

基于智能反射表面的中继协作安全通信技术

李蒙¹, 任清华^{1,2}, 张广大¹, 樊志凯¹, 崔祥巍¹

(1. 空军工程大学信息与导航学院, 西安, 710077;

2. 中国电子科技集团公司航天信息应用技术重点实验室, 石家庄, 050081)

摘要 在传统中继协作的通信过程中, 中继节点在对信号处理时, 会放大中继节点自身的干扰信号。此外, 现实通信场景中往往存在窃听节点窃取重要信息。智能反射表面具备无源反射特性, 能对信号的相位进行调整, 以及在处理信号时能减少干扰信号的产生。针对中继节点增大干扰信号和安全传输问题, 提出了基于智能反射表面的中继协作安全传输技术。考虑通信场景中存在恶意窃听节点, 且窃听链路与合法链路的相关性较高的情况下, 通过部署智能反射表面将基站发送的信号反射给合法用户, 提高系统的安全通信质量。为了解决保密速率表达式的非凸性, 采用交替优化、黎曼共轭梯度下降的算法对波束形成向量及反射相位进行交替优化。最后, 通过仿真结果验证在 3 GHz 高频段载波下, 基于智能反射表面协作通信技术在数据传输、能效、安全方面的作用优于传统中继协作通信方法。

关键词 智能反射表面; 中继协作; 交替优化; 物理层安全;

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2022.03.006

中图分类号 TN918 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2022)03-0034-07

A Relay Cooperative Secure Communication Technology Based on Intelligent Reflecting Surface

LI Meng¹, REN Qinghua^{1,2}, ZHANG Guangda¹, FAN Zhikai¹, CUI Xiangwei¹

(1. Information and Navigation School, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China;

2. Key Laboratory of Aerospace Information Applications, China Electronics Technology Group, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract In the communication process of traditional cooperative relay, the relay node itself amplifies the interference signal of the relay node while processing the signal. In addition, eavesdropping nodes often exist in real communication scenarios to steal important information. Intelligent reflecting surface (IRS) is characterized by passive reflection, enabling to adjust the phase of the signal, and reducing the generation of interference signal during signal processing. In view of increasing interference signal and secure transmission of relay nodes, a cooperative secure transmission technology based on IRS is proposed. In consideration of malicious eavesdropping nodes existence in communication scenarios under condition of high correlation between eavesdropping links and legitimate links, the IRS enables to reflect the signals sent by base stations to legitimate users, improving the quality of secure communication of the system. In order to solve the non-convexity of the secret rate expression, alternate optimization and Riemannian conjugate gra-

收稿日期: 2021-10-29

作者简介: 李蒙(1997-), 男, 贵州毕节人, 硕士生, 研究方向为物理层安全。E-mail: 513504634@qq.com

引用格式: 李蒙, 任清华, 张广大, 等. 基于智能反射表面的中继协作安全通信技术[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2022, 23(3): 34-40. LI Meng, REN Qinghua, ZHANG Guangda, et al. A Relay Cooperative Secure Communication Technology Based on Intelligent Reflecting Surface[J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2022, 23(3): 34-40.

gradient descent algorithms are used to alternate optimization of beamforming vector and reflection phase. Finally, the simulation results verify that under the 3 GHz high frequency carrier, based on the IRS cooperative communication technology is superior to the traditional relay cooperative communication method in terms of data transmission, energy efficiency and security.

Key words IRS; relay cooperative; alternating optimization; physical layer security

移动无线通信技术的快速发展及其在多方面的应用,推动了无线移动用户数量不断地激增,无线移动网络的安全传输引起社会各界的关注^[1]。传统实现信息安全传输的方式是基于网络上层计算复杂度来实现的,但随着现代计算机的计算能力不断发展,尤其是超级计算机和量子计算机的出现,极大地缩短了通过暴力法破译密钥的时间,使基于计算复杂度的信息加密机制面向巨大挑战。其次,基于加解密机制的安全通信方式需要频繁地生成密钥,以及对密钥进行分发和管理,这增加了系统资源开销。不同于信息编码的加密方式,物理层安全是从信息论的角度,利用无线信道的物理特征(时变性、互易性、随机性)来实现信息安全传输,弥补了上层网络信息安全传输短板^[2]。其后, Wyner 在 1975 年首次完成含噪的窃听信道(wiretap channel)模型的建立,提出了无线通信网络在存在恶意窃听节点的情况下,通过加剧合法信道和窃听信道链路之间的信道容量的差距来实现通信安全的理论^[3]。

目前,物理层安全技术的研究主要分为两个方面:一是无需共享密钥物理层安全的传输机制;二是基于信道物理特征构建的共享密钥机制。其中,无密钥物理层安全传输方案多数集中在对多天线通信系统的空域冗余的利用,通过利用人工噪声(artificial noise, AN)、波束形成、中继协作以及功率分配优化等策略实现通信系统信道容量的提高。

中继协作通信技术是在不增加整体系统设备负载的前提下,利用通信系统中“闲置”的中继节点搭建新的链路,协助完成信号传输,提高系统中的频谱资源的利用率。而且,中继协作能有效解决无线移动终端设备急速增加的问题,实现更高信道质量和更快的数据传输。但是,中继节点在处理信号时,采用的是译码转发(decode-and-forward, DF)、放大转发(amplify-and-forward, AF)协议,转发过程中需要分配部分功率将信号再次发射出去,不可避免地增加通信系统的功率消耗,同时也会放大干扰信号,这会在很大程度上降低无线通信的质量。

最近,智能反射表面(intelligent reflecting surface, IRS)以其独特的无源反射特性引起了广大学者的关注^[4-5]。IRS 能够减弱中继转发时所带来的干扰信号的现象。不同于传统的中继协作技术,

IRS 致力于改变通信信道环境质量,而不再是局限于在信号的接收端和发射端处理信号。IRS 由于其体量小,可以部署在绝大多数物体表面(建筑物、车、船、各类飞行器等),通过 IRS 的反射单元对发射端的信号进行相位调整,达到信号方向重定位和波束赋形的目的。

图 1 中显示 IRS 的主要结构:附有大量金属板块的最外层;避免信号能源泄露金属铜板的中间层;配置反射单元矩阵的反射层。

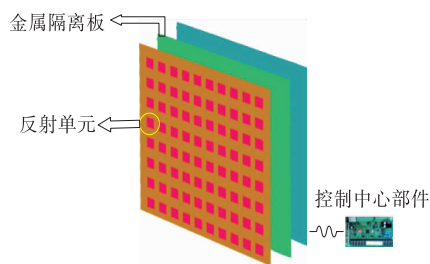


图 1 智能反射表面的结构图

由于 IRS 在参与协作通信的过程中,不主动发射信号,所以避免了信号自干扰的现象。其次,IRS 的反射单元是由大量 PIN 二极管构成,制造成本较低,所以部署 IRS 具有低成本、高效率、易搭建的优点。此外,IRS 对于毫米波、太赫兹等高频波段也有很好的效用^[6]。IRS 是未来第六代移动通信技术(6th generation mobile networks, 6G)的重要支撑。将 IRS 部署在基站(base station, BS)和接收端视距受阻或者信道环境较差的链路中,对于中继协作无线网络的安全通信有着显著的助力。

当前,基于 IRS 无线安全传输的主要研究工作一方面是将 IRS 应用到不同的场景之下,打破原系统的屏障提高整体通信系统的能力。在文献[7]中,研究利用 IRS 辅助双向中继网络通信,分析合法用户在 IRS 的协作下通过基站交换信息的过程。文献[8]中,利用 IRS 协作毫米波通信系统的安全波束形成。在文献[9]中,作者研究了 IRS 协作多天线系统的传输优化。文献[10~11]考虑窃听者存在的场景下,通过 IRS 向单天线用户发送信息,实现保密传输。

另一方面则是对 IRS 中的反射相位阵列以及发射波束形成向量的优化。在文献[12]中,作者通过比较基于 IRS 的无线传输与采用 DF 协议中继协

作技术,研究发现当需要非常高的通信速率时,IRS能最大限度地提高能源效率。文献[13]首次在蜂窝无线通信网络中利用智能反射表面优化功率资源分配。在文献[14~16]中,作者研究在(multi-in single-out, MISO)、(multi-in multi-out, MIMO)通信系统模型下利用 IRS 来实现更高的数据保密率。文献[17~19]提出了联合优化波束形成向量与反射相位,提高系统中的保密速率。

本文研究存在恶意窃听节点的场景下,利用 IRS 无源反射的优势,实现 MISO 通信系统下行链路的信息安全传输。首先证明了当合法链路窃听链路相关性较高的时候,系统的保密速率将会降低。针对合法链路窃听链路高度相关以及中继节点的自干扰问题,提出使用 IRS 作为中继节点实现无线安全通信。在文章中将保密速率作为通信信道质量的评估指标,通过交替优化(alternating optimization, AO)的方法对发射端的波束形成向量以及

IRS 的反射相位进行联合优化。最后通过仿真结果验证文章所提出的方法在安全通信方面的优越性。

1 模型建立

本文构建实际通信场景如图 2 所示。配置 M 根天线的基站 S,单天线合法接收端 User、单天线非法窃听者 Eve、具有 N 个反射单元的 IRS,且所有反射单元由一个中心控制器控制。 $\mathbf{h}_{SI} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 、 $\mathbf{h}_{SE} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 、 $\mathbf{h}_{SU} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 、 $\mathbf{h}_{IU} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 和 $\mathbf{h}_{IE} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 分别表示基站 S 到 IRS 链路、基站 S 到 Eve 链路、基站 S 到 User 链路、IRS 到 User 链路以及 IRS 到 Eve 链路的信道系数。在模型中假设窃听者 Eve 在空间上到基站的直线距离比合法用户 User 短。其次,基站 S 到 User 的路径上可能存在遮挡物导致视距传输(line of sight, LOS)受阻。

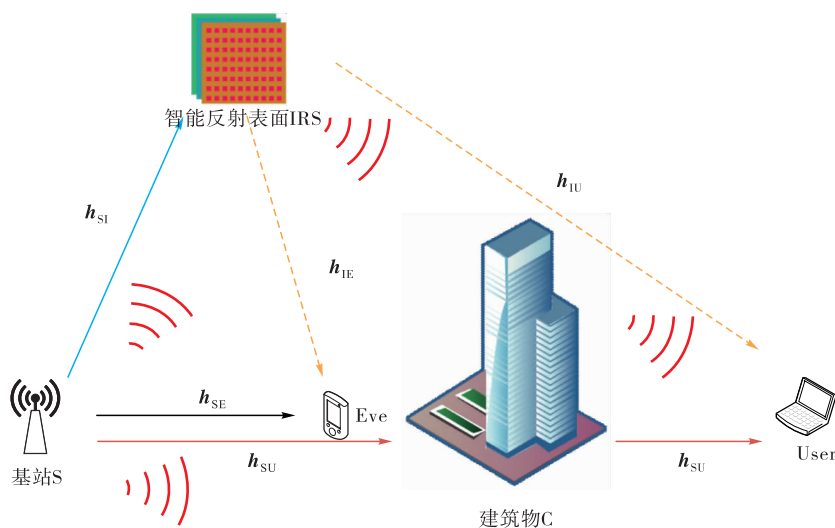


图 2 基于智能反射表面的中继协作通信模型

1.1 窃听链路和合法链路相关性分析

在现实场景中,当 Eve 处于 User 的信道上时,此刻 Eve 和 User 的信道系数有较高的相关性。相关系数可由式(1)计算得到:

$$\rho = J_0\left(2\pi \frac{d_0}{\lambda}\right) \quad (1)$$

式中: $J_0(\cdot)$ 代表零阶 Bessel 函数; d_0 为窃听者与合法用户之间的距离; λ 为传输信号的波长。因此可得窃听信道系数 \mathbf{h}_{SE} 如式(2)所示。其中 ρ 的取值范围在值“0”、“1”之间。当 ρ 取值达到“0”值,此时合法链路信道与窃听链路信道完全相互独立;当 ρ 取值达到“1”时,则表示 2 个信道合法链路信道与窃听链路信道完全相关。

$$\mathbf{h}_{SE} = \rho \mathbf{h}_{SU} + \sqrt{1-\rho^2} \mathbf{h}_{SE} \quad (2)$$

在无线信道传输系统中,发射功率和接收功率

满足 $P_R = (P_T/d)^n$ 的关系,其中 n 代表传播因子, n 的取值决定于当前无线信号的传播环境, d 表示接收端离发射端的距离,发射功率为 P_T ,接收功率为 P_R 。对接收功率 $P_R = (P_T/d)^n$ 的两边进行取对数运算得到: $10n \lg d = 10(\lg P_T/P_R)$,此时将基站发射功率看作为 A ,则可进一步将 P_R 化解为:

$$10 \lg P_R = A - 10n \lg d \quad (3)$$

结合式(1)~(3)可以看出,当窃听链路和主信道相关性比较高时,窃听信道系数接近于主信道,此时,若 Eve 距离基站 S 更近,那么接收功率将会更强,基站向 User 传输的任何信息都会被 Eve 截获。

为了提高通信保密速率,引入智能反射表面 IRS,将原先的基站 S 到用户 User 的路径改变为基站 S→IRS→User。通过在 IRS 处对信号进行相位调整,将信号反射到合法用户 User 处,实现降低信

息被窃听的概率。

1.2 基于 IRS 安全通信

Eve 的位置在 User 的信道路径上,信道相关系数较高。同时,由于在基站 S 和接收端 User 之间存在建筑物 C,导致 User 和基站 S 之间的视距传输受到阻碍,路径损耗增强,加大了信息丢失、信号被干扰和窃听的概率,降低了无线通信的质量。通过部署在系统中的 IRS 协作基站 S 到 User 之间的通信,在 IRS 中心控制器的统筹下,将基站 S 来波方向的信号进行相位调整,使其对准 User,完成信号的“反射”过程。

将整个下行链路中每一个无线信号传输周期划分为 2 个时段,分别表示为 T_1 、 T_2 。在 T_1 时段基站 S 向所有通信参与方广播信号,此时 IRS、Eve、User 处分别接受到的信号为:

$$\begin{cases} y_{\text{IRS}}^{(1)} = \sqrt{P} \mathbf{h}_{\text{SI}} \mathbf{x}_i + n_{\text{SI}}^{(1)} & (4a) \\ y_{\text{Eve}}^{(1)} = \sqrt{P} \mathbf{h}_{\text{SE}} \mathbf{x}_i + n_{\text{SE}}^{(1)} & (4b) \\ y_{\text{User}}^{(1)} = \sqrt{P} \mathbf{h}_{\text{SU}} \mathbf{x}_i + n_{\text{SU}}^{(1)} & (4c) \end{cases}$$

式中: x_i 表示为 i 时刻发送的消息序列; P 为基站 S 的发射功率。在 T_2 时段,IRS 将基站 S 的信号进行相位调整即反射后, User、Eve 处接受到的信号分别为:

$$y_{\text{U}}^{(2)} = \sqrt{P} (\mathbf{h}_{\text{IU}}^{\text{H}} \Phi \mathbf{h}_{\text{SI}} \mathbf{x}_i + \mathbf{h}_{\text{IU}}^{\text{H}} \Phi n_{\text{SI}}^{(1)} + n_{\text{u}}^{(2)}) \quad (5a)$$

$$y_{\text{E}}^{(2)} = \sqrt{P} (\mathbf{h}_{\text{IE}}^{\text{H}} \Phi \mathbf{h}_{\text{SI}} \mathbf{x}_i + \mathbf{h}_{\text{IE}}^{\text{H}} \Phi n_{\text{SI}}^{(1)} + n_{\text{e}}^{(2)}) \quad (5b)$$

式中: $\Phi = \text{diag}(\beta e^{j\theta_1}, \dots, \beta e^{j\theta_k}, \dots, \beta e^{j\theta_N})$ 为反射相位的对角矩阵,第 n 个反射相位, $\theta_n = \Psi_n^{\text{RX}} + \Psi_n^{\text{RX}} - \phi_n^{\text{IRS}}$; β_n 为 IRS 中反射单元的反射系数, $\beta_n \in [0, 1]$ 。为了方便后续的分析,设 $\beta = 1$, P_{max} 为最大发射功率, $E[\cdot]$ 为求 s 的期望值; $n_{\text{u}} \sim \text{CN}(0, \sigma_{\text{u}}^2)$ 、 $n_{\text{e}} \sim \text{CN}(0, \sigma_{\text{e}}^2)$ 分别为 User 和 Eve 处收到的均值为 0,方差为 σ_{u}^2 、 σ_{e}^2 的加性高斯白噪声 (additive white Gaussian noise, AWGN)。则在整个传输周期内, User 与 Eve 分别所收到的信息为:

$$y_{\text{U}} = \sqrt{P} (\mathbf{h}_{\text{IU}}^{\text{H}} \Phi \mathbf{h}_{\text{SI}} + \mathbf{h}_{\text{SU}}^{\text{H}}) \mathbf{w} s(t) + n_{\text{U}} \quad (6a)$$

$$y_{\text{E}} = \sqrt{P} (\mathbf{h}_{\text{IE}}^{\text{H}} \Phi \mathbf{h}_{\text{SI}} + \mathbf{h}_{\text{SE}}^{\text{H}}) \mathbf{w} s(t) + n_{\text{E}} \quad (6b)$$

式中: $\mathbf{x}_i = \mathbf{w} s(t)$ 是基站 S 发出的消息序列; $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{m \times 1}$ 表示波束形成向量; $s(t)$ 为 t 时刻发出的信号, $n_{\text{U}} = \mathbf{h}_{\text{IU}}^{\text{H}} \Phi n_{\text{SI}}^{(1)} + n_{\text{u}}^{(2)}$, $n_{\text{E}} = \mathbf{h}_{\text{IE}}^{\text{H}} \Phi n_{\text{SI}}^{(1)} + n_{\text{e}}^{(2)}$ 。同时需要满足约束条件 $\|\mathbf{w}\|^2 \leq P_{\text{max}}$, $E\{|s(t)|^2\} = 1$ 。进一步得到 User 与 Eve 此时的数据可达速率为:

$$r_{\text{U}} = \log\left(1 + \frac{1}{\sigma_{\text{U}}^2} P |(\mathbf{h}_{\text{IU}}^{\text{H}} \Phi \mathbf{h}_{\text{SI}} + \mathbf{h}_{\text{SU}}^{\text{H}}) \mathbf{w}|^2\right) \quad (7a)$$

$$r_{\text{E}} = \log\left(1 + \frac{1}{\sigma_{\text{E}}^2} P |(\mathbf{h}_{\text{IE}}^{\text{H}} \Phi \mathbf{h}_{\text{SI}} + \mathbf{h}_{\text{SE}}^{\text{H}}) \mathbf{w}|^2\right) \quad (7b)$$

为了便于表示,令:

$$\mathbf{h}_i^{\text{H}} \Phi \mathbf{h}_{\text{SI}} = \mathbf{V}^{\text{H}} \mathbf{H}_i, i \in \{\text{IU}, \text{IE}\} \quad (8)$$

式中: $\mathbf{V}^{\text{H}} = [e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_N}]$; $\mathbf{H}_i = \text{diag}(\mathbf{h}_i^{\text{H}}) \mathbf{h}_{\text{SI}}$ 。将式(8)代入式(7),得到:

$$r_{\text{U}} = \log\left(1 + \frac{1}{\sigma_{\text{U}}^2} P |(\mathbf{V}_{\text{IU}}^{\text{H}} + \mathbf{h}_{\text{SU}}^{\text{H}}) \mathbf{w}|^2\right) \quad (9a)$$

$$r_{\text{E}} = \log\left(1 + \frac{1}{\sigma_{\text{E}}^2} P |(\mathbf{V}_{\text{IE}}^{\text{H}} + \mathbf{h}_{\text{SE}}^{\text{H}}) \mathbf{w}|^2\right) \quad (9b)$$

根据数据可达速率的表达式进一步可求得通信系统中保密速率为:

$$R = [r_{\text{U}} - r_{\text{E}}]^+ = \log \frac{1 + \frac{1}{\sigma_{\text{U}}^2} P |(\mathbf{V}^{\text{H}} \mathbf{H}_{\text{IU}} + \mathbf{h}_{\text{SU}}^{\text{H}}) \mathbf{w}|^2}{1 + \frac{1}{\sigma_{\text{E}}^2} P |(\mathbf{V}^{\text{H}} \mathbf{H}_{\text{IE}} + \mathbf{h}_{\text{SE}}^{\text{H}}) \mathbf{w}|^2} \quad (10)$$

式中: $[\cdot]^+ = \max\{0, x\}$ 目的为了保证所取得的值是一个非负数。因为当窃听者 Eve 的信道质量高于合法用户 User 时,已经不存在安全传输,即保密速率为零。从式(10)中可知保密速率的值越大,则合法用户 User 接收到信息质量就远高于 Eve,安全传输性能就越好。对于无线信道的安全传输,即求得保密速率的最大值,即:

$$\begin{aligned} & \underset{\mathbf{w}, \boldsymbol{\theta}}{\text{Maximize}} \\ & \log \frac{1 + \frac{1}{\sigma_{\text{U}}^2} P |(\mathbf{V}^{\text{H}} \mathbf{H}_{\text{IU}} + \mathbf{h}_{\text{SU}}^{\text{H}}) \mathbf{w}|^2}{1 + \frac{1}{\sigma_{\text{E}}^2} P |(\mathbf{V}^{\text{H}} \mathbf{H}_{\text{IE}} + \mathbf{h}_{\text{SE}}^{\text{H}}) \mathbf{w}|^2} \\ & \text{s. t. } \|\mathbf{w}\|^2 \leq P_{\text{max}} \\ & |\theta_i| = 1, i = 1, 2, \dots, N \\ & 0 \leq \theta_k \leq 2\pi, \forall k = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (11b)$$

2 联合优化波束形成向量及相位

从式(11)中可以看出,需要求解的目标函数对于变量 \mathbf{w} 和 $\boldsymbol{\theta}$ 具有非凸性,直接求解问题的最优解难度较大。通过求近似解的方式来代替最优解达到目标函数的最大化。考虑到同时对变量 \mathbf{w} 、 $\boldsymbol{\theta}$ 进行优化较为困难,且 \mathbf{w} 、 $\boldsymbol{\theta}$ 在变化的过程中具有一定的独立性,为了便于问题的求解,采用交替迭代优化算法,分别依次对 \mathbf{w} 、 $\boldsymbol{\theta}$ 求最优值。

2.1 在给定 $\boldsymbol{\theta}$ 下对 \mathbf{w} 求最优解

使用文献[10]所提出的方法将式(11)的优化问题进一步化解,分别用 \mathbf{X}_{U} 、 \mathbf{X}_{E} 表示为:

$$\mathbf{X}_{\text{U}} = \frac{1}{\sigma_{\text{U}}^2} P (\mathbf{V}^{\text{H}} \mathbf{H}_{\text{IU}} + \mathbf{h}_{\text{SU}}^{\text{H}})^{\text{H}} \cdot (\mathbf{V}^{\text{H}} \mathbf{H}_{\text{IU}} + \mathbf{h}_{\text{SU}}^{\text{H}})^{\text{H}} \quad (12a)$$

$$\mathbf{X}_{\text{E}} = \frac{1}{\sigma_{\text{E}}^2} P (\mathbf{V}^{\text{H}} \mathbf{H}_{\text{IE}} + \mathbf{h}_{\text{SE}}^{\text{H}})^{\text{H}} \cdot (\mathbf{V}^{\text{H}} \mathbf{H}_{\text{IE}} + \mathbf{h}_{\text{SE}}^{\text{H}})^{\text{H}} \quad (12b)$$

则可以进一步将优化的目标函数转换为:

$$\begin{aligned} & \frac{\text{Max}_w \mathbf{w}^H \mathbf{X}_U \mathbf{w} + 1}{\mathbf{w}^H \mathbf{X}_E \mathbf{w} + 1} \\ & \text{s. t. } \|\mathbf{w}\|^2 = 1 \end{aligned} \quad (13)$$

根据瑞利-里兹定理^[20], 目标函数的最优解位于于矩阵的特征向量(\mathbf{X}_U 、 \mathbf{X}_E)的方向上, 并且功率满足归一化约束 $\|\mathbf{w}\|^2 = 1$ 。得到最优波束形成向量为:

$$\mathbf{w}^* = \sqrt{P_{\max}} \lambda_{\max} \left(\frac{\mathbf{X}_U}{\mathbf{X}_E} \right) \quad (14)$$

式中: λ_{\max} 为归一化特征向量对应输入矩阵最大特征值, 且 $\bar{\mathbf{X}}_i = \mathbf{X}_i + (1/P_{\max})\mathbf{I}_m$ 且 $i \in \{U, E\}$ 。

2.2 给定 \mathbf{w} 下求 $\boldsymbol{\theta}$ 的最优值

对式(10)进行化解, 为了便于分析, 分别令 $\alpha = \mathbf{P}\mathbf{H}_{IU}\mathbf{w}$ 、 $\tilde{\alpha} = \mathbf{P}\mathbf{h}_{SU}^H\mathbf{w}$ 、 $\beta = \mathbf{P}\mathbf{H}_{IE}\mathbf{w}$ 、 $\tilde{\beta} = \mathbf{P}\mathbf{h}_{SE}^H\mathbf{w}$ 、 $\mathbf{V}^H = [e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_N}]$, 将式(10)转换得到式(15):

$$\begin{aligned} & \underset{\boldsymbol{\theta}}{\text{Maximize}} \\ & \log\left(\frac{\sigma_U^2}{\sigma_U^2} \cdot \frac{\sigma_U^2 + |\mathbf{V}^H \alpha + \tilde{\alpha}|^2}{\sigma_E^2 + |\mathbf{V}^H \beta + \tilde{\beta}|^2}\right) \\ & \text{s. t. } \mathbf{V}^H = [e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_N}] \\ & 0 \leq \theta_k \leq 2\pi, \forall k = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (15)$$

因为在对相位 $\boldsymbol{\theta}$ 进行优化的过程中, 常数 σ_E^2/σ_U^2 对优化的结果没有影响, 为了便于处理, 将目标函数中常数系数省略, 且将目标函数分为两个部分, 如式(16)所示。

$$\begin{aligned} & \underset{\boldsymbol{\theta}}{\text{Maximize}} \frac{\sigma_U^2}{\sigma_E^2 + |\mathbf{V}^H \beta + \tilde{\beta}|^2} + \frac{|\mathbf{V}^H \alpha + \tilde{\alpha}|^2}{\sigma_E^2 + |\mathbf{V}^H \beta + \tilde{\beta}|^2} \\ & \text{s. t. } |\theta_i| = 1, i = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (16)$$

从式(16)中可以看出目标函数满足单比分式规划 (single-ratio Fractional programming) 的条件^[22], 进一步将函数等效于式(17)。

$$\begin{aligned} & \underset{\boldsymbol{\theta}}{\text{Maximize}} f_1(\mathbf{V}, y) = \\ & 2r[y_1^* (\mathbf{V}^H \alpha + \tilde{\alpha} + y_2^* \sigma_U)] - \\ & (|y_1|^2 + |y_2|^2)(\sigma_E^2 + |\mathbf{V}^H \beta + \tilde{\beta}|^2) \\ & \text{s. t. } |\theta_i| = 1, i = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (17a)$$

式中: y_1 可表示为: $y_1 = |\mathbf{V}^H \alpha + \tilde{\alpha}| / (\sigma_E^2 + |\mathbf{V}^H \beta + \tilde{\beta}|^2)$, y_2 可表示为: $y_2 = \sigma_U / (\sigma_E^2 + |\mathbf{V}^H \beta + \tilde{\beta}|^2)$, $R[\cdot]$ 表示取实部运算。此时, 函数 $f_1(\mathbf{V}, y)$ 是在给定 \mathbf{V} 下对变量 y 的二次凹函数。通过 f_1 求对 y 的偏导数, 且偏导数的取值为 0 时的点即是 y_1 、 y_2 的最优解 y_1^* 、 y_2^* 。优化问题转换成通过依次迭代优化 \mathbf{V} 、 y , 达到优化目标函数的目的。那么在给定波束形成向量, 求解 $\boldsymbol{\theta}$ 时可以通过求式(18)的最优值得到, 令:

$$f_2(\mathbf{V}) = f_1(\mathbf{V}, y) = -\mathbf{V}^H \mathbf{U} \mathbf{V} + 2\Re[\mathbf{V}^H \boldsymbol{\gamma}] + C \quad (18a)$$

$$\mathbf{U} = (|y_1|^2 + |y_2|^2) \boldsymbol{\beta} \boldsymbol{\beta}^H \quad (18b)$$

$$\boldsymbol{\gamma} = y_1^* \alpha - (|y_1|^2 + |y_2|^2) \tilde{\boldsymbol{\beta}} \boldsymbol{\beta} \quad (18c)$$

$$C = 2R[y_1^* \tilde{\alpha} + y_2^* \sigma_U] - (|y_1|^2 + |y_2|^2)(|\tilde{\boldsymbol{\beta}}|^2 + \sigma_E^2) \quad (18d)$$

$$\text{s. t. } |\theta_i| = 1, i = 1, 2, \dots, N \quad (18e)$$

从式(18)中可以看出 \mathbf{U} 是一个半正定矩阵, $f_2(\mathbf{V})$ 是关于 \mathbf{V} 的二次凹函数, 所以此时目标函数可以进行二次规划的操作, 可以采用半正定松弛 (semidefinite relaxation, SDR) 的方法求解, 但是复杂度比较高。考虑通过调用多重优化的方法来消除函数的非凸性, 以此降低计算的复杂度。式(18e)的约束条件满足黎曼流形优化问题的特征, 因此定义黎曼子流形 M 为:

$$M = \{\boldsymbol{\theta} \in \mathbb{C}^{N \times 1}; |\theta_i| = 1\}, i = 1, 2, \dots, N \quad (19)$$

需要求解 $\boldsymbol{\theta}$ 的最优值即是在黎曼子流形 M 寻求梯度下降最快的方向, 进一步求出式(16)的相反数, 即求最小值, 由于常数 C 不对优化结果造成影响, 遂将常数 C 省略, 得到:

$$\min_{\boldsymbol{\theta} \in M} f_3(\mathbf{V}) = \mathbf{V}^H \mathbf{U} \mathbf{V} - \mathbf{V}^H \boldsymbol{\gamma} - \boldsymbol{\gamma}^H \mathbf{V} \quad (20)$$

采用欧几里得空间数学上的梯度下降法。

$$v_{k+1} = v_k + \mu_k \zeta_k \quad k = 0, 1, \dots, N \quad (21)$$

从起点 v_0 处开始进行迭代, μ_k 为步长且 $\mu_k > 0$ 。其中 ζ_k 表示为梯度下降的搜索方向。

$$\zeta_k = -\text{grad}_{\boldsymbol{\theta}_k}^r f_3(\boldsymbol{\theta}_k) + \tau_{k-1} \mathbf{T}_{k-1 \rightarrow k}(\zeta_{k-1}) \quad (22)$$

式中: $\text{grad}_{\boldsymbol{\theta}_k}^r f_3(\boldsymbol{\theta}_k)$ 为黎曼梯度, $\boldsymbol{\theta}_k$ 在流形表面 $\mathbf{T}_{\boldsymbol{\theta}_k} M$ 的切向量平面上; τ_{k-1} 为 Polak-Ribière 参数。由于流形优化中 ζ_k 、 ζ_{k-1} 位于两个不同的切线向量平面, 不能直接执行切线空间的和运算, 为了解决这个难题, 通过空间映射的方法将切向量空间映射到另一个切向量空间即:

$$\begin{aligned} & \mathbf{T}_{k-1 \rightarrow k}(\zeta_{k-1}) \triangleq \mathbf{T}_{\boldsymbol{\theta}_{k-1}} M \rightarrow \mathbf{T}_{\boldsymbol{\theta}_k} M \triangleq \\ & \zeta_{k-1} - \Re[\zeta_{k-1}^* \odot \boldsymbol{\theta}_k] \odot \boldsymbol{\theta}_k \end{aligned} \quad (23)$$

同理黎曼梯度进行同样的映射操作得到:

$$\begin{aligned} & \text{grad}_{\boldsymbol{\theta}_k}^r f_3(\boldsymbol{\theta}_k) = \text{grad}_{\boldsymbol{\theta}_k}^c f_3(\boldsymbol{\theta}_k) - \\ & R[\text{grad}_{\boldsymbol{\theta}_k}^c f_3(\boldsymbol{\theta}_k) \odot \boldsymbol{\theta}_k] \odot \boldsymbol{\theta}_k \end{aligned} \quad (24)$$

式中: \odot 为哈达玛积 (Hadamand product) 运算, 联合式(22)~(24), 将 $\boldsymbol{\theta}_{k+1}$ 代替 v_{k+1} , 即可得到反射相位迭代优化的最优解为:

$$\boldsymbol{\theta}_{k+1}^* = \boldsymbol{\theta}_k + \mu_k \zeta_k \quad (25)$$

2.3 复杂度分析

交替优化的算法如表 1 所示。在算法 1 中主要的循环体为: 求黎曼梯度下降最快的方向、优化相位 $\boldsymbol{\theta}$ 、交替优化算法。寻找黎曼梯度的下降方向的计算复杂度为 $O(N^2)$ ^[22], 在固定相位 $\boldsymbol{\theta}$ 优化 \mathbf{w} 的过程中涉及了矩阵求逆的计算, 计算复杂度为 $O(M^3)$, 由此可计算得到算法 1 的计算复杂度为 $O(L_{AO}(M^3 +$

$l_{\theta}l_{\xi}(N^2))$ 。其中 l_{ξ} 、 l_{θ} 、 l_{AO} 分别为寻找黎曼梯度下降方向、优化相位 θ 、以及交替优化需要的迭代次数。

表1 交替优化算法

交替优化算法:联合优化波束向量与 IRS 相位调整
1. 输入 \mathbf{w} 、 θ 、 P
2. 确定 ϵ 的取值(ϵ 表示为收敛阈值的极小数)
3. repeat
4. 给定 IRS 反射相位 θ , 优化 \mathbf{w}
5. $\mathbf{w}^* = \sqrt{P_{\max}} \lambda_{\max} \left(\frac{\bar{\mathbf{X}}_U}{\bar{\mathbf{X}}_E} \right)$;
6. 给定波束向量 \mathbf{w} , 优化 θ
7. 求出黎曼子流形 M 梯度下降最快的方向
8. $\theta_{k+1}^* = \theta_k + \mu_k \zeta_k$
9. 利用 \mathbf{w}^* 、 θ^* 求得保密速率 R
10. if $\left \frac{R^{(i)} - R^{(i-1)}}{R^{(i)}} \right > \epsilon$
11. 返回到步骤 4
12. else
13. 输出 \mathbf{w}^* 、 θ^*
14. end

3 仿真验证及结果分析

3.1 能源效率

IRS 上的反射单元在工作时不需要额外的发射功率,这是将 IRS 用于协作通信的重要原因之一,这样的优势在于 IRS 只需要提供少量的能量给中心控制模块,以此可以提高系统的能效(energy efficiency, EE)。为了更好说明 IRS 的在能效方面的作用,通过比较直接链路的 SISO 系统、基于 AF 的中继系统、基于 DF 的中继系统以及基于 IRS 协作通信系统在实现数据可达速率 \bar{r} 逐渐提升的情况下,比较各个模型在能效上的表现。

设置参数 $\nu=0.8$, $p_s = p_U = p_r = 100 \text{ mW}$, $p_{\text{IRS}} = 5 \text{ mW}$, 其中 ν 表示基站功率放大器在源端的效益,且 $\nu \in (0, 1]$, p_s 、 p_U 、 p_r 、 p_{IRS} 分别表示基站 S 发送端、User 端、中继节点以及 IRS 上每个反射单元的硬件功耗。设置 IRS 的反射单元个数为 16 个,基站的发送天线数量为 8 个,载波频率为 3 GHz。将能源效率定义为: $E = B \cdot \bar{r} / P_{\text{total}}$, 其中, B 为使用宽带, \bar{r} 为数据可达速率, P_{total} 为系统总功率。仿真结果如图 3 所示。可以看出当数据传输速率较低时,基于 IRS 的协作通信和传统的 DF 中继通信、AF 中继通信在能效上能实现相近的效果。当数据可达速率 $\bar{r} \geq 7.3$ 及 $\bar{r} \geq 8.6$ 时,IRS 在能效上的表现优于 AF、DF 中继方案。这是因为 IRS 反射的过程中没有存储转发或者放大转发的环节,提高整个

通信过程的速度,同时减少了能源的损耗。这也从另一个角度说明 IRS 更适用于高速率的网络通信。

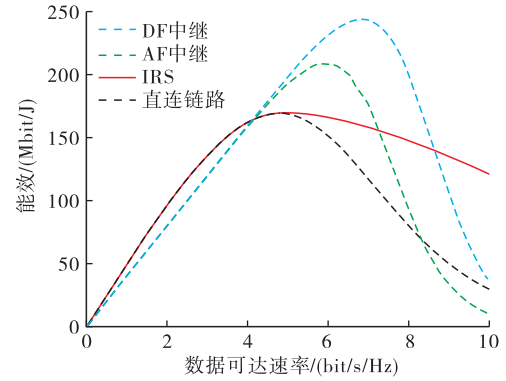


图3 不同算法在数据可达速率增加情况下能效的表现

3.2 IRS 部署位置选择

比较 IRS、SISO、MISO3 种模型下部署的位置对通信质量的影响。引入二维笛卡尔坐标系,基站作为坐标原点,协作通信端 r_d 的位置在区间 $[-20, 100]$ 上,区间取值表示离基站 S 的距离,其中负号代表方向。验证当确保一定数据传输速率的前提下,随着协作节点的位置变化,对发射功率的要求。基于图 3 的仿真结果,选择 IRS 达到最好的能效的数据可达速率,将传输过程中要确保数据的传输速率设置为 4.9 bit/s/Hz。从图 4 的仿真的结果中可以看出,当协作通信节点距离基站发送端较近时,3 种模型对要求的基站发射功率相近,但当距离逐渐增加时, MISO、SISO 模型下需要有比 IRS 更高的发射功率才能维持要求的数据传输速率说明基于 IRS 的通信能实现更稳健的通信。且由于 MISO 在发送端有更好空间分集效应, MISO 模型较之于 SISO 模型需要的功率要低一些。其次,可以看出在 IRS 的位置距离基站超过 52 m 后,需要的发射功率有下降趋势,这说明 IRS 的部署位置在靠近基站或者用户端时都能实现更好的作用,能很好地提高通信质量^[23]。

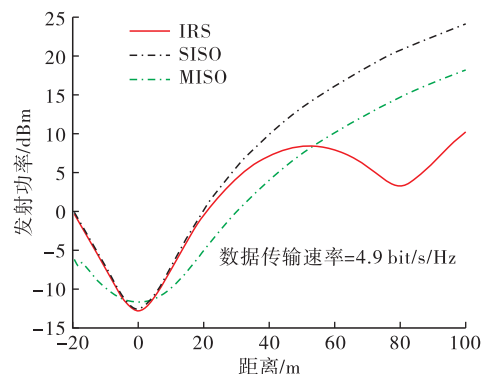


图4 固定传输速率下(4.9 bit/s/Hz)的功率消耗

3.3 保密速率

最后,通过对保密速率进行仿真实验,描述存在

恶意窃听节点下基于 IRS 通信时合法信道与窃听信道的差异,以此来验证部署 IRS 通信系统的安全性,即 $R=[r_U-r_E]^+$ 随功率变化的趋势。通过与文献[5]所提到的分布式算法、波束形成和 IRS 发射单元的相位连续优化的算法以及没有部署 IRS 的直接通信的结果进行对比,结果如图 5 所示。从仿真结果中可以看出,在部署 IRS 通信系统中的保密速率都高于没有部署 IRS 的通信系统,且联合迭代优化波束形成向量与相位调整的算法在功率逐渐增加的情况下能够实现更高的保密速率。这说明使用交替优化的方法对反射相位 θ 和波束形成向量 w 进行联合优化能够实现更安全的数据传输。

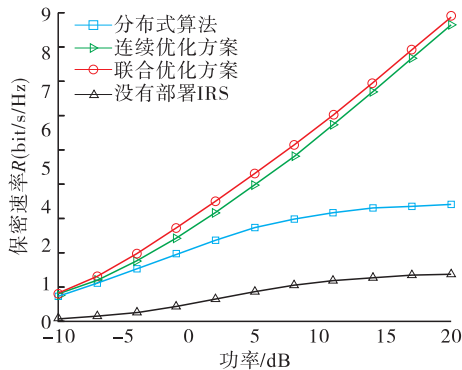


图5 保密速率比较结果

4 结语

在构建存在恶意窃听节点的场景下,将 IRS 代替传统中继传输策略,提出基于 IRS 的中继协作安全通信技术。通过保密速率评估合法链路与窃听链路信道质量之间的差异。针对保密速率的表达式的非凸性,使用交替优化的方法分别依次对波束形成向量 w 和相位 θ 进行优化,得到波束形成向量和相位偏移的次优解,并用次优解代替最优解实现联合变量 w, θ 的优化。通过仿真实验验证基于 IRS 协作通信方案在数据高速率传输的情况下表现优于传统的基于 DF、AF 中继协作通信技术,而且 IRS 能有效提高能源利用效率,最后通过与低复杂度分布式算法、连续优化算法、未部署 IRS 系统进行对比,基于 IRS 的中继协作无线传输安全性方面有很大的提升。

现有研究仍存在的局限性,文中建立的模型考虑的是单合法用户以及单个窃听者的 MISO 通信系统,但是在现实通信场景中会存在多个用户同时有通信的需求。此外,会存在多个窃听者窃取信息,增加信息实现安全传输的难度。其次,文中利用 IRS 协作通信时,IRS 的位置是固定不变,这极大地减弱了在复杂通信场景中 IRS 的应用效果。下一步的研究方向一是聚焦存在多个恶意窃听者联合窃

听时实现多个合法用户的通信;二是利用无人机在处于高空时具有较好的视距链路,以及快速移动性的特点搭建空中智能反射表面平台,实现基于 IRS 的中继协作的灵活部署,及时为存在严重阴影衰落区域提供安全通信。

参考文献

- [1] SHIU Y S, CHANG S Y, WU H C, et al. Physical Layer Security in Wireless Networks: a Tutorial[J]. IEEE Wireless Communication, 2011, 18(2): 66-74.
- [2] SHANNON C E. Communication Theory of Secrecy Systems[J]. Bell System Technical Journal, 1949, 28(4): 656-715.
- [3] WYNER A D. The Wire-Tap Channel[J]. Bell System Technical Journal, 1975, 54(8): 1355-1387.
- [4] WU Q, ZHANG R. Towards Smart and Reconfigurable Environment: Intelligent Reflecting Surface Aided Wireless Network [J], IEEE Communications Magazine, 2020, 58(1): 106-112.
- [5] WU Q, ZHANG R. Intelligent Reflecting Surface Enhanced Wireless Network: Joint Active and Passive Beamforming Design[C]// 2018 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). [S. l.]: IEEE, 2018: 1-6.
- [6] 王丹, 梁家敏, 刘金枝, 等. 6G 可重构智能表面的相移模型设计[J]. 计算机应用, 2021, 41(9): 2694-2698.
- [7] WANG J, LIANG Y C, JOUNG J, et al. Joint Beamforming and Reconfigurable Intelligent Surface Design for Two-Way Relay Networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(8): 5620-5633.
- [8] XIU Y, ZHAO J, YUEN C, et al. Secure Beamforming for Multiple Intelligent Reflecting Surfaces Aided mmWave Systems[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(2): 417-421.
- [9] SHEN H, XU W, GONG S, et al. Secrecy Rate Maximization for Intelligent Reflecting Surface Assisted Multi-Antenna Communications[J]. IEEE Communications Letters, 2019, 23(9): 1488-1492.
- [10] CUI M, ZHANG G, ZHANG R. Secure Wireless Communication via Intelligent Reflecting Surface[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 8(5): 1410-1414.
- [11] HONG S, PAN C, REN H, et al. Robust Transmission Design for Intelligent Reflecting Surface-Aided Secure Communication Systems with Imperfect Cascaded CSI[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(4): 2487-2501.

(下转第 52 页)

