

人工噪声辅助的 MISO 可见光通信安全波束成形策略

王金元^{1,2}, 于印长¹, 林生红³, 严新润¹, 李圆圆¹, 李峥¹, 刘笑宇^{1,4}, 林敏¹

(1. 南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003;

2. 江苏电子信息职业学院江苏省工业云边协同技术工程研究中心, 江苏 淮安 223203;

3. 南京信息职业技术学院江苏省服务定制网络应用工程研究中心, 江苏 南京 210023;

4. 新加坡科技设计大学信息系统技术与设计系, 新加坡 487372)

摘要: 为提高物理层安全性能, 设计了人工噪声 (AN) 辅助的多输入单输出可见光通信 (VLC) 系统的安全波束成形策略。针对非视距 (NLoS) 信道增益易被忽略的问题, 建立了同时考虑视距和 NLoS 信道增益的系统模型。在完美和不完美信道状态信息条件下, 分别构建了最优和鲁棒的安全波束成形问题。鉴于半正定松弛 (SDR) 和高斯随机化方法的局限性, 提出了联合半正定规划和惩罚函数的安全波束成形策略。数值结果显示, 与 SDR 和高斯随机化方法相比, 所提策略至少可以提供 3 dB 的功率增益。此外, 采用 AN 技术和考虑 NLoS 信道增益均可以有效降低系统发射功率。

关键词: 可见光通信; 安全波束成形; 非视距信道增益; 人工噪声; 信道状态信息

中图分类号: TN92

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2025224

Secure beamforming schemes in artificial noise-based MISO visible light communications

WANG Jinyuan^{1,2}, YU Yinchang¹, LIN Shenghong³, YAN Xinrun¹, LI Yuanyuan¹, LI Zheng¹,
LIU Xiaoyu^{1,4}, LIN Min¹

1. School of Communication and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China

2. Jiangsu Engineering Research Center for Industrial Cloud-Edge Collaboration, Jiangsu Vocational College of Electronics and Information, Huai'an 223203, China

3. Jiangsu Province Service Customization Network Application Engineering Research Center, Nanjing Vocational College of Information Technology, Nanjing 210023, China

4. Information Systems Technology and Design Pillar, Singapore University of Technology and Design, Singapore 487372, Singapore

Abstract: To improve the performance of physical-layer security, secure beamforming schemes were designed for artificial noise (AN)-aided multiple-input single-output visible light communication (VLC) systems. To address the issue that non-line-of-sight (NLoS) channel gains were easily overlooked, a system model that simultaneously considers line-of-sight and NLoS channel gains was established. Under perfect and imperfect channel state information conditions, optimal and robust secure beamforming problems were formulated, respectively. Considering the limitations of semidefinite relaxation (SDR) and Gaussian randomization methods, secure beamforming schemes combining semidefinite programming and penalty function were proposed. Numerical results show that, compared with SDR and Gaussian randomization methods, the proposed schemes can provide at least 3 dB of power gain. Moreover, both the adoption of AN technology and the consideration of NLoS channel gain can effectively reduce the system's transmission power.

Keywords: VLC, secure beamforming, non-line-of-sight channel gain, artificial noise, CSI

收稿日期: 2025-08-08; 修回日期: 2025-12-08

通信作者: 王金元, jywang@njupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62472233); 江苏省自然科学基金资助项目 (No.BK20221328); 江苏省工业云边协同技术工程研究中心开放课题基金资助项目 (No.CEC202507)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.62472233), The Natural Science Foundation of Jiangsu Province (No.BK20221328), The Open Research Fund of Jiangsu Engineering Research Center for Industrial Cloud-Edge Collaboration (No.CEC202507)

0 引言

在物联网与第六代 (6G, the sixth generation) 移动通信需求的推动下, 全球无线数据流量呈现指数级增长。然而, 传统射频 (RF, radio frequency) 通信的频谱利用率已接近香农极限。在此背景下, 可见光通信 (VLC, visible light communication) 作为一种极具发展前景的技术受到了广泛关注。VLC 具有丰富的免授权频谱, 可有效解决传统 RF 通信频谱资源稀缺的问题, 成为未来 6G 中重要的技术方向之一^[1]。由于无线光信号无法穿透障碍物, VLC 可提供比传统 RF 通信更高的安全性。尽管如此, 由于其广播特性, VLC 仍易被非法用户窃听, 尤其是在机场、医院等公共开放场所。因此, 通过有效手段来提高 VLC 的安全传输性能至关重要。

近年来, 物理层安全 (PLS, physical-layer security) 被广泛应用于 VLC 中。为了揭示 PLS 性能限制, 文献[2-3]推导了 VLC 窃听信道下较紧的安全容量上、下界。为进一步提升 VLC 的安全传输性能, 国内外学者提出了许多 PLS 性能提升策略, 如安全波束成形策略^[4-5]、人工噪声 (AN, artificial noise) 策略^[6]、安全保护区策略^[7]、安全编码策略^[8]、智能反射面策略^[9]等。除了提升 VLC 安全传输性能外, 功率消耗也是衡量 VLC 性能优劣的重要标准。因此, VLC 系统的功率分配策略也被广泛研究。在窃听者的信道状态信息 (CSI, channel state information) 完美和不完美的情况下, 文献[10]研究了多输入单输出 (MISO, multiple input single output) VLC 系统的安全速率最大化和总发射功率最小化问题, 分别提出了最优和鲁棒的安全波束成形策略。文献[11]采用 AN 技术辅助安全波束成形设计, 提出了一种新的资源分配策略, 结果表明添加 AN 可有效提高不完美 CSI 条件下的系统安全性能。针对 VLC 和定位一体化系统, 文献[12]提出了一种鲁棒的功率分配策略。文献[13]研究了 VLC 和定位一体化系统中受照明约束的总发射功率最小化问题, 并提出了最优功率分配策略。考虑完美和不完美 CSI, 文献[14]分别研究了多窃听者 MISO VLC 系统的总发射功率最小化问题, 提出了基于 AN 辅助预编码的安全波束成形策略。然而, 以上研究均是基于正交多址接入 (OMA, orthogonal multiple access) 技术。为

进一步提高频谱利用率, 部分研究提出了基于非正交多址接入 (NOMA, non-orthogonal multiple access) 技术的 VLC 系统。基于 MISO-NOMA 的多用户 VLC 系统, 文献[15]分别针对静态和移动用户提出了最佳功率分配策略。文献[16]推导了基于 NOMA 的 MISO-VLC 系统可达安全速率表达式, 并提出了分别用于最小化发射功率和最大化安全速率的安全波束成形策略。在此基础上, 文献[17]研究了 AN 辅助的 NOMA VLC 系统的最佳资源分配问题, 提出了不完美 CSI 条件下针对发射功率最小化问题的鲁棒波束成形策略。针对 NOMA VLC 系统下行链路的最优功率分配问题, 文献[18]研究了同时考虑独立高斯噪声和相关散弹噪声, 并对单个发光二极管 (LED, light emitting diode) 和多 LED 这 2 个场景分别提出了最优功率分配策略。针对多载波 NOMA VLC 系统, 文献[19]提出了一种针对总功率消耗最小化的功率分配策略, 显著提高了系统的能量效率。

然而, 以上 VLC 的研究工作^[2-19]只考虑了服从朗伯辐射的视距 (LoS, line-of-sight) 信道增益, 而忽略了非视距 (NLoS, non-line-of-sight) 信道增益。已有研究表明^[20-22], 即使 NLoS 信道增益的功率相比 LoS 信道增益较小, 但是 NLoS 分量在 VLC 的 PLS 分析中仍不可忽略。为此, 文献[23]建立了同时包含 LoS 和 NLoS 信道增益的 Barry 信道模型。在 Barry 信道模型下, NLoS 信道增益对 VLC 安全波束成形的影响尚不明晰。此外, 现有工作在求解功率最小化问题时均采用半正定松弛 (SDR, semidefinite relaxation)^[10]和高斯随机化^[15]方法。SDR 方法通过直接去除非凸的秩一约束来简化问题, 进而将原始问题转化为半正定规划 (SDP, semidefinite programming) 问题。然而, 由于去除了非凸的秩一约束, SDR 方法通常无法保证获得原始优化问题的最优解, 甚至可能出现性能极差的情况。高斯随机化方法是对转换后的 SDP 问题进行高斯随机化处理, 也只能获得原始问题的一个次优解。因此, 亟须寻找一种新的方法来高效地求解此类问题。另外, AN 技术作为 VLC 系统 PLS 性能提升的一种重要手段, 将其与安全波束成形策略相结合, 可进一步提升系统安全性能。然而, AN 对 Barry 信道模型下 VLC 安全波束成形的影响尚未得到系统研究。

鉴于此, 本文针对同时考虑 LoS 和 NLoS 信道增益的 MISO VLC 系统, 研究了 AN 辅助条件下基于发射功率最小化的安全波束成形问题。本文的主要贡献包括以下 3 个方面。

1) 完美 CSI 条件下的最优安全波束成形设计。建立了同时包含 LoS 和 NLoS 信道增益的室内 MISO VLC 系统模型, 在发射机具有完美 CSI 条件下, 建立了以最小化总发射功率为目标, 以合法用户的最低信干噪比 (SINR, signal-to-interference-plus-noise ratio)、窃听者的最高 SINR 和每个灯具的功率为约束的最优安全波束成形问题。考虑到该问题非凸且忽略秩一约束易得不到最优解, 提出了基于 SDP 和惩罚函数的联合优化算法来求解该非凸问题。通过理论分析, 证明了本文算法的收敛性和有效性。

2) 不完美 CSI 条件下的鲁棒安全波束成形设计。在发射机仅具有不完美 CSI 条件下, 设计了鲁棒的安全波束成形策略。采用边界误差模型, 通过设计合理的不确定集来描述不完美 CSI 条件下的信道估计误差。同时, 采用 S 引理将优化问题中的无穷多个约束转化为有限数量的线性矩阵不等式集合, 进而通过所提鲁棒算法进行求解。

3) 本文算法的安全性能评估。数值结果表明, 与现有算法相比, 本文算法至少可以提供 3 dB 的功率增益, 验证了其优越性。此外, 采用 AN 辅助技术可有效降低系统的总发射功率, 进一步提高系统的安全性能。

1 系统模型

如图 1 所示, 本节考虑一个 AN 辅助的室内 MISO VLC 系统, 房间的长、宽和高分别为 L 、 W 和 H 。系统由 N 个发射机 (Alice)、一个合法接收机 (Bob) 和 K 个窃听者 (Eve) 组成。为便于描述, 令 $\mathcal{K} = \{1, 2, \dots, K\}$ 和 $\mathcal{N} = \{1, 2, \dots, N\}$ 分别表示窃听者和发射机的集合。Alice 布置在天花板上, 配备了 N 个 LED 灯具, 每个灯具都由 N_L 个 LED 组成。此外, Bob 和 Eve 位于地面上且都配备了一个光电二极管 (PD, photodiode) 来执行光电转换。Alice 可同时发射数据信号和 AN 干扰信号, 假设所有 LED 灯具发射相同的信号, 采用 AN 干扰的目的是降低 Eve 的接收质量, 同时尽可能地减少对 Bob 的影响。

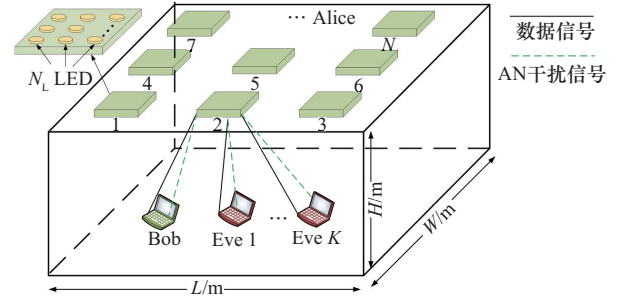


图1 AN辅助的室内MISO VLC系统

1.1 信道模型

本节采用 Barry 信道模型来建模包含 LoS 和 NLoS 信道增益的 VLC 信道^[23]。首先, 对于 LoS 信道增益, 第 n ($n \in \mathcal{N}$) 个灯具中第 i ($i \in \{1, \dots, N_L\}$) 个 LED 与接收机 γ ($\gamma \in \{\text{Bob}, \text{Eve } 1, \dots, \text{Eve } K\}$) 之间的信道冲击响应 (CIR, channel impulse response) 可表示为

$$g_{n,i,\gamma}^{(0)}(t) = L_{n,i,\gamma}^{(0)} P_{n,i} \delta\left(t - \frac{d_{n,i,\gamma}^{(0)}}{c}\right), \quad |\theta_{n,i,\gamma}^{(0)}| \leq \theta_{\text{FoV}} \quad (1)$$

其中, $\theta_{n,i,\gamma}^{(0)}$ 和 θ_{FoV} 分别表示入射角和 PD 的视场角。

$P_{n,i} = \int \Phi_{n,i}(\lambda) d\lambda$ 表示第 n 个灯具中第 i 个 LED 的辐射功率, $\Phi_{n,i}(\lambda)$ 和 λ 分别表示 LED 的功率谱密度和波长, c 、 $d_{n,i,\gamma}^{(0)}$ 、 t 和 $\delta(\cdot)$ 分别表示光速、第 n 个灯具中第 i 个 LED 与接收机 γ 之间的距离、时间和狄拉克函数, $L_{n,i,\gamma}^{(0)}$ 表示第 n 个灯具中第 i 个 LED 和接收机 γ 之间的 LoS 路径损耗, 可以表示为

$$L_{n,i,\gamma}^{(0)} = \frac{(m+1)A \cos^m(\phi_{n,i,\gamma}^{(0)}) \cos(\theta_{n,i,\gamma}^{(0)})}{2\pi(d_{n,i,\gamma}^{(0)})^2} \quad (2)$$

其中, $m = -\frac{\ln 2}{\ln\left(\cos\left(\frac{\Phi_1}{2}\right)\right)}$ 表示朗伯辐射阶数, Φ_1

表示 LED 的半功率半角, A 和 $\phi_{n,i,\gamma}^{(0)}$ 分别表示 PD 的物理面积和辐射角。

相应地, 对于第 l 个 NLoS 分量, 第 n 个灯具中第 i 个 LED 与接收机 γ 之间的 CIR 可以表示为

$$g_{n,i,\gamma}^{(l)}(t) = \int_S \delta\left(t - \frac{d_{n,i,\gamma}^{(1)} + d_{n,i,\gamma}^{(2)} + \dots + d_{n,i,\gamma}^{(l+1)}}{c}\right) M_{n,i,\gamma}^{(l+1)} \Gamma_{n,i,\gamma}^{(l)} dA_r, \quad |\theta_{n,i,\gamma}^{(l)}| \leq \theta_{\text{FoV}} \quad (3)$$

其中, S 表示整个反射面的面积, A_r 表示有效的反射面积, $\Gamma_{n,i,\gamma}^{(l)} = \int \Phi_{n,i}(\lambda) \rho_1(\lambda) \rho_2(\lambda) \dots \rho_l(\lambda) d\lambda$ 表示

第 l 个反射分量的辐射功率, 其中 $\rho_l(\lambda)$ 表示材料的光谱反射率, $M_{n,i,\gamma}^{(l+1)} = L_{n,i,\gamma}^{(1)} L_{n,i,\gamma}^{(2)} \cdots L_{n,i,\gamma}^{(l+1)}$ 表示第 l 个反射分量的总路径损耗, 其中 $L_{n,i,\gamma}^{(j)}$ 可表示为

$$L_{n,i,\gamma}^{(j)} = \begin{cases} \frac{(m+1)A_r \cos^m(\phi_{n,i,\gamma}^{(1)}) \cos(\theta_{n,i,\gamma}^{(1)})}{2\pi(d_{n,i,\gamma}^{(1)})^2}, & j=1 \\ \frac{A_r \cos(\phi_{n,i,\gamma}^{(j)}) \cos(\theta_{n,i,\gamma}^{(j)})}{\pi(d_{n,i,\gamma}^{(j)})^2}, & j=2, \dots, l \\ \frac{A \cos(\phi_{n,i,\gamma}^{(l+1)}) \cos(\theta_{n,i,\gamma}^{(l+1)})}{\pi(d_{n,i,\gamma}^{(l+1)})^2}, & j=l+1 \end{cases} \quad (4)$$

综上, 第 n 个灯具与接收机 γ 之间的总 CIR 可以表示为

$$g_{n,\gamma}(t) = G(\theta_{\text{FoV}}) R \sum_{i=1}^{N_L} \sum_{l=0}^{\infty} g_{n,i,\gamma}^{(l)}(t) \quad (5)$$

其中, R 表示 PD 的光电转换效率, $G(\theta_{\text{FoV}}) = \frac{z^2}{\sin^2(\theta_{\text{FoV}})}$ 表示光集中器增益, 其中 z 表示折射率。

因此, 第 n 个灯具与接收机 γ 之间的总信道增益可以表示为

$$h_{n,\gamma} = \int_{-\infty}^{\infty} g_{n,\gamma}(t) dt \quad (6)$$

1.2 接收信号模型

在采用 AN 辅助的条件下, 传输信号向量 $\mathbf{s} \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ 可以表示为

$$\mathbf{s} = \mathbf{w}\mathbf{u} + \mathbf{v}\mathbf{x} \quad (7)$$

其中, \mathbf{u} 表示信息承载信号, \mathbf{x} 表示 AN 干扰信号, $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ 表示信息承载信号的波束成形向量, $\mathbf{v} = [v_1, v_2, \dots, v_N]^T \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ 表示 AN 干扰信号的波束成形向量。

进一步地, Bob 和第 k 个 Eve 处的接收信号向量可以表示为

$$\begin{cases} y_B = \mathbf{h}_B^T \mathbf{w}\mathbf{u} + \mathbf{h}_B^T \mathbf{v}\mathbf{x} + n_B \\ y_{E,k} = \mathbf{h}_{E,k}^T \mathbf{w}\mathbf{u} + \mathbf{h}_{E,k}^T \mathbf{v}\mathbf{x} + n_{E,k}, \quad \forall k \in \mathcal{K} \end{cases} \quad (8)$$

其中, $\mathbf{h}_B = [h_{1,B}, h_{2,B}, \dots, h_{N,B}]^T \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ 表示 Alice 和 Bob 之间的信道增益向量, $\mathbf{h}_{E,k} = [h_{1,E,k}, h_{2,E,k}, \dots, h_{N,E,k}]^T \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ 表示 Alice 和第 k 个 Eve 之间的信道增益向量, n_B 和 $n_{E,k}$ 分别表示 Bob 和第 k 个 Eve 处均值为 0、方差为 σ^2 的加性白高斯噪声。

不失一般性地, 假设 \mathbf{u} 和 \mathbf{x} 均是零均值且服从 $[-1, 1]$ 上的均匀分布。由于采用强度调制/直接检测, VLC 只能传输非负的实值信号, 因此需在传输信号上添加一个直流偏置 I_{DC} 。为保证对任意的 \mathbf{u} 和 \mathbf{x} 均满足信号非负性条件, 建立每个灯具的功率约束为

$$|w_i|^2 + |v_i|^2 \leq I_{\text{DC}}^2, \quad \forall i \in \mathcal{N} \quad (9)$$

根据矩阵理论, 可将式(9)进一步表示为

$$\text{Tr}[\mathbf{e}_i^T (\mathbf{W} + \mathbf{V}) \mathbf{e}_i] \leq I_{\text{DC}}^2, \quad \forall i \in \mathcal{N} \quad (10)$$

假设各接收机在正交信道上接收信息, 因而不存在接收机之间的干扰。因此, Bob 和第 k 个 Eve 的 SINR 可以表示为

$$\begin{cases} \text{SINR}_B = \frac{(\mathbf{h}_B^T \mathbf{w})^2}{(\mathbf{h}_B^T \mathbf{v})^2 + \sigma^2}, \\ \text{SINR}_{E,k} = \frac{(\mathbf{h}_{E,k}^T \mathbf{w})^2}{(\mathbf{h}_{E,k}^T \mathbf{v})^2 + \sigma^2}, \quad \forall k \in \mathcal{K} \end{cases} \quad (11)$$

此外, 系统总发射功率可以表示为波束成形功率和偏移功率之和, 即

$$P = E \left\{ \left\| \mathbf{w}\mathbf{u} + \mathbf{v}\mathbf{x} + I_{\text{DC}} \mathbf{1}_N \right\|_2^2 \right\} = \|\mathbf{w}\|_2^2 + \|\mathbf{v}\|_2^2 + NI_{\text{DC}}^2 \quad (12)$$

其中, $\mathbf{1}_N \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ 是单位向量。

2 完美 CSI 条件下的最优波束成形策略

针对 Alice 具有 Bob 和 Eve 完美 CSI 的情况, 本节建立了一个最优安全波束成形优化问题, 以最小化系统的总发射功率, 并提出了一种优化算法来求解该问题。

2.1 最优波束成形问题描述及转化

本节以最小化系统的总发射功率 P 为目标, 并考虑合法用户的最低 SINR 约束、所有窃听者的最高 SINR 约束以及每个灯具的功率约束。因此, 最优安全波束成形优化问题可以表示为

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{w}, \mathbf{v}} P \\ & \text{s.t.} \quad \frac{\mathbf{h}_B^T \mathbf{w}\mathbf{w}^T \mathbf{h}_B}{\mathbf{h}_B^T \mathbf{v}\mathbf{v}^T \mathbf{h}_B + \sigma^2} \geq \gamma_B \\ & \min_{k \in \mathcal{K}} \frac{\mathbf{h}_{E,k}^T \mathbf{w}\mathbf{w}^T \mathbf{h}_{E,k}}{\mathbf{h}_{E,k}^T \mathbf{v}\mathbf{v}^T \mathbf{h}_{E,k} + \sigma^2} \leq \gamma_E \\ & \text{Tr}[\mathbf{e}_i^T (\mathbf{W} + \mathbf{V}) \mathbf{e}_i] \leq I_{\text{DC}}^2, \quad \forall i \in \mathcal{N} \end{aligned} \quad (13)$$

其中, γ_B 表示 Bob 的最低 SINR 约束, γ_E 表示第 k

个Eve的最高SINR约束。由于式(12)中的偏移功率为常数,因此本节只需要优化波束成形功率。鉴于此,式(13)可以等效转化为

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{w}, \mathbf{v}} \|\mathbf{w}\|_2^2 + \|\mathbf{v}\|_2^2 \\ & \text{s.t.} \quad \frac{\mathbf{h}_B^T \mathbf{w} \mathbf{w}^T \mathbf{h}_B}{\mathbf{h}_B^T \mathbf{v} \mathbf{v}^T \mathbf{h}_B + \sigma^2} \geq \gamma_B \\ & \quad \min_{k \in \mathcal{K}} \frac{\mathbf{h}_{E,k}^T \mathbf{w} \mathbf{w}^T \mathbf{h}_{E,k}}{\mathbf{h}_{E,k}^T \mathbf{v} \mathbf{v}^T \mathbf{h}_{E,k} + \sigma^2} \leq \gamma_E \\ & \quad \text{Tr}[\mathbf{e}_i^T (\mathbf{W} + \mathbf{V}) \mathbf{e}_i] \leq I_{DC}^2, \forall i \in \mathcal{N} \end{aligned} \quad (14)$$

然后,利用该问题的一些特殊结构和矩阵理论,式(14)可以进一步表示为

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{W}, \mathbf{V}} \text{Tr}(\mathbf{W}) + \text{Tr}(\mathbf{V}) \\ & \text{s.t.} \quad \text{Tr}[\mathbf{h}_B^T (\mathbf{W} - \gamma_B \mathbf{V}) \mathbf{h}_B] \geq \sigma^2 \gamma_B \\ & \quad \text{Tr}[\mathbf{h}_{E,k}^T (\mathbf{W} - \gamma_E \mathbf{V}) \mathbf{h}_{E,k}] \leq \sigma^2 \gamma_E, \forall k \in \mathcal{K} \\ & \quad \text{Tr}[\mathbf{e}_i^T (\mathbf{W} + \mathbf{V}) \mathbf{e}_i] \leq I_{DC}^2, \forall i \in \mathcal{N} \\ & \quad \mathbf{W} \geq \mathbf{0}, \mathbf{V} \geq \mathbf{0} \\ & \quad \text{rank}(\mathbf{W}) = 1, \text{rank}(\mathbf{V}) = 1 \end{aligned} \quad (15)$$

其中, $\mathbf{W} = \mathbf{w} \mathbf{w}^T$, $\mathbf{V} = \mathbf{v} \mathbf{v}^T$ 。

由于具有非凸的秩一约束 $\text{rank}(\mathbf{W}) = 1$ 和 $\text{rank}(\mathbf{V}) = 1$, 式(15)是非凸的, 直接求解比较困难。目前学术界通常采用的2种方法为SDR^[10]和高斯随机化方法^[15]。然而, SDR方法由于去除了非凸的秩一约束, 转化后的SDP问题的解可能并不满足秩一约束, 这表明所得的解只能作为原始问题式(15)的一个上界。因此, SDR方法通常不能获得原始问题的最优解, 甚至可能出现性能极差的情

况。此外, 高斯随机化方法对转化后的SDP问题的解进行高斯随机化处理, 也只能获得原始问题的一个次优解。与SDR和高斯随机化方法不同, 本节通过惩罚函数法将秩一约束转化为惩罚项添加到目标函数中, 进而通过SDP迭代过程获得一个更精确的解。根据矩阵理论, 2个秩一约束可进一步表示为

$$\begin{cases} \text{Tr}(\mathbf{W}) - \lambda_{\max}(\mathbf{W}) = 0 \\ \text{Tr}(\mathbf{V}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V}) = 0 \end{cases} \quad (16)$$

其中, $\lambda_{\max}(\mathbf{W})$ 和 $\lambda_{\max}(\mathbf{V})$ 分别是矩阵 \mathbf{W} 和 \mathbf{V} 的最大特征值。利用惩罚函数法, 将式(16)代入式(15), 可以将式(15)进一步转化为

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{W}, \mathbf{V}} \text{Tr}(\mathbf{W}) + \text{Tr}(\mathbf{V}) + \\ & \quad \rho [\text{Tr}(\mathbf{W}) - \lambda_{\max}(\mathbf{W})] + \mu [\text{Tr}(\mathbf{V}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V})] \\ & \text{s.t.} \quad \text{Tr}[\mathbf{h}_B^T (\mathbf{W} - \gamma_B \mathbf{V}) \mathbf{h}_B] \geq \sigma^2 \gamma_B \\ & \quad \text{Tr}[\mathbf{h}_{E,k}^T (\mathbf{W} - \gamma_E \mathbf{V}) \mathbf{h}_{E,k}] \leq \sigma^2 \gamma_E, \forall k \in \mathcal{K} \\ & \quad \text{Tr}[\mathbf{e}_i^T (\mathbf{W} + \mathbf{V}) \mathbf{e}_i] \leq I_{DC}^2, \forall i \in \mathcal{N} \\ & \quad \mathbf{W} \geq \mathbf{0}, \mathbf{V} \geq \mathbf{0} \end{aligned} \quad (17)$$

其中, $\rho > 0$ 和 $\mu > 0$ 均表示惩罚因子, 式(17)获得最优解的前提条件是惩罚项 $\text{Tr}(\mathbf{W}) - \lambda_{\max}(\mathbf{W})$ 和 $\text{Tr}(\mathbf{V}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V})$ 均趋近于0。此外, $\lambda_{\max}(\mathbf{W})$ 和 $\lambda_{\max}(\mathbf{V})$ 的次梯度可分别表示为 $\partial \lambda_{\max}(\mathbf{W}) = \mathbf{w}_{\max} \mathbf{w}_{\max}^T$ 和 $\partial \lambda_{\max}(\mathbf{V}) = \mathbf{v}_{\max} \mathbf{v}_{\max}^T$, 其中 \mathbf{w}_{\max} 和 \mathbf{v}_{\max} 分别表示矩阵 \mathbf{W} 和 \mathbf{V} 的最大特征值对应的特征向量。因此, $\lambda_{\max}(\mathbf{W})$ 和 $\lambda_{\max}(\mathbf{V})$ 在 $\mathbf{W}^{(s)}$ 点和 $\mathbf{V}^{(s)}$ 点的一阶泰勒展开式分别表示为

$$\begin{cases} \lambda_{\max}(\mathbf{W}) - \lambda_{\max}(\mathbf{W}^{(s)}) \geq \langle \mathbf{w}_{\max}^{(s)} \mathbf{w}_{\max}^{(s)T}, \mathbf{W} - \mathbf{W}^{(s)} \rangle, \forall \mathbf{W} \geq \mathbf{0} \\ \lambda_{\max}(\mathbf{V}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V}^{(s)}) \geq \langle \mathbf{v}_{\max}^{(s)} \mathbf{v}_{\max}^{(s)T}, \mathbf{V} - \mathbf{V}^{(s)} \rangle, \forall \mathbf{V} \geq \mathbf{0} \end{cases} \quad (18)$$

其中, $\mathbf{W}^{(s)}$ 和 $\mathbf{V}^{(s)}$ 表示式(17)在第 s 次迭代的解, $\langle \cdot \rangle$ 表示向量的内积。利用式(18)对式(17)做一个上界近似, 可得

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{W}, \mathbf{V}} \text{Tr}(\mathbf{W}) + \text{Tr}(\mathbf{V}) + \\ & \quad \rho [\text{Tr}(\mathbf{W}) - \lambda_{\max}(\mathbf{W}^{(s)}) - \langle \mathbf{w}_{\max}^{(s)} \mathbf{w}_{\max}^{(s)T}, \mathbf{W} - \mathbf{W}^{(s)} \rangle] + \\ & \quad \mu [\text{Tr}(\mathbf{V}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V}^{(s)}) - \langle \mathbf{v}_{\max}^{(s)} \mathbf{v}_{\max}^{(s)T}, \mathbf{V} - \mathbf{V}^{(s)} \rangle] \\ & \text{s.t.} \quad \text{Tr}[\mathbf{h}_B^T (\mathbf{W} - \gamma_B \mathbf{V}) \mathbf{h}_B] \geq \sigma^2 \gamma_B \\ & \quad \text{Tr}[\mathbf{h}_{E,k}^T (\mathbf{W} - \gamma_E \mathbf{V}) \mathbf{h}_{E,k}] \leq \sigma^2 \gamma_E, \forall k \in \mathcal{K} \\ & \quad \text{Tr}[\mathbf{e}_i^T (\mathbf{W} + \mathbf{V}) \mathbf{e}_i] \leq I_{DC}^2, \forall i \in \mathcal{N} \\ & \quad \mathbf{W} \geq \mathbf{0}, \mathbf{V} \geq \mathbf{0} \end{aligned} \quad (19)$$

2.2 优化算法

优化问题式(17)和式(19)均是凸优化问题, 因此可以用MATLAB中的CVX工具箱进行高效求解, 从而获得原始问题的最优解。最优解 \mathbf{W}^* 和 \mathbf{V}^* 可以通过迭代求解式(17)和式(19)来获得, 迭代过程的收敛条件是 $|\text{Tr}(\mathbf{W}^{(s)}) - \lambda_{\max}(\mathbf{W}^{(s)})| + |\text{Tr}(\mathbf{V}^{(s)}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V}^{(s)})| \leq \varepsilon$, 其中 ε 是收敛精度。然后, 最优的波束成形向量 \mathbf{w}^* 和 \mathbf{v}^* 可以通过分解 $\mathbf{W}^* = \mathbf{w}^* (\mathbf{w}^*)^T$ 和 $\mathbf{V}^* = \mathbf{v}^* (\mathbf{v}^*)^T$ 得到。为了便于理解, 本节提出了一个基于SDP和惩罚函数的联合优化算法来解决该问题, 具体流程如算法1所示。

算法 1 基于 SDP 和惩罚函数的联合优化

输入 $\mathbf{h}_B, \mathbf{h}_{E,k}, \forall k, \gamma_B, \gamma_{E,k}, \forall k$ 和收敛精度 ε

输出 $\mathbf{w}^*, \mathbf{v}^*$

- 1) 初始化 $\rho = 2, \mu = 2$, 迭代次数 $s = 1$
- 2) 利用 CVX 求解式(17), 得到 $\mathbf{W}^{(s)}$ 和 $\mathbf{V}^{(s)}$
- 3) 计算 $\mathbf{W}^{(s)}$ 的最大特征值 $\lambda_{\max}(\mathbf{W}^{(s)})$ 和对应的特征向量 $\mathbf{w}_{\max}^{(s)}$
- 4) 计算 $\mathbf{V}^{(s)}$ 的最大特征值 $\lambda_{\max}(\mathbf{V}^{(s)})$ 和对应的特征向量 $\mathbf{v}_{\max}^{(s)}$
- 5) 利用 CVX 求解式(19), 得到 $\mathbf{W}^{(s+1)}$ 和 $\mathbf{V}^{(s+1)}$
- 6) if $\mathbf{W}^{(s)} \approx \mathbf{W}^{(s+1)}$ then
- 7) 令 $\rho = 2\rho$
- 8) end if
- 9) if $\mathbf{V}^{(s)} \approx \mathbf{V}^{(s+1)}$ then
- 10) 令 $\mu = 2\mu$
- 11) end if
- 12) if $|\text{Tr}(\mathbf{W}^{(s)}) - \lambda_{\max}(\mathbf{W}^{(s)})| + |\text{Tr}(\mathbf{V}^{(s)}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V}^{(s)})| \leq \varepsilon$ then
- 13) 通过分解 $\mathbf{W}^{(s)} = \mathbf{w}^*(\mathbf{w}^*)^T$ 和 $\mathbf{V}^{(s)} = \mathbf{v}^*(\mathbf{v}^*)^T$, 分别输出 \mathbf{w}^* 和 \mathbf{v}^*
- 14) else
- 15) 更新迭代次数 $s = s + 1$, 并返回步骤 2)
- 16) end if

2.3 算法收敛性和复杂度分析

令式(17)的目标函数为 $f(\mathbf{W})$, 根据式(19)以及上界近似的性质, 可以得到

$$\begin{aligned} f(\mathbf{W}^{(s+1)}) &= \text{Tr}(\mathbf{W}^{(s+1)}) + \rho [\text{Tr}(\mathbf{W}^{(s+1)}) - \lambda_{\max}(\mathbf{W}^{(s+1)})] + \mu [\text{Tr}(\mathbf{V}^{(s+1)}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V}^{(s+1)})] \leq \\ &\text{Tr}(\mathbf{W}^{(s+1)}) - \rho [\text{Tr}(\mathbf{W}^{(s+1)}) - \lambda_{\max}(\mathbf{W}^{(s)}) - \langle \mathbf{w}_{\max}^{(s)} \mathbf{w}_{\max}^{(s)T}, \mathbf{W}^{(s+1)} - \mathbf{W}^{(s)} \rangle] + \\ &\mu [\text{Tr}(\mathbf{V}^{(s+1)}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V}^{(s)}) - \langle \mathbf{v}_{\max}^{(s)} \mathbf{v}_{\max}^{(s)T}, \mathbf{V}^{(s+1)} - \mathbf{V}^{(s)} \rangle] \leq \\ &\text{Tr}(\mathbf{W}^{(s)}) + \rho [\text{Tr}(\mathbf{W}^{(s)}) - \lambda_{\max}(\mathbf{W}^{(s)})] + \\ &\mu [\text{Tr}(\mathbf{V}^{(s)}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V}^{(s)})] = f(\mathbf{W}^{(s)}) \end{aligned} \quad (20)$$

因此, 式(17)的目标函数是单调递减的, 且 $f(\mathbf{W})$ 具有一个下界 0, 这表明本文算法是收敛的。

此外, 式(17)和式(19)可以利用 CVX 工具箱求解, 复杂度为 $O\left(\max\{N, K + N + 3\}^4 \sqrt{N} \text{lb}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right)$ [10,15], 其

中 ε 是计算精度, $\sqrt{N} \text{lb}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)$ 是每次求解的内部迭代次数, $\max\{N, K + N + 3\}^4$ 是每次迭代的计算复杂度。由此可知, 算法 1 的总复杂度为 $O\left(\max\{N, K + N + 3\}^4 S \sqrt{N} \text{lb}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right)$, 其中 S 是最大的外部迭代次数。因此, 算法 1 是一个计算时间有效的算法。

3 不完美 CSI 条件下的鲁棒波束成形策略

在实际场景中, 假设 Bob 和 Eve 的 CSI 被 Alice 准确已知是不现实的。本节将问题扩展到了不完美 CSI 的场景, 设计了鲁棒的安全波束成形问题, 并提出了一种优化算法来求解该问题。

3.1 鲁棒波束成形问题描述

针对 Alice 具有 Bob 和 Eve 不完美 CSI 的情况, Alice 只能获得 Bob 和 Eve 不准确的位置, 这些位置由以 Bob 和 Eve 的准确位置为圆心的相应圆形区域来界定。鉴于此, Bob 和每个 Eve 的 CSI 都可以通过一个不确定集来描述, 该不确定集包含 Bob 的信道增益向量 \mathbf{h}_B 或第 k 个 Eve 的信道增益向量 $\mathbf{h}_{E,k}$ 的所有实现可能。在不完美 CSI 条件下, 接收机 γ 的信道增益向量可以表示为

$$\mathbf{h}_\gamma = \hat{\mathbf{h}}_\gamma + \Delta \mathbf{h}_\gamma \quad (21)$$

其中, $\hat{\mathbf{h}}_\gamma = [\hat{h}_{\gamma,1}, \hat{h}_{\gamma,2}, \dots, \hat{h}_{\gamma,N}]^T \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ 为标称向量, $\Delta \mathbf{h}_\gamma = [\Delta h_{\gamma,1}, \Delta h_{\gamma,2}, \dots, \Delta h_{\gamma,N}]^T \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ 为估计误差向量。此外, $\hat{h}_{\gamma,n} = \frac{(\bar{h}_{\gamma,n} + \underline{h}_{\gamma,n})}{2}$ 且 $\Delta h_{\gamma,n} \leq \frac{\bar{h}_{\gamma,n} - \underline{h}_{\gamma,n}}{2}$, 其中 $\bar{h}_{\gamma,n}$ 和 $\underline{h}_{\gamma,n}$ 分别为第 n 个灯具和接收机 γ 之间的信道增益的上界和下界, 它们分别由第 n 个灯具中的每个 LED 与半径为 r 的圆形区域之间的最大距离 d_{\max} 和最小距离 d_{\min} 来决定。

此外, 估计误差向量 $\Delta \mathbf{h}_\gamma$ 可以由一个椭球域来描述, 即

$$\mathbf{H}_\gamma = \{ \Delta \mathbf{h}_\gamma | \Delta \mathbf{h}_\gamma^T \mathbf{C}_\gamma \Delta \mathbf{h}_\gamma \leq v_\gamma \} \quad (22)$$

其中, $\mathbf{C}_\gamma = \mathbf{C}_\gamma^T \geq \mathbf{0}$ 表示一个对称矩阵, 控制椭球域的延伸, v_γ 表示整个椭球域的体积。参数 \mathbf{C}_γ 和 v_γ 由 Bob 或 Eve 在椭球域中的位置来确定。在不完美 CSI 条件下, 总发射功率最小化问题可以表示为

$$\begin{aligned}
& \min_{\mathbf{w}, \mathbf{v}} \|\mathbf{w}\|_2^2 + \|\mathbf{v}\|_2^2 \\
& \text{s.t.} \frac{\mathbf{h}_B^T \mathbf{w} \mathbf{w}^T \mathbf{h}_B}{\mathbf{h}_B^T \mathbf{v} \mathbf{v}^T \mathbf{h}_B + \sigma^2} \geq \gamma_B \\
& \min_{k \in \mathcal{K}} \frac{\mathbf{h}_{E,k}^T \mathbf{w} \mathbf{w}^T \mathbf{h}_{E,k}}{\mathbf{h}_{E,k}^T \mathbf{v} \mathbf{v}^T \mathbf{h}_{E,k} + \sigma^2} \leq \gamma_E \\
& \text{Tr} [\mathbf{e}_i^T (\mathbf{W} + \mathbf{V}) \mathbf{e}_i] \leq I_{\text{DC}}^2, \forall i \in \mathcal{N} \\
& \mathbf{h}_{E,k} = \hat{\mathbf{h}}_{E,k} + \Delta \mathbf{h}_{E,k}, \Delta \mathbf{h}_{E,k} \in \mathcal{H}_{E,k}, \forall k \in \mathcal{K} \\
& \mathbf{h}_B = \hat{\mathbf{h}}_B + \Delta \mathbf{h}_B, \Delta \mathbf{h}_B \in \mathcal{H}_B \quad (23)
\end{aligned}$$

显然, 式(23)也是非凸的, 直接求解比较困难。

3.2 问题的转化与求解

与式(14)类似, 式(23)可以进一步表示为

$$\begin{aligned}
& \min_{\mathbf{W}, \mathbf{V}} \text{Tr}(\mathbf{W}) + \text{Tr}(\mathbf{V}) \\
& \text{s.t.} \mathbf{h}_B^T (\mathbf{W} - \gamma_B \mathbf{V}) \mathbf{h}_B \geq \sigma^2 \gamma_B \\
& \mathbf{h}_{E,k}^T (\mathbf{W} - \gamma_E \mathbf{V}) \mathbf{h}_{E,k} \leq \sigma^2 \gamma_E, \forall k \in \mathcal{K} \\
& \text{Tr} [\mathbf{e}_i^T (\mathbf{W} + \mathbf{V}) \mathbf{e}_i] \leq I_{\text{DC}}^2, \forall i \in \mathcal{N} \\
& \mathbf{h}_{E,k} = \hat{\mathbf{h}}_{E,k} + \Delta \mathbf{h}_{E,k}, \Delta \mathbf{h}_{E,k} \in \mathcal{H}_{E,k}, \forall k \in \mathcal{K} \\
& \mathbf{h}_B = \hat{\mathbf{h}}_B + \Delta \mathbf{h}_B, \Delta \mathbf{h}_B \in \mathcal{H}_B \\
& \mathbf{W} \geq \mathbf{0}, \mathbf{V} \geq \mathbf{0} \\
& \text{rank}(\mathbf{W}) = 1, \text{rank}(\mathbf{V}) = 1 \quad (24)
\end{aligned}$$

然后, 把 $\mathbf{h}_B = \hat{\mathbf{h}}_B + \Delta \mathbf{h}_B$ 和 $\mathbf{h}_{E,k} = \hat{\mathbf{h}}_{E,k} + \Delta \mathbf{h}_{E,k}$ 分

$$\begin{cases}
\mathbf{A}_B = \begin{bmatrix} \lambda_B \mathbf{C}_B - \mathbf{W} + \gamma_B \mathbf{V} & \gamma_B \mathbf{V} \hat{\mathbf{h}}_B - \mathbf{W} \hat{\mathbf{h}}_B \\ \gamma_B \hat{\mathbf{h}}_B^T \mathbf{V} - \hat{\mathbf{h}}_B^T \mathbf{W} & \gamma_B \hat{\mathbf{h}}_B^T \mathbf{V} \hat{\mathbf{h}}_B - \hat{\mathbf{h}}_B^T \mathbf{W} \hat{\mathbf{h}}_B + \sigma^2 \gamma_B - \lambda_B \nu_B \end{bmatrix} \geq \mathbf{0} \\
\mathbf{A}_{E,k} = \begin{bmatrix} \lambda_{E,k} \mathbf{C}_{E,k} - \mathbf{W} + \gamma_E \mathbf{V} & \gamma_E \mathbf{V} \hat{\mathbf{h}}_{E,k} - \mathbf{W} \hat{\mathbf{h}}_{E,k} \\ \gamma_E \hat{\mathbf{h}}_{E,k}^T \mathbf{V} - \hat{\mathbf{h}}_{E,k}^T \mathbf{W} & \gamma_E \hat{\mathbf{h}}_{E,k}^T \mathbf{V} \hat{\mathbf{h}}_{E,k} - \hat{\mathbf{h}}_{E,k}^T \mathbf{W} \hat{\mathbf{h}}_{E,k} + \sigma^2 \gamma_E - \lambda_{E,k} \nu_{E,k} \end{bmatrix} \geq \mathbf{0}, \forall k \in \mathcal{K}
\end{cases} \quad (27)$$

其中, λ_B 和 $\lambda_{E,k}$, $\forall k$ 为松弛变量。

由此, 式(24)可以进一步表示为

$$\begin{aligned}
& \min_{\mathbf{W}, \mathbf{V}} \text{Tr}(\mathbf{W}) + \text{Tr}(\mathbf{V}) \\
& \text{s.t.} \mathbf{A}_B \geq \mathbf{0}, \mathbf{A}_{E,k} \geq \mathbf{0}, \forall k \in \mathcal{K} \\
& \text{Tr} [\mathbf{e}_i^T (\mathbf{W} + \mathbf{V}) \mathbf{e}_i] \leq I_{\text{DC}}^2, \forall i \in \mathcal{N} \\
& \mathbf{W} \geq \mathbf{0}, \mathbf{V} \geq \mathbf{0} \\
& \text{rank}(\mathbf{W}) = 1, \text{rank}(\mathbf{V}) = 1 \quad (28)
\end{aligned}$$

然而, 由于存在秩一约束 $\text{rank}(\mathbf{W}) = 1$ 和 $\text{rank}(\mathbf{V}) = 1$, 式(28)仍然是非凸的。与式(15)类似, 式(28)可以利用惩罚函数法进一步转化为

$$\begin{aligned}
& \min_{\mathbf{W}, \mathbf{V}} \text{Tr}(\mathbf{W}) + \text{Tr}(\mathbf{V}) + \\
& \rho [\text{Tr}(\mathbf{W}) - \lambda_{\max}(\mathbf{W})] + \mu [\text{Tr}(\mathbf{V}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V})] \\
& \text{s.t.} \mathbf{A}_B \geq \mathbf{0}, \mathbf{A}_{E,k} \geq \mathbf{0}, \forall k \in \mathcal{K} \\
& \text{Tr} [\mathbf{e}_i^T (\mathbf{W} + \mathbf{V}) \mathbf{e}_i] \leq I_{\text{DC}}^2, \forall i \in \mathcal{N} \\
& \mathbf{W} \geq \mathbf{0}, \mathbf{V} \geq \mathbf{0} \quad (29)
\end{aligned}$$

别代入式(24)的前2个约束, 可以得到

$$\begin{cases}
\Delta \mathbf{h}_B^T (\mathbf{W} - \gamma_B \mathbf{V}) \Delta \mathbf{h}_B + \Delta \mathbf{h}_B^T (\mathbf{W} - \gamma_B \mathbf{V}) \hat{\mathbf{h}}_B + \\
\hat{\mathbf{h}}_B^T (\mathbf{W} - \gamma_B \mathbf{V}) \Delta \mathbf{h}_B + \hat{\mathbf{h}}_B^T (\mathbf{W} - \gamma_B \mathbf{V}) \hat{\mathbf{h}}_B \leq \sigma^2 \gamma_B \\
\Delta \mathbf{h}_{E,k}^T (\mathbf{W} - \gamma_E \mathbf{V}) \Delta \mathbf{h}_{E,k} + \Delta \mathbf{h}_{E,k}^T (\mathbf{W} - \gamma_E \mathbf{V}) \hat{\mathbf{h}}_{E,k} + \\
\hat{\mathbf{h}}_{E,k}^T (\mathbf{W} - \gamma_E \mathbf{V}) \Delta \mathbf{h}_{E,k} + \hat{\mathbf{h}}_{E,k}^T (\mathbf{W} - \gamma_E \mathbf{V}) \hat{\mathbf{h}}_{E,k} \leq \sigma^2 \gamma_E
\end{cases} \quad (25)$$

由于 Bob 和第 k 个 Eve 在圆形区域中的确切位置是随机的, 因此 \mathbf{h}_B 和 $\mathbf{h}_{E,k}$ 有无穷多个实现可能, 即式(24)有无穷多个约束, 这就导致其求解比较困难。因此, 本节将采用引理 1 将无穷多个约束转化为有限的线性矩阵不等式集合。

引理 1 S 引理^[24]。定义一个函数 $f_i(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^T \mathbf{A}_i \mathbf{x} + 2\text{Re} \{ \mathbf{b}^T \mathbf{x} \} + c_i, \forall i \in \{1, 2\}$, 其中 $c_i \in \mathbb{R}$, $\mathbf{x}, \mathbf{b} \in \mathbb{R}^{N \times 1}$, $\mathbf{A}_i \in \mathbb{R}^{N \times N}$ 。若存在一个向量 $\hat{\mathbf{x}}$ 满足不等式 $f_i(\hat{\mathbf{x}}) < 0$, 则当且仅当存在一个 $\lambda \geq 0$ 时, 表达式 $f_1(\mathbf{x}) \leq 0 \Rightarrow f_2(\mathbf{x}) \leq 0$ 成立, 此时有

$$\lambda \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{b}_1 \\ \mathbf{b}_1^T & c_1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{A}_2 & \mathbf{b}_2 \\ \mathbf{b}_2^T & c_2 \end{bmatrix} \geq \mathbf{0} \quad (26)$$

根据引理 1, 式(24)中针对 Bob 和第 k 个 Eve 的无穷多个约束可以重新表示为

然后, 对式(29)做上界近似, 可以得到

$$\begin{aligned}
& \min_{\mathbf{W}, \mathbf{V}} \text{Tr}(\mathbf{W}) + \text{Tr}(\mathbf{V}) + \\
& \rho [\text{Tr}(\mathbf{W}) - \lambda_{\max}(\mathbf{W}^{(s)}) - \langle \mathbf{w}_{\max}^{(s)} \mathbf{w}_{\max}^{(s)T}, \mathbf{W} - \mathbf{W}^{(s)} \rangle] + \\
& \mu [\text{Tr}(\mathbf{V}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V}^{(s)}) - \langle \mathbf{v}_{\max}^{(s)} \mathbf{v}_{\max}^{(s)T}, \mathbf{V} - \mathbf{V}^{(s)} \rangle] \\
& \text{s.t.} \mathbf{A}_B \geq \mathbf{0}, \mathbf{A}_{E,k} \geq \mathbf{0}, \forall k \in \mathcal{K} \\
& \text{Tr} [\mathbf{e}_i^T (\mathbf{W} + \mathbf{V}) \mathbf{e}_i] \leq I_{\text{DC}}^2, \forall i \in \mathcal{N} \\
& \mathbf{W} \geq \mathbf{0}, \mathbf{V} \geq \mathbf{0} \quad (30)
\end{aligned}$$

式(29)和式(30)均为凸问题, 也可以通过算法 1 进行迭代求解, 但是需要将算法 1 中的式(17)和式(19)分别替换为转化后的凸问题式(29)和式(30)。此外, 针对鲁棒安全波束成形优化算法的收敛性和复杂度与算法 1 类似, 此处不再赘述。

4 数值结果

本节将对所提最优和鲁棒的波束成形策略的性

能优越性进行验证。主要仿真参数如表 1 所示。另外, Bob 和 3 个 Eve 分别位于 (2 m, 0 m, 0 m)、(-2 m, 0 m, 0 m)、(2 m, 1 m, 0 m) 和 (0 m, 2 m, 0 m) 处。在完美 CSI 条件下, Alice 可以获得 Eve 准确的位置。然而, 在不完美 CSI 条件下, Alice 只能获得 Eve 不准确的位置, 所有 Eve 的位置由以 r 为半径的圆形区域来界定。

表 1 主要仿真参数

参数	值
房间大小 $L \times W \times H$	10 m \times 10 m \times 5 m
灯组个数 N /个	4
每个灯组的 LED 个数 N_L /个	25
窃听器数量 K /个	3
PD 的面积 A	1 cm ²
PD 的视场角 θ_{FoV}	60°
LED 的半功率半角 $\Phi_{\frac{1}{2}}$	60°
LED 的辐射功率 $P_{n,i}/W$	2.6
收敛精度 ε	10 ⁻⁷
噪声方差 σ^2	1.47 \times 10 ⁻¹³
数据幅值边界 q	1
PD 的光电转换因子 $R/(A \cdot W^{-1})$	0.54
松弛变量 $\lambda_B, \lambda_{E,k}$	0.5
折射率 z	1.5

图 2 展示了当 $\gamma_E = -10$ dB 时, 不同的最优波束成形策略下的系统总发射功率随 Bob 的 SINR 门限 γ_B 的变化情况。从图 2 中可以看出, 随着 γ_B 的增加, 所有策略对应的发射功率显著提高, 这是因为系统需要更高的发射功率来满足 Bob 不断提高的 SINR 门限。此外, 对于所有策略, 有 AN 辅助时的发射功率比没有 AN 辅助时要低接近 10 dB, 这表明有 AN 辅助的安全波束成形设计可以有效降低系统所需发射功率。同时, 还可以看出, 本文所提最优波束成形策略的发射功率分别比采用 SDR 和高斯随机化方法的策略低接近 8 dB 和 4 dB, 这验证了本文算法的性能优势。

图 3 展示了当 $\gamma_B = 30$ dB 时, 不同的最优波束成形策略下系统总发射功率随 Eve 的 SINR 门限 γ_E 的变化情况。从图 3 中可以看出, 随着 γ_E 的增加, 所有策略对应的系统发射功率显著降低, 这是因为当 γ_B 固定时, γ_E 越大即所需的 AN 干扰越少, 进而导致总发射功率降低。此外, 对于所有策略,

有 AN 辅助时的发射功率比没有 AN 辅助时要低接近 12 dB, 这进一步说明有 AN 友好干扰辅助的安全波束成形设计可以有效地降低系统所需发射功率。同时, 还可以看出, 本文所提最优波束成形策略的发射功率分别比采用 SDR 和高斯随机化方法的策略低接近 7 dB 和 4 dB, 这也验证了本文算法的优越性。

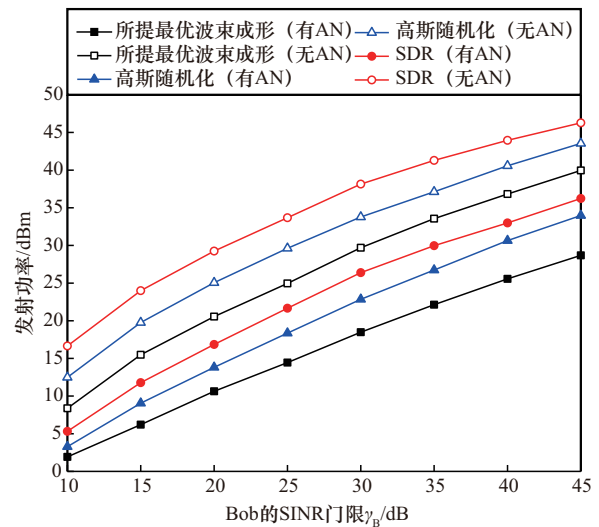


图 2 当 $\gamma_E = -10$ dB 时, 系统总发射功率随 Bob 的 SINR 门限 γ_B 的变化情况

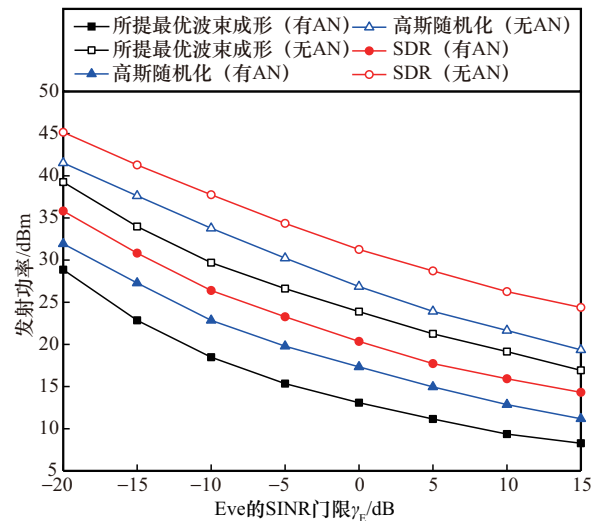


图 3 当 $\gamma_B = 30$ dB 时, 系统总发射功率随 Eve 的 SINR 门限 γ_E 的变化情况

图 4 展示了当 $\gamma_B = 30$ dB、 $\gamma_E = -10$ dB 时, 不同的最优波束成形策略下系统总发射功率随窃听器数量 K 的变化情况。从图 4 中可以看出, 随着 K 的增加, 系统的总发射功率显著提高, 这是因为窃听

者数量的增加会降低系统的安全性能, 此时系统就会通过提高发射功率来满足 Bob 和 Eve 所需的 SINR 门限。同时, 对于所有策略, 有 AN 辅助时的发射功率要明显高于没有 AN 辅助时的发射功率, 并且随着窃听者数量的增加, 有 AN 和无 AN 策略之间的性能差距呈现减小趋势。此外, 所提最优波束成形策略的发射功率分别比采用 SDR 和高斯随机化方法的策略低 7 dB 和 3 dB, 证明了本文算法在多窃听者场景下的性能优势。

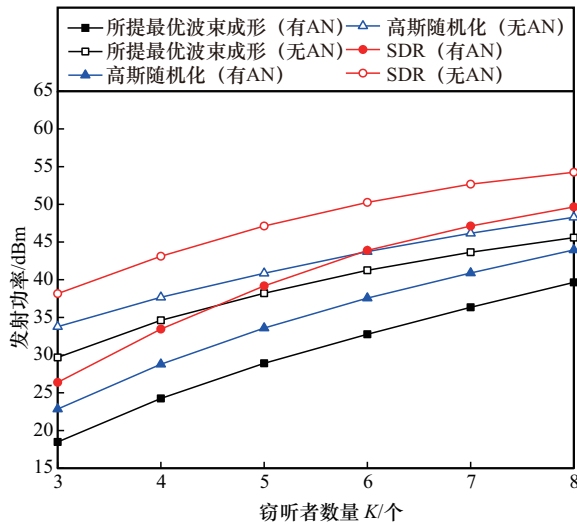


图4 当 \$\gamma_B = 30\$ dB、\$\gamma_E = -10\$ dB 时, 系统总发射功率随窃听者数量 \$K\$ 的变化情况

图5展示了当 \$\gamma_B = 30\$ dB、\$\gamma_E = -10\$ dB 时, 不同的鲁棒波束成形策略下系统总发射功率随 Eve 的圆域半径 \$r\$ 的变化情况。从图5中可以看出, 随着 \$r\$ 的增加, 所有不完美 CSI 条件下的波束成形策略对应的发射功率显著提高。这表明在 CSI 高度不确定性的条件下, 系统的安全性能会急剧恶化。为达到所需的 SINR 门限, 系统需要更高的发射功率。同时, 对于所有鲁棒波束成形策略, 有 AN 辅助时的发射功率比没有 AN 辅助时要低近 11 dB, 这表明在不完美 CSI 条件下, 采用 AN 辅助的鲁棒波束成形设计可有效降低系统发射功率。此外, 所提鲁棒波束成形策略的发射功率分别比采用 SDR 和高斯随机化方法的策略低 8 dB 和 4 dB, 进一步证明了本文算法的鲁棒性和有效性。

图6展示了当 \$r = 0.3\$ m、\$\gamma_B = 30\$ dB、\$\gamma_E = -10\$ dB 时, 不同的鲁棒波束成形策略下 Bob 和最坏情况下 Eve 的 SINR 的累积分布函数 (CDF, cumulative density function) 曲线。

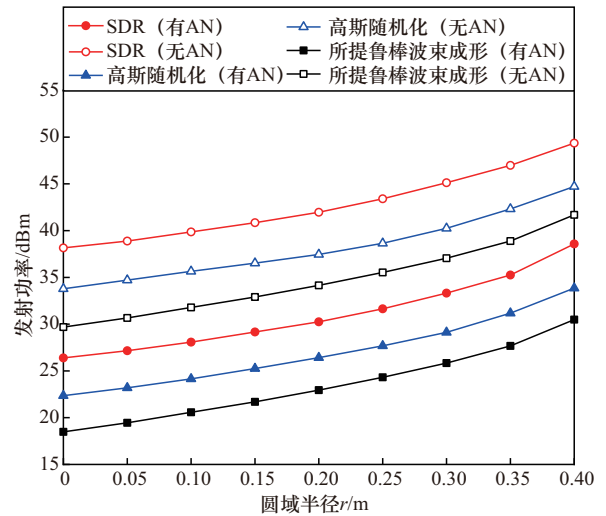
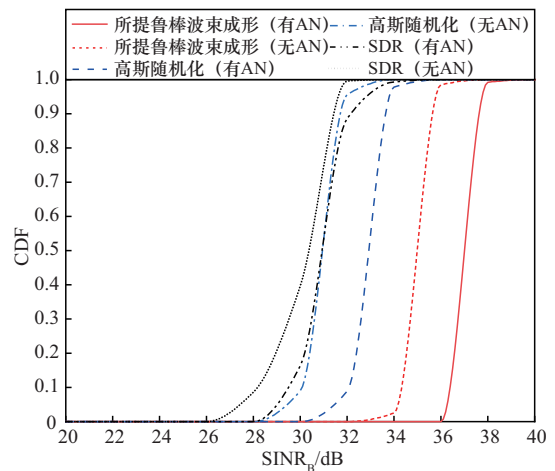
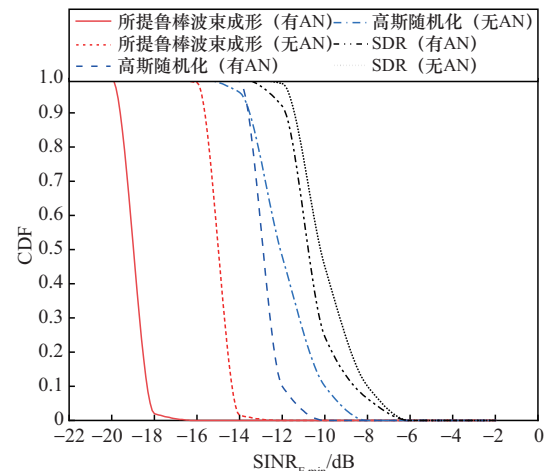


图5 当 \$\gamma_B = 30\$ dB、\$\gamma_E = -10\$ dB 时, 系统总发射功率随圆域半径 \$r\$ 的变化情况



(a) Bob的SINR的CDF曲线



(b) 最坏情况下Eve的SINR的CDF曲线

图6 不同场景下的CDF曲线

从图6(a)可以看出, 所提鲁棒波束成形策略对应的 Bob 的 SINR (SINR_B) 均明显高于 \$\gamma_B\$, 无 AN 辅助

的高斯随机化方法的 SINR_B 大约有 10% 的概率低于 γ_B , 有 AN 辅助和无 AN 辅助的 SDR 方法的 SINR_B 分别有约 15% 和 40% 的概率低于 γ_B 。从图 6(b) 可以看出, 所提鲁棒波束成形策略对应最坏情况下 Eve 的 SINR ($\text{SINR}_{E,\min}$) 均明显低于 γ_E , 无 AN 辅助的高斯随机化方法的 $\text{SINR}_{E,\min}$ 大概有 15% 的概率高于 γ_E , 有 AN 辅助和无 AN 辅助的 SDR 方法的 $\text{SINR}_{E,\min}$ 分别有约 25% 和 50% 的概率高于 γ_E , 这进一步证明了所提鲁棒波束成形策略的优越性。此外, 对于所有策略, 有 AN 辅助时对应的 SINR 均明显高于无 AN 辅助时对应的 SINR, 这表明采用 AN 干扰的波束成形设计可以有效地抑制 Eve 的接收信号质量, 同时最大程度地降低对 Bob 的影响。

图 7 展示了当 $\gamma_E = -10$ dB、 $r = 0.3$ m 时, 所提最优和鲁棒的波束成形策略在考虑或不考虑 NLoS 信道增益的条件下, 系统总发射功率随 Bob 的 SINR 门限 γ_B 的变化情况。从图 7 中可以看出, 所提最优和鲁棒的波束成形策略在考虑 NLoS 信道增益时的发射功率比不考虑 NLoS 信道增益时低接近 2.5 dB, 这是因为考虑 NLoS 信道增益后, 总的信道增益变大, 较小的信号功率和干扰功率就可以满足合法用户的最低 SINR 约束和所有窃听者的最高 SINR 约束。这也表明在 VLC 中考虑 NLoS 信道增益可以更准确地评估系统的功耗性能, 同时也说明 NLoS 信道增益在 VLC 的安全波束成形设计中不能忽略。此外, 所提鲁棒波束成形策略的发射功率显著高于所提最优波束成形策略, 这表明 CSI 不确定性越高, 系统保证相同的 PLS 性能需要消耗更多的功率。

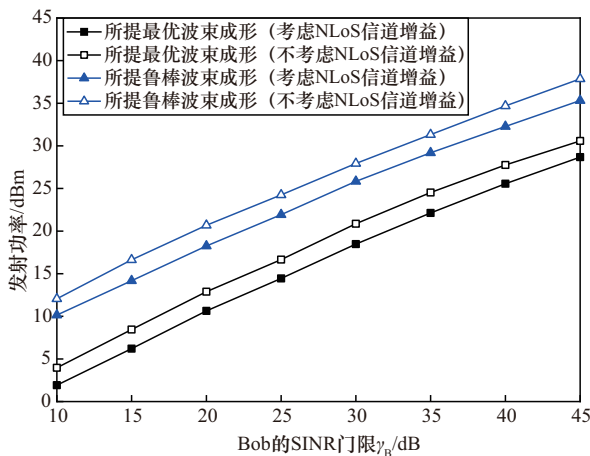


图 7 当 $\gamma_E = -10$ dB、 $r = 0.3$ m 时, 系统总发射功率随 Bob 的 SINR 门限 γ_B 的变化情况

5 结束语

针对考虑 LoS 和 NLoS 信道增益的 MISO VLC 系统, 本文研究了 AN 辅助条件下基于发射功率最小化的安全波束成形问题。首先, 在完美 CSI 条件下, 建立了以最小化系统总发射功率为目标, 合法用户的最低 SINR、窃听者的最高 SINR 和每个灯具的功率为约束的最优安全波束成形问题, 并提出了一种联合优化算法来求解该非凸问题。然后, 考虑更实际的情况, 本文在不完美 CSI 条件下, 设计了鲁棒的安全波束成形策略。最后, 数值结果验证了本文算法相比于传统 SDR 和高斯随机化方法的优越性; 同时, 也表明采用 AN 和考虑 NLoS 信道增益均可以提高系统的安全性能, 从而进一步降低系统的功率消耗。

由于时间限制, 本文算法的有效性只通过计算机仿真予以验证, 并未在硬件实验平台上进行验证。后续将搭建硬件平台, 通过实验验证算法的有效性。

参考文献:

- [1] ARAVINDAN N, SELVENDRAN S, RAJA A S. Advancements in LED-based indoor visible light communication: a two-decade survey[J]. Heliyon, 2025, 11(9): e42866.
- [2] WANG J Y, LIU C, WANG J B, et al. Physical-layer security for indoor visible light communications: secrecy capacity analysis[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(12): 6423-6436.
- [3] WANG J Y, YU P F, FU X T, et al. Secrecy-capacity bounds for visible light communications with signal-dependent noise[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(11): 7227-7242.
- [4] CHO S, CHEN G J, COON J P. Zero-forcing beamforming for active and passive eavesdropper mitigation in visible light communication systems[J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2020, 16: 1495-1505.
- [5] LIANG S, FANG Z Y, SUN G, et al. A physical layer security approach based on optical beamforming for indoor visible light communication[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(10): 2109-2113.
- [6] PHAM T V, PHAM A T, ISHIHARA S. Design of energy-efficient artificial noise for physical layer security in visible light communications[J]. IEEE Transactions on Green Communications and Networking, 2024, 8(2): 741-755.
- [7] WANG J Y, QIU Y, LIN S H, et al. On the secrecy performance of random VLC networks with imperfect CSI and protected zone[J]. IEEE Systems Journal, 2020, 14(3): 4176-4187.
- [8] VASUDEVAN I, MALATHI P, SIDDIK S, et al. Text transmission through Li-Fi in WSN using smart based secure morse code algorithm[C]// Proceedings of the 2025 International Conference on Multi-Agent Systems for Collaborative Intelligence (ICMSCI). Piscataway: IEEE Press, 2025: 340-345.
- [9] WANG F S, LU M, LI X W, et al. Enhancing secrecy of indoor optical RIS aided SSK VLC downlink[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2025, 24(4): 2783-2796.
- [10] MA S, DONG Z L, LI H, et al. Optimal and robust secure beamformer for indoor MISO visible light communication[J]. Journal of Lightwave Technology, 2016, 34(21): 4988-4998.
- [11] ARFAOUI M A, ZAID H, REZKI Z, et al. Artificial noise-based beamforming for the MISO VLC wiretap channel[J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(4): 2866-2879.
- [12] MA S, YANG R X, LI B, et al. Optimal power allocation for integrated visible light positioning and communication system with a single LED-lamp[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(10): 6734-6747.

- [13] KESKIN M F, SEZER A D, GEZICI S. Optimal and robust power allocation for visible light positioning systems under illumination constraints[J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(1): 527-542.
- [14] PHAM T V, PHAM A T. Energy efficient artificial noise-aided precoding designs for secured visible light communication systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(1): 653-666.
- [15] MA S, HE Y, LI H, et al. Optimal power allocation for mobile users in non-orthogonal multiple access visible light communication networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(3): 2233-2244.
- [16] DU C, ZHANG F, MA S, et al. Secure transmission for downlink NOMA visible light communication networks[J]. IEEE Access, 2019, 7: 65332-65341.
- [17] LIU X D, CHEN Z Z, WANG Y H, et al. Robust artificial noise-aided beamforming for a secure MISO-NOMA visible light communication system[J]. China Communications, 2020, 17(11): 42-53.
- [18] CANG Y H, CHEN M, ZHAO J W, et al. Optimal resource management for NOMA-based visible light communication systems with shot noise[J]. IEEE Transactions on Green Communications and Networking, 2022, 6(4): 2015-2031.
- [19] FANG F R, ZHANG L, WU Z Q, et al. Energy consumption minimization for multi-carrier NOMA visible light communication downlinks[C]// Proceedings of the 2021 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC). Piscataway: IEEE Press, 2021: 876-880.
- [20] WANG J Y, YU Y C, LU D S, et al. Secure beamforming for MISO visible light communications with ISI and NLoS components[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2024, 13(3): 908-912.
- [21] ALBAYRAK C, CETINKAYA S, TURK K, et al. Physical layer security for visible light communication in reflected indoor environments with inter-symbol interference[J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2023, 18: 2709-2722.
- [22] YANG F, WANG J J, DONG Y H. Physical-layer security for indoor VLC wiretap systems under multipath reflections[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(12): 11179-11192.
- [23] LEE K, PARK H, BARRY J R. Indoor channel characteristics for visible light communications[J]. IEEE Communications Letters, 2011, 15(2): 217-219.
- [24] BOYD S, VANDENBERGHE L. Convex optimization[M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2004.

[作者简介]



王金元 (1986-), 男, 山东聊城人, 博士, 南京邮电大学副教授, 主要研究方向为可见光通信等。



于印长 (2000-), 男, 山东德州人, 南京邮电大学硕士生, 主要研究方向为可见光通信。



林生红 (1988-), 女, 江苏东台人, 博士, 南京信息职业技术学院讲师, 主要研究方向为无线通信。



严新润 (2001-), 男, 云南曲靖人, 南京邮电大学硕士生, 主要研究方向为可见光通信。



李圆圆 (2002-), 女, 江苏南京人, 南京邮电大学硕士生, 主要研究方向为可见光通信。



李峥 (2002-), 男, 湖北孝感人, 南京邮电大学硕士生, 主要研究方向为可见光通信。



刘笑宇 (1996-), 男, 江苏淮安人, 博士, 南京邮电大学特聘副教授, 新加坡科技设计大学访问学者, 主要研究方向为空地一体化信息网络等。



林敏 (1972-), 男, 浙江台州人, 博士, 南京邮电大学教授, 主要研究方向为无线通信系统等。