

有源 IRS 辅助的安全通信系统波束成形设计

李 汀 牛梅琳 李 飞

(南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏南京 210003)

摘 要: 智能反射面(Intelligent Reflecting Surface, IRS)由于其无源性和低功耗的特性引起了学术界和工业界的极大关注,目前已被用于物理层安全传输。IRS 是一种具有潜力的创新技术,可以通过调整相移来反射信号,并为传输创造额外的链路。与没有 IRS 辅助的情况相比,IRS 的存在有助于获得有限的保密性能增益。然而,由于发射机和用户之间的反射信道链路存在“双衰落”效应,为了补偿 IRS 辅助链路中的双衰落效应,传统上在 IRS 处布置了大量的反射单元(Reflecting Elements, REs),这导致了较大的表面尺寸以及相当大的电路损耗。在此基础上,我们提出一种新型的有源 IRS 设计方案,有源 IRS 相比无源 IRS,不仅可以调节反射单元的相移,还可以通过调节振幅来控制波束成形,从而提高无线传输的安全性。本文考虑了在多天线基站,单天线用户和窃听者的情况下的有源 IRS 辅助的安全通信系统,用户和窃听者同时收到了由 IRS 反射来的信号,我们的目标是通过优化基站处的发射波束成形和有源 IRS 的反射波束成形,使得用户处的信息速率增大的同时,窃听者处的信息速率减小,从而使得系统的保密率最大化,为了解决基于该系统的非凸保密率优化问题,首先使用丁克尔巴赫方法将问题变为辅助变量相减的形式,再通过交替优化的方法,在优化基站处的发射波束成形时,使用了半定松弛(Semidefinite Relaxation, SDR)方法配合 CVX 工具箱进行求解;在优化有源 IRS 的反射波束成形时,使用了二次变换(Quadratic Transform, QT)技术和 CVX 工具箱进行求解。仿真结果表明,在有源 IRS 设计的帮助下,可以有效地缓解“双衰落”效应的影响,与现有的无源 IRS 的解决方案相比,可以获得更高的保密性能增益。

关键词: 有源 IRS; 波束成形设计; 安全通信

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **DOI:** 10.16798/j.issn.1003-0530.2023.12.006

引用格式: 李汀,牛梅琳,李飞. 有源 IRS 辅助的安全通信系统波束成形设计[J]. 信号处理,2023,39(12): 2183-2189. DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2023.12.006.

Reference format: LI Ting, NIU Meilin, LI Fei. Active intelligent reflecting surface assisted beamforming design of secure communication system[J]. Journal of Signal Processing, 2023, 39(12): 2183-2189. DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2023.12.006.

Active Intelligent Reflecting Surface Assisted Beamforming Design of Secure Communication System

LI Ting NIU Meilin LI Fei

(School of Communications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, Jiangsu 210003, China)

Abstract: Intelligent Reflecting Surface (IRS) has attracted great attention from academia and industry due to its passivity and low power consumption. IRS has been used for secure transmission at the physical layer, it is a potential innovative technology that can reflect signal by adjusting the phase shift and create additional link for transmission. Compared with the situation with-

out the assistance of IRS, the existence of IRS helps to obtain limited security performance gains. However, due to the “double fading” effect in the reflection channel link between the transmitter and the user, in order to compensate for the “double fading” effect in the IRS assisted link, a large number of reflecting elements (REs) are traditionally arranged at the IRS, which leads to a large surface size and considerable circuit loss. On this basis, we propose a new design scheme of active IRS. Compared with passive IRS, active IRS can not only adjust the phase shift of the reflection unit, but also control beamforming by adjusting the amplitude, thus improving the security of wireless transmission. In this work, we consider the active IRS assisted security communication system in the case of multi-antenna base station, single-antenna user and eavesdropper. The user and eavesdropper receive the signal reflected by the IRS at the same time. Our goal is to maximize the security rate of the system by optimizing the transmit beamforming at the base station and the reflection beamforming of the active IRS. In order to solve the non-convex security rate optimization problem based on the system, the Dinkelbach method is first used to change the problem into the form of auxiliary variable subtraction and then the semidefinite relaxation (SDR) method is used to solve the problem with CVX toolbox when optimizing the transmit beamforming at the base station through the alternate optimization method; Quadratic transform (QT) technology and CVX toolbox are used to optimize the reflection beamforming of active IRS. The simulation results show that with the help of active IRS design, the influence of “double fading” effect can be effectively alleviated, and higher security performance gain can be obtained compared with the existing passive IRS solutions.

Key words: active intelligent reflecting surface; beamforming; secure communication

1 引言

近年来,毫米波技术在存储容量、传输速率、通信可靠性等方面已经显示出其能够实现更高的要求^[1]。然而,毫米波通信具有明显的传播损耗,以及容易受到基站和用户之间的传播路径被阻塞的影响^[2]。智能反射面(Intelligent Reflecting Surface, IRS)作为一种绿色、经济的技术来克服上述困难^[3]。它配备了低复杂度的被动反射元件,这些元件能够使入射的电磁信号波产生一定的相移,通过适当的相移,与用户的通信质量可以大大提高^[4]。

IRS也被用于物理层安全通信,以增强多天线系统中的安全传输。文献[5]通过联合优化发射器端的波束成形和IRS处的相移来最大化可实现的保密率,同时将对窃听者的最大信息泄漏保持在指定阈值以下,并进一步将其重新表述为半定规划(Semidefinite Programming, SDP)问题,引入了半定松弛(Semidefinite Relaxation, SDR)思想,使用交替优化求解问题的次优解。文献[6]为了进一步提高可实现的保密率,将发射端的波束成形和人工噪声进行组合优化,并使用交替优化方法将优化问题解耦为凸子问题。文献[7]研究了双IRS辅助的MISO系统,提出了一种迭代乘积黎曼流形算法来优化IRS的相移。文献[8]将IRS用于增强多输入多输出系统中的安全传输,并提出了一些有效的算法来最大化和速率。文献[9]考虑使用低分辨率数模转

换器实现多IRS辅助毫米波保密传输,并使用二次变换(Quadratic Transform, QT)技术和广义瑞利商算法获得波束成形的解析表达式。

然而,上述工作都忽略了IRS辅助系统中一个不可避免的问题,尽管IRS为信号传输带来了新的可靠的反射链路,但该反射链路中始终存在“双衰落”效应,即通过该链路接收的信号遭受两次大规模衰落^[10]。为了对抗这种“双衰落”效应,最近提出了一种新的有源IRS的概念,不同于现有的无源IRS,只是被动反射信号,有源IRS的关键特征是以额外的功耗为代价,同时使得反射信号的振幅不再受限于1^[11]。文献[12]研究了有源IRS辅助的单输入多输出(SIMO)通信系统,使用最小均方误差(MMSE)准则设计接收波束成形,使用Charnes-Cooper变换和SDR技术来设计有源IRS处的反射波束成形。文献[13]研究了在有源IRS辅助的多用户系统中实现绿色通信,以最小化基站发射功率为目标,开发了一种基于双线性变换和内逼近的算法。文献[14]研究了有源IRS和无源IRS放置位置对传输速率的影响。

本文考虑了在窃听者存在的情况下,有源IRS辅助的安全通信系统。虽然有源IRS提高了合法用户处的信息速率,但是同时也减少了基站-IRS-窃听者反射链路处的“双衰落”效应,从而导致窃听者处的信息泄露变大。针对这一问题,本文通过联合设计基站处的发射波束成形和有源IRS处的反射波束

成形来使保密率最大化。我们首先使用丁克尔巴赫方法对问题进行转化,采用交替优化方法,将目标问题分为两个子问题进行求解。在优化基站处的发射波束成形时,使用了 SDR 方法配合 CVX 工具箱进行求解;在优化有源 IRS 的反射波束成形时,使用了 QT 技术和 CVX 工具箱进行求解。仿真结果表明,与无源 IRS 辅助的安全通信系统相比,有源 IRS 辅助的安全通信系统使用该算法会获得更高的保密率。

符号说明: $()^H, ()^T, ()^*$ 分别表示矩阵的共轭转置、转置、共轭; $\text{Rank}(X), \text{Tr}(X), \|X\|$ 分别表示矩阵 X 的秩、迹、二范数; \otimes 和 \odot 分别表示克罗内克积和阿达玛积; $\Re\{\cdot\}$ 代表其实数部分; $|\cdot|$ 为复向量的欧几里得范数; $\text{diag}(\mathbf{x})$ 表示由向量 \mathbf{x} 构成的对角矩阵。

2 系统模型和问题公式

由于基站和用户之间的水平链路被障碍物阻挡,本文考虑有源 IRS 辅助的毫米波安全通信系统,该系统由一个配备 N 根天线的基站经有源 IRS 向单天线合法用户发送信息,一个单天线的窃听者试图窃听发送给用户的信息。假设有源 IRS 含有 M_{az} 个水平元素, M_{el} 个垂直元素,令 $M = M_{az} \times M_{el}$, 即共有 M 个反射单元,系统模型如图 1 所示。

假设该系统能获得理想的信道状态信息^[9], 基站与有源 IRS 的信道矩阵为 $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{M \times N}$, 有源 IRS 与用户和窃听者之间的信道建模为 $\mathbf{h}_u \in \mathbb{C}^{M \times 1}, \mathbf{h}_e \in \mathbb{C}^{M \times 1}$, 毫米波信道采用广义几何模型,其中使用了具有半波长天线间隔的均匀线阵(Uniform Linear Array, ULA)^[15]。具体而言,基站与有源 IRS 的毫米波信道矩阵 \mathbf{G} 表示为:

$$\mathbf{G} = \sqrt{MN} \sum_{l=1}^L v_l a_B(\gamma_l^i) a_r^H(\phi_r^l, \psi_r^l) \quad (1)$$

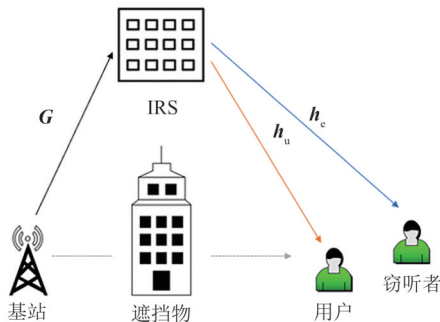


图 1 系统模型

Fig. 1 System model

式中, L 为传播路径的数量, v_l 为第 l 条路径的复增益, $a_B(\gamma)$ 为当基站处 ULA 天线在离开角为 γ 时的方向向量, 其表达式为:

$$a_B(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[e^{-j\frac{2\pi s}{\lambda} n \gamma} \right], n \in I(N),$$

$$I(N) = \left\{ i - \frac{N-1}{2}, i = 0, 1, \dots, N-1 \right\} \quad (2)$$

其中, $I(N) = \left\{ i - \frac{N-1}{2}, i = 0, 1, \dots, N-1 \right\}$, λ 为波长, s 为天线间距。

ϕ 和 ψ 分别表示 IRS 处的仰角和方位角, 则 IRS 处的到达阵列响应向量可以表示为:

$$a_r(\phi, \psi) = a_r^{az}(\phi) \otimes a_r^{el}(\psi) \quad (3)$$

$$\text{类似地}, a_r^{az}(\phi) = \frac{1}{\sqrt{M_{az}}} \left[e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda} n \phi} \right], n \in I(M_{az}),$$

$$I(M_{az}) = \left\{ i - \frac{M_{az}-1}{2}, i = 0, 1, \dots, M_{az}-1 \right\}, a_r^{el}(\psi) = \frac{1}{\sqrt{M_{el}}}$$

$$\left[e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda} n \psi} \right], n \in I(M_{el}), I(M_{el}) = \left\{ i - \frac{M_{el}-1}{2}, i = 0, 1, \dots, M_{el}-1 \right\},$$

由于 IRS 是二维均匀平面阵列, 因此 IRS 到用户的信道模型可以表示为:

$$\mathbf{h}_u = \sqrt{M} \rho_r \rho_t a_t(\phi_r, \psi_r) \quad (4)$$

其中, ρ_r 和 ρ_t 为接收机和发射机的天线单元增益, a_t 为发射阵列响应向量, 其定义类似于 a_r , ϕ_r, ψ_r 是和 ϕ, ψ 类似的 IRS 的二维角度。

IRS 到窃听者的信道模型与 IRS 到用户的信道模型类似:

$$\mathbf{h}_e = \sqrt{M} \rho_r \rho_t a_t(\phi_r, \psi_r) \quad (5)$$

其中, ϕ_r, ψ_r 是和 ϕ, ψ 类似的 IRS 的二维角度。

定义有源 IRS 处的反射波束成形为: $\Psi = \text{diag}(\boldsymbol{\varphi}) \in \mathbb{C}^{M \times M}$, 其中, $\boldsymbol{\varphi} = [\Theta_1, \dots, \Theta_M]^T$, 与无源 IRS 相比, 我们可以认为有源 IRS 可以由外部电源支持, 因此有源 IRS 中的反射元素 (Reflecting Elements, REs), 可以利用有源负载放大入射信号以减轻“双衰落”效应。有源 IRS 的第 m 个 RE 的反射系数为 $\Theta_m = a_m e^{j\theta_m}$, $m = 1, \dots, M$ 。特别地, a_m 和 θ_m 分别表示反射振幅和反射相位, 在外部电源的支持下, a_m 可以大于 1, 而无源 IRS 不能放大入射信号, 并且每个 RE 的振幅受到 $a_m \leq 1$ 的限制。且由于有源 IRS 可以放大入射信号, IRS 相关噪声不能再被忽略。

基于以上设置,合法用户处接收到的信号为:

$$y_u = \mathbf{h}_u^H \Psi \mathbf{G} \mathbf{w} s + \mathbf{h}_u^H \Psi \mathbf{z} + n_u \quad (6)$$

窃听者处接收到的信号为:

$$y_e = \mathbf{h}_e^H \Psi \mathbf{G} \mathbf{w} s + \mathbf{h}_e^H \Psi \mathbf{z} + n_e \quad (7)$$

其中, $s \in C^{1 \times 1}$ 为基站发送的信号, $\mathbf{w} \in C^{N \times 1}$ 为基站处的发射波束成形。 $\mathbf{z} \sim CN(0, \sigma_z^2 I_N)$ 为有源 IRS 处引入的动态噪声, $n_i \sim CN(0, \sigma^2)$, $i \in (u, e)$ 表示合法用户和窃听者处的加性高斯白噪声。

合法用户处的信息速率为:

$$R_u = \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_u^H \Psi \mathbf{G} \mathbf{w}|^2}{\|\mathbf{h}_u^H \Psi\|^2 \sigma_z^2 + \sigma^2} \right) \quad (8)$$

窃听者处的信息速率为:

$$R_e = \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_e^H \Psi \mathbf{G} \mathbf{w}|^2}{\|\mathbf{h}_e^H \Psi\|^2 \sigma_z^2 + \sigma^2} \right) \quad (9)$$

因此,系统的保密率(比特/秒/赫兹(bps/Hz))可以表示为:

$$R_{\text{sec}} = [R_u - R_e]^+ \quad (10)$$

其中, $[z]^+ = \max(z, 0)$ 。

在本文中,我们的优化目标是使得系统的保密率最大化,即:

$$(P1) \max_{\mathbf{w}, \Psi} R_{\text{sec}} \quad (11)$$

$$\text{s.t. } \|\mathbf{w}\|^2 \leq P_{\text{BS}} \quad (12)$$

$$\|\Psi \mathbf{G} \mathbf{w}\|^2 + \|\Psi\|^2 \sigma_z^2 \leq P_{\text{IRS}} \quad (13)$$

其中, P_{BS} 为基站的反射功率, P_{IRS} 为有源 IRS 处的放大功率。式(12)代表基站处发射波束成形的功率约束。与无源 IRS 不同,有源 IRS 中的 REs 将引入放大功率约束(13),而不是单位振幅约束。

然而,由于问题(P1)的非凸性,问题难以得到解决。因此,在下一节中,我们提出了交替优化算法来克服这些困难。

3 算法设计

首先,我们将式(11)转化为如下的优化目标:

$$\max_{\mathbf{w}, \Psi} \frac{1 + \frac{|\mathbf{h}_u^H \Psi \mathbf{G} \mathbf{w}|^2}{\|\mathbf{h}_u^H \Psi\|^2 \sigma_z^2 + \sigma^2}}{1 + \frac{|\mathbf{h}_e^H \Psi \mathbf{G} \mathbf{w}|^2}{\|\mathbf{h}_e^H \Psi\|^2 \sigma_z^2 + \sigma^2}} \quad (14)$$

使用丁克尔巴赫算法对式(14)进行等价转化,引入参数 $\eta > 0$,将优化目标转化为如下所示:

$$F(\eta) = \max_{\mathbf{w}, \Psi} \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_u^H \Psi \mathbf{G} \mathbf{w}|^2}{\|\mathbf{h}_u^H \Psi\|^2 \sigma_z^2 + \sigma^2} \right) - \eta \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_e^H \Psi \mathbf{G} \mathbf{w}|^2}{\|\mathbf{h}_e^H \Psi\|^2 \sigma_z^2 + \sigma^2} \right) \quad (15)$$

但是式(15)仍然是非凸问题,下面我们将提出交替优化算法来克服这些困难。

3.1 基站处发射波束成形设计

对于给定的 Ψ ,根据式(15),目标函数(P1)可以转变为:

$$(P2) \max_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \varphi_u \mathbf{w} - \eta \mathbf{w}^H \varphi_e \mathbf{w} \quad (16)$$

$$\text{s.t. } \|\mathbf{w}\|^2 \leq P_{\text{BS}} \quad (17)$$

$$\mathbf{w}^H \mathbf{T} \mathbf{w} \leq P_{\text{IRS}} - \|\Psi\|^2 \sigma_z^2 \quad (18)$$

其中, $\varphi_u = \frac{|\mathbf{h}_u^H \Psi \mathbf{G}|^2}{\|\mathbf{h}_u^H \Psi\|^2 \sigma_z^2 + \sigma^2}$, $\varphi_e = \frac{|\mathbf{h}_e^H \Psi \mathbf{G}|^2}{\|\mathbf{h}_e^H \Psi\|^2 \sigma_z^2 + \sigma^2}$,

$\mathbf{T} = \mathbf{G}^H \Psi^H \Psi \mathbf{G}$ 。

定义 $\mathbf{W} = \mathbf{w} \mathbf{w}^H$,目标函数(P2)可以转化为 SDP 问题,即:

$$(P3) \max_{\mathbf{W}} \text{Tr}(\varphi_u \mathbf{W}) - \eta \text{Tr}(\varphi_e \mathbf{W}) \quad (19)$$

$$\text{s.t. } \text{Tr}(\mathbf{W}) \leq P_{\text{BS}} \quad (20)$$

$$\text{Tr}(\mathbf{T} \mathbf{W}) \leq P_{\text{IRS}} - \|\Psi\|^2 \sigma_z^2 \quad (21)$$

$$\text{Rank}(\mathbf{W}) = 1 \quad (22)$$

由于秩一约束(22)是非凸的,我们通过 SDR 方法来松弛该约束。松弛后,优化的问题转变为:

$$(P4) \max_{\mathbf{W}} \text{Tr}(\varphi_u \mathbf{W}) - \eta \text{Tr}(\varphi_e \mathbf{W}) \quad (23)$$

$$\text{s.t. } (20), (21)$$

因此,现有的凸优化求解器(如 CVX)可以有效地解决这个问题,并对 \mathbf{W} 进行特征值分解,使用文献[16]的方法来获得基站处的发射波束成形:

$$\mathbf{w} = \sqrt{\lambda_1} \mathbf{q}_1 \quad (24)$$

其中, λ_1 为 \mathbf{W} 的最大特征值, \mathbf{q}_1 为其对应的最大特征向量。

3.2 有源 IRS 处反射波束成形设计

对于给定的 \mathbf{w} ,优化 Ψ ,为了便于处理,我们忽略窃听链路中智能反射面到窃听者的链路噪声,将问题(15)近似转变为(25):

$$(P5) \max_{\Psi} f_1(\Psi) = \frac{|\mathbf{h}_u^H \Psi \mathbf{G} \mathbf{w}|^2}{\|\mathbf{h}_u^H \Psi\|^2 \sigma_z^2 + \sigma^2} - \eta \frac{|\mathbf{h}_e^H \Psi \mathbf{G} \mathbf{w}|^2}{\sigma^2} \quad (25)$$

$$\text{s.t. } \|\Psi \mathbf{G} \mathbf{w}\|^2 + \|\Psi\|^2 \sigma_z^2 \leq P_{\text{IRS}} \quad (26)$$

使用 QT 变换^[1], 将问题(P5)转化为:

$$(P6) \max_{\varphi, r} f_2(\varphi, r) = 2\mathcal{R}\{r^* \mathbf{h}_u^H \text{diag}(\mathbf{B}) \varphi\} - |r|^2 \left(\|\text{diag}(\mathbf{h}_u^H) \varphi\|^2 \sigma_z^2 + \sigma^2 \right) - \eta \frac{|\mathbf{h}_e^H \text{diag}(\mathbf{B}) \varphi|^2}{\sigma^2} \quad (27)$$

$$\text{s.t. } \varphi^H (\text{diag}(\mathbf{B} \odot \mathbf{B}^*) + \sigma^2 \mathbf{I}_N) \varphi \leq P_{\text{IRS}} \quad (28)$$

其中, $\mathbf{B} = \mathbf{G}\mathbf{w}$, r 为使用 QT 变换引入的辅助变量, 通过令 $\frac{\partial f_2}{\partial r} = 0$, 得到:

$$r = \frac{\mathbf{h}_u^H \text{diag}(\mathbf{B}) \varphi}{\|\text{diag}(\mathbf{h}_u^H) \varphi\|^2 \sigma_z^2 + \sigma^2} \quad (29)$$

对于给定的 r , 我们得到(P7):

$$(P7) \max_{\varphi} f_3(\varphi) = \mathcal{R}\{\mathbf{b}\varphi\} - \varphi^H \mathbf{A} \varphi \quad (30)$$

$$\text{s.t. } \varphi^H (\text{diag}(\mathbf{B} \odot \mathbf{B}^*) + \sigma^2 \mathbf{I}_N) \varphi \leq P_{\text{IRS}} \quad (31)$$

其中, $\mathbf{b} = 2r^* \mathbf{h}_u^H \text{diag}(\mathbf{B})$, $\mathbf{A} = |r|^2 \sigma_z^2 \text{diag}(\mathbf{h}_u \odot \mathbf{h}_u^*) + \frac{\eta}{\sigma^2} \text{diag}(\mathbf{B}^*) \mathbf{h}_e \mathbf{h}_e^H \text{diag}(\mathbf{B})$.

可以观察到, (P7) 是一个标准的二次约束二次规划问题, 可以使用 CVX 工具箱来求得最佳的 φ .

算法的流程如表 1 所示:

表 1 本文提出的交替优化算法

Tab. 1 The proposed alternating iterative algorithm

算法: 本文提出的交替优化算法

1. 初始化基站处的发射波束成形 $\mathbf{w}^{(0)}$ 和有源 IRS 处的反射波束成形 $\Psi^{(0)}$.

2. Repeat

$$3. \eta \leftarrow \frac{1 + \frac{|\mathbf{h}_u^H \Psi \mathbf{G} \mathbf{w}|^2}{\|\mathbf{h}_u^H \Psi\|^2 \sigma_z^2 + \sigma^2}}{1 + \frac{|\mathbf{h}_e^H \Psi \mathbf{G} \mathbf{w}|^2}{\|\mathbf{h}_e^H \Psi\|^2 \sigma_z^2 + \sigma^2}} \quad (32)$$

$$4. \mathbf{w}, \Psi \leftarrow \arg \max_{\mathbf{w}, \Psi} \frac{|\mathbf{h}_u^H \Psi \mathbf{G} \mathbf{w}|^2}{\|\mathbf{h}_u^H \Psi\|^2 \sigma_z^2 + \sigma^2} - \eta \left(\frac{|\mathbf{h}_e^H \Psi \mathbf{G} \mathbf{w}|^2}{\|\mathbf{h}_e^H \Psi\|^2 \sigma_z^2 + \sigma^2} \right) \quad (33)$$

设置迭代次数 $t = 0$

Repeat

$t \leftarrow t + 1$;

通过式(24)更新 $\mathbf{w}^{(t)}$, 式(29)更新 $r^{(t)}$, 通过解决问题(P7)更新 $\varphi^{(t)}$.

Until 式(15)达到收敛条件。

5. Until 式(10)达到收敛条件。

6. 输出 \mathbf{w}, Ψ .

4 仿真结果

在本节中, 将利用 Matlab 验证所提算法, 并进

行数据分析。

4.1 仿真参数设置

基站位于原点, IRS 放置在 (30 m, 40 m), 用户和窃听者分别分布在 (60 m, 0 m) 和 (70 m, 10 m), 毫米波信道的参数设置遵循文献[15], 系统的复增益为: $v \sim CN(0, 10^{-0.1(\rho_a + 10\log_e(d) + \xi)})$, 并且我们设置: $\xi \sim N(0, \sigma_\xi^2)$, $\rho_t = 9.82$ dBi, $\rho_r = 0$ dBi, $\rho_a = 61.4$, $\rho_b = 2$, $\sigma_\xi = 5.8$ dB, $N = 32$, $M = 20$, 有源 IRS 辅助方案处的基站发射功率为 30 dBm, 无源 IRS 辅助方案处的基站发射功率为 45 dBm, 并且 $\sigma^2 = \sigma_z^2 = -10$ dBm。

对比试验为:

(1) 无源 IRS 辅助的安全通信系统, 即文献[4]提出的一种基于 CVX 解出 IRS 预编码矩阵的方法;

(2) 无源 IRS 辅助的安全通信系统, 采用随机相位的方法。

4.2 仿真结果分析

图 2 比较了所提出的算法在 IRS 的放大功率不同的情况下的收敛性。该算法迭代次数少, 更具体地说, 迭代次数不会随着 IRS 放大功率的增加而显著增加, 收敛最多需要 3 次迭代, 这表明我们的迭代解决方案具有很好的收敛性。同时可以观察到, IRS 的放大功率越大, 收敛的值也越大, 这是因为: 随着 IRS 的放大功率增大, 合法用户接收的信号和窃听者处接收的信号都增强, 但基于我们的算法设计, 用户处的信息速率增长更大。

图 3 比较了不同方案下保密率和 IRS 的反射单元的数目 M 之间的关系。可以看出, 有源 IRS 辅助的安全通信系统性能远高于无源 IRS 辅助的系统, 并且随着 IRS 反射单元数的增加, 可实现的保密率

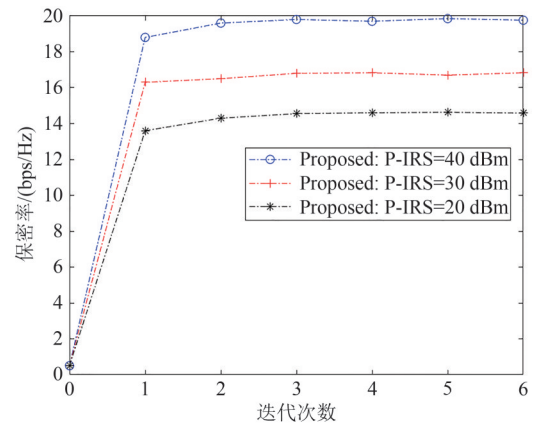
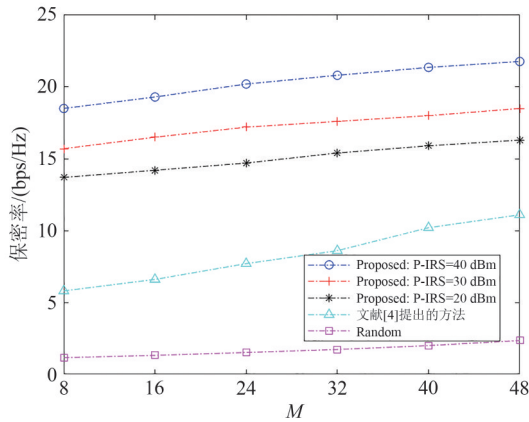


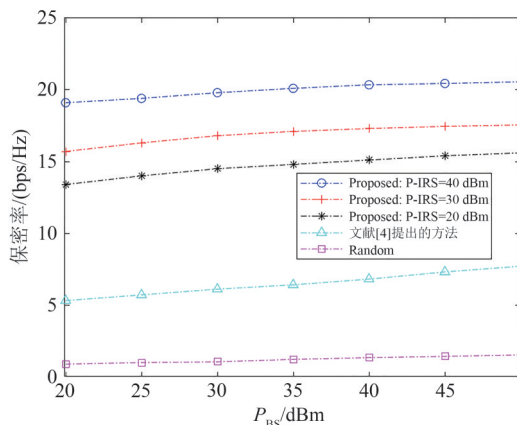
图 2 本文算法的收敛性

Fig. 2 Convergence of the proposed algorithm

图3 保密率与 M 之间的关系Fig. 3 Secrecy rate versus M

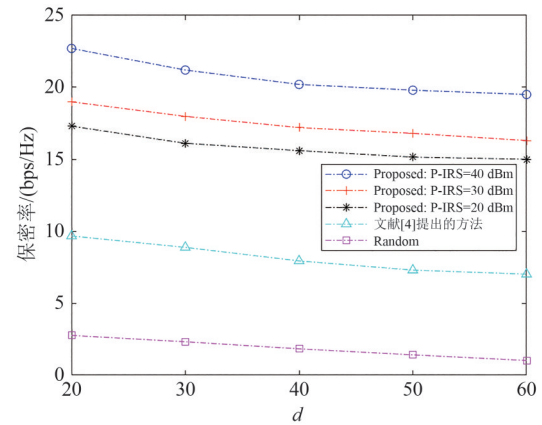
也越来越高。结果表明,大量的反射单元可以提高系统的性能。在发射功率较低的情况下,反射元件数目对保密率的影响更为明显。比较数值可以看出,反射单元数目较少的保密率增长略大于反射单元数目较多的保密率增长,原因是随着反射单元数目的增长,有源IRS处的噪声也随之增长。

图4比较了不同方案下保密率和基站发射功率 P_{BS} 之间的关系。随着基站处发射功率的增加,所有方案的保密率都会增加。由于随机IRS相位方案并没有考虑IRS的相位设计,因此文献[4]算法的性能优于采用随机IRS相位的方案。我们比较有源IRS辅助方案基站发射功率为30 dBm,有源IRS的放大功率分别为40 dBm, 30 dBm, 20 dBm与无源IRS辅助方案^[4]基站发射功率为45 dBm时的性能,具体数值对比为:无源IRS辅助方案基站发射功率为45 dBm时,保密率为7.34 bps/Hz,有源IRS辅助

图4 保密率与 P_{BS} 之间的关系Fig. 4 Secrecy rate versus P_{BS}

方案基站发射功率为30 dBm,有源IRS的放大功率分别为40 dBm, 30 dBm, 20 dBm时,保密率分别为:19.83 bps/Hz, 16.76 bps/Hz, 14.52 bps/Hz。可以看出,在不同的有源IRS放大功率下,无源IRS辅助方案保密性能均劣于有源IRS辅助方案,并且有源IRS的放大功率越高就可以获得更高的保密率,基站处的低发射功率的保密率增长大于基站处的高发射功率的保密率增长,原因是基站处发射功率增高的情况下,有源IRS处的噪声也被放大。

图5比较了不同方案下保密率与用户和IRS之间的距离 d 的关系。随着用户远离IRS,获得的保密率会下降,但是有源IRS的方案性能远好于无源IRS的方案。

图5 保密率与 d 的关系Fig. 5 Secrecy rate versus d

5 结论

本文研究了有源IRS辅助的安全通信系统,为了实现最佳保密率,提出了上述的交替优化算法来设计基站处的发射波束成形以及有源IRS处反射波束成形。仿真结果表明,该算法借助于有源IRS可以有效地缓解“双衰落”效应的影响,与已有的无源IRS的算法以及随机相位相比,提高了系统的保密率。未来将进一步研究有源IRS辅助的多用户以及多窃听者存在的情况下的安全通信系统。

参考文献

- [1] LI Si, DU Huiqin, ZHANG Duoying. Weighted sum rate maximization for intelligent reflecting surface assisted multiuser system with low-resolution DACs[C]//2021 7th

- International Conference on Computer and Communications (ICCC). Chengdu, China. IEEE, 2022: 2101-2105.
- [2] HUANG Chongwen, ALEXANDROPOULOS G C, ZAPPONE A, et al. Energy efficient multi-user MISO communication using low resolution large intelligent surfaces [C]//2018 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). Abu Dhabi, United Arab Emirates. IEEE, 2019: 1-6.
- [3] 马好好, 解培中, 李汀. IRS 辅助的安全通信系统波束成形嵌套优化算法 [J]. 信号处理, 2022, 38(8): 1728-1736.
- MA Haohao, XIE Peizhong, LI Ting. Beamforming nested optimization algorithm for IRS-assisted secure communication systems [J]. Journal of Signal Processing, 2022, 38(8): 1728-1736. (in Chinese)
- [4] CAO Yashuai, LV Tiejun, NI Wei. Intelligent reflecting surface aided multi-user mmWave communications for coverage enhancement [C]//2020 IEEE 31st Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. London, UK. IEEE, 2020: 1-6.
- [5] YU Xianghao, XU Dongfang, SUN Ying, et al. Robust and secure wireless communications via intelligent reflecting surfaces [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(11): 2637-2652.
- [6] CHU Zheng, HAO Wanming, XIAO Pei, et al. Secrecy rate optimization for intelligent reflecting surface assisted MIMO system [J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2021, 16: 1655-1669.
- [7] DONG Limeng, WANG Huiming, BAI Jiale, et al. Double intelligent reflecting surface for secure transmission with inter-surface signal reflection [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(3): 2912-2916.
- [8] DONG Limeng, WANG Huiming. Enhancing secure MIMO transmission via intelligent reflecting surface [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(11): 7543-7556.
- [9] LI Kexin, DU Huiqin. Secure rate maximization for reconfigurable intelligent surface assisted transmission with low-resolution DACs [C]//2021 7th International Conference on Computer and Communications (ICCC). Chengdu, China. IEEE, 2022: 1133-1137.
- [10] ZHANG Zijian, DAI Linglong, CHEN Xibi, et al. Active RIS vs. passive RIS: Which will prevail in 6G? [J]. IEEE Transactions on Communications, 2023, 71(3): 1707-1725.
- [11] LONG Ruizhe, LIANG Yingchang, PEI Yiyang, et al. Active reconfigurable intelligent surface-aided wireless communications [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(8): 4962-4975.
- [12] LONG Ruizhe, LIANG Yingchang, PEI Yiyang, et al. Active intelligent reflecting surface for SIMO communications [C]//GLOBECOM 2020-2020 IEEE Global Communications Conference. IEEE, 2020: 1-6.
- [13] XU Dongfang, YU Xianghao, KWAN NG D W, et al. Resource allocation for active IRS-assisted multiuser communication systems [C]//2021 55th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers. Pacific Grove, CA, USA. IEEE, 2022: 113-119.
- [14] YOU Changsheng, ZHANG Rui. Wireless communication aided by intelligent reflecting surface: Active or passive? [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(12): 2659-2663.
- [15] WANG Peilan, FANG Jun, DUAN Huiping, et al. Compressed channel estimation for intelligent reflecting surface-assisted millimeter wave systems [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2020, 27: 905-909.
- [16] YU Xianghao, SHEN J C, ZHANG Jun, et al. Alternating minimization algorithms for hybrid precoding in millimeter wave MIMO systems [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2016, 10(3): 485-500.

作者简介



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、6G 无线通信技术、基于人工智能的无线通信技术、量子计算、量子机器学习。
E-mail: lit@njupt.edu.cn



牛梅琳 女, 1999 年生, 山东菏泽人。南京邮电大学通信与信息工程学院硕士研究生, 主要研究方向为安全通信。
E-mail: 1020010516@njupt.edu.cn



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、博士, 主要研究方向为量子智能计算、群智能和无线通信中的信号处理技术。
E-mail: lifei@njupt.edu.cn