

文章编号: 1000-7032(2016)02-0242-08

室内 MIMO 可见光通信的接收特性

车晓杰¹, 梁忠诚^{1*}, 刘学明^{1,2}

(1. 南京邮电大学 光电工程学院, 江苏 南京 210023; 2. 南京晓庄学院 物理与电子工程学院, 江苏 南京 211171)

摘要: 建立了一种基于 MIMO 的室内二次反射可见光通信的信道模型。通过模型仿真, 从不同位置处接收面上探测器的不同间距、不同面积以及接收面横向、纵向旋转方面, 分析了室内 MIMO 可见光通信的接收特性。仿真结果表明, 在满足信号可恢复的条件下, 接收面探测器间距 d 的变化对光信号接收的影响很小, 不同接收位置的接收信噪比(SNR)也呈现不同的分布。另外, 接收面横向旋转不会影响光信号接收, 而纵向旋转具有一定的限制范围。

关键词: 光通信; 可见光通信; MIMO; 多径反射

中图分类号: TN929.1 文献标识码: A DOI: 10.3788/fjxb20163702.0242

Receiving Characteristics of Indoor MIMO Visible Light Communication

CHE Xiao-jie¹, LIANG Zhong-cheng^{1*}, LIU Xue-ming^{1,2}

(1. School of Optoelectronic Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210023, China;

2. School of Physics and Electronic Engineering, Nanjing Xiaozhuang University, Nanjing 211171, China)

* Corresponding Author, E-mail: zeliang@njupt.edu.cn

Abstract: An indoor MIMO visible light communication system based on secondary reflection was proposed in this paper. Through model simulation, with the change of different spacing and different size of detectors on receiving surface at different position and different horizontal or vertical rotation of receiver, the receiving characteristics of indoor MIMO visible light communication were analyzed. The simulation results demonstrate that the changes of the detector spacing on receiving surface have little effect to the receiving optical signal, under the condition of signal can be recovered. SNR has different distribution when receiver is placed at different position. Moreover, the horizontal rotation of receiver has no effect on receiving optical signal, but the vertical rotation has a certain rotation range.

Key words: optical communication; visible light communication; multiple input multiple output; multipath reflection

1 引 言

自 LED 问世以来, 由于其功耗低、使用寿命长、节能环保的优点, 已逐步取代传统的灯具成为照明光源的主流^[1-3]。另外, 白光 LED 还具有响应灵敏度高的特点, 可以实现照明兼通信的双重

功能^[4]。近年来, 随着可见光通信的研究与发展, 被称为“Li-Fi”的室内可见光通信技术展现出巨大的应用前景, 将成为解决室内最后一米通信的关键技术^[5-6]。然而, 目前室内可见光通信技术的白光 LED 调制速率较低, 调制带宽仅有几兆赫兹。因此, 2009 年牛津大学的 Brien 等^[7]提出

了基于MIMO(Multiple input multiple output)的室内可见光通信系统。MIMO即多输入多输出,利用多个发射端同时发射信号,多个接收端同时接收,可以在不增加额外发射功率和带宽的前提下,有效提高室内可见光通信系统的传输带宽和通信速率^[8]。

目前,国内外大多数文献的研究热点是在室内可见光通信的发射端的调制方式和接收端的解调方式^[9],但其系统实验中很多仅考虑了直射链路,而很少考虑到室内传输信道中多径反射的影响,或只考虑了室内一次反射的情况^[10-11]。现在,对于室内可见光通信的信道特性研究还相对较少,南京邮电大学的于庆龙对室内可见光通信进行了二次反射情况下的辐射模型分析^[12],但反射模型采用的是镜面对称反射,与实际的墙面漫反射情况相差较大。

本文给出一种基于MIMO的室内二次漫反射的可见光通信信道模型,并基于非成像式接收,分析了在探测器间距和尺寸变化、接收位置变化以及接收面横、纵向旋转时,室内MIMO可见光通信的接收特性。

2 信道模型

MIMO系统的信道模型原理如图1所示,利用多个发射端 N_T 同时发射信号,多个接收端 N_R 同时接收,共 $N_T \times N_R$ 个信道, h_{ij} 表示每一路的信道增益。而当 $N_T = N_R = N$ 时,即为 $N \times N$ 的MIMO系统。

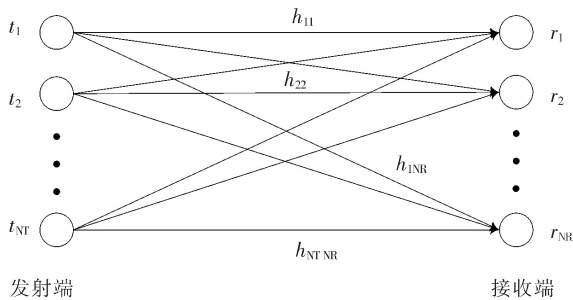


图1 MIMO系统信道模型

Fig. 1 Channel model of MIMO system

考虑一般室内模型和室内光照度的均匀分布,选取 $5\text{ m} \times 5\text{ m} \times 3\text{ m}$ 的室内作为MIMO可见光通信的二次反射模型。如图2所示, 2×2 的LED阵列($L_1 \sim L_4$)用于室内照明,并且4个LED发射端可以同时进行光信号的发送,由接收端上

2×2 的探测器进行光信号接收。我们考虑了室内二次反射的情况,每个探测器可以接收到4个不同LED发射端的直射、一次反射和二次反射信号。图2中实线表示直射链路,虚线表示一次反射链路,点线表示二次反射链路。为分析室内MIMO可见光通信的接收特性,首先对SISO(Single input single output)模型进行分析。

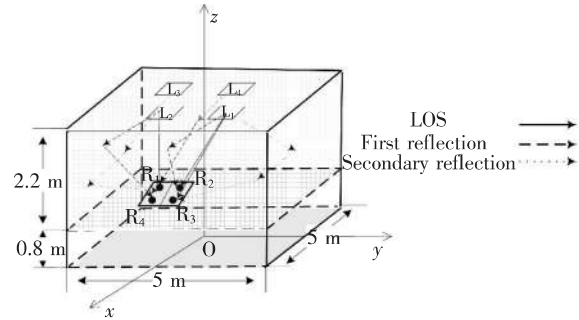


图2 室内MIMO可见光通信二次反射模型示意图

Fig. 2 Model room of indoor MIMO visible light communication under secondary reflection

2.1 SISO可见光通信信道

本文基于朗伯辐射模型进行建模,对于SISO的信道模型,到达接收端的直射信号光功率 $P_r^{(0)}$ ^[13-14]为:

$$P_r^{(0)} = P_t H^{(0)}(0; S, R), \quad (1)$$

其中, P_t 是LED的平均发射光功率, $H^{(0)}$ 为LED光源S和接收端R之间的直射信道增益,可以被表示为:

$$H^{(0)}(0; S, R) = \frac{A_r(m+1)}{2\pi d_0^2} \cos^m(\varphi_0) \cos(\theta_0) g(\theta_0) \text{rect}\left(\frac{\theta_0}{\theta_{\text{FOV}}}\right), \quad (2)$$

其中, m 为朗伯辐射阶数, d_0 为光源S与接收端R之间的距离, A_r 为接收端的区域面积, φ_0 为光源辐射角, θ_0 为接收端的接收角, θ_{FOV} 为接收端探测器的视场角, $g(\theta_0)$ 为探测器的光集中增益。

由直射链路的信道增益 $H^{(0)}$,可以推出反射情况下的信道增益 H_{ref} 的表达式:

$$H_{\text{ref}}(0; S, R) = \sum_{r=1}^k H^r(0; S, R), \quad (3)$$

其中, k 表示反射阶数,第 k 阶反射信道增益为:

$$H^{(k)}(0; S, R) = \sum_{l=1}^N H^{(k-1)}(0; S, R) H^{(0)}(0; \delta_l, R), \quad (4)$$

其中, N 表示反射点的数量, δ_l 表示反射点,

$H^{(0)}(0; \delta_i, R)$ 可以由公式(2)得到。

由上述分析可得二次反射下,室内 SISO 可见光通信的接收端光功率 P_r :

$$P_r = \sum_{k=0}^2 P_r^{(k)} = P_l H^{(0)}(0; S, R) + P_l H^{(1)}(0; S, R) + P_l H^{(2)}(0; S, R), \quad (5)$$

其中, $H^{(0)}$ 、 $H^{(1)}$ 、 $H^{(2)}$ 分别表示直射、一次反射、二次反射的信道增益。

2.2 MIMO 可见光通信信道

经过对 SISO 信道模型的分析,可得出 $N \times N$ 的 MIMO 可见光通信的信道增益矩阵 \mathbf{H} :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \cdots & h_{NN} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

其中, h_{ij} 表示第 i 个探测器与第 j 个 LED 之间的信道增益, $h_{ij} = \sum_{k=0}^2 H_{ij}^{(k)}$ 。

那么接收端探测器的接收光功率:

$$P_r = \mathbf{H}P_l + N, \quad (7)$$

其中, $P_l = [P_{l1}, P_{l2}, \dots, P_{lN}]^T$ 为 N 个 LED 阵列的发射功率, \mathbf{H} 为信道增益矩阵, $N = [n_1, n_2, \dots, n_N]^T$ 为 N 个接收端的噪声方差, $[\dots]^T$ 表示矩阵的转置。

噪声方差 n_i [15], 可以表示为:

$$n_i = \sigma_{\text{shot}}^2 + \sigma_{\text{amp}}^2 = 2qr_x(P_{li} + P_n)I_2R_b + i_{\text{amp}}^2B_a, \quad (8)$$

其中, q 为电荷密度; r_x 为探测器的响应度 (A/W); P_n 为背景光噪声功率; B_n 为噪声带宽, $B_n = I_2R_b$; I_2 为噪声带宽因子, R_b 为通信速率; i_{amp} 为放大器噪声; B_a 为放大器噪声带宽。

在实际接收端探测器接收的光信号中,有效的光信号 Y_u 为该探测器对应 LED 发射端的直射链路信号,而其余 LED 的直射信号及所有 LED 的一次、二次反射均被作为背景光噪声。因此,有效的接收光信号可以表示为:

$$Y_u = [y_{u1}, y_{u2}, \dots, y_{uN}]^T = [P_{l1}H_{11}^{(0)}, P_{l2}H_{22}^{(0)}, \dots, P_{lN}H_{NN}^{(0)}]^T, \quad (9)$$

其中, $H_{ii}^{(0)}$ 为第 i 个探测器与第 i 个 LED 间的直射信道增益。

由上述可以得出探测器 R_i 的信噪比(K_{SNR}) [14-16]:

$$K_{\text{SNR}} = \frac{(r_x \cdot y_{ui})^2}{n_i}, \quad (10)$$

公式(10)中 y_{ui} 为探测器 R_i 上的有效接收光功率。

对应信噪比(SNR)与误码率(BER)的关系,可得误码率(K_{BER})的公式:

$$K_{\text{BER}} = Q(\sqrt{K_{\text{SNR}}}), \quad (11)$$

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

基于上述信道模型的分析,由式(9)、(10)可知,当 MIMO 的 $N \times N$ 信道数增加后,每个探测器除了对应 LED 发射端的信号外,邻道信号干扰及多径反射干扰增强,接收信噪比将下降,误码率将增大。另外,由整个室内均方根时延分布 [12] 可知,在高通信速率下,室内二次反射会产生信号干扰。因此,为保证室内可见光通信的有效性(传输速率)和可靠性(误码率),本文选取在室内通信速率为 500 Mbit/s。通过对室内 4×4 MIMO 可见光通信系统的不同接收面位置、不同探测器间距 d 、不同探测器尺寸及接收面横向、纵向旋转时的接收特性进行分析,来探究室内 MIMO 可见光通信的一般性规律。

3 接收位置与接收特性的关系

室内的接收位置变化如图 3(a) 所示,为室内俯视图,柱坐标系 XYZ ; 图 3(b) 为探测器接收面,接收面中心 P 的坐标为 (ρ, θ, z) ,且在以室内中心为圆心的不同半径的同心圆上进行移动。图 3(a) 中 $L_1 \sim L_4$ 分别表示各 LED 发射端位置,而 A、B、C 为室内 3 个特殊位置,即室内中心、某个 LED 灯

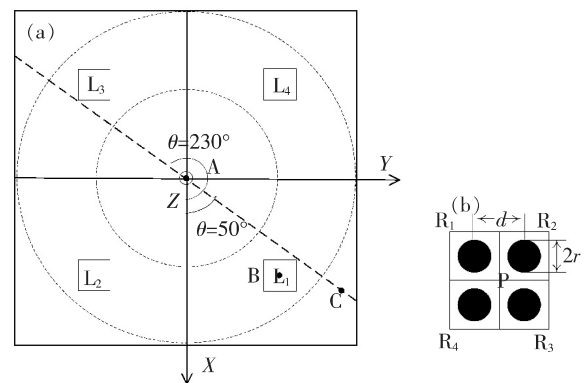


图 3 接收位置变化。(a) 接收位置分布; (b) 接收面的探测器分布。

Fig. 3 Change of receiving position. (a) Distribution of receiving position. (b) Distribution of detector on receiving plane.

下以及室内边缘处。为排除室内模型的对称性位置分布且考虑室内墙角位置,选取接收面移动位置如图3(a)虚线所示,运动直线与X轴正半轴夹角 $\theta = 50^\circ$,且经过 $(3, 230^\circ, 0.8)$, $(0, 0^\circ, 0.8)$, $(3, 50^\circ, 0.8)$ 。为便于分析,当接收面在 $\theta = 50^\circ$ 上移动时,设接收面距室内中心距离为正;而接收面在 $\theta = 230^\circ$ 上移动时,设接收面距室内中心距离为负。

本文中建模的具体仿真参数如表1所示。

表1 室内 MIMO 可见光通信系统参数

Tab. 1 Parameters of Indoor MIMO visible light communication system

Parameters	Values
Room sizes/(m × m × m)	5 × 5 × 3
Vertical distance from ground to receiving plane, h/m	0.8
Average transmitted power per LED array, P_t/W	3
Semi-angle at half illuminance, $\varphi_{1/2}/(^\circ)$	60°
Number of LEDs per array	2 × 2
Receiving area of detector, dA/cm^2	$0.5^2 \pi$
Reflective index of the wall, η	0.8
Field of view at the receiver, $\psi_c/(^\circ)$	70°
Refractive index of the optical concentrator, n	1.5
Responsivity of the detector, $r_x/(A \cdot W^{-1})$	0.53
Photocurrent density of ambient light, $x_{amb}/(A \cdot m^{-2})$	80.83
Amplifier noise density, $i_{amp}/(pA \cdot Hz^{-1/2})$	5
Noise-bandwidth factor, I_2	0.62
Amplifier bandwidth, B_a/MHz	50
Charge density, q/C	1.6×10^{-19}

3.1 探测器间距及尺寸

接收面上探测器之间的间距 d 和探测器光敏面接收半径是接收面尺寸设计的重要因素。因此,对于室内不同位置处,我们首先分析在不同探测器间距下,各路探测器的接收误码率情况。图4给出了不同位置、不同探测器间距下各探测器误码率(K_{BER})以及对应位置的最大与最小的误码率差值 ΔK_{BER} 。可以看出,同一位置,不同探测器间距下,各路探测器的误码率变化相对很小,误码率差值最大是出现在墙角处,对于探测器 R_1 、 R_3 , $\Delta K_{BERmax} \approx 18.3 \times 10^{-3}$,而探测器 R_2 、 R_4 , $\Delta K_{BERmax} \approx$

1.41×10^{-4} 。由此,可以得知探测器间距 d 无需很大,接收面制作尺寸可以尽量小。为有利于接收系统的可集成化,探测器间距 d 可限定在 $0.01 \sim 0.05$ m范围内。

实际上,探测器间距受限于探测器光敏面的

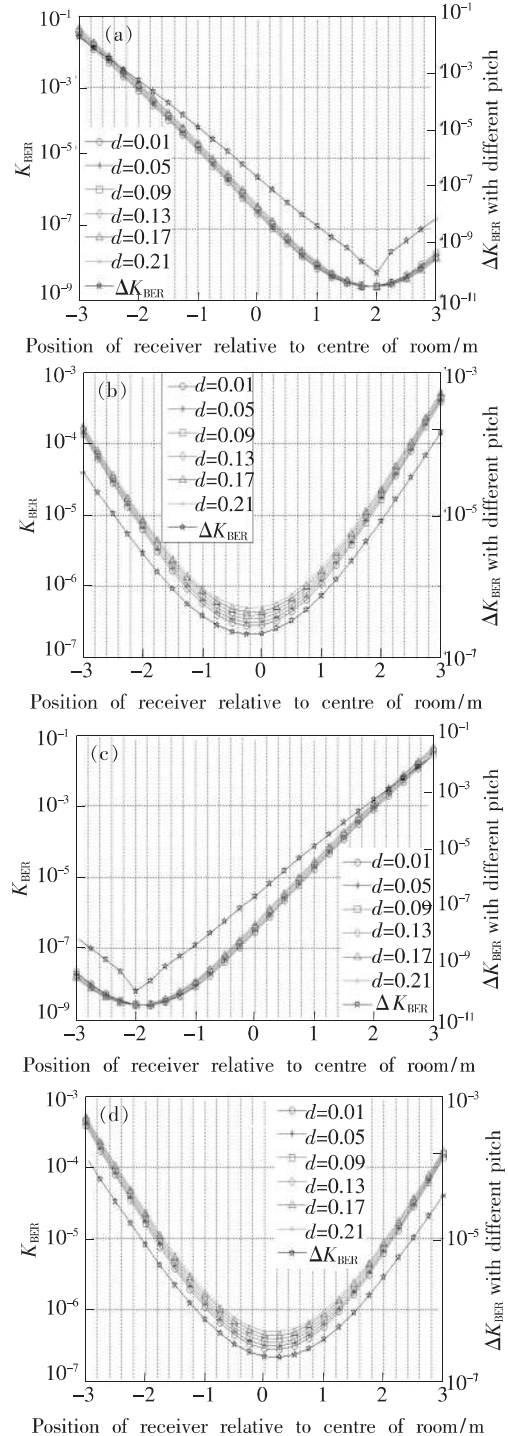


图4 不同间距 d 的各路探测器的接收误码率。(a) R_1 ; (b) R_2 ; (c) R_3 ; (d) R_4 。

Fig. 4 BER of each detector for different pitch d . (a) R_1 . (b) R_2 . (c) R_3 . (d) R_4 .

面积大小,因此,我们考虑了接收面在室内中心位置时,且满足图 3(b)中间距 $d \geq 2r$ 的不同探测器

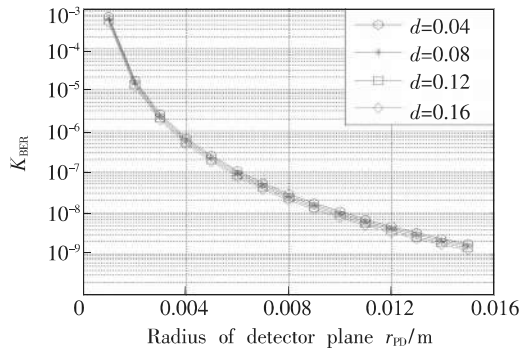


图 5 不同探测器半径尺寸接收误码率

Fig. 5 BER of detector for different radius

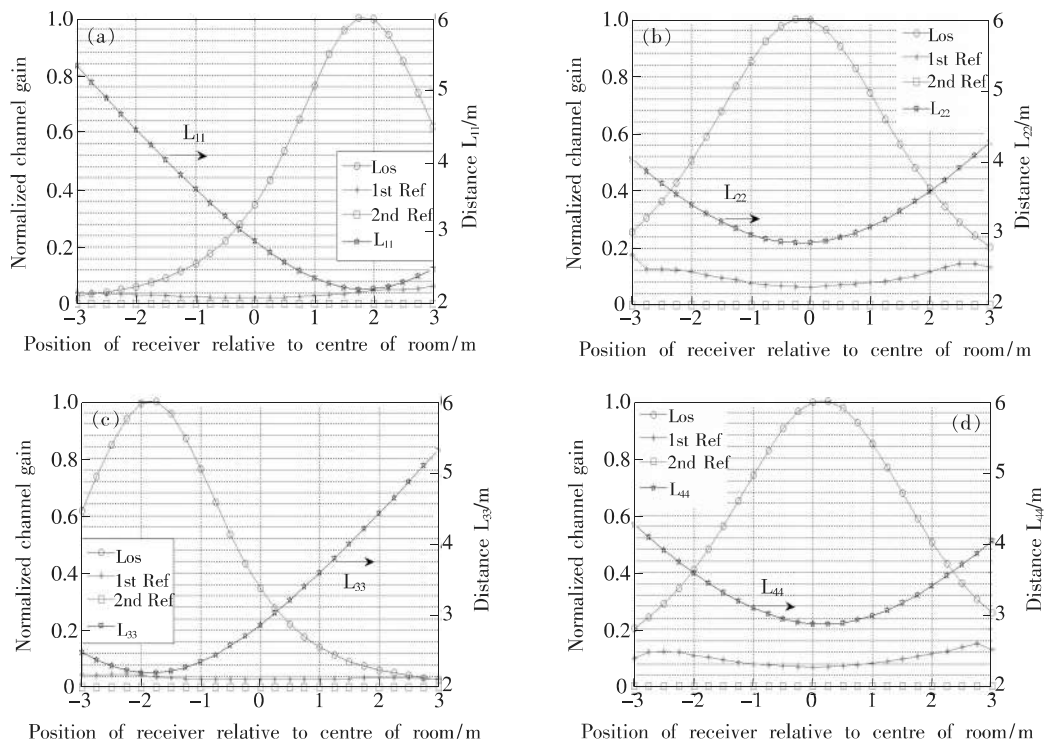


图 6 $d=0.02$ m 时,不同位置处各路探测器的归一化信道增益。(a) R_1 ; (b) R_2 ; (c) R_3 ; (d) R_4 。

Fig. 6 Normalized channel gain of each detector for different position, $d=0.02$ m. (a) R_1 . (b) R_2 . (c) R_3 . (d) R_4 .

从图 6 可以看出,各路探测器直射信道增益随室内移动变化很大,而一次反射和二次反射变化幅度相对较小,且二次反射影响甚微。接收面在室内移动过程中,各探测器在靠近对应 LED 时,即 L_{ii} ($i=1,2,3,4$) 最小时,直射信道增益达到最大值,接收光信号最强,一次反射相对直射信道增益的占比约为 4%;而在室内墙角处,即 L_{ii} 最大时,一次反射信道增益相对直射信道增益的占比上升至 50%,甚至 100%,使接收光信号难以恢复。

尺寸接收误码率情况。从图 5 中可以看出,在不同间距下,随着探测器接收半径的增大,接收误码率呈减小趋势。该结论与公式(2)相对应,当探测器有效接收面 A_r 增大时,直射信道增益增大,有效接收光信号增强,信噪比提高,误码率下降。

3.2 归一化的信道增益

经分析,探测器间距 d 对室内 MIMO 可见光通信的接收信号影响很小。因此,本文选取探测器间距 $d=0.02$ m,在不同接收位置处,基于直射接收信号,对各路探测器的直射、一次反射及二次反射信号进行信道增益归一化分析。

3.3 信噪比与误码率

基于图 6 中的分析,随着探测器接收面向墙角处移动,一次反射干扰明显增大,严重影响接收光信号的恢复。由图 7 可以看出,在不产生严重误码、各路探测器均满足误码率 $K_{BER} \leq 10^{-3}$ 的情况下^[17],对于一次反射的影响范围,在接收面未旋转时,接收光信号的有效接收范围约在以室内中心为圆心的 2 m 范围内。但对于各路探测器满足误码率 $K_{BER} \leq 10^{-6}$ 的情况时,接收光信号的有效接收范围将严重缩小,即以室内中心为圆心约

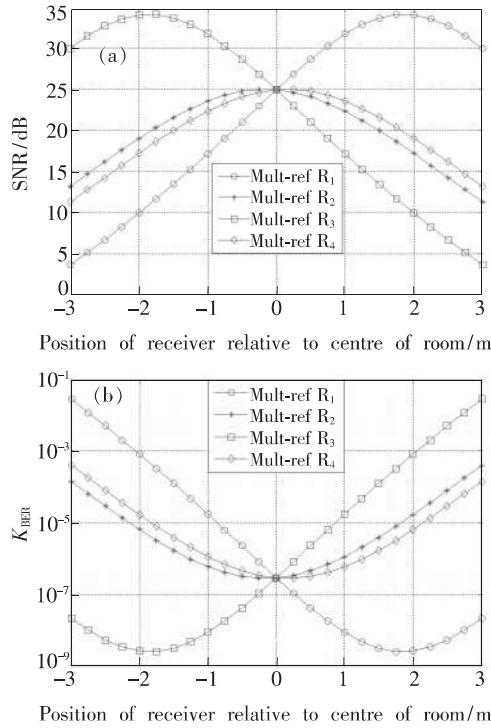


图7 不同位置处各路探测器的信噪比和误码率。(a) 信噪比;(b) 误码率。

Fig.7 SNR and BER of each detector for different position. (a) SNR. (b) BER.

0.3 m 范围内。因此,由图 6 和图 7 的分析可知,在室内通信速率为 500 Mbit/s 时,一次反射对接收光信号的影响不可忽略,二次反射影响很小,暂可不予考虑。

4 接收面旋转与接收特性的关系

室内接收面的旋转分为接收面横向旋转和纵向旋转。将整个室内分为室内实验室坐标系 XYZ 和接收面局部坐标系 $X'Y'Z'$,未进行旋转时, X 和 X' 、 Y 和 Y' 、 Z 和 Z' 分别方向一致。对于接收面横向和纵向旋转,进行如下说明。

横向旋转:逆着 Z' 轴看去,接收面绕 Z' 轴逆时针旋转,旋转后 X' 与 X 轴所成夹角为横向旋转角 θ_H ($0^\circ \sim 360^\circ$)。未横向旋转时, $\theta_H = 0^\circ$ 。

纵向旋转:逆着 X' 轴看去,接收面绕 X' 轴旋转,旋转后 Z' 与 Z 轴所成夹角为纵向旋转角 θ_V ($-90^\circ \sim 90^\circ$),顺时针旋转 θ_V 为正,逆时针旋转 θ_V 为负。未纵向旋转时, $\theta_V = 0^\circ$ 。

如图 2 所示,我们选取室内中心 A ($0, 0^\circ, 0.8$)、LED1 灯下 B ($1.3\sqrt{2}, 45^\circ, 0.8$)、室内边缘处 C ($3, 50^\circ, 0.8$) 作为接收面横、纵向旋转的位置。对于 3 个位置分别进行接收面横向旋转

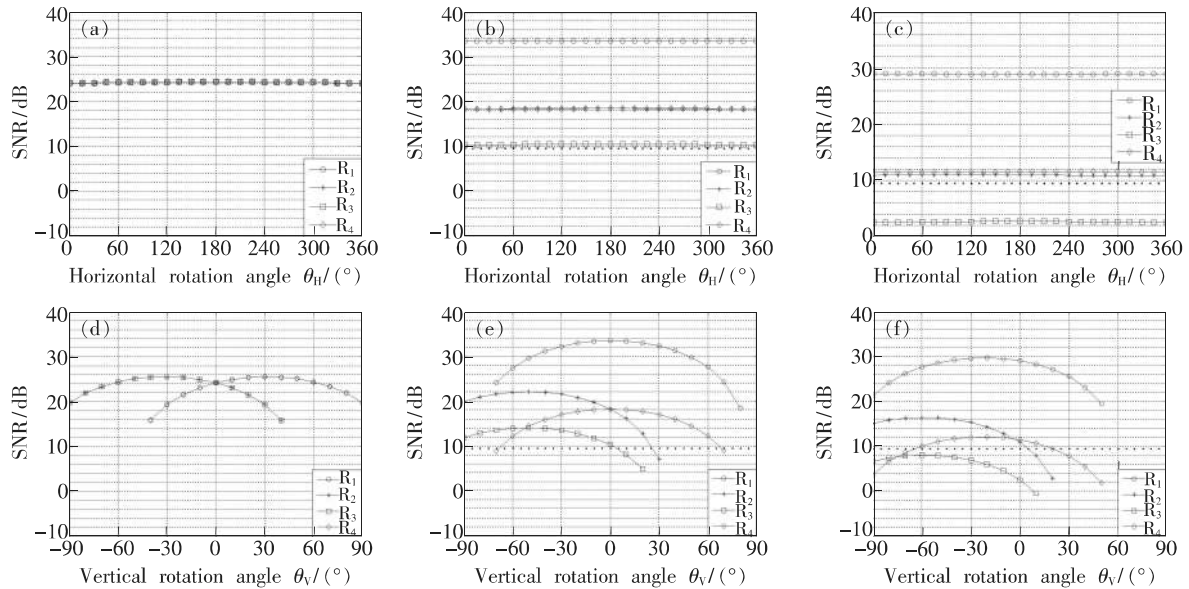


图8 各路探测器的信噪比随接收面横向、纵向旋转的变化。(a) A ($0, 0^\circ, 0.8$) 横向旋转;(b) B ($1.3\sqrt{2}, 45^\circ, 0.8$) 横向旋转;(c) C ($3, 50^\circ, 0.8$) 横向旋转;(d) A ($0, 0^\circ, 0.8$) 纵向旋转;(e) B ($1.3\sqrt{2}, 45^\circ, 0.8$) 纵向旋转;(f) C ($3, 50^\circ, 0.8$) 纵向旋转。

Fig.8 SNR of each detector changed with horizontal and vertical rotation. (a) Horizontal rotation of A ($0, 0^\circ, 0.8$). (b) Horizontal rotation of B ($1.3\sqrt{2}, 45^\circ, 0.8$). (c) Horizontal rotation of C($3, 50^\circ, 0.8$). (d) Vertical rotation of A($0, 0^\circ, 0.8$). (e) Vertical rotation of B ($1.3\sqrt{2}, 45^\circ, 0.8$). (f) Vertical rotation of C($3, 50^\circ, 0.8$), respectively.

$\theta_H(0^\circ \sim 360^\circ)$ 、纵向旋转 $\theta_V(-90^\circ \sim 90^\circ)$ 。

从图 8 可以看出,当接收面横向旋转时,各路探测器接收信噪比无明显变化;而在接收面纵向旋转时,各路探测器的接收信噪比变化很大,且在极端的 -90° 、 90° 时,部分探测器甚至所有探测器的接收信噪比为 0,即无法接收信号。由于室内中心是极具对称性的位置,故出现各路探测器信噪比重叠的现象。在满足信号不严重误码的条件下($K_{\text{SNR}} \leq 9.5$ dB),室内中心的纵向旋转 θ_V 约为 $-40^\circ \sim 40^\circ$;在 LED 灯下时,纵向旋转 θ_V 约为 $-70^\circ \sim 0^\circ$;而在室内墙角时,不论是横向旋转还是纵向旋转,总有一路探测器不满足可恢复的接收信噪比条件。

5 结 论

构建了一种基于 MIMO 的室内二次漫反射的可见光通信信道模型。通过仿真分析,得出结论认为接收面探测器间距对光信号接收影响很小,可以在保证探测器有效接收面积的前提下,将接收面的尺寸设计尽量减小,以达到集成化的效果。

在接收面未旋转时,接收面随着向室内边缘或墙角靠近,各路探测器的一次反射相对直射信道增益的占比在不断增大,由 4% 增大至 50%,甚至 100%,一次反射干扰明显增强;而二次反射信道增益基本维持不变,且占比很小,故可忽略其影响。另外,由室内各位置的接收信噪比分析情况,可以得知在满足各路探测器误码率在 $K_{\text{BER}} \leq 10^{-3}$ 和 $K_{\text{BER}} \leq 10^{-6}$ 的情况下,接收光信号的有效接收范围分别为在以室内中心为圆心的 2 m 和 0.3 m 范围内。接收面旋转会提高或降低各路探测器的接收信噪比,且在满足接收信噪比在 9.5 dB 以上时,各位置下的接收面具有一定的旋转范围。

该模型仿真是基于室内非镜面对称的二次漫反射进行构建,并对探测器间距和尺寸、室内位置分布及接收面旋转对接收信号的影响分别进行分析。结果表明,在探测器有效接收面积下,可以尽量减小探测器间距,二次反射影响可以忽略,但一次反射需要予以考虑。同时,经过分析对探测器接收面的旋转也给出了一定的限制范围。

参 考 文 献:

- [1] KOMINE T, NAKAGAWA M. Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights [J]. *IEEE Trans. Consum. Electron.*, 2004, 50(1):100-107.
- [2] 丁德强,柯熙政. 一种通用白光 LED 数学发光模型研究 [J]. *光学学报*, 2010, 30(9):2536-2540.
DING D Q, KE X Z. Research on generalized mathematic radiation model for white LED [J]. *Acta Opt. Sinica*, 2010, 30(9):2536-2540. (in Chinese)
- [3] 王俊波,谢秀秀,曹玲玲,等. 室内可见光通信中的分数间隔均衡技术 [J]. *光学精密工程*, 2012, 20(1):24-30.
WANG J B, XIE X X, CAO L L, et al. Fractionally spaced equalizer for indoor visible light communication system [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2012, 20(1):24-30. (in Chinese)
- [4] 张建昆,杨宇,陈弘达. 室内可见光通信调制方法分析 [J]. *中国激光*, 2011, 38(4):0405003.
ZHANG J K, YANG Y, CHEN H D. Modulation scheme analysis of indoor visible light communications [J]. *Chin. J. Lasers*, 2011, 38(4):0405003. (in Chinese)
- [5] 张妥,梁忠诚,刘学明,等. 基于 MIMO 的可见光通信中的信道均衡 [J]. *光通信技术*, 2015(6):57-59.
ZHANG T, LIANG Z C, LIU X M, et al. Channel equalization in the visible-light communication based on MIMO [J]. *Opt. Commun. Technol.*, 2015(6):57-59. (in Chinese)
- [6] 黄星星,李荣玲,王源泉,等. 基于 MIMO 技术的可见光通信模型和技术分析 [J]. *光通信研究*, 2013, 39(6):55-57.
HUANG X X, LI R L, WANG Y Q, et al. Models of MIMO technology-based visible light communication and their technical analysis [J]. *Study Opt. Commun.*, 2013, 39(6):55-57. (in Chinese)
- [7] O'BRIEN D C. Multi-input multi-output (MIMO) indoor optical wireless communications [C]. *Proceedings of Conference Record of The Forty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove*, 2009:1636-1639.
- [8] JU Q Q, LIANG Z C, LIU X M, et al. Aspheric lens based imaging receiver for MIMO visible light communication [C]. *Proceedings of SPIE—The International Society for Optical Engineering, Beijing*, 2014, 9270:927012.

- [9] 喻晓. MIMO-VLC 通信系统多径信道特性研究 [D]. 上海: 华东理工大学, 2014.
YU X. *Study of The MIMO Visible Light Communication System's Characteristics of Multipath Channel* [D]. Shanghai: East China University of Science and Technology, 2014. (in Chinese)
- [10] SAHA N, JANG Y M. Analysis of imaging diversity for MIMO visible light communication [C]. *Proceedings of The 6th International Conference on Ubiquitous and Future Network (ICUFN)*, Shanghai, 2014:29-34.
- [11] NGUYEN H Q, CHOI J, KANG M, *et al.*. A MATLAB-based simulation program for indoor visible light communication system [C]. *Proceedings of The Seventh International Symposium on Communication Systems Networks and Digital Signal Processing, Newcastle upon Tyne*, 2010:537-541.
- [12] 杨森, 于庆龙. 可见光通信中白光 LED 阵列光源的光功率分布研究 [J]. 科技促进发展, 2012(9):115-120.
YANG S, YU Q L. Studies on the optical power distribution of the white LED array source in the visible light communication [J]. *Sci. Technol. Dev.*, 2012(9):115-120. (in Chinese)
- [13] DING J P, JI Y F. Evolutionary algorithm-based optimisation of the signal-to-noise ratio for indoor visible-light communication utilising white light-emitting diode [J]. *IET Optoelect.*, 2012, 6(6):307-317.
- [14] 郭树旭, 臧玲玲, 韩明珠, 等. 可见光通信的间隔多脉冲位置调制 [J]. 光学精密工程, 2014, 22(7):1760-1765.
GUO S X, ZANG L L, HAN M Z, *et al.*. Interval pulse position modulation in visible light communication [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2014, 22(7):1760-1765. (in Chinese)
- [15] ZENG L B, O'BRIEN D, LE-MINH H, *et al.*. Improvement of data rate by using equalization in an indoor visible light communication system [C]. *Proceedings of The Fourth IEEE International Conference on Circuits and Systems for Communications, Shanghai*, 2008:678-682.
- [16] 李履信, 沈建华. 光纤通信系统 [M]. 第2版. 北京: 机械工业出版社, 2007:87-115.
LI L X, SHEN J H. *Fiber Optic Communication System* [M]. 2nd ed. Beijing: China Machine Press, 2007:87-115. (in Chinese)
- [17] 樊昌信, 曹丽娜. 通信原理 [M]. 第6版. 北京: 国防工业出版社, 2006.
FAN C X, CAO L N. *Communication Theory* [M]. 6th ed. Beijing: National Defense Industry Press, 2006. (in Chinese)



车晓杰(1991-),男,江苏南京人,硕士研究生,2013年于南京邮电大学获得学士学位,主要从事光通信及光信号处理方面的研究。
E-mail: 15651632773@163.com



梁忠诚(1958-),男,江苏淮阴人,教授,2001年于中国科学技术大学获得博士学位,德国柏林自由大学、美国加州理工学院访问学者,主要从事光信息存储技术、无线光通信技术、微流控光电子技术等方面的研究,出版专著《有限粒子系统的物理基础》。
E-mail: zcliang@njupt.edu.cn