

室内 MIMO ACO-OFDM 可见光通信系统 接收机设计

张琦, 岳殿武*

大连海事大学信息科学技术学院, 辽宁 大连 116026

摘要 设计了一种在室内可见光 MIMO 通信系统(MIMO-VLC)中使用具有两个不同视场角(FOV)的光电二极管(PD)的角度分集光接收机(2FOV-ADR),其兼具两个不同视场角的接收机(2-FOV)和传统角度分集接收机(ADR)的优点,实现了更优的接收性能。对将 LED 灯用作数据发射器的典型室内可见光通信场景进行仿真,结果表明,2FOV-ADR 均衡器输出端的最小信噪比(minSNR)要高于 2-FOV 接收机和传统 ADR,实现了室内 97% 的位置的 minSNR 在 45 dB 以上,相比于前两种接收机,这一比例分别提高了 96% 和 32%。最后,对使用非对称限幅光正交频分复用(ACO-OFDM)作为调制方案的系统,计算总误码率(BER),给出了迫零和最小均方误差均衡器的结果。结果表明,对于所考虑的室内位置,2FOV-ADR 都具有最低的误码率。

关键词 光通信; 角度分集接收机; 视场角; 最小信噪比; 误码率

中图分类号 TN929.12

文献标志码 A

doi: 10.3788/CJL202047.0106001

Design of Indoor Receiver Using Multiple-Input and Multiple-Output ACO-OFDM Visible Light Communication System

Zhang Qi, Yue Dianwu*

Information Science and Technology College, Dalian Maritime University, Dalian, Liaoning 116026, China

Abstract In this study, we design an angle diversity optical receiver using photodiodes with two different fields of view (FOV) for indoor multiple-input and multiple-output visible light communication systems. The system combines the advantages of the receiver with two different FOV (2-FOV) and traditional angle diversity receiver (ADR) to achieve better reception performance. Furthermore, simulation of a typical indoor visible light communication scenario using light-emitting diode lamps as the data transmitters is performed. In our simulation, the minimum signal-to-noise ratio (minSNR) at the output end of an equalizer in the proposed system is higher than those of the 2-FOV receiver and the conventional ADR, which achieves the minSNR of over 45 dB in 97% of indoor locations. The ratio is increased by 96% and 32% compared to those of the 2-FOV receiver and conventional ADR, respectively. Finally, the total bit error rate is calculated for the system using asymmetrically clipped optical orthogonal frequency division multiplexing as the modulation scheme, and the results of the zero-forcing equalizer and minimum mean square error equalizer are given. The results demonstrate that the proposed receiver has the lowest bit error rate for the indoor locations under consideration.

Key words optical communications; angle diversity receiver; field of view; minimum signal-to-noise ratio; bit error rate

OCIS codes 060.4510; 060.4080; 040.1240

1 引言

为了缓解迫在眉睫的频谱危机,可见光通信(VLC)已成为传统射频(RF)技术的补充^[1]。VLC

使用发光二极管(LED)进行传输,并使用光电二极管(PD)进行检测。与传统光源不同,这些 LED 具有高达 20 MHz 的调制带宽,因此可以支持非常高的数据速率通信^[2]。VLC 系统有以下明显优势:

收稿日期: 2019-07-05; 修回日期: 2019-08-10; 录用日期: 2019-09-06

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)

* E-mail: dwyue@dlnu.edu.cn

1)白光对人眼伤害小;2)可实现高速通信;3)无电磁污染;4)兼具照明、通信和控制定位等功能;5)具有高度保密性;6)频谱无需授权即可使用^[3]。因此,VLC吸引了世界各地越来越多研究者的关注。

大多数室内场景中的照明由位于天花板上的多个LED光源提供,这些LED可以用作数据发射器,这也为光通信多输入多输出(MIMO)系统的搭建提供了便利^[4-5]。在MIMO-VLC系统中,信道之间相似度较高,接收机必须降低信道相关性,以分离来自不同光源的信号,因此接收机的结构对于MIMO-VLC系统性能来说至关重要。在以前的研究中,已经提出了许多接收机设计来降低MIMO信道的相关性,文献^[5]中,接收机的PD垂直放置并间隔一定距离,每个PD能接收到不同的信号,但为了获得良好的性能,PD之间间隔必须足够大。文献^[6]中研究了角度分集接收机在MIMO-VLC系统中的应用。文献^[7]中提出了一种具有不同视场角的接收机(2-FOV),所有PD垂直放置,研究表明其优于具有相同视场角的接收机。一些文献中,通过对PD阵列或单个PD添加光学器件来达到分集增益效果。比如,文献^[8-9]中方分别在PD阵列上放置半球形透镜和鱼眼透镜,利用透镜对光的折射来改变光线到达PD的方向。文献^[10-11]中分别在单个PD上放置棱镜和光圈来实现角度分集增益。添加光学器件,在改善接收机的接收性能的同时,也增大了接收机的体积,并且由于器件对光产生折射,必定会造成光能量的损失。

本文描述了具有两个不同视场角的角度分集接收机(2FOV-ADR),并将其应用于MIMO-ACO-OFDM可见光通信系统中,其结构简单,不需要额外的光学器件即可实现良好的系统性能。在典型的室内场景下,计算2-FOV接收机、ADR和2FOV-ADR的信噪比(SNR)和误码率(BER),研究表明,相比于2-FOV接收机和ADR,2FOV-ADR具有更高的输出SNR和更低的BER。

2 系统描述

2.1 系统模型

本文考虑的室内可见光通信系统如图1所示。安装在天花板上的 N_t 个LED灯传输数据,每个LED灯的发射光功率相同。考虑房间尺寸为 $X \times Y \times Z$ (单位:m),接收机位于地板上方 T 处。

2.2 接收机结构

比较三种结构的接收机,即具有两种不同视场

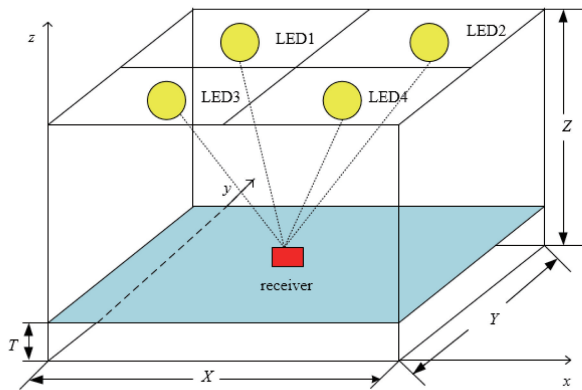


图1 室内可见光通信系统模型图

Fig. 1 Model of indoor visible light communication system
 角的接收机2-FOV,传统的角度分集接收机ADR,以及本研究设计的具有两种不同视场角的角度分集接收机2FOV-ADR,三种接收机结构如图2所示,每种接收机都由8个PD构成,按正方形排布,正方形的边长为 S_1 和 S_2 , $S_2 = S_1/2$ 。图2(a)给出了2-FOV接收机的结构,PD具有两种不同的FOV,每个PD垂直向上放置,指向相同的方向;图2(b)给出了ADR的结构,其中PD具有相同的FOV,每个PD指向不同的方向;图2(c)给出了2FOV-ADR的结构,PD具有两种不同的FOV,PD指向不同的方向。2FOV-ADR中大FOV的PD确保接收机具有大的整体FOV,使其在所有可能的接收位置处可以接收到全部LED的信号,小FOV的PD用于降低信道矩阵每列中的信道增益之间的相似性,因为在一些位置处,有的LED可能不在PD的FOV之内,加入角度分集可以进一步降低信道之间的这种相似性,因此,即使PD之间的距离很小,信道矩阵也能很好地调节。图2(d)示出了接收机上PD的坐标系,其中 (x_{PD}, y_{PD}, z_{PD}) 为PD的坐标位置, \mathbf{n} 为PD接收面的法向量,仰角 β 为法向量 \mathbf{n} 与 z 轴正方向的夹角,接收机上所有PD具有相同的仰角,方位角 α 为法向量 \mathbf{n} 在 xy 平面上与 x 轴正方向的夹角,ADR与2FOV-ADR中的PD的方位角相同,为了公平比较,设定每种接收机的总接收面积相同,均为 A_R ,则每个PD的接收面积 $A_p = A_R/8$ 。

2.3 信道模型

通常,PD接收的光由两部分组成:视距分量和非视距分量。已有研究表明,视距分量的功率通常远大于非视距分量的功率,因此非视距分量对接收光功率的影响很小。本文只考虑了视距分量,信道模型图如图3所示,在这种情况下,LED到PD之间的信道增益 $h^{[12]}$ 可表示为

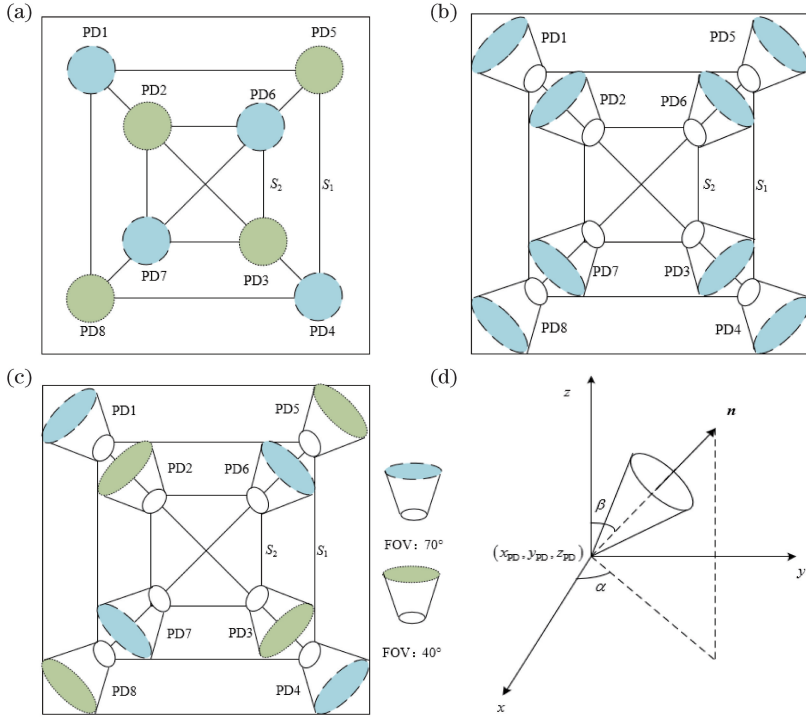


图2 接收机结构图。(a) 2-FOV接收机；(b) ADR；(c) 2FOV-ADR；(d) PD坐标系

Fig. 2 Structures of different receivers. (a) 2-FOV receiver; (b) ADR; (c) 2FOV-ADR; (d) PD coordinate system

$$h = \begin{cases} \frac{(m+1)A_p}{2\pi d^2} \cos^m \phi \cos \theta, & \theta \leq \psi \\ 0, & \theta > \psi \end{cases} \quad (1)$$

式中： m 为 LED 的朗伯辐射系数， $m = -\ln 2 / \ln(\cos \phi_{1/2})$ ， $\phi_{1/2}$ 为 LED 的半功率强度角； A_p 为 PD 的接收面积； ψ 为 PD 的 FOV； θ 为接收端入射角； d 为 LED 到 PD 之间的距离，LED 的坐标为 $(x_{LED}, y_{LED}, z_{LED})$ ，则有

$$d = [(x_{LED} - x_{PD})^2 + (y_{LED} - y_{PD})^2 + (z_{LED} - z_{PD})^2]^{1/2} \quad (2)$$

ϕ 为发射端出射角，即 LED 发射平面的法向量 \mathbf{t} 与 LED 坐标到 PD 坐标的方向向量 \mathbf{v} 之间的夹角，则有

$$\cos \phi = \frac{(\mathbf{t}, \mathbf{v})}{\|\mathbf{t}\| \cdot \|\mathbf{v}\|} \quad (3)$$

其中， (\cdot, \cdot) 表示两个向量的内积， $\|\cdot\|$ 表示向

量的模。LED 垂直于天花板放置，因此发射平面法向量 $\mathbf{t} = (0, 0, -1)$ ，由 \mathbf{t} 及向量 $\mathbf{v} = (x_{PD} - x_{LED}, y_{PD} - y_{LED}, z_{PD} - z_{LED})$ 可得

$$\cos \phi = \frac{z_{LED} - z_{PD}}{[(x_{LED} - x_{PD})^2 + (y_{LED} - y_{PD})^2 + (z_{LED} - z_{PD})^2]^{1/2}} \quad (4)$$

接收端入射角 θ 为 PD 接收平面法向量 \mathbf{n} 与 PD 坐标到 LED 坐标的方向向量 $-\mathbf{v}$ 之间的夹角，有

$$\cos \theta = \frac{(\mathbf{n}, -\mathbf{v})}{\|\mathbf{n}\| \cdot \|\mathbf{v}\|} \quad (5)$$

法向量 \mathbf{n} 可由 PD 的仰角 β 和方位角 α 得到：

$$\mathbf{n} = (\sin \beta \cos \alpha, \sin \beta \sin \alpha, \cos \beta) \quad (6)$$

由 \mathbf{n} 及向量 $-\mathbf{v} = (x_{LED} - x_{PD}, y_{LED} - y_{PD}, z_{LED} - z_{PD})$ 可得

$$\cos \theta = \frac{[(x_{LED} - x_{PD}) \cos \alpha + (y_{LED} - y_{PD}) \sin \alpha] \sin \beta + (z_{LED} - z_{PD}) \cos \beta}{[(x_{LED} - x_{PD})^2 + (y_{LED} - y_{PD})^2 + (z_{LED} - z_{PD})^2]^{1/2}} \quad (7)$$

将(2)式、(4)式、(7)式代入(1)式，可得 LED 与 PD 之间的光信道增益的表达式为

$$h = \begin{cases} \frac{(m+1)A_p \{[(x_{LED} - x_{PD}) \cos \alpha + (y_{LED} - y_{PD}) \sin \alpha] \sin \beta + (z_{LED} - z_{PD}) \cos \beta\} (z_{LED} - z_{PD})^m}{2\pi [(x_{LED} - x_{PD})^2 + (y_{LED} - y_{PD})^2 + (z_{LED} - z_{PD})^2]^{(m+3)/2}}, & \theta \leq \psi \\ 0, & \theta > \psi \end{cases} \quad (8)$$

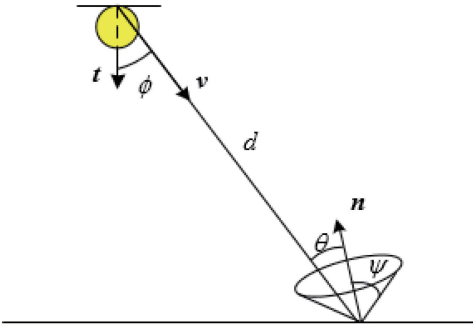


图 3 信道模型图

Fig. 3 Model of channel

在室内可见光通信系统中,考虑到实际照明需求等因素,发射端 LED 的参数和位置一般比较固定,信道增益更多是受到接收端参数的影响。由(8)式可知,设置 m 、 A_p 以及接收机上每个 PD 的方位角 α 为固定参数,当发射机和接收机的相对位置确定之后,信道增益 h 主要受 PD 仰角 β 及 PD 视场角 ψ 的影响,传统 ADR 通过改变仰角使光信号到达不同 PD 的入射角不同来降低信道增益之间的相似性,2-FOV 接收机通过采用不同视场角的 PD 来改善信道,而 2FOV-ADR 同时采用两种方式,可以进一步降低信道相关性,实现更高的输出 SNR 和更低的 BER。

2.4 MIMO ACO-OFDM 系统

随着 LED 照明技术的飞速发展,基于光 OFDM 的高速 VLC 技术必将成为无线通信的一个重要技术^[13],在仿真中使用的 ACO-OFDM, MIMO ACO-OFDM 系统原理如图 4 所示,ACO-OFDM 在光功率方面比强度调制/直接检测(IM/DD)的许多调制方案更有效^[14],因为在 ACO-OFDM 中,经数/模转换的信号可直接驱动 LED^[15],不需要直流偏置信号。为了最大化数据速率,LED 传输独立的数据流,并假设 LED 传输平均功率相等。在 MIMO 系统中,PD 通常接收由不同 LED 发送的多个信号,因此必须执行解复用来分离这些信号。在系统接收端考虑用迫零(ZF)均衡器和最小均方误差(MMSE)均衡器来实现线性解复用。ZF 均衡器是 MIMO 中常用的均衡器,其核心思想是在接收端通过线性变换消除不同天线发射信号间的干扰,但 ZF 均衡器没有考虑噪声的影响,MMSE 均衡器能在抑制噪声和消除干扰之间找到一个最佳的平衡点^[16]。将噪声建模为具有功率谱密度 N_0 的加性高斯白噪声(AWGN),这种噪声包括前置放大器中的热噪声和由环境光引起的散粒噪

声。因此,用于子载波的 ZF/MMSE 均衡器的输入信号 Y_k 可以表示为

$$Y_k = HX_k + N_k, \quad (9)$$

式中: X_k 表示信息符号的矢量; H 为信道增益矩阵; N_k 为第 k 个子载波上的 AWGN 矢量; k 为奇数,表示第 k 个子载波。

在 IM/DD 中,携带信息的电信号经调制后变为发射器的光强度,并由 PD 恢复,PD 产生与接收光强度成比例的光电流。可以看到由(1)式给出的 H 的元素表示由光学无线信道引起的电信号幅度的衰减。对于发射机处任意大小的电光转换因子和接收机处任意大小的响应度,在 IM/DD 系统中,SNR 随着信道增益 h 的平方的减小而下降,随距离 d 的四次方的减小而下降。假设电光转换因子和响应度均为 1,原因在于他们仅改变 SNR 值的比例,但对 SNR 和 BER 的分布没有影响^[7]。

由于本文仅考虑视距信道,因此信道在 MIMO 系统的整个带宽上是频率平坦的。这导致子载波具有相同的信道矩阵,从而在所有子载波上产生相同的解复用矩阵。线性均衡器将接收信号乘以解复用矩阵以恢复发送的信息符号,良好的信道矩阵可以使均衡器达到更好的解复用效果。因此,通过优化接收机结构来降低信道相关性并且减轻因线性均衡引起的噪声增强,可以有效提高系统性能。ZF 均衡器的解复用矩阵为

$$W_{k,ZF} = (H^T H)^{-1} H^T, \quad (10)$$

MMSE 均衡器的解复用矩阵为

$$W_{k,MMSE} = \left(H^T H + \frac{1}{\gamma} I \right)^{-1} H^T, \quad (11)$$

$$\gamma = \frac{E\{|X_k|^2\}}{E\{|N_k|^2\}}, \quad (12)$$

式中: $E\{\cdot\}$ 表示求均值。ZF 和 MMSE 均衡器的输出端 SNR 分别为 R_{ZF} 和 R_{MMSE} ^[17],可表示为

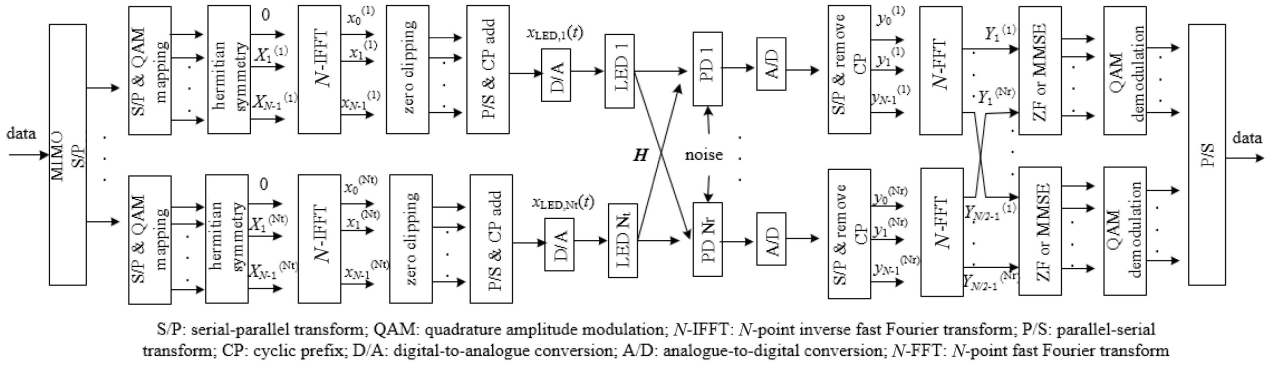
$$R_{ZF}^{(l)} = \frac{\gamma}{[(H^T H)^{-1}]_{l,l}}, 1 \leq l \leq N_t, \quad (13)$$

$$R_{MMSE}^{(l)} = \frac{\gamma}{\left[\left(H^T H + \frac{1}{\gamma} I \right)^{-1} \right]_{l,l}} - 1, 1 \leq l \leq N_t, \quad (14)$$

式中: $[\cdot]_{l,l}$ 表示矩阵第 l 个对角线元素。由此可得,ZF 和 MMSE 均衡器输出端最小信噪比(minSNR)分别为 $R_{ZF,\min}$ 和 $R_{MMSE,\min}$,可表示为

$$R_{ZF,\min} = \min(R_{ZF}^{(l)}), 1 \leq l \leq N_t, \quad (15)$$

$$R_{MMSE,\min} = \min(R_{MMSE}^{(l)}), 1 \leq l \leq N_t. \quad (16)$$



S/P: serial-parallel transform; QAM: quadrature amplitude modulation; N-IFFT: N-point inverse fast Fourier transform; P/S: parallel-serial transform; CP: cyclic prefix; D/A: digital-to-analogue conversion; A/D: analogue-to-digital conversion; N-FFT: N-point fast Fourier transform

图4 MIMO ACO-OFDM 系统原理框图

Fig. 4 Principle of MIMO ACO-OFDM system

3 仿真与分析

3.1 系统参数设置

仿真系统模型如图 1 所示,系统参数如下:房间尺寸为 3 m×3 m×2.5 m,接收机位于地板上方 0.7 m 处,LED 的坐标分别为 LED1(0.6, 2.4, 2.5)、LED2(2.4, 2.4, 2.5)、LED3(0.6, 0.6, 2.5)、LED4(2.4, 0.6, 2.5),半功率强度角 $\phi_{1/2}$ 为 60°,接收机总接收面积 A_R 为 2 cm²,正方形边长 S_1 为 3 cm,ADR 的 FOV 为 70°,2-FOV 接收机和 2FOV-ADR 中 PD 的 FOV 为 70°、40°,ADR 和 2FOV-ADR 的 PD1~PD8 的方位角 α 相同,分别为 135°、135°、315°、315°、45°、45°、225°、225°。图 5 为房间平面图,在房间中取四个典型位置,分别为房间中心位置 R1(1.5, 1.5, 0.7),房间边缘位置 R2(3, 1.5, 0.7),房间中心附近位置 R3(1.2, 1.2, 0.7)以及靠近角落的位置 R4(0.3, 0.3, 0.7)。本文将研究这些典型位置处接收机的性能。

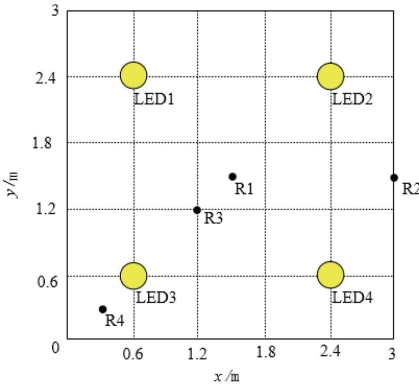


图5 房间平面图

Fig. 5 Plan-view of room

3.2 接收机仰角

在中心位置 R1 处,4 个 LED 关于 R1 对称分布,并且到接收机的距离相等,因此 R1 处信道相关

性最强,以 R1 为例研究 2FOV-ADR 的 BER 与仰角 β 的关系,所用均衡器为 ZF 均衡器。图 6 所示为 R1 位置处 BER 随 2FOV-ADR 仰角 β 的变化关系,其中 $R_{EN} = E_{b,opt}/N_0$,取值为 125 dB, R_{EN} 为每比特的传输光能量 $E_{b,opt}$ 与噪声功率谱密度 N_0 之比,选择该 R_{EN} 值以突出曲线的变化。如图 6 所示, BER 随 β 波动剧烈,形成一条“V”形曲线,分别在 5°、20°、35°、65°、75°、76°处共 6 个断点。用图 7 给出的信道增益随接收机仰角 β 的变化曲线来说明这些断点产生的原因。接收机位于房间中心 R1 处, LED1 与 LED3 相对于接收机是对称的, LED2 与 LED4 相对于接收机是对称的,因此,图 7(a)和(b)给出了 LED1 和 LED2 与接收机之间信道增益的变化曲线。图 7(a)中, $H(3, 1)$ 、 $H(5, 1)$ 、 $H(8, 1)$ 、 $H(4, 1)$ 、 $H(6, 1)$ 、 $H(7, 1)$ 、 $H(2, 1)$ 分别在 5°、20°、20°、35°、65°、65°、76°处突变为 0,图 7(b)中, $H(8, 2)$ 、 $H(2, 2)$ 、 $H(3, 2)$ 、 $H(7, 2)$ 、 $H(1, 2)$ 、 $H(4, 2)$ 、 $H(5, 2)$ 分别在 5°、20°、20°、35°、65°、65°、75°处突变为 0,在这些断点值处,LED 刚好超出了 PD 的视场范围而突变为 0,这些角度与图 6 中的

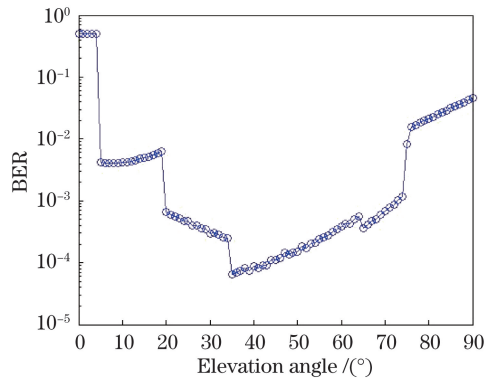


图6 R1 位置处 BER 随 2FOV-ADR 仰角变化

Fig. 6 BER at R1 position as a function of elevation angle of 2FOV-ADR receiver

断点完全对应,因此当接收机上 PD 与 LED 之间信道增益随仰角 β 变化而发生突变时,BER 随之

突变。下文仿真中设定 2FOV-ADR 和 ADR 的仰角 β 相同都为 35° 。

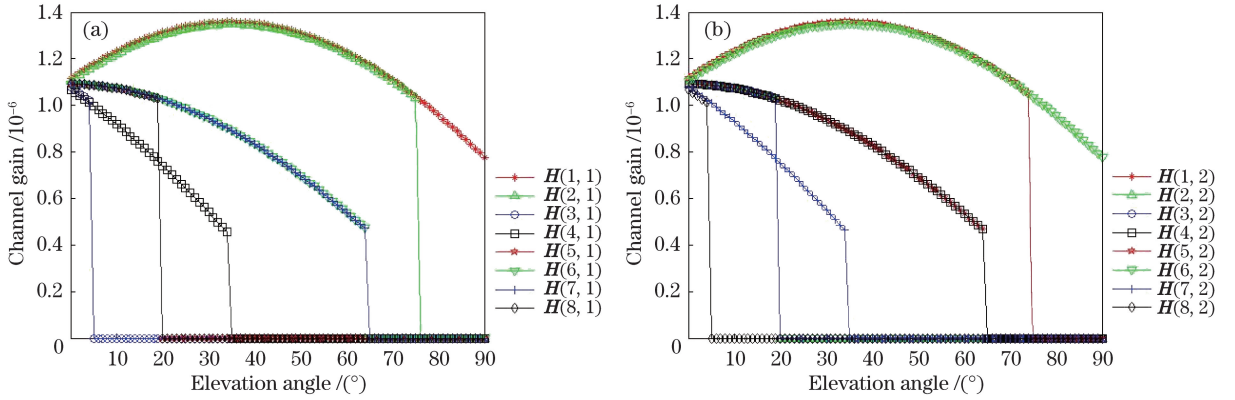


图 7 R1 位置处信道增益随 2FOV-ADR 仰角变化。(a) LED1 与接收机之间信道增益;(b) LED2 与接收机之间信道增益
Fig. 7 Channel gain at R1 position as a function of elevation angle of 2FOV-ADR receiver. (a) Channel gain between LED1 and receiver; (b) channel gain between LED2 and receiver

3.3 均衡器输出端 minSNR

通常,MIMO 系统中均衡器输出端的 minSNR 决定了系统的 BER^[18]。研究 ZF 均衡器输出端的 minSNR 随接收机位置的变化。仿真中, γ 的值设置为 190 dB,这是发射器的电功率与接收器的电噪声功率之比。以 0.015 m 为间隔,获取房间的 199×199 个位置,图 8 为三种接收机 ZF 均衡器输出端

minSNR 在这些位置处的分布图。图 9 为三种接收机 ZF 均衡器输出端 minSNR 的累积相对频率 (CRF) 分布曲线,CRF 表示观察到的 minSNR 等于或低于给定值的比例。

如图 8 所示,对于 2-FOV 接收机,大部分位置处 minSNR 在 -20 dB~ 45 dB 之间变化,少数位置可以达到 45 dB 以上,具体取决于接收机的位置。

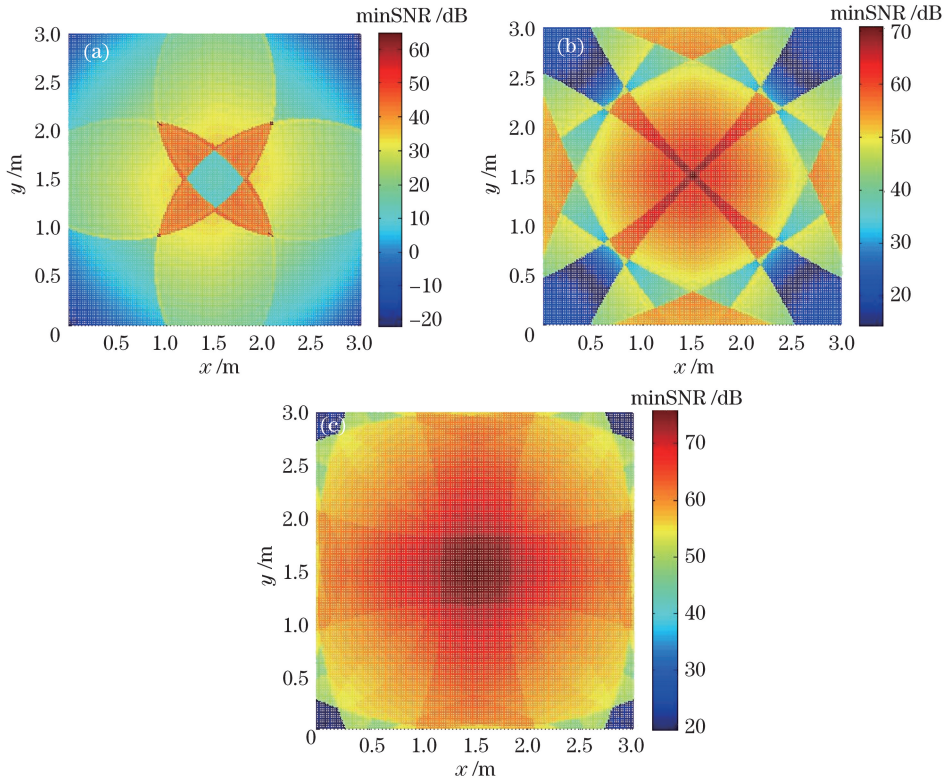


图 8 ZF 均衡器输出端的 minSNR 分布。(a) 2-FOV 接收机;(b) ADR;(c) 2FOV-ADR
Fig. 8 Distributions of minSNR at output end of receiver with ZF equalizer. (a) 2-FOV receiver; (b) ADR receiver; (c) 2FOV-ADR receiver

对于 ADR, minSNR 在 15 dB~70 dB 之间变化, 对于 2FOV-ADR, minSNR 在 20 dB~75 dB 之间变化, 2FOV-ADR 在任何位置处都能提供更高的 minSNR。2-FOV 接收机在房间中心区域 minSNR 较低并且 minSNR 的分布被划分成多个剧烈过渡的区域, ADR 虽提高了中心区域的 minSNR, 但 minSNR 的分布被划分成更多个剧烈过渡的小区域, 2FOV-ADR 不仅提高了房间所有位置的 minSNR, 而且除四处墙角位置的小区域外, 大部分区域 minSNR 随位置变化相对平缓, 可以实现更稳定的性能。图 9 比较了三种接收机 ZF 均衡器输出端 minSNR 的 CRF 分布, 对于 2-FOV 接收机, 室内 99% 的位置处 minSNR 小于 45 dB, 对于 ADR, 室内 35% 的位置处 minSNR 小于 45 dB, 而 2FOV-ADR 可以使室内 97% 的位置的 minSNR 在 45 dB 以上, 仅有 3% 的位置处 minSNR 不足 45 dB, 因此, 相比于前两种接收机, 2FOV-ADR 实现的 minSNR 大于 45 dB 的区域覆盖率分别提高了 96% 和 32%, 2FOV-ADR 提供了更好的 minSNR 性能。

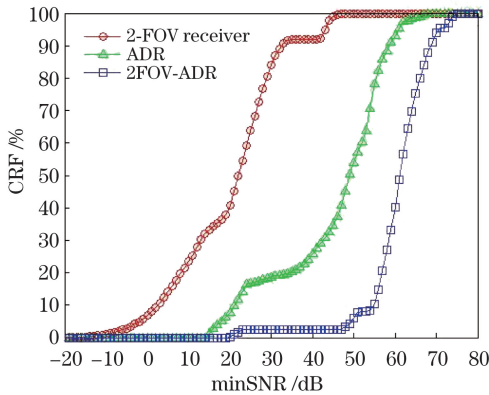


图 9 接收机 ZF 均衡器输出端 minSNR 的 CRF 分布
Fig. 9 CRF distribution of minSNR at output end of receiver with ZF equalizer

3.4 误码率性能比较

在本节中, 在 MIMO ACO-OFDM 系统下比较三种接收机结构的 BER 结果。将结果表示为 R_{EN} 的函数。因为使用强度调制, 所以光功率以及每比特的光能量取决于发射信号的平均值而不是其方差。将每个 LED 传输的光功率 P_{opt} 设置为 1 W。MIMO 系统的 BER 取决于均衡器输出端的 SNR, 如(13)式、(14)式所示, 是 γ 的函数, 而这又取决于发射信号的方差。发送信号的均值和方差之间的关系取决于信号的概率分布, 这对于不同的调制方法是不同的。对于 ACO-OFDM 系统, 如果使用足够的子载波, 则可以认为零削波之前的信号具有高斯

分布, 并且使用文献[18]中的结果可以表示出 $R_{EN} = E_{b,opt}/N_0 = 2\gamma/(\pi \ln M)$, 式中式中 M 为 QAM 调制星座大小。在仿真中, 子载波数 N 设为 64, 在奇数频率 OFDM 子载波中使用 16-QAM 调制, 并且每个奇数频率子载波的方差相等。

以 0.06 m 为间隔, 考虑室内 49×49 个位置, 研究了三种接收机在室内不同位置的 BER 分布, 图 10 所示为三种接收机使用 ZF 均衡器时的 BER 等值线图。为了清楚地表示使用三种接收机时 BER 如何随位置变化, 分别为三种接收机选择合适的 R_{EN} 值, 使用 2-FOV 接收机时, 选择 R_{EN} 为 175 dB, 使用 ADR 时, 选择 R_{EN} 为 150 dB, 使用 2FOV-ADR 时, 选择 R_{EN} 为 140 dB。图 10(a) 中, 由于接收机中 PD 的布局, 2-FOV 接收机的 BER 分布关于房间对角线对称但不关于中心线和中线对称。房间中心存在低 BER 区域, 这也与图 8(a) 房间中心的低 minSNR 区域相吻合。图 10(b) 中, ADR 的 BER 分布关于房间对角线、中心线和中线都对称, BER 分布呈现区块状分布, 这也与图 8(b) 所示的 minSNR 分布吻合, 是因为 minSNR 决定了系统的 BER。图 10(c) 中, 2FOV-ADR 中 PD 的布局与 2-FOV 接收机相同, 因此, 其 BER 分布也关于对角线对称而不关于中心线和中线对称, 但其不对称性相比于 2-FOV 接收机有所改善。相比于前两种接收机, 2FOV-ADR 以更低的 R_{EN} 实现了更大的低 BER 区域面积。

比较三种接收机分别在 4 个典型位置处的 BER 随 R_{EN} 的变化曲线, 如图 11 所示。对于具有较高 R_{EN} 的位置, ZF 算法与 MMSE 算法具有类似的 BER, 对于较低 R_{EN} 的位置, MMSE 具有更好的性能, 但随着 R_{EN} 的增大, 其差距越来越小最终趋于相同, 因为 γ 随着 R_{EN} 的增大而增大, 由(10)~(14)式可知, 当 γ 非常大时, ZF 和 MMSE 均衡器的解复用矩阵以及输出端 SNR 都趋于相同。如图 11 所示, 在 R1、R2、R3、R4 四个典型位置处, 2FOV-ADR 均具有最低的 BER。观察 BER 达到 10^{-5} 时所需的 R_{EN} : 在 R1 处, 2FOV-ADR 所需的 R_{EN} 比 2-FOV 接收机降低了 61 dB, 比 ADR 降低了 5 dB; 在 R2 处, 2FOV-ADR 所需的 R_{EN} 比 2-FOV 接收机降低了 35 dB, 比 ADR 降低了 2 dB; 在 R3 处, 2FOV-ADR 所需的 R_{EN} 比 2-FOV 接收机降低了 29 dB, 比 ADR 降低了 8 dB; 在 R4 处, 2FOV-ADR 所需的 R_{EN} 比 2-FOV 接收机降低了 54 dB, 比 ADR 降低了 34 dB。

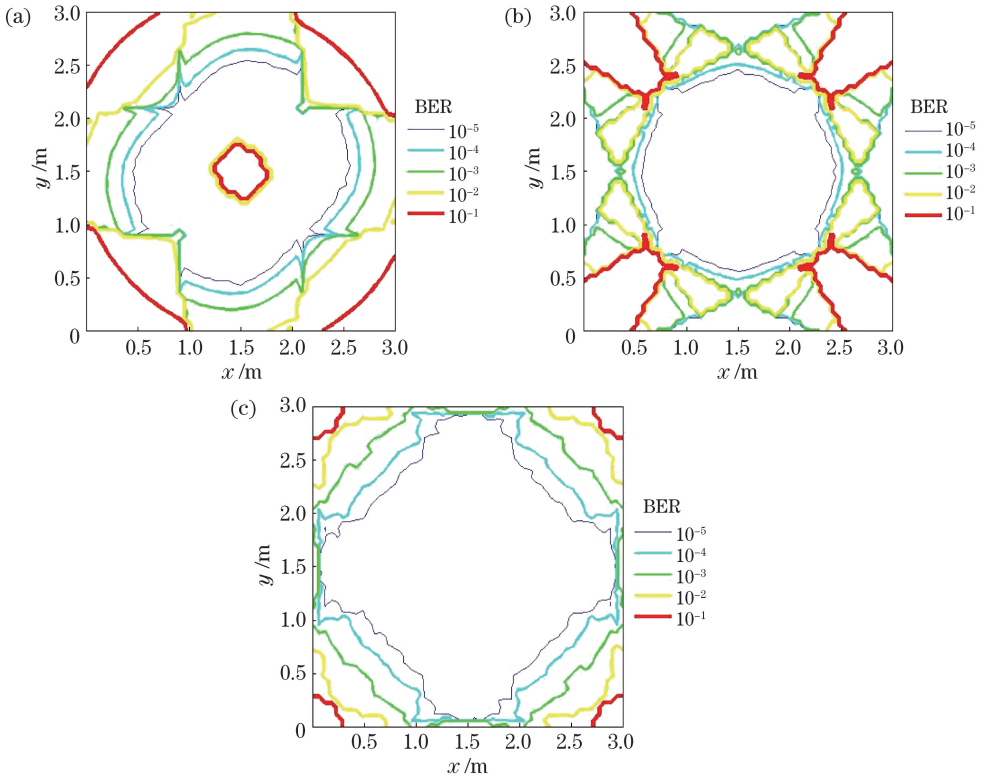


图 10 接收机使用 ZF 均衡器的 BER 等值线图。(a) 2-FOV 接收机;(b) ADR;(c) 2FOV-ADR

Fig. 10 Contour plots of BER of receivers with ZF equalizer. (a) 2-FOV receiver; (b) ADR; (c) 2FOV-ADR

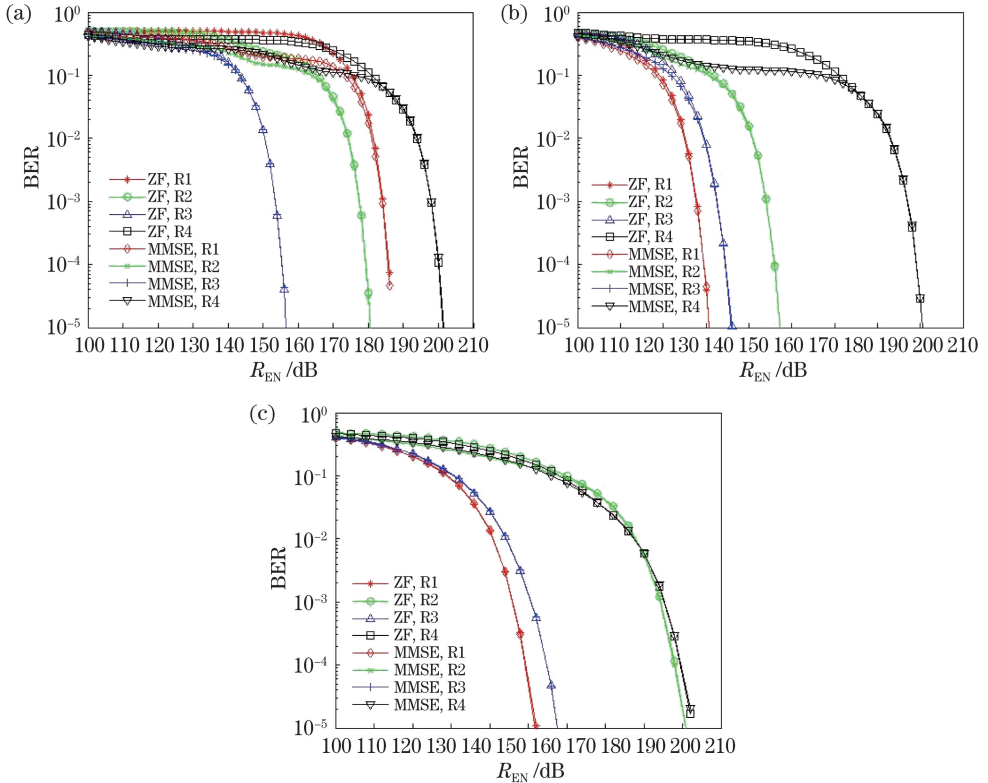


图 11 在 4 个典型位置处 BER 随 R_{EN} 的变化曲线。(a) 2-FOV 接收机;(b) ADR;(c) 2FOV-ADR

Fig. 11 BER as a function of R_{EN} at four typical positions. (a) 2-FOV receiver; (b) ADR; (c) 2FOV-ADR

4 结 论

本文设计了一种具有不同 FOV 的 PD 的角度分集接收机(2FOV-ADR),并研究其在室内 MIMO ACO-OFDM 光无线通信中的性能。在 MIMO 系统中,将其与 2-FOV 接收机和 ADR 进行比较。对于典型的室内场景,信道矩阵随接收机位置的变化而变化,所比较的三种 8-PD 接收机在室内任意位置都能保证信道矩阵满秩。比较三种接收机在 ZF 均衡器输出端的 minSNR,结果表明 2FOV-ADR 具有最高的 minSNR,因为其信道矩阵元素的相似性最低,并且减弱了由均衡导致的噪声增强。最后,比较了三种接收机在室内各个位置的 BER 分布,2FOV-ADR 改善了中心区域的 BER 并且可以实现更大的低 BER 区域,在 R1、R2、R3、R4 这 4 个典型位置处,2FOV-ADR 都具有更优的 BER 性能。本文考虑的场景为接收机垂直放置于接收平面,在下一步研究中,将进一步考虑接收机整体不再垂直放置而是与接收平面成任意角度时接收机结构设计对系统性能的影响。

参 考 文 献

- [1] Elgala H, Mesleh R, Haas H. Indoor optical wireless communication: potential and state-of-the-art[J]. IEEE Communications Magazine, 2011, 49(9): 56-62.
- [2] Grubor J, Randel S, Langer K D, et al. Broadband information broadcasting using LED-based interior lighting[J]. Journal of Lightwave Technology, 2008, 26(24): 3883-3892.
- [3] 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.
- [4] 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.
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.
- [5] 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.

- [6] Nuwanpriya A, Ho S W, Chen C S. Indoor MIMO visible light communications: novel angle diversity receivers for mobile users [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2015, 33(9): 1780-1792.
- [7] He C W, Wang T Q, Armstrong J. Performance of optical receivers using photodetectors with different fields of view in a MIMO ACO-OFDM system[J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 33(23): 4957-4967.
- [8] Wang T Q, Sekercioglu Y A, 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.
- [9] Jiang R, Wang Z C, Zhu X D, et al. Interference-free LED allocation for visible light communications with fisheye lens [J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(3): 626-636.
- [10] Wang T Q, Green R J, Armstrong J. MIMO optical wireless communications using ACO-OFDM and a prism-array receiver [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2015, 33(9): 1959-1971.
- [11] Wang T Q, He C W, Armstrong J. Angular diversity for indoor MIMO optical wireless communications [C] // 2015 IEEE International Conference on Communications (ICC), June 8-12, 2015, London, UK. New York: IEEE, 2015: 5066-5071.
- [12] Kahn J M, Barry J R. Wireless infrared communications[J]. Proceedings of the IEEE, 1997, 85(2): 265-298.
- [13] Song X Q, Wang M Y, Xing S, et al. Progress of orthogonal frequency division multiplexing based on visible light communication [J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2018, 55(12): 120008.
宋小庆, 王慕煜, 邢松, 等. 基于可见光通信的正交频分复用技术研究进展[J]. 激光与光电子学进展, 2018, 55(12): 120008.
- [14] Dissanayake S D, Armstrong J. Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2013, 31(7): 1063-1072.
- [15] Jia K J, Jin B, Hao L, et al. Performance analysis of DCO-OFDM and ACO-OFDM systems in indoor visible light communications [J]. Chinese Journal of Lasers, 2017, 44(8): 0806003.
贾科军, 靳斌, 郝莉, 等. 室内可见光通信中 DCO-OFDM 和 ACO-OFDM 系统性能分析[J]. 中国激光, 2017, 44(8): 0806003.
- [16] Wang K G. MIMO-OFDM visible light

- communication system design [D]. Nanjing: Southeast University, 2017: 29-34.
- 王凯歌. MIMO-OFDM 可见光通信系统方案设计 [D]. 南京: 东南大学, 2017: 29-34.
- [17] Jiang Y, Varanasi M K, Li J. Performance analysis of ZF and MMSE equalizers for MIMO systems: an in-depth study of the high SNR regime [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2011, 57(4): 2008-2026.
- [18] Armstrong J, Schmidt B J C, Kalra D, et al. SPC07-4: performance of asymmetrically clipped optical OFDM in AWGN for an intensity modulated direct detection system [C] // IEEE Globecom 2006, November 27-December 1, 2006, San Francisco, CA, USA. New York: IEEE, 2006: 10288952.