

# 激光与光电子学进展

## 可见光通信系统的低复杂度预编码矩阵设计

邓乾<sup>1</sup>, 党建<sup>1,2\*</sup>, 张在琛<sup>1,2</sup>, 吴亮<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>东南大学信息科学与工程学院移动通信国家重点实验室, 江苏 南京 210096;

<sup>2</sup>网络通信与安全紫金山实验室, 江苏 南京 211111

**摘要** 在可见光通信(VLC)系统中,发射端调制信号的幅度必须保持非负才能驱动LED发光,导致VLC系统的可达速率公式与传统射频通信系统存在较大差异。此时,传统最大化可达速率的预编码矩阵设计方法不再适用。针对该问题,提出了一种适用于多输入多输出VLC系统的预编码矩阵设计方法。首先,基于严格卡罗需-库恩-塔克条件求解出特征信道功率分配表达式。然后,根据注水算法的思想为性能较好的子信道分配较大功率。通过对特征信道功率的取值次序进行约束,本方法能在逼近最优可达速率的同时具备低复杂度特点。仿真结果表明,相比现有预编码矩阵设计方法,本方法的可达速率指标有显著提升。

**关键词** 光通信; 奇异值分解; 注水算法; 预编码

中图分类号 TN919.3+1

文献标志码 A

DOI: 10.3788/LOP202259.1106003

### Low Complexity Precoding Matrix Design for Visible Light Communication Systems

Deng Qian<sup>1</sup>, Dang Jian<sup>1,2\*</sup>, Zhang Zaichen<sup>1,2</sup>, Wu Liang<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>National Mobile Communications Research Laboratory, School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, Jiangsu, China;

<sup>2</sup>Purple Mountain Laboratory, Nanjing 211111, Jiangsu, China

**Abstract** In visible light communication (VLC) systems, the amplitude of the modulated transmit signal must be nonnegative to drive light-emitting diodes to illuminate, resulting in a very different achievable rate formula of VLC system compared to that of a traditional radio frequency system. Therefore, the traditional precoding matrix design method for maximizing the achievable rate is no longer applicable. In terms of the issue, this study proposes a precoding matrix design method for multiple input multiple output VLC systems. First, it is based on the strict Karush-Kuhn-Tucker conditions to achieve the eigen-channel power allocation expression. Then, the water-filling algorithm ensures that the subchannels with better performance are allocated higher power. The method can achieve the optimal achievable rate with low complexity characteristics by constraining the order of eigen-channel power values. The simulation results show that the achievable rate index of the method is significantly improved, compared with the existing precoding matrix design methods.

**Key words** optical communications; singular value decomposition; water-filling algorithm; precoding

收稿日期: 2021-07-02; 修回日期: 2021-07-09; 录用日期: 2021-07-14

基金项目: 国家重点研发计划(2018YFB1801101)、国家自然科学基金国际合作重点项目(61960206005)、国家自然科学基金(61971136)、江苏省自然科学基金(BK20191261)、东南大学“至善青年学者”支持计划

通信作者: \*dangjian@seu.edu.cn

# 1 引言

现有无线射频通信技术受频谱资源的限制,难以满足未来超大容量信息传输的要求<sup>[1]</sup>。可见光通信(VLC)系统用光频段进行信息传输,可利用频谱资源丰富,且具有成本低、保密性高、照明与通信一体化、高度空间复用等优势,近年来成为无线通信领域的研究热点<sup>[2-5]</sup>。VLC系统的基本原理:发送端通过在调制电流信号上附加直流偏置(DC)驱动发光二极管(LED)发光,接收端用光电探测器(PD)进行光电转换,去除直流偏置后通过信号处理恢复原始调制信息。VLC系统可在照明的同时提供通信服务,室内中提供照明的多个LED可以作为信号发射器,为多输入多输出(MIMO)VLC系统的搭建提供了便利<sup>[6]</sup>。

在MIMO VLC系统中,预编码技术既能大幅度降低用户终端硬件的复杂程度,也可以抑制多用户干扰<sup>[7-8]</sup>,引起了人们的广泛关注。预编码方法主要分为线性与非线性预编码两大类,非线性预编码的复杂度普遍较高,因此,实际中常采用线性预编码。常见的线性预编码方法有迫零(ZF)预编码、基于信道矩阵奇异值分解(SVD)的预编码以及最小均方误差(MMSE)预编码<sup>[9]</sup>。在射频通信系统中,SVD预编码的性能通常优于其他两种预编码方法<sup>[10]</sup>。在MIMO VLC系统预编码设计研究领域,SVD预编码的最优性尚未得到理论验证,但其可以将MIMO信道分解为多个独立并行的单输入单输

出(SISO)信道。Wang等<sup>[11]</sup>采用基于SVD的预编码矩阵最小化接收端符号的总均方误差(MSE),以提高系统传输的可靠性。Butala等<sup>[12]</sup>利用基于SVD的预编码矩阵优化可达速率,但没有考虑VLC系统中发送信号非负这一限制条件。Zhai等<sup>[13]</sup>考虑了发送信号非负的限制条件,采用注水算法快速分配子信道功率,但其给出的功率分配方法依托的约束条件是不完备的,导致其总功率限制条件无法满足。原因是该方法采用现有注水算法实现功率分配,舍弃了一些子信道功率的可行取值。

针对上述问题,本文对基于SVD预编码的可达速率模型进行卡罗需-库恩-塔克(KKT)条件分析,得到一个严格最优的功率分配方法。此外,基于注水算法的思想提出了一种低复杂度的VLC系统预编码矩阵设计方法。在进行子信道功率分配时,为性能较好的子信道分配较大的功率值,从而最大化可达速率。仿真结果表明,该低复杂度预编码矩阵设计方法的性能接近理论最优值。

# 2 系统模型

图1为MIMO VLC系统的数字基带模型。其中,发送端共 $N_t$ 个LED,接收端共 $N_r$ 个PD。原始信息数据经过 $M$ 进制脉冲振幅调制(M-PAM)形成一个符号向量 $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_{N_t}]^T$ ,其中, $s_k \in [-1, 1]$ , $k = 1, \dots, N_t$ 。在均匀M-PAM调制方式下, $s_k$ 的均值为0,其等概率为离散值 $\frac{2i-1-M}{M-1}, i = 1, \dots, M$ 。

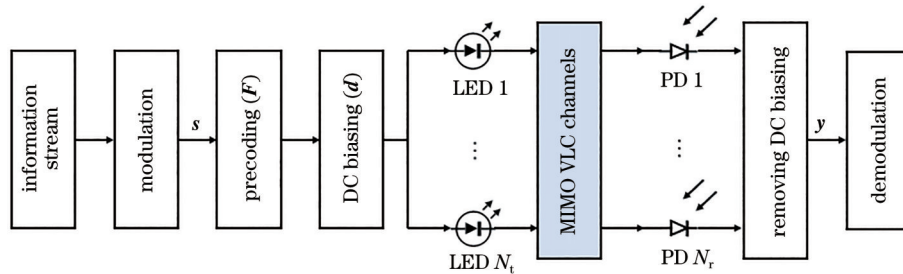


图1 MIMO VLC系统的示意图

Fig. 1 Schematic diagram of the MIMO VLC system

符号向量 $\mathbf{s}$ 需先经过预编码处理,为了确保发送信号的非负性,需要添加直流偏置。发送信号 $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_{N_t}]^T$ 可表示为

$$\mathbf{x} = \mathbf{F}\mathbf{s} + \mathbf{d} \geq \mathbf{0}, \quad (1)$$

式中, $\mathbf{F} \in \mathbf{R}^{N_t \times N_t}$ 为实值的预编码矩阵, $\mathbf{d} = [d_1, \dots, d_{N_t}]^T$ , $d_i$ 为第 $i$ 个LED的直流偏置。发送端第 $i$ 个

LED发射的信号 $x_i = \sum_{k=1}^{N_t} f_{ik}s_k + d_i$ ,其中, $f_{ik}$ 为预编码矩阵 $\mathbf{F}$ 的第 $i$ 行、第 $k$ 列元素。平均功率 $p_i = E(x_i) = \sum_{k=1}^{N_t} f_{ik}E(s_k) + E(d_i)$ , $E$ 表示统计平均。由于 $s_k$ 的均值为0,则 $p_i = d_i$ 。发送信号需要满足总功率限制

条件  $\sum_{i=1}^{N_t} p_i \leq P_t$ , 即

$$\mathbf{1}^T \mathbf{d} \leq P_t, \quad (2)$$

式中,  $\mathbf{1} = [1, \dots, 1]^T$ ,  $P_t$  为发送信号总功率。发送信号的非负性限制条件<sup>[14]</sup>可表示为

$$\mathbf{d} - |\mathbf{F}\mathbf{1}| \geq \mathbf{0}. \quad (3)$$

为了最小化直流偏置在总功率中的占比, 令  $\mathbf{d} = |\mathbf{F}\mathbf{1}|$ 。即直流偏置  $\mathbf{d}$  仅与预编码矩阵  $\mathbf{F}$  有关, 得到

$$\mathbf{1}^T |\mathbf{F}\mathbf{1}| \leq P_t. \quad (4)$$

定义  $\mathbf{H}$  为可见光信道矩阵, 其第  $i$  行、第  $j$  列的元素为  $h_{ij}$ , 可表示第  $j$  个发射器与第  $i$  个接收器之间的无线链路直流增益。由文献<sup>[15]</sup>可知,  $h_{ij}$  通常有两种类型, 一种是点对点的视距 (LOS) 链路, 另一种为光反射折射等非视距链路。由于光反射折射后信号的能量衰减较大, 远小于 LOS 链路的信号强度, 因此, 系统的性能主要由 LOS 链路的功率决定。只考虑 LOS 链路下的信道时,  $h_{ij}$ <sup>[16-17]</sup> 可表示为

$$h_{ij} = \begin{cases} \frac{(\kappa + 1)A}{2\pi d_{ij}^2} \cos^\kappa(\varphi) \cos(\Psi), & 0 \leq \Psi \leq \Psi_{1/2} \\ 0, & \Psi > \Psi_{1/2} \end{cases}, \quad (5)$$

式中, 系数  $\kappa$  与 LED 的半角值  $\Phi_{1/2}$  有关,  $\kappa = \frac{-\ln 2}{\ln[\cos(\Phi_{1/2})]}$ ,  $A$  为 PD 的有效光接收面积,  $d_{ij}$  为第  $j$

个 LED 与第  $i$  个 PD 间的距离,  $\varphi$  为 LED 光线与发射轴之间的夹角,  $\Psi$  为入射光线与接收轴之间的夹角,  $\Psi_{1/2}$  为半视场角 (FOV)。接收端接收的信号可表示为

$$\mathbf{y}_r = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (6)$$

式中, 向量  $\mathbf{n} \in \mathbf{R}^{N_r \times 1}$  的元素可以建模为互相独立且均值为 0、方差为  $\sigma_n^2$  的加性高斯白噪声。假设接收端已知信道矩阵  $\mathbf{H} \in \mathbf{R}^{N_r \times N_t}$  以及直流偏置  $\mathbf{d}$ , 则去除直流偏置后的输出可表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{y}_r - \mathbf{H}\mathbf{d} = \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{s} + \mathbf{n}. \quad (7)$$

### 3 预编码矩阵的设计

#### 3.1 可达速率与预编码矩阵的关系

假设发送端已知信道状态信息, 采用基于 SVD 的预编码矩阵设计路线时, 先对信道矩阵  $\mathbf{H}$  进行 SVD, 可表示为

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^T, \quad (8)$$

式中,  $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_{N_t})$ ,  $\lambda_1, \dots, \lambda_{N_t}$  均为信道矩阵

$\mathbf{H}$  的奇异值,  $\mathbf{U} \in \mathbf{R}^{N_r \times N_r}$ ,  $\mathbf{V} \in \mathbf{R}^{N_t \times N_t}$ , 且均为酉矩阵。预编码矩阵  $\mathbf{F}$  可表示为

$$\mathbf{F} = \mathbf{V}\mathbf{\Phi}, \quad (9)$$

式中,  $\mathbf{\Phi} = \text{diag}(\phi_1, \dots, \phi_{N_t})$  为  $N_t \times N_t$  的对角阵。

经过预处理的接收信号可表示为

$$\mathbf{g} = \mathbf{U}^T \mathbf{y} = \mathbf{U}^T \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{s} + \mathbf{U}^T \mathbf{n} = \mathbf{\Lambda}\mathbf{\Phi}\mathbf{s} + \mathbf{n}', \quad (10)$$

式中,  $\mathbf{n}' = \mathbf{U}^T \mathbf{n}$  具有与  $\mathbf{n}$  相同的统计特性。对于第  $k$  个子信道, 存在

$$g_k = \lambda_k \phi_k s_k + n'_k, \quad k = 1, \dots, N_t. \quad (11)$$

从式 (11) 可以发现,  $\phi_k$  会影响相应子信道的信噪比, 因此, 可将其作为子信道功率分配的影响因子, 且  $\phi_k \geq 0$ 。第  $k$  个子信道的可达速率下限<sup>[18]</sup>可表示为

$$R_k = \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{\lambda_k^2 \phi_k^2}{2\pi e \sigma_n^2} \right), \quad (12)$$

式中,  $e$  为自然常数。VLC 系统的可达速率可表示为

$$R = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{N_t} \log_2 \left( 1 + \frac{\lambda_k^2 \phi_k^2}{2\pi e \sigma_n^2} \right), \quad (13)$$

分解后, 可将总功率限制条件等效为

$$\mathbf{1}^T |\mathbf{V}\mathbf{\Phi}\mathbf{1}| = P_t. \quad (14)$$

#### 3.2 精确预编码矩阵的设计

目标函数及约束条件在形式上与多载波射频通信系统的可达速率表达式有类似之处, 但 VLC 系统的特殊性, 如发送信号的非负性以及发送信号的平均功率并非发送信号的总时间平均<sup>[11]</sup>, 使 MIMO VLC 系统与传统无线射频通信系统的可达速率有本质差异<sup>[12]</sup>。体现在式 (13) 中功率分配因子  $\phi_k$  为二次函数, 且在式 (14) 中, 对  $\phi_k$  的约束为有绝对值的加权约束而非简单的和约束, 不能用传统注水算法进行直接求解。因此, 针对预编码矩阵的设计问题建立了优化模型

$$\begin{aligned} \min_{\{\phi_k\}} & -\frac{1}{2} \sum_{k=1}^{N_t} \log_2(1 + \epsilon \lambda_k^2 \phi_k^2), \\ \text{subject to} & \sum_{k=1}^{N_t} v_k \phi_k = P_t, \quad -\phi_k \leq 0, \end{aligned} \quad (15)$$

式中,  $v_k = \sum_{j=1}^{N_t} |v_{jk}| > 0$ ,  $v_{jk}$  为右奇异向量矩阵  $\mathbf{V}$  的第  $j$

行、第  $k$  列元素,  $\epsilon = \frac{1}{2\pi e \sigma_n^2} > 0$ 。根据上述优化模型得到的拉格朗日函数为

$$L(\phi_k, \eta, t_k) = -\frac{1}{2} \sum_{k=1}^{N_i} \log_2(1 + \epsilon \lambda_k^2 \phi_k^2) + \eta \left( \sum_{k=1}^{N_i} v_k \phi_k - P_1 \right) + \sum_{k=1}^{N_i} t_k (-\phi_k), \quad (16)$$

式中,  $\eta$  与  $t_k$  为拉格朗日系数。

对该优化模型进行 KKT 条件分析<sup>[19]</sup>, 得到的约束条件为

$$\begin{cases} -\frac{\epsilon \lambda_k^2 \phi_k}{(1 + \epsilon \lambda_k^2 \phi_k^2) \ln 2} + \eta v_k - t_k = 0 \\ t_k \geq 0 \\ t_k \phi_k = 0 \\ \sum_{k=1}^{N_i} v_k \phi_k - P_1 = 0 \\ \phi_k \geq 0 \\ \eta \neq 0 \end{cases}, k=1, \dots, N_i. \quad (17)$$

从上述 6 个约束条件中求解  $\phi_k$  的解析式时, 先消除参数  $t_k$ , 得到

$$-\frac{\epsilon \lambda_k^2 \phi_k}{(1 + \epsilon \lambda_k^2 \phi_k^2) \ln 2} + \eta v_k = t_k \geq 0, \quad (18)$$

$$\frac{\epsilon \lambda_k^2 \phi_k}{(1 + \epsilon \lambda_k^2 \phi_k^2) \ln 2} \leq \eta v_k. \quad (19)$$

$$\text{由于 } \epsilon > 0, \phi_k \geq 0, 0 \leq \frac{\epsilon \lambda_k^2 \phi_k}{(1 + \epsilon \lambda_k^2 \phi_k^2) \ln 2} \leq \eta v_k,$$

$v_k > 0$ , 得到

$$\eta > 0, \quad (20)$$

$$\eta v_k \epsilon \lambda_k^2 \ln 2 \phi_k^2 - \epsilon \lambda_k^2 \phi_k + \eta v_k \ln 2 \geq 0. \quad (21)$$

将式(18)代入式(17), 得到

$$\phi_k \left[ \eta v_k - \frac{\epsilon \lambda_k^2 \phi_k}{(1 + \epsilon \lambda_k^2 \phi_k^2) \ln 2} \right] = 0. \quad (22)$$

由于  $\eta v_k \epsilon \lambda_k^2 \ln 2 > 0$ , 可将式(21)看作关于  $\phi_k$  且开口向上的一元二次曲线, 并针对所有可能性进行分类讨论。

1) 当  $\Delta = \epsilon^2 \lambda_k^4 - 4\eta^2 v_k^2 \epsilon \lambda_k^2 \ln 2 < 0$ , 即  $\lambda_k < \mu v_k / \sqrt{\epsilon} (2\eta \ln 2 \triangleq \mu)$  时,  $\eta v_k \epsilon \lambda_k^2 \ln 2 \phi_k^2 - \epsilon \lambda_k^2 \phi_k + \eta v_k \ln 2 > 0$ , 即  $\eta v_k > \frac{\epsilon \lambda_k^2 \phi_k}{(1 + \epsilon \lambda_k^2 \phi_k^2) \ln 2}$ , 式(21)恒成立。当  $\phi_k = 0$  时, 式(22)成立。

2) 当  $\Delta = \epsilon^2 \lambda_k^4 - 4\eta^2 v_k^2 \epsilon \lambda_k^2 \ln 2 = 0$ , 即  $\lambda_k = \mu v_k / \sqrt{\epsilon}$  时, 式(21)恒成立。当  $\phi_k$  为  $1/(\mu v_k)$  或 0 时, 式(22)成立。

3) 当  $\Delta = \epsilon^2 \lambda_k^4 - 4\eta^2 v_k^2 \epsilon \lambda_k^2 \ln 2 > 0$ , 即  $\lambda_k > \mu v_k /$

$\sqrt{\epsilon}$  时, 只有  $\phi_k \leq \frac{1}{\mu v_k} \left( 1 - \sqrt{1 - \frac{\mu^2 v_k^2}{\epsilon \lambda_k^2}} \right)$  或  $\phi_k \geq$

$\frac{1}{\mu v_k} \left( 1 + \sqrt{1 - \frac{\mu^2 v_k^2}{\epsilon \lambda_k^2}} \right)$  时, 式(21)成立。式(22)成立

时,  $\phi_k$  为  $\frac{1}{\mu v_k} \left( 1 \pm \sqrt{1 - \frac{\mu^2 v_k^2}{\epsilon \lambda_k^2}} \right)$  或 0。

综上所述, 最优功率分配需满足

$$\phi_k = \begin{cases} \frac{1}{\mu v_k} \left( 1 \pm \sqrt{1 - \frac{\mu^2 v_k^2}{\epsilon \lambda_k^2}} \right) \text{ or } 0, & \lambda_k \geq \frac{\mu v_k}{\sqrt{\epsilon}} \\ 0, & \lambda_k < \frac{\mu v_k}{\sqrt{\epsilon}} \end{cases}. \quad (23)$$

在最优功率分配约束条件下寻找满足总功率限制条件的  $\phi_k$  值。由于式(23)是一个高维搜索问题, 不能直接用传统注水算法快速求解  $\phi_k$ , 而遍历求解方法的复杂度较高, 会极大地消耗时间, 增加计算成本。

### 3.3 低复杂度预编码矩阵的设计

采用穷举遍历法求解式(23)时, 需遍历  $3^{N_i}$  种情况, 当  $N_i$  较大时, 计算复杂度过高。借鉴传统注水算法的思想, 先计算出各子信道的载噪比(CNR)  $R_{CN}$ , 将  $R_{CN}$  定义为接收机输入端的载波功率与噪声功率谱密度的比值。将  $\lambda_k \sqrt{\epsilon} / v_k$  作为第  $k$  个子信道的  $R_{CNk}$ 。将各子信道根据  $R_{CNk}^{-1}$  (载噪比的倒数) 进行升序排列, 即性能越好的子信道越靠前, 然后寻找合适的水位线使其满足总功率限制条件。在子信道功率分配时, 始终为性能较好的子信道分配较多的功率<sup>[20]</sup>。

如果第  $k$  个子信道  $\phi_k = \frac{1}{\mu v_k} \left( 1 + \sqrt{1 - \frac{\mu^2 v_k^2}{\epsilon \lambda_k^2}} \right)$ , 则标

记序号为 3; 如果第  $k$  个子信道  $\phi_k = \frac{1}{\mu v_k} \left( 1 -$

$\sqrt{1 - \frac{\mu^2 v_k^2}{\epsilon \lambda_k^2}} \right)$ , 则标记序号为 2; 如果第  $k$  个子信道

$\phi_k = 0$ , 则标记序号为 1。  $N_i$  个子信道序号应该是逐级递减或不增加的, 从而在穷举遍历时排除一些情况, 减少运算复杂度。

### 3.4 复杂度分析

原始穷举法中共需遍历  $3^{N_i}$  种情况, 但这  $3^{N_i}$  种情况并非均能为性能较好的子信道分配较大的  $\phi_k$ 。为了降低复杂度, 需要在这  $3^{N_i}$  种情况中寻找序号逐级递减或不增加的情况。假设第  $k$  个子信道序号为

3, 则第  $k+1$  个子信道序号可取 1、2 或 3; 假设第  $k$  个子信道序号为 2, 则第  $k+1$  个子信道序号可取 2 或 1; 假设第  $k$  个子信道序号为 1, 则第  $k+1$  个子信道序号仅能取 1。当第  $k$  个子信道序号为 1 时, 之后的子信道序号均为 1, 仅存在 1 种情况; 当第  $k$  个子信道的序号为 2 时, 之后的子信道均比前一个子信道多了 1 种可能性, 共  $N_i - k + 1$  种可能性。当  $k=1$ , 即第 1 个子信道序号为 2 时, 共  $N_i$  种情况; 当第 1 个子信道序号为 1 时, 仅存在 1 种情况。因此, 只需要考虑第 1 个子信道序号为 3 的情况。若第 2 个子信道序号为 2, 则存在  $N_i - 1$  种情况; 若第 2 个子信道序号为 1, 则之后只有 1 种情况。因此, 在第 1 个子信道序号为 3, 第 2 个子信道序号为 2 或 1 时, 共存在  $N_i$  种情况。以此类推, 在第 2 个子信道序号为 3, 第 3 个子信道序号为 2 或 1 时, 共存在  $N_i - 1$  种情况, 直至第  $N_i - 2$  个子信道序号为 3, 第  $N_i - 1$  个子信道序号为 2 或 1。当第  $N_i - 1$  个子信道序号为 3 时, 之后共存在 3 种情况。第 1 个子信道序号为 3 时, 共存在  $[(N_i + 3) \cdot (N_i - 2)] / 2 + 3$  种情况。综上所述, 共存在  $(N_i^2 + 3N_i + 2) / 2$  种情况。当  $N_i \geq 2$  时,  $(N_i^2 + 3N_i + 2) / 2$  小于  $3^{N_i}$ , 且随着  $N_i$  的增加, 计算复杂度的性能改善越明显。原因是本方法在精确预编码矩阵设计方法的基础上仅考虑各子信道功率逐级递减或不增加的情况, 大幅降低了时间成本。

## 4 仿真与讨论

为了验证上述理论推导的正确性, 通过仿真对比了本方法与其他预编码方法的性能, 对比方法如下。

1) 基于穷举遍历的精确预编码矩阵设计方法(方法 1): 由式(23)可知, 每个子信道所分配的功率值最多有三种可能性, 则  $N_i$  个子信道共有  $3^{N_i}$  种情况, 且需要在  $3^{N_i}$  种可能性中寻找满足所有约束条件的最优解。该方法虽然预期性能最优, 但复杂度较高, 运算时间较长。

2) 低复杂度预编码矩阵设计方法(本方法): 在精确预编码矩阵设计方法基础上对特征信道功率取值次序进行约束, 复杂度仅为  $(N_i^2 + 3N_i + 2) / 2$ , 很大程度上节约了计算成本。

3) 文献[13]中直接采用现有注水算法设计预编码矩阵的方法(方法 2): 该方法的功率分配约束条件为

$$\phi_k = \begin{cases} \frac{1}{\mu v_k} \left( 1 + \sqrt{1 - \frac{\mu^2 v_k^2}{\epsilon \lambda_k^2}} \right), & \lambda_k \geq \frac{\mu v_k}{\sqrt{\epsilon}} \\ 0, & \lambda_k < \frac{\mu v_k}{\sqrt{\epsilon}} \end{cases} \quad (24)$$

式(24)根据  $\lambda_k$  与  $\frac{\mu v_k}{\sqrt{\epsilon}}$  的关系决定  $\phi_k$  的取值(当

$\lambda_k \geq \mu v_k / \sqrt{\epsilon}$  时, 仅存在 1 种可能, 而本方法存在 3 种可能), 但该约束无法满足总功率限制条件。因此, 在上述约束条件基础上通过等比例缩小, 使方法 2 可以满足总功率限制条件

4) 文献[21]中基于几何均值分解(GMD)的预编码矩阵设计方法(方法 3)。

在两种场景下仿真对比四种预编码矩阵设计方法的性能。在  $4 \times 4$  的 MIMO VLC 场景下: 设置  $P_t = 10$  W, LED 1 的坐标为  $(-0.3, -0.3, 2.5)$ , LED 2 的坐标为  $(-0.3, 0.3, 2.5)$ , LED 3 的坐标为  $(0.3, -0.3, 2.5)$ , LED 4 的坐标为  $(0.3, 0.3, 2.5)$ ; PD 1 的坐标为  $(-0.05, -0.05, 0.75)$ , PD 2 的坐标为  $(-0.05, 0.05, 0.75)$ , PD 3 的坐标为  $(0.05, -0.05, 0.75)$ , PD 4 的坐标为  $(0.05, 0.05, 0.75)$ ;  $\Psi_{1/2} = \Phi_{1/2} = 15^\circ$ ,  $A = 1$  cm<sup>2</sup>。根据式(5)得到的信道矩阵为

$$\mathbf{H}_{4 \times 4} = 10^{-4} \times \begin{bmatrix} 0.6888 & 0.5559 & 0.5559 & 0 \\ 0.5559 & 0.6888 & 0 & 0.5559 \\ 0.5559 & 0 & 0.6888 & 0.5559 \\ 0 & 0.5559 & 0.5559 & 0.6888 \end{bmatrix} \quad (25)$$

为不失一般性, 考虑了  $6 \times 4$  的 MIMO VLC 场景, 在上述  $4 \times 4$  的 MIMO VLC 场景下增设 2 个 PD。设置 PD 5 的坐标为  $(0.04, -0.04, 0.65)$ , PD 6 的坐标为  $(0.04, 0.04, 0.65)$ , 总功率  $P_t = 12$  W, 其余参量保持不变。根据式(5)得到的信道矩阵为

$$\mathbf{H}_{6 \times 4} = 10^{-4} \times \begin{bmatrix} 0.6888 & 0.5559 & 0.5559 & 0 \\ 0.5559 & 0.6888 & 0 & 0.5559 \\ 0.5559 & 0 & 0.6888 & 0.5559 \\ 0 & 0.5559 & 0.5559 & 0.6888 \\ 0.5361 & 0.4604 & 0.6253 & 0.5361 \\ 0.4604 & 0.5361 & 0.5361 & 0.6253 \end{bmatrix} \quad (26)$$

分别考虑总功率  $P_t = 10$  W、 $4 \times 4$  的 MIMO VLC 场景和  $P_t = 12$  W、 $6 \times 4$  的 MIMO VLC 场景, 仿真了四种方法可达速率随发送信噪比的变化曲线, 结果如图 2、图 3 所示。对比发现: 文献[13]中的预编码矩阵设计方法相比基于 GMD 的预编码矩阵

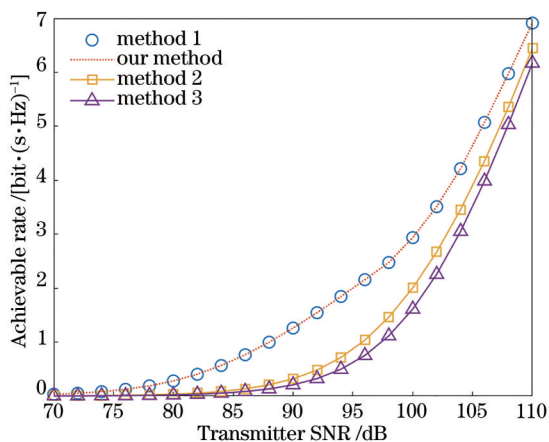


图 2 不同预编码方法下  $4 \times 4$  MIMO VLC 系统可达速率  
Fig. 2 Achievable rates with different precoding methods in  $4 \times 4$  MIMO VLC system

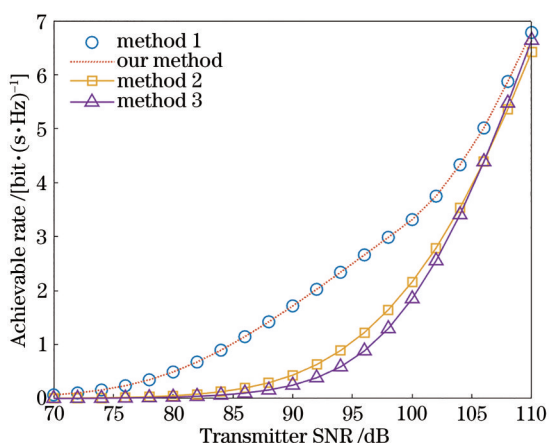


图 3 不同预编码方法下  $6 \times 4$  MIMO VLC 系统可达速率  
Fig. 3 Achievable rates with different precoding methods in  $6 \times 4$  MIMO VLC system

设计方法,在中低信噪比下的性能更优,但在高信噪比下的性能稍逊于基于 GMD 的预编码矩阵设计方法;精确预编码矩阵设计方法是基于 KKT 条件分析所得,其性能严格优于文献[13]中的方法,且在仿真参数集中,也优于基于 GMD 的预编码矩阵设计方法,但运行时间较长;本方法可以较好地拟合精确预编码矩阵,且能很好地保留通信系统的性能,相比精确预编码矩阵设计方法,本方法的运行时间最大可节省 87.7%;由于信道矩阵  $\mathbf{H}$  过小,在小信噪比下,不同预编码矩阵设计方法的可达速率均较小。在 80~105 dB 之间,本方法的可达速率明显大于基于 GMD 的预编码矩阵设计方法,且本方法在中等信噪比区域的性能明显优于文献[13]中的方法。但随着信噪比的增大,不同方法的可达速率差值开始逐渐缩小。

## 5 结 论

针对 MIMO VLC 系统基于 SVD 的预编码矩阵设计无法直接使用注水算法快速分配子信道功率的问题,在特征信道功率分配时确保为性能较好的子信道分配更大的功率参数,提出了一种低复杂度的 VLC 系统预编码矩阵设计方法。仿真结果表明,本方法可以较好地拟合原穷举遍历所得结果,在保留通信系统性能优越性的同时降低了计算复杂度,且相比现有预编码矩阵设计方法,本方法的性能在中信噪比区域上有显著提升。

## 参 考 文 献

- [1] 李建锋, 刘晓爽, 任亚浩, 等. 可见光通信中翻转/单极性正交频分复用对偶最大似然接收机[J]. 激光与光电子学进展, 2021, 58(23): 2306008.  
Li J F, Liu X S, Ren Y H, et al. Pairwise maximum likelihood receiver for flip/unipolar orthogonal frequency division multiplexing in visible light communication[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2021, 58(23): 2306008.
- [2] 邹鹏, 赵一衡, 胡昉辰, 等. 基于机器学习的可见光通信信号处理研究现状[J]. 激光与光电子学进展, 2020, 57(1): 010001.  
Zou P, Zhao Y H, Hu F C, et al. Research status of machine learning based signal processing in visible light communication[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2020, 57(1): 010001.
- [3] 亢令川, 王超, 穆昱, 等. 室内多小区可见光通信系统孔径阵列接收机的优化设计[J]. 光学学报, 2021, 41(11): 1106002.  
Kang L C, Wang C, Mu Y, et al. Optimal design of aperture array receivers for indoor multicell visible light communication system[J]. Acta Optica Sinica, 2021, 41(11): 1106002.
- [4] 迟楠, 卢星宇, 王灿, 等. 基于 LED 的高速可见光通信[J]. 中国激光, 2017, 44(3): 0300001.  
Chi N, Lu X Y, Wang C, et al. High-speed visible light communication based on LED[J]. Chinese Journal of Lasers, 2017, 44(3): 0300001.
- [5] 宋小庆, 赵梓旭, 陈克伟, 等. 可见光通信应用前景与发展挑战[J]. 激光与光电子学进展, 2015, 52(8): 080004.  
Song X Q, Zhao Z X, Chen K W, et al. Visible light communication: potential applications and challenges [J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2015, 52(8): 080004.

- [6] 贾科军, 郝莉, 余彩虹. 室内可见光通信多径信道建模及 MIMO-ACO-OFDM 系统性能分析[J]. 光学学报, 2016, 36(7): 0706005.  
Jia K J, Hao L, Yu C H. Modeling of multipath channel and performance analysis of MIMO-ACO-OFDM system for indoor visible light communications [J]. *Acta Optica Sinica*, 2016, 36(7): 0706005.
- [7] Chen J, Hong Y, Wang Z X, et al. Precoded visible light communications[C]//2013 9th International Conference on Information, Communications & Signal Processing, December 10-13, 2013, Tainan, China. New York: IEEE Press, 2013: 14220896.
- [8] Hong Y, Chen J, Wang Z X, et al. Performance of a precoding MIMO system for decentralized multiuser indoor visible light communications[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2013, 5(4): 7800211.
- [9] 高悦. 预编码多用户 MIMO 室内可见光通信系统性能研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2020: 22-25.  
Gao Y. Research on performance of precoded multi-user MIMO indoor visible light communication system[D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2020: 22-25.
- [10] 钱旻. 大规模 MIMO 系统中预编码技术的研究[D]. 南京: 南京邮电大学, 2020: 13-17.  
Qian Y. Research on precoding technology in massive MIMO systems[D]. Nanjing: Nanjing University of Posts and Telecommunications, 2020: 13-17.
- [11] Wang R, Gao Q, You J Y, et al. Linear transceiver designs for MIMO indoor visible light communications under lighting constraints[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2017, 65(6): 2494-2508.
- [12] Butala P M, Elgala H, Little T D C. SVD-VLC: a novel capacity maximizing VLC MIMO system architecture under illumination constraints[C]//2013 IEEE Globecom Workshops, December 9-13, 2013, Atlanta, GA, USA. New York: IEEE Press, 2013: 1087-1092.
- [13] Zhai Y R, Chi H, Tong J, et al. Capacity maximized linear precoder design for spatial-multiplexing MIMO VLC systems[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 63901-63909.
- [14] Park K H, Ko Y C, Alouini M S. On the power and offset allocation for rate adaptation of spatial multiplexing in optical wireless MIMO channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(4): 1535-1543.
- [15] Zeng L B, O'Brien D C, Minh H L, et al. High data rate multiple input multiple output (MIMO) optical wireless communications using white LED lighting[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2009, 27(9): 1654-1662.
- [16] Komine T, Nakagawa M. Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights [J]. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 2004, 50(1): 100-107.
- [17] Fath T, Haas H. Performance comparison of MIMO techniques for optical wireless communications in indoor environments[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(2): 733-742.
- [18] Lapidath A, Moser S M, Wigger M A. On the capacity of free-space optical intensity channels[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2008, 55(10): 4449-4461.
- [19] Luo Z Q, Yu W. An introduction to convex optimization for communications and signal processing [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2006, 24(8): 1426-1438.
- [20] Qi Q L, Minturn A, Yang Y Q. An efficient water-filling algorithm for power allocation in OFDM-based cognitive radio systems[C]//2012 International Conference on Systems and Informatics (ICSAI2012), May 19-20, 2012, Yantai, China. New York: IEEE Press, 2012: 2069-2073.
- [21] Zhai Y R, Tong J, Xi J T. Precoder design for MIMO visible light communications with decision-feedback receivers[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2019, 31(7): 521-524.