWIPT System Assisted by IRS and Artificial Noise

YAN Wancai[1],LI Fangwei[2],WANG Mingyue[1,2]

(1. School of Communication and Information Engineering,Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065,China;2. Chongqing Key Laboratory of Public Big Data Security Technology,Chongqing 401420,China)

Abstract:For the information security problem of energy reveiver as potential eavesdropper in multi-antenna simultaneous wireless information and power transfer(SWIPT) system,a physical layer security transmission scheme assisted by intelligent reflecting surface(IRS) and artificial noise is proposed. Firstly, considering the transmit power,energy harvesting threshold and unit module constraints of IRS,a nonlinear and multivariable coupling nonconvex problem is established. The beamforming matrix, artificial noise covariance matrix and phase shift matrix at IRS are jointly optimized to maximize the system secrecy rate. Then the nonconvex objective function is transformed equivalently based on mean square error criterion and the nonconvex energy harvesting constraints are treated by Successive Convex Approximation (SCA) method. Finally,the transmitter variables and IRS variables are obtained by Lagrangian dual method and the Majorization-Minimization(MM) algorithm based on price mechanism respectively. Simulation results show that the proposed algorithm can significantly increase the secrecy performance and guarantee the energy harvesting requirement as compared with existing schemes.

Key words:simultaneous wireless information and power transfer(SWIPT) system;multiple-input multiple-outpu(MIMO);physical layer security;intelligent reflecting surface(IRS);artificial noise

*　**收稿日期**:2022-06-13;**修回日期**:2022-09-14
通信作者:晏万才

0 引 言

物联网的日益普及和 5G 网络的大规模商业部署,推动了 6G 网络的进一步研究和发展。未来物联网设备的大规模接入将不可避免地带来能耗的急剧增加和信息安全问题,如何实现高速、低功耗的数据安全传输将成为未来 6G 网络的关键[1]。近年来提出的基于射频传输的无线携能通信(Simultaneous Wirelesee Information and Power Transfer,SWIPT),是未来绿色节能通信系统的一种有效解决方案[2]。该技术能够为物联网大量低功耗设备供电,被认为是未来物联泛在网络的关键技术。然而,SWIPT 系统中始终存在着安全问题:由于信息解码和能量收集操作的灵敏度不同,接收到的信号必须分为两个部分,并采用不同的接收机进行处理,而额外引入的能量收集用户会伴随巨大的窃听风险:首先,不可信的能量收集节点可能会对信息进行解码[3],扮演窃听者的角色;其次,由于能量传输在远场的效率较低,能量接收者通常设置在距离基站较近的位置。

智能反射面(Intelligent Reflecting Surface,IRS)是一种有前景且经济高效提高无线通信频谱和能源效率的解决方案[4],其由大量无源的反射元件组成。通过使用可编程的控制器调整入射信号幅度和相移,直射信号和反射信号能够根据不同的需求进行组合,实现无线信道的重新配置,从而增强或削弱接收信号强度[5]。因此 IRS 已广泛用于提高无线通信系统的能效、信噪比、数据速率、覆盖率和传输安全[6]等关键性能。无线物理层安全技术利用无线信道内在的随机性,为 6G 安全通信提供了可行解决思路。由于智能反射面能够有效控制反射信号的技术特点,增大合法信道和窃听信道的差异,提高系统物理层安全传输性能,因此该技术有望成为物理层安全技术的强力补充[7-8]。此外,在发射端加入人工噪声既能够进一步提升系统安全性[9],同时也能增强能量接收机的能量收集能力[10]。因此,考虑结合 IRS 的 SWIPT 系统物理层安全传输问题具有重要的理论价值和实践意义。

目前,已有许多关于 IRS 辅助 SWIPT 系统安全传输的研究[11-17],但均假设合法用户和窃听者的直射链路同时存在。然而,6G 网络的高数据速率需求使得发射端必然采用更高的发射频率,这将使得信号对于阻塞十分敏感[5]。在采用太赫兹或毫米波传输的 SWIPT 系统中,由于信息接收用户距离发射端较远且位置时常发生变化,发射端到信息接收机的直射链路通常不可用,需要通过 IRS 构建的反射链路与发射端进行安全通信。与传统的多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output,MIMO)通信相比,SWIPT 系统引入了非凸的能量收集约束,优化问题更加难以求解。在直射链路不存在的情况下,合法用户信道条件进一步降低,需要更谨慎地设计发射端波束赋形矩阵和人工噪声矩阵。此外,现有研究存在求解发射端变量计算复杂度较高且收敛慢的问题。为此,本文考虑一种 IRS 辅助的 MIMO-SWIPT 系统安全传输方案,并通过仿真证明了利用 IRS 能够有效提升 MIMO-SWIPT 系统安全性能。所提算法具有很快的收敛速度,能量收集门限和合法用户位置变化对系统安全性能都有较大影响。

1 系统模型

考虑一个 IRS 辅助的 MIMO-SWIPT 安全通信系统,如图 1 所示。该系统包含一个基站(Base Station, BS),一个合法信息接收者(Information Receiver, IR)和一个能量收集节点(Energy Receiver, ER),且 ER 进行能量收集的同时会对 IR 进行窃听。假设 BS 有 $N_T \geqslant 2$ 根天线,IR 和 ER 分别配备 $N_I \geqslant 2$ 和 $N_E \geqslant 2$ 根天线,IRS 配备 $M \geqslant 1$ 个反射单元。由于能量收集节点通常距离发射端较近,因此进一步假设 BS 与信息接收者之间的链路被障碍物完全遮挡,只能通过 BS-IRS-IR 的级联信道进行通信,而窃听者能够同时利用直联信道和级联信道进行通信。

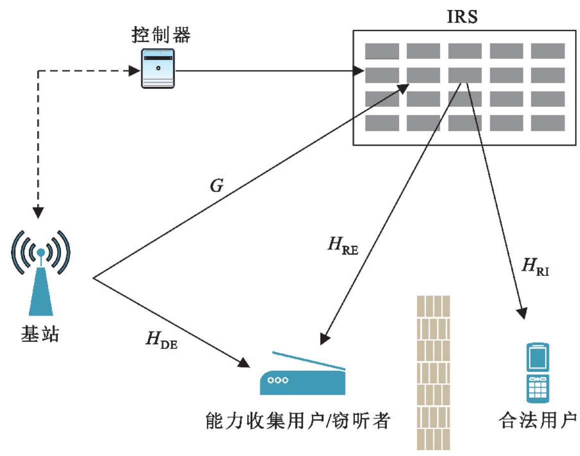

图 1 系统模型

在发射端加入人工噪声,以满足物理层安全性能和能量收集要求。发射端发送信号为

$$X = Vs + n \text{ 。} \tag{1}$$

式中:$\boldsymbol{s}\sim\mathcal{CN}(0,\boldsymbol{I}_d)$ 表示待传输的机密消息;$\boldsymbol{V}\in\mathbb{C}^{N_T\times d}$ 表示发射端波束赋形矩阵,d 为数据流数,需要满足 $d\leqslant\min\{N_T,N_I\}$;$\boldsymbol{n}$ 表示加入的人工噪声,满足 $\boldsymbol{n}\sim\mathcal{CN}(0,\boldsymbol{Z})$,即均值为零协方差矩阵为 $\boldsymbol{Z}$;用 $\boldsymbol{V}_E\in\mathbb{C}^{N_T\times N_T}$ 做变量替换即对协方差矩阵 $\boldsymbol{Z}$ 做分解,于是 $\boldsymbol{Z}=\boldsymbol{V}_E\boldsymbol{V}_E^H$。

将 BS-IRS 链路、BS-Eve 链路、IRS-Eve 链路和 IRS-IR 链路分别表示为 $\boldsymbol{G}\in\mathbb{C}^{M\times N_T}$,$\boldsymbol{H}_{DE}\in\mathbb{C}^{N_E\times N_T}$,$\boldsymbol{H}_{RE}\in\mathbb{C}^{N_E\times M}$ 和 $\boldsymbol{H}_{RI}\in\mathbb{C}^{N_I\times M}$。定义对角矩阵表示 IRS 的相移矩阵:$\boldsymbol{\Phi}=\mathrm{diag}\{\phi_1,\cdots,\phi_m,\cdots,\phi_M\}$,其中 $\phi_m=\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_m}$ 表示第 m 个反射阵元的相移,满足 $\theta_m\in[0,2\pi]$。假设基站掌握直射信道和级联信道的完整信道状态信息,并能够通过控制器控制 IRS 反射元件的相移。

合法用户在准静态平坦衰落信道下的接收信号为

$$y_I=\boldsymbol{H}_{RI}\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G}(\boldsymbol{V}\boldsymbol{s}+\boldsymbol{z})+\boldsymbol{n}_I。\tag{2}$$

式中:$\boldsymbol{n}_I\sim\mathcal{CN}(0,\sigma_I^2\boldsymbol{I}_{N_I})$ 为合法用户信道复加性高斯白噪声,均值为 0,方差为 σ_I^2。

窃听者接收信号为

$$y_E=(\boldsymbol{H}_{DE}+\boldsymbol{H}_{RE}\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G})(\boldsymbol{V}\boldsymbol{s}+\boldsymbol{z})+\boldsymbol{n}_E。\tag{3}$$

式中:$\boldsymbol{n}_E\sim\mathcal{CN}(0,\sigma_E^2\boldsymbol{I}_{N_E})$ 为窃听者信道复加性高斯白噪声,均值为 0,方差为 σ_E^2。

于是,IR 和 ER 的信噪比分别为

$$\boldsymbol{\gamma}_I=\tilde{\boldsymbol{H}}_I\boldsymbol{V}\boldsymbol{V}^H\tilde{\boldsymbol{H}}_I^H(\boldsymbol{I}_d+\tilde{\boldsymbol{H}}_I\boldsymbol{V}_E\boldsymbol{V}_E^H\tilde{\boldsymbol{H}}_I)^{-1},\tag{4}$$

$$\boldsymbol{\gamma}_E=\tilde{\boldsymbol{H}}_E\boldsymbol{V}\boldsymbol{V}^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H(\boldsymbol{I}_{N_E}+\tilde{\boldsymbol{H}}_E\boldsymbol{V}_E\boldsymbol{V}_E^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H)^{-1}。\tag{5}$$

式中:$\tilde{\boldsymbol{H}}_I=\dfrac{1}{\sigma_I}\boldsymbol{H}_{RI}\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G}$;$\tilde{\boldsymbol{H}}_E=\dfrac{1}{\sigma_E}(\boldsymbol{H}_{DE}+\boldsymbol{H}_{RE}\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G})$。

合法用户、窃听者的数据速率以及系统可达安全速率分别为

$$R_I=\mathrm{lb}\,|\boldsymbol{I}_{N_I}+\boldsymbol{\gamma}_I|,\tag{6}$$

$$R_E=\mathrm{lb}\,|\boldsymbol{I}_{N_E}+\boldsymbol{\gamma}_E|,\tag{7}$$

$$R_{SEC}(\boldsymbol{V},\boldsymbol{V}_E,\boldsymbol{\Phi})=[R_I-R_E]^+。\tag{8}$$

式中:$[x]^+$ 表示 $\max\{0,x\}$。

2　算法设计

本文的目标为最大化 IRS 辅助的 MIMO-SWIPT 系统安全速率;优化变量可分为发射端变量和 IRS 端变量,约束分别为发射功率、能量收集门限和 IRS 的单位模约束。通过联合优化发射端变量以及 IRS 变量可以将优化问题写作

$$\max_{\boldsymbol{V},\boldsymbol{V}_E,\boldsymbol{\Phi}}\quad R_{SEC}(\boldsymbol{V},\boldsymbol{V}_E,\boldsymbol{\Phi})\tag{9a}$$

$$\text{s. t.}\quad \mathrm{C1}:\mathrm{Tr}(\boldsymbol{V}\boldsymbol{V}^H+\boldsymbol{V}_E\boldsymbol{V}_E^H)\leqslant P_S,\tag{9b}$$

$$\mathrm{C2}:\mathrm{Tr}(\tilde{\boldsymbol{H}}_E(\boldsymbol{V}\boldsymbol{V}^H+\boldsymbol{V}_E\boldsymbol{V}_E^H)\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H)\geqslant\tilde{E},\tag{9c}$$

$$\mathrm{C3}:|\phi_i|=1,\ \forall i=1,2,\cdots,M。\tag{9d}$$

式中:发射端变量为波束赋形矩阵 $\boldsymbol{V}$ 和人工噪声协方差分解矩阵 $\boldsymbol{V}_E$;C1 为发射功率约束,P_S 为最大发射功率;C2 左侧表示能量传输,右侧表示 ER 的能量收集门限;C3 表示 IRS 相移矩阵的单位模约束。由于目标函数为两个对数函数的差,同时 C2 和 C3 均为非凸约束,因此式(9)为多变量耦合的非凸优化问题。为了解决上述问题,首先需要将目标函数变形为易于处理的形式,具体为

$$\begin{aligned}&R_{SEC}(\boldsymbol{V},\boldsymbol{V}_E,\boldsymbol{\Phi})=\\&\underbrace{\mathrm{lb}\,|\boldsymbol{I}_{N_I}+\tilde{\boldsymbol{H}}_I\boldsymbol{V}\boldsymbol{V}^H\tilde{\boldsymbol{H}}_I^H(\boldsymbol{I}_d+\tilde{\boldsymbol{H}}_I\boldsymbol{V}_E\boldsymbol{V}_E^H\tilde{\boldsymbol{H}}_I)^{-1}|}_{A1}+\\&\underbrace{\mathrm{lb}\,|\boldsymbol{I}_{N_E}+\tilde{\boldsymbol{H}}_E\boldsymbol{V}_E\boldsymbol{V}_E^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H|}_{A2}-\\&\underbrace{\mathrm{lb}\,|\boldsymbol{I}_{N_E}+\tilde{\boldsymbol{H}}_E\boldsymbol{V}\boldsymbol{V}^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H+\tilde{\boldsymbol{H}}_E\boldsymbol{V}_E\boldsymbol{V}_E^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H|}_{A3}。\end{aligned}\tag{10}$$

利用数据速率与均方误差(Mean Square Error,MSE)的关系[18],引入辅助矩阵 $\boldsymbol{U}_i(i\in\{1,2\})$ 和 $\boldsymbol{W}_j(j\in\{1,2,3\})$,可以将式(10)中的 $A1$,$A2$ 和 $A3$ 分别转化为对应的等效函数。根据文献[19]的引理 4.1,对于 $m\times m$ 的矩阵函数,

$$\boldsymbol{E}(\boldsymbol{U},\boldsymbol{V})\triangleq(\boldsymbol{I}-\boldsymbol{U}^H\boldsymbol{H}\boldsymbol{V})(\boldsymbol{I}-\boldsymbol{U}^H\boldsymbol{H}\boldsymbol{V})^H+\boldsymbol{U}^H\boldsymbol{N}\boldsymbol{U},\tag{11}$$

$\boldsymbol{N}$ 为任意半正定矩阵,有如下结论:

$$\mathrm{lb}\,|\boldsymbol{I}+\boldsymbol{H}\boldsymbol{V}\boldsymbol{V}^H\boldsymbol{H}^H\boldsymbol{N}^{-1}|=\max_{\boldsymbol{W}>0,\boldsymbol{U}}\mathrm{lb}\,|\boldsymbol{W}|-\mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}\boldsymbol{E}(\boldsymbol{U},\boldsymbol{V}))+m,\tag{12}$$

$$-\mathrm{lb}\,|\boldsymbol{E}|=\max_{\boldsymbol{W}>0}\mathrm{lb}\,|\boldsymbol{W}|-\mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}\boldsymbol{E})+m。\tag{13}$$

基于上述结论可以对原目标函数进行改写。将 $A1$ 改写为

$$A1=\max_{\boldsymbol{W}_1\geqslant0,\boldsymbol{U}_1}\mathrm{lb}\,|\boldsymbol{W}_1|-\mathrm{Tr}[\boldsymbol{W}_1\boldsymbol{E}_1(\boldsymbol{U}_1,\boldsymbol{V},\boldsymbol{V}_E)]+d。\tag{14}$$

式中:$\boldsymbol{E}_1(\boldsymbol{U}_1,\boldsymbol{V},\boldsymbol{V}_E)=(\boldsymbol{I}_d-\boldsymbol{U}_1^H\tilde{\boldsymbol{H}}_I\boldsymbol{V})(\boldsymbol{I}_d-\boldsymbol{U}_1^H\tilde{\boldsymbol{H}}_I\boldsymbol{V})^H+\boldsymbol{U}_1^H(\boldsymbol{I}_d+\tilde{\boldsymbol{H}}_I\boldsymbol{V}_E\boldsymbol{V}_E^H\tilde{\boldsymbol{H}}_I)\boldsymbol{U}_1$。

同理,将 $A2$ 改写为

$$A2=\max_{\boldsymbol{W}_2\geqslant0,\boldsymbol{U}_2}\mathrm{lb}\,|\boldsymbol{W}_2|-\mathrm{Tr}[\boldsymbol{W}_2\boldsymbol{E}_2(\boldsymbol{U}_2,\boldsymbol{V}_E)]+N_T。\tag{15}$$

式中:$\boldsymbol{E}_2(\boldsymbol{U}_2,\boldsymbol{V}_E)=(\boldsymbol{I}_{N_T}-\boldsymbol{U}_2^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E\boldsymbol{V}_E)(\boldsymbol{I}_{N_T}-\boldsymbol{U}_2^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E\boldsymbol{V}_E)^H+\boldsymbol{U}_2^H\boldsymbol{U}_2$。

最后,将 $A3$ 改写为

$$-A3=\max_{W_3\geqslant 0}\mathrm{lb}\left|W_3\right|-\mathrm{Tr}[W_3E_3(V,V_E)]+N_E。\quad(16)$$

式中：$\boldsymbol{E}_3=\boldsymbol{I}_{N_E}+\tilde{\boldsymbol{H}}_E\boldsymbol{V}\boldsymbol{V}^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H+\tilde{\boldsymbol{H}}_E\boldsymbol{V}_E\boldsymbol{V}_E^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H$。

将改写后的 $A1$，$A2$ 和 $A3$ 代入式(10)，原优化问题转换为

$$\max_{V,V_E,W_1\geqslant 0,W_2\geqslant 0,W_3\geqslant 0,U_1,U_2,\boldsymbol{\Phi}} \mathrm{lb}\left|\boldsymbol{W}_1\right|-\mathrm{Tr}[\boldsymbol{W}_1\boldsymbol{E}_1(\boldsymbol{U}_1,\boldsymbol{V},\boldsymbol{V}_E)]+\mathrm{lb}\left|\boldsymbol{W}_2\right|-\mathrm{Tr}[\boldsymbol{W}_2\boldsymbol{E}_2(\boldsymbol{U}_2,\boldsymbol{V}_E)]+\mathrm{lb}\left|\boldsymbol{W}_3\right|-\mathrm{Tr}[\boldsymbol{W}_3\boldsymbol{E}_3(\boldsymbol{V},\boldsymbol{V}_E)]\quad(17a)$$

$$\text{s. t.}\quad \mathrm{C1}:\mathrm{Tr}(\boldsymbol{V}\boldsymbol{V}^H+\boldsymbol{V}_E\boldsymbol{V}_E^H)\leqslant P_S,\quad(17b)$$

$$\mathrm{C2}:\mathrm{Tr}(\tilde{\boldsymbol{H}}_E(\boldsymbol{V}\boldsymbol{V}^H+\boldsymbol{V}_E\boldsymbol{V}_E^H)\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H)\geqslant\tilde{\boldsymbol{E}},\quad(17c)$$

$$\mathrm{C3}:\left|\phi_i\right|=1,\quad\forall i=1,2,\cdots,M。\quad(17d)$$

问题(17)依然是关于变量 $\boldsymbol{U}_i(i\in\{1,2\})$，$\boldsymbol{W}_j(j\in\{1,2,3\})$，$\boldsymbol{V}$，$\boldsymbol{V}_E$ 和 $\boldsymbol{\Phi}$ 的非凸优化问题，需要采用交替优化的方法，将上述问题拆分成 3 个子问题，并在每次迭代中固定其他的变量以求解其中一个或一组变量的最优值，逐次迭代在算法收敛时输出上述各变量。

2.1 求解辅助变量 U_i 和 W_j

首先在可行点内初始化波束赋形矩阵 $\boldsymbol{V}$、人工噪声协方差分解矩阵 $\boldsymbol{V}_E$ 和 IRS 相移矩阵 $\boldsymbol{\Phi}$，用以求解辅助变量 $\boldsymbol{U}_i(i\in\{1,2\})$，$\boldsymbol{W}_j(j\in\{1,2,3\})$ 的最优值。由于 $A1$，$A2$ 和 $A3$ 在给定其他矩阵时，各自为关于 $\boldsymbol{U}_i(i\in\{1,2\})$，$\boldsymbol{W}_j(j\in\{1,2,3\})$ 的凹函数，根据最优化准则，其驻点为最优值，因此分别对 $A1$ 和 $A2$ 求导并令其导数为 0 可得

$$\boldsymbol{U}_1^{\mathrm{opt}}=(\boldsymbol{I}+\tilde{\boldsymbol{H}}_I\boldsymbol{V}\boldsymbol{V}^H\tilde{\boldsymbol{H}}_I^H+\tilde{\boldsymbol{H}}_I\boldsymbol{V}_E\boldsymbol{V}_E^H\tilde{\boldsymbol{H}}_I^H)^{-1}\tilde{\boldsymbol{H}}_I\boldsymbol{V},\quad(18a)$$

$$\boldsymbol{U}_2^{\mathrm{opt}}=(\boldsymbol{I}+\tilde{\boldsymbol{H}}_E\boldsymbol{V}_E\boldsymbol{V}_E^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H)^{-1}\tilde{\boldsymbol{H}}_E\boldsymbol{V}_E。\quad(18b)$$

将求得的 $\boldsymbol{U}_1^{\mathrm{opt}}$ 和 $\boldsymbol{U}_2^{\mathrm{opt}}$ 分别代入式(12)和式(14)，并根据文献[20]可得

$$\boldsymbol{W}_1^{\mathrm{opt}}=[(\boldsymbol{I}-\boldsymbol{U}_1\tilde{\boldsymbol{H}}_I\boldsymbol{V})(\boldsymbol{I}-\boldsymbol{U}_1\tilde{\boldsymbol{H}}_I\boldsymbol{V})^H+\boldsymbol{U}_1^H(\boldsymbol{I}_d+\tilde{\boldsymbol{H}}_I\boldsymbol{V}_E\boldsymbol{V}_E^H\tilde{\boldsymbol{H}}_I)\boldsymbol{U}_1]^{-1},\quad(19a)$$

$$\boldsymbol{W}_2^{\mathrm{opt}}=(\boldsymbol{I}_{N_E}+\tilde{\boldsymbol{H}}_E\boldsymbol{V}_E\boldsymbol{V}_E^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H)^{-1}\tilde{\boldsymbol{H}}_E\boldsymbol{V}_E,\quad(19b)$$

$$\boldsymbol{W}_3^{\mathrm{opt}}=[\boldsymbol{I}_{N_E}+\tilde{\boldsymbol{H}}_E\boldsymbol{V}\boldsymbol{V}^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H+\tilde{\boldsymbol{H}}_E\boldsymbol{V}_E\boldsymbol{V}_E^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H]^{-1}。\quad(19c)$$

2.2 求解发射端变量 V 和 V_E

经过上述运算后，将得到的辅助变量最优值代入式(20)，固定 IRS 相移矩阵 $\boldsymbol{\Phi}$，即删除 IRS 的单位模约束，并移除常数项，可将优化问题转换为

$$\min_{V,V_E}\mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}_1\boldsymbol{U}_1^H\tilde{\boldsymbol{H}}_I\boldsymbol{V}\boldsymbol{V}^H\tilde{\boldsymbol{H}}_I^H\boldsymbol{U}_1)+\mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}_1\boldsymbol{U}_1^H\tilde{\boldsymbol{H}}_I\boldsymbol{V}_E\boldsymbol{V}_E^H\tilde{\boldsymbol{H}}_I^H\boldsymbol{U}_1)-\mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}_1\boldsymbol{U}_1^H\tilde{\boldsymbol{H}}_I\boldsymbol{V})-\mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}_1\boldsymbol{V}^H\tilde{\boldsymbol{H}}_I^H\boldsymbol{U}_1)+\mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}_2\boldsymbol{U}_2^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E\boldsymbol{V}_E\boldsymbol{V}_E^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H\boldsymbol{U}_2)-\mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}_2\boldsymbol{U}_2^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E\boldsymbol{V}_E)-\mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}_2\boldsymbol{V}_E^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H\boldsymbol{U}_2)+\mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}_3\tilde{\boldsymbol{H}}_E\boldsymbol{V}\boldsymbol{V}^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H)+\mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}_3\tilde{\boldsymbol{H}}_E\boldsymbol{V}_E\boldsymbol{V}_E^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H)\quad(20a)$$

$$\text{s. t.}\quad\mathrm{C1}:\mathrm{Tr}(\boldsymbol{V}\boldsymbol{V}^H+\boldsymbol{V}_E\boldsymbol{V}_E^H)\leqslant P_S,\quad(20b)$$

$$\mathrm{C2}:\mathrm{Tr}(\tilde{\boldsymbol{H}}_E(\boldsymbol{V}\boldsymbol{V}^H+\boldsymbol{V}_E\boldsymbol{V}_E^H)\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H)\geqslant\tilde{E}。\quad(20c)$$

求解优化问题(20)的主要难点在于能量收集约束 C2 为非凸约束。根据文献[21]，可以利用 C2 的一阶泰勒展开和琴生不等式(Jensen' inequality)，将 C2 写作

$$2\mathrm{Re}\{\mathrm{Tr}(\tilde{\boldsymbol{H}}_E(\boldsymbol{V}\tilde{\boldsymbol{V}}^H+\boldsymbol{V}_E\tilde{\boldsymbol{V}}_E^H)\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H)\}\geqslant\tilde{\boldsymbol{E}}+\mathrm{Tr}(\tilde{\boldsymbol{H}}_E(\tilde{\boldsymbol{V}}\tilde{\boldsymbol{V}}^H+\tilde{\boldsymbol{V}}_E\tilde{\boldsymbol{V}}_E^H)\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H)。\quad(21)$$

令 $\boldsymbol{H}_V=\tilde{\boldsymbol{H}}_I^H\boldsymbol{U}_1\boldsymbol{W}_1\boldsymbol{U}_1^H\tilde{\boldsymbol{H}}_I+\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H\boldsymbol{W}_3\tilde{\boldsymbol{H}}_E$ 和 $\boldsymbol{H}_{VE}=\tilde{\boldsymbol{H}}_I^H\boldsymbol{U}_1\boldsymbol{W}_1\boldsymbol{U}_1^H\tilde{\boldsymbol{H}}_I+\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H\boldsymbol{U}_2\boldsymbol{W}_2\boldsymbol{U}_2^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E+\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H\boldsymbol{W}_3\tilde{\boldsymbol{H}}_E$，并将式(21)右侧令为 $b(\tilde{\boldsymbol{V}},\tilde{\boldsymbol{V}}_E)=\tilde{\boldsymbol{E}}+\mathrm{Tr}(\tilde{\boldsymbol{H}}_E(\tilde{\boldsymbol{V}}\tilde{\boldsymbol{V}}^H+\tilde{\boldsymbol{V}}_E\tilde{\boldsymbol{V}}_E^H)\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H)$，利用拉格朗日对偶方法引入乘子 $\lambda>0$，得到如下拉格朗日函数：

$$\mathcal{L}(\boldsymbol{V},\boldsymbol{V}_E,\lambda)=\mathrm{Tr}(\boldsymbol{V}^H\boldsymbol{H}_V\boldsymbol{V})+\mathrm{Tr}(\boldsymbol{V}_E^H\boldsymbol{H}_{VE}\boldsymbol{V}_E)\ \mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}_1\boldsymbol{U}_1^H\tilde{\boldsymbol{H}}_I\boldsymbol{V})-\mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}_1\boldsymbol{V}^H\tilde{\boldsymbol{H}}_I^H\boldsymbol{U}_1)-\mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}_2\boldsymbol{U}_2^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E\boldsymbol{V}_E)-\mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}_2\boldsymbol{V}_E^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H\boldsymbol{U}_2)+\lambda(\mathrm{Tr}(\boldsymbol{V}^H\boldsymbol{V})+\mathrm{Tr}(\boldsymbol{V}_E^H\boldsymbol{V}_E)-P_S)。\quad(22)$$

对偶函数为

$$h(\lambda)=\min\ \mathcal{L}(\boldsymbol{V},\boldsymbol{V}_E,\lambda)\quad\text{s. t. 式(21)。}\quad(23)$$

对偶问题为

$$\max_{\lambda}h(\lambda)\ \text{s. t.}\ \lambda\geqslant 0。\quad(24)$$

引入对偶变量 $\mu\geqslant 0$ 处理能量收集约束：

$$\mathcal{L}(\boldsymbol{V},\boldsymbol{V}_E,\lambda,\mu)=\mathrm{Tr}(\boldsymbol{V}^H(\boldsymbol{H}_V+\lambda\boldsymbol{I})\boldsymbol{V})+\mathrm{Tr}(\boldsymbol{V}_E^H(\boldsymbol{H}_{VE}+\lambda\boldsymbol{I})\boldsymbol{V}_E)-\mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}_1\boldsymbol{U}_1^H\tilde{\boldsymbol{H}}_I\boldsymbol{V})-\mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}_1\boldsymbol{V}^H\tilde{\boldsymbol{H}}_I^H\boldsymbol{U}_1)-\mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}_2\boldsymbol{U}_2^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E\boldsymbol{V}_E)-\mathrm{Tr}(\boldsymbol{W}_2\boldsymbol{V}_E^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H\boldsymbol{U}_2)-\lambda P_S+\mu b(\tilde{\boldsymbol{V}},\tilde{\boldsymbol{V}}_E)-2\mu\ \mathrm{Re}\{\mathrm{Tr}(\tilde{\boldsymbol{H}}_E(\boldsymbol{V}\tilde{\boldsymbol{V}}^H+\boldsymbol{V}_E\tilde{\boldsymbol{V}}_E^H)\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H)\}。\quad(25)$$

分别对 $\boldsymbol{V}$ 和 $\boldsymbol{V}_E$ 求偏导并令偏导为 0，有

$$\boldsymbol{V}^{\mathrm{opt}}(\mu)=(\boldsymbol{H}_V+\lambda\boldsymbol{I})^{-1}(\tilde{\boldsymbol{H}}_I^H\boldsymbol{U}_1\boldsymbol{W}_1+\mu\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E\tilde{\boldsymbol{V}}),\quad(26a)$$

$$\boldsymbol{V}_E^{\mathrm{opt}}(\mu)=(\boldsymbol{H}_{VE}+\lambda\boldsymbol{I})^{-1}(\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H\boldsymbol{U}_2\boldsymbol{W}_2+\mu\tilde{\boldsymbol{H}}_E^H\tilde{\boldsymbol{H}}_E\tilde{\boldsymbol{V}}_E)。\quad(26b)$$

为了降低复杂度，避免每次迭代中都要进行求逆操作，对$\boldsymbol{H}_V$ 和$\boldsymbol{H}_{VE}$ 进行特征值分解：

$$\boldsymbol{H}_V=\boldsymbol{S}\boldsymbol{\Lambda}\boldsymbol{S}^H,\boldsymbol{H}_{VE}=\boldsymbol{R}\boldsymbol{\Sigma}\boldsymbol{R}^H。\quad(27)$$

利用下式确定 μ 的值：

$$\mu^*=\frac{\max(b(\tilde{V},\tilde{V}_E)-2\mathrm{Re}\{\mathrm{Tr}(\tilde{V}^H\tilde{H}_E^H\tilde{H}_E\Theta(\lambda)\tilde{H}_I^HU_1W_1)+\mathrm{Tr}(\tilde{V}_E^H\tilde{H}_E^H\tilde{H}_E\Gamma(\lambda)\tilde{H}_E^HU_2W_2\},0)}{2\mathrm{Tr}(\tilde{V}^H\tilde{H}_E^H\tilde{H}_E\Theta(\lambda)\tilde{H}_E^H\tilde{H}_E\tilde{V})+2\mathrm{Tr}(\tilde{V}_E^H\tilde{H}_E^H\tilde{H}_E\Gamma(\lambda)\tilde{H}_E^H\tilde{H}_E(\tilde{V}_E^H)}。\tag{28}$$

式中:$\Theta(\lambda)=S(\lambda I+\Lambda)^{-1}S^H$;$\Gamma(\lambda)=R(\lambda I+\Sigma)^{-1}R^H$;$\lambda$ 的值可通过下式求得:

$$\lambda(\mathrm{Tr}(V(\lambda)V^H(\lambda)+V_E(\lambda)V_E^H(\lambda)-P_S))=0。\tag{29}$$

若满足式(30)则 $\lambda=0$,否则利用二分搜索算法求 λ 的值。

$$\mathrm{Tr}(V(0)V^H(0)+V_E(0)V_E^H(0))\leqslant P_S,\tag{30}$$

$$P(\lambda)=\mathrm{Tr}(V(\lambda)V^H(\lambda)+V_E(\lambda)V_E^H(\lambda))=P_S。\tag{31}$$

求解 λ 的二分搜索算法(算法 1)如下:

初始化收敛精度 ε,搜索上下界 λ_L 和 λ_U

Repeat:

1 计算 $\lambda=(\lambda_L+\lambda_U)/2$

2 根据式(28)确定 μ 的值

3 根据式(26)计算 $V(\lambda)$ 和 $V_E(\lambda)$

4 计算式(31),如果 $P(\lambda)\geqslant P_S$,设置 $\lambda_L=\lambda$;否则,设置 $\lambda_U=\lambda$

Until $|\lambda_L-\lambda_U|\leqslant\varepsilon$

输出 λ

求解 V 和 V_E 的 SCA 算法(算法 2)如下:

初始化 $V^{(0)}$,$V_E^{(0)}$,收敛精度 ε,最大迭代次数 $n_{\max}$,计算式(26)目标函数值 $F^{(0)}$

Repeat n

1 $n=n+1$

2 计算 $b^{(n)}(\tilde{V},\tilde{V}_E)=\tilde{E}+\mathrm{Tr}(\tilde{H}_E(\tilde{V}\tilde{V}^H+\tilde{V}_E\tilde{V}_E^H)\tilde{H}_E^H)$

3 利用 $b^{(n)}(\tilde{V},\tilde{V}_E)$,并通过算法 1 确定 λ 的值,求解 $V^{(n)}$,$V_E^{(n)}$

4 计算式(20)中目标函数的值 $F^{(n)}$

Until $n>n_{\max}$ 或者 $|F^{(n)}-F^{(n-1)}|/F^{(n)}\leqslant\varepsilon$

输出 V^{opt},V_E^{opt}

文献[19]已证明算法 2 单调收敛至 KKT 点,由于子问题为凸形式,因此能够得到式(20)的最优解。

2.3　求解智能反射面相移矩阵 Φ

本小节在辅助变量 $U_i(i\in\{1,2\})$,$W_j(j\in\{1,2,3\})$以及发射端变量 V 和 V_E 都求得确定值后求解 IRS 相移矩阵的最优值。首先,由于发射功率只与 V 和 V_E 有关,且 V 和 V_E 都有确定值,所以可以将功率约束移除。定义 $W=VV^H$,$Z=V_EV_E^H$ 和 $V_X=W+Z$,则优化相移矩阵的问题如下:

$$\min_{\Phi}\ \underbrace{\mathrm{Tr}(W_1U_1^H\tilde{H}_IV_X\tilde{H}_I^HU_1)}_{B1}+\underbrace{\mathrm{Tr}(W_2U_2^H\tilde{H}_EZ\tilde{H}_E^HU_2)}_{B2}+\underbrace{\mathrm{Tr}(W_3\tilde{H}_EV_X\tilde{H}_E^H)}_{B3}-\underbrace{\mathrm{Tr}(W_1U_1^H\tilde{H}_IV)-\mathrm{Tr}(W_1V^H\tilde{H}_I^HU_1)}_{B4}-\underbrace{\mathrm{Tr}(W_2U_2^H\tilde{H}_EV_E)-\mathrm{Tr}(W_2V_E^H\tilde{H}_E^HU_2)}_{B5}\tag{32a}$$

$$\text{s. t.}\quad \mathrm{C1}:\mathrm{Tr}(\tilde{H}_E(VV^H+V_EV_E^H)\tilde{H}_E^H)\geqslant\tilde{E},\tag{32b}$$

$$\mathrm{C2}:|\phi_i|=1,\quad\forall i=1,2,\cdots,M。\tag{32c}$$

由于约束能量收集约束 C1 和 IRS 单位模约束 C2,问题(28)不能直接求解。首先将目标函数进行矩阵运算,单独提取出 IRS 的相移矩阵 Φ。$B1\sim B5$ 可以分别转换为以下形式:

$$B1=\frac{1}{\sigma_I^2}\mathrm{Tr}(W_1U_1^H H_{RI}\Phi GV_X(H_{RI}\Phi G)^H U_1)=\frac{1}{\sigma_I^2}\mathrm{Tr}(\Phi GV_XG^H\Phi^HH_{RI}^HU_1W_1U_1^H H_{RI}),\tag{33a}$$

$$B2=\frac{1}{\sigma_E^2}\mathrm{Tr}(W_2U_2^H(H_{DE}+H_{RE}\Phi G)\cdot Z(H_{DE}+H_{RE}\Phi G)^H U_2)=\frac{1}{\sigma_E^2}(\mathrm{Tr}(\Phi GZG^H\Phi^HH_{RE}M_2H_{RE})+\mathrm{Tr}(\Phi GZH_{DE}^HM_2H_{RE})+\mathrm{Tr}(\Phi^HH_{RE}^HM_2H_{DE}ZG^H)+C_{t1}),\tag{33b}$$

$$B3=\frac{1}{\sigma_E^2}\mathrm{Tr}(W_3(H_{DE}+H_{RE}\Phi G)\cdot V_X(H_{DE}+H_{RE}\Phi G)^H)=\frac{1}{\sigma_E^2}(\mathrm{Tr}(\Phi GV_XG^H\Phi^HH_{RE}^H W_3 H_{RE})+\mathrm{Tr}(\Phi V_XGH_{DE}^H W_3H_{RE})+\mathrm{Tr}(\Phi^H H_{RE}^HW_3H_{DE} V_X G^H)+C_{t2}),\tag{33c}$$

$$-B4=\frac{1}{\sigma_I}(\mathrm{Tr}(\Phi GVW_1U_1^H H_{RI})+\mathrm{Tr}(H_{RI}^H U_1W_1^H V^H G^H \Phi^H)),\tag{33d}$$

$$-B5=\frac{1}{\sigma_E}(\mathrm{Tr}(\Phi GV_E W_2U_2^H H_{RE})+\mathrm{Tr}(H_{RE}^HU_2W_2^H V_E^H G^H \Phi^H)+C_{t3})。\tag{33e}$$

式中:$M_2=U_2W_2U_2^H$;C_{t1},C_{t2} 和 C_{t3} 均为常数,分别为 $C_{t1}=\mathrm{Tr}(H_{DE}ZH_{DE}^H M_2))$,$C_{t2}=\mathrm{Tr}(H_{DE} V_X H_{DE}^H W_3))$,$C_{t3}=\mathrm{Tr}(H_{DE} V_E W_2 U_2^H)+\mathrm{Tr}(U_2W_2^H V_E^H H_{DE}^H))$。

除 IRS 相移矩阵 Φ 外,将其他变量整理写作

$$D=\frac{1}{\sigma_E^2}(GZH_{DE}^H U_2W_2U_2^H H_{RE}+GV_X H_{DE}^HW_3H_{RE})-\frac{1}{\sigma_I}GVW_1U_1^H H_{RI}-\frac{1}{\sigma_E}GV_EW_2U_2^H H_{RE},$$

$$\boldsymbol{Q}_{\mathrm{VE}}=\boldsymbol{G}\boldsymbol{Z}\boldsymbol{G}^{\mathrm{H}},$$

$$\boldsymbol{P}_{\mathrm{VE}}=\frac{1}{\sigma_{\mathrm{I}}^{2}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{RI}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{U}_{1}\boldsymbol{W}_{1}\boldsymbol{U}_{1}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{RI}}+\frac{1}{\sigma_{\mathrm{E}}^{2}}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{RE}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_{3}\boldsymbol{H}_{\mathrm{RE}}+\boldsymbol{H}_{\mathrm{RE}}\boldsymbol{U}_{2}\boldsymbol{W}_{2}\boldsymbol{U}_{2}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{RE}}),$$

$$\boldsymbol{P}_{\mathrm{V}}=\frac{1}{\sigma_{\mathrm{I}}^{2}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{RI}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{U}_{1}\boldsymbol{W}_{1}\boldsymbol{U}_{1}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{RI}}+\frac{1}{\sigma_{\mathrm{E}}^{2}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{RE}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_{3}\boldsymbol{H}_{\mathrm{RE}},$$

$$\boldsymbol{Q}_{\mathrm{V}}=\boldsymbol{G}\boldsymbol{W}\boldsymbol{G}^{\mathrm{H}}。$$

则原目标函数可以转换为

$$f(\boldsymbol{\Phi})=\mathrm{Tr}(\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{P}_{\mathrm{VE}}\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{Q}_{\mathrm{VE}})+\mathrm{Tr}(\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{P}_{\mathrm{V}}\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{Q}_{\mathrm{V}})+\mathrm{Tr}(\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{D})+\mathrm{Tr}(\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{D}^{\mathrm{H}})。\tag{34}$$

同理,对于能量收集约束,有

$$\mathrm{Tr}(\widetilde{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{E}}\boldsymbol{V}_{\mathrm{X}}\widetilde{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{E}}^{\mathrm{H}})=\frac{1}{\sigma_{\mathrm{E}}^{2}}(\mathrm{Tr}(\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G}\boldsymbol{V}_{\mathrm{X}}\boldsymbol{G}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{RE}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{RE}}^{\mathrm{H}})+\mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{DE}}\boldsymbol{V}_{\mathrm{X}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{DE}}^{\mathrm{H}})+\mathrm{Tr}(\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{RE}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{DE}}\boldsymbol{V}_{\mathrm{X}}\boldsymbol{G}^{\mathrm{H}})+\mathrm{Tr}(\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G}\boldsymbol{V}_{\mathrm{X}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{DE}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{RE}})),\tag{35}$$

即

$$\mathrm{Tr}(\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{RE}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{RE}}\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G}\boldsymbol{V}_{\mathrm{X}}\boldsymbol{G}^{\mathrm{H}})+\mathrm{Tr}(\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{RE}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{DE}}\boldsymbol{V}_{\mathrm{X}}\boldsymbol{G}^{\mathrm{H}})+\mathrm{Tr}(\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{G}\boldsymbol{V}_{\mathrm{X}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{DE}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{RE}})\geqslant\sigma_{\mathrm{E}}^{2}\widetilde{E}-\mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{DE}}\boldsymbol{V}_{\mathrm{X}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{DE}}^{\mathrm{H}})。\tag{36}$$

利用文献[22]中迹运算的性质,有

$$\mathrm{Tr}(\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{P}_{\mathrm{VE}}\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{Q}_{\mathrm{VE}})=\boldsymbol{\phi}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{P}_{\mathrm{VE}}\odot\boldsymbol{Q}_{\mathrm{VE}}^{\mathrm{T}})\boldsymbol{\phi},\tag{37a}$$

$$\mathrm{Tr}(\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{P}_{\mathrm{V}}\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{Q}_{\mathrm{V}})=\boldsymbol{\phi}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{P}_{\mathrm{V}}\odot\boldsymbol{Q}_{\mathrm{V}}^{\mathrm{T}})\boldsymbol{\phi},\tag{37b}$$

$$\mathrm{Tr}(\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{D}^{\mathrm{H}})=\boldsymbol{d}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{\phi}^{*}),\tag{37c}$$

$$\mathrm{Tr}(\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{D})=\boldsymbol{\phi}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{d}。\tag{37d}$$

式中:$\odot$表示哈达玛乘积;$\boldsymbol{d}$ 和 $\boldsymbol{\phi}$ 分别为矩阵 $\boldsymbol{D}$ 和 $\boldsymbol{\Phi}$ 对角元素构成的行向量;$\boldsymbol{\phi}^{*}$ 表示 $\boldsymbol{\phi}$ 的共轭运算。

于是,优化问题可以转换为

$$\min_{\boldsymbol{\phi}}\ \boldsymbol{\phi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}\boldsymbol{\phi}+2\mathrm{Re}\{\boldsymbol{\phi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{d}^{*}\}\tag{38a}$$

$$\mathrm{s.t.}\quad \mathrm{C1}:\boldsymbol{\phi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{T}\boldsymbol{\phi}+2\mathrm{Re}\{\boldsymbol{\phi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{e}^{*}\}\geqslant r,\tag{38b}$$

$$\mathrm{C2}:|\phi_{i}|=1,\quad\forall i=1,2,\cdots,M。\tag{38c}$$

式中:$\boldsymbol{X}=\boldsymbol{P}_{\mathrm{VE}}\odot\boldsymbol{Q}_{\mathrm{VE}}+\boldsymbol{P}_{\mathrm{V}}\odot\boldsymbol{Q}_{\mathrm{V}}$;$\boldsymbol{T}=(\boldsymbol{H}_{\mathrm{RE}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{RE}})\odot(\boldsymbol{G}\boldsymbol{V}_{\mathrm{X}}\boldsymbol{G}^{\mathrm{H}})^{\mathrm{T}}$,$\boldsymbol{T}$ 为半正定矩阵;$\boldsymbol{E}=\boldsymbol{G}\boldsymbol{V}_{\mathrm{X}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{DE}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{RE}}$;$\boldsymbol{e}$ 为矩阵 $\boldsymbol{E}$ 的所有对角元素构成的行向量;r 为常数,$r=\mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{DE}}\boldsymbol{V}_{\mathrm{X}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{DE}}^{\mathrm{H}})-\sigma_{\mathrm{E}}^{2}\tilde{E}$。

首先利用 SCA 方法处理式(41)中的非凸能量收集约束 C1,利用 $\boldsymbol{\phi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{T}\boldsymbol{\phi}$ 关于 $\boldsymbol{\phi}$ 为凸的特点,求出 C1 的下界:

$$\boldsymbol{\phi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{T}\boldsymbol{\phi}\geqslant-\bar{\boldsymbol{\phi}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{T}\bar{\boldsymbol{\phi}}+2\mathrm{Re}\{\boldsymbol{\phi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{T}\bar{\boldsymbol{\phi}}\}。\tag{39}$$

式中:$\bar{\boldsymbol{\phi}}$ 表示上一次迭代值。则 C1 可以用下式替代:

$$2\mathrm{Re}\{\boldsymbol{\phi}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{e}^{*}+\boldsymbol{T}\bar{\boldsymbol{\phi}})\}\geqslant\bar{E}。\tag{40}$$

式中:$\bar{E}=r+\bar{\boldsymbol{\phi}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{T}\bar{\boldsymbol{\phi}}$。

接下来利用文献[23]中的优化最小化(Majorization-Minimization,MM)算法解决上述优化问题,其主要思想为在每次迭代中通过解决比原目标函数更易处理的替代函数,并逐次迭代求得原优化问题的局部最优值。构造的替代函数需要满足:在 $\bar{\boldsymbol{\phi}}$ 处替代函数与目标函数的值相同;在 $\bar{\boldsymbol{\phi}}$ 处替代函数与目标函数的梯度相同;构造的目标函数为原函数的上界。

根据文献[23],对于公式(38)目标函数中的二次型有

$$\boldsymbol{\phi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}\boldsymbol{\phi}\leqslant\boldsymbol{\phi}^{\mathrm{H}}\lambda_{\max}\boldsymbol{I}_{M}\boldsymbol{\phi}-2\mathrm{Re}\{\boldsymbol{\phi}^{\mathrm{H}}(\lambda_{\max}\boldsymbol{I}_{M}-\boldsymbol{X})\bar{\boldsymbol{\phi}}\}+\bar{\boldsymbol{\phi}}^{\mathrm{H}}(\lambda_{\max}\boldsymbol{I}_{M}-\boldsymbol{X})\bar{\boldsymbol{\phi}}\triangleq y(\boldsymbol{\phi}|\bar{\boldsymbol{\phi}})。\tag{41}$$

式中:$\lambda_{\max}$ 表示 $\boldsymbol{X}$ 的最大特征值。则构造的替代函数为

$$g(\boldsymbol{\phi}|\bar{\boldsymbol{\phi}})=y(\boldsymbol{\phi}|\bar{\boldsymbol{\phi}})+2\mathrm{Re}\{\boldsymbol{\phi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{d}^{*}\},\tag{42}$$

满足上述三个条件。

将目标函数进行替代,根据 $\boldsymbol{\phi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\phi}=M$ 移除常数项并令 $\bar{u}=(\lambda_{\max}\boldsymbol{I}_{M}-\boldsymbol{X})\bar{\boldsymbol{\phi}}-\boldsymbol{d}^{*}$,则优化问题转换为

$$\min_{\phi}\quad 2\mathrm{Re}\{\boldsymbol{\phi}^{\mathrm{H}}\bar{u}\}\tag{43a}$$

$$\mathrm{s.t.}\quad |\phi_{i}|=1,\quad\forall i=1,2,\cdots,M,\tag{43b}$$

$$2\mathrm{Re}\{\boldsymbol{\phi}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{e}^{*}+\boldsymbol{T}\bar{\boldsymbol{\phi}})\}\geqslant\bar{E}。\tag{43c}$$

由于额外的能量收集约束,无法直接进行迭代求解。利用文献[24]提出的价格机制进行求解,引入一个非负的价格 p 将能量收集约束引入目标函数,于是优化问题转换为

$$\min_{\phi}\ 2\mathrm{Re}\{\boldsymbol{\phi}^{\mathrm{H}}\bar{u}\}+2p\mathrm{Re}\{\boldsymbol{\phi}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{e}^{*}+\boldsymbol{T}\bar{\boldsymbol{\phi}})\}\tag{44a}$$

$$\mathrm{s.t.}\quad |\phi_{i}|=1,\quad\forall i=1,2,\cdots,M。\tag{44b}$$

式中:p 的取值必须满足如下松弛互补变量:

$$p(2\mathrm{Re}\{\boldsymbol{\phi}(p)^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{e}^{*}+\boldsymbol{T}\bar{\boldsymbol{\phi}})\}-\bar{E})=0。\tag{45}$$

分别考虑当 $p=0$ 和 $p>0$ 的情况,采用与算法 1 类似的二分搜索算法。

当 $p=0$ 时,如果 $\phi(0)=\exp(\mathrm{j}\arg(\bar{u}))$ 满足约束 $2\mathrm{Re}\{\boldsymbol{\phi}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{e}^{*}+\boldsymbol{T}\bar{\boldsymbol{\phi}})\}\geqslant\bar{E}$,则取 $p=0$。

当 $p>0$,可利用二分搜索寻找满足 $2\mathrm{Re}\{\boldsymbol{\phi}(p)^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{e}^{*}+\boldsymbol{T}\bar{\boldsymbol{\phi}})\}=\bar{E}$ 的 p 值。即设置二分搜索上下界 p_{U} 和 p_{L},每次从 $p=(p_{\mathrm{U}}+p_{\mathrm{L}})/2$ 处开始搜索,若新的 p 值满足约束 $2\mathrm{Re}\{\boldsymbol{\phi}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{e}^{*}+\boldsymbol{T}\bar{\boldsymbol{\phi}})\}\geqslant\bar{E}$,则设置 $p_{\mathrm{U}}=p$;否则设置 $p_{\mathrm{L}}=p$,直至 $p_{\mathrm{U}}-p_{\mathrm{L}}<\varepsilon_{0}$。

当 p 的值确定时,上述问题的全局最优解为

$$\boldsymbol{\phi}(p)=\exp(\mathrm{j}\arg(\bar{u}+p(\boldsymbol{e}^{*}+\boldsymbol{T}\bar{\boldsymbol{\phi}})))。\tag{46}$$

根据文献[24],满足松弛互补变量的价格 p 能够使得 MM 算法生成的目标函数值收敛至 KKT 点,得到优化问题(38)的局部最优值。

基于上述分析,利用引入价格机制的 MM 算法

(算法 3)求解式(41)中最优 IRS 的具体过程如下:

初始化 $n=0$,最大迭代次数 L,收敛精度 δ,相移 $\phi^{(0)}$,二分搜索上下界

Repeat n

1 $n=n+1$

2 计算 $\bar{E}^{(n-1)}=r+(\boldsymbol{\phi}^{(n-1)})^{\mathrm{H}}\boldsymbol{T}\boldsymbol{\phi}^{(n-1)}$

3 计算 $u^{(n-1)}=(\lambda_{\max}\boldsymbol{I}_M-\boldsymbol{X})\boldsymbol{\phi}^{(n-1)}-\boldsymbol{d}^*$

4 根据式(41)计算 $f(\boldsymbol{\phi}^{(n-1)})$

5 通过二分搜索算法确定 p 的值,并根据式(46)更新 $\boldsymbol{\phi}^{(n)}$

6 根据式(41)计算 $f(\boldsymbol{\phi}^{(n)})$

Until $n>L$ 或者 $|f(\boldsymbol{\phi}^{(n)})-f(\boldsymbol{\phi}^{(n-1)})|/f(\boldsymbol{\phi}^{(n)})\leqslant\delta$

根据式(46)输出 ϕ^{opt}

2.4　基于交替迭代的参数优化

依据交替迭代优化的思想,首先在可行域内初始化发射端变量 $\boldsymbol{V}$ 和 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{E}}$ 以及 IRS 反射相移矩阵 $\boldsymbol{\Phi}$,代入式(18a)、(18b)、(19a)、(19b)、(19c)求解辅助变量 $\boldsymbol{U}_i(i\in\{1,2\})$,$\boldsymbol{W}_j(j\in\{1,2,3\})$;接着固定 IRS 反射相移矩阵和辅助变量利用拉格朗日对偶法求解式(20),得到 $\boldsymbol{V}$ 和 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{E}}$ 的最优值;将得到的 $\boldsymbol{V}$ 和 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{E}}$ 以及辅助变量代入式(38),并利用算法 3 求解 IRS 反射相移的最优值。将上述过程交替进行,并在每一步计算系统安全速率,直至满足收敛条件。

交替优化流程如下:

初始化 $k=1$,最大化迭代次数 $k_{\max}$,收敛精度 ε,可行点内的 $\boldsymbol{V}^{(0)}$,$\boldsymbol{V}_{\mathrm{E}}^{(0)}$ 和 IRS 相移矩阵 $\boldsymbol{\Phi}^{(0)}$;计算 R_{SEC}^0

Repeat k

1 $k=k+1$

2 固定 $\boldsymbol{V}^{(k-1)}$,$\boldsymbol{V}_{\mathrm{E}}^{(k-1)}$ 和 $\boldsymbol{\Phi}^{(k-1)}$,并根据(18a)、(18b)、(19a)、(19b)、(19c)计算辅助变量 $\boldsymbol{U}_1^{(k-1)}$,$\boldsymbol{W}_1^{(k-1)}$,$\boldsymbol{U}_2^{(k-1)}$,$\boldsymbol{W}_2^{(k-1)}$,$\boldsymbol{W}_3^{(k-1)}$;

3 固定 $\boldsymbol{U}_1^{(k-1)}$,$\boldsymbol{W}_1^{(k-1)}$,$\boldsymbol{U}_2^{(k-1)}$,$\boldsymbol{W}_2^{(k-1)}$,$\boldsymbol{W}_3^{(k-1)}$ 和 $\boldsymbol{\Phi}^{(k-1)}$,通过算法 2 计算式(20),得到 $\boldsymbol{V}^{(k)}$ 和 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{E}}^{(k)}$;

4 固定 $\boldsymbol{U}_1^{(k-1)}$,$\boldsymbol{W}_1^{(k-1)}$,$\boldsymbol{U}_2^{(k-1)}$,$\boldsymbol{W}_2^{(k-1)}$,$\boldsymbol{W}_3^{(k-1)}$,$\boldsymbol{V}^{(k)}$ 和 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{E}}^{(k)}$,通过算法 3 求解问题(38),得到 $\boldsymbol{\Phi}^{(k)}$;

5 将得到的 $\boldsymbol{V}^{(k)}$,$\boldsymbol{V}_{\mathrm{E}}^{(k)}$ 和 $\boldsymbol{\Phi}^{(k)}$ 代入式(10);

Until $k>k_{\max}$ 或者 $\dfrac{|R_{\mathrm{SEC}}^k-R_{\mathrm{SEC}}^{k-1}|}{R_{\mathrm{SEC}}^k}\leqslant\varepsilon$

输出:$\boldsymbol{V}^{\mathrm{opt}}=\boldsymbol{V}^{(k)}$,$\boldsymbol{V}_{\mathrm{E}}^{\mathrm{opt}}=\boldsymbol{V}_{\mathrm{E}}^{(k)}$,$\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{opt}}=\boldsymbol{\Phi}^{(k)}$,$R_{\mathrm{SEC}}^k$

复杂度分析:步骤 2 求解辅助变量的复杂度为 $O(N_{\mathrm{T}}^2N_{\mathrm{R}})$,步骤 3 求解发射端变量的复杂度为 $O(n_{\max}\mathrm{lb}(((\lambda_u-\lambda_l)/\varepsilon)N_{\mathrm{T}}^3)$,低于文献[16]采用内点法求解发射端变量的计算复杂度 $O(2n_{\max}N_{\mathrm{T}}^{3.5})$;步骤 4 求解 IRS 相移矩阵的复杂度为 $O(M^3+\mathrm{lb}((p_{\mathrm{U}}-p_{\mathrm{L}})/\delta)LM^2)$。因此,交替优化的总体复杂度为 $O(N_{\mathrm{T}}^2N_{\mathrm{R}}+k_{\max}(n_{\max}\mathrm{lb}((\lambda_{\mathrm{U}}-\lambda_{\mathrm{L}})/\varepsilon)N_{\mathrm{T}}^3+M^3+L\mathrm{lb}((p_{\mathrm{U}}-p_{\mathrm{L}})/\delta)M^2)$。此外,文献[16]采用的罚-CCM 算法罚因子的选取对算法的收敛速度影响较大,本文采用二分搜索能够保证较快的收敛速度。

3　仿真与分析

3.1　仿真参数设置

发射端配备天线数 $N_{\mathrm{T}}=8$;信息接收者和窃听者均配置 4 根天线,即 $N_{\mathrm{I}}=N_{\mathrm{E}}=4$;IRS 反射元件数量为 $M=50$。发射端、窃听者和合法用户分别位于坐标(0,5)m,(30,0)m,(40,0)m 处,IRS 位于坐标(40,10)m 处。将大规模路损(单位:dB)建模为 $\mathrm{PL}=\mathrm{PL}_0-10\alpha\lg(D)$,将 BS 到 IRS 以及 BS 到 ER 的信道建模为服从莱斯信道,其表达式为

$$\boldsymbol{H}=\sqrt{\frac{\beta}{1+\beta}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{LOS}}+\sqrt{\frac{1}{1+\beta}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{NLOS}}。$$

式中:β 表示莱斯因子,设置为 1;$\boldsymbol{H}_{\mathrm{LOS}}$ 和 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{NLOS}}$ 分别表示视距传输和非视距传输部分。IRS 相关的反射信道建模为瑞利衰落信道。分别用满足功率约束的随机矩阵和全 1 的反射相移矩阵作为算法起始点。其余仿真参数按表 1 设置[16],收敛精度 $\varepsilon=10^{-4}$。

表 1　仿真参数设置

参数	数值
每米路径损耗 L/dB	30
发射功率 P_{S}/dB	10
IRS 到窃听者、合法用户的路径损耗/dB	2.2
基站到窃听者直射链路的路径损耗/dB	3.2
基站到 IRS 的路径损耗/dB	2
噪声功率 σ^2/dBm	−60
能量采集门限 E_{th}/mW	0.5
IRS 元件数	50

此外,本文方案还将与下列方案进行对比:

方案 1:基于 IBCD 和罚-CCM 算法的传输方案[16]。该方案利用凸优化工具箱求解发射端变量 $\boldsymbol{V}$ 和 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{E}}$,然后利用基于罚函数的复圆流形(Complex Circle Manifold,CCM)算法求解 IRS 相移矩阵 $\boldsymbol{\Phi}$,在交替优化框架下优化三个变量直至系统安全速率收敛。

方案 2:随机相位选择方案。该方案只使用算法 2 对发射端变量 $\boldsymbol{V}$ 和 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{E}}$ 进行优化,跳过算法 3,直接使用初始化的随机相位计算安全速率。

3.2　仿真结果分析

图 2 给出了发射功率分别为 5 dB,10 dB 和 20 dB 下所提算法的收敛性能。由图 2 中可以看出

在不同的发射功率下,系统安全速率经过数次迭代后会收敛到一个确定值,表明本文提出的算法具有较好的收敛性能。随着发射功率的增大,经过 IRS 反射后能够进一步增大合法用户和窃听者之间的信噪比差异,使得系统安全速率得到很大增幅;然而随着功率的逐渐提升,会带来更大的计算量,导致算法收敛速度变慢。

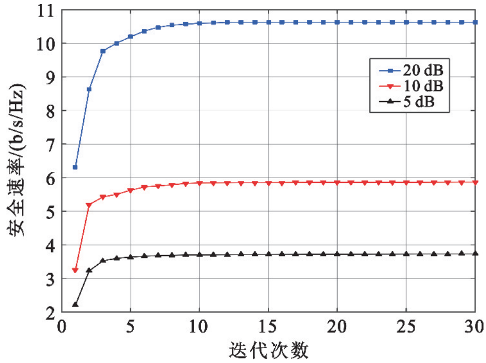

图 2 收敛性能

图 3 展示了发射功率对系统安全速率的影响。从图 3 中可以看出,本文所提方法在所设功率范围均优于基准方案。随着发射功率的增大,采用本文所提方案以及文献[16]方案的系统安全速率都有显著提升,而采用随机相位方案传输的安全速率上升得并不明显,这表明了优化 IRS 相移对于提高系统安全性能的重要性。同时,在发射功率较低时所有方案的性能都偏低。这是因为在低发射功率区域,大部分的功率会分配给人工噪声,在满足能量收集门限的同时尽量将剩余功率用于优化波束赋形矩阵以提高系统安全速率。随着发射功率的逐渐增大,更多的功率可用于发射波束赋形矩阵,因此系统安全速率增幅更大。

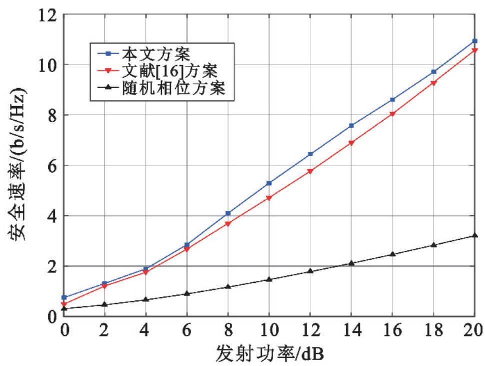

图 3 安全速率随功率的变化

图 4 展示了能量收集门限与系统安全速率的关系,可以看出在发射功率一定的情况下,随着能量收集门限的提高,安全速率随之下降。这是因为 ER 处的能量收集门限越高,发射功率中用于人工噪声的功率的比例也会提高,导致安全速率下降。当能量收集门限为一定值时,本文采用的方案可达的安全速率大于方案 1 也大于随机相位方案,进一步表明了本文所提方案的有效性。

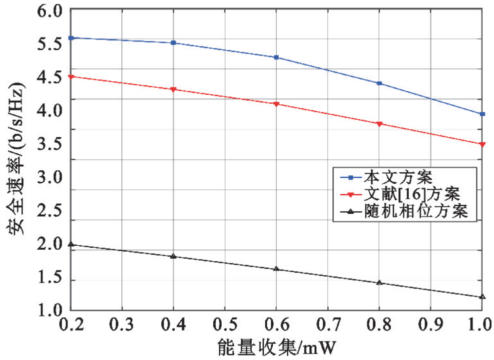

图 4 安全速率随能量收集门限的变化

图 5 展示了当用户随 x 轴移动时安全速率的变化,合法用户从坐标(10,0)m 处出发,沿着 x 轴移动,与 IRS 的直线距离越来越短,系统安全速率不断上升;当合法用户移动至坐标(40,0)m 处时,安全速率达到最大值,此时距离 IRS 的直线距离最近;此后,随着合法用户与 IRS 的距离不断增大,系统安全速率不断下降。随机相位方案也满足上述规律,但该方案能够实现的安全速率较之设计后的方案太低,表明了方案设计的有效性。同时表明在放置 IRS 时需要谨慎选择,尽量距离合法用户更近。

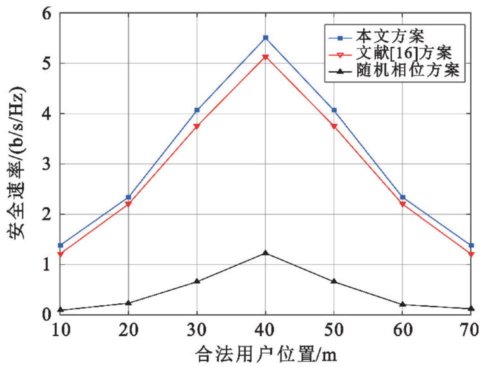

图 5 安全速率随用户位置的变化

图 6 展示了 IRS 反射元件数与系统安全速率之间的关系,可以看出本文方案和方案 1 的安全速率都会随着 IRS 元件数 M 的增加而增大,而随机相位方案无法利用 IRS 元件数增加带来的增益因此增幅

较小。这是因为 IRS 反射元件数越多,系统的自由度越大,通过合理设计 IRS 元件的反射相移,可以更精确地控制信号能量,使其在满足能量收集门限后剩余能量更集中在信息接收者,从而使得合法用户信噪比增大,获得更好的安全性能。从另一角度看,当系统所需安全速率为定值时,本文所需的 IRS 元件数量是三种方案中最少的,因此更具实用性。

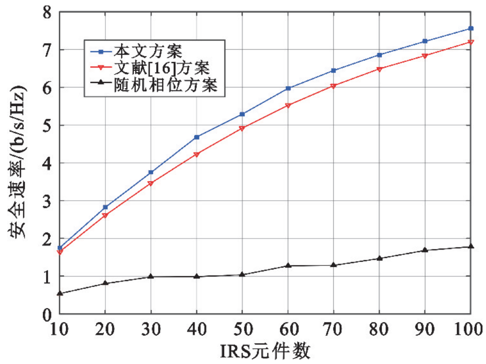

图 6　IRS 反射元件数对安全速率的影响

图 7 展示了路径损耗指数与系统安全速率之间的关系。假设 IRS 相关信道路径损耗指数相等且统一变化,即 $\alpha_{BI}=\alpha_{RI}=\alpha_{RE}$。由图 7 可知,在路径损耗指数较小也即信道条件较好时,本文所提方案安全性能优于对比方案 1。随着路径损耗指数逐渐增大,系统安全速率逐渐减小。当路径损耗指数增大至 2.8 时,本文方案与方案 1 的安全性能近似,而随机相位方案的安全速率已经接近 0,这证明了传输方案设计的重要性。

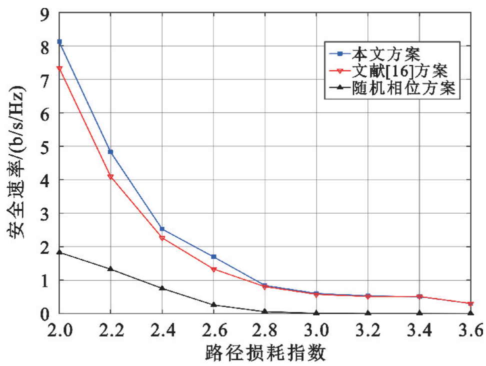

图 7　路径损耗指数对安全速率的影响

4　结束语

为了最大化 IRS 辅助的 MIMO-SWIPT 系统的安全速率,本文在发射端掌握所有信道的完美信道状态信息的前提下,联合优化发射端变量以及 IRS 反射相移建立优化模型。基于交替优化框架对多变量耦合的非凸优化问题进行等价转换,通过连续凸逼近方法处理非凸的能量收集约束;引入一系列辅助变量并利用拉格朗日对偶方法求解发射端优化变量;随后采用引入价格机制的优化最小化算法求解 IRS 的反射相移矩阵。仿真结果表明,本文所提方案能够在交替优化框架下只需要数次迭代即可完成收敛,且能够在保证能量收集效率的同时显著提高系统的安全速率,具有重要的理论和现实意义。

后续将研究考虑不完全信道状态信息下的安全传输方案。

参考文献:

[1] ZHU Z Y, WANG N, HAO W M, et al. Robust beamforming designs in secure MIMO SWIPT IoT networks with a nonlinear channel model[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2021, 8(3): 1702-1715.

[2] ZHANG S Q, WU Q Q, XU S G, et al. Fundamental green tradeoffs: progresses, challenges, and impacts on 5G networks[J]. IEEE Communications Surveys and Tutorials, 2017, 19(1): 33-56.

[3] KHANDAKER M R A, MASOUROS C, WONG K K, et al. Secure SWIPT by exploiting constructive interference and artificial noise[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 67(2): 1326-1340.

[4] 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.

[5] 王兆瑞,刘亮,李航,等. 面向 6G 物联网的智能反射表面设计[J]. 物联网学报,2020,4(2):84-95.

[6] 刘期烈,杨建红,徐勇军,等. 面向安全通信的智能反射面网络能效优化算法[J]. 电讯技术,2020,60(12):1391-1397.

[7] YANG L, YANG J X, XIE W W, et al. Secrecy performance analysis of RIS-aided wireless communication systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(10): 12296-12300.

[8] CUI M, ZHANG G C, ZHANG R. Secure wireless communication via intelligent reflecting surface[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 8(5): 1410-1414.

[9] JIANG Y H, ZOU Y L, JIAN O Y, et al. Secrecy energy efficiency optimization for artificial noise aided physical-layer security in OFDM-based cognitive radio networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(12): 11858-11872.

[10] ZHAO X, XIAO J, LI Q Z, et al. Joint optimization of

AN-aided transmission and power splitting for MISO secure communications with SWIPT [J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(11): 1969-1972.
[11] LIU J X, XIONG K, LU Y, et al. Energy efficiency in secure IRS-aided SWIPT [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(11): 1884-1888.
[12] ZHU Z Y, XU J L, SUN G C, et al. Robust beamforming design for IRS-aided secure SWIPT terahertz systems with non-linear EH model [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(4): 746-750.
[13] SAEIDI M A, EMADI M J. IRS-based secrecy rate analysis in presence of an energy harvesting eavesdropper[C]//Proceedings of 2020 Iran Workshop on Communication and Information Theory. Tehran: IEEE, 2020: 1-5.
[14] SUN W, SONG Q Y, GUO L, et al. Secrecy rate maximization for intelligent reflecting surface aided SWIPT systems [C]//Proceedings of 2020 EEE/CIC International Conference on Communications in China. Chongqing: EEE, 2020: 1276-1281.
[15] XUE J H, ZHOU X, WANG C, et al. Hybrid precoding for IRS-assisted secure mmWave communication system with SWIPT [C]//Proceedings of 2020 International Conference on Space-Air-Ground Computing. Beijing: EEE, 2020: 82-86.
[16] NIU H H, LEI N. Intelligent reflect surface aided secure transmission in MIMO channel with SWIPT[J]. IEEE Access, 2020, 8: 192132-192140.
[17] THIEN H T, TUAN P V, KOO I. A secure-transmission maximization scheme for SWIPT systems assisted by an intelligent reflecting surface and deep learning[J]. IEEE Access, 2022, 10: 31851-31867.
[18] LI Q Z, YANG L. Artificial noise aided secure precoding for MIMO untrusted two-way relay systems with perfect and imperfect channel state information [J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2018, 13(10): 2628-2638.
[19] SHI Q J, XU W Q, WU J S, et al. Secure beamforming for MIMO broadcasting with wireless information and power transfer [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(5): 2841-2853.
[20] LI Q, HONG M Y, WAI H T, et al. Transmit solutions for MIMO wiretap channels using alternating optimization [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31(9): 1714-1727.
[21] PAN C H, REN H, ELKASHLAN M, et al. Robust beamforming design for ultra-dense user-centric C-RAN in the face of realistic pilot contamination and limited feedback [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 18(2): 780-795.
[22] ZHANG X D. Matrix analysis and applications [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2017.
[23] SUN Y, BABU P, PALOMAR D P. Majorization-minimization algorithms in signal processing, communications, and machine learning [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2017, 65(3): 794-816.
[24] PAN CH, 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.

作者简介:

晏万才 男,1997 年生于重庆,硕士研究生,主要研究方向为智能反射面技术、物理层安全。

李方伟 男,1960 年生于重庆,博士,教授、博士生导师,主要研究方向为电磁场与电磁波、无线网络安全、无线传输理论与技术。

王明月 女,1990 年生于重庆,博士研究生,主要研究方向为无线传输理论与技术、空间调制技术。