doi:10.11835/j.issn.1000-582X.2025.10.006
引用格式:李湘鲁,向悠扬,周劼,等.基于隐蔽信息映射的广义空间方向调制系统的物理层安全增强技术[J].重庆大学学报,2025,48(10):56-67.

基于隐蔽信息映射的广义空间方向调制系统的物理层安全增强技术

李湘鲁[1],向悠扬[1],周　劼[1],丁　辰[2],胡清波[1],郝酝琦[1],罗　颖[3],侯　冬[4],田　杰[1]
(1.中国工程物理研究院 电子工程研究所,四川 绵阳 621900;2.95875部队,甘肃 酒泉 735000;3.西南科技大学信息工程学院,四川 绵阳 621000;4.电子科技大学 自动化工程学院,成都 611731)

摘要:针对无人机基站空对地通信链路易受窃听攻击的问题,提出一种基于隐蔽信息映射的广义空间方向调制系统(covert information mapped-generalized spatial and direction modulation,CIM-GSDM),将信息隐藏于激活接收机子集的索引及其选择组合中,引入与合法方信道正交的人工噪声干扰窃听方。为进一步提升系统的传输安全性,研究提出了预编码矩阵和功率分配因子联合优化框架,通过有效管理多波束传输和人工噪声的功率分配,增强系统安全性。首先,推导基于系统安全速率的物理层安全性指标,以此为优化目标,联合优化预编码矩阵和人工噪声功率分配因子。为解决该非凸的联合优化问题,考虑交替优化2个变量,提出基于Nesterov下降的自然梯度下降法,通过快速迭代更新预编码矩阵,解决CIM-GSDM符号候选集规模较大带来的计算复杂度问题。基于合法方信噪比与窃听方干信噪比的乘积最大化准则,推导出功率分配因子的次优闭式解。仿真结果表明,所提优化算法在保证合法方可达到的速率前提下,显著降低窃听方的窃听速率,有效保证CIM-GSDM系统的传输安全性。相比传统波束成形算法及固定功率分配因子的方法,提出算法在安全性能上具有显著优势。

关键词:广义空间方向调制;隐蔽信息映射;人工噪声;安全速率优化;物理层安全增强
中图分类号:TP393　　**文献标志码:**A　　**文章编号:**1000-582X(2025)10-056-12

Physical layer security enhancement techniques for covert information-mapped generalized spatial and direction modulation

LI Xianglu[1], *XIANG Youyang*[1], *ZHOU Jie*[1], *DING Chen*[2], *HU Qingbo*[1], *HAO Yunqi*[1], *LUO Ying*[3], *HOU Dong*[4], *TIAN Jie*[1]

收稿日期:2025-02-24
基金项目:中国工程物理研究院院长基金(YZJJZL2024076, YZJJZQ2023012);国家自然科学基金(62441111);四川省科技计划(2024NSFSC0476, 2025YFHZ0199)。
Supported by the CAEP Foundation (YZJJZL2024076, YZJJZQ2023012), National Natural Science Foundation of China (62441111), and Sichuan Science and Technology Program (2024NSFSC0476, 2025YFHZ0199).
作者简介:李湘鲁(1983—),男,博士,研究员,主要从事数字信号处理、无线通信系统和物理层安全等方向研究,(E-mail)bluelxl@163.com。
通信作者:田杰,男,副研究员,(E-mail)tianjie@caep.cn。

(1. Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang, Sichuan 621900, P. R. China; 2. 95875 Unit, Jiuquan, Gansu 735000, P. R. China; 3. College of Information Engineering, SouthWest University of Science and Technology, Mianyang, Sichuan 621000, P. R. China; 4. School of Automation Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, P. R. China)

Abstract: To address the vulnerability of UAV-based air-to-ground communication links to eavesdropping, this paper proposes a covert information-mapped generalized spatial and direction modulation (CIM-GSDM) system. In this system, information is concealed within the indices of activated receiver subsets and their selection combinations, while artificial noise orthogonal to the legitimate channel is introduced to disrupt potential eavesdroppers. To further enhance transmission security, a joint optimization framework for the precoding matrix and power allocation factor is developed, effectively managing multi-beam transmission and the distribution of artificial noise. The physical layer security metric, based on the system's secrecy rate, is derived and used as the optimization objective. To solve the resulting non-convex joint optimization problem, alternating optimization of the precoding matrix and power allocations factor is employed. A natural gradient descent method with Nesterov's acceleration is proposed to efficiently update the precoding matrix, addressing computational complexity due to the large CIM-GSDM symbol candidate set. Furthermore, a suboptimal closed-form solution for the power allocation factor is derived based on maximizing the product of the legitimate user's signal-to-noise ratio (SNR) and the eavesdropper's interference-to-signal-plus-noise ratio (ISNR). Simulation results demonstrate that the proposed optimization algorithm significantly reduces the eavesdropper's interception rate while ensuring the legitimate user's achievable rate, effectively guaranteeing secure transmission in the CIM-GSDM system. Compared to traditional beamforming algorithms and fixed power allocation methods, the proposed algorithm achieves superior security performance.

Keywords: generalized spatial and directional modulation; covert information mapping; artificial noise; secrecy rate optimization; physical layer security enhancement

空天地一体化网络(space-air-ground integrated network,SAGIN)作为6G通信的核心架构,其动态拓扑特性对无线通信安全提出了新挑战。无人机(unmanned aerial vehicle,UAV)凭借部署灵活与三维机动优势[1],在实现SAGIN泛覆盖方面展现出独特价值,尤其是在应急通信和广域监测等关键场景[2-3]中具有不可替代作用。然而,当无人机作为空中基站执行敏感数据传输任务时,其广播式的信道特性使空对地链路易受窃听攻击,如何保障信息传输的物理层安全已成为待突破的技术瓶颈[4]。

物理层安全(physical layer security,PLS)技术通过挖掘无线信道的物理特征实现安全增强,为突破传统加密技术的局限性提供新思路。在当前主流方案中,人工噪声(artificial noise,AN)与方向调制(directional modulation,DM)因其独特的安全机制备受关注。AN技术通过构造与合法信道零空间正交的干扰信号,在不降低主信道质量的前提下破坏窃听信道[5];而DM技术则通过空域信号波束赋形,使期望方向外的接收信号产生严重畸变[6-7]。另外,将DM应用于多天线(multiple input multiple output,MIMO)提升安全通信的稳健性[8],减轻位于不同空间区域的窃听方来影响传输的安全性。然而,当窃听者位于主瓣区域时,传统DM技术的安全性将急剧恶化[9],揭示了现有方法在动态对抗环境中的固有缺陷。针对单一技术的局限性,融合AN与DM的协同安全机制[10-12]逐渐成为研究热点,可通过空间多样性和有效的干扰管理提升系统安全性,从而提供更强的防窃听保护。这类方法虽在一定程度上保障了安全信息,但合法方的传输速率往往受到约束,限制了这些技术的实际应用[10]。

为突破这一困境，基于协作接收的创新方案应运而生：文献[13]提出的协作接收的方向调制（directional modulation with cooperative reception，DM-CR）架构通过分布式接收节点协同解调，设计预失真因子，诱导窃听信号产生多维失真；文献[14]指出，空间调制（spatial modulation，SM）和广义空间调制（generalized spatial modulation，GSM）技术可提高传输速率，SM系统采用接收机子集选择（receiver subset selection，RSS），通过激活特定的接收机子集，用激活的接收机索引结合传统的数字调制波形传递信息比特被视为传统二维调制技术的一种扩展，在二维调制中，信息比特被转换成二维的符号星座点。SM技术结合MIMO，在二维调制的基础上引入空间维度，通过将部分信息编码在发射天线的索引中，创建信息比特与发射天线索引间的映射关系，构建了一个三维的星座空间，提升了信息映射维度，使系统传输的信息量提升。GSM系统相较于SM系统的改进之处在于，将每次激活的接收天线数量从1个增加到多个，从而进一步提升传输信息量。而方向调制（direction modulation，DM）可提升传输安全性，文献[15]将两者结合进一步发展空间方向调制（spatial directional modulation，SDM）技术，在提升传输速率的同时保持了DM的安全特性。然而，当窃听方具备等效分布式接收能力时，上述方案仍存在安全隐患[7]。为此，文献[16，17]提出的CIM-SDM（covert information mapping-SDM）系统通过隐蔽信息与空间索引的动态映射，构建多维安全屏障。文献[18]发展CIM-GSDM框架采用多子集激活机制，将隐蔽信息嵌入接收机组合选择过程，进一步实现安全性与频谱效率的协同提升。

尽管现有研究在提升无人机基站空对地通信安全方面取得了一定进展，但现有方案多侧重于波形设计以增强安全性，未能充分优化物理层关键参数（如功率控制和波束赋形设计[19]），尤其是以增强安全性为目标的联合优化设计。因此，空间资源分配存在不均问题，限制了物理层架构在增强安全性方面的潜力。此外，相关优化问题的非凸性使设计高效算法变得困难。这些局限性制约了物理层安全技术在无人机通信系统中的应用。研究将CIM-GSDM系统引入无人机下行通信场景，提出了融合人工噪声的CIM-GSDM（covert information mapped-generalized spatial and direction modulation）系统预编码和功率分配因子联合优化架构，突破现有技术的瓶颈。主要创新点包括：1）提出了基于AN的CIM-GSDM系统，推导出安全速率的表达式；2）针对多波束传输与人工噪声协同控制问题，设计基于交替优化的预编码和功率分配因子联合优化算法，有效解决了非凸优化问题；3）通过空间资源的动态配置，显著提升了系统的安全速率。在预编码优化阶段，采用Nesterov加速的自然梯度下降算法，克服了CIM-GSDM符号候选集规模带来的计算复杂度；在功率分配阶段，基于最大化合法方信噪比与窃听方干信噪比乘积的准则，推导出具有解析形式的次优功率分配方案。仿真结果验证了所提优化算法在保证合法方可达到速率的同时，显著降低窃听方的窃听速率，确保CIM-GSDM系统的安全性，相较于传统波束成形算法及固定功率分配因子方法，具有更优的安全性能。

1 基于隐蔽信息映射的广义空间方向调制系统模型

如图1所示，考虑无人机作为基站采用CIM-GSDM系统与地面接收站进行下行通信的场景。在物理层安全通信中，称无人机为发送方Alice，发送N_t根MIMO天线，地面的合法接收端Bob配置N_r（$N_r<N_t$）个分布式单天线接收者，它们分布在不同位置，通过光纤进行连接，配有中心单元，用于执行信号检测、解调等一系列信号处理操作。窃听方Eve配备有N_e（$N_e<N_t$）个分布式单天线接收器，它们之间同样有光纤进行连接并配有中心处理单元。

在CIM-GSDM系统中，Alice端通过波束成形，形成N_r个波束，每个波束对应一个接收端。这些波束由CIM均分为2组，每组有$N_t/2$个波束，每次选择其中一个波束组进行符号传送。GSDM系统引入了RSS（receiver subset selection），在CIM选择的波束组中每次激活N_u（$N_u<N_r$）个波束，采用传统的M维幅度相位调制（amplitude and phase modulation，APM）传输符号。发送的数据比特分为3部分，$k=k_1+k_2+k_3$，这3部分用于设计隐蔽信息和APM符号。具体而言，k_1为传输符号的第1个比特，对应CIM分组选择。$k_2=\log_2 C_{N_t/2}^{N_u}$为RSS传输的比特数，$k_3=N_u\log_2 M$为APM调制传输的比特数。具体而言，所有接收机被分为2组，即I_1和I_2，

$I_1=\{1,2,\cdots,N_r/2\}$和$\{N_r/2+1,N_r/2+2,\cdots,N_r\}$。然后,利用前$k_1$比特来选择接收机组。如果$k_1$传输的符号是1,则第$k$比特的接收机组索引与前一个保持相同。否则,接收机组索引将会有所不同。

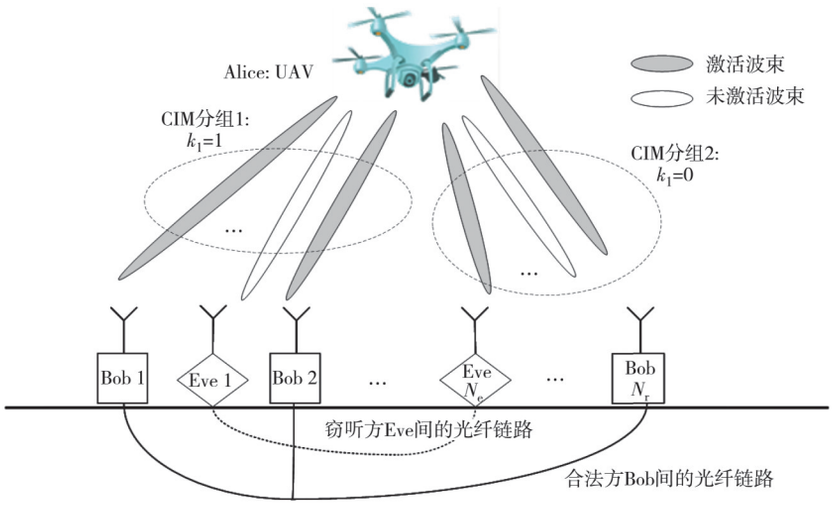


图1　采用CIM-GSDM系统的无人机下行链路示意图

Fig.1　The illustration of the UAV downlink in the CIM-GSDM system

CIM-GSDM传输符号$\boldsymbol{s}_l^m$为

$$\boldsymbol{s}_l^m=\boldsymbol{I}_l\boldsymbol{b}_m, \tag{1}$$

其中:$\boldsymbol{I}_l\left(l=1,2,\cdots,2^{k_2+1}\right)$表示从$N_r$维单位阵的2组列索引$I_1$和$I_2$选出$N_u$列组成的矩阵,$\boldsymbol{b}_m(m=1,2,\cdots,2^{k_3})$表示$m$维APM符号。GSDM系统直接从所有选定的$N_r$个阵列中激活$N_u$子集,作为发送阵列的索引,并结合APM调制发送符号。根据式(1)可以看出,在相同的系统配置下,CIM-GSDM系统的发送符号候选集相比于GSDM系统会减少,虽然降低了传输有效性,但CIM-GSDM系统的CIM分组规则通常对Eve端是未知的,利用CIM设计可以进一步削弱Eve端的解调能力。研究将假设Eve端和Bob端具备相同的解调能力,这是现实中最不利的假设,用于系统设计与优化,这样可以提高传输系统的实际应用价值。

不失一般性,假设Alice端采用均匀线阵(uniform linear array,ULA),且阵列的相位中心位于阵列的几何中心,Alice和单天线接收站在到达角为θ时的信道响应矢量为

$$\boldsymbol{h}(\theta)=\frac{1}{\sqrt{N_t}}\left[\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\left(\frac{N_t-1}{2}\right)\frac{2\pi}{\lambda}d\cos\theta},\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\left(\frac{N_t-1}{2}-1\right)\frac{2\pi}{\lambda}d\cos\theta},\cdots,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\left(\frac{N_t-1}{2}\right)\frac{2\pi}{\lambda}d\cos\theta}\right]^{\mathrm{H}}, \tag{2}$$

式中:d表示阵元间距;λ表示电磁波波长。定义$\boldsymbol{\Theta}_b=(\theta_b^1,\cdots,\theta_b^{N_r})$为Bob端分布式接收站到达角,$\boldsymbol{\Theta}_e=(\theta_e^1,\cdots,\theta_e^{N_e})$为Eve端分布式接收站到达角,Alice和合法方Bob端的下行信道$\boldsymbol{H}(\boldsymbol{\Theta}_b)$、飞行器Alice与窃听方Eve的下行信道$\boldsymbol{H}(\boldsymbol{\Theta}_e)$可分别表示为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{H}(\boldsymbol{\Theta}_b)&=\left[\boldsymbol{h}(\theta_b^1),\cdots,\boldsymbol{h}(\theta_b^{N_r})\right]^{\mathrm{H}},\\ \boldsymbol{H}(\boldsymbol{\Theta}_e)&=\left[\boldsymbol{h}(\theta_e^1),\cdots,\boldsymbol{h}(\theta_e^{N_e})\right]^{\mathrm{H}}。\end{aligned} \tag{3}$$

为了提高安全性,引入多波束预编码矩阵和AN,Bob端和Eve端的接收信号模型$\boldsymbol{y}_b$和$\boldsymbol{y}_e$可分别写为

$$\boldsymbol{y}_b=\zeta\boldsymbol{H}(\boldsymbol{\Theta}_b)\boldsymbol{P}\boldsymbol{s}_l^m+\underbrace{\boldsymbol{H}(\boldsymbol{\Theta}_b)\boldsymbol{V}^0\boldsymbol{n}_a}_{\boldsymbol{H}(\boldsymbol{\Theta}_b)\boldsymbol{V}^0=\boldsymbol{0}}+\boldsymbol{n}_b=\zeta\boldsymbol{H}(\boldsymbol{\Theta}_b)\boldsymbol{P}\boldsymbol{s}_l^m+\boldsymbol{n}_b, \tag{4}$$

$$\boldsymbol{y}_e=\zeta\boldsymbol{H}(\boldsymbol{\Theta}_e)\boldsymbol{P}\boldsymbol{s}_l^m+\underbrace{\boldsymbol{H}(\boldsymbol{\Theta}_e)\boldsymbol{V}^0\boldsymbol{n}_a+\boldsymbol{n}_e}_{\boldsymbol{n}}, \tag{5}$$

其中：ζ表示功率分配因子，用于控制多波束增益和人工噪声功率，当$\zeta=1$，表示不加人工噪声的模型，当$0<\zeta<1$，表示添加人工噪声的模型，本文的接收信号模型将这2种情况统一表示；$\boldsymbol{P}$为预编码矩阵，用于控制多波束参数，满足功率约束$\mathrm{tr}\left(\boldsymbol{P}\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}}\right)=P_t$；$\boldsymbol{n}_{\mathrm{b}}$和$\boldsymbol{n}_{\mathrm{e}}$为加性高斯噪声。为使生成的零均值人工随机高斯噪声$\boldsymbol{n}_{\mathrm{a}}$与Bob端信道正交，一种常用的实现方式是将其投影到Bob信道的零空间，这时Eve与Bob处于不同位置，人工噪声将对其产生干扰。对Bob端信道进行奇异值分解（singular value decomposition，SVD），可得$\boldsymbol{H}=\boldsymbol{U}\left[\boldsymbol{D},0\right]\left[\boldsymbol{V}^1,\boldsymbol{V}^0\right]^{\mathrm{H}}$，右奇异矩阵中的$\boldsymbol{V}^0$即为Alice和Bob间信道$\boldsymbol{H}\left(\boldsymbol{\Theta}_{\mathrm{b}}\right)$的零空间。当功率分配因子$\zeta$的值确定时，人工随机噪声$\boldsymbol{n}_{\mathrm{a}}$的方差为$\sigma_{\mathrm{a}}^2=\left(1-\zeta^2\right)P_t/N_t-N_{\mathrm{r}}$。$\boldsymbol{n}$表示Eve端的等效噪声，其均值为0，协方差矩阵为$\boldsymbol{\Sigma}=\sigma_{\mathrm{a}}^2\boldsymbol{H}\left(\boldsymbol{\Theta}_{\mathrm{e}}\right)\boldsymbol{V}^0\left(\boldsymbol{V}^0\right)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}\left(\boldsymbol{\Theta}_{\mathrm{e}}\right)+\sigma_{\mathrm{e}}^2\boldsymbol{I}_{N_{\mathrm{e}}}$。

预编码矩阵$\boldsymbol{P}$负责控制多个波束，而功率分配因子ζ则调节人工噪声功率和波束增益。这2个参数共同作用，影响传输系统的安全性。单独优化其中一个参数不足以有效提升系统安全性，考虑对这2个参数进行联合优化，在确保Bob端合法通信速率的前提下，尽可能降低Eve端的窃听速率，最大化传输安全性。

2 基于预编码和功率分配因子联合设计优化安全速率的物理层安全增强技术

2.1 问题建模

假设Bob和Eve都具有相同的解调能力，采用最大似然检测进行数据检测，定义$\boldsymbol{S}$作为所有传输符号的集合，$\|\cdot\|$为范数。Bob的传输速率R_{b}为[20-21]

$$R_{\mathrm{b}}=k-\frac{1}{2^k}\sum_{\boldsymbol{s}_l^m\in\boldsymbol{S}}\boldsymbol{E}_{\boldsymbol{n}_{\mathrm{b}}}\left[\log_2\left(\sum_{\boldsymbol{s}_l^m\in\boldsymbol{S}}\exp\left(\boldsymbol{\Omega}_{\mathrm{b}}\right)\right)\right],\tag{6}$$

式中：$\boldsymbol{\Omega}_{\mathrm{b}}=\left(-\left\|\zeta\boldsymbol{H}\left(\boldsymbol{\Theta}_{\mathrm{b}}\right)\boldsymbol{P}\left(\boldsymbol{s}_l^m-\boldsymbol{s}_i^m\right)+\boldsymbol{n}_{\mathrm{b}}\right\|^2+\left\|\boldsymbol{n}_{\mathrm{b}}\right\|^2\right)\Big/\sigma_{\mathrm{b}}^2$。

同理可得Eve的传输速率为

$$R_{\mathrm{e}}=k-\frac{1}{2^k}\sum_{\boldsymbol{s}_l^m\in\boldsymbol{S}}\boldsymbol{E}_{\boldsymbol{n}_{\mathrm{e}}}\left[\log_2\left(\sum_{\boldsymbol{s}_l^m\in\boldsymbol{S}}\exp\left(\boldsymbol{\Omega}_{\mathrm{e}}\right)\right)\right],\tag{7}$$

式中：$\boldsymbol{\Omega}_{\mathrm{e}}=-\left\|\zeta\boldsymbol{\Sigma}^{-1/2}\boldsymbol{H}\left(\boldsymbol{\Theta}_{\mathrm{e}}\right)\boldsymbol{P}\left(\boldsymbol{s}_l^m-\boldsymbol{s}_i^m\right)+\boldsymbol{\Sigma}^{-1/2}\boldsymbol{n}\right\|^2+\left\|\boldsymbol{\Sigma}^{-1/2}\boldsymbol{n}\right\|^2$。

安全速率被定义为Bob和Eve之间传输速率的差值

$$R=\left[\frac{1}{2^k}\sum_{\boldsymbol{s}_l^m\in\boldsymbol{S}}\boldsymbol{E}_{\boldsymbol{n}_{\mathrm{b}},\boldsymbol{n}}\left[\log_2\left(\frac{\sum_{\boldsymbol{s}_l^m\in\boldsymbol{S}}\exp\left(\boldsymbol{\Omega}_{\mathrm{e}}\right)}{\sum_{\boldsymbol{s}_i^m\in\boldsymbol{S}}\exp\left(\boldsymbol{\Omega}_{\mathrm{b}}\right)}\right)\right]\right]^+,\tag{8}$$

式中：$\left[\cdot\right]^+=\max\left\{\cdot,0\right\}$。

考虑以最大化安全速率为目标，对预编码矩阵和功率控制因子进行联合优化设计，优化问题建模为

$$\begin{aligned}&\max_{\boldsymbol{P},\zeta}\ R\left(\boldsymbol{P},\zeta\right)\\&\text{s.t.}\ \ \mathrm{tr}\left(\boldsymbol{P}\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}}\right)\leqslant P_t,\\&\qquad 0\leqslant\zeta\leqslant1\end{aligned}\tag{9}$$

在优化问题建模中，假设Eve和Bob具有相同的信息接收能力，代表现实中的最不利情况。在这种条件下，Eve的可实现速率被视为“上限”，而系统的安全速率则是安全通信性能的“下限”。优化设计的目标是最大化安全速率的“下限”，同时最小化Eve可实现速率的“上限”。在这种优化框架下，即使Eve的接收能力低于Bob（例如，Eve不能完全获知CIM-GSDM符号映射规则），实际的安全速率也会更高，进一步增强系统的安全性。由于目标函数是非闭式表达式且为非凸问题，难以直接求解，因此考虑采用交替优化的方法。在该

方法中，每次固定一个参数，优化另一个参数，确保每次迭代中目标函数值稳步提升，直至收敛。目标函数中的期望算子需要对多维噪声进行平均，增加了计算复杂性。为解决这一优化问题，需要采用更高效的求解方法。

2.2　预编码矩阵和功率分配因子联合优化算法

笔者提出一种低复杂度的方法来解决式(9)中的优化问题。考虑一种交替优化方法。当ζ固定时，推导出安全速率的下界作为其近似表达式。当$\boldsymbol{P}$固定时，用一种基于最大化Bob端信噪比与Eve端干信噪比乘积的方法，获得ζ的次优闭式解。

1)固定ζ优化$\boldsymbol{P}$：对于固定的ζ，利用Jensen's不等式和文献[22]的结论，可得$R(\boldsymbol{P})$的下限$R_L(\boldsymbol{P})$

$$R_L(\boldsymbol{P})=\left[\frac{1}{2^k}\sum_{\boldsymbol{s}_l^m\in\boldsymbol{S}}\log_2\left(\frac{\sum\limits_{\boldsymbol{s}_i^m\in\boldsymbol{S}}\exp(\boldsymbol{\Omega}_{\mathrm{e}}')}{\sum\limits_{\boldsymbol{s}_i^m\in\boldsymbol{S}}\exp(\boldsymbol{\Omega}_{\mathrm{b}}')}\right)\right]^{+},\tag{10}$$

式中：$\boldsymbol{\Omega}_{\mathrm{b}}'=-\dfrac{1}{2\sigma_{\mathrm{b}}^2}\left\|\zeta\boldsymbol{H}(\boldsymbol{\Theta}_{\mathrm{b}})\boldsymbol{P}(\boldsymbol{s}_l^m-\boldsymbol{s}_i^m)\right\|^2$，$\boldsymbol{\Omega}_{\mathrm{e}}'=-\dfrac{1}{2}\left\|\zeta\boldsymbol{\Sigma}^{-1/2}\boldsymbol{H}(\boldsymbol{\Theta}_{\mathrm{e}})\boldsymbol{P}(\boldsymbol{s}_l^m-\boldsymbol{s}_i^m)\right\|^2$。

该子优化问题转化为

$$\begin{aligned}&\max_{\boldsymbol{P}}\quad R_L(\boldsymbol{P})\\&\text{s.t.}\quad \mathrm{tr}(\boldsymbol{P}\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}})\leqslant P_t\end{aligned}.\tag{11}$$

该问题可通过经典的梯度下降法求解，计算目标函数关于$\boldsymbol{P}$的梯度

$$\begin{aligned}\nabla_{\boldsymbol{P}}R_L(\boldsymbol{P})=&\frac{\log_2\mathrm{e}}{2^k}\sum_{\boldsymbol{s}_l^m\in\boldsymbol{S}}\frac{\sum\limits_{\boldsymbol{s}_i^m\in\boldsymbol{S}}\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{b}}\boldsymbol{P}(\boldsymbol{s}_l^m-\boldsymbol{s}_i^m)(\boldsymbol{s}_l^m-\boldsymbol{s}_i^m)^{\mathrm{H}}\exp(\boldsymbol{\Omega}_{\mathrm{b}}')}{\sigma_{\mathrm{b}}^2\sum\limits_{\boldsymbol{s}_i^m\in\boldsymbol{S}}\exp(\boldsymbol{\Omega}_{\mathrm{b}}')}-\\&\frac{\log_2\mathrm{e}}{2^k}\sum_{\boldsymbol{s}_l^m\in\boldsymbol{S}}\frac{\sum\limits_{\boldsymbol{s}_i^m\in\boldsymbol{S}}\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{e}}\boldsymbol{P}(\boldsymbol{s}_l^m-\boldsymbol{s}_i^m)(\boldsymbol{s}_l^m-\boldsymbol{s}_i^m)^{\mathrm{H}}\exp(\boldsymbol{\Omega}_{\mathrm{e}}')}{\sum\limits_{\boldsymbol{s}_i^m\in\boldsymbol{S}}\exp(\boldsymbol{\Omega}_{\mathrm{e}}')},\end{aligned}\tag{12}$$

式中：$\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{b}}=\zeta^2\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{\Theta}_{\mathrm{b}})\boldsymbol{H}(\boldsymbol{\Theta}_{\mathrm{b}})$，$\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{e}}=\zeta^2\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{\Theta}_{\mathrm{e}})(\boldsymbol{\Sigma}^{-1/2})^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Sigma}^{-1/2}\boldsymbol{H}(\boldsymbol{\Theta}_{\mathrm{e}})$。

在式(12)的梯度表达式中，需要对所有符号候选集进行求和计算。对传统的MIMO系统，符号候选集的规模相对较小，直接使用梯度下降法进行求解。然而，在相同的天线维度下，CIM-GSDM的符号候选集规模相比传统的MIMO系统成倍增长，使传统梯度下降法在计算预编码矩阵时的复杂度大幅提高。因此，引入基于Nesterov加速的自然梯度下降法来更新预编码矩阵。该方法是对传统梯度下降法的改进，可以加速收敛。与传统梯度下降法相比，自然梯度下降法考虑了优化参数空间的几何结构。通过引入费舍尔信息矩阵(fisher information matrix，FIM)来调整梯度方向，使更新过程遵循分布空间的黎曼几何结构，并能够更合理调整步长，避免传统梯度下降法中的震荡现象。Nesterov加速的梯度下降法则通过先基于累积的动量进行临时更新，再在临时位置计算梯度，更准确地调整方向，进一步加快收敛速度并保持精度。因此，基于Nesterov的自然梯度下降法更新预编码矩阵的算法1伪代码如表1。

2)固定$\boldsymbol{P}$优化ζ：对于固定的预编码矩阵$\boldsymbol{P}$，利用文献[23]的思路，考虑以最大化Bob端信噪比和Eve端干信噪比的乘积为目标优化ζ，来求解其次优闭式解。这种方法的物理意义是调整ζ的值，以最大限度提高Bob的信噪比，同时增加Eve的干扰并降低Eve的信号强度，最终提升安全速率。具体来说，优化目标函数为

$$F(\zeta)=\frac{\zeta^2\mathrm{tr}\left(\boldsymbol{H}(\boldsymbol{\Theta}_{\mathrm{b}})\boldsymbol{P}\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{\Theta}_{\mathrm{b}})\right)}{\sigma_{\mathrm{b}}^2}\times\frac{(1-\zeta^2)P_t\mathrm{tr}\left(\boldsymbol{H}(\boldsymbol{\Theta}_{\mathrm{b}})\boldsymbol{V}^0(\boldsymbol{V}^0)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{\Theta}_{\mathrm{e}})\right)}{(N_t-N_{\mathrm{r}})\left(\sigma_{\mathrm{e}}^2+\zeta^2\mathrm{tr}\left(\boldsymbol{H}(\boldsymbol{\Theta}_{\mathrm{e}})\boldsymbol{P}\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{\Theta}_{\mathrm{e}})\right)\right)},\tag{13}$$

表1 基于Nesterov的自然梯度下降法来更新预编码矩阵的算法

Table 1 The algorithm for updating precoding matrix based on Nesterov's natural gradient descent method

步骤	算法流程
1.	参数初始化：设置初始步长δ，最小步长$\delta_{\min}$，初始迭代次数t=0和最大迭代次数$t_{\max}$，设置功率分配因子初值，设置预编码矩阵初值$\boldsymbol{P}_0$，设置扰动因子ε。
2.	令t=t+1。
3.	将$\boldsymbol{P}_{t-1}$带入式(10)中的安全速率的近似表达式，计算$R_{L,t-1}$=$R_L(\boldsymbol{P}_{t-1})$。
4.	如果$\delta\geqslant\delta_{\min}$，转到下一步，否则输出$\boldsymbol{P}_{t-1}$并终止迭代。
5.	将$\boldsymbol{P}_{t-1}$带入梯度表达式，计算$\nabla_{\boldsymbol{P}}R_L(\boldsymbol{P}_{t-1})$。
6.	如果t=1，令$\boldsymbol{P}_t'=\boldsymbol{P}_{t-1}+\delta\nabla_{\boldsymbol{P}}R_L(\boldsymbol{P}_{t-1}')\Big/\sqrt{\left\|\nabla_{\boldsymbol{P}}R_L(\boldsymbol{P}_{t-1})\right\|^2+\varepsilon}$，否则令$\boldsymbol{P}_t'=\boldsymbol{P}_{t-1}+t(\boldsymbol{P}_{t-1}-\boldsymbol{P}_{t-2})\big/(t+3)+\delta\nabla_{\boldsymbol{P}}R_L(\boldsymbol{P}_{t-1}')\Big/\sqrt{\left\|\nabla_{\boldsymbol{P}}R_L(\boldsymbol{P}_{t-1})\right\|^2+\varepsilon}$；随后令$\boldsymbol{P}_t'=\sqrt{P_t}\,\boldsymbol{P}_t'\Big/\sqrt{\mathrm{tr}(\boldsymbol{P}_t'(\boldsymbol{P}_t')^{\mathrm{H}})}$，使其满足功率限制条件。
7.	将$\boldsymbol{P}_t'$，带入式(10)中的安全速率的近似表达式，计算$R_{L,t}$=$R_L(\boldsymbol{P}_t')$。
8.	如果$R_{L,t}'$>$R_{L,t-1}$，令$R_{L,t}$=$R_{L,t}'$，$\boldsymbol{P}_t$=$\boldsymbol{P}_t'$，否则令δ=δ/2并返回步骤5。
9.	重复步骤2~8，直到t=$t_{\max}$。
10.	得到预编码矩阵输出值$\boldsymbol{P}$=$\boldsymbol{P}_t$。

在约束条件$0\leqslant\zeta\leqslant1$下求解方程$\partial F(\zeta)\big/\partial\zeta=0$，可以得到关于$\zeta$的闭式解

$$\zeta=\sqrt{\frac{-\sigma_{\mathrm{e}}^2+\sqrt{\sigma_{\mathrm{e}}^4+\sigma_{\mathrm{e}}^2\mathrm{tr}\left(\boldsymbol{H}(\boldsymbol{\Theta}_{\mathrm{e}})\boldsymbol{P}\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{\Theta}_{\mathrm{e}})\right)}}{\mathrm{tr}\left(\boldsymbol{H}(\boldsymbol{\Theta}_{\mathrm{e}})\boldsymbol{P}\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{\Theta}_{\mathrm{e}})\right)}},\tag{14}$$

综合以上分析，可得到联合优化算法如表2中的算法2所示。

表2 联合优化预编码矩阵和功率分配因子的算法

Table 2 The algorithm for joint optimization of precoding matrix and power allocation factor

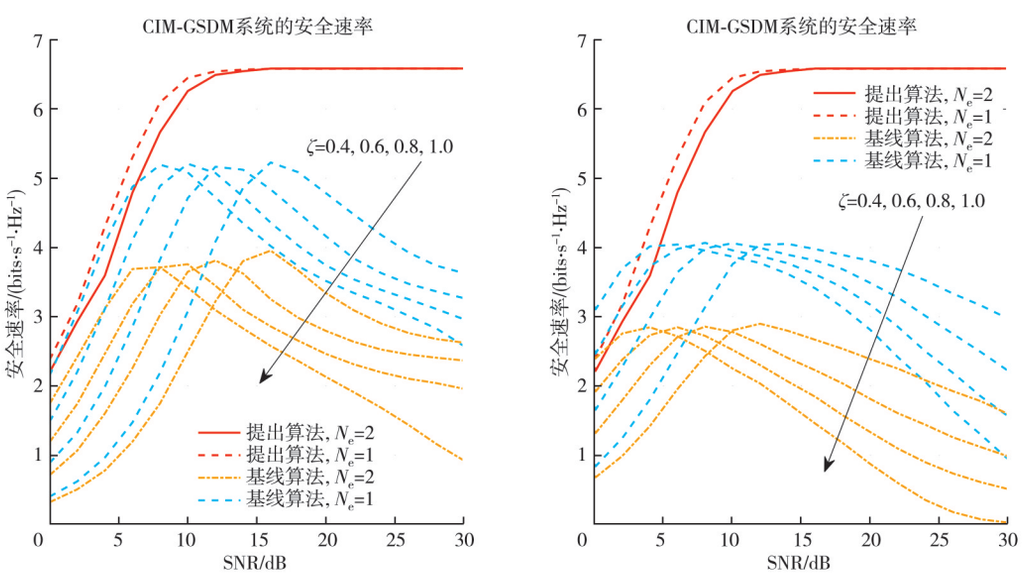
步骤	算法流程
1.	参数初始化：设置初始迭代次数d=0和最大迭代次数$d_{\max}$，设置功率分配因子初值ζ_0，设置误差容限ϑ。
2.	令d=d+1。
3.	将ζ_{d-1}带入算法1计算$\boldsymbol{P}_d$，进一步将$\boldsymbol{P}_d$带入式(14)计算ζ_d。
4.	计算$R_{L,d}$=$R_L(\boldsymbol{P}_d,\zeta_d)$。
8.	重复步骤2~4，直到d=$d_{\max}$或$\left\|R_{L,d}-R_{L,d-1}\right\|^2\leqslant\vartheta$。
6.	得到预编码矩阵输出值$\boldsymbol{P}$=$\boldsymbol{P}_d$，功率分配因子输出值ζ=ζ_d。

在信道建模中，提供适用于直射径的信道模型，主要适用于无人机飞行高度较高且地面开阔无遮挡的场景，但实际上，优化框架适用于任意信道，只要能准确或近似地获取合法方与窃听方的信道信息，即可进行预编码和功率分配因子的优化设计。不同信道模型中，预编码矩阵和功率分配因子的物理意义有所不同。例如，在富散射环境中，预编码矩阵主要控制空间功率分布，而非物理波束方向。然而，无论在何种信道模型下，优化框架都是一种旨在增强物理层安全性的空间资源优化策略。

3　仿真分析

为评估所提联合优化算法在CIM-GSDM系统中的有效性，展开仿真分析。仿真中设定的参数如下：$N_t=8$，$N_r=6$，$N_u=2$，$N_e=2$，$P_t=N_r$。Bob的分布式接收机的角度为$\boldsymbol{\Theta}_b=(15°, 30°, 50°, 70°, 80°, 100°)$，Eve的分布式接收机的角度为$\boldsymbol{\Theta}_e=(20°, 45°)$。采用正交相移键控（quadrature phase shift keying，QPSK）实现APM，每次计算安全速率时的蒙特卡洛仿真次数为10^4。在执行联合优化算法时，设置$d_{\max}=20$，$\zeta_0=0.8$，$\vartheta=10^{-4}$，$\delta=0.5$，$\delta_{\min}=10^{-4}$，$t_{\max}=50$，$\varepsilon=10^{-8}$。假设Bob和Eve的噪声功率相同，信噪比（signal-to-noise ratio，SNR）定义为$1/\sigma_b^2$。仿真中考虑了2种算法作为基线算法：迫零（zero-forcing，ZF）预编码（$\boldsymbol{P}=\boldsymbol{H}(\boldsymbol{\Theta}_b)\left(\boldsymbol{H}(\boldsymbol{\Theta}_b)\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{\Theta}_b)\right)^{-1}$），简称为“基线算法1”，该方法考虑的是尽可能消除波束间的干扰[19]；Bob方向波束功率最大化预编码方法（$\boldsymbol{P}=\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{\Theta}_b)/N_t$），简记为“基线算法2”，该方法是将波束功率集中在各Bob接收端方向的波束上[10]，同时结合不同功率因子ζ进行性能对比。

图2展示了在不同预编码方法和功率分配因子下系统的安全速率，图3展示了对应情况下Bob端的可达速率和Eve端的窃听速率。在图2中，当$N_e=1$，$\boldsymbol{\Theta}_e=25°$时，CIM-GSDM系统中所提出的联合优化算法在不同条件下均优于2个基线算法。2个基线算法没有考虑Eve端的位置，并且使用的是固定功率分配因子，导致其安全速率较低，无法在高信噪比下达到速率饱和。所提出的算法在高信噪比下能够使安全速率达到饱和，表现出更好性能。此外，所提出的算法对Eve端接收站数量的变化不敏感，展现出较强的稳健性。相比之下，2个基线算法在不同功率分配因子下，性能受窃听方数量的影响较大。当信噪比小于3 dB时，所提出的算法的性能略逊于基线算法2，这主要是由于所提出的算法为次优解。然而，结合图3的结果来看，所提出的算法对Eve端窃听速率的抑制更为有效。

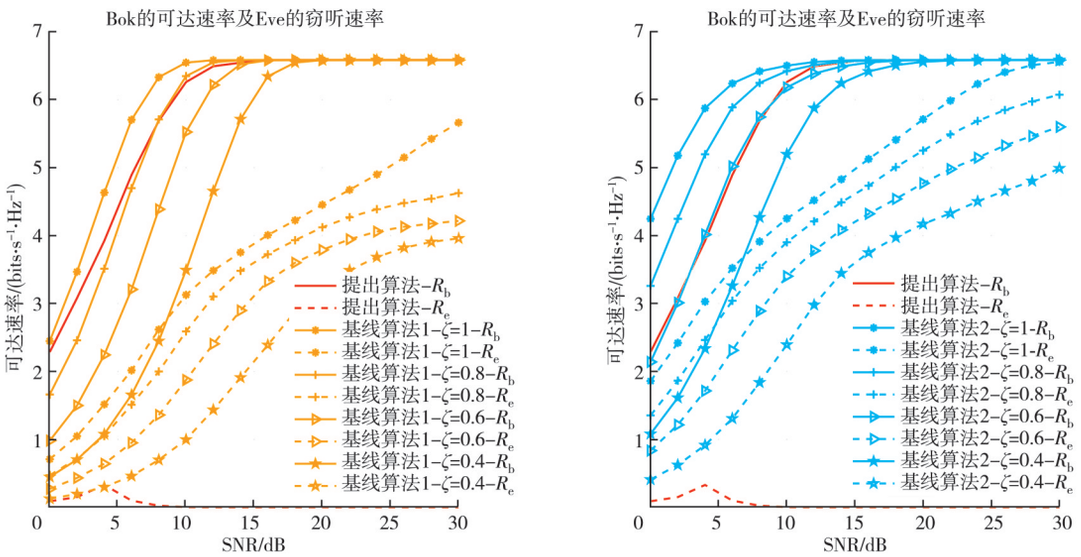


（a）提出算法与基线算法1的安全速率对比　　（b）提出算法与基线算法2的安全速率对比

图2　CIM-GSDM系统中提出算法与基线算法下的安全速率对比

Fig.2　Comparison of the security rates between the proposed algorithm and baseline algorithms in the CIM-GSDM system

在Bob端的可达速率达到饱和前，尽管所提出的算法使Bob端的可达到速率相比于基线算法略微降低，但Eve端的窃听速率被压制得更加明显，接近于0，因此安全速率得到提升。最小化Eve端的绝对可达速率同样具有重要意义。通过尽可能减少Eve的可达速率，能够有效限制其截获信息的能力，即便Bob的速率保持不变或略有下降。因此，从整体来看，所提出的算法优于2种基线算法。基线算法在低信噪比条件下，随着窃听方数量的增加，安全速率出现下降，这是由于多个窃听方带来了增强的干扰。然而，在高信噪比下，优化后的安全速率最终趋于饱和，表明即使在存在多个窃听者的情况下，所提出的方案依然能够有效减少信息泄漏。



(a) 提出算法与基线算法1的可达速率对比　　(b) 提出算法与基线算法2的可达速率对比

图 3　CIM-GSDM 系统中提出算法与基线算法下的 Bob 端的可达速率与 Eve 端的窃听速率对比

Fig.3　Comparison of the achievable rate at Bob and the eavesdropping rate at Eve under the proposed algorithm and baseline algorithms in the CIM-GSDM system

图 4 展示了所提出算法在不同 SNR 下的收敛特性，仿真中以基线算法 1 得到的预编码矩阵作为初始值。从图中可以看出，所提出的算法在较宽的 SNR 范围内表现出良好的收敛性，并且迭代 2 次即可收敛。随着 SNR 的增加，所需的迭代次数也有所增加，这主要是初始迭代值的固定选择所导致的。因此，在实际应用中，可以根据 SNR 的变化灵活调整初始迭代值，以进一步加速算法的收敛速度。

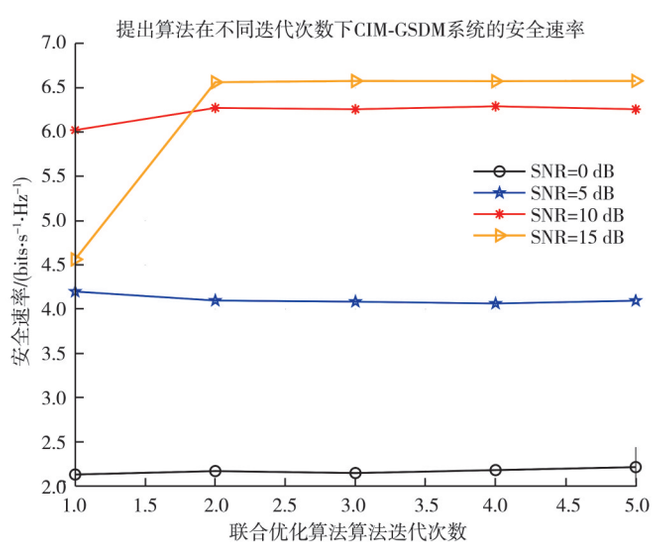


图 4　算法在不同 SNR 下的收敛特性

Fig.4　The convergence characteristics of algorithm under different SNRs

图 5 展示了所提算法在莱斯信道模型和 Saleh-Valenzuela(SV)信道模型下所提算法的性能，其中 SV 信道模型采用均匀线阵。莱斯信道代表直射径与非直射径共存的富散射信道，而 SV 信道模型代表存在多径成簇的信道。与图 2 的结果类似，所提出的算法在优化性能上明显优于基线算法，有效抑制了窃听者的接收能力，同时在不同信道环境下确保了合法接收方的通信质量。在 SV 信道模型下，基线算法的安全速率几乎为 0，不能实现安全通信，而提算法的安全速率仍能在高信噪比下达到饱和，需采用提出算法来增强系统的安全性能。所提算法在提升物理层安全性方面表现出能够适应不同场景的能力。

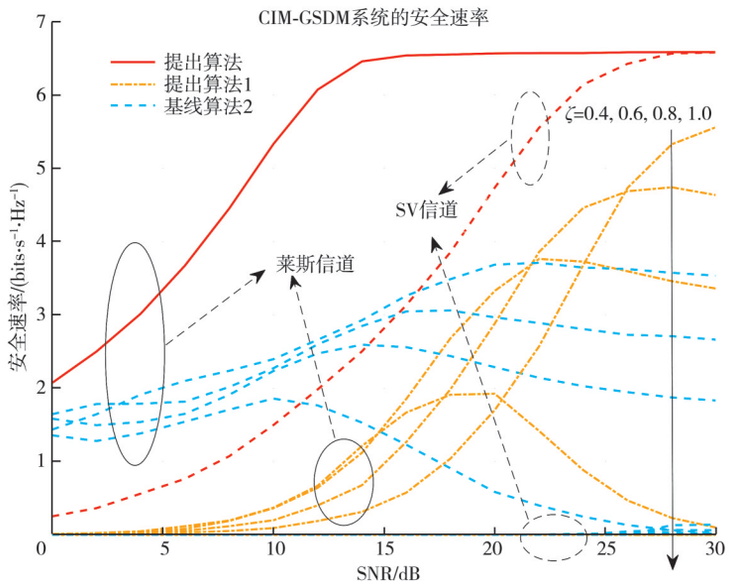
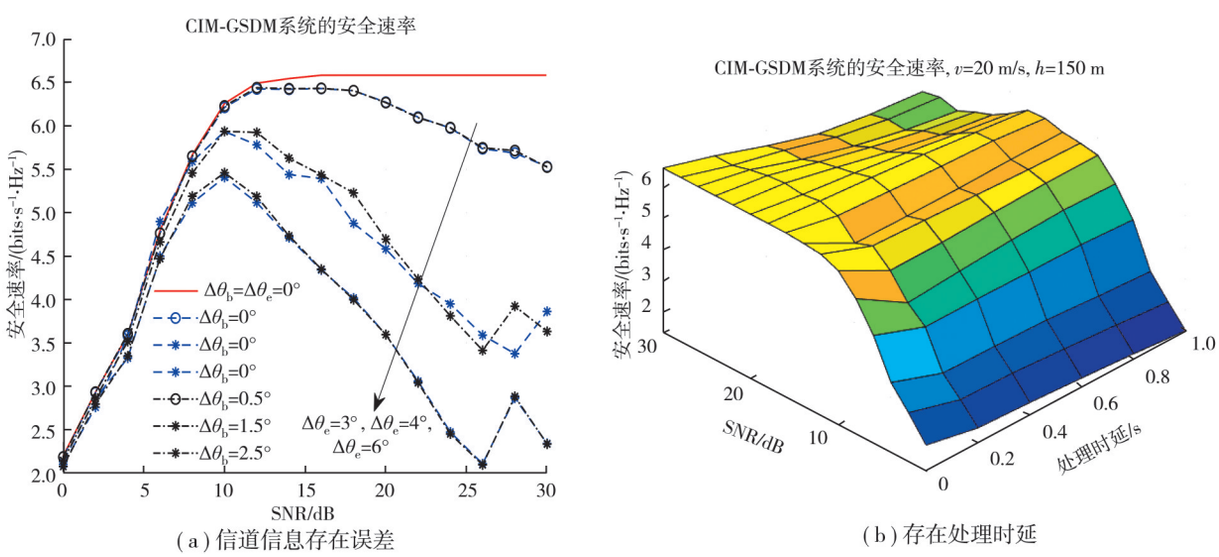


图 5　算法在不同信道模型下的性能

Fig.5　The performance of algorithm under different channel models

图 6 分析了在无人机移动场景下,考虑处理时延和信道信息误差的算法性能,其中信道信息误差通过角度估计误差来产生。假设无人机在 Bob 和 Eve 端上方进行匀速直线飞行,飞行高度为 150 m,速度为 20 m/s。图 6(a)展示了当 Bob 和 Eve 的到达角存在估计偏差时的安全速率,假设角度估计均为正偏差,给出了对 Bob 端角度估计不存在偏差、Eve 端的角度估计偏差为 1°、3°、5°和对 Bob 端的角度估计偏差为 0.5°、1.5°、2.5°、Eve 端的角度估计偏差为 1°、3°、5°情况下的安全速率。结果表明,在高信噪比下,安全速率对角度误差的敏感性更强,即使是角度估计的微小偏差,也会导致性能显著下降。图 6(b)中,随着信噪比的增加,处理时延对安全速率的影响变得更加显著。在高信噪比条件下,安全速率对处理时延的精度更敏感。但结合图 2 来看,在存在信道估计误差和处理时延的情况下,提出算法下的安全速率仍高于基线算法下的安全速率。在实际应用中,应以所需性能指标为出发点,对处理时延和信道估计能力做出合理决策。



(a) 信道信息存在误差　　(b) 存在处理时延

图 6　无人机获取的信道信息存在误差或移动过程中存在处理时延场景下系统的性能

Fig.6　The performance of the system in scenarios where there are errors in the channel information obtained by UAV or processing delays

图 7 展示了 CIM-GSDM 系统与 GSDM 系统在相同天线配置下的安全速率、Bob 端可达速率以及 Eve 端窃听速率的分析结果。无论是 CIM-GSDM 系统还是 GSDM 系统，所提出的算法都能有效抑制 Eve 端的窃听速率，并使安全速率达到饱和。尽管 CIM-GSDM 系统的符号候选集规模较 GSDM 系统小，导致其安全速率较低，但 Bob 端的误码率与系统可达速率的斜率成正比。因此，CIM-GSDM 系统相比于 GSDM 系统，在 Bob 端的误码率更低。虽然 CIM-GSDM 系统在有效性上有所牺牲，但它更好地保障了合法方的通信可靠性

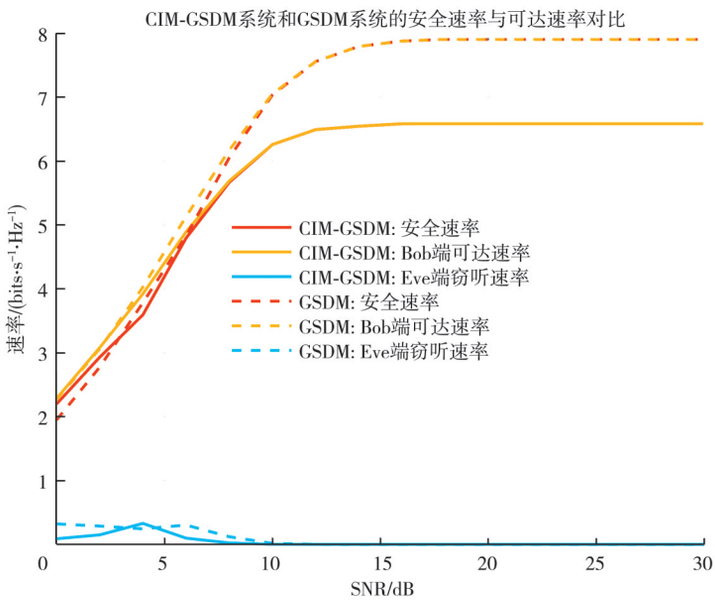


图 7 CIM-GSDM 系统和 GSDM 系统的性能对比

Fig.7 The comparison of performance between CIM-GSDM System and GSDM System

4 结论

研究针对无人机下行通信场景，引入基于隐蔽信息映射的广义空间方向调制系统，提出了一种预编码和功率分配因子的联合优化框架，显著提高了系统的传输安全性。通过推导安全速率作为物理层安全性指标，提出了有效的交替优化算法：在预编码更新阶段，通过对非凸优化进行近似得到凸优化问题，并基于 Nesterov 加速的自然梯度下降法来克服大规模候选集带来的计算复杂度高的问题，可快速更新预编码矩阵；在功率分配因子更新阶段，基于合法方信噪比与窃听方干信噪比的乘积最大化准则，得到其次优闭式解。所提优化算法在保证合法方可达速率的前提下，显著降低了窃听方的窃听速率，有效保证了 CIM-GSDM 系统的传输安全性。相较于传统的波束成形方法和固定功率分配策略，本方法在安全性能上具有显著优势。

参考文献

[1] 戴永东, 黄政, 高超, 等. 多目标优化最低代价无人机机巢选址方法研究[J]. 重庆大学学报, 2023, 46(6): 136-144.
Dai Y D, Huang Z, Gao C, et al. A UAV nest deployment method with multi-target optimization and minimum cost[J]. Journal of Chongqing University, 2023, 46(6): 136-144. (in Chinese)

[2] Li R, Xiao Y, Yang P, et al. UAV-aided two-way relaying for wireless communications of intelligent robot swarms[J]. IEEE Access, 2020, 8: 56141-56150.

[3] Wu M, Xiao Y, Gao Y, et al. Digital twin for UAV-RIS assisted vehicular communication systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 23(7): 7638-7651.

[4] Wu Y, Khisti A, Xiao C, et al. A survey of physical layer security techniques for 5G wireless networks and challenges ahead[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2018, 36(4): 679-695.

[5] Gu Y, Wu Z, Yin Z, et al. The secrecy capacity optimization artificial noise: a new type of artificial noise for secure communication in MIMO system[J]. IEEE Access, 2019, 7: 58353-58360.

[6] Jian J, Wang W Q, Chen H, et al. Physical-layer security for multi-user communications with frequency diverse array-based directional modulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(8): 10133-10145.

[7] Huang G, Chen S, Ding Y, et al. Security-enhanced directional modulation symbol synthesis using high efficiency time-modulated arrays [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 73(1): 1418-1423.

[8] Li X, Chen H, Xiao Y, et al. Covert information mapping for spatial and direction modulation[C]//2021 IEEE 21st International Conference on Communication Technology. Tianjin, China: IEEE, 2021:1320-1324.

[9] Tian J, Chen H, Wang Z, et al. Covert information mapped spatial and directional modulation toward secure wireless transmission[J]. Sensors, 2021, 21(22): 7646.

[10] Zhong Y, Ji Z, Li X, et al. Covert information mapped generalized spatial and direction modulation toward secure wireless transmission[J]. Sensors, 2024, 24(19): 6333.

[11] Xie T, Zhu J, Li Y. Artificial-noise-aided zero-forcing synthesis approach for secure multi-beam directional modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 22(2): 276-279.

[12] Christopher R M, Borah D K. Iterative convex optimization of multi-beam directional modulation with artificial noise[J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(8): 1712-1715.

[13] Xiao Y, Tang W, Xiao Y, et al. Directional modulation with cooperative receivers[J]. IEEE Access, 2018, 6: 34992-35000.

[14] Wen Y, Chen G, Fang S, et al. RIS-assisted UAV secure communications with artificial noise-aware trajectory design against multiple colluding curious users[J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2024, 19: 3064-3076.

[15] Li N, Tao X, Xu J. Artificial noise assisted communication in the multiuser downlink: optimal power allocation[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 19(2): 295-298.

[16] Cheng Q, Fusco V, Wang S, et al. A two-ray multipath model for frequency diverse array-based directional modulation in misome wiretap channels[C]//2019 IEEE 90th Vehicular Technology Conference. Honolulu, Hawaii, USA: IEEE, 2019:1-5.

[17] Silva P E G, Narbudowicz A, Marchetti N, et al. Low-complexity dynamic directional modulation: vulnerability and information leakage[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2023, 11(4): 6290-6300.

[18] Maneiro-Catoira R, Julio B, José A, et al. Directional modulation with artificial-noise injection into time-modulated arrays[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2024, 23(8): 2336-2340.

[19] 李湘鲁, 侯冬, 田杰 . 基于超模博弈的认知无线 Ad hoc 网络分布式功率控制技术[J]. 重庆大学学报, 2021, 44(9): 117-131.
Li X L, Hou D, Tian J. Distributed power control technique of cognitive radio Ad hoc network based on supermodel game[J]. Journal of Chongqing University, 2021,44(9): 117-131. (in Chinese)

[20] Wu F, Yang L L, Wang W, et al. Secret precoding-aided spatial modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(9): 1544-1547.

[21] Zhang H, Xiao Y, Fu B, et al. Artificial noise-aided spatial and directional modulation systems for secure transmission[C]//2020 International Symposium on Networks, Computers and Communications. Montreal, QC, Canada: IEEE, 2020: 1-5.

[22] Wu Y , Wen C , Xiao C ,et al. Linear precoding for the MIMO multiple access channel with finite alphabet inputs and statistical CSI[J].IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(2): 983-997.

[23] Luo J, Wang H, Wang F, et al. Secure spatial modulation via radio frequency mirrors[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(8): 9168-9173.

（编辑　侯　湘）