



相关噪声信道下室内可见光通信预编码优化

张琦佳¹, 余梅绮¹, 孙先范¹, 杨 雪², 魏宜大³, 冯人海³

(1. 国网天津市电力公司信息通信公司, 天津 300010; 2. 南京南瑞信息通信科技有限公司, 南京 211100;
3. 天津大学电气自动化与信息工程学院, 天津 300192)

摘 要: 随着射频通信技术在室内用户场景中的广泛应用, 如何高效、快速、大规模地传输信息成为重要课题。可见光通信(VLC)多输入多输出(MIMO)系统因频谱资源丰富、具有无电磁辐射的特性, 成为解决这一问题的有效途径。然而, 由于信号相关噪声(SDN)的存在, 传统预编码方法难以有效抑制用户间干扰并提升系统容量。为此, 本文提出了一种分步联合优化方案, 以期在存在信号相关噪声的室内可见光通信场景中提升通信系统吞吐量。首先, 利用凹凸过程(CCP)对预编码矩阵进行凸化处理并求解; 其次, 引入高信噪比近似(HSNRA)对目标函数进行等效变换; 最后, 基于逐次凸逼近(SCA)方法实现功率分配优化。实验结果表明, 与单独使用 CCP 方法的预编码以及单独使用 HSNRA 方法的线性预编码相比, 本文方法在 15~40 dB 信噪比(SNR)条件下可提升 10%~40%的系统容量。本文方法为低成本提高室内可见光通信的吞吐量提供了一种新的技术手段, 有助于 VLC 在室内部署的进一步推进。

关键词: 可见光通信; 信号相关噪声; 预编码; 功率分配; 最大化系统容量

中图分类号: TN929.1

文献标志码: A

文章编号: 1672-6510(2026)04-0063-08

Optimization of Precoding for Indoor Visible Light Communication in Dependent Noise Channels

ZHANG Qijia¹, SHE Meiqi¹, SUN Xianfan¹, YANG Xue², WEI Yida³, FENG Renhai³

(1. State Grid Tianjin Electric Power Company Information and Communication Company, Tianjin 300010, China;
2. Nanjing Nanrui Information and Communication Technology Co., Ltd., Nanjing 211100, China;
3. School of Electrical and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300192, China)

Abstract: With the widespread application of radio-frequency communication technology in indoor user scenarios, achieving efficient, high-speed, and large-scale information transmission has become an important research topic. Visible light communication (VLC) multi-input multi-output (MIMO) systems offer an effective solution due to their abundant spectrum resources and absence of electromagnetic radiation. However, due to the presence of signal-dependent noise (SDN), traditional precoding methods struggle to effectively suppress inter-user interference and enhance system capacity. To address this issue, this article proposes a stepwise joint optimization scheme to enhance the throughput of communication systems in indoor VLC scenarios with SDN. First, the concave-convex procedure (CCP) is employed to convexify and solve the precoding matrix; second, a high signal-to-noise ratio approximation (HSNRA) is introduced to equivalently transform the objective function; finally, power allocation optimization is achieved based on the successive convex approximation (SCA) method. Experimental results demonstrate that compared to precoding using the CCP method alone or linear precoding using the HSNRA method alone, the proposed scheme can increase system capacity by approximately 10%–40% under signal-to-noise ratio (SNR) conditions ranging from 15 to 40 dB. Therefore, the method proposed in this article provides a new technical approach for improving indoor VLC communication throughput at low cost, contributing to the further advancement of VLC deployment indoors.

收稿日期: 2026-03-09; 修回日期: 2026-04-08

基金项目: 新疆维吾尔自治区自然科学基金项目(2025D01A59)

作者简介: 张琦佳(1992—), 男, 天津人, 工程师; 通信作者: 魏宜大, yidawei@tju.edu.cn

Key words: visible light communication; signal-dependent noise; precoding; power allocation; system capacity maximization

引文格式:

张琦佳,余梅琦,孙先范,等. 相关噪声信道下室内可见光通信预编码优化[J]. 天津科技大学学报, 2026, 41 (4): 63-70.
Zhang Qijia, She Meiqi, Sun Xianfan, et al. Optimization of precoding for indoor visible light communication in dependent noise channels[J]. Journal of Tianjin University of Science and Technology, 2026, 41 (4): 63-70.

随着高清视频传输、虚拟现实与物联网等业务的快速发展,室内无线数据流量呈持续增长趋势,传统射频通信频谱资源日益紧张,容量提升面临严峻挑战。利用可见光频段进行信息传输成为缓解频谱压力的重要技术路径。可见光通信(visible light communication, VLC)具有频谱资源丰富、电磁安全性高、易与照明系统融合等优势,尤其适用于高密度室内场景。此外,多输入多输出(multi-input multi-output, MIMO)调度技术能够充分优化空间资源分配,从而显著提升系统容量,使室内 MIMO-VLC 成为当前无线接入研究的重要方向^[1]。然而,在多用户室内环境中,用户间干扰问题严重制约系统容量提升,成为限制 MIMO-VLC 性能的主要瓶颈^[2]。

为抑制多用户干扰(multi-user interference, MUI),现有研究将预编码应用于干扰抑制^[3-4],证明了预编码对于干扰抑制的有效性。在室内多用户可见光通信系统中,预编码技术通常分为线性预编码和非线性预编码两大类。线性预编码结构相对简单、实现代价和计算复杂度较低,适合对实时性和硬件成本要求较高的实际系统,但其性能容易受信道矩阵条件数和用户间信道相关性的影响^[5]。

在众多线性预编码中,迫零(zero-forcing, ZF)线性预编码因其结构简洁、计算复杂度低以及可显式抑制 MUI 而成为最常用的线性预编码方案^[6]。然而,已有改进工作多聚焦于硬件或空间域特性调整,如 Morales-Céspedes 等^[7]利用具有可变接收方向角的光探测器并提出半正交方向选择算法,使信道几何结构趋近正交,以间接提升 ZF 性能,但该方法严重依赖额外硬件调控。相比之下,非线性预编码在干扰抑制能力和系统容量上具有更大的潜力,能够在理论上接近最优传输性能,但算法复杂度和实现开销往往显著增加,在功率受限、硬件资源有限的室内可见光通信系统中进行大规模部署仍存在困难。洪阳等^[8]基于块对角化(block diagonalization, BD)思想实现干扰抑制,但其计算量大,难以满足实时性需求。上述工作从工程与算法层面肯定了预编码的有效性,但并未结

合可见光通信特有的噪声特性构建系统的容量优化模型,且不适用于室内大规模可见光通信场景。

室内可见光通信信道建模是进行通信系统理论分析与优化设计的基础。现有研究多基于加性高斯白噪声模型进行预编码设计。然而,在实际光电转换过程中普遍存在信号相关噪声(signal-dependent noise, SDN)^[9]机制,其噪声功率随入射光强变化。在 SDN 条件下,容量表达式呈现更复杂的非线性耦合形式,传统预编码方法难以直接适用。Moser^[10]针对输入相关高斯噪声信道构建了严格的数学模型,并在此基础上系统分析了信道容量,揭示了噪声方差与输入信号耦合对容量的影响。然而,该工作主要侧重于单用户信息论容量分析,并未面向多用户可见光通信系统中的预编码设计与资源优化问题展开研究。Cang 等^[11]在多用户场景下将输入相关散粒噪声与输入无关高斯噪声统一纳入系统模型,开展了功率分配与波束成形的联合优化研究,体现了信号相关噪声对系统性能的影响。然而,其工作主要针对特定场景与模型设定展开,针对更为一般的信号相关噪声条件,预编码与功率分配深度耦合所带来的非凸优化问题,仍有进一步研究空间。

针对现有预编码研究大多未充分考虑可见光通信特有的信号相关噪声特性,且已有考虑该噪声的工作在预编码与功率分配联合优化方面仍有待深入研究的问题,本文提出一种最大化系统容量^[12-13]的线性预编码策略,将容量提升目标与功率分配问题^[14]相结合,并利用可见光通信的高信噪比特性简化优化求解,以期在保持线性预编码的低复杂度与易实现性的基础上,实现系统容量与抗干扰鲁棒性的协同提升,弥补现有工作中的不足。

1 系统模型

1.1 信道模型

为进行预编码研究,首先需建立室内 MIMO-VLC 系统模型。由于一般情况下室内面积较大,为了

满足室内环境的照明水平,通常不会仅设置一个发光二极管(light emitting diode, LED)光源为整个房间提供照明,因此假定场景中配备多个 LED 光源^[15]。考虑场景中存在 N_t 个 LED 发射器和 N_r 个 LED 接收器,接收机处采用光电二极管(photodiode, PD)用于接收通信光信号。假设在系统的接收端,每个用户仅配备一个 PD,且使用 M 阶脉冲幅度调制以充分利用带宽。设传输信号为 $\mathbf{a}$, $\mathbf{a}=[a_1, a_2, a_3, \dots, a_k]$, a_k 为第 k 个用户要传输的数据且设定 a_k 取值范围为 $[-1, 1]$, 平均值为 0, 正负对称。定义所研究的预编码矩阵为 $\mathbf{W}=[w_1, w_2, w_3, \dots, w_k]^T$, w_k 为用于第 k 个用户数据处理的预编码。编码信号表示为

$$\mathbf{s} = \mathbf{a}\mathbf{W} = \sum_{k=1}^{N_t} a_k w_k \quad (1)$$

由于可见光通信需采用强度调制-直接检测的方式传输非负信号,为确保编码信号 s 是非负实数,需要添加直流偏置电流。添加的直流偏置电流设置为 $\mathbf{d}=[d_1, d_2, d_3, \dots, d_n]$, d_n 为要添加的第 n 个直流偏置变量。传输信号 u_n 可表示为

$$u_n = a_k w_k + d_n \quad (2)$$

在可见光通信系统中,信号的传播路径可分为视距链路(line-of-sight, LoS)和非视距链路(non-line-of-sight, NLoS)。LoS 表示在接收端和发射端之间没有障碍,允许直接信号传输,是可见光通信过程中的主要信息传播信道。而 NLoS 则相反,接收端和发射端之间不存在直接通信的信道,信号需要经过两次或多次反射才能到达接收端。研究^[16]表明,通过 LoS 链路接收到的平均功率比 NLoS 链路接收到的平均功率高约 20 dB, LoS 链路对可见光通信的接收信号强度起决定性作用,因此本文仅考虑 LoS 链路。

LED 通常被认为是朗伯光源,其辐射模式符合朗伯余弦定律^[7]。设定在 LoS 链路中,从第 n 个 LED 阵列到第 k 个用户的直接视线信道增益为

$$h_{kn} = \begin{cases} \sum_{j=0}^Q \frac{A_r}{d_{knf}^2} L(\phi_{knf}) g(\theta_{knf}) \cos(\theta_{knf}) & 0 \leq \theta_{knf} \leq \Psi_c \\ 0 & \theta_{knf} > \Psi_c \end{cases} \quad (3)$$

式中: Q 为 LED 阵列中的 LED 数量, A_r 是接收端 PD 有效接收区域的面积, d_{knf} 为第 i 个 LED 和第 k 个用户之间的距离, ϕ_{knf} 为发射角, θ_{knf} 为接收端的入射角, $L(\phi_{knf})$ 为 LED 端的辐射照度, Ψ_c 是用户接收端 PD 的视场角(field of view-angle, FoV)截止角。 $g(\theta_{knf})$ 是 PD 光学集中器在接收端的增益,其表达

式为

$$g(\theta_{knf}) = \begin{cases} \frac{\kappa^2}{\sin^2 \Psi_c} & 0 \leq \theta_{knf} \leq \Psi_c \\ 0 & \theta_{knf} > \Psi_c \end{cases} \quad (4)$$

式中: κ 是折射率。

在接收端,考虑直视路径的信道增益和光学集中器的增益,其表达式为

$$\mathbf{u}_r = g\mathbf{h}(\mathbf{a}\mathbf{W} + \mathbf{d} + \mathbf{n}(u)) \quad (5)$$

式中: $\mathbf{n}(u)$ 是信道中信号传输引入的噪声,由于噪声随信号强度变化, $\mathbf{n}$ 应遵循泊松分布。

预期接收信号可表示为

$$y_k = h_k w_k p_k u_k \quad (6)$$

式中: p_k 是分配给第 k 个用户的功率。

1.2 信道容量模型

信道建模后需推导室内可见光通信系统容量的表达式,以便衡量预编码对系统容量的提升幅度。由于可见光通信信号的非负性,所以可见光通信系统的信道容量无法直接使用香农公式表示,需要另行推导。定义 $H(X_k) = \ln(2|h_k w_k p_k|)$, 则依据传统香农公式,可见光通信系统信道容量下限可表示为

$$C_k \geq \frac{1}{2} \ln \left(1 + \frac{4|h_k w_k p_k|^2}{e^{2H(Z_k)}} \right) \quad (7)$$

利用差分熵形式等同高斯随机变量方差形式的原理^[17],可将式(7)右侧分式的分母改写为

$$\sigma_{ik}^2 = \sum_{i=1, i \neq k}^K [(h_k w_i p_i)^2 \sigma_{d_i}^2] + \sqrt{\sum_{i=1}^K [(h_k w_i p_i)^2 \sigma_{d_i}^2]} \zeta^2 \sigma^2 + \sigma^2 \quad (8)$$

式中: $\sigma_{d_i}^2$ 是传输信号 d_i 的方差,设定 $\sigma_{d_i}^2 = 1/3$

存在 $H(Z_k) \leq \frac{1}{2} \ln(2\pi e \sigma^2)$, 则信道容量下限可写为

$$C_k \geq \frac{1}{2} \ln \left(1 + \frac{2|h_k w_k p_k|^2}{\pi e \sigma_{ik}^2} \right) \quad (9)$$

系统容量通常也可视为系统的有效传输速率。将式(8)代入式(9),可得系统容量的表达函数

$$R_k = \frac{1}{2} \ln \left\{ 1 + \frac{2(h_k w_k^0)^2 e^{2\hat{p}_k}}{\pi e \left(\sum_{i \neq k}^K [(h_k w_i^0)^2 e^{2\hat{p}_i}] \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{3} \sqrt{\left(\sum_{i=1}^K h_k w_i^0 \hat{p}_i \right)^2} \zeta^2 \sigma^2 + \sigma^2 \right)} \right\} \quad (10)$$

式(10)表示系统中单个用户的可达通信速率。ZF 约束下多用户链路在等效上可以视为相互独立的并行子信道,因此设定优化目标为最大化每个用户可

达速率下限的总和,即 $\max_{W, P} \sum_{k=1}^K R_k$ 。

在功率分配方面,可见光通信系统中的发射端所能提供的总发射功率是有限的,因此引入总功率约束

$$\sum_{k=1}^K \hat{p}_k \leq P_{\text{total}} \quad (11)$$

由于单个 LED 的发射功率受到照明要求和器件本身要求,所以设定最大最小功率约束

$$P_{\min} \leq \hat{p}_k \leq P_{\max}, \forall k \quad (12)$$

此外,为有效抑制多用户间的干扰,本文在优化模型中引入预编码设计中最常用的 ZF 约束^[18],以确保不同用户信号间的互不干扰性,从而提升整体系统性能。

在引入 ZF 约束后,由式(10)一式(12)表示的优化问题可综合为

$$S = \max \sum_{k=1}^K R_k \quad (13)$$

$$\text{s.t. } R_k \leq \frac{1}{2} \ln \left\{ 1 + \frac{2(h_k w_k^o)^2 e^{2\hat{p}_k}}{\pi e \left(\sum_{i \neq k}^K [(h_k w_i^o)^2 e^{2\hat{p}_i}] \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{3} \sqrt{\left(\sum_{i=1}^K h_k w_i^o \hat{p}_i \right)^2 \zeta^2 \sigma^2 + \sigma^2} \right)} \right\} \quad (14)$$

$$\sum_{k=1}^K e^{\hat{p}_k} \leq P_{\text{total}} \quad (15)$$

$$\ln(P_{\min}) \leq e^{\hat{p}_k} \leq \ln(P_{\max}), \forall k \quad (16)$$

由于式(13)一式(16)所描述的目标函数具有非凸性,难以在有限时间内直接获得可行解,因此需要借助进一步的凸化处理或凸优化方法实现求解。

为抑制多用户间干扰,本文在建模过程中引入 ZF 约束。该约束对预编码矩阵进行设计,使各用户接收信号中的多用户干扰项被强制消除,从而实现用户间信号的相互正交。在此基础上,以最大化系统容量为目标的优化问题可简写为

$$S = \max \sum_{k=1}^K R_k \quad (17)$$

$$\text{s.t. } \sum_{i=1}^{N_t} p_i \leq P \quad (18)$$

$$P_{\min} \leq p_i \leq P_{\max} \quad (19)$$

$$\mathbf{H}_{\text{ZF}} = \begin{pmatrix} \mu_1 & 0 & 0 \\ 0 & \mu_2 & 0 \\ 0 & 0 & \mu_3 \end{pmatrix} \quad (20)$$

式中: P 为目标总功率要求, $P_{\min}$ 和 $P_{\max}$ 分别为最小和最大功率约束, $\mathbf{H}_{\text{ZF}}$ 为约束条件中的传统 ZF 约束。

式(17)一式(20)所示的优化问题属于典型的多变量耦合非凸结构,其中预编码矩阵与功率分配变量相互依赖,难以在有限时间内直接求取全局最优解。根据块坐标下降法(block coordinate descent, BCD)及交替优化(alternating optimization, AO)理论^[19],此类问题可沿变量维度进行分解,并对各子问题进行逐次优化,最终收敛至稳定点并获得可行解。在每次迭代均能保证目标函数单调下降或达到局部凸化条件时,相关理论已证明 AO/BCD 算法可收敛至局部最优或稳定点。因此,本文采用联合优化策略将原问题分解为预编码设计与功率分配两个子问题,对各个子问题进行等效凸化求解^[20],使整体优化过程具有数学意义上的收敛性保障,并将不可直接求解的非凸目标函数转化为可计算形式。

2 问题优化

2.1 预编码问题

凹凸过程(concave-convex procedure, CCP)是一种全局收敛的优化方法,它能将一个凸函数与一个凹函数之差转化为可求解的凸形式。本文研究的目标函数符合此方法要求,可通过 CCP 将式(17)一式(20)中的目标函数转化为可求解的凸形式。

$$S = \sum_{k=1}^K \frac{1}{2} \ln \left(\frac{\pi e \left(\frac{\sqrt{3}}{3} p_k^o \mu_k \zeta^2 \sigma^2 \right) + 2\mu_k^2 (p_k^o)^2}{\pi e \left(\frac{\sqrt{3}}{3} p_k^o \mu_k \zeta^2 \sigma^2 + \sigma^2 \right)} \right) \quad (21)$$

利用对数的性质,将式(21)转换为减法形式

$$S = \frac{1}{2} \ln \left(\pi e \frac{\sqrt{3}}{3} p_k^o \mu_k \zeta^2 \sigma^2 + 2\mu_k^2 (p_k^o)^2 \right) - \frac{1}{2} \ln \left(\pi e \frac{\sqrt{3}}{3} p_k^o \mu_k \zeta^2 \sigma^2 + \sigma^2 \right) \quad (22)$$

对式(22)右侧的第二项进行一阶泰勒展开

$$S = \frac{1}{2} \ln \left(\pi e \left(\frac{\sqrt{3}}{3} p_k^o \mu_k \zeta^2 \sigma^2 \right) + 2\mu_k^2 (p_k^o)^2 \right) - \frac{1}{2} \ln \left(\pi e \left(\frac{\sqrt{3}}{3} p_k^o \mu_k^{(t-1)} \zeta^2 \sigma^2 \right) \right) -$$

$$\frac{\frac{\sqrt{3}}{3} \pi e p_k^0 \zeta^2 \sigma^2}{2 \pi e \left(\frac{\sqrt{3}}{3} p_k^0 \mu_k^{(t-1)} \zeta^2 \sigma^2 + \sigma^2 \right)} (\mu_k^{(t)} - \mu_k^{(t-1)}) \quad (23)$$

经 CCP 处理后的问题已转化为关于预编码矩阵 $\mathbf{W}$ 的凸形式, 可使用 MATLAB 中的 CVX 工具箱求解。

式 (23) 中的函数形式仍然较为复杂, 可以对其进行进一步简化。考虑到可见光通信具有高信噪比特性^[13], 在 5 dBW 发射功率、用户密集场景下, 可实现 14 bps/Hz 以上的系统容量^[21], 进一步使用高信噪比近似 (high signal-to-noise ratio approximation, HSNRA) 方法简化这个凸优化问题。因此, 原始目标函数 (21) 可简化为

$$S = \max \left(\sum_{k=1}^K \frac{1}{2} \ln \left(\frac{2 \mu_k^2 (p_k^0)^2}{\pi e \left(\frac{\sqrt{3}}{3} p_k^0 \mu_k \zeta^2 \sigma^2 + \sigma^2 \right)} \right) \right) \quad (24)$$

利用对数的性质, 将式 (24) 展开为减法形式

$$S = \max \left(\sum_{k=1}^K \left[\frac{1}{2} \ln (2 \mu_k^2 (p_k^0)^2) - \frac{1}{2} \ln \left(\pi e \left(\frac{\sqrt{3}}{3} p_k^0 \mu_k \zeta^2 \sigma^2 + \sigma^2 \right) \right) \right] \right) \quad (25)$$

将式 (25) 右侧的第二项扩展为一阶泰勒形式

$$S = \max \sum_{k=1}^K \left[\frac{1}{2} \ln (2 \mu_k^2 (p_k^0)^2) - \frac{1}{2} \ln \left(\pi e \left(\frac{\sqrt{3}}{3} p_k^0 \mu_k^{(t-1)} \zeta^2 \sigma^2 + \sigma^2 \right) \right) - \frac{\frac{\sqrt{3}}{3} p_k^0 \zeta^2 \sigma^2}{2 \left(\frac{\sqrt{3}}{3} p_k^0 \mu_k^{(t-1)} \zeta^2 \sigma^2 + \sigma^2 \right)} (\mu_k^{(t)} - \mu_k^{(t-1)}) \right] \quad (26)$$

此时的约束条件可设置为

$$\|\mathbf{W}\|_{\infty} \leq 1 \quad (27)$$

$$H\mathbf{W} = \text{diag}(\mu_1^{(t)}, \mu_2^{(t)}, \dots, \mu_K^{(t)}) \quad (28)$$

2.2 功率分配问题

若将目标函数视为以功率分配为变量的优化问题, 其形式本质上仍属于非凸问题。逐次凸逼近 (successive convex approximation, SCA) 是一种通过迭代实现非凸原始问题凸近似的方法。基于此, 本文采用 SCA 方法对功率分配子问题进行求解, 其具体推导过程如下所述。

引入辅助变量, $\hat{\mathbf{p}} = [\hat{p}_1, \hat{p}_2, \dots, \hat{p}_K] = [\ln p_1, \dots,$

$\ln p_K]$, 转换式 (13) — 式 (16) 所示的目标函数, 结果为

$$S = \max \sum_{k=1}^K R_k \quad (29)$$

$$\text{s.t. } R_k \leq \frac{1}{2} \ln \left(1 + \frac{2 (h_k w_k^0)^2 e^{2 \hat{p}_k}}{\pi e \left(\sum_{i \neq k}^K [(h_k w_i^0)^2 e^{2 \hat{p}_i}] \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{3} \sqrt{\left(\sum_{i=1}^K h_k w_i^0 \hat{p}_i \right)^2} \zeta^2 \sigma^2 + \sigma^2 \right)} \right) \quad (30)$$

$$\sum_{k=1}^K e^{\hat{p}_k} \leq P_{\text{total}} \quad (31)$$

$$\ln P_{\min} \leq e^{\hat{p}_k} \leq \ln P_{\max}, \forall k \quad (32)$$

SCA 的原理是已知 $f_{\ln} x = \frac{1}{2} \ln(1+x)$, 其下限 $f_{-\ln}(x)$ 可表示为^[14]

$$f_{-\ln}(x) = \varsigma \ln(x) + \gamma \quad (33)$$

在式 (33) 中, $\varsigma = \frac{x_0}{2(x_0+1)}$, $\gamma = \frac{1}{2} \ln(1+x_0) -$

$\frac{x_0}{2(x_0+1)} \ln(x_0)$, x_0 表示为

$$x_0 = \frac{2 (h_k w_k^0)^2 e^{2 \hat{p}_k}}{\pi e \left(\sum_{i \neq k}^K [(h_k w_i^0)^2 e^{2 \hat{p}_i}] \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{3} \sqrt{\left(\sum_{i=1}^K h_k w_i^0 \hat{p}_i \right)^2} \zeta^2 \sigma^2 \right)} \quad (34)$$

根据 SCA 基本原理, 式 (29) — 式 (32) 所示目标函数可变化为

$$S = \max \sum_{k=1}^K R_k \quad (35)$$

$$\text{s.t. } R_k \leq \gamma_k + \varsigma_k \ln(x_0) \quad (36)$$

$$\sum_{k=1}^K e^{\hat{p}_k} \leq P_{\text{total}} \quad (37)$$

$$\ln(P_{\min}) \leq e^{\hat{p}_k} \leq \ln(P_{\max}), \forall k \quad (38)$$

至此, 已将目标函数成功转化为关于功率分配优化变量的凸函数形式, 可通过 MATLAB CVX 工具箱进行进一步求解。

2.3 复杂度分析

预编码子问题与功率分配子问题均属于非凸优化问题, 难以在同一框架下同时求解并获得全局最优解。基于此, 本文将采用联合优化策略对整体问题进行分解与迭代求解。

首先, 在固定功率分配变量的条件下求解预编码

问题以获得其局部最优解;随后,固定该预编码矩阵,转而求解功率分配问题的局部最优解。通过在两类变量之间交替更新并迭代重复上述过程,最终可使结果逐步收敛至稳定解。根据前述建模,预编码子问题涉及待优化参数约为 $NK + 4K$ 个,因此采用内点法求解时,其最坏情况下的计算复杂度可表示为 $O[(NK + 4K)^{3.5} \ln(1/\varepsilon_1)]$ 至 $O[(NK)^{3.5} \ln(1/\varepsilon_1)]$, ε_1 为预编码子问题的收敛精度阈值;功率分配子问题涉及约 $2K$ 个优化变量,利用 SCA 求解时,其最坏复杂度约为 $O[(2K)^{3.5} \ln(1/\varepsilon_2)]$, ε_2 为功率分配子问题的收敛精度阈值。因此,总体复杂度可表示为 $O[(NK)^{3.5} \ln(1/\varepsilon_1)] + O[(2K)^{3.5} \ln(1/\varepsilon_2)]$, 其中 L 为达到收敛所需的迭代次数。

与本文方法相比,传统 ZF 预编码^[6]仅需对信道矩阵 $\mathbf{H} \in \mathbb{R}^{K \times N}$ 进行一次伪逆计算,其复杂度约为 $O(N^3 + KN^2)$, 且不涉及交替求解与联合优化过程。虽然本文算法在结构上引入了一定的额外计算量,但需要指出:(1)在室内可见光通信场景中 LED 数量和 PD 数量受物理尺寸与成本约束通常不会过大,因此算法规模有限;(2)所提出的迭代优化方法具有良好的收敛特性,在合理的迭代次数内即可达到稳定解,因此整体计算复杂度处于可控范围;(3)综合复杂度与系统性能提升需求,联合优化方法在实际工程应用中具有较好的平衡性。因此,本文所提出方法计算复杂度在室内可见光通信系统中是可接受的。

3 仿真分析

为验证所提联合优化方案在室内 MIMO-VLC 场景中带来的系统性能提升,设置仿真实验。设置房间长宽均为 5 m, 高为 3 m, 该尺寸参考了典型室内办公或居住环境;以房间左下角为坐标原点,两侧墙壁与地面的相交线为 x 轴和 y 轴,建立平面笛卡尔坐标系。假设 LED 阵列放置在屋顶上,LED 阵列中的 LED 数量设置为 9, 该设置对应常见的 3×3 均匀阵列结构,可在覆盖范围与系统复杂度之间取得平衡。设置 LED 与地面之间的距离为 3 m, PD 高度为 0.85 m, 每个 LED 的最小光功率设置为 4 W, 最大光功率设置为 12 W, 该范围参考实际 LED 照明器件的工作功率区间,在满足照明需求的同时保证通信性能。LED 的半功率角设置为 60° , 为常见朗伯光源参数,可提供较均匀的照明与覆盖。设置接收端的 PD 数量为 3, 用于构建 MIMO 接收结构,同时控制系统

硬件复杂度。视场角设置为 50° , 以在接收信号强度与抗干扰能力之间取得平衡。设置滤波器的增益为 1, 集中器的折射率设置为 1.5, 接收器的取向轴为 $(0, 0, 1)$, 均参考典型可见光通信系统参数设置。传输信号调制方式使用二电平脉冲幅度调制 (2-level pulse amplitude modulation, 2PAM)。所有对比算法均在上述统一仿真环境与参数条件下实现,以保证结果的公平性与可比性。

为评估所提出算法的性能,本文在两种所提优化算法的基础上,选取 3 种典型算法作为基准方案进行对比,仿真中共比较 5 种预编码方案。5 种方案分别为:(1)基于 CCP 预编码并结合 SCA 进行功率分配;(2)使用 HSNRA 预编码并结合 SCA 进行功率分配;(3)采用 ZF 预编码并结合 SCA 进行功率分配^[15];(4)基于高信噪比近似并采用等功率分配;(5)使用 CCP 方法并结合等功率分配^[18]。通过上述算法的比较,可以更加清晰地分析不同优化策略在系统容量提升方面的性能差异。

5 种方案下系统容量随信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR) 的变化如图 1 所示。

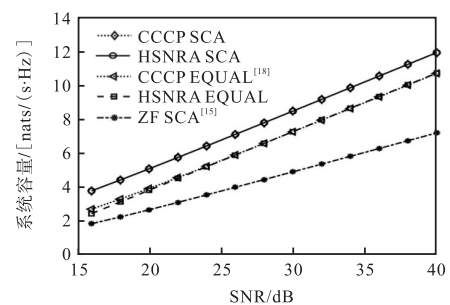


图 1 5 种方案下系统容量随信噪比的变化

Fig. 1 System capacity variation with SNR in five scenarios

在相同的 SNR 下,使用 CCP 方法和 SCA 功率分配的系统容量最高,其次是使用高信噪比近似的方法,尤其是在高信噪比 ($\text{SNR} \geq 25 \text{ dB}$)、中等规模用户场景下,所提出的这两种方案优势明显。与方案 (3) 相比,CCP 方法提高了系统性能;与使用 CCP 及等功率分配的方案相比,所提出的 CCP 和 SCA 功率分配联合优化的方案提升了约 33% 的系统容量。这是因为 SCA 能够实现更为灵活且具备针对性的功率调度,将更多功率分配至信噪比较低的信道,从而有效降低误码率并提升系统容量。

设 SDN 与高斯加性白噪声之间的比例为 ζ , 5 种方案下系统容量随 ζ 变化图如图 2 所示。

从图 2 中可以看出:所提出的 HSNRA 和 SCA

功率分配联合优化的方案相比使用 HSNRA 和等功率分配的方案提升了约 24% 的系统容量。随着参数 ζ 的增大, 除方案 (3) 之外, 其余方法的系统容量均呈现不同程度的下降, 而方案 (3) 对应的系统容量变化并不显著。随着 SDN 带来的干扰增强, CCP 与 SCA 的联合方法以及 HSNRA 与 SCA 的组合仍能维持较高的系统容量, 显示出较强的鲁棒性与抗参数扰动能力。

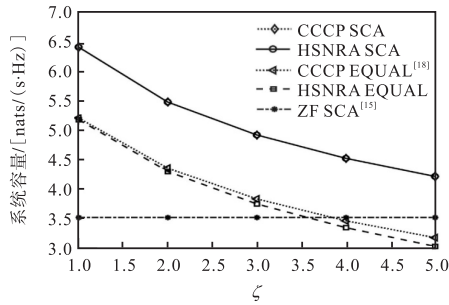


图 2 5 种方案下系统容量随 ζ 变化图

Fig. 2 System capacity variation with ζ in five scenarios

5 种方案下系统容量随视场角变化图如图 3 所示。由图 3 可知: 相较于 HSNRA 及等功率分配的方案, 本文所提出的 CCP 和 SCA 功率分配联合优化方案的系统容量提升约 12%。整体来看, 接收端 FoV 对系统容量的影响相对有限, 而出现性能下降的主要原因是, 随着 FoV 的增大, 接收端光电二极管能够接收的信号量增加, 用户间干扰随之加剧, 从而导致系统容量出现一定程度的下降。此外, 从图 1—图 3 的结果可以进一步看出, 引入 SCA 方法进行功率分配能够显著提升系统容量。这主要是由于 SCA 能够更贴近实际通信环境, 对功率资源进行更为合理和高效的分配, 从而最大限度地利用可用功率以提升系统整体性能。

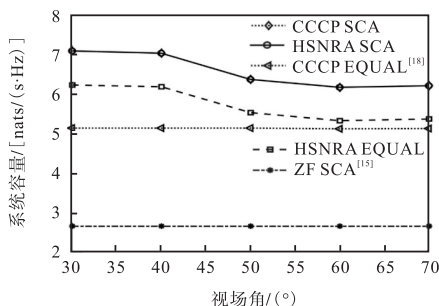


图 3 5 种方案下系统容量随视场角变化图

Fig. 3 System capacity variation with FoV in five scenarios

5 种方案下系统容量随迭代次数变化图如图 4 所示。由图 4 可知, 所构建的凸优化问题具有极快的

收敛速度, 在首次迭代后系统容量便已显著逼近收敛值, 至第二次迭代时结果基本稳定, 在 3~5 次迭代时结果即完全稳定。因此, 整个联合优化过程通常在 3~5 次迭代内即可满足收敛条件。

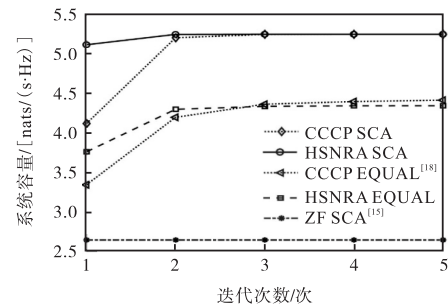


图 4 5 种方案下系统容量随迭代次数变化图

Fig. 4 System capacity variation with iteration times in five different scenarios

4 结 论

本文基于室内可见光通信系统中普遍存在的用户间干扰问题, 在 SDN 信道场景下提出了一种联合预编码与功率分配的优化方案, 并通过高斯化的 SDN 信道模型, 为室内多用户可见光通信场景构建了可用于容量分析与优化求解的统一理论框架。相较单独使用 CCP 方法和单独使用 HSNRA 方法, 本文所提出的联合优化策略可使系统容量提升 10%~40%, 且在 3~5 次迭代内即可收敛, 具备工程可行性。本文使用的高 SNR 假设为理论推导与近似带来了便利, 在保证系统性能的同时降低了计算复杂度, 可为未来可见光通信领域的研究提供参考。

参考文献:

- [1] 常诗瑶. 室内可见光通信网络中的时延分析与性能提升策略[D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2025: 5-6.
- [2] Zeng Zhihong, Soltani M D, Wang Yunlu, et al. Realistic indoor hybrid WiFi and OFDMA-based LiFi networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(5): 2978-2991.
- [3] 马晓婷. 面向室内可见光通信的预编码技术研究[D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2020: 5-6.
- [4] 陈超. 多输入多输出室内可见光通信系统中预编码技术研究[D]. 重庆: 重庆三峡学院, 2025: 1-3.
- [5] Joung J, Fan Jiancun. Linear precoding for space-time line code-based multicast systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(11): 12386-12391.

- [6] Sun Zhengguo, Yu Hongyi, Tian Zhongjun, et al. Linear precoding for MU-MISO VLC systems with noisy channel state information[J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(4): 732–735.
- [7] Morales-Céspedes M, Haas H, Armada A G. Optimization of the receiving orientation angle for zero-forcing precoding in VLC[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 25(3): 921–925.
- [8] 洪阳, 陈健, 王子雄. 基于 BD 预编码的多用户 MIMO 室内可见光通信系统[J]. 光子学报, 2013, 42(11): 1277–1282.
- [9] 魏佳琦. 非对准链路及信号相关噪声下的可见光通信模型与传输技术研究[D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2024: 3–4.
- [10] Moser S M. Capacity results of an optical intensity channel with input-dependent Gaussian noise[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2012, 58(1): 207–223.
- [11] Cang Yihan, Chen Ming, Zhao Jingwen, 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.
- [12] Gong Ziyi, Wu Liang, Zhang Zaichen, et al. Capacity results for range-limited SISO and MISO dimmable VLC channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(4): 4465–4470.
- [13] 贾科军, 段芳丹, 刘佳欣, 等. 室内可见光通信点对点系统容量下界分析及优化[J]. 空间电子技术, 2025, 22(1): 48–57.
- [14] 张伟, 傅友华. 大规模 MIMO NOMA 系统中联合功率分配的用户配对[J]. 南京邮电大学学报(自然科学版), 2020, 40(2): 72–80.
- [15] Elgala H, Mesleh R, Haas H. An LED model for intensity-modulated optical communication systems[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2010, 22(11): 835–837.
- [16] 周围, 徐锐, 李倩倩, 等. 基于 NOMA 的室内可见光通信最优功率分配方案[J]. 数据采集与处理, 2024, 39(5): 1297–1308.
- [17] 王金元. 可见光通信系统容量分析与星座设计[D]. 南京: 东南大学, 2015: 15–16.
- [18] Fan Yangyu, Zhao Qiong, Kang Bochao, et al. Equivalent ZF precoding scheme for downlink indoor MU-MIMO VLC systems[J]. Optics Communications, 2018, 407: 402–409.
- [19] Razaviyayn M, Hong Mingyi, Luo Zhiquan. A unified convergence analysis of block successive minimization methods for nonsmooth optimization[J]. SIAM Journal on Optimization, 2013, 23(2): 1126–1153.
- [20] Scutari G, Facchinei F, Lampariello L. Parallel and distributed methods for constrained nonconvex optimization part I: theory[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 65(8): 1929–1944.
- [21] Shen Hong, Deng Yuqin, Xu Wei, et al. Rate-maximized zero-forcing beamforming for VLC multiuser MISO downlinks[J]. IEEE Photonics Journal, 2016, 8(1): 1–13.

责任编辑: 周建军