



哈爾濱工業大學
HARBIN INSTITUTE OF TECHNOLOGY

基于预编码的可见光通信 信道间相关性抑制研究

主讲人：蒋宇飞

邮箱：jiangyufei@hit.edu.cn

研究背景及意义

■ 可见光通信^[1,2]

➤ 发光二极管（LED）作为传输信号的载体，光电探测器作为接收信号的载体。

➤ 可见光通信技术的优势：

- ✓ 频谱资源丰富
- ✓ 免频谱许可
- ✓ 照明通信一体化
- ✓ 保密性高
- ✓ 无电磁干扰

➤ 成为射频通信网络的有效补充技术和6G网络的备选技术之一。

➤ LED产业的快速发展为可见光通信技术奠定基础。

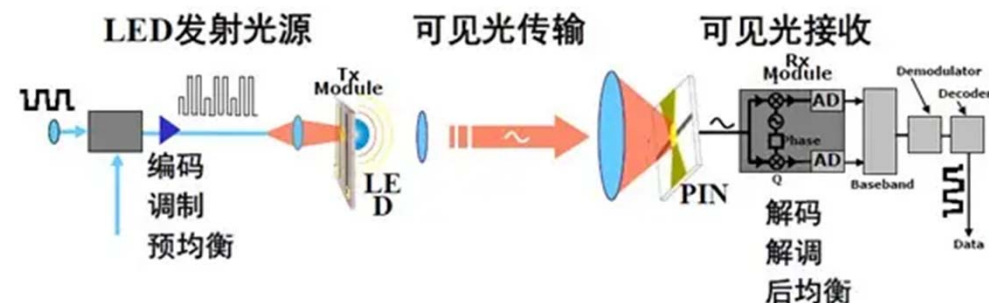


图1 可见光通信的基本架构



图2 可见光通信的应用场景

[1] PATHAK P H, FENG X, HU P, et al. Visible Light Communication, Networking, and Sensing: A Survey, Potential and Challenges [J]. IEEE Communications Surveys Tutorials, 2015, 17 (4): 2047-2077.

[2] KARUNATILAKA D, ZAFAR F, KALAVALLY V, et al. LED Based Indoor Visible Light Communications: State of the Art [J]. IEEE Communications Surveys Tutorials, 2015, 17 (3): 1649-1678.

研究背景及意义

■ 多 LED 下的 MISO 技术与 MIMO 技术

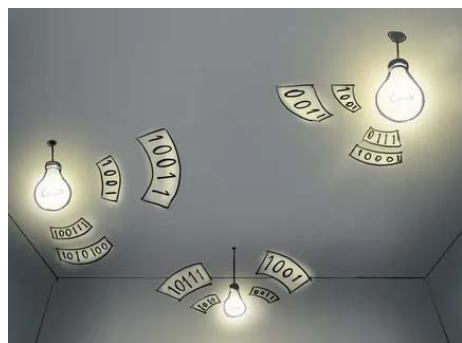


图3 室内多灯可见光通信

- ✓ 在室内照明环境下，存在天然的多 LED 作为发射器，形成 MIMO 和 MISO 技术。
- ✓ 有效提高可见光通信系统的传输速率 [3]。

➤ 空间复用 (Spatial Multiplexing, SMP)

- ✓ 利用室内多 LED 作为通信发射端，发送独立信号。
- ✓ 有效提高可见光通信系统的传输速率。

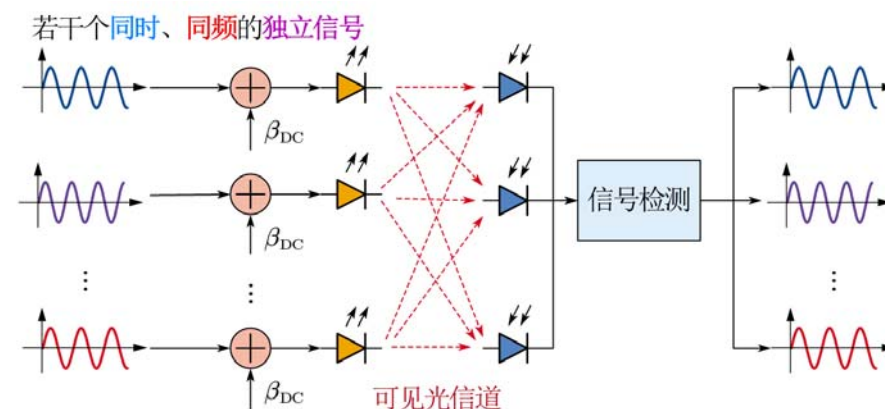


图4 可见光通信MIMO SMP 示意图

研究背景及意义

➤ 可见光信道（强度调制/直接检测）：

- ◆ 时域信道具有非负实值性。
- ◆ 直射信道具有确定性。

➤ 射频信道

- ◆ 时域信道属于复数域。
- ◆ 多径效应明显，信道一般具有随机性。

 信道间相关性强，SMP 信号接收端解码困难，影响系统的误码率性能^[4]

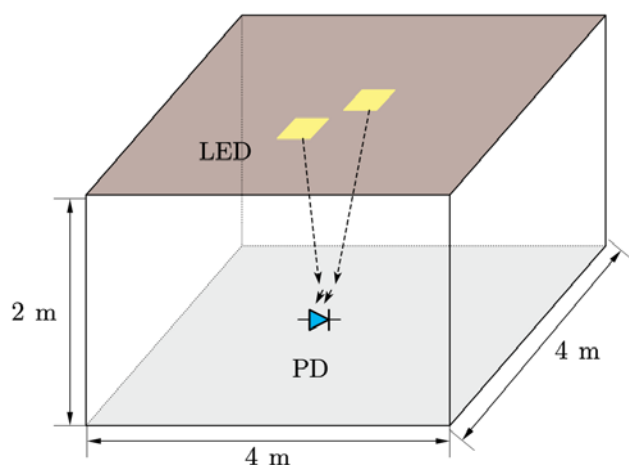


图 5 室内可见光通信 MISO SMP 示意图

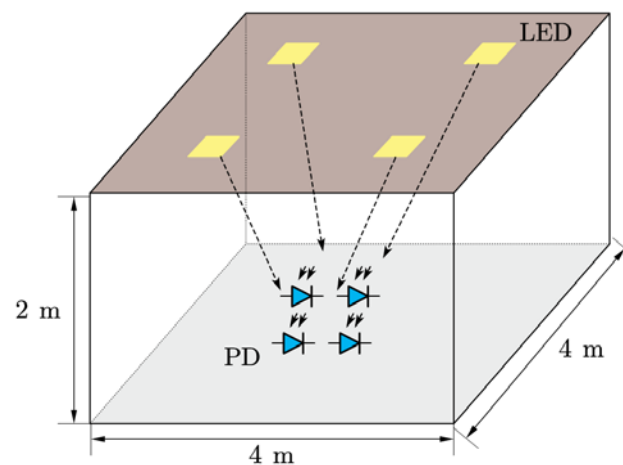


图 6 室内可见光通信 MIMO SMP 示意图

[4] ZHENG D, ZHANG H, SONG J. Spatial Multiplexing MIMO Visible Light Communications With Densely Distributed LEDs and PDs [J]. IEEE Photonics Journal, 2020, 12(5): 1-7.

研究背景及意义

◆ BER仿真

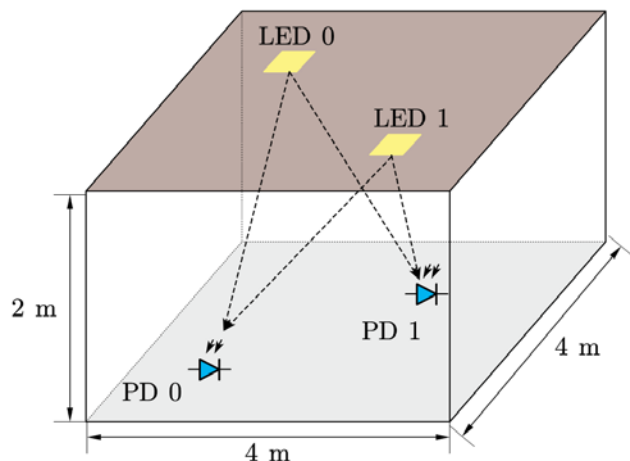


图7 室内可见光通信 2×2 MIMO SMP 示意图

参数		设置
LED 0 位置		(1.9 m, 1.9 m, 2 m)
LED 1 位置		(2.1 m, 2.1 m, 2 m)
对称放置	PD 0 位置	(2.1 m, 1.9 m, 0 m)
	PD 1 位置	(1.9 m, 2.1 m, 0 m)
随机放置	PD 0 位置	(0-4 m, 0-4 m, 0 m)
	PD 1 位置	(0-4 m, 0-4 m, 0 m)

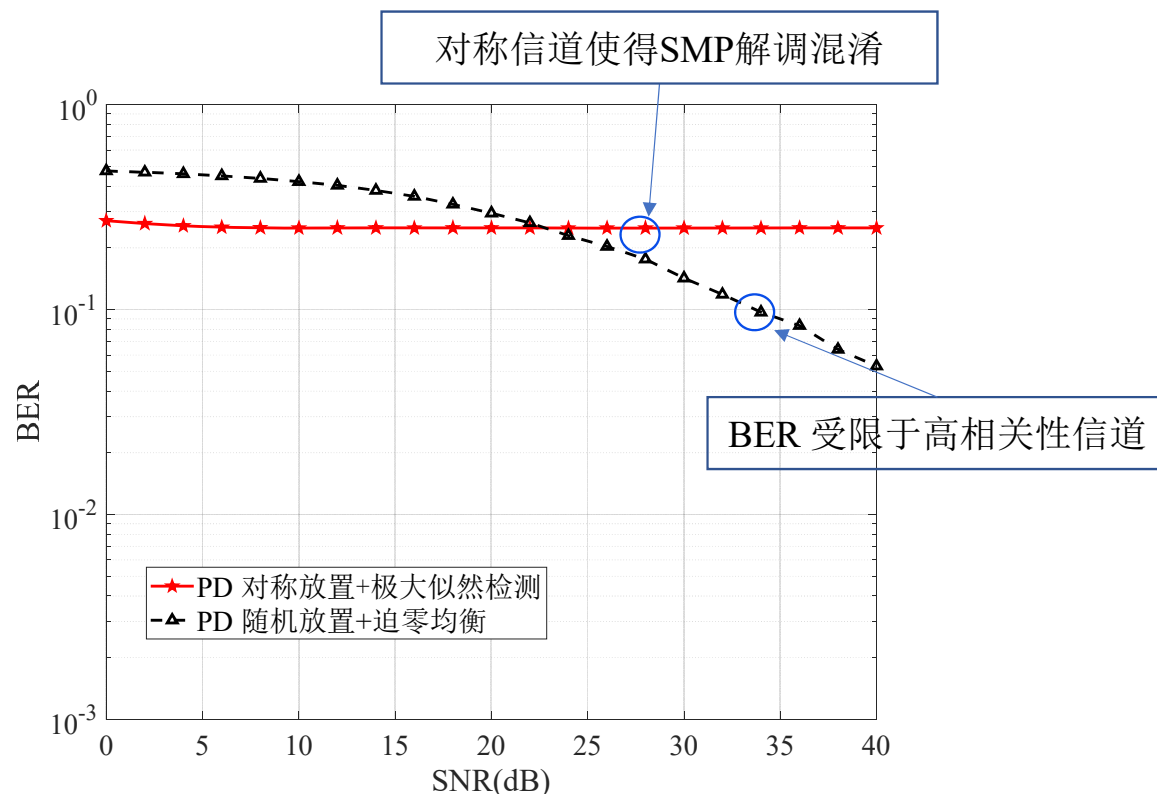


图8 基于4-QAM调制的2×2 DCO-OFDM可见光通信系统的误码率性能

信道间相关性强，SMP 信号接收端解码困难，影响系统的误码率性能



研究背景及意义

■ 抑制可见光信道间高相关性的方法

◆ 成像接收机^[5,6]

- ✓ 添加**光学透镜**实现光路分离，使得接收机能区分不同LED的光信号。
- ✓ 提高**空间分集增益**。

☒ 添加**额外的光学器件**。

☒ **不易集成**到小型设备中。

◆ 非成像接收机^[7,8]

- ✓ 优化光电探测器的**方向角度**参数^[7]。
- ✓ 添加非成像光学器件^[8]：**接收**特定方向的光，**阻断**其他方向的光。

☒ 增加接收机设计的**复杂度**

☒ **损失**部分传输能量

[5] AZHAR A H, et al. A Gigabit/s Indoor Wireless Transmission Using MIMO-OFDM Visible-Light Communications [J] . IEEE Photonics Technology Letters, 2013, 25 (2) : 171-174.

[6] JIANG R, et al. Interference-Free LED Allocation for Visible Light Communications With Fisheye Lens [J] . Journal of Lightwave Technology, 2018, 36 (3) : 626-636.

[7] SINGH A, et al. Performance of Indoor VLC System Under Random Placement of LEDs With Nonimaging and Imaging Receiver [J] . IEEE Systems Journal, 2022, 16 (1) : 868-879.

[8] PARK K H, et al. Improved Angle Diversity Non-Imaging Receiver with a Help of Mirror in Indoor MIMO-VLC systems [C] //Proceedings of 2018 IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Barcelona, Spain, 2018: 1-6.



研究背景及意义

■ 抑制可见光信道间高相关性的方法

◆ 信号处理方法

- 功率不平衡方法^[9]：采用功率不平衡因子驱动不同的LED。
- 基于功率分配的预编码方法^[10]：基于功率分配对发送信号进行预处理。
- ✓ 改变发送信号的功率使等效信道间的差异最大化。

✗ 会降低部分传输链路的功率，限制系统的误码率性能。

✗ 目前的方法很少从信号的相位域进行考虑。

■ 射频系统的信号处理方法^[11]。

● 基于信号的相位域设计对角预编码矩阵。

✗ 可见光通信系统的性能提高有限。

[9] FATH T, et al. Performance Comparison of MIMO Techniques for Optical Wireless Communications in Indoor Environments [J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61 (2) : 733-742.

[10] WANG Z Y, et al. Energy-Efficient Precoding Design for Multiuser MISO VLC Systems Based on Joint Detection [J]. IEEE Access, 2019, 7: 16274-16280.

[11] MUTLU K, et al. Precoding for Spatial Modulation Against Correlated Fading Channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17 (9) : 5857-5870.

研究背景及意义

■ 光学正交频分复用

- LED存在限制带宽 ➡ ✓ 消除码间干扰
- 频谱效率高 ➡ ✓ 提高系统的传输速率
- ✓ 相位域编码成为可能

● 直流偏置光学OFDM (Direct Current-biased Optical OFDM, DCO-OFDM) [2]

- ✓ 频谱效率最高
- ✓ 易于硬件实现

- 可见光通信采用强度调制/直接检测
要求：非负的实信号

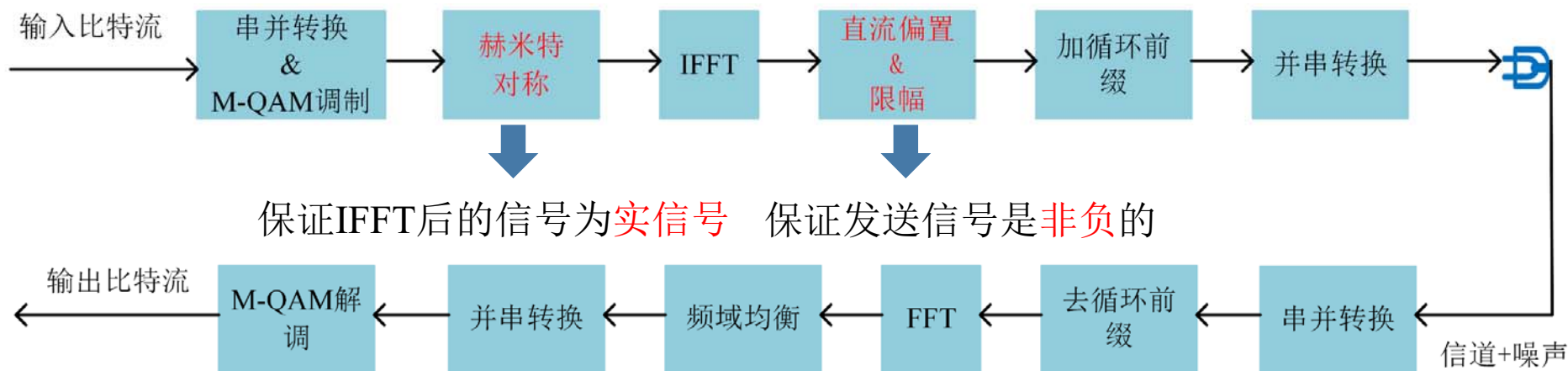


图9 DCO-OFDM的系统框图

研究工作 MISO DCO-OFDM可见光通信系统模型

- 采用DCO-OFDM调制 ➡ ✓ 满足非负实值信号要求，保留频域上的相位信息
- 基于信号的相位域进行预编码 ➡ ✓ 抑制信道间高相关性对系统性能的不利影响

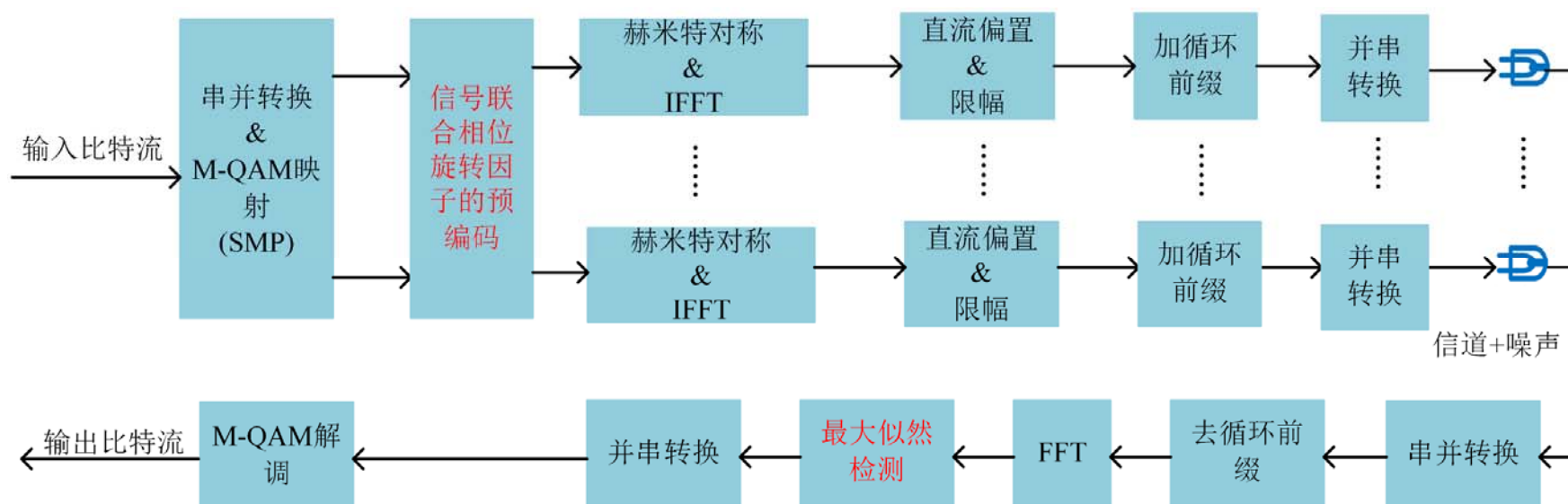


图 10 MISO DCO-OFDM可见光通信系统模型

研究工作 MISO可见光通信系统的信道模型

- 朗伯辐射阶数:

$$\alpha = -\frac{\ln 2}{\ln \cos(\phi_{1/2})}$$

- LED与光电探测器之间的可见光直射信道增益:

PD的有效检测面积

$$h_{\text{LoS}} = \begin{cases} \frac{(\alpha + 1) A_{\text{area}}}{2\pi d^2} \cos^\alpha(\phi) \cos(\phi), & 0 \leq \phi \leq \phi_{1/2} \\ 0 & , \phi > \phi_{1/2} \end{cases}$$

- LED的响应模型:

$$h_{\text{LED}}(t) = \exp(-2\pi f_b t)$$

LED的限制带宽

- 结合LED限制带宽的可见光信道模型:

$$h(t) = h_{\text{LoS}} h_{\text{LED}}(t)$$

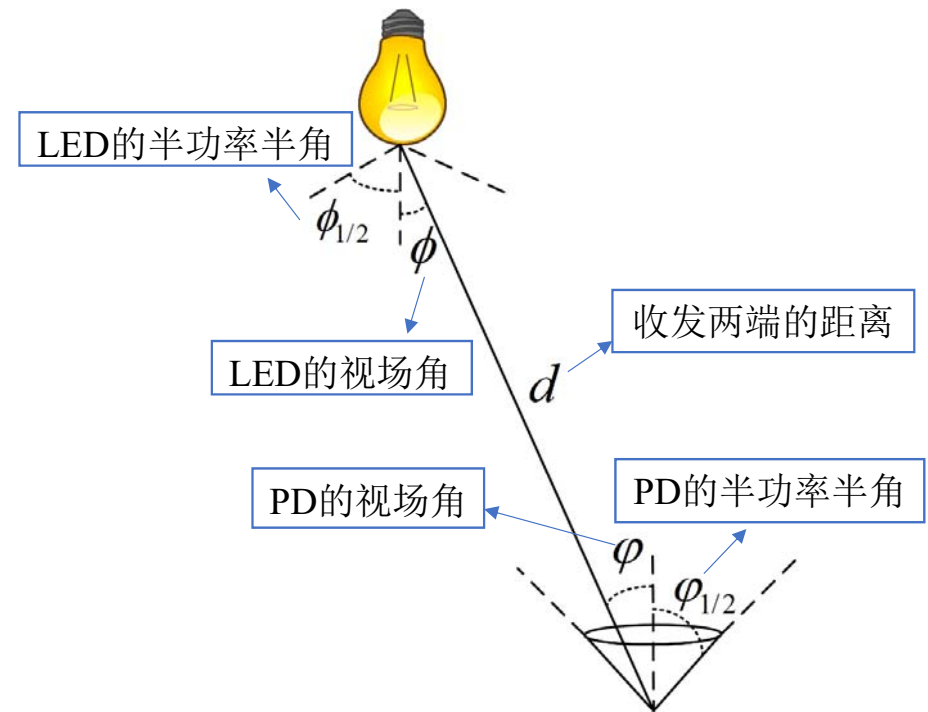


图 11 室内可见光通信系统的直射信道模型

研究工作 信号联合相位旋转因子的预编码方法

- SMP 发送信号:

$$\mathbf{X}(n) = [X_0(n), \dots, X_{K-1}(n)]^T$$

- 基于相位旋转因子的预编码矩阵为:

$$\mathbf{W}^{(\theta_{\text{opt}})} = \frac{1}{\sqrt{K}} \begin{bmatrix} e^{j\theta_{0,0}} & e^{j\theta_{0,1}} & \dots & e^{j\theta_{0,K-1}} \\ e^{j\theta_{1,0}} & e^{j\theta_{1,1}} & \dots & e^{j\theta_{1,K-1}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\theta_{K-1,0}} & e^{j\theta_{K-1,1}} & \dots & e^{j\theta_{K-1,K-1}} \end{bmatrix}$$

LED个数

✓ 联合所有LED的发送信号进行预处理

- MISO接收端:

$$\mathbf{Y}(n) = \mathbf{H}(n) \mathbf{W}^{(\theta_{\text{opt}})} \mathbf{X}(n) + \mathbf{Z}(n)$$

信道

噪声

✗ 缺秩问题, 无法使用迫零均衡

- 最大似然检测

$$\hat{\mathbf{X}}_{\text{ML}}(n) = \arg \min_{\tilde{\mathbf{X}}(n) \in \mathbb{S}} |Y(n) - \mathbf{H}(n) \mathbf{W}^{(\theta_{\text{opt}})} \tilde{\mathbf{X}}(n)|^2$$

候选信号向量的集合

- 通过最大化最小成对欧氏距离的平方值得到的最优相位旋转因子:

成对欧氏距离

$$\max \min_{\tilde{\theta}_{k,u}} \left| \mathbf{H}(n) \mathbf{W}^{(\tilde{\theta}_{\text{opt}})} (\mathbf{X}^{(p)}(n) - \mathbf{X}^{(q)}(n)) \right|^2$$

$$s.t. \quad 0 \leq \tilde{\theta}_{k,u} \leq \pi/2; \quad k, u = 0, 1, 2, \dots, K-1,$$

$$\mathbf{X}^{(p)}(n) \in \mathbb{S}$$

$$\mathbf{X}^{(q)}(n) \in \mathbb{S}$$

$$q \neq p$$

候选信号向量

✗ 搜索复杂度为 K^2 维

➡ 降低搜索复杂度

研究工作 基于列独立的信号联合相位旋转预编码方法

- 成对欧氏距离的平方值:

$$J(\tilde{\theta}) = \left| \mathbf{H}(n) \mathbf{W}^{(\tilde{\theta})} \left(\mathbf{X}^{(p)}(n) - \mathbf{X}^{(q)}(n) \right) \right|^2$$

$$= \left(\boldsymbol{\epsilon}^{(p,q)}(n) \right)^H \left(\mathbf{W}^{(\tilde{\theta})} \right)^H \mathbf{H}^H(n) \mathbf{H}(n) \mathbf{W}^{(\tilde{\theta})} \boldsymbol{\epsilon}^{(p,q)}(n)$$

任意两个候选信号向量的差值向量

- 对上式的相位旋转因子求导:

$$\frac{\partial J(\tilde{\theta})}{\partial \tilde{\theta}} = \frac{j}{K} \sum_{u=0}^{K-1} \sum_{k=0}^{K-1} \left(\sum_{v=0}^{K-1} \sum_{w=0}^{K-1} H_w^*(n) H_k(n) e^{-j\tilde{\theta}_{w,v}} \epsilon_{u,v}^{(p,q)} \right) e^{j\tilde{\theta}_{k,u}}$$

$$- \frac{j}{K} \sum_{v=0}^{K-1} \sum_{w=0}^{K-1} \left(\sum_{u=0}^{K-1} \sum_{k=0}^{K-1} H_w^*(n) H_k(n) e^{j\tilde{\theta}_{k,u}} \epsilon_{u,v}^{(p,q)} \right) e^{-j\tilde{\theta}_{w,v}}$$

$$= 0$$

➤ 引理1 [13]:

- 最优旋转相位:

$$\tilde{\theta}_{0,u} = \tilde{\theta}_{1,u} = \dots = \tilde{\theta}_{K-1,u} \quad \text{列元素相同}$$

$$\theta_{k,0} \neq \theta_{k,1} \neq \dots \neq \theta_{k,K-1} \quad \text{行元素不相同}$$

➤ 基于列独立的预编码矩阵:

$$\mathbf{W}^{(\theta_{\text{CPR}})} = \frac{1}{\sqrt{K}} \begin{bmatrix} e^{j\theta_0} & e^{j\theta_1} & \dots & e^{j\theta_{K-1}} \\ e^{j\theta_0} & e^{j\theta_1} & \dots & e^{j\theta_{K-1}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\theta_0} & e^{j\theta_1} & \dots & e^{j\theta_{K-1}} \end{bmatrix}$$

✓ 搜索复杂度: 从 K^2 维降低到 K 维

- 令第一列相位旋转因子为 0°

$$\mathbf{W}^{(\theta_{\text{CPR}})} = \frac{1}{\sqrt{K}} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\theta_1} & \dots & e^{j\theta_{K-1}} \\ 1 & e^{j\theta_1} & \dots & e^{j\theta_{K-1}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j\theta_1} & \dots & e^{j\theta_{K-1}} \end{bmatrix}$$

✓ 搜索复杂度: $K-1$ 维

研究工作 基于列独立的信号联合相位旋转预编码方法

➤ 2×1 DCO-OFDM可见光通信系统

- 以步长为 $\Delta\theta = 1^\circ$ 在 $(0, \pi/2)$ 内对相位旋转因子 θ_0 和 θ_1 进行全局搜索

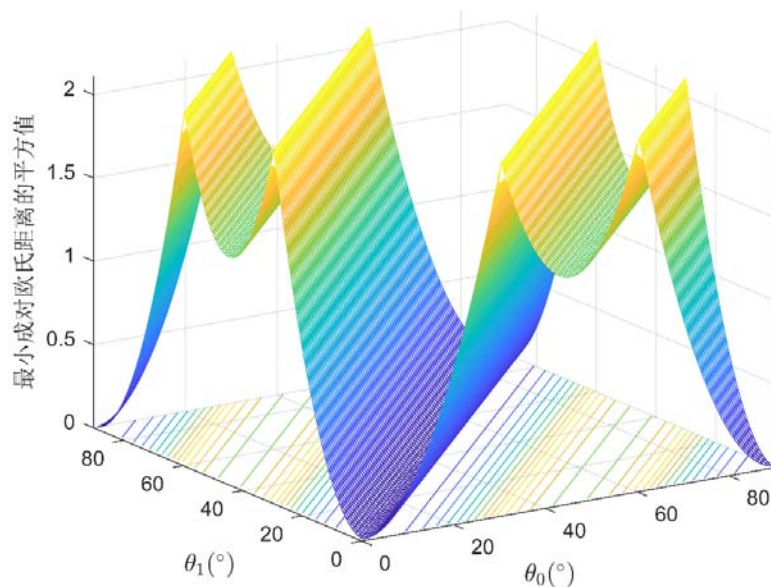


图 12 最小成对欧氏距离的平方值随着相位旋转因子 θ_0 和 θ_1 的变化曲面图

➤ 最优相位旋转因子满足：

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \theta_0 \pm 30^\circ \\ \theta_1 &= \theta_0 \pm 60^\circ \end{aligned} \rightarrow \text{两个相位旋转因子}\theta_0\text{和}\theta_1\text{相差}30^\circ\text{或者}60^\circ$$

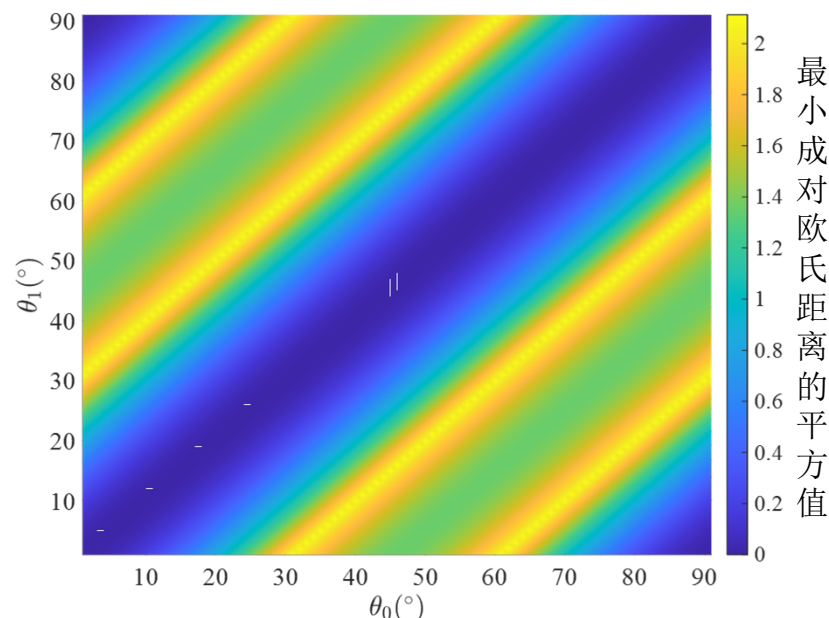


图 13 最小成对欧氏距离的平方值随着相位旋转因子 θ_0 和 θ_1 的变化俯视图

研究工作 基于阈值依赖的信号联合相位旋转预编码方法

➤ 3×1 DCO-OFDM可见光通信系统

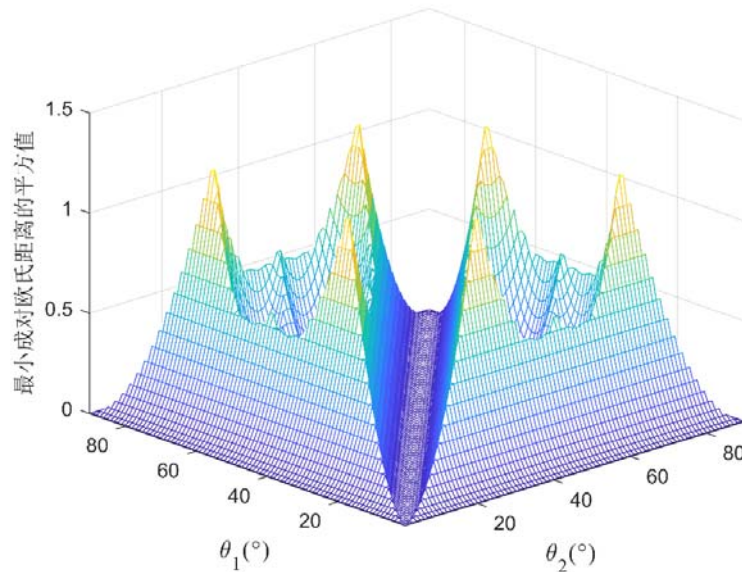


图 14 最小成对欧氏距离的平方值随着相位旋转因子的变化曲线

✓ 最小成对欧氏距离的平方值是对称的结构

$$\theta_k = \theta_1 + (k-1)\Delta_\theta$$

➤ 引理2 [13]

无预编码下，成对欧氏距离平方为0的候选信号对满足：

$$\sum_{u=0}^{K-1} \epsilon_u^{(p,q)}(n) = 0$$

- 情况1：差值向量 $\epsilon^{(p,q)}(n)$ 不存在零值元素

$$\sum_{u=0}^{K-1} \epsilon_u^{(p,q)}(n) = - \sum_{v=0, v \neq u}^{K-1} \epsilon_v^{(p,q)}(n)$$

$$J^{(\tilde{\theta}_{\text{CPR}})} = \frac{A}{K} \left(\overset{\text{常数}}{I_1} + \cos(\tilde{\theta}_k - \tilde{\theta}_0) \overset{\text{常数}}{\zeta_1} \right) \rightarrow \zeta_1 < 0$$

✓ 成对欧氏距离平方随着 $\tilde{\theta}_k$ 增加而增加

- 情况2：差值向量 $\epsilon^{(p,q)}(n)$ 存在零值元素 $\epsilon_z^{(p,q)}(n)$

$$\sum_{u=0, u \neq z}^{K-1} \epsilon_u^{(p,q)}(n) = - \sum_{v=0, v \neq u, v \neq z}^{K-1} \epsilon_v^{(p,q)}(n)$$

$$\overset{\text{常数}}{J^{(\tilde{\theta}_{\text{CPR}})}} = \frac{A}{K} \left(\overset{\text{常数}}{I_2} + \cos(\tilde{\theta}_k - \tilde{\theta}_0) \overset{\text{常数}}{\zeta_2} \right) \rightarrow \zeta_2 < 0$$

✓ 成对欧氏距离平方随着 $\tilde{\theta}_k (k \neq z)$ 增加而增加

✓ 改变 $\tilde{\theta}_z$ ，成对欧氏距离平方不变

研究工作 基于阈值依赖的信号联合相位旋转预编码方法

➤ 3×1 DCO-OFDM可见光通信系统

- 无预编码下，最小成对欧氏距离及对应的候选信号对：

$$\left[J_{\min}^{\text{NP}}, \tilde{X}^{(p)}(n), \tilde{X}^{(q)}(n) \right] = \arg \min_{\substack{X^{(p)}(n), X^{(q)}(n) \in \mathbb{S} \\ p \neq q}} \left\| H(n) \left(X^{(p)}(n) - X^{(q)}(n) \right) \right\|^2$$

- 选择最小欧氏距离候选信号对满足：

$$\begin{aligned} \epsilon_0^{(p,q)}(n) &= -\epsilon_1^{(p,q)}(n) \\ \epsilon_2^{(p,q)}(n) &= 0 \end{aligned}$$

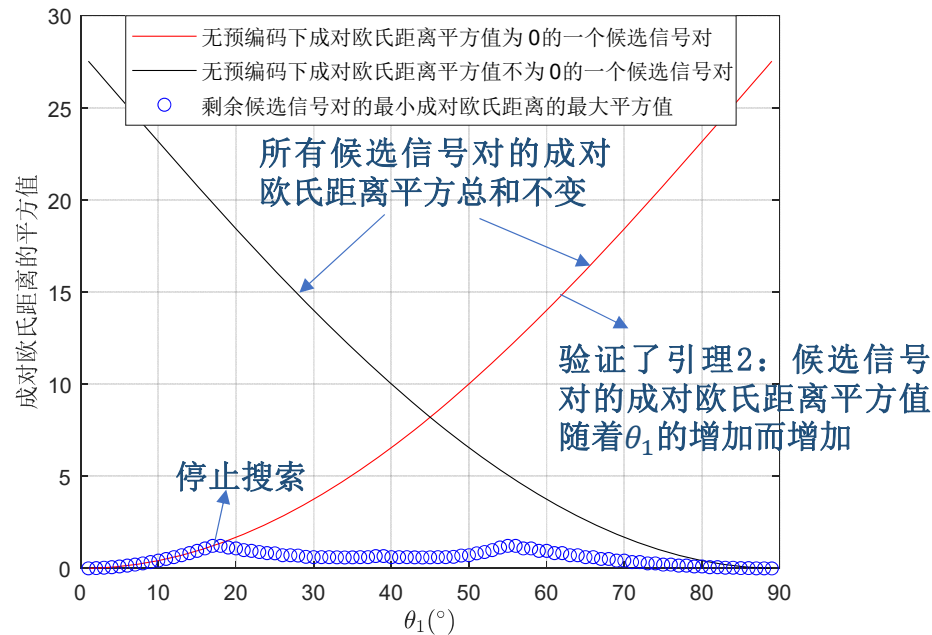


图 15 成对欧氏距离的平方值随着 θ_1 的变化曲线

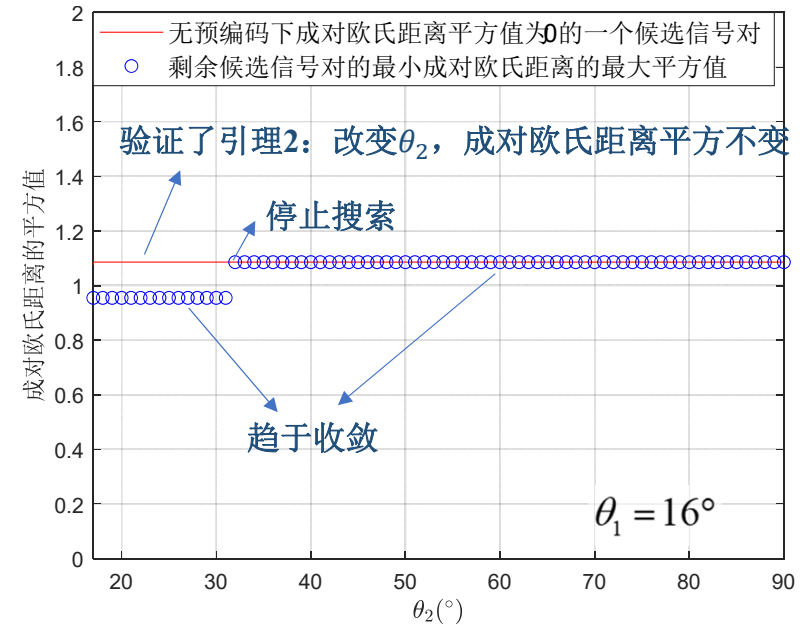


图 16 成对欧氏距离的平方值随着 θ_2 的变化曲线

研究工作 基于一维搜索的信号联合相位旋转预编码方法

➤ 基于一维搜索的预编码设计

- 相同的信道状态信息
- M-QAM星座结构等价于格雷映射



- ✓ 相位旋转因子以LED的阶数出现



- 以第0个相位旋转因子 θ_{re} 为基准（奇偶LED数基准不一样）
- 第k个LED的相位旋转因子为: $\theta_k = 2^k \theta_{\text{re}}$

- LED个数为偶数，预编码矩阵为:

$$W^{(\theta_{\text{ev}})} = \frac{1}{\sqrt{K}} \begin{bmatrix} e^{j\theta_{\text{ev}}} & e^{j2\theta_{\text{ev}}} & \dots & e^{j2^{K-1}\theta_{\text{ev}}} \\ e^{j\theta_{\text{ev}}} & e^{j2\theta_{\text{ev}}} & \dots & e^{j2^{K-1}\theta_{\text{ev}}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\theta_{\text{ev}}} & e^{j2\theta_{\text{ev}}} & \dots & e^{j2^{K-1}\theta_{\text{ev}}} \end{bmatrix}$$

- LED个数为奇数，预编码矩阵为:

$$W^{(\theta_{\text{od}})} = \frac{1}{\sqrt{K}} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\theta_{\text{od}}} & \dots & e^{j2^{K-2}\theta_{\text{od}}} \\ 1 & e^{j\theta_{\text{od}}} & \dots & e^{j2^{K-2}\theta_{\text{od}}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j\theta_{\text{od}}} & \dots & e^{j2^{K-2}\theta_{\text{od}}} \end{bmatrix}$$

- ✓ 搜索复杂度: 一维

研究工作 复杂度分析

- 搜索的角度空间: $[0, \pi / 2]$
- 搜索步长: Δ_θ
- 遍历所有候选传输信号对的次数: $\zeta = M^K$

QAM调制阶数

表1 复杂度分析

方法	复杂度	$M=4, K=3, \Delta_\theta = 1^\circ$
最优预编码方案	$O(\zeta(\pi / (2\Delta_\theta) + 1)^{K \times K})$	
基于列独立的预编码方案	$O(\zeta(\pi / (2\Delta_\theta) + 1)^{K-1})$	5.2×10^{13} 倍
基于阈值依赖的预编码方案	$< O(\zeta(\pi / (2\Delta_\theta) + 1)^{K-1})$	1.9×10^{15} 倍
基于一维搜索的预编码方案	$O(\zeta(\pi / (2\Delta_\theta) + 1))$	4.7×10^{15} 倍

降低的倍数

研究工作 信道相关性衡量指标

➤ 传统的信道相关性

- 信道相关系数^[12]:

$$\rho_{k,u} = \frac{H_k(n)H_u^*(n)}{|H_k(n)||H_u(n)|}$$

- 在所提出的预编码方案:

$$\tilde{\rho}_{k,u}(n) = \frac{\sum_{v=0}^{K-1} H_v(n)e^{j\theta_{v,k}} \left(\sum_{v=0}^{K-1} H_v(n)e^{j\theta_{v,u}} \right)^*}{\left| \sum_{v=0}^{K-1} H_v(n)e^{j\theta_{v,k}} \right| \left| \sum_{v=0}^{K-1} H_v(n)e^{j\theta_{v,u}} \right|}$$



$$|\rho_{k,u}(n)| = |\tilde{\rho}_{k,u}(n)| = 1$$

 不适用于MISO可见光通信系统

➤ 信道相关抑制系数

- 信道间的差分系数之和

$$D_{\text{sum}}(n) = \sum_{u=0, u \neq k}^{K-1} \sum_{k=0}^{K-1} |H_k(n) - H_u(n)|$$

- 等效信道 $\tilde{H}(n) = \tilde{H}(n)W^{(\hat{\theta}_{\text{opt}})}$ 的差分系数之和

$$\tilde{D}_{\text{sum}}(n) = \sum_{u=0, u \neq k}^{K-1} \sum_{k=0}^{K-1} |\tilde{H}_k(n) - \tilde{H}_u(n)|$$

- 信道相关抑制系数:

$$\beta(n) = \begin{cases} \frac{\tilde{D}_{\text{sum}}(n)}{D_{\text{sum}}(n)} & , D_{\text{sum}}(n) \neq 0 \\ \tilde{D}_{\text{sum}}(n) & , D_{\text{sum}}(n) = 0 \end{cases}$$

仿真结果

中心对称布局下的性能仿真

表2 参数设置

参数	数值
房间大小	4 m×4 m×3 m
子载波个数 (N)	64
CP 长度 (L_{CP})	16
$K=2, M=4$ 的直流偏置电压	3.5
$K=3, M=4$ 的直流偏置电压	4.5
$K=2, M=16$ 的直流偏置电压	5.0
LED 的半功率半角 ($\phi_{1/2}$)	60°
3-dB 限制带宽 (f_b)	81.5 MHz
采样速率	1 Gbps
LED ₁ 的坐标	(1.9 m, 1.9 m, 2.0 m)
LED ₂ 的坐标	(2.1 m, 2.1 m, 2.0 m)
LED ₃ 的坐标	(1.9 m, 2.1 m, 2.0 m)
PD 的半功率半角 ($\phi_{1/2}$)	80°
PD 的有效探测面积 (A_{area})	1 cm ²
PD 的坐标	(2.0 m, 2.0 m, 0 m)
阈值 γ	0.0001

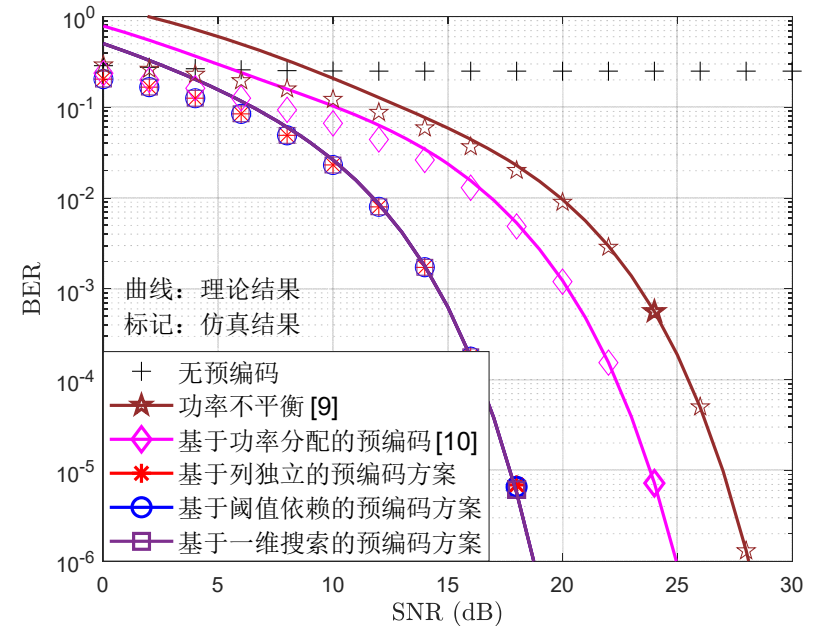


图18 基于4-QAM调制的2×1 DCO-OFDM可见光通信系统的误码率性能

- ✓ 所提出的三种预编码性能基本一致
- ✓ 比文献[9]和[10]分别提高了9.5 dB和6.5 dB

[9] FATH T, et al. Performance Comparison of MIMO Techniques for Optical Wireless Communications in Indoor Environments [J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61 (2): 733-742.

[10] WANG Z Y, et al. Energy-Efficient Precoding Design for Multiuser MISO VLC Systems Based on Joint Detection [J]. IEEE Access, 2019, 7: 16274-16280.

仿真结果

中心对称布局下的性能仿真

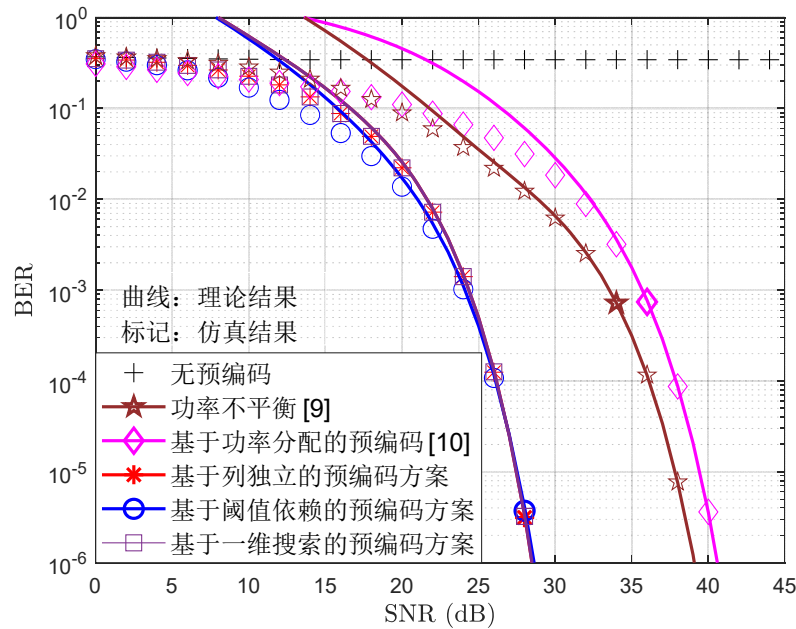


图19 基于16-QAM调制的 2×1 DCO-OFDM可见光通信系统的误码率性能

✓ 比文献[9]和[10]分别提高了12 dB和10.5 dB

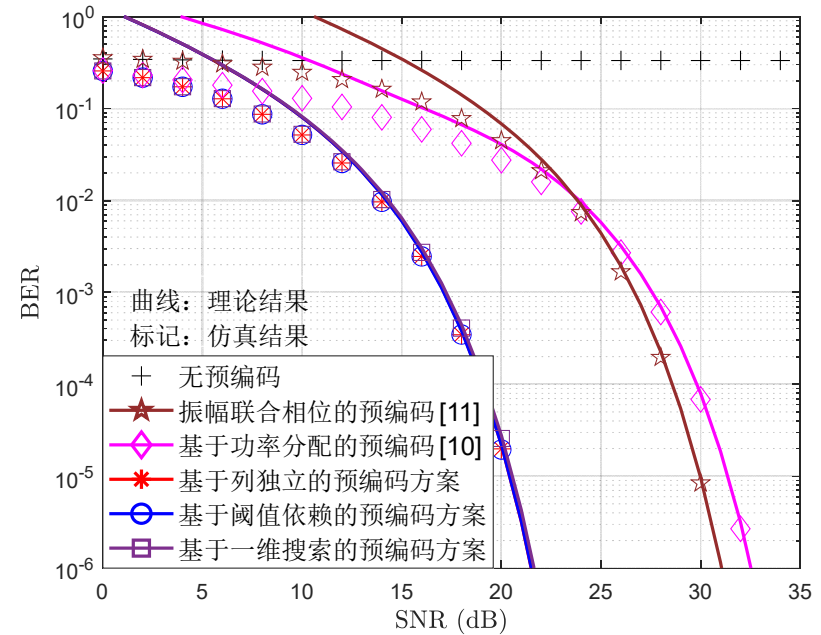


图20 基于4-QAM调制的 3×1 DCO-OFDM可见光通信系统的误码率性能

✓ 比文献[10]和[11]分别提高了10.5 dB和9.5 dB

结论：所提出的预编码方案对信道高度相关的MISO可见光通信系统具有鲁棒性

[9] FATH T, et al. Performance Comparison of MIMO Techniques for Optical Wireless Communications in Indoor Environments [J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61 (2): 733-742.

[10] WANG Z Y, et al. Energy-Efficient Precoding Design for Multiuser MISO VLC Systems Based on Joint Detection [J]. IEEE Access, 2019, 7: 16274-16280.

[11] MUTLU K, et al. Precoding for Spatial Modulation Against Correlated Fading Channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17 (9): 5857-5870.

仿真结果

非中心对称布局下的性能仿真

基于4-QAM调制的2×1 DCO-OFDM可见光通信系统

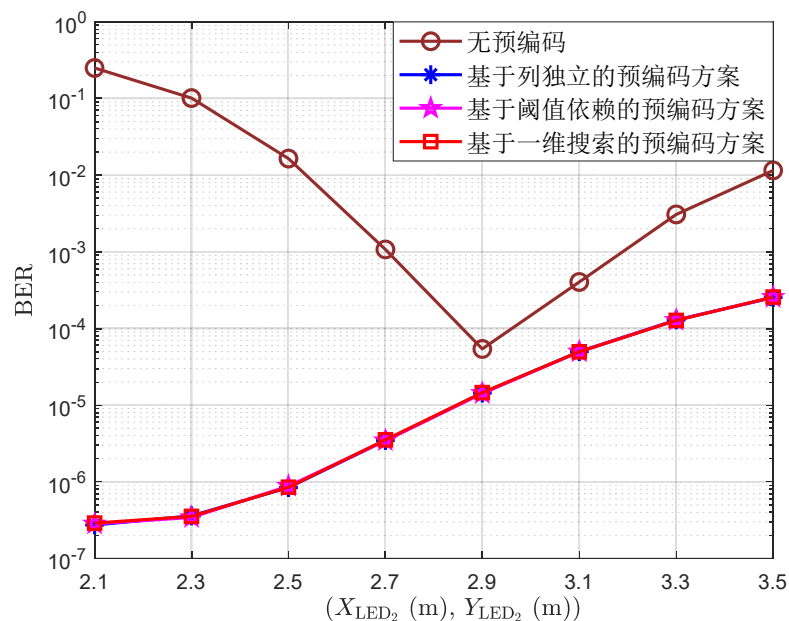


图 21 所提出的预编码方案和无预编码方案在不同非中心对称布局下的误码率性能（信噪比为20 dB）

表3 信道相关抑制系数

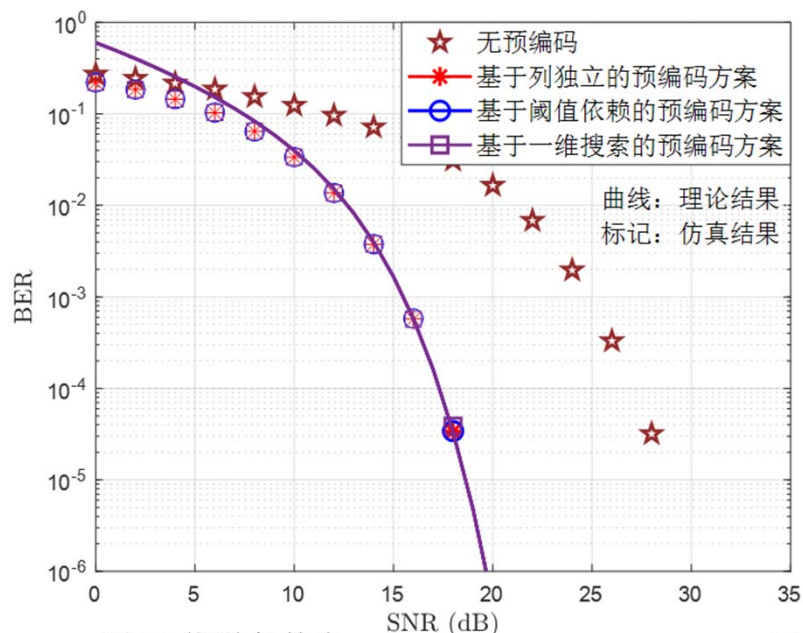
(X_{LED_2}, Y_{LED_2})	基于列独立的 预编码方案	基于阈值依赖 的预编码方案	基于一维搜索 的预编码方案
2.3 m	25.6	13.3	13.3
2.5 m	8.9	4.6	4.6
2.7 m	4.7	2.5	2.5
2.9 m	3.1	1.6	1.6
3.1 m	2.3	1.2	1.2
3.3 m	1.8	1.0	1.0
3.5 m	1.6	0.8	0.8

信道相关抑制系数越高，信道间的相关性越小。

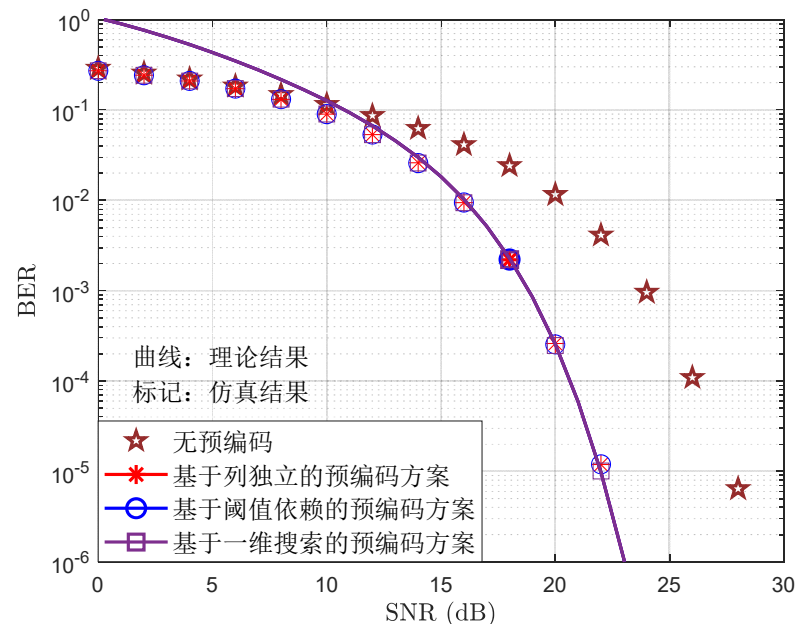
- ✓ 无预编码的误码率性能先降低后升高
- ✓ 所提出的预编码方案的误码率性能逐渐升高
- ✓ 信道相关抑制系数越高，系统的误码率性能越好

仿真结果 非中心对称布局下的性能仿真

➤ 基于4-QAM调制的2×1 DCO-OFDM VLC系统



✓ 比无预编码的性能提高了 10.5 dB



✓ 比无预编码的性能提高了 6 dB

结论：所提出的预编码方案适用于非中心对称布局的MISO可见光通信系统

讨论与拓展 MIMO 场景

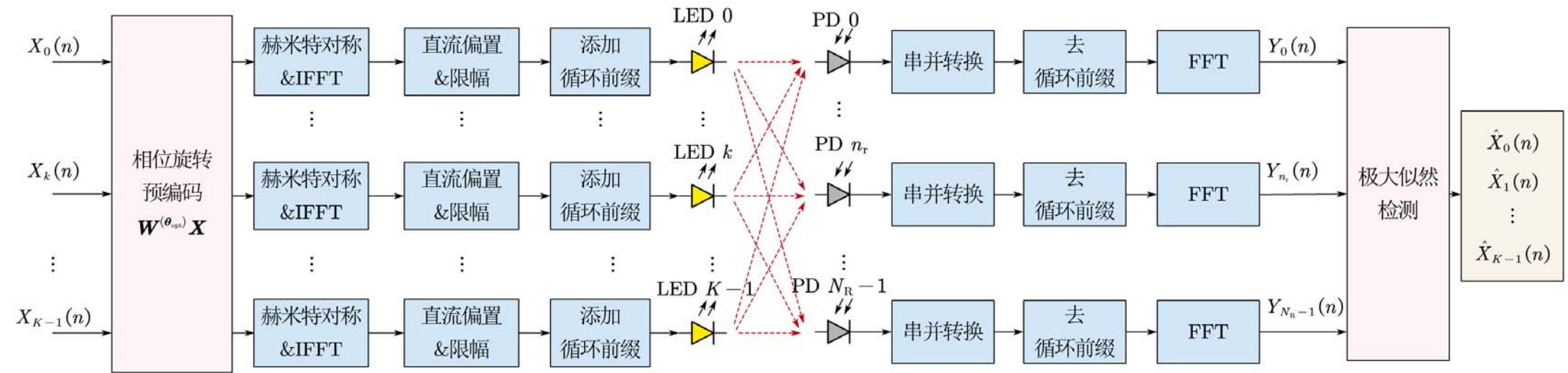


图 24 MIMO DCO-OFDM 可见光通信系统模型

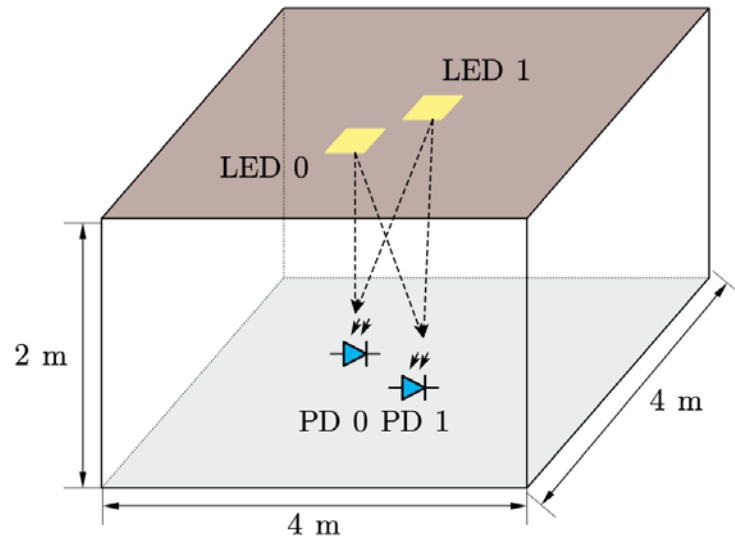
➤ 接收端信号检测:

- 最大似然检测: $\hat{X}_{ML}(n) = \arg \min_{\hat{X}(n) \in \mathbb{S}} |Y(n) - H(n)W^{(\theta_{opt})}\tilde{X}(n)|^2$

$$Y(n) = [Y_0(n), \dots, Y_{N_R-1}(n)]^T$$

✓ 不限制LED数量和PD数量

讨论与拓展 MIMO 场景



参数	设置
LED 0 位置	(1.9 m, 1.9 m, 2 m)
LED 1 位置	(2.1 m, 2.1 m, 2 m)
PD 0 位置	(2.1 m, 1.9 m, 0 m)
PD 1 位置	(1.9 m, 2.1 m, 0 m)

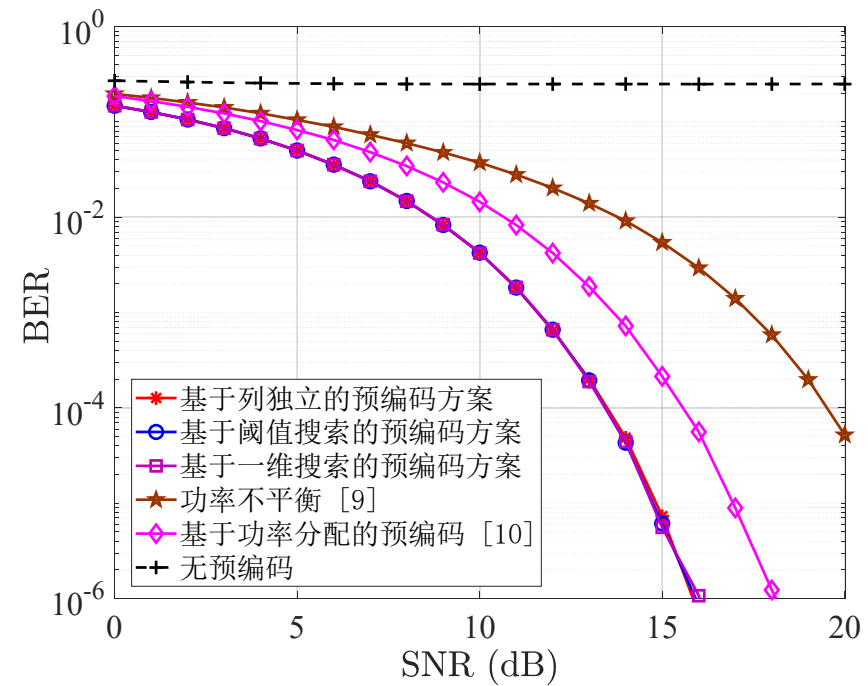


图 25 4-QAM调制下 2×2 DCO-OFDM可见光通信系统的误码率性能

讨论与拓展 高信道相关性下的多用户场景

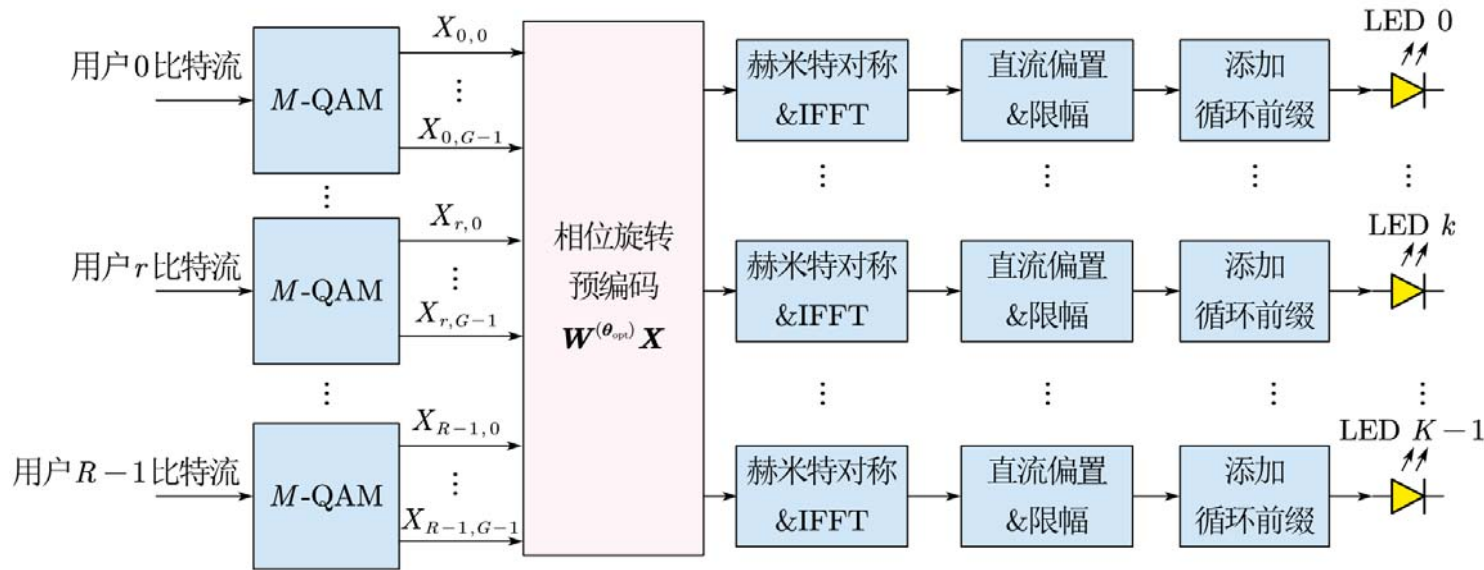


图 28 多用户 MISO DCO-OFDM 可见光通信系统发射端模型

➤ 发射端

- 用户 r ($r = 0, 1, \dots, R-1$) 对应：

$$\mathbf{X}_r = [X_{r,0}, \dots, X_{r,G-1}]^T$$

- 发射信号向量：

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}_0^T, \dots, \mathbf{X}_{R-1}^T]^T$$

- 预编码：

$$\mathbf{W}^{(\theta_{opt})} \mathbf{X}$$

- 传统多用户预编码设计^[14]：

◆ 线性 ZF 预编码： $\mathbf{W}(n) = \mathbf{H}^H(n) (\mathbf{H}(n) \mathbf{H}^H(n))^{-1} \text{diag}\{\lambda\}$

◆ 线性 MMSE 预编码： $\mathbf{W}(n) = \mathbf{H}^H(n) (\mathbf{H}(n) \mathbf{H}^H(n) + \text{diag}\{\sigma_z^2\})^{-1} \text{diag}\{\lambda\}$

✓ 消除用户间干扰

- × 信道伪逆必须存在
- × 高信道相关性下，放大噪声

[14] WANG Q, WANG Z, DAI L. Multiuser MIMO-OFDM for Visible Light Communications [J]. IEEE Photonics Journal, 2015, 7 (6) : 1-11.

讨论与拓展 高信道相关性下的多用户场景

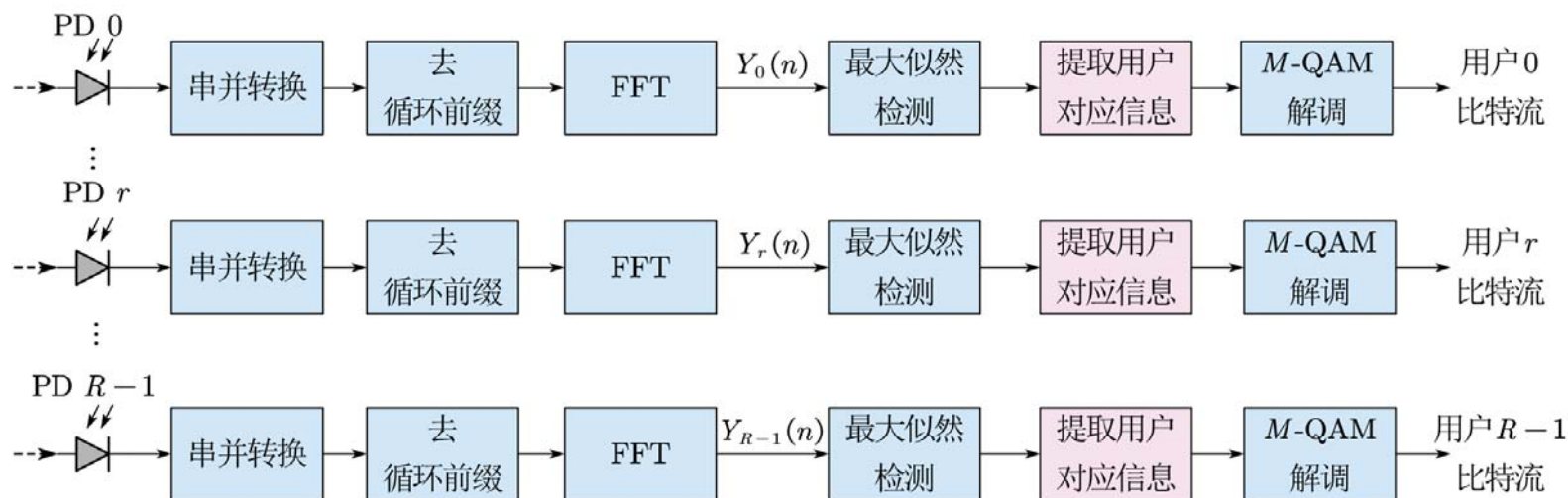


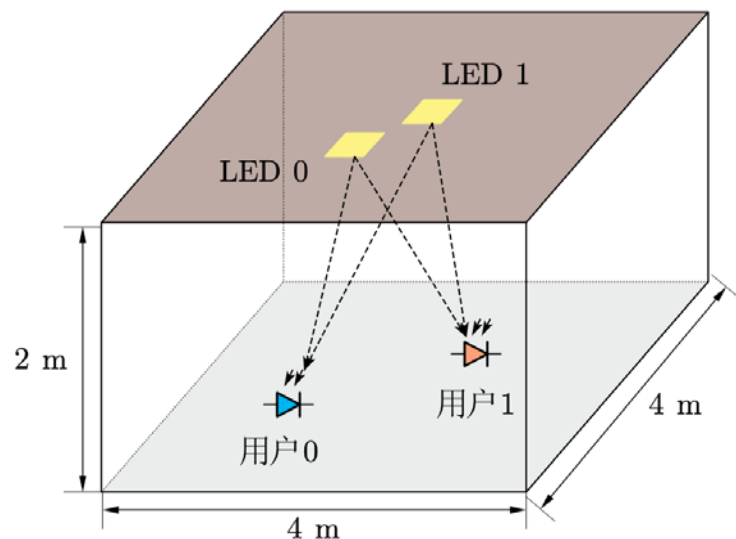
图 29 多用户 MISO DCO-OFDM 可见光通信系统接收端

➤ 接收端

- 用户 r ($r = 0, 1, \dots, R - 1$) 接收信号: $Y_r(n) = \underbrace{H_r(n)}_{\text{用户 } r \text{ 对应信道}} W^{(\theta_{\text{opt}})} X + \underbrace{Z_r(n)}_{\text{AWGN}}$

- 最大似然检测: $\hat{X}_{\text{ML},r}(n) = \arg \min_{\tilde{X}(n) \in \mathcal{S}} |Y_r(n) - H_r(n) W^{(\theta_{\text{opt}})} \tilde{X}(n)|^2$

讨论与拓展 高信道相关性下的多用户场景



参数	设置
LED 0 位置	(1.9 m, 1.9 m, 2 m)
LED 1 位置	(2.1 m, 2.1 m, 2 m)
用户 0 位置	(0-4 m, 0-4 m, 0 m)
用户 1 位置	(0-4 m, 0-4 m, 0 m)

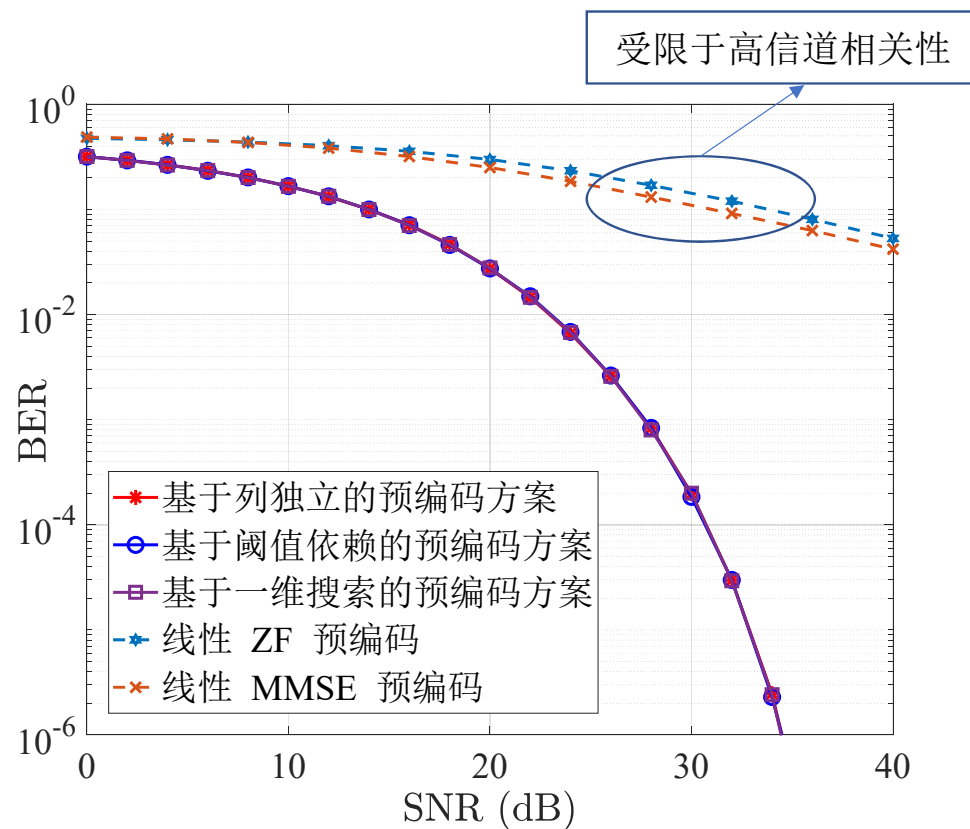


图 30 4-QAM调制下 2用户 2×1 DCO-OFDM可见光通信系统的误码率性能

平台验证 可见光通信硬件实验平台

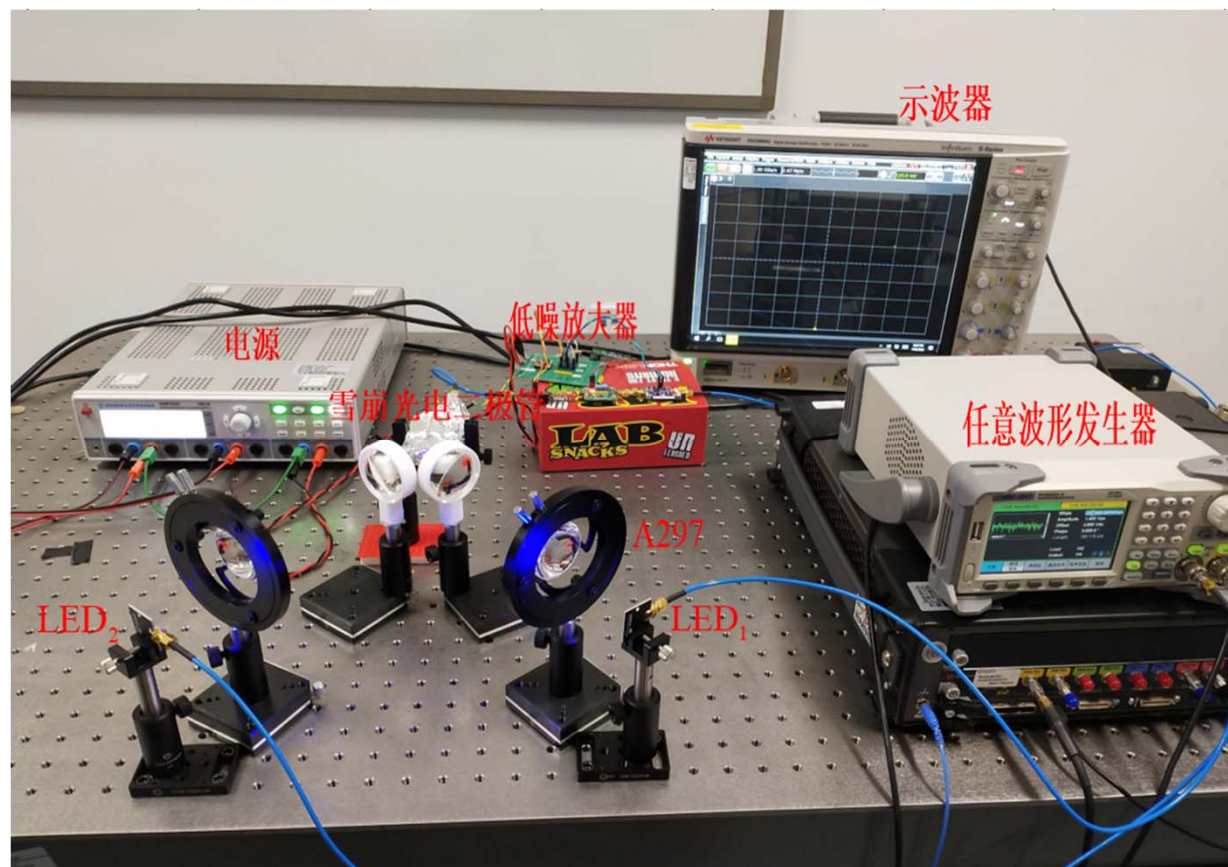


图 31 可见光通信硬件实验平台

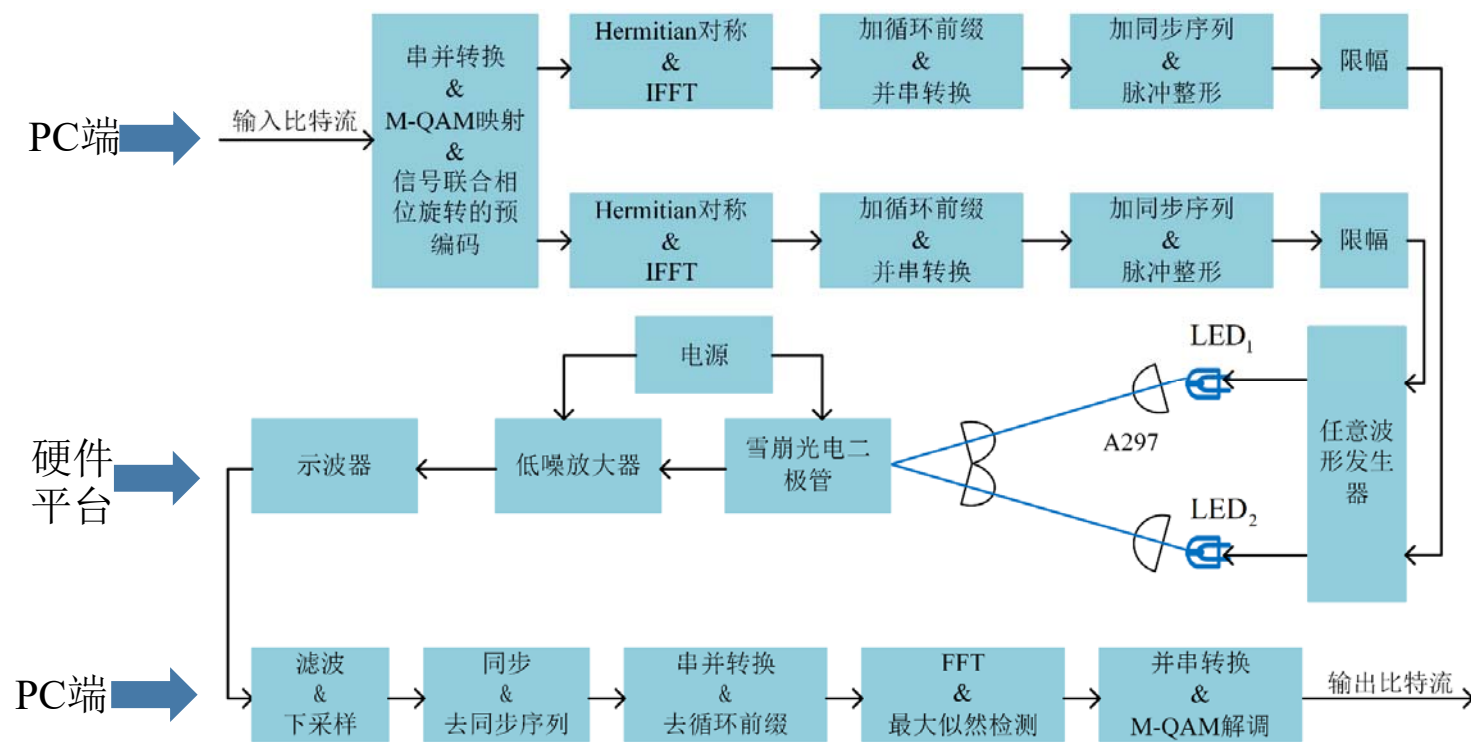


表4 实验平台的基本参数

参数	数值
子载波个数 (N)	128
CP 长度 (L_{CP})	5
LED ₁ 的坐标	(-16 cm, 0 cm)
LED ₂ 的坐标	(16 cm, 0 cm)
雪崩光电二极管的坐标	(0, 22 cm)
上采样倍数	4
根升余弦滤波器的滚降因子	0.1

图 32 2×1 DCO-OFDM可见光通信实验平台流程图

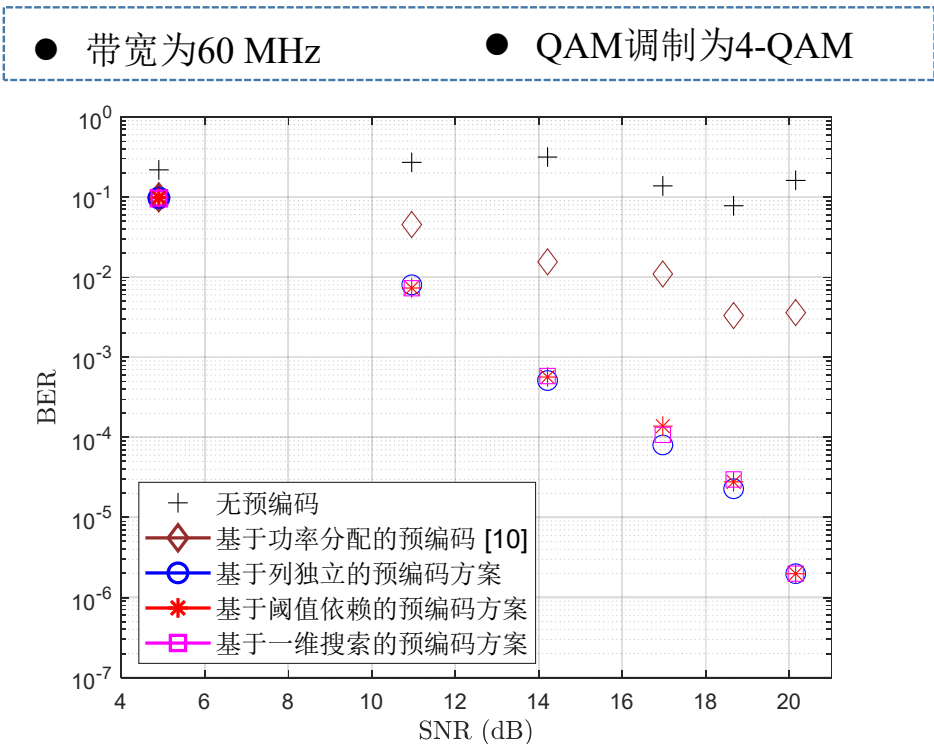


图 33 不同预编码方案的误码率性能测试结果

- ✓ 所提出的三种预编码方案的误码率性能一致
- ✓ 所提出的预编码方案优于无预编码和功率分配方法

[10] WANG Z Y, et al. Energy-Efficient Precoding Design for Multiuser MISO VLC Systems Based on Joint Detection [J] . IEEE Access, 2019, 7: 16274-16280.



哈爾濱工業大學
HARBIN INSTITUTE OF TECHNOLOGY

谢谢