

# 基于复星座映射哈特莱变换的新型光空间调制正交频分复用

徐宪莹<sup>1,2</sup>, 岳殿武<sup>1\*</sup>

<sup>1</sup>大连海事大学信息科学技术学院, 辽宁 大连 116026;

<sup>2</sup>大连科技学院电气工程学院, 辽宁 大连 116052

**摘要** 为改善现有可见光通信中光正交频分复用(OFDM)系统的性能,提出了一种新型的光空间调制 OFDM 系统,该系统使用哈特莱变换代替傅里叶变换,降低了近一半的计算复杂度;同时采用一种复-实转换函数在频域将复数符号转换为实数符号,去除了哈特莱变换中实星座映射的限制,极大地增加了系统的灵活性;最后利用两个发光二极管(LED)区分时域信号的正、负极性并分别进行传输,提高了系统的频谱效率和功率效率;相较于其他基于 LED 的光空间调制 OFDM,可以在不损失系统可靠性的同时,增加系统设计的灵活性,大幅降低计算复杂度。此外,针对 LED 和 PD(光电探测器)对称放置的情况,提出了利用接收信号功率直接判别传输信号极性的方法;针对非对称情况提出了一般极性判别法,这两种方法相较于传统的迫零检测法,都能够有效改善系统的误码性能,采用 64 进制正交振幅调制(64QAM),误比特率(BER)为  $10^{-4}$  时,系统性能均提高了约 2.9 dB。

**关键词** 光通信; 正交频分复用; 光空间调制; 极性判别

中图分类号 TN929.12

文献标志码 A

doi: 10.3788/CJL202148.0906002

## 1 引言

光信号可以不受电磁干扰和辐射的影响,因此光通信可以代替射频通信应用于电磁污染严重的环境中,成为通信技术的有益补充。白光 LED 作为第 4 代照明光源,因响应时间短、转换效率高、成本低、寿命长等优势正迅速取代传统的照明光源<sup>[1]</sup>。基于白光 LED 的可见光通信(VLC)技术,利用 LED 的调制带宽来传输数据,具有高度的安全性、隐私性,以及频谱资源丰富等优势,能够兼顾照明和通信的双重作用,且可以实现非常高的数据速率<sup>[2-3]</sup>。未来,VLC 将成为 6G 极具竞争力的通信方式,使用 VLC 与无线电的混合网络可以满足快速、安全、高可靠的无线连接需求<sup>[4]</sup>。为满足室内可见光通信高速数据传输的需求,在可见光通信系统中引入正交频分复用(OFDM),可以有效对抗光无线信道的码间串扰及由 LED 非线性频率响应引起的失真,且光

功率效率优于传统的调制方式,如开关键控(OOK)和脉冲位置调制(PPM)<sup>[5-6]</sup>。在实际应用中多采用快速离散傅里叶逆/正变换(IFFT/FFT)实现 OFDM 的调制/解调,但是由于计算过程中涉及复数运算,计算复杂度较高。1942 年美国学者哈特莱为了简化信号分析过程的数学计算,提高运算速度和效率,提出了一对与傅里叶变换相似,同属于正弦型的正交变换——哈特莱变换<sup>[7]</sup>。哈特莱变换可以保证子载波的正交性且核函数是实函数,无虚部计算,可以提高运算速度,降低计算复杂度,且哈特莱变换及其逆变换形式一样,发送端和接收端的调制与解调可以由同一发生器实现,节约了硬件成本<sup>[8]</sup>,因此可以采用快速离散哈特莱变换(FHT)实现光 OFDM,以满足光信号的实数要求<sup>[9]</sup>。但是基于 FHT 的调制方案中限制频域调制符号必须为实星座映射,如二进制相移键控(BPSK)、脉冲幅度调制(PAM),这使得很多传输性能好的复星座映射无法应用,如正交相移键控

收稿日期: 2020-09-14; 修回日期: 2020-11-18; 录用日期: 2020-12-08

基金项目: 国家自然科学基金(61371091)、大连海事大学研究生教育教学改革研究项目(YJG2019205)、辽宁省教育厅科学研究经费项目(L2020009)

\* E-mail: dwyue@dlmu.edu.cn

(QPSK)、正交振幅调制(QAM)等<sup>[10]</sup>。

文献[11]提出了 C2RT,即在 FHT 前增加复-实变换,C2RT 是一种线性变换,可以把光通信中具有共轭对称的频域符号转换为实数符号,从而使得复星座映射也能应用在 FHT 中,极大地拓宽了 FHT 在光 OFDM 调制中的应用。C2RT 在降低系统计算复杂度的同时,增加了系统设计的灵活性。为满足光通信对信号正极性的要求,文献[11]中采用了常用的奇载波调制和添加直流偏置的方法,前者会牺牲一部分的频谱效率,后者会牺牲一部分功率效率,为此本文利用 LED 区分实信号的“正、负”极性,提出一种新的基于复星座映射哈特莱变换的光系统(NCH-OFDM)。NCH-OFDM 系统中每一时刻只有一个 LED 发光,是一种光空间调制系统。光 OFDM 的空间调制可分为两类:一种是基于子载波的光空间调制 OFDM,一种是基于 LED 的光空间调制 OFDM<sup>[12]</sup>。本文所提出的 NCH-OFDM,是一种基于 LED 的光空间调制 OFDM。这种利用 LED 区分信号极性的方法最早出现在文献[13]中的 NDC-OFDM(Non-DC-biased OFDM)系统中,而后文献[14-15]在此基础上提出 SH-OFDM(Spatial Modulation with DHT-Based OFDM)和 GLIM-OFDM(Generalized LED Index Modulation);与其他方法相比,NCH-OFDM 具有明显优势:与 NDC-OFDM 相比,NCH-OFDM 能以一半的计算复杂度获得相同的频谱效率和误码性能;与 SH-OFDM 相比,NCH-OFDM 去除了实星座映射的限制;与 GLIM-OFDM 相比,NCH-OFDM 在保持系统可靠

性的同时,极大地降低了计算复杂度,且增加了系统设计的灵活性。

本文描述了 NCH-OFDM 系统的结构和工作原理,对 NCH-OFDM 的性能进行了仿真和比较,并对几种基于 LED 的光空间调制系统进行分析和对比;针对室内 LED 和 PD 对称和非对称放置的情况,提出两种极性判别方法。通过仿真证明,相较于传统的迫零(ZF)检测法,所提出的两种极性判别方法都可以有效改善系统的误码性能。

## 2 系统结构和工作原理

### 2.1 NCH-OFDM 系统设计

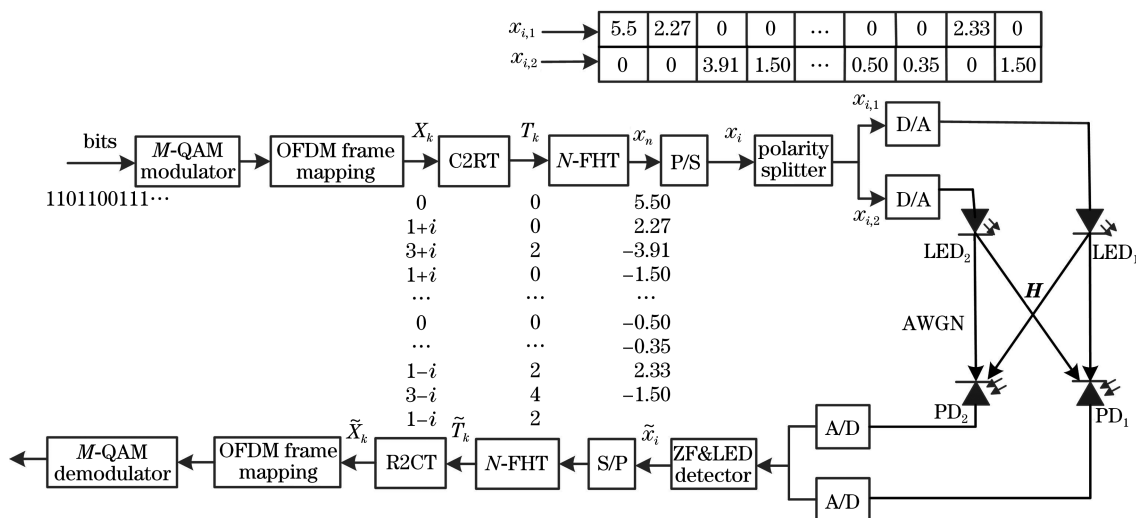
图 1 所示为 NCH-OFDM 的系统结构框图。在输入端,发送数据比特流经复星座映射(如 M-QAM)和厄米特对称设置后,得到频域复数序列  $X_k = \{0, X_1, X_2, \dots, X_{N/2-1}, 0, X_{N/2-1}^*, \dots, X_2^*, X_1^*\}, k=0, 1, 2, \dots, N-1, X_k$  经过 C2RT 得到实数序列  $T_k$ ,C2RT 可具体描述为<sup>[11]</sup>

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{N-k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{k,R} \\ X_{k,I} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

其中,  $X_{k,R}$  和  $X_{k,I}$  分别为  $X_k$  的实部和虚部。N 点 FHT 定义为<sup>[8]</sup>

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} T(k) \text{cas}(2\pi kn/N), 0 \leq n \leq N-1, \quad (2)$$

$$\text{cas}(2\pi kn/N) = \cos(2\pi kn/N) + \sin(2\pi kn/N), \quad (3)$$



QAM: quadrature amplitude modulation; C2RT: complex-to-real transform; FHT: fast Hartley transform; P/S: parallel-serial conversion; D/A: digital-to-analog conversion; AWGN: additive white Gaussian noise; AF: zero forcing; S/P: serial-parallel conversion; R2CT: real-to-complex transform; A/D: analog-to-digital conversion

图 1 NCH-OFDM 系统框图

Fig. 1 NCH-OFDM system block diagram

$T_k$  经 FHT 后得到双极性的实信号  $x_n$ , 经过并/串转换及极性分离后, 利用两个 LED 分别传输双极性信号的“正”“负”极性部分。如果某一时刻信号极性为“正”, 则由 LED1 发送, 同时 LED2 静默; 如果信号极性为“负”, 则由 LED2 发送信号的绝对值, 同时 LED1 静默; 每一时刻只有一个 LED 被激活, 两个 LED 上传输的信号分别为

$$\begin{aligned} x_{i,1}(n) &= \begin{cases} x_i(n), & x_i(n) \geq 0 \\ 0, & x_i(n) < 0 \end{cases}, \\ x_{i,2}(n) &= \begin{cases} -x_i(n), & x_i(n) < 0 \\ 0, & x_i(n) \geq 0 \end{cases}, \end{aligned} \quad (4)$$

其中  $x_{i,1}, x_{i,2}$  分别通过 LED1 和 LED2 经光信道到达接收端后由两个光电检测器 (PD) 进行接收检测。

## 2.2 信道模型

信道矩阵  $\mathbf{H}$  可表示为

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

其中,  $h_{r,t}$  是第  $t$  个 LED 到第  $r$  个 PD 的信道增益, 这里只考虑视距 (LOS) 信道, 可描述为<sup>[16]</sup>

$$\begin{aligned} h_{r,t} &= \frac{(\beta+1)A_r}{2\pi d^2} \cos^\beta(\phi) T_s(\psi) g_c(\psi) \times \\ &\quad \cos \phi \operatorname{rect}\left(\frac{\psi}{\psi_c}\right), \end{aligned} \quad (6)$$

$$\operatorname{rect}(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq 1 \\ 0, & |x| > 1 \end{cases}, \quad (7)$$

式中,  $\beta$  为朗伯体辐射波瓣阶数,  $A_r$  为 PD 的接收面积,  $d$  为第  $t$  个 LED 到第  $r$  个 PD 的视距距离,  $\phi$  为 LED 的辐射角度,  $\psi$  为 PD 接收光信号的入射角,  $\psi_c$  为视场角,  $T_s(\psi)$  为滤光器的增益,  $g_c(\psi)$  为集光器的增益。设  $\mathbf{r}_1$  为 LED 位置矢量,  $\mathbf{r}_p$  为 PD 位置矢量,  $\hat{\mathbf{n}}_1$  为 LED 的法向量,  $\hat{\mathbf{n}}_p$  为 PD 的法向量, 则有

$$d = \|\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_p\|, \quad (8)$$

$$\cos \phi = \hat{\mathbf{n}}_1 \cdot (\mathbf{r}_p - \mathbf{r}_1) / d, \quad (9)$$

$$\cos \psi = \hat{\mathbf{n}}_p \cdot (\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_p) / d. \quad (10)$$

到达接收端后, 接收到的信号可表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{w}, \quad (11)$$

其中  $\mathbf{w}$  为加性高斯白噪声 (AWGN), 其方差为  $\delta_n^2$ 。本研究对光 OFDM 系统性能所做的仿真均是在接收电功率信噪比条件下获得, 信噪比定义为

$$R_{\text{SN}} = \frac{P_{\text{ele}}}{\delta_n^2}, \quad (12)$$

其中  $P_{\text{ele}}$  为接收电功率, 定义为<sup>[15]</sup>

$$P_{\text{ele}} = \frac{\gamma P_{\text{opt}}^2}{\delta_n^2}, \quad (13)$$

$$P_{\text{opt}} = \frac{1}{N_r} \sum_{r=1}^{N_r} \sum_{t=1}^{N_t} h_{r,t} P_{\text{opt},T}, \quad (14)$$

其中  $\gamma$  为光电转换效率。为简化分析, 通常取值为 1,  $N_t$  和  $N_r$  分别为发射 LED 数和接收 PD 数,  $P_{\text{opt},T}$  为发射信号的平均光功率。对于一个已知信号  $x(t)$ , 其光功率  $P_{\text{opt}} = E\{x(t)\}$ 。

## 2.3 接收端检测

### 2.3.1 迫零 (ZF) 检测

在接收端 PD 将接收到的光信号转换为电信号后, 需要判别每一时刻被激活的 LED 号, 解调出该时刻对应信号的极性, 同时结合相应的符号信息恢复发送信号。为实现这一要求, 最常使用的方法是 ZF 检测法, 具体可描述为

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{H}^{-1} \mathbf{y}, \quad (15)$$

其中  $\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{x}_{i,1}, \tilde{x}_{i,2}]^T$  为传输信号的估测值。ZF 检测器用于比较  $\tilde{x}_{i,1}$  和  $\tilde{x}_{i,2}$  并返回其中较大值所对应的 LED 号<sup>[13]</sup>, 即

$$\tilde{s} = \operatorname{argmax}_s \tilde{x}_{i,s}, \quad s = 1, 2. \quad (16)$$

如果  $s=1$ , 说明 LED1 被激活, 对应信号的极性为“正”; 如果  $s=2$ , 说明 LED2 被激活, 对应信号的极性为“负”。结合相应的符号信息, 恢复发送信号可表示为

$$\hat{x}_i = \begin{cases} \tilde{x}_{i,1}, & \tilde{s} = 1 \\ -\tilde{x}_{i,2}, & \tilde{s} = 2 \end{cases}. \quad (17)$$

$\hat{x}_i$  经过  $N$  点 FHT 后得到恢复的实数序列  $\hat{T}_k$ , 再经过实-复转换 (R2CT) 恢复频域发送序列  $\hat{X}_k$ , 其中  $\hat{X}_k = \hat{X}_{k,R} + j\hat{X}_{k,I}$ 。R2CT 过程可表示为<sup>[11]</sup>

$$\begin{bmatrix} \hat{X}_{k,R} \\ \hat{X}_{k,I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 \\ -1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{T}_k \\ \hat{T}_{N-k} \end{bmatrix}. \quad (18)$$

### 2.3.2 接收功率 (RP) 检测法

虽然采用 ZF 检测比较简单, 但是由于检测时噪声向量  $\mathbf{w}$  会乘以  $\mathbf{H}^{-1}$ , 噪声增强, 造成性能损失。室内 VLC 系统中, 照明光源发出的光是通信信号载体, 光源的布局和参数将直接影响光功率的覆盖<sup>[17]</sup>, 因此本文提出利用两个 PD 的瞬时接收功率直接判别 LED 号, 得到该时刻的符号极性后, 进而恢复传输序列。该方法与 ZF 检测类似, 操作简单, 但能够提高系统的误码性能。

首先将信道矩阵  $\mathbf{H}$  写为列向量的形式, 即  $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2]$ , 则接收端的接收信号可写成

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}_m |x_i| + \mathbf{w}, m \in \{1, 2\}, \quad (19)$$

结合(4)式接收信号可表示为

$$\begin{cases} y_{i,1} \\ y_{i,2} \end{cases} = \begin{cases} \begin{bmatrix} h_{11} |x_i| + w_{i,1} \\ h_{21} |x_i| + w_{i,2} \end{bmatrix}, & x_i > 0 \\ \begin{bmatrix} h_{12} |x_i| + w_{i,1} \\ h_{22} |x_i| + w_{i,2} \end{bmatrix}, & x_i < 0 \end{cases}. \quad (20)$$

对于室内可见光通信环境,一般情况下,LED 与 PD 均是关于中心点对称放置,每个 LED 有一个与之相对对准放置的 PD,它们之间的信道增益必然大于非对准放置的 LED 与 PD 间的信道增益,即必然有  $h_{r,i} > h_{r',i}$ , 因此可根据(20)式直接利用接收端接收信号的功率判别出发射信号来自哪个 LED,进而判别出发送信号的瞬时极性,即

$$\hat{s} = \underset{s}{\operatorname{argmax}} \tilde{y}_{i,s}, s = 1, 2, \quad (21)$$

$$\hat{x}_i = \begin{cases} \tilde{y}_{i,1}/h_{11}, & \hat{s} = 1 \\ -\tilde{y}_{i,2}/h_{22}, & \hat{s} = 2 \end{cases}. \quad (22)$$

### 2.3.3 一般极性 (GP) 检测法

上述基于接收信号功率的极性判别方法虽然操作简单,能够提高系统性能,但是 LED 与 PD 必须关于中心对称放置,针对更一般的情况,RP 检测法无法正确解调发送信号的极性,为此本文提出一般极性判别法。

在接收端,用  $\mathbf{h}_1$  和  $\mathbf{h}_2$  分别对接收信号作相关解调,并令

$$\begin{cases} A_1 = h_{11}^2 + h_{21}^2 \\ B = h_{11}h_{12} + h_{21}h_{22} \\ A_2 = h_{12}^2 + h_{22}^2 \\ C_1 = h_{11}w_{i,1} + h_{21}w_{i,2}, \\ C_2 = h_{12}w_{i,1} + h_{22}w_{i,2} \\ D_1 = A_1/B \\ D_2 = B/A_2 \end{cases}, \quad (23)$$

结合(20)式,若发送信号  $x_i > 0$ ,则有

$$\begin{cases} \mathbf{h}_1^T \cdot \mathbf{y} = (h_{11}^2 + h_{21}^2) |x_i| + h_{11}w_{i,1} + h_{21}w_{i,2} = A_1 |x_i| + C_1 \\ \mathbf{h}_2^T \cdot \mathbf{y} = (h_{11}h_{12} + h_{21}h_{22}) |x_i| + h_{12}w_{i,1} + h_{22}w_{i,2} = B |x_i| + C_2 \end{cases}, \quad (24)$$

此时有

$$\frac{\mathbf{h}_1^T \cdot \mathbf{y}}{\mathbf{h}_2^T \cdot \mathbf{y}} = \frac{A_1 |x_i| + C_1}{B |x_i| + C_2} \approx \frac{A_1}{B} = D_1, \quad (25)$$

若发送信号  $x_i < 0$ ,则有

$$\begin{cases} \mathbf{h}_1^T \cdot \mathbf{y} = (h_{11}h_{12} + h_{21}h_{22}) |x_i| + h_{11}w_{i,1} + h_{21}w_{i,2} = B |x_i| + C_1 \\ \mathbf{h}_2^T \cdot \mathbf{y} = (h_{12}^2 + h_{22}^2) |x_i| + h_{12}w_{i,1} + h_{22}w_{i,2} = A_2 |x_i| + C_2 \end{cases}, \quad (26)$$

此时有

$$\frac{\mathbf{h}_1^T \cdot \mathbf{y}}{\mathbf{h}_2^T \cdot \mathbf{y}} = \frac{B |x_i| + C_1}{A_2 |x_i| + C_2} \approx \frac{B}{A_2} = D_2, \quad (27)$$

令

$$D = \frac{\mathbf{h}_1^T \cdot \mathbf{y}}{\mathbf{h}_2^T \cdot \mathbf{y}}, \quad (28)$$

在接收端,接收到信号后,计算  $D$  的值,并与  $D_1$  和  $D_2$  进行比较,若  $D$  与  $D_1$  更接近,则说明发送信号来自 LED1 且  $x_i > 0$ ,若  $D$  与  $D_2$  更接近,则说明发送信号来自 LED2 且  $x_i < 0$ ,即

$$\hat{s} = \begin{cases} 1, & |D - D_1| \leq |D - D_2| \\ 2, & |D - D_1| > |D - D_2| \end{cases}. \quad (29)$$

判别出发送 LED 号及信号极性后,运用(22)式,即可恢复出发送序列符号。

## 3 基于 LED 的光空间调制 OFDM 系统分析对比

本研究采用 FHT 代替 FFT,保留光空间调制系统性能优势的同时能够大幅降低系统的计算复杂度。 $N$  点 FFT 的计算包含  $N/2 \cdot \lg N$  次复数乘法和  $N \cdot \lg N$  次复数加法,而一次复数乘法包含 4 次实数乘法与 2 次实数加法,一次复数加法包含 2 次实数加法,因此  $N$  点 FFT 的计算共包含  $2N \cdot \lg N$  次实数乘法和  $3N \cdot \lg N$  次实数加法;而  $N$  点 FHT 的计算中无复数计算,共包含  $N \cdot \lg N$  次实数乘法和  $3N/2 \cdot \lg N$  次实数加法,所以 FHT 的计算复杂度为 FFT 的一半。

表 1 列出了 NCH-OFDM 与几种典型的基于 LED 的光空间调制 OFDM 的性能对比。由表 1 可

表 1 光空间调制 OFDM 系统对比

Table 1 Comparison of optical spatial modulation OFDM systems

Optical OFDM scheme	NCH-OFDM	NDC-OFDM	SH-OFDM	GLIM-OFDM
Based transform	C2RT-FHT	FFT	FHT	FFT
Constellation form	Complex ( $M$ -QAM)	Complex ( $M$ -QAM)	Real ( $M$ -PAM, BPSK)	Complex ( $M$ -QAM)
Constellation size	$M$	$M$	$\sqrt{M}$	$M$
Spectral efficiency / ( $\text{bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ )	$\frac{N-2}{2N} \text{lb } M$	$\frac{N-2}{2N} \text{lb } M$	$\text{lb } \sqrt{M}$	$\text{lb } M$
Minimum required LEDs number	2	2	2	4
Computational complexity	Real multiplication: $N \cdot \text{lb } N$ ; real addition: $3N/2 \cdot \text{lb } N + N$	Real multiplication: $2N \cdot \text{lb } N$ ; Real addition: $3N \cdot \text{lb } N$	Real multiplication: $N \cdot \text{lb } N$ ; real addition: $3N/2 \cdot \text{lb } N$	Real multiplication: $2N \cdot \text{lb } N$ ; real addition: $3N \cdot \text{lb } N$

知, NCH-OFDM 的计算复杂度明显优于 NDC-OFDM 与 GLIM-OFDM; 而由于需在 FHT 前加入 C2RT, 相较于 SH-OFDM 增加了  $N$  次加法运算, 但是 SH-OFDM 中频域符号只能是实星座映射, NCH-OFDM 去除了这种限制, 系统设计更加灵活, 适应性更强。

## 4 系统性能分析及仿真结果对比

### 4.1 系统性能分析

系统的误比特率受两部分因素的影响, 分别为 LED 序号判决的准确性和 QAM 符号解调的正确性, 故有

$$P_e = 1 - P_c, \quad (30)$$

其中  $P_e$  代表系统误比特率,  $P_c$  代表信息比特正确的概率。设  $P_a$  为 LED 序号判决错误的概率,  $P_b$  为 QAM 符号解调错误的概率,  $P_{b|P_a}$  为 LED 序号判决错误的情况下, QAM 符号解调错误的概率, 那么  $P_c$  应为 LED 序号判决正确且 QAM 符号解调正确的概率, 加上 LED 序号判决错误但有一部分 QAM 符号解调正确的概率, 则有

$$P_c = (1 - P_a)(1 - P_b) + P_a \cdot (1 - P_{b|P_a}), \quad (31)$$

$$P_e = 1 - P_c = P_b - P_a P_b + P_a \cdot P_{b|P_a}, \quad (32)$$

根据文献[18], 可知矩形  $M$ -QAM 的误比特率为

$$P_b = \frac{4(\sqrt{M} - 1)}{\sqrt{M} \cdot \text{lb } M} Q\left(\sqrt{\frac{3 \text{lb } M \cdot E_b / N_0}{M - 1}}\right), \quad (33)$$

式中  $E_b$  代表每个比特的平均能量,  $N_0$  代表噪声的功率谱密度。  $P_a$  取决于 LED 序号的判决准则,

$$P_a = \frac{1}{2} E [P(s_1 \rightarrow s_2) + P(s_2 \rightarrow s_1)] = E \left[ Q\left(\frac{|x_i|}{\delta}\right) \right], \quad (34)$$

如果采用迫零(ZF)检测法, 则有

$$\delta^2 = \left( \frac{1}{h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}} \right)^2 \times [(h_{11} + h_{12})^2 + (h_{21} + h_{22})^2] \delta_n^2, \quad (35)$$

如果采用接收功率(RP)检测法, 则有

$$\delta^2 = \frac{2}{(h_{11} - h_{21})^2} \delta_n^2. \quad (36)$$

下面对系统性能进行仿真并进行分析对比。首先给出仿真参数(见表 2)。为简化分析, 朗伯体阶数  $\beta$ 、滤波器的增益  $T_s(\psi)$ 、集光器的增益  $g_c(\psi)$  均取值为 1, 选取一个典型的  $5 \text{ m} \times 5 \text{ m} \times 3 \text{ m}$  的房间, LED 灯源放置在天花板上并垂直向下照射, 即其法向量为  $\hat{n}_1 = (0, 0, -1)$ , PD 在离地面 1 m 的桌子上垂直向上放置, 即其法向量为  $\hat{n}_1 = (0, 0, 1)$ ; 如未特别说明, 本文中 LED 和 PD 均是关于中心点对称放置。对于  $2 \times 2$  的系统, LED 的间距设为 2.5 m, PD 的间距分别设为 0.1, 0.4, 0.8 m, LED 和 PD 的坐标值如表 2 所示, 则  $2 \times 2$  的 MIMO 信道矩阵分别为

$$\begin{cases} \mathbf{H}_A = 10^{-5} \times \begin{bmatrix} 0.4302 & 0.3933 \\ 0.3933 & 0.4302 \end{bmatrix} \\ \mathbf{H}_B = 10^{-5} \times \begin{bmatrix} 0.4890 & 0.3419 \\ 0.3419 & 0.4890 \end{bmatrix} \\ \mathbf{H}_C = 10^{-5} \times \begin{bmatrix} 0.5709 & 0.2817 \\ 0.2817 & 0.5709 \end{bmatrix} \end{cases}. \quad (37)$$

表 2 仿真环境物理参数设置

Table 2 Physical parameter settings of simulation environment

Parameter	Value
Dimensions of the room / (m × m × m)	5 × 5 × 3
FHT or FFT size $N$	256
Lambertian order $\beta$	1
Gain of the optical filter $T_s(\psi)$	1
Concentrator gain $g_c(\psi)$	1
Field of view $\psi_c / (^\circ)$	85
Area of PD $A_r / \text{cm}^2$	1
LED position / m	LED1: (1.25, 2.5, 3); LED2: (3.75, 2.5, 3)
PD position / m	A: PD1: (2.45, 2.5, 1); PD2: (2.55, 2.5, 1) B: PD1: (2.3, 2.5, 1); PD2: (2.7, 2.5, 1) C: PD1: (2.1, 2.5, 1); PD2: (2.9, 2.5, 1)

复星座映射分别取 4QAM、8QAM、32QAM，采用传统 ZF 检测法，在 PD 间距不同的情况下对 NCH-OFDM 系统进行仿真并绘制误比特率(BER)曲线，结果如图 2 所示。可以看出 PD 间距较大时，BER 较小，这是因为 MIMO 系统的误码性能与信道相关性有关，PD 间距越大，信道的相关性越弱，系统的 BER 性能越好；同样地，增加 LED 间距也可改善系统的 BER。

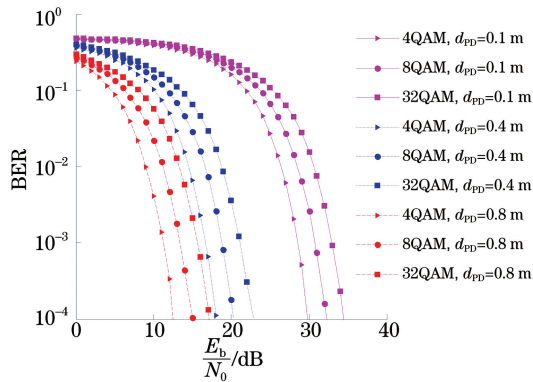


图 2 NCH-OFDM 系统 BER 随 PD 间距变化仿真图  
Fig. 2 BER of NCH-OFDM varying with distance between PDs

#### 4.2 极性判别法对比

下面分别在 PD 间距为 0.1 m 和 0.8 m 时，针对本文所提出的 RP 检测法对 NCH-OFDM 的性能进行仿真，并与 ZF 检测法的系统性能作对比，仿真结果如图 3 所示，可以看出：本文提出的 RP 法使系统的性能有所改善，且在 PD 间距较小时，也就是信道相关性较高时，RP 检测法性能优势更加明显；在 PD 间距  $d_{PD} = 0.1 \text{ m}$ ，64QAM 调制， $\text{BER} = 10^{-4}$  时，GP 检测法相对于 ZF 检测法系统性能改善了

2.93 dB，这说明 RP 检测法抗信道相关性的能力更强。

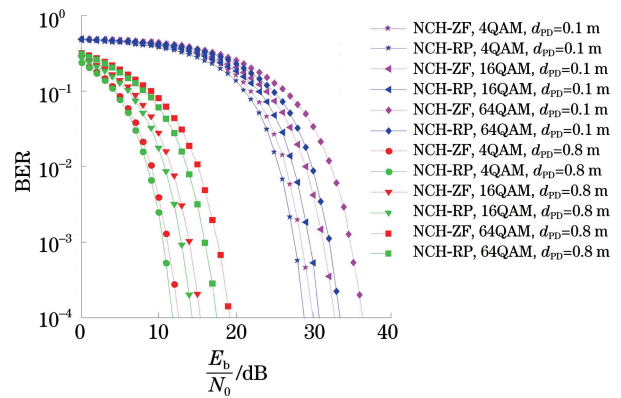


图 3 NCH-OFDM 采用 RP 检测法与 ZF 检测法性能对比  
Fig. 3 Performance comparison between RP detection and ZF detection for NCH-OFDM

对于 PD 不关于中心点对称放置的情况，RP 检测法无法正确解调，为此又提出一种一般极性检测法——GP 检测法，假设 PD 位置坐标分别为：(0.95 m, 2.5 m, 1 m) 和 (1.55, 2.5 m, 1 m)，此时两个 PD 不关于中心点对称，而是关于 LED1 对称，即  $h_{11} = h_{21}$ ，所以无法运用 RP 检测法。下面采用 GP 检测法对 NCH-OFDM 系统的性能进行仿真，并与 ZF 检测法进行对比，结果如图 4 所示，可以看出，GP 检测法可以有效改善系统的误码性能，在 64QAM 调制，误比特率为  $10^{-4}$  时，GP 检测法相对于 ZF 法系统性能改善了 2.90 dB，而随着调制阶数增加，改善效果更加明显。GP 检测法可适用于 LED 和 PD 随意放置的一般情况，不要求对称摆放。

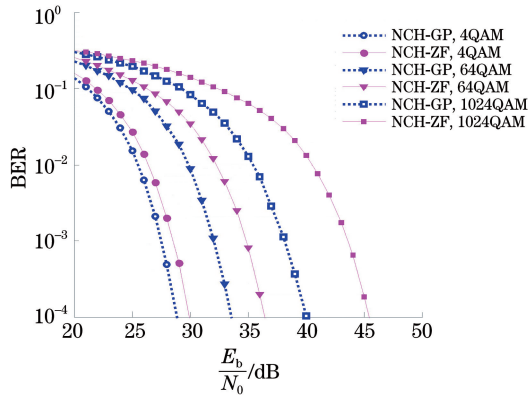


图 4 NCH-OFDM 采用 GP 检测法与 ZF 检测法性能对比  
Fig. 4 Performance comparison between GP detection and ZF detection for NCH-OFDM

#### 4.3 NCH-OFDM 与 ACO-OFDM 和 DCO-OFDM 性能对比

NCH-OFDM 的频带利用率为

$$\eta_{\text{NCH}} = \frac{N-2}{2N} \text{lb } M, \quad (38)$$

非对称限幅光 OFDM (ACO-OFDM) 的频带利用率为

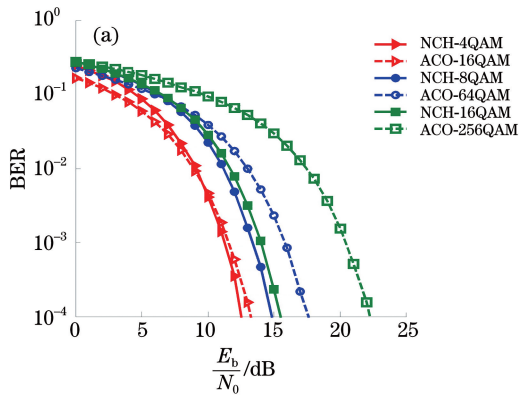


图 5 NCH-OFDM 与 ACO-OFDM 或 DCO-OFDM 系统的 BER 性能对比 ( $d_{\text{PD}}=0.8 \text{ m}$ )。 (a) NCH-OFDM 与 ACO-OFDM; (b) NCH-OFDM 与 DCO-OFDM

Fig. 5 BER performance comparison between NCH-OFDM and ACO-OFDM or DCO-OFDM ( $d_{\text{PD}}=0.8 \text{ m}$ ). (a) NCH-OFDM versus ACO-OFDM; (b) NCH-OFDM versus DCO-OFDM

#### 4.4 NCH-OFDM 与 NDC-OFDM 和 SH-OFDM 性能对比

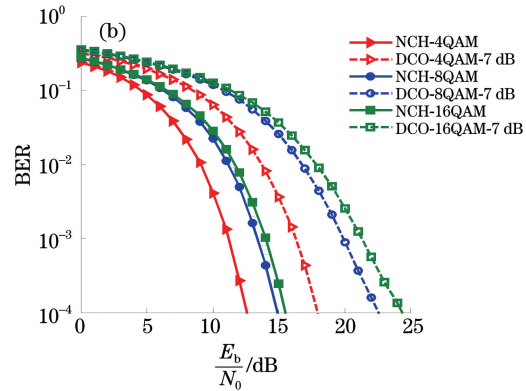
下面对几种基于 LED 的光空间调制 OFDM 系统的 BER 性能作仿真对比。首先,在 PD 间距为  $0.8 \text{ m}$ 、相同频带利用率下,对 NCH-OFDM 与 NDC-OFDM 和 SH-OFDM 系统的 BER 性能进行仿真对比,符号星座映射尺寸关系为:  $\sqrt{M_{\text{NCH}}} = \sqrt{M_{\text{NDC}}} = M_{\text{SH}}$ , 结果如图 6 所示,结果表明使用 C2RT 这种线性变换并不会增加系统误比特率,在相同频带利用率下,NCH-OFDM 可以获得与

$$\eta_{\text{ACO}} = \frac{1}{4} \text{lb } M, \quad (39)$$

直流偏置光 OFDM (DCO-OFDM) 的频带利用率为

$$\eta_{\text{DCO}} = \frac{N-2}{2N} \text{lb } M, \quad (40)$$

其中  $\eta_{\text{NCH}}, \eta_{\text{ACO}}, \eta_{\text{DCO}}$  的单位都为  $\text{bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 。在相同尺寸的星座映射时,NCH-OFDM 的频带利用率是 ACO-OFDM 的 2 倍,与 DCO-OFDM 相同,但无须添加直流偏置,因此功率效率会更高。下面在 PD 间距为  $0.8 \text{ m}$ 、 $N=256$  时,在相同频带利用率下对三者的 BER 性能进行仿真对比,符号星座映射尺寸关系为  $M_{\text{NCH}}^2 = M_{\text{DCO}}^2 = M_{\text{ACO}}$ 。仿真结果如图 5 所示,在相同频谱效率时,NCH-OFDM 的误码性能最好,功率效率最高;但是 NCH-OFDM 中使用 2 个 LED,ACO/DCO-OFDM 中只使用 1 个 LED,而文献[12]已经证明,即使在 ACO/DCO-OFDM 中同样使用 2 个 LED,构成传统的光空间调制 (OSM-OFDM) 系统,本文所采用的这种利用 LED 区分信号极性的光空间调制系统性能也更具优势。



NDC-OFDM 和 SH-OFDM 相同的误码性能。

#### 4.5 NCH-OFDM 与 GLIM-OFDM 性能对比

比较 NCH-OFDM 与 GLIM-OFDM 时,采用 2 组并行 NCH-OFDM 构成  $4 \times 4$  MIMO 系统,与 GLIM-OFDM 进行比较,符号星座映射的尺寸关系为:  $M_{\text{NCH1}} \cdot M_{\text{NCH2}} = M_{\text{GLIM}}^2$ ,且应保证 2 路 NCH-OFDM 的信息能量与 GLIM-OFDM 相同。下面对二者误比特率进行仿真,每路 NCH-OFDM 的信号能量为 GLIM-OFDM 的一半,且  $M_{\text{NCH1}} = M_{\text{NCH2}} = M_{\text{GLIM}}$ ,相邻 LED 的间隔为  $2 \text{ m}$ ,相邻 PD 的间隔为

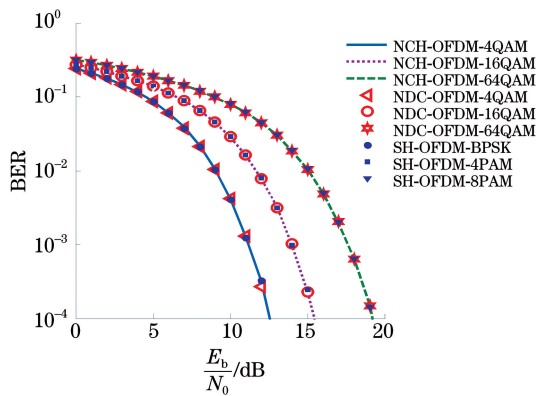


图 6 NCH-OFDM 与 NDC-OFDM、SH-OFDM 系统 BER 性能对比 ( $d_{\text{PD}}=0.8 \text{ m}$ )

Fig. 6 BER performance comparison of NCH-OFDM, NDC-OFDM and SH-OFDM ( $d_{\text{PD}}=0.8 \text{ m}$ )

0.8 m, 结果如图 7 所示,可以看出 2 路 NCH-OFDM 可以获得与 GLIM-OFDM 相同的误码性能,而 2 路 NCH-OFDM 采用 FHT,硬件设计更加简单,且可以根据需要灵活选择星座映射,同时可以通过调节 2 路信号的能量分配来满足设计需求,如对室内光照分布的设计要求,因此系统设计更加灵活。

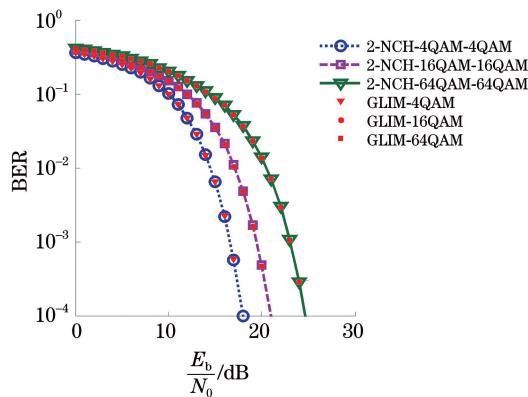


图 7 NCH-OFDM 与 GLIM-OFDM 系统 BER 性能对比  
Fig. 7 BER performance comparison between NCH-OFDM and GLIM-OFDM

## 5 结 论

针对可见光通信高数据速率要求提出一种新的光空间调制 OFDM 系统——NCH-OFDM,该方案使用 FHT 代替传统方案中的 FFT,大幅降低计算复杂度,简化硬件设计,节省系统成本;并且采用 C2RT 将复星座映射符号转换为实数符号,去除了 FHT 中实星座映射的限制,同时利用两个 LED 分别传输信号的正值部分和负值部分的绝对值,以满足光信号实、正性的要求,接收端利用 LED 空域资源区分信号的正、负极性。NCH-OFDM 相较于传

统的光 OFDM 调制方案,能够改善功率效率和频谱效率;相较于以往基于 LED 光空间调制 OFDM 方案,可以在不损失误码性能的基础上,使计算复杂度大幅下降或使系统设计更加灵活。本文还提出了基于接收功率判别信号极性的检测方法,以及针对 LED 和 PD 非对称放置情况下的一般极性判别法,这两种方法相较于传统的迫零检测,都能够有效改善系统的误码性能。本文均是在平坦信道下进行讨论的,未来可继续研究频率选择性信道下的系统性能,研究更加优化的接收端检测算法,以进一步提高系统性能。

## 参 考 文 献

- [1] Pattison P M, Bardsley N, Bland S, et al. Solid-state lighting research and development: multi-year program plan[C]//2014 DOE SSL R&D Workshop, May 7-8, 2014, San Diego, California, United States. Washington D. C.: U. S. Department of Energy, 2014: 5-11.
- [2] 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. 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.
- [3] Kumar S, Singh P. A comprehensive survey of visible light communication: potential and challenges [J]. Wireless Personal Communications, 2019, 109(2): 1357-1375.
- [4] Katz M, Ahmed I. Opportunities and challenges for visible light communications in 6G[C]//2020 2nd 6G Wireless Summit (6G SUMMIT), March 17-20, 2020, Levi, Finland. New York: IEEE Press, 2020: 1-5.
- [5] Jia K J, Lu H, Yang B R, et al. Influence of LED nonlinearity on performance of visible light communication systems[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2020, 57(15): 150603. 贾科军, 陆皓, 杨博然, 等. LED 非线性对可见光通信系统性能的影响[J]. 激光与光电子学进展, 2020, 57(15): 150603.
- [6] Jia K J, Yang B R, Lu H, et al. LED nonlinearity mitigation for visible light communication optical-orthogonal frequency division multiplexing system with symbol decomposing techniques [J]. Chinese Journal of Lasers, 2020, 47(4): 0406002. 贾科军, 杨博然, 陆皓, 等. 可见光通信光正交频分复用系统符号分解技术抑制 LED 非线性失真研究[J]. 中国激光, 2020, 47(4): 0406002.
- [7] Hartley R V L. A more symmetrical Fourier analysis



- applied to transmission problems[J]. Proceedings of the IRE, 1942, 30(3): 144-150.
- [8] Bracewell R N. The Hartley transform [M]. England: Oxford University Press, 1986.
- [9] Azim A W, le Guennec Y, Maury G. Spectrally augmented Hartley transform precoded asymmetrically clipped optical OFDM for VLC [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2018, 30(23): 2029-2032.
- [10] Xu X Y, Yue D W. Review of research on orthogonal frequency division multiplexing modulation techniques in visible light communication [J]. Chinese Optics, 2020, 14(3): 1-12.  
徐宪莹, 岳殿武. 可见光通信中正交频分复用调制技术研究综述 [J]. 中国光学, 2020, 14(3): 1-12.
- [11] Zhou J, Yan Y, Cai Z, et al. A cost-effective and efficient scheme for optical OFDM in short-range IM/DD systems [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2014, 26(13): 1372-1374.
- [12] Basar E, Wen M W, Mesleh R, et al. Index modulation techniques for next-generation wireless networks [J]. IEEE Access, 2017, 5: 16693-16746.
- [13] Li Y C, Tsonev D, Haas H. Non-DC-biased OFDM with optical spatial modulation [C]//2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), September 8-11, 2013, London, UK. New York: IEEE Press, 2013: 486-490.
- [14] Cao Y L, Zhou X T, Sun J, et al. Optical spatial modulation with DHT-based OFDM in visible light communication systems [C]//2017 9th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), October 11-13, 2017, Nanjing, China. New York: IEEE Press, 2017: 1-5.
- [15] Yesilkaya A, Basar E, Miramirkhani F, et al. Optical MIMO-OFDM with generalized LED index modulation [J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(8): 3429-3441.
- [16] Kahn J M, Barry J R. Wireless infrared communications [J]. Proceedings of the IEEE, 1997, 85(2): 265-298.
- [17] Chen Y, Shen Q X, Liu H L. Optimization algorithm of receiver optical power uniformity in indoor visible light communication [J]. Chinese Journal of Lasers, 2018, 45(5): 0506003.  
陈勇, 沈奇翔, 刘焕淋. 室内可见光通信中接收光功率均匀性优化方法 [J]. 中国激光, 2018, 45(5): 0506003.
- [18] Cho K, Yoon D. On the general BER expression of one- and two-dimensional amplitude modulations [J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(7): 1074-1080.

## A Novel Optical Spatial Modulation OFDM Based on Complex Constellation Mapping with Hartley Transform

Xu Xianying<sup>1,2</sup>, Yue Dianwu<sup>1\*</sup>

<sup>1</sup> College of Information Science and Technology, Dalian Maritime University, Dalian, Liaoning 116026, China;

<sup>2</sup> College of Electrical Engineering, Dalian University of Science and Technology, Dalian, Liaoning 116052, China

### Abstract

**Objective** The visible light communication (VLC) technology based on white light-emitting diode (LED) uses the modulation bandwidth of LED to transmit data. It has the advantages of high security, utmost privacy, and abundant spectrum. It can provide both lighting and communication and can achieve a high data rate. Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is introduced into VLC systems to meet the requirement of high data rate, which can effectively resist the inter-symbol interference of optical wireless channels and distortion due to the nonlinear frequency response of LED. Using fast Hartley transform (FHT) instead of fast Fourier transform (FFT) to realize optical OFDM can reduce the computational complexity by almost half. However, the input symbols for FHT should be real to obtain real-time-domain signals for VLC. Some researchers have proposed adding complex-to-real transform (C2RT) before FHT to eliminate the limitation but still sacrifice some of the spectral or power efficiency. Meanwhile, some researchers have proposed using LEDs to distinguish the polarity of the time domain signals. This can improve the spectral and power efficiency but result in high computational complexity owing to using FFT. In this study, we propose a novel optical OFDM scheme based on FHT (NCH-OFDM) that combines the advantages of existing optical spatial modulation systems.

**Methods** In NCH-OFDM, input symbols can be complex constellation-mapping symbols. The system employs FHT

instead of FFT to reduce the computational complexity, and the C2RT function is used to convert complex symbols to real ones in the frequency domain. The limitation of real constellation mapping is mitigated, and the system flexibility is significantly increased. For transmitting the bipolar real signals, the system uses two LEDs to distinguish the positive and negative polarity of time-domain signals and transmits them separately to improve spectral and power efficiency. As for the receiver, the traditional detection method is zero-forcing (ZF). Despite its simplicity, ZF can enhance noise power during demodulation, thus causing the bit error rate (BER) performance loss. Therefore, this paper proposes two detection methods: a method based on the received power (RP) of each LED to distinguish signal polarity and a general polarity (GP) discrimination method for asymmetric placement of LEDs and photodiodes (PDs). Both detection methods can effectively improve BER performance compared with ZF detection.

**Results and Discussions** In this study, the structure and principle of the NCH-OFDM system are illustrated (Fig. 1). At the receiver, ZF detection is employed for LED index demodulation as the benchmark. The BER varies with the distance between LEDs or PDs, and the larger the distance, the weaker the channel correlation, and hence, the better BER performance (Fig. 2). The proposed RP detection can improve the performance of the system, especially when PDs' distance is small. At this point, the channel correlation is high, and the advantage of the RP detection method is more obvious (Fig. 3). The GP detection can be applied to general situations where LEDs and PDs are placed randomly, without symmetrical placement requirement. The GP detection method can also effectively improve the system's performance (Fig. 4). For 64-bit quadrature amplitude modulation (64QAM) modulation with BER of  $10^{-4}$ , the system performance improves by about 2.9 dB with each detection method. Compared with asymmetrically clipped optical orthogonal frequency division multiplexing (ACO-OFDM) or direct current optical orthogonal frequency division multiplexing (DCO-OFDM), NCH-OFDM can improve power and spectral efficiency (Fig. 5). In addition, this paper compares the properties of the NCH-OFDM system with existing LED-based optical spatial modulation systems (Table 1) and simulates BER performance comparisons (Figs. 6 and 7). The results show that NCH-OFDM can increase design flexibility and reduce the computational complexity without sacrificing reliability.

**Conclusions** This paper proposes a new optical spatial modulation OFDM system (NCH-OFDM) for the high data rate requirement of VLC. The new scheme employs FHT to replace FFT, which drastically reduces the computational complexity, simplifies the hardware design, and saves the system cost. NCH-OFDM uses C2RT to convert complex constellation-mapping symbols into real ones to mitigate the limitation of real constellation mapping in FHT. Synchronously, two LEDs are used to transmit the positive part and the absolute value of the negative part, respectively, to meet the requirements of real and positive polarity for optical communication. The receiver takes advantage of LEDs' spatial resources to distinguish the positive and negative polarity of signals. Compared with the traditional optical OFDM modulation scheme, NCH-OFDM can improve power and spectral efficiency. Compared with previous LED-based optical spatial modulation OFDM schemes, computational complexity can be significantly reduced, and system design can be more flexible without BER performance loss. In addition, a new detection method based on the received power to distinguish signal polarity and a general polarity discrimination method for the circumstance of asymmetric placement of LEDs and PDs, both of which can effectively improve the BER performance compared with traditional zero-forcing detection, are proposed.

**Key words** optical communications; orthogonal frequency division multiplexing; optical spatial modulation; polarity discrimination

**OCIS codes** 060.4510; 060.4080; 040.5160; 070.6120