

室内可见光通信多径信道建模及 MIMO-ACO-OFDM 系统性能分析

贾科军^{1,2} 郝 莉¹ 余彩虹¹

¹西南交通大学信息编码与传输四川省重点实验室, 四川 成都 610031

²兰州理工大学计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050

摘要 当通信速率较高时,室内光信号的多径效应不可忽视,当发送端存在时间弥散性时,提出一种室内可见光通信—多输入多输出(VLC-MIMO)多径衰落信道建模方法.由于光正交频分复用(OFDM)技术能有效抵抗码间干扰,故将非对称限幅光 OFDM(ACO-OFDM)和 MIMO 相结合,建立 MIMO-ACO-OFDM 系统.用迭代法计算每对 LED 和光电探测器(PD)之间的冲激响应,连接 LED 和 PD 阵列的几何中心作为等效视线传输(LOS)信道,建立了多径信道模型.分析表明,当 PD 在房间中间时多径信道路径增益大,多径干扰弱;当 PD 在墙角时信号衰减大,多径干扰强.采用迫零(ZF)和最小均方误差(MMSE)检测,理论推导了系统误码率性能,建立了蒙特卡罗仿真模型.仿真表明,低阶调制时系统有更好的性能.当调制阶数小于 64 时,MMSE 比 ZF 更有优势.随着信噪比增大两中检测方法得到的系统性能趋于相同;当 LED 半功率角变小时光束会聚强,PD 在房间中心时性能最好,越往墙边性能越差;当 PD 视场角变小时,虽然在房间中心时接收功率不变,但多径干扰变弱性能变好.

关键词 光通信;多输入多输出;非对称限幅光正交频分复用;多径衰落信道

中图分类号 TN929.12 文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201636.0706005

Modeling of Multipath Channel and Performance Analysis of MIMO-ACO-OFDM System for Indoor Visible Light Communications

Jia Kejun^{1,2} Hao Li¹ Yu Caihong¹

¹Key Laboratory of Information Coding & Transmission, Sichuan Province, Southwest Jiaotong University, Chengdu, Sichuan 610031, China

²School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou, Gansu 730050, China

Abstract In the multiple-input multiple-output (MIMO) visible light communication (VLC) system, the effect of multipath can not be ignored specially at high bit rates. A modeling method for indoor multipath channel in VLC-MIMO system is proposed when there is the time dispersion at transmitter. A modeling method for indoor multipath channel in VLC-MIMO is proposed. Because the orthogonal frequency division multiplex (OFDM) can effectively resist inter-symbol interference (ISI), the MIMO-asymmetrically clipped optical (ACO)-OFDM system is proposed by combing ACO-OFDM and MIMO techniques. The impulse response of each pair of LED and photoelectric detector (PD) is calculated by using recursive method. Then considering that the link between the centroid of LED and PD array is the equivalent line of sight (LOS) link, the multipath channel is established. The analysis results indicate that the gain of multipath channel is large and the multipath interference is weak when the PD arrays are at the center of the room, while the signal attenuation is large and the multipath interference is strong when the PD arrays are in a corner. The Monte Carlo bit-error-ratio (BER) simulation of MIMO-ACO-OFDM system are derived and modeled

收稿日期: 2016-02-29; 收到修改稿日期: 2016-03-30

基金项目: 国家自然科学基金(61461026, 61271245, 61265003, 61465007)、东南大学移动通信国家重点实验室开放研究基金(2014D13)

作者简介: 贾科军(1978—),男,博士研究生,副教授,主要从事室内可见光通信关键技术方面的研究.

E-mail: kjjia@lut.cn

导师简介: 郝莉(1971—),女,博士,教授,博士生导师,主要从事无线通信理论方面的研究.

E-mail: lhao@home.swjtu.edu.cn

during both zero-forcing (ZF) and minimum mean square error (MMSE) signal detection. The BER performance degrades as the modulation order increases. When the modulation order is less than 64, the BER performance of ZF is worse than that of MMSE and the performance difference between ZF and MMSE decreases as the SNR increases. When the semi-angle at half power of LED becomes small, it has a better performance at the center of the room due to the strong beam convergence. Moreover, when the field of view (FOV) of LED becomes small, it has a better performance at the center of the room due to the decreased multipath interference, although the received power remains the same.

Key words optical communications; multiple input multiple output; asymmetrically-clipped optical orthogonal frequency division multiplexing; multipath fading channel

OCIS codes 060.2605; 060.4080; 060.4230; 140.7300

1 引 言

与传统的射频(RF)通信相比,可见光通信(VLC)具有诸多优点,如能够提供超过 400 THz 的通信带宽、保持较高的光发射功率且不会对人体产生危害、通信保密性好且在邻近房间可以实现同频复用、基于照明设施的 VLC 具有良好的泛在属性等。此外,VLC 不会与 RF 相互干扰,适用于对电磁干扰敏感的区域,如医院、飞行器等^[1]。

随着白光 LED 照明设备的大规模使用,基于 LED 的 VLC 已成为研究热点^[2]。然而,目前商用 LED 的调制带宽只有几兆赫兹到几十兆赫兹,虽然通过蓝光滤波器结合后均衡技术可以获得高达 151 MHz 的调制带宽^[3],但为了适应未来用户对实时宽带应用的需求,有必要在 VLC 中研究具有高频谱效率的调制和复用技术。通常情况下,采用 LED 阵列作为照明光源需满足亮度和美观的要求,这使得 VLC 信道具有较高的信噪比。显然,将多输入多输出(MIMO)技术引入到 VLC 系统中,可以保证较好的误码性能,并提供较高的系统容量。近年来发表了大量关于室内 VLC-MIMO 系统的研究成果,文献[4]研究了光链路视线(LOS)传输时非成像接收室内可见光 MIMO 的误比特率(BER)性能,发现对称性使信道矩阵为非满秩,造成系统误码率性能很差,因此提出了成像接收技术,以获得满秩传输矩阵。文献[5]提出了接收端光电探测器(PDs),采用角度分集获得了高非相关性 VLC-MIMO 信道;文献[6]采用半球形透镜接收,解决了接收端信号缺少分集和接收视场角(FOV)小的问题;文献[7]采用棱镜阵列,达到角度分集接收的效果,获得满秩的信道矩阵;文献[8]提出使 PD 的 FOV 角度不同以减小信道矩阵的相关性;文献[9]在 LOS 信道下分析了重复码、空间复用和空间调制 3 种 MIMO 系统的 BER 理论极限,通过 LED 发送功率不均等、链路遮挡减小了信道传输矩阵的相关性。以上研究对象都是仅考虑 LOS 信道时单极性脉冲幅度调制(PAM)的 VLC-MIMO 系统。

由于 LED 是非相干光源,VLC 一般采用强度调制直接检测(IM/DD)技术,因此信息仅包含于光信号强度中。因为接收端 PD 间隔较小且室内传输距离有限,当仅考虑 LOS 信道时,信道矩阵会有很强的相关性^[10]。然而,光信号在室内传输时,经过墙壁、屋顶和家具时发生反射,故在接收端会出现多径效应引起的码间干扰(ISI)。如果同时考虑漫射信道(NLOS),那么 MIMO 信道矩阵的相关性就会降低。文献[1, 11]将到达 PD 且延迟大于符号周期的所有光信号之和认为是 ISI,且将 ISI 简单地看作加性高斯噪声(AWGN)。到目前为止,尚没有公认的、能够包括复杂反射的高效专用 VLC 信道表征方案^[12-13],也未看到对于 VLC-MIMO 系统室内多径衰落信道建模的相关研究。

常用的脉冲位置调制(PPM)和单极性 PAM 可以满足 IM/DD 系统对传输信号是单极性的要求,但是当系统符号速率较高时,严重的 ISI 会使系统的性能降低。而且,室内荧光灯产生的窄带干扰会对 PAM 和 PPM 产生影响。虽然正交频分复用(OFDM)技术可以有效地解决光信号漫射带来的 ISI 和窄带干扰问题,并可以提高系统的频谱利用率,但是,传统的 OFDM 采用离散傅里叶变换实现,输出信号是一个复信号,不满足 IM/DD 对信号是单极性实数信号的要求。于是提出了光 OFDM 的概念,文献[14-15]分别提出了直流偏置光 OFDM(DCO-OFDM)和非对称限幅光 OFDM(ACO-OFDM),文献[16]对两者性能进行了比较,结果表明,DCO-OFDM 的 BER 性能依赖于直流偏置的大小,ACO-OFDM 比 DCO-OFDM 有更好的光效率且更适合建立自适应系统。

因为 MIMO 和 OFDM 系统的特点,将两者结合的 MIMO-OFDM 系统已作为第 4 代移动通信系统的核心技术。在 VLC 研究中,文献[17-20]在室内红外光信道下仿真分析了多用户自适应 OFDM 系统的

BER 性能,但以上研究都是基于 DCO-OFDM 设计的光 MIMO-OFDM 系统。

本文将 ACO-OFDM 与 MIMO 技术相结合,提出了 MIMO-ACO-OFDM 系统,同时提出一种室内 VLC-MIMO 多径衰落信道建模方法,在该模型下,接收端采用迫零(ZF)和最小均方误差(MMSE)检测算法,理论推导 MIMO-ACO-OFDM 系统的 BER 性能,并进行蒙特卡罗(Monte Carlo)仿真验证和性能分析。

2 VLC-MIMO 多径信道模型

采用 IM/DD 的室内 VLC-MIMO 系统的通信场景如图 1 所示。建立室内坐标系,坐标系原点 O 与房间左后下角重合, xOy 平面与地板平面重合。屋顶安装 N_T 个 LED 用于照明和通信,其中第 n_t 个 LED 可以由位置矢量 \mathbf{r}_{s,n_t} 、单位方向矢量 $\hat{\mathbf{n}}_{s,n_t}$ 、发射功率 P_{n_t} 和辐射强度模式 $R(\varphi, \theta)$ 表示,其中 $R(\varphi, \theta)$ 为与 $\hat{\mathbf{n}}_{s,n_t}$ 夹角 (φ, θ) 处、在单位立体角内辐射的光功率^[21]。当 LED 服从朗伯辐射模式时,辐射强度函数表示为

$$R(\Phi) = \frac{k+1}{2\pi} P_{n_t} \cos^k \Phi, \Phi \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right], \quad (1)$$

式中 $k = -\ln 2 / \ln(\cos \theta_{1/2})$ 是表征光源辐射方向性的辐射模式指数, $\theta_{1/2}$ 表示光源半功率角, Φ 表示光线出射方向和 $\hat{\mathbf{n}}_{s,n_t}$ 的夹角。为简单起见,辐射功率为 $P_{n_t} = 1$ 的第 n_t 个 LED 可以表示为

$$S_{n_t} = \{\mathbf{r}_{s,n_t}, \hat{\mathbf{n}}_{s,n_t}, k\}. \quad (2)$$

接收端由 N_R 个光电检测器组成,第 n_r 个 PD 可以由位置矢量 \mathbf{r}_{R,n_r} 、方向矢量 $\hat{\mathbf{n}}_{R,n_r}$ 、面积 A_R 和视场角 Ψ_{FOV} 表示,即

$$R_{n_r} = \{\mathbf{r}_{R,n_r}, \hat{\mathbf{n}}_{R,n_r}, A_R, \Psi_{\text{FOV}}\}. \quad (3)$$

由于 PD 的尺寸通常比可见光波长大上千倍,光信号在接收端就形成了类似空间分集的效果,因此不存在多径衰落现象。干扰对每条光信号的影响在接收端相当于被求了空间平均,所以 VLC 信道可以看作是时间稳定的、随 \mathbf{r}_{R,n_r} 变化而缓慢变化的信道。在 IM/DD 系统中,定义接收端和发送端的光功率之比为信道增益^[6],那么区别于 RF 信道的复数增益,VLC 光无线信道的增益是正实数。室内 VLC 系统常作为线性时不变系统处理,完全可以通过自身的冲激响应来表征。

入射到 PD 的光信号通常有两种传播模式,一种是发射光直接入射到 PD 的 LOS 光线,另一种是经过墙面反射的漫射光线。本文以递归法^[21]计算 LOS 信道和反射信道的冲激响应为基础,建立室内 VLC-MIMO 系统的多径衰落信道冲激响应。

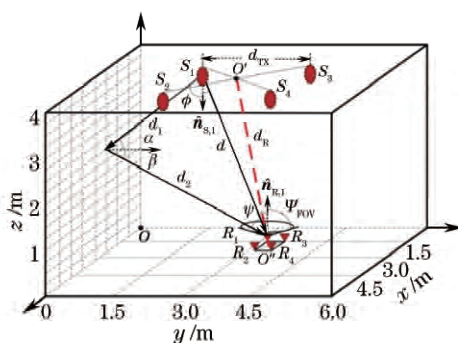


图 1 室内 VLC-MIMO 几何场景

Fig. 1 Geometric scenario used for VLC-MIMO system

2.1 LOS 信道冲激响应

LOS 信道指光信号不经过任何反射而直接入射到接收器。LOS 信道的冲激响应表示为

$$h^{(0)}(t; S_{n_t}, R_{n_r}) = \frac{k+1}{2\pi d^2} A_R \cos^k \Phi \cos \psi \text{rect}(\theta / \Psi_{\text{FOV}}) \delta(t - d/c), \quad (4)$$

式中 d 表示从第 n_t 个 LED 到第 n_r 个 PD 的距离, Φ 表示 LOS 光线的出射角, ψ 表示入射到 PD 的入射角, c 表示光速, $\delta(x)$ 表示狄拉克函数,且有

$$d = \| \mathbf{r}_{S,n_t} - \mathbf{r}_{R,n_r} \|, \quad (5)$$

$$\cos \Phi = \hat{\mathbf{n}}_{S,n_t} \cdot (\mathbf{r}_{R,n_r} - \mathbf{r}_{S,n_t})/d, \quad (6)$$

$$\cos \psi = \hat{\mathbf{n}}_{R,n_r} \cdot (\mathbf{r}_{S,n_t} - \mathbf{r}_{R,n_r})/d, \quad (7)$$

其中 $\| \cdot \|$ 表示 2 范数。矩形函数定义为

$$\text{rect } x = \begin{cases} 1, & \text{for } |x| \leq 1 \\ 0, & \text{for } |x| > 1 \end{cases} \quad (8)$$

2.2 反射信道冲激响应

假设所有反射面上的反射微单元满足朗伯辐射模型,反射微单元的辐射模式 $R(\Phi)$ 与光的入射角无关。对一个反射面积为 dA 和反射率为 ρ 的微反射单元上的反射建模分为两步:1)认为微反射单元是面积为 dA 的接收器,接收功率为 dP ;2)把这个微反射单元当作功率为 $P = \rho dP$ 、辐射模式指数 $k=1$ 的朗伯光源。

假设室内信源 S_{n_t} 发射光信号经过多次反射到达接收器 R_{n_r} ,信道的冲激响应表示为

$$h(t; S_{n_t}, R_{n_r}) = \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; S_{n_t}, R_{n_r}), \quad (9)$$

式中 $h^{(k)}(t; S_{n_t}, R_{n_r})$ 是光信号经过 k 次反射的冲激响应,当 $k=0$ 时表示 LOS 信道响应,第 k 次 ($k>0$) 反射信道的冲激响应为

$$h^{(k)}(t; S_{n_t}, R_{n_r}) = \int_{\bar{S}} h^{(0)}[t; S_{n_t}, (\mathbf{r}, \hat{\mathbf{n}}, d r^2, \pi/2)] \otimes h^{(k-1)}[t; (\mathbf{r}, \hat{\mathbf{n}}, 1), R_{n_r}]. \quad (10)$$

对(10)式中 \bar{S} 反射面上的所有微反射单元进行积分, \mathbf{r} 表示 \bar{S} 上微反射单元的位置矢量, $\hat{\mathbf{n}}$ 是 \mathbf{r} 处微反射单元的单位法向矢量,符号 \otimes 代表卷积运算。实际计算时,将所有反射平面划分为面积为 ΔA 的小反射单元,那么积分运算数字化后得到

$$h^{(k)}(t; S_{n_t}, R_{n_r}) = \frac{k+1}{2\pi} \sum_{i=1}^{N_{\text{ref}}} \frac{\rho_i \cos^k \Phi \cos \alpha}{D^2} \cdot \text{rect}\left(\frac{2\alpha}{\pi}\right) h^{(k-1)}\left[t - \frac{D}{c}; (\mathbf{r}, \hat{\mathbf{n}}, 1), R_{n_r}\right] \Delta A, \quad (11)$$

式中 N_{ref} 是反射单元的总数, ρ_i 是第 i 个反射单元的反射率, $D = \| \mathbf{r} - \mathbf{r}_{S,n_t} \|$, $\cos \Phi = \hat{\mathbf{n}}_{S,n_t} \cdot (\mathbf{r} - \mathbf{r}_{S,n_t})/D$, $\cos \alpha = \hat{\mathbf{n}} \cdot (\mathbf{r}_{S,n_t} - \mathbf{r})/D$ 。将反射平面在空间离散化而使得冲激响应在时间上也离散化,从而使分段连续的 $h^{(k)}(t)$ 变成了有限个 $\delta(x)$ 函数之和。特别地,当 $k=1$ 次反射时

$$h^{(1)}(t; S_{n_t}, R_{n_r}) = \sum_{i=1}^{N_{\text{ref}}} \frac{(k+1)\rho_i A_R \Delta A}{2\pi^2 d_1^2 d_2^2} \cos^k \Phi \cos \alpha \cos \beta \cos \psi \text{rect}\left(\frac{\psi}{\Psi_{\text{FOV}}}\right) \delta\left(t - \frac{d_1 + d_2}{c}\right), \quad (12)$$

式中 d_1 表示从 LED 到反射单元的距离, d_2 表示从反射单元到 PD 的距离, α 表示入射到反射单元的光线入射角, β 表示反射单元的光线出射角。

2.3 室内 VLC-MIMO 多径信道模型

将安装在屋顶的 N_T 个 LED 阵列作为发送天线, N_R 个 PD 作为接收天线,可以建立室内 VLC-MIMO 系统,通常要求 $N_T \leq N_R$ 。VLC-MIMO 的信道矩阵表示为

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,N_T} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,N_T} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ h_{N_R,1} & h_{N_R,2} & \cdots & h_{N_R,N_T} \end{bmatrix}, \quad (13)$$

式中 h_{n_r, n_t} 表示从第 n_t 个 LED 到第 n_r 个 PD 的信道增益矢量。现有的研究 VLC-MIMO 的文献[4,9,22]中,信道模型几乎都仅考虑了 LOS 信道。但是随着房间的增大和通信符号速率的提高,光信号经过墙壁、屋顶和室内反射物反射后所带来的 ISI 将不可忽视。ISI 的大小还受 LED 的属性和在屋顶的分布情况、以及 PD 的物理特性和在室内位置的影响。定义从最先到达 PD 的第 1 路光信号开始,时间延迟大于符号周期一半的光信号将引起 ISI^[23]。因此建立从第 n_t 个 LED 到第 n_r 个 PD 的多径衰落信道模型,建模原理如图 2 所示。图中 $T_{\text{sp}} = T_{\text{sym}}/2$ 表示接收端抽样时间间隔, T_{sym} 表示发送端驱动 LED 发光的符号周期。

在室内环境中,LED 之间间隔通常较小,驱动 LED 的前向电路的基带信号同步,即发送端信号理想同步。

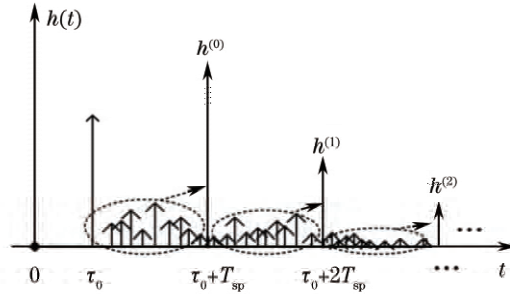


图 2 多径衰落信道建模原理图

Fig. 2 Schematic of multipath fading channel model

受到光信号在室内传播空间距离的限制,光路差很小,可忽略不计,即认为发送端不存在时间弥散性。但是,当房间尺寸较大,LED 之间间隔增大,接收端 PD 之间空间距离也较大时,VLC-MIMO 系统中的多对 LED 和 PD 之间的路径长度差变大,尤其是当系统发送的符号速率较高时,发送端的时间弥散性将不可忽视。

因此,提出将连接 LED 阵列的几何中心和 PD 阵列几何中心的连线作为等效 LOS 信道,即认为每一对 LED 和 PD 之间的 LOS 信道信号(也就是最先到达每个 PD 的光信号)都是从等效 LOS 信道相互传输的,所有 LED 和 PD 之间 LOS 信道传输时间延迟认为相同,从而消除了 LED 和 PD 之间信道模型的时间弥散性。等效 LOS 信道对应的时间延迟为 $\tau_0 = d_R/c$,从第 n_t 个 LED 到第 n_r 个 PD 的多径信道增益矢量为

$$\mathbf{h}_{n_r, n_t} = [h_{n_r, n_t}^{(0)} h_{n_r, n_t}^{(1)} h_{n_r, n_t}^{(2)} \cdots h_{n_r, n_t}^{(L_{n_r, n_t}-1)}]^T, \quad (14)$$

式中 $[\cdot]^T$ 表示矩阵的转置, L_{n_r, n_t} 表示多径信道路径总数。第 l 路信道路径增益表示为

$$h_{n_r, n_t}^{(l)} = \begin{cases} \int_0^{T_{sp} + \tau_0} \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; S_{n_t}, R_{n_r}) dt, & l = 0 \\ \int_{lT_{sp} + \tau_0}^{(l+1)T_{sp} + \tau_0} \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; S_{n_t}, R_{n_r}) dt, & l = 1, 2, \dots, L_{n_r, n_t} - 1 \end{cases}. \quad (15)$$

在接收端将第 1 个采样时间点之前的所有时域冲激响应之和作为多径信道模型的第 1 径 $h_{n_r, n_t}^{(0)}$,其包含发送信号的有用信息。将第 1 个采样周期到第 2 个采样周期之间的所有时域冲激响应之和作为第 2 径 $h_{n_r, n_t}^{(1)}$,其给系统带来多径影响。其余路径分量增益的计算以此类推。另外,随着 PD 阵列的位置不同,多径信道增益矢量长度 L_{n_r, n_t} 也不尽相同,冲激响应持续时间越长,接收端抽样时间间隔越小时, L_{n_r, n_t} 就越大。

3 MIMO-ACO-OFDM 系统模型和性能分析

考虑下行信道空间复用(SM)系统,LED 同步发射不同的光信号,建立可见光 MIMO-ACO-OFDM 的系统原理如图 3 所示。为清楚起见,文中大写字母变量名表示频域信号,小写字母表示时域信号,下角标 MH 表示 Herimitian 对称信号,ex 表示提取信号,sd 表示 MIMO 检测器输入输出信号。

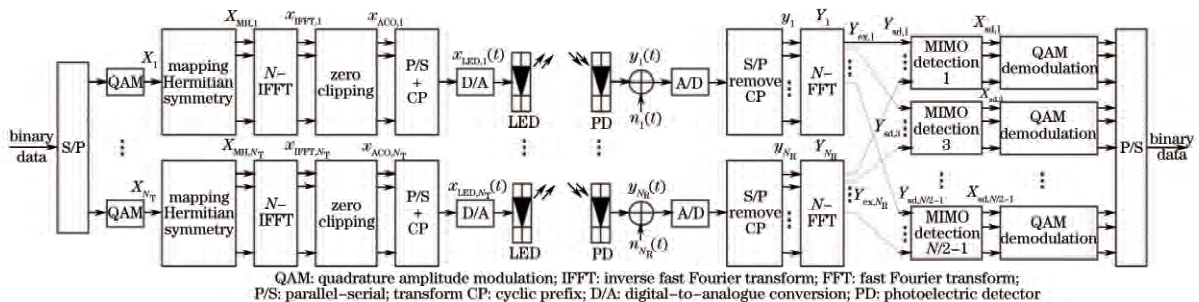


图 3 可见光 MIMO-ACO-OFDM 系统原理框图

Fig. 3 Diagram of MIMO-ACO-OFDM system in VLC

3.1 MIMO-ACO-OFDM 系统发送端

信源产生二进制信息经串并(S/P)转换后分成 N_T 路并行信号,每一路信号经过相同的 ACO-OFDM

调制后同时驱动 N_T 个 LED 发光,故以第 n_t 路信号为例对发端原理进行说明。二进制信号映射到 M 维正交幅度调制(MQAM)星座点 $X_{n_t}(n)$,调制符号满足 $E[|X_{n_t}(n)|^2]=1$ 。在 ACO-OFDM 系统中,首先将调制符号 $X_{n_t}(n)$ 进行映射,使输出信号 X_{MH,n_t} 满足厄米(Hermitian)对称,即

$$X_{MH,n_t} = \left[0 \quad X_{n_t}(0) \quad 0 \quad X_{n_t}(1) \quad \cdots \quad X_{n_t}\left(\frac{N}{4}-1\right) \quad 0 \quad X_{n_t}^*\left(\frac{N}{4}-1\right) \quad 0 \quad \cdots \quad X_{n_t}^*(0) \right]^T, \quad (16)$$

式中 $(\cdot)^*$ 表示共轭运算, N 是快速傅里叶逆变换(IFFT)的长度,所有的奇数子载波包含信息,偶数子载波都为零,且满足关系式:

$$X_{MH,n_t}(n) = X_{MH,n_t}^*(N-n) \quad , \quad 0 < n < \frac{N}{2}. \quad (17)$$

因此空间复用 MIMO-ACO-OFDM 系统的频谱效率为 $(N_T \text{lb } M)/4 \text{ bits}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 。频域映射矢量 \mathbf{X}_{MH,n_t} 输入到 N -IFFT 模块,输出时域信号 $\mathbf{x}_{\text{IFFT},n_t}$ 表示为

$$\mathbf{x}_{\text{IFFT},n_t} = \mathbf{F}^H \mathbf{X}_{MH,n_t}, \quad (18)$$

式中 $(\cdot)^H$ 表示矩阵共轭转置, \mathbf{F} 是 $N \times N$ 的归一化离散傅里叶变换矩阵:

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & \omega & \omega^2 & \cdots & \omega^{N-1} \\ 1 & \omega^2 & \omega^4 & \cdots & \omega^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \omega^{N-1} & \omega^{2(N-1)} & \cdots & \omega^{(N-1)(N-1)} \end{pmatrix}, \quad (19)$$

式中 $\omega = \exp(-j\frac{2\pi}{N})$, $j = \sqrt{-1}$ 。因为 \mathbf{X}_{MH,n_t} 满足 Hermitian 对称性,所以 IFFT 变换的输出信号 $\mathbf{x}_{\text{IFFT},n_t}$ 是双极性实数信号,且服从高斯分布($N > 64$)。

设 $x_{\text{IFFT},n_t}(k;n)$ 表示 IFFT 频域信号 $X_{MH,n_t}(n)$ 对时域信号第 k 个抽样值 $x_{\text{IFFT},n_t}(k)$ 的贡献,因此有

$$x_{\text{IFFT},n_t}(k,n) = \frac{1}{\sqrt{N}} X_{MH,n_t}(n) \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right), \quad (20)$$

$$x_{\text{IFFT},n_t}\left(k + \frac{N}{2}, n\right) = \frac{1}{\sqrt{N}} X_{MH,n_t}(n) \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right) \exp(j\pi n), \quad (21)$$

式中 $k = 0, 1, 2, \dots, N/2-1, n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 。当 n 是偶数时, $X_{MH,n_t}(n) = 0$, 因此可得

$$x_{\text{IFFT},n_t}(k) = -x_{\text{IFFT},n_t}\left(k + \frac{N}{2}\right). \quad (22)$$

由(22)式可以看出,实数信号 $\mathbf{x}_{\text{IFFT},n_t}$ 具有反对称性。因此对 $\mathbf{x}_{\text{IFFT},n_t}$ 信号限幅,将小于零的信号置零后得到单极性信号 $\mathbf{x}_{\text{ACO},n_t}$, 可以表示为^[15]

$$x_{\text{ACO},n_t}(k) = \frac{1}{2} x_{\text{IFFT},n_t}(k) + n_{\text{clip}}(k), \quad (23)$$

式中 $n_{\text{clip}}(k)$ 表示限幅噪声。以下说明时域信号 $\mathbf{x}_{\text{IFFT},n_t}$ 限幅对频域信号 \mathbf{X}_{MH,n_t} 的影响。

限幅前,由时域信号 $x_{\text{IFFT},n_t}(k)$ 经过傅里叶变换可以得到 $X_{MH,n_t}(n)$:

$$\begin{aligned} X_{MH,n_t}(n) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_{\text{IFFT},n_t}(k) \exp\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right) = \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0, x_{\text{IFFT},n_t}(k) \geq 0}^{N/2-1} \left\{ x_{\text{IFFT},n_t}(k) \exp\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right) + x_{\text{IFFT},n_t}\left(k + \frac{N}{2}\right) \exp\left[\frac{-j2\pi(k + N/2)n}{N}\right] \right\} + \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0, x_{\text{IFFT},n_t}(k) < 0}^{N/2-1} \left\{ x_{\text{IFFT},n_t}(k) \exp\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right) + x_{\text{IFFT},n_t}\left(k + \frac{N}{2}\right) \exp\left[\frac{-j2\pi(k + N/2)n}{N}\right] \right\}. \end{aligned} \quad (24)$$

因为频域信号只有奇数子载波非零,所以 $\exp(-jn\pi) = -1$, (24) 式中两个求和项中的第 2 部分都等于

第 1 部分,因此可以得到

$$X_{MH,n_t}(n) = \frac{2}{\sqrt{N}} \left[\sum_{k=0, x_{IFFT,n_t}(k) \geq 0}^{N/2-1} x_{IFFT,n_t}(k) \exp\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right) + \sum_{k=0, x_{IFFT,n_t}(k) < 0}^{N/2-1} x_{IFFT,n_t}(k) \exp\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right) \right]. \quad (25)$$

限幅后, (24) 式中第 1 个求和项的第 1 部分和第 2 个求和项的第 2 部分被保留,其他两部分置零。因此得到限幅后信号 $x_{ACO,n_t}(k)$ 所对应的频域信号为

$$X_{ACO,n_t}(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0, x_{IFFT,n_t}(k) \geq 0}^{N/2-1} x_{IFFT,n_t}(k) \exp\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right) + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0, x_{IFFT,n_t}(k) < 0}^{N/2-1} x_{IFFT,n_t}\left(k + \frac{N}{2}\right) \exp\left[\frac{-j2\pi(k + N/2)n}{N}\right] = \frac{1}{2} X_{MH,n_t}(n). \quad (26)$$

由(26)式可以看出,有用的信息在奇数位子载波上,其幅度是未限幅频域信号的一半,而限幅产生的噪声都落在偶数子载波上。

信号 x_{ACO,n_t} 经过并串转换(P/S)后,在其前面加上循环前缀(CP)以消除 ISI 的影响。最后经过数字到模拟(D/A)转换输出 $x_{LED,n_t}(t)$ 驱动第 n_t 个 LED 发光。那么 N_T 个 LED 发送的总平均光功率

$$P_{opt} = N_T E[x_{LED,n_t}] = N_T \int_0^\infty x f_{x_{IFFT,n_t}}(x) dx = N_T \sigma_0 / \sqrt{2\pi}, \quad (27)$$

式中 σ_0 表示限幅前 x_{IFFT,n_t} 信号的方差, $f_{x_{IFFT,n_t}}(x) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_0^2}\right)$ 表示概率密度函数。发射的光信号对应的平均电功率为

$$E_s = (\gamma P_{opt})^2, \quad (28)$$

式中 γ 是光电转换因子,不失一般性,设 $\gamma=1$ A/W。

假设 LED 的调制带宽为 B_{LED} , 根据 Nyquist 定理,调制 LED 的符号周期限制为 $1/(2B_{LED})$ ^[23] 那么 MIMO-ACO-OFDM 系统的可达数据速率为 $R = (N_T B_{LED} \log M) / 2$ bit/s。

3.2 MIMO-ACO-OFDM 系统接收端

发送端 N_T 个 LED 同时发射光信号,经过室内 VLC-MIMO 多径信道传输后,接收端 N_R 个 PD 分别检测光信号并转换为电信号,其中第 n_r 个 PD 上得到的电信号为

$$y_{n_r}(t) = \gamma \sum_{n_t=1}^{N_T} h_{n_r,n_t}(t) \otimes x_{LED,n_t}(t) + n_{n_r}(t), \quad (29)$$

式中 $n_{n_r}(t)$ 是背景光噪声和电路热噪声之和,是独立于信号且服从 AWGN^[24]。假设噪声单边功率谱密度为 N_0 , 信号 $y_{n_r}(t)$ 经过 A/D 转换和 S/P 后删除 CP, 由于 CP 的长度大于等于信道冲激响应的长度,那么 (29) 式中的线性卷积变化为循环卷积,可以得到

$$y_{n_r} = \gamma \sum_{n_t=1}^{N_T} \tilde{h}_{n_r,n_t} \cdot x_{LED,n_t} + n_{n_r}, \quad (30)$$

式中 x_{LED,n_t} 和 y_{n_r} 分别表示长度为 N 的发送和接收符号矢量, n_{n_r} 代表噪声矢量, \tilde{h}_{n_r,n_t} 表示多径矢量 h_{n_r,n_t} 所对应的循环矩阵:

$$\tilde{h}_{n_r,n_t} = \begin{pmatrix} h_{n_r,n_t}^{(0)} & 0 & \cdots & h_{n_r,n_t}^{(L_{n_r,n_t}-1)} & h_{n_r,n_t}^{(L_{n_r,n_t}-2)} & \cdots & h_{n_r,n_t}^{(2)} & h_{n_r,n_t}^{(1)} \\ h_{n_r,n_t}^{(1)} & h_{n_r,n_t}^{(0)} & \cdots & 0 & h_{n_r,n_t}^{(L_{n_r,n_t}-1)} & \cdots & h_{n_r,n_t}^{(3)} & h_{n_r,n_t}^{(2)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ h_{n_r,n_t}^{(L_{n_r,n_t}-1)} & h_{n_r,n_t}^{(L_{n_r,n_t}-2)} & \cdots & h_{n_r,n_t}^{(0)} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & h_{n_r,n_t}^{(L_{n_r,n_t}-1)} & \cdots & h_{n_r,n_t}^{(1)} & h_{n_r,n_t}^{(0)} & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & h_{n_r,n_t}^{(L_{n_r,n_t}-2)} & h_{n_r,n_t}^{(L_{n_r,n_t}-3)} & \cdots & h_{n_r,n_t}^{(0)} & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & h_{n_r,n_t}^{(L_{n_r,n_t}-1)} & h_{n_r,n_t}^{(L_{n_r,n_t}-2)} & \cdots & h_{n_r,n_t}^{(1)} & h_{n_r,n_t}^{(0)} \end{pmatrix}. \quad (31)$$

y_{n_r} 信号矢量输入到 N 点 FFT 模块, 输出频域信号:

$$Y_{n_r} = \gamma \sum_{n_t=1}^{N_T} \tilde{\mathbf{F}} \mathbf{h}_{n_r, n_t} \mathbf{x}_{\text{LED}, n_t} + N_{n_r} = \frac{\gamma}{2} \sum_{n_t=1}^{N_T} \mathbf{H}_{n_r, n_t} \mathbf{X}_{\text{MH}, n_t} + \gamma \sum_{n_t=1}^{N_T} \mathbf{H}_{n_r, n_t} \mathbf{N}_{\text{clip}, n_t} + N_{n_r}, \quad (32)$$

式中 N_{clip, n_t} 和 N_{n_r} 分别表示限幅噪声和加性高斯白噪声矢量的傅里叶变换, 变化前后方差不变。 $\mathbf{H}_{n_r, n_t} = \tilde{\mathbf{F}} \mathbf{h}_{n_r, n_t} \mathbf{F}^H$ 表示第 n_t 个 LED 到第 n_r 个 PD 的频域信道响应, 是 $N \times N$ 的对角矩阵, 用 $H_{n_r, n_t}(n)$ 表示其主对角线上的第 n 个元素, $n=0, 1, 2, \dots, N-1$ 。与发送端相对应, 接收端提取 Y_{n_r} 的前一半的奇数子载波信号, 得到长度为 $N/4$ 的提取矢量:

$$\mathbf{Y}_{\text{ex}, n_r} = [Y_{n_r}(1) \quad Y_{n_r}(3) \quad Y_{n_r}(5) \quad \dots \quad Y_{n_r}(N/2 - 1)]^T, \quad (33)$$

式中

$$Y_{n_r}(m) = \frac{\gamma}{2} \sum_{n_t=1}^{N_T} H_{n_r, n_t}(m) X_{\text{MH}, n_t}(m) + N_{n_r}(m), \quad m = 1, 3, \dots, N/2 - 1. \quad (34)$$

因为限幅噪声项不对奇数子载波产生影响, 所以(34)式中去掉了限幅噪声项。空间复用 MIMO 系统中接收端信号除了受到信道噪声干扰外, 还受到多个 LED 数据流之间的干扰, 因此需要 MIMO 检测器来恢复发送信号。因为所有 PD 在提取信号 $\mathbf{Y}_{\text{ex}, n_r}$ 的同时, 发送的子载波间相互混叠干扰, 因此共需要 $N/4$ 个 MIMO 检测器, 其中第 m 个检测器的输入信号为

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_{\text{sd}, m} &= [Y_{\text{ex}, 1}(m) \quad Y_{\text{ex}, 2}(m) \quad Y_{\text{ex}, 3}(m) \quad \dots \quad Y_{\text{ex}, N_R}(m)]^T = \\ &\frac{\gamma}{2} \begin{bmatrix} H_{1,1}(m) & H_{1,2}(m) & \dots & H_{1, N_T}(m) \\ H_{2,1}(m) & H_{2,2}(m) & \dots & H_{2, N_T}(m) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ H_{N_R, 1}(m) & H_{N_R, 2}(m) & \dots & H_{N_R, N_T}(m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1[(m-1)/2] \\ X_2[(m-1)/2] \\ \vdots \\ X_{N_T}[(m-1)/2] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_1(m) \\ N_2(m) \\ \vdots \\ N_{N_R}(m) \end{bmatrix} = \\ &\mathbf{H}_{\text{sd}, m} \mathbf{X}[(m-1)/2] + \mathbf{N}(m), \end{aligned} \quad (35)$$

式中 $m=1, 3, \dots, N/2-1$, $\mathbf{H}_{\text{sd}, m}$ 表示第 m 个 MIMO 检测器的等效传输矩阵, $\mathbf{X}[(m-1)/2]$ 是所有 LED 同时发送的第 $(m-1)/2$ 个 MQAM 符号矢量, $\mathbf{N}(m)$ 表示所有 PD 在第 m 个子载波上的噪声矢量。

线性检测器将除了期望数据流外从别的天线发送的信号都当作干扰, 并以消除或最小化干扰为目的。为了消除信道的影响, 给接收信号乘以一个加权矩阵 \mathbf{W}_m , 即检测符号是接收符号的线性组合。常用的线性检测算法包括 ZF 和 MMSE 检测。

ZF 把由等效传输矩阵 $\mathbf{H}_{\text{sd}, m}$ 引起的干扰强制置零, 所以称为迫零算法。加权矩阵为

$$\mathbf{W}_{\text{ZF}, m} = (\mathbf{H}_{\text{sd}, m}^H \mathbf{H}_{\text{sd}, m})^{-1} \mathbf{H}_{\text{sd}, m}^H, \quad (36)$$

式中 $(\cdot)^{-1}$ 表示矩阵求逆, $\mathbf{W}_{\text{ZF}, m}$ 是 $N_T \times N_R$ 维的加权矩阵。第 m 个 ZF 检测器中的第 n_t 个 LED 对应的发射符号 $X_{n_t}[(m-1)/2]$ 的估计符号为

$$\hat{X}_{\text{ZF}, n_t} \left(\frac{m-1}{2} \right) = \mathbf{W}_{\text{ZF}, m} [n_t, :] \mathbf{Y}_{\text{sd}, m} = X_{n_t}[(m-1)/2] + \mathbf{W}_{\text{ZF}, m} [n_t, :] \mathbf{N}(m), \quad (37)$$

式中 $\mathbf{W}_{\text{ZF}, m} [n_t, :]$ 表示第 m 个 ZF 检测器的加权矩阵的第 n_t 行矢量。ZF 算法中高斯噪声矢量与伪逆矩阵相乘, 噪声可能被放大了, 因此 ZF 算法的抗噪声性能很差。MMSE 检测算法在噪声放大和干扰抑制之间取了两者的折中, 使实际传输信号和线性检测出的信号之间的均方误差值保持最小。MMSE 检测加权矩阵为

$$\mathbf{W}_{\text{MMSE}, m} = (\mathbf{H}_{\text{sd}, m}^H \mathbf{H}_{\text{sd}, m} + N_0 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}_{\text{sd}, m}^H, \quad (38)$$

式中 \mathbf{I} 表示 $N_T \times N_T$ 的单位矩阵。第 m 个 MMSE 检测器中的第 n_t 个 LED 对应的发射符号 $X_{n_t}[(m-1)/2]$ 的估计符号为

$$\begin{aligned} \hat{X}_{\text{MMSE}, n_t} \left(\frac{m-1}{2} \right) &= \mathbf{W}_{\text{MMSE}, m} [n_t, :] \mathbf{Y}_{\text{sd}, m} = \mathbf{W}_{\text{MMSE}, m} [n_t, :] \mathbf{H}_{\text{sd}, m}[:, n_t] X_{n_t}[(m-1)/2] + \\ &\sum_{i=1, i \neq n_t}^{N_T} \mathbf{W}_{\text{MMSE}, m} [n_t, :] \mathbf{H}_{\text{sd}, m}[:, i] X_i[(m-1)/2] + \mathbf{W}_{\text{MMSE}, m} [n_t, :] \mathbf{N}(m), \end{aligned} \quad (39)$$

式中 $\mathbf{W}_{\text{MMSE},m}[n_t, :]$ 表示第 m 个 MMSE 检测器的加权矩阵的第 n_t 行矢量, $\mathbf{H}_{\text{sd},m}[:, i]$ 表示第 m 个检测器的传输矩阵的第 i 列矢量。

最后将 MIMO 检测输出的估计符号输入到 MQAM 解调器, 采用最大似然检测算法, 解调出二进制序列再经过并串转换后恢复出原始信息。MQAM 解调的 BER 理论公式^[25]为

$$P_{\text{b,QAM}} = \frac{2(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M} \ln M} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{3}{2(M-1)}} \Gamma_{\text{SNR}} \right], \quad (40)$$

式中 $\operatorname{erfc}(\cdot)$ 表示误差函数, Γ_{SNR} 代表信噪比, 表示 MQAM 解调器输入的符号能量和噪声之比。

为了保证性能分析与比较的公平性, 假设室内照明情况不变的条件下, 研究 BER 随着发送端的电能量 E_s 与 AWGN 功率谱密度 N_0 之比之间的关系, 这样就可以将信道的差异引入到了性能分析中。

当 ZF 检测时, 输入到第 m 个 MQAM 解调器的估计符号 $\hat{X}_{\text{ZF},n_t}[(m-1)/2]$ 的信噪比为

$$\Gamma_{\text{ZF},n_t} \left(\frac{m-1}{2} \right) = \frac{4\pi E_s}{\gamma^2 N_{\text{T}}^2 \|\mathbf{W}_{\text{ZF},m}[n_t, :]\|^2 N_0} \quad (41)$$

当 MMSE 检测时, 输入到第 m 个 MQAM 解调器的估计符号 $\hat{X}_{\text{MMSE},n_t}[(m-1)/2]$ 的信(干)噪比为

$$\Gamma_{\text{MMSE},n_t} \left(\frac{m-1}{2} \right) = \frac{4\pi E_s |\mathbf{W}_{\text{MMSE},m}[n_t, :]\mathbf{H}_{\text{sd},m}[:, n_t]|^2}{4\pi E_s \sum_{i=1, i \neq n_t}^{N_{\text{T}}} |\mathbf{W}_{\text{MMSE},m}[n_t, :]\mathbf{H}_{\text{sd},m}[:, i]|^2 + \gamma^2 N_{\text{T}}^2 \|\mathbf{W}_{\text{MMSE},m}[n_t, :]\|^2 N_0} \quad (42)$$

式中 $|\cdot|$ 表示绝对值运算, $m=1, 3, \dots, N/2-1$ 。

将 ZF 和 MMSE 的 Γ_{SNR} 代入(40)式可以得到第 n_t 个 LED 对应的第 $(m-1)/2$ 个 MQAM 符号的误码率 $P_{\text{b},n_t}[(m-1)/2]$, 那么系统总的误码率是所有数据流 BER 的平均, 表示为

$$P_{\text{b}} = \frac{4}{N_{\text{T}} N} \sum_{n_t=1}^{N_{\text{T}}} \sum_{m=1, 3, \dots, N/2-1} P_{\text{b},n_t} \left(\frac{m-1}{2} \right) \quad (43)$$

4 数值仿真和分析

在典型的室内环境下, 研究 VLC-MIMO 多径信道模型, 并建立 MIMO-ACO-OFDM 系统 Monte Carlo 分析仿真模型, 对理论分析结果进行仿真验证。假设房间长、宽和高分别为 6、6、4 m, 安装 4 个垂直指向地面的高度为 3.5 m 的 LED 用于照明和通信, LED 阵列组成边长为 $d_{\text{TX}}=1$ m 的正方形, 对角线中心在 O' 点。检测器的高度是 0.85 m, 由 4 个垂直指向屋顶的 PD 组成边长为 $d_{\text{PD}}=0.1$ m 的正方形阵列, 对角线中心在 O'' 点。将室内墙面按照间隔 0.1 m 划分成小反射单元, 其他仿真参数如表 1 所示。

假设 LED 调制带宽为 50 MHz, 那么根据 Nyquist 定理, 发送端调制 LED 的符号周期为 10 ns, 因此当信号时间延迟大于 $T_{\text{sp}}=5$ ns 时就认为发生了 ISI^[23]。因为接收端接收的光功率中 LOS 信道和光信号一次反射约占所有接收光功率的 90%。为计算简单起见, 仿真考虑 LOS 信道和一次反射信道。图 4 为当 PD 的中心坐标为 (3, 3, 0.85) 和 (0.5, 0.5, 0.85) 时, 第 4 个 LED (S_4) 和第 1 个 PD (R_1) 之间的多径衰落信道模型。可以看出, 当 PD 在房间中心时信号时间延迟小, 多径信道的信息路径增益 $h_{1,4}^{(0)}$ (第 1 径) 较大, 多径衰减快; 当 PD 在房间墙角时时间延迟大, 信道矢量衰减较慢, 多径增益相对于信息路径较强。

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

Parameter	Value
LED pitch d_{TX}/m	1
LED modulation bandwidth $B_{\text{LED}}/\text{MHz}$	50
Semi-angle at half power $\theta_{1/2}/(^{\circ})$	60
FOV at a PD $\Psi_{\text{FOV}}(^{\circ})$	80
PD pitch d_{PD}/m	0.1
Detector physical area of a PD A_{R}/cm^2	1
Reflectivity of wall ρ_i	0.8
Reflectivity area of small region $\Delta A / \text{m}^2$	0.01

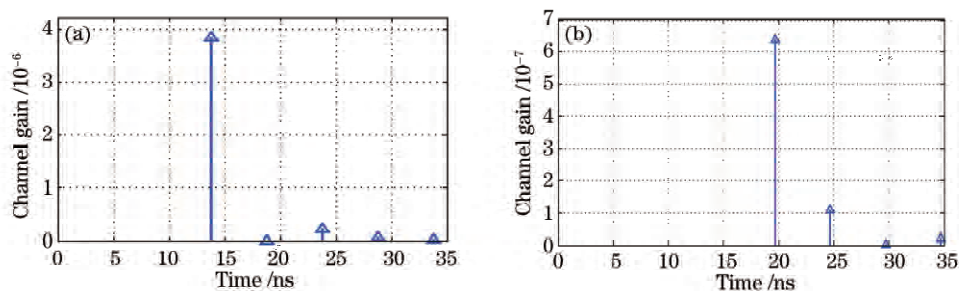


图 4 S_4 和 R_1 之间的多径信道增益。(a) O'' 坐标为(3,3,0.85); (b) O'' 坐标为(0.5,0.5,0.85)

Fig. 4 Multipath channel gain between the fourth LED (S_4) and the first PD (R_1). (a) Centroid of PD is (3,3,0.85); (b) centroid of PD is (0.5,0.5,0.85)

MIMO-ACO-OFDM 系统分别采用正方形星座图的 4QAM、16QAM、64QAM 和 256QAM, IFFT/FFT 长度为 $N=256$, 并考虑 ZF 和 MMSE 检测算法。图 5 为当 PD 阵列的中心坐标在室内 3 个典型位置(3, 3, 0.85)、(0.5, 0.5, 0.85)和(0.5, 1.5, 0.85)时的 MIMO-ACO-OFDM 系统误码率性能。可以看出, 仿真结果和理论值相吻合, 验证了理论分析的正确性; MMSE 检测算法优于 ZF 算法, 但随着 E_s/N_0 逐渐变大, ZF 和 MMSE 检测算法的性能越来越接近; 随着调制阶数的增大, 误码率性能变差, 当调制阶数大于 64 时, ZF 和 MMSE 检测算法的误码性能几乎相同, 调制阶数越小, MMSE 比 ZF 越有优势; 当 PD 在房间中心位置时, 多径增益比较小, 因此性能最好, 而在墙角落时多径增益相对较强, 因此性能最差。

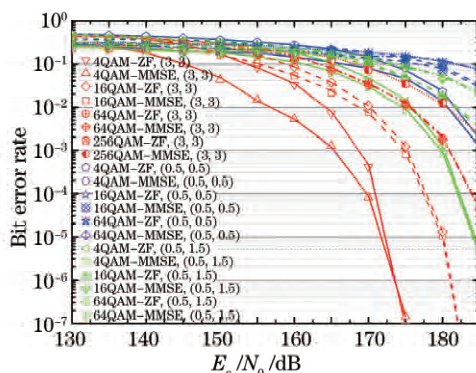


图 5 随着位置变化的 BER 比较(其中标示符代表理论值, 曲线代表仿真结果)

Fig. 5 Comparison of the BER performance with different positions of PD (The lines and markers show simulation and analytical results, respectively)

随着 PD 阵列从房间中心向墙角移动, 接收到的信号路径增益 $h_{n_r, n_t}^{(0)}$ 变小, 因此接收功率减小。为了描述位置变化使接收平均功率的损失, 定义接收的电信号功率的衰减为

$$\mu = 10 \lg \frac{p}{p_{center}}, \quad (44)$$

式中 μ 的单位为 dB, p_{center} 表示 PD 阵列位于房间中心位置时接收到的平均电功率。 p 是在另外位置时接收到的平均电功率可表示为

$$p = \sum_{n_r=1}^{N_R} \left(\gamma \sum_{n_t=1}^{N_T} \frac{\sigma_0}{\sqrt{2\pi}} h_{n_r, n_t}^{(0)} \right)^2. \quad (45)$$

因此 $\mu_{center} = 0$ dB, $\mu_{(0.5, 0.5, 0.85)} = -11.3285$ dB。由图 5 可以看出, 当采用 ZF 检测误码率达到 10^{-3} 时, PD 阵列在位置(0.5, 0.5, 0.85)比在位置(3, 3, 0.85)需要的 E_s/N_0 大 18 dB, 大于接收功率的减少。这是因为靠近墙角落时的多径信道路径衰减慢, 且相对较大, 因此系统性能变差; 而在房间中心时的多径信道路径衰减快, 且相对较小, 因此系统性能好。

图 6 为当 PD 阵列的中心坐标在位置(3, 3, 0.85)、(0.5, 0.5, 0.85)和(0.5, 1.5, 0.85)时, LED 半功率角 $\theta_{1/2}$ 变为 30° 时的误码率性能。可以看出, 当 LED 半功率角变小, PD 阵列在房间中心时光束更会聚, 接收的

光功率更大,那么反射引起的多径信号非常微弱,系统的 BER 性能就越好;随着调制阶数的增大,误码性能变差,当调制阶数大于 64 时,ZF 和 MMSE 检测算法的性能几乎相同;当 PD 移动到(0.5,0.5,0.85)和(0.5,1.5,0.85)时,接收到的光信号很小,误码率几乎不随信噪比的增大而变化,出现了错误平层现象。

图 7 为 PD 的视场角 Ψ_{FOV} 变为 60° 时的 MIMO-ACO-OFDM 系统误码率性能。可以看出,PD 阵列在房间中心时的性能比图 5 所示的 BER 性能要好,计算此时收到的平均电功率 $\mu = 0$ dB,即接收到的信号功率相同,但是视场角变小收到的多径干扰信道增益将变小,性能变好;当靠近墙角落时接收到的信号变弱,性能变差。

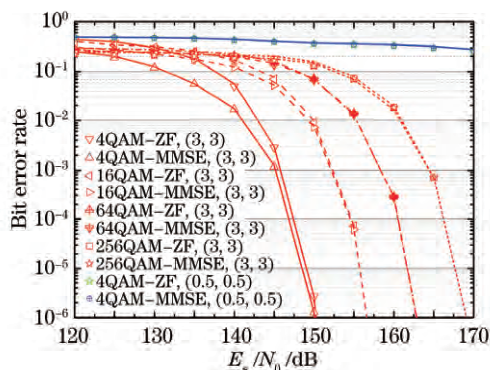


图 6 LED 半功率角等于 30° 时 BER 比较

(其中标示符代表理论值,曲线代表仿真结果)

Fig. 6 Comparison of the BER performance with $\theta_{1/2} = 30^\circ$ (The lines and markers show simulation and analytical results, respectively)

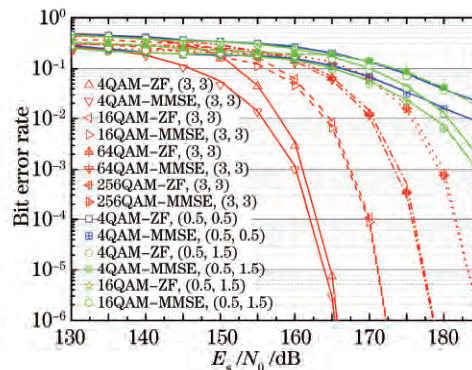


图 7 视场角 $\Psi_{\text{FOV}} = 60^\circ$ 时 BER 比较

(其中标示符代表理论值,曲线代表仿真结果)

Fig. 6 Comparison of the BER performance with $\Psi_{\text{FOV}} = 60^\circ$ (The lines and markers show simulation and analytical results, respectively)

5 结 论

提出了一种室内可见光通信 MIMO 系统多径信道建模的方法,该方法采用递归法计算每一对 LED 和 PD 之间经过多次反射的信道冲激响应,当发送端存在时间弥散性时,以 LED 阵列和 PD 阵列的几何中心点的连线作为等效 LOS 信道,建立了多径信道模型。当 PD 阵列在房间中心时,多径信道的信号增益大,多径信道路径增益衰减很快。但是,当 PD 阵列向墙壁和墙角移动时,反射引起的多径信道路径增益衰减很慢且相对较大。

将 ACO-OFDM 和 MIMO 结合建立了室内可见光 MIMO-ACO-OFDM 通信系统,并推导了采用 ZF 和 MMSE 检测算法时的系统误码率性能理论分析结果。

在多径信道模型下建立了 Matlab 蒙特卡罗仿真模型,仿真结果和理论结果相吻合,验证了理论分析结果的正确性。当 PD 阵列在房间中心时接收到的光功率最大,多径信道衰减快,信道多径分量相对较小,因此误码率性能最好。当 PD 阵列靠近墙和墙角落时,多径信道衰减慢,信道多径分量相对较大,因此误码率性能变差。

在下一步研究中,将进一步量化研究多径分量的相对大小对系统误码率性能损失的影响。

参 考 文 献

- 1 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.
- 2 Song Xiaoping, Zhao Zixu, Chen Kewei, et al.. Visible light communication: Potential applications and challenges[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2015, 52(8): 080004.
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.
- 3 Li H L, Chen X B, Huang B J, et al.. High bandwidth visible light communications based on a post-equalization circuit [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2014, 26(2): 119-122.
- 4 Zeng L, O'brien D, Minh H, 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.
- 5 Nuwanpriya A, Ho S W, Chen C S. Angle diversity receiver for indoor MIMO visible light communications[C]. 2014 Globecom Workshops (GC Wkshps), 2014: 444-449.
- 6 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.
- 7 Wang T Q, Armstrong J. Performance of indoor MIMO optical wireless system using linear receiver with prism array [C]. 2014 Australian Communications Theory Workshop (AusCTW), 2014: 51-56.
- 8 Hong Y, Chen J, Wang Z, *et al.*. Performance of a precoding MIMO system for decentralized multiuser indoor visible light communications[J]. IEEE Photonics Journal, 2013, 5(4): 7800211.
- 9 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.
- 10 Fu Hongshuang, Zhu Yijun. Analysis of the correlation of optical multiple-input multiple-output channel using white LED lighting in indoor line of sight environments[J]. Acta Optica Sinica, 2013, 33(9): 0906002.
付红双, 朱义君. 室内直射环境下白光 LED 的多输入多输出信道相关性分析[J]. 光学学报, 2013, 33(9): 0906002.
- 11 Tran N A, Luong D A, Thang T C, *et al.*. Performance analysis of indoor MIMO visible light communication systems [C]. 2014 IEEE Fifth International Conference on Communications and Electronics (ICCE), 2014: 60-64.
- 12 Tan Jiajie. Research on indoor MIMO visible light communication with white LED[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2011: 63-85.
谭家杰. 室内 LED 可见光 MIMO 通信研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2011: 63-85.
- 13 Deng Lijun, Fan Yangyu. Channel characterization parameters of the non-empty indoor visible light communication based on the three-dimension ray tracing and finite state markov chain[J]. Acta Optica Sinica, 2015, 35(3): 0306002.
邓莉君, 樊养余. 三维射线跟踪和有限状态马尔可夫链的非空室内可见光信道表征参数[J]. 光学学报, 2015, 35(3): 0306002.
- 14 Carruthers J B, Kahn J M. Multiple-subcarrier modulation for nondirected wireless infrared communication[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1996, 14(3): 538-546.
- 15 Armstrong J, Lowery A. Power efficient optical OFDM[J]. Electronics Letters, 2006, 42(6): 370-372.
- 16 Armstrong J, Schmidt B. Comparison of asymmetrically clipped optical OFDM and DC-biased optical OFDM in AWGN [J]. IEEE Communications Letters, 2008, 12(5): 343-345.
- 17 Azhar A H, Tran T A, O'Brien D. Demonstration of high-speed data transmission using MIMO-OFDM visible light communications[C]. 2010 IEEE GLOBECOM Workshops (GC Wkshps), 2010: 1052-1056.
- 18 Azhar A H, 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.
- 19 Yan F, Wang Y, Shao Y, *et al.*. Experimental demonstration of sub-carrier multiplexing-based MIMO-OFDM system for visible light communication[C]. 2012 18th Asia-Pacific Conference on Communications (APCC), 2012: 924-926.
- 20 González O, Rodríguez S, Pérez-Jiménez R, *et al.*. Multi-user adaptive orthogonal frequency-division multiplexing system for indoor wireless optical communications[J]. IET Optoelectronics, 2007, 1(2): 68-76.
- 21 Barry J R, Kahn J M, Krause W J, *et al.*. Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1993, 11(3): 367-379.
- 22 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.
- 23 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.
- 24 Kahn J M, Barry J R. Wireless infrared communications[J]. Proceedings of the IEEE, 1997, 85(2): 265-298.
- 25 Kyongkuk C, Dongweon Y. On the general BER expression of one-and two-dimensional amplitude modulations[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(7): 1074-1080.