

基于 DCO-OFDM 的水下蓝绿光成像 MIMO 系统功率优化

赵冉^{1, 2}, 符杰林^{1, 2}, 李燕龙^{1, 2, 3*}, 林基明¹

(1. 桂林电子科技大学 信道与通信学院, 广西 桂林 541004; 2. 桂林电子科技大学 认知无线电与信息处理教育部重点实验室, 广西 桂林 541004; 3. 桂林电子科技大学 电子电路国家级实验教学示范中心, 广西 桂林 541004)

摘要: 针对水下蓝绿光成像多输入多输出(MIMO)系统成像接收存在信号干扰的问题, 提出一种优化各发射端直流偏置的功率分配方法。该方法以加直流偏置的光正交频分复用(DCO-OFDM)成像 MIMO 系统误码率最小为目标, 在总功率一定的条件下, 利用信道矩阵奇异值分解求得发射端最优功率分配矩阵, 并在保证信号非负的基础上, 根据最优功率分配矩阵求解各发射端所需添加的直流偏置量。仿真结果表明: 与未进行功率优化的成像 MIMO-DCO-OFDM 系统相比, 该方法可进一步降低水下蓝绿光成像 MIMO 系统的误码率。

关键词: 水下蓝绿光成像 MIMO; 功率优化; 直流偏置; 误码率

中图分类号: TN929.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 1002-5561(2019)10-0041-06

DOI: 10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2019.10.009

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



Power optimization of underwater blue and green light Imaging MIMO system based on DCO-OFDM

ZHAO Ran^{1, 2}, FU Jielin^{1, 2}, LI Yanlong^{1, 2, 3*}, LIN Jiming¹

(1. College of Information and Communication, Guilin University of Electronic Technology, Guilin Guangxi 541004, China;

2. Ministry of Education Key Lab of Cognitive Radio and Information Processing, Guilin University of Electronic Technology, Guilin Guangxi 541004, China; 3. National Demonstration Center for Experimental electronic circuit Education,

Guilin University of Electronic Technology, Guilin Guangxi 541004, China)

Abstract: Aiming at the problem of signal interference in underwater blue and green light imaging multiple-input multiple-output (MIMO) system, a power distribution method is proposed to optimize the direct-current (DC) bias of each transmitter. This method aims at minimizing the bit error rate of DC biased optical OFDM(DCO-OFDM) imaging MIMO system. Under the condition of a certain total power, the channel matrix singular value decomposition is used to obtain the optimal power distribution matrix at the transmitter. On the basis of ensuring the non-negative signal, the DC bias required to be added at each transmitter is solved according to the optimal power distribution matrix. Simulation results show that compared with the MIMO-DCO-OFDM imaging system without power optimization, this method can further reduce the bit error rate(BER) of underwater blue and green light imaging MIMO system.

Key words: underwater blue and green light imaging MIMO; power optimization; direct-current bias; bit error rate

收稿日期: 2019-03-11。

基金项目: 国家自然科学基金(61761014)资助; 认知无线电与信息处理教育部重点实验室 2017 年主任基金(CRKL170106)资助; 广西高校中青年教师基础能力提升项目(2018KY0208)资助; 广西研究生教育创新计划资助项目(YCBZ2017050)资助; 广西自然科学基金项目(2018GXNSFBA281131)资助; 广西重点研发计划项目(桂科 AB18126030)资助。

作者简介: 赵冉(1992-), 女, 硕士, 现就读于桂林电子科技大学信息与通信学院电子与通信工程专业, 主要从事可见光成像 MIMO 通信系统的研究, 2017 年开始参与“水下 LED 可见光成像 MIMO 通信关键技术研究”等国家及省级项目。

* 通信作者: 李燕龙(E-mail: lyalong@guet.edu.cn)。



0 引言

水下蓝绿光通信系统通常采用强度调制和直接检测(IM/DD), 信道矩阵的元素间有很强的相关性, 这严重地限制了系统性能, 导致系统误码率增大, 且难以实现高的复用增益。成像接收机是分离不同方向信号的一种有效方法^[1]。文献[2]阐述了基于凸透镜的可见光多输入多输出(MIMO)成像系统。然而, 由于视场角(FOV)小、成像质量差, 不同发光二极管(LED)间的干扰导致系统性能受限。文献[3]提出了一种半球形透镜的成像接收机, 其几何结构简单, 可实现更大的接收 FOV, 能更好地分离不同 LED 的信号。虽然半球形

透镜很大程度上降低了系统的相关性,但其接收端成像仍有重叠,即存在各 LED 的信号干扰,系统性能还有很大的改善空间。目前,可见光功率分配的研究中,文献[4]利用奇异值分解预编码方法,在信号非负性、总功率受限和误码率要求 3 个条件下求解最优功率分配。文献[5]给出了一种奇异值分解的预编码方法,在总功率一定的情况下以最小化误码率为优化目标求解预编码矩阵。文献[6]提出了一种以发射和接收信号最小化均方误差为优化目标,联合直流偏置的可见光 MIMO 预编码方法。但是,现有的功率分配方法都是基于脉冲幅度调制(PAM)或二进制开关键控(OOK)的 MIMO 系统,相对于光正交频分复用(OFDM)调制系统通信速率低很多,且难以适应水下复杂的信道条件,而对于水下成像考虑直流偏置的 MIMO-OFDM (MIMO-DCO-OFDM)系统的功率分配方法有待研究。

本文在水下可见光 MIMO-DCO-OFDM 技术的基础上,采用半球形透镜成像接收机,针对成像接收信号存在干扰的情况,以最小化系统误码率为目标,在总功率一定的条件下,研究在保证信号非负性前提下求解水下蓝绿光成像 MIMO 各发射端直流偏置量的功率分配方法。

1 系统模型

1.1 水下蓝绿光成像 MIMO-DCO-OFDM 系统

假设系统发射端由 N_t 个 LED 组成,接收端由 N_r 个光电二极管(PD)组成。二进制比特流通过串/并转换形成多路并行数据流进入 N_t 个发射端。每一路数据流通过串/并转换形成对应多个 OFDM 子载波的数据流,然后进行正交幅度调制(QAM)星座映射转换成 QAM 符号;接着做厄米特对称,使后一半子载波上的 QAM 符号与前一半子载波上的 QAM 符号成共轭对称关系,再进行逆傅立叶变换(IFFT),得到实数信号。之

后加入循环前缀(CP),进行并/串转换为 N_t 路信号 x_i ($i=1, \dots, N_t$),形成信号 $x=[x_1, x_2, \dots, x_{N_t}]^T$,再添加直流偏置 $D=[D_1, D_2, \dots, D_{N_t}]^T$,使得信号 x 变成适宜可见光信道传输的非负实数信号 $s=[s_1, s_2, \dots, s_{N_t}]^T$:

$$s=x+D \quad (1)$$

所形成的非负实数信号加载到发射端驱动 LED,使电信号转变成光强信号,通过水下蓝绿光信道和半球形透镜的作用到达接收 PD 阵列转换成电信号,再通过一系列相反操作最终恢复原数据。图 1 为本文仿真所用的蓝绿光 4×4 成像 MIMO-DCO-OFDM 系统框图。

1.2 水下蓝绿光成像 MIMO 信道建模

在蓝绿光 MIMO 系统中,发送端和接收端之间的信道特性可以用一个 $N_r \times N_t$ 阶信道矩阵 H 来描述,那么接收信号矢量 $y=[y_1, y_2, \dots, y_{N_r}]^T$ 就可以表示为:

$$y=H \cdot s+n \quad (2)$$

其中, s 是发送端信号矢量。 $n=[n_1, n_2, \dots, n_{N_r}]^T$ 代表信道的加性高斯白噪声^[7]。

对于接收端,最简单的检测方法就是迫零检测,即使用信道矩阵的逆来估计发送信号:

$$s_{est}=H^{-1} \cdot y \quad (3)$$

信道矩阵 H 的获取对于整个水下蓝绿光 MIMO 系统来说至关重要。信道矩阵 H 是发射机和接收机之间的直流增益 h_{ij} ($i=1, \dots, N_r, j=1, \dots, N_t$) 为元素组成的, h_{ij} 表示第 i 个 PD 和第 j 个 LED 间的直流信道增益,可由朗伯辐射模型计算。对于水下朗伯辐射模型需要考虑海水对光的总衰减。

海水中含有大量无机盐、矿物质和叶绿素等,这些颗粒对于光子运动方向有散射作用,对光子能量有吸收作用,2 种作用之和表示海水对光的总衰减系数。根据文献[8]中对不同类型海水吸收散射和总衰减

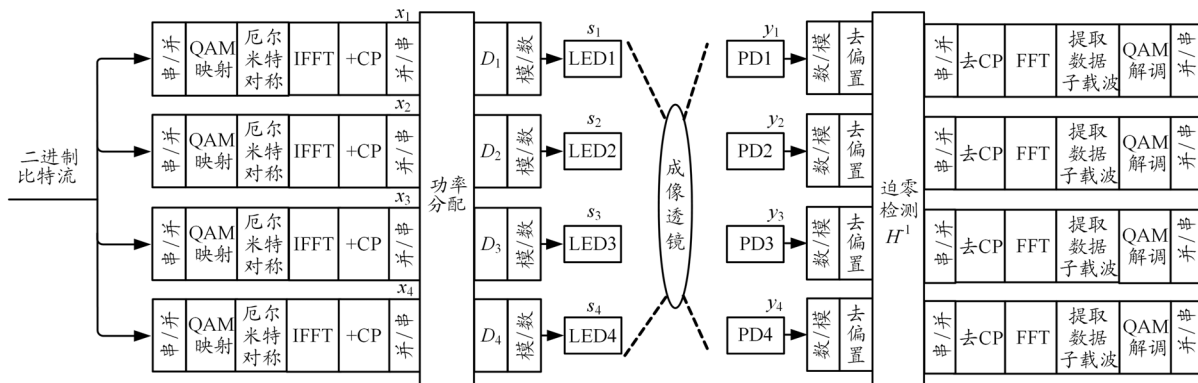


图 1 水下蓝绿光 4×4 成像 MIMO-DCO-OFDM 系统框图

系数的总结,本文仿真的环境是澄清的大洋水,对可见光总衰减系数为 $c(\lambda)=0.15$ 。水下蓝绿光 MIMO 系统的信道直流增益 h_{ij} (单位: W) 可由下式计算^[9]:

$$h_{ij} = \eta_t \eta_c \eta_r A_{\text{eff}} \frac{(m+1) \cos^m(\phi_{ij})}{2\pi} \exp(-c(\lambda)d) \quad (4)$$

其中, η_t 、 η_c 和 η_r 分别为发射机效率、信道传播效率和接收机效率; A_{eff} 表示 PD 的等效接收面积, $A_{\text{eff}}(d, \phi_{ij}) =$

$$\frac{D_r^2 \cos(\phi_{ij})/4}{(d \cdot \tan(\phi_{1/2}) + D_l/2)^2}; m \text{ 为朗伯辐射阶数}, m =$$

$$\frac{-\ln 2}{\ln(\cos \phi_{1/2})}; \phi_{1/2} \text{ 为 LED 的半功率发射角}, \phi_{ij} \text{ 为第 } j$$

个 LED 的发射角, ϕ_{ij} 为第 j 个 LED 发射时第 i 个 PD 的入射角; d 为通信链路长度; D_l 为发射端的准直透镜直径, D_r 为接收端聚光透镜直径。

接收机由 2 部分组成, 即半球形透镜和接收平面 PD 阵列。光线从 LED 发出, 落在半球形透镜平面上, 经过透镜的平面和曲面 2 次折射最终落在接收 PD 阵列上转化为电信号。半球形透镜接收机在球坐标系的几何结构图如图 2 所示。半球形透镜对光线的作用有两方面: 一是经过透镜平面和球面的 2 次折射造成能量的损失; 二是改变了光线传播的路径。因此, 需要计算透镜平面和球面的透射系数, 再根据几何模型计算到达接收平面的坐标^[3]。

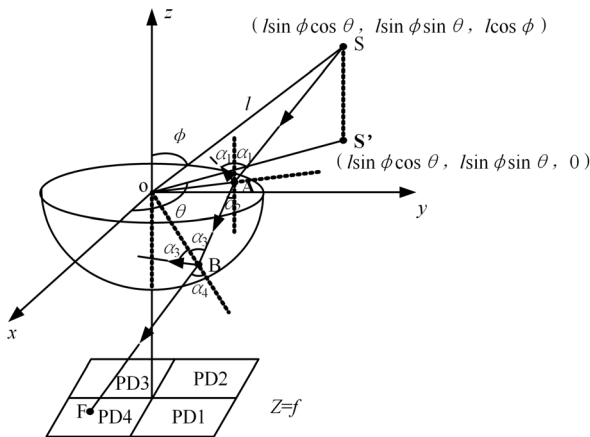


图 2 半球形透镜接收机的几何模型

入射光线在 A 点 $(v \cos \beta, v \sin \beta, 0)$ 处经过半球形透镜平面的折射 (入射角为 α_1 , 折射角为 α_2) 到达透镜的球面 B 点, 再经过透镜球面的折射 (入射角为 α_3 , 折射角为 α_4) 最终到达接收平面 F 点处。接收平面位于 $z=f, f < R$ 。半球形透镜平面的透射系数计算公式如下:

$$T_{\text{water-lens}}(\alpha_1, \alpha_2) = 1 - \frac{1}{2} (R_s^2(\alpha_1, \alpha_2) + R_p^2(\alpha_1, \alpha_2)) \quad (5)$$

半球形透镜球面的透射系数计算公式为:

$$T_{\text{lens-air}}(\alpha_3, \alpha_4) = 1 - \frac{1}{2} (R_s^2(\alpha_3, \alpha_4) + R_p^2(\alpha_3, \alpha_4)) \quad (6)$$

其中, α_1 与 α_2 、 α_3 与 α_4 满足光的折射定律, α_3 可由几何关系推导。透镜平面的折射是由水到透镜, 透镜球面的折射是由透镜到空气 (成像接收机完整封装)。 R_s 和 R_p 分别表示 s 偏振和 p 偏振的折射系数, 可由菲涅尔方程计算^[10]:

$$\begin{cases} R_p(\alpha_1, \alpha_2) = \frac{n_1 \cos \alpha_2 - n_2 \cos \alpha_1}{n_1 \cos \alpha_2 + n_2 \cos \alpha_1} \\ R_s(\alpha_1, \alpha_2) = \frac{n_1 \cos \alpha_1 - n_2 \cos \alpha_2}{n_1 \cos \alpha_1 + n_2 \cos \alpha_2} \end{cases} \quad (7)$$

$R_p(\alpha_3, \alpha_4)$ 和 $R_s(\alpha_3, \alpha_4)$ 同理, 只需用 n_2 代替 n_1 , 用 n_3 代替 n_2 即可。 n_1 、 n_2 和 n_3 分别表示水、透镜和空气的折射率。

一对 LED 和 PD 的信道的直流增益 h_{ij} 是总接收功率 P_r 与总发射功率 P_t 的比值:

$$h_{ij} = \frac{P_r}{P_t} = h_j T_{\text{water-lens}}(\alpha_1, \alpha_2) \times$$

$$\iint_{\sin \alpha_3 < n_3/n_2} T_{\text{lens-air}}(\alpha_3, \alpha_4) u dv d\beta \quad (8)$$

其中, h_j 为第 j 个 LED 到透镜中心的直流增益, 由水下朗伯辐射模型计算。由上式可导出 F 点的功率密度为:

$$\frac{dP_r}{dA} = P_t h_j T_{\text{water-lens}}(\alpha_1, \alpha_2) T_{\text{lens-air}}(\alpha_3, \alpha_4) \quad (9)$$

其中, $dA = u dv d\beta$ 。当 $\alpha_3 > \arcsin(n_3/n_2)$, 即入射角大于临界角时发生全反射, 积分条件为 $\sin \alpha_3 < n_3/n_2$ 。为了计算第 i 个 PD 接收到的功率, 需要计算入射透镜的每条光线在接收平面的坐标和功率密度, 再对第 i 个 PD 范围内接收到的光线的功率密度进行积分得到接收功率, 用接收功率除以发射功率得到每一对 LED 和 PD 的直流增益 h_{ij} , 即可获得信道矩阵 H 。

2 成像 MIMO-DCO-OFDM 系统功率优化

假设信道矩阵 H 在发射端和接收端是已知的, 且成像系统的信道矩阵 H 是满秩的^[1]。将 H 做奇异值分解: $H = U \Lambda V^H$ 得到对角阵:

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \delta_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \delta_{N_t} \end{bmatrix}, \delta_i (i=1, 2, \cdots, N_t) \text{ 为 } H \text{ 的奇异值}。$$

当使用空间复用, 奇异值小的子信道的信道条件较差, 使用平均功率分配导致较高的误码率。为了降低整个系统的误码率, 需要在设计功率分配时给奇异值小的子信道分配更高的功率来提高接收信噪比^[5]。

本文仿真的蓝绿光成像 MIMO 系统采用 DCO-OFDM 调制,每个子载波采用 QAM。DCO-OFDM 信号 x_i 的均值为 0。添加直流偏置 D_i 后的 DCO-OFDM 信号 s_i 的光功率为:

$$P_i = E[s_i] = E[x_i + D_i] = E[x_i] + D_i, i=1, 2, \dots, N_t \quad (10)$$

因此,添加直流偏置 $D=[D_1, D_2, \dots, D_{N_t}]^T$ 后的 DCO-OFDM 信号 $s=[s_1, s_2, \dots, s_{N_t}]^T$ 的光功率就是所添加的直流偏置的值^[11]。MIMO-DCO-OFDM 系统功率分配就是优化各个发射端添加的直流偏置的大小和相对关系。因为直流偏置不携带任何信息,只是将信号变成适合光信道传输的非负值,所以在保证信号 s 非负的前提下,应尽可能降低直流偏置的大小。本文的方法是以系统误码率最小为目标,利用信道矩阵奇异值获得功率分配矩阵,据此来优化各发射端直流偏置量,同时保证信号非负性。设系统的总发射功率为 P_Σ ,不同子信道的分配的功率为:

$$P_i = \rho_i P_\Sigma, 0 < \rho_i < 1, (i=1, 2, \dots, N_t) \quad (11)$$

设每个子信道的噪声方差为 σ^2 ,光电转换系数为 r_{oe} (单位: A/W),则每个子信道接收信噪比可表示为:

$$SNR_i = \frac{[r_{oe} \rho_i P_\Sigma \delta_i]^2}{\sigma^2} \quad (12)$$

采用 DCO-OFDM,其每个子载波采用 M 阶 QAM 调制的 MIMO 系统误码率为^[11]:

$$BER = \frac{1}{N_t} \sum_{i=1}^{N_t} \frac{4}{\log_2 M} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q\left(\sqrt{\frac{3}{M-1}} SNR_i\right) \quad (13)$$

$$\text{其中, } Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{y^2}{2}} dy.$$

将式(12)代入式(13)可得:

$$BER = \frac{1}{N_t} \sum_{i=1}^{N_t} \frac{4}{\log_2 M} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q\left(\sqrt{\frac{3}{M-1}} \frac{r_{oe} P_\Sigma \rho_i \delta_i}{\sigma}\right) \quad (14)$$

为了获得使误码率最小的功率分配矩阵,需要求解在限制条件 $\sum \rho_i = 1$ 下的误码率最小值。因为 Q 函数是单调递减的,所以求解 BER 的最小值需要满足下列等式:

$$\sqrt{\frac{3}{M-1}} \frac{r_{oe} P_\Sigma \rho_i \delta_i}{\sigma} = \sqrt{\frac{3}{M-1}} \frac{r_{oe} P_\Sigma \rho_j \delta_j}{\sigma}, i \neq j (i, j=1, \dots, N_t) \quad (15)$$

即: $\rho_1 \delta_1 = \rho_2 \delta_2 = \dots = \rho_{N_t} \delta_{N_t}$

$$\text{解方程组: } \begin{cases} \rho_1 \delta_1 = \rho_2 \delta_2 = \dots = \rho_{N_t} \delta_{N_t} \\ \rho_1 + \rho_2 + \dots + \rho_{N_t} = 1 \end{cases} \quad (16)$$

其中,奇异值 δ_1, δ_2 和 δ_{N_t} 已知,可以解得:

$$\rho_i = \frac{1}{N_t} \delta_i \sum_{j=1}^{N_t} \frac{1}{\delta_j} \quad (17)$$

则最优功率分配矩阵为: $P=[\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_{N_t}]^T$,即直流偏置 $D_{opt}=[D_1, D_2, \dots, D_{N_t}]^T$ 需满足:

$$\begin{bmatrix} D_1 \\ \vdots \\ D_{N_t} \end{bmatrix}_{opt} = P_\Sigma \begin{bmatrix} \rho_1 \\ \vdots \\ \rho_{N_t} \end{bmatrix} \quad (18)$$

为保证发射信号的非负性,所添加的直流偏置的计算公式如下:

$$D_i = \mu \cdot \sqrt{E[(x_i)^2]} \quad (19)$$

其中, μ 为直流偏置系数,取 $\mu=2.05$ 。式(19)算得的 D_i ($i=1, 2, \dots, N_t$) 值只是将信号变为非负值,没有进行功率优化。在此基础上,需要改变不同子信道信号的光功率大小使其满足 MIMO 子信道最优功率分配比。因此,在保证信号非负性基础上最小化系统误码率,此时满足最优功率分配所需总发射功率为:

$$P_\Sigma = \max\left(\frac{D_1}{\rho_1}, \frac{D_2}{\rho_2}, \dots, \frac{D_{N_t}}{\rho_{N_t}}\right) \quad (20)$$

将 P_Σ 代入式(18)中,算出 $D_{opt}=[D_1, D_2, \dots, D_{N_t}]^T$ 的值,即是功率优化后各发射端需要添加的直流偏置。

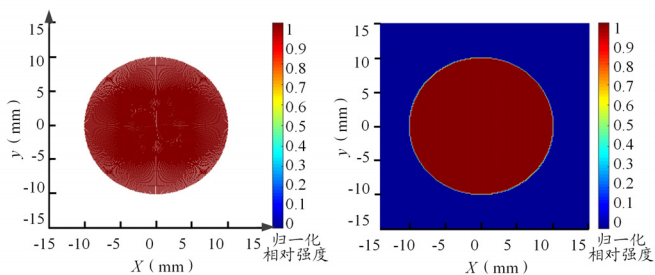
3 仿真结果与性能分析

本文仿真了基于半球形透镜的水下蓝绿光成像 4×4 MIMO 系统,采用 DCO-OFDM 调制,其每个子载波采用 4QAM,子载波数为 128,系统各项参数如表 1 所示。非成像系统 PD 间距为 0.2 m,成像系统 4 个 PD 拼接的正方形接收机边长为 20 mm,位于系统中心轴的正下方。水下蓝绿光非成像与不同 LED 间距(d_i)的成像 4×4 MIMO 系统接收平面归一化功率密度仿真结果如图 3 所示。

从图中对比非成像和成像 4×4 MIMO 在接收端的归一化功率密度图 3(a)、图 3(b)和图 3(c)、图 3(d),可以看出,非成像 MIMO 4 个 LED 信号在接收端完全混叠在一起,布满整个接收孔径,信道相关性大。而半球形透镜成像接收机对 4 个 LED 信号有很好的分离效果,每个 LED 的大部分能量可被对应 PD 接收,少

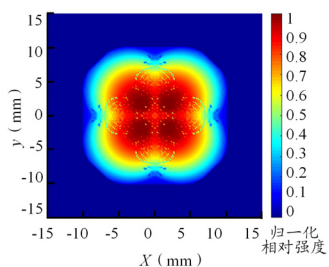
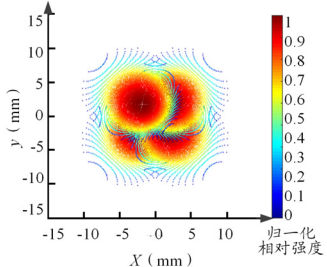
表 1 系统及信道参数

符号	物理意义	数值
ϕ_{LED}	LED 半功率角	$\pi/6$
FOV	视场角	85°
D_t	LED 准直透镜直径	5 mm
D_r	PD 聚光透镜直径	6.9 mm
$c(\lambda)$	光束衰减系数	0.15
d	通信链路距离	5 m
η_t	发射机效率	0.1289
η_r	接收机效率	0.9500
η_c	海水信道效率	1
n_1	水折射率	1.33
n_2	透镜折射率	1.5
n_3	空气折射率	1
D	透镜的直径	6.9 mm
f	接收平面 z 坐标	-10.35 mm



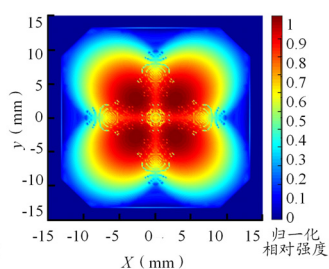
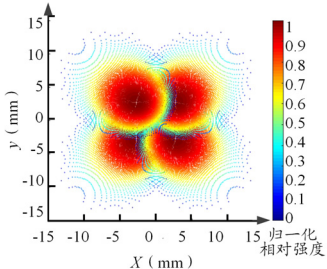
(a) $d=2$ m 非成像散点图

(b) $d=2$ m 非成像伪色彩图



(c) $d=2$ m 成像散点图

(d) $d=2$ m 成像伪色彩图



(e) $d=3$ m 成像散点图

(f) $d=3$ m 成像伪色彩图

图 3 水下蓝绿光 4x4MIMO 系统接收平面归一化功率密度

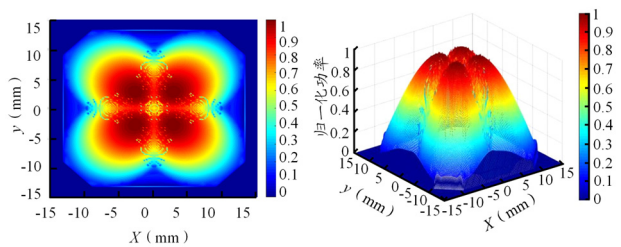
部分能量被其它 PD 接收,存在信道间干扰问题;对比图 3(c)、图 3(d)和图 3(e)、图 3(f)可知,随着 LED 间距的缩小,信道间干扰愈加严重。由于透镜的折射作用,使得 LED 成像在对角位置的 PD 上。

当 $d=3$ m 时,有、无功率优化的成像接收平面归一化功率密度如图 4、图 5 所示。通过对比可以看出,未做功率优化的系统 4 个 PD 的接收归一化功率密度分布均匀且大小相等;而做功率优化的系统由于 4 个 LED 发射功率不同,4 个 PD 的接收归一化功率密度有相应的强弱变化,反映到三维图中表现为 4 个峰值的高低不同,色彩变化也不同,PD 间相邻的部分由图 4 中的深红色变为图 5 中稍浅的红色。可以分析得出,功率优化后虽然成像位置不变,但信号间干扰部分的功率降低,提高了信号的功率和干扰的功率的比值,从而提升了误码率性能。下面通过数值仿真结果分析半球型透镜成像系统的性能和功率优化的效果。

当 LED 间距 $d=3$ m 时计算得到的水下蓝绿光 4x4 成像 MIMO 系统信道矩阵 H_{imaging} 如下:

$$H_{\text{imaging}} = \begin{bmatrix} 0.0026 & 0.1068 & 6.8776 & 0.1068 \\ 0.1068 & 0.0026 & 0.1068 & 6.8776 \\ 6.8776 & 0.1068 & 0.0026 & 0.1068 \\ 0.1068 & 6.8776 & 0.1068 & 0.0026 \end{bmatrix} \times 10^{-13}$$

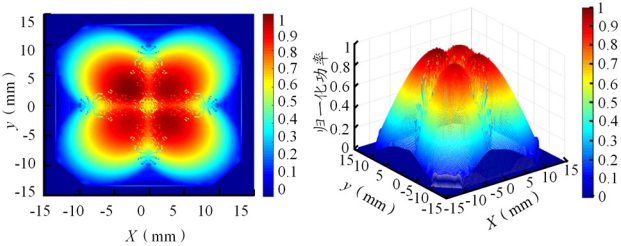
水下 4x4 蓝绿光非成像 MIMO 系统的信道矩阵 H 计算结果为:



(a) 伪色彩图

(b) 三维图

图 4 未做功率优化的成像接收平面归一化功率密度伪色彩图和三维图



(a) 伪色彩图

(b) 三维图

图 5 做功率优化后的成像接收平面归一化功率密度伪色彩图和三维图

$$H_{nm} = \begin{bmatrix} 4.8761 & 4.4010 & 3.9836 & 4.4010 \\ 4.4010 & 4.8761 & 4.4010 & 3.9836 \\ 3.9836 & 4.4010 & 4.8761 & 4.4010 \\ 4.4010 & 3.9836 & 4.4010 & 4.8761 \end{bmatrix} \times 10^{-8}$$

从接收平面归一化密度图和信道矩阵 H 数值的对比可以看出成像透镜的应用很大程度上降低了信道的相关性。图 6 为非成像和成像 MIMO 系统的误码率曲线对比图,表明成像 MIMO 系统的误码率性能比非成像系统大幅提升。在 10^{-4} 的误码率下,半球形透镜成像 MIMO 系统比非成像 MIMO 系统的信噪比降低了 37 dB。成像系统 4 个 PD 呈正方形拼接的接收机总边长为 20 mm,非成像系统 PD 间距为 0.2 m(若尺寸同成像接收机,则无有效通信)。因此,成像接收机有集成化、小型化的优点。

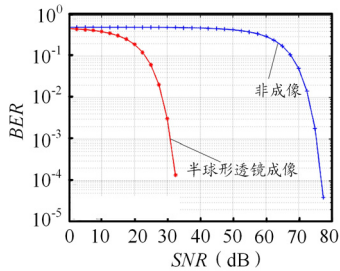


图 6 非成像与成像系统误码率对比

当 LED 间距为 3 m 时,计算得到的功率分配矩阵为: $P=[0.2423, 0.2500, 0.2500, 0.2578]^T$, 直流偏置 $D_{opt}=[0.6978, 0.7200, 0.7200, 0.7425]^T$ 。当 LED 间距为 2 m 时,计算得到的功率分配矩阵为: $P=[0.2306, 0.2503, 0.2503, 0.2687]^T$, 直流偏置 $D_{opt}=[0.6978, 0.7575, 0.7575, 0.8132]^T$ 。当 LED 间距为 2 m 和 3 m 时有无功率优化的成像 4×4 MIMO 系统误码率对比如图 7 所示。可以看出,LED 间距为 3 m 的成像 MIMO 系统误码率略优于 LED 间距为 2 m 的情况。这 2 种情况下,使用本文提出的功率优化方法比未进行功率优化的系统误码率性能都得到有效提升,在 10^{-4} 的误码率下,做功率优化的成像 MIMO 系统比未做功率优化的系统信噪比降低了 6 dB。

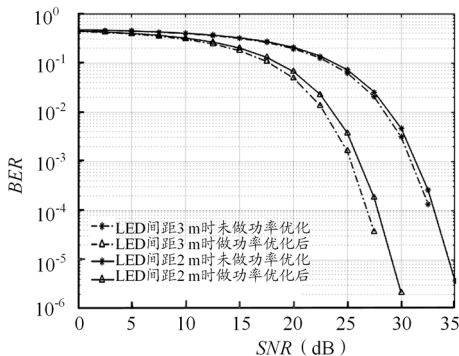


图 7 成像系统有、无功率分配误码率对比

用降低了信道矩阵的相关性,获得了更好的误码率性能。本文针对水下蓝绿光成像 MIMO 接收端存在信号相互干扰的情况,以 MIMO-DCO-OFDM 系统误码率最小为目标,在总功率一定的情况下,建立功率分配优化模型,从而提出了一种利用矩阵奇异值分解获得系统最优功率分配矩阵的方法,在满足信号非负的前提下优化各发射端直流偏置量。仿真结果表明:该方法进一步降低了水下蓝绿光成像 MIMO-DCO-OFDM 系统的误码率。

参考文献:

- [1] ZENG L, O'BRIEN D, MINH H, et al. 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.
- [2] AZHAR A, TRAN T, O'BRIEN D. A Gigabit/s Indoor Wireless Transmission Using MIMO-OFDM Visible-Light Communications [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2013, 25 (2): 171-174.
- [3] WANG T, SEKERCIOGLU Y, ARMSTRONG J. Analysis of an Optical Wireless Receiver Using a Hemispherical Lens with Application in MIMO Visible Light Communications [J]. Journal of Lightwave Technology, 2013, 31 (11): 1744-1754.
- [4] KH P, YC K, MS A. 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.
- [5] LIU Q F, XIAO S F, HUANG K Z, et al. A SVD-Based Optical MIMO Precoding Scheme in Indoor Visible Light Communication [J]. International Journal of Future Computer and Communication, 2014, 3 (6): 421-426.
- [6] ZENG Y, WANG J, LING X, et al. Joint Precoder and DC Bias Design for MIMO VLC Systems [C]// 2017 17th IEEE International Conference on Communication Technology (ICCT), October 27-30, 2017, Chengdu, China. Piscataway: IEEE, 2017: 1180-1185.
- [7] SAHA N, MONDAL R K, JANG Y M. Receiver performance improvement utilizing diversity in MIMO VLC [C]// International Conference on Ict Convergence (ICTC), October 14-16, 2013, Jeju Island, Korea. Piscataway: IEEE, 2013: 546-549.
- [8] GABRIEL C, KHALIGHI M, BOURENNANE S, et al. Channel modeling for underwater optical communication [C]// 2011 IEEE GLOBECOM Workshops (GC Wkshps), December 5-9, 2011, Houston, USA. Piscataway: IEEE, 2011: 833-837.
- [9] WANG P, LI C, XU Z Y. A Cost-Efficient Real-Time 25Mb/s System for LED-UOWC: Design, Channel Coding, FPGA Implementation, and Characterization [J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36 (13): 2627-2637.
- [10] AMIT K G, ANANTHANARAYANAN C. Performance of MIMO Modulation Schemes With Imaging Receivers in Visible Light Communication [J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36 (10): 1912-1927.
- [11] 王凯歌. MIMO-OFDM 可见光通信系统方案设计 [D]. 南京: 东南大学, 2017.

4 结束语

水下蓝绿光成像 MIMO 系统由于成像透镜的使